

X-スリットによる平面回路型90度ハイブリッドの小型・広帯域化

武田 文雄

岡山理科大学工学部電子工学科
(2004年7月9日受付、2004年11月5日受理)

1 まえがき

MIC用の90度ハイブリッドに、マイクロストリップ線路や、トリプレート線路で構成するブランチライン結合器や、幅の広い平面内導体で構成する平面回路型のハイブリッドがある。前者は、1/4波長線路を組み合わせたリングからなり、低周波数帯では容易に構成できるが、周波数が高くなり、線路幅が波長に比べて無視できなくなると、分岐線路を理想的なT-分岐にするための工夫が必要になったり [1]、リング自体を構成できなくなる。一方、後者は方形の平面内導体で構成されるため高周波数帯に適しているが、前者に比べ回路の占有面積が約2倍大きいと言う難点がある [2]。

近年、電磁界の数値計算法が進み、任意形状の平面回路の電磁界解析が可能になり、幅の狭い内導体線路とか、方形や円形のような単純な形状の平面内導体などに限られることなく、いろいろな形状の内導体により、電力分配器やフィルタなどの高性能化、小型化が行われるようになってきた [3][4]。ここでは、内導体にスリットを設けることによる平面回路型ハイブリッドの小型化と、小型平面回路ハイブリッドの縦続接続による広帯域化について述べる。

まず、従来の方形内導体からなる平面回路型ハイブリッドに、偶モード・奇モード法を適用し、対称面で区分される1/4平面回路の入力インピーダンス、反射係数、電流分布について検討し、スリットを内導体に設けることにより、小型化が図れることを示す。つぎに、このX-スリット型平面回路ハイブリッドの設計方針について述べる。このハイブリッドは設計のパラメータが多く、パラメータと性能との関係が複雑な難点がある。ここでは1/4平面回路の反射係数に着目し、反射係数の特性をブランチライン結合器の場合に近似させるように、内導体形状を決める設計法を提案している。最後に一段、および二段の8GHz帯X-スリット型平面回路ハイブリッドを試作し、一段のハイブリッドにより、性能を劣化させることなく、従来の方形内導体を用いるハイブリッドの40%の小型化ができることを、また、二段のハイブリッドにより、周期型二段ブランチライン結合器と同程度の、広帯域な分配特性が得ら

れることを示す。

2 構造

図1に、X-スリット型平面回路ハイブリッドを示す。X-字状のスリットが内導体に設けられている。回路構造はトリプレート線路で、 $A-A'$ と $B-B'$ に対して二重対称構造である。この回路に偶モード・奇モード解析法を適用すれば、 $A-A'$ および $B-B'$ が磁壁あるいは電気壁になる。 $A-O$ および $B-O$ で区切られる1/4平面回路の反射係数を $\Gamma_{\alpha\beta}$ とすると、ハイブリッドのS行列は $\Gamma_{\alpha\beta}$ より次式で与えられる [1]。

