

分割伝送線路を用いたブランチライン型結合器の小型化

武田 文雄

岡山理科大学工学部電気電子システム学科
(2008年8月4日受付、2008年11月7日受理)

1. まえがき

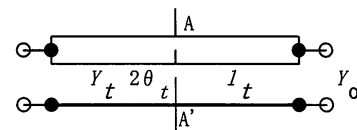
マイクロストリップ線路で構成されるブランチライン型結合器は、種々のマイクロ波デバイスの構成要素に用いられており、一層の小型化、高周波数化が求められている。結合器の小型化については、結合器を構成する $\lambda_g/4$ 伝送線路を、先端開放スタブを装荷した等価な伝送線路で置換する方法が報告されているが [1][2][3][4]、この等価伝送線路には幅の広いスタブや、並列に配置された複数のスタブが必要なため、 $W_{50}/\lambda_g \leq 0.023$ の低周波数帯で動作する狭帯域（分配電力が -3 ± 0.5 dB 以内、アイソレーションおよび反射損が 20 dB より良い比帯域 $< 10\%$ ）な結合器に用いられている。ここで W_{50} は特性インピーダンス 50 Ω の線路幅、 λ_g は中心周波数における線路内波長。また、 $W_{50}/\lambda_g \approx 0.040$ と比較的高周波数帯で動作する広帯域結合器の小型化を図る目的で、並列スタブで小型化した $\lambda_g/8$ 等価伝送線路を縦続接続して用いる結合器が報告されているが [5]、分配特性が中心周波数に対し非対称になり広帯域化に難点がある。

ここでは $\lambda_g/4$ 伝送線路に等価な伝送線路として、伝送線路を伝搬軸に沿って2分割した形状の、2本の線路と両線路を接続するブリッジとからなる分割伝送線路を提案している。この分割伝送線路は、線路の折り曲げによる小型化が容易となるように、2本の線路の長さを異ならすことにより、線路幅の狭い線路で構成されている。また、線路の分割により線路内に形成されるリング共振器の共振周波数をブリッジにより使用帯域から大きく離すことにより広帯域化が図られている。小型化、広帯域化に対する有効性を検討するため、 $W_{50}/\lambda_g \approx 0.042$ となる周波数帯で、分割伝送線路を用いた3ブランチライン型結合器を試作した。試作結合器の比帯域は約28%と広帯域で、占有面積は従来の伝送線路で構成する場合の約50%と小型である。また、幅の狭い線路で構成される分割伝送線路は結合器の高周波数化にも有効である。ここでは、結合器の構成に従来の平面的な回路 [6] が用いられていた $W_{50}/\lambda_g \approx 0.08 \lambda_g$ の高周波数帯で、分割伝送線路を用いた3ブランチライン型結合器を試作した。平面回路に代わり幅の狭い線路を用いるため、電気設計から形状設計を見通しよくで

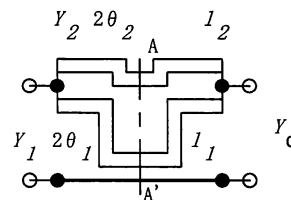
きる。試作結合器の比帯域は約26%で、伝搬方向の長さは $0.38 \lambda_g$ で伝送線路型の占有面積の75%である。

2. 分割伝送線路

2-1 等価分割伝送線路の形状



(a) 伝送線路



(b) 特性アドミタンス Y_t 、電気長 $2\theta_t$ の伝送線路に等価な分割線路

図1 等価分割伝送線路

図1(a)は特性アドミタンス Y_o の線路に接続された特性アドミタンス Y_t 、長さ l_t （電気長 $2\theta_t$ ）の伝送線路である。図1(b)は図1(a)の線路に等価な分割伝送線路である。特性アドミタンス Y_1, Y_2 、および、長さ l_1, l_2 （電気長 $2\theta_1, 2\theta_2$ ）の異なる2本の線路に分割された伝送線路よりなる。図1(a)、(b)の両線路ともA-A'において対称であるので、A-A'面を開放および短絡したときの両線路の入力端子から見たアドミタンスがそれぞれの場合において等しければ、両線路は互いに等価となる。

$$Y_{ds} = Y_{ts} \quad (1)$$

$$Y_{do} = Y_{to} \quad (2)$$

ここで、添え字 t 、および、 d は、それぞれ、図1(a)の1本の伝送線路、および、(b)の分割伝送線路を、また、 o 、および、 s は、A-A'面の開放、および、短絡を示す。 Y_{do}, Y_{ds}, Y_{to} および Y_{ts} は次式で与えられる。

$$Y_{do} = jY_1 \tan \theta_1 + jY_2 \tan \theta_2 \quad (3)$$

$$Y_{ds} = -jY_1 \cot \theta_1 - jY_2 \cot \theta_2 \quad (4)$$

$$Y_{to} = jY_t \tan \theta_t \quad (5)$$

$$Y_{ts} = -jY_t \cot \theta_t \quad (6)$$

式(1)～(6)より，分割伝送線路の特性アドミタンスは次式で与えられる。

$$Y_1 = -Y_t \frac{\cot \theta_2 \tan \theta_t - \tan \theta_2 \cot \theta_t}{\cot \theta_1 \tan \theta_2 - \tan \theta_1 \cot \theta_2} \quad (7)$$

$$Y_2 = Y_t \frac{\cot \theta_1 \tan \theta_t - \tan \theta_1 \cot \theta_t}{\cot \theta_1 \tan \theta_2 - \tan \theta_1 \cot \theta_2} \quad (8)$$

