

21738

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

GENİŞ BANDLI EMPEDANS UYDURUCU DEVRE TASARIMI İÇİN

GENİŞLETİLMİŞ FREKANS BANDI YAKLAŞIMI İLE ÇÖZÜM

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektronik Müh. Elvan Banu SALTIK

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 22 Haziran 1992

Tezin Savunulduğu Tarih : 9 Temmuz 1992

Tez Danışmanı : Prof.Dr. Osman Palamutçuoğlu

Diğer Juri Üyeleri : Prof.Dr. Ercan Topuz

Doç.Dr. A.Hamdi Kayran

TEMMUZ 1992

ÖNSÖZ

Yüksek Lisans öğrenimim süresince benden anlaşış ve yardımlarını esirgemeyen, tüm öğrencilerin özlediği hoşgörüye dayalı gerçek bir hoca-öğrenci diyoloğu kuran değerli hocam Sayın Prof.Dr.Osman Palamutçuoğlu'na, ayrıca bu tezin yazılmasında emeği geçen TÜBİTAK - UBB Başkanlığı Sekreteri Hülya Binici'ye en içten teşekkürlerimi bildirmeyi bir borç bilirim.

**Elvan Banu SALTİK
İstanbul, 10.06.1992**

İÇİNDEKİLER

ÖZET	iv
SUMMARY	v
BÖLÜM 1. GİRİŞ	1
BÖLÜM 2. EMPEDANS UYDURMA SORUNU	2
2.1. Analitik Çözüm	4
2.2. Bilgisayar Destekli Çözüm	9
BÖLÜM 3. GENİŞ BANDLI KUVVETLENDİRİCİ	15
3.1. Tasarım Yöntemlerine Kısa Bir Bakış	15
3.2. Değiştirilmiş Reel Frekans Tekniği ile Tasarım	16
3.3. Genişletilmiş Frekans Bandı Yaklaşımı	22
BÖLÜM 4. PROGRAM DÖKÜMÜ	29
BÖLÜM 5. TASARIM ÖRNEKLERİ	48
SONUÇ VE ÖNERİLER	61
KAYNAKLAR	62
EKLER	64
ÖZGEÇMİŞ	69

ÖZET

Birçok mikrodalga devresinde olduğu gibi geniş bandlı kuvvetlendirici tasarımda da, empedans uydurma sorunu en önemli konuların başında gelmektedir. Literatürde, bu sorunun çözümü için önerilen pek çok yöntem yer almaktadır.

Bu çalışmada, geniş bandlı empedans uyumlaştırması ve tek katlı mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarımlı yapan, reel frekans teknığının optimizasyonuna dayalı olarak geliştirilen bir yöntem ile, buna bağlı olarak yazılan bilgisayar programı açıklanmıştır.

Çalışmada, reel frekans teknığının düzenlenmesi ile gerçekleştirilen "geniş bandlı empedans uydurucu ve kuvvetlendirici tasarımlı için genişletilmiş frekans bandı yaklaşımı" yöntemine ilişkin teorik bilgi verilmiş ve geliştirilen bilgisayar programına ilişkin algoritmayla, programın kullanımına ilişkin detaylar anlatılmıştır.

Son bölümde, programın kullanılmasını açıklayan pratik örnekler yer almıştır.

Çalışmalarda kullanılan bazı kavram ve tanımlamalar ise "Ekler" bölümünde bulunmaktadır.

SUMMARY

EXTENDED FREQUENCY BAND APPROACH FOR BROAD BAND IMPEDANCE MATCHING CIRCUIT DESIGN

The impedance matching requirements related with the microwave electronic devices become a major problem in the design of stable wide-band amplifiers. In this thesis, a new approach to the problem is introduced and a CAD optimization programme that is written in GW-BASIC and Fortran Languages is given.

In general, impedance matching problem occurs when transferring power from one circuit to another. For instance, power transferring between a high frequency transmitter and an antenna will be possible by using a network that matches the output impedance of the transmitter to the input impedance of the antenna. Similarly, in one or multi-stage microwave amplifier design, an impedance matching network is necessary in transferring power from a signal source to an active device and from the active device to a load. The load and source impedances may be real or complex. If both of them are real, maximum power transfer is achieved by using filters. (see Fig. 1)

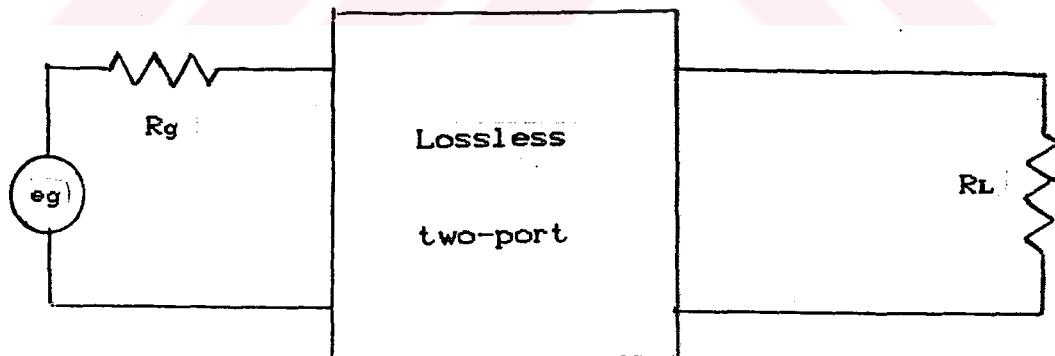


Fig. 1: Filter problem.

This situation is mentioned in references [1 - 4].

If the source impedance is real but the load impedance is complex (see Fig. 2), this case is called as "Single Matching" and analytical or computer aided solutions are possible which are given in references [5-11].

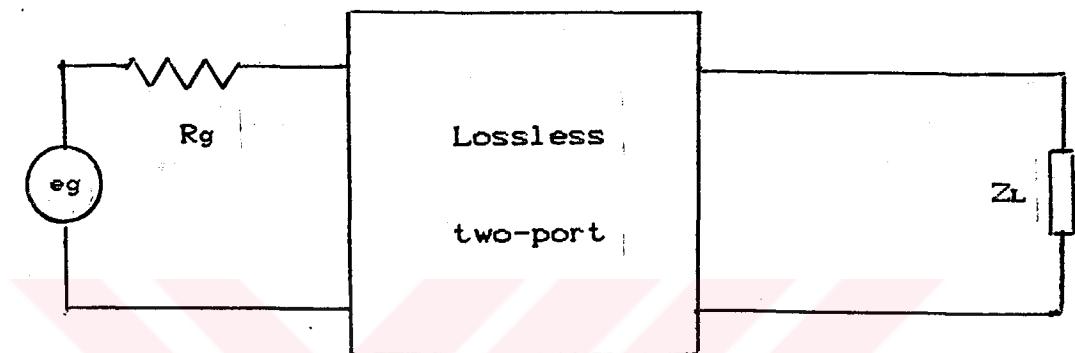


Fig. 2: Single Matching problem

If both of the source and load impedances are complex, the problem is called as "Double Matching". Again, analytical or computer aided solutions are possible and given in references [12 – 19].

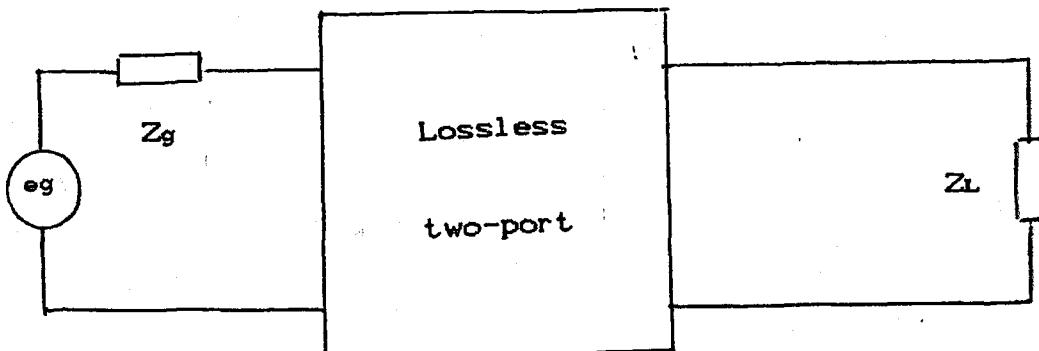


Fig. 3: Double matching problem.

In this thesis, "Single Matching" case in amplifier design is taken into consideration.

Besides impedance matching requirements, stability and flat gain requirements have also the key importance. Especially in broad-band design applications, stability and flat gain conditions together are rather difficult to be satisfied.

Several approaches to ensuring amplifier stability and flat gain conditions have been reported in the literature. First, a resistor can be connected between the output terminal of the device and ground, so that the device and the resistor together become unconditionally stable [5]. However, since the resistor dissipates signal power, gain reduction results. Second, unstable regions of source and load reflection coefficients can be marked out on a smith chart. The elements of input and output matching networks are then selected graphically in order to transform the mostly $50\ \Omega$ source and load resistances to impedances in the stable regions to obtain power gain. This is a time - consuming trial-error process [2]. Third, the balanced amplifier technique [5] provides a larger dynamic range and a high stability factor. Its disadvantages are that the size is larger and the power dissipation is doubled because of requiring two quadrature couplers plus two transistors. Another way of ensuring stability is to select load and source admittances, Y_L and Y_S respectively, based on Stern's Formula [6]. This method is limited to narrow - band applications, because the admittance values, $Y_L(j\omega)$ and $Y_S(j\omega)$ for instance, calculated from transistor y parameters at various sample frequencies, ω_i in the passband do not always represent a physically realizable admittance function. Besides, the magnitude of the chief gain-determining parameter, y_{21} , decreases as the frequency increases, so even if $Y_L(j\omega)$ or $Y_S(j\omega)$ is realizable, the gain would not be flat.

The real-frequency technique [9] for impedance matching has been successfully applied to broad-band amplifier design. This approach derives the driving point admittance function of the matching circuit having a transducer gain that can be flexibly prescribed. In practical applications of this method, three problems have been experienced. First, the unconstrained optimization quite often converges to a set of resistive excursions corresponding to a negative resistance and thus, readjustment of the design specifications is required. The second problem is that the input and output matching networks are designed sequentially; if one starts from the input port, then the output port must first be terminated by some known resistance, $50\ \Omega$ for instance, to provide a set of explicit transistor input admittance data which is needed for designing the input network. Therefore, with transistor parameters fixed, the input network has been implicitly fixed by the resistance at the output port. Moreover, since the input network just obtained determines the transistor output admittance, which is then used to design the output network, it can be concluded that the achievable gain from the amplifier has actually been fixed at the beginning by the initial output port terminating resistor. So further iterations using different trial resistances are necessary if higher gain is to be exploited. The third problem is that, no measures for maintaining amplifier stability have been incorporated with the real frequency technique in the literature.

In this thesis, a new approach to the problem is introduced which is a modification of the real - frequency technique and a CAD optimization program is developed. In this method, the admittance functions $Y_L(j\omega)$ and $Y_S(j\omega)$ in Fig. 4 are to be derived that satisfy the stability, realizability and gain flatness requirements of a broad - band amplifier. Here, the resistive excursions r_{lk} for constructing $G_L(\omega)$ and $G_S(\omega)$, the real parts of $Y_L(j\omega)$ and $Y_S(j\omega)$ respectively, are obtained simultaneously [9]. In addition, for alignability considerations, the associated Stern K factors at all frequencies are greater than a prescribed minimum [6], and the transducer power gain approaches the specified shape by optimization.

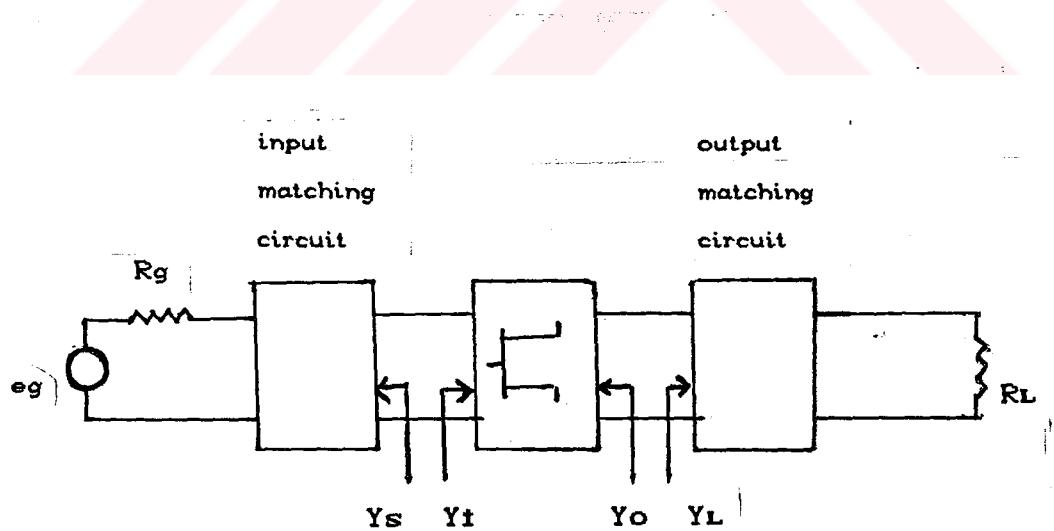


Fig. 4: An amplifier with input and output port matching network.

The method described here is based on the real frequency technique, but takes gain flatness, amplifier stability and matching circuit realizability into account simultaneously. In addition, only one set of resistive excursions is necessary for synthesizing the input and output matching circuits. They are optimized concurrently, not sequentially; this simplifies the design procedure and removes the possible gain limitation imposed by the resistor initially terminated at the transistor output port so that the input matching design can be started. In this method, input port is assumed to be matched which means $Y_S = Y_i$ in Fig.4 and can be defined by means of the set of resistive excursions belonging to the output port. This also simplifies the iterations in optimization. Regardless of the stability and realizability constraints, the method has been formulated as an unconstrained problem.

Computer programs which are developed as a design tool of microwave circuits have also the key importance in industry. To meet the needs of industry, the analytic gain-bandwidth theory had been employed by several authors to make it applicable to daily problems vis-a-vis the explicit design formulas. In real world problems, when the analytic theory is utilized, first the measured data obtained from the physical devices to be matched have to be modelled. Especially for the wide-band problems, in order to end up with a good fit, the models become very complicated with several reactive elements.

In the second step of the analytic approach, a proper transfer function which inherently includes the circuit topologies of the models, must be chosen with unknown parameters. In the literature, monotone Butterworth or Chebyshev response functions are commonly employed. These functions, however, are only appropriate to handle simple matching problems where the generator and the load networks include a few reactive elements as LC ladders. In this case, if the models are more complicated, the theory is inaccessible. In the third step, the unknown parameters of the transfer function is determined to satisfy the gain-bandwidth restrictions. It is well known that each reactive element, present in the generator or load network drastically penalize the gain response of the matched structure. Thus, the analytic theory of broadband matching leads to suboptimal, unnecessarily complicated, and sometimes practically unrealizable equalizer structures.

Based on the above discussion, use of CAD procedures is inevitable from the practical point of view. Over the last decade, computer-aided matching techniques have been developed to handle single matching as well as double matching problems.

Computer packages which cover a wide range of microwave engineering problems, are quite useful for engineers with sophisticated analysis and optimization capabilities, but they do not actually design or synthesize microwave networks. Rather, the circuit topology is supplied to the program with a good initial guess on the element values. Such kinds of packages employ brute force methods and they suffer from certain deficiencies.

Modern CAD techniques, the so-called real frequency techniques, which simply bypass the analytic theory, were qualitatively shown to offer superior design performance, with simpler equalizer structures over the other available techniques.

In the following sections, the programme developed due to the new technique is listed with its algorithm and some outputs are given. Also, several amplifier design examples are presented.

1. GİRİŞ

Bilindiği gibi, yüksek frekanslarda geniş bandlı kuvvetlendiricilerin tasarılarında bir takım problemlerle karşılaşılmaktadır. Bu sorunlar, genelde yüksek kazanç, düzgün kazanç-band eğrisi, kararlılık, gerçeklenebilirlik ve tasarım güçlüğü gibi başlıklar altında toplanmaktadır [1]. Bu sorunların iki ana nedeni, transistorun S-parametrelerinin frekansla değişmesi ve tasarım formüllerinin kompleks yapıda olmasıdır. Özellikle uyu haberleşmesi ve radarla izleme sistemlerinde bu sorunların tümünün iyi bir yaklaşım ile çözümlenmesi gerekmektedir.

Literatürde, bu sorunların, çözümüne yönelik değişik yöntemler verilmektedir [2]. Bu yöntemlerin hemen tümü empedans uyumlaştırmasının çalışma bandı boyunca optimum düzeyde sağlanması esasına dayanmaktadır. Böylece aktif elemanlar ile yük arasında maksimum güç aktarımının çalışma bandı boyunca düzgün bir seviyede gerçekleştirilmesi ve aktif elemanın kararlılık şartının sağlatılması amaçlanmaktadır. Ancak bu düzenleri karakterize eden formüller karmaşık yapılı olduğundan analitik yöntemlerin kullanımı güçleşmekte; son yıllarda geliştirilen bilgisayar destekli tasarım yöntemleri önem kazanmaktadır [2], [3].

Bu çalışmanın amacı, tekli empedans uyumlaştırma problemi [4] – [19] için önerilen değiştirilmiş reel frekans teknığının [10] optimizasyonuna dayalı bir bilgisayar algoritmasının ve programının geliştirilmesidir.

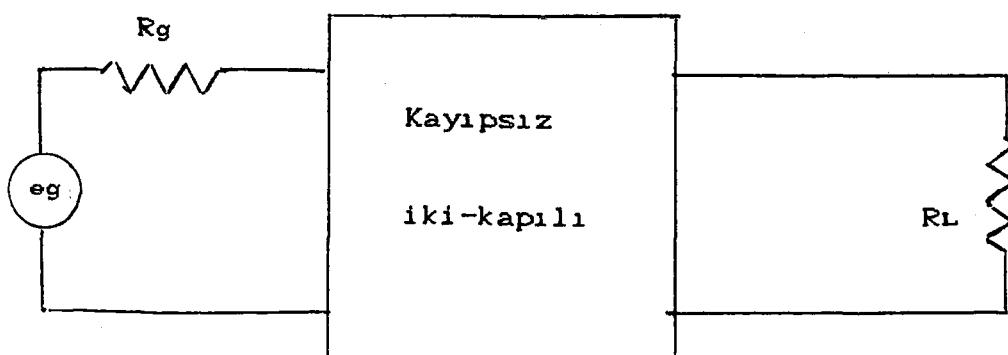
İleriki bölümlerde, mikrodalga geniş bandlı kuvvetlendirici tasarımda karşılanan sorunlar ve çözüm yöntemlerine degenilerek, değiştirilmiş reel frekans teknigi yaklaşımı açıklanmış ve bilgisayar programı tanıtılmıştır.

2. EMPEDANS UYDURMA SORUNU

Yüksek frekanslı haberleşme devreleri tasarımındaki temel problemlerden biri empedans uyumlaştırmasıdır. Bu problemle, bir devreden diğerine güç aktarımı sırasında karşılaşılır. Tek ya da çok katlı mikrodalga kuvvetlendiricileri tasarımında, sürücü kaynaktan aktif elemana (bipolar transistör, FET, v.s.) güç aktarmak için aktif elemanla kaynak arasına bir empedans uyumlaştırıcı devre gerekir. Benzer şekilde, aktif elemanın çıkışından istenilen yüke güç aktarmak için de empedans uyumlaştırıcı bir devre gerekir. Kuvvetlendiricinin çok katlı olması halinde, her kat arasındaki güç aktarımı, yine kayıpsız iki - kapılı devreler aracılığı ile olacaktır. Güç vermesi söz konusu olan sürücü kaynağının iç empedansı, reel ya da kompleks olabilir. Benzer şekilde, gücü alacak olan yükün empedansı da reel ya da kompleks olabilir.

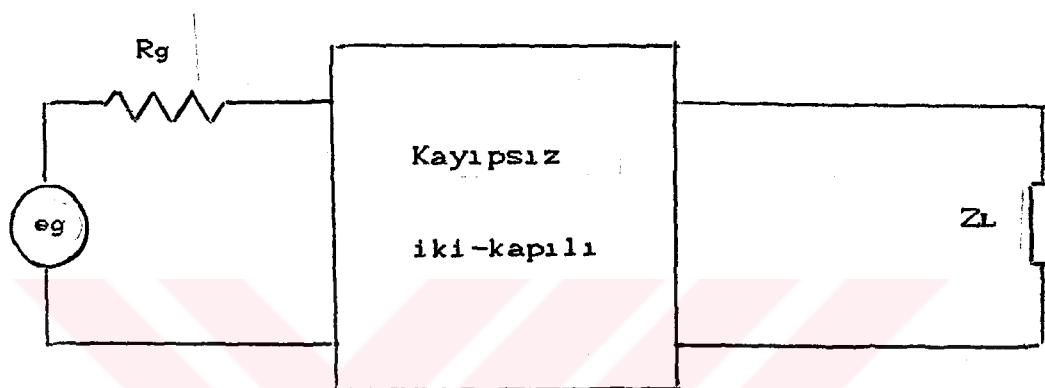
Eğer hem yük hem kaynak empedansı reel ise, maksimum güç aktarımı, yaklaşık olarak ideal transformatörle sağlanabilir. Ancak, bu durumda bütün frekanslar için maksimum güç aktarımı söz konusudur.

