

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Direkt Bağ. Boş. Rez. Dal. Kıl;
band Geç. Fil. Tas.

Yüksek Lisans Tezi

Zekerliya Derdimet

1988

Ref
EHN
238
1988

2 152
86

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DİREKT BAĞLI BOŞLUK REZONATÖRLERİYLE
DALGA KILAVUZU BAND GEÇİREN
FİLTRE TASARIMI

YÜKSEK LİSANS TEZİ
MÜH. ZEKERİYA DERDİMET

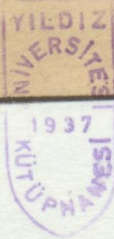
İSTANBUL 1988

YILDIZ UNİVERSİTESİ
GENEL KİTAPLIĞI

R 152

86

Kot :
Alındığı Yer : Fen Bilimleri Bant.
Tarih : 09/05/1991
Fatura :
Fiatı : 5000 TL
Ayniyat No : 1/3
Kayıt No : 47628
UDC : 378.242 621.3
Ek :





DİREKT BAĞLI BOŞLUK REZONATÖRLERİYLE
DALGA KILAVUZU BAND GEÇİREN
FİLTRE TASARIMI



YÜKSEK LİSANS TEZİ
MÜH. ZEKERİYA DİRDİMET

Mühendislik eğitimim ve tez çalışmalarım süresince değerli yardım ve katkılarını esirgemeyen hocam ve tez yürütücüm Sayın Doç.Dr.Filiz GÜNEŞ'e, değerli fikirleri için Doç.Dr. Ercan TOPUZ'a, ve Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü E.M.Alanlar ve Mikrodalga Tekniği Anabilim Dalı Öğretim üyelerine teşekkürü bir borç bilirim.

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖZET	IV
SUMMARY	V
1.BÖLÜM BOŞLUK REZONATÖRLERİ	1
1.1. BOŞLUK REZONATÖRLERİNE GİRİŞ	1
1.2. BOŞLUK REZONATÖRLERİNİN ALAN ANALİZİ	7
2.BÖLÜM: DAR BAND MİKRODALGA FİLTRELERİ	16
2.1. TOPLU PARAMETRELİ PASİF FİLTRELER	17
2.1.2. ALT GEÇİREN PROTOTİP FİLTRE	20
2.2. FREKANS DÖNÜŞÜMLERİ (ALT GEÇİREN) PROTOTİP FİLTREDEN DİĞER FİLTRELERE GEÇİŞ	24
2.2.1. ALÇAK GEÇİREN FİLTRE DÖNÜŞÜMLERİ	24
2.2.2. YÜKSEK GEÇİREN FİLTRE DÖNÜŞÜMLERİ	25
2.2.3. BAND GEÇİREN FİLTRE DÖNÜŞÜMLERİ	25
2.2.4. BAND DURDURAN FİLTRE DÖNÜŞÜMLERİ	27
2.2.5. TABLO I	29
2.2.6. TABLO II	30
2.2.7. FİLTRE ZAYIFLAMA KAREKTERİSTİKLERİ	33
3.BÖLÜM: TRANSMİSYON BORULU FİLTRELER	38
3.1. MİKRODALGA ELEMANLARI İLE TOPLU PARAMETRELİ REAKTANSLARIN ELDE EDİLMESİ	38
3.2. K-EMPEDANS ENVERTÖRLERİNİN HESABI	40
3.3. J-ADMİDTANS ENVERTÖRLERİNİN HESABI	44
3.4. K ve J EMPEDANS VE ADMİDTANS ENVERTÖRLERİNİN GERÇEKLEŞ- TİRİLMESİ	45
3.5. EMPEDANS ENVERTÖRLÜ TOPLU PARAMETRELİ DEVREDE SERİ REZONA- TÖRLERİN DAĞILMIŞ PARAMETRELİ EŞDEĞERİNİN BULUNMASI	49

	<u>Sayfa No</u>
3.6. DİZAYN METODU	56
3.7. ENDÜKTİF SÜREKSİZLİKLERİ	60
3.7.a. DİKDÖRTGEN DALGA KILAVUZUNDA SİMETRİK ENDÜKTİF YARIKLAR	61
3.7.b. DİKDÖRTGEN DALGA KILAVUZUNDA MERKEZİ DAİRESEL YARIKLAR	64
4.BÖLÜM: DALGA KILAVUZU BAND GEÇİREN FİLTRE DİZAYN HESAPLAMALARI	66
EK 1: DALGA KILAVUZU BAND GEÇİREN FİLTRE TASARIM ÖLÇÜLERİ	70
EK 2: BİLGİSAYAR SİMÜLASYON PROGRAMI VE ÇİZDİRİLEN ARAYA GİRME KAREKTERİSTİKLERİ	71
REFERANSLAR	80
ÖZGEÇMİŞ	81

ÖZET

Yeni analizle önceleri mümkün olanlardan daha büyük band genişliklerinde mükemmel sonuçlanan direkt bağlantılı boşluk rezonatörlü filtre tasarımları mümkün hale gelmiştir. Direkt bağlantılı boşluk rezonatörlü filtrelerin fiziksel yapısı, çeyrek dalga-bağlantılı boşluk rezonatörlü filtrelerininkinden daha kısa ve sıkıdır. Metod kuplaj elemanlarının mükemmel empedans envertörlerine veya çeyrek dalga dönüştürücülerine, toplu-sabitli devreleri de negatif elemanların dalga kılavuzlarında ve transmisyon hattı devrelerde kısa negatif uzunluklu hatların ilavesi gerçeğine dayanmaktadır.

Kesin tasarım formülleri oldukça düzgün (Maximally flat) ve Eşit Dalgalılık (chebyshev) tiplerinde ve dalga kılavuzu filtreleri için veriliyor. Formüller kuplaj reaktanslarının frekans duyarlılığını düzelteren ve o suretle toplu sabitli ve mikrodalga tipleri için, band genişliğinin yüzde birkaçdan fazla olduğu durumlarda dizayn doğruluğunu geliştiren bir basit frekans dönüşümünü içerir. Tipik filtre dizaynından hesaplanan tam cevap eğrileri prototip-cevap eğri fonksiyonlarıyla karşılaştırıldığında, dizayn formülleri dalga kılavuzu filtrelerde dalga kılavuzunun en az % 20 band genişlikleriyle iyi sonuçlar verir.

Bu tez çalışmasında, 11 GHz merkez frekansında, 100 MHz band genişliğinde 0,01 dB araya girme kayıplı üç elemanlı boşluk rezonatörlü Chebyshev tip Band-Pass filtre dikdörtgen dalga kılavuzunda enine duvarlardaki kuplaj irisleriyle tasarlanıyor.

İlk bölümde Boşluk Rezonatörleri ve Alan analizi, ikinci ve üçüncü bölümde dar-band mikrodalga filtre dizaynı ve son bölümde dalga kılavuzu band geçiren filtre dizayn hesaplamaları veriliyor.

SUMMARY

A new analysis is given of direct-coupled cavity filters that results in excellent response at much greater bandwidths than has previously been possible. Direct-coupled cavity filters have the advantage that the physical structure is more compact than the corresponding quarter-wave coupled cavity filter. The method relies on the fact that the coupling elements can be made into perfect impedance inverters, or "quarter-wave" transformers, by the addition of negative elements in lumped-constant circuits, or of short negative lengths of line in waveguide and transmission-line circuits. Specific design formulas are given for filters constructed of waveguide and for the maximally flat and Tchebycheff types. The formulas include a simple frequency transformation that corrects for the frequency sensitivity of the coupling reactances, and thereby greatly improves the design accuracy for both lumped constant and microwave types when the bandwidth is more than a few percent. When exact response curves computed from typical filter design are compared to the prototype-function response curves, the design formulas give good results with bandwidths of at least 20 percent in guide wavelength in the case of waveguide filter.

In this thesis, in 11 GHz center frequency, 100 MHz bandwidth 0,01 dB insertion loss with three cavity resonators, Chebyshev type Band-Pass filter is designed by coupling irises on transverse wall in the rectangular guide.

In first chapter Cavity Resonators and its field analysis, in second and third chapter Narrow-band microwave filter design and in last chapter Waveguide Band-Pass Filter Design Calculations are given.

1.BÖLÜM

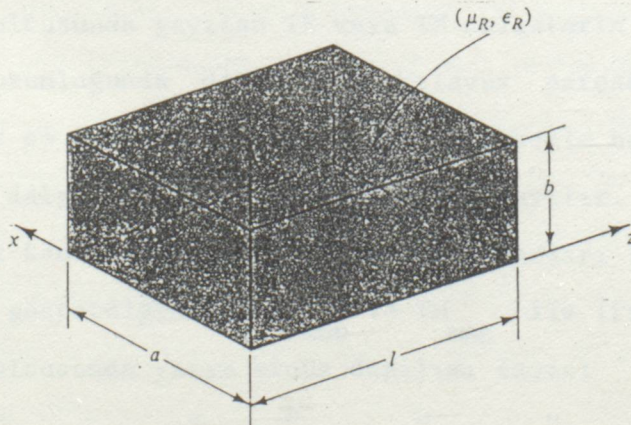
BOŞLUK REZONATÖRLERİ

1.1. BOŞLUK REZONATÖRLERİNE GİRİŞ

E.M. alan uyarılmasıyla, metalik duvarlarla kapatılmış boşluklar rezonans özelliği gösterir ve boşluk rezonatörleri adını alır (veya sadece rezonatör denir) 3 GHz 'in üstündeki mikrodalga frekans bölgesinde yaygın olarak kullanılır. Rezonatörde depolanan enerji boşlukta oluşmuş E.M. alan sonucudur. Bu rezonatörlerin yüklenmemiş Q_u kalite faktöre $5.000-50.000$ 'e arasındaki tipik değerleriyle oldukça yüksektir. Transmisyon hatlı rezonatörlerde olduğu gibi boşluk rezonatörlerinde de sonsuz sayıda rezonans modları vardır. Bunlar Maxwell denklemlerinin çözümünden hareketle boşluğun özel konfigürasyonuna uygun sınır şartlarının uygulanması hesaplanabilir. Bu yaklaşımı gelecek bölümde detaylarına kadar Alan Analiziyle verilmiştir. Bu bölümde aynı yapının transmisyon hat özellikleri üzerinde durulacaktır.

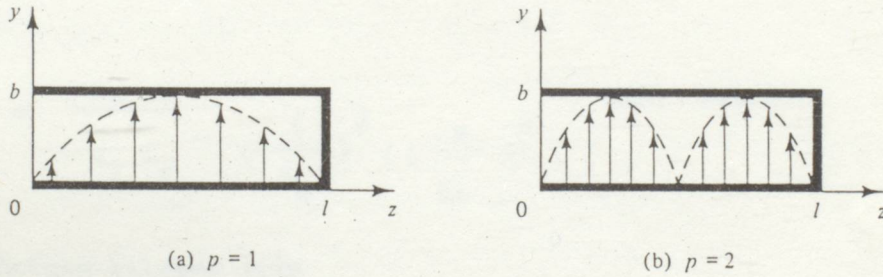
1.1. Dikdörtgen (Boşluk) Rezonatörleri

Dikdörtgen boşluk rezonatörü her iki ucu kısa devre ile sonlandırılmış bir dikdörtgen kesitli dalga kılavuzudur. Bu yüksekliği " b ", eni " a " ve boyu " L " olan kılavuz için Şekil (1.1)'de verilmiştir. Boşluk rezonatörü z eksenı boyunca propagasyonda kılavuz dalga boyu λ_0 olduğuna göre L uzunluğu $\lambda_0/2$ 'nin katları şeklinde olduğu frekanslarda rezonanstadır.



Şekil 1.1. Dikdörtgensel Boşluk Rezonatörü.

Bunu açıklamak için $z = l$ 'de ucu kısa devre edilmiş fakat $z = 0$ 'da ucu açık bırakılmış bir dikdörtgen dalga kılavuzunu göz önüne alalım. $z = 0$ 'dan giren sinyal duran dalga patternini oluşturur. Kısa devre nedeniyle enine elektrik alan (E_x ve E_y) $z = l$ 'de ve z eksenini boyunca $\lambda_0/2$ 'nin katlarında sıfırdır. Belli frekanslarda alan sıfırları $z = 0$ düzleminde oluşur. Bu şekil (1.2)'de iki durum için gösterilmiştir. Enine elektrik alan $z = 0$ düzleminde sıfır olduğunda frekanslarda, bu düzleme yerleştirilen kısa devre düzlemindeki borudaki (Mükemmel iletken düzlem) duran dalga patternini bozmaz. Böylece seçilmiş frekanslarda boşluk içinde E.M. alan sinyal kaynağının yokluğunda bile tutulur. Duran dalga muhakemesi dikdörtgen dalga kılavuzu iletimiyle ilişkili TE_{mn} ve TM_{mn} modlarından birine uygulanabilir.



Şekil 1.2. Dikdörtgen Dalga Kılavuzunda Elektrik Duran Dalga Patternleri.

Duran dalga, iki zıt yönde ilerleyen dalgaların girişimi sonucudur. Bu nedenle, boşluk içindeki alan $z = 0$ ve $z = l$ sınırları arasında (z doğrultusunda yayılan TE veya TM dalgaların superpozisyonudur. Buna göre l uzunluğunda dikdörtgen kılavuz parçasının rezonansa geldiği frekanslar $p = 1, 2, 3, \dots$ koşulundan hareketle hesaplanır. Genelde olduğu gibi dalga x ve y doğrultularında yayılır. x - y düzlemi enine düzlem olarak tanımlanırsa boşluk rezonans modları (TE_{mn} ve TM_{mn}) dalga modlarını gösterdiğinden TE_{mnp} ve TM_{mnp} ile ifade edilebilir. Burada m , x doğrultusunda yarım sinüs dağılımı sayısı

n, y	"	"	"	"	"
p, z	"	"	"	"	"

gösterir. (Şekil 1.1)

Örneğin, TE₁₀₂ modunda çalışan dikdörtgen boşlukta z'in her iki yarı dalga değişimine sahip TE₁₀ duran dalga patterni görülür. Kesim özelliği nedeniyle, kılavuz dalga boyu λ_{g1}

$$\lambda_p = \frac{\lambda}{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}, \quad \begin{array}{l} \lambda_c : \text{kılavuz kesim dalga boyu} \\ \lambda : \text{çalışma dalga boyu} \end{array}$$

ve:

$$\text{fr. } \lambda_r = \frac{c}{\mu_r \epsilon_r} \quad \text{olduğundan} \quad (1.1)$$

Çeşitli boşluk modlarının rezonans frekansları μ_r, ϵ_r boşluğu dolduran dielektrik sabitleri olmak üzere

$$\text{fr} = \frac{c}{\mu_r \epsilon_r} \left(\left(\frac{1}{\lambda_c}\right)^2 + \left(\frac{p}{2l}\right)^2 \right) \quad \text{den bulunur.} \quad (1.2)$$

ve dikdörtgen kılavuz için

$$\lambda_r = \frac{1}{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2 + \left(\frac{p}{2L}\right)^2} \quad \text{haline gelir.} \quad (1.3)$$

Genel kapalı bir yapıda, rezonans frekansları çeşitli modlar için farklıdır, ama dikdörtgen rezonatörde TE ve TM boşluk modları için rezonans dalga boyları (ve frekans) eşittir. Aynı rezonans frekansına sahip modlara dejenere modlar denir. Bazı TE ve TM dikdörtgen boşluk modları için E.M alan patternleri gelecek bölümde verilmiştir. Elektrik ve magnetik alanlar, boşluk içinde depolanan enerjinin ögeleridir. ve bu enerjinin bir kısmı boşlukta kaybolur. Bu kayıp metalik duvarların sonlu iletkenliği ve izolatör bölgesindeki dielektrik kaybı nedeniyle dir. Hava doldurulmuş boşluk için dielektrik kaybı ihmal edilebilir.

Genelde Q_u hacim/yüzey "bölge oranı"yla orantılıdır. Güç kaybı esas olarak iç boşluk duvarlarında fonlu bir δ etkin kalınlığından iletkenlik akımları nedeniyle enerjinin hacimsel olarak ısı biçiminde harcanması yüzündendir. Q_u değerlerinin 10.000 'i aştığı durumlarda iyi tasarlanmış dikdörtgen boşluk rezonatörleri kolayca gerçekleştirilir. Pratikte, iç boşluk duvarları genellikle düşük yüzey direnci elde etmek için gümüşle kaplanmış ve yüzey pürüzü azaltmak için cilalanmıştır.

Özel bir mod için yüklenmemiş Q_u 'yu hesaplamak için depolanan enerji ve güç kaybı alan denklemlerinden hesaplanır. Bu hesaplamalar ilerki bölümlerde verilecektir.

1.1.2. Silindirik Boşluk Rezonatörleri

Dairesel kesitli her iki ucu kısa devre edilmiş dalga kılavuzu silindirik boşluk rezonatörünü oluşturur. D silindirik boşluk rezonatörünün yarıçapı ve l rezonatörün uzunluğu olmak üzere önceki gibi $l = \lambda_0/2$ 'nin katlarındaki frekanslarda rezonans gerçekleşmektedir. Dairesel kesitli dalga kılavuzunun kesim frekansı kılavuz çapıyla orantılıdır. Bu ve diğer geometrik konfigürasyonlar tezin çerçevesi dışında kaldığından ele alınmayacaktır. Bu tip rezonatörler bu tezin içine girmemektedir.

1.2. BOŞLUK REZONATÖRLERİNİN ALAN ANALİZİ

Genel kesitli boşluk rezonatörlerinin rezonans frekansı ve çeşitli mod E.M. alanın ifadeleri Maxwell denklemlerinin boşluğun sınır koşullarına göre çözümüyle elde edilir. ve buradan rezonatörün yüklenmemiş Q kalite faktörü denklemi çıkarılır. Alan denklemlerinin çıkarılmasında, genellikle boşluk duvarları mükemmel iletken ve boşluk içindeki bölgenin mükemmel dielektrik olduğu varsayılır. Bu yüzden sadece iç duvar yüzeylerinde (yüzeysel) iletkenlik akımları oluşur. Sinüzoidal uyarılma nedeniyle Maxwell denklemlerinin fazör formu kullanılır. Sonuç vektörel dalga denklemleri serbest uzayda $\mu = \mu_R \mu_0$ ve $\epsilon = \epsilon_R \epsilon_0$ dielektrik bölgenin bünye parametreleri olmak üzere, $\vec{E}$ ve $\vec{H}$ dalgalarının denk-

lemeleri, sırasıyla,

$$\nabla^2 \vec{E} + \omega^2 \cdot \mu \vec{E} = 0 \quad (1.4)$$

$$\nabla^2 \vec{H} + \omega^2 \cdot \mu \vec{H} = 0 \quad (1.5)$$

şeklinde verilir.

Dikdörtgen Boşluk Rezonatörü

Şekil 1.1 eni a, yüksekliği b ve boyu l olan dikdörtgen şeklindeki boşluğu gösteriyor.

Kartezyen koordinatlarda Denklem (1.4) ve (1.5)

$$\frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial z^2} = -\omega^2 \mu \vec{E} \quad (1.6)$$

$$\frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial z^2} = -\omega^2 \mu \vec{H} \quad \text{haline gelir.} \quad (1.7)$$

Dalga kılavuzuyla EM dalga transmisyonu, ancak ve ancak TE ve TM propagasyon modlarında gerçekleşebilir. Buna göre rezonatör modlarını da TE ve TM olarak iki sınıfta inceleyebiliriz: (Ref.1)

izolatör → dielektrik

TE_{mnp} modları ($E_z = 0, H_z \neq 0$). (1.7) de z bileşenlerinin denklemleriyle

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial z^2} = -\omega^2 \mu \epsilon H_z \quad (1.8)$$

fazör denklemi elde edilir. Bu denklem dikdörtgen kesitli dalga kılavuzlarında kullanılabilecek y değişkenlerine ayırma tekniğiyle çözülür.

X,Y,Z sadece sırasıyla x,y,z'nin fonksiyonları olmak üzere

$$H_2 = XYZ. \quad (1.9)$$

$$\text{Bu sebeple } \frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} + \frac{1}{Y} \frac{d^2 Y}{dy^2} + \frac{1}{Z} \frac{d^2 Z}{dz^2} = -\omega^2 \mu \epsilon \quad (1.10)$$

Her terimi bir sabite eşitleyerek

$$\frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} = -k_x^2 \quad \frac{1}{Y} \frac{d^2 Y}{dy^2} = -k_y^2 \quad \text{ve} \quad \frac{1}{Z} \frac{d^2 Z}{dz^2} = -k_z^2 \quad (1.11)$$

ve $k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \omega^2 \mu \epsilon$ 'yi elde ederiz. Bu adi diferansiyel denklemlerin çözümleri sinüs ve cosinüslerin toplamı olarak ifade edilebilir ;

$$X = A \cos k_x x + B \sin k_x x$$

$$Y = C \cos k_y y + D \sin k_y y \quad (1.12)$$

$$Z = E \cos k_z z + F \sin k_z z$$

İletken yüzeylere sınır koşullarını uygulayalım. Altı boşluk duvarları için

$$x = 0 \text{ ve } x = a \quad \text{için} \quad \frac{\partial H_z}{\partial x} = 0 \quad (1)$$

$$y = 0 \text{ ve } y = b \quad \text{için} \quad \frac{\partial H_z}{\partial y} = 0 \quad (2) \quad (1.13)$$

$$z = 0 \text{ ve } z = L \quad \text{için} \quad H_z = 0 \text{ 'dır. } (3)$$

(1) koşulda ifade yerine konulursa $x = 0$ için $B = 0$

$$x = a \text{ için } k_x = \frac{m\pi}{a}, \quad m = 0, 1, 2$$

$$X = A \cos \frac{m\pi}{a} x. \quad (1.14)$$

(2) koşuldan $y = 0$ için $D = 0$

$$y = b \text{ için } k_y = \frac{n\pi}{b}$$

$$Y = C \cos \frac{n\pi}{b} y \quad z=0 \quad \text{için} \quad E=0 \quad (1.15)$$

(3) koşuldan $z=l$ için $k_z = p\pi$ $p=1,2,\dots$

elde edilir. Bu yeni ifadeler yardımıyla

$$H_2 = H_0 \cos \frac{mx}{a} x \cos \frac{nx}{b} y \sin \frac{px}{l} z \quad \text{olarak yazılır} \quad (1.16)$$

Burada m,n,p pozitif tamsayılar ve H_0 uyarılma sabitidir. H_z için üstteki ifadeler denklem (B1-8)'de yerine konularak denklem

$$\left\{ \left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2 + \left(\frac{p\pi}{l} \right)^2 - \omega^2 \mu \epsilon \right\} H_z = 0 \text{'a dönüşür.} \quad (1.17)$$

Burada $H_z = 0$ çözümü mevcut olamayacağından

$$\left(\frac{mx}{a} \right)^2 + \left(\frac{nx}{b} \right)^2 + \left(\frac{px}{L} \right)^2 = \omega^2 r \mu \epsilon = \left(\frac{2x}{\lambda_r} \right)^2 \text{ olur.} \quad (1.18)$$

$\omega_r = 2\pi fr$ ve fr : Boşluk rezonatörünün rezonans frekansı ve λ_r = rezonans dalga boyu.

$$\lambda_r = \frac{1}{\left(\frac{m}{2a} \right)^2 + \left(\frac{n}{2b} \right)^2 + \left(\frac{p}{2L} \right)^2} \quad \text{ve} \quad fr = \frac{c}{\mu_R \epsilon_R} \left(\frac{m}{2a} \right)^2 + \left(\frac{n}{2b} \right)^2 + \left(\frac{p}{2L} \right)^2$$

(1-2) ve (1-3)'deki gibi bulunur. Böylece E.M alan uyarma frekansı tam fr olduğunda kayıpsız boşlukda rezonans oluşacaktır, bu ve m,n,p tüm tam sayıları olabileceğinden, boşluk sonsuz adet ayrık frekansda rezonansa gelebilir ve bunun sonucu olarak, sonsuz sayıda rezonans moduna sahiptir. En düşük rezonans frekansına sahip mod dominant moddur. Dikdörtgen boşluk rezonatörlerinde "b" üç boyutun en küçüğü olduğu varsayımıyla TE_{101} modu dominant moddur. Boşluk içindeki duran dalga patterni (+) ve (-) z doğrultusunda eşitgenlikli TE veya TM modları oluşturur. Bunu, denklemini yeniden aşağıdaki biçimde yazarak,

$$H_z = H_0 \cos k_x x \cos k_y y \left\{ \frac{e^{jk_z z} - e^{-jk_z z}}{2j} \right\} \quad (1.20)$$

kolayca görebiliriz. Keza ilk üstel terim (+) z yönünde, ikinci üstel terim-
de (-) z yönünde faz sabiti k_z olan yürüyen dalgaları temsil ediyor.
 H_z 'in bu formunu kullanarak

$$E_x = \frac{j\omega\mu}{kc^2} \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad \text{'de yerine konulursa}$$

$$E_x = j \Omega_r \mu \frac{ky}{kc^2} H_0 \cos k_x x \sin k_y y \left\{ \frac{e^{jk_z z} - e^{-jk_z z}}{2j} \right\} \quad (1.21)$$

$$E_x = j \omega_r \mu \frac{ky}{kc^2} H_0 \cos k_x x \sin k_y y \sin k_z z \quad \text{olur.}$$

E_y , H_x , H_y de benzer şekilde ifade edilebilir.

$$E_y = j \frac{\omega\mu}{kc^2} \frac{\partial H_z}{\partial x}$$

$$H_x = - \frac{E_y}{Z_{TE}} \quad \text{ve} \quad H_y = + \frac{E_x}{Z_{TE}} \quad \text{de yerine konulur.}$$

Böylece TE_{mnp} boşluk modları $k_x = \frac{m\pi}{a}$, $k_y = \frac{n\pi}{b}$, $k_z = \frac{p\pi}{l}$ ve

$$k_c^2 = k_x^2 + k_y^2$$

$$E_x = j \omega_r \mu \frac{k_y}{k_c^2} H_0 \cos k_x x \sin k_y y \sin k_z z \quad (1-22)$$

$$E_y = -j \omega_r \mu \frac{k_x}{k_c^2} H_0 \sin k_x x \cos k_y y \sin k_z z$$

$$E_z = 0$$

$$H_x = - \frac{k_x k_z}{k_c^2} H_0 \sin k_x x \cos k_y y \cos k_z z$$

$$H_y = - \frac{k_y k_z}{k_c^2} H_0 \cos k_x x \sin k_y y \cos k_z z$$

$$H_z = H_0 \cdot \cos k_x x \cos k_y y \sin k_z z$$

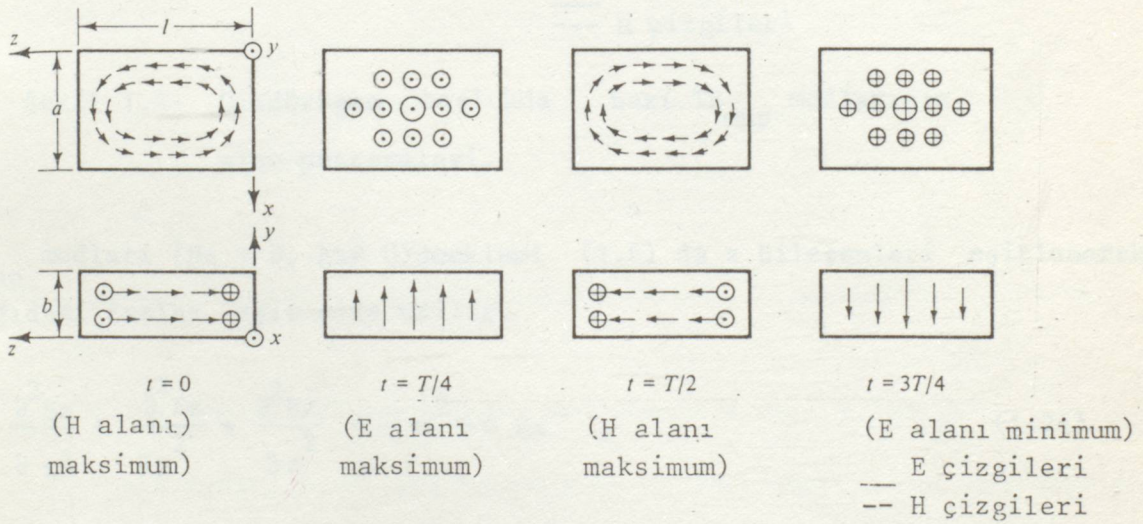
Bu denklemlerden çeşitli modlar için alan patternleri bulunur. Örneğin, TE_{101} modu elektrik ve magnetik alan dört zamanı için Şekil (1.3)'de gösterilmiştir. Alan bileşenlerin zaman dönemdeki ifadeleri 2 e faktörünü yerleştirip, reel kısmının alınmasıyla elde edilir.

$$m = 1, n = 0 \text{ ve } p = 1 \text{ ve} \quad \eta = \frac{m}{\varepsilon} = 377 \quad \frac{mr}{\varepsilon r} \quad (\Omega)$$

$$H_x = -2 H_0 \frac{a}{l} \sin \frac{\pi}{a} x \cos \frac{\pi}{l} z \cos \omega_r t \quad (1.23)$$

$$H_z = 2 H_o \cos \frac{\pi}{a} x \sin \frac{\pi}{l} z \cos \omega_r t$$

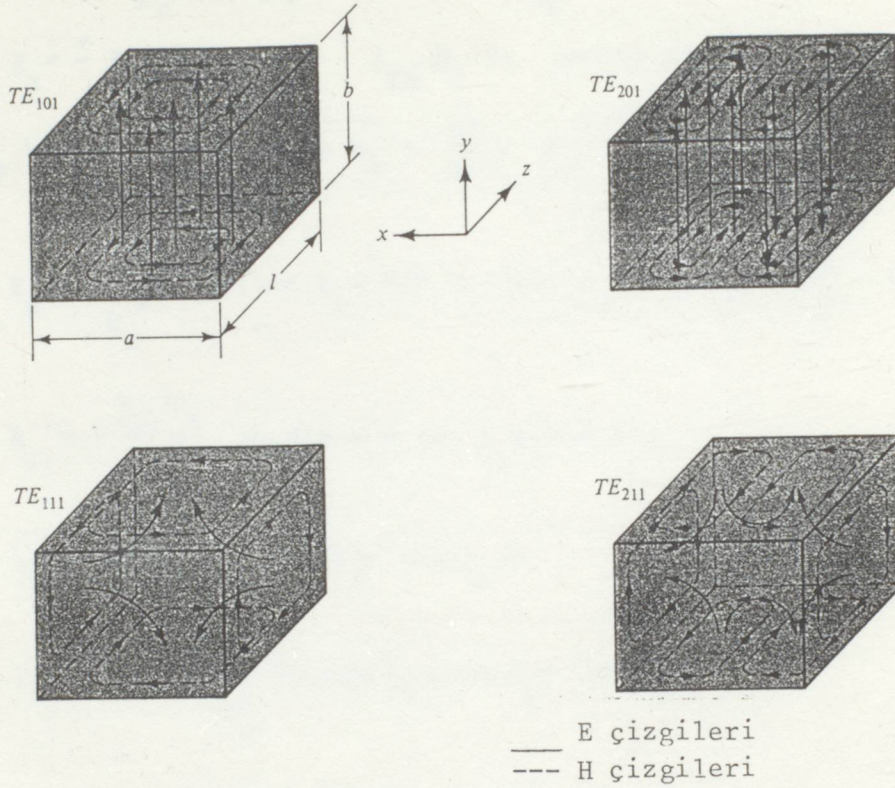
$$\varepsilon_x = 0, \varepsilon_z = 0, \text{ ve } H_y = 0$$



Şekil 1.3. Dikdörtgensel Boşlukda TE_{101} modu için belirli anlardaki E.M alan patterni.

