

アレーアンテナ給電回路の高性能化・
小型化・低コスト化に関する研究
2019年3月

渡辺(安部) 素実

目次

1. 序論

1.1	研究の背景	1
1.2	従来の研究概要と本研究の位置付け	2
1.2.1	分配合成回路	3
1.2.1.1	T分岐	4
1.2.1.2	ウィルキンソン型電力分配器	5
1.2.1.3	ブランチライン型カプラ	9
1.2.1.4	結合線路型カプラ	16
1.2.1.5	ラットレース型カプラ	24
1.2.1	給電回路構成および励振方法	26
1.2.2	異種線路変換器	28
1.3	本研究の概要	31
	参考文献	36

2. フィードバック容量を装荷したブロードサイド結合線路型カプラと当該カプラを適用したハイブリッドマトリクス

2.1	はじめに	41
2.2	提案するカプラの検討	42
2.2.1	等価回路および動作原理	42
2.2.2	位相補償	45
2.3	FC と BC の実現	48
2.3.1	従来のタンデム 3dB カプラ	50
2.3.2	提案する小型タンデム 3.3dB カプラ	50
2.3.3	FC と BC を装荷した提案する小型タンデム 3dB カプラ	51
2.4	設計結果	58
2.5	試作評価結果	61
2.6	提案するカプラを適用した小型ハイブリッド マトリクス	64
2.6.1	構成	65
2.6.2	設計結果	68
2.6.3	試作評価結果	70
2.7	まとめ	73
	参考文献	74

3.	スロットおよび切欠きを設けた1/4波長マイクロストリップ結合 線路およびそのアプリケーション	
3.1	はじめに	77
3.2	提案する1/4波長MSCL	77
3.2.1	密結合化の手法	77
3.2.2	密結合化の動作原理	79
3.2.3	密結合かつ高方向性を実現する構造	81
3.3	広帯域カプラの回路構成	84
3.4	試作評価結果	86
3.5	まとめ	87
	参考文献	87
4.	浮遊導体およびグラウンドビアを装荷した多段ストリップ線 路エッジ結合線路型カプラ	
4.1	はじめに	90
4.2	提案する回路構成	90
4.2.1	密結合化の手法	92
4.2.2	浮遊導体装荷構造の方向性劣化の要因検討	92

4.2.3	提案する位相補償構造	95
4.2.4	設計結果	97
4.3	試作評価結果	98
4.4	誤差解析結果	101
4.5	まとめ	103
	参考文献	103
5.	直列容量/先端短絡スタブ装荷 LTCC ブランチラインハイブリッド	
5.1	はじめに	104
5.2	提案する回路構成	104
5.3	設計手法	106
5.4	設計結果	110
5.5	試作評価結果	112
5.6	まとめ	114
	参考文献	114
6.	金属 3D プリンタによる製造に適した 6 角形導波管ブランチラインカプラ	
6.1	はじめに	116

6.2	6 角形ブランチラインカップラ的设计	117
6.2.1	6 角形導波管	117
6.2.2	6 角形導波管ブランチラインカップラ	118
6.3	6 角形導波管ブランチラインカップラ的设计手法	120
6.3.1	回路構成	120
6.3.2	6 角形主導波管の A, B 寸法	121
6.3.3	6 角形ブランチ導波管の A, B 寸法	122
6.3.4	ブランチ導波管の間隔	124
6.3.5	設計結果	125
6.4	評価用カップラ	126
6.5	製造	128
6.6	評価結果	130
6.6.1	3D プリンタ製造品	130
6.6.2	3D プリンタ製造品と機械切削品の比較	132
6.7	まとめ	134
	参考文献	137
7.	基板を用いた狭壁面/広壁面プローブ挿入型導波管変換器	139
7.1	狭壁面プローブ挿入型導波管変換器	

7.1.1	はじめに	139
7.1.2	構成	140
7.1.2.1	プローブ結合部の構成	140
7.1.2.2	電力8分配器の構成	141
7.1.3	設計手法	142
7.1.3.1	直列電力分配部の等価回路	142
7.1.3.2	出力プローブ短絡用基板位置の設計手法	143
7.1.3.3	導波管断面寸法の設計手法	146
7.1.3.4	入力プローブ結合部の設計手法	148
7.1.3.5	電力8分配器の設計結果	151
7.1.4	試作評価結果	153
7.1.5	まとめ	155
	参考文献	155

7.2 広壁面プローブ挿入型導波管ストリップ線路変換器および当該変換器を適用した薄型給電回路

7.2.1	はじめに	156
7.2.2	変換器の構造	156

7.2.3	変換器の広帯域化・小型化の手法	157
7.2.4	変換器の設計結果	158
7.2.5	本変換器を適用した薄型給電回路の構成	158
7.2.6	本薄型給電回路の評価結果	160
7.2.7	まとめ	160
	参考文献	161
8.	結論	162
	研究業績一覧	166
	謝辞	173

1.序論

1.1 研究の背景

アレーアンテナは、複数のアンテナ素子にそれぞれ励振振幅位相を与えることが可能なアンテナ方式であり、送受信信号のビーム形成やビームの電子的な走査、また複数のビームを同時に形成するマルチビーム形成などが可能である。それゆえ、衛星通信システムの高機能化・通信容量向上などに有用な方式であり、様々な開発ならびに実用化がなされている[1.1]。

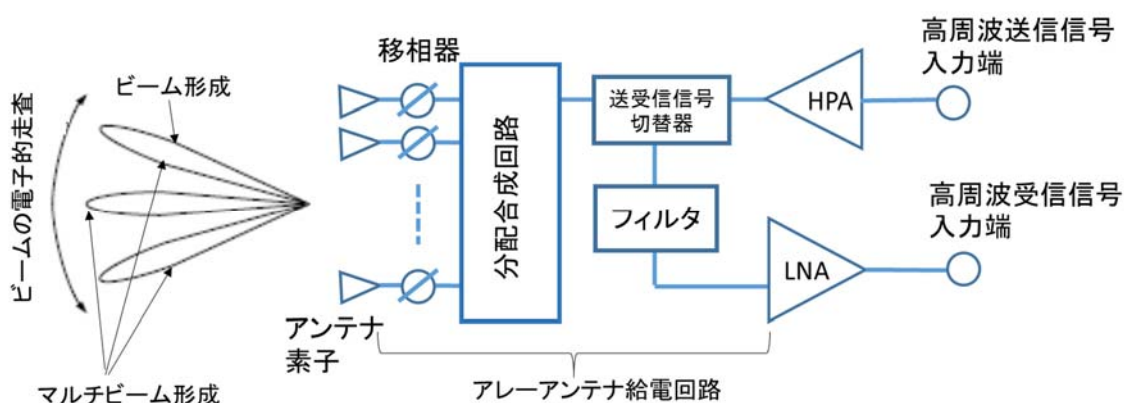


図1 アレーアンテナの構成例

アレーアンテナは、図1に示すように、主にアンテナ素子、給電回路、増幅器から構成され、ビームは、給電回路を構成する移相器と分配合成回路により形成される。ビームにより様々な方向へ送受される高周波送受信信号は、送受信切替器により分離され、受信信号はフィルタにより周波数を選択され入力端子へと伝送される[1.2]。

アレーアンテナを用いた各種システムにおいては、高性能化(低損失化・広

帯域化)・小型化・低コスト化*1 が求められている。例えば航空機衛星通信システムでは、航空機搭載アンテナの小型化が空気抵抗率低減につながり燃費削減に寄与する[1.3]。また衛星搭載アンテナの重量・サイズと消費電力に関しては、ロケットの打ち上げ能力と収容容積、太陽電池とバッテリー能力から、小型化・低消費電力化は必要である[1.4][1.5]。さらにアンテナの小型化のためには送受信機の最小化が必要であり、搭載可能な増幅器数も限られることから低消費電力化のため各種回路の低損失化が必須となる。衛星搭載アレーアンテナへのシステム要求として、軌道に打ち上げた後でも、地上の通信需要変動(災害地への通信集中・降雨減衰対策など)に柔軟に対応する必要性があり、そのため複数のアンテナ素子で複数のビームを共用するマルチビーム形成[1.6]が有効である。またその衛星通信速度は、例えば Ka 帯 High Throughput Satellite *2 の打ち上げにより数 Mbps から 50Mbps/航空機 1 回線へ高速化する[1.7] 予定である。このような特定ビームへの通信大容量化や高速化は、システムを構成する回路の広帯域化がキー技術となる。

このように、アレーアンテナへは高性能化(低損失化・広帯域化)・小型化・低コスト化が求められており、アレーアンテナ給電回路はシステム要求から導出されたアンテナ素子間隔、動作帯域、励振振幅位相、許容される損失・耐電力・サイズ・コストなどを考慮して開発されなければならない。

本研究は、このようなアレーアンテナ給電回路の高性能化(低損失化・広帯域化)・小型化・低コスト化をテーマとして行ったものである。

*1 低コスト化：本文中では主にプロセスコストを低減することを意味する。

*2 High Throughput Satellite：従来に比較して同じ帯域で 2 倍以上の情報量を持つ衛星を指す。例えば超マルチビーム形成による周波数繰返し利用で大容量化を図る衛星通信システム

1.2 従来の研究概要と本研究の位置付け

ここでは、本研究のテーマであるアレーアンテナ給電回路に関連する研究として、給電回路の性能に大きく関与する分配合成回路、給電回路の励振方法、さらに異種線路変換器に関する従来の研究を概観する。またそれぞれの技術課題を示し、本研究の位置付けを示す。1.2.1 節に分配合成回路について、1.2.2 節では励振方法について、1.2.3 節では異種線路変換器について述べる。

1.2.1 分配合成回路

表 1.1 に主な分配合成回路を示す。分配合成回路は、分配された信号の位相差が 0[deg.], 90[deg.], 180[deg.]となる特徴で分類できる。

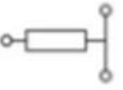
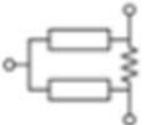
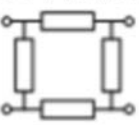


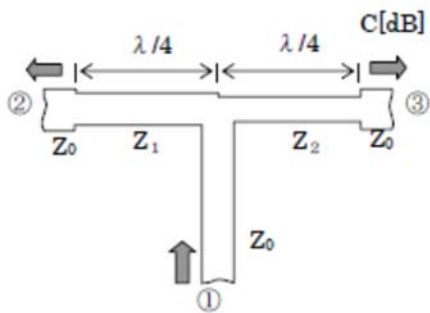
分配位相差 [deg]	回路構成	動作比 帯域 [%]	関連する節
0	T分岐 	~20	1.2.1.1
	ウィルキンソン分配器 	~20	1.2.1.2
90	ブランチライン型カプラ 	~10	1.2.1.3
	結合線路型カプラ 	~20	1.2.1.4
180	ラットレース型カプラ 	~10	1.2.1.5

表 1.1 主な分配合成回路

1.2.1.1 T分岐

3端子回路であり、一般的には1/4波長インピーダンス変成器[1.8]を用いて整合させる[1.2]。後述する分配器と比較して、小型・低損失となることが多いが、分配端子間アイソレーションが確保されていないため、アンテナ素子の一部で破損などにより電力が反射されるようなことが生じた場合、励振位相分布が大きく乱れる可能性がある。図1.2.1.1.1の基本構成における分配比C[dB]と各線路特性インピーダンス関係は式(1.1)となる[1.2]。



$$Z_1 = Z_0 \sqrt{1 + \frac{1}{m}}, \quad Z_2 = Z_0 \sqrt{1 + m} \quad (1.1)$$

但し, $m = 10^{C/10} - 1$

図 1.2.1.1.1 T分岐回路の基本構成回路図

広帯域化のため、図1.2.1.1.2に示すように1/4波長インピーダンス変成器を多段に接続する構成[1.2]や、図1.2.1.1.3に示すように1/4波長より十分に長いテーパ形状を適用する構成[1.2]が有効である。

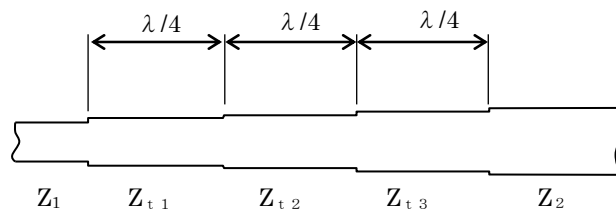


図 1.2.1.1.2 多段型インピーダンス変成器

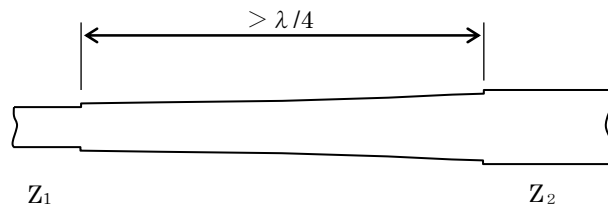
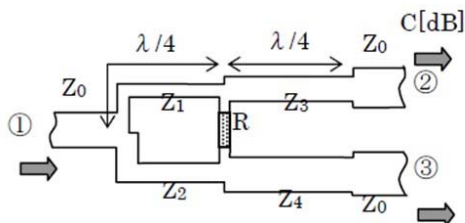


図 1.2.1.1.3 テーパー型インピーダンス変成器

1.2.1.2 ウィルキンソン型電力分配器

3 端子回路であり、分配端子間に抵抗を配置することで、分配端子間アイソレーションが確保される。そのため、万が一アンテナ素子の一部で破損等により電力が反射されるようなことが生じてても、励振振幅位相分布の乱れを小さくすることができる。図 1.2.1.2.1 に分配数が 2 の場合の分配比 $C[\text{dB}]$ と各伝送線路やアイソレーション抵抗の値の関係式(1.2)を示す[1.2]。



$$Z_1 = Z_0 \sqrt{K(1+K^2)}, Z_2 = Z_0 \sqrt{(1+K^2)/K^3},$$

$$Z_3 = Z_0 \sqrt{K}, Z_4 = Z_0 / \sqrt{K}$$

$$R = Z_0(1+K^2)/K$$

$$\text{但し、} K^2 = \alpha^2 / (1 - \alpha^2), \alpha = 10^{-C/20} \quad (1.2)$$

図 1.2.1.2.1 ウィルキンソン型電力分配器の基本構成

広帯域化のため、図 1.2.1.2.2 に示すように、1/4 波長インピーダンス変成器とアイソレーション抵抗を多段に接続した構成が提案されている[1.9]。本構成によれば、3段で構成された場合、入力反射が -25dB 以下となる帯域は、約 20% から約 100% へ拡大可能である。

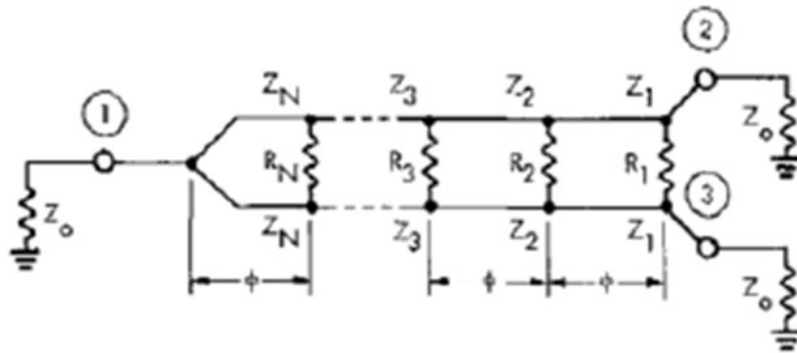


図 1.2.1.2.2 多段ウィルキンソン型電力分配器の構成例

またテーパ型インピーダンス変成器を適用する構成も提案されている [1.10]。当該構成では、出力テーパ線路間の全域に抵抗膜を形成してアイソレーションを確保しているが、抵抗膜上をテーパ線路に沿って電流が流れるため、抵抗膜における損失が大きくなる問題があった。そこで、テーパ線路間にストリップ状抵抗を設けることで抵抗膜を微細化したテーパ型電力分配器が提案されている [1.11]。当該分配器は抵抗膜をはしご状に形成することにより、抵抗膜上を流れる電流を抑圧できるため、低損失化する。当該ストリップ状抵抗を設けたテーパ形電力分配器について、さらに図 1.2.1.2.3 に示すような、非対称な不等電力分配も含めた一般的な設計方法が導出されている [1.12]。

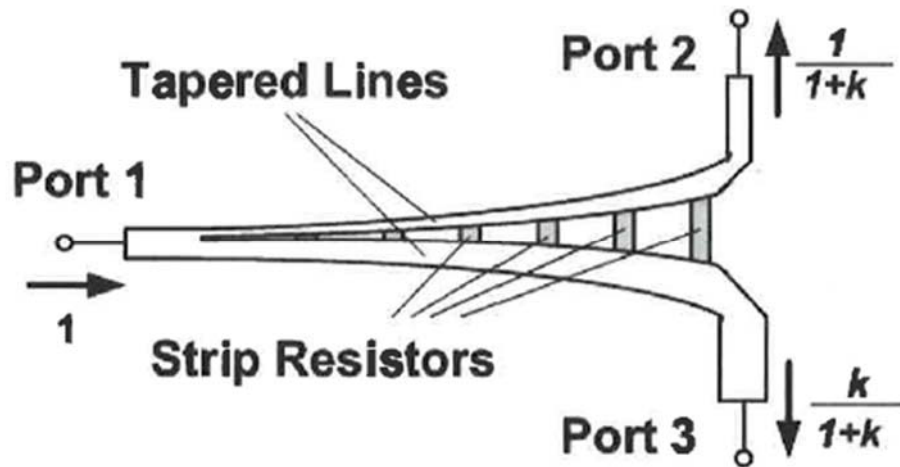


図 1.2.1.2.3 ストリップ状抵抗を設けた非対称テーパ形ウィルキンソン型電力分配器の構成例

アイソレーション抵抗は、チップ部品/抵抗膜を用いる場合があるが、周波数が高くなるとアイソレーション抵抗で生じる寄生リアクタンスの影響を無視することができず、特性が劣化することから、この寄生リアクタンスを補償する構成が必要である。例えば図 1.2.1.2.4 に示すように、アイソレーション抵抗の両エッジに、寄生リアクタンスを補償する整合回路として 2 組の伝送線路 LINE1 と LINE2 を挿入する[1.13]など、出力端子からアイソレーション抵抗の間に延長線路を設ける構成が提案されている[1.14]。

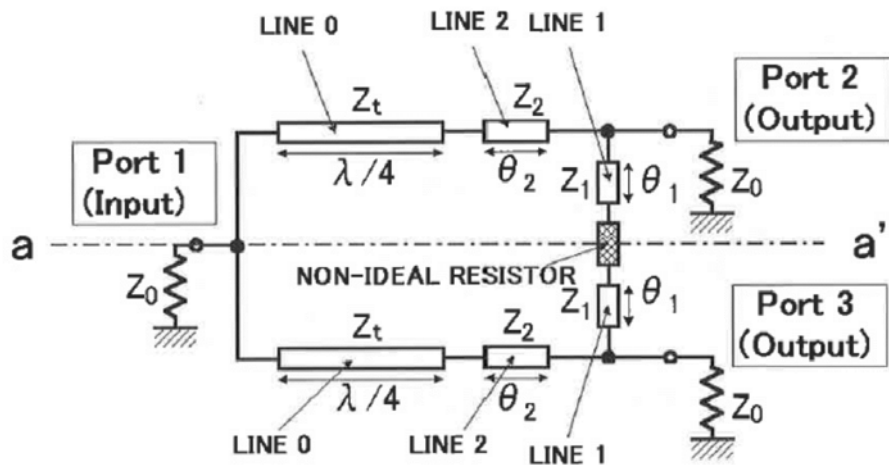


図 1.2.1.2.4 延長線路を設けたウィルキンソン型電力分配回路の構成例

しかし、当該延長線路により補償される周波数帯域は設計中心周波数近傍に限られ、広帯域特性を得ることを目的とした多段ウィルキンソン型電力分配器においては、帯域端部の補償が不十分である。そこで、図 1.2.1.2.5 に示すように、段間容量素子としてオープスタブ(Line OS)を設けた補償方法が提案されている[1.15]。

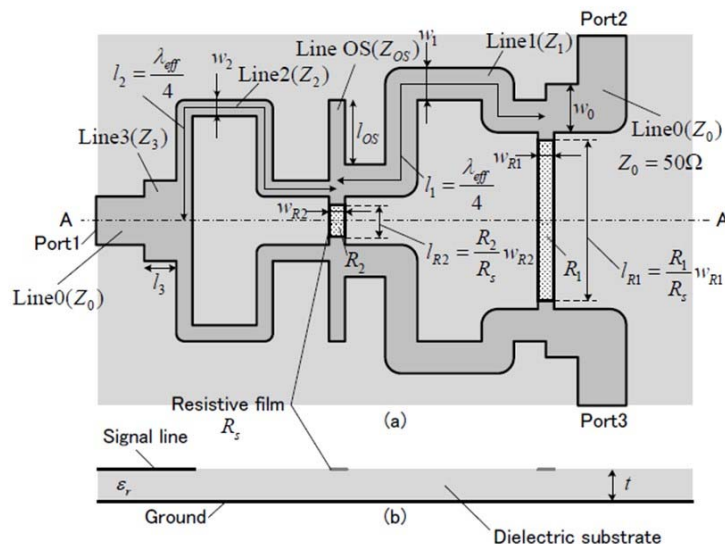


図 1.2.1.2.5 段間容量素子を設けた多段ウィルキンソン型電力分配器の構成例

1.2.1.3 ブランチライン型カプラ

4端子回路であり、端子間を1/4波長線路で接続した回路である。この回路は平面回路で分配比1:1などの密結合を得ることができるため、増幅器の合成分配回路[1.4]などに広く用いられている。分配端子間の位相差は90度である。図1.2.1.3.1の基本構成における分配比C[dB]と各線路特性インピーダンス関係は式(1.3)となる。

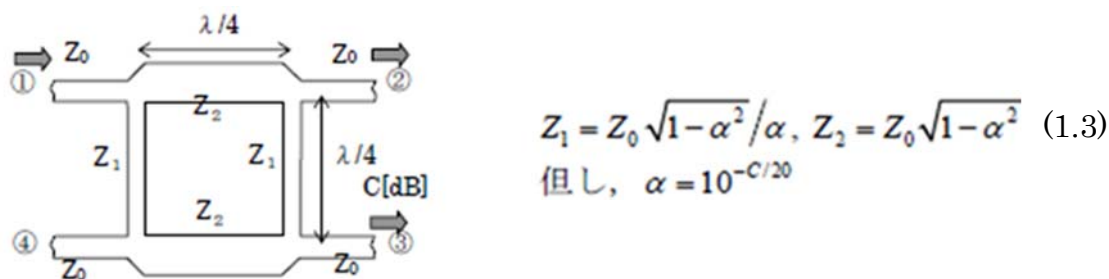


図 1.2.1.3.1 ブランチライン型カプラの基本構成例

動作帯域は10%程度と狭帯域なため、図1.2.1.3.2に示すように、多段化して広帯域化する場合も多いが[1.16]、大型化する課題がある。

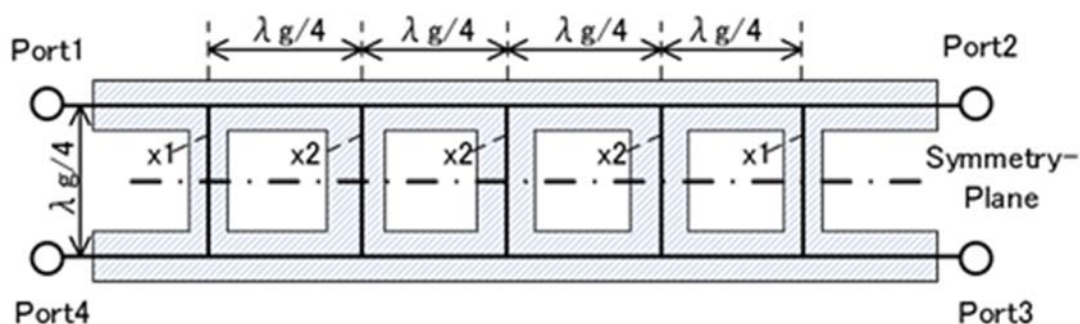


図 1.2.1.3.2 多段ブランチライン型カプラの構成例

例えば、衛星搭載アンテナの給電回路へは低損失性が要求されるため導波管を適用する機会が多く、図1.2.1.3.3に示すように導波管多段ブランチライン

型カプラはマルチビーム形成回路(BFN: Beam Forming Network)[1.6]においてよく用いられる[1.17][1.18]。図 1.2.1.3.3 に示す BFN は 100 個程度の多段ブランチライン型カプラで構成されている(当該図は導波管の中空部輪郭のみ示す)。しかし当該製造手法は図 1.2.1.3.4 に示すようにカプラを半割(E面分割)して、機械切削加工された金属ブロックを重ねてねじ固定する構成であり、ねじ代分大型化する、また工程が多く高コスト化するなどの課題がある。そこで当該導波管多段ブランチライン型カプラを 3D プリンタを用いて一括製造するのに適した構造を提案し、軽量化・低コスト化を実現したので詳細を 6 章に記載する。

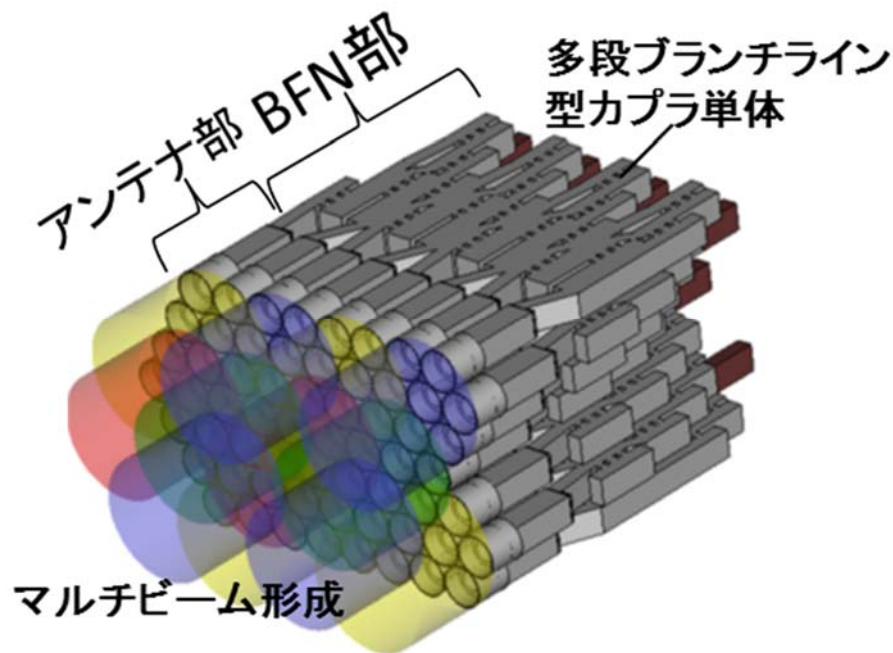


図 1.2.1.3.3 導波管多段ブランチライン型カプラ 100 個規模 BFN とアンテナ部の構成例

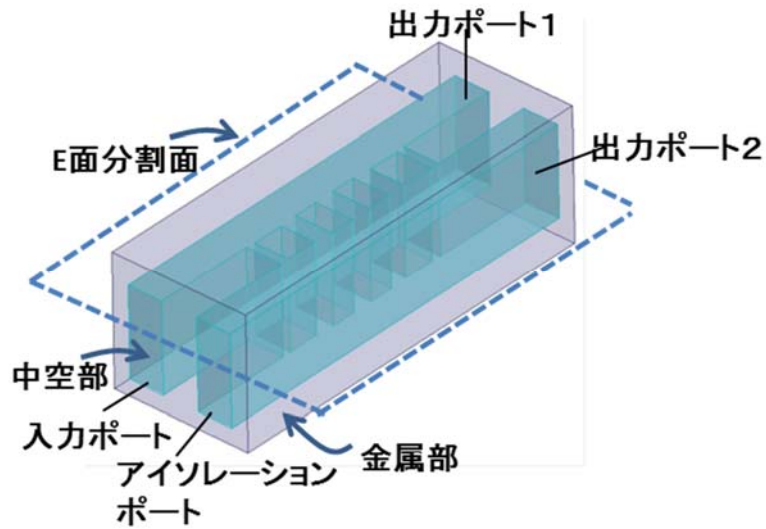


図 1.2.1.3.4 導波管多段ブランチラインカップラの斜視透視図

また他方で、広帯域化のため図 1.2.1.3.5 に示すようにブランチライン型カップラの外部に整合回路を付加する方法も提案されている[1.19][1.20]。

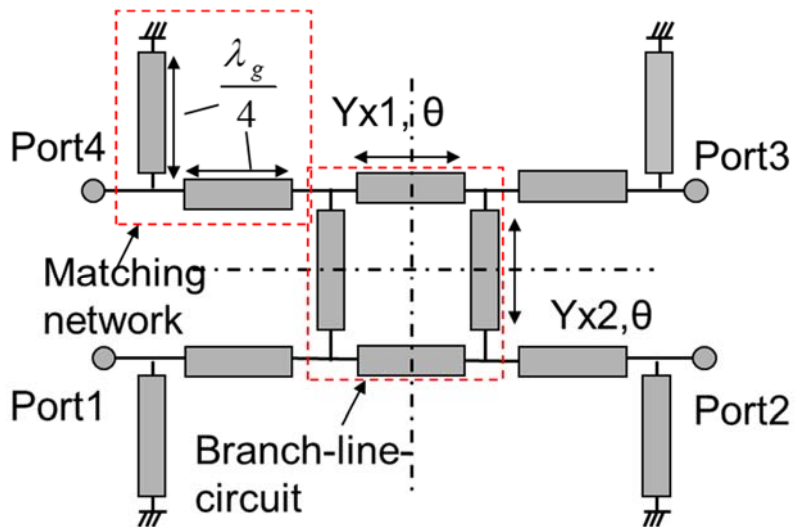


図 1.2.1.3.5 整合回路を装荷したブランチライン型カップラの構成例

以下に本手法の詳細を示す。本手法は図 1.2.1.3.6 に示すような二重鏡像対称性を有する 4 ポート回路を完全整合する問題に帰着し、その整合問題は原型回路(図 1.2.1.3.5 のブランチライン回路)の固有サセプタンスから決まる等価アドミタンスを持つ 1 ポート回路の整合問題として扱え、整合時の電力分配

比も原型回路から決まる固有の値（固有電力分配比）となる。図 1.2.1.3.6 のポート#1 と#2 がアイソレートする場合、等価アドミタンス $Y_{eq} = G_e + jY_e$ と固有電力分配比 $R = |S_{31} / S_{41}|^2$ は次式で与えられる。

$$G_e^2 = -\frac{(y_1 - y_3)(y_1 - y_4)(y_2 - y_3)(y_2 - y_4)}{(y_1 + y_2 - y_3 - y_4)^2} \quad (1.4)$$

$$Y_e = (y_1 y_2 - y_3 y_4) / (y_1 + y_2 - y_3 - y_4) \quad (1.5)$$

$$R = -(y_1 - y_4)(y_2 - y_3) / (y_1 - y_3)(y_2 - y_4) \quad (1.6)$$

ここで、 y_1 は対称面 AA' 開放 BB' 開放、 y_2 は対称面 AA' 短絡 BB' 開放、 y_3 は対称面 AA' 開放 BB' 短絡、 y_4 は対称面 AA' 短絡 BB' 短絡となる固有励振時のサセプタンスを示す。式(1.4)~(1.6)より、図 1.2.1.3.6 の回路は Y_{eq} に対する整合回路(MN)を各ポートに接続すれば整合が成立し、電力分配比 R の方向性結合器となる[1.20][1.21]。

