

# Perancangan *Quadband* BPF dengan Komponen *Lumped* untuk Sistem m-BWA

## *Design of Quadband BPF Using Lumped Components for m-BWA System*

Gunawan Wibisono<sup>\*</sup>, Daniel Simanjuntak, dan Taufiq Alif Kurniawan

Departemen Teknik Elektro, Fakultas Teknik Universitas Indonesia  
Kampus Baru UI, Depok 16424, Indonesia

---

### Abstrak

Ada banyak teknologi *mobile broadband wireless access* (m-BWA) yang saat ini digunakan, agar bisa mencakup seluruh teknologi m-BWA yang ada dalam sebuah perangkat maka diperlukan teknologi *multiband*. Salah satu komponen penting yang mendukung perkembangan teknologi m-BWA adalah *bandpass filter* (BPF), yang berfungsi untuk memilah-milah dan mengisolasi *band* yang spesifik dari interferensi pada *transceiver radio frequency* (RF). Pada penelitian ini akan dirancang *quadband* BPF yang beroperasi pada frekuensi tengah 950 MHz dan 1,85 GHz untuk aplikasi GSM, 2,35 GHz untuk aplikasi WiMAX, dan 2,65 GHz untuk aplikasi LTE secara simultan. Rangkaian *quadband* BPF dibangun dan dikembangkan dari konsep *dualband* BPF dengan menambahkan sejumlah *cross coupling* pada *inductive coupling* BPF tersebut untuk menghasilkan zero pada frekuensi tertentu yang diharapkan menggunakan komponen *lumped*. BPF yang dirancang memiliki spesifikasi, *input return loss* ( $S_{11}$ ) < -10 dB, *insertion loss* ( $S_{21}$ ) > -3 dB, dan *voltage standing wave ratio* (VSWR) antara 1 – 2, dan *group delay* kurang dari 10 ns. Perancangan dilakukan menggunakan perangkat lunak *Advance Design System* (ADS) dan kemudian difabrikasi berbasis *printed circuit board* (PCB). Hasil simulasi BPF menunjukkan kinerja *quadband* BPF memenuhi kriteria perancangan sedangkan hasil fabrikasi mengalami pergeseran.

**Kata kunci:** *quadband* BPF, m-BWA, komponen *lumped*, *insertion loss*, *return loss*, VSWR, *group delay*.

---

### Abstract

Nowadays, many technology of *mobile broadband wireless access* (m-BWA) are using by users, in order to develop all m-BWA technologies into one device, *multiband* technology is proposed. One of important component which support m-BWA technology is *bandpass filter* (BPF). BPF has function to enable band selecting in RF transceiver and isolate a specific band from interferers. In this research, a *quadband* BPF is design to operate at four specific center frequencies of 950 MHz and 1.85 GHz for GSM, 2.35 GHz for WiMAX, and 2.65 GHz for LTE applications, simultaneously. The *quadband* BPF circuit is designed based on *dualband* BPF by adding some *cross coupling* at *inductive coupling* BPF to produce zero at certain frequencies using *lumped* components. The design of filter must meet some requirements such as *input return loss* ( $S_{11}$ ) < -10 dB, *insertion loss* ( $S_{21}$ ) > -3 dB, and VSWR between 1 – 2 with *group delay* < 10 ns. The design is simulated with *Advanced Design System* (ADS) software and fabricated using *printed circuit based* (PCB). The simulation results show that the performances of proposed *quadband* BPF are satisfied to the design requirements, while the measurement results are shifted from the requirements.

**Keywords:** *quadband* BPF, m-BWA, *lumped* component, *insertion loss*, *return loss*, VSWR, *group delay*.

---

### I. PENDAHULUAN

Saat ini ada banyak teknologi *mobile broadband wireless access* (m-BWA) yang digunakan seperti *Global System for Mobile Communications* (GSM), *Wide-band Code Division Multiple Access* (WCDMA), *Worldwide Interoperability for Microwave Access* (WiMAX), dan *Long Term Evolution* (LTE). Kemajuan teknologi m-BWA menarik minat para peneliti untuk mengembangkan *radio frequency* (RF) *transceivers* yang mampu bekerja pada beberapa pita frekuensi (*multiband*) secara bersamaan [1]-[6]. Teknologi GSM menggunakan frekuensi 900 MHz dan 1,8 GHz, WCDMA pada

frekuensi 1,9 GHz dan 2,1 GHz, WiMAX pada frekuensi 2,3 GHz dan 3,3 GHz, serta LTE bekerja pada frekuensi 2,6 GHz. Semua teknologi m-BWA dimungkinkan dapat beroperasi pada satu perangkat untuk memberikan kemudahan bagi pengguna dan operator. Pada teknologi m-BWA, ukuran dan jumlah divais adalah pertimbangan penting dalam perancangan perangkat, saat ini divais SMD dengan ukuran yang lebih kecil dengan kehandalan tinggi banyak digunakan dalam perancangan perangkat m-BWA. Komponen *lumped* berupa induktor, kapasitor dan resistor dalam rangkaian *microwave* adalah komponen pasif dengan ukuran yang lebih kecil dari panjang gelombang operasi sehingga tidak ada pergeseran fasa yang besar antara terminal masukan dan keluaran [1].

*Bandpass filter* (BPF) adalah komponen pada teknologi m-BWA yang berguna untuk memilih pita frekuensi pada RF *transceiver* dan mengisolasi pita frekuensi yang diinginkan dari sinyal yang diterima [7], [8]. Untuk memenuhi kebutuhan akan perangkat yang

---

<sup>\*</sup> Corresponding Author.

Email: gunawan@eng.ui.ac.id

Received: November 15, 2013; Revised: November 15, 2013

Accepted: Desember 23, 2013

Published: Desember 30, 2013

© 2013 PPET - LIPI

doi : 10.14203/jet.v13.47-54

bekerja pada multi-frekuensi, teknik *concurrent* banyak digunakan dalam membangun sistem *transceiver* m-BWA. Himanshu [1] dan Yong-Xin dkk. [2] menunjukkan penggunaan lumped komponen sebagai resonator untuk menghasilkan *dualband* BPF yang dapat bekerja dengan baik pada frekuensi 2,4 GHz dan 5,2 GHz untuk aplikasi Wi-Fi. Yong-Xin dkk. [2] memperkenalkan *dualband* BPF sebagai penggabungan dua *singleband* BPF. Kedua *singleband* BPF tersebut didesain ulang sehingga salah satu BPF mempunyai karakteristik *lowpass* sedangkan yang lainnya *highpass*, sehingga satu filter akan *open* pada *passband* band filter lainnya. Ukuran filter ini relatif besar dan rangkaiannya yang sangat kompleks. Himanshu [1] juga memperkenalkan *dualband* BPF yang berbeda dengan Yong-Xin dkk. [2], di mana filter didesain dengan komponen *lumped* yang tersusun lebih padat untuk menghasilkan respon *dualband* dengan kedua frekuensi tengah setiap *band* dapat dikontrol secara mandiri.