$n = 0$, $m = p = 1$ 'den dolayı alan bileşenlerinin y doğrultusunda değişimi yok ve x ve z doğrultusunda bir yarım dalga değişime sahip olduğuna dikkat ediniz. Şekil (1.3) e ve alan denklemlerine bağlandığında elektrik ve magnetik alanların 90° faz farklı olduğu görülür. Magnetik alan maksimum olduğunda elektrik alan minimumdur. Bu ortalama güç akısının oluşmaması demektir, boşluk sadece EM enerjiyi depolar. LC devrelerindeki gibi, depolanan enerji bir periyot magnetik alanda ve diğer

periyot alanda depolanır. Çeşitli TE boşluk modları için alan patternleri Şekil (1.4) de gösterilmiştir.



Şekil 1.4- Dikdörtgen boşlukda bazı TE_{mnp} modlarının alan patternleri.

TM modları ($H_z = 0, E_z \neq 0$) denklemleri (1.6) da z bileşenleri eşitlenerek aşağıdaki fazlar eşit elde edilir.

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} = -\omega^2 \mu \epsilon E_z \quad (1.24)$$

Tekrar değişkenlerine ayırma tekniğini kullanırsak,

$$E_z = E_0 \sin \frac{m\pi}{a} x \sin \frac{n\pi}{b} y \cos \frac{p\pi}{l} z, \quad (1.25)$$

Sınır koşulları kullanarak $x=0, x=a, y=0$ ve $y=b$ 'de $E_z = 0$.

$$z=0 \text{ ve } z=l \text{ 'de } \frac{\partial E_z}{\partial z} = 0$$

(1-25) i (1-24)'de yerine koyulunca TE modları olduğu gibi aynı rezonans durumuna götürür. Böylece (1-19) dikdörtgen boşluklarda TM modlarında dahi geçerlidir. Elde kalan alan bileşenleri

$$H_x = j \frac{\omega \epsilon}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial y}, \quad H_y = -j \frac{\omega \epsilon}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial x}$$

$$E_x = -\frac{1}{k_c^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2}, \quad E_y = -\frac{1}{k_c^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} \text{ de yerine konularak bulunabilir.}$$

$$TM_{mnp} \text{ boşluk modları için } k_x = \frac{m\pi}{a}, \quad k_y = \frac{n\pi}{b}, \quad k_z = \frac{p\pi}{L}$$

$$E_x = -\frac{k_x k_z}{k_c^2} E_0 \cos k_x x \sin k_y y \sin k_z z \quad \text{ve} \quad k_c^2 = k_x^2 + k_y^2$$

$$E_y = -\frac{k_y k_z}{k_c^2} E_0 \sin k_x x \cos k_y y \sin k_z z$$

$$E_z = E_0 \sin k_x x \sin k_y y \cos k_z z$$

$$H_x = j \omega_r \epsilon \frac{k_y}{k_c^2} E_0 \sin k_x x \cos k_y y \cos k_z z \quad (1.26)$$

$$H_y = -j \omega_r \epsilon \frac{k_x}{k_c^2} E_0 \cos k_x x \sin k_y y \cos k_z z$$

$$H_z = 0$$

TM boşluk modları için alan patternleri üstteki ifadelerden çıkarılabilir. (Ref.2)

TE_{10p} modlu boşluk rezonatörünün yüklenmemiş Q kalite faktörü

Herhangi bir rezonatörün kalite faktörü Q, rezonans frekansında depolanan enerjinin ve periyod başına enerji kaybına oranının 2π katı olarak tanımlanır.

$$Q = 2\pi \frac{\text{Depolanan enerji}}{\text{Periyod Başına Enerji Kaybı}} \Big|_{w_r} = w_r \cdot \frac{\text{Depolanan enerji}}{\text{Ortalama Güç Kaybı}} \Big|_{w_r}$$

Gerçekte üç kalite faktörü tanımlanabilir. Bunlar rezonatöre bağlanan harici devrelerin varlığına göredir.

$$\text{Yüklenmemiş } Q : Q_u = w_r \cdot \frac{\text{Rezonans Devresinde Depolanan Enerji}}{\text{Rezonans Devresinde Güç Kaybı}} \quad | \quad w_r$$

$$\text{Harici } Q : Q_E = w_r \cdot \frac{\text{Rezonans Devresinde Depolanan Enerji}}{\text{Harici Devredeki Güç Kaybı}} \quad | \quad w_r$$

$$\text{Yüklenmiş } Q : Q_L = w_r \cdot \frac{\text{Rezonans Devresinde Depolanan Enerji}}{\text{Toplam Güç Kaybı}} \quad | \quad w_r$$

Yüklenmemiş Q_u sadece rezonatörün kalite faktörüdür. Q_L , rezonans devresinin bağlandığı harici devreye göre derecesinin ölçüsüdür. Bu üç faktör arasında ilişki

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_E} + \frac{1}{Q_u} \quad \text{şeklindedir.} \quad (1.27)$$

Boşluk içinde E.M enerji elektrik alandan manyetiğe ve ters yönde depolanmasına rağmen, toplam enerji sabittir. ve değeri ϵ maksimum ve H sıfır olduğu anda elektrik enerjisinin değeriyle hesaplanır.

$$U_E = U = \frac{1}{2} \int_V \vec{D} \cdot \vec{E} dV = \frac{\epsilon}{2} \int_0^1 \int_0^a \int_0^b (E_y)^2 dy dx dz$$

E_y , E 'nin y bileşeninin efektif değeridir ve (1.23) ile verildi.

$m = 1, n = 0, k_x = \frac{\pi}{a}, k_y = 0, k_c = k_x$ ve bu sebeple

$$U = 4 \epsilon \eta^2 H_0^2 b \left(\frac{a}{\lambda_r} \right)^2 \int_0^1 \int_0^a \sin^2 \frac{\pi}{a} x \cdot \sin^2 \frac{p\pi}{l} z dx dz$$

$$\eta = \mu / \epsilon, \quad v = \frac{1}{\mu \epsilon} \quad \text{ve a.b.l boşluğun hacmi olduğundan}$$

$$U = \frac{\eta}{v} \left(\frac{a}{\lambda_r} \right)^2 H_0^2 .a.b.l \quad (1.28)$$

Boşlukda kaybolan gücü hesaplamak için duvarların sonlu yüzey direncine rağmen boşluk içindeki E.M alan (1.23) denklemleriyle doğru bir yaklaşıklıkla verilir. Bu kabul boşluk rezonatörlerinin konstrüksiyonunda yaygın olarak kullanılan metaller için çok iyidir. Boşluk duvarlarındaki omik kayıplar R_s yüzey direnci olmak üzere,

$$P_d = R_s \int_S K^2 dS = R_s \int_S H_T^2 dS \quad (1.29)$$

Burada H_T , iletken yüzeylerde teğetsel magnetik alanın efektif değerini gösterir. İntegrasyon tam iç S yüzeyi üstündedir. Burada sınır koşullarından hareketle integrasyon denklemi yazıldığına dikkat ediniz.

Boşluk duvarlarının üçü üzerinde integrasyon yapıp sonuçların iki katını alarak kayıp güç bulunur.

$$P_d = 2.R_s \left[\int_0^a \int_0^b H_{x1}^2 dy dx + \int_0^1 \int_0^b H_{z1}^2 dy dz + \int_0^1 \int_0^a (H_{x2}^2 + H_{z2}^2) dx dz \right] \quad (1.30)$$

H_{x1} , H_x 'in $z=0$ 'da efektif değeri,

H_{z1} , H_z 'in $x=0$ duvarında efektif değeri ve z indisi $y=0$ duvarında

H değerlerini gösteriyor. (1.23) denklemlerinde $m=1$, $n=0$ seçersek

$$P_d = R_s . H_0^2 \left[a.b. \left(\frac{p.a}{1} \right)^2 + b1 + \frac{a1}{2} \left(\frac{p.a}{1} \right)^2 + \frac{a.1}{2} \right] \quad (1.31)$$

Yüklenmemiş $Q_u = w_r \cdot \frac{u}{P_d}$ de yerine koyarak ve $\frac{w_r}{v} = \frac{2\pi}{\lambda_r}$ alarak

$$Q_u = \frac{\pi \eta}{\lambda_r R_s} \cdot \frac{a.b.1. \{1 + (p.a/1)^2\}}{2 b1 \{1 + (a/1) (p.a/1)^2\} + a.1 \{1 + (p.a/1)^2\}} \quad (1.32)$$

Diğer bir formu ise

$$Q_u = \frac{\pi \eta}{2 R_s} \frac{\{1 + (p.a/l)^2\}^{3/2}}{2 \{1 + (a/l) (p.a/l)^2\} + (a/b) \{1 + (p.a/l)^2\}} \quad (1.33)$$

Bir karesel boşluk için, $l = a$ 'dır ve bu ifade

$$Q_u = \frac{2\pi}{\lambda_r} \frac{\eta}{R_s} \cdot \frac{\text{Hacim}}{\text{Yüzey Alanı}} = \frac{\pi}{2} \frac{\eta}{R_s} \sqrt{\frac{1 + p^2}{2 + a/b}} \quad (1.34)$$

Kübik bir boşluk içinde

$$Q_u = \sqrt{1 + p^2} \frac{\pi}{6} \frac{\eta}{R_s} \text{ olur.} \quad (1.35)$$

Genelde daha yüksek dereceden boşluk modları kullanarak büyük Q_u değerleri elde edilebilir. Bu da büyük boşluk büyüklüğü nedeniyle hacim/yüzey oranını artırır. Bu yaklaşım, istenen modun yanında rezonans frekanslarına sahip mod sayılarını arttırdığından bir problem teşkil eder. Örneğin bu istenmeyen modlara yakın yaklaşım rezonatörün ayarlanmasındaki güçlülere sebep olur. (1.32) (1.35) olan denklemler çok düşük kayıplı dielektrik veya hava ile doldurulmuş dikdörtgen boşluğun yüklenmemiş kalite faktörü hesabı için geçerlidir. Pratikte gerçek değerler metal duvarların pürüzlülüğü boşluğun efektif yüzey alanını arttırdığından biraz daha küçüktür. Birkaç deri kalınlığında gümüş kaplama ve iç yüzeyleri cilalayarak pürüzlülüğü azaltma Q_u değerini iyileştirmek için çok kullanılan bir tekniktir. Bu arada tüm dielektrikler sonlu bir kayıp tanjantına sahiptir. $\tan \delta$ ve yüklenmemiş Q_u birbiri ile ters orantılı değişir. Dielektrikte kaybolan güç w_r $\tan \delta$ 'dır. Bunu iletken kayıplarıyla birleştirirsek, yüklenmemiş boşluk rezonatörü kalite faktörü

$$Q_u = \frac{w_r \cdot U}{P_d + w_r \cdot U \tan \delta} = \frac{1}{\frac{1}{Q_c} + \tan \delta} \quad (1.36)$$

olarak elde edilir. Burada Q_c iletken kayıplarından dolayı (1.32) denklemindeki kalite faktörüdür.

2.BÖLÜM

DAR BAND MİKRODALGA FİLTRELERİ

Mikrodalga sistemlerinde sık sık istenmeyen sinyalleri bastırmak veya farklı frekanslara sahip sinyallerin ayrılması gerekir. Bu işlevler elektrik filtreleriyle yapılır. Filtreler frekans karakteristiklerine göre ismen alçak geçiren, yüksek geçiren, band geçiren ve band durduran olarak sınıflandırılır. Mikrodalga frekanslarında band geçiren filtrelerin gerçekleştirilmesi ilerki bölümlerde yapılacaktır. Dar band terimi genellikle band genişliğinin % 10 dan az olduğu, geniş band terimi ise genellikle % 40 band genişliğini aşan band genişliklerini gösterir.

Genel olarak, filtrelerde geçirme bandı adı verilen belirli bir frekans bölgesinde, transfer fonksiyonunun genliğinin sabit kalması ve frekans bölgesinin geri kalan kısmında ise sıfır olması istenir. Transfer fonksiyonu filtre giriş ve çıkışındaki gerilim genlik ve fazları veya giriş ve çıkış güçleri yardımıyla belirlenebilir. Frekans bandının sonlu bir bölümünde transfer fonksiyonu sıfıra eşit olan bir sistem fiziksel olarak gerçekleştirilemeyeceğinden, istenen bu ideal karakteristiğe yaklaşılmaya çalışılır.

İstenen yaklaşıklığı sağlayacak şekilde belirlenen mikrodalga filtrelerinin tasarlanması, filtre transfer fonksiyonunu verecek mikrodalga devresinin elemanlarının hesaplanması anlamına gelir. Burada problem pasif mikrodalga devrelerinin belirlenen transfer fonksiyonuna uyacak biçimde sentezidir. Mikrodalga filtrelerinde kullanılan elemanlar, çeşitli karakteristiğe sahip dalga kılavuzu parçalarıdır. Burada kullanılan dalga kılavuzları dikdörtgen kesitli transmisyon borularıdır.

Dağılmış Parametrelili Devrelerin Sentezi konusunda çok az bir gelişme elde edilmiştir. Mikrodalga elemanlarının karakteristiklerinin frekan-

sa bağımlılıkları üstel bir fonksiyona uyacak biçimde nonlineer olması, dağılmış parametrelili devrelerin sentezinde güçlük çıkartır. Bu genel güçlükten kurtulmak için; toplu parametrelili elemanlar ile filtre sentezinde kullanılan yöntemler, mikrodalga filtrelerine uygulama yoluna gidilir. Dar band geçiren filtre tasarımı bu yöntemden faydalana- cağız. Bu yol mikrodalga elemanlarının, dar bir frekans bandı içinde yak- laşık olarak toplu parametrelili gibi kabul edilebilmesine dayandığından yaklaşık bir yoldur. Ayrıca son yıllarda geliştirilen tam tasarım yöntemleri sadece TEM modundaki dalga kılavuzlarına uygulanabilmekte- dir.

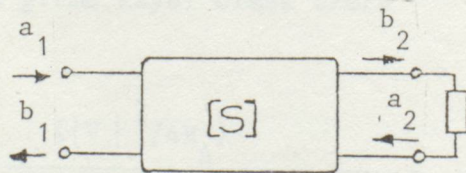
Bu çalışmada ; 11 GHz. merkez frekansında, 100 MHz. band genişli- ğine sahip, araya girme kaybı, 0.01 dB olan, üç boşluk rezonatör eleman- lı Chebychev tipi bir filtre, dikdörtgen kesitli bir transmisyon boru- su içine enine kesitte ince duvarlar yerleştirip boşluk rezonatörleri oluşturarak ve bu boşlukları birbirine yarıklarla bağlayarak gerçekleşt- irilmiştir.

İçine, belli mesafelere, enine kesitte gayet iyi iletken plakalar yerleştirilerek elde edilen boşlukların birbirine yarıklarla kuple edilme- siyle gerçekleştirilmiştir.

2.1. TOPLU PARAMETRELİ PASİF FİLTRELER

2.1.1. Toplu Parametrelili Elemanlar ile Araya girme Kayıpları

Bilinen Filtrelerin Sentezi



Şekil 2.1. İki kapılıda araya girme kaybı.

İki kapılı pasif ve kayıpsızdır.

a_1^2 : Girişe gelen güç, $b_1^2 = a_1^2 |\Gamma|^2$: Yansıyan güç

$1-|\Gamma|^2$: Yükte harcanan güç (İki kapılı varken)

İki kapılı araya girmeseydi ($\Gamma = 0$) gücün tamamı yüke aktarılırdı.

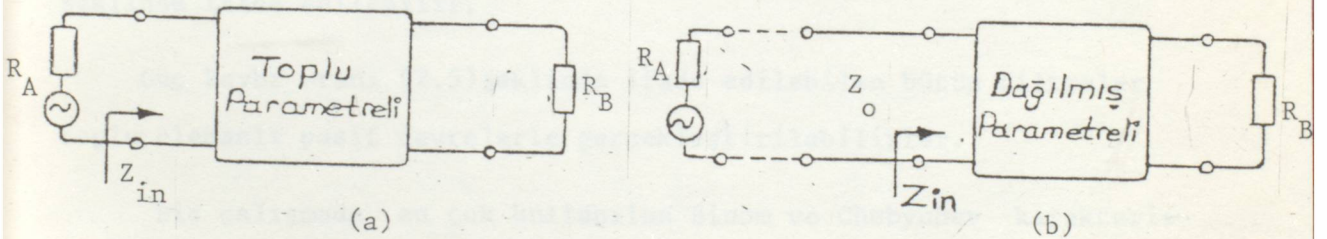
Bu durumda güç kaybı oranı şu, şekilde tanımlanabilir.

$$L_A = \frac{\text{İki kapılı yokken yüke aktarılabilen max.güç}}{\text{İki kapılı varken yüke aktarılan güç}}$$

$$L_A = \frac{1}{1 - |\Gamma|^2} \quad (2.1)$$

$$\text{Araya girme kaybı: } I = 10 \log L_A = -10 \log (1 - |\Gamma|^2) \text{ dB} \quad (2.2)$$

Şimdi pasif, toplu ve dağılmış parametreli elemanlarla oluşturulabilecek güç kaybı oranının ele alalım:



Şekil 2.2. Toplu ve dağılmış parametreli iki kapılıdır.

Toplu parametreli devrede (2.1) den :

L_A araya girme kaybı olmak üzere

$$L_A = \frac{(|V|^2 / 4R_A)}{(|V|^2 \cdot \text{Re}\{Z_{in}\} / |R_A + Z_{in}|^2)} = \frac{|R_A + Z_{in}|^2}{2 R_A (Z_{in} + Z_{in}^*)} \quad (2.3)$$

(2.3) bağıntısında $R_A \rightarrow Z_0$ konursa dağılmış parametreli devre için güç kaybı oranı elde edilir.

$Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$ olmak üzere (2.3) bağıntısı

$$L_A = 1 + \frac{|Z_{in} - R_A|^2}{2R_A(Z_{in} + Z_{in}^*)} = 1 + \frac{(R_{in} - R_A)^2 + X_{in}^2}{4R_A R_{in}} \quad (2.4)$$

şeklinde ifade edilebilir.

Toplu parametrelili devrelerde empedans fonksiyonu $j\omega$ 'nın reel katsayılı rasyonel bir fonksiyonudur. Bundan dolayı, bir empedans fonksiyonunun reel kısmı frekansın çift, imajiner kısmı ise tek fonksiyonu olur. Bu özellik dağılmış parametrelili devrelerde de korunur. Ancak empedans frekansın rasyonel bir fonksiyonu olmaktan çıkar.

O halde, P ve Q reel katsayılı sonlu polinomlar olmak üzere toplu parametrelili elemanlarla fiziksel olarak gerçekleştirilebilecek pasif filtre devrelerinde :

$$L_A = 1 + \frac{P^2(\omega)}{Q^2(\omega)} \quad (2.5)$$

şeklinde ifade edilebilir.

Güç kaybı oranı (2.5)şeklinde ifade edilebilen bütün filtreler toplu elemanlı pasif devrelerle gerçekleştirilebilirler.

Biz çalışmada en çok kullanılan Binom ve Chebychev karakteristiğine sahip filtreleri ele alacağız. Alt geçiren filtreden basit dönüşümler yardımı ile diğer filtrelere geçilebildiğinden, (Ref.5) Binom ve Chebychev transfer karakteristiği veren alt geçiren filtrelerin güç kaybı oranı biçiminde fonksiyonlarını göz önüne almak yeterlidir.

0-f_{kesim} arasındaki geçirme bandı içinde $L_A < 1+k^2$ veya $I < 20 \log k$ olduğu için,

Binom karakteristiği için: Araya Girme Kaybı

$$L_A = 1 + k^2 \left(\frac{\omega'}{\omega_1} \right)^{2n} \quad (2.6)$$

Chebychev karakteristiği için :

$$L_A = 1 + k^2 C_n^2 \left(\frac{w'}{w_1} \right) \text{ elde edilir. Burada } (2.7)$$

n : Eleman sayısı

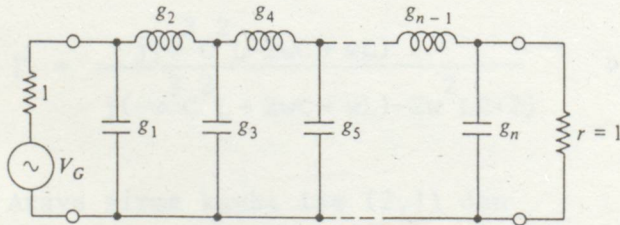
C_n : N .mertebeden Chebychev polinomu.

δI : Dalgalılık (Bant içindeki araya girme kaybı)

$$k^2 = 10^{(\delta I/10)} - 1$$

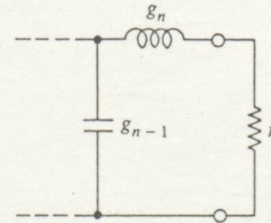
2.1.2. Alt Geçiren Prototip Filtre

Toplu parametrelili elemanlarla elde edilecek, kayıpsız LC alt geçiren filtreler, Şekil: 2.3'te gösterilen ve birbirinin duali olan iki basamak tipi devreden biri ile gerçekleştirilebilir. Bu devreler uygulanmış olan $R_A = w'_1 = 1$ normalizasyonu nedeni ile prototip alt geçiren filtre adını alırlar.



n tek için

Oldukça Düzgün Dizayn
(Maximally flat design)
($r=1$ tüm n 'ler için)



n çift için

Eşit Dalgalıklı Dizayn
(Equal-ripple design)
($r=1$ n tek için, $r = \tanh^2(B/4)$ n çift için)

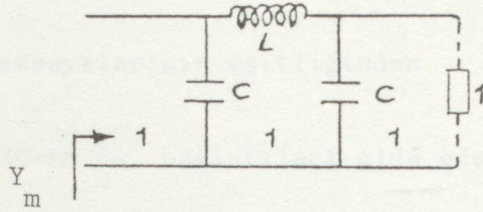
Şekil 2.3. Alt Geçiren filtre devreleri.

Eleman Değerlerinin Belirlenmesi:

İlk olarak, L, C 'yi Binom karakteristiği verecek biçimde belirlemek istersek, eleman sayısı belli bir alt geçiren prototip filtrenin giriş empedansı ile belirlenip (2.4) yardımı ile L_A bulunur. Elde edilen L_A ile (2.4) karşılaştırılırsa, $w=0$ da $Z_{in} = R_B = 1$ ve $L_A = 1$ (kayıpsız elemanlar) olacağından $r_B = 1$ elde edilir. Binom karakteristiği

verecek diğer eleman değerleri $w = 0$ 'da $2N-1$ inci mertebeye kadar türevlerin sıfır olacağına dayanarak bulunabilir.

Şayet L, C 'yi Chebychev karakteristiği verecek şekilde belirlemek istersek: ($n=3$ alalım, $\delta I = 0.5$ dB olsun).



Şekil 2.4. Üç elemanlı prototip alçak geçiren filtre.

$$Y_m = \frac{-jw^3 C^2 L - w^2 LC + j2wC + 1}{-w^2 LC + jwL + 1} \quad (2.8)$$

$$\Gamma = \frac{1 - Y_m}{1 + Y_m} \quad (2.9)$$

$$\Gamma = \frac{j(w^3 C^2 L - 2wC + wL)}{j(-w^3 C^2 L + 2wC + wL) - 2w^2 LC + 2} \quad (2.10)$$

Araya girme kaybı ise (2.1) den

$$L_A = \frac{(w^3 C^2 L - 2wC - wL)^2 + 4(w^2 LC - 1)^2}{4} = 1 + \frac{w^3 C^2 Y - w(2C - 1)^2}{2}$$

Diğer taraftan L_A (2.7) den

$$L_A = 1 + kC_3(w)^2 \text{ dir.}$$

$$10 \log (1+k^2) = 0.5 \text{ ten } k = 0.349311$$

$$C_3(x) = 4x^3 - 3x, \quad x = w'/w'_1 \quad (w'_1 = 1 \text{ prototip})$$

$$C_3(w) = 4w^3 - 3w$$

(2.1) ve (2.7) den elde edilen L_A bağıntılarını eşitleyerek prototip devredeki L ve C elemanlarının alacakları değerlerini bulabiliriz.

$$1 + \frac{w^3 C^2 L - w(2C-L)^2}{2} = 1 + kC_3(w)^2$$

w^3 ve w nin katsayılarının eşitliğinden

$$C^2 L = 8k \text{ ve } 2C-L = 6k \text{ bağıntıları elde edilir.} \quad (2.11)$$

Bu iki eşitlikten :

$$b = 6k/2 = 1.047934, \quad a = 8k/2 = 1.397246 \text{ olmak üzere}$$

$$C^3 - bC^2 - a = 0 \text{ üçüncü derece denklemi elde edilir.} \quad (2.12)$$

Bu üçüncü derece denklemi dönüşüm formülleri yardımıyla çözmek istersek :

$$C = y+d \text{ alındığında } y^3 + (3d-b)y^2 + (3d^2-2bd)y + (d^3-bd^2-a) = 0$$

elde edilir. Burada $d = b/3$ ve $C = y+b/3$ tür.

$$y^3 + (b^2/3 - 2b^2/3)y + (b^3/27 - 3b^3/27 - a) = 0$$

$$p = -b^2/3 = -0.366055, \quad q = -2b^3/27 - a = -1.482491$$

$$A = -q/2 + (q^2/4 + p^3/27)^{1/2}$$

$$B = -q/2 - (q^2/4 + p^3/27)^{1/2}$$

Bir reel iki imajiner kök vardır. Reel kök istediğimiz C değerini verir.

$$C = A^{1/3} + B^{1/3} + d \quad (2.13)$$

Buradan C değeri: $C = 1.5962799$ bulunur.