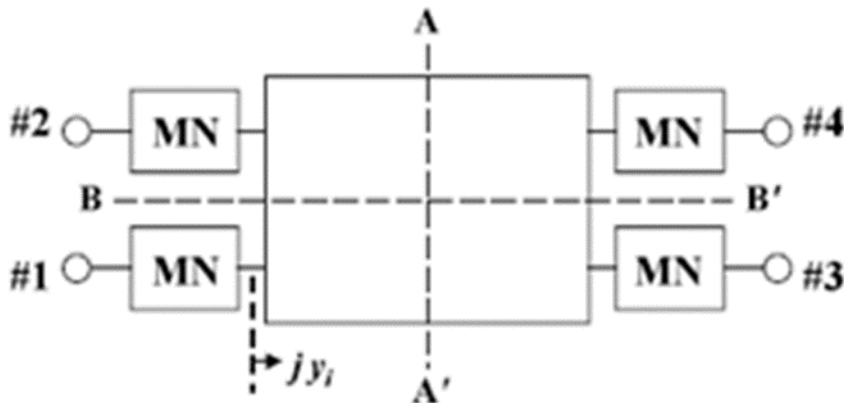


図 1.2.1.3.6 整合回路を装荷した 2 重鏡像対称性 4 開口回路

次に、上記等価アドミタンスを適用してブランチラインカップラを広帯域化する手法を示す。図 1.2.1.3.7 に 1/4 波長変成器と 1/4 波長短絡スタブを用いて

整合したブランチラインカップラの回路構成を示す。回路の対称性より端子 1 を含む 1/4 回路のみを示す。図 1.2.1.3.7 中で、 Y_1 、 Y_2 はブランチライン形回路を構成する 1/4 波長線路のそれぞれの規格化アドミタンスを示し、 Y_t は 1/4 波長変成器の規格化アドミタンスを、 Y_s は 1/4 波長短絡スタブの規格化アドミタンスを示す。また θ は各線路の電気長を示す。1/4 波長線路のみで構成されるブランチライン形回路の等価アドミタンス Y_{eq} は等分配条件 ($Y_1=\sqrt{2}Y_2$) をもちいて、式 (1.7) で与えられる。

$$Y_{eq} = \frac{Y_2}{|\sin \theta|} - j(1 + \sqrt{2})Y_2 \cot \theta \quad (1.7)$$

次に、1/4 波長変成器を介してブランチライン形回路をみた入力アドミタンス Y_{eq}' は、式 (1.8) となる。

$$Y_{eq}' = \frac{Y_t}{(R'x + 1)^2 + (x / \cos \theta)^2} * [x / (|\sin \theta| \cos^2 \theta) + j\{(R'x + 1) * (\tan \theta - R'x \cot \theta) - x^2 / (|\sin \theta| \cos^2 \theta)\}] \quad (1.8)$$

ここで、 $R'=\sqrt{2}+1$ 、 $x = Y_2/Y_t$ である。

1/4 波長線路は 2 周波数 f_+ と f_- の平均周波数 $f_0 = (f_+ + f_-) / 2$ で 1/4 波長 (f_0 で $\theta=90^\circ$ 、 f_0 は動作中心周波数) に設定すると、式 (1.8) は f_{\pm} において互いに複素共役となる。したがって、 f_{\pm} において $Y_{eq}'=1$ となるように x と Y_t を決定すれば、 f_{\pm} の 2 周波数で整合が成立する。

次に、1/4 波長変成器と 1/4 波長短絡スタブを用いた整合手法について示す。上記と同様に、各線路部は f_0 で 1/4 波長に設定する。この場合、上記と比べて設計の自由度が一つ増えるので、まず x を適当な値に選ぶ。次に、式

(1.8) から f_{\pm} の 2 周波数で Y'_{eq} の実部 G' が 1 になるように Y_t の値を決定する。これらの値から求まる Y'_{eq} の虚部を相殺する (0 にする) ように $1/4$ 波長短絡スタブの規格化アドミタンス Y_s を求めれば、 f_{\pm} の 2 周波数で整合が成立する。動作中心周波数での整合を若干犠牲にして整合周波数 f_{\pm} を適当に設定すれば、広帯域整合が実現する。

ここで、動作中心周波数 f_0 での反射損を 20dB 程度にするために、 $f_+ = 1.1 f_0$ 、 $f_- = 0.9 f_0$ として設計を行えば、各線路の端子のアドミタンスで規格化した、規格化アドミタンスは以下の値となる。

$$Y_1 = 1.80, Y_2 = Y_t = 1.27, Y_s = 2.10$$

この場合、図 1.2.1.3.8 に示すように比帯域 28% (8.6~11.4GHz) の広帯域にわたって等分配の特性が得られる。(計算は Ansoft Designer を用いた) (f_0 は 10GHz とし、端子のアドミタンス値は 0.02 とした。)

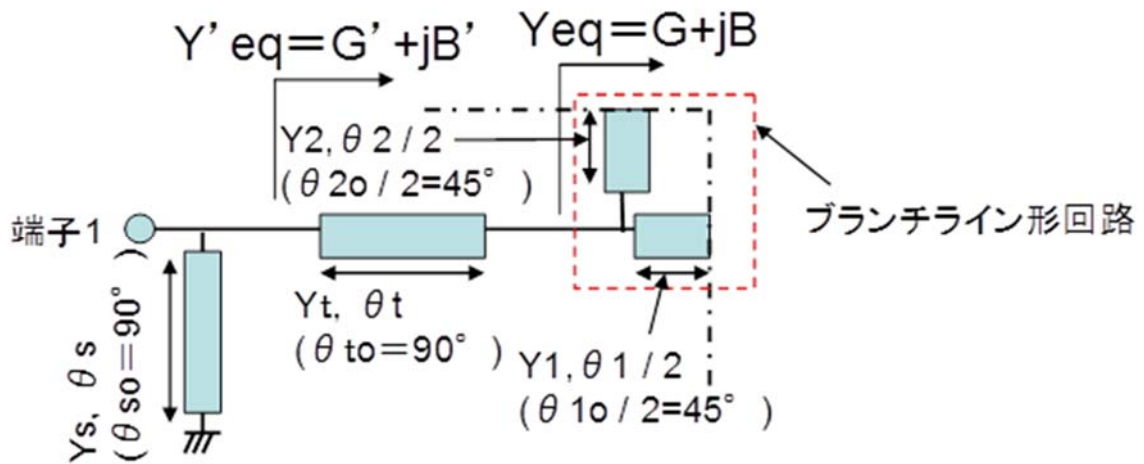


図 1.2.1.3.7 $1/4$ 波長変成器と $1/4$ 波長短絡スタブを用いて整合したブランチライン形ハイブリッドの回路構成

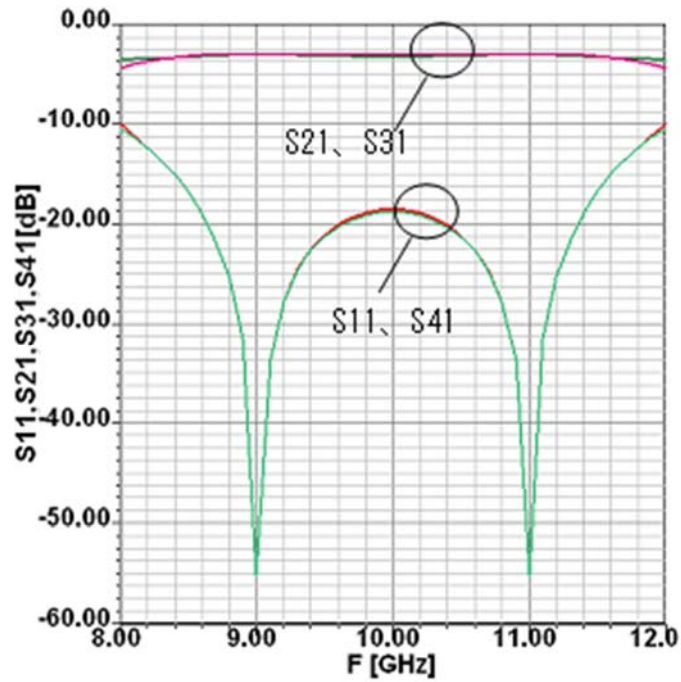
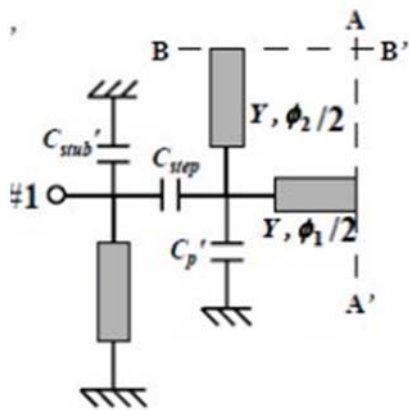
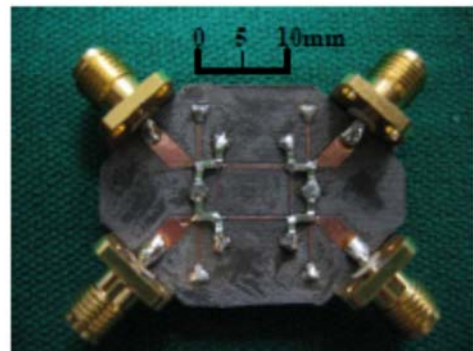


図 1.2.1.3.8 図 1.2.1.3.5 の分配振幅特性および反射-アイソレーション特性

しかし図 1.2.1.3.6 に示す当該構成は大型化するため、図 1.2.1.3.9 に示すように、小型化のため整合回路の半集中定数回路化が提案されている[1.22]。



(a)1/4 等価回路



(b)試作品の写真

図 1.2.1.3.9 半集中定数回路を装荷したブランチライン型カップラの構成例

本手法によれば小型で広帯域な特性が得られるが、集中定数回路に寄生リアクタンスが発生することにより高い周波数帯域においては特性が劣化する問題がある。そこで集中定数回路を用いることなく小型で広帯域なブランチライン型カップラを提案したので、詳細を4章に記載する。

1.2.1.4 結合線路型カップラ

2つの線路を近接させて結合させることで、信号を分配する回路であり、方向性カップラと呼ばれる場合も多い。帯域は20%程度とブランチライン型カップラに比べて比較的広帯域である。また、多段化することで更なる広帯域化が可能である。しかし、2つの線路をエッジ結合させて密結合を得るのは困難であり、分配比1:1は基本的には実現できないことから、分配比の差を大きくする必要のある用途に適している。例えば図1.2.1.4.1に示すように通信装置の検波器などに用いられる。この場合、結合度は10dB程度と疎結合な場合が多い。

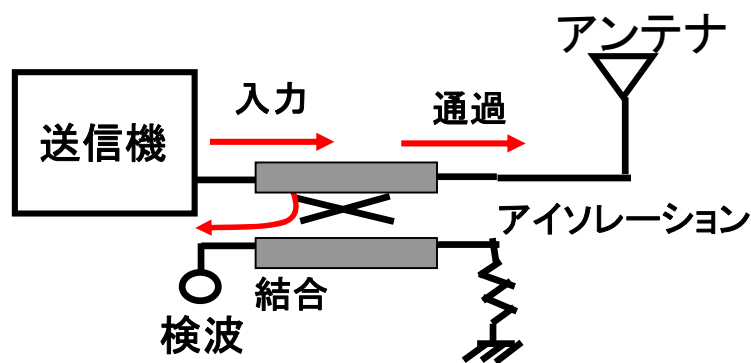


図 1.2.1.4.1 結合線路型カップラの用途例

図1.2.1.4.2に基本構成を示す。図中の結合度 $C[\text{dB}]$ と各線路偶, 奇インピーダンス関係は式(1.9)となる。式(1.9)中で、 Z_e, Z_o は2本の信号線路を同位相で励振した場合の偶モードインピーダンスと、逆位相で励振した場合の奇モードインピーダンスである。

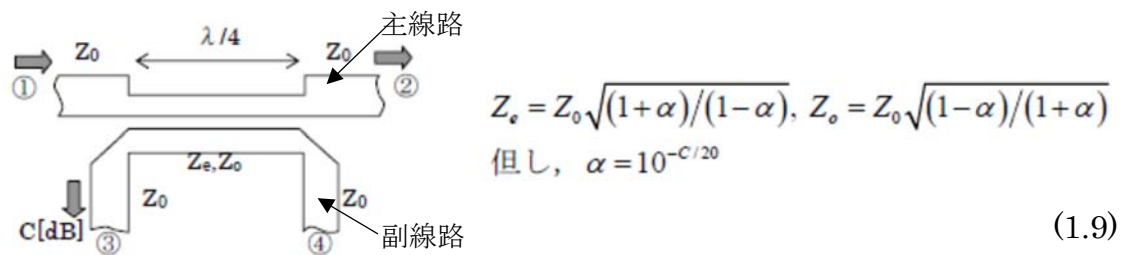


図 1.2.1.4.2 結合線路型カップラの基本構成例

図 1.2.1.4.2 に示す結合線路型カップラの電磁界における動作原理を以下に示す。主線路に副線路を近接させると、電界が副線路に集中するため、電界結合により電界 E に比例した変位電流 $j \omega KE$ (K は比例定数) が副線路に流れて、端子 3 および 4 に等しく分かれていく。また、副線路の断面(断面積 A)中を主線路が形成する磁界 H が通過するため、磁束による起電力により電流が端子 3 および 4 に逆位相で流れる。そこで、 K および A を調整すれば端子 4 には電波が発生せず端子 3 に電界結合による変位電流と磁束による起電力による電流が合わさって出力されて方向性結合器として機能する動作原理である。

また、結合度の異なる 1/4 波長結合線路多段に接続して広帯域化する構成が知られており、中央部の 1/4 波長結合線路が最も密結合で両端に向かうにしたがって疎結合になる対称形[1.23]と、端部から他方の端部に向かって各段の結合度が密結合から疎結合に変化する非対称形[1.24]が提案されている。図 1.2.1.4.3 に対称形の多段結合線路型方向性カップラの構成例を、図 1.2.1.4.4 に非対称形の多段結合線路型方向性カップラの構成例を示す。代表的な結合度の多段方向性カップラについては、各段の 1/4 波長結合線路の結合度が示されている[1.23] [1.24]。対称形多段結合線路型カップラの開発例は 4 章に、非対称形結合線路型カップラの開発例は 3 章に詳細を記載する。

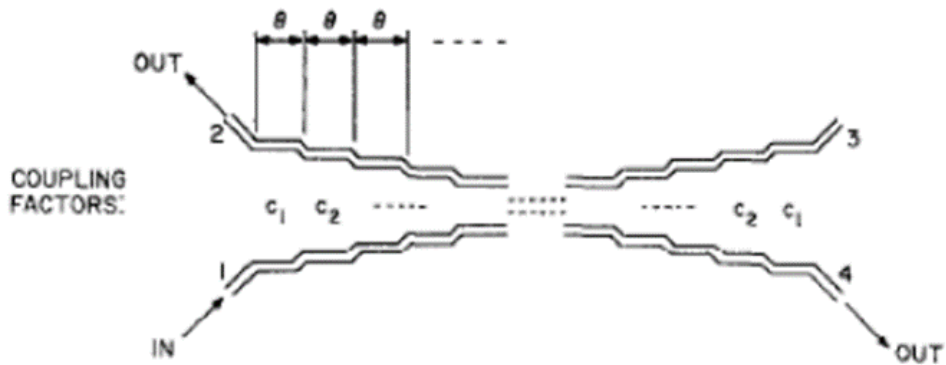


図 1.2.1.4.3 対称多段結合線路形方向性カプラの基本構成例

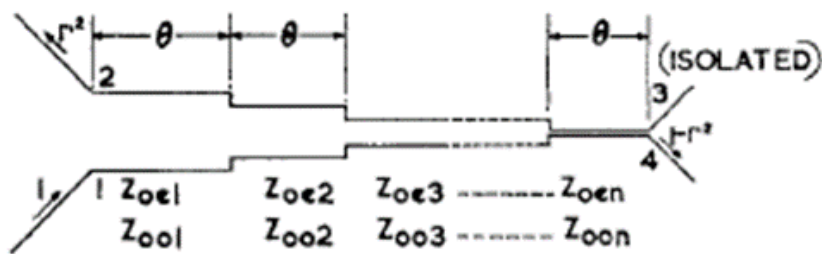


図 1.2.1.4.4 非対称多段結合線路形方向性カプラの基本構成例

2つの線路を近接させる当該結合には、一方の線路に入力された信号が、他方の線路へ入力と逆方向に結合するバックワード結合と、入力された方向と同じ方向に結合するフォワード結合とがある。バックワード結合は結合線路の偶モードインピーダンスと奇モードインピーダンスの差によって結合量が決まり、フォワード結合は結合線路の偶モード位相速度と奇モード位相速度の差によって結合量が決まる。方向性カプラとよばれるのは、主にバックワード結合するカプラであり、結合線路の長さが $1/4$ 波長の奇数倍の時に最大の結合量が得られる。ストリップ線路などの均質媒質中の伝送線路で構成された結合線路は、結合線路の幅や間隔が変わるなどの不連続部がない限り、偶モードと奇モードの位相速度が等しくフォワード結合が生じないため、方向性に優れた方向性カプラが得られる[1.25]。

また2本の伝送線路を近接して結合させる方法として、同一平面上にストリップ導体を配置するエッジ結合型と、上下にストリップ導体を配置するブロードサイド結合形がある。エッジ結合型は単層で構成しやすいメリットがあるが、結合度は10dB程度までと密結合なカプラを得るのが困難という課題がある。そこで図1.2.1.4.5に示すように、2組の結合線路型カプラをタンデムに接続することで、一つのカプラの結合度が疎結合でも全体として密結合となる構成が知られている [1.26]。例えば図中のCoupler1とCoupler2の結合度がそれぞれC1、C2=8.3dBである場合、全体の結合度C'は

$C' = C_2\sqrt{1 - C_1^2} + C_1\sqrt{1 - C_2^2}$ と計算され、3dBが得られる。ブロードサイド結合型結合線路を用いたタンデム接続カプラに関して、小型かつ低損失な構造を提案したので詳細を2章に記載する。

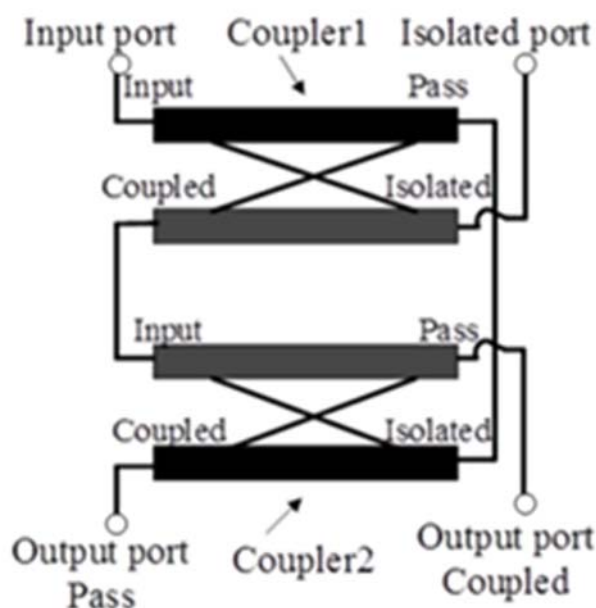


図 1.2.1.4.5 タンデム形カプラの基本構成例

さらに図 1.2.1.4.6 に示すインタ - デジタル形のランゲカプラ [1.27] が提案されている。楕形のストリップ導体を組み合わせることにより結合度 3dB を

実現できるが、微細な導体パターンが必要であること、エアブリッジなどの空中配線構造が必要であるなど、製造が困難な課題がある。

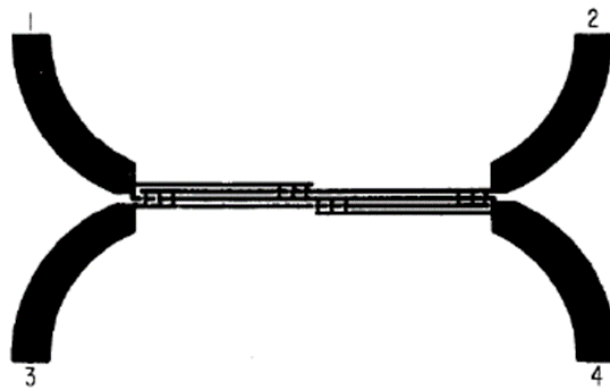
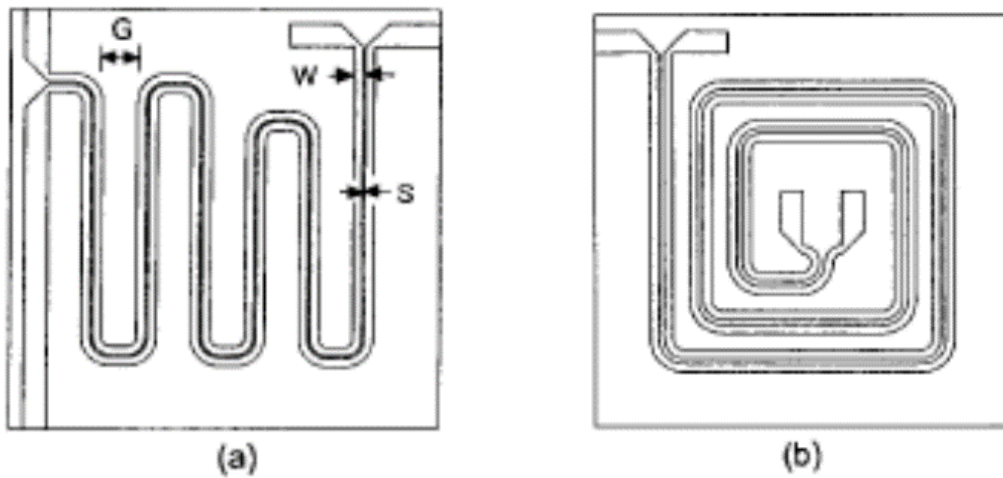


図 1.2.1.4.6 ランゲカップラの基本構成例

エッジ結合型の密結合化手法は他にも様々な構成が考えられている。例えば結合線路上下に浮遊導体を装荷したり[1.28][1.29]、図 1.2.1.4.7 に示すようにマイクロ波集積回路(MMIC)向けには高誘電率基板を適用して結合線路の幅と間隔を微細化することで結合度 3dB 以上に密結合化しかつ小型化可能な構成[1.30][1.31]や、結合線路の上に集中定数素子を装荷する構成[1.32]が考案されている。しかし、アルミナ基板などの単層基板に形成するマイクロストリップ線路で構成する結合線路の場合は、浮遊導体や集中定数素子を装荷すると、追加の部品や工数が必要となり高コスト化し、またサイズも大きくなる課題がある。そこで単層基板の場合に部品を装荷することなく密結合化を図る構成を提案したので 3 章に示す。多層基板に形成するストリップ線路で構成する結合線路の場合には浮遊導体は既存の基板に装荷しやすいが、浮

遊導体装荷部などの不連続部で生じる偶・奇モード位相差によるアイソレーション劣化などの課題がある。そこで当該不連続部で発生した偶・奇モード位相差を補償するために多段カップラの最疎結合段の結合線路間にグラウンドビアを装荷する構造を提案し、高密結合化 - 高アイソレーション化を実現したので詳細を4章に記載する。



Parameters	Meander Type	Spiral Type
W (μm)	30	30
S (μm)	10	20
G (μm)	120	60
Line length (mm)	6.5	7.5
Substrate thickness (μm)	300	300

図 1.2.1.4.7 メアンダライン(a)およびスパイラルカップラ(b)の構成例とサイズ

一方ブロードサイド結合形結合線路を用いた方向性カップラは、密結合が得られやすいが、ストリップ導体の位置ばらつきによる結合度の変化が大きいという問題がある。そこでパターン精度や基板厚さのばらつきに対して特性が劣化しにくい様々なカップラ構成が提案されている[1.33][1.34]。

マイクロストリップ線路などの不均質媒質中に形成される結合線路型カプ

ラは、偶・奇モードにおける位相速度が異なりアイソレーションが劣化する問題がある[1.25]。図 1.2.1.4.8 にマイクロストリップ線路を用いた結合線路における線路断面内の偶・奇モード電界分布を示す。偶モードの場合には、2本の線路が等振幅かつ同相で励振される線路間に磁気壁が成り立つため、電界は主にストリップ導体と地導体間の誘電体基板内に分布している。一方、奇モード励振の場合には、2本の線路が等振幅かつ逆相で励振され線路間に電気壁が成り立つため、電界は主に2本のストリップ導体間に誘電体基板内と基板上部の空気層にまたがって分布している。したがって、奇モードに比べて偶モードの方が基板の誘電率による波長短縮の効果が大きく、すなわち奇モードの位相速度 v_o よりも偶モードの位相速度 v_e の方が小さいということが分かる。ここで、偶・奇モードにおける特性インピーダンス Z_e, Z_o および位相速度 v_e, v_o は、偶・奇モードにおける線路の単位長あたりの直列インダクタンス L_e, L_o と並列容量 C_e, C_o を用いて、次式のように表される。

$$Z_{e,o} = \sqrt{\frac{L_{e,o}}{C_{e,o}}} \quad , \quad v_{e,o} = \frac{1}{\sqrt{L_{e,o}C_{e,o}}}$$

よって、マイクロストリップ結合線路において偶・奇モードの位相速度の差を縮めるためには、偶モードの直列インダクタンス L_e および並列容量 C_e が小さくなる、もしくは奇モードの直列インダクタンス L_o および並列容量 C_o が大きくなるような構成とすればよい。

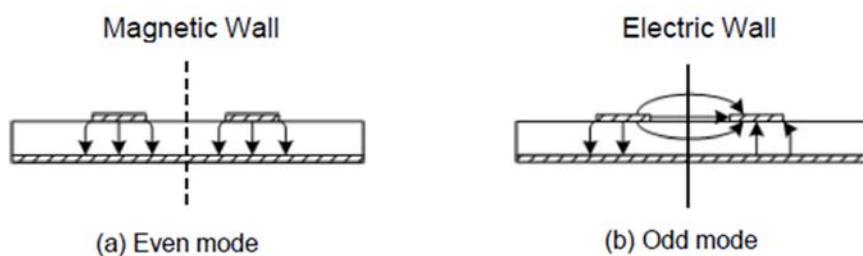


図 1.2.1.4.8 マイクロストリップ結合線路の断面内の電界分布

上記の考え方で、当該カップラにおいて偶・奇モードの位相速度を揃えてアイソレーションを改善する手法が種々報告されている。例えば、図 1.2.1.4.9 に示すように波状結合線路により奇モード位相速度を遅める構成[1.35]や、図 1.2.1.4.10 に示すように結合線路間に位相補償容量を装荷[1.36][1.37]する構成、さらに図 1.2.1.4.11 に示すように結合線路部に導体パターン切欠きと浮遊導体を設ける構成[1.38]がある。図 1.2.1.4.11 に示す結合線路部に導体パターン切欠きと浮遊導体を設ける構成は、奇モード位相進みを補償するための切欠きにより疎結合化する結合度を浮遊導体による並列容量付加で強めることができ、アイソレーションと結合度双方の補償が可能である。当該開発例を 3 章に示す。また均質媒質中に形成されるカップラ(例えばストリップ線路)であっても、不連続が生じると偶・奇モード位相速度差が発生しアイソレーション劣化につながる。4 章では当該ストリップ線路で構成されたカップラにおいて位相速度差を補償する構造を提案したので詳細を記載する。

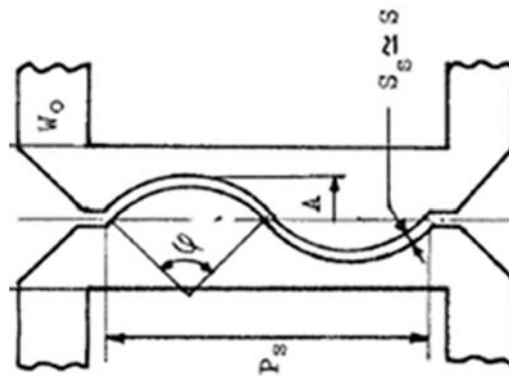


図 1.2.1.4.9 波状結合線路により構成されたカップラ

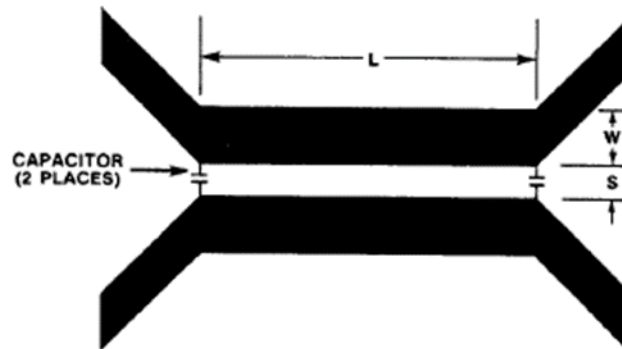


図 1.2.1.4.10 結合線路間に位相補償容量を装荷されたカプラ

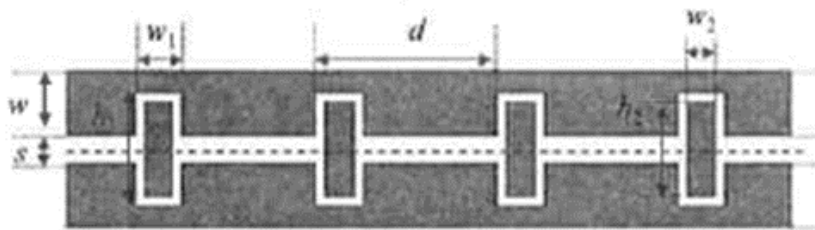
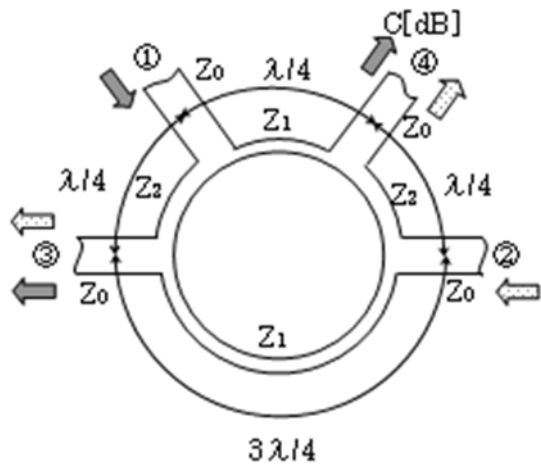


図 1.2.1.4.11 結合線路部に導体パターン切欠きと浮遊導体を設けたカプラ

1.2.1.5 ラットレース型カプラ

図 1.2.1.5.1 にラットレース型カプラの基本構成例を示す[1.2]。1 周が $3/2$ 波長のリング状回路に 4 つの入出力端子を設けた構造ある。リング部の伝送線路の特性インピーダンスにより結合度が決定される。端子①から信号を入力した場合は、端子③、④に同相分配、端子②へ入力した場合は逆相分配となり、結合度を 3dB にすれば 180° ハイブリッドとして機能する。端子①入力時の結合度 $C[\text{dB}]$ と各部の特性インピーダンスの関係は式(1.10)で与えられる。



$$Z_1 = Z_0/\alpha, Z_2 = Z_0/\sqrt{1-\alpha^2}$$

但し, $\alpha = 10^{-C/20}$

(1.10)

