

単一線路と結合線路で構成される 1/2波長型共振器の基本構造と特性

牧本 三夫*, 和田 光司**

Basic structures and properties of the half-wave resonator composed of a single-line and coupled-lines

Mitsuo MAKIMOTO* and Koji WADA**

Abstract

Half-wave stepped impedance resonators (SIRs), which are composed of plural transmission lines having different characteristic impedance, have been put into practical use in microwave circuits as basic resonant elements. However, research and developing works for SIR have been carried out mainly using combination of single transmission lines. This paper describes six types of SIR structure composed of a single-line and coupled-lines. The generalized resonance conditions are derived from transmission line circuit theory, and then basic properties of resonators are analyzed based on these equations. Finally applicable circuits using these resonators are also discussed.

Keywords : stepped impedance resonator, transmission line, coupled-lines, resonance condition, microwave filter

1 はじめに

線路インピーダンスの異なる伝送線路を接続して構成される1/2波長型のステップ・インピーダンス共振器(Stepped Impedance Resonator; SIR)は小型化、高次共振モードの制御性、結合回路設計の多様性などの特長を生かしマイクロ波回路でしばしば用いられる基本共振素子である[1],[2]。これまでは単一線路のみを組み合わせた共振器構造が主に用いられ、小型化が要求される場合などにおいて先端開放型のSIRの両端の線路を平行結合させ単一線路と平行結合線路で構成される構造が適用されている[3]。これらの構造は小型ヘアピン共振器と称されることもあり[3],[4],[5]、マイクロ波フィルタとして実用に供されているが、これ以外の分布結合線路を有するSIRの構造の提案や応用についての報告はほとんどなされていない状況にある。また単一線路SIRを小

型化するため線路先端部を折り返し、線路間を接近させた構造を採用した折り返し線路SIRの提案もあるが[6]、この場合も線路間の結合を考慮することなく、単一線路で構成されるSIRとして取り扱われている。最近RF-CMOSなどマイクロ波・ミリ波回路の1チップ化の技術動向の中で伝送線路型のパッシブ・デバイスを小型化する要求は強くなっており[5],[7]、スペース・ファクターを向上させるために線路間隔はできるだけ接近させてレイアウトすることも要求され、共振器線路間の結合を考慮した設計も必要となる。本論文においては結合線路を積極的に利用する観点からSIRの構造を検討し、1/2波長型共振器に適用しうる平行結合、逆平行結合、折り返し結合線路の3種類の分布結合線路を対象とし、さらに共振器先端を開放あるいは短絡条件にすることを考慮して6種のタイプのSIRを取り上げる。これらのSIRの共振条件式を回路論的アプローチで導出し、統一的な表現

Received on September 6, 2013

* Visiting Researcher, The University of Electro-Communications

** Associate Professor, The University of Electro-Communications

* 電気通信大学客員研究員

** 電気通信大学准教授

になるように条件式を整理する。さらに求めた共振条件式に基づきそれぞれのSIRの基本特性の解析を行い、その結果をもとに構造や特性を生かしたSIRのマイクロ波やミリ波回路への応用可能性について検討する。

2 1/2波長型SIRの具体的な構造

単一線路で構成される1/2波長型SIRは図1に示すように基本的に (a) 両端開放型、(b) 先端短絡型がある。図に示すように線路インピーダンスを Z_{s1} 、 Z_{s2} 、基準周波数 f_0 （一様線路共振器の基本共振周波数）における線路電気長を θ_{s1} 、 $2\theta_{s2}$ で表し、基本共振モードに対して $\theta_{s1} + \theta_{s2} = \pi/2$ ($\theta_{s1} > 0, \theta_{s2} > 0$) として共振器の全電気長を f_0 で一定 (π) として考える。このとき (a) 両端開放型の場合共振条件式はよく知られているように[1]、

基本共振および奇数次の高次モード共振：

$$\tan\theta_{s1} \cdot \tan\theta_{s2} = Z_{s1}/Z_{s2} = R_{zo} \quad (1-1)$$

偶数次の高次モード共振：

$$\tan\theta_{s1}/\tan\theta_{s2} = -Z_{s1}/Z_{s2} = -R_{zo} \quad (1-2)$$

と表すことができる。なお R_{zo} はインピーダンス比であり、添え字“o”はopen（開放）の場合を表すものとする。次に (b) 先端短絡の場合は

基本共振および奇数次の高次モード共振：

$$\tan\theta_{s1} \cdot \tan\theta_{s2} = Z_{s2}/Z_{s1} = R_{zs} \quad (1-3)$$

偶数次の高次モード共振：

$$\tan\theta_{s1}/\tan\theta_{s2} = -Z_{s2}/Z_{s1} = -R_{zs} \quad (1-4)$$

と表すことができる。この場合インピーダンス比 R_{zs} の添え字“s”はshort（短絡）を表すものとする。インピーダンス比をこのように定義することにより R_z に対する共振器の振る舞いを統一して議論することが可能となる。

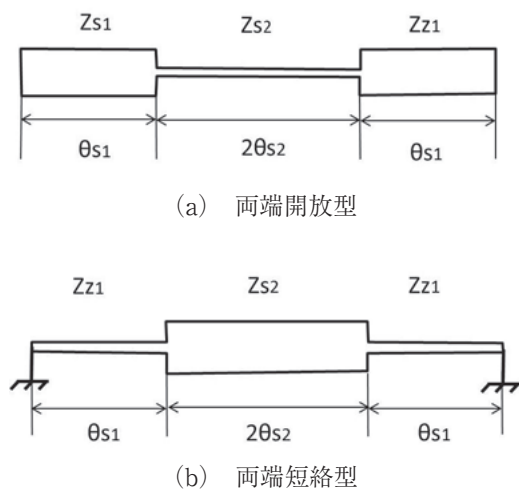


図1 単一線路のみで構成される1/2波長SIRの基本構造

次に単一線路だけで構成されるSIRの先端部の線路を先端部が同一の位置になるように平行結合させる（以下

この結合方式を平行結合と称することにする）と図2に示すような単一線路と平行結合線路で構成されるSIRが実現される。図1 (a) の先端開放型の場合図2①に示すような構造となり、図1 (b) の先端短絡型の場合には図2②の構造となる。

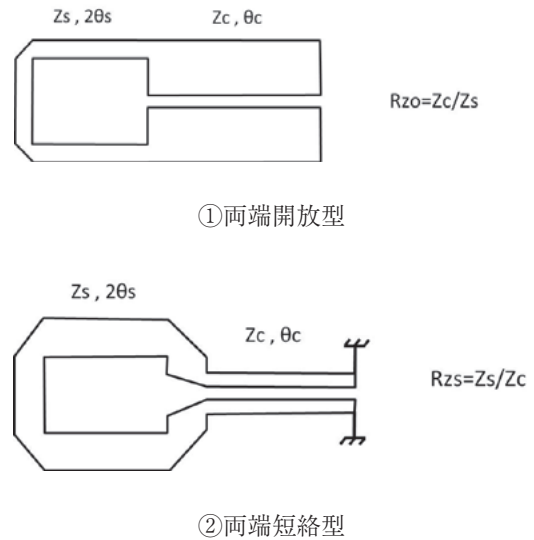


図2 単一線路と平行結合線路で構成される1/2波長SIRの基本構造

同様に平行結合線路を先端部が互いに対向するように逆向きに平行結合（以下この結合方式を逆平行結合と称することにする）させると図3に示す構造が得られる。図1 (a) の先端開放型の場合図3③に示すような構造となり、図1 (b) の先端短絡型の場合には図3④の構造となる。

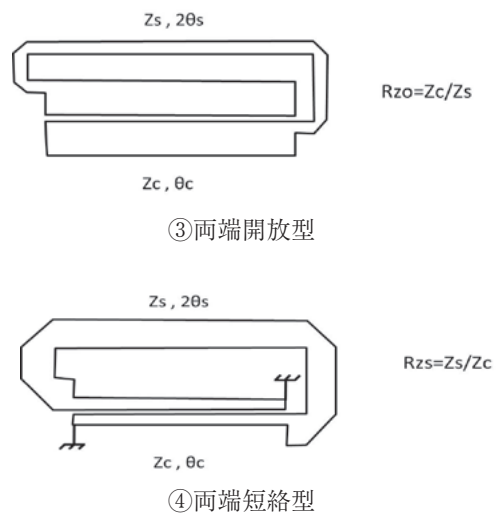


図3 単一線路と逆平行結合線路で構成される1/2波長SIRの基本構造

さらに結合線路としては一組の両端を接続した折り返し構造（以下折り返し結合と称することにする）も適用

でき、これと単一線路を組み合わせると図4に示すような構成が考えられる。図4⑤は両端開放の場合で、図4⑥は両端短絡の例を示す。

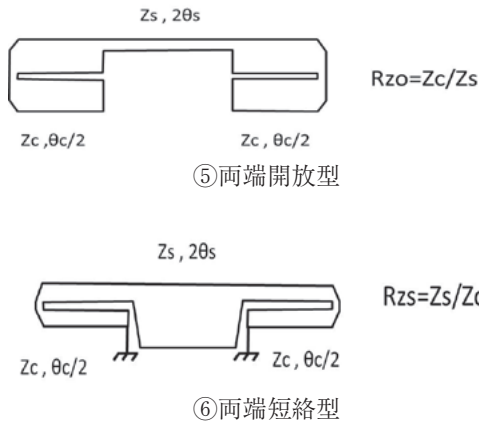


図4 単一線路と折り返し結合線路で構成される1/2波長SIRの基本構造

なお、図2、図3および図4においては、単一線路部は線路インピーダンス、電気長を Z_s 、 θ_s とし、結合線路の線路インピーダンス（奇偶モードの相乗平均インピーダンス）、結合電気長（奇偶モードの相乗平均電気長）を Z_c 、 θ_c として表している。ただし図4の結合部は2箇所あるのでそれぞれの結合電気長は $\theta_c/2$ としている。

