

İMMİTANS TABANLI VERİ MODELLEME METODU İLE GENİŞBAND MİKRODALGA KUVVETLENDİRİCİ TASARIMI

Ali KILINÇ¹ Hacı PINARBAŞI² Metin ŞENGÜL³ Sıddık YARMAN⁴

^{1,2,4}İşık Üniversitesi, ³Kadir Has Üniversitesi, İstanbul
¹e-posta: akilinc@isikun.edu.tr ²e-posta: hp@isikun.edu.tr
³e-posta: msengul@khas.edu.tr ⁴e-posta: yarman@isikun.edu.tr

Anahtar sözcükler: Mikrodalga Kuvvetlendiricileri; Devreler ve Sistemler

ÖZET

Bu bildiri, immitans tabanlı veri modelleme metodu kullanılarak genişbandlı bir mikrodalga kuvvetlendirici tasarım algoritması sunulmuştur. Bu bağlamda, öncelikle, aktif elemanın giriş ve çıkış sonlandırma devreleri, reel frekans tekniği kullanılarak elde edilmiştir. Sonra, bu sonlandırma devreleri, giriş ve çıkış uyumlaştırma devrelerinin sentezi için immitans tabanlı veri modelleme metodu kullanılarak modellenmiştir. Söz konusu tasarım algoritması, tek katlı genişbandlı bir BJT kuvvetlendiricisi tasarımında uygulanmıştır. Önerilen tasarım algoritmasının, MMIC genişband mikrodalga kuvvetlendirici tasarımlarında uygulama alanı bulacağı düşünülmektedir.

1. GİRİŞ

Haberleşme sistemlerinin tasarımında ve geliştirilmesinde temel problemlerden biri, verilen elemanın, sisteme, mümkün olan en geniş frekans bandında optimum performans elde edilebilmesi amacıyla kuplaj devreleri vasıtasıyla uyumlaştırılmasıdır. Bu problem, özünde, verilen karmaşık empedansların uyumlaştırılması için dengeleyici devrelerin tasarımını gerektirir ve literatürde empedans uyumlaştırma veya dengeleme olarak bilinir.

İmmittans tabanlı veri modelleme metodu, mikrodalga kuvvetlendirici tasarımında başarıyla uygulanabilir [1]. [1] de belirtildiği gibi, mikrodalga kuvvetlendirici tasarımı problemi Tip 2 sınıfına dahildir. Genişbandlı bir mikrodalga kuvvetlendirici tasarımı sırasında, Carlin 'in Reel Frekans Doğru Parçaları Tekniği kullanılarak, aktif elemanın optimum sonlandırma empedanslarının nokta nokta değeri üretilebilir [2-5]. Sonra, elde edilen sonlandırmalara ait veri, immitans tabanlı veri modelleme metodu ile modellenir. Son olarak, giriş ve çıkış dengeleyici devreleri için bulunan pozitif reel immitanslar sentezlenir.

Bu nedenle, bu bildiri, öncelikle, immitans tabanlı veri modelleme metodu özetlenmiş, bölüm 3 'de, Genelleştirilmiş Reel Frekans Tekniği (GRFT) 'den bahsedilmiş, son olarak önerilen tasarım algoritması örneklendirilmiştir.

Bu bildiri anlatılan işlem, kolaylıkla, toplu ve/veya dağılımı eleman içeren mikrodalga kuvvetlendirici tasarımlarına genişletilebilir.