図 1.2.1.5.1 ラットレース型カプラの基本構成例

ラットレース型カプラは、ブランチライン型カプラと同様に平面回路で密結合を得られ、さらに分配位相差が 180° であるので逆相の電力分配合成回路に広く適用されている。しかし $3/4$ 波長線路を用いるため、回路が大型化する問題がある。またブランチライン型カプラと同様の狭帯域である。そこで小型化広帯域化のため、図 1.2.1.5.2 に示すように、 $3/4$ 波長線路部を等価な $1/4$ 波長結合線路に置き換えた構成が報告されている [1.30]。 $1/4$ 波長結合線路の偶・奇インピーダンスを式(1.11)に示すように選択すれば所望のインピーダンス Z_{01} が得られる。本構成によれば、比帯域約 40% に広帯域化可能である。

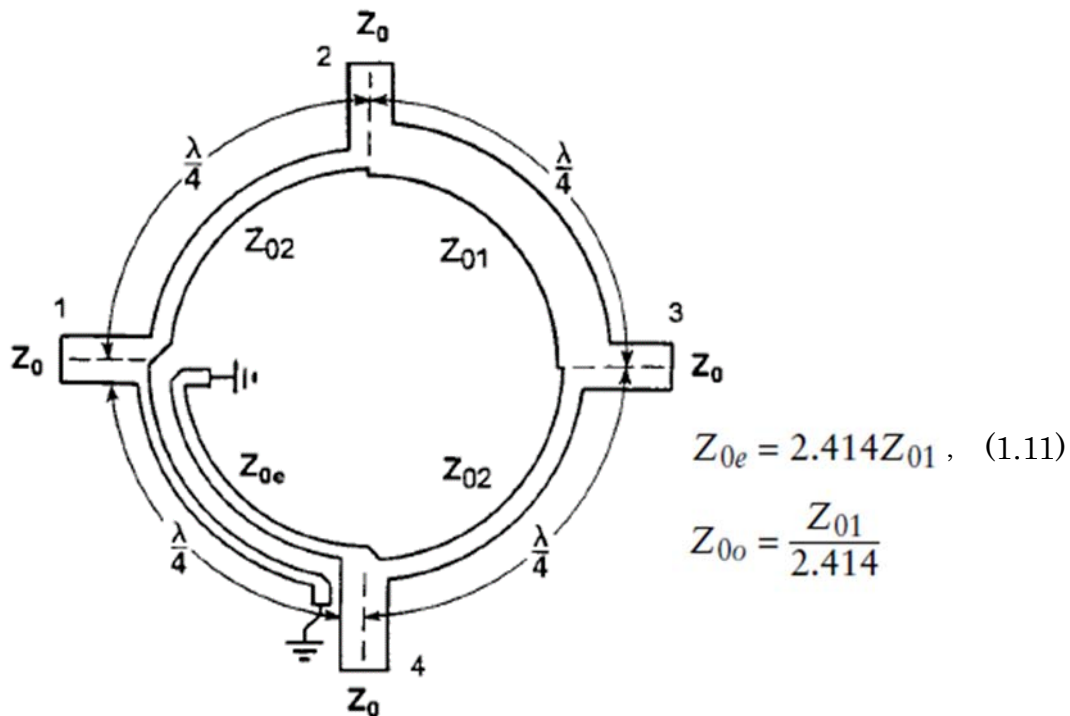


図 1.2.1.5.2 3/4 波長線路部を等価な 1/4 波長結合線路に置き換えた構成

その他にも様々な構造が提案されており、例えば小型化する構造として、線路を折り曲げる構造[1.39]などが開発されている。また広帯域化する構成としては、リング部分のインピーダンスを 1/4 波長毎に変化させる構成[1.40]や 3/4 波長線路の 1/2 波長部分を 180° 位相反転器に置き換える構成[1.41]などが開発されている。

1.2.2 給電回路構成および励振方法

図 1.2.2.1 にすべてのアンテナ素子を並列に接続して構成する給電回路例を示す。この図は、8×8 に 2 次元配置した平面形アレーアンテナの各放射素子を、同相同振幅で励振するために、T 分岐を用いてトーナメント形に給電回路を構成した例である。トーナメント形の回路構成においては、入力端子から各放射素子への伝送線路長を同じにできるため、広帯域にわたって平坦な励振振幅位相の周波数特性を実現することができる。特に、 2^N の数の放射素

子へ等位相,等振幅で給電する場合は,すべての電力分配器を 1:1 の分配比で構成され,回路が対称形の構成となるため,良好な特性が得られる[1.2]。

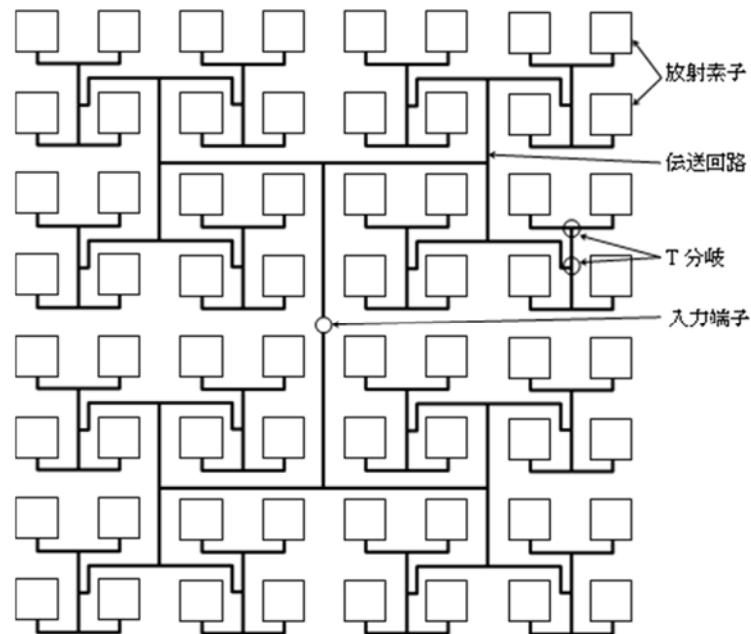
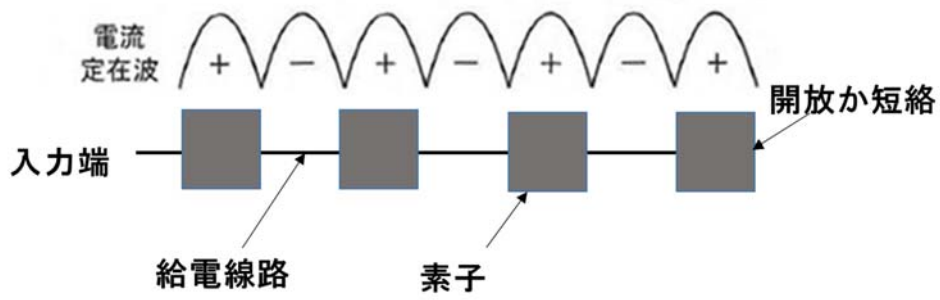
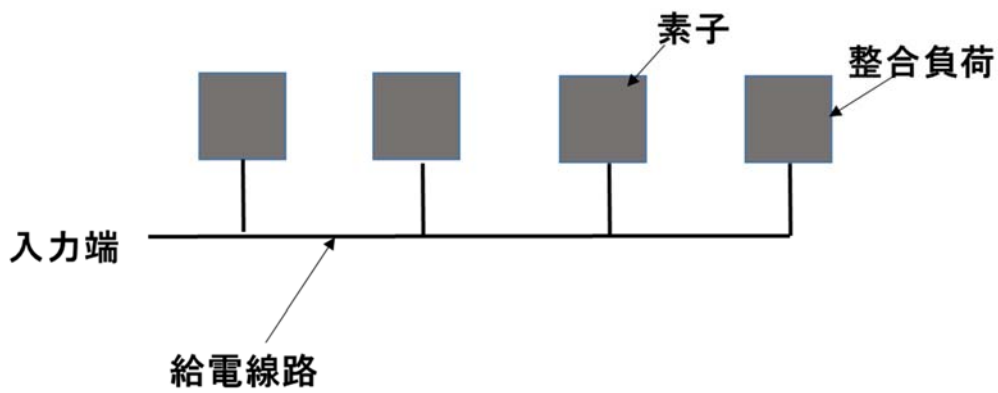


図 1.2.2.1 並列給電回路の構成例

図 1.2.2.2 に直列給電回路の構成例を示す。直列給電回路の励振方法は、定在波励振(a)と進行波励振(b)とに分類される。定在波励振は給電線路の一端を給電点とし、反対端を終端とする。そのため、給電線路上には定在波が形成され、この定在波によって素子アンテナを励振する。一方で進行波励振動は、給電線路上に 2 分岐回路が複数従属された構成であり、素子アンテナの励振振幅は 2 分岐回路の電力分配比で決定される[1.39]。直列給電回路は、入力端子から各放射素子までの給電線路の平均長がトーナメント形給電回路の場合より短くなり、給電回路の低損失化が図れる。しかし、入力端子から各放射素子までの伝送線路の長さに差あるため、各素子への励振位相が所定の値になるのは設計の中心周波数のみであり、周波数により励振位相が変化してビーム方向が変わるため、広帯域なアンテナには向かない。



(a) 直列給電回路の定在波励振例



(b) 直列給電回路の進行波励振例

図 1.2.2.2 直列給電回路の構成例

表 1.2 に上記の各特徴を纏め、7 章に導波管直列給電定在波励振給電回路の開発例を記載する。

表 1.2 給電回路構成および励振方法の特徴

給電回路構成	長所	短所
並列給電	広帯域・設計が容易	損失大
直列給電	低損失	狭帯域・設計が複雑
直列給電 励振方法	長所	短所
定在波励振	設計が容易	素子数が多いほど狭帯域・損失大
進行波励振	比較的広帯域・低損失	設計が複雑・設計周波数から離れると主ビーム方向が変化

1.2.3 異種線路変換器

増幅器やアンテナ素子の出力端子は同軸コネクタやマイクロストリップ線路となっていることが多いが、給電回路は例えば導波管等の線路により構成されることもある。また、給電回路内でも、スペースや損失の関係で伝送線路を変換する必要があることも多い。よって、異種線路間を接続する変換器が必要となる。図 1.2.3.1 に主な異種線路変換器を示す。同軸マイクロストリップ線路変換器のように、2 導体からなる線路同士の変換器は広帯域な特性となることが多いが、波長に対して変換部が大きくなると、寄生リアクタンスの影響により広帯域な特性を得ることが難しくなる。そこで図 1.2.3.2 に示すように多層基板に階段状にグラウンドを設けることで、同軸コネクタピンの寄生インダクタンスを低減させる構造などがある[1.43]。また信号導体同士をはんだ等により接続する場合、温度変動により線路を構成する金属筐体や誘電体基板が伸縮し、変換部にストレスがかかることから、はんだにクラックが生じる場合がある。このような場合は、接続部に金リボンを用いるなど、金属筐体等の伸縮の影響を吸収する機構が

必要となる。また導波管同軸線路変換は図 1.2.3.3 に示す同軸線路の中心導体を導波管広壁面から挿入し、同軸の先端は開放(電圧最大)とする電界結合型(a)と同軸線路の中心導体を導波管狭壁面から挿入し、同軸の先端は広壁面に短絡(電流最大)とする磁界結合型(b)がある。広壁面挿入型は、例えば同軸の先にアンテナ素子が接続される場合、素子間隔を広壁面幅以下に狭めることが困難でアンテナの占有面積が大きくなる問題がある。また狭壁面挿入型は、先端短絡の必要があるため工程が煩雑になり高コスト化するなどの問題がある。そこで狭壁面挿入型においては容易に先端短絡を実現する構造を提案し、広壁面挿入型においては占有面積の小型化を実現する構造を提案したので 7 章に記載する。

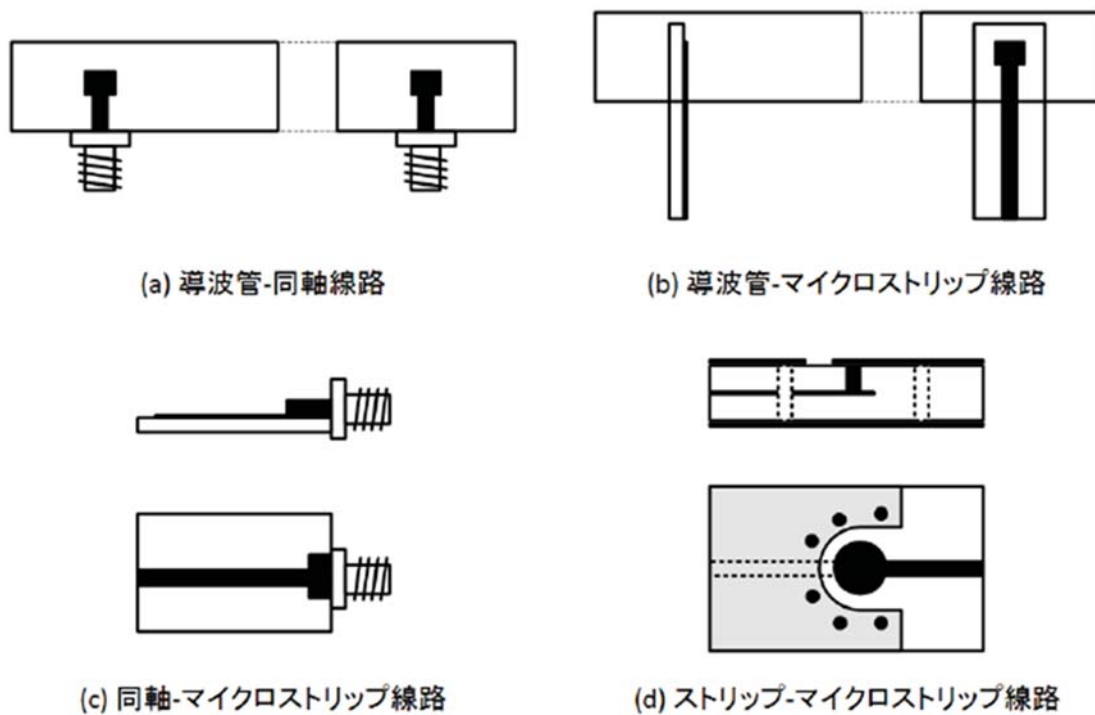


図 1.2.3.1 主な異種線路変換器

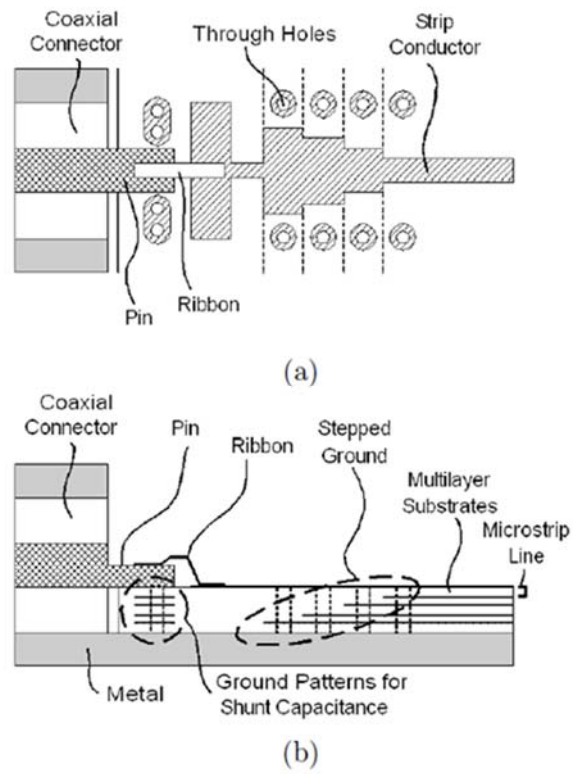


図 1.2.3.2 階段状グラウンドを有する同軸/マイクロストリップ線路変換部の構造(a)平面図(b)断面図

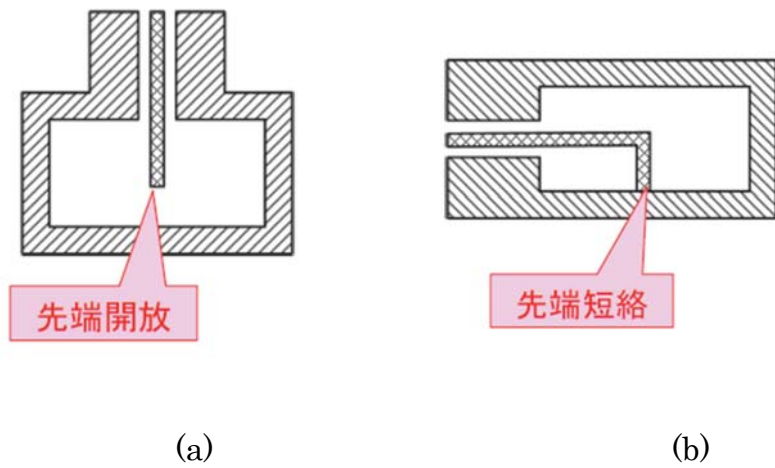


図 1.2.3.3 同軸導波管変換器(a)広壁面挿入型(b)狭壁面挿入型

1.3 本研究の概要

本研究では、アレーアンテナ給電回路の高性能化(低損失化・広帯域化)・小型化・低コスト化に関わる技術課題を解決し、通信システムなどの高機能化・通信容量向上などに貢献することを研究目的としている。図 1.3 に本論文の構成を示す。1 章は序論、2 章、3 章、4 章は結合線路型カップラを対象とした当該回路の「高性能化(低損失化)」に密接に関わる「密結合化技術」と「高アイソレーション化技術」、また「小型化技術」に関して、高耐電力性と低損失性を有する方形同軸線路、製造精度の高いアルミナ基板を適用したマイクロストリップ線路、多層樹脂基板を適用したストリップ線路に対して行った研究、5 章、6 章はブランチライン形カップラを対象とした「高性能化(広帯域化)技術」、「小型化技術」、「低コスト化技術」に関して、高密度実装でき小型化可能であるため需要の高い、多層 LTCC 基板を適用したストリップ線路、3D プリンタによる製造を考慮した導波管に対して行った研究、7 章は異種線路変換器を対象とした「小型化技術」、「低コスト化技術」「高性能化技術」に関して行った研究、8 章は結論である。

以下に各章の概要を記述する。

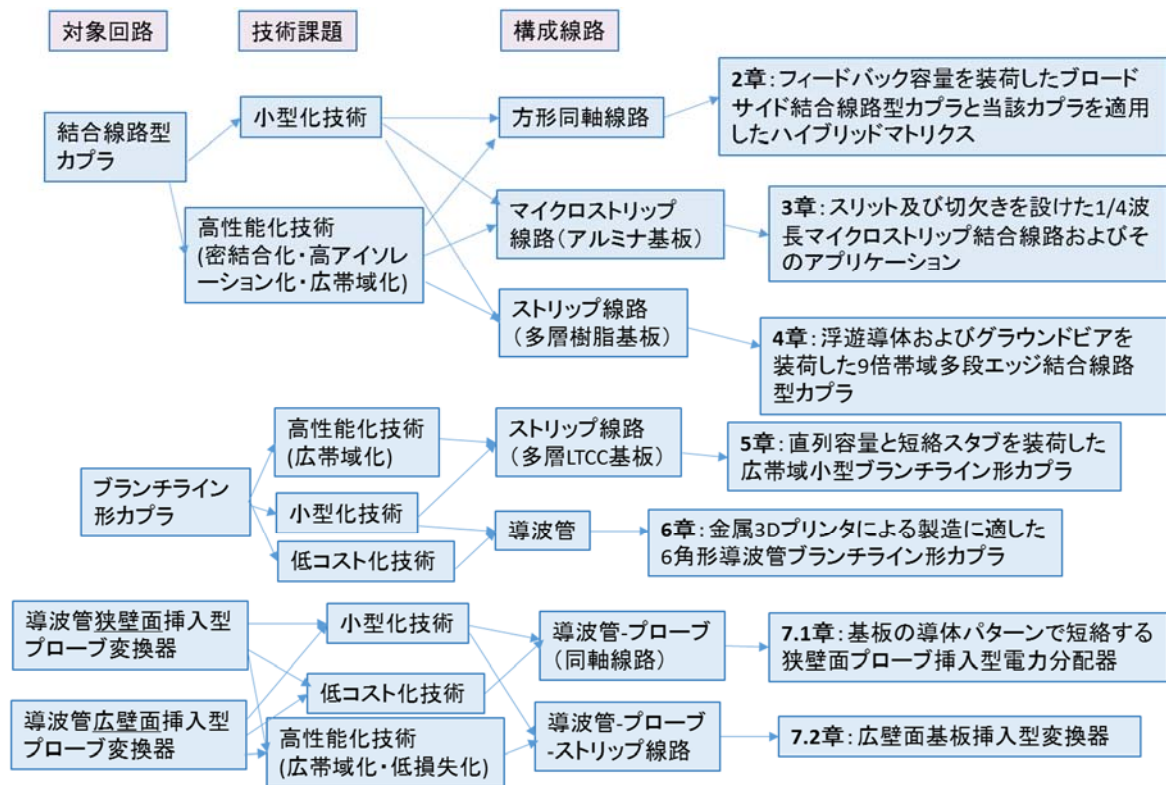


図 1.3 本論文の構成

2章では、ブロードサイド結合線路型カプラの密結合化技術を低損失・高耐電力の観点から衛星搭載アンテナ給電回路への適用要求が高い方形同軸線路を検討対象線路としてS帯において行う研究を示す。マルチビーム形成給電回路として適している小さなハイブリッドマトリクスの実現を目的とし、そのためにはブロードサイド結合線路型カプラで90°ハイブリッドを形成する必要がある。しかし衛星搭載アンテナ給電回路に特有の真空放電回避の観点で導出された結合線路間隔では、所望の結合度3dBが得られない。そのため密結合化と高アイソレーション化を同時に得る等価回路を提案し、さらにスタブを結合線路近辺に適切に装荷し立体構造を活用することで当該等価回路を実現しかつ小型化する構造を提案、所望の特性を得る内容である。さらに本カプラを適用したハイブリッドマトリクスを検討して当該構造の妥当性を検

証する。

3章では、エッジ結合線路型カプラの密結合化・高アイソレーション化技術を、多層形成不可であるが製造精度に優れるアルミナ基板を適用したマイクロストリップ線路を検討対象線路として X 帯において行う研究を示す。マイクロストリップ結合線路の高アイソレーション化のために結合線路内エッジにスロットを設けて偶・奇モードの位相速度を揃えているが、そのため疎結合化し所望の結合度が得られない。そこで 1/4 波長結合線路の線路間隔は一定に保ち、部分的に結合線路幅を狭くする構造を提案し、他部品を装荷することなく反射を劣化させることなく、密結合化し所望の結合度を得る内容である。

4章では、多段エッジ結合線路型カプラの高密結合化・高アイソレーション化技術を、高密度実装でき小型化可能であるため需要の高い多層樹脂基板を適用したストリップ線路を検討対象として L 帯から Ku 帯までの 9 倍帯域において行う研究を示す。樹脂基板に形成する導体パターン幅・間隔の製造限界により導出される結合度限界値が十分でないため、多段カプラの最密結合段の結合線路が形成される層の上下層に浮遊導体を設けて所望の結合度を得る構造を検討する。当該構造は、段間や浮遊導体装荷による不連続部により偶・奇モードの位相速度差が生じる。そこで多段カプラの最疎結合段の結合線路間にグラウンドビアを装荷する構造を提案し、密結合化と高アイソレーション化を行う内容である。

5章では、ブランチライン形カプラの小型化・広帯域化技術を、高密度実装でき小型化可能であるため需要の高い多層 LTCC 基板を適用したストリップ線路を検討対象として X 帯において行う研究を示す。広帯域化のため外部整合回路を装荷し、小型化のため当該整合回路の一部を集中定数化、その過程

で生じた製造困難な並列容量を近隣の線路と等価回路上で合成することで消去する手法を提案する内容である。

6章では、ブランチライン形カプラの小型化技術および低コスト化技術を、低損失な線路であるため汎用性の高い導波管を検討対象とし、Ka帯において、複雑な形状の一体形成や軽量化、製造期間の短縮、製造コストの削減が可能のため、近年回路への適用がすすめられている金属3Dプリンタを用いて行う内容を示す。金属3Dプリンタ技術のうち比較的高い製造精度であることから回路への適用が考えられるのは粉末床溶融結合法である。当該手法は、造形品の積層面に水平な面を形成するのが困難であるため、導波管断面形状に水平面のない六角形導波管を検討対象としてブランチライン形カプラに適用し、その特徴および設計手法について述べる。また当該六角形導波管ブランチライン形カプラを金属3Dプリンタと機械切削を用いて製造して比較検討を行う。

7章では、異種線路変換器の小型化・低コスト化・高性能化技術を、導波管-プローブ変換器を検討対象として導波管広壁面/狭壁面挿入型の双方に対して行う研究を示す。導波管狭壁面からプローブ挿入する変換器については、その先端を基板上の導体パターンで短絡する構造を提案し、当該変換器を適用して小型な8分配器をX帯において検討する内容である。導波管広壁面からプローブ挿入する導波管-プローブ-ストリップ線路変換器については、Ka帯において、導波管壁厚内に収めた基板内のストリップ線路部に広帯域化用の整合回路を、変換器の導波管バックショート長さ内に装荷することで、アンテナ薄型化に寄与する広帯域小型変換器を検討する内容である。

参考文献

- [1.1] 正源和義, 田中祥次, 中澤進, “21GHz 帯放送衛星搭載用アンテナの研究と今後の課題” 電子情報通信学会論文誌. B, vol.J94-B,no.9, pp.1014-1024, 2011 年
- [1.2] 大橋英征, アンテナ無線ハンドブック (オーム社) 4 編 2 章 3 節
- [1.3] 信学技報 IEICE Technical Report SAT2017.40 “Active Electronically Scanned Array Antenna for Aircraft at Ka.bands” Takuya OKURA Takashi TAKAHASHI Tomoshige KAN Hiroyuki TSUJI and Morio TOYOSHIMA
- [1.4] 飯田尚志 (編者), ウェーブサミット講座「衛星通信」, オーム社, 1997.
- [1.5] Kadowaki et al. Recent Trends of Satellite Communication Technologies Applied to New Frontiers IEICE Trans. B Vol. J97-B No. 11 pp.979-991 November 2014
- [1.6] 江上俊一郎、他“多端子電力合成形マルチビーム送信系”, 信学論(B), J69.B pp206.212,1986
- [1.7] 総務省、“電波政策 2020 懇親会報告書,” July 2016
- [1.8] R.E.Collin, Foundations for Microwave Engineering, second ed., McGraw.Hill, New York, 1992.
- [1.9] S.B.Cohn, “A class of broadBand three.port TEM.mode hybrids,” IEEE Trans.Microwave Theory Tech., vol. MTT.16,no.2, pp.110.116, Feb.1968.
- [1.10] P.C.Goodman, “A wideband stripline matched power divider,” IEEE MTT.S Int.Microwave Symp.Dig., pp.16.19, 1968
- [1.11] 大橋英征, 湯川秀憲, 宮崎守泰, “複数のストリップ状アイソレーション抵抗を用いたテーパ形広帯域電力分配器”, 信学技報, MW96.215,

Feb.1997.

- [1.12] Y.Tahara,H.Oh.hashi,A.Ohno,M.Miyazaki, and S.Saito,"A broadBand asymmetric tapered.line power divider with several strip resistors",IEICE Trans.Electron.,vol.E88.C,no.7,pp.1395.1400,July 2005.
- [1.13] Y.Tahara,H.Oh.hashi, and M.Miyazaki,"A novel three.port power divider with compensation networks for non.ideal isolation resistor," IEICE Trans.Electron.,vol.E86.C,no.2,pp.139.143,Feb.2003.
- [1.14] D.Antos,R.Crist,and L.Sukamto,"A novel Wilkinson power divider with predictable performance at K and Ka.band," IEEE MTT_S Int. Microwave Symp.Dig.,pp.907.910,1994.
- [1.15] 湯浅健, 重永晃一, 田原志浩, 大和田哲, 米田尚史, 小西善彦, "抵抗膜長補償用断間容量素子を有する 2 段ウィルキンソン型電力分配器," 電子情報通信学会和文論文誌 C, vol.95.C,no.1,pp1.8,2012 年 1 月.
- [1.16] J.Reed and G.J.Wheeler,"A method of analysis symmetrical four-port networks,"IRE Trans.Microwave Theory Tech.,vol.MTT.??,no.?,pp.246.252,Oct.1956
- [1.17] Michael Schneider, Enrico Reiche, and Helmut Wolf "Branch.line Couplers for Satellite Antenna Systems" Proceeding of the 6th German MC, March 2011
- [1.18] S.Mosca,F.Bilotti,A.Toscano,L.Vegni"A Novel Design for Blass.Matrix Beam.Forming Networks," IEEE Trans. AP., vol.50, no2, pp.225.232, Feb.2002.
- [1.19] G.P.Riblet,"A directional coupler with very flat coupling,"IEEE

- Trans.Microwave Theory Tech., vol.MTT.26,no.2,pp.70.74,Feb.1978
- [1.20] O.Isao, and T.Kawai,"Design of Quadrature Hybrids and Directional Couplers Based on the Equivalent Admittance Approach," IEICE Trans.Electron.,vol.E88.C,no.1,pp.2.14,Jan.2005.
- [1.21] 太田勲、河合正、小久保吉裕“2重対称方向性結合器の設計法”信学論 (C) ,vol.J79.C1 No.12 pp484.486,Dec.1996.
- [1.22] 山崎 淳, 太田 勲, “半集中定数回路を用いた小型ブランチラインカップラの広帯域設計”電子情報通信学会論文誌. C, vol.89.C,no.5, 234.242, 2006年5月
- [1.23] E.G.Cristal and L.Young,"Theory and tables of optimum symmetrical TEM.mode coupled.transmission.line directional couplers,"IEEE Trans.Microwave Theory Tech.,vol.MTT.13,no.5,pp.544.558,Sep.1965.
- [1.24]R.Levy,"Tables for asymmetric multi.element coupled.transmission.line directional couplers," IEEE Trans.Microwave Theory Tech.,vol.MTT.12,no.3,pp.275.279,May.1964.
- [1.25] 小西 良弘著, マイクロ波技術講座 理論と実際 第2巻, 日刊工業新聞社
- [1.26] Shelton,J.P.,J.Wolfe,and R.Von Wagoner,"Tandem Couplers and Phase Shifters for Multi-Octave Bandwidth,"Microwaves,Vol.4,April 1965,pp.14-19
- [1.27] J.Lange,"Interdigitated stripline quadrature hybrid,"IEEE Trans.Microwave Theory Tech., vol.MTT.17,pp.1150.1151,Dec.1969.
- [1.28] Kuo.Sheng, Ming.Chuan Ma, Yi.Ping Chen and Yi.Chyun Chiang, “Closed.Form Equations of Conventional Microstrip Couplers Applied

- to Design Couplers and Filters Constructed With Floating.Plate Overlay,” IEEE Trans. MTT., vol.MTT.56, no5, pp.1172.1179, May.2008.
- [1.29] M.Nakajima and E.Yamashita, “A quasi.TEM design method for 3dB hybrid couplers using a semi.reentrant coupling section,” IEEE Trans. MTT., vol.MTT.38, no.11, pp.1731.1733, Nov.1990.
- [1.30] R.K.Mongia,I.J.Bahl,P.Bhartia,J.Hong, RF and Microwave Coupled.Line Circuits,second edition, ARTECH HOUSE BOSTON/LONDON,1999.
- [1.31] Shibata,K.,et al.,”Microstrip Spiral Directional Coupler,”IEEE Trans. Microwave Theory Tech.,Vol.,MTT.29,July 1981,pp.680.689
- [1.32] D.P.Andrew, and C.S.Aitchison., “Wide-band lumped-element quadrature 3-dB couplers in microstrip,” IEEE Trans. MTT., vol.MTT-48, no.12, pp.2424-2431, Dec.2000.
- [1.33] T.P.Budka and R.A.Flynt,”Alignment tolerant stripline directional couplers,”IEEE MTT.S Int. Microwave Symp.Dig.,pp.773-776,1997.
- [1.34] T.Yuasa, Y.Tahara, and H.Oh.hashi,”A Strip Line Broadside Hybrid Coupler Tolerant to Displacement Error and Thickness Variation in Multi.Layered LTCC Substrate,”IEICE Trans.Electron.,vol.E91.C,no.10,pp.1684-1689,Oct.2008.
- [1.35] F.C. de Ronde,”Wide-band high directivity in MIC proximity couplers by planar means,”IEEE MTT.S Int.Microwave Symp.Dig.,pp.480-482,1980.
- [1.36] S.L.March,”Phase velocity compensation in parallel.coupled

- microstrip,"IEEE MTT.S Int.Microwave Symp.Dig.,pp.410-412, May 1982.
- [1.37] M.Dydyk,"Microstrip directional coupler with ideal performance via single.element compensation,"IEEE Trans.Microw.Theory Tech.,vol.MTT.47,no.6.pp.956-964,June 1999.
- [1.38] 藤井孝郎, 太田勲, 小久保吉裕, "分布結合部に周期構造を設けた高方向性 $\lambda/4$ マイクロストリップカップラ.", 信学技報, MW2006.92, Sep.2006.
- [1.39] R.K.Settaluri,G.Sundberg,A.Weisshaar,and V.K.Tripathi,"Compact folded line rat-race hybrid couplers,"IEEE Trans.Microwave Guided Wave Lett.,vol.10.no.2,pp.61-63,Feb.2000.
- [1.40] D.Kim and Y.Naito,"Broad-band design of improved hybrid-ring 3-dB directional couplers,"IEEE Trans.Microwave Theory Tech.,vol.MTT-30,no.11,pp.2040-2046,Nov.1982.
- [1.41] C.Y.Chang and C.C.Yang,"A novel broad-band Chebyshev-response rat-race ring coupler,"IEEE Trans.Microwave Theory Tech.,vol.MTT-47,no.4,pp.455-462,Apr.1999.
- [1.42] 木村雄一著,「平面アレーアンテナの設計」,電子情報通信学会 アンテナ・伝播研究専門委員会,アンテナ・伝搬における設計・解析手法ワークショップ(第49回),2015年5月
- [1.43] 田原志浩,長瀬健司,藤原啓輔,大和田哲,大橋英征,“多層基板に階段状グラウンドを設けた同軸/マイクロストリップ線路変換部,”電子情報通信学会総合大会,C.2.58, pp91,2007年.