以上整理すると単一線路と結合線路から構成されるSIRは、結合方式に3種類、線路先端の状況が2種類あるから図に示しているように基本構造として以下の6タイプを基本的に考えることにする。

- ①平行結合両端開放
- ②平行結合両端短絡
- ③逆平行結合両端開放
- ④逆平行結合両端短絡
- ⑤折り返し結合両端開放
- ⑥折り返し結合両端短絡

これまで平行結合線路を有するSIRは応用の面においては①の平行結合両端開放タイプのSIRが取り上げられ、小型ヘアピンBPFなどの例が知られている[3],[6],[7]が、詳細な共振特性などの解析はなく、他のタイプのSIRに関しては応用においても、基礎検討の面においても取り上げられることはほとんどなく、その特性も明らかにされていない。ここでは、これらすべての平行結合線路を有する共振器を対象に共振条件式を導出し、それを体系的に整理するとともに、これらの共振条件式が結合を含まない場合、またインピーダンスステップのない一様線路共振器の条件式も包含する一般的な1/2波長型の伝送線路共振器の共振条件式を包含していることを示す。さらに奇偶伝播モードの位相速度を一定として、そ

れぞれの共振特性の数値解析を行って共振器の振る舞いを考察するとともに、構造の拡張、応用例について検討する。なお解析においては基本特性を把握することを目的とし線路は無損失線路を仮定し、線路の接続部で発生するパラステイック成分は無視するものとする。

3 結合線路部の回路パラメータ

3.1 伝送線路パラメータ

結合線路部の線路パラメータは図5に示すように、奇偶モードインピーダンス Z_{co} 、 Z_{ce} 奇偶モード線路電気長 θ_{co} 、 θ_{ce} で表現する。ここでは単一線路も取り扱うので区別するために添え字“c”を用いて結合線路を表すものとする。また結合線路は回路設計においては結合度 k と奇偶モードインピーダンスの相乗平均 Z_c を用いて表現するほうが便利なことが多く、ここでも数式を整理するうえで取り扱いやすいのでこの表現を適用する。結合度 k 、相乗平均インピーダンス Z_c は

$$k = (Z_{ce} - Z_{co}) / (Z_{ce} + Z_{co}) \quad (3-1)$$

$$Z_c = \sqrt{Z_{ce} \cdot Z_{co}} \quad (3-2)$$

である。

なお Z_c に対応して線路電気長の相乗平均を考え θ_c で表すものとする。

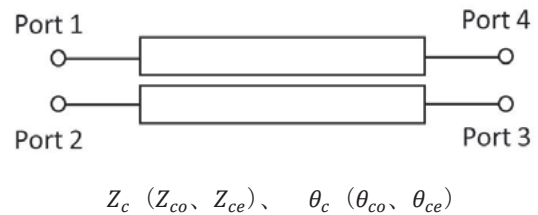


図5 結合線路と線路パラメータ

k と Z_c を用いると奇偶モードインピーダンスは

$$Z_{co} = Z_c \sqrt{(1-k)/(1+k)} \quad (3-3)$$

$$Z_{ce} = Z_c \sqrt{(1+k)/(1-k)} \quad (3-4)$$

として表現できる。

ここで解析の便宜のために結合度の補助パラメータとして下記で定義される K を導入する。

$$K = \sqrt{(1+k)/(1-k)} \quad (3-5)$$

$$k = (K^2 - 1) / (K^2 + 1) \quad (3-6)$$

この K を用いると

$$Z_{co} = Z_c / K \quad (3-7)$$

$$Z_{ce} = Z_c \cdot K \quad (3-8)$$

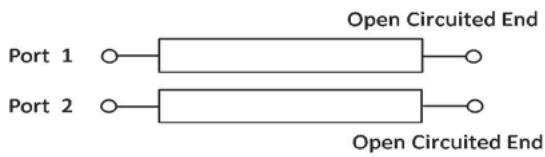
として表すことができる。

3.2 結合回路の回路パラメータ

結合線路は4開口回路でありその回路パラメータは4行4列のインピーダンス行列、あるいはアドミタンス行

列として奇偶モードインピーダンスと奇偶モード電気長を用いて与えられる。ここで議論する共振器構造の場合は2開口回路として取り扱うため、図6から図10に示すように2開口を入出力ポートとし、残りの2開口には前述した共振器構造ごとに開放あるいは短絡の終端条件を与えて4開口パラメータから2開口パラメータを求めておく必要がある。以下に結合線路構造とそのインピーダンスあるいはアドミタンス行列要素を整理して示す。

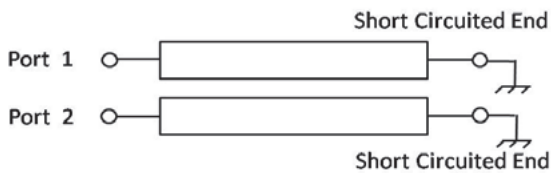
なお図10の折り返し結合線路の線路長は図4で説明したように $\theta_c/2$ としている。



$$Y_{11} = Y_{22} = -jY_c(Kcot\theta_{ce} + cot\theta_{co}/K)/2$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -jY_c(Kcot\theta_{ce} - cot\theta_{co}/K)/2$$

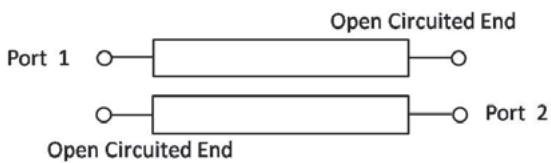
図6 平行結合先端開放線路



$$Y_{11} = Y_{22} = -jY_c(Kcot\theta_{co} + cot\theta_{ce}/K)/2$$

$$Y_{12} = Y_{21} = jY_c(Kcot\theta_{co} - cot\theta_{ce}/K)/2$$

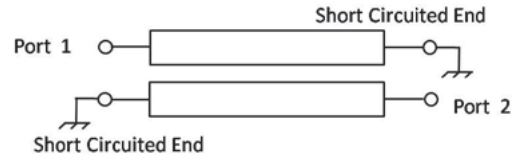
図7 平行結合先端短絡線路



$$Z_{11} = Z_{22} = -jZ_c(Kcot\theta_{ce} + cot\theta_{co}/K)/2$$

$$Z_{12} = Z_{21} = -jZ_c(Kcosec\theta_{ce} - cosec\theta_{co}/K)/2$$

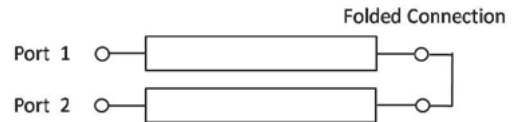
図8 逆平行結合先端開放線路



$$Y_{11} = Y_{22} = -jY_c(Kcot\theta_{co} + cot\theta_{ce}/K)/2$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -jY_c(Kcosec\theta_{co} - cosec\theta_{ce}/K)/2$$

図9 逆平行結合先端短絡線路



$$Z_{11} = Z_{22} = j(Z_c/2K) \cdot \{tan(\theta_{co}/2) - K^2cot(\theta_{ce}/2)\}$$

$$Z_{12} = Z_{21} = -j(Z_c/2K) \cdot \{tan(\theta_{co}/2) + K^2cot(\theta_{ce}/2)\}$$

図10 折り返し結合線路

4 共振条件式の導出

4.1 平行および逆平行結合線路を持つSIR

平行結合線路あるいは逆平行結合線路と単一線路で構成されるSIRの回路トポロジーは図11に示すように二つの伝送路が並列に接続された回路で表現できる。この構成によるSIRの共振条件を検討するために、最初にこの回路のアドミタンス行列を求める。いま単一伝送路および結合線路の回路のY行列をそれぞれ $[Y_s]$ 、 $[Y_c]$ で表すものとし、並列接続した全体のY行列を $[Y_t]$ で表すものとする以下のようなになる。

$$[Y_t] = [Y_s] + [Y_c]$$

$$= \begin{bmatrix} Y_{11s} & Y_{12s} \\ Y_{21s} & Y_{22s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y_{11c} & Y_{12c} \\ Y_{21c} & Y_{22c} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} Y_{11s} + Y_{11c} & Y_{12s} + Y_{12c} \\ Y_{21s} + Y_{21c} & Y_{22s} + Y_{22c} \end{bmatrix} \quad (4-1)$$

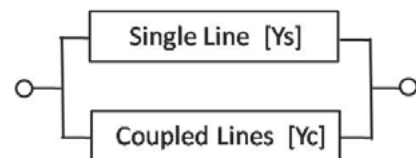


図11 平行および逆平行結合線路と単一線路の並列接続で構成されるSIR

共振条件は図11の回路で出力端を開放して入力アドミタンス Y_i をもとめて議論すればよい。(4-1)式で、 $I_2 = 0$ として

$$\begin{aligned} Y_i &= I_1/V_1 \\ &= (Y_{11t}Y_{22t} - Y_{12t}Y_{21t})/Y_{22t} \end{aligned}$$

対称回路であるから、 $Y_{11t} = Y_{22t}$ 、 $Y_{12t} = Y_{21t}$ となるので上式は

$$\begin{aligned} Y_i &= (Y_{11}^2 - Y_{12}^2)/Y_{11t} \\ &= (Y_{11t} - Y_{12t})(Y_{11t} + Y_{12t})/Y_{11t} \end{aligned} \quad (4-2)$$

