

# Mikrodalga Devrelerinin Topolojik Analizi

Yazan :  
Necdet ŞEN  
Y. Müh.  
TRT

## Özet:

Bu yazıda çok uçlu mikrodalga devrelerinin çözümleri topolojik olarak incelenmiştir. Bir mikrodalga devresini meydana getiren elemanlar devreciklerin herbiri için «Dağılma Parametrelerin yazıldıktan sonra bu devreciklerin çeşitli şekillerde bağlanmaları ile meydana gelecek ana devrenin çözümünde Dağılma Matrisin ve işaret Akışı Diyagramı kullanılmış olup bu konu ile ilgili bazı orijinal örnekler verilmiştir.

## GİRİŞ :

Elektronik devrelerde çalışma frekansları bakımından çok yükseklere çıkıldığı zaman devre elemanları arasında propagasyon bağlayacağından bunlar birer transmisyon hattı özelliği gösterirler. Ve yine devre elemanları arasında yürüyen dalgalar meydana geldiği için sistem artık toplu parametrelili olmaktan çıkar ve dağılık parametrelili bir devre haline gelir. Bu yüzden çok yüksek frekans bandlarında yani radar bandında (P bandı:  $\lambda = 1$  m, L bandı:  $\lambda = 33$  cm, S bandı:  $\lambda = 10$  cm, C bandı:  $\lambda = 6$  cm, X bandı:  $\lambda = 3$  cm, K bandı:  $\lambda = 1,5$  cm, q bandı:  $\lambda = 0,75$  cm) devre çözümlerini yapabilmek için yürüyen dalgalar arasındaki bağıntıları kullanılır. Eğer devre toplu sabitli ise, 4 — uçlu parametreleri cinsinden çözülebilir. Buna karşılık dağılık sabitli devreleri incelemek için yürüyen dalgaların genliklerinin kompleks değerleri arasındaki bağıntıları tanıtan lineer simültane denklemleri yazmak gerekir. Böylece ortaya çıkacak denklem sistemine «Dağılma Denklemleri» ve bu sistemin katsayılarının tanımlayacağı matris de «Dağılma Matrisi» adı verilir. Bu matrisin elemanları genel olarak birer kompleks sayıdır. Dolayısıyla dağılma parametreleri sürekli sinüsoidal rejimle tarif edilmiş olurlar.

Dağılma parametreleri devre teorisinde ilk defa Herbert Carlin tarafından kullanılmıştır. 1945 de Belçikalı Prof. Belçikalı bu konuda bazı araştırmalar yapmış ve bu matrisin toplu parametrelili bazı devre teoremleri ile olan bağıntılarını incelemiştir. Daha sonra 1954 de Japon mühendislerinden Oono ve Yasuura dağılma parametrelerini devre sentezine uygulamışlardır. Bu parametreler cinsinden «Araya Girme» kayıpları metodu kullanılarak modern filtre devre analizi de yapılabilir. Bununla beraber dağılma matrisi devreler teorisinde çok kullanışlı bir yer alamamıştır. Fakat mikrodalga tekniğindeki devre çözümlerinde büyük uygulama yeri bulmuştur.

Dağılma matrisi empedans parametreleri kullanılmaksızın dahi tarif edilebilir. Mikrodalga frekanslarında, radyo frekanslarda olduğu gibi akım ve gerilim büyüklüklerinden söz etmek çok zor olup burada genellikle güç kavranından hareket etmek uygundur. Bir mikrodalga devresinin herhangi bir ucundaki güç, o uç gelen dalga genliğinin karesinin yansı olarak hesaplanacağına göre dağılma parametreleri ile çözüm yapmak daha kolay olur. Buradan anlaşılıyor ki mikrodalga devrelerinin analizinde dağılma parametrelerini kullanmak oldukça faydalı bir metottür.

Dağılma Parametrelerinin tanımı ve özellikleri :

Çok uçlu bir mikrodalga devresinde uçlardaki gelen ve yansıyan güç dalgaları arasında genel olarak

$$b_p = \sum_{q=1}^n S_{pq} a_q$$

şeklinde bir bağıntı yazmak mümkündür. Burada  $S_{pq}$  dağılma katsayısı olup p inci ve q uncu uçlar arasındaki yürüyen dalgaların birbirlerine etkisini gösterir. Bu genel bağıntıyı n-uçlu bir devre için açık olarak yazarsak aşağıdaki n adet lineer simültane denkleme tekabül eden matrisel bir bağıntı elde etmiş oluruz.

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & \dots & S_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{n1} & S_{n2} & S_{n3} & \dots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \dots \\ a_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \dots \\ b_n \end{bmatrix}$$

Bu bağıntı kısaca

$$S \cdot A = B$$

şeklinde gösterilebilir. Burada  $S$ ,  $(n, n)$  mertebesinde genel olarak sngüler olmayan kare katsayılar matrisi, yani dağılma matrisi;  $A$ ,  $(n, 1)$  mertebesinde gelen dalga sütun matrisi;  $B$ ,  $(n, 1)$  mertebesinde yansıyan dalga sütun matrisidir.  $S$  matrisinin asal köşegeni üzerindeki  $S_n$  gibi bir terim  $(i)$  nci uçtaki yansıma katsayısını, köşegen dışındaki  $S^j$  gibi bir terim ise  $(i)$  ve  $(j)$  uçları arasındaki transfer katsayılarını gösterir.

Güç kavramından hareket edilirse, dağılma matrisinin terimleri arasındaki bağıntılardan faydalanarak, bu matrisin özellikleri aşağıdaki gibi özetlenebilir.

1. Kayıpsız transmisyon eklemeleri için dağılma matrisi simetrik ve birim bir matristir.

2. Bu matrisin kompleks eşleniği kendisinin tersine eşit olup

$$S^{-1} = S^*$$

ve

$$S^*S = U$$

bağıntıları vardır. Burada  $U$  birim bir matristir.

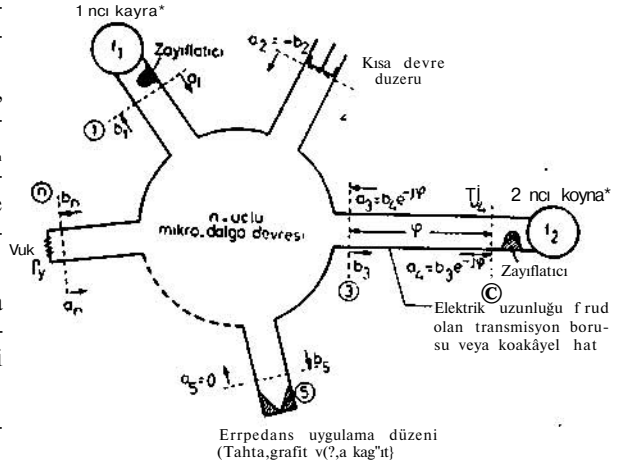
3. Dağılma matrisinin herhangi bir sıra veya sütununun elemanlarının mutlak değerlerinin kareleri toplamı 1 e eşittir.

