

# Riset Band Pass Filter Mikrostrip – State of the Art

Mudrik Alaydrus

*Teknik Elektro, Universitas Mercu Buana, Jakarta*  
mudrikalaydrus@yahoo.com

## **Abstrak**

Riset bandpass filter telah mengalami perjalanan panjang, seiring dengan perkembangan teknologi wireless dan aplikasi sensor serta radar. Sampai dengan pertengahan 2015 ditemukan sangat banyak riset tentang bandpass filter di pelbagai publikasi yang ada. Dasar perancangan bandpass filter didominasi dengan metoda insertion loss yang menggunakan aproksimasi Butterworth, Chebyshev dan Elliptis. Realisasi dari elemen yang muncul dari aproksimasi di atas diimplementasikan dalam bentuk penggandengan beberapa resonator. Resonator yang tergendeng ujung (end-coupled) dan tergendeng parallel (parallel-coupled) memberikan realisasi fisik dari penggandengan langsung, sedangkan untuk penggandengan silang digunakan open-loop resonator. Modifikasi filter dengan open-loop resonator digunakan untuk merancang dual bandpass filter dengan mengorbankan hilangnya transmission zeros.

**Keywords:** bandpass filter, coupled filter, cross-coupled, dualband pass, microstrip, transmission zeros

Received July 2015

Accepted for Publication August 2015

## **1. PENDAHULUAN**

Perkembangan teknologi nirkabel (*wireless*) didorong oleh tuntutan kebutuhan *data rate* yang tinggi dan fleksibilitas dari gerakan pasangan komunikasi yang menggunakannya. Gelombang elektromagnetika yang memiliki nilai frekuensi pembawa yang berbeda-beda, tergantung dari *frequency assignment* yang diberikan kepadanya, tercampur di saluran nirkabel ini (udara bebas). Perangkat pemancar dan penerima yang saling berkomunikasi satu sama lain, harus mampu untuk menyeleksi dan memilih gelombang elektromagnetika dengan frekuensi apa yang mereka pertukarkan. Bandpass filter adalah piranti yang melakukan tugas memilih sinyal yang diinginkan dari tidak diinginkan berdasarkan frekuensinya. Sinyal yang diinginkan dilewatkan oleh piranti ini dengan sebaik mungkin (tanpa kerugian), sedangkan sinyal yang tidak diinginkan, ditolak untuk melewati piranti filter ini.

Teknologi filter telah berkembang cukup lama, dari penggunaan filter pada

rangkaian-rangkain elektronika, sebagai piranti pemroses data, sampai dengan dipergunakannya bandpass filter, ketika radio nirkabel ditemukan. Hasil kerja para peneliti dan insinyur terdokumentasikan dalam banyak laporan. Publikasi [1-8] menunjukkan pilihan buku dalam bidang teknik filter pada frekuensi tinggi dan gelombang mikro.

Tulisan ini membahas tutorial perancangan bandpass filter, dengan memulai menggunakan metoda insertion loss, yang memanfaatkan menggunakan fungsi aproksimasi seperti pendekatan Butterworth, Chebyshev dan Elliptis. Pada bagian 3 dibahas dua teknik bandpass filter yang dasar, yaitu filter terdangeng secara ujung (end-coupled) dan variasinya terdangeng secara parallel (parallel-coupled). Kedua cara primitive ini hanya bisa mengaproksimasikan perilaku filter seperti pendekatan Butterworth dan Chebyshev. Dengan menggunakan gandengan silang (cross coupling), seperti pada perancangan di bagian 4, bisa dihasilkan filter yang lebih selektif pada bagian transisi lolos dan tolak, yaitu dengan munculnya transmission zeros. Bagian 5 membahas satu teknik perancangan dualband pass filter dan tulisan ini ditutup dengan pembahasan statistic publikasi tentang bandpass filter yang dilakukan pada mesin pencari scholar.google.

## 2. DASAR PERANCANGAN FILTER DENGAN METODA INSERTION LOSS

Salah satu pendekatan dalam perancangan filter yang paling sering dipakai adalah metoda insertion loss. Dalam pembahasan aplikasi frekuensi radio (Radio Frequency/RF), sebagai fungsi transfer dipakai  $S_{21}$ . Pada banyak kondisi sering digunakan kuadrat dari nilai mutlak fungsi transfer ini [1]

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

$\varepsilon$  adalah konstanta ripple,  $F_n(\Omega)$  fungsi filter, dan  $\Omega$  adalah variable frekuensi. Fungsi Transfer bisa juga diberikan dalam bentuk

$$S_{21}(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \quad (2)$$

$N(p)$  dan  $D(p)$  adalah polynomial dengan variable berupa frekuensi kompleks  $p = \sigma + j\Omega$ .

Jika fungsi transfer diberikan, bisa dihitung respons kerugian transmisi (*insertion loss response*) dari filter itu

$$L_A(\Omega) = 10 \log \frac{1}{|S_{21}(j\Omega)|^2} \quad \text{dB} \quad (3)$$

Untuk kasus tak mengandung kerugian, berlaku untuk perhitungan return loss ( $L_R$ )

$$L_R(\Omega) = 10 \log[1 - |S_{21}(j\Omega)|^2] \quad \text{dB} \quad (4)$$

Dan response keterlambatan energy (group delay response)

$$\tau_d(\Omega) = -\frac{d\phi_{21}(\Omega)}{d\Omega} \quad \text{second} \quad (5)$$

Yang mana  $\phi_{21}$  adalah argumen dari  $S_{21}$ .

Fungsi-fungsi polynomial di persamaan (2) secara umum memiliki akar (variable yang menghasilkan fungsi tersebut menjadi nol), yang memberikan pengaruh yang besar pada filter-filter yang dirancang. Jika pembilang  $N(p)$  bernilai nol pada suatu nilai  $p$  tertentu, fungsi transfer juga menjadi nol, maka nilai  $p$  ini disebut juga zeros

dari  $S_{21}$ . Jika penyebut  $D(p)$  bernilai nol, maka  $S_{21}$  memiliki nilai tak terhingga, sehingga  $p$  ini disebut juga poles dari  $S_{21}$ . Akar dari  $D(p)$  adalah frekuensi alami dari filter (supaya stabil harus di sebelah kiri dari sistim kordinat kompleks), sedangkan akar dari  $N(p)$  zeros dari filter (boleh terletak di mana-mana).

Ada beberapa jenis filter berdasarkan pola dari posisi zeros dan polesnya, yang terpenting adalah Butterworth (maximal flat response), Chebyshev, dan Elliptic.

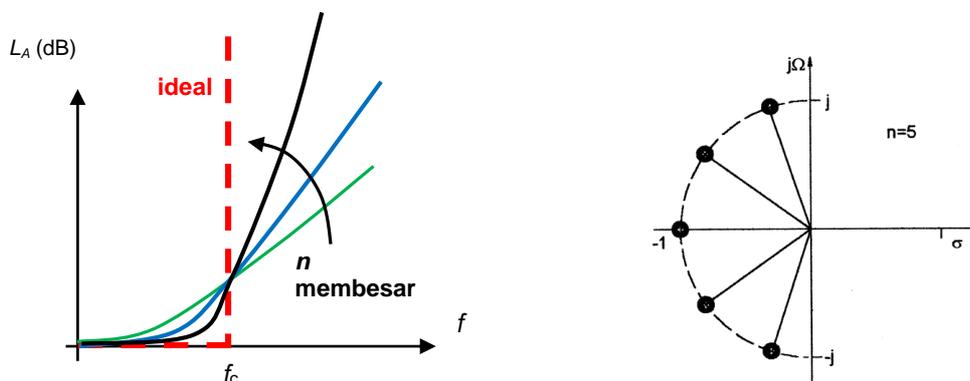
## 2.1 Filter Pendekatan Butterworth

Filter dengan pendekatan Butterworth mempunyai karakteristik memberikan bentuk filter yang sedatar mungkin di wilayah lolos dan membesar/mengecil dengan tajam di wilayah tolak. Gambar 1 menunjukkan kurva peredamannya. Di wilayah lolos,  $f < f_c$ , peredaman filter ideal 0 dB, didekati selama mungkin dari  $f=0$  sampai mendekati  $f_c$ . untuk  $f > f_c$ , filter ideal meredam sinyal secara sempurna atau  $L_A \rightarrow \infty$ , sedangkan pendekatan Butterworth diharapkan membesar menuju nilai tersebut secara cepat.

Seberapa baik kualitas dari pendekatan Butterworth ini, tergantung dari seberapa banyak komponen LC (inductor dan kapasitor) yang dipergunakan. Jumlah dari L dan C dinyatakan sebagai  $n$  indeks/ordo dari filter. Makin besar nilai  $n$  yang digunakan, makin didekati karakter ideal dari filter yang dirancang. Di gambar 1 terlihat tiga buah filter dengan  $n$  yang berbeda. Berapa nilai  $n$  yang dipakai pada suatu rancangan tergantung dari tuntutan yang diberikan kepada filter ini. Pada prakteknya akan diberikan suatu nilai minimal peredaman di frekuensi tertentu. Berdasarkan tuntutan ini akan muncul nilai  $n$  minimal yang harus digunakan. Jika digunakan  $n$  yang lebih kecil (rangkaiannya menjadi lebih sederhana dan murah), tuntutan tersebut tak terpenuhi, sedangkan jika nilai  $n$  yang lebih besar digunakan (rangkaiannya menjadi lebih kompleks dan besar/mahal), tuntutan terpenuhi lebih baik, tetapi mungkin tak diperlukan.