となる。

共振条件は $Y_i = 0$ を考えればよい。したがって

$$Y_{11t} - Y_{12t} = 0, \quad Y_{11t} + Y_{12t} = 0, \quad 1/Y_{11t} = 0$$

を検討することになる。いま単一伝送線路の線路アドミタンスを Y_s 、線路長を $2\theta_s$ とすると

$$\begin{aligned} [Y_s] &= \begin{bmatrix} Y_{11s} & Y_{12s} \\ Y_{21s} & Y_{22s} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -jY_s \cot 2\theta_s & jY_s \operatorname{cosec} 2\theta_s \\ jY_s \operatorname{cosec} 2\theta_s & -jY_s \cot 2\theta_s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4-3)$$

となるから

$$\begin{aligned} Y_{11t} - Y_{12t} &= (Y_{11s} + Y_{11c}) - (Y_{12s} + Y_{12c}) \\ &= (Y_{11s} - Y_{12s}) + (Y_{11c} - Y_{12c}) \\ &= -jY_s (\cot 2\theta_s + \operatorname{cosec} 2\theta_s) \\ &\quad + (Y_{11c} - Y_{12c}) \\ &= -jY_s \cot \theta_s + (Y_{11c} - Y_{12c}) \end{aligned} \quad (4-4)$$

と表すことができる。同様に

$$\begin{aligned} Y_{11t} + Y_{12t} &= (Y_{11s} + Y_{11c}) + (Y_{12s} + Y_{12c}) \\ &= (Y_{11s} + Y_{12s}) + (Y_{11c} + Y_{12c}) \\ &= -jY_s (\cot 2\theta_s - \operatorname{cosec} 2\theta_s) \\ &\quad + (Y_{11c} + Y_{12c}) \\ &= jY_s \tan \theta_s + (Y_{11c} + Y_{12c}) \end{aligned} \quad (4-5)$$

となる。

以上の議論をもとに最初に先端開放平行結合線路と単一線路からなるSIRの共振条件を考える。なお以下の論議で共振器電気長は基準周波数 f_0 (1/2波長一様線路共振器の基本共振周波数)において単一線路の場合と同様に基本共振モードに対して

$$\theta_s + \theta_c = \pi/2, \quad (\theta_s > 0, \theta_c > 0)$$

として考える。図6に示すように先端開放平行結合線路のインピーダンス行列が表されているから

$$\begin{aligned} Z_{11c} &= -jZ_c(K \cot \theta_{ce} + \cot \theta_{co}/K)/2 \\ &= -j(Z_c/2K)(\cot \theta_{co} + K^2 \cot \theta_{ce}) \\ Z_{12c} &= -jZ_c(K \cot \theta_{ce} - \cot \theta_{co}/K)/2 \\ &= -j(Z_c/2K)(-\cot \theta_{co} + K^2 \cot \theta_{ce}) \end{aligned}$$

であり、これをYパラメータに変換する。

$$\begin{aligned} Y_{11c} &= Z_{22c}/|Z_c| = Z_{11c}/|Z_c| \\ Y_{12c} &= -Z_{21c}/|Z_c| = -Z_{12c}/|Z_c| \\ &\quad \text{ただし } |Z_c| = Z_{11c}^2 - Z_{12c}^2 \end{aligned}$$

いま

$$\alpha = Z_c \cot \theta_{ce}/(2K)$$

$$\beta = Z_c \cdot K \cdot \cot \theta_{co}$$

とすると

$$\begin{aligned} Y_{11c} &= j(\alpha + \beta)/4\alpha\beta \\ &= j(Y_c/2K)(K^2 \tan \theta_{co} + \tan \theta_{ce}) \end{aligned} \quad (4-6)$$

$$\begin{aligned} Y_{12c} &= -j(\alpha - \beta)/4\alpha\beta \\ &= -j(Y_c/2K)(K^2 \tan \theta_{co} - \tan \theta_{ce}) \end{aligned} \quad (4-7)$$

を得る。

前述したように共振条件は(4-2)において $Y_i = 0$ を考えればよいから以下 i) $Y_{11t} - Y_{12t} = 0$ 、ii) $Y_{11t} + Y_{12t} = 0$ 、iii) $1/Y_{11t} = 0$ の場合を議論する。

i) $Y_{11t} - Y_{12t} = 0$ の場合

(4-4)、(4-6)、(4-7)式より

$$\begin{aligned} Y_{11t} - Y_{12t} &= -jY_s \cot \theta_s + (Y_{11c} - Y_{12c}) \\ &= -jY_s \cot \theta_s + jKY_c \tan \theta_{co} \end{aligned}$$

これより

$$KY_c \tan \theta_{co} = Y_s \cot \theta_s \quad (4-8)$$

いま $0 < \theta_s < \pi/2$ であるから $\cot \theta_s \neq 0$ であるので

$$\tan \theta_{co} \cdot \tan \theta_s = Y_s/(KY_c) = (Z_c/Z_s)/K$$

また $R_{zo} = Z_c/Z_s$ であるから

$$\tan \theta_{co} \cdot \tan \theta_s = R_{zo}/K \quad (4-9)$$

として共振条件が求まる。

これは基本共振(一次共振)を含む奇数次共振モードの共振条件式となる。共振条件式は奇モードの電気長(θ_{co})だけで表されて偶モードの条件は含まないので奇数次モードの共振時には結合線路部分には奇モードのみ励振されていることが理解できる。また結合度を大きくすると K も大きくなるから(4-8)式右辺の値は小さくなる。これは結合を大きくすることにより共振器長が短縮されることを示している。また結合線路の結合が無視できる場合 $k=0$ 、したがって $K=1$ であり、(4-9)式において $\theta_{s1} = \theta_c$ 、 $\theta_{s2} = \theta_s$ とすれば(1-1)式に一致する。これは(4-9)式が単一線路のみからなる先端開放1/2波長型SIRも包含するより一般化した奇数次共振モードの共振条件式となっていることを意味する。

ii) $Y_{11t} + Y_{12t} = 0$ の場合

この時も(4-4)、(4-6)、(4-7)式より

$$\begin{aligned} Y_{11t} + Y_{12t} &= jY_s \tan \theta_s + (Y_{11c} - Y_{12c}) \\ &= jY_s \tan \theta_s + j(Y_c/K) \tan \theta_{ce} \end{aligned}$$

したがって

$$Y_s \tan \theta_s + (Y_c/K) \tan \theta_{ce} = 0 \quad (4-10)$$

これより $0 < \theta_s < \pi/2$ であるから $\tan \theta_s \neq 0$ であり

$$\tan \theta_{ce}/\tan \theta_s = -Y_s \cdot K/Y_c = -(Z_c/Z_s) \cdot K$$

また $R_{zo} = Z_c/Z_s$ であるから

$$\tan \theta_{ce}/\tan \theta_s = -R_{zo} \cdot K \quad (4-11)$$

となる。

これは偶数次共振モードの共振条件式となる。共振条件式は偶モードの電気長(θ_{ce})だけで表されているか

ら偶数次モードは共振時には結合線路部分に偶モードのみ存在することが理解できる。また結合線路の結合が無視できる場合、前述のように $K = 1$ であり、(4-11)式において $\theta_{s1} = \theta_c$ 、 $\theta_{s2} = \theta_s$ とすれば(1-2)式に一致する。これは(4-11)式も(4-9)式同様単一線路のみからなる先端開放1/2波長型SIRも包含するより一般化した偶数次共振モードの共振条件式となっていることを意味する。

iii) $1/Y_{11t} = 0$ の場合

(4-1) 式、(4-3) 式、(4-6) 式より

$$\begin{aligned} Y_{11t} &= Y_{11s} + Y_{11c} \\ &= -jY_s \cot 2\theta_s \\ &\quad + j(Y_c/2K)(K^2 \tan \theta_{co} + \tan \theta_{ce}) \end{aligned} \quad (4-12)$$

であるから $1/Y_{11t} = 0$ なる条件は、 $Y_{11t} \rightarrow \pm\infty$ を考えればよい。この条件は $\cot 2\theta_s \rightarrow \pm\infty$ 、 $\tan \theta_{co} \rightarrow \pm\infty$ 、 $\tan \theta_{ce} \rightarrow \pm\infty$ となる。また基本共振モードでは $\theta_s + \theta_c = \pi/2$ なる制約条件があり、かつ $\theta_{ce} \approx \theta_c \approx \theta_{co}$ であるから、条件を満たす解として $\theta_s = \pi/2$ 、かつ $\theta_c = 0$ あるいは $\theta_c = \pi/2$ 、かつ $\theta_s = 0$ が得られる。この条件は単一線路のみ、あるいは結合線路のみでなる1/2波長共振器の共振条件であり、単一線路と結合線路で構成されるSIRの特殊解とみなせるが、ここでは $\theta_s = 0$ および $\theta_c = 0$ なる条件については深く議論しないことにする。

先端短絡平行結合線路と単一線路から構成されるSIRの共振条件も(3-12)式の結合線路アドミタンスを用いて同様の手順で求めることができる。先端短絡の場合と対応して結果だけ示すと

基本(第1次)および奇数次の共振条件:

$$\tan \theta_{ce} \cdot \tan \theta_s = R_{zs}/K \quad (4-13)$$

偶数次共振条件:

$$\tan \theta_{co}/\tan \theta_s = -R_{zs} \cdot K \quad (4-14)$$

となる。先端短絡の場合は先端開放と異なり、基本および奇数次共振のときは結合線路部は偶モードが励振され、偶数次共振のときは奇モードが励振される。また特殊解として $\theta_s = \pi/2$ かつ $\theta_c = 0$ 、あるいは $\theta_c = \pi/2$ かつ $\theta_s = 0$ が得られる。これは前述したように単一線路のみ、あるいは結合線路のみからなる1/2波長共振器の共振条件となるが、前述のようにここでは取り上げない。