Bu değer (2.11)'deki bağıntılardan birinde yerine koyularak L değeri: $L = 1.0966913$ olarak elde edilir.

Görüldüğü gibi üç elemanlı bir filtrenin prototip eleman değerlerini hesaplamak bile uzun işlemler gerektiriyor. Eleman sayısı (Filtrenin mertebesi) arttıkça belirli bir karakteristiği verecek eleman değerlerinin elde edilmesi daha uzun ve karışık hesaplar gerektirecektir. Bu durumdan kurtulmak için literatörde tablolar halinde verilmiş olan eleman değerlerinden yararlanılabilir. Bu eleman değerleri Tablo: 1 ve Tablo: 2'de verilmiştir. Verilen tabloların yetersiz kaldıkları yerlerde şu genel bağıntılardan yararlanılır.

3 dB Araya girme kaybı veren ($k^2 = 1$) Binom tipi filtrede:

$$g_0 = g_{n+1} = 1$$

$$g_k = 2 \sin \left(\frac{2k-1}{2n} \pi \right); \quad k = 1, 2, 3, \dots, n \quad (2.14)$$

Araya girme kaybı 3 dB den farklı olan Binom tipi filtreler için genel bir bağıntı yoktur.

Chebyshev tipi filtrede :

$$g_0 = 1$$

$$\beta = \ln \frac{(1+k^2)^{1/2} - 1}{(1+k^2)^{1/2} + 1}$$

$$g_1 = \frac{2 a_1}{\sin b (\beta / 2n)}$$

$$a_k = \sin \left(\frac{2k-1}{2n} \pi \right); \quad k = 1, 2, \dots, n$$

$$b_k = \sinh^2 \frac{B}{2n} + \sin^2 \frac{k\pi}{n}; \quad k = 1, 2, \dots, n-1 \quad (2.15)$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1} \cdot a_k}{b_{k-1} \cdot g_{k-1}} ; k= 2,3,4,\dots, n$$

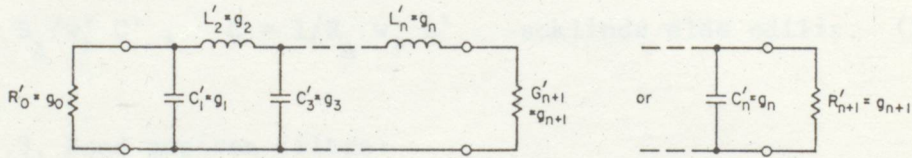
$$g_{n+1} = 1 \quad N= \text{Tek için}$$

$$r_g = 2k^2 + 1 + 2k(k^2 + 1)^{1/2}$$

$r_n = \text{Çift son eleman kapasite } (q_n = C) \text{ için}$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1/r_n = \text{Çift son eleman self } (q_n = L) \text{ için} \end{cases}$$

2.2. FREKANS DÖNÜŞÜMLERİ (ALT GEÇİREN PROTOTİP FİLTREDEN DİĞER FİLTRELERE GEÇİŞ)

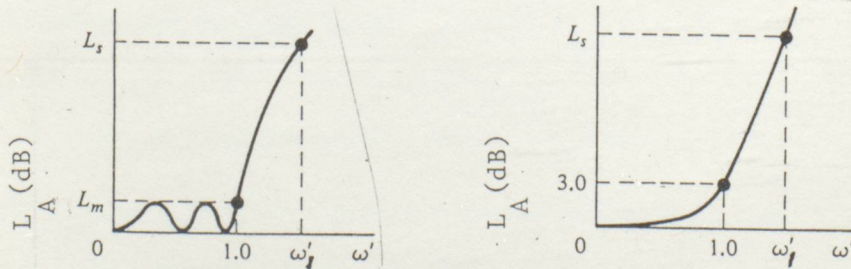


Şekil 2.5. Alt geçiren prototip filtre.

2.2.1. Alt geçiren filtre :

$R_A = w'_1 = 1$ olarak normalize edilmiş olan prototip filtreden alt geçiren filtreye geçerken, eleman değerleri, $g = \text{prototip filtre eleman değeri cinsinden şöyle bulunur :$

$$L = \frac{g \cdot R_A}{w'} \quad (H), \quad C = \frac{g}{R_A \cdot w'} \quad (F) \quad (2.16)$$



Şekil 2.6. Techebyshev ve Maximally Flat Karakteristikleri.

2.2.2. Üst geçiren filtre:

Alt geçiren filtreden üst geçiren filtreye geçmek için $w' = w^2/w_1$ frekans dönüşümü yapılırsa, alt geçiren filtrenin güç kaybı oranı fonksiyonu:

$$L_A = 1 + k_f^2 (w'/w_1)$$

Üst geçiren filtre için

$$L_A = 1 + k_f^2 (w_1/w')$$

şeklini alır. w cinsinden üst geçiren filtre karakteristiği elde edilir. Üst geçiren filtrenin L' , C' eleman değerleri, alt geçiren prototip devrenin L ve C ile gösterilen g_1 eleman değerlerinden:

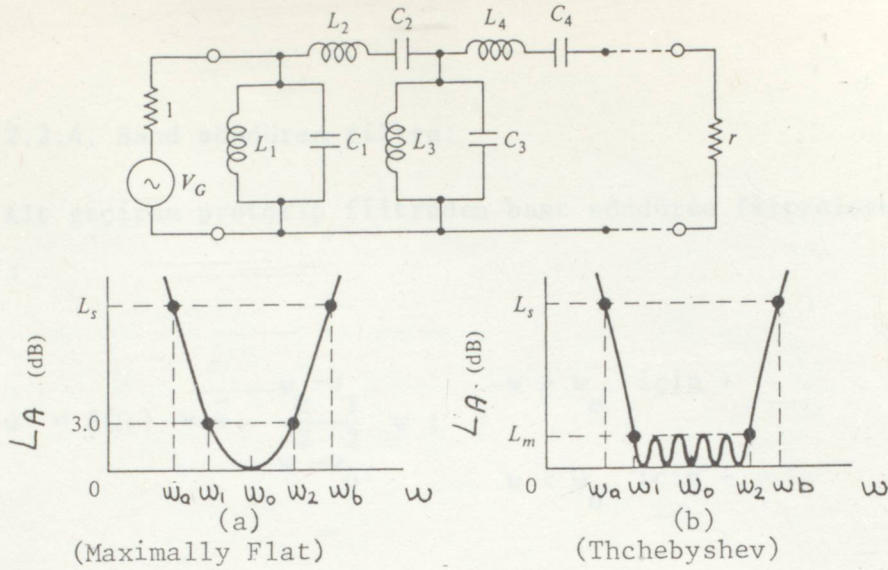
$$L = R_A / w_1' C', \quad C = 1/R_A w_1' L' \quad \text{şeklinde elde edilir. (2.17)}$$

2.2.3. Band geçiren filtre:

Alt geçiren prototip filtreden band geçiren filtreye geçmek için:

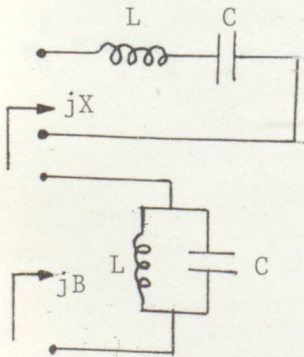
$$\frac{w'}{w_1} = f(w) = \begin{cases} + \frac{w_0}{w_2 - w_1} \left(\frac{w}{w_0} - \frac{w_0}{w} \right) & w > w_0 \text{ için} \\ - & w < w_0 \text{ için} \end{cases} \quad (2.18)$$

Frekans dönüşümü yapılırsa Şekil 2.5'ten görüleceği gibi Ω değişkenine göre band geçiren filtre karakteristiği elde edilir. Burada, $w_0 = (w_1 w_2)^{1/2}$ orta frekans ve w_1, w_2 kesim frekanslarıdır.



Şekil 2.7. Alt geçiren ve band geçiren prototip filtre karakteristikleri.

Alt geçiren prototip filtredeki elemanların ne şekilde dönüştürceğini görmek üzere, toplu elemanlı seri ve paralel rezonans devrelerinin reaktans ve süseptanslarını ele alalım.



$$jX = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = j\sqrt{\frac{L}{C}} \left(\omega\sqrt{LC} - \frac{1}{\omega\sqrt{LC}} \right)$$

$$jB = j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = j\sqrt{\frac{C}{L}} \left(\omega\sqrt{LC} - \frac{1}{\omega\sqrt{LC}} \right)$$

$(LC)^{1/2} = 1/\omega_0$ tanımı ile eleman değerleri, prototip devrenin L, C ile gösterilen g_i eleman değerleri cinsinden:

$$\text{Seri rezonans devresi için : } L = R_A L' / \Delta\omega, \quad C = 1/\omega_0^2 L \quad (2.19)$$

$$\text{Paralel rezonans devresi için : } C = C' / R_A \Delta\omega, \quad L = 1/\omega_0^2 C$$

şeklinde elde edilir. Burada $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ dir.

Görüldüğü gibi, alt geçiren prototip devredeki seri elemana (self) band geçiren devrede seri rezonans devresi, paralel elemana (kapasite) paralel devresi karşı düşer.

2.2.4. Band söndüren filtre:

Alt geçiren prototip filtreden bant söndüren filtrelere geçmek için :

$$w' = f(\Omega) = \begin{cases} \frac{w_2 - w_1}{w - w_0} & w > w_0 \text{ için } + \\ \frac{w_2 - w_1}{w - w_0} & w < w_0 \text{ için } - \end{cases}$$

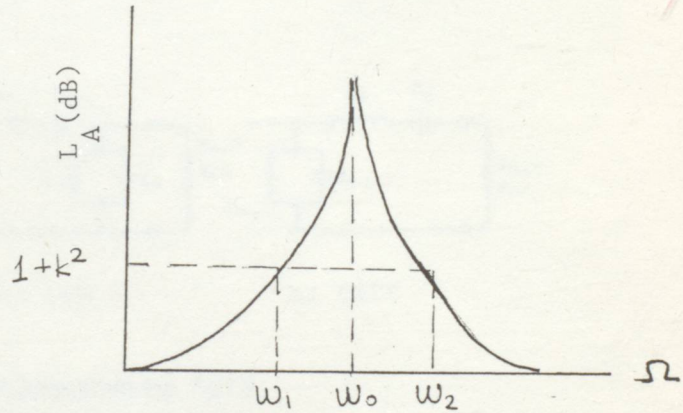
dönüşümü kullanılır. Bu dönüşümle,

$$w' = 0 \rightarrow w = 0,00$$

$$w' = 1 \rightarrow w = w_1, w_2$$

$$w' \rightarrow \infty \rightarrow w = w_0$$

$$w_0^2 = w_1 \cdot w_2$$



Şekil 2.8. Bant söndüren filtre karakteristiği.

Şekil 2.6'daki bant söndüren filtre karakteristiği elde edilir.

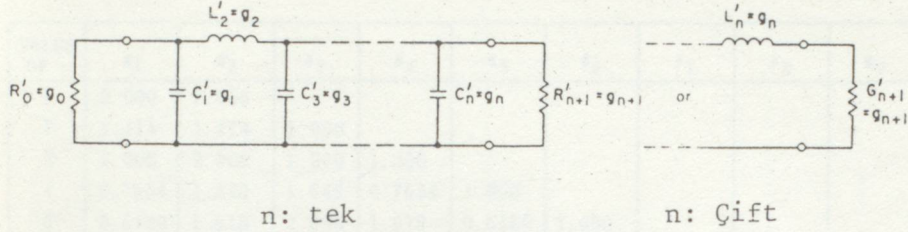
Burada yapılan frekans dönüşümü sonucunda alt geçiren prototip devredeki paralel elemanlar (kapasite) seri rezonans devrelerine, seri elemanlar (self) ise paralel rezonans devrelerine dönüşür. Bant söndüren filtrenin eleman değerleri aşağıdaki bağıntılar yardımı ile elde edilir.

$$\text{Seri rezonans devresinde: } L = R_A / C' \Delta w, \quad C = 1/w_0^2 L$$

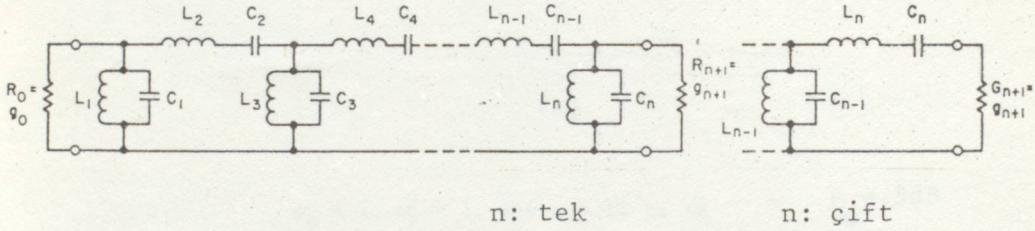
(2.20)

$$\text{Paralel rezonans devresi: } C = 1/R_A L' \Delta w, \quad L = 1/w_0^2 C$$

Çıkarılan bu sonuçlar toplu halde Tablo 3'de verilmiştir.



Şekil 2.9. Alçak Geçiren Prototip Filtre.



PARALEL REZONATÖRLER İÇİN

$$b_j = \omega_0 C_j = \frac{1}{\omega_0 L_j} = \frac{\omega'_1 g_j}{w} = \begin{matrix} \text{Suseptans} \\ \text{eğim} \\ \text{parametresi} \end{matrix}$$

$$w = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$$

SERİ REZONATÖRLER İÇİN

$$x_k = \omega_0 L_k = \frac{1}{\omega_0 C_k} = \frac{\omega'_1 g_k}{w} = \begin{matrix} \text{reaktans} \\ \text{eğim} \\ \text{parametresi} \end{matrix}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$$

Şekil 2.10. Band Geçiren Filtreler ve Alçak Geçiren Prototiple İlişkileri.

$$\varepsilon_0 = 1, \omega_1' = 1, \text{ and } n = 1 \text{ to } 10$$

$$L = 3\text{dB}_m$$

VALUE OF n	ε_1	ε_2	ε_3	ε_4	ε_5	ε_6	ε_7	ε_8	ε_9	ε_{10}	ε_{11}
1	2.000	1.000									
2	1.414	1.414	1.000								
3	1.000	2.000	1.000	1.000							
4	0.7654	1.848	1.848	0.7654	1.000						
5	0.6180	1.618	2.000	1.618	0.6180	1.000					
6	0.5176	1.414	1.932	1.932	1.414	0.5176	1.000				
7	0.4450	1.247	1.802	2.000	1.802	1.247	0.4450	1.000			
8	0.3902	1.111	1.663	1.962	1.962	1.663	1.111	0.3902	1.000		
9	0.3473	1.000	1.532	1.879	2.000	1.879	1.532	1.000	0.3473	1.000	
10	0.3129	0.9080	1.414	1.782	1.975	1.975	1.782	1.414	0.9080	0.3129	1.000

(a)

$$\varepsilon_0 = 1, \omega_1' = 1, \text{ and } n = 11 \text{ to } 15$$

$$L = 3\text{dB}_m$$

VALUE OF n	ε_1	ε_2	ε_3	ε_4	ε_5	ε_6	ε_7	ε_8
11	0.2846	0.8308	1.3097	1.6825	1.9189	2.0000	1.9189	1.6825
12	0.2610	0.7653	1.2175	1.5867	1.8477	1.9828	1.9828	1.8477
13	0.2410	0.7092	1.1361	1.4970	1.7709	1.9418	2.0000	1.9418
14	0.2239	0.6605	1.0640	1.4142	1.6934	1.8877	1.9874	1.9874
15	0.2090	0.6180	1.0000	1.3382	1.6180	1.8270	1.9563	2.0000
	ε_9	ε_{10}	ε_{11}	ε_{12}	ε_{13}	ε_{14}	ε_{15}	ε_{16}
11	1.3097	0.8308	0.2846	1.0000				
12	1.5867	1.2175	0.7653	0.2610	1.0000			
13	1.7709	1.4970	1.1361	0.7092	0.2410	1.0000		
14	1.8877	1.6934	1.4142	1.0640	0.6605	0.2239	1.0000	
15	1.9563	1.8270	1.6180	1.3382	1.0000	0.6180	0.2090	1.0000

(b)

Tablo I Oldukça Düzgün (Maximally Flat) Kayıp Karakteristiğine Sahip Filtreler için Eleman Değerleri, (Ref.5)

$$g_0 = 1, \omega_1' = 1,$$

VALUE OF n	ϵ_1	ϵ_2	ϵ_3	ϵ_4	ϵ_5	ϵ_6	ϵ_7	ϵ_8	ϵ_9	ϵ_{10}	ϵ_{11}
0.01 db ripple											
1	0.0960	1.0000									
2	0.4488	0.4077	1.1007								
3	0.6291	0.9702	0.6291	1.0000							
4	0.7128	1.2003	1.3212	0.6476	1.1007						
5	0.7563	1.3049	1.5773	1.3049	0.7563	1.0000					
6	0.7813	1.3600	1.6896	1.5350	1.4970	0.7098	1.1007				
7	0.7969	1.3924	1.7481	1.6331	1.7481	1.3924	0.7969	1.0000			
8	0.8072	1.4130	1.7824	1.6833	1.8529	1.6193	1.5554	0.7333	1.1007		
9	0.8144	1.4270	1.8043	1.7125	1.9057	1.7125	1.8043	1.4270	0.8144	1.0000	
10	0.8196	1.4369	1.8192	1.7311	1.9362	1.7590	1.9055	1.6527	1.5817	0.7446	1.1007
0.1 db ripple											
1	0.3052	1.0000									
2	0.8430	0.6220	1.3554								
3	1.0315	1.1474	1.0315	1.0000							
4	1.1088	1.3061	1.7703	0.8180	1.3554						
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1.0000					
6	1.1681	1.4039	2.0562	1.5170	1.9029	0.8618	1.3554				
7	1.1811	1.4228	2.0966	1.5733	2.0966	1.4228	1.1811	1.0000			
8	1.1897	1.4346	2.1199	1.6010	2.1699	1.5640	1.9444	0.8778	1.3554		
9	1.1956	1.4425	2.1345	1.6167	2.2053	1.6167	2.1345	1.4425	1.1956	1.0000	
10	1.1999	1.4481	2.1444	1.6265	2.2253	1.6418	2.2046	1.5821	1.9628	0.8853	1.3554
0.2 db ripple											
1	0.4342	1.0000									
2	1.0378	0.6745	1.5386								
3	1.2275	1.1525	1.2275	1.0000							
4	1.3028	1.2844	1.9761	0.8468	1.5386						
5	1.3394	1.3370	2.1660	1.3370	1.3394	1.0000					
6	1.3598	1.3632	2.2394	1.4555	2.0974	0.8838	1.5386				
7	1.3722	1.3781	2.2756	1.5001	2.2756	1.3781	1.3722	1.0000			
8	1.3804	1.3875	2.2963	1.5217	2.3413	1.4925	2.1349	0.8972	1.5386		
9	1.3860	1.3938	2.3093	1.5340	2.3728	1.5340	2.3093	1.3938	1.3860	1.0000	
10	1.3901	1.3983	2.3181	1.5417	2.3904	1.5536	2.3720	1.5066	2.1514	0.9034	1.5386
0.5 db ripple											
1	0.6986	1.0000									
2	1.4029	0.7071	1.9841								
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000							
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841						
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000					
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8696	1.9841				
7	1.7372	1.2583	2.6381	1.3444	2.6381	1.2583	1.7372	1.0000			
8	1.7451	1.2647	2.6564	1.3590	2.6964	1.3389	2.5093	0.8796	1.9841		
9	1.7504	1.2690	2.6678	1.3673	2.7239	1.3673	2.6678	1.2690	1.7504	1.0000	
10	1.7543	1.2721	2.6754	1.3725	2.7392	1.3806	2.7231	1.3485	2.5239	0.8842	1.9841

Tablo II (a) $n=1$ 10

Tablo II Eşit Dalgallıklı (Chebyshev) Kayıp Karakteristiğine Sahip
Filtreler için Eleman Değerleri (Ref. 5)
(Dalgallılık (Ripple) Seviyelerine Göre)

VALUE OF n	ϵ_1	ϵ_2	ϵ_3	ϵ_4	ϵ_5	ϵ_6	ϵ_7	ϵ_8	ϵ_9	ϵ_{10}	ϵ_{11}
1.0 db ripple											
1	1.0177	1.0000									
2	1.8219	0.6850	2.6599								
3	2.0236	0.9941	2.0236	1.0000							
4	2.0991	1.0644	2.8311	0.7892	2.6599						
5	2.1349	1.0911	3.0009	1.0911	2.1349	1.0000					
6	2.1546	1.1041	3.0634	1.1518	2.9367	0.8101	2.6599				
7	2.1664	1.1116	3.0934	1.1736	3.0934	1.1116	2.1664	1.0000			
8	2.1744	1.1161	3.1107	1.1839	3.1488	1.1696	2.9685	0.8175	2.6599		
9	2.1797	1.1192	3.1215	1.1897	3.1747	1.1897	3.1215	1.1192	2.1797	1.0000	
10	2.1836	1.1213	3.1286	1.1933	3.1890	1.1990	3.1738	1.1763	2.9824	0.8210	2.6599
2.0 db ripple											
1	1.5296	1.0000									
2	2.4881	0.6075	4.0957								
3	2.7107	0.8327	2.7107	1.0000							
4	2.7925	0.8806	3.6063	0.6819	4.0957						
5	2.8310	0.8985	3.7827	0.8985	2.8310	1.0000					
6	2.8521	0.9071	3.8467	0.9393	3.7151	0.6964	4.0957				
7	2.8655	0.9119	3.8780	0.9535	3.8780	0.9119	2.8655	1.0000			
8	2.8733	0.9151	3.8948	0.9605	3.9335	0.9510	3.7477	0.7016	4.0957		
9	2.8790	0.9171	3.9056	0.9643	3.9598	0.9643	3.9056	0.9171	2.8790	1.0000	
10	2.8831	0.9186	3.9128	0.9667	3.9743	0.9704	3.9589	0.9554	3.7619	0.7040	4.0957
3.0 db ripple											
1	1.9953	1.0000									
2	3.1013	0.5339	5.8095								
3	3.3487	0.7117	3.3487	1.0000							
4	3.4389	0.7483	4.3471	0.5920	5.8095						
5	3.4817	0.7618	4.5381	0.7618	3.4817	1.0000					
6	3.5045	0.7685	4.6061	0.7929	4.4641	0.6033	5.8095				
7	3.5182	0.7723	4.6386	0.8039	4.6386	0.7723	3.5182	1.0000			
8	3.5277	0.7745	4.6575	0.8089	4.6990	0.8018	4.4990	0.6073	5.8095		
9	3.5340	0.7760	4.6692	0.8118	4.7272	0.8118	4.6692	0.7760	3.5340	1.0000	
10	3.5384	0.7771	4.6768	0.8136	4.7425	0.8164	4.7260	0.8051	4.5142	0.6091	5.8095

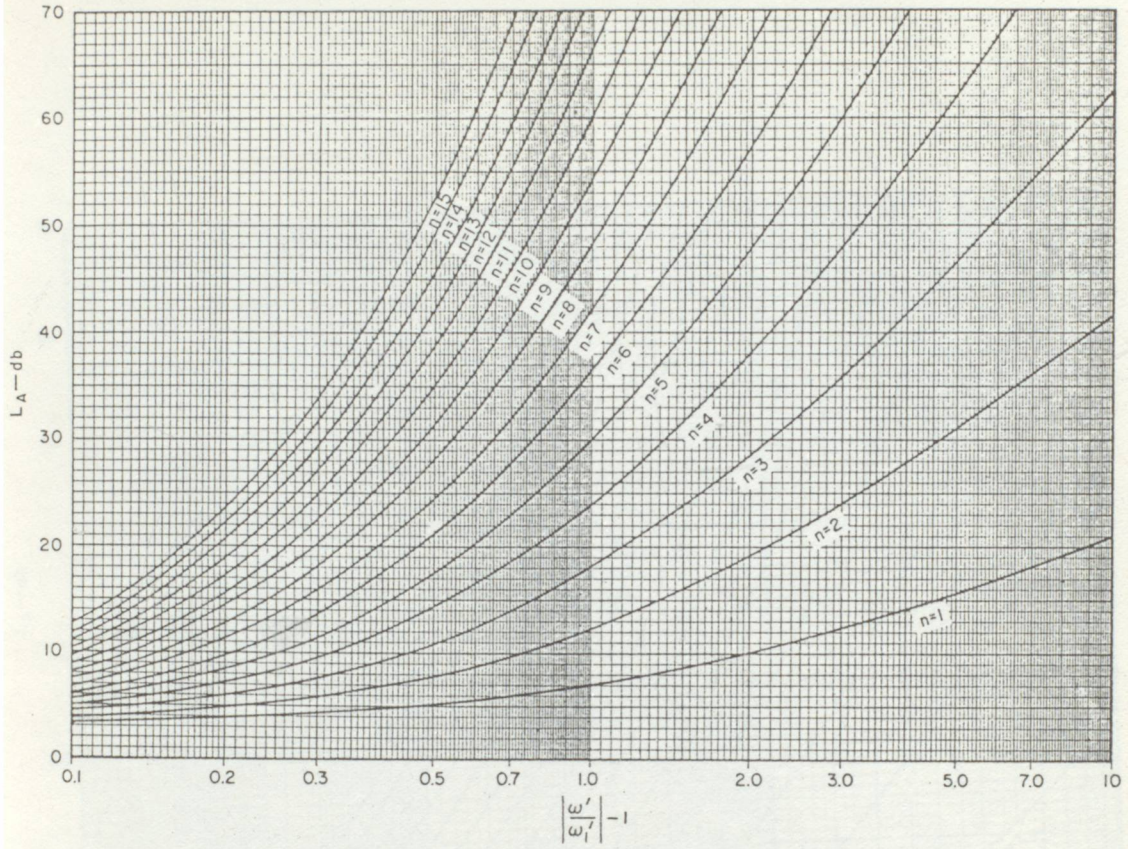
Tablo II (a) $n=1$ 10

(Dalgallılık (Ripple) Seviyelerine Göre) (Ref.5)

