

T.C.
İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

34555

34555

KAYIPSIZ İKİ KAPILI DEVRELERE İLİŞKİN
ÖLÇÜM DATASININ DAĞILMIŞ PARAMETRELERLE
MODELLENMESİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Ebru GÜRSU

Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Prof.Dr. B. Sıddık YARMAN

T.C. İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
YÜKSEK LİSANS TEZİ

Aralık - 1994

ÖNSÖZ

Kayıpsız iki kapılı devrelere ait ölçüm verilerinin gerçekleştirilebilir devre fonksiyonları ile yaklaştırılması elektronik mühendisliğinin temel problemlerinden biridir. Özellikle de yüksek frekans filtre, anten ve yükselteç uyumlandırma devresi tasarımı gibi problemlerde, ölçüm sonucu elde edilen empedans veya yansıma değerlerinin, öncelikle gerçekleştirilebilir devre fonksiyonlarına yaklaştırılması ya da toplu veya dağılmış elemanlı devre yapıları ile modellenmesi istenir.

İşte bu çalışmada, fiziksel gerçekleştirilebilir bir devreye ait olduğu varsayılan sayısal verinin, dağılmış elemanlı devre yapıları ile modellenmesi incelenmektedir.

Bu çalışmada beni destekleyen, yönlendiren ve kaynak sağlayan hocam Sayın Prof. Dr. B. Sıddık YARMAN 'a, teorik çalışmaların değerlendirilmesinde yardımlarını esirgemeyen Sayın Y. Doç. Dr. Ahmet AKSEN 'e teşekkürlerimi sunarım.

Aralık 1994

Ebru GÜRSU

ÖNSÖZ	II
İÇİNDEKİLER	III
ÖZ/ABSTRACT	V
ŞEKİL LİSTESİ	VI
I. GİRİŞ	1
1.1. Kayıpsız iki kapılıların temel özellikleri	1
1.2. Kayıpsız iki kapılı devrelerin saçılma parametrelerinin tanımı	1
1.3. Saçılma Matrisinin Kanonik Gösterimi (Belevitch Formu)	7
1.4. Orantılı uzunluklu hatlardan oluşan dağılmış parametrelili devreler (Commensurate lines)	10
1.4.1. Birim eleman tanımı	10
1.4.2. Richards dönüşümü ve sentezi	11
II. MATERYAL VE METOD	20
2.1. Dağılmış parametrelili devre modellemesi	20
2.2. Doğrusal en küçük kareler metodu	21
2.3. Karakteristik fonksiyon üzerinden yaklaşım	23
2.4. Diğer devre fonksiyonları üzerinden yaklaşım	31
2.5. Doğrusal en küçük kareler yaklaşım tekniği algoritması	31
2.6. Son optimizasyon	32
III. BULGULAR	34
3.1. Butterworth filtre uygulaması	34
3.2. Chebyshev filtre uygulaması	40
3.3. UHF anten uygulaması	45
IV. TARTIŞMA VE SONUÇ	52

V. ÖZET	54
SUMMARY	55
VI. KAYNAKLAR	56
VII. ÖZGEÇMİŞ	58



ÖZ

**KAYIPSIZ İKİ KAPILI DEVRELERE İLİŞKİN ÖLÇÜM DATASININ
DAĞILMIŞ PARAMETRELERLE MODELLENMESİ**

Bu çalışmada kayıpsız iki kapılı devrelere ait sayısal verilerin, dağınık elemanlı devre yapıları ile modellenmesi incelenmektedir. Sayısal verilerin, gerçekleştirilebilir devre fonksiyonları ile yaklaştırılması problemi saçılma parametreleri kullanılarak ele alınmıştır. Çalışmada önce, dağılmış elemanlı devre fonksiyonlarını elde etmek için doğrusal en küçük kareler yaklaşımı uygulanır. Sonra, doğrusal en küçük kareler yaklaşımından elde edilen başlangıç değerleri ile, doğrusal olmayan optimizasyon yapılır. Elde edilen dağılmış elemanlı devre fonksiyonları, Richards sentezi ile gerçekleştirilir.

ABSTRACT

**MODELLING OF NUMERICAL LOSSLESS TWO-PORT DATA USING
DISTRIBUTED ELEMENTS**

This study deals with the modelling of numerical two-port data using distributed network elements. The approximation of the numeric data by realizable distributed network functions are studied on a scattering basis. In the course of approximation, first the linear least square method is utilized in order to obtain the distributed network functions. Then the initials obtained from the least square approximation are reoptimized using a non-linear optimization routine. The realization of the resulting distributed network functions are achieved by employing the Richards synthesis.

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No:

Şekil 1.2.1. İki kapılıda değişkenlerin tanıtımı	1
Şekil 1.2.2. Çift yönlü sonlandırılmış iki kapılı	3
Şekil 1.2.3. Pozitif reel empedans fonksiyonunun Darlington gösterimi	6
Şekil 1.4.1.a. Birim eleman (UE)	10
Şekil 1.4.1.b. Birim elemanın (UE) sembolik gösterimi	10
Şekil 1.4.2. Frekans düzleminde Richards dönüşümü	11
Şekil 1.4.3. Richards düzleminde transmisyon hattı	12
Şekil 1.4.4. Birim elemanın bazı özellikleri	13
Şekil 1.4.5 Richards teoreminin uygulanması	17
Şekil 1.4.6. Ardışıl birim elemanlar	18
Şekil 2.2.1. Doğrusal en küçük kareler metodunda grafiksel gösterim	22
Şekil 3.1.1. Doğrusal en küçük kareler yaklaşımı sonucu elde edilen $ S_{21} ^2$ fonksiyonları	37
Şekil 3.1.2. Doğrusal olmayan optimizasyon sonucu $ S_{21} ^2$	38
Şekil 3.1.3. Richards sentezi ile gerçekleştirilen devre	39
Şekil 3.2.1 Doğrusal en küçük kareler yaklaşımı ile bulunan $ S_{21} ^2$ fonksiyonları	42
Şekil 3.2.3. Richards sentezine göre modellenmiş dağılmış elemanlı devre	44
Şekil 3.3.1 HATLEY tarafından modellenmiş devre	46
Şekil 3.3.2 Doğrusal en küçük kareler yaklaşımı ile bulunan $ S_{21} ^2$ fonksiyonları	48
Şekil 3.3.3 Doğrusal en küçük kareler yaklaşımı sonucu giriş empedansları	49
Şekil 3.3.4 Doğrusal en küçük kareler yaklaşımı sonucu karakteristik fonksiyonlar	50
Şekil 3.3.5 Richards sentezine göre modellenmiş devre	51

TABLO LİSTESİ

Sayfa No

Tablo 3.3.1 UHF antene ait sayısal veriler	45
--	----

I. GİRİŞ

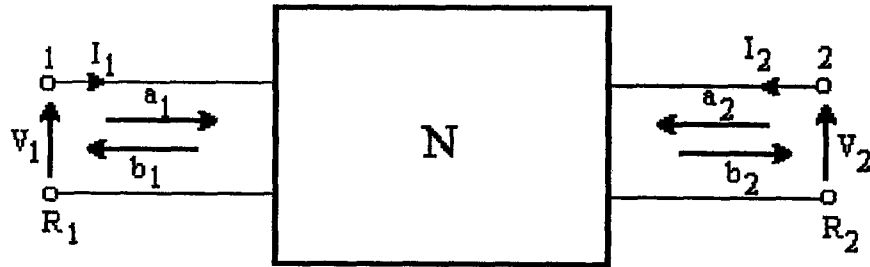
1.1. Kayıpsız İki Kapılıların Temel Özellikleri

Bu bölüm, yapılan çalışma ile ilgili bazı devre teorilerinin açıklanmasına ayrılmıştır. İki kapılıların saçılma (dağılma) tanımıyla ilgili olarak temel tanımlar ve özellikler yeniden gözden geçirilerek devre fonksiyonlarının bazı temel özellikleri, kayıpsız toplu ve dağılmış parametrelili devrelerle birleştirilerek özetlenmiştir.

1.2. Kayıpsız İki Kapılı Devrelerin Saçılma Parametreleri Tanımı

Devre teorisinden bilindiği gibi kayıpsız iki kapılı devreler empedans, admitans, zincir ve saçılma matrisleri gibi çeşitli karakteristik matrislerle tanımlanırlar. Empedans ve admitans matrisleri iki kapılıları karakterize etmek için kullanışlı olsalar da, bu matrisler sıfır veya sonsuz yükle sonlandırılmış olarak tanımlandıklarından her devre için varlıkları garanti edilemez. Saçılma matrisleri ise, sonlu bir yükle sonlandırılmış kapılar için tanımlanırlar ve her devre için varlıkları gösterilebilir (2,7).

Saçılma parametreleri devrelerde giriş ve çıkışlardaki gelen ve yansıyan dalgaları birbirine bağlayan parametrelerdir.



Şekil 1.2.1 İki kapılıda değişkenlerin tanıtımı

Şekil 1.2.1’de; N, kayıpsız bir iki kapılı devreyi, R_i ise i kapısına ait pozitif reel normalizasyon sayısını gösterir. a_i ve b_i değişkenleri, i kapısına gelen ve yansıyan dalga büyüklükleri olup bu kapıdaki akım ve gerilim cinsinden şu şekilde tanımlanırlar;

$$a_i = \frac{1}{2} \left(\frac{V_i}{\sqrt{R_i}} + I_i \sqrt{R_i} \right), \quad b_i = \frac{1}{2} \left(\frac{V_i}{\sqrt{R_i}} - I_i \sqrt{R_i} \right). \quad (1.2.1)$$

a_i , i kapısı için normalize edilmiş gelen dalga, b_i normalize edilmiş yansıyan dalga, $\frac{V_i}{\sqrt{R_i}}$ ve $I_i \sqrt{R_i}$ ise sırayla normalize edilmiş gerilim ve akım değişkenleridir (7). N iki kapılında saçılma matrisi S,

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{a} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b} = S \mathbf{a} \quad (1.2.2)$$

ile tanımlanır. S matrisinin elemanları S_{ij} , saçılma parametreleri olarak adlandırılırlar. (1.2.1)’de tanımlanan eşitlikler incelenirse $|a_i|^2$ ve $|b_i|^2$ nin güç ifadeleri olduğu görülür(1). Yani saçılma matrisi, devreye giren güç ile ondan yansıyan güç arasındaki ilişkiyi kurar.

(1.2.2)’den kolayca aşağıdaki ifadeleri bulabiliriz.

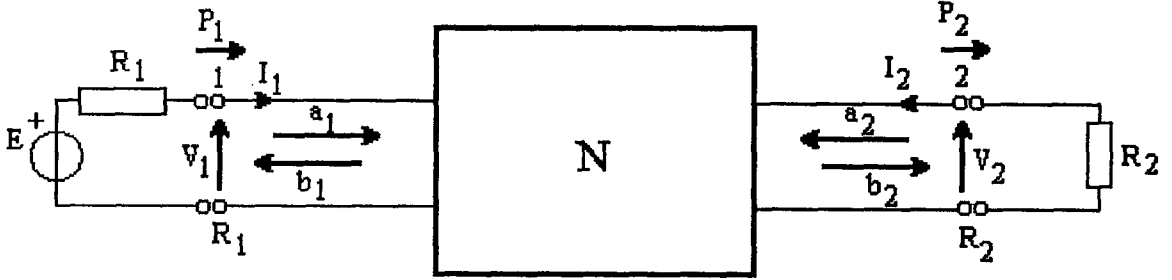
$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0}, \quad S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (1.2.3a)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0}, \quad S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (1.2.3b)$$

S_{11} giriş yansıma katsayısı, S_{21} ve S_{12} ileri transmisyon katsayıları ve S_{22} çıkış yansıma katsayısı olarak adlandırılırlar.

Burada $a_i = 0$ olması, i kapısının, R_i normalize sayısına eşdeğer bir R direnci ile sonlandırılmış olması demektir. S_{11} ve S_{22} sırayla iki kapılının giriş ve çıkış “reflektansı” (yansıma katsayısı), S_{21} ve S_{12} ise kapılar arasında ileri ve geri yöndeki transmittanslar

(transfer katsayısı) adını alırlar. Şekil 1.2.2’de gösterildiği gibi Z_1 birinci kapının giriş empedansı olup, ikinci kapı R_2 yük empedansı ile sonlandırılmış olsun.



Şekil 1.2.2 Çift yönlü sonlandırılmış iki kapılı

$a_2 = 0$ ise birinci kapıda $V_1 = Z_1 I_1$ şeklinde bir akım gerilim ilişkisi vardır. $a_2 = 0$ yani tam yansımaya şartını ise ancak, ikinci kapıya normalize katsayısına eşit değerinde bir yük direnci bağlayarak sağlayabiliriz. Bu durumda S_{11} parametresi aşağıdaki gibidir:(3)

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{V_1 - R_1 I_1}{V_1 + R_1 I_1}$$

$$S_{11} = \frac{Z_1 - R_1}{Z_1 + R_1} \quad (1.2.4)$$

Bu ise iki kapılılarda giriş yansımaya katsayısı ile giriş empedansı arasındaki temel bağıntıdır.

Benzer bağıntıyı S_{21} transmisyona katsayısı için de yazabiliriz.

$$S_{21} = 2 \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \frac{V_2}{E} \quad (1.2.5)$$

Ayrıca S_{21} 'in genliğinin karesi, güç oranı olup, transfer güç kazancı (transducer power gain) adını alır.

$$|S_{21}|^2 = \frac{1}{4} \frac{|V_2|^2 / R_2}{|E|^2 / R_1} = \frac{P_2}{P_{A_1}} \quad (1.2.6)$$

P_2 ikinci kapının çıkış gücü, P_{A_1} birinci kapıya gelen güç ifadeleridir. Benzer ifadeler, S_{22} çıkış yansıma katsayısı ve S_{12} ters yöndeki transmisyon katsayısı için de aynı yaklaşımlarla çıkartılabilir.

İki kapılıların saçılma parametrelerinin kayıpsızlık kriteri ve güç ilişkileri incelendiğinde, Şekil 1.2.2' den görülebileceği gibi $|a_1|^2$, iki kapılı devrede birinci kapının gücünü gösterir. birinci kapı için bu ifadeyi yazarsak,

$$|a_1|^2 = \frac{|E|^2}{4R_1} = P_{A_1} \quad (1.2.7)$$

şeklinde E kaynağından iki kapılına girişine uygulanan güç buluruz. Aynı kapı için $|b_1|^2$ ise, birinci kapıdan yansıyan güç ifadesidir (2).

Birinci kapıdan iki kapılıya giren reel net güç,

$$P_1 = \text{Re } V_1 I_1^* \quad (1.2.8)$$

olarak tanımlanır. Üst yıldız işareti kompleks eşleniği gösterir. (1.2.1)'de verilen tanımları kullanarak,

$$P_1 = \text{Re } \{(a_1 + b_1)(a_1^* - b_1^*)\} = |a_1|^2 - |b_1|^2 \quad (1.2.9)$$

olduğunu görebiliriz. Yani birinci kapıdan iki kapılıya giren reel net güç, gelen ve kapıdan yansıyan güçlerin farkına eşittir. Aynı tanımlamalar ikinci kapı için de uygulanabilir. Genel bir ifadeyle iki kapılıda harcanan toplam güç ifadesi P_d , gelen ve yansıyan güçlerin farkı şeklinde tanımlanır (2).

$$P_d = \sum_{i=1}^2 a_i a_i^* - \sum_{i=1}^2 b_i b_i^* \quad (1.2.10)$$

(1.2.2)' deki ifadeyi yukarıdaki ifadede yerine koyarsak,

$$P_d = \mathbf{a}^{*T} [\mathbf{I} - \mathbf{S}^{*T} \mathbf{S}] \mathbf{a} \quad (1.2.11)$$

güç farkı ifadesini saçılma parametreleri cinsinden ifade etmiş oluruz. Burada I birim matris, S^*T ise kompleks eşleniğin transpozunu anlamına gelir. Pasif iki kapılılar için harcanan güç P_d , $\text{Re } p \geq 0$ için daima pozitiftir. ($p = \sigma + j\omega$ kompleks frekans değişkenidir.) Öyleyse $\text{Re } p \geq 0$ şartı için, $[I - S^*T S]$ matrisi pozitif tanımlıdır. Bu da bizi, S matrisinin sınırlı reel bir matris olduğu sonucuna ulaştırır (6). Bilindiği gibi iki kapılı kayıpsız olduğundan, $\text{Re } p = 0$ için iki kapılıda harcanan güç sıfır olur.

$$S^*T S = I \quad \text{Re } p = 0 \quad (1.2.12)$$

Bu nedenle kayıpsız iki kapılının saçılma matrisi imajiner eksen üzerinde birimsel (unitary) dir. Ayrıca bu özellik analitik süreklilik özelliğinden dolayı bütün p düzlemi boyunca da geçerlidir (6). Yani bütün p değerleri için,

$$S^*T S = I \quad (1.2.13)$$

dir. Burada alt yıldız işareti $S_* = S^*(-p^*)$ yi ifade eder. Bu durumda rezistif sonlanmış kayıpsız iki kapılı için saçılma matrisi “paraunitary” olarak adlandırılır.

“Paraunitary” özelliği saçılma matrisi elemanları arasındaki aşağıda, şekilde ifade edilen temel ikişikiyi kurur.

$$S_{11}S_{11*} + S_{21}S_{21*} = 1 \quad (1.2.14a)$$

$$S_{22}S_{22*} + S_{12}S_{12*} = 1 \quad (1.2.14b)$$

$$S_{11}S_{12*} + S_{21}S_{22*} = 0 \quad (1.2.14c)$$

$$S_{22}S_{21*} + S_{12}S_{11*} = 0 \quad (1.2.14d)$$

Bu eşitliklerden görüleceği gibi,

$$S_{11}S_{11*} = S_{22}S_{22*}, \quad S_{12}S_{12*} = S_{21}S_{21*} \quad (1.2.15)$$

dir. Bu eşitlikler, yansıma ve transmisyon katsayılarının genliklerinin “birim sınırlı” olduklarını gösterir. $p = j\omega$ için $|S_{ij}| \leq 1$.