$$S_{11} = (\Gamma_{00} + \Gamma_{s0} + \Gamma_{0s} + \Gamma_{ss})/4 \quad (1)$$

$$S_{21} = (\Gamma_{00} + \Gamma_{s0} - \Gamma_{0s} - \Gamma_{ss})/4 \quad (2)$$

$$S_{31} = (\Gamma_{00} - \Gamma_{s0} + \Gamma_{0s} - \Gamma_{ss})/4 \quad (3)$$

$$S_{41} = (\Gamma_{00} - \Gamma_{s0} - \Gamma_{0s} + \Gamma_{ss})/4 \quad (4)$$

ここで添字 α, β は、それぞれ $A-O, B-O$ の境界条件を示し、 O は開放境界(磁壁)、 S は短絡境界(電気壁)を表す。

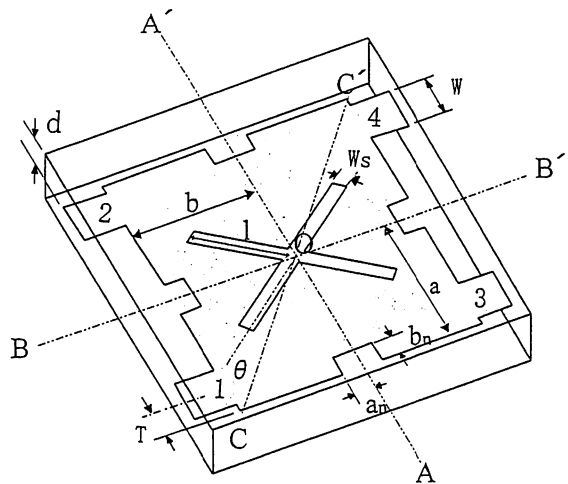


図1 X-スリット型平面回路ハイブリッド
入力端子を1、アイソレーション端子を2とする90度ハイブリッドを得るには、無損失回路で $|\Gamma_{\alpha\beta}| = 1$ と

すれば、1/4平面回路の $\Gamma_{\alpha\beta}$ 間につきの位相関係が成立ばよい。

$$\begin{aligned} \angle\Gamma_{OO} - \angle\Gamma_{SS} &= \angle\Gamma_{SS} - \angle\Gamma_{SO} \\ &= \angle\Gamma_{SO} - \angle\Gamma_{OS} = \pi/2 \quad (5) \end{aligned}$$

Xスリット(1/4平面回路では一端開放のスリットになる)は、内導体の電流を制御し、 $\angle\Gamma_{\alpha\beta}$ が小さい内導体面積で、式(5)を満すように設けるものである。また、図中のノッチは $\angle\Gamma_{\alpha\beta}$ の微調整用である。

3 1/4平面回路の反射係数とスリットによる小型化

1/4平面回路の端子取り付け位置からみたインピーダンスを $Z_{\alpha\beta}$ とする。トリプレート線路構造でスリットおよびノッチが無く、かつ、平面回路の周辺が理想的な磁壁、電気壁で囲まれている場合には $Z_{\alpha\beta}$ は解析的に求まり、次式となる[5]。

$$Z_{\alpha\beta} = \frac{j\omega\mu d}{2ab} \epsilon_p^2 \epsilon_q^2 \sum_{p \geq 0} \sum_{q \geq 0} \frac{\cos^2(\frac{p\pi}{2a}T) \{ \frac{\sin(\frac{p\pi}{2a} \frac{W}{2})}{\frac{p\pi}{2a} \frac{W}{2}} \}^2}{(\frac{p\pi}{2a})^2 + (\frac{q\pi}{2b})^2 - k^2} \quad (6)$$

ここで

$$\epsilon_{p,q}^2 = \begin{cases} 1 & p,q = 0 \\ 2 & p,q \neq 0 \end{cases} \quad (7)$$

α のS,Oに対して、それぞれ $q = 2n + 1, q = 2n$ β のS,Oに対して、それぞれ $p = 2m + 1, p = 2m$ となる。また $m, n = 0, 1, 2, \dots$

1/4平面回路の内導体を a が b よりやや大きい長方形とし、 $a > b > ab/\sqrt{a^2 + b^2} > a/2$ の場合について、 $Z_{\alpha\beta}$ 、 $\angle\Gamma_{\alpha\beta}$ について検討する。波長が $4a, 4b$ と同程度の長さである周波数帯では、 $Z_{\alpha\beta}$ の主要項は p, q が0,1のときであり、 $a, b, ab/\sqrt{a^2 + b^2}$ 、および $a/2$ の各々が1/4波長になる周波数で Z_{OS}, Z_{SO}, Z_{SS} および Z_{OO} は開放となる。この周波数間隔を調整して、分配器の中心周波数において $\angle\Gamma_{\alpha\beta}$ を式(5)の関係にすれば、ハイブリッドを構成できる。この a, b に対する $Z_{\alpha\beta}$ の周波数特性は、内導体上の電流が、A-OあるいはB-Oのいずれかが短絡境界となる場合には、主として短絡境界に垂直方向に、また、A-OおよびB-Oが、いずれも、短絡あるいは開放境界となる場合には対角線C-O方向に流れることによる[6]。スリットは、これらの電流に対し、それぞれ異なる影響を与え、 $\angle\Gamma_{\alpha\beta}$ を調整するものである。図2に、正方形平面回路を対角線に対し対称に励振したときの、スリットの $\angle\Gamma_{\alpha\beta}$ に及ぼす影響の計算例を示す。 $a = b = 7.2\text{mm}$ 、 $d = 1.53\text{mm}$ 、比誘電率 $\epsilon_r = 2.53$ で、スリットは幅 w_s を 0.6mm とし、対角線上の点Oに開放端を固定して、対角線より θ 傾けている。なお、計算には電磁界シミュレータを用いた。ここで $\angle\Gamma_{\alpha\beta}$ および $\angle\Gamma_{\alpha\beta}^{slit}$ は、それぞれスリットなし、およびスリットありの反射係数の位相である。対称励振であるので、 $\angle\Gamma_{SO}^{slit} = \angle\Gamma_{OS}^{slit}$ である。また、

