



EMO



KTÜ



TÜBİTAK

ÖNSÖZ

Giderek gelenekselleşen Elektrik Mühendisliği Ulusal Kongrelerinin beşincisinde Trabzon'da buluşuyoruz. EMO ile KTÜ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nün işbirliği ve TÜBİTAK'ın katkısıyla gerçekleşmekte olan Kongremizin başarılı ve verimli geçmesi umundayız. Kongre sonuçlarından kıvanç duymak istiyoruz.

Kongre'de, bugüne kadar yapılmış çalışmalar ve yayınlanmış duyurulardan da anlaşılacağı gibi, bilinen yöntemlerin yanı sıra gelecek yıllara deneyim aktarabilecek yeni yaklaşımlar uygulanmaya çalışılmıştır. Bildiri özellerinin değerlendirilmesine katılan uzman sayısının sistematik olarak artırılması, değerlendirme biçiminin daha da nesnelleştirilmesi, bildiri kitabında yeni yazım ve sunuş biçimlerinin oluşturulması gibi teknik gelişmelerin dışında ilginç olacağı sanılan panellerle güncel sorunların irdelenmesi ve yöresel öğelerle sosyal etkinliklere renk katılması amaçlanmıştır.

Kongrenin hazırlık ve düzenleme çalışmalarında bazı aksaklıklar olmuştur. Öncelikle kongre kararının olması gerekenden daha geç alınabilmiş olması, özet değerlendirme sürecinin posta trafiğinin çok yoğun olduğu bayram dönemlerine rastlaması hem Yürütme Kurulu'nu hem de Kongre'ye katılınak isteyenleri zor durumda bırakmıştır.

Kongrenin düzenlenmesi sırasında edinilen deneyimler ışığında sorunları çözücü ilkesel önerilerin ortaya konması yararlı olacaktır. Bunları kısaca sıralayabiliriz. Örneğin 6. Kongre'nin ya da kısaca EMUK'95'in nerede ve ne zaman yapılacağını şimdiden kararlaştırmak gerekmektedir. Bundan sonra Konferans olarak adlandırılması daha uygun olacak Kongre için sürekli ya da uzun süre görevli bir 'Ulusal Düzenleme Kurulu'nun oluşturulması ve bu Kurul'un temel ilkesel karar ve yöntemleri üretmesi daha elverişli olacaktır. Kongre'nin yapılacağı konumdaki işleri ise 'Yerel Düzenleme Kurulu' üstlenmelidir. 'Bilimsel Değerlendirme Kurulu'nun da ayrıntılı bir sınıflandırma ve nitelik belirlenmesi ile bir kere oluşturulması, yalnızca gelişen koşullara göre güncelleştirilmesi düşünülebilir.

EMUK, böylesi bir yapılaşma ile daha sağlıklı, zaman planlaması daha verimli bir konferansa dönüşecektir kanısındayız. Örneğin bu durumda bildiri tam metinlerinin de değerlendirme ve denetim sürecine girmeleri olanaklı kılınacak, şu ana kadar ancak Yürütme Kurulları'nın ayrıntılı olarak bilincine varabildiği teknik sorunlar ortadan kalkacaktır. Konferansda da içerik ve düzey açısından belirli bir iyileştirme sağlanabilecektir. Bunu en yakında, EMUK'95'de gerçekleşmiş olarak görmek dileğindediriz.

Bilindiği gibi Kongremiz Elektrik, Elektronik-Haberleşme, Kontrol ve Bilgisayar Sistemleri alanlarında bilimsel-teknolojik özgün katkıların tartışılıp değerlendirilmesi ile araştırma, geliştirme, uygulama ve eğitim süreçlerindeki kişi ve kuruluşların birbirleriyle doğrudan iletişimini sağlamayı amaçlamaktadır. Ayrıca sosyal yaklaşma ve dayanışmaya da

katkıda bulunmaktadır. Ancak Kongre ve onunla birlikte oluşturulan sergi/fuarın çok değerli bir 'Mesleki Eğitim ve Geliştirme' aracı olduğu bilincinin kişi ve kurumlarda daha çok yerleşmesi için çaba gösterme gereği de ortaya çıkmaktadır.

Kongrenin gerçekleşmesini sağlayan, hazırlık ve düzenlemeleri üstlenen KTÜ, EMO ve TÜBİTAK'a, oluşturulmuş olan kurulların üyelerine, ayrıca burada adlarını saymakla bitmeyecek kişi ve kamu - özel - akademik nitelikli kuruluşlara, yardım ve katkıları nedeniyle, Kongre'nin yararlı sonuçlarını paylaşacak olan topluluğumuz adına teşekkürlerimizi sunmak isteriz.

Kongremizin başarılı ve verimli bir biçimde gerçekleşmesi, ülkemiz için bilimsel - teknolojik kazanımlar üretmesi dileğiyle Yürütme Kurulu olarak saygılarımızı iletiriz.

Doç. Dr. Güven ÖNBİLGİN
Yürütme Kurulu Başkanı

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

YÜRÜTME KURULU

Güven ÖNBİLGİN (KTU)
Yakup AYDIN (EMO) Sefa AKPINAR (KTU)
Canan TOKER (ÜDTU) Kaya BOZOKLAR (EMO)
Hasan D INCER (KTU) A.Öğuz SOYSAL (IU)
Abdullah SEZGİN (KTU) İrfan SENLİK (EMO)
Kenan SOYKAN (EMO) Y.Nuri SEVGEN (EMO)

DANIŞMA KURULU

Rasim ALDEMİR (BARMEK) Mehmet KESİM (Anadolu U)
Teoman ALPTURK (TMMOB) Macit MUTAF (EMO)
Ahmet ALTINEL (TEK) Erdiñç ÖZKAN (PTT)
İbrahim ATALI (EMO) Kamil SOĞUKPINAR (TETSAN)
Malik AVİRAL (ELIMKO) Sedat SİSBOT (METRONİK)
Emir BİRGÜN (EMO) Atıf URAL (Kocaeli U.)
Sıtkı ÇİĞDEM (EMO) I. Ata YİĞİT (EMO)
R. Can ERKÖK (ABB) Fikret YÜCEL (TELETAS)
Bülent ERTAN (ODTÜ) Hamit SERBEST (CU)
Uğur ERTAN (BARMEK) Canan TOKER (ODTÜ)
İsa GÜNGÖR (EMO) Nusret YUKSELER (ITU)
Ersin KAYA (Kaynak) Kemal ÖZMEHMET (DEU)
Okyay KAYNAK (Boğaziçi U)

SOSYAL ETKİNLİKLER KURULU

Y. Nuri SEVGEN (EMO)
Necla ÇORUH (PTT) Hatice SEZGİN (KTU)
Esen ÖNKİBAR (TEK) Yusuf TANDOĞAN (PTT)
Abdullah SEZGİN (KTU) Ömer K. YALCIN (TELSER)

SEKRETERLİK HİZMETLERİ

Necmi İKİNCİ (EMO) Elmas SARI (EMO)

BİLİMSEL DEĞERLENDİRME KURULU

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

Çİ-T GİÇİ TLİ GİAs Mİ-Sİ-lİT KARİŞTİRİCİNİN
DOĞRUSAL OLMAYAN MODULİNİN ANALİZİ

O. İ. Alınılı Uoğlu, A. İ. Daisinoici

İ. T. Ü. Elektrik-İnşaat Fakültesi
Ayazağa Kampus, Maslak, İSTANBUL

ÖZET

Doğrusal olmayan devrelerin lasanını Uı kullunihı Vollera serileri ve ilarmonik licitge gibi frekans dümeninde işlem yapan yöntemlere alternatif olarak, tuman do/neninde çalışma hüü bir algoritma çift-geçitli kendinden tıyarınılı karıştırıcının analiinde kullanılmıştır. Önerilen yöntemde, devre doğrusal ve doğrusal olmayan kısımlara ayrılmadan ve bilinmeyenler değişken olarak seçilerek doğrusal olmayan devre bağlantılarının çözümü yapılmaktadır.

1-GİRİŞ,

Doğrusal olmayan devrelerin analizinde bugün kullanılmakla olan yöntemler Vollera Serileri, nelirim Fonksiyonları, Zaman-Ditmeni analizi ve İlarmonik-Deuge yöntemidir. İler yöntemin kendine ö/gü bazı üstünlükleri bulunmaklıdır ve mali/ etilecek İevreüin türünc, istenilen somu^lara ve doğruluğa bağlı olarak bunlar içinde en uygun olanının seçimi yoluna gidilir. Mikrodalga devrelerimle a) Dıştan bağlanan elemanların çoğunun doğrusal eleman olması ve b) Süren işaretlerin genelde periyodik olma. Ni ve yalı/.ca sürekli hal çözümleriyle ilgiltilmesi nedeniyle, /aman domeni yöntemlerinin (geçici-hal çö/iimlerinin de hesaplanması zorunluluğundan) sakıncaları bulunmaklıdır. Karıştırıcı unali/leriudc olduğu gibi, birden fa/la İtekausu ve çok sayıda bilinmeyen değişkenin bulunduğu durumlarda İlarmonik-Deuge yönteminin uygulama. si /onlur. Belirli (deseribing) fonksiyonları veya Vollera Serileri kullanılarak yapılan analiz, yöntemleri devrenin doğrusal. sı/hıımu a/, olduğu durumlard. t geçerli olabil-

mektedir. Devredeki bilinmeyen değişkenleri azaltabilmek için genelde uygulanan yöntem, devreyi doğrusal ve doğrusal olmayan alt devrelere ayırmak ve bilinmeyenler olarak uç gerilim ve akımlarını seçmektir. Devreüin tepkisi, bilinmeyenler olarak uç büyüklüklerinin hamonik bileşenlerinin alimliği doğrusal olmayan denklem lakımı ile belilenmektedir. Söz konusu çalışmada kullanılan anali/. yönteminde [1] bu bölümlenmeye gerek kalmadan ve yalnızca ilgililenen değişkenler bilinmeyenler olarak alınarak, çill-geçilli MHSİ-li'Plı kendinden uyarınılı karıştırıcının anali/. i yapılmıştır.

2-Çİ-T-GİCh Lİ KHNDİNDnN UYARIMLI Mİ-Sİ-TİT
KARİŞTİRİCİNİN İLKİSİ

. *}ekil-1 de karıştırıcının devresi gösterilmiştir, l.geçile uygulanan işaret için devre, ortak- kaynaklı kuvvetlendirici bir Mİ-Sİ-IIT ile olak-geçilli modüle edici ikinci bir Mİ-Sİ-Tin ka^kal bağlaması olarak düşünülebilir. İkinci Mü-Sİ-(İT geçilinc bağlanan bir DR ile f_M frekansında osilasyon yapabilecek koşullara getirilmiştir. Çıkış akımı aru-İrekausu bileşeni de içerdiğinden, bu bileşeni çıkışa uyduracak şekilde bir devre savağa yerleştirilmiştir. Tüm yüksek merlebeli terimler çıkışta kısa devre edilmiştir. Osil. İör devresinin sağlanması gerekli koşullar;

a) Osilasyonun yalı/.ca DR devrede iken oluşması ve DR frekansında osilasyon yapması,

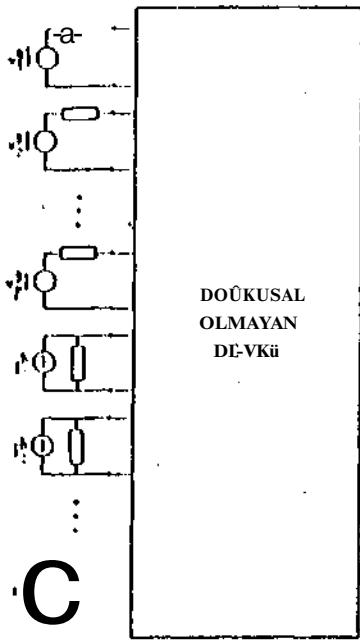
b) Osilasyon genliğinin karıştırıcıda ka/.auç sağlayabilecek kadar yüksek olması.

Karıştırıcıdan kazanç alabilmek için, yeri osilatör genliğinin yerince büyük olması gerekir. Bu durumda, devre içindeki tüm akını ve gerilimler /amanın periyodik fonksiyonu olarak değinirler ve bunlar,

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X_n \exp(jn\omega_0 t) \quad (1)$$

şeklinde Fourier serileri ile temsil edilebilir. Burada, $X_{-n} = X_n^*$ olup, $f_0 = \omega_0/2\pi$ olarak yerel osilatör frekansdır. Şekil-5 de gösterilen doğrusal ve doğrusal olmayan elemanlardan oluşan ve M adet değişik periyodik kaynağa (P adet gerilim ve Q adet akım kaynağı olmak üzere $M=P+Q$) süzülen devre en genel durum olarak ele alınabilir.

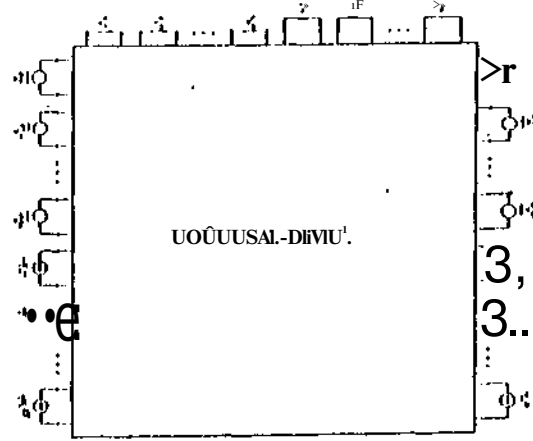
Gerilim kaynağı türünden olanlar T adet ve akım kaynağı türünden olanlar U adet olmak üzere toplam T+U adet doğrusal olmayan elemanın devrede bulunduğu ve $V_1^x(I), \dots, V_R^x(I), i_1^y(I), \dots, i_S^y(I)$ 'de doğrusal olmayan elemanları denetleyen toplam IUN elemanın devrede bulunduğu varsayılabilir. Bu gerilimi



Şekil-5 Doğrusal olmayan elemanlı devre ve süren kaynaklar.

ve akımlar bilinmeyen değişkenler olarak ele alındığında, /aman domeni problemi her biri doğrusal

olmayan elemanın uç büyüklüğünün genliğinin hesaplanması olarak ortaya çıkar. Bu durumda, Şekil-5'deki devre Şekil-6 daki gibi yeniden düzenlenebilir. Devrede bulunan tüm doğrusal elemanlar devre içinde toplanmıştır ve diğer elemanlar M+R+S+T+U adet kapı olarak bu devreye bağlanmıştır. M ; bağımsız kaynak değişkenlerini gösterir. R ; açık-devre, S ; kısa devre sonlandırmaları olup diğer T+U kapının her birini doğrusal olmayan elemanlarla sonlandırılmıştır.



Şekil-6. Genel devre için doğrusal olmayan devre modeli.

