

マイクロ波帯バンドパスフィルタやその応用回路を 設計するための基礎とちょっとしたコツ

Fundamentals and Tips of Designing a Bandpass Filter and Its Advanced Circuits for Microwave-Band

小野 哲†
Satoshi ONO†

† 電気通信大学 大学院情報理工学研究科 情報・ネットワーク工学専攻

概要

本基礎講座では $\lambda_g/2$ 共振器を用いたBPFの設計について取り上げ、BPF設計に必要なちょっとしたコツ、またBPFに関する論文や技術文書を読んだ際に、自分なりにその設計技術の見通しがつくれる予備知識を得ていただくという位置づけでBPF設計技術を紹介する。本基礎講座を通して外部Q値、結合係数の概要と等価回路上での意味合いを理解した上で、自身で等価回路を作成し回路構造設計に活用できるようになることを目指す。

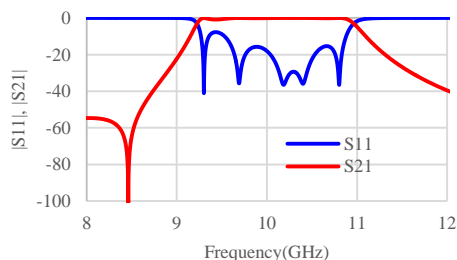
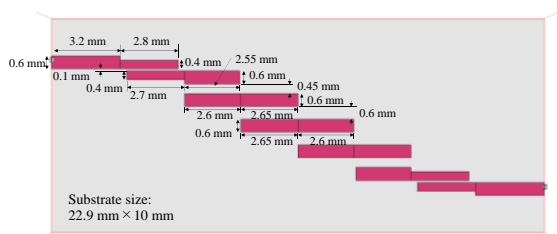


図 本講座で取り上げた回路構造と周波数特性

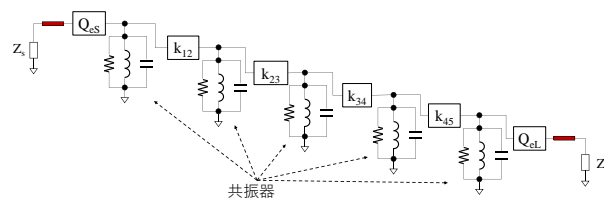
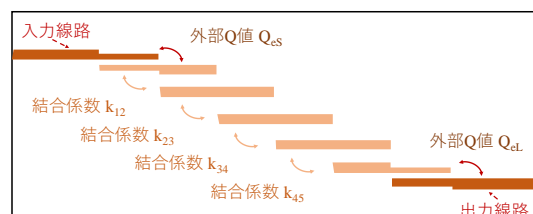


図 回路構造とその等価回路

Abstract

In this tutorial lecture, fundamentals and tips about a bandpass filter (BPF) design using half-wave resonators are introduced. The aims of this lecture are that designers understand overviews of external quality factor Q_e and coupling coefficient k_{ij} in an equivalent circuit, make the equivalent circuit for a BPF themselves and utilize it for designing BPF structure.

1. はじめに

無線通信技術は日々進展しており、2020年に5G(5th Generation)サービスが開始され、現在は次世代の無線通信規格である6Gの実現に向けて世界的に活発な技術開発がなされている。6Gではミリ波帯(30 GHz-300 GHz)のうち、数百GHz帯が候補周波数帯となっており、高周波アナログ回路設計の難易度が更に上がることが容易に予想できる。無線通信技術の世代が上がるごとにデジタル信号処理技術の進展も目覚ましく、RFフロントエンドのブロック図からアナログバンドパスフィルタ(BPF)が少なくなっているように見える。しかし、通信端末で扱う規格が増えるため、サービス間の干渉を防ぐ意味でも今後もアナログBPFの需要は右肩上がりとなるという報告もある[1]。帯域制限、スプリアス、ノイズの問題は動作周波数が高周波化しても常につきまとう問題であり、確保された周波数資源を有効に使用するためにはフィルタリング技術が活躍する。

本基礎講座では共振器を用いたBPFの設計について取り上げ、BPF設計に必要なちょっとしたコツ、また論文や技術文書を読んだ際に自分なりにその技術の見通しがつけられる予備知識を得ていただくという位置づけでBPF設計技術を紹介する。

2. 共振器型BPF設計の概要

BPF設計は様々な方式があるが今回は $\lambda_g/2$ 共振器(λ_g は管内波長)を用いたBPFの設計方法を取り上げる。図1に教科書でよく見るBPFの回路構造を示す[2]。図1の設計仕様は中心周波数 $f_0=10$ GHz、通過帯域幅 $BW=1.5$ GHz、比帯域 $FBW=0.15$ となる。

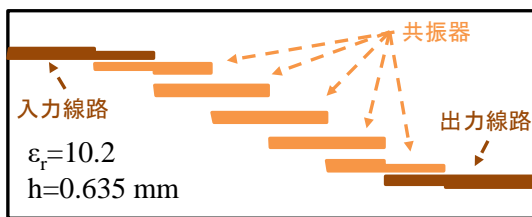


図1 BPFの教科書でよく見るBPFの回路構造

図1の回路は5本の共振器と2本の入出力線路の銅箔パターンとその下地の誘電体材料、さらにその下のベタグラウンド(GND)銅箔から構成される。このBPFのパターンは様々な高周波回路モジュールの中で見ることができ、シンプルでありながら着実に所望の周波数特性が得られることから選定されやすいと考える。誘電体材料の上面に回路パターン、下面にベタGNDとなる線路構造をマイクロストリップ線路(MSL)構造といい、プリント回路基板(PCB)を用いた高周波回路設計ではかなり広く用いられている。

誘電体材料の比誘電率 $\epsilon_r=10.2$ 、基板厚 $h=0.635$ mmのラインアップからPoly Tetra Fluoro Ethylene (PTFE)とセラミックフィラーのコンポジット材料であるRT/duroid 6010.2LM基板[3]を想定していることが予想される。共振器の数がBPFの段数を示すため、図1の回路構造は5段BPFといい、英語論文の表記ではfifth-order BPFと表現されることが多い。“order”を訳すと“次”と訳せるが、これはフィルタ特性を近似する関数の次数に関係することが設計を通すとわかってくる。

BPFの回路構造設計は、はじめに共振器構造の選定と、電磁界シミュレータを用いて共振器の共振周波数が f_0 となるように共振器構造を設計することからはじまる。図1の共振器は共振器長が f_0 での管内波長 λ_g の半分の $\lambda_g/2$ とし、共振器の両端は開放端とすることで f_0 にて共振する共振器が設計できる。入出力線路の全長は今回のBPFでは共振器のようにはっきりとした長さの規定はないが、長すぎるとBPFの損失が高くなり、短すぎると同軸線路を用いたレセプタクルやその他測定プローバとの接続が困難となるため、測定系や試作を考慮して適切な長さとする必要がある。