Pada penelitian ini akan dirancang *quadband* BPF yang dikembangkan dari konsep *dualband* BPF yang diusulkan oleh Himanshu [1], dengan menambahkan sejumlah *cross coupling* pada *inductive coupling* BPF tersebut untuk menghasilkan *zero* pada frekuensi tertentu yang diharapkan [9], [10]. Rangkaian *quadband* BPF dirancang dengan menggunakan komponen *lumped*, dengan teknik *concurrent multiband* yang bekerja pada frekuensi tengah 950 MHz, 1,85 GHz, 2,35 GHz, dan 2,65 GHz. Filter ini memiliki nilai *input return loss* ( $S_{11}$ ) < -10 dB, *insertion loss* ( $S_{21}$ ) > -3 dB, dan VSWR antara 1 – 2 dengan *group delay* < 10 ns.

Perancangan filter ini disimulasikan dengan menggunakan perangkat lunak *Advanced Design System* (ADS). Parameter-parameter filter yang akan dievaluasi meliputi frekuensi kerja, *return loss*, *insertion loss*, VSWR, *bandwidth*, dan *group delay*. Selain itu dilakukan juga pabrikan dan hasilnya dibandingkan dengan hasil simulasi. Hasil akhir perancangan adalah rangkaian *quadband* BPF dengan menggunakan komponen *lumped* pada *printed circuit board* (PCB).

## II. PERANCANGAN QUADBAND BPF

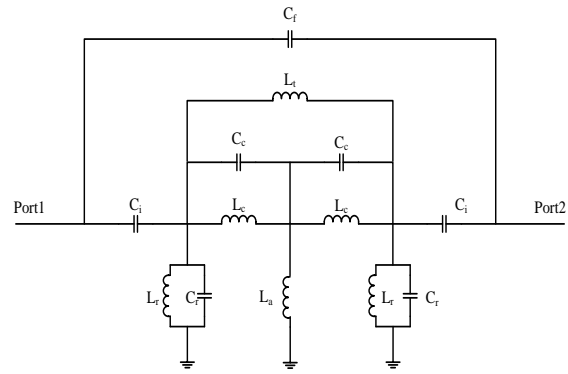
Spesifikasi *quadband* BPF yang dirancang dapat dilihat pada Tabel 1.

TABEL I  
SPESIFIKASI QUADBAND BPF YANG DIRANCANG

Parameter	Spesifikasi			
Aplikasi	GSM	GSM	WiMAX	LTE
Frekuensi tengah (GHz)	0,95	1,85	2,35	2,65
Bandwidth (MHz)	100	100	100	100
Return Loss (dB)	< -10	< -10	< -10	< -10
Insertion Loss (dB)	> -3	> -3	> -3	> -3
VSWR	1 - 2	1 - 2	1 - 2	1 - 2
Group Delay (ns)	< 10	< 10	< 10	< 10

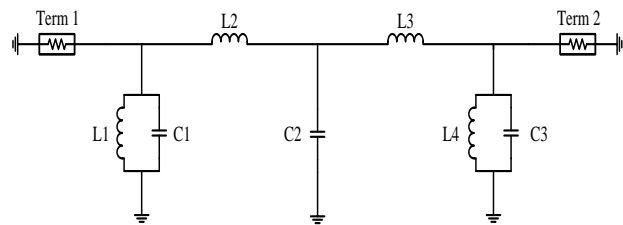
*Quadband* BPF yang dirancang dalam penelitian merupakan pengembangan *dualband* BPF yang diusulkan Himanshu [1] menggunakan pendekatan *inductive coupling* BPF dengan menambahkan sejumlah *cross coupling* pada *inductive coupling* BPF untuk menghasilkan *zero* pada frekuensi tertentu. Konfigurasi

*dualband* BPF [1] yang digunakan sebagai dasar perancangan *quadband* BPF ditunjukkan pada Gambar 1.



Gambar 1. Skematik *Dualband* BPF yang diusulkan Himanshu [1].

*Quadband* BPF yang diusulkan dapat bekerja pada frekuensi tengah 950 MHz, 1,85 GHz, 2,35 GHz, dan 2,65 GHz. Seperti dijelaskan Himanshu [1], resonator paralel yang dibentuk oleh  $L_r$  dan  $C_r$  dengan kopling antar resonator  $L_t$  akan menghasilkan frekuensi resonansi pada pita frekuensi yang lebih rendah sebagai *passband* pertama. Dengan nilai yang sesuai, inductor,  $L_t$ , dapat pula digunakan untuk menghasilkan *passband* pada frekuensi yang lebih tinggi, sebagai *passband* kedua. Konsep ini digunakan untuk merancang BPF yang bekerja pada frekuensi tengah 950 MHz dan 2,35 GHz. Rangkaian *quadband* BPF yang bekerja pada frekuensi tengah 950 dan 2350 MHz dapat dilihat pada Gambar 2.



Gambar 2. Rangkaian *quadband* BPF pada frekuensi 950 MHz dan 2,35 GHz.