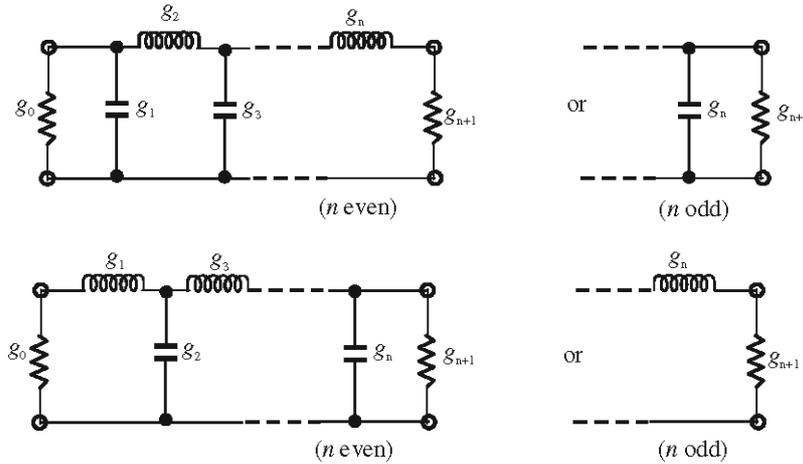
Kuadrat dari nilai mutlak fungsi transfer

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\Omega^{2n}} \quad (6)$$



Gambar 1 Respons Lowpass filter dan posisi poles untuk pendekatan Butterworth [4]

Gambar 2 memberikan realisasi rangkaian dengan komponen LC, masing-masing untuk nilai  $n$  genap dan ganjil, pasangan gambar berikutnya merupakan rangkaian dual. Pemilihan apakah ingin L yang serial dengan impedansi beban atau C yang parallel tergantung dari kemungkinan realisasi fisik dari filter tersebut dengan saluran transmisi.



Gambar 2 Realisasi Rangkaian LC [4]

Filter pendekatan Butterworth yang menggunakan nilai acuan, pada frekuensi  $\Omega=\Omega_s=1$  peredaman harus 3 dB akan memberikan nilai-nilai komponen sebagai berikut

$$g_0 = g_{n+1} = 1 \tag{7}$$

$$g_i = 2 \sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right) \text{ untuk } i = 1 \text{ sampai } n \tag{8}$$

Tabel 1 memberikan nilai-nilai untuk ordo dari 1 sampai 9. Seperti terlihat pada table ini, filter Butterworth memiliki struktur yang simetris, yaitu  $g_0=g_{n+1}$ ,  $g_1=g_n$  dan seterusnya.

Tabel 1 Nilai komponen filter Butterworth [4]

$n$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$	$g_{10}$
1	2.0000	1.0								
2	1.4142	1.4142	1.0							
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0						
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0					
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0				
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0			
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0		
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9616	1.9616	1.6629	1.1111	0.3902	1.0	
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0

Untuk menentukan berapa ordo yang dipakai, digunakan spesifikasi peredaman minimal  $L_{A,s}$  pada frekuensi  $\Omega_s$ , maka menjadi

$$n \geq \frac{\log(10^{0,1L_{A,s}} - 1)}{2 \log \Omega_s} \tag{9}$$

Misalnya diminta pada frekuensi  $\Omega_s=2$ , peredaman minimal  $L_{A,s} = 40$  dB, maka  $n > 6,6$ , atau digunakan  $n = 7$ .

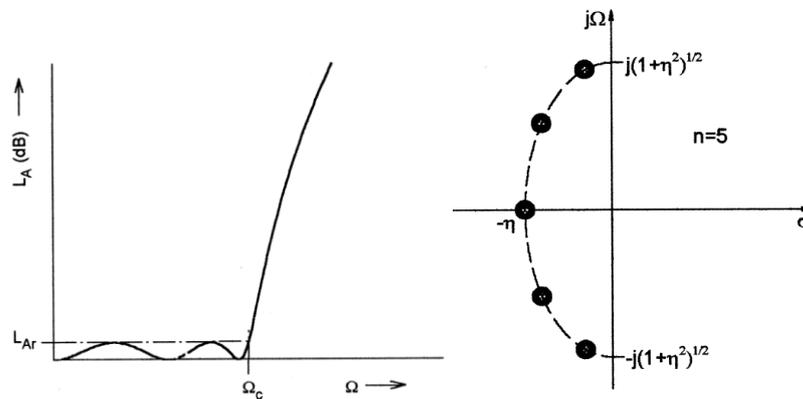
## 2.2 Filter Pendekatan Chebyshev

Pendekatan Chebyshev memanfaatkan celah pada spesifikasi, bahwa di wilayah lolos (passband), peredaman tidak harus nol, tapi boleh mengambil nilai tertentu, misalnya 0,01 dB, 0,1 dB atau nilai lainnya. Sehingga karakteristik dari pendekatan Chebyshev menunjukkan ripple di wilayah lolos dan membesar secara monoton di wilayah tolak. Gambar 3 menunjukkan respons peredaman untuk filter tipe ini. Kuadrat dari nilai mutlak fungsi transfer filter Chebyshev memiliki bentuk

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega)} \quad (10)$$

$T_n(\Omega)$  adalah fungsi Chebyshev tipe pertama dengan ordo  $n$ , dengan

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} \Omega) & \text{untuk } |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} \Omega) & \text{untuk } |\Omega| \geq 1 \end{cases} \quad (11)$$



Gambar 3 Respons Lowpass filter dan poles untuk pendekatan Chebyshev [4]

Filter pendekatan Chebyshev yang menggunakan nilai acuan ripple  $L_{A,r}$  ( $\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{A,r}}{10}} - 1}$ ), dan frekuensi cut-off  $\Omega = \Omega_s = 1$  akan memberikan nilai-nilai komponen sebagai berikut

$$g_0 = 1 \quad (12)$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \quad (13)$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right) \sin\left(\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right)}{\gamma^2 + \sin^2\left(\frac{(i-1)\pi}{n}\right)} \sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right) \quad \text{untuk } i = 2 \text{ sampai } n \quad (14)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1 & \text{untuk } n \text{ ganjil} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & \text{untuk } n \text{ genap} \end{cases} \quad (15)$$

yang mana

$$\beta = \ln \left[ \coth \left( \frac{L_{A,r}}{17,37} \right) \right] \quad (16)$$

dan

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right) \quad (17)$$

Tabel 2 memberikan nilai-nilai untuk ordo dari 1 sampai 9.

Tabel 2 Nilai komponen untuk Filter Chebyshev [4]

For passband ripple $L_{Ar} = 0.01$ dB										
$n$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$	$g_{10}$
1	0.0960	1.0								
2	0.4489	0.4078	1.1008							
3	0.6292	0.9703	0.6292	1.0						
4	0.7129	1.2004	1.3213	0.6476	1.1008					
5	0.7563	1.3049	1.5773	1.3049	0.7563	1.0				
6	0.7814	1.3600	1.6897	1.5350	1.4970	0.7098	1.1008			
7	0.7970	1.3924	1.7481	1.6331	1.7481	1.3924	0.7970	1.0		
8	0.8073	1.4131	1.7825	1.6833	1.8529	1.6193	1.5555	0.7334	1.1008	
9	0.8145	1.4271	1.8044	1.7125	1.9058	1.7125	1.8044	1.4271	0.8145	1.0
For passband ripple $L_{Ar} = 0.04321$ dB										
$n$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$	$g_{10}$
1	0.2000	1.0								
2	0.6648	0.5445	1.2210							
3	0.8516	1.1032	0.8516	1.0						
4	0.9314	1.2920	1.5775	0.7628	1.2210					
5	0.9714	1.3721	1.8014	1.3721	0.9714	1.0				
6	0.9940	1.4131	1.8933	1.5506	1.7253	0.8141	1.2210			
7	1.0080	1.4368	1.9398	1.6220	1.9398	1.4368	1.0080	1.0		
8	1.0171	1.4518	1.9667	1.6574	2.0237	1.6107	1.7726	0.8330	1.2210	
9	1.0235	1.4619	1.9837	1.6778	2.0649	1.6778	1.9837	1.4619	1.0235	1.0
For passband ripple $L_{Ar} = 0.1$ dB										
$n$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$	$g_{10}$
1	0.3052	1.0								
2	0.8431	0.6220	1.3554							
3	1.0316	1.1474	1.0316	1.0						
4	1.1088	1.3062	1.7704	0.8181	1.3554					
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1.0				
6	1.1681	1.4040	2.0562	1.5171	1.9029	0.8618	1.3554			
7	1.1812	1.4228	2.0967	1.5734	2.0967	1.4228	1.1812	1.0		
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	1.0

Untuk mendapatkan ordo yang tepat dengan spesifikasi yang diberikan, yaitu ripple di wilayah lolos sebesar  $L_{A,r}$ , dan peredaman minimal di wilayah tolak  $L_{A,s}$  pada frekuensi  $\Omega_s$  berlaku hubungan

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0,1L_{A,s}-1}}{10^{0,1L_{A,r}-1}}}}{\cosh^{-1} \Omega_s} \quad (18)$$

Dengan menggunakan contoh yang sama seperti pada filter Butterworth,  $L_{A,s}$  minimal 40 dB pada frekuensi  $\Omega_s=2$ , berlaku  $n > 5,45$  ( $n=6$ ) untuk  $L_{A,r}=0,1$  dB. Di sini terlihat kelebihan pendekatan Chebyshev dibanding dengan pendekatan Butterworth.