Y_t ， $2\theta_t$ の伝送線路に等価な分割伝送線路は，2本の線路の電気長 $2\theta_1$ ， $2\theta_2$ を決めれば，各線路の特性アドミタンス Y_1 ， Y_2 が式(7)，(8)で与えられ設計できるが，動作周波数，基板材料などにより形状は制限される。

2-2 $\lambda_g/4$ 伝送線路に等価な分割伝送線路

ブランチャイン型結合器の構成要素である特性アドミタンス Y_t ，電気長 $2\theta_t$ （長さ l_t ）の伝送線路に，中心周波数で等価な分割伝送線路について検討する。ここでは， $\lambda_g/4$ 伝送線路との置換であることを考慮し

$$2\theta_t = \theta_1 + \theta_2 = \pi/2 \quad (9)$$

とすると

$$\begin{aligned} Y_1 &= \frac{Y_t}{\tan \theta_1 + \cot \theta_1} = \frac{Y_t}{2} \sin(2\theta_1) \\ &= Y_2 = \frac{Y_t}{\tan \theta_2 + \cot \theta_2} = \frac{Y_t}{2} \sin(2\theta_2) \end{aligned} \quad (10)$$

$2\theta_1 \neq 2\theta_2 \neq \pi/2$ の場合には， $Y_1 = Y_2 < Y_t/2$ となる。これより，1本の伝送線路を単に2本の $2\theta_1 = 2\theta_2 = \pi/2$ の平行な伝送線路で構成する場合より，より幅の狭い線路で等価線路を構成できることがわかる。また， $2\theta_1$ ， $2\theta_2$ を比較的自由に選ぶことができるので，図1(b)のように両線路を結合器の内部側に折り曲げることにより，小型化を図り易い。また，線路幅が狭いので結合器の高周波数化にも適用でき，さらに $2\theta_2$ の線路を短い直線線路とし， $2\theta_1$ の長い線路のみを折り曲げれば，伝搬方向の長さを $2\theta_2$ まで短くでき高周波数帯結合器の小型化にも有効である。

2-3 分割伝送線路の周波数特性

中心周波数において $\lambda_g/4$ 伝送線路に等価になるように設計した分割伝送線路の周波数特性について検討する。分割伝送線路の S_{mn} は偶モード・奇モード励振法によ

り次式で与えられる。

$$S_{11} = \frac{\rho_o + \rho_s}{2}, \quad S_{21} = \frac{\rho_o - \rho_s}{2} \quad (11)$$

ここで

$$\rho_o = \frac{Y_o - Y_{do}}{Y_o + Y_{do}}, \quad \rho_s = \frac{Y_o - Y_{ds}}{Y_o + Y_{ds}} \quad (12)$$

中心周波数 f_c （正規化周波数=1）において式(9)を満足するように設計された線路では，

$$Y_{do} = jY_t, \quad Y_{ds} = -jY_t \quad (13)$$

$$S_{11} = \frac{Y_o^2 - Y_t^2}{Y_o^2 + Y_t^2}, \quad S_{21} = \frac{-j2Y_o Y_t}{Y_o^2 + Y_t^2} \quad (14)$$

となり，分割伝送線路は特性アドミタンスが Y_t ，長さ l_t が $\lambda_g/4$ の伝送線路に等価であることがわかる。また周波数 $2f_c$ では $Y_1 = Y_2$ であるが θ_1 ， θ_2 が

$$\theta_1 + \theta_2 = \pi \quad (15)$$

となるため

$$Y_{do} = 0, \quad Y_{ds} = 0 \quad (16)$$

$$S_{11} = 1, \quad S_{21} = 0 \quad (17)$$

となり完全反射が生じる。これは分割伝送線路内に構成されるリング共振器の周長が， $2f_c$ で1波長となり共振するためである。

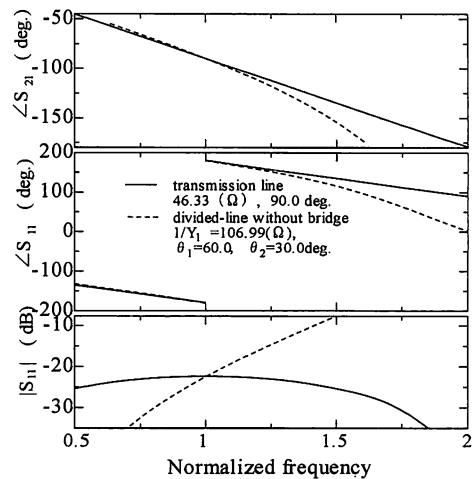


図2 46.33 Ω $\lambda_g/4$ 線路の S_{11} ， $\angle S_{21}$

図2に $Y_t = 1/46.33$ (S)， $l_t = \lambda_g/4$ ($2\theta_t = \pi/2$)の伝送線路と，それに等価な $Y_1 = Y_2 = Y_t/2 \cdot \sin(2\pi/3) = 1/106.99$ (S)， $l_1 = 2l_2 = \lambda_g/3$ の分割伝送線路の S_{11} と $\angle S_{21}$ の計算例を，それぞれ，実線および破線で示す。 f_c では両者は等価であるが，分割伝送線路は $2f_c$ において共振するため，高域側において S_{11} ， $\angle S_{21}$ とも周波数特