Dengan menggunakan pendekatan seperti yang dilakukan Fabricio dkk. [11] dan asumsi bahwa  $L_1 = L_4$ ,  $C_1 = C_3$ , dan  $L_2 = L_3$  maka nilai impedansi rangkaian pada Gambar 1.,  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_3$ , dan  $Z_4$  dapat dinyatakan sebagai

$$Z_1 = Z_4 = \frac{sL_1}{sC_1} = \frac{sL_1}{s^2L_1C_1 + 1} \quad (1)$$

$$Z_2 = Z_3 = Z_1 + sL_2 = \frac{s^3L_1L_2C_1 + s(L_1 + L_2)}{s^2L_1C_1 + 1} \quad (2)$$

di mana  $Z_1$  adalah impedansi  $L_1$  dan  $C_1$ ,  $Z_2$  adalah impedansi  $L_1$ ,  $L_2$ , dan  $C_1$ ,  $Z_3$  adalah impedansi  $L_3$ ,  $L_4$ , dan  $C_3$ , dan  $Z_4$  adalah impedansi  $L_4$  dan  $C_3$ . Besarnya

impedansi total,  $Z_{950\text{MHz}, 2350\text{MHz}}$  dinyatakan oleh

$$Z_{950\text{MHz}, 2350\text{MHz}} = \frac{1}{\frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{C_2}} = \frac{C_2 Z_2}{2C_2 + Z_2} \quad (3)$$

$$= \frac{s^2(L_1 L_2 C_1 + L_1 + L_2)}{s^4 L_1 L_2 C_1 C_2 + s^2(L_1 C_2 + L_2 C_2 + 2L_1 C_1) + 2}$$

Kondisi *short* terjadi apabila  $Z_{950\text{MHz}, 2350\text{MHz}}$  bernilai nol yaitu pada saat *zero* bernilai nol (pembilang pada pers (3) bernilai 0), sedangkan kondisi *open* terjadi apabila  $Z_{950\text{MHz}, 2350\text{MHz}}$  bernilai tak hingga yaitu ketika *pole* bernilai nol (penyebut pada Persamaan 3 bernilai 0). Rangkaian pada Gambar 1 memiliki sebuah *zero* yang akan beresonansi pada tiga frekuensi, yaitu  $\omega_a$ ,  $\omega_b$ , dan  $\omega_c$ . Untuk nilai  $\omega_b$  dimisalkan resonansi saat *zero* bernilai nol, sehingga Persamaan 3 dapat dinyatakan sebagai

$$s(s^2 L_1 L_2 C_1 + L_1 + L_2) = 0 \quad (4)$$

$$s^2 = -\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_1}$$

Bila  $s = j\omega$ , untuk kasus  $\omega_b$  maka Persamaan 4 dapat dinyatakan sebagai

$$\omega_b^2 = -\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_1} \quad (5)$$

Sedangkan  $\omega_a$  dan  $\omega_c$  beresonansi pada saat *pole* bernilai nol terjadi, di mana dari Persamaan 3 didapat

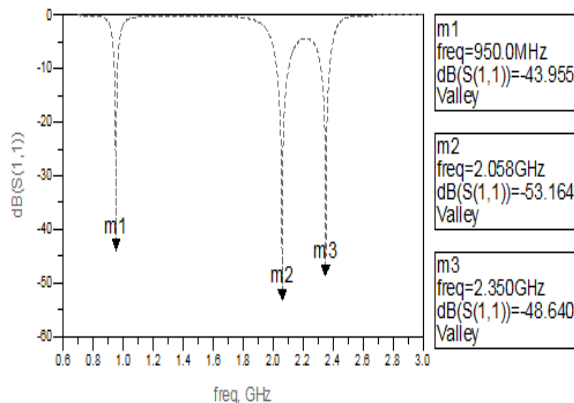
$$s^4 L_1 L_2 C_1 C_2 + s^2(L_1 C_2 + L_2 C_2 + 2L_1 C_1) + 2 = 0 \quad (6)$$

Dengan menggunakan persamaan kuadrat, maka didapatkan

$$\omega_a^2 = \frac{(L_1 C_2 + L_2 C_2 + 2L_1 C_1) - \sqrt{(L_1 C_2 + L_2 C_2 + 2L_1 C_1)^2 - 8L_1 L_2 C_1 C_2}}{2L_1 L_2 C_1 C_2} \quad (7)$$

$$\omega_c^2 = \frac{(L_1 C_2 + L_2 C_2 + 2L_1 C_1) + \sqrt{(L_1 C_2 + L_2 C_2 + 2L_1 C_1)^2 - 8L_1 L_2 C_1 C_2}}{2L_1 L_2 C_1 C_2}$$

Dengan persyaratan bahwa  $\omega_a < \omega_b < \omega_c$ , maka  $\omega_a$  diatur sedemikian beresonansi pada frekuensi 950 MHz dan  $\omega_c$  beresonansi pada frekuensi 2,35 GHz sedangkan  $\omega_b$  diatur beresonansi pada frekuensi di antara 950 MHz dan 2,35 GHz. Hasil simulasi return loss  $S_{11}$  yang menyatakan frekuensi resonansi untuk  $\omega_a$  dan  $\omega_c$  dapat ditunjukkan pada Gambar 3.



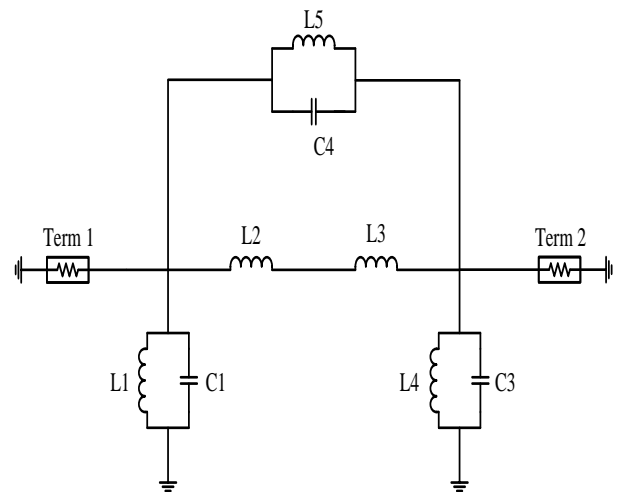
Gambar 3. Hasil Simulasi  $S_{11}$  pada Frekuensi 950 MHz dan 2,35 GHz.

Hasil simulasi  $S_{11}$  dapat diperoleh dengan nilai komponen BPF yang digunakan, diberikan pada Tabel 2.

