

TR-AC-0002

006

結合度可変方向性結合器の研究

今岡 俊一

1997. 2.28

ATR環境適応通信研究所

目次

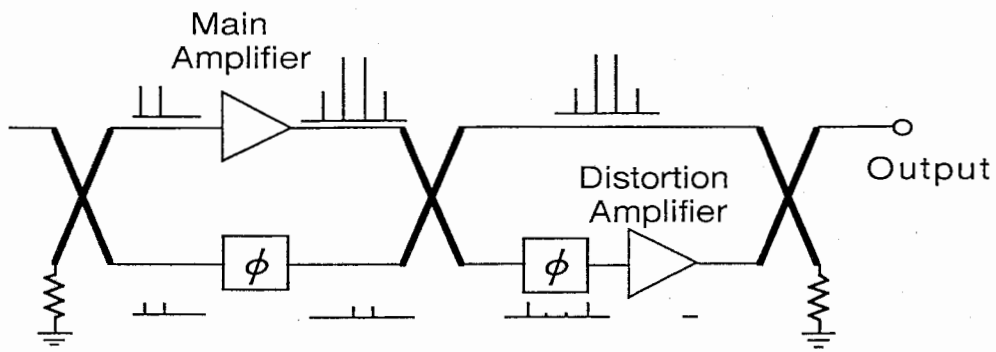
1	まえがき	1
2	結合3線路の伝送特性	3
2.1	固有モードと線路定数	3
2.2	オーバーレイ導体を有する結合3線路	6
2.2.1	$R_{V_{ec}} = -R_{V_{e\pi}} = 1$ の証明	6
2.2.2	$R_{V_{ec}} = -R_{V_{e\pi}} = 1$ 時の簡略化モデル	8
2.3	インピーダンス行列と散乱行列への変換	9
2.4	オーバーレイ導体の入力インピーダンス	10
2.5	試作結合3線路	11
2.5.1	線路定数の導出	11
2.5.2	モデルの検証	13
3	結合度可変方向性結合器	22
3.1	可変抵抗素子	23
3.1.1	試作による検証	23
3.2	可変容量素子	24
4	あとがき	34
5	参考文献	35

1 まえがき

無線通信において不可欠な要素のひとつである高周波回路部において、信号の分配・合成回路は各種機能回路実現にとって重要である。本研究では多層化MMICの技術を用いて適応機能を有する高周波分配器の実現を目的とした。具体的には分配比（結合度）を制御電圧によって自在に調整できる方向性結合器の実現を目指した。本機能を有する分配器が実現すると、図1に示すような分配器と減衰器あるいは移相器で構成する回路が簡略化でき、また、トランスバーサルフィルタにおいては通過帯域の調整が可能となる。

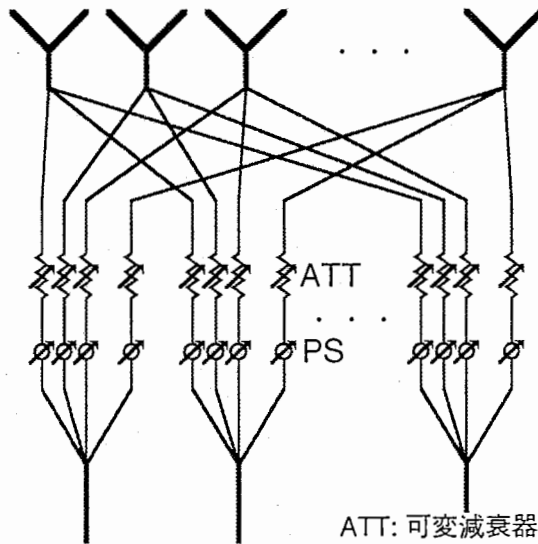
ATRでは多層化MMICの研究を行い、多くの成果を挙げてきた[1]–[9]。その一つである「浮遊導体を有する方向性結合器」[7]では、従来の平面回路構成では困難であった密結合の方向性結合器を実現、ミリ波帯への適用も可能であることが示されている[8]。しかしながら、これまでは本来、結合3線路である本方向性結合器を仮定を用いることで、浮遊導体を独立した線路と見做さずに結合2線路（4ポート回路）として取り扱ってきた。そこで本研究では、浮遊導体を第3の導体とし、結合3線路（6ポート回路）として扱う解析を行い、本構造の結合3線路の伝送特性を平易に予測できるモデル化を行った。これにより6端子全てが外部回路と接続可能となり、本構造の特徴である浮遊導体端の入力インピーダンスが低いことを利用して、その端部にインピーダンス可変素子を接続する構成で、分配比に選択性を有する結合器の実現を図った。試作ではその基本動作を確認し、さらにシミュレーションで最適な構成を検討した。

本報告は、まず結合3線路の伝送特性解析で現在認知されている手法について述べ、これを用いて「浮遊導体を有する方向性結合器」が、特性解析上で特殊なケースであることを示す。次に本構造に適用出来る静電容量を用いた簡略化モデルについて述べ、簡単な電磁界解析で求められる線路定数から、かなり正確にその伝送特性を求められる事を試作結合線路の実測値とモデルを用いた計算値を比較することで示す。次に、本結合器の特徴を利用して、導体端に接続した可変インピーダンス素子の状態を変化させて分配比を調整できる回路の検討を行う。ここでは可変インピーダンス素子として可変抵抗 (varistor) を用いた回路を試作、実測結果から基本動作を確認すると共に、シミュレーションによって可変容量素子 (varactor) を用いた時の回路動作について検討する。



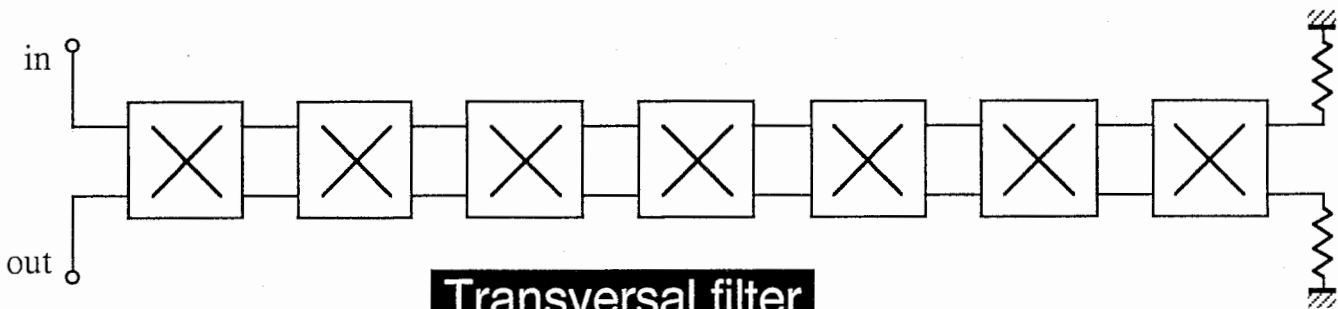
ϕ : Phase Shifter
 ϕ : Attenuater

Feedforward amplifier



ATT: 可変減衰器
 PS : 可変位相器

アレイアンテナの給電系



Transversal filter

Fig. 1 Applications.

2 結合3線路の伝送特性

まず、一般的な結合3線路の伝送特性解析手法について述べ、その手法を「浮遊導体 (overlay conductor) を有する方向性結合器」に当てはめて、本構造で成り立つ関係から簡略化モデルを提案する。

2.1 固有モードと線路定数

ここでは図2に示すマイクロストリップ線路構造を扱うため、不均一媒質（空気、誘電体基板等）で、断面構造が対称である結合3線路を考える。尚、関係式の導出等の詳細は参考文献[10],[11]。を参照されたい。

伝送方程式 (Transmission line equations)

伝送方程式は、

$$\frac{d[V]}{dx} = -[z][I] \quad (1)$$

$$\frac{d[I]}{dx} = -[y][V] \quad (2)$$

$$\frac{d^2[V]}{dx^2} + [z][y][V] = 0 \quad (3)$$

$$\frac{d^2[I]}{dx^2} + [y][z][I] = 0 \quad (4)$$

で示せる。ここでインピーダンス、及びアドミタンス行列は断面の対称性から、

Impedance matrix

$$[z] = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} & z_{13} \\ z_{12} & z_{22} & z_{12} \\ z_{13} & z_{12} & z_{11} \end{bmatrix} \quad (5)$$

Admittance matrix

$$[y] = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} \\ y_{12} & y_{22} & y_{12} \\ y_{13} & y_{12} & y_{11} \end{bmatrix} \quad (6)$$

と表すことができる。

$$[z][y] = \begin{bmatrix} A & B & C \\ D & E & D \\ C & B & A \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$A = z_{11}y_{11} + z_{12}y_{12} + z_{13}y_{13}$$

$$B = z_{11}y_{12} + z_{12}y_{22} + z_{13}y_{12}$$

$$C = z_{11}y_{13} + z_{12}y_{12} + z_{13}y_{11}$$

$$D = z_{12}y_{11} + z_{22}y_{12} + z_{12}y_{13}$$

$$E = z_{22}y_{22} + 2z_{12}y_{12} \quad (8)$$

とすると、 $[z][y]$ の固有値より各モードの伝搬定数 γ は以下となる。

$$\gamma_{\text{odd}}^2 = A - C \quad (9)$$

$$\gamma_{\text{ec}}^2 = \frac{A + C + E}{2} + \frac{1}{2}\sqrt{(A + C - E)^2 + 8DB} \quad (10)$$

$$\gamma_{\text{e}\pi}^2 = \frac{A + C + E}{2} - \frac{1}{2}\sqrt{(A + C - E)^2 + 8DB} \quad (11)$$

電圧、電流の固有ベクトル行列 $[M_V]$ 、 $[M_I]$ を以下のようにすると、

$$[M_V] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & R_{V\text{ec}} & R_{V\text{e}\pi} \\ -1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad [M_I] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & R_{I\text{ec}} & R_{I\text{e}\pi} \\ -1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

第1～3列は順に Odd mode、Even-C mode、Even- π mode の各モードを、第1～3行は順に導体1～3を示し、各々の場合の電圧、電流比を示している。即ち、第1列の Odd mode では中心に位置する導体2は電圧ゼロ、両側の2導体(1, 3)は絶対値は等しく極性が反転するモード。第2列の Even-C mode は全ての導体は正の電圧を持ち、両側2導体の絶対値は等しい。第3列の Even- π mode は導体2のみ負の電圧を持ち、両側2導体の絶対値は等しいモードである。

この時、電圧、電流比は次式で求められる。

$$R_{V\text{ec},\text{e}\pi} = -\frac{A + C - E}{2B} \pm \sqrt{\left(\frac{A + C - E}{2B}\right)^2 + 2\frac{D}{B}} \quad (13)$$

$$R_{I\text{ec},\text{e}\pi} = -\frac{2}{R_{V\text{e}\pi,\text{ec}}} \quad (14)$$

$$R_{V\text{ec}}R_{V\text{e}\pi} = -2\frac{D}{B}, \quad R_{I\text{ec}}R_{I\text{e}\pi} = -2\frac{B}{D} \quad (15)$$

各導体のモードインピーダンス、及びアドミタンスは次式で表される。

Odd mode

$$Z_{\text{odd}1} = Z_{\text{odd}3} = \frac{z_{11} - z_{13}}{\gamma_{\text{odd}}} = \frac{\gamma_{\text{odd}}}{y_{11} - y_{13}} = \frac{1}{Y_{\text{odd}1}} = \frac{1}{Y_{\text{odd}3}} \quad (16)$$

Even-C mode

$$Z_{\text{ec}1} = Z_{\text{ec}3} = \frac{z_{11} + z_{13} + R_{I\text{ec}}z_{12}}{\gamma_{\text{ec}}} = \frac{\gamma_{\text{ec}}}{y_{11} + y_{13} + R_{V\text{ec}}y_{12}} = \frac{1}{Y_{\text{ec}1}} = \frac{1}{Y_{\text{ec}3}} \quad (17)$$

$$Z_{\text{ec}2} = \frac{R_{I\text{ec}}z_{22} + 2z_{12}}{R_{I\text{ec}}\gamma_{\text{ec}}} = \frac{R_{V\text{ec}}\gamma_{\text{ec}}}{R_{V\text{ec}}y_{22} + 2y_{12}} = \frac{1}{Y_{\text{ec}2}} \quad (18)$$

Even- π mode

$$Z_{\text{e}\pi 1} = Z_{\text{e}\pi 3} = \frac{z_{11} + z_{13} + R_{I\text{e}\pi}z_{12}}{\gamma_{\text{e}\pi}} = \frac{\gamma_{\text{e}\pi}}{y_{11} + y_{13} + R_{V\text{e}\pi}y_{12}} = \frac{1}{Y_{\text{e}\pi 1}} = \frac{1}{Y_{\text{e}\pi 3}} \quad (19)$$

$$Z_{e\pi 2} = \frac{R_{Ie\pi} z_{22} + 2z_{12}}{R_{Ie\pi} \gamma_{e\pi}} = \frac{R_{Ve\pi} \gamma_{e\pi}}{R_{Ve\pi} y_{22} + 2y_{12}} = \frac{1}{Y_{e\pi 2}} \quad (20)$$

また、これらのモードインピーダンス、及びアドミタンスには次の関係がある。

$$\frac{Y_{ec1}}{Y_{ec2}} = \frac{Y_{e\pi 1}}{Y_{e\pi 2}} = \frac{Z_{ec2}}{Z_{ec1}} = \frac{Z_{ec2}}{Z_{ec1}} = -\frac{R_{V_{ec}} R_{V_{\pi}}}{2} \quad (21)$$

