

TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI

Elektrik - Elektronik
Bilgisayar Mühendisliği
8. Ulusal Kongresi
6 -12 Eylül 1999

 Gaziantep

*M



TRİMOB Elektrik Mühendisleri Odası
Gaziantep Şubesi

Gaziantep Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

25. YIL

TÜBİTAK

Yayımlayanlar:

Gaziantep Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi

Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü
27310/GAZİANTEP

Elektrik Mühendisleri Odası
Gaziantep Şubesi

TÜBİTAK

ISBN 975 - 7375 - aş>I (rk) --at - 7 (ic)

Yayın Hakkı # İ ^ Ö , İSaziantepe Üniversitesi, EMÖ, TÜBİTAK

Her hakkı mahfuzdur. Bu yaymın hiç bir kısmı yayımcılardan Gaziantep Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü, Elektrik Mühendisleri Odası Gaziantep Şubesi ve TÜBİTAK'ın yazılı izni alınmadan çoğaltılamaz ve hiç bir biçimde bir erişim sisteminde saklanamaz.

1. Basım : Eylül 1999

Uğur Ofset tarafından basılmıştır.

Telefax : (0 342) 220 34 02

GAZİANTEP

ÖNSÖZ

TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası, Gaziantep Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü ve TÜBİTAK'ın işbirliği ile düzenlenen Elektrik-Elektronik Bilgisayar Mühendisliği 8. Ulusal Kongresini bu yıl, ilk defa Güneydoğu Anadolu Bölgesinde; Gaziantep'te yapmaktan gurur ve mutluluk duyuyoruz. Kongre; 6-10 Eylül 1999 tarihleri arasında Gaziantep Büyükşehir Belediyesinin Belediye Sarayı'nda tarafımıza tahsis ettiği salonlarda 4 eş zamanlı oturum halinde gerçekleştirilecektir.

Kongreye gösterilen yoğun ilginin sonucu çok sayıda bildiri gönderilmesine karşın teknik programda yeterli sayıda zaman aralığı bulunmaması nedeniyle, hakemlerden gelen değerlendirmelerin ışığında, programa toplam 212 bildiri alınabilmiştir. Her ne kadar ön duyurumuzda kongrede sunumları kabul edilmiş ancak katılım ücreti ödenmemiş bildirimlerin Kongre Kitabı'nda yer almayacağını belirtmiş idiysek de Yürütme Kurulumuz bilimsel hedeflere öncelik tanıyarak, kongrede tartışılmayacak olsalar bile, kabul edilen tüm bildirimlerin Kongre Kitabında yer almasını uygun bulmuştur. Kabul edilen bu 212 bildiri 2 cilt halinde sizlere sunulmaktadır. Kongrede tartışılacak, ilginizi çekeceğine inandığımız, bu bildirimleri doyurucu nitelikte bulacağınıza eminiz.

Kongre sırasında geniş bir katılımcı kitlesinin ilgisini çekeceğini umduğumuz iki konuda panel düzenlenmiş ve kongre içersinde çağrılı bildirimlere de yer verilmiştir. Ayrıca kongre salonlarının hemen yakınında, 2000m² kapalı alanda düzenlenen ve sektördeki firmaların katıldığı "ElektroBil'99" Fuarının da kongremize ayrı bir renk katacağı inancını taşıyoruz.

Kongremizin sponsor kuruluşlarına, ElektroBil'99 Fuarı'na katılarak kongremizi destekleyen özel ve kamu kuruluşlarının yetkililerine, panelistlere, kongreye çağrılı bildiri ile katılan değerli bilim adamlarımıza destek ve katkılarından dolayı teşekkür etmeyi borç biliyoruz

Kongreler, yapılan bilimsel çalışmaların ve üretilen teknolojik yeniliklerin daha geniş bilimsel kitlelerin hizmetine sunulduğu, tartışıldığı ve karşılıklı bilgi alışverişi yapıldığı ortamlardır. Bu yönüyle anılarınızda özel bir yer almasını dilediğimiz 8. Ulusal Kongre'nin, siz katılımcılar için başarılı ve doyurucu olmasını; ayrıca ülkemizin bilimsel ve teknolojik ilerlemesine yön vererek ve ivme kazandırarak amacına ulaşmasını diliyoruz, Yürütme Kurulumuz adına hepimize saygılarımızı sunuyoruz.

Tuncay Ege
Yürütme Kurulu Başkanı

Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği

8.Ulusal Kongresi

(6-12 Eylül 1999)

Kongre Yürütme Kurulu

Tuncay EGE
Muhammet KOKSAL
M. Sadettin ÖZYAZICI
Hamit SERBEST
Eyüp AKPINAR
Cemil ARIKAN
ArifNACAROĞLU
Gülay TOHUMOĞLU
Savaş UÇKUN
M. Hacim KAMOY
Serdar BOZKURT
H. Ali YİĞİT
M. Sıtkı ÇİĞDEM
Erol KARABAY
Doğan EYİKOÇAK
Mustafa KURT
Alaadin COŞKUN

Gaziantep Üniversitesi EE Müh. Böl.
İnönü Üniversitesi EE Müh. Böl.
Gaziantep Üniversitesi EE Müh. Böl.
Çukurova Üniversitesi EE Müh. Böl.
Dokuz Eylül Üniversitesi EE Müh. Böl.
TÜBİTAK
Gaziantep Üniversitesi EE Müh. Böl.
Gaziantep Üniversitesi EE Müh. Böl.
Gaziantep Üniversitesi EE Müh. Böl.
ASELSAN A.Ş. Genel Müdürü
SİMKO A.Ş.
E.M.O. Yönetim Kurulu Başkanı
E.M.O. Yönetim Kurulu Yazman Üyesi
E.M.O. Gaziantep Şb. Yön. Kur. Bşk.
E.M.O. Gaziantep Şb. Yön. Kurulu Bşk. Yrd.
E.M.O. Gaziantep Şb. Yön. Kurulu Yazman Üyesi
E.M.O. Gaziantep Şb. Yön. Kurulu Üyesi

Konular

- * Bilgisayar Ağları ve Donanımı
- * Devreler ve Sistemler
- * Elektrik Makinaları
- * Elektromagnetik Alanlar ve Mikrodalga tekniği
- * Elektronik
- * Enerji Üretim, İletim ve Dağıtım
- * Güç Eletronigi
- * Haberleşme Tekniği
- * Mekatronik ve Robotbilim

- * Optoelektronik
- * Otomatik Kontrol
- * Örüntü Tanıma, Sinyal İşleme, Görüntü Kodlama
- * Tıp Elektronigi
- * Tapay Sinir Ağları, Bulanık Mantık
- * Yüksek Gelirim Tekniği
- * Ölçme Tekniği
- * Mühendislik Eğitimi

ZAMAN DOMENİNDE GECİKME ÖLÇÜMÜ YOLUYLA TOPRAĞIN DİELEKTRİK SABİTİNİN BELİRLENMESİ

Bülent ŞEN¹, Ercan YALDIZ^{2*}

¹TÜBİTAK MAM Bilişim Tek. Araştırma Enstitüsü 41470-Gebze/KOCAELİ

² Selçuk Üniv. Müh.-Mim. Fak. Elk.-Elt. Müh. Böl. 42031 -Kampüs/KONYA

E-posta: bulents@mam.gov.tr, yaldiz@mam.gov.tr

ABSTRACT

in this study, measurement of dielectric constant of soil was carried out by using two probes on-site method. This method is based on measuring propagation delay of signal travelling through soil. An experiment was implemented for different humidity rates of soil using an HP8753A vector network analyser. It was seen that the dielectric constant of soil was almost linearly proportional with varying humidity rates.

1. GİRİŞ

Dielektrik sabiti, malzemelerin elektriksel geçirgenliği olarak tanımlanır. Malzemelerin karakteristiğini belirleyen bir parametre olduğu için RF ve mikrodalga çalışmalarının yanı sıra fizik, kimya, jeofizik vb. alanlarındaki çalışmalarda da kullanılmaktadır. Genel olarak dielektrik sabiti,

- Malzemeleri tanımak
- Malzemeleri birbirinden ayırt etmek
- Malzemelerin amaca uygunluğunu belirlemek amacıyla kullanılmaktadır.

Günümüze kadar yeryüzündeki malzemelerin dielektrik özellikleri hakkında detaylı birçok araştırma yapılmıştır. Bu araştırmalar sonucunda, yeryüzüne yakın olan toprak katmanlarındaki malzemeler için elektromanyetik ışımadaki zayıflamanın frekansla arttığı ve belli bir frekans için nemli malzemelerin kuru malzemelere göre daha çok kayba neden oldukları deneysel olarak tespit edilmiştir [3]. Yayılım hızı büyük ölçüde malzemenin bağlı elektriksel geçirgenliği (dielektrik sabiti) tarafından belirlenmektedir. Bu sabit ise malzemenin içerdiği su miktarından etkilenmektedir. Düşük mikrodalga frekanslarında suyun dielektrik sabiti 80 civarında iken, toprak için ölçülen Hağl dielektrik sabiti E_r 4-40 arasında değişmektedir. Mutlak elektriksel geçirgenlik birçok malzeme için frekansla değişmesine rağmen çoğu radar uygulamalarında (100MHz-1.5GHz) genel olarak sabit kabul edilir.

Dielektrik sabitinin önemi genellikle radar uygulamalarında görülür. Gömülü cisimleri algılayan sistemlerden biri olan GPR (yere nüfuz eden; r.Jar) sisteminin başarımını belirleyen önemli tttv.enleiden L<ı dielektrik sabitidir. GPR sensörünün gücünün, çal:>ma frekansının, dalğanın hedefe çarpıp geri gelme süresi;in \e

dolayısı ile örnekleme hızının belirlenmesi, toprağın dielektrik sabiti ile doğrudan doğruya ilişkilidir. Dielektrik sabitin belirlenmesi GPR verilerinin değerlendirilmesinde ve dolayısıyla bu sensörün kullanılacağı sistemlerde önemli rol oynamaktadır. Bu nedenle GPR sensörünün çalışma öncesinde veya çalışma sırasında ölçülen toprağın dielektrik sabiti ile kalibre edilmesi başarıyı etkileyecek bir işlem olarak değerlendirilmelidir.

Bu çalışmanın ikinci kısmında dielektriğin teorisi verilmiş ve toprak yapısı bir dielektrik malzeme olarak ele alınarak yoğunluğunun ve nem oranının, dielektriği üzerindeki etkisi açıklanmıştır. Üçüncü kısımda, dielektrik ölçüm yöntemleri hakkında kısaca bahsedilmiştir. Dördüncü kısımda dielektrik ölçüm yöntemlerinden olan prob yönteminin teorisi, deney düzeneği ve deney sonuçları verilmiştir. Beşinci kısımda ise elde edilen ölçüm sonuçlarının değerlendirilmesi yapılmıştır.

2. DİELEKTRİK MALZEMELERİN ÖZELLİKLERİ ve

Dielektrik malzeme, temel elektriksel özelliği polarize olabilen ve içerisinde elektrostatik alan oluşabilen cisimler olarak tanımlanmıştır [1]. Diğer bir tanım ise, elektrik cihazlarında elektrik yükü kaçaklarını önlemek için kullanılan malzemedir [2].

Dielektrik sabitinin mikrodalga çalışmalarında çok büyük önemi vardır. Bilindiği gibi dalga hızı, işaretin ilerlediği ortamın dielektrik sabitine bağlıdır. Dolayısıyla, bir hedefin kaynağa uzaklığını belirleyebilmek için ortamın dielektrik sabiti ϵ değerine ihtiyaç vardır.

2.1. Dielektrik Teorisi: Dielektrik Malzemelerde Elektromanyetik Dalga Yayılımı

Elektromanyetik dalgaların yayılımının belirlenmesinde $\nabla \cdot \mathbf{E} = \rho_{\text{total}}$ denklemleri temel oluşturur. Mükemmel bir dielektrik malzemede, manyetik geçirgenlik ve elektrik geçirgenlik sabittir, yani frekanstan bağımsızdır ve ortam dağıtıcı değildir. Ayrıca, mükemmel bir dielektrikte yayılma kayıpları da yoktur. Özellikle, kuru kireç taşı ve kum gibi düşük kayıplı ve rezistif ortamlarda düzlemsel dalgalar, gerçek dalgalara iyi bir yaklaşım oluştururlar. Daha karmaşık yapıdaki gerçek dalgalar ise birçok

düzlemsel dalganın birleşiminden oluşmuş (süper imposition) gibi düşünülebilir.

Elektromanyetik dalganın *yaklaşık yayılma hızı* v ,

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (1)$$

olarak tanımlanır [9]. Burada,

c : ışık hızı,

ϵ_r : bağıl dielektrik sabiti,

μ_r : bağıl manyetik geçirgenliktir.

Doğal ortam boyunca ilerleyen elektromanyetik dalgalar, elektrik alan veya manyetik alan veya her ikisi bakımından kayıplara uğrar. Bu, elektromanyetik dalganın zayıflamasına neden olur. GPR ile ilgili çoğu malzemeler için, manyetik değişim zayıftır ve iletkenlik a ve geçirgenlik E 'nin aksine karmaşık bir büyüklük olarak ele alınmasına gerek yoktur. Kayıplı dielektrik malzemeler için, elektromanyetik ışmanın soğurganlığı (absorption), hem iletkenlik, hem de dielektrik etkilerden kaynaklanır. Bu tür malzemeler için, tek bir frekansta ölçüm yaparak kaybı bileşenlerine ayırmak mümkün değildir.

Genel olarak karmaşık dielektrik sabiti

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (2)$$

olarak ifade edilir, ϵ' parametresinin tabiatı elektriksel geçirgenlik ile ilişkilidir ve bağıl geçirgenlik cinsinden de ifade edilebilir, ϵ'' parametresi ise hem iletkenlik, hem de frekansa bağlı kayıplar ile ilişkilidir. Uygulamada, 1 GHz'in altındaki frekanslarda ve 0.1 S/m'nin altındaki iletkenliklerde ϵ'' parametresinin etkisi küçük olur ve göz önüne alınmaz, dolayısıyla dielektrik sabiti sadece gerçel kısımdan ibaret olur ($E = e'$).

Bir malzemenin dielektrik sabitinin gerçel ve sanal kısımları

$$\epsilon_e \approx \epsilon'_e - j\epsilon''_e \quad (3)$$

olarak ifade edilir. Hem ϵ_e hem de a_e değerleri 'rot H' aracılığıyla Maxwell denklemlerine girmiştir.

$$\begin{aligned} \nabla \times \vec{H} &= j\omega \epsilon_e \vec{E} + \nabla \times \vec{J} \\ \nabla \times \vec{H} &= j\omega \left[(\epsilon'_e - j\epsilon''_e) - j \frac{\sigma_e}{\omega} \right] \cdot \vec{E} \\ \nabla \times \vec{H} &= j\omega \left[\epsilon'_e - j \left(\epsilon''_e + \frac{\sigma_e}{\omega} \right) \right] \cdot \vec{E} \end{aligned} \quad (4)$$

(4) denkleminde de görüldüğü gibi ϵ_e 'nin sanal kısmı ile iletkenliğin toplamı malzemenin zayıflatma faktörüne etki etmektedir. Dolayısıyla karmaşık dielektrik sabitinin gerçel ve sanal kısımları

$$\epsilon' = \epsilon' \quad (5)$$

$$\epsilon'' = \epsilon'' + \frac{\sigma_e}{\omega} \quad (6)$$

Bir toprağın karmaşık dielektrik sabitinin (kayıp faktörü), hem sıcaklık hem de sudan etkilendiğine dikkat edilmelidir.

2.2 Dielektrik Malzeme Olarak Toprak

Toprağın içerdiği nem miktarı, toprağın dielektrik özelliğini değiştirmektedir. Nemli toprak, toprak parçacıklarının, hava boşluklarının ve sıvı suyun karışımından oluşmaktadır. Toprak içerisindeki su iki durumda yer alabilir: Katılaşmış su ve serbest su.

Genelde bir toprak ortamı, elektromanyetik olarak dört bileşeni (hava, toprak kütlesi, katı su ve serbest su) olan bir dielektrik karışımdır [3-6]. Katılaşmış ve serbest suyun karmaşık dielektrik sabiti; elektromanyetik dalganın frekansının (f), fiziksel sıcaklığın (T) ve tuzluluğun (S) fonksiyonudur. Böylece genel olarak, toprak karışımının dielektrik sabiti,

- frekansın (f), sıcaklığın (T), ve tuzluluğun (S),
- toplam hacimsel nem içeriğinin (my),
- toprak yoğunluğunun (p_s),
- toprak parçacıklarının şeklinin fonksiyonudur [3].

3. DİELEKTRİK SABİTİ ÖLÇÜM YÖNTEMLERİ
Özellikle toprağın dielektrik sabitini belirlemek amacıyla uygulanan birçok ölçüm yöntemi vardır. Bu yöntemler arasında en yaygın olarak kullanılanlar şunlardır:

3.1 Yarı Hat Ölçüm Sistemi

Yarı hat ölçüm sisteminde, osilatörden gelen işaretler uyarılan anten yardımıyla toprak yüzeyi aydınlatılmaktadır [4]. Yüzeiden geri saçılan alan aynı anten aracılığıyla alınıp, alınan işaretler gönderilen işaretin girişim oluşturması sağlanır ve bu şekilde sistemde oluşan duran dalgalara ait duran dalga oranı yarı hat yardımıyla hesaplanır. Duran dalga oranı kullanılarak da sistemin yansıma katsayısı (R_E) ve dolayısıyla dielektrik sabiti belirlenir.

3.2 Kapasite Ölçümüne Dayalı Sistem

İki iletken arasında düzgün elektrik alan yaratılınca iletkenler arasındaki dielektrik ortamın sistemin kapasitesini doğrusal olarak etkilediği bilinmektedir. Bu yöntem yardımıyla iki iletken arasına dielektrik sabiti bilinmeyen malzeme konularak sistemin kapasitesi ölçülüp, bulunan değer kullanılarak dielektrik sabiti hesaplanmaktadır. Kapasite ölçümüne dayalı sistem kullanılarak sadece dielektrik sabitinin gerçel kısmı hesaplanabilmektedir. Düşük frekanslarda ($f < 100$ MUz) yayılım kayıpları yüksek frekanslarla kıyaslandığında oldukça düşük olduğu için dielektrik sabitinin sanal kısmına gerek yoktur. Bu yüzden bu ölçüm yöntemi düşük frekanslar için tercih edilmektedir.

3.3 Dalga Kılavuzu Yöntemi

Bu yöntemde bir dalga kılavuzunun içi dielektrik sabiti bilinmeyen bir toprakla doldurulmaktadır. Dalga kılavuzunun içine elektromanyetik ışına yapılıncaya, işaret genliği zayıflayarak ve fazı değişerek kılavuz içerisinde ilerleyecektir. İşte bu genlik ve faz değişimi ise toprağın dielektrik sabitini hesaplamakta kullanılmaktadır.

$$l = v_d \cdot t_d \quad (8a)$$

$$l = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_d \cdot \mu_d}} \cdot t_d \quad (8b)$$

l : dielektrikteki dalga gecikmesi,

v_d : dielektrikteki dalga yayılma hızı.

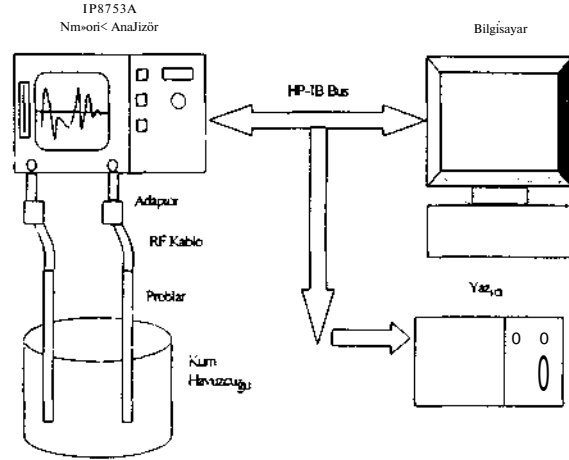
(7b) ve (8b) denklemleri birbirlerine eşitlenirse,

$$\epsilon_d = \left(\frac{t_d}{t_h}\right)^2 \cdot \epsilon_h \quad (9)$$

hesaplanır.

4.2 Deney Düzenegi

Bu deneyde ölçüm cihazı olarak HP8753A Network Analizörü kullanılmıştır. İki açık-uçlu koaksiyel kablo prob olarak analizörün giriş ve çıkış portlarına bağlanmıştır. Bu iki prob ve deneyde kullanılan kum vasıtasıyla oluşturulan iletim ortamının gecikmesi analizör yardımıyla ölçülmüştür.



Şekil 1. Prob yöntemi ile dielektrik sabitinin ölçüm düzenegi

3.5 Prob Yöntemi

Bir elektromanyetik dalganın yayılma hızı ortamın dielektrik sabitine bağlıdır. Bu yöntemde test edilen toprak içerisine iki prob sokularak, elektromanyetik dalganın bu ortamdaki iletim gecikmesi ölçülür. Bu çalışmada prob yöntemi ayrıntılı olarak açıklanacak, farklı nem oranlarındaki toprak örneği için yapılan inceleme değerlendirilecektir.

4. PROB YÖNTEMİ

4.1 Prob Yönteminin Teorisi

Bu yöntemle toprağın dielektrik sabitini ölçmek pratiktir ve büyük ölçüde doğruluğa sahiptir. Bu yöntemin temeli iletilen işaretin yayılma gecikmesine dayanır [5]. Dielektriği ölçülecek ortam içerisinde açık-uçlu bir prob kullanılarak gönderilen işaret, / uzaklığındaki ikinci bir açık-uçlu prob tarafından alınır. Ortam içerisindeki dalga gecikmesi havadaki gecikmeyle kıyaslanarak ortamın dielektrik sabiti hesaplanır.

Önce iki probun havada birbirlerine olan uzaklığı / olacak şekilde tutularak iletim gecikmesi ölçülür.

$$l = v_h \cdot t_h \quad (7a)$$

$$l = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_h \cdot \mu_h}} \cdot t_h \quad (7b)$$

t_h :havadaki dalga gecikmesi,

v_h :havadaki dalga yayılması,

c :boşluktaki ışık hızı.

L_h :havanın dielektrik sabiti,

μ_h :havanın manyetik geçirgenliği.

(7b) denklemi kullanılarak L_h değeri hesaplanır ($\mu_h = 1$).

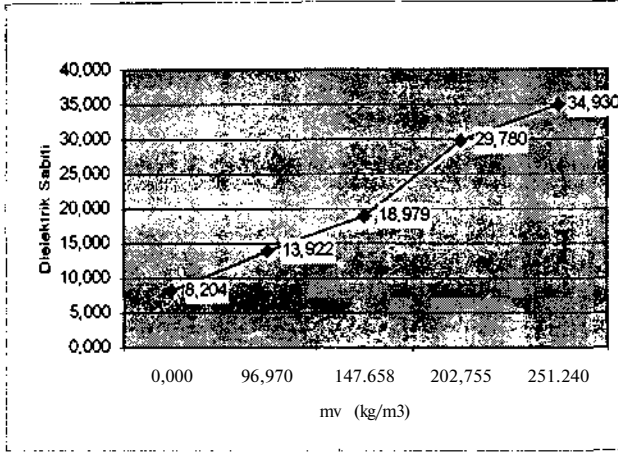
Daha sonra iki prob yine birbirlerine olan uzaklıkları / olacak şekilde dielektriği ölçülecek ortam içerisine sokularak yeni iletim gecikmesi ölçülür.

4.3 Deney Sonuçları

110°C de 24 saat kurutulmuş kum ve buna eklenmiş değişik miktarlardaki su ağırlıkları Tablo 1'de verilmiştir. Farklı nem oranları için toprağın dielektrik sabiti zaman gecikmesi ölçülerek hesaplanmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 2 ve Tablo 2'de verilmiştir.

Tablo 1. Kurutulmuş kuma eklenen su miktarları

Kurutulmuş kum	5,165 Kg
Eklenen su A	0,22 Kg
Eklenen su B	0,335 Kg
Eklenen su C	0,46 Kg
Eklenen su D	0,57 Kg



Şekil 2. Toprağın nem oranı ile dielektrik sabitinin değişimi

5. SONUÇLAR

Bu çalışmada toprağın dielektrik ölçümünde kullanılacak yöntemlerden prob yöntemi incelenmiştir. Oldukça iyi sonuçlar elde edilmiştir. Deney sonuçlarından da görüldüğü gibi toprağın dielektrik sabiti, içerdiği nem oranı ile yaklaşık doğrusal olarak artmaktadır. Deneyin gerçekleştirilmesinin pratik ve dielektrik sabiti hesabının kolay olması yöntemin üstünlüklere sahiptir. Yöntemin zayıflığı ise dielektrik sabitinin sanal kısmının hesaplanamamasıdır.

Bu çalışmanın devamında farklı toprak örnekleri için çalışma yinelenerek ve tüm verilerden yararlanarak toprağın nem miktarı ve çeşitliliğinin parametre olarak yer aldığı formül modellemesine gidilecektir.

Tablo 2. Hacimsel ve ağırlıksal nem oranlarına göre ölçülen dielektrik sabiti değerleri

W_d (kg)	W_w (kg)	V (m ³)	P_t (kg/m ³)	m_g	m_v (kg/m ³)	ϵ_r
5,165	0,000	0,0022688	2276,584	0,000	0,000	8,204
5,165	0,220	0,0022688	2276,584	0,043	96,970	13,922
5,165	0,335	0,0022688	2276,584	0,065	147,658	18,979
5,165	0,460	0,0022688	2276,584	0,089	202,755	29,780
5,165	0,570	0,0022688	2276,584	0,110	251,240	34,930

W_d : kuru toprak ağırlığı, W_w : eklenen su ağırlığı, V : kabın hacmi, p_t : toprağın kütle yoğunluğu, m_g : ağırlıksal nem içeriği, m_v : hacimsel nem içeriği.

KAYNAKÇA:

- [1] High Frequency Dielectric Measurement, published on behalf of the NPL.
- [2] B. Tareev, "Physics of Dielectric Materials".
- [3] M.T. Hallikainen, F.T. Ulaby, M.C. Dobson, M.A. El-Rayes, Lin-Kun Wu, "Microwave Dielectric Behavior of Wet Soil-Part I: Empirical Models and Experimental Observations". IEEE Trans. Geos. Remote Sens. Vol. GE-23, No.1, January 1985.
- [4] Steven A. Arcone and Richard W. Larson, "Single-Horn Reflectometry for in Situ Dielectric Measurements at Microwave Frequencies", IEEE Trans. Geos. Remote Sens. Vol. 26, No. 1, January 1988.
- [5] Peter K. Hayes. "A Single-Probe On-Site Method of Measuring the Dielectric Constant and Conductivity of Soft Earth Media Over a 1-GHz Bandwidth", IEEE Trans. Geos. Remote Sens, Vol GE-20, No.4, October 1982.
- [6] M.C. Dobson, F.T. Ulaby, M.T. Hallikainen, M. El-Rayes, "Microwave Dielectric Behaviour of wet Soil-Part II: Dielectric Mixing Models", IEEE Trans. Geos. Remote Sens, Vol. GE-23, No. 1, January 1985.
- [7] Mithat İdemem, "Elektromanyetik Dalgaların Temelleri", İTÜ 1990.
- [8] J. Daniels, "Surface Penetrating Radar", IEEE'96.
- [9] Fruhvirth R.K., Schmöller R., Oberaigner E.R., "Some Aspects on The Estimation Of Electromagnetic Wave Velocities", 6th International Conference On Ground Penetrating Radar (GPR'96) September 30 - October 3, 1996, Sendai, Japan.

ÇOKLU KATMANLI SİLİNDİRİK YAPILARDA EKRANLANAMA VERİMLİLİĞİ

M. Hakan ÖKTEM ve Birsen SAKA

Hacettepe Üniversitesi

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

06532, Beytepe, Ankara

E-mail: birsen@eti.cc.hun.edu.tr

VBSTRACT

in this paper, we analysed the plane-wave shielding effectiveness of multilayered cylindrical structure in the case of an obliquely incident plane wave. Shielding effectiveness (SE) values are calculated for a specific example involving alternating layers of aluminum and steel, with the same total shield thickness occupied by one to twenty layer pairs.

1. GİRİŞ

Elektromanyetik ekranlama, herhangi bir iletim hattının veya elektronik devrenin, dış ortamdan gelen elektromanyetik dalgalardan etkilenmemeleri yada bu sistemlerin yayabileceği dalgaların dış ortamı etkilememesi için kullanılan elektromanyetik uyumluluk açısından önemli bir yöntemdir. Ekranlama, ekranlama verimliliği (SE) ölçütü ile belirlenir ve ekranlamayı oluşturan kaplamanın geometrisi, kullanılan ekranlama malzemesinin kalınlığı ve elektromanyetik özelliklerine bağlıdır. Ekranlama verimliliği, kaplama üzerine gelen elektrik alanının (E^s) kaplamanın içerisine ulaşan elektrik alana (E^i) oranı olarak desibel cinsinden aşağıdaki gibi verilir:

$$SE = 20 \log \left| \frac{E^s}{E^i} \right| \quad (\text{dB}) \quad \text{d)}$$

Ekranlama verimliliğinin hesaplanması üzerine yapılan çalışmaların büyük çoğunluğu düzlem geometri üzerinedir [1]. Silindirik ve küresel geometrilerde ekranlama verimliliği üzerine yapılan çalışmalarda ise genelde gelen dalganın dik geldiği varsayılmıştır [2-7]. Silindirik geometride eğik gelen düzlem dalga için ekranlama verimliliği ile ilgili ise Wu ve Tsai'nin yaptığı çalışmadan bahsedebiliriz [8]. Ancak Wu ve Tsai'nin çalışması tek katmanlı yapı üzerinedir.

Flu çalışmada ise Wu ve Tsai'nin analitik çözümü geliştirilerek, çok katmanlı farklı iletkenlerden oluşan silindirik ekranlama probleminin, eğik düzlemsel dalga ile aydınlatıldığı durumdaki ekranlama verimliliği incelenmiştir.

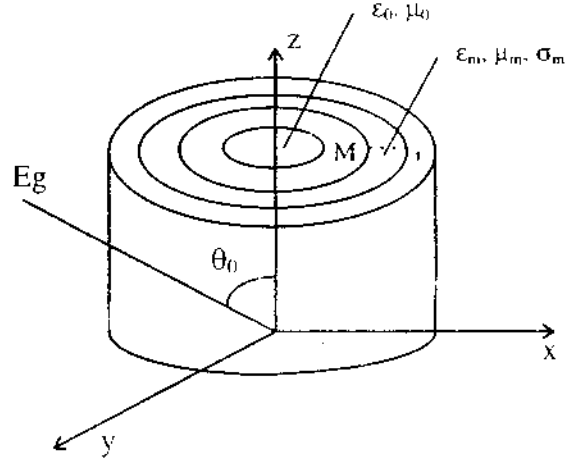
2. FORMÜLASYON

Bu çalışmada analizi yapılan M-katmanlı silindirik

ekranlama geometrisi Şekil 1'de verilmiştir. Her bir silindirik katmanı tekbiçimli, yönbağımsız ve kayıplıdır. Ekranlamanın dışı ve kaplanan alan ise hava olarak alınmıştır, m'inci katmanı tanımlayan parametreler ise yarıçap R_m , dielektrik sabiti ϵ_m , iletkenliği σ_m ve permeabilitesi μ_m 'dir. M-katmanlı silindirik yapı üzerine gelen eğik düzlem dalga TM modunda, geliş açısı ise θ_0 'dır ve elektrik ve manyetik alan bileşenleri aşağıda verilmiştir:

$$\vec{E}^* = E_0 (\cos \theta_0 \hat{x} + \sin \theta_0 \hat{z}) e^{-jk(\sin \theta_0 x - \cos \theta_0 z)} \quad (2a)$$

$$\vec{H}^* = \frac{E_0}{\eta_0} \hat{y} e^{-jk(\sin \theta_0 x - \cos \theta_0 z)} \quad (2b)$$



Şekil 1: İncelenen ekranlama geometrisi

incelenen silindirik geometri için dairesel simetrisi nedeniyle. Eş.1'deki gelen alan ifadelerini (Bessel fonksiyonları cinsinden ve silindirik koordinatlarında

$$\vec{E}^* = E_0 \sin \theta_0 e^{jkz} \sum_{n=0}^{\infty} J_n(kR \sin \theta_0) e^{-jn\phi} \quad (2c)$$

$$E_z^* = \frac{-hE_0}{\beta_0^2 r} e^{jhz} \sum_{n=0}^{\infty} h_n J_n(kR \sin \theta_0) e^{-jn\phi} \quad (2d)$$

$$E_r^* = \epsilon_0 \sin \theta_0 e^{jkz} \sum_{n=0}^{\infty} J_n(kR \sin \theta_0) e^{-jn\phi} \quad (2e)$$

$$H_{\phi}^s = \sum_{JPO} e^{jhz} \sum j^{-n} J_n'(\beta_0 r) e^{jn\phi} \quad (3d)$$

biçiminde yazabiliriz. Burada $\xi_s = \xi_0 \sin \theta_0$, $h = k_0 \cos \theta_0$, $\beta_0 = k_0 r \sin \theta_0$, $J_n(x)$ ve $J_n'(x)$ ise n'inci dereceli birinci çeşit Bessel fonksiyonu ve türevidir.