次にその共振器の並べ方を設計するが、その際にはBPFの設計仕様をもとに計算した、入力線路と1番目の共振器および出力線路と最終段(今回は5段目)の電磁界結合の度合いを示す外部Q値 Q_e 、隣り合う各共振器間の結合度合いを示す結合係数 $k_{ij}(i,j=1,2,\dots,N)$ が必要となり、それらの値に合うように電磁界シミュレータを用いて構造を決める。図1はおおよそ $\lambda_g/4$ ずつずらして結合させている点が特徴的である。図2に、図1の回路構造に Q_e, k_{ij} のイメージを追加した回路構造を示す。さらに図2の等価回路を図3に示す。

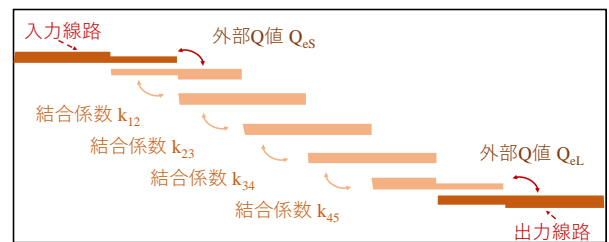


図2 図1に Q_e, k_{ij} のイメージを追加した構造図

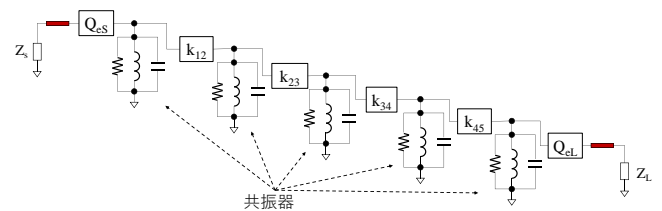


図3 図2の等価回路

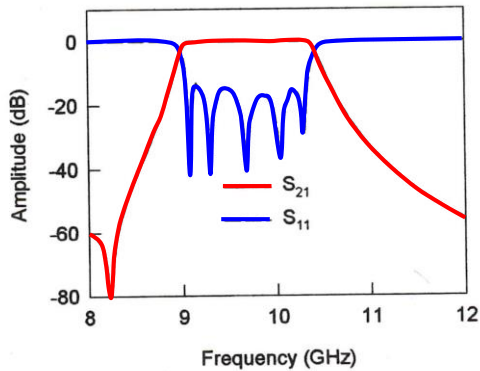


図4 図1の電磁界シミュレーション結果[2]

図2と図3を見比べると、共振器はRLC並列共振回路で表現でき、入出力線路、共振器の間が Q_e, k_{ij} であることがわかる。BPFの設計ではこれらの図を通して電磁気、電気回路の世界を行き来できると高性能なBPFが得られる高度な設計ができる。

図4に図1および図2の電磁界シミュレーション結果を示す。BPFの設計経験者であれば図4を見た段階で5段Chebyshev型BPFの設計に成功していることがわかる。これは共振器の共振周波数と、回路構造内の Q_e, k_{ij} が計算値と近い値となっていなければ成し得ない。設計経験者がこの回路構造がうまく設計できていると判断する理由は、反射特性 $|S_{11}|$ を示す青色の実線が極端に小さくなる点(谷)が5つ、山の部分が4つあり、谷の数が共振器の数に一致し、山の高さがおよそ-16.4 dBでおおよそ一直線となっているためである。これはChebyshev型の特徴の一つである。また、赤色の実線は入力線路の左側端部から信号を入れ、出力線路の右側線路端部で信号を受け取ったとき、すなわち回路の通過特性 $|S_{21}|$ を示すが、9~10.5 GHz付近までは $|S_{21}|$ は0 dB付近でほぼ一直線となり、それ以外では $|S_{21}|$ が0 dBよりもマイナス側に離れて台形状となる。0 dBから離れているという意味合いは $|S_{21}|$ を真数表記とし、 $|S_{21}|$ が出力信号と入力信号の比である点から見えてくる。式(1)から(4)に、例えば $|S_{21}|$ が-40 dBとなるときの真数表示の計算結果を示す。

$$20 \times \log_{10}|S_{21}| = -40 \text{ dB} \quad \text{式(1)}$$

$$|S_{21}| = 10^{-40/20} = 0.01 \quad \text{式(2)}$$

$$|S_{21}| = \left| \frac{\text{出力信号}}{\text{入力信号}} \right| = 0.01 \quad \text{式(3)}$$

$$\therefore |\text{出力信号}| = 0.01 |\text{入力信号}| \quad \text{式(4)}$$

式(4)より $|S_{21}| = -40 \text{ dB}$ の場合、信号を回路に入力したときに出力では信号レベルが0.01倍となることを意味し、出力側にほとんど通過しないこととなる。 $|S_{21}|$ が小さくなる帯域を遮断域と呼び、一方で通過

域と呼ばれる周波数帯では $|S_{11}|$ が小さいためほとんど反射せず、 $|S_{21}|$ が0 dBに近いことからほぼ出力側に通過する。通過域では信号を通し、遮断域では信号を通さない(反射することからBPFと呼ばれる。

次章からは図2, 図3, 図4を結びつけて考えられるように、厳密な意味合いを犠牲にして等価回路の概要を説明する。設計理論などの詳細については過去のMWEでのフィルタ関連の講座資料に丁寧な説明があるためそちらを参照されたい[4-13]。

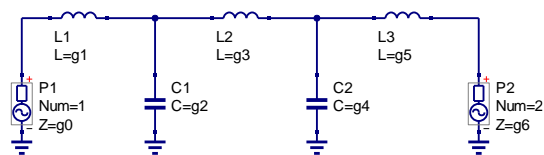
3. Chebyshev特性と Butterworth特性

3-1 Chebyshev特性の周波数特性とgパラメータ

BPFの等価回路のもととなる回路はプロトタイプローパスフィルタ(LPF)と呼ばれる(LPFプロトタイプと呼ばれる場合もある)。プロトタイプLPFの素子値を周波数変換することで、所望の周波数帯でBPF特性が得られる等価回路が設計できる。信号電力の通過域を1, 遮断域を0とした理想的なLPFを考えたときにその特性の近似に使われるのがChebyshevおよびButterworth関数であり、それぞれの関数を使って近似した特性をChebyshevおよびButterworth特性と呼ぶ。この他の特性関数もあるが、ここではこの2種を選定して説明する。表1に通過域でのrippleが0.1 dBのときのChebyshev特性のgパラメータを示す。gパラメータの導出などの詳細は省くがBPF設計に大きくかかわる重要なパラメータである。表1のN=5, すなわち5段プロトタイプLPFの等価回路を図5に示す。回路シミュレータとしてQcusStudio[14]を用いた。図5に示すように等価回路は2種類あり、入出力に抵抗負荷が配置され、LとCが交互に配置されるはしご回路となる。回路の素子値はgパラメータと一致する。図6および図7に図5の回路シミュレーション結果を示す。プロトタイプLPFのカットオフ周波数は図7に示すように定義でき0.159 Hzとなる。rippleの値にマイナスをつけ、 $|S_{21}|$ の通過域の最も高周波側との交点がカットオフ周波数となる。0.159 Hzは一見中途半端な数値に見えるが、角周波数領域では1 rad/sを示す。フィルタ設計理論は角周波数領域で定義されるため、角周波数領域では切りのよい数値となる。

