

Broadband 3-dB Directional Couplers Constructed by Two-Layered Microstrip Lines

Mikio TSUJI*, Hiroyuki DEGUCHI

(Received July 1, 2021)

Directional couplers with two-layered microstrip lines couple through a slot aperture on the common ground plane, so that tight coupling in compact size is easily realized, different from those with parallel coupled microstrip lines. This paper proposes to improve the frequency characteristics by arranging the input/output ports rotational-symmetrically, modifying a shape of the slot aperture, and also loading conductor strips on the slot aperture. Usefulness of the proposed directional couplers is verified from numerical and experimental considerations.

Key words : directional coupler, microstrip line, slot-coupled line, two-layered structure

キーワード : 方向性結合器, マイクロストリップ線路, スロット結合線路, 2層構造

2層マイクロストリップ線路3dB方向性結合器の広帯域化

辻 幹男, 出口 博之

1. はじめに

マイクロ波信号の分配, 合成を行う方向性結合器は周波数変換器, 変調器, アンテナのビーム成形ネットワークなどの形でマイクロ波回路システムに組み込まれる重要なデバイスの1つであり, 広い周波数帯域で動作することが求められている^{1, 2)}. これまでに, 1/4波長分布結合型, ブランチライン型やラットレース型などマイクロストリップ平面回路で構成された種々の方向性結合器が提案され, その広帯域化, 小型化が進められてきた. しかしながら, 1/4波長分布結合型方向性結合器では線路間の広帯域な密結合が困難であり, 1/4波長分布結合型以外の形状では小型化が容易でないという問題があった. これらの問題を解決する方法として, 1/4波長分布結合型方

向性結合器のマイクロストリップ平行2線路を同一平面上に配置して側結合させるのではなく, マイクロストリップ線路を2層構造として上下に配置して, グランド面に設けた結合スロットを通して線路間の結合を行う構成が提案され, 密結合を維持しつつ, ある程度の帯域が確保できることが示されてきた³⁾. 本論文では更なる広帯域化を実現するために, 3点の改良を加えた形状を提案する. まず, 一点目は上下に配置した入出力線路を中心線上の上下同じ位置でなく回転対称配置にすることであり⁴⁾, 二点目は2層構造のグラウンド面に設けたスロット形状を方形でなく, 最適形状にすることであり⁵⁾, 三点目は最適スロット形状内にストリップ導体を装荷することである⁶⁾. 以下ではそれぞれの提案形状による広帯域化の有用性を, 3

*Department of Electronics, Doshisha University, Kyoto
Telephone:+81-774-65-6358, FAX: +81-774-65-6824, E-mail:mtsuj@mail.doshisha.ac.jp

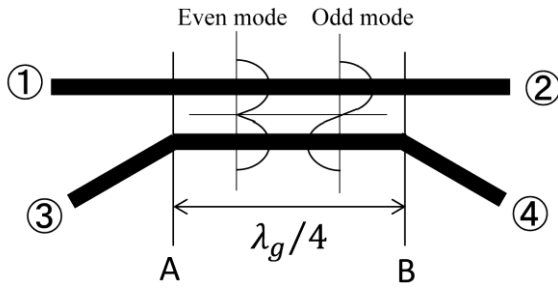


Fig. 1. Directional coupler constructed by parallel coupled microstrip lines.

次元有限要素法の解析シミュレータHFSS(Ansys社)を用いた数値解析結果および測定結果から検証していく。

2. 1/4波長分布結合型方向性結合器の原理

2.1 単層構造による結合現象

Fig.1 に示すように2本のマイクロストリップ線路が同一平面において近距離で平行に配置されている場合、各線路が持つ電磁界の相互作用により線路間で電力が結合する。平行線路には偶モード及び奇モードの形で伝搬し、各々のモードに対応する特性インピーダンス Z^e および Z^o を持つ。開口①からの入力を考えると結合線路となるA点で偶モードと奇モードが等量励振され、結合線路中を伝搬する。その際、A点では反射、透過が生じ、単独線路の特性インピーダンス Z_0 と結合線路の偶モード、奇モードのインピーダンス Z^e 、 Z^o の違いにより、各々のモードで反射の大きさならびに位相が次式のように異なってくる。

$$\text{偶モード: 反射係数 } R_A^e = \frac{Z^e - Z_0}{Z^e + Z_0} \quad \text{透過係数 } T_A^e = \frac{2\sqrt{Z^e Z_0}}{Z^e + Z_0} \quad (1)$$

$$\text{奇モード: 反射係数 } R_A^o = \frac{Z^o - Z_0}{Z^o + Z_0} \quad \text{透過係数 } T_A^o = \frac{2\sqrt{Z^o Z_0}}{Z^o + Z_0} \quad (2)$$