TABEL II  
KOMPONEN BPF UNTUK FREKUENSI 950 MHz DAN 2,35 GHz

Komponen	Nilai (nH)	Komponen	Nilai (pF)
$L_1$	0,76	$C_1$	15,6
$L_2$	0,80	$C_2$	26,7
$L_3$	0,80	$C_3$	15,6
$L_4$	0,76		

Dari Gambar 3 terlihat bahwa frekuensi resonansi  $\omega_b$  ( $m_2$  pada Gambar 3) dari nilai zero tidak mudah diatur untuk beresonansi pada frekuensi tertentu tanpa mempengaruhi frekuensi resonansi  $\omega_a$  ( $m_1$  pada Gambar 3) dan  $\omega_c$  ( $m_3$  pada Gambar 3). Tetapi bila diinginkan menggeser frekuensi resonansi  $\omega_a$  dan  $\omega_c$  tanpa mengganggu frekuensi resonansi  $\omega_b$ , dapat dilakukan dengan mengubah nilai  $C_2$ . Jika  $\omega_b$  diinginkan sebagai *passband* kedua yang bekerja pada frekuensi 1,85 GHz tanpa mempengaruhi  $\omega_a$  dan  $\omega_c$ , maka untuk mencapainya, konfigurasi rangkaian BPF yang digunakan terlihat pada Gambar 4.



Gambar 4. Rangkaian *Quadband* BPF pada Frekuensi 1,85 GHz.

Jika diasumsikan  $L_1=L_4$ ,  $C_1=C_3$ , dan  $L_2=L_3$  maka nilai impedansi total untuk beresonansi pada frekuensi 1,850 GHz pada dari rangkaian pada Gambar 3 dapat dinyatakan sebagai

$$Z_{1,85\text{GHz}} = \frac{s^2(4L_1 C_1 L_2 L_5 + 2L_1 L_2 L_5 C_4) + 4L_2 L_5 + L_1 L_5 + 2L_1 L_2}{s^4 C_1 C_4 L_1 L_2 L_5 + 2s^3(L_2 L_5 C_4 + L_1 C_1(L_5 + 2L_2)) + s(L_5 + 2L_2)} \quad (8)$$

Bila diharapkan resonansi pada frekuensi 1,85 GHz terjadi, maka dari Persamaan 8 didapat

$$\omega_{1,85\text{GHz}}^2 = \frac{4L_2 L_5 + L_1 L_5 + 2L_1 L_2}{4L_1 C_1 L_2 L_5 + 2L_1 L_2 L_5 C_4} \quad (9)$$

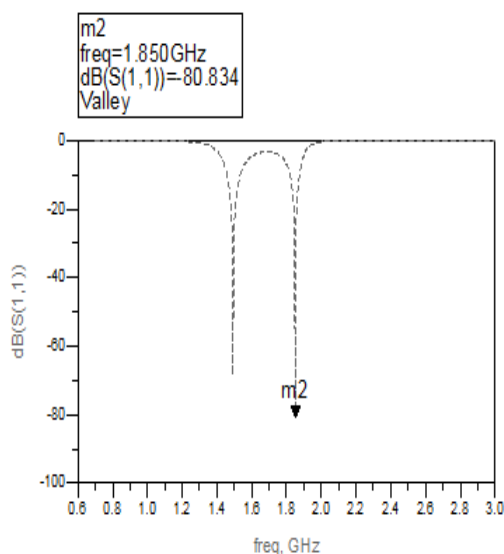
Untuk membuat resonansi pada 1,85 GHz, maka dilakukan penggeseran frekuensi resonansi yang dihasilkan dari *zero* tersebut, dilakukan dengan penambahan induktor dan kapasitor sebagai *cross coupling* terhadap kopling utama. Di mana induktor digunakan untuk mengubah nilai *zero*. Penambahan *cross coupling* ini tidak memindahkan frekuensi resonansi yang dihasilkan dari *pole* karena *cross*

*coupling* ini hanya berfungsi untuk mengunci *zero* pada sumbu  $j\omega$  (*real frequency*). Apabila induktor  $L_5$  dan  $C_4$  pada Gambar 4 diubah-ubah nilainya maka frekuensi resonansi yang dihasilkan dari *zero* akan bergeser sedangkan frekuensi resonansi lainnya tidak berubah. Demikian juga sebaliknya, apabila komponen yang sudah ada sebelum penambahan *cross coupling* ini diubah-ubah nilainya maka frekuensi resonansi dari *zero* tidak akan berubah karena *cross coupling* sudah mengunci frekuensi resonansi tersebut pada posisinya. BPF yang bekerja pada frekuensi tengah 950 MHz, 1,85 GHz dan 2,35 GHz dihasilkan dengan pemilihan nilai komponen  $L_5$  dan  $C_4$  yang sesuai, dengan sedikit penyesuaian pada nilai komponen yang terdapat pada Tabel 2 maka diperoleh nilai komponen seperti pada Tabel 3. Hasil simulasi  $S_{11}$  diperlihatkan oleh Gambar 5. untuk frekuensi 1,85 GHz.

TABEL III  
KOMPONEN BPF UNTUK FREKUENSI 1,85 GHz

Komponen	Nilai (nH)	Komponen	Nilai (pF)
$L_1$	0,75	$C_1$	15,5
$L_2$	0,75	$C_3$	15,5
$L_3$	0,85	$C_4$	3,71
$L_4$	0,82		
$L_5$	3,14		

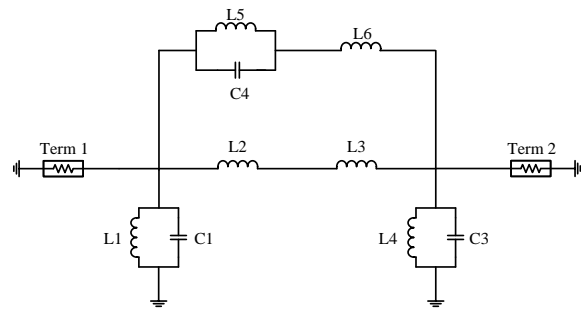
*Passband* ketiga dihasilkan dengan penambahan kapasitor di antara resonator paralel yang dibentuk oleh  $L_r$  dan  $C_r$  pada Gambar 4. Untuk mengontrol pergerakan *zero* yang dihasilkan pada quadband BPF dapat dilakukan dengan menambahkan *cross coupling* lainnya menggunakan induktor maupun kapasitor di antara dua resonator tersebut [9], [10].



Gambar 5. Hasil Simulasi  $S_{11}$  pada Frekuensi 1,85 GHz.

Untuk realisasi *passband* keempat, dilakukan dengan memindahkan *zero* dari tak hingga ke frekuensi 2,65 GHz dengan menggunakan induktor  $L_6$  yang dipasang secara seri terhadap *cross coupling* yang terdapat pada Gambar 4. Pada kondisi ini, induktor  $L_6$  juga berfungsi sebagai *cross coupling* bersama-sama dengan induktor  $L_5$  dan kapasitor  $C_4$ . Konfigurasi rangkaian untuk memperoleh *passband* kedua pada 1,85

GHz dan *passband* keempat pada 2,65 GHz diperlihatkan pada Gambar 6.