Silindirik geometride, gelen alan TM dalga olmasına rağmen, silindirik katmanlar arasında sınır koşullarını sağlayabilmek için saçılan alanı hem TM hemde TE dalga olarak tanımlamamız gerekmektedir [9]. Bu durumda ekranlamanın en dış bölgesinden saçılan alan TM ve TE alan bileşenleri cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir [8] :

$$E_z^{TM} = E_s e^{jhz} \sum j^{-n} a_{1n} H_n^{(2)}(\beta_0 r) e^{jn\phi} \quad (4a)$$

$$E_{\phi}^{TM} = \frac{-h E_s}{\beta_0^2 r} e^{jhz} \sum nj^{-n} a_{2n} H_n^{(2)}(\beta_0 r) e^{jn\phi} \quad (4b)$$

$$H_{\phi}^{TM} = \frac{\omega \epsilon_0}{h \beta_0} E_s e^{jhz} \sum j^{-n} a_{1n} J_n'(\beta_0 r) e^{jn\phi} \quad (4c)$$

$$H_z^{TE} = -\frac{\omega \mu_0}{\beta_0^2 r} E_s e^{jhz} \sum j^{-n} a_{2n} H_n^{(2)}(\beta_0 r) e^{jn\phi} \quad (4d)$$

$$H_{\phi}^{TE} = E_s e^{jhz} \sum j^{-n} a_{2n} H_n^{(2)}(\beta_0 r) e^{jn\phi} \quad (4e)$$

$$H_{\phi}^{TE} = -\frac{h}{\beta_0 r} E_s e^{jhz} \sum j^{-n} a_{2n} H_n^{(2)}(\beta_0 r) e^{jn\phi} \quad (4f)$$

Burada f/\hat{Y}_v ve $H_n^{(2)}$ n'inci dereceden ikinci çeşit Hankel fonksiyonudur, Yukarıdaki saçılan alan ifadelerinde "in ve "2n katsayıları sınır koşulları kullanılarak bulunacak katsayılardır ve her katman için ayrı katsayıların tanımlanması gerekir, 1-ş. 3 ve Eş. 4'de verilen ifadelerden yararlanarak her bir katman için toplam alan (gelen alan ve saçılan alan) ifadelerini yazabiliriz. Amacımız sınır koşulları yardımıyla her bir katman için a katsayılarını bulmak olduğuna göre formülasyona katmanlardaki teğet alan bileşenleri ya/arak devam edebiliriz. Birinci katmandaki ekranlama yüzeyine teğet toplam manyetik ve elektrik alan, ifadeleri.

$$E_z^{TM} = E_s e^{jhz} \sum j^{-n} \left[a_{1n} H_n^{(2)}(\beta_1 r) \right] e^{jn\phi} \quad (5a)$$

$$E_{\phi}^{TM} = \frac{-h E_s}{\beta_1^2 r} e^{jhz} \sum nj^{-n} \left[a_{2n} H_n^{(2)}(\beta_1 r) \right] e^{jn\phi} \quad (5b)$$

$$H_{\phi}^{TM} = \frac{\omega \epsilon_0}{h \beta_1} E_s e^{jhz} \sum j^{-n} \left[a_{1n} J_n'(\beta_1 r) \right] e^{jn\phi} \quad (5c)$$

$$H_z^{TE} = -\frac{\omega \mu_0}{\beta_1^2 r} E_s e^{jhz} \sum j^{-n} \left[a_{2n} H_n^{(2)}(\beta_1 r) \right] e^{jn\phi} \quad (5d)$$

$$H_{\phi}^{TE} = E_s e^{jhz} \sum j^{-n} \left[a_{2n} H_n^{(2)}(\beta_1 r) \right] e^{jn\phi} \quad (5e)$$

$$H_{\phi}^{TE} = -\frac{h E_s}{\beta_1^2 r} e^{jhz} \sum nj^{-n} \left[a_{5n} J_n'(\beta_1 r) + a_{6n} H_n^{(2)}(\beta_1 r) \right] e^{jn\phi} \quad (50)$$

biçiminde olacaktır. Burada e' terimi linç katmanın karmaşık dielektrik sabitidir ve genel olarak «inci katman için $e^m = \epsilon_m (1 - j\sigma_m / (\omega \epsilon_m))$ biçiminde ifade edilir.

Her bir katman için saçılan alanların teğet bileşenlerini de aynı biçimde yazabiliriz. Bu durumda M'ninci katmandaki ekranlama yüzeyine teğet toplam manyetik ve elektrik alanlar ise

$$E_z^{TM} = E_s e^{jhz} \sum j^{-n} \left[a_{(4M-1)n} J_n(\beta_M r) + a_{(4M)n} H_n^{(2)}(\beta_M r) \right] e^{jn\phi} \quad (6a)$$

$$E_{\phi}^{TM} = \frac{-h E_s e^{jhz}}{\beta_M^2 r} \sum nj^{-n} \left[a_{(4M-1)n} J_n(\beta_M r) + a_{(4M)n} H_n^{(2)}(\beta_M r) \right] e^{jn\phi} \quad (6b)$$

$$H_{\phi}^{TM} = \frac{\omega \epsilon_M E_s e^{jhz}}{h \beta_M} \sum j^{-n} \left[a_{(4M-1)n} J_n'(\beta_M r) + a_{(4M)n} H_n^{(2)}(\beta_M r) \right] e^{jn\phi} \quad (6c)$$

$$E_z^{TE} = \frac{\omega \mu_M E_s}{iPM} e^{jhz} \sum j^{-n} \left[a_{(4M+1)n} J_n'(\beta_M r) + a_{(4M+2)n} H_n^{(2)}(\beta_M r) \right] e^{jn\phi} \quad (6d)$$

$$H_{\phi}^{TE} = E_s e^{jhz} \sum j^{-n} \left[a_{(4M+1)n} J_n(\beta_M r) + a_{(4M+2)n} H_n^{(2)}(\beta_M r) \right] e^{jn\phi} \quad (6e)$$

$$H_{\phi}^{TE} = \frac{h E_s e^{jhz}}{\beta_M^2 r} \sum nj^{-n} \left[a_{(4M+1)n} J_n(\beta_M r) + a_{(4M+2)n} H_n^{(2)}(\beta_M r) \right] e^{jn\phi} \quad (60)$$

dir.

Eş.1'deki ekranlama verimliliği tanımını hatırlarsak, ekranlama verimliliğini hesaplamak için. ekranlanan bölgenin içinde oluşan toplam manyetik ve elektrik alan ifadelerini bulmamız gerekmektedir, bu ifadelerde :

$$E_z^{TM} = E_s e^{jhz} \sum j^{-n} \left[a_{(4M+1)n} J_n(\beta_1 r) \right] e^{jn\phi} \quad (7a)$$

$$E_{\phi}^{TM} = \frac{-h}{\beta_1^2 r} E_s e^{jhz} \sum nj^{-n} \left[a_{(4M+1)n} J_n(\beta_1 r) \right] e^{jn\phi} \quad (7b)$$

$$E_r^{TM} = \frac{jh}{\beta_1} E_s e^{jhz} \sum j^{-n} a_{(4M+1)n} J_n'(\beta_1 r) e^{jn\phi} \quad (7c)$$

$$H_{\phi}^{TM} = \frac{\omega \epsilon_0}{j \beta_0} E_s e^{jhz} \sum j^{-n} \left[a_{(4M+1)n} J_n'(\beta_1 r) \right] e^{jn\phi} \quad (7d)$$

$$E_z^{TE} = \frac{\omega \mu_0}{j \beta_0} E_s e^{jhz} \sum j^{-n} \left[a_{(4M+2)n} J_n'(\beta_1 r) + a_{(4M+3)n} H_n^{(2)}(\beta_1 r) \right] e^{jn\phi} \quad (7e)$$

$$E_r^{TE} = -\frac{\omega \mu_0}{\beta_1^2 r} E_s e^{jhz} \sum nj^{-n} a_{(4M+2)n} J_n(\beta_1 r) e^{jn\phi} \quad (7f)$$

$$H_{\phi}^{TE} = E_s e^{jhz} \sum j^{-n} \left[a_{(4M+2)n} J_n(\beta_1 r) \right] e^{jn\phi} \quad (7g)$$

$$H_o^{TE} = \frac{E_s e^{jhz}}{A f} \sum n_j^{-n} [a_{1,4M+4} J_n(\beta_0 r)] e^{jn\phi} \quad (7h)$$

$$E_o^{TE} = \frac{\omega \mu_0}{j \beta_0} E_s e^{jhz} \sum j^{-n} [a_{1,4M+4} J'_n(\beta_0 r)] e^{jn\phi} \quad (7i)$$

biçiminde yazılabilir. Yukarıda verilen bütün eşitliklerdeki \hat{r} işaretleri $r=0$ ile $r=a$ arası toplamı ifade eder.

Sınır koşulları uygulanarak yukarıda elde edilen alan formüllerinde r yerine a sınırı oluşturan yarıçapın yerleştirilmesi ile, M toplam katman sayısı olmak üzere, toplam $4M+4$ sayıda bilinmeyen katsayılarından ($\hat{a}_r, \hat{a}_z, \hat{a}_\theta, \hat{a}_\phi$) oluşan denklem ve denklemin çözülmesi ile bilinmeyen katsayılar elde edilir.

Katsayılar bulunduktan sonra Eş.7 kullanılarak kaplanan bölgenin merkezindeki toplam elektrik alan ise:

$$\vec{E}' = E_s e^{jhz} \left(\begin{array}{l} \hat{a}_r a_{(4M+3)} \cos \theta_0 \cos \phi + \\ j \hat{a}_\theta \frac{\omega \mu_0}{A} c_{(4M+4)} + \hat{a}_z a_{(4M+3)} \end{array} \right) \quad (10)$$

biçiminde yazılabilir.

Sonuç olarak elektrik alanın z ve r yönündeki bileşenleri için elektromanyetik ekranlama verimliliği (SEZ ve SER) aşağıdaki gibi katsayılar cinsinden tanımlanabilir.

$$SER = 20 \log \left| \frac{E_r^*}{K} \right| = -20 \log | \hat{a}_{(4M+3)} | \quad (dB) \quad (12)$$

$$SEZ = 20 \log \left| \frac{E_z^*}{E_z} \right| = -20 \log | \hat{a}_{(4M+3)} | \quad (dB) \quad (13)$$

3. SONUÇLAR

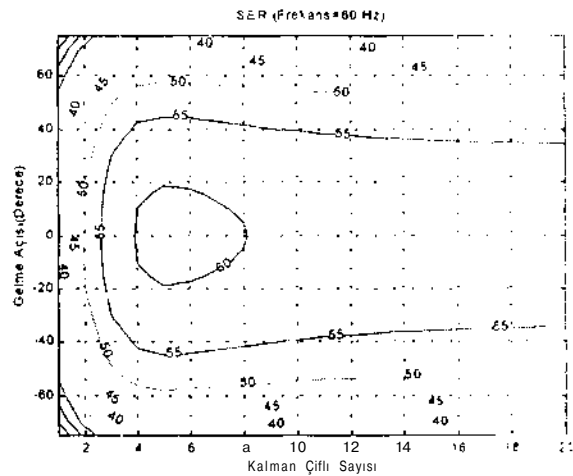
Giriş bölümünde de sözünü ettiğimiz gibi çoklu katmanlı silindirik yapılarda eğik gelen düzlem dalga için elektromanyetik ekranlama verimliliğine ilişkin çalışma bulunmamaktadır. Çoklu katmanlı silindirik yapı ile ilgili dik gelen düzlem dalga için yapılan çalışmadaki [7] ekranlama geometrisi bu çalışmada nümerik sonuçları elde etmek için kullanılmıştır. Elektromanyetik ekranlamayı oluşturan metal silindirin içindeki her katman, kendi içinde Şekil 1'e göre dış bölümü Alüminyum (Al), içi ise Çelik (St)'ten oluşan ve dağılımı %50 Al - %50 St. olan küçük katman çiftlerinden oluşturulmuştur. Kaplanan bölgenin yarıçapı $r_0 = 0.10$ m, kaplamanın toplam kalınlığı $T = 1.0$ cm olarak seçilmiş ve tüm hesaplamalarda sabit olarak tutulmuştur. Elektromanyetik dalganın geliş açısı θ_0 , 15° ile 165° arasında, frekans (f) ise 50 Hz. ile 1 KHz. arasında değiştirilerek aşağıda verilen sonuçlar alınmıştır. Kullanılan alüminyum ve çelik kaplamaların dielektrik sabiti, iletkenlik ve permeability değerleri ise sırasıyla $\epsilon_{Al} = \epsilon_0$, $\sigma_{Al} = 3.5 \times 10^7$ S/m, $\mu_{Al} = \mu_0$ ve $\epsilon_{St} = \epsilon_0$,

$$a_{St} = 5.0 \times 10^6 \text{ S/m}, \quad \mu_{St} = 200 \mu_0 \text{ dir.}$$

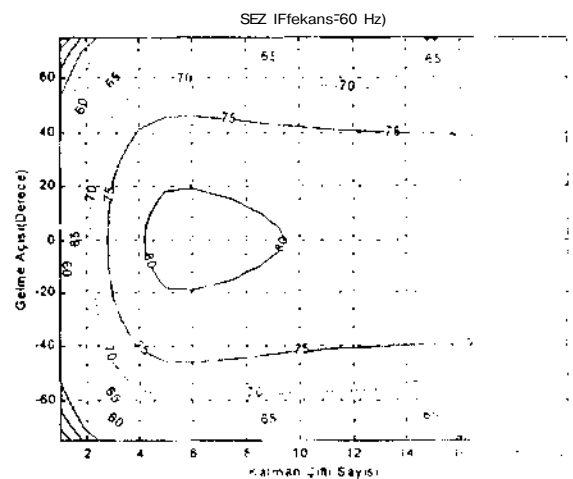
Şekil 2 ve 3'de, frekans 60 Hz'de sabit tutulmuş, geliş açısı ve toplam katman çiftleri sayısı değiştirilerek SER ve SEZ verimliliği ve toplam katman çifti sayısı arttıkça daha iyi kaplama verimliliği elde edilmektedir. Fakat bu örneğe özel olarak (T kalınlığı sabit tutulduğu için) belli bir katman sayısından sonra fazla bir değişiklik olmamaktadır.

Şekil 4 ve 5'de elektromanyetik dalganın geliş açısı $\theta_0 = 90^\circ$ olarak alınmış ve frekans ile toplam katman çiftleri sayısı değiştirilerek SER ve SEZ değerlerindeki değişim incelenmiştir. Şekil 6 ve 7'de ise elektromanyetik dalganın geliş açısı $\theta_0 = 45^\circ$ dir.

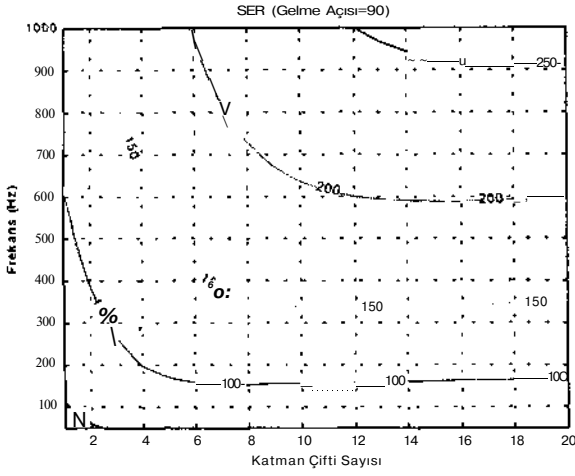
Şekiller 4-7'den görüleceği gibi frekansın ve toplam katman çifti sayısının artışı ile elektromanyetik ekranlama verimliliği (SER ve SEZ) artmaktadır. Ayrıca beklenildiği gibi dalga geliş açısına göre kaplama yüzeyine dikleştiğince kaplama verimliliği artmaktadır.



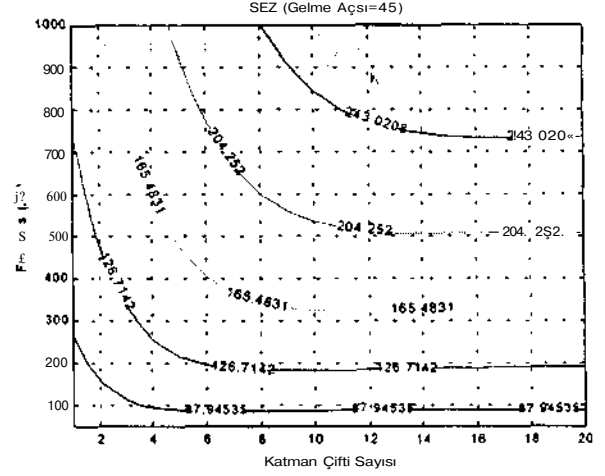
Şekil 2: Katman sayısı ve elektromanyetik dalganın gelme açısına göre SER değişimi



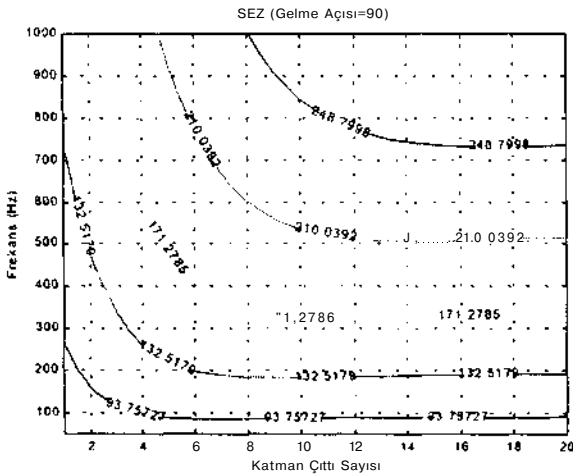
Şekil 3: Katman sayısı ve elektromanyetik dalganın gelme açısına göre SEZ değişimi



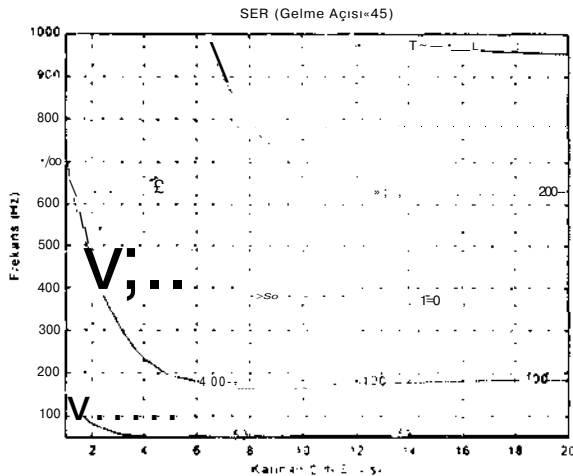
Şekil 4: Katman sayısı ve elektromanyetik dalganın frekansına göre SER değişimi



Şekil 7: Katman sayısı ve elektromanyetik dalganın frekansına göre SEZ değişimi



Şekil 5: Katman sayısı ve elektromanyetik dalganın frekansına göre SEZ değişimi



Şekil 6: Katman sayısı ve elektromanyetik dalganın frekansına göre SI.k değişimi

Elde edilen sonuçlardan çıkarılabilecek diğer önemli bir nokta da hem dik gelen hemde eğik gelen düzlem dalga için SEZ ekranlama verimliliği SER'den 20 dB daha iyi elde edilebilmektedir.

4. KAYNAKÇA

- [1] R.B. Schulz, V.C. Plantz and D.R. Brush, "Shielding theory and practice," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 30, no.3, pp.187-201, Aug. 1988.
- [2] K. Naishadham, "Shielding effectiveness of conductive polymers," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 34, no.1, pp.47-50, Feb. 1992.
- [3] M.S. Lin and C.H. Chen, "Plane-wave shielding characteristics of anisotropic laminated composites," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 35, no.1, pp.21-27, Feb. 1993.
- [4] C.N. Chiu and C.H. Chen, "Plane-wave shielding properties of anisotropic laminated composite cylindrical shells," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 37, no.1, pp.109-113, Feb. 1995.
- [5] L. Hasselgren and J. Luomi, "Geometrical aspects of magnetic shielding at extremely low frequencies," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 37, no.3, pp.409-420, Aug. 1995.
- [6] J.F. Hoburg, "Principles of quasistatic magnetic shielding with cylindrical shields," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 37, no.4, pp.574-579, Nov. 1995.
- [7] J.F. Hoburg, "A computational methodology and results for quasistatic multilayered magnetic shielding," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 38, no.1, pp.92-103, Feb. 1996.
- [8] T. K. Wu ve L. L. Tsai, "Shielding properties of thick conducting cylindrical shells with obliquely incident plane wave", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* vol. 17, no.3, pp.189-191, Aug. 1975.
- [9] W.C. Chew, *Waves and Fields in Inhomogeneous Media*, IEEE Press, 1995.

METAL ŞERİTLERDEN OLUŞMUŞ SİLİNDİRİK FREKANS SEÇİCİ YÜZEY

Ali ÜZER, Tuncay EGE

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Gaziantep Üniversitesi
27310 Gaziantep

E-mail: izer@alpha.bim.gantep.edu.tr

ABSTRACT

in this study, a frequency selective surface comprising of freestanding metal strips arranged periodically over a cylindrical surface is considered. By using the Floquet's theorem, a formulation is presented for the calculation of the induced currents over the strips. The power reflection and transmission coefficients are then expressed in terms of these induced currents. Graphs are given for some representative values of surface periodicities. As in the study of planar frequency selective surfaces, a bandpass response is also observed in cylindrical frequency selective surfaces.

1. GİRİŞ:

Yapılan ölçümler göstermektedir ki periyodik olan yüzeyler bazı frekansları olduğu gibi geçirme, bazı frekansları da tamamıyla yansıtma özelliğine sahiptir. Periyodik yapıya sahip böyle yüzeylere frekans seçici yüzeyler denmektedir. Bu yüzeyler mikrodalga frekans bölgesinde yansıtıcı antenlerin daha verimli kullanılmasında yararlı olmaktadır. Örneğin, bir çanak anteni besleyen iki ayrı kaynak arasına uygun bir biçimde yerleştirilen frekans seçici yüzey bir kaynak için geçiren diğer kaynak içinse yansıtıcı olacak şekilde tasarlanırsa bu durumda aynı anteni kullanarak iki ayrı banttan yayın yapmak mümkün olur.

1970'ten beri bir çok türden düzlemsel frekans seçici yüzeyin analizi Floquet teoremi ve moment metodu kullanılarak yapılmıştır [1]. Ancak silindirik veya küresel yüzey şekilleri için literatürde, [2] dışında herhangi bir çalışma bulunmamaktadır. [2]'de silindirik ve küresel frekans seçici yüzeyler için Floquet modları verilmiş ve formülasyonun ne şekilde elde edilebileceği anlatılmıştır. Burada sunulan çalışmada iki boyutlu periyodik yapıya sahip bir silindirik yüzey incelenmiş ve sayısal sonuçlar verilmiştir.

2. PROBLEMİN FORMÜLASYONU

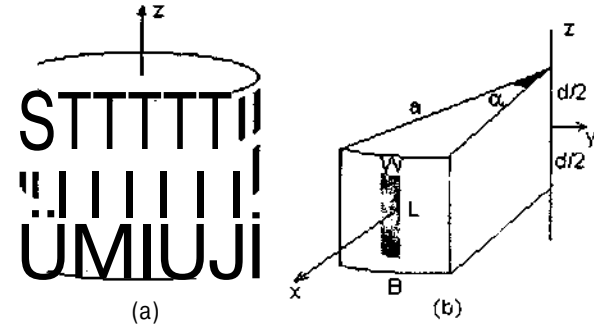
İncelediğimiz frekans seçici yüzey Şekil 1'de görüldüğü gibi silindirik bir yüzeye periyodik olarak dizilmiş metal şeritlerden ibarettir. Bu yüzeye z ekseninde bulunan bir akım filamentinden yayılan elektromanyetik dalga gönderilmektedir, z eksenine yönünde akan bu akımın

genliğinin sabit olduğu ancak fazının doğrusal olarak değiştiği kabul edilmiştir.

Bu durumda gelen dalga silindirik bir dalga olur ve elektrik alanı Maxwell denklemlerinin çözümünden

$$E_{z'} = -\left(\frac{k_{\rho 0}}{-k_0}\right)^2 \frac{k_0 Z_0 I_0}{4} H_0^{(2)}(k_{\rho 0} \rho) e^{-jz'k} \quad (1)$$

şeklinde yazılabilir [6]. Buradaki I_0 ve k_{z0} sırasıyla merkezdeki akımın büyüklük ve z yönündeki faz sabitini göstermektedir. $H_0^{(2)}$ sıfırıncı dereceden ikinci tür Hankel fonksiyonunu, Z_0 ise boşluk empedansını ifade etmektedir. Radyal yöndeki propagasyon sabiti $k_{\rho 0}$ ile boşluk propagasyon sabiti k_0 arasındaki ilişki ise



Şekil 1 Problem geometrisi a) Periyodik olarak dizilmiş metal şeritler b) Tipik bir birim hücre.

$$k^2 = k_0^2 - k_{z0}^2 \quad (2)$$

$$k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \quad (3)$$

şeklinde dir.

z ekseninden çok uzak noktalarda yapılan ölçümlerde ik: tür elektromanyetik dalganın eikisini görülür. Birisi, elektrik alanının (1) ile ifade edildiği, gelen elektromanyetik dalga diğeri ise bu dalganın periyodik yüzeye çarparak saçılmasından meydana gelen elektromanyetik dalgadır. İü

iki dalganın fazlan ve polarizasyonları belli bir frekansta öyle bir değer alır ki toplam elektrik alan sıfır olur ve hiç bir elektromanyetik enerji ölçülemez. Bu durumda yüzey rezonansa gelmiş olur ve bu frekansa da "rezonans frekansı" denir.

Şekil 1'deki durumda, dikkat edilirse, yayılan elektromanyetik dalganın z ve (j) yönünde periyodik olacağı aşikardır. Daha açık bir ifade ile şekilde görülen her birim hücredeki elektromanyetik alan aralarındaki faz farkı hariç diğer hücrelerdeki elektromanyetik alanların aynısına eşit olacaktır. Gelen dalganın z ve (p yönündeki propagasyon sabitleri k_{z0} ve v_0 ise, z ve (p yönündeki birim hücreler arasındaki faz farkı da $k_{z0}d$ ve v_0a olur.

Meydana gelen elektromanyetik alanın z ve \hat{z} yönünde periyodik olacağını belirledikten sonra elektrik ve manyetik alanları verilen geometriye uygun periyodik fonksiyonlar cinsinden ifade edebiliriz. Ancak bu seçeceğimiz periyodik fonksiyonların Maxwell denklemlerini de sağlaması gerekmektedir. Bu durumda Helmholtz denkleminin silindirik koordinatlarda çözümü olan

$$f_{mn}(\rho, \phi, z) = \frac{e^{-jv_m \phi} e^{-jk_z z}}{\sqrt{\alpha d}} \left[(a_{mn} J_{v_m}(k_{\rho n} \rho) + b_{mn} Y_{v_m}(k_{\rho n} \rho)) \right] = \psi_{mn}(\phi, z) R_{mn}(\rho) \quad (4)$$

kullanılabilir [2]. Burada

$$v_m = v_0 + \frac{ITU_m}{a}, \quad k_{zn} = k_{z0} + \frac{2\pi n}{d} \quad (5)$$

$$m, n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$$

şeklinde ve J_{v_m} ve Y_{v_m} derecesi v_m olan birinci ve ikinci tür Bessel fonksiyonlarını ifade etmektedir. J_{v_m} ve Y_{v_m} yerine incelenen bölgeye uygun olması için Hankel fonksiyonları da seçilebilir; örneğin yüzeyden dışarıya yayılan dalgalar için ikinci tür Hankel fonksiyonu seçmek mümkündür.

Buradaki y/m_n fonksiyonlarına Floquet modları denir ve dikkat edilirse bu fonksiyonlar periyodiktir (L ve (j) yönündeki periyotları $k_{z0}d$ ve v_0a dn). Elektromanyetik alanın herhangi bir bileşeni iç bölge için

$$U_{iç} = \sum_{m,n} \left[a_{mn} J_{v_m}(k_{\rho n} \rho) + b_{mn} Y_{v_m}(k_{\rho n} \rho) \right] \psi_{lm}, \quad p < a \quad (6)$$

ve dış bölge için

$$U_{dış} = \sum_{m,n} c_{mn} H_{v_m}^{(2)}(k_{\rho n} \rho) \psi_{m,n}, \quad p > a \quad (7)$$

şeklindeki sonsuz toplamlar ile gösterilebilir. Bu açılımlardaki bilinmeyen a_{mn} , b_{mn} ve c_{mn} katsayıları sınır şartları uygulanarak ve uygun bir iç çarpım tanımlayarak hesaplanabilir. Bu problem için uygun bir iç çarpım

$$\langle /, *' \rangle = \int_{-J/2}^{J/2} \int_{-a/2}^{a/2} fgd \& z \quad (8)$$

şeklinde [3]. Kolayca gösterilebileceği gibi bu iç çarpıma göre bütün y/m_n fonksiyonları aynı zamanda birbirine diktir:

$$\langle V_{mn} V_{rs} \rangle = \begin{cases} 1 & m=r \text{ ve } n=s \\ 0 & m \neq r \text{ veya } n \neq s \end{cases} \quad (9)$$

3. SAÇILAN ELEKTRİK VE MANYETİK ALANLAR

3.1 Şeritler Üzerinde Endüklenen Akımlar

Saçılan elektrik ve manyetik alanları bulabilmek için saçılan alanlara neden olan, metal şeritler üzerinde endüklenen akım dağılımının bulunması gerekir. Eğer şeritlerin eni elektriksel olarak çok küçükse, yani;

$$w/\lambda \ll 1 \quad (10)$$

şartını sağlıyorsa bu durumda endüklenen A_z akımları hep z yönünde olacaktır. Bu durumda saçılan elektrik ve manyetik alan bileşenlerini tek bir manyetik vektör potansiyeli, A_z cinsinden ifade edebiliriz. Yani,

$$A_z^{II} = T_{a,n} n H_z^{(2)}(k_{\rho n} \rho) \psi_{m,n}, \quad p > a \quad (11)$$

$$A_z^I = \sum_{m,n} b_{mn} J_{v_m}(k_{\rho n} \rho) \psi_{m,n}, \quad p < a \quad (12)$$

şeklinde yazabiliriz [2]. Burada dikkat edilirse iç bölge için ikinci tür Bessel fonksiyonunun seçilmediği görülür. Çünkü alanların z eksenini üzerinde sonsuz değerde olmaması lazımdır. Dış bölge için ise, dışarıdaki alanın merkezden uzaklaştıkça zayıflaması lazım geldiğinden ikinci tür Hankel fonksiyonlarına yer verilmiştir.

a_{mn} ve b_{mn} katsayılarını bulmak için aşağıdaki sınır şartlarının kullanılması gerekmektedir:

- Metal şeritler üzerinde saçılan elektrik alanın teğetsel bileşenleri sürekli olmalıdır.
- Metal şeritler üzerinde saçılan manyetik alanın teğetsel bileşenleri endüklenen akımın yoğunluğu kadar süreksiz olmalıdır.
- Toplam teğetsel elektrik alan (yani saçılan ve gelen elektrik alanların teğetsel bileşenlerinin toplamı) metal şeritler üzerinde sıfır olmalıdır.

Bu sınır şartları ile birlikte Floquet rhodlarının dik olma özelliğini kullanarak aşağıdaki elektrik alan integral denklemini (EFIE) elde edilir

$$\frac{\pi k_0 Z_0 a}{2} \sum_{m,n} \left(\frac{k_m}{k_0}\right)^2 \langle K_z, \psi_{mn} \rangle J_{v_m}(k_{\rho m} a) H_{v_m}^{(2)} \left(k_{\rho m} a \right) = \begin{cases} E_z^i & \text{şerit üzeri} \\ 0 & \text{şerit dışı} \end{cases} \quad (13)$$

3.2 Moment Metod'u ile Çözüm

(13)'te elde edilen denklem

$$L\{K_z\} \begin{cases} E_z^i & \text{şerit üzeri} \\ 0 & \text{şerit dışı} \end{cases} \quad (14)$$

şeklinde bir operatör denklemdir. Bu denklemi sayısal olarak çözmek için akım dağılımını sonlu bir seri ile ifade etmemiz gerekir. Bunun için

$$K_z = \sum_{q=1}^Q c_q \tilde{\Psi}_q \quad (15)$$

yazabiliriz. Buradaki C_q 'lar bilinmeyen katsayıları göstermektedir. $\tilde{\Psi}_q$ fonksiyonlarını ise

$$\tilde{\Psi}_q(\phi, z) = \begin{cases} j \sin[\frac{q\pi}{2}(\phi + f)] & \text{şerit üzeri} \\ 0 & \text{şerit dışı} \end{cases} \quad (16)$$

şeklinde seçmek uygun olur [3]. Bu durumda (14)

$$\sum_{q=1}^Q c_q L\{\tilde{\Psi}_q\} = E_z^i \quad (17)$$

şeklinde yazılabilir. (17)'nin her iki tarafının $\tilde{\Psi}_p^*$ 'lere göre iç çarpımları alındığında

$$\sum_{c=1}^Q (L\{\tilde{\Psi}_c\} | \tilde{\Psi}_p^* \rangle = (F^* | \tilde{\Psi}_p^* \rangle) \quad (18)$$

şeklinde bir denklem sistemi elde edilir [4]. Bu denklem sistemini bir matris denklemleri olarak

$$\sum_{q=1}^Q \tilde{Y}_{pq} \tilde{c}_q = B_p, \quad p = 1, 2, \dots, Q \quad (19)$$

ile gösterilebilir. Buradaki matris elemanları

$$A_{pq} = \sum_{m,n} \left(\frac{k_m}{k_0}\right)^2 C_{mq}^* C_{np} S_{v_m}^2 J_{v_m}(k_{\rho m} a) H_{v_m}^{(2)}(k_{\rho m} a) \quad (20)$$

$$S_{v_m} = \frac{\sin[v_m W/2a]}{[v_m W/2a]} \quad (21)$$

$$c_{np} = P \frac{[(-1)^p e^{-jk_n L/2} - e^{jk_n L/2}]}{\{k_{zn} L\}^2 - \{pKY\}^2} \quad (22)$$

$$\tilde{c}_q = \frac{\pi k_0 Z_0 W^2 a^2 L^2}{laad} c_q \quad (23)$$

$$B_p = -\left(\frac{k_{\rho 0}}{k_0}\right) \frac{k_0 Z_0 I_0}{4} H_0^{(2)}(k_{\rho 0} a) \sqrt{ad} \frac{WnL}{a\sqrt{ad}} S_{v_0} C_{0p} \quad (24)$$

şeklinde [6]. Matris elemanlarının sayısal olarak hesaplanmasında Bessel ve Hankel fonksiyonlarının değişik argüment ve derece bölgeleri için verilen ifadeler kullanılmalıdır [5]. Bununla beraber hesaplamaların sayısal olarak yavaş yakınsadığı görülmüştür. Bu yavaş yakınsamayı hızlandırmak için [3]'te anlatılan metottan faydalanılabilir.

3.3 Yansımaya ve Transmisyon katsayıları

(19)'da verilen matris denklemleri sayısal olarak çözüldüğünde akım katsayıları c_q bulunur. Bu durumda yansımaya ve transmisyon katsayılarını

$$|\Gamma|^2 = \frac{2 \hat{V}^2 \hat{U}}{a^2 d^2 k_{\rho 0}^2} \quad (25)$$

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} k_{\rho n}^2 \left| \sum_{q=1}^Q c_q C_{nq} \right|^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} S_{v_m}^2 |J_{v_m}(k_{\rho m} a)|^2$$

$$m^2 = 1 + \frac{-I - S_0}{ad} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{q=1}^Q c_q C_{0q} \right\} H_0^{(2)}(k_{\rho 0} a) \quad (26)$$

şeklinde yazabiliriz [6].

