

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

S-Para. Kul. bir Mik. Tran. Perf. Ana;

Yüksek Lisans Tezi

Bedri Çetiner

1995

52/192

220.000,12



YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**S- PARAMETRELERİNİ KULLANARAK
BİR MİKRODALGA TRANZİSTÖRÜNÜN
PERFORMANS ANALİZİ**

Elkn. ve Hab. Müh. Bedri A. ÇETİNER

F.B.E. Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği
Anabilim Dalında Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Prof.Dr. Filiz GÜNEŞ

İSTANBUL, 1995

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
KÜTÜPHANE DOKÜMANTASYON
DAİRE BAŞKANLIĞI

Kot R 152
: 192
Alındığı Yer : Fen. Bil. Ens.
Tarih : 12.4.95
Fatura :
Fiyatı : 220.000,-
Ayniyat No : 1-6
Kayıt No : 51022
UDC :
Ek :



YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

S- PARAMETRELERİNİ KULLANARAK
BİR MİKRODALGA TRANZİSTÖRÜNÜN
PERFORMANS ANALİZİ

Y. T. Ü.
KÜTÜPHANE DOK. DAL. BAŞKANLIĞI

Elkn. ve Hab. Müh. Bedri A. ÇETİNER

F.B.E. Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği
Anabilim Dalında Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Prof.Dr. Filiz GÜNEŞ

İSTANBUL, 1995

İÇİNDEKİLER

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR

Tamamlamış olduğum yüksek lisans çalışmam süresince her şeyin en iyisini yapabilmek için özveriyle büyük çabalar sarfettim , çok yorucu günler yaşadım, ama bu çetin yolda bir an olsun en ufak bir umutsuzluğa veya karamsarlığa kapıldığımı hatırlamıyorum , kendime olan güvenim her zaman en üst seviyedeydi . Çalışmam boyunca hissettiğim bu güvenin ,coşkunun ve umut dolu duyguların en önemli kaynağı saygıdeğer hocam Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ'e şükranlarımı kelimelerle ifade edebilmem şüphesiz ki mümkün değil . Bu çalışma süresince hocamla yaptığım her görüşmeden sonra çalışmama daha güçlü ve daha bilgili şekilde devam ettim ve bunlar beni bu mutlu sona götüren adımlar oldu .

Hayattaki en çetin yollardan biri olan , en güçlü ve en değerlisi olduğuna inandığım , bilim yolunda , bu yolun daha başlangıcında olan biri olarak fedakar ve saygıdeğer hocam Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ'le birlikte daha nice yıllar çok büyük mesafeler katedeceğimize eminim .

Ayrıca tezin yazım aşamasında bana her türlü desteği vermiş olan tüm arkadaşlarıma da ayrı ayrı samimi teşekkürlerimi sunarım.

İstanbul , 1995

Bedri Artuğ ÇETİNER

İÇİNDEKİLER

Özet	I
Summary	II
1. TRANZİSTÖR KARARLILIK , KAZANÇ, GİRİŞ VSWR , SAÇILMA PARAMETRE TEORİSİ	1
1.1 Kararlılık Analizi	1
1.1.1 Kararlılık Tanımı , Koşullu ve Koşulsuz Kararlılık	1
1.1.2 Kararlılık Daireleri	2
1.1.3 Kararlılık Geometrilere , Gerekli ve Yeterli Koşullar	3
1.1.3.1 $ K > 1$ Geometrilere	5
1.1.3.2 $ K < 1$ Geometrilere	11
1.1.4 Kararlılık Durum Akış Diyagramı ve Geometrilere	15
1.2 Kazanç Analizi	21
1.2.1 Γ_{in} -Düzleminde Giriş VSWR (V_i) ile Sınırlandırılan Kazanç Daireleri	21
1.2.2 Kararlılık Durumu Kazanç Analizi	24
2. TRANZİSTÖR GÜRÜLTÜ FAKTÖRÜ , KAZANÇ , GİRİŞ VSWR, SAÇILMA PARAMETRE TEORİSİ	40
2.1 Gürültü Daireleri	40
2.2 Giriş VSWR - Kazanç ($V_i - G_T$) Daireleri	40
2.3 Gürültü - Giriş VSWR ($F - V_i$) Daireleri	43
3. TRANZİSTÖR BAŞARIM ÜÇLÜSÜ ($F, V_i, G_{T_{max}}$) SAÇILMA PARAMETRE TEORİSİ	47
3.1 Koşulsuz Kararlı Başarım Analizi	49
3.2 Koşullu Kararlı Başarım Analizi	53
3.2.1 $K > 1$ Koşullu Kararlı Durumları	53
3.2.2 $ K < 1$ Koşullu Kararlı Durumları	56
4. ÇALIŞILMIŞ ÖRNEKLER	65
KAYNAKLAR EKLER	75

ÖZET

Bu çalışmada , bir mikrodalga tranzistörünün maksimum transduser güç kazancı ($G_{T_{max}}$), gürültü faktörü (F) , giriş VSWR (V_i) , ve saçılma parametreleri $[S]$ cinsinden analitik olarak ifade edilmektedir . Analiz , kaynak (Γ_s) ve giriş yansıtma katsayısı (Γ_{in}) düzlemlerinde , sabit gürültü, giriş VSWR ve kazanç dairelerini kullanarak fiziksel sınırlar içinde çözüm arayan bir geometrik yaklaşıma dayandırılmıştır .

Analizde izlenen strateji kararlılık , transduser kazancı , giriş VSWR ($V_{i_{req}}$) ve gürültü faktöründen (F_{req}) oluşan tasarım informasyonunu Γ_{in} -düzleminde biraraya getirmek ve sonra talep edilen $V_{i_{req}}$, F_{req} koşullarında maksimum kararlı kazancı analiz edip formüle etmektir . Bu strateji aşağıda ki aşamalar halinde gerçekleştirilmiştir :

i.) Γ_{in} -düzleminde mümkün bütün kararlılık halleri ele alınıp , her hal için giriş VSWR ile sınırlandırılmış kazanç analizi yapılmıştır .

ii.) Ortak gürültü faktörü (F), giriş VSWR daireleri (T_1, T_2) Γ_{in} -düzleminde teşkil edilmiştir .

iii.) Son olarak , bütün tasarım informasyonu verilen $V_{i_{req}}$ ve F_{req} koşullarında mümkün maksimum kararlı kazancı , giriş ve çıkış sonlandırmalarını tayin etmek için analiz edilmiştir .

Bu çalışma henüz açık devre parametreleri $[Z]$ ile yapılmış [2] , bir mikrodalga tranzistörünün başarımının saçılma parametreleriyle teorisini vermektedir . Dolayısıyla mümkün ($F, V_i, G_{T_{max}}$) üçlüsü ve sonlandırmalarının elde edilmesinde , belli bir çalışma frekansı ve kutuplama koşulundaki S -parametrelerini doğrudan kullanır ki bu mikrodalga devre teorisi için önemli bir aşama sayılabilir . Açıktır ki bu teorisin en önemli uygulamalarından biri , bir mikrodalga tranzistörünün performansının , ($F, V_i, G_{T_{max}}$) üçlülerinin çapraz ilişkileriyle elde edilebilecek performans konturlarından oluşan data sayfaları olacaktır .

SUMMARY

In this work , the maximum transducer power gain ($G_{T_{max}}$) of a bilaterale microwave transistor is anlytically expressed in terms of only noise figure (F) , input VSWR (V_i) ,and the scattering parameters [S]. The analaysis is based on a geometrical approach using the constant noise , input VSWR and gain circles in the source (Γ_s) and input reflection coefficient (Γ_{in}) planes keeping the solution within the physical bounds .

The strategy to be followed in the analysis is to gather all the design information of the stability , the transducer gain , the input VSWR ($V_{i_{req}}$) and the noise figure (F_{req}) in the Γ_{in} -plane and then to analyse to formulate the possible maximum stable gain under the required input VSWR $V_{i_{req}}$ and noise figure F_{req} .

The strategy is realized in the following steps :

- i.) All possibble stability cases are considered in the Γ_{in} -plane and the constrained gain analysis by the input VSWR is made for each case .
- ii.) The mutual noise (F), input VSWR circles (T_1, T_2) are formed in the Γ_{in} -plane.
- iii.) Finally , all the design information is anlysed to determine the possible maximum stable transducer gain constrained by the required input VSWR $V_{i_{req}}$ and the noise figure F_{req} , and its corresponding input and output terminations .

This work gives the scattering parameter theory of a microwave transistor's performance which has recently been achieved using the open circuit parameters [Z] [2]. So it utilises directly S-parameters of the transistor at an operating frequency and bias condition , in obtaining the possible ($F, V_i, G_{T_{max}}$) triplets , and its corresponding terminations which can be considered as an important step in the microwave network theory . Obviously , one of the most important applications of this theory is to be able to represent the performance of a microwave transistor by the performance contours in the data sheets , which are obtained by the cross relations among the possible ($F, V_i, G_{T_{max}}$) triplets .

1. TRANSİSTÖR KARARLILIK, KAZANÇ, GİRİŞ VSWR SAÇILMA PARAMETRE TEORİSİ

1.1 Kararlılık Analizi

1.1.1 Kararlılık Tanımı, Koşulsuz ve Koşullu Kararlılık

Bir iki kapılı için kararlılık şartları, iki kapılının giriş ve çıkış terminallerinden yansıyan güç dalgalarının gelen güç dalgalarından daha küçük olması gerekliliği ile açıklanabilir[3]. Şöyle ki,

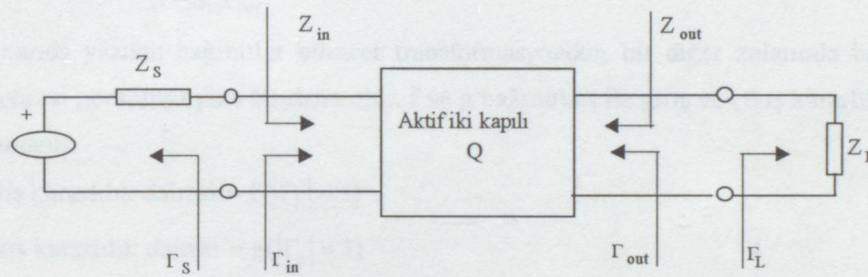
$$P_{top} = P_{gelen} - P_{yansıyan}$$

$$P_{yansıyan} = |\Gamma|^2 \cdot P_{gelen}$$

$$P_{top} = (1 - |\Gamma|^2) \cdot P_{gelen}$$

$$P_{yansıyan} < P_{gelen} \Leftrightarrow |\Gamma| < 1 \text{ 'dir.}$$

Burada ' Γ ' yansıtma katsayısıdır.



Şekil 1.1 Bir aktif iki kapılı.

Koşulsuz Kararlılık

Her pasif yük ve kaynak yansıtma katsayıları için giriş ve çıkış yansıtma katsayıları da pasif oluyorsa, bu iki kapılı koşulsuz kararlıdır :

$$\forall |\Gamma_L| < 1 \text{ için } |\Gamma_{in}| < 1$$

ve

$$\forall |\Gamma_S| < 1 \text{ için } |\Gamma_{out}| < 1$$

Koşullu Kararlılık

Bazı pasif yük yada kaynak yansıtma katsayıları için giriş yada çıkış yansıtma katsayı modülü 1'den büyük değer alıyorsa bu iki kapılı koşullu kararlıdır :

$$\text{Bazı } |\Gamma_S| < 1 \text{ için } |\Gamma_{out}| > 1$$

$$\text{Bazı } |\Gamma_L| < 1 \text{ için } |\Gamma_{in}| > 1$$

Eğer yük ve yansıtma katsayılarının her pasif değeri için giriş ve çıkış yansıtma katsayı modülleri hiçbir zaman 1'den küçük olmuyorsa (pasif olmuyorsa), bu durumlara kesin (mutlak) kararsız durum denir.

1.1.2 Kararlılık Daireleri [1]

Giriş yansıtma katsayısı ile yük yansıtma katsayısı ve çıkış yansıtma katsayısı ile kaynak yansıtma katsayısı arasındaki bağıntılar aşağıda verilmiştir.

$$\Gamma_{in} = f(\Gamma_L) = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (1.1a)$$

$$\Gamma_{out} = g(\Gamma_S) = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{22}\Gamma_S} \quad (1.1b)$$

Bu bağıntıların tersi,

$$\Gamma_L = f^{-1}(\Gamma_{in}) = \frac{S_{11} - \Gamma_{in}}{\Delta - S_{22}\Gamma_{in}} \quad (1.2a)$$

$$\Gamma_S = g^{-1}(\Gamma_{out}) = \frac{S_{22} - \Gamma_{out}}{\Delta - S_{11}\Gamma_{out}} \quad (1.2b)$$

Yukarıda yazılan bağıntılar bilineer transformasyondur, bir diğer anlatımla bir dairenin bu bağıntılar neticesi görüntüsü yine bir daire olur. f ve g bağıntıları ile giriş ve çıkış kararlılık daireleri şu şekilde tanımlanır:

$$\text{Giriş kararlılık dairesi} = f(|\Gamma_L| = 1)$$

$$\text{Çıkış kararlılık dairesi} = g(|\Gamma_S| = 1)$$

Bu dairelerin yarıçap ve merkezleri ;

$$r_{in} = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|1 - |S_{22}|^2|}$$

$$C_{in} = \frac{S_{11} - S_{22}^* \Delta}{1 - |S_{22}|^2} ; c_{in} = |C_{in}|$$

$$r_{out} = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|1 - |S_{11}|^2|}$$

$$C_{out} = \frac{S_{22} - S_{11}^* \Delta}{1 - |S_{11}|^2} ; c_{out} = |C_{out}| \quad (1.3)$$

f^{-1} ve g^{-1} bağıntıları ile kaynak ve yük kararlılık daireleri tanımlanır :

$$\text{Kaynak kararlılık dairesi} = g^{-1}(|\Gamma_{out}| = 1)$$

$$\text{Yük kararlılık dairesi} = f^{-1}(|\Gamma_{in}| = 1)$$

$$r_s = \frac{|S_{21}S_{12}|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$C_s = \frac{S_{11}^* - S_{22}\Delta^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} ; \quad c_s = |C_s|$$

$$r_L = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

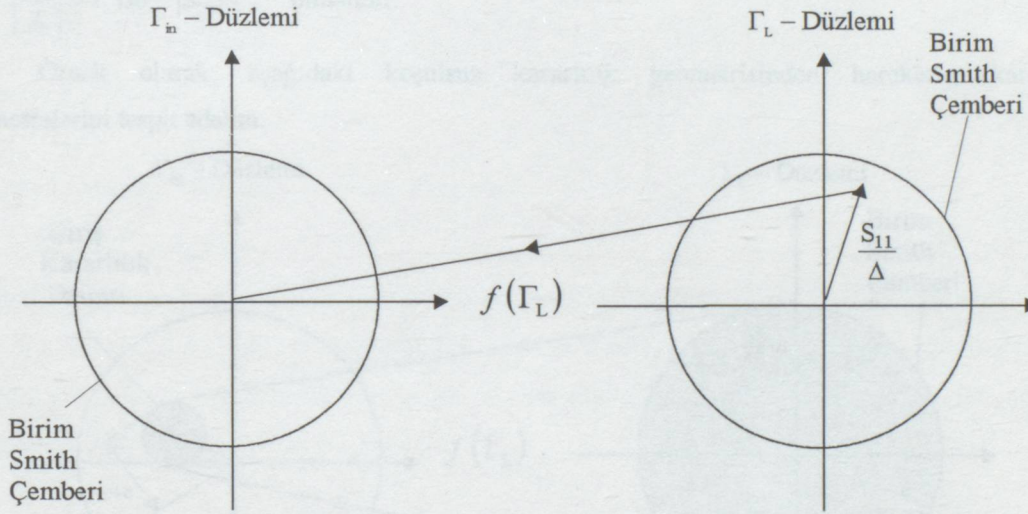
$$C_L = \frac{S_{22}^* - S_{11}\Delta^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} ; \quad c_L = |C_L| \quad (1.4)$$

1.1.3 Kararlılık Geometrileri , Gerekli ve Yeterli Koşulları

İlk önce Γ_{in} düzleminde kararlı bölgelerin tayin edilmesinde kullanılan gerekli bilgileri ele alalım. (1.1a) bağıntısından,

$$\Gamma_{in} = 0 \Leftrightarrow \Gamma_L = \frac{S_{11}}{\Delta} \quad (1.5)$$

Burada $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$ dir.



Şekil 1.2 $\Gamma_{in} = f(\Gamma_L)$ transformasyonu ile $\Gamma_{in} = 0$ 'ın Γ_L -düzlemindeki görüntüsü

(1.5)'den Γ_{in} düzleminde orijin , $|\Gamma_L| = \left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| < 1$ ise kararlı bir noktayı , $|\Gamma_L| = \left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| > 1$ ise kararsız bir noktayı gösterir.

$$\text{Kararlılık dairesi orijini kapsıyor} \Leftrightarrow r_{in} > c_{in} \quad (1.6a)$$

$$\text{Kararlılık dairesi orijini kapsamıyor} \Leftrightarrow r_{in} < c_{in} \quad (1.6b)$$

(1.3) eşitliklerinden faydalanarak ,

$$\frac{c_{in}^2}{r_{in}^2} = 1 + \frac{(1 - |S_{22}|^2) (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)}{|S_{12}S_{21}|} \quad (1.7)$$

elde edilir.

(1.7)'yi kullanarak $r_{in} > c_{in}$ ise ,

$$(1 - |S_{22}|^2) (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2) < 0 \quad (1.8a)$$

olduğu görülür.(1.6a) ve (1.8a)'ın sonucu olarak ,kararlılık dairesi orijini kapsıyorsa , $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| < 1$ ise

$|S_{22}| < 1$ olmalı veya $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| > 1$ ise $|S_{22}| > 1$ olmalıdır.

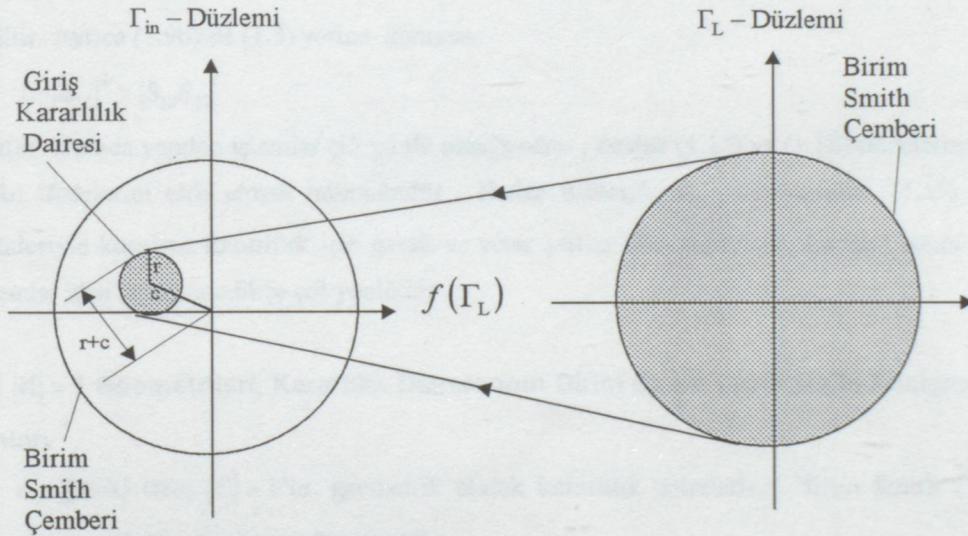
(1.6b) ve (1.7)'ye göre ,

$$(1 - |S_{22}|^2) (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2) > 0 \quad (1.8b)$$

(1.6b) ve (1.8b)'nin sonucu olarak , kararlılık dairesi orijini kapsamıyorsa , $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| < 1$ ise $|S_{22}| > 1$ olmalı

veya $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| > 1$ ise $|S_{22}| < 1$ olmalıdır.

Örnek olarak, aşağıdaki koşulsuz kararlılık geometrisinden hareketle, kararlılık parametrelerini tespit edelim.



Şekil 1.3 Koşulsuz kararlılık geometrisi.

Şekil 1.3'den görüleceği gibi ,

$$r_{in} + c_{in} < 1 \quad (1.9a)$$

ve

$$r_{in} < 1 \quad (1.9b)$$

(1.9a)'yı kullanarak ,

$$c_{in}^2 < (1 - r_{in})^2 \quad (1.10)$$

elde edilir. (1.10)'da (1.3) eşitlikleri yerine konursa ,

$$\frac{|S_{12}S_{21}|^2 + (1 - |S_{22}|^2) (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)}{(1 - |S_{22}|^2)^2} < 1 - 2 \frac{|S_{12}S_{21}|}{|1 - |S_{22}|^2|} + \frac{|S_{12}S_{21}|}{|1 - |S_{22}|^2|^2} \quad (1.11)$$

elde edilir. Burada $|S_{22}| < 1$ olduğundan ,

$$|1 - |S_{22}|^2| = 1 - |S_{22}|^2 \quad (1.12)$$

(1.12) eşitliği , (1.11) eşitsizliğinde yerine konursa,

$$\frac{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}{1 - |S_{22}|^2} < \frac{1 - |S_{22}|^2 - 2|S_{12}S_{21}|}{1 - |S_{22}|^2} ,$$

$$|S_{11}|^2 - |\Delta|^2 < 1 - |S_{22}|^2 - 2|S_{12}S_{21}| ,$$

$$\frac{1 - |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (1.13)$$

$$K = \frac{1 - |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (1.14)$$

tanımıyla , (1.13)'den

$$K > 1 \quad (1.15)$$

elde edilir. Ayrıca (1.9b)'de (1.3) yerine konursa,

$$1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (1.16)$$

elde edilir. Burada yapılan işlemler çift yönlü olduğundan , tersine (1.15) ve (1.16) ifadelerinden (1.9a) ve (1.9b) ifadelerini elde etmek mümkündür . Netice itibariyle Γ_{in} düzleminde (1.15) ve (1.16) eşitsizlikleriyle koşulsuz kararlılık için gerek ve yeter şartlar elde edilmiştir. Bundan sonra yapılacak tüm işlemler aksi belirtilmedikçe çift yönlüdür .

1.1.3.1 $|K| > 1$ Geometrileri, Kararlılık Dairelerinin Birim Smith Çemberiyle Kesişmeme Durumları

Aşağıdaki isbat $|K| > 1$ 'in, geometrik olarak kararlılık dairelerinin Birim Smith Çemberiyle kesişmemesine eşdeğer olduğunu gösterecektir.

$$|K| > 1 \Leftrightarrow K > 1 \text{ veya } K < -1 \text{ 'dir.}$$

$K < -1$ durumları ; (Kesin kararsız durumlar)

(1.14) eşitliğinden $K < -1$ ise,

$$1 - |S_{22}|^2 < -2|S_{12}S_{21}| + |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (1.17)$$

yazılabilir.

$$\text{A: } 1 - |S_{22}|^2 > 0 \quad (|S_{22}| < 1)$$

(1.17) Eşitsizliğinin her iki tarafını $(1 - |S_{22}|^2)$ terimi ile bölersek ,

$$1 < \frac{-2|S_{12}S_{21}| + |S_{11}|^2 - |\Delta|^2}{1 - |S_{22}|^2} \quad (1.18)$$

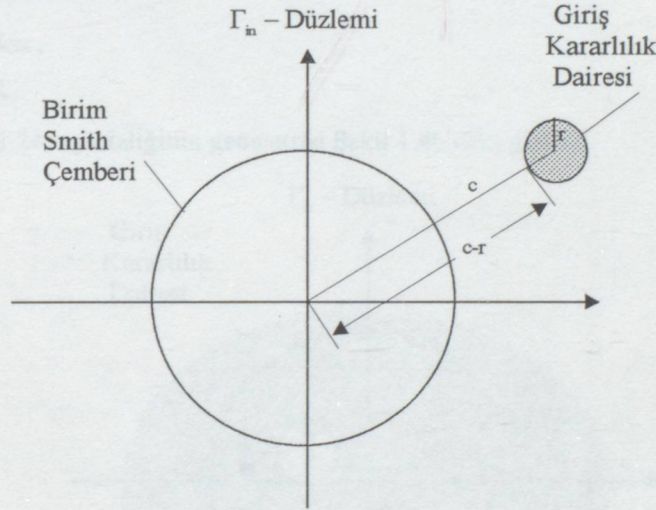
(1.18) eşitsizliğinin sağ yanının pay ve paydasını $(1 - |S_{22}|^2)$ terimi ile çarparsak

$$\left(1 + \frac{S_{12}S_{21}}{1 - |S_{22}|^2}\right)^2 < \frac{|S_{11} - S_{22}^* \Delta|^2}{(1 - |S_{22}|^2)^2} \quad (1.19)$$

elde edilir. (1.19) Eşitsizliğinin heriki tarafı da pozitif olduğundan karekök alabiliriz. (1.19)'dan ,

$$c_{in} - r_{in} > 1 \quad (1.20)$$

(1.20) eşitsizliği aşağıdaki geometriyi ifade eder.



Şekil 1.4a $K < -1$, $c_{in} - r_{in} > 1$ geometrisi.

Şekil 1.4a'da kararlılık daresinin içi yada dışı bölgelerinin hangisinin $|\Gamma_L| < 1$ pasif değerlerine karşılık geleceğini tespit edebilmek için daha önce elde edilen gerekli bilgilerden faydalanılır. Şekil 1.4a'daki geometriye göre kararlılık daresi orijini içermez. (1.8b)'yi gözönüne alırsak

, $|S_{22}| < 1$ olduğundan, $\left|\frac{S_{11}}{\Delta}\right| > 1$ olmalıdır. Yani Birim Smith Çemberi'nin orijini $|\Gamma_L| = \left|\frac{S_{11}}{\Delta}\right| > 1$ değerine karşı gelir. Kararlılık daresinin içi $|\Gamma_L| < 1$ değerlerine karşı gelecektir .

$$\text{B: } 1 - |S_{22}|^2 < 0 \quad (|S_{22}| > 1)$$

Bu durumda (1.17) eşitliği,

$$-1 < \frac{-2|S_{12}S_{21}| + |S_{11}|^2 - |\Delta|^2}{|S_{22}|^2 - 1} \quad (1.21)$$

olarak yazılabilir . 'A' durumundakine benzer işlemlerle (1.21) ifadesi kullanılarak ,

$$\left(1 + \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - 1}\right)^2 > \frac{|S_{11} - S_{22}^* \Delta|^2}{(|S_{22}|^2 - 1)^2} \quad (1.22)$$

elde edilir. (1.22) eşitsizliğine karekök operatörünü uygulayabilmek için eşitsizliğin sol yanının işaretini gözönünde bulundurmalıyız .

$$B1: |S_{22}|^2 - 1 > |S_{12}S_{21}|$$

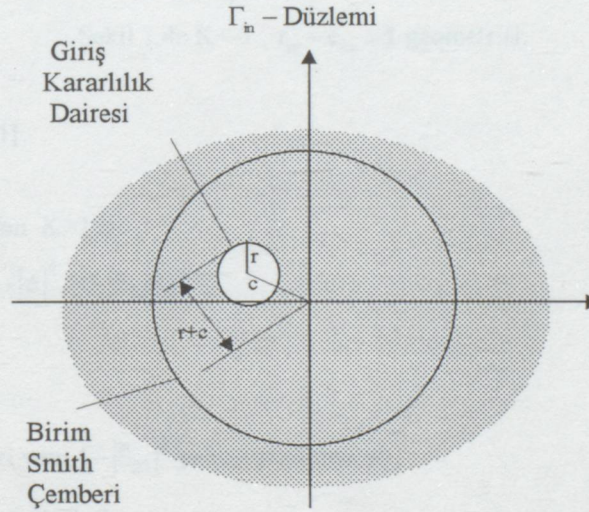
Bu durumda (1.22) eşitsizliği aşağıdaki gibi ,

$$\frac{|S_{11} - S_{22}^* \Delta|^2}{(|S_{22}|^2 - 1)^2} + \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - 1} < 1 \quad (1.23)$$

yazılabilir. (1.23)'den ,

$$c_{in} + r_{in} < 1 \quad (1.24)$$

sonucuna varırız. (1.24) eşitsizliğinin geometrisi Şekil 1.4b'deki gibidir.



Şekil 1.4b $K < -1$, $c_{in} + r_{in} < 1$ geometrisi.

$$B2: |S_{22}|^2 - 1 < |S_{12}S_{21}| .$$

Bu durumda (1.22)

$$\left(\frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - 1} - 1\right)^2 > \frac{|S_{11} - S_{22}^* \Delta|^2}{(|S_{22}|^2 - 1)^2} \quad (1.25)$$

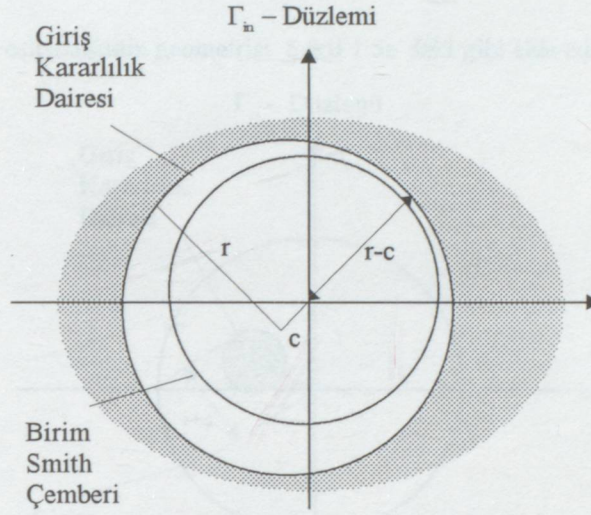
(1.25) eşitsizliğine karekök operatörünü uygularsak ,

$$\frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - 1} - \frac{|S_{11} - S_{22}^* \Delta|^2}{(|S_{22}|^2 - 1)^2} > 1 \quad (1.26)$$

elde edilir. (1.26)' dan ,

$$r_{in} - c_{in} > 1 \quad (1.27)$$

sonucuna varırız. (1.27) eşitsizliğinin geometrisi Şekil 1.4c' deki gibidir.



Şekil 1.4c $K < -1$, $r_{in} - c_{in} > 1$ geometrisi.

K>1 DURUMLARI [1]

(1.14) eşitliğinden $K > 1$ ise ,

$$1 - |S_{22}|^2 > |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 + 2 |S_{12}S_{21}| \quad (1.28)$$

yazılabilir.

$$A: 1 - |S_{22}|^2 > 0$$

(1.14)'ün her iki yanını $1 - |S_{22}|^2$ terimine bölünürse ,

$$1 > \frac{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2 + 2 |S_{12}S_{21}|}{1 - |S_{22}|^2} \quad (1.29)$$

elde edilir. (1.29)'un sağ tarafının payı ve paydası $1 - |S_{22}|^2$ ile çarpılırsa ,

$$\left(1 - \frac{|S_{12}S_{21}|}{1 - |S_{22}|^2} \right) > \frac{|S_{11} - S_{22}^* \Delta|^2}{(|S_{22}|^2 - 1)^2} \quad (1.30)$$

elde edilir. Eşitsizliğe karekök operatörünü uygulayabilmek için sol yanın işaretini gözönünde bulundurmalıyız

$$A1: 1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}|$$

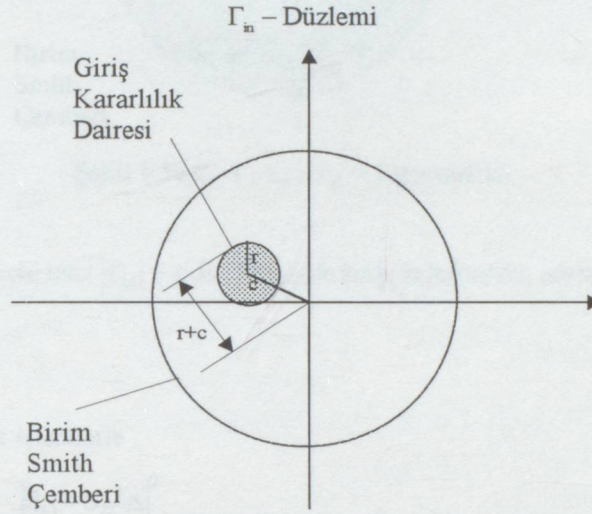
Bu durumda (1.30) eşitsizliği

$$\frac{|S_{11} - S_{22}^* \Delta|}{1 - |S_{22}|^2} + \frac{|S_{12}S_{21}|}{1 - |S_{22}|^2} < 1 \quad (1.31)$$

şeklinde yazılabilir. (1.31)'den

$$c_{in} + r_{in} < 1 \quad (1.32)$$

sonucuna varırız. (1.32) eşitsizliğinin geometrisi Şekil 1.5a'daki gibi elde edilir.



Şekil 1.5a $K > 1$, $c_{in} + r_{in} < 1$, geometrisi.

$$A2: 1 - |S_{22}|^2 < |S_{12}S_{21}|$$

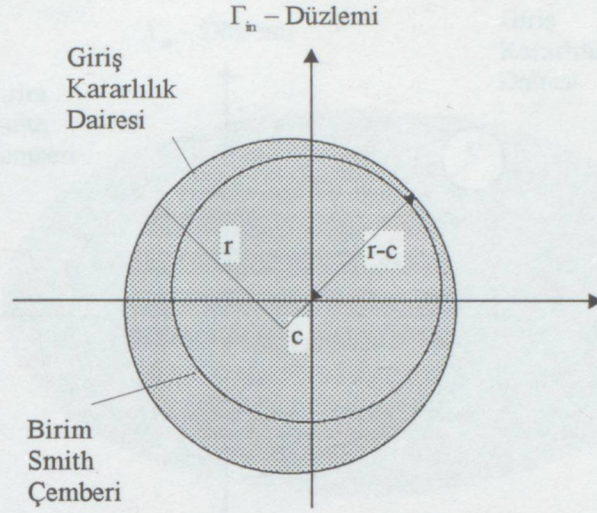
Diğer durumlarda yapılan benzer işlemlerle ,

$$\frac{|S_{12}S_{21}|}{1 - |S_{22}|^2} - \frac{|S_{11} - S_{22}^* \Delta|}{1 - |S_{22}|^2} > 1 \quad (1.33)$$

elde edilir. (1.33)'den ,

$$r_{in} - c_{in} > 1 \quad (1.34)$$

elde edilir. (1.34) eşitsizliğinin geometrisi Şekil 1.5b'deki gibi olur.



Şekil 1.5b $K > 1$, $r_{in} - c_{in} > 1$ geometrisi.

Burada $|\Gamma_L| < 1$ için bazı $|\Gamma_{in}| > 1$ dir. Neticede koşullu kararlılık sözkonusudur.

B: $1 - |S_{22}|^2 < 0$

Burada da benzer işlemlerle ,

$$\left(1 + \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - 1}\right)^2 < \frac{|S_{11} - S_{22}^* \Delta|^2}{(|S_{22}|^2 - 1)^2} \quad (1.35)$$

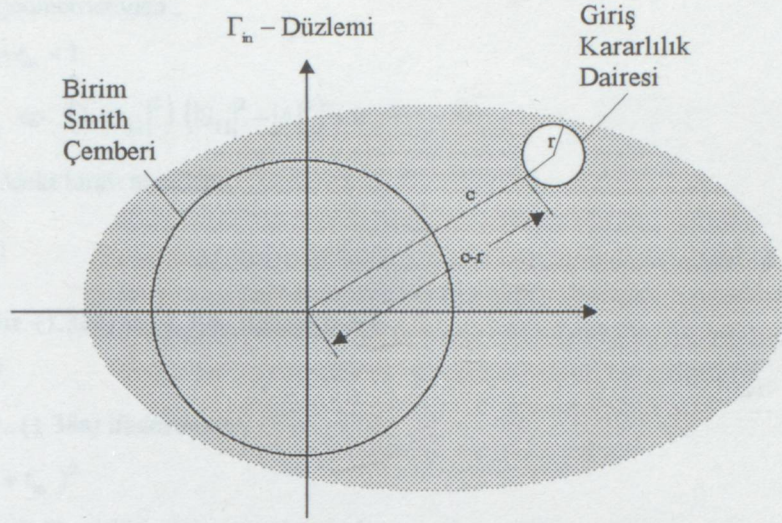
elde edilir. Eşitsizliğin her iki yanı pozitif olduğundan karekök alınabilir .

$$\frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - 1} - \frac{|S_{11} - S_{22}^* \Delta|}{|S_{22}|^2 - 1} > 1 \quad (1.36)$$

(1.36)' dan ,

$$c_{in} - r_{in} > 1 \quad (1.37)$$

sonucuna varırız. (1.37) eşitsizliğinin geometrisi Şekil 1.5c'deki gibi olur. Bu durumda da koşullu kararlılık vardır .