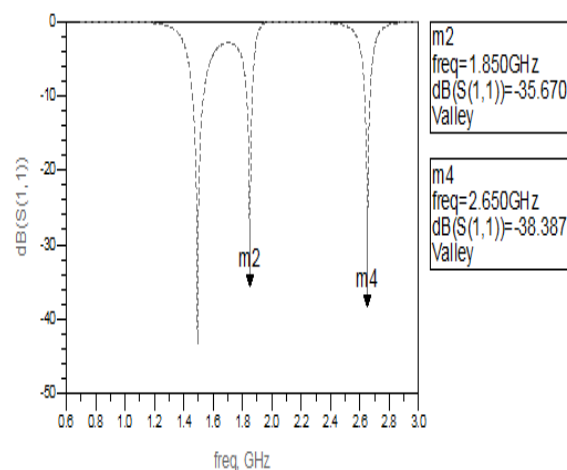
Gambar 6. Rangkaian *Quadband* BPF pada Frekuensi 1,85 GHz dan 2,65 GHz.

Untuk menggeser frekuensi resonansi kedua menjadi 1,85 GHz dapat dilakukan dengan mengubah-ubah nilai  $L_5$  dan  $C_4$  sedangkan untuk menggeser frekuensi resonansi keempat menjadi 2,65 GHz dapat dilakukan dengan mengubah-ubah nilai  $L_6$  tanpa menggeser frekuensi resonansi kedua secara signifikan. Hal ini bisa dicapai dengan mengatur  $L_5$ ,  $L_6$ , dan  $C_4$  mempunyai sifat impedansi yang berbeda pada kedua frekuensi tersebut. Untuk penelitian ini,  $L_5$ ,  $L_6$ , dan  $C_4$  diatur agar lebih bersifat kapasitif pada frekuensi 1,85 GHz dan lebih bersifat induktif pada frekuensi 2,65 GHz. Dengan pemilihan komponen yang sesuai seperti yang terdapat pada Tabel 4, dapat dihasilkan BPF yang bekerja pada frekuensi 1,85 GHz dan 2,65 GHz.

TABEL IV  
KOMPONEN BPF PADA FREKUENSI 1,85 GHz DAN 2,65 GHz

Komponen	Nilai (nH)	Komponen	Nilai (pF)
$L_1$	0,75	$C_1$	15,50
$L_2$	0,85	$C_3$	15,50
$L_3$	0,82	$C_4$	3,725
$L_4$	0,75		
$L_5$	2,64		
$L_6$	2,64		

Hasil simulasi  $S_{11}$  pada frekuensi 1,85 GHz dan 2,65 GHz diperlihatkan oleh Gambar 7.



Gambar 7. Hasil Simulasi  $S_{11}$  pada Frekuensi 1,85 GHz dan 2,65 GHz.

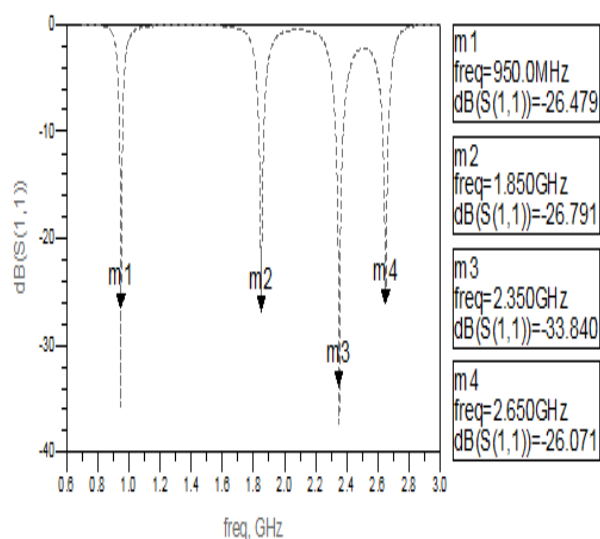
Untuk realisasi *quadband* BPF dapat dilakukan dengan memasukkan nilai-nilai komponen yang terdapat

pada Tabel 3 dan Tabel 4, pada rangkaian *quadband* BPF yang terdapat pada Gambar 6., kapasitor  $C_5$  dan  $C_6$  berfungsi sebagai kopling antara *port* masukan dan *port* keluaran dengan *quadband* BPF dan sekaligus sebagai DC *block* dengan nilai 10 pF. Kapasitor ini tidak memberikan pengaruh yang signifikan terhadap frekuensi resonansi filter. Tabel 5 memperlihatkan nilai komponen untuk *quadband* BPF dari Gambar 6.

TABEL V  
KOMPONEN BPF UNTUK KEEMPAT *PASSBAND*

Komponen	Nilai (nH)	Komponen	Nilai (pF)
L1	0,75	C1	15,5
L2	0,85	C2	26,0
L3	0,82	C3	15,5
L4	0,75	C4	3,7
L5	2,74	C5	10,0
L6	2,57	C6	10,0

Hasil simulasi  $S_{11}$  untuk keempat *passband* diperlihatkan oleh Gambar 8.



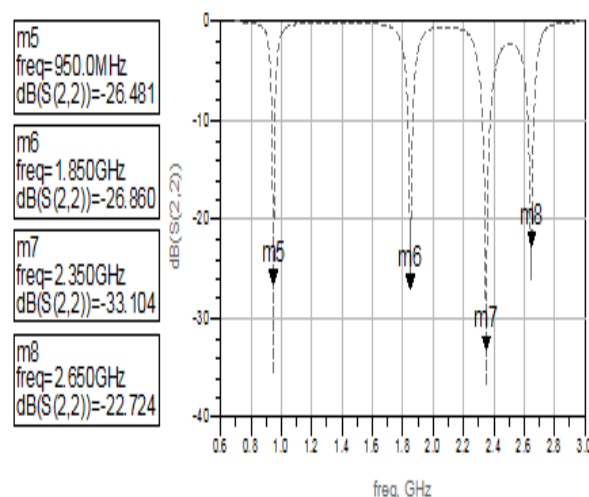
Gambar 8. Hasil Simulasi  $S_{11}$  untuk Keempat *Passband*.

