

YÜKSEK FREKANSLI HABERLEÞME DEVRELERÝ ÝÇÝN, TOPLU - DAĐINIK, KARMA ELEMANLI ARABAĐLAÞIM MODELLERÝNÝN BÝLGÝSAYAR DESTEKLÝ TASARIMI

COMPUTER-AIDED DESIGN OF LUMPED-DISTRIBUTED, MIXED ELEMENTS INTERCONNECT MODELS FOR HIGH-FREQUENCY COMMUNICATION NETWORKS

Ahmet SERTBA^a

Bilgisayar Mühendisliğ Bölümü
Ýstanbul Üniversitesi, 34850, Avcýlar, Ýstanbul
e-mail: asertbas@istanbul.edu.tr.

ÖZ

Bu makalede, özellikle yüksek frekanslarda gerçekteleme güçlüđüne bir çözümler olarak arabađlantýlarýn dođru modellerinin belirlenmesi amacıyla bilgisayar destekli yeni bir nümerik algoritma sunulmuştur. Bu çalıřma ile birlikte önerilen karma, toplu ve dađınyk elemanly kayıpsız arabađlařım (interconnect) modelleri, yöntemin etkinliđ göstermek için, UHF anten uyumlařtırma ve tek katly mikrodalga kuvvetlendirici ön ve son dengeleyici tasarımlarýnda kullanılmýřtır.

ABSTRACT

This paper gives a CAD tool to model the interconnect networks with mixed, lumped and distributed elements encountered in high frequency analog RF design and mobile communication implemented on MMIC. In this study, a very useful and flexible method for the circuit designer in high frequency/ high speed realizations is presented.

It is expected that the proposed technique presented in this paper when incorporated with an simulation tools like Spice, will be useful to model, analyse the interconnects in the design of high speed / high frequency communication systems.

Anahtar Kelimeler: *Yüksek Frekans, Toplu-Dađılymýř Arabađlantý Modelleri, CAD teknikler*

1. GÝRÝř

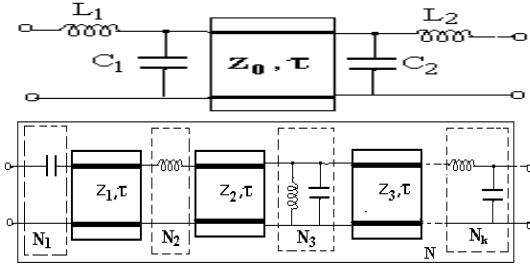
Son yıllarda, analog ve dijital devrelerin ayný çip üzerinde gerçeklendiđ, yüksek hýzly ve yüksek frekansly, minyatürize haberleřme sistemlerinin hýzla geliřmesi, daha dođru bilgisayar destekli tasarým (CAD) tekniklerine olan ihtiyacy dođurmuştur [1-3]. Bu yüzden, özellikle önümüzdeki yüzyýlda artan yüksek frekans ihtiyacy ile karřy karřýya kalacak analog RF

ve MMIC (Monolitik Mikrodalga Entegre Devre) tasarýmcyлары, arabađlařım modellerini belirlemede, bu tekniklere daha fazla ilgi göstermeleri beklenmektedir. Öte yandan, analog devre tasarýmcyлары tarafından çok iyi bilinmektedir ki, tek çip üzerinde yüksek frekansly devre tasarýmýnda karřyлаpýlan en büyük problemlerden biri, fiziksel arabađlařım modellerini oluřturmuştur. Önceleri, basitlik açýsýndan, arabađlařım bir kapasite elemanı ile modellemek yeterli

olurken, son zamanlarda gittikçe minyatürleşen mobil haberleşme sistemleri daha kompleks modellere olan ihtiyacı artırmıştır. Böylelikle, aradağaçım modellemede kullanılan ve sadece toplu elemanlarla oluşturulan modeller, yerini, dağınık elemanları da içeren karma elemanlı modellere bırakmıştır. Karma elemanlı aradağaçım modelleri, özellikle gerçekleştirilmede ortaya çıkan fiziksel parametrelerin tasarım konfüğürasyonuna dahil edilebilmesini sağlayarak daha makul sonuçlara imkan vermektedir.

Yüksek frekanslı analog RF devrelerinde, toplu elemanların aradağaçımlarında karđılaşılacak tipik bir model, ^a ekil 1a. daki gibi verilebilir. Burada, karakteristik empedansı Z_0 ve gecikmesi τ olan bir transmisyon hattı ile fiziksel uzunluk; sonlandırma kapasiteleri (C_1, C_2) ile parazitik ve diğer süreksizlik etkiler; seri endüktanslar (L_1, L_2) ile de her iki uçtaki kısa bağlantıları (bond-wire) simgelenebilir. Daha kompleks bir aradağaçım modeli Ekil 1b.'de görölmektedir.