各インピーダンスの値には $Z^e < Z_0 < Z^o$ の関係があり、偶モードは逆相、奇モードは同相で反射する。A点からB点までは偶モードと奇モードは独立に伝搬していくが、この回路では両モードが同じ位相定数 β (伝搬波長 λ_g) をもつものと近似すると、両者はB点に達するとき、同じ $\beta\lambda_g/4 = \pi/2$ の位相遅れを生じ、両モードはB点で再び反射、透過される。

$$\text{偶モード: 反射係数 } R_B^e = \frac{Z_0 - Z^e}{Z^e + Z_0} \quad \text{透過係数 } T_B^e = \frac{2\sqrt{Z^e Z_0}}{Z^e + Z_0} \quad (3)$$

$$\text{奇モード: 反射係数 } R_B^o = \frac{Z_0 - Z^o}{Z^o + Z_0} \quad \text{透過係数 } T_B^o = \frac{2\sqrt{Z^o Z_0}}{Z^o + Z_0} \quad (4)$$

インピーダンス関係 $Z^e < Z_0 < Z^o$ より B 点では偶モードは同相、奇モードは逆相で反射する。これらのモードがA点に戻る際にも伝搬により $\pi/2$ の位相遅れが生じることから、回路を1往復してA点を透過するとき、偶モードは π の位相ずれ、奇モードは 2π の位相ずれが発生し、それぞれのモードは最初にA点で反射した波と同じ位相で重なり合い、強め合うことになる。従ってA点から回路の外に出て行く波は偶モードと奇モードで π の位相ずれが生じ、反射波は開口①には出て行かず、開口③に出て行く。一方、透過の方はB点で偶モードと奇モードは同相なので、開口④に出力は現れずに開口②だけに出力され、方向性結合器の動作をすることになる。

開口①から入力するルート電力波を a_1 、開口③から入力するルート電力波を a_3 とすると、偶モードのルート電力波 a_e 、奇モードのルート電力波 a_o との関係は

$$a_1 = a_e + a_o, \quad a_3 = a_e - a_o \quad (5)$$

開口①から出力のルート電力波を b_1 、開口③から出力のルート電力波を b_3 とすると、

$$b_1 = R_e^T a_e + R_o^T a_o, \quad b_3 = R_e^T a_e - R_o^T a_o \quad (6)$$

ここで、 R_e^T 、 R_o^T は多重反射の結果生じるトータルの偶、奇モードの反射係数であり、結合線路の長さ l 、偶奇モードの位相定数を β_e 、 β_o とすると次式で与えられる。

$$R_e^T = \frac{j(Z^e/Z_0 - Z_0/Z^e)\sin\beta_e l}{2\cos\beta_e l + j(Z^e/Z_0 + Z_0/Z^e)\sin\beta_e l} \quad (7)$$

$$R_o^T = \frac{j(Z^o/Z_0 - Z_0/Z^o)\sin\beta_o l}{2\cos\beta_o l + j(Z^o/Z_0 + Z_0/Z^o)\sin\beta_o l} \quad (8)$$

開口②から出力のルート電力波を b_2 、開口④から出力のルート電力波を b_4 とすると、

$$b_2 = T_e^T a_e + T_o^T a_o, \quad b_4 = T_e^T a_e - T_o^T a_o \quad (9)$$

ここで、 T_e^T 、 T_o^T は多重反射の結果生じるトータルの偶、奇モードの透過係数であり、次式で与えられる。

$$T_e^T = \frac{2}{2\cos\beta_e l + j(Z^e/Z_0 + Z_0/Z^e)\sin\beta_e l} \quad (10)$$

$$T_o^T = \frac{2}{2\cos\beta_o l + j(Z^e/Z_o + Z_o/Z^e)\sin\beta_o l} \quad (11)$$