スリットはスリットに沿って流れる電流にはほとんど影響しないので、対角線に沿うような θ の小さいスリットは、 $\angle\Gamma_{SS}, \angle\Gamma_{OO}$ にはほとんど影響を与えず、 $\angle\Gamma_{SO}, \angle\Gamma_{OS}$ に影響を与えている。したがって、スリットの長さ l 、傾き角 θ を選ぶことにより、 $\angle\Gamma_{SS}, \angle\Gamma_{OO}$ をほとんど変えることなく、 $(\angle\Gamma_{SS} - \angle\Gamma_{SO}), (\angle\Gamma_{SO} - \angle\Gamma_{OS})$ を変えることができる。

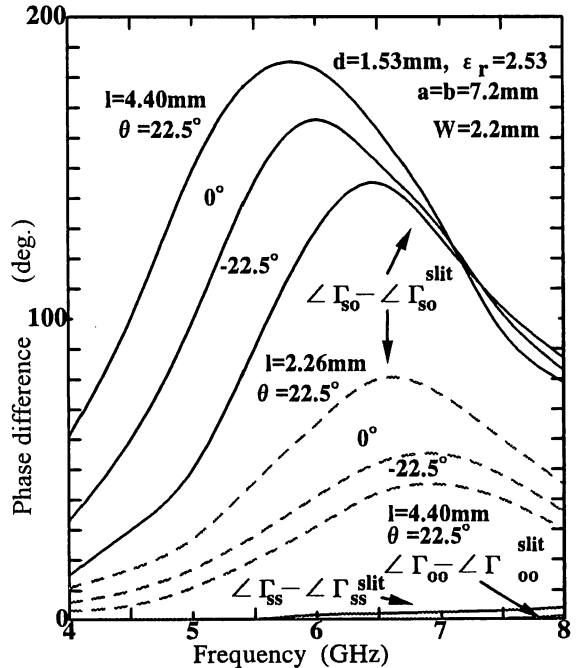
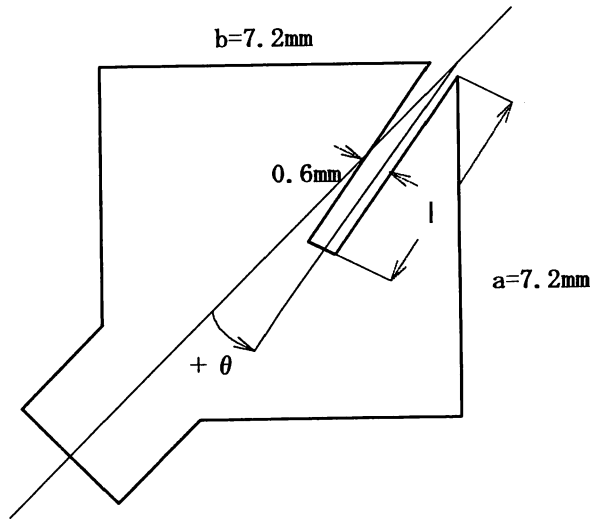


