

ヘリカル共振器を適用した高選択度 BPF の設計方法

2004.11.15
Mr. H. Endo
Copyright© MEL

及び SNAP による周波数選択特性の最適化

1. 序文

UHF 帯を中心に使用できる小形で Q の高いヘリカル共振器の設計方法と、この共振器を多段に縦列接続した周波数選択度に優れた BPF の設計方法について紹介する。

2. 概要

- (1) ヘリカル共振器の具体的な構造と自己共振における特性インピーダンス、Q を最大にする条件とその Q 値、コイル上での線路波長などの基本特性について説明する。
- (2) ヘリカル共振器にトランジスタを接続した並列共振回路、即ち同調回路の形成方法とその等価回路の諸特性について周波数特性等を導出する。
- (3) 上記共振回路を 4 段に縦列接続した高選択度 BPF [最大平坦 BPF] について、具体的な設計手法を説明する。

3. ヘリカル共振器の構造と基本的特性

[構造]

円柱状或いは角柱状の金属ケースの中央に巻き線コイルを配置し、コイルの一端を開放し、他端を直線状に伸ばして金属ケースの底面に接地した(図 1)のような構造になっている。良好な性能を実現する上での実用上の制約条件はおおよそ次の通りである。

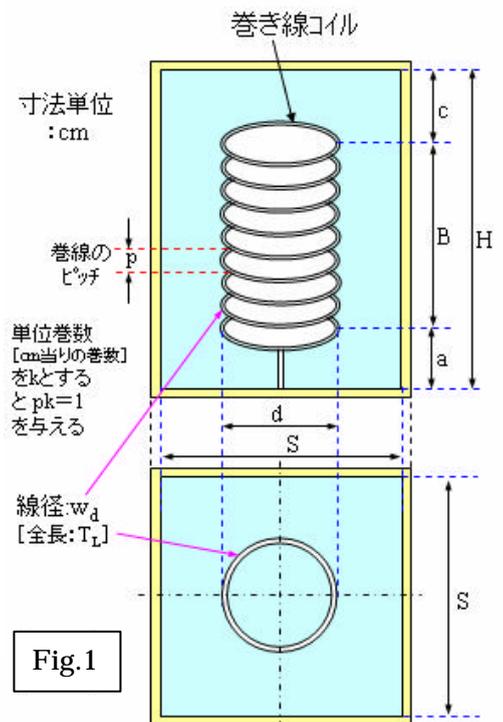
ヘリカル共振器の構造上の制約条件			概ね: $c \cong a$
$1.0 \leq \frac{b}{d} \leq 4.0$	$0.45 \leq \frac{d}{D} \leq 0.6$	$0.4 \leq kw_d \leq 0.7$	

[基本的特性]

(1) 上記の制約条件の下で、ヘリカル共振器の特性インピーダンス Z_H () 及びコイル上での線路波長 λ_g (cm) は次のように表される。但し、自由空間波長を λ_0 [cm] とする。

$$Z_H = \sqrt{\frac{L_u}{C_u}} \cong 182 k d \left\{ \left[1 - \left(\frac{d}{D} \right)^2 \right] \log_{10} \left(\frac{D}{d} \right) \right\}^{\frac{1}{2}}$$

$$\lambda_g \cong \lambda_0 \frac{0.618}{k d} \left\{ \log_{10} \left(\frac{D}{d} \right) / \left[1 - \left(\frac{d}{D} \right)^2 \right] \right\}^{\frac{1}{2}}$$



次に無負荷 $Q : Q_u$ については $d/D = 0.55$ で最大値をとり、その値は $D[\text{cm}]$ および共振周波数 $f[\text{GHz}]$ を用いて次のような近似式で与えられる。

$$Q_u \cong 19.7 D (10^3 \times f)^{\frac{1}{2}}$$

(2) ヘリカコイルのコイル長 $B[\text{cm}]$ は、コイル先端のフリンジ容量効果並びにその浮遊容量によって $g/4$ から 6% 短縮されるので、 $B = 0.94 g/4$ と与えられる。