### III. HASIL DAN ANALISA

#### A. Simulasi

##### 1) Return Loss

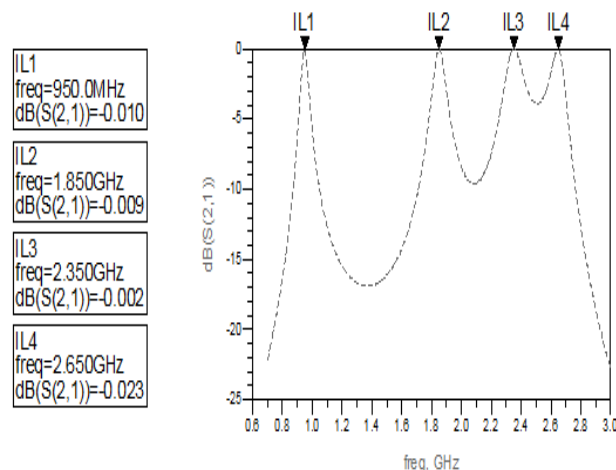
Hasil simulasi output *return loss* ( $S_{22}$ ) rangkaian *quadband* BPF diperlihatkan pada Gambar 9. Hasil simulasi menunjukkan bahwa rangkaian *quadband* BPF mampu beroperasi pada empat frekuensi yang berbeda. Nilai output *return loss* yang kecil mengakibatkan transmisi power ke *quadband* BPF dari sumber berjalan lebih optimal. Pada Gambar 9 dapat dilihat bahwa  $S_{22}$  memiliki nilai yang mendekati nilai terendah pada frekuensi tengahnya, yaitu pada 950 MHz, 1,85 GHz, 2,35 GHz, dan 2,65 GHz. Dari hasil simulasi, dapat disimpulkan bahwa *quadband* BPF dapat bekerja pada keempat frekuensi yang diinginkan.



Gambar 9. Hasil Simulasi Output Return Loss ( $S_{22}$ ).

##### 2) Insertion Loss ( $S_{21}$ )

Hasil simulasi *insertion loss* ( $S_{21}$ ) rangkaian *quadband* BPF diperlihatkan pada Gambar 10. Hasil simulasi menunjukkan bahwa rangkaian *quadband* BPF mampu beroperasi pada empat frekuensi yang berbeda. Nilai *insertion loss* yang mendekati nol menunjukkan semakin kecil daya yang hilang akibat penyisipan filter di antara kedua *port*. Pada Gambar 10. dapat dilihat bahwa  $S_{21}$  memiliki nilai yang mendekati nol pada frekuensi tengahnya, yaitu pada 950 MHz, 1,85 GHz, 2,35 GHz, dan 2,65 GHz. Dari hasil simulasi tersebut, dapat disimpulkan bahwa *quadband* BPF dapat bekerja pada keempat frekuensi yang diinginkan.



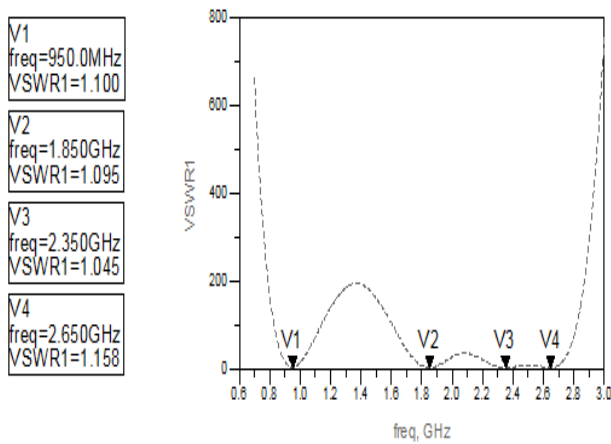
Gambar 10. Hasil Simulasi Insertion Loss ( $S_{21}$ ).

Untuk *quadband* BPF ini, dengan menggunakan nilai *insertion loss* pada Gambar 3. lebih besar dari -3 dB, *bandwidth* yang diperoleh adalah sebesar 56 MHz dan 96 MHz masing-masing pada 950 dan 1800 MHz, 162 MHz pada 2,35 GHz, dan 127 MHz pada 2,65 GHz.

##### 3) VSWR

Nilai VSWR masing-masing frekuensi telah mencapai kondisi yang diharapkan, yaitu memiliki nilai antara 1 – 2 pada semua frekuensi kerja *quadband* BPF tersebut. Dari Gambar 11. tampak bahwa hasil simulasi VSWR mendekati nilai 1 pada frekuensi tengah 950 MHz, 1,85 GHz, 2,35 GHz, dan 2,65 GHz.

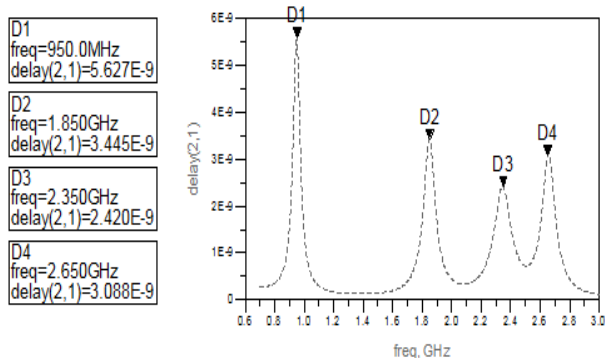




Gambar 11. Hasil Simulasi VSWR.

#### 4) Group Delay

Gambar 12. menunjukkan *group delay* yang terjadi pada keempat *passband* yang diinginkan, yaitu 950 MHz, 1,85 GHz, 2,35 GHz, dan 2,65 GHz. Pada 950 MHz terjadi *group delay* sebesar 5,627 ns, pada 1,85 GHz terjadi *group delay* sebesar 3,445 ns, pada 2,35 GHz terjadi *group delay* sebesar 2,420 ns, dan pada 2,65 GHz terjadi *group delay* sebesar 3,088 ns. Hal ini menunjukkan bahwa *group delay* yang terjadi kurang dari 10 ns. *Group delay* yang dihasilkan tidak akan menyebabkan perubahan fasa yang signifikan sehingga tidak menyebabkan terjadinya distorsi pada sinyal yang dilewatkan.



Gambar 12. Hasil Simulasi Group Delay.

### B. Pabrikasi

Hasil pabrikasi *quadband* BPF yang dirancang dapat dilihat pada Gambar 13.