2. İMMİTANS TABANLI VERİ MODELLEME METODU [1]

Herhangi bir rasyonel pozitif reel immitans fonksiyonu $F(s)$, aşağıdaki gibi minimum ve Foster kısımlarına ayrılabilir;

$$F(s) = F_m(s) + F_f(s) \quad (1)$$

burada $s = \sigma + j\omega$ karmaşık frekans değişkeni, $F_m(s)$ $j\omega$ -ekseni üzerinde olmayan kutupları içeren kısım, ve $F_f(s)$ sadece $j\omega$ -ekseni üzerindeki kutupları içeren kısımdır. $j\omega$ -ekseni üzerinde aşağıdaki denklem yazılabilir;

$$\begin{aligned} F(j\omega) &= R(\omega) + jX(\omega) \\ F_m(j\omega) &= R_m(\omega) + jX_m(\omega) \\ F_f(j\omega) &= jX_f(\omega) \end{aligned} \quad (2)$$

Açıkça görülüyorki,

$$\begin{aligned} R(\omega) &= R_m(\omega) \\ X(\omega) &= X_m(\omega) + X_f(\omega) \end{aligned} \quad (3)$$

$F_m(s)$ pozitif reel minimum olduğundan ve $j\omega$ -ekseni üzerinde kutup içermediğinden, sanal kısım $X_m(\omega)$ ile reel kısım $R_m(\omega)$ arasında aşağıdaki Hilbert dönüşümü ilişkisi vardır;

$$X_m(\omega) = H\{R(\omega)\} \quad (4)$$

burada $H\{. \}$ Hilbert dönüşümü işlemini ifade eder.

İmmittans tabanlı veri modelleme tekniğinin özü, verilen verinin, minimum ve Foster kısımlarına ayrılmasıdır. Bu nedenle, modelleme işlemi iki ana adım ile gerçekleştirilir: Minimum ve Foster kısımlarının modellenmesi.

Minimum kısmı modellemek için, reel kısım verisine, bir analitik form $R(\omega^2)$ uydurmak yeterlidir. Daha sonra, Gewertz prosedürü kullanılarak, genel minimum fonksiyonu $F(s)$ kolaylıkla elde edilebilir [4].

Reel kısım yapıları, uyumlaştırma devreleri iletim sıfırlarının seçimine bağlı olarak sınıflandırılır. Eğer

$$R(\omega^2) = \frac{N(\omega^2)}{D(\omega^2)} \text{ ise, } N(\omega^2) \text{ 'nin sıfırlarına bağlı}$$

olarak, reel kısımlar aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$\text{Form-A} \quad N(\omega) = \omega^{2k}$$

$$\text{Form-B} \quad N(\omega) = \omega^{2k} \prod_{p=1}^m (\omega^2 - \omega_p^2)^2$$

Form-C

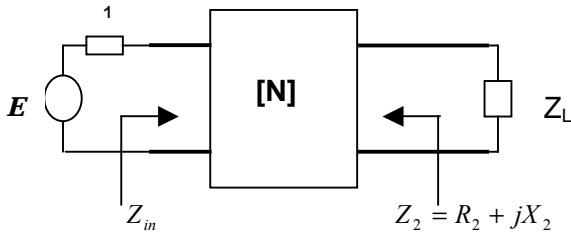
$$N(\omega) = \omega^{2k} \prod_{p=1}^m (\omega_p^2 - \omega^2)^2$$

$$\prod_{i=1}^{m_r} (\sigma_i^2 + \omega^2) \prod_{r=1}^{m_r} \left\{ \sigma_r^4 + 2\sigma_r^2 (\omega^2 + \beta_r^2) + (\omega^2 - \beta_r^2)^2 \right\}$$

Yukarıdaki formlardan uygun olanı, verilen $R(\omega)$ verisi gözönüne alınarak seçilecektir. Ölçülmüş veriden, Foster kısmını tam olarak elde edebilmek için, Hilbert dönüşümü ilişkisi kullanılarak $X_m(\omega)$ oluşturulmalıdır [3]. Sonuç olarak, minimum immitans ve Foster fonksiyonlarının uygun analitik formları, eğri uydurma veya interpolasyon algoritmaları yoluyla elde edilir ve sentezlenir.

3. GENELLEŞTİRİLMİŞ DOĞRU PARÇALARI TEKNİĞİ (KARMAŞIK BİR YÜKÜN REZİSTİF BİR KAYNAĞA UYUMLAŞTIRILMASI)

Şekil 1 'de görülen tek uyumlaştırma devreli düzenlemeyi ele alalım.