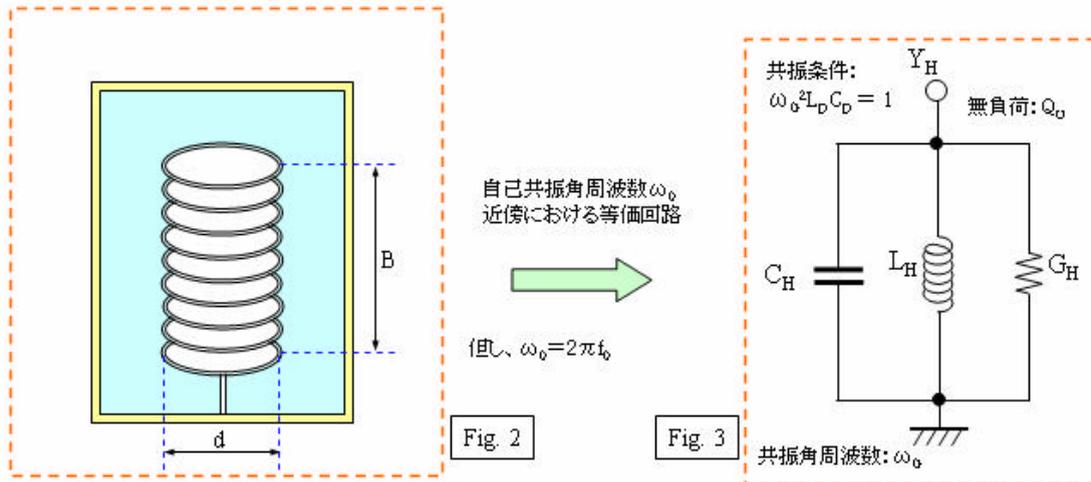
コイル長 B に単位巻数 k を乗じたものがコイルの総巻数 N になるので次のように与えられる。

$$N = B k \cong \frac{4.36}{fD \left(\frac{d}{D}\right)} \left\{ \log_{10} \left(\frac{D}{d} \right) / \left[1 - \left(\frac{d}{D} \right)^2 \right] \right\}^{\frac{1}{2}}$$

4. ヘリカ共振器にトリコンテナを接続した並列共振回路

(1) ヘリカ共振器の等価回路表示

(図 2) のヘリカ共振器の共振周波数 f_0 近傍における等価回路は、等価インダクタンス L_H 、等価容量 C_H 、等価コンダクタンス G_H を用いて (図 3) の並列共振回路で表現される。



無負荷 $Q : Q_u$ が最大となる $d/D = 0.55$ のとき、 $N = Bk = 4.84/(fD)$ の関係が成立するのでこれを前述の特性インダクタンス Z_H に適用すると次のように表される。

ここで、等価インダクタンス L_H 、等価容量 C_H および等価コンダクタンス G_H は次式で表現される。

$$Z_H = \frac{206}{f_0 B}$$

アドミタンス: Y_H は、自己共振角周波数 ω_0 からの離角周波数を $\Delta\omega$ として次の様にとえられる。

$$Y_H \doteq G_H \left[1 + j2Q_u \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right]$$

$$G_H = \frac{\pi}{4 Z_H Q_u}$$

但し、 Z_H : ヘルム共振器の特性インピーダンス
 Q_u : ヘルム共振器の無負荷Q
 G_H : ヘルム共振器のコンダクタンス

又、 C_H : ヘルム共振器の自己共振角周波数 ω_0 付近における等価容量及び L_H : ヘルム共振器の自己共振角周波数 ω_0 における等価インダクタンスは次のように近似できる。

$$C_H \doteq \frac{\pi}{4 \omega_0 Z_H}$$

$$L_H \doteq \frac{4 Z_H}{\pi \omega_0}$$

(2) トリマコンデンサを接続した並列共振回路の関係式の導出

トリマコンデンサの容量 C_v で共振周波数 f_R [共振角周波数 $\omega_R = 2\pi f_R$] を調整する (図4) の同調共振回路は (図5) 合成等価回路で表すことができる。

