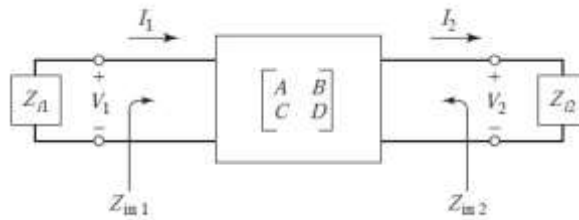


II.3 Teori Pendukung

II.3.1 Filter

Filter memiliki peran penting dalam banyak aplikasi RF / Microwave. Pada udara bebas memiliki spectrum elektromagnetik yang terbatas, sehingga fungsi filter berperan untuk memilih sinyal yang akan dilewatkan atau membatasi sinyal RF / Microwave dalam batas spectral yang ditetapkan. Dengan perkembangan teknologi seperti aplikasi komunikasi nirkabel kemudian membuat komponen filter sangat dibutuhkan dengan kinerja yang lebih tinggi, ukuran yang lebih kecil, bobot lebih ringan, dan biaya yang lebih rendah. Filter RF / Microwave dapat dirancang dengan menggunakan lumped element / elemen terdistribusi dan dapat direalisasikan dalam berbagai saluran transmisi seperti waveguide dan mikrostrip [10]. Secara umum diagram filter dapat dilihat seperti Gambar II.1.



Gambar II. 1 Diagram Filter

Sifat filter yang umum dipakai adalah sifat melewatkan sinyal masukan pada frekuensi tertentu dan meredam sinyal masukan pada frekuensi lainnya. Filter memiliki beberapa karakteristik diantaranya :

Bandwidth yaitu lebar bidang frekuensi dari respons frekuensi 3 dB dibawah respons maksimal. Bandwidth juga dapat di cari dengan cara frekuensi atas dikurangi frekuensi bawah.

$$\Delta f = f_{C2} - f_{C1} \quad (1)$$

Faktor kualitas, frekuensi tengah berbanding dengan bandwidth yang dapat ditulis sebagai berikut :

$$Q = f_0/BW = f_0/(f_{C2} - f_{C1}) \quad (2)$$

Dimana semakin besar nilai Q , maka semakin tinggi nilai selektivitasnya, dan sebaliknya jika semakin kecil nilai Q maka semakin rendah pula nilai selektivitasnya.

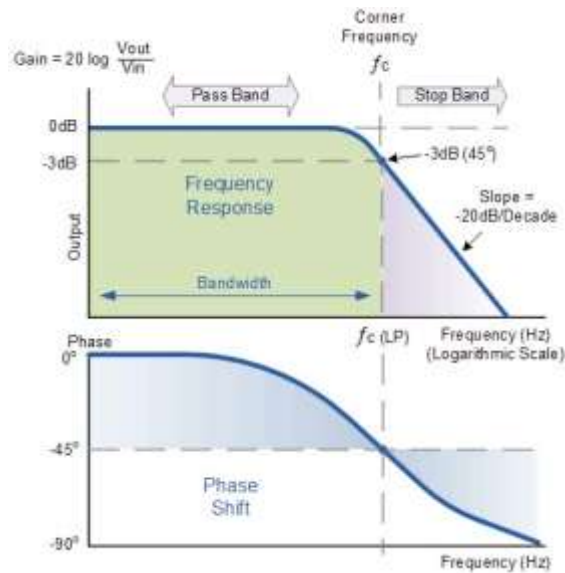
Insertion loss merupakan rugi rugi daya yang disebabkan oleh resistansi rangkaian sehingga menyebabkan transfer daya yang tidak maksimum.

Shape Factor atau kecuraman merupakan perbandingan antara respon redaman 60dB/40dB terhadap respon pada redaman 3dB atau cutoff, f_1 , f_2 , f_0 .

Berdasarkan frekuensi yang diloloskan atau diredamnya filter dibagi menjadi beberapa bagian yaitu LPF (Lowpass Filter), BPF (Bandpass Filter), HPF (Highpass Filter), dan BSF (Bandstop Filter).

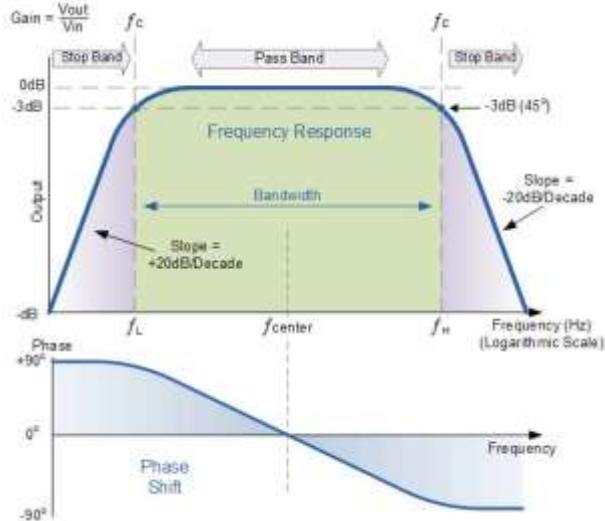
II.3.1.1 Lowpass Filter

Lowpass filter (LPF) merupakan filter yang mampu meloloskan sinyal dengan frekuensi di bawah frekuensi cutoff dan meredam sinyal dengan frekuensi di atas frekuensi cutoff. Respon frekuensi dari lowpass filter dapat dilihat pada Gambar II.2.