2.フィードバック容量を装荷したブロードサイド結合線路型カップラと当該カップラを適用したハイブリッドマトリクス

2.1 はじめに

近年、通信システムにおいて大容量化が求められており、そのためシステムを構成する 90° ハイブリッド(3dB カプラ)のようなコンポーネントは高耐電力性が求められる。一般的に、結合線路型カップラの場合は、結合度を強めるために結合線路間隔を狭める手法はよく知られている [2.1]。しかし機構的制限や高耐電力の観点から、結合線路間隔が狭められず所望の結合度が得られない場合がある。衛星搭載品の場合は、真空中で限界以上の電力が伝送された際に、近接する導体間でマルチパクタ現象[2.2]と呼ばれる放出電子数が急増する放電が発生するため、放電回避を考慮して結合線路間隔を設計する必要がある。これまでに結合線路間隔を狭めることなく結合度を強める手法として、誘電体や集中定数を結合線路上に配置する [2.3][2.4]など様々な手法が提案されている。しかしこれらの手法は別の部品が必要となるので、複雑な製造工程となり、高製造コスト化やサイズ増大につながる。

本章では、結合線路間隔を狭めることなく密結合化可能な手法として図 2.1 に示すようにフィードバック容量（以降 FC とする）を $1/4$ 波長結合線路に設ける構造を提案し動作原理について述べる。さらに高耐電力性を考慮する結合線路間隔を適用したブロードサイド結合線路型カップラは所望の結合度を得られないため、スタブを結合線路近辺に適切に装荷し立体構造を活用することで当該 FC を実現する構造を提案して密結合化し所望の結合度を得た内容について述べる。また当該スタブを装荷することで高アイソレーション化につながる結合線路間容量を FC と同時に付加可能であるため、等価回路を

用いて動作原理について述べる。当該ハイブリッドを適用したハイブリッドマトリクスは、小型化を実現したので、併せて記載する。

2.2 提案するカプラの検討

2.2.1 等価回路および動作原理

図 2.1 に提案する FC を装荷したカプラを示す。図中で X は FC が装荷される場所を示し、結合線路電気長は 90° である。図 2.2 と図 2.3 に、結合度 3dB の結合線路の各 X に 2.2GHz で 0.1pF の FC を装荷した場合の結合特性 (S31) とアイソレーション特性 (S41) をそれぞれ示す。図 2.2 より、X が大きいほど結合度が大きくなることが確認される。また図 2.3 より X が大きくなるとアイソレーションが劣化することが確認される。

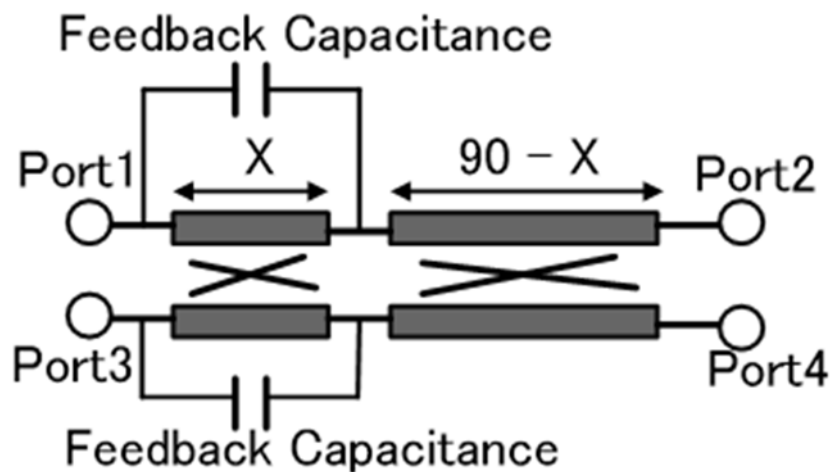


図 2.1 提案する FC を装荷したカプラ

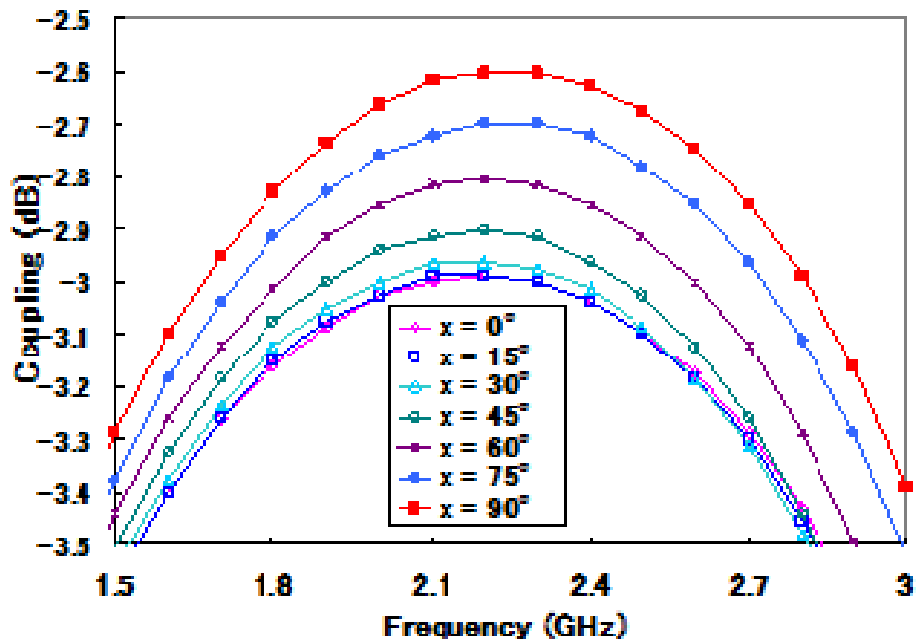


図 2.2 各 X における結合特性 (S31)

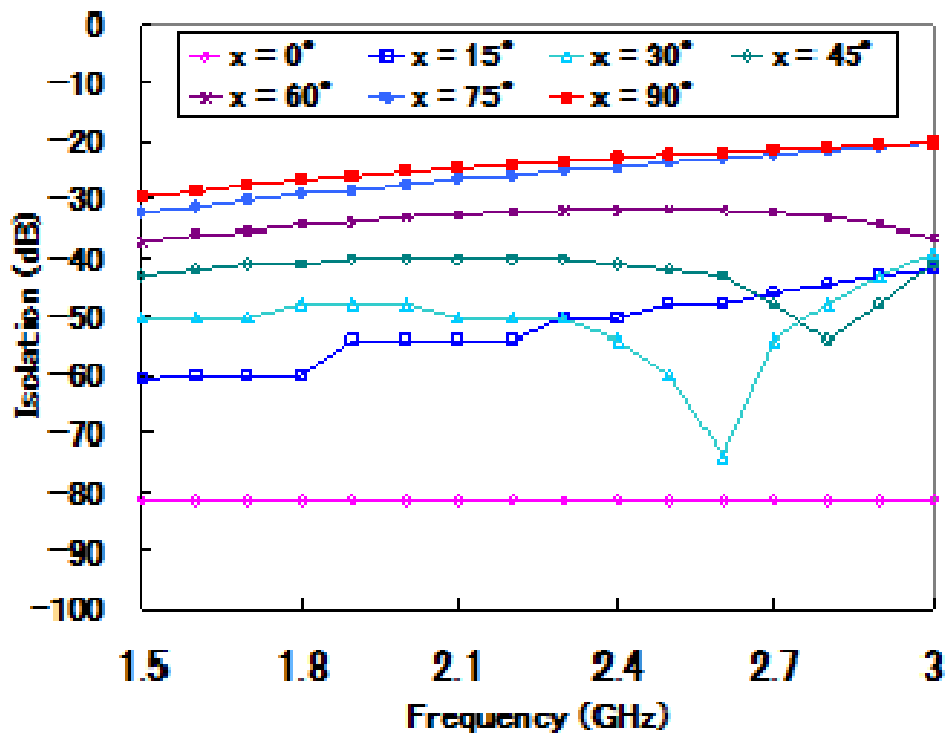


図 2.3 各 X におけるアイソレーション特性 (S41)

次に、FC が装荷された場合とされていない場合の S31 を比較することで、

FC 装荷による結合度強化の効果を示す。図 2.4 に FC を装荷したカップラの回路図と偶・奇モードにおける各回路図を示す。図中で Z_e と Z_o はそれぞれ偶・奇モードインピーダンスを示し、 θ_e と θ_o は偶・奇モードにおける各電気長を示す[2.9]。本章において、添字 e と o はそれぞれ偶・奇モードにおける特性を示し、添字 i は e か o のいずれかであることを示し、添字'は FC が装荷された状態であることを示す。回路の Y マトリクスは偶・奇モードの Y マトリクスを加算することで式 (2.1) と示される。均一媒質においては式 (2.2) が想定され、対称回路においては式 (2.3) が想定される。FC が装荷されていない場合の Y マトリクスの要素は式 (2.4)、式 (2.5) と与えられ、FC が装荷された場合の Y マトリクスの要素は式 (2.6)、式 (2.7) と与えられる。式 (2.8) で与えられる Y マトリクスと S マトリクスの変換式により FC が装荷されていない場合の S_{11} は式 (2.9) と導出され、FC が装荷された場合の S_{11} は式 (2.10) と導出される。ここで式 (2.10) は $\omega C \ll 1$ の条件下での近似である。そして FC が装荷されていない場合とされた場合の S_{31} は、それぞれ式 (2.11) と式 (2.12) と導出される。最後に $Z_e > Z_o > 0$ の条件下で式 (2.13) が導出され、FC が装荷された場合はされない場合に比較して結合度が密であることが確認できる。

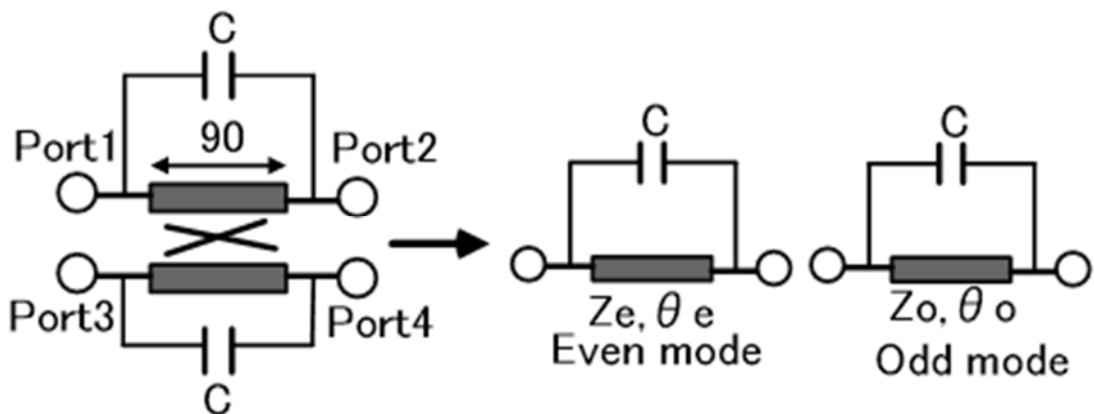


図 2.4 FC を装荷したカップラの回路図

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_i / jZ_i \sin\theta_i & -1 / jZ_i \sin\theta_i \\ -1 / jZ_i \sin\theta_i & \cos\theta_i / jZ_i \sin\theta_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} j\omega C & -j\omega C \\ -j\omega C & j\omega C \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\theta_e = \theta_o = \pi/2 \quad (2.2)$$

$$Y_{11} = Y_{22}, Y_{12} = Y_{21} \quad (2.3)$$

$$Y_{11} = 0 \quad (2.4)$$

$$Y_{12} = j / Z_i \quad (2.5)$$

$$Y_{11}' = j\omega C \quad (2.6)$$

$$Y_{12}' = j / Z_i - j\omega C \quad (2.7)$$

$$S_{11} = (Y_0^2 - Y_{11}^2 + Y_{12}^2) / (Y_{11}^2 + Y_0^2 - Y_{12}^2 + 2Y_{11}Y_0) \quad (2.8)$$

$$S_{11}^i = (Z_i^2 Y_0^2 - 1) / (Z_i^2 Y_0^2 + 1) \quad (2.9)$$

$$S_{11}^r = \frac{[Y_0^4 Z_i^4 - (1 - 2\omega C Z_i)^2] - j2Y_0 \omega C Z_i^2 [Y_0^2 Z_i^2 + 2\omega C Z_i - 1]}{[(Y_0^2 Z_i^2 - 2\omega C Z_i + 1)^2 + 4Y_0^2 \omega^2 C^2 Z_i^4]} \approx (Y_0^2 Z_i^2 + 2\omega C Z_i - 1) / (Y_0^2 Z_i^2 - 2\omega C Z_i + 1) \quad (2.10)$$

$$S_{31} = (S_{11}^e - S_{11}^o) / 2 = (Z_e - Z_o) / (Z_e + Z_o) \quad (2.11)$$

$$S_{31}' = (S_{11}^e - S_{11}^o) / 2 = (Z_e - Z_o) / (Z_e + Z_o - 2\omega C Z_e Z_o) \quad (2.12)$$

$$|S_{31}'| - |S_{31}| \geq 0 \quad (2.13)$$

2.2.2 位相補償

前述のように、FCを装荷したカプラのアイソレーションは劣化する。理由は、FCは偶・奇モード双方に影響し、 V_e と V_o を減じるが、 $Z_e > Z_o$ であることから V_e への影響が大きく、 $V_e < V_o$ となるので、偶・奇モード間で位相差が生じるためと考える。本章では、位相差を補償する手法を示す。密結合化するために、結合線路の間に容量を装荷する手法はよく知られているが、当該手法は V_o を減じる[2.7][2.8]。よって、密結合化する手法として、FCと結合線路間容量>Loading Capacitance between Coupled Linesの略で以降

BC と呼ぶ)を組み合わせて装荷すれば、偶・奇モード位相差が相殺される。

図 2.5 は FC と BC を装荷した回路図を示す。図 2.5 に示すように、BC は奇モードのみに 2 倍の容量値で影響する。

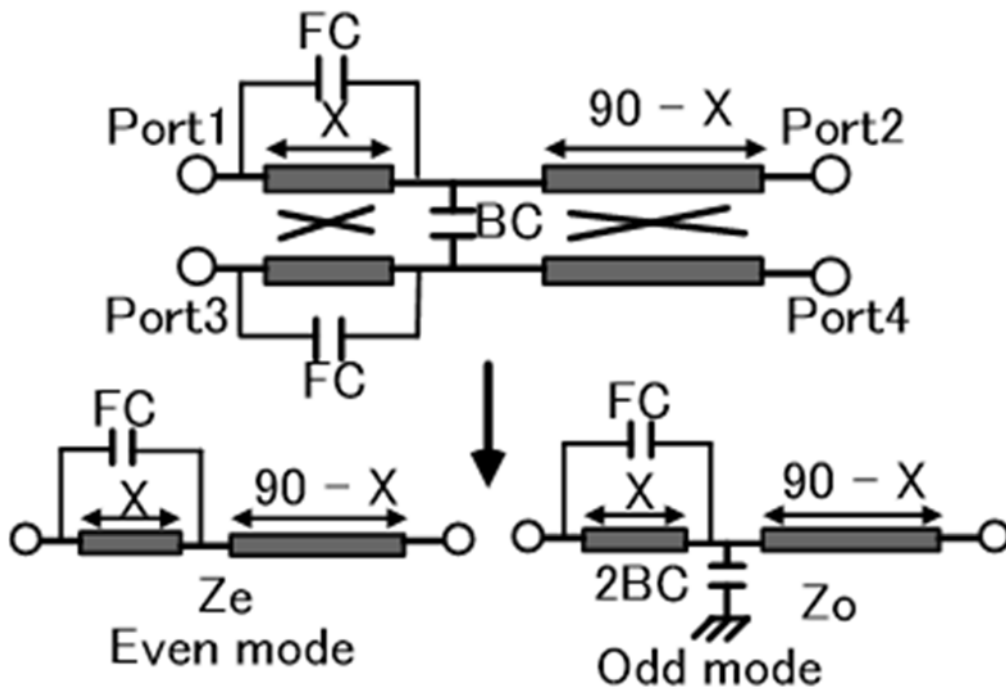


図 2.5 FC と BC を装荷したカップラの回路図

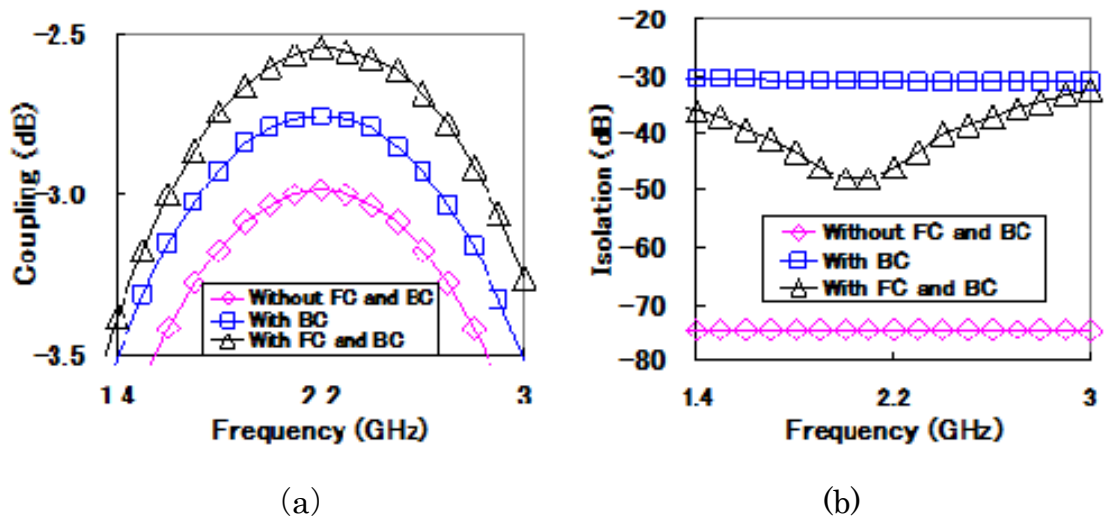


図 2.6 図 2.5 に示すカップラの等価回路解析結果
(a) 結合特性(b)アイソレーション特性

図 2.6 は、図 2.5 に示すカプラにおいて Z_e と Z_o がそれぞれ 121Ω 、 21Ω である場合の、結合特性とアイソレーション特性を示す。図中で X は 90° であり、 2.2GHz において FC は 0.05pF か 0pF (図中の without FC に相当する)、BC は 0.3pF か 0pF (図中の without BC に相当する) で、BC は結合線路中央に装荷している。BC の容量値は FC による偶・奇モード位相差を補償するように次のように選択している。図 2.5 において $X=90^\circ$ 、 $\text{FC}=0.05\text{pF}$ 、 $\text{BC}=0\text{pF}$ における 2.2GHz での偶モード位相は 93.5° 、奇モード位相は 90.6° である。BC を 0.3pF にすれば偶・奇モード位相は概ね揃い、奇モード位相は 93.8° となる。図 2.6 より、with BC の場合は密結合化するがアイソレーションは劣化し、with FC and BC の場合は with BC の場合より密結合化しアイソレーションは改善することが確認される。

このように、FC と BC の双方を同時に適応する手法による密結合化とアイソレーション改善の有効性が確認された。

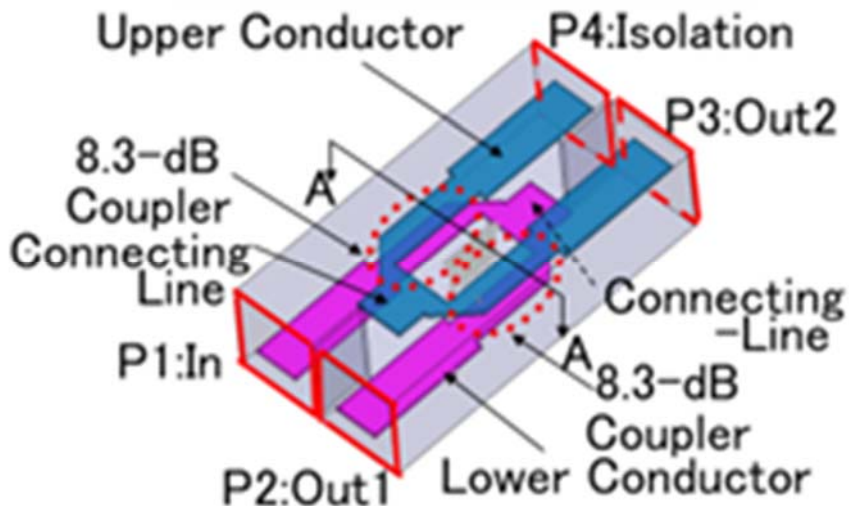
次に、方形同軸線路を適用し、提案する FC と BC を装荷したタンデム 3dB カプラについて述べる。

2.3 FC と BC の実現

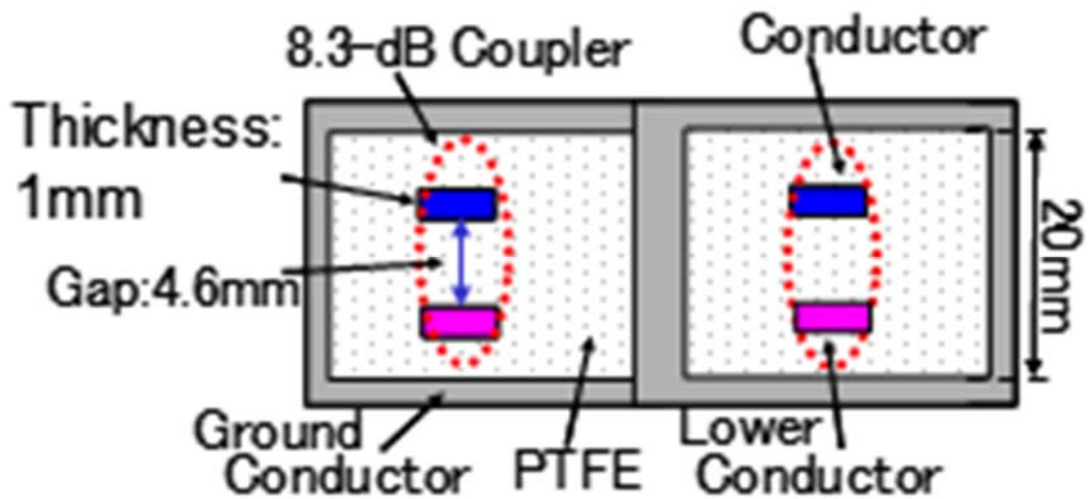
2.3.1 従来のタンデム 3dB カプラ

3dB カプラは、2 つの 8.3dB カプラをタンデムに接続することで得られる [2.10][2.11]。図 2.7 は、S 帯における方形同軸線路を適用した従来のタンデム 3dB カプラを示す [2.12]。カプラは上下に重なり合うように配置された 2 枚の導体で構成され、方形同軸線路内部を満たす PTFE (Poly-Tetra-Fluoro-Ethylene) で支持されている。接続線路部は 50Ω である。カプラの長さは電気長 90° であり、さらに接続線路の一部は入出力線路との不要干渉を防ぐためにカットされ

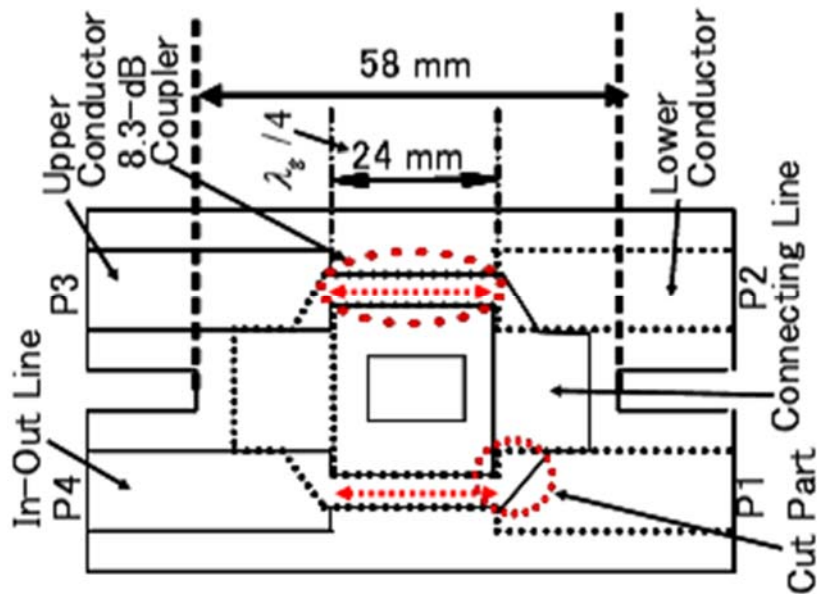
ている。当該従来のタンデム 3dB カプラは、構造的制約から（2.5 章で述べるが、他コンポ-ネントとの接続のためなど）結合線路間隔を十分に狭めることができず所望の結合度が得られない場合がある。またカプラの長さが電気長 90°必要であるため小型化が難しい。



(a)



(b)



(c)

図 2.7 従来の方角同軸線路を適用したタンデム 3dB カプラ (a)斜視透視図 (b)断面図 (c)上面透視図

2.3.2 提案する小型タンデム 3.3dB カプラ

図 2.8 は提案する小型タンデム S 帯 3.3dB カプラを示す。当該構造は 8.7dB カプラを 2 つタンデムに接続し、結合線路部をコの字に曲げて構成している。図 2.8 (b)において、点線は結合線路の中心線を示しており、概ね電気長 90° に等しい。曲がった結合線路を適用することにより、従来に比較して約 60%に小型化した。図 2.12 は図 2.8 に示すカプラの電磁界解析による結合特性を示す。このカプラの結合度は 3.3dB であり、タンデム 3dB カプラを得るには結合度を 8.7dB から 8.3dB へ密結合化しなければならない。密結合化のため、結合線路の間隔を狭めるのは他のコンポ-ネントを接続する点から難しい。そこで FC と BC を装荷する構造を次章で提案する。当該手法により上記問題は解決可能である。

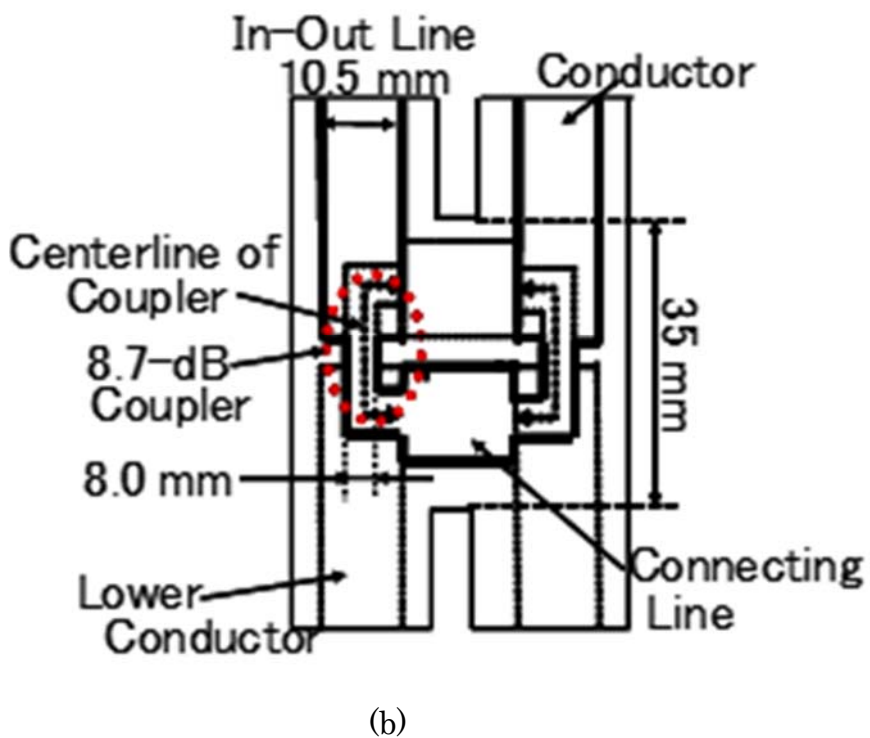
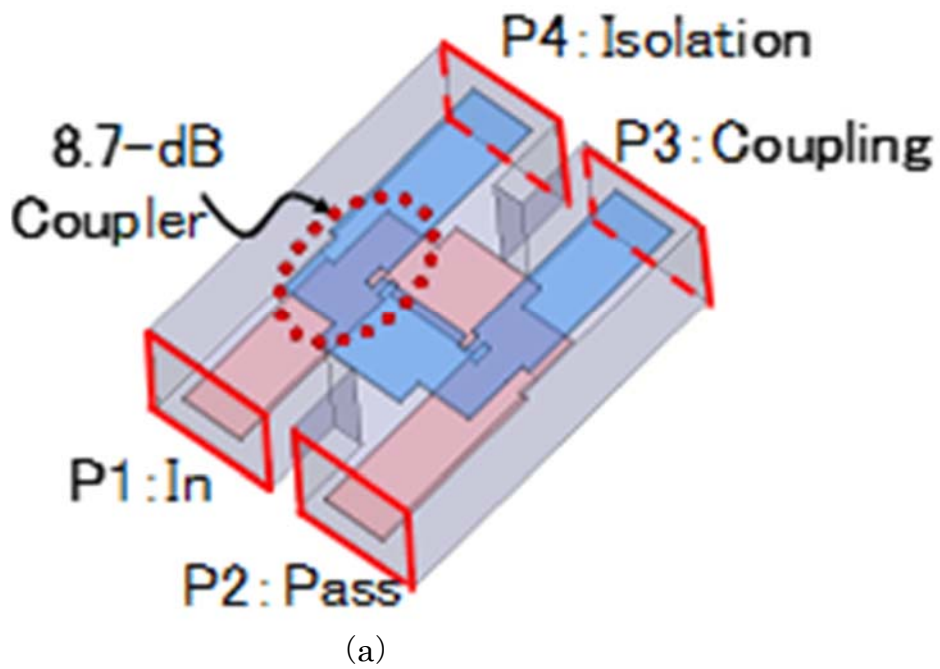
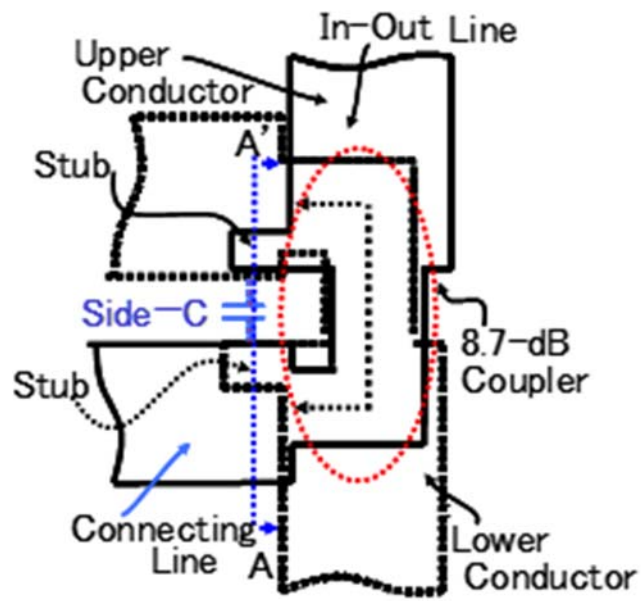