性が急になる。共振周波数を $2f_c$ より高め、広帯域な等価線路を得るため、ここでは、分割伝送線路の対称位置A-A'面に線路間を連結するブリッジを設ける。図3にブリッジを設けた分割伝送線路形状を示す。

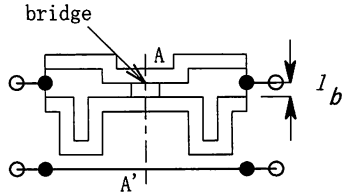
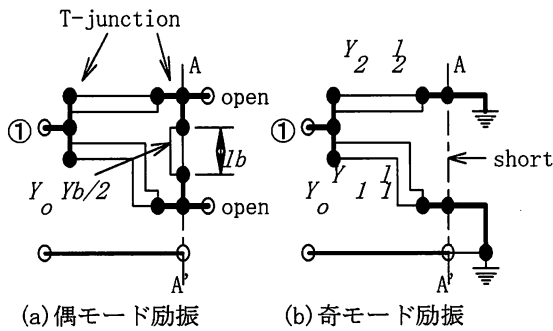


図3 ブリッジを設けた分割線路



(a) 偶モード励振 (b) 奇モード励振
図4 偶・奇モード励振時の等価回路

ブリッジの中央のA-A'面が開放(偶モード励振)あるいは短絡境界(奇モード励振)の場合の等価回路は図4(a), (b)となる。図4の回路は Y_1, l_1 および Y_2, l_2 の2本の線路と Y_b, l_b のブリッジよりなる閉回路で、1つの入力端子と2つの開放端子(あるいは短絡端子)をもつ多端子回路網としてS-パラメータを用いて式(18)により解析[7]できる。

$$\begin{bmatrix} -S & E \\ \Gamma & -S' \Gamma \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \\ b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = C \quad (18)$$

ここで、

$$\begin{bmatrix} a_{n+1} \\ \vdots \\ a_{2n} \end{bmatrix} = \Gamma \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} b_{n+1} \\ \vdots \\ b_{2n} \end{bmatrix} = \Gamma \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad (19)$$

S は、図4の回路構成要素である入力端子①、3個のT-分岐、2本の分割伝送線路、ブリッジ および 開放端子(あるいは短絡端子)のS行列、Eは単位行列、S'は接続線路のS行列、 Γ は端子間の接続関係を表す行列、Cは入力を表す列行列である。また、n は回路構成素子

の端子に付された番号であり、 $1 \sim n$ は入出力端子および回路素子の端子に、 $n+1 \sim 2n$ は接続線路の端子に付された番号である。入力端子①の入力を $c_1=1$ として、偶モードおよび奇モード励振時の式(18)より、それぞれの場合の a_1 を解き、これらを用いて求めた Y_{do}, Y_{ds} を Y_{to}, Y_{ts} と、それぞれ一致させることにより Y_1, l_1, Y_2, l_2 および Y_b, l_b を決定できる。

3. 低周波数帯分割伝送線路

線路幅が $\lambda_g/4$ に比べて十分狭い低周波数帯では、長さ l_1, l_2 の各線路を多重に折り曲げることができ、ブリッジ長 l_b を短くできる。このためリング共振器の周長がブリッジの無い場合の約1/2になり、共振周波数が約 $4f_c$ と高まり、広帯域化が図れる。しかし、ブリッジを設けると入力端に閉回路が接続されるようになる。A-A'面が短絡時にはこの等価回路は図4(b)となり、ブリッジの影響はなく Y_{ds} はブリッジのない場合と同じである。一方、開放時には等価回路は図4(a)となり Y_{do} はブリッジがない場合と異なる。これは、ブリッジがない場合には Y_{do} は θ_1 の長い線路の呈する高いアドミタンスにより主として決まるが、ブリッジにより閉回路が形成されると Y_{do} が θ_1 と θ_2 の平均長($<\theta_1$)の長さの2本の先端開放スタブのアドミタンスに近似的に近づき低くなるためである。ここでは、 $\theta_b = 2.0$ 度として、ブリッジがない場合に $Y_t = 1/46.33(S)$ の $\lambda_g/4$ 伝送線路に等価な分割伝送線路($Y_1 = Y_2 = 1/106.99(S)$, $\theta_1 = 60.0, \theta_2 = 30.0$ 度)を原型として、ブリッジを設けた $Y_1 = Y_2, \theta_1 \approx 2\theta_2$ の形状の等価分割伝送線路を設計した。設計は、ブリッジ装荷による Y_{do} の低下を主に Y_1, Y_2 高めて補正し、これによる Y_{ds} への影響を主として θ_1, θ_2 を補正して行った。 $Y_1 = Y_2 = Y_b = 1/101.1(S)$, $\theta_1 = 62.7, \theta_2 = 31.0$ 度で中心周波数において等価な分割伝送線路を得た。この等価伝送線路の S_{11} と $\angle S_{21}$ の周波数特性の計算結果を図5中に