Eğer belirli bir frekans aralığı için dirençsel bir kaynaktan, dirençsel bir yüke maksimum güç aktarımı düşünülüyorrsa, o zaman bu problem süzgeç (filtre) problemidir [1], [3], [4] (Şekil-1).



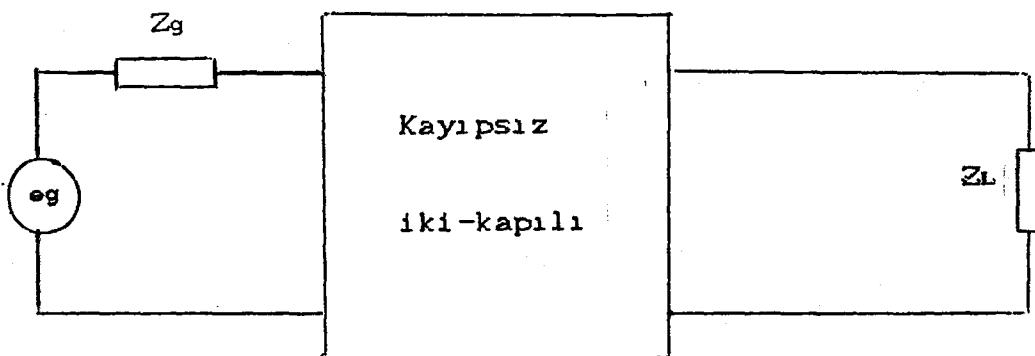
Şekil-1. Filtre Problemi

Eğer güç aktarımı, dirençsel bir kaynaktan kompleks bir yüke doğru gerçekleşiyorsa, bu probleme "Tekli Empedans Uyumlaştırma" adı verilir. Bu problemin analitik ve bilgisayar destekli çözümünü açıklayan kaynaklar mevcuttur [8], [9], [10], [11], (Şekil-2).



Şekil-2. Tekli Empedans Uyumlaştırma

Güç aktarımı kompleks kaynaktan kompleks yüke doğru ise, bu probleme de "íkili Uyumlaştırma" adı verilir [12], [13], [14], (Şekil-3). Bu problemin de analitik ve bilgisayar destekli çözümleri mevcuttur.

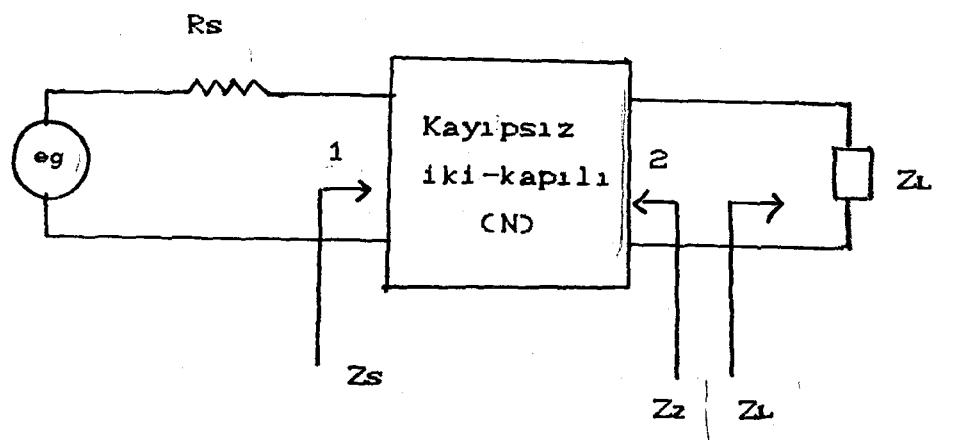


Şekil-3. İkili Empedans Uyumlama

Bu çalışmada ele alınan tekli empedans uyumlaşturma problemine dayalı kuvvetlendirici tasarım yöntemine geçmeden önce, problemin analitik çözümü ile bilgisayar destekli çözümünden kısaca söz etmek yerinde olacaktır.

2.1. ANALİTİK ÇÖZÜM

Buradaki amaç, pasif ve kompleks bir $Z_L(s)$ yükünün, R_S kaynak direncine uydurulmasını sağlayan kayıpsız empedans uydurucu devrenin (N) eleman değerlerini veren analitik ifadenin elde edilmesidir [4], (Şekil-4).



Şekil-4. Empedans uydurucu şeması.

Burada N iki kapılısına ilişkin S-parametreleri,

$$S(jw) = \begin{bmatrix} S_{11}(jw) & S_{12}(jw) \\ S_{21}(jw) & S_{22}(jw) \end{bmatrix}$$

matrisi ile verilir (EK-1).

İlk kapıdan ikinci kapıya olan dönüştürücü güç kazancı [6] ise,

$$G(\omega^2) = |S_{21}(j\omega)|^2 = 1 - |S_{22}(j\omega)|^2 \quad (1)$$

bağıntısı ile belirtenir. Burada $S_{22}(j\omega)$,

$$S_{22}(j\omega) = \frac{Z_2(j\omega) - Z_L^*(j\omega)}{Z_2(j\omega) + Z_L(j\omega)} = \frac{Z_2(j\omega) - Z_L(-j\omega)}{Z_2(j\omega) + Z_L(j\omega)} \quad (2)$$

ile gösterilebilir. Z_2 empedansı, N devresinin ikinci kapısından görülen pozitif-reel empedanştır ve $Z_L^*(j\omega) = Z_L(-j\omega)$ bağıntısı geçerlidir [4]. (2) bağıntısında,
 $S_{22}(j\omega) = S_{22}(s)|_{s=j\omega}$ yazarak

$$S_{22}(s) = \frac{Z_2(s) - Z_L(-s)}{Z_2(s) + Z_L(s)} \quad (3)$$

elde edilir. $S_{22}(s)$ bağıntısının $\operatorname{Re}\{s\} > 0$ koşulunu sağlayan kutupları, $Z_L(s)$ ve $Z_2(s)$ fonksiyonlarının pozitif reel olması nedeniyle, $Z_L(-s)$ fonksiyonunun kutuplarına eşittir. $Z_L(-s)$ 'in $\operatorname{Re}\{s\} > 0$ koşulunu sağlayan kutupları s_i ($i = 1, 2, \dots, m$) ile gösterilirse

$$B(s) = \prod_{i=1}^m \frac{s - s_i}{(s + s_i)} \quad (4)$$

bağıntısı yazılabılır. Burada $B(s)$, s 'in reel değerleri için reel ve analitik [4] bir fonksiyondur ve $B(s) \cdot B(-s) = 1$ bağıntısı geçerlidir.

Ayrıca,

$$\rho(s) = B(s) \cdot S_{22}(s) \quad (5)$$

bağıntısı da $\operatorname{Re}\{s\} > 0$ için analitik bir fonksiyon olup $|\rho(j\omega)| = |S_{22}(j\omega)| < 1$ dir. Bu nedenle, s , sınırlı ve reel bir yansımaya katsayısidır. (1), (3) ve (5) bağıntıları kullanılırsa,

$$Z_2(s) = \frac{2r_L(s)B(s)}{B(s)-\rho(s)} - Z_L(s) \quad (6)$$

bağıntısına ulaşılır. Burada,

$$r_L(s) = \frac{1}{2} \cdot [Z_2(s) + Z_L(-s)] \quad (7)$$

ve

$$|\rho(j\omega)|^2 = 1 - G(\omega^2) \quad (8)$$

$\rho(s)$, sınırlı ve reel bir fonksiyon olduğu için, $G(\omega^2)$ fonksiyonunun da ω -domeninde rasyonel [4] olup, $0 \leq G(\omega^2) \leq 1$ koşulunu sağlaması gerekmektedir. (8) bağıntısından görüldüğü gibi, eğer $G(\omega^2)$ belirli ise, $\rho(s)$ fonksiyonu, analitik süreklilik özelliğinden dolayı aşağıdaki biçimde yazılabilir [4]:

$$\rho(-s) \cdot \rho(s) = 1 - G(-s^2) = \frac{N(s^2)}{M(s^2)} \quad (9)$$

Bağıntıda görülen $N(s^2)$ ve $M(s^2)$ ifadeleri,

$$N(s^2) = n(-s) \cdot n(s) \quad (10)$$

$$M(s^2) = m(-s) \cdot m(s) \quad (11)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $n(s)$ ve $m(s)$ polinomları, $N(s^2)$ ve $M(s^2)$ 'nin sol yan düzlemdeki sıfırlarının seçilmesiyle oluşturulan Hurwitz polinomları [4] dır.

Bu durumda $\rho(s)$,

$$\rho(s) = \pm \frac{n(s)}{m(s)} \quad (12)$$

olarak ifade edilebilir. $\rho(s)$ 'i belirlemek için yapılan bu işlemlere "spektral faktorizasyon" adı verilir. Buna göre, $\rho(s)$ 'in sağ yan düzlemden sıfır ve kutupları olmayacağıdır. Böyle bir fonksiyon "minimum faz fonksiyonu" [4] olarak tanımlanır ve $G(s^2)$ fonksiyonundan artı ya da eksi işaret farklıyla elde edilebilir.

Özet olarak, $Z_L(s)$ ve $G(\omega^2)$ belirli olduğunda $Z_2(s)$ fonksiyonu (6) ile elde edilebilir. Eğer $Z_2(s)$ pozitif-reel bir fonksiyonsa, kayıpsız empedans uydurucu devresini $Z_2(s)$ 'in sürekli kesirlere açımı [4] ile elde edebiliriz. Burada $Z_2(s)$ 'in pozitif real olması, $\rho(s)$ 'in seçimi ile sağlanabilir. Bu konuda ayrıntılı bilgi [4], [5], ve [11] sayılı referanslarda bulunabilir.

Göründüğü gibi, analitik çözümlerde yük ve kaynağa ilişkin ölçüm dataların doğrudan kullanılamaz. Diğer bir deyişle, yük ve kaynak datası analitik çözümün yapısına uygun modellenmelidir. Optimize edilmek istenen çevrim kazancı da, yük datalarını kapsayacak şekilde analitik olarak seçilmelidir. Ancak yük datalarının modellenmesi ve transfer fonksiyonları seçimleri bir çok uygulamada pratik olmamaktadır. Bu nedenle, analitik çözümler, tasarımcı mühendis için hem zor hem de sıkıcı olmaktadır. Ayrıca, elde edilen kayıpsız devreler pratik olarak kurulamamakta ve çevrim güç kazançlarının da optimal çözümden uzak olduğu görülmektedir [8]. Bu nedenle son yıllarda bu tür sınırlamaları olmayan, bilgisayar algoritmasına uygun yeni yöntemler geliştirilmektedir.

2.2. BİLGİSAYAR DESTEKLİ ÇÖZÜM

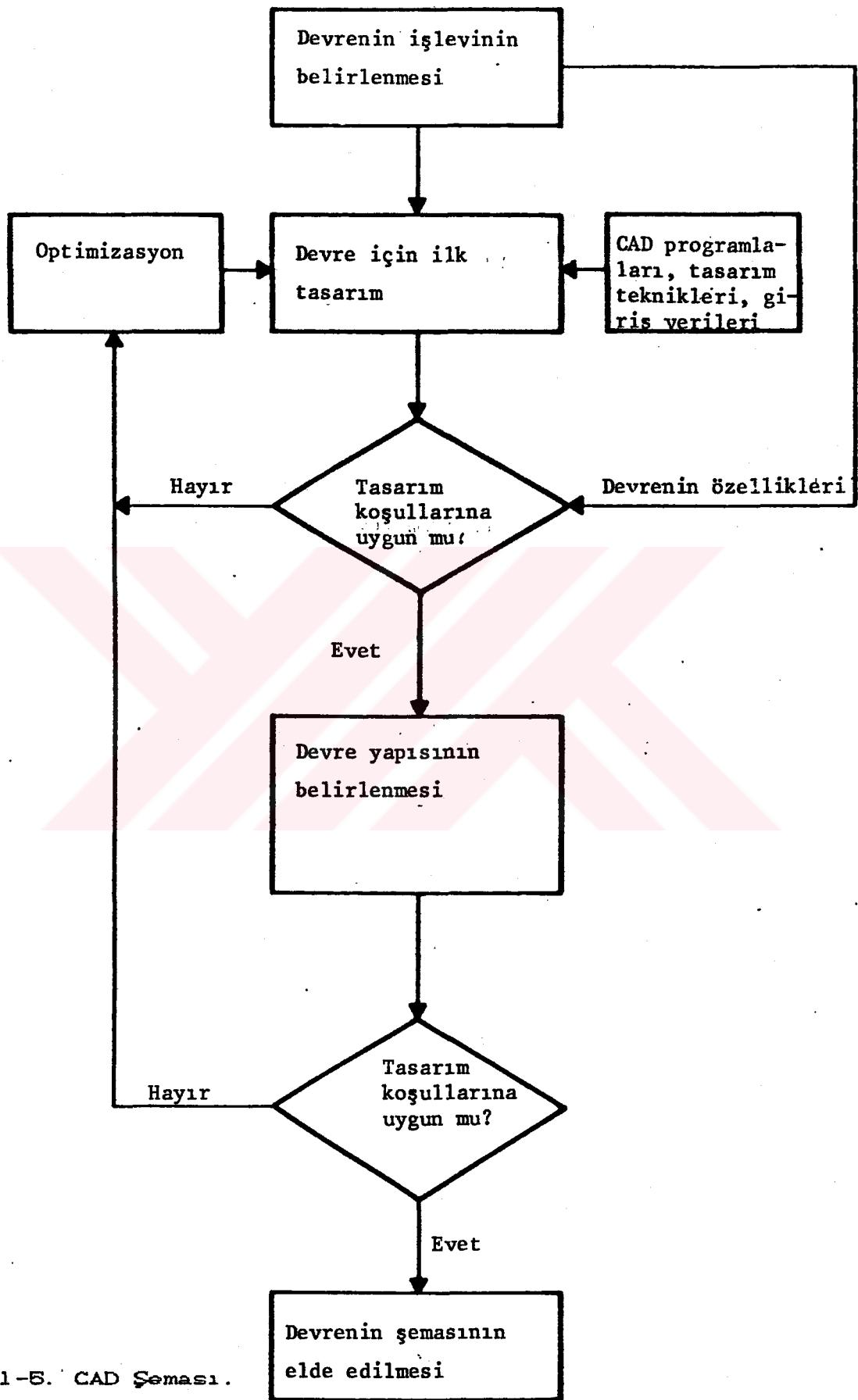
Bilgisayar destekli çözüm, mikrodalga devre tasarıminın bir çok aşamasında olduğu gibi, empedans uydurucu devre tasarımında da pratiklik ve kolaylık sağlamaktadır. Bu konuda pek çok bilgisayar program yöntemi geliştirilmiştir. Şekil-5'te genel bir bilgisayar destekli tasarım akış diagramı görülmektedir. H.J. Carlin tarafından öne sürülen reel frekans tekniği [8], [9], gerek yukarıda sözü edilen sorunlara çözüm bulması açısından, gerekse Şekil-5'de verilen bilgisayar destekli tasarım prosedürüne uygulanabilirliği açısından diğer tasarım yöntemlerine göre üstünlükler gösterir. Bu metotta, yük datası modellenmesine ve güç kazancını optimize edecek analitik transfer fonksyonunun seçilmesine gerek yoktur. Aynca, kayıpsız dengeleyici devre için seçilen devre topolojisi reel frekans tekniğinde seçilmez. Tasarlanmak istenilen devre topolojisi, eleman değerleri ile birlikte reel frekans yönteminin bir sonucu olarak elde edilir. Kullanılan formüller iterasyona uygundur.

Burada amaç, Şekil 4'de görülen yükle ilişkin $Z_L(\omega) = R_L(\omega) + jX_L(\omega)$ (ya da $Y_L(\omega) = G_L(\omega) + jB_L(\omega)$) datalarının R_s kaynak direncine nümerik yöntemler yardımıyla uydurulmasıdır.

Burada kayıpsız empedans uydurucu iki kapılısının, Thevenin empedansı olan $Z_2(j\omega) = R_2(\omega) + jX_2(\omega)$ ya da Thevenin admitansı olan $Y_2(j\omega) = 1/Z_2(j\omega) = G_2(\omega) + jB_2(\omega)$ bağıntısı, bir dizi bilinmeyen reel parametreler yardımıyla belirlenir. Bu parametreler, empedans uydurucuyu belirleyecek olan kazanç-band genişliği bağıntısını optimize edecek şekilde iteratif bir metotla belirlenir. Burada yük-empedans uydurucu sisteminin dönüştürücü güç kazancı;

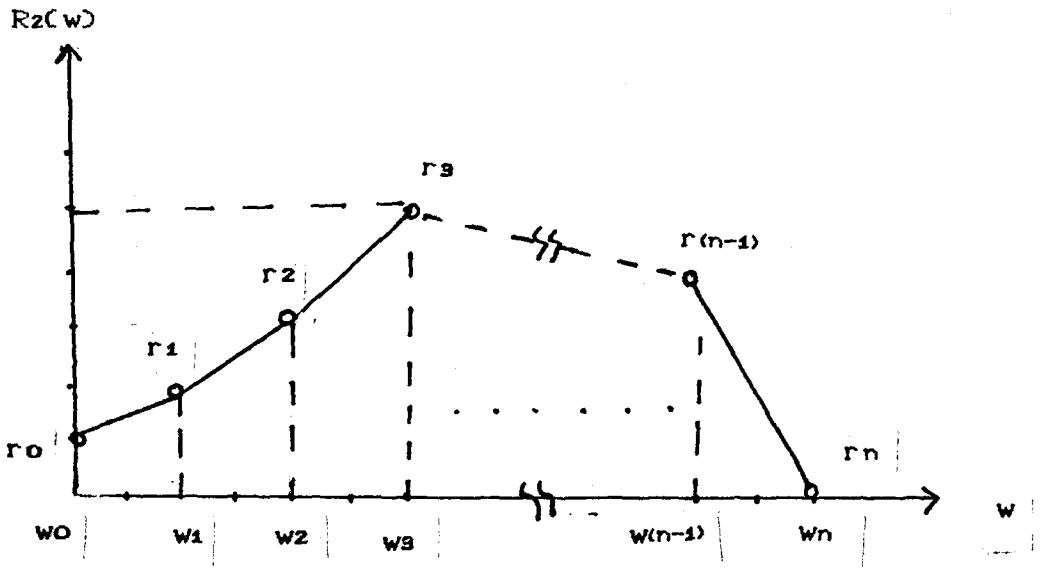
$$T(\omega) = \frac{4R_L(\omega) R_2(\omega)}{\{(R_L(\omega) + R_2(\omega))^2 + (X_L(\omega) + X_2(\omega))^2\}} \quad (13)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Bağıntıdaki, bilinmeyen büyüklükler Thevenin empedansının reel kısmı $R_2(\omega)$ ile sanal kısmı $X_2(\omega)$ 'dir. Yöntemin nümerik yapısının basitliği, Thevenin direnci $R_2(\omega)$ 'nın gösteriminden kaynaklanır. $R_2(\omega)$ fonksiyonu, Şekil-6'da görülen



Sekil-5. CAD Şeması.

kesim noktaları r_k ($k=0, 1, \dots, N$)'ların lineer kombinasyonu olarak yazılmıştır.



Şekil-6. Kesim noktalarının frekansla değişimi.

Burada N , çalışma bandına göre seçilen kesim frekansları sayısıdır. Başka bir deyişle, bilinmeyen $R_2(\omega)$ fonksiyonu, $0 < \omega_1 < \omega_2 < \dots < \omega_N$ kesim frekanslarında yarı-sonsuz eğimi olan N adet doğru parçası yardımıyla temsil edilmiştir. Basitliği sağlamak için, $Z_2(\omega)$ 'in, $\text{Re}[Z_2(\omega)] = 0$, $\omega \geq \omega_N$ koşulunu sağlayan bir minimum reaktans [4] fonksiyonu olduğu kabul edilmiştir. Benzer şekilde $Y_2(\omega)$ fonksiyonu da minimum süzeptans fonksiyonu olarak kabul edilir.

ω_k kesim noktaları, frekans bandı boyunca dağıtılmıştır. ω_N frekansının seçimi, frekans eğrisindeki sönüm miktarının seçimi'ne bağlıdır. Bu durumda empedans uydurucunun Thevenin direnci;

$$R_2(\omega) = r_0 + \sum_{k=1}^N a_k(\omega) \cdot r_k \quad (14)$$

şeklinde ifade edilir. Burada $r_0 = R_2(0)$ olup, r_k 'lar "direnç artımları" olarak adlandırılır

ve pozitif ya da negatif birer sayı olabilirler.