2.2 オーバーレイ導体を有する結合3線路

ここでは2.2で述べた解析手法を用いて、図3に示す断面構造、及び寸法の結合3線路を解析する。

2.2.1 $R_{V_{ec}} = -R_{V_{e\pi}} = 1$ の証明

図3の結合3線路では、導体1、3上に導体2が薄膜を介して対称に覆い被さる配置になっている（以後、導体2は浮遊導体と呼ばず、オーバーレイ導体と呼ぶ）。本構造においては $R_{V_{ec}} = -R_{V_{e\pi}} = 1$ が成り立つ。以下にこれを証明する。

インピーダンス行列 $[z]$ 、及びアドミタンス行列 $[y]$ は、図4に示す接地導体を含む4導体間の静電容量で記述できるインダクタンス行列 $[l]$ 、及びキャパシタンス行列 $[c]$ と以下の関係を持つ。

$$[z] = j\omega [l], \quad [y] = j\omega [c] \quad (22)$$

$$[l] = \begin{bmatrix} l_{11} & l_{12} & l_{13} \\ l_{12} & l_{22} & l_{12} \\ l_{13} & l_{12} & l_{11} \end{bmatrix}, \quad [c] = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} \\ c_{12} & c_{22} & c_{12} \\ c_{13} & c_{12} & c_{11} \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$l_{11} = \frac{C_{11a} + C_{12a} + C_{13a}}{V_0^2(C_{11a} + C_{12a} + 2C_{13a})(C_{11a} + C_{12a})}, \quad l_{22} = \frac{1}{V_0^2 \left\{ 2 \left(\frac{C_{22a}}{2} + C_{12a} \right) \right\}}$$

$$l_{12} = \frac{C_{12a}}{V_0^2(C_{11a} + C_{12a}) \left\{ 2 \left(\frac{C_{22a}}{2} + C_{12a} \right) \right\}}, \quad l_{13} = \frac{C_{13a}}{V_0^2(C_{11a} + C_{12a} + 2C_{13a})(C_{11a} + C_{12a})}$$

$$c_{11} = C_{11} + C_{12} + C_{13}, \quad c_{22} = \left\{ 2 \left(\frac{C_{22a}}{2} + C_{12a} \right) \right\}, \quad c_{12} = -C_{12}, \quad c_{13} = -C_{13} \quad (24)$$

$C_{11a}, C_{22a}, C_{12a}, C_{13a}$: Static capacitances in air (without dielectric)

$C_{11}, C_{22}, C_{12}, C_{13}$: Static capacitances with dielectric

V_0 : Velocity of light in vacuum

ここで、導体1、3と導体2とは広い面積で且つ狭い間隔で対向しており、両者の引き合う力は強い。即ち、両者間の静電容量値 (C_{12}, C_{12a}) は大きい。さらに導体1～3は接地導体に設けた間隙のために接地とは離れており、静電容量値 ($C_{11}, C_{11a}, C_{22}, C_{22a}$) は小さい。この時、近似的に以下の関係が成り立つ。

$$C_{12} \gg C_{11}, \quad \frac{C_{22}}{2} \quad C_{12a} \gg C_{11a}, \quad \frac{C_{22a}}{2} \quad (25)$$

$$C_x = C_{11} + C_{12} \approx \frac{C_{22}}{2} + C_{12} = C_y, \quad C_{xa} = C_{11a} + C_{12a} \approx \frac{C_{22a}}{2} + C_{12a} = C_{ya} \quad (26)$$

ここで式 (15) に着目して、 $B = 2D$ を満たせば、 $R_{ec}R_{e\pi} = -1$ が成り立ち、さらに式 (13) 右辺の $(A + C - E)$ がゼロとなれば $R_{Vec} = -R_{Ve\pi} = 1$ が成り立つ。式 (8), (22) - (24) より、 $B, D, E, (A + C)$ は次の様になる。

$$\begin{aligned}
 B &= \frac{\omega^2(C_{ya}C_{12} - C_yC_{12a})}{V_0^2C_{xa}C_{ya}} \\
 D &= \frac{\omega^2(C_{xa}C_{12} - C_xC_{12a})}{2V_0^2C_{xa}C_{ya}} \\
 E &= \frac{\omega^2(C_{12}C_{12a} - C_{xa}C_y)}{V_0^2C_{xa}C_{ya}} \\
 A + C &= \frac{\omega^2(C_{12}C_{12a} - C_xC_{ya})}{V_0^2C_{xa}C_{ya}} \tag{27}
 \end{aligned}$$

式 (26) の関係から、 $B \approx 2D$, $A + C \approx E$ となり、式 (13) から $R_{Vec} = -R_{Ve\pi} = 1$ となる。

2.2.2 $R_{Vec} = -R_{Ve\pi} = 1$ 時の簡略化モデル

$R_{Vec} = -R_{Ve\pi} = 1$ が成り立つ時、図5に示す各導体間の静電容量を用いて各々のモードのトータル静電容量は次のようになる。

Odd mode

$$C_{odd1} = C_{odd3} = C_{11} + C_{12} + 2C_{13}, \quad C_{odd1a} = C_{odd3a} = C_{11a} + C_{12a} + 2C_{13a} \quad (28)$$

Even-C mode

$$C_{ec1} = C_{ec3} = C_{11}, \quad C_{ec2} = C_{22}, \quad C_{ec1a} = C_{ec3a} = C_{11a}, \quad C_{ec2a} = C_{22a} \quad (29)$$

Even- π mode

$$C_{e\pi1} = C_{e\pi3} = C_{11} + 2C_{12}, \quad C_{e\pi2} = C_{22} + 4C_{12}, \quad C_{e\pi1a} = C_{e\pi3a} = C_{11a} + 2C_{12a}, \quad C_{e\pi2a} = C_{22a} + 4C_{12a} \quad (30)$$

従って、各モードの実効誘電率、及び特性インピーダンスは以下で表される。

Odd mode

$$\epsilon_{odd} = \frac{C_{11} + C_{12} + 2C_{13}}{C_{11a} + C_{12a} + 2C_{13a}} \quad (31)$$

$$Z_{odd1,3} = \frac{1}{V_0 \sqrt{(C_{11} + C_{12} + 2C_{13})(C_{11a} + C_{12a} + 2C_{13a})}} \quad (32)$$

Even-C mode

$$\epsilon_{ec} = \frac{2C_{11} + C_{22}}{2C_{11a} + C_{22a}} \quad (33)$$

$$Z_{ec1} = Z_{ec3} = \frac{1}{V_0 \sqrt{C_{11}C_{11a}}}, \quad Z_{ec2} = \frac{1}{V_0 \sqrt{C_{22}C_{22a}}} \quad (34)$$

Even- π mode

$$\epsilon_{e\pi} = \frac{2C_{11} + C_{22} + 8C_{12}}{2C_{11a} + C_{22a} + 8C_{12a}} \quad (35)$$

$$Z_{e\pi1} = Z_{e\pi3} = \frac{1}{V_0 \sqrt{(C_{11} + 2C_{12})(C_{11a} + 2C_{12a})}}, \quad Z_{e\pi2} = Z_{e\pi4} = \frac{1}{V_0 \sqrt{(C_{22} + 4C_{12})(C_{22a} + 4C_{12a})}} \quad (36)$$

2.3 インピーダンス行列と散乱行列への変換

結合3線路（6ポート）のインピーダンス行列 $[Z]$ は、対称性を考慮して以下となる。

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} & Z_{15} & Z_{16} \\ Z_{12} & Z_{22} & Z_{12} & Z_{15} & Z_{25} & Z_{15} \\ Z_{13} & Z_{12} & Z_{11} & Z_{16} & Z_{15} & Z_{14} \\ Z_{14} & Z_{15} & Z_{16} & Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{15} & Z_{25} & Z_{15} & Z_{12} & Z_{22} & Z_{12} \\ Z_{16} & Z_{15} & Z_{14} & Z_{13} & Z_{12} & Z_{11} \end{bmatrix} \quad (37)$$

$R_{V_{ec}} = -R_{V_{e\pi}} = 1$ の場合、即ち、式 (21) の関係から $Z_{ec1} = 2Z_{ec2}$, $Z_{e\pi1} = 2Z_{e\pi2}$ となり、導体1のモードインピーダンス Z_{odd1} , Z_{ec1} , $Z_{e\pi1}$ と伝搬定数 γ_{odd} , γ_{ec} , $\gamma_{e\pi}$ 、及び線路の長さ l を用いて上式の各要素は次式で表される。

$$\begin{aligned} Z_{11} &= \frac{2Z_{odd1} \coth \gamma_{odd} l + Z_{ec1} \coth \gamma_{ec} l + Z_{e\pi1} \coth \gamma_{e\pi} l}{4} \\ Z_{12} &= \frac{Z_{ec1} \coth \gamma_{ec} l - Z_{e\pi1} \coth \gamma_{e\pi} l}{4} \\ Z_{13} &= \frac{-2Z_{odd1} \coth \gamma_{odd} l + Z_{ec1} \coth \gamma_{ec} l + Z_{e\pi1} \coth \gamma_{e\pi} l}{4} \\ Z_{14} &= \frac{-2Z_{odd1} \operatorname{csch} \gamma_{odd} l + Z_{ec1} \operatorname{csch} \gamma_{ec} l + Z_{e\pi1} \operatorname{csch} \gamma_{e\pi} l}{4} \\ Z_{15} &= \frac{Z_{ec1} \operatorname{csch} \gamma_{ec} l - Z_{e\pi1} \operatorname{csch} \gamma_{e\pi} l}{4} \\ Z_{16} &= \frac{2Z_{odd1} \operatorname{csch} \gamma_{odd} l + Z_{ec1} \operatorname{csch} \gamma_{ec} l + Z_{e\pi1} \operatorname{csch} \gamma_{e\pi} l}{4} \\ Z_{22} &= \frac{Z_{ec1} \coth \gamma_{ec} l + Z_{e\pi1} \coth \gamma_{e\pi} l}{4} \\ Z_{25} &= \frac{Z_{ec1} \operatorname{csch} \gamma_{ec} l + Z_{e\pi1} \operatorname{csch} \gamma_{e\pi} l}{4} \end{aligned} \quad (38)$$

また、散乱行列 $[S]$ は、 $[Z]$ と $[S] = ([Z] + [Z_o])^{-1}([Z] - [Z_o])$ の関係から求めることができる。

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} & S_{15} & S_{16} \\ S_{12} & S_{22} & S_{12} & S_{15} & S_{25} & S_{15} \\ S_{13} & S_{12} & S_{11} & S_{16} & S_{15} & S_{14} \\ S_{14} & S_{15} & S_{16} & S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{15} & S_{25} & S_{15} & S_{12} & S_{22} & S_{12} \\ S_{16} & S_{15} & S_{14} & S_{13} & S_{12} & S_{11} \end{bmatrix} \quad (39)$$

2.4 オーバーレイ導体の入力インピーダンス

ここでは、結合度可変方向性結合器として動作させる上で重要な特性となるオーバーレイ導体の入力インピーダンスについて考察する。

導体端での入力インピーダンス Z_{in} は散乱パラメータ S_{xx} を用いて次式で求められ、

$$Z_{in} = \frac{Z_o(1 + S_{xx})}{1 - S_{xx}}$$

各モードの伝搬定数は等しく、無損失とした時、オーバーレイ導体（導体2）の中心周波数における入力インピーダンスは、次式となる。

$$Z_{in} = \frac{(2Z_{ec1}Z_{e\pi1})^2 + Z_o^2(3Z_{ec1}^2 - 2Z_{ec1}Z_{e\pi1} + 3Z_{e\pi1}^2)}{2Z_o(3Z_{ec1}^2 + 2Z_{ec1}Z_{e\pi1} + 3Z_{e\pi1}^2 + 8Z_o^2)} \quad (40)$$

上式より Z_{in} は Z_{ec1} 、 $Z_{e\pi1}$ の関数で互いに等価であるが、結合器として密結合を保つためには Z_{ec1} を大きくする必要があるが、 Z_{in} を低くするには $Z_{e\pi1}$ を小さくするしかない。上式は見通しが悪いので、 Z_{in} と Z_{ec1} 、 $Z_{e\pi1}$ の関係を図6に示す。3 dB程度の密結合に必要な Z_{ec1} ($\approx 121 \times 2 \Omega$) の前後では、その値に余り依存せず、 $Z_{e\pi1} = 0$ の時に最小値をとり 20 ~ 25 Ω 程度となる。

ここで $Z_{e\pi1}$ の値を小さくするには2.2.2の式(36)より C_{12} 、 C_{12a} を大きくすれば良い。この時、式(32)から Z_{odd1} も同時に小さくなり密結合には好都合である。しかも C_{12} は Z_{ec1} 、 Z_{ec2} と相関は無い。逆に、 C_{11} 、 C_{11a} 、 C_{22} 、 C_{22a} を大きくすると Z_{ec1} 、 Z_{ec2} も小さくなり、結合度が低下し良くない。