結合線路として 1/4 波長の長さを用い、偶モードと奇モードの位相定数が近似的に等しいと仮定すると $\beta_e l = \beta_o l = \frac{\pi}{2}$ となり、両モードの特性インピーダンスの相乗平均値が入出力線路の特性インピーダンスに等しい $Z_o^2 = Z^e Z^o$ の関係が成立すると

$$b_1 = b_4 = 0, b_2 = \frac{\sqrt{Z^e/Z_o} - \sqrt{Z^o/Z_o}}{\sqrt{Z^e/Z_o} + \sqrt{Z^o/Z_o}} a_1, b_3 = \frac{2}{j(\sqrt{Z^e/Z_o} + \sqrt{Z^o/Z_o})} a_1 \quad (12)$$

が得られ、開口①からの入力波は開口②と開口③に出力され、開口①と開口④には出力されないことになる。このとき、方向性結合器としての結合強度 C [dB] は

$$C = -20\log\left(\frac{b_3}{a_1}\right) = -20\log\left(\frac{Z^e - Z^o}{Z^e + Z^o}\right) \text{ [dB]} \quad (13)$$

で定義されることから 3 dB 結合器の場合、入出力線路の特性インピーダンスを 50Ω とすると偶モードおよび奇モードの特性インピーダンスは $Z^e = 20.7[\Omega]$ および $Z^o = 120.9[\Omega]$ が設計値として得られる。

しかしながら、Fig. 1 に示すマイクロストリップ線路の側面での結合を利用する単層構造の場合、ストリップ幅 w 、線路間隔 d 、基板の比誘電率 ϵ_r およびその厚さ t をどのように変化させても線路間の結合が弱く、設計値の特性インピーダンスを満足させることはできない。そこで、両者の結合を大きくとれる 2 層構造の結合器が提案された³⁾。

2.2 2層構造による結合現象

Fig. 2 は 2 層マイクロストリップ線路方向性結合器であり、共通の接地導体に対しストリップ導体が上下の誘電体層を介して形成されている。共通接地導体には幅 s 、長さ l (1/4 波長) の結合用方形スロットが設けられ、このスロットを介して上下のマイクロストリップ線路は結合することになる。共通接地導体の両側に形成された入出力部のマイクロストリップ線路はこの共通接地導体の遮蔽効果により表裏間では互いに干渉することはない。Fig. 3 に 2 層マイクロ

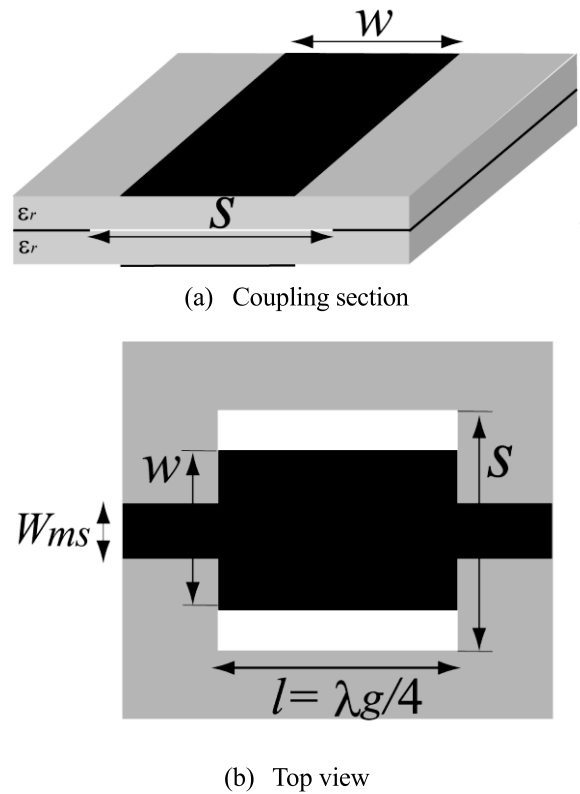


Fig. 2. Directional coupler with two-layered microstrip.

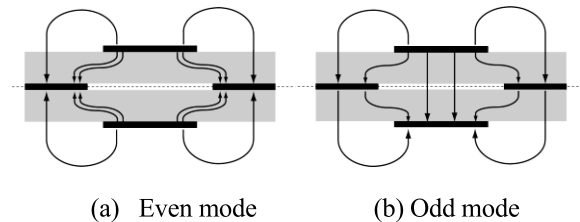


Fig. 3. Electric field on the cross section of the directional coupler with two-layered microstrip lines.