$\omega > \omega_n$ için $R_2(\omega) = 0$ olduğundan,

$$r_0 + \sum_{k=1}^N r_k = 0 \quad (15)$$

bağıntısı geçerlidir. $a_k(\omega)$ katsayıları ise,

$$a_k(\omega) = \begin{cases} 1 & , \quad \omega_k \leq \omega \\ \frac{\omega - \omega_{k-1}}{\omega_k - \omega_{k-1}} & , \quad \omega_{k-1} \leq \omega \leq \omega_k \\ 0 & , \quad \omega \leq \omega_{k-1} \end{cases}$$

$$a_0(\omega) = 1 \quad (16)$$

ile belirlenir. r_k katsayılarının reel olması ve $R_2(\omega) \geq 0$ koşulunun sağlanması nedeniyle, $Z_2(\omega)$ empedansı pasif elemanlarla gerçekleştirilebilir [4]. $R_2(\omega)$ 'nin bu yöntemle gösteriminin bir sonucu olarak, (minimum) reaktans fonksiyonu olan $X_2(\omega)$ de r_k 'lar cinsinden ifade edilebilmektedir. Böylece,

$$X_2(\omega) = \sum_{k=1}^N b_k(\omega) r_k \quad (17)$$

bağıntısı ile gösterilir. Buradaki $b_k(\omega)$ katsayıları, kesim frekanşları cinsinden Hilbert dönüşüm tekniği [5], [11] yardımıyla

$$b_k(\omega) = \frac{1}{(\omega_k - \omega_{k-1}) \cdot \pi} \cdot \int_{\omega_{k-1}}^{\omega_k} \ln \left| \frac{y + \omega}{y - \omega} \right| dy$$

$$b_0(\omega) = 0 \quad (18)$$

şeklinde yazılır. Bu integralin kapalı formdaki çözümü ise,

$$b_k(\omega) = \frac{M_{k1} - M_{k2}}{\pi \cdot (\omega_k - \omega_{k-1})} \quad (19)$$

şeklinde ifade edilmektedir [6]. Burada,

$$M_{k1} = \int_0^{\omega_k} \ln \left| \frac{x+\omega}{x-\omega} \right| dx \quad (20)$$

$$= \omega_k \left\{ \left(\frac{\omega}{\omega_k} + 1 \right) \ln \left(\frac{\omega}{\omega_k} + 1 \right) + \left(\frac{\omega}{\omega_k} - 1 \right) \ln \left| \frac{\omega}{\omega_k} - 1 \right| - 2 \frac{\omega}{\omega_k} \ln \left(\frac{\omega}{\omega_k} \right) \right\} \quad (21)$$

$$M_{k2} = \int_0^{\omega_{k-1}} \ln \left| \frac{x+\omega}{x-\omega} \right| dx \quad (22)$$

$$= \omega_{k-1} \left\{ \left(\frac{\omega}{\omega_{k-1}} + 1 \right) \ln \left(\frac{\omega}{\omega_{k-1}} + 1 \right) + \left(\frac{\omega}{\omega_{k-1}} - 1 \right) \ln \left| \frac{\omega}{\omega_{k-1}} - 1 \right| - 2 \frac{\omega}{\omega_{k-1}} \ln \left(\frac{\omega}{\omega_{k-1}} \right) \right\}$$

(23)

formülüyle verilir. Böylece, empedans uyumlaştırma problemi nümerik olarak şöyle tanımlanır: Seçilen kesim frekansları ve yük dataları için r_k 'lar ($k=1, \dots, N$) nasıl seçilmelidirki kazanç seviyesi çalışma bandı boyunca optimize edilsin. Bu amaçla, dönüştürücü güç kazancı (13), r_k 'lar cinsinden ifade edilir ve seçilen optimum G kazanç seviyesine örneğin azalan kareler [18] yöntemiyle yakınsatılır. Bu optimizasyon sürecinde, hata fonksiyonu,

$$e(\omega, r_k) = T(\omega) - G \quad (24)$$

şeklinde tanımlanır. Burada $\epsilon(\omega, r_k)$, G ideal kazanç seviyesinden olan sapmaları gösterir. Azalan kareler yönteminde minimize edilecek objektif fonksiyon, sapmaların kareleri toplamı olur. Yani,

$$\delta = \sum_{i=1}^M \epsilon^2(\omega_i, r_k) \quad (25)$$

şeklinde ifade edilir. Burada ω_i frekansları, çalışma bandındaki örneklemeye frekanslardır. Örneğin ω_0 bandın başını, ω_1 bandın sonunu, M ise örneklemeye sayısını gösterdiğinde, ω_i frekansları $(\omega_1 - \omega_0) / (M-1) = \Delta\omega$ frekans aralıklarında alınacak demektir. σ 'yu minimize edecek şekilde r_k kesim noktaları hesaplanır [15]. $R_2(\omega)$ 'yi karakterize eden doğru parçaları hesaplandıktan sonra, uygun bir yaklaşım $R_2(\omega)$, $R_2(\omega)$ şeklinde rasyonel bir fonksiyona uydurulur. Bundan sonra, $Z_2(s)$ fonksiyonu, $R_2(\omega)$ yardımıyla Gewertz ya da Bode yaklaşımı ile belirlenir (Ek-2). Böylece, $Z_2(s)$ 'in sürekli kesirlere açımı ile empedans uydurucu devrenin sentezi yapılabilir [4].

Görüldüğü gibi, yöntem, bilgisayar programcılığına uygunluk göstermektedir.

3. GENİŞ BANDLI KUVVETLENDİRİCİ

3.1. TASARIM YÖNTEMLERİNE KISA BİR BAKIŞ

Yüksek frekans transistorlarının özellikleri, genelikle S-parametreleri ile verilmektedir (Ek-1). Bunun başlıca nedeni S-parametrelerinin diğer parametrelere göre daha kolay ve güvenilir olarak ölçülebilmesidir.

Ancak, mikrodalga frekanslarında dar bandlı kuvvetlendirici tasarımında söz konusu olmayan birçok sorun, geniş bandlı kuvvetlendirici tasarımında etkili olmaktadır. Bunların en önemlisi, S-parametrelerinin frekansla değişimi nedeniyle, tranzistorun güç kazancının ve kararlılığının frekans değişikçe sabit olmamasıdır. Oysa, bir kuvvetlendirici tasarımında sağlanması istenen en önemli özellik, kuvvetlendiricinin çalıştığı frekans bandı içinde band boyunca düzgün bir kazanç karakteristiği verebilmesi ve kararlı olmasıdır.

Düzgün kazanç karakteristiğini sağlamamanın en genelde iki yöntemi,

- a) Geri beslemeli Tasarım Yöntemi [3], [17].
- b) Empedans Uydurma Yöntemidir [5], [6], [7].

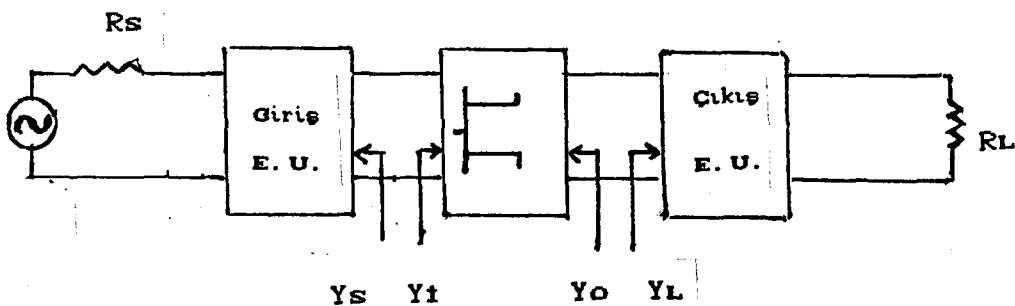
Kuvvetlendirici kararlılığını sağlamak için, literatürde pek çok yöntem önerilmektedir [5], [6], [7], [11]. Örneğin, aktif elemanın çıkış kapısı ile toprağı arasına paralel bir direnç eklenmektedir. Ancak, direncin güç harcama özelliği nedeniyle, kazanç düşmektedir. Diğer bir yöntemde; yük ve kaynak yansımı katsayılarının kararlılık koşulunu sağlamadığı bölgeler, Smith abağında işaretlenir. Sonra, giriş ve çıkış empedans uydurucu devreleri, 50Ω 'luk kaynak ve yük dirençlerini kararlı bölgelerdeki empedanslara uydurarak, maksimum güç kazancı elde edilecek şekilde Smith abağı üzerinde seçilir. Bu işlem zaman alıcı bir deneme -yanılma yöntemidir. Başka bir yöntemde de yük ve kaynak admitansları Y_L ve Y_S ; Stern Formülü (45) uyarınca seçilir. Bu metot da, dar bandlı uygulamalar için elverişlidir. Çünkü, $Y_L(j\omega)$ ve $Y_S(j\omega)$ admitans değerleri, çalışma bandının her frekansı için fiziksel olarak gerçekleşmemeyebilir. Ayrıca, kazancı belirleyen y_{21} parametresi, frekans arttıkça azaldığından, kazanç eğrisi, $-Y_L(j\omega)$ ve $Y_S(j\omega)$ gerçekleşebilir olsa bile- düzgün olmayacağındır.

Empedans uydurma yöntemi olarak önerilen reel - frekans tekniği; geniş bandlı kuvvetlendirici tasarımlına başarıyla uygulanabilmektedir. Bu yaklaşımada elde edilen empedans uydurucu devrenin Thevenin immitansı, çalışma bandı boyunca gerçeklenebilir özellikleştir. Metodun pratik uygulamalarında üç çeşit sorunla karşılaşılmıştır. Birincisi, sınırlanılmamış iterasyonlar sonucu elde edilen Thevenin direnci, negatif değerli olabilmekte ve bu da tasarım koşullarının iyileştirilmesini gerektirmektedir. İkinci sorun, giriş ve çıkış empedans uydurucularının birbirinden bağımsız olarak gerçekleşmesi nedeniyle ortaya çıkmaktadır. Örneğin, tasarıma giriş empedans uydurucu devresi ile başlandığında, çıkış kapısının 50Ω 'luk sabit bir dirençle sonlandırılmış olması gerekeceğinden, transistor giriş parametrelerinin band boyunca sabit olduğu kabul edilecektir. Bu nedenle, kuvvetlendiriciden alınabilecek kazanç, 50Ω 'luk sonlandırma direnci ile sınırlı olacaktır. Yüksek kazanç elde etmek için, daha değişik iterasyon formülleri gereklidir.

Üçüncü problem ise, kuvvetlendiricinin kararlılığının sağlanması konusunda bir formülasyonun kullanılmamasıdır. Bu yüzden, reel frekans tekniğinde bir takım değişiklikler yapılması gerekmektedir.

3.2 DEĞİŞİSTİRİLMİŞ REEL FREKANS TEKNİĞİ İLE TASARIM

Bu yöntemde, geniş bandlı kuvvetlendiricinin $Y_L(j\omega)$ ve $Y_S(j\omega)$ admitansları (Şekil-7), kararlılık, gerçeklenebilirlik ve düzgün kazanç band eğrisi koşullarını aynı anda sağlayacak şekilde belirlenir. Burada, $Y_L(j\omega)$ ve $Y_S(j\omega)$ admitanslarının reel kısımları olan $G_L(j\omega)$ ve $G_S(j\omega)$ 'yi belirleyen r_k direnç artımları, ayrı ayrı belirlenmek yerine aynı anda belirlenir. Ayrıca, her frekansta, K Stern katsayısının (45), belli bir minimum seviyenin üzerinde olması sağlanır [10] ve dönüştürücü güç kazancının iteratif yöntemlerle band boyunca optimizasyonu gerçekleştiriliyor.



Şekil-7. Giriş ve çıkış devreleriyle birlikte görülen kuvvetlendirici şeması.

Bu yöntemin prensipleri şu şekilde özetlenebilir:

Tranzistorun y - parametreleri,

$$y_{ik} = g_{ik} + jb_{ik} \quad i, k = 1, 2 \quad (26)$$

olmak üzere Şekil-7'deki kuvvetlendircinin dönüştürücü güç kazancı G_T ,

$$G_T = \frac{4|y_{21}|^2 G_s G_L}{|(y_{11} + Y_s)(y_{22} + Y_L) - y_{12}y_{21}|} \quad (27)$$

şeklinde ifade edilir. Burada,

$$Y_S = G_S + jB_S \quad (28)$$

$$Y_L = G_L + jB_L \quad (29)$$

olarak verilir. Y_S ve Y_L fonksiyonları, dönüştürücü güç kazancı $G_T(i)$ 'yi, band boyunca seçilen örneklem frekansları ω_i ($i = 1, \dots, m$) için optimum bir G kazanç seviyesine yaklaşacaktır şekilde belirlenir. Buradaki yaklaşıklık, minimum kareler yöntemiyle hesaplanan bir hata fonksiyonu (E) cinsinden verilir:

$$E = \sum_{i=1}^m \left(\frac{G_T(i)}{G_0} - 1 \right)^2 \quad (30)$$

Burada m , band boyunca seçilen örneklem frekansları sayısını göstermektedir. Y_S ve Y_L fonksiyonlarının fiziksel olarak gerçekleştirilebilmesi,

$$G_S \geq 0, \quad G_L \geq 0 \quad (31)$$

koşullarının sağlanmasına bağlıdır. Koşulsuz kararlı olmayan bir tranzistor söz konusu olduğunda, kuvvetlendiricinin kararlı olması için [6],

$$G_S + g_{11} > 0 \quad (32)$$

$$G_L + g_{22} > 0 \quad (33)$$

ve

$$(G_S + g_{11})(G_L + g_{22}) > (M/2)(1 + \cos\theta) \quad (34)$$

$$M = |y_{12}y_{21}| \quad (35)$$

$$\theta = \underline{\angle(y_{12}, y_{21})} \quad (36)$$

koşulları sağlanmalıdır. Eğer bilinmeyen Y_S fonksiyonunun minimum süzeptans fonksiyonu olduğu kabul edilirse, B_S fonksiyonu, G_S 'in Hilbert dönüşümü alınarak bulunur. G_S , reel frekans teknigi uyarınca, r_{sk} şeklindeki direnç artımları ile gösterildiğinde;

$$G_S(\omega) = \sum_{k=0}^N a_k(\omega) r_{sk} \quad (37)$$

$n+1$ adet direnç artımının aşağıdaki koşulu sağlaması gereklidir [10];

$$r_{SN} = - \sum_{k=0}^{N-1} r_{sk} \quad (38)$$

Burada $a_0(\omega) = 1$ olup $a_k(\omega)$ enterpolasyon fonksiyonları (16) formülü ile verilmektedir. Buna göre, Y_S 'in imajiner kısmı

$$B_S(\omega) = \sum_{k=0}^N b_k(\omega) r_{sk} \quad (39)$$

ile bulunur. Burada $b_0(\omega) = 0$ olup $b_K(\omega)$, (18) bağıntısı ile belirlenir.

Benzer şekilde, Y_L fonksiyonunun minimum süzeptans olduğu kabul edildiğinde, G_L ve B_L fonksiyonları da direnç artımları r_{lk} 'lar cinsinden aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$G_L(\omega) = \sum_{k=0}^N a_k(\omega) r_{lk} \quad (40)$$

$$B_L(\omega) = \sum_{k=0}^N b_k(\omega) r_{lk} \quad (41)$$

Bundan sonra, kuvvetlendiricinin dönüştürücü güç kazancının optimize edileceği örnekleme frekansları (ω_i , $i = 1, 2, \dots, m$) ile kesim frekansları (ω_k , $k = 0, 1, 2, \dots, N$) belirlenir. Eğer Y_S fonksiyonu 50Ω 'luk bir dirençle sonlandırılan alçak geçiren LC filtresi ile gerçekleşirse (16) ve (37) formülleri ile Şekil-1'den,

$$\frac{1}{R_s} = G_s = r_{so}, \quad \omega = \omega_0 = 0$$

ve (38)'den

$$G_s = 0, \quad \omega = \omega_N \quad (42)$$

elde edilir. Benzer şekilde,

$$\frac{1}{R_L} = G_L = r_{lo}, \quad \omega = 0$$

ve

$$G_L = 0, \quad \omega = \omega_N \quad (43)$$

bulunur. (16) bağıntısından görüleceği gibi, ω_j frekanslarındaki $a_k(\omega)$ değerleri, $j \geq k$ için bire ve $j < k$ için sıfıra eşittir. Bu nedenle, ω_k frekanslarındaki (40) ve (37) ile verilen G_L ve G_s değerleri, r_{sj} ve r_{lj} ($j = 0, 1, 2, \dots, k$) direnç artımlarının toplamı olarak ifade edilebilir. Yani,

$$G_{sk} = \sum_{j=0}^k r_{sj}$$

$$G_{lk} = \sum_{j=0}^k r_{lj} \quad (44)$$

ile gösterilir. Burada, $G_{Sk} = G_S(\omega_k)$ ve $G_{Lk} = G_L(\omega_k)$, $k = 1, 2, \dots, N$ şeklinde verilmektedir. G_S ve G_L 'in yerel minimum ve yerel maksimumlarının kesim frekanslarında oluşturduğu kabul edildiğinden G_{Sk} ve G_{Lk} değerlerinin, $k = 1, \dots, N$ için pozitif olmasını sağlayacak şekilde iterasyon yapıldığında, gerçeklenebilirlik koşulu (32), (33) sağlanmış olacaktır. Aynı anda (45) ile verilen Stern kararlılık faktörünün belirli bir minimum değerden büyük olması sağlanırsa, kararlılık sorunu da çözümlenmiş olur. Burada Stern kararlılık faktörü (K),

$$K = \frac{(G_S + g_{11})(G_L + g_{22})}{\frac{M}{2}(1 + \cos\theta)} \quad (45)$$

bağıntısı ile belirlenmektedir. Bağıntıdaki M ve θ ise, (35), ve (36) ile verilir.

Koşulsuz kararlılık için, G_S ve G_L değerleri $K > 1$ olacak şekilde seçilmelidir. Ancak, kazanç performansının iyi olması için, $2 \leq K \leq 10$ şeklindeki seçimler önerilir. (45) bağıntısından anlaşılabileceği üzere, yüksek seviyeli K değerleri, G_S ve G_L 'in yüksek seviyede olması ile sağlanabilir. Özet olarak, kuvvetlendiricinin çalışma bandı boyunca, kararlılığı ve gerçeklenebilirliğini sağlamak için, G_{Sk} ve G_{Lk} değerlerinin $k = 1, \dots, N$ için $K \geq 2$ olacak şekilde seçilmesi gerekmektedir. Bu değerler, G_S ve G_L fonksiyonlarının minimum değerleri olarak alınır ve kazanç-band eğrisi optimizasyonunda ilk değerler olarak girilir. Bundan sonra, örneklem frekanslarında G_L ve G_S değerleri değiştirilmek suretiyle, kazanç bağıntısı (27), çalışma bandı boyunca (30) ile tanımlanan hata fonksiyonunu minimize edecek şekilde belli bir kazanç seviyesine yakınsatılır. G_S ve G_L belirlendiğinde, Hilbert dönüşümü ile B_S ve B_L de belirlenmektedir. Bunun için, bilgisayar destekli iteratif yöntemler kullanılmaktadır [10], [12], [18].

Kazanç eğrisini optimize eden Y_S ve Y_L değerleri belirlendiğinde, sürekli kesirler açınım yöntemiyle giriş ve çıkış empedans uydurucu devrelerinin eleman değerleri belirlenir. Bu devrelerin karmaşıklığı, kesim frekanslarının sayısına ve üst kesim frekansının seçimiine bağlıdır.

Gördüğü gibi, bu yöntem temelde reel-frekans teknüğine dayanmaktadır; fakat düzgün kazanç, kuvvetlendirici kararlılığı ve empedans uydurucu devrelerin gerçeklenebilirliği gibi konuları da kapsamaktadır.

3.3. GENİŞLETİLMİŞ FREKANS BANDI YAKLAŞIMI

Yukarıda açıklanan değiştirilmiş reel frekans tekniği, geniş bandlı kuvvetlendirici tasarımda karşılaşılan sorunların hemen tümüne çözüm getirmekle birlikte, bilgisayar programına aktarıldığında, programın çalışması sırasında bir takım sorunlarla karşılaşılmıştır.

Birinci sorun, giriş ve çıkış devrelerini belirleyen r_{sk} ve r_{lk} direnç artımlarının seçiminde ortaya çıkmıştır $k = 1, \dots, N$ için iki adet direnç artımı kümelerinin birbirinden bağımsız olarak seçilmesi gereğinden, giriş ve çıkış empedans uydurucu devreleri için verilen kararlılık, gerçeklenebilirlik ve düzgün kazanç koşullarını sağlayacak iteratif formüller çoğu kez yakınsamamaktadır; bu nedenle program sonuçlandırılamamaktadır. İki ayrı direnç artımı kümelerinin söz konusu olması, iteratif formülleri karmaşık hale getirmekte; böylece programın çalışma süresi uzamaktadır. Diğer bir sorun da kesim frekansları ve örneklem frekansları olmak üzere iki ayrı frekans kümelerinin seçilmesidir. Bu durum da işlem sayısını artırmaktadır.