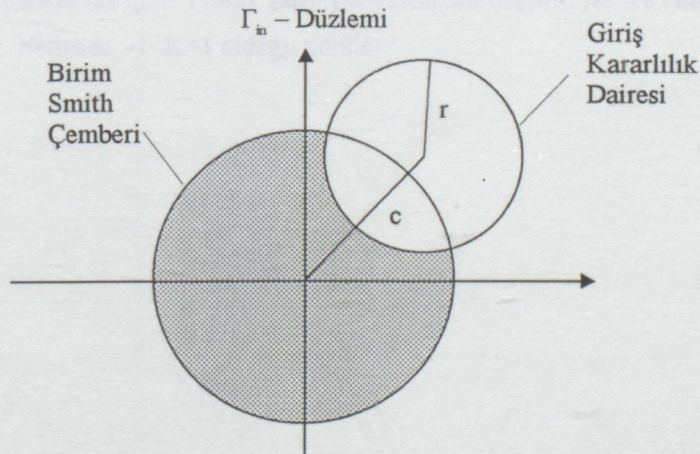
Şekil 1.5c $K > 1$, $c_{in} - r_{in} > 1$ geometrisi.

İndis değişimleriyle (1'den 2'ye ve 2'den 1'e) benzer analizleri Γ_{out} ve Γ_S düzlemleri arasında yapmak mümkündür. Bu analizlerde kullanılan transformasyonun birebirliği neticesinde yük kararlılık dairesinin yük düzleminde Birim Smith Çemberi ile kesişmediği çıkarılabilir . Sonuçta hiçbir kararlılık dairesinin B.S.Ç. ile kesişmediği anlaşılabilir .

1.1.3.2 $|K| < 1$ Geometrileri Kararlılık Dairelerinin Birim Smith Çemberi İle Kesişme Durumları

$|K| > 1$ 'in geometrik olarak kararlılık değerleri ile Birim Smith Çemberinin kesişmemesine eşdeğer olduğunu isbatladıktan sonra, $|K| < 1$ 'in kesişme durumlarına karşı düşeceğini söylemek mümkündür . $|K| < 1$ için dört olası konfigürasyon söz konusudur ve bunlar aşağıda sırayla ele alınacaktır.

A1: $|K| < 1$, $0 < c_{in} - r_{in} < 1$



Şekil 1.6a $|K| < 1$, $0 < c_{in} - r_{in} < 1$ geometrisi.

Şeklin geometrisinden ,

$$0 < c_{in} - r_{in} < 1 \quad (1.38a)$$

$$c_{in} > r_{in} \Leftrightarrow (1 - |S_{22}|^2) (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2) > 0 \quad (1.38b)$$

yazılabilir. Şekildeki taralı alandan,

$$\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| < 1 \quad (1.39a)$$

olduğu görülebilir. (1.38b) ve (1.39a) ifadelerinden ,

$$|S_{22}| > 1 \quad (1.39b)$$

sonucuna varılır . (1.38a) ifadesinden ,

$$c_{in}^2 < (1 + r_{in})^2 \quad (1.40)$$

(1.40) ifadesinde (1.3) eşitliklerini yerine koyarak ,

$$\frac{|S_{12}S_{21}|^2 + (1 - |S_{22}|^2) (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)}{(1 - |S_{22}|^2)^2} < 1 + \frac{2|S_{12}S_{21}|}{|1 - S_{22}^2|} + \frac{|S_{12}S_{21}|^2}{|1 - |S_{22}|^2|^2} \quad (1.41a)$$

elde edilir. (1.39b) ifadesinden , $|1 - |S_{22}|^2| = |S_{22}|^2 - 1$ (1.41a) da yerine konursa ,

$$\frac{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}{1 - |S_{22}|^2} < \frac{|S_{22}|^2 - 1 + 2|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - 1} \quad (1.41b)$$

$$|\Delta|^2 - |S_{11}|^2 < |S_{22}|^2 - 1 + 2|S_{12}S_{21}| \quad (1.41c)$$

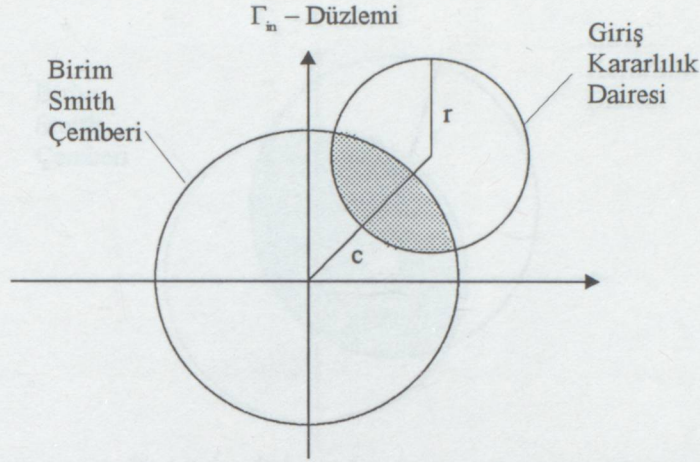
$$K = \frac{1 - |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} < 1 \quad (1.41d)$$

sonucuna varırız. K' nın işaretini incelemek için payının işaretini incelemek yeterlidir. K' nın payı ,

$$1 - |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 + |\Delta|^2 \quad (1.42)$$

(1.39a) ve (1.39b) ifadelerine göre (1.42) pozitif veya negatif olabilir. Netice olarak $K < 1$ 'dir ve pozitif veya negatif olabilir. Neticede $-1 < K < 1$ olduğu görülür.

$$A2: |K| < 1, 0 < c_{in} - r_{in} < 1$$



Şekil 1.6b $|K| < 1, 0 < c_{in} - r_{in} < 1$ geometrisi.

A1 durumunda olduğu gibi burada da (1.38a) ve (1.38b) ifadeleri aynen geçerlidir. Şekildeki taralı alandan,

$$\frac{|S_{11}|}{|\Delta|} > 1 \quad (1.43a)$$

olduğu anlaşılabilir. (1.38b) ve (1.43a) dan ,

$$|S_{22}| < 1 \quad (1.43b)$$

sonucuna varılır. (1.43b)' den, $|1 - |S_{22}|^2| = 1 - |S_{22}|^2$ (1.41a) ifadesinde yerine konursa ,

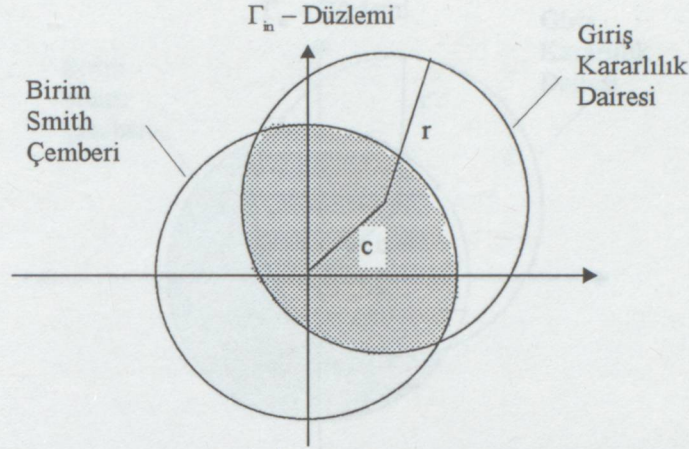
$$\frac{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}{1 - |S_{22}|^2} < \frac{1 - |S_{22}|^2 + 2|S_{12}S_{21}|}{1 - |S_{22}|^2} \quad (1.44a)$$

elde edilir. (1.44a) eşitsizliğini kullanarak ,

$$K = \frac{1 - |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > -1 \quad (1.44b)$$

sonucuna varırız. (1.43a) ve (1.43b)'yi kullanarak K' nın pozitif veya negatif değerler alabileceğini görmek mümkündür. Neticede , $-1 < K < 1$ olduğu görülür.

B1: $|K| < 1$, $0 < r_{in} - c_{in} < 1$



Şekil 1.6c $|K| < 1$, $0 < r_{in} - c_{in} < 1$ geometrisi.

Şeklin geometrisinden ,

$$0 < r_{in} - c_{in} < 1 \quad (1.45a)$$

$$r_{in} > c_{in} \Leftrightarrow (1 - |S_{22}|^2) (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2) < 0 \quad (1.45b)$$

yazılabilir. Şekildeki taralı bölgeden

$$\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| < 1 \quad (1.46a)$$

olduğu görülebilir . (1.45b) ve (1.46a) ifadeleri kullanılarak,

$$|S_{22}| < 1 \quad (1.46b)$$

sonucu elde edilir. (1.45a)'dan ,

$$c_{in}^2 > (r_{in} - 1)^2 \quad (1.47)$$

(1.47) ifadesinde (1.3) eşitlikleri yerine konursa ,

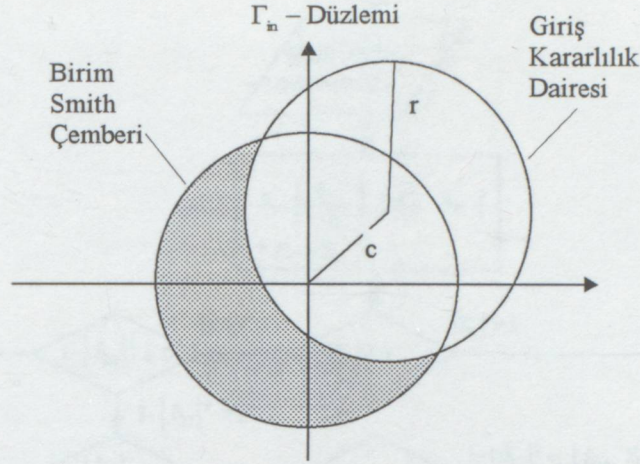
$$\frac{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}{1 - |S_{22}|^2} > 1 - \frac{2|S_{12}S_{21}|}{|1 - |S_{22}|^2|} \quad (1.48a)$$

elde edilir. (1.46b)'den , $|1 - |S_{22}|^2| = 1 - |S_{22}|^2$ (1.48a) eşitsizliğinde yerine konursa,

$$K = \frac{1 - |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} < 1 \quad (1.48b)$$

sonucu elde edilir. (1.46a) ve (1.46b) yi kullanarak K' nın her zaman pozitif değerler alabileceğini görmek mümkündür. Neticede $0 < K < 1$ olacaktır.

B2: $|K| < 1$, $0 < r_{in} - c_{in} < 1$



Şekil 1.6d $|K| < 1$, $0 < r_{in} - c_{in} < 1$ geometrisi.

B1 durumundaki (1.45a) ve (1.45b) ifadeleri bu durum için aynen geçerlidir. Şekildeki taralı bölgeden anlaşılabilir ki ,

$$\frac{|S_{11}|}{|\Delta|} > 1 \quad (1.49a)$$

(1.45b) ve (1.49a) dan ,

$$|S_{22}| > 1 \quad (1.49b)$$

elde edilir. (1.49b)' den $|1 - |S_{22}|^2| = |S_{22}|^2 - 1$, (1.48a)' da yerine konursa ,

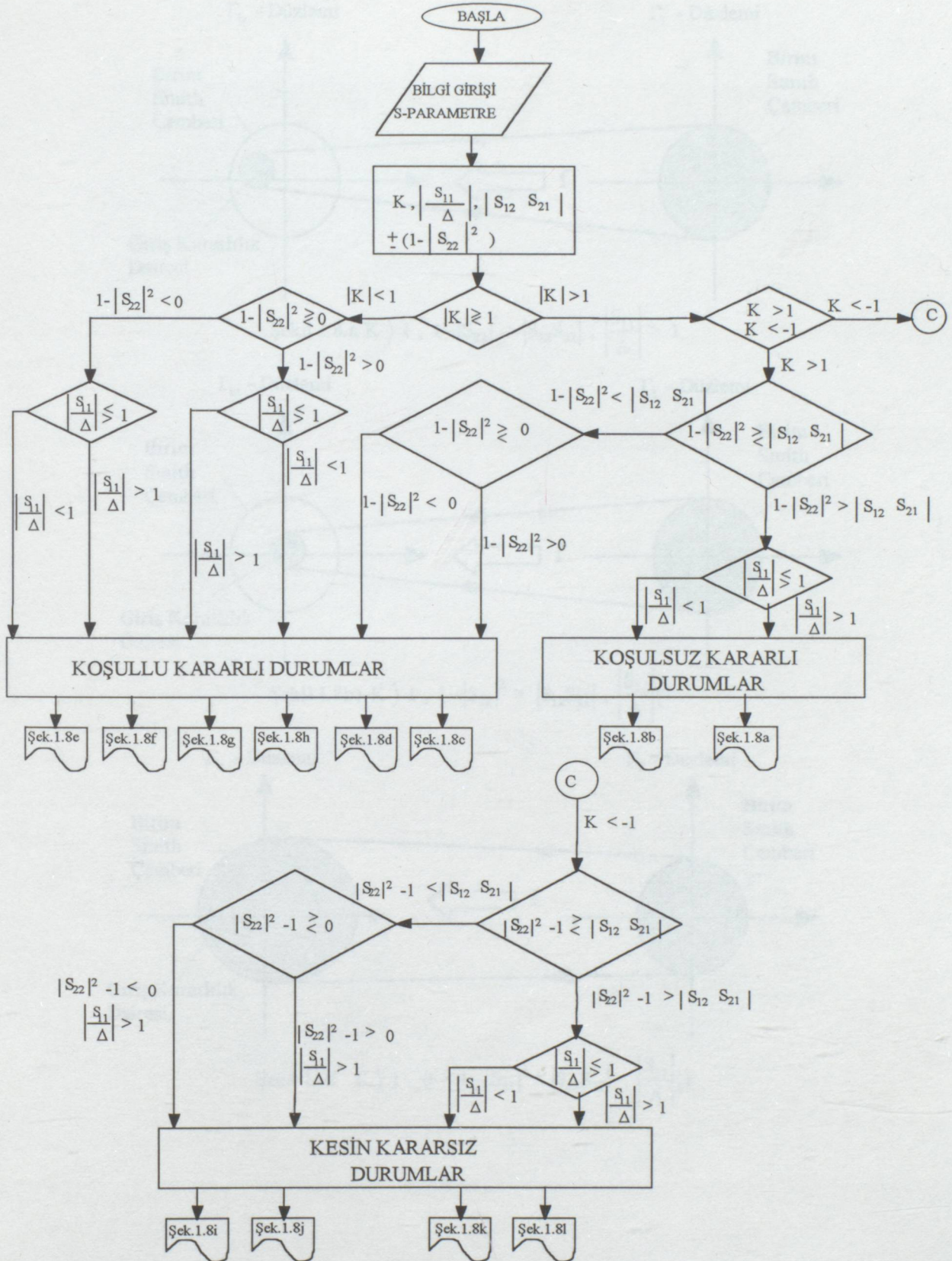
$$|\Delta|^2 - |S_{11}|^2 > |S_{22}|^2 - 1 - 2|S_{12}S_{21}| \quad (1.49c)$$

$$K = \frac{1 - |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > -1 \quad (1.49d)$$

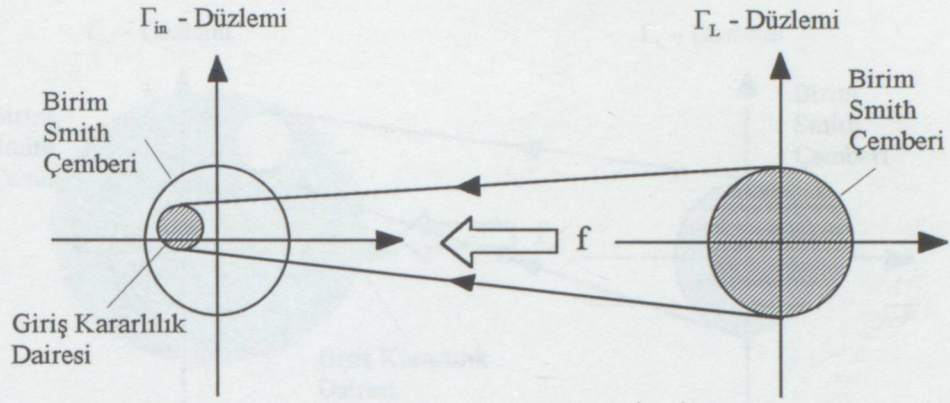
sonucuna varırız. (1.49a) ve (1.49b)' den K' nın her zaman negatif değerler alabileceği görülür. Neticede $-1 < K < 0$ olacaktır .

1.1.4 Kararlılık Durum Akış Diyagramı ve Geometrilere [4]

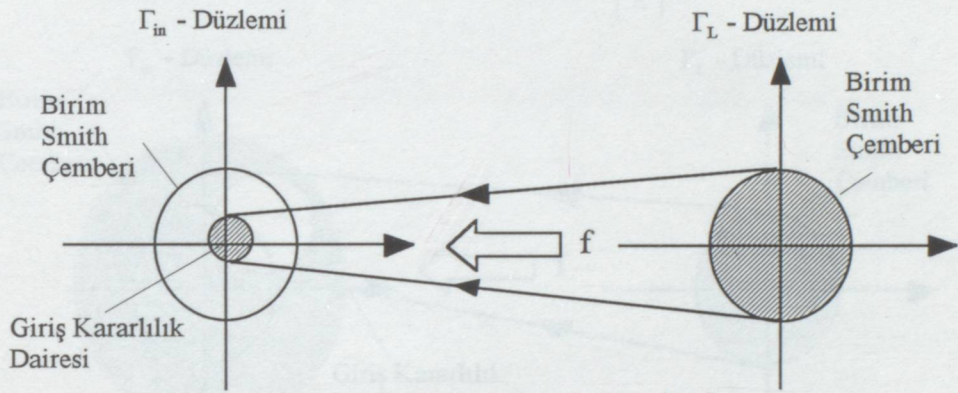
Bundan önceki bölümlerde tanımlanan ve analizleri yapılan olası tüm kararlılık durumlarının daha kolay gözlemlenebilmesi için bu durumlar , bu bölümde bir akış diyagramı ile verilmiştir . Ayrıca olası tüm kararlılık geometrileri gerek ve yeter kararlılık şartları ile birlikte topluca gösterilmiştir.



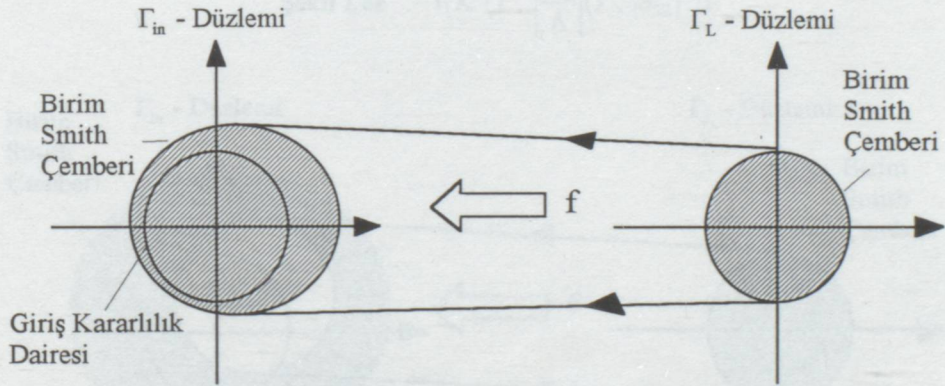
Şekil 1.7 Kararlılık durum akış diyagramı.



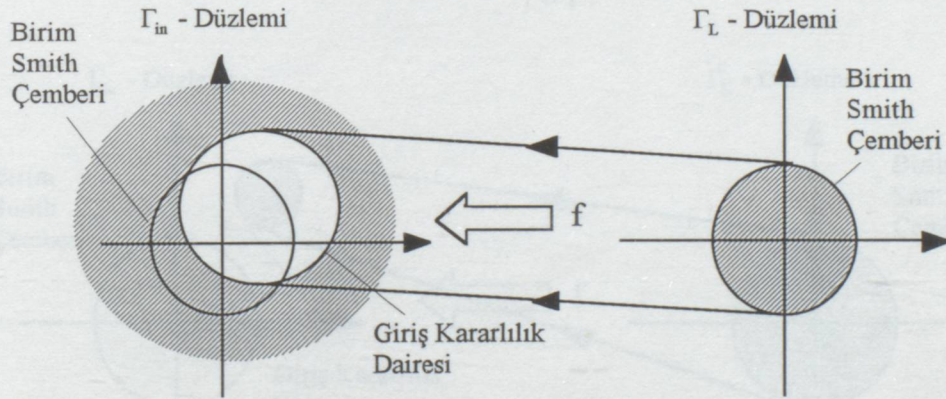
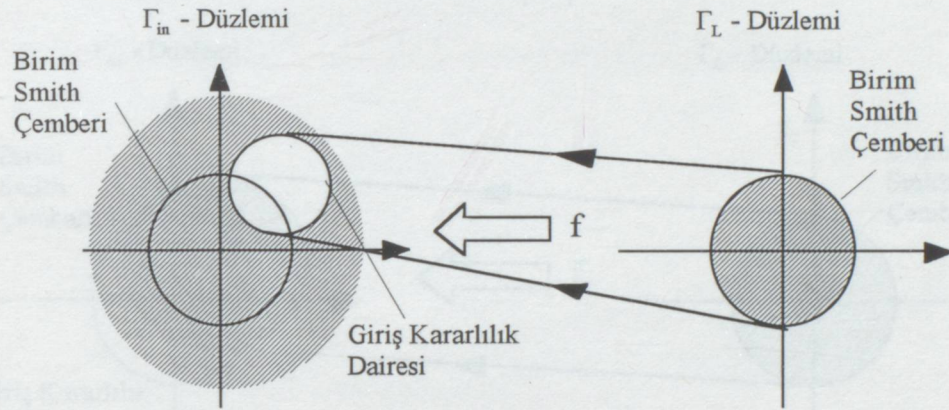
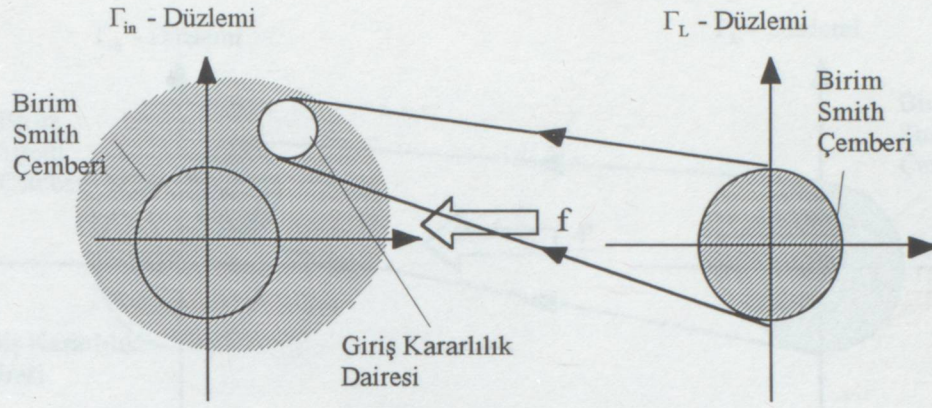
Şekil 1.8.a $K > 1$, $1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}|$, $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| > 1$

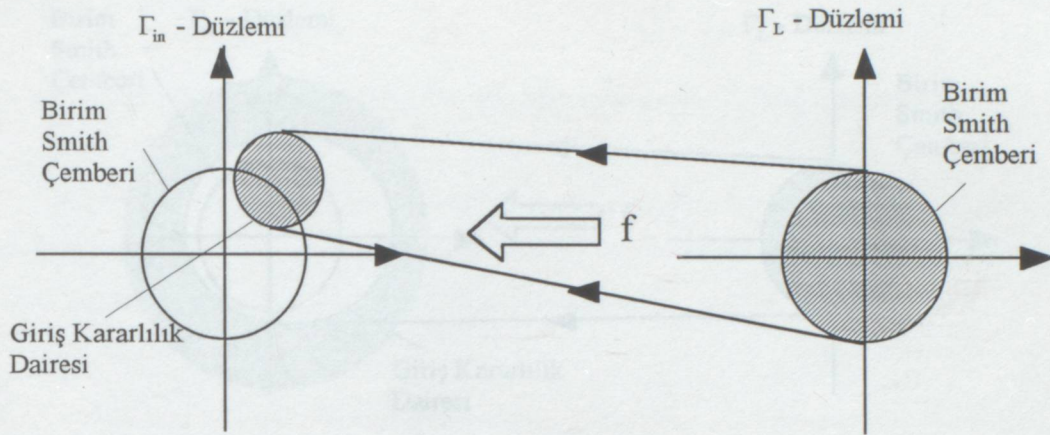


Şekil 1.8.b) $K > 1$, $1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}|$, $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| < 1$

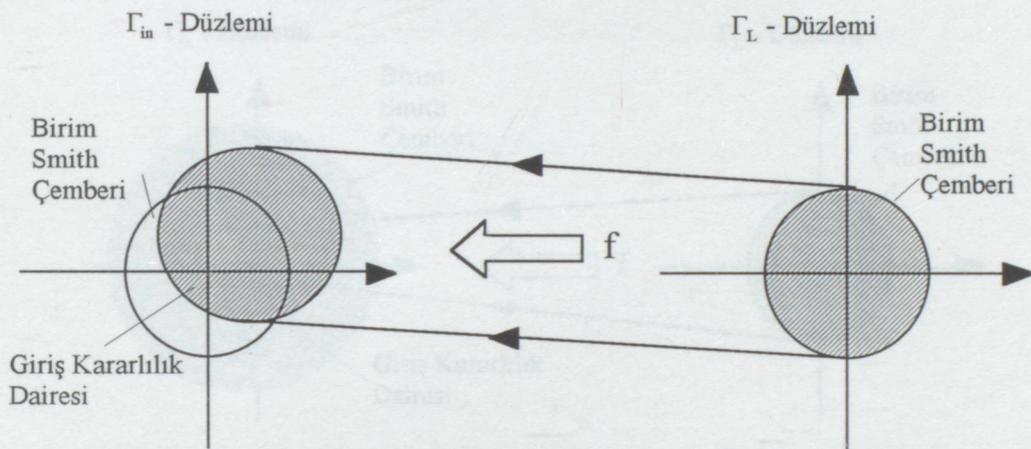


Şekil 1.8.c $K > 1$, $0 < 1 - |S_{22}|^2 < |S_{12}S_{21}|$, $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| < 1$

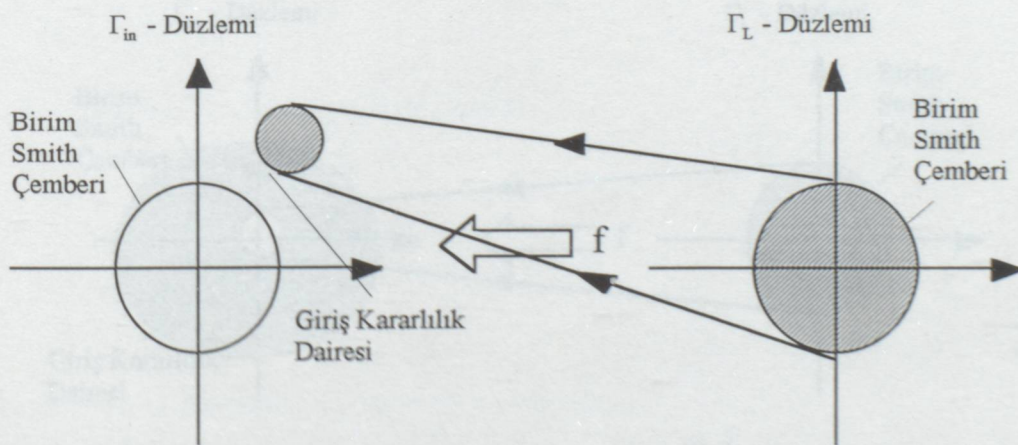




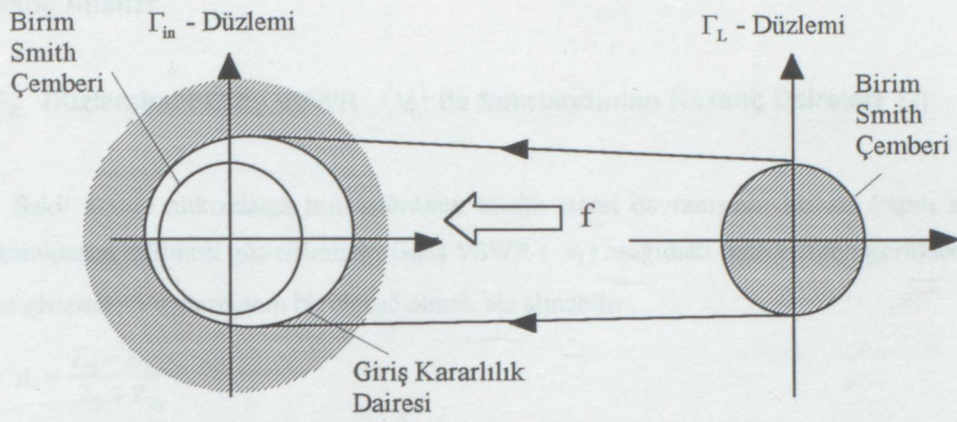
Şekil 1.8g $-1 < K < 1, \left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| > 1, |S_{22}| < 1$



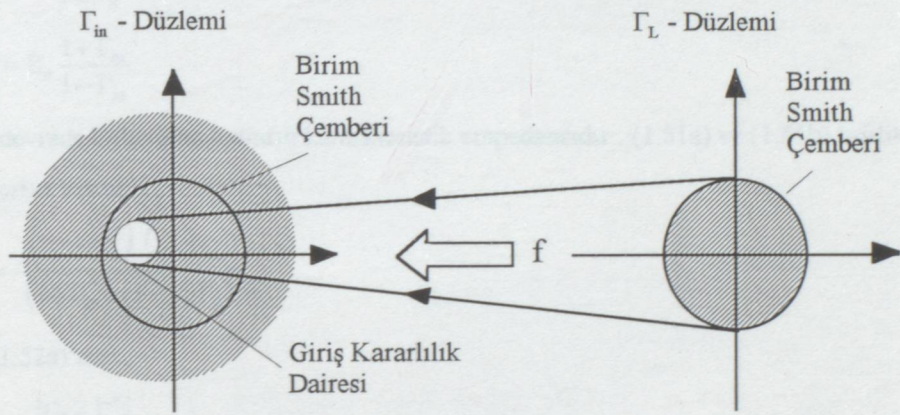
Şekil 1.8h $0 < K < 1, \left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| < 1, |S_{22}| < 1$



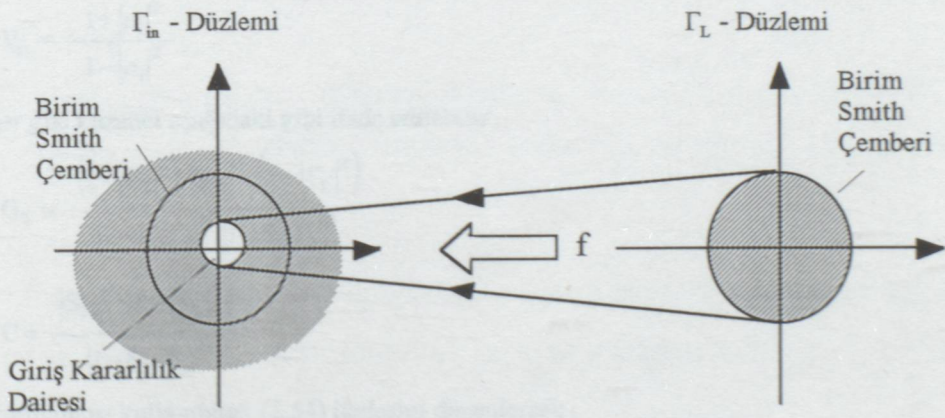
Şekil 1.8i $K < -1, 1 - |S_{22}|^2 > 0, \left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| > 1$



Şekil 1.8j $K < -1, 0 < |S_{22}|^2 - 1 < |S_{12}S_{21}|, \left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| > 1$



Şekil 1.8k $K < -1, |S_{22}|^2 - 1 > |S_{12}S_{21}|, \left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| < 1$



Şekil 1.8l $K < -1, |S_{22}|^2 - 1 > |S_{12}S_{21}|, \left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| > 1$

1.2 Kazanç Analizi

1.2.1 Γ_{in} Düzleminde Giriş VSWR (V_i) ile Sınırlandırılan Kazanç Daireleri [2]

Şekil 1.1'de mikrodalga tranzistörünün küçük işaret davranışının bir iki kapılı aktif devre olarak karakterize edilmesi gösterilmiştir. Giriş VSWR (V_i) aşağıdaki eşitliklerden görüleceği gibi iki kapılı girişindeki uydurmanın bir ölçüsü olarak ele alınabilir ,

$$\rho_i = \frac{Z_S - Z_{in}^*}{Z_S + Z_{in}} \quad (1.50)$$

burada ρ_i , giriş uydurma seviyesi ölçüsüdür.

$$Z_S = Z_0 \frac{1 + \Gamma_S}{1 - \Gamma_S} \quad (1.51a)$$

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} \quad (1.51b)$$

burada Z_0 , devrede kullanılan hatların karakteristik empedansıdır . (1.51a) ve (1.51b) eşitlikleri (1.50) eşitliğinde yerine konursa ,

$$\rho_i = \frac{(\Gamma_S - \Gamma_{in}^*) (1 - \Gamma_{in})}{(1 - \Gamma_{in}^*) (1 - \Gamma_{in} \Gamma_S)} \quad (1.52a)$$

elde edilir. (1.52a)'dan ,

$$|\rho_i| = \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{in}^*|}{|1 - \Gamma_{in} \Gamma_S|} \quad (1.52b)$$

Giriş VSWR ise aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$V_i = \frac{1 + |\rho_i|^2}{1 - |\rho_i|^2} \quad (1.53)$$

Transdüser güç kazancı aşağıdaki gibi ifade edilebilir .

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2) |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_{in} \Gamma_S|^2 |1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (1.54)$$

$$C = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (1.55)$$

(1.55) tanımlaması kullanılarak (1.54) ifadesini düzenlersek ,

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - \Gamma_{in} \Gamma_S|^2} C \quad (1.56)$$

(1.56) İfadesi elde edilir . (1.52b) ve (1.56) ifadelerinin kullanarak ,

$$\frac{G_T}{C} = \frac{|\rho_i|^2 - 1}{|\Gamma_{in}|^2 - 1} \quad (1.57)$$

elde edilir . (1.55) ve (1.57) ifadelerini kullanarak verilen bir giriş uydurma seviyesi için iki kapılının transduser güç kazancı (G_T) aşağıdaki şekilde elde edilir ;

$$G_T = (1 - |\rho_i|^2) |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_{in}|^2)(1 - |S_{22}\Gamma_L|^2)} \quad (1.58)$$

(1.1a) ve (1.58) ifadelerini kullanarak , Γ_{in} -düzleminde V_i tarafından sınırlanan , kazanç daire ailesinin eşitliğini aşağıdaki gibi elde edebiliriz ;

$$|\Gamma_{in} - C_g| = r_g \quad (1.59)$$

Burada C_g ve r_g sırasıyla kazanç dairelerinin merkez fazörü ve yarıçaplarını ifade eder . Bunlar aşağıdaki gibi verilir [4] :

$$C_g = \frac{(1 - |\rho_i|^2) C_{in}}{(1 - |\rho_i|^2) - \frac{|S_{12}|^2}{(1 - |S_{22}|^2)} G_T} \quad (1.60a)$$

$$r_g^2 = \frac{\left(G_T^2 \left| \frac{S_{12}}{S_{21}} \right|^2 \right) - 2(1 - |\rho_i|^2) K \left(G_T \left| \frac{S_{12}}{S_{21}} \right| \right) + (1 - |\rho_i|^2)^2}{\left[G_T \left| \frac{S_{12}}{S_{21}} \right| - (1 - |\rho_i|^2) \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{12} S_{21}|} \right]^2} \quad (1.60b)$$

(1.60a) ve (1.60b) ifadelerinden kazancı sıfır olan dairenin merkez (C_{g_0}) ve yarıçapını (r_{g_0}) aşağıdaki gibi buluruz :

$$C_{g_0} = C_{in} , r_{g_0} = r_{in} \quad (1.61)$$

C_{in} ve r_{in} sırasıyla giriş kararlılık dairesinin merkez ve yarıçapıdır . (1.60a) ve (1.60b) ifadelerini yeniden kazancı sonsuz olan dairenin tespiti için kullanırsak bu dairenin Birim Smith Çemberi olduğunu görürüz .

$$C_{g_{\infty}} = 1 , r_{g_{\infty}} = 1 \quad (1.62)$$

İlerideki bölümlerde açıklanacağı gibi $r_g = 0$ için kazancın ekstrem değerleri söz konusudur .