ストリップ線路方向性結合器の結合部断面における偶モードおよび奇モードの電界分布を示す。偶モードではスロット部が磁気壁となり、奇モードでは電気壁となる。この構造においても入力波は入力端で近似的に偶モードと奇モードが等量で励振されることになり、先に述べた単層構造の 1/4 波長分布結合器の動作原理に基づく設計が可能となる。

設計には先ず、結合線路の偶奇モードの特性インピーダンス Z^e 、 Z^o および結合長 l を算出するための偶モードおよび奇モードの位相定数 β_e 、 β_o を求める必要

がある。設計手順としては、基板の比誘電率 ϵ_r およびその厚さ t を一定とし、中心周波数 f_0 で特性インピーダンス Z^e, Z^o を与えるストリップ導体幅 w およびスロット幅 S を求める。この際、疎結合である単層構造の場合は偶奇モードの位相定数はほぼ等しいと近似的できるが、密結合となる2層構造の場合には偶奇モードの位相定数は異なっていることから、スロット長 l は両者の平均値 β を用いて以下の式から求めている。

$$\beta l = \frac{\beta_e + \beta_o}{2} l = \frac{\pi}{2} \tag{14}$$

2.3 2層方向性結合器の設計

前節の設計手順に基づき、入出力線路幅 W_{ms} は特性インピーダンスが 50Ω となるように $W_{ms} = 2.6[\text{mm}]$ とし、比誘電率 $\epsilon_r = 2.8$, 基板厚 $t = 1[\text{mm}]$ の誘電体基板を用いて3dB方向性結合器の設計を中心周波数3GHzで行った。HFSSによる解析値から $w = 7.4[\text{mm}], S = 11.0[\text{mm}], l = 18.0[\text{mm}]$ が設計値として得られた。

Fig. 4は設計形状における各開口出力の周波数特性を求めたものであり、開口①からの入力は2.9GHz付近を中心周波数として開口②と開口③に等分配され、開口①への反射および開口④への結合はほとんど生じず、方向性結合器として動作していることがわかる。なお、中心周波数が3GHzからわずかにずれていること、および等分配電力が3dBでなく、3.2dBと少し低下していることについては、結合長を求める際の近似式ならびに入出力端での電磁界の不連続の影響が考えられる。

3. 結合特性の広帯域化

3.1 回転対称配置

前節の2層方向性結合器では入出力線路は直線状に配置されている。そこで、この結合器の結合帯域を広くするために入出力線路をFig. 5(a)に示すように回転対称な位置に配置する⁴⁾。オフセット量 p は結合器の中心線と入出力線路の中心線までの距離であり、結合度を決定する構造パラメータに寄与しない。それゆえ、設計結合度を保ったまま結合特性を変化

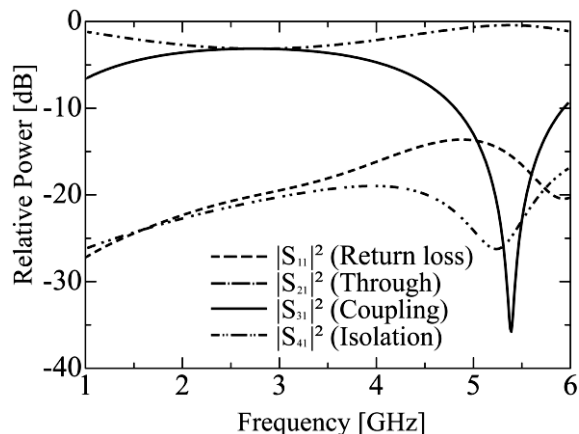
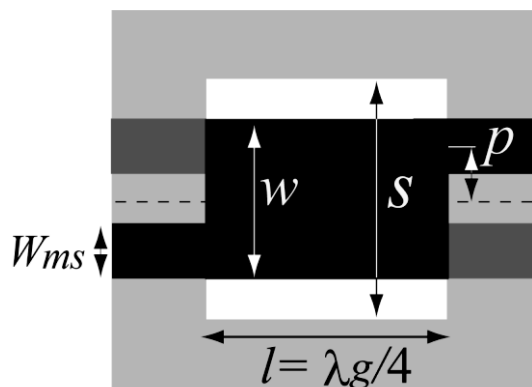
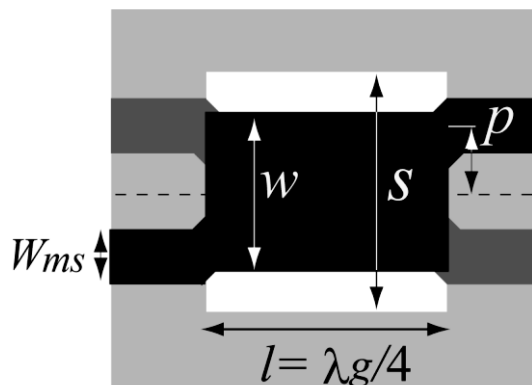