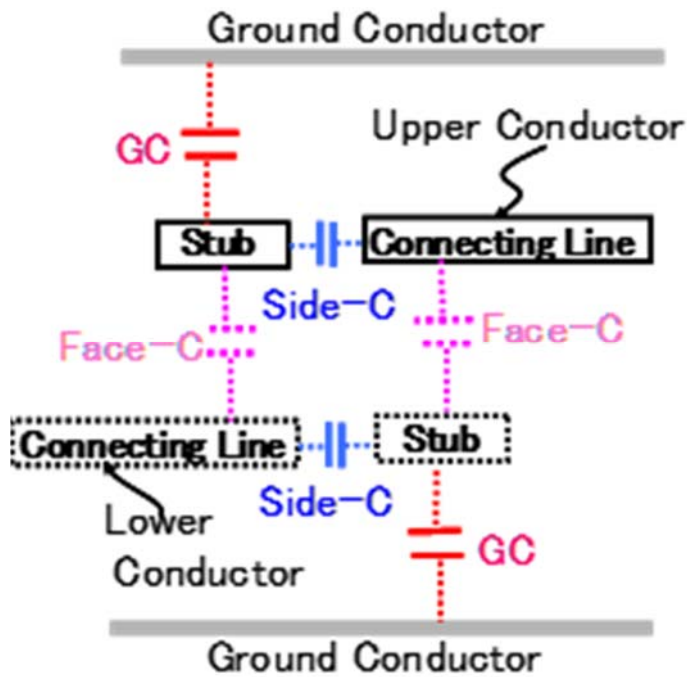
図 2.8 方形同軸線路を適用した提案する小型タンデム 3.3dB カプラ (a) 斜視透視図(b)上面透視図

2.3.3 FC と BC を装荷した提案する小型タンデム 3dB カプラ

本章では、FC と BC を適用して密結合化する手法について述べる。まずはスタブを用いて FC と BC を装荷する。図 2.9(a)は 8.7dB 結合線路にスタブを設けた構造の上面透視図で、図 2.9(b)は図 2.9(a)の A-A'断面図を示す。図 2.9(b)はスタブを装荷することで対面する導体面間で 3 つの平行平板容量が形成されることを示す。一つはスタブと接続線路の側面で形成される平行平板容量で、Side-C と呼ぶ。また接続線路上面および下面とスタブ上面および下面で形成される平行平板容量を Face-C と呼び、スタブ上面および下面と地導体面とで形成される平行平板容量を GC と呼ぶ。ここで、Side-C が前述の FC に相当し、Face-C と GC が前述の BC に相当する。図 2.10(a)はスタブを設けることで形成される平行平板容量を含む提案する 3dB タンデムカプラの等価回路図を示す。図 2.10(b)はスタブを設けることで形成される平行平板容量を含む 8.7dB カプラの偶・奇モードにおける回路図を示す。図 2.10(b)において、 $Z_e = 73.5 \Omega$ 、 $Z_o = 34.0 \Omega$ 、結合度は 8.7 dB、規格化 Side-C=0.0014、規格化 Face-C=0.0007、規格化 GC = 0.0006、偶モード位相は 95.0° 、奇モード位相は 94.8° であり、偶・奇モード位相は概ね一致している。図 2.10(c)と図 2.10(d)は図 2.10(a)に示す FC と BC がある場合とない場合の特性を示す。図 2.10(d)より当該回路によれば、結合度 3dB が達成できることが確認される。



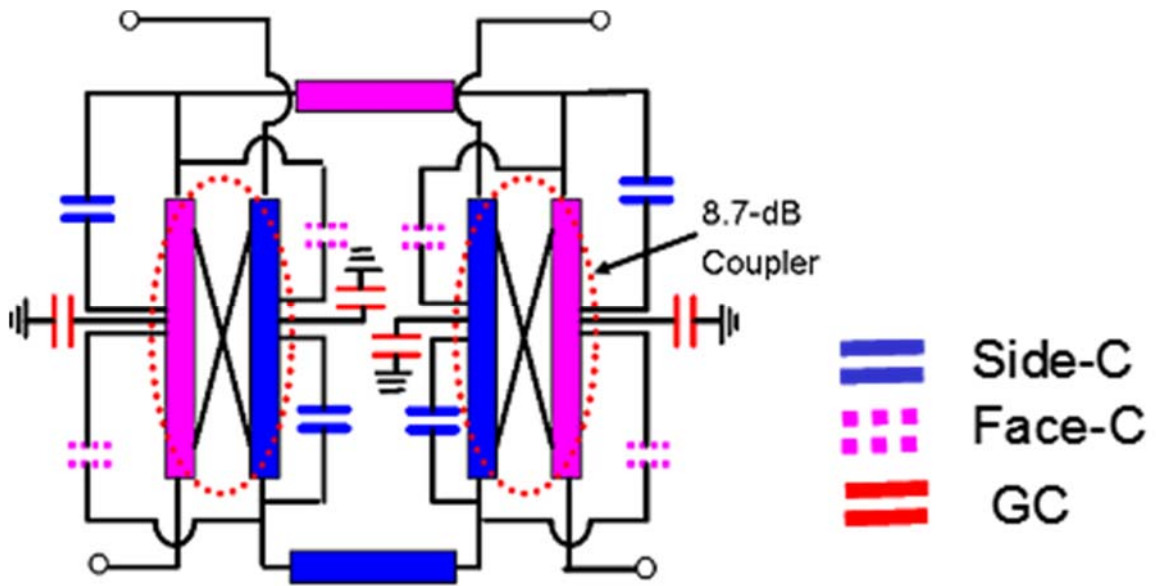
(a)



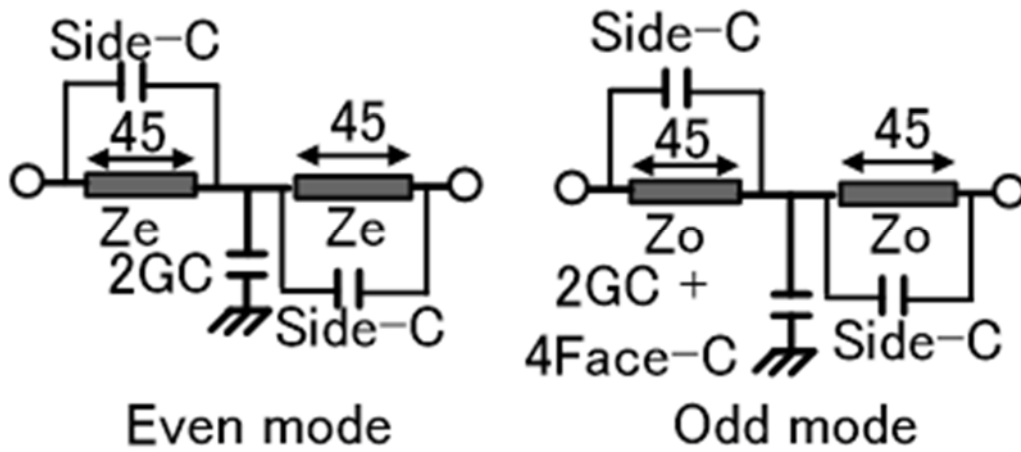
(b)

図 2.9 スタブを設けた提案するカップラ(a)上面透視図(b)(a)の A.A'における断面

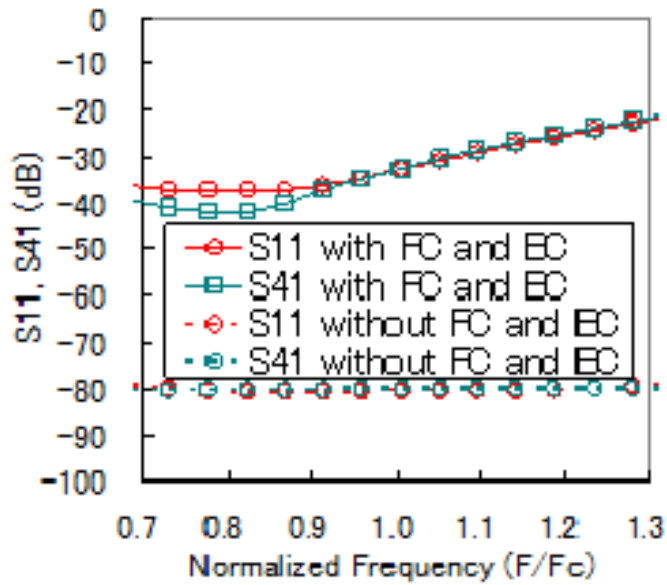
図



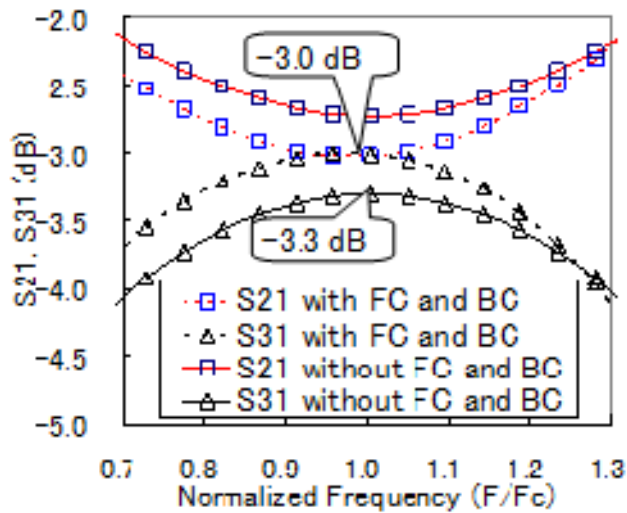
(a)



(b)



(c)

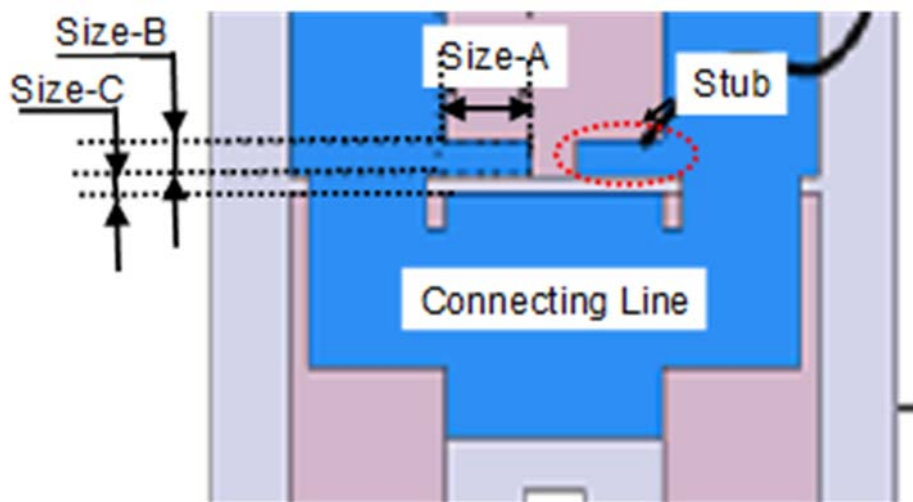


(d)

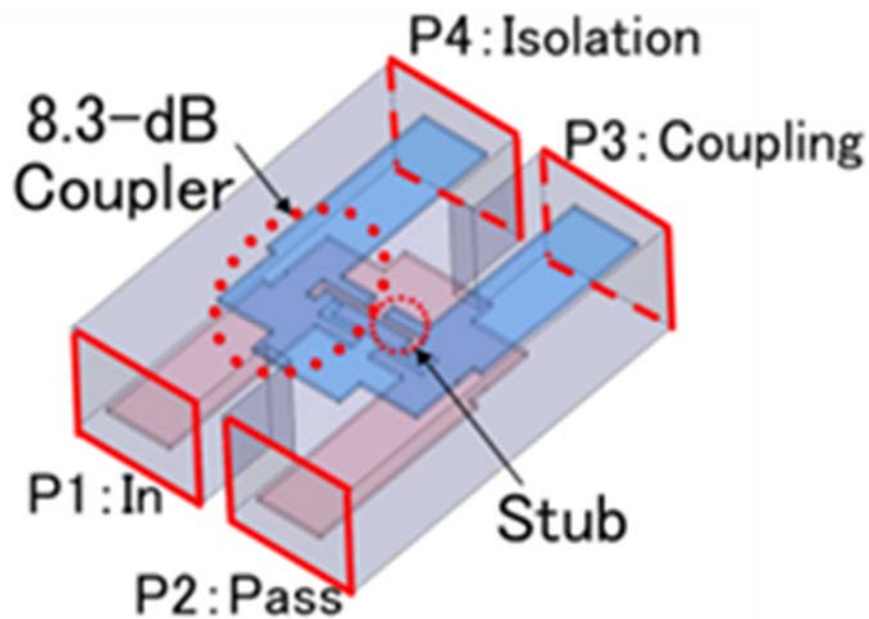
図 2.10 スタブにより形成された平行平板容量を含むカプラの回路(a)提案する
 タンデム 3dB カプラの等価回路(b)8.7dB カプラの偶・奇モードにおける回路
 (c)FC と BC がある場合とない場合での S11 と S41(d) FC と BC がある場合と
 ない場合での S21 と S31

次に、スタブの実際のサイズは、平行平板容量を所望値で形成するように決定さ

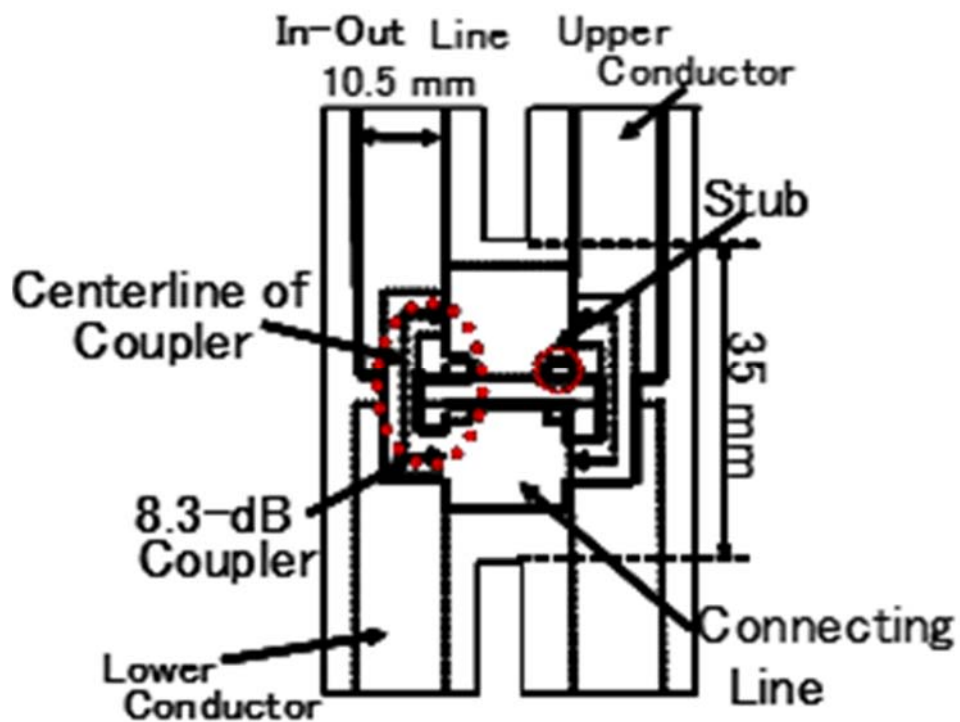
れる。所望の規格化容量値は次の通りである。Side-C = 0.0014、 Face-C = 0.0007、 GC=0.0006。図 2.7 (b) に示す導体厚 1.0mm、地導体と信号導体の間隔 6.7mm、結合線路間隔 4.6mm を想定した場合、図 2.11(a)に示されるように、size-A、size-B、size-C はそれぞれ 5.8 mm、 2.0 mm、 1.0 mm と導出される。図 2.11 は S 帯における提案するタンデム 3dB カプラを示す。図 2.9 に示すスタブを装荷した結合線路 2 つにより構成されている。図 2.12 に図 2.8 に示すスタブなしのタンデムカプラと図 2.11 に示すスタブありのカプラとの電磁界解析による特性比較結果を示す。図 2.12(b)より、等価回路解析で確認したのと同様に電磁界解析においてもスタブ装荷による密結合化の効果が確認される。このようにスタブを装荷することにより、大きなアイソレーション劣化を起こすことなく、密結合化する効果が確認された。



(a)

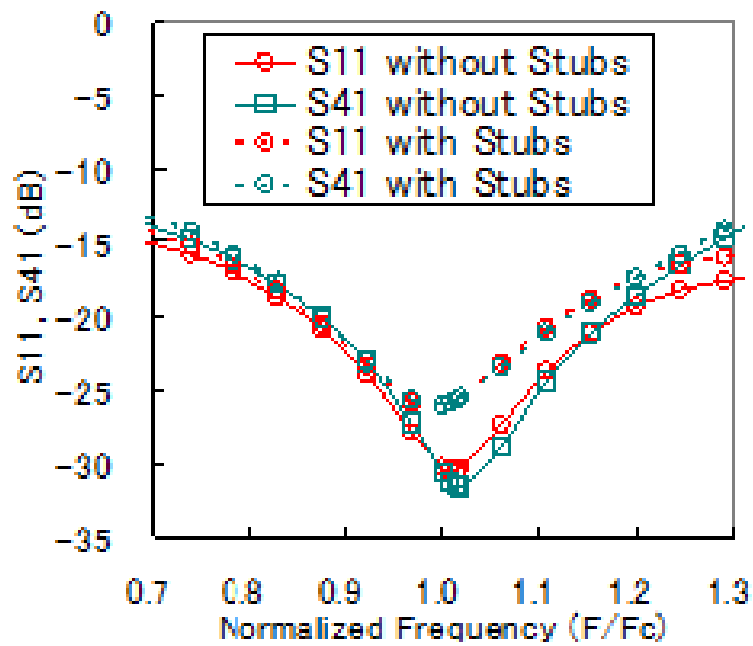


(b)

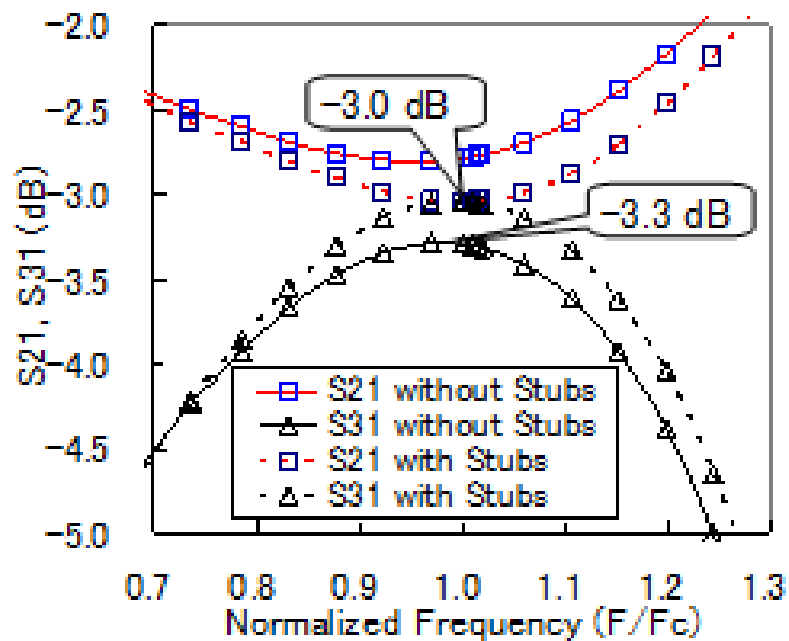


(c)

図 2.11 提案するスタブ装荷小型タンデム 3dB カプラ(a)スタブのサイズ(b)斜視透視図(c)上面透視図



(a)

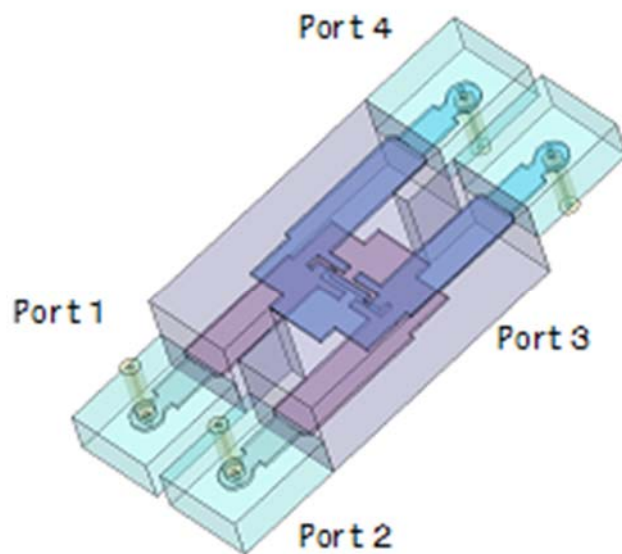


(b)

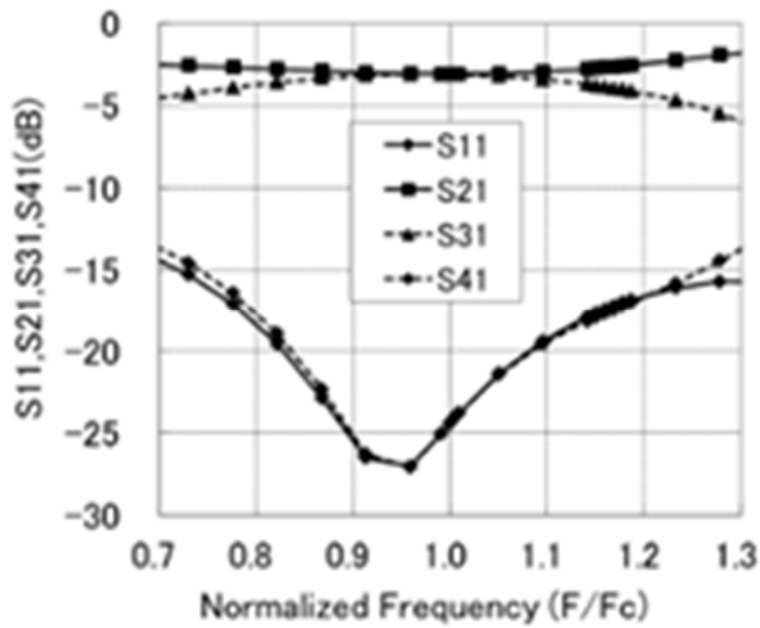
図 2.12 電磁界解析による提案する 3dB カプラのスタブありなしの比較(a) S_{11} と S_{41} (b) S_{21} と S_{31}

2.4 設計結果

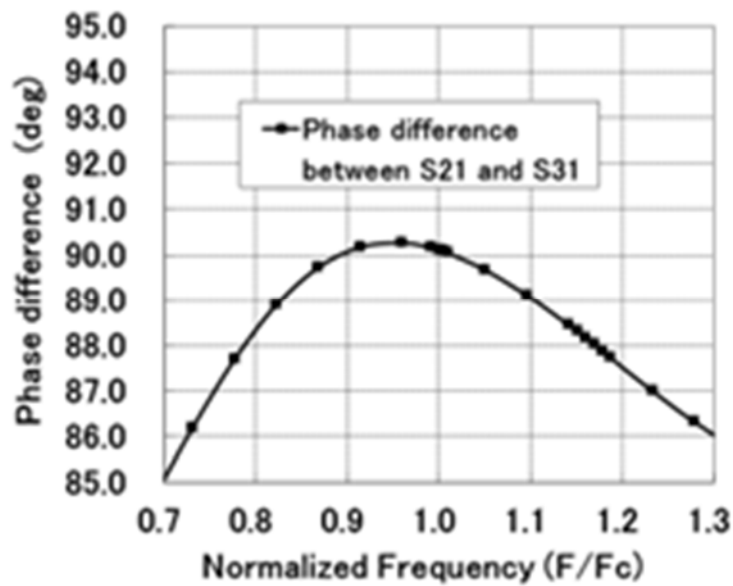
上述の手法で S 帯において設計したタンデム接続結合線路型 3dB ハイブリッドの設計結果を示す。図 2.13(a)に本ハイブリッドの電磁界解析モデルを示す。入出力端子には 50Ω の同軸コネクタを使用した。また図 2.13(b)(c)に S 帯における設計結果を示す。比帯域 4.5%において、分配振幅偏差 0.1dBp.p、出力端子間の位相差は $90^\circ \pm 0.3^\circ$ 、反射-アイソレーション特性 28dB 以下の良好な結果が得られた。



(a)



(b)

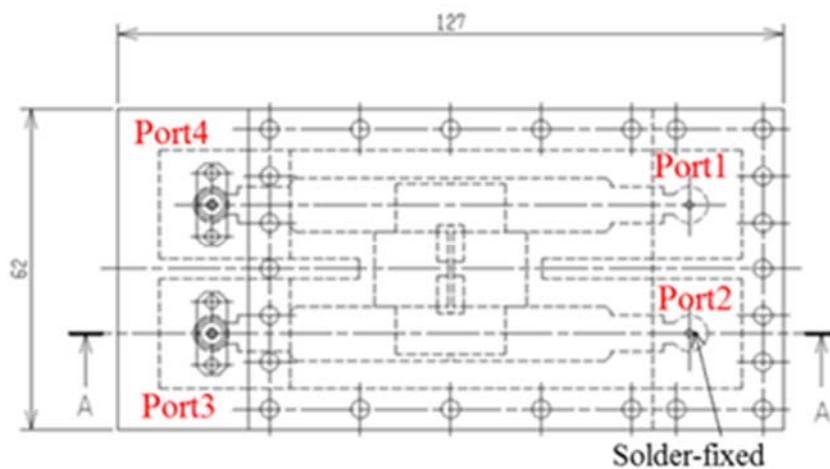


(c)

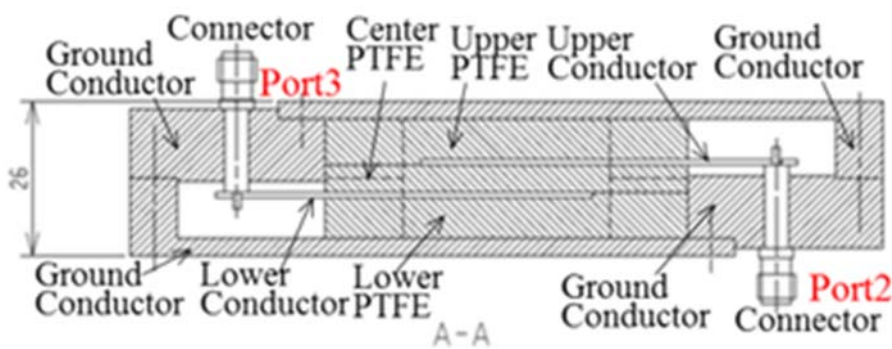
図 2.13 (a)電磁界解析モデル(b)(c) 計算したカップラ特性

2.5 試作評価結果

図 2.14 に本カップラの上面透視図と断面図を示す。また図 2.15 に本ハイブリッドの試作外観図を示す。図 2.16 に計算と測定結果を示す。図 2.16 より、測定結果は比帯域 4.5%において、分配振幅偏差 0.10dBp.p、出力端子間の位相差は $90^\circ \pm 0.3^\circ$ 、反射-アイソレーション特性 28dB 以下の良好な結果が得られた。

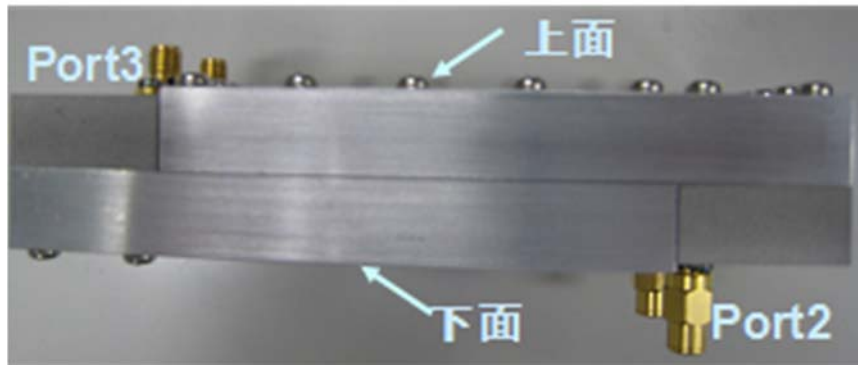


(a)



(b)

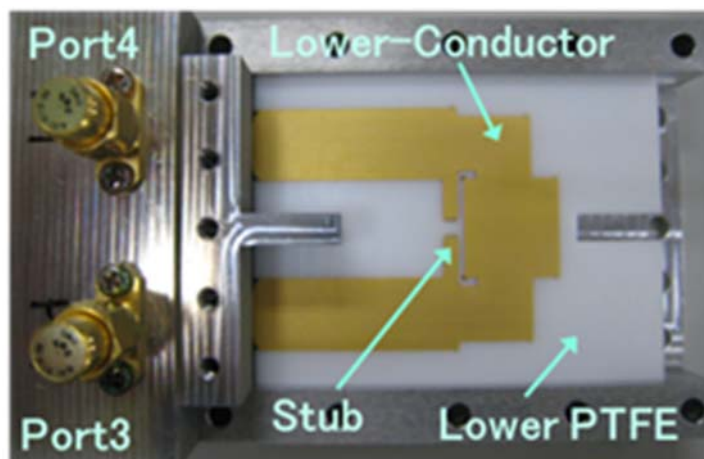
図 2.14 試作カップラの上面透視図と断面図(a)上面透視図(b)(a)中の A.A'による断面図



(a)