4. Resiprok devreler için birinin satır sayısı diğerinin sütun veya sütun sayısı diğerinin satır sayısına eşit olan dağılma katsayıları birbirlerine eşittirler.

5. İkinci özelliğin sonucu olarak dağılma matrisinde iki sıra veya sütun çiftinin herhangi birindeki bir katsayı ile diğerinde buna tekabül eden katsayının kompleks eşleniğinin çarpımının toplamı sifıra eşittir.

Bu özelliklerden faydalanılarak çeşitli transmisyon eklemeleri için bazı mühim sonuçlara varılır.

Şek. 1 deki gibi genel tipten bir  $n$  — uçlu bir mikrodalga devresini düşünelim. Böyle bir sistemde seçilen referans düzlemlerine göre yürüyen dalgaların durumu şekilde görüldüğü gibidir. Burada iki kaynak görülmektedir. Eğer frekanslar aynı iseler bu sistem için tek bir dağılma denklemi yazmak yeter. Kaynakların frekansları farklı iseler her bir kaynak için ayrı ayrı dağılma denklemi yazarak süperpozisyon yapıp sonuçlar toplanır. Devrenin 2 nolu ucunda bir kısa devre bulunduğu için gelen dalga olduğu gibi yansır. 4 nolu uçta da empedans uygunluğu sağlandığına göre yansıyan dalga sıfır olacaktır. Yük ucunda empedans uygunluğu yoksa bu uçtaki yürüyen dalgalar arasında  $a_n = p b_n$  bağıntısı yazılır. 3 ve 4 nolu yansıma düzlemleri arasında kalan kayıpsız transmisyon sisteminin elektriksel uzunluğu  $m$  radyan olduğuna göre bu düzlemler arasındaki yürüyen dalgaların hattın



Şekil : 1

bir uçundan bir ucuna varması halinde yalnızca fazı değişecektir. Bu duruma göre yukarıdaki uçlandırma şartlarının göz önüne alınmasıyla bilinmeyen sütun matrisi

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 = -b_2 \\ a_3 = b_4 e \\ 0 \\ \vdots \\ a_n = b_n T \end{bmatrix}_{n \times 1}$$

şeklinde tekrar yazılırsa denklemlerde bir basitleşme olacaktır. Buradan görüleceği gibi bilinmeyen sayısında bir azalma olacağına göre çözüm de o kadar kolaylaşmış olur.

#### Dağılma Parametrelerinin Topolojisi :

Dağılma matrisinin her bir elemanını bir yönlü çizgi- parçası ve yürüyen dalganın da bir düğüm ile göstererek bir lineer graf elde etmek mümkündür. Dağılma katsayıları devrenin çeşitli referans düzlemleri arasındaki yürüyen dalgaların birbirlerine olan ilgisini gösterdiğinden bu graflara da «Dağılma Diyagramları» adını vermek uygun olur.  $S, A = B$  matris denkleminin  $n$  tane lineer cebrik simültane denklemi gösterdiği hatırlanırsa bu denklemlerin «işaret Akışı Diyagramları» ile de gösterilebileceği akla gelebilir. O halde bütün iş dağılma diyagramlarından işaret akışı diyagramlarına geçebilmektir.

Şek. 2 deki tabloda çeşitli çok uçlu devrelerin dağılma matrisleri ve buna uygun dağılma diyagramları görülmektedir. Bu diyagramlarda dağılma katsayıları birer yönlü çizgi parçası şeklinde ve yürüyen dalgalar da yansıma düzlemlerine zıt  $a, b$  harfleri ile gösterilmişlerdir.

Çok uçlu devre	Dağılıma matrisi	Dağılıma diyagramı
	$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$	
	$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}$	
	$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$	

Şekil : 2

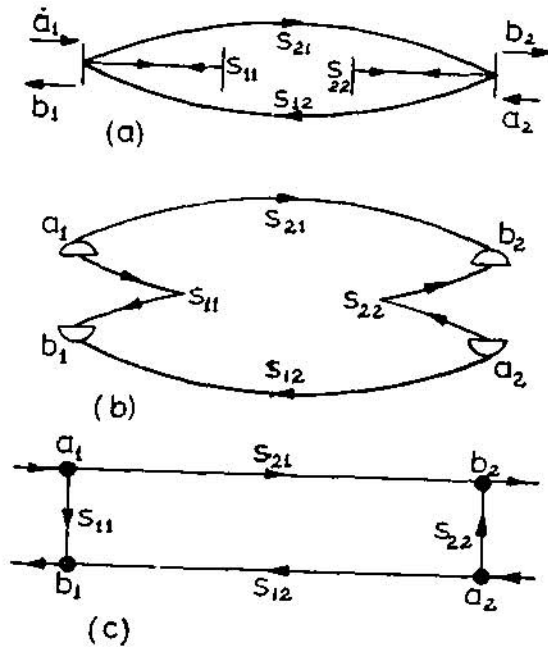
Dağılıma matrisinin asal köşegeni üzerinde bulunan terimler yansıma düzlemlerindeki yansıma katsayılarını gösterdikleri için bunların graf elemanları aynı fakat zıt yönlü çizgiler halinde gösterilmiştir.

Dağılıma Diyagramlarından İbarett Akışı Diyagramlarına Geçiş :

Dağılıma diyagramında yürüyen dalgaların geldiği düğümleri ikiye parçalayarak Şek. 3 de görüldüğü gibi işaret akışı diyagramlarına kolayca geçilebilir. İşaret akış diyagramlarının cebri ve elektrik devrelerindeki uygulamaları Ret. 1, 2, 3, 12 de anlatılmış olduğundan burada yalnızca mikrodalgadaki uygulaması gösterilecektir.