### 2.3 Filter Pendekatan Eliptis (generalized Chebychev)

Faktor refleksi dan transmisi dari sebuah filter bisa diberikan dalam bentuk rasio dua buah polynom dengan pangkat  $N$  berikut ini [9]

$$S_{11}(s) = \frac{F(s)}{\varepsilon_r E(s)}, \quad S_{21}(s) = \frac{P(s)}{\varepsilon E(s)} \quad (19)$$

Polynom F dan E memiliki ordo N, sedangkan P memiliki ordo  $N_F$ , yaitu jumlah *transmission zeros* pada posisi frekuensi yang hingga (*finite frequencies*), pada sebuah filter berlaku  $N_F \leq N$ . Dengan *transmission zeros* ini bisa dirancang suatu faktor atenuasi yang besar di setiap posisi frekuensi yang diinginkan. Faktor  $\epsilon$ , bisa dihitung dengan  $\epsilon = (1/\sqrt{10^{RL/10} - 1}) \cdot (P(s)/F(s))|_{s=j}$ , dengan  $RL$  adalah *return loss* yang diberikan pada awal proses perancangan.

Menggunakan aproksimasi Chebyshev

$$S_{21}^2(s) = \frac{1}{1 + \epsilon^2 C_N^2(s)} \quad (20)$$

dengan  $C_N$  fungsi filter dengan ordo  $N$ , yang untuk karakteristik Chebyshev berlaku

$$C_N(s) = \frac{F(s)}{P(s)} = \cosh \left[ \sum_{n=1}^N \cosh^{-1}(x_n) \right] \quad (21)$$

dengan

$$x_n = -j \frac{s + 1/s_n}{1 - s/s_n}$$

Di persamaan (21) sudah terdapat kemungkinan adanya *transmission zeros* dengan posisi, yaitu  $j\omega_n = s_n$ . Persamaan (21) berubah menjadi aproksimasi Chebyshev konvensional jika semua *transmission zeros* diletakkan di frekuensi tak hingga ( $s_n = \pm j\infty$ ). Perhitungan polinom  $C_N$  bisa dilakukan dengan proses rekursif, yang dimulai dengan menggunakan fungsi ln sebagai representasi dari  $\cosh^{-1}$

$$C_N(\omega) = \cosh \left[ \sum_{n=1}^N \ln(x_n + \sqrt{x_n^2 - 1}) \right] \quad (22)$$

Dengan  $a_n = x_n$  dan  $b_n = \sqrt{x_n^2 - 1}$  dan beberapa perhitungan, didapatkan

$$C_N(\omega) = \frac{\frac{1}{2} \prod_{n=1}^N (c_n + d_n) + \prod_{n=1}^N (c_n - d_n)}{\prod_{n=1}^N \left(1 - \frac{s}{s_n}\right)} = \frac{F}{P} \quad (23)$$

Yang mana

$$c_n = -j(s + 1/s_n), \quad d_n = s' (1 + 1/s_n^2)^{1/2} \quad s' = (-s^2 - 1)^{1/2}$$

Penyebut dari  $C_N$  yang dinyatakan di persamaan (23) adalah cara perhitungan polynom  $P$ , sedangkan pembilangnya untuk  $F = 1/2[G_N(s) + G'_N(s)]$ , dengan

$$\begin{aligned} G_N(s) &= \prod_{n=1}^N \left[ -j(s + 1/s_n) + s' (1 + 1/s_n^2)^{1/2} \right] \\ G'_N(s) &= \prod_{n=1}^N \left[ -j(s + 1/s_n) - s' (1 + 1/s_n^2)^{1/2} \right] \end{aligned} \quad (24)$$

Evaluasi persamaan (24) dilakukan secara rekursif, yaitu dengan ordo yang kecil dan dilanjutkan dengan memperbesarnya. Di persamaan (24) hanya terdapat sebuah variable  $s$ , tetapi hal ini agak menyulitkan karena adanya fungsi akar dari kuadrat  $s$ , yaitu di dalam  $s'$ . Untuk mempermudah pembahasan, dianggap  $s'$  sebagai variabel kedua, dan dalam setiap siklus perhitungan, dikumpulkan suku yang mengandung kedua variabel secara terpisah.

Dimulai pengamatan dengan  $n = 1$ , maka persamaan (24) menjadi

$$G_1(s) = -j(s + 1/s_1) + s' (1 + 1/s_1^2)^{1/2} = U_1(s) + V_1(s) \quad (25)$$

Untuk  $n = 2$  menjadi

$$\begin{aligned} G_2(s) &= G_1 \cdot [c_2 + d_2] \\ &= [U_1 + V_1] \cdot [-j(s + 1/s_2) + s' (1 + 1/s_2^2)^{1/2}] \\ &= U_2(s) + V_2(s) \end{aligned}$$

Yaitu

$$U_2(s) = -jU_1 \left( s + \frac{1}{s_2} \right) + s' \left( 1 + \frac{1}{s_2^2} \right)^{1/2} V_1 \quad (26)$$

$$V_2(s) = -jV_1 \left( s + \frac{1}{s_2} \right) + s' \left( 1 + \frac{1}{s_2^2} \right)^{1/2} U_1 \quad (27)$$

Di  $U_2$  tak ada suku  $s'$ , karena perkalian  $s'$  dengan  $V_1$  di persamaan (26) menghasilkan suku  $s'^2 = -s^2 - 1$ , sehingga suku ini tersortir ke  $U_n$ . Sedangkan persamaan (27) proporsional dengan  $s'$  dan berlaku untuk seluruh  $V_n \sim s'$ . Secara rekursiv, persamaan (26) dan (27) digunakan untuk menghitung  $U_n$  dan  $V_n$  yang selanjutnya.

Proses yang sama bisa dilakukan untuk persamaan (24 bawah), yang mana hasilnya  $G'_N = U'_N + V'_N$  dengan sifat-sifatnya  $U'_N = U_N$  dan  $V'_N = -V_N$ , sehingga menghasilkan nilai  $F = U_N$ .

Sekarang tinggal cara untuk menghitung polynom  $E$ , sebagai penyebut dari kedua besaran *scattering* ini. Dengan menggunakan kondisi uniter pada filter yang tak mengandung kerugian, bahwa  $S_{11} \cdot S_{11}^* + S_{21} \cdot S_{21}^* = 1$  dan persamaan (20), maka didapat

$$E(\omega) \cdot E^*(\omega) = \left( \frac{jP}{\varepsilon} + \frac{F}{\varepsilon_R} \right) \cdot \left( \left( \frac{jP}{\varepsilon} \right)^* + \left( \frac{F}{\varepsilon_R} \right)^* \right) \quad (28)$$

(karena  $P/\varepsilon \cdot F^*/\varepsilon_R^* + P^*/\varepsilon^* \cdot F/\varepsilon_R = 0$ ), sehingga persamaan (28) menjadi suatu algoritma untuk menentukan  $E$ . Cara menentukan polynom  $E$  adalah dengan menentukan posisi nol (zeros) dari suku pertama di sebelah kanan persamaan (28) (atau juga suku kedua), dan menjadikan seluruh zeros ini berada di sisi sebelah kiri dari kordinat kompleks. Metoda ini dikenal dengan nama *alternating pole/zeros technique*.

**2.3.1 Kasus 1: Filter Chebyshev  $N=6$  ( $RL=30$  dB), semua transmission zeros di tak terhingga (filter Chebyshev konvensional)**

Karena  $s_n = \pm j \infty$ , maka dengan persamaan (23) didapat  $P = 1$ . Sedangkan  $F = U_4$  bisa dihitung secara rekursiv dengan persamaan (25-27), dan didapat

$$U_6 = -1 - 18s^2 - 48s^4 - 32s^6$$

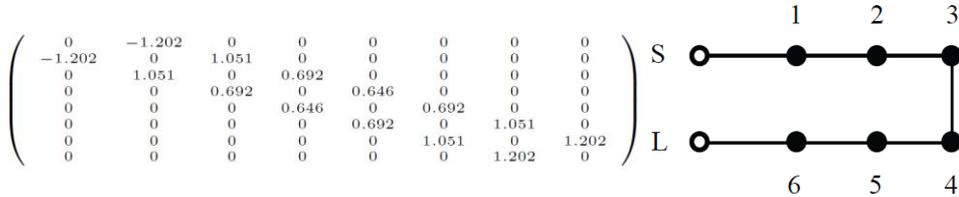
Polynom  $F$  didapat dengan me-norma-kan  $U_4$  dengan koefisien dari ordo tertingginya, dalam hal ini ordo  $s^4$  yaitu 8, menjadi

$$F = 0.0313 + 0.5625s^2 + 1.5s^4 + s^6$$

Dengan  $\varepsilon = 0.2531$  dan  $\varepsilon_R = 1$  didapat suku pertama di persamaan (28), yang bisa difaktorisasi menjadi enam buah *zeros*. Dengan *Alternating pole technique* diubah/direfleksikan seluruh *zeros* yang berada di sisi kanan dari sistim kordinat kompleks ke sisi kiri, *zeros* inilah yang menghasilkan polynom  $E$  sebagai berikut ini

$$E = 1 + 3.5s + 6.3s^2 + 7.2s^3 + 5.7s^4 + 2.9s^5 + s^6$$

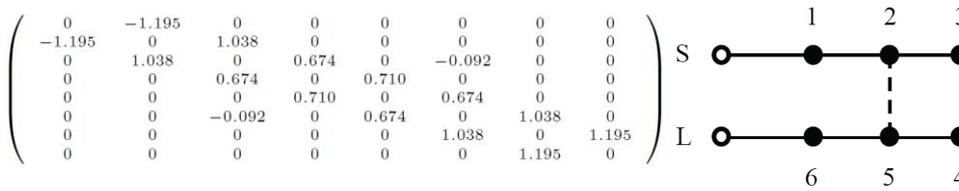
Matriks penggandeng yang dibawa ke bentuk kanonikal menjadi



Perancangan dengan matriks penggandeng di atas menghasilkan filter yang hanya memiliki penggandengan utama dengan skematik filter seperti yang diberikan di atas, di sini tidak ditemui penggandengan silang. Parameter scattering ditunjukkan di gambar 4 sesuai dengan karakteristik filter tanpa *transmission zeros* pada frekuensi hingga.