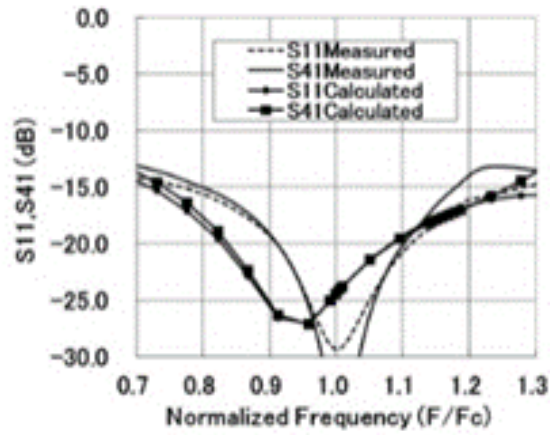


(b)

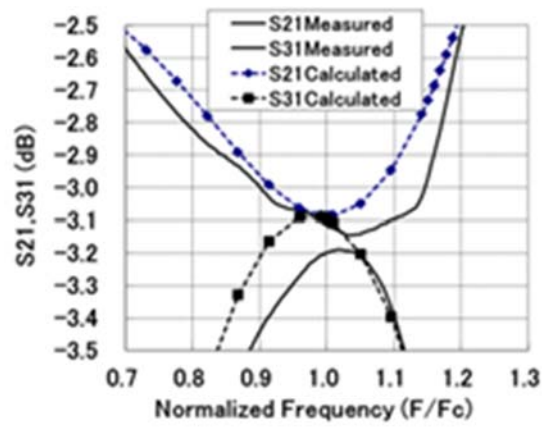


(c)

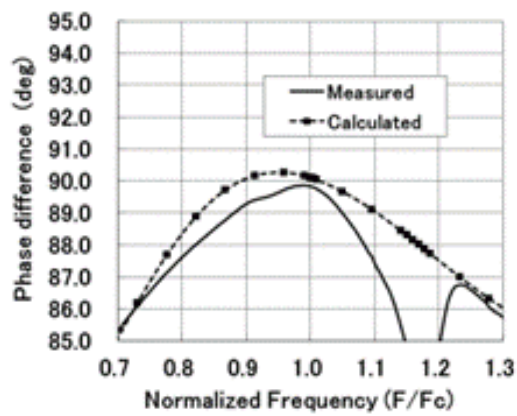
図 2.15 試作したタンデム 3dB カプラの外観図 (a) 側面から見た外観図(b) 上外導体蓋を除去し上から見た外観図 (c) 下内導体の外観図



(a)



(b)



(c)

図 2.16 測定と計算結果 (a) S11 と S41 (b) S21 と S31 (c) 出力端子間(S21 と S31)の位相差

2.6 提案するカプラを適用した小型ハイブリッドマトリクス

本章では、上述の提案するカプラを適用することで、低損失でマルチパクタ現象に対する耐性を有する小型なハイブリッドマトリクスが構成可能であることを示す。ハイブリッドマトリクスはビーム形成回路[2.13]やマルチポート増幅器[2.14]を構成可能な回路である。図 2.7 に一般的な 8 入力 8 出力ハイブリッドマトリクスのブロック図を示す。図 2.7 中に示される交差部のために平面構成は困難である。スロットカプラで構成された平面マイクロストリップハイブリッドマトリクスが文献[2.15]に紹介されている。しかし当該マトリクスは複雑で非対称な構造から製造誤差が発生しやすい、また導波管構成に比較して耐電力性に劣るなど課題がある。また仮に当該スロット結合カプラが導波管で構成されたとしても、マルチパクタ[2.16]を回避する結合線路間隔を選択すると所望の結合度が得られない。ここでは、提案するタンデム 3dB カプラとブランチラインカプラ[2.17]を適用した 2 層構成の方形同軸導波管 8 入力 8 出力ハイブリッドマトリクスについて述べる。適用したブランチラインカプラは比帯域 11% にわたり結合度は 3dB、位相差は 90° である[2.18]。

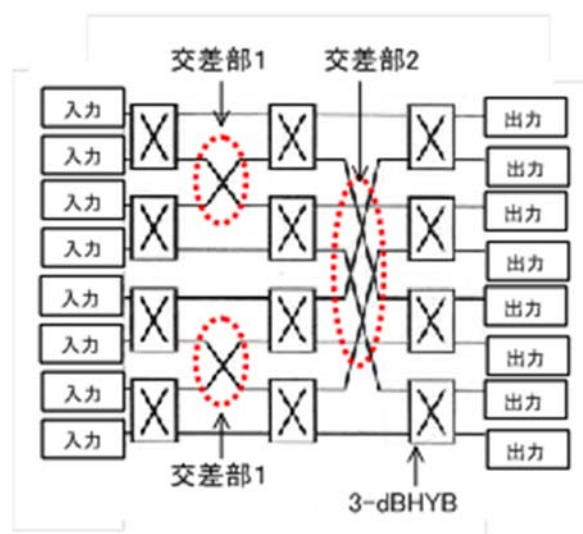


図 2.7 一般的な 8 入力 8 出力ハイブリッドマトリクスのブロック図

2.6.1 構成

図 2.8 に、図 2.7 中の交差部 1 と交差部 2 を実現する平面 2 層構成の 8 入力 8 出力ハイブリッドマトリクスブロック図を示す[2.19]。8 入力 8 出力ハイブリッドマトリクスを構成する 12 個の 3dB カプラ (HYB) のうち、入力側の 8 個を 3dB.ブランチライン型 HYB とし、図 2.7 中の交差部 1 は、各 4 個の 3dB.ブランチライン型 HYB を円環状に接続することで実現し平面で構成可能である。さらに出力側の 4 個を 3dB.結合線路型 HYB とすることで、上下の 2 層を形成し、各層に上記の平面構成の 3dB.ブランチライン型 HYB を各々形成する構成である。本構成により、垂直接続部を用いることなく、全ての交差部を実現することが可能である。また図 2.9 に、図 2.8 に示すブロック構成を、方形同軸線路を適用して提案するタンデム 3dBHYB とブランチライン型 HYB から構成した場合の上面透視図を示す。図 2.9 中の A.A'断面図を図 2.11 に、B.B'断面図を図 2.12 に示す。図 2.7、図 2.8 に示すように、上下層の内導体は、各々 1 枚の導体で形成可能である。また振幅偏差低減と小型化のために、各 3dB.ブランチライン型 HYB と接続線路との接続角度を 45 度としている。また線路内の内導体は、PTFE により支持される。図 2.10 に示すように、隔壁には 3dB.結合線路型 HYB を形成するための穴(結合窓)が設けられている。図 2.11 に示す 3dB.結合線路型 HYB は、PTFE で充填されている。また図 2.12 に示す 3dB.ブランチライン型 HYB は、上下層を隔壁で隔てられている。図 2.11、図 2.12 に示した内導体と外導体が近接する部分は、マルチパクタを回避するように考慮して間隔 D を決定し、3dB.結合線路型 HYB と 3dB.ブランチライン型 HYB とで共通である。3dB.結合線路型 HYB は、上内導体と下内導体を上下に重ねて結合させる構造であるが、間隔 D を狭めることができないため、1 本の結合線路では 3dB もの密結合度を有する結合線路型 HYB を形成できない。そこで当該 3dB.結合線路

型 HYB は、上述の 8.3dB の結合線路を形成し、該結合線路 2 本を、接続線路を用いてタンデム接続することにより 3.dB のハイブリッドを構成する構造とする。

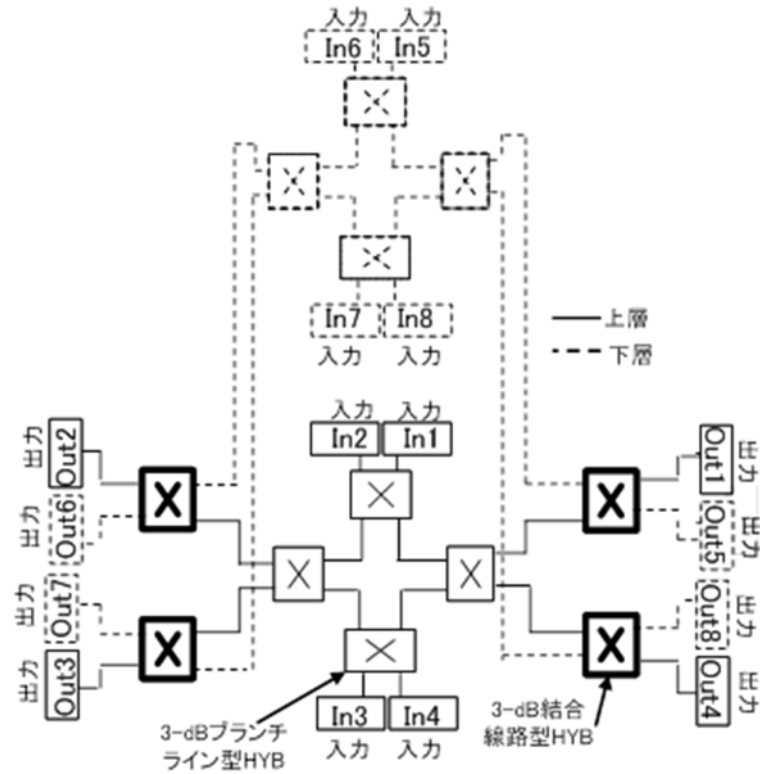


図 2.8 2層構成小型 8 入力 8 出力 HYB マトリックスのブロック図

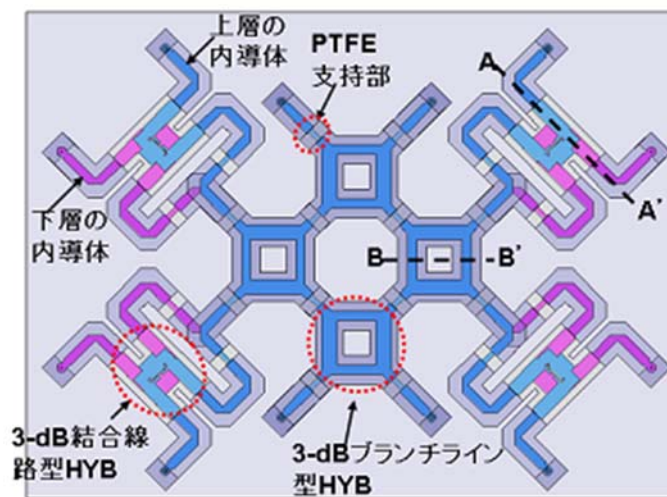


図 2.9 方形同軸線路で構成した 2 層構成小型 8 入力 8 出力 HYB マトリックスの上面透視図

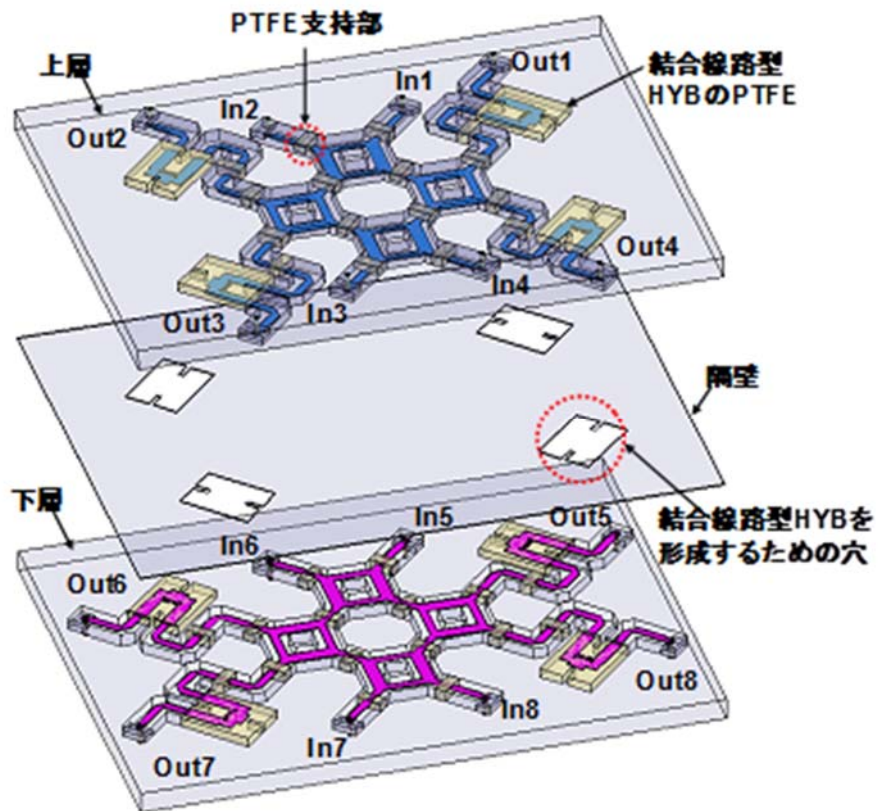


図 2.10 方形同軸線路で構成した 2 層構成小型 8 入力 8 出力 HYB マトリクスの分解透視図

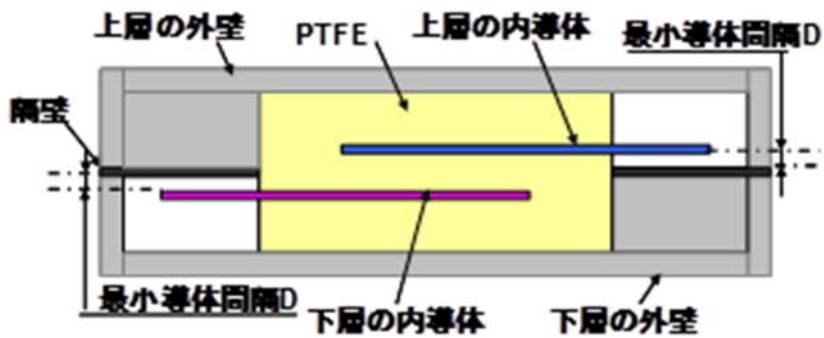


図 2.11 図 2.9 中の A.A'断面図(3dB.結合線路型 HYB 部)

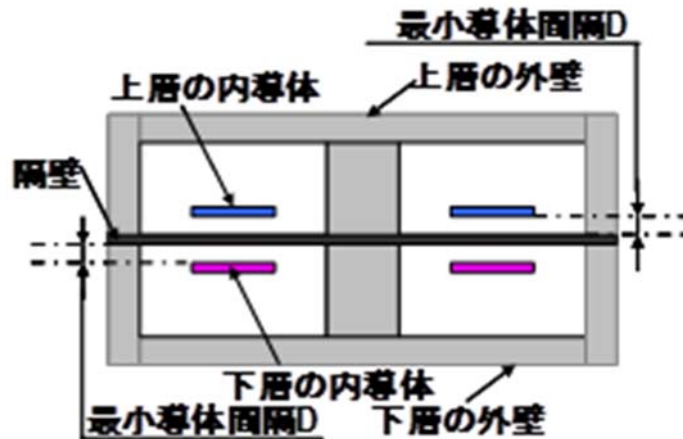


図 2.12 図 2.9 中の B.B'断面図(3dB.ブランチライン型 HYB 部)

2.6.2 設計結果

図 2.13～図 2.16 に、S 帯において、方形同軸線路で構成した提案する 8 入力 8 出力 HYB マトリクス(図 2.9、図 2.10)の各特性の電磁界解析ツール(HFSS)を用いて計算した結果を示す。図 2.13～図 2.16 中の各系列は、図 2.10 中の各端子名に対応する。図 2.13 に各端子の反射特性、図 2.14 に In1 入力時の分配振幅特性、図 2.15 に In1 入力時の位相誤差特性(In1.Out1 基準)、図 2.16 に Out1 端子に合成電力が出力されるようにすべての入力端子に等振幅で所定の位相差をもつ信号を入力した場合の、他の出力端子へのアイソレーション特性を示す。表 1 に各出力端子へ出力するために必要である各入力信号の励振振幅位相を示す。計算結果より、比帯域 6%において、分配振幅偏差 0.3dB 以下反射 -22dB 以下、アイソレーション -42dB 以下、位相誤差 1.0deg 以下、挿入損失 0.2dB 以下の良好な特性が確認された。

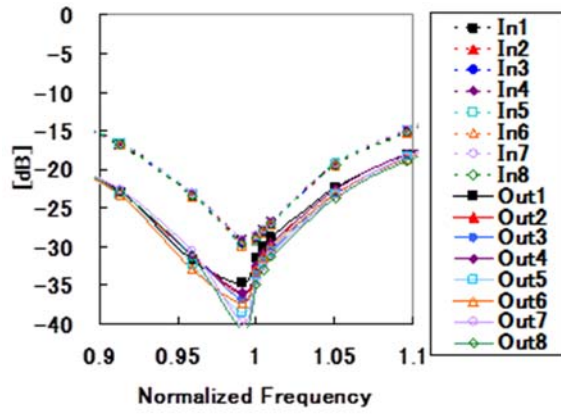


図 2.13 8 入力 8 出力 HYB マトリクスの反射特性の計算結果

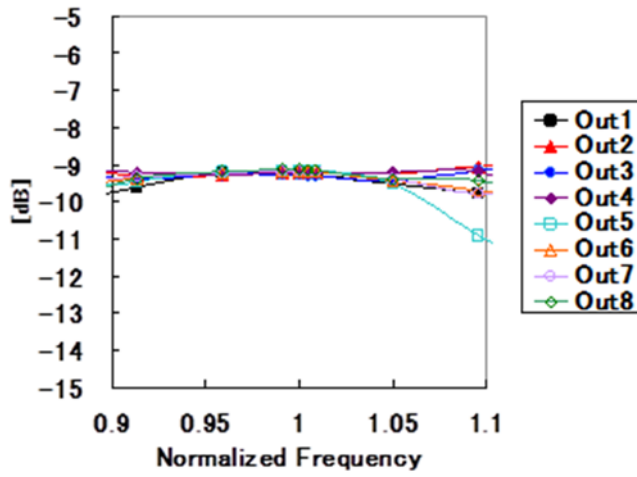


図 2.14 8 入力 8 出力 HYB マトリクスの In1 入力時分配振幅特性の計算結果

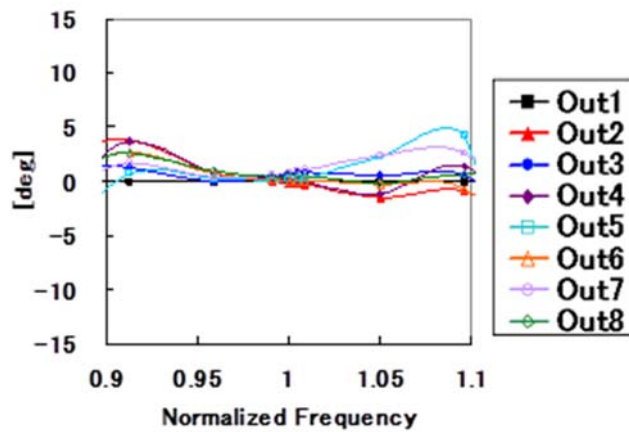


図 2.15 8 入力 8 出力 HYB マトリクスの In1 入力時位相誤差特性の計算結果

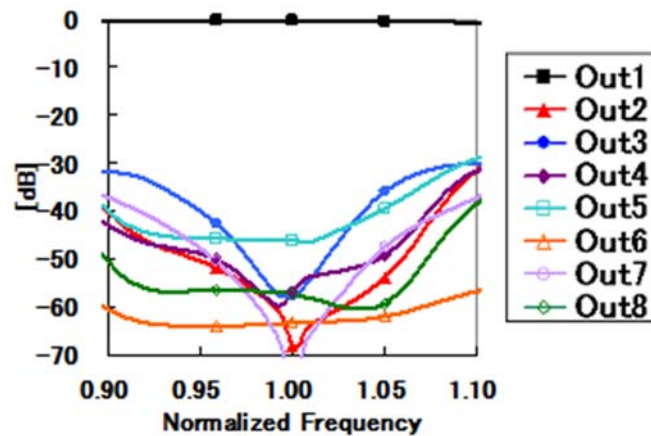


図 2.16 8 入力 8 出力 HYB マトリクスのアイソレーション特性の計算結果 (Out1 出力時)

表 2.1 各出力端子へ出力するための各入力端子の励振入力信号

		Focused Port							
		Out1	Out2	Out3	Out4	Out5	Out6	Out7	Out8
Each input signal predefined phase[deg] (the amplitude is -9.3dB)	In1	0	90	180	90	270	0	90	0
	In2	90	0	90	180	0	270	0	90
	In3	180	90	0	90	90	0	270	0
	In4	90	180	90	0	0	90	0	270
	In5	270	0	90	0	0	90	180	90
	In6	0	270	0	90	90	0	90	180
	In7	90	0	270	0	180	90	0	90
	In8	0	90	0	270	90	180	90	0

2.6.3 試作評価結果

S 帯において設計した 8 入力 8 出力 HYB マトリクスの試作評価を行った。図 2.17 に隔壁で蓋をした上層の外観図、図 2.18 に下層の内導体と外導体の外観図を示す。全体の大きさは 490x370x26mm³ であり、小型薄型化を実現した。図 2.19～図 2.22 に S 帯における試作品の評価結果を示す。図 2.19～図 2.22 中の各系列は、図 2.10 中の各端子名に対応する。図 2.19 に各端子の反射特性、図

2.19 に In1 入力時の分配振幅特性、図 2.21 に In1 入力時の位相誤差特性 (In1.Out1 基準)、図 2.22 に Out1 端子に合成電力が出力されるようにすべての入力端子に等振幅で所定の位相差をもつ信号を入力した場合の、他の出力端子へのアイソレーション特性を示す。表 2.1 に各出力端子へ出力するために必要である各入力信号の励振振幅位相を示す。評価結果は、比帯域 6%において、分配振幅偏差 0.3dB 以下、反射 -16 dB 以下、アイソレーション -39 dB 以下、位相誤差 5.0deg 以下、挿入損失 0.4dB 以下の良好な特性を確認し、本構成の有用性が確認された。

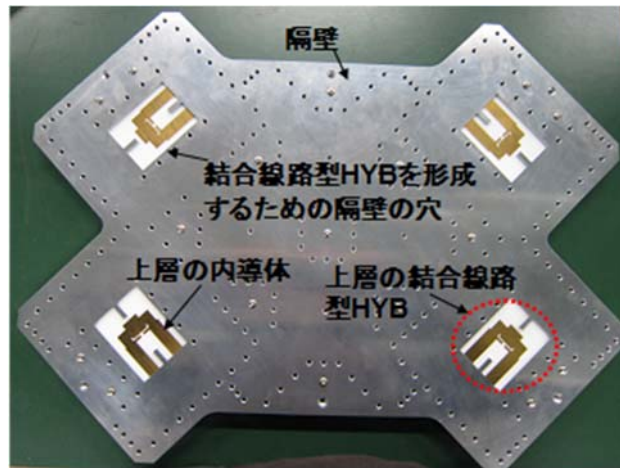


図 2.17 隔壁で蓋をした上層の外観図

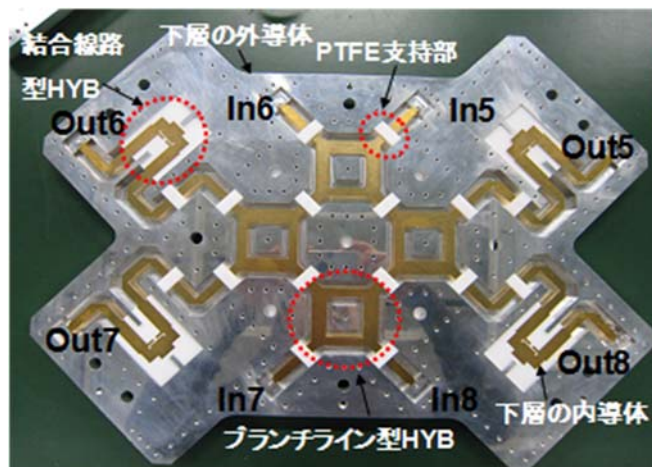


図 2.18 下層の内導体と外導体の外観図

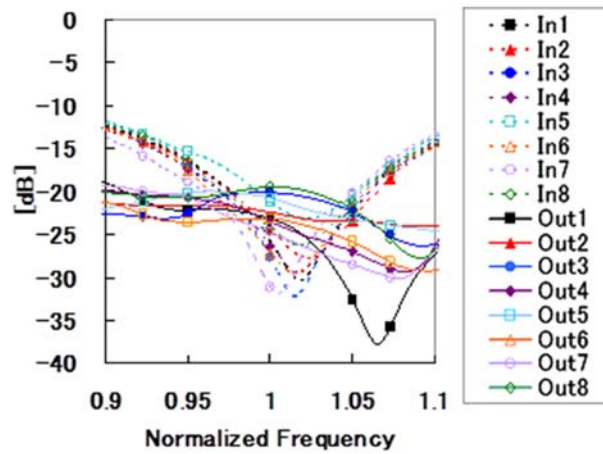


図 2.19 8入力8出力HYBマトリクスでの反射特性の評価結果

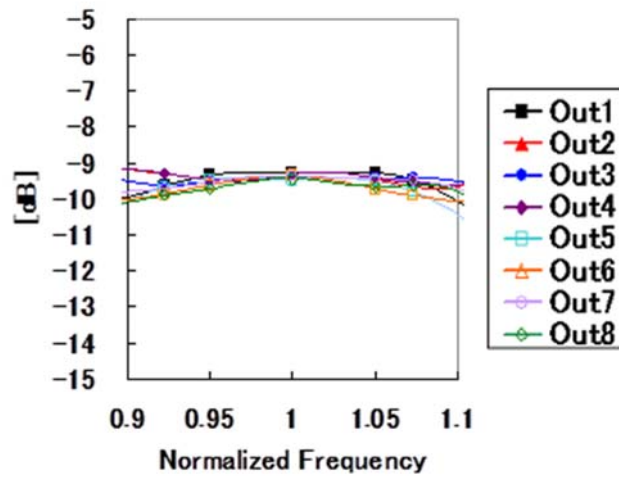


図 2.20 8入力8出力HYBマトリクスでのIn1入力時分配振幅特性の評価結果

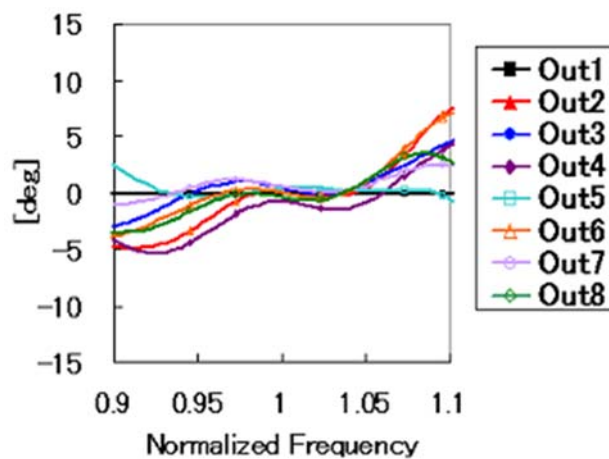


図 2.21 8入力8出力HYBマトリクスでのIn1入力時位相誤差特性の評価結果

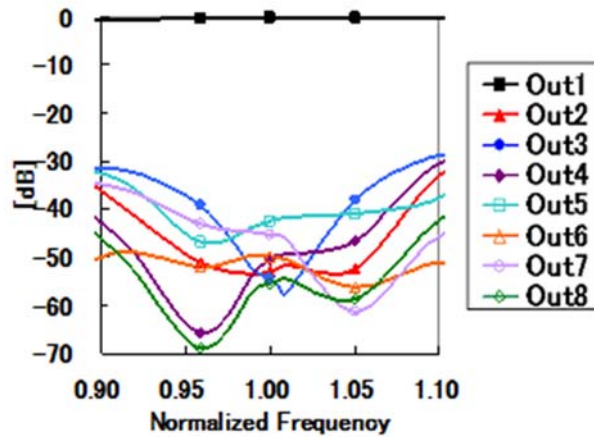


図 2.22 8 入力 8 出力 HYB マトリクスアイソレーション特性の評価結果 (Out1 出力時)

2.7 まとめ

結合線路間隔を狭めることなく結合度を増加させる技術として、結合線路に設けたスタブにより、等価的に結合線路に対して容量を装荷する構造を提案し、それを用いた結合線路型 3.dB ハイブリッドについて述べる。また結合線路に並列に直列容量(フィードバック容量)を装荷すると結合度が增加する動作原理を示した。さらに小型化の技術として、結合線路部をコの字に折り曲げる手法を提案し適用している。本手法を用いて設計したタンデム接続結合線路型 3.dB ハイブリッドについて、S 帯において試作評価を行った結果、良好な特性を示し、かつサイズは従来比 60%に小型化し、本手法の有用性が確認できた。さらに当該提案するタンデム接続結合線路型 3.dB ハイブリッドとブランチライン型ハイブリッドで構成され、2 層構成で方形同軸線路を適用した 8 入力 8 出力ハイブリッドマトリクスは、S 帯において良好な特性を示し、提案構造の有効性が確認できた。

参考文献

- [2.1] R. E. Collin, Foundation for Microwave Engineering, 2nd Edition, McGraw.Hill, 1992, pp. 413-442
- [2.2] B.Sheleg and B.E.Spielman, BroadBand directional coupler using with dielectric overlays,” IEEE Trans. MTT., vol.MTT.22, no.12, pp.1216-1221, Dec.1974.
- [2.3] D.P.Andrew, and C.S.Aitchison., “Wide.band lumped.element quadrature 3.dB couplers in microstrip,” IEEE Trans. MTT., vol.MTT.48, no.12, pp.2424-2431, Dec.2000.
- [2.4] M.Nakajima and E.Yamashita, “A quasi.TEM design method for 3dB hybrid couplers using a semi.reentrant coupling section,” IEEE Trans. MTT., vol.MTT.38, no.11, pp.1731-1733, Nov.1990.
- [2.5] K.Sachse and A.Sawicki, “Quasi.ideal multilayer two. and three.strip directional couplers for monolithic and hybrid MICs ,” IEEE Trans. MTT., vol.MTT.47, no.9, pp.1873-1882, Sep.1999.
- [2.6] Kuo.Sheng, Ming.Chuan Ma, Yi.Ping Chen and Yi.Chyun Chiang, “Closed.Form Equations of Conventional Microstrip Couplers Applied to Design Couplers and Filters Constructed With Floating.Plate Overlay,” IEEE Trans. MTT., vol.MTT.56, no5, pp.1172-1179, May.2008.
- [2.7] S.L.March, “Phase velocity compensation in parallel.coupled microstrip,” IEEE MTT.S Int. Microwave Symp.Dig., pp.410-412, June 1982.
- [2.8] M. Dydyk, “Microstrip Directional couplers with Ideal performance via single.element compensation,” IEEE Trans. MTT., vol.MTT.47, no6, pp.956-964, June.1999.

- [2.9] Jia.Liang Chen, Sheng.Fuh Chang and Chain.Tin Wu “A High.Directivity Microstrip Directional Coupler With FeedBack Compensation,” IEEE MTT.S Digest, pp.101–104, 2002.
- [2.10] J.P.Shelton, ”Tandem couplers and phase shifters for multioctave bandwidth,” *Microwaves*, pp.14.19, Apr.1965.
- [2.11] R. Monigia, *RF and Microwave Coupled.Line Circuits*, Artech House, pp. 281–285
- [2.12] M.Abe, Y.Tahara, N.Yoneda and Y.Konishi “A Tandem 3.dB Hybrid Coupler Using Coupled Lines with Series Capacitance,” *IEEE EuMA Dig.*, pp. 164–167, 2010.
- [2.13] M.Kawai,K.Suzuki and S.Egami,”Concept of Multiport.coupling Beam Swiching Network and its Basic Performance in K.band”,*Electronics Letters*, 19,23(10th Nov.1983)
- [2.14] P.James,et al.,”Design of Multiport Amplifier Beam Forming Network for a Mobile Communiactions Antenna”*EuCAP2006*
- [2.15] T.Tanaka, K.Tsunoda and M.Aikawa “Slot.Coupled Directional Couplers Between Double.Sided Substrate Microstrip Lines and Their Applications,” *IEEE Trans. MTT.*, vol.36, no12, pp.1752-1757, December.1988.
- [2.16] ESA.ESTEC Requirements & Standard Division, “Space engineering Multi.paction design and test,” ECSS.E.20.01A, 2003
- [2.17] T.Kawai, K.Ito, I.Ohta and T.Kaneko, “A branch.line.type eight.port comparator circuit,” *IEEE MTT.S Digest*, pp.869–872, 1991.