Sürekli-hal durumunda, devrenin f_0 frekansında süren işaretler için tepkisi, $n f_0$ frekanslı bileşenlerden oluşacaktır ve genlikleri (1) bağıntısındaki gibi ifade edilebilir. Şekil-6'ıdaki devrede ilgilenilen her bir frekanslı işaret için;

$$\begin{bmatrix} V_{1,n}^x \\ V_{2,n}^x \\ \vdots \\ V_{R,n}^x \\ I_{1,n}^y \\ \vdots \\ I_{S,n}^y \end{bmatrix} \cdot N = \begin{bmatrix} V_{1,n}^y \\ \vdots \\ V_{1,n}^y \\ I_{1,n}^y \\ \vdots \\ I_{U,n}^y \\ V_{1,n}^e \\ \vdots \\ V_{P,n}^k \\ I_{1,n}^h \\ \vdots \\ I_{Y,n}^y \end{bmatrix} \quad (2)$$

bağıntısı yazılabilir. Burada; $V_j, x, I_j, y, V_j, y, I_j, n$, V_j, K ve $I_j, 1^h$ I zaman domeni değişkenleri $v_j^x(1)$, $i_j^y(0), \dots$ ve $i_j^x(1)$ nin Pontil-R kalsayılı, (A_n) ; devrenin il, l'ekansında yapılan doğrusal analizi sonucu elde edilen (K1S)(TtU1M) clemanlı naliisini gösterir. Tüm l'ouuric katsayıları /aman domeni değişkenlerinin birer doğrusal olmayan imiksiyonu olduğundan (2) bağıntısı,

$$\begin{aligned} & \bar{X}_i = (x_{i,1}, x_{i,2}, \dots, x_{i,n}) \\ & \bar{Y}_i = (y_{i,1}, y_{i,2}, \dots, y_{i,n}) \end{aligned}$$

olmak üzere en genel biçimde yazılabilir.

$$\bar{X}_i = (x_{i,1}, x_{i,2}, \dots, x_{i,n}) \quad (3)$$

Devrede yalnızca N adet harmonik ele alındığında, problem (NH)(R+S) atlet ringi usu I olmayan devre denkleminin çözümü haline dönüşür. Hnı.l.mn çözümü ise,

$$\frac{[(F_{i,n})_k \cdot (F_{i,n})_{k-1}] \cdot \hat{i}_{i,n} V^{\hat{I}} \cdot A \hat{I}}{[(F_{i,n})_k - (X_{i,n})_k] - [(F_{i,n})_{k-1} - (X_{i,n})_{k-1}]}$$

şeklinde yazılabilen iterasyonu tekniği kullanılarak bulunabilir. Ancak, bu iterasyon, düzeltme faktörü olan ikinci terimin paydasının sıfır olması durumunda duracaktır. Bu durumu doğrudan iterasyon kullanılabilir. Yani;

$$(X_{i,n})_{k+1} = (F_{i,n})_k \quad (5)$$

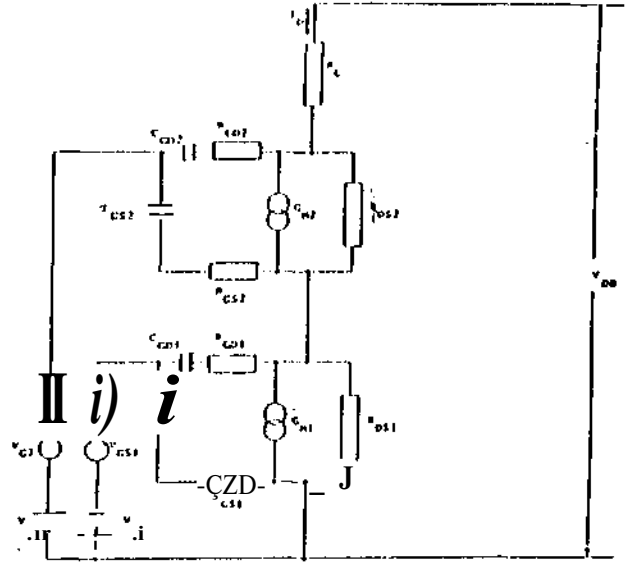
olacaktır. (4) iterasyonuna başlamak için ilk değerlerin uygun bir biçimde verilmesi gerekir. En uygun seçim için izlenebilecek yol [1];

i) İkinci iterasyonda X_j olarak gerilim kaynağı lüri elemanlar kısü-ilevre ve akımı kaynağı lüri clemadard ise it('ik-devre olarak alınmalıdır.

$$\begin{aligned} v_1^x(1) = v_2^x(1) = \dots = v_T^x(1) = 0 \\ i_1^y(0) = i_2^y(0) = \dots = i_T^y(0) = 0 \end{aligned}$$

ii) İkinci iterasyonda (5) bağıntısıyla belirtilen doğrudan iterasyon kullanılmalıdır.

Çift-Geçitli MESPET'in büyük işaret analizi için kullanılan eşdeğer devresi [5] Şekil-7 de gösterilmiştir.



• Şekil-7. Çift-Geçitli MESPET'in büyük işaret eşdeğer devresi.

4. KARIŞTIRICININ ANALİZİ

İşaret genliğinin küçük olduğu durumlarda karıştırıcıda ele alınan frekanslar en genel olarak,

$$f_1 < f_s = 1 / 0 + 1 / f_s \quad (6)$$

şeklinde yazıldığında $s = \pm j\omega_0$, $s=0$ ve $s = \pm 1$ değerlerini; dir. İlu durumundn, devredeki tüm değişken genlikli.

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} E_k \exp[j(k\omega_0 + s_0) t] \quad (7)$$

olarak yazılabilir ve binada;

$$x_{LO}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_{k,0} \exp(jk\omega_0 t) \quad (8)$$

$$x_{MX}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_{k,s} \exp[j(k\omega_0 + s\omega_0) t]$$

olarak YO ve karıştırma ürünlerinin genliklerini gösterir. FJc alınan tüm genlikler gerçel olduğundan;

$$x_{k,s} = (x_{-k,-s})^* \quad (9)$$

yazılabilir. Deviede bulunan C ve C kapasiteleri ucla-
ında oluşan geilim ve akım karıştırma ürünleri arasında;

$$v = (v_{-N}, v_{-N+1}, \dots, v_0, \dots, v_{N-1}, v_N)^T$$

olmak ii/etc,

$$I = jCfV \quad (10)$$

bağıntısı yazılabilir. Durada :

$$\Omega = \begin{bmatrix} a - M \omega_0 & 0 & 0 & 0 \\ a & 0 & M \omega_0 - b \omega_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & M \omega_0 + N \omega_0 \end{bmatrix} \quad (II)$$

$$C = \begin{bmatrix} C_0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & C_0 & C_1^* & C_2^* & \cdot \\ \cdot & C_1 & C_0 & C_1^* & \cdot \\ \cdot & C & C & C_0 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & C_0 \end{bmatrix}$$

dir.

i (v) biçimindeki akım kaynağı;

$$C_{III} = \begin{bmatrix} C_{m1} & & & & \\ & G_{mü} & C_{m1}^* & C_{m2}^* & \\ & G_{mi} & C_{mü} & C_{m1}^* & \\ & G_{m2} & C_{m1} & C_{m0} & \\ & & & & G_{mü} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$V_1 = (V_{j,-N}, V_{j,-N+1}, \dots, V_{j,0}, \dots, V_{j,N-1}, V_{j,N})^T$$

olmak üzere,

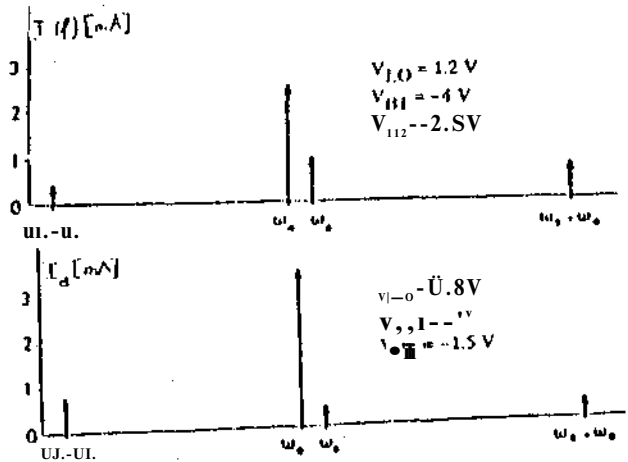
$$I_{n,j} = G_{mj} V_j \quad j=1,2,\dots \quad (1.1)$$

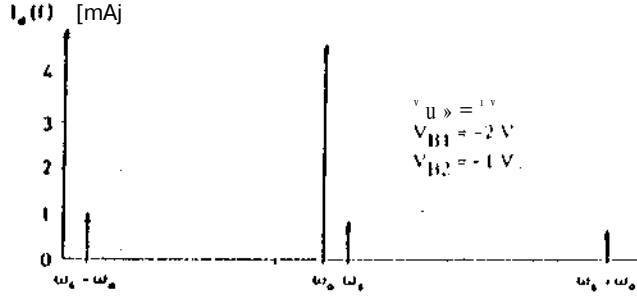
biçiminde yazılabilir. Durada,

$$v = (v_{-N}, v_{-N+1}, \dots, v_0, \dots, v_{N-1}, v_N)^T$$

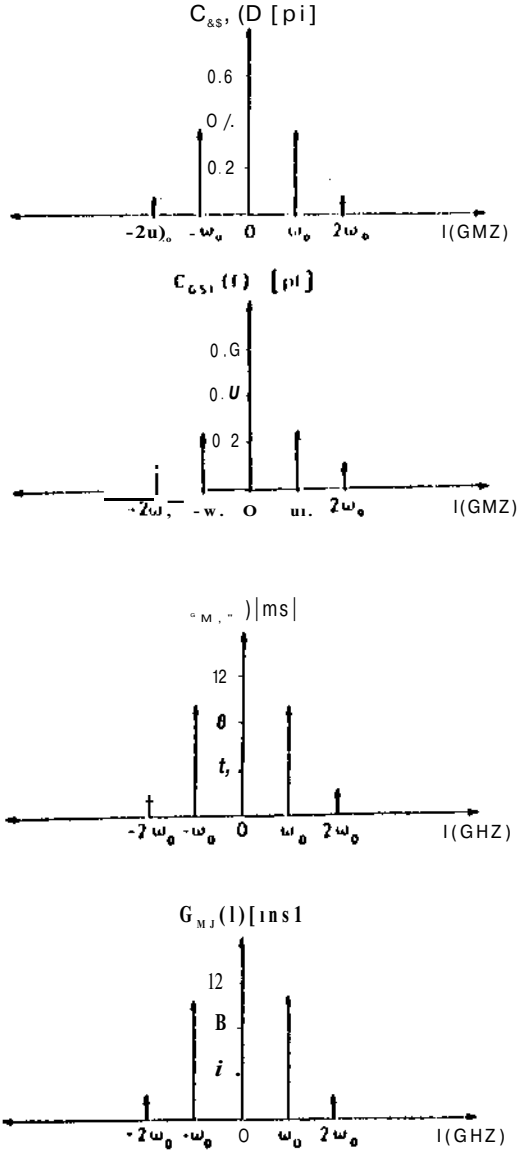
5-HESAPLANAN SONUÇLAR

İki adet AVAN'IIİK 10650 tran./islorn Cascode bağlanması sonucu elde cdeilen çift-geçitli M12SFFT elle alınmıştır. Şkil-8 a,b ve c de yerel osilatör genliği $V_{j,0}$ ve geçil kılıplama geilimleri $V_{j,1}$ ve $V_{j,2}$ için farklı değerleri için bulunan savak akımının Fourier bileşenleri gösterilmiştir. Görüldüğü gibi, ara frekanslı bileşenin genliği $V_{LQ}=1$ V, $|V_{j,1}| = -2$ V ve $|V_{j,2}| = -1.5$ V için elde edilmiştir. Uu kutupların değerleri için elde edilen C_{QJ} ve $C_{QJ,2}$ kapasiteleri ile geçitlere ilişkin geçiş iletkenlikleri $g_{1,1}$ ve $g_{1,2}$ niu Fotrier bileşenleri .Şkil-9de gösterilmiştir.





Şekil.8 Değişik kılıplılarına değerleri için savak akıntısının Fourier bileşenleri.



Şekil-9 C_{GS1} , C_{GS2} , G_{M1} ve G_{M2} bileşenleri

[1] CAMACHO-ri'NI'LOSI', C, "Numerical Steady-State Analysis of Nonlinear Microwave Circuits with Rectified Excitation" Illinois Trans. on Mic. Theory and Tech., Vol. MIT-31, No.6, pp.71-730, Sup. 1983

[2] TIRONIS, C, "DCM/Retceiver with Self Oscillating Dual-Diodes MFSI-MIXER" Electronics Letters, Vol.17, pp.11-14, August 1981

[3] TIRONIS, C, MILLER, R., STALLMANN, R., "Dual-Diode MFSI-MIXER, Its Transacation on Microwave Theory and Tech., Vol. MTF-32, No.3, pp.218-255, March 1984.

[4] UOYLIS, W.J., "The Oscillator as a Reflection Amplifier; An Intuitive Approach to Oscillator Design" Microwave Journal pp.82-94, June 19K1.

[5] UOYLIS, W.J., MILLER, J.M., "Large-Signal Equivalent Circuit Model of a Dual-Diode MFSI-MIXER" Illinois Trans. on Mic. Theory and Tech., Vol. MIT-3.3, No.5, pp.433-437, May 19K5.

[6] CAMACHO-IMINILOSA, C.S., AITCHISON, C, "Analysis and Design of MFSI-MIXER Mixers", UVAI Trans. on Mic. Theory and Tech., Vol. MIT-35, No.7, pp. 643-652, July 1987.



O. İ. ALAMIMÇUOĞLU

Lisans : İ.T.Ü. Teknik Okulu Elektrik Bölümü, 1968
 Y.Lisans : İ.T.Ü Elektrik Takiyesi Z. Akımı Böl. 1971
 Doktora : Hırvatlı Üniversitesi, İngiltere 1974
 Doçent : İ.T.Ü. Müh.- Mimarlık Fakültesi, 1981
 Prof. : İ.T.Ü. Elek. Elektronik Fakültesi 1988
 Danışmanlıkları:

- ASELSAN • 1984-1987
- TÜHİTAK MAM 1985-
- TEETA.Ş 1987-

TRANZİSTÖR KOLEKTÖR-BAZ JONKSİYON KAPASİTESİNİN GİRİŞ EMPEDANSI ÖLÇMELERİ İLE BELİRLENMESİ

Ali TOKER

1.T.Ü. Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik
ve Haberleşme Müh. Bölümü, 80626 Maslak-İSTANBUL

ÖZET

Bipolar tranzistor için söz konusu olan bütün modellerde en önemli model parametrelerinden biri de C_{cb} , kolektör-baz jonksiyon kapasitesidir. Elemanın yüksek frekans performansını belirleyen temel büyüklüklerden biri olan bu parametrenin ölçülmesi için birçok yöntem verilmiş olmakla birlikte, bu çalışmada uygulanan çok basit ve güvenli yeni bir yöntem önerilmektedir. Sözü edilen yöntemin esası, emetör montajında çalışan bir tranzistorun giriş empedansının uygun yük dirençlerinde ölçülerek kolektör-baz jonksiyon kapasitesinin ölçü sonuçlarından kolaylıkla hesaplanmasına dayanmaktadır. Ayrıca kılıf kapasitelerinin ölçme sonuçları üzerindeki etkileri de incelenmiştir.

1. GİRİŞ

Normal kutuplama şartları altında, yani tıkama yönünde kutuplanmış kolektör-baz jonksiyonuna ilişkin kapasite büyük ölçüde jonksiyon kapasitesinden oluşmaktadır. Jonksiyon geçiş profiline göre bu kapasite, (V_{cg}) tıkama yönündeki kutuplama gerilimi olmak üzere, ($C_{cb} \sim V_{cb}^m$) ters orantılı olmaktadır. m geçiş profiline bağlı kapasite gradyan faktörü olup pratikte 1/3 ila 1/2 arasında bir değerdedir. Kolektör-baz jonksiyon kapasitesini ölçmek için birçok yöntem mevcuttur. Bunlardan en yaygın olanı olanı tranzistorun geriye doğru transfer admitansı (y_{re}) ölçmelerine dayanmaktadır [1]. Bundan başka giriş empedansı ölçmelerinden de C_{cb} 'nin belirlenebileceği gösterilmiştir [2], [3].

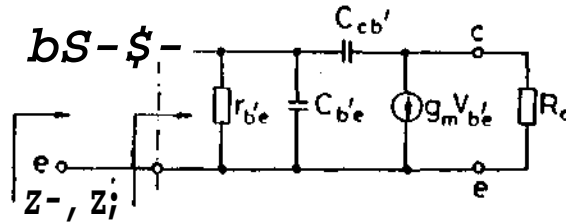
Bu çalışmada, yine giriş empedansı ölçmelerine dayalı başka bir yöntem önerilmektedir.

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

2. YENİ ÖLÇME YÖNTEMİ

Yöntemin temeli, Miller olayı nedeniyle kolektör-baz jonksiyon kapasitesinin giriş kapasitesini artırmasına, dolayısıyla, giriş empedansını değiştirmesine dayanmaktadır.

Tranzistorun kolektörüne bir R_c yük direnci bağlı iken karma-ır eşdeğer devresi Şekil-1 deki gibi olur.