表1 Chebyshev特性のgパラメータ(ripple=0.1 dB)

N	g ₀	g ₁	g ₂	g ₃	g ₄	g ₅	g ₆
1	1.0	0.3052	1.0				
2	1.0	0.8431	0.6220	1.0			
3	1.0	1.0316	1.1474	1.0316	1.0		
4	1.0	1.1088	1.3062	1.7704	0.8181	1.3554	
5	1.0	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1.0



s-parameter simulation

SP1
Type=log
Start=0.001Hz
Stop=0.5Hz
Points=2001

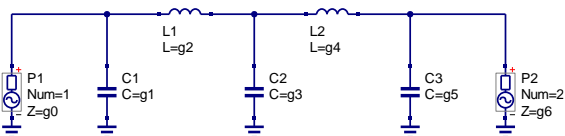
equation

Eqn1
S11_dB=dB(S[1,1])
S21_dB=dB(S[2,1])
S21_phase=wphase(S[2,1])

equation

Eqn2
g0=1
g1=1.1468H
g2=1.3712F
g3=1.9750H
g4=1.3712F
g5=1.1468H
g6=1

(a)



s-parameter simulation

SP1
Type=log
Start=0.001Hz
Stop=0.5Hz
Points=2001

equation

Eqn1
S11_dB=dB(S[1,1])
S21_dB=dB(S[2,1])
S21_phase=wphase(S[2,1])

equation

Eqn2
g0=1
g1=1.1468F
g2=1.3712H
g3=1.9750F
g4=1.3712H
g5=1.1468F
g6=1

(b)

図5 QcStudio を用いて作成した 5 段 Chebyshev 型プロトタイプ LPF の等価回路

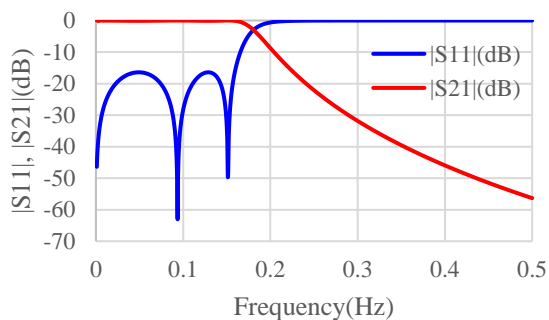


図6 図5の回路シミュレーション結果

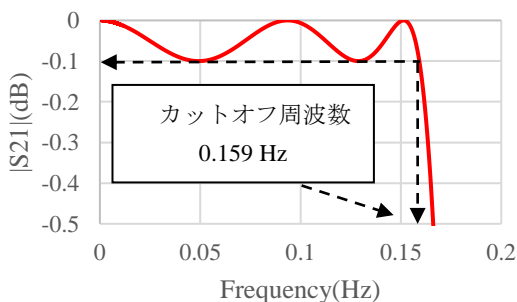


図7 図6の通過域, カットオフ周波数付近の $|S_{21}|$

3-2 Butterworth 特性の周波数特性と g パラメータ

表 2 に Butterworth 特性の g パラメータを示す。回路構成は図 5 と同様で、回路定数は表 2 となる。本節では回路の記載は省き、周波数特性のみを示す。図 8 および図 9 に 5 段 Butterworth 型プロトタイプ LPF の周波数特性を示す。Chebyshev 特性と比較すると通過帯域内は平坦であり、 $|S_{11}|$ が 0 Hz 付近で 1 つとなる単峰特性となる。カットオフ周波数は $|S_{21}|$ が -3 dB となる周波数であり、この周波数が 0.159 Hz (角周波数としては 1 rad/s) となる。

表 2 Butterworth 特性の g パラメータ

N	g_0	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6
1	1.0	2.0000	1.0				
2	1.0	1.4142	1.4142	1.0			
3	1.0	1.0000	2.0000	1.0000	1.0		
4	1.0	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0	
5	1.0	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0

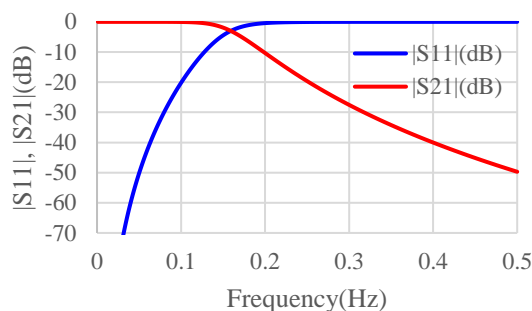


図8 5 段 Butterworth 型プロトタイプ LPF の周波数特性

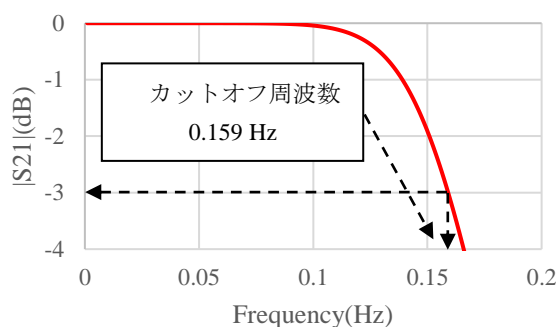


図9 図8の通過域, カットオフ周波数付近の $|S_{21}|$

4. J および K インバータを用いた BPF の等価回路

4-1 J インバータを用いた BPF の等価回路

$\lambda_g/2$ 共振器型 BPF の等価回路を考える際には 3 章で考えたプロトタイプ LPF, 周波数変換, J インバータおよび K インバータを用いる。周波数変換の詳細はここでは取り扱わないが、本章の最後にはプロトタイプ LPF 特性が BPF 特性に変化するため、周波数変換が途中に含まれていると理解いただきたい。

また、4章からは Chebyshev 特性に絞って説明を進めるが Butterworth 特性の場合も g パラメータを使用するため、全く同じ手順で等価回路を考えることができる。J および K インバータは入出力負荷と共振器、または共振器間の結合要素を表す。したがって図3で示した Q_e, k_{ij} は J および K インバータを用いてモデリングできる。おおまかにいうと、共振器を LC 並列共振器で表現し、回路全体をアドミタンスの次元で考える場合は J インバータ、LC 直列共振器で表現し、インピーダンスの次元で考える場合は K インバータを用いる。また、J インバータを用いた回路は設計者がキャパシタンスを、K インバータの場合はインダクタンスを自身で決める必要がある。