- [2.18] G.P.Riblet, "A directional coupler with very flat coupling," IEEE Trans. MTT., vol.26, no2, pp.70.74, Feb.1978.
- [2.19] Patent : EP524000A1"Multi.port microwave coupler"
- [2.20] Y.Konishi, I.Awai and Y.Fukuoka, "Newly proposed vertically installed planar circuit and its application" IEEE Trans.Brodacasting, volBC.33, pp.1-7, March, 1987.

3.スロットおよび切欠きを設けた 1/4 波長マイクロストリップ結合線 路およびそのアプリケーション

3.1 はじめに

カプラは、通信装置の検波器などに用いられる重要な回路素子であり、広帯域な特性や平面構成が可能であることなどが求められる。平面で形成可能なマイクロストリップ結合線路(MSCL)で構成されるカプラは、ストリップ導体の間隔と幅の製造限界により、一定以上の密結合度を得るのが困難、また偶・奇モードの位相速度が異なることから、方向性が劣化しやすい問題がある[3.1][3.2]。そこで、1/4 波長 MSCL で構成される多段カプラにおいて、最も密結合となる 1/4 波長 MSCL の幅を一部狭くするとともに、幅を狭めていない部分にスリットを設ける構造で密結合かつ高方向性を得る手法を提案する。本稿では、提案する 1/4 波長 MSCL の密結合かつ高方向性を得る手法と動作原理を述べ、当該 MSCL を用いる広帯域カプラの回路構成を示す。さらに、当該広帯域カプラの設計を行い、試作評価結果から、本提案手法の有効性を示す。

3.2 提案する 1/4 波長 MSCL

ここでは、製造限界以上の密結合度と高方向性を実現する 1/4 波長 MSCL を示す。

3.2.1 密結合化の手法

図 3.1 に密結合化を目的とした、提案する構造を示す。1/4 波長結合線路間隔は一定とし、中央部の線路幅を一部狭くする。ここでは、基板条件を厚さ 380 μm のアルミナ基板とし、結合線路間隔を製造限界である 30 μm とする。本稿中では以降、線路幅を狭くした部分をカット部と呼ぶ。カット部の電気長を

Xとして、Xを変化させた場合の結合度と反射レベルを図3.2に示す。図3.2中で横軸は、全体の長さL(1/4波長)に対するXの比である。X=0の場合、すなわち製造限界による結合度は5.1dBであるが、カット部を設けることで結合度4.6dBまで密結合化が可能であることが分かる。このように、1/4波長結合線路の中央部の幅を一部狭くする本構造によれば、反射特性を大きく劣化させることなく製造限界以上の密結合化が可能となる。

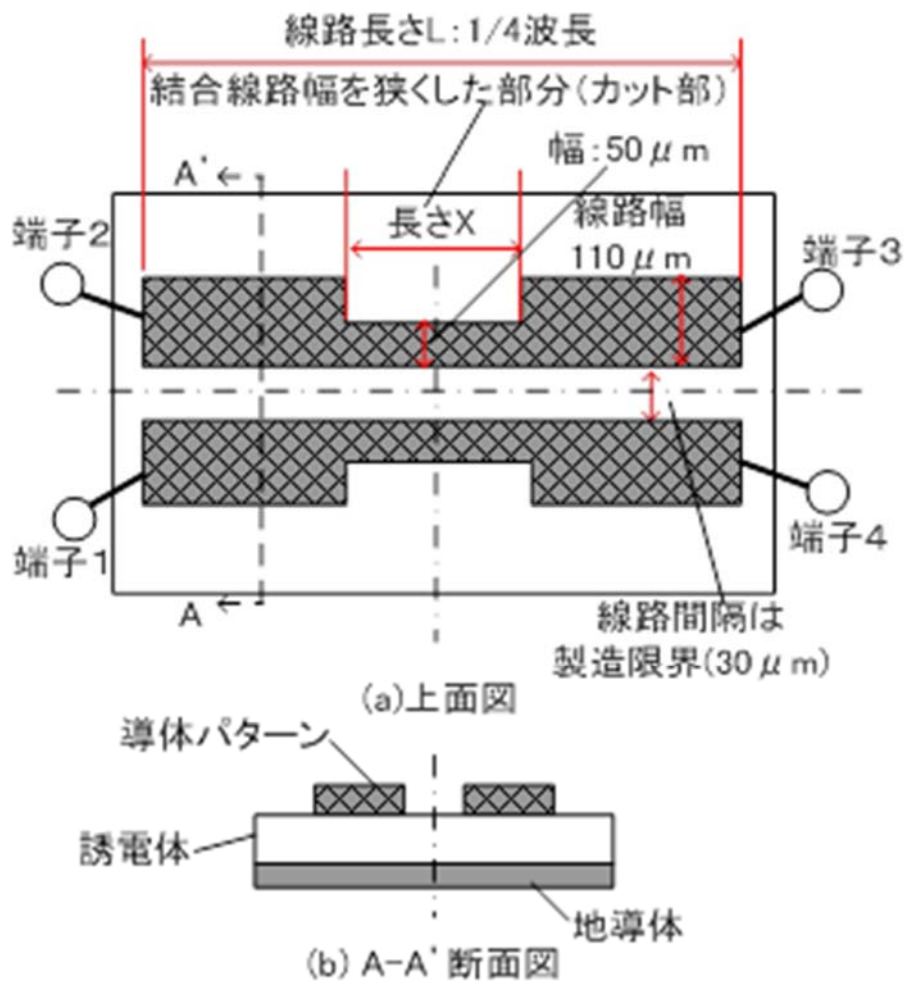


図 3.1 密結合化を目的とした提案構造(a) 上面図 (b)A-A'断面図

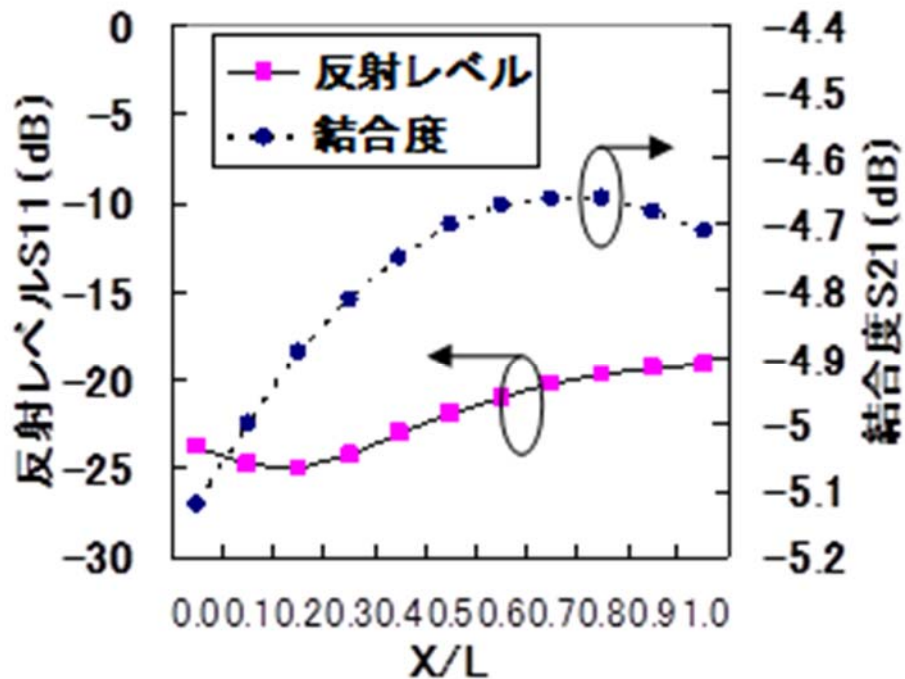


図 3.2 結合度と反射レベルのカット部長さ X の依存性

3.2.2 密結合化の動作原理

図 3.1 に示す提案構造の密結合化の原理を、カット部を設けた場合と設けない場合の結合度の比較により検討する。本構造は 2 軸対称であるので、提案構造の 1/4 の等価回路を図 3.3 に示す。図 3.3 中で、 θ はカット部の電気長を、 Z_{xe} , Z_{xo} はそれぞれカット部の偶・奇モードインピーダンスを示し、 β_{xe} , β_{xo} はカット部の位相定数を示す。また Z_e, Z_o と β_e, β_o は、カット以外部の偶・奇モードインピーダンスと位相定数を示す。また Z_t はカット部とカット以外部の接続面から右をみたインピーダンスとし、 Z_{iny} は線路端から右を見たインピーダンスとする。2 軸対称の結合線路の結合度は、表 1 に示す対称面の 4 種類の励振状態によるそれぞれの線路端における反射係数 Γ_y (インデックス y は励振状態 A, B, C, D のいずれかを示す) を用いて式(3.1)で導出される [3.3]。また各励振状態による Z_t を表 1 に示す。カット部を設けた場合と設けない場合の結合度を S'_{21} と S_{21} 、反射係数を Γ'_y と Γ_y とする。 Γ'_y と Γ_y は式(3.2)と式(3.3)で、 Z_{iny} は式

(3.4)で表される。式中で Z_c は Z_e と Z_o の相乗平均を示し、インデックス i は e か o を示す。式(3.5)～式(3.11)に示す条件より式(3.12)が成立することから、カット部を設けた場合は密結合化することが確認される。

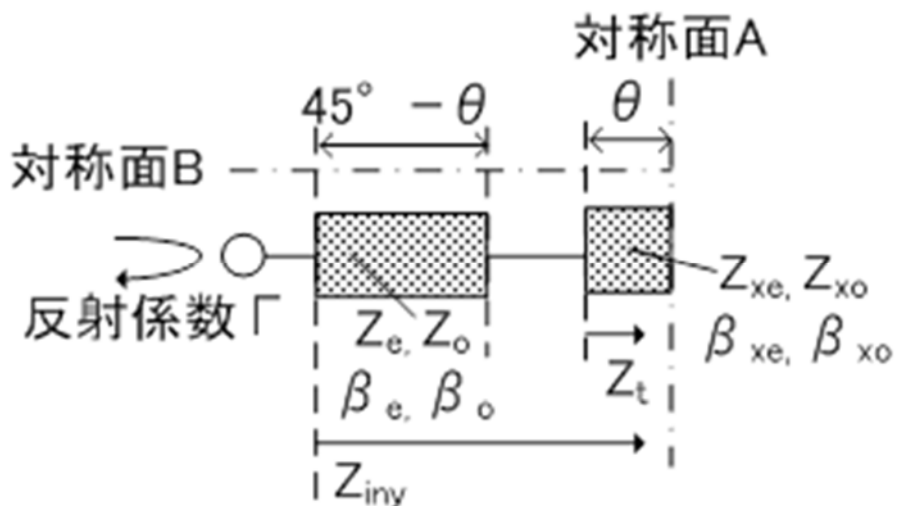


図 3.3 提案構造の 1/4 の等価回路

表 3.1 対称面の 4 種類の励振状態と各 Z_t

	対称面A	対称面B	Z_t
励振A	Open	Open	$-j (Z_{xe}) \text{Cot}(\beta_{xe} \theta)$
励振B	Short	Open	$j (Z_{xe}) \text{Tan}(\beta_{xe} \theta)$
励振C	Open	Short	$-j (Z_{xo}) \text{Cot}(\beta_{xo} \theta)$
励振D	Short	Short	$j (Z_{xo}) \text{Tan}(\beta_{xo} \theta)$

$$S_{21} = \frac{\Gamma_A + \Gamma_B - \Gamma_C - \Gamma_D}{4} \quad (3.1)$$

$$\Gamma'_y = \frac{Z_{iny} - Z_c}{Z_{iny} + Z_c} \quad (3.2)$$

$$\Gamma_y = \frac{Z_i - Z_c}{Z_i + Z_c} \quad (3.3)$$

$$Z_{iny} = Z_i \frac{Z_x + jZ_i \times \tan[\beta_i(45^\circ - \theta)]}{Z_i + jZ_x \times \tan(\beta_{xl}\theta)} \quad (3.4)$$

$$Z_{xe} > Z_e \quad (3.5)$$

$$Z_{xo} > Z_o \quad (3.6)$$

$$Z_e > Z_o \quad (3.7)$$

$$Z_{xe} > Z_{xo} \quad (3.8)$$

$$\theta < 45^\circ \quad (3.9)$$

$$\beta_{xe} \doteq \beta_e \quad (3.10)$$

$$\beta_{xo} \doteq \beta_o \quad (3.11)$$

$$S'_{21} - S_{21} \geq 0 \quad (3.12)$$

3.2.3 密結合かつ高方向性を実現する構造

図 3.4 に、密結合かつ高方向性を実現する提案構造を示す。図 3.4 は、図 3.1 のカット以外部の結合線路の内側にスリットを設けた構造である。結合線路の内側にスリットを設けて、奇モードの位相速度を遅くして偶モードの位相速度と合わせることにより方向性を改善する手法は報告されている[3.6]が、疎結合化する問題がある。本構造は、スリットを設けていない部分にカット部を設けることで、スリットによる疎結合化を補償して、所望結合度かつ高方向性を実現できる。図 3.4 に示す寸法は、次章で述べる広帯域カップラの最密結合段の所望結合

度 5.9dB と特性インピーダンス 66Ω を実現する設計値である。基板条件はアルミナ基板厚さ $380\mu\text{m}$ 、各端子の特性インピーダンスは 66Ω である。ここでは、3種類（スリットもカットもない、スリットとカットあり、スリットのみ）の電磁界解析値より、本構造の効果を示す。図 3.5 に各結合特性を示し、スリットを設けた場合は、スリットもカットもない場合より 0.6dB 疎結合化するが、そこにカットを設けた場合は 0.1dB 密結合化し所望結合度を実現する。図 3.6 に示す各アイソレーション特性より、スリットとカットを設けた場合は、高域で方向性の改善が確認される。また図 3.7 に示す各反射特性より、スリットとカットを設けた場合でも、反射レベルの劣化は大きくないことが確認される。図 3.5～図 3.7 より、1/4 波長 MSCL にカット部とスリットを設けることで、反射特性を大きく劣化させることなく、密結合かつ高方向性を実現していることが判る。

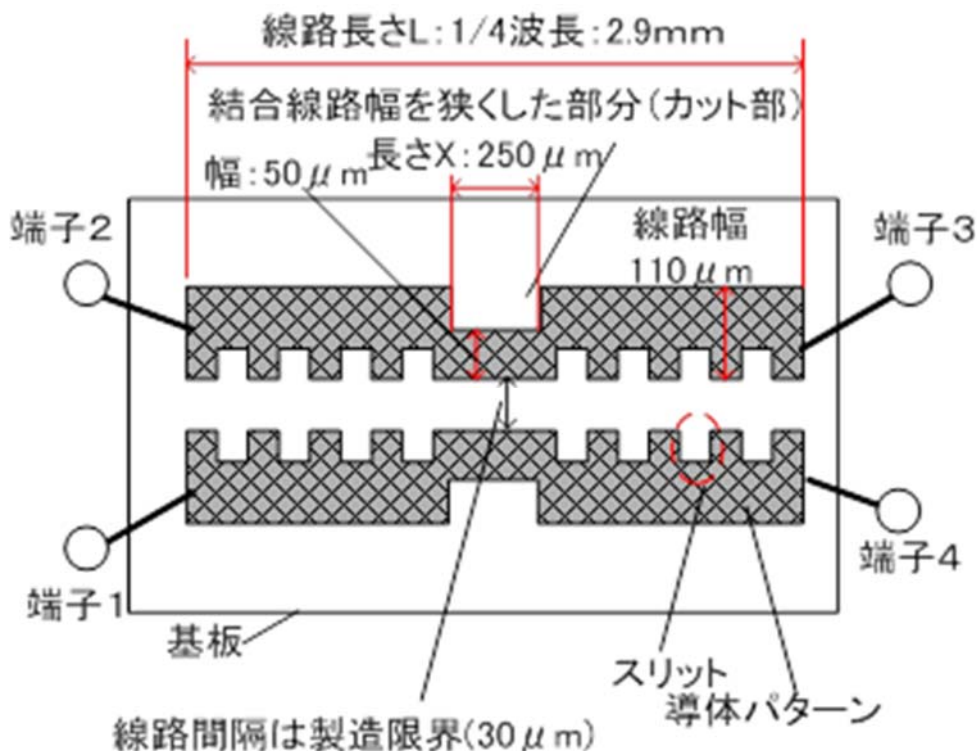


図 3.4 密結合かつ高方向性を実現する提案構造

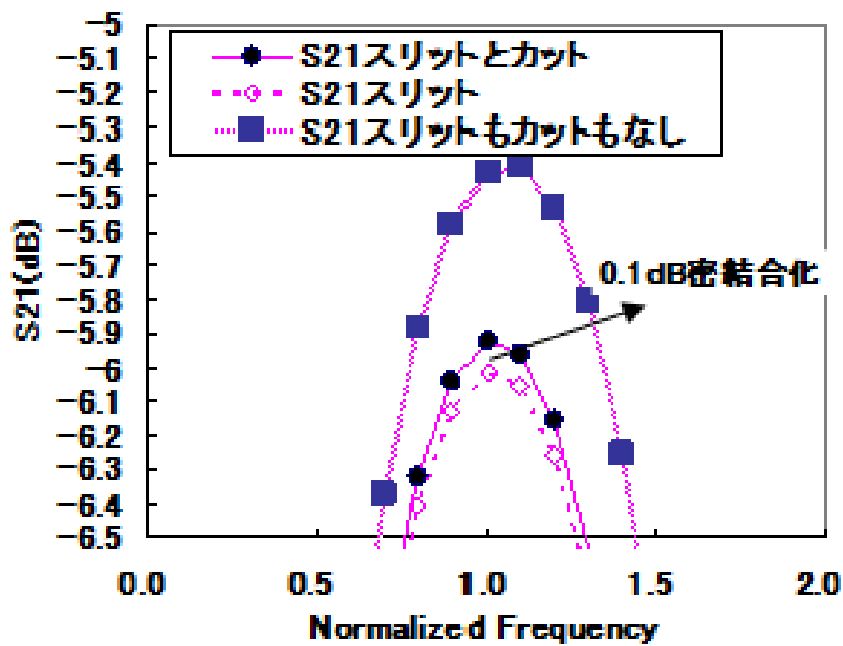


図 3.5 結合特性

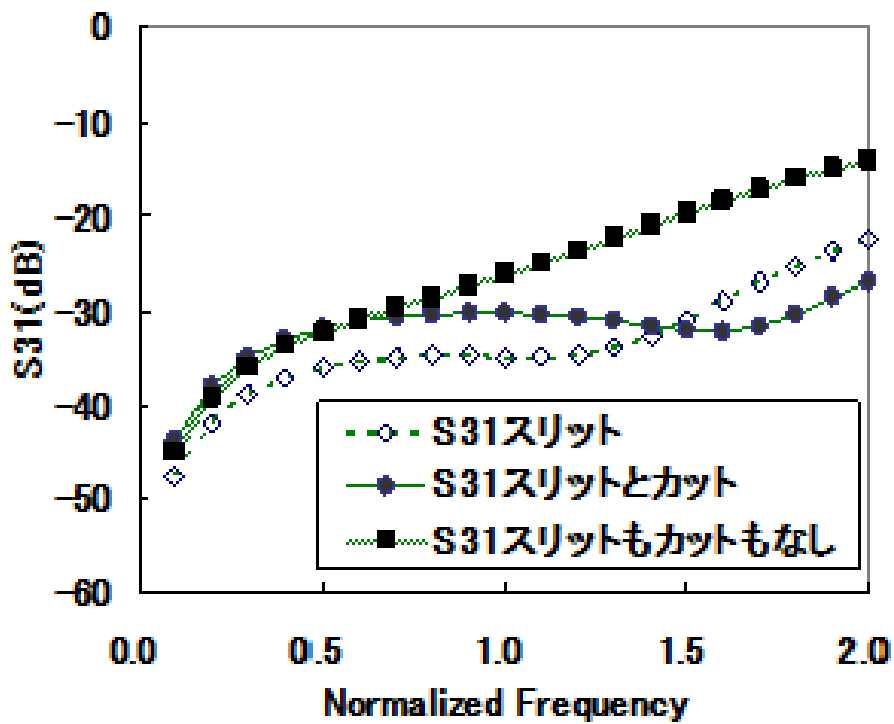


図 3.6 アイソレーション特性

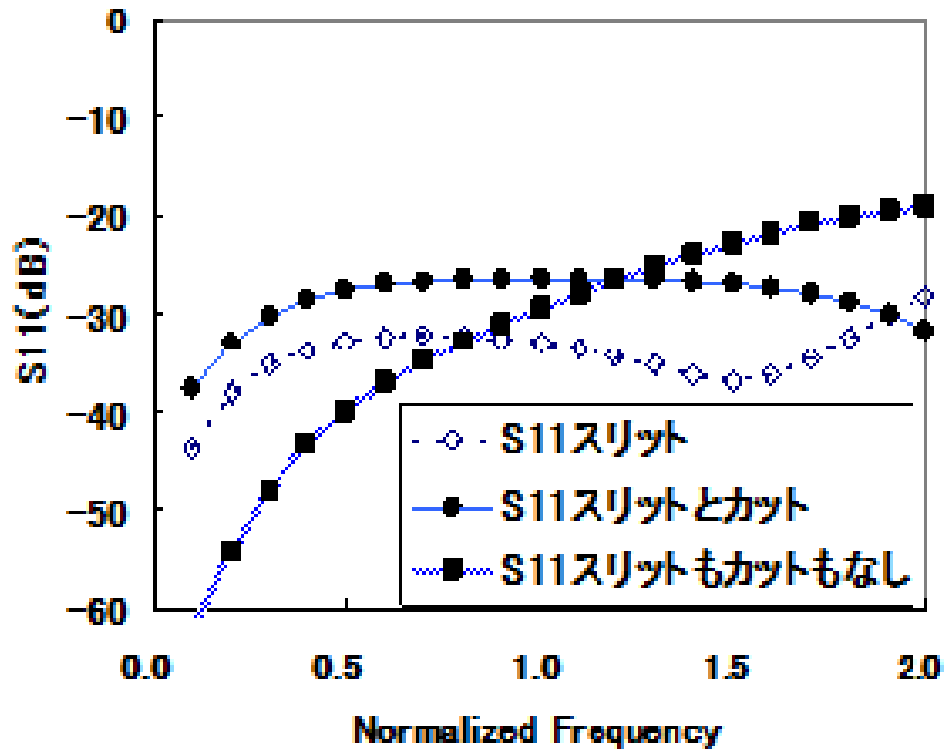


図 3.7 反射特性

3.3 広帯域カプラの回路構成

ここでは、提案する $1/4$ 波長 MSCL を用いた結合度 10dB の広帯域カプラについて示す。図 3.8 に本カプラの回路構成を示す。比帯域 160%において結合度 10dB の実現と、小型化の観点から非対称 6 段構成を選択し、図 3.8 中に示す各段の所望結合度は、広帯域にわたりチェビシェフ等リップルの結合特性を得るよう導出している[3.4]。また最密結合段(1 段目)は、特性インピーダンス 50Ω 系では所望結合度 5.9dB が得られないため、 66Ω 系とし、さらに図 4 に示す提案構造を適用する。2~5 段目の特性インピーダンスは、1 段目 66Ω 系と 6 段目 50Ω 系の 4 段 $1/4$ 波長変器としての機能を併用するように導出する。また

1 段目 66Ω 系と 50Ω 系の入出力端子との整合のために 3 段の 1/4 波長変成器を装荷する。図 3.9 に 2~6 段目の導体パターン図を示す。ここでは、結合線路間に浮遊導体を挿入して、奇モードの位相速度を遅らせ偶モードの位相速度と合わせて、各段の方向性を改善する手法[3.5]を適用する。本カップラは対称構造であるため、高精度設計が可能な偶・奇モード解析を適用し、設計を行った。

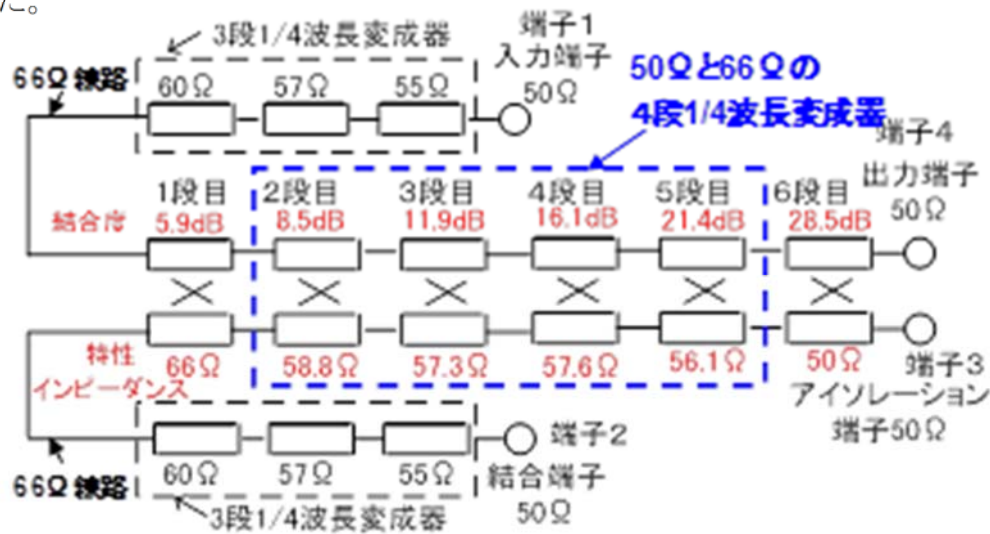


図 3.8 当該広帯域カップラの回路構成

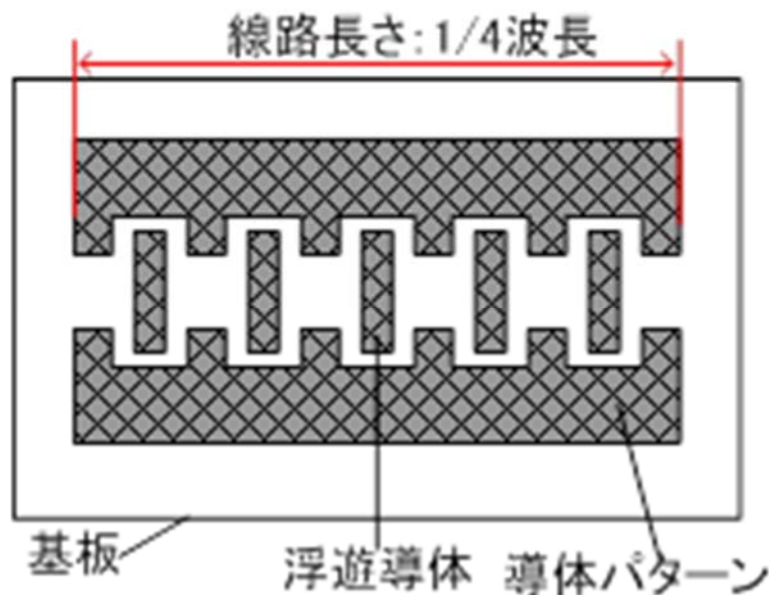


図 3.9 2~6 段目の導体パターン図

3.4 試作評価結果

図 3.10 に試作したカプラの導体パターン写真を示す。また図 3.11 に最密結合段と 66Ω 線路接続部の導体パターン写真を示し、図 3.12 に 3~6 段目の導体パターン写真を示す。また図 3.13 に、試作した本カプラの周波数特性を示す。測定値は計算値と概ね一致する良好な結果が得られ、比帯域 162% において結合特性 $-10.3\pm 0.9\text{dB}$ 、反射特性 -13dB 以下、方向性 10.4dB 以上、通過損失 -1.0dB 以下の良好な特性を示した。本構造は直線で構成された対称構造であることから、偶・奇モード解析を適用でき、高精度計設が可能であったので本結果が得られたと考える。本構造と同等の基板条件を用いた同等の帯域を有する波形状 MSCL の報告 [3.7]があるが、結合特性の偏差や方向性は本構造の方が優れており、曲線形状より直線形状のカプラの方が設計容易性や高精度設計の観点においては優位であると考えられる。

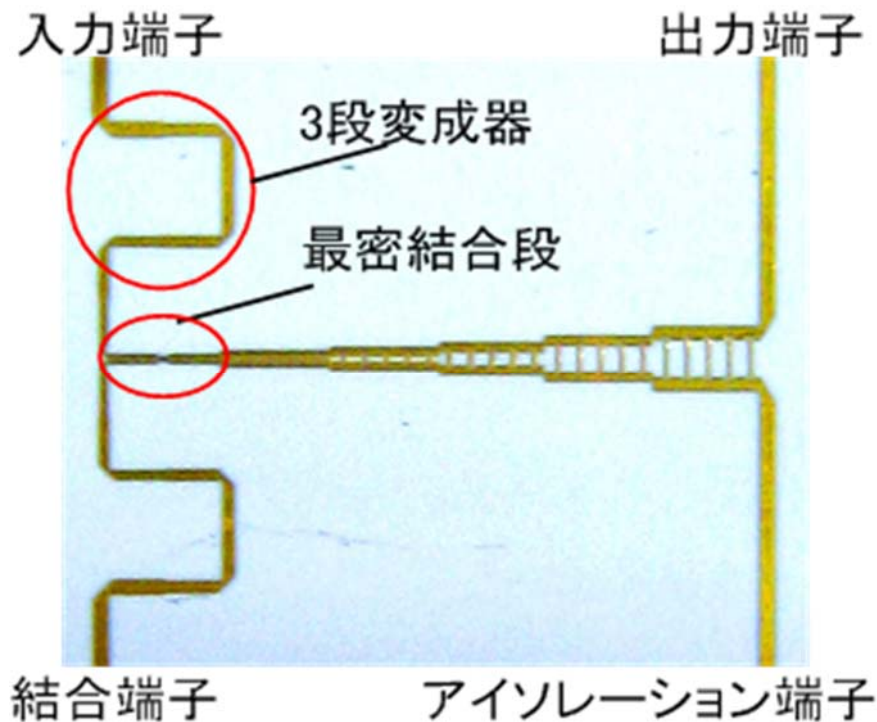


図 3.10 試作したカプラの導体パターン

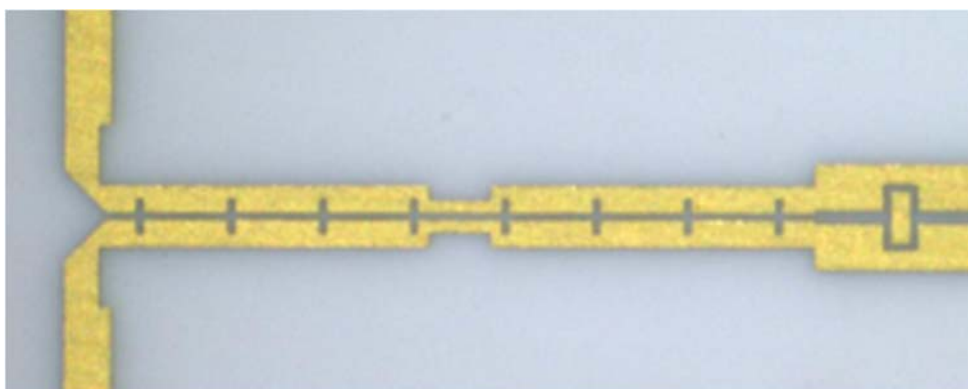


図 3.11 最密結合段と 66Ω 線路接続部の導体パターン

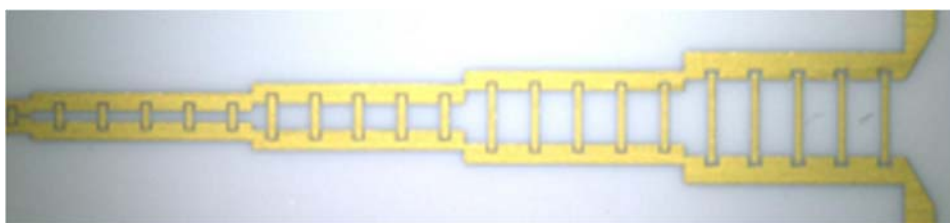


図 3.12 3～6 段目の導体パターン

3.5 まとめ

密結合かつ高方向性を実現する 1/4 波長 MSCL として、結合線路幅を一部狭め、狭めていない部分にスリットを設ける構造を提案した。本 1/4 波長 MSCL を用いた非対称 6 段カプラを検討し、カプラとしての所望結合度を実現するために、最密結合段の特性インピーダンスを他段より高くする回路構成についても述べた。本カプラの試作評価を行った結果、平面基板のみの簡単な構成で、比帯域 162%にわたり良好な特性が実現し、本提案構成の有効性が確認された [3.8]。