次に逆平行結合線路と単一線路で構成される図3に示す③、④の共振器の共振条件を考える。この場合も単一線路と結合線路の並列接続であるから前述の手法で求めることができる。先端開放逆平行結合線路の場合は図8に示すようにインピーダンス行列が与えられているからこれを用いて共振条件が求まる。結果のみ示すと

基本(第1次)および奇数次の共振条件:

$$\begin{aligned} \tan \theta_c \cdot \tan \theta_s &= (R_{zo}/2K) \cdot \\ &\quad \{1 + \sec \theta_c + K^2(1 - \sec \theta_c)\} \end{aligned} \quad (4-15)$$

偶数次共振条件:

$$\begin{aligned} \tan \theta_{co}/\tan \theta_s &= -(R_{zo}/2K) \cdot \{1 - \sec \theta_{co} + \\ &\quad K^2 \tan \theta_{co} (\cot \theta_{ce} + \operatorname{cosec} \theta_{ce})\} \end{aligned} \quad (4-16)$$

いずれの場合も平行結合線路の場合と異なり、共振条件式には奇モード、偶モードの項が含まれる。このことは共振時に二つのモードが励振されていることを意味している。

先端短絡逆平行結合線路と単一線路の場合は、図9に示すように回路パラメータが与えられているから、これを用いて、

基本(第1次)および奇数次の共振条件:

$$\begin{aligned} \tan \theta_{ce} \cdot \tan \theta_s &= (R_{zs}/2K) \cdot \{1 - \sec \theta_{ce} + \\ &\quad K^2 \tan \theta_{ce} (\cot \theta_{co} + \operatorname{cosec} \theta_{co})\} \end{aligned} \quad (4-17)$$

偶数次共振条件:

$$\begin{aligned} \tan \theta_{ce}/\tan \theta_s &= -(R_{zs}/2K) \cdot \{1 + \sec \theta_{ce} + \\ &\quad K^2 \tan \theta_{ce} (\cot \theta_{co} - \operatorname{cosec} \theta_{co})\} \end{aligned} \quad (4-18)$$

と求められ先端開放の場合と同様、共振条件式には奇モード、偶モードの項が含まれ、共振時に二つのモードが混在していることがわかる。

4.2 折り返し平行結合線路を持つSIR

平行結合線路および逆平行結合線路と単一線路で構成されるSIRは結合線路を介して共振器構造がループ状になるため単一線路部と結合線路部を2分割して並列接続回路網として解析可能であるが、折り返し平行結合回路と単一線路の組み合わせではループ状構造ではないためこの手法は適用できない。このため図12に示す単一線路の中央部の回路対称面で回路を2分割した回路で入力インピーダンスを求め共振条件を検討する。

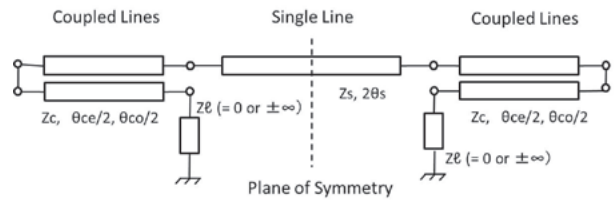


図12 折り返し結合線路を持つSIR

最初に先端開放折り返し結合線路と単一線路で構成されるSIRの共振条件を考える。いま図13に示すように、折り返し結合線路の一端に負荷 $Z_l (= \infty)$ を接続し、折り返し結合線路の他端から見たインピーダンスを Z_{io} 、単一線路の中央部から見たインピーダンスを Z_{io} で表すものとする。このとき Z_{io} は

$$Z_{io} = Z_s(Z_{io} + jZ_s \tan \theta_s)/(Z_s + jZ_{io} \tan \theta_s) \quad (4-19)$$

で与えられる。

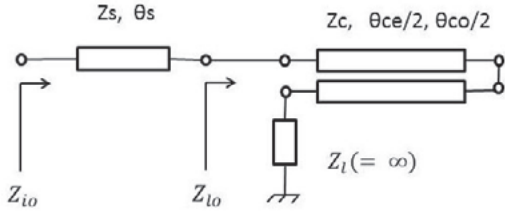


図13 2分割回路（先端開放）の入力インピーダンス

また Z_{io} は、図10のインピーダンス行列式で先端開放条件 $I_2 = 0$ として V_1/I_1 から求められ、

$$\begin{aligned} Z_{io} &= Z_{11f} \\ &= jZ_c \cdot \{ \operatorname{cosec}\theta_{co} - \cot\theta_{co} - \\ &\quad K^2(\operatorname{cosec}\theta_{ce} + \cot\theta_{ce}) \} / (2K) \\ &= j(Z_c/2K) \cdot \{ \operatorname{cosec}\theta_{co} - \cot\theta_{co} - \\ &\quad K^2(\operatorname{cosec}\theta_{ce} + \cot\theta_{ce}) \} \end{aligned}$$

となる。これより、 Z_{io} は

$$Z_{io} = jZ_s \cdot (A_{no}/A_{do}) \quad (4-20)$$

ただし

$$\begin{aligned} A_{no} &= \operatorname{cosec}\theta_{co} - \cot\theta_{co} - \\ &\quad K^2(\operatorname{cosec}\theta_{ce} + \cot\theta_{ce}) + (2K/R_{zo})\tan\theta_s \\ A_{do} &= (2K/R_{zo}) - \tan\theta_s \cdot \{ \operatorname{cosec}\theta_{co} - \\ &\quad \cot\theta_{co} - K^2(\operatorname{cosec}\theta_{ce} + \cot\theta_{ce}) \} \end{aligned} \quad (4-21)$$

として表される。共振条件は回路が対称構造なので(4-20)式で $A_{no} = 0$ 、 $A_{do} = 0$ を考えればよい。

i) $A_{no} = 0$ の場合

$$\begin{aligned} (4-18) \text{ 式より} \\ (2K/R_{zo})\tan\theta_s &= K^2(\operatorname{cosec}\theta_{ce} + \cot\theta_{ce}) - \\ &\quad \operatorname{cosec}\theta_{co} + \cot\theta_{co} \end{aligned}$$

$\cot\theta_{ce} \neq 0$ であるから

$$\begin{aligned} \tan\theta_{ce} \cdot \tan\theta_s &= (R_{zo}/2K) \cdot \{ K^2(1 + \sec\theta_{ce}) + \\ &\quad \tan\theta_{ce}(\cot\theta_{co} - \operatorname{cosec}\theta_{co}) \} \end{aligned} \quad (4-23)$$

を得る。これは基本および奇数次の高次モード共振条件を与える。(4-23)式において奇偶モードの位相速度が等しい場合、 $\theta_{ce} = \theta_{co} = \theta_c$ として

$$\begin{aligned} \tan\theta_c \cdot \tan\theta_s &= (R_{zo}/2K) \cdot \{ (K^2 + 1 + \\ &\quad (K^2 - 1)\sec\theta_c \} \end{aligned} \quad (4-24)$$

と表すことができる。折り返し結合線路の結合が無視できる場合は(4-24)式で、 $K = 1$ とすることにより単一線路SIRの共振条件が求まるが、(1-1)式と同一の条件となることがわかる。

ii) $A_{do} = 0$ の場合

$$\begin{aligned} (4-22) \text{ 式より} \\ 2K/R_{zo} &= \tan\theta_s \cdot \{ \operatorname{cosec}\theta_{co} - \cot\theta_{co} - \\ &\quad K^2(\operatorname{cosec}\theta_{ce} + \cot\theta_{ce}) \} \end{aligned}$$

$\tan\theta_s \neq 0$ 、 $\cot\theta_{ce} \neq 0$ であるから

$$\begin{aligned} \tan\theta_{ce}/\tan\theta_s &= -(R_{zo}/2K) \cdot \{ K^2(1 + \sec\theta_{ce}) + \\ &\quad \tan\theta_{ce}(\cot\theta_{co} - \operatorname{cosec}\theta_{co}) \} \end{aligned} \quad (4-25)$$

を得る。これは偶数次の高次共振モードの共振条件となる。また位相速度が等しい場合、 $\theta_{ce} = \theta_{co} = \theta_c$ として

$$\begin{aligned} \tan\theta_c/\tan\theta_s &= -(R_{zo}/2K) \cdot \{ K^2 + 1 + \\ &\quad (K^2 - 1)\sec\theta_c \} \end{aligned} \quad (4-26)$$

となる。(4-26)式で $K = 1$ とすることで単一線路SIRのみで構成されるSIRの共振条件(1-2)に一致する条件になることがわかる。

次に図14に示す先端が短絡された折り返し結合線路の場合は先端開放の場合に検討した入力インピーダンスに代えて入力アドミタンスで考えた方が対応つけて検討しやすい。

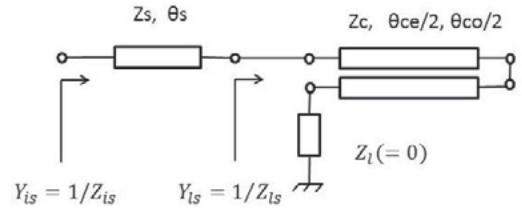


図14 2分割回路（先端短絡）の入力アドミタンス

共振条件の導出する手順はほぼ同一なので結果だけ示すことにする。

基本および高次モード共振条件

$$\begin{aligned} \tan\theta_{co} \cdot \tan\theta_s &= (R_{zs}/2K) \cdot \{ K^2(1 + \sec\theta_{co}) + \\ &\quad \tan\theta_{co}(\cot\theta_{ce} - \operatorname{cosec}\theta_{ce}) \} \end{aligned} \quad (4-27)$$