$$\epsilon_0 = 1, \omega'_1 = 1,$$

VALUE OF n	ϵ_1	ϵ_2	ϵ_3	ϵ_4	ϵ_5	ϵ_6	ϵ_7	ϵ_8	ϵ_9	ϵ_{10}	ϵ_{11}	ϵ_{12}	ϵ_{13}	ϵ_{14}	ϵ_{15}	ϵ_{16}
0.01 db ripple																
11	0.8234	1.4442	1.8298	1.7437	1.9554	1.7856	1.9554	1.7437	1.8298	1.4442	0.8234	1.0000				
12	0.8264	1.4497	1.8377	1.7527	1.9684	1.8022	1.9837	1.7883	1.9293	1.6695	1.5957	0.7508	1.1007			
13	0.8287	1.4540	1.8437	1.7594	1.9777	1.8134	2.0014	1.8134	1.9777	1.7594	1.8437	1.4540	0.8287	1.0000		
14	0.8305	1.4573	1.8483	1.7644	1.9845	1.8214	2.0132	1.8290	2.0048	1.8029	1.9422	1.6792	1.6041	0.7545	1.1007	
15	0.8320	1.4600	1.8520	1.7684	1.9897	1.8272	2.0216	1.8394	2.0216	1.8272	1.9897	1.7684	1.8520	1.4600	0.8320	1.0000
0.10 db ripple																
11	1.2031	1.4523	2.1515	1.6332	2.2378	1.6559	2.2378	1.6332	2.1515	1.4523	1.2031	1.0000				
12	1.2055	1.4554	2.1566	1.6379	2.2462	1.6646	2.2562	1.6572	2.2200	1.5912	1.9726	0.8894	1.3554			
13	1.2074	1.4578	2.1605	1.6414	2.2521	1.6704	2.2675	1.6704	2.2521	1.6414	2.1605	1.4578	1.2074	1.0000		
14	1.2089	1.4596	2.1636	1.6441	2.2564	1.6745	2.2751	1.6786	2.2696	1.6648	2.2283	1.5963	1.9784	0.8919	1.3554	
15	1.2101	1.4612	2.1660	1.6461	2.2598	1.6776	2.2804	1.6839	2.2804	1.6776	2.2598	1.6461	2.1660	1.4612	1.2101	1.0000
0.20 db ripple																
11	1.3931	1.4015	2.3243	1.5469	2.4014	1.5646	2.4014	1.5469	2.3243	1.4015	1.3931	1.0000				
12	1.3954	1.4040	2.3289	1.5505	2.4088	1.5713	2.4176	1.5656	2.3856	1.5136	2.1601	0.9069	1.5386			
13	1.3972	1.4059	2.3323	1.5532	2.4140	1.5758	2.4276	1.5758	2.4140	1.5532	2.3323	1.4059	1.3972	1.0000		
14	1.3986	1.4073	2.3350	1.5553	2.4178	1.5790	2.4342	1.5821	2.4294	1.5714	2.3929	1.5176	2.1653	0.9089	1.5386	
15	1.3997	1.4085	2.3371	1.5569	2.4207	1.5813	2.4388	1.5862	2.4388	1.5813	2.4207	1.5569	2.3371	1.4085	1.3997	1.0000
0.50 db ripple																
11	1.7572	1.2743	2.6809	1.3759	2.7498	1.3879	2.7488	1.3759	2.6809	1.2743	1.7572	1.0000				
12	1.7594	1.2760	2.6848	1.3784	2.7551	1.3925	2.7628	1.3886	2.7349	1.3532	2.5317	0.8867	1.9841			
13	1.7610	1.2772	2.6878	1.3802	2.7596	1.3955	2.7714	1.3955	2.7596	1.3802	2.6878	1.2772	1.7610	1.0000		
14	1.7624	1.2783	2.6902	1.3816	2.7629	1.3976	2.7771	1.3997	2.7730	1.3925	2.7412	1.3558	2.5362	0.8882	1.9841	
15	1.7635	1.2791	2.6920	1.3826	2.7654	1.3991	2.7811	1.4024	2.7811	1.3991	2.7654	1.3826	2.6920	1.2791	1.7635	1.0000
1.00 db ripple																
11	2.1865	1.1229	3.1338	1.1957	3.1980	1.2041	3.1980	1.1957	3.1338	1.1229	2.1865	1.0000				
12	2.1887	1.1241	3.1375	1.1974	3.2039	1.2073	3.2112	1.2045	3.1849	1.1796	2.9898	0.8228	2.6599			
13	2.1904	1.1250	3.1403	1.1987	3.2081	1.2094	3.2192	1.2094	3.2081	1.1987	3.1403	1.1250	2.1904	1.0000		
14	2.1917	1.1257	3.1425	1.1996	3.2112	1.2108	3.2245	1.2123	3.2207	1.2073	3.1908	1.1815	2.9944	0.8239	2.6599	
15	2.1928	1.1263	3.1442	1.2004	3.2135	1.2119	3.2282	1.2142	3.2282	1.2119	3.2135	1.2004	3.1442	1.1263	2.1928	1.0000
2.00 db ripple																
11	2.8863	0.9195	3.9181	0.9682	3.9834	0.9737	3.9834	0.9682	3.9181	0.9195	2.8863	1.0000				
12	2.8886	0.9203	3.9219	0.9693	3.9894	0.9758	3.9967	0.9740	3.9701	0.9575	3.7695	0.7052	4.0957			
13	2.8904	0.9209	3.9247	0.9701	3.9936	0.9771	4.0048	0.9771	3.9936	0.9701	3.9247	0.9209	2.8904	1.0000		
14	2.8919	0.9214	3.9269	0.9707	3.9967	0.9781	4.0101	0.9791	4.0062	0.9758	3.9761	0.9587	3.7739	0.7060	4.0957	
15	2.8930	0.9218	3.9287	0.9712	3.9990	0.9788	4.0139	0.9803	4.0139	0.9788	3.9990	0.9712	3.9287	0.9218	2.8930	1.0000
3.00 db ripple																
11	3.5420	0.7778	4.6825	0.8147	4.7523	0.8189	4.7523	0.8147	4.6825	0.7778	3.5420	1.0000				
12	3.5445	0.7784	4.6865	0.8155	4.7587	0.8204	4.7664	0.8191	4.7381	0.8067	4.5224	0.6101	5.8095			
13	3.5465	0.7789	4.6896	0.8162	4.7631	0.8214	4.7751	0.8214	4.7631	0.8162	4.6896	0.7789	3.5465	1.0000		
14	3.5480	0.7792	4.6919	0.8166	4.7664	0.8222	4.7808	0.8229	4.7766	0.8204	4.7444	0.8076	4.5272	0.6107	5.8095	
15	3.5493	0.7795	4.6938	0.8170	4.7689	0.8227	4.7847	0.8238	4.7847	0.8227	4.7689	0.8170	4.6938	0.7795	3.5493	1.0000

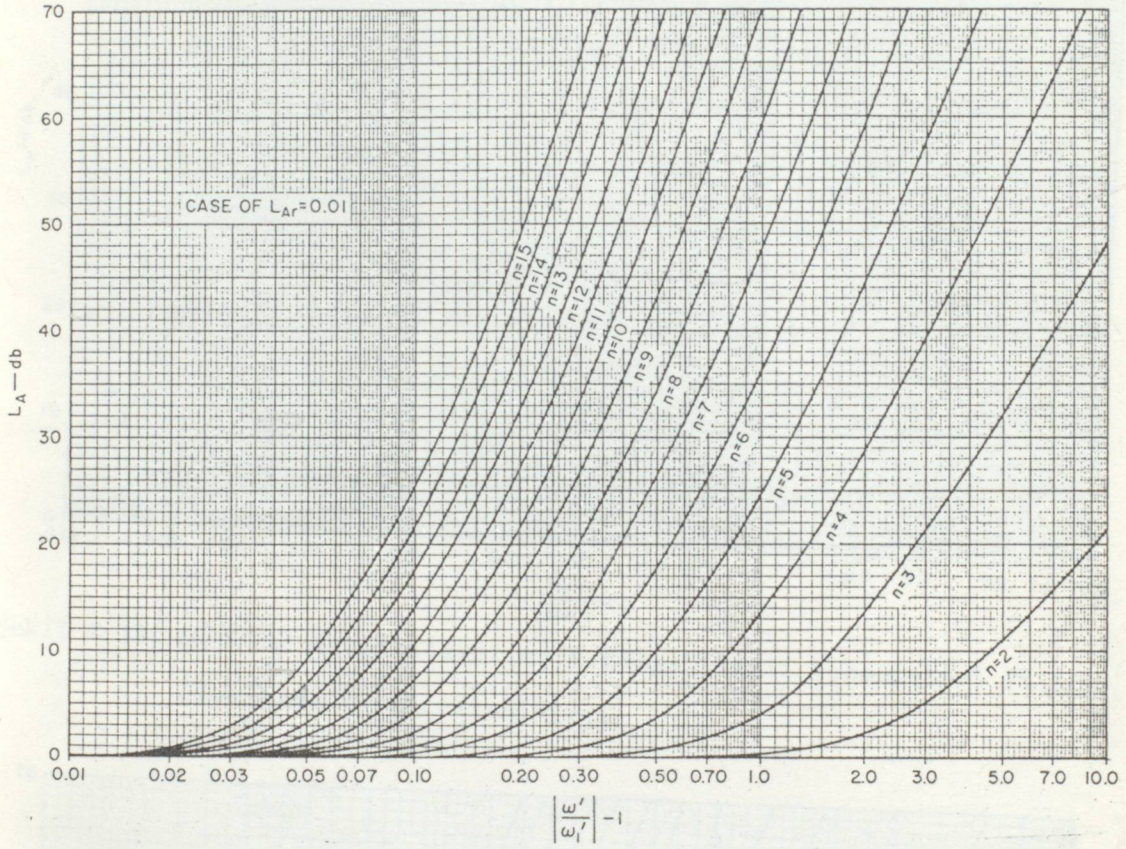
 Tablo II-(b) $n = 11 \quad 15, \quad (\text{Ref.5})$



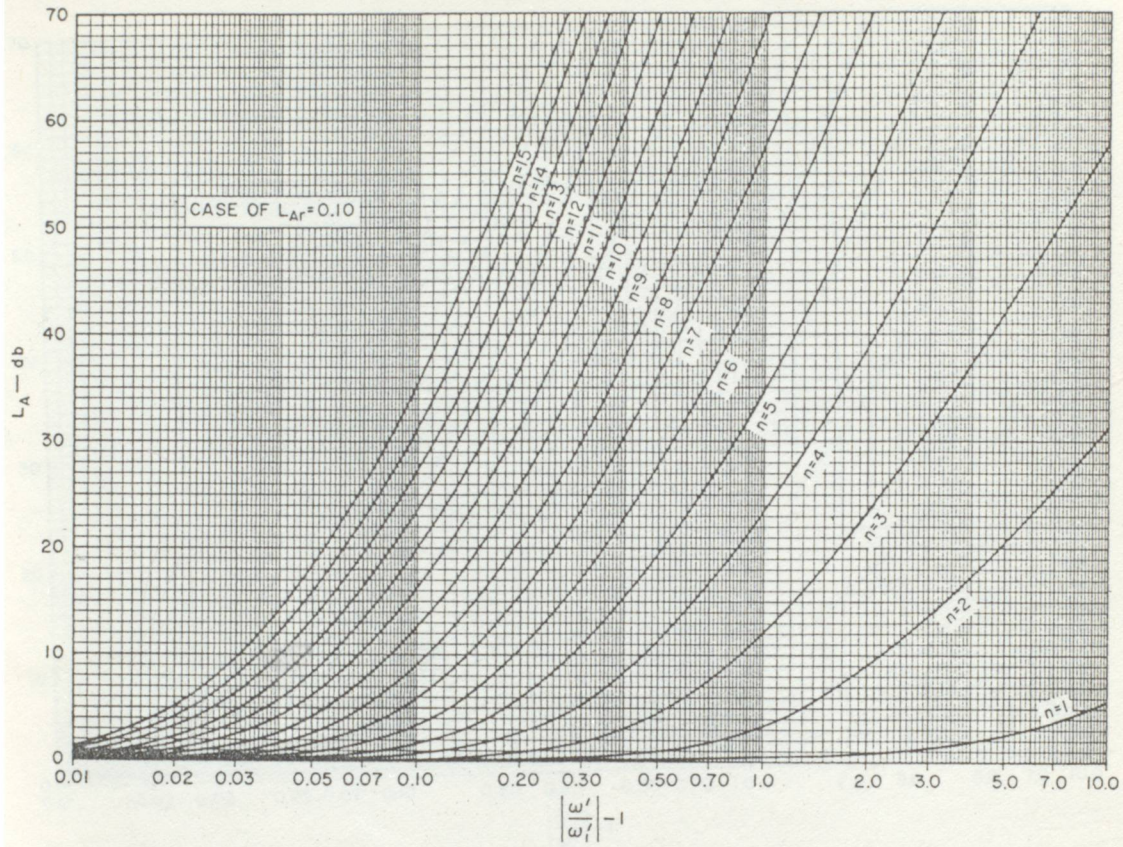
$$L_A(\omega') = 10 \log_{10} \left\{ 1 + \epsilon \cos^2 \left[n \cos^{-1} \left(\frac{\omega'}{\omega_1} \right) \right] \right\} \quad \omega' \leq \omega_1$$

$$L_A(\omega') = 10 \log_{10} \left\{ 1 + \epsilon \cosh^2 \left[n \cosh^{-1} \left(\frac{\omega'}{\omega_1} \right) \right] \right\} \quad \omega' \geq \omega_1$$

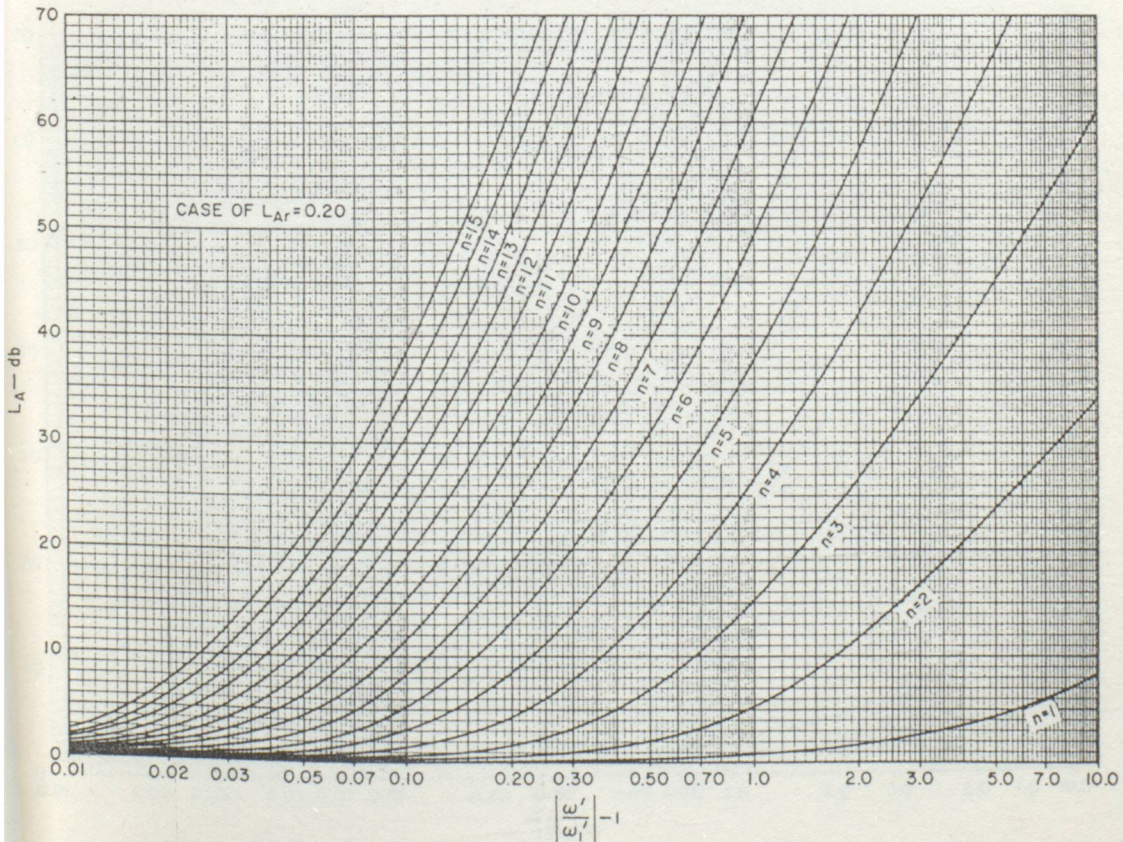
Şekil 2.11. Oldukça Düzgün Filtre Zayıflama Karakteristikleri frekansı,
 ω_1 3 dB Band-Kenar Noktasıdır.



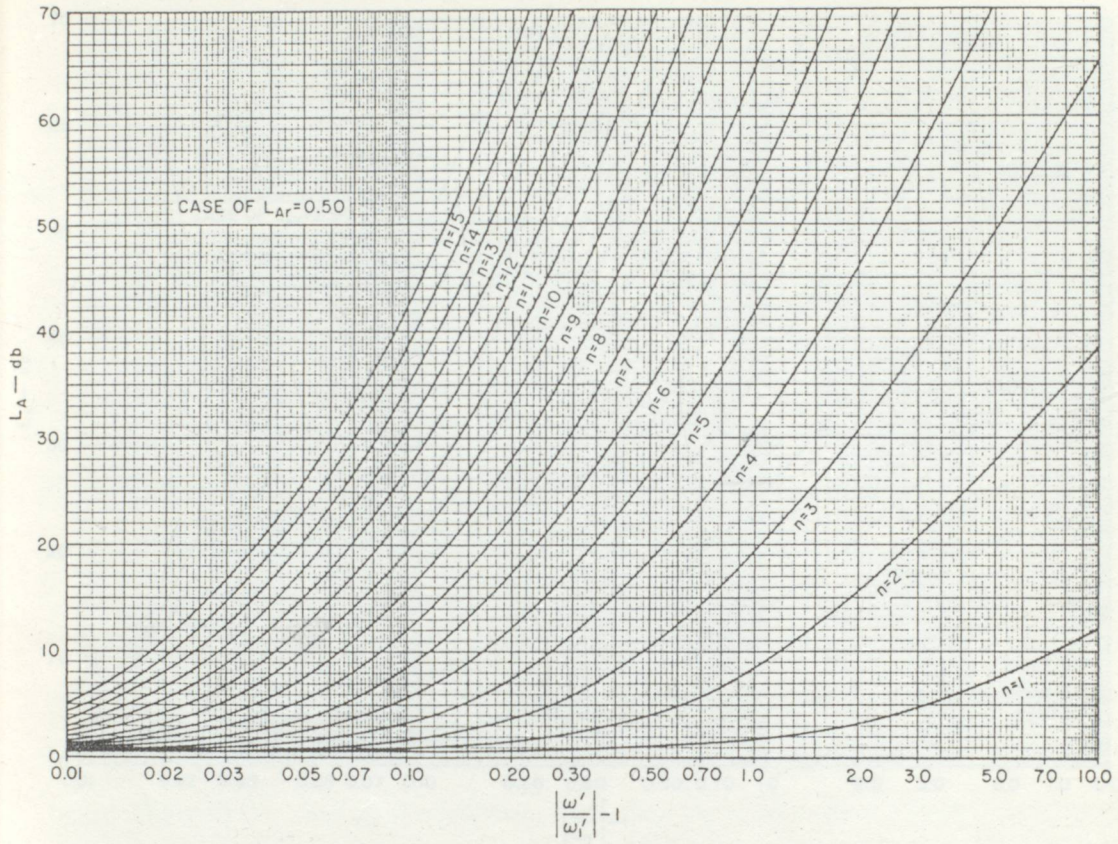
Şekil 2.11. 0,01 dB dalgalılıklı eşit dalgalılıklı (Maximally Flat) Filtre Zayıflama Karakteristikleri.



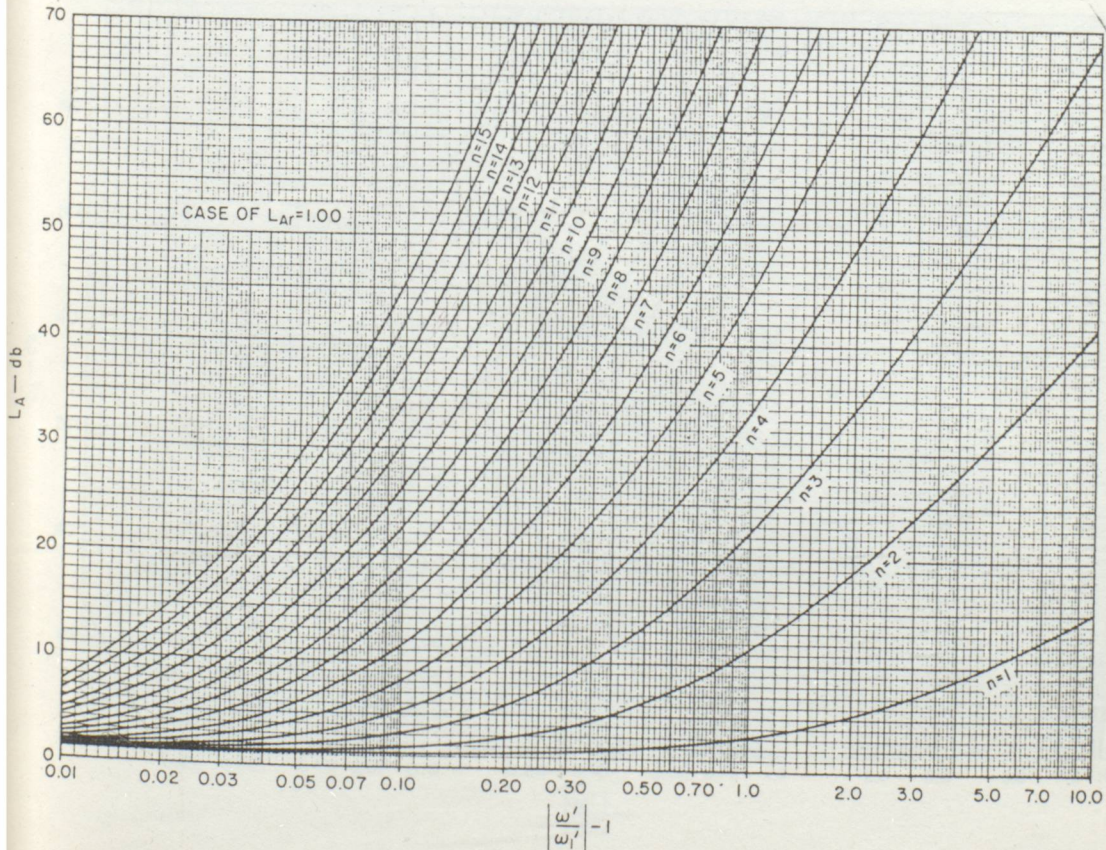
Şekil 2.12. 0,10 dB dalgalırlıklı eşit dalgalırlıklı (chebyshev) Filtre
Zayıflama Karakteristikleri



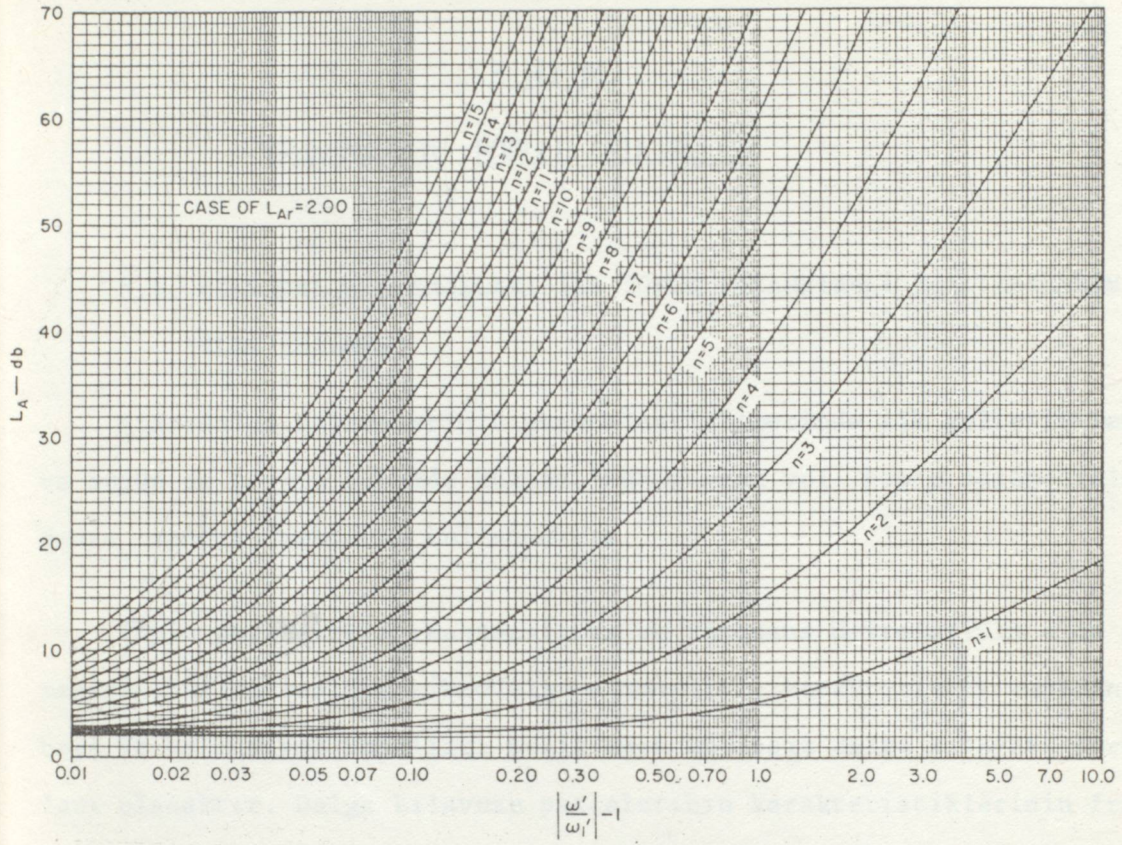
Şekil 2.13. 0,20 dB dalgalırlıklı eşit dalgalırlıklı (chebyshev) Filtre



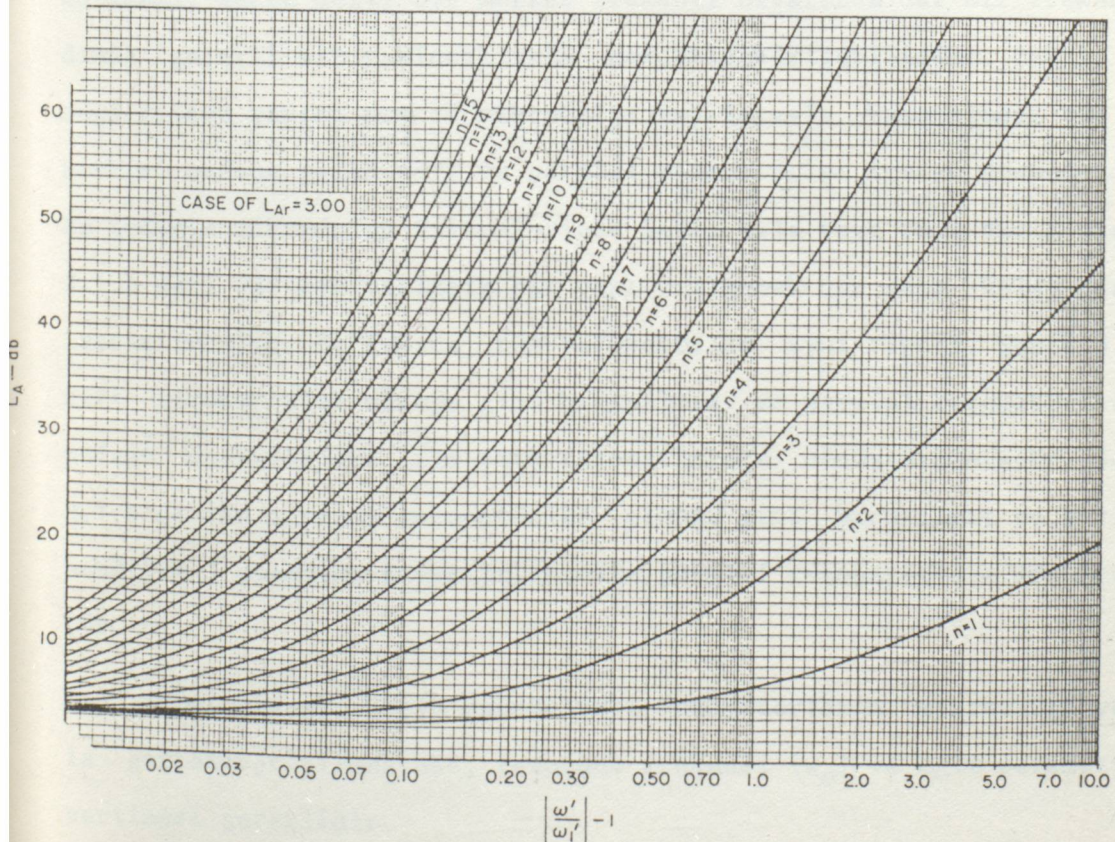
Şekil 2.14. 0,50 dB dalgalılıkli eşit dalgalılıkli (Chebyshev) Filtre Zayıflama Karakteristikleri



Şekil 2.15. 1 dB dalgalılıkli eşit dalgalılıkli (Chebyshev) Filtre



Şekil 2.16. 2 dB dalgalırlıklı eşit dalgalırlıklı (Chebyshev) Filtre Zayıflama Karakteristikleri.