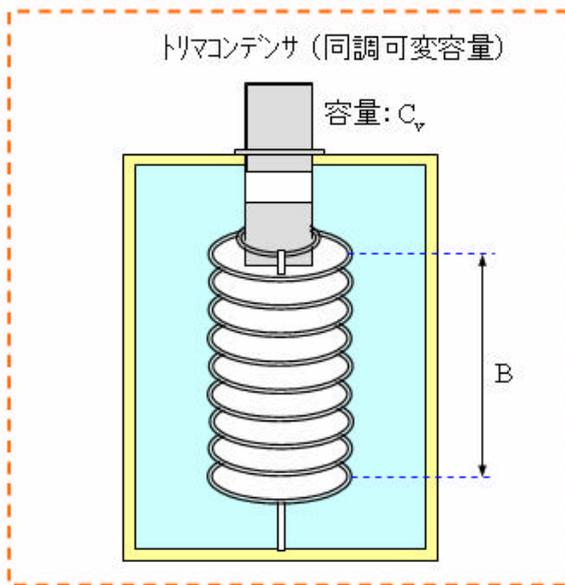


Fig 4

共振角周波数 ω_R 近傍における等価回路

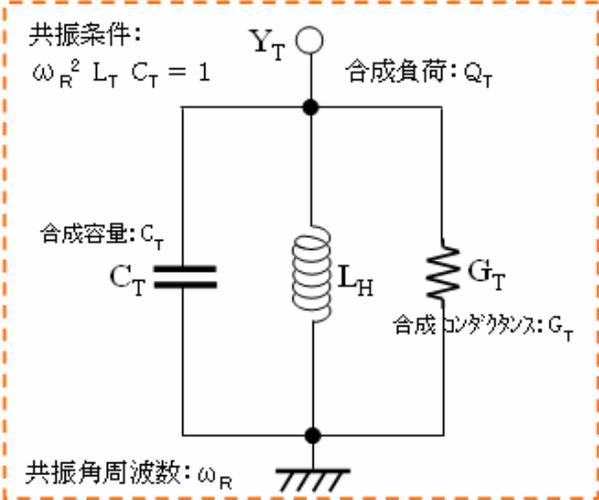


Fig 5 合成等価回路

(図5) の合成等価回路を構成する合成容量 C_T 、合成コンダクタンス G_T は次式で与えられる。

合成アドミタンス: Y_T 但し、 $\Delta\omega$: 共振角周波数 ω_R からの離角周波数

$$Y_T \doteq G_T \left[1 + j2Q_T \frac{\Delta\omega}{\omega_R} \right]$$

$$G_T = G_H + G_C$$

$$G_C = \frac{\omega_x C_{vmax}}{Q_C}$$

$$G_H = \frac{\pi}{4 Z_H Q_u}$$

$$Q_T = \frac{1}{G_T \omega_R L_H}$$

$$\omega = \omega_R + \Delta\omega, \Delta\omega \ll \omega_R$$

G_T : 共振回路の合成コンダクタンス
 G_C : トリマのコンダクタンス
 G_H : ヘルム共振器のコンダクタンス

Q_T : 共振回路の合成負荷
 Q_u : ヘルム共振器の無負荷Q
 Q_C : トリマの無負荷Q

ω_x : トリマの Q_C を測定した角周波数

ここで、合成容量 C_T は $C_T = C_H + C_v = 1/(L_H \omega_R^2)$ で与えられる。

上式に前述の $Z_H = 206/(fB)$ を代入して、トリマ容量 C_v は次のように求まる。

$$C_v \doteq \frac{B [cm]}{1.65 \omega_R^2} (\omega_0^2 - \omega_R^2) [pF]$$

5. 変圧比共振器を使用した並列共振回路を4段に縦列接続した高選択度BPF

(1) BPFの構成

各共振器の段間結合にトリマコンデンサを用いた方式と線間結合を用いた方式の2通りを取り上げて具体例を示す。いずれの方式においても夫々の段間の結合容量の値は0.5pF以下になる見込みである。