図2 スリットの反射係数の位相差に及ぼす影響

図3に、スリットの長さをパラメータにして計算した分配特性の例を示す。外形は、スリットを設けない場合に、中心周波数が約8GHzになるように設計されている。スリットは $\theta = -7.8^\circ$ で、長 $2l$ が0~13.2mmまで変化すると、分配特性の中心周波数は8GHzから4.25GHzまで変わり、 a/λ_0 が約0.31から約0.16まで小さくなる。ここで、 λ_0 は中心周波数における波長である。このことから、スリットにより小型化ができることが判る。なお、図1中のノッチは、1/4平面回路の内導体電流の流れる方向の先端部に設けられると、伝送線路スタブの先端に設けられたノッチの場合と同様に、先端が開放では $\angle\Gamma_{\alpha\beta}$ を進め、短絡では遅らせる。ここでは、主に $(\angle\Gamma_{00} - \angle\Gamma_{SS})$ の調整用に設けている。

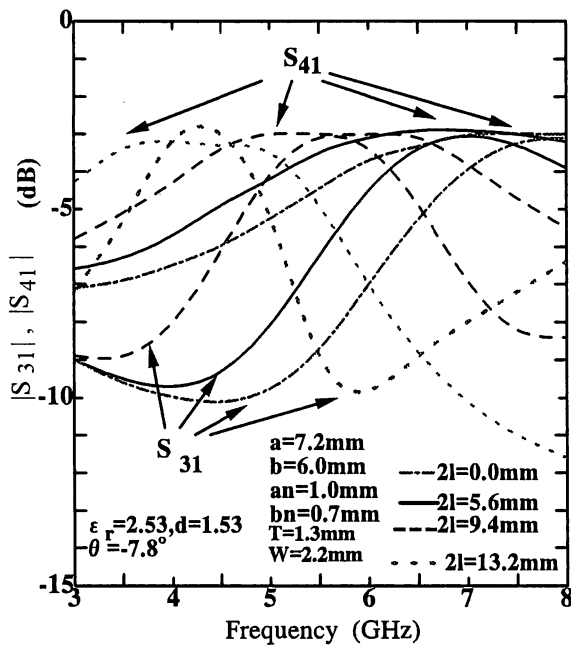


図3 スリットの長さとの分配特性

4 設計方針および試作結果

ブランチライン結合器の分配特性に近似的に等しい特性をもつ、二種類の平面回路型分配器を試作した。図4に、目標にした二つのブランチライン結合器の線路の規格化特性アドミタンスを示す。図4(a)は一段ブランチライン結合器、(b)は周期型二段ブランチライン結合器[7]である。設計は、まず、1/4平面回路の反射係数間の位相差の周波数特性を、ブランチライン結合器のそれらに近似させるように外形およびスリット形状を決め、つぎに、この1/4平面回路で合成した全平面回路が90度3dBハイブリッドの分配特性を呈するように形状を修正することにより行った。二段階に分けて行う理由は、1/4平面回路の反射係数は短時間で

計算でき性能の見通しを得やすいが、対称面が縁端効果のない理想開放境界の場合に、精度よく反射係数を求めることができないためである。

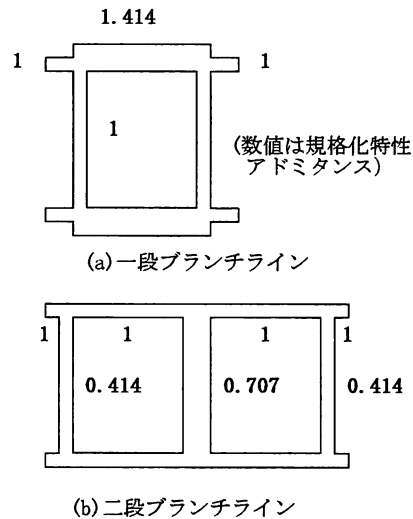


図4 ブランチライン結合器

4.1 一段X-スリット型平面回路ハイブリッド

内導体にスリットをもつ小型の平面回路型ハイブリッドを試作した。図5に、設計中心周波数が8.5GHzのX-スリット型平面回路ハイブリッドの1/4平面回路を示す。 $a > b$ および θ を負とすることで、スリットがB-Oに垂直方向に流れる電流に及ぼす影響を大きくし、 $\Gamma_{0s}, \Gamma_{so}, \Gamma_{SS}$ の順に位相を遅らせている。スリットの効果を大きくすれば、 a, b を小さくでき、小型化の程度により、スリットの大きさと a, b の大きさとの組み合わせ方が、いろいろ存在する。ここでは、中心