このように、オーバーレイ導体と残りの2導体との結合を強くすることで、その入力インピーダンスは小さくできる。

2.5 試作結合 3 線路

2.5.1 線路定数の導出

2.2.2 で述べた静電容量モデルを用いて、各モードの線路定数を求める。

ここで各静電容量値は有限要素法を用いた静電場解析より得られる。本結合線路は左右対称であるので図 7 に示すように対称面で 2 分割した構造 (half space) で考えることができる。表 1 に示す各導体ポテンシャルの組み合わせで得られるトータル容量値は、図 7 から分かるように、接地導体を含む各導体間の静電容量の和となっている (次式)。

$$C_{11M} = C_{11} + \frac{C_{22}}{2}, \quad C_{10E} = C_{11} + C_{12} + 2C_{13} (= Z_{odd}),$$

$$C_{10M} = C_{11} + C_{12}, \quad C_{01M} = \frac{C_{22}}{2} + C_{12} \quad (41)$$

Odd モードの静電容量は上式の第 2 式で直接求められる。また、次式より各静電容量値を求めることができる。

$$C_{11} = \frac{C_{11M} + C_{10M} - C_{01M}}{2}, \quad C_{22} = C_{11M} + C_{01M} - C_{10M},$$

$$C_{12} = \frac{C_{01M} + C_{10M} - C_{11M}}{2}, \quad C_{13} = \frac{C_{10M} - C_{10M}}{2} \quad (42)$$

ここで本モデルで前提とした $R_{ec} = -R_{e\pi} = 1$ が完全に成り立つのは、次式を満たす時である。

$$C_{11} = \frac{C_{22}}{2}, \quad C_{11a} = \frac{C_{22a}}{2} \quad (43)$$

試作回路では図 3 -(b) で示すように、導体 2 の幅 W_2 は導体 1、3 の幅 W_1 の約 2 倍、さらに両導体と接地導体は十分に離れており、その距離は等しいと見做せる ($W_2 = 2W_1 + G1 + 4\mu m$, $W_1 = 15\mu m$, $G1 = 10\mu m$, $G2 = 110\mu m$)。この場合には式 (43) は成り立ち、図 7 -(a) に示す数値解析で求められる C_{11M} を直接、 $2C_{11}$, C_{22} として用いる事が出来る。これは、 C_{11} , C_{22} は非常に小さい値であり、数値解析で求めた値の組み合わせより求めると解析値のエラーによる誤差が無視できなくなる。特に Even-C モードでは大きな値を持つ C_{12} を含まないため各導体のモードインピーダンスに影響が大となる。これを回避するために以下に示す式では式 (43) が成り立つとして表している。

Odd mode

$$C_{odd1} = C_{odd3} = C_{11} + C_{12} + 2C_{13} = C_{10E} \quad (44)$$

Even-C mode

$$2C_{ec1} = 2C_{ec3} = C_{ec2} = C_{11} + C_{22}/2 = C_{11M} \quad (45)$$

Even- π mode

$$2C_{e\pi1} = 2C_{e\pi3} = C_{e\pi2} = C_{11} + \frac{C_{22}}{2} + 4C_{12} = C_{11M} + 4C_{12} \quad (46)$$

従って、各モードの実効誘電率、及び特性インピーダンスは次式で表される。

Odd mode

$$\varepsilon_{odd} = \frac{C_{10E}}{C_{10Ea}} \quad (47)$$

$$Z_{odd1,3} = \frac{1}{V_0 \sqrt{C_{10E} C_{10Ea}}} \quad (48)$$

Even-C mode

$$\varepsilon_{ec} = \frac{C_{11M}}{C_{11Ma}} \quad (49)$$

$$Z_{ec2} = \frac{Z_{ec1}}{2} = \frac{Z_{ec3}}{2} = \frac{1}{V_0 \sqrt{C_{11M} C_{11Ma}}} \quad (50)$$

Even- π mode

$$\varepsilon_{e\pi} = \frac{C_{11M} + 4C_{12}}{C_{11Ma} + 4C_{12a}} \quad (51)$$

$$Z_{e\pi2} = \frac{Z_{e\pi1}}{2} = \frac{Z_{e\pi3}}{2} = \frac{1}{V_0 \sqrt{(C_{11M} + 4C_{12})(C_{11Ma} + 4C_{12a})}} \quad (52)$$

次に図3に示す構造、寸法について有限要素法で求めた容量値、及びそれらを基にして求めた計算結果を表2に示す。(a)には表1のポテンシャルに対応する数値解析で得たトータル容量値を示す。これを用いて求めた各導体間の静電容量値を(b)に示す。また、(c)には $C_{10M}/C_{01M} = (C_{11} + C_{12})/(C_{22}/2 + C_{12})$ の値を示し、ほぼ1となっていることから、式(26)の成り立つことが分かる。(d)には各モードの各導体の静電容量値、及びこれらから求められるモードインピーダンスと実効誘電率を示す。(b)に示す C_{11} , C_{22} について、誘電体が有る場合の静電容量値 (dielectric) と無い場合の値 (air) の比 (dielectric/air) をとると、 C_{11} では約 8.1、 C_{22} では約 2.5 となり、実効誘電率に相当する値としては妥当な値とは言えない。これは先に述べたように、数値解析の計算精度からくる誤差と考えられ、2.2.2の式(34)から Z_{ec} を求めるのが妥当であるとは言えない。このような不具合を避けるために、式(43)を仮定して式(44)~(52)を用いる方が、数値解析の精度に依存せずより現実的であると考えられる。

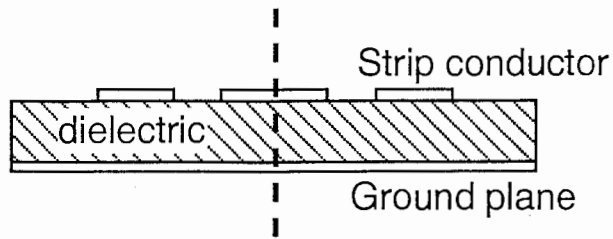
2.5.2 モデルの検証

これまでで求めた線路定数（表 2 -(d)）を用いて、無損失の場合の散乱パラメータ（絶対値のみ）、及びオーバーレイ導体の入力インピーダンスの周波数特性を式 (37)~(39) より計算し、別途、電磁界シミュレータ「HP-Momentum」で求めた結果と比較して図 8 に示す。尚、中心周波数は 20 GHz で結合線路の長さは $1820\mu\text{m}$ である。両者、良く一致している。但し、高周波側（30GHz~）で若干の差が見られるのは、「HP-Momentum」の計算では放射の影響も含まれているためと考えられる。また、オーバーレイ導体の入力インピーダンスは広い帯域で 25Ω 以下となっている。

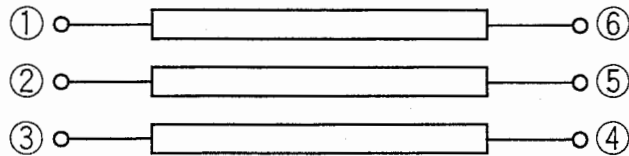
次にモード毎に有限要素法で求めた導体損（表 2 -(d) に並記）、及び誘電正接（ $0.02 @ 20\text{ GHz}$ ）を用いて、従来から多層化 MMIC における線路損失計算に用いている手法 [6],[7] を適用して損失を加味した特性計算を行った。この場合には、試作結合器の実測結果と「HP-Momentum」で求めた結果も含めて図 9 に示す。3 者共によく一致している。

以上示したように、本モデルを用いることでかなり正確にその特性を見積もる事が出来る。

尚、オーバーレイ導体の両端を開放にして浮遊導体とすると、導体 1、3 で従来より用いてきた方向性結合器となる。そこで 6 ポート結合線路からオーバーレイ導体の両端を開放して 4 ポート結合線路とした場合の計算結果（開放端の容量は無視）と、文献 [7] で行った様に *Even* - π モードを考慮しないで最初から 4 ポート結合線路として扱った場合の計算結果、さらに実測結果も含めて図 10 に示す。*Even* - π モードのモードインピーダンスは先に述べたように非常に小さい値をとるため、両計算結果に余り差は見られない。また、実測結果とも良く一致している。

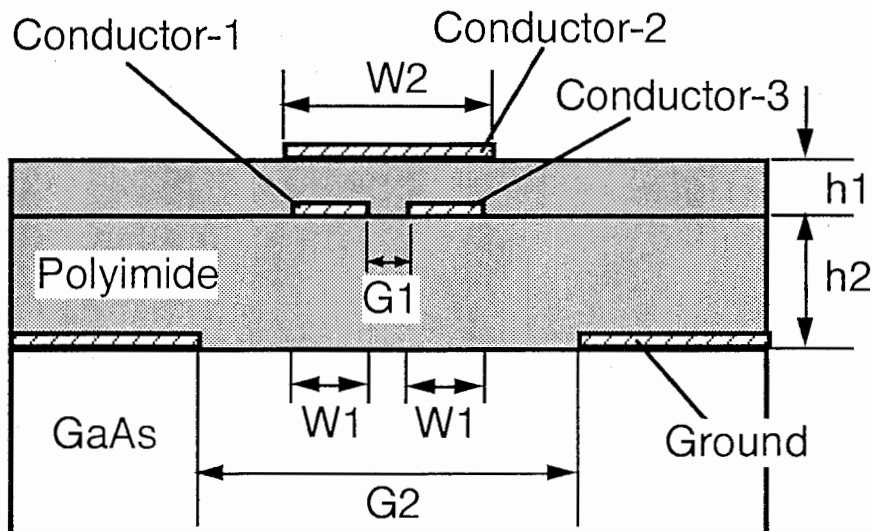


(a) Cross sectional view



(b) Plane view

Fig. 2 Symmetrical three-coupled microstrip line.



(a) Cross sectional view

Structural parameters (μm)					
h1	h2	W1	W2	G1	G2
2.5	7.5	15	44	10	110

(b) Structural parameters

Fig. 3 Configuration of multilayer MMIC three-coupled line.

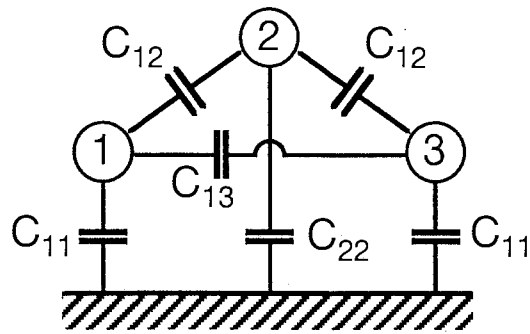
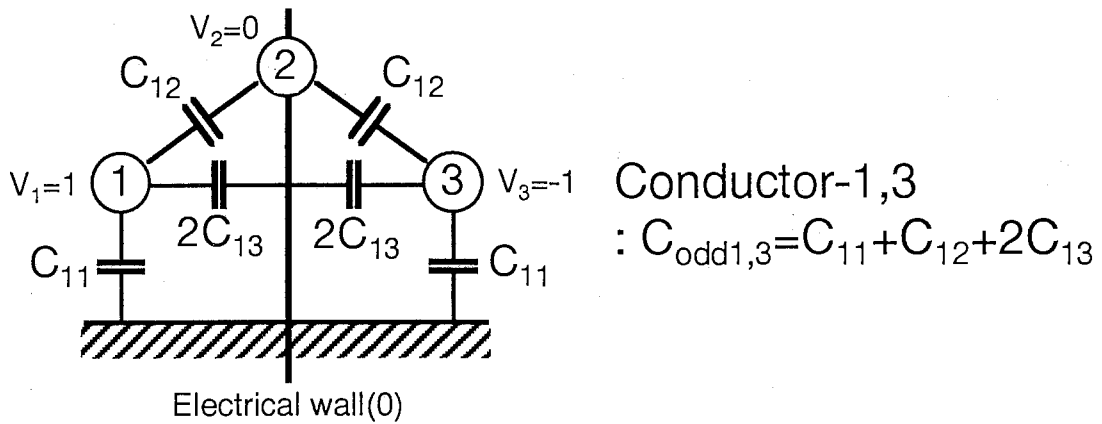
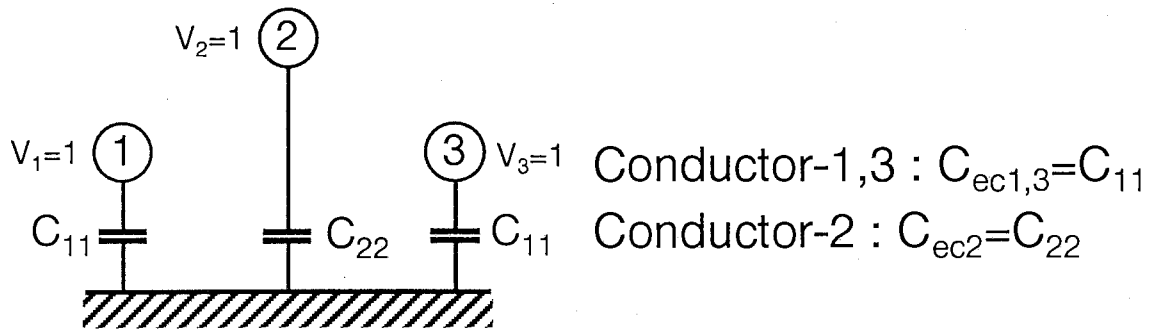


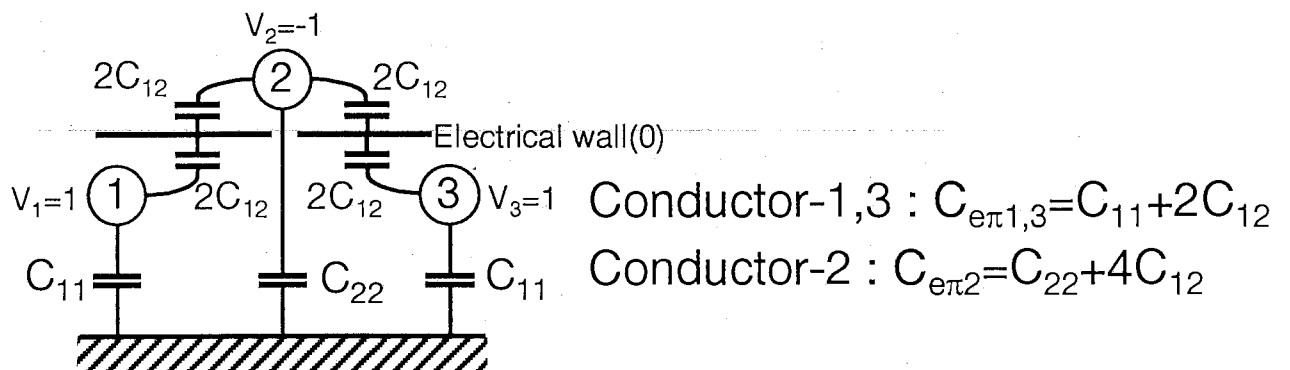
Fig. 4 Static capacitances between conductors.