Gambar II. 2 Respon Frekuensi Lowpass Filter [11]

II.3.1.2 Bandpass Filter

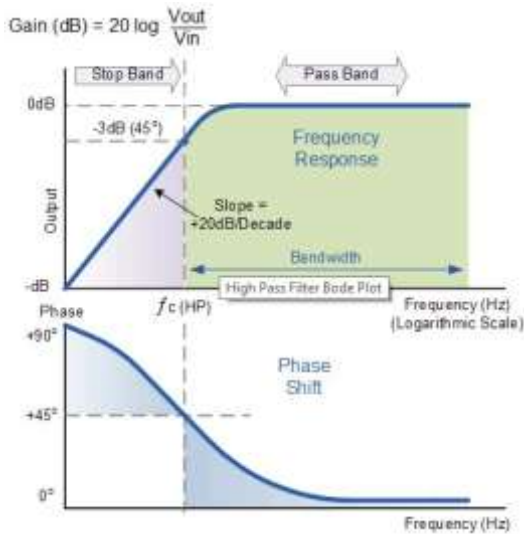


Gambar II. 3 Respon Frekuensi Bandpass Filter [11]

Bandpass filter (BPF) memiliki dua frekuensi cutoff, yaitu frekuensi cutoff bawah (f_{c1}) dan frekuensi cutoff atas (f_{c2}). BPF mampu meloloskan sinyal yang berada di antara frekuensi cutoff bawah dan atas, dan meredam sinyal dengan frekuensi di luar

kedua frekuensi cutoff tersebut. BPF dapat dibuat dari perpaduan antara LPF dan HPF. Respon frekuensi BPF dapat dilihat pada Gambar II.3.

II.3.1.3 Highpass Filter

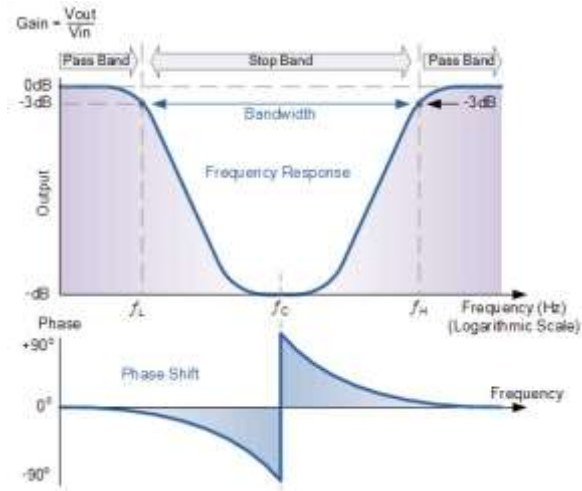


Gambar II. 4 Respon Frekuensi Highpass Filter [11]

Highpass filter (HPF) mempunyai fungsi yang berkebalikan dengan LPF yaitu, mampu meloloskan sinyal di atas frekuensi cutoff dan meredam sinyal dengan frekuensi di bawah frekuensi cutoff. Respon frekuensi HPF dapat dilihat pada Gambar II.4.

II.3.1.4 Bandstop Filter

Bandstop Filter (BSF) merupakan kebalikan dari BPF karena BSF meredam sinyal yang diredam oleh kedua frekuensi cutoff tersebut dan meloloskan frekuensi lainnya. Respons frekuensi dari keempat filter tersebut diperlihatkan pada Gambar II.5.



Gambar II. 5 Respon Frekuensi Bandstop Filter [11]

II.3.1.5 Respons Filter Chebyshev (Equal Ripple)

Filter chebyshev dikarakterisasi dengan :

$$P_{LR} = 1 + k^2 T_n^2(\omega/\omega_c) \quad (3)$$

dengan k disebut konstanta ripple, dan T_n disebut polinomial chebyshev jenis pertama orde ke n. Polinomial chebyshev jenis pertama dinyatakan pada pada Gambar II.6.

$$T_n(x) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} x) & |x| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} x) & |x| \geq 1 \end{cases} \quad (4)$$

Gambar II.9 memperlihatkan, untuk $|x| \leq 1$, nilai $|T_n(x)| \leq 1$ juga. Dengan demikian untuk $x = \omega/\omega_c \leq 1$, nilai PLR akan berosilasi antara 1 hingga $1 + k^2$, dan pada $\omega/\omega_c = 1$, $PLR = 1 + k^2$. Jika ripple, dalam dB, dinyatakan dengan L_r , maka :

$$k = \sqrt{10^{0,1L_r} - 1} \quad (5)$$

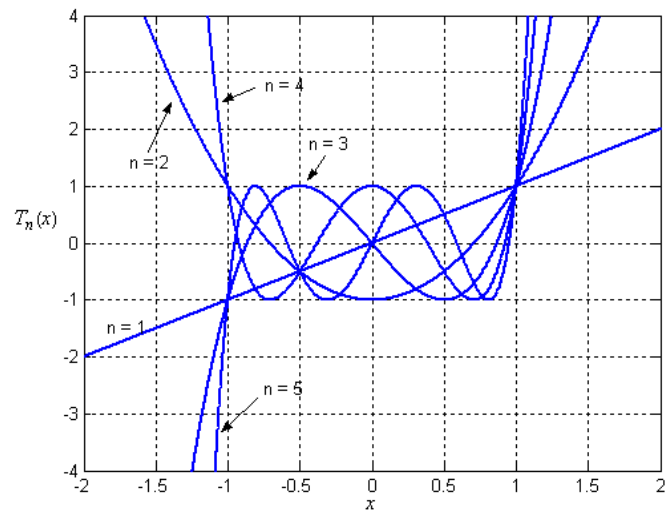
Jika dibandingkan dengan filter butterworth, terlihat filter chebyshev, dengan orde yang sama, responsnya lebih curam dari pada filter maximally flat. Redaman pada $\omega/\omega_c = 2$, redaman untuk filter chebyshev adalah 35 dB, sedangkan untuk filter maximally flat 30 dB. Jadi respons chebyshev lebih selektif daripada respons maximally flat [12].