İşaret Akışı Diyagramlarının Mikrodevrelere Uygulanışı :

Mikro dalga devrelerinin işaret akışı diyagramları ile tam analizini yapmak için devrenin bazı özel elemanlarının işaret akışı diyagramlarını bilmek gerekir. Şek. 4 de çeşitli uçlandırma (yük, generatör, detektör) elemanları ile kayıp-



Şekil : 3

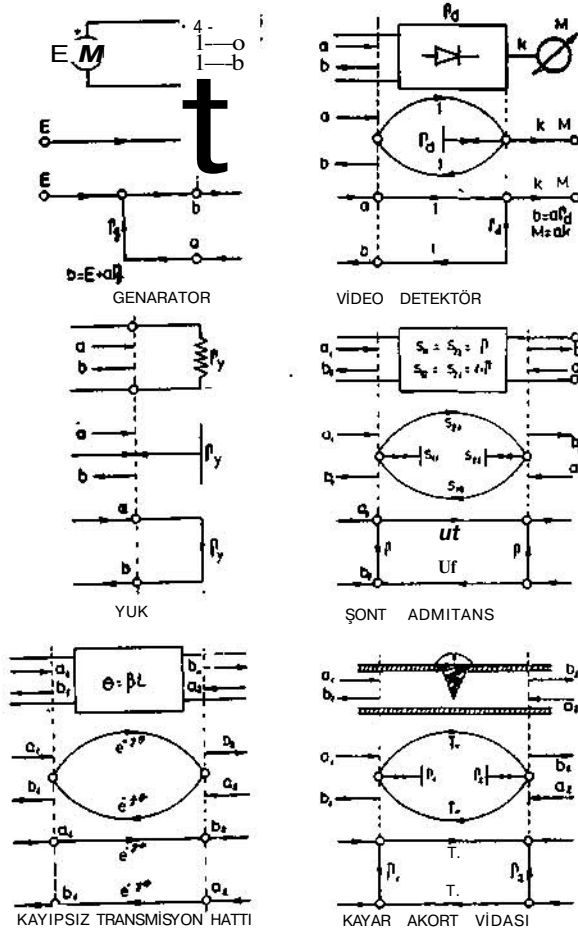
sız bir transmisyon —hattı—ve. bazı süreksizlik. — (Şönt admittans, akort vidası) Örülmlarının 1 efe manter işaret akışı diyagramları gösterilmiştir. Burada p lar yansıma katsayılarını göstermektedir. Transmisyon borularında empedans ve admittans tesiri uyandırmak için boru içersine birtakım engeller konarak süreksizlikler meydana getirilir.

Şekilde gösterilen kayıpsız transmisyon hattının elektriksel uzunluğu  $\theta = \beta L$  olup dağılma denklemleri

$$\begin{bmatrix} 0 & -j\theta \\ -30 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}$$

şeklinde olduklarından yürüyen dalgalar arasında yalnız fazca bir dönme olduğu görülür.

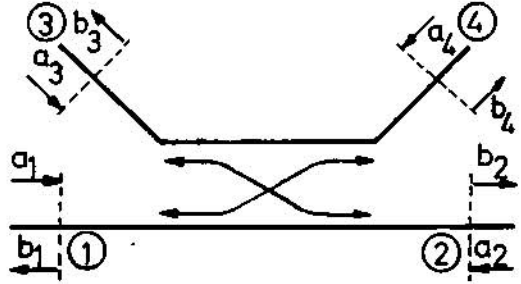
Kayar akort vidası da yine bir şönt admittans tesiri gösterir. Şek. 4 de bu saydığımız elemanların dağılma ve işaret akışı diyagramları ile tipolojisi gösterilmiştir. Burada p lar uçlardaki yansıma katsayılarını, T<sub>v</sub> vidanın transfer katsayısını göstermektedir.



Şekil : 4

### Çeşitli-Transmisyon Elemanlarının Dağılma

Bir yönlü kupaç sistemi transmisyon borularından 4- uçlu gibi düşünülebilir. Bu sistem mikrodalga enerjisinin bir yönden bir yöne doğru gitmesini sağlayan bir devredir. Şek. 5 de bir yönlü kupaç sisteminin prensibi görülmektedir. Sistemin 1 ucundan sinyal uygulandığı zaman 4 ucunda empedans uygunluğu varsa burada elektromagnetik enerji yutulacağından bu uca yansıma olmaz ve enerji diğer uçlara gider.



Şekil: 5

Sistem 4- uçlu bir transmisyon borusu bağlantısı olduğuna göre dağılma matrisi olarak yazılır.

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$$

dir. Eğer uçlarda empedans uygunluğu sağlanmışsa yansımalar sıfır olacağından

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$$

olur. Yine simetri, resiprosite ve dağılma matrisinin daha önce anlatılan özelliklerinin göz önüne alınmaları ile

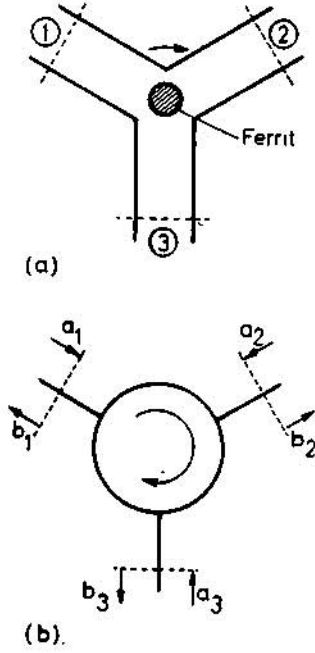
$$\begin{aligned} S_{12} &= S_{21} = S_{34} = S_{43} = 0 \\ S_{13} &= S_{31} = S_{24} = S_{42} = 0 \\ S_{14} &= S_{41} = S_{23} = S_{32} = 0 \end{aligned}$$

olur ve böylece mükemmel bir yönlü kupaç sistemi dağılma matrisi

$$\begin{bmatrix} 0 & S_{12} & 0 & S_{13} \\ S_{12} & 0 & S_{14} & 0 \\ 0 & S_{14} & 0 & S_{11} \\ S_{11} & 0 & S_{11} & 0 \end{bmatrix}$$

şekline gelmiş olur. Bu matrisin asal köşegenindeki sıfırlar uçlarda yansıma olmadığını köşegen dışındaki sıfırlar ise 1 ile 3 ve 2 ile 4 nolu uçlar arasında kupaç olmadığı sonucunu verir.