3.4 Sayısal Sonuçlar

Silindirik frekans seçici yüzeyin güç yansımaya ve transmisyon katsayılarını frekansa göre hesaplayan bir program geliştirildi. Hesaplamalarda metal şerit üzerinde endüklenen akımlar için 10 sinüs fonksiyonu, sınır şartlarını sağlamak için ise 400 Floquet modu kullanıldı. Örnek parametre seti olarak

$$B = 60mm$$

$$d = D = 10mm$$

$$A = 200 \text{ eleman } I \text{ çember} \quad (2i)$$

$$a = 2nl N$$

$$a = Bla = BN I(2TT)$$

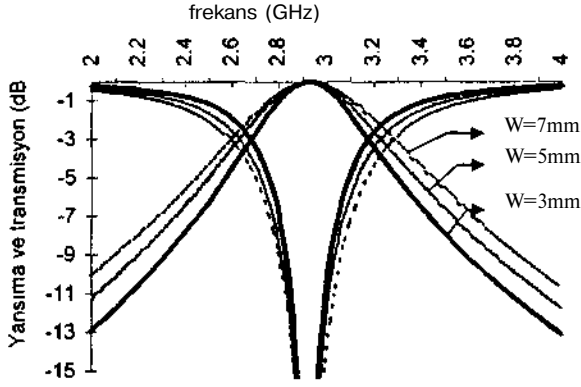
alındığında Şekil 2 ve Şekil 3 deki grafikler elde edilir. Buradaki şekiller gönderilen dalgaının manyetik alanının z eksenine dik olması durumuyla ilgilidir ve katsayılar değişik W ve L değerleri için dB cinsinden verilmiştir.

Şekil 2 'de şerit uzunluğu sabit iken (L=50mm) değişik W (W=3mm, 5mm, 7mm) değerleri için yansımaya ve transmisyon katsayıları verilmiştir. Rezonans frekansı, yani gönderilen dalgaının tamamen yansımaya durumu, 2.93GHz de meydana gelmekte ve W değişimlerinden

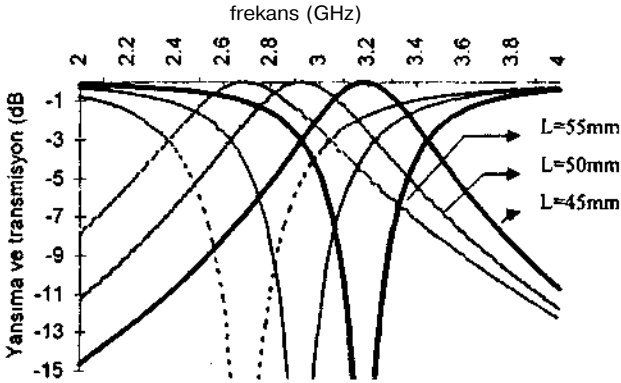
etkilenmemektedir. Fakat W değerlerine göre band genişliği şekilde görüldüğü gibi değişmektedir.

Şekil 3 deki grafikte ise şerit eni sabit tutulduğunda ($W=5\text{mm}$) yansıma ve transmisyon katsayılarının farklı şerit uzunluklarına göre değişimi gösterilmiştir. Görüldüğü gibi rezonans frekansı uzunluk değişimlerinden etkilenmekte, fakat band genişliği fazlaca değişmemektedir.

Ayrıca hesaplamalarda rezonans frekansı ve band genişliğinin dalganın gelme açısına göre değişmediği görülmüştür [6].



Şekil 2 Değişik W değerleri için çizilmiş güç yansıma ve transmisyon katsayıları



Şekil 3 Değişik L değerleri için çizilmiş güç yansıma ve transmisyon katsayıları

4. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME

Burada silindirik koordinat sistemi ile ilgili Floquet modları verilmiş ve bu modlar TE durumu için silindirik bir frekans seçici yüzeyin incelenmesinde kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlar literatürde çok fazla incelenmiş olan düzlemsel frekans seçici yüzeylerle benzerlikler göstermektedir. Çok geniş yarıçaplı bir silindirik yüzey için elde edilen sonuçlar onun karşılığı olan düzlemsel frekans seçici yüzeylerle karşılaştırılmış ve sonuçların birbirine çok benzediği görülmüştür [6].

Bu çalışmada, sonuç olarak silindirik yüzeylerin de frekans seçici özelliğe sahip oldukları gösterilmiştir. Ayrıca söz konusu edilen metod daha da geliştirilerek pratikte kullanılmakta olan bükümlü frekans seçici yüzeylerin de incelenmesinde kullanılabilir.

5. KAYNAKÇA

- [1] R Mittra, C. H. Chan, T. Cwick, "Techniques for analyzing frequency selective surfaces—A Review", Proceedings of IEEE, vol. 76, N. 12, pp. 1593-1614, December 1988.
- [2] Tom Cwick, "Coupling into and scattering from cylindrical structures covered periodically with metallic patches", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, pp. 220-226, Feb 1990.
- [3] J. C. Herper, A. Hessel and B. Tomasic, "Element pattern of an axial dipole in a cylindrical phased array—Theory and Experiment", RADC Rep., 1985.
- [4] "Field Computation by Moment Methods", Roger F. Harrington, 1968.
- [5] "Handbook of mathematical functions", Milton Abramovitz and Irena A. Stegun, 1965.
- [6] Ali Üzer, "A cylindrical frequency selective surface comprising of metal strips", A master's thesis. Department of Electrical and Electronics Engineering, University of Gaziantep.

PERYODİK OLUKLU YAPIDAKİ BİR DALGAKILAVUZUNDA NON-BRAGG FOTONİK BAND BOŞLUKLARI

V. A. Pogrebniy, A.İL Serbest, M. Güler

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Çukurova Üniversitesi
01330 Balcalı
Adana
E-mail: serb, fi) Kcpa mte, ÇU • ç<JU, U

AÜSTRACT

The non-Bragg nature resonance is predicted in a periodically corrugated waveguide. The resonance results in appearance of additional, at small values of wave numbers, photonic band gaps in the waveguide spectrum.

GİRİŞ

Elektromanyetik dalgaların periyodik yapılarıdaki yayılımı, bu temeli üzere çalışan sistemlerin opto-elektronik ve eutegre-optik cihazlardaki geniş kullanımı sebebiyle büyük bir ilgi uyandırmıştır. Opto-elektronik bu konudaki gelişimi son on yılda o kadar hızlı olmuştur ki, Bragg yansımaları olayını kullanan Fotonik band boşlukları cihazları olarak adlandırılan pek çok farklı cihaz geliştirilmiştir. Bu cihazların çoğu dalgalının periyodik bir yapı boyunca Bragg yansımaları olayını kullanarak yayılımını baz alır, Bu olay deneysel olarak pek çok çalışmaya konu olmuş [1,2], teorik olarak birleştirilmiş dalgalar denklemi yöntemiyle ifade edilmiştir [3], öte taraftan, Bragg rezonansından uzak noktadaki dalga olayı yeterince çalışılmamıştır. Son çalışmalarda yayılan bir dalgalının Bragg rezonansının yanısıra periyodik yapı bir dalgakılavuzu geometrisinde non-Bragg tipi rezonansında görülebileceği gösterilmiştir [4].

Bu çalışmada periyodik yapıya sahip bir dalgakılavuzunda görülen non-Bragg rezonansının analizini detaylı bir şekilde incelemiştir,

Elektromanyetik Uyan-dalga Rezonansı

V^2 ve $y_0(x)$ noktalarındaki iki metal plaka arasında dielektrik bir tabaka düşünelim. Oluklu alt plaka $y(x)=\cos(qx)$ gibi bir , tek-boyutlu periyodik profile sahip olsun. Burada $q=2n/a$ ya eşittir, s ve a sırasıyla genlik vs oluk periyodunu göstermektedir. Problem transverse elektrik bir alan bileşeni için iki boyutlu dalga denklemi çözümüne indirgenmiştir.

$$E_z(x,y) = \varphi(x,y)$$

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} + \epsilon \frac{\omega^2}{c^2} \varphi = 0 \dots \dots \dots (i)$$

sınır koşulları

$$\varphi(x, y_0(x)) = \varphi(x, d) = 0, \dots \dots \dots \cdot (2)$$

s tabakanın dielektrik sabitidir.

(2) ve (1)' in birleştirilmesiyle dispersion denklemi kapalı formda şu şekilde elde edilir

$$s \frac{\omega^2}{c^2} - (k_x + nq)^2 - k_{y,n}^2 = 0$$

$\langle p(x,y) \rangle$ alanı bir Fourier serisi formunda gösterilebilir.

$$\varphi(x, y) = \sum_n [a_n \cos(k_{y,n} y) + b_n \sin(k_{y,n} y)] \exp[i(k_x + nq)x] \dots \dots \dots (3)$$

(3) denkleminin (2)'de yerine konması ve oluk genişliğinin ($d \ll 1$, ölçüsünde küçük olması kabulüyle farklı dalga numaraları-faz sabitleri-arasındaki ilişkiyi bize anlatan karakteristik denklemi kolayca elde edilir.

$$\tan(dk_0) \left\{ \frac{s^2}{4} [k_0 k_{-1} \cot(dk_{-1}) + k_0 k_1 \cot(dk_1)] + \tan(dk_0) [k_1 k_2 \cot(dk_1) \cot(dk_2) + k_{-1} k_{-2} \cot(dk_{-1}) \cot(dk_{-2})] \right\} \dots \dots \dots (4)$$

Son denklemde $k_{y,n}$ dalga numarasındaki y alt indisini yok sayalım Bu çalışmada (4) denkleminin tam çözümü gösterilmektedir, ancak, burada yalnızca rezonans durumu düşünülmektedir.

Dalga denkleminde k_p dalga numaralarını $^{-1,2,3,\dots}$ olmak üzere şu şekilde buluruz;

$$k_{z1} = \sqrt{\frac{p^2 \pi^2}{d^2} \mp 2k_x q - q^2}, \dots \dots \dots (5)$$

Bilinen Bragg rezonanslarının $k_x \sim \pm q/2$ üç göündüğü (3) ve (4) denklemlerinden görülebilir. Bununla beraber genel bir rezonans durumu ise (4) ile aşıkardır.

$$k_x = \frac{l\pi}{2} \dots \dots \dots (6)$$

$l=1,2,3,\dots$ iken

(6) ve (4) numaralı denklemler oluklu dalga kılavuzundaki elektrik alanının $n=0$ ve komşu $H = \pm 1$ uzay harmoniklerinin l ve p ile gösterilen farklı modları arasındaki rezonans koşullarını açıklarlar. Rezonanslar şu frekanslarda gözlenir;

$$\omega_{p,l} = \{\omega_p^2 + \omega_B^2 [1 + \frac{(l^2 - p^2)\pi^2}{(dq)^2}]\}^{1/2} \dots \dots (7)$$

öyle ki

$$\omega_p = \frac{c}{2d} \dots \dots \dots$$

düz (oluksuz) dalga kılavuzunda p modunun kesme frekansdır;

$$\frac{cq}{2\pi\epsilon}$$

ise Bragg frekansdır.

(3) no lu karakteristik denkleminin rezonans civarında çözümü dalgakılavuzu spektrumunda dalga ayrılması ve durdurma bandları görülmesine sebebiyet verir.

örneğin ; $dq \gg 1$ gibi kaim bir tabakada- entegre optiklerdeki çoğu durumda geçerli olduğu gibi- geçiren bandlar $\ll \omega_p$ durduran bandlar ise $\ll \omega_p$ dir;

$$\Delta\omega_{p,l,l+1} = \frac{(2l+1)7T^{\circ}CO_B}{(qd)^2}$$

$$\delta\omega_{p,l} = \frac{\epsilon}{d} \frac{l\omega_p^2}{p\omega_B} \dots \dots \dots (8)$$

SONUÇLAK

Gerçekleştirilen çalışma göstermiştir ki, periyodik küçük genlikte oluklara sahip bir dalgakılavuzunda, elektrik alanı üç yada daha fazla uzay harmonisinin superpozisyonu olarak gösterilebilir. Her uzay harmonimi birbirine (4) no'lu karakteristik denklemlerle bağlı k_x gibi bir boylam ve k_y gibi bir enlem dalga numarasıyla tanımlanır. k_{y0} ve k_x dalga numaralarının alabildiği değerler oluklu dalgakılavuzundaki mod takımını belirler. k_x için bazı değerleri için k_{y0} ve k_{y1} dalga numaraları eşit olabilir. Bu durumda rezonans, karşılık gelen modlar arasında olur. y yönündeki dalga hareketi duran bir dalgayla ifade edildiğinden, bu duran dalgalar arasında bir rezonanstır.

KAYNAKÇA

- /1/ H. P. Zappe, "Introduction to Semiconductor Integrated Optics", Artech House, Boston-London (1995).
- /2/ S. Solimeno, B. Crosignani, and P. DiPorto, "Guiding, Diffraction, and Confinement of Optical Radiation", Academic, New York (1986).
- /3/ Integrated Optics, ed. T. Tamir, Springer-Verlag, Berlin (1975).
- /4/ V. A. Pogiebnyak, Phys. Rev. E, v. 58, R 5261 (1998).

ÜNİFORM OLARAK YERLEŞTİRİLMİŞ N-ELEMANLI LİNEER BİR ANTEN DİZİSİNİN GENLİK DAĞILIMINI BELİRLEMELİK İÇİN GENEL BİR TASARIM YÖNTEMİ

Refet RAMİZ

Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi,
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, Beşiktaş, 80750, İstanbul /Türkiye
Tel: + 90 212 2597070-Dah.2885, Fax: + 90 212 2594967, e-mail: ramiz@yildiz.edu.tr

Abstract- in this work, a linear array that is formed by placing elements along a straight line is considered to shape the beam and control the level of the side lobes by adjusting the amplitudes of the current in the array. The total radiated field, $|E|$ is produced by using the N^* Bernstein polynomial, $B_N(f;x)$. So that the well-known linear arrays and rest unrealized ones that uses the current distribution excitations for the required radiation, can be obtained as special cases from an unified analytical procedure by changing f_k coefficients in the Bernstein polynomial. The connection between arrays and Bernstein polynomial is established by considering current excitation symmetrical for obtaining real-valued array function, and by choosing an appropriate transformation between x and y to make the array function and polynomial identical. By this new method, both broadside (maximum radiation at $G = \pi/2$) and end-fire (maximum radiation at $G = 0$) type arrays can obtain by adjusting the current excitations. Also, to control and change the directivity function at a given point is possible and one can set the maximum lobe amplitude for a given N and by the time can change the other lobes position and amplitude.

1. GİRİŞ

Birçok uygulamalarda, uzak mesafe haberleşmesinde gerek duyulan talepleri karşılamak için antenlerin yüksek doğrultuculuk karakteristiklerinde tasarlanması gereklidir. Bu sadece antenin elektriksel boyutunu artırarak başarılabılır Bununla birlikte, antenin boyutlarını genişletmek için her bir elemanın boyutunu artırmak yerine ışını elemanları, elektriksel ve geometrik konfigürasyonlarda birleştirilerek bir yapı oluşturulabilir. Çok sayıda elemandan oluşturulan bu yeni anten bir dizi olarak adlandırılır $N_{\text{çift}}$ elemanlardan oluşmuş bir dizede, tüm dizinin geometrik konfigürasyonu, elemanlar arasındaki kaydırma, her bir elemanın uyanılma genliği veya f_n ve her bir elemanın pateni, tüm antenin paternini biçimlendirmek için kontrol edilebilir.

Burada yapılan çalışmada, dizideki elemanların akım genliklerini ayarlayarak, yan lobların seviyesini kontrol etmek ve huzmeyi biçimlendirmek için, bir doğru boyunca üniform olarak yerleştirilmiş, N elemandan oluşan bir lineer J_i/i gö/önüne alınmıştır. Elemanları eşit aralıklarla

yerleştirilmiş bir lineer dizi için, ışın alan şiddetinin genliği aşağıdaki şekilde ifade edilebilir;

$$|E| = \left| a_p e^{-j(p\psi - \alpha_p)} + \dots + a_n e^{-j(n\psi - \alpha_n)} + \dots + a_p e^{j(p\psi + \alpha_p)} \right| \quad (D)$$

Burada $\psi = 2(n/\lambda)d \cdot \cos(Q)$ ve (d) elemanlar arasındaki mesafedir, (a_j) katsayıları ilgili elemanın akım genliğiyle orandır ve (α_n) ard arda sıralı her bir elemanın faz kaymasını temsil eder. Burada yapılan çalışmada, dizinin toplam uzunluğu (L) ve elemanlar arasındaki mesafe (d) sabit olarak alınmış ve tüm dizi elemanları için faz kayması ($\alpha=0$) kabul edilmiştir. Böylelikle öngörülen yöntemin üstünlüğü kolaylıkla gösterilebilmektedir.

Dizinin oluşturduğu toplam alan, orijinde yerleştirilmiş bir tek elemanın oluşturduğu alan ile dizi faktörü olarak isimlendirilen bir faktörün çarpımına eşittir,

E (toplam) = E (referans noktasında tek bir eleman) x DF (Dizi Faktörü)

Birkez, noktasal kaynak dizisi için dizi faktörü elde edildiği takdirde, gerçek dizinin toplam alan bulunabilir [1].

1.1 Dizi Faktörü

1.1.1 Çift Sayıda Eleman İçeren Lineer Dizi

Çift sayıda ($N_{\text{çift}}$) izotropik elemanın z -ekseni boyunca simetrik olarak yerleştirilmesi ile elde edilen dizi Şekil 1'de verilmektedir. Burada, orijinin her bir tarafında $N_{\text{çift}}/2$ eleman yerleştirilmiştir ve genlik uyarımlarının orijine göre simetrik olduğu kabul edilerek, üniform olmayan genlikli dizinin dizi faktörü şu şekilde verilebilir.

$$DF_{\text{çift}} = 2 \cdot \sum_{n=1}^{N_{\text{çift}}/2} a_n \cdot \cos\left(\frac{n-1}{2} k \cdot d \cdot \cos Q\right) \quad (2)$$

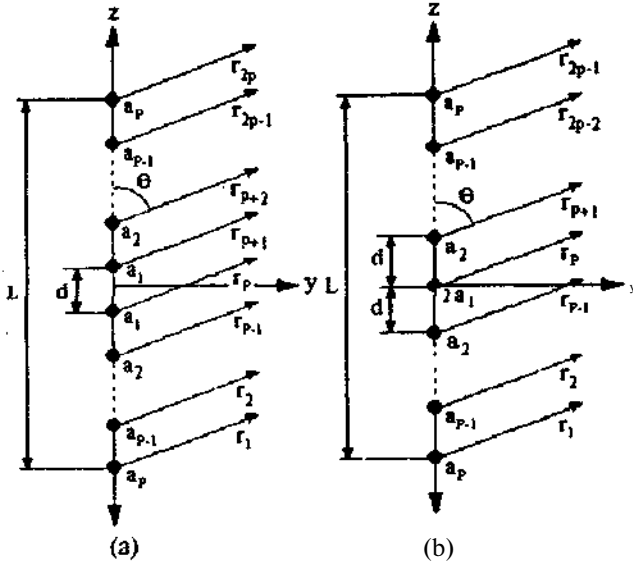
Burada (a_j) ler dizi elemanlarının uyanılma katsayılarıdır.

1.1.2 Tek Sayıda Eleman İçeren Lineer Dizi

Eğer, dizinin toplam eleman sayısı Şekil 1b'de gösterildiği gibi tek ise (N_{tek}), dizi faktörü şu şekilde yazılabilir;

$$DF_{\text{tek}} = 2 \cdot \sum_{n=1}^{N_{\text{tek}}/2} a_n \cos\left((n-1/2)k \cdot d \cdot \cos Q\right) \quad (3)$$

Burada, merkezdeki elemanın uyanılma genliği $2a_1$ dir.



Şekil 1. Lineer dizi
(a) çift sayıda eleman, (b) tek sayıda eleman

Yukarıda belirtilen eşitlikler yeniden şu şekilde yazılabilir,

$$DF_{çift} = 2 - \sum_{n=1}^{N_{çift}/2} a_n \cdot \cos((2n-1) \cdot \Psi), \quad N \text{ çift için} \quad (4)$$

$$DF_{tek} = 2 - \sum_{n=1}^I a_n \cos((n-1) \cdot \Psi), \quad *i \text{ tek için} \quad (5)$$

$$\Psi = \frac{\pi \cdot d}{X} \cos \theta \quad (6)$$

1.2 Schelkunoff Teoremi

Schelkunoff'a göre [2], ard arda gelen elemanları arasında bir ayırım bulunan her lineer dizi, derecesi dizinin gerçek eleman sayısından bir düşük olan bir polinom ile temsil edilebilir. Burdan hareketle, burada yapılan çalışmada toplam ışyan alanın |E|, N inci Bemstein polinomu, $B_N(f;x)$ kullanılarak elde edilebileceği öngörülmüştür [3].

2. BERNSTEİN POLİNOMLARI KULLANILARAK N-ELEMANLI LİNEER BİR DİZİNİN TASARIMI

Diziler ile Bemstein polinomu arasındaki ilişki, reel değerli bir dizi fonksiyonu elde etmek amacıyla, uyarma akımların simetrik kabul ederek ve dizi fonksiyonu ile polinomu eşlenik kılan uygun bir $x=g(vy)$ dönüşümü seçerek oluşturulmuştur [4].

2.1 Bernstein Polinomları

Bernstein teoremine göre, eğer bir $f(x)$ fonksiyonu $[0,1]$ aralığında sınırlı ise. $f(x)$ fonksiyonunun sürekli olduğu herhangi bir $x \in [0,1]$ noktasında aşağıdaki ifade yazılabilir;

$$\lim_{N \rightarrow \infty} B_N(f;x) = f(x) \quad (7)$$

N inci ($N \geq 1$) Bemstein polinomu $B_N(f;x)$, $[0,1]$ aralığında sınırlı $f(x)$ fonksiyonu için şu şekilde tanımlanmıştır [3],

$$B_N(f;x) = \sum_{k=0}^N f\left(\frac{k}{N}\right) \binom{N}{k} x^k (1-x)^{N-k} \quad (8)$$

Burada, $B^*(f;0)=f(0)$; $B_N(f;1)=f(1)$ ve $f(k/N)$, $f(x)$ fonksiyonunun (k/N) noktasındaki örnek değeridir. ($k=0,1,2,\dots,N$)

Bernstein polinomunu dizi tasarımında kullanabilmek için, $0 \leq x \leq 1$ aralığında tanımlı Bemstein polinomu $BH(f;x)$, $0 \leq \Psi \leq 180$ aralığında tanımlı $B_N(f;F)$ polinomuna dönüştürülmelidir. Bu amaçla aşağıdaki $x = g(\Psi)$ dönüşümü kullanılmıştır [4-5];

$$x = g(\Psi) = \frac{1}{2}(1 + \cos(\Psi)) \quad (9)$$

Basitlik sağlamak açısından bundan sonraki ifadelerde $f(k/N)$ 'ler f_k olarak tanımlanmıştır. $x = g(\Psi)$ dönüşümü (8)'de yerine konulursa, dönüştürülmüş $B_N(f;T)$ polinomu şu şekilde yazılabilir [4-5];

$$B_N(f;\Psi) = \sum_{k=0}^N f_k \binom{N}{k} (1 + \cos(\Psi))^k (1 - \cos(\Psi))^{N-k} \quad (10)$$

Bu ifade, yukarıda tanımlanan dizi faktörleriyle eşdeğer bir fonksiyon elde etmek için, \cos^k terimlerinin yerine aşağıdaki ifade yazılarak kosinüs fonksiyonlarının bir sen sı olarak da ifade edilebilir;

$$\cos^m \Psi = \frac{1}{2^{m-1}} \left\{ \cos(m\Psi) + \frac{m}{1!} \cos(m-2)\Psi + \dots \right\} \quad (11)$$

2.2 Yeni Tip Dizilerin Tasarımı İçin Örneklemeye Vektörünün Belirlenmesi

Reel değerli dizi fonksiyonu (DF) elde etmek için. Ψ örnekleri aşağıdaki şekilde seçilmelidir [4-5];

$$f_k = R(k, N) \cdot (-1)^k \quad k: 0, 1, 2, \dots, N \quad (12)$$

Burada $R(k, N) = R(N-k, N)$ ve $R(k, N)$ pozitif reel bir sayıdır. Bemstein polinomu kullanılarak hem tek hem de çift sayıda eleman içeren bir dizi tasarlamak için. yukarıda belirtilen özelliğin, (10) eşitliğinde yerine konması gerektirir. Böylelikle dizi fonksiyonu (DF) şu formda elde edilebilir.

$$DF = |B_N(f; \Psi)| \quad (13)$$

Bu durumda problem, örneklemeye vektörü f 'in isten, n karakteristik özelliklere göre belirlenmesidir. Bunun için, öngörülen yöntemde, yukarıda belirtilen özellik ile birlikte talep edilen maksimum yan lob değeri (DF_{max}), maksimum lobun minimum loba oranı ($R_o = DF_{maksimum} / DF_{minimum}$) ve aşağıda belirtilen ekstremum (H'_{ex}) ve sıfır ($4'$) pozisyonlarına ilişkin Timriyamaif gözönümü bulundurularak farklı tipte diziler tasarlanabilir;

$$0^\circ \leq \Psi_{eks} \leq 180^\circ; \quad 0^\circ \leq \Psi_{4'} \leq 180^\circ \quad (14)$$

$$B_N(f; \Psi_{eks}) \leq DF_{maksimum} \quad (15)$$

Bununla birlikte (10) eşitliği kullanılarak, dizi faktörünün $T = Jt / 2$ 'deki değeri, örnekleme vektörü f 'e bağlı olarak aşağıdaki şekilde verilebilmektedir;

$$B_N(f, \frac{\pi}{2}) = \frac{1}{2^N} \left\{ \sum_{k=0}^N f_k \binom{N}{k} \right\} \quad (16)$$

2.3 İyi Bilinen Lineer Diziler İçin Örnekleme Vektörünün Belirlenmesi

Tek veya çift sayıda elemandan oluşan bir dizinin dizi faktörü (DF), terimleri Bernstein polinomlanmki ile aynı formda ve kosinüs terimlerinin toplamı olduğundan, çok iyi bilinen üniform, binomial, üçgensel v.b. dizi faktörlerine karşılık düşen katsayılar, kosinüs terimleri ile ifade edilmiş dizi faktörünü uygun Bernstein polinomuna eşitleyerek belirlenebilmektedir [4-5].

3. ÖRNEKLER

3.1 5-Elmanlı Lineer Dizi

Verilen bir eleman sayısı için örnekleme vektörünü f belirlemek amacıyla, gerekli R_m , DF_{min} değerleri yanında dizi faktörü (DF) 'nün ekstremum ve sıfır değer pozisyonlarının bilinmesi gerekir.

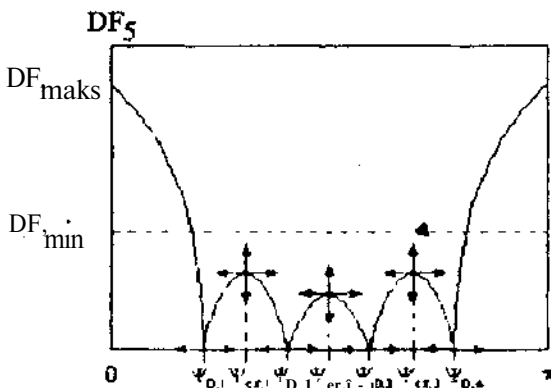
5-elemanlı lineer bir dizi için gereken 4. dereceden Bernstein polinomu [4] şu şekilde ifade edilebilir;

$$B_4(W) = \frac{1}{64} \cdot (35 \cdot f_0 + 20 f_1 + 9 \cdot f_2) + \frac{1}{64} \cdot (28 \cdot f_0 - 16 f_1 - 12 f_2) \cos(2 \cdot P) + \frac{1}{64} \cdot (f_0 - 4 f_1 + 3 f_2) \cos(4 \cdot T)$$

Buna karşılık düşen dizi faktörü ise aşağıdaki şekilde tanımlanabilir,

$$DF_5(\Psi) = |B_4(f; \Psi)|$$

Örnekleme vektörü f ' i kolaylıkla belirleyebilmek için, Şekil 2' de verilen 5-elemanlı lineer diziyeye ilişkin genel dizi faktörü karakteristiği dikkate alınabilir.



Şekil 2. 5-Elmanlı lineer dizi için geneli dizi faktörü karakteristiği

Sözkonusu dizi faktörüyle ilişkili ekstremum ve sıfır değer pozisyonları sırasıyla şu şekilde verilebilir.

Sıfır değer pozisyonları,

$$T_0 = a \cos \left\{ \pm \sqrt{\frac{-3 \cdot f_0 + 3 \cdot f_2 \pm 2 \cdot \sqrt{J2 \cdot f_0^2 + 4 \cdot f_1^2 - 6 \cdot f_0 \cdot f_2}}{f_0 - 4 f_1 + 3 f_2}} \right\} f_2$$

Ekstremum değer pozisyonları,

$$\Psi_{eks,1,3} = * \cos \left\{ \pm \sqrt{\frac{-3 \cdot f_0 + 3 \cdot f_2}{f_0 - 4 f_1 + 3 f_2}} \right\} \quad \Psi_{eks,2} = \frac{\pi}{2}$$

örnekleme vektörü f ' in belirlenmesi sıranında geniş bir tasarım imkanı sağlayan aşağıdaki ifadeler, olası taleplerin belirlenmesi açısından kolaylık sağlamaktadır,

(i) Dizi faktörünün ekstremum pozisyonlarındaki değeri,

$$DF_5(\Psi_{eks1}) = |B_4(f; \Psi_{eks1})| = \left| \frac{f_0^2 + 2 f_1^2 - 3 f_0 f_2}{f_0^2 - 4 f_1^2 + 3 f_2^2} \right|$$

$$DF_5(\Psi_{eks2}) = |B_4(f; \Psi_{eks2})| = \left| \frac{1}{8} \cdot (f_0 + 4 f_1 + 3 f_2) \right|$$

(ii) $\Psi = \Psi_{eks1} = \Psi_{eks3}$ ' e göre R_0 (bu durumda $DF_5(\Psi_{eks2}) < |DF_{min}|$);

$$R_0 = \left| \frac{f_0^2 - 4 f_0 f_1 + 3 f_1 f_2}{f_0^2 + 2 f_1^2 - 3 f_1 f_2} \right|$$

(iü) $\Psi = \Psi_{eks2}$ ' e göre R_0 (bu durumda $DF_5(\Psi_{eks1}), DF_5(\Psi_{eks3}) < |DF_{min}|$);

$$R_0 = \left| \frac{8 \cdot f_0}{f_0 + 4 f_1 + 3 f_2} \right|$$

(iv) $DF_5(\Psi_{eks1}), DF_5(\Psi_{eks3}) \leq |DF_{min}|$ ve $DF_5(\Psi_{eks2}) > |DF_{min}|$

(v) DF_5 ' in bütün ekstremum pozisyonlarında aynı değeri alacağı gözönünde bulundurularak, f_k parametreleri arasında şu ilişki verilebilir,

$$DF_5(\Psi_{eks1}) = DF_5(\Psi_{eks2}) = DF_5(\Psi_{eks3})$$

$$f_2 = f_0 \text{ veya } f_2 = \frac{5 f_0 + 4}{f_0 + 2}$$

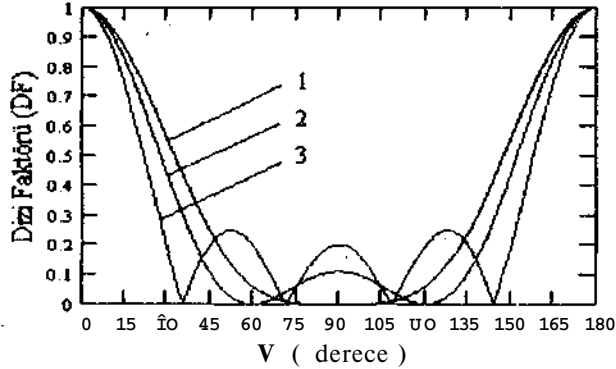
İstenen R_0 , DF_{min} değerlerinden hareketle, $4 > * \Psi$, ve $* \Psi = * F_{eks} 5$ tepe değerleri arasında, limit değerleri içinde kalmak üzere, f_1 ve f_2 parametrelerinin değerlerinde ayarlamalar yapılabilir.

Yukarıda örnekleme vektörü F in belirlenmesi için verilen ifadeleri kullanarak elde edilen bazı yeni tip dizilere ilişkin f_k - parametreleri elde edilmiş ve aşağıda Tablo 1' de verilmiştir. Yine, Tablo 1 'deki f_k - parametrelerini kullanarak elde edilen 5-elemanlı lineer dizilere ilişkin normalize dizi fonksiyonları, $DF(H)$ Sekil 3, 4, 5 'de gösterilmektedir.

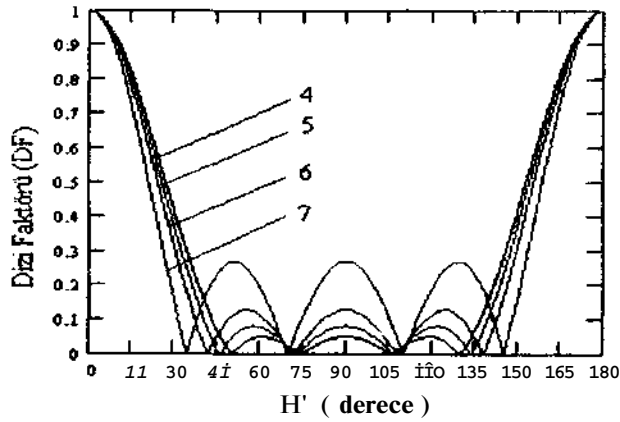
5-Elmanlı lineer dizilere ilişkin dizi faktörlerine karşılık düşen genlik uyarımları ise, karşılaştırma yapmak amacıyla Tablo 2'de verilmiştir.