Özet olarak kayıpsız bir iki kapılının saçılma matrisi aşağıdaki temel özellikleri gösterir:

1. Bütün p değerleri için S matrisi elemanları rasyoneldir.
2. $\text{Re } p \geq 0$ iken S analitiktir.
3. Her p için $S^* S$ paraunitarydir ($S^* S = I$).
4. Eğer S simetrik ise ($S_{12} = S_{21}$) kayıpsız iki kapılı karşılıklıdır (reciprocal).

Rezistif sonlandırılmış bir iki kapılının, giriş reflektans ve empedansı arasındaki temel ilişki ve özellikleri ise şu şekilde özetlenebilir:

- Eğer
 1. $S_1(p)$, reel p değerleri için reel ise
 2. $\text{Re } p > 0$ iken $S_1(p)$ analitik
 3. $|S_1(j\omega)| \leq 1 \quad \forall \omega$ ise $S_1(p)$ sınırlı reeldir denir.
- Rezistif sonlandırılmış bir iki kapılıda giriş empedansı,

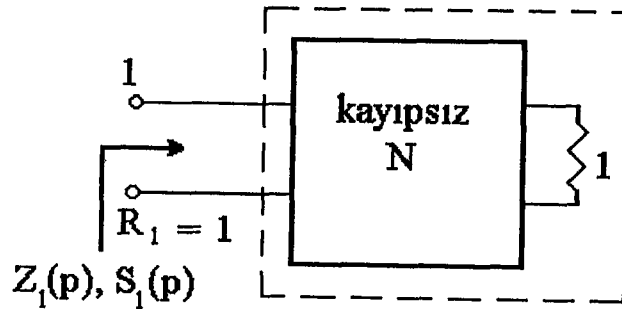
$$Z_1(p) = \frac{1+S_1(p)}{1-S_1(p)} \quad (1.2.16)$$

ile verilip,

1. Bütün p değerleri için $Z_1(p)$ reel
2. $\text{Re } p > 0$ için $\text{Re } Z_1(p) > 0$ ise, $Z_1(p)$ pozitif reel bir fonksiyondur denir.

- Rasyonel pozitif reel bir empedans fonksiyonu (veya sınırlı reel yansıma fonksiyonu)

Şekil (1.2.3)' teki gibi pozitif dirençle sonlandırılmış kayıpsız bir iki kapılı olarak gerçekleştirilebilir (3).



Şekil 1.2.3 Pozitif reel empedans fonksiyonunun Darlington gösterimi

1.3. Saçılma Matrisinin Kanonik Gösterimi (Belevitch Formu)

Saçılma matrisinin üç kanonik polinom cinsinden gösterimi Belevitch tarafından yapılmıştır. Kayıpsız bir iki kapılı için kanonik formda saçılma matrisi şu şekildedir:

$$S = \frac{1}{g} \begin{pmatrix} h & \sigma f_* \\ f & -\sigma h_* \end{pmatrix} \quad (1.3.1)$$

Burada $f_* = f(-p)$ reel fonksiyonun parakonjugesini (eşleniğini) göstermektedir. f , h ve g polinomları aşağıdaki özelliklere sahiptirler:

- $f = f(p)$, $h = h(p)$ ve $g = g(p)$ polinomları, p kompleks frekansına bağlı reel polinomlardır.

- g polinomu kesin Hurwitz bir polinomdur.

- f moniktir. Yani en yüksek dereceli teriminin katsayısı birdir.

- f , h , g arasında,

$$gg_* = hh_* + ff_* \quad (1.3.2)$$

şeklinde bir ilişki vardır. Bu ilişki (1.2.14) te verilen paraunitary özelliğine tekabül etmekte olup, “kayıpsızlık koşulu” olarak adlandırılır.

İki kapılı karşılıklı ise, f polinomu tek veya çifttir. Bu durumda f çift ise $\sigma = +1$, eğer f tek ise $\sigma = -1$ değerini alır. Kayıpsız karşılıklı bir iki kapılı devrede,

$$\sigma = f_* / f = \pm 1 \quad (1.3.3)$$

olup (1.3.2),

$$gg_* = hh_* + \sigma f^2 \quad (1.3.4)$$

şeklinde yazılabilir (2).

(1.3.2)'den $p = j\omega$ için,

$$|h| \leq g \quad |f| \leq |g| \quad \dots(1.3.5)$$

elde edilir. Buradan aşağıdaki derece eşitsizliklerine geçilebilir.

$$\deg h \leq \deg g, \quad \deg f \leq \deg g, \quad \dots(1.3.6)$$

“deg” ifadesi polinomun derecesini göstermektedir. (deg g - deg f) farkı, sonsuzdaki transmisyon sıfırlarının sayısını göstermekte ve g polinomunun derecesi kayıpsız iki kapılının derecesini belirlemektedir.

Bu gösterimde; f, h ve g polinomlarının üçünün birden ortak bir çarpanı olabilir. Yani g polinomu, S_{ij} saçılma parametrelerinin en küçük ortak böleni olmak zorunda değildir. Örneğin, f ve g ortak bir çarpana sahipse S_{21} transfer parametresi, f/g 'nin indirgenemez şeklindedir. Aynı durum S'nin diğer elemanları için de geçerlidir. Ortak bölen g, kesin Hurwitz polinomu olduğundan, polinomların herhangi bir ortak çarpanı da kesin Hurwitz polinomudur. (1.3.2)'nin sonucu olarak f, h veya g polinomlarından herhangi ikisi arasındaki ortak çarpan üçüncüyü veya onun parakonjugesini de bölmek zorundadır.

Kayıpsız bir iki kapılıda ileri ve geri yöndeki transmisyon sıfırları sırasıyla $S_{21}(p)$ ve $S_{12}(p)$ 'nin sıfırlarıyla tanımlanırlar. Toplam transmisyon sıfırları ise f/g ve f^*/g indirgenemez formlarından bulunur. Böylece (1.3.2) kullanılarak,

$$\frac{ff^*}{g^2} = \frac{gg^* - hh^*}{g^2} \quad (1.3.7)$$

elde edilir.

ff^* ve g^2 arasındaki olası ortak çarpanların birbirlerini götürmesi yalnızca g'nin sıfırlarında olabilir. g'nin sıfırları aynı zamanda h veya h^* 'in da sıfırlarıdır. Burada ff^* reel, çift bir polinomdur ve sıfırları $j\omega$ eksenine göre simetrik olmalıdır. Ayrıca $j\omega$ ekseninde çift (iki katlı) olurlar. Diğer taraftan g kesin Hurwitz olduğundan, sağ yarı düzlemde ff^* da herhangi bir sadeleşme olmayacaktır. Yani $\text{Re } p \geq 0$ dır. Sonuç olarak $\text{Re } p \geq 0$ iken, sonlu transmisyon sıfırlarının sayısı f'in derecesine eşittir. Sonsuzdaki transmisyon sıfırlarının sayısı, g ile f polinomları dereceleri arasındaki farktan bulunur. Sonuçta, $\text{Re } p \geq 0$ da toplam transmisyon sıfırları sayısı, sonsuzdakiler de dahil olmak üzere g'nin derecesine eşittir (2).

Eğer iki kapılı karşılıklı ise (1.3.3) tanımı $ff_* = \sigma f^2$ olur. Bundan dolayı sonlu transmisyon sıfırları çift katlı olurlar. Eğer sonsuzdakiler de dahil olmak üzere bütün transmisyon sıfırları $j\omega$ ekseninde olursa, (1.3.7) bağıntısı ve g 'nin Hurwitz olmasından dolayı f , h ve g polinomlarının ortak çarpanı yoktur. Ayrıca iki kapılı tam geçirgen (all pass) olmaz.

Şimdi de N kayıpsız iki kapılısının giriş empedansı $Z_1(p)$ 'yi, iki kapılının çıkışı Şekil (1.2.2)' de görüldüğü gibi bir dirençle sonlandırılmış iken inceleyelim. Z_1 ile S_{11} arasındaki (bilineer) ilişkiyi kullanarak, giriş empedansını şu şekilde yazabiliriz:

$$Z_1 = \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}}$$

$$= \frac{g+h}{g-h} = \frac{n}{d} \quad (1.3.8)$$

Burada n/d polinom oranı indirgenemez formdadır. Z_1 'in çift kısmı (Ev Z_1) şu şekilde yazılabilir.

$$\text{Ev } Z_1 = \frac{Z_1 + Z_{in*}}{2}$$

$$= \frac{1}{2} \frac{n d_* + n_* d}{d d_*} \quad (1.3.9)$$

(1.3.8) ve (1.3.2)'den

$$\text{Ev } Z_1 = \frac{1}{2} \left[\frac{ff_*}{(g-h)(g_* - h_*)} \right] \quad (1.3.10)$$

elde edilir.

Bu ifade (1.3.7)'deki ifade ile aynı formdadır. (1.3.10)'daki Ev Z_1 'in sadeleştirilemez formu, (1.3.7) ifadesindeki tüm transmisyon sıfırlarını içermektedir. Ayrıca Z_1 'in $j\omega$ ekseninde

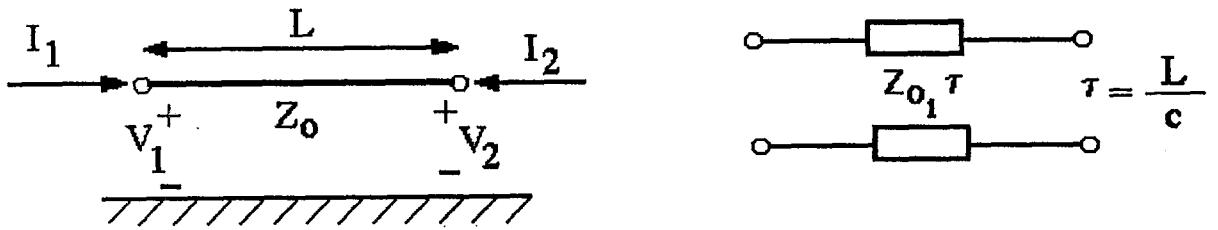
Bu ifade (1.3.7)'deki ifade ile aynı formdadır. (1.3.10)'daki $E_v Z_1$ 'in sadeleştirilemez formu, (1.3.7) ifadesindeki tüm transmisyon sıfırlarını içermektedir. Ayrıca Z_1 'in $j\omega$ eksenindeki tüm kutupları da buna diktir. (1.3.10) ifadesinde pay ve payda terimlerindeki sıfırlar birbirlerini götürürler. Diğer taraftan (1.3.9)'daki $nd + n-d$ pay terimi (1.3.7)'deki ff terimine karşılık gelmektedir ve bu terim iki kapılının bütün transmisyon sıfırlarını içermektedir. Eğer Z_1 'in $j\omega$ ekseninde kutbu yoksa, iki kapılının transmisyon sıfırları, denklem (1.3.10)'da tanıdığı gibi empedans fonksiyonunun çift kısmı ifadesinden bulunur.

1.4. Orantılı Uzunluklu Hatlardan (Commensurate lines) Oluşan Dağılmış Parametrelili Devreler

1.4.1. Birim Eleman (UE) Tanımı

Mikrodalga frekanslarda, klasik toplu devre elemanlarını gerçekleştirme problemi yüzünden transmisyon hatlarından oluşan dağılmış parametrelili devrelere ihtiyaç duyarız.

Dağılmış parametrelili devre sentezinde yaklaşımlar standart uzunluktaki transmisyon hatlarından oluşan yapılarla yapılır. Standart uzunluklu transmisyon hattına birim eleman (unit element, UE) denir (5).



(a)

(b)

Şekil 1.4.1 (a) Birim eleman (UE)

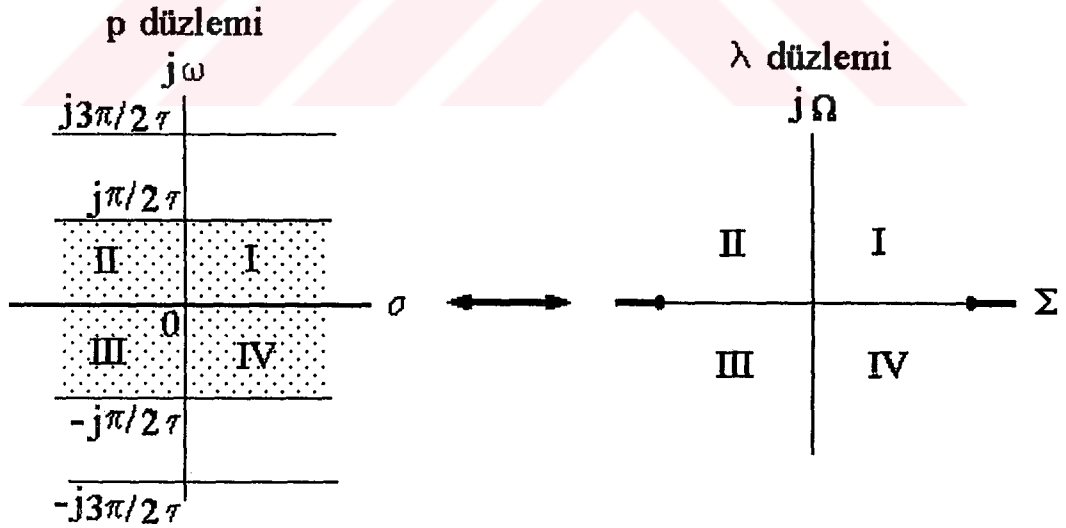
(b) Birim elemanın (UE) sembolik gösterimi

1.4.2. Richards Dönüşümü ve Sentezi

Richards, çoğu mikrodalga filtreleri ve uyumlandırma (matching) devrelerini, ideal birim elemanlar (UEs) şeklinde eş uzunluklu sonlu transmisyon hatlarıyla modellemiştir. Orantılı uzunluklu hatlarda (commensurate line) devredeki tüm hatların uzunlukları birim elemanın (UE) uzunluğu L 'nin katları şeklindedir. Richards,

$$\lambda = \tanh p\tau \quad (1.4.1)$$

dönüşümü altında eşit uzunluklu transmisyon hatlarından oluşan (commensurate lines) dağılmış parametreleri devrelerin, toplu elemanlı devrelere uygulanan analiz ve sentez yöntemleri ile incelenebileceğini göstermiştir (7,19). Burada τ , eşit uzunluklu transmisyon hattının tek yönlü gecikmesi, p , $p = \sigma + j\omega$ şeklindeki kompleks frekans değişkeni ve λ , ($\lambda = \Sigma + j\Omega$) Richards değişkenidir. $\lambda = \tanh p\tau$ şeklinde p düzleminde λ düzlemine olan dönüşüm birebir değildir fakat periyodiktir. Bu dönüşümün bazı özellikleri Şekil (1.4.2)'de gösterilmiştir.



Şekil 1.4.2 Frekans düzleminde Richards dönüşümü


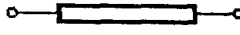
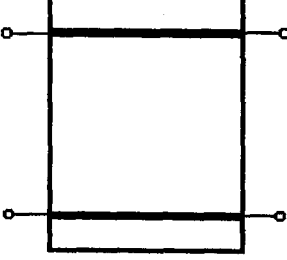
Şekil (1.4.2)'den de görüldüğü gibi $p = \sigma \pm j\pi / (2\tau)$ ile sınırlanmış olan p düzlemi tüm dönüşüm bilgilerini taşır. p düzleminin sağ ve sol yarı bölgeleri, reel ve imajiner eksenler, λ düzleminde aynı yerlere karşı düşmektedir. $\lambda = j\Omega = j \tan \omega\tau$ şeklini alır ve periyodu

$$-\frac{k\pi}{2\tau} \leq w \leq \frac{k\pi}{2\tau} \quad -\infty \leq \Omega \leq \infty \quad (k=1,2,3,\dots) \quad (1.4.2)$$

şeklinde. Sonuç olarak eşit uzunluklu transmisyon hatlarından oluşan dağılmış parametrelili devrenin frekans cevabı, w reel frekansına göre periyodiktir.

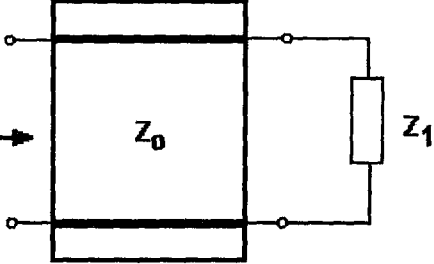
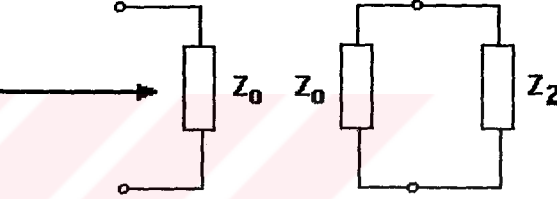
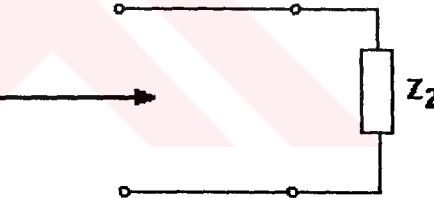
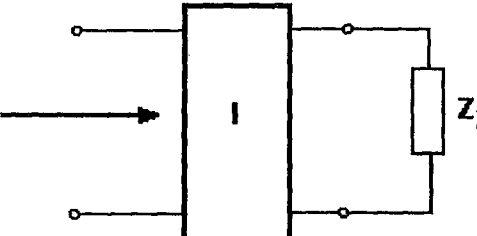
p düzlemindeki sağ ve sol yarı düzlemlerin, λ düzlemindeki sağ ve sol yarı düzlemlere birebir dönüştüğünü belirtmekte fayda vardır. Tersisi de doğrudur.

($\{Re p > 0 \leftrightarrow Re \lambda > 0\}$ ve $\{Re p < 0 \leftrightarrow Re \lambda < 0\}$) Bu nedenle sağ yarı düzleme dayanan (RHP) bütün kararlılık (stability) ve gerçekleştirilebilirlik (realizability) şartları λ düzleminde de geçerlidir.