Bunun gibi, özellikle bilgisayar destekli tasarımcılığa yönelik sorunları ortadan kaldırmak amacıyla, değiştirilmiş reel frekans tekniğinde bazı düzenlemeler yapılmıştır. "Genişletilmiş Frekans Bandı Yaklaşımı" adı verilen bu yeni yaklaşımın, kuvvetlendirici çalışma bandı, yalnızca kesim frekansları ile temsil edilmektedir. Bu nedenle, kesim frekanslarının band boyunca hemen hemen eşit ve sık aralıklarla dağılması, iterasyonların çabuk yakınsaması bakımından önemlidir. Ayrıca, giriş ve çıkış empedans uydurucularının tasarımında yalnızca çıkış devresine ilişkin direnç artımları (r_{lk}) kümeleri kullanılmaktadır; r_{sk} 'lar, r_{lk} değerler cinsinden ifade edilmektedir. Böylece yukarıda açıklanan iterasyonun iraksaması türünden sorunlar burada çok ender olarak görülmektedir. Bunu sağlamak için giriş devresine empedans uygunluğu olduğu kabul edilmektedir. Yani,

$$Y_i = \frac{y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21} + y_{11}Y_L}{y_{22} + Y_L} \quad (46)$$

olmak üzere,

$$Y_s = Y_i^* \quad (47)$$

bağıntısı nedeniyle, Y_S , Y_L cinsinden ifade edilebilmekte, başka bir deyişle Y_S , r_{jk} 'lar yardımıyla belirlenebilmektedir. Burada " " işaretti, "kompleks konjuge" anlamındadır.

Bu yöntemin bilgisayar algoritması, aşağıda özetlenmiştir:

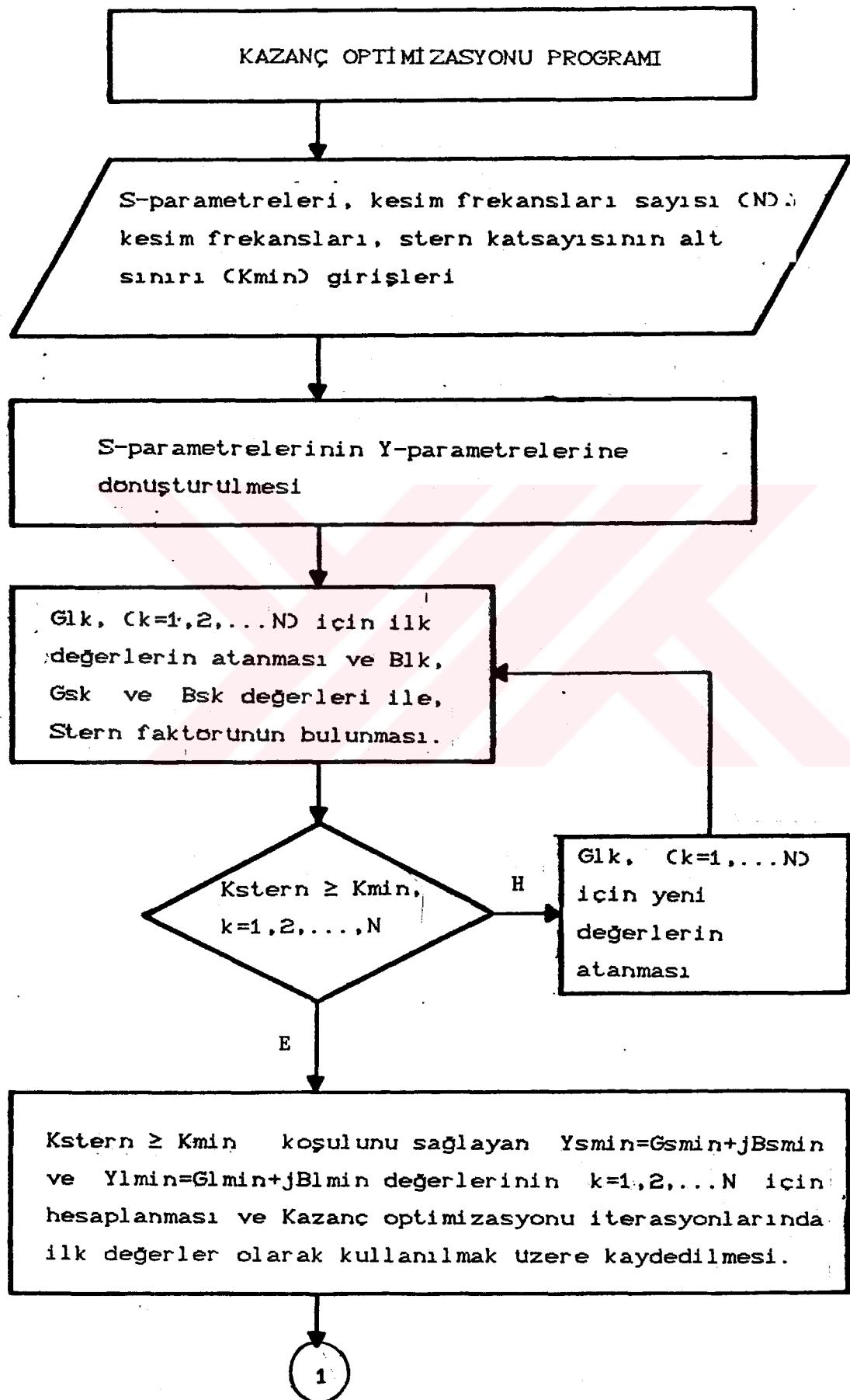
- 1- Önce, çalışma bandı boyunca N adet kesim frekansı (ω_k , $k = 1, \dots, N$) belirlenir. Bu değerler, kullanılacak tranzistorun katalogunda yer alan S - parametrelerinin verildiği frekanslar olarak alınır.
- 2- Stern kararlılık katsayısi (K) ve, optimum kazanç seviyesi (G) ile, iterasyonlarda kullanılan yakınsama hatası (presizyon) değerinin (ϵ) alt sınırları belirlenir.
- 3- Katalogda verilen S - parametreleri, Y - parametrelerine (48), (49), (50), (51) formülleri yardımıyla dönüştürülür.
- 4- Kuvvetlendiricinin çalışma bandının her frekansından kararlı olmasını sağlamak amacıyla, kesim frekanslarındaki G_{Lk} ve G_{Sk} değerleri, (45) formülü ile verilen Stern katsayısının 2'de belirlenen bir seviyenin üstünde olmasını sağlayacak şekilde sınırlanılmamış optimizasyon tekniği [10] kullanılarak seçilir.
- 5- Bu aşamada kazanç optimizasyonuna geçilir. Bu amaçla, $k = 1, 2, \dots, N$ için 4'de elde edilen G_{Lk} ve G_{Sk} değerleri, iterasyonun başlangıç değerleri olarak alınır. (41), (39) formülleri uyarınca B_{Lk} ve B_{Sk} değerleri hesaplanır.
Daha sonra, G_{Lk} ve G_{Sk} değerleri e kadar aralıklarla artırılarak, (bu arada bunlara karşı gelen B_{Lk} ve B_{Sk} değerleri de hesaplanır) band boyunca kazancın optimum G seviyesine yakınsaması sağlanır. Bu da, (30) ile verilen hata fonksiyonunun, ϵ sayısından küçük olması ile sağlanır.
- 6- Böylece elde edilen G_{Lk} ve G_{Sk} değerleri ile, bunlara karşılık gelen B_{Lk} ve B_{Sk} değerleri, ($k = 1, \dots, N$) için Şekil-7'de görülen kuvvetlendiricinin Y_L ve Y_S admitanslarının real ve sanal kısımlarının kesim frekanslarındaki değerleridir.
- 7- Bundan sonra, klasik reel frekans teknigideki "Eğri Uydurma Yöntemi" (Ek-2) kullanılır. Başka bir deyişle elde edilen G_{Sk} ve G_{Lk} ayrık değerleri, N_d dereceden uygun birer G_S ve G_L rasyonel polinomlarına uydundur. Bu yöntem, literatürde "Lineer Regression

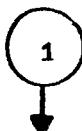
Prosedürü* [15] olarak geçmektedir.

8- Bundan sonra, Lineer Regression ile belirlenen G_S ve G_L fonksiyonları kullanılarak, Gewertz prosedürü [4], [15] yardımıyla Y_S ve Y_L fonksiyonları belirlenir. (Ek-2)

9- Belirlenen Y_S ve Y_L fonksiyonlarının sürekli kesirlere açınımı [4] gerçekleştirilerek Şekil-7'deki kuvvetlendiricinin giriş ve çıkış empedans uydurucu devreleri belirlenir.

Bu yönteme ait program akış diagramı, Şekil-8'de görülmektedir. Böylece, tasarımlı tamamlanan kuvvetlendirici için kararlılık, düzgün kazanç eğrisi ve gerçeklenebilirlik koşulları aynı anda sağlanmış olur.





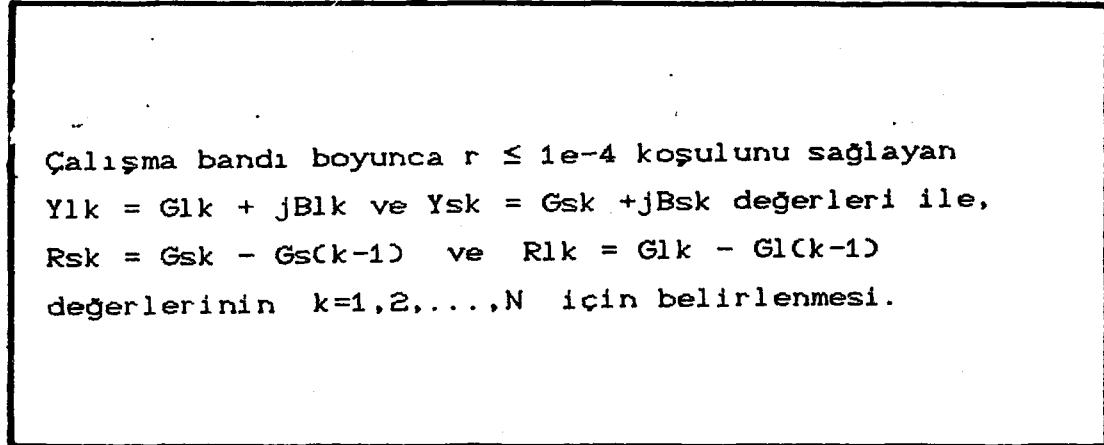
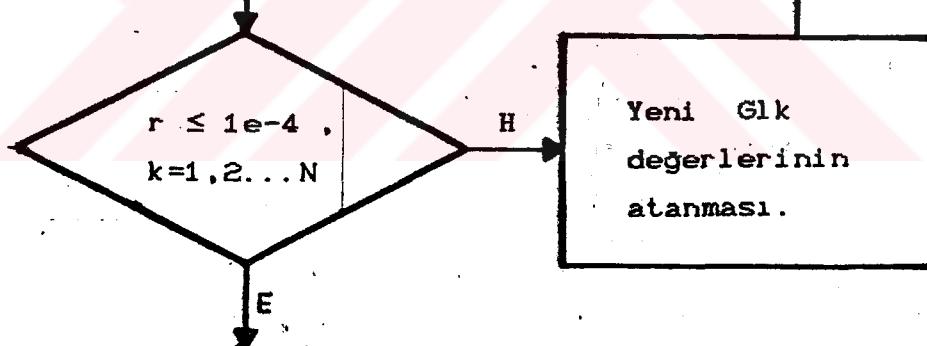
Üst kesim frekansında çeşitli G_{lk} değerleri için
gr kazanç değişiminin bulunması ve ulaşılabilen
en yüksek kazanç değerinin (G) belirlenmesi.

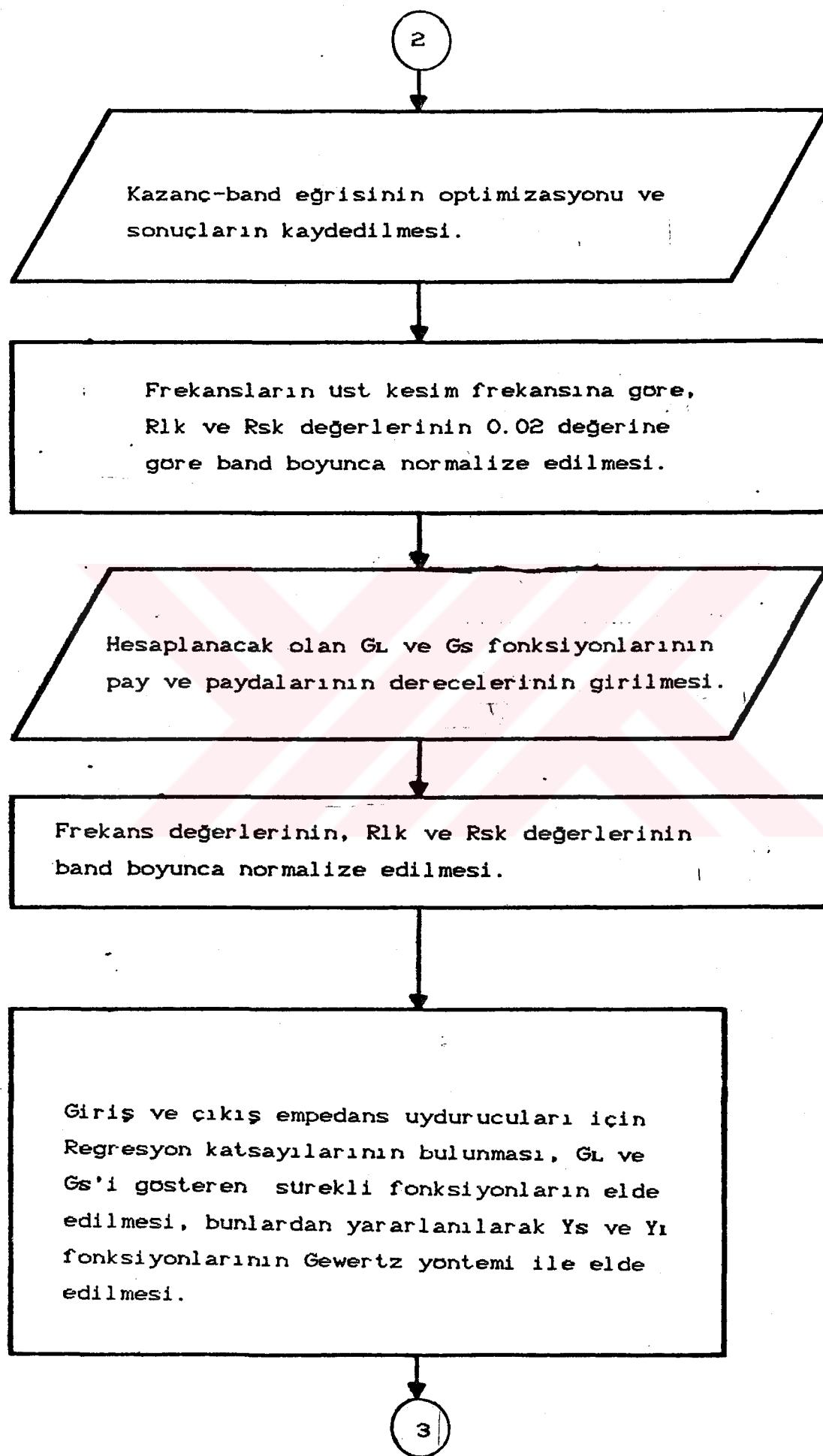


Çalışma bandı boyunca kazanç değişiminin ve G
kazanç değerine göre dalgalılık faktörünün (r)
bulunması.



$G_{lk}, \quad G_{lk} = 1, 2, \dots, N$ değerlerinin
değiştirilerek, band boyunca
kazancın G değerine yakınsatılması.





3

Y_s ve Y_L fonksiyonlarının sürekli kesirlerle açılması, giriş ve çıkış empedans uydurucu devrelerine ait normalize eleman değerlerinin belirlenerek $L = (L_n \cdot 50) / w_n$ ve $C = C_n / (w_n \cdot 50)$ şeklinde de-normalize edilmesi.

Giriş ve çıkış devrelerine ait belirlenen eleman değerlerinin (L_i , C_i) yazılması.

Sekil-8. Yazılan Programa ait Akış Diyagramı.

4. PROGRAM DÖKÜMÜ

PROGRAMIN ADI: EBS CAD

İŞLEVI : Geniş Bandlı Kuvvetlendirici

Tasarımı Optimizasyonu

DILI : Gw-Basic + Fortran

YAZAN : Elvan Banu Saltık

490.Y.002

```
1 DATA .95,-26,3.57,157,.040,76,.66,-14
2 DATA .93,-40,3.53,147,.050,69,.65,-20
3 DATA .89,-52,3.23,136,.060,62,0.63,-26
4 DATA .86,-63,3.08,127,.070,56,.60,-31
5 DATA .83,-71,2.88,121,.080,55,.59,-36
6 DATA .79,-94,2.49,75,.036,20,.71,-62
169 KEY OFF
170 DIM FK(30),MSR(120),ASI(120),RE(120),IM(120),A(30),B(30),C(30),D(30),ER(20)
171 DIM E(30),F(30),H(30),K(30),P(30),Q(30),PD(30),G11(30),B11(30),G12(30),KAR(3
0),KMIN(20),GLMIN(20),GSMIN(20),GTN(255),ER1(20)
172 DIM B12(30),G21(30),B21(30),G22(30),B22(30),D1(30),D2(30),D3(30),DELTA(30),U
1(20),U2(20),U(20),S(20),O(20),V1(20),V2(20),V(20)
173 DIM RLK(20),GLK(20),BLK(20),GSK(20),BSK(20),EK(20),KM(20),GTDB(20)
174 DIM MU(20),AC1(20),BAN1(20),BAN2(20),KBAN1(20),KBAN2(20),BAN3(20),BAN(20)
175 DIM GS(20),GL(20),BS(20),BL(20),GLKY(20),KM1(20),KM2(20),GT(20),LGT(20)
178 PI=3.141593
179 CLS
180 PRINT:PRINT"[Ctrl+Break] tuslarina basip, referans frekanslarina ait S-Param
etrelerini"
189 PRINT
190 PRINT:PRINT
191 PRINT"1 DATA S11[MODUL,AC1],S21,S12,S22
192 PRINT"2 DATA S11[MODUL,AC1],S21,512,S22
193 PRINT"3 DATA ....
194 PRINT"4 DATA ....
195 PRINT"."
196 PRINT"."
197 PRINT"."
198 PRINT"n DATA ....
199 PRINT
200 PRINT:PRINT"FORMATIYLA GIRINIZ VE PROGRAMI YENİDEN [RUN] EDİNİZ.
201 PRINT:PRINT"S-parametrelerini degistirmeyecseniz [Enter] giriniz."
202 PRINT"-----
```

```
203 B$=INKEY$:IF B$="" THEN 203
204 CLS
205 PRINT :PRINT
206 INPUT "KESİM FREKANSLARININ TOPLAM SAYISINI Giriniz:";N
207 PRINT "S-parametrelerini girdiginiz sirayla KESİM FREKANSLARINI giriniz:"
208 FOR K=1 TO N
209 PRINT:PRINT "#";K;"#"
210 INPUT FK
211 FK(K)=FK
212 NEXT K
213 CLS
361 FOR T=1 TO N*4
362 READ M,A
363 MSR(T)=M:ASI(T)=A
364 GOSUB 6200
365 RE(T)=R:IM(T)=I
366 NEXT T
367 FOR T=1 TO N
368 GOSUB 6300
369 NEXT T
380 CLS
565 KMMIN=2:RD=.02
568 PRINT
570 PRINT "iterasyonlarda kullanılan KARARLILIK KATSAYISI'NIN ALT SINIR DEGERINI
girmek ister misiniz [E/H]? Eger istemezseniz bu deger 2 olarak ALINAC
AKTIR."
571 INPUT A$
580 IF A$="H" OR A$="h" THEN 610
581 IF A$="E" OR A$="e" THEN 585 ELSE 571
585 PRINT :PRINT
590 PRINT
595 INPUT "Kmin =",KMIN
600 KMMIN=KMIN
610 CLS
620 GOSUB 6380:PRINT "Gum(dB)=",GUM:PRINT
621 LOCATE 3,10:PRINT "Transistorun Y-parametreleri:"
622 LOCATE 4,10:PRINT "-----"
710 FOR T=1 TO N
720 G11(T)=.02*G11(T):G12(T)=.02*G12(T):G21(T)=.02*G21(T):G22(T)=.02*G22(T)
721 PRINT G11(T),G21(T),G12(T),G22(T)
730 B11(T)=.02*B11(T):B12(T)=.02*B12(T):B21(T)=.02*B21(T):B22(T)=.02*B22(T)
731 PRINT B11(T),B21(T),B12(T),B22(T)
740 NEXT T
741 PRINT "Devam icin bir tusa basiniz ..."
742 A$=INKEY$:IF A$="" THEN 742
745 SAYI=1:SAYI=1
750 K=1
759 CLS
760 GLK(K)=.0001
770 GOSUB 6370:PRINT "RLK=";RLK(K)
775 GOSUB 6400:PRINT "GLK,BLK=";GLK(K),BLK(K)
780 GOSUB 6450:PRINT "GSK,BSK=";GSK(K),BSK(K)
790 GOSUB 6500:PRINT "k=";KM(K)
800 IF KM(K)>KMMIN THEN 815
810 IF KM(K)<KMMIN THEN GOSUB 7010:GOTO 770
```