Tablo 1.5-Elemanlı lineer dizilere ilişkin f_k katsayıları

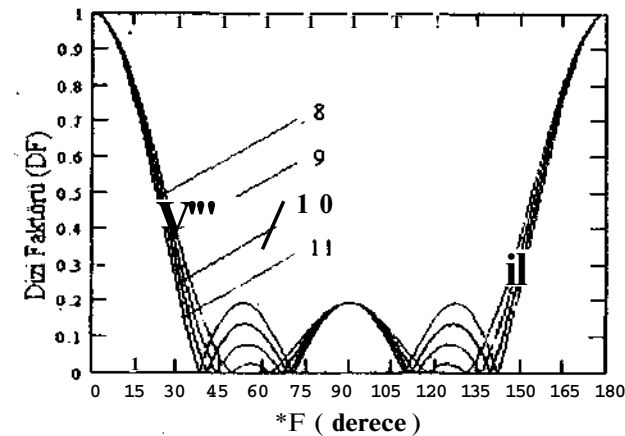
Dizi Tipi	No	f_0	f_1	f_2	f_3	U
(Şekil 3)						
Binomial	1	4	-4	4	-4	4
Üçgensel	2	9	-5	59/3	-5	9
Oniform	3	5	-15	21	-15	5
(Şekil 4)						
R-Bemstein	4	4	-7	8.54	-7	4
R-Bemstein	5	4	-8	10.20	-8	4
R-Bemstein	6	3	-7	9.36	-7	3
R-Bemstein	7	5	-16	23.28	-16	5
(Şekil 5)						
R-Bemstein	8	4	-8	11.4	-8	4
R-Bemstein	9	4	-9	12.73	-9	4
R-Bemstein	10	4	-10	14.07	-10	4
R-Bemstein	11	4	-11	15.4	-11	4



Şekil 3. 5-Elementli lineer dizilerin normalize dizi faktörleri



Şekil 4. 5-Elementli lineer dizilerin normalize dizi faktörleri



Şekil 5. 5-Elementli lineer dizilerin normalize dizi faktörleri

Tablo 2. 5-Elementli lineer dizilere ilişkin uyarım genlikleri

Dizi tipi	No	Elemanların uyarılma genlikleri				
		I_1	I_2	h	U	I_5
(Şekil 3)						
Binomial	1	1	4	6	4	1
Oçgensel	2	1	2	3	2	1
Oniform	3	1	1	1	1	1
(Şekil 4)						
R-Bemstein	4	0.45	0.95	1.2	0.95	0.45
R-Bemstein	5	0.52	0.92	1.12	0.92	0.52
R-Bemstein	6	0.46	0.65	0.77	0.65	0.46
R-Bemstein	7	1.09	0.91	1.01	0.91	1.09
(Şekil 5)						
R-Bemstein	8	0.55	0.81	1.29	0.81	0.55
R-Bemstein	9	0.61	0.81	1.17	0.81	0.61
R-Bemstein	10	0.67	0.81	1.04	0.81	0.67
R-Bemstein	11	0.74	0.81	0.92	0.81	0.74

4.SONUÇ

Burada, bütün lineer dizi tasarım yöntemleri bir çatı altında toplanmıştır. Bu yeni yöntem kullanılarak dizi faktörü (DF), yan lob karakteristikleri, R_{∞} , DF^{\wedge} ve HPBW için öngörülen değerler kullanılarak gerçekleştirilmektedir. İstenen ışıma biçimine sahip bilinen lineer diziler, Bernstein polinomundaki f_k katsayılarını değiştirmek suretiyle bir analitik prosedürün özel durumları olarak elde edilebilir. Ayrıca, bu yöntem kullanılarak, hem diziyeye dik doğrultuda hem de dizi boyunca ışıma yapan diziler elde edilebilir. Bununla birlikte, verilen eleman sayısı için maksimum lob genliği sabit tutularak, aynı anda yan lobların pozisyonları ve genlikleri değiştirilebilmektedir. Büyük N değerleri için ki bunun anlamı daha çok sayıda f_k -parametresidir, yan lobların seviyelerini ve pozisyonlarını kontrol etmek daha da kolaylaşmaktadır. Diğer taraftan, özellikle çok sayıda elemandan oluşan diziler için, farklı elemanların genlikleri arasındaki büyük değişimlerin neden olduğu dezavantaj gözönünde bulundurulduğunda, bu yeni yöntem uygulamada çok verimli sonuçlara imkan tanımaktadır.

5.KAYNAKÇA

- [1] C.Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, John Wiley & Sons Inc., chp.6.1997
- [2] S.A.Schelkunoff, "A Mathematical Theory of Linear Arrays", *BSTJ*, Vol.22, 1, pp.80-87, 1943.
- [3] P.J.Davis, *Interpolation and Approximation*, ünn-Blaisdell, Chap.6, pp.108. 1963.
- [4] R.Ramiz, "A Unified Framework For The Frequency-Selective Passive Microwave Circuits, and Derivation Of The New Type Circuits", *PERS'96*, p.388. Innsbruck, Austria, 8*-12* July 1996.
- [5] R.Ramiz, "A New Design Method for the Waveguide Cavity Filters". *PIERS'99*, Proc.Vol.2, p.782, Tahvan, 22*-26* March 1999.

ÖZGEÇMİŞ

Refet RAMİZ, 17 Temmuz 1971'de Lefkoşa / K.K.T.C. 'de doğdu. İlk Orta ve Lise eğitimini Kuzey Kıbrıs'ta tamamladı. 1989 yılında Yıldı/ Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü'nde kazandı. Temmuz 1993 tarihinde bölüm 2. si olarak bu bölümden mezun oldu ve aynı yıl Y.T.Ü. Elekt/onik ve Haberleşme Mühendisliği Dölümü. Haberleşme Yüksek Mühendisliği Programında Yüksek Lisans eğilimine başladı. Ocak 1996 tarihinde bölüm 1. si ve Fen Bilimleri F.nstitüsü 2 sı olarak Elektronik ve Haberleşme Yüksek Mühendisi Unvanını aldı AMU döneminde Y.T.O. Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Holümü. Haberleşme Mühendisliği Doktora Programında eğilimine başladı. Halan doktora derslerini tamamlamış olup tez çalışmalarını sürdürmektedir. Refet RAMİZ, aynı zamanda 1997 yılından itibaren "European Circuit Society, ECS" üyesidir.

DÜŞÜK GÜÇLÜ, DÜŞÜK BESLEME GERİLİMLİ CMOS SİMETRİK OTA'NIN EŞİKALTI ÇALIŞMASININ İYİLEŞTİRİLMESİ

Gürsel DÜZENLİ

Mühendislik Fakültesi
Elektrik-Elektronik Müh. Böl.
Sakarya Üniversitesi

54040 Esentepe Kampusu, Adapazarı
E-mail: duzenli@esentepe.sau.edu.tr

H. Hakan KUNTMAN

Elektrik-Elektronik Fakültesi
Elektronik-Haberleşme Müh. Böl.
İstanbul Teknik Üniversitesi

80626 Maslak, İstanbul
E-mail: kuntman@ehb.itu.edu.tr

ABSTRACT

in this paper, it will be shown, that the current transfer characteristic of the CMOS symmetrical OTA, operating in the subthreshold region, depends much more on channel length modulation than operation in the strong inversion region. The effect of the channel length modulation in the subthreshold region can be reduced by changing the transistor dimensions from the symmetrical case.

1. GİRİŞ

CMOS simetrik OTA eşikaltı bölgesinde çalıştırılarak düşük güçlü ve düşük besleme gerilimli çalıştırılabilmesi imkanı kolayca sağlanabilmektedir. Fakat, eşikaltı çalışmadaki akım geçiş karakteristiğinin kuvvetli evirtime göre çok daha asimetric, kanal boyu modülasyona bağlı olduğu, gösterilecektir. Ayrıca, CMOS simetrik OTA'nın tek bir tranzistor boyutunun değiştirilmesi ile akım geçiş karakteristiği, iyileştirilebilir. Bu iyileştirme için geliştirilen denklem değişik tranzistorlar ve farklı besleme gerilimleri için kolayca uygulanabilir. Bu özellik CMOS simetrik OTA'nın genel amaçlı, düşük güçlü ve düşük besleme gerilimli uygulamalar için kullanışlı olmasını sağlamaktadır.

Son yıllarda, eşikaltında çalışan MOS tranzistorlarının analog devre yapılarında kullanımı gittikçe artmaktadır [1]. Bunun en büyük nedeni, pil ile çalışan cihazlara olan ihtiyacın çok hızlı bir şekilde artması ile özellikle haberleşme ve tıp elektroniği alanındaki gelişmelerdir. Bununla birlikte, pil ile çalışan cihazların olabildiğince uzun kullanım süreli olmaları gerekmektedir. Bundan dolayı, cihazlardaki tümdevrelerin düşük güçlü -e düşük besleme gerilimli olmaları gerekmektedir. Eşikaltında çalışan MOS tranzistorlar, düşük güçlü ve düşük besleme gerilimli olma şartını kolayca sağlamaktadırlar [2, 3]. Eşikaltında çalışan MOS tranzistor $\pm 1.5V$ besleme gerilimi ile çalışabilir ve birkaç nA yeterli olabilir. Böylece, düşük besleme geriliminde elektrik alanın artması endişesi olmaksızın, tümdevrenin boyutu

küçültülebilmektedir. Yonga alanının üstündeki tümdevrenin boyutunun küçültülmesi ile daha çok yapı bloğunun aynı yonga üzerinde üretim yapma imkanı doğmakta ve tümdevre üretim maliyeti düşürülebilmektedir. Bununla birlikte, parazit kapasite etkilerinin azalması ve cihaz boyutlarının küçültülebilmesi de diğer bir üstünlüğüdür.

3. EŞİKALTI ÇALIŞMA

MOS tranzistorun savak'tan kaynağa akım akıtılabildiği iki çalışma bölgesi vardır. Bunlar zayıf evirtim veya eşikaltı ile kuvvetli evirtim bölgeleridir. Kuvvetli evirtim bölgesinin oluşması için geçit gerilimi (V_{GS}) eşik geriliminden (V_T) büyük olması gerekmektedir. Eşikaltı bölgesinin oluşması için geçit gerilimi (V_{GS}) eşik geriliminden (V_T) biraz küçük olması gerekmektedir. Kuvvetli evirtimde akan savak akımının sürüklenme akımı olmasına karşılık, eşikaltı akımı bir difüzyon akımıdır. Bu bölgede, kuvvetli evirtimdeki akım-gerilim bağımlılığını veren karesel bağıntı geçerli değildir. I_D savak akımı V_{GS} gerilimine üstel olarak

$$I_D = I_{D0} \cdot e^{\frac{V_{GS} - V_{TN}}{n \cdot V_T}} \quad (1)$$

biçimindeki bir eşitlikle bağlıdır. Bu bağıntıdaki I_{D0} , $V_{GS} = V_{TN}$ için kuvvetli evirtimdeki akımdır. V_{TN} ise zayıf ile kuvvetli evirtim bölgesi arasındaki sınır değeridir [4, 5, 6, 7, 8, 9].

Eşikaltı çalışma için geçerli olan denklem (1) deki üstel ifade Şekil 1'de verilen CMOS simetrik OTA yapısındaki tranzistorlara uygulanırsa, M_2 , M_4 ve M_6 iletimdeyken, çıkış akım ifadesi denklem (2) deki I_{AN} ile ve M_1 , M_3 , M_5 , M_7 ve M_8 iletimdeyken çıkış akım ifadesi denklem (3) deki I_{OUT} ile ifade edilir. Burada KP_p , μ_n , C_{int} , A_{v} , μ_n , C_{i} ve I_b OTA'nın kuyruk akımıdır.

$$I_{OUT}^+ = \frac{KP_p}{2} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_6 \cdot (V_{ON_p} - V_{T_p})^2 \cdot \exp\left\{\left(\frac{q}{n_p \cdot k \cdot T}\right)\right\}$$

$$\cdot \ln \left[\frac{I_B \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_6}{\left(\frac{W}{L}\right)_4} \right] \quad (2)$$

$$\cdot \ln \left[\frac{\frac{KP_{p2}}{2} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_4 \cdot (V_{ON_p} - V_{T_p})^2 \cdot (1 - \lambda_p \cdot V_{DS4})}{\frac{KP_p}{2} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_3 \cdot (V_{ON_p} - V_{T_p})^2 \cdot (1 - \lambda_p \cdot V_{DS1})} \right]$$

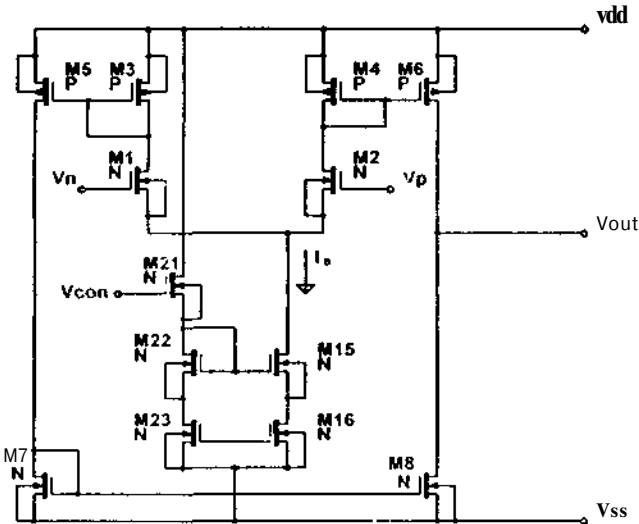
$$I_{OUT}^- = \frac{KP_N}{2} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_8 \cdot (V_{ON_N} - V_{T_N})^2 \cdot \exp\left\{\left(\frac{q}{n_N \cdot k \cdot T}\right)\right\}$$

$$\cdot \ln \left[\frac{\frac{KP_{N2}}{2} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_5 \cdot (V_{ON_p} - V_{T_p})^2 \cdot (1 - \lambda_p \cdot V_{DS5})}{\frac{KP_N}{2} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_4 \cdot (V_{ON_N} - V_{T_N})^2 \cdot (1 + \lambda_N \cdot V_{DS1})} \right]$$

$$\cdot \exp\left\{\left(\frac{q}{n_N \cdot k \cdot T}\right)\right\}$$

$$\cdot \ln \left[\frac{I_B \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_5}{\left(\frac{W}{L}\right)_3} \right] \quad (3)$$

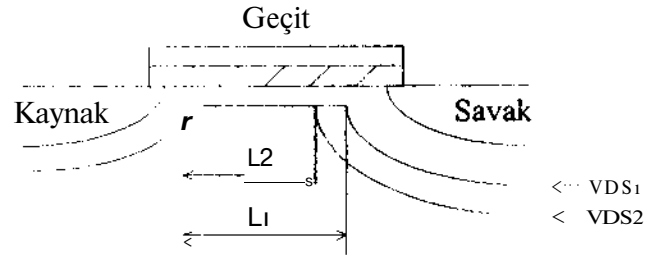
$$\cdot \ln \left[\frac{\frac{KP_p}{2} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_3 \cdot (V_{ON_p} - V_{T_p})^2 \cdot (1 - \lambda_p \cdot V_{DS1})}{\frac{KP_p}{2} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_3 \cdot (V_{ON_p} - V_{T_p})^2 \cdot (1 - \lambda_p \cdot V_{DS1})} \right]$$



Şekil I. CMOS simetrik OTA yapısı.

4. KANAL BOYU MODULASYONUNUN ETKİSİ

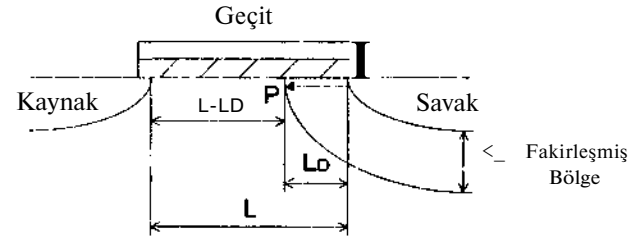
Eşikaltı çalışmada akan akım difüzyon akımıdır. MOS tranzistörün V_{DS} gerilimi arttıkça savak-kaynak arasındaki L kanal uzunluğu azalmaktadır (Şekil 2). Bu azalmanın I_D akımı üzerindeki etkisi



Şekil 2. $V_{DS2} > V_{DS1}$, $L_2 < L_1$.

$$I_D = I_0 \cdot \frac{L}{L - L_D} \quad (4)$$

bağıntısı ile ifade edilir. Burada I_0 , $L_D=0$ iken akan savak akımı, L tranzistörün kanal uzunluğu ve L_D kanal kısalmasının uzunluğudur. Difüzyon akımı için kanal uzunluğu kısalması (L_D) savak'ın fakirleşmiş bölge genişliğine eşittir (Şekil 3).



Şekil 3. L_D savak ve P noktası arasındaki uzaklık

L_D 'nin ifadesi poisson eşitliğine göre

$$L_D = \lambda_D \cdot \left[\sqrt{V_{DS} + \phi_D} - \sqrt{\phi_D} \right] \quad (5)$$

$$K_{\lambda_D} = \sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon_{Si}}{q \cdot N_{eff}}} \quad (6)$$

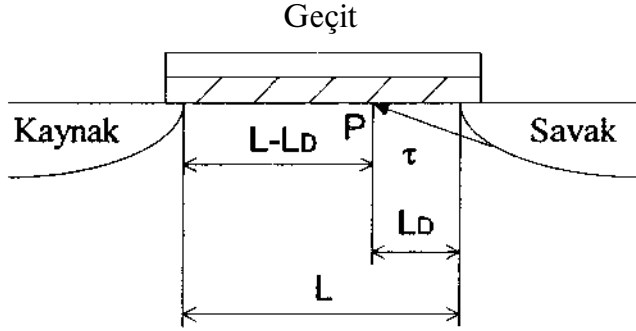
şekindedir. Burada ϕ_D p-n jonksiyon arasındaki potansiyel şeddi, ϵ_{Si} silisyumun dielektrik sabiti ve N_{eff} Kanal bölgesinin etkin katkılamaıdır.

Kuvvetli evirtimde ise akan akım sürüklenme akımıdır. Savak geriliminin artması sonucu kısılma noktasının (P) savak'dan uzaklaşması kanal boyu modülasyonuna neden olur. Bundan dolayı, kanal uzunluğu azalır. Bu azalmanın I_D akımı üzerindeki etkisi

$$I_D > I_{DS} \cdot \frac{L}{L - L_D} \quad (7)$$

bağıntısı ile ifade edilir. Burada L_D , kısılma noktasının savak'a olan uzaklığıdır. Bu bağıntı, eşikaltı çalışmada verilen bağıntı ile aynıdır.

Sürüklenme akımı için kanal uzunluğunun kısalması, savak'dan P noktasına kadar olan mesafedir (Şekil 4). Kısılma noktasının boyuna bileşeni, E_0 değerinde bir elektrik alanıdır ve E_G kısılma alanı olarak adlandırılır ve



Şekil 4. Savak P arasındaki mesafe L_D dir.

$$\lambda = \left(\frac{2\tau\tau}{L \cdot \beta_0 \cdot K_2^2} \right)^{1/3} \quad (8)$$

bağıntısı ile ifade edilir. Burada p_0 , kuvvetli evirtimdeki iletkenlik sabitidir. Savak'dan P kısılma noktasına giden yol (T) ile tanımlanır ve

$$\tau = L_D \cdot F \quad (9)$$

bağıntısı ile ifade edilir. Burada F, geometrik bir çarpandır.

L_D 'nin değeri, savak'dan P noktasına T yolu üzerinden poisson eşitliği uygulanırsa

$$L_D = \frac{K_2}{F} \cdot \left[\sqrt{V_{DS}^* - V_{DSS} + \left(\frac{E_G \cdot K_2}{2} \right)^2} - \frac{E_G \cdot K_2}{2} \right] \quad (10)$$

bağıntısı bulunur. Burada V_{DSS} , P noktasındaki gerilimi olup değeri

$$V_{DS}^* = V_{DS} - \left(E_G \cdot \tau + \frac{q}{2 \cdot \epsilon_v} \tau^2 \right) \quad (11)$$

bağıntısından bulunur.

Kanal boyu modulasyona en büyük etkisi V_{DS} 'den kaynaklandığı belirtilmişti (Denklem 12). L_D 'yi veren denklem (5) ve denklem (10) karşılaştırılırsa, V_{DS} 'nin L_D 'ye olan etkisinin kuvvetli evirtimde daha az olduğu görülür.

$$\lambda = \frac{L - L_D}{L \cdot V_{DS}} \quad (12)$$

5. EŞİKALTI ÇALIŞMANIN İYİLEŞTİRİLMESİ

SPICE simülasyonu ile CMOS simetrik OTA'nın (Şekil 1) eşikaltı çalışma için akım geçiş karakteristiği Şekil 5'de görülmektedir. CMOS simetrik OTA'nın MOS tranzistor boyutları ve model parametreler Tablo 1'de verilmiştir. Spice simülasyonlarında, TÜBİTAK YİTAL 3μ parametreleri kullanıldı. Şekil 5'den görüleceği gibi akım geçiş karakteristiği simetrik olmamaktadır. Fakat eşikaltı çalışmadaki akım geçiş karakteristiği, kuvvetli evirtimdekine göre çok daha asimetric olmaktadır. Bunun nedeninin, kanal boyu modulasyondan dolayı olduğunu söylemiştik. Eşikaltı çalışmadaki asimetricliği iyileştirmek için denklem (2) ve denklem (3) birbirine eşitlenmelidir. Bu eşitleme ile üç durum oluşmaktadır:

1. Durum: $|I_{out}^+|$ değerini $|I_M|$ değerine yükseltmek.
2. Durum: $|I_{out}^-|$ değerini $|I_{out}^+|$ değerine düşürmek.
3. Durum: $|I_{out}^+|$ ile $|I_{out}^-|$ arasındaki herhangi bir $|I_x|$ akım değeri için $|I_{out}^-|$ değerini $|I_x|$ değerine düşürmek ve $|I_{out}^+|$ değerini $|I_x|$ değerine yükseltmek.

Bu üç durumdan herhangi birisini gerçekleştirmek için denklem (2) ve denklem (3)'deki tranzistor boyutlarından en az birinin boyutunu değiştirmekle sağlanabilir. Tranzistor boyutlarının değiştirilmesi ile akım geçiş karakteristiğinin lineer aralığı değişmektedir. Lineer aralığının en geniş olduğu durumun birinci durum, olduğundan dolayı, farklı besleme durumları için akım geçiş karakteristiğinin simetrik olmasını sağlayan bir denklem bulunabilir. Böyle bir denklem ile farklı besleme gerilimleri için, akım geçiş karakteristiğinin simetricliğini sağlayan yeni tranzistor boyutlar, kolayca bulunabilir.

Birinci durumu sağlamak için, denklem (6)'daki M_4 ve M_6 tranzistorların en az birinin boyutu değişmesi gerekmektedir. Denklem (13) ve denklem (14) deki bağıntıların en az birinin kullanılması ile akım geçiş karakteristiğinin simetricliği sağlanabilir.

$$W_{M_4} = \Gamma_{M_4} \cdot \left(28.4974 - 3.19727 \cdot V_m + 18.3467 \cdot V_m^2 - 5.5763 \cdot K_{M_4} + 0.8550 \cdot K_{M_4}^2 - 0.05184 \cdot V_m^3 \right) \quad (13)$$

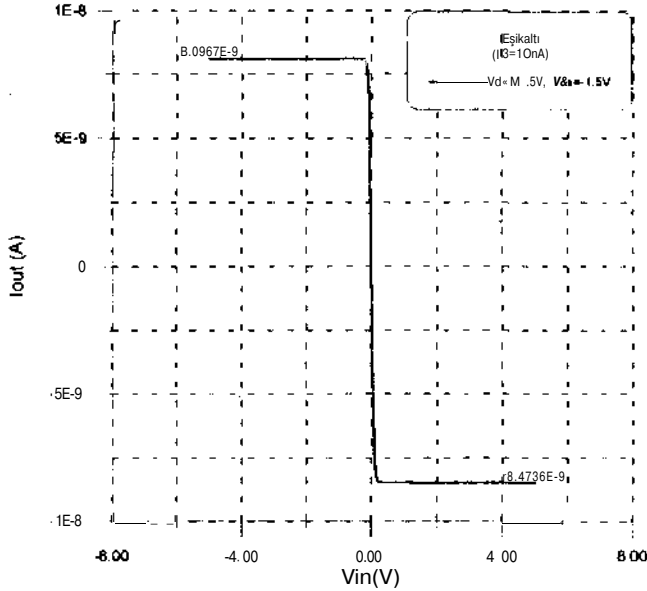
$$W_{M_6} = \Gamma_{M_6} \cdot \left(24.9725 - 20.7317 \cdot V_m + 8.5315 \cdot V_m^2 - 1.8906 \cdot K_{M_6} - 1.02140 \cdot K_{M_6}^2 - 0.00967 \cdot V_m^3 \right) \quad (14)$$

Denklem (14)'deki besleme gerilimi $V_m = 1.5V$ ve Tablo 1'deki MOS tranzistor boyutlarla Şekil 1'deki CMOS simetrik OTA'ya uygulanırsa, M_4 tranzistorunun boyutu $W_{M_4} = 1.1$ olarak bulunur. Bu yeni tranzistor boyutunda akım geçiş karakteristiği Şekil 6'da görülmektedir.

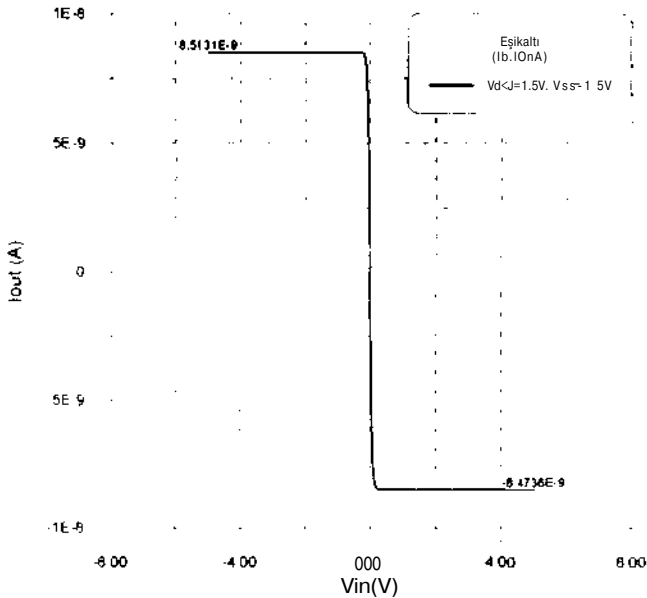
Tablo 1. CMOS simetrik OTA'nın tranzistor boyutları.

	M ₁	M ₂	M ₃	M ₄	M ₅	M ₆	M ₇
W(μm)	5	5	12	12	10	10	5
L(μm)	3	3	3	3	3	3	3

	M ₈	M ₁₅	M ₁₆	M ₂₁	M ₂₂	M ₂₃
W(μm)	5	5	5	5	5	5
L(μm)	3	3	3	3	3	3



Şekil 5. Eşikaltı çalışmadaki akım geçiş karakteristiği.



Şekil 6. Yeni tranzistor boyutu ile akım geçiş karakteristiği.

6. SONUÇ

Bu iyileştirme ile eşikaltında çalışan CMOS simetrik OTA'nın, düşük güçlü ve düşük besleme gerilimli, olma özelliği kolayca sağlanmaktadır. Akım geçiş karakteristiği simetrik olmayan, simetrik CMOS OTA'nın tek bir tranzistor boyutunun değiştirilmesi ile kolayca simetriklik sağlanabilmektedir. Ayrıca tranzistor boyutunun değiştirilmesi ile CMOS simetrik OTA'nın çalışmasında başka iyileştirmeler de sağlanmaktadır. Bu iyileştirmeler, CMOS simetrik OTA'nın eğiminin (G_m), frekans cevabın ve çıkışta kırılma olmaksızın uygulanabilir maksimum giriş işaretin genliğinin artmasıdır. Bu artışlar sadece birinci durumdaki iyileştirme için geçerli olup, bu durumda $|V_M|$

değerinin $|I_{ml}|$ değerine yükseltme sözkonusu olur. Diğer iki durumda, daima akım azaltılması sözkonusu olduğunda sadece çıkış direncinde bir artış olmaktadır. Bundan dolayı, genel olarak, birinci durumun kullanarak CMOS simetrik OTA'nın iyileştirilmesi gerçekleştirilebilmektedir.

Sonuç olarak, CMOS simetrik OTA'nın eşikaltı çalışmadaki akım geçiş karakteristiğinin iyileştirilmesi için bir yöntem sunulmuştur. Akım geçiş karakteristiğinin simetrik olma şartını sağlayan tranzistor boyutları çok geniş bir değişim aralığına sahip olduğundan, bu yöntem günümüzdeki tüm VLSI uygulamalarında kolaylıkla kullanılabilir.

7. KAYNAKÇA

- [1] Düzenli, G., Kuntman, H., "On the design of low-frequency filters using CMOS OTAs operating in the subthreshold region", *Microelectronics Journal*, Vol. 30/1,45-54, Dec. 1998.
- [2] Düzenli, G., "Eşikaltında çalışan CMOS OTA'ların iyileştirilmesi ve tıp elektroniği alanına uygulanması", *M.Sc. Thesis*, Technical University of Istanbul, Institute of Science and Technology, 1996.
- [3] Kılıç, Y., "Eşikaltında çalışan CMOS OTA-C süzgeçlerinin tümdevre gerçekleştirilmesi", *M.Sc. Thesis*, Yıldız Technical University, Institute of Science and Technology, 1996.
- [4] Düzenli, G., Kuntman, H., "CMOS Simetrik ÜTA'nın Eşikaltı Çalışmasının İyileştirilmesi", *Süleyman Demirel Üniversitesi IX. Müh. Sempozyumu*, 65-70, 29-31 Mayıs 1996.
- [5] Grotjohn, T., Hoeflinger, B., "A parametric short-channel MOS transistor model for subthreshold and strong inversion current", *IEEE Tran. on Elec. D.*, Vol. ED-31, pp 234-246, 1984.
- [6] Sheu, B. J., Scharfetter, B. J., Ko, P.K., Jeng, M. Ch., "BSIM: Berkeley short-channel IGFET model for MOS transistors", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, V)1. SC-22, 4, pp. 558-564, 1987.
- [7] Godfrey, M. D., "Device modeling for subthreshold circuits", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*. Vol.39, 8, pp. 532-539, 1992.
- [8] Foty, D., *Mosfet modeling with SPICE*, Chapter 6, I W⁷.
- [9] Antognetti, P., Massobrio, G., *Semiconductor devire modeling with SPICE*, Chapter 3-4, 1988.

ANALOG TÜMDEVRE YAPIBLOKLARININ ANALİZİNE YÖNELİK YÜKSEK DOĞRULUKLU YENİ BİR MOSFET MODELİNİN SPICE BENZETİM PROGRAMINA KATILMASI

Hakan KUNTMAN¹

Abdurrahman DOLAR²

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü

Elektrik-Elektronik Fakültesi

İstanbul Teknik Üniversitesi, 80626, Maslak, İstanbul

¹e-posta: kuntman@ehb.itu.edu.tr

²e-posta: adolar@yahoo.com

ABSTRACT

in this study, implementation of an accurate MOSFET model into SPICE simulation program is described. The new implemented model is intended to be an alternative to the basic SPICE MOSFET models and their derivatives and is especially suitable for simulation problems in analogue IC design such as analysis of low-distortion building blocks, where the nonlinearity must be represented more accurately than by the well-known SPICE MOSFET models.

1. GİRİŞ

Simülasyon, günümüzde elektronik devre tasarımının en önemli aşamalarından biridir. Bilgisayar destekli tasarımın veya elektronik devrelerin bilgisayarla simüle edilmesinin sağladığı en büyük yarar tasarımcının laboratuvar ölçümleri ile elde etmesinin olanaksız olduğu sonuçların simülasyonla kolayca elde edilebilmesidir. Devre tasarımcısı, bilgisayar kullanarak, gerçek bir devrede ölçü probunun yaptığı gibi devreyi yüklemeksizin akım ve gerilimlerin dalga şekillerini ve frekans cevabını izleyebilir; doğru gerilim seviyelerini bozmadan bir geribesleme çevrimini açabilir, bir deney plaketinin getireceği parazitik etkiler olmaksızın elektronik bir sistemin yüksek frekanslardaki davranışını inceleyebilir. Bütün bunlardan anlaşılacağı gibi, bilgisayarla devre simülasyonu, bir anlamda en iyi ölçü yöntemi olmaktadır [1-8].

Öte şandan, analog MOS tümdevrelerin önemi. VLSI teknolojisindeki gelişmelere ve aynı kırmık üzerinde üretilen sayısal ve analog alt-devrelerden oluşan sistemlerin analog MOS fonksiyonel yapı bloklarına olan şiddetli ihtiyacına binaen son on yıldır hızla artmaktadır. 1 itografik tekniklerdeki gelişmelere bağlı olarak MOS tranzistor boyutları mikrometrenin altındaki uzunluk'ara inmekte; bu, aynı kırmık üzerine daha fazla sayıda eleman yerleştirilmesine imkan vermekte; bunun sonucunda ise elemanın çalışmasında istenmeyen bir çok etki ortaya çıkmaktadır. Bu gelişmelerin bir sonucu olarak.

MOSFET'lerin modellenmesine (ilan ihtiyaç artmakta ve özellikle devre simülatörleri için MOSFET modeli geliştirmek amacıyla birçok çalışma yapılmaktadır [5-8].

SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis), Berkeley Üniversitesi'nde geliştirilmiş olan ve bugün elektronik devre tasarımcılarının dünya üzerinde çok yaygın olarak kullandığı güçlü bir simülasyon programıdır. SPICE'da MOSFET'leri modellemek için temel olarak üç farklı seviyede model kullanılmakta ve bunlar level-1, level-2, level-3 (veya MOS1, MOS2, MOS3) modelleri olarak anılmaktadır. Bu modellerin hiçbiri analog tümdevre analizi için şeteri değildir. Level-1 modeli çok basit bir model olup daha çok formasyon amaçlı kullanılmaktadır. Level-2 modeli ise oldukça karmaşık eşitliklere sahip olduğundan büyük devrelerde ıraksama problemleri çıkarmakta, bu problemi çıkarmasa bile çok fazla makine zamanı tüketmekte ve buna rağmen doyurucu sonuçlar üretememektedir. Level-3 modeli, Level-2'ninkine denk doğrulukta sonuçları daha kısa sürede üretilmişinden ve tasarımcıya ıraksama problemlerini çok fazla yaşatmadığından mevcut SPICE MOSFET modellerinin en etkim olarak kabul edilmektedir [2,8].

Analog uşulamalarda kullanılmaya eherşli bir aktif elemanın modelinin elemanın nonlineer elektriksel davranışını, özellikle v'k'Ş iletkenliğinin gerilim bağımlılığını, gerilim-akım karakteristikleri kadar iyi temsil edebilmesi, gerek Model parametreleri, mümkün olduğunca, fiziksel anımla sahip olacak şekilde belirlenmeli, eiri-uydurma parametrelerinin sayısı en aza indirilmelidir. Simülasyon şinesini mümkün olduğu kadar kısa tutmak amacıyla, a>ın kompleksliği olmayan analitik ifadeler kullanılmalıdır! 1.3, 6.7 <). 10].

Meşcut SPICE modelleri, akım-gerilim karaktenskleini kabacı vmsil edebilmekle birlikte iletkenlik-üçü ilim karakteristiğrMi nonlineerliklerini etkin bir şekilde orta;a koymam ıkıadırlar. Özel olarak, bu modellerin, analog; nır devredeki bir MOSFET'in normal çalışına bölüesi olan do\ma bölgesindeki değışimlerini temsil cime noktasında çok yeteyi/. kaldıkları nşterilmiştir

[6,7,9,10]. Bu, mevcut SPICE MOSFET modellerinin doymadaki en önemli etkilerden biri olan kanal boyu modülasyonu etkisini yeterli doğrulukta temsil edememelerinin bir sonucudur. $g^{\wedge} - V^{\wedge}$ karakteristiklerinin yeterli doğrulukta modellenmesi hemen hemen kanal boyu modülasyonunun uygun şekilde modellenmesine denktir ki bu da MOSFET modellemenin anahtar sorunudur [6,7].