Şekil-1. R_c yük direnci ile birlikte karma-ır eşdeğer devresi

o domeninde giriş empedansı:

$$Z_i'(j\omega) = \frac{r_{be}(1 + \frac{C_{cb}R_c}{A+j\omega B})}{A+j\omega B} \quad (1)$$

$$A = (1 - \omega^2 C_{be} C_{cb} r_{be} R_c)$$

$$B = [r_{be}(C_{be} + C_{cb}) + (1 + h_{fe}) R_c C_{cb}]$$

$$Z_i(j\omega) = Z_i'(j\omega) + r_{bb'} \quad (2)$$

olur. Ölçme yapılan frekanslarda

$$\omega^2 C_{be} C_{cb} R_c r_{be} \ll 1, \quad 10 C_{cb} R_c \ll 1 \quad (3)$$

şartları kolaylıkla sağlanarak

$$Re[Z_i] = r_{bb'} + \frac{r_{be}}{1 + (f/f_{hfe} + f/f_c)^2} \quad (4)$$

elde edilir. Burada

$$f_{hfe} = \frac{1}{2\pi r_{be} (C_{be}' + C_{cb})} \quad (5)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_{cb} R_c (1 + h_{feo})} \quad (6)$$

şeklinde tanımlanmıştır. Ölçme için uygun donanım kullanarak giriş empedansının reel bileşeni bulunur. Bu işlem için kompleks empedans ölçen cihazlardan yararlanılabilir. İlk adımda $R_c = 0$ alınarak, ölçme işlemi $f = f_{hfe}$ de gerçekleştirilmiş olur. Bu durumda

$$Re[Z_i]_1 = r_{bb'} + r_{be}'/2 \quad (7)$$

elde edilir. Daha sonra R_c artırılarak $f_c = f_{hfe} \cdot 1.5$ sağlanır. Bu durumda

$$Re[Z_i]_2 = r_{bb'} + r_{be}'/5 \quad (8)$$

bulunur. $r_{be} > r_{bb'}$ için

$$Re[Z_i]_1 \approx 2.5 Re[Z_i]_2 \quad (9)$$

olur. Aynı zamanda kompleks giriş empedansının açısı da -45° den $-63,32^\circ$ ye kayar. İkinci ölçme adımında $f = f_{hfe} \cdot 1.5$ dikkate alınır (5) ve (6) bağıntılarından

$$C_{cb}' = \frac{1}{2n(h_{feo} + 1)f_{hfe} R_c} \quad (10)$$

veya

$$C_{cb}' = C_{be}' \frac{I_e}{R_c I_e} \quad (11)$$

sonucuna varılır.

Giriş empedansı ölçmelerinden f_{hfe} , C_{be}' parametreleri de kolaylıkla belirlenebileceğinden C_{cb}' de aynı ölçme düzeninde elde edilmiş olur.

3. KILIF KAPASİTELERİNİN ETKİSİ

Devrenin giriş admitansı

$$Y_i = \frac{1}{|Z_i|} e^{-j\phi} = \frac{1}{|Z_i|} (\cos\phi - j\sin\phi) \quad (12)$$

ile gösterilebilir. Baz-emetör kılıf kapasitesi (C_{bek}) ve kolektör-baz kılıf kapasitesi (C_{cbk}), ölçülen giriş admitansının Y_i yerine Y_k olmasına neden olur. Miller olayı ile büyüyerek girişe gelen kılıf kapasitesini C_{cbkm} ile gösterirsek

$$Y_{ik} = Y_i + j\omega (C_{bek} + C_{cbkm}) \quad (13)$$

elde ederiz. Giriş empedansının açısı ölçülerek C_{cb} kapasitesinin belirlenmesinin mümkün olduğu hatırlanırsa, kılıf kapasitelerinden dolayı bu açıda bir düzeltme yapmak gerekmektedir. (13) bağıntısından

$$Y_i = Y_{ik} - j\omega (C_{bek} + C_{cbkm}) \quad (14)$$

veya

$$Y_i = \frac{\cos\phi_k}{|Z_{ik}|} - j \left[\frac{\sin\phi_k}{|Z_{ik}|} + \omega (C_{bek} + C_{cbkm}) \right] \quad (15)$$

elde edilir. Yani C_{cb} hesaplanırken dikkate alınan giriş empedansı açısının

$$\arctan \left[\tan\phi / r + \frac{\omega (C_{bek} + C_{cbkm})}{\cos\phi} |Z_{ik}| \right] \quad (16)$$

bağıntısına göre düzeltilmesi gerekir.

4.SONUÇ

Tranzistörün yüksek, frekans ve darbe cevabı üzerinde önemli etkisi olan kolektör-kapasite jonksiyon kapasitesi teklif edilen yöntemle kolay ve güvenilir bir biçimde ölçülebilmektedir.

Yöntemin en büyük avantajı, bu ölçme işleminin diğer bit çok parametrenin ölçüldüğü bir düzende gerçekleştirilmiş olmasıdır.

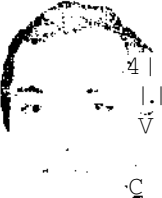
KAYNAKLAR

/1/ Griitreu, I. , Modelling the Bipolar Transistor , Sec. 3 , Tetroix Inc.,Oregoa 1976.

/2/ Toker, A. , Bipolar Transistör- lu Dağılmış Parametrelili Kuvvetlendiricilerde Yeni Olanaklar, Doktora Tezi, :t .T.U. 1906.

/3/ Toker, A. , Tiran: istör Kolektör -Baz Jonksiyon Kapasitesinin ölçülmesi için Yeni Bir Yöntem, Elektrik Müh. 3.Ulusal Kongre?! Dildiriler Kitabı, Cilt 1 'A.S.473-475 , İstanbul 1989.

YA7.ARA İLİŞKİN BİLGİ;



Ali Toker 1941 yılında İstanbul'da doğdu. İlk ve orta öğrenimini de bu şehirde tamamladı. 1973 yılında i.T.U. Elektrik Fakültesi mezun oldu. Aynı üniversitede 1974 yılında yüksek müh., 1986 yılında ise doktora derecelerini aldı. Halen i .T.U. Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektronik ve Hab. Bil. Bölümünde öğretim üyesi yapan yazar evli ve bir çocukludur.

SOLİTON DARBELERİNİN ETKİLEŞİMİ

M.Sadettin ÖZYAZICI

Gaziantep Üniversitesi

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

27310 Gaziantep

ÖZET

Bu çalışmada soliton darbelerinin optik fiberde propagasyonunu modelleyen doğrusal olmayan ve optik fiberin kayıpını da içeren Schrödinger denklemi sayısal olarak iki soliton darbesi için çözülerek solitonların etkileşimi incelenmiştir. Schrödinger denklemi bölüm-adım (split-step) Fourier dönüşüm tekniği kullanılarak çözülmüştür. Yarını periyotta ilk darbe genişliğinin dörtte birine daralan ve optik kayıpın darbeleri genişletme etkisini telafi edebilen ikinci mertebeli solitonların etkileşimi araştırılmıştır. Optik fiberin kayıpının solitonların etkileşimini artırdığı sonucu bulunmuştur.

GİRİŞ

Optik fiberlerdeki dalgakılavuzu ve materyal dispersiyonunun optik fiberlerde propagasyon yapan darbeleri genişleterek optik fiber iletişim sistemlerinin bilgi iletim hızlarını çok düşük değerlere indirdiği bilinmektedir. Hasegawa ve Tappert *İM* darbelerinin dalgakılavuzu ve materyal dispersiyonun etkisi ile olan genişlemesini optik fiberin kırınım indisinin ışık şiddetiyle doğrusal olmayan küçük değişimini kullanarak telafi etmenin mümkün olabileceğini göstermişlerdir. Kırılma indisinin doğrusal olmayan değişiminden kaynaklanan darbedeki daralma negatif topları dispersiyonun etkisi ile meydana gelen genişlemeye eşit yapıldığında gerekli tepe gücüne ve darbe genişliğine sahip olan ilk giriş darbesinin optik fiberde ilk şeklini propagasyon sırasında muhafaza eden, periyodik olan ve soliton ismi ile adlandırılan darbelere dönüşebileceği gösterilmiştir /1/. 1980 yılında Mollenauer ve arkadaşları *III* teorik olarak elde edilen soliton darbelerini 700 m uzunluğunda tek mod optik fiber ve 1.55 μ m

dalga uzunluğunda gerekli şartlara sahip darbe üreten Color-Center lazer kullanarak deneysel olarak elde etmişlerdir. Optik fiberin kırılma indisinin ışık şiddeti ile olan doğrusal olmayan değişiminin dispersiyonu telafisi tam ise propagasyon esnasında ilk şeklini koruyan ve periyodik olan birinci mertebeli soliton, telafi fazla ise yüksek mertebeden solitonlar elde edilmektedir *11-31*. İlk şeklini propagasyon esnasında koruyan birinci mertebeli solitonun optik fiber iletişim sistemlerinin bilgi iletim hızlarını artıracığından bu sistemlerde taşıyıcı olarak kullanılması kaçınılmazdır.

Optik fiberin kayıplında ihtiva eden doğrusal olmayan Schrödinger denkleminin sayısal çözümleri soliton darbelerinin direkt olarak optik kayıp ile genişlediğini göstermiştir *13,41*. Optik fiberin her 3 dB kayıp için birinci mertebeli soliton darbesinin darbe genişliğinin ikiye katlandığı Schrödinger denkleminin sayısal çözümlerinden anlaşılmıştır *13,41*. Optik iletişim sistemlerinde taşıyıcı olarak kullanılması düşünülen birinci mertebeli soliton darbesindeki genişlemeyi önlemek için yarım periyotta ilk darbe genişliğinin dörtte birine daralabilen ve bu daralmayı optik fiberin kayıpının etkisi altında da gösteren ikinci mertebeli solitonların optik fiberin kayıpının etkisi ile olan genişlemeyi telafi edebileceği ve bu nedenle taşıyıcı olarak kullanılabileceği gösterilmiştir *13,41*. Daha sonra yapılan birinci mertebeden iki solitonun optik fiberdeki propagasyonunun simulasyonu çalışmaları bu darbelerin optik fiberde belli bir mesafe propagasyon yaptıktan sonra darbelerin birbirleri ile etkileştiğini ve bu etkileşim nedeni ile darbelerin birbirinin içine girdiğini ve sekilerinin bozulduğunu göstermiştir *15,61*. İki solitonun birbiri ile etkileşmesi optik iletişim sistemlerinin bilgi iletim hızlarını çok düşük seviyelere düşüreceği

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

anlaşılmıştır 161.

Bu çalışmada optik fiberin kayıpını da dikkate alan doğrusal olmayan Schrödinger denklemi bölüm-adım Fourier dönüşümü kullanılarak sayısal olarak iki solitonun optik fiber de propagasyonu için çözülmüştür. Optik kayıpın genişleme etkisini telafi edebilen ikinci mertebe solitonların etkileşimi incelenmiştir. Optik kayıpın ikinci mertebe solitonların etkileşimine etkisi araştırılmıştır.

MATEMATİKSEL MODEL

Negatif grup hızı dispersiyonu ve optik fiberin kırınım indisinin ışık şiddeti ile doğrusal olmayan değişimi etkileri altındaki darbelerin propagasyonunu modelleyen ve optik fiberin kayıpını da gözönüne alan doğrusal olmayan Schrödinger denklemi

$$i \frac{\partial q}{\partial \zeta} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 q}{\partial s^2} + |q|^2 q = -i\Gamma q \quad (D)$$

ile gösterilmiştir [3]. Bu denklemde q birimsiz yavaşça değişen zarf fonsiyonunu, C , birimsiz mesafe koordinatını, s birimsiz zaman koordinatını ve F optik fiberin kayıpını göstermektedir. Denklem (1) deki değişkenlerin gerçek değerleri aşağıdaki dönüşümler kullanılarak hesaplanabilirler. Bu dönüşümler

$$s = \frac{1}{t_c} (t - \beta' z) \quad (2)$$

$$\zeta = \frac{|\beta''| z}{t_c^2} \quad (3)$$

$$q = t_c \left(\frac{n_2 w_0}{4c |\beta''|} \right)^{1/2} \phi \quad (4)$$

olarak alınmıştır. w_0 taşıyıcı radyan frekansı, P_0 ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

taşıyıcı frekansta toplam dispersiyonu, P taşıyıcı frekansta grup hızının tersini, c ışık hızını, t zamanı, z mesafe koordinatını, n_2 kırılma indisinin ışık şiddetiyle doğrusal olmayan değişim katsayısını ve t_c keyfi zaman ölçeğini göstermektedir. Keyfi zaman ölçeği t_c , t zamanında istenilen darbe genişliğine karşılık gelen birimsiz değişken s de Standard darbe genişliğinin kullanılmasını sağlamaktadır. Optik fiberin kayıpı y ise

$$\Gamma = \frac{Ve^2}{|P|} \quad (5)$$

ifadesi ile dönüştürülmüştür. Denklem (1)' in sağ tarafındaki optik kayıpı gösteren ifade atıldığında Denklem (1)' in ilk giriş darbesi

$$q(\zeta=0, s) = N \text{sech}(s) \quad (6)$$

için analitik olarak soliton çözümleri tersine saçılma teoremi (inverse scattering theory) ile bulunabilmektedir [11]. Denklem (6) da N bir tam sayı olup solitonların mertebesini göstermektedir. Propagasyon esnasında ilk şeklini ve biçimini koruyan birinci mertebe soliton için $N=1$ olup Denklem (1)' in çözümü

$$q_1 = e^{kz} \text{sech}(s) \quad (7)$$

ifadesi ile verilmektedir [11]. Yarım periyotta ilk darbe genişliğinin dörtte birine daralan ikinci mertebe soliton için $N=2$ dir. Birimsiz koordinat sisteminde n olan solitonların periyodu gerçek koordinat sisteminde

$$z_0 = 0.322 \frac{n^2 c x^2}{m} \quad (8)$$

denklemleri olarak Denklem (3) de $Q = kL^2$ koyarak ve $t/L \cos^2 \theta \sqrt{Vz}$ ilişkisini kullanarak bulunmuştur. Burada x darbenin tepe değerinin yarı noktasındaki genişliğini (FWHM), X dalga boyunu ve D toplam dispersiyonu göstermektedir. 1.3 μm da $D=3.2$ psec/nm/km

toplam dispersiyonu olan optik fiber ve giriş darbe genişliği 4 psec için soliton periyodu 2.8 km olarak hesaplanmıştır.

Optik kayıp ihmal edildiğinde Denklem (1)' in N'in tam değerleri için analitik olarak çözülmesine rağmen bu çözümler yüksek merteye solitonlar için hem çok karmaşık hemde çok uzun olduğundan pratik de bu çözümleri kullanmak mümkün olamamaktadır. Bu nedenle, Denklem (1) ikinci merteye solitonların etkileşimini ve optik fiberin kayıpının bu etkileşime etkisini de incelemek amacıyla

$$q(\zeta=0,s) = 2\text{sech}(s-s_0) + 2\text{sech}(s-s_0)e^{i\theta} \quad (9)$$

ilk giriş koşulunu kullanarak bölüm-adım Fourier dönüşümü tekniği ile sayısal olarak çözülmüştür. Denklem (9) da $2s_0$ darbeler arasındaki mesafeyi ve 0 faz farkını göstermektedir. Denklem (9) da N=2 olarak alınmıştır. Denklem (1) 'e bölüm-adım Fourier dönüşümü tekniği tatbik edildiğinde $q(\zeta=0,s)$ darbesini küçük bir adım 5 kadar propagasyonunu sağlamak için gerekli olan denklem

$$q(\zeta + \delta, s) = \left[F^{-1} \exp\left(-i \frac{\delta \Delta \omega^2}{4}\right) F \right] \exp\left[-\frac{1}{2} \langle KC \rangle \delta^2 - r\right] \left[F \exp\left(-\frac{\delta \Delta \omega^2}{4}\right) F \right] q(\zeta, s) \quad (10)$$

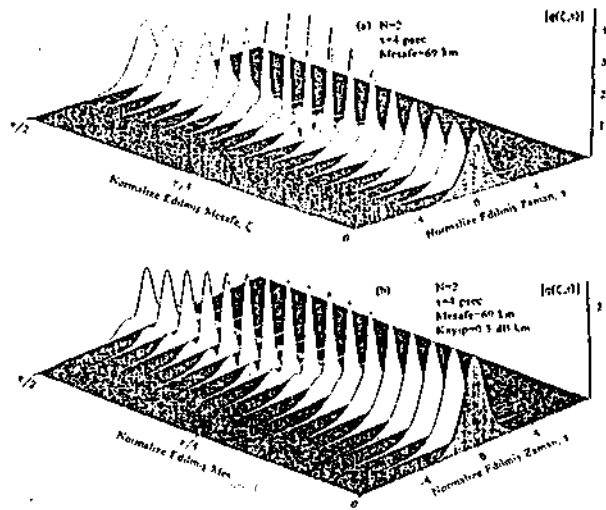
olarak bulunmuştur [13]. Denklem (10) da F Fourier dönüşümünü ve $\Delta \omega$ bilimsiz frekans adım aralığını göstermektedir. Simulasyonda $\Delta \omega = 32$ ve $\Delta s = 0.03125$ olarak alınmıştır. Mesafe adım aralığı 5 ise solitonların mertebesine, optik fiberin uzunluğuna bağlı olarak ve toplam doğruluğun 10^{-5} olmasını sağlayacak şekilde gelişigüzel seçilmiştir. Darbeler arasındaki mesafe ise değişken olarak seçilmiştir. Denklem (10) giriş koşulu denkleminin olan Denklem (9) ile birlikte iteratif olarak kullanarak iki ikinci mertebeden solitonun optik fiberin dispersiyonu, optik

fiberin kaybı ve kırılma indisinin doğrusal olmayan değişimi etkileri altındaki propagasyonu optik fiber boyunca elde edilmiştir.