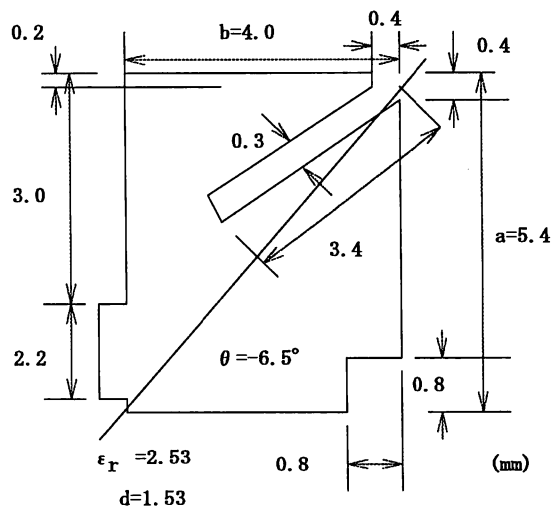


図5 一段X-スリット型ハイブリッドの1/4平面回路形状

周波数における1/4平面回路の $Z_{\alpha\beta}$ が、一段ブランチャラインの場合と同様に、 Z_{SS}, Z_{SO} は誘導性リアクタンス、 Z_{OS}, Z_{OO} は容量性リアクタンスになるように、スリットの大きさ、および、 a, b を制限し、ハイブリッドが一段ブランチャライン結合器の周波数特性を近似的に呈するようにした。形状の決定は、まず、中心周波数で $(\angle\Gamma_{OO} - \angle\Gamma_{SS})$ が約 $\pi/2$ となるように a, b を選び、つぎに、 $\angle\Gamma_{SO}, \angle\Gamma_{OS}, \angle\Gamma_{SS}$ が式(5)を、ほぼ満足するようにスリット形状を決め、さらに、スリットの導入により変化した $(\angle\Gamma_{OO} - \angle\Gamma_{SS})$ をノッチで修正するという手順の繰り返しで行った。図6に、 $\Gamma_{\alpha\beta}$ 間の位相差の計算結果を示す。実線が平面回路、点線がブランチャラインの場合である。ここで、 $A-O, B-O$ が理想開放境界となる場合の $\angle\Gamma_{\alpha\beta}$ は、寸法を内側に、縁端効果に相当する幅 $\frac{2d}{\pi} \ln 2$ だけ狭めて、電磁界シミュレータで近似値に求めている。周波数特性は、目標とするブランチャラインの傾向と比較的一致しているが、 $(\angle\Gamma_{OO} - \angle\Gamma_{SS})$ が $\pi/2$ より大きくなっている。つぎに、この1/4平面回路四つで合成した内導体をもつハイブリッドのSパラメータを電磁界シミュレータで求めた。結果を図7中に破線で示す。また、点線は、比較のために示す一段ブランチャラインの理論値である。中心周波数は約8.5GHzで、ブランチャラインの特性に近い90度3dBハイブリッドの特性を示しており、ここでは、この内導体を最終形状としハイブリッドを試作した。試作したハイブリッドの内導体の写真を図8に示す。