2.3.2. Kasus 2: Filter Chebyshev  $N = 6$  ( $RL = 30$  dB), dua *transmission zeros* di  $s = \pm j2.0$

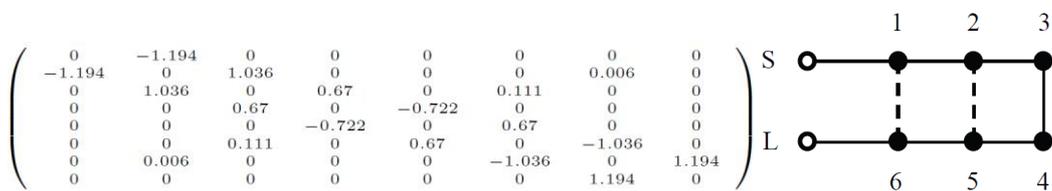
Setelah proses sintesa polinom dan reduksi matriks ke bentuk kanonikal didapatkan matriks penggandeng sebagai berikut



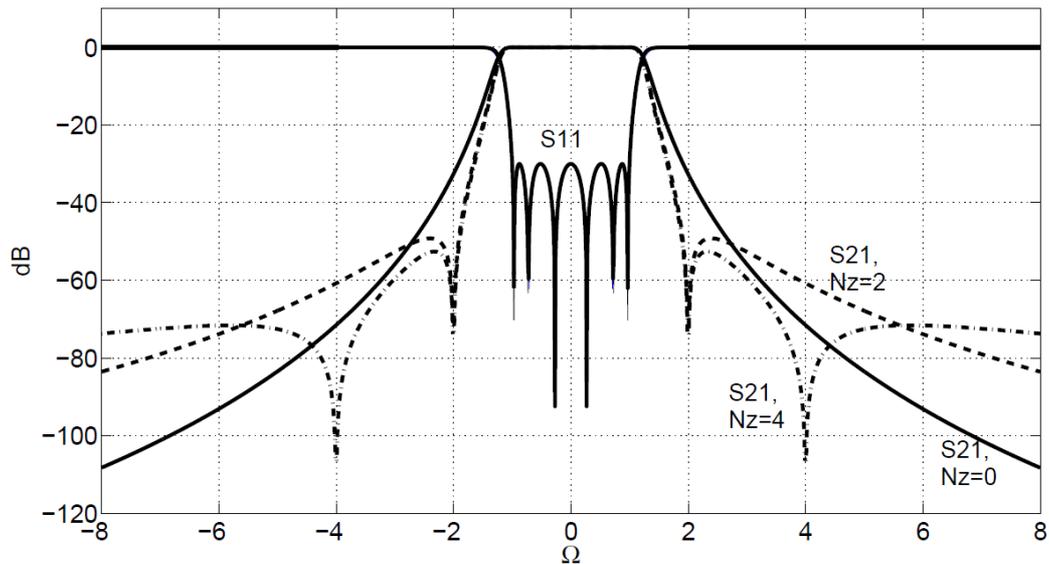
Matriks penggandeng di atas memberikan bentuk skematik di atas. Matriks penggandeng memiliki elemen penghubung resonator ke-2 dan ke-5 yang memiliki nilai -0.0922. Penggandeng ini memungkinkan terjadinya nol pada faktor transmisi di frekuensi  $\pm j2.0$ . Parameter scattering (gambar 4) menunjukkan faktor refleksi yang kurang lebih sama seperti kasus pertama, tetapi pada faktor transmisi ditemui peredaman yang lebih besar di sekitar  $\pm j2.0$  yang mengakibatkan selektifitas yang bertambah baik.

2.3.3. Kasus 3: Filter Chebyshev  $N = 6$  ( $RL = 30$  dB), empat *transmission zeros* di  $s = \pm j2.0$  dan  $s = \pm j4.0$

Matriks penggandeng yang dihasilkan adalah



Terdapat tambahan penggandengan silang, tak hanya antara resonator 2-5 (nilai 0.111) tapi juga resonator 1-6 (nilai 0.006). Skematik filter ini ditunjukkan di atas. Faktor transmisi ini memiliki selektifitas yang lebih baik lagi. Tetapi seperti yang bisa dilihat di gambar 4, menjauh dari pass band, atenuasi filter dengan *transmission zeros* memburuk dibandingkan dengan filter konvensional.



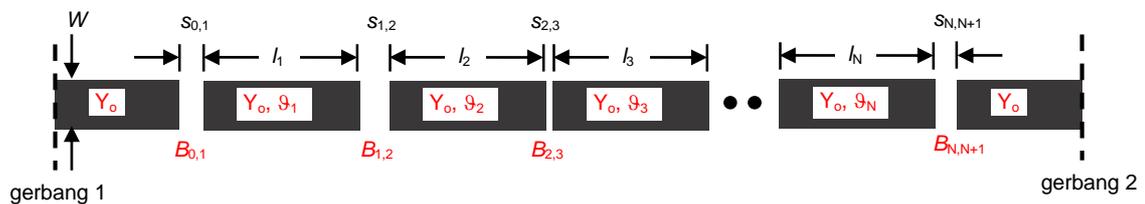
Gambar 4. Parameter scattering untuk filter Chebyshev konvensional dan yang memiliki transmission zeros simetris.

### 3. PERANCANGAN BANDPASS FILTER MIKROSTRIP

Di bagian ini diberikan beberapa pendekatan yang dilakukan dalam mengimplementasikan pendekatan analitis yang diberikan pada bagian sebelumnya. Implementasi dibatasi hanya pada teknologi mikrostrip.

#### 3.1 Filter Lolos Tengah dengan Resonator ter-kopel Pinggir (End-Coupled Resonator)

Gambar 5 menunjukkan geometri filter bandpass dengan resonator yang tergangeng di ujungnya. Data geometri dinyatakan dengan lebar setiap strip, yaitu strip 0, 1, 2, ..., N, N+1, yang mana strip 0 dan N+1 adalah strip yang terhubung dengan gerbang 1 (input) dan gerbang 2 (output), yang biasanya terkoneksi dengan konektor koaksial.



Gambar 5. Filter Bandpass dengan resonator yang tergangeng ujung

Strip 1 sampai N adalah resonator yang memiliki panjang sekitar  $\lambda_g/2$ . Sedangkan panjang masing-masing strip penghubung (strip 0 dan N+1) tidak terlalu penting. Impedansi/admitansi gelombang dari mikrostrip digunakan nilai yang sama, yaitu  $Z_0$  atau  $Y_0$ , maka lebar strip sama, yaitu  $W$ . Nilai  $W$  ini bisa dihitung dengan cara men-sintesa saluran mikrostrip, jika ketebalan substrat mikrostrip  $h$

dan permitivitas relatifnya  $\epsilon_r$  diketahui [10]. Masing-masing resonator terpisah oleh jarak  $s_{i,i+1}$  yang dikaitkan dengan besaran elektris berupa reaktansi  $B_{i,i+1}$ .

Persamaan-persamaan yang dipakai untuk merancang filter tipe ini adalah

$$\frac{J_{01}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi FBW}{2 g_0 g_1}} \tag{29}$$

$$\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} = \frac{\pi FBW}{2} \frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad \text{untuk } j= 1 \text{ sampai } n-1 \tag{30}$$

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi FBW}{2 g_n g_{n+1}}} \tag{31}$$

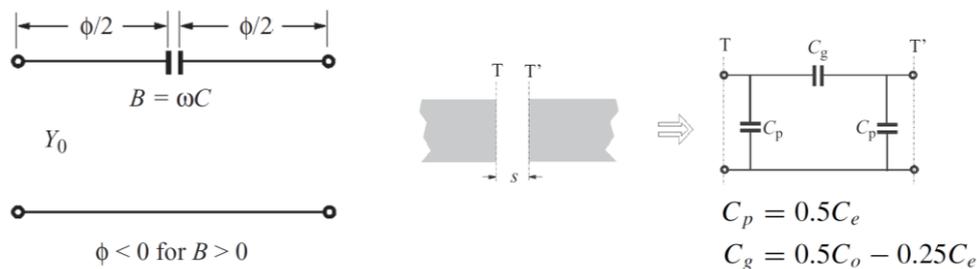
$g_0, g_1, \dots, g_n$  didapatkan dari table, FBW adalah lebar bandwidth relative seperti diperkenalkan di bagian 2,  $J_{j,j+1}$  adalah admitansi karakteristik dari  $J$  inverter dan  $Y_0$  adalah admitansi karakteristik saluran transmisi penghubung.