Şekil 1: Tek uyumlaştırma problemi

Yük empedansı Z_L ve dengeleyicinin çıkış empedansı Z_2 , reel ve sanal kısımları ile şu şekilde yazılabilir,

$$\begin{aligned} Z_L(j\omega) &= R_L(j\omega) + jX_L(j\omega) , \\ Z_2(j\omega) &= R_2(j\omega) + jX_2(j\omega) , \end{aligned} \quad (5)$$

Buradaki temel fikir, Şekil 2 'de gösterildiği gibi, bilinmeyen reel kısım $R_2(\omega)$ 'nın parçalı lineer yaklaşım

kullanılarak, düz doğru parçaları birleşimi olarak yazılmasıdır.

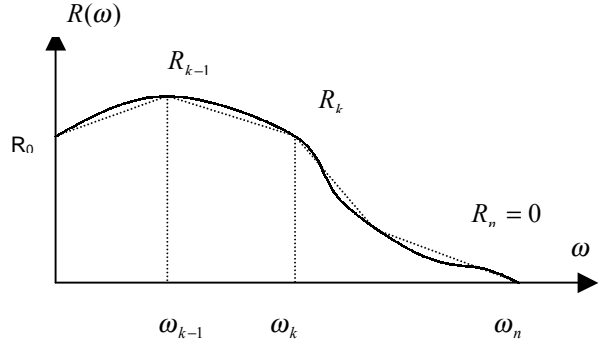


Figure 2: Reel kısım için doğru parçaları yaklaşımı

$$R_2(\omega) = R_0 + \sum_{i=1}^n a_i(\omega)R_i, \quad X_2(\omega) = \sum_{i=1}^n b_i(\omega)R_i \quad (6)$$

(6) denklemindeki $a_i(\omega)$ katsayıları, aşağıdaki gibi örnekleme frekansları $(\omega_i, i = 1, 2, 3, \dots, n)$ türünden şu şekilde yazılabilir:

$$a_i(\omega) = \begin{cases} 1 & \omega \geq \omega_i, \\ \frac{\omega - \omega_{i-1}}{\omega_i - \omega_{i-1}} & \omega_{i-1} \leq \omega \leq \omega_i, \\ 0 & \omega \leq \omega_{i-1}, \end{cases}$$

(6) denklemindeki $b_i(\omega)$ katsayıları, Hilbert dönüşümü kullanılarak şu şekilde ifade edilebilir:

$$b_i(\omega) = \frac{1}{\pi(\omega_i - \omega_{i-1})} \int_{\omega_{i-1}}^{\omega_i} \ln \left| \frac{y + \omega}{y - \omega} \right| dy$$

Genelleştirilmiş Reel Frekans Tekniğinde (GRFT), $Z_2(j\omega)$ şöyle tanımlanabilir;

$$Z_2(j\omega) = R_2(\omega) + j[H\{R_2(\omega)\} + X_{2f}] \quad (7)$$

burada X_{2f} dengeleyici empedansının Foster kısmını gösterir. Aynı zamanda X_{2f} , problemin bilinmeyenlerindedir.

Sistemin çevrim güç kazancı (ÇGK), kapı-2 'deki yansıma katsayıları türünden şu şekilde yazılabilir;

$$T(\omega) = 1 - |\rho_2|^2; \quad \rho_2 = \frac{Z_2 - Z_L^*}{Z_2 + Z_L} \quad (8)$$

(8), yük empedansı Z_L ve dengeleyicinin çıkış empedansı Z_2 'nin reel ve sanal kısımları türünden şu şekilde ifade edilebilir [2].

$$T(\omega) = \frac{4R_2(\omega)R_L(\omega)}{(R_2(\omega) + R_L(\omega))^2 + (X_2(\omega) + X_L(\omega))^2} \quad (9)$$

Eğer gerçek frekans yük verisi $Z_L(j\omega) = R_L(j\omega) + jX_L(j\omega)$ şeklinde verilmişse, uyumlaştırma problemi, $Z_2(j\omega)$ 'nın $T(\omega)$ 'yı tüm işlem bandı içinde maksimum yapacak değerlerinin bulunması haline gelir.