815 IF GSK(K)>0 AND GLK(K)>0 THEN 830
820 GOSUB 6800
825 GOTO 815
830 K=K+1:IF K=<N THEN 759
835 CLS
840 FOR J=1 TO N
850 PRINT TAB(17);"Kmin";J;"=";KM(J)
851 PRINT "glkmin";J;"=";GLK(J),TAB(30);"blkmin";J;"=";BLK(J)
852 PRINT "gsk";J;"=";GSK(J),TAB(30);"bsk";J;"=";BSK(J)
853 KMIN(J)=KM(J):GLMIN(J)=GLK(J):GSMIN(J)=GSK(J)
854 PRINT
855 NEXT J
856 PRINT "Devam icin bir tusa basiniz ..."
857 A\$=INKEY\$:IF A\$="" THEN 857 ELSE CLS
858 FOR K=1 TO N
859 GLK(K)=GLMIN(K)
860 NEXT K
861 FOR J=1 TO 250
862 GLK(N)=GLK(N)+.0001
863 K=N:GOSUB 6960:GOSUB 7100
864 GTN(J)=GT(N):PRINT "Gt";J;"=";GTN(J)
865 NEXT J
866 LARGE=GTN(1):L=1:CLS:PRINT "Kazanc Degisimi:";PRINT
867 FOR J=1 TO 250
868 IF GTN(J)>LARGE THEN LARGE=GTN(J):L=J
869 NEXT J
870 FOR K=1 TO N
871 GLK(K)=GLMIN(K)+L*.0001
872 GOSUB 6960:GOSUB 7100:PRINT "Gt";K;"=";GT(K)
873 NEXT K
874 SM=GT(N)
884 FOR I=1 TO N
884 IF GT(I)<SM THEN SM=GT(I)
904 NEXT I
910 PRINT
914 GTO=SM:PRINT "Optimum Kazanc Degeri:";PRINT :PRINT "Gt=";GTO
915 PRINT
916 PRINT "Kazanc Dalgalilik Faktoru:";PRINT
924 FOR K=1 TO N
934 GOSUB 7200:PRINT "r";K;"=";ER1(K)
944 NEXT K
945 PRINT :PRINT "Devam icin bir tusa basiniz ..."
954 B\$=INKEY\$:IF B\$="" THEN 954 ELSE CLS
964 K=1
965 IF ER(K)<1 THEN 968 ELSE 966
966 GOSUB 7300:GOTO 965
967 REM IF ER1(K)<-1 THEN GOSUB 7400:GOTO 965
968 K=K+1:IF K=<N THEN 965
969 GOTO 980
970 PRINT "TRANSISTORUNUZ BU TASARIMA UYGUN DEGIL!...":GOTO 1000
980 CLS
981 FOR J=1 TO N
982 PRINT TAB(17);"f";J;"=";FK(J);"icin:"
983 PRINT "k";J;"=";KM(J),TAB(30);"Gt";J;"=";GT(J)
984 PRINT "gsk";J;"=";GSK(J),TAB(30);"bsk";J;"=";BSK(J),TAB(60);"RSK";J;"=";RSK(

```
985 PRINT "g1k";J;"=";GLK(J),TAB(30);"b1k";J;"=";BLK(J),TAB(60);"RLK";J;"=";RLK(J)
986 NEXT J
987 SOUND 500,.8
1000 END
6100 REM * * * * * ALT PROGRAMLAR : * * * * *
6200 REM * * * KOMPLEKS SAYI ARITMETIGI * *
6201 R=M*COS(A*PI/180)
6202 I=M*SIN(A*PI/180)
6203 RETURN
6204 IF R>=0 AND I>=0 THEN A=(ATN(I/R))*180/PI
6205 IF R<0 AND I>=0 THEN A=180-(180*(ATN(ABS(I/R)))/PI)
6206 IF R<0 AND I<0 THEN A=180+(180*(ATN(ABS(I/R)))/PI)
6207 IF R>=0 AND I<0 THEN A=(ATN(I/R))*180/PI
6208 M=SQR(R^2+I^2)
6209 RETURN
6300 REM * * * S-Parametrelerinin Y-Parametrelere donusturulmesi * *
6301 A(T)=1+RE(4*T)-RE(4*T-3)-RE(4*T)*RE(4*T-3)+IM(4*T)*IM(4*T-3)+RE(4*T-2)*RE(4*T-1)-IM(4*T-2)*IM(4*T-1)
6302 B(T)=IM(4*T)-IM(4*T-3)-RE(4*T-3)*IM(4*T)-RE(4*T)*IM(4*T-3)+RE(4*T-1)*IM(4*T-2)+IM(4*T-1)*RE(4*T-2)
6304 C(T)=1+RE(4*T)+RE(4*T-3)+RE(4*T-3)*RE(4*T)-IM(4*T)*IM(4*T-3)-RE(4*T-2)*RE(4*T-1)+IM(4*T-1)*IM(4*T-2)
6305 D(T)=IM(4*T)+IM(4*T-3)+RE(4*T-3)*IM(4*T)+RE(4*T)*IM(4*T-3)-IM(4*T-2)*RE(4*T-1)-IM(4*T-1)*RE(4*T-2)
6306 E(T)=(-2)*RE(4*T-1):F(T)=(-2)*IM(4*T-1)
6307 H(T)=(-2)*RE(4*T-2):K(T)=(-2)*IM(4*T-2)
6308 P(T)=1-RE(4*T)+RE(4*T-3)-RE(4*T-3)*RE(4*T)+IM(4*T-3)*IM(4*T)+RE(4*T-2)*RE(4*T-1)-IM(4*T-2)*IM(4*T-1)
6309 B(T)=IM(4*T-3)-IM(4*T)-RE(4*T-3)*IM(4*T)-IM(4*T-3)*RE(4*T)+IM(4*T-1)*RE(4*T-2)+IM(4*T-2)*RE(4*T-1)
6310 PD(T)=(C(T))^2+(D(T))^2
6311 B11(T)=(A(T)*C(T)+B(T)*D(T))/PD(T)
6312 B11(T)=(B(T)*C(T)-A(T)*D(T))/PD(T)
6313 G12(T)=(E(T)*C(T)+F(T)*D(T))/PD(T)
6314 B12(T)=(F(T)*C(T)-E(T)*D(T))/PD(T)
6315 G21(T)=(H(T)*C(T)+K(T)*D(T))/PD(T)
6316 B21(T)=(K(T)*C(T)-H(T)*D(T))/PD(T)
6317 G22(T)=(P(T)*C(T)+Q(T)*D(T))/PD(T)
6318 B22(T)=(Q(T)*C(T)-P(T)*D(T))/PD(T)
6319 RETURN
6350 REM * * * Maximum Guc degerinin belirlenmesi * *
6351 FOR T=1 TO N
6352 D1(T)=RE(4*T-3)*RE(4*T)-IM(4*T-3)*IM(4*T)-RE(4*T-2)*RE(4*T-1)+IM(4*T-2)*IM(4*T-1)
6353 D2(T)=IM(4*T)*RE(4*T-3)+IM(4*T-3)*RE(4*T)-RE(4*T-2)*IM(4*T-1)-IM(4*T-2)*RE(4*T-1)
6354 D3(T)=D1(T)^2+D2(T)^2:DELTA(T)=SQR(D3(T))
6355 KAR(T)=(1-MSR(4*T-3)^2-MSR(4*T)^2+DELTA(T))/(2*SQR(MSR(4*T-2)*MSR(4*T-1)))
6357 IF KAR(T)<1 OR DELTA(T)>1 THEN 6362
6358 NEXT T
6360 TOP=(MSR(4*N-2)/MSR(4*N-1))*(KAR(N)-SQR(KAR(T)^2-1))
6361 GOTO 6363
6362 TOP=(MSR(4*N-2)^2)/(1-MSR(4*N-3)^2)
6363 RETURN
```

```
6370 REM * * * RIK'LARIN BULUNMASI: * * *
6371 IF K=1 THEN RIK(1)=GLK(1)
6372 IF K>1 THEN RIK(K)=GLK(K)-GLK(K-1)
6373 RETURN
6374 REM * * * RSK'LARIN BULUNMASI: * * *
6375 IF K=1 THEN RSK(1)=GSK(1)
6376 IF K>1 THEN RSK(K)=GSK(K)-GSK(K-1)
6377 RETURN
6380 REM * * * Maximum Unilateral Gain * * *
6381 GUM1=RE(4*N-2)^2+IM(4*N-2)^2
6382 GUM2=1-(RE(4*N-3)^2+IM(4*N-3)^2)
6383 GUM3=1-(RE(4*N)^2+IM(4*N)^2)
6384 GUM4=GUM2*GUM3
6385 GUM=10*LOG(GUM1/GUM4)/LOG(10)
6386 RETURN
6400 REM * * * KESIM FREKANSLARINDA SUSEPTANSLARIN BULUNMASI: * * *
6405 IF K=1 THEN BLK(K)=RLK(K)*2*LOG(2)/PI
6406 IF K=1 THEN 6422
6411 BAN1(K)=(FK(K)/FK(K-1)+1)*LOG(FK(K)/FK(K-1)+1)
6412 BAN2(K)=(FK(K)/FK(K-1)-1)*LOG(ABS(FK(K)/FK(K-1)-1))
6413 BAN3(K)=(-2*FK(K)/FK(K-1))
6414 KBAN2(K)=FK(K-1)*(BAN1(K)+BAN2(K)+BAN3(K))
6415 KBAN1(K)=2*FK(K)*LOG(2)
6417 BAN(K)=(KBAN1(K)-KBAN2(K))/(PI*(FK(K)-FK(K-1)))
6419 BLK(K)=BLK(K-1)+RLK(K)*BAN(K)
6422 RETURN
6450 REM * * * Gsk & Bsk'NIN BULUNMASI * * *
6451 U1(K)=G11(K)*G22(K)-B21(K)*G12(K)+B21(K)*B12(K)
6452 U2(K)=G11(K)*GLK(K)-B11(K)*B22(K)-B11(K)*BLK(K)
6453 U(K)=U1(K)+U2(K)
6454 S(K)=G22(K)+GLK(K)
6455 D(K)=-B22(K)-BLK(K)
6456 V1(K)=B21(K)*G12(K)+B12(K)*G21(K)-G11(K)*B22(K)
6457 V2(K)=-G22(K)*B11(K)-B11(K)*GLK(K)-G11(K)*BLK(K)
6458 V(K)=V1(K)+V2(K)
6459 GSK(K)=(U(K)*S(K)+V(K)*D(K))/(S(K)^2+D(K)^2)
6460 BSK(K)=(V(K)*S(K)-U(K)*D(K))/(S(K)^2+D(K)^2)
6461 RETURN
6500 REM * * * STERN KATSAYISI * * *
6501 R=G12(K)*G21(K)-B12(K)*B21(K)
6502 I=B12(K)*G21(K)+B21(K)*G12(K)
6503 GOSUB 6204:ACI(K)=A
6504 MU(K)=M
6505 KM1(K)=(GSK(K)+G11(K))*(GLK(K)+G22(K))
6506 KM2(K)=.5*MU(K)*(1+COS(ACI(K)*PI/180))
6507 KM(K)=KM1(K)/KM2(K)
6508 RETURN
6800 GLK(K)=GLK(K)+.0001
6810 GOSUB 6370:GOSUB 6374:GOSUB 6400:GOSUB 6450
6820 GOSUB 6500
6825 PRINT"GLK,BLK=";GLK(K),BLK(K)
6826 PRINT"GSK,BSK=";GSK(K),BSK(K)
6827 PRINT"K="; KM(K)
6830 RETURN
6900 GLK(K)=GLK(K)+.001
```

```
6910 GOSUB 6370:GOSUB 6374:GOSUB 6400:GOSUB 6450
6920 GOSUB 6500
6930 RETURN
6960 GOSUB 6370:GOSUB 6374:GOSUB 6400:GOSUB 6450
6970 GOSUB 6500
6980 RETURN
7000 REM * * * GLK'NIN SECIMI * *
7001 GLK(K)=GLK(K)-.0001
7002 SAYI=SAYI+1
7003 IF SAYI<200 THEN 7004 ELSE KMMIN=KMMIN+1:SAYI=1
7004 RETURN
7010 GLK(K)=GLK(K)+.0001
7011 SAY=SAY+1
7012 IF SAY<200 THEN 7015 ELSE 970
7015 RETURN
7100 REM * * * BAND BOYUNCA GT'NIN HESABI * *
7110 R1P=G11(K)*G22(K)-B11(K)*B22(K)
7111 R2P=G11(K)*BLK(K)-B11(K)*BLK(K)
7112 R3P=G22(K)*GSK(K)-B22(K)*BSK(K)
7113 R4P=GLK(K)*GSK(K)-BLK(K)*BSK(K)
7114 R5P=G12(K)*G21(K)-B12(K)*B21(K)
7115 I1P=B11(K)*B22(K)+B22(K)*B11(K)
7116 I2P=B11(K)*GLK(K)+G11(K)*BLK(K)
7117 I3P=B22(K)*GSK(K)+G22(K)*BSK(K)
7118 I4P=BLK(K)*GSK(K)+GLK(K)*BSK(K)
7119 I5P=B12(K)*G21(K)+B21(K)*G12(K)
7120 REP=R1P+R2P+R3P+R4P-R5P
7130 IEP=I1P+I2P+I3P+I4P-I5P
7140 EP=REP^2+IEP^2
7150 YP=4*(G21(K)^2+B21(K)^2)*GSK(K)*GLK(K)
7151 IF YP=0 THEN GOTO 880
7160 GT(K)=10*LOG(ABS(YP/EP))/LOG(10)
7170 RETURN
7200 REM * * * KAZANC DALBALANMASI * *
7205 ER1(K)=GT(K)-GTO
7210 ER(K)=ABS(ER1(K))
7220 RETURN
7300 REM * * * KAZANC OPTIMIZASYONU 1 * *
7310 GOSUB 6900
7320 PRINT "K";K;"=";KM(K),TAB(17);"GL";K;"=";GLK(K),TAB(45);"GS";K;"=";GSK(K)
7330 GOSUB 7100
7340 GOSUB 7200
7345 PRINT "GT=";GT(K),"r=";ER(K)
7350 RETURN
7400 REM * * * KAZANC OPTIMIZASYONU 2 * *
7410 GLK(K)=GLK(K)-.0001
7420 IF GLK(K)<GLMIN(K) THEN 970
7430 GOSUB 6960
7440 PRINT "K";K;"=";KM(K),TAB(17);"GL";K;"=";GLK(K),TAB(45);"GS";K;"=";GSK(K)
7450 GOSUB 7100
7460 GOSUB 7200
7470 PRINT "GT=";GT(K),"r=";ER(K)
7480 RETURN
7490 REM * * * LINEER REGRESYON * *
```

```
10 REM * * * REGRESSION PROGRAMI * * *
20 CLS:KEY OFF
30 REM * R0(W)=W^(2*K)/(X(1)+X(2)*W^2+...+X(N+1)*W^(2*N))
40 DIM FR(20),R(20),X(20),C(20,20),IP(20)
50 DIM BE(20),A(20),CC(20,20)
60 PRINT "KESIM FREKANSLARININ SAYISINI GIRINIZ:"
70 INPUT "N=";N
80 CLS:PRINT"SIRAYLA KESIM FREKANSLARINI GIRINIZ":PRINT
90 FOR I=1 TO N
100 PRINT "f";I;""
110 INPUT F
120 FR(I)=F
130 NEXT I
140 CLS:PRINT "KESIM FREKANSLARINDAKI RIK DEGERLERINI GIRINIZ:"
150 FOR I=1 TO N
160 PRINT "r";I;""
170 INPUT R
180 R(I)=R
190 NEXT I
200 CLS:PRINT "REGRESSIONUN BASLANGIC (w0) VE BITIS (w1) FREKANSLARINI GIRINIZ:"
210 PRINT
220 INPUT "W0=";W0
230 PRINT
240 INPUT "W1=";W1
250 PRINT:PRINT "PAYDA POLINOMUNUN DERECESINI GIRINIZ":PRINT
260 INPUT "ND=";ND
270 PRINT :PRINT "PAY POLINOMUNUN DERECESINI GIRINIZ":PRINT
280 INPUT "K=";K
290 PRINT :PRINT "ORNEKLEME SAYISINI GIRINIZ":PRINT
300 INPUT "M=";M
310 CLS
320 GOSUB 1000
330 NDIM=20
340 NP=ND+1
350 GOSUB 1500:GOSUB 2000
360 PRINT" * * * REGRESSION SONUCLARI * * * ";PRINT
370 FOR I=1 TO NP
380 PRINT "X";I;"=";X(I)
390 NEXT I
400 A$=INKEY$:IF A$="" THEN 400
410 PRINT
420 DW=(W1-W0)/(M-1)
430 PRINT "W, RQ, RQQ, DEVI":PRINT
440 FOR J=1 TO M
450 GOSUB 2500:RQQ=PP:GOSUB 3000
460 IF RQQ=0 THEN RQQ=.000001
470 DEVI=(RQ-RQQ)/RQQ
480 IF RQQ<.000001 AND RQ<.000001 THEN DEVI=0
490 PRINT W,RQ,RQQ,DEVI
500 W=W+DW
510 NEXT J
520 END
1000 REM * * * LINEER REGRESSION * * *
1010 NP=ND+1
1020 DW=(W1-W0)/(M-1)
```

```
1030 W=WD
1040 FOR I=1 TO NP
1050 X(I)=0
1060 NEXT I
1070 FOR I1=1 TO NP
1080 FOR I2=1 TO NP
1090 C(I1,I2)=0
1100 NEXT I2
1110 NEXT I1
1120 DW=(WI-WD)/(M-1)
1130 W=WD
1140 FOR J=1 TO M
1150 GOSUB 2500:RQ=PP
1160 P=1:A(1)=1
1170 IF K>0 THEN P=W^(2*K)
1180 BB(1)=P*RQ*A(1)
1190 X(1)=X(1)+BB(1)
1200 FOR L=2 TO NP
1210 A(L)=W^(2*(L-1))
1220 BB(L)=P*RQ*A(L)
1230 X(L)=X(L)+BB(L)
1240 NEXT L
1250 FOR I1=1 TO NP
1260 FOR I2=1 TO NP
1270 CC(I1,I2)=A(I1)*A(I2)*RQ*RQ
1280 C(I1,I2)=C(I1,I2)+CC(I1,I2)
1290 NEXT I2
1300 NEXT I1
1310 W=W+DW
1320 NEXT J
1330 RETURN
1500 REM * * * GAUSS ELIMINATION * * *
1510 IP(NP)=1
1520 FOR K=1 TO NP
1530 IF K=NP THEN 1800
1540 KP1=K+1
1550 M=K
1560 FOR I=KP1 TO NP
1570 AB1=C(I,K)
1580 IF AB1<0 THEN AB1=-AB1
1590 AB2=C(M,K)
1600 IF AB2<0 THEN AB2=-AB2
1610 IF AB1>AB2 THEN M=I
1620 NEXT I
1630 IP(K)=M
1640 IF M<K OR M>K THEN IP(NP)=-IP(NP)
1650 T=C(M,K)
1660 C(M,K)=C(K,K)
1670 C(K,K)=T
1680 IF T=0 THEN 1800
1690 FOR I=KP1 TO NP
1700 C(I,K)=-C(I,K)/T
1710 NEXT I
1720 FOR J=KP1 TO NP
1730 T=C(M,J)
```

```
1740 C(M,J)=C(K,J)
1750 C(K,J)=T
1760 IF T=0 THEN 1790
1770 FOR I=KP1 TO NP
1780 C(I,J)=C(I,J)+C(I,K)*T
1788 NEXT I
1790 NEXT J
1800 IF C(K,K)=0 THEN IP(NP)=0
1810 NEXT K
1820 RETURN
2000 REM * * * MATRIS COZUMU * * *
2010 IF NP=1 THEN 2200
2020 NM1=NP-1
2030 FOR K=1 TO NM1
2040 KP1=K+1:M=IP(K):T=X(M)
2080 X(K)=T
2090 FOR I=KP1 TO NP
2100 X(I)=X(I)+C(I,K)*T
2110 NEXT I:NEXT K
2120 FOR KB=1 TO NM1
2130 KM1=NP-KB
2140 K=KM1+1
2150 X(K)=X(K)/C(K,K)
2160 T=-X(K)
2170 FOR I=1 TO KM1
2180 X(I)=X(I)+C(I,K)*T
2190 NEXT I:NEXT KB
2200 X(1)=X(1)/C(1,1)
2210 RETURN
2500 REM * * * DOGRU YAKLASIMI * * *
2510 NN=N-1
2520 FOR I=1 TO NN
2530 FRK=FR(I+1)
2540 FRL=FR(I)
2550 RB=R(I+1)
2560 RA=R(I)
2570 Y=FRK-W
2580 X=FRL-W
2590 K=I:Z=0
2600 IF Y>Z AND X<Z THEN 2620
2610 NEXT I
2620 AA=(FRK-W)/(FRK-FRL)
2630 AB=(W-FRL)/(FRK-FRL)
2640 PP=AA*RA+AB*RB
2650 RETURN
3000 REM * * * ADMITANS HESABI * * *
3010 Z=W^2:RQ=0
3020 FOR I=1 TO ND
3030 RQ=RQ*Z+X(ND-I+2)
3040 NEXT I
3050 RQ=RQ*Z+X(1)
3060 IF K=0 THEN RQ=1/RQ
3070 IF K>0 THEN RQ=Z^K/RQ
3080 RETURN
```