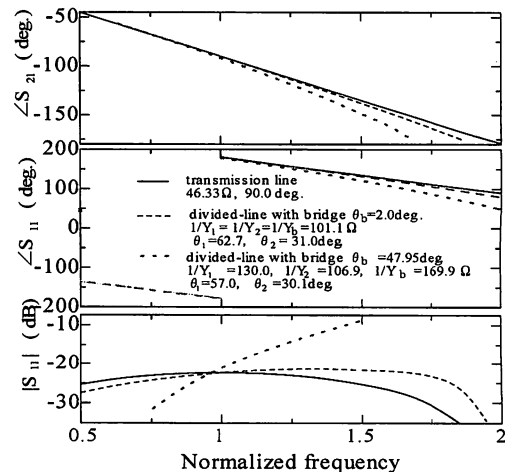


図5 ブリッジ付分割線路の S_{11} および $\angle S_{21}$

破線で示す。共振周波数が約2倍高くなり、 S_{11} および $\angle S_{21}$ とも図2に示したブリッジがない場合に比べて周波数特性が改善されていることがわかる。なお、図中の実線は対比のために示す図1(a)の $Y_t = 1/46.33(S)$, $\lambda_g/4$ 伝送線路の S_{11} , $\angle S_{21}$ である。

4. 高周波数帯分割伝送線路

高周波数帯では l_1 , l_2 の線路幅が $\lambda_g/4$ に比べて無視できなくなり、図1(b)に示すように線路を1度しか折り曲げることができずブリッジ長 l_b が長くなる。この場合には、平均長 $(\theta_1 + \theta_2 + \theta_b)/2$ が θ_1 より長くなり Y_{do} が高くなる。 Y_{do} の補正は、 Y_{do} に及ぼす影響が大きく、 Y_{ds} に及ぼす影響の小さい線路長の長い線路の Y_l を低く、また θ_1 を小さくして行った。 $\theta_b = 47.95$ 度のブリッジをもつ、 $Y_t = 1/46.33(S)$, $2\theta_t = 90.0$ 度の伝送線路に等価な分割伝送線路を設計した。 $Y_1 = 1/130.0$, $Y_2 = 1/106.9$, $Y_b = 1/169.9(S)$, $\theta_1 = 57.0$, $\theta_2 = 30.1$ 度のときに f_c においてほぼ等価な特性が得られた。この等価回路の S_{11} と $\angle S_{21}$ の周波数特性の計算結果を図5中に点線で示す。 f_c では $Y_t = 1/41.92(S)$, $2\theta_t = 91.9$ 度で完全には等価でないが、比較的良好一致している。ブリッジが長いこと共振周波数を $2f_c$ に比べて十分高くできないため、ブリッジの短い場合より狭帯域であるが、図2に点線で示したブリッジのない場合より S_{11} , $\angle S_{21}$ の周波数特性は改善されている。

5. 分割伝送線路を用いた3ブランチライン型結合器の周波数特性

小型化の対象とする広帯域な3ブランチライン型結合器の内導体形状を図6に示す。この結合器は、 $Y_0 = 1/50.0$, $Y_t = 1/46.33$, $Y_{2h} = 1/71.43$, $Y_{3h} = 1/110.01(S)$ のときに、分配電力が -3 ± 0.5 dB以内、アイソレーションおよび反射電力損が20dBより良い比帯域が33%になる[8]。しかし、ブランチ数が多いこと占有面積が大きくなる難点がある。ここでは $Y_t = 1/46.33(S)$ の $\lambda_g/4$ 伝送線路を細線化した分割伝送線路で置き換へ、この線路を折り曲げることにより、3ブランチライン型結合器の長さ l を短縮し小型化を図る。図7に等価分割伝送線路を用いた結合器の等価回路を示す。等価分割伝送線路の特性は3., 4. で示したように f_c においては $\lambda_g/4$ 伝送線路の特性とほぼ一致するが、それ以外の周波数においては異なる。この相異が結合器の周波数特性に及ぼす影響を検討する。結合器はB-B'面に対称であり、偶モード・奇モード励振法により分配特性を求めることができる。ここでは、式(18)より求めた等価分割線路のS-パラメータをABCD-パラメータに変換し、これを用いてB-B'面が開放・短絡時の透過係数、反射係数を求め、これらより結合器の分配特性を求めた。図8に、図6の結合器の $Y_t = 1/46.33(S)$ の $\lambda_g/4$ 伝送線路