(a)



(b)

- ^a ekil 1. a) Yüksek frekanslı analog RF devreler için kullanılabilecek basit bir aradağaçım modeli.
b) Daha kompleks bir model.

Ayrıca, Ekil 1b.de görölen, daha genel aradağaçım modeli, özellikle mikrodalga kuvvetlendiricileri için dengeleyici devre tasarımında da kullanılabılır. Bilindiği gibi, tek-katlı bir mikrodalga kuvvetlendiricide kaynaktan – yüke güç aktarımını maksimize etmek için tasarlanan ön ve son dengeleyiciler, kaynak-

aktif eleman ve aktif eleman-yük arasındaki aradağaçım modelleri olarak da düöünülebilir.

Özellikle, MMIC olarak gerçekleştirilen mikrodalga uyumlattırma devrelerini karma elemanlar (toplu ve dağınık) kullanarak tasarlamak, fiziksel gerçekleştirilmede çok daha pratiktir. Bu nedenle, daha önceki yayınlarmızda, basit merdiven devre topolojileri için, karma elemanlı uyumlattırıcı devre tasarımında kullanılan yayı analitik bir metod tanımlanmıştır [4-10]. Bu çalışmada ise, yüksek frekanslı haberleşme devreleri için aradağaçım modellenmesinde yararlanılabilecek umduğum nümerik bir yöntem sunulmuştur.

2. ARADAĞAÇIM MODELLERİNİN İKİ-DEĞİPKENLİ SAÇILMA TANIMLAMASI

Çok iyi bilindiği gibi, Ekil 1b' de gösterilen karma, toplu eleman ve eğit uzunluklu transmisyon hatlarından oluşan genelleştirilmiş kayıpsız iki katlı devre iki değipkenli saçılma matrisi ile tanımlanabilir.

$$S(p, I) = \frac{1}{g(p, I)} \begin{pmatrix} h(p, I) & sf(-p, -I) \\ f(p, I) & -sh(-p, -I) \end{pmatrix} \quad (1)$$

Burada, p toplu elemanlı alt devreyi; λ ise dağınık elemanlı alt devreyi (sadece transmisyon hatlarından oluşan) karakterize eden kompleks frekans değipkenleridir ($\lambda = \tanh(p\tau)$; τ transmisyon hattı gecikme süresi, σ unimodular bir sabit). (1)'deki saçılma matrislerini oluşturan iki-değipkenli kanonik polinomlar katsayılar formunda tanımlanmıştır:

$$h(p) = \sum_{i=0}^{n_h} h_i p^i, \quad g(p) = \sum_{i=0}^{n_g} g_i p^i, \quad f(p) = \sum_{i=0}^{n_f} f_i p^i \quad (2)$$

$$h_i(p) = \sum_{k=0}^{n_p} h_{ik} p^k, \quad g_i(p) = \sum_{k=0}^{n_p} g_{ik} p^k, \quad f_i(p) = \sum_{k=0}^{n_p} f_{ik} p^k,$$

Burada, n_p ve n_k sırasıyla toplu ve dağınık eleman sayılarını göstermektedir. (2) de verilen h_{ik} ve g_{ik} katsayıları karma elemanlı

iki kapılı oluşturan toplu ve dağınık elemanların bağlantı düzeni (connectivity information) ile belirlenebilir[5].

Pekil 1b' de verilen karma elemanlı iki-kapılı devre yapısından kolaylıkla görüleceği gibi, devrenin transmisyon sınıfları; toplu elemanlar için orijinde ($p=0$) ve sonsuzda ($p=\infty$), dağınık elemanlar (birim eleman) için $j\omega$ ekseninde ($\lambda=\pm 1$)'de oluşmaktadır. Bu yüzden, transmisyon sınıfları ayrı ayrı yapılarak karma elemanlı iki kapılı tek deşkenli saçılma parametreleri cinsinden tanımlanması mümkündür.