C PROGRAM EBS3.FOR
C BU PROGRAM, KAYIPSIZ IKI KAPILININ GIRIS ADMITANSINI VEYA
C EMPEDANSINI HESAPLAR.

```

DIMENSION X(20),A(20),B(20)
WRITE(*,31)
31 FORMAT(' PAY VE PAYDA FONKSIYONLARININ DERECELERINI GIRINIZ')
READ(*,*)K,ND
NP=ND+1
WRITE(*,2)
2 FORMAT(' PAYDA FONKSIYONUNU KATSAYILARINI SIRAYLA GIRINIZ:')
READ(*,*) (X(I),I=1,NP)
AAD=1.0/X(1)
DO 100 I=2,NP
100 B(I-1)=X(I)/X(I)
CALL CIFTEK(K,KKK)
WRITE(*,20)ND,K
20 FORMAT(' ND=',I2,5X,'K=',I2)
BO=1.0
CALL RESULT(KKK,K,ND,AAD,B,AD,A)
DO 279 I=1,ND
A(I)=ABS(A(I))
B(I)=ABS(B(I))
279 CONTINUE
AD=ABS(AD)
BD=ABS(BD)
WRITE(*,*)
WRITE(*,11)
11 FORMAT(' Z(s) in Pay Polinomunun Katsayilari:')
WRITE(*,*) AD,(A(I),I=1,ND)
WRITE(*,200)
200 FORMAT(/, ' * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * /)
WRITE(*,211)
211 FORMAT(' Z(s) in Payda Polinomunun Katsayilari:')
WRITE(*,*) BD,(B(I),I=1,ND)
STOP
END

C
SUBROUTINE CIFTEK(K,KKK)
IF (K.EQ.0) KKK=0
IF (K.EQ.0) GOTO 100
PN=K
RN=PN/2.0
IN=INT(RN)
SN=IN
D=RN-SN
KKK=1
IF (D.EQ.0.0) KKK=2
100 RETURN
END

C
SUBROUTINE RESULT(KKK,KD,NA,AD,BA,AAD,AA)
DIMENSION X(20),A(20),B(20),AA(20),BB(20),EV(20,2)
DIMENSION BA(20),C(20),XX(20),C1(20),AD(20,20)
COMPLEX BB,BBO,XX
COMPLEX*16 X
REAL*8 C

```

```
N=NA
IF(KKK.EQ.1) GOTO 100
IF(KKK.EQ.2) GOTO 200
DO 40 I=1,N
40 A(I)=0.0
GOTO 300
100 CONTINUE
DO 10 I=1,N
10 A(I)=0.0
A(KD)=-AD
AD=0.0
GOTO 300
200 CONTINUE
DO 20 I=1,N
20 A(I)=0.0
A(KD)=AD
AD=0.0
300 CONTINUE
B0=1.0
MM=1
DO 30 I=1,N
MM=-MM
B(I)=MM*BA(I)
30 CONTINUE
DO 33 I=1,N
C1(I)=B(N-I+1)
33 CONTINUE
C1(N+1)=1.0
C(1)=C1(1)
DO 411 I=1,N
C(2*I+1)=C1(I+1)
411 CONTINUE
DO 412 I=1,N
C(I*2)=0.0
412 CONTINUE
C
CALL ZRPOLY(C,N,EV,XX)
N=NA
NS=2*N
BN=SQRT(ABS(B(N)))
CALL PCDF(N,XX,B,B0,BP,BBO)
DO 51 K=1,N
51 B(K)=BN*B(K)
B0=BN*B0
DO 52 I=1,N
BA(I)=B(I)
52 CONTINUE
CALL GWRTZ(N,A,AD,B,B0,AA,AAD)
RETURN
END
SUBROUTINE PCDF(N,X,A,AD,B,BD)
DIMENSION A(20),B(20),X(20)
COMPLEX BD,X,B
NN=N-1
BD=X(1)*X(2)
```

```
B(1)=X(1)+X(2)
IF(N.EQ.2) GOTO 200
DO 111 K=2,NN
B(K)=B(K-1)+X(K+1)
KK=K-1
IF(KK.EQ.1) GOTO 112
DO 222 II=2,KK
I=KK-II+2
B(I)=B(I-1)+B(I)*X(K+1)
222 CONTINUE
112 B(1)=B0+B(1)*X(K+1)
B0=B0*X(K+1)
111 CONTINUE
B(N)=CMPLX(1.0,,0)
200 DO 333 I=1,NN
A(I)=REAL(B(I))
333 CONTINUE
AD=REAL(B0)
A(N)=1.0
RETURN
END
SUBROUTINE GWRTZ(N,A,AD,B,B0,AA,AA0)
DIMENSION A(20),B(20),BB(20,20),AA(20),IP(20)
IF(N.EQ.1) GOTO 331
BB(1,1)=B0
DO 114 J=2,N
114 BB(1,J)=0.0
NN=N-1
DO 21 K=1,NN
MU=-1
DO 37 I=1,N
KK=2*K+1-I
K1=K+1
MU=MU*(-1)
BB(K1,I)=MU*B(KK)
IF(KK.LT.0) GOTO 109
IF(KK.EQ.0) GOTO 209
IF(KK.GT.N) GOTO 309
GOTO 37
209 BB(K1,I)=B0
GOTO 37
109 BB(K1,I)=0.0
GOTO 37
309 BB(K1,I)=0.0
GOTO 37
37 CONTINUE
21 CONTINUE
NDIM=20
CALL ECOMP(N,NDIM,BB,IP)
AA(1)=AD
DO 41 I=2,N
AA(I)=A(I-1)
41 CONTINUE
CALL SOLVE(N,NDIM,BB,AA,IP)
AA0=AA(1)
```

```
1 I=1, NND
    AA($)=AA(I+1)
51    CONTINUE
    AA(N)=0.0
    GOTO 334
331    AAO=AO
    AA(1)=0.0
334    RETURN
END
SUBROUTINE ECOMP(N,NDIM,A,IP)
DIMENSION A(NDIM,NDIM),IP(NDIM)
IP(N)=1
DO 61 K=1,N
IF(K.EQ.N) GOTO 52
KP1=K+1
M=K
DO 17 I=KP1,N
AB1=A(I,K)
IF(AB1.LT.0.0) AB1=-AB1
AB2=A(M,K)
IF(AB2.LT.0.0) AB2=-AB2
IF(AB1.GT.AB2) M=I
17    CONTINUE
IP(K)=M
IF(M.NE.K) IP(N)=-IP(N)
T=A(M,K)
A(M,K)=A(K,K)
A(K,K)=T
IF(T.EQ.0.0) GOTO 52
DO 23 I= KP1,N
A(I,K)=-A(I,K)/T
DO 41 J=KP1,N
T=A(M,J)
A(M,J)=A(K,J)
A(K,J)=T
IF(T.EQ.0.0) GOTO 41
DO 35 I=KP1,N
A(I,J)=A(I,J)+A(I,K)*T
35    CONTINUE
41    IF(A(K,K).EQ.0.0) IP(N)=0
52    CONTINUE
61    RETURN
END
SUBROUTINE SOLVE(N,NDIM,A,B,IP)
DIMENSION A(NDIM,NDIM),B(NDIM),IP(NDIM)
IF(N.EQ.1) GOTO 91
NM1=N-1
DO 71 K=1,NM1
KP1=K+1
M=IP(K)
T=B(M)
B(M)=B(K)
B(K)=T
DO 71 I=KP1,N
B(I)=B(I)+A(I,K)*T
71    
```

```
1 KB=1,BB1B
  KM1=N-KB
  K=KM1+1
  B(K)=B(K)/A(K,K)
  T=-B(K)
  DO B1 I=1,KM1
B1  B(I)=B(I)+A(I,K)*T
91  B(I)=B(I)/A(1,1)
  RETURN
END
SUBROUTINE CFE(N,A,AD,B,B0,X,X0)
DIMENSION A(20),B(20),X(20),AA(20)
X(1)=B(N)/A(N-1)
DO 103 L=2,N
DO 16 J=1,N
  AA(J)=A(J)
  AAD=AD
16  CONTINUE
NL=N-L+1
DO 26 K=2,NL
  A(K)=B(K)-X(L-1)*AA(K-1)
  B(K)=AA(K)
  IF(A(NL).GT.10E-4) GOTO 151
26  CONTINUE
  A(1)=B(1)-X(L-1)*AAD
  AD=B0
  B(1)=AA(1)
  B0=AAD
  IF(L.EQ.N) GOTO 127
  X(L)=B(NL)/A(NL-1)
103 CONTINUE
127 X(N)=B(1)/AD
  X0=B0/AD
  GOTO 307
151 WRITE(*,251)
251 FORMAT(' * ITERASYONLAR YAKINSAMIYOR! ')
307 RETURN
END
SUBROUTINE ZRPOLY(C,N,EV,XX)
REAL*B AD(20,20),EV(20,2),EPSL,RXX(20),XXX(20)
REAL*B C(20),AX(4,20)
INTEGER N,I,J
COMPLEX XX(20)
NS=2*N
EPSL=1E-4
WRITE(*,901)
DO 10 I=1,NS+1
10  WRITE(*,902) NS+1-I,C(I)
DO 20 I=1,NS-1
20  AD(I,I+1)=1.D0
DO 30 I=1,NS
30  AD(NS,I)=-C(NS+2-I)/C(1)
CALL QR(AD,NS,EV,EPSL)
JT=0
DO 147 I=1,NS
```

```
LT.0.D0IFTBEMI,
RXX(I)=EVII,1
XXX(I)=EV(I,2)
JT=JT+1
XX(JT)=CMPLX(RXX(I),XXX(I))
ELSE
GOTO 147
END IF
147 CONTINUE
WRITE(*,909)
DO 40 I=1,NS
40 WRITE (*,905) EV(I,1),EV(I,2)
901 FORMAT(1,18X,10(''),'C',10(''))
902 FORMAT(18X,'X^',I2,' : ',1PD16.9)
903 FORMAT(5X,'* KOKLER *',/16X,'REEL:',1BX,'IMAJINER:')
905 FORMAT (15X,1PD15.8,5X,1PD15.8)
WRITE(*,*) (XX(I),I=1,N)
RETURN
END
```

C
C

```
SUBROUTINE QR(AD,NS,EV,EPSL)
REAL*B AD(20,20),EV(20,2),EPSL
INTEGER NS,IB,JB,STA(20,2),ISP1,ISP2,IV
STA(1,1)=1
STA(1,2)=NS
ISP1=1
ISP2=1
IV=0
CALL QRHESS(AD,NS,EPSL)
10 IB=STA(ISP1,1)
JB=STA(ISP1,2)
CALL QRQU(AD,NS,IB,JB,I2,EPSL)
ISP2=ISP2+2
STA(ISP2-1,1)=STA(ISP1,1)
STA(ISP2-1,2)=I2
STA(ISP2,1)=I2+1
STA(ISP2,2)=STA(ISP1,2)
ISP1=ISP1+1
IF(STA(ISP1-1,1)+1.LT.STA(ISP1-1,2)) THEN
DO 20 I=IV+1,ISP2+1
STA(I,1)=STA(I+1,1)
STA(I,2)=STA(I+1,2)
ISP2=ISP2-1
ISP1=ISP1-1
END IF
40 IF(ISP1.GT.ISP2) GOTO 100
IF(STA(ISP1,1)+1.LT.STA(ISP1,2)) GOTO 10
IV=IV+1
ISP1=ISP1+1
GOTO 40
100 CALL QREV(AD,NS,STA,ISP2,EV)
RETURN
END.
```

C
C

C SUBROUTINE QRHESS(AD,NS,EPSL)
C A MATRISI UST HESSENBERG FORMUNA GETIRILECEK...
REAL*B AD(20,20),EPSL
INTEGER NS,I,J
DO 10 J=1,NS-2
DO 20 I=J+2,NS
IF(DABS(AD(I,J)).LE.EPSL) GOTO 20
CALL QRHS1(AD,NS,I,J,EPSL)
20 CONTINUE
10 CONTINUE
RETURN
END
C
C SUBROUTINE QRHS1(AD,NS,I,J,EPSL)
C A MATRISININ (I,J). ELEMANI SIFIRLANACAK
REAL*B AD(20,20),AX(4,20),G,S,X,EPSL
INTEGER NS,IB,JB,I,J,IX,JX,K,L
IX=J+1
JX=I
DO 10 K=1,NS
AX(1,K)=AD(IX,K)
AX(2,K)=AD(JX,K)
AX(3,K)=AD(K,IX)
10 AX(4,K)=AD(K,JX)
X=DSBRT(AD(J+1,J)*AD(J+1,J)+AD(I,J)*AD(I,J))
G=AD(J+1,J)/X
S=AD(I,J)/X
DO 20 K=1,NS
IF(K.EQ.IX.OR.K.EQ.JX) GOTO 20
AD(IX,K)=G*AD(IX,K)
AD(K,IX)=G*AD(K,IX)
AD(JX,K)=G*AD(JX,K)
AD(K,JX)=G*AD(K,JX)
20 CONTINUE
DO 30 K=1,NS
IF(K.EQ.IX.OR.K.EQ.JX) GOTO 30
AD(IX,K)=AD(IX,K)+S*AX(2,K)
AD(K,IX)=AD(K,IX)+S*AX(4,K)
AD(JX,K)=AD(JX,K)-S*AX(1,K)
AD(K,JX)=AD(K,JX)-S*AX(3,K)
30 CONTINUE
AD(IX,IX)=G*G*AX(1,IX)+S*G*AX(1,JX)+S*G*AX(2,IX)+S*S*AX(2,JX)
AD(IX,JX)=-S*G*AX(1,IX)+G*G*AX(1,JX)-S*S*AX(2,IX)+S*G*AX(2,JX)
AD(JX,IX)=-S*G*AX(1,IX)-S*S*AX(1,JX)+G*G*AX(2,IX)+S*G*AX(2,JX)
AD(JX,JX)=S*S*AX(1,IX)-S*G*AX(1,JX)-S*G*AX(2,IX)+G*G*AX(2,JX)
IF(DABS(AD(I,J)).GT.EPSL) THEN
WRITE(*,*) 'QRHES1 >> AD(I,J) SIFIRLANAMADI !'
WRITE(*,*) 'I=',I,'J=',J
END IF
AD(I,J)=0.D0
RETURN
END

```
INE DROBUBBONS,IB,JB,I2,EPSL)
REAL*B AD(20,20),EPSL
INTEGER NS,IB,JB,I2,I,J,K
DO 100 K=1,500
DO 10 I=IB,JB-1
IF(DABS(AD(I+1,I)).LE.EPSL) THEN
I2=I
RETURN
END IF
CONTINUE
10 CALL QRQU1(AD,NS,IB,JB)
IF(K/20*20.E0.K) WRITE(*,905) IB,JB,K
100 CONTINUE
WRITE(*,900) IB,JB,K-1
WRITE(*,901)
WRITE(*,902)
DO 20 I=1,NS
WRITE(*,903) (AD(I,J),J=1,NS)
20 WRITE(*,902)
WRITE(*,904)
900 FORMAT(' IB=',I2,' JB=',I2,'ICIN, ',I3,'ITERASYON YAKINSAMADI',/)
901 FORMAT(/,' MATRISIN SON DURUMU :',/)
902 FORMAT(70(' '))
903 FORMAT(4(1X,5(1PD12.5,2X),/))
904 FORMAT(/,70(' '))
905 FORMAT(/,2X,I2,',',I2,';',I3)
END
```

C
C

```
SUBROUTINE QRQU1(AD,NS,IB,JB)
REAL*B AD(20,20),U(20,20),Q(20,20),UX,G,S,X,SFT
INTEGER NS,IB,JB,I,J,K,IX,JX
SFT=1.23456789D0
DO 10 I=IB,JB
DO 20 J=IB,JB
Q(I,J)=0.D0
20 U(I,J)=AD(I,J)
U(I,I)=U(I,I)-SFT
10 Q(I,I)=1.D0
DO 100 K=IB,JB-1
IX=K
JX=K+1
X=DSQRT(U(K,K)*U(K,K)+U(K+1,K)*U(K+1,K))
G=U(K,K)/X
S=U(K+1,K)/X
DO 50 I=IB,JB
UX=U(IX,I)
U(IX,I)=G*U(IX,I)+S*U(JX,I)
50 U(JX,I)=G*U(JX,I)-S*UX
DO 60 I=IB,JB
UX=Q(I,IX)
Q(I,IX)=G*Q(I,IX)+S*Q(I,JX)
60 Q(I,JX)=G*Q(I,JX)-S*UX
100 CONTINUE
DO 200 I=IB,JB
DO 200 J=IB,JB
```

```
AD(I,J)=0.D0
DO 200 K=IB,JB
200 AD(I,J)=AD(I,J)+U(I,K)*Q(K,J)
DO 250 I=IB,JB
250 AD(I,I)=AD(I,I)+SFT
RETURN
END

C
C
SUBROUTINE QREV(AD,NS,STA,ISP2,EV)
REAL*B AD(20,20),EV(20,2),D
INTEGER NS,ISP2,I,J,STA(20,2),IX,IY
IEV=0
DO 10 I=1,ISP2
IX=STA(I,1)
IY=STA(I,2)
IF(STA(I,1).EQ.STA(I,2)) THEN
EV(IEV+1,1)=AD(IX,IX)
EV(IEV+1,2)=0.D0
IEV=IEV+1
ELSE
D11=(AD(IX,IX)+AD(IY,IY))*(AD(IX,IX)+AD(IY,IY))
D12=4.D0*AD(IX,IY)*AD(IY,IX)-4.D0*AD(IX,IX)*AD(IY,IY)
D=D11+D12
EV(IEV+1,1)=(AD(IX,IX)+AD(IY,IY))/2.D0
EV(IEV+2,1)=EV(IEV+1,1)
IF(D.LT.0.D0) THEN
EV(IEV+1,2)=DSQRT(DABS(D))/2.D0
EV(IEV+2,2)=-EV(IEV+1,2)
ELSE
EV(IEV+1,1)=EV(IEV+1,1)+DSQRT(D)/2.D0
EV(IEV+2,1)=EV(IEV+2,1)-DSQRT(D)/2.D0
EV(IEV+1,2)=0.D0
EV(IEV+2,2)=0.D0
END IF
IEV=IEV+2
END IF
10 CONTINUE
IF(NS.GT.2.AND.IEV.NE.NS) STOP 'QREV ???'
RETURN
END
```

```
10 REM * * * BASAMAK DEVRENIN ELEMAN DEGERLERİNİN BULUNMASI * * *
20 CLS:KEY OFF
30 DIM A(20),B(20),X(20),AA(20)
40 PRINT:PRINT "Y(s)'in derecesini giriniz":PRINT
50 INPUT "nd=";ND
60 PRINT:PRINT "PAY POLINOMUNUN KATSAYILARINI GIRINIZ":PRINT
65 INPUT "AO=";AD:PRINT
70 FOR I=1 TO ND
80 PRINT "A";I;":":PRINT
90 INPUT A
100 A(I)=A:PRINT
110 NEXT I
120 CLS:PRINT:PRINT "PAYDA POLINOMUNUN KATSAYILARINI GIRINIZ":PRINT
125 INPUT "BD=";BD:PRINT
130 FOR I=1 TO ND
140 PRINT "B";I;":":PRINT
150 INPUT B
160 B(I)=B:PRINT
170 NEXT I
180 CLS
190 N=ND:GOSUB 500
200 PRINT " * * * ELEMAN DEGERLERİ : * * * ":PRINT
210 FOR J=1 TO ND
220 PRINT J,X(J)
230 NEXT J
240 PRINT "X(0)=";X0
250 END
500 REM * * * SUREKLI KESIR ACILIMI * * *
510 X(1)=B(N)/A(N-1)
520 FOR L=2 TO N
530 FOR J=1 TO N
540 AA(J)=A(J)
550 AAD=AD
560 NEXT J
570 NL=N-L+1
580 FOR K=2 TO NL
590 A(K)=B(K)-X(L-1)*AA(K-1)
600 B(K)=AA(K)
610 IF A(NL)>.001 THEN 730
620 NEXT K
630 A(1)=B(1)-X(L-1)*AAD
640 AD=BD
650 B(1)=AA(1)
660 BD=AAD
670 IF L=N THEN 700
680 X(L)=B(NL)/A(NL-1)
690 NEXT L
700 X(N)=B(1)/AD
710 X0=BD/AD
730 RETURN
```

5. TASARIM ÖRNEKLERİ

- 1) Transistor : NEC-NE700
Frekans bandı: 4GHz-8GHz
Kutuplama : Vds=3V, Id=30mA

EBSCAD PROGRAMI SONUCLARI:

Stern Katsayisinin alt sınırları:

```
Kmin 1 = 1.866963
glkmin 1 = .0001          blkmin 1 = 4.412711E-05
gsk 1 = 6.612757E-03      bsk 1 =-1.364118E-02

Kmin 2 = 2.116624
glkmin 2 = .0001          blkmin 2 = 4.412711E-05
gsk 2 = 8.751512E-03      bsk 2 =-1.575675E-02

Kmin 3 = 2.099309
glkmin 3 = .0001          blkmin 3 = 4.412711E-05
gsk 3 = 1.056826E-02      bsk 3 =-1.757792E-02

Kmin 4 = 2.263443
glkmin 4 = .0001          blkmin 4 = 4.412711E-05
gsk 4 = 1.335945E-02      bsk 4 =-1.869147E-02

Kmin 5 = 2.443072
glkmin 5 = .0001          blkmin 5 = 4.412711E-05
gsk 5 = 1.470754E-02      bsk 5 =-1.990575E-02
```

Devam icin bir tusa basiniz ...