Nilai elemen-elemen LPF prototipe untuk filter chebyshev dapat dihitung menggunakan persamaan-persamaan berikut:

$$\begin{aligned}
 g_0 &= 1 \\
 g_1 &= \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \\
 g_i &= \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right] \sin\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{\gamma^2 + \sin^2\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right]} \quad \text{untuk } i = 2, 3 \dots n \\
 g_{n+1} &= \begin{cases} 1 & n \text{ ganjil} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & n \text{ genap} \end{cases}
 \end{aligned}
 \tag{6}$$

$$\begin{aligned}
 \beta &= \ln\left[\coth\left(\frac{r}{17,37}\right)\right] \\
 \gamma &= \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right)
 \end{aligned}$$

Dengan :



Gambar II. 6 Polinomial Chebyshev

Untuk $n = 1$ hingga 9, dan nilai ripple 0.1 (dalam dB), nilai-nilai elemen prototipe filter chebyshev diperlihatkan pada Tabel II.2

Orde filter ditentukan dengan rumus :

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0,1L_s} - 1}{10^{0,1r} - 1}}}{\cosh^{-1} \Omega_s}$$

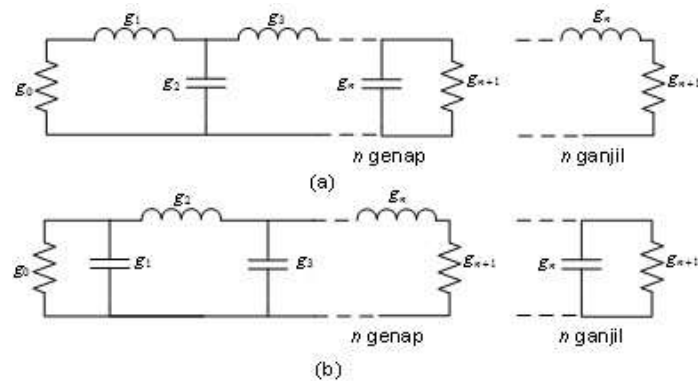
(7)

Tabel II. 1 Harga elemen-elemen prototype chebyshev untuk $n = 1$ s.d 9

Ripple = 0.1 dB										
n	g^1	g^2	g^3	g^4	g^5	g^6	g^7	g^8	g^9	g^{10}
1	0.3053	1.0000								
2	0.8431	0.6220	1.3554							
3	1.0316	1.1474	1.0316	1.0000						
4	1.1088	1.3062	1.7704	0.8181	1.3554					
5	1.1468	1.3712	1.975	1.3712	1.1468	1.0000				
6	1.1681	1.4040	2.0562	1.5171	1.9029	0.8619	1.3554			
7	1.1812	1.4228	2.0967	1.5734	2.0967	1.4228	1.1812	1.0000		
8	1.1898	1.4346	2.1199	1.6010	2.1700	1.5641	1.9445	0.8778	1.3554	
9	1.1957	1.4426	2.1346	1.6167	2.2054	1.6167	2.1346	1.4426	1.1957	1.0000

II.3.1.6 Lowpass Filter Prototype

Dalam perancangan filter, baik LPF, HPF, BPF, maupun BSF dapat dilakukan dengan rangkaian LPF prototipe. Rangkaian ini terdiri dari elemen-elemen L dan C yang disusun membentuk rangkaian LPF, hanya besaran-besaran frekuensi cutoff dan impedansi sumber dinormalisasi ke 1. Jadi untuk rangkaian prototipe, $\omega_c = 1$. dan $R_S = g_0 = 1$.



Gambar II. 7 Rangkaian Prototype Lowpass Filter

(a) Induktor Seri

(b) Kapasitor Parallel

Gambar II.7 memperlihatkan dua jenis rangkaian LPF prototipe. Pada Gambar 10a komponen pertama berupa induktor seri, sedangkan pada Gambar 10b berupa kapasitor parallel. Kedua jenis prototipe ini memiliki karakteristik respons yang sama, karenanya manapun yang digunakan sama saja. Oleh sebab itu, untuk prototipe ini nama komponen tidak digunakan L dan C, tapi dengan g_i , $i = 1, 2, 3, \dots, n$, agar kita dapat bebas memilih jenis prototipe yang akan digunakan. Impedansi sumber, masing-masing, dinyatakan dengan g_0 dan g_{n+1} .

Banyaknya komponen pembentuk filter, n , adalah orde filter. Jika komponen pertama adalah induktor seri, maka g_0 adalah konduktansi sumber. Sebaliknya, jika komponen pertama kapasitor paralel, g_0 adalah resistansi sumber. Begitu juga jika induktor seri, maka g_{n+1} adalah konduktansi beban, dan jika g_n kapasitor paralel, g_{n+1} berupa resistansi beban [12].