Şekil 2.17. 3 dB dalgalırlıklı eşit dalgalırlıklı (Chebyshev) Filtre

3. BÖLÜM

TRANSMİSYON BORULU FİLTRELER

3.1. MİKRODALGA ELEMANLARI İLE TOPLU PARAMETRELİ REAKTANSLARIN ELDE EDİLMESİ

Mikrodalga filtrelerinin gerçekleştirilmesinde ilk geliştirilen ve bugün de yaygın biçimde kullanılmakta olan yol toplu parametrelili devre sentez metodunu kullanmaktır.

Toplu parametrelili reaktansların ve rezonans devrelerinin elde edilmesinde kullanacağımız mikrodalga elemanları, karakteristik empedansı, boyu ve uçlandırma koşulları belirlenen kayıpsız dalga kılavuzu parçaları olacaktır. Dalga kılavuzu parçalarının karakteristiklerinin frekansla değişimleri fonksiyonlara uyan bir nonlineerlik gösterdiğinden, bu elemanlarla sabit katsayılı toplu parametrelili self kapasitelerin elde edilmesi, ancak belli bir merkez frekansı civarında dar bir frekans bandında geçerli bir yaklaşıklıkla gerçekleştirilebilirler. Şekil 3.1'deki filtre yapısı pratik mikrodalga yapılarıyla başarılması güç olan birbiri ardına gelen seri ve paralel rezonatörler içeren düzenlerdir. Bu nedenle mikrodalga filtrelerinde Şekil 3.1.a veya onun duali olan 3.1.b'deki devreye yaklaşık bir yapı kullanmak çok daha kolay gerçekleştirilebilir. Bu yapıda tüm rezonatörler aynı tiptir. Şekil 3.1.a'da seri rezonatörler olduğu gibi bırakılmış ve paralel rezonatörler K empedans envertörleri ile seri rezonatörlere dönüştürülmüştür. Şekil 3.1.b'de ise paralel rezonatörler olduğu gibi bırakılmış ve seri rezonatörler J empedans envertörleri ile paralel rezonatörlere dönüştürülmüştür.

Temel olarak, toplu parametrelili rezonatörlerin mikrodalga yapılarıyla gerçekleştirilmesinde, rezonans frekansı (ω_0) ve eğim parametresi (x) verilmesi gereklidir.

Seri tip rezonansı gösteren herhangi bir rezonatör için x , seri rezonatör için reaktans eğim parametresi olmak üzere,

$$x = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{dX}{d\omega} \right|_{\omega_0} (\Omega), \text{ burada } X = \omega L - \frac{1}{\omega C} = 2\omega L \text{ olarak} \quad (3.1)$$

$$x = \frac{\omega_0}{2} \cdot 2L = \omega_0 L, \quad = \frac{1}{\omega_0 C} \text{ 'e}$$

ve benzer şekilde, paralel tip rezonansı gösteren herhangi bir rezonatör için, suseptans eğim parametresi

$$B = \omega C - \frac{1}{\omega L}$$

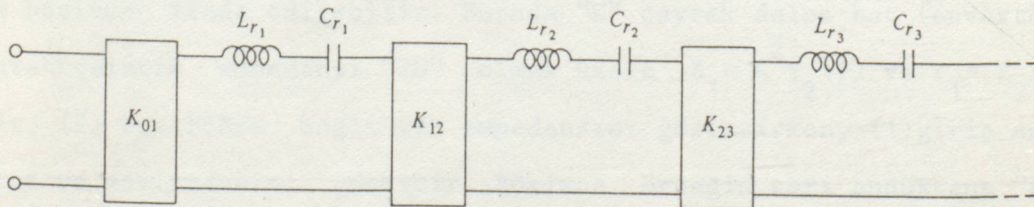
$$b = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{dB}{d\omega} \right|_{\omega_0} (\Omega) \text{ ve } b = \omega_0 C = \frac{1}{\omega_0 L} \text{ 'e indirgenir.} \quad (3.2)$$

x reaktans eğim parametresi ve seri direnç R ile seri rezonansı gösteren herhangi bir rezonatör için kalite faktörü

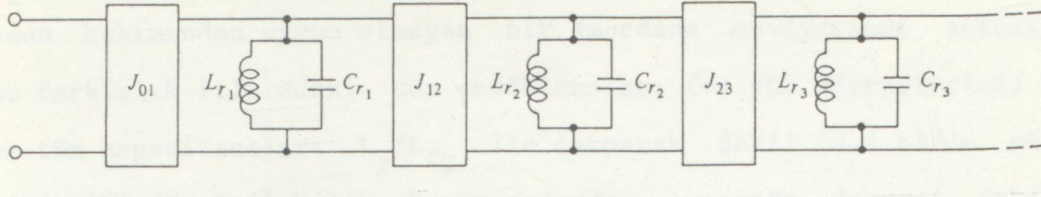
$$Q = \frac{x}{R}, \quad (3.3)$$

ve yine b suseptans eğim parametresi ve G paralel iletkenliğine sahip paralel rezonansı gösteren herhangi bir rezonatör için kalite faktörü

$$Q = \frac{b}{G} \text{ ile verilebilir.} \quad (3.4)$$



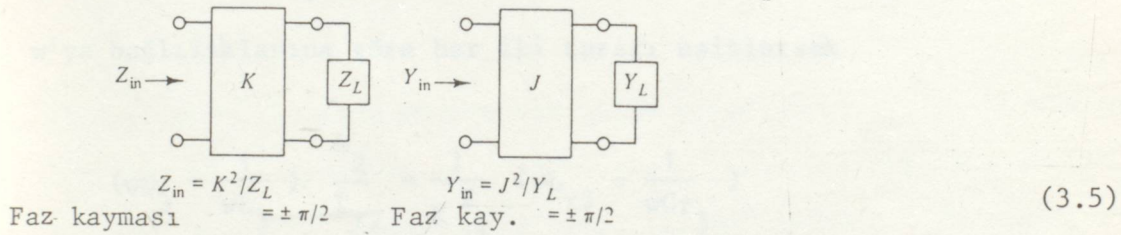
Şekil 3.1 (a) Empedans Envertörleri (K tip)



(b) Admittans Envertörleri (J tipi)

Şekil 3.1. Band Geçiren Filtre Tasarımlarında Empedans ve Admittans Envertörlerinin Kullanımı.

Şekil 3.2 'de K empedans Envertörlerinin J admittans envertörlerinin özellikleri gösterilmiştir.



Şekil 3.2. Envertörlerin özellikleri.

3.2. K-EMPEDANS ENVERTÖRLERİNİN HESABI

Bu son dönüşümü mümkün kılan empedans evirme özelliği çeyrek dalga uzunluğundaki transmisyon hatları için çok iyi bilinen ilişkiyle basitçe ifade edilebilir. Burada "K" çeyrek dalga hat (envertör)'tın karakteristik empedansı "Z0" olmak üzere $Z_1 = K^2 Y_2$ (1) ve $Y_1 = Z_2 / K^2$ (2) dir. (2) envertöre bağlı yük empedansını gösterirken, (1) giriş empedansını ve admittansını gösterir. Böylece örneğin seri endüktans "L" bu envertör boyunca $C = K^2 C$ değerinde paralel kapasite olarak, C paralel kapasitesi $L = K^2 C$ değerinde seri endüktans olarak görülür. Bu özellik yardımıyla Şekil 2.10'da L_k C_k 'lar ile empedans envertörü kullanan BGF'de L_{rk} ve C_{rk} 'ler arasındaki ilişkiyi elde edelim. Şekil (3.3 a)'da band geçiren bir filtrenin bir parçasını ele alalım. L_2 ve

C_2 elemanları istenen seri kolu oluşturur, ama bu empedans transformasyonu bakımından uygun olmayan bir empedans seviyesinde gerçekleşir.

Bu farklılık filtredeki tüm endüktansları (ve yük dirençlerini) L_{r2}/L_2 ve tüm kapasitansları L_2/L_{r2} ile çarparak Şekil (3.1 b)'de gösterildiği gibi düzeltiler. Bunun ardından envertör devresi Şekil (3.3.b)'deki paralel kol seri kola çevrilerek Şekil (3.3.c)'de gösterilmiştir. İki durumda filtre performansının aynı olması için Şekil (3.3.b) deki ve c'deki Y_3 değerlerinin birbirine özdeş olarak eşit olması gerekir.

Böylece

$$j(\omega C_3 - \frac{1}{\omega L_3}) \frac{L_2}{L_{r2}} + Y_4 = \frac{1}{K_{23}^2} \{ j(\omega L_{r3} - \frac{1}{\omega C_{r3}}) + Z_4' \} \quad (3.6)$$

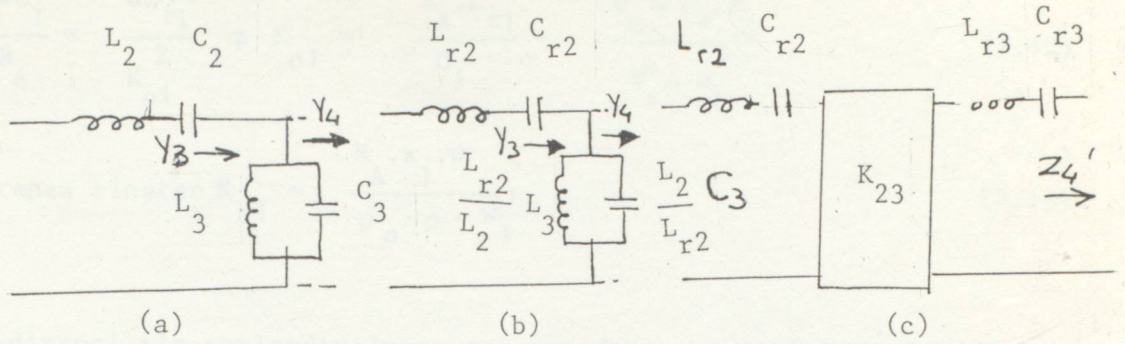
ω 'ya bağıllılıklarına göre her iki tarafı eşitlersek

$$(\omega C_3 - \frac{1}{\omega L_3}) \frac{L_2}{L_{r2}} = \frac{1}{K_{23}^2} (\omega L_{r3} - \frac{1}{\omega C_{r3}}) \quad (3.7)$$

$$\frac{C_3 L_2}{L_{r2}} = \frac{L_{r3}}{K_{23}^2} \Rightarrow K_{23} = \frac{L_{r2} L_{r3}}{L_2 C_3} \text{ ve } L_{r2} \cdot C_{r2} = L_{r3} \cdot C_{r3} = \frac{1}{\omega_o^2} \text{ 'den} \quad (3.8)$$

$k, k+1$. kol için genel ifade :

$$K_{k,k+1} = \frac{L_{rk} L_{rk+1}}{L_k C_{k+1}} = \frac{L_{rk} \cdot L_{rk+1}}{\frac{\omega' \rho_k}{\omega \cdot \omega_o} \frac{\omega' \rho_{k+1}}{\omega \cdot \omega_o}} = \frac{\omega \cdot \omega_o}{\omega'} \frac{L_{rk} L_{rk+1}}{\rho_k \cdot \rho_{k+1}} \quad (3.9)$$



Şekil 3.3. Analizde Kullanılan Detaylı Dönüşümler I

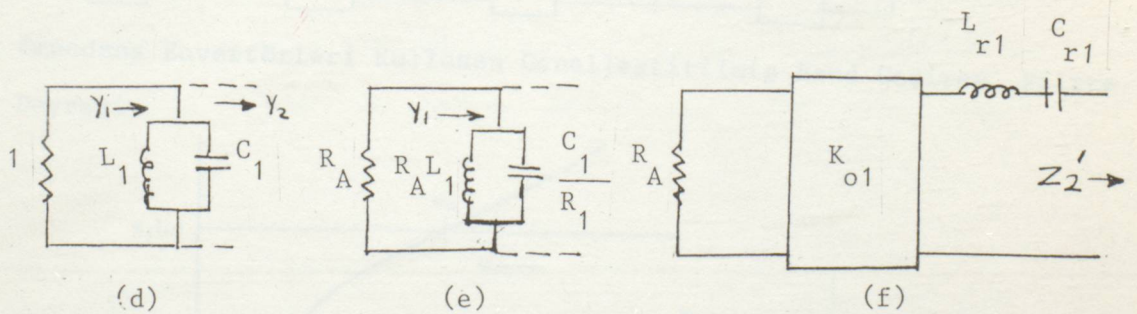
ve seri kollarda x_j reaktans eğimleri $x_j = \omega_0 L_{rk}$ şeklinde tanımlandığından prototip elemanlar ve seri reaktans eğimleri cinsinden

$$K_{k,k+1} = \frac{w}{w'_1} \frac{x_k x_{k+1}}{\rho_k \rho_{k+1}} \quad \text{olarak bulunur. } k \neq 0 \quad (3.10)$$

$k \neq n$

İlk ve son k 'lar gene benzer bir yolla hesaplanır. (d) giriş yük empedansını ve ilk paralel kolu gösteriyor. (e)'deki empedans seviye 1 'dan $R_A \Omega$ 'a değiştirilmiştir. (f)'de envertör devresi ile paralel hal seri kola dönüştürülmüştür. (e) ve (f) deki Y_1 admitanslarının eşitliğinden hareketle

$$j \left(\frac{wC_1}{R_A} - \frac{1}{wR_A L_1} \right) + Y_2 = \frac{1}{K_{o1}^2} j \left(wL_{r1} - \frac{1}{wC_{r1}} \right) + Z_2' \quad (3.11)$$



Şekil 3.3. Analizde Kullanılan Detaylı Dönüşümler II

$$\frac{wC}{R_A} = \frac{wL_{r1}}{K_{o1}^2} \Rightarrow K_{o1} = \frac{R_A \cdot L_{r1}}{C_1} = \frac{w_o w L_r \cdot R_A}{w'_1 \cdot \rho_1} \quad (3.12)$$

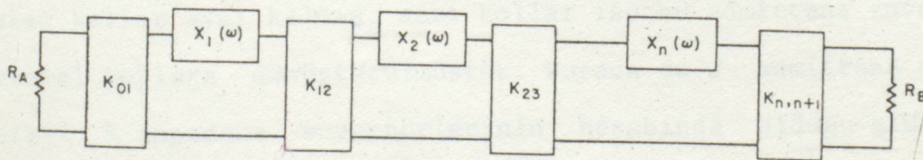
$$\text{ve istenen cinsten } K_{o1} = \frac{R_A \cdot x_1 \cdot w}{\rho_o \cdot \rho \cdot w'_1} \quad (3.13)$$

ve R_B direnci ile sonlandırılmış son empedans envertörü de benzer şekilde ele alınarak

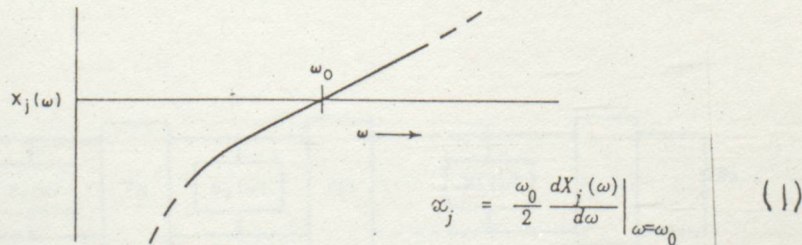
$$K_{n,n+1} = \frac{w_o \cdot w}{w'_1} \frac{L_{rn} R_B}{\rho_n} = \frac{R_B \cdot x_n \cdot w}{w'_1 \rho_n \rho_{n+1}} \quad (3.14)$$

$$x_j = L_{rj} w_o = \frac{1}{C_{rj} w_o} \quad \text{seri rezonatör eğim parametresi olmak üzere} \quad (3.15)$$

Her uçtaki rezonatörün harici Q 'su basit $w_o L_{r1}$ veya $w_o L_{rn}$ nin bitişik empedans envertörü boyunca yansıtılan resistif yüklemeye oranına eşit olarak tanımlanabilir. Bu harici kalite faktörleri kuplajların deneysel hesaplanmasında gerekli olabilir. Empedans envertörlü devre ile ilgili formüller aşağıda şekiller ile verilmiştir.



(a) Empedans Envertörleri Kullanan Genelleştirilmiş Band Geçiren Filtre Devresi



(b) j. Rezonatörün Reaktansı ve Eğim Parametresi

$$K_{01} = \sqrt{\frac{R_A \alpha_1 w}{\varepsilon_0 \varepsilon_1 \omega_1}} \quad (2) \quad K_{j,j+1} \Big|_{j=1 \text{ to } n-1} = \frac{w}{\omega_1'} \sqrt{\frac{\alpha_j \alpha_{j+1}}{\varepsilon_j \varepsilon_{j+1}}} \quad (3)$$

$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{R_B \alpha_n w}{\omega_1' \varepsilon_n \varepsilon_{n+1}}} \quad (4) \quad w = \frac{\text{fractional bandwidth}}{\text{or}} \approx \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (5)$$

$$(Q_c)_A = \frac{\alpha_1}{(K_{01}^2/R_A)} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_1 \omega_1'}{w} \quad (6) \quad (Q_c)_B = \frac{\alpha_n}{(K_{n,n+1}^2/R_B)} = \frac{\omega_1' \varepsilon_n \varepsilon_{n+1}}{w} \quad (7)$$

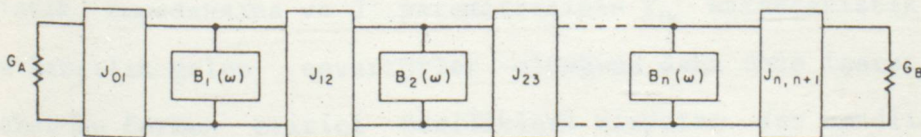
Kuplaj Katsayıları:

$$k_{j,j+1} \Big|_{j=1 \text{ to } n-1} = \frac{K_{j,j+1}}{\sqrt{\alpha_j \alpha_{j+1}}} = \frac{w}{\omega_1' \sqrt{\varepsilon_j \varepsilon_{j+1}}} \quad (8)$$

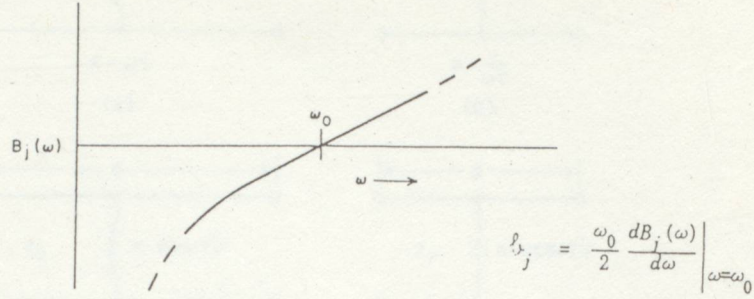
Şekil 3.4. Alçak Geçiren Prototiplerden Band Geçiren Filtreler Dizayn Etmek İçin Genelleştirilmiş Denklemler (Seri tip rezonansa sahip rezonatörlü filtre durumu ve K envertörleri bağıntıları temsil ediyor.

3.3. J.ADMİTTANS ENVERTÖRLERİNİN HESABI

J admittans envertörlü band geçiren filtrelerde admittans envertöründe "J" parametresi bu seferde envertör çeyrek dalga uzunluğunda bir transmisyon hattı olarak ele alındığında bu hattın "Y₀" karakteristik admittansına karşı gelir. Burada Şekil (3.5) den de görüleceği gibi paralel kolları aynı kalmış, seri kolları ise bu admittans envertörleriyle paralel kollara dönüştürülmüştür. Burada da J admittans envertör parametreleri K empedans envertörlerinin hesabında olduğu gibi benzer bir yolla yapılarak şu sonuçlara varılır. Bu sonuçlar ve bu envertör hesaplarımızda gerekli formüller aşağıda genelleştirilmiş şekilleriyle verilmiştir.



(a) Admittans Envertörleri Kullanan Genelleştirilmiş Band Geçiren Filtre Devresi



(b) j. Rezonatörün Suseptansı ve Eğim Parametresi

$$J_{01} = \sqrt{\frac{G_A \ell_1 w}{g_0 g_1 \omega_1'}} \quad (2) \quad \left| J_{j,j+1} \right|_{j=1 \text{ to } n-1} = \frac{w}{\omega_1'} \sqrt{\frac{\ell_j \ell_{j+1}}{g_j g_{j+1}}} \quad (3)$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{G_B \ell_n w}{\omega_1' g_n g_{n+1}}} \quad (4) \quad w = \text{fractional bandwidth or } \approx \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (5)$$

$$(Q_e)_A = \frac{\ell_1}{(J_{01}^2 / G_A)} = \frac{g_0 g_1 \omega_1'}{w} \quad (6) \quad (Q_e)_B = \frac{\ell_n}{(J_{n,n+1}^2 / G_B)} = \frac{\omega_1' g_n g_{n+1}}{w} \quad (7)$$

Kuplaj Katsayıları:

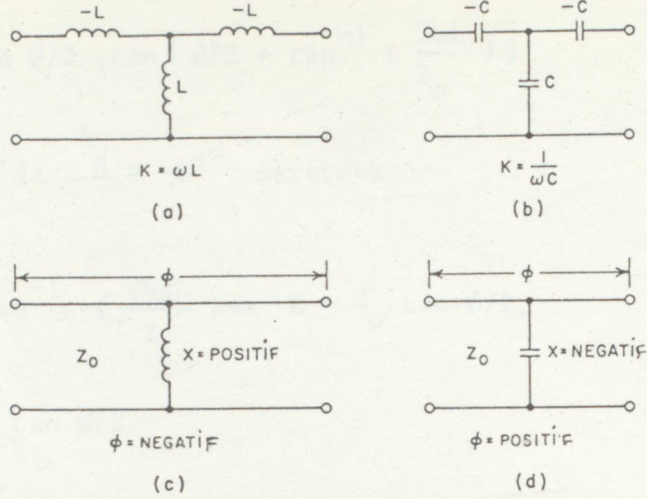
$$k_{j,j+1} \Big|_{j=1 \text{ to } n-1} = \frac{J_{j,j+1}}{\sqrt{\ell_j \ell_{j+1}}} = \frac{w}{\omega_1' \sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad (8)$$

Şekil 3.5. Alçak Geçiren Prototiplerden Band Geçiren Filtreler Dizayn Etmek için Genelleştirilmiş Denklemler (Paralel tip rezonansa Sahip rezonatörlü filtre durumu ve K envertörleri bağlantıları temsil ediyor.

3.4. K ve J EMPEDANS ENVERTÖRLERİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Envertörlerin en basit formlarından biri bir çeyrek dalga uzunluğundaki transmisyon hattı olmak üzere K parametrenin Z_0 karakteristik empedansına ve J parametresinin Y_0 karakteristik admittansına karşılık gelen envertörler olduğuna daha önce işaret edilmişti. Fakat bu formun evirici özellikleri nispeten dar bantlıdır. Bu yüzden geniş bandda çeyrek dalga dönüştürücüsünün evirme özelliğine sahip bir çok devre aşağıda verilmiştir.

Önce K empedans envertörlerinin eşdeğerlerini şekilde inceleyelim.



Şekil 3.6. K empedans Envertörleri olarak kullanılabilen devreler.

Örneğin Şekil (3.6 a) için K parametresini ve faz sabitini hesaplayalım. Bu devrenin yarısını ele alarak kısa devre ve açık devre giriş empedansları $Z_{sc} = -j\omega L$, $Z_{oc} = j\omega L$ ve iyi bilinen bir ilişki yardımıyla

$$K = Z_{sc} \cdot Z_{oc} = \frac{1}{\omega L} \quad (3.16)$$

$$\beta = 2 \tan^{-1} \left(\frac{-Z_{sc}}{Z_{oc}} \right) = +90^\circ \text{ olarak bulunur.} \quad (3.17)$$

(b)'deki eşdeğer için de benzeri sonuç $K = \frac{1}{\omega C}$ ve $\beta = +90^\circ$ dir.

Bizim tasarımıımız sadece dağılmış parametrelili transmişyon hattından hareket edileceğinden (c) ve (d) deki eşdeğerleri kullanacağız. (a) ve (b) deki eşdeğerler toplu elemanlı kuple rezonatör filtrelerde kullanılabilir. Burada negatif elemanlar, pozitif elemanlarla, negatif uzunlukta hatlar, pozitif uzunluktaki hatlar ile toplanarak pozitifleştirilir.

Kullanacağımız (c)'deki devre için, eşdeğer hattın uzunluk ve reaktansını hesaplamaya çalışalım. Devrenin gene yarısını ele alarak,

$$\beta = 2 \tan^{-1} \frac{-Z_o \cdot \tan \phi/2}{Z_o \cdot \tan \left\{ \phi/2 + \tan^{-1} \left(\frac{2\omega L}{Z_o} \right) \right\}} \quad (3.18)$$

$$K = Z_0 - \tan \phi/2 \cdot \tan \left\{ \phi/2 + \tan^{-1} \left(\frac{2wL}{Z_0} \right) \right\} \quad (3.19)$$

Eğer biz w_0 'da $\beta = -90^\circ$ seçersek

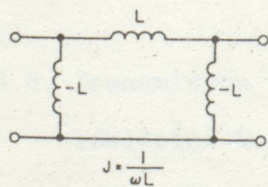
$$\phi = -\tan^{-1} \left(\frac{2w_0L}{Z_0} \right) \text{ ve } K = Z_0 \tan \phi/2, \quad (3.20)$$

$$K = Z_0 \tan \phi/2$$

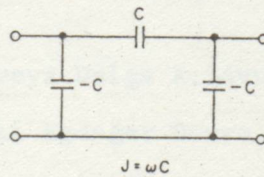
$$\frac{x}{Z_0} = \frac{1}{2} \tan(-\phi) = \frac{1}{2} \tan \left(2 \cdot \tan^{-1} \frac{K}{Z_0} \right) \quad (3.21)$$

$$\frac{x}{Z_0} = \frac{K/Z_0}{1 - (K/Z_0)^2} \quad \text{"Normalize kuplaj reaktansı" bulunur.} \quad (3.22)$$

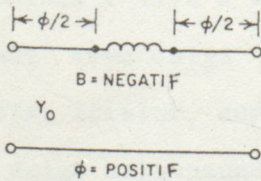
Şimdi de J envertörlerini ele alalım. Burada da gerekli bağıntılar K envertörlerinin gerçekleştirilmesinde kullanılanlardan hareketle elde edilmiştir ve aşağıda şekilde bağıntılarıyla verilmiştir.



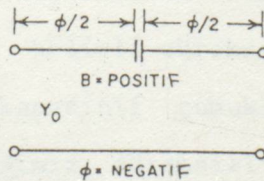
(a)



(b)



(c)



(d)

$$J = Y_0 \tan \left| \frac{\phi}{2} \right|$$

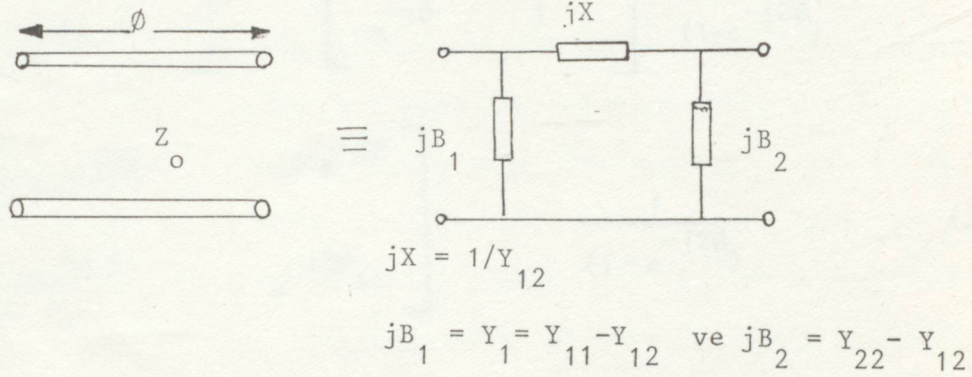
$$\phi = -\tan^{-1} \frac{2B}{Y_0}$$

$$\left| \frac{B}{Y_0} \right| = \frac{\frac{J}{Y_0}}{1 - \left(\frac{J}{Y_0} \right)^2}$$

Şekil 3.7. J Admittans envertörü olarak kullanılabilen Bazı Devreler. (Seri tip rezonatörlerle Kullanılan Envertörler)

3.5. EMPEDANS ENVERTÖRLÜ TOPLU PARAMETRELİ DEVREDE SERİ REZONATÖRLERİN DAĞILMIŞ PARAMETRELİ EŞDEĞERLERİNİN BULUNMASI

Seri rezonatörlerin dağılmış parametrelili transmisyon hattı eşdeğerini bulabilmek için dağılmış parametrelili transmisyon hattının eşdeğer devresini bulmaya çalışalım.