Fig. 4. Frequency characteristics of the conventional directional coupler with straight input/output ports.



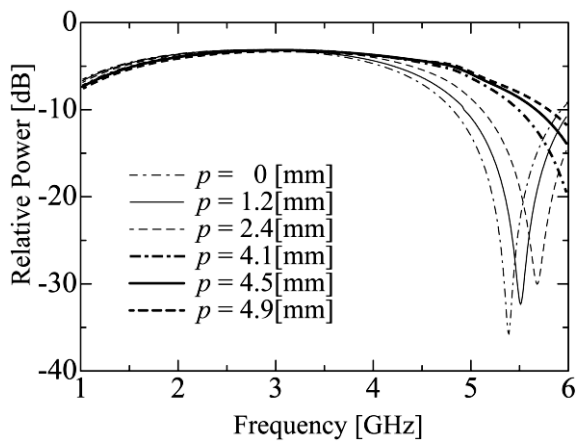
(a) Ports located within the strip width w



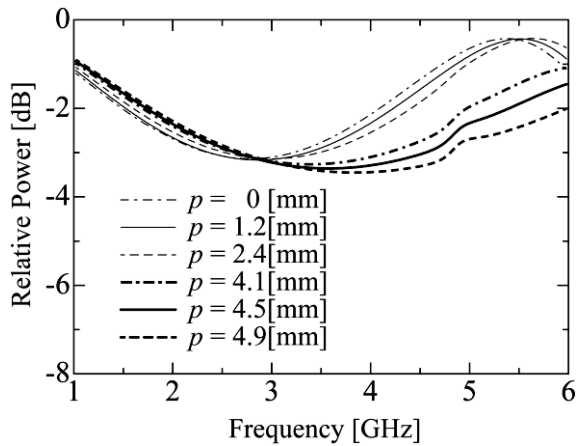
(b) Ports located beyond the strip width w

Fig. 5. Directional couplers with rotational symmetric ports.

させることが可能となる。また、Fig. 5(b)はスロット上のストリップ導体幅の両端を超えて入出力線路をオフセットした場合の形状を示したものである。入出



(a) Coupling power to the port ③



(b) Through power to the port ②

Fig. 6. Frequency characteristics of the directional couplers with rotational symmetric ports for various p .

力線路はスロット面内で 45° の角度でストリップ導体と接続されており、オフセット量 p の定義は Fig. 5(a) の場合と同様である。Fig. 6(a) (b) は $p = 0, 1.2, 2.4, 4.1, 4.5, 4.9$ [mm] としたときの開口③への結合電力ならびに開口②への透過電力特性を求めたものである。入出力線路を直線状に配置した $p = 0$ [mm] の場合と比較して明らかに回転対称配置した方が広帯域で良好な特性の得られていることが分かる。オフセット量 p が増加するにつれて、結合電力特性の 3 dB 付近の帯域幅は広がるが、透過電力は $p = 4.5$ [mm] 以上で 3.5 dB を下回り、結合特性が劣化している。それゆえ結合電力と透過電力がともに 3.2 ± 0.3 dB 以内となる帯域幅で見ると $p = 4.1$ [mm] のとき

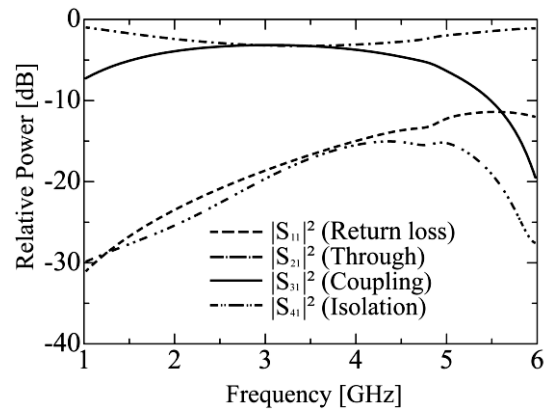


Fig. 7. Frequency characteristics of the directional coupler for $p = 4.1$ [mm].