SONUÇ

İki ikinci merteye solitonun bilgisayar simülasyonu için göbek çapı 8 μm , toplam dispersiyonu 1.3 μm da 3.2 psec/nm/km, kayıp 0.5 dB/km, göbek kırılma indisi 1.46 ve kırınım indisinin ışık şiddeti ile doğrusal olmayan değişim katsayısı $1.22 \times 10^{-4} \text{ mW}^{-2}$ olan tek mod optik fiber seçilmiştir. Bu değerler ve ilk darbe genişliği 4 psec olan giriş darbesi için optik kayıp gösteren I''nm değeri 0.11 ve birinci merteye solitonu elde etmek için gerekli tepe giriş gücü ise 457 mW olarak hesaplanmıştır. Yüksek merteye solitonlar için giriş tepe gücü N'in karesi ile doğru orantılı olarak değişmektedir.

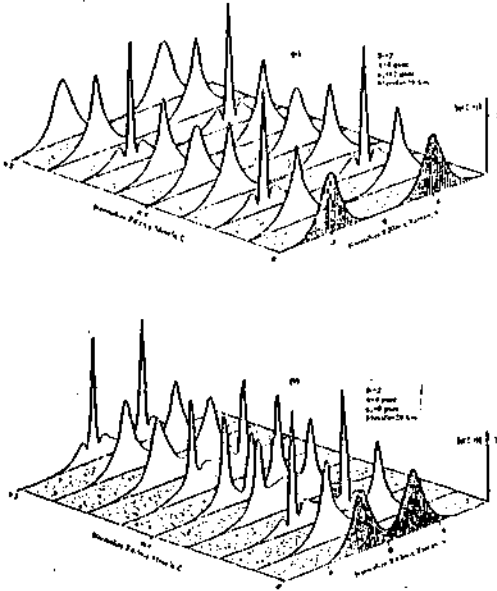
İki ikinci merteye solitonların etkileşimini anlamak için öncelikle ikinci merteye tek bir solitonun kayıpsız ve kayıplı optik fiberdeki propagasyonunu incelemek gerekmektedir. Şekil-1 ikinci merteye tek bir solitonun kayıpsız ve kayıplı 69 km uzunluğundaki optik fiber boyunca propagasyonunu göstermektedir.



Şekil-1 İkinci merteye tek bir solitonun propagasyonu.

Optik fiberin kaybı ihmal edildiğinde Şekil-1 de görüleceği gibi ikinci mertebeli soliton önce yarı periyotta ilk darbe genişliğinin dörtte birine daralmakta ve sonra tam periyotta tekrar ilk şekline dönmektedir. Optik kaybın etkisi altında propagasyon yapan ikinci mertebeli soliton ise kaybın etkisi ile yarı periyotta daha az daralmakta ve tam periyotta ise ilk şekline geri dönmemektedir. Optik kayıp propagasyon esnasında solitonun tepe gücünü azalttığı için soliton şeklini muhafaza edebilmek için bu azalmaya karşı genişliğini artırarak tepki göstermektedir. Soliton periyodu darbe genişliği ile orantılı olduğu için darbe genişliğindeki değişim nedeniyle soliton periyodu da değişmektedir. Optik kayıp solitonun genişlemesine ve periyodunun değişmesine neden olmaktadır. Solitonun mertebesinin iki olması (tepe gücü 1.82 W) nedeniyle kırılma indisinin doğrusal olmayan değişiminin etkisi dispersiyonun etkisinden fazla olduğu için yarı periyottaki darbe genişliği her zaman ilk darbe genişliğinden küçük olmaktadır.

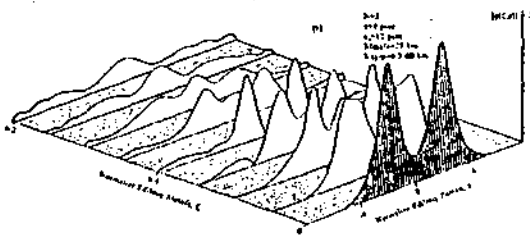
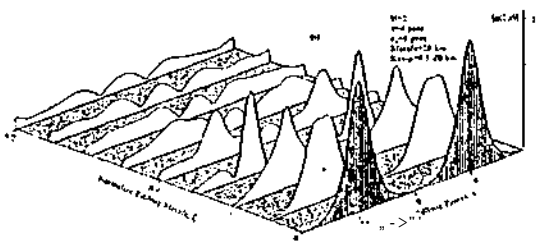
Şekil-2 ikinci mertebeli iki solitonun 28 km uzunluğundaki kayıpsız optik fiberdeki propagasyonunu göstermektedir.



Şekil-2 İkinci mertebeli iki solitonun 28 km uzunluğundaki kayıpsız optik fiberdeki propagasyonu.

Şekil-2a da darbeler arasındaki mesafe 12 psec ve Şekil-2b de ise 6 psec olarak alınmıştır. Şekil-2a'daki darbeler arasındaki mesafe fazla olduğu için solitonlar birbirini etkileşmemekte ve Şekil-1'deki tek bir soliton darbesinin propagasyonunun aynısını yapmaktadırlar. Şekil-2a aynı zamanda kayıpsız optik fiberde ikinci mertebeli solitonların periyodik olduğunu göstermektedir. Darbeler arasındaki mesafeyi 6 psec'e düşürdüğümüzde Şekil-2b'de görüleceği gibi solitonlar birbirini etkileşmeye başlamaktadırlar. Şekil-2b önce solitonların daralmaya başladığını, birbirinin içine girdiğini ve daha sonra ayrılarak ilk şekillerine döndüklerini göstermektedir. Ayrıca, solitonların etkileşimi soliton periyodunu değiştirmiştir. Şekil-2 solitonların kayıpsız bir optik fiberde dahi birbirleri ile etkileşebileceğini ve bu etkileşimin soliton darbeleri arasındaki mesafeye bağlı olduğunu göstermektedir. Solitonların etkileşmesinin nedenini bu darbelerin özelliklerini anlama ile mümkündür. Soliton darbeleri elektron ve nötron parçacıkları gibi parçacık özelliği gösterirler ve bu parçacıklarda olduğu gibi birbirleri ile çarpışma yapabilirler ve bu çarpışmalardan ilk şekillerini koruyarak ayrılabilirler. Bu nedenle bu darbeler "soliton" adı verilmiştir [1]. Soliton darbelerinin elektrik alanları birbirlerini çektikleri içinde bu darbeler birbirini etkileşmektedirler. Bu elektrik alanlarının çekimleri iki darbe arasındaki mesafeye ve darbelerin birbirlerine kıyasla olan faz farkına bağlıdır [8].

Şekil-3 ikinci mertebeli iki solitonun 28 km uzunluğundaki kaybı 0.5 dB/km ($\Gamma=0.11$) olan optik fiberdeki propagasyonunu göstermektedir. Şekil-3'de Şekil-2'de olduğu gibi iki darbe arasındaki mesafe 12 psec ve 6 psec olarak alınmıştır. Şekil-3a ve b'de solitonların birbirini etkileşmesi ve optik kaybın bu etkileşmeyi artırması sonucu soliton darbeleri özelliklerini tam anlamıyla kaybetmektedirler. Şekil-3a'da iki darbe arasındaki mesafe fazla olmasına rağmen Şekil-2a'dan farklı olarak solitonlar optik kaybın etkisi ile etkileşmekte ve ortadan kalkmaktadırlar. Şekil-3b bu olayı daha açık şekilde göstermektedir. Optik kaybın etkileşmeyi neden artırdığını şu şekilde izah



Şekil-3 İkinci mertebe iki solitonun kayıplı optik fiberdeki propagasyonu.

edebiliriz. Optik kaybın daha önce solitonların tepe gücünü azalttığını ve soliton darbelerinin darbe genişliğini artırdığını izah etmiştik. Solitonların tepe gücünün azalması darbelerin elektrik alanının çekim gücünü ve dolaylı olarak solitonlar arasındaki etkileşimin azalmasına neden olmaktadır. Ancak optik kaybın neden olduğu darbelerdeki genişlemenin darbeler arasındaki mesafeyi azaltması nedeni ile etkileşmeyi artıracığı ve bu etkileşmenin tepe gücünün azalttığı etkileşmeyi fazlasıyla telafi ederek solitonların özelliklerinin kaybolmasına neden olacağı elde edilen sonuçlardan anlaşılmıştır.

Şekil-2 ve Şekil-3 de solitonların birbirlerine kıyasla olan faz farkı 0 hesaplamalarda 0° olarak alınmıştır. Bu faz farkının solitonların etkileşimine etkisi çalışmaları sürdürülmektedir. Elde edilen ilk sonuçlar faz farkı 0° ise solitonların birbiri ile etkileştiğini faz farkı 180° ise solitonların birbiri ile etkileşmediğini göstermektedir.

570

Bu çalışmada optik fiberin kayıpmı da dikkate alan doğrusal olmayan Schrödinger denklemi bölüm-adım Fourier dönüşümü kullanılarak ikinci mertebe iki solitonun etkileşimini incelemek amacıyla sayısal olarak çözülmüştür. Elde edilen sonuçlar solitonların kayıpsız optik fiberde iki darbe arasındaki mesafeye bağlı olarak etkileşeceğini göstermektedir. Optik fiberin kaybının bu etkileşmeyi daha da artıracığı sonucu bulunmuştur. Solitonların etkileşmesinin bu darbelerin özelliklerini ortadan kaldıracığı ve bu etkileşmenin soliton darbelerinin yüksek bilgi hızlı optik iletişim sistemlerinde taşıyıcı olarak kullanılmasını engelleyebileceği görülmüştür.

REFERANSLAR

İM Hasegawa,A. and Tappert,F., Transmission of stationary nonlinear optical pulses in dispersive dielectric fibers. I Anomalous dispersion, Appl. Phys. Lett.,23,142,1981.

121 Mollenauer.L F.,Stolen,R.H. and Gordon, J.P., Experimental observation of picosecond pulse narrowing and solitons in optical fibers, Appl. Phys. Lett., 45,1095,1980.

131 Özyazıcı, M.S., Ultrafast semiconductor lasers and soliton pulse propagation.Ph.D thesis, University of London, 1988.

141 Hasegawa,A. and Kodama,Y.,Signal transmission by optical solitons in monomode fiber.Proc. IEEE.69,1145,1981.

151 Blow,K.J. and Doran.N.J., Bandwidth limits of nonlinear (solitons) optical communication systems, Elec. Lett, 19,429,1983.

/6/Hertnansson, B. and Yevick, D., Numerical investigation of soliton interaction, Elec. Lett., 19,570,1983.

III Satsuma, J. and Yajima, N., Initial value problem of one dimensional self modulation of nonlinear waves in dispersive media, Suppl. Prog. Theor. Phys., 55,284,1974.

ISI Gordon, J.P., interaction forces among ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

solitons in optical fibers, Optics Letters.8,596,1983.



1958 yılında Gaziantep de doğmuştur. İlk, Orta ve Lise eğitimini Gaziantep de bitirerek 1980 yılında Orta Doğu Teknik Üniversitesi Gaziantep Kampusu

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümünden mezun olmuştur. Aynı tarihte Araştırma Assistanı olarak göreve Gaziantep de başlamıştır. 1983 yılında yüksek lisans çalışmalarını tamamlayarak M.Sc diploması almıştır. 1984 yılında General Electric Company Hirst Research Center (İngiltere) de araştırmacı olarak çalışmaya başlamış ve Imperial College de Ph.D çalışmalarını sürdürmüştür. 1988 yılında Ph.D diploması almış ve aynı tarihte Gaziantep Üniversitesinde Y.Doç. unvanı ile göreve başlamıştır. 1990 yılında Doçent unvanını almıştır. Yarı iletken lazerlerden çok kısa süreli darbe üretimi ve optik fiberlerde doğrusal olmayan darbe propagasyonu konularında çalışmalarını sürdürmektedir.

AKTİF YÜKLÜ BJT KUVVETLENDİRİCİLERDE HARMONİK DİSTORSİYONU AZALTMAYA YÖNELİK YENİ BİR YÖNTEM

Sıdri ÖZCAN

İlhan KUNTMAN

İ.T.Ü. Elektrik-Elektronik Fakültesi

Elektronik Anabilim Dalı

80620 Maslak, İstanbul

ÖZET

Bu çalışmada analog tümdevre tekniğinin temel yapılarından biri olan aktif yüklü kuvvetlendiricilerde, sürücü transistör/ün çalıştırılmasıyla yük transistörünün çalıştırılması arasındaki farklılıkların giderilmesi durumunda, optimum çalışma noktasının yerinin değiştirilebilmesi özelliğinden yararlanılarak, toplam harmonik distorsiyonunu minimum yapan optimum çalışma noktasının kuvvetlendiricinin geçiş karakteristiği üzerinde istenilen bir yere kaydırılabilmesini sağlayan bir yöntem geliştirilmiştir. Geliştirilen yöntem yardımıyla, optimum çalışma noktası, kırılmaması maksimum gerilim dalgalanmasının elde edildiği noktaya kolaylıkla kaydırılabilmektedir.

Bu çalışmada, sürücü transistörün çalışma akımıyla yük transistörünün çalışma akımının farklı değerler alması durumunda optimum çalışma noktasının yerinin değiştirilebilmesi özelliğinden yararlanılarak, toplam harmonik distorsiyonunu minimum yapan çalışma noktasının kuvvetlendiricinin geçiş karakteristiği üzerinde istenilen bir yere kaydırılabilmesini sağlayan bir yöntem geliştirilmiştir. Geliştirilen yöntem yardımıyla optimum çalışma noktası, kırılmaması maksimum gerilim dalgalanmasının elde edildiği noktaya kolaylıkla kaydırılabilmektedir. Bunun için kuvvetlendirici çıkışına bir akım kaynağı bağlanmakta, kaydırma yönüne bağlı olarak bu düğümde ya akım enjekte edilmekte ya da düğümde akım çekilmektedir.

1. GİRİŞ

Aktif yüklü kuvvetlendiriciler, analog tümdevre tekniğinin temel yapıtaşlarından biridir. İşlemsel kuvvetlendirici ve ses frekansı güç kuvvetlendiricisi yapılarında sürücü kat olarak görev yapan aktif yüklü kuvvetlendiriciler, bu tür yapıların harmonik distorsiyonu özel olarak üzerinde birinci derecede etkilidirler.

Daha önce yapılan çalışmalarda, aktif yüklü kuvvetlendiriciler için ikinci harmonik distorsiyon katsayısının sıfırdan geçtiği, toplam harmonik distorsiyonun üçüncü harmonik distorsiyon katsayısı tarafından belirlendiği ve minimum olduğu bir optimum çalışma noktası bulunduğu gösterilmiştir [1-5]. Ancak bu optimum çalışma noktası devredeki transistörlerin fiziksel özellikleri ile belirlenmektedir ve kırılmaması maksimum gerilim dalgalanmasını sağlayan çalışma noktasından farklı bir değer almaktadır.

2. MODEL

Kullanılan BJT modelleri için, Early olayının sadece V_A gerilimi ile temsil edildiği Ebers-Moll bağıntıları modifiye edilerek yüksek doğruluklu bağıntılar elde edilmiştir [6]-[8].