(a) Odd mode ($V_1=1, V_2=0, V_3=-1$)



(b) Even-C mode ($V_1=V_2=V_3=1$)



(c) Even- π mode ($V_1=V_3=1, V_2=-1$)

Fig. 5 Static capacitance in each mode (approximate model in case of $R_c = -R_\pi = 1$)

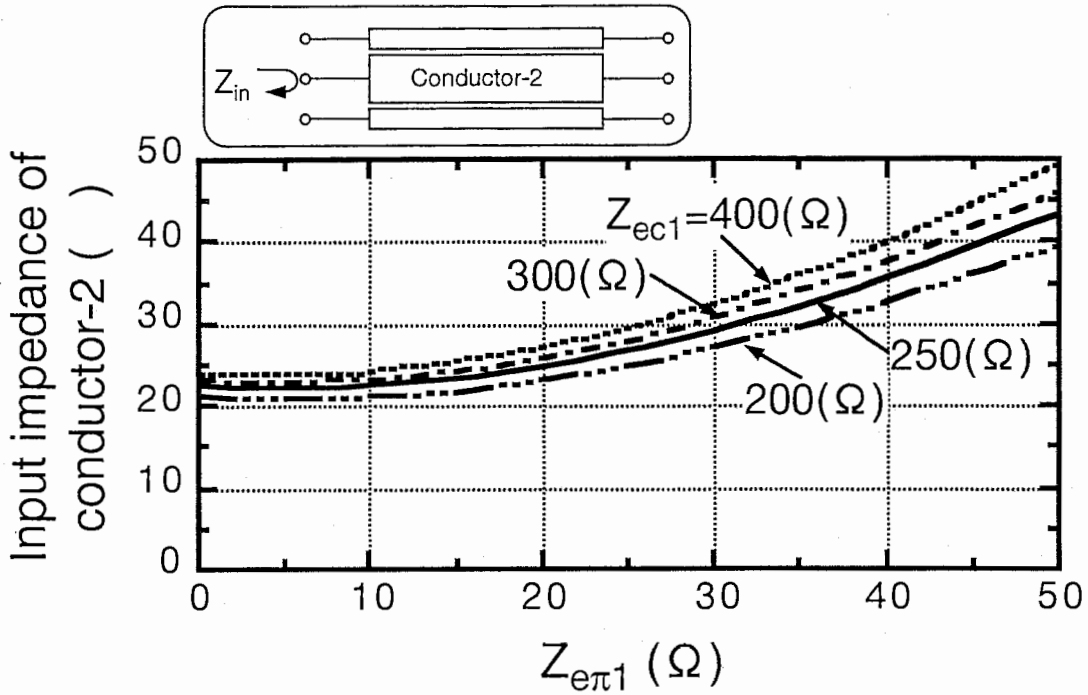


Fig. 6 Input impedance of conductor-2
 ($f=f_c, \gamma_{ec}=\gamma_{e\pi}=\gamma_{od}$).

Table 1 Combination of of conductor-potential
 for static capacitance estimation.

	Conductor potentials		Wall	Capacitance to be estimated
	V_1	V_2		
C_{11M}	1	1	M	$=C_{11}+C_{22}/2$
C_{10E}	1	0	E	$=C_{11}+C_{12}+2C_{13}=C_{odd1}=C_{odd3}$
C_{10M}	1	0	M	$=C_{11}+C_{12}$
C_{01M}	0	1	M	$=C_{22}/2+C_{12}$

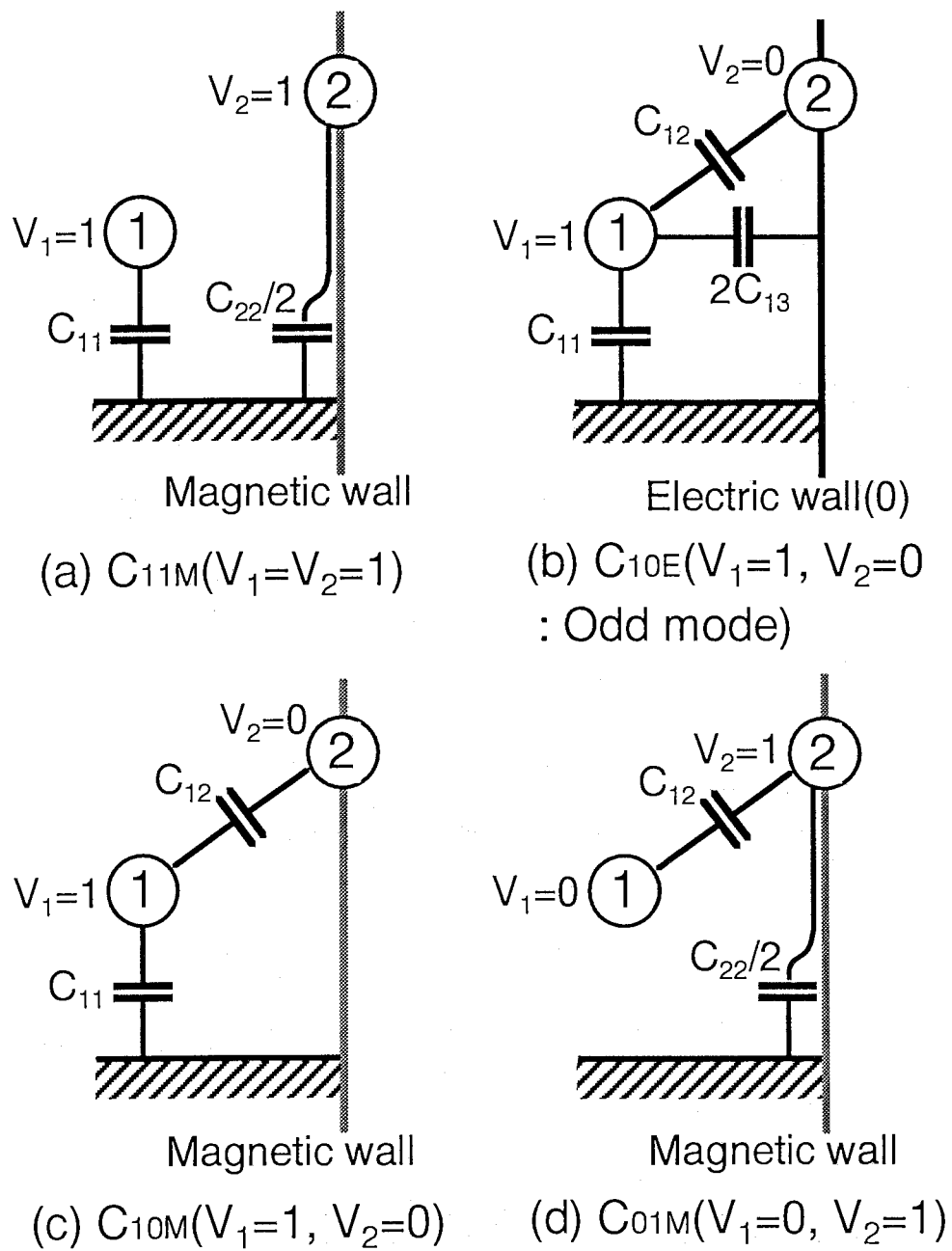


Fig. 7 Combination of of conductor-potential for static capacitance estimation (half space).

Table 2 Results of static capacitance estimation and propagation constant (capacitance unit : fF/mm).

	Dielectric	Air
C_{11M}	58.0	12.7
C_{10E}	311.0	80.3
C_{10M}	288.1	74.3
C_{01M}	269.8	77.5

(a)

	Dielectric	Air
C_{11}	38.2	4.7
C_{22}	39.6	15.9
C_{12}	250.0	69.5
C_{13}	11.4	3.0

(b)

	Dielectric	Air
$\frac{C_{10M}}{C_{01M}} = \frac{C_{11}+C_{12}}{C_{22}/2+C_{12}}$	1.068	0.959

(c)

	Dielectric	Air	Z(Ω)	ϵ_{eff}	Conductor loss @20GHz(dB/mm)
$C_{odd1}(=C_{odd3}=C_{10E})$	311.0	80.3	21.1	3.87	0.81
$C_{ec1}(=C_{ec3}=C_{11M})$	58.0	12.7	246.0	4.57	0.25
$C_{ec2}(=2C_{11M})$	116.0	25.4	123.0		
$C_{ert1}(=C_{ert3}=C_{11M}/2+2C_{12})$	528.9	145.4	12.0	3.64	1.27
$C_{ert2}(=C_{11M}+4C_{12})$	1057.8	290.8	6.0		

(d)

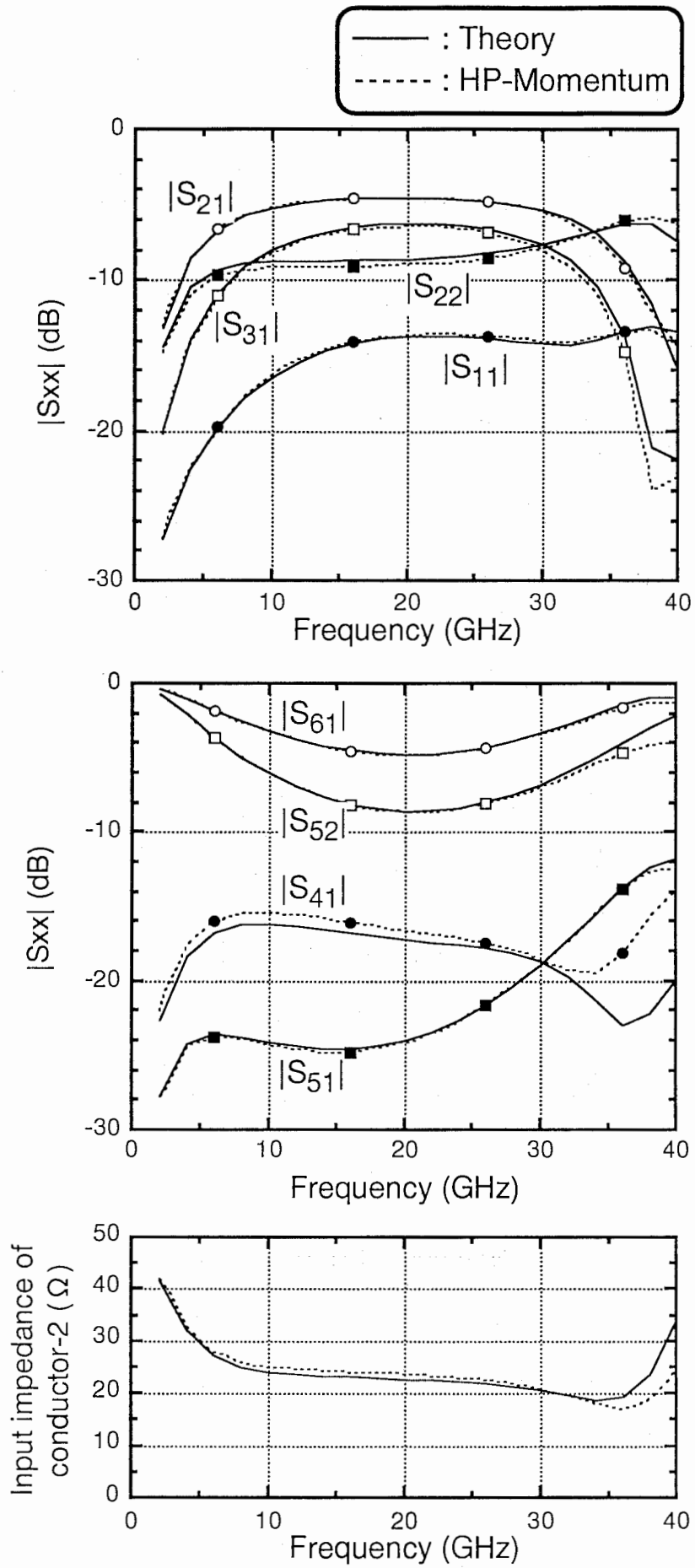


Fig. 8 Frequency characteristics of multilayer MMIC three-coupled line (lossless).