Şekil 3.9. Transmisyon hattı ve π tipi eşdeğer devresi

Bu π eşdeğer toplu parametrelili devrede seri ve paralel eleman değerlerini hesaplamak için dağılmış parametrelili devrenin (S)matris parametrelerinden hareketle (Y) matris parametrelerine geçilir. Bu geçiş

Şekil 2.1'de $v_i = a_i + b_i$ şeklinde tanımlandığında
 $i_i = a_i - b_i$

$$[i] = [Y][v] \quad \text{tanım bağıntısında yerine koyalım.}$$

$$[a] - [b] = [Y]([a] + [b]) \quad \text{'de}$$

$$[a] - [s][a] = [Y]([a] + [s][a])$$

$$[Y] = ([I] - [S]) ([I] + [S])^{-1} \quad \text{bulunur.} \quad (3.23)$$

Şekildeki transmisyon hattına ait $[s]$ matrisi

$$[s] = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\theta} \\ e^{-j\theta} & 0 \end{bmatrix} \quad \text{ve bu denklem (3.23) 'de yerine (3.24)}$$

$$Y = \begin{bmatrix} 1 & -e^{-j\phi} \\ -e^{-j\phi} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\phi} \\ e^{-j\phi} & 1 \end{bmatrix}^{-1} \quad (3.25)$$

$$Y = \begin{bmatrix} 1 & -e^{-j\phi} \\ -e^{-j\phi} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -e^{-j\phi} \\ -e^{-j\phi} & 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{(1 - e^{-j2\phi})} \quad (3.26)$$

$$Y = \begin{bmatrix} 1 + e^{-j2\phi} & -2e^{-j\phi} \\ -2e^{-j\phi} & e^{-j2\phi} + 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{(1 - e^{-j2\phi})} \quad (3.27)$$

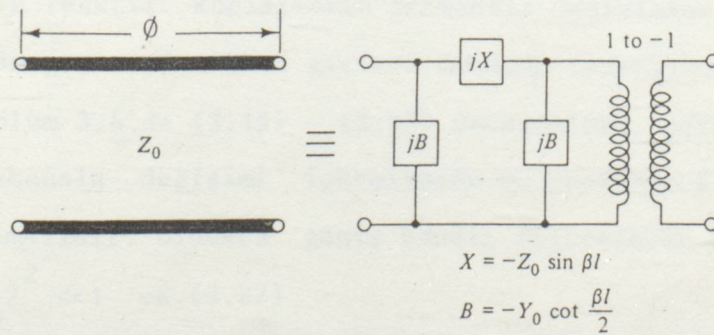
$$jB_1 = Y_{11} - Y_{12} = \frac{1}{1 - e^{-j2\phi}} (1 + e^{-j2\phi} + 2e^{-j\phi}) = \frac{(1 + e^{-j\phi})^2}{1 - e^{-j2\phi}} \quad (3.28)$$

$$jB_1 = \frac{1 + e^{-j\phi}}{1 - e^{-j\phi}} = \frac{e^{j\phi/2} + e^{-j\phi/2}}{e^{j\phi/2} - e^{-j\phi/2}} = -j \cot(\phi/2) \quad (3.29)$$

$$jX = \frac{1}{Y_{12}} = \frac{1 - e^{-j2\phi}}{-2e^{-j\phi}} = \frac{e^{j\phi} - e^{-j\phi}}{-2} = -j \sin \phi \quad (3.30)$$

$$jB_2 = -j \cot(\phi/2) = jB_1 \quad (\text{Matris simetrisi}) \quad (3.31)$$

Sonuçta:

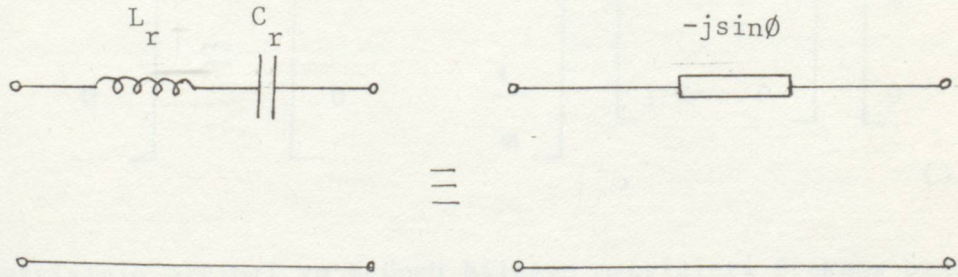


Şekil 3.10 Kayıpsız Transmisyon Hattının Toplu Elemanlı Eşdeğeri

$(\phi \simeq \pi)$

Bu eşdeğerlik iki devrenin ABCD matrisleri yardımıyla da gösterilebilir. $\theta \simeq 180^\circ$ civarında jX reaktansı bir seri rezonatör devresi ve jB suseptansları da birer paralel rezonatör devresi gibi rezonans gösteriyor. Eşdeğerdeki ideal transformatör yarım dalga uzunluğundaki hattın faz kaymasını sağlıyor. ve ihmal edildiğinde filtre performansını etkilemiyor.

Yarım dalga uzunluğunda transmisyon hat rezonatörleri dalga kılavuzu filtrelerde kullanıldığında K empedans envertör devrelerinin büyük suseptansları ile eşdeğer devrenin paralel suseptansları (jB_1 ve jB_2) ile paralel bağlanır. Bu büyük suseptanslar, bağlantı (kuplaj) irislerinin normalize suseptanslarıdır ve bu suseptanslar birim değerden çok daha büyük olduğundan yaklaşık tasarımda eşdeğer devredeki paralel suseptanslar (jB_1 ve jB_2) ihmal edilir ve son seri rezonatör eşdeğeri aşağıdaki gibidir.



Şekil 3.11 Seri Rezonatör devresi ve eşdeğer devresi

Reaktans bağlantı filtre ile prototip filtre arasında eşdeğerlik kurabilmek için reaktif kuplajların frekansla değişimini hesaba katan uygun bir alçam geçirenden-band geçiren dönüşüm fonksiyonunu bulmak gereklidir Bölüm 3.4'de (3.19) - (3.22) denklemleri paralel endüktansların frekansla değişimi içermiyordu ve pratikte K frekansın bir fonksiyonu olmalıdır. Oldukça geniş bandlı filtrelerde θ çok küçük olduğundan $(K/Z_0)^2 \ll 1$ ve (3.22)

$$\frac{X}{Z_0} \simeq \frac{K}{Z_0} \quad \text{verir. Bu da K ve X 'in frekansla direkt doğru ve}$$

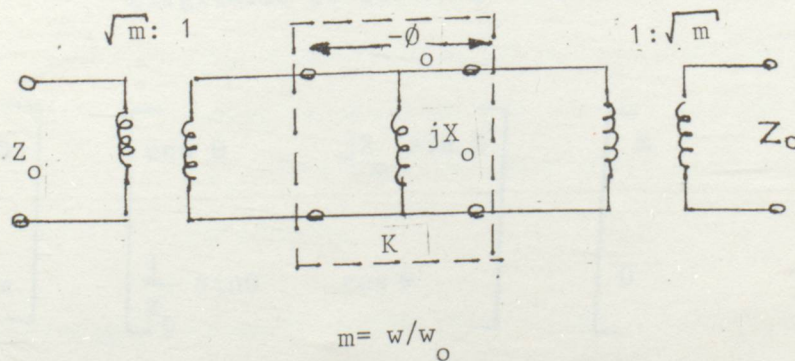
yaklaşıkla orantılı aynı frekans bağımlılığını gösterir. Bu frekans bağımlılığını hesaba katmak için w_0 tasarım veya senkron frekansı olduğunda K ile $K(w/w_0)$ ile yer değiştirmek gereklidir. Bunu ideal empedans envertörünün ABCD matrisini yerleştirelim ve $m = \frac{w}{w_0}$ dönüşümünü yapalım.

$$\begin{bmatrix} 0 & -jK \\ +j/K & 0 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} 0 & jK \frac{w}{w_0} \\ j/K \frac{w}{w_0} & 0 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} 0 & jmK \\ \frac{j}{mK} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Gerçekten frekansdan bağımsız empedans envertörünü elde etmek için (3.32) matrisini üç parçaya ayırmak gereklidir.

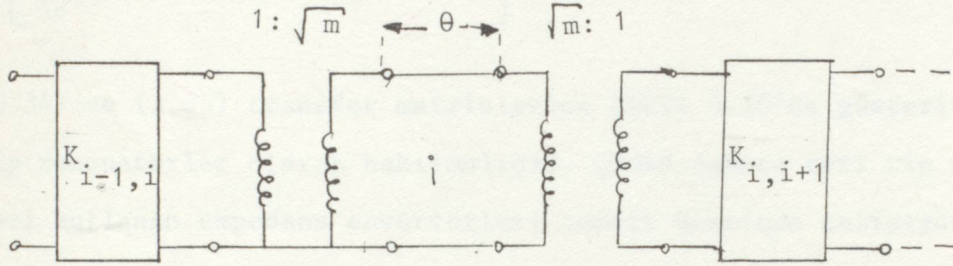
$$\begin{bmatrix} 0 & jmK \\ \frac{j}{mK} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m & 0 \\ 0 & \frac{1}{m} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & jK \\ j/K & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{m} & 0 \\ 0 & m \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

(3.33) matrisinin birinci ve üçüncü bileşen matrisleri frekans bağımlı sarım oranlı ideal transformatörü ve ortadaki matris ise istenen ideal empedans envertörünü temsil ediyor. (3.33) matrisinin eşdeğer devresi Şekil 3.12'de gösterilmiştir.



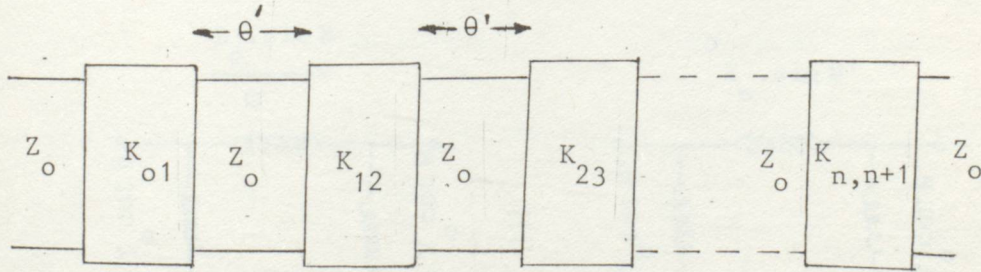
Şekil 3.12. Empedans Envertörünün Tam Eşdeğer Devresi.

Empedans envertörü X_o , X' 'in merkez frekansında değeri olmak üzere ϕ_o , (3.20) ile X_o cinsinden verildiğinde, $-\phi_o$ hattının merkezinde X_o şönt endüktansı ile verildi. Şimdiki adım ise Şekil 3.12'deki eşdeğeri filtre devresinde yerine koymaktır.



Şekil 3.13. Tam Eşdeğer Empedans Envertör Devresi Kullanılan Reaktans Bağlantılı Filtre Devresinin Bir Kısımı.

(3.14)'deki prototip filtre devresi ve Şekil 3.13'deki formda filtre arasında eşdeğerlik kurmak için Q ile Q arasındaki ilişki bulmak yeterli olacaktır.



Şekil 3.14. Endüktif bağlantılı prototip filtre devresi.

Çizgilerle çevrelenmiş devrelerin transfer matrisi

$$\begin{bmatrix} 1 \\ m \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_o \sin \theta \\ \frac{j}{Z_o} \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \cos \theta & j \frac{Z_o}{m} \sin \theta \\ \frac{j}{m} \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$$

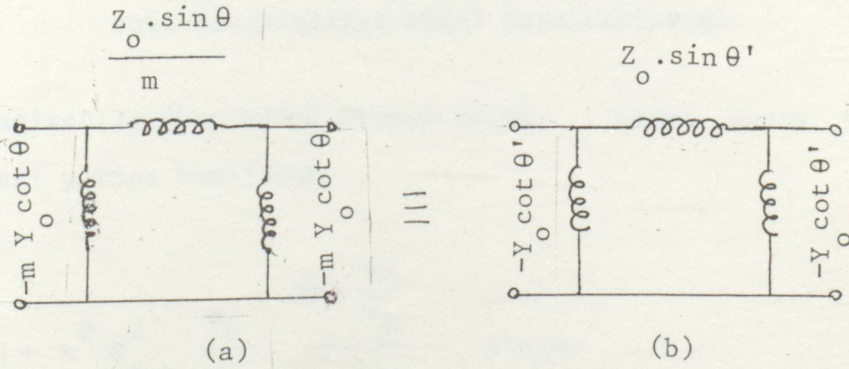
$$(3.34)$$

Diğer yandan Şekil 3.14'deki prototip devresindeki hat için transfer matrisi

$$\begin{bmatrix} \cos \theta' & j Z_o \sin \theta' \\ \frac{j}{Z_o} \sin \theta' & \cos \theta' \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

(3.34) ve (3.35) transfer matrislerine Şekil 3.10'da gösterilen seri tip rezonatörler olarak bakılmalıdır. Çünkü sadece seri tip rezonatörleri kullanan empedans envertörleri temeli üzerinde çalışıyoruz. Ve dahi π eşdeğer devresinde küçük şönt admitansları şönt reaktans bağlantılı filtrelerde büyük bitiş admitanslar yanına ihmal edilmiştir. Böylece Şekil 3.15'de eşdeğerdir.

$$\sin \theta' = \frac{\sin \theta}{m} = \frac{\sin (\pi w / w_o)}{w / w_o} \quad \text{denklemlerle kurulmuştur. (3.36)}$$

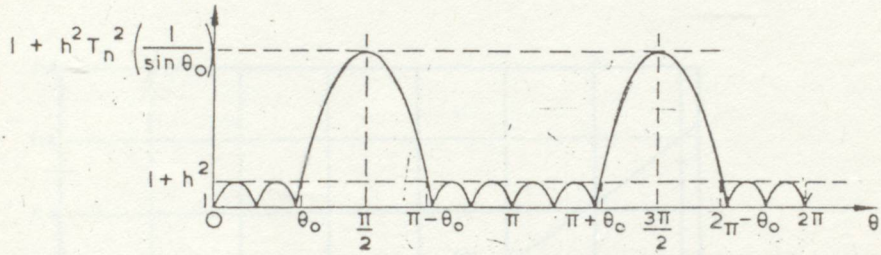


Şekil 3.15 (a) Boşluğun reaktans bağlantılı filtresini gösteren devre ve (b) Boşluğun empedans envertör bağlantılı prototipini gösteren devre arasında kurulan eşdeğerlik.

Bu prototip'le reaktans bağlantılı filtre ilişkisi için gerekli denklemdir ve basitliğini göz önüne alarak iyi fevkalade iyi sonuçlar vereceği görülecektir. Prototip filtre aşağıda araya girme kayıp fonksiyonu Chebyshev ise aşağıda şu şekilde verilir. (Ref.4, Ref.6)

(kaynaktan verilen güç P_o 'ın yüke nakledilen güç P_L 'ye oranı şeklinde tanımlanır.

$$\frac{P_o}{P_L} = 1 + k^2 C_n^2 \left(\frac{\sin \theta'}{\sin \theta_o'} \right) \text{ ve Şekil 3.16'da verilmiştir. } (3.37)$$



Şekil 3.16. İlk harmonik geçirme bandını gösteren dağılmış parametrelili alçak geçiren prototip filtresinin Chebyshev eşit dalgalılık tipik karakteristiği.

Reaktans bağlantılı (kuplajlı) filtre araya girme kayıp fonksiyonu θ' değeri yerine konularak

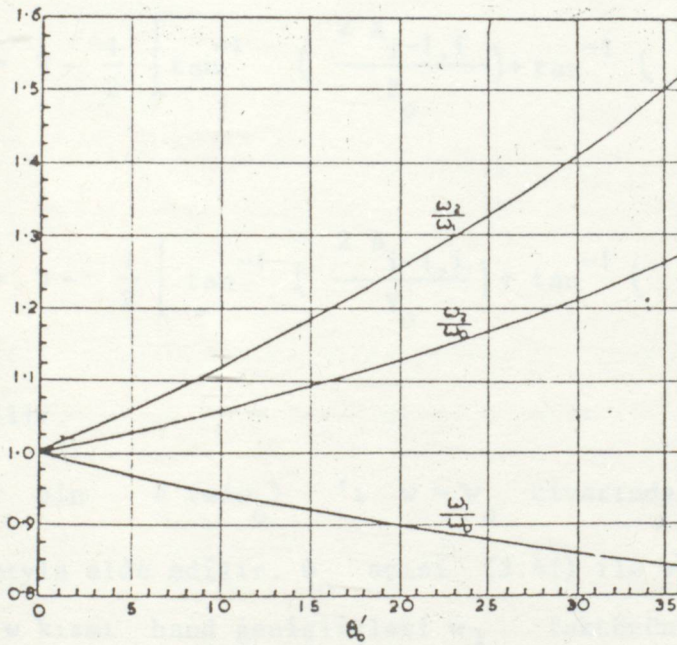
$$\frac{P_o}{P_L} = 1 + k^2 C_n^2 \frac{\frac{w_o}{w} \sin \frac{nw}{w_o}}{\sin \theta_o'} \text{ ile ve } (3.38)$$

ile ve w_1, w_2 band kenar frekansları

$$\frac{w_o}{w_1} \sin \pi \frac{w_1}{w_o} = - \frac{w_o}{w_2} \sin \pi \frac{w_2}{w_o} = \sin \theta_o' \text{ ile verilir.}$$

3.6. DİZAYN METODU

Dizayn metodu şimdi tamamen kurulmuştur. Filtrenin verilen normalize band kenar frekansları w_1/w_0 ve w_2/w_0 'a bağlı olarak θ'_0 çözülür. Çözüm Şekil 3.16'da grafiklerle gösterilir. Gerçek belirtmelerde w_1 ve w_2 verilecektir. Fakat bu durumda w_0 istenen $(w_2/w_0) / (w_1/w_0)$ oranıyla θ'_0 değerini bularak Şekil 3.16'dan hazır olarak bulunabilir.



Şekil 3.16 (3.39)'un çözümü.

Geçirme bandı dalgalılık seviyesi k dalgalılık cinsinden $10 \log_{10}(1+k^2)$ olarak veya k 'nın VSWR'ye bağlandığı denklem

$$k = \frac{V-1}{2V} \quad \text{ile verilir,} \quad V: \text{VSWR}$$

Filtre içindeki boşlukları sayısı olan n değerine durdurma bandı zayıflatma özelliğiyle karar verilmiş olacak ve (3.38)'in uygulama-
sıyla hazır olarak bulunabilir.

θ'_0 değeri eşdeğer prototip çeyrek dalga dönüştürücünün nispi

band genişliğine bağlıdır. Parametre

$$w_{\lambda} \quad (\text{veya } BW) = \frac{4 \theta'_0}{\pi} \quad (\text{Ref.6) ile verilir.} \quad (3.41)$$

Böylece prototip filtreyi belirlemek gerekli üç parametre, n , w ve θ'_0 dalgalıklı VSWR saptandı. Boşlukların elektriksel uzunlukları θ' 'ler çok iyi bilinen formüller $i=1,2,3,\dots n$ olmak üzere

$$\tan \theta'_i = \pi - \frac{1}{2} \left[\tan^{-1} \left(\frac{2 X_{i-1,i}}{Z_0} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{2 X_{i,i+1}}{Z_0} \right) \right] \quad (3.42)$$

$$\tan \theta'_i = \pi - \frac{1}{2} \left[\tan^{-1} \left(\frac{2 B_{i-1,i}}{Y_0} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{2 B_{i,i+1}}{Y_0} \right) \right] \quad (3.43)$$

ile verilir.

Sonuçlar $\sin \pi (w/w_0)$ 'ı $w = w_0$ civarında $\pi (w/w_0) - 1$ yaklaşımıyla elde edilir. θ'_0 açısı (3.41) ile verilmişti. Dar band filtrelerin w kısmı band genişlikleri w_{λ} faktörünün iki katıyla verilir.

$$\theta'_0 = \frac{\pi w}{2} = \pi \frac{(w_2 - w_1)}{(w_2/w_1)} \quad (3.44)$$

$\sin \theta'_0 = \theta'_0$ yaklaşımıyla

$$\pi \frac{w_0}{w_1} \left(1 - \frac{w_1}{w_0} \right) = - \pi \frac{w_0}{w_2} \left(1 - \frac{w_2}{w_0} \right) = \pi \left(\frac{w_2 - w_1}{w_2 - w_1} \right)$$

denklemini ve çözümü de

$$w_o = \frac{2 w_1 w_2}{w_1 + w_2} \text{ 'ye götürür.} \quad (3.45)$$

ve alçak geçirenden, band geçirene dönüşüm (3.38) den elde edilir ve yukarıdaki yaklaşımla yürütülürse, denklem

$$\frac{w'_1}{w'_1} = \frac{w_o}{w} \cdot \frac{\sin \frac{\pi w}{w_o}}{\sin \theta'_o}$$

(3.45) i kullanarak

$$\frac{w'_1}{w'_1} = \frac{2 \left(\frac{1}{w} - \frac{1}{w_o} \right)}{\left(\frac{1}{w_1} - \frac{1}{w_2} \right)} \text{ e indirgenir.} \quad (3.46)$$

Dalga kılavuzları filtrelerinde normalize frekans $\lambda_{\rho o} / \lambda_{\rho}$ oranı normalize karşılıklı kılavuz dalga boyuyla yer değiştirilir.

$$\frac{w'_1}{w'_1} = 2 \left(\frac{\lambda_{\rho o} - \lambda_{\rho}}{\lambda_{\rho 1} - \lambda_{\rho 2}} \right) \text{ şekline gelir.} \quad (3.47)$$

$$\text{ve } \lambda_{\rho o} = \frac{\lambda_{\rho 1} + \lambda_{\rho 2}}{2} \text{ 'ye karşılık düşer} \quad (3.49)$$

Bu durumda yarım dalga uzunluğundaki rezonatörler

$$x_j = \frac{\pi}{2} Z_o \quad (3.50) \text{ eğim parametrelili seri tip rezonansa sahiptir.}$$

(3.50) denklemi frekans değişkenin $(\lambda_{\rho o} / \lambda_{\rho})$ karşılıklı kılavuz dalga boyu cinsinden verilirse dalga kılavuzu rezonatörlere uygulanır. Mamafih, frekans ya da karşılıklı kılavuz dalga boyu esassından herhangi biriyle TEM-modu rezonatörlere de uygulanabilir. "w" radyan frekansı dalga kılavuzu filtrede frekans değişkeni olarak kullanılmışsa,

eğim parametresi frekansın fonksiyonu gibi λ_{ρ} 'nin ilave etkilerini kapsayacak şekilde hesap edilmelidir. Seri rezonansı gösteren bir rezonatörün eğim parametresi

$$x_j = \frac{\pi}{2} Z_0 \left(\frac{\lambda_{\rho 0}}{\lambda_0} \right) \quad (3.51)$$

ile verilir. Gerçek filtre tasarımlarında (3.50) ile (3.51) arasındaki fark, en azından dar band durumlarında frekans cinsinden nispi band genişliği w_{λ} , $(\lambda_{\rho 0}/\lambda_0)^2$ faktörü kılavuz dalga boyu cinsinden nispi band genişliği w 'den farklı olacağı gerçeği sonucudur. Karşılıklı kılavuz dalga boyu yaklaşımı çoğu dalga kılavuzu durumları için çok doğal olacağı görülür.

$R_A = R_B = Z_0$ ve w 'nin yerine w_{λ} olarak (3.51) şekil (3.4) den denklem (2) den (4)'e kadar yerine koyulursa, K empedans envertör parametrelerini nispi band genişliği w_{λ} , Z_0 ve prototip devre elemanları cinsinden şöyle elde ederiz.

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \frac{\pi}{2} \frac{w_{\lambda}}{\rho_0 \rho_1 w_1} \quad (3.52)$$

$$\frac{K_{j,j+1}}{Z_0} \Big|_{j=1 \rightarrow n-1} = \frac{\pi w_{\lambda}}{2 w'} \frac{1}{\rho_j \rho_{j+1}} \quad (3.53)$$

$$\frac{K_{n,n+1}}{Z_0} = \frac{\pi}{2} \frac{w_{\lambda}}{\rho_n \rho_{n+1} w_1'} \quad (3.54)$$

$$\text{ve } w_{\lambda} = \frac{\lambda_{\rho 2} - \lambda_{\rho 1}}{\lambda_{\rho 0}} \quad \text{"dalga boyuna bağlı nispi band genişliği" ve} \quad (3.55)$$

$$w_{\lambda} = w \left(\frac{\lambda_{\rho 0}}{\lambda_o} \right)^2 = \left(\frac{\lambda_{\rho 0}}{\lambda_o} \right)^2 \cdot \left(\frac{w_2 - w_1}{w_o} \right) \quad (3.56)$$

w : frekansa bağılı nispi band genişliği

$\lambda_{\rho 1}$ ve $\lambda_{\rho 2}$ geçirme band kenarlarının, $\lambda_{\rho 0}$ ise merkez frekansın tekabül ettiği dalga boyudur. Paralel reaktansa sahip tamamen endüktif süresizlikler için $X_{j,j+1}$

$$\frac{X_{j,j+1}}{Z_o} = \frac{\frac{K_{j,j+1}}{Z_o}}{1 - \left(\frac{K_{j,j+1}}{Z_o} \right)^2} \quad (3.57)$$

ve endüktif süresizlikler arası uzaklık

$$\theta_j = \pi - \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{2 X_{j-1,1}}{Z_o} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{2 X_{j,j+1}}{Z_o} \right) (\text{rd}) \quad (3.58)$$

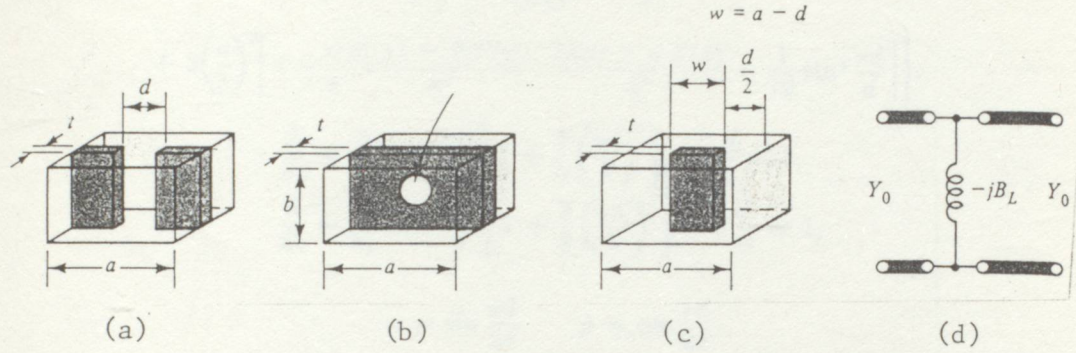
Daha karışık eşdeğer devreleri süresizlikler için (3.58), θ 'ler genel+likle negatif olmak üzere

$$\theta_j = \pi + \frac{1}{2} \left[\theta_{j-1,j} + \theta_{j+1,j} \right] (\text{rd}) \text{ dır.} \quad (3.59)$$

3.7. ENDÜKTİF SÜREKSİZLİKLER

Dalga kılavuzlarında endüktif süresizlikler endüktif irisler veya endüktif çubuklar şeklindedir (Şekil 3.17) Bu tez çerçevesinde endüktif irisler incelenecektir. Bu endüktif irisler K empedans envertörlerindeki reaktanslardır ve reaktans değerleri (3.57) ile hesaplanmıştır. Reaktans değerlerini saptadıktan sonra sıra bu irislerin boyutlarını bulmaya geldi. Çoğu dalga kılavuzu kitaplarında endüktif

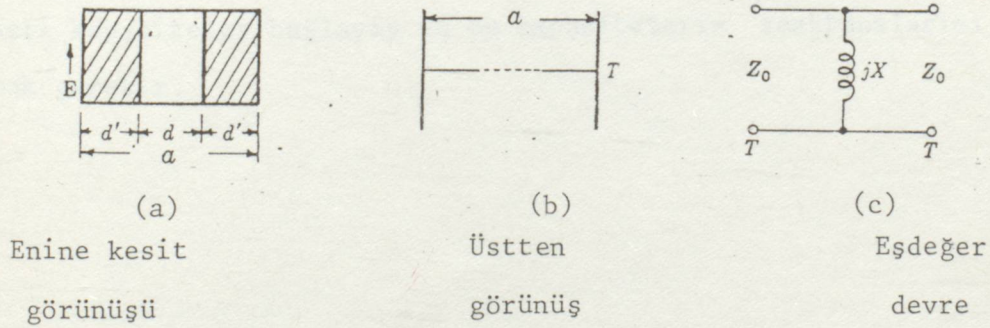
irislerin boyutları ile eşdeğer reaktansları arasında ilişki çeşitli eğriler ile verilmektedir.