II.3.1.7 Transformasi Lowpass Filter ke Bandpass Filter

Pada LPF prototipe, nilai – nilai telah dinormalisasi ke elemen filter $g_0 = 1$, dan frekuensi cutoff $\omega_c = 1$. Untuk merealisasikan filter sebenarnya, maka nilai-nilai elemen LPF prototipe harus ditransformasi baik dalam hal frekuensi maupun impedansi. Transformasi impedansi elemen disebut impedance scaling, sedangkan transformasi frekuensi disebut frequency mapping.

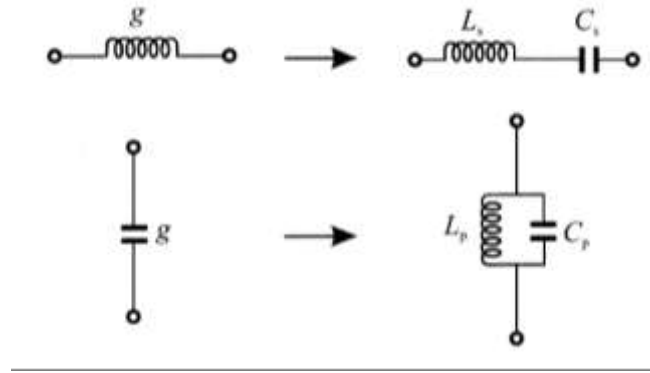
Sebuah filter bandpass memiliki dua buah frekuensi cutoff, yaitu frekuensi cutoff bawah dan cutoff atas. dapat disebut frekuensi ini dengan ω_1 dan ω_2 untuk menyatakan frekuensi anguler cutoff bawah dan atas. Transformasi frekuensi yang dibutuhkan untuk mengubah LPF prototipe menjadi filter bandpass ditunjukkan oleh persamaan-persamaan berikut ini.

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (8)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \times \omega_2} \quad (9)$$

$$\frac{\omega}{\omega_c} = \frac{1}{FBW} \times \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (10)$$

Dengan mengubah induktor seri menjadi rangkaian resonansi seri induktor dan kapasitor, dan kapasitor paralel menjadi rangkaian resonansi induktor dan kapasitor yang terhubung secara paralel merupakan suatu Transformasi ke bentuk bandpass filter. Terlihat pada Gambar II.8 dengan jelas transformasinya.



Gambar II. 8 Transformasi Lowpass Filter ke Bandpass Filter

Jika transformasi frekuensi ini digunakan untuk menentukan elemen reaktif dari filter, maka akan didapatkan bahwa elemen induktor seri menjadi rangkaian resonansi seri, sedangkan elemen kapasitor paralel menjadi rangkaian resonansi paralel [12]. Harga-harga elemen untuk komponen seri dan parallel sebagai berikut :

$$C_p = \frac{g}{FBW\omega_0 R_0} \quad (11)$$

$$L_p = \frac{FBW R_0}{\omega_0 g}$$

$$L_s = \frac{g R_0}{FBW\omega_0} \quad (12)$$

$$C_s = \frac{FBW}{\omega_0 g R_0}$$

Nilai untuk induktansi dan kapasitansi dapat di cari dengan menggunakan rumus tersebut.

Dengan keterangan:

FBW = Fractional bandwidth

ω_0 = Frekuensi tengah

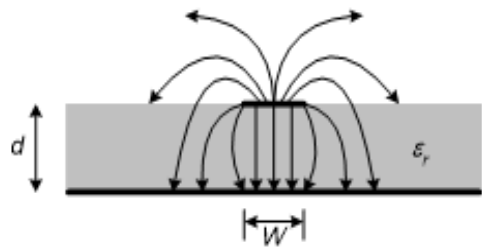
ω = Frekuensi stop yang diinginkan

R_0 = Resistansi sumber

g = Nilai elemen ke-n dari prototipe lowpass filter

II.3.2 Mikrostrip

Mikrostrip terdiri atas konduktor strip (*line*) dan *groundplane*, yang dipisahkan oleh substrat oleh subtract dielectric yang memiliki konstanta dielektrik ϵ_r tertentu seperti Gambar II.6 memperlihatkan pola medan listrik saluran mikrostrip. Pada bagian atas line merupakan udara sehingga jika tanpa *shielding* sebagai medan elektromagnetik akan meradiasi, dan sebagaian lagi ada yang melingkupi strip yaitu udara dengan konstanta dielektrik satu dan substrat dengan konstanta dielektrik sebesar $\epsilon_r > 1$. Konstanta dielektrik disebut juga konstanta dielektrik efektif (*effective dielectric constant*). Pada kasus ini *groundplane* bertindak sebagai cermin sehingga mempunyai saluran yang lebarnya sama dan berjarak $2d$ satu sama lain. Kemudian dicari kapasitansi terdistribusi antara saluran yang disebut C_0 . Konstanta dielektrik efektif yaitu perbandingan antara kapasitansi terdistribusi saluran dengan dielektrik terhadap C_0 [6].