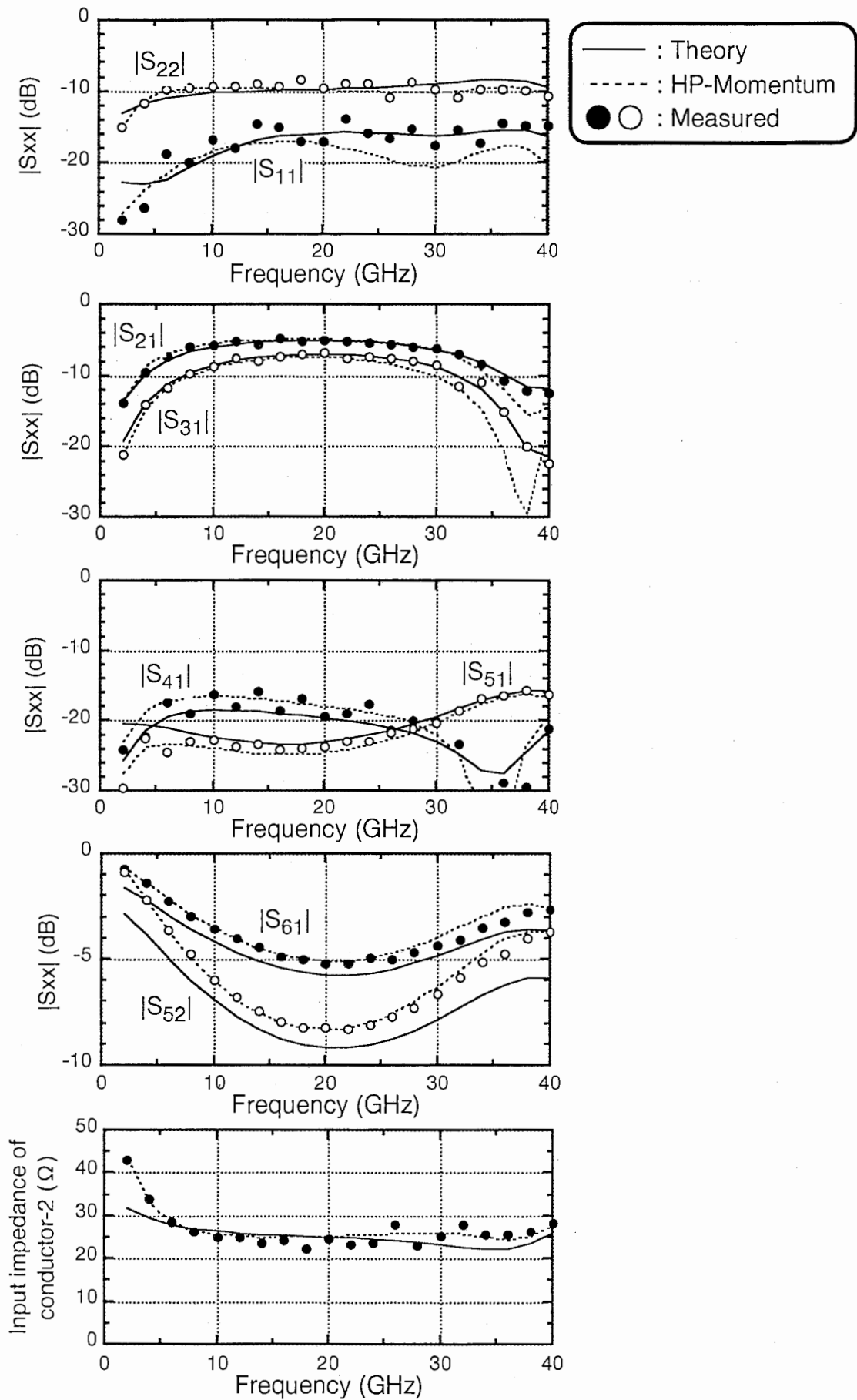


Fig. 9 Frequency characteristics of multilayer MMIC three-coupled line (loss).

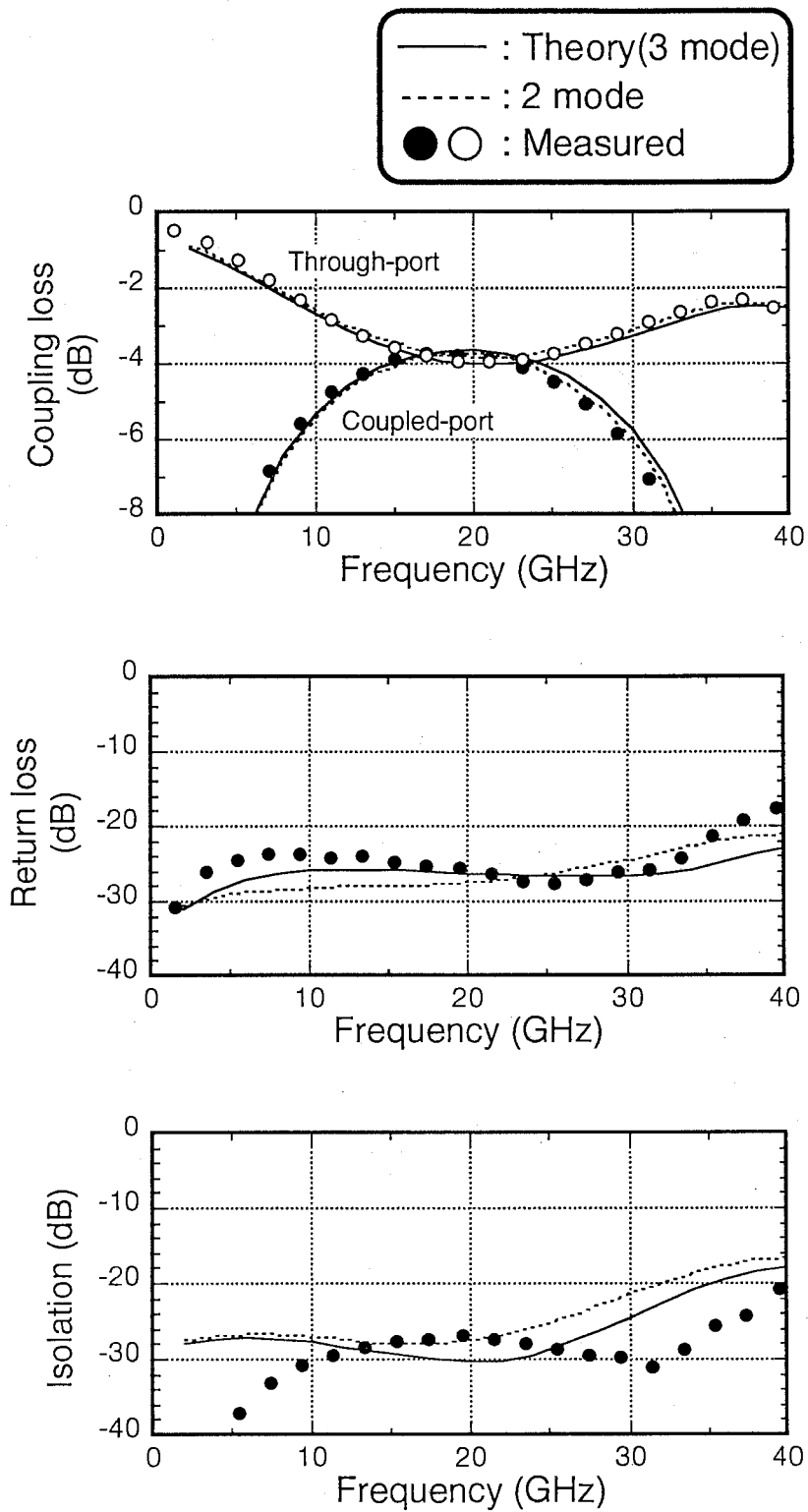


Fig. 10 Frequency characteristics of multilayer MMIC three-coupled line as 4-port coupler (loss).

3 結合度可変方向性結合器

前項で述べたように、図3の構造を持つ方向性結合器では、オーバーレイ導体の両端における入力インピーダンスは低くなる。そのため、その両端にインピーダンス可変素子、例えば可変抵抗素子（バリスタ）を接続し、そのインピーダンスを調整することで残りの4ポートで構成する結合器の特性が変化すると予想できる。

まず最初に、求めたい4ポート方向性結合器の散乱パラメータ (S_{11P4} , S_{31P4} , ...) と結合3線路そのものの6ポートの散乱パラメータ (S_{11} , S_{21} , ...)、及びインピーダンス可変素子の特性 (Z_{v2} , Z_{v5}) との関係を示す。図11に示す回路構成を考える。オーバーレイ導体の両端（ポート2、5）に接続するインピーダンス可変素子のインピーダンスを各々 Z_{v2} , Z_{v5} とすると、その反射係数 S_{v2} , S_{v5} は次式で表される。

$$S_{v2} = \frac{Z_{v2} - Z_0}{Z_{v2} + Z_0}, \quad S_{v5} = \frac{Z_{v5} - Z_0}{Z_{v5} + Z_0} \quad (53)$$

次に結合3線路の散乱パラメータを用いて、ポート1、3、4、6からなる4ポート回路の散乱パラメータは次式で求められる。

$$\begin{aligned} S_{11P4} &= S_{11} + S_{21}S_{v2}AA + S_{51}S_{v5}BB, \quad S_{31P4} = S_{31} + S_{21}S_{v2}AA + S_{51}S_{v5}BB \\ S_{41P4} &= S_{41} + S_{51}S_{v2}AA + S_{21}S_{v5}BB, \quad S_{61P4} = S_{61} + S_{51}S_{v2}AA + S_{21}S_{v5}BB \\ S_{44P4} &= S_{11} + S_{51}S_{v2}CC + S_{21}S_{v5}DD, \quad S_{64P4} = S_{31} + S_{51}S_{v2}CC + S_{21}S_{v5}DD \\ AA &= \frac{-S_{21} + S_{v5}(S_{21}S_{22} - S_{51}S_{52})}{-1 + S_{22}(S_{v2} + S_{v5}) - S_{v2}S_{v5}(S_{22}^2 - S_{52}^2)} \\ BB &= \frac{-S_{51} + S_{v5}(S_{22}S_{51} - S_{21}S_{52})}{-1 + S_{22}(S_{v2} + S_{v5}) - S_{v2}S_{v5}(S_{22}^2 - S_{52}^2)} \\ CC &= \frac{-S_{51} + S_{v2}(S_{22}S_{51} - S_{21}S_{52})}{-1 + S_{22}(S_{v2} + S_{v5}) - S_{v2}S_{v5}(S_{22}^2 - S_{52}^2)} \\ DD &= \frac{-S_{21} + S_{v2}(S_{21}S_{22} - S_{51}S_{52})}{-1 + S_{22}(S_{v2} + S_{v5}) - S_{v2}S_{v5}(S_{22}^2 - S_{52}^2)} \end{aligned} \quad (54)$$

3.1 可変抵抗素子

ここでは、まず可変インピーダンス素子を接続するオーバーレイ導体の入力インピーダンスの値が、結合器全体としての特性変化の度合におよぼす影響について調べる。入力インピーダンスが小さい、即ち、2.4で述べたように *Even- π* モードのモードインピーダンスの小さい事が重要であることを示す。

簡単のため、ポート2、5に接続する可変インピーダンス素子は可変抵抗で、その特性は等しいとする。即ち、 $S_{v2} = S_{v5}$ とする。さらに結合線路は無損失で各モードの伝搬（位相）定数は等しく、線路長は $\pi/2$ に相当する場合（中心周波数）を考える。尚、*Even-C*と*Odd*モードのインピーダンス値は2.5で求めた表2-(d)の値 ($Z_{ec1} = Z_{ec3} = 2Z_{ec2} = 246\Omega$, $Z_{od1} = Z_{od3} = 21\Omega$)とし、*Even- π* モードの値 ($Z_{e\pi1} = Z_{e\pi3} = 2Z_{e\pi2}$)を変化させて各ポート間の特性変化をみた。（但し、実際には*Even-C*と*Even- π* モードのモードインピーダンスは、式(34)、(36)、あるいは(50)、(52)で示したように結合線路の構造、及び寸法で一意的に定まり、モード間で相関が有るため、*Even- π* モードの値のみを変化させることは不可能である。）結果を図12に示す。横軸の値は式(53)より Z_v が無限大（オープン）の時に1、 50Ω の時は0、ゼロ（ショート）の時には-1となる。縦軸のPower ratioは、入力電力1に対して各出力端（リターンロスの場合は入力端と出力端は等しい）に出力される電力の割合を示す。(a)に示す様に $Z_{e\pi}$ の値が小さい程、カップリングポート間(1-3)の伝送電力変化は大きくなっている。しかし、 S_v の値が-1に近づくにつれて(b)のスルーポート間の伝送電力も減少している。これはポート2、5に接続した可変インピーダンス素子が抵抗であるため、そこで熱として電力消費されているためと、さらに(c)、(d)で見られるようにアイソレーションポート(4)への電力と入力端(1)での反射電力（リターンロス）となっている。入力1に対して、入力端における反射損を含む各ポートへの出力電力の和を図13に示す。 $Z_{e\pi}$ が小さいほど抵抗に入射する電力は大きく、熱として消費される電力が大きくなっていることが分かる。また、図12-(b)のスルーポート間(1-6)の伝送電力変化を見ると、 $Z_{e\pi} = 20 \sim 50\Omega$ の時、電力比が0.5より大きくなっており、且つ、(c)、(d)のアイソレーション、リターンロス特性も良好となっている。これは $Z_{e\pi}$ がゼロに近い場合よりも変化の度合いは小さくなるが、その範囲では理想的により近い結合度（分配比）可変結合器と言える。