Dengan asumsi celah (gap) di atas bersifat sempurna, bisa diberikan besaran kuantatif dengan suseptansi  $B_{j,j+1}$  dengan

$$\frac{B_{j,j+1}}{Y_0} = \frac{\frac{J_{j,j+1}}{Y_0}}{1 - \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0}\right)^2} \tag{32}$$

Dan

$$\theta_j = \pi - \frac{1}{2} \left[ \tan^{-1} \left( \frac{2B_{j-1,j}}{Y_0} \right) + \tan^{-1} \left( \frac{2B_{j,j+1}}{Y_0} \right) \right] \tag{33}$$



Gambar 6 Model inverter dan model celah mikrostrip

Dengan merujuk pada model celah mikrostrip di gambar 6, didapatkan hubungan

$$C_g^{j,j+1} = \frac{B_{j,j+1}}{\omega_0} \tag{34}$$

Contoh perancangan yang diberikan di [4], yaitu bandpass filter yang bekerja pada frekuensi 6 GHz dengan fractional bandwidth sebesar 2,8% (0.028). Jika ripple yang diizinkan pada wilayah lolos (passband) adalah  $L_{Ar} = 0.1$  dB dan peredaman pada frekuensi 6.258 GHz minimal sebesar  $L_{As} = 20$  dB. Akan dirancang bandpass filter dengan gandengan ujung dengan mikrostrip yang memiliki permitivitas relative 10.8 dan ketebalan 1,27 mm.

Frekuensi ekuivalen dari 6.258 GHz bisa dihitung dari persamaan transformasi bandpass dan lowpass

$$\Omega_s = \frac{1}{FBW} \left( \frac{\omega_s}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_s} \right) = \frac{1}{0.028} \left( \frac{6.258}{6} - \frac{6}{6.258} \right) = 3$$

Sehingga ordo filter bisa ditentukan dengan persamaan (18)

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^2 - 1}{10^{0.01} - 1}}}{\cosh^{-1} 3} = \frac{\cosh^{-1} 65.19}{\cosh^{-1} 3} = 2.76$$

Dengan dipilih ordo 3 dari table 2 didapatkan nilai-nilai elemen,  $g_0 = g_4 = 1.0$ ,  $g_1 = g_3 = 1.0316$ , dan  $g_2 = 1.1474$ .

Dengan menggunakan persamaan (29), (30) dan (31), dihitung admitansi karakteristik antara resonator

$$\frac{J_{01}}{Y_0} = \frac{J_{3,4}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \times \frac{0.028}{1.0 \times 1.0316} = 0.2065$$

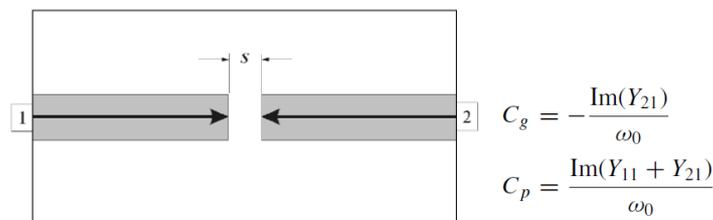
$$\frac{J_{1,2}}{Y_0} = \frac{J_{2,3}}{Y_0} = \frac{\pi \times 0.028}{2} \frac{1}{\sqrt{1.0316 \times 1.1474}} = 0.0404$$

Yang dengan persamaan (32) bisa dihitung susceptansi dan dengan persamaan (34) kapasitansi celah untuk penentuan jarak celah dari resonator yang berdampingan

$$\frac{B_{0,1}}{Y_0} = \frac{B_{3,4}}{Y_0} = \frac{0.2065}{1 - (0.2065)^2} = 0.2157 \quad \rightarrow \quad C_g^{0,1} = C_g^{3,4} = 0.11443 \text{ pF}$$

$$\frac{B_{1,2}}{Y_0} = \frac{B_{2,3}}{Y_0} = \frac{0.0404}{1 - (0.0404)^2} = 0.0405 \quad \rightarrow \quad C_g^{1,2} = C_g^{2,3} = 0.021483 \text{ pF}$$

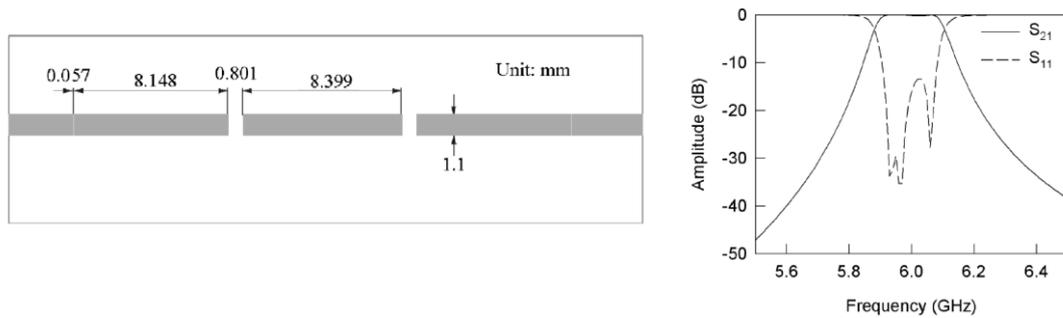
Dengan PCB yang memiliki permitivitas relative 10.8 dan ketebalan 1,27 mm, didapatkan dari [10] lebar strip  $W=1,1$  mm untuk impedansi gelombang 50 ohm.



Gambar 7 Model celah mikrostrip dan hubungan kapasitansi gap dan kapasitansi parallel dengan parameter Y (yang bisa didapat dari Sonnet)

Untuk mendapatkan nilai  $s$  yang menghasilkan kapasitansi gap yang didapatkan di atas, dilakukan eksperimen numeris menggunakan software Sonnet [15]. Dengan melakukan variasi  $s$  dan mendapatkan parameter  $Y$  dari perhitungan pada frekuensi 6 GHz, bisa dihitung dengan persamaan di gambar 7 kanan nilai kapasitansi gapnya, dan didapatkan pada jarak  $s=0.05$  m nilai  $Y_{21} = -j0.004434$  ohm yang memberikan nilai  $C_g = 0.11762$  pF dan untuk jarak  $s = 0.1$  mm didapat nilai  $Y_{21} = -j0.003604$  ohm atau  $C_g = 0.0956$  pF. Target untuk  $C_g^{0,1} = 0.11443$  pF pasti terletak di antaranya. Dengan melakukan interpolasi didapatkan nilai  $s_{0,1} = 0.057$  mm. Demikian juga untuk nilai separasi lainnya.

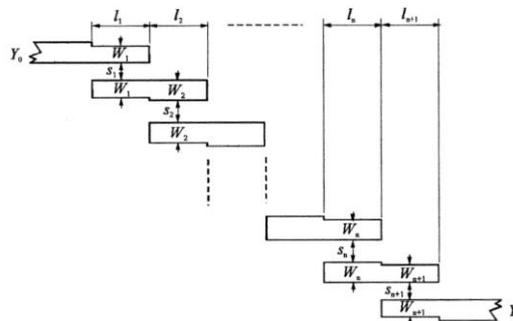
Gambar 8 menunjukkan model lengkap dari bandpass filter terdang ujung dan hasil perhitungan dengan Sonnet.



Gambar 9 Struktur filter bandpass terdang ujung dan perhitungan

### 3.2 Filter Lolos Tengah dengan Resonator terdang Parallel (Parallel-Coupled Resonator)

Gambar 9 menunjukkan struktur filter bandpass yang dibahas di bagian ini [11, 12]. Tipe ini disebut terdang secara parallel. Stripnya disusun sedemikian rupa sehingga masing-masing strip yang berdekatan saling parallel sepanjang setengah panjang mereka. Susunan ini memberikan faktor gandengan yang besar sehingga jenis filter ini cocok untuk aplikasi filter dengan bandwidth yang lebih lebar dibandingkan tipe lain, misalnya terdang ujung.



Gambar 9 Struktur filter bandpass terdang secara parallel

Persamaan-persamaan yang dipakai untuk merancang filter tipe ini seperti halnya pada filter terdang ujung, yaitu persamaan (29) sampai (31). Dengan data admitansi karakteristik inverter di atas dihitung impedansi karakteristik mode genap (even-mode) dan mode ganjil (odd-mode) dari saluran transmisi mikrostrip terdang,

$$(Z_{0e})_{j,j+1} = \frac{1}{Y_0} \left[ 1 + \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left( \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} \right)^2 \right] \quad \text{untuk } j = 0 \text{ sampai } n \quad (36)$$

$$(Z_{0o})_{j,j+1} = \frac{1}{Y_0} \left[ 1 - \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left( \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} \right)^2 \right] \quad \text{untuk } j = 0 \text{ sampai } n \quad (37)$$

Perancangan filter bandpass dilakukan dengan frekuensi tengah 3,2 GHz dan lebar bandwidth 0,1 GHz, atau  $FBW = 0,1/3,2 = 0,03125$ .

Dalam perancangan digunakan pendekatan Butterworth dengan ordo  $n = 3$ .