2. SPICE MODEL EŞİTLİKLERİ

Bu çalışmanın amacı, MOSFET'in çalışmasını SPICE MOS3 modeline kıyasla daha doğru kılacak temel etkileri temsil edebilmektir [6,7,10]. Bu etkiler şunlardır:

- (a) Kanal-boyu modülasyon etkisi,
 - (b) Hız doyması,
 - (c) Hareket yeteneğinde V_{GS} ve V_{DS} 'den kaynaklanan azalmalar,
- Linear bölge akımındaki gövde etkisi.

Önceki SPICE MOS modellerinde kullanılmayan yeni parametreler, modelde eğri-uydurma amaçlarıyla kullanılan x , ζ ve k_2 parametreleridir. v_{sat} parametresi ise MOS3 modelinde v_{max} olarak adlandırılan parametre ile yer değiştirmiştir. C dilindeki kodlama, modelin modifiye etmediği noktalarda ya da model eşitliklerinin hesaplanması için kritik bazı parametreler verilmediği takdirde SPICE MOS3 modelinin eşitlikleri kullanılacak şekilde yapılmıştır.

MOS6 modelini oluşturan eşitliklerin tümü, SPICE3F4 versiyonunun C koduna eklendikleri şekilde aşağıda verilmiştir [11]. Yüksek doğruluklu modele ilişkin temel akım-gerilim bağıntıları

$$i_D \approx \begin{cases} \frac{I_3 j E_c \sqrt{(y_{V_{GS}} - V_{TH}) y_{V_{DS}} - I \pm I_3^2 v_{DS}^2}}{1 + \frac{q v_{DS}}{E_c L_{eff}} \sqrt{V_{GS} - V_{TH}} y_{V_{DS}} - I \pm I_3^2 v_{DS}^2}} & \text{for } V_{DS} < V_{Dsat} \\ \frac{\beta_{eff}}{2} (V_{GS} - V_T)^2 (k_{v0} e^{\Delta L / L_{eff}} + B_0) & \text{for } V_m \geq V_{Dsat} \end{cases} \quad (d)$$

şeklinde. Bu bağıntılardaki büyüklükler

$$B_0 = k_{v0} \frac{2 - (I + S)k_0}{1 + \frac{h_{fT} Osm}{E_c L_{eff}}} - k_{v0} \quad (2)$$

$$\beta_{eff} = \frac{W}{L_{eff}} \mu_{eff} C_{ox} \quad (3)$$

$$k_{v0} = \frac{k_v}{1 + \frac{k_v (V_{GS} - V_{TH})}{E_c (L_{eff} - AL)}} \quad (4)$$

$$v_{sat} = v_{sat} / \mu_{eff} \quad (5)$$

$$v_{Dsat} = k_{v0} \left. \frac{1}{\Delta L = 0} \right| (V_{GS} - V_{TH}) = k_{v0} \cdot (V_{GS} - V_{TH}) \quad (6)$$

$$k_v = \frac{1}{2(V_{SB} + \phi_B)^{1/2}} \left[\frac{1}{1 - k_1 \pm k_2 (V_{SB} + \phi_B)} \right] \quad (7)$$

$$k_1 = 1.744 \quad k_2 = 0.8364F^{-1} \quad (8)$$

$$\mu' = \frac{\mu}{1 + \frac{\zeta V_{DS}}{E_c k_{eff}}} \quad (9)$$

$$E_c \cdot v_{sat} / \mu \quad (10)$$

$$\left| \frac{H}{T_c} \right| \approx 1 + \zeta \frac{E}{E_c} \quad (11)$$

$$\Delta L = \frac{1}{A} \left[\frac{1}{1 + \frac{A(V_{DS} - V_{Dsat})}{E_c}} \right]^{1/2} \cdot \frac{(V_{DS} - V_{Dsat})}{E} < 1 \quad (13)$$

$$A^2 = \frac{3 C_{ox}}{2 s_j x_j} \quad (14)$$

şeklinde tanımlanmışlardır. Zayıf evirtimde çalışma için klasik modellerde yer alan

$$\left. \frac{1}{D_{weak}} \right| = \left. \frac{1}{D_{strong}} \right| e^{\frac{q(V_{GS} - V_m)}{k T x_j}} \quad (15)$$

bağıntısı kullanılmıştır.

3. NÜMERİK PROBLEMLER

k_v $Sds \sim V_{DS}$ eğrisinin $V_{DS} = V_{Dsat}$ sınırında sürekliliğini temin etmek üzere kullanılan bir katsayıdır. Buna göre bu katsayı için analitik bir ifade elde etmek üzere yapılması gereken işlem, savak akımının lineer bölge ve doyma bölgesi ifadeleri için $g^{\wedge} - dI_D / dV_{DS}$ türevlerini alıp $V_{DS} = V_{Dsat}$ için bunları birbirine eşitleyerek k_v için analitik bir ifade elde etmeye çalışmaktır. Halbuki k_v için böyle bir eşitliğin elde edilmesi mümkün değildir. Öte yandan, yukarıda tartışılan işlemlerin yapılması halinde bir takım yaklaşıklıklar altında k^{\wedge} 'in dördüncü dereceden bir polinomu olan aşağıdaki denklemi elde etmek mümkündür [10]:

$$a_4 k_{v0}^4 + a_3 k_{v0}^3 + a_2 k_{v0}^2 + a_1 k_{v0} + a_0 = 0 \quad (16)$$

Burada a_i katsayıları ($i = 0, 1, 2, 3, 4$),

$$P = \frac{V_{GS} - V_{TH}}{E_c L_{eff}} \quad (17)$$

olmak üzere,

$$\begin{aligned}
a_4 &= \zeta^3 p^4 \\
a_3 &= \zeta^2 p^3 \\
a_2 &= C p^2 - 2(1 + \delta)\zeta p \\
a_1 &= -p - 4(1 + \delta) \\
a_0 &= 4
\end{aligned} \tag{18}$$

şeklinde tanımlanmışlardır. k_{w0} 'm dördüncü dereceden bir polinomu olan (16) denklemi çözüldükten sonra k_n 'yi,

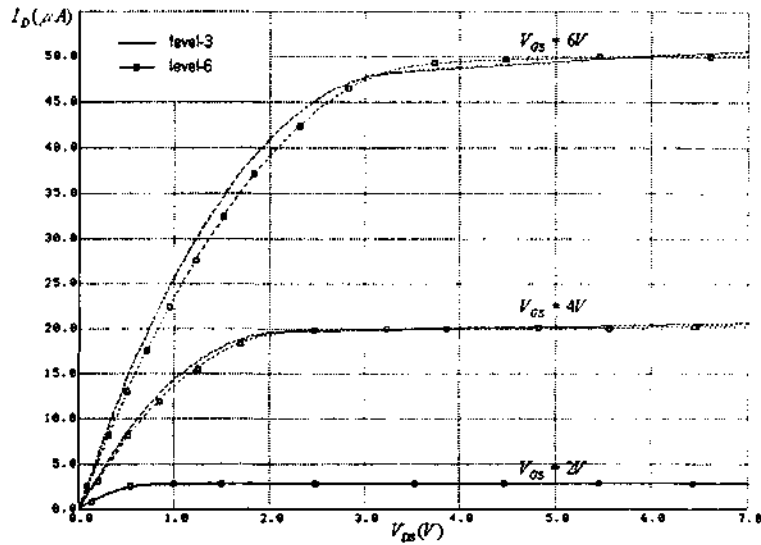
$$k_n \approx \frac{k_{w0}}{1 - \frac{\zeta k_{w0}(V_{GS} - V_{TH})}{E_C L_{eff}}} \tag{19}$$

eşitliği yardımıyla hesaplamak mümkündür. (5.16) denklemini çözmek amacıyla Newton-Raphson iterasyon

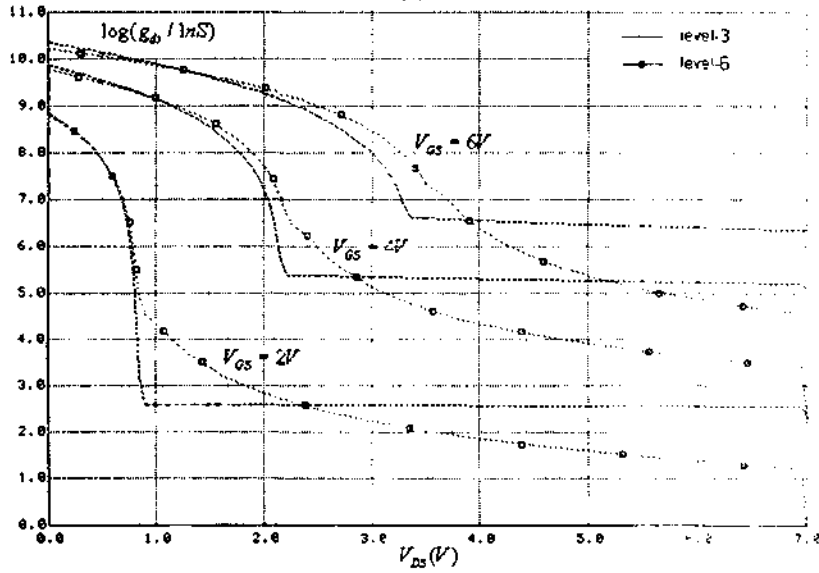
algoritmasından faydalanılmıştır. Bu amaçla kullanılan iterasyon bağıntısı aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned}
k_{w0}^{(0)} &= 0.7 \\
k_{w0}^{(j+1)} &= k_{w0}^{(j)} - \frac{a_4 (k_{w0}^{(j)})^4 + a_3 (k_{w0}^{(j)})^3 + a_2 (k_{w0}^{(j)})^2 + a_1 k_{w0}^{(j)} + a_0}{4a_4 (k_{w0}^{(j)})^3 + 3a_3 (k_{w0}^{(j)})^2 + 2a_2 k_{w0}^{(j)} + a_1}
\end{aligned} \tag{20}$$

Burada k^j , j-yinci iterasyon adımında hesaplanan k_{w0} değeridir. Kodlama, $|k_{w0}^{(j)} - k_{w0}^{(j-1)}| < 10^{-j}$ olduğunda iterasyona son verilecek ve bu andaki k_{w0} değeri çözüm olarak kabul edilecek şekilde yapılmıştır.



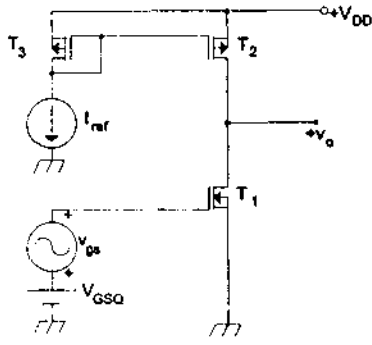
(a)



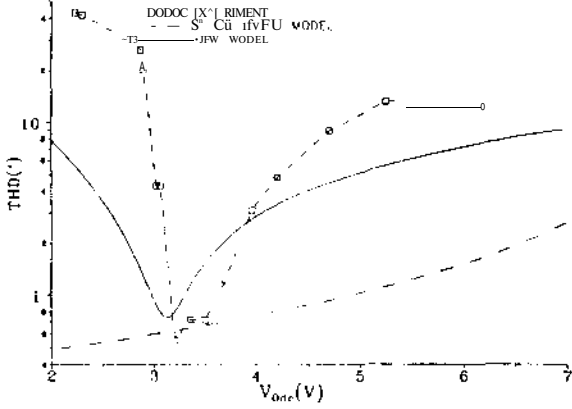
(b)

Şekil 1. n-MOS a) akım-gerilim. b) iletkenlik-gerilim karakteristikleri

4. BENZETİM SONUÇLARI



Şekil 2. CMOS kuvvetlendirici



Şekil-3. CMOS kuvvetlendirici için THD toplam harmonik distorsiyonunun çalışma noktası ile değişimi.

Yeni modelin $I_D - V_{DS}$ ve $g_{ds} - V_{DS}$ değişimlerinin ölçüm sonuçları ile uyumluluğunu araştırmak TÜBİTAK YİTAL'de üretilen tranzistörlerden yararlanılmıştır. Boyutları ($L = 12\mu m$, $W = 6/\mu m$) olan bir ATvIOS için yeni model ile elde edilen $I_D - V_{DS}$ ve $S_{ds} \sim V_{DS}$ karakteristikleri Şekil-1'deki gibidir. Aynı şekil üzerinde SPICE level-3 modeli ile elde edilen karakteristikler de görülebilir. Şekil-1 incelenirse yeni modelin MOSFET karakteristiklerini modellemede level-3 modeline göre daha başarılı olduğu ve literatürdeki ölçüm sonuçlarıyla uyumlu olduğu, bu nedenle çıkış iletkenliğinin çalışma noktasıyla değişiminin yeni model tarafından temsil edilebildiği, buna karşılık level-3 modelinin bu açıdan yetersiz kaldığı söylenebilir. Şekil 2'de gösterilen CMOS kuvvetlendirici katı için (NMOS: $W = 3/\mu m, L = 2\mu m$, PMOS: $W = 7/\mu m, L = 9\mu m$) yeni model kullanılarak distorsiyon analizi yapılmış ve sonuçlar karşılaştırma için ölçüm yoluyla elde edilen verilerle birlikte Şekil 2'de sunulmuştur. Şekil 3'de SPICE level-3 için elde edilen distorsiyon analizi sonuçları da görülebilir. Şekil 3'te verilen SPICE MOS3 modelinin MOSFET'in $g_{ds} - V_{DS}$ karakteristiklerini kabaca temsil edebildiği, fakat $g_{ds} - V_{DS}$ değişimlerini, özellikle çalışma bölgesinde, aynı şekilde temsil edemediği sonucuna varılabilir ki, bu, CMOS

kuvvetlendirici için elde edilen klasik SPICE simülasyon sonuçlarının deneysel veriyle uyuşmamasının başlıca nedenidir. Buna karşılık, yeni modelin hem $I_D - V_{DS}$ hem de $g_{ds} - V_{DS}$ karakteristiklerinin nonlineerliklerini doğru bir şekilde temsil edebilmesi nedeniyle, bu modelden elde edilen distorsiyon analizi sonuçları deneysel sonuçlarıyla uyumlu olmaktadır.

5. SONUÇ

Yapılan çalışma ile Zeki-Kuntman tarafından önerilen yüksek doğruluklu bir MOSFET modeli, SPICE simülasyon programına dahil edilmiştir. Yeni model kullanılarak yapılan test amaçlı simülasyonlarda bu modelin, MOS3 modelininkinden daha yüksek doğruluklu sonuçları MOS3 modelininkine eşit sürede verebildiği gözlenmiştir. Dolayısıyla bu çalışmanın, devre tasarımcılarına, mevcut SPICE MOSFET modellerinin alternatifi olarak kullanabilecekleri bir SPICE MOSFET modeli kazandırdığı söylenebilir.

KAYNAKÇA

- [1] KUNTMAN, H., "Novel modification on SPICE BJT model to obtain extended accuracy", *IEE Proceedings-G, Vol:138, No:6, pp:673-678, 1991*.
- [2] ANTOGNETTI, P. and MASSOBRIO G., "Semiconductor Device Modeling with SPICE" (McGraw-Hill, New York, 1988).
- [3] KUNTMAN, H. and OZCAN, S., "Extraction of SPICE BJT dynamic model parameters from DC measurement data", *Int. J. Electronics, Vol:74, No:4, pp: 541-551, 1993*.
- [4] TEKDEMİR, E.İ. and KUNTMAN, H., "Implementation of a novel BJT model into the SPICE simulation program to obtain extended accuracy", *Int. J. Electronics, Vol.75, No:6, pp:1185-1199, 1993*.
- [5] POWER, J. A. and LANE, W. A., "An enhanced SPICE MOSFET model suitable for analogue applications", *IEEE. Trans Computer-Aided Design, Vol:11, pp:1418-1425, 1992*.
- [6] ZEKİ, A. and KUNTMAN, H., "New MOSFET model suitable for analogue IC analysis", *Int. J. Electronics, Vol:78, No:2, pp:247-260, 1995*.
- [7] ZEKİ, A., "Analog Tümdevre Analizine uygun yeni bir MOSFET modeli" (M. Sc. Thesis, İstanbul Technical University, Institute of Science and Technology, 1993).
- [8] POTY, D.P. "MOSFET modeling with SPICE, Principles and Practice", (Prentice Hall, New Jersey, 1997).
- [9] KUNTMAN, H. and ZEKİ, A., "Novel approach to the calculation of non-linear harmonic distortion coefficients in CMOS amplifiers" *Microelectronics Journal, 29, pp.43-48, 1998*.
- [10] DOLAR, A., Yüksek doğruluklu bir MOSFET modelinin SPICE simülasyon programına dahil edilmesi, İstanbul Technical University, Institute of Science and Technology, 1998.
- [11] SPICE3F4 Source C Code, *University of Berkeley. EE Department*

DO-CCII İLE YÜKSEK EMPEDANSLI, AKIM MODLU ÇOK FONKSİYONLU AKTİF SÜZGEÇ TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Hakan KUNTMAN¹

Oğuzhan ÇİÇEKOĞLIT²

Nil TARIM³

^{1,2,3}Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Elektrik-Elektronik Fakültesi

İstanbul Teknik Üniversitesi, 80626, Maslak, İstanbul

²Boğaziçi Üniversitesi, M.Y.O. Elektronik Programı 80815 Bebek-İstanbul

¹e-posta: kuntman@ehb.itu.edu.tr

²e-posta: cicekoglit@boun.edu.tr

³e-posta: tarim@ehb.itu.edu.tr

ABSTRACT

This paper presents a new single-input multi-output type current-mode multifunction filter. The proposed filter can simultaneously realise three basic filter functions ali at high impedance outputs. The circuit employs o/h/y the same type active element s and gromded passive components permitting orthogonal adjustment of cquality factor Q and ü) where no element matching conditions are imposed. The passive sensitivities are shown to be low.

1. GİRİŞ

Akım modlu devreler üzerine yapılan çalışmalar gittikçe yoğunlaşmakta, aktif süzgeç, osilatör gibi analog devre bloklarının gerçekleştirilmesinde yararlanan alışlagelmiş gerilim modlu devre çözümleri yerlerini gün geçtikçe akım modlu yeni devre tekniklerine bırakmaktadır [1-16]. Buna paralel olarak, işlemsel geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi (OTA), çift çıkışlı işlemsel geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi (DO-OTA) ikinci ve üçüncü kuşak akım taşıyıcı (CCII), dört uçlu jizen uulör (FTFN), çok çıkışlı akım taşıyıcı (DO-CCII) gibi akım modlu olarak çalışan yeni ve daha değişik yapıdaki aktif elemanlar da güncel hale gelmekte, bunlara ilişkin yeni aktif eleman topolojileri üretilmektedir [1-17,19]. Böyle bir gelişmenin başlıca nedeni, akım modlu aktif elemanların band genişliklerinin işlemsel kuvvetlendirici gibi gerilim modlu elemanlara göre daha geniş ve lineerliklerinin de daha iyi olmasıdır. Bu nedenle, yüksek frekanslarda çalışabilen çok sayıda aktif süzgeç ve osilatör yapısı üretilmiş, bunların performanslarını iyileştirmek üzere çalışmalar yapılmış ve literatürde yer almıştır [18,20-22].

Akım modlu devre uygulamalarının ilginç bir örneği de çok fonksiyonlu aktif süzgeç yapılarıdır. Akım modunun sağladığı olanaklar sonucunda oldukça yüksek frekanslarda büyük genlikli işaretlerin işlenmesini sağlayan bu tür devreler, aynı anda birden fazla temel süzgeç fonksiyonunu gerçeklerler ve bu nedenle haberleşme devrelerinde

kullanılmak üzere tümleştirilmeye son derece uygun düşerler.

Bu bildiride DO-CCII ile gerçekleştirilen yeni bir aktif süzgeç devresi topolojisi önerilmiştir. Devrede sadece topraklanmış elemanlar kullanılmıştır. bu nedenle oluşturulan devre tümleştirmeye uygun düşmektedir. Önerilen topoloji akım modlu olduğundan oldukça geniş bir frekans bölgesinde çok büyük genlikli çıkış işareti üretebilmekte, bu da tasarımcıya geniş bir kullanım alanı sağlamaktadır. Devrede süzgecin Qp değeri katsayısı ve Op akort frekansı ortogonal olarak ayarlanabilmektedir. Önerilen devre alçak geçiren (LP), yüksek geçiren (IIP) ve band geçiren (BP) fonksiyonlarını aynı anda gerçekleştirilmekte, kullanıcı bunlardan kendi amacına uygun olan çıkışı seçerek kullanabilmektedir. Bunun yanı sıra, LP ve HP uçları uygun bir yön çevirme işleminden sonra toplandığında çentik süzgeci elde etme olanağı bulunmaktadır.

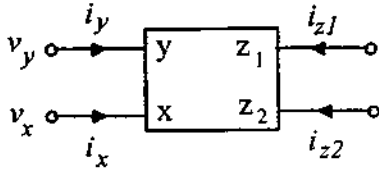
2. DO-CCII TANIM BAĞINTILARI

DO-CCII elemanı şematik olarak Şekil-1'de gösterilmiştir. Eleman CCII yapısından türetilmiştir. Elemanın tanım bağıntıları matrisel olarak

$$\begin{bmatrix} v_x \\ i_y \\ i_{z1} \\ i_{z2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ k & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ v_v \\ v_{z1} \\ v_{z2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

şeklinde (1) bağıntısında k = 1 alınımına D')-CCII- elemanı, k=-1 alındığında ise DuVCM- elemanı tanımlanmaktadır. DO-CCII- elemanında her iki / s.k'ı da aynı fazda işaret verirler, DO-CCII- elemanında i'e hu ;ki

ucun işaretleri zıt yönlü olurlar. Bu elemanlar bipolar ve CMOS teknolojileriyle gerçekleştirilebilir.

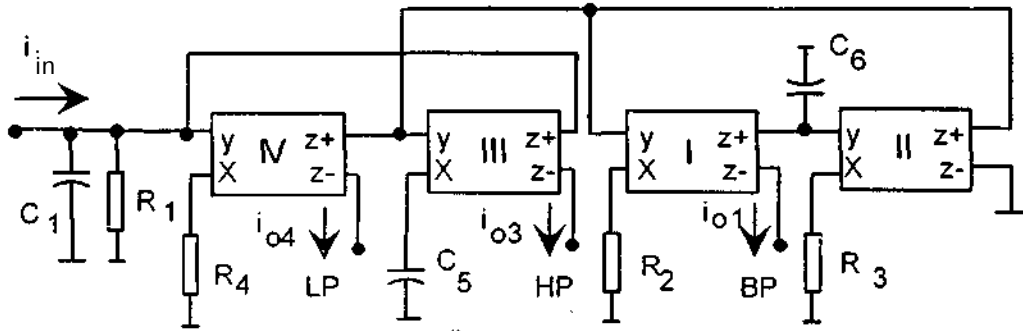


Şekil 1 The DO-CCII sembolü

3. ÖNERİLEN DEVRE TOPOLOJİSİ

Önerilen devre topolojileri Şekil-2'de görülmektedir. Girişten HP, LP ve BP çıkışlarına kadar olan devre fonksiyonları

$$H_{LP}(s) = \frac{H_1 s^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad (2)$$



Şekil-1. Önerilen Devre Topolojisi

LP, HP ve BP fonksiyonlarına ilişkin kutup frekansı, değeri katsayısı ve fonksiyonlara ilişkin kazanç değerleri Tablo-1'de görülmektedir.

Tablo-1. LP, HP ve BP fonksiyonlarına ilişkin kutup frekansı, değeri katsayısı ve fonksiyonlara ilişkin kazanç değerleri

ω_p	Q_p	H_1	H_2	H_3
$\frac{1}{C_1 G_2 G_3}$	$\frac{1}{C_1} \sqrt{\frac{G_4 G_5 C_5}{G_2 G_3}}$	1	$-\frac{G_4}{G_1}$	$\frac{G_4 C_6}{G_1 C_1}$

Pasif Cvp ve Qp duyarlılıkları

$$S_{G_1, G_2, G_3}^{\omega_p} = 1/2, \quad S_{G_4, C_5, C_6}^{\omega_p} = -1/2, \quad S_{C_1}^{\omega_p} = 0,$$

$$S_{G_1, G_4, C_5, C_6}^Q = 1/2, \quad S_{G_2, G_3}^Q = -1/2, \quad S_{C_1}^Q = -1.$$

bağımlılılarıyla verilmiştir.

4. SİMÜLASYON SONUÇLARI

Devrenin performansı CMOS DO-CCII- devresi kullanılarak gerçekleştirilmiştir CMOS DO-CCII- devresi yüksek performanslı bir CCII devresinden [19] yararlanılarak oluşturulmuş ve Şekil-2'de verilmiştir. Eleman boyutları yine Şekil üzerinde gösterilmiştir. Besleme gerilimleri $V_{ip} = 5V$, $V_{ss} = -5V$ alınmıştır.

$$H_{LP}(s) = \frac{H_1 a^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad (3)$$

$$H_{BP}(s) = \frac{H_3 \frac{\omega_p}{Q_p} s}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad (4)$$

bağımlılılarıyla tanımlanmışlardır.

Simülasyonlarda TUBITAK 3u parametreleri kullanılmıştır. Süzgeç devresindeki R ve C elemanlarının değerleri

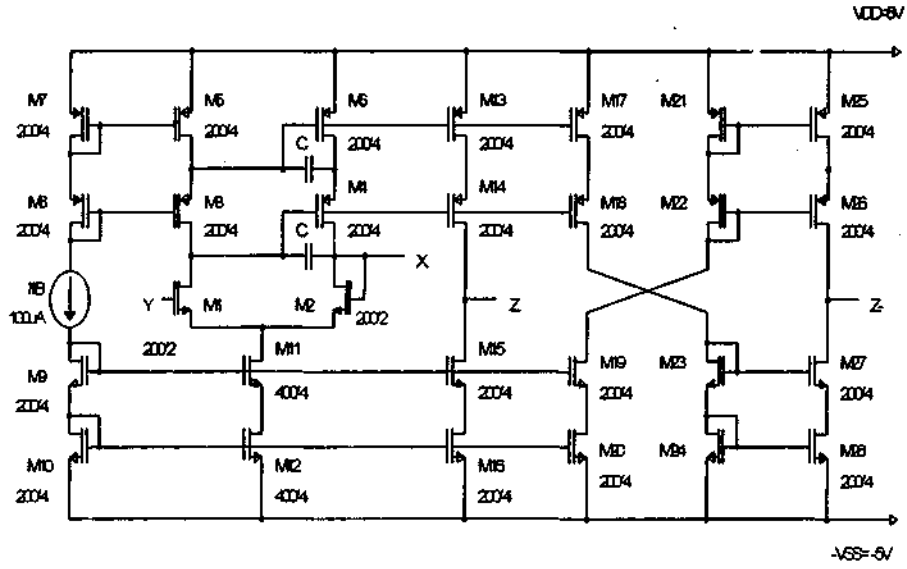
$R_1 = 10k$, $C_1 = 225pF$, $R_2 = 10k$, $R_3 = 10k$, $R_4 = 10k$, $C_5 = 159pF$, $C_6 = 159pF$.

alınmıştır. Seçilen bu değerler ile $f_p = 100kHz$ ve $Q_p = 0.707$ elde edilmektedir.

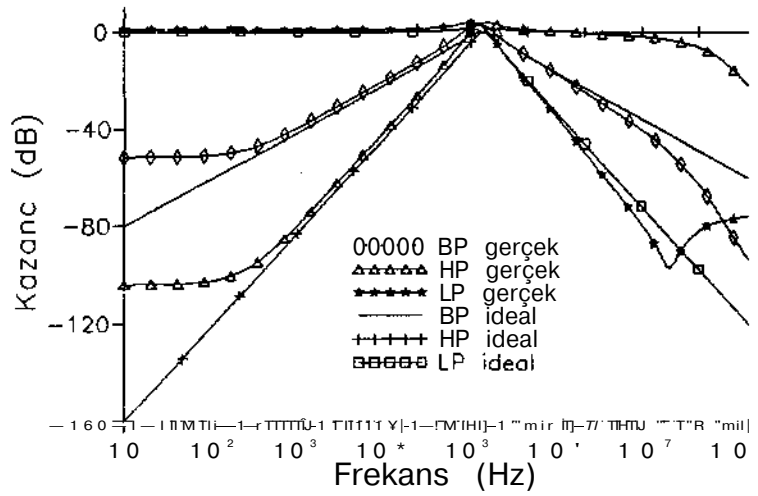
SPICE benzetim programından elde edilen frekans eğrileri teorik sonuçlarla birlikte Şekil-3 de verilmiştir. Teori ile pratik arasında iyi bir uyum gözlenmektedir. Aradaki farklar elemanın ideal olmamasından kaynaklanmaktadır. Frekans yanıtının yanısını, devrenin büyük işaret yanıtı da incelenmiştir. Bunun için devrenin girişine band geçiren süzgecin akort frekansında bir giriş işareti uygulanmış, uygulanan giriş işaretinin genliği artırılarak BP çıkışındaki harmonik distorsiyonunun giriş işareti genliği ile değişimi çıkartılmış, elde edilen sonuçlar Şekil-4'de gösterilmiştir. Devrenin çıkış gerilimi

$$V_o = I_o - K \quad (5)$$

biçiminde çıkış akımıyla yük direncinin çarpımı biçimindedir. Girişe $I_n = 20\mu A$ ve $f = 100kHz$ frekanslı değişken bir akım uygulanarak çıkışa bağlanan yük değiştirilmiş, elde edilen sonuçlar Tablo-2'de verilmiştir. R_L



Şekil-2. CMOS DO-CCII devresi



Şekil-3. Önerilen Süzgeç yapısı için frekans eğrisi.

Tablo 2. Çıkış akımının ve çıkış geriliminin sinüs biçimli ve/, = 100kHz frekanslı bir giriş işareti için R_L yük direnci ile değişimi, $I_{D1} = 20 \mu A$, alınmıştır.

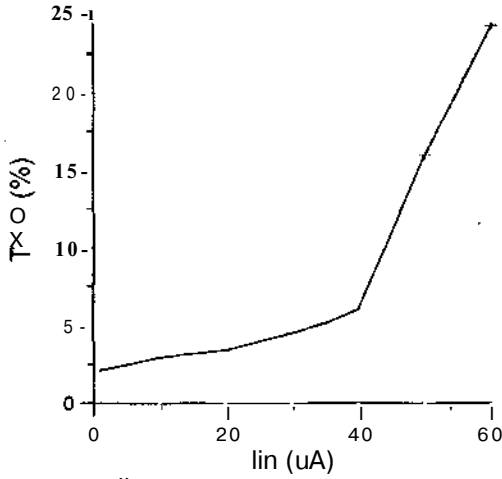
R_L	IOP	VOP	THD(%)
10 Q	26.33 μA	263 μV	3.3
100 n	26.09 μA	2.6 mV	3.3
1 kfi	26.09 μA	26 mV	3.84
10kQ	26.04 μA	260.4 mV	3.3
100kQ	25.84 μA	2.584 V	3.75
200 kQ	22.68 nA	4.53 V	6.69

artıkça yüksek frekanslarda çalışmasına rağmen çıkış gerilimi de bununla orantılı olarak anmakla, buna karşılık çıkış akımı yük direncinden bağımsız kalmaktadır. Bu özellik, akım modlu çalışmanın bir sonucudur. Yine tablodan görülebileceği gibi, devrenin çıkış işaretindeki THD toplam harmonik distorsiyonu, incelenen geniş bölge için uygun sınırlar içerisinde kalmaktadır.

5.SONUÇ

Bu çalışmada çok çıkışlı, LP, HP ve BP fonksiyonlarını aynı anda gerçekleştirebilen, akım modlu ve yüksek çıkış empedanslı bir DO-CCII süzgeci topolojisi önerilmiştir. Önerilen devre topolojisinin performansı bir CMOS DO-CCII devresi kullanılarak SPICE benzetim programı yardımıyla bir uygulama örneği üzerinde gösterilmiştir. Geliştirilen devre sadece topraklanmış elemanlar içerdiği

için tümleştirmeye çok elverişlidir. Yine, akım modlu çalışma sonucunda, 100kHz mertebesindeki yüksek frekans değerlerinde bile besleme gerilimi mertebesinde çıkış gerilimleri elde edilmesi olanağı bulunmaktadır. Bu, alışlagelen gerilim modlu devrelere göre önemli bir üstünlük olarak kendini göstermektedir. Ayrıca, önerilen devrede eleman eşleştirme sorunu bulunmamaktadır, çöp kutup frekansı ve QP değeri katsayısı ortogonal olarak ayarlanmaktadır. Devrenin pasif duyarlıklar düşüktür.



Şekil-4. Önerilen süzgecin band geçiren çıkışı için toplam harmonik distorsiyonunun giriş akımı seviyesi ile değişimi

Bütün bunlar dikkate alındığında, önerilen devrenin tümdevre tasarımcısına haberleşme süzgeçlerinin gerçekleştirilmesinde yeni olanaklar sağlayacağı söylenebilir.

KAYNAKÇA

- [1] Senani R., New Current-Mode Biquad Filter, INTERNATIONAL JOURNAL OF ELECTRONICS, Vol 73, Iss 4, pp 735-742, 1992.
- [2] Horng J. W., Lee M. H., Hou C. L., Universal Active-Filter Using 4 OTAs and One CCII, INTERNATIONAL JOURNAL OF ELECTRONICS, Vol 78, Iss 5, pp 903-906, 1995.
- [13] Abuelma'atti M. T., Shabra A. M., A Novel Current Conveyor-Based Universal Current-Mode Filter, MICROELECTRONICS JOURNAL, Vol 27, Iss 6, pp. 471-475, 1996.
- [4] Chang C. M., Novel Universal Current-Mode Filter with Single-Input and 3 Outputs Using Only 5 Current Conveyors, ELECTRONICS LETTERS, Vol 29, Iss 23, pp 2005-2007, 1993.
- [5] Abuelma'atti M. T., Al-Qahtani M. A., Current-Mode Universal Filters Using Unity-Gain Cells, ELECTRONICS LETTERS. Vol. 32, no. 12. pp. 1077-1078, 1996.
- [o] Güneş E. O., Anday F., Realisation of Current-Mode Universal Filter Using CFCCIIps. ELECTRONICS LETTERS, Vol 32, Iss 12, pp. 1081-1082, 1996.
- [7] Chang C. M., Current-Mode Lowpass, Bandpass and Highpass Biquads Using Two CCTIs, ELECTRONICS LETTERS, Vol. 29. pp. 2020-2021, 1993.