偶数次高次モード共振条件

$$\begin{aligned} \tan\theta_{co}/\tan\theta_s &= -(R_{zs}/2K) \cdot \{ K^2(1 + \sec\theta_{co}) + \\ &\quad \tan\theta_{co}(\cot\theta_{ce} - \operatorname{cosec}\theta_{ce}) \} \end{aligned} \quad (4-28)$$

(4-27)、(4-28)式より線路間の結合が無視できる場合は、先端開放の場合と同様に、単一線路のみで構成されるSIRと同一の共振条件となる。

4.3 共振条件式のまとめ

これまで求めた各構造の共振条件を単一線路(Single Line)だけで構成するSIRも含めて整理すると以下のような表にまとめられる。表1に基本共振を含む奇数次高次モード共振の共振条件式、表2に偶数次の高次モード共振条件式を整理して示す。ただし $\tan\theta_{s1} \neq 0$ 、 $\tan\theta_s \neq 0$ とする。なお、前述したように線路のインピーダンス比と線路電気長の条件は以下に示すとおりである。この条件において基準周波数 f_0 は一樣線路の1/2波長共振器の基本共振周波数を表し、結合線路部のインピーダンス $Z_c = \sqrt{Z_{ce} \cdot Z_{co}}$ 、電気長 $\theta_c = \sqrt{\theta_{ce} \cdot \theta_{co}}$ である。

表1 1/2波長型SIRの基本共振および奇数次高次モード共振の共振条件式

SIR Structure		Odd-order Resonance Mode
Single Line + Single Line	Open-circuited Ends	$\tan\theta_{s1} \cdot \tan\theta_{s2} = R_{zo}$
	Short-circuited Ends	$\tan\theta_{s1} \cdot \tan\theta_{s2} = R_{zs}$
Parallel Coupled Lines + Single Line	Open-circuited Ends	$\tan\theta_{co} \cdot \tan\theta_s = R_{zo}/K$
	Short-circuited Ends	$\tan\theta_{cs} \cdot \tan\theta_s = R_{zs}/K$
Anti-parallel Coupled Lines + Single Line	Open-circuited Ends	$\tan\theta_{co} \cdot \tan\theta_s = (R_{zo}/2K)\{1 + \sec\theta_{co} + K^2 \cdot \tan\theta_{co} \cdot (\cot\theta_{cs} - \operatorname{cosec}\theta_{cs})\}$
	Short-circuited Ends	$\tan\theta_{cs} \cdot \tan\theta_s = (R_{zs}/2K)\{1 - \sec\theta_{cs} + K^2 \cdot \tan\theta_{cs} \cdot (\cot\theta_{co} - \operatorname{cosec}\theta_{co})\}$
Folded Coupled Lines + Single Line	Open-circuited Ends	$\tan\theta_{cs} \cdot \tan\theta_s = (R_{zo}/2K)\{K^2(1 + \sec\theta_{cs}) + \tan\theta_{cs} \cdot (\cot\theta_{co} - \operatorname{cosec}\theta_{co})\}$
	Short-circuited Ends	$\tan\theta_{co} \cdot \tan\theta_s = (R_{zs}/2K)\{K^2(1 + \sec\theta_{co}) + \tan\theta_{co} \cdot (\cot\theta_{cs} - \operatorname{cosec}\theta_{cs})\}$

表2 1/2波長型SIRの偶数次高次モード共振の共振条件式 ($\tan\theta_{s2} \neq 0, \tan\theta_s \neq 0$)

SIR Structure		Even-order Resonance Mode
Single Line + Single Line	Open-circuited Ends	$\tan\theta_{s1}/\tan\theta_{s2} = -R_{zo}$
	Short-circuited Ends	$\tan\theta_{s1}/\tan\theta_{s2} = -R_{zs}$
Parallel Coupled Lines + Single Line	Open-circuited Ends	$\tan\theta_{cs}/\tan\theta_s = -R_{zo} \cdot K$
	Short-circuited Ends	$\tan\theta_{co}/\tan\theta_s = -R_{zs} \cdot K$
Anti-parallel Coupled Lines + Single Line	Open-circuited Ends	$\tan\theta_{co}/\tan\theta_s = (-R_{zo}/2K)\{1 - \sec\theta_{co} + K^2 \cdot \tan\theta_{co} \cdot (\cot\theta_{cs} + \operatorname{cosec}\theta_{cs})\}$
	Short-circuited Ends	$\tan\theta_{cs}/\tan\theta_s = (-R_{zs}/2K)\{1 + \sec\theta_{cs} + K^2 \cdot \tan\theta_{cs} \cdot (\cot\theta_{co} - \operatorname{cosec}\theta_{co})\}$
Folded Coupled Lines + Single Line	Open-circuited Ends	$\tan\theta_{cs}/\tan\theta_s = (-R_{zo}/2K)\{K^2(1 + \sec\theta_{cs}) + \tan\theta_{cs} \cdot (\cot\theta_{co} - \operatorname{cosec}\theta_{co})\}$
	Short-circuited Ends	$\tan\theta_{co}/\tan\theta_s = (-R_{zs}/2K)\{K^2(1 + \sec\theta_{co}) + \tan\theta_{co} \cdot (\cot\theta_{cs} - \operatorname{cosec}\theta_{cs})\}$

- i) 単一線路だけで構成される SIR
 - ・インピーダンス比: 先端開放 $R_{zo} = Z_{s1}/Z_{s2}$
先端短絡 $R_{zs} = Z_{s2}/Z_{s1}$
 - ・基準周波数 f_0 における電気長の関係
 $\theta_{s1} + \theta_{s2} = \pi/2$ かつ $\theta_{s1} > 0, \theta_{s2} > 0$
- ii) 結合線路と単一線路で構成される SIR
 - ・インピーダンス比: 先端開放 $R_{zo} = Z_c/Z_s$
先端短絡 $R_{zs} = Z_s/Z_c$
 - ・基準周波数 f_0 における電気長の関係
 $\theta_s + \theta_c = \pi/2$ かつ $\theta_s > 0, \theta_c > 0$

表1および表2は、一般化した条件式を与えるものであり、平衡ストリップ線路のように奇偶モードの位相速度が等しい場合は、4.2節の(4.24)式、(4.26)式で示したようにこれらの一般式を整理してより簡便化された数式で表すことができる。また結合線路の場合、結合が無視できれば $K=1$ とすることで、単一線路のみで構成される共振条件に一致する。表1より単一線路だけであるSIRの条件式は、インピーダンス比を前述のように定義すると両端開放型も両端短絡型も $\tan\theta_{s1}$ と $\tan\theta_{s2}$ との積がインピーダンス比に等しいという関係で表現できる。同様に単一線路と平行結合線路で構成されるSIRの

場合は両端開放型、両端短絡型ともに $\tan\theta_s$ と $\tan\theta_{ce}$ あるいは $\tan\theta_{co}$ との積がインピーダンス比を K で除した値に等しくなる関係にある。また $K > 1$ であり、 K は結合度を強くすると大きな値となるから、結合度を強くすると共振周波数が基準周波数 f_0 より低くなることがわかる。さらに電気長は両端開放の場合奇モードで、両端短絡の場合偶モードで表されているから、両端開放SIRは奇モードで、両端短絡SIRは偶モードで共振していることを意味している。単一線路と逆平行結合線路および単一線路と折り返し結合線路の場合は共振条件式は複雑となり、共振時に奇モードと偶モードが混在していることがわかる。

また表2より偶数次高次モードの場合、奇数次の共振条件と異なり単一線路で構成されるSIRの場合は条件式の左辺は $\tan\theta_{s1}/\tan\theta_{s2}$ となり、右辺は負の符号となる。単一線路と平行結合線路の組み合わせのSIRの場合は左辺は $\tan\theta_{ce}$ あるいは $\tan\theta_{co}$ を $\tan\theta_s$ で除したものとなり、右辺は負の符号でインピーダンス比と K の積になる。この場合も共振条件は奇偶モードいずれか一つで表されて、共振モードもどちらかのモードに固定されていることがわかる。単一線路と逆平行結合線路および単一線路と折り返し結合線路のSIRの場合も同じように左辺は $\tan\theta_{ce}$ あるいは $\tan\theta_{co}$ を $\tan\theta_s$ で除したものとなり、右辺は負の符号となるが、奇偶モードの電気長があるためこの共振においても二つのモードが混在しているとみなせる。

5 共振特性の解析

これまで論議した共振条件式を用いて単一線路と平行結合線路で構成される図2、図3および図4に示す①～⑥の1/2波長型SIRの共振特性を数値解析する。ただし、ここでは全般的な特性を把握するため結合線路の電気長は $\theta_{ce} = \theta_{co} = \theta_c$ とする。SIRの構成は

- ①単一線路 + 平行結合両端開放
- ②単一線路 + 平行結合両端短絡
- ③単一線路 + 逆平行結合両端開放
- ④単一線路 + 逆平行結合両端短絡
- ⑤単一線路 + 折り返し結合両端開放
- ⑥単一線路 + 折り返し結合両端短絡

とする。なお共振周波数は f_n (n は正の整数) で示し、 f_1 を基本共振数波数とする。また一様線路1/2波長共振器の共振周波数を基準周波数 f_0 とし、 f_0 で正規化した正規化共振周波数を $F_1 (= f_n/f_0)$ で表すものとする。