$r_g = 0$ alınırsa (1.60b) ifadesinden ekstrem kazanç değerleri aşağıdaki gibi bulunur :

$$G_{T_{1,2}} = \left| \frac{S_{12}}{S_{21}} \right| (1 - |\rho_i|^2) \left(K \pm \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (1.63)$$

(1.63) ifadesini (1.60a) ifadesinde yerine koyarsak ekstrem kazanç değerlerine karşılık düşen giriş yansımaya katsayılarını aşağıdaki gibi elde ederiz :

$$\Gamma_{in_{1,2}} = \frac{C_{in}}{1 - r_{in} \left(K \pm \sqrt{K^2 - 1} \right)} \quad (1.64)$$

$G_{T_{1,2}}$ 'nin gerçel ve pozitif olabilmesi için , $K > 1$ olmalıdır . Daha önce 1.1.3.1 bölümünde belirtildiği gibi 'K>1' kararlılık dairelerinin Birim Smith Çemberi ile kesişmemesine karşılık düşer . $K > 1$ için üç farklı geometri (Şekil.1.8a , 8b , 8c)'de kararlılık şartlarıyla birlikte verilmiştir . Şöyle ki , şu anda yapılması gereken bu üç durum için $|\Gamma_{in}| < 1$ şartını sağlayan uygun $G_{T_{max}}$ ve $G_{T_{min}}$ değerlerini yukarıda verilen eşitlikleri kullanarak tespit etmek olmalıdır .

K>1 durumları için ekstrem G_T ve giriş yansıtma katsayısı Γ_{in} 'in tayin edilmesi [4]

a: Koşulsuz Kararlı Durum :

Bu durum için Şekil 1.8a'dan da görülebileceği gibi $c_{in} + r_{in} < 1$, $r_{in} < 1$, (1.9a) ve (1.9b) şartları vardır . (1.9) şartları (1.64) ifadesinde yerine konursa ,

$$\left| \Gamma_{in_{max}} \right| < \left| \frac{1 - r_{in}}{1 - r_{in} \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right)} \right| < 1 \quad (1.65)$$

elde edilir. Böylece

$$G_{T_{max}} = \left| \frac{S_{12}}{S_{21}} \right| \left(1 - |\rho_i|^2 \right) \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (1.66)$$

ve

$$C_{g_{max}} = \Gamma_{in_{max}} = \frac{C_{in}}{1 - r_{in} \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right)} \quad (1.67)$$

olarak tayin edilir .

b: K>1 için koşullu kararlı durumlar :

bl: $r_{in} - c_{in} > 1$, $r_{in} > 1$ şeklinde ki (1.34) şartlarıyla verilen Şekil 1.8c'deki durumu ele alıp , (1.34) şartlarını (1.64) ifadesinde yerine koyarak :

$$\left| \Gamma_{in_{min}} \right| < \left| - \frac{1 - r_{in}}{1 - r_{in} \left(K + \sqrt{K^2 - 1} \right)} \right| < 1 \quad (1.68)$$

elde edilir . Bunun neticesi olarak ,

$$G_{T_{min}} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left(1 - |\rho_i|^2 \right) \left(K + \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (1.69)$$

ve

$$\Gamma_{in_{min}} = \frac{C_{in}}{1 - r_{in} \left(K + \sqrt{K^2 - 1} \right)} \quad (1.70)$$

olarak tespit edilir .

b2: $c_{in} - r_{in} > 1$, $c_{in} > 1$ şartlarıyla verilen Şekil 1.8d'deki durum için b1 durumundakine benzer yaklaşımla , burada da (1.69) ve (1.70) eşitlikleriyle verilen aynı $G_{T_{min}}$ ve $\Gamma_{in_{min}}$ bulunur .

1.2.2 Kararlılık Durumu Kazanç Analizi

Burada amacımız olası tüm kararlılık durumları için önce $r_g = R(G_T)$ değişimini kartezyen koordinat sisteminde elde etmek , sonrasında bundan ve daha önce elde edilen Γ_{in} düzlemindeki olası kararlılık durumlarından faydalanarak kazanç dairelerinin konfigürasyonunu G_T nin $(\pm\infty)$ aralığı için Γ_{in} polar düzleminde tayin etmektir. Daha sonra Γ_{in} düzlemindeki kararlılık şartlarını Γ_{out} düzlemindeki kararlılık şartlarıyla aynı anda gözönüne alıp herbir kararlılık durumu için kazanç analizini yapabileceğimiz çözüm bölgelerini elde edilen konfigürasyonlar üzerinde belirleyeceğiz . Bu bölümde kullanılan bazı tanımlamalar aşağıdaki gibidir.

$$b = 1 - |\rho_i|^2 , c = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{12}S_{21}|} , G_{Tn} = G_T \frac{|S_{12}|}{|S_{21}|} \quad (1.71)$$

(1.71) tanımlamalarıyla (1.60b) eşitliği kanonik formda aşağıdaki gibi yazılabilir ,

$$r_g = \frac{\left(G_{Tn}^2 - 2cKG_{Tn} + c^2 \right)^{\frac{1}{2}}}{|G_{Tn} - cb|} \quad (1.72)$$

a: Koşulsuz karalı durumlar:

Koşulsuz kararlılığın şartları K ve b cinsinden aşağıdaki gibi ifade edilebilir

$$K > 1, b > K \quad (1.73)$$

dikkat edilirse

$$b > K \Leftrightarrow B_1 = 1 - |S_{22}|^2 + |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 > 0 \quad (1.74)$$

B_1 kararlılık analizinde koşulsuz kararlılık için gerekli yardımcı şartlardan biri olarak bilinir ve $K > 0$, $B_1 > 0$ koşulsuz kararlılığı ifade eder .Çizim kolaylığı açısından (1.72) eşitliğinin her iki yanının karesini alarak,

$$y = r_g^2 = \frac{\left(G_{Tn}^2 - 2cKG_{Tn} + c^2 \right)}{|G_{Tn} - cb|^2} \quad (1.75)$$

elde edilir . (1.75) fonksiyonunun kartezyen düzlemde çizilebilmesi için ilk önce fonksiyonun kritik noktaları ve G_{Tn} eksenini üzerindeki konumları tayin edilmelidir .Şöyle ki ,

$$y' = 0 \text{ için } G_{Tn} = \frac{c(1 - Kb)}{K - b} \text{ 'dir.}$$

$y = 0$ için $G_{Tn1,2} = c(K \mp \sqrt{K^2 - 1})$ 'dir.

$G_{Tn} \rightarrow \mp \infty$ için $y = 1$ yatay asimptoddur .

$y \rightarrow \mp \infty$ için $G_{Tn} = cb$ düşey asimptoddur .

Yukarıda belirtilen kritik noktaların G_{Tn} eksenindeki dizilişi (1.73) şartlarına göre aşağıdaki gibi tayin edilir ,

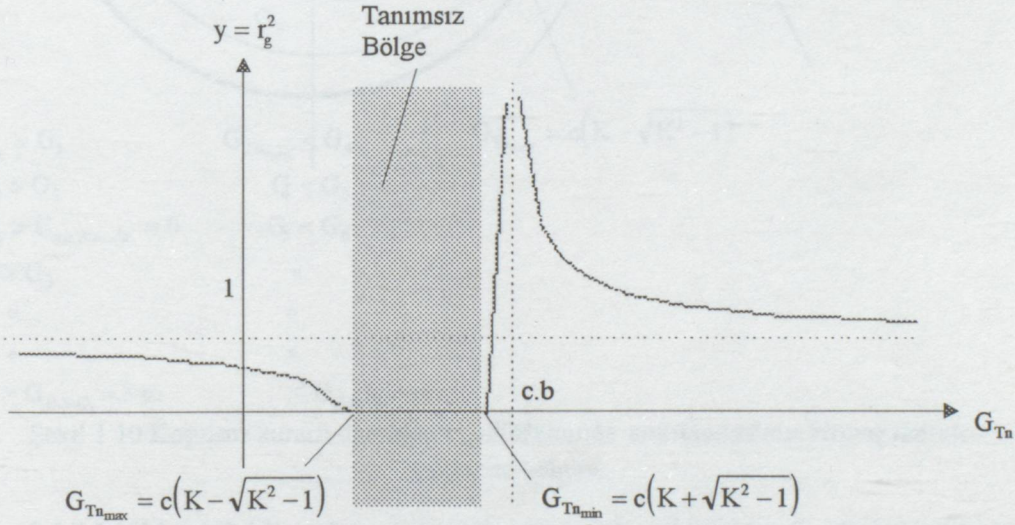
$$c(K - \sqrt{K^2 - 1}) < \frac{c(1-Kb)}{K-b} < c(K + \sqrt{K^2 - 1}) < cb$$

bunlardan faydalanarak değişim tablosu ve grafik Tablo 1.1 ve Şekil 1.9'daki gibi elde edilir .

Tablo 1.1 Koşulsuz kararlı durumda $r_g^2 - G_{Tn}$ değişim tablosu

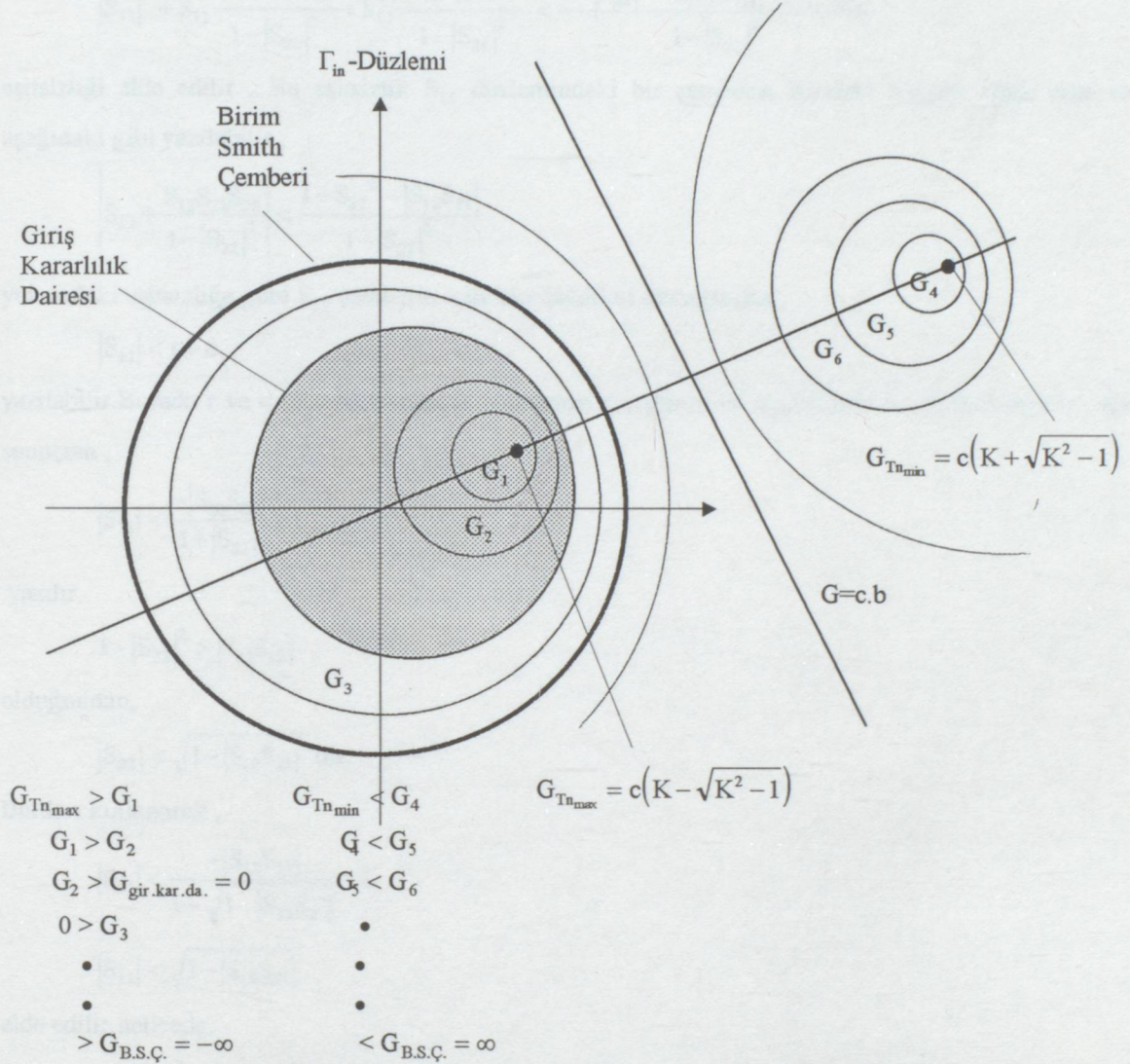
G_{Tn}	$-\infty$	$c(K - \sqrt{K^2 - 1})$	$\frac{c(1-Kb)}{K-b}$	$c(K + \sqrt{K^2 - 1})$	cb	∞
y'	-	-	0	+	+	-
y	1	0	min	0	$+\infty$	1

Tanımsız Bölge



Şekil 1.9 Koşulsuz kararlı durumda $r_g^2 - G_{Tn}$ değişimi

Şekil 1.8a'dan ve Şekil 1.9'daki $r_g^2 - G_{Tn}$ değişiminden ve daha önce ifade edilen (1.61) , (1.62) , (1.66) ,(1.67) eşitliklerinden faydalanarak zorlanmış kazanç dairelerini ve çözüm bölgelerini Γ_{in} -düzleminde Şekil 1.10'de belirtildiği gibi elde etmek mümkün olur .



Şekil 1.10 Koşulsuz kararlı durumda Γ_{in} -düzleminde sınırlandırılmış kazanç daireleri ve çözüm bölgesi

Şekil 1.10'da taralı bölge çözüm bölgesidir ve bu şöyle açıklanabilir Γ_{in} -düzlemindeki koşulsuz kararlılık şartları $K > 1$ ve $1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}|$ olarak önceden verilmiştir. Γ_{out} düzlemi için bu şartlar indis değişimi ($1 \rightarrow 2, 2 \rightarrow 1$) ile $K > 1$ ve $1 - |S_{11}|^2 > |S_{12}S_{21}|$ dir. Aşağıdaki isbat $K > 1$ ve $1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}|$ ise aynı zamanda $1 - |S_{11}|^2 > |S_{12}S_{21}|$ olduğunu gösterecektir [1] . Δ 'yı açıp düzenlersek ve bunu (1.30) eşitliğinde yerine koyarsak,

$$|S_{11}|^2(1-|S_{22}|^2) + S_{11}(S_{12}^*S_{21}^*S_{22}) + S_{11}^*(S_{12}S_{21}S_{22})^* < 1-|S_{22}|^2 - 2|S_{12}S_{21}| + |S_{12}S_{21}|^2$$

şeklinde elde edilen eşitsizliğin her iki yanını $1-|S_{22}|^2$ pozitif terimi ile bölersek,

$$|S_{11}|^2 + S_{11} \frac{(S_{12}^*S_{21}^*S_{22})}{1-|S_{22}|^2} + S_{11}^* \frac{(S_{12}S_{21}S_{22})^*}{1-|S_{22}|^2} < \frac{1-|S_{22}|^2 - 2|S_{12}S_{21}| + |S_{12}S_{21}|^2}{1-|S_{22}|^2}$$

eşitsizliği elde edilir . Bu eşitsizlik S_{11} düzlemindeki bir çemberin içindeki bölgeyi ifade eder ve aşağıdaki gibi yazılabilir ,

$$\left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}S_{22}^*}{1-|S_{22}|^2} \right| < \frac{1-|S_{22}|^2 - |S_{12}S_{21}|}{1-|S_{22}|^2}$$

yukarıdaki eşitsizliğe göre S_{11} çemberin içindeki değerleri alacağından ,

$$|S_{11}| < r + c$$

yazılabilir. Burada r ve c S_{11} düzlemindeki çemberin yarıçapını ve merkezinin modülünü belirtir . Bu sonuçtan ,

$$|S_{11}| < \frac{-|S_{12}S_{21}|}{1+|S_{22}|} + 1$$

yazılır.

$$1-|S_{22}|^2 > |S_{21}S_{12}|$$

olduğundan,

$$|S_{22}| < \sqrt{1-|S_{12}S_{21}|} \text{ 'dir.}$$

Bunları kullanarak ,

$$|S_{11}| < \frac{-|S_{12}S_{21}|}{1+\sqrt{1-|S_{12}S_{21}|}} + 1$$

$$|S_{11}| < \sqrt{1-|S_{12}S_{21}|}$$

elde edilir. neticede,

$$1-|S_{11}|^2 > |S_{12}S_{21}|$$

olduğu görülür. Yukarıda ki isbatta yapılan işlemler çift yönlüdür . Bunun neticesi

$$1-|S_{11}|^2 > |S_{12}S_{21}| \Leftrightarrow 1-|S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}|$$

sonucuna varılır .

b:Koşullu Kararlı Durumlar

Γ_{in} Düzleminde Kararlı Bölge Tayini :

Koşullu kararlı durumlardada koşulsuz kararlı durumda olduğu gibi çözüm bölgelerinin tayini için Γ_{out} düzlemindeki kararlı bölgelerin Γ_{in} düzlemine aktarılması gereklidir ve aşağıda açıklanacağı gibi bu bölgelerin Γ_{in} düzlemine aktarılmasında kilit rol kaynak kararlılık dairesinin konjugesi olan dairededir .Bu dairenin merkez fazörü ve yarıçapı aşağıdaki gibidir.

$$C_S^* = \frac{S_{11} - S_{22}^* \Delta}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}, \quad r_S = \frac{|S_{12} S_{21}|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (1.76)$$

verilen bir Γ_{in} ve $|\rho_i|^2 = \text{sabit}$ için Γ_S düzleminde aşağıda belirtilen C_V merkez fazörüne ve r_V yarıçapına sahip giriş VSWR çemberi üzerindeki Γ_S değerlerinin varlığı söz konusudur

$$|\Gamma_S - C_V|^2 = r_V^2 \quad (1.77a)$$

$$C_V = C_{V_r} + C_{V_i} = \frac{1 - |\rho_i|^2}{1 - |\Gamma_{in}|^2 |\rho_i|^2} (\Gamma_{in_r} - \Gamma_{in_i}) \quad (1.77b)$$

$$r_V = \frac{(1 - |\Gamma_{in}|^2) |\rho_i|}{1 - |\Gamma_{in}|^2 |\rho_i|^2} \quad (1.77c)$$

uydurulmuş giriş için :

$$|\rho_i| = 0, r_V = 0, \Gamma_S = C_V = \Gamma_{in}^*$$

$|\rho_i|$ nin maksimum değeri:

$$|\rho_i|_{\text{maks}} = 1, r_V = 1, C_V = 0$$

ve burada Γ_S değerleri Birim Smith Çemberi üzerinde yer alır.Aşağıda C_S^* , r_S , C_{in} ve r_{in} arasında verilen ilişkilerden ve (13.2) den anlaşılabilir ki $|K| < 1$ giriş kararlılık dairelerinin Birim Smith Çemberi kestiği değişmez iki noktadan [3] kaynak kararlılık dairesinin konjugesi de geçecektir.

$$\left(|C_S^*|^2 - r_S^2 \right) \left(|C_{in}|^2 - r_{in}^2 \right) = 1 \quad (1.78a)$$

$$\frac{|C_S^*|}{|C_{in}|} = \frac{r_S}{r_{in}} = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (1.78b)$$

Kompleks konjuge kaynak kararlılık dairesinin G_T değeri G_m aşağıdaki gibi tayin edilebilir.

$$C_S^* = C_g \quad (1.79)$$

(1.76) ve (1.60a) ifadeleri (1.79) ifadesinde yerine konursa,

$$G_m = 2(1 - |\rho_i|^2)K \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \quad (1.80)$$

şeklinde elde edilir. Bu kazanç değeri kazanç dairelerinin Γ_{in} düzlemindeki konfigürasyonlarındanda görüleceği gibi verilen $|\rho_i|^2$ 'yi sağlayan ve çözüm bölgesinde elde edilebilecek maksimum kazanç değeridir.

Burada dikkat edilmesi gereken bir hususta $|K| < 1$ koşullu kararlı durumlarda $K < 0$ için açıktır ki $G_m < 0$ olacaktır. Bunun manası elde edilebilecek maksimum kazancın negatif olması demektir ki, bu durumlarda çözüm kümesi boş küme olacaktır, neticesi çözüm mümkün olmayacaktır.

Γ_{in} düzleminde belirtilecek olan kaynak kararlılık dairesinin konjugesi olan daire yukarıda belirtilen özelliklerin yanında daha önce Bölüm 1.1.3 te Γ_{in} düzleminde kararlı bölgelerin tesbiti için gerekli bilgiler başlığı altında giriş kararlılık dairesi için verilen bilgilere paralel olarak burada da kaynak kararlılık dairesinin konjugesi olan daire için benzer irdellemeleri yapmak mümkündür. Şöyle ki,

$$\frac{|C_{in}|^2}{r_s^2} = \frac{|C_s^*|^2}{r_s^2} = 1 + \frac{(1 - |S_{22}|^2)(|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)}{|S_{12}S_{21}|^2} \quad (1.81)$$

buradaki farklılık Birim Smith Çemberinin orijin noktası için

$$\Gamma_{out} = S_{22} \Leftrightarrow \Gamma_s = 0$$

olmasıdır.

b1: $K > 1$ Koşullu Kararlı Durumları

$$K > 1, b < K \quad (1.82)$$

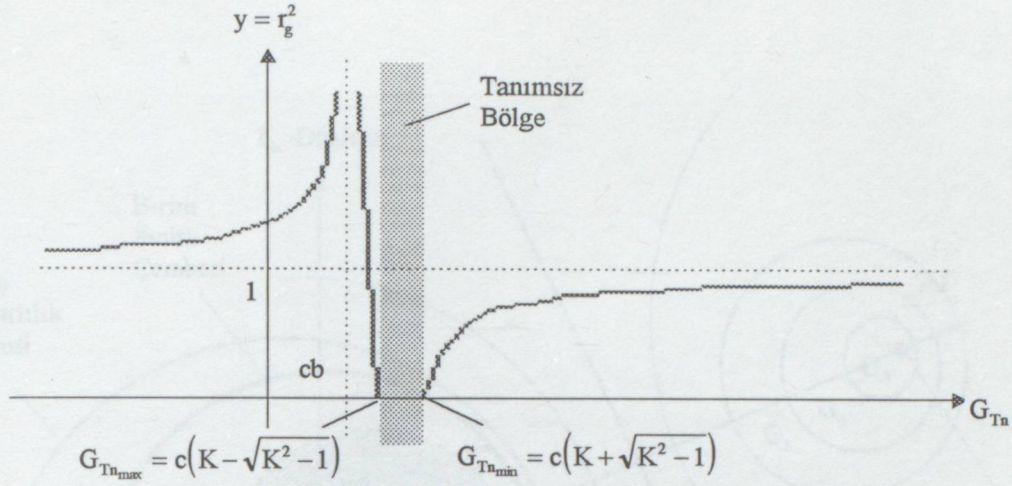
Şartları daha önce 1.1.3.1 bölümünde belirtilen $K > 1$ koşullu kararlı durumlara karşılık düşer. (1.75) fonksiyonunu (1.82) şartlarını gözönüne alarak irdelersek fonksiyonun kritik noktaları koşulsuz kararlı durumundakinin aynısıdır. Ancak bu kritik noktaların G_{Tn} ekseninde üzerindeki dizilişi (1.82) şartlarına göre şöyle olur,

$$cb < c(K - \sqrt{K^2 - 1}) < \frac{c(1 - Kb)}{K - b} < c(K + \sqrt{K^2 - 1})$$

bunlardan faydalanarak değişim tablosu ve grafikler Tablo 1.2 ve Şekil 1.11 ve 1.12'deki gibidir. edilir.

Tablo 1.2 $K > 1, b < K$ koşullu kararlı durumlarda değişim tablosu

G_{Tn}	$-\infty$	cb	$c(K - \sqrt{K^2 - 1})$	$\frac{c(1 - Kb)}{K - b}$	$c(K + \sqrt{K^2 - 1})$	∞
y'		+	-	-	0	+
y	1	$+\infty$	$+\infty$	0	min	0
				Tanımsız Bölge		



Şekil 1.11 $K > 1$, $b < K$, $0 < b < 1$ koşullu kararlı durumunda $r_g^2 - G_{Tn}$ değişimi

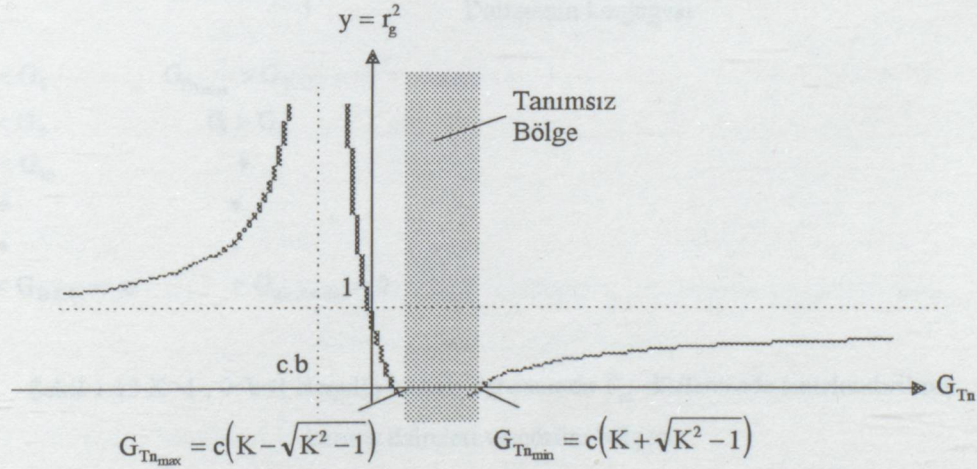
Daha önceki bölümlerde $K > 1$, $0 < 1 - |S_{22}|^2 < |S_{12}S_{21}|$ ve $K > 1$, $1 - |S_{22}|^2 < 0$ eşitlikleriyle verilen koşullu kararlı durumları sırasıyla aşağıdaki gibi ,

$$K > 1, b < K, 0 < b < 1$$

ve

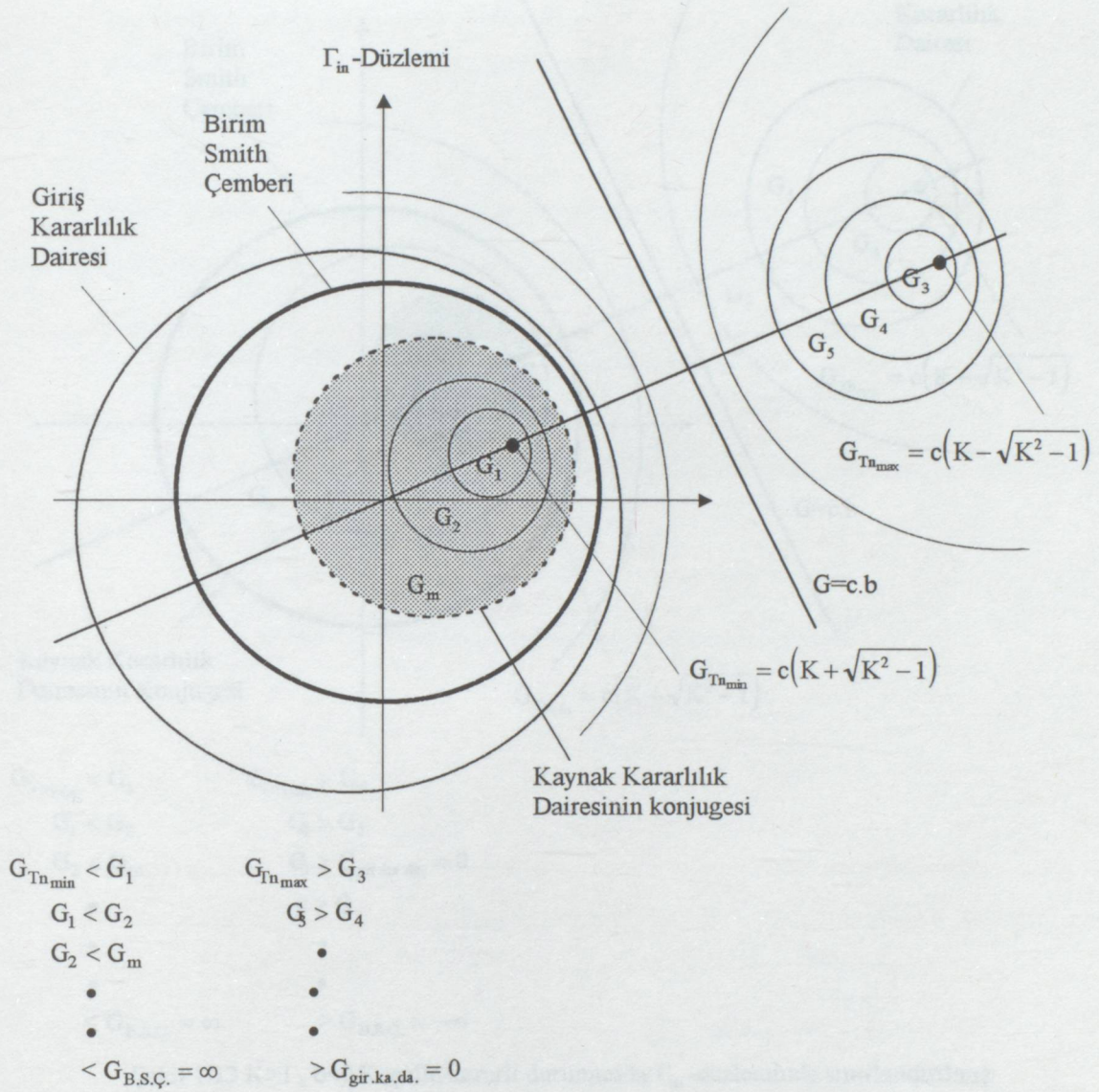
$$K > 1, b < K, b < 0$$

şartlarıyla verebiliriz. neticede iki farklı durumun $r_g^2 - G_{Tn}$ değişimi Şekil 1.11 ve 1.12'deki gibi olacaktır.

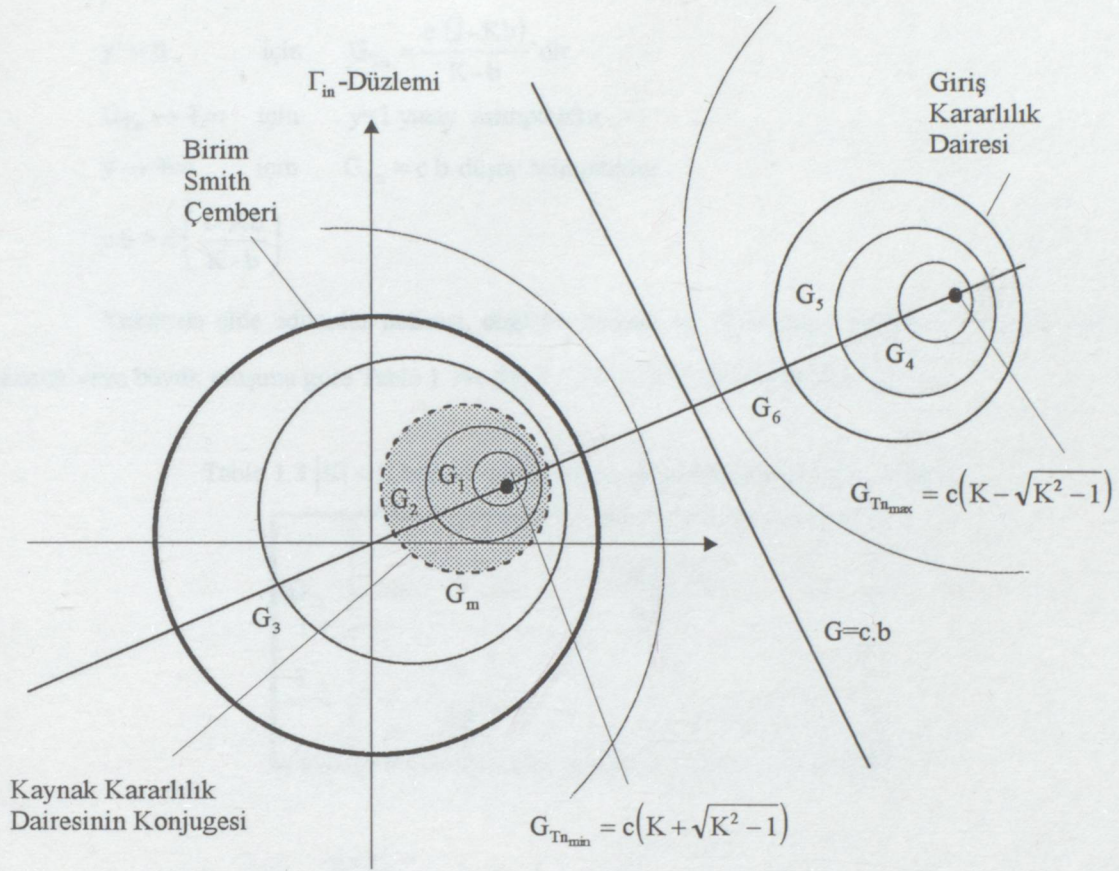


Şekil 1.12 $K > 1$, $b < K$, $b < 0$ Koşullu kararlı durumda $r_g^2 - G_{Tn}$ değişimi

Şekil 1.8c, 1.8d ve Şekil 1.11 ,1.12'den ve daha önce ifade edilen (1.61) ,(1.62) ,(1.69) ,(1.70) eşitliklerini kullanarak sınırlandırılmış kazanç dairelerini ve bölümün başlangıcında koşullu kararlı durumlarda çözüm bölgelerinin tayini için anlatılanları gözönüne alarak Γ_{in} düzleminde çözüm bölgelerini iki farklı $K > 1$ koşullu kararlı durumu için Şekil 1.13 ve 1.14'deki gibi elde ederiz



Şekil 1.13 $K > 1$, $0 < b < 1$ Koşullu kararlı durumda Γ_{in} -düzleminde sınırlandırılmış kazanç daireleri ve çözüm bölgesi



$G_{Tn_{min}} < G_1$	$G_{Tn_{max}} > G_4$
$G_1 < G_2$	$G_4 > G_5$
$G_2 < G_m$	$G_5 > G_{gir.ka.da.} = 0$
•	$0 > G_6$
•	•
•	•
$< G_{B.S.Ç.} = \infty$	$> G_{B.S.Ç.} = -\infty$

Şekil 1.13 $K > 1$, $b < 0$ Koşullu kararlı durumunda Γ_{in} -düzleminde sınırlandırılmış kazanç daireleri ve çözüm bölgesi

B2: $|K| < 1$ Koşullu Kararlı Durumları

Burada $|K| < 1$ Koşullu Kararlı durumlarını ayrı ayrı ele almadan önce, $|K| < 1$ için $b < K$ ve $b > K$ olma durumları ele alınıp elde edilecek olan $r_g^2 - G_{Tn}$ değişimleri sonrasında her bir $|K| < 1$ koşullu duruma karşılık düşürülecektir.