J および K インバータの定義式を式(5), (6)に示す。それぞれの式からもわかる通りアドミタンスおよびインピーダンス変換器の式となる。

$$J = \sqrt{Y_1 Y_2} \quad \text{式(5)}$$

$$K = \sqrt{Z_1 Z_2} \quad \text{式(6)}$$

Y_1, Y_2 は J インバータ前後の回路のアドミタンスを示し、 Z_1, Z_2 は K インバータ前後のインピーダンスを示す。J はアドミタンス、K はインピーダンスの次元を持つため、それぞれ S, Ω の単位系となる。例えば Y_2, Z_2 についてそれぞれの式を解くと、J および K インバータの値によって Y_1, Z_1 が変化することがわかる。BPF で用いる J および K インバータは以下の式で表すことできる[2]。

$$J_{01} = \sqrt{\frac{Y_0 b_1 FBW}{\Omega_c g_0 g_1}} \quad \text{式(7)}$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{b_n FBW Y_0}{\Omega_c g_n g_{n+1}}} \quad \text{式(8)}$$

$$J_{i,i+1} = \sqrt{\frac{b_i FBW b_{i+1} FBW}{\Omega_c g_i g_{i+1}}} \quad \text{式(9)}$$

$$K_{01} = \sqrt{\frac{Z_0 x_1 FBW}{\Omega_c g_0 g_1}} \quad \text{式(10)}$$

$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{x_n FBW Y_0}{\Omega_c g_n g_{n+1}}} \quad \text{式(11)}$$

$$K_{i,i+1} = \sqrt{\frac{x_i FBW x_{i+1} FBW}{\Omega_c g_i g_{i+1}}} \quad \text{式(12)}$$

Ω_c はプロトタイプ LPF のカットオフ角周波数を示し、通常は 1 rad/s として考えることが多いため、今

回は $\Omega_c = 1$ rad/s として進める。LC 並列共振器の場合はアドミタンススロープパラメータ b_i 、LC 直列共振器の場合はインピーダンススロープパラメータ x_i も重要なパラメータであり、LC 並列共振器のサセプタンス B および直列共振器のリアクタンス X から次の式で計算できる。

$$b_i = \frac{\omega_0 dB}{2 d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \omega_0 C_i \left(\because B = \omega C_i - \frac{1}{\omega L_i} \right) \quad \text{式(13)}$$

$$x_i = \frac{\omega_0 dX}{2 d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \omega_0 L_i \left(\because X = \omega L_i - \frac{1}{\omega C_i} \right) \quad \text{式(14)}$$

式(7)から(12)より BPF の設計における J および K インバータは 3章で説明した g パラメータと関連づいており、その他に回路の特性アドミタンス Y_0 およびインピーダンス Z_0, FBW から値が決まる。計算した J および K インバータを等価回路で考える際にはそれぞれのインバータの F 行列を考えると便利であり、以下のように表すことできる[2]。

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm \frac{1}{jJ} \\ \mp jJ & 0 \end{bmatrix} \quad \text{式(15)}$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \mp jK \\ \pm \frac{1}{jK} & 0 \end{bmatrix} \quad \text{式(16)}$$

回路シミュレータでは行列定義ツールを使うことで等価回路に J および K インバータを導入できる。図10に J インバータを用いた 5 段 Chebyshev 型 BPF の等価回路を示し、図11, 図12にその回路シミュレーション結果を示す。図10の各共振器のキャパシタンスは 15 pF とした。図11および図12に示した周波数特性より、図6のプロトタイプ LPF の特性が BPF 特性に変換され、設計者自身で決めた設計仕様に一致する結果が得られたことがわかる。また、図13に示す通り K インバータについても同様な考え方で等価回路が作成でき、その周波数特性は図11の周波数特性と一致する。以上の結果より、プロトタイプ LPF の g パラメータをもとに、J および K インバータを計算し、等価回路を構成すると BPF の等価回路が設計できた。

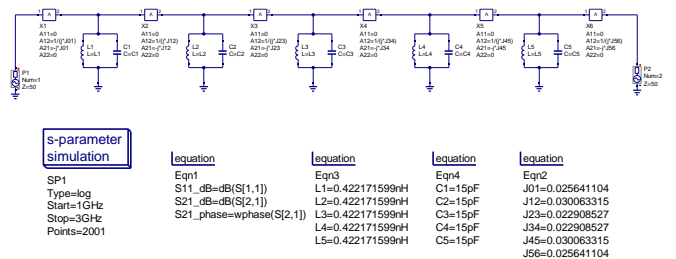


図10 J インバータを用いた 5 段 BPF の等価回路

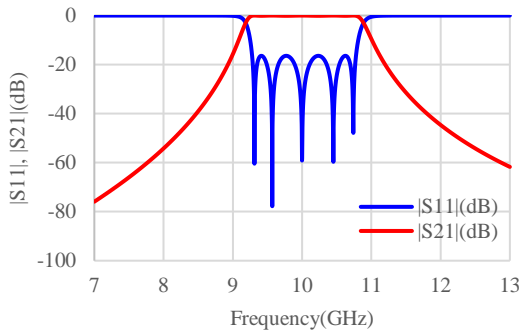


図 11 図 10 の回路シミュレーション結果

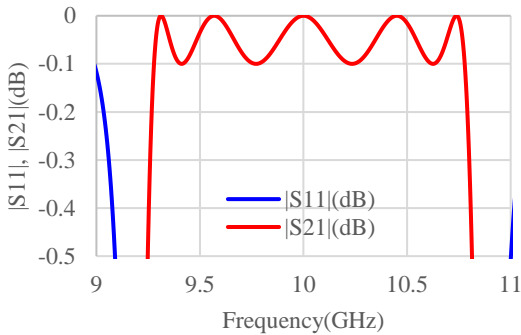


図 12 図 11 の通過帯域近辺の拡大図

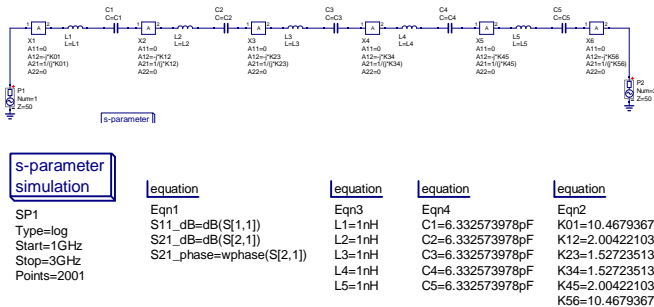


図 13 K インバータを用いた 5 段 BPF の等価回路

4-2 共振器の無負荷 Q 値を考慮した等価回路

無負荷 Q 値 Q_0 とは BPF の通過損失に直結し、 Q_0 が高い共振器で BPF を構成すると通過損失が低く、逆に Q_0 が低いと BPF の通過損失が高くなる。PCB を用いた共振器の Q_0 はおおよそ 100 程度である。等価回路での抵抗値については一般的な Q 値の定義式を考えることで導出できる。J および K インバータの回路では以下の式で表すことができる。

$$Q_{0i} = \frac{\omega_{0i} C_i}{G_i} \therefore G_i = \frac{\omega_{0i} C_i}{Q_{0i}} \text{ (J インバータの場合) 式(17)}$$

$$Q_{0i} = \frac{\omega_{0i} L_i}{R_i} \therefore R_i = \frac{\omega_{0i} L_i}{Q_{0i}} \text{ (K インバータの場合) 式(18)}$$