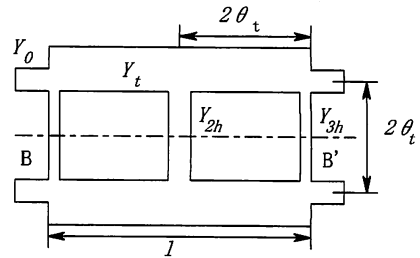


図6 3ブランチライン型結合器

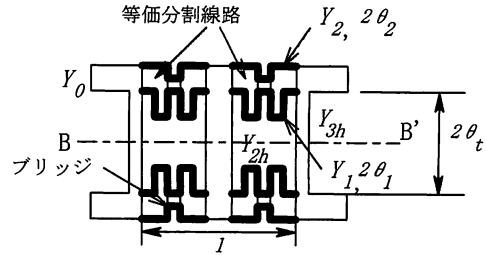


図7 分割伝送線路を用いた3ブランチライン型結合器の等価回路

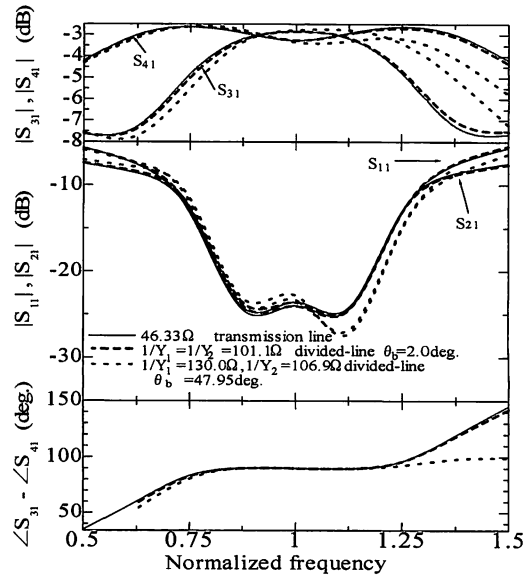


図8 分割伝送線路を用いた3ブランチライン型結合器の S_{mn}

を、図5に示した2種の等価分割伝送線路で置き換へた結合器の分配特性の計算結果を示す。実線は従来の $Y_t = 1/46.33(S)$, $l_t = \lambda_g/4$ 伝送線路で構成した結合器、破線は $Y_1 = Y_2 = Y_b = 1/101.1(S)$, $\theta_1 = 62.7$, $\theta_2 = 31.0$, $\theta_b = 2.0$ 度の短いブリッジをもつ等価分割伝送線路で、また、点線は $Y_1 = 1/130.0$, $Y_2 = 1/106.99$, $Y_b = 1/169.9(S)$, $\theta_1 = 57.0$, $\theta_2 = 30.1$, $\theta_b = 47.95$ 度の長いブリッジをもつ等価分割伝送線路で $\lambda_g/4$ 伝送線路を置き換へた結合器の、それぞれの S_{mn} である。ブリッジの

短い場合には、 $\lambda_g/4$ 伝送線路の場合の特性とよく一致している。また、ブリッジの長い場合は、中心周波数に対する対称性は劣化しているが、比帯域には大きな変化はない。これらより分割伝送線路は結合器の $\lambda_g/4$ 伝送線路の等価回路として十分な特性をもつことがわかる。

6. 結合器の設計

以上の伝送線路理論による検討結果に基づき、小型結合器の設計を行う。線路構造をマイクロストリップ線路とし、誘電体基板にはROGERS社ULTRALAM2000(厚さ=1.53mm, 比誘電率 $\epsilon_r=2.53$)を用いる。この誘電体基板では特性アドミタンス $1/50(S)$ の線路幅が2GHzでは $0.04\lambda_g$ となる。そこで、ここでは線路幅が λ_g に比べて無視できる低周波数帯の結合器として中心周波数2GHzの結合器を、また、線路幅が λ_g に比べて無視できない高周波数帯の結合器として4GHzの結合器の設計を行う。等価分割伝送線路を折り曲げて伝搬方向の長を短縮すると、隣接する線路の縁端効果の影響や、多数のコーナーおよびT-分岐部のリアクタンスにより、電磁界が乱れ分割伝送線路の S_{11} は伝送線路理論で求まる特性より変化する。そこで、形状設計に当たってはAWR社の電磁界シミュレータ Microwave Officeを用いる。

6-1 2GHz帯結合器

線路幅が λ_g に比べて狭いので図3に示すようにブリッジの短い等価分割伝送線路で構成できる。そこで、3.で示したブリッジの短い $Y_1= Y_2= 1/101.1(S)$, $\theta_1= 62.7$, $\theta_2= 31.0$, $\theta_b= 2.0$ 度の等価分割伝送線路の伝送線路理論より得られる性能を実現するパターンの寸法形状をMicrowave Officeで性能をシミュレーションすることにより決める。また、Microwave Office上の形状は0.1mm単位で構成した。この誘電体基板においては、特性アドミタンス $1/101.1(S)$ のマイクロストリップ線路の幅は1.13mmである。しかし、図7に示すように2本の線路が接近して平行に配置されること、電気長 θ_1 の長い線路は狭い間隔で短く折り曲げられることから、結合線路と同様に縁端効果が弱められ、分割伝送線路の等価的な特性アドミタンスは低くなる。そこで、1本の線路幅を特性アドミタンスが高くなるように1.2mmとし各線路の長さを決めた。線路長の初期値には、各線路が単独で存在するときの λ_g と、コーナーの等価回路[9]より求めた電気長が $\theta_1= 62.7$, $\theta_2= 31.0$, $\theta_b= 2.0$ 度となる長さを用いた。 θ_1 , θ_2 を、それぞれ、直線部の長さを変えて初期値より9.22, 3.26度長くすることにより、 S_{11} のシミュレーション結果が2GHzで $\lambda_g/4$ 伝送線路の S_{11} にほぼ等価となる分割線路のパターン形状を得た。図9に形状を、図10に S_{11} のシミュレーション結果を、破線で示す伝送線路理論値に対比して実線で示す。2GHzにおいては $Y_c= 1/45.9(S)$, 電