Karma elemanlı iki kapılı devreden orijindekiler ($p=0$) hariç tüm transmisyon sınıflarının yokedildiği varsayımı yapılsa, tipik bir alçak-geçiren toplu elemanlı prototip (seri L, paralel C) elde edilebilir. Bu durumda, elde edilen prototipi tanımlayan saçılma matrisi $S_L(p)$ Belevitch formunda (3)'deki gibi simgelenir.

$$S_L(p) = \frac{1}{g_L(p)} \begin{pmatrix} h_L(p) & sf_L(-p) \\ f_L(p) & -sh_L(-p) \end{pmatrix} \quad (3)$$

Diğer yandan, karma, toplu ve dağınık elemanlı yapıdan sonsuzda bulunanlar haricinde kalan bütün transmisyon sınıfları yokedilirse, tipik bir yüksek-geçiren toplu elemanlı prototip (seri C, paralel L) elde edileceği kolaylıkla görülebilir. Benzer bir şekilde, elde edilen prototipi tanımlayan saçılma matrisi $S_H(p)$ (4)'deki gibi simgelenir.

$$S_H(p) = \frac{1}{g_H(p)} \begin{pmatrix} h_H(p) & sf_H(-p) \\ f_H(p) & -sh_H(-p) \end{pmatrix} \quad (4)$$

Sonuç olarak, karma elemanlı iki kapılı toplu elemanlar yokedildiğinde (orijine ve sonsuzdaki trans. sınıfları), tipik kaskad transmisyon hatlarından ($j\omega$ ekseninde trans. sınıfları, $\lambda=\pm 1$) oluşan dağınık elemanlı prototip elde edilir. Sonuç

dağınık elemanlı iki kapılı, (3 ve 4)' de yapıldığı gibi, saçılma matrisi $S_D(\lambda)$ ile tanımlanabilir.

$$S_D(I) = \frac{1}{g_D(I)} \begin{pmatrix} h_D(I) & sf_D(-I) \\ f_D(I) & -sh_D(-I) \end{pmatrix} \quad (5)$$

3. NÜMERİK TASARIM YÖNTEMİ (CAD)

Yöntemin temeli, (3, 4 ve 5)'de verilen tek deşkenli saçılma matrislerinden faydalanarak (1)'deki iki deşkenli saçılma matrisini $S(p, \lambda)$ elde etmeye dayanmaktadır. Nümerik yöntem, aşağıda verilen algoritma ile daha detaylı olarak tanımlanabilir.

Algoritma:

Girişler :

- Toplu eleman sayısı, n_p
- Dağılım eleman (birim eleman) sayısı, n_λ .
- Alçak-geçiren toplu merdiven prototipi simgeleyen $h_L(p)$ polinomu katsayıları
- Yüksek-geçiren toplu merdiven prototipi simgeleyen $h_H(p)$ polinomu katsayıları
- Kaskad bağlı birim elemanlardan oluşan dağınık elemanlı prototipi simgeleyen $h_D(\lambda)$ polinomu katsayıları
- Toplu prototiplerin transmisyon sınıflarını belirleyen $f_L(p)$ ve $f_H(p)$ polinomları.

Algoritmanın ilk adımında, tek tür eleman içeren toplu ve dağınık devre prototipleri üretilmiştir. Bu prototipleri üretmek için, Yarman ve Carlin tarafından geliştirilen Basitleştirilmiş Reel Frekans Tekniği [13,14] kullanılmıştır. İkinci adımda, Fettweis tarafından geliştirilen Cebrik Ayrıştırma Tekniğinden yararlanarak prototip devreler en basit şekilde ayrıştırılmışlardır. Üçüncü adımda, ayrıştırma sonucu elde edilen basit iki kapılılar istenilen sırada kaskad bağlanarak sonuç karma elemanlı iki-kapılı devre elde edilmiştir. Algoritmanın son adımında ise, uygun bir optimizasyon algoritması kullanılarak araştırma modeli tasarlanmıştır.

Adým 1: Toplu merdivenler (alçak-geçiren ve yüksek-geçiren tip) ve dağıymış elemanlı prototip için kayıpsızlık þartları kullanılarak, aþaðıda verilen quadratik formdaki denklemler yardımıyla $g_L(p)$, $g_H(p)$ ve $g_D(\lambda)$ Saçılma Hurwitz polinomlarının hesapla.

$$\begin{aligned} G_L(p^2) &= g_L(p)g_L(-p) = h_L(p).h_L(-p) + f_L(p)f_L(-p) \\ G_H(p^2) &= g_H(p)g_H(-p) = h_H(p)h_H(-p) + f_H(p)f_H(-p) \\ G_D(\lambda^2) &= g_D(\lambda)g_D(-\lambda) = h_D(\lambda)h_D(-\lambda) + f_D(\lambda)f_D(-\lambda) \end{aligned} \quad (6)$$

Bu amaçla, $G_L(p^2)$, $G_H(p^2)$ ve $G_D(\lambda^2)$ polinomlarının köklerini bul. $g(p)$, $g_H(p)$ ve $g_D(\lambda)$ polinomlarının Strictly Hurwitz olacak þekilde oluşturmak için bu köklerden sol yarı düzlemde kalanları seç.