- [8] Fabre, A., Alami M., Universal Current-Mode Biquad Implemented from 2 2nd Generation Current Conveyors, IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS I - FUNDAMENTAL THEORY AND APPLICATIONS, Vol 42, Iss 7, pp 383-385, 1995.
- [9] Soliman A., New Current-Mode Filters Using Current Conveyors, A.E.Ü. INT. J. ELECTRON. COMMUN., Vol. 51, No. 5, pp. 275-278, 1997.
- [10] Özoğuz S., Acar C., Universal Current-Mode Filter with Reduced Number of Active and Passive Components, ELECTRONICS LETTERS, Vol. 33, Iss. 11, pp. 948-949, 1997.
- [11] Senani R., A Simple Approach of Deriving Single-Input Multiple-Output Current-Mode Filters, FREQUENZ, Vol. 50, pp. 124-127, 1996.
- [12] Roberts G. W., Sedra A. S., All Current-Mode Frequency Selective Circuits, ELECTRONICS LETTERS, Vol. 25, pp. 759-761, 1989.
- [13] Wilson B., Recent Developments in Current Conveyor and Current-Mode Circuits, PROC. IEE PT. G, Vol. 137, (2), pp. 63-77, 1990.
- [14] Toumazou C., Lidger F. J., Haigh D. G., Analog IC Design: The Current-Mode Approach, Peter Peregrinus, 1990.
- [15] Bruun E., Constant-Bandwidth Current-Mode Operational-Amplifier, ELECTRONICS LETTERS, Vol 27, Iss 18, pp 1673-1674, 1991.
- [16] Ikeda K., Tomita Y., Realization of Current-Mode Biquadratic Filter Using CCIIs with Current Followers, ELECTRON. COMMUN. JPN. PT. 2. ELECTRON., 77, (1), pp. 99-107, 1994.
- [17] Ehvan H. O., Soliman A. M., A Novel CMOS Current Conveyor Realization with an Electronically Tunable Current-Mode Filter Suitable for VLSI, IEEE TRANS. CIRC. AND. SYST. II, CAS-43, pp. 663-670, 1996.
- [18] Acar C., Kuntman H., Limitations on Input Signal Level in Current-Mode Active-RC Filters Using CCII's, ELECTRONICS LETTERS, Vol 32. No 16, pp 1461-1462, 1996.
- [19] Tarım, N., The effects of current conveyor non-idealities on the performance of active filters and novel current conveyor structures suitable for continuous-time filters, Doktora Tezi, İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, 1998.
- [20] Çam, U., Çiçekoğlu, O., Kuntman, H., A new four-terminal floating nullor based single-input three output current-mode multifunction filter. MICROELECTRONICS JOURNAL, Vol.30. No.2. pp.115-118, 1999.
- [21] Çam, U., Kuntman, H., A new CCII-based sinusoidal oscillator providing fully independent control of oscillation condition and frequency. MICROELECTRONICS JOURNAL. Vol.29. Nos.11, pp.913-919, 1998.
- [22] Kuntman, H., Özpınar, A., On the Realization of DO-OTA-C oscillators, MICROELECTRONIC JOURNAL, Vol.29, No. 12, pp.991-997. 1998.

DDCC ELEMANI İLE ENDUKTANS SİMÜLATÖRÜ TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Alper DURUK¹

Hakan KUNTMAN²

Oğuzhan ÇİÇEKOĞLU³

Ali TOKER⁴

^{1,2,4} Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Elektrik-Elektronik Fakültesi

İstanbul Teknik Üniversitesi, 80626, Maslak, İstanbul

³Boğaziçi Üniversitesi, M.Y.O. Elektronik Programı, 80815, Bebek-İstanbul

¹ e-posta: kuntman@ehb.itu.edu.tr ² e-posta: alper@ehb.itu.edu.tr ³ e-posta: cicekoglu@boun.edu.tr

⁴ e-posta: alitoker@ehb.itu.edu.tr

ABSTRACT

Inductance simulation of variouts kinds using different current mode active components received signijicant attention. in this study a single DDCC based topology is presented. A CMOS realisation of the DDCC is included. For the topology proposed the frequency responses far ideal and nonideal cases are compared with each olher by SPICE simulations. The simulation resul/s are in well agreement with theoretical calculations.

1. GİRİŞ

Akım taşıyıcılar, ilk ortaya atılışlarından bu yana uzunca bir süre geçmiş olmasına rağmen, ancak son yıllarda büyük ölçüde önem kazanmışlardır. Türev alıcı devre, integral alıcı devre gibi işlem blokları, osilatör yapıları, süzgeç devreleri gibi işlemsel kuvvetlendirici ile gerçekleştirilen blokların akım taşıyıcılı alternatifleri ve bu alternatiflerin tümleştirilmeye uygun şekilde gerçekleştirilmesine yönelik topolojiler üzerine yayınlar hızla artmaktadır. Son yıllarda akım taşıyıcının tümdevre olarak piyasaya çıkması bu ilginin bir göstergesidir. [1-14].

Elektronik teknolojisinde gerilim modlu devrelerin ezici üstünlüğü bu devrelerin sınırlı çalışma bandı genişliği nedeniyle zayıflama göstermeye başlamıştır.

Gerilim modlu devrelerde yüksek değerli direnç elemanları ve kaçak kapasiteler göreceli olarak düşük frekans değerinde bir baskın kutup yaratmakta bu üa çalışma bandını sınırlamaktadır. Bu baskın kutbun sonucunda bir devrede kazanç band genişliği çarpımı sabittir gibi literatürde yaygın olarak kullanılan yerleşmiş hır sonu çıkmıştır. Gerilim modlu devreler için özel bir durum ol* < bu sonuç bütün devrelere özgü genel bir kural gibi kabul görmüştür.

Akım modlu devrelerde genel olarak düğüm empedansları düşük ve gerilim salınımları küçüktür. Büyük gerilim salınımları için problem olan parazitik kapasitelerin dolma boşalma süreleri ve bunun getirdiği zaman sabiti ve dolayısıyla yükselme eğimi problemi minimumdur. Yukarıda ' değinilen yararlarının yamsıra CMOS teknolojisiyle tümleştirmeye de elverişli olmaları, akım modlu devrelerin elektronik sistem tasarımında gittikçe yaygınlaşarak kullanılmalarının başlıca nedenlerini oluşturmaktadır [9,11-14].

Aktif devre bloku olarak akım taşıyıcı elemanı yüksek frekanslardaki performansı, yüksek doğrusallığı ve geniş dinamik çalışma aralığı ile ön plana çıkmaktadır. Bazı işlem bloklarının CCII ile gerçekleştirilenleri tamamen bir ucu topraklı kapasite ve dirençler içerdiklerinden tümleştirilmeye daha elverişlidirler. Bu özellikleri de bu işlem bloklarının işlemsel kuvvetlendiricilerle gerçekleştirilen karşılıklarına göre ilave bir üstünlük sağlamaktadır.

Akım modlu devrelerin sağladıkları bu üstün özelliklerden ötürü, akım modlu çalışmaya yönelik işlemsel geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi (OTA), çift çıkışlı işlemsel geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi (DO-OTA), ikinci ve üçüncü kuşak akım taşıyıcı (CCII, CCIII), dört uçlu yüzen lülöf (FTFN), çok çıkışlı akım taşıyıcı (DO-CCII) gibi yeni ve daha değişik yapıdaki aktif elemanlar da güncel hale gelmekte, bunlara ilişkin yeni aktif eleman topolojileri üretilmektedir. Bu yapılardan ikisi de çok kısa bir süre önce 1996 yılında Chiu, Liu, Tsao ve Chen tarafından önerilen DDCC (*differential difference current conveyor*) ve 1997 yimda Soliman tarafından önerilen DVCC (*differential 'loçe current conveyor*) ve elemanlarıdır [15,16].

nti iktans ştmulatörleri, aktif devre tekniğinde süzgeç, «•fLSr gibi yapıların bobin kullanılmaksızın

gerçekleştirilmesi amacıyla kullanılan yapılarıdır. Akım modlu aktif elemanlarla gerçekleştirilen endüktans simülörleri üzerine literatürde son yıllarda yapılmış çok sayıda çalışmaya rastlanmaktadır [1-8].

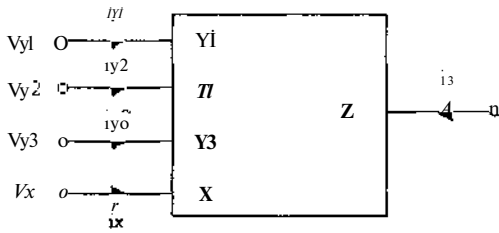
Bu çalışmada DDCC ile oluşturulan yeni bir endüktans simülörleri önerilmiş ve performansı bir R-L devresi örneği üzerinde SPICE benzetimi ile gösterilmiştir.

2. DDCC TANIM BAĞINTILARI

DDCC+ elemanı şematik olarak Şekil-1'de gösterilmiştir. Eleman CCII yapısından türetilmiştir. Elemanın tanım bağıntıları matrisel olarak

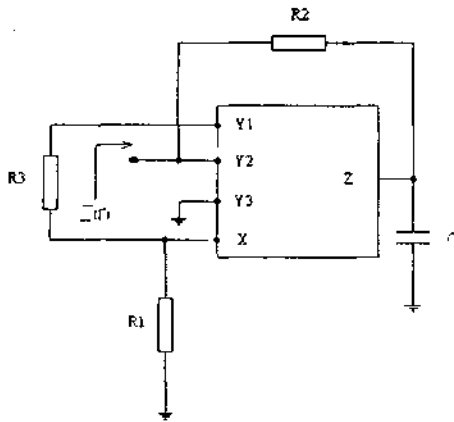
$$\begin{bmatrix} v_x \\ i_{y1} \\ i_{y2} \\ i_{y3} \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ v_{y1} \\ v_{y2} \\ v_{y3} \\ v_z \end{bmatrix} \quad (D)$$

şekindedir.



Şekil-1: DDCC+ Sembolü

3. ÖNERİLEN DEVRE TOPOLOJİSİ



Şekil-2: Önerilen Devre Topolojisi

Önerilen endüktans simülörleri devre topolojisi Şekil-2'de görülmektedir. Simülör devresi sistematik devre tasarımı için önerilen bir yöntemden yararlanılarak bilgisayar yardımıyla türetilmiştir [17,18]. Devre iki ucu da topraktan yalıtılmış bir R-L devresini simüle etmek üzere düzenlenmiştir. Y1 ve Y2 uçları arasından görülen empedans Z_{in} ile gösterilsin. Devrenin girişinden görülen Z_{in} giriş empedansı

$$Z_{in} = sCR_1(R_2 + R_3) + 2R_1 \quad (2)$$

şekindedir. Bu endüktans yapısında oluşan endüktans değeri

$$L_{eq} = CR_1(R_2 + R_3) \quad (3)$$

direnç değeri de

$$R_{eq} = 2R_1 \quad (4)$$

şekindedir. Bu değerlerin oluşması için de eleman değerleri arasında olması gereken herhangi bir şart yoktur.

4. SİMÜLASYON SONUÇLARI

Devrenin performansı bir CMOS DDCC+ devresi kullanılarak gerçekleştirilen yapı üzerinde gösterilmiştir. CMOS DDCC+ devresi bu çalışma için yüksek performanslı devre tasarım ilkelerinden yararlanılarak oluşturulmuş ve Şekil-3'de verilmiştir. Eleman boyutları ise Tablo-1'de gösterilmiştir. Besleme gerilimleri $V_{DD} = 5V$, $V_{SS} = -5V$ olarak seçilmiş, kutuplama gerilimleri $V_k = -3.8V$, $V_{e1} = -4.1V$, $V_{e2} = 4.1V$ alınmıştır. Simülasyonlarda MIETEC 1.2µm parametreleri kullanılmıştır. Endüktans devresinde R ve C elemanlarını değerleri

$$R_1 = R_2 = R_3 = 3k, C = 6nF$$

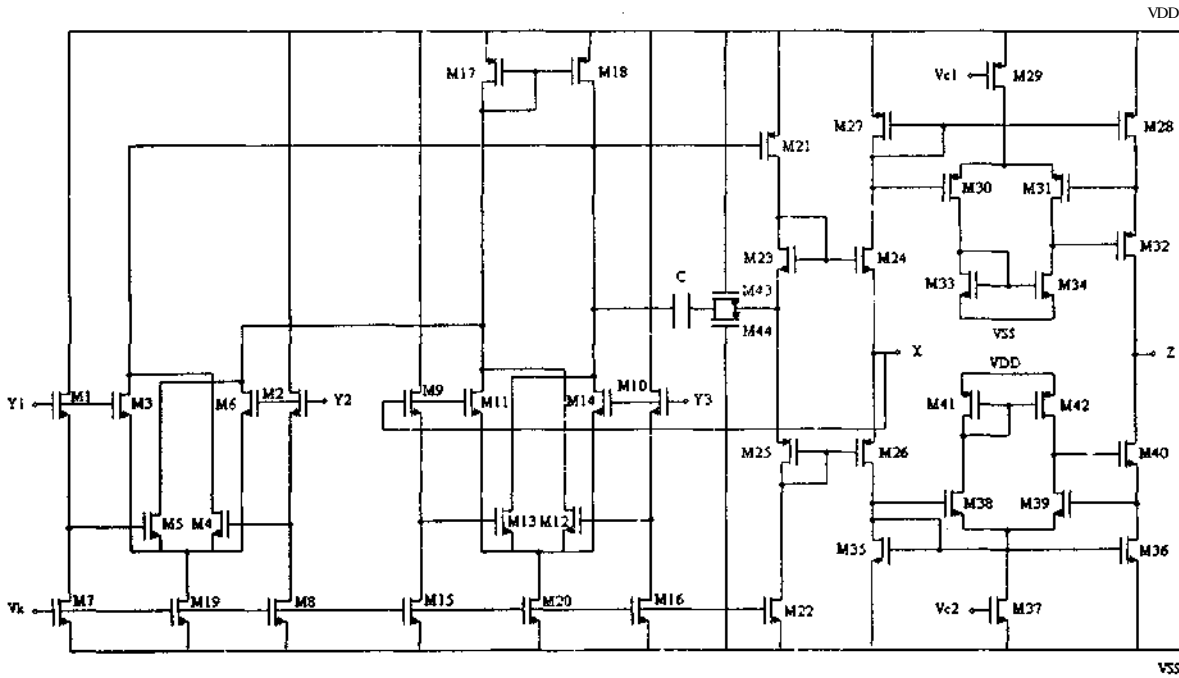
alınmıştır. Seçilen bu değerlerle teorik olarak 108mH değerinde bir endüktans elde edilmektedir.

SPICE benzetim programından elde edilen empedans frekans değişimi ideal DDCC ile elde edilecek eğri ile birlikte Şekil-4'de gösterilmiştir. Yine, devrenin 100kHz'lik bir sinüs işaretine cevabı da Şekil-5'de verilmiştir. Şekil-4'den izlenebileceği gibi, önerilen endüktans simülörleri bir R-L devresi karakteristiği vermektedir; CMOS DDCC ile gerçekleştirilen devre 100 kHz'e kadar ideal eşdeğer devre ile elde edilen sonuçla çok uyumlu bir değişim göstermekte, 100kHz'den yüksek frekanslarda CMOS devrenin ideal olmaması nedeniyle frekans eğrisinde önemli ölçüde sapmalar oluşmaktadır.

İdeal bağıntılarla 108mH değeri elde edilmesine karşılık, gerçekleştirilen devre 1.4mH değerini vermektedir.

Tranzistor	W/L(nm)	Tranzistor	W/L(um)	Tranzistor	W/L(um)
M1-M16	6/6	M27, M28	370/6	M37	12/6
M17, M18, M21	200/6	M29	40/6	M38, M39	24/6
M19, M20	504/6	M30, M31	74/6	M40	120/6
M22	492/6	M32	370/6	M41, M42	12/24
M23, M24	100/3	M33, M34	4/24	M43	3/15
M25, M26	300/3	M35, M36	120/6	M44	9/15

Tablo-1: MOS Tranzistor boyutları



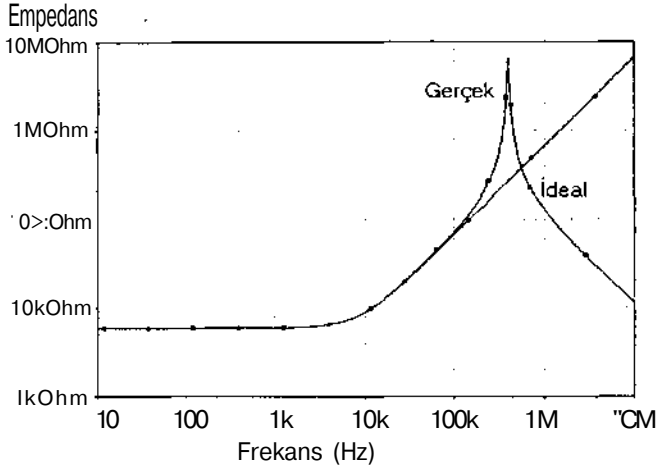
Şekil 3: CMOS DDCC+ devresi

Şekil-5'den izlenebileceği gibi, simüle edilen R-L dedesine 100kHz frekanslı ve 10µA genlikli sinüs biçiminde bir işaret uygulanması halinde, akım ile gerilim arasında 90° faz farkı oluşmakta, bu da devrenin istenen özellikleri sağladığını ortaya koymaktadır.

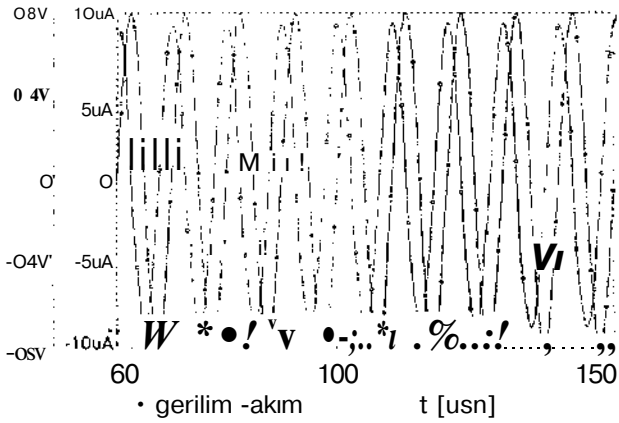
5. SONUÇ

Bu çalışmada DDCC elemanı ile gerçekleştirilen ve iki ucu da topraktan yalıtılmış bir endüktans simülasyonu topolojisi önerilmiştir. Önerilen devre topolojisinin performansı yine

ilk defa önerilen bir CMOS DDCC devresi kullanılarak SPIC11 benzetim programı yardımıyla bir R-L devresi örneği üzerinde gösterilmiştir. Devre, uygulama örneğinde 100kHz mertebesindeki yüksek frekans değerlerinde bile büyük değerli çıkış gerilimleri elde edilmesi olanağını sağlamaktadır. Geliştirilen devre, literatürde yer alan endüktans simülasyonlarından [1-7] farklı olarak iki ucu da topraktan yalıtılmış endüktans benzetimi sağlaması nedeniyle devre tasarımcısına yeni ufuklar açacak ve bobin kullanılmaksızın yeni aktif süzgeç ve osilatör devreleri oluşturulmasına yardımcı olacaktır.



Şekil-4. İdeal ve gerçek DDCC ile kurulan devrelerin empedans-frekans eğrileri.



Şekil-5. Gerçekleştirilen endüktans simülasyonu devresinin sinüs biçimli bir I_s sürücü akımına cevabı, sürücü akım ve endüktans geriliminin zamana göre değişimleri.

KAYNAKÇA

- [1] Pal K., Novel floating inductance using current conveyors, Electronics Letters vol. 17, no. 18, pp.638, 1981.
- [2] Pal K., Novel floating inductance and capacitor floating schemes using current conveyors. Electronics Letters vol. 17, no. 21, pp. 807-808, 1981
- [3] Singh V., Active RC single-resistance-controlled lossless floating inductance simulation using single grounded capacitor, Electronics Letters vol. 17, no. 24, pp. 921-922, 1981

- [4] Senani R., Novel lossless synthetic floating inductor employing a grounded capacitor, Electronics Letters vol. 18, no. 10, pp. 413-414, 1982.
- [5] Higashimura M, Fukui Y., Novel method for realizing lossless floating impedance using current conveyors, Electronics Letters vol. 23, no. 10, pp. 498-499, 1987
- [6] Paul A. N., Patranabis D., Active simulation of grounded inductors using a single current conveyor. IEEE Transactions on Circuits and Systems vol. 28, no. 2, pp. 164-165, 1981
- [7] Liu S. I., Yang Y. Y., Higher-order impedance function synthesis using CCIIIs, Electronics Letters vol. 32, no. 25, 1996
- [8] Çiçekoğlu, O., Kuntman, H., Single CCII+ based active simulation of grounded inductors, Proc. of the 1997 European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD'97), pp.105-109, 30th August-3rd September, Budapest, Hungary, 1997.
- [9] Senani R., New Current-Mode Biquad Filter, International Journal of Electronics, Vol 73, Iss 4, pp 735-742, 1992.
- [10] Hong J. W., Lee M. H., Hou C. L., Universal Active-Filter Using 4 OTAs and One CCII, International Journal of Electronics, Vol 78, Iss 5, pp 903-906, 1995.
- [11] Abuelma'atti M. T., Shabra A. M., A Novel Current Conveyor-Based Universal Current-Mode Filter, Microelectronics Journal, Vol 27, Iss 6, pp. 471-475, 1996.
- [12] Chang C. M., Novel Universal Current-Mode Filter with Single-Input and 3 Outputs Using Only 5 Current Conveyors, Electronics Letters, Vol 29, Iss 23, pp 2005-2007, 1993.
- [13] Abuelma'atti M. T., Al-Qahtani M. A., Current-Mode Universal Filters Using Unity-Gain Cells, Electronics Letters, Vol. 32, no. 12, pp. 1077-1078, 1996.
- [14] Güneş E. O., Anday F., Realisation of Current-Mode Universal Filter Using CFCCIIps, Electronics Letters, Vol 32, Iss 12, pp. 1081-1082, 1996.
- [15] Chiu, W., Liu S.-I., Tsao H.-W. and Chen J.J, CMOS differential difference current conveyors and their applications, IEE Proc. Pt-G., Vol 143, pp. 91-96, 1996.
- [16] Elvan H.O., Soliman A.M., Novel CMOS differential voltage current conveyor and its applications, IEE Proc. Pt-G, Vol144, pp. 195-200, 1997.
- [17] Çiçekoğlu, O., Kuntman, H., Circuit design techniques: AD-HOC method or systematic generation methods, Proc. of the 10th International Conference on Microelectronics (ICM'98), pp. 187-190, December 14-16, Monastir, Tunisia, 1998.
- [18] Fersak, A., DDCC elemanı ile endüktans simülasyonu tasarımı, B.Sc. Tezi, İTÜ. Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Müh. Bölümü, 1998.

GÜNEŞ PİLLERİNİN MİKROİŞLEMCİ İLE KONUM KONTROLÜNÜN TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

M. Akif YEŞİLKAYA, Fadıl ÇELİKKOL
Gazi Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
06570 Mal tepe/Ankara
E-mail: makif@mmf.gazi.edu.tr

ABSTRACT

In this study, an electronic control circuit and its mechanical structure have been designed and constructed to obtain the maximum light-electrical energy conversion. The panel carrying solar cell arrays follows the sunlight at an angle of 90°. This control has been realized by means of PIC16C76 microcontroller. The panel carriage detects the position of the light source and adjusts itself using four BPW 17 phototransistors mounted at its corners. In these phototransistors the analogue current signals that are closely proportional to the luminance intensity are converted to voltages and then each of these derived data voltages is first filtered and then connected to the analog-digital converter port of PIC16C76 microcontroller.

After this, four signals that are converted to digital values are compared with each other through software, the direction in which the panel should turn to is determined.

In order to obtain the rotations, two 7.5° PM step motors have been used. More sensitive movements are obtained through gears and gears that are connected to the step motors. The use of step motors for rotational movements necessitates open loop control system.

The software consists of a main program that calls subroutines.

1. GİRİŞ

Bilgisayar teknolojisindeki hızlı gelişmenin temelinde, mikroşlemcilerin doğuşu ve gelişimi yatmaktadır. Mikroşlemci, merkezi işlem biriminin saat devreleri ile birlikte tek bir chip'in içine yerleştirilmesi ile oluşan elemandır. Bu elemanla yapılan bilgisayara ise mikrobilgisayar denir [1]. Tarihi gelişimi içerisinde mikroşlemciler, mikrobilgisayarların endüstride kontrol amaçlı kullanımını yaygınlaştırmıştır. Ancak mikroşlemcilerle yapılan kontrol devrelerinin eprom, ram, analog-digital çevirici, paralel port entegresi gibi çok sayıda çözüme ihtiyaç duyması taşınmada

zorluklara neden olmaktadır. Bunun sonucunda bu tip çevre birimlerini de tek bir chip içinde toplayan "microcontroller"lar geliştirilmiştir. Böylece kontrol devrelerinde yaygın olarak microcontroller kullanılmaya başlanmıştır.

Dünyamızda, 1970'li yıllarda yaşanan enerji kıtlığı, enerji üretimi, enerji tüketimi ve enerji yapılarında önemli değişiklikler getirmiştir. Enerji tasarrufu politikaları uygulanmış, petrole bağımlılık azaltılmış, kömür ve doğalgaz önem kazanmış ve yenilenebilir enerji kaynaklarından daha etkin ve yaygın olarak istifade edilmesi için çalışmalar başlatılmıştır. Geleceğimiz için fosil yakıtlara bağımlılıktan kurtulmak, güneş, rüzgar, hidrolik, jeotermal ve dalga enerjisi gibi temiz ve yenilenebilir enerji kaynaklarına yönelmek gerektiği görülmektedir.

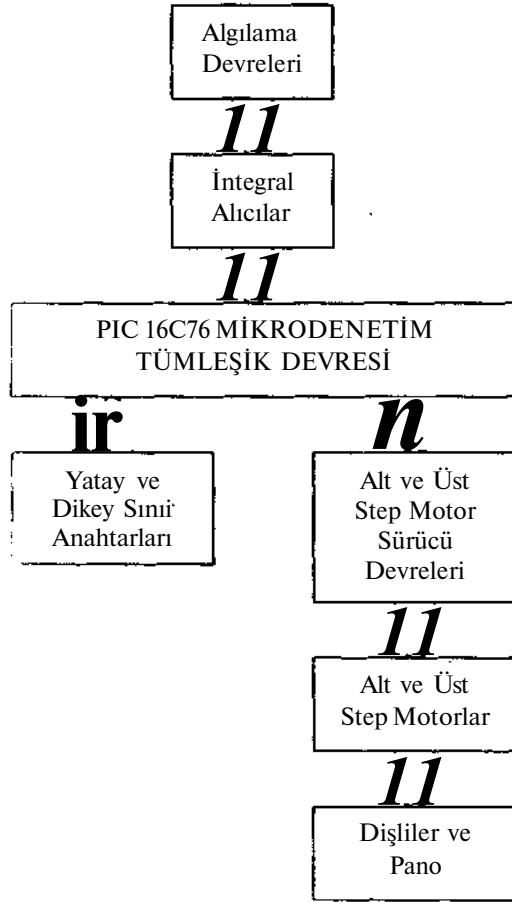
Bu çalışma, güneş enerjisinden pasif yararlanmada panellerin, daha uzun süre ve sürekli dik açı altında güneş ışığının alması amacıyla yöneliktir. Dik açı panellerin maksimum yüzey alanı ile güneşi görmelerini sağlar.

2. DEVRENİN TASARIMI

Mikroşlemci ile güneş pili konum kontrolünün tasarımı ve gerçekleştirilmesi ile ilgili yapılan dc devrenin blok şeması Şekil 1'de görülmektedir. Tasarım, elektronik, mekanik ve yapılmak üzere üç ana bölüme ayrılmıştır.

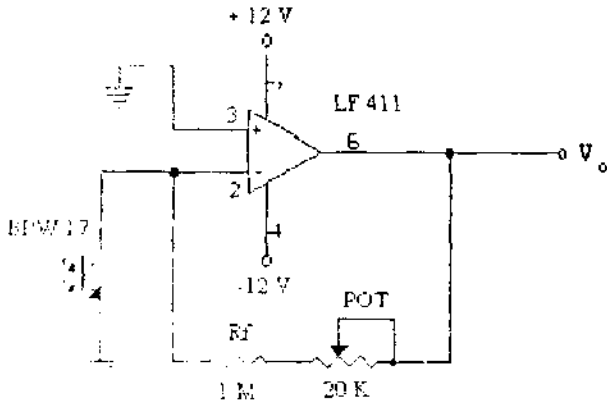
2.1 Algılayıcı Devresi

Pillerin bulunduğu plakanın konumunu algılamak için gelen akımların çok küçük değerler aldığı için, aradaki farkı yükseltmek amacıyla fototransistör kullanılmıştır. Fototransistörler diğer algılayıcılara göre daha geniş spektral tepkilerinin olması diğer bir tercih nedeni olarak tercih edilmiştir. Plakanın köşelerine yerleştirilmeye başlanılan fototransistörlerden gelen akımlar çok küçük değerdedir. Dışarıdan bu çıkışlara gelebilecek küçük şimşikleri nöbetlendirme devresinin girişine karşılaştırma yapmasına neden olabilmektedir.



Şekil 1. Tasarımın blok şeması

İki nedenle a kim-gerilim çevirici devresi lototran/istörlerle aynı kart üzerine yerleştirilmiş ve hemen plakanın altına monte edilmiştir. Kullanılan akım-gerilim çevirici devresi Şekil 2'deki gibidir. Fototranzistörlerden gelen akımların çok küçük ve birbirine oldukça yakın olduğu daha önce belirtilmişti. Bu yüzden akım-gerilim çevirici devresinde kullanılan dirençlerin toleransının çok az olması gerekmektedir.



Şekil 2. Akım-gerilim çevirici devresi. V_{in} = 100 μ A, R_f = 1 MΩ, R_{pot} = 20 KΩ, V_o = 100 mV

Yukarıdaki devrede akım, op-amp'ın giriş direnci çok büyük olduğu için, 1 MΩ'luk R_f geri besleme direnci üzerinden çıkışa yansır. Bu durumda çıkış aşağıdaki gibi yazılabilir.

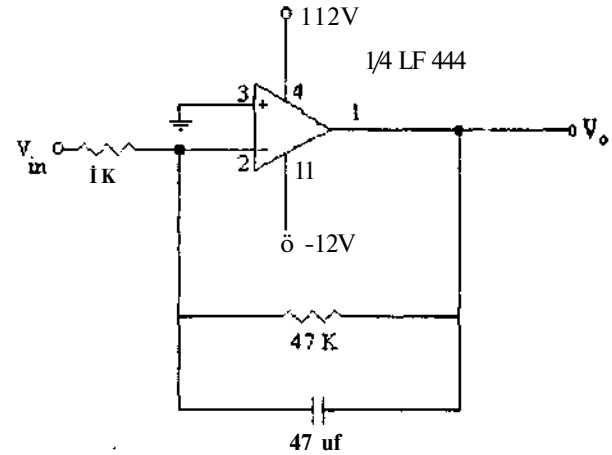
$$V_o = -I_{fotr} \cdot R_f \quad (D)$$

Burada görüldüğü gibi R_f dirençleri bñlik toleranslı olursa farklı akımlar için aynı gerilimler veya büyüklük-küçüklük ilişkisi ters dönmüş gerilimler elde edilebilir. Bu nedenle 1 MΩ'luk dirençlerin %1 toleranslı seçilmesi gerekir. Ancak bu da yeterli değildir. Dirençler arasındaki % 1'lik tolerans farkım (1 MΩ'luk direnç için max. 20 KΩ) ayarlayabilmek için 20 KΩ'luk bir potansiyometre olarak geri besleme kollarının dirençleri hassas olarak 1 MΩ'a ayarlanmalıdır.

Kullanılan op-amp'lar LF 411'dir. Şekil 2'deki devrede giriş offset akımı ve giriş offset geriliminin oldukça küçük olması gerekir. Bu offset değerlerin büyük olması, küçük akımlarla çalışmamız nedeniyle fototranzistör akımlarının aralarındaki büyüklük-küçüklük ilişkisinin doğru tanımlanamamasına neden olur. LF 411 op-amp'ı JFET girişli olması nedeniyle oldukça küçük offset değerlerine sahiptir. Giriş offset akımı 25 pA, giriş offset gerilimi ise 0.3 mV civarındadır. Bunun dışında LF 411 kullanılması diğer bir nedeni de diğer op-amp'lara göre daha yüksek giriş direncine sahip olmasıdır. LM 741'in giriş direnci 2×10^6 ile 6×10^6 Ω arasında değişirken LF 411'in giriş direnci 1×10^9 Ω'dur. Akım-gerilim çevirici devresinde bu tercih edilir bir özelliktir.

2.2 İntegral Alıcı

Fototranzistörlere gelebilecek istenmeyen ve kısa süreli ışık kaynakları, plakanın yönünde anlık sapmalara neden olacaktır. Bunu engellemek amacıyla akım-gerilim çevirici çıkışına, Şekil 3'te görülen integral alıcı devresi bağlanmıştır.



Şekil 3. Akım-gerilim çevirici çıkışındaki integral alıcı devresi

3. PIC16C76 BAĞLANTILARI

3.1. Analog-Sayısal Çevirme İşlemi

Analog-sayısal çevirme işlemi için tümleşik mikrodncctim devresinin iç yapısında bulunan ADC kullanılmıştır. BPW 17 fototranzistörlerinden gelen akımlar, LF 411 op-amp'lan tarafından gerilime çevrilir. LF 444 op-amp'lanıyla yapılan integral alıcı çıkışlarından sonra tam skala voltaj değeri 5 V olacak biçimde PIC16C76'nın analog giriş bacaklarına gelir. PIC16C76'nın 5 analog giriş bacağı vardır. Dört algılayıcımız olduğu için 4 tanesi kullanılmıştır. Kullanılan ADC 8 bitliktir. V_{REF} voltajı ve bizim tanı skalamız ise 5 Volt'tur. ADC'nin toplam basamak sayısı

$$\text{Toplam Basamak Sayısı} = 2^N - 1$$

ile bulunur. Burada, N bit sayısıdır. Bu durumda ADC çeviriminde toplam basamak sayısı

$$2^8 - 1 = 255$$

olarak elde edilir. Basamak genişliği ise

$$\text{Basamak Genişliği} = \frac{5V}{255} = 19.6 \text{ mV} \approx 20 \text{ mV}$$

bulunur. Bu değer bizim niceleme hatası değerimizdir. Tam skala hatasında PIC16C76 için ± 1 LSB verilmiştir. O halde

$$\text{LSb} = \frac{1}{2^N} = \frac{1}{2^8} = \frac{1}{256} = 0.0039 = \% 0.39$$

bulunur. Tam skala değerimiz 5 V olduğuna göre

$$\text{Tam Skala Hatası} = 5 \text{ V} \cdot 0.0039 = 19.5 \text{ mV}$$

olacaktır. Böylece toplam hata

$$19.6 \text{ mV} + 19.5 \text{ mV} = 39.1 \text{ mV} \approx 40 \text{ mV}$$

elde edilir. O halde algılamalardan gelen analog bilgilerin arasındaki fark 40 mV'tan daha küçük ise PIC16C76 bu iki değeri aynı imiş gibi algılayacaktır. Bu hata miktarı nedeniyle algılayıcı analog girişleri arasındaki fark 60 mV'dan küçük ise birbirine eşil olarak kabul edildi ve program yazımı buna göre yapıldı.