気長 $\theta_c= 91.2$ 度 の伝送線路に等価である。

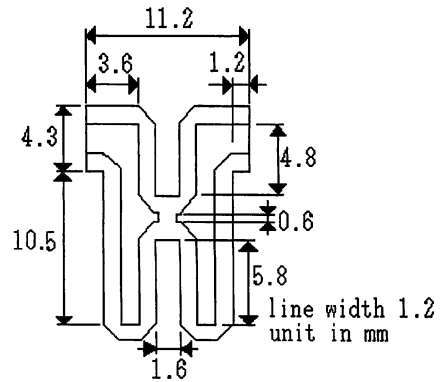


図9 2 GHz帯等価分割伝送線路

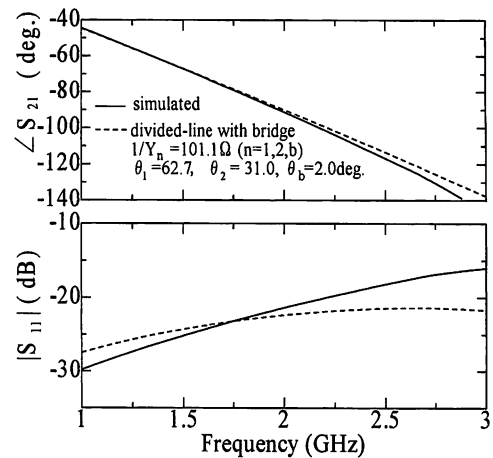


図10 2 GHz帯等価分割伝送線路の S_{11}

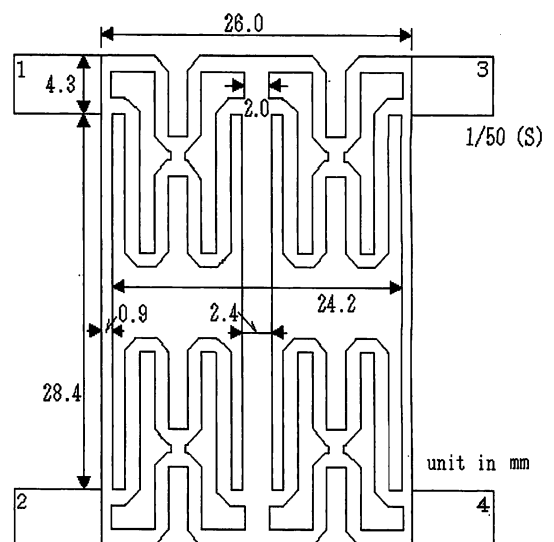


図11 2GHz帯結合器のストリップ導体

この等価分割線路を用いて3ブランチライン型結合器を設計した。特性アドミタンスが $Y_{2h} = 1/71.43$, および $Y_{3h} = 1/110.01$ (S) の中央および両側のブランチラインの線路幅は、それぞれ、2.34, および、0.91mmであるが、ここでは、それぞれ、2.4, および 0.9 mmとしてブランチラインの長さを決めた。図11に結合器のストリップ導体を、図12に結合器の S_{mn} のシミュレーション結果を破線で示す。比帯域は28.5%である。

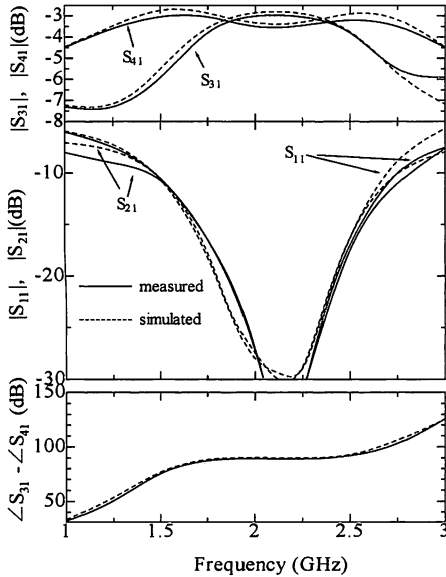


図12 試作 2 GHz帯結合器の S_{mn} 実測値

6-2 4GHz帯結合器

線路幅が波長に比べて無視できなくなり、線路の多重折り曲げができずブリッジが長くなる。ここでは、4. で示したブリッジの長い $Y_1 = 1/130.0$, $Y_2 = 1/106.99$, $Y_b = 1/169.9$ (S), $\theta_1 = 57.0$, $\theta_2 = 30.1$, $\theta_b = 47.95$ 度の等価分割伝送線路で結合器を構成する。各線路が単独で存在するときに上記アドミタンス、電気長を満足する形状寸法をMicrowave Officeのシミュレーションの初期値とし、所要な特性が得られるように等価分割伝送線路の形状を決めた。なお、コーナーの電気長は2GHz帯結合器の場合と同様に補正した。初期値の形状では電気長は伝送線路理論の値とほぼ等しく90度であったが、特性アドミタンスが1/46.33 (S)より低い結果となったため、2本の線路およびブリッジの幅を初期値より上げた。図13に形状寸法を示す。各線路は、線路が単独である場合 $Y_1 = 1/115.0$, $Y_2 = 1/98.5$, $Y_b = 1/143.2$ (S) となる幅(それぞれ0.8, 1.2, 0.4mm)まで広げられている。図14に S_{mn} を示す。実線はシミュレーション値、破線は設計目標とした伝送線路理論による等価分割伝送線路の計算値である。隣接線路との間隔が広いこと、分割伝送線路を線路幅の狭い