Dengan menggunakan table 2.1 didapatkan

$$g_0 = 1 = g_4; \quad g_1 = 1; \quad g_2 = 2; \quad g_3 = 1;$$

$$\frac{J_{01}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi FBW}{2 g_0 g_1}} = \sqrt{\frac{\pi \cdot 0,03125}{2 \cdot 1}} = \sqrt{0,0491} = 0,2216 = \frac{J_{3,4}}{Y_0}$$

$$\frac{J_{1,2}}{Y_0} = \frac{\pi FBW}{2} \frac{1}{\sqrt{g_1 g_2}} = \frac{\pi \cdot 0,03125}{2} \frac{1}{\sqrt{1 \cdot 2}} = 0,0347 = \frac{J_{2,3}}{Y_0}$$

Dengan persamaan (36) dan (37) dihitung impedansi mode genap dan ganjil

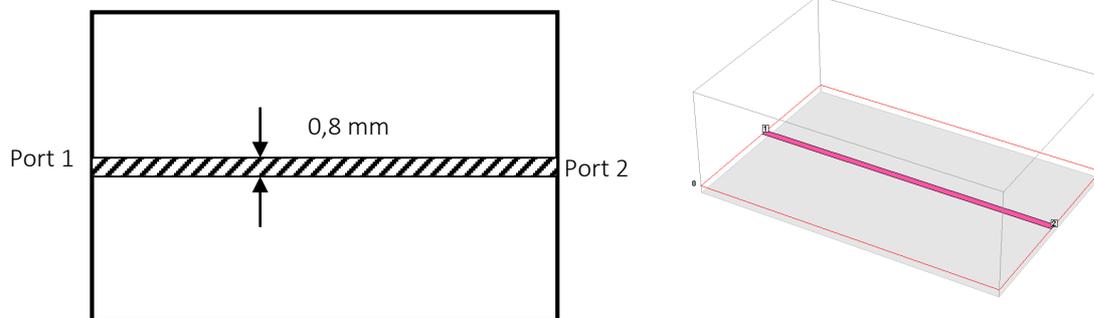
$$(Z_{0e})_{0,1} = 63,535\Omega = (Z_{0e})_{3,4}, \quad (Z_{0o})_{0,1} = 41,3753\Omega = (Z_{0o})_{3,4}$$

$$(Z_{0e})_{1,2} = 51,795\Omega = (Z_{0e})_{2,3}, \quad (Z_{0o})_{1,2} = 48,3852\Omega = (Z_{0o})_{2,3}$$

Sebelum dilanjutkan dengan penentuan lebar strip  $W$  dan separasi  $s$  antara resonator, haruslah dipilih dahulu mikrostrip yang digunakan. Untuk realisasi filter digunakan PCB dengan type RO TMM10 dari perusahaan Rogers Corp ([www.rogerscorp.com](http://www.rogerscorp.com)) dengan ketebalan 0,762 mm (0,03 inch). Substrate dengan tipe RO TMM10 ini memiliki permitivitas relative sebesar 9,2 dan loss tangent 0,0022.

Supaya memiliki impedansi gelombang sebesar 50 Ohm, mikrostrip yang dibuat di atas substrat dengan data tersebut, harus memiliki lebar 0,7 mm atau 0,8 mm.

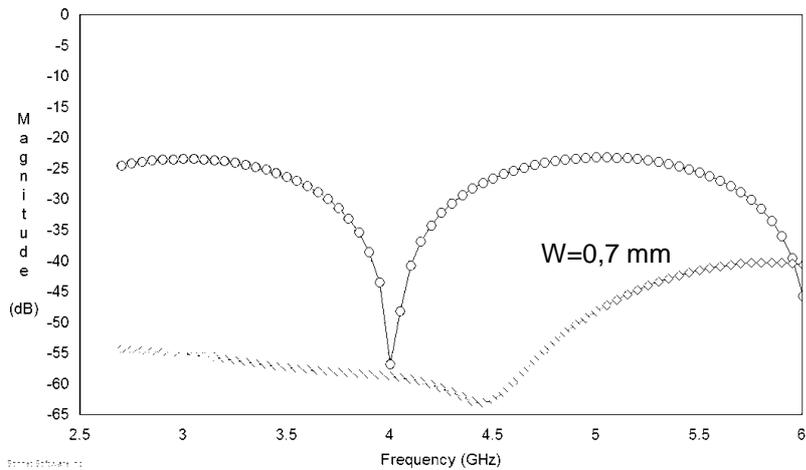
Gambar 10 adalah struktur dasar mikrostrip yang diharapkan memiliki impedansi gelombang sebesar 50 ohm seperti halnya konektor yang menghubungkannya ke wilayah luar rangkaian.



Gambar 10 Pengetesan lebar mikrostrip untuk mendapatkan Impedansi gelombang sebesar 50 ohm

Gambar 11 menunjukkan factor refleksi hasil simulasi dengan Sonnet, terlihat lebar strip 0,8 mm memberikan hasil yang sangat bagus,  $S_{11} < -40$  dB (hanya 0,01% daya direfleksikan kembali). Jadi untuk berikutnya lebar strip penghubung ke konektor akan digunakan 0,8 mm.

Nilai  $W$  dan  $s$  ditemukan dengan metoda iterative yang ditunjukkan di gambar 12 (gambar ini special untuk TMM10 dengan permitivitas relative 9.2 dan tebal 0.762 mm). Dengan memulai pada 63,535 ohm (garis horizontal atas di gambar 12 kiri) dan berakhir pada nilai 41,3753 ohm (garis horizontal bawah). Kedua nilai ini bertemu pada  $W=0.7$  mm dan  $s = 0.46$  mm dan permitivitas relative efektif untuk mode genap 6.67 dan ganjil 5.4.



Gambar 11 Faktor refleksi untuk dua lebar strip W=0,8 mm

Dengan perhitungan panjang

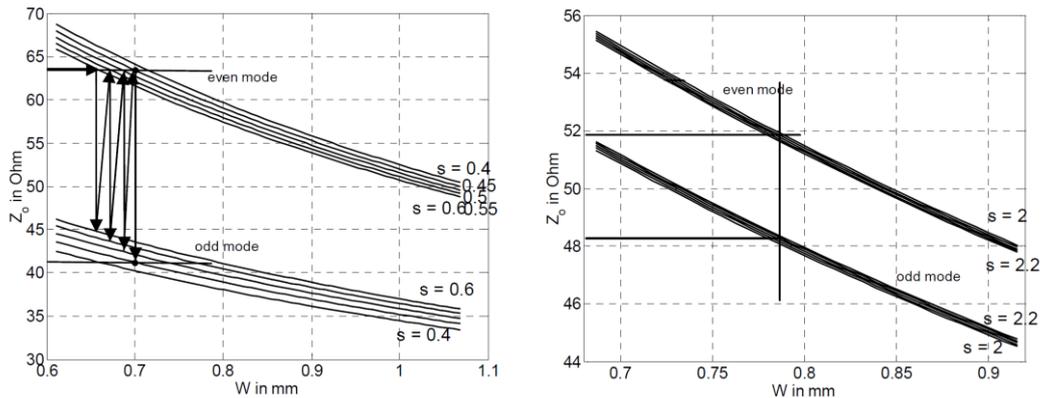
$$l_j = \frac{\lambda_o}{4(\sqrt{\epsilon_{re,j} \cdot \epsilon_{ro,j}})^{1/2}} - \Delta l_j$$

Panjang awal resonator adalah  $l_1'=9.568$  mm, yang direduksi secara geometris dengan  $\Delta l_1=0.3178$  mm menjadi  $l_1 = 9.25$  mm.

Data yang sama berlaku untuk resonator keempat.

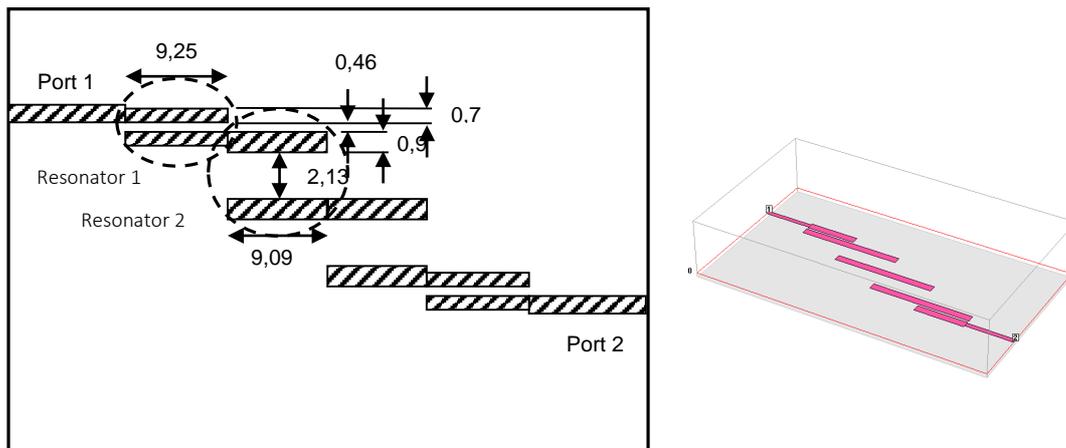
Untuk resonator kedua dan ketiga berlaku prosedur yang sama, yaitu untuk mendapatkan impedansi mode genap 51.795 ohm dan ganjil 48.3852 ohm, didapatkan  $W_2=0.78$  mm dan  $s_2=2.2$  mm seperti diberikan di gambar 12 kanan.

Permitivitas relative efektif didapatkan untuk moda genap 6.542 dan ganjil 5.8855 Sehingga panjang resonator direduksi dari 9.41 mm menjadi 9.09 mm.



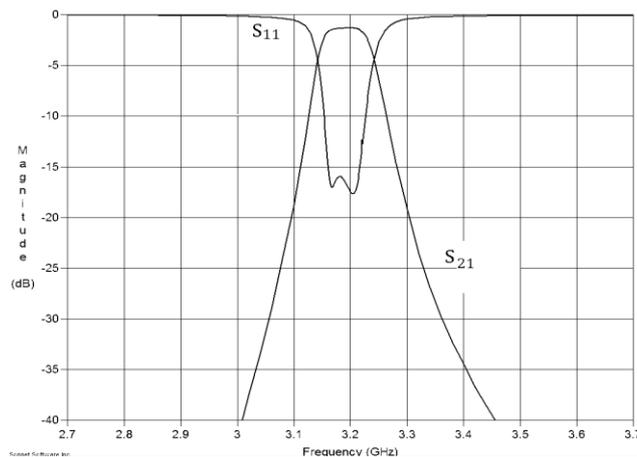
Gambar 12 Impedansi terganggu untuk substrat TMM10 dengan tebal 0.762 mm, kiri: s kecil, kanan: s besar.