Bir Sirkülattirttn Dağılma Matrisi: Sirkütörler resiprok olmayan transmisyon cihazlarıdır. 3 - uçlu olduğu gibi çok uçlu sirkülötörler (turnike sirkülötör, hibrld sirkülötör) de vardır. Bilhassa negatif dirençli mlkrodalga amplifikatörlerinde 3 - uçlu sirkülötörler çok kullanılır. Şek. 6 da 3 - uçlu bir sirkülötör ve referans düzlemleri görülmektedir. Burda elektromagnetik enerji okla gösterilen yönde 1 uçlarından 2 ye ve 2 uçlarından da 3 uçlarına enerji akışı olabilir. Sirkülötör göbeğinde bulunan ferrit yardımı ile Faraday tesiri olayı esasma göre çalışır.



Şekil: 6

ideal bir sirkülötörün dağılma matrisi

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

şeklinde dir. Fakat pratikte bunu gerçekleştirmek güçtür, bu sebeple sirkülötörün gerçek dağılma matrisi

$$\begin{bmatrix} Y & \beta & a \\ a & Y & \alpha \\ \beta & \alpha & Y \end{bmatrix}$$

şeklinde olur. Burada \$a\$ : ileriye araya girme kaybı katsayısı, \$Y\$ : izolasyon katsayısı, \$y\$ : diğer uçlarda empedans uygunluğu olduğu zaman her bir uçtaki yansımaya katsayısı olup bunların yaklaşık olarak değerleri iyi bir sirkülötör için

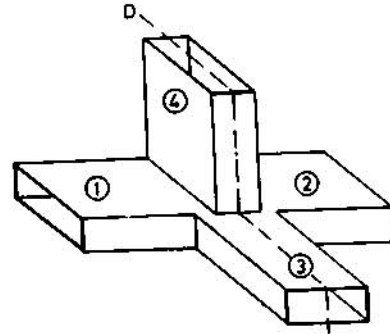
$$\begin{aligned} a \text{ [db]} &= 20 \log = 0,15 \text{ db} \\ y \text{ [db]} &= 20 \log = 30 \text{ db} \end{aligned}$$

$$\gamma = \frac{a-1}{G+1} = 1,15$$

dir.

Bir Mikrodalga Hibrinin (Majik X) Dağılma Matrisi:

Mikrodalga hibridi (majik T) transmisyon borularının Şek. 7 deki gibi bağlanmaları ile meydana gelir. Bu hibridler dengeli cihazlar olup, çok yüksek frekanslarda empedans köprüsü karıştırıcı, düplekser ve diskriminatör olarak kullanılır. Bu sistem bir 4 - uçlu bağlantı olduğuna göre dağılma matrisi



Şekil: 7

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$$

şeklinde dir. Bu matrisin izotropluk, kayıpsızlık, empedans uygunluğu gibi durumlarının ve sınır değerlerinin göz önüne alınmasıyla gerçek şekli elde edilir. Eğer generatör 3 Uçlarına yerleştirilmişse D düzlemi simetri düzlemi olduğundan 1 ve 2 uçlarındaki faz ve genlik de aynı olur. Böylece E elektriksel alanı eşit olarak dağılacığından 3 den 1 e ve 3 den 2 ye olan kuplajlar aynı olup \$S\_{13} = S\_{23}\$ yazılır. 4 uçlarına bir generatör bağlanmışsa 1 ve 2 kollarındaki sinyaller antisimetrik yayılır ve bu kollar arasındaki genlikler aynı fakat fazca 180 derece farklı olup \$S\_{14} = -S\_{24}\$ yazılabilir. Diğer uçlarda uygunluk olduğu zaman 1 uçlarındaki yansımaya katsayısı \$S\_{11}\$ ve yine 2 ucu için de aynı şey söyleneceğinden simetriden dolayı \$S\_{11} = S\_{22}\$ olur. Simetri düzleminde enine polarizasyon olduğu için 3 ve 4 kollarının birinde sinyal ürettiği zaman bu kollar arasında kuplaj olmaz ve \$S\_{34} = 0\$ bulunur. Bu durumların göz önüne alınmasıyla hibridin dağılma matrisi

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{11} & S_{13} & -S_{14} \\ S_{13} & S_{13} & S_{33} & 0 \\ S_{14} & -S_{14} & 0 & S_{44} \end{bmatrix}$$

şeklini alır. Cihazın yapılışında istenirse  $S_{a3}$  ve  $S_{44}$  de sıfır yapılabilir. Burada kullanılacak transmisyon borularının duvarları mükemmel iletken ve kayıpsız ise  $S^*$ .  $S=U$  ve  $s_{11} = s_{22} = 0$  yazılabileceğinden  $s_{13} = 1/\sqrt{2}$  ve  $s_{14} = -1/\sqrt{2}$  elde edilir. Benzer tarzda çeşitli transmisyon borusu ve hattı bağlantıları ile meydana gelen bağlantıların sınır değeri, simetri, izotropi gibi düşüncelerin hesaba katılmasıyla dağılma matrisleri yazılabilir.

**ÖRNEK 1 :** Transmisyon boruları ile kurulan devrelerde çeşitli maksatları yerine getirebilmek için boru içersinde bazı özel süreksizlikler yapılır. Bu süreksizlikler boru kesitindeki elektromagnetik alan dağılımında (modda) bir değişim meydana getireceğinden süreksizlik bulunan yerlerde yürüyen dalgalar meydana gelir. Şek. 8 de yapısında iki süreksizlik bulunan ve sonunda empedans uygunluğu sağlanmış bir transmisyon borusunun girişindeki yansıma katsayısının topolojik olarak hesaplanması görülmektedir. Şek. 8 (b) de sistemin süreksizlikleri yansıma düzlemleri arasında kaskad bağlı birer 4 - uçlu gibi düşünülmüştür. Süreksizlik arasında kalan transmisyon borusu parçası kayıpsız ve uçlarında yansıma olmayıp elektrik uzunluğu  $a$  radyan olduğundan yürüyen dalgaların fazını kaydırır. Süreksizliklerde resiprokluk, kayıpsızlık ve simetri gibi durumların hesaba katılmasıyla dağılma katsayıları