$|K| < 1$, $b < K$ Durumları:

1.75 eşitliği ile verilen $y = r_g^2$ fonksiyonunun buradaki şartlara göre kritik noktaları ve bu noktaların G_{Tn} eksenindeki sıralanışı aşağıdaki gibidir,

$$y' = 0 \quad \text{için} \quad G_{Tn} = \frac{c(1-Kb)}{K-b}, \text{dir.}$$

$$G_{Tn} \rightarrow \mp\infty \quad \text{için} \quad y=1 \text{ yatay asimptotdur.}$$

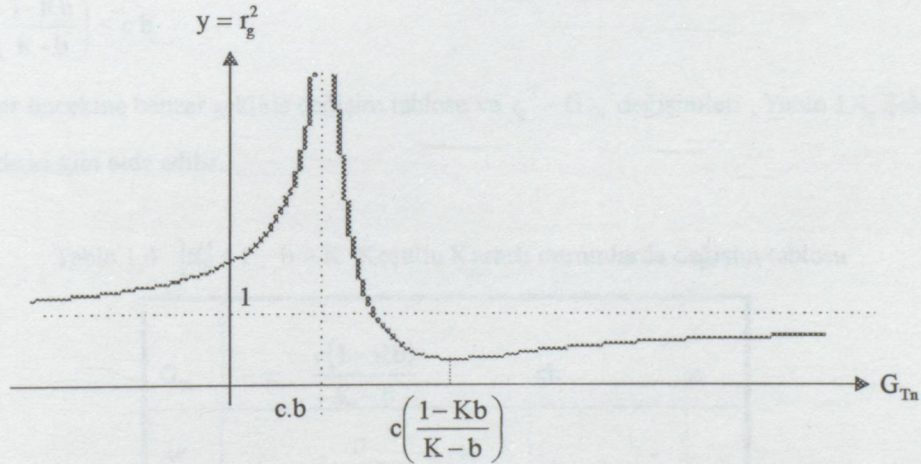
$$y \rightarrow \mp\infty \quad \text{için} \quad G_{Tn} = cb \text{ düşey asimptotdur.}$$

$$cb > c \left(\frac{1-Kb}{K-b} \right)$$

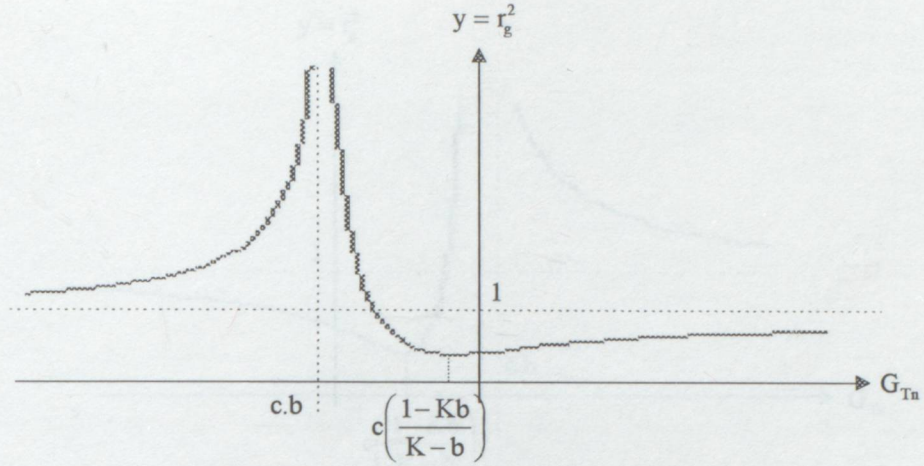
Yukarıda elde edilenler neticesi, değişim tablosu ve $r_g^2 - G_{Tn}$ değişimi b 'nin de sıfırdan küçük veya büyük oluşuna göre Tablo 1.3 ve Şekil 1.15 ve 1.16'da ki gibi elde edilir.

Tablo 1.3 $|K| < 1$, $b < K$ koşullu kararlı durumlarında değişim tablosu

G_{Tn}	$-\infty$	cb	$\frac{c(1-Kb)}{K-b}$	∞
y'		+	- 0	+
y	1	$+\infty$	min	1



Şekil 1.15 $|K| < 1$, $b < K$, $b > 0$ koşullu kararlı durumlarında $r_g^2 - G_{Tn}$ değişimi



Şekil 1.16 $|K| < 1, b < K, b < 0$ koşullu kararlı durumlarda $r_g^2 - G_{Tn}$ değişimi

$|K| < 1, b > K$ Durumu

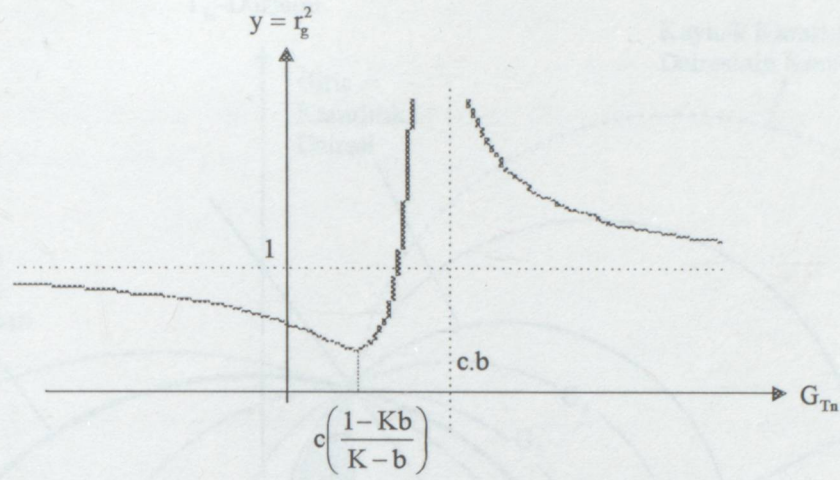
$y = r_g^2$ fonksiyonunun buradaki şartlara göre kritik noktaları bir önceki durumun aynısıdır, ancak sıralanışı farklıdır ve aşağıdaki gibidir.

$$c \left(\frac{1-Kb}{K-b} \right) < cb$$

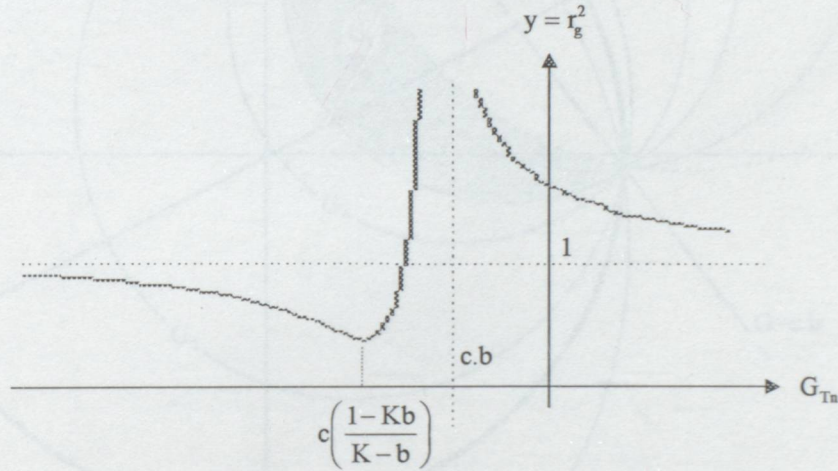
burada da bir öncekine benzer şekilde değişim tablosu ve $r_g^2 - G_{Tn}$ değişimleri, Tablo 1.4, Şekil 1,17 ve Şekil 1.18'de ki gibi elde edilir.

Tablo 1.4 $|K| < 1, b > K$ Koşullu Kararlı durumlarda değişim tablosu

G_{Tn}	$-\infty$	$\frac{c(1-Kb)}{K-b}$	cb	∞
y'		- 0 +		-
y	1	min	$+\infty$	1



Şekil 1.17 $|K| < 1$, $b > K$, $b > 0$ Koşullu Kararlı durumda $r_g^2 - G_{Tn}$ değişimi



Şekil 1.18 $|K| < 1$, $b > K$, $b < 0$ Koşullu Kararlı durumda $r_g^2 - G_{Tn}$ değişimi

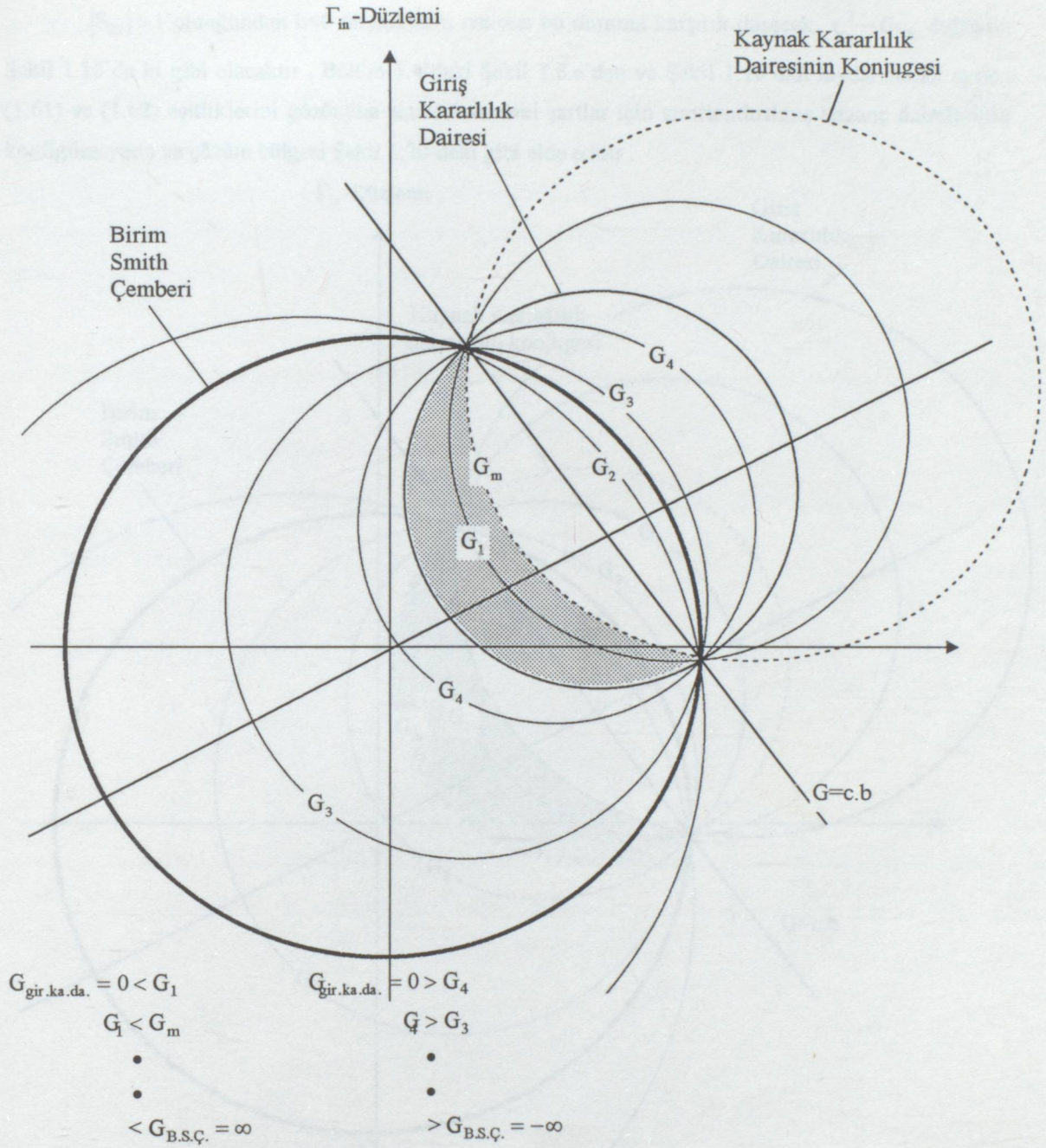
b2.1: $-1 < K < 1$, $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| > 1$, $|S_{22}| < 1$ Şartlarını Sağlayan Koşullu Kararlı Durum

Daha önceden (1.74) ifadesinde belirtildiği gibi buradaki şartlar altında

$$b > K \Leftrightarrow B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0 \text{ dır.}$$

Öte yandan $|S_{22}| < 1$ olduğundan $b > 0$ dır. Sonuç olarak, bu duruma karşı düşecek $r_g^2 - G_{Tn}$

değişimi Şekil 1.17'deki gibi olacaktır. Bölüm 1.4'deki Şekil 1.8g'den ve Şekil 1.17'den faydalanarak ayrıca (1.61), (1.62) eşitliklerini de gözönüne alarak, buradaki şartlar için Sınırlandırılmış Kazanç Dairelerinin konfigürasyonu ve bölümün başlangıcında anlatılan çözüm bölgelerinin tayini için gerekli bilgilerden faydalanarak çözüm bölgesini Şekil 1.19'deki gibi elde ederiz.



Şekil 1.19 $-1 < K < 1$ $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| > 1$, $|S_{22}| < 1$ Koşullu Kararlı durumda Γ_{in} düzleminde sınırlandırılmış

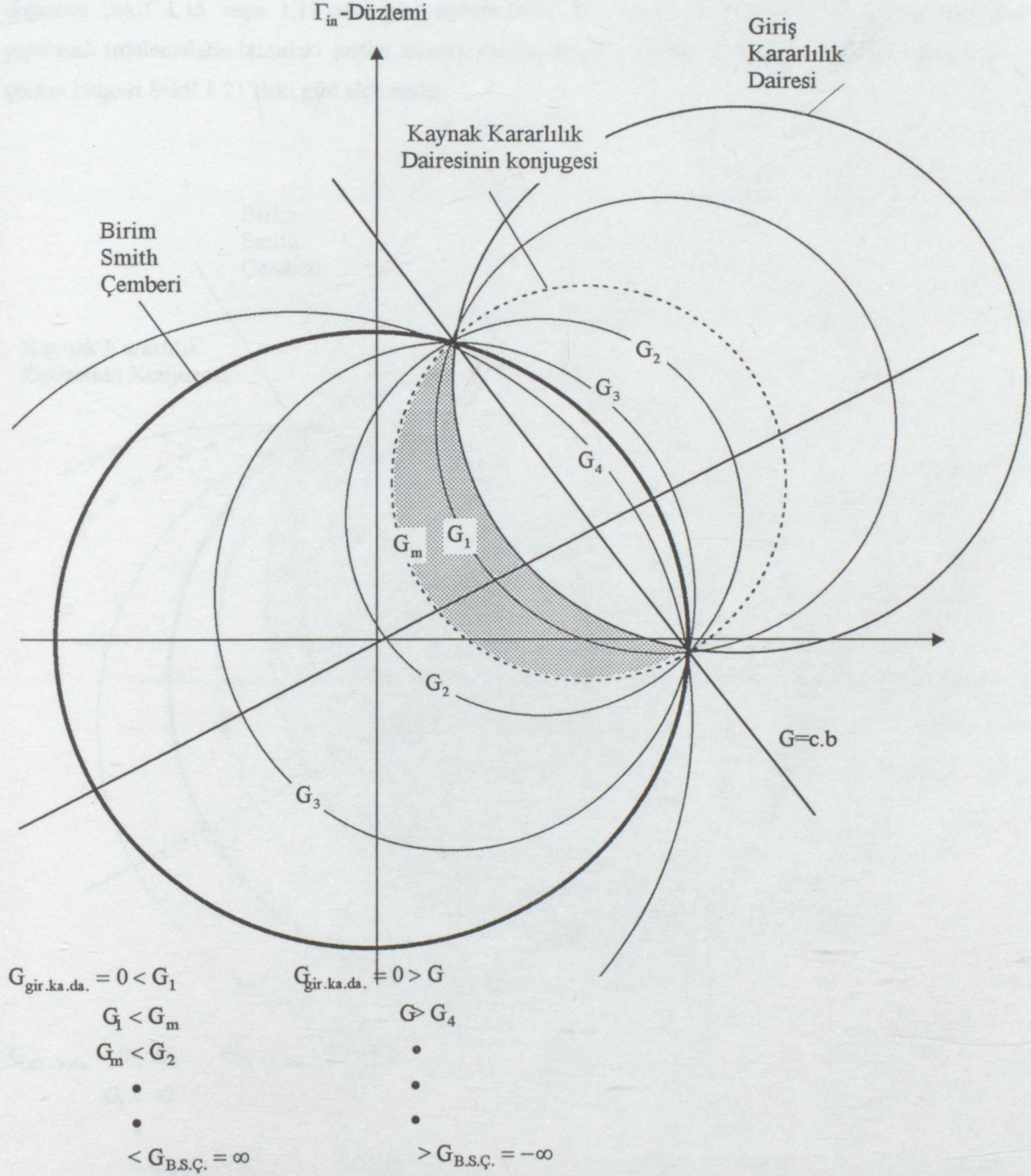
kazanç daireleri ve çözüm bölgesi .

b.2.2: $-1 < K < 1$, $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| < 1$, $|S_{22}| > 1$ Şartlarını Sağlayan Koşullu Kararlı Durum

Bu şartlar altında

$$b < K \Leftrightarrow B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 < 0 \text{ 'dır.}$$

$|S_{22}| > 1$ olduğundan $b < 0$ dir. bunların neticesi bu duruma karşılık düşecek $r_g^2 - G_{Tn}$ değişimi Şekil 1.16'da ki gibi olacaktır. Bölüm 1.4'deki Şekil 1.8.e'den ve Şekil 1.16'dan faydalanarak ayrıca (1.61) ve (1.62) eşitliklerini gözönüne alarak buradaki şartlar için sınırlandırılmış kazanç dairelerinin konfigürasyonu ve çözüm bölgesi Şekil 1.20'deki gibi elde edilir.

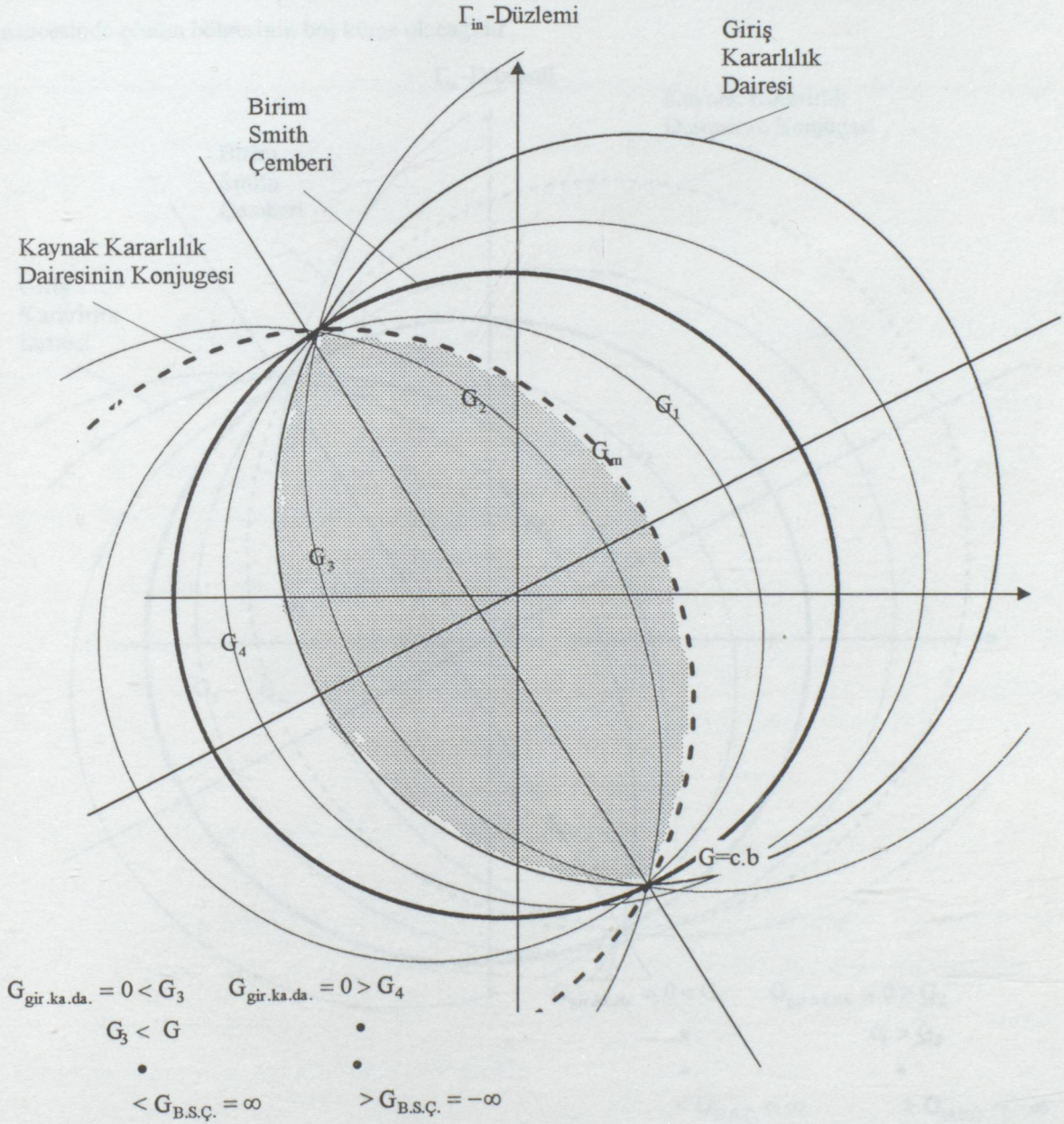


Şekil 1.20 $-1 < K < 1$, $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| < 1$, $|S_{22}| > 1$ koşullu kararlı durumda Γ_{in} düzleminde sınırlandırılmış

kazanç daireleri ve çözüm bölgesi

b.2.3: $0 < K < 1$, $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| < 1$, $|S_{22}| < 1$ Şartlarını Sağlayan Koşullu Kararlı Durum.

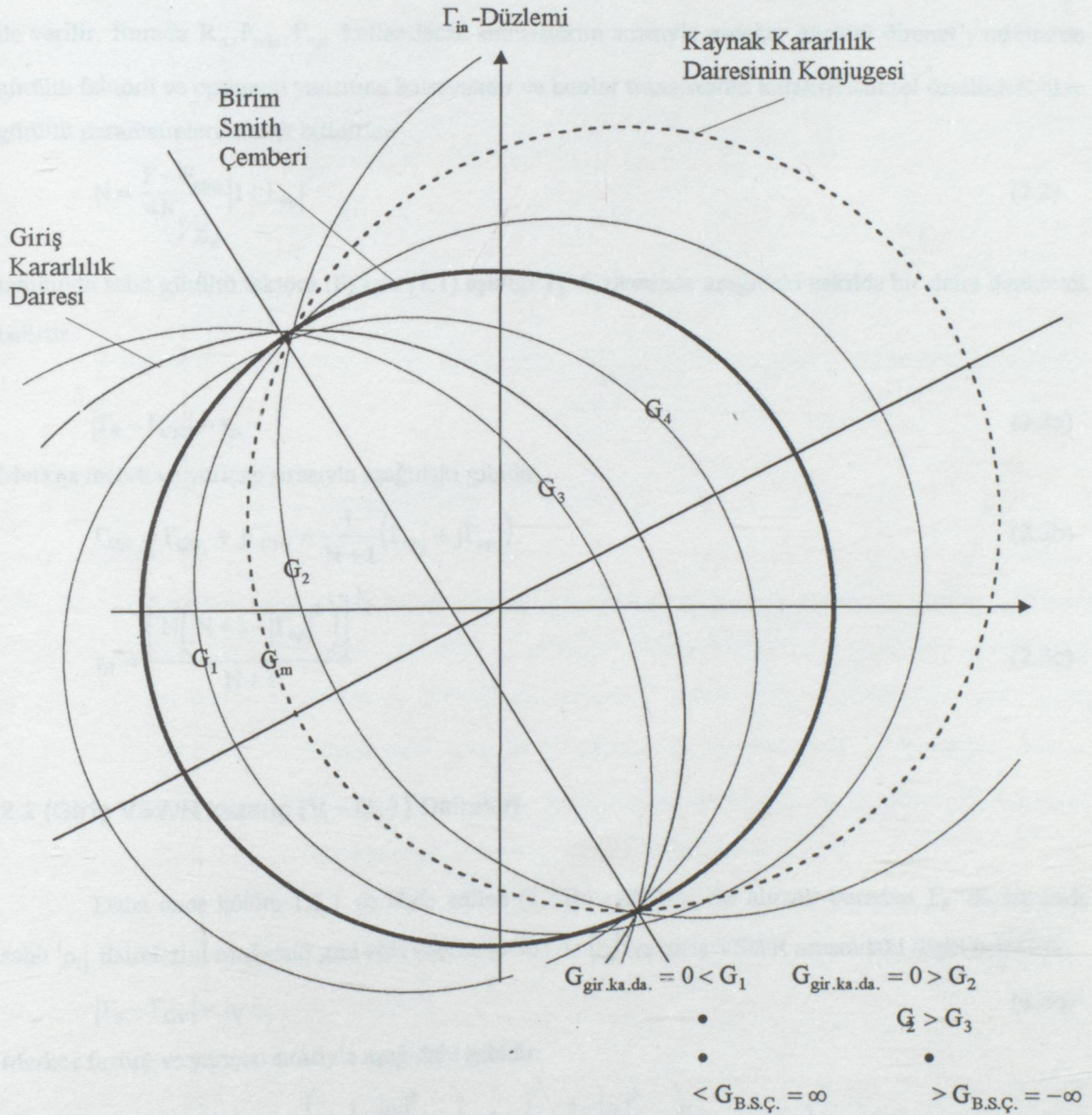
Buradaki şartlar altında $b > K$ veya $b < K$ olabilir . Yani (1.74) ve (1.83) ifadeleri geçerlidir . $|S_{22}| < 1 (b > 0)$ olduğunu da gözönüne alarak bu koşullu kararlı duruma karşılık düşecek $\Gamma_b^2 - G_{Tn}$ değişimi Şekil 1.15 veya 1.17'deki gibi olabilecektir. Bir önceki durumlardakine benzer şekilde yapılacak irdelemelerle buradaki şartlar altında sınırlandırılmış kazanç dairelerinin konfigürasyonu ve çözüm bölgesi Şekil 1.21'deki gibi elde edilir.



Şekil 1.21 $0 < K < 1$, $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| < 1$, $|S_{22}| < 1$ koşullu kararlı durumunda Γ_{in} düzleminde sınırlandırılmış kazanç daireleri ve çözüm bölgesi.

b2.4: $-1 < K < 0$, $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| > 1$, $|S_{22}| > 1$ Şartlarını Sağlayan Koşullu Kararlı Durum.

Bu şartlar altında 'b2.3' durumunda olduğu gibi (1.74) ve (1.83) ifadeleri geçerlidir. $|S_{22}| > 1$ ($b < 0$) olduğunu da gözönüne alarak bu koşullu kararlı duruma karşılık düşecek $r_g^2 - G_{Tn}$ değişimi Şekil 1.16 veya 1.18'deki gibi olabilecektir. Önceki durumlarda yapılanlara benzer şekilde buradaki şartlar altında sınırlandırılmış kazanç dairelerinin konfigürasyonu ve çözüm bölgesi Şekil 1.22'deki gibi elde edilir. Burada dikkat edilecek husus, K 'nın sadece negatif değerler alabileceği ve bunun neticesinde çözüm bölgesinin boş küme olacağıdır.



Şekil 1.22 $-1 < K < 0$, $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| > 1$, $|S_{22}| > 1$ koşullu kararlı durumda Γ_{in} düzleminde sınırlanmış kazanç daireleri ve çözüm bölgesi.

2. TRANZİSTÖR GÜRÜLTÜ FAKTÖRÜ (F), KAZANÇ (G_T), GİRİŞ VSWR (V_i) SAÇILMA PARAMETRE TEORİSİ [2]

2.1 Gürültü daireleri :

Bir iki kapılı için gürültü faktörü,

$$F = F_{\min} + \frac{4R_n}{Z_o} \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{op}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)|1 + \Gamma_{op}|^2} \quad (2.1)$$

ile verilir. Burada $R_n, F_{\min}, \Gamma_{opt}$ kullanılacak tranzistörün sırasıyla eşdeğer gürültü direnci , minimum gürültü faktörü ve optimum yansıtma katsayısıdır ve bunlar tranzistörün karakteristik özellikleri olan gürültü parametreleri olarak bilinirler.

$$N = \frac{F - F_{\min}}{4R_n/Z_o} |1 + \Gamma_{op}|^2 \quad (2.2)$$

tanımıyla sabit gürültü faktörü (F) için (2.1) eşitliği Γ_s düzleminde aşağıdaki şekilde bir daire denklemini belirtir.

$$|\Gamma_s - \Gamma_{CN}| = r_N \quad (2.3a)$$

Merkez fazörü ve yarıçap sırasıyla aşağıdaki gibidir.

$$\Gamma_{CN} = \Gamma_{CN_r} + j\Gamma_{CN_i} = \frac{1}{N+1} (\Gamma_{op_r} + j\Gamma_{op_i}) \quad (2.3b)$$

$$r_N = \frac{\left[N(N+1 - |\Gamma_{op}|^2) \right]^{1/2}}{N+1} \quad (2.3c)$$

2.2 (Giriş VSWR kazanç (V_i - G_T)) Daireleri

Daha önce bölüm 1.2.1 de ifade edilen (1.52b) eşitliğini ele alırsak buradan Γ_s düzleminde sabit $|\rho_i|$ dairelerini aşağıdaki gibi elde ederiz. (1.53) ile $|\rho_i|$ ve giriş VSWR arasındaki ilişki belirlidir.

$$|\Gamma_s - \Gamma_{CV}| = r_V \quad (2.4a)$$

Merkez fazörü ve yarıçap sırasıyla aşağıdaki gibidir.

$$\Gamma_{CV} = \Gamma_{CV_r} + j\Gamma_{CV_i} = \left(\frac{1 - |\rho_i|^2}{1 - |\Gamma_{in}|^2 |\rho_i|^2} \right) \Gamma_{in}^* = \left(\frac{1 - |\rho_i|^2}{1 - |\Gamma_{in}|^2 |\rho_i|^2} \right) (\Gamma_{in_r} - j\Gamma_{in_i}) \quad (2.4b)$$

$$r_V = \frac{(1 - |\Gamma_{in}|^2)|\rho_i|}{1 - |\Gamma_{in}|^2|\rho_i|^2} \quad (2.4c)$$

Burada önemli olan bir hususa dikkat çekmek gerekir. Şöyle ki, $|\rho_i| = 0$ ($V_i = 1$) için (2.4b) den $\Gamma_{CV} = \Gamma_{in}^* = \Gamma_S$ ve (2.4c)'den $r_V = 0$ olduğu görülür. Bunun manası giriş kompleks konjuge uydurulduğunda V_i dairesinin yarıçapı sıfır olur ve Γ_{CV} , Γ_S düzleminde bir nokta belirtir.

Daha önce bölüm 1.2.1 de ifade edilen (1.54), (1.55), (1.56) eşitliklerini kullanarak Γ_S düzleminde sabit kazanç dairelerinin denklemi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$|\Gamma_S - \Gamma_{CG}| = r_G \quad (2.5a)$$

Merkez fazörü ve yarıçap aşağıdaki gibidir ,

$$C_G = C_{G_r} + jC_{G_i} = \frac{G_T \Gamma_{in}^*}{G_T |\Gamma_{in}|^2 + C} = \frac{G_T}{G_T |\Gamma_{in}|^2 + C} (\Gamma_{in_r} - j\Gamma_{in_i}) \quad (2.5b)$$

$$r_G = \frac{\left[\frac{G_T}{C} (|\Gamma_{in}|^2 - 1) + 1 \right]^{1/2}}{\frac{G_T}{C} |\Gamma_{in}|^2 + 1} \quad (2.5c)$$

Biliyoruz ki , maksimum kazanç $r_G = 0$ olduğunda elde edilir. Bu sonucu kullanarak (2.5c) den,

$$\frac{G_T}{C} = \frac{1}{1 - |\Gamma_{in}|^2} \quad (2.6)$$

elde edilir. (2.6)'yı (2.5b)'de yerine koyarsak,

$$C_G = \Gamma_S = \Gamma_{in}^* \quad (2.7)$$

elde edilir ki , bu netice maksimum kazanç elde edilmesi için gerekli giriş kompleks konjuge uydurma şartıdır. (2.4b) ve (2.5b) eşitliklerine bakılırsa giriş VSWR ve kazanç dairelerinin merkez fazörlerinin aynı Γ_{in}^* fazörü üzerinde olduklarını görmek mümkündür. Ayrıca aşağıda gösterileceği gibi giriş uydurma seviyesi ($|\rho_i|$) tarafından sınırlandırılan maksimum kazanç daresi ile giriş VSWR daresi çakışıktır (şekil 2.1). Bunun fiziksel manası V_i daresi üzerinden seçilecek olan Γ_S değeri ile kazancın V_i sınırlaması altında maksimum olacağıdır. (2.4b) yi (2.5b) ye eşitleyerek ,

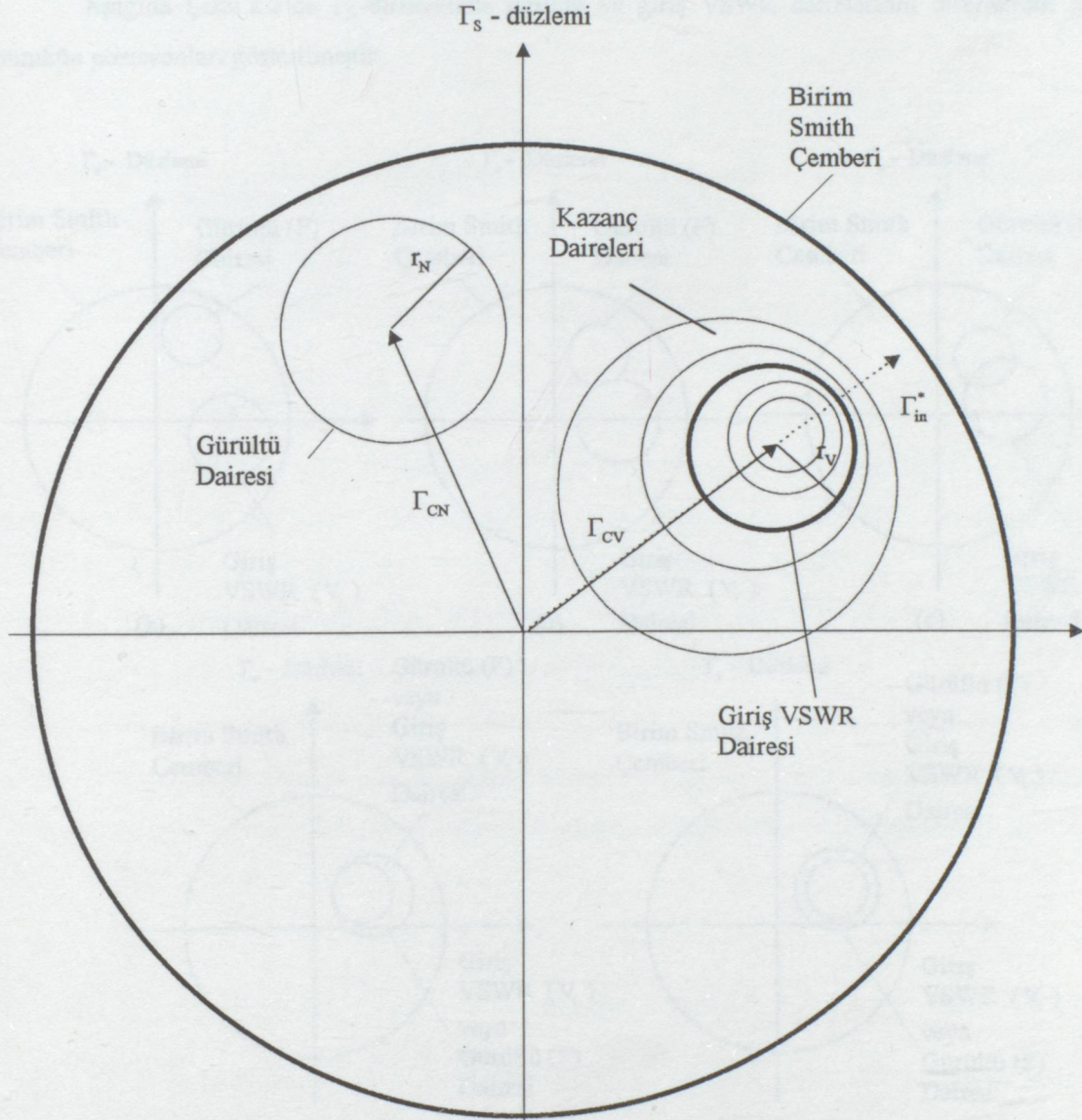
$$\frac{G_T}{C} = \frac{|\rho_i|^2 - 1}{|\Gamma_{in}|^2 - 1} \quad (2.8)$$

elde edilir (2.8) i (2.5c) de yerine koyarak ,

$$r_G = \frac{|\rho_i| (|\Gamma_{in}|^2 - 1)}{|\Gamma_{in}|^2 |\rho_i|^2 - 1} = r_V \quad (2.9)$$

sonucuna varırız. Daha önce bölüm 1.2.1 de (1.58) ile ifade edilen ($|\rho_i|$) sınırlamalı maksimum kazanç eşitliğini buradada ifade etmek mümkündür.

Burada yapılan irdelemeler ve elde edilen neticelerden çıkarılan sonuç şudur; Γ_S düzleminde sadece talep edilen gürültü ve giriş VSWR dairelerinin gözönünde bulundurulması yeterlidir. Çünkü bu iki dairenin herhangi bir ortak noktası Γ_S sadece gürültü ve giriş VSWR taleplerini karşılamakla kalmaz, V_i ve V_i koşullu maksimum kazanç daireleri çakışık olduğundan, aynı zamanda kazancı da maksimum yapar.