Frekans Düzlemi (p)	Richards Düzlemi ($\lambda = \tanh p\tau$)
Transmisyon Hattı (TL)  Z_0, τ 	Birim Eleman (UE) 

Şekil 1.4.3 Richards düzleminde transmisyon hattı

Sonuç olarak toplu iki kapılı devrelerin sentezinde uygulanan devre teorileri, orantılı uzunluklu transmisyon hattı devrelere de (commensurate transmission line networks) aynen uygulanabilir.

$\lambda = \Sigma + j\Omega$	$Z_1(\lambda) = \frac{Z_2(\lambda) + \lambda Z_0}{\lambda Z_2(\lambda) + Z_0}$ 
$\lambda = 1$	$Z_1(0) = Z_0$ 
$\lambda = 0$	$Z_1(0) = Z_2(0)$ 
$\lambda = \infty$	<p>Empedans Çevirici</p> $Z_1(\infty) = \frac{Z_0^2}{Z_2(\infty)}$ 

Şekil 1.4.4 Birim elemanın bazı özellikleri

Karakteristik empedansı Z_0 ve gecikme zamanı τ olan sonlu uzunlukta bir transmisyon hattına Richards dönüşümü uygulandığında, saçılma matrisi şu şekli alır:

$$S = \frac{1}{1+\lambda} \begin{pmatrix} 0 & \sqrt{1-\lambda^2} \\ \sqrt{1-\lambda^2} & 0 \end{pmatrix} \quad (1.4.3)$$

Görüldüğü gibi bu ifade irrasyonel terimler içermektedir. Bu nedenle toplu devrenin counter bölümü yoktur. λ düzleminde, transmisyon hattının iki kapılı eşdeğeri şekil (1.4.3)'te görüldüğü gibi "birim eleman" (Unit element UE) adı verilen yeni bir eleman olarak düşünülebilir. (1.4.3) bağıntısından da anlaşılacağı gibi birim eleman (UE) simetrik ve karşılıklıdır. Şekil (1.4.4)' te birim elemanın bazı özel frekanslarda empedans dönüşüm özellikleri gösterilmiştir (2).

λ düzleminde kayıpsız bir iki kapılıyı temsil eden $S(\lambda)$ saçılma matrisi şu özellikleri göstermek zorundadır:

1. λ reel iken $S(\lambda)$ reel olmalıdır.
2. $\text{Re } \lambda > 0$ iken $S(\lambda)$ analitiktir. ($\lambda = \pm 1$ 'deki 2. dereceden dallanma noktaları hariç)
3. $\text{Re } \lambda > 0$ iken $I - S^{*T}(\lambda)S(\lambda)$ pozitif (ya da $\text{Re } \lambda > 0$ ise)
4. Eğer iki kapılı karşılıklı ise $S(\lambda)$ simetriktir. Yani $S_{12}(\lambda) = S_{21}(\lambda)$ ' dir.
5. $\text{Re } \lambda = 0$ iken $S(\lambda)$ unitary dir. Böylece $S^{*T}(j\Omega)S(j\Omega) = I$ veya $S^T(-\lambda)S(\lambda) = I$ olur. Bu ifade toplu devredeki ifadeye benzer olup şu eşitlikler yazılabilir:

$$S_{11}S_{11}^* + S_{21}S_{21}^* = 1 \quad (1.4.4.a)$$

$$S_{11}S_{12}^* + S_{21}S_{22}^* = 0 \quad (1.4.4.b)$$

$$S_{22}S_{21}^* + S_{12}S_{11}^* = 0 \quad (1.4.4.c)$$

$$S_{22}S_{22}^* + S_{12}S_{12}^* = 1 \quad (1.4.4.d)$$

Alt indis yıldız işareti λ 'nın $-\lambda$ ile yer değiştireceği anlamına gelir. Rezistif sonlandırılmış kayıpsız bir iki kapılıda giriş empedansı

$$Z(\lambda) = \frac{1 + S_{11}(\lambda)}{1 - S_{11}(\lambda)} \quad (1.4.5)$$

olup pozitif reel olduğu garanti edilebilir. Orantılı uzunluklu kayıpsız iki kapılı transmisyon sıfırlarının konumları ile de belirleyebiliriz. Bu sıfırlar

$$\text{Ev } Z(\lambda) = \frac{1}{2} \{Z(\lambda) + Z_*(\lambda)\} \quad (1.4.6)$$

ifadesinin sıfırlarıdır (5,7).

Birim elemanlardan oluşan bir devrenin, λ devre fonksiyonu rasyonel olmak zorunda değildir. Buna karşın birim elemanların (UE), devre gerçekleştirme yöntemlerinde bir blok yapı olarak kullanımı geniş çapta incelenmiş olup $(1-\lambda^2)^{1/2}$ irrasyonel terimini içeren fonksiyonların gerçekleştirme teorisi önceden oluşturulmuştur (7)

(1.3)' te anlatıldığı gibi, kayıpsız bir iki kapılının saçılma matrisi sınırlı reel paraunitary olup özellikleri (1.3.1)'de verilen f, h ve g kanonik polinomları olarak yazılabilirler. Richards dönüşümünün özelliğine göre, λ düzlemindeki devrelerin S matrisi için de yukarıda tekrarladığımız özellikler aynen geçerlidir. Özellikle, S_{11} ve S_{22} reflektansları λ düzleminde rasyonel fonksiyonlar olup sağ yarı düzlemde (RHP) holomorftir¹. Diğer yandan S_{21} ve S_{12} transmittansları rasyonel olmak zorunda değildir. Çünkü iki kapılıda birim elemanlar ardışıl bağlandığında, pay polinomunda $(1-\lambda^2)^{1/2}$ şeklinde terimler çıkması olasıdır. $f(\lambda)$ polinomu şu şekildedir:

$$f(\lambda) = f_0(\lambda)(1-\lambda^2)^{u/2} \quad (1.4.7)$$

$f_0(\lambda)$ polinomu reel bir polinomdur. u tamsayısı ise iki kapılının girişi ile çıkışı arasındaki eleman sayısını belirler. Görüldüğü gibi irrasyonellik u sayısının tek sayı olması ile ilgilidir. Bu durumda reel λ değerleri için, S_{21} ve S_{12} transfer parametrelerinin reel olması mümkün değildir. u'nun tek sayı olamasından kaynaklanan bu özel durumun giderilmesi için saçılma matrisinin aşağıdaki şartları sağlaması gerekir:

¹ h ve g polinomları λ düzleminde reel polinomlardır ve g kesin Hurwitz'dir.

•Kayıpsız dağılmış elemanlı iki kapılının saçılma matrisi sınırlı reel rasyonel ve $\lambda=\pm 1$ 'deki dallanma noktaları hariç, λ düzleminde paraunitary olmalıdır.

$\lambda=\tanh p\tau$ dönüşümü altında her ne kadar transfer fonksiyonu irrasyonel olsa da giriş fonksiyonları daima rasyoneldir. Şekil 1.4.5'e bakılırsa, $Z'(\lambda)$ pozitif reel empedansı ile sonlandırılmış birim elemanın giriş empedansı $Z(\lambda)$ şu şekilde verilir (1,7):

$$Z(\lambda) = Z_0 \frac{Z'(\lambda) + \lambda Z_0}{\lambda Z'(\lambda) + Z_0} \quad (1.4.8)$$

Bu ifadede $Z(\lambda)$ 'nın rasyonel fonksiyon olması $Z'(\lambda)$ 'nın rasyonel olmasına bağlıdır. O halde şöyle diyebiliriz:

• Ardışıl birim elemanların oluşturduğu dağılmış parametrelili devrenin giriş empedansı, λ 'nın pozitif reel rasyonel bir fonksiyonudur.

Pozitif reel empedans fonksiyonundan bir birim eleman çıkartmada (çekmek) Richards teoremi temel önemi taşır.

m. dereceden pozitif reel rasyonel bir empedans fonksiyonu $Z(\lambda)$ 'nın şu şekilde verildiğini varsayalım:

$$Z(\lambda) = \frac{n(\lambda)}{d(\lambda)} \quad (1.4.9)$$

Burada $d(\lambda)$, bir Hurwitz polinomu olup $Z(\lambda)$ 'nın derecesi m,

$$m = \text{Max}\{\text{deg } n(\lambda), \text{deg } d(\lambda)\} \quad (1.4.10)$$

ile verilir.

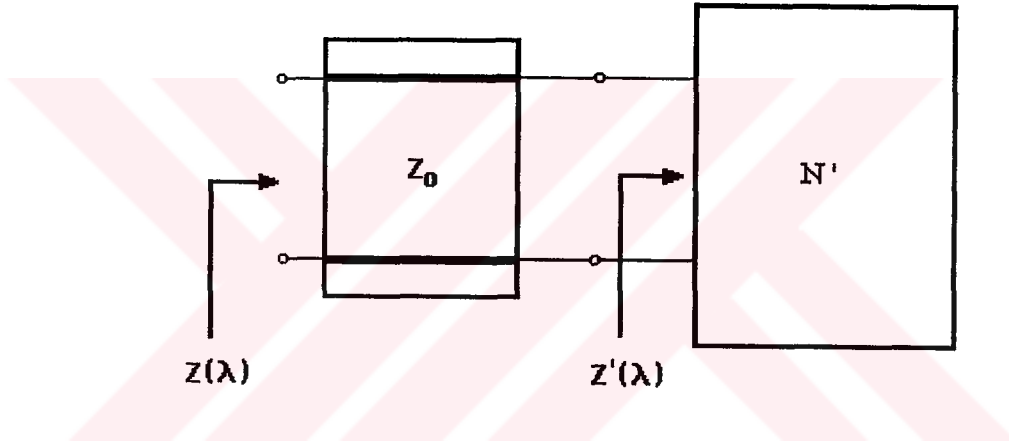
• Richards teoremi, karakteristik empedansı $Z_0 = Z(1)$ olan bir birim elemanın (UE), pozitif reel empedans fonksiyonu $Z(\lambda)$ 'dan şu kalanı verecek şekilde belirlenebileceğini gösterir:

$$Z'(\lambda) = Z(1) \frac{Z(\lambda) - \lambda Z(1)}{Z(1) - \lambda Z(\lambda)} \quad (1.4.11)$$

derecesi $Z(\lambda)$ 'dan küçük ve pozitif reeldir. Bunun ötesinde, eğer

$$\text{Ev } Z(\lambda)|_{\lambda=1} = 0 \quad (1.4.12)$$

("Ev" çift kısmı çift kısım anlamındadır.) ise $Z'(\lambda)$ 'nın derecesi, $Z(\lambda)$ 'nın derecesinden bir eksiktir.



Şekil 1.4.5 Richards teoreminin uygulanması

Bu teorem benzer şekilde giriş yansıma fonksiyonu için de geçerlidir (7).

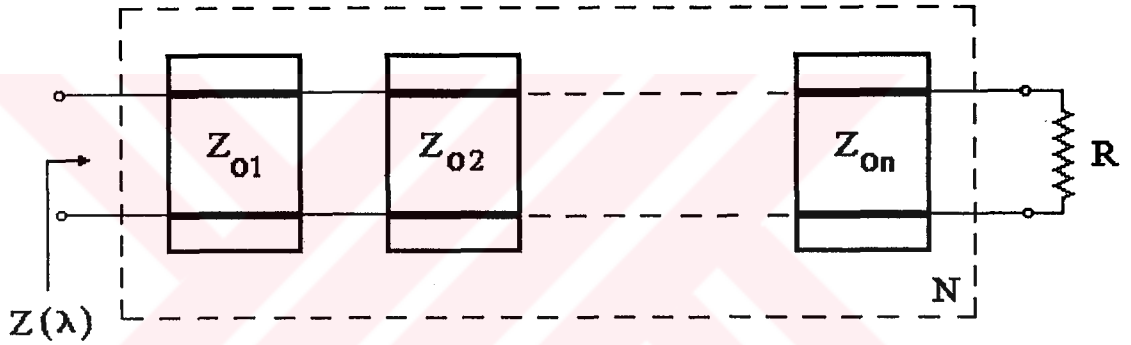
Richards teoremine göre, eğer $\text{Ev } Z(\lambda)$ 'nın bütün sıfırları $(1-\lambda^2)$ formundaki çarpanlara benziyorsa, Şekil (1.4.6)'daki gibi rezistif sonlandırılmış ardışıl birim elemanlardan oluşan bir yapıyla gerçekleştirilebilir. Bu durumda, $Z(\lambda)$ 'nın pay ve payda polinomlarının dereceleri birbirine eşittir ($m=\text{deg } n(\lambda)=\text{deg } d(\lambda)$). Bunun sonucunda $\text{Ev } Z(\lambda)$ 'nın payında $(1-\lambda^2)^m$ terimi oluşur. Böylece $Z(\lambda)$ 'nın, giriş empedansı olabilmesi için gerek ve yeter şart:

$$Z(\lambda) = \frac{n(\lambda)}{d(\lambda)} \quad \text{pozitif reel ve} \quad \text{Ev } Z(\lambda) = \frac{(1-\lambda^2)^m}{d(\lambda)d(-\lambda)} \quad (1.4.13)$$

olmalıdır. $d(\lambda)$, m . dereceden Hurwitz polinomudur. $S_{21}(\lambda)$ transfer parametresi ile ilgili şartlar ise

$$|S_{21}(j\Omega)| \leq 1 \quad \text{ve} \quad S_{21}(\lambda) = \frac{(1-\lambda^2)^{m/2}}{g(\lambda)} \quad (1.4.14)$$

olup $g(\lambda)$, m . dereceden kesin Hurwitz polinomudur.



Şekil 1.4.6 Ardışıl birim elemanlar

Eğer dağılmış parametrelili devre sadece basit stublardan oluşuyorsa (L ve C gibi), toplu devre düzleminde iki kapılılar için geçerli olan kriterlerin hepsi dağılmış parametrelili devreler için de geçerlidir. Sadece stublardan oluşmuş bir devre, toplu sürekli kesirlere ayırma yöntemleriyle doğrudan gerçekleştirilebilir. Buna karşın, dağılmış elemanlı gerçekleştirilmede bu belli sayıdaki seri stublar, pratikte uygun olmayabilir. Böyle hallerde fiziksel ayırımı sağlamak için stublar arasına birim elemanlar konması istenir. Stublar arasındaki izolasyonu sağlamanın en alışılmış yolu, iki kapılının giriş ve/veya çıkışına “Redundant” birim eleman yerleştirmektir. Bu redundant elemanlar iki kapılının giriş empedansı ve reflektansı üzerinde herhangi bir değişiklik yapmamaktır. Daha sonra Kuroda dönüşümü (13) uygulanarak, stublar arasındaki fiziksel ayırımı sağlamak için birim elemanlar istenilen miktarda, stublardan oluşan yapıya ötelenebilir. Her ne kadar bu yaklaşım dağılmış elemanlı filtrelerin tasarımına esneklik getirirse

de redundant birim elemanlar filtrenin performansına katkıda bulunmazlar. Fakat yapının fiziksel boyutunu artırırılar. Bu yüzden birim elemanların, nonredundant olarak kullanımları, pratik ve teorik açıdan büyük avantaj sağlar.



II MATERYAL VE METOD

2.1. Dağılmış Parametrelî Devre Modellemesi

Bu bölümde, verilen sayısal ölçüm datasının dağılık elemanlı devre yapıları ile modellenmesi incelenecektir. Verilen data, genelde fiziksel bir devrenin giriş empedansı, yansıma katsayısı veya transfer fonksiyonuna ait ölçüm değerleri olabilir. Amaç, verilen ölçüm değerlerinin gerçekleştirilebilir devre fonksiyonları ile yaklaştırılması ve bu devre fonksiyonlarının dağılık elemanlı (iletim hatları) devre yapıları ile gerçekleştirilmesidir.

Dağılık devre elemanları ile modellemeye özellikle yüksek frekans uygulamalarında ihtiyaç duyulur. Örneğin, yüksek frekans filtre, anten ve mikrodalga kuvvetlendirici tasarımı gibi problemlerde, genelde dağılık devre elemanları kullanımı istenir. Bu tür problemlerde, tasarım için devrenin bağlandığı yüklerin, giriş empedansının veya yansıma katsayısının analitik bir fonksiyon olarak verilmesi yada kayıpsız toplu devre elemanları ile modellenmiş olması istenir.

Ancak bir çok problemde, giriş empedans veya reflektansı sadece ölçüm datası olarak elde etmek mümkündür. Bu durumda, bu nümerik datanın gerçekleştirilebilir analitik devre fonksiyonları ile yaklaştırılması veya fiziksel kayıpsız elemanlar ile modellenmesine ihtiyaç vardır.

Empedans (veya reflektans) datası ayrıık frekans değerlerinde reel, imajiner (ya da genlik faz) bilgi ölçülmüş olarak ya da frekansa göre grafiksel olarak verilebilir.

Ancak, verilen ölçüm datasının gerçekleştirilebilir fiziksel bir devreye ait olduğunun bilinmesi veya test edilmesi gerekmektedir. Eğer verilen data giriş empedansına ait ise, tüm kutup ve sıfırlarının kompleks düzlemin sol yarısında olması gerekir. Ayrıca empedansın reel kısmının, tüm reel frekanslarda negatif olmaması gerekir.

Eğer giriş yansıma katsayısı verildi ise, sistemi tanımlayan reflektans fonksiyonun genliği sınırlı reel olmalı ve kökleri sol yarı kompleks düzlemde yer almalıdır. Aynı şekilde, transfer fonksiyonuna ait data da sınırlı reel olmalı ve kökleri sol yarı düzlemde olan bir fonksiyon ile modellenmelidir.

Bu çalışmada, sayısal datanın fiziksel bir sisteme ait olduğu varsayılp, uygulanan temel yöntemlerde, iki saçılma parametresine ait sayısal datanın verildiği kabul edilmektedir. Bu sayısal data, saçılma parametrelerinin genlik, faz veya reel- imajiner kısımlarının belirli bir frekans aralığında tanımlanmış değerleri olabilir. Sayısal olarak verilen saçılma parametreleri rezistif sonlandırıldığında, varsayılan kayıpsız iki kapılı dağılık elemanlı bir devreyi tanımlayan gerçekleştirilebilir rasyonel saçılma fonksiyonları ile yaklaştırılmak istenir.