$$\begin{bmatrix} 3 & nS \\ 11 & 22 \end{bmatrix} \Gamma_1$$

$$U \quad 22 \quad 2$$

$$S_{12} = S_{21} = \pm j \sqrt{1 - |S_{11}|^2}$$

$$S_{11} > 0 \text{ ; } S_{11} < 0 \text{ ; } |S_{11}| > 1 \text{ ; } Q^*$$

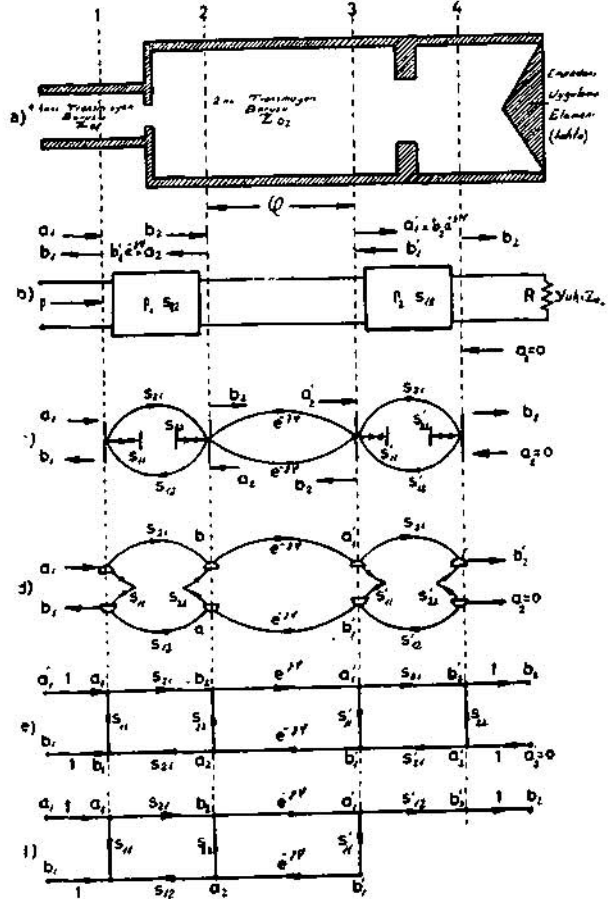
ve transmisyon borusu parçası için de

$$\Gamma_1 = \frac{b_1}{a_1} = \frac{S_{11} (1 - S_{22} e^{-j\varphi} S'_{11} e^{-j\varphi}) + S_{21} e^{-j\varphi} S'_{11} e^{-j\varphi} S_{12}}{1 - S_{21} e^{-j\varphi} S'_{11} e^{-j\varphi}}$$

$$a_1 = b_2 e^{-j\varphi}$$

$$a_2 = b'_2 e^{-j\varphi}$$

yazılır.



Şekil : 8

Şek. 8 (c) de sistemin dağılma diyagramında düğümlerin çiftlenmesi ile Şek. 8 (d) deki ara graf ve buradanda Şek. 8 (c) deki işaret akışı diyagramı bulunur. Sistemin sonunda empedans uygunluğu olduğuna göre son uçta yansıyan dalga sıfır olur,  $a'_2 = 0$ . Buna göre sistemin işaret akışı diyagramı Şek. 8 (f) deki son şeklini alır.

Problemde istenilen girişteki yansıma katsayısı  $\Gamma_1 = b_1/a_1$  dir. Bu bağıntı Şek. 8 (f) ye Mason transfer oranı formülünün (Ref. 1, 2, 12) uygulanması ile derhal yazılabilir.

Bu İfadenin kısaltılması ve dağılma katsayılarının yansıma katsayıları cinsinden yazılmaları ile

$$\Gamma_1 = \frac{b_1}{a_1} = s_{11} + \frac{(c_{12}^2 - j2\varphi) c_{11}^*}{1 - s_{22} e^{-j2\varphi} s_{11}^*}$$

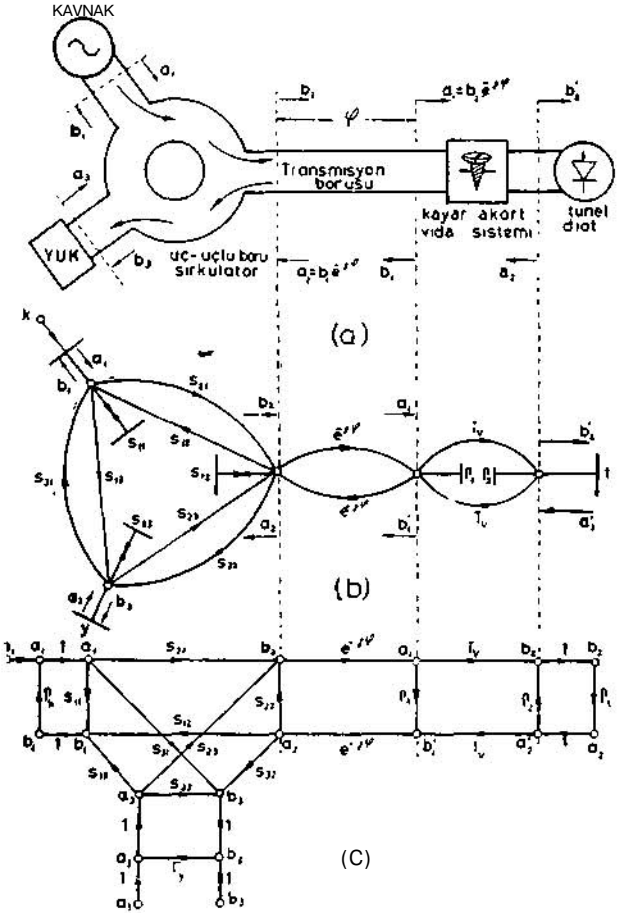
$$= \Gamma_1 + \frac{-\langle \Gamma_1^2 \rangle |V|^8}{1 - \Gamma_1 \Gamma_2 e^{-j2\varphi}}$$

$$= \frac{\Gamma_1 - \Gamma_2 e^{-j2\varphi}}{1 - \Gamma_1 \Gamma_2 e^{-j2\varphi}}$$

bulunur.

örnek 2 : Negatif Dirençli Bir Mikrodalga Amplifikatörünün Güç Kazancının Hesabı : Sirkülatörlü mikrodalga devrelerine örnek olarak, karakteristiği negatif direnç özelliği gösteren bir tünel diyot ile gerçekleştirilen yansıma amplifikatörünü düşünebiliriz. Şek. 9 (a). Bu devrede sirkülatörün 2 nolu ucunda elektriksel uzunluğu  $m$  radyan olan bir transmiyon borusu ve onun sonunda da bir akort vidası bulunmaktadır. Bu vida tünel diyot ile transmiyon borusu arasındaki rezüdiyel yansımaları ortadan kaldırmaya yarar. Sirkülatörde kaynaktan üretilen işaret, sirkülatörün geçirme yönünde 2 nolu uca ve oradan boru ve vida üzerinden tünel diyoda kadar gelir. Tünel diyod negatif direnç bölgesinde çalışılırsa yüksek bir ön - gerilim sağlanacağından diyodtan yansıyan dalga genlikçe büyümüş olarak vida, boru ve sirkülatör üzerinden yüke ulaşır. Amp-lifikatörün güç kazancı yüke gelen yansımsı dal-

ga genliğinin kaynaktan üretilen dalga genliğine oranının karesi olarak hesaplanır. Şek. 9 da amplifikatörün topolojik analizi yapılmıştır. Şek. 9 (a) daki dağılma diyagramından düğüm çitleme metodu ile Şek. 9 (c) deki işaret akışı diyagramına geçilir. Şek. 9 (c) deki diyagrama Mason transfer oranı denkleminin uygulanması ile