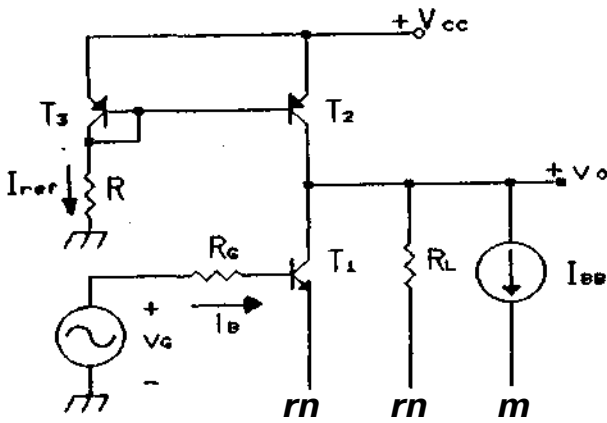
$$I_s = I_{s0} \left(1 + \frac{M}{2} V_{CEQ}^N \right)$$
$$\beta_F = \left[\frac{1}{\beta_{F0} (1 + M V_{CEQ}^N)} + \frac{I_{SE}}{I_{s0}} \left(\left(\frac{I_{s0}}{I_C} \right)^{n_{EL}-1} \frac{1}{1 + \frac{M}{2} V_{CEQ}^N} \right)^{1/n_{EL}} \right]^{-1}$$

Yukarıdaki bağıntılar kullanılarak direnç yüklü kuvvetlendiricilerde toplam harmonik distorsiyonunu minimum yapan sürücü kaynak direnci R_C için optimum değerine ilişkin analitik ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

bağımı elde edilmiştir [3]. Aktif yüklü kuvvetlendiricilerde de sabit değerdeki bir R_n direnci için toplam lineer distorsiyonun V_{ref} kolektör-emetör geriliminin belli bir değerime minimum olduğu, R_n direnci değiştirildiğinde, distorsiyonun minimum olduğu V_{ref} geriliminin de değişebileceği gösterilmiştir [4].

3. ÇIKARILAN BAĞINTILAR

Temel aktif yüklü kuvvetlendirici yapısı Şekil-1'de verilmiştir.



Şekil-1 Aktif yüklü BJT kuvvetlendirici

Bu yapıda I_{m} bir sonraki katın çektiği sükunet akımını göstermektedir. Daha önce yapılan çalışmalarda, sabit sürücü kaynak iç direnci ve sabit yük direnci için ikinci harmonik distorsiyon katsayısını belli bir çalışma noktasında sıfırdan geçtiği, bu noktada THD toplam harmonik distorsiyonun da minimum olduğu gösterilmiştir [4,5]. Aynı çalışmada devrenin çıkış işaretinin

$$v_o = d_1 v_g + d_2 v_g^2 + \dots + d_n v_g^n \quad d)$$

hiçiminde v_g sürücü geriliminin kuvvetleri cinsinden ifade edilmesi durumunda d_2 ikinci harmonik distorsiyon katsayısının

$$K = \left[\left(1 - \frac{M_1 V_{CEQ}^{N_1}}{2} \right) (1 + M_Q) \right]^{-1}$$

$$c_{12} = K V_T \left[a_2 (1 + M_Q) + b_2 \left(1 - \frac{M_1 V_{CEQ}^{N_1}}{2} \right) + a_1 b_1 \right] \quad (2)$$

$$c_{22} = \frac{I_{ref} R_G}{\beta_{ref}} \left[2 a_2 (1 + M_Q) + b_2 \left(1 - \frac{M_1 V_{CEQ}^{N_1}}{2} \right) + 2 a_1 b_1 \right]$$

$$c_{33} = \frac{I_{SE} R_G}{2} \left(\frac{I_{ref}}{I_{SE}} \right)^{\frac{1}{n_{EL}}} \left[a_2 \left(\frac{M_Q}{n_{EL}} \right) + b_2 (1 - M_1 V_{CEQ}^{N_1}) + b_1 a_1 \right]$$

olmak üzere

$$c_2 = c_{12} + c_{22} + c_{32} \quad (3)$$

şeklinde üç bileşenin toplamına bağlı olarak

$$d_2 = -\frac{c_2}{c_1} \quad (4)$$

bağıntısıyla ifade edilebileceği ortaya konmuştur. Bu bağıntılarda e , çalışına noktasına bağlı bir katsayı, M_y büyüklüğü de

$$U_Q = V_{CC} - V_{CQ} \quad (5)$$

olmak üzere

$$M_Q = \frac{M_2}{2} U_Q^{N_2} - \frac{I_{BB}}{I_{ref}} \quad (6)$$

eşitliği ile tanımlanmaktadır. M_1 , N_1 büyüklükleri npn transistörü, M_2 , N_2 de pnp transistörü için Early olayını modellenmek üzere kullanılan parametrelerdir. I_{sc} npn transistör için BE jonksiyonu kaçak doyma akımı, n_m de bu akım için emisyon katsayısıdır.

İkinci harmonik distorsiyonu katsayısının sıfırdan geçtiği noktada (4) bağıntısı uyarınca c_2 büyüklüğünün sıfır olacağı açıktır. I_m akımı sıfır iken, bu nokta tranzistorların M_1 , N_1 , M_2 ve N_2 parametreleri tarafından belirlenir. Yine, (2), (6) bağıntılarından izlenebileceği gibi, M_Q büyüklüğü çıkıştan dışarıya doğru çekilen yahut içeriye doğru akıtılan I_m akımıyla değişmekte, bu nedenle (2) ile verilen c_{12} , c_{22} , c_{12} katsayıları da değişmekte, dolayısıyla $e_2=0$ olduğu V_{OQ} noktası farklı değerlere kaymaktadır. Bu özellikten yararlanıldığı takdirde, I_{ID} ye uygun bir değer verilerek, istenen bir V_{OQ} değerinde THD yi minimum yapmanın mümkün olacağı açıktır. Bunun için, seçilecek çalışma noktasında C_j katsayısını sıfır yapan M^{\wedge} değerini ve bunu sağlayan I_m , akımını belirlemek yeterlidir. Böylece:

$$\begin{aligned} C &= 1 - \frac{V_{CEQ}}{2} \\ E &= I_{ref} R_G / \beta_{Fo} \\ F &= (I_{SE} R_G / n_{EL}) (I_{ref} / I_{so})^{1/n_{EL}} \\ G &= (1 - M_1 V_{CEQ}^{N_1}) \end{aligned} \quad (7)$$

olmak üzere yine

$$\begin{aligned} X &= V_2 (a_2 + a_1 b_1 + b_2 C) \\ &+ C [E (2a_2 + C b_2 + 2b_1 a_1) * F (a_2 + b_2 G + a_1 b_1)] \\ Y &= a_2 V_T \\ &+ C \left[E (4a_2 + C b_2 + 2a_1 b_1) + F \left(1 + \frac{1}{n_{EL}} \right) a_2 + b_2 G + a_1 b_1 \right] \\ Z &= a_2 C \left(2E + \frac{F}{n_{EL}} \right) \end{aligned} \quad (8)$$

olmak üzere

$$Z M_Q^2 + Y M_Q + X = 0 \quad (9)$$

yazılır. Buradan kökler bulunarak M_Q nin değerini hesaplamaya yarayan

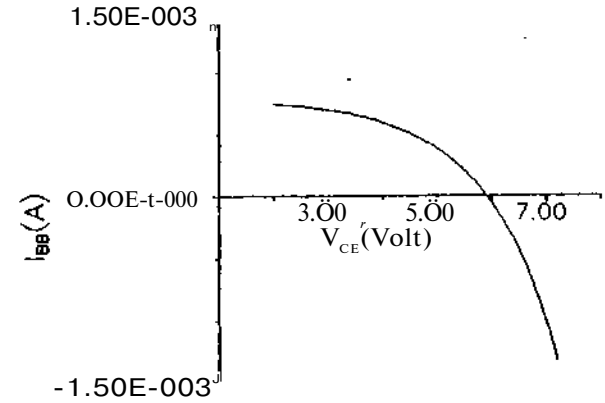
$$M_{Q1,2} = \frac{-Y \pm \sqrt{Y^2 - 4XZ}}{2Z} \quad (10)$$

analitik bağıntısı elde edilir. $c_2 = 0$ yapan M_Q değeri (9) bağıntısı ile bulunabildiğine göre, buna ilişkin I_m , akımının alması gereken değer (6) bağıntısından

$$I_{BB} = I_{ref} (M_2 / 2 U_Q^{N_2} - M_Q) \quad (11)$$

olarak hesaplanır. Böylece I_m nin hesaplanan bu değeri düğümden çekilmek suretiyle yük transistorunun model parametreleri yapay olarak değiştirilmiş olur. Bunun sonucunda V_{cc} kolektör-emetör gerilimi değiştirilmekte dolayısıyla hem toplam harmonik distorsiyonu inimum değere düşürülmekte ve hem de devreden kırılmasız maksimum gerilim elde edilmektedir. (11) bağıntısından I_{UB} nin pozitif ve negatif değerler alacağı görülebilir.

(10) bağıntısında $M_1 = 0.07 K^{*1}$, $M_2 = 0.16$, $N_2 = 0.529$, $I_{O1} = 1.35 \cdot 10^{-4}$ A, $\beta_{rc1} = 240$, $F_{SE} = 2.46 \cdot 10^{-1}$ A, $n_{1a} = 1.94$, $I_{ref} = 615 \mu$ A, $V_{BE} = 10$ V alındığında, çeşitli V_{CE} değerleri için M_Q değerleri ve buna ilişkin I_m , değerleri (II) bağıntısı yardımıyla hesaplanırsa, $I_{BB} = f(V_{CE})$ değişimi Şekil-2'deki gibi elde edilir.

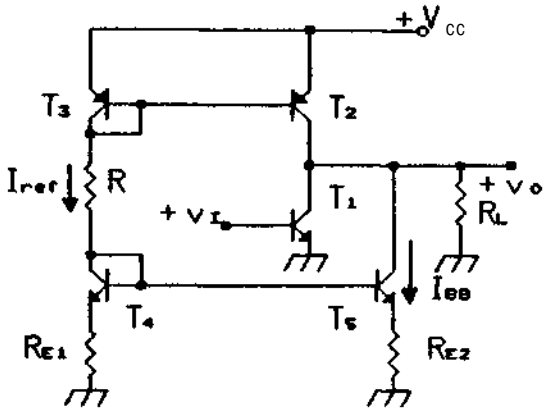


Şekil-2 I_m akımının V_{CE} gerilimi ile değişimi

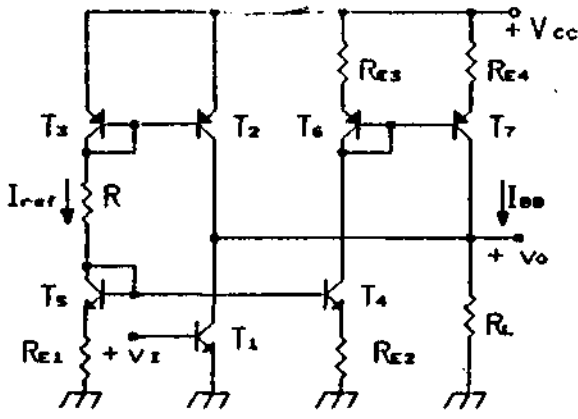
Şekil-2'deki eğride $V_{CE} = 5,9031$ V değeri için $I_{BB} = 0$ olduğu görülmektedir, bu da önceki çalışmada [4] elde edilen sonucu, yani çıkış düğümünden akım çekilmediğinde minimum distorsiyonun $V_{CE} = 5,9031$ V değerinde sağlandığını doğrulamaktadır.

4. ÖNERİLEN DEVRE TOPOLOJİLERİ

I_m , akımının pozitif ve negatif değerler alabileceği yukarıda ifade edilmiştir. Buna göre istenen I_m , değerinin sağlanması için devre tasarımı aşağıdaki gibi yapılmalıdır:



Şekil-3 $I_{ref} > 0$ (karakteristikleri için temel devre)

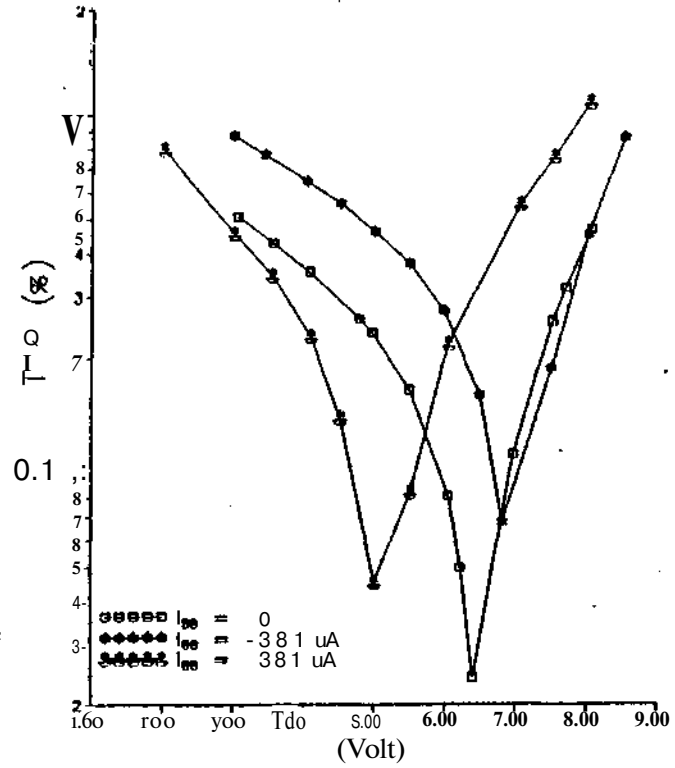


Şekil-4 $I_{ref} < 0$ değerleri için temel devre

5. SİMÜLASYONLA KARŞILAŞTIRMA VE TARTIŞMA

Çıkarılan bağıntıların doğruluğu XR BI01 npn ve XR BI02 pnp transistörleri ile kurulan bir kuvvetlendirici üzerinde yapılan simülasyonla karşılaştırılarak gösterilmiştir. Simülasyonda konvansiyonel SPICE modelinin doğru sonuç vermediği gözönüne alınarak, yüksek doğruluklu bir BJT modeli kullanılmıştır [9].

Giriş işareti 1kHz, $R_o = 120K\Omega$, $R_c = 470K\Omega$, $V_T = 26mV$ olmak üzere çıkış düğümünden akım çekilerek veya akım enjekte ederek distorsiyon analizi yapılmıştır. Elde edilen $d = f(V_{i,rms})$ eğrileri Şekil-5'de gösterilmiştir.



Şekil-5 Değişik I_{ref} değerleri için THD nin minimum değerinin $V_{i,rms}$ gerilimi ile yer değiştirmesi

6. SONUÇ

Çıkış düğümüne akım enjekte ederek veya düğümden akım çekmek suretiyle yük transistörünün fiziksel parametre değeri değiştirilmekte, böylece THD nin minimum olduğu $V_{i,rms}$ gerilimi değerinin değişmesi sağlanmaktadır.

Yüksek doğruluklu bipolar transistör modelinden yararlanılarak, bağlanacak akım kaynağının akımını hesaplamak üzere analitik bir bağıntı da çıkarılmıştır. Yine, kaynak akımının yönüne göre seçilerek kullanılmak üzere, iki ayrı devre topolojisi önerilmiştir. Sonuçlar yüksek doğruluklu model kullanılarak yapılan simülasyonla doğrulanmıştır.

Çıkarılan analitik bağıntının ve geliştirilen devre topolojilerinin düşük distorsiyonlu işlemsel kuvvetlendirici ve ses frekansı güç kuvvetlendiricisi tiimdevrelerinin tasarımı açısından önem taşıyacakları ve tasarımcıya büyük kolaylık sağlayacakları vurgulanmıştır.

KAYNAKLAR:

- [1] LEBLEBİCİ, D., Distortion minimization in transistorised audio voltage amplifiers. Audio Engineering Society, 44th Conveution, 02-20/22, 1973.
- [2] KUNTMAN, H., Application of modilled Ebers-Moll model to nonlinear dislurion nonlinear analysis of transistor amplifiers, 19, 126-127, 1980.
- [3] ÖZCAN, S., Geliştirilmiş Ebers-Moll modelinin tranzistörler için kuvvetlendiricilerinde minimum distorsiyon şartına uygulanması. Doktora tezi, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü 1989.
- [4] KUNTMAN, H., On the harmonic distortion coefficient of active loaded amplifiers, INT.J. Electronics, Vol. 72, No.3, 459-465, 1992.
- [5] KUNTMAN, H. and ÖZCAN S., Minimization of total harmonic distortion in active-loaded differential amplifiers, Electron. Lett. 27, 2381-2383, 1991.
- [6] LEBLEBİCİ, D., Geliştirilmiş bir Ebers-Moll modeli, Rapor 80-14, İ.T.Ü. Elektrik-Elektronik Fak., 1980.
- [7] KUNTMAN, H., Modilled Ebers-Moll model, Electronic Letters, 18,293-294, 1982.
- [8] KUNTMAN, H., Novel modification on SPICE BJT model to obtain extended accuracy, Proc. of IEE Pt-6, 138, 673-678, 1991.
- [9] TEKDEMİR, E., KUNTMAN, H., Yüksek Doğruluklu bir BJT modelinin SPICE Programına katılması, Elektrik Müh. 4. Ulusal Kongresi Bildiri Kitabı, 685-688, DEÜ, İzmir, 1991.