3.1.1 試作による検証

図14に示すように、オーバーレイ導体の両端に可変インピーダンス素子としてソース接地トランジスタのドレイン端を接続し、ゲートバイアスを制御することで可変抵抗素子(varistor)として動作させる回路を試作した。同図には試作回路の外観写真も示す。図15にその測定結果を示す（単位：デシベル）。尚、両トランジスタのゲートバイアスは同一とした。カップリングポートの伝送電力が変化しているのが分かる。しかし、スルーポートの特性には余り変化は見られず、図12で述べたようにリターンロスは劣化している。カップリングポートとスルーポートの位相差でバイアスが浅くなると($V_g = -0.5V$)、90度から離れてくるのは、トランジスタのドレイン・ソース間容量の影響と考えられる。

以上、試作により基本動作は確認できた。しかしながら、本構成では方向性結合器のカップリングポート端に減衰器を接続した回路と等しく、分配比は変わっていない。可変インピーダンス素子として可変抵抗を用いるのは、抵抗損となり好ましくなく、次に可変リアクタンス素子を接続した場合について検討する。

3.2 可変容量素子

可変インピーダンス素子として可変リアクタンス素子、特に扱いやすい可変容量素子 (varactor) を接続した場合を検討する。

オーバーレイ導体の両端に接続するインピーダンス可変素子の状態は独立に変化させた。図 16 に各端への出力電力比 ($output\ power / input\ power$) の 3次元プロットを示す。ここでは理想 (無損失) 容量を接続することを想定し、(e) に示すスミスチャート上での下半分外周上を、中心との角度 (angle) をパラメータとして変化させた。角度がゼロでオープン、 π でショートとなる。また、図 16 はポート 1 を起点 (入力端) にして示した。可変抵抗と異なり、インピーダンス可変素子部での損失は無く、(a)-(d) の合計は 1 となる。この場合においても可変抵抗と同様にアイソレーション、リターンロスも結合度変化に伴い変動する。まず、リターンロスでは (d) から分かるように入力ポート側の可変素子の状態がオープンに近い場合、ほぼ電力比はゼロとなっている。そこで $angle2=0$ と固定して、 $angle5$ のみを変化させた結果を図 17 に示す。同図 (b) で入力端での反射電力を 1/50 (約 17 dB) まで許容すると、同図 (c) に示すようにカップリングポート (3) とスルーポート (6) への電力分配比 (through/coupling) は、同図 (c) に示すように約 1 から 0.3 以下まで変化させる事が出来る。この状態で理想的な方向性結合器と異なり問題となる点は、リターンロスを除くとアイソレーションが劣化することである。このアイソレーションの劣化は、図 18 に示すような 1 入力、2 出力分配、1 終端として用いる回路では、終端抵抗で消費されて損失となるが、回路全体としての悪影響は、リターンロスの劣化と比べて少ない。回路例としては図 1 に示したフィードフォワードアンプやアレイアンテナの給電系が考えられ、トランスバーサルフィルタは 4 端子全てを使用するためアイソレーションの劣化がある場合には適用出来ない。

次に結合 3 線路が無損失の場合の周波数特性について考察する。先に述べたようにトータルな特性として最も良好と考えられるオーバーレイ導体の片方の端子をオープンにした場合を考える。ここで計算の基となる結合 3 線路の特性、即ち、6 ポートの散乱パラメータは線形シミュレータ「Libra」へのデータ適用が簡単な「HP-Momentum」での結果を用いた。

まず、予備的な計算として容量値をどのように設定すれば良いのかを調べる。図 17 -(b) で示したように、リターンロスを約 17dB まで許容すると、変化させる角度 (angle) はほぼ等分配の約 $-\pi/4$ から約 $-7\pi/8$ まで振ることができれば良い。周波数を結合器の中心周波数 20 GHz として、容量値と角度の関係を図 19 -(a) に示す。角度を $-\pi/4$ から $-7\pi/8$ まで振るには、0.05pF から 0.8pF まで変化できる可変容量素子が有れば良い。これは同図 (b) で示すトランジスタのソース、ドレイン電極を接地し、ゲートバイアスを制御してゲート・ソース (ドレイン) 間容量を変化させる構成では難しく、超階段接合型のバラクタダイオードで実現可能と考える。

図 8 で示したモデルより求めた無損失の場合の結合 3 線路の散乱パラメータを用いて、ポート 2 をオープンに、ポート 5 は容量を介して接地、その容量値を変化させた時の特性変化を図 20 に示す。容量値は 0 (オープン), 0.2, 0.4 0.8pF と変化させた。この時、同図 (d) より中心周波数 20 GHz 付近で入力端 (1) における反射電力比は 1/50 以下を保ち、(a) よりカップリングポート (3) への電力比は当分配の 0.5 から 0.65 まで、スルーポート (6) の電力比は 0.5 から 0.22 まで変化している。その間、アイソレーションポート (4) への電力は最大で約 0.1 となっている。(e) に示すようにカップリングポートとスルーポートの位相差は、理想の 90 度から最大で約 20 度増加している。また、各特性は中心周波数で対称な周波数特性とはならず、高周波数側に引き

延ばされた形状となっている。

ここでは基となる結合3線路は無損失であるとしたが、損失有りの場合においても同様な結果が得られており、今回は省略する。また、可変容量素子も無損失としたが、バラクタダイオード等では直列抵抗での損失も考慮する必要がある。

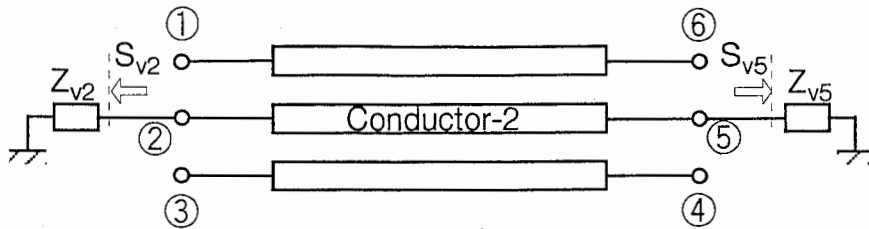
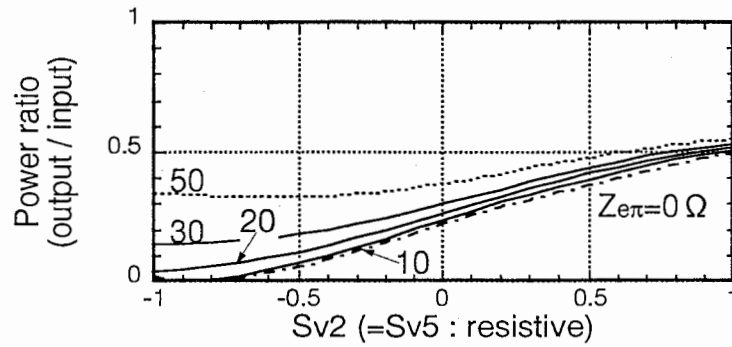
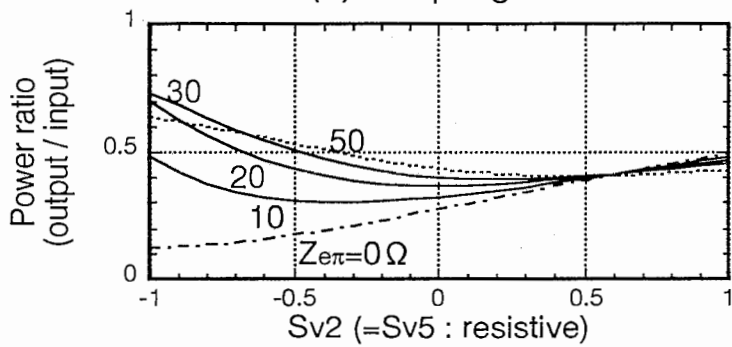


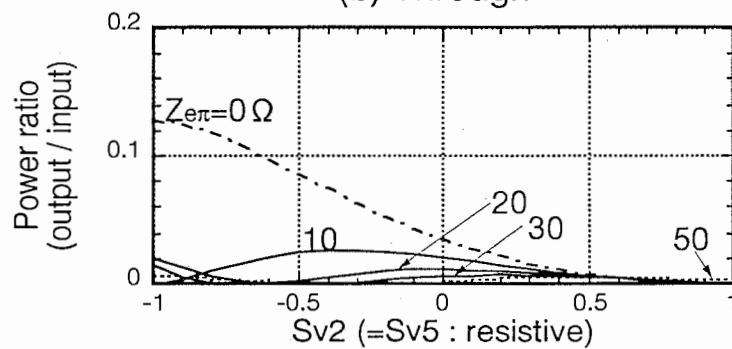
Fig. 11 Configuration of variable coupler.



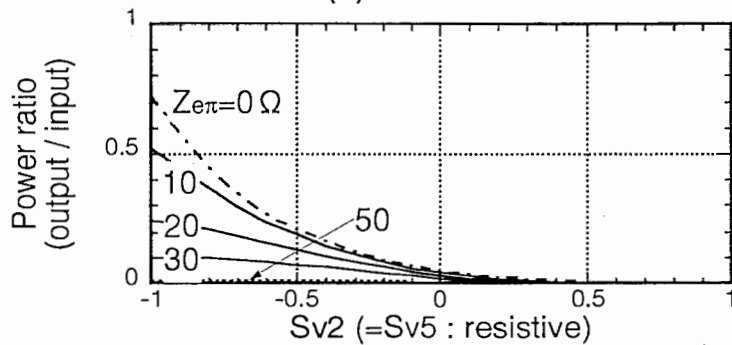
(a) Coupling



(b) Through



(c) Isolation



(d) Return loss

Fig. 12 Dependency of output power vs. S_v (resistive case).

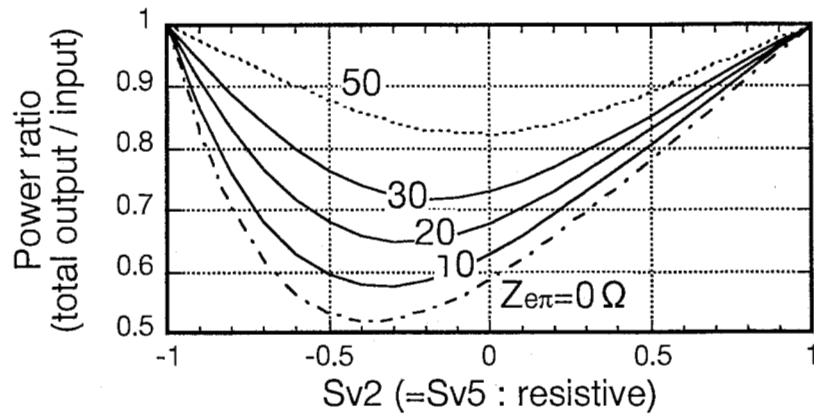
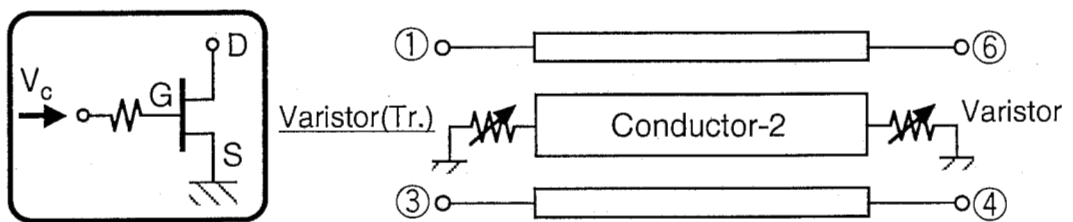
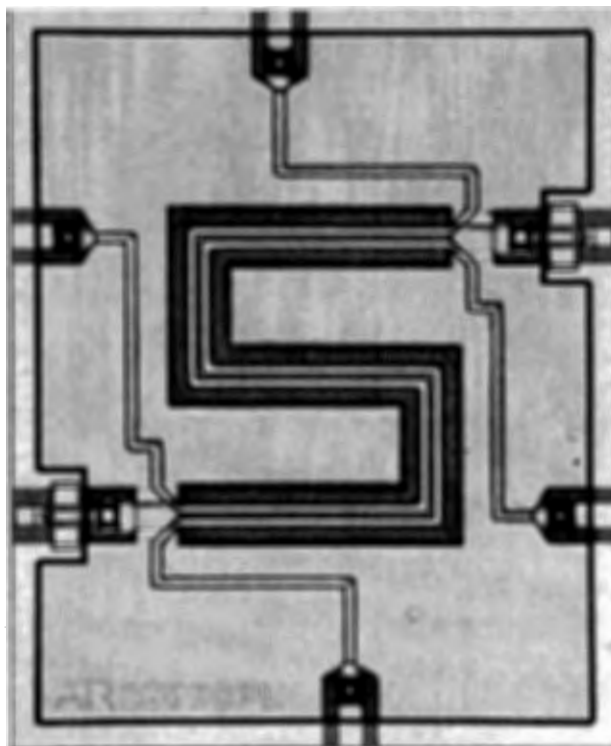


Fig. 13 Dependency of total output power vs. Sv .



(a) Configuration



(b) Photograph

Fig. 14 Configuration and photograph of fabricated variable coupler.