Dış osilatör frekansımız 4 MHz idi. ADC için bu değer, yazılımla yani "ADCS1.ADCS0" bitleri "01" seçilerek S'e bölündü ve böylece 500 KHz'lik saat sinyali kullanıldı. Bu durumda her bir periyod 500 000" . \ani 7\;=2 us olacaktır. PIC16C76 içindeki ADC'nin her bir bitinin çev\irim süresi yaklaşık T_{AD} kadardır. 8 bit için toplam çevirim süresi ise $9.5 T_{AD}$ 'dir. Bu durumda bizim tasarımımda toplam çevirim süremiz 19 (is)'dir.

3.2. Portların Kullanımı

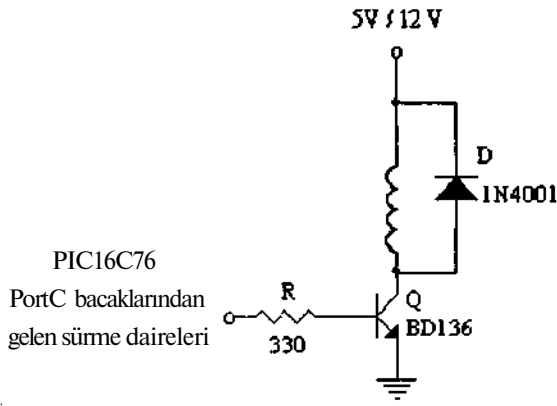
PIC16C76'm C portuna ait 0.1,2,3 numaralı bacaklar, (tümleşik devrenin 10,11,12,13 numaralı bacakları) alt adım motoru; yine C portuna ait 4,5,6,7 numaralı (tümleşik devrenin 15,16,17,18) bacaklar, üst adım motoru sürmek amacıyla kullanıldı. Tümleşik devrenin A portunun bacakları, gerekliliğinde 5 girişli ADC için analog giriş uçları olarak kullanılır. Bu yüzden A portuna ait 0.1,2,4 numaralı (tümleşik devrenin 2,3,4,6) bacakları, dört adet fototranzistörden gelen analog bilgiler, op-amp çıkışlarındaki uçlara bağlandı. A portunun 3 numaralı (tümleşik devrenin 5) bacağı +5 V'luk VREF gerilimi için kullanıldı. B portunun 4,5,6,7 numaralı (tümleşik devrenin 15,16,17,18) bacaklarına ise plakanın (yani adım motorların) yatay ve dikey konumunu tespit için gerekli olan sınır anahtarları bağlandı. B portunun 3 numaralı (tümleşik devrenin 24) bacağına ise devrenin çalışmasını kontrol amacıyla bir LED bağlanmıştır. B portunun 0.1,2 numaralı (tümleşik devrenin 21,22,23) bacakları ise yapılacak herhangi bir ek bağlantı için 330 Q'luk dirençlere bağlanarak boşta bırakılmışlardır.

4. ADIM MOTOR SEÇİMİ VE SÜRÜCÜ DEVRESİ

Taşanında kullanılan her iki adımı motorda PM adım motorlardır. Bu tip adım motorun hızı, VR adım motora göre daha düşüktür. Ancak PM motorun uyarılması durumunda da bir tutma momenti vardır ve sönüm karakteristiği daha iyidir. Bu çalışmada hızın önemli olmaması ve plakanında komut darbelerinin bitiminde son pozisyonda kalması istendiği için tercih PM adım motor yönünde yapılmıştır.

Kartezyen koordinat sistemine göre z eksenini etrafında dairesel dönüşü sağlayan adım motora "alt adım motor". x-y düzleminin merkezinden düzleme paralel olarak geçen eksene göre aşağıt-yukan hareket sağla>an adımı motora da "üst adım motor" tanımlaması yapılmıştır Her iki adım motorun da adım açıları 7.5"dir Bu da 48 adım/devir demektir. Üst adımı motor, \anm adınılı olarak çalıştırılarak 96 adım'do ire çıkılmıştır. Yarını adınılı çalışma daha iyi bir sönümlenme sağlamaktadır Üst adım motor, rulman yuvası \c dişliler aracılığıyla plakaya bağlanmıştır Yük momentinin büyük olduğu uygulamalarda adımı motorlar için rezonans problem: vardır. Bu \ü'den plaka içni. haili bir mal/eme kullanılmıştır

Adım motorun sargıların sürmenin en basıl \c en ekonomik yolu Seki! 4'deki gibi tek bir sumcu tranzistor kullanmaktır. Tranzistör ba/ına sürme genlını uygulandığı /aman. tranzistor iv'.ıme geçmek \c kollektör ü/crinden stator sargı akını; akacaktır Adımı motor sargısı endüktif bir yüküdür Bu nedenle nan/isior akımı kesildiği anda stator sargıl ırında'ı boşalma tran/istorün bozulmasına sebep olur Bm.u engellemek için D diyodu bağlanır. Tranzistör "etnicit' ol-Juğ'i aman. D diyodu ters beslenir ve akım stator sargılan iv erinden akar. Tranzislör kesimdeyken di;,od ilen \onde lLuine geçerek tranzisiorün ters beslenmesine ens;d olur



Şekil 4. Adım motorun tek sargısı için sürme devresi

Kullanılan tranzistör 0,5 Amper, 20 W'lık orta güçlü, npn silikon BD136 tranzistördür. Baz akımını suurlamak için 330 fi'luk direnç bağlanmıştır.

5. MEKANİK KISIM

Mekanik yapının genel görünüşü aşağıda gösterilmiştir. Limit anahtar ve problemleri devre ilk çalıştığında "plaka"yı ve motorları referanslamak için kullanılır. Bu da plakanın dönme hareketi sırasındaki konumunun PIC16C76 tarafından kontrol edilmesini sağlar. Ayrıca bu anahtarlar, plakanın ışık kaynağını takip ederken sonsuz dönme hareketine de engel olur.

6. YAZILIM

Program yazılımın ve değişikliklerin kolayca yapılabilmesi için alt programlar şeklinde yazılmıştır. Ana program bu alt programları çağırarak çalışmaktadır. Yapılan yazılımda adım motorun belli bir noktayı

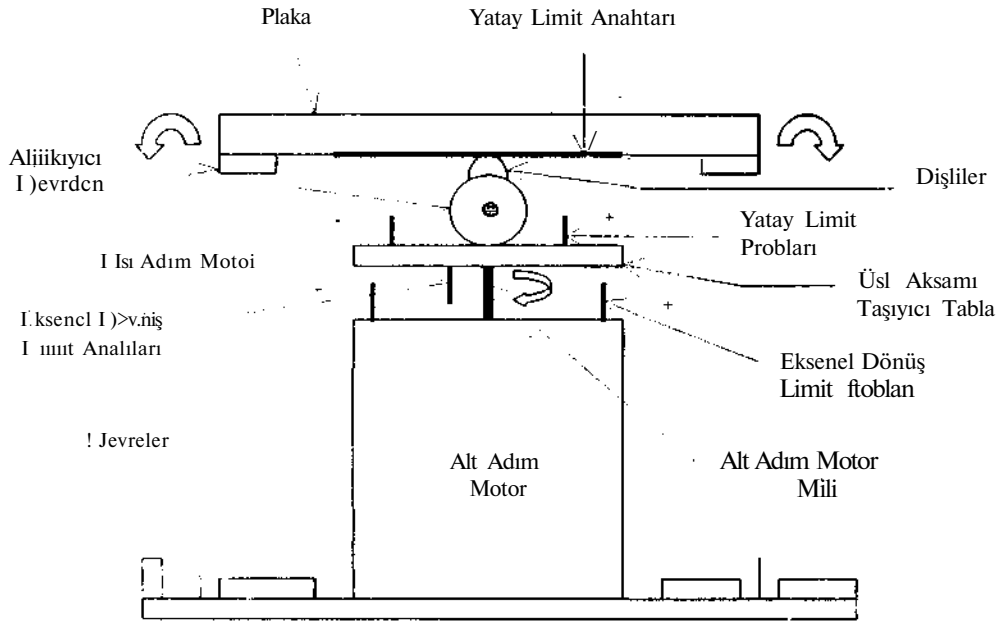
başlangıç kabul etmesi prensibinden hareket edilmiştir. Limit anahtar pozisyonları, bellekte kullanılan değişkenlerle saptanmıştır.

7. SONUÇLAR

Deneysel çalışmalarda plakanın ışık kaynağına doğru açı ile takip ettiği görülmüştür. Seyrek olarak plakanın 90°'lik doğru takip açısından küçük sapmaları da olmuştur. Bunun nedenlerinden biri PIC16C76' m iç yapısındaki 8 bit'lik analog-sayısal çeviricidir. Bu çeviricinin toplam hatası 40 mV'tur. Buna 20 mV'luk bir değer de yazılım ile eklenmiştir. Böylece hata payı 60 mVa çıkmıştır. Bu da ışık kaynağının plakadan uzak olduğu durumlarda, plakanın merkezi ile ışık kaynağının, 90°'lik bakış açısından sapma yapmasına neden olmaktadır. İleride benzeri bir çalışmada bu toplam hata, 10 bit çevirme imkanı veren bir mikro denetim devresi kullanılarak bir önceki hatanın //üne indirilebilir. Bu çalışmanın günlük hayata aktarımı, güneşin pozisyonunu izlemek amacıyla harcanan enerji miktarı ile pozisyon takibinden kazanılan enerji miktarı karşılaştırıldıktan sonra gerçekleştirilmelidir.

8. KAYNAKLAR

- [1] Ufanberg J., 1985, *Microcomputers and Aicroprocessors The 8080-8085 and Z-80*, Prentice-Hall, Inc., New Jersey, USA
- [2] Johnson, C, 1993, *Process Control Instrumentation Technology*, Prentice-Hall International Inc.. s 248. Fourth Edition. New Jersey, USA
- [3] Hsieh. J.S., 1986, *Solar Energy Engineehng*, Prentice-Hall Inc., New Jersey, USA
- [4] Yeşilkaya, M. A., 1998, *"Güneş Pillerinin Mikroişlenici ile Konum Kontrolünün Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi"*, Y. Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi. Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara



Şekil 5. Mekanik yapının genel görünüşü

DAĞILMIŞ PARAMETRELİ KUVVETLENDİRİCİDE TRANZİSTORLARIN ÇIKIŞ GÜÇLERİNİN DEĞİŞİMİ

Metin YAZGI

Ali TOKER

Duran LEBLEBİCİ

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Elektrik-Elektronik Fakültesi
İstanbul Teknik Üniversitesi, 80626, Maslak, İstanbul

e-posta: metin@ehb.itu.edu.tr

ABSTRACT

in this study, power distribution along the drain line of distributed amplifier(DA) using a simplified FET model is presented. One of the parameters of this model is R_{ds} and this study includes the power distribution according to this parameter. Results show that power distribution is affected as R_{ds} increases.

1. GİRİŞ

Çok geniş bantlı kuvvetlendirmeyi, bilhassa orta güç seviyelerinde, mümkün kıldığı için dağılmış parametrelili kuvvetlendirici oldukça ilgi görmektedir[1-8]. Aslında topoloji olarak basit bir görüntüsü olmakla beraber, dağılmış parametrelili kuvvetlendiricide tasarımı etkileyen faktörler parazitik etkiler gözönüne alındığında son derece karmaşıktır.

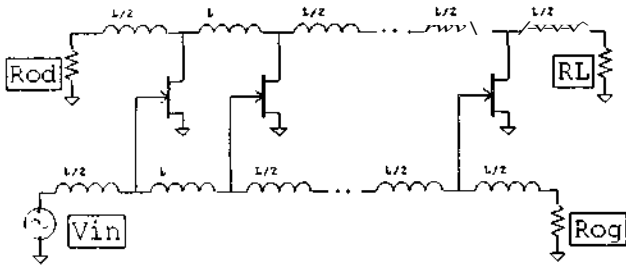
Walker tarafından yayınlanmış bir makalede[5] ideal dağılmış parametrelili kuvvetlendiricinin savak hattı boyunca güç dağılımının kapalı formda analitik ifadeleri ve bu ifadeler yardımıyla elde edilmiş güç dağılım karakteristikleri verilmiştir.

Bu çalışmada ise basitleştirilmiş FET modeli kullanılarak elde edilen dağılmış parametrelili kuvvetlendiricide tranzistorların savak hattındaki güç dağılımının R_{ds} direnciyle değişiminin yorumlanması amaçlanmıştır. Çünkü bu model DA tasarımında yaygın bir şekilde kullanılmaktadır ve çok tatminkar sonuçlar vermektedir. Bu FET modelinde ideal DA için kullanılan modelden farklı

olarak fazladan savak noktasında paralel R_{ds} , geçit noktasında ise C_{gs} kapasitesine seri R_i dirençleri ilave edilmiş bulunmaktadır. Güç dağılımının R_{ds} 'ye göre değişimi SPIÇE simülasyonları ile incelenerek verilmiştir.

2. DAĞILMIŞ PARAMETRELİ KUVVETLENDİRİCİ

Dağılmış parametrelili kuvvetlendiricideki temel düşünce transmisyon hatlarının yapısı gözönüne alınarak kolayca anlaşılabilir. Bilindiği gibi transmisyon hatları dağılmış seri endüktanslar ve paralel kapasitelerden oluşur. Bir benzerlik kurularak, FET'in, veya herhangi bir aktif elemanın, giriş ve çıkışındaki parazitik kapasitelere endüktansları ekleyerek giriş ve çıkışta yapay bir transmisyon hattı oluşturulabilir. Tabii bu durumda artık hattı oluşturan kapasiteler ve endüktanslar dağılmış karakterde değildiler. Aktif elemanın FET olması durumunda girişteki yapay hat için geçit hattı, çıkıştaki için ise savak hattı isimleri çokça kullanılmaktadır. Girişten verilen bir işaret geçit hattı boyunca ilerler ve bu ilerleme sırasında her FETi sırasıyla uyarır. Bu uyarımlar FET'lerin çıkışlarında işaret oluşumlarını doğurur. Oluşan çıkış işaretleri ise savak hattı boyunca yüke doğru toplanarak ilerlerler. Zaten bu kuvvetlendiricinin diğer bir adı toplamalı kuvvetlendiricidir. Savak hattı boyunca diğer yönde giden işaretler ise, değeri hattın karakteristik empedansına eşit, sonlandırma direnci(R_{od}) üzerinde tüketilirler. Geçit hattı sonunda da, yansıma olmaması için, değeri hattın karakteristik empedansına eşit bir sonlandırma direnci(R_{og}) bulunur. Şekil-1'de dağılmış parametrelili kuvvetlendiricinin en basit hali görülmektedir.

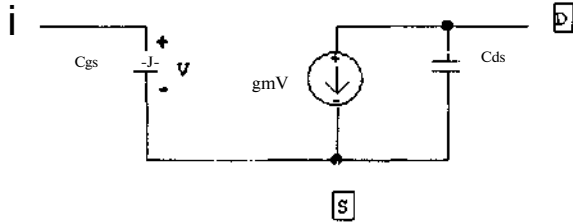


Şekil-1 Dağılmış parametrelili kuvvetlendiricinin genel yapısı

Dağılmış parametrelili kuvvetlendiricideki yapay hatların karakteristik empedansı ($Z_0 = \sqrt{L/C}$) ve birimler arasındaki gecikmenin ($t_d = \sqrt{LC}$) değerleri artan frekansla, hattın kesim frekansına (C_c) kadar fazla olmamak üzere, değişir. Fakat bu değişim onların tasarımında sabit alınmalarına engel olacak boyutta değildir. Tasarımda giriş ve çıkıştaki hatların karakteristik empedansları ve gecikmeleri eşit yapılır.

3. SAVAK HATTINDAKİ GÜÇ DAĞILIMI

İdeal DA için savak hattı boyunca güç dağılımı, kapalı formda analitik ifadeyle beraber Walker tarafından verilmiştir[5]. Söz konusu ideal DA için kullanılan FET modeli Şekil-2'de verilmektedir.

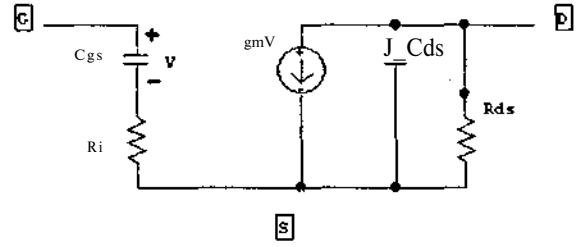


Şekil-2 İdeal DA için FET modeli [5]

Söz konusu makaledeki karakteristikler incelendiğinde ilk transistörlerin verdiği güçlerin artan frekansla azaldığı görülmektedir. Bununla beraber karşımıza bir ilginç durum çıkmaktadır; 4 transistörle kurulan DA'nın ilk transistörü bazı frekans bölgelerinde güç absorbe eden bir davranış göstermektedir. Bu ilginç durumun diğer bir anlamı ilk transistörün çıkışından görülen empedansın reel kısmının bazı frekans bölgelerinde negatif olmasıdır.

Bu çalışmada aynı inceleme, tasarımda çokça kullanılan, basitleştirilmiş FET modeli ile yapılmıştır. Bu model Şekil-3'te görülmektedir. Simülasyonlar bu model kullanılarak dört transistörlü DA üzerinde yapılmıştır. Eleman değerleri Paoloni tarafından yayınlanmış bir makaleden alınmıştır[7] ve Tablo-1'de değerler görülmektedir; Simülasyonlar sırasında $C_{ds} = C_{gs}$ alınmıştır. Çünkü HA'nın istenen özellikleri göstermesi için bu gereklidir. Zaten pratikte, değeri C_{gs} kapasitesinden küçük $O_{IH} < U$ kapasitesine ek

bir kapasite getirilerek her iki kapasite eşitlenir. Söz konusu kapasite değerleriyle 50 Ohm'lık bir hat elde edebilmek için 0.53nH değerinde endüktans kullanılmıştır. Bu değerler için hattın kesim frekansı ($C_c = \sqrt{K4LC}$) 30GHz olmaktadır.



Şekil-3 Basitleştirilmiş FET modeli [7]

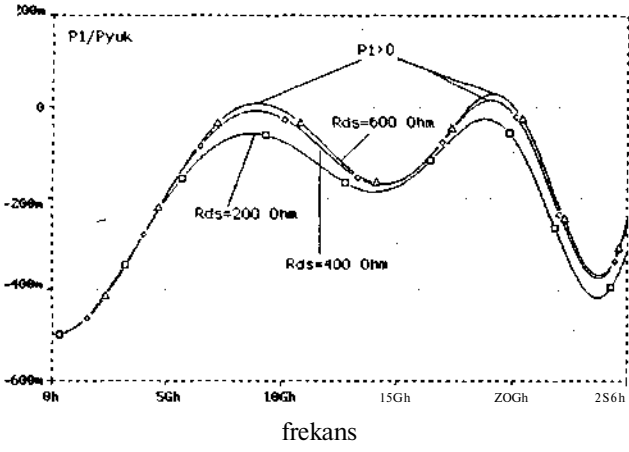
Tablo-1 Eleman değerleri

Model Elemanı	Değeri
gm(A/V)	19e-3
Ri(Ohm)	3.54
Cgs(pF)	0.212
Rds(Ohm)	384
Cds(pF)	0.212

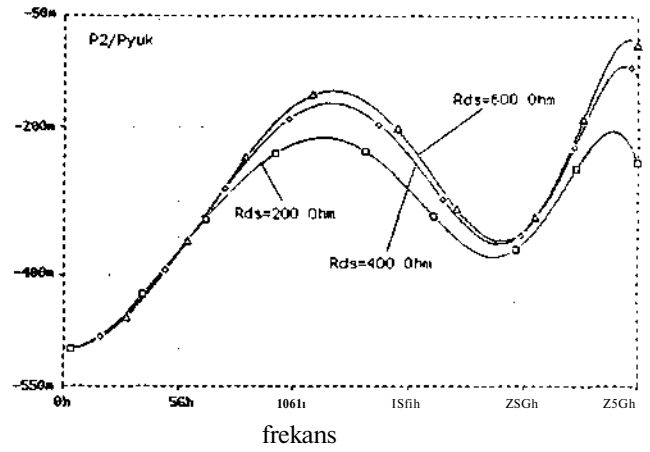
İdeal DA yapısında savak hattındaki güç dağılımının incelenmesinin, bir çarpan farkıyla, savak noktasından görülen empedansın reel kısmının incelenmesiyle yapılabileceği açıktır. Bu durum, pratiğe daha yakın sonuçlar veren ve geçit hattında ilerleyen işaretin zayıflamasını da karakterize eden basitleştirilmiş FET modelinde geçerli değildir.

Tranzistörlerin savak hattına verdikleri güç değişimi incelenmiştir. Burada transistörlerin çıkış dirençlerinde (R_{ds}) harcanan güçler dikkate alınmamış olup, normalizasyon yükü aktarılan güce göre yapılmıştır. Aynı zamanda sonlandırma direncinde (R_{od}) harcanan gücün normalize değişimi de incelenmiştir. Güç dağılımının değişimi R_{ds} parametre olmak üzere Şekil-4'te verilmektedir.

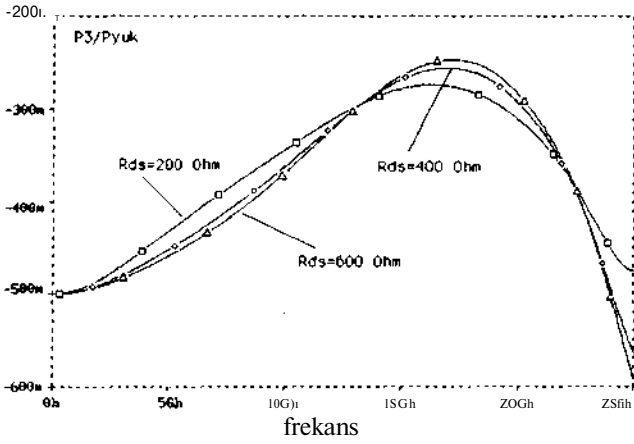
Karakteristiklerden kolayca görülebileceği gibi R_{ds} direncinin değeri arttıkça 1. ve 2. transistörlerin savak hattına olan güç katkıları azalmaktadır (Şekil-4a-b). Hatta, ideal DA yapısında olduğu gibi, R_{ds} 'nin büyük değerleri için 1. transistör bazı frekans bölgelerinde güç absorbe etmektedir. 3. transistörün R_{ds} 'ye göre güç katkısı değişimi fazla değildir (Şekil-4c). Bazı frekans bölgelerinde R_{ds} arttıkça artarken bazı frekans bölgelerinde tersi olmaktadır. Sonlandırma direncinde (R_{od}) harcanan gücün yükteki güce oranı ise R_{ds} 'den hemen hemen bağımsız bir görüntü vermektedir (Şekil-4e). Yükteki güç R_{ds} arttıkça artmaktadır ki (Şekil-4f), bu zaten kolayca tahmin edilebilen bir durumdur. Sonuç olarak R_{ds} 'nin azalması savak hattındaki güç dalgalanmasını azaltmaktadır.



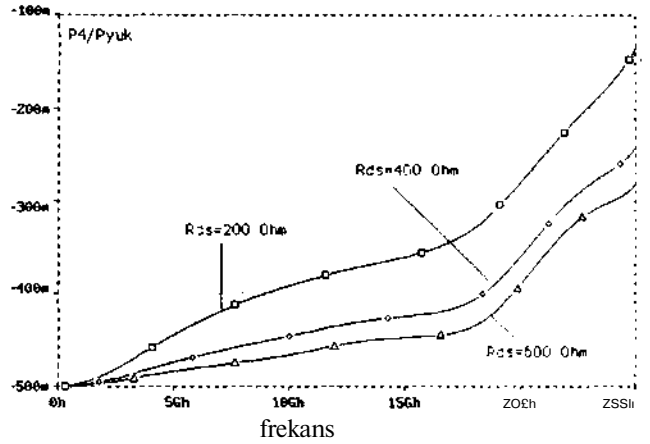
Şekil-4a) 1. Tranzistorun savak hattına verdiği gücün yükteki güce normalize değişimi



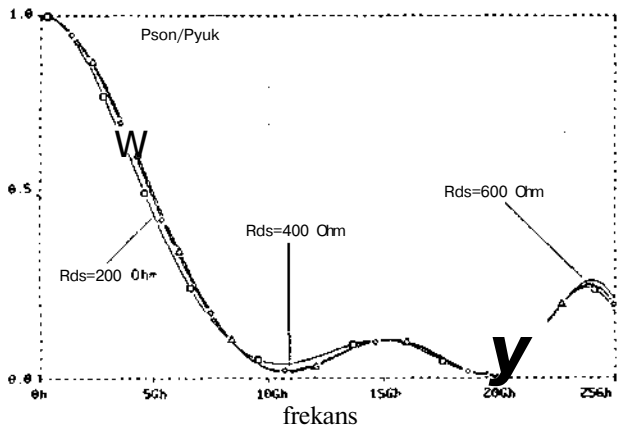
Şekil-4b) 2. Tranzistorun savak hattına verdiği gücün yükteki güce normalize değişimi



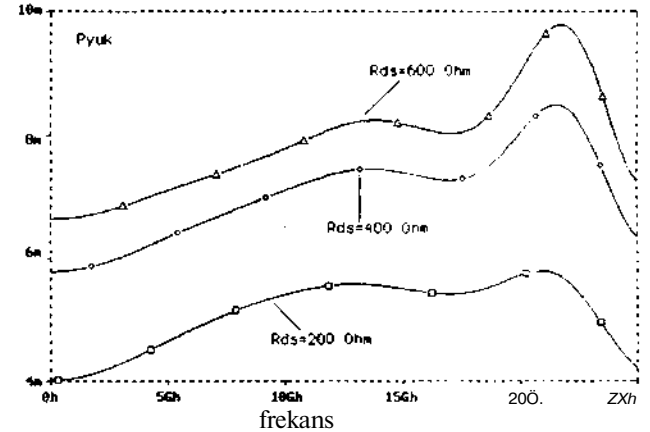
Şekil-4c) 3. Tranzistorun savak hattına verdiği gücün yükteki güce normalize değişimi



Şekil-4d) 4. Tranzistorun savak hattına verdiği gücün yükteki güce normalize değişimi



Şekil-4e) Sonlandırma yükündeki (Rod) gücün yükteki güce normalize değişimi



Şekil-4f) Yükteki güç değişimi

3. SONUÇ

Bu çalışmada dağılmış parametrelili kuvvetlendiricilerde daha önce çıkış direnci etkisi olmadan incelenmiş olan çıkış hattındaki güç dağılımı değişimi FETlerin çıkış dirençleri gözönüne alınarak yeniden incelenmiştir. Bu incelemede dağılmış parametrelili kuvvetlendirici tasarımında yaygın olarak kullanılan ve oldukça tatminkar sonuçlar verdiği bilinen basitleştirilmiş FET modeli kullanılmıştır. Bu modelin yardımıyla dağılmış parametrelili kuvvetlendiricinin savak hattı boyunca güç dağılımının Rds büyüklüğüne bağlı değişimi incelenmiştir. Karakteristiklerden kolayca farkedilebileceği gibi Rds direncinin artması dört tranzistordan oluşan bir DA'nın 1. ve 2. tranzistorlarının güç katkısının azalmasına, hatta 1. tranzistorun bazı frekans bölgelerinde güç absorbe etmesine, sebep olurken 4.tranzistorun güç katkısını arttırmaktadır. 3.tranzistorun güç katkısı üzerindeki Rds direncinin etkisi frekans bölgelerine göre farklı olmaktadır. Bu çalışmada örnek olarak sadece dört tranzistorlu dağılmış parametrelili kuvvetlendirici devresi incelenmiş olmasına karşılık, benzer sonuçlar farklı sayıda tranzistor içeren kuvvetlendiricilerde ile ortaya çıkmaktadır. Sonuç olarak, dağılmış parametrelili kuvvetlendiricilerde Rds'nin değeri azaltıkça çıkış hattındaki güç dağılımının dalgalanması da azalmaktadır.

KAYNAKÇA

- [1] Niclas, K. B., Wilser, W. T. ve Kritzer, T. R., On theory and performance of solid state microwave distributed amplifiers, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-31, pp. 447-456, June 1983
- [2] Beyer, J. B., Prasad, S. N. ve Becker, R. C., MESFET distributed amplifier guidelines, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-32, pp. 268-275, Mar. 1984
- [3] Prasad, S. N., Beyer, J. B. ve Chang, I .-S., Power bandwidth considerations in the design of MESFET distributed amplifiers, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, no. 7, July 1988
- [4] Niclas, K. B., Pereira, R. R. ve Chang, A. P., On power distribution in additive amplifiers, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, no. 11, Nov. 1990
- [5] Walker, J. L. B., Some observations on the design and performance of distributed amplifiers, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 40, No. 1, Jan. 1992
- [6] Wong, T. T. Y., *Fundamentals of Distributed Amplifiers*, Artech House, 1993
- [7] Paoloni, C, D'Agostino, S., An approach to distributed amplifier on a design-oriented FET model, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, No. 2, Feb. 1995
- [8] D'Agostino, S., Paoloni, C, Innovative power distributed amplifier using the wilkinson combiner, *IEE Proc.-Microw. Antennas Propag.*, Vol. 142, No. 2, April 1995

YENİ FTFN TABANLI GERİLİM VE AKIM-MODLU SİNÜSOİDAL OSİLATÖR TOPOLOJİLERİ

Uğur Çam

Sakarya Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi,
Elektrik ve Elektronik Bölümü,
54040 Esentepe kampusu, Adapazarı, Türkiye
e-posta: cam@esentepe.sau.edu.tr

Oğuzhan Çiçekoğlu

Boğaziçi Üniversitesi, M. Y. O., Elektronik Prog.,
80815, Bebek, İstanbul, Türkiye
e-posta: cicekoglu@boun.edu.edu.tr

Hakan Kuntman

İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi,
Elektronik ve Haberleşme Bölümü,
80626 Maslak, İstanbul, Türkiye
e-posta: kuntman@ehb.itu.edu.tr

ABSTRACT

in this study new single-resistance controlled a voltage and a current-mode sinusoidal oscillator topologies are proposed. The proposed oscillators use a single FTFN, two capacitors and five resistors. It has passive sensitivities less than unity in magnitude. The oscillators provide non-interactive control of oscillation condition and oscillation frequency and they can easily be converted to voltage controlled oscillators. Furthermore, capacitors of voltage-mode oscillator are grounded which is suitable for IC implementation and current-mode oscillator exhibits high output impedance which makes easy to drive loads without using any buffering devices. Theoretical analysis are verified with PSPICE simulations.

1. GİRİŞ

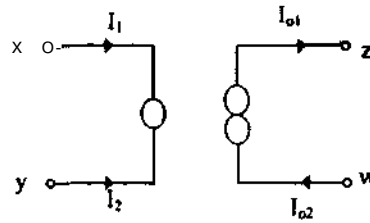
Sinusoidal osilatörler haberleşmede, kontrol sistemlerinde ve ölçme sistemlerinde yaygın olarak kullanılırlar. Literatürde osilatör tasarımı için önerilmiş işlemsel kuvvetlendirici (OP-AMP), Akım taşıyıcı (CCII), akım geri-beslemeli işlemsel kuvvetlendirici (CFOA), işlemsel geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi (OTA) çok miktarda çalışma vardır [1-3]. Son yıllarda yapılan çalışmalarla gösterilmiştir ki aktif devre tasarımında en esnek ve kullanışlı yapı bloğu FTFN (Four terminal floating nullor) dir [3-9]. Bu çalışmada FTFN tabanlı hem gerilim hem de akım modlu sinusoidal osilatör topolojileri önerilmiştir. Osilatör devreleri tek FTFN, iki kapasite ve beş dirençten oluşmaktadır. Her iki devrede de osilasyon frekansının pasif elamanlara olan duyarlılığı genlik olarak birden küçük olup osilasyon frekansı ve osilasyon koşulu birbirinden bağımsız bir direnç olarak ayarlanabilir. Bu direnç yerine bir FET transistor kullanılarak devreleri

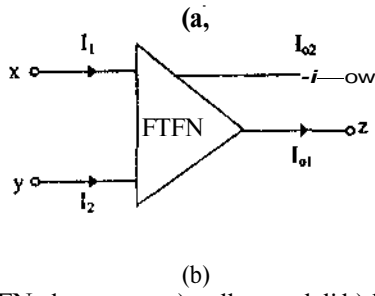
VCO (voltage-controlled-oscillator) olarak kullanmak mümkün olmaktadır. Ayrıca gerilim modlu osilatör de kullanılan kapasitelerin bir ucunun toprakta olması tümdevre tasarımı açısından bir avantajdır. Akım modlu devrenin en büyük avantajı ise yüksek çıkış empedansının olması ve bunun sonucu olarak yükleri herhangi bir ara-devre kullanmadan sürebilmesidir. Bu özelliği diğer aktif elamanlar kullanıldığında bir tek aktif elamanla sağlamak mümkün değildir [7-9].

2. ÖNERİLEN GERİLİM VE AKIM MODLU OSİLATÖR DEVRELERİ

FTFN ideal bir nullor' a eşdeğer olup bazı çalışmalarda OFA (Operational floating amplifier) olarak ta adlandırılmıştır [4-12]. Sembolik gösterimi şekil 1 de verilen FTFN 1 nolu uç denklemleriyle tanımlanmıştır.

$$\begin{aligned} I_1 &= I_2 = 0 \\ I_{o1} &= -I_{o2} \end{aligned} \quad (1)$$





Şekil 1: FTFN elamanının a) nullor modeli b) devre sembolü

Bu çalışmada önerilen gerilim modlu devre şekil 2-a de gösterilmektedir. Düğüm analizleri sonucunda devreye ait osilasyon frekansı ve osilasyon şartı bağıntıları aşağıdaki denklemlerle ifade edilir.