Siniri ÖZCAN 1949 yılında İstanbul'da doğdu. Orta öğrenimini 1967 yılında İstanbul İctisat Lisesinde, Lisans öğrenimini 1971'de İTÜ Mühendislik - Mimarlık Fakültesi'nde, Yüksek Lisans öğrenimini 1974'de İTÜ Elektrik Fakültesi'nde tamamladı. 1989'da Doktor (İTÜ) ünvanını aldı ve aynı yıl Yrd. Doçent oldu. Düşük distorsiyonlu transistorlu devrelerin tasarımı, mikroislemciler ve uzaktan kumanda devreleri konularında çalışan Sadri Özenil, 1973 yılından bu yana İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Yüksek Frekans Tekniği Kürsüsü ve Elektronik Anabilim Dalı'ndan sırasıyla teknisyen mühendis, asistan, araştırma görevlisi ve Yrd. Doç. olarak görev almıştır. Halen aynı yerde öğretim üyesi olarak görevini sürdürmektedir.



H. Hakan KUNTMAN 1949 yılında İstanbul'da doğdu. Orta öğrenimini 1969 yılında İstanbul Alınan Lisesinde, Lisans öğrenimini 1974'de İTÜ Mühendislik - Mimarlık Fakültesi'nde Yüksek Lisans öğrenimini 1977'de İTÜ Elektrik Fakültesi'nde tamamladı. 1982'de Doktor (İTÜ) ünvanını aldı. 1987'de Doçentliğe (İTÜ) yükseldi. Elektronik elemanların modellenmesi, elektronik devrelerin bilgisayarla simülasyonu, tüm devre ve sistem bazında elektronik devre tasarımı ve gerçekleştirilmesi konularında çalışan Hakan Kuntman, 1974 yılından bu yana İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Yüksek Frekans Tekniği Kürsüsü ve Elektronik Anabilim Dalı'ndan sırası ile teknisyen mühendis, asistan, araştırma görevlisi, öğretim görevlisi, yardımcı doçent, doçent ve profesör olarak görev almıştır. Halen aynı yerde öğretim üyesi olarak görevini sürdürmektedir.

CMOS OTA—O SUZGBÇI.ER±NDE KULLANILMAYA YÖNLENEN B±R OTA MAKROMODELİ

H. Hakan KUNTHAN

İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi,
Elektronik Ana Bilim Dalı
80626, Maslak, İstanbul

ÖZET

Bu çalışmada, simetrik CMOS OTA yapılarını içeren aktif süzgeç devrelerinin SPICE simülasyonunda kullanılmaya yönelik bir makromodel önerilmiştir. Makromodelden elde edilen temel OTA karakteristikleri, alt devreler yardımıyla yapılan standart SPICE simülasyonu sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Bunların yanısıra, makromodel ve alt devreler yardımıyla, örnek olarak seçilen bir OTA-C süzgeç yapısı için SPICE simülasyonları yapılmıştır; her iki grup simülasyondan elde edilen sonuçların birbiriyle uyumlu oldukları, ancak geliştirilen makromodel yardımıyla yapılan simülasyonun bilgisayar süresini önemli ölçüde kısalttığı ortaya konmuştur.

1.Giriş

Bilgisayarla devre simülasyonu, elektronik devrelerin ve sistemlerin tasarımında en önemli adımlardan biridir. Tasarımcı, laboratuvar çalışmalarına geçmeden, tasarladığı devrenin davranışını bilgisayar yardımıyla inceleyebilir. İşlemsel kuvvetlendiriciler gibi çok sayıda lineer olmayan devre elemanı içeren yapıtaşlarıyla kurulan devrelerin simülasyonu, yapı karmaşıklıkça, daha uzun simülasyon süreleri gerektirmektedir. Çok sayıda bu tür yapıtaşlarının biraraya getirilmesiyle oluşturulan aktif süzgeçler, osilatörler, kontrol düzenleri gibi elektronik sistemlerin simülasyon sürelerini kısaltmak üzere işlemsel kuvvetlendirici için makromodeler geliştirilmiştir [1-4].

İşlemsel kuvvetlendiricilerden daha geniş bantlı olmaları ve eğimlerinin kontrol edilebilir olması nedeniyle OTA'lar da gittikçe yaygınlaşarak kullanım alanı bulmaktadır. Yine, CMOS teknolojisi ile kolayca tümleştirilebilmeleri nedeniyle, OTA-C aktif süzgeçleri de yaygınlaşmakta ve bu alanda gerek OTA gerekse aktif süzgeç gerçekleştirilmesi için yeni devre topolojileri önerilmektedir [5-7]. Çok sayıda OTA içeren aktif süzgeçlerin simülasyon sürecini kısaltmak açısından, OTA'lar için geliştirilecek bir makromodelin tasarımcıya yararlı olacağı ve zaman tasarrufu sağlayacağı açıktır.

Aktif süzgeç yapılarında kullanılmaya elverişli OTA yapılarından biri olan simetrik CMOS-OTA [8], geniş bantlı olması, eğiminin IA kutuplama akımı ile kontrol edilebilmesi, yapısının tümleştirmeye uygun ve b&sit olması gibi nedenlerden dolayı yaygın bir kullanım alanı bulmakta, OTA-C süzgeç yapılarının yanısıra, analog çarpma devreleri ve yüksek frekans osilatörlerinin gerçekleştirilmesi amacıyla da bu devre yapısından yararlanılmaktadır [9].

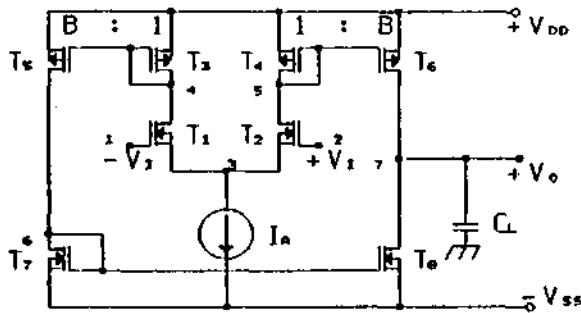
Simetrik CMOS-OTA ile kurulan aktif süzgeç, geniş bantlı osilatör, analog çarpma devresi gibi devrelerin bilgisayarla simülasyonunda, CMOS yapının SPICE MOS devreleri kullanılarak bir alt devre ile modellenmesi halinde oldukça uzun simülasyon süreleri gerekmektedir. Çok sayıda CMOS-OTA içeren sistemlerin analizinde bu süreler daha da artmaktadır.

Simülasyon süresini kısaltmak amacıyla, işlem sel kuvvetlendiricilerdekine benzer şekilde direnç, kondansatör, bağımlı ve bağımsız kaynaklar gibi lineer devre elemanlarından oluşan, nonlineerliğin ise devrede yer alacak diyotlar, bağımlı ve bağımsız kaynaklar yardımıyla temsil edildiği makromodeller geliştirilmesinin ve kullanılmasının büyük yarar sağlayacağı açıktır.

Bu çalışmada, simetrik CMOS-OTA yapılarını içeren aktif süzgeç devrelerinin SPICE simülasyonunda kullanılmaya yönelik bir makromodel önerilmiştir. Makromodelden elde edilen temel OTA karakteristikleri, alt devreler yardımıyla yapılan standart SPICE simülasyonu sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Bunların yanısıra, makromodel ve alt devreler yardımıyla, örnek olarak seçilen bir OTA-C süzgeç yapısı için SPICE simülasyonları yapılmıştır; her iki grup simülasyondan elde edilen sonuçların birbiriyle uyumlu oldukları, ancak geliştirilen makromodel yardımıyla yapılan simülasyonun bilgisayar süresini önemli ölçüde kısalttığı ortaya konmuştur.

2. Simetrik CMOS-OTA yapısı

Aktif süzgeç yapılarının ve geniş bantlı osilatörlerin gerçekleştirilmesinde kullanılan simetrik CMOS-OTA yapısı Şekil-1'de görülmektedir.



Şekil-1. Simetrik CMOS-OTA yapısı:

Simetrik OTA aşağıda verilen karakteristik bağıntılarla tanımlanmaktadır:

OTA'nın eğimi

$$G_m = B \cdot \sqrt{2 \cdot K_n \cdot I_A} \cdot (W/L)_1 \quad (D)$$

çıkış akımının maksimum değeri

$$I_{\text{çıkış}} = -I_{\text{amin}} = -B \cdot I_A \quad (2)$$

gerilim kazancı

$$K_V \approx G_m \cdot R_O \quad (3)$$

baskın kutbu

$$f_d = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_O \cdot (C_{n7} + C_L)} \quad (4)$$

baskın olmayan kutupları

$$f_{nd1} = \frac{g_{mi}}{2 \cdot i_t \cdot C_{n5}} \quad (5)$$

$$f_{nd2} = \frac{2 - 9,7}{11,6} \quad (6)$$

kazanç-band genişliği çarpımı

$$GBW = K_V \cdot f_d \quad (7)$$

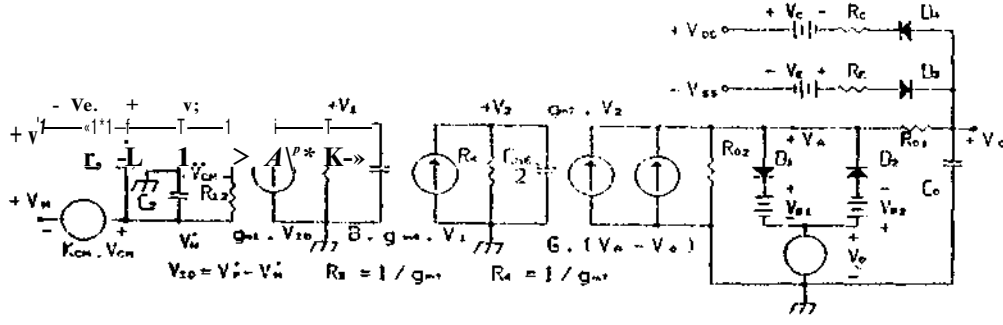
yükselme eğimi

$$YE = \frac{B \cdot I_A}{C_L + C_{n7}} \quad (8)$$

Bu bağıntılarda B büyüklüğü $T_4 - T_5$ ve $T_3 - T_6$ transistörlerinin (W/L) oranlarının birbirine oranını, I_A kutuplama akımını, g_{mi} i numaralı transistörün eğimini, C_{n5} k numaralı düğümüne gelen toplam kapasiteyi, $(W/L)_1$ i numaralı transistörün (W/L) oranını göstermektedir.

Geliştirilecek makromodelin, OTA'nın V_o çıkış geriliminin ve I_o çıkış akımının dalgalanma aralıklarının, eğimini, ortak ve fark işaret davranışını, frekans eğrisini SPICE MOS modelleri kullanılarak oluşturulan alt devrelerle uyumlu bir biçimde modellenmesi gerekeceği açıktır.

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ



Seki 1-2. Geliştirilen lakromodel.

3. Geliştirilen nakromodel

Simetrik CMOSOTA yapısını modellenemk üzere önerilen makromodel Şekil-2'de görülmektedir. Bu devre geliştirilirken DC akım ve gerilim geçiş eğrilerinin, yapının ortak ve fark işaret özelliklerinin, frekans eğrisinin MOS elemanlarla kurulan altdevrenin özellikleri ile uyumlu olması gözönünde tutulmuştur. Eşdeğer devre 4 alt hücreden oluşmaktadır :

1. giriş hücresi,
2. birinci ara hücre,
2. ikinci ara hücre,
3. çıkış hücresi.

Giriş hücresinde simetrikten asimetriğe çevirme işlemi yerine getirilmekte, ayrıca elemanın giriş kapasiteleri, giriş dengesizliği, ortak ve fark işaret özellikleri modellemektedir. Bu hücrede C_1 ve C_s elemanları giriş uçları ile toprak ucu arasındaki kapasiteleri, C_a büyüklüğü giriş uçları arasındaki kapasiteyi, V_{os} giriş dengesizlik gerilimini ve $KCM.VCM$ büyüklüğü de ortak işaret davranışını temsil etmektedir. R_{i1} ve R_{i2} dirençleri numerik analizde ortaya çıkabilecek problemleri gidermek amacıyla giriş uçları ile toprak ucu arasına yerleştirilmiştir.

Birinci ara hücre, baskın olmayan fndi kutbunu belirlemek amacıyla eşdeğer devreye katılmıştır. Seki 1-1'deki 5 düğümünden ileri gelen bu kutup, $1/gm4$ direnç bileşeni ve bu düğüme gelen C_{n5} toplam kapasitesi yardımıyla belirlenmektedir. Hücrenin kazancı $Kv_1 = V_1 / (V_P - V_N) \approx gm_1/gm_4$

olmaktadır. Bu kazanç, girişte yer alan fark kuvvetlendiricisinin gerilim kazancına eşdeğerdir.

İkinci ara hücre, akım aynalama düzenine ilişkin baskın olmayan fnd2 kutbunu belirlemek üzere oluşturulmuştur. Rutuplama akımının B ile çarpılması, $B \cdot gm_4 \cdot v_1$ bağımlı akım kaynağı ile temsil edilmektedir. Hücredeki direnç bileşeni $(1/2 \cdot gm_7)$ şeklinde belirlenmekte, C_a kapasite bileşeni ise Şekil-1'deki devredeki 6 numaralı düğüme gelen toplam kapasiteyi göstermektedir.

Çıkış hücresinde, yapının toplam eğimini modellenen OTA'nın eğimine eşitlemek üzere $gm_7 \cdot V_2$ bağımlı kaynağı yer almaktadır. B_{o1} ve R_{o2} dirençleri ile yapının çıkış direnci, C_o büyüklüğü ile de çıkış kapasitesi temsil edilmektedir. Akım sınırlama işleminin modellenenebilmesi için R_o çıkış direnci, iki parçalı yapılmış, araya D_1 , V_{B1} , V_o , D_2 ve V_{B2} elemanlarından oluşan akım sınırlama düzeni yerleştirilmiştir. $G \cdot (V_o - V_A)$ bağımlı kaynağı, akım sınırlama durumunda $I_o - V_1 D$ karakteristiki giidüzeltelemek amacıyla kullanılmıştır. V_e , R_e , D_a , V_E , R_E ve D_4 elemanları ise yapının gerilim sınırlama özelliğini modellenmektedir. Klasik işlemsel kuvvetlendirici, makromodel ler inden farklı olarak, çıkış hücresinde yer alan diyot elemanları için eşik gerilimi $V = 0.5V$, iletim gerilimi ise $V_D = 0.62V$ olarak belirlenmiştir; diyotların ısı doyma akımları bu değerlere göre belirlenmektedir.

Hakromodelin temel model parametreleri

$$g_{m1} = [K_n \cdot (W/L)_1 \cdot I_A]^{1/2} \quad (9)$$

$$g_{m4} = [K_p' \cdot (W/L)_4 \cdot I_A]^{1/2} \quad (10)$$

$$g_{m5} = B \cdot g_{m4} \quad (11)$$

$$g_{m7} = (K_n' \cdot (W/L)_7 \cdot B \cdot I_A)^{1/2} \quad (12)$$

$$R_o = \frac{2}{(\lambda_p + \lambda_n) \cdot B \cdot I_A} \quad (13)$$

bağıntıları ile verilmektedir. Bu büyüklükler ve bunlara bağlı olarak OTA'nın eğimi, IA kutuplama akımı değiştirilerek istenen bir değere getirilebilir. Ölçekleme işlemi, OTA'nın model kartında yapılmaktadır.

Modelin tüm parametreleri, gerçek bir OTA üzerinde yapılacak ölçümler, yahut MOS modelleri kullanılarak OTA için yapılacak SPICE Simülasyonları yardımıyla belirlenebilir:

1. Kaxının çıkış akımını belirleyen Is1, VBI, Is2 ve VB2 model parametreleri Io = (Vp - VN) değişiminden hareketle,

2. maksimum çıkış gerilimini veren Ve, Re, VB, RE parametreleri ve Ro çıkış direnci Vo = (Vp - VN) gerilim geçişi eğrisi yardımıyla,

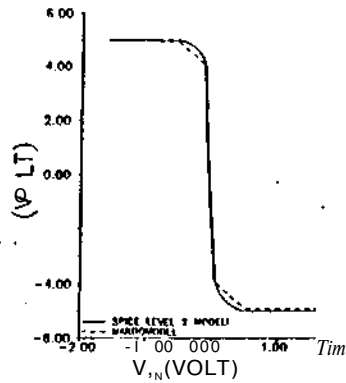
3. Ona' ye Cne kapasiteleri Gw - f frekans'oficisinden hareketle,

4. Co çıkış kapasitesi Kvr - f gerilim kazancı - frekans eğrisinden yararlanılarak,

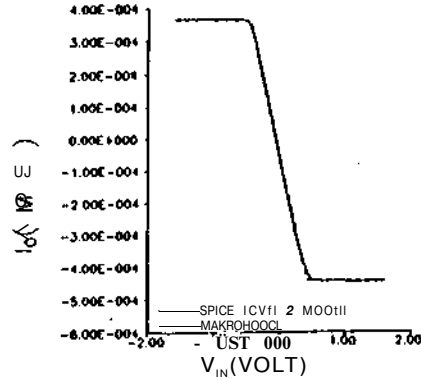
5. «Ji» Ca ve Ca kapasiteleri ise giriş empedansının frekansa bağımlılığından hareketle saptanabilir.