Gambar II. 9 Pola Medan Listrik pada saluran mikrostrip [6]

$$1 < \varepsilon_e < \varepsilon_r$$

$$\text{Dengan } \varepsilon_e = \frac{C}{\varepsilon_0} \quad (2.15)$$

Konstanta dielektrik efektif:

$$\varepsilon_e = \begin{cases} \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(\left[1 + \frac{12d}{W} \right]^{-1/2} + 0,04 \left[1 - \frac{W}{d} \right]^2 \right) & W/d \leq 1 \\ \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{12d}{W} \right]^{-1/2} & W/d > 1 \end{cases} \quad (2.16)$$

dan impedansi karakteristik

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi / \sqrt{\varepsilon_e}}{W/d + 1,393 + 0,667 \ln(W/d + 1,444)} & W/d > 1 \end{cases}$$

Dimana $W/d = u$

Hammerstad dan Jensen memberikan rumus untuk perhitungan konstanta dielektrik efektif, yaitu:

$$\varepsilon_{ere} = \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right) + \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{2} \right) \left(1 + \frac{10}{u} \right)^{-a \times b}$$

Dimana:

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{u^4 + \left(\frac{u}{52} \right)^2}{u^4 + 0,432} \right] + \frac{1}{18,7} \ln \left[1 + \left(\frac{u}{18,1} \right) \right]^3 \quad (2.17)$$

$$b = 0,564 \left(\frac{\epsilon_r - 0,9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0,053}$$

Pada proses perancangan, jika diketahui impedansi karakteristik Z_0 dan konstanta dielektrik ϵ_r , maka saluran ($u=W/d$) dapat dicari dengan persamaan sebagai berikut:

Dengan

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & W/d < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[\frac{B\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(\ln\left(\frac{B}{0,43} + \frac{0,1}{\epsilon_r}\right) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right) \right] & W/d > 2 \end{cases} \quad (2.18)$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \ln \left[\frac{B\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(\ln\left(\frac{B}{0,43} + \frac{0,1}{\epsilon_r}\right) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right) \right]$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

Apabila konstanta dielektrik efektif telah di dapat, maka panjang gelombang saluran transmisi dapat dihitung dengan menggunakan persamaan berikut:

$$\lambda_g = \frac{C}{f_0\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.19)$$

II.3.3 Resonator $\lambda/2$ Ujung Terbuka

Pada resonator dengan ujung beban terbuka, ditunjukkan pada Gambar II.6 apabila resonatornya memiliki ujung tertutup maka saluran $\lambda/2$ sama dengan resonator seri. Sedangkan resonator dengan ujung beban terbuka maka identik dengan rangkaian resonator paralel.

Dari Gambar II.7 (a), resonator $\lambda/2$ dapat diimplementasikan menjadi resonator *square open-loop*. Bentuk lain dari $\lambda/2$ ialah resonator cincin (*ring resonator*) seperti

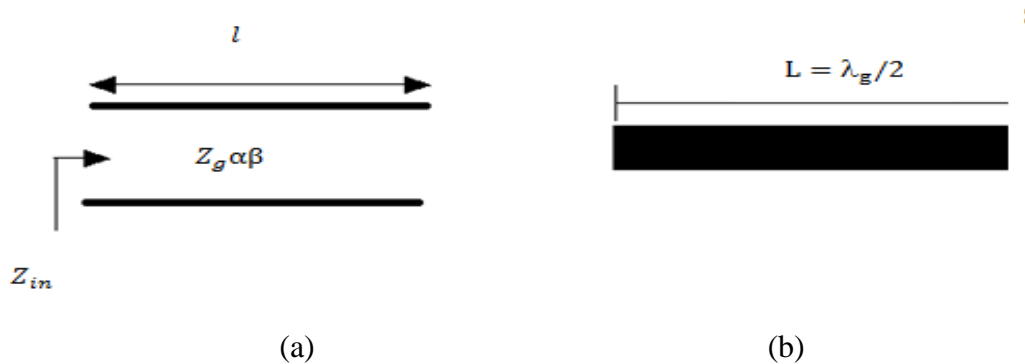
Gambar II.8. Pada resonator cincin, resonator ditransmisikan dengan r sebagai jari-jari ringnya yang akan beresonansi pada frekuensi tertentu.

Persamaan impedansi ujung terbuka [6]:

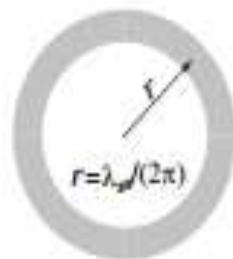
$$Z_{in} = Z_0 \coth(\alpha l + j\beta l) = Z_0 \frac{1 + \tanh \alpha l \tan \beta l}{\tanh \alpha l + j \tan \beta l}. \quad (2.12)$$

Saluran akan beresonansi pada frekuensi ω_0 bila $l = \lambda/2$. Apabila redaman diasumsikan kecil, maka $\tanh \alpha l \cong \alpha l$, sehingga impedansi masukan menjadi:

$$Z_{in} \cong \frac{Z_0}{\alpha l + j(\Delta\omega\pi/\omega_0)} = \frac{Z_0/\alpha l}{1 + j\left(\frac{\Delta\omega\pi}{\omega_0\alpha l}\right)} \quad (2.13)$$