Adým 2: Fettweis'in Ayırım Tekniğini [12] kullanarak toplu merdivenler ve kaskad birim elemanlı dağıymış prototipi, en basit formu (tek transmisyona sýfır içeren devre) elde edinceye kadar ayırır. Böylelikle $T_{Li}(p)$, $T_{Hi}(p)$ ve $T_{Di}(\lambda)$ ile simgelenen basit transmisyona sýfırların içeren ayrıştırılmış iki-kapılıların transfer saçılma matrisleri elde edilir.

Adým 3: Ayırım sonucu elde edilen transmisyona sýfırların, önceden belirlenen bir düzende istenildiği gibi bağayarak karma elemanlı iki kapılının transfer saçılma matrisini oluştur. Aþaðıda, örnek olarak seçilen düzende bağanarak elde edilen karma elemanlı iki-kapılının transfer saçılma matrisi görülmektedir.

$$T(p, \lambda) = T_{L1}(p)T_{D1}(\lambda)T_{H1}(p) \\ T_{D2}(\lambda).T_{L2}(p).T_{D3}(\lambda).T_{H2}(p).....$$

Adým 4: $h_L(p)$, $h_H(p)$ ve $h_D(\lambda)$ polinom katsayılarının serbest parametre seçerek, karma elemanlı iki kapılının (bir aradañlantı modeli) güç kazancını T , uygun bir algoritma kullanarak, optimize et.

$$T = \frac{(1-|S_G|^2)(1-|S_L|^2)|f|^2}{|g - hS_G + \delta S_L h_* - S_G g|^2} \quad (7)$$

Burada, S_G ve S_L uyumlaştıran kaynak ve yük devrelerine ait yansıma katsayılarının; h , g ve f ise sonuç iki-kapılının kanonik polinomlarının simgelemektir ($\sigma = \pm 1$).

Önemli noktalar:

1. Sonuçta elde edilen karma, toplu eleman ve eþit uzunluklu transmisyona hatlı kayıpsız iki kapılı topolojisini belirleyen ve (1)'de görülen $f(p, \lambda)$ polinomu aþaðıdaki gibi verilebilir.

$$f(p, \lambda) = (1 - \lambda^2)^{n_\lambda / 2} f_H(p) f_L(p)$$

Pekçok pratik durumda, $f_L(p)=1$, $f_H(p)=p^k$ olarak seçmek uygundur. Bu seçim, MMIC olarak basit konfügurasyon gerçeklemeye karlı gelir.

2. Aradañlantıları (interconnects) modellemek için, ona karlı düþen ölçüm datasının elde edilmesi gereklidir ki optimizasyon algoritması ile simüle edilebilsin.

3. Transformatör kullanmaksızın karma elemanlı iki kapılı ile karlılaşmak için, toplu merdiven devreler alçak-geçiren ve yüksek-geçiren prototipler olarak seçilmiştir.

4. UYGULAMA

Bu çalışmada sunulan yöntem, MMIC olarak gerçekleştirilecek toplu ve dağıymış elemanlı bir UHF anten uyumlaştırma devresi ve tek-katlı mikrodalga kuvvetlendirici tasarımlarına uygulanmıştır. Bilindiği gibi, tekil uyumlaştırma problemi, reel (saf direnç) bir kaynaktan kompleks bir yüke maksimum güç ($S_G = 0$) transferidir. Bu açıdan bakılırsa, ele alınan her iki uygulama, birer tekil uyumlaştırma problemi olarak düþünülebilir ve 50 Ω sonlandırma için tasarlanmıştır.

Örnek 1.

Bu uygulama, $w_1 = 0.6$ (6 Ghz) ile $w_2 = 1.4$ (Ghz) normalize frekans bandında UHF anten için bir uyumlaştırma devresi (aradañlantı devresi) tasarımına ilipkindir. Gerçek frekansta ölçülen UHF anten

empedansına ait veriler aşağıdaki tabloda sunulmuştur.