3. Altdevre ve nakronodelle yapılan simülasyonların karşılaştırılması.

Geliştirilen makromodel kullanılarak SPICE simülasyonu ile elde edilen ve DC gerilim geçiş eğrisi, DC akım geçiş eğrisi, eğimin ve gerilim kazancının frekansa bağımlılığını veren eğriler, SPICE LEVEL 2 modeli kullanılarak oluşturulan altdevre yardımıyla yapılan simülasyon sonuçları ile birlikte Şekil-3, Şekil-4, Şekil-5 ve Şekil-6'da verilmiştir.

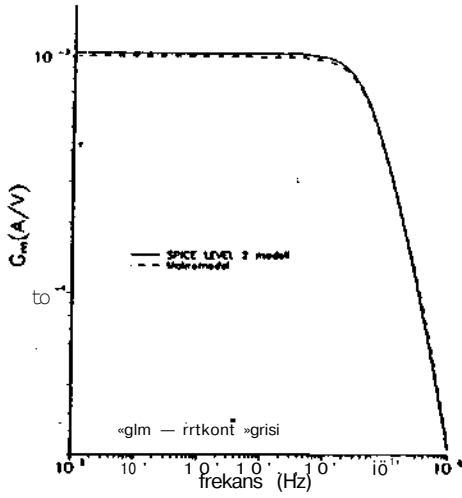


Şelfi 1 -3. DC gerili* geçiş eğrisi.

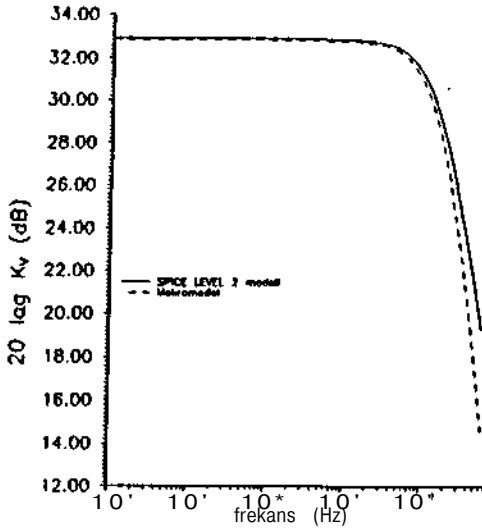


Şekil-4. DC ak» geçiş eğrisi.

Yine alt devre oluşturularak ve makromodel yardımıyla Şekil-7'deki alçak geçiren OTA-C süzgecinin frekans eğrisi çıkartılmış ve Şekil-8'de gösterilmiştir.



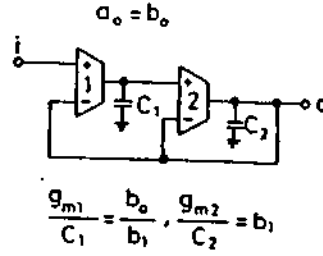
Sekil-5. Eğitin frekansa bağıllığı.



Sekil-6. Serili kazancının frekansa bağıllılığı.

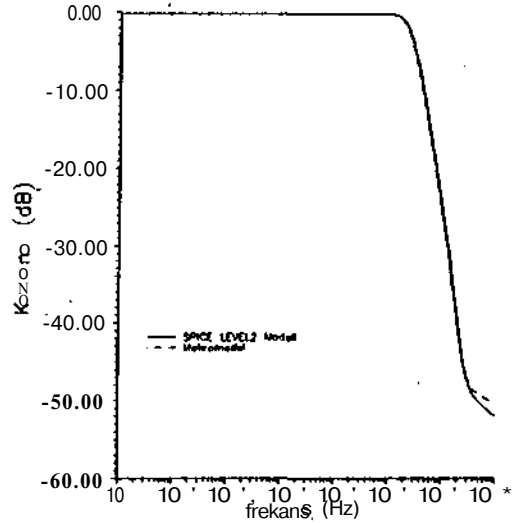
Elde edilen sonuçlar, geliştirilen makromodel yardımıyla yapılan simülasyonun altdevre oluşturularak yapılan simülasyonun sonuçlarıyla uyumlu sonuçlar verdiğini ortaya koymaktadır. Simülasyon sürelerinin karşılaştırılabilmesi amacıyla, seçilen test devrelerinin altdevre ve makromodelle DC, AC ve zaman domeni analizi yapılmış, simülasyon süreleri Tablo-1'de verilmiştir. Tablo-1'deki ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

$$\frac{a_0}{s^2 + b_1 s + b_0}$$



Sekil-7. Akak geçiren OTAC süzgeci.

sonuçlar, makromodelin simülasyon sürelerini önemli derecede kısalttığını ortaya koymaktadır.



Seki 1-8. Alçak geçiren OTA-C süzgecinin frekans eğrisi.

4. Sonuç.

Bu çalışmada, simetrik CMOS OTA yapılarını içeren aktif süzgeç devrelerinin SPICE simülasyonunda kullanılmaya yönelik bir makromodel önerilmiştir. Makromodelden elde edilen temel OTA karakteristikleri, alt devreler yardımıyla yapılan standart SPICE simülasyonu sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Sonuçlar, önerilen modelin devre tasarımı için gerekli olan doğruluğu simülasyon süresi tasarrufu ile birlikte sağladığını göstermektedir.

TABİJÜ-1. MnkttmodoJ ve ulhdevre ile ynpı.lmı sieniilm'you Kümlerinin karşı.]»çt:ır.ı.lawsı.

ANALİZ	DC	AC	ZALIAH IXJİHLİ
SPICJv LEVEL 2	24U.19sn	22.G3saı	172.4V.IT,,
Makronodel	67.78saı	13.35fiiı	31.0 ini

Hakrotncdelin verdiği sonuçların altdevre ile yapılan simülasyonlarla iyi bir uyumluluk göstermesi, buna karşılık makromodelin simülasyon sürelerini önemli derecede kısaltmasının devre tasarımcısına büyük kolaylık sağlayacağı kolayca fark edilebilir. Bu açıdan bakıldığında, yapılan çalışmanın devre tasarımı bakımından önemli bir yenilik getireceği ve OTA içeren büyük sistemlerin analizini önemli oranda taşlandıracığı açıktır.

KAYNAKLAR

- [1] BOYLE, G.X., COHN, .«.«., PEDERSON, O.O. and SOLOMON, J.E., MacrosDdeling of integrated circuit operational amplifiers, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 9, 353-363, 1974,
- [2] SANCHEZ-SINELICIO, E and HAJEHSKI, H.L., A nonlinear »acromodel of operational as»plifiers in the frequency domain, IEEE, Trans. Circuit Syst., 26, 395-402, J779.
- [3] PEREZ-VERDU, B., IIUERTAS, J.S. and RDDRjffUEZ-VASQUEZ, A., A nen tiee-doaain op-anp «acronodel using threshold functions and digitally controlled network elements, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 23, 959-971, 1988.
- [4] PEIC, R.V., Simple and accurate nonlinear «acronodel for operational anpüifiers, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 26, 896-899, 1991.
- [5] ŞAHSEN, H.K.C., A large-signal very low distortion trnsconductor for high-frequency continuous-ti« filters , IEEE Journal of Solid-State Circuits, 26, 946-955, 1971.
- [6] HILSON, G. and CHAH, P.K., Coaparison of four CHOS transeonduetors for fully integrated analogue fi Her applications, IEE Proc.-G, 138, 683-688, 1991.
- [7] ACJW, C, ftNoftY, F. and KUHTMfN, H., On the reaalmtion of OTA-C fil ters, International Journal

of Circuit İheory and Applications, (accepted for publication, 1993).

[8] ŞAHSEN, U., Advanced analog design, Notes of Intensive Summer Course on CHUS-VLSI Design, SHISS Federal Institute of Technology, Larişanne, 1989.

[9] LHARES-BARRFİHCO, B., RODRIGUEZ-VAZQUEZ, A. and SANCHEZ-SINELICIO, E., CMOS 01A-C high frequency sinusoidal oscillators, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 26, 160-165, 1991.



II. Hakan KUTUHAM 1949 yılında İstanbul'da doğdu. Orta öğrenimini 1969 yılında İstanbul Alian Lisesi'ntle, lisans öğrenimini 1974'de İTÜ Mühendislik - Hııarlık Fakültesi'nde, yüksek lisans öğrenimini 1977'de İTÜ Elektrik Fakültesinde tamamladı. 1982'de doktor (İlÜ) ünvanını aldı. 1987'de doçentliğe (İTÜ) , 1993'de de profesörlüğe (İTÜ) yükseltildi. Elektronik ple»naların «odeİlenmesi, elektronik devrelerin bilgisayarla simülasyonu, tündevre ve siste» bazında elektronik devre tasarımı? gerçekİPETirilcisi konularında çalışan Hakan k.unt«an, 1971 yılından bu yana İTÜ Elektrik-Elektronik Fskültesi Elektronik ve Vükçek Frekans Tekniçi Kürrüsü ve Elektronik Ana Bilim Dalı'nda sırasıyla trkülsyen fülüendis, asistan, arastıma görevlisi, öğretim görevlisi, yardımcı doçent, doçent ve profesör olarak görev almıştır. Halen aynı yerde öğretim üyesi olarak görevini sürdürmektedir.

YÜKSEK DOĞRULUKLU BİFCR JFET MCK)ELİ

H. Hakan KUNTHAN

İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi
Elektronik Arma Bilim Dalı
80626, Maslak, istanbul

ÖZET

Bu çalışmada, JFET"lerdeki kanal bom modülasyonunun modellenmesinin iyileştirilmesi ve çıkış iletkenliğinin elemanın gerçek davranışına uygun bir biçimde temsil edilmesini sağlamak amacıyla yeni bir bağıntı önerilmiştir. Bağıntı, elemanın çıkış iletkenliğini doyma bölgesi içerisinde savak-kaynak geriliminin fonksiyonu olarak vermektedir. önerilen bağıntı yardımıyla hesaplanan çıkış özeğrilerinin ve çıkış iletkenliği-savak-kaynak gerilimi değişimlerinin ölçü sonucu elde edilecek değişimlerle uyumlu oldukları gösterilmiştir.

1. Giriş

Yüksek değerli giriş direnci göstermesi, jonksiyonlu alan etkili tranzistoru işlemsel kuvvetlendiriciler gibi büyük giriş direncine gereksinme gösteren yapı blokları için vazgeçilmez bir eleman durumuna getirmiştir. Tümdevre yapısı içerisinde, bipolar tranzistorlarla birlikte gerçekleştirilmeye uygun olmaları nedeniyle, daha çok p kanallı elemanlardan yararlanılmaktadır; bunun yanısıra, ayırık devre ve sistem tasarımında n knnnlı elemnnlnrn da yer verilmekle, düşük disLoraiyonlu osiJal.or yapıları, düşük sürüklenmeli enstrümantasyon kuvvetlendiricisi. ,geniş bantlı ayırıcı kat tasarımı ve video kuvvetlendiricisi gerçekleştirilmesi gibi uygulama alanlarında JFEf'ler yaygın bir ku l lan im alan ı bu lmaktadır.

Anaiog devrelerin simülasyonu açısından BJT, MOSF gibi lineer olmayan devre elemanlarının çıkış iletkenliğinin elemanın gerçek davranışını yansıtacak biçimde modellenmesinin önem taşıdığı, daha önce yapılan çeşitli çalışmalarda gösterilmiştir [1-7].

Bu çalışmada, JFET'lerdeki kanal boyu modülasyonunun modellenmesinin iyileştirilmesi ve çıkış iletkenliğinin elemanın gerçek davranışına uygun bir biçimde temsil edilmesini sağlamak amacıyla yeni bir bağıntı önerilmiştir. Bağıntı, elemanın çıkış iletkenliğini doyma bölgesi içerisinde savak-kaynak geriliminin fonksiyonu olarak vermektedir. önerilen bağıntı yardımıyla hesaplanan çıkış özeğrilerinin ve çıkış iletkenliği-savak-kaynak gerilimi değişimlerinin ölçü sonucu elde edilecek değişimlerle uyumlu oldukları gösterilmiştir. Bunun yanısıra, önerilen modelin doğruluğu, basit bir devre yapısı üzerinde devrenin simülasyon sonucu elde edilen harmonik distorsiyonu özelliklerinin ölçü sonuçlarıyla karşılaştırılması ve bunların birbirleriyle uyumlu olduklarının gösterilmesiyle de ispatlanmıştır.

Standart SPICE. JFFT modelindf hnnnl boyu n<Xii losyonu gooniol.riU bir yaklaşımla modelendiğinden ve doyma bölgesinde çıkış iletkenliğini savak-kaynak geriliminden bağımsız olarak verdiğinden [0-9], bu model yapılan çalışmada önerilen modelin doğruluğunu sağlamamaktadır. Bu açıdan bakıldığında, yapılan çalışmanın

$$I_D = I_{Dsat} \cdot [1 + \theta \cdot (V_{DS} - V_p)]$$

bağıntıları ile ifade edilebilir.

$$\theta = \frac{1}{V_{DS} - V_p} \cdot \left(\frac{I_D}{I_{Dsat}} - 1 \right)$$

eşitliği elde edilir. Bu eşitlikte θ büyüklüğü

$$\theta = \frac{-K}{1-m} \quad (9)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. (8) bağıntısındaki θ ve m büyüklükleri, kanal boyu modülasyonunu modellemek üzere klasik SPICE modelinde kullanılan A. parametresinin yerini alan iki yeni model parametresidir. Bu iki parametre JFET üzerinde yapılacak ölçümlerle elde edilecek θ - V_{DS} değişiminden hareketle kolaylıkla belirlenebilmektedir.

(8) eşitliğinin JFET'in akım - gerilim ilişkisini veren Shichman - Hodges bağıntısına uygulanması halinde, I_D savak akımı kesim, doymalı çalışma ve doymasız çalışma bölgeleri için sırasıyla

$V_{OB} - V_p > 0$ için

$$I_D = I_{Dsat} \cdot \left[1 + \theta \cdot (V_{DS} - V_p) \right]^m$$

$0 < V_{OB} - V_p < V_{DB}$ için

$$I_D = I_{Dsat} \cdot \left[1 + \theta \cdot (V_{DS} - V_p) \right]^m \cdot \left(\frac{V_{DS} - V_p}{V_{DB} - V_p} \right)^n$$

$$I_D = I_{Dsat} \cdot \left[1 + \theta \cdot (V_{DS} - V_p) \right]^m \cdot \left(\frac{V_{DS} - V_p}{V_{DB} - V_p} \right)^n \cdot \left(\frac{V_{DS} - V_p}{V_{DB} - V_p} \right)^p$$

(11)

$0 < V_{DS} < V_{ae} - V_p$ için

$$I_D = I_{Dsat} \cdot \left[1 + \theta \cdot (V_{DS} - V_p) \right]^m \cdot \left(\frac{V_{DS} - V_p}{V_{DB} - V_p} \right)^n \cdot \left(\frac{V_{DS} - V_p}{V_{DB} - V_p} \right)^p \cdot \left(\frac{V_{DS} - V_p}{V_{DB} - V_p} \right)^q$$

$$I_D = I_{Dsat} \cdot \left[1 + \theta \cdot (V_{DS} - V_p) \right]^m \cdot \left(\frac{V_{DS} - V_p}{V_{DB} - V_p} \right)^n \cdot \left(\frac{V_{DS} - V_p}{V_{DB} - V_p} \right)^p \cdot \left(\frac{V_{DS} - V_p}{V_{DB} - V_p} \right)^q \cdot \left(\frac{V_{DS} - V_p}{V_{DB} - V_p} \right)^r$$

(12)

Kanal boyu modülasyonunun eleman karakteristikleri üzerine etkisi doymalı çalışma bölgesinde görülmektedir. Doymalı ve doymasız çalışma bölgelerinin sınırında $V_{OS} - V_p = V_{DS}$ olduğundan, (11) bağıntısındaki kanal boyu modülasyonu terimi "1" değerini alır ve savak akımı bağıntısının bu iki bölge için sürekliliği sağlanmış olur. Akım - gerilim bağıntısından V_{DS} savak - kaynak gerilimine göre kısmi türev alınarak elde edilen çıkış iletkenliği bağıntısının da sürekliliğini sağlamak üzere, fiziksel bir anlamı olmamasına rağmen, doymasız çalışma bölgesine ilişkin akım - gerilim bağıntısına da kanal boyu modülasyonu terimi katılmıştır.