Gambar II. 10 Saluran dengan ujung beban terbuka (b) Resonator $\lambda/2$



Gambar II. 11 Resonator Cincin

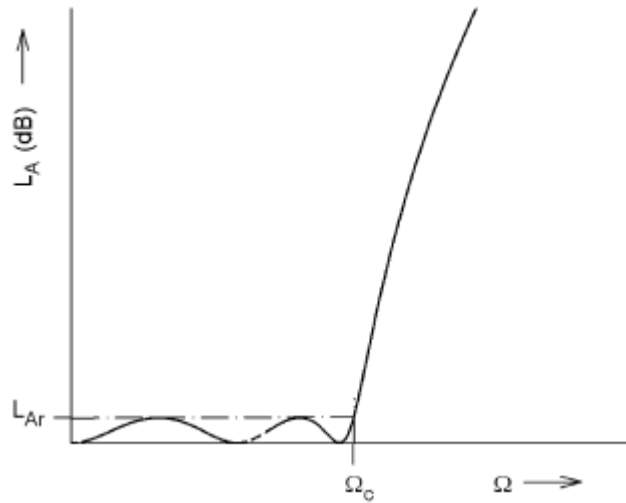
II.3.4 Chebyshev Response

Respons Chebyshev yang menunjukkan passband equal-ripple dan stopband datar maksimal digambarkan pada gambar dibawah. Fungsi transfer amplitudo-kuadrat yang menjelaskan tipe respons ini adalah

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega)}$$

di mana konstanta riak ε terkait dengan passband ripple L_{Ar} dalam dB oleh

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1}$$



GAMBAR 3.3 Respon lowpass Chebyshev.

$T_n(_)$ adalah fungsi Chebyshev dari jenis urutan pertama n , yang didefinisikan sebagai

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} \Omega) & |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} \Omega) & |\Omega| \geq 1 \end{cases}$$

Oleh karena itu, filter direalisasikan dari persamaan diatas umumnya dikenal sebagai filter Chebyshev.

Rhodes [2] telah memperoleh formula umum fungsi transfer rasional dari persamaan untuk filter Chebyshev, yaitu

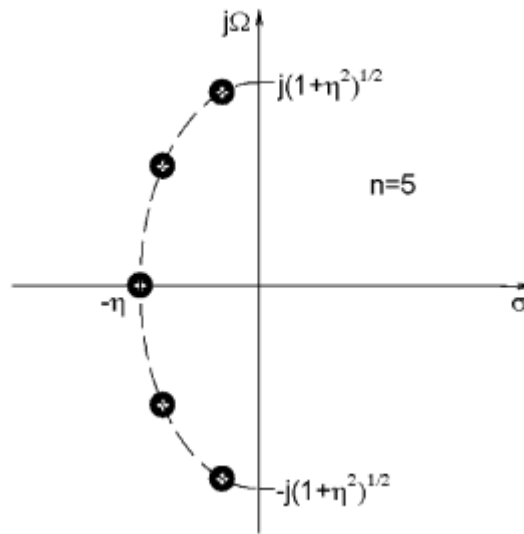
$$S_{21}(p) = \frac{\prod_{i=1}^n [\eta^2 + \sin^2(i\pi/n)]^{1/2}}{\prod_{i=1}^n (p + p_i)}$$

Dengan

$$p_i = j \cos \left[\sin^{-1} j \eta + \frac{(2i-1)\pi}{2n} \right]$$

$$\eta = \sinh \left(\frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon} \right)$$

Serupa dengan kasing datar maksimal, semua nol transmisi $S_{21}(p)$ terletak tak terhingga. Oleh karena itu, filter Butterworth dan Chebyshev yang ditangani sejauh ini kadang-kadang disebut sebagai filter semua kutub. Namun, lokasi kutub untuk kasing Chebyshev berbeda dan terletak pada elips di setengah bidang kiri. Sumbu utama



GAMBAR 3.4 Distribusi tiang untuk respons Chebyshev.

elips berada pada sumbu $j\omega$ dan ukurannya adalah $\sqrt{1 + \eta^2}$; sumbu minor ada pada sumbu σ dan berukuran η . Distribusi kutub ditunjukkan, untuk $n = 5$, pada gambar diatas.

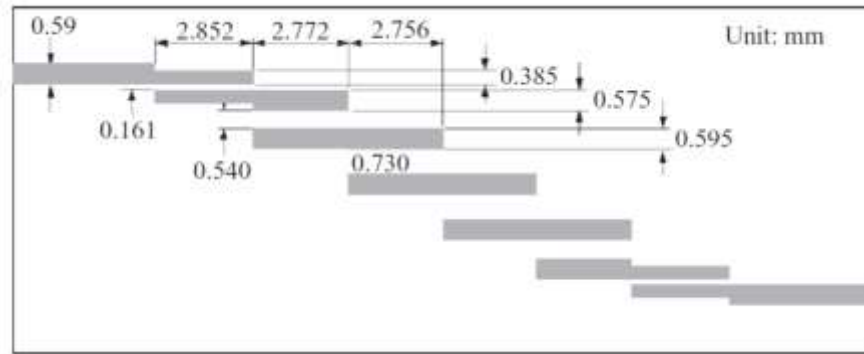
II.3.5 Hairpin-Line Bandpass Filters

Filter bandpass Hairpin-Line adalah struktur yang ringkas. Mereka secara konseptual dapat diperoleh dengan melipat resonator dari filter resonator paralel-kopel setengah-panjang gelombang, yang dibahas pada bagian sebelumnya, menjadi bentuk "U". Jenis resonator bentuk "U-" inilah yang disebut resonator Hairpin. Konsekuensinya, persamaan desain yang sama untuk filter resonator paralel-kopel, setengah panjang gelombang dapat digunakan. Namun demikian, untuk melipat resonator, perlu diperhitungkan pengurangan panjang jalur kopel, yang mengurangi kopling antara resonator. Jika dua lengan dari masing-masing resonator Hairpin juga berjarak dekat, mereka berfungsi sebagai sepasang garis kopel, yang juga dapat memiliki efek pada kopling. Untuk mendesain jenis filter ini lebih akurat, pendekatan desain yang menggunakan simulasi EM gelombang penuh akan dijelaskan.