低特性アドミタンスの線路で構成していることからシミュレーション値と伝送線路理論値との周波数特性が広帯域に一致している。この分割伝送線路を用いて4GHz

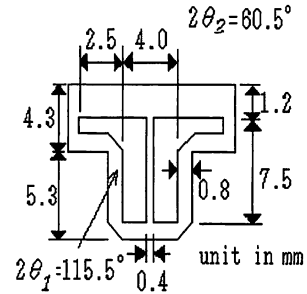


図13 4GHz帯等価分割伝送線路

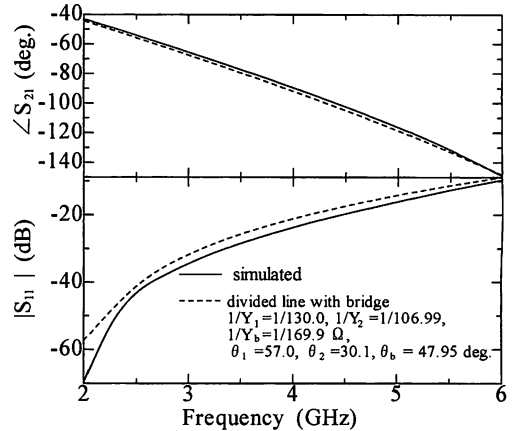


図14 4GHz帯等価分割伝送線路の S_{mn}

帯3ブランチライン結合器を設計した。ストリップ導体形状を図15に示す。図13に示した等価分割伝送線路が、線路幅2.2mm(特性アドミタンス1/74.12 (S))の中央分岐線路の両側に接続されている。また、両側の分岐線路の幅は、比帯域が30%以上になるように、0.7mm (1/120.7 (S))に選ばれている。図6の Y_{2h} , Y_{3h} より両者ともやや低い。また、各分岐線路長は約 $1.05 \lambda_g / 4$ である。この結合器の S_{mn} のシミュレーション結果を図16中に破線で示す。比帯域は反射損・アイソレーション特性により制限されている。ブリッジが長く共振周波数が十分高くなっていないため、等価分割伝送線路の周波数特性が2GHzの場合より狭帯域であり、 $|S_{mn}|$ の中心周波数に対する非対称にその影響が見られる。しかし、分割伝送線路が細線で構成されているため、伝送線路理論の回路モデル、電気設計結果から大きく形状や寸法を変えることなく高周波数帯結合器を設計できることがわかる。

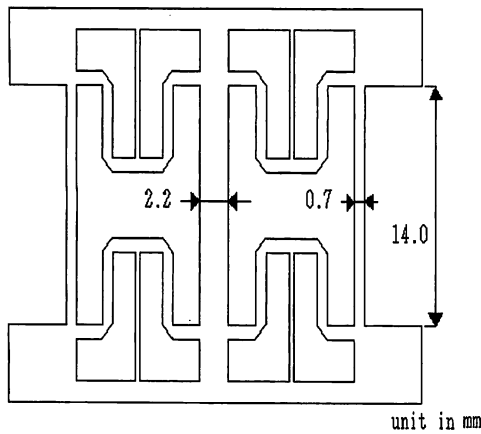


図15 4GHz帯結合器のストリップ導体

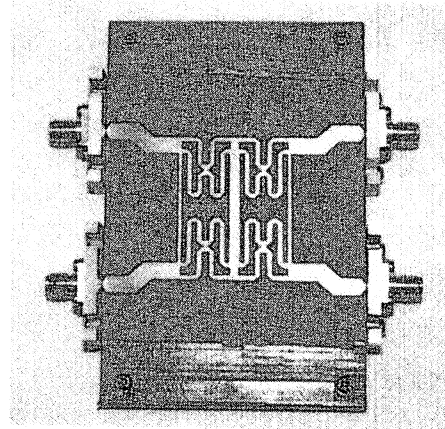


図17 2GHz帯結合器の内導体回路

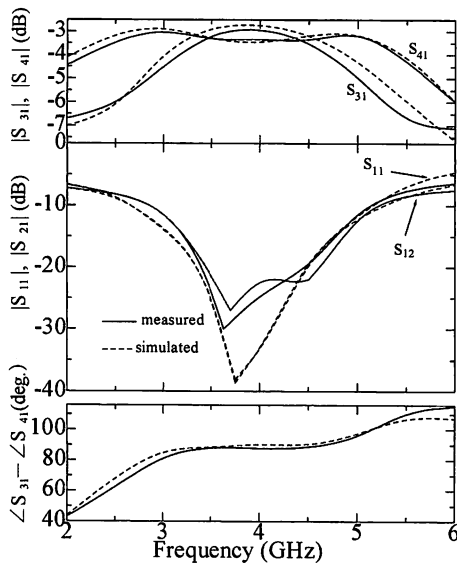


図16 試作4GHz帯結合器の S_{mn} 実測値

7-2 4GHz帯結合器

図18に試作結合器の内導体形状を示す。50Ωの線路幅が $0.08\lambda_g$ であり、線路幅が波長に比べて無視できない状態の結合器で、高周波数帯の結合器の構成例となっている。分割伝送線路の幅が波長に比べて無視できないため、分割伝送線路を2重に折り曲げ小型化を図ることができず、占有面積の縮小割合は2GHz帯結合器の場合に比べて小さく、従来の伝送線路を用いる場合の約75%である。 S_{mn} の測定結果を図16中にシミュレーション値と対比して実線で示す。挿入