Bu uygulamada, aradaçlıpım devre modeli olarak, 4 toplu eleman ve 4 birim eleman (UEs) içeren karma elemanlı devre seçilmiştir ($n_p=4$, $n_\lambda=4$). Buna ilaveten, karma yapının transmisyon sifirlerinin ikisini orijinde ($p=0$), diğer ikisini de sonsuzda ($p=\infty$)'da, yani $f_L(p)=1$, $f_H(p)=p^2$ olarak öngörümüştür. Tek tür elemandan oluşturulan prototip devreleri (alçak-geçiren, yüksek-geçiren toplu merdiven ve birim elemanlı devreler) tanımlayan $h_L(p)$, $h_H(p)$ ve $h_D(\lambda)$ polinomları aşağıdaki gibi verilebilir:

$$h_L(p) = h_{L0} + h_{L1}p + h_{L2}p^2,$$

$$h_H(p) = h_{H0} + h_{H1}p + h_{H2}p^2,$$

$$h_D(\lambda) = h_{D0} + h_{D1}\lambda + h_{D2}\lambda^2 + h_{D3}\lambda^3 + h_{D4}\lambda^4.$$

Transformatörden bağımsız karma elemanlı yapı elde edilebilmesi için, $h_{L0}=0$, $h_{H2}=1$ ve $h_{D0}=0$ olarak seçilmiştir. Yukarıda tanımlanan algoritmayı kullanarak karma elemanlı iki kapılının güç kazancının maksimum yapmak temel amaçtır. Bu amaçla h_{L1} , h_{L2} , h_{H0} , h_{H1} , h_{D1} , h_{D2} , h_{D3} , h_{D4} bilinmeyen parametrelerin başlangıç değerleri ± 1 seçilmiş ve iki kapılının çevrimsel güç kazancı LMS algoritmasına dayanan bir yöntem kullanılarak (Levenberg Marquard) optimize edilmiştir

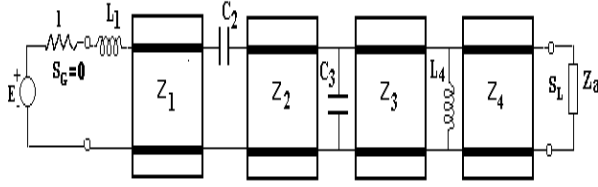
Optimizasyon sonucunda, toplu ve dağınık elemanlı prototipleri karakterize eden polinomlar Tablo 2'de, belirlenen karma, toplu ve dağınık elemanlı UHF Anten uyumlattırma devresi Pekil 2.'de, elde edilen performans karakteristiği Pekil 3.'de görülmektedir.

Tablo 1. UHF anten yükünün ölçüm datası

Frekans	0.575	0.6	0.75	1.0	1.125	1.25	1.375	1.5	1.625	1.75
R_L	12	7	1.3	0.93	1.07	1.17	1.07	0.93	0.83	0.72
X_L	6	-6.5	-1.7	-0.38	-0.25	-0.30	-0.38	-0.34	-0.31	-0.26

Tablo 2. Prototip devrelerin kanonik polinomları ve sonuç karma elemanlı devreye ait katsayı matrisleri

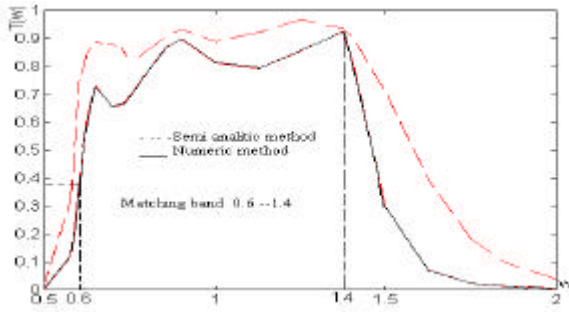
<p>Alçak-geçiren toplu prot: $h_L(p)=0.2083p+0.2956p^2$; $g_L(p)=1+0.7966p+0.2956p^2$; $f_L(p)=1$</p>	<p>Karma, toplu ve dağınık elemanlı aradaçlıpım modelini tanımlayan Katsayı Matrisleri</p> $\Delta_h = \begin{bmatrix} 1.4518 & -0.3824 & -3.6550 & -0.0395 & -0.3929 \\ 1.0591 & 7.2127 & 0.7534 & -17.6492 & 0.2502 \\ 1.3776 & 6.8776 & 10.6015 & 11.5608 & -16.6843 \\ 0.2083 & 5.4421 & 14.9716 & 9.5907 & 14.9817 \\ 0.2956 & 0.6690 & 4.0268 & 8.7685 & 2.0008 \end{bmatrix}$ $\Delta_g = \begin{bmatrix} 1.4518 & 4.7162 & 3.9548 & 0.4870 & 0.3929 \\ 2.0063 & 14.0091 & 28.1716 & 18.4460 & 0.6226 \\ 2.3776 & 14.3308 & 37.7305 & 45.5888 & 17.0979 \\ 0.7966 & 6.7737 & 22.9863 & 27.0431 & 18.9641 \\ 0.2956 & 0.6690 & 4.0268 & 8.7685 & 2.0008 \end{bmatrix}$
<p>Yüksek-geçiren toplu prot: $h_H(p)=1.4518 + 1.0591p$; $g_H(p)=1.4518+2.0063p+p^2$ $f_H(p)=p^2$</p>	
<p>Birim elemanlı dağınık prototip $h_D(\lambda) = 3.2202\lambda - 1.4612\lambda^2 - 5.5168\lambda^3 - 12.6698\lambda^4$; $g_D(\lambda) = 1 + 7.0774\lambda + 17.8598\lambda^2 + 21.2457\lambda^3 + 12.7092\lambda^4$; $f_D(\lambda) = (1 - \lambda^2)^2$</p>	