Genelleştirilmiş Reel Frekans Tekniği kullanılarak $Z_2(j\omega) = R_2(\omega) + jX_2(\omega)$ belirlendikten sonra, immitans tabanlı veri modelleme metodu [1] kullanılarak, pozitif reel fonksiyon olarak modellenir.

İzleyen bölümde, immitans tabanlı veri modelleme metodu kullanılarak, yeni bir mikrodalga kuvvetlendirici tasarım metodu tanıtılacaktır.

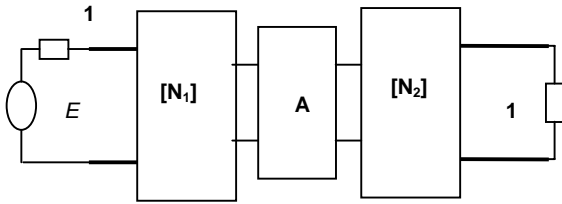
3.1 Kuvvetlendirici Tasarımına İmmittans Tabanlı Veri Modelleme Metodunun Uygulanması

Şekil 3 'de görülen tek katlı kuvvetlendirici düzenlemesini ele alalım. Burada, iki kapılı aktif eleman [A] ile gösterilmiştir. N_1 ve N_2 kayıpsız iki kapılıları, sırasıyla giriş ve çıkış uyumlaştırma devrelerini göstermektedir.

Tek katlı bir mikrodalga kuvvetlendiricisi, Reel Frekans Tekniği kullanılarak iki adımda oluşturulabilir. İlk adımda, giriş uyumlaştırma devresinin optimum immitans verisi Z_{q1} , tüm işlem bandı için nokta nokta elde edilir. Bu adımda, aktif elemanın çıkış kapısının birim sonlandırma ile (50 ohm) (Şekil 4) ile kapatıldığı düşünülmektedir. Böylece, aktif elemanın giriş empedansı şu şekilde verilebilir,

$$Z_{in} = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (10)$$

Bu empedans, giriş uyumlaştırma devresinin sonlandırma empedansı olarak düşünülür.



Şekil 3: Giriş ve çıkış dengeleyicileri ile tek katlı kuvvetlendirici

Bu durumda, elimizde tek uyumlaştırma problemi kalır. Böylece, GRFT 'ni kullanarak, giriş uyumlaştırma devresi için Z_{q1} optimum empedansı üretilir. Şekil 4 'de görülen sistemin kazancı şöyle yazılabilir,

$$T_1(\omega) = \left\{ \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \right\} \left[\frac{4R_{q1}R_{L1}}{[R_{q1} + R_{L1}]^2 + (X_{q1} + X_{L1})^2} \right] \quad (11)$$

(11) 'deki sürme noktası empedansı şu şekilde tanımlıdır,

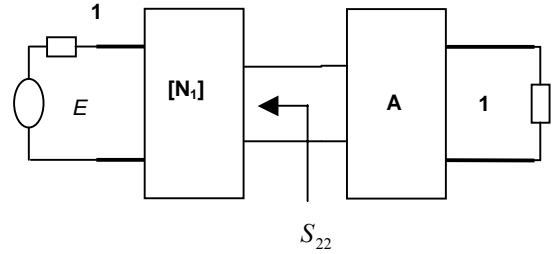
$$Z_{q1}(\omega) = R_{q1}(\omega) + jX_{q1}(\omega) \quad (12)$$

$Z_{L1}(\omega) = R_{L1}(\omega) + jX_{L1}(\omega)$ yük empedansı, (10) denkleminde verilen Z_{in} empedansına eşitlenir.