図 14 に Q_0 の影響を考慮した等価回路を示し、図 15

および図 16 にその周波数特性を示す。ここでは J インバータのみの等価回路を示す。図 15 および図 16 に示した結果より、図 11 および図 12 と比較すると、Chebyshev 特性の特徴である ripple が損失の影響により消失し、かつほぼ 0 dB であった通過域での $|S_{21}|$ が -1.7 dB 以上となっている。選定した共振器の Q_0 がわかれば回路構造設計前に通過損失も予測することが可能である。

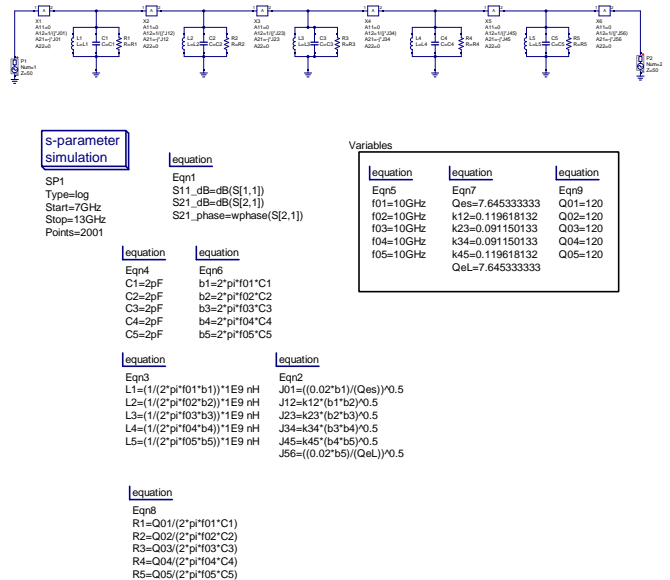


図 14 共振器の抵抗成分を考慮した J インバータを用いた 5 段 BPF の等価回路

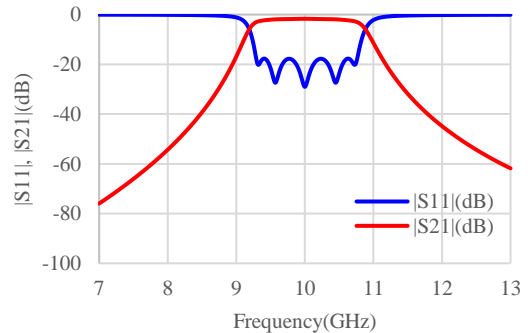


図 15 図 14 の回路シミュレーション結果

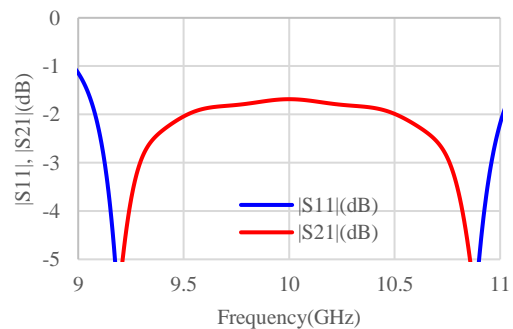


図 16 図 15 の通過帯域付近の拡大図

5. K および J インバータと Q_e, k_{ij} の関係

本章では Q_e, k_{ij} の計算式, さらに J および K インバータと Q_e, k_{ij} の関係式を示し, 回路シミュレータで Q_e, k_{ij} を変数とする等価回路を作成する。 Q_e, k_{ij} は式(19)から(21)で表すことができる。

$$Q_{es} = \frac{g_0 g_1}{FBW} \quad \text{式(19)}$$

$$Q_{eL} = \frac{g_N g_{N+1}}{FBW} \quad \text{式(20)}$$

$$k_{ij} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \text{式(21)}$$

中心周波数 $f_0=10$ GHz, 通過帯域幅 $BW=1.5$ GHz, 比帯域 $FBW=0.15$, passband ripple=0.1 dB とすると, g パラメータは $g_1=g_6=1.0$, $g_2=g_5=1.1468$, $g_3=g_4=1.3712$, $g_5=1.9750$ となり, Q_e, k_{ij} を計算すると, $Q_{es}=Q_{eL}=7.645$, $k_{12}=k_{45}=0.1196$, $k_{23}=k_{34}=0.0912$ となる。 Q_{es}, Q_{eL} の S, L は Source, Load を意味し, 入力側が Q_{es} , 出力側が Q_{eL} を示す。この値に合うように構造設計を進めるが, 構造設計の前にこれらの Q_e, k_{ij} によりどの程度の性能が得られるかを回路シミュレータで確認しようとした際に Q_e, k_{ij} と J および K インバータの関係性がわからない, という問題に直面する。回路シミュレータの中には図 10, 図 13 に示すように, f_0, Q_e, k_{ij} に直接的に関連づく回路素子はなく, あくまでも f_0 は LC 並列および直列回路で表し, Q_e, k_{ij} は J および K インバータで表すこととなる。もし関係性がわかれば, 回路シミュレータ上で設計パラメータを変化させたときの $|S_{11}|, |S_{21}|$ の特性変化も簡単にシミュレーションでき, 電磁界シミュレータを用いた回路構造設計の際の最適化指針も得られやすい。式(22)から(27)に J および K インバータと Q_{es}, Q_{eL}, k_{ij} の関係式を示す。

$$J_{01} = \sqrt{\frac{Y_0 b_1 FBW}{\Omega_c Q_{es} FBW}} = \sqrt{\frac{Y_0 b_1}{Q_{es}}} (\because \Omega_c = 1) \quad \text{式(22)}$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{b_n FBW Y_0}{\Omega_c Q_{eL} FBW}} = \sqrt{\frac{b_n Y_0}{Q_{eL}}} (\because \Omega_c = 1) \quad \text{式(23)}$$

$$J_{i,i+1} = \sqrt{\frac{b_i FBW b_{i+1} FBW}{\Omega_c \frac{FBW^2}{k_{ij}^2}}} = k_{ij} \sqrt{b_i b_{i+1}} (\because \Omega_c = 1) \quad \text{式(24)}$$

$$K_{01} = \sqrt{\frac{Z_0 x_1 FBW}{\Omega_c g_0 g_1}} = \sqrt{\frac{Z_0 x_1}{Q_{es}}} (\because \Omega_c = 1) \quad \text{式(25)}$$

$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{x_n FBW Y_0}{\Omega_c g_n g_{n+1}}} = \sqrt{\frac{Z_0 x_n}{Q_{eL}}} (\because \Omega_c = 1) \quad \text{式(26)}$$

$$K_{i,i+1} = \sqrt{\frac{x_i FBW x_{i+1} FBW}{\Omega_c g_i g_{i+1}}} = k_{ij} \sqrt{x_i x_{i+1}} (\because \Omega_c = 1) \quad \text{式(27)}$$