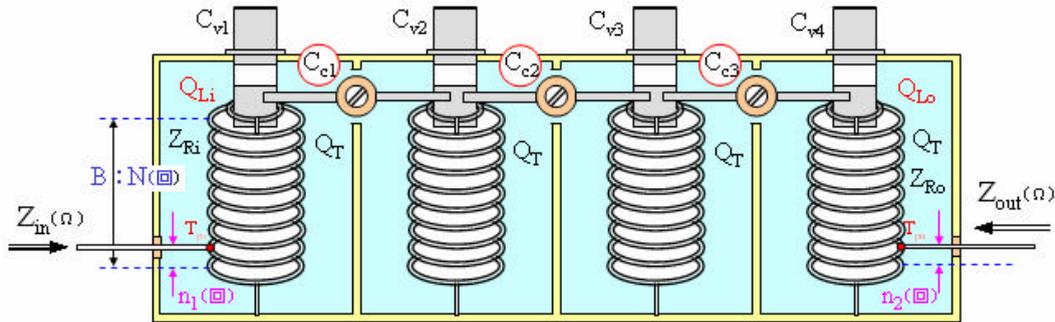


Fig. 6 トリマコンデンサを使用した段間結合

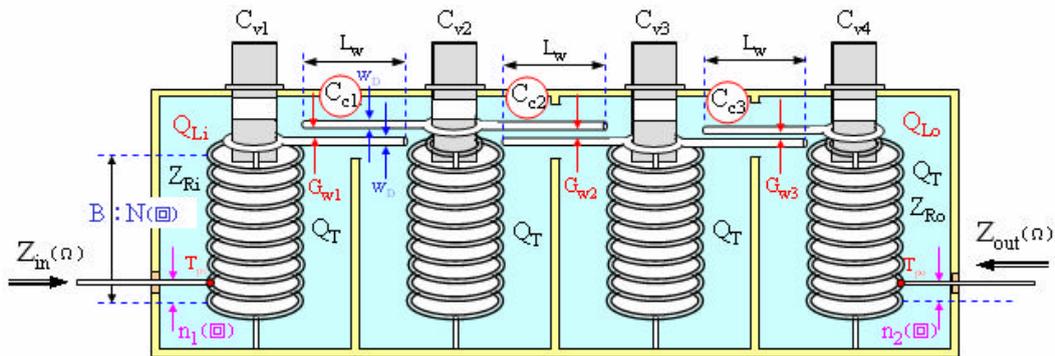


Fig. 7 線間結合を利用した段間結合

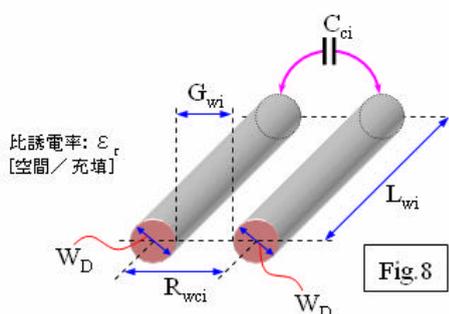
(2) 入出力の結合

変圧比コイルのタップ T に入出力線を接続して、入力インピーダンス $Z_i = 50$ 、出力インピーダンス $Z_o = 50$ と各共振器のインピーダンスを整合させる。前述の総合コンダクタンス G_T を用いてタップ T の巻数 $n_1 = n_2$ と総巻数 N の間には次の関係式が必要である。

$$n_1/N = n_2/N = [1 / (Z_{in} G_T)]^{1/2} = [1 / (Z_{out} G_T)]^{1/2}$$

(3) 線間結合の容量を求める関係式

線径 W_D 、クリアランス G_{wi} を有する2つの平行線が長さ L_{wi} で重なるときにその線間容量 C_{ci} は次のように与えられる。



$$C_{ci} [\text{pF}] = \frac{\pi \epsilon_r L_{wi} [\text{mm}] \times 8.854 \times 10^{-3}}{\log_e \left(\frac{2G_{wi}}{W_D} + 1 \right)}$$