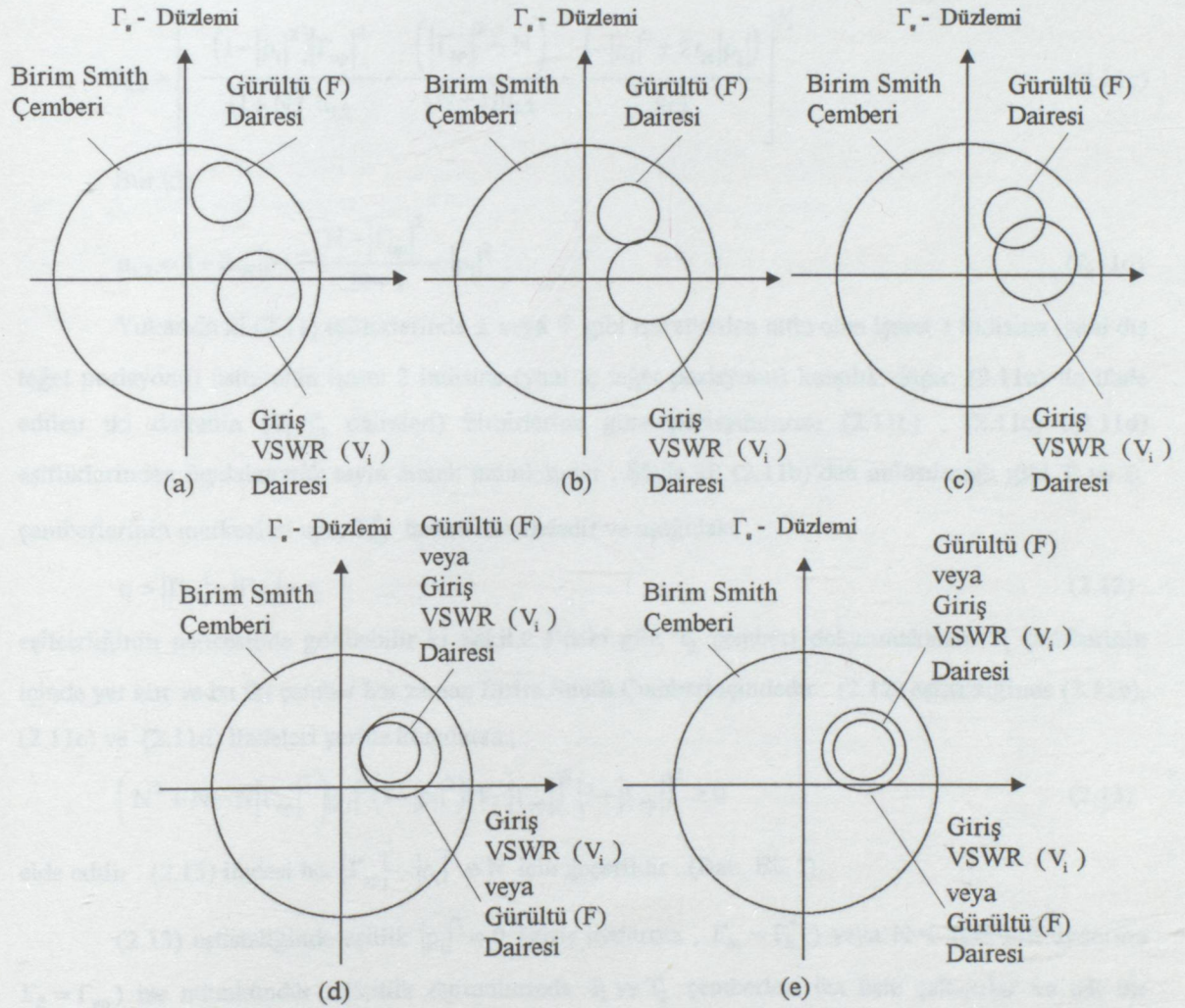
Şekil 2.1. Γ_S düzleminde Gürültü (F), giriş VSWR (V_i), Kazanç (G_T) daireleri.

Lineer bir iki kapılının gürültüsü yük yansıtma katsayısı (Γ_L)'ye bağlı olmadığından Γ_S düzleminde gürültü daireleri sabittir. Ancak giriş VSWR (V_i) daireleri daha önce Bölüm 1.1.2'de (1.1a) eşitliği ile verilen $\Gamma_{in} = f(\Gamma_L)$ bağıntısıyla (Γ_L)'ye bağlı olarak Γ_S düzleminde hareket edebilir. Bunun

neticesi F ve giriş VSWR (V_i) dairelerinin Γ_s düzlemindeki pozisyonları için bir sonraki Bölüm 2.3'de Şekil 2.2'deki gibi olası durumlar söz konusudur.

2.3 (Gürültü - Giriş VSWR ($F-V_i$)) Daireleri.

Aşağıda Şekil.2.2'de Γ_s -düzleminde gürültü ve giriş VSWR dairelerinin birbirlerine göre mümkün pozisyonları gösterilmiştir .



Şekil 2.2 Γ_s düzleminde F ve V_i dairelerinin mümkün pozisyonları

Şekil.2.2'de belirtilen durumları Γ_{in} -düzleminde kontrol edebilmek için ilk önce Şekil.2.2.b ve 2.2.a'daki kesişme ve dokunmama pozisyonları arasında geçiş durumları olan iç ve dış teğet durumları ele alınacaktır . Bu iki durum için aşağıda ki eşitlik yazılabilir :

$$|\Gamma_{CN} - \Gamma_{CV}|^2 = (r_N \mp r_V)^2 \quad (2.10)$$

(2.10) eşitliğinde , (2.3.b) , (2.3.c) , (2.4.b) ve (2.4.c)'yi yerine koyarsak Γ_{in} -düzleminde aşağıdaki gibi bir çember çiftini ifade eden denklem elde edilir (Bak Ek.IV) :

$$|\Gamma_{in} - \Gamma_{C_{1,2}}| = r_{1,2} \quad (2.11a)$$

Merkez fazörü ve yarıçap sırasıyla aşağıdaki gibidir :

$$\Gamma_{C_{1,2}} = \frac{(1 - |\rho_i|^2) \Gamma_{op}^*}{(1 + N) u_{1,2}} \quad (2.11b)$$

$$r_{1,2} = \left[\frac{(1 - |\rho_i|^2) |\Gamma_{op}|^2}{(1 + N)^2 u_{1,2}} - \frac{(|\Gamma_{op}|^2 - N)}{(N + 1) u_{1,2}} - \frac{(-|\rho_i|^2 \pm 2r_N |\rho_i|)}{u_{1,2}} \right]^{1/2} \quad (2.11c)$$

Burada

$$u_{1,2} = 1 + 2r_N |\rho_i| \mp \frac{N - |\Gamma_{op}|^2}{N + 1} |\rho_i|^2 \quad (2.11d)$$

Yukarıda ki (2.11) eşitliklerinde \pm veya \mp gibi işaretlerden altta olan işaret 1 indisine (yani dış teğet pozisyonu) üstte olan işaret 2 indisine (yani iç teğet pozisyonu) karşılık düşer. (2.11a) ile ifade edilen iki dairenin (T_1, T_2 daireleri) birbirlerine göre pozisyonlarını (2.11b) , (2.11c) ,(2.11d) eşitliklerinden faydalanarak tayin etmek mümkündür . Şöyle ki; (2.11b)'den anlaşılacağı gibi T_1 ve T_2 çemberlerinin merkezleri aynı Γ_{op}^* fazörü üzerindedir ve aşağıdaki

$$r_1 > |\Gamma_{C1}| - |\Gamma_{C2}| + r_2 \quad (2.12)$$

eşitsizliğinin neticesinde görülebilir ki Şekil.2.3'deki gibi T_2 çemberi dokunmaksızın T_1 çemberinin içinde yer alır ve bu iki çember her zaman Birim Smith Çemberi içindedir . (2.12) eşitsizliğinde (2.11b), (2.11c) ve (2.11d) ifadeleri yerine konulursa ;

$$\left(N^2 + N - N |\Gamma_{op}|^2 \right) |\rho_i|^2 (1 - |\rho_i|^2) (1 - |\Gamma_{op}|)^2 (1 + |\Gamma_{op}|)^2 \geq 0 \quad (2.13)$$

elde edilir . (2.13) ifadesi her $|\Gamma_{op}|$, $|\rho_i|$ ve N için geçerlidir . (Bak. EK.I)

(2.13) eşitsizliğinde eşitlik $|\rho_i|^2 = 0$ (giriş uydurma , $\Gamma_{in} = \Gamma_S^*$) veya N=0 (gürültü uydurma $\Gamma_S = \Gamma_{op}$) ise mümkündür . Eşitlik durumlarında T_1 ve T_2 çemberleri üst üste çakışlılar ve tek bir çember sözkonusu olur . Şöyle ki ; (2.11b) , (2.11c) ve (2.11d) ifadelerinde $|\rho_i| = 0$ yazılırsa ;

$$u_1 = u_2 = 1 \quad (2.14a)$$

$$r_1 = r_2 = \frac{\sqrt{N(N+1 - |\Gamma_{op}|^2)}}{N+1} \quad (2.14b)$$

$$\Gamma_{C1} = \Gamma_{C2} = \frac{\Gamma_{op}^*}{N+1} \quad (2.14c)$$

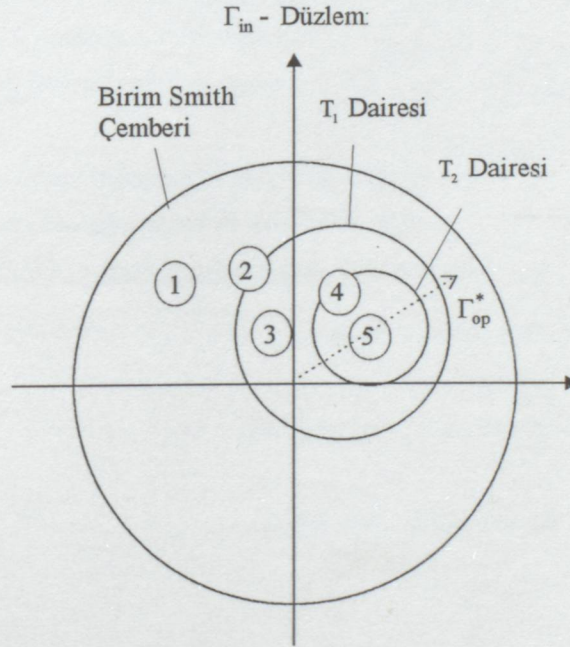
yukarıda ki (2.14) eşitlikleriyle var olan dairenin Γ_S -düzlemindeki gürültü dairesinin kompleks konjügesi olduğu görülür. Ayrıca $|\rho_i|^2 = 0$ için $r_v = 0$, $\Gamma_{cv} = \Gamma_{in}^*$ olur ki Γ_S -düzlemindeki V_i dairesi noktasına dönüşmüş olur. $N=0$ için (2.11b), (2.11c) ve (2.11d)'ye bakılırsa

$$u_1 = u_2 = 1 - |\Gamma_{op}|^2 |\rho_i|^2 \quad (2.15a)$$

$$r_1 = r_2 = \frac{(1 - |\Gamma_{op}|^2) |\rho_i|}{1 - |\Gamma_{op}|^2 |\rho_i|^2} \quad (2.15b)$$

$$\Gamma_{C1} = \Gamma_{C2} = \frac{(1 - |\rho_i|^2) \Gamma_{op}^*}{1 - |\Gamma_{op}|^2 |\rho_i|^2} \quad (2.15c)$$

olduğu görülür. (2.15) eşitliklerine göre $\Gamma_{op} = \Gamma_{in}$ olması durumunda çakışık daire Γ_S düzleminde giriş VSWR dairesini ifade edecektir. Ayrıca $N=0$ alındığında gürültü dairesi için $r_N = 0$, $\Gamma_{CN} = \Gamma_{op}$ olur ki gürültü dairesi $\Gamma_S = \Gamma_{op}$ noktasına dönüşür.



Şekil 2.3 Γ_{in} -düzleminde T_1 ve T_2 daireleri ve sınırladıkları bölgeler

Şekil 2.3'den görüleceği gibi T_1 ve T_2 daireleri Γ_{in} düzleminde beş farklı bölge belirtirler. Bu bölgelerin herbiri Γ_S -düzleminde gürültü ve güç VSWR dairelerinin Şekil 2.2'de gösterilen farklı her bir pozisyonuna karşılık düşecektir. Bu bölgeleri sırayla ele alalım :

1.Bölge: Birinci bölgeden seçilecek herhangi bir Γ_{in} değeri Γ_S -düzleminde gürültü ve giriş VSWR daireleri birbirlerine dokunmama pozisyonunda olacaktır . (Şekil 2.2.a)

2.Bölge: T_1 dairesi üzerinden seçilecek bir giriş yansıtma katsayısı değeri Γ_S -düzleminde gürültü ve giriş VSWR dairelerinin dışteğet pozisyonuna karşılık düşecektir . (Şekil 2.2.b)

3.Bölge: T_1 ve T_2 dairelerinin arasında kalan bölgeden seçilecek Γ_{in} 'ler Γ_S -düzleminde gürültü ve giriş VSWR dairelerinin kesişmesine karşılık düşecektir . (Şekil 2.2.c)

4.Bölge: T_2 dairesi üzerinden seçilecek Γ_{in} 'ler Γ_S -düzleminde gürültü ve giriş VSWR dairelerinin iç teğet pozisyonuna karşılık düşecektir . (Şekil 2.2.d)

5.Bölge: T_2 dairesi içinden seçilecek Γ_{in} değerleri Γ_S -düzleminde gürültü ve giriş VSWR dairelerinin içiçe ve birbirlerine dokunmama pozisyonuna karşılık gelecektir . (Şekil 2.2.e)

Şekil 2.2.a ve 2.2.b'den ve yukarıdaki açıklamalardan anlaşılacağı gibi 1. ve 5. bölgeden seçilecek Γ_{in} değerleri Γ_S -düzleminde Gürültü ve giriş VSWR dairelerinin herhangi bir ortak noktasının bulunmasını mümkün kılmaz . Sonuç olarak bu bölgeler talep edilen gürültü ve giriş VSWR tarafından sınırlandırılan maksimum kazanç için çözüm vermezler .

3. TRANZİSTOR BAŞARIM ÜÇLÜSÜ (F , V_i , G_{Tmax}) SAÇILMA PARAMETRE TEORİSİ

Bu bölümde ilk iki bölümde verilen bilgilere dayanarak talep edilen gürültü (F), giriş VSWR (V_i) ve uygun maksimum kazanç ve buna uygun sonlandırmalar (Γ_s , Γ_L) geometrik ve analitik olarak elde edilecektir .

Çözüm analizine başlamadan önce ilk olarak Şekil 3.1'de verilen akış diyagramı ile iki kapılının kararlılık analizi yapılmakta ve çözüm analizi için kararlılık durumlarına bağlı olarak çözüm analizi grupları meydana getirilmektedir . Bunun takibinde ise Bölüm 2.3'de elde edilen ve F ile V_i dairelerinin Γ_s-düzlemindeki pozisyonlarının Γ_{in}-düzleminde kontrol edilmesini sağlayan beş farklı bölgeyi meydana getiren T₁ ve T₂ daireleri , aynı anda Bölüm 1.2.2.'de herbir kararlılık durumu için elde edilen çözüm bölgeleriyle birlikte gözönüne alınmaktadır. Neticede T₁ ve T₂ 'nin çözüm bölgeleriyle birlikte pozisyonuna bağlı olarak ayrı ayrı uygun çözümler elde edilecek ve bunlar aşağıda verilen her çözüm grubu için akış diyagramlarıyla belirlenecektir .

Çözüm analizi genel olarak iki ana grup altında incelenecektir :

- i) Koşulsuz kararlı durumda çözüm analizi
- ii) Koşullu kararlı durumda çözüm analizi

ii. grup kendi içinde ,

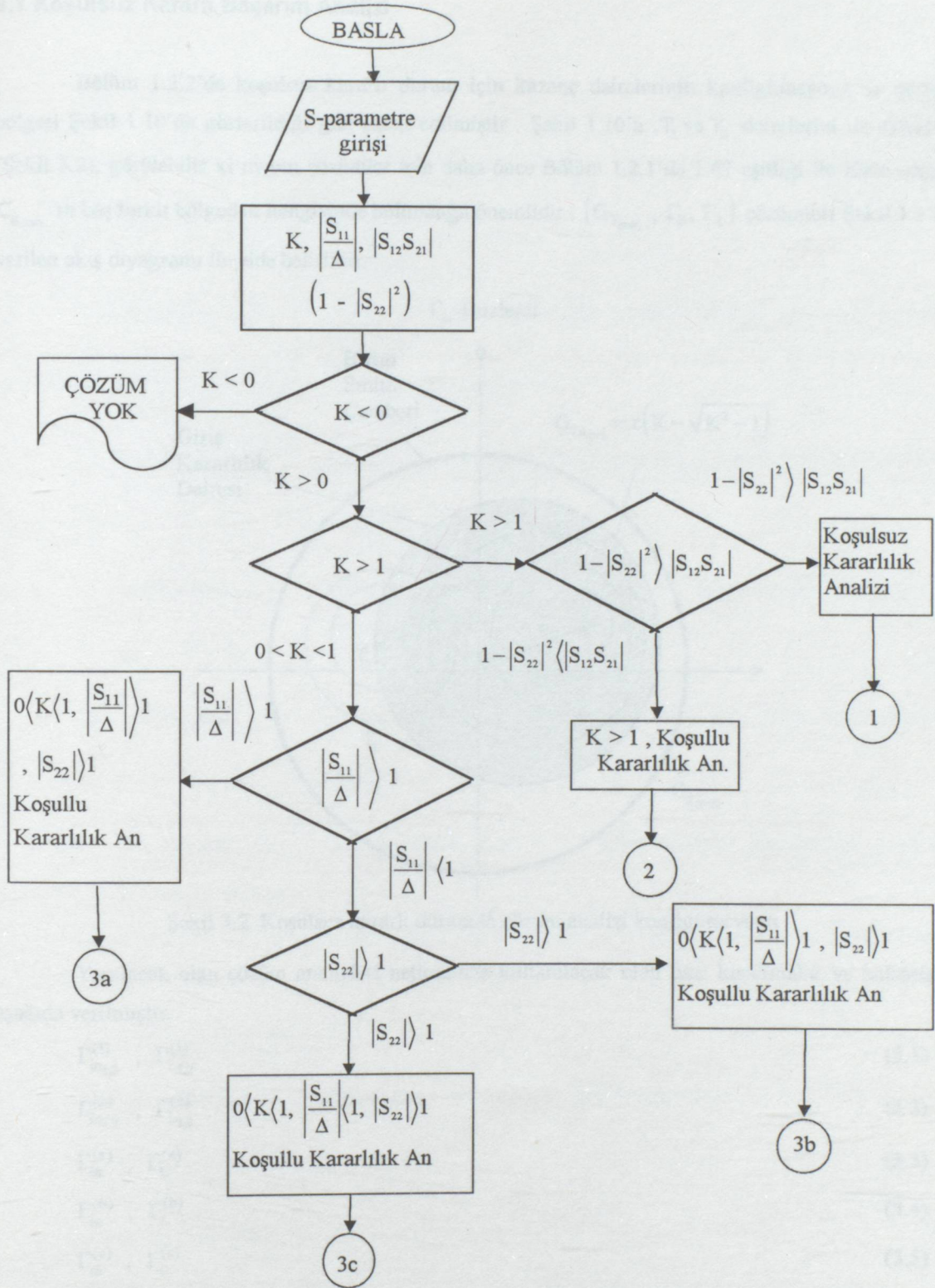
- ii.1) K>1 koşullu kararlı durumları için çözüm analizi
- ii.2) 0<K<1 koşullu kararlı durumları için çözüm analizi

şeklinde ikiye ayrılır. ii.2 ise kendi içinde üçe ayrılarak incelenecektir .

ii.2.1) $0 < K < 1$, $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| < 1$, $|S_{22}| < 1$ koşullu kararlı durumda çözüm analizi

ii.2.2) $0 < K < 1$, $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| < 1$, $|S_{22}| > 1$ koşullu kararlı durumda çözüm analizi

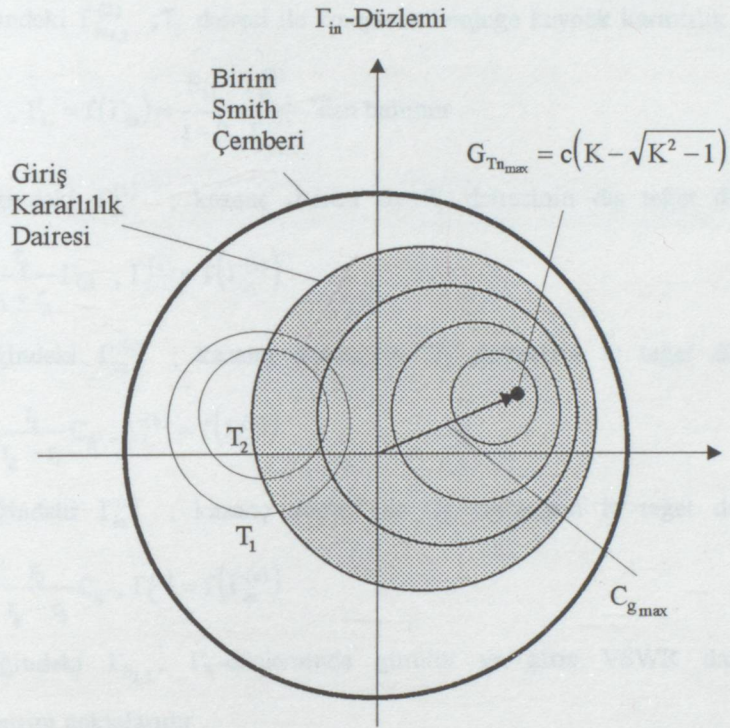
ii.2.3) $0 < K < 1$, $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| > 1$, $|S_{22}| < 1$ koşullu kararlı durumda çözüm analizi



Şekil 3.1 Kararlılık analizi akış diyagramı

3.1 Koşulsuz Kararlı Başarım Analizi

Bölüm 1.2.2'de koşulsuz kararlı durum için kazanç dairelerinin konfigürasyonu ve çözüm bölgesi Şekil 1.10'da gösterildiği gibi tesbit edilmiştir. Şekil 1.10'a, T_1 ve T_2 dairelerini de eklersek (Şekil 3.2), görülebilir ki uygun çözümler için daha önce Bölüm 1.2.1'de 1.67 eşitliği ile ifade edilen $C_{g_{max}}$ 'ın beş farklı bölgeden hangisinde bulunduğu önemlidir. $(G_{T_{max}}, \Gamma_S, \Gamma_L)$ çözümleri Şekil.3.3'de verilen akış diyagramı ile elde belirlidir.



Şekil 3.2. Koşulsuz kararlı durumda çözüm analizi konfigürasyonu

Yapılacak olan çözüm analizleri neticesinde kullanılacak olan bazı kısaltmalar ve anlamları aşağıda verilmiştir.

$$\Gamma_{in1,2}^{(1)}, \Gamma_{L1,2}^{(1)} \quad (3.1)$$

$$\Gamma_{in1,2}^{(2)}, \Gamma_{L1,2}^{(2)} \quad (3.2)$$

$$\Gamma_{in}^{(a)}, \Gamma_L^{(a)} \quad (3.3)$$

$$\Gamma_{in}^{(b)}, \Gamma_L^{(b)} \quad (3.4)$$

$$\Gamma_{in}^{(c)}, \Gamma_L^{(c)} \quad (3.5)$$

$$\Gamma_{S1,2} \quad (3.6)$$

$$\Gamma_S^{(i)} \quad (3.7)$$

$$\Gamma_{S_{1,2}}^{(ii)} \quad (3.8)$$

$$G_{T_{\max 1}} \quad (3.9)$$

$$G_{T_{\max 2}} \quad (3.10)$$

3.1 eşitliğindeki $\Gamma_{in,1,2}^{(1)}$; T_1 dairesi ile kompleks konjuge kaynak kararlılık dairesinin kesişim noktalarıdır . $\Gamma_{L,1,2}^{(1)}$, $\Gamma_L = f(\Gamma_{in}) = \frac{S_{11} - \Gamma_{in,1,2}^{(1)}}{1 - S_{22}\Gamma_{in,1,2}^{(1)}}$,den bulunur .

3.2 eşitliğindeki $\Gamma_{in,1,2}^{(2)}$; T_2 dairesi ile kompleks konjuge kaynak kararlılık dairesinin kesişim noktalarıdır . $\Gamma_{L,1,2}^{(2)}$, $\Gamma_L = f(\Gamma_{in}) = \frac{S_{11} - \Gamma_{in,1,2}^{(2)}}{1 - S_{22}\Gamma_{in,1,2}^{(2)}}$,den bulunur .

3.3 eşitliğindeki $\Gamma_{in}^{(a)}$; kazanç dairesi ile T_1 dairesinin dış teğet değme noktasıdır .
 $\Gamma_{in}^{(a)} = \frac{r_1}{r_1 + r_g} C_g + \frac{r_g}{r_1 + r_g} \Gamma_{C1}$, $\Gamma_L^{(a)} = f(\Gamma_{in}^{(a)})$

3.4 eşitliğindeki $\Gamma_{in}^{(b)}$; kazanç dairesi ile T_1 dairesinin iç teğet değme noktasıdır .
 $\Gamma_{in}^{(b)} = \frac{r_g}{r_g - r_1} \Gamma_{C1} - \frac{r_1}{r_g - r_1} C_g$, $\Gamma_L^{(b)} = f(\Gamma_{in}^{(b)})$

3.5 eşitliğindeki $\Gamma_{in}^{(c)}$; kazanç dairesi ile T_2 dairesinin iç teğet değme noktasıdır .
 $\Gamma_{in}^{(c)} = \frac{r_g}{r_g - r_2} \Gamma_{C2} - \frac{r_2}{r_g - r_2} C_g$, $\Gamma_L^{(c)} = f(\Gamma_{in}^{(c)})$

3.6 eşitliğindeki $\Gamma_{S_{1,2}}$; Γ_S -düzleminde gürültü ve giriş VSWR dairelerinin kesişme pozisyonundaki kesişim noktalarıdır .

3.7 eşitliğindeki $\Gamma_S^{(i)}$; Γ_S -düzleminde gürültü ve giriş VSWR dairelerinin dış teğet değme noktasıdır .

$$\Gamma_S^{(i)} = \frac{r_N}{r_N + r_V} \Gamma_{CV} + \frac{r_V}{r_N + r_V} \Gamma_{CN}$$

3.8 eşitliğindeki $\Gamma_{S_{1,2}}^{(ii)}$; Γ_S -düzleminde F ve V_i dairelerinin iç teğet değme noktasıdır .

$$r_N > r_V \text{ ise } \Gamma_S = \frac{r_N}{r_N - r_V} \Gamma_{CV} - \frac{r_V}{r_N - r_V} \Gamma_{CN}$$

$$r_N < r_V \text{ ise } \Gamma_S = \frac{r_V}{r_N - r_V} \Gamma_{CN} - \frac{r_N}{r_N - r_V} \Gamma_{CV}$$

3.9 eşitliğindeki $G_{T_{\max 1}}$; T_1 dairesi ile ona iç veya dış teğet olan kazanç dairelerinin kazanç değeridir . (Bak Ek.II)

3.10 eşitliğindeki $G_{T_{\max 2}}$; T_2 dairesi ile ona iç veya dış teğet olan kazanç dairelerinin kazanç değeridir . (Bak Ek.II) Bu eşitliklerin dışında daha önce ifade edilen ,

$$G_{T_{\max}} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left(1 - |\rho_i|^2\right) \left(K - \sqrt{K^2 - 1}\right)$$

$$C_{g_{\max}} = \frac{C_{in}}{1 - r_{in} \left(K - \sqrt{K^2 - 1}\right)}$$

$$\Gamma_{L_1} = \frac{S_{11} - C_{g_{\max}}}{\Delta - S_{22} C_{g_{\max}}}$$

$$G_m = 2 \left(1 - |\rho_i|^2\right) K \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right|$$

eşitlikleri de çözüm analizleri neticesinde kısaltılmış olarak belirtilecektir .

Şekil.3.3'deki akış diyagramının çözüm bloklarının içeriği aşağıdaki gibidir .

a) Çözüm yok.

$$b) G_T = G_{T_{\max 1}}$$

$$\Gamma_{in} = \Gamma_{in}^{(a)} , \Gamma_L = \Gamma_L^{(a)}$$

$$\Gamma_S = \Gamma_S^{(i)}$$

$$c) G_T = G_{T_{\max}}$$

$$\Gamma_{in} = C_{g_{\max}} , \Gamma_L = \Gamma_{L_1}$$

$$\Gamma_S = \Gamma_S^{(i)}$$

$$d) G_T = G_{T_{\max}}$$

$$\Gamma_{in} = C_{g_{\max}} , \Gamma_L = \Gamma_{L_1}$$

$$\Gamma_S = \Gamma_{S_{1,2}}$$

$$e) G_T = G_{T_{\max}}$$

$$\Gamma_{in} = C_{g_{\max}} , \Gamma_L = \Gamma_{L_1}$$

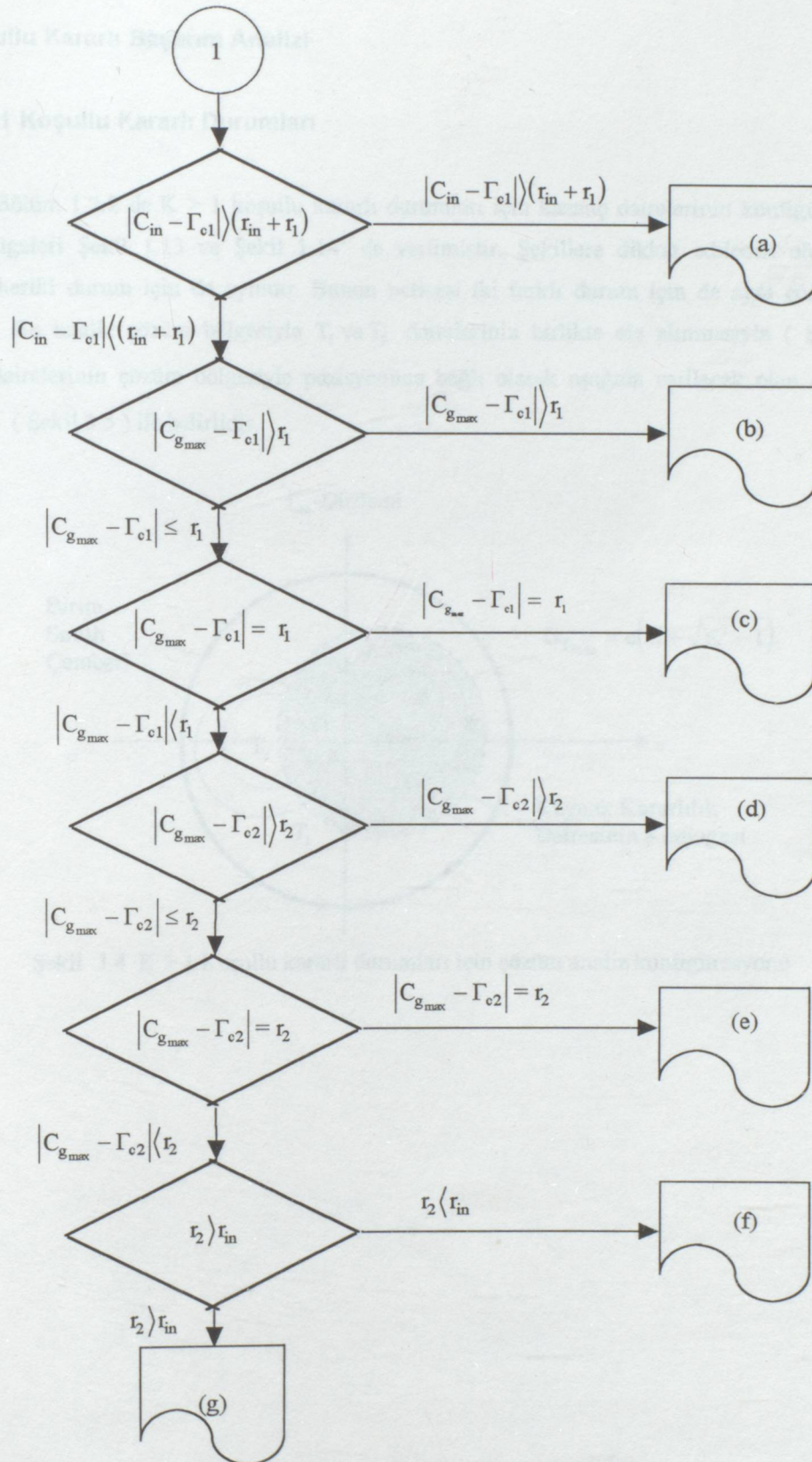
$$\Gamma_S = \Gamma_{S_{1,2}}^{(ii)}$$

$$f) G_T = G_{T_{\max 2}}$$

$$\Gamma_{in} = \Gamma_{in}^{(e)} , \Gamma_L = \Gamma_L^{(e)}$$

$$\Gamma_S = \Gamma_{S_{1,2}}^{(ii)}$$

g) Çözüm yok

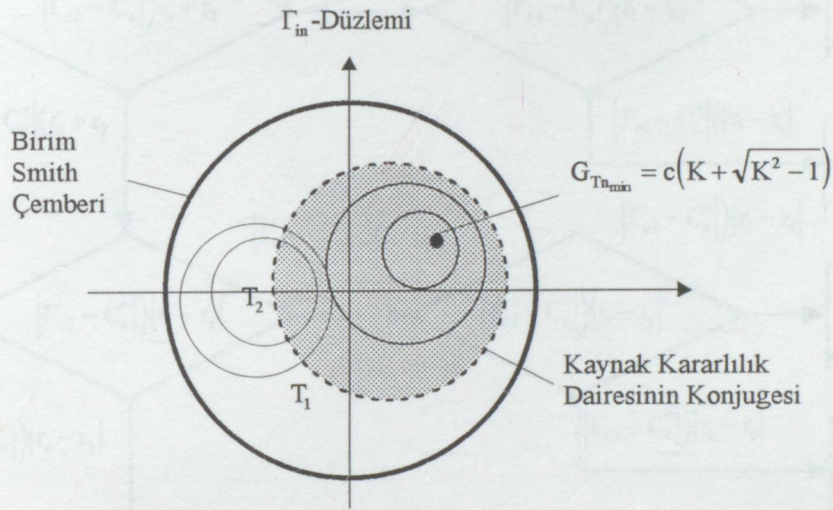


Şekil 3.3 Koşulsuz Kararlı Durumda Çözüm Akış Diyagramı

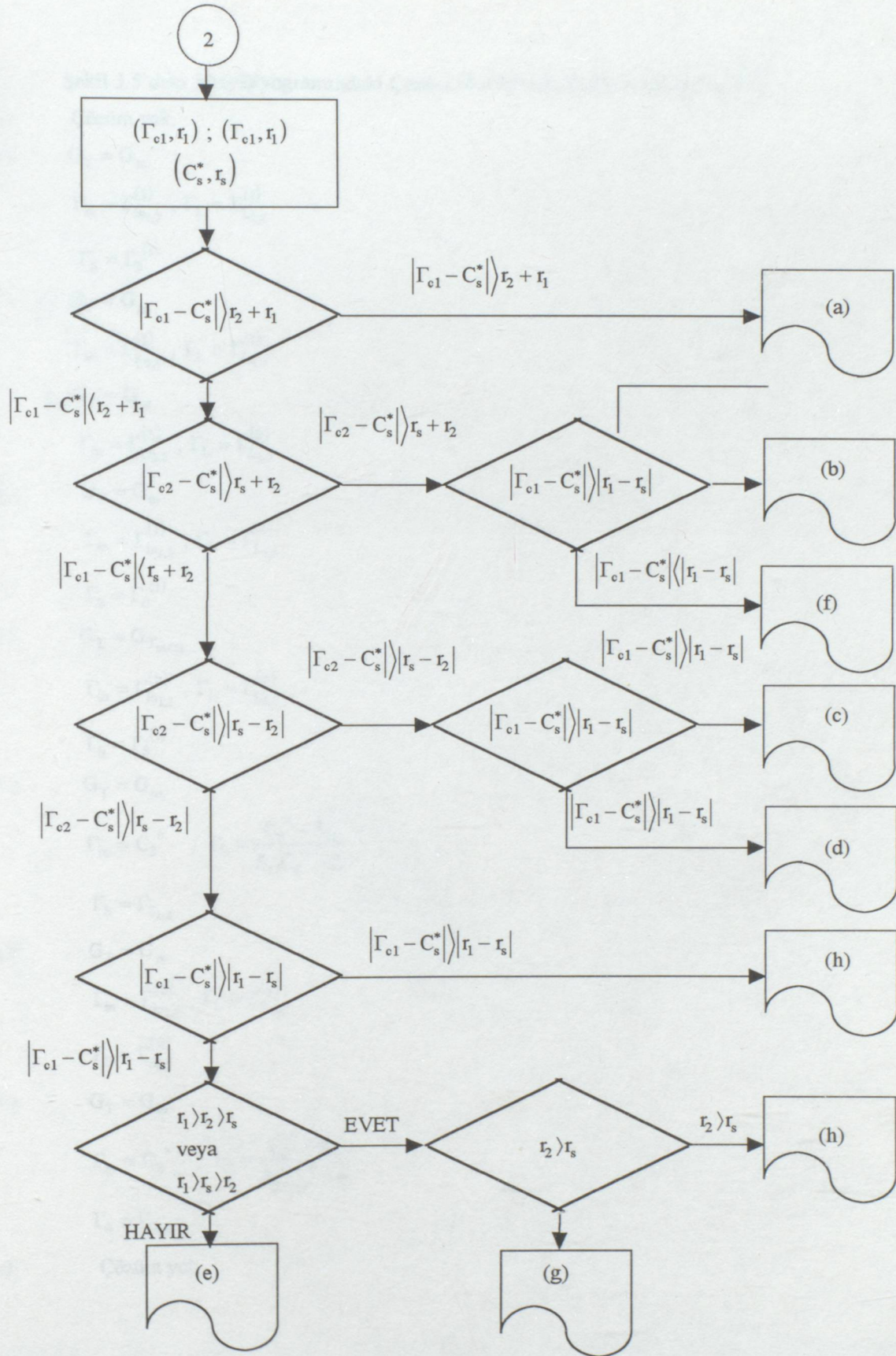
3.2. Koşullu Kararlı Başarım Analizi

3.2.1. $K > 1$ Koşullu Kararlı Durumları

Bölüm 1.2.2 de $K > 1$ koşullu kararlı durumları için kazanç dairelerinin konfigürasyonu ve çözüm bölgeleri Şekil 1.13 ve Şekil 1.14' de verilmiştir. Şekillere dikkat edilecek olursa çözüm bölgeleri heriki durum için de aynıdır. Bunun neticesi iki farklı durum için de aynı çözüm analizi geçerlidir. Bu analiz çözüm bölgesiyle T_1 ve T_2 dairelerinin birlikte ele alınmasıyla (Şekil 3.4), T_1 ve T_2 dairelerinin çözüm bölgesiyle pozisyonuna bağlı olarak aşağıda verilecek olan çözüm akış diyagramı (Şekil 3.5) ile belirlidir.