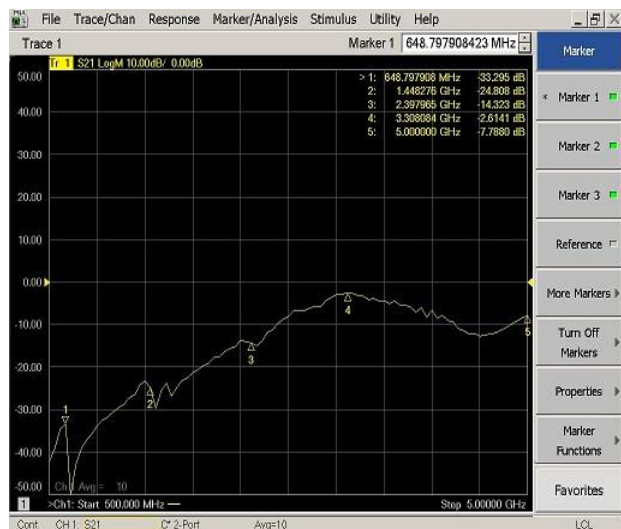
Gambar 13. Quadband BPF Hasil Pabrikasi.

#### 1) Input Return Loss ( $S_{11}$ )

Hasil simulasi *input return loss*  $S_{11}$  rangkaian *quadband* BPF tampak pada Gambar 14. Hasil pengukuran menunjukkan bahwa rangkaian *quadband* BPF hasil pabrikasi sebenarnya mampu beroperasi pada empat frekuensi yang berbeda, tetapi tidak beroperasi pada frekuensi kerja yang diinginkan.

#### 2) Insertion Loss ( $S_{21}$ )

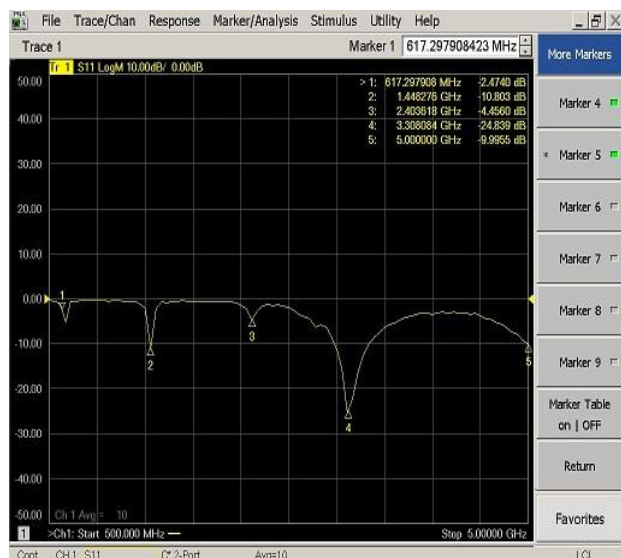
Hasil pengukuran *insertion loss* ( $S_{21}$ ) rangkaian *quadband* BPF tampak pada Gambar 15. Hasil menunjukkan bahwa rangkaian *quadband* BPF hasil pabrikasi tidak beroperasi pada empat frekuensi yang diharapkan. Di mana nilai *insertion loss* yang diharapkan berada di atas -3 dB tidak tercapai seperti yang diperlihatkan Gambar 15.



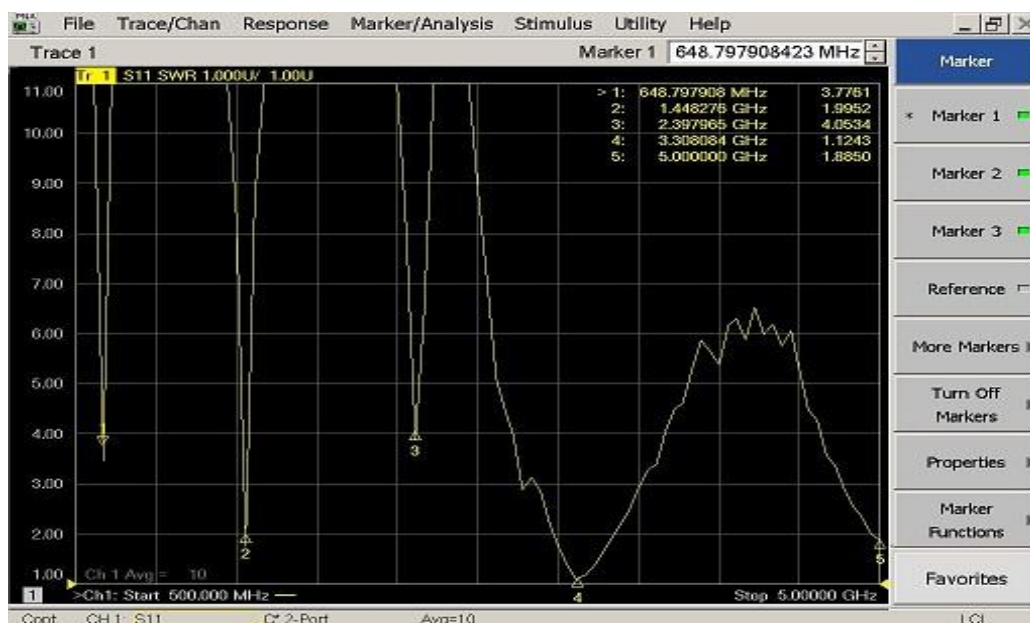
Gambar 15. Insertion Loss Hasil Fabrikasi.