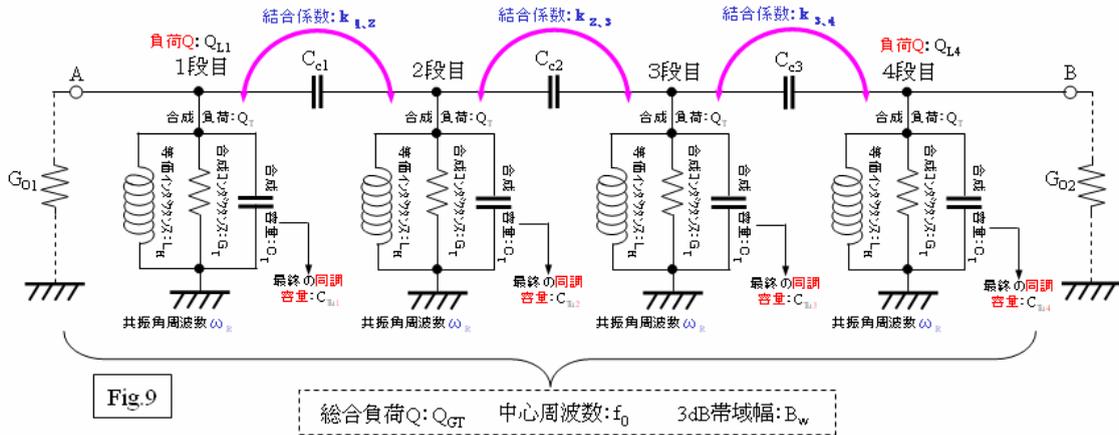
(4) 4 段共振器の BPF の等価回路と段間結合容量の導出

リッジ共振器を使用した並列共振回路をコネクタで結合させた BPF の等価回路を (図 9) に示す。最大平坦特性を与える BPF の等価回路定数 g_{ij} と各段間の結合係数 k_{ij} 、結合容量 C_{ij} の関係は次のように設定される。ここで総合負荷 Q を Q_{GT} 、中心周波数を f_0 、3dB 帯域幅を B_w とする。

段数 n	g_0	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5
4	1	0.7564	1.848	1.848	0.7564	1

表 1

$$k_{i, i+1} = \frac{w}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \qquad w = \frac{B_w}{f_0} = \frac{1}{Q_{GT}}$$



各段間の結合容量 C_{ci} は、 $C_{ci} = C_T k_{i,i+1}$ で与えられるので各容量は次のように求まる。また夫々の共振器における最終の同調容量 C_{Tu_i} は合成容量 C_T に連結する結合容量 C_{ci} を補正する必要があるため次のように定まる。

$$C_{c1} = \frac{C_T w}{\sqrt{g_1 g_2}} \doteq \frac{C_T w}{\sqrt{1.414}} \doteq 0.841 C_T w \qquad C_{Tu1} \doteq C_T - C_{c1}$$

$$C_{c2} = \frac{C_T w}{\sqrt{g_2 g_3}} \doteq \frac{C_T w}{\sqrt{(1.848)^2}} \doteq 0.541 C_T w \qquad C_{Tu2} \doteq C_T - (C_{c1} + C_{c2})$$

$$C_{c3} = \frac{C_T w}{\sqrt{g_3 g_4}} \doteq \frac{C_T w}{\sqrt{1.414}} \doteq 0.841 C_T w \qquad C_{Tu3} \doteq C_T - (C_{c2} + C_{c3})$$

$$C_{Tu4} \doteq C_T - C_{c3}$$

6 . BPF の段数と減衰特性

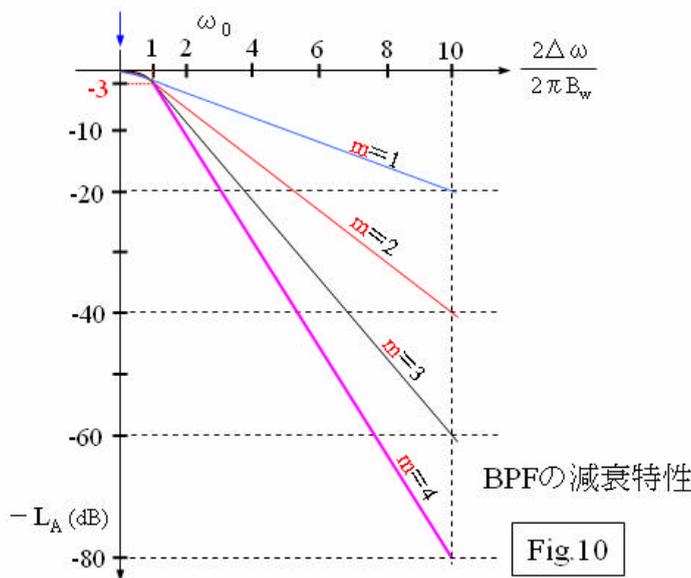
フィルタの減衰特性 L_A は共振回路の縦続段数を m 、3dB 通過帯域を B_w として、共振角周波数