5.1 結合度と共振周波数の関係

図15A、図15B、図15Cに平行結合線路の結合度 k に対する正規化基本共振周波数 F_1 の関係をインピーダンス

比 R_z をパラメータにとって示している。ただし、共振器

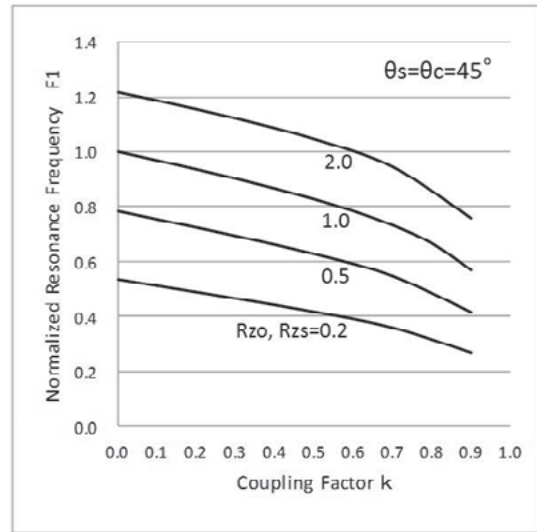


図15A 結合度と共振周波数 (構造①,②)

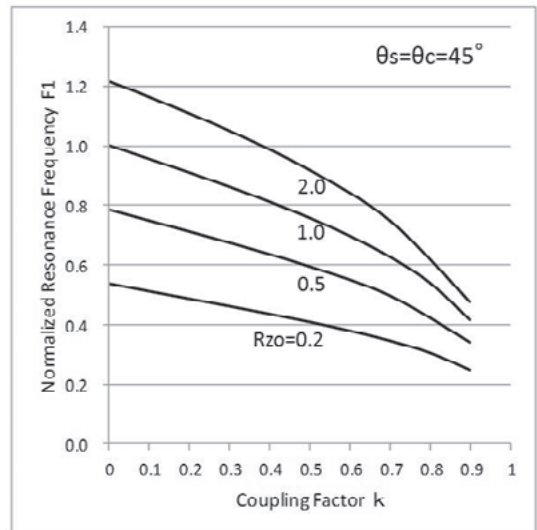


図15B 結合度と共振周波数 (構造③)

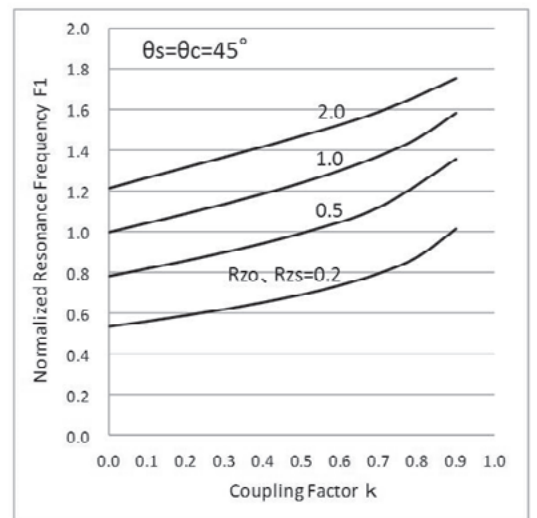


図15C 結合度と共振周波数 (構造④,⑤,⑥)

電気長は、基準周波数 f_0 において $\theta_s = \theta_c = \pi/4$ として検討している。いずれの共振器構造の場合も R_z を小さくすると共振周波数は下がるが、結合度に対しては①、②、③が結合度を強くすると共振周波数は下がり、しかも図15Aと図15Bを比較すると①、②、③の中でも③のほうが結合度の影響が大きいことがわかる。これに対し④、⑤、⑥は逆の傾向を持ち、結合度を大きくすると共振周波数は高くなる。これより、共振器長を小さく設計するには③の単一線路 + 逆平行結合両端開放構造のSIRを利用してインピーダンス比 $R_z (= R_{zo})$ を小さく、結合度 k を大きく設計すればよいことになる。なお、通常のストリップ線路やマイクロストリップ線路の場合、インピーダンス比 R_z の実現範囲はおおよそ $0.2 < R_z < 5$ 、結合度 k は $0 \leq k < 0.5$ 程度である。したがって③の構造のSIRは共振器長を一樣線路共振器と同一にした場合、図15Bより、 $R_{zo} = 0.2$ 、 $k = 0.5$ として規格化共振周波数を0.4に設計できることを示している。このことは共振周波数を同一にして設計すると一樣線路共振器に比し共振器長を40%に短縮して設計できることを意味する。

5.2 結合線路電気長と共振周波数の関係

図16A、図16B、図16Cに平行結合線路の結合度 k を一定($k = 0.5$)にした場合の単一線路長 θ_s に対する規格化基本共振周波数 F_1 の関係をインピーダンス比 R_z をパラメータにとって示している。ただし共振器電気長には、基準周波数 f_0 において前述したように $\theta_s + \theta_c = \pi/2$ の関係にある。SIRの構造①および②の場合は図16Aに示すように共振周波数はインピーダンス比 $R_z < K$ の時 $\theta_s = \pi/4(45^\circ)$ において最小値、 $R_z > K$ の時 $\theta_s = \pi/4(45^\circ)$ において最大値をとる。この特性はよく知られている単一線路のみで構成されるSIRと同一である[1]。なお単一線路のみのSIRは結合がない状態 $K = 1$ ($k = 0$)を考えればよい。単一線路 + 逆平行結合両端開放で構成される③の構造の場合は図16Bの特性となる。この構造でも単一線路長に対して共振周波数は変化するが、 $\theta_s = 0$ の時の周波数(この場合は結合線路だけで構成される共振器になる)が、 $\theta_s = \pi/2(90^\circ)$ の時の周波数(この場合は単一線路だけで構成される共振器であり、 $F_1 = 1.0$ になる)より低くなるためにこのような特性になる。SIR構造④、⑤、⑥の場合は図16Cに示すように $\theta_s = 0$ の時の周波数が、 $\theta_s = \pi/2(90^\circ)$ の時の周波数より高くなるので図16Bと逆の傾向の特性になる。

5.3 高次モード共振周波数

図17A、図17B、図17C、図17Dに平行結合線路の結合度 k を一定($k = 0.5$)にし、かつインピーダンス比 $R_{ze} = R_{zo} = R_z = 1.0$ に設定した場合の単一線路長 θ_s に対する正規化した高次モード共振周波数 F_n の関係を示し

ている。ただし、この場合も共振器電気長には、基準周波数 f_0 において $\theta_s + \theta_c = \pi/2$ の関係がある。

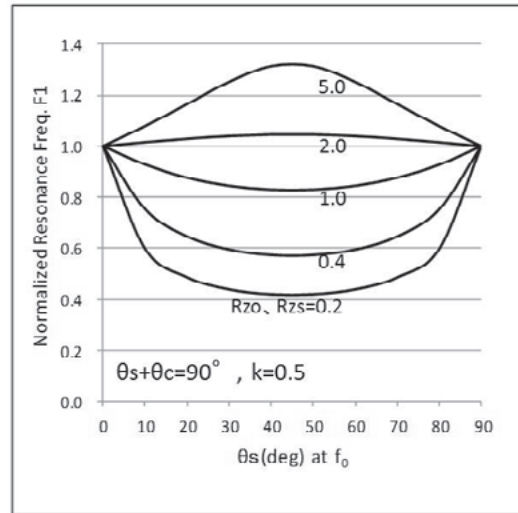


図16A 単一線路電気長と共振周波数 (構造①,②)

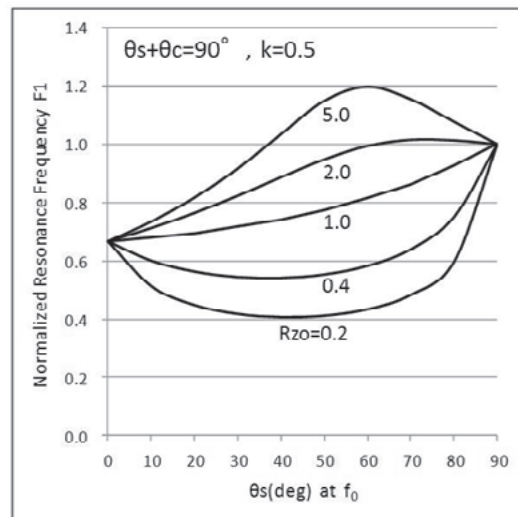


図16B 単一線路電気長と共振周波数 (構造③)

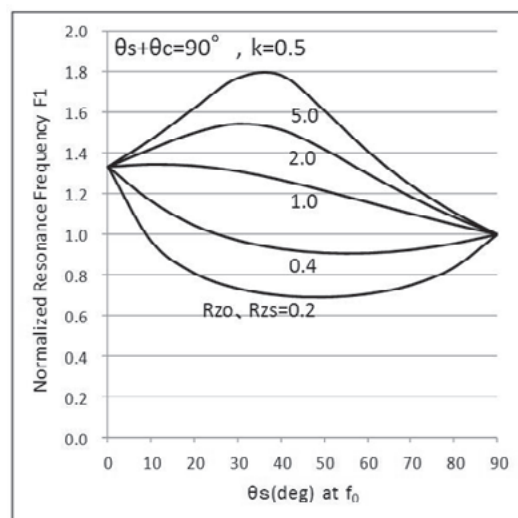


図16C 単一線路電気長と共振周波数 (構造④,⑤,⑥)

単一線路で一樣線路インピーダンスの場合は、 θ_s に対する変化はなく、 $F1 = 1, F2 = 2, F3 = 3, F4 = 4$ なる一定の値をとる。また単一線路のみで構成されるSIRの場合は図17Aに示す平行結合線路と単一線路で構成されるSIRと同一の傾向を示す。この解析例ではインピーダンス比を $R_{zs} = R_{zo} = 1$ とし結合度 $k = 0.5$ としているから(3-5)式より $K = 1.732$ となっている。したがって表1の単一線路のみで構成されるSIRの共振条件式でインピーダンス比を $1/K = 0.577$ とすると図17AのF1およびF3の特性に一致する。ただし $\theta_s \rightarrow \theta_{s1}$ とする。同様に図17AのF2およびF4はインピーダンス比を1.732としたときの単一線路のみのSIRの特性となる。