Şekil 3.17. Üç simetrik endüktif irisler ve eşdeğer devresi
($t < 0.1 d$)

3.7.a. Dikdörtgen Dalga Kılavuzunda Simetrik Endüktif Yarıklar.

Sıfır kalınlığında engellerle oluşturulan simetrik pencereler elektrik alana paraleldir. (dikdörtgen dalga kılavuzlarında H_{10} modu)



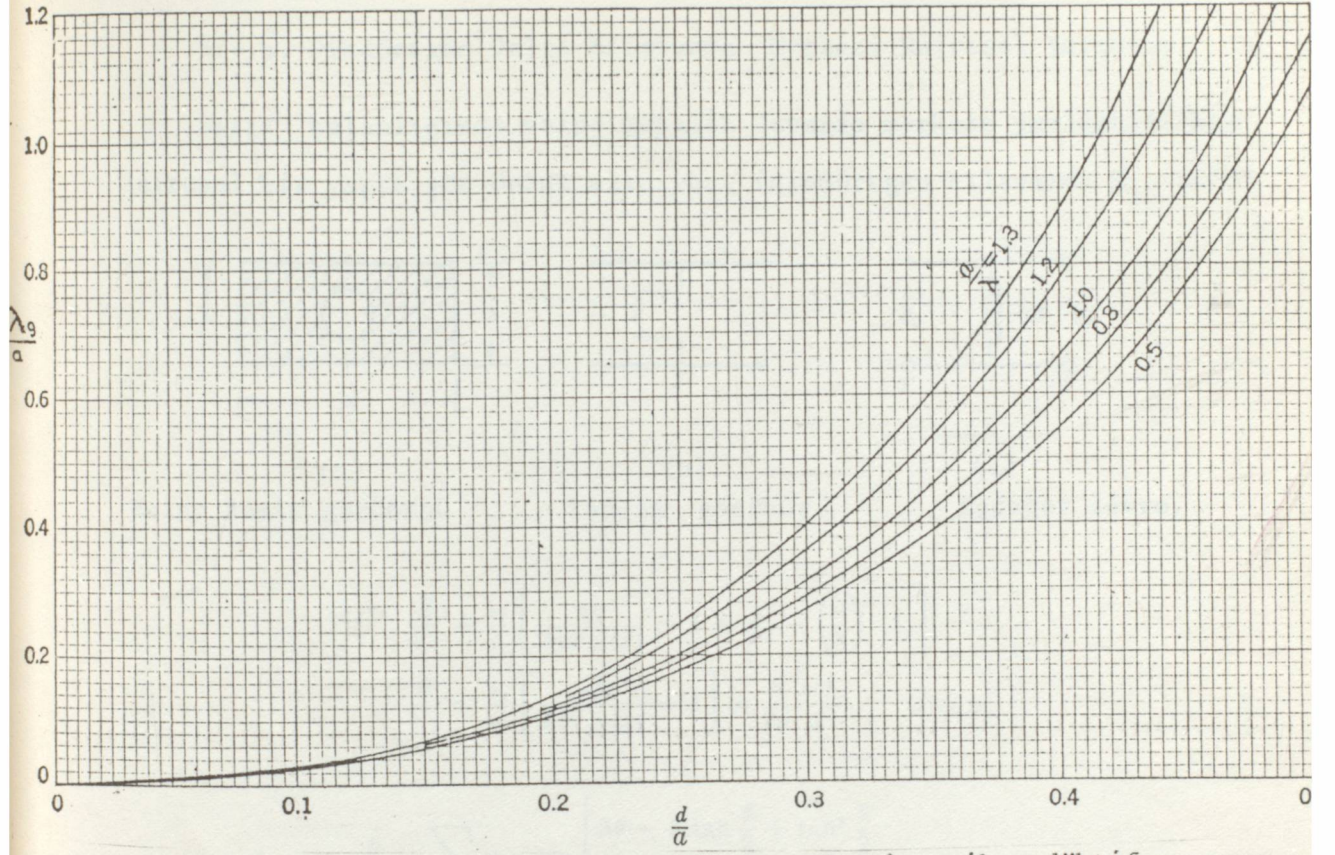
Eşdeğer devre parametreleri

$$\begin{aligned}
\frac{X}{Z_0} &= \frac{a}{\lambda_g} \tan^2 \frac{\pi d}{2a} \left\{ 1 + \frac{3}{4} \left[\frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{2a}{3\lambda} \right)^2}} - 1 \right] \sin^2 \frac{\pi d}{a} \right. \\
&\quad \left. + 2 \left(\frac{a}{\lambda} \right)^2 \left[1 - \frac{4}{\pi} \frac{E(\alpha) - \beta^2 F(\alpha)}{\alpha^2} \cdot \frac{E(\beta) - \alpha^2 F(\beta)}{\beta^2} - \frac{1}{12} \sin^2 \frac{\pi d}{a} \right] \right\}, \\
\frac{X}{Z_0} &\approx \frac{a}{\lambda_g} \tan^2 \frac{\pi d}{2a} \left[1 + \frac{1}{6} \left(\frac{\pi d}{\lambda} \right)^2 \right], \quad \frac{d}{a} \ll 1, \\
\frac{X}{Z_0} &\approx \frac{a}{\lambda_g} \cot^2 \frac{\pi d'}{a} \left[1 + \frac{2}{3} \left(\frac{\pi d'}{\lambda} \right)^2 \right], \quad \frac{d'}{a} \ll 1, \\
\alpha &= \sin \frac{\pi d}{2a}, \quad \beta = \cos \frac{\pi d}{2a}
\end{aligned}$$

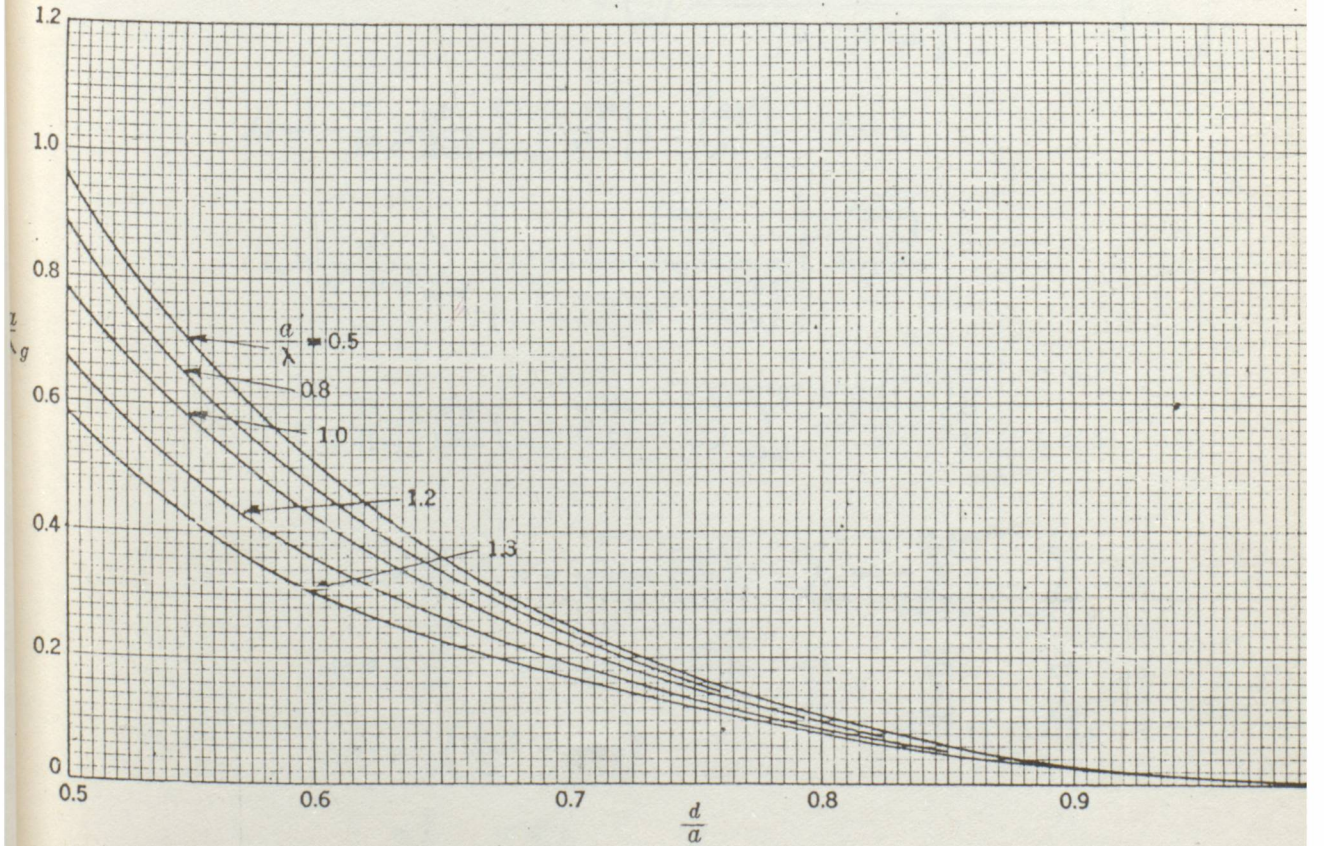
Şekil 3.18. Dikdörtgen dalga kılavuzunda endüktif yarık ve eşdeğer devresi ve parametreleri.

Endüktif yarığın eşdeğer devresinin reaktans ve suseptans eğrileri Şekil 3.19 ve Şekil 3.20'de verilmektedir.

Eğer duvar kalınlığı ihmal edilmeyecek derecedeyse o zaman eşdeğer seri kapasiteler bağlayıp ve bu kapasitelerin reaktanslarını hesaplamak gerekir.



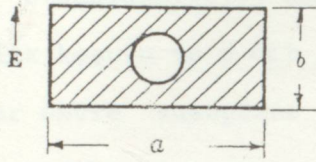
Şekil 3.19. Dikdörtgen dalga kılavuzunda simetrik endüktif pencerelerin reaktansı. (Ref.7)



Şekil 3.20. Dikdörtgen dalga kılavuzunda simetrik endüktif pencerelerin suseptansı. (Ref.7)

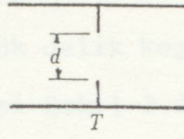
3.7.b. Dikdörtgen Dalga Kılavuzda Merkezi Dairesel Yarıklar

Sıfır kalınlığında enine metalik duvarda merkeze yerleştirilmiş dairesel bir yarık göz önüne alınıyor. (dikdörtgen kılavuzda H_{10} modu)



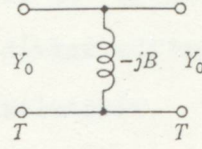
(a)

Enine kesit görünüşü



(b)

Yandan görünüş



(c)

Eşdeğer devre.

$$\frac{B}{Y_0} = \frac{\lambda_g}{a} \left[\frac{\pi b}{24d j_1^2(x)} - 1 + A_1 - \left(\frac{a}{\lambda}\right)^2 A_2 \right],$$

$$\frac{B}{Y_0} \approx \frac{\lambda_g}{a} \left[\frac{\pi b}{24d j_1^2(x)} - 1 \right] \approx \frac{3}{2\pi} \frac{ab\lambda_g}{d^3}, \quad d \ll b,$$

$$A_1 = \frac{b}{4d j_1^2(x)} \sum' (-1)^n \left[\frac{3\theta - 6 \tan \frac{\theta}{2} + \tan^3 \frac{\theta}{2}}{9} - \left(\frac{\beta}{\alpha}\right)^2 \frac{1 - 2 \cos \theta \sin^2 \frac{\theta}{2} - \left(\tan \frac{\theta}{2} - 1\right)^2}{15 \tan \frac{\theta}{2}} \right],$$

$$A_1 \approx -\frac{1}{96} \frac{bd}{a^3 j_1^2(x)} \sum' \frac{(-1)^n}{\alpha^3} \left[1 - \left(\frac{\beta}{\alpha}\right)^2 \right], \quad d \ll b,$$

$$A_2 = \frac{4b^3}{a^3 j_1^2(x)} \sum'' \left[n^2 + \frac{\left(\frac{mb}{a}\right)^2}{1 + \sqrt{1 - \left(\frac{2b}{\lambda\alpha}\right)^2}} \right] j_1^2 \left(\frac{\alpha r a}{b} \right) \frac{1}{\alpha^5},$$

$$A_2 \approx \frac{2b}{a j_1^2(x)} \left[\frac{\pi^3 d}{120a} \left(1 - \frac{10d}{3\pi b} \right) + \left(\frac{b}{a}\right)^4 \sum'' \frac{m^2 j_1^2 \left(\frac{\alpha r a}{b} \right)}{\alpha^5} \right], \quad \begin{matrix} d \ll b \\ b \ll \lambda \end{matrix}$$

$$x = \frac{\pi d}{2a}, \quad \alpha = \sqrt{n^2 + \left(\frac{mb}{a}\right)^2}, \quad \sum' = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=-\infty}^{+\infty}$$

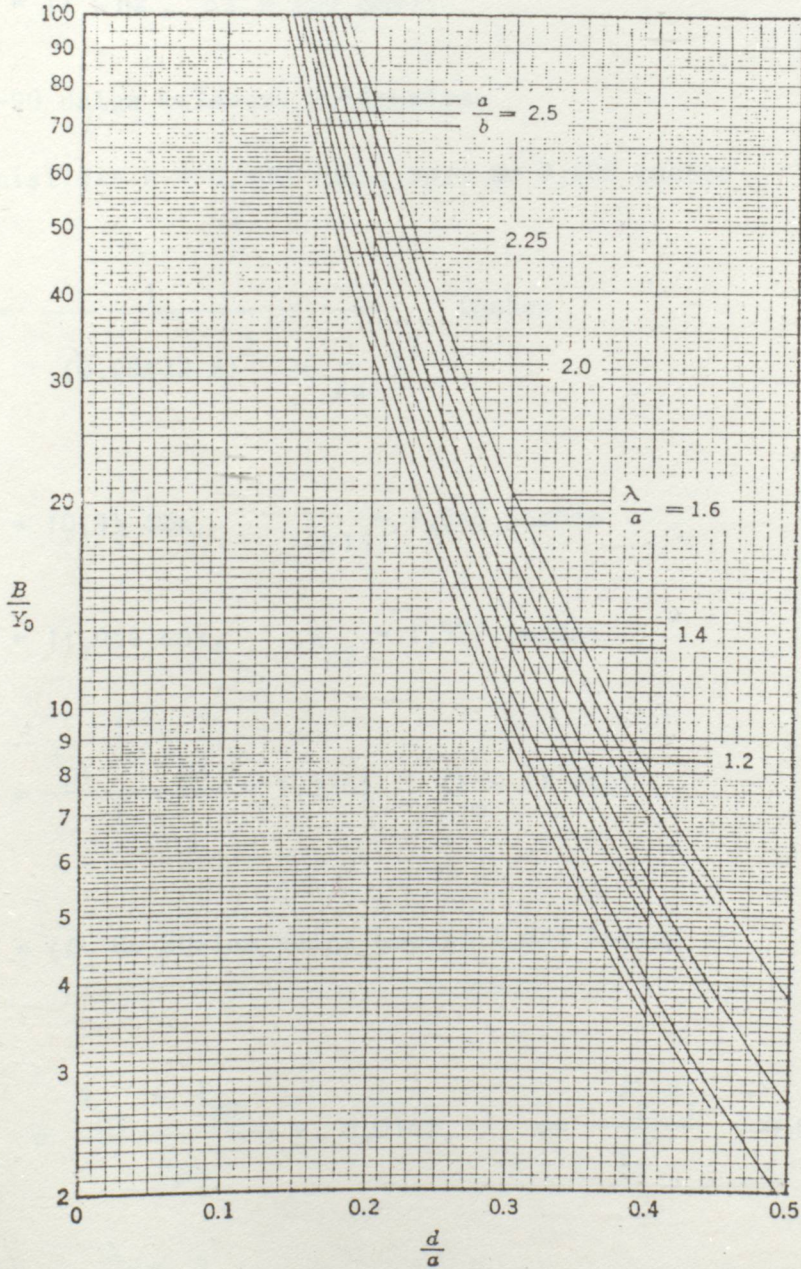
$$\sin \theta = \frac{d}{\alpha a}, \quad \beta = \sqrt{n^2 - \left(\frac{mb}{a}\right)^2}, \quad \sum'' = \sum_{n=0, \pm 2, \pm 4, \dots}^{\pm \infty} \sum_{m=1, 3, 5, \dots}^{\infty}$$

$$j_1(x) = \frac{1}{x} \left(\frac{\sin x}{x} - \cos x \right)$$

$$\approx \frac{x}{3}, \quad x \ll 1,$$

Şekil 3.21. Dikdörtgen Dalga Kılavuzunda Merkezi Dairesel Yarıklar, eşdeğer devresi ve parametreleri.

Eşdeğer devre $2a > \lambda > 2a/3$ koşulunda ve H_{11} modunun iletilmediğinde geçerlidir. B/Y_0 devre parametresi bir delim alanını, statik küçük delik elektrik alan dağılımı gibi kullanarak varyasyonel moted- larla hesaplanmıştır. Hata $d < 0,9 b$ için % 10'un altındadır. Sıfır kalınlık koşulu ve $d \ll b$ küçük delik koşuluna dikkat edilmelidir. Eşdeğer devre suseptans eğrisi Şekil 3.22'de verilmiştir.



Şekil 3.22. Dikdörtgen dalga kılavuzunda enine duvardaki merkezi dairesel yarığın suseptans eğrisi. (Ref. 7)

4. BÖLÜM

4.1. Üç Elemanlı 0,01 dB dalgalıklı Chebychev tipi band geçiren filtrenin gerçekleştirilmesi

$$(f = 11 \text{ GHz} , \Delta f = 100 \text{ MHz}).$$

wR-90 dalga kılavuzu kullanalım.

genişliği= a = 0,900 inch, boyu b= 0,400 inches

$$\lambda_{\rho} = \frac{1}{(0.08472 f)^2 - \left(\frac{1}{2a}\right)^2} \text{ inches}$$

$$f_1 = 10,95 \text{ GHz}, \quad \lambda_{\rho 1} = 1,346 \text{ inches}$$

$$f_2 = 11,056 \text{ GHz}, \quad \lambda_{\rho 2} = 1,327 \text{ inches}$$

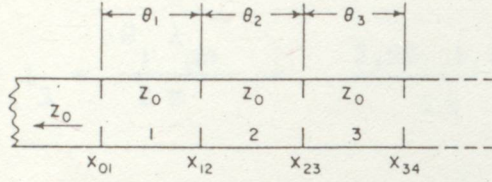
$$\lambda_{\rho o} = \frac{\lambda_{\rho 1} + \lambda_{\rho 2}}{2} = 1.3365 \quad (f_o = 11 \text{ GHz})$$

$$\lambda_{\rho o} = (f_o \text{ 'da düzlem dalga boyu}) = 1,073 \text{ inches}$$

$$w_{\lambda} = \frac{\lambda_{\rho 1} - \lambda_{\rho 2}}{\lambda_{\rho o}} = 0,0142, \quad w = \frac{f_2 - f_1}{f_o} = 0,009$$

$$w_{\lambda} = \left(\frac{\lambda_{\rho o}}{\lambda_o}\right)^2 = 0,0142' \text{i verir.}$$

$$\frac{X_{j,j+1}}{Z_o} = \frac{\frac{K_{j,j+1}}{Z_o}}{1 - \left(\frac{K_{j,j+1}}{Z_o} \right)^2}$$



$$\frac{X_{01}}{Z_o} = \frac{X_{34}}{Z_o} = 0,1948$$

$$\frac{X_{12}}{Z_o} = \frac{X_{23}}{Z_o} = 0,0265$$

$$\frac{X_{01}}{Z_o} = \frac{\lambda_{\rho o}}{a} = \frac{X_{34}}{Z_o} \frac{\lambda_{\rho o}}{a} = \frac{0,1948 \cdot 1,3365}{0,9} = 0,290$$

$$\frac{X_{12}}{Z_o} \frac{\lambda_{\rho o}}{a} = \frac{X_{23}}{Z_o} \frac{\lambda_{\rho o}}{a} = \frac{0,0265 \cdot 1,3365}{0,9} = 0,042$$

$$a / \lambda_o = \frac{0,9}{1,073} = 0,833$$

Endüktif Dikdörtgen yarıklar için Şekil 3.19 ve 3.20'den

$$X_{01} \text{ ve } X_{34} \text{ için } d/a = 0,3 \quad d = 0,3 \cdot 0,9 = 0,27 \text{ inches}$$

$$d = 0,6858 \text{ cm} = 6,858 \text{ mm}$$

$$X_{12} \text{ ve } X_{23} \text{ için } d/a = 0,12 \quad d = 0,12 \cdot 0,9 = 0,108 \text{ inches}$$

$$d = 0,27432 \text{ cm} = 2,7432 \text{ mm}$$

$$\theta_j = \pi - \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{2 X_{j-1,j}}{Z_o} + \tan^{-1} \frac{2 X_{j,j+1}}{Z_o}$$

$$\theta_1 = \theta_3 = 2,92 \text{ (rd)}$$

$$\theta_2 = 3,08$$

İrisler arası boşluklar

$$l_1 = l_3 = \frac{\theta_1 \lambda_{\rho o}}{2 \pi} = \frac{2,92 \cdot 1,3365}{2 \pi} = 0,395 \text{ inches} = 10 \text{ mm}$$

$$l_2 = \frac{\theta_2 \lambda_{\rho o}}{2 \pi} = \frac{3,06 \cdot 1,3365}{2 \pi} = 0,655 \text{ inches} \\ = 16,63 \text{ mm} \quad \text{bulunur.}$$

Endüktif Dairesel irisler için

$$\frac{X_{o1}}{Z_o} = \frac{X_{34}}{Z_o} = 0,1946 \rightarrow \frac{B_{o1}}{Y_o} = \frac{B_{34}}{Y_o} = 5,133$$

$$\frac{X_{12}}{Z_o} = \frac{X_{23}}{Z_o} = 0,0265 \rightarrow \frac{B_{12}}{Y_o} = \frac{B_{23}}{Y_o} = 35,06$$

$$\frac{a}{b} = \frac{0,9}{0,4} = 2,25 \text{ ve } \frac{\lambda_o}{a} = 1,2$$

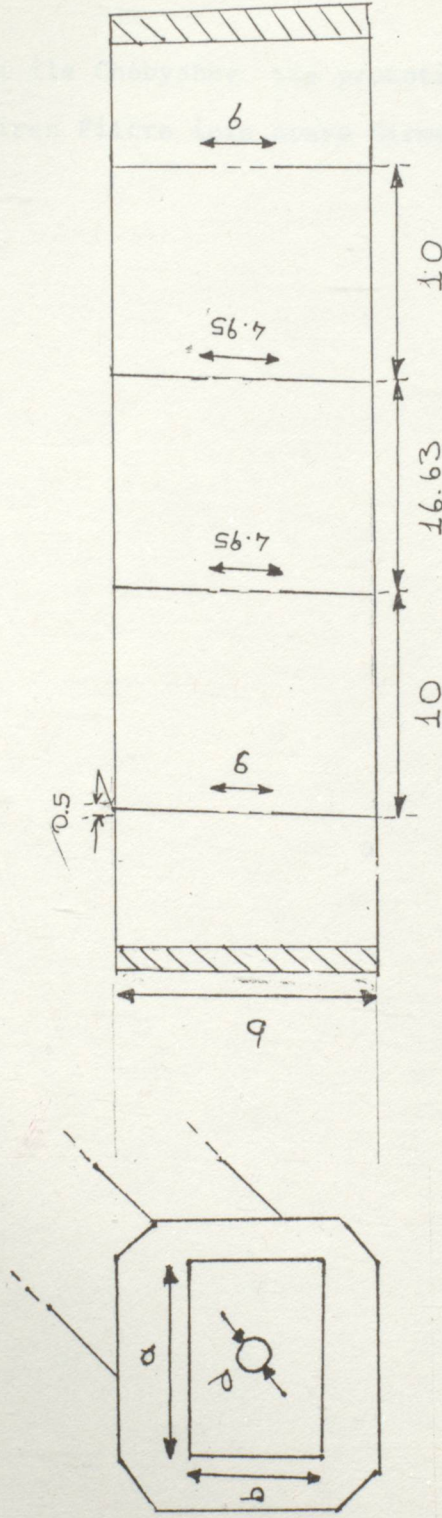
Merkezi Dairesel yarık (iris) için Şekil 3.22'den

$$B_{o1} \text{ ve } B_{34} \text{ için } d/a = 0,355 \text{ inch, } d = 9 \text{ mm}$$

$$B_{12} \text{ ve } B_{23} \text{ için } d/a = 0,195 \text{ inch, } d = 4,95 \text{ mm} \text{ bulunur.}$$

İris duvar kalınlığı 0,05 cm olmalıdır.

($l < 0,8 d$) koşulu altında)

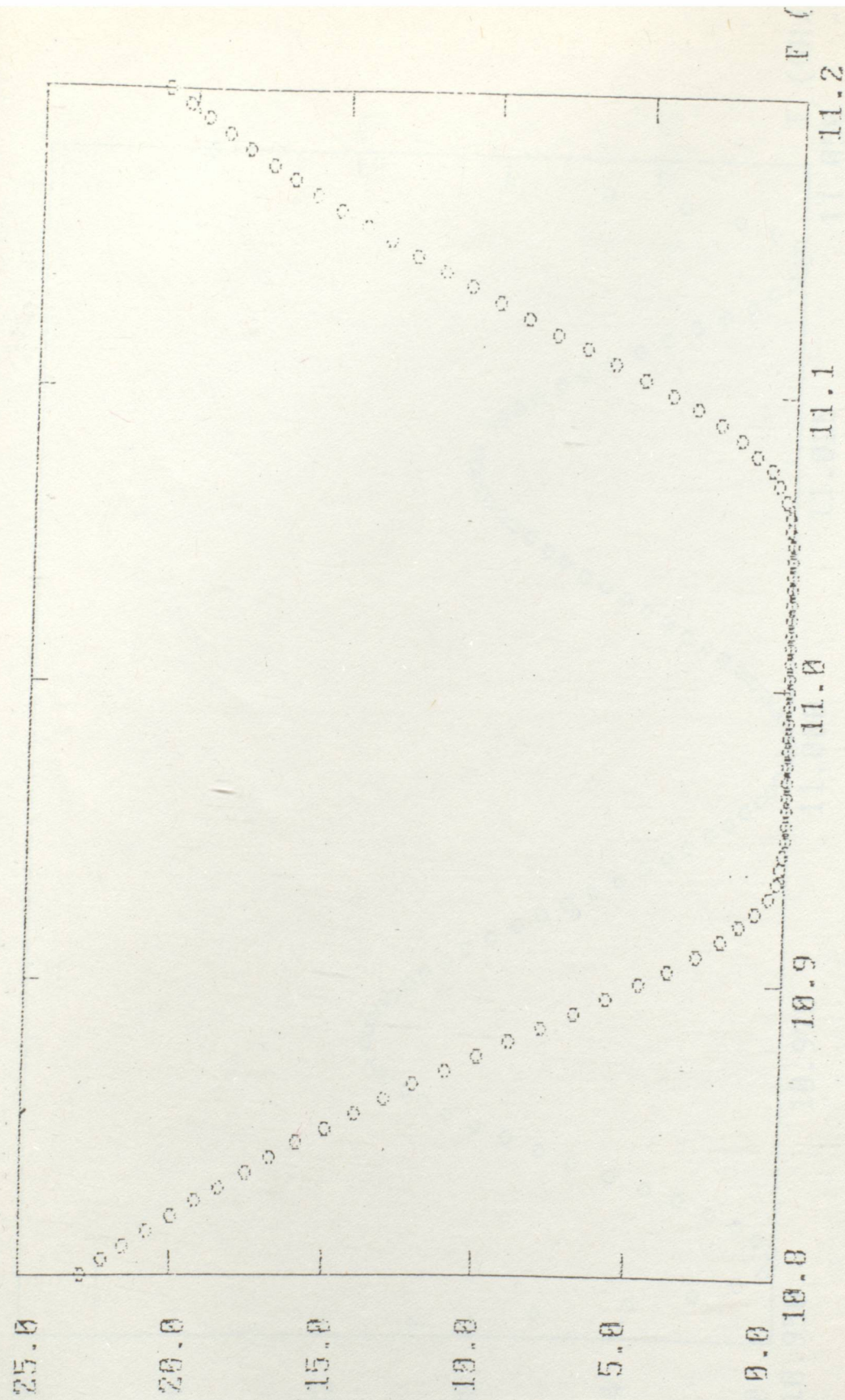


EK 1 : Endüktif Bağlantılı $f_0 = 11$ GHz, $\Delta f = 100$ MHz, $L_m = 0,01$ dB, Dalga Kılavuzu Band Geçiren Filtre Tasarım Ölçüleri (WR= 90) (Dairesel İrisler için) (Ölçüler mm'dir.)