ω_0 からの離調角周波数を $\frac{2\Delta\omega}{2\pi B_w}$ を用いて次のように与えられる。

$$L_A = 10 \log_{10} \left[1 + \left(\frac{2\Delta\omega}{2\pi B_w} \right)^{2m} \right] \text{ (dB)} \quad \text{また、次に様に近似される。}$$

$$\left(\frac{2\Delta\omega}{2\pi B_w} \right)^{2m} \ll 1 \text{ で } L_A \doteq \frac{1}{2.3} \left(\frac{2\Delta\omega}{2\pi B_w} \right)^{2m} \text{ (dB)}$$

$$\left(\frac{2\Delta\omega}{2\pi B_w} \right)^{2m} \gg 1 \text{ で } L_A \doteq 20m \log_{10} \left(\frac{2\Delta\omega}{2\pi B_w} \right) \text{ (dB)}$$



上式の減衰特性をグラフで表すと次のように段数 m の増加に伴って、減衰カーブが 20dB 増大することが判る。

各段の共振回路が同一の Q を持つとすれば、共振周波数 f_0 と 3dB 通過帯域 B_w の間に次の関係が成立する。

$$Q = \left(\frac{f_0}{B_w} \right)$$

7. 自動計算書

本 BPF の諸パラメータ (形状 / 構造等の物理的条件) を算出する自動計算書を Excel シートを使用して作成した。その計算結果を(表 - 2)、(表 - 3) に示す。このシートを利用するとヘリカル共振器とそれを 4 段に接続した BPF の設計が容易である。

ヘリカル共振器の構造制約条件	$1.0 \leq B/d \leq 4.0$	$0.45 \leq d/D \leq 0.6$	$0.4 \leq kw_0 \leq 4.0$	無負荷 $Q: Q_0$ を最大にする条件: $d/D = 0.55$	円柱Cavityに等価な角柱Cavityの関係: $S = 1.2D$		
ヘリカル共振器の構造パラメータ【初期設定値】 (表1)							
	コイルの線径: w_0 [mm] (最終設定)	コイル長: B (腔中心間距離) [cm]	コイルの直径 (腔中心間距離): d [cm]	コイルの基部線路長: a [cm]	正方形角柱Cavityの高さ: H [cm]		
	2.5	3	1	1	5		
自己共振(Q最大条件)における最適定数および基本特性の算出 (表2)							
円柱Cavityの直径(内径): D [cm]	等価正方形角柱Cavity底面の辺長: S [cm]	共振周波数: f_0 [GHz]	総巻数: N [回]	単位巻数: k [回/cm]	コイル波長: λ_0 [cm]	特性インピーダンス: Z_H [Ω]	位相定数: β [rad/cm]
1.82	2.18	0.483	5.1	1.70	12.75	142.2	0.49
コイルの全長(線長): L_T [cm]	自由空間波長: λ_0 [cm]	巻線のピッチ: p [cm/回]	無負荷 $Q: Q_0$	π	$L_T = \lambda_0/4$ の関係成立?	$1.0 \leq B/d \leq 4.0$ の条件成立?	$0.4 \leq kw_0 \leq 4.0$ の条件成立?
16.31	62.11	0.59	787.2	3.1415926	TRUE	TRUE	TRUE
数値入力	他表とのリンク結合		算出の最終結果				

(表 - 2)

(表 - 3)

段間の結合容量を平行2線で構成する場合の形状条件の算出 (表5)						
結合容量: C_{c1} [pF]	2線の結合長: L_{w1} [mm]	線径: W_{D1} [mm]	$K_1 = \pi \epsilon_r L_{w1} \times 8.854$ $\times 10^{-8}$	2線の間隔: G_{w1} [mm]		π
0.087	5.0	1.00	0.139	2.0		3.1415926
結合容量: C_{c2} [pF]	2線の結合長: L_{w2} [mm]	線径: W_{D2} [mm]	$K_2 = \pi \epsilon_r L_{w2} \times 8.854$ $\times 10^{-8}$	2線の間隔: G_{w2} [mm]		比誘電率: ϵ_r
0.056	4.0	1.00	0.111	3.2		1.000
結合容量: C_{c3} [pF]	2線の結合長: L_{w3} [mm]	線径: W_{D3} [mm]	$K_3 = \pi \epsilon_r L_{w3} \times 8.854$ $\times 10^{-8}$	2線の間隔: G_{w3} [mm]		
0.087	5.0	1.00	0.139	2.0		