式(22)から(27)をもとに作成した 5 段 BPF の等価回路を図 17 に示す。図 10 と見た目はほとんど変わらないが, J および K インバータの値が Q_e および k_{ij} , 共振器の L, C の値が共振周波数に関連づいた式となるため, 回路シミュレータ上では Q_e, k_{ij} , 各共振器の共振周波数を変えたときの周波数特性がシミュレーションでき, BPF の回路構造設計との親和性の良い等価回路である。ちなみに周波数特性は図 11, 図 12 と同じ結果が得られた。

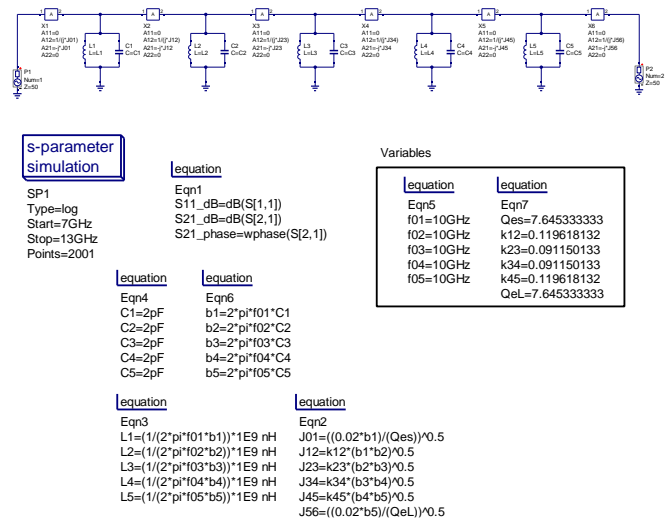


図 17 f_0, Q_e, k_{ij} を変数としたときの J インバータを用いた 5 段 BPF の等価回路

6. Q_e と k_{ij} を計算するときの回路構造

電磁界シミュレータを用いた BPF の回路構造を設計するには一気に最終構造を設計することは難しく, Q_e, k_{ij} を計算するための部分モデルを作成し, そのモデルにおいて構造パラメータを変化させたときの設計チャートを作成して寸法を決定するのが便利である。 Q_e, k_{ij} と回路構造の関係を明らかにするためには部分モデルから計算した周波数特性が必要となる。今回は構造モデルの作成および電磁界シミュレーションには Sonnet Lite[15]を用いた。その周波数特性から Q_e, k_{ij} の計算が必要であり, それぞれの関係式を式(28), (29)に示す。

$$Q_e = \frac{f_r}{\Delta f} \quad \text{式(28)}$$

$$k_{ij} = \frac{f_H^2 - f_L^2}{f_H^2 + f_L^2} \quad \text{式(29)}$$

式(28)における f_r は共振周波数, Δf は f_r での $|S_{21}|$ が

ら 3 dB 下がった 2 周波数の帯域幅を示し、式(29)における f_L , f_H は 2 共振あるうちの低周波側を f_L , 高周波側を f_H とする。

図 18 に Q_e を決定するための部分構造モデルを示す。図 18 の構造を電磁界シミュレーションすると、図 19 の周波数特性が得られる。 Q_e の計算モデルを作成するときのポイントは周波数特性が f_r を境に半分に折り返したときに周波数特性が対称形に近い形となっていることである。対称形でない場合に式(28)を使用して計算すると、BPF の構造設計時に所望の特性が得られない可能性がある。1 回の電磁界シミュレーションで事前に計算した Q_e (今回は $Q_e=7.645$) が得られる構造が得られない可能性がほとんどであるため、図 20 に示すように Q_e の変化が大きい構造パラメータを断定し、その構造パラメータに対する Q_e の変化傾向のグラフを予め準備することが望ましい。今回は構造パラメータとして給電線と共振器間距離 s を選定した。図 20 から今回は $s=0.1$ mm とすると $Q_e=7.72$ が得られる。図 20 があれば共振器構造を変更しない限り、中心周波数以外の設計仕様を変えたとしてもその設計にすぐに対応することが可能である。

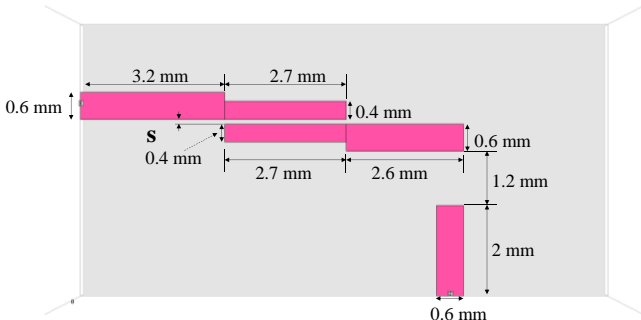


図 18 Q_e を計算するための部分回路構造モデル

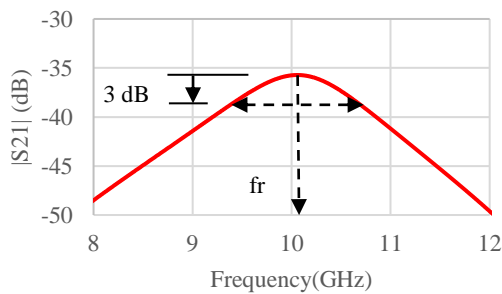


図 19 図 18 の電磁界シミュレーション結果

次に図 21 に k_{ij} を決定するための部分構造モデルを示し、電磁界シミュレーション結果を図 22 に示す。 f_L , f_H は上述の通りである。 k_{ij} は共振器間距離 g を変化させたときの関係を予め計算し図 23 を作成する。図 23 の結果から $g=0.45$ mm, 0.6 mm とする

ことで $k_{ij}=0.1176, 0.095$ が得られる。以上の手順により共振器の並べ方が決定でき、5 段 BPF の回路全体構造が決定できたこととなる。