(11) 'deki $\left\{ \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \right\}$ ifadesi, bir ağırlık faktörü

$P_1(\omega)$ olarak görülebilir. Böylece,

$$T_1(\omega) = P_1(\omega) \left[\frac{4R_{q1}R_{L1}}{[R_{q1} + R_{L1}]^2 + (X_{q1} + X_{L1})^2} \right] \quad (13)$$



Şekil 4: Girişi dengelenmiş tek katlı kuvvetlendirici

Bu adımda, T_1 'in optimize edilmesiyle, T_{01} düz kazanç seviyesine ulaşılmaya çalışılır.

İkinci adımda, çıkış uyumlaştırma devresine ait veri üretilmektedir. Bu durumda, optimize edilecek $T_2(\omega)$ kazancı, N_2 çıkış uyumlaştırma devresinin sürme noktası empedansı Z_{q2} türünden şöyle yazılabilir,

$$T_2(\omega) = \frac{T_1(\omega)}{1 - |\hat{S}_{22}|^2} \left[\frac{4R_{q2}R_{L2}}{[R_{q2} + R_{L2}]^2 + (X_{q2} + X_{L2})^2} \right] \quad (14)$$

(14) 'deki \hat{S}_{22} terimi, giriş uyumlaştırma devresi bağılyken, aktif elemanın çıkış kapısından görülen yansıma katsayısıdır. Yani,

$$\hat{S}_{22} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}S_{q1}}{1 - S_{11}S_{q1}} \quad (15)$$

(15) 'de, S_{q1} giriş dengeleyici devresinin giriş yansıma katsayısıdır ve şöyle tanımlanır,

$$S_{q1} = \frac{Z_{q1} + 1}{Z_{q1} - 1} \quad (16)$$

Bunun yanında,

$$Z_{L2} = \frac{I + \hat{S}_{22}}{I - \hat{S}_{22}} = R_{L2} + jX_{L2} \quad (17)$$

Yeni bir ağırlık faktörü $P_2(\omega)$ tanımlarsak,

$$P_2(\omega) = \frac{T_1(\omega)}{I - |\hat{S}_{22}|^2} \quad (18)$$

Böylece, tüm sistemin kazancı şöyle yazılabilir,

$$T_2(\omega) = P_2(\omega) \frac{4R_{q2}R_{L2}}{[(R_{q2} + R_{L2})^2 + (X_{q2} + X_{L2})^2]} \quad (19)$$

Son olarak, T_{02} düz kazanç seviyesine $T_2(\omega)$ 'nın optimize edilmesiyle Z_{q2} empedans verileri elde edilir.

Birinci adımda, tüm işlem bandı içinde T_{01} 'in, $\frac{|S_{21}|^2}{I - |S_{11}|^2}$

ifadesinin minimum değeri olarak seçilmesi uygun olacaktır. Aynı şekilde, ikinci adımda, T_{02} ,

$\frac{|S_{21}|^2}{(I - |S_{11}|^2)(I - |S_{22}|^2)}$ ifadesinin minimum değeri olarak seçilir.

Optimizasyon işlemleri sırasında,

$$Z_{q1}(j\omega) = R_{q1}(\omega) + jX_{q1}(\omega)$$

$Z_{q2}(j\omega) = R_{q2}(\omega) + jX_{q2}(\omega)$, GRFT 'nde anlatıldığı gibi nokta nokta hesaplanır. Bu işlemi geliştirmek amacıyla, X_{qi} sanal kısmı,

$$X_{qi} = H \{R_{qi}\} + X_{gf}, i=1,2 \text{ şeklinde hesaplanabilir.}$$

Burada X_{gf} sürme noktası empedansı Z_{qi} 'nin Foster kısmıdır.