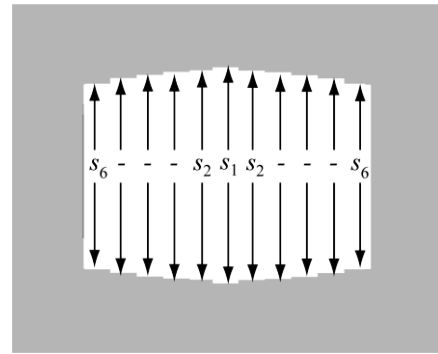


Fig. 8. Coupling slot divided into equal interval slits.

最も広帯域な結合特性が得られており、その帯域幅は 2.3 GHz から 3.8 GHz までの 1.5 GHz となり、 $p = 0$ [mm] の場合における帯域幅 1.1 GHz と比較して広帯域な結合特性の得られることがわかる。Fig. 7 は $p = 4.1$ [mm] の各開口への出力特性を求めたものであり、入力端での反射特性ならびに開口④へのアイソレーション特性も中心周波数付近でともに約 -20 dB と良好な値を得ている。

3.2 スロット形状の最適化

結合器の結合帯域を更に広くするために、従来楕円形状にするなど種々の形状が検討されてきた⁷⁻¹⁰⁾が、ここでは結合方形スロット形状をもとに形状の最適化を $p = 4.1$ [mm] の場合について行う。方形スロットを Fig. 8 に示すように同じスリット幅で 11 分割し、そ

Table 1. Optimized sizes of the slit lengths.

parameter	[mm]	parameter	[mm]
S_1	13.5	S_4	11.1
S_2	13.3	S_5	9.9
S_3	11.9	S_6	8.5

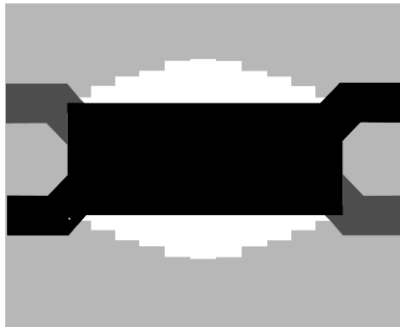


Fig. 9. Directional coupler with two-layered microstrip constructed by the optimized coupling slot.

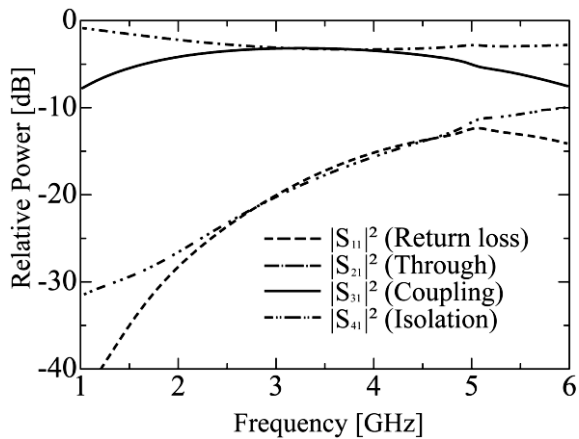


Fig. 10. Frequency characteristics of the directional coupler shown in Fig. 9.

それぞれのスリット長 $S_i (i = 1, \dots, 6)$ を変数として扱うことにする⁵⁾。Table 1は最適化した形状寸法であり、そのときの形状および結合特性の周波数特性をFig. 9およびFig. 10に示す。Fig. 11はスロット形状が方形の場合との結合電力の比較したもので、最適形状の結合スロットを用いた方が広帯域な特性の得られており、結合電力と透過電力がともに $3.2 \pm 0.3\text{dB}$ 以内となる帯域幅は2.5GHzから4.1GHzまでの1.6GHzが得られている。

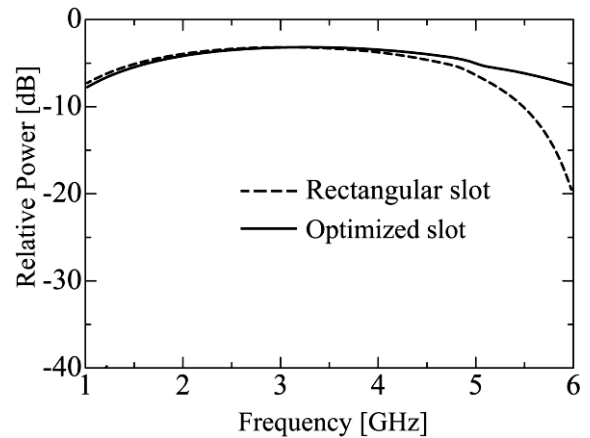


Fig. 11. Comparison of coupling powers between the rectangular and the optimized slots.