Şekil : 9

$$s_{31} \left[ e^{-s_u r_1} \left( s_{22} \Gamma_1 e^{-j2\varphi} - \Gamma_2 \Gamma_1 \right) + s_{22} \Gamma_1 \Gamma_2 \Gamma_1 e^{-j2\varphi} \right]$$

$$+ s_{21} s_{32} e^{-j2\varphi} \left[ \Gamma_1 (1 - \Gamma_1 \Gamma_2) + s_{21} s_{32} \Gamma_1^2 \Gamma_1 e^{-j2\varphi} \right]$$

$$\Gamma_3 = \frac{1 - (s_{22} \Gamma_1 e^{-j2\varphi} + \Gamma_2 \Gamma_1 + s_{22} \Gamma_1^2 \Gamma_1 e^{-j2\varphi}) + s_{22} \Gamma_1 \Gamma_2 \Gamma_1 e^{-j2\varphi} + s_{33} \Gamma_1 + s_{11} \Gamma_2}{1 - (s_{22} \Gamma_1 e^{-j2\varphi} + \Gamma_2 \Gamma_1 + s_{22} \Gamma_1^2 \Gamma_1 e^{-j2\varphi}) + s_{22} \Gamma_1 \Gamma_2 \Gamma_1 e^{-j2\varphi} + s_{33} \Gamma_1 + s_{11} \Gamma_2 + s_{33} \Gamma_1 \Gamma_1 \Gamma_1^2 + s_{33} \Gamma_1 s_{22} \Gamma_1 e^{-j2\varphi} + \Gamma_1 \Gamma_1 s_{33} s_{22} + s_{33} s_{22} \Gamma_1 e^{-j2\varphi} + s_{33} s_{22} \Gamma_1^2 \Gamma_1 e^{-j2\varphi}}$$

olarak hesaplanır. Sirkülatör ideal ise dağılma matrisinin şekli

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

olacağından  $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{12} = S_{23} = S_{31} = 0$  ve  $S_{13} = S_{21} = S_{32} = 1$  olup

$$\frac{b_3}{a_4} = \frac{1}{1} e^{-j2\varphi} + \frac{r^2 \sqrt{t} e^{-j2\varphi}}{1 - r \cdot r}$$

bulunur.

Dağılma parametreleri cinsinden giriş ve çıkıştaki güç bağlantıları

$$P_{3 \text{ girişi}} = 1/2 |a_1|^2 - 1/2 |a_2|^2$$

$$P_{\text{çıkışı}} = 1/2 |b_3|^2 = 1/2 |b_3|^2$$

olup güç kazancı

$$K = \frac{P_{\text{çıkışı}}}{P_{\text{girişi}}} = \frac{1/2 |b_3|^2}{1/2 |a_1|^2} = \left| \frac{b_3}{a_1} \right|^2$$

ve .db olarak da

$$K_{\text{db}} = -20 \log \left| \frac{b_3}{a_1} \right|$$

şeklinde hesaplanır.

örnek 3 : Mikrodalga tekniğinde yansıma katsayısını ölçmek için kullanılan reflektometre cihazının topolojik analizi.

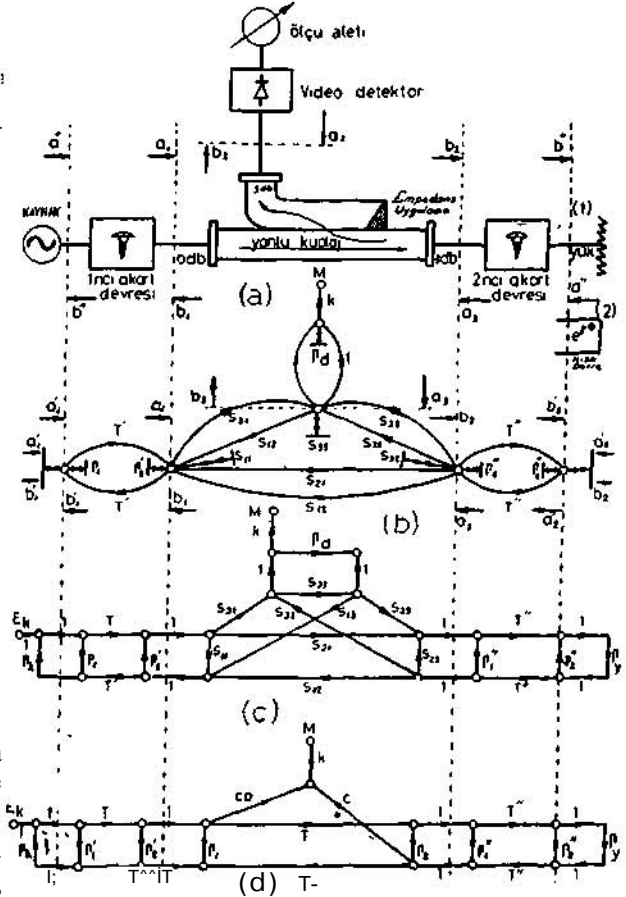
Şek. 10 (a) da prensip şeması görülen reflektometrenin yapısında bulunan başlıca elemanlar, bir yönlü kuplaj sistemi ile bunun kaynak ve yük uçlarında rezüdiel yansımalarından dolayı meydana gelen hataları ortadan kaldırmak için kullanılan akort vidalandır. Yönlü kuplaj sisteminin 4 nolu ucunda empedans uygunluğu sağlanmış ve 3 nolu ucada yükten yansıyan dalgayı ölçülebilecek duruma getirmek için bir video detektör bağlanmıştır.

Bu sistem ile yükteki yansıma katsayısını ölçmek için önce yük tarafındaki akort vidası ile indikatörde sabit seviye okununcaya kadar ayarlanır. Sonra yük yerine bir kısa devre düzeni konarak generatör tarafındaki akort vidası ile yine indikatörde sabit bir seviye okununcaya kadar ayar edilir. Böylece yükteki yansıma kat-

sayısı indikatörde okunan önceki değerin sonra okunan değere oranı olarak hesaplanmış olur.