4. ÖRNEK

Bu örnekte, immitans tabanlı veri modelleme metodu kullanarak bir mikrodalga kuvvetlendirici tasarımı yapılacak. Bu amaçla HP-AT41511 tranzistoru seçildi ve tranzistorun kutuplama değerleri şu şekildedir,

$$V_{CE} = 8V, I_C = 10mA, Z_0 = 50\Omega$$

Bandgenişliği = 500 MHz. (500MHz-1GHz)

Tablo 1: HP- AT41511 tranzistorunun dağılmış parameter değerleri

F	S_{11}		S_{21}		S_{12}		S_{22}	
GHz	$ S_{11} $	$\angle\theta$	$ S_{21} $	$\angle\theta$	$ S_{12} $	$\angle\theta$	$ S_{22} $	$\angle\theta$
0.5	0.57	-121	11.7	106	0.039	44	0.52	-37
0.6	0.54	-132	10.0	100	0.042	43	0.48	-38
0.7	0.52	-139	8.7	96	0.044	43	0.45	-39
0.8	0.51	-146	7.7	92	0.046	43	0.44	-40
0.9	0.50	-151	6.9	89	0.049	43	0.43	-41
1.0	0.46	-155	6.3	86	0.051	44	0.42	-41

Bölüm I: Algoritmanın bu kısmında altı kırılma frekansı seçildi, $\omega_1=500$ Mhaz, $\omega_2=600$ Mhz, $\omega_3=700$ Mhz, $\omega_4=800$ Mhz, $\omega_5=900$ Mhz and $\omega_6=1$ GHz. Çevrim güç kazancı T_1 , $T_{01}=17$ dB düz kazanç seviyesine yaklaştırılmaya çalışıldı. Tasarım sırasında, Z_{q1} 'in Foster kısmının kullanılması gerekmedi. Böylece, optimizasyon sonucunda, R_{q1} şu şekilde elde edildi,

$$R_{q1} = [1.036168e-1 \quad 7.956833e-2 \quad 1.189832e-1 \\ 1.943650e-1 \quad 3.186138e-1 \quad 8.179332e-1]$$

Bölüm II: Bu bölümde, giriş uyumlaştırıcı devresi bağıyken, çıkış uyumlaştırma devresi oluşturuldu. Benzer şekilde, T_2 , $T_{02}=15$ dB seviyesine optimize edildi. Sonuç olarak R_{q2} şu şekilde bulundu,

$$R_{q2} = [7.633953e-1 \quad 1.131313 \quad 9.398499e-1 \\ 7.549760e-1 \quad 7.556511e-1 \quad 7.707590e-1]$$

Kırılma frekanslarında hesaplanan $X_2(\omega)$ değerleri şunlardır,

$$X_{q1} = [8.627670e-3 \quad 3.909525e-2 \quad 9.118513e-2 \\ 1.265858e-1 \quad 1.727060e-1 \quad -2.587056e-1]$$

$$X_{q2} = [-7.650150e-2 \quad -2.538549e-1 \quad -5.712840e-1 \\ -6.412332e-1 \quad -7.012788e-1 \quad -1.031250]$$

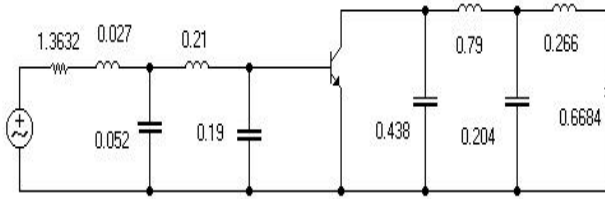
İmmittans tabanlı veri modelleme metodu kullanılarak, minimum reaktans fonksiyonu analitik olarak hesaplandı ve dengeleyici devrelerinin sentezi gerçekleştirildi. Giriş ve çıkış uyumlaştırma devreleri için $R(\omega^2)$, model form A olarak seçildi.