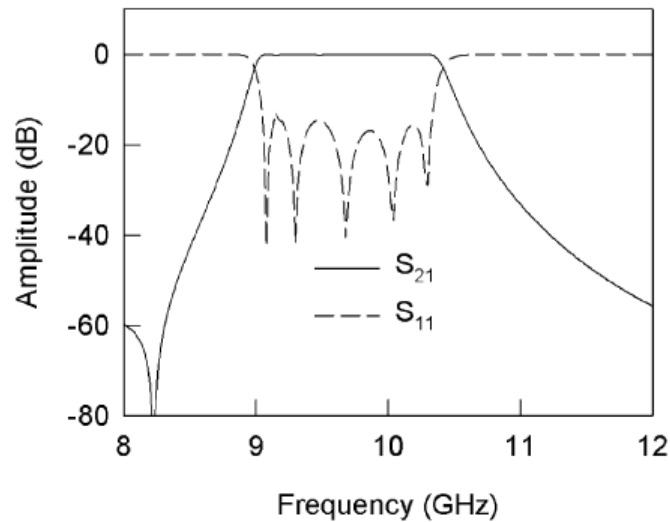
Sebagai contoh desain, filter bandpass hairpin microstrip dirancang untuk memiliki bandwidth fraksional 20% atau $FBW = 0,2$ pada frekuensi midband $f_0 = 2$ GHz. Prototipe lowpass lima kutub ($n = 5$) Chebyshev dengan riak passband 0,1 dB dipilih. Parameter prototipe lowpass, yang diberikan untuk frekuensi cutoff lowpass dinormalisasi $\Omega_c = 1$, adalah $g_0 = g_6 = 1.0$, $g_1 = g_5 = 1.1468$, $g_2 = g_4 = 1.3712$, dan $g_3 = 1.9750$. Setelah didapatkan parameter lowpass, parameter desain bandpass dapat dihitung dengan :

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{FBW}, \quad Q_{en} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW}$$

$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \text{for } i = 1 \text{ to } n - 1$$



(a)



(b)

GAMBAR 5.12 (a) Tata letak filter bandpass mikrostrip lima kutub yang dirancang pada media dengan konstanta dielektrik relatif 10,2 dan ketebalan 0,635 mm. (b) Respon frekuensi filter diperoleh dengan simulasi EM gelombang penuh.

di mana Q_{e1} dan Q_{e5} adalah faktor kualitas eksternal dari resonator pada input dan output dan $M_{i, i+1}$ adalah koefisien kopling antara resonator yang berdekatan.

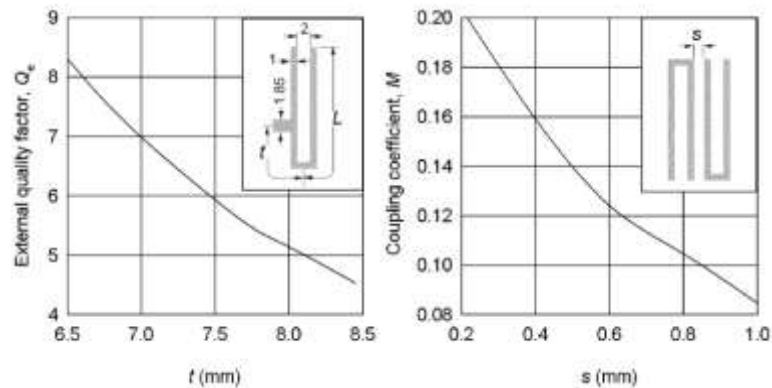
Untuk contoh desain ini, kami punya

$$Q_{e1} = Q_{e5} = 5,734$$

$$M_{1,2} = M_{4,5} = 0,160$$

$$M_{2,3} = M_{3,4} = 0,122$$

Kami menggunakan substrat komersial (RT / D 6006) dengan konstanta dielektrik relatif 6,15 dan ketebalan 1,27 mm untuk representasi microstrip. Dengan menggunakan teknik ekstraksi parameter, kami kemudian melakukan EM gelombang penuh



GAMBAR 5.13 Kurva desain diperoleh dengan simulasi EM gelombang penuh untuk desain filter bandstrip bandpass Hairpin-Line. (a) Faktor kualitas eksternal. (b) Koefisien kopling.