3.3 導体ストリップの挿入

前節で提案した任意形状スロット面にFig. 12に示すように導体ストリップを2本平行に挿入することで、更なる結合帯域の広帯域化が可能なことを明らかにする⁶⁾。導体ストリップの幅を u 、その長さを v 、2本のストリップの中心間隔を $2h$ とし、スロット面が共振器として動作する共振周波数を2本の導体ストリップを挿入することで低周波数側にシフトさせるものである。この共振現象により、結合帯域高域側の結合特性が一定出力となる帯域を広くすることができ、結合特性の改善に寄与することになる。Fig. 13はFig. 9で得られた形状に導体ストリップを挿入し、その構造パラメータを変化させることで最適な結合特性を求めたものである。Table 2はそのときの構造パ

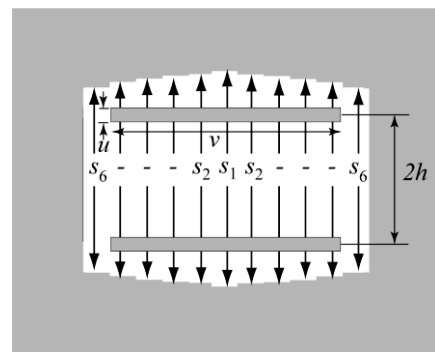


Fig. 12. Directional coupler with two-layered microstrip lines.

Table 2. Optimized sizes of the conductor strip and the slit lengths.

parameter	[mm]	parameter	[mm]
S_1	13.7	S_4	11.3
S_2	13.5	S_5	10.1
S_3	12.1	S_6	8.7
u	1.0	v	14.5
q	4.2		

ラメータの値を示したものである。図より開口③への結合電力ならびに開口②への透過電力特性は5.5GHz付近に減衰極が現れ、その影響により結合特性はFig. 10に比べ広帯域化されていることが分かる。結合電力と透過電力がともに $3.2 \pm 0.3\text{dB}$ 以内となる帯域幅は2.4GHzから4.9GHzまでの2.5GHzとなり、大幅な結合帯域の改善がなされていることが明らかである。

4. 測定結果

最適化で得られた形状を実際にエッチングにより試作した結合器の写真をFig. 14(a), (b)に示す。測定は開口①からの入力に対し、各開口への出力を1つの開口毎に測定している。その際、測定開口以外の端子は 50Ω の整合負荷を接続している。Fig. 15は測定結果と計算結果を比較したものである。反射電力特性ならびにアイソレーション特性については出力の値が小さいことから、両者が一致しているとは言い難いが、方向性結合器の重要な諸量である透過電力特性および結合電力特性については広帯域にわたりよく一致しており、本論文で提案した方向性結合器の有用性が実験的にも確かめられた。

5. 結論

本論文では従来報告されているグランド導体基板にスロット開口部を設け密結合による2層マイクロストリップ線路3dB方向性結合器を取り上げ、結合特性の広帯域化を目的とした三つの新たな回路形状の提案を行った。まず、一つ目は回転対称な位置に入出力マイクロストリップ線路を配置したことである。入出力線路の結合器中心線からオフセット量はスロツ

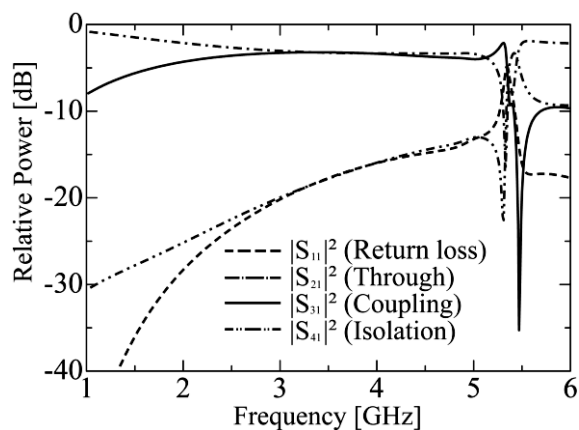
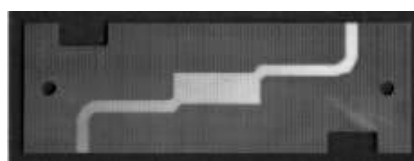


Fig. 13. Frequency characteristics of the directional coupler loading the conductor strips on the coupling slot.