(8) bağıntısından kolayca fark edilebileceği gibi, V_{DS} savak - kaynak geriliminin sıfıra gitmesi durumunda $V_{DS} = 0$ büyüklüğü ve bununla da kanal boyu modülasyonu terimi sonsuza gitmektedir. Bu durumun nümerik analizde yaratacağı ıraksama problemini gidermek üzere, doymasız çalışma bölgesine ilişkin (12) bağıntısında kanal boyu modülasyonu ifadesi bu ifadenin $V_{OS} = V_p$ noktasındaki seri açılımı ile değiştirilmiş ve

$$\left(\frac{V_{DS} - V_p}{V_{DB} - V_p} \right)^p \ll 1$$

olduğu kabulü ile yüksek dereceli terimler ihmal edilmiştir. Bu şekilde, kanal boyu modülasyonunun etkili olmadığı doymasız bölge bağıntısına sadece çıkış iletkenliğinin sürekliliğini sağlamak amacıyla katılan kanal boyu modülasyonu teriminin düşük V_{DS}

gerilimlerinde neden olacağı ıraksama problemleri önlenmiş olmaktadır.

Kanal boyu modülasyonu ifadesinin ve bunun seriye açılımının

önemli bir yenilik getireceği, geliştirilen modelin SPICE simülasyon programına katılmasıyla JFET içeren devrelerin simülasyonunda daha doğru sonuçlar elde edileceği açıktır.

2. Klasik Model

SPICE simülasyon programında ileri yönde çalışma bölgesi ($V_{DS} \leq 0$) için savak akımı aşağıdaki bağıntılarla karakterize edilmektedir:

$V_{OB} - V_P \leq 0$ için

$$i_D = 0 \quad (D)$$

$0 < V_{OB} - V_P < V_{ba}$ için

$$I_D = \beta \cdot (V_{GS} - V_P)^2 \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS}) \quad (2)$$

$0 < V_{DB} < V_{os} - V_P$ için

$$I_D = \beta \cdot [2 \cdot (V_{GS} - V_P) \cdot V_{DS} - V_{DS}^2] \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS}) \quad (3)$$

Bu bağıntılarda V_P JFET'in kısılma gerilimi, β geçiş iletkenliği parametresi ve A da kanal boyu modülasyonu parametresidir. A kanal boyu modülasyonu parametresi bipolar tranzistordaki Early geriliminin tersine eşdeğerdir ve $1/V$ boyutundadır. (2) bağıntısı, doyma bölgesi için sonlu, ancak V_{DS} savak-kaynak geriliminden bağımsız ve sabit bir çıkış direnci verir. Eleman üzerinde yapılan ölçmeler, elemanın çıkış direncinin savak-kaynak geriliminin de bir fonksiyonu olduğunu ortaya koymaktadır. Bu

açıdan bakıldığında, klasik modelin elemanı temsil etmede yetersiz kalacağı ve harmonik distorsiyonu analizi gibi yüksek doğruluk isteyen durumlarda hatalı sonuç vereceği açıktır.

3. önerilen Model

Doyma bölgesinde çalışma için bir JFET'in çıkış iletkenliği, K bir çarpan, m büyüklüğü bir üs olmak üzere

$$g_{DS} = K \cdot I_{Doat} \cdot V_{DS}^{-m} \quad (4)$$

bağıntısı ile verilebilir. Bu bağıntıdaki i_{Ds} doyma akımı

$$I_{Doat} = P - (V_{GS} - V_P)^2 \quad (5)$$

eşitliği ile tanımlanmaktadır. (4) bağıntısının integralinin alınması ile I_D savak akımı

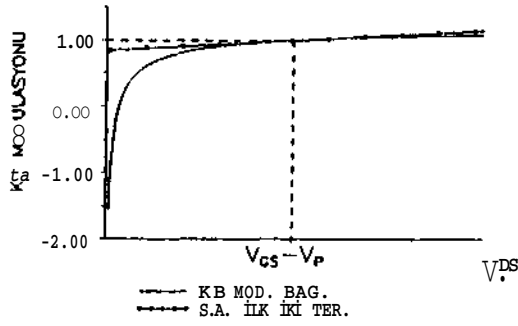
$$I_D = \frac{1}{1-m} \cdot K \cdot I_{Doat} \cdot V_{DS}^{1-m} + C \quad (6)$$

biçiminde ifade edilebilir. Doyma bölgesi ve doymasız çalışma bölgeleri arasındaki sınır şartlarından hareket edilirse, başka bir deyişle $V_{DS} = V_{os} - V_P$ de $I_D = I_{Dmax}$ olacağı dikkate alınırsa, C integrasyon sabiti

$$C = I_{Doat} - \frac{K \cdot I_{Dmax}}{1-m} \cdot (V_{GS} - V_P)^{-m} \quad (7)$$

şeklinde belirlenebilir. (7) bağıntısının (6) da yerine konmasıyla, I_D savak akımı doyma bölgesi için

iki teriminin V_{DS} gerilimi ile değişimleri Şekil-1'de verilmiştir.



Şekil-1. Kanal boyu modülasyonu bağıntısının ve bunun teri acılıhuun ilk iki teriminin savak-kaynak gerilisi ile değişimi.

4. Deneysel Doğrulama.

Önerilen bağıntının doğruluğu, sabit bir V_{GS} değeri için hesapla ve ölçü yoluyla elde edilen $I_D - V_{DS}$ ve $g_{ds} - V_{DS}$ değişimleri karşılaştırılarak ve birbirleriyle uyumlu oldukları ortaya konarak gösterilmiştir. Test elemanı olarak BF 245 tipi n kanallı bir JFET seçilmiştir. Bu elemana ilişkin model parametreleri ölçü yoluyla

$$V_P = -3.36V, \quad \theta = 1.17BVV^2,$$

$$\theta = 0.4V^{-1}, \quad n = 1.56,$$

$$X = 0.0154 V^{-1}$$

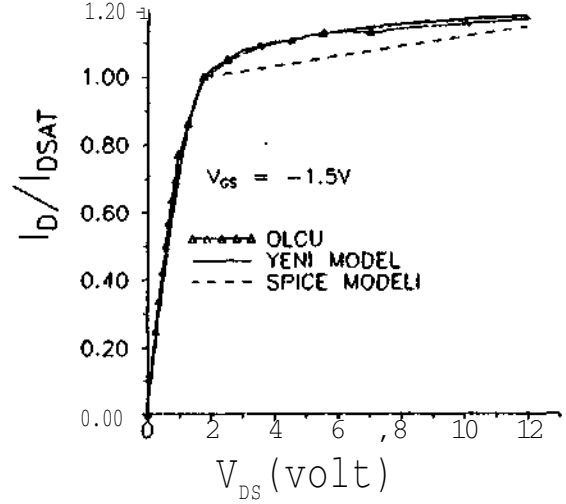
olarak belirlenmiştir. Konvansiyonel A. parametresi, geliştirilen modelle klasik SPICE JFET modelinin karşılaştırılabilmesi amacıyla simülasyonda kullanılmak üzere verilmiştir.

Önerilen modelden ve klasik SPICE JFET modelinden elde edilen sonuçlar, deneysel sonuçlarla birlikte Şekil-2 ve Şekil-3'de görülmektedir.

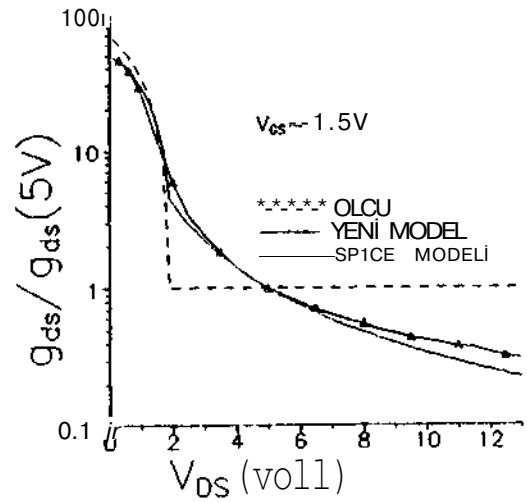
Şekil-2 ve Şekil-3'den fark edilebileceği gibi, yeni model yardımıyla elde edilen $I_D - V_{DS}$ ve $g_{ds} - V_{DS}$ değişimleri deneysel sonuçlarla uyumlu olmaktadır. Klasik SPICE JFET modeli ise V_{DS} geriliminden bağımsız bir $g_{os} - V_{DS}$ ilişkisi vermekte, bu nedenle çıkış

586

özgeğrisi doyma bölgesinde sabit eğimli bir değişim göstermektedir ki, bu da ölçü sonuçlarına göre önemli oranda bir sapmaya neden olmaktadır. Şekillerden kolayca fark edilebileceği gibi, önerilen bağıntının kullanılmasıyla bu aksaklığın ortadan kalkacağı ve JFET'in davranışının daha doğru olarak temsil edileceği açıktır.

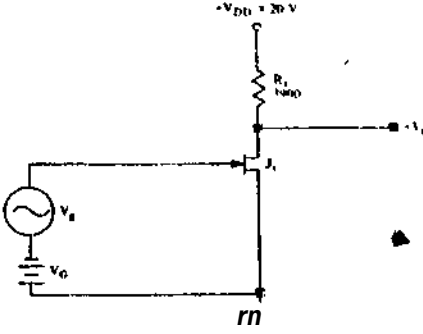


Şekil-2. Sabit geçit-kaynak gerilisi için teorik ve deneysel yoldan elde edilen normalite çıkış bözeğrisi.



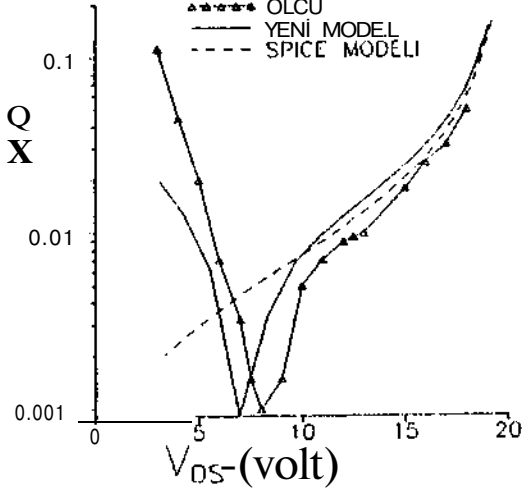
Şekil-3. Sabit geçit-kaynak gerilisi için teorik ve deneysel yoldan elde edilen normalize çıkış iletkenliği savak-kaynak gerilisi bağıntıları.

Modelin doğruluğu, Şekil-4'deki basit JFET'li kuvvetlendiricinin harmonik distorsiyonu özellikleri üzerinde de gösterilmiştir.



Sekil-4. Basit JFET'li kuvvetlendirici.

Devrenin çıkış işaretindeki toplam harmonik distorsiyonu THD'nin VDS savak- kaynak gerilimine bakımlılığı her iki model yardımıyla hesaplanmış ve ölçü sonuçları ile birlikte Sekil-5'de verilmiştir. Şekil-5'den fark edilebileceği gibi,



Sekil-5. Basit JFET'li kuvvetlendiricide THD toplam harmonik distorsiyonunun çalışma noktasına bağımlılığı.

belli, bir Vbsciopt çalışma noktasında (TUL) bir minimumdan geçmektedir. Bu minimum noktasında HD2 ikinci harmonik distorsiyonu sıfırdan geçmekte ve T1 iü birinci derecede 1D3

üçüncü harmonik distorsiyonu tarafından belirlenmektedir. Geliştirilen model yardımıyla THD'nin minimum olduğu noktanın beliric-nebilmesiiK? karşılık, klasik model bu aşadarı bakıldığında yetersiz kalmaktadır. Bu yetmezlik, klasik modelde kanal boyu modülasyonunun geometrik Harly gerilimi yaklaşımıyla temsil edilmesinden ileri gelmektedir.Şekil-5'den kolayca görülebileceği gibi, JFET'in karesel özelliğinin baskın olduğu yüksek VDS değerlerinde her iki modelin ölçü sonuçları ile uyumlu olmalarına karşılık, kanal boyu modülasyonundan ileri gelen lineer olmamanın baskın olduğu düşük VDS değerlerinde klasik model hatalı sonuç vermektedir.

3. Sonuç.

JFET'lerde kanal boyu modülasyonunun önlenmesini düzeltmek ve bilgisayarla devre simülasyonu ut idadaha doğru sonuçlar elde edebilmek üzere yeni bir model bağlantısı önerilmiştir. Elemanın gerçek davranışı ile uyumlu olması nedeniyle, önerilen bağıntı çıkış iletkenliğinin gerilime bakımlılığını ve buna baSli olarak elemanın çıkış karakteristiğini doğru olarak modellemektedir.

Dağıntının SPICE JFET modeline katılımacı halinde, kanal boyu modülasyonundan ileri gelen lineer olmamanın birinci derecede etkili olduğu harmonik distorsiyonu analizi gibi durumlarda JFET içeren devrelerin simülasyonunun daha doğru olarak yapılabileceği açıktır.

KAYNAKLAR

- [1] KUNTUM, H, Modified Ebers-Moll model, Electronics Letters, 18, 293-271, 1982.
- [2] LEBLEBİCİ D, Geliştirilmiş bir Ebers-Holl »odeli, Rapor 80.14 , İTÜ Elektrik Fakültesi, Elektronik ve Yüksek Frekans Tekniği Kürsüsü, 1980.
- [3] KUNİÜAN, II, Application of «odified Ehers-Holl SPİÇİ to nonlinçir distortion analysjc of tranzistor asplifİRs, Electronics Letters, 1?, 126127, 1983.
- [A] KUKULİTN, H, Kovel »odification on SPICE BJT model to obtain estsnded accuracy, Proc. of IEE Pt-B,118 , 673-67B, 19V1.

- [5] ÖZCAN,S., Tranzistorlu gerili» kuvvetlendiricilerinde geüstirilsis Ebers-tloll •odelinin sinisus distorsiyon şartına uygulanaası, Doktora Tezi, İTÜ Fen Bilisleri Enstitüsü, 1989.
- [6] POKER,i.A. and LANE H.A., An enhanced SPICE MOSFET •odel suitable for analogue applications, IEEE Transactions on CAD,11 ,1418-1425, 1992.
- [7] KUNTHAN,H., İproved representation of «channel-length modulation in junction field-effect transistors, (accepted for publication) Int. Journal of Electronics, 1993.
- [8] SHICHHAN H. and HODGES D.A., Model ing and simulation of insulated gate field-effect transistors, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 3,285-289,1966.
- [9] NAGEL,L.N., SPICE2: a computer program to simulate semiconductor circuits, Research Laboratory Rep. NO ERL-H520, University of California, Berkeley, 1975.



H. Hakan KUNTAN 1949 yılında istanbul'da doğdu. Orta öğrenişini 1969 yılında istanbul Alsan Lisesi'nde, lisans öğrenişini 1974'de İTü Mühendislik - Hisarlık Fakültesi'nde, yüksek lisans öğrenişini 1977'de İTü Elektrik Fakültesinde tasasladi. 1982'de doktor (İTü) unvanını aldı. 1987'de doçentliğe (İTü) , 1993'de de profesörlüğe (İTü) yükseltildi. Elektronik elemanların simülasyonu, elektronik devrelerin bilgisayarla simülasyonu, tımdere ve sistes bazında elektronik devre tasarısı ve gerçekteştirilmesi konularında çalışın Hakan Kuntan, 1974 yılından bu yana İTü Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektronik ve Yüksek Frekans Tekniğı Kürsüsü ve Elektronik Ana Bilis Dalı'nda sırasıyla teknisyen sühendis, asistan, araştırma görevlisi, öğretiş görevlisi, yardımcı doçent, doçent ve profesör olarak görev alsıtır. Halen aynı yerde öğretiş üyesi olarak görevini sürdürsektedir.