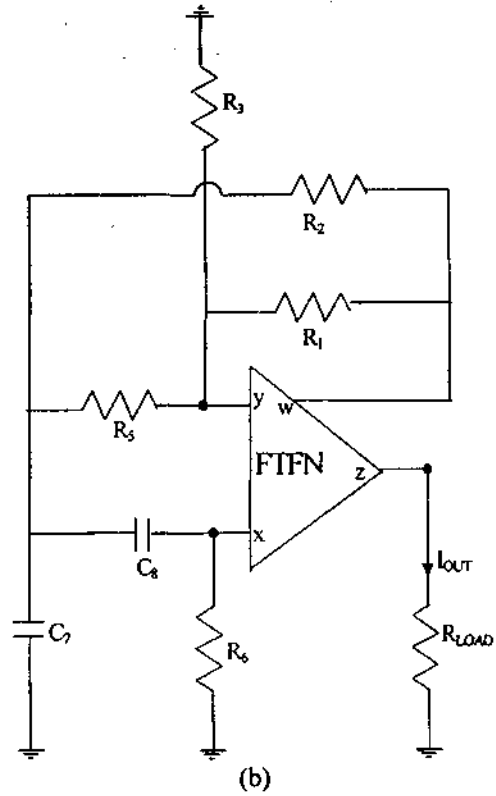
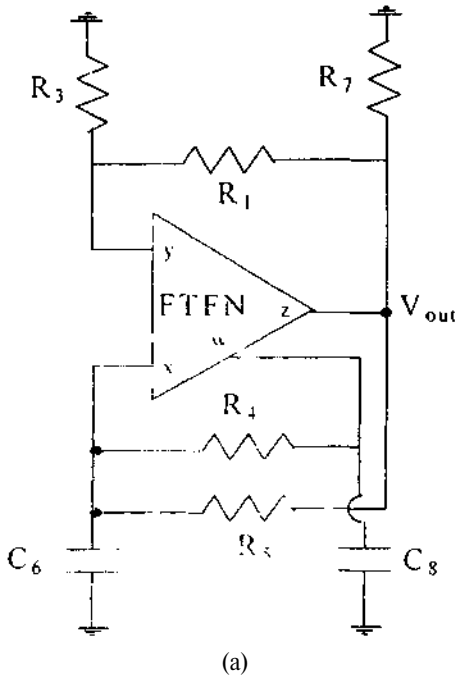
$$C_6 G_1 G_5 + C_8 G_1 G_5 = C_8 G_3 G_4 \quad (2)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_5(G_4 + G_1 G_1 + G_1 G_1)}{C_6 C_8 G_1}} \quad (3)$$

Önerilen akım modlu devre şekil 2-b de verilmiştir. Devreye ait osilasyon frekansı ve osilasyon şartı bağıntıları 4-5 nolu denklemlerle verilmiştir.

$$C_7 G_1 G_6 + C_8 G_1 G_6 = C_8 G_3 G_2 \quad (4)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_6(G_2 + 0 + 0, 0)}{C_7 C_8 G_1}} \quad (5)$$



Şekil 2: a) gerilim modlu osilatör b) akım modlu osilatör

Denklemlerden açık olarak görüleceği üzere osilasyon frekansı ve osilasyon koşulu birbirinden bağımsız bir direnç olarak ayarlanabilmektedir.

3. DUYARLIK ANALİZLERİ

Duyarlık analizi osilatör tasarımında önemli bir parametredir ve osilasyon frekansının bir x parametresine olan duyarlığı aşağıdaki bağıntıyla tanımlıdır [1-2].

$$S_x^{\omega_0} = \frac{x}{\omega_0} \frac{\partial \omega_0}{\partial x} \quad (6)$$

Bu tanım kullanılarak gerilim modlu devrede osilasyon frekansının pasif elemanlara duyarlığı;

$$S_{R_2}^{\omega_0} = S_{C_3}^{\omega_0} = S_{C_4}^{\omega_0} = -0.5 \quad (7)$$

$$S_{R_4}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \frac{R_4}{R_4 + R_6 + R_7} \quad (8)$$

$$S_{R_6}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \frac{R_4 + R_7}{R_4 + R_6 + R_7} \quad (9)$$

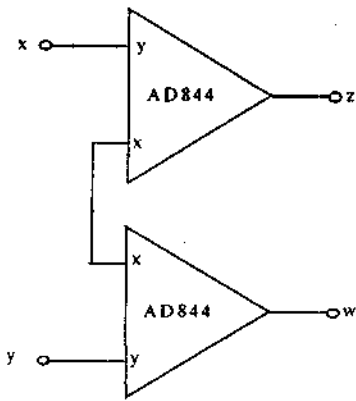
$$S_{R_7}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \frac{R_4 + R_6}{R_4 + R_6 + R_7} \quad (10)$$

olarak bulunur. Akım modlu devre içinde benzer yapıda ol duğundan benzer sonuçlar elde edilmiştir. Denklemlerden

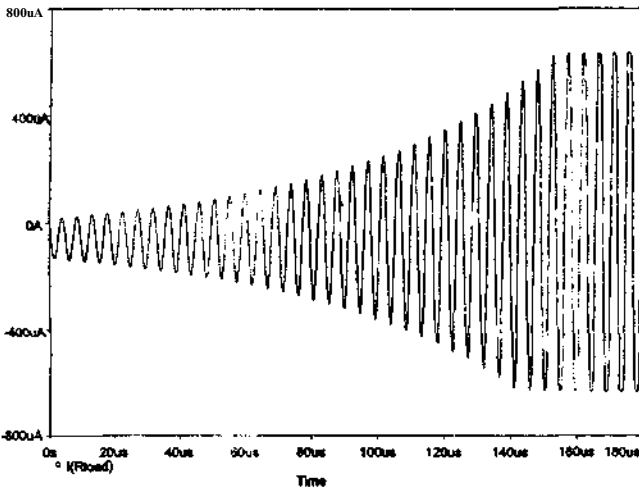
görülebileceği üzere tüm pasif duyarlılıklar genlik olarak bir'den küçüktür.

4.SİMÜLASYON SONUÇLARI

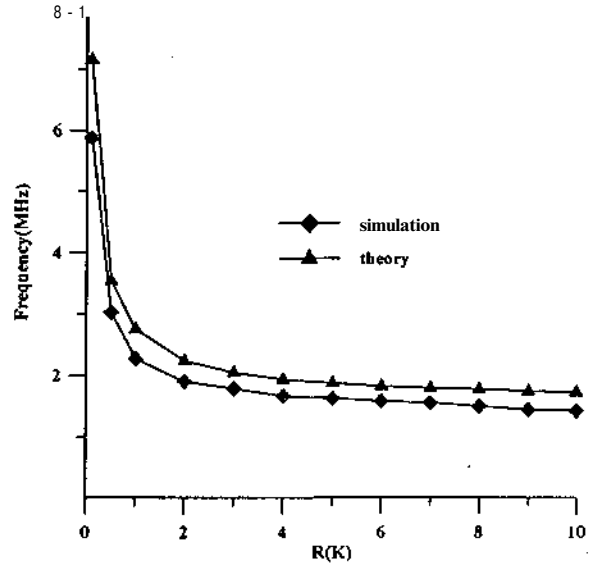
Önerilen osilatör devreleri PSPICE bilgisayar programı yardımıyla simüle edilerek teorik sonuçlar doğrulanmış ve devrenin çalışabilirliği gösterilmiştir. Akım modlu devreye devrenin zaman domenindeki artan osilasyon şekil 4 de , gerilim modlu devreye ait topraklı direnç yardımıyla osilasyon frekansının osilasyon şartını etkilemeden ayarlanabilirliği şekil 5 de verilmiştir. Simulasyonda kullanılan FTFN devresi şekil 3 de gösterildiği gibi iki AD844 akım taşıyıcı tümdevresi kullanılarak gerçekleştirilmiştir[6,9]. Simülasyonlarda Analog Devices şirketinin AD844 makromodelleri kullanılmış ve besleme gerilimleri $V_{DD} = 10V$ ve $V_{SS} = -10V$ alınmıştır. Osilasyonlar kapasitelerden birine IV başlangıç gerilimi verilerek başlatılmıştır.



Şekil 3: FTFN' nin iki AD844 akım taşıyıcı tümdevresi ile gerçekleştirilmesi



Şekil 4: Akım modlu osilatöre ait zaman domeni PSPICE simulasyon sonucu ($R_1=R_2=R_5=R_6=1K\Omega$, $R_3=0.1 K\Omega$, $R_{load}=1K\Omega$, $C_7=C_8=1nF$)



Şekil 5: Gerilim modlu osilatörde R_7 direnci yardımıyla frekansın osilasyon şartını etkilemeden değiştirilmesi

5.SONUÇLAR

Bu çalışmada FTFN kullanılarak iki yeni gerilim ve akım modlu osilatör topolojisi tanıtılmıştır. Yeni osilatör devreleri tek FTFN, iki kapasite ve beş dirençten oluşmakta olup, düşük pasif eleman duyarlığına sahiptir. Devrelerin osilasyon frekansları osilasyon koşulundan bağımsız olarak ayarlanabilir olup bu ise gerilim kontrollü osilatör olarak kullanımını mümkün kılmaktadır. Ayrıca gerilim modlu osilatör de kullanılan kapasitelerin bir ucunun toprakta olması tümdevre tasarımı açısından bir avantajdır. Akım modlu devrenin en büyük avantajı ise yüksek çıkış empedansının olması ve bunun sonucu olarak yükleri herhangi herhangi bir ara-devre kullanmadan sürebilmesidir. Bu özelliği diğer aktif elemanlar da bir tek aktif elemanla sağlamak mümkün değildir. PSPICE bilgisayar simülasyon programıyla teorik sonuçlar doğrulanmıştır.

KAYNAKLAR

- [1] Çam U., Kuntman H., Acar C. On the realization of OTA- C oscillators, *İT Journal of Electronics*, vol.85, no.3, 1998.
- [2] Çam U., Kuntman H., A new CCII based sinusoidal oscillator providing fully independent control of oscillation condition and frequency, *Microelectronic Journal*, vol.29, no.1, 1998.
- [3] C. Toumazou, F. J. Lidzey, and I. Haigh, *Analog IC Design: The current-mode approach*, Exeter, UK, Peter peregrinus, 1990.
- [4] M. Higashimura, Current-mode allpass filter using FTFN with grounded capacitor *Elect. Lett.*, 27, 1182-1183, 1991.
- [5] M. Higashimura, Realisation of current-mode

transfer function using four terminal floating nullor, Elec. Lett., 27, 170-171 1991.

- [6] Çam U., Çicekođlu O., Kuntman H., A new FTFN-based single input three output(SITO) current-mode filter, Microelectronics Journal, vol. 30, no. 2, 155-188, 1999.
- [7] S .I. Liu, Cascadable current-mode filters using single FTFN, Elec. Lett., 31, 1965-1966, 1995.
- [8] M. T. Abuelma' atti, Cascadable current-mode filters using FTFN, Elec. Lett., 32, 1457-1458, 1996.
- [9] S. I Liu, Single-resistance-controlled sinusoidal oscillator using two FTFNs, Electr. Lett., vol. 33, no. 14, 1185-1186, 1997.
- [10] L. H. Chun, Y. Rokie and K. C. Chien, Single element controlled oscillators using single FTFN, Electr. Lett., vol. 32, no. 22, 2032-2033, 1996.
- [11] S. I. Liu and L. Yu-Hung, Current-mode quadrature sinusoidal oscillator using single FTFN, Int J. Elec, vol. 81, no. 2, 171-175 1996 .
- [12] J. H. Huijsing , Operational floating amplifier (OFA), IEE Proc. part G, vol. 137, no. 2, 131-136, 1990.

MESFET KÜÇÜK İŞARET PARAMETRELERİNİN ÖLÇÜM YOLUYLA ELDE EDİLMESİ *

İsmail DURMUŞ¹, AbduUah ÇELEBİ², Şimşek DEMİR², Nilgün GÜNALP², Canan TOKER²

¹Mikrodalga ve Sistem Teknolojileri-Sistem Mühendisliği Müdürlüğü
ASELSAN A.Ş.
06172 Ankara

²Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi
06531 Ankara

E-mail: durmus@venus.aselsan.com.tr, acelebi@rorqual.cc.metu.edu.tr, canan-toker@metu.edu.tr

ABSTRACT

in this study, a method for determining the TOM (Triquint's Own Model) small-signal equivalent circuit parameters of MESFET transistors is described. This method is preferred to optimization and other similar methods because of the dependency of the results on the initial conditions. Y-parameter expressions of the equivalent circuit is obtained analytically. Measured S-parameters are converted to Y-parameters by means of which, a systematic method is developed to extract the small-signal parameters.

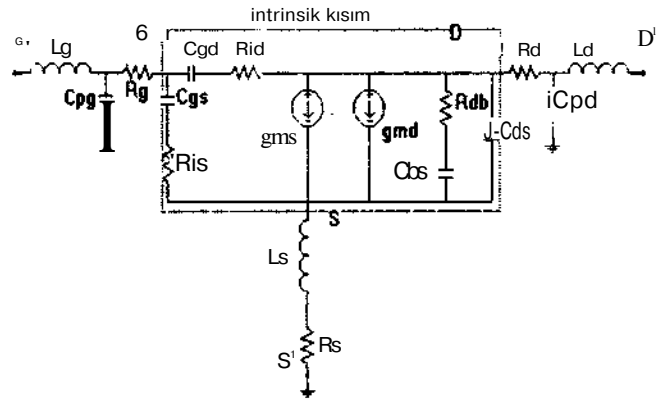
1. GİRİŞ

Mikrodalga frekanslarında kullanılan yan iletkenli devrelerin MMIC (Monolitik Mikrodalga Entegre Devreleri) ortamında tasarlanması hibrit devrelere göre hafiflik, daha iyi performans, ucuzluk gibi bir çok avantaj sağlamaktadır. Ancak MMIC ortamında tasarlanan bir devreye daha sonra müdahale etmek mümkün olmadığı için tasarım aşamasında tüm devrenin tam olarak modellenmesi ve tasarımın bu modele göre yapılması gerekmektedir. Özellikle doğrusal olmayan uygulamalarda MESFET ve kullanılan diğer aktif elemanların doğrusal olmayan devre parametrelerinin hassas bir şekilde modellenmesi zorunludur. Uygulanan bütün öngörüm değerleri içerisinde geçerli olacak bu parametrelerin hem tanımı ve hem de elde edilmeleri zor bir olaydır ve halen üzerinde önemle durulan konulardan biridir. Önceleri basit modellerle [1-3] gösterilen MESFET'ler bugün için içerisinde 35 kadar parametre bulunduran daha karmaşık modellerle ifade edilmektedir. Bugün için kabul gören modellerden bir tanesi de TOM (Triquint's Own Model) modelidir [4], Bu ve diğer modellerde kullanılan parametreler her MMIC yapımcısı firmaya göre ve transistor tipine göre değişmektedir. Bu parametrelerin doğru olarak bilinemediği durumlarda doğrusal ve doğrusal olmayan tasarım yapmak mümkün değildir. Doğrusal olmayan parametreler ise, doğrusal küçük işaret S-parametrelerinin değişik öngörüm altında ölçülmesi yoluyla bulunmaktadır.

Bu çalışmanın amacı MMIC MESFET'lerin değişik öngörüm altında ölçülen küçük işaret S-parametrelerinden TOM model parametrelerinin bulunması ve bu parametrelerin kapı genişliği ve transistor parmak sayısı ile ölçeklendirilmesidir. Diğer eşdeğer devrelere göre daha fazla eleman içeren TOM eşdeğer devresi için Y-parametreleri analitik olarak daha önce elde edilmemiştir. Dolayısıyla, küçük işaret parametrelerinin bu yöntemle elde edilmesi, bu model için özgün bir çalışmadır, ölçme yapabilmek amacıyla, üzerinde 15 değişik kapı genişliğinde ve farklı parmak sayısında MESFET transistörleri bulunan MMIC yongası, GEC Marconi firmasına imal ettirilmiştir. Bu bildiri de, bu yonga üzerinde bulunan 4x75 µm kapı genişliğindeki transistor için S-parametrelerinin ölçülmesi yoluyla küçük işaret doğrusal TOM model parametrelerinin bulunması yöntemi üzerinde durulacaktır.

2. TOM EŞDEĞER DEVRE ELEMANLARININ Y-PARAMETRELERİNDEN BULUNMASI

Bir MESFET'in küçük işaret eşdeğer devresi Şekil 1 de gösterilmiştir.



Şekil 1. TOM modeli küçük işaret eşdeğer devresi

*Bu çalışma TÜBİTAK 197E015 proje kapsamında desteklenmektedir.

Bu şekilde kesik çizgiler içerisinde kalan kısım "intrinsik" bölge olarak tanımlanmaktadır. Diğer elemanlar ise bağlantılardan oluşan parazitik elemanlardır. Parazitik elemanlar sıfır savak-kaynak gerilimi ve değişik kapı akımları altında elde edilen S-parametreleri kullanılarak bulunmaktadır [5]. Parazitik elemanlar çıkarıldıktan sonra geriye kalan intrinsik devrenin Y-parametreleri aşağıdaki şekilde bulunmuştur.

$$Y_{in}(co) = \omega^2 \left[\frac{C_{gd}^2 R_{id}}{F} + \frac{C_{gs}^2 R_{is}}{D} \right] + j\omega \left[\frac{C_{gd}}{F} + \frac{C_{gs}}{D} \right] \quad (D)$$

$$Y_{12}(\omega) = \frac{\omega^2 C_{gd}^2 R_{id}}{F} + j \frac{\omega C_{gd}}{F} \quad (2)$$

$$Y_{21}(\omega) = g_{ms} \exp(-j\omega\tau_{ms}) - \frac{co^2 C_d R_{id}}{F} - j \frac{coC_d}{F} \quad (3)$$

$$Y_{22}(\omega) = g_{md} \exp(-j\omega\tau_{md}) - \frac{\omega^2 C_{bs}^2 R_{db}}{G} + \frac{\omega^2 C_{gd}^2 R_{id}}{F} + j\omega \left[C_{ds} + \frac{C_{bs}}{G} + \frac{C_{gd}}{F} \right] \quad (4)$$

Burada

$$D = 1 + co^2 C_s^2 R_s^2$$

$$F = 1 + co^2 C_{gd}^2 R_{id}^2$$

$$G = 1 + co^2 C_b^2 R_b^2$$

olarak alınmıştır. Ölçmelerin 100 GHz den daha düşük frekanslarda yapıldığı durumlarda ve parametrelerin alabildiği normal değerler göz önünde bulundurulduğunda aşağıdaki yaklaşımlar yapılabilir.

$$\frac{co^2 C_d R_{id}^2}{\omega \tau_{md}} \ll 1$$

Bu yaklaşımlar kullanılarak (1) den (4) e kadar olan denklemler reel ve sanal kısımlarına ayrılarak sekiz adet denklem elde edilir. Bilinmeyen on parametreden altısı bu denklemlerden belli bir sıra takip ederek tek bir o), frekansında ölçme yapılarak elde edilebilir. Geri kalan 4 bilinmeyen (4) numaralı denklemden başka bir a₂ frekansında ölçme yapılarak elde edilebilir.

Yukarıdaki işlemler sonucunda parametrelerin analitik ifadeleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$C_{gd} = \frac{\text{Im}[Y_{12}(\omega_1)]}{\omega_1} \quad (5)$$

$$R_{id} = \frac{\text{Re}[K_2(\hat{u}, \omega_1)]}{\omega_1 C_{gd}} \quad (6)$$

$$C_{gs} = \frac{\text{Imfr}, (01,) - \omega_1 C_{gd}}{\omega_1} \left\{ 1 + \frac{(\text{Re}[Y_{11}(\omega_1)] - \omega_1^2 C_{gd}^2 R_{id})^2}{(\text{Im}[Y_{11}(\omega_1)] - \omega_1 C_{gd})^2} \right\} \quad (7)$$

$$R_{is} = \frac{\text{Re}[Y_{11}(\omega_1)] - a?C/R_u}{[\text{Im} Y_{11}(\omega_1) - \omega_1 C_{gd}]^2 + [\text{Re}(Y_{11}) - \omega_1^2 C_{gd}^2 R_{id}]^2} \quad (8)$$

$$g_{ms} = \left[\text{Re}[Y_{21}(\omega_1)] - \omega_1^2 C_{gd}^2 R_{id} \right]^2 + \left[\text{Im}[Y_{21}(\omega_1)] + \omega_1 C_{gd} \right]^2 \quad (9)$$

$$\tau_{ms} = \frac{1}{co_s} \arcsin \left\{ \frac{-\text{Im}[Y_{21}(\omega_1)] - \omega_1 C_{gd}}{g_{ms}} \right\} \quad (10)$$

Şekil 1 de gösterilen eşdeğer devrede, R_{id} ve C_{bs} transistorun doğru akım altındaki karakteristiğinin yüksek frekanslardaki karakteristiğinden farklı olması nedeniyle devreye ilave edilmiştir. Karakteristiğin değiştiği sınır frekansı genellikle 1 MHz civarında alındığından, C_{bs} mikrodalga frekanslarında kısa devre olmaktadır. Bu durumda R_{id} doğrudan g_{md} ile paralel hale gelmektedir. Aşağıda bulunan g_{md} parametresi dolayısıyla bu direncin etkisini de içermektedir ve ikinci bir frekansta ölçüm yapmağa gerek kalmamaktadır. Bu durumda

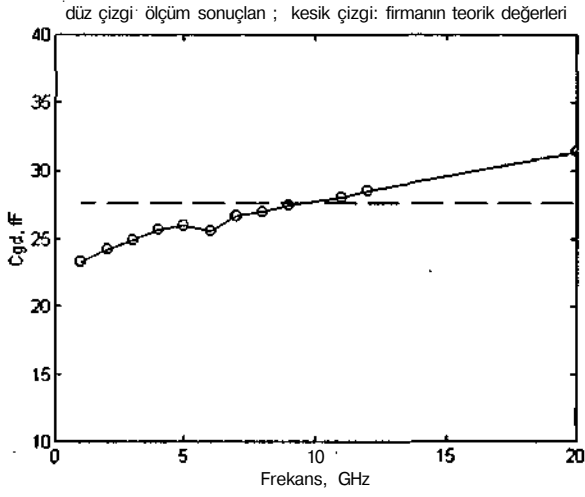
$$g_{md} = \text{Re}\{Y_{22}(\omega_s)\} - co^2 C_{gd}^2 R_{id} \quad (U)$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}(Y_{22})}{\omega_s} - C_{gd} \quad (12)$$

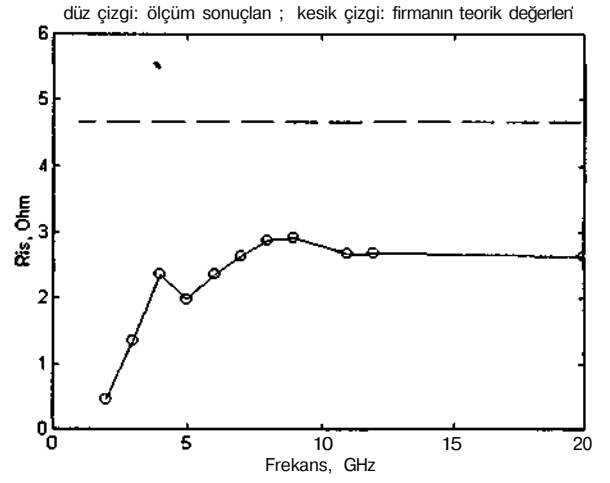
olarak elde edilirler.

3. PARAMETRELERİN ÖLÇÜM YOLUYLA BULUNMASI

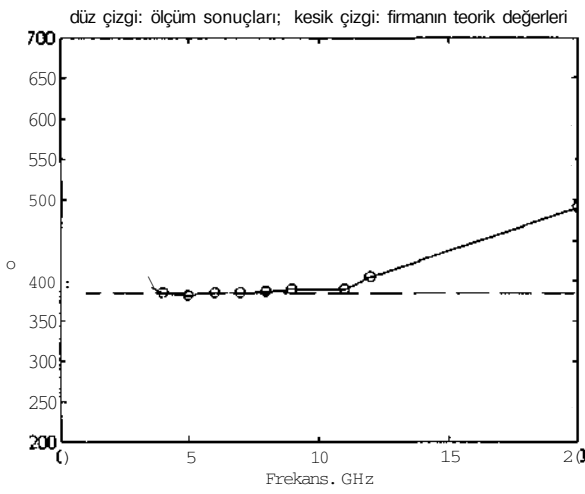
MMIC transistörlerinden 4x75 (im kapı genişliğindeki transistorun S-parametreleri 1-20 GHz arasında değişik öngörülmler arasında ölçülmüştür. Ölçüm sırasında prob uçlarının temas ettiği 80x80 (im² alana sahip 'bond pad' lerin etkisi, bu pad'lerin ayrıca ölçülen Y-parametreleri kullanılarak giderilmiştir. Daha sonra [5] deki metot kullanılarak bazı DC ve sıfır savak öngörülümü altında yapılan S-parametreleri ölçümlerinden R_s, R[^] ve R_g dirençleri bulunmuştur. Bu dirençlerin etkileri ölçülen S-parametreleinin Y-parametrelerine dönüştürülmesi yoluyla giderilmiştir. Elde edilen yeni ^1 -parametreleri, (5)-(12) ifadelerinde gösterilen intrinsik bölge elemanlarının bulunmasında kullanılmıştır. Bu yöntemle bulunan elemanlardan bazıları Şekil 2-8 de gösterilmektedir. Bu şekillerde ayrıca. firma tarafından verilen TOM parametrelerinden elde edilen teorik sonuçlar da karşılaştırma amacıyla gösterilmiştir.



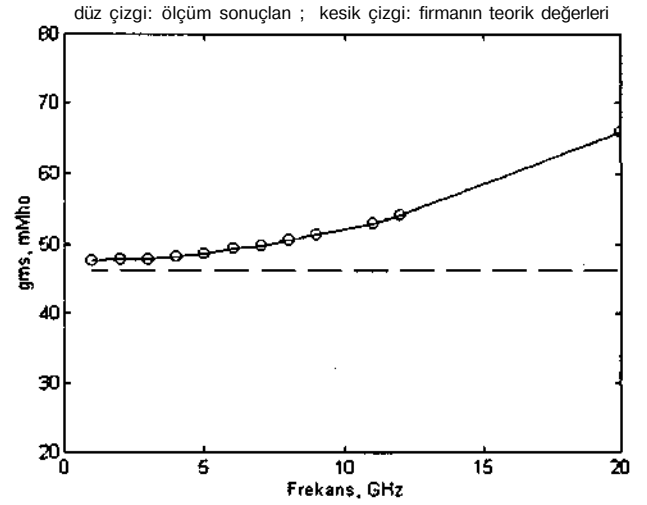
Şekil 2. Kapı-savak arası kapasitans, C_{gs}



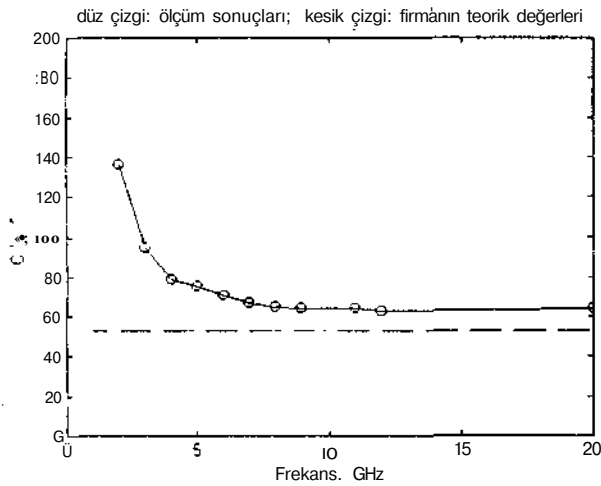
Şekil 5. Kapı-kaynak diyodu resistansı, R_{gs}



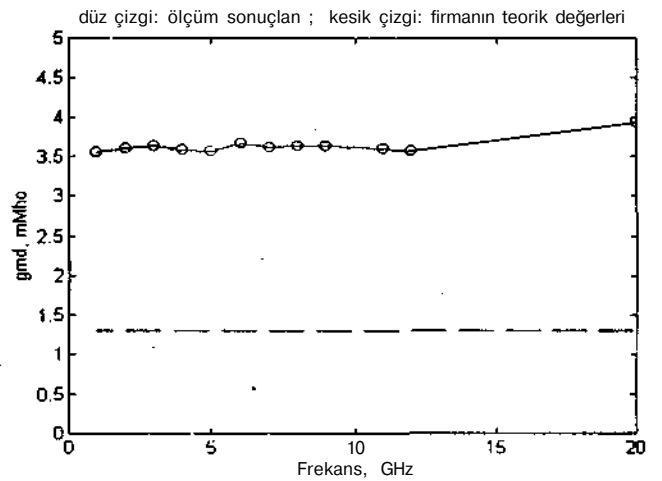
Şekil 3. Kapı-kaynak arası kapasitans, C_{gs}



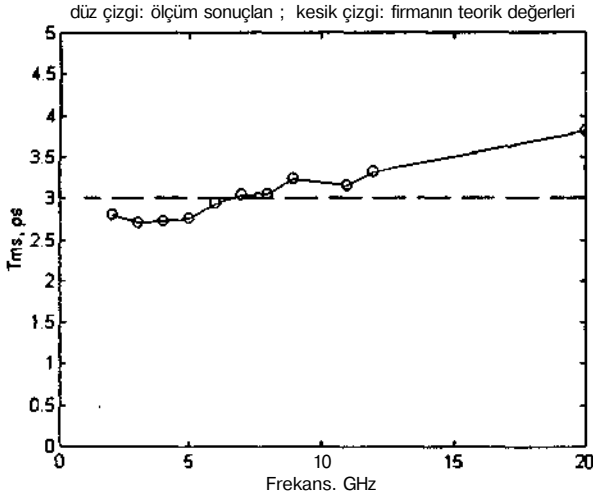
Şekil 6. Kapı gerilimine bağımlı akım kaynağı, g_{ms}



Şekil 4. Savak-kaynak arası kapasitans, C_{ds}



Şekil 7. Savak gerilimine bağımlı akım kaynağı, g_{md}



Şekil 8. g_{ms} akım kaynağının gecikme katsayısı, τ_{ms}

Yukarıdaki şekillerden görüleceği gibi, parametrelerin bazıları belli bir frekans bölgesinde, firma tarafından verilen TOM parametreleri kullanılarak hesap edilen değerlerle uyumludur. Örneğin C_{gs} 4-12 GHz arasında teorik değerlerle çok iyi bir uyum içerisinde olmasına rağmen düşük ve daha yüksek frekanslarda bu uyum bozulmaktadır. Benzer şekilde C_{ds} deki uyum frekans yükseldikçe iyileşmekte, g_{ms} ve x_{ms} de ise frekans yükseldikçe kötüleşmektedir. Değerlerdeki bu frekansa bağımlılığın nedenleri araştırılmaktadır. Herşeyden önce, parametrelerin yukarıda açıklandığı şekilde elde edilmeleri R_s , R_j ve R_e parametrelerinin doğru bir şekilde elde edilmelerine bağlıdır. Bu değerler ise [5] deki yöntemle bulunmuştur. Bu yöntemin geçerliliği, başka yöntemler geliştirilerek kanıtlanmaya çalışılmaktadır. Ayrıca frekansa daha az bağımlı olarak elde edilen parametrelerden RIS ve g_{nd} durumunda ise teorik değerlerden beklenilenin üzerinde farklılıklar göze çarpmaktadır. Parametrelerin teorik değerleri, Marconi firmasının daha önceki prosesleri kullanılarak üretilen transistörlerine aittir. Bizim ölçme yaptığımız transistörlere ait proses parametreleri ise elimizde mevcut değildir ve halen çeşitli ölçmelerle bu parametrelerin elde edilmesine çalışılmaktadır. Dolayısıyla bazı parametrelerin teorik değerlerinde değişme söz konusu olabilir. Bunlara ilave olarak şekil 1 de gösterilen devredeki intrinsik kısmın dışında kalan elemanlar bond padlerin transistor terminallerine bağlantıyı sağlayan hatların parazitik parametrelerini oluşturmakta olup, genelde MMIC yongaları için çok küçük değerlerdir. Bu elemanlar söz konusu çalışma kapsamında ihmal edilmişlerdir. Frekansla olan bağımlılık göz önünde bulundurulduğunda, parametrelerin frekansla değişmesinin bir nedeni de bu parazitik elemanlar olabilir. Bunların etkisinin de devreden çıkarılması için çalışmalar devam etmektedir.

4. SONUÇ

TOM eşdeğer devresi, MMIC teknolojisi kapsamında kullanılan en gelişmiş modeldir. Bu model daha önceki modellere göre daha fazla eleman içermekte ve dolayısıyla devreyi daha iyi modellemektedir. Bu modelin diğerlerine

olan üstünlüğü özellikle doğrusal olmayan uygulamalarda ortaya çıkmaktadır.

Bu bildiriye açıklanan sonuçlar, bu konuda elde edilen ilk değerlerdir ve teorik hesaplamaların birbirine olan bağımlılığı ve ölçmelerin zorluğu göz önünde bulundurulduğunda, ümit vericidir. Ölçmeler "probe station" olarak adlandırılan bu maksatla yapılmış çok özel bir cihaz vasıtasıyla yapılmaktadır. 1.3mmx2.1mm ebatlarında MMIC yongası üzerindeki 15 transistörden birisi üzerinde yapılan ölçmeler son derece kritiktir. Ölçmelerin sağlıklı yapılabilmesi için her türlü dikkat gösterilmesine rağmen, konu yine de uzmanlık gerektiren bir alanı ilgilendirmektedir. Ölçmeler yapılmadan önce devre çözümleyici (vector network analyser) değişik kalibrasyon testlerine tabi tutulmaktadır. Bu kalibrasyonlar için prob station cihazını üreten firmanın genel amaçlı "kalibrasyon standardı" kullanılmaktadır. Bu standart üzerinde 50 ± 0.01 ohm direçler, geçiş (through) için 1 pico saniye ve diğer gecikme zamanları için çeşitli co-planar hatlar bulunmaktadır. Devre çözümleyici bu standartlara göre 50 MHz den 20 GHz e kadar kalibre edilmektedir. Ancak elimizde bu frekans aralığında bilinen farklı empedans standartları bulunmadığından, kalibrasyonun doğruluğunu tam olarak test etmek imkanına sahip değiliz. Sonuçların frekansa bağımlılığının nedenlerinden bir tanesi de bu husus olabilir.

MESFET'in küçük işaret parametrelerinin doğru bir şekilde ölçülmesinden sonra, bu parametrelerin değişik öngörülme altında ölçülmesi işlemlerine başlanacak ve buradan da doğrusal olmayan parametreler elde edilecektir. Bu parametrelerin elde edilmelerinden sonra, bunların MESFET'in parmak sayısı ve kapı genişliği ile ölçeklendirilmesi aşamasına geçilecektir.

5. KAYNAKÇA

- [1] W.R. Curtice, "A MESFET model for use in the design of GaAs integrated circuits", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-28, pp. 448-456, May 1980.
- [2] A. Materka and T.Kacprzak, "Computer calculation of large signal GaAs FET amplifier characteristics", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-33, pp. 129-134, Feb. 1985.
- [3] H. Stutz, P. Newman, I. W. Smith, R. A. Pucel and H. A. Haus, "GaAs FET device and circuit simulation in SPICE", *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. ED-34, pp. 160-169, Feb. 1987.
- [4] A. J. McCamant, G. D. McCormack and D. H. Smith, "An improved GaAs MESFET model for SPICE", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-38, pp. 822-824, July '90
- [5] G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore and E. Playez, "A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, pp. 1151-1159, July 1988