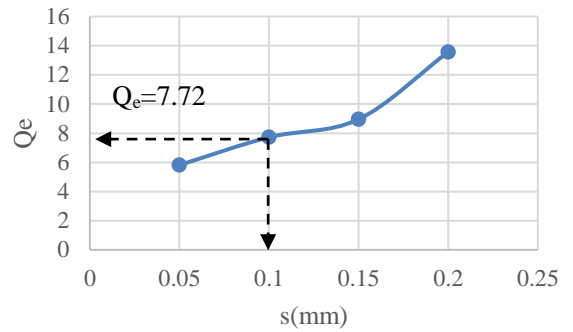


図 20 給電線と共振器間距離 s に対する Q_e の変化

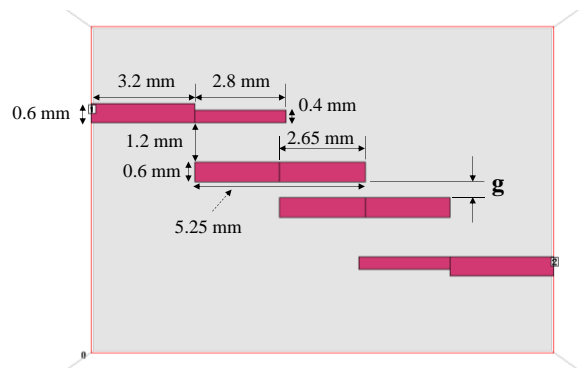


図 21 k_{ij} を計算するための部分回路構造モデル

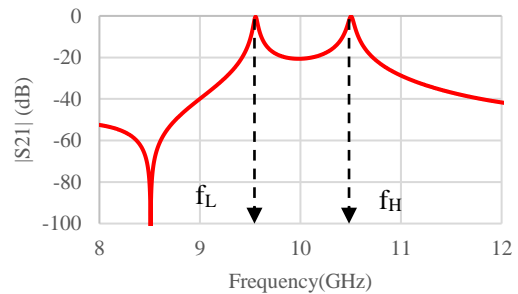


図 22 図 21 の電磁界シミュレーション結果 ($g=0.6$ mm)

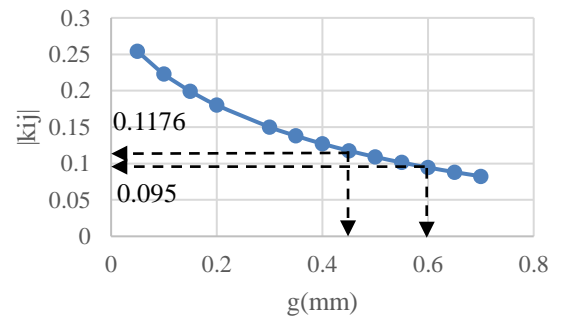


図 23 共振器間距離 g に対する k_{ij} の変化

7. Chebyshev 型 5 段 BPF の回路構造の設計

図 24 に 6 章の検討をもとに設計した Chebyshev 型 5 段 BPF の回路構造を示す。また、図 25 および図 26 に図 24 の電磁界シミュレーション結果を示す。図 25 および図 26 に示した結果より、設計パラメータに合うように設計を進めると、おおそ BPF 特性が得られた。しかし、図 11 および図 12 と比較すると通過特性の ripple が大きくなり 9.5 GHz 付近で通過損失が高くなった。この原因は図 20, 図 23 から得られた Q_e , k_{ij} が式(19)から(21)を用いた計算値と一致していないこと、8.4 GHz 付近に発生した減衰極の影響が挙げられる。今回は減衰極が原因であると仮定し、最後に通過帯域内に対する減衰極の影響を議論する。

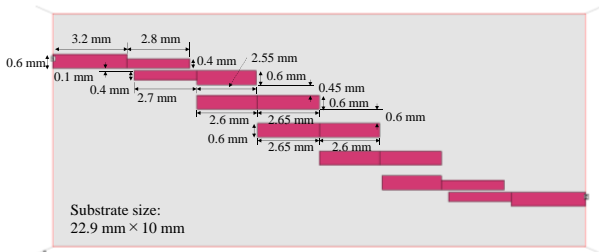


図 24 Chebyshev 型 5 段 BPF の回路構造

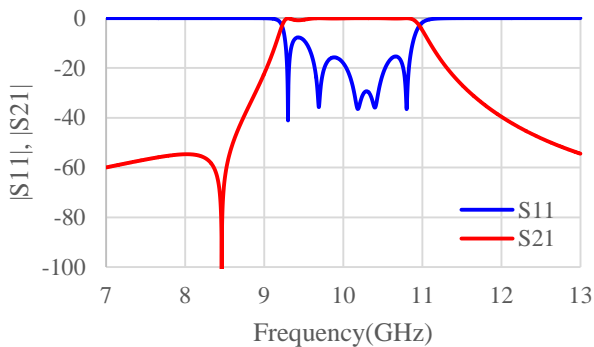


図 25 図 24 の電磁界シミュレーション結果

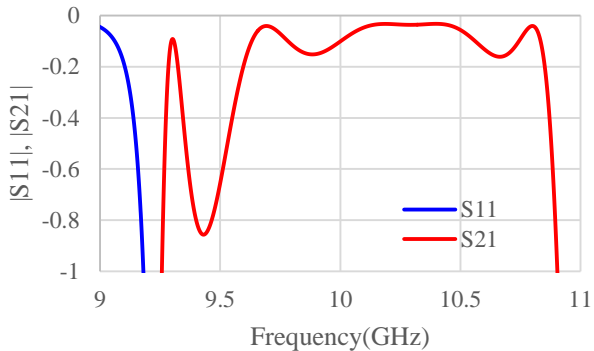


図 26 図 25 の通過帯域近辺の拡大図

8. BPF の周波数特性への飛越結合の影響

BPF の設計を進めると、ほぼ必ず飛越結合、Cross-coupling という単語をよく聞く。飛越結合の利点は、設計者がうまく制御できれば $|S_{21}|$ の通過帯域外に減衰極を生成し、共振器の数を増やすことなく帯域外遮断特性を急峻にすることができたり、通過帯域内の群遅延特性を平坦にすることができる [13] など、高機能な BPF の実現に大きく寄与する。しかし、実際は飛越結合の悪影響の部分で苦労することが多い。その悪影響とは通過帯域内の特性が理想特性と同等なものが得られないことや、飛越結合が強い場合には通過帯域内に意図しない遮断域ができることもある。特に PCB のような平面回路では飛越結合の影響を弱めることができたとしても完全に消すことは難しく、飛越結合の好影響と悪影響のトレードオフを考慮しつつ、できるだけ好影響を引き出す設計をするところに BPF 設計の面白さがあり、設計者の力量が試される。その目で今までの論文や特許を見ると、設計者が色々な工夫を加えていることが伺え、非常に興味深く気づきを与えてくれる。飛越結合は諸刃の刃であり、まずは設計した回路構造でどの部分にどれだけ飛越結合が発生しているかを断定できれば設計の糸口をつかめることがある。飛越結合の断定技術の一例として、図 17 の回路が役に立つ。例えば k_{13} , k_{24} , $k_{35} = +0.01$ 程度の飛越結合の影響を考慮した場合の等価回路を図 27 に示す。各 5 つの共振器の共振周波数は Chebyshev 特性の場合と変えず 10 GHz とし、単に k_{13} , k_{24} , k_{35} に相当する J インバータを追加しただけである。図 28 より、飛越結合の要素を加えると遮断域の 8.4 GHz 付近に減衰極が発生するが、同時に通過帯域内の特性が図 11 の特性と比較すると大きく劣化することがわかる。今回は経験的に最適化方針を検討して適用した結果、図 29 の周波数特性となった。方針としては、1, 5 段目の共振周波数を 10.08 GHz とした。わずか 80 MHz であるがこの方針に気がつくか否かで設計力の差がでてくることとなり、そのためには設計者が意図しない見えない飛越結合を見える化することが重要となる。