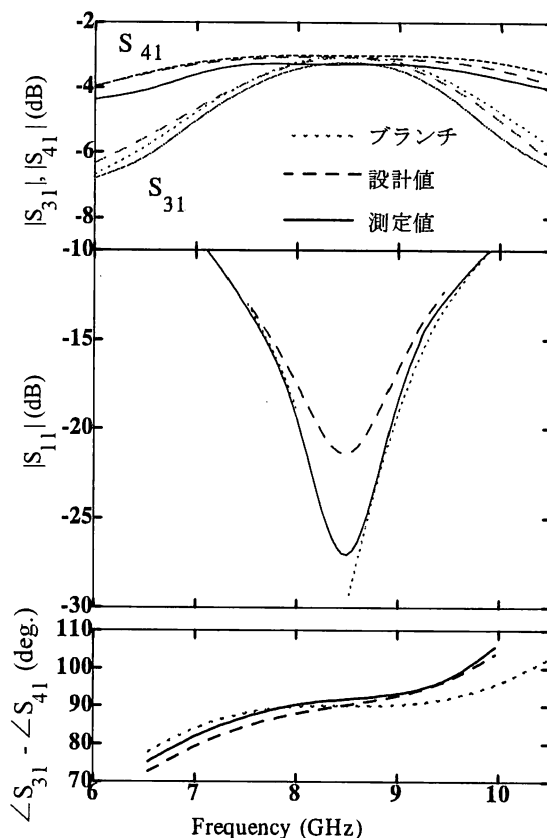


図7 一段Xスリット型平面回路ハイブリッドの分配特性

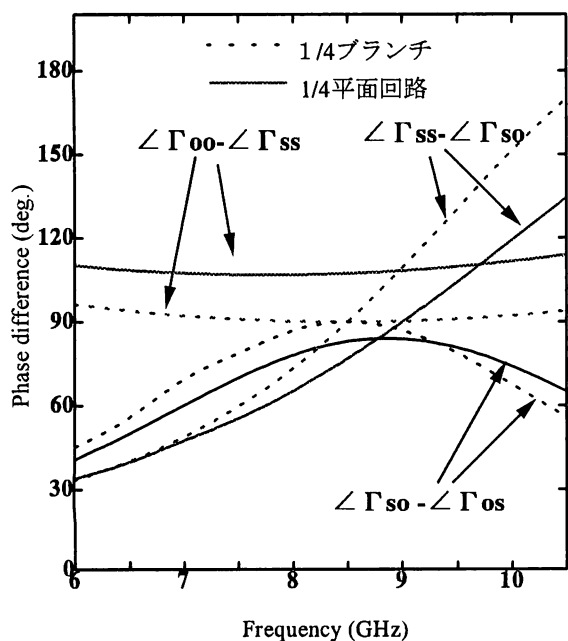


図6 一段ハイブリッド1/4平面回路の反射係数の位相差

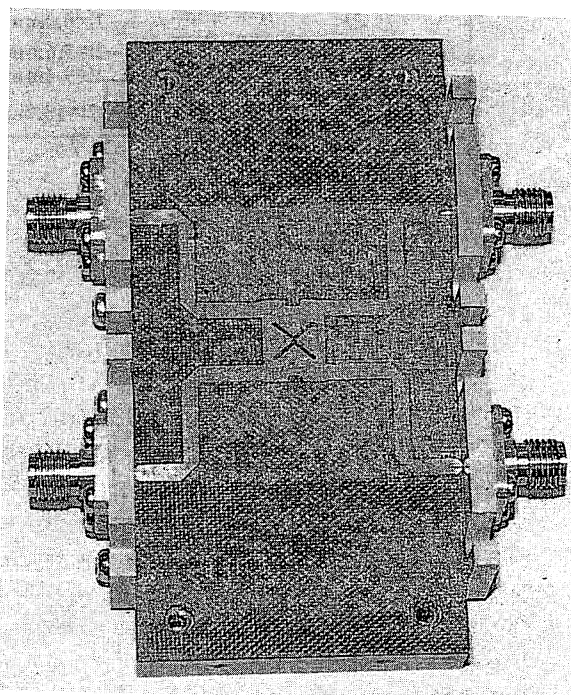


図8 試作一段Xスリット型ハイブリッド

また、分配特性の実測結果を図7中に実線で示す。挿入損失が約0.2dBあるが、これを除き目標とした一段ブランチャイン結合器の性能および設計値とよく一致している。また、回路の占有面積は $2.81(\lambda_0/4)^2$ で、従来のスリットのないもの[2]の約58%である。

4.2 二段X-スリット型平面回路ハイブリッド

X-スリット型平面回路を縦続接続して二段の広帯域平面回路型ハイブリッドを試作した。図9に、設計した二段スリット型平面回路ハイブリッドの1/4平面回路を示す。中心周波数は8.5GHzである。設計方針は、