ekil 2. UHF Anten Uyumlaştırma Devresi

Normalize Eleman Değerleri :

$$[L_1=1.005, C_2=0.326, C_3=0.588, L_4=1.056, Z_1=0.56, Z_2=7.46, Z_3=0.77, Z_4=1.49, \tau = 0.45]$$

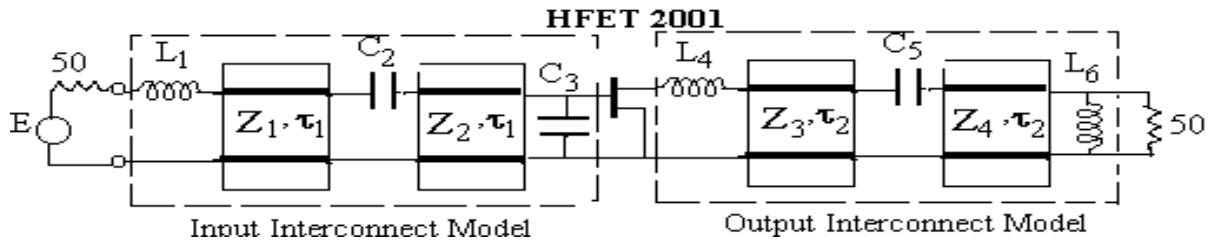


ekil 3. Performans Karakteristiği

Örnek 2.

Tek katlı FET kuvvetlendirici için, ölçüm sonuçları parametreleri [5]'de verilen HFET2001 tranzistorü aktif eleman olarak seçilmiştir. Bu örnekte, giriş (ön dengeleyici) ve çıkış (son dengeleyici) aradañantı devre modeli olarak 2 birim eleman, 3 toplu eleman kullanılmıştır, i.e. $n_\lambda=2$ and $n_p=3$.

Transmisyon sıfırları $f_L(p)=1$, $f_H(p)=p$ giriş aradañantı modeli, $f_L(p)=1$, $f_H(p)=p^2$ çıkış aradañantı modeli için seçilen toplu elemanlı prototiplerin topolojilerini belirler.