Gambar 13 menunjukkan skema dari filter bandpass yang dirancang dengan cara mikrostrip ter-kopel secara parallel.



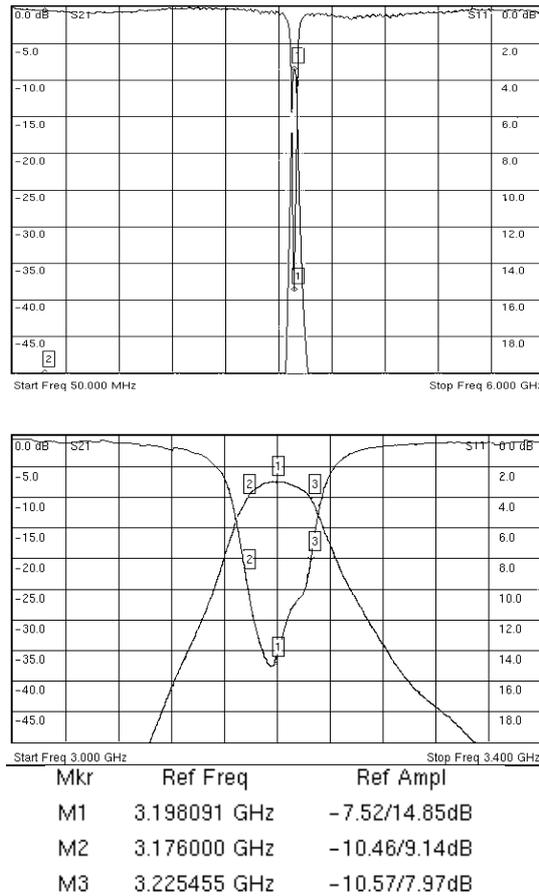
Gambar 13 Skema filter bandpass

Simulasi computer dengan program Sonnet untuk frekuensi kerja 2,7 GHz sampai 3,7 GHz memberikan karakteristik filter bandpass yang sangat bagus (gambar 14). Insertion loss (kerugian transmisi) yang muncul pada  $S_{21}$  diakibatkan oleh substrat yang mengandung kerugian (tangent loss).



Gambar 14 Hasil perhitungan dengan Sonnet

Gambar 15 menunjukkan hasil pengukuran dari filter bandpass yang dibuat prototypenya. Dengan batasan 3 dB untuk factor transmisi ( $S_{21}$ ), didapatkan lebar frekuensi kerja (bandwidth) sekitar 50 MHz dan insertion loss sekitar 7,5 dB.

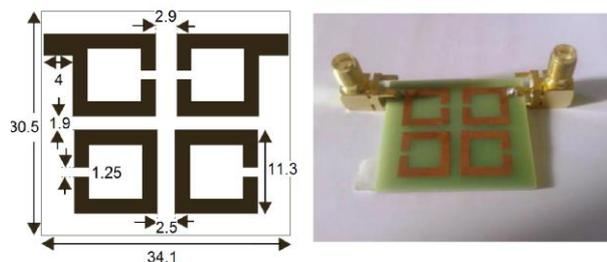


Gambar 15 Pengukuran Filter Bandpass, atas: broadband, bawah: narrowband

#### 4. PERANCANGAN BANDPASS FILTER TERGANDENG SILANG

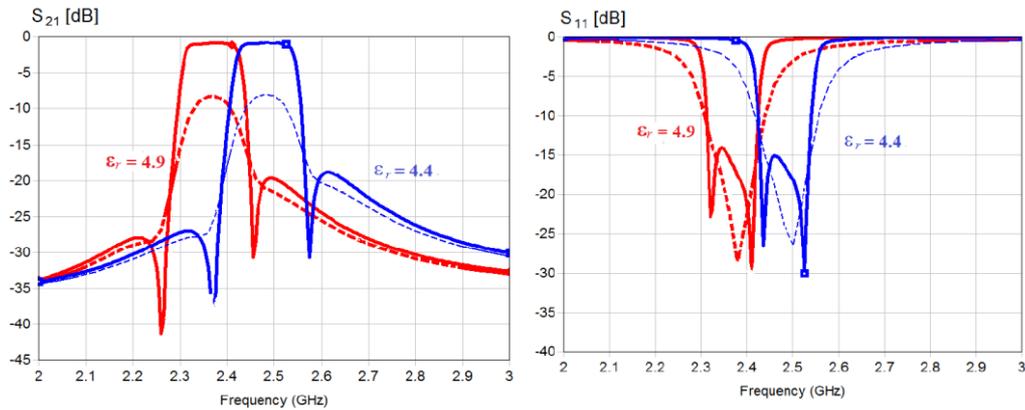
Teknik implementasi yang diberikan pada bagian sebelumnya bisa diperbaiki dengan menggunakan resonator yang terdangeng silang. Penggunaan tambahan pengdangeng ini akan memunculkan transmission zeros.

Filter pertama dirancang untuk bekerja pada frekuensi 2.3 sampai 2.4 GHz dengan faktor transmisi -20 dB pada 2.2 GHz dan 2.5 GHz [13]. Filter diimplementasikan pada substrate FR4 dengan permitivitas relative antara 4,4 dan 4,9 dan tangent delta sekitar 0.025 dan ketebalan PCB 1.6 mm. Untuk mendapatkan spesifikasi peredaman transmisi ini digunakan transmission zeros pada 2.26 GHz dan 2.44 GHz.



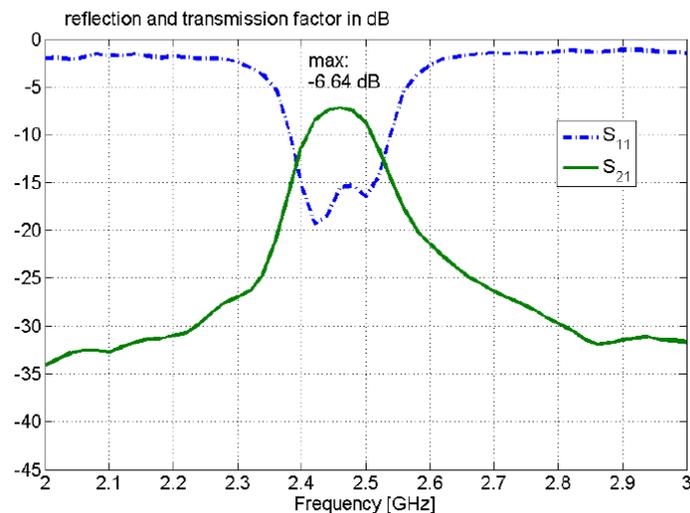
Gambar 16 Dimensi filter terdangeng dan prototype [13]

Gambar 16 menunjukkan model dan prototype filter yang terdang silang ini. Sedangkan gambar 17 menunjukkan hasil perhitungan struktur di gambar 16 dengan menggunakan software Sonnet. Simulasi dilakukan dengan empat kasus, yaitu masing-masing dengan permitivitas relative yang bernilai 4,4 dan 4,9, dan dengan kondisi lossy dan lossless. Terlihat loss pada substrate FR4 telah menghilangkan transmission zeros secara signifikan.



Gambar 17 kiri: faktor transmisi dan kanan: faktor refleksi untuk dua permitivitas dan kasus lossy (solid line) dan lossless (putus-putus).

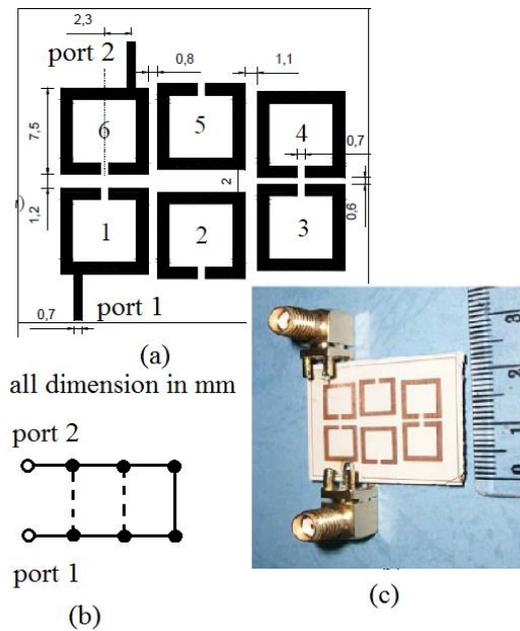
Gambar 18 memberikan hasil pengukuran dengan network analyzer ZVL13. Terlihat kondisi faktor refleksi yang sangat bagus ( $< -15$  dB) pada wilayah sekitar 2,4 GHz dan 2,52 GHz, sedangkan faktor transmisi dari filter ini  $< -6$  dB, yang artinya daya dari sinyal yang melewati filter akan tereduksi menjadi  $\frac{1}{4}$  dari total daya yang masuk.



Gambar 18 Pengukuran Filter Bandpass untuk material FR4.