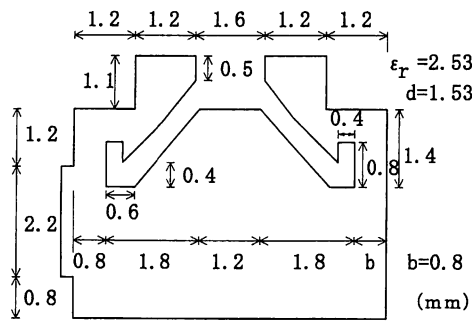


図9 二段X-スリット型ハイブリッドの1/4平面回路内導体形状

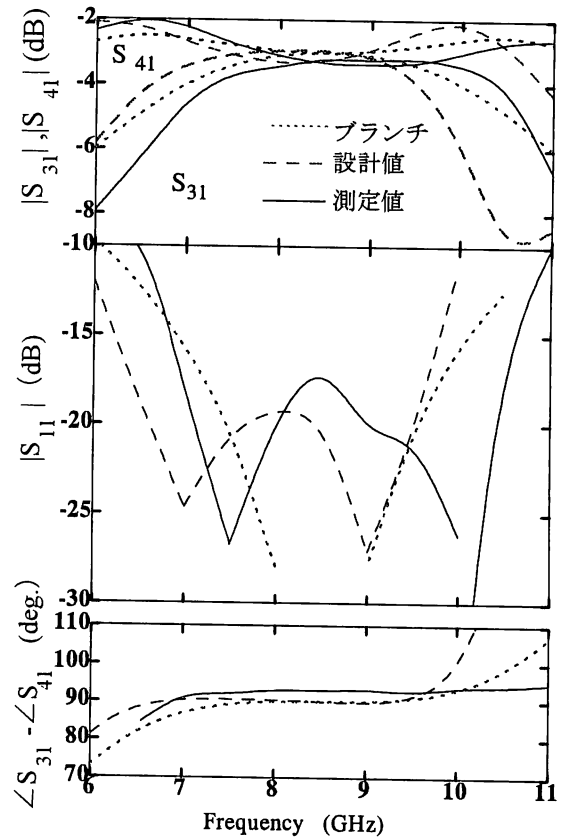


図11 二段X-スリット型平面回路ハイブリッドの分配特性

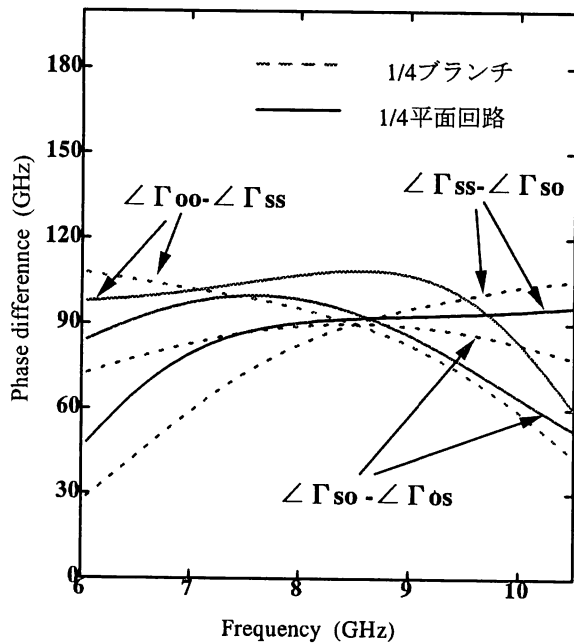


図10 二段ハイブリッド1/4平面回路の反射係数の位相差

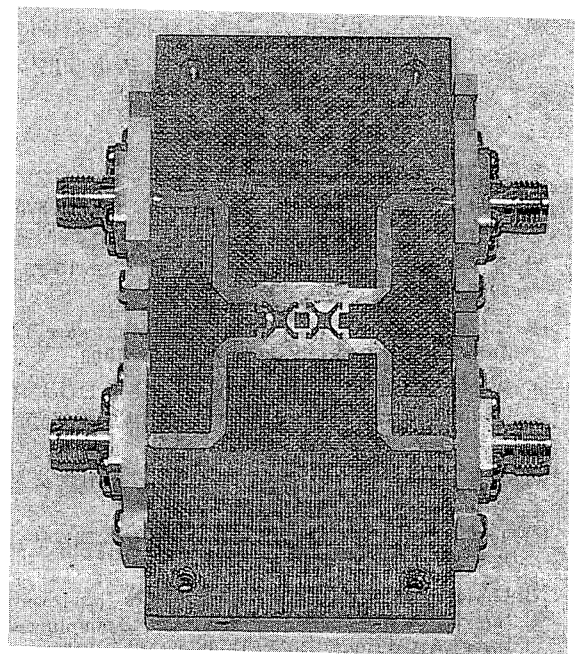


図12 試作二段X-スリット型ハイブリッド

一段 X-スリット型平面回路と同じで、 $Z_{\alpha\beta}$ が周期型二段ブランチライン結合器の $Z_{\alpha\beta}$ と同様に、 Z_{00}, Z_{SS} は誘導性リアクタンス、 Z_{SO}, Z_{OS} は容量性リアクタンスになるように、スリットの大きさ、および a, b を制限した。さらに、ここでは、一段平面回路を縦続接続すると言う観点から、スリットの形状は対称としている。一段の $\angle\Gamma_{\alpha\beta}$ に比べ、約 $\pi/2$ より大きく遅れている。図 10 に、この 1/4 平面回路の $\angle\Gamma_{\alpha\beta}$ 間の差の計算結果を実線で示す。点線は周期型二段ブランチの場合である。この 1/4 平面回路で合成した内導体をもつハイブリッドの特性を計算した結果、 $|S_{31}|$ 、および $|S_{41}|$ が、それぞれ、 -2.39dB 、および -3.95dB となったため、 b を 0.8mm から 0.5mm に修正した。このときの S パラメータの計算結果を図 11 に破線で示す。点線は対比のために示す周期型二段ブランチラインの場合である。やや、周波数特性が急であるが、広帯域な性能を示している。図 12 は試作したハイブリッドの内導体である。実測結果を図 11 中に実線で示す。挿入損失が約 0.2dB あること、および、中心周波数が約 8.8GHz と約 4% 高いことを除き、比較的計算値と一致している。また、分配電力が $-3 \pm 0.5\text{dB}$ 以内、反射電力およびアイソレーションが -16dB 以下となる比帯域が 26% の広帯域な特性が得られている。回路の面積も $4.5(\lambda_0/4)^2$ で従来のスリットがない平面回路型ハイブリッドとほぼ同じ大きさである。

5 あとがき

平面回路の内導体に X-スリットを設ける平面回路型ハイブリッドを提案した。設計方針と試作結果について述べ、このハイブリッドが小型化、広帯域化に有効なことを示した。

参考文献

- [1] 穴田, 許:信学論 B, vol.J70-B, no.7, pp.816-825, July 1987.
- [2] 河合, 太田, 金児:信学技報, MW90-11, pp.15-22, May 1990.