Şekil 3.4 $K > 1$ Koşullu kararlı durumları için çözüm analiz konfigürasyonu



Şekil (3.5) $K > 1$ koşullu kararlı durumları için çözüm akış diyagramı

3.2.2 Şekil 3.5'deki Akış Diyagramındaki Çözüm bloklarının içeriği aşağıdaki gibidir.

a) Çözüm yok.

b) $G_T = G_m$

$$\Gamma_{in} = \Gamma_{in1,2}^{(1)}, \Gamma_L = \Gamma_{L1,2}^{(1)}$$

$$\Gamma_S = \Gamma_S^{(i)}$$

c) $c_1: G_T = G_m$

$$\Gamma_{in} = \Gamma_{in1,2}^{(1)}, \Gamma_L = \Gamma_{L1,2}^{(1)}$$

$c_2: G_T = G_m$

$$\Gamma_{in} = \Gamma_{in1,2}^{(2)}, \Gamma_L = \Gamma_{L1,2}^{(2)}$$

d) $G_T = G_m$

$$\Gamma_{in} = \Gamma_{in1,2}^{(1)}, \Gamma_L = \Gamma_{L1,2}^{(1)}$$

$$\Gamma_S = \Gamma_S^{(i)}$$

e) $G_T = G_{T_{max1}}$

$$\Gamma_{in} = \Gamma_{in1,2}^{(b)}, \Gamma_L = \Gamma_{L1,2}^{(b)}$$

$$\Gamma_S = \Gamma_S^{(i)}$$

f) $G_T = G_m$

$$\Gamma_{in} = C_S^*, \Gamma_L = \frac{C_S^* - S_{11}}{S_{11}C_S^* - \Delta}$$

$$\Gamma_S = \Gamma_{S1,2}$$

g) $G_T = G_m$

$$\Gamma_{in} = \Gamma_{in1,2}^{(2)}, \Gamma_L = \Gamma_{L1,2}^{(2)}$$

$$\Gamma_S = \Gamma_{S1,2}^{(ii)}$$

h) $G_T = G_m$

$$\Gamma_{in} = C_S^*, \Gamma_L = \frac{C_S^* - S_{11}}{S_{11}C_S^* - \Delta}$$

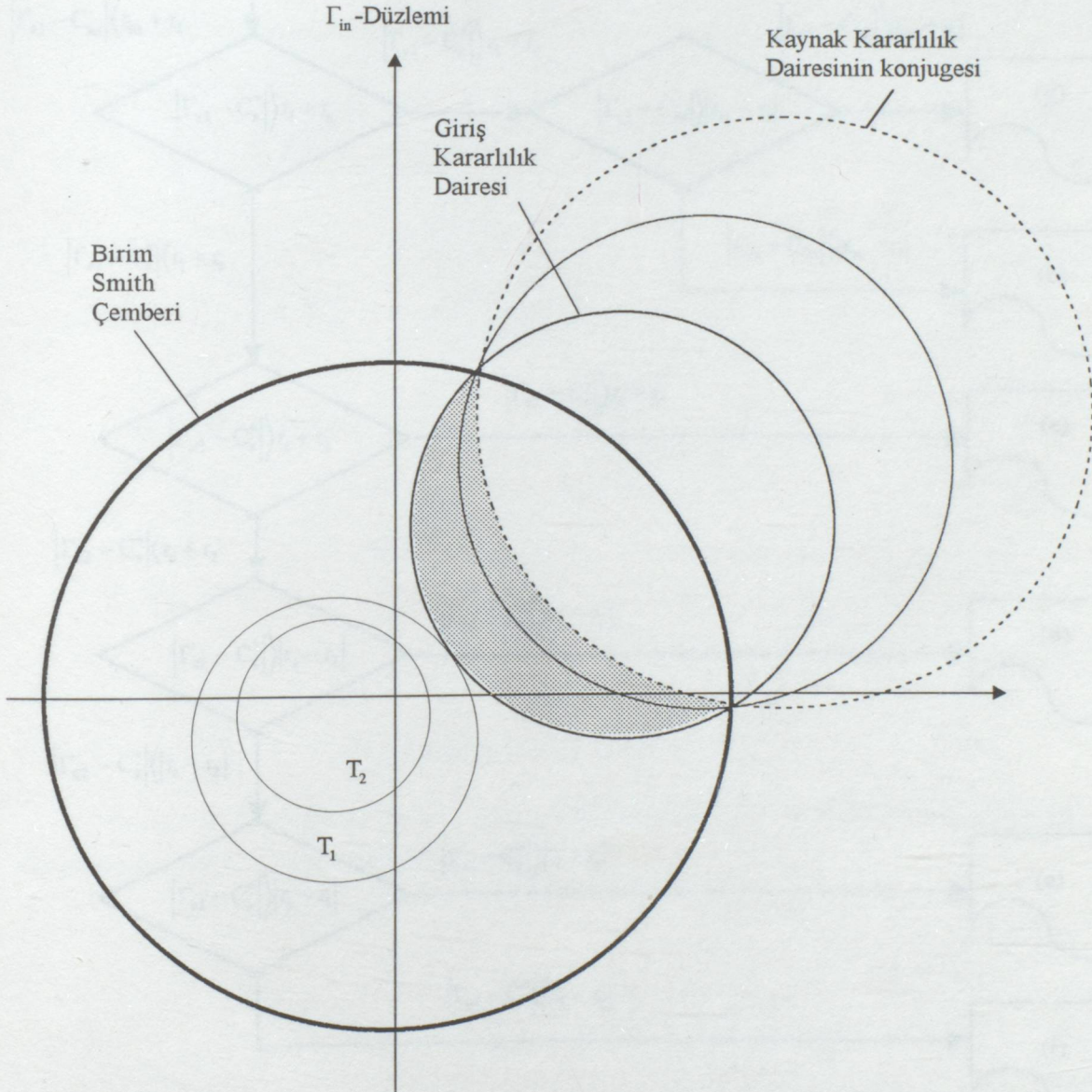
$$\Gamma_S = \Gamma_{S1,2}$$

i) Çözüm yok.

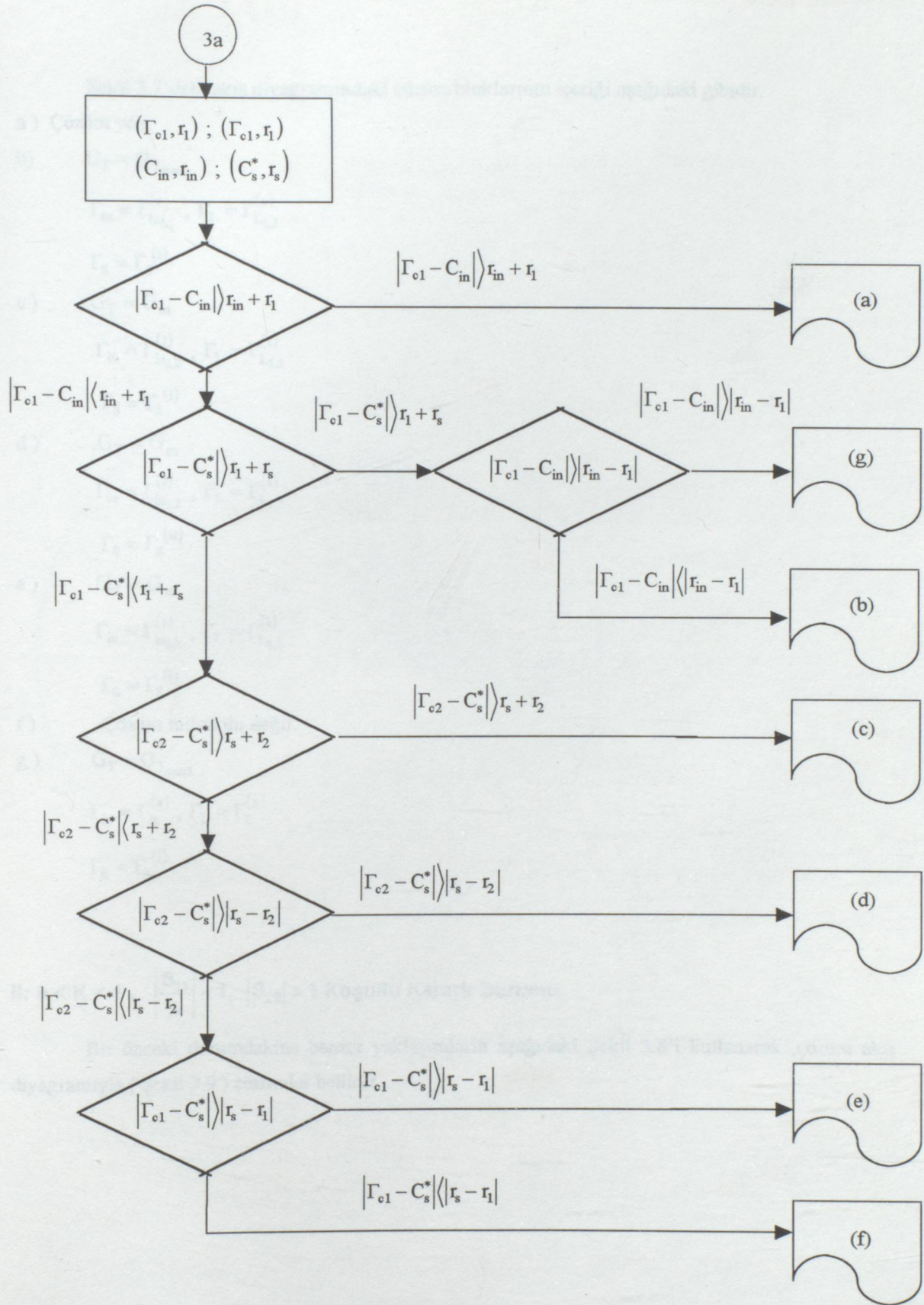
3.2.2 $0 < K < 1$, Koşullu Kararlı Durumları

I: $0 < K < 1$, $|S_{22}| < 1$, $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| > 1$ Koşullu Kararlı Durumları

Yukarıda verilen şartları sağlayan koşullu kararlı durum için Γ_{in} düzleminde sınırlandırılmış kazanç daireleri ve çözüm bölgesi Bölüm 1.22, Şekil 1.19'da verilmiştir. Şekile, T_1 ve T_2 dairelerini ekleyerek Şekil 3.6'da ki çözümleri elde edebiliriz. Bu çözümler Şekil 3.7'deki çözüm akış diyagramı ile belirlidir.



Şekil 3.6 $0 < K < 1$, $|S_{22}| < 1$, $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| > 1$ koşullu kararlı durumları için çözüm analiz konfigürasyonu



Şekil 3.7 $0 < K < 1$, $|S_{22}| < 1$, $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| > 1$ koşullu kararlı durumları için çözüm akış diyagramı.

Şekil 3.7'deki akış diyagramındaki çözüm bloklarının içeriği aşağıdaki gibidir.

a) Çözüm yok.

b) $G_T = G_{T_{max1}}$

$$\Gamma_{in} = \Gamma_{in1,2}^{(a)}, \Gamma_L = \Gamma_{L1,2}^{(a)}$$

$$\Gamma_S = \Gamma_S^{(i)}$$

c) $G_T = G_m$

$$\Gamma_{in} = \Gamma_{in1,2}^{(1)}, \Gamma_L = \Gamma_{L1,2}^{(1)}$$

$$\Gamma_S = \Gamma_S^{(i)}$$

d) $G_T = G_m$

$$\Gamma_{in} = \Gamma_{in1,2}^{(1)}, \Gamma_L = \Gamma_{L1,2}^{(1)}$$

$$\Gamma_S = \Gamma_S^{(ii)}$$

e) $G_T = G_m$

$$\Gamma_{in} = \Gamma_{in1,2}^{(1)}, \Gamma_L = \Gamma_{L1,2}^{(1)}$$

$$\Gamma_S = \Gamma_S^{(i)}$$

f) Çözüm mümkün değil.

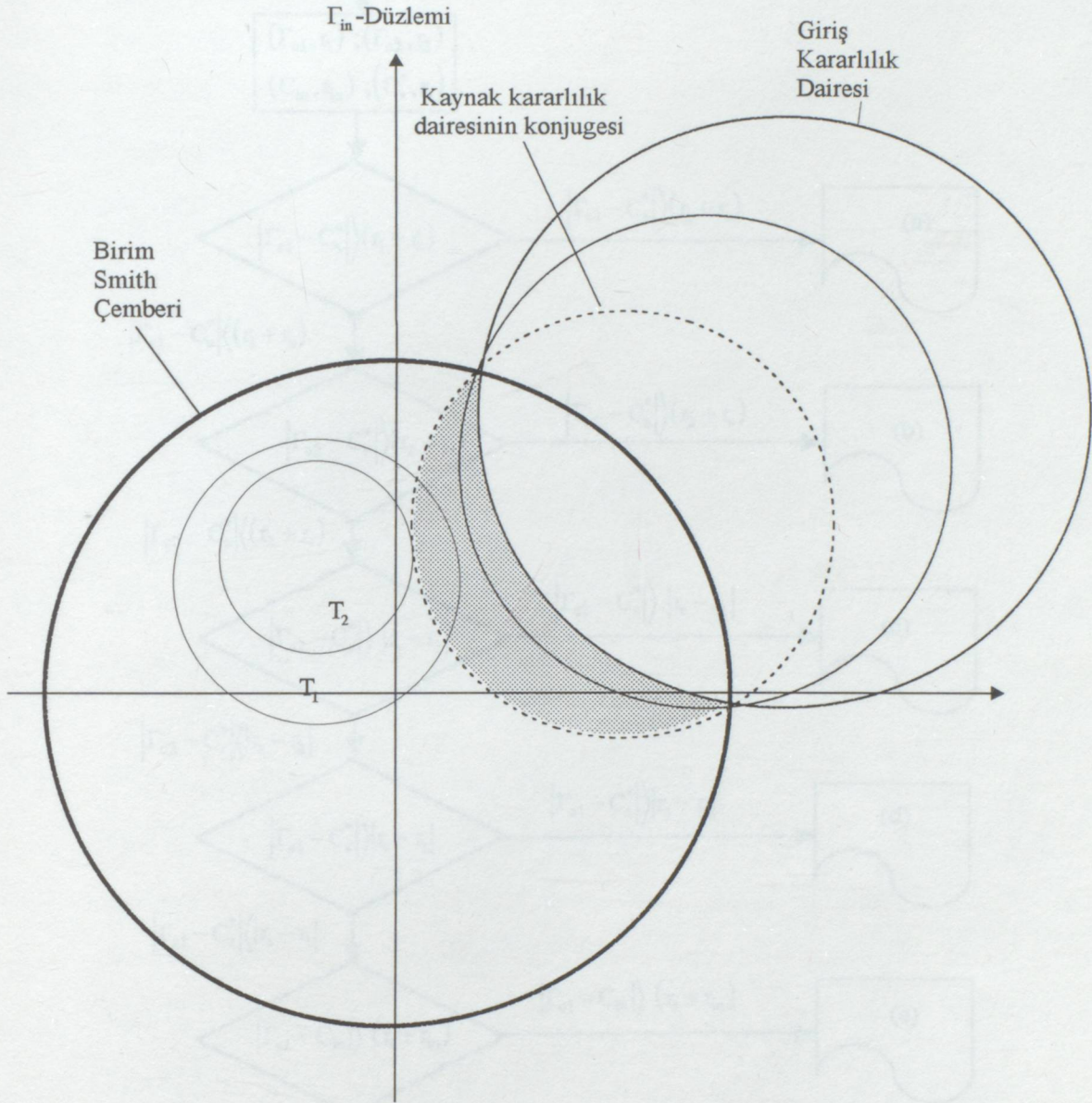
g) $G_T = G_{T_{max1}}$

$$\Gamma_{in} = \Gamma_{in}^{(a)}, \Gamma_L = \Gamma_L^{(a)}$$

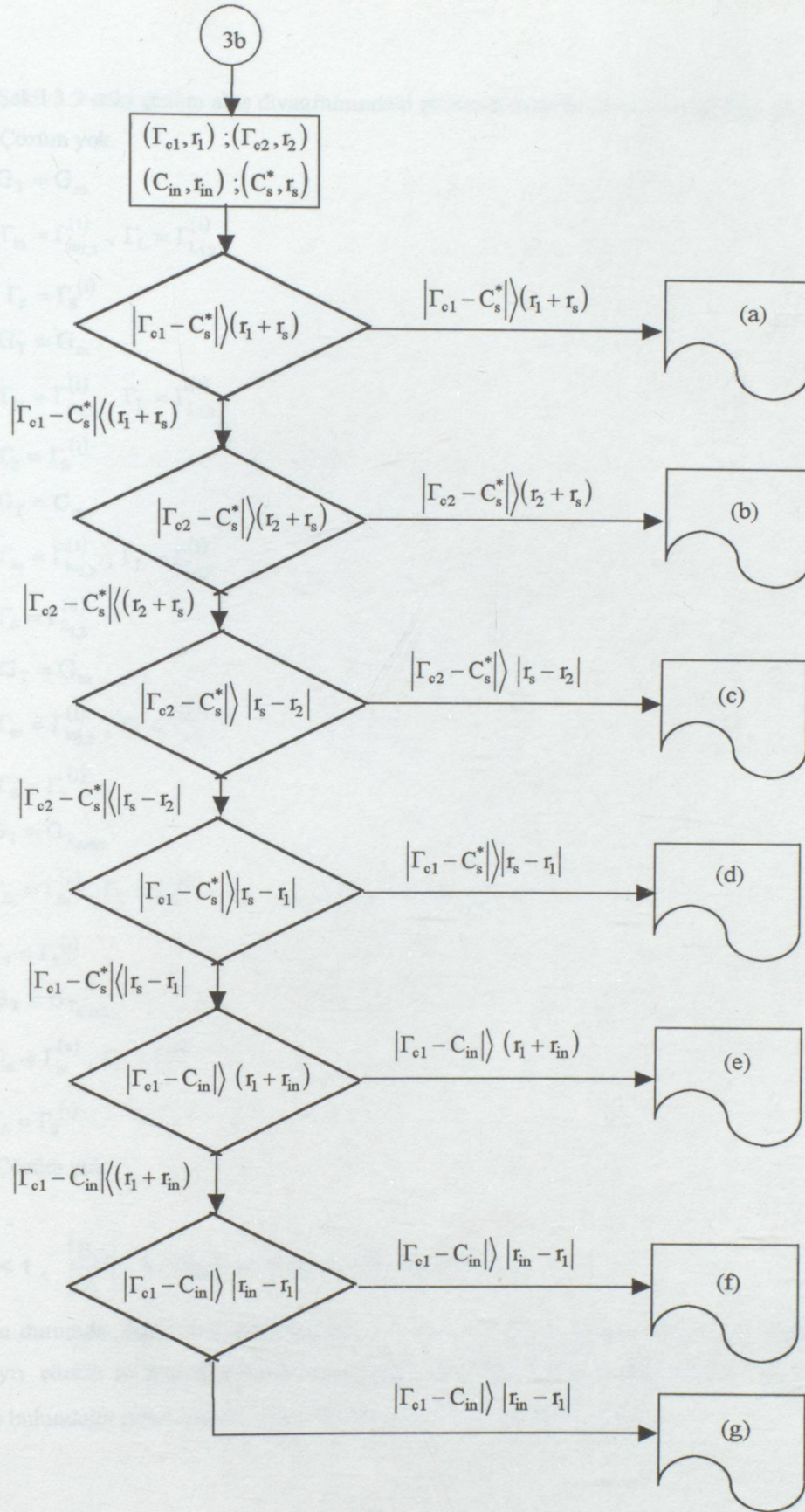
$$\Gamma_S = \Gamma_S^{(i)}$$

II: $0 < K < 1$, $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| < 1$, $|S_{22}| > 1$ Koşullu Kararlı Durumu

Bir önceki durumdakine benzer yaklaşımlarla aşağıdaki Şekil 3.8'i kullanarak ,çözüm akış diyagramıyla (Şekil 3.9) çözümler bellidir.



Şekil 3.8 $0 < K < 1$, $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| < 1$, $|S_{22}| > 1$ koşullu kararlı durumu için çözüm analiz konfigürasyonu.



Şekil 3.9 $0 < K < 1$, $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| < 1$, $|S_{22}| > 1$ koşullu kararlı durumu için çözüm akış diyagramı

Şekil 3.9 daki çözüm akış diyagramındaki çözüm bloklarının içeriği aşağıdaki gibidir.

a) Çözüm yok.

b) $G_T = G_m$

$$\Gamma_{in} = \Gamma_{in1,2}^{(1)}, \Gamma_L = \Gamma_{L1,2}^{(1)}$$

$$\Gamma_S = \Gamma_S^{(i)}$$

c) c1: $G_T = G_m$

$$\Gamma_{in} = \Gamma_{in1,2}^{(1)}, \Gamma_L = \Gamma_{L1,2}^{(1)}$$

$$\Gamma_S = \Gamma_S^{(i)}$$

c2: $G_T = G_m$

$$\Gamma_{in} = \Gamma_{in1,2}^{(1)}, \Gamma_L = \Gamma_{L1,2}^{(1)}$$

$$\Gamma_S = \Gamma_{S1,2}^{(ii)}$$

d) $G_T = G_m$

$$\Gamma_{in} = \Gamma_{in1,2}^{(1)}, \Gamma_L = \Gamma_{L1,2}^{(1)}$$

$$\Gamma_S = \Gamma_S^{(i)}$$

e) $G_T = G_{T_{max1}}$

$$\Gamma_{in} = \Gamma_{in}^{(a)}, \Gamma_L = \Gamma_L^{(a)}$$

$$\Gamma_S = \Gamma_S^{(i)}$$

f) $G_T = G_{T_{max1}}$

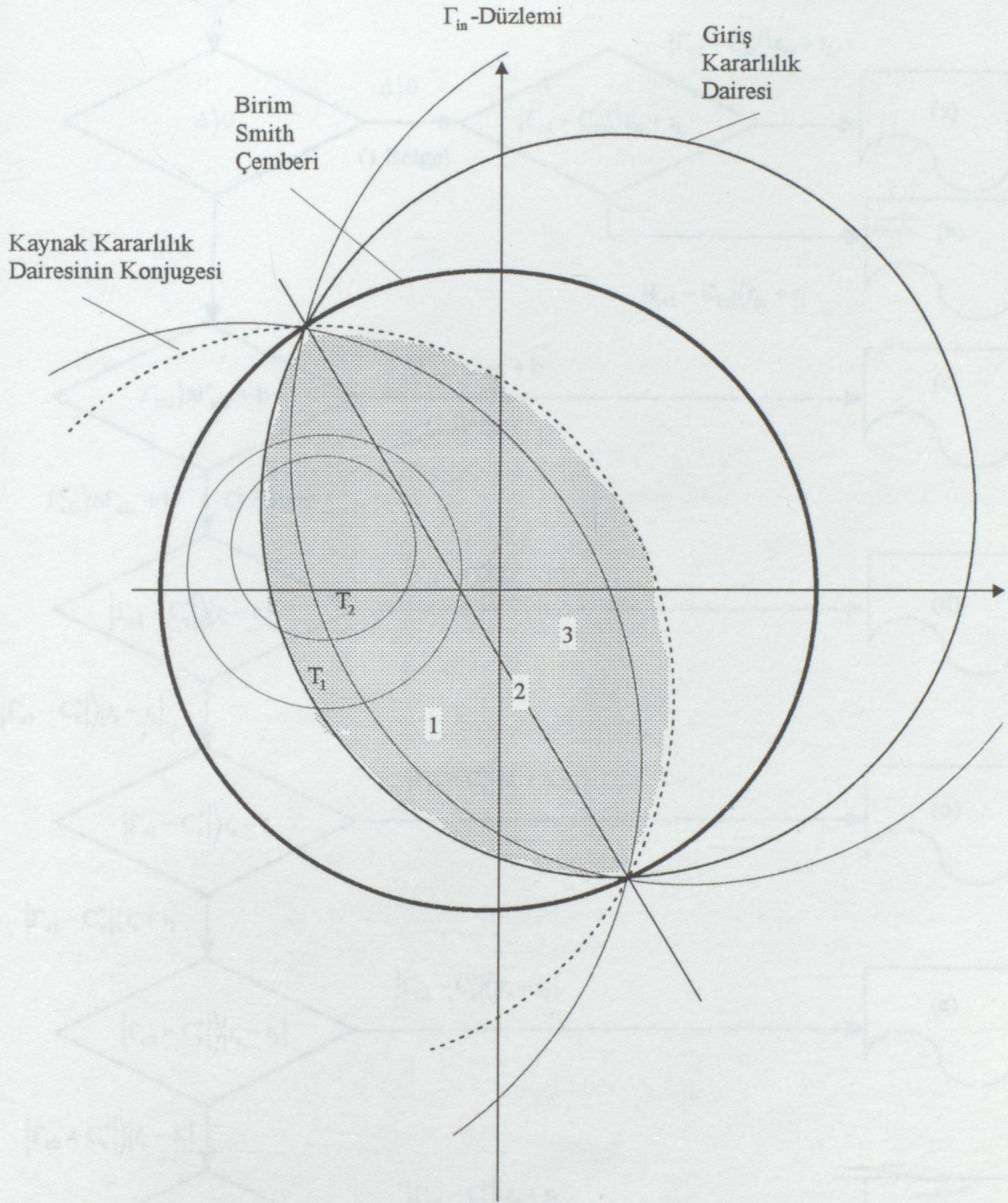
$$\Gamma_{in} = \Gamma_{in}^{(a)}, \Gamma_L = \Gamma_L^{(a)}$$

$$\Gamma_S = \Gamma_S^{(i)}$$

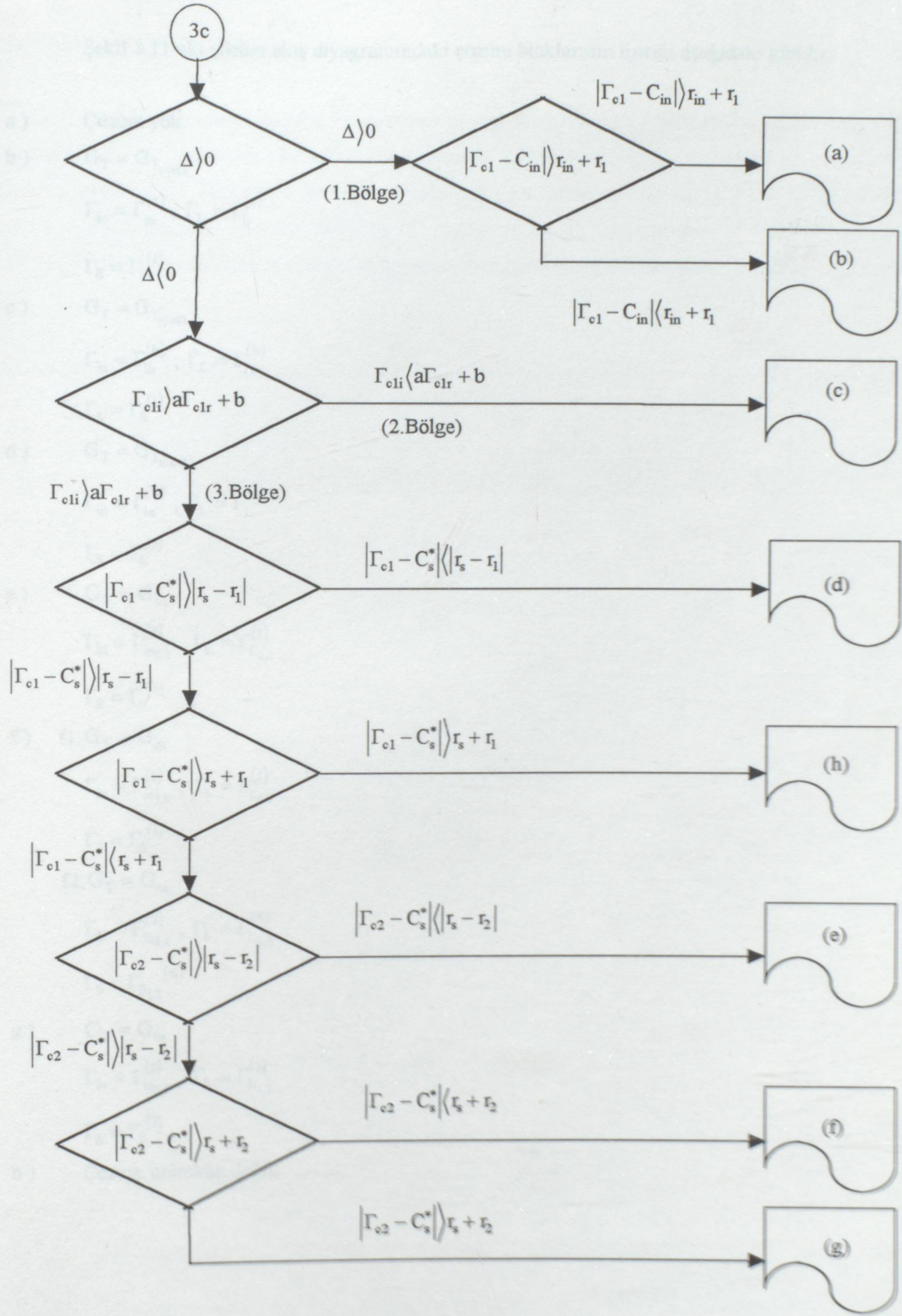
g) Çözüm yok.

III: $0 < K < 1$, $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| < 1$, $|S_{22}| > 1$ Koşullu Kararlı Durumu

Bu durumda, diğer durumlardan farklı olarak Şekil 3.10'dan görüleceği gibi üç farklı bölge için iki ayrı çözüm analizi söz konusu olduğundan ilk önce T_1 ve T_2 dairelerinin bu bölgelerden hangisinde bulunduğu tesbit edilmiş (Bak Ek.III), daha sonra çözüm yapılmıştır.



Şekil 3.10 $0 < K < 1$, $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| < 1$, $|S_{22}| < 1$ koşullu kararlı durumu için çözüm konfigürasyonu



Şekil 3.11 $0 < K < 1$, $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| < 1$, $|S_{22}| < 1$ koşullu kararlı durumu için çözüm akış diyagramı

Şekil 3.11'eki çözüm akış diyagramındaki çözüm bloklarının içeriği aşağıdaki gibidir.

- a) Çözüm yok.
- b) $G_T = G_{T_{max1}}$
 $\Gamma_{in} = \Gamma_{in}^{(a)}$, $\Gamma_L = \Gamma_L^{(a)}$
 $\Gamma_S = \Gamma_S^{(i)}$
- c) $G_T = G_{T_{max1}}$
 $\Gamma_{in} = \Gamma_{in}^{(b)}$, $\Gamma_L = \Gamma_L^{(b)}$
 $\Gamma_S = \Gamma_S^{(i)}$
- d) $G_T = G_{T_{max1}}$
 $\Gamma_{in} = \Gamma_{in}^{(b)}$, $\Gamma_L = \Gamma_L^{(b)}$
 $\Gamma_S = \Gamma_S^{(i)}$
- e) $G_T = G_m$
 $\Gamma_{in} = \Gamma_{in1,2}^{(1)}$, $\Gamma_L = \Gamma_{L1,2}^{(1)}$
 $\Gamma_S = \Gamma_S^{(i)}$
- f) f1: $G_T = G_m$
 $\Gamma_{in} = \Gamma_{in1,2}^{(1)}$, $\Gamma_L = \Gamma_{L1,2}^{(1)}$
 $\Gamma_S = \Gamma_S^{(i)}$
 f2: $G_T = G_m$
 $\Gamma_{in} = \Gamma_{in1,2}^{(2)}$, $\Gamma_L = \Gamma_{L1,2}^{(2)}$
 $\Gamma_S = \Gamma_{S1,2}^{(ii)}$
- g) $G_T = G_m$
 $\Gamma_{in} = \Gamma_{in1,2}^{(1)}$, $\Gamma_L = \Gamma_{L1,2}^{(1)}$
 $\Gamma_S = \Gamma_S^{(i)}$
- h) Çözüm mümkün değil.