Sistemin her bir elemanın elamanter dağılma diyagramlarının kaskad bağlanmalarıyla elde olunan topolojik diyagrama ve oradan da düğüm çiftleme metodu ile işaret akışı diyagramına geçilebilir, Şek. 10 (c).

Burada vida akort devresinin parametrelerinin tarifeleri daha önce söylenmiş olduğu gibidir. Yönlü kuplaj sisteminin dağılma diyagramı aşağıdaki gibi bazı katsayıların tarifi ile daha da basitleştirilebilir.



Şekil : 10

$C = 10 \log \frac{\text{(gelen güç)}}{\text{(küple edilen güç)}} : \text{ kuplaj katsayısı}$

$D = 10 \log \frac{\text{(ileriye küple edilen güç)}}{\text{(geriye küple edilen güç)}} :$

Kuplajın yönlendirme katsayısı

şeklinde olup dağılma parametreleri cinsinden bunların değerleri

$$C = \frac{S_{31}}{1 - S_{33} \sqrt{d}} \quad \mu = \frac{S_{32}}{S_{32}}$$



dir Yansıma ve transmision katsayıları da

$$\Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{13}^2 \Gamma_d}{1 - S_{33} \Gamma_d} \approx S_{11}$$

$$\Gamma_2 = S_{22} + \frac{S_{33}^2 \Gamma_d}{1 - S_{33} \Gamma_d} \approx S_{22}$$

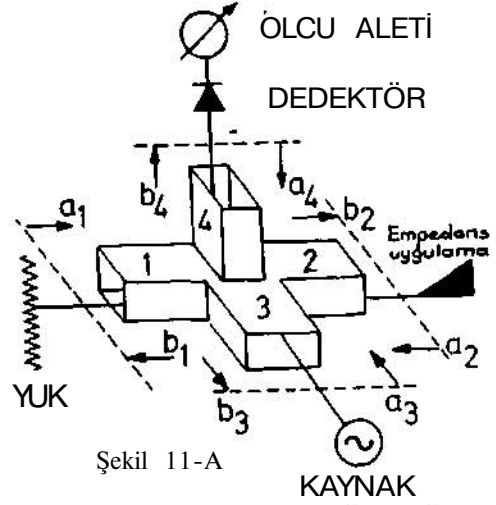
$$T = S_{21} + \frac{S_{13} S_{23} \Gamma_d}{1 - S_{33} \Gamma_d} \approx S_{21}$$

şeklinde gösterilirse sistemin işaret akışı diyagramı şek. 10 (d) gibi basitleştirilmiş olacaktır.

ölçme metoduna uyarak, sistemin sonunda yük ve kısa devre varken indikatörde okunan  $X_1$  ve  $X_2$  değerleri Mason transfer oranı denklemi ile derhal

Örnek 4 : Bir mikrodalga hibridi kullanılarak güç ölçmek :

Bir mikrodalga hibridi (majik T) frekanstan bağımsızlığı ve simetrik olması sebebi ile köprü olarak kullanılmaya çok elverişlidir. Hibridi köprü olarak kullanarak güç ölçmek de mümkündür. Cihazın 3 veya 4 kolu generatöre, 1 nolu kolu yüke bağlandığı zaman konstrüksiyondan dolayı 3 ve 4 nolu kollar arasında kuplaj olmaz. Kaynak ve detektörde empedans uygunluğu ( $b_3 = a_4 = 0$ ) olup hibridin girişine gelen dalgayı 1 olarak alırsak detektör ucundaki ölçü aletinde okunan değer şek. 11 (d) den Mason formülü ile aşağıdaki gibi hesaplanır.



Şekil 11-A

$$X_1 = k.E \frac{T' C D (1 - \Gamma_2'' \Gamma_Y) + T T' \Gamma_Y C + T' T \Gamma_2 C (1 - \Gamma_Y V) + T T' C \Gamma_1' (1 - \Gamma_2'' \Gamma_Y)}{1 - (\Gamma_k \Gamma_1' + \Gamma_k T'^2 \Gamma_2' + \Gamma_k T'^2 \Gamma_1 + \Gamma_k T'^2 T^2 \Gamma_2 + \Gamma_k T'^2 T^2 \Gamma_1'' + \Gamma_k T'^2 T^2 T^2 \Gamma_Y) + \Gamma_k \Gamma_1' \Gamma_2'' \Gamma_Y}$$

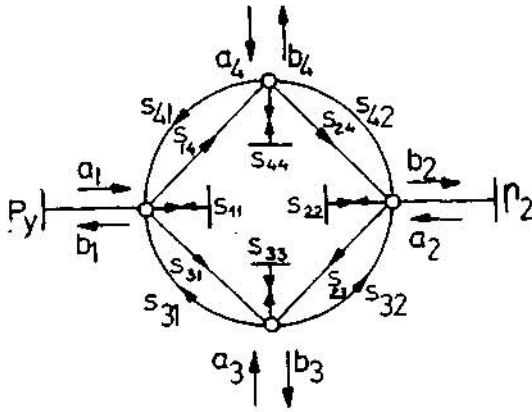
$$X_2 = k.E \frac{T' C D (1 - \Gamma_2'' e^{j\theta}) + T' T \Gamma_1 C (1 - \Gamma_2'' e^{j\theta}) + T' T \Gamma_2 C (1 - \Gamma_2'' e^{j\theta}) + T T T^2 C e^{j\theta}}{1 - (\Gamma_k \Gamma_1 + \Gamma_k T'^2 \Gamma_2' + \Gamma_k T'^2 \Gamma_1 + \Gamma_k T'^2 T^2 \Gamma_2 + \Gamma_k T'^2 T^2 \Gamma_1'' + \Gamma_k T'^2 T^2 T^2 e^{j\theta}) + \Gamma_k \Gamma_1' \Gamma_2'' e^{j\theta}}$$

yazılabilir. Burada ikinci deklemdaki @ kısa devre düzeninin faz açısını göstermektedir. Zira kısa devre düzeni gelen dalgayı aynı genlikte ve fazını @ kadar çevirerek yansıtır. Böylece yükteki ölçülen yansıma katsayısı da

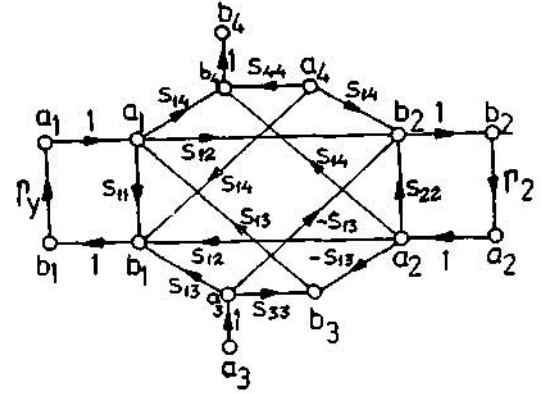
$$\Gamma_{eff} = -x_2/x_1$$

olarak hesaplanmış olur.