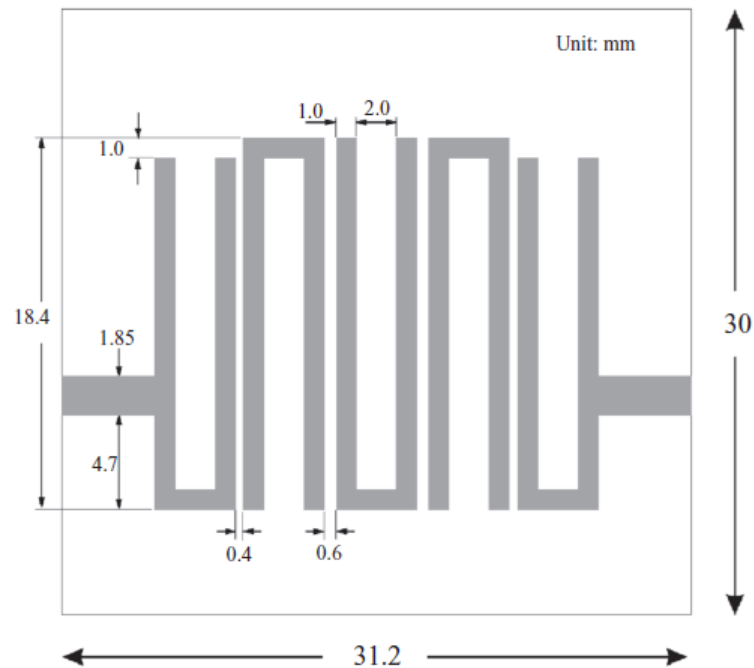
simulasi untuk mengekstrak Q eksternal dan koefisien kopling M terhadap dimensi fisik. Dua kurva desain yang diperoleh dengan cara ini tampak pada gambar diatas. Perlu dicatat bahwa resonator Hairpin yang digunakan memiliki lebar garis 1 mm dan pemisahan 2 mm antara kedua lengan, seperti ditunjukkan oleh gambar kecil yang disisipkan diatas. Dimensi lain dari resonator seperti yang ditunjukkan oleh L adalah sekitar $\lambda_{g0} / 4$ panjang dengan λ_{g0} panjang gelombang dipandu pada frekuensi midband dan, dalam hal ini, $L = 20,4$ mm. Filter dirancang untuk memiliki input dan output saluran yang ditentukan. Garis yang “disadap” dipilih untuk memiliki impedansi karakteristik yang cocok dengan impedansi terminasi $Z_0 = 50 \Omega$. Oleh karena itu, garis yang “disadap” memiliki lebar 1,85 mm pada media. Juga pada gambar diatas, lokasi “penyadapan” ditandai dengan t , dan kurva desain memberikan nilai faktor kualitas eksternal, Q_e , sebagai fungsi dari t . Nilai koefisien kopling M diberikan terhadap jarak kopling (dilambangkan oleh s) antara dua resonator Hairpin yang berdekatan dengan orientasi yang berlawanan seperti yang ditunjukkan. Koefisien kopling dan eksternal

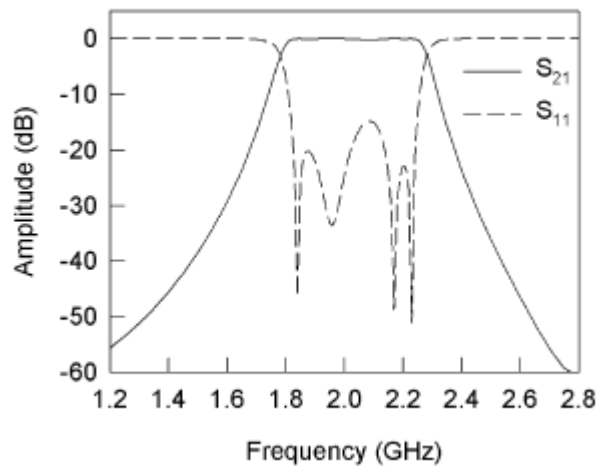
Q yang diperlukan seperti yang dirancang dalam persamaan dapat dibaca dari dua kurva desain di atas dan filter yang dirancang.

Tata letak desain filter akhir dengan semua dimensi yang ditentukan diilustrasikan pada gambar dibawah. Filter cukup ringkas dengan ukuran media 31,2 kali 30 mm. Input dan output resonator sedikit disingkat untuk mengimbangi efek garis penyadapan dan resonator digabungkan yang berdekatan. Kinerja simulasi EM dari filter ditunjukkan pula pada gambar tersebut.

Filter hairpin eksperimental dari jenis ini telah ditunjukkan , di mana persamaan desain diusulkan untuk memperkirakan titik sadap sebagai

$$t = \frac{2L}{\pi} \sin^{-1} \left(\sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{Z_0/Z_r}{Q_e}} \right)$$





GAMBAR 5.14 (a) Tata letak filter jalur mikrostrip bandpass lima kutub, garis rambut pada substrat setebal 1,27 mm dengan konstanta dielektrik relatif 6,15.

(b) Kinerja simulasi gelombang penuh filter.

di mana, Z_r adalah impedansi karakteristik dari garis Hairpin, Z_0 adalah impedansi terminasi, dan L adalah sekitar $\lambda_{g0} / 4$ panjang, seperti yang disebutkan di atas. Persamaan desain ini mengabaikan efek diskontinuitas pada titik yang disadap, serta efek kopling antara dua lengan yang terlipat. Namun demikian, ini memberikan estimasi yang bagus. Misalnya, dalam contoh desain filter di atas, garis Hairpin memiliki lebar 1,0 mm, yang menghasilkan $Z_r = 68,3 \Omega$ pada media yang digunakan. Ingat bahwa $L = 20,4$ mm, $Z_0 = 50 \Omega$, dan Q_e yang diperlukan = 5,734. Mengganti mereka menjadi Persamaan. (5.26) menghasilkan $t = 6.03$ mm, yang dekat dengan $t = 7.625$ mm yang ditemukan dari simulasi EM di atas.