Yazılan program çalıştırıldığında, giriş ve çıkış dengeleyici devreleri için minimum reaktans fonksiyonları şu şekilde bulundu,

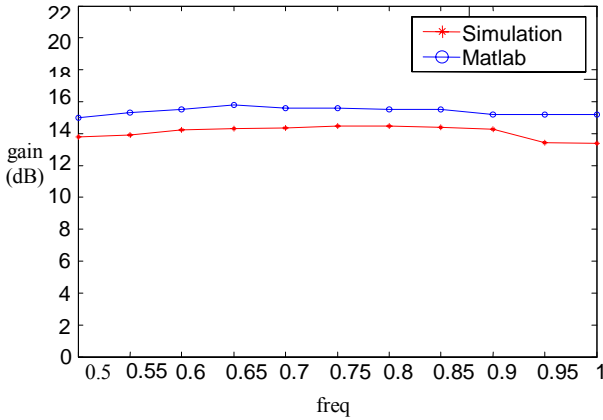
$$Z_{out-front} = \frac{2.087s^3 + 5.589s^2 + 4.595s + 1.363}{10.955s^4 + 29.342s^3 + 34.030s^2 + 33.695s + 19.400}$$

$$Z_{in-back} = \frac{4.411s^3 + 2.599s^2 + 4.502s + 0.668}{10.069s^4 + 5.934s^3 + 15.858s^2 + 4.814s + 4.261}$$

Yukarıda hesaplanan giriş ve çıkış dengeleyici devrelerinin optimum empedanslarının sentezlenmesi ile elde edilen kuvvetlendirici devre şeması Şekil 5 'de verilmiştir. Kuvvetlendiricinin, yazılan MATLAB programı ve HP-ADS tasarım ve simülasyon programı ile elde edilen, istenen frekans bandı içindeki çevrim güç kazanç eğrileri Şekil 6 'da görülmektedir.



Şekil 5: Tasarlanan kuvvetlendirici devresi



Şekil 6: Kuvvetlendiricinin ÇGK eğrileri

5. SONUÇ

Bu bildiriye, tek katlı mikrodalga kuvvetlendirici tasarımında immittans tabanlı veri modelleme metodu kullanıldı. Diğer yandan, GRFT kullanılarak aktif eleman için optimum immittans sonlandırmaları elde edildi. Bildiriye sunulan tasarım işleminin kolay anlaşılabilirliği amacıyla bir algoritma geliştirildi. Algoritmanın uygulaması bir örnek üzerinde gösterildi. MATLAB programı sonuçları ile HP-ADS (Advanced Design System) tasarım ve simülasyon programının sonuçları karşılaştırıldı. Sonuçların birbirleri ile uyumlu olduğu görüldü. Tek katlı mikrodalga kuvvetlendirici tasarım algoritması, optimizasyon işlemleri sırasında basit lineer hesaplamalar içerir. Kazanç fonksiyonu, bilinmeyenler türünden, kuadrattır ve sonuçta problem bir kuadratik optimizasyon problemine dönüşür. Sunulan algoritma,

toplu ve dağılımı eleman içeren mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarımına kolaylıkla genişletilebilir [6].

6. KAYNAKLAR

- [1] Yarman, B.S, Aksen, A., Kılınç, A., "An Immittance Based Tool for Modelling Passive One-Port Devices by Means of Darlington Equivalents" *A.E.Ü 55 No.6*, December 2001, pp.443-451
- [2] Carlin, H.J., "A New Approach to Gain-Bandwidth Problems" *IEEE Trans. Cas*, Vol.23, April 1977, pp.170-175
- [3] Yarman, B.S., Carlin, H.J., "A Simplified Real Frequency Technique Applied to Broadband Multistage Microwave Amplifiers" *IEEE Trans.on MTT 30* 1983, pp.15-28
- [4] Yarman, B.S., "Çok Katlı Mikrodalga Kuvvetlendiricileri Tasarım Yöntemleri" *TUBİTAK Project Report*, May 1985
- [5] Yarman, B.S., "Real Frequency Broadband Matching Via Linear Programming" *RCA Research Center Princeton NJ*, November 1982
- [6] Aksen, A., Yarman, B.S., "A Real Frequency Approach to Describe Lossless Two-Ports Formed With Mixed Lumped and Distributed Elements" *A.E.Ü 55 No.6*, December 2001, pp.389-396