ekil 4. Tek Katlı Mikrodalga Kuvvetlendirici

$$[L_1 = 0.8458, C_2 = 2.9378, C_3 = 0.7477, L_4 = 0.7251, C_5 = 0.6413, L_6 = 4.0725$$

Tablo 3. Giriş ve Çıkış Prototiplerini tanımlayan h parametreleri

Giriş Aradañayım Modeli

$$h_L(p)=h_{L0}+h_{L1} p+ h_{L2} p^2,$$

$$h_H(p)=h_{H0}+h_{H1} p$$

$$h_D(\lambda)=h_{D0}+h_{D1}\lambda+h_{D2}\lambda^2$$

Çıkış Aradañayım Modeli

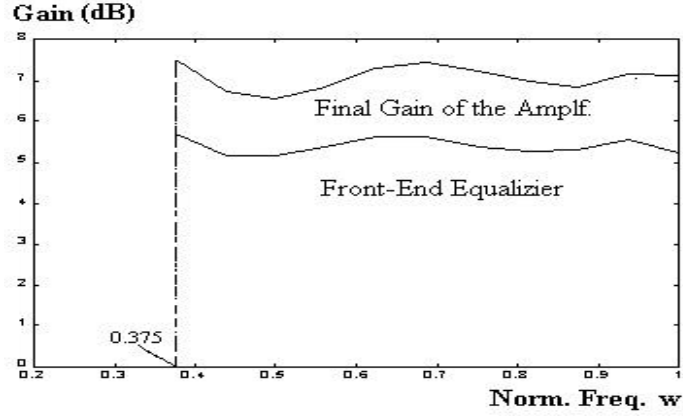
$$h_L(p)=h_{L0}+h_{L1} p,$$

$$h_H(p)=h_{H0}+h_{H1} p+ h_{H2} p^2,$$

$$h_D(\lambda)=h_{D0}+h_{D1}\lambda+h_{D2}\lambda^2.$$

Gerçeklemenin transformörden bağımsız olabilmesi için, h_{L0} , h_{D0} ve h_{H2} parametrelerinin $h_{L0}=0$, $h_{D0}=0$ ve $h_{H2}=0$ olarak seçilmeleri gereklidir. Bilinmeyen parametreler h_{L1} , h_{L2} , h_{H0} , h_{H1} , h_{D1} , h_{D2} katsayıları iki-kapılı transfer güç kazancını maksimize edecek şekilde optimize edilerek belirlenir. Optimizasyon i'leminde, Mat-Lab'de geliştirilmiş bulunan kısıtsız Levenberg Marquard LMS algoritması kullanılmıştır.

Optimizasyon i'leminde, Mat-Lab'de geliştirilmiş bulunan kısıtsız Levenberg Marquard LMS algoritması kullanılmıştır. Optimizasyon sonucu elde edilen ve giriş/çıkış aradañantı modellerini tanımlayan katsayılar Tablo 4'te verilmiştir. Sonuçta karşılaşılan tek-katlı mikrodalga kuvvetlendirici gerçekleştirilmesi ve performans karakteristiği sırasıyla Şekil 4 ve Şekil 5'te görülmektedir.



a ekil 5. Kuvvetlendiricinin Performans Karakteristiği

Tablo 4. Optimizasyon Sonucu elde edilen Katsayılar

Giriş Aradañayım Modeli	Çıkış Aradañayım Modeli
Alçak-geçiren prototip: $h_{L1}=0.049, h_{L2}=0.316, g_{L1}=0.796, g_{L2}=0.316$	Alçak-geçiren prototip: $h_{L1}=0.9111, g_{L1}=0.3625$
Yüksek-geçiren prototip: $h_{H0}=0.170, g_{H0}=0.170$	Yüksek-geçiren prototip: $h_{H0}=0.191, h_{H1}=0.657, g_{H0}=0.191, g_{H1}=0.902$
Dağınyık Prototip $h_{D1}=1.22, h_{D2}=-1.084, g_{D1}=2.540, g_{D2}=1.47$	Dağınyık Prototip $h_{D1}=0.711, h_{D2}=-0.486, g_{D1}=2.175, g_{D2}=1.112$
Karma elemanlı Giriş Aradañayım Devresini Tanımlayan Kanonik Polinomlar $g(p, \ddot{e}) = p^T \ddot{E}_g \ddot{e}; \quad \text{where, } p^T = [1 \ p \ p^2 \ p^3]$ $h(p, \ddot{e}) = p^T \ddot{E}_h \ddot{e}; \quad \lambda^T = [1 \ \lambda \ \lambda^2]$	
$\Lambda_g = \begin{bmatrix} 0.1702 & 0.2236 & 0.0593 \\ 1.1272 & 2.797 & 1.5252 \\ 0.7967 & 2.0658 & 2.0391 \\ 0.3162 & 0 & 0.8092 \end{bmatrix}$	$\Lambda_g = \begin{bmatrix} 0.1915 & 0.1724 & 0 \\ 0.9025 & 1.6205 & 0.5917 \\ 1.089 & 2.6836 & 1.5408 \\ 0.3625 & 0.5307 & 0.5792 \end{bmatrix}$
$\Lambda_h = \begin{bmatrix} 0.1702 & -0.098 & -0.0593 \\ 0.1272 & 1.2428 & -1.0341 \\ 0.0491 & 2.0658 & 0.1256 \\ 0.3162 & 0 & 0.8092 \end{bmatrix}$	$\Lambda_h = \begin{bmatrix} 0.1915 & -0.1724 & 0 \\ 0.6569 & 0.2166 & -0.5917 \\ 0.089 & 1.2198 & -0.0569 \\ 0.3625 & 0.5307 & 0.5792 \end{bmatrix}$