Bu çalışmada temel yaklaşım, fiziksel bir sisteme ait saçılma parametre datalarının ($\{S_{L,i,j}\}$) verilmesi halinde, dağılık elemanlı devreyi karakterize eden saçılma parametrelerinin ($\{S_{D,i,j}\}$) sayısal yaklaşım yöntemleri ile belirlenmesidir.

Burada, sayısal veri kümesi $\{S_L\}$, en az iki saçılım parametresinin hem genlik hem faz bilgilerini içermek zorundadır. Sadece, giriş empedansına (Z_1) veya giriş reflektansına (S_{11}) ait sayısal ölçüm datası verildiyse, önce eldeki verilerden transfer fonksiyonunun (S_{21}), genlik ve fazının üretilmesi gerekir.

Bu anlamda, rasyonel toplu elemanlı devre fonksiyonları ile veri yaklaşımı konusunda literatürde bazı yaklaşımlar mevcuttur .

Diğer taraftan, sayısal data $\{S_L\}$, toplu devre elemanlarından oluşan verilmiş bir modelin analizinde de doğrudan örnekleme ile elde edilebilir.

Bu çalışmada, iki saçılma parametresine ait verinin bilindiği varsayılmakta ve bu veriyi sağlayacak dağılmış parametrelili saçılma fonksiyonlarının, doğrusal en küçük kareler yöntemi ile yaklaştırılması incelenecektir.

Şimdi genel olarak doğrusal en küçük kareler metodunu inceleyelim.

2.2. Doğrusal En Küçük Kareler Metodu

Bu metotta ölçüm sonucu elde edilen noktalara uyan en yakın eğri elde edilir. Elde edilmek istenen eğriye ait polinomun derecesi m , veri sayımız n 'den küçük veya eşittir. Verilen n tane noktaya uydurulan polinom ile bu noktalar arasındaki farkların karelerinin toplamının en küçük değerde olması istenir.

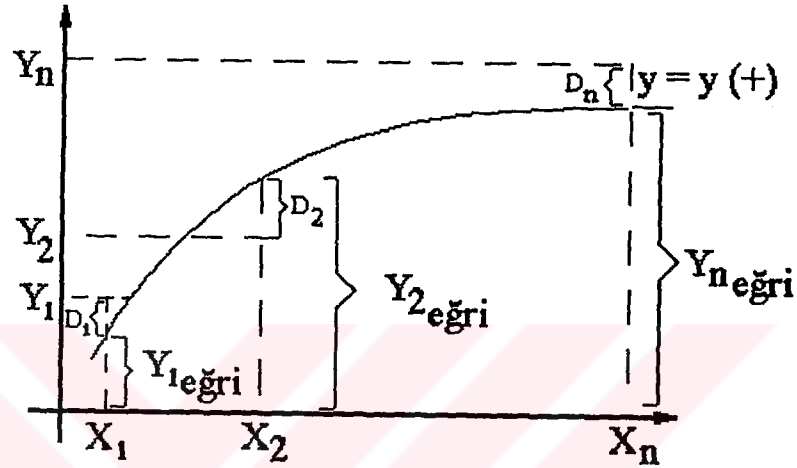
$\{x_i, y_j; i,j=1,2,\dots,n\}$ noktaları verilmiş olsun. Her x değerine karşılık bir y değeri vardır. Eğri üzerindeki y değeri ile veri noktamızın y değeri arasında fark olabilir. (Şekil 2.2.1) Bunu;

$$y_i - y_{i \text{ eğri}} = D_i \quad (2.2.1)$$

$$\varepsilon = D_1^2 + D_2^2 + \dots + D_n^2 = \sum_{k=1}^n (y_k - y)^2 \quad (2.2.2)$$

D_i hatalarının karesel toplamı minimize edilir.

Eğer ε yeterince küçükse uydurulan eğrinin verilen datayı izlediği söylenir. Eğer bu ifade büyükse iyi bir yaklaşım yapılamamıştır denir.



Şekil 2.2.1 Doğrusal En Küçük Kareler Metodunda Grafiksel Gösterim

x_1, x_2, \dots, x_n noktalarına karşılık gelen y değerlerini $y = f(x_i) = a_0 + a_1x_i + a_2x_i^2 + \dots + a_mx^m$ polinomunu tanımlasın. $a_0, a_1, a_2, \dots, a_m$ gibi $(m+1)$ tane katsayıyı bulmak istiyoruz.

Hata fonksiyonunu

$$\varepsilon = F(x_i) - f(x_i) \quad i = 1, 2, 3, \dots, n \quad (2.2.3)$$

olarak tanımlayalım. Verilen $(n+1)$ tane noktada hataların karelerinin toplamı

$$\delta = \sum_{i=1}^n (F(x_i) - f(x_i))^2$$

$$= \sum_{i=1}^n \left[\sum_{j=0}^m a_j x_i^j - f(x_i) \right]^2 \quad (2.2.4)$$

yazılabilir.

Hataların karelerinin toplamı olan δ değerinin minimum olması

$$\frac{\partial \delta}{\partial a_0} = \frac{\partial \delta}{\partial a_1} = \frac{\partial \delta}{\partial a_n} = \dots = \frac{\partial \delta}{\partial a_m} = 0 \quad (2.2.5)$$

ile sağlanır.

Böylece her bir kısmi türev ifadesinden bir denklem elde etmiş oluruz. $(m+1)$ bilinmeyenli $(m+1)$ tane denklemi çözersek $F(x_i)$ yaklaşım polinomunun a_0, a_1, \dots, a_m katsayılarını bulmuş oluruz.

2.3. Karakteristik Fonksiyon Üzerinden Yaklaşım

Kayıpsız toplu iki kapılına karakteristik fonksiyonu, yansıma ve transfer saçılma fonksiyonlarının oranı şeklinde reel rasyonel bir fonksiyon olarak tanımlanır;

$$K_L(p) = \frac{S_{L1}(p)}{S_{L2}(p)} = \frac{h_L(p)}{f_L(p)} \quad (2.3.1)$$

L indisi toplu devreyi, D indisi ise dağılmış parametrelili devreyi göstermek üzere kullanılacaktır. p ise $p=j\omega$ şeklinde kompleks frekans değişkenidir (1.3.1)

Burada S_{L1} ve S_{L2} dağılma fonksiyonlarının Belevitch (6) kuralına göre

$$S_{L1}(p) = \frac{h_L(p)}{g_L(p)} \quad \text{ve} \quad S_{L2}(p) = \frac{f_L(p)}{g_L(p)} \quad (2.3.2)$$

olarak tanımlandığı kabul edilir.

Transfer ve yansıma fonksiyonlarından farklı olarak karakteristik fonksiyonun kutup sıfır konumlarında herhangi bir sınırlama yoktur ve rastgele reel(gerçel) katsayılarla verilen bir karakteristik fonksiyonu gerçekleştirmek mümkündür. (2.1.2)' de S_{L1} 'in pay polinomu $h(p)$

herhangi bir reel polinom, S_{L11} 'in pay polinomu $f(p)$ ise iki kapılının transmisyon sıfırlarını tanımlayan bir reel polinomdur. Eğer iki kapılı karşılıklı (reciprocal) ise $f(p)$ derecesi $h(p)$ 'ye eşit veya daha küçük tek veya çift bir polinomdur.

Benzer şekilde karşılıklı (reciprocal) dağılmış bir devre için karakteristik fonksiyon

$$K_D(\lambda) = \frac{h_D(\lambda)}{f_D(\lambda)} \quad (2.3.3)$$

şeklinde tanımlanabilir. Burada λ , $\lambda = \tanh(p\tau)$ Richard değişkeni, τ ise transmisyon hattının gecikme uzunluğudur. $h_D(\lambda)$ reel bir polinomdur. $f_D(\lambda)$ ise;

$$f_D(\lambda) = (1-\lambda^2)^{u/2} f_0(\lambda) \quad (2.3.4)$$

genel formunda olup, $f_0(\lambda)$ dağılmış iki kapılının muhtemel karmaşık transmisyon sıfırlarını içeren reel bir polinomdur. Görülmektedirki $(1-\lambda^2)^{u/2}$ irrasyonel teriminden dolayı $f_D(\lambda)$ mutlaka rasyonel olmak zorunda değildir. Buradaki u , dağılmış elemanlı devredeki orantılı uzunluktaki iletim hattı (commensurate) sayısını belirler.

Reel frekanslarda iki kapılı toplu devrenin karakteristik fonksiyonu

$$K_L(j\omega) = \frac{h_L(j\omega)}{f_L(j\omega)} = \alpha(\omega) + j\beta(\omega) \quad (2.3.5)$$

olarak yazılabilir. Burada $K_L(j\omega)$ 'nin ilgili frekans bandında en küçük kareler yaklaşımına göre dağılmış parametrelili devrenin karakteristik fonksiyonu $K_D(j\omega)$ 'ya yaklaştırıldığı kabul edilir.

Yani

$$K_L(j\omega) \approx K_D(j\omega) \quad \omega \in B \quad (2.3.6)$$

yaklaşıklık problemine çözüm ararız. Burada, B yaklaşımın yapıldığı frekans bandıdır.

İkinci olarak dağılmış devrenin karakteristik fonksiyonunu, λ 'nın $\lambda = j\Omega$ imajiner değerleri için yazıldığını düşünürüz.

$$K_D(j\Omega) = \frac{h_D(j\Omega)}{f_D(j\Omega)} \quad (2.3.7)$$

$\Omega, \lambda = \Sigma + j\Omega$ düzleminde

$$\Omega = \tan(w\tau) \quad (2.3.8)$$

ile verilen frekans değişkenidir.

$f_D(j\Omega)$ payda polinomu, (2.3.4)'te tanımlandığı gibi dağılmış devrenin muhtemel transmisyon sıfırlarını içerir. Örneğin u tane ardışıl (kaskad) bağlı birim eleman için $f_D(j\Omega)$

$$f_D(j\Omega) = (1 + \Omega^2)^{u/2} \quad (2.3.9)$$

olarak tanımlanır.

Eğer dc'de transmisyon (iletim) sıfırlarının olması arzu edilirse

$$f_D(j\Omega) = (j)^r \Omega^r (1 + \Omega^2)^{u/2} \quad (2.3.10)$$

şeklinde r tamsayısı dc'deki transmisyon sıfırlarının sayısıdır. Daha genel olarak, $j\Omega$ ekseninde sonlu transmisyon sıfırı istenirse $f_D(j\Omega)$

$$f_D(j\Omega) = (j)^r \Omega^r (1 + \Omega^2)^{u/2} \prod_{i=1}^m (b_i^2 - \Omega^2) \quad (2.3.11)$$

şeklinde tanımlanır. Burada ($b_i, i = 1, \dots, m$) sonlu transmisyon sıfırlarını gösterir.

(2.3.9), (2.3.10) ve (2.3.11)'den görülebileceği gibi $f_D(j\Omega)$ dc'deki transmisyon sıfırı sayısının tek sayı olması ($r = \text{tek}$) durumu dışında tamamen reeldir. Aşağıdaki çıkarımlarda $f_D(j\Omega)$, Ω 'nın reel fonksiyonu olarak alınır. (Yani $r = \text{tek sayı durumu}$.)

$f_D(j\Omega)$ (2.1.8)'den görüleceği gibi ω 'nın reel fonksiyonudur. Bunu $W_f(\omega) = f_D(j\Omega)$ ile gösterelim. (2.1.5) ve (2.1.7)'den en küçük kareler yaklaşımında

$$h_D(j\Omega) \approx W_f(\omega)\alpha(\omega) + jW_f(\omega)\beta(\omega) \quad (2.3.12)$$

yazabiliriz. $h_D(\lambda)$ polinomunun bilinmeyen $h_0, h_1, h_2, \dots, h_n$ katsayıları doğrusal en küçük kareler yaklaşımı tekniği kullanılarak hesaplanabilir.

Bilinmeyen $h_D(\lambda)$ polinomunu

$$h_D(\lambda) = h_0 + h_1\lambda + \dots + h_n\lambda^n, \quad (2.3.13)$$

olarak yazalım. n tamsayısı dağılmış parametrelili devredeki toplam eşit uzunluktaki iletim hattı (commensurate) sayısını gösterir.

(2.3.11)'de ifade edilen $f_D(j\Omega)$ genel formuna göre $n \geq k$ olmalıdır. Burada $k = r + u + 2m$, f_D polinomunun derecesidir. Gerçekleme açısından baktığımızda, r seri açık devre veya paralel kısa devre iletim hatlarının (stub) toplam sayısını belirlerken, m bant geçiren yapı problemlerinde rezonans yapılarının toplam sayısını verir. $r = 0$, $m = 0$ durumu ise alçak geçiren yapıya karşılık gelir. $n - k$ farkı seri kısa veya paralel açık stubların toplam sayısıdır. Eğer $r = 0$ iken $n = u$ ise dağılmış parametrelili devre n tane ardışıl birim elemandan (UE) oluşur. Bu çalışmada alçak geçiren yapılar incelendiğinden $r = m = 0$ alınmıştır.

$j\Omega$ ekseninde h_D polinomunun reel (Re) ve imajiner (Im) bölümleri

$$\text{Re}(h_D) = h_0 - h_2\Omega^2 + \dots = \sum_{i=1}^{m_1} (-1)^{i+1} h_{2i-2} \Omega^{2i-2} \quad 2.3.14a$$

$$\text{Im}(h_D) = h_1 - h_3\Omega^3 + \dots = \sum_{i=1}^{m_2} (-1)^{i+1} h_{2i-1} \Omega^{2i-1} \quad 2.3.14b$$

ile ifade edilir.

m_1 ve m_2 sayıları negatif olmayan tamsayılardır.

$$m_1 = [n/2] + 1, \quad m_2 = n - [n/2] \quad (2.3.15)$$

Köşeli parantez içinde $[n/2]$ terimi $(n/2)$ 'ye eşit veya ondan küçük en büyük tamsayıyı tanımlar.

$$A(\omega) = W_f(\omega)\alpha(\omega) \text{ ve } B(\omega) = W_f(\omega)\beta(\omega) \quad (2.3.16)$$

şeklinde belirlersek, (2.3.12)'ye göre

$$\text{Re}(h_D) \approx A(\omega), \quad \text{Im}(h_D) \approx B(\omega), \quad (2.3.17)$$

yazabiliriz.

(2.3.17) yaklaşıklıkları ϵ_a ve ϵ_b ile göstereceğimiz iki farklı hata fonksiyonu tanımlar:

$$\epsilon_a = \text{Re}(h_D) - A(\omega), \quad \epsilon_b = \text{Im}(h_D) - B(\omega) \quad (2.3.18)$$

Açıkça görülüyorki ϵ_a ve ϵ_b , h_D 'nin tek ve çift sayı indisli katsayılarına bağlıdır. ϵ_a ve ϵ_b 'yi $\epsilon_a(H_e, \omega)$ ve $\epsilon_b(H_0, \omega)$ şeklinde yeniden belirleyecek olursak H_e ve H_0 vektörleri aşağıdaki gibi tanımlanırlar:

$$H_e = [h_0 \ h_2 \ h_4 \ \dots \ h_{2m_1-2}]^t, \quad H_0 = [h_1 \ h_3 \ h_5 \ \dots \ h_{2m_2-2}]^t \quad (2.3.19)$$

m_1 ve m_2 (2.1.15)'te verilmiştir, t ise transpozunu gösterir.

H_e ve H_0 'daki katsayılar, $\delta_a(H_e)$ ve $\delta_b(H_0)$ karesel hata fonksiyonlarında hatanın karesini minimize ederek bulunabilir. $\delta_a(H_e)$ ve $\delta_b(H_0)$, örnekleme bandı B'de

$$\delta_a(H_e) = \sum_{k=1}^{N_f} \epsilon_a^2(H_e, \omega_k), \quad \delta_b(H_0) = \sum_{k=1}^{N_f} \epsilon_b^2(H_0, \omega_k) \quad (2.3.20)$$

ile tanımlanırlar. Burada N_f , B frekans bandındaki örnekleme sayısı, ω_k 'lar da örnekleme frekanslarıdır.

$$\frac{\partial}{\partial h_j} \delta_a(H_e) = 0, \quad j=0,2,4,\dots,2m_1-2 \quad (2.3.21a)$$

$$\frac{\partial}{\partial h_j} \delta_b(H_0) = 0, \quad j=1,3,5,\dots,2m_2-1 \quad (2.3.21b)$$

Eğer yukarıdaki türevleri (2.3.18) ve (2.3.20) ile bağlantılı olarak değerlendirirsek (2.3.21a),

$$\sum_{\omega_k} \operatorname{Re}(h_D) \frac{\partial \operatorname{Re}(h_D)}{\partial \theta_j} - A(\omega_k) \frac{\partial \operatorname{Re}(h_D)}{\partial \theta_j} = 0$$

(2.3.22a)

$$j = 0, 2, 4, \dots, 2m_1 - 2,$$

ve (2.3.21b)

$$\sum_{\omega_k} \operatorname{Im}(h_D) \frac{\partial \operatorname{Im}(h_D)}{\partial \theta_j} - A(\omega_k) \frac{\partial \operatorname{Im}(h_D)}{\partial \theta_j} = 0$$

(2.3.22b)

$$j = 1, 3, 5, \dots, 2m_2 - 1$$

olur. (2.3.14a) ve (2.3.14b)'yi bu ifadelerde yerine koyarsak

$$\sum_{i=1}^{m_1} (-1)^{i+1} h_{2i-2} \left(\sum_{\omega_k} \Omega^{2i-2} \frac{\partial \operatorname{Re}(h_D)}{\partial \theta_j} \right) - \left(\sum_{\omega_k} A(\omega_k) \frac{\partial \operatorname{Re}(h_D)}{\partial \theta_j} \right) = 0 \quad (2.3.23)$$

$$\sum_{i=1}^{m_2} (-1)^{i+1} h_{2i-1} \left(\sum_{\omega_k} \Omega^{2i-1} \frac{\partial \operatorname{Im}(h_D)}{\partial \theta_j} \right) - \left(\sum_{\omega_k} A(\omega_k) \frac{\partial \operatorname{Im}(h_D)}{\partial \theta_j} \right) = 0 \quad (2.3.24)$$

buluruz.