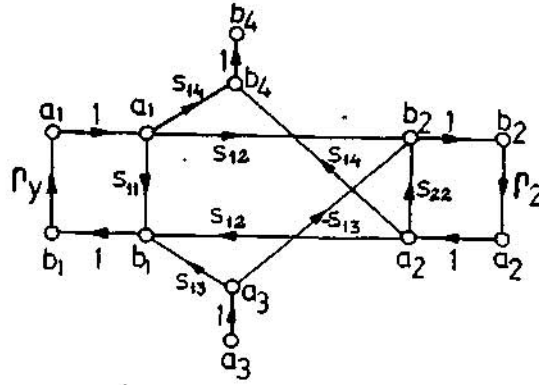
Şek. 11 (a) daki referans yansıma düzlemleri esas alınarak sistemin dağılıma diyagramı şek. 11 (b) deki gibi olur. 3 ve 4 kolları arasında kuplaj olmadığına göre  $S_{34} = S_{43} = 0$  olur ve böylece şek. 11 (c) deki işaret akışı diyagramına geçilir. Buradan da  $b_4/a_3$  oranı hesaplanabilir.  $a_3 = 1$  alındığına göre



Şekil 11-B



Şekil 11-C



Şekil 11-D

$$\frac{b_4}{a_3} = \frac{s_{13} \Gamma_y s_{14} (1 - s_{22} \Gamma_2) - s_{13} \Gamma_2 s_{14} (1 - s_{11} \Gamma_y) + s_{13} \Gamma_y s_{12} \Gamma_2 s_{24} - s_{13} \Gamma_2 s_{12} \Gamma_2 s_{24}}{1 - s_{11} \Gamma_y - s_{21} \Gamma_2 - s_{12}^2 \Gamma_y \Gamma_2 + s_{11} s_{22} \Gamma_y \Gamma_2}$$

$$= \frac{s_{13} s_{14} (\Gamma_y - s_{11} \Gamma_y - s_{22} \Gamma_y \Gamma_2 - \Gamma_2)}{(1 - s_{11} \Gamma_y) (1 - s_{22} \Gamma_y) - s_{12}^2 \Gamma_y \Gamma_2}$$

hesaplanır. Eğer referans uçta tam empedans uygulaması varsa  $\Gamma_2 = 0$  olur ve

$$b_4 = \frac{s_{13} s_{14} \Gamma_y}{1 - S_{11} \Gamma_y}$$

bulunur. Detektöre gelen güç

$$P_4 = 1/2 \cdot b_4^* b_4 = 1/2 |b_4|^2$$

dır. Hibridin önce yazdığımız S matrisinin 3 ve 4 ücü sütunlarına mutlak değer teoremlerinin uygulanması ile

$$|s_{13}|^2 + |s_{13}|^2 + |s_{33}|^2 = 1$$

$$|s_{14}|^2 + |s_{14}|^2 + |s_{44}|^2 = 1$$

bulunur ve buradan da hesaplanan

$$s_{13} = \sqrt{\frac{1 - |s_{33}|^2}{2}}$$

$$s_{14} = \sqrt{\frac{1 - |s_{44}|^2}{2}}$$

değerleri yerine konursa referans uçta tam empedans uygunluğu halinde detektörde ölçülen güç

$$1 - |s_{11}|^2 = \frac{(1 - |s_{33}|^2)(1 - |s_{44}|^2)}{4}$$

olarak ölçülür. Buradan görülür ki detektörde okunan güç, yükteki yansıma ile orantılıdır.

Son söz olarak, yürüyen dalgaların söz konusu olduğu bütün transmisyon sistemlerinin analizinde yukarıdaki metod kullanılabilir.

#### FAYDALANILAN KAYNAKLAR :

1. Necdet ŞEN : İşaret Akışı Diyagramları İle Devrelerin Analizi, Elektrik Mühendisliği, Ağustos, 1964
2. Mason, S. : Further Properties of Signal Flow Graphs, Proc. İRE, October -1957
3. Kuhn, N. : Simplified Signal Flow Graphs Analysis, Microwave Journal, November, 1963
4. Gallacher, R. : A Microwave Tunnel Diode Amplifier, Microwave Journal, February, 1965

5. Hunton, J.K. : Analysis of Microwave Measurement Technique by Means of Signal Flow Graphs, Proc. İRE Trans. M.T.T., March 1960 veya Hewlett - Packard Journal No : 3S
6. Park, M. : Scattering Diagrams and Non-reciprocal Waveguide Circuits, Microwave Journal, June, 1963
7. Hill : Certain Application of Scattering Matrix, Proc. IEE (London), January, 1960
8. Zawels : Traveling - Waves Analysis of Generalized Networks, Proc. IEE (London), September, 1961
9. Smith, P. : A New Negative Resistance Smith Chart, Microwave Journal, June, 1965
10. Engen-Beatty : Microwave Reflectometer Techniques, Proc. İRE Trans. IC. T.T. July, 1959
11. Hunton, J.K. : Reflection Coefficients Measurements, Hewlett Packard in No: 38
12. Lorens : Signal Flow Graphs, McGraw - Hill, 1965
13. Montgomery - Dicke - Purcell : Principles Microwave Circuits, McGraw - Hill, 1948
14. Tjong, L., Montgomery : Technique of Microwave Measurements, McGraw - Hill, 1948
15. Altman, J. : Microwave Circuits, Van Nostrand, 1964
16. Carlin - Glardano : Network Theory, Prentice -Hall, 1964
17. Wind - Rapaport : Handbook of Microwave Measurements, Cilt II, Poly. Tech. Inst. Brooklyn New-york, 1959
18. Sucher - Fox : Microwave Measurements, Cilt I, n. m. J. Wiley, 1963
19. Indjoudjian, M.D. : Theorie des Resaux, Fascikül n, öğretim Notu, Ecole N. Téléc. 1956