Kazanc Degisimi:

Gt 1 = 13.10439
Gt 2 = 11.49006
Gt 3 = 10.10519
Gt 4 = 8.770371
Gt 5 = 8.101286

Optimum Kazanc Degeri:

Gto= 8.101286

Kazanc Dalgalilik Faktoru:

r 1 = 5.003103
r 2 = 3.388771
r 3 = 2.003904
r 4 = .6690855
r 5 = 0

Devam icin bir tusa basiniz ...

Kazanc degisiminin optimizasyonu:

f 1 = 4E+09 icin:
k 1 = 24.79473 Gt 1 = 9.082586
gsk 1 = 1.08576E-03 bsk 1 = -8.316676E-03
glk 1 = .1904002 blk 1 = 8.401811E-02
f 2 = 5E+09 icin:
k 2 = 15.31863 Gt 2 = 7.163483
gsk 2 = 1.160839E-03 bsk 2 = -1.040288E-02
glk 2 = .1174001 blk 2 = -.1720358
f 3 = 6E+09 icin:
k 3 = 19.2126 Gt 3 = 7.122329
gsk 3 = 1.711528E-03 bsk 3 = -1.201546E-02
glk 3 = .1284001 blk 3 = -.1256275
f 4 = 7E+09 icin:
k 4 = 2.76905 Gt 4 = 8.770371
gsk 4 = 9.826008E-03 bsk 4 = -1.833854E-02
glk 4 = .0024 blk 4 = 1.059051E-03
f 5 = 8E+09 icin:
k 5 = 3.072756 Gt 5 = 8.101286
gsk 5 = 1.115685E-02 bsk 5 = -1.991542E-02
glk 5 = .0024 blk 5 = 1.059051E-03
Ok

GIRIS-CIKIS devrelerinin Direnc Artimlarinin degisimi:

RSK 1 = 1.086285E-03
RLK 1 = .1904002

RSK 2 = 7.439067E-05
RLK 2 = -7.300014E-02

RSK 3 = 5.468092E-04
RLK 3 = 1.100002E-02

RSK 4 = 5.788029E-03
RLK 4 = 0

RSK 5 = -6.279567E-03
RLK 5 = 0

Lineer Regresyon Sonuclari:

GIRIS devresi icin:

Nd=6, k=0

X 1 = -142.566
X 2 = 1007.357
X 3 = -2069.719
X 4 = 618.9888
X 5 = 2763.705
X 6 = -3287.971
X 7 = 1107.256

CIKIS devresi icin:

Nd=4, k=0

X 1 = -17.93982
X 2 = 113.7943
X 3 = -231.6658
X 4 = 131.5107
X 5 = 38.43751

GIRIS ve CIKIS devrelerinin giriş immitansları:

$Yg(s)$ 'in pay polinomunun
katsayıları:

.872
1.17
8.77
9.82
9.60
10.3
0.00

$Yg(s)$ 'in payda polinomunun
katsayıları:

1.00
.634
.769
2.99
3.33
2.59
2.79

$Yc(s)$ 'in pay polinomunun
katsayıları:

.571
.487
2.17
.944
0.00

$Yc(s)$ 'in payda polinomunun
katsayıları:

1.00
1.77
1.14
3.37
1.46

* * * * ELEMAN DEGERLERİ * * *

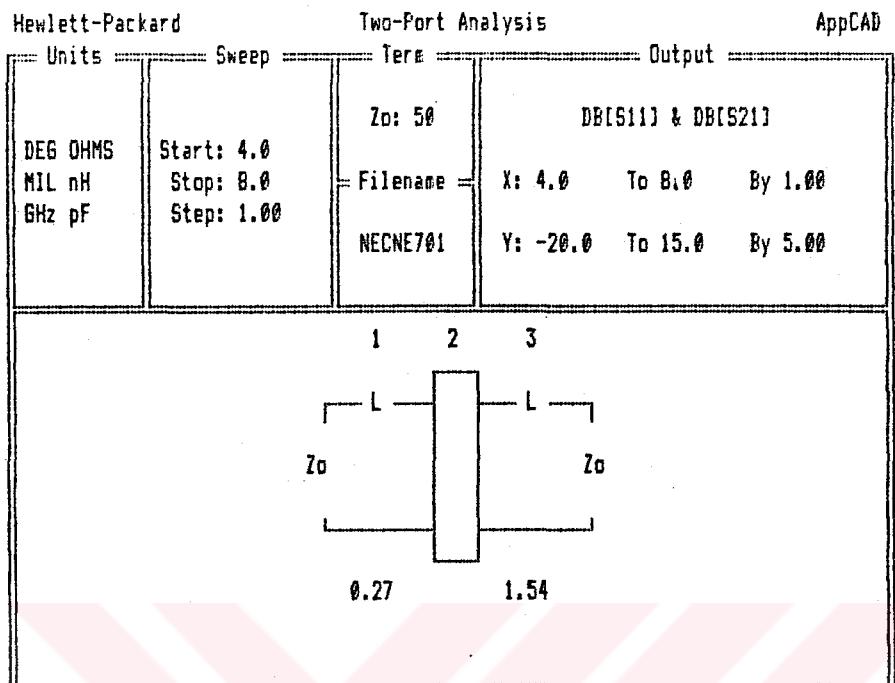
GIRIS DEVRESI:

$L_1=0.27 \text{ nH}$

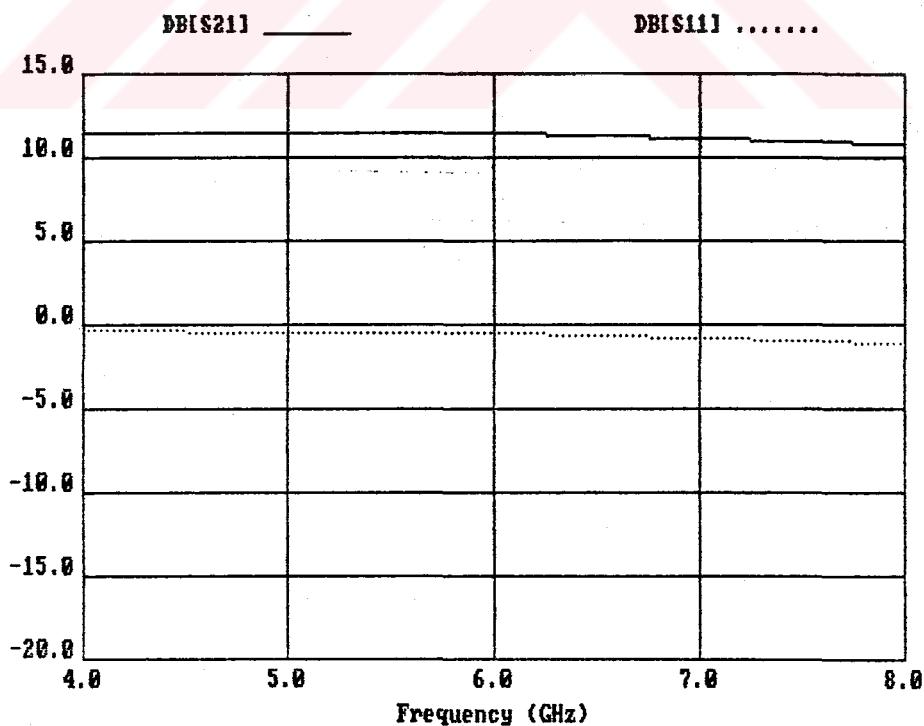
CIKIS DEVRESI:

$L_1=1.54\text{nH}$

Devrenin AppCAD analiz programı sonuçları:



[F2]=Analyze [F3]=Toggle [F4]=Add [F5]=Insert [F6]=Delete [F9]=Window
[F1]=Help [F7]=Read File [F8]=Save File [ESC]=Quit



[F5]=Epson Dump [ESC]=Previous Screen

20 Transistor : GaAs FET NE-38806

Frekans bandı: 2GHz-3GHz

Kutuplama : Vds=3V, Id=30mA

Kazanc Degisimi:

Gt 1 = 10.74235

Gt 2 = 7.271174

Gt 3 = 6.135587

Optimum Kazanc Degeri:

Gto= 6.135587

Kazanc Dalgalilik Faktoru:

r 1 = 4.606764

r 2 = 1.135587

r 3 = 0

Devam icin bir tusa basiniz ...

Kazanc Degisiminin optimizasyonu:

f 1 = 2E+09 icin:

k 1 = 87.08517 Gt 1 = 7.12447

gsk 1 = 6.433908E-02 bsk 1 = 1.358807E-02

glk 1 = .1009 blk 1 = 4.452427E-02

f 2 = 2.5E+09 icin:

k 2 = 56.58983 Gt 2 = 5.17516

gsk 2 = 6.229411E-02 bsk 2 = 2.026938E-02

glk 2 = 6.839996E-02 blk 2 = -6.947238E-02

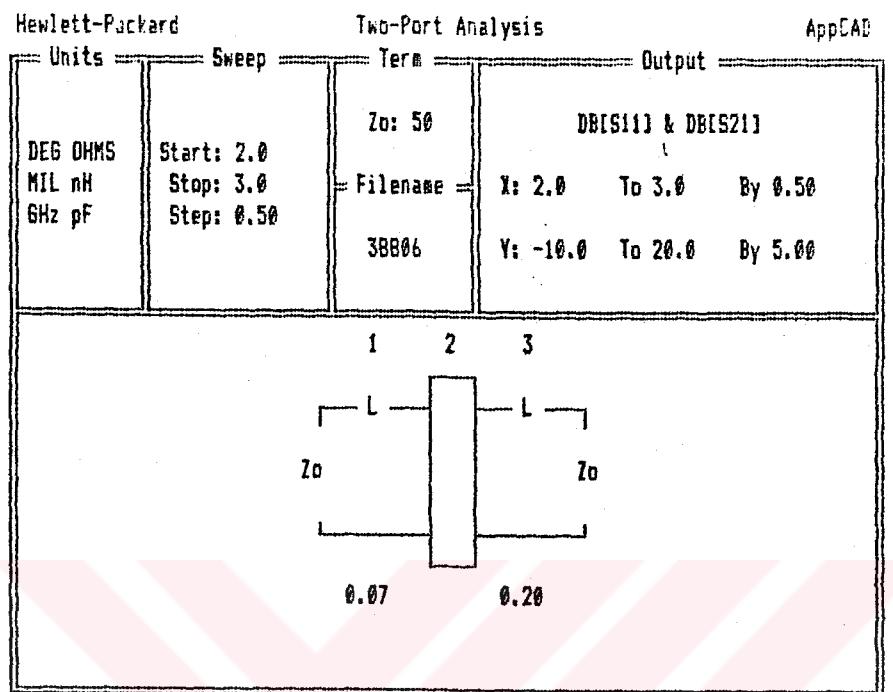
f 3 = 3E+09 icin:

k 3 = 2.528346 Gt 3 = 6.135587

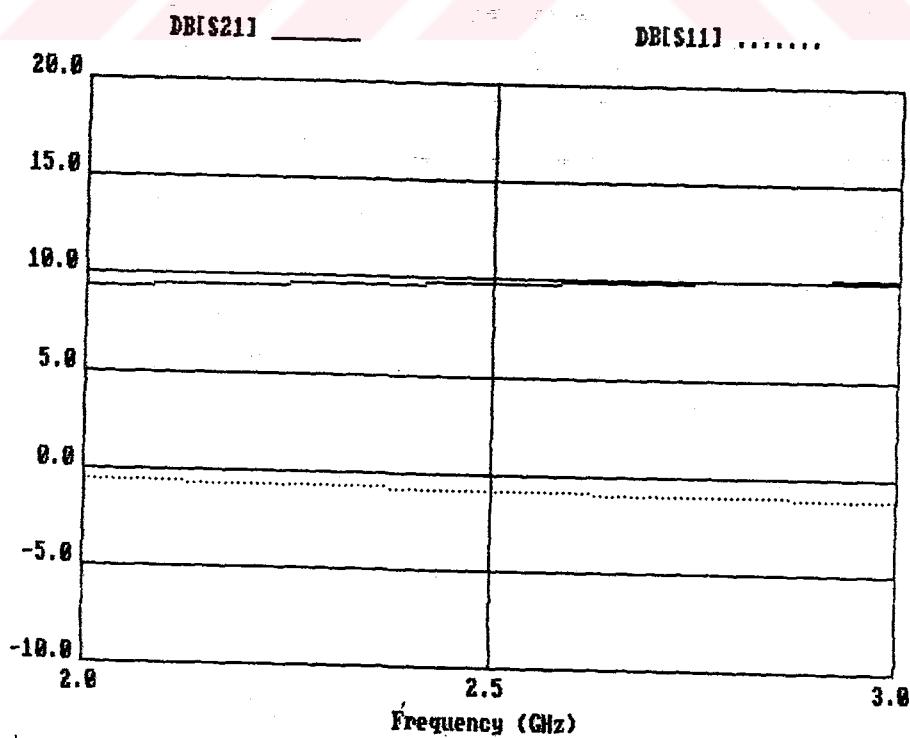
gsk 3 = 2.511243E-02 bsk 3 = 3.596269E-02

glk 3 = .0029 blk 3 = 9.240101E-04

Ok



[F2]=Analyze [F3]=Toggle [F4]=Add [F5]=Insert [F6]=Delete [F9]=Window
[F1]=Help [F7]=Read File [F8]=Save File [ESC]=Quit
Enter series inductance.



3) Transistor : HFET-1001
Frekans bandı: 1GHz-4GHz
Kutuplama : Vds=4V, Id=30mA

Kazanc Degisimi:

Gt 1 = 21.81676
Gt 2 = 18.56809
Gt 3 = 14.71927
Gt 4 = 12.39421

Optimum Kazanc Degeri:

Gto= 12.39421

Kazanc Dalgalilik Faktoru:

r 1 = 9.422548
r 2 = 6.173878
r 3 = 2.325061
r 4 = 0

Devam icin bir tusa basiniz ...

f 1 = 1E+09 icin:

k 1 = 45.7155 Gt 1 = 13.3688
gsk 1 = 5.134242E-04 bsk 1 = -3.29178E-03
glk 1 = .1195001 blk 1 = 5.273192E-02

f 2 = 2E+09 icin:

k 2 = 13.17185 Gt 2 = 11.58682
gsk 2 = 1.014065E-03 bsk 2 = -7.299811E-03
glk 2 = .0265 blk 2 = -5.018978E-02

f 3 = 3E+09 icin:

k 3 = 23.10907 Gt 3 = 11.48787
gsk 3 = 2.648605E-03 bsk 3 = -1.203705E-02
glk 3 = .0375 blk 3 = -2.823395E-02

f 4 = 4E+09 icin:

k 4 = 4.502659 Gt 4 = 12.39421
gsk 4 = 9.587967E-03 bsk 4 = -2.102129E-02
glk 4 = .0015 blk 4 = 6.619066E-04

Ok

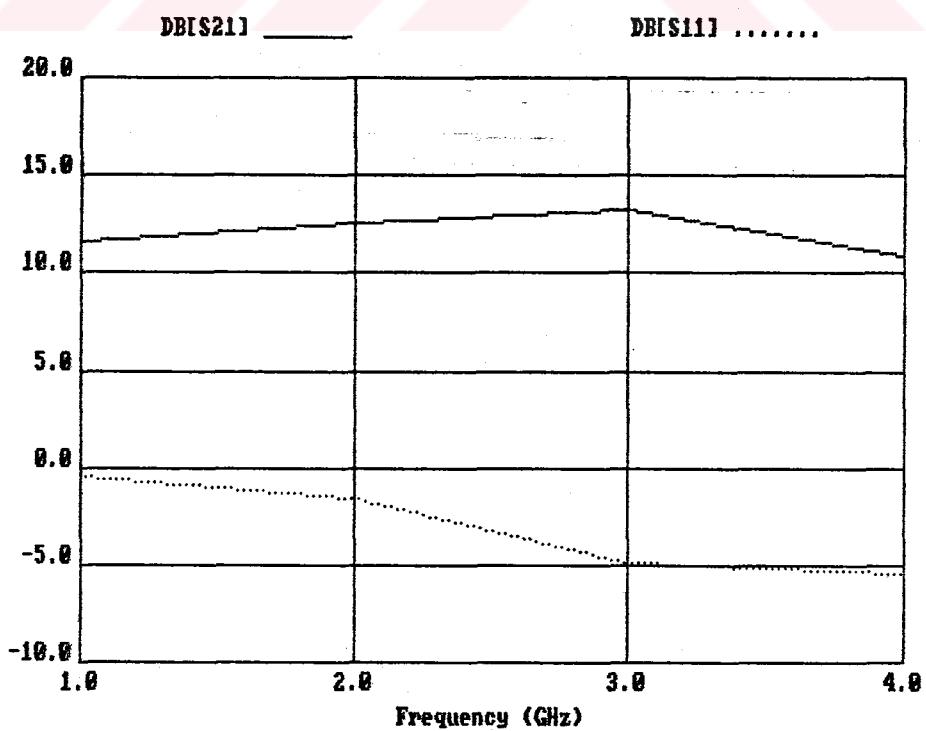
Hewlett-Packard Two-Port Analysis AppCAD

Units	Sweep	Term	Output
DEG OHMS MIL nH GHz pF	Start: 1.0 Stop: 4.0 Step: 1.00	Zo: 50 Filename = HFET1001	DB[S11] & DB[S21] X: 1.0 To 4.0 By 1.00 Y: -10.0 To 20.0 By 5.00

1 2 3.

2.71 0.14

[F2]=Analyze [F3]=Toggle [F4]=Add [F5]=Insert [F6]=Delete [F9]=Window
[F1]=Help [F7]=Read File [F8]=Save File [ESC]=Quit
Enter series inductance:



4) Transistor : BFR96S
Frekans bandı: 0.8GHz-1.2GHz
Kutuplama : Vds=5V, Id=70mA

Kazanc Degisimi:

Gt 1 = 9.317511
Gt 2 = 7.223708
Gt 3 = 6.114968

Optimum Kazanc Degeri:

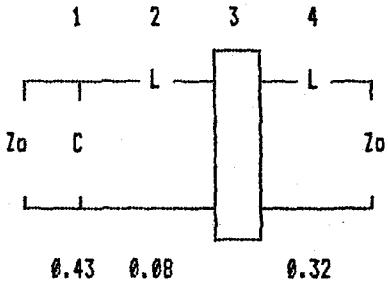
Gto= 6.114968

Kazanc Dalgalilik Faktoru:

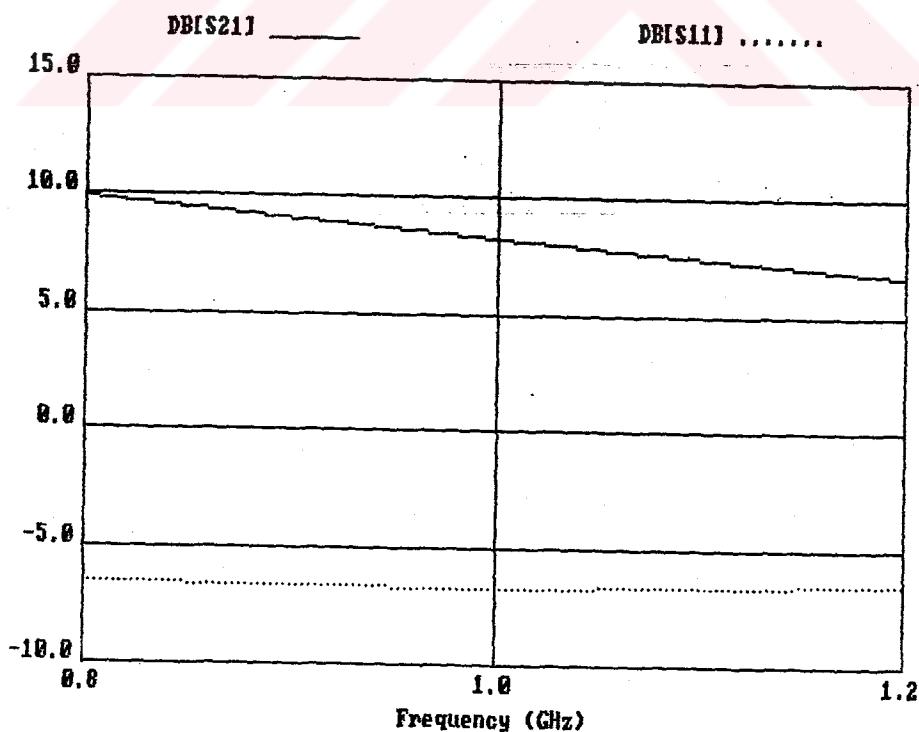
r 1 = 3.202543
r 2 = 1.10874
r 3 = 0

Devam icin bir tusa basiniz ...

f 1 = 8E+08 icin:
k 1 = 82.97349 Gt 1 = 7.087246
gsk 1 = 2.321874E-02 bsk 1 = 6.010195E-03
glk 1 = .1006 blk 1 = 4.439188E-02
f 2 = 1E+09 icin:
k 2 = 39.64946 Gt 2 = 5.118834
gsk 2 = 2.855106E-02 bsk 2 = 3.403964E-04
glk 2 = 6.759996E-02 blk 2 = -7.135856E-02
f 3 = 1.2E+09 icin:
k 3 = 1.872195 Gt 3 = 6.114968
gsk 3 = 5.948161E-03 bsk 3 = 3.047441E-02
glk 3 = .0021 blk 3 = .0028155
Ok

Hewlett-Packard		Two-Port Analysis		AppCAD
Units		Sweep	Term	Output
DEG OHMS	Start: 0.8	Z ₀ : 50	DB[S11] & DB[S21]	
MIL nH	Stop: 1.2	Filename =	X: 0.8 To 1.2 By 0.20	
GHz pF	Step: 0.20	BFR96S	Y: -10.0 To 15.0 By 5.00	
				

[F2]=Analyze [F3]=Toggle [F4]=Add [F5]=Insert [F6]=Delete [F9]=Window
[F1]=Help [F7]=Read File [F8]=Save File [ESC]=Quit
Enter y-axis step size.