5. SONUÇLAR

Bu çalışmada; yüksek frekanslı haberleşme devrelerinde kullanılan karma, toplu ve dağınık elemanlı kayıpsız iki kapılı aradağaçım modellerinin oluşturulabilmesi için, genelleştirilmiş bir nümerik algoritma sunulmuştur. Bu yöntem, daha önce yayınladığımız yarı-analitik tekniğe göre tasarımcıya daha fazla esneklik sağlamak ve karma elemanlı iki kapılı band-geçiren karakterde olması durumunda doğrudan olarak bir transformatörle sonlandırılması zorunluluğu giderilmiş olmaktadır. Bu özellik, pratik gerçekleştirme açısından son derece önemli bir avantaj getireceği açıktır.

KAYNAKÇA

1. Long J.R., Miles A., 'Modeling, characterization and design of monolithic inductors for silicon RFICs', in Proceedings of Custom Integrated Circuits Conference (CICC), 1996, pp.185-188.
2. McShane E., Trivedi M., Xu Y., Khandelwal P., Mulay A and Shenai K. 'One-chip wonders', IEEE Circuit & Devices, The Optoelectronics Magazine, vol.14, no.5, Sept. 1998, pp. 35-42.
3. Maloberti F.' Design of high speed analog circuits for mobile communications ' in Proceedings of Int'l Conference on Microelectronics', vol.2, September 1997, pp.673-680.
4. Yarman B.S.and Aksen A., 'An integrated design tool to construct lossless matching networks with mixed lumped and distributed elements for matching problems', IEEE Trans. Circuits and Systems, vol.39, pp.713-723, Sept. 1992,.
5. Aksen A., 'Design of lossless two ports with mixed, lumped and distributed elements for Broadband Matching', PhD.Dis., Lehrstuhl fuer Nachrichtentechnik, Ruhr-Universitaet Bochum, 1994.
6. Aksen A. and Yarman B.S.: 'A semi-analytical procedure to describe lossless two-ports with mixed lumped and distributed elements', IEEE Int. Symp. On Circuit and Systems, vol.5-6, pp.205-208, 1994.
7. Sertbağ A., 'Description of Generalized Lossless Two -Ports Ladder Networks with Two-variable', PhD. dissertation, Istanbul University, 1997.
8. Aksen A. and Yarman B.S.: 'Cascade Synthesis of Two-Variable Lossless Two-Port Networks of Mixed, Lumped Elements and Transmission Lines: A semi-analytical procedure', NDS-98, Poland, July 12, 1998.
9. Sertbağ A., Yarman B.S. and Aksen A.: 'Explicit two-variable description of a class of band-pass lossless two-ports with mixed, lumped elements and transmission lines', NDS-98, Poland, July 12, 1998.
10. Sertbağ A., Aksen A. and Yarman B.S.: 'Construction of Some Classes of Two-Variable Lossless Ladder Networks with Simple Lumped Elements and Uniform Transmission Lines', IEEE

Sunulan bu tekniğin, özellikle mikrodalga kuvvetlendirici için giriş/çıkış aradağaçım modelleri (ön/son uyumlaştırıcı devre) ve yüksek hızlı / frekanslı mobil haberleşme altsistemi olarak gerçekleştirilebilen analog RF devrelerinin tasarım ve modellenmesinde pratik açıdan (MMIC gerçekleştirme) yararlı olacağı ümit etmekteyim.

TEŞEKKÜR

Bu çalışmada bana her türlü desteklerini sağlayan, halen İTÜ Üniversitesi Rektörü olarak bulunan Prof. Dr. Südyk Yarman'a ve aynı üniversitede öğretim üyesi yapan Doç. Dr. Ahmet Aksen'e teşekkürü bir borç bilirim.

Asia-Pacific Conference, Thailand, November 24-27, 1998.

11. Sertba° A., Aksen A. and Yarman B.S.: 'Construction of analog RF circuits with lumped and distributed components for high speed/ high frequency mobile communication MMICs', ECCTD'99 , Stresa-Italy, August 29-September 2, 1999.
12. Fettweis A., 'Factorization of transfer matrices of lossless two-ports', IEEE Trans. Circuit Theory, vol.17,, pp.86-94 Feb.1970.
13. Yarman B.S., 'A Simplified Real Frequency Technique for broadband matching complex generator to complex loads', RCA Review, vol.43, pp.529-541, Sept.1982.
14. Yarman B.S and Carlin H.J., 'A Simplified Real Frequency Technique applied to broadband multistage microwave amplifiers', IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 30 pp. 2216-2222, Dec.1982.