F1～F4の特性は基本的に整数値1～4に正弦波状の変化分を重畳した特性を示すが、その周期はF2、F3、F4はF1の2倍、3倍、4倍となる。また図17Aで示す

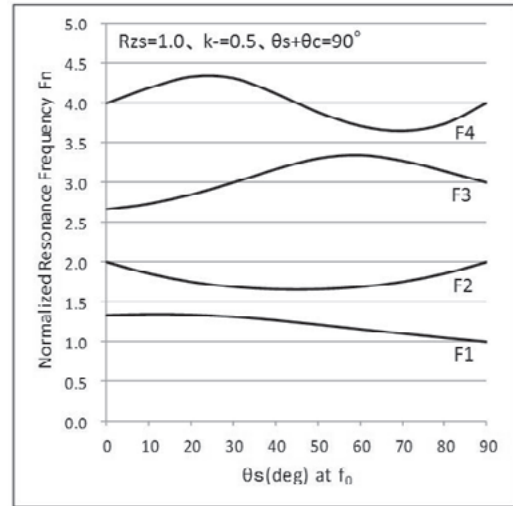


図17C 単一線路電気長と高次モード共振周波数 (構造④)

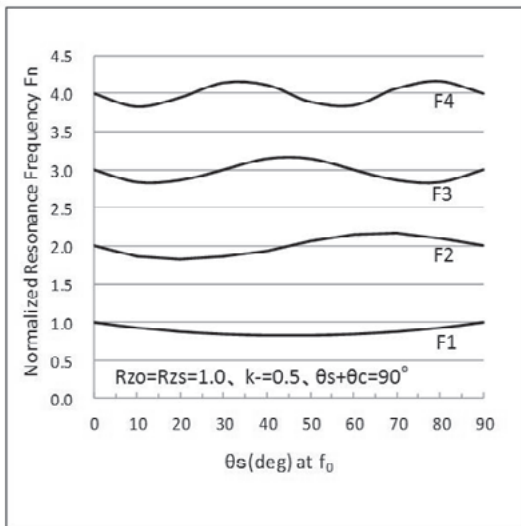


図17A 単一線路電気長と高次モード共振周波数 (構造①、②)

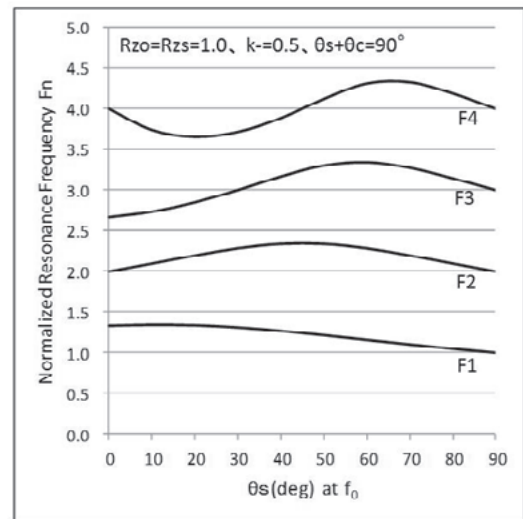


図17D 単一線路電気長と高次モード共振周波数 (構造⑤、⑥)

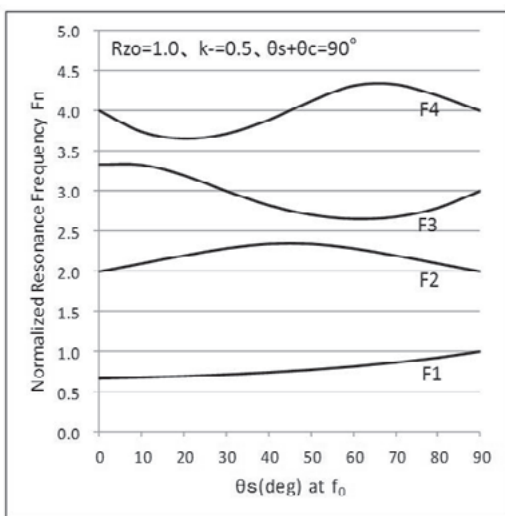


図17B 単一線路電気長と高次モード共振周波数 (構造③)

構造①、②の特性は他の構造と異なり、それぞれの高次モードF1、F2、F3、F4においてその繰返し周期が2倍となっている。このことはこの構造のみ共振時に奇偶どちらかのモードで励振されていることに起因すると想定できる。このように高次共振モードは分布結合線路と単一線路で構成されるSIRの場合、通常の共振器と比較して特異な振る舞いを示す。これより結合線路と単一線路で構成されるSIRを適用して高次モードを考慮したマルチバンド・フィルタなどの設計の自由度が格段に拡大することがわかる。

6 構造の拡張と応用の検討

6.1 構造の拡張

これまでの論議では単一線路と平行結合線路の組み合わせで構成されるSIRの基本的な構造を対象にしてきた

が、構造自体は目的に対応して基本構造を多様に拡張して用いることが可能となる。

平行結合線路を用いるSIRの場合は図18に示すように構造の異なる結合線路を多段に組み合わせることで多段ステップSIRを実現できる。この構成は単一線路の多段構成SIRを拡張したものであるが、単一線路と結合線路をそれぞれ複数個組み合わせることも可能であるし、図に示す先端開放だけではなく、先端短絡の構造でも実現可能である。

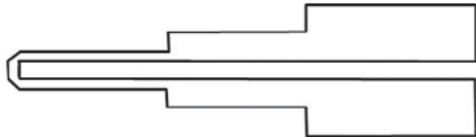


図18 平行結合線路を用いた多段構成SIR

平行結合線路を持つSIRの他の一つの拡張構造として図19に示すような一波长型のSIRが考えられる。これは単一線路と平行結合線路で構成される同一構造の1/2波長型SIRの開放端あるいは短絡端どうしを背中合わせに接続することで実現できる。この場合も通常の単一線路で構成される1波長型SIRよりも設計の自由度が拡大し、2周波共振器や二重モードフィルタに適用可能となる。



図19 平行結合線路を有する1波長型SIR

逆平行結合線路を持つSIRの拡張構造の例としては、平行結合部を複数の結合線路で構成する図20で示す構成が考えられる。構造的には1/2波長単一線路共振器の二つの開放端をインターデジタル・キャパシタで接続して小型化する共振器に類似している。この場合インターデジタル・キャパシタのフィンガー長は集中定数素子として扱うため波長より十分短く選ぶ必要があるが、図20の構造の場合はその制約はなく、かつ先端を短絡した共振器構造で実現することも可能である。結合線路を複数個にすることで結合度を強く設計できるため、先端開放の場合は、共振器の小型化設計が可能となる。

折り返し結合線路の場合はさらに多様な構造に拡張できる。1/2波長型折り返し結合SIRは単一線路の中央部を対称面として対称構造を持つことから、図21A、図21Bに示すような一端短絡、他端開放の1/4波長型の平行結合線路を持つSIRの構造も考えられる。

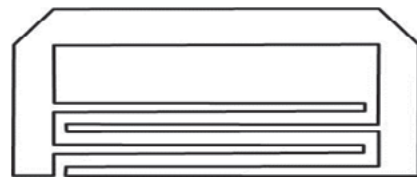


図20 2つの逆平行結合線路を有するSIR

図21Aは単一線路の一端を短絡点、図21Bは結合線路の一端を短絡点にした構造をとっている。このような構造を採用することで、通常の単一線路1/4波長型SIRよりスペース・ファクターの良好な小型共振器が実現できる。また図21A、図21Bの構造において単一線路部の線路長をゼロに設定すれば結合線路のみで構成される1/4波長型共振器が実現できることはいうまでもない。

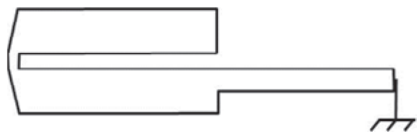


図21A 折り返し結合線路を有する1/4型SIRの構造1

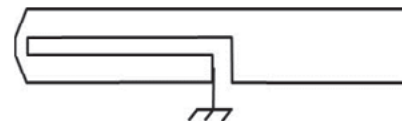


図21B 折り返し結合線路を有する1/4型SIRの構造2

これまで検討してきた1/2波長型折り返し線路SIRは単一線路の中央が対称面となる構造を考えてきたが、点対称構造にすることで図22A、図22Bに示すようなS字構成の共振器に構成可能となる。多段構成のフィルタや共振器端を分離して配置する場合に有用な構造である。



図22A S字構成の折り返し線路SIR (両端開放)

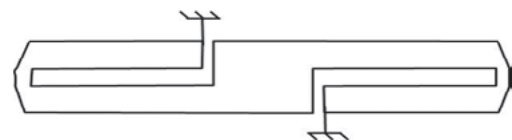


図22B S字構成の折り返し線路SIR (両端短絡)