(2.3.14a) ve (2.3.14b)'den türevler aşağıdaki gibi olur.

$$\frac{\partial \operatorname{Re}(h_D)}{\partial \theta_j} = \{1, -\Omega^2, \Omega^4, \dots\},$$

(2.3.25)

$$\frac{\partial \operatorname{Im}(h_D)}{\partial \theta_j} = \{\Omega, -\Omega^3, \Omega^5, \dots\}$$

(2.3.23) ve (2.3.24) sırasıyla m_1 ve m_2 tane bilinmeyenli doğrusal (linear) eşitlik tanımlar. Bu eşitlikler matris formunda daha basit ifade edilebilirler.

$$H_e = Q_e^{-1}C_e, \quad H_o = Q_o^{-1}C_o \quad (2.3.26)$$

H_e ve H_o vektörleri (2.3.19) nolu eşitlikte verilen, h_D 'nin çift ve tek indisli katsayılarını içerir. Q_e matrisi ve C_e vektörünün elemanları

$$q_{e_{ij}} = (-1)^{(i+j)} \sum_{k=1}^{N_f} \Omega_k^{2(i+j-2)} \quad (2.3.27a)$$

$$c_{e_i} = (-1)^{(i+1)} \sum_{k=1}^{N_f} \Omega_k^{2(i-1)} A(\omega_k) \quad (2.3.27b)$$

$$i, j = 1, 2, 3, \dots, m_1,$$

aynı şekilde Q_o matrisi ve C_o vektörünün elemanları da

$$q_{o_{ij}} = (-1)^{(i+j)} \sum_{k=1}^{N_f} \Omega_k^{2(i+j-1)} \quad (2.3.28a)$$

$$c_{o_i} = (-1)^{(i+1)} \sum_{k=1}^{N_f} \Omega_k^{2(i-1)} B(\omega_k) \quad (2.3.28b)$$

$$i, j = 1, 2, 3, \dots, m_2,$$

yardımıyla hesaplanır. m_1 ve m_2 (2.3.15)'te verilmişti.

H_e ve H_o vektörleri (2.3.27) ve (2.3.28) ile bulduğumuz q ve c eleman değerlerinin hesaplanıp (2.3.26)'da tanımladığımız ifadeye yerine konması ile elde edilir. (2.3.19)'da tanımlandığı şekliyle H_e ve H_o vektörlerinin her bir elemanı dağılmış parametrelili devrenin $h_D(\lambda) = h_0 + h_1 \lambda + h_2 \lambda^2 + \dots + h_n \lambda^n$ polinomunun bilinmeyen katsayılarıdır.

Son olarak kesin Hurwitz $g_D(\lambda)$ polinomu, $h_D(\lambda)$ ve transmisyon sıfırlarını istediğimiz şekilde seçerek belirlediğimiz $f_D(\lambda)$ polinomundan kayıpsızlık koşulu ile hesaplanır. Kayıpsızlık koşuluna göre f , h , g polinomları arasında

$$g_D(\lambda) g_D(-\lambda) = h_D(\lambda) h_D(-\lambda) + f_D(\lambda) f_D(-\lambda) \quad (2.3.29)$$

şeklinde bir ilişki mevcuttur.

(2.3.29)'da $g_D(\lambda) g_D(-\lambda)$ bir çift polinomdur.

$$G_L(\lambda^2) = g_L(\lambda) g_L(-\lambda) = G_{L0} + G_{L1}\lambda^2 + \dots + G_{Ln}\lambda^{2n} \quad (2.3.30)$$

n bir tamsayı olup toplu parametrelili devredeki toplam eleman sayısını gösterir. Benzer şekilde $H_L(\lambda^2) = h_L(\lambda) h_L(-\lambda)$ ve $F_L(\lambda^2) = f_L(\lambda) f_L(-\lambda)$ da polinom formunda yazılabilirler.

$$H_L(\lambda^2) = H_{L0} + H_{L1}\lambda^2 + \dots + H_{Ln}\lambda^{2n} \quad (2.3.31)$$

$$F_L(\lambda^2) = F_{L0} + F_{L1}\lambda^2 + \dots + F_{Lm}\lambda^{2m} \quad (2.3.32)$$

m , toplu devredeki sonlu transmisyon sıfırlarının sayısı olup $m \leq n$ dir.

(2.3.30), (2.3.31) ve (2.3.32) polinomları kayıpsızlık koşulunda yerine konulduğunda

$$G_L(\lambda^2) = H_L(\lambda^2) + F_L(\lambda^2) \quad (2.3.33)$$

LC alçak geçiren merdiven (ladder) tipi devreler üzerinde modelleme yaptığımızdan (bütün transmisyon sıfırları sonsuzda) $f(p)=1$ olup (2.3.33) kayıpsızlık koşulu aşağıdaki şekli alır.

$$G_D(\lambda^2) = H_D(\lambda^2) + (1-\lambda^2)^n \quad (2.3.34)$$

$G_D(\lambda^2)$ polinomunun λ düzlemindeki tüm kökleri bulunup bunlardan sol yarı düzlemdekiler seçilerek $g_D(\lambda)$ polinomu oluşturulur.

(2.3.34) eşitliği herhangi bir toplu iki kapılı devrenin eşit uzunluklu transmisyon hatlarından oluşan dağılmış parametrelili devreye dönüştürülebileceğini gösterir. Eğer toplu devre n elemanlı alçak geçiren LC merdiven (ladder) tipi devre ise dağılmış parametrelili devre n tane eşit uzunluklu transmisyon hattından (commensurate transmission lines) oluşmak zorundadır.

n tane birim elemanın (UE) ardışıl (cascade) bağlantısında S_{D12} veya S_{D21} 'in pay polinomu $f_D(\lambda) = (1-\lambda^2)^{n/2}$ formu $\lambda=j\Omega$ için reel bir çarpan olur. F_D ise $f_D(\lambda)$ 'nin

faktörizasyonundan türetilir. $g_D(\lambda)$ polinomunu oluştururken $G_D(\lambda^2)$ 'nin sol yarı düzlemdeki köklerini seçerek, kesin Hurwitz şartını sağlamaya çalışırız. Fakat $h_D(\lambda)$ polinomu için hiçbir sınırlama yoktur. h_D polinomunun kökleri λ düzeminin herhangi bir yerinde olabilir.

2.4. Diğer Devre Fonksiyonları Üzerinden Yaklaşım

Dağınık elemanlı devre fonksiyonlarının üretilmesinde, doğrusal en küçük kareler yönteminin, karakteristik fonksiyon üzerinden uygulaması incelenmiştir.

Karakteristik fonksiyon bilindiği gibi gerek kutup, gerekse sıfırları açısından hiçbir sınırlamaya tabi değildir. Bu yüzden doğrusal en küçük kareler yöntemi uygulanmıştır. Benzer şekilde diğer devre fonksiyonlarına da uygulanabilir ($\{|S_{11}|\}$, $\{|S_{21}|\}$, $\text{Re}\{Z_{in}\}$ v.s. gibi). Tüm bu yaklaşımlarda doğrusal en küçük kareler yöntemi uygun bir şekilde yeniden düzenlenebilir. Ancak burada, devre fonksiyonları ile ilgili sınırlamalar incelenmelidir. (Kutup-sıfır konumları, pozitif reel, sınırlı reel olma özellikleri gibi) Karakteristik fonksiyon bilindiği gibi S_{11}/S_{21} oranı olup bu da h/f 'dir. f polinomunu, transmisyon sıfırları istediğimiz yerlerde olacak şekilde biz belirleriz. h polinomunun köklerinin yerleri konusunda ise hiçbir sınırlama yoktur. Bu yüzden karakteristik fonksiyon diğer devre fonksiyonları arasından tercih edilmiştir.

2.5. Doğrusal En Küçük Kareler Yaklaşım Tekniği Algoritması

Burada, herhangi bir iki kapılı devreye ait verilen ölçüm datası, karakteristik fonksiyon üzerinden, doğrusal en küçük kareler yaklaşımı ile dağılmış elemanlı devre fonksiyonuna yaklaştırılır.

Giriş Parametreleri

w : Yaklaşımın yapıldığı frekans bandı

n : Dağılmış elemanlı devredeki toplam transmisyon hattı sayısı

u : Dağılmış devredeki orantılı uzunluklu iletim hattı sayısı

τ : Transmisyon hattının birim zaman gecikmesi

Hesaplama Adımları

- $K_L(jw) = h_L(jw) / f_L(jw)$ şeklinde karakteristik fonksiyon oluşturunuz.

- $K_L(jw) = \alpha(w) + j\beta(w)$ karakteristik fonksiyonunun reel ve imajiner kısımlarını oluşturunuz.

- $f(\lambda)$ 'yı belirleyiniz. ($\lambda = j\Omega$)

$$- \epsilon_a = \text{Re} (h_D) - f(j\Omega) \alpha(w)$$

$$\epsilon_b = \text{Im} (h_D) - f(j\Omega) \beta(w)$$

hata fonksiyonlarını yazınız.

- $h_D(\lambda) = h_0 + h_1\lambda + h_2\lambda^2 + \dots + h_n\lambda^n$ polinomunun bilinmeyen h katsayıları hesaplayınız (2.3.27a-b),(2.3.28a-b).

- Kayıpsızlık koşulu gereği $hh^* + ff^* = G(\lambda^2)$ çift polinomunu oluşturun.

- $G(\lambda^2)$ 'nin köklerini bularak bu köklerden sol yarı düzlemde olanları seçiniz.

- Seçilen bu köklerden $g_D(\lambda)$ 'yi türetiniz.

2.6 Son Optimizasyon

Karakteristik fonksiyon yaklaşımında sadece S_{11}/S_{21} oranının yaklaşımı yapılabilmektedir. Esasında gerçekleştirilebilir saçılma parametrelerinin verilen sayısal dataya uygun türetilmesi için en az iki saçılma parametresinin (hem genlik hem de fazın) yakınsaması gerekmektedir. Doğrusal en küçük kareler yöntemi ile edilen karakteristik fonksiyonun, verilen dataya en küçük hata ile yakınsaması istenir. Fakat her zaman tam bir yakınsama sağlanamayabilir. Bu durumda, doğrusal olmayan optimizasyon ile de değişimler kontrol edilmelidir.

En küçük kareler duyarlılığında δ fonksiyonu

$$\delta = \sum_{j=1}^m [A(\omega_j, h_i) - A_0]^2 \quad i=1,2,\dots, n \quad (2.5.1)$$

şeklinde tanımlanır. m iletim bandındaki örnekleme sayısını, A_0 kayıpsız iki kapılıya ait verilen ölçüm datasını ve $A(\omega_j, h_i)$ ise $h(p)$ polinomunun bilinmeyen katsayılarından oluşturulan, yaklaşımın yapıldığı devre fonksiyonudur. Son optimizasyonda herhangi bir doğrusal olmayan optimizasyon yöntemi kullanılabilir. Bu çalışmadaki programlarda Levenberg-Marquardt tekniği kullanılmıştır.

Her bir iterasyonda h katsayıları değiştirilerek (2.5.1)'deki hata fonksiyonu minimize edilmeye çalışılır.

Bu çalışmada son optimizasyon $|S_{21}|$ üzerinden uygulanmıştır. Ancak $|S_{11}|$ veya diğer devre fonksiyonları üzerinden de yapılabirdi. Bilindiği gibi $S_{21} = f/g$ oranıdır. Kayıpsızlık koşuluna göre f, h ve g polinomları arasında $ff^* + hh^* = gg^*$ şeklinde bir ilişki vardır. Böylece

g polinomu, h polinomunun bilinmeyen h_i katsayıları cinsinden oluşturulup $|S_{21}|$ parametresi optimize edilebilir. Başlangıç değerleri olarak doğrusal en küçük kareler yaklaşımından elde edilen h_i katsayıları alınır. Sonuçta doğrusal olmayan optimizasyon ile elde edilen $|S_{21}|$ parametresi, verilen dataya daha küçük bir hatayla yaklaştırılır.



III BULGULAR

3.1. Butterworth Filtre Uygulaması

Bu örnekte, nümerik verileri elde etme kolaylığından dolayı, klasik bir filtre uygulaması olan 3. dereceden Butterworth filtre tercih edilmiştir. 3. dereceden bir Butterworth filtre alınarak, $0 \leq \omega \leq 1.0$ normalize frekans bandında doğrusal en küçük kareler yaklaşımı ile karakteristik fonksiyon üzerinden yaklaşım yapıp, dağılmış devre parametreleri elde edilecek, son olarak da birim elemanlarla (UE) modellenecektir.

n. dereceden Butterworth filtrenin güç transfer fonksiyonunun genliğinin karesi ($|H(j\omega)|^2$), transfer saçılma fonksiyonunun genliğinin karesine ($|S_{21}|^2$) eşittir.

$$|H(p)|^2 = |S_{21}(p)|^2 = \frac{1}{1 + (-1)^n p^{2n}} \quad (3.1.1)$$

Transfer saçılma fonksiyonunun genliğinin karesini ($|S_{21}|^2$) Belevitch formunda yazarsak (6) (1.3.1)

$$|H(p)|^2 = \frac{f(p) f(-p)}{g(p) g(-p)}$$

dir. Burada p, $p = j\omega$ şeklindeki kompleks frekans değişkenini gösterir.

3. dereceden Butterworth filtrenin transfer fonksiyonu (3.1.1)'den

$$|H(p)|^2 = |S_{21}(p)|^2 = \frac{1}{1 - p^6} \Big|_{p = j\omega} = \frac{1}{1 + \omega^6}$$

olarak bulunur. Buradan kolayca görülebileceği gibi $f(p) f(-p) = 1$ 'dir. Toplu devrenin f polinomunu $f(p) = 1$ elde ederiz.

Transfer fonksiyonunun paydasından toplu devrenin g polinomunu elde ederiz. g polinomu kesin Hurwitz bir polinom olmak zorundadır (6)(1.3.1).

Bu nedenle önce $g(p)$ $g(-p)$ çift polinomunun tüm köklerini bulup, bunlardan sol yarı düzlemde olanları seçerek, kesin Hurwitz $g(p)$ polinomunu oluşturmalıyız. Bu örnek için $g(p)$ $g(-p) = 1-p^6$ olduğundan $g(p) = p^3+2p^2+2p+1$ olarak bulunur. Son olarak toplu devrenin h polinomunu buluruz. Paraunitary özelliği ve kayıpsızlık koşulundan (1.3) (6) f , h , g polinomları arasında

$$gg^* = hh^* + ff^*$$

gibi bir ilişki mevcuttur. Buradan toplu devrenin h polinomunu çekersek, $h(p) = p^3$ buluruz. h polinomunun katsayıları için herhangi bir sınırlama söz konusu değildir.

Böylece en küçük kareler yaklaştırması için toplu devreye ait f , h , g polinomlarını aşağıdaki gibi bulduk;

$$\begin{aligned} f(p) &= 1 \\ h(p) &= p^3 \\ g(p) &= p^3+2p^2+2p+1 \end{aligned}$$

Yaklaşımı karakteristik fonksiyon üzerinden yapacağımızdan, toplu devre için karakteristik fonksiyon oluşturulur.

$$K_L(p) = \frac{S_{L_{11}}}{S_{L_{21}}} = \frac{h_L}{f_L} = \frac{p^3}{1}$$

B yaklaşım bandı içerisinde

$$K_L(j\omega) \approx K_D(j\omega) \quad \omega \in B$$

yaklaşımı yapılır.

$$K_D(j\omega) = \frac{h_D(j\Omega)}{f_D(j\Omega)}$$

olup Ω , λ düzlemindeki frekans değişkenini gösterir. λ düzlemine geçmek için $\Omega = \tan(\omega\tau)$ dönüşümünü uygularız. ω_e tekrarlama frekansı, ω_c kesim frekansının 3-5 katı olmalıdır. Eğer 3 katı seçersek $\omega_e\tau = \frac{\pi}{2}$ olduğundan τ 'yu $\tau = 0.5236$ alırız.

Payda polinomu $f_D(j\Omega)$, dağılmış parametrelili devrenin transmisyon sıfırlarını içerecek şekilde belirlenir. 3. dereceden 3 elemanlı bir Butterworth filtreyi en az 3 tane eşit uzunlukta transmisyon hattıyla modellemek gerektiğinden ve yalnızca eşit uzunlukta transmisyon hatları kullanmak istediğimizden, $n = u = 3$ seçeriz. $f(\lambda)$ ' yi $f(\lambda) = (1 - \lambda^2)^{3/2}$ olarak belirlemiş olduk.

$h(\lambda) = h_0 + h_1\lambda + h_2\lambda^2 + h_3\lambda^3$ polinomunun bilinmeyen h_0, h_1, h_2, h_3 katsayıları doğrusal en küçük kareler yaklaşımı algoritmasından bulunur. Algoritma uygulandığında dağılmış parametrelili devre için $h(\lambda)$ polinomunu

$$h(\lambda) = 8.2026 \lambda^3 + 0.0899 \lambda$$

olarak buluruz.

$g(\lambda)$ polinomu ise $gg^* = hh^* + ff^*$ kayıpsızlık koşulundan çekilir. gg^* çift polinomunun bütün kökleri bulunup, bunlardan sol yarı düzlemde olanları seçilir. Seçilen bu köklerle kesin Hurwitz bir polinom olan $g(\lambda)$ polinomunu buluruz.