8 . SNAP のシミュレーション結果と特性の最適化

(1)上記の計算結果の特性解析

自動計算書で得られた定数を用いたヘリカ共振器 4 段接続 BPF を並列共振回路で表した等価回路 (図 11) を作成し、その通過 / 反射特性を S パラメータ解析で求めた結果を (図 12) と (図 13) に示す。

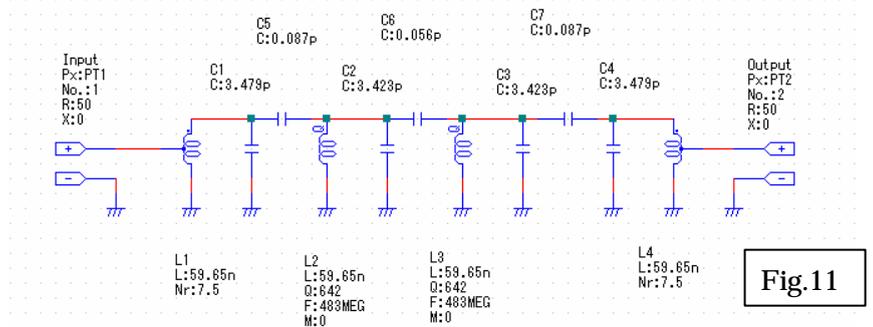


Fig.11

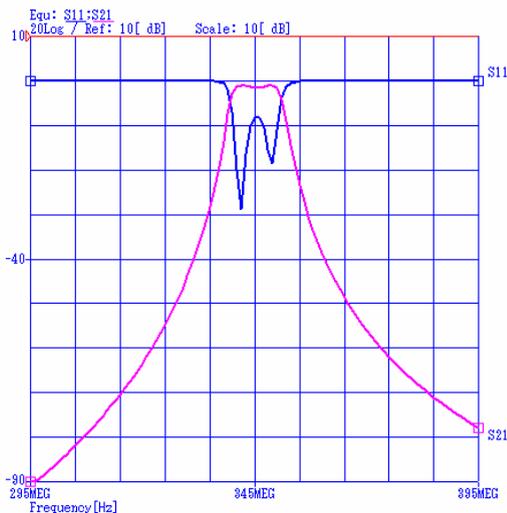


Fig.12

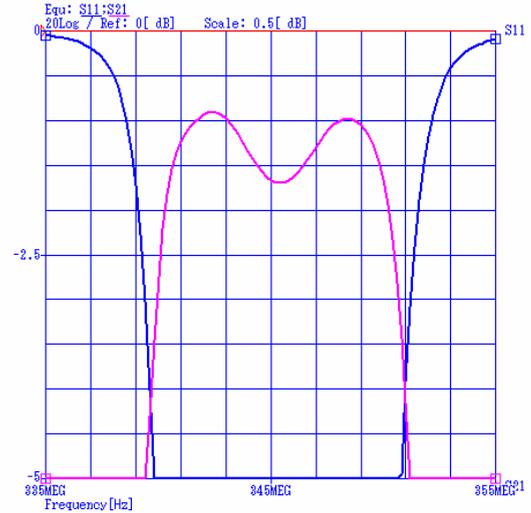


Fig.13

中心周波数 $f_c = 345\text{MHz}$ に対する $\pm 3\text{MHz}$ の通過帯域の偏差約 0.8dB と大きい。この BPF を映像変調器の最終段に適用する場合には信号帯域 6MHz の信号レベル差が大き過ぎる。

(2)信号通過帯域の通過損失偏差を低減する最適化解析

段間結合の3つの容量： C_x 、 C_y 、 C_z と並列共振回路の4つの同調容量 C_a 、 C_b (2種類)の計7つの容量を変数に設定した最適化回路を(図14)に示す。