[F5]=Epson Dump [ESC]=Previous Screen

5) Transistor : HFET-1101
Frekans bandı: 4GHz-8GHz
Kutuplama : Vds=18V, Id=11mA

Kazanc Degisimi:

Gt 1 = 26.44214
Gt 2 = 25.2504
Gt 3 = 19.85489
Gt 4 = 25.56569
Gt 5 = 19.19313

Optimum Kazanc Degeri:

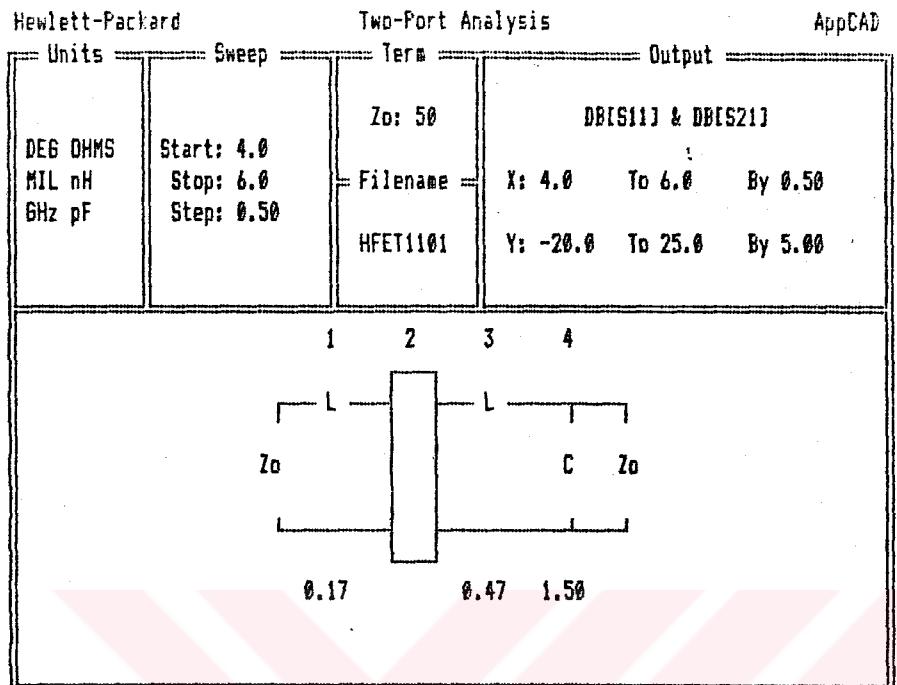
Gto= 19.19313

Kazanc Dalgalilik Faktoru:

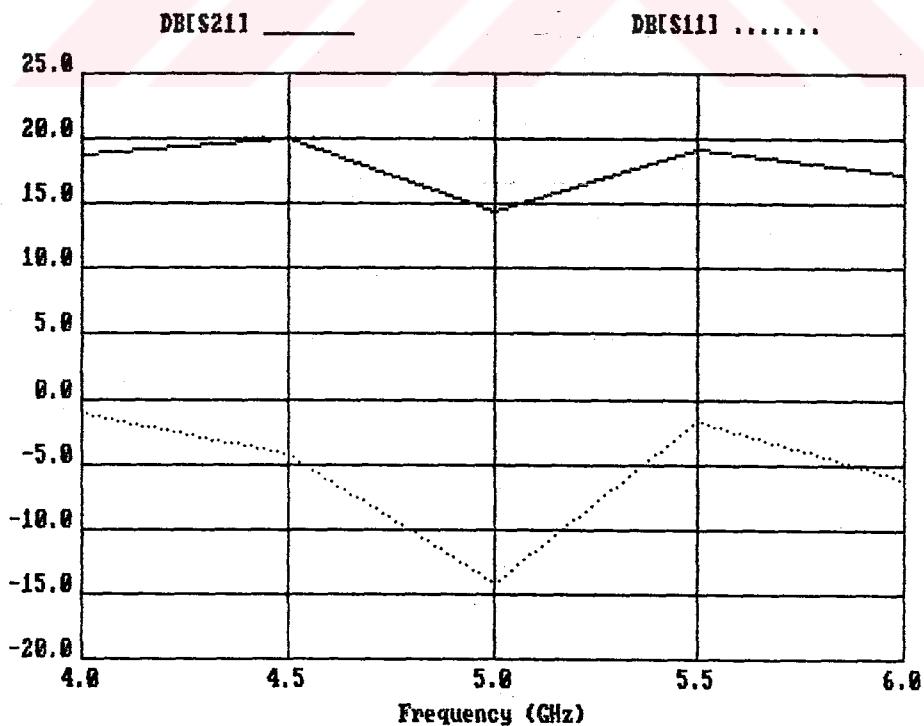
r 1 = 7.24901
r 2 = 6.057268
r 3 = .6617661
r 4 = 6.372559
r 5 = 0

Devam icin bir tusa basiniz ...

f 1 = 4E+09	icin:	
k 1 = 104.8762	Gt 1 = 20.18947	
gsk 1 = .0027722	bsk 1 = 1.830924E-02	
glk 1 = .3167995	blk 1 = .130969	
f 2 = 4.5000001E+09	icin:	
k 2 = 131.8985	Gt 2 = 18.22772	
gsk 2 = 5.317237E-03	bsk 2 = 6.408998E-03	
glk 2 = .2778	blk 2 = -.1141062	
f 3 = 5E+09	icin:	
k 3 = 1663.94	Gt 3 = 19.85489	
gsk 3 = 3.077384E-02	bsk 3 = -2.080074E-03	
glk 3 = .0028	blk 3 = -7.589863E-03	
f 4 = 5.5000001E+09	icin:	
k 4 = 91.81261	Gt 4 = 19.85844	
gsk 4 = 2.126073E-03	bsk 4 = -7.590891E-03	
glk 4 = .0138	blk 4 = 7.634287E-02	
f 5 = 6E+09	icin:	
k 5 = 5.785517	Gt 5 = 19.19313	
gsk 5 = 3.003035E-02	bsk 5 = -2.449533E-02	
glk 5 = .0028	blk 5 = -7.589863E-03	



[F2]=Analyze [F3]=Toggle [F4]=Add [F5]=Insert [F6]=Delete [F9]=Window
[F1]=Help [F7]=Read File [F8]=Save File [ESC]=Quit
Press [F3] to toggle angle units.



[F5]=Epson Dump [ESC]=Previous Screen

SONUÇ VE ÖNERİLER

Kullanılan Genişletilmiş Frekans Bandı Yaklaşımı, bilgisayar programcılığına uygun ve oldukça iyi bir yaklaşım ile doğru sonuçlar veren bir yöntemdir. Yöntem düşük mikrodalga frekanslarında iyi çalışmakla beraber, yüksek mikrodalga frekanslarında ($> 12 \text{ GHz}$) bir takım sorunlar getirmektedir. Bu freksnlarda tranzistorlardan elde edilebilen maksimum güç seviyesinin düşük olması ve kayıpların artması nedeniyle band boyunca elde edilebilen optimum dönüştürücü güç seviyesi de düşük olmaktadır; bu da çok katlı kuvvetlendiricilerin kullanılmasını zorlu hale getirmektedir. Bu yöntem, çok katlı kuvvetlendirici tasarımları için de kullanılabilir, ancak bazı düzenlemelerin yapılması gerekmektedir. Bu düzenlemelerin en önemli empedans uydurma bölümünde ortaya çıkmaktadır. Programlarda Kullanılan Tekli Empedans UyumlAŞtırması tekniğinin yerine "İkili Empedans UyumlAŞtırma" prosedürü uygulanmalıdır. Bu da, program algoritması üzerinde yapılacak bazı değişiklikler ile sağlanabilir. Böylece, program daha genel amaçlı hale getirilebilir.

KAYNAKLAR

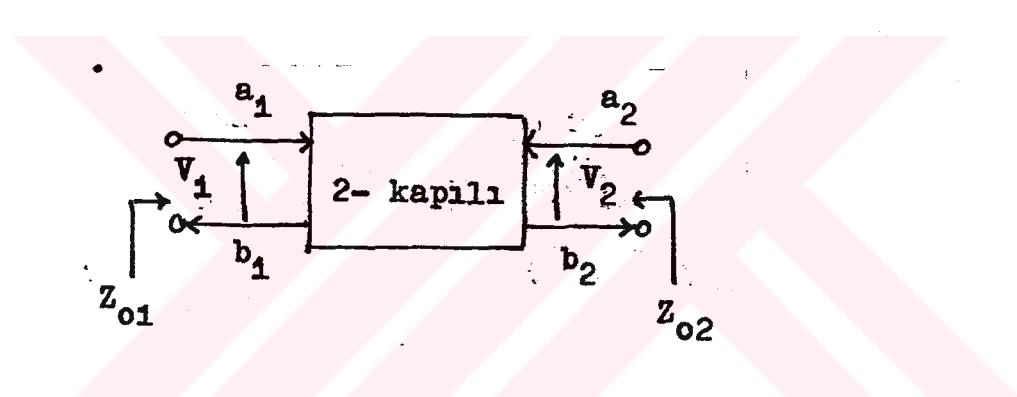
- [1] TEMES, G.C., MITRA, S.K., *Modern Filter Theory and Design*, John Wiley and Sons, pp.1-29, 1973.
- [2] VLACH, J., *Computerized Approximation and Synthesis of Linear Networks*, John Wiley and Sons, pp. 151-159; 231-243, 1963.
- [3] LENK, J.D., *Handbook of Electronik Circuit Designs*, Prentice-Hall, Inc., pp. 2-48, 1976.
- [4] VALKENBURG, M.E.V., *Introduction to Modern Network Synthesis*, John Wiley and Sons, pp. 62-336, 1960.
- [5] HA, T.T., *Solid - State Microwave Amplifier Design*, John Wiley and Sons, pp. 119 - 196, 1981.
- [6] CARSON, R.S., *High Frequency Amplifiers*, John Wiley and Sons, pp. 27 - 49, 150 - 208, 1975.
- [7] VENDELIN, G.D., *Design of Amplifiers, and Oscillators by the S - Parameter Method*, pp. 12-35, 1982.
- [8] CARLIN, H.J., KOMIAK, J.J., *A New Method of Broad - Band Equalization Applied to Microwave Amplifiers*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-27, No. 2, pp. 93-96, February 1979.
- [9] CARLIN, H.J., *A New Approach to Gain - Bandwidth Problems*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. CAS - 24, No.4, pp. 170 - 175, April 1977.
- [10] JUNG, W.L., WU, J., *Stable Boardband Microwave Amplifier Design*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 38, No.8, August 1990.
- [11] CALAHAN, D.A., *Network Design*, pp. 282 - 301.

- [12] YARMAN, B.S., "Broadband Matching Via Linear Programming, RCA Review, December 1982.
- [13] YARMAN, B.S., Computer - Aided Double Matching Via Parametric Representation of Brune Functions, IEEE Transactions on Circuit and Systems, Vol. 37, No.2, pp.212-221, February 1990.
- [14] YARMAN, B.S. CARLIN, H.J. The Double Matching Problem: Analytic and Real Frequency Solutions, IEEE Transactions on Circuit and Systems, Vol. CAS-30, No.1, pp.22-23, January 1983.
- [15] YARMAN, B.S., Doğrusal Reel Frekans Tekniği ile Geniş Bandlı Empedans Uyumlamaştırılması ve Mikrodalga Kuvvetlendirici Tasarımı, Anadolu Üniversitesi Bölüm İçi Raporu, pp. 1-44, Mart 1985.
- [16] YARMAN, B.S., Modern Approaches to Broadband Matching Problems, IEEE Proceedings, Vol. 132, Pt.N., No.2, pp.87-90, April 1985.
- [17] WOLFF, E.A, KAUL, R., Microwave Engineering and Systems Applications, John Wiley and Sons, pp. 167-190, 233-250, 1988.
- [18] PENNINGTON, R.H., Introductory Computer Methods and Numerical Analysis, The Mcmillan Company, pp. 247-278, 361-387
- [19] BALABANIAN, N., BICKARD, T.A., Electrical Network Theory, John Wiley and Sons pp. 392-451, 1969.

EK-1

1 - S parametreleri:

S - parametreleri, yürüyen dalgalara ait gerilimlerin her kapıdaki genlik ve fazları arasındaki bağıntıyı sağlar (Şekil-9).



Şekil-9. İki kapılıının gösterimi

Burada, a_i ve b_i : gerilim boyutlu büyüklikler olmak üzere,

$a_i - a'_i$: iki kapıya giren güç

$b_i - b'_i$: yansıyan güç

anlamındadır. iki - kapılı her uçtan karakteristik empedans ile sonlandırıldığından ölçülen S - parametreleri ve anımları aşağıda verilmiştir.

$|S_{11}|^2$: Tranzistorun girişinden yansıyan gücün, girişe bağlı bir kaynaktan elde edilebilecek güçce oranıdır.

$|S_{22}|^2$: Tranzistorun çıkışından yansıyan gücün çıkışa bağlı bir kaynaktan elde edilebilecek güçce oranıdır.

$|S_{21}|^2$: DönüştürÜcÜ güç kazancıdır.

$|S_{12}|^2$: Geriye doğru dönüştürÜcÜ güç kazancıdır.

2 - S - parametrelerinden Y - parametrelerine geçiş formülleri:

$$y_{11} = \frac{(1-s_{11})(1+s_{22}) + s_{12}s_{21}}{(1+s_{11})(1+s_{22}) - s_{12}s_{21}} \quad (48)$$

$$y_{12} = \frac{-2s_{12}}{(1+s_{11})(1+s_{22}) - s_{12}s_{21}} \quad (49)$$

$$y_{21} = \frac{-2s_{21}}{(1+s_{11})(1+s_{22}) - s_{12}s_{21}} \quad (50)$$

$$y_{22} = \frac{(1+s_{11})(1-s_{22}) + s_{12}s_{21}}{(1+s_{11})(1+s_{22}) - s_{12}s_{21}} \quad (51)$$

EK-2

1- Lineer Regresyon Probleminin Reel Frekans Tekniğine Uygulanması:

Burada amaç, nokta nokta üretilen $R_2(\omega)$ bağıntısının uygun bir rasyonel fonksiyona yakınsatılmasıdır [2], [8], [12], [15], [16]. Şöyle ki, önce $R_2(\omega)$ için bir rasyonel form seçilir. Örneğin,

$$R_2(\omega^2) = \frac{A_0 + A_1\omega^2 + \dots + A_n\omega^{2(n-1)}}{B_0 + B_1\omega^2 + \dots + B_n\omega^{2n}} \quad (52)$$

olarak seçilebilir.

$R_2(\omega) = R_2(\omega^2)$ bağıntısını belli hata sınırları içinde sağlayan A_i , B_i katsayıları, regresyon ile belirlenir.

Pratikte en çok kullanılan devreler basamaklı yapıdadır. Bu nedenle, $R_2(\omega^2)$ için aşağıdaki formu seçmek yerinde olur:

$$R_2(\omega^2) = \frac{\omega^{2k}}{X_1 + X_2\omega^2 + \dots + X_{n+1}\omega^{2n}} > 0, \quad \forall \omega \quad (53)$$

(53) denklemiyle belirlenen basamaklı devre için, transmisyon sıfırları $\omega=0$ 'da k katlı ve $\omega=\infty$ 'da n katlidır. Böyle bir devre için k tam sayısı, paydanın derecesi n tam sayısına eşit ve ondan küçüktür ve basamaklı devredeki toplam üst geçiren eleman (seri kapasite, şönt indüktans) sayısını belirler. n tamsayısı da, dengeleyici devrenin toplam eleman sayısıdır. Göründüğü gibi, tasarlanacak olan empedans uydurucunun karmaşaklığını n ve k tamsayıları belirlemektedir. Pratikte, $n=N+1$ olarak seçilir. Buradaki N , kesim frekanslarının sayısını göstermektedir. Alçak geçiren bir basamaklı devre yapısı isteniyorsa, $k=0$ seçilmektedir. Band geçiren devre yapılan için $0 < k < n$ ve üst geçiren devreden için $k=n$ şeklinde seçilmelidir.

2- Gewertz Yönteminin Reel Frekans Tekniğine uygulanması:

Burada amaç, minimum reaktans veya minimum süzeptans fonksiyonlarının, verilen reel kısımlarından türetilmesini sağlamaktır [4], [11]. Eğer $F_2(s)$, empedans uydurucu devrenin Thevenin empedansı ($Z_2(s)$) ya da admitansı ($Y_2(s)$)'i gösteren ve $j\omega$ ekseninde kutbu bulunmayan bir minimum fonksiyonsa, $F_2(s)$, $j\omega$ ekseninde

$F_2(j\omega) = P_2(\omega^2) + jQ(\omega)$ olarak yazılacaktır. Eğer,

$$P_2(-s^2) = \frac{A_{00} + A_{11}s^2 + \dots + A_{nn-1}s^{2(n-1)}}{B_{00} + B_{11}s^2 + \dots + B_{nn}s^{2n}} \quad (54)$$

ve

$$F_2(s) = \frac{a_0 + a_1s + \dots + a_{n-1}s^{n-1}}{b_0 + b_1s + \dots + b_ns^n} \quad (55)$$

olarak alınırsa, $F_2(s)$, $P_2(-s^2)$ cinsinden aşağıda verilen algoritma yardımıyla kolaylıkla hesaplanabilir:

1) $P(s^2) = P_2(-s^2)$ alınırsa,

$$P(s^2) = \frac{A_0 + A_1s^2 + \dots + A_{n-1}s^{2(n-1)}}{B_0 + B_1s^2 + \dots + B_ns^{2n}} \quad (56)$$

$$P(s^2) = \frac{A(s).A(-s)}{D(s).D(-s)} \quad (57)$$

olarak yazılır.

2) $B_0 + B_1 s^2 + \dots + B_n s^{2n}$ çift polinomunun kökleri bulunur. Bu köklerden n tanesi sol yarı düzlemede, diğer n tanesi de sağ yarı düzlemede olacaktır. Sol yarı düzlemedeki kökler seçilerek, $D(s) = b_0 + b_1 s + \dots + b_n s^n$ polinomunun katsayıları hesaplanır. Böylece b_i ($i=1, \dots, n$) katsayıları belirlenmiş olur.

3) a_i ($i=1, \dots, n-1$) katsayıları ise, (58) ile verilen lineer denklem sisteminin çözümünden hesaplanır:

$$A_0 = a_0 b_0$$

$$A_1 = a_0 b_2 + b_0 a_2 - a_1 b_1$$

$$A_2 = a_0 b_4 + a_2 b_2 + a_4 b_0 - a_1 b_3 - a_3 b_1$$

$$A_k = \sum_{j=-k}^k (-1)^{k+j} \cdot a_{k+j} b_{k-j} \quad (k=3, \dots, n)$$

$$a_n = 0 \quad (58)$$

Böylece (55) ile verilen $F_2(s)$ fonksiyonu belirlenmiş olur. Bundan sonra $F_2(s)$ 'in sürekli kesirlerde açımı [4] ile devre elemanları belirlenir.

ÖZGEÇMİŞ

10.6.1968 tarihinde Zonguldak'ta doğdu. Orta öğrenimini T.E.D. Zonguldak Koleji'nde ikincilikle, Lise öğrenimini Zonguldak Çelikel Lisesi'nde birincilikle tamamladı. 1986 yılında Lisans öğrenimi için İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümüne girdi ve 1990 yılında üçüncülükle mezun oldu. Yüksek Lisans öğrenimini de aynı bölümde gören yazar, 1990-1991 döneminde Karel Elektronik'te sırasıyla Yazılım ve Kalite Kontrol Bölümlerinde çalışmıştır. 27.11.1991 tarihinden bu yana ise TÜBİTAK - UBB Mikrodalga Bölümü'nde Araştırcı olarak çalışmaktadır.