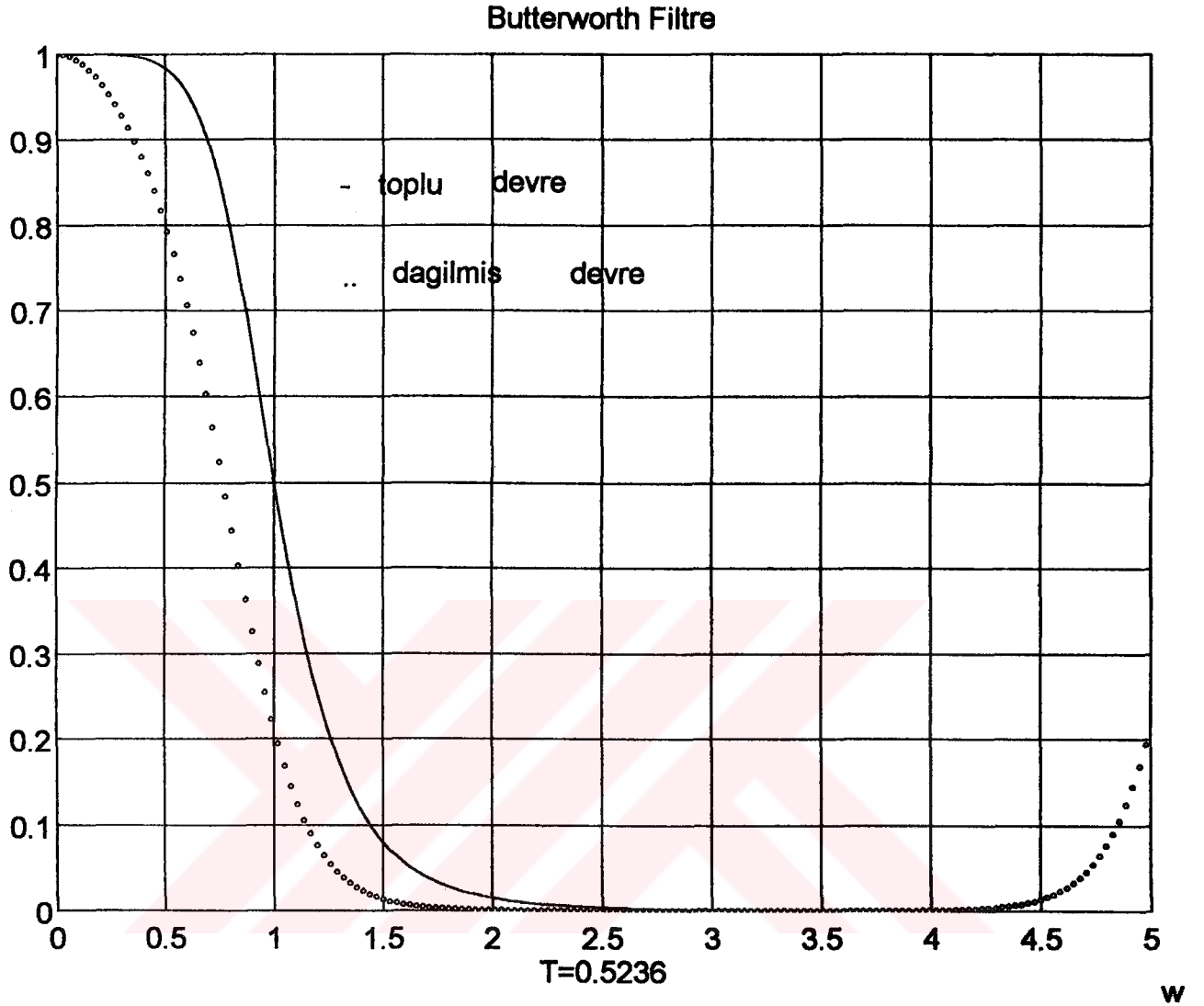
Dağılmış parametreleri devrenin f, h, g polinomları aşağıdaki gibidir.

$$f(\lambda) = (1 - \lambda^2)^{3/2}$$

$$h(\lambda) = 8.2026 \lambda^3 + 0.0899 \lambda$$

$$g(\lambda) = 8.2634 \lambda^3 + 8.7359 \lambda^2 + 4.5255 \lambda + 1$$

Doğrusal en küçük kareler yaklaşımı sonucu, toplu ve dağılmış elemanlı devrelere ait $|S_{21}|^2$ fonksiyonları, Şekil (3.1.1)'de görüldüğü gibi, üst üste çizdirilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi yaklaşım sonucu elde edilen fonksiyon, verilen data fonksiyonunu iyi izleyememektedir. Bu durumda doğrusal olmayan bir optimi zasyon uygulanır.



Şekil 3.1.1 Doğrusal en küçük kareler yaklaşımı ile bulunan $|S_{21}|^2$ fonksiyonları

Bu örnek uygulama için Matlab paket programındaki Levenberg-Marquart yöntemi kullanılmıştır.

Optimizasyona, doğrusal en küçük kareler yaklaşımı ile bulunan h_D katsayıları, başlangıç değerleri olarak tanımlanır. İletim sıfırlarını içeren f polinomu ise, dağılmış elemanlı devrenin sadece birim elemanlardan oluştuğu varsayılarak şu şekilde verilir:

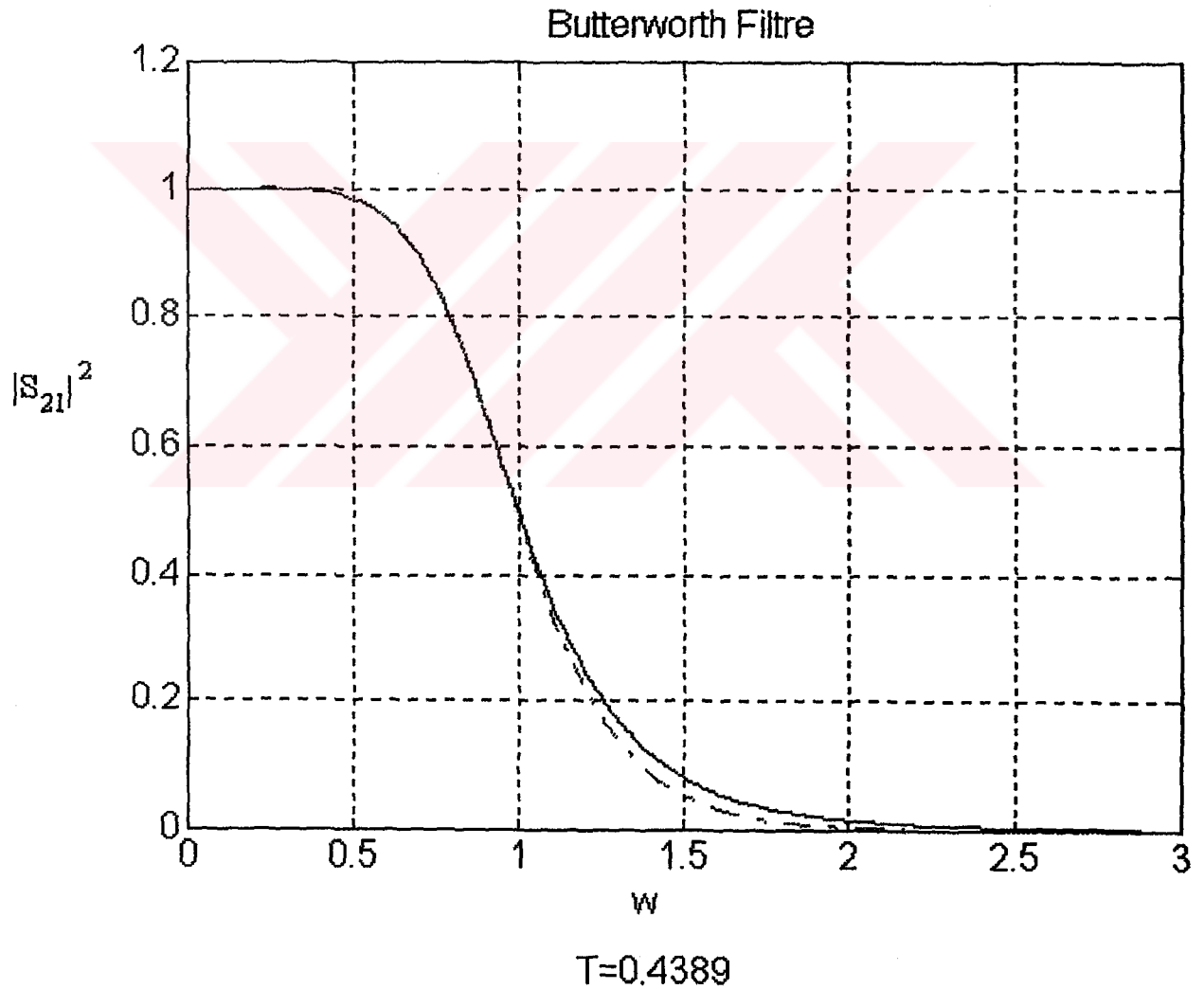
$$f(\lambda) = (1 - \lambda^2)^{u/2}$$

Burada $u=n=deg=3$ seçilir. τ da optimizasyona giriş parametresi olarak tanımlanıp daha iyi bir yaklaşım sağlanmıştır. Buna göre doğrusal olmayan optimizasyon sonucu bulunan h_D ve g_D polinomları şu şekildedir:

$$h_D(\lambda) = 9,9526 \lambda^3 + 2,7485 \lambda^2 + 0,1664 \lambda + 0,5823$$

$$g_D(\lambda) = 8,6438 \lambda^3 + 8,8168 \lambda^2 + 4,1838 \lambda + 1$$

Şekil 3.1.2'de doğrusal olmayan optimizasyon sonucu yaklaşırlan $|S_{21}|^2$ fonksiyonlarına ait eğriler görülmektedir. Böylece ilk adımdaki kayıplar telafi edilmiştir.



Şekil 3.1.2 Doğrusal olmayan optimizasyon sonucu $|S_{21}|^2$

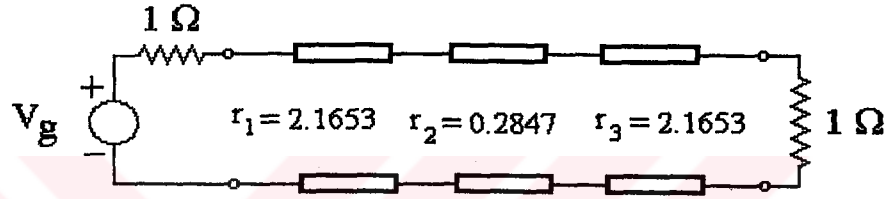
Son olarak Richards sentezi kullanılarak dağılmış elemanlı devrenin S_{11} giriş yansıma parametresinden birim eleman çekilip orantılı uzunluklu hatlarla modelleme yapılmıştır. Buna göre herbir hattın karakteristik empedansları aşağıdaki gibi bulunmuştur:

$$r_1=2.1653$$

$$r_2=0.2847$$

$$r_3=2.1653$$

Şekil 3.1.3'de birim elemanlarla gerçekleştirilen devre yapısı görülmektedir.



Şekil 3.1.3 Richards sentezi ile gerçekleştirilen devre

3.2 Chebyshev Filtre Uygulaması

Bu örnekte de ilk örnek de olduğu gibi nümerik verileri elde etmek kolay olduğundan klasik bir alçak geçiren filtre seçilmiştir. $0 \leq w \leq 1.0$ normalize bandında, 5. dereceden bir Chebyshev filtre alınarak, karakteristik fonksiyon üzerinden en küçük kareler yaklaşımı uygulanıp, dağılmış devre parametreleri elde edilmiştir. Daha sonra Richards Teoremi'ne göre sentez edilerek, birim elemanlarla bir model oluşturulmuştur.

Filtrenin iletim bandındaki dalgalanma (ripple) faktörü, 0.4 dB maksimum kayıp olacak şekilde seçilmiştir.

n. dereceden Chebyshev filtrenin transfer saçılma fonksiyonunun karesi, güç transfer fonksiyonunun karesine eşit olup

$$|H(jw)|^2 = |s_{21}(jw)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 T_n^2(w)}$$

ile tanımlanır (14,15) $T_n(w)$, n. dereceden Chebyshev polinomudur. ϵ ise dalga genliği olup bağımsız parametredir. Bu örnek için

$$\epsilon^2 = 10^{A_{max}/10} - 1 = 10^{(0.4/10)} - 1 = 0.1$$

olarak bulunur.

5. dereceden Chesbshev polinomu

$$T_5(w) = 16 w^5 - 20 w^3 + 5 w$$

olup transfer fonksiyonu

$$|H(jw)|^2 = |s_{21}(jw)|^2 = \frac{1}{1 + 0.1(16w^5 - 20w^3 + 5w)^2}$$

dir. w^2 yerine $w^2 = -p^2$ koyup, ifadeyi yeniden düzenlersek, transfer saçılma fonksiyonunun genliğinin karesini

$$|s_{21}(p)|^2 = \frac{0.0391}{-p^{10} - 2.5p^8 - 2.1875p^6 - 0.7813p^4 - 0.0977p^2 + 0.0391}$$

şeklinde elde ederiz. Payda ifadesi Belevitch kanonik formuna göre $g(p)g(-p)$ olduğundan paydanın tüm köklerini bulup, bunlardan sol yarı düzlemde olanlarını seçeriz. Seçtiğimiz bu kökleri sağlayan polinom $g_L(p)$, kesin Hurwitz polinomudur. $f_L(p)$ yukarıdaki ifadeden açıkça görüldüğü gibi $f_L(p) = 0.1977$ dir. Kayıpsızlık koşuluna göre

$$hh^* = gg^* - ff^*$$

olduğundan $H_L(-p^2) = h_L(p)h_L(-p)$ çift polinomu oluşturulur. h polinomu üzerinde hiçbir sınırlama olmadığından $h(p)$ polinomunun köklerinin sağ ya da sol yarı düzlemde olması hiç önemli değildir. Burada tek önemli husus, seçeceğimiz köklerin en küçük kareler yaklaşımında iyi bir yaklaşım sağlamasıdır. Bu nedenle kökleri en iyi yaklaşımı sağlayacak şekilde deneme yaparak buluruz. Bu örnek için $h(p)$ polinomu, denemeler sonucunda

$$h_L(p) = p^5 + 1.25p^3 + 0.3125p$$

olarak seçilmiştir. Toplu devre için f, h ve g polinomlarını özetlersek:

$$f_L(p) = 0.1977$$

$$h_L(p) = p^5 + 1.25p^3 + 0.3125p$$

$$g_L(p) = p^5 + 1.2378p^4 + 2.0160p^3 + 1.4126p^2 + 0.81p + 0.1977$$

dir.

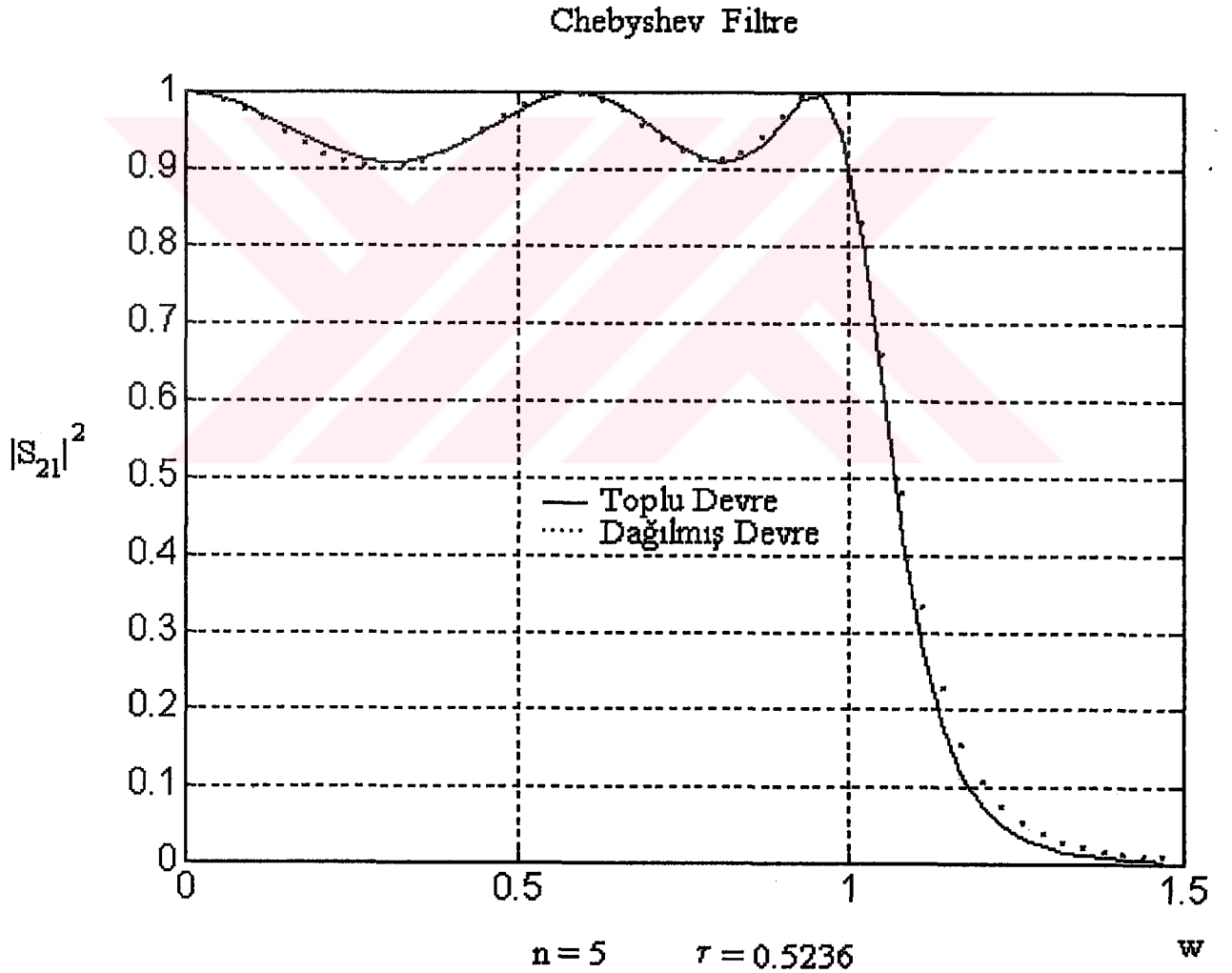
Yaklaşımı karakteristik fonksiyon üzerinden yaptığımız için toplu devrenin $K_L(p)$ karakteristik fonksiyonu oluşturulur. $K_L(j\omega) \approx K_D(j\omega)$ yaklaşımı ile dağılmış elemanlı devre parametreleri elde edilir. w_c tekrarlama frekansı, kesim frekansının (w_c) 3 katı olarak seçilmiş olup geçikme zamanı $\tau = 0.5236$ alınır. 5. dereceden Chebyshev filtre en az 5 tane eşit uzunluklu transmisyon hattı ile modellenenabilir. Stub kullanmadığımız için $u=n=5$ alırız. $f_D(\lambda)$ ise yukarıdaki tanımlamalar doğrultusunda $f_D(\lambda) = (1-\lambda^2)^{5/2}$ şeklinde belirlenir. Doğrusal en küçük kareler yaklaşımı uygulandığında dağılmış elemanlı devre için f, h ve g polinomları aşağıdaki gibi bulunmuştur;

$$f_D(\lambda) = (1-\lambda^2)^{5/2}$$

$$h_D(\lambda) = 114,96 \lambda^5 + 45,0 \lambda^3 + 3,301 \lambda$$

$$g_D(\lambda) = 114,96 \lambda^5 + 82,73 \lambda^4 + 74,74 \lambda^3 + 28,787 \lambda^2 + 8,57 \lambda + 1$$

Toplu ve dağılmış elemanlı devrenin transfer fonksiyonlarını üst üste çizdirdiğimizde yaptığımız yaklaşımın oldukça iyi olduğu görülür (Şekil 3.2.1). Bu durumda son optimizasyona gerek yoktur. Şekil 3.2.1 'den de görüldüğü gibi elde edilen dağılmış elemanlı devre fonksiyonu, verilen datayı doğrusal olmayan bir optimizasyona gerek kalmayacak şekilde izleyebilmektedir.