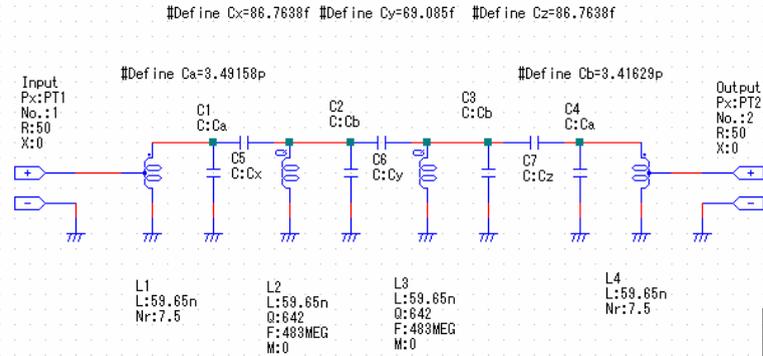


Fig.15

Fig.14



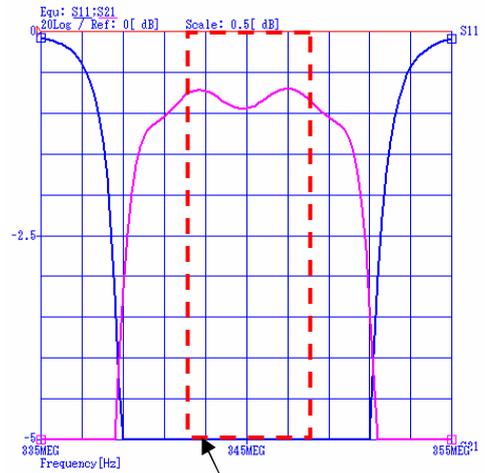
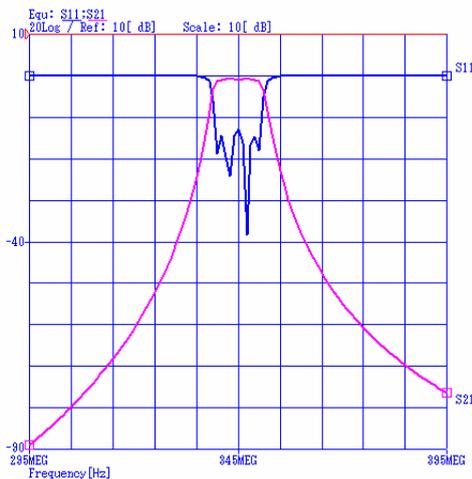
この回路に対する最適化条件を(図15)のように設定し、通過特性の最適化を図った結果を(図16)と(図17)に示す。

(図16)を分析してみると、中心周波数 $f_c \pm 3\text{MHz}$ の6MHzの通過帯域に対してその偏差が約 0.3dB と大幅に改良(低減)されていることが分かる。

即ち、この最適化された BPF は映像変調器において発生するスプリアスを略完全に除去(基本波に対して 60dB 以上減衰)できる。映像信号帯域 6MHz の信号レベル差が大幅に改善されて 0.3dB 以内に収まると同時に、信号帯域内の通過損失も平均で約 0.5dB 低減されていることが明瞭であり、最適化された BPF は最良の周波数選択性を実現する。

Fig.15

Fig.16



映像信号帯域(6MHz)

9 . 結言

Q が高いハリ加共振器を縦列接続した BPF は小型で且つ高選択度の BPF を作製することができる。

本レポートではそのハリ加共振器の達成並びに 4 段の BPF を実現するための段間結合等の詳細な設計手法を紹介した。

添付の Excel を使用した自動計算書を利用すれば共振器の物理的条件（各部の形状等）を簡単に求めることが可能である。

SNAP の S パラメータ解析を使用することで、BPF の帯域内特性 [信号通過特性] ならびに帯域外特性 [スプリアスの除去 / 減衰等] を精確に且つ詳細に分析することができる。

さらに、SNAP の「最適化機能」を活用することによって、設計した BPF 等の性能を大幅に改善・改良できることが明瞭である。通過帯域内の平坦化や通過損失の低減などを容易に且つ精確に最良できることは大きな利点・特徴である。

- 以上 -