(a) Top view



(b) Coupling slot part

Fig. 14. Photographs of the fabricated directional coupler.

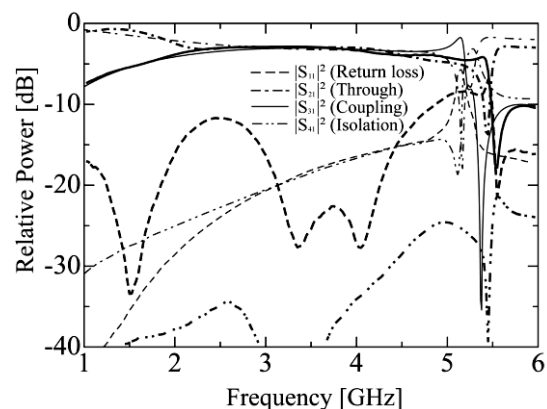


Fig. 15. Measured frequency characteristics (bold lines) and simulated ones (fine lines) of the fabricated directional coupler.

ト開口の縁端部付近に配置したものが最も広帯域になることが明らかとなり、回転対称配置の有用性が示された。次にグランド導体基板に設けられたスロット開口部の形状について検討を加え、方形形状よりも最適化された開口形状の方がより結合特性の広帯域化が可能であることを明らかにした。さらにスロット面が共振器として動作する共振周波数を2本の導体ストリップを挿入して低くすることで更なる結合特性の改善の行えることを示した。最後に提案形状の3dB方向性結合器を試作し、測定結果からもその有用性を検証した。

本学大学院生であった入船真美氏、網本秀一氏ならびに苗村拓哉氏に特性解析、回路製作ならびに測定に協力頂いた。ここに記して謝意を表します。

参考文献

- 1) R. Garg, I. Bahl, M. Bozzi, *Microstriplines and Slotlines*, (Artech House, Boston, MA, 2013).
- 2) R. K. Mongia, I. J. Bahl, P. Bhartia, J. Hong, *RF and Microwave Coupled-Line Circuits*, (Artech House, Boston, MA, 2007)
- 3) T. Tanaka, K. Tsunoda, M. Akaïke, "Slot-Coupled Directional Couplers between Double-Sided Substrates Microstrip Lines and Their Applications", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **36**[12], 1752-1757 (1988).
- 4) 入船真美, 出口博之, 辻幹男, "多層マイクロストリップ線路方向性結合器の広帯域化に関する一検討", 信学全大, C-2-38 (2009).
- 5) 網本秀一, 出口博之, 辻幹男, "二層マイクロストリップ線路方向性結合器の広帯域化のための結合スロット形状について", 信学ソ大, C-2-50 (2011).
- 6) T. Naemura, S. Amimoto, H. Deguchi, M. Tsuji, "Broadband Slot-Coupled Directional Coupler Loading Conductor Strips", *Proc. APMC.*, 837-839 (2014).
- 7) A. M. Abbosh, H. M. E. Bialkowski, "Design of Ultra-Wideband 3dB Quadrature Microstrip/Slot Coupler", *Microwave Opt. Tech. Lett.*, **49**, 2101-2103 (2007).
- 8) A. M-Martir, J. W. W-Perez, I. M-Fernandez, E. M-Segura, "Slot-Coupled Multisection Quadrature Hybrid for UWB Applications", *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, **19**, 143-145 (2009).
- 9) N. Seman, M. E. Bialkowski, "Design and Analysis of an Ultra-Wideband Three Section Microstrip-Slot Coupler", *Microwave Opt. Tech. Lett.*, **51**, 1889-1892 (2009).
- 10) N. Mukalas, S. Rahim, N. Seman, "Ultra-Wideband Coupler Design for Butler Matrix Application", *Proc. APMC.*, 506-511 (2011).