6.2 特長を生かした応用

これまでの議論をもとに結合線路を持つ1/2波長型のSIRの応用について検討する。基本的には通常の伝送線

路共振器の応用できる分野にはすべて適用でき、その設計の自由度がこれまで以上に拡大可能であると考えればよい。特長としては形状の小型化、高次モード共振周波数の制御性、無負荷Qの向上、チューナブル共振器の構成の容易さなどが挙げられるので、この構造に適した構造を示しながら応用についてまとめる。

i) 形状の小型化

形状の小型化は共振器電気長を小さくできる構造でかつ線路の配置に無駄な空間が少なくスペース・ファクターが向上する構造の共振器が望ましい。前者の要求に対してはインピーダンス比を小さくし、結合度を大きくできる逆平行結合両端開放型(③の構造)が望ましいが実際の設計では線路の配置をコンパクトにすることが難しい場合もある。これに対し折り返し結合線路を有する両端開放(⑤の構造)および両端短絡(⑥の構造)は、結合度で共振器長が長くなる特性があるが、結合度による短縮効果はある程度犠牲にして、インピーダンス比を小さくして共振器長を短縮し、かつ線路の配置に無駄な空間をなくすことで総体的にはもっとも小型化が期待できる構造となる。実際の設計としては、図22Aや図22Bの構造が望ましいと考えられる。1/4波長タイプで小型化する場合図21Aや図21Bの構造が適している。

ii) 高次共振モードの制御

高次共振モードの制御特性はマルチバンド・フィルタや[8]、阻止域の広い帯域通過フィルタに要求される特性である。これらは主として基本共振周波数 f_1 と2次の高次モード共振周波数 f_2 の関係で選択される。たとえばデュアルバンド・フィルタで二つの共振周波数の差が大きい場合は $f_1/f_2 = F_1/F_2$ (F_1, F_2 : 規格化周波数)の値の大きいことが条件となり、差が小さい場合は小さい値が要求される。前者の場合は逆平行結合線路の両端開放(構造③)が適し、後者には逆平行結合線路の両端短絡(構造④)が適している。前者、後者ともこの特性は結合線路と単一線路を組み合わせることで実現される特性であり、従来の単一線路のみで構成される共振構造では得られない値である。また、阻止域の広い帯域通過フィルタに要求される特性も、 f_1/f_2 の値が大きいほうが良い。したがって、逆平行結合両端開放(構造③)の構造が適していて、インピーダンス比と結合度を適切に選ぶと $f_1/f_2 > 6$ で設計可能である。この値は従来の1/2波長型の共振器では通常実現できない値である。

iii) 共振器の無負荷Q

伝送線路型共振器の無負荷Qは形状との相関があり、通常共振器を小型にすると無負荷Qの値は小さくなる。したがって小型化しても無負荷Qの劣化の少ない共振器構造が望ましいと言える。この点では、結合線路における損失は通常の線路と大差はないと考えられるので、インピーダンス比だけではなく結合による小型化が可能

となる平行結合線路の両端開放(構造①)および両端短絡(構造②)と逆平行結合線路両端開放(構造③)が適している。ただ、マイクロストリップ線路やストリップ線路タイプのSIRでは、誘電体損失より導体損失が支配的となるので、共振器損失は共振器の磁界が大きい部分、したがって共振時に電流が集中する部分で生じるとみなされる。これより、ここで議論している両端開放のSIRの場合は単一線路中央部で、両端短絡の場合は線路の短絡部での導体損失が支配的であるとみなせる。単一線路の場合は設計の自由度がないが、結合線路の場合は結合線路幅と接合度の二つの設計パラメータがあるので低損失設計が可能となる。したがって無負荷Qの向上が期待できる共振器構造は平行結合線路の両端短絡型(構造②)であるといえる。

iv) チューナブル共振器

1/2波長タイプSIRの電子同調は、両端開放型のSIRにおいて二つの先端部で逆位相となっている特性を利用して二つの開放端近傍に可変容量素子を接続して実現する手法が知られている[9],[10],[11]。この方法は、ここで議論した平行結合線路と単一線路で構成されるSIRにもそのまま適用され、平行結合線路両端開放(構造①)および折り返し結合線路両端開放(構造⑤)の共振器で実現できる。また両端が短絡された共振器においては単一線路中央部で共振時に電界が最大となっていることより、この線路中央部とグラウンド間に可変容量素子を装荷することでチューナブル特性が実現可能となる。したがって、平行結合線路両端短絡(構造②)、逆平行結合線路両端短絡(構造④)および折り返し結合線路両端短絡(構造⑥)のいずれでもチューナブル特性が得られることになる。通常の共振器より設計パラメータが増えるので、広帯域同調特性や、同調感度特性の設計自由度が拡大すると考えられ、要求仕様に対応した共振器の選択肢が広がる。

v) 平衡入出力結合

単一線路で構成される先端開放の1/2波長型のSIRの二つの開放端の電位は共振時に逆位相になることから平衡(バランス)入力端子として利用されるが、ここで議論した両端開放型の構造①および構造②のSIRもその特性を保有しているから平衡入出力が必要となるバランスフィルタ、バラン(平衡・不平衡変換器)などに適用可能となる。また先端短絡のSIRも短絡部で同相、逆相の入出力結合を磁界結合回路で実現可能であるので、先端短絡の構造②および構造⑥も利用でき、応用に合わせた適切なSIRの選択が可能となる。

7 まとめ

ここではストリップ線路やマイクロストリップ線路などの伝送線路を対象に単一線路と結合線路で構成される1/2波長型のSIRの共振条件、基本特性、特徴を生かした応用について議論した。今後は実用化に向けた詳細な検討と、デバイス試作による有用性の確認が必要となる。そのための検討課題として以下が挙げられる。

i) 奇偶伝播モードの位相速度を考慮した特性解析

共振条件式は奇偶モードの線路電気長 θ_{ce}, θ_{co} を用いて導出しているが、本論文の解析例は $\theta_{ce} = \theta_{co} = \theta_c$ の条件として行っている。マイクロストリップ線路などの場合は伝播媒質が不均質となるためそれぞれの位相速度は異なってくる。そのためには最初に奇偶モードインピーダンスより結合線路の形状パラメータとなる線路幅(W)、線路間隔(S)を決定したのち、奇偶モードそれぞれの実効比誘電率 $\epsilon_{eff,e}, \epsilon_{eff,o}$ を求め、それより線路電気長を決定して議論する必要がある。

ii) 不連続部の影響の考察

SIRは複数の伝送路で構成されるので線路の接続部、開放端、短絡点などの構造は実際の構造設計で厳密に検討する必要がある。特に接続部では浮遊成分を誘発しやすいので電磁界分布を考慮した設計が必要となる。このため共振器の精密な設計には電磁界(EM)シミュレータによる解析が必須となる。

iii) 結合回路方式の検討

フィルタや発振器に共振器を適用する場合は入出力結合、共振器間結合などの結合回路の構成と特性を予め知っておく必要がある。ここで取り上げたSIRは構成が多岐にわたるため、結合方式も多様となる。共振器構造に応じて電界結合、磁界結合、分布結合回路が選択できるほか、平衡/不平衡二つの入出力端子を適用する場合は、同相入出力、逆相入出力が構成できるが、共振器および結合回路も構造によりその特性も異なるため個別に検討する必要がある。

以上のような詳細な検討を行うことで、第6章で議論した分布結合回路で構成されるSIRを利用した回路の設計が可能となる。今後フィルタ、発振器などの試作を行い、有用性の確認をしながら応用展開を行うことが必要である。マイクロ波帯では高次モードの多様な制御性を利用したマルチバンド、マルチモードのフィルタへの応用が可能である。また小型形状が特長となるためLTCC(低温同時焼成セラミックス)など微細加工プロセスによる集積化受動デバイスにおける基本共振素子として、さらにミリ波帯あるいは将来的にはテラヘルツ帯のCMOS・ICに向けた組み込み実装用共振素子としての応用も期待される。

参考文献

- [1] M. Makimoto and S. Yamashita: *Microwave Resonators and Filters for Wireless Communication*, Springer, Berlin/New York, 2000.
- [2] M. Sagawa, M. Makimoto, and S. Yamashita: "Geometrical Structures and Fundamental Characteristics of Microwave Stepped-Impedance Resonators," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.45, No.7, pp.1078-1085, 1997
- [3] M. Sagawa, K. Takahashi, and Makimoto: "Miniaturized Hairpin Resonator Filters and Their Application to Receiver Front-end MIC's," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol.37, No.12, pp.1991-1997, 1989
- [4] A. Djaiz and T. A. Denidni: "A New Compact Microstrip Two-Layer Bandpass Filter Using Aperture-Coupled SIR-Hairpin Resonators with Transmission Zeros," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.54, No.5, pp.1929-1936, 2006
- [5] M. K. Chirala and C. Nguyen: "A Novel CMOS Hairpin Resonator Using Slow Wave Structure," *IEEE Micro. and Wireless Components Letters*, vol.15, No.8, 2005, pp.527-529
- [6] Y. Qian, K. Yanagi, and E. Yamashita: "Characterization of A Folded Stepped Impedance Resonator for Miniature Microstrip Bandpass Filter Applications," *Proceedings of the 1995 EuMC*, pp.1209-1211, 1995
- [7] B. Yang, E. Skafidas, and R. J. Evans: "60GHz Compact Integrated Cross-Coupled SIR-MH Bandpass Filter on Bulk CMOS," *Electron. Lett.* Vol.44, No.12, 2008.
- [8] C. I. G.Hsu, C. H. Lee, and H. Hsieh: "Tri-band Bandpass Filters With Sharp Passband Skirts Designed Tri-Section SIRs," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol.18, No.1, pp.19-21, 2008.
- [9] H. Yabuki, M. Sagawa, and M. Makimoto: "An Experimental Study on Frequency Synthesizers Using Push-Push Oscillators," *IEICE Trans.*, vol.E76-C, No.6, pp.932-937, 1993.
- [10] C. G. Hwang et al.: "Simple K-Band MMIC VCO Utilizing a Miniaturized Hairpin Resonator and a Three-Terminal p-HEMT Varactor With Low Phase Noise and High Output Power Properties," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol.13, No.6, pp.229-231, 2003.
- [11] J. S. Sun, N. Kaneda, Y. Baeyens, T. Itoh, and Y. K. Chen: "Multilayer Planar Tunable Filter With Very Wide Tuning Bandwidth," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* Vol.59, No.11, pp. 2864-2871, 2011.