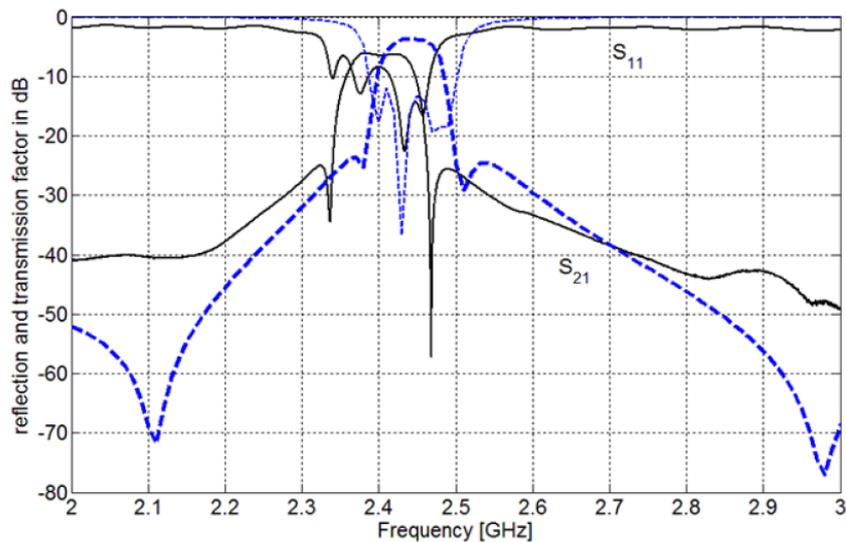
Filter kedua yang dirancang seperti halnya filter pertama, dengan perbedaan, substrate yang digunakan memiliki kerugian yang kecil, yaitu TMM10 dengan permitivitas 9,2 dan ketebalan 0,762 mm, dan ordo dari filter yang lebih besar, yaitu  $N = 6$  [14]. Filter dirancang untuk bekerja pada frekuensi 2,448 GHz dan FBW =

0.04085. Gambar 18 menunjukkan hasil perancangan beserta topologinya dan prototype filter yang difabrikasi.



Gambar 18 Model, topologi dan prototype bandpass filter dengan TMM10[14].

Gambar 19 menampilkan perbandingan dari hasil perhitungan dengan Sonnet dan pengukuran dengan network analyzer ZVL13. Perhitungan (putus-putus) menunjukkan hasil faktor transmisi yang memiliki dua pasang transmission zeros sesuai dengan adanya 2 penggandengan langsung. Pengukuran memverifikasi hanya sepasang transmission zeros yang ada di dekat daerah transisi. Nilai sinyal yang ditransmisikan juga mengecil.



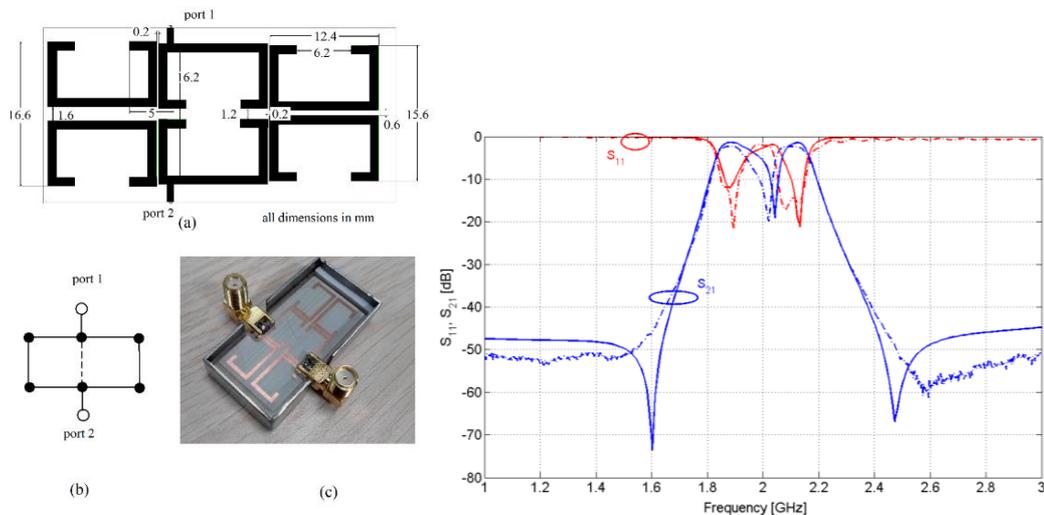
Gambar 19 Pengukuran Filter Bandpass  $n=6$  dan TMM10

## 5. DUALBANDPASS FILTER

Kebutuhan akan sistem komunikasi nirkabel yang handal mendorong berkembangnya teknologi komunikasi secara signifikan, dengan dibukanya frekuensi-frekuensi yang baru dan aplikasi yang lebih menjanjikan.

Di bagian ini dirancang dualbandpass filter dengan frekuensi resonansi pertama di 1.90 GHz dengan FBW sebesar 5% dan frekuensi resonansi kedua di 2.15 GHz dengan FBW sebesar 5% [16]. Dalam perancangan dualbandpass filter digunakan sebagai basis filter bandpass yang dipakai di [14]. Ini adalah Single bandpass filter yang memiliki 6 buah resonator. Filter ini memiliki dua buah jalur penggantian silang, yang menghasilkan empat TZ secara simetris. Untuk merancang dualbandpass filter topologi filter dimodifikasi menjadi yang tampak di gambar 20 kiri.

Perancangan dualband pass filter ini dilakukan perancangan dua buah single bandpass filter secara terpisah pada frekuensi 2.0 GHz dengan TZ pada 1.85 GHz dan 2.44 GHz dan frekuensi 2.1 GHz dan TZ pada 1.65 GHz dan 2.32 GHz. Langkah selanjutnya adalah menggabungkan kedua filter ini menjadi satu, seperti yang ditampilkan di gambar 20 kiri. Hasil perhitungan menunjukkan adanya dua wilayah lolos yang terpisah. Hasil simulasi dan pengukuran prototype ditunjukkan di gambar 20 kanan dengan hasil terdapat frekuensi resonansi pada 1.91 GHz dengan lebar pita sebesar 90 MHz, atau FBW 4.7% dan pada 2.16 GHz dengan lebar pita sebesar 110 MHz atau FBW 5.1%.



Gambar 20 kiri: (a) model, (b) topologi, (c) prototype. Kanan: perbandingan hasil perhitungan dan pengukuran.

## 6. STATISTIK PUBLIKASI BANDPASS FILTER

Tabel 3 menampilkan hasil pencarian di scholar.google.com dengan kata kunci tertentu. Data yang ditemukan berupa publikasi jurnal dan konferensi dengan mengeluarkan paten.

Tabel 3 Hasil pencarian di scholar.google.com (stand Juli 2015)

<b>Kata kunci</b>	<b>Semua (2015)</b>
Bandpass filter	312 000 (7580)
Coupled bandpass filter	260 000 (7840)
Butterworth bandpass filter	26 600 (2100)
Chebyshev bandpass filter	15 500 (577)
Elliptic bandpass filter	22 000 (1220)
Hairpin bandpass filter	6350 (306)
End-coupled bandpass filter	993 (25)
Parallel-coupled bandpass filter	5510 (174)
Cross-coupled bandpass filter	6500 (248)
Microstrip bandpass filter	26 700 (1210)
Dual bandpass filter	94 400 (4810)
Dual bandpass filter microstrip	14 300 (754)
Tri band pass filter	17 600 (826)
Tri bandpass filter microstrip	2050 (143)
Multiband pass filter	20 800 (1600)
Multiband pass filter microstrip	4260 (334)

## REFERENCES

- [1] G. Matthaei, E.M.T. Jones and L. Young, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, 1980.
- [2] R. J. Cameron, R. Mansour, and C. M. Kudsia, *Microwave Filters for Communication Systems*, Wiley, 2007.
- [3] P. Jarry, and J. Beneat, *Advanced Design Techniques and Realizations of Microwave and RF Filters*, Wiley, 2008.
- [4] J.-S. Hong, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, 2<sup>nd</sup> ed., Wiley, 2011.
- [5] P. Jarry and J. Beneat, *Design and Realizations of Miniaturized Fractal Microwave and RF Filters*, Wiley, 2009.
- [6] L. Zhu and Z. Sun, *Microwave Bandpass Filters for Wideband Communications*, Wiley, 2012.
- [7] I.C. Hunter, *Theory and Design of Microwave Filters*, IEE Press, 2001.
- [8] R. Levy, *Classic Works in RF Engineering, Vol. 2, Microwave and RF Filters*, Artech, 2007.
- [9] Alaydrus, M., Perhitungan Matriks Penggandeng dalam Perancangan Prototip Filter Lowpass, Seminar Microwave dan Antena Propagasi, Jakarta, Oktober 2012.
- [10] M. Alaydrus, *Transmission Lines in Telecommunication*, Graha Ilmu Press, Jogjakarta, 2009 (in Indonesian).
- [11] Alaydrus, M., Designing Microstrip Bandpass Filter at 3.2 GHz, *International Journal on Electrical Engineering and Informatics*, vol. 2, no.2, pp.71-83, 2010.
- [12] A. Naghar, O. Aghzout, F. Medina, M. Alaydrus, M. Essaidi, "Study and Design of a Compact Parallel Coupled Microstrip Band-Pass Filter for a 5 GHz Unlicensed Mobile WiMAX Networks", *International Journal of Science and Technology*, vol. 2, No. 6, June 2013.
- [13] M. Alaydrus, D. Widiastuti and T. Yulianto, Designing Cross-Coupled Bandpass Filters with Transmission Zeros in Lossy Microstrip, *IEEE ICITEE 2013– The 5th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering*, 7-8 October 2013, Jogjakarta.
- [14] D. W. Astuti, Juwanto and M. Alaydrus, A Bandpass Filter Based on Square Open Loop Resonators at 2.45 GHz, *ICICI BME 2013*, November 2013, Bandung.
- [15] Sonnet v15, [www.sonnetsoftware.com](http://www.sonnetsoftware.com) (diakses Juni 2015).
- [16] S. Attamimi, Subiyanto, M. Alaydrus, Designing Dual-band Pass Filter by Coupled Resonators, *International Conference on Quality in Research (QIR)*, Lombok, August 2015.