Şekil 3.2.1 Doğrusal en küçük kareler yaklaşımı ile bulunan $|S_{21}|^2$ fonksiyonları

Son olarak dağılmış elemanlı devrenin giriş yansımaya parametresi üzerinden Richards sentezi uygulanmıştır. Giriş yansımaya parametresi ;

$$S_{11}(\lambda) = \frac{114.96\lambda^5 + 45.0\lambda^3 + 3.301\lambda}{114.96\lambda^5 + 82.73\lambda^4 + 74.74\lambda^3 + 28.787\lambda^2 + 8.57\lambda + 1}$$

dır. İki hattın karakteristik

$$S_{11}(1) = 0,525 \quad r_1 = r_0 = \frac{1 + S_{11}(1)}{1 - S_{11}(1)} = 3.2133$$

olup $r_0=1$ kaynağın empedansıdır.

Birinci hat elde edildikten sonra geriye kalan yapının yansımaya faktörü (1.4.8)'e göre

$$S_2(\lambda) = \frac{S_{11}(\lambda) - S_{11}(1)}{1 - S_{11}(\lambda)S_{11}(1)} \cdot \frac{1 + \lambda}{1 - \lambda}$$

$$= - \frac{54.57\lambda^4 + 11.11\lambda^3 + 16.85\lambda^2 + 1.73\lambda + 0.525}{54.58\lambda^4 + 28.15\lambda^3 + 22.95\lambda^2 + 5.83\lambda + 1}$$

olarak bulunur. Buradan ikinci hattın karakteristik empedansı

$$r_2 = \frac{1 + S_2(1)}{1 - S_2(1)} \cdot r_1 = \frac{1 - 0.753}{1 + 0.753} \cdot 3.2133 = 0.4517$$

dir. Benzer şekilde diğer orantılı uzunluklu hatlara ait karakteristik empedanslar da bulunur.

Şekil (3.2.2)'de Richards sentezine göre modellenmiş dağılmış elemanlı devre görülmektedir. Herbir hattın uzunluğu L olup karakteristik empedansları;

$$r_1 = 3.2133$$

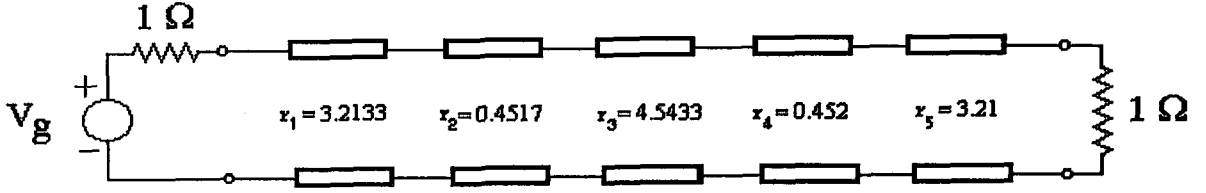
$$r_2 = 0.4517$$

$$r_3 = 4.5433$$

$$r_4 = 0.452$$

$$r_5 = 3.21$$

En küçük kareler yaklaşımı tekniği Chebyshev filtrede Butterworth filtreye göre daha iyi sonuç vermektedir.



Şekil 3.2.3 Richards sentezine göre modellenmiş dağılmış elemanlı devre

3.3 UHF Anten Uygulaması

Bu örnekte Butterworth ve Chebyshev filtre gibi alçak geçiren filtre uygulamalarından farklı olarak bant geçiren bir yapı incelenmiştir. $0.575 \leq \omega \leq 1.75$ normalize frekans bant aralığında bir UHF antene ait sayısal veriler Tablo 3.3.1'de verilmiştir. Bu anten problemine ait toplu devre elemanları ile dizayn işlemi daha önceden HATLEY (12) tarafından yapılmış olduğundan sayısal veri olarak onun oluşturduğu topolojik devre esas alınmıştır. (Şekil 3.3.1)

Tablo 3.3.1 UHF antene ait sayısal veriler

Frekans	R_L	X_L
0.575	12.00	6.00
0.6	7.00	-6.50
0.75	1.30	-1.70
1.0	0.93	-0.38
1.125	1.07	-0.25
1.25	1.17	-0.30
1.375	1.07	-0.38
1.5	0.93	-0.34
1.625	0.83	-0.31
1.75	0.72	-0.26

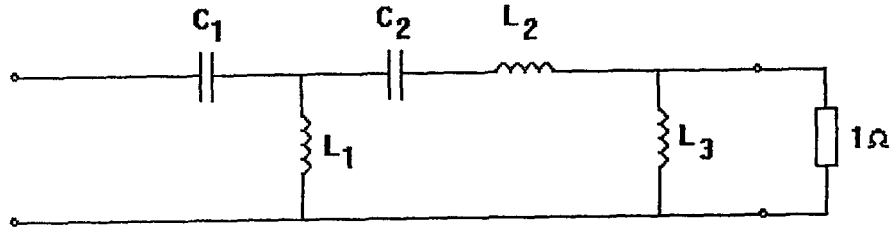
Buna göre HATLEY'in oluşturduğu toplu elemanlı devrenin f , h ve g polinomları aşağıdaki gibidir:

$$f(p) = p^4$$

$$h(p) = 0.631p^5 - 0.231p^4 + 1.586p^3 + 0.035p^2 + 0.547p + 0.185$$

$$g(p) = 0.631p^5 + 1.545p^4 + 2.643p^3 + 1.6p^2 + 0.936p + 0.185$$

Özet olarak bu uygulamada bir UHF antene ait veriler alınarak, karakteristik fonksiyon üzerinden doğrusal en küçük kareler yaklaşımı uygulanıp, dağılmış devre parametreleri elde edilmiştir. Son olarak da Richards dağılmış elemanlı devre sentezi yöntemi uygulanarak, birim elemanlardan oluşan bir model oluşturulmuştur.



Şekil 3.3.1 HATLEY tarafından modellenmiş devre

$$(C_1 = 1.055, L_1 = 1.626, C_2 = 0.393, L_2 = 1.263, L_3 = 4.02)$$

Toplu elemanlı devre için karakteristik fonksiyon $K_L(p) = \frac{s_{11}(p)}{s_{21}(p)}$ olup bunu Belevitch

kanonik formuna göre düzenlersek karakteristik fonksiyon ifadesini $K_L(p) = \frac{h(p)}{f(p)}$ olarak

elde ederiz. Yaklaşım işlemini karakteristik fonksiyon üzerinden yaptığımızdan problemimiz $K_L(j\omega) \approx K_D(j\omega)$ yaklaşıklık problemine çözüm aramak şekline dönüşür.

Bu örnek için ω_c tekrarlama frekansı kesim frekansının (ω_c) 3 katı olarak seçilmiş olup gecikme zamanı $\tau = 0.5236$ 'dır. Şekil 3.3.1'den de görülebileceği gibi bu anten devresini en az 5 tane eşit uzunluklu iletim hattı (commensurate lines) ile modellemek mümkündür. Ancak yapılan çalışmada 8 tane eşit uzunluklu iletim hattının çok daha iyi bir yaklaşım sağladığı gözlenmiştir. Bu nedenle devredeki toplam eleman sayısı n , 8 olarak belirlenmiştir. Ve yine yapılan çalışmalar sonucu, alçak geçiren stublara ihtiyaç duyulmadan sadece birim elemanlar kullanarak yaklaşım yapılabileceği görülmüştür. Yani $n = u = 8$ olarak seçilmiştir. Bu durumda f polinomu $f_D(\lambda) = (1 - \lambda^2)^{8/2}$ şeklinde belirlenir. Ayrıntıları Bölüm (2.3.2)'de verilmiş olan doğrusal en küçük kareler yaklaşımının karakteristik fonksiyon üzerinden uygulanması sonucu dağılmış elemanlı devreye ait $h_D(\lambda)$ polinomunun bilinmeyen katsayıları belirlenir.

$g_D(\lambda)$ polinomu ise ;

$$g(\lambda)g(-\lambda) = f(\lambda)f(-\lambda) + h(\lambda)h(-\lambda)$$

şeklindeki kayıpsızlık denkleminde bilinen $h_D(\lambda)$ ve $f_D(\lambda)$ polinomlarının yerine konması sonucu bulunur. $g(\lambda)g(-\lambda)$ çarpımı çift bir polinomdur. Bu nedenle $G(\lambda^2)$ polinomunun

kökleri ayna simetrisi gösterir. Bu köklerden sol yarı düzlemde olanları seçerek $g(\lambda)$ polinomunun kesin Hurwitz olma koşulunu sağlamış oluruz. Böylece f , h ve g polinomları:

$$f(\lambda) = (1 - \lambda^2)^{8/2}$$

$$h(\lambda) = -0.9361\lambda^8 - 2.9186\lambda^7 - 1.7180\lambda^6 - 1.3069\lambda^5 - 4.5568\lambda^4 - 0.8271\lambda^3 - 0.3958\lambda^2 - 2.6267\lambda$$

$$g(\lambda) = 1.3698\lambda^8 + 10.3443\lambda^7 + 34.2033\lambda^6 + 65.1918\lambda^5 + 74.0449\lambda^4 + 62.1793\lambda^3 + 30.9005\lambda^2 + 8.7579\lambda + 1.0$$

olarak bulunurlar.

Toplu ve dağılmış elemanlı devreye ait $|s_{21}|^2$, giriş empedansı ve karakteristik fonksiyon eğrileri sırasıyla Şekil 3.3.2, Şekil 3.3.3 ve Şekil 3.3.4' de verilmiştir. Bu şekiller incelendiğinde doğrusal olmayan bir son optimizasyon işlemine gerek duyulmayacak kadar iyi bir yaklaşım yapıldığı görülmektedir.

Devreyi sadece eşit uzunluklu elemanlarla gerçeklemek, bu problem için iyi bir yaklaşım sağladığından, giriş yansıma parametresi üzerinden Richards dağılmış elemanlı devre sentezi (19) uygulanmıştır. Diğer algoritmalar gibi Richards sentezine ait algoritma da Matlab'da hazırlanmıştır. Giriş yansıma parametresi

$$s_{11} = \frac{-0.9361\lambda^8 - 2.9186\lambda^7 - 1.7180\lambda^6 - 1.3069\lambda^5 - 4.5568\lambda^4 - 0.8271\lambda^3 - 0.3958\lambda^2 - 2.6267\lambda}{1.3698\lambda^8 + 10.3443\lambda^7 + 34.2033\lambda^6 + 65.1918\lambda^5 + 74.0449\lambda^4 + 62.1793\lambda^3 + 30.9005\lambda^2 + 8.7579\lambda + 1.0}$$

programa tanımlanıp herbir hattın karakteristik empedansları sırayla bulunur..

Herbir hattın uzunluğu L olup karakteristik empedansları sırasıyla:

$$r_1 = 0.9070$$

$$r_5 = 0.4383$$

$$r_2 = 0.9842$$

$$r_6 = 0.6104$$

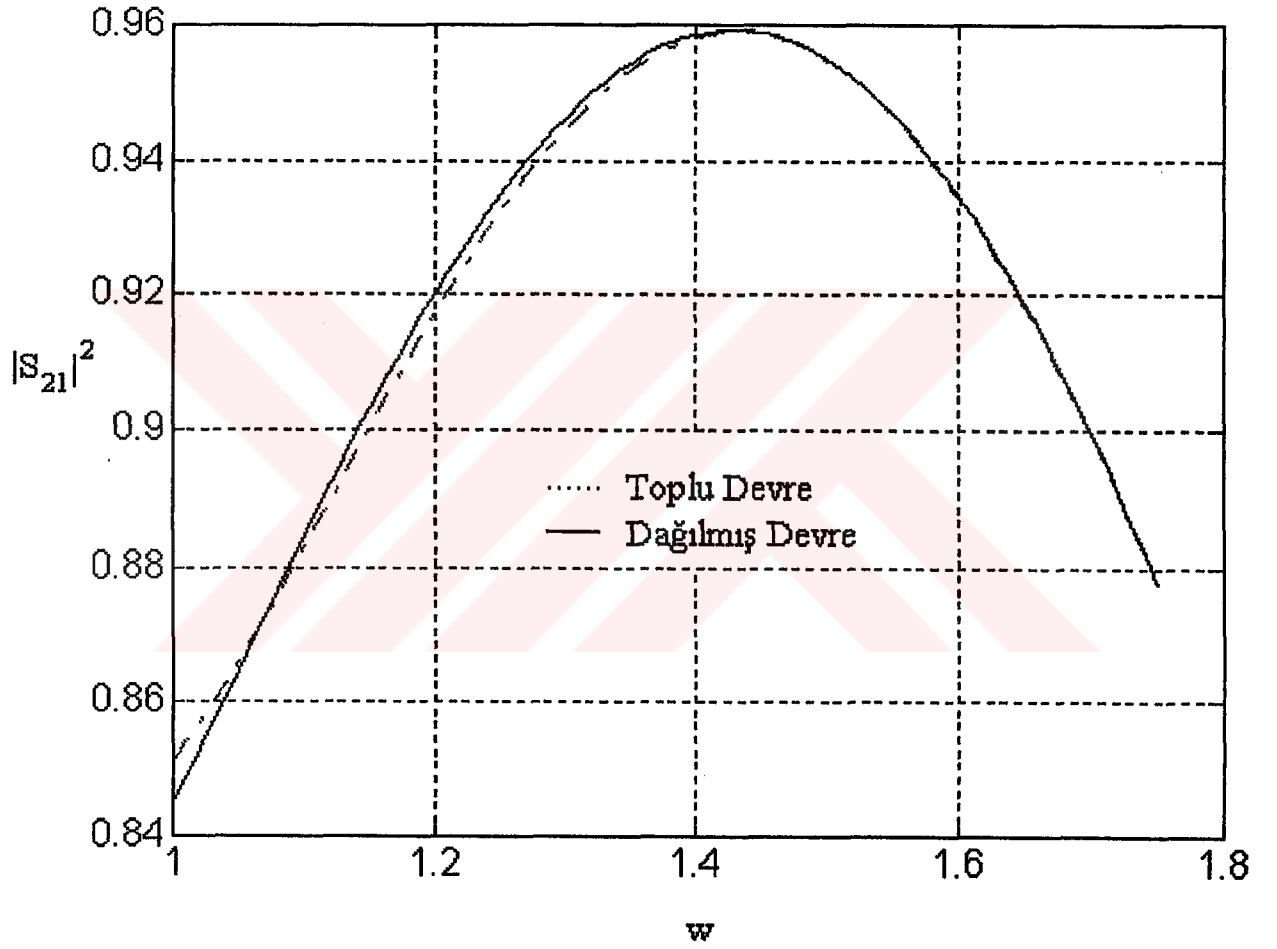
$$r_3 = 0.5227$$

$$r_7 = 0.9273$$

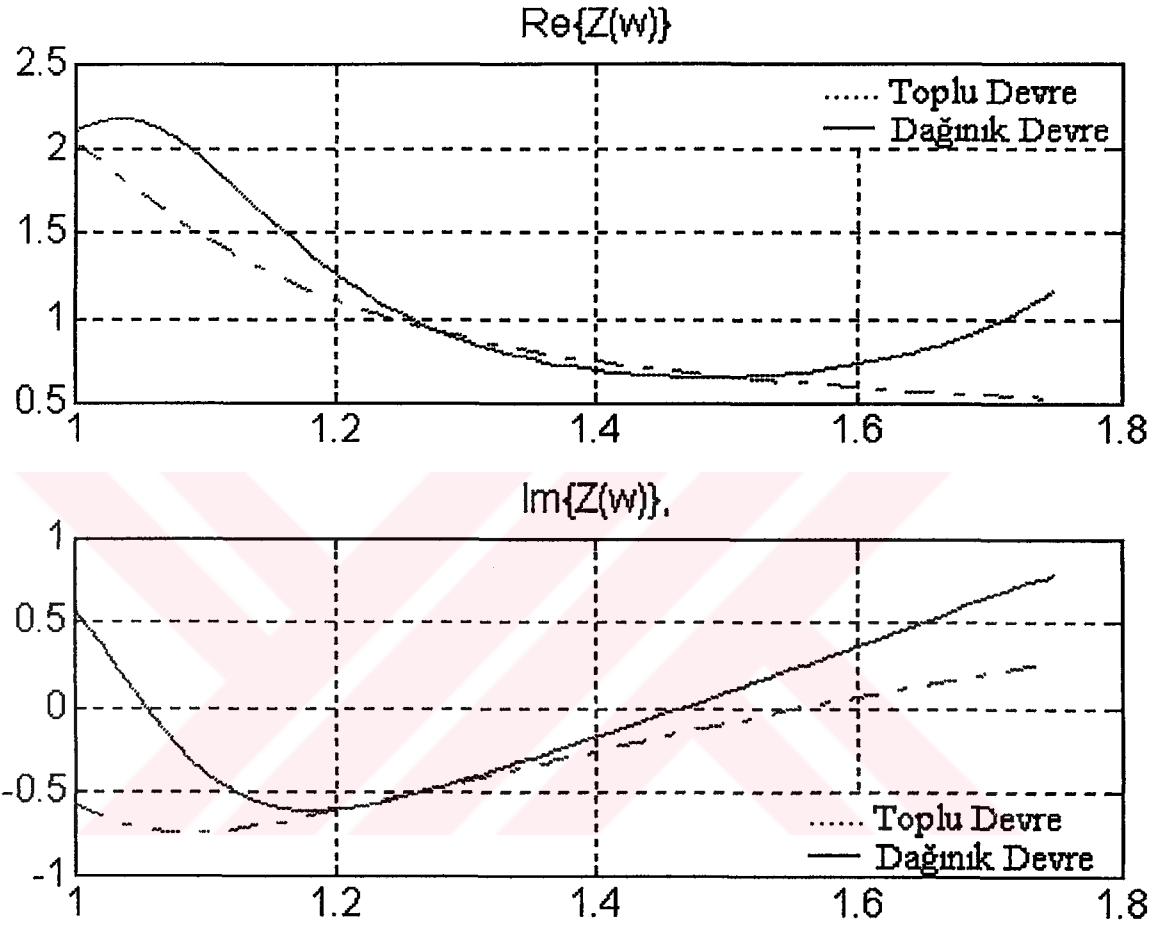
$$r_4 = 0.7348$$

$$r_8 = 1.0064$$

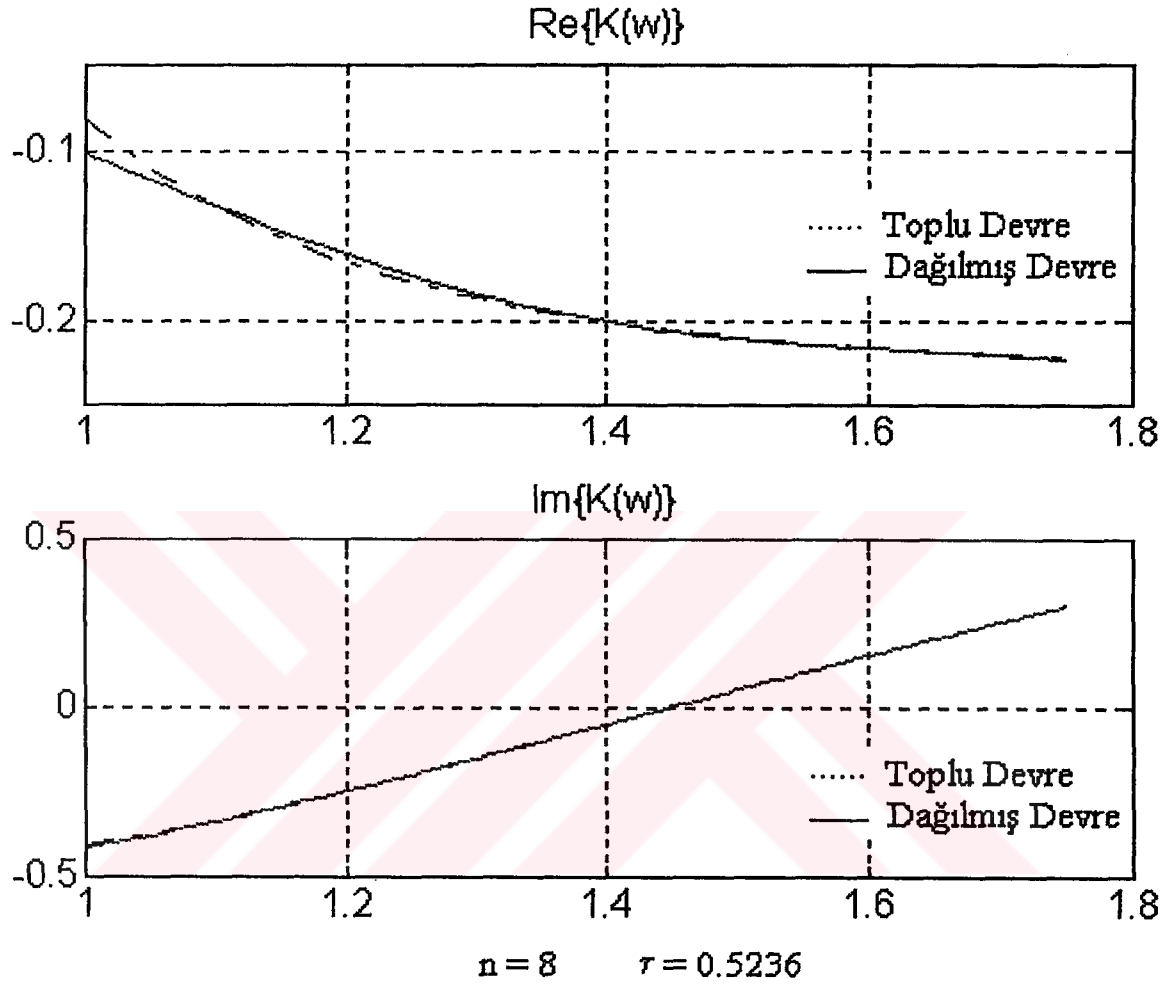
Richards dağılmış elemanlı devre sentezine göre stub kullanmadan yalnızca birim elemanlardan oluşan devre şekil 3.3.5’de görülmektedir.



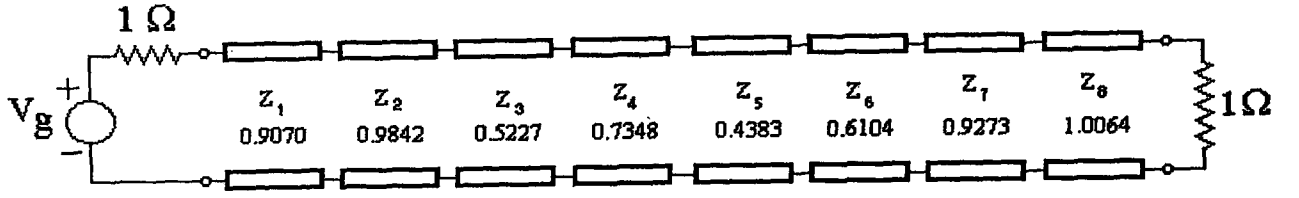
Şekil 3.3.2 Doğrusal en küçük kareler yaklaşımı ile bulunan $|s_{21}|^2$ fonksiyonları



Şekil 3.3.3 Doğrusal en küçük kareler yaklaşımı sonucu giriş empedansları



Şekil 3.3.4 Doğrusal en küçük kareler yaklaşımı sonucu karakteristik fonksiyonlar



Şekil 3.3.5 Richards sentezine göre modellenmiş devre

Bu örnekte bant geçiren bir yapı alınarak alçak geçiren dağılmış devre elemanları ile modellenmiştir. Şekil 3.3.2, Şekil 3.3.3 ve Şekil 3.3.4'de yaklaşımın başarıyla sonuçlandığı görülmektedir. Bir diğer önemli noktada Richards sentezi sonucu elde edilen birim elemanların gerçekleştirilebilir büyüklüklerde olmasıdır.

IV. TARTIŞMA VE SONUÇ

Bu çalışmada verilen sayısal ölçüm datasının gerçekleştirilebilir devre fonksiyonları ile yaklaştırılması ve bu devre fonksiyonlarının dağılık elemanlı devre yapılarıyla gerçekleştirilmesi incelenmiştir.

Ölçüm verilerinin toplu devre elemanları ile modellenmesine ilişkin literatürde birtakım yaklaşımlar mevcuttur. Fakat yüksek frekans uygulamalarında -genellikle fabrikasyon aşamasında - kayıpsız iki kapılı devrelerin dağılık elemanlı devre yapıları yani iletim hatları ile modellenmesi istenir. Bu çalışmada ise verilen sayısal ölçüm verilerinden, dağılık elemanlı devre fonksiyonlarının elde edilmesine ilişkin bilgisayar destekli devre tasarım programlarına uygulanabilen bir yazılım geliştirilmiştir.

Ölçüm sonucu elde edilen sayısal veriler genelde fiziksel bir devrenin giriş empedansı veya yansıma katsayısına ait ölçüm değerleri olabilir. Bu tür problemlerde, tasarım için devrenin bağlandığı yüklerin, giriş empedansının veya yansıma katsayısının analitik bir fonksiyon olarak verilmesi ya da kayıpsız toplu devre elemanları ile modellenmiş olması istenir. Ancak bir çok problemde giriş empedans veya reflektansı sadece ölçüm verisi olarak elde edilebilir. Bu durumda sayısal verinin önce gerçekleştirilebilir analitik devre fonksiyonlarına yaklaştırılması gerekir.

İlk bölümde, çalışma içerisinde geçen bazı temel tanım ve kavramlar incelenmiştir. Kayıpsız iki kapılı devrelere ait saçılma parametreleri ve saçılma matrisinin kanonik formu verilmiş, daha sonra dağılık elemanlı devrenin sentezi incelenmiştir.

İkinci bölümde önce doğrusal en küçük kareler metodu genel anlamda incelenmiş, daha sonra en az iki saçılma parametresine ait sayısal datanın verildiği kabul edilerek, karakteristik fonksiyon üzerinden, verilen datanın doğrusal en küçük kareler yaklaşımı ile dağılık devre elemanlarına yakınsaması sağlanır.

Son bölümde ise yapılan çalışma ile ilgili örneklere yer verilmiştir. İlk örnek, klasik bir alçak geçiren filtre olan Butterworth filtre uygulamasıdır. İkinci örnek ise yine nümerik verileri elde etme kolaylığı avantajından dolayı klasik bir filtre uygulaması olarak seçilmiştir. Bu örnekte ise 5. derece bir Chebyshev filtre alınarak, doğrusal en küçük kareler yaklaşımı ile

toplu devre fonksiyonları dağılmış devre fonksiyonlarına yaklaştırılmıştır. Son örnek ise diğerlerinden farklı olarak bant geçiren bir yapı olarak seçilmiştir. Bir UHF antene ait sayısal veriler alınarak alçak geçiren dağılmış devre elemanları ile modellenmiştir.

Her üç örneğin sonunda da yapılan yaklaşımların verilen sayısal değerleri ne derecede izlediği, grafik olarak incelenmiştir. Daha sonra, yaklaşım sonucu elde edilen dağılık elemanlı devre fonksiyonları Richards sentezine göre ardışıl eşit uzunluklu hatlarla gerçekleştirilmiştir.

Bu çalışmada, doğrusal en küçük kareler yöntemi (DKKY) ile yaklaşım tercih edilmiştir. Doğrusal olmayan herhangi bir optimizasyon yöntemi de kullanılabilirdi. Ancak DKKY'nin avantajı basit sayısal işlemlerle, doğrusal bir yaklaşım yapılabilmesidir.

En küçük kareler yaklaşımının sağladığı avantajlardan biri de açık devre ve kısa devre hatlar kullanarak da gerçekleştirilebilir.

Bu çalışmada karakteristik fonksiyon üzerinden yaklaşım yapılmıştır. Diğer devre fonksiyonları ile de yaklaşım yapılabilirdi. Fakat karakteristik fonksiyon parametreleri üzerinde herhangi bir sınırlama yoktur. Çünkü f polinomunu transmisyon sıfırlarını istediğimiz konumda belirleyecek şekilde biz tanımlarız. h polinomu üzerinde ise hiçbir sınırlayıcı faktör yoktur. Kökleri kompleks düzlemin herhangi bir yerinde olabilir. Yaklaşımında karakteristik fonksiyon yerine başka bir devre fonksiyonu kullanmak istersek; önce kutup, sıfır, pozitif reel, sınırlı reel olma gibi sınırlamalar incelenmelidir.

Çalışmada hesaplamalar Matlab programında yapılmış olup, herhangi bir programlama dilinde de kolaylıkla yapılabilir.

V. ÖZET

Bu çalışmada, dağılık elemanlı devre fonksiyonlarının üretilmesinde en küçük kareler yönteminin karakteristik fonksiyon üzerinden uygulanması incelenmiştir. Karakteristik fonksiyon bilindiği gibi kutup ve sıfırları açısından hiçbir sınırlamaya tabi değildir. Yüksek frekanslarda toplu devre elemanlarını gerçekleştirme probleminin dolaylı olarak, dağılık devre elemanları ile gerçekleştirme yapmak tercih edilir. Verilen nümerik datalar ayrı frekans noktalarında olabileceği gibi grafik şeklinde de olabilir. Çalışmada önce verilen verilere ait karakteristik fonksiyon oluşturuldu. En küçük kareler yöntemiyle oluşturulan bu karakteristik fonksiyona uygulanarak, dağılık devre fonksiyonları elde edildi. Doğrusal en küçük kareler yöntemi ile elde edilen karakteristik fonksiyon her zaman verilen dataya yakınsamayabilir. Bu durumda doğrusal olmayan bir son optimizasyon yapılır. Optimizasyon sonucunda bulgular bölümünden de görüldüğü gibi daha iyi bir sonuç elde edilmiştir. Son olarak yine Matlab 'de hazırlanan Richards dağılık devre sentezi ile elde edilen empedans fonksiyonu sentez edildi

SUMMARY

MODELLING OF NUMERICAL LOSSLESS TWO-PORT DATA USING DISTRIBUTED ELEMENTS

This study deals with the modelling of numerical two-port data using distributed network elements. As it is known characteristic function dictates no restriction in terms of the location of the zeros and poles. Due to the realization problem of the lumped network elements in the high frequencies, realization with distributed network parameters are preferred. Given data can be either discrete or continuous.

In this study, first characteristic function that belongs to given numerical data is formed. Then, distributed network function is obtained by performing linear least square method on the characteristic function. Final optimization is done for the cases where linear least square method for this problem does not provide a good approximation. As it seen calculations, a better result is obtained by the final optimization. Finally, obtained impedance function is synthesized by Richards network synthesis program prepared on Matlab.

VI. KAYNAKLAR

- 1. AKSEN, A. (1994) :Design Of Lossles Two-Ports With Mixed Lumped and Distributed Elements For Broadband Matching, Bochum**
- 2. AKSEN, A.,YARMAN, B.S. (1992) :An Integrated Design Tool To Construct Lossles Matching Networks With Mixed Lumped and Distributed Elements, IEEE Transactions On Circuits and Systems-1:Fundamental Theory and Applications, Vol. 39, No. 9**
- 3. AKSEN, A., YARMAN, B.S.(1993): Construction Of Low - Pass Ladder Networks With Mixed Lumped and Distributed Elements, European Conf. on Circuit Theory and Design, Vol. 1, pp. 1389-1393**
- 4. AKTAŞ, Z., ÖNCÜL, H., URAL, S. (1991): Sayısal çözümlene, ODTÜ yayınları Cilt 1**
- 5. BAHER, H. (1948): Synthesis of electrical networks , John Wiley & Sons**
- 6. BELEVITCH,V. (1968) : Classical network theory, Holden Day, San Francisco**
- 7. CARLIN, H.J. (1971): Distributed Circuit Design With Transmission Line Elements , Proc. IEEE , vol. 59 , pp 1059 - 1081**
- 8. CARNAHAN, B., LUTHER, H.A., WILKES, J.O. (1969):Applied numerical method, John Wiley & Sons, Inc.**
- 9. COLLIN, R.E. (1966) , Foundation for microwave engineering, McGraw-Hill Book Co. Ldt**
- 10. CHENG, D.K. (1989):Field and wave electromagnetics, Addison-Wesley Publishing Company**
- 11. DORN, W.S. - MC CRACKEN, D.D. (1972):Numerical methods with Fortran IV case studies, John Wiley & Sons, Inc.**

12. HATLEY, W.T. (1967): Computer Analysis of Wide- Band Impedance Matching Network, Techn. report no 6657-2 Stanford University Electronic Laboratories
13. KUO, F. F. (1962) :Network analysis and synthesis, John Wiley & Sons, Inc.
14. KURODA, K. (1952) :A method to derive distributed-constant filters from lumped constant filters, Joint Conv. Elec. Inst. Japan, vol 9-10
15. LAM, H. Y-F. (1972):Analog and digital filters : Design and realization, Prentice-Hall, Inc. , Englewood Cliffs, N.J. 07632
16. MEDLEY, M.W. (1993):Microwave and RF circuits analysis, synthesis and design, Artech House, Boston
17. MORE, J.J.,(1966) :The Levenberg-Marquart. algorithm: implementation and theory, Springer Verlag, Berlin, Numeriche Mat. Bd. 9
18. OWYANG, G. H. (1989) :Foundations for microwave circuits, Springer-Verlag New York, Inc.
19. POWELL, M., FLETCHER, R. (1963):A Rapidly Convergent Descent Method for Minimization, Comp. J., Vol. 6, pp. 163-168
20. RICHARDS, P.I. (1948) :Richards - Transmission - Line Circuits, Proc. IRE, vol 3, pp. 217 - 220 Feb
21. VAN VALKENBURG, M. E. (1965):Introduction to modern network synthesis, John Wiley & Sons, Inc.

VII. ÖZGEÇMİŞ

1970'de Ankara'da doğan Ebru Gürsu orta öğrenimini Isparta Merkez Ortaokulu, lise öğrenimini de Isparta Lisesi'nde tamamlayarak 1987 yılında Gazi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümünde üniversite öğrenimine başlamıştır. 1992 yılında bu bölümden mezun olduktan sonra aynı yıl İstanbul Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında yüksek lisans eğitimine girmiştir. 1994 yılında ise İstanbul Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde araştırma görevlisi olarak çalışmaya başlamış olup, halen bu görevini sürdürmektedir.



T.C. ÇEVRE, ŞEHİRCİLİK VE KLİMA BAKANLIĞI
MÜHÜR VE MÜHÜRLEME BÜYÜK BÜYÜK