#### 3) VSWR

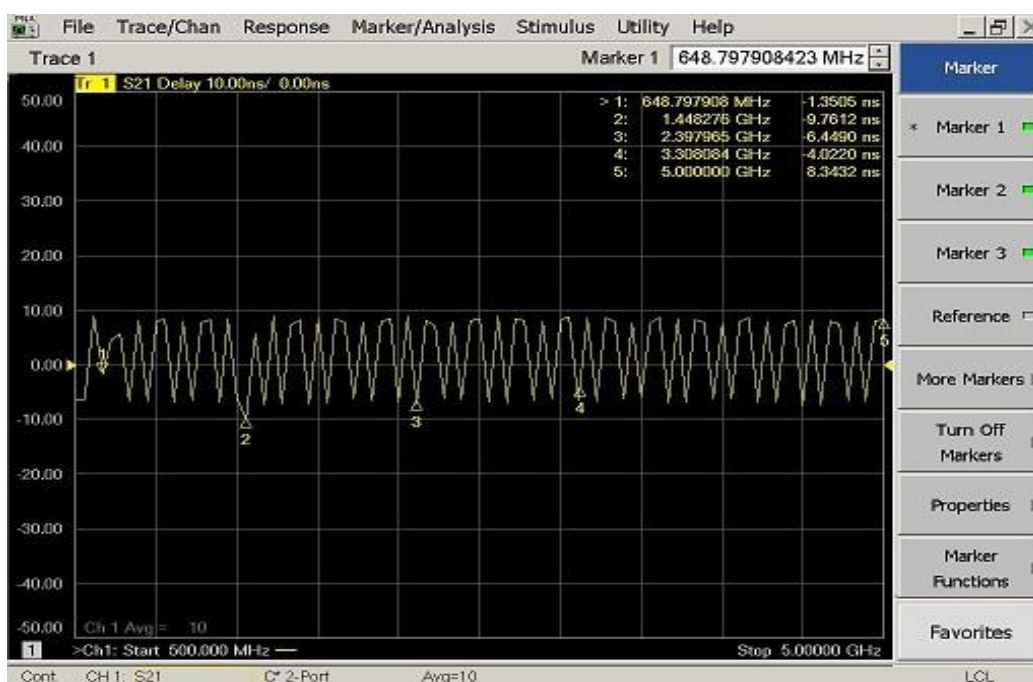
Dari Gambar 16 tampak bahwa hasil simulasi VSWR pada frekuensi yang diharapkan tidak tercapai. Nilai VSWR yang seharusnya berada di bawah 2 pada frekuensi kerja 950 MHz, 1,85 GHz, 2,35 GHz, dan 2,65 GHz belum terpenuhi.



Gambar 14. Input Return Loss Hasil Pabrikasi.



Gambar 16. VSWR Hasil Pabrikasi



Gambar 17. Group Delay Hasil Pabrikasi.

#### 4) Group Delay

Gambar 17 menunjukkan *group delay* yang terjadi pada *quadband* BPF hasil pabrikasi. Seperti yang terlihat pada gambar tersebut *group delay* yang terjadi di bawah 10 ns sehingga tidak akan terjadi distorsi pada sinyal yang dilewatkan.

Hasil fabrikasi belum sesuai dengan kriteria perancangan dikarenakan antara lain adalah nilai komponen yang digunakan tidak sesuai dengan hasil perhitungan, fabrikasi PCB yang kurang presisi, dan proses penyolderan yang kurang baik.

#### KESIMPULAN

*Quadband* BPF yang dikembangkan dari konsep *dualband* BPF dengan menambahkan sejumlah *cross*

*coupling* pada *inductive coupling* BPF untuk menghasilkan *zero* pada frekuensi tertentu yang diharapkan telah berhasil dirancang dan dipabrikasi. Kinerja *quadband* BPF yang dinyatakan dengan *insertion loss*, *return loss*, VSWR, dan *group delay* disimulasikan, diukur, dan dibandingkan. Rangkaian *quadband* BPF dirancang menggunakan komponen *lumped* dengan teknik *concurrent multiband* yang bekerja pada frekuensi tengah 950 MHz, 1,85 GHz, 2,35 GHz, dan 2,65 GHz. *Quadband* BPF yang dirancang memiliki *bandwidth* sebesar 56 MHz dan 96 MHz masing-masing pada frekuensi 950 MHz dan 1,80 GHz, 162 MHz pada frekuensi 2,35 GHz, dan 127 MHz untuk frekuensi 2,65 GHz pada *insertion loss* > -3 dB. *Quadband* BPF ini memiliki nilai *return loss*  $S_{11} < -10$

dB, *insertion loss*  $S_{21} > -3$  dB, dan VSWR antara 1 – 2 dengan *group delay* kurang dari 10 ns untuk keempat frekuensi. Kinerja *quadband* BPF hasil pabrikan menunjukkan belum sesuai dengan hasil simulasi dikarenakan oleh antara lain toleransi komponen yang tinggi, fabrikasi yang kurang presisi, dan proses penyolderan yang kurang baik.

#### UCAPAN TERIMA KASIH

Penelitian ini didanai oleh Hibah Riset Strategi Nasional Dikti Tahun 2013 dengan nomor kontrak No. 2502/H2.R12/HKAP.05.00/2013.

#### DAFTAR PUSTAKA

- [1] H. Joshi, "Multiband RF Bandpass Filter Design", Dissertation, Purdue University, Indiana, Mei, 2010.
- [2] Y. X. Guo, L.C. Ong, M. Y. W. Chia, dan B. Luo, "Dual-band bandpass filter in LTCC", *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, 2005, pp. 2219 - 2222.
- [3] M. Steer, *Microwave and RF Design : A Systems Approach*, North Carolina, USA: SciTech Publishing, Inc., 2010.
- [4] A. B. Fathoni, "Rancang Bangun Multiband dengan Folded Dual Cross Open Stub", Thesis, Universitas Indonesia, Depok, Indonesia, 2012.
- [5] H. Xie, L. He, P. Shen, J. Gan, L. Li, Y. Huang, L. Huang, and W. Zhang, "A novel dual-band power amplifier for wireless communication", *IEEE 2009 International Conference on Communication Software and Networks*, 2009, pp. 332 – 335.
- [6] C. W Sayre, *Complete Wireless Design*, 2nd ed., New York, USA: The McGraw-Hill Companies Inc., 2008.
- [7] I. Bahl, *Lumped Elements for RF and Microwave Circuits*, Boston, USA: Artech House, 2003.
- [8] D. M. Pozar, *Microwave Engineering Third Edition*, New Jersey, USA: John Wiley & Son, Inc., 2005
- [9] R. J. Wenzel, "Understanding transmission zero movement in cross-coupled filters". *Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International*, 2003, pp. 1459 – 1462.
- [10] C. W. Tang, Y. C. Lin, and C. Y. Chen, "Realization of transmission zeros in combine filters using an auxiliary inductively coupled ground plane", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, pp. 2112 – 2118, October 2003.
- [11] F. G. S. Silva, R. N. de Lima, and R. C. S. Freire, "A design methodology for concurrent impedance matching networks based on multiresonant circuits", *New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2011 IEEE 9th International*, Jun 22-29, 2011, pp. 386 – 389.