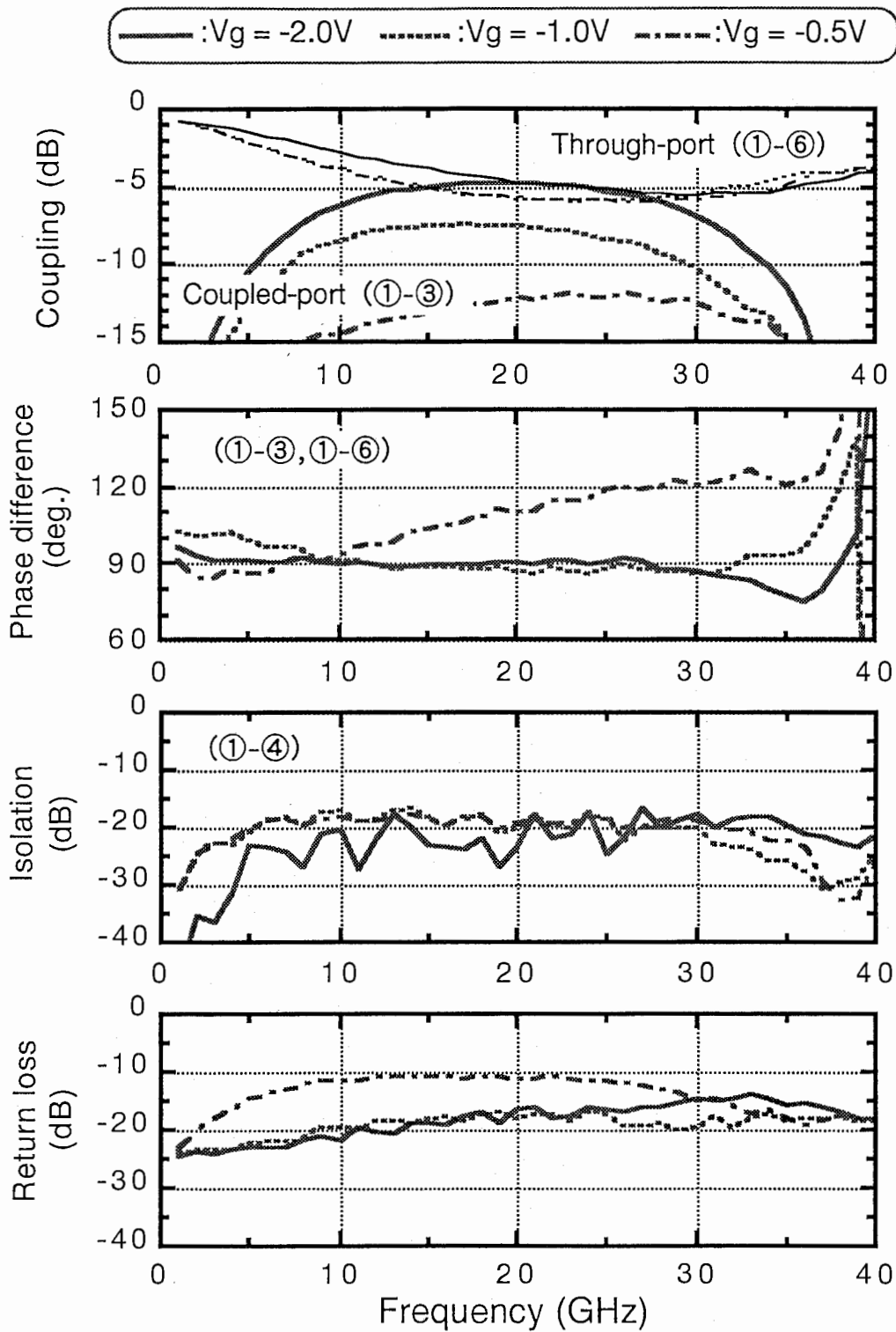
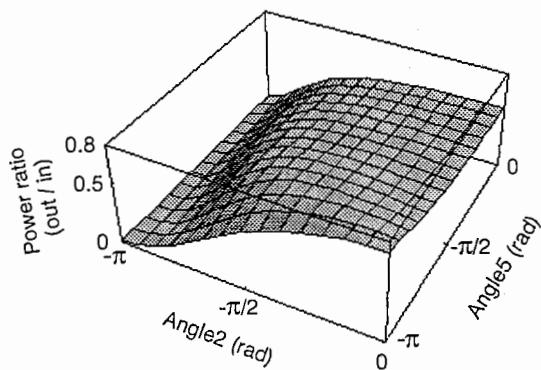
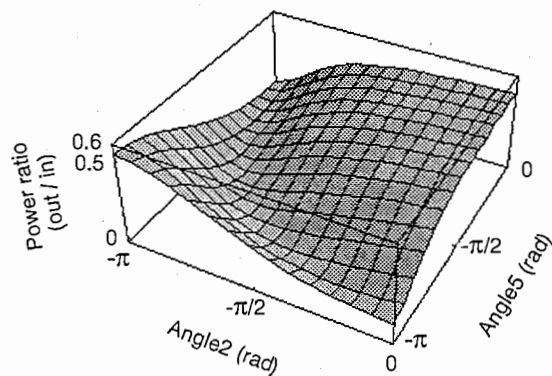


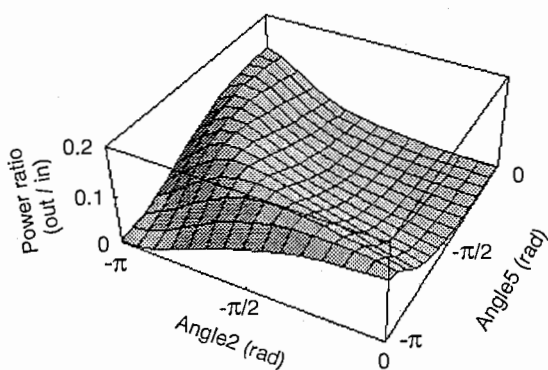
Fig. 15 Measured results of fabricated variable coupler.



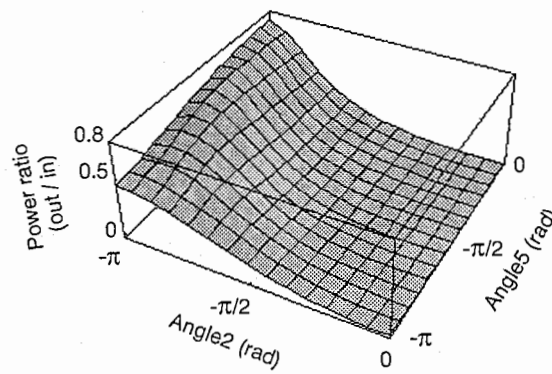
(a) Coupling (port 1-3)



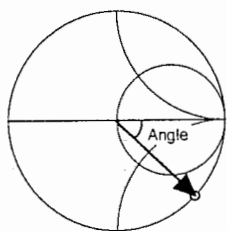
(b) Through (port 1-6)



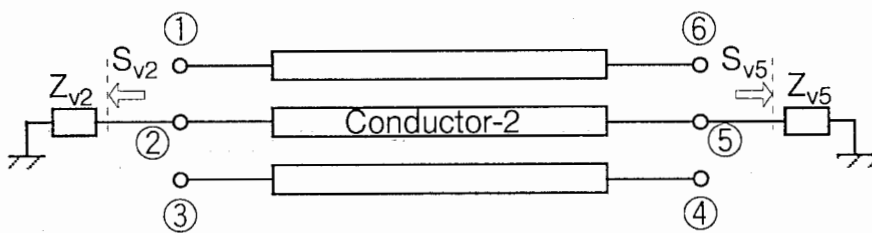
(c) Isolation (port 1-4)



(d) Return loss (port 1)

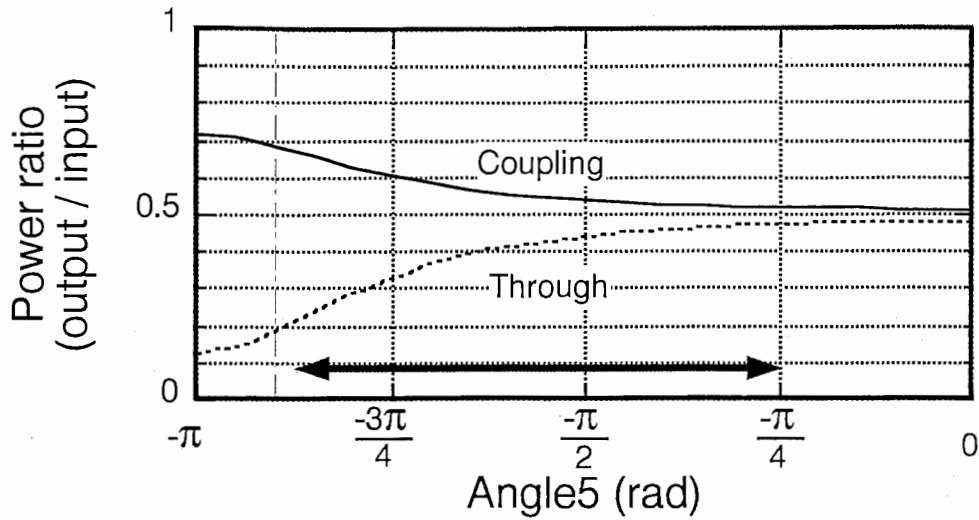


(e) Definition of angle

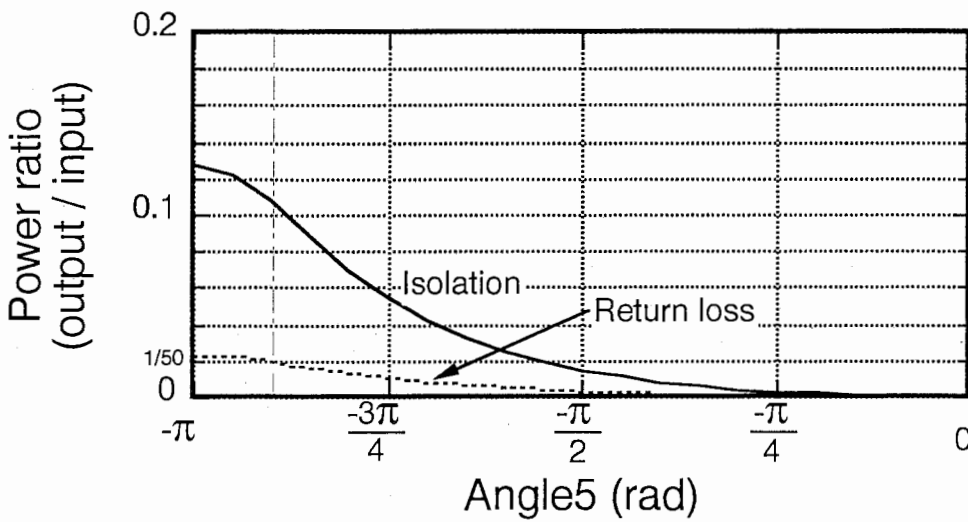


(f) Configuration

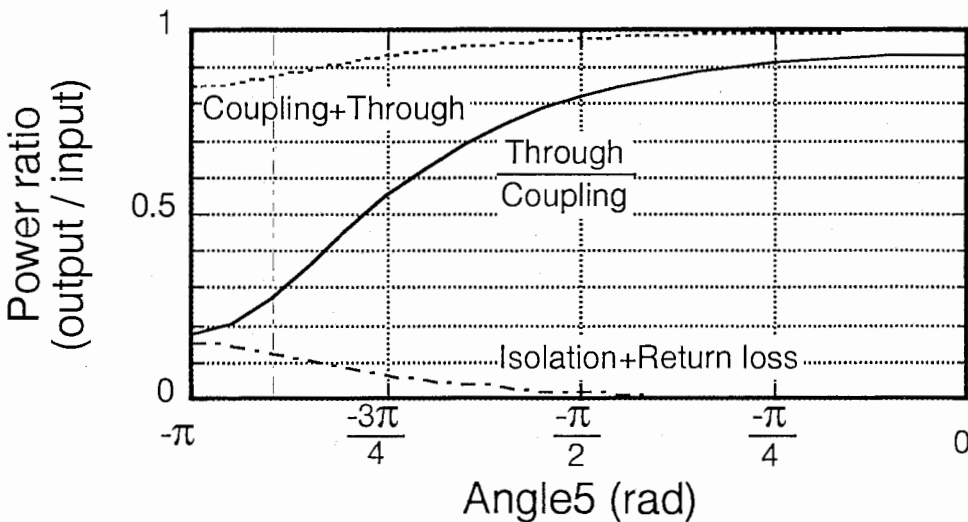
Fig. 16 Dependency of output power vs. S_v (capacitive case).



(a) Coupling (port 1-3), through (port 1-6)



(b) Isolation (port 1-4), return loss



(c) Ratio (through / coupling)

Fig. 17 Dependency of output power (port2 : open).