4. ÇALIŞILMIŞ ÖRNEKLER

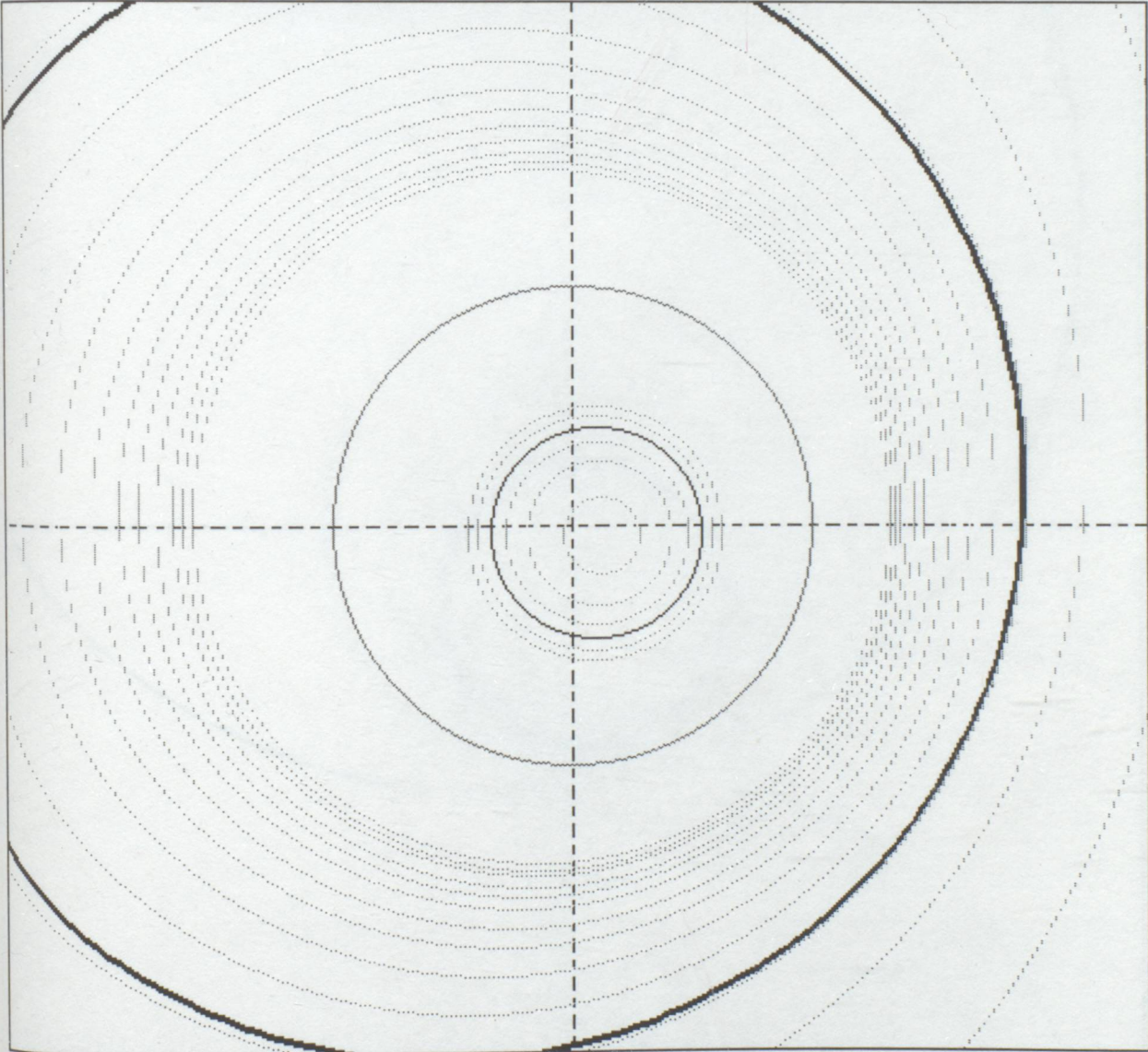
Bu bölümde çeşitli koşullu ve koşulsuz kararlı durumlar için , Mathcad bilgisayar programı kullanılarak , 'S' parametre takımları elde edilmiştir. Elde edilen herbir 'S' parametre takımı için kazanç ve kararlılık dairelerinin konfigürasyonlarının gözlemlenmesi amacıyla Pascal programlama dili ile gerekli program yazılmış ve herbir 'S' parametre takımı için koşulmuştur. Program çıktıları aşağıdaki gibi elde edilmiştir. Bu çıktıların alınmasında kullanılan pascal programı EK. V' de verilmiştir.

$k=$
 $\delta_{11} = 1.34$
 $\delta_{12} = 2.16$
 $\delta_{21} = 0.75$
 $\delta_{22} = 0.50$
 $\delta_{11} \delta_{22} - \delta_{12} \delta_{21} = 1.80$
 $\frac{\delta_{11}}{\delta_{22}} = 0.35$
 $\frac{1 - \delta_{12} \delta_{21}}{\delta_{11}} = 0.75$
 $gm = 40.31$

— : Kazanc Daireleri

— : Kon. K. K. Dairesi

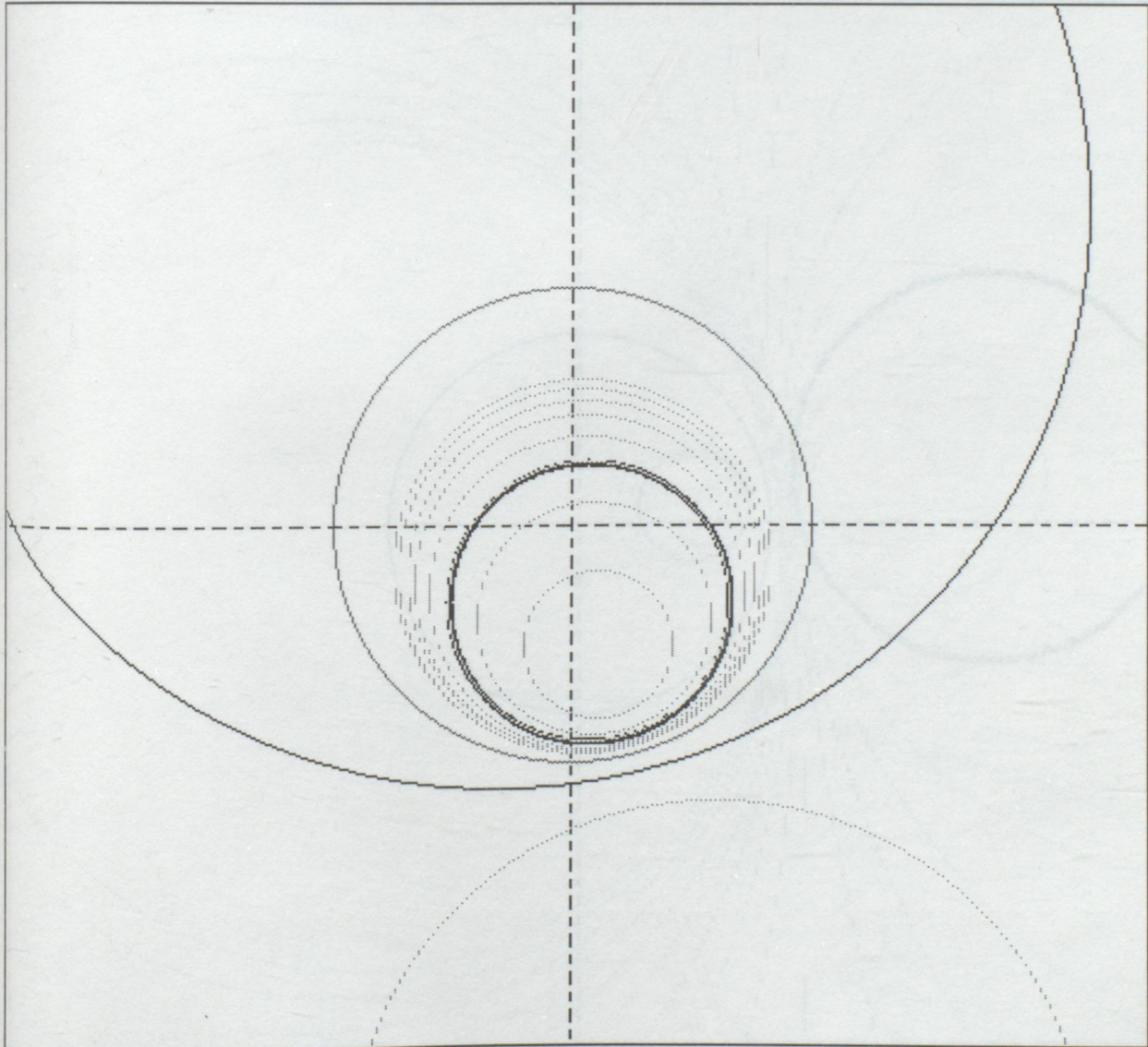
— : Giriş K. Dairesi



$k=$
 δ
 s_{11}
 s_{22}
 s_{12} s_{21}
 s_{11} / δ
 $1 - s_{22} / \delta$
 g_m

1.05
 0.42
 0.13
 0.58
 0.40
 0.31
 0.67
 0.06

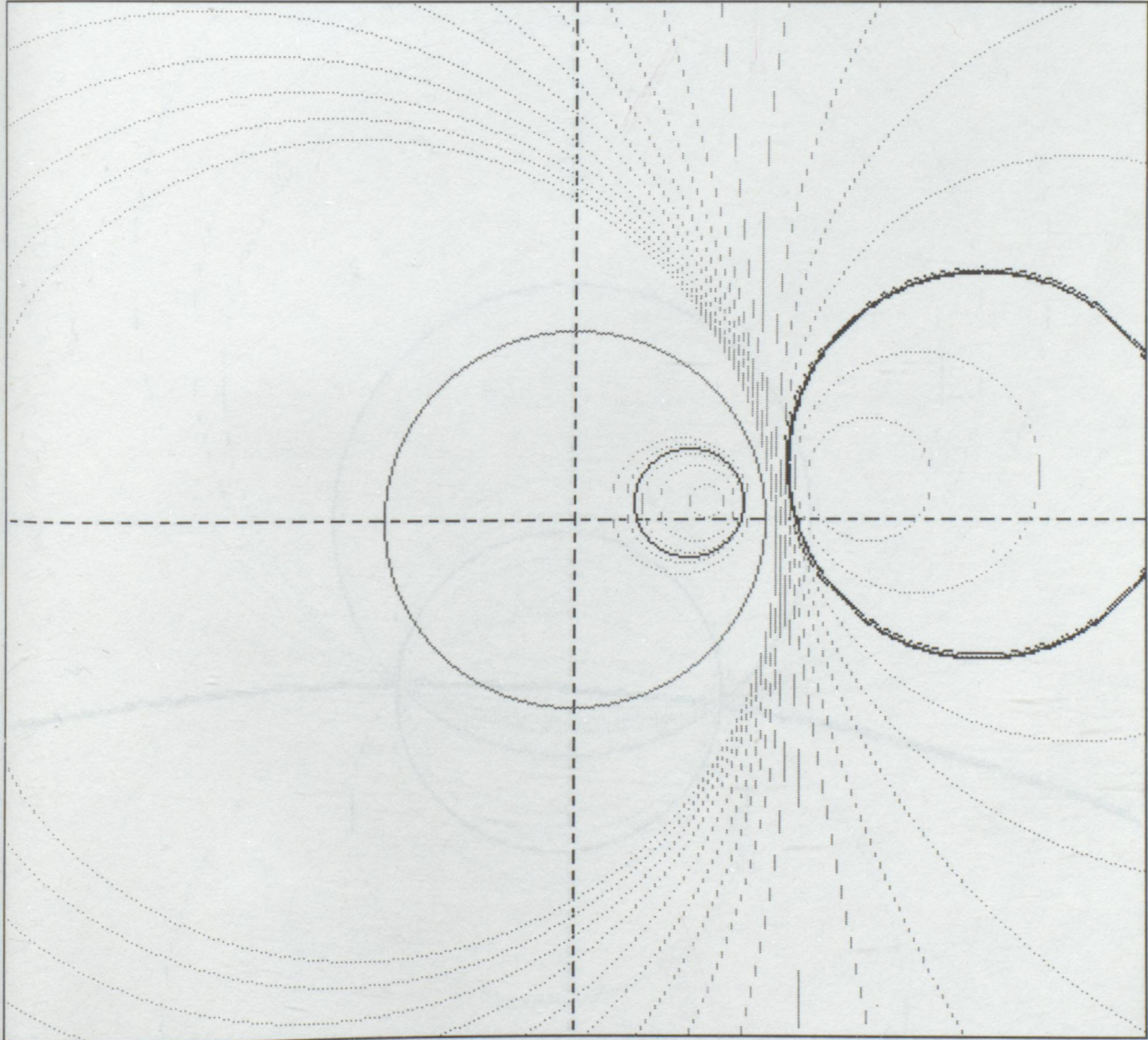
— : Kazanc Daireleri
 — : Kon. K. K. Dairesi
 — : Giris K. Dairesi



$k =$
 δ
 s_{11}
 s_{22}
 s_{12}
 s_{21}
 s_{11} / δ
 $1 - s_{22} / \delta$
 $gm =$

1.26
 5.32
 3.60
 2.30
 4.39
 0.68
 -4.29
 4.68

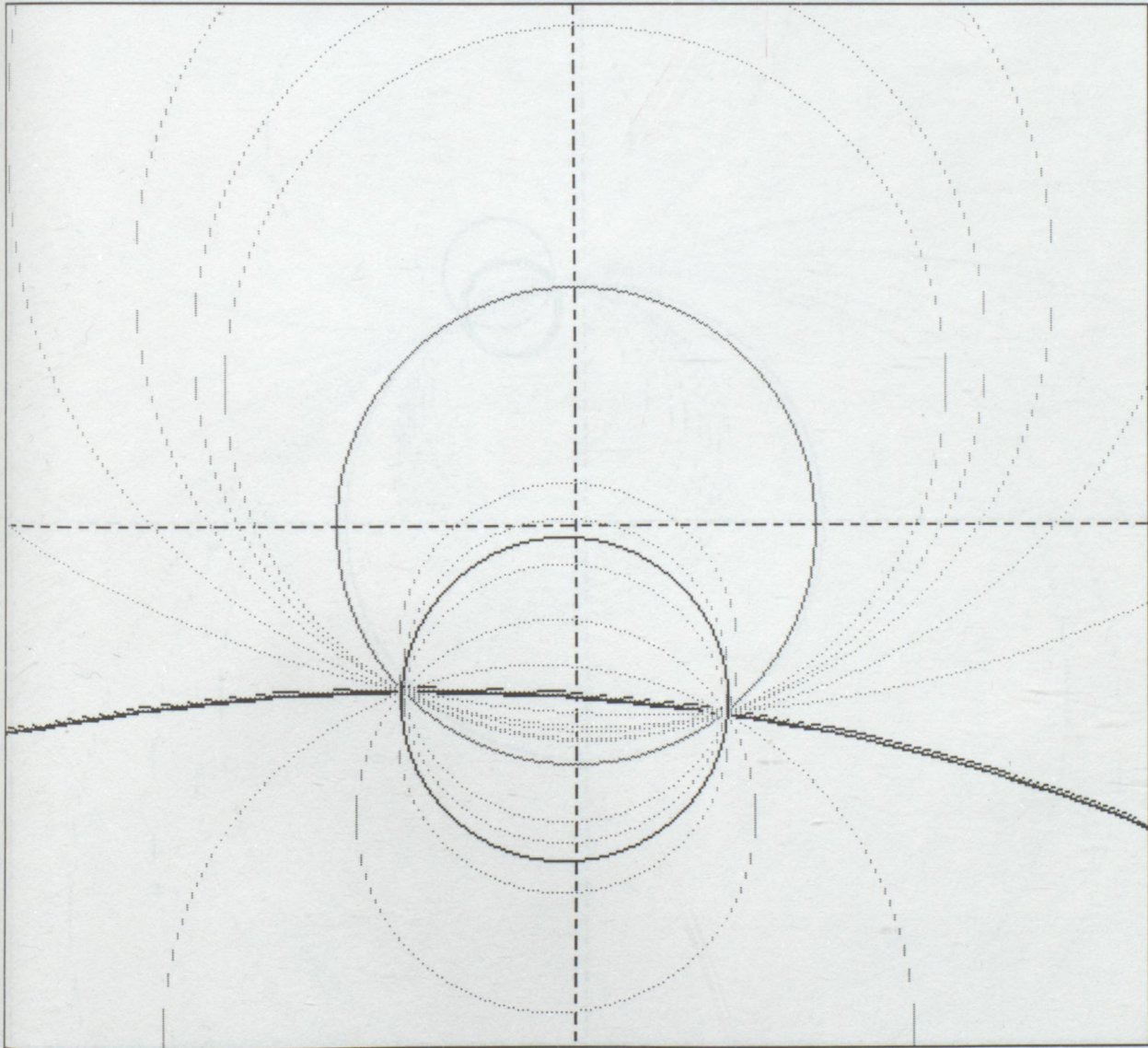
— : Kazanc Daireleri
 — : Kon. K. K. Dairesi
 — : Giris K. Dairesi



$k=$
 δ
 s_{11}
 s_{22}
 s_{12}
 s_{21}
 s_{11} / δ
 $1 - s_{22} / \delta$
 $g_m =$

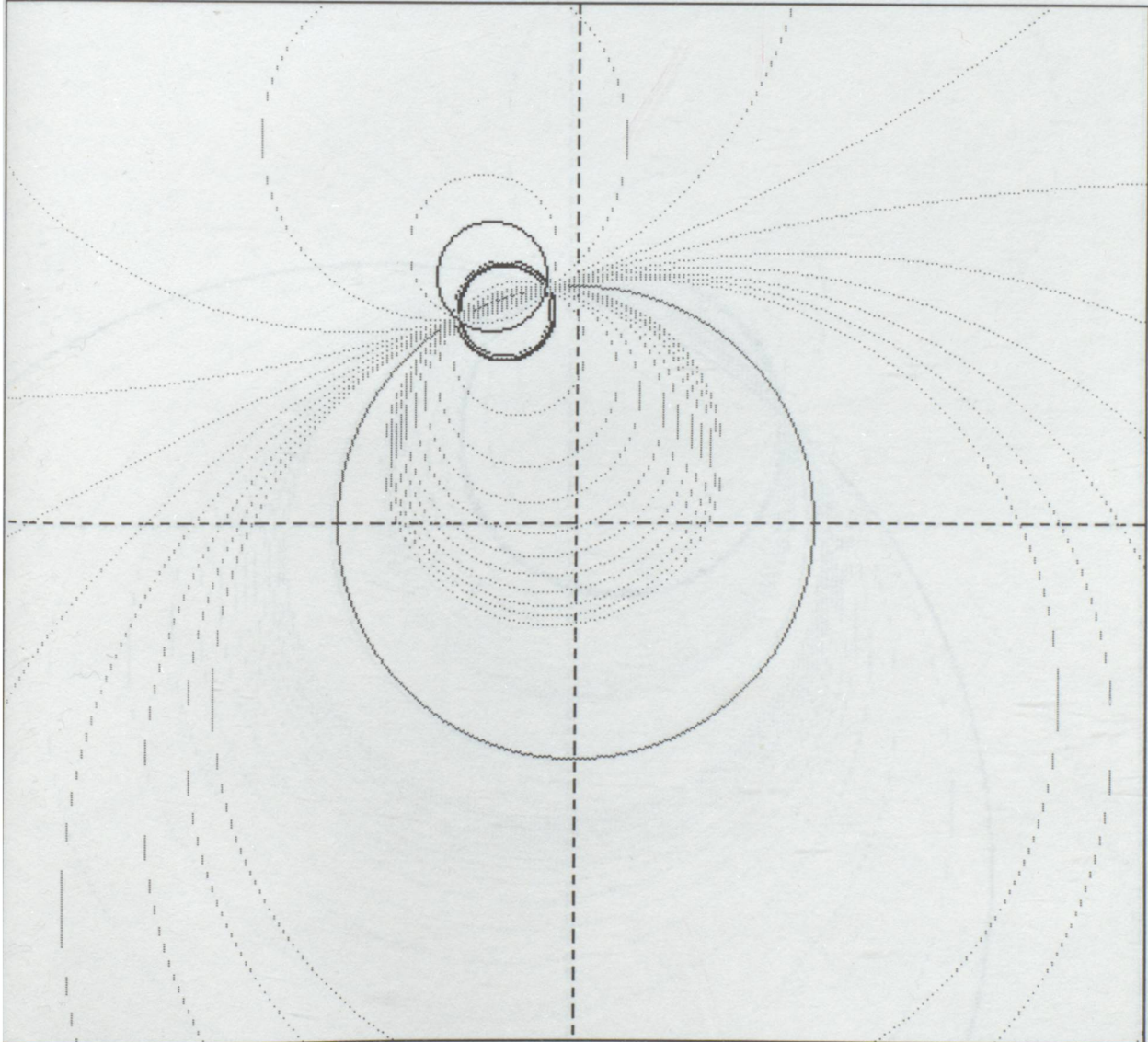
0.68
 2.16
 1.60
 1.08
 1.43
 0.74
 -0.18
 1.41

— : Kazanc Daireleri
 — : Kon. K. K. Dairesi
 — : Giris K. Dairesi



k=
:delta|= 0.34
:s11|= 0.67
:s22|= 1.05
:s12|= 0.50
:s21|= 0.15
:s11|/|:delta|= 1.56
1-:s22|:2= 0.75
gm= 30.22

— :Kazanc Daireleri
— :Kon. K. K. Dairesi
— :Giris K. Dairesi

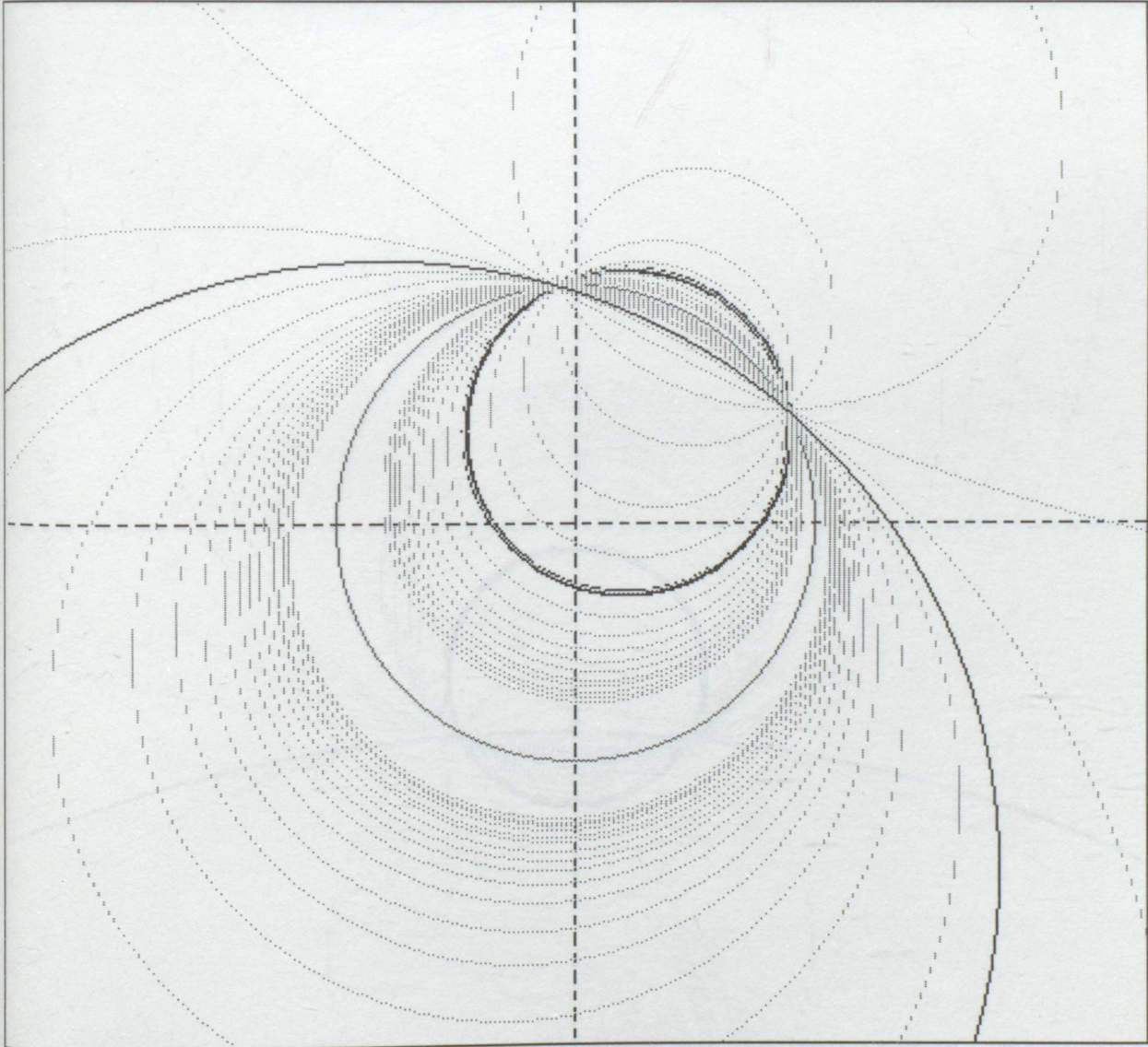


$k=$
 δ 0.93
 s_{11} 0.70
 s_{22} 0.47
 s_{12} 0.11
 s_{21} 0.67
 δ 0.68
 $1 - \delta$ 0.99
 g_m 3.32

— : Kazanc Daireleri

— : Kon. K. K. Dairesi

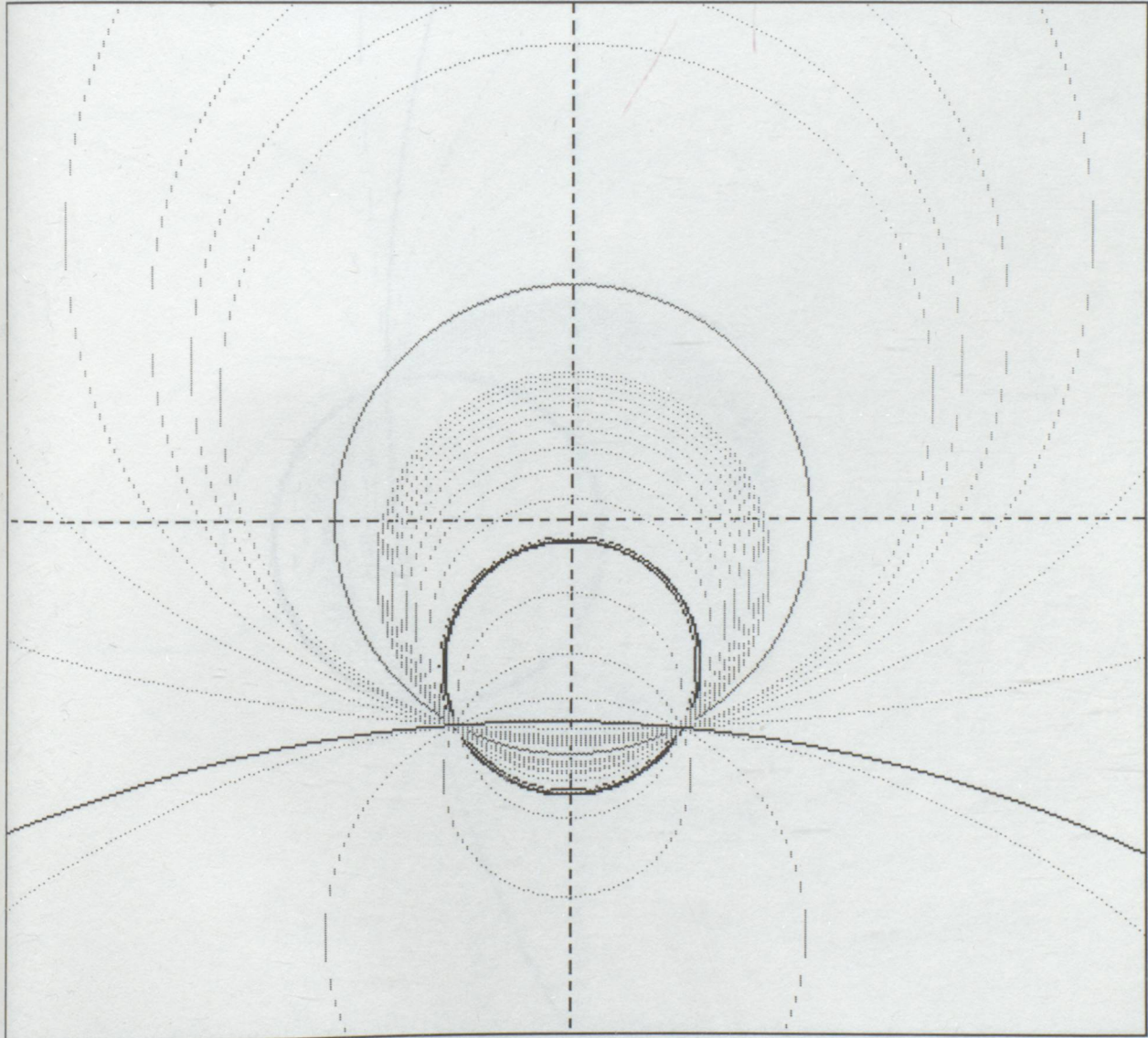
— : Giris K. Dairesi



$k =$
 $\delta =$
 $s_{11} =$
 $s_{22} =$
 $s_{12} = s_{21} =$
 $s_{11} / \delta =$
 $1 - s_{22} / \delta =$
 $g_m =$

-0.84
 0.97
 0.96
 1.07
 0.08
 0.99
 -0.14
 -62.9

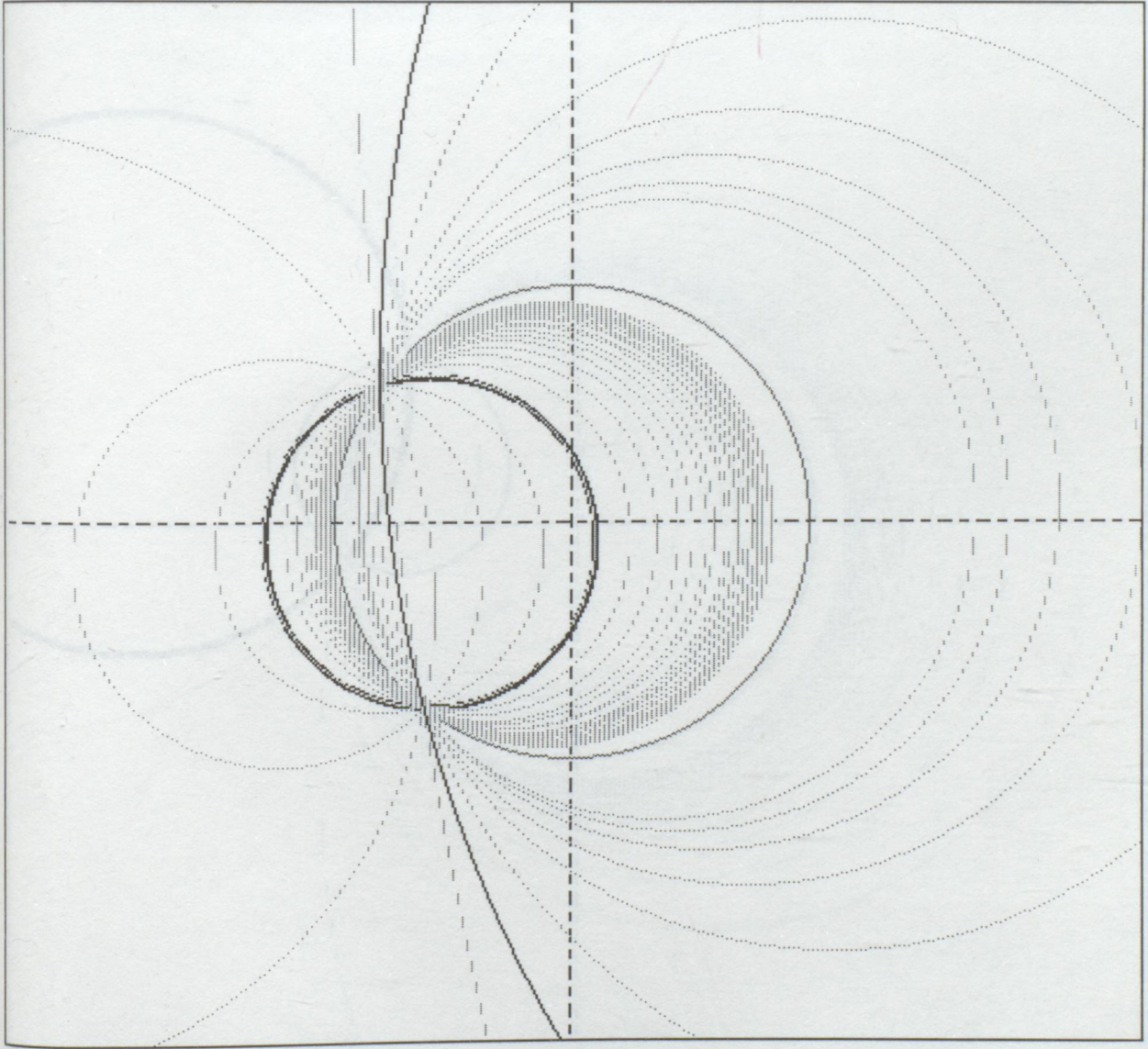
— : Kazanc Daireleri
 — : Kon. K. K. Dairesi
 — : Giris K. Dairesi



$k =$
 $\delta =$
 $s_{11} =$
 $s_{22} =$
 $s_{12} = s_{21} =$
 $s_{11} / \delta =$
 $1 - s_{22} / \delta =$
 $gm =$

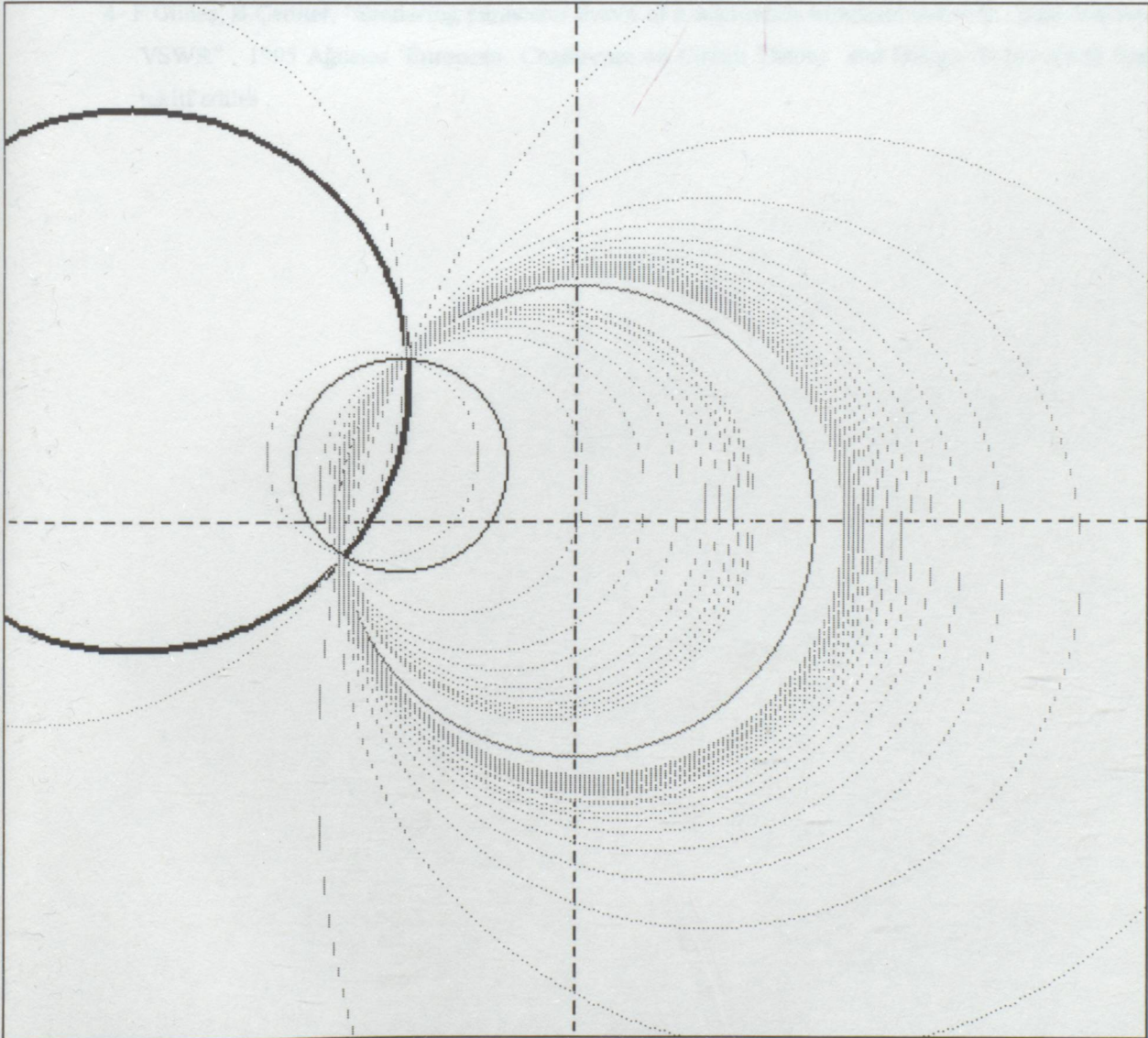
-0.80
 3.11
 3.80
 6.30
 27.02
 1.22
 -38.6
 -2.19

— : Kazanc Daireleri
 — : Kon. K. K. Dairesi
 — : Giris K. Dairesi



k=
delta= -0.66
s11= 1.99
s22= 2.40
s12= 0.54
s21= 0.81
s11/s12= 1.20
s22/s21= 0.71
gm= -2.19

— :Kazanc Daireleri
— :Kon. K. K. Dairesi
— :Giris K. Dairesi



KAYNAKLAR

- 1- Marion Lee Edwards, J.H. Sinsky , "A new criterion for linear two port stability using a single geometrically derived parameter", IEEE Tran. Microwave Theory Tech. , Vol. MTT-40 ,no.12 , Dec.1992 , pp.2303-2311.
- 2- F.Güneş, M.Güneş, M.Fidan , "Performance characterisation of a microwave transistor" , IEE Proceeding Circuits, Devices and Systems , Vol. 141 , no.5 , Oct.1994 ,pp. 337-344 .
- 3- R.Collins , "Foundation for microwave engineering", pp.713-798 , McGraw-Hill , 1992.
- 4- F.Güneş, B.Çetiner, "Scattering parameter theory of a microwave transistor stability , gain and input VSWR" , 1995 Ağustos 'European Conference on Circuit Theory and Design'da sunulmak üzere teklif edildi .