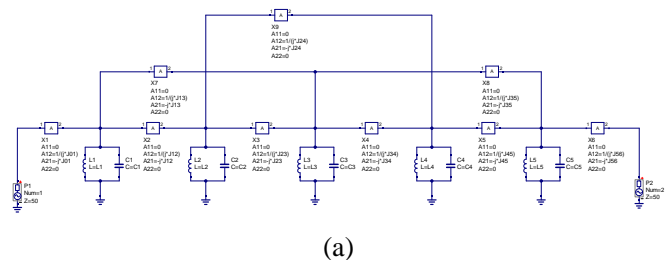
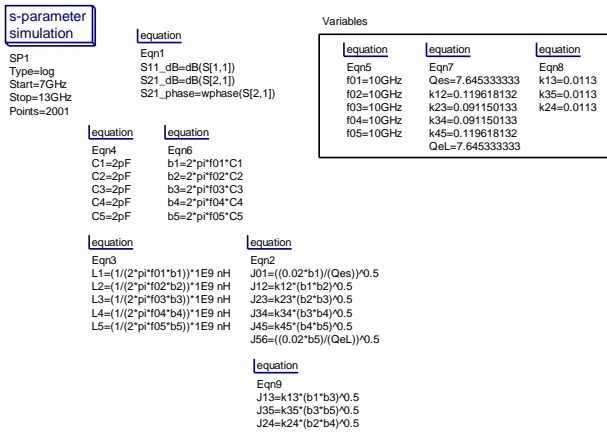


図 27 飛越結合を考慮した 5 段 BPF の等価回路 (1/2)



(b)

図 27 飛越結合を考慮した 5 段 BPF の等価回路 (2/2)

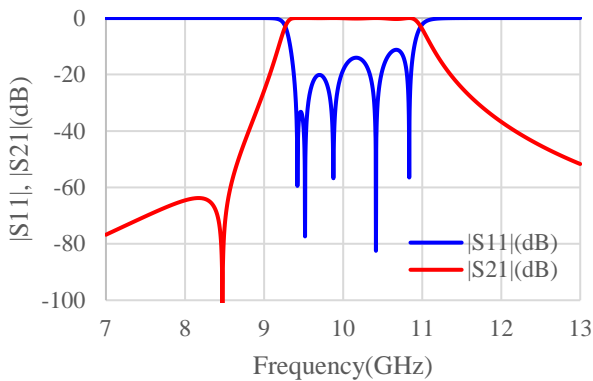


図 28 図 27 の回路シミュレーション結果

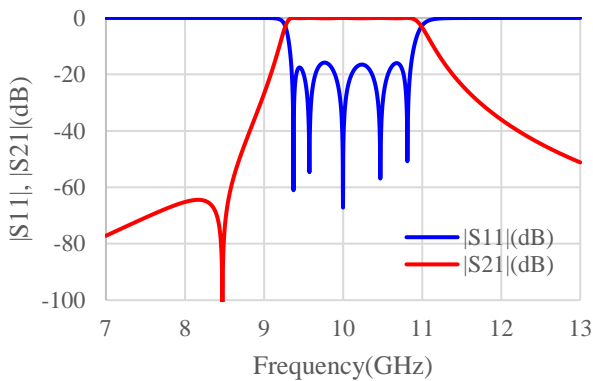


図 29 1, 5 段目の共振周波数調整後のシミュレーション結果

9. まとめ

本講座では初学者や設計初心者の方が BPF 設計するために必要となるちょっとした基礎とコツについて等価回路を中心に紹介した。今回の内容は一部概略的に紹介した部分があり、学問としては浅学な部分が多いため、より深い BPF 設計技術の理解には数

学、電気回路の流れが非常に整っているフィルタ設計理論を一つ一つの意味や段階をしっかりと追うことや、それをもとに電磁気との結び付きを理解することが重要であることは付記させていただく。専門的なところが犠牲になっている部分が多いかもしれないが、本基礎講座の内容が今まで報告された BPF の素晴らしい研究報告例を各自がより深く理解し、BPF 設計を進める上での一助になれば幸いである。当日の発表では筐体設計や本資料の内容を踏まえた上で数百 GHz 帯の BPF の設計事例も紹介する予定である。

文献

- [1] V. Chauhan, C. Huck, A. Frank, W. Akstaller, R. Weigel, and A. Hagelauer, "Enhancing RF Bulk Acoustic Wave Devices: Multiphysical Modeling and Performance," IEEE Microwave Magazine Vol. 20, Iss. 10, pp. 56-70, October 2019.
- [2] J. -S. Hong and M. J. Lancaster, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications," John Wiley & Sons, Inc., pp. 41-46, pp. 54-65, pp. 127-130, 2007.
- [3] Datasheet of RT/duroid 6010.2LM, <https://rogerscorp.com/-/media/project/rogerscorp/documents/advanced-electronics-solutions/english/data-sheets/rt-duroid-6006-6010lm-laminate-data-sheet.pdf>, 2021 年 9 月 6 日閲覧。
- [4] 馬哲旺, "マイクロ波フィルタの設計の基礎と実践," MWE 2012 ワークショップダイジェスト, 2012.
- [5] 石崎俊雄, "学生にもわかるマイクロ波フィルタ基礎理論のやさしい習得法," MWE 2013 ワークショップダイジェスト, 2013.
- [6] 平塚敏朗, "実際の応用例に学ぶマイクロ波フィルタの基本設計," MWE 2013 ワークショップダイジェスト, 2013.
- [7] 野本俊裕, "マイクロ波フィルタ設計の基礎と関連技術," MWE 2014 ワークショップダイジェスト, 2014.
- [8] 大平昌敬, "ワイヤレス新時代におけるマイクロ波フィルタの理論・解析・設計入門," MWE 2015 ワークショップダイジェスト, 2015.
- [9] 河口民雄, "フィルタ設計入門," MWE 2016 ワークショップダイジェスト, 2016.
- [10] 和田光司, 小野哲, "平面フィルタの小型化のための基礎と勘所," MWE 2017 ワークショップダイジェスト, 2017.
- [11] 陳春平, "マイクロ波フィルタの設計入門: 基礎および設計例," MWE 2018 ワークショップダイジェスト, 2018.
- [12] 古神義則, "フィルタの基礎設計 -共振器直結型フィルタの設計-, " MWE 2019 ワークショップダイジェスト, 2019.
- [13] 加屋野博幸, "フィルタの応用設計 -機能性を持ったフィルタ設計-, " MWE 2019 ワークショップダイジェスト, 2019.
- [14] QucsStudio, <http://qucsstudio.de/>, 2021 年 9 月 3 日閲覧。
- [15] Sonnet Lite, <https://www.sonnet.site/free/>, 2021 年 9 月 3 日閲覧。

著者紹介

小野 哲 電気通信大学 准教授,
ono.satoshi@uec.ac.jp