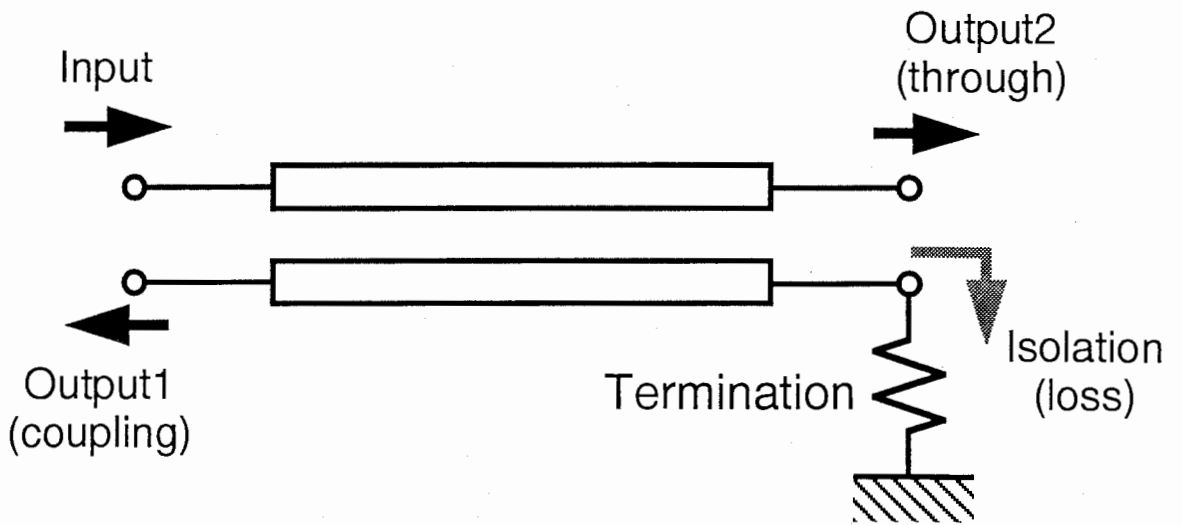
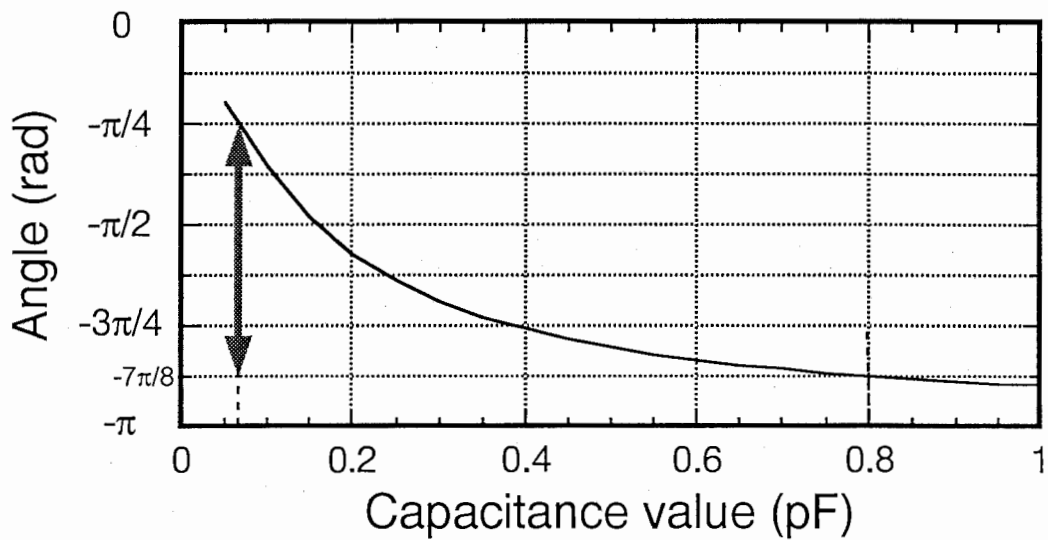
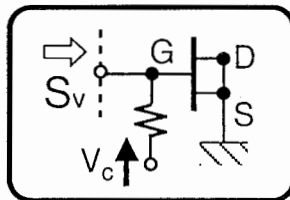


Fig. 18 System configuration of variable coupler.

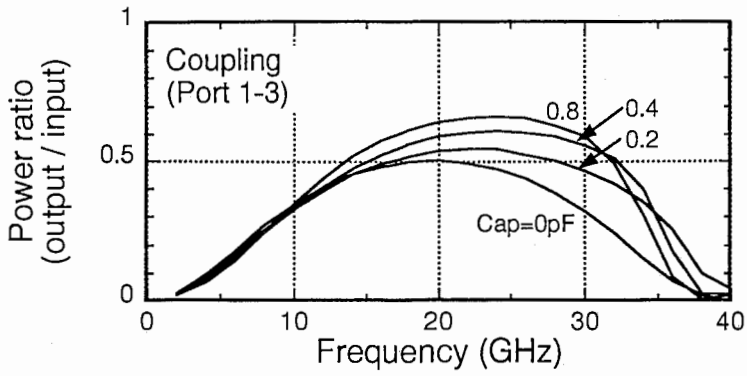


(a) Angle vs. capacitance value

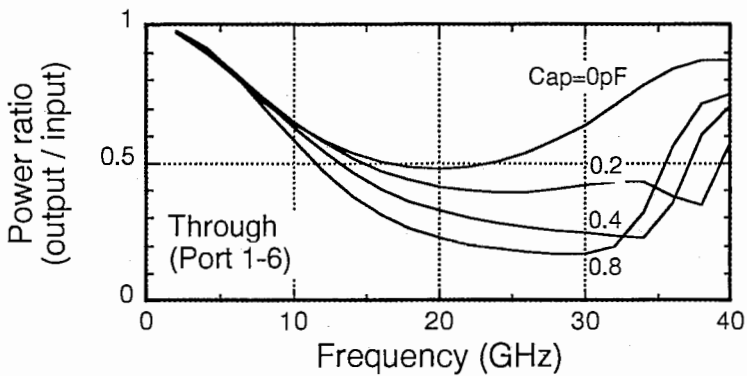


(b) Variable capacitance circuit using transistor

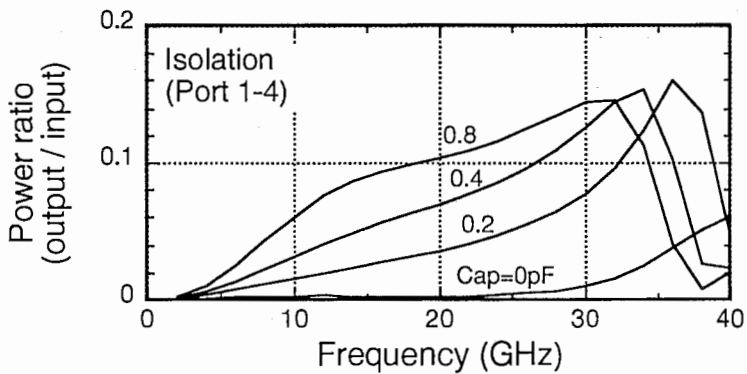
Fig. 19 Variable capacitance.



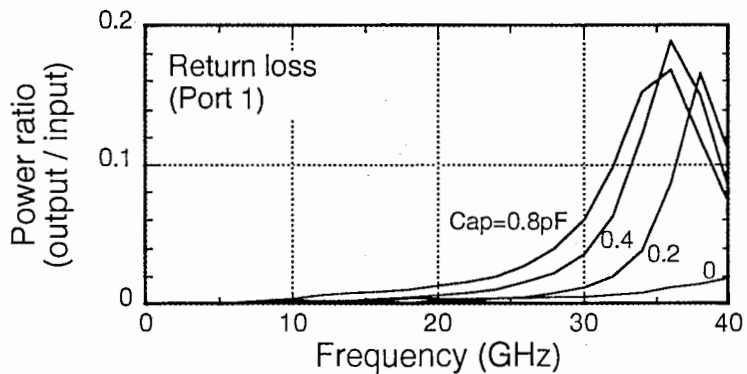
(a) Coupling (port 1-3)



(b) Through (port 1-6)

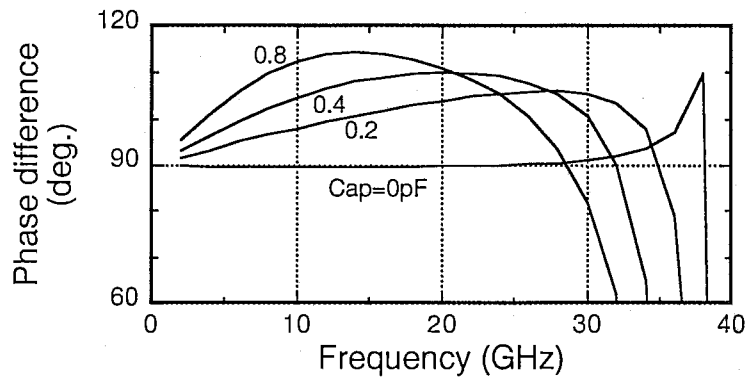


(c) Isolation (port 1-4)

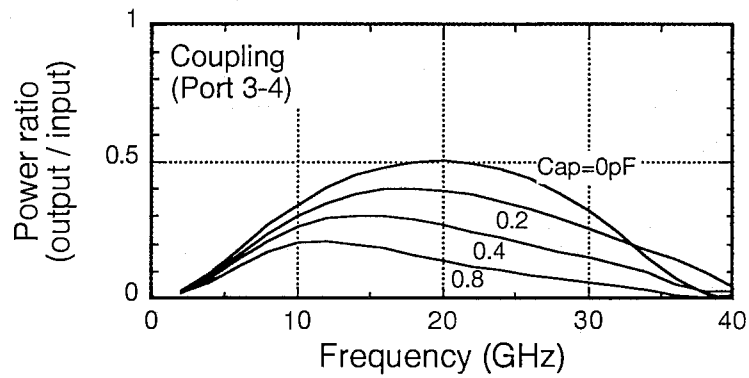


(d) Return loss (port 1)

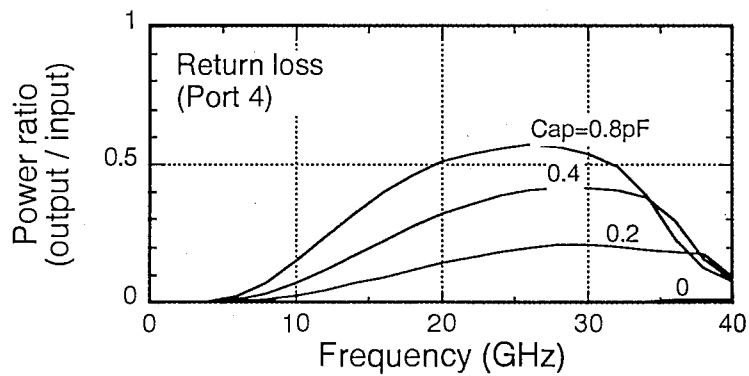
Fig. 20 Calculated frequency characteristics of variable coupler (lossless).



(e) Phase difference (coupling / through)



(f) Coupling (port 3-4)



(g) Return loss (port 4)

Fig. 20 (Cont'd) Calculated frequency characteristics of variable coupler (lossless).

4 あとがき

本報告の前半では、結合3線路における一般的な解析手法から、着目する構造においては簡単なモデル化が可能で、そこからかなり精度で伝送特性の予測が可能であることを示した。また、本構造の特徴的な特性を利用して結合度を変化させることができる方向性結合器の検討を行った。試作によって基本動作を確認した回路のインピーダンス素子は可変抵抗素子（バリスタ）であるため、抵抗損として電力消費されるが、これを回避するため可変リアクタンス素子（バラクタ）に置き換えた場合には、反射損、アイソレーションの劣化から理想分配器とはなり得ないが、分配比を限定した条件下では各種機能回路（フィードフォワードアンプ、アレイアンテナの給電系）に適用可能と考える。いずれにしても、これまでの検討では、理想的な結合度可変方向性結合器は見い出せなかった。しかしながら、今回着目した多層化MMICによる結合線路の構造は、外部からの制御で定常的な特性から様々な特性へと変化させることが可能である。

以上、多層化MMICが従来の平面構成では持ち得なかった回路の実現に関して可能性を示した。

謝辞

本研究を進めるにあたって、直接ご指導頂いた今井伸明主任研究員に深謝いたします。また、本研究の基となった光電波通信研究所における多層化MMICの試作については、当時の猪股英行社長、小川英一室長に深謝いたします。また、解析を中心とする研究を行った環境適応通信研究所においては小宮山牧兒社長、唐沢好男室長、及び第3研究室の皆様へ深謝いたします。

5 参考文献

参考文献

- [1] T. Hiraoka, *et al.*, "Very small wide-band MMIC magic-T's using microstrip lines on a thin dielectric film," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, **MTT-37**, pp. 1569-1575, 1989.
- [2] H. Nakamoto, *et al.*, "A monolithic, port-interchanged rat-race hybrid using a thin film microstrip line crossover," *19th. European Microwave Conf.*, pp. 311-316, 1989.
- [3] T. Tokumitsu, *et al.*, "Multilayer MMIC using a $3\mu\text{m} \times 3$ -layer dielectric film structure," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, pp. 1067-1070, 1990.
- [4] S. Banba, *et al.*, "Multilayer MMIC branch-line hybrid using thin dielectric layers," *IEEE Microwave and Guided Wave Lett.*, Vol. 1, pp. 346-347, 1991.
- [5] S. Banba, *et al.*, "Novel MMIC transmission lines using thin dielectric layers," *IEICE Trans. Electron.*, **E75-C**, pp. 713-720, 1992.
- [6] S. Banba and H. Ogawa, "Small-sized MMIC amplifiers using thin dielectric layers," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. **MTT-43**, pp. 485-492, Mar. 1995.
- [7] S. Banba and H. Ogawa, "Multilayer MMIC directional couplers using thin dielectric layers," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. **MTT-43**, pp. 1270-1275, June. 1995.
- [8] T. Imaoka, S. Banba, A. Minakawa, and N. Imai, "Millimeter-Wave Wideband Amplifiers Using Multilayer MMIC Technology," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. **MTT-45**, pp. 95-101, Jan. 1997.
- [9] T. Imaoka, A. Minakawa, and N. Imai, "Multilayer MMIC for Stacked Integrated Circuits," *26th. European Microwave Conf.*, pp. 583-587, 1996.
- [10] V. K. Tripathi, "On the analysis of symmetrical three-line microstrip circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. **MTT-25**, pp. 726-729, Sept.. 1977.
- [11] 小西 良弘 著：高周波・マイクロ波回路の構成法，総合電子出版社（1993年）