- [3] H.Kobeissi and K.Wu, IEEE Trans.Microwave Theory Tech.,vol.47, no.4, pp.499-504, April 1999.
- [4] B.T.Tan, S.T.Chew, M.S.Leong and B.L.Ooi, IEEE Trans. Micro.Wireless Comp.Lett.,vol.12, no.7, pp.252-254, July 2002.
- [5] 小西, "電磁波問題へのアタックの仕方", 社団法人電子通信学会.
- [6] 武田, 神薗, 池田, 平成 14 年度電気・情報関連学会中国支部連合大会, 081106
- [7] G.Matthaei, L.Young and E.M.T.Jones, "Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures", Artec House Books, Dedham, MA, p.815.

Miniaturization and Broad-Banding of Planar Circuit Type 90° Hybrid by Using Cross Slits

Fumio TAKEDA

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

(Received July 9, 2004; accepted November 5, 2004)

A novel small-sized planar circuit type 90° hybrid using rectangular inner conductor with cross slits is proposed. By etching off the cross slit on the inner conductor, the structure size can be reduced by 40% without deterioration of the characteristics. Moreover, broad-band hybrid having bandwidth operation which is nearly equal to that of the periodic two section branch-line coupler is designed by using inner conductor with two cross slits. Measured results quite agree with theoretical results. Over the relative bandwidth of 26% at 8GHz band, divided power is in $-3 \pm 0.5\text{dB}$, reflected power and isolation are lower than -16dB.