EK 2: BİLGİSAYAR SİMÜLASYON PROGRAMI

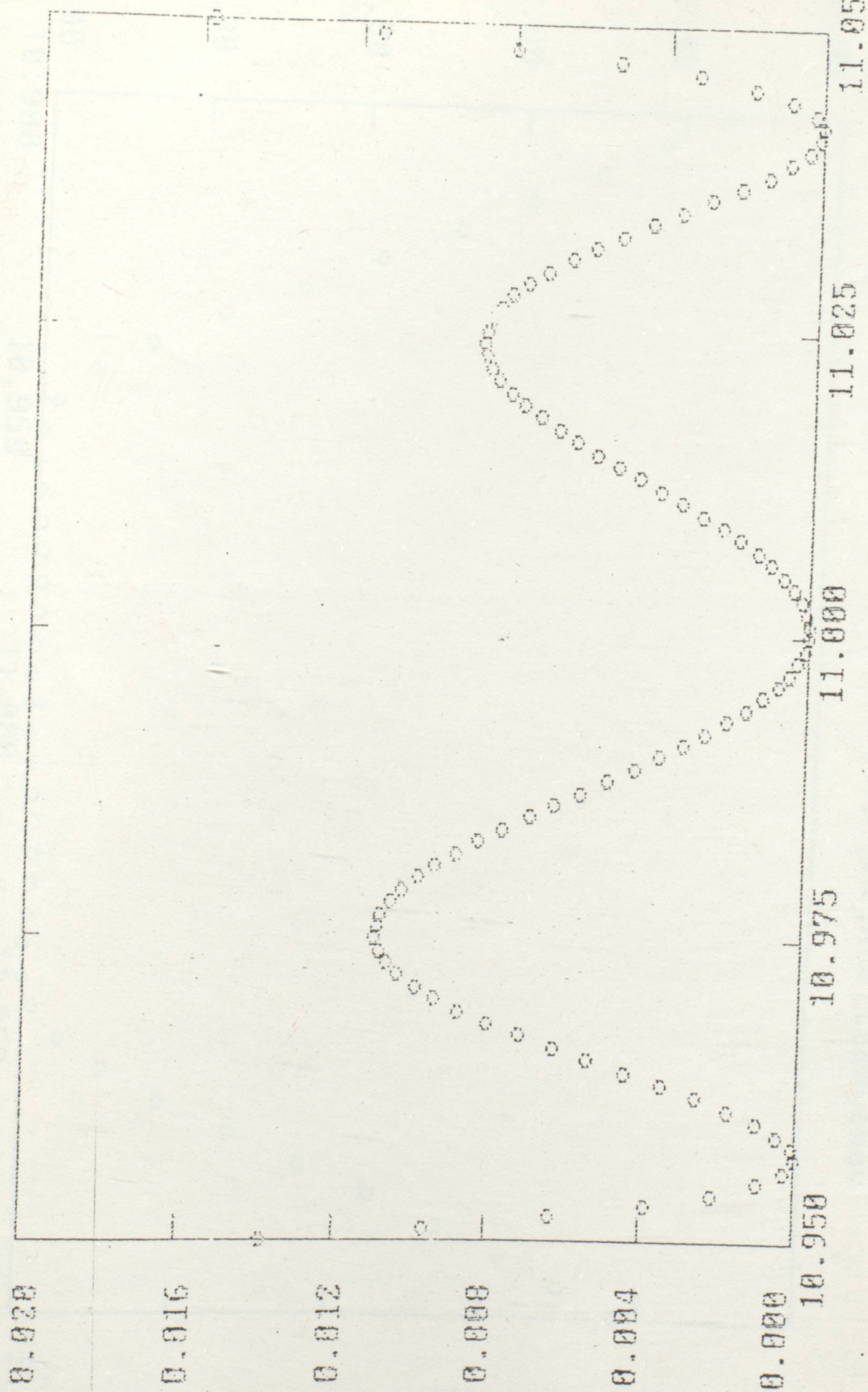
Bu simülasyon programı ile Chebyshev tip prototip filtrenin eleman değerleri ve Band Geçiren Filtre için Araya Girme Kayıp Eğrileri Çizdirilmiştir.

I (dB) DALSƏLİLİK : 0.01 dB (N=3, Chebychev)



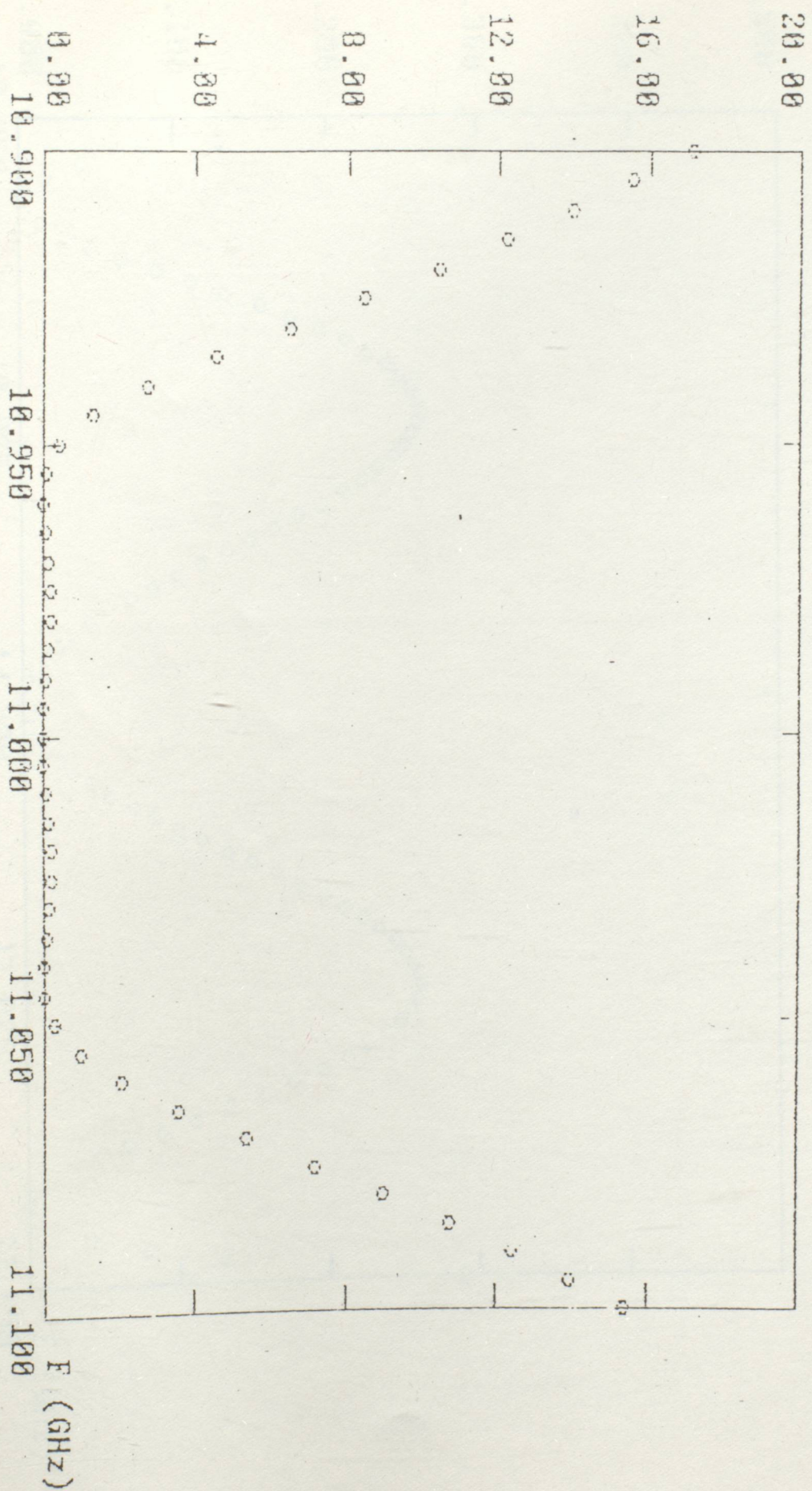
I (dB)

DAIGALLILIA : 0.01 dB (N=3, Chebychev)

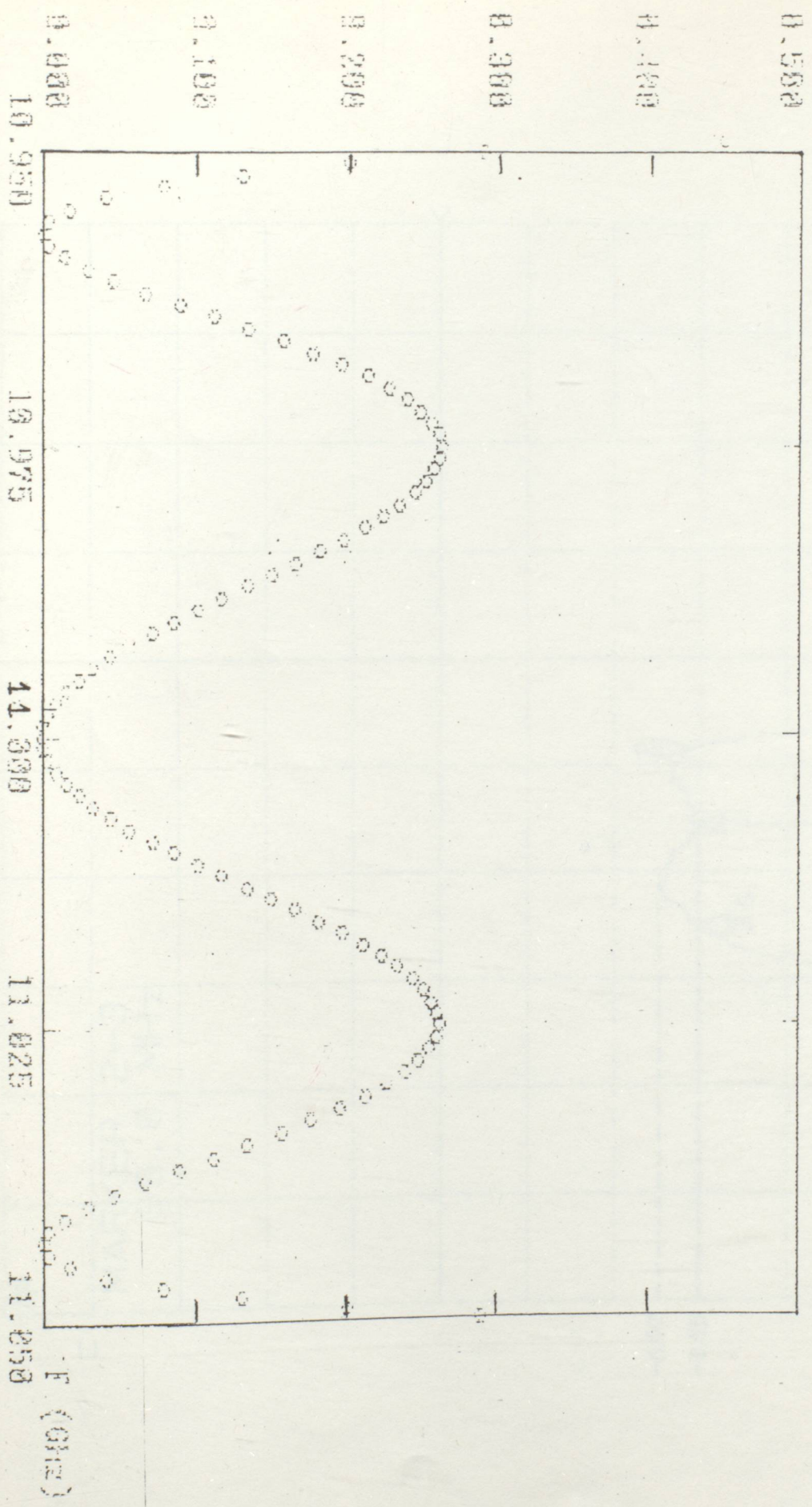


1 (dB)

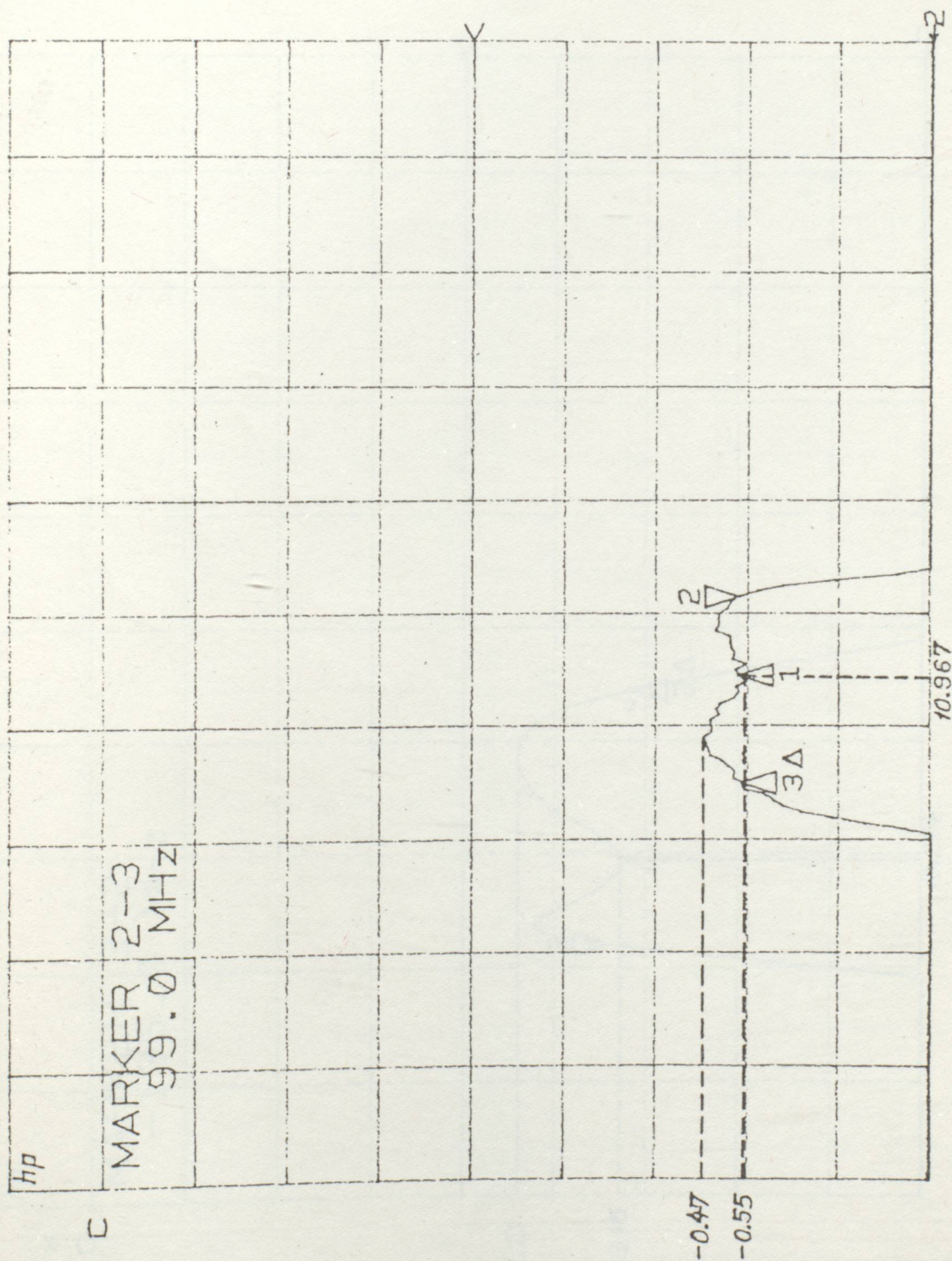
WAVEGUIDE FILTER: .26dB, 100 MHz, N=3, Chebyshev



1 (dB) UFF DILCATION : 0.26 dB (M=3, Chebyshev)



$\bar{V}$ 0.2 dB/
0.0085 dB



START 10.700000000 GHz
STOP 11.300000000 GHz

Δ 0.5310 dB

MARKER 3-2
-135.0 MHz

* U

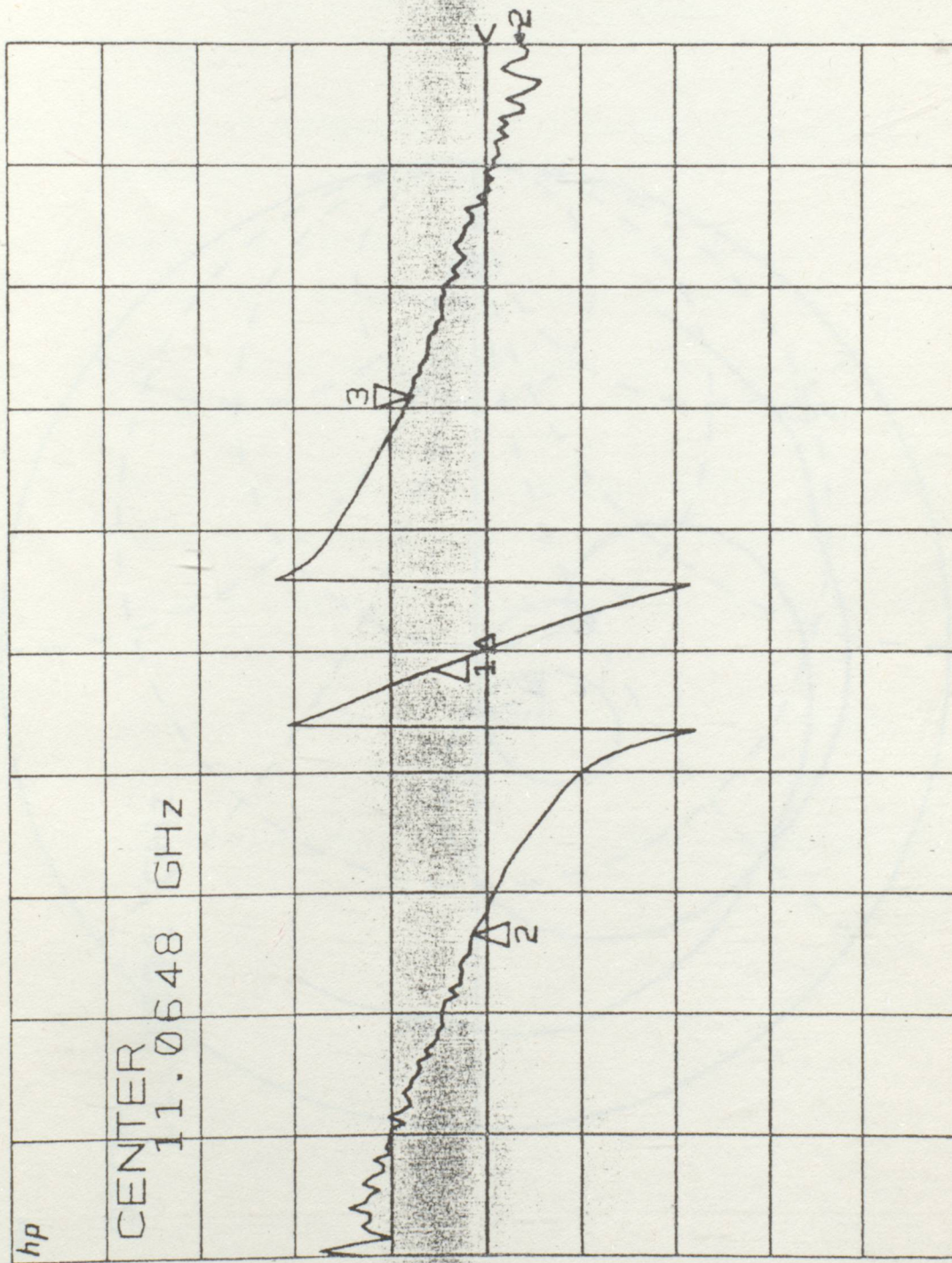
-1.24

-3.45

10.874

START	10.700000000 GHz
STOP	11.300000000 GHz

S21
 REF 0.0 °
 3 79.56 °/
 ▽ 18.527 °

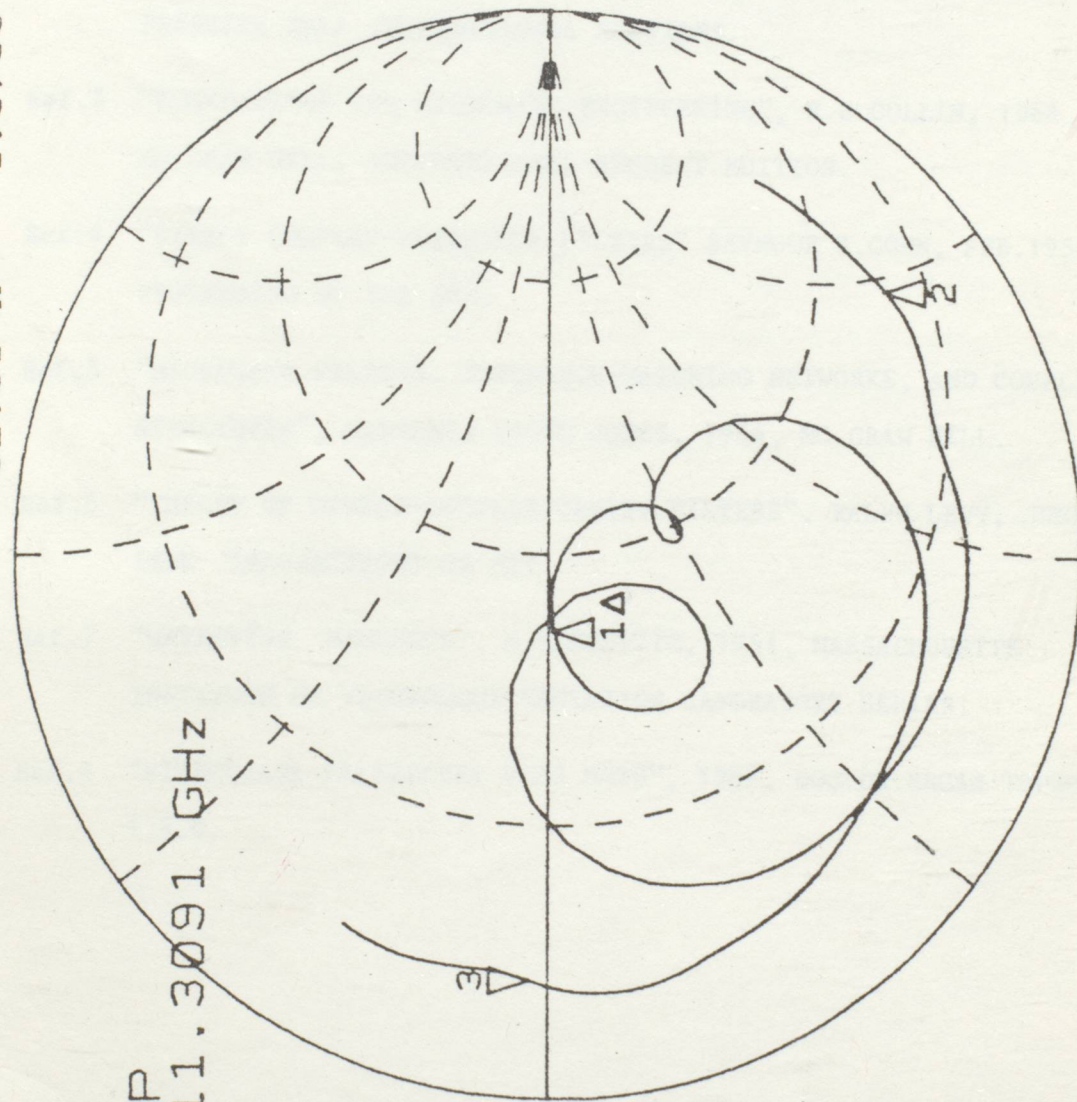


CENTER 11.064800000 GHz
 SPAN 0.900000000 GHz

S_{11} Z
 REF 1.0 Units
 3 200.0 mUnits/
 ∇ -32.38 Ω 1.9795 Ω

hp

STOP
 11.3091 GHz



START 10.795100000 GHz
 STOP 11.309100000 GHz

REFERANSLAR

- Ref.1 "ELECTROMAGNETIC WAVES AND RADIATING SYSTEMS"
EDWARD JORDAN, KEITH BALMAIR, 1969, PRENTICE-HALL ENGINEERING
SERIES.
- Ref.2 "MICROWAVE ENGINEERING, PASSIVE CIRCUITS" PETER A.RIZZI, 1988,
PRENTICE-HALL INTERNATIONAL EDITIONS.
- Ref.3 "FOUNDATIONS FOR MICROWAVE ENGINEERING", R.E.COLLIN, 1966,
MC.GRAW HILL. INTERNATIONAL STUDENT EDITION.
- Ref.4 "DIRECT COUPLED-RESONATOR FILTERS" SEYMOUR B.COHN, FEB.1957,
PROCEEDING OF THE IRE.
- Ref.5 "MICROWAVE FILTERS, IMPEDANCE-MATCHING NETWORKS, AND COUPLING
STRUCTURES", MATTHAEI YOUNG JONES, 1964, MC.GRAW HILL.
- Ref.6 "THEORY OF DIRECT-COUPLED-CAVITY FILTERS", RALPH LEVY, JUNE 1967,
IEEE TRANSACTIONS ON MTT.
- Ref.7 "WAVEGUIDE HANDBOOK", N.MARCUVITZ, 1951, MASSACHUSETTS
INSTITUTE OF TECHNOLOGY RADIATION LABORATORY SERIES.
- Ref.8 "MİKRODALGA FİLTRELERİ DERS NOTU", 1987. DOÇ.DR.ERCAN TOPUZ,
İ.T.Ü.

ÖZGEÇMİŞ

1965 yılında İstanbul'da doğdum. İlk öğrenimimi 1971-1976 yılları arasında Fatih Hırkay-ı Şerif İlkokulunda, orta öğrenimimi ise 1976-1979 yılları arasında Cengizhan Ortaokulunda ve lise öğrenimimi 1979-1982 yılları arasında Kabataş Erkek Lisesinde yaptım. 1982 yılında girdiğim Yıldız Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümünden 1986 yılında mezun oldum. Aynı yıl, yüksek lisans eğitimim için aynı üniversitenin Fen Bilimleri Enstitüsüne kaydoldum. Şu anda Yıldız Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümünde yüksek lisans eğitimime devam etmekteyim ve Mart 1987 tarihinden beri Yıldız Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Bölümü E.M.Alanlar ve Mikrodalga Tekniği Anabilim Dalında araştırma görevlisi olarak çalışmaktayım.