ER 1 - ...

...

...

$$\frac{1}{(s^2 + 2s + 2)} = \frac{1}{(s+1)^2 + 1}$$

$$\frac{1}{(s+1)^2 + 1} = \frac{1}{(s+1-j)(s+1+j)}$$

...

$$\frac{1}{(s+1-j)(s+1+j)} = \frac{A}{s+1-j} + \frac{B}{s+1+j}$$

...

$$\frac{1}{(s+1-j)(s+1+j)} = \frac{A}{s+1-j} + \frac{B}{s+1+j}$$

EKLER

$$\frac{(s+1-j) + (s+1+j)}{(s+1-j)(s+1+j)} = \frac{2s+2}{(s+1-j)(s+1+j)}$$

$$\frac{1}{(s+1-j)(s+1+j)} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{s+1-j} + \frac{1}{s+1+j} \right)$$

$$\frac{1}{(s+1-j)(s+1+j)} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{s+1-j} + \frac{1}{s+1+j} \right)$$

$$\frac{1}{(s+1-j)(s+1+j)} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{s+1-j} + \frac{1}{s+1+j} \right)$$

...

EK 1 : T_1 ve T_2 dairelerinin iç içe bulduklarının isbatı

T_1 ve T_2 dairelerinin iç içe bulunabilmeleri için ,

$$(r_1 - r_2)^2 \geq (|\Gamma_{c2}| - |\Gamma_{c1}|)^2 \quad (E1.1)$$

eşitsizliği sağlanmalıdır. $|\Gamma_{c1}|$, $|\Gamma_{c2}|$ (E1.1)'in sağyanında yerine konursa ,

$$(|\Gamma_{c2}| - |\Gamma_{c1}|)^2 = \frac{(1 - |\rho_i|^2)^2}{(1 + N)} \cdot |\Gamma_{op}|^2 \cdot \left(\frac{u_1 - u_2}{u_1 \cdot u_2} \right)^2 \quad (E1.1a)$$

$$(r_1 - r_2)^2 = r_1^2 + r_2^2 - 2 \cdot r_1 \cdot r_2 \quad (E1.1b)$$

r_1 ve r_2 eşitlikleri (E1.1b)'nin sağ yanında $(r_1^2 + r_2^2)$ kısmında yerine konursa

$$r_1^2 + r_2^2 = \frac{(1 - |\rho_i|^2)^2}{(1 + N)^2} \cdot \left(\frac{u_2^2 + u_1^2}{u_1^2 \cdot u_2^2} \right) + \left(\frac{N - |\Gamma_{op}|^2 + |\rho_i|^2 \cdot (1 + N)}{1 + N} \right) \cdot \frac{(u_1 + u_2)}{u_1 \cdot u_2} + 2 \cdot r_N \cdot |\rho_i| \cdot \left(\frac{u_2 - u_1}{u_1 \cdot u_2} \right) \quad (E1.2)$$

elde edilir. (E1.1b)'nin $2r_1r_2$ kısmında r_1, r_2 eşitlikleri kullanılırsa,

$$\begin{aligned} (r_1 \cdot r_2)^2 = & \left\{ \frac{(1 - |\rho_i|^2)^4}{(1 + N^4)} \cdot |\Gamma_{op}|^4 \cdot \frac{1}{u_1^2 \cdot u_2^2} + \frac{(N - |\Gamma_{op}|^2) \cdot (1 - |\rho_i|^2)^2 \cdot |\Gamma_{op}|^2}{(1 + N)^3} \cdot \frac{1}{u_1^2 \cdot u_2} \right. \\ & + \frac{(|\rho_i|^2 - 2 \cdot r_N \cdot |\rho_i|) \cdot (1 - |\rho_i|^2) \cdot |\Gamma_{op}|^2}{(1 + N)^2} \cdot \frac{1}{u_1^2 \cdot u_2} + \frac{(N - |\Gamma_{op}|^2) \cdot (1 - |\rho_i|^2)^2 \cdot |\Gamma_{op}|^2}{(1 + N)^3} \cdot \frac{1}{u_1 \cdot u_2^2} \\ & + \frac{(N - |\Gamma_{op}|^2)^2}{(1 + N)^2} \cdot \frac{1}{u_1 \cdot u_2} + \frac{(N - |\Gamma_{op}|^2) \cdot (|\rho_i|^2 - 2 \cdot r_N \cdot |\rho_i|)}{(1 + N)} \cdot \frac{1}{u_1 \cdot u_2} \\ & + \frac{(|\rho_i|^2 + 2r_N|\rho_i|)(1 - |\rho_i|^2)^2 |\Gamma_{op}|^2}{(1 + N)^2} \cdot \frac{1}{u_1 u_2^2} + \frac{(N - |\Gamma_{op}|^2)(|\rho_i|^2 + 2r_N|\rho_i|)}{(1 + N)} \cdot \frac{1}{u_1 u_2} \\ & \left. + \frac{(|\rho_i|^2 + 2r_N|\rho_i|)(|\rho_i|^2 - 2r_N|\rho_i|)}{u_1 u_2} \right\} \quad (E1.3) \end{aligned}$$

(E1.3) eşitliğinde gerekli düzenlemeler yapılırsa,

$$\begin{aligned}
(r_1 \cdot r_2)^2 = & \left\{ \frac{(1-|\rho_i|^2)^4 \cdot |\Gamma_{op}|^2}{(1+N)^4} \cdot \frac{1}{u_1^2 \cdot u_2^2} \right. \\
& + \frac{(N-|\Gamma_{op}|^2) \cdot (1-|\rho_i|^2)^2 \cdot |\Gamma_{op}|^2 + (N+1) \cdot (1-|\rho_i|^2)^2 \cdot |\rho_i|^2 \cdot |\Gamma_{op}|^2}{(1+N)^3} \cdot \frac{u_1 + u_2}{u_1 \cdot u_2} \\
& + \left[\frac{2 \cdot (N-|\Gamma_{op}|^2) \cdot |\rho_i|^2}{(1+N)} + \frac{(N-|\Gamma_{op}|^2)^2}{(1+N)^2} + |\rho_i|^4 - 4 \cdot r_N^2 \cdot |\rho_i|^2 \right] \cdot \frac{u_1 \cdot u_2}{u_1^2 \cdot u_2^2} \\
& \left. + \frac{2 \cdot r_N \cdot |\rho_i| \cdot (1-|\rho_i|^2)^2 \cdot |\Gamma_{op}|^2}{(1+N)^2} \cdot \left(\frac{u_1 - u_2}{u_1^2 \cdot u_2^2} \right) \right\} \quad (E1.3a)
\end{aligned}$$

u_1 ve u_2 eşitlikleri (E1.3a)'da yerine konursa,

$$\begin{aligned}
(r_1 \cdot r_2)^2 = & \left\{ \frac{(1-|\rho_i|^2)^4 \cdot |\Gamma_{op}|^4}{(1+N)^4} \right. \\
& + \frac{2 \cdot [(N-|\Gamma_{op}|^2) \cdot (1-|\rho_i|^2) \cdot |\Gamma_{op}|^2 + (1+N) \cdot |\rho_i|^2 \cdot (1-|\rho_i|^2) \cdot |\Gamma_{op}|^2] \cdot [1+N + (N-|\Gamma_{op}|^2) \cdot |\rho_i|^2]}{(1+N)^4} \\
& + \frac{8 \cdot (N^2 + N - N \cdot |\Gamma_{op}|^2) \cdot |\rho_i|^2 \cdot (1-|\rho_i|^2) \cdot |\Gamma_{op}|^2}{(1+N)^4} \\
& + \frac{1}{(1+N)^4} \cdot \left\{ \left[(N-|\Gamma_{op}|^2) + |\rho_i|^2 \cdot (1+N) \right]^2 - 4 \cdot (N^2 + N - N \cdot |\Gamma_{op}|^2) \cdot |\rho_i|^2 \right\} \\
& \left. \left\{ \left[(1+N) + (N-|\Gamma_{op}|^2) \cdot |\rho_i|^2 \right]^2 - 4 \cdot (N^2 + N - N \cdot |\Gamma_{op}|^2) \cdot |\rho_i|^2 \right\} \right\} \quad (E1.3b)
\end{aligned}$$

(E1.1a), (E1.2) ve (E1.3a) eşitlikleri (E1.1) eşitliğinde yerine konursa,

$$\begin{aligned}
& \left[\frac{(1-|\rho_i|^2) \cdot |\Gamma_{op}|^2}{(1+N)^2} \cdot \frac{(u_1^2 + u_2^2)}{u_1 \cdot u_2} + \frac{N-|\Gamma_{op}|^2 + (1+N) \cdot |\rho_i|^2}{(1+N)} \cdot (u_1 + u_2) + 2 \cdot r_N \cdot |\rho_i| \cdot (u_1 + u_2) - 2 \cdot [(E.3a)]^{\frac{1}{2}} \cdot u_1 \cdot u_2 \right] \\
& > \frac{(1-|\rho_i|^2)^2}{(1+N)^2} \cdot |\Gamma_{op}|^2 \cdot \frac{(u_1 - u_2)^2}{u_1 \cdot u_2} \quad (E1.4)
\end{aligned}$$

elde edilir.

(E1.4) eşitliğinde u_1, u_2 ve (E1.3b) eşitlikleri yerine yazılır ve gerekli düzenlemeler yapılırsa ,

$$\left(N^2 + N - N \cdot |\Gamma_{op}|^2 \right) \cdot |\rho_i|^2 \cdot \left\{ \left[(1+N) + \left(N - |\Gamma_{op}|^2 \right) \cdot |\rho_i|^2 - \left(N - |\Gamma_{op}|^2 \right) - (1+N) \cdot |\rho_i|^2 \right]^2 - 4 \cdot (1 - |\rho_i|^2)^2 \cdot |\Gamma_{op}|^2 \right\} \geq 0 \quad (E1.5)$$

elde edilir. (E1.5) eşitsizliğinde ,

$$\begin{aligned} u &= \sqrt{N^2 + N - N \cdot |\Gamma_{op}|^2} \cdot |\rho_i| \\ v &= (1+N) \cdot (1 - |\rho_i|^2) + \left(|\Gamma_{op}|^2 - N \right) \cdot (1 - |\rho_i|^2) = \left(1 + |\Gamma_{op}|^2 \right) \cdot (1 - |\rho_i|^2) \\ l &= 2 \cdot (1 - |\rho_i|^2) \cdot |\Gamma_{op}| \end{aligned}$$

tanımlarıyla (E1.5) 'i

$$u^2 \cdot v^2 - u^2 \cdot l^2 \geq 0 \quad (E1.6)$$

şeklinde yazabiliriz. u, v, l ifadelerine bakılırsa ,

$$u \geq 0, v \geq 0 \text{ ve } l \geq 0 \text{ 'dır.}$$

$u^2 \cdot v^2 - u^2 \cdot l^2 = (u \cdot v - u \cdot l) \cdot (u \cdot v + u \cdot l)$ açılımında $(u \cdot v + u \cdot l) \geq 0$ olduğu görülür, eğer $(u \cdot v - u \cdot l) \geq 0$ olduğu gösterilirse isbat tamamlanmış olacaktır. u, v, l tanımları aşağıdaki ifadede yerine konursa ,

$$\begin{aligned} u \cdot v - u \cdot l &= \sqrt{N^2 + N - N \cdot |\Gamma_{op}|^2} \cdot |\rho_i| \cdot \left[\left(1 + |\Gamma_{op}|^2 \right) \cdot (1 - |\rho_i|^2) - 2 \cdot (1 - |\rho_i|^2) \cdot |\Gamma_{op}| \right] \\ &= \sqrt{N^2 + N - N \cdot |\Gamma_{op}|^2} \cdot |\rho_i| \cdot (1 - |\rho_i|^2) \cdot \left(1 + |\Gamma_{op}|^2 - 2 \cdot |\Gamma_{op}| \right) \\ &= \sqrt{N^2 + N - N \cdot |\Gamma_{op}|^2} \cdot |\rho_i| \cdot (1 - |\rho_i|^2) \cdot \left(1 - |\Gamma_{op}| \right)^2 \geq 0 \end{aligned} \quad (E1.7)$$

eşitliğiyle isbat tamamlanmış olur. Yapılan işlemler sonucu (E1.1) eşitsizliği netice itibariyle

$$\left(N^2 + N - N \cdot |\Gamma_{op}|^2 \right) \cdot |\rho_i|^2 \cdot (1 - |\rho_i|^2)^2 \cdot \left(1 - |\Gamma_{op}|^2 \right) \cdot \left(1 + |\Gamma_{op}| \right)^2 \geq 0, \quad \forall |\Gamma_{op}|, |\rho_i|, N \quad (E1.8)$$

şeklinde yazılabilir. (E1.8) eşitsizliğinde eşitlik $|\rho_i| = 0$ veya $N=0$ ise vardır. Bunun manası giriş kompleks konjuge uydurması ($|\rho_i| = 0$) veya gürültü uydurması ($N=0$) yapılırsa , T_1 ve T_2 dairelerinin çakışık pozisyonda tek bir daire ifade edeceğidir.

EK II. Γ_{in} düzleminde Γ_1 dairesi ile kazanç dairesinin iç veya dış teğet olması durumunda kazanç dairesinin kazanç değerinin bulunması.

$$|\Gamma_{C_1} - C_g|^2 = (r_g \mp r_1)^2 \quad (E2.1)$$

(E.2.1)'i açarsak ;

$$|\Gamma_{C_1}|^2 + |C_g|^2 - 2 \operatorname{Re}\{\Gamma_{C_1} C_g^*\} = r_g^2 + r_1^2 \mp 2r_1 r_g \quad (E2.2a)$$

$$|\Gamma_{C_1}|^2 + |C_g|^2 - 2\Gamma_{C_{1r}} C_{gr} - 2\Gamma_{C_{1i}} C_{gi} = r_g^2 + r_1^2 \mp 2r_1 r_g \quad (E2.2b)$$

burada $\operatorname{Re}\{\Gamma_{C_1}\} = \Gamma_{C_{1r}}$, $\operatorname{Im}\{\Gamma_{C_1}\} = \Gamma_{C_{1i}}$ olarak ifade edilmiştir .

$$D = |\Gamma_{C_1}|^2 + |C_g|^2 - r_1^2 - r_g^2 \quad (E2.3a)$$

Γ_{C_1} , C_g , r_1 , r_g eşitlikleri (E.2.3.a)'da yerine konursa ,

$$D = \frac{(|\Gamma_{op}|^2 - N)}{(N+1)u_1} - \frac{(|\rho_i|^2 + 2r_N|\rho_i|)}{u_1} + \frac{(|\Delta|^2 - |S_{11}|^2)(1 - |\rho_i|^2) - G_T|S_{12}|^2}{G_T|S_{12}|^2 + (1 - |\rho_i|^2)(|S_{22}|^2 - 1)} \quad (E2.3b)$$

$$F = \frac{(|\Gamma_{op}|^2 - N)}{(N+1)u_1} - \frac{(|\rho_i|^2 + 2r_N|\rho_i|)}{u_1}$$

$$l = (|\Delta|^2 - |S_{11}|^2)(1 - |\rho_i|^2)$$

$$m = (1 - |\rho_i|^2)(|S_{22}|^2 - 1)$$

$$\rho = (1 - |\rho_i|^2)$$

$$s = |S_{12}S_{21}|$$

tanımlamalarıyla (E.2.2b) eşitliği ,

$$\left(D + \frac{2\Gamma_{C_{1r}}\rho C_{Sr}}{m + G_T|S_{12}|^2} + \frac{2\Gamma_{C_{1i}}\rho C_{Si}}{m + G_T|S_{12}|^2} \right) = \pm 2r_1 s \frac{\sqrt{G_T^2 \left| \frac{S_{12}}{S_{21}} \right|^2 - 2\rho k G_T \left| \frac{S_{12}}{S_{21}} \right| + \rho^2}}{|m + G_T|S_{12}|^2|} \quad (E2.4)$$

Her iki tarafın karesini alıp,

$$r = 2\Gamma_{C_{1r}}\rho C_{Sr}$$

$$i = 2\Gamma_{C_{1i}}\rho C_{Si}$$

$$Fm + l + r + i = \eta$$

$$G_T \left| \frac{S_{12}}{S_{21}} \right| = p$$

$$4r_1^2 s^2 = d$$

$$\rho d = y$$

$$(sF - s) = z$$

tanımlamalarıyla ,

$$(z^2 - a)p^2 + 2(\eta z + ky)p + \eta^2 - \rho y = 0 \quad (E2.5)$$

elde edilir .

$$z^2 - a = A$$

$$2(\eta z + ky) = B$$

$$\eta^2 - \rho y = C$$

tanımlamalarıyla ,

$$Ap^2 + Bp + C = 0 \quad (E2.6)$$

neticesi elde edilir .

$$p_{1,2} = \frac{-B \mp \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A}, \text{ dan } G_{T_{\max 1,2}}^{(1)} = G_{T_{1,2}} = p_{1,2} \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \text{ olarak elde edilir.}$$

Aynı şekilde T_2 dairesi ile ona iç veya dış teğet konumundaki kazanç dairesinin kazanç değeri $G_{T_{\max 1,2}}^{(2)}$,

$$\left| \Gamma_{C_2} - C_g \right|^2 = (r_2 \mp r_g)^2 \text{ denkleminin çözülmesiyle bulunur.}$$

EK III: $0 < K < 1$, $\left| \frac{S_{11}}{\Delta} \right| < 1$, $|S_{22}| < 1$ koşullu kararlılık durumunda 1 ,2 ve 3. bölgelerinin tesbiti .

Şekil.3.10'e bakılırsa , yarıçap sonsuz , kazancı ise $(1-|\rho_i|^2) \frac{1-|S_{22}|^2}{|S_{12}S_{21}|}$ olan çember bir doğru gibidir . Bu doğrunun denklemi ,

$$\Gamma_{in_i} = \left(\frac{\Gamma_{in_{i2}} - \Gamma_{in_{i1}}}{\Gamma_{in_{r2}} - \Gamma_{in_{r1}}} \right) \Gamma_{in_r} + \left(\frac{\Gamma_{in_{i1}} \Gamma_{in_{r2}} - \Gamma_{in_{i2}} \Gamma_{in_{r1}}}{\Gamma_{in_{r2}} - \Gamma_{in_{r1}}} \right) \quad (E3.1)$$

şeklindedir . Burada $(\Gamma_{in_{r1}}, \Gamma_{in_{i1}})$ ve $(\Gamma_{in_{r2}}, \Gamma_{in_{i2}})$ doğrunun Birim Smith çemberi ile kesişme noktalarıdır . (E3.1)'i

$$\Gamma_{in_i} = a\Gamma_{in_r} + b \quad (E3.2)$$

şeklinde yazalım . T_1 çemberinin denklemi

$$\Gamma_{in_i}^2 + \Gamma_{in_r}^2 - 2\Gamma_{Cl_r} \Gamma_{in_r} - 2\Gamma_{Cl_i} \Gamma_{in_i} + r_1^2 = 0 \quad (E3.2)$$

(E3.1.a) , (E3.2)'de yerine konursa ,

$$(a^2 + 1)\Gamma_{in_r}^2 + (2ab - 2\Gamma_{Cl_r} - 2\Gamma_{Cl_i}a)\Gamma_{in_r} + b^2 - 2\Gamma_{Cl_i}b + r_1^2 = 0 \quad (E3.3)$$

elde edilir . (E3.3)'ü

$$A\Gamma_{in_r}^2 + B\Gamma_{in_r} + C = 0 \quad (E3.3.a)$$

şeklinde yazarsak , $\Delta = B^2 - 4AC$ 'dir . $\Delta > 0$ ise kesişme vardır , bu durum 2. bölgeyi ifade eder . $\Delta < 0$ ise T_1 ile doğru kesişmeyecektir . Bu durum 1. veya 3. bölgeyi belirtir .

T_1 'in merkezi $(\Gamma_{Cl_r}, \Gamma_{Cl_i})$ eşitliği (E3.1.a)'da yerine konursa

$$\Gamma_{Cl_i} > a\Gamma_{Cl_r} + b \quad (E3.4.a)$$

veya

$$\Gamma_{Cl_i} < a\Gamma_{Cl_r} + b \quad (E3.4.b)$$

olabilir . (E3.4.a) 3. bölgeyi , (E3.4.b) 2. bölgeyi belirtir .

EK IV: Γ_{in} Düzleminde T_1 ve T_2 Dairelerinin Elde Edilmesi

$$|\Gamma_{CN} - \Gamma_{CV}|^2 = (r_N \mp r_V)^2 \quad (E4.1)$$

(E4.1) eşitliğinde (2.3b), (2.3c), (2.4b) ve (2.4c) yerine konursa,

$$\begin{aligned} & \frac{|\Gamma_{op}|^2}{(N+1)^2} - 2 \frac{(1-|\rho_i|^2)}{(N+1)(1-|\Gamma_{in}|^2|\rho_i|^2)} (\Gamma_{op_r} \Gamma_{in_r} - \Gamma_{op_i} \Gamma_{in_i}) + \frac{(1-|\rho_i|^2)^2 |\Gamma_{in}|^2}{(1-|\Gamma_{in}|^2|\rho_i|^2)^2} \\ &= \frac{N(N+1-|\Gamma_{op}|^2)}{(N+1)^2} \mp 2 \frac{[N(N+1-|\Gamma_{op}|^2)]^{1/2} (1-|\Gamma_{in}|^2)|\rho_i|}{(N+1)(1-|\Gamma_{in}|^2|\rho_i|^2)} + \frac{(1-|\Gamma_{in}|^2)^2 |\rho_i|^2}{(1-|\Gamma_{in}|^2|\rho_i|^2)^2} \end{aligned} \quad (E4.2)$$

elde edilir. (E4.2)' de uygun düzenlemeler yapılırsa,

$$\frac{|\Gamma_{op}|^2 - N}{(N+1)} - 2 \frac{(1-|\rho_i|^2)}{(N+1)(1-|\Gamma_{in}|^2|\rho_i|^2)} (\Gamma_{op_r} \Gamma_{in_r} - \Gamma_{op_i} \Gamma_{in_i}) + \frac{|\Gamma_{in}|^2 - |\rho_i|^2}{(1-|\Gamma_{in}|^2|\rho_i|^2)} \pm 2 \frac{r_N(1-|\Gamma_{in}|^2)|\rho_i|}{(1-|\Gamma_{in}|^2|\rho_i|^2)} = 0 \quad (E4.3)$$

elde edilir. (E4.3) eşitliğinin her iki yanını $(1+N)(1-|\Gamma_{in}|^2|\rho_i|^2)$ terimi ile çarparsak,

$$\begin{aligned} & (|\Gamma_{op}|^2 - N)(1-|\Gamma_{in}|^2|\rho_i|^2) - 2(1-|\rho_i|^2)(\Gamma_{op_r} \Gamma_{in_r} - \Gamma_{op_i} \Gamma_{in_i}) + (|\Gamma_{in}|^2 - |\rho_i|^2)(N+1) \\ & \pm 2r_N(1-|\Gamma_{in}|^2)|\rho_i|(N+1) = 0 \end{aligned} \quad (E4.4)$$

elde edilir. (E4.4) eşitliğinde uygun düzenlemeler yapılırsa,

$$\begin{aligned} & \left(1 \mp 2r_N|\rho_i|^2 + \frac{N-|\Gamma_{op}|^2}{1+N}|\rho_i|^2 \right) |\Gamma_{in}|^2 + \frac{|\Gamma_{op}|^2 - N}{N+1} + (-|\rho_i|^2 \pm 2r_N|\rho_i|) \\ & - 2 \frac{(1-|\rho_i|^2)}{1+N} (\Gamma_{op_r} \Gamma_{in_r} - \Gamma_{op_i} \Gamma_{in_i}) = 0 \end{aligned} \quad (E4.5)$$

$$u_{1,2} = 1 \mp 2r_N|\rho_i| + \frac{N-|\Gamma_{op}|^2}{1+N}|\rho_i|^2 \quad \text{tanımlamasıyla } (+ \rightarrow u_1, - \rightarrow u_2),$$

$$|\Gamma_{in}|^2 - 2 \frac{(1-|\rho_i|^2)}{(1+N)u_{1,2}} \Gamma_{op_r} \Gamma_{in_r} + 2 \frac{(1-|\rho_i|^2)}{(1+N)u_{1,2}} \Gamma_{op_i} \Gamma_{in_i} + \frac{|\Gamma_{op}|^2 - N}{(N+1)u_{1,2}} + \frac{(-|\rho_i|^2 \pm 2r_N|\rho_i|)}{u_{1,2}} = 0 \quad (E4.6)$$

elde edilir. (E4.6) eşitliği Γ_{in} düzleminde T_1 , T_2 çemberlerini ifade eder.

EK.V

Uses Crt,graph;

var

```
t,r11,r12,r21,r22,q11,q12,q21,q22,ri,gt,k,gtmin,gtmax:real;
rg,Mgr,mgq,a,b,c,d,del,r1,q1,r2,q2,csr,csq:real;
gtmn,gtmx,ro,ro1,ro2,ro3,csm,csa,cs1r,cs1s,cs2r,cs2s,cs3r,cs3s:real;
cs4r,cs4s,cs5r,cs5s,cs6r,cs6s:real;
g11,s11,g12,s12,g21,s21,g22,s22:real;
kg11,ks11,kg12,ks12,kg21,ks21,kg22,ks22,kdel,ka:real;
gg11,gs11,gg12,gs12,gg21,gs21,gg22,gs22,gdel,ga:real;
cin1m,cin1a,cin2m,cin2a,cin3,cin1r,cin1s,cin2r,cin2s,cinr,cins:real;
rin,cc,e,f,gai1,gai2,gar1,gar2,e1:real;
sayac:integer;
Gd, Gm: Integer;
gem: real;
i1,i2:integer;
renk: word;
errc,i,crp,par: Integer;
s,ys,xs,os:string[5];
```

```
procedure PtoC(var r,q,a,b:real);
```

```
var f:real;
begin
  f:=Pi*Q/180;
  a:=r*cos(f);
  b:=r*sin(f);
end;
```

```
procedure CtoP(a,b:real;var r,Q:real);
```

```
var f:real;
begin
  if a>=0 then r:=sqrt(sqr(a)+sqr(b))
  else r:=-sqrt(sqr(a)+sqr(b));
  if a<>0 then f:=arctan(b/a)
  else if b>0 then f:=pi/2 else f:=3*pi/2;
  Q:=180*f/pi;
end;
```

```
procedure ADD(r1,q1,r2,q2:real;var r,q:real);
```

```
var a,b,a1,a2,b1,b2:real;
begin
  PtoC(r1,q1,a1,b1);
  PtoC(r2,q2,a2,b2);
  a:=a1+a2;b:=b1+b2;
  CtoP(a,b,r,q);
end;
```

```
procedure MLT(r1,q1,r2,q2:real;var r,q:real);
```

```
begin
  r:=r1*r2;q:=q1+q2;
```



```

end;

procedure DVS(r1,q1,r2,q2:real;var r,q:real);

begin
  r:=r1/r2;q:=q1-q2;
end;

procedure SUB(r1,q1,r2,q2:real;var r,q:real);

begin
  r2:=-r2;
  ADD(r1,q1,r2,q2,r,q);
end;

procedure deger_oku(sec:integer);

begin
  case sec of
    1:begin
      r11:=3.6;q11:=-43;r12:=1.33;q12:=85;r21:=3.3;q21:=-44;r22:=2.3;q22:=49;
    end;
    2:begin
      r11:=0.964;q11:=144;r12:=0.039;q12:=120;r21:=1.95;q21:=-59;r22:=1.068;q22:=-45;
    end;
    3:begin
      r11:=0.980;q11:=134;r12:=1.970;q12:=-76;r21:=0.061;q21:=113;r22:=1.1;q22:=-59;
    end;
    4:begin
      r11:=1.05;q11:=20;r12:=0.050;q12:=120;r21:=3.00;q21:=40;r22:=0.50;q22:=-50;
    end;
    5:begin
      r11:=0.132;q11:=-85;r12:=3.132;q12:=74;r21:=0.127;q21:=65;r22:=0.575;q22:=-31;
    end;
    6:begin;
      r11:=0.69;q11:=-123;r12:=0.11;q12:=48;r21:=1.29;q21:=78;r22:=0.52;q22:=-77;
    end;
    7:begin
      r11:=0.95;q11:=-22;r12:=0.04;q12:=80;r21:=3.5;q21:=165;r22:=0.061;q21:=-13;
    end;
    8:begin
      r11:=0.65;q11:=180;r12:=0.042;q12:=29;r21:=3.98;q21:=69;r22:=0.54;q22:=-46;
    end;
    9:begin
      r11:=1.10;q11:=144;r12:=0.039;q12:=120;r21:=1.95;q21:=-59;r22:=1.068;q22:=-45;
    end;
    10:begin
      r11:=1.6;q11:=91.6;r12:=1.017;q12:=117.4;r21:=1.41;q21:=115;r22:=1.084;q22:=-133.7;
    end;
    11:begin
      r11:=1.6;q11:=58.6;r12:=1.59;q12:=163.5;r21:=0.889;q21:=143.3;r22:=1.01;q22:=166.7;
    end;
    12:begin
      r11:=0.2;q11:=20;r12:=0.05;q12:=120;r21:=3;q21:=40;r22:=0.5;q22:=-50;
    end;
  end;
end;

```



```

13:begin
    r11:=0.75;q11:=-60;r12:=0.3;q12:=70;r21:=6.00;q21:=90;r22:=0.50;q22:=60;
end;
14:begin
    r11:=2.4;q11:=83;r12:=0.605;q12:=94;r21:=1.34;q21:=109;r22:=0.536;q22:=-97;
end;
15:begin
    r11:=3.8;q11:=-75;r12:=3.86;q12:=-93;r21:=7;q21:=-56;r22:=6.3;q22:=-73;
end;
16:begin
    r11:=0.47315;q11:=-37;r12:=0.5309;q12:=-74;r21:=1.2589;q21:=-117;r22:=0.1122;q22:=87;
end;
end;

BEGIN {Ana Program Baslangici}
  clrscr;
  crp:=80;
  for sayac:=1 to 17 do
    begin
      deger_oku(sayac);
      ri:=0.5;
      DetectGraph(Gd,gm);
      InitGraph(Gd, Gm, "");
      errc:=GraphResult;
      if errc <> grOk then Halt(1);

      {B.S.C. ve koordinat ekseni}
      setcolor(1);
      setlinestyle(2,0,1);
      line(0,240,440,240);
      line(220,0,220,480);
      setcolor(2);
      circle(220,240,crp*1);

      {Giris Kararlilik Dairesi}
      mlt(r11,q11,r22,q22,r1,q1);
      mlt(r12,q12,r21,q21,r2,q2);
      sub(r1,q1,r2,q2,del,a);
      k:=(1-r11*r11-r22*r22+del*del)/(2*r12*r21);
      gem:=2*(1-ri*ri)*k*r21/r12;
      if k>1 then
        begin
          gtmin:=r21*(1-ri*ri)*(k+sqrt(k*k-1))/r12;
          gtmax:=r21*(1-ri*ri)*(k-sqrt(k*k-1))/r12;
        end
      else
        begin
          gtmax:=0;
          gtmin:=-1;
        end;
      mlt(r22,-q22,del,a,r1,q1);
      sub(r11,q11,r1,q1,csr,csq);
      cc:=1-sqr(r22);

```



```

ptoc(csr,csq,cs1r,cs1s);
cinr:=cs1r/cc;cins:=cs1s/cc;
rin:=(r12*r21)/(abs(cc));
setcolor(7);
setlinestyle(1,0,3);
Circle(220+round(cinr*crp),round(-cins*crp)+240,round(rin*crp)); {Giris Kararlilik dairesi}

```

{Kazanc Daireleri}

```

setcolor(11);
setlinestyle(0,0,1);
i1:=abs(round(20*gem));i2:=-1*i1;
for i:=i2 to i1 do
begin
gt:=i*0.3;
str(gt,s);
if (gtmin<gt) or (gtmax>gt) then
begin
a:=sqrt(gt*gt*r12*r12/r21/r21-2*(1-ri*ri)*k*r12/r21*gt+sqrt(1-ri*ri));
b:=gt*r12*r12-(1-ri*ri)*(1-r22*r22);
rg:=a*r12*r21/abs(b);
c:=(1-ri*ri)/b;
mlt(c,0,csr,csq,mgr,mgq);
ptoc(mgr,mgq,a,b);
Circle(220+round(a*crp),round(-b*crp)+240,round(rg*crp));
end;
end;
end;

```

{Konjuge kaynak kararlilik dairesi}

```

mlt(r11,q11,r22,q22,r1,q1);
mlt(r12,q12,r21,q21,r2,q2);
sub(r1,q1,r2,q2,del,a);
ro1:=r21*r12;
ro2:=abs(r11*r11-sqr(del));
ro:=ro1/ro2;
ptoc(r11,q11,kg11,ks11);
ptoc(del,a,kdel,ka);
ctop(kdel,-ka,gdel,ga);
ctop(kg11,-ks11,gg11,gs11);
mlt(r22,q22,gdel,ga,cs1r,cs1s);
sub(gg11,gs11,cs1r,cs1s,cs2r,cs2s);
ptoc(cs2r,cs2s,cs3r,cs3s);
cs4r:=sqr(r11)-sqr(del);
csm:=cs3r/cs4r;
csa:=cs3s/cs4r;
setcolor(1);
setlinestyle(0,0,1);
Circle(220+round(csm*crp),round(csa*crp)+240,round(ro*crp)); {Konjuge Kay.Kar.Dairesi}
a:=round(csm*crp);b:=round(-csa*crp);rg:=round(ro*crp);

```

{Yazıların yazılması}

```

setcolor(7);
rectangle(0,0,439,479);
setcolor(0);
setfillstyle(1,0);
bar(440,0,640,480);

```



```

setcolor(7);
str(k:3:2,s);
outtextxy(450,10,' k=');outtextxy(600,10,s);
str(abs(del):3:2,ys);str(r11:3:2,xs);str(r22:3:2,os);
outtextxy(450,20,' |delta|=');outtextxy(600,20,ys);
outtextxy(450,30,' |s11|=');outtextxy(600,30,xs);
outtextxy(450,40,' |s22|=');outtextxy(600,40,os);
str((r12*r21):3:2,ys);
outtextxy(450,50,' |s12||s21|=');outtextxy(600,50,ys);
str(r11/abs(del):3:2,ys);str((1-sqr(r22)):3:2,xs);
outtextxy(450,60,'|s11|/||del|=');outtextxy(600,60,ys);
outtextxy(450,70,' 1-|s22|2=');outtextxy(600,70,xs);
str(gem:3:2,ys);
outtextxy(450,80,' gm=');outtextxy(600,80,ys);
setcolor(11);
line(445,120,480,120);
setcolor(7);
outtextxy(488,115,':Kazanc Daireleri');
setcolor(1);
line(445,140,480,140);
setcolor(7);
outtextxy(488,135,':Kon. K. K. Dairesi');
setcolor(1);
setlinestyle(0,0,3);
line(445,160,480,160);
setcolor(7);
outtextxy(488,155,':Giris K. Dairesi');
readln;
CloseGraph;
end;
end.

```


ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Bedri Artuğ ÇETİNER
Doğum Tarihi ve Yeri : 12.11.1969 , Magosa ,KIBRIS
1975-1981 : Polat Paşa İlkokulu
1981-1987 : Magosa Canbulat Lisesi
1987-1991 : Y.T.Ü. Elektrik ve Elektronik Fakültesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
1992- 1995 : Y.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Haberleşme Anabilim Dalı Yüksek Lisans Öğrenimi
Görevi : Araştırma Görevlisi
Y.T.Ü. Elektrik ve Elektronik Fakültesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Elektromagnetik Alanlar ve Mikrodalga Tekniği Anabilim Dalı
Yabancı Dil : İngilizce , Almanca