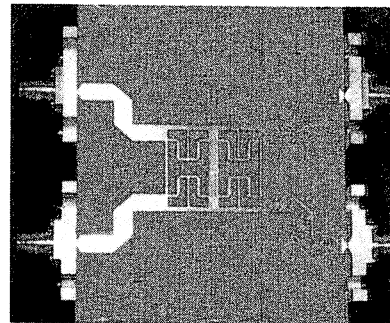


図18 4GHz帯結合器の内導体回路

7. 結合器の試作結果

7-1 2GHz結合器

試作2GHz帯結合器の内導体形状を図17に、また、 S_{mn} の測定結果を図12中に実線で示す。占有面積は $\lambda_g/4$ 伝送線路で構成する従来型の約50%と小さい。 $|S_{31}|$ 、 $|S_{41}|$ および $(\angle S_{31} - \angle S_{41})$ は実測値と設計値であるシミュレーション値とが良く一致しているが、 $|S_{11}|$ 、 $|S_{21}|$ は実測値が狭帯域である。このため試作結合器の比帯域は27.5%で設計シミュレーション値の28.5%より狭帯域である。この原因は結合器の入力インピーダンスがやや低いためで、分割伝送線路の幅を狭めることで改善できる。

損失が約0.3dBある。アイソレーションと反射の周波数特性の不一致により比帯域が約25.8%と若干狭いが、周波数特性の傾向はよく一致している。線路幅の狭い線路で構成されるため、高周波数帯においても伝送線路の組み合わせで結合器を構成でき、平面的なパッチや三角形の切り込み等をストリップ導体に設ける必要がなく、結合器の設計の見通しが良いことがわかった。

8. あとがき

ブランチライン結合器の構成要素である高特性アドミタンスの $\lambda_g/4$ 伝送線路を、長さの異なる2本の低特性アドミタンス、および、ブリッジからなる分割伝送線路で置換する方法を提案した。この分割伝送線路は幅の狭い線路で構成され、かつ、ブリッジにより広帯域化が図られているため、線路の折曲げによる広帯域結合器の小型化や、結合器の高周波数化に有効である。

参考文献

- 1) H. Ashoka, "New type of branch-line hybrids," Proc. European Microw. Conf., pp.785-790, Stockholm, 1988.
- 2) 張, 得能, 坂上, 永井, "スプリアスノッチを考慮した2段スタブ付小型化ブランチラインカプラについて," 信学論(C), vol. J84-C, no. 4, pp.259-266, April 2001.
- 3) S.-S. Liao and J.-T. Peng, "Compact planar microstrip branch-line couplers using the quasi-lumped elements approach with nonsymmetrical and symmetrical T-shaped structure," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 54, no. 9, pp. 3508-3514, Sep. 2006.
- 4) K.H. Chang, K.M. Nam, and J.P. Kim, "Design of various compact branch-line couplers by using artificial transmission lines," 2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1276-1729.
- 5) Y.-H. Chun and J.-S. Hong, "Design of a compact broadband branch-line hybrid," 2005 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 997-1000.
- 6) 武田, "三角形パッチとストリップ導体からなる平面回路を用いたブランチライン結合器," 信学論(C), vol. J88-C, no. 10, pp.788-795, Oct., 2005.
- 7) 石田, 磯田, 武田, "多分岐回路解析法の検討," 昭 58 信学総全大 825.
- 8) M. Muraguchi, T. Yukitake and Y. Nito, "Optimum design of 3-dB branch-line couplers using microstrip lines," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 31, no. 8, pp. 674-678, Aug.
- 9) F.D. Paolo, "Networks and devices using planar transmission line," CRC Press, Wahington, D. C.

Miniaturization of Broad-Band Branch-Line Couplers Using Divided-Transmission Lines with bridge

Fumio TAKEDA

*Department of Electrical & Electronic Engineering, Faculty of Engineering,
Okayama University of Science,
1-1 Ridai-cho, Okayama 700-0005, Japan*

(Received August 4, 2008; accepted November 7, 2008)

Branch-line coupler is miniaturized by using divided-lines composed of two narrow-width transmission lines and bridge instead of wide-width quarter-wavelength transmission lines of the coupler. The divided-line has broadband characteristics and is easily folded, and so useful for size-reduction of the broadband coupler. Three-branch-line 3dB coupler operating at frequency band in which the width of transmission line with 50Ω characteristic impedance is 0.042 wavelength is fabricated. The area is reduced by 50% of the conventional one. The fractional bandwidth in which the coupling variation is -3 ± 0.5 dB and the isolation and the return loss are better than 20 dB is over 28 %.

Keywords: coupler ; divided-line ; bridge ; small size ; broadband ; high frequency .