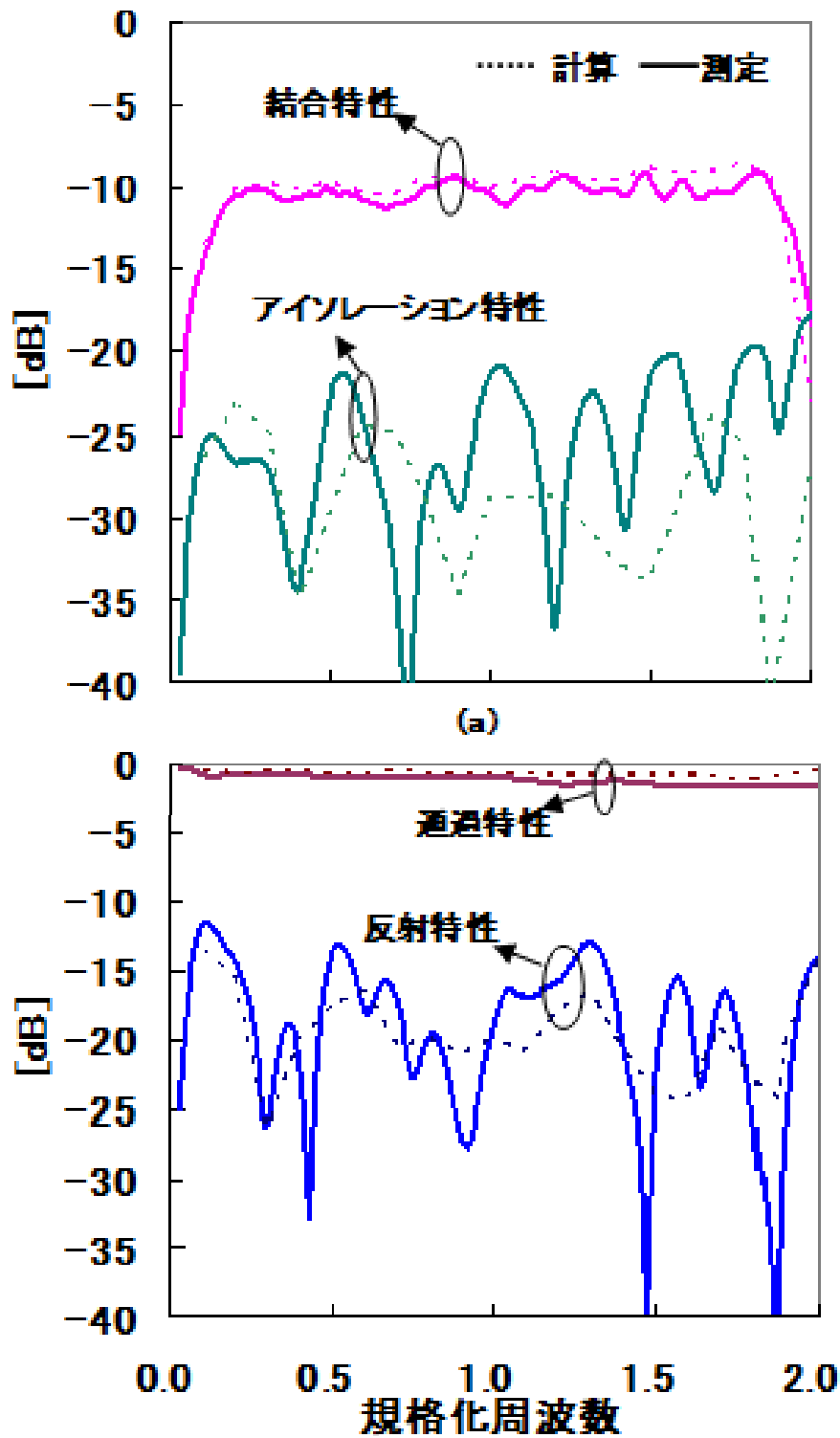


図 3.13 本カップラの周波数特性 (a)結合特性とアイソレーション特性 (b)通過特性と反射特性

参考文献

- [3.1] B.Sheleg and B.E.Spielman, BroadBand directional coupler using with dielectric overlays,” IEEE Trans. MTT., vol.MTT.22, no.12, pp.1216.1221, Dec.1974.
- [3.2] S.L.March, “Phase velocity compensation in parallel.coupled microstrip,” IEEE MTT.S Int. Microwave Symp.Dig., pp.410–412, June 1982.
- [3.3] R. E. Collin, Foundation for Microwave Engineering, 2nd Edition, McGraw.Hill, 1992, pp. 413–442
- [3.4] R.Levy, IEEE MTT vol.MTT.11, pp226.237, July 1963
- [3.5] 藤井,太田,小久保,兵庫県立大学,信学技報 MW2006.92, Sep. 2006
- [3.6] F.C. de Ronde, “Wide.Band High Directivity In Mic Proximity Couplers by Planar Means”, IEEE MTT.S Int. Microwave Symp.Dig., .pp.480.482, June 1980
- [3.7] Jia.Liang, “Wiggly technique for broadBand non.uniform line couplers”, IEEE Electron Letters 2nd October 2003 vol.39 No.20
- [3.8] Motomi Abe, Yukihiro Tahara, Hideji Takeda, Tetsu Owada, Nofumi Yoneda, “Novel Tight Coupling and High Directivity Partially.Narrowed and Slotted Coupled Line and Its Application,” IEEE EuMW.Dig., pp.214–217, 2016.

4 浮遊導体およびグラウンドビアを装荷した多段ストリップ線路

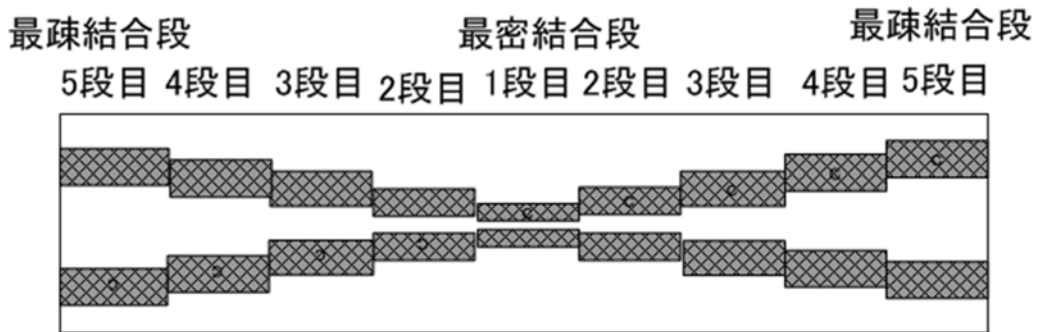
エッジ結合線路型カプラ

4.1 はじめに

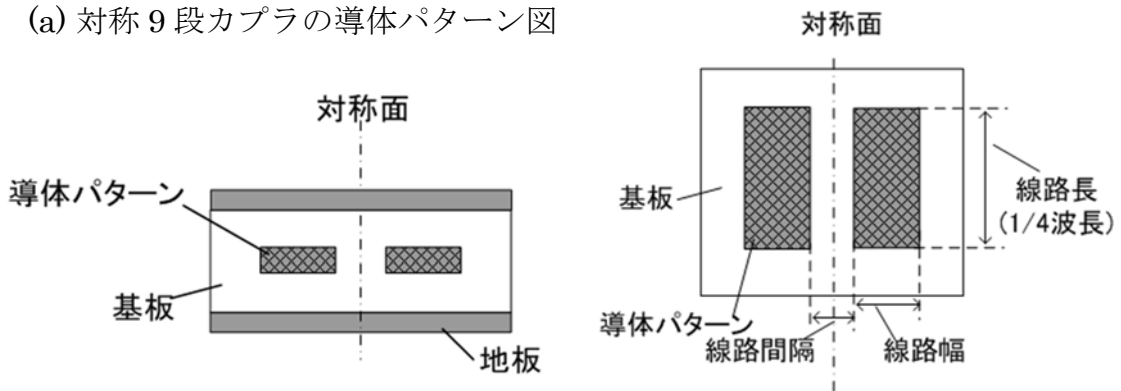
ストリップ結合線路による結合線路の構成には、信号線導体が異なる層に形成されるブロードサイド結合線路(BSCL)と同一層に形成されるエッジ結合線路(SCL)とがある。BSCLは層間の位置ずれによる特性変動が発生しやすく、SCLは密結合の実現が困難という課題がある。ここでは、層間の位置ずれに対してロバスト性を有するSCLを適用し、SCLで構成された多段カプラにおいて、最も密結合となる1/4波長結合線路の上下に浮遊導体を装荷して所望の結合度を確保し、浮遊導体端部の不連続の影響により生じる奇モードの位相遅れを補償する偶モードの遅波構造として、浮遊導体を装荷していない結合線路の信号導体間にグラウンドビアを配置して高方向性を維持する手法を提案する。本稿では、密結合化の手法、浮遊導体装荷構造の方向性劣化の要因を述べ、提案する位相補償構造を示す。また、当該手法を適用した提案する多段カプラの設計を行い、試作評価結果から、本提案手法の有効性を示す。

4.2 提案する回路構成

ここでは、比帯域160%において密結合度と高方向性を実現する回路構成を提案する。結合特性10dB、方向性10dB以上を目標とすると、適した回路構成は図4.1に示す対称9段ストリップ結合線路形カプラが挙げられ、各段の所望結合度は表1に示す値となる[4.1]。基板条件は入手が容易なBTレジン多層基板(誘電率3.4、基板厚1.4mm)を想定する。



(a) 対称9段カプラの導体パターン図



(b) 各段の断面図

(c) 各段の導体パターン図

図 4.1 対称9段カプラの回路構成図

表 1 各段の所望結合度

	所望結合度(dB)
1段目	-4.9
2段目	-12.8
3段目	-19.1
4段目	-25.9
5段目	-34.9

4.2.1 密結合化の手法

最密結合段の結合度 4.9dB は、信号導体間隔の製造限界により結合線路単体では実現が困難である。そこで、図 4.2 に示すように結合線路の上下に浮遊導体を装荷する手法を適用する[4.2]。浮遊導体を装荷することで、奇モードのインピーダンスを下げて密結合化する動作原理である。

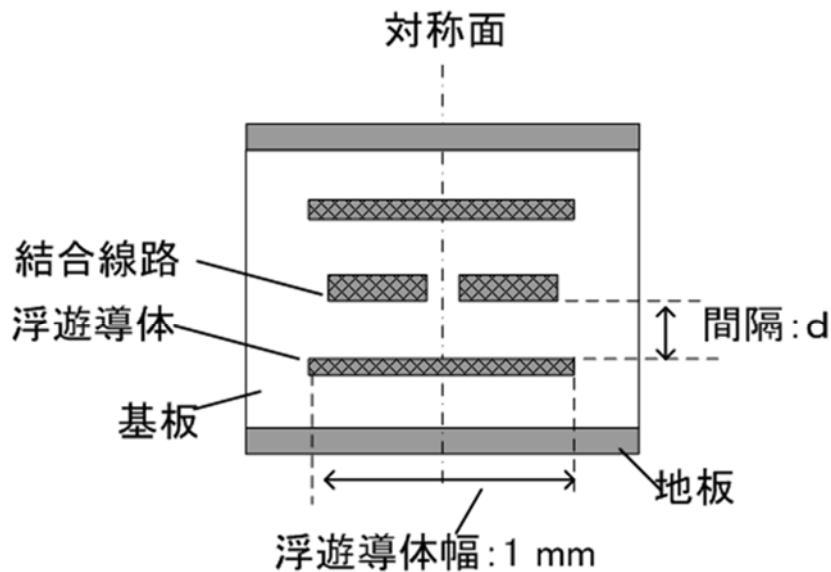


図 4.2 最密結合段の断面図

4.2.2 浮遊導体装荷構造の方向性劣化の要因検討

ここでは、浮遊導体装荷構造の方向性劣化の要因検討を、偶・奇モード解析[4.3]により行う。図 4.3 に、結合線路幅 $250\mu\text{m}$ 、結合線路間隔 $150\mu\text{m}$ とし、浮遊導体(導体幅 1mm)を装荷した場合の結合度と偶・奇モード位相差の、図 4.2 に示す浮遊導体と結合線路間隔 d 依存性を示す。図 4.3 より、 d が小さいと密結合化し、偶・奇モード位相差が大きくなることが確認される。図 4.3 中 $d=0.7\text{mm}$ は浮遊導体がない場合と等しい。

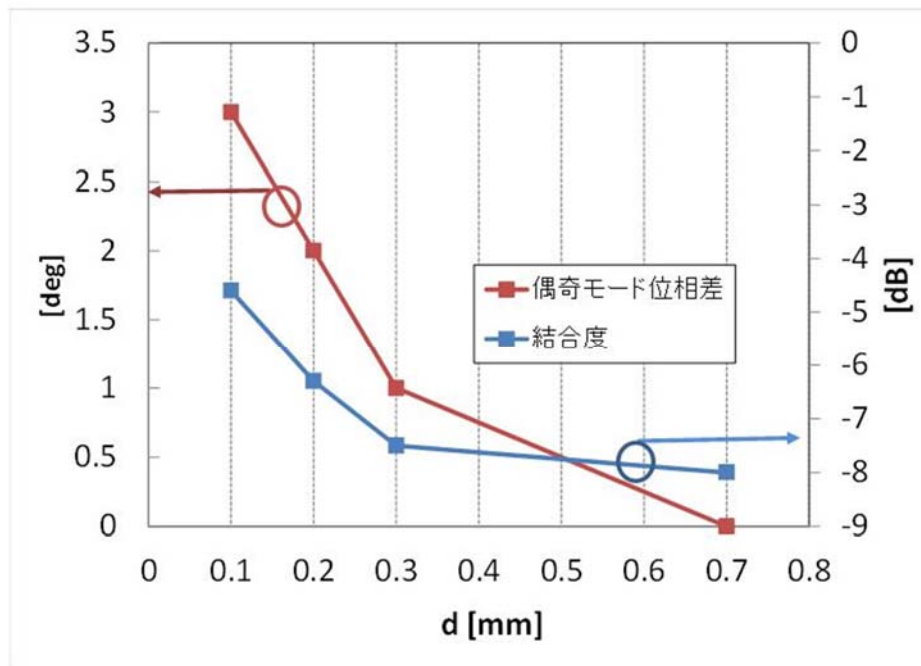


図 4.3 結合度と偶・奇モード位相差の d 依存性

図 4.4 に、浮遊導体なしの場合と、 $d=0.1\text{mm}$ とした場合の最密結合段の特性を示す。図 4.4 より、 $d=0.1\text{mm}$ とした場合は、浮遊導体なしに比較して、約 3dB 密結合化し結合度 4.6dB が得られているが、方向性は約 9dB 劣化していることが分かる。

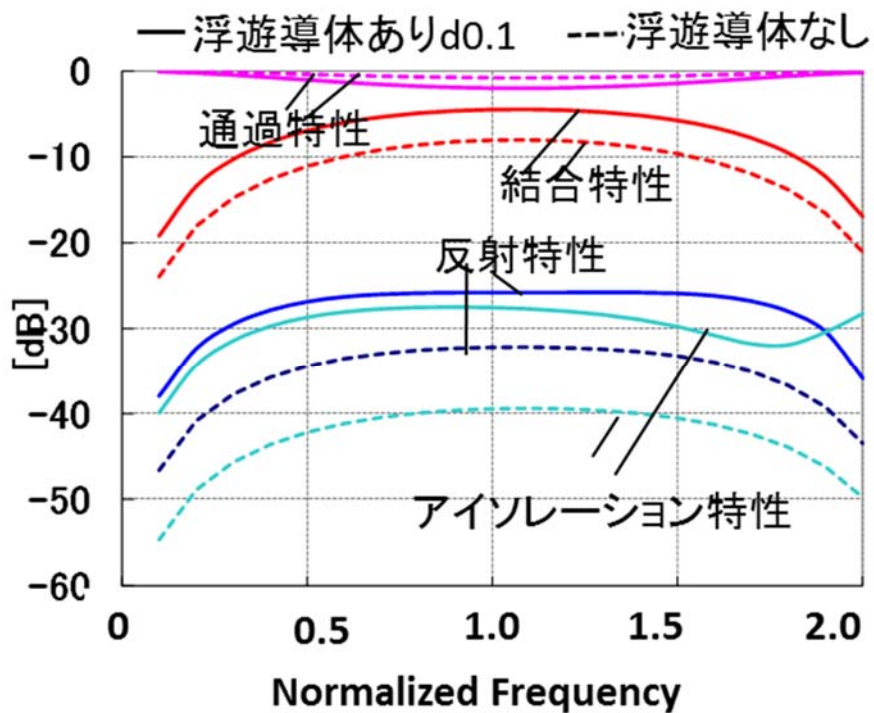


図 4.4 浮遊導体有無の最密結合段の特性

図 4.5 に浮遊導体を装荷した場合の偶・奇モードの図 4.2 に示す対称面における電流経路を示す。図 4.5 より、偶モードの電流経路はグラウンド電流が浮遊導体を経由しないのに対して、奇モードの電流経路はグラウンド電流が浮遊導体を迂回するため、奇モードの位相遅れが発生することが分かる。最密結合段の方向性の劣化は、図 4.3、図 4.5 より奇モード位相が偶モード位相に比較して 3deg 遅れていることに起因すると考える。

そこで、本最密結合段の奇モードの位相遅れを補償する必要があり、提案構造を次項に示す。

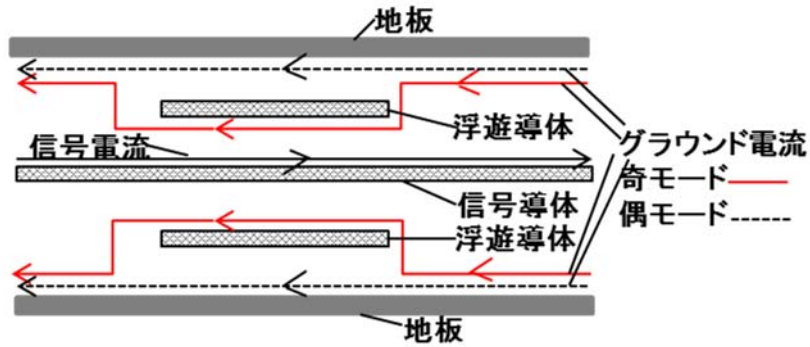


図 4.5 浮遊導体を装荷した場合の偶・奇モードの図 4.2 に示す対称面における電流経路

4.2.3 提案する位相補償構造

図 4.6 に最密結合段における奇モードの位相遅れを補償する提案構造を示す。結合線路間にグラウンドビアを挿入する構造である[4.4]。

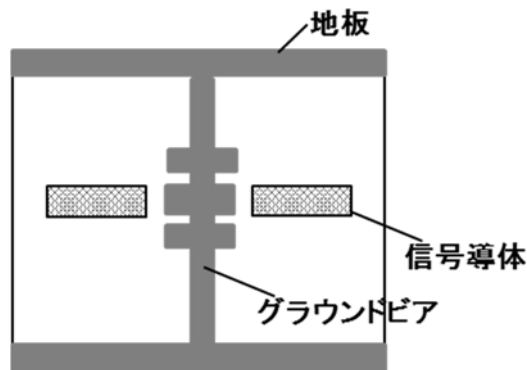


図 4.6 位相補償構造

図 4.7 にグラウンドビアを装荷した場合の偶・奇モードにおける電流経路を示す。図 4.7 より、奇モードの電流経路はグラウンド電流がグラウンドビアを経由しないのに対して、偶モードの電流経路はグラウンド電流がグラウンドビアを迂回するため、偶モードの位相遅れが発生することが分かる。最密結合段は結合線路間隔が狭く、グラウンドビアを挿入できないため、最疎結合段に挿入する。

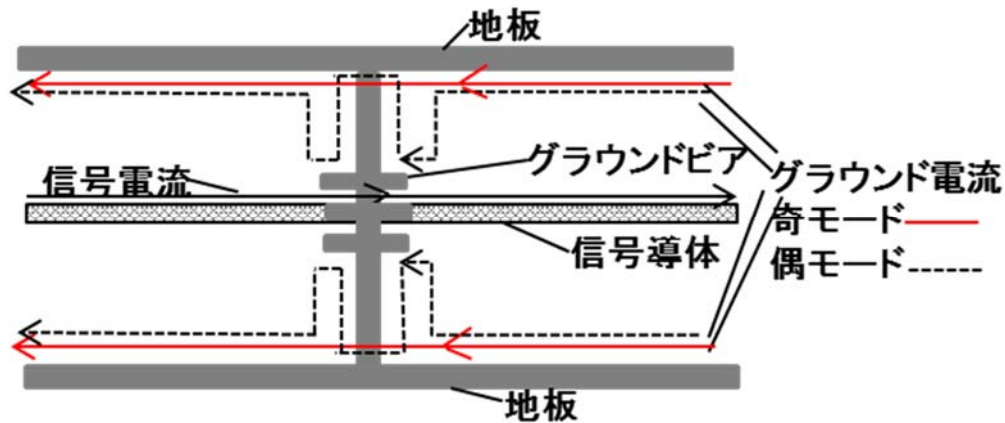


図 4.7 グラウンドビアを装荷した場合の電流経路

図 4.8 に偶・奇モード位相差と結合度のグラウンドビア本数依存性を示す。

グラウンドビア本数が多いほど位相差は大きくなり、4本で偶モード位相が約 3deg 遅れ、最密結合段で発生した奇モード位相遅れ約 3deg を概ね補償すると考える。一方で、結合度はグラウンドビア本数に大きく依存しない。

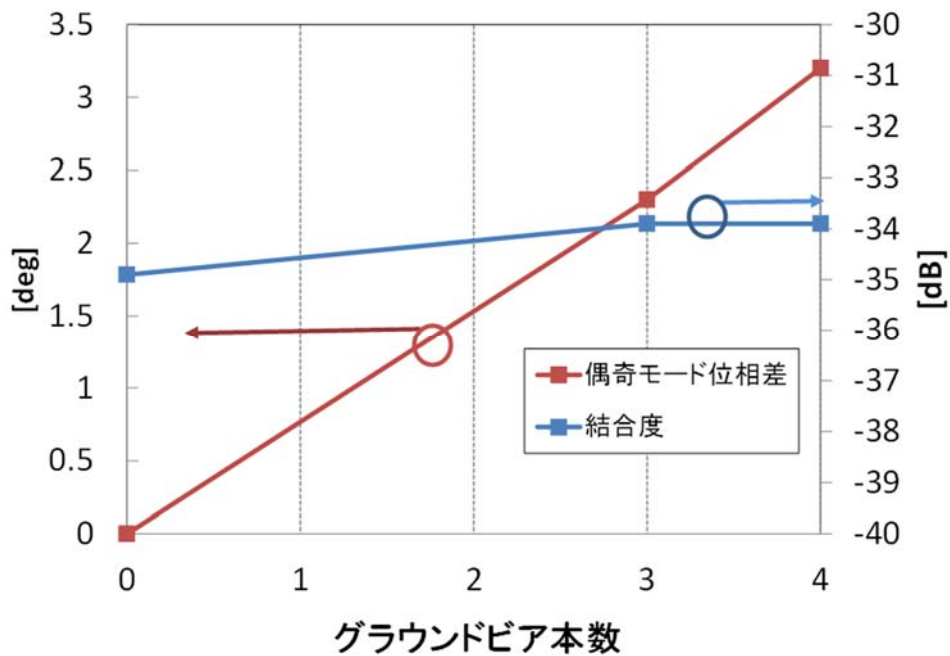


図 4.8 結合度と偶・奇モード位相差のビア本数依存性

4.2.4 設計結果

図 4.9 に提案する構造を示し、図 4.10 に解析結果を示す。図 4.10 より、グラウンドビア 8 本ある場合は、ない場合に比較して方向性は 8dB 以上改善している。最密結合段で発生した奇モード位相遅れはグラウンドビア 4 本で補償可能であるため、残り 4 本分の偶モード位相遅れは結合線路間隔の異なる結合線路を接続する不連続部で発生する奇モード位相遅れを補償していると考えられる。グラウンドビアがある場合は、比帯域 163%において結合特性 $10.0 \pm 0.5\text{dB}$ 、反射特性 24dB 以下、方向性 15dB 以上、挿入損失 1.2dB 以下の良好な特性を示した。

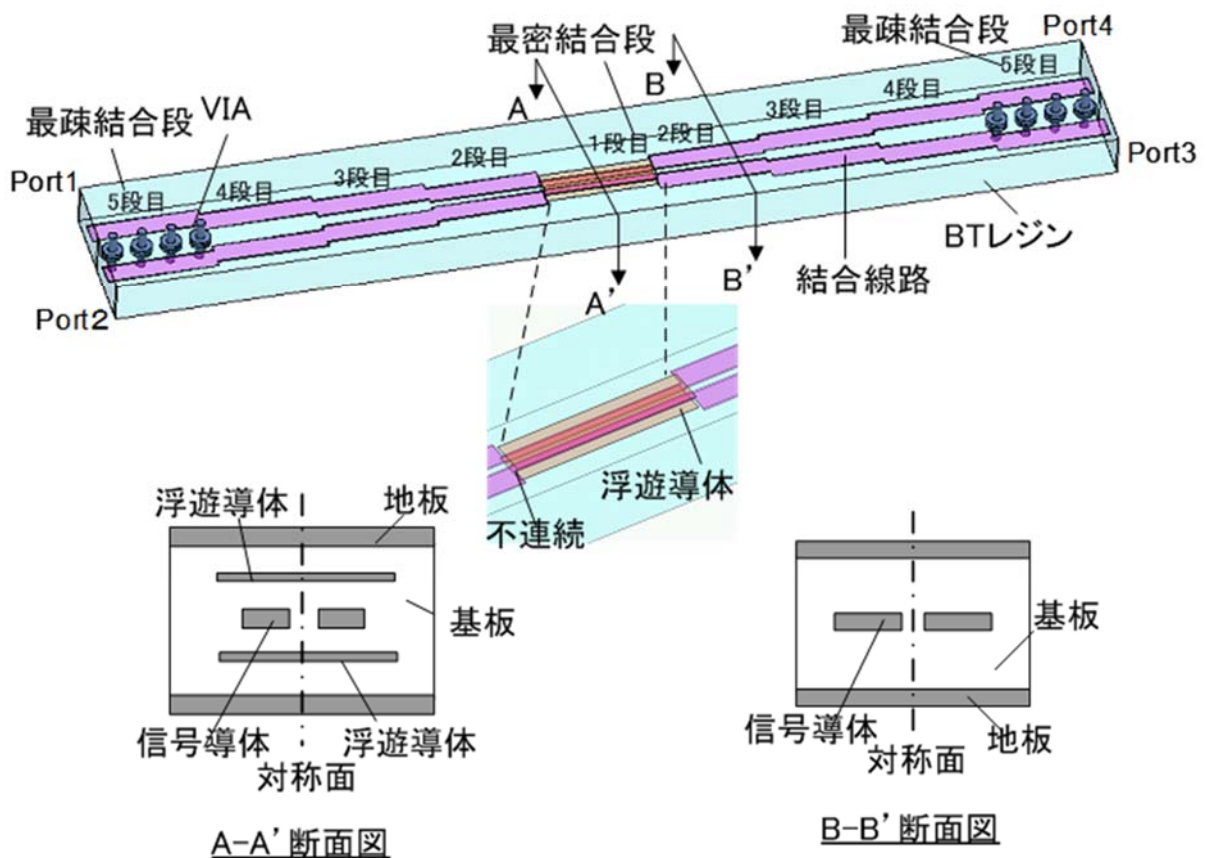


図 4.9 提案するカップラ構造（電磁界解析モデル）

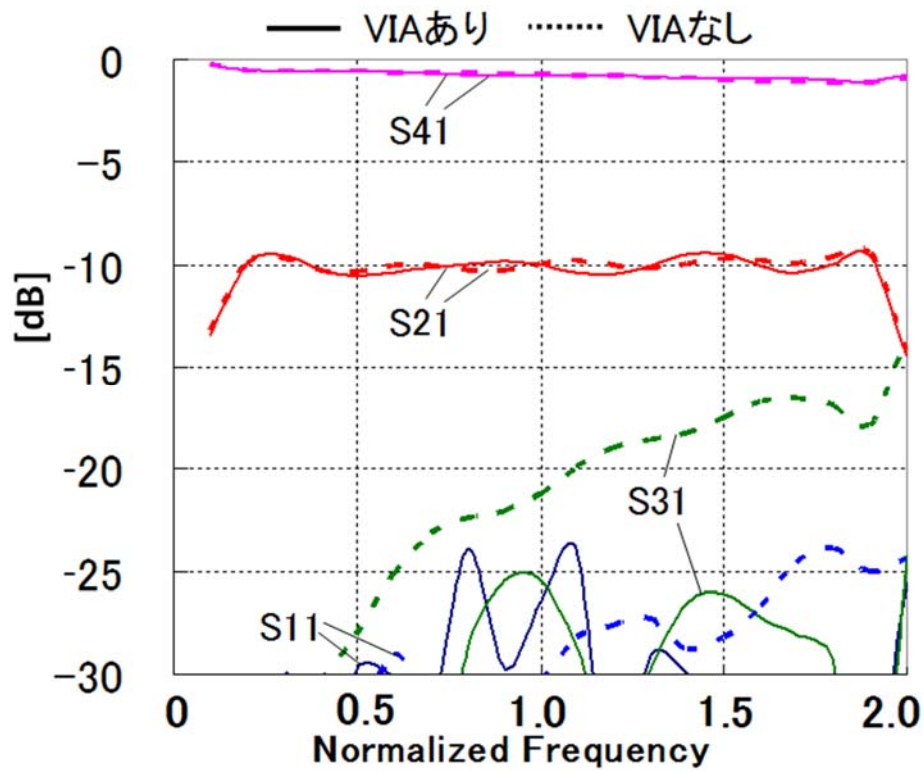


図 4.10 図 4.9 カプラの電磁界解析結果

4.3 試作評価結果

プローブを用いた評価向けにストリップ線路から変換器を介して表層のコプレナ線路へ出力する構成で、当該カプラの試作評価を行った。図 4.11 に試作した評価用カプラの上面透視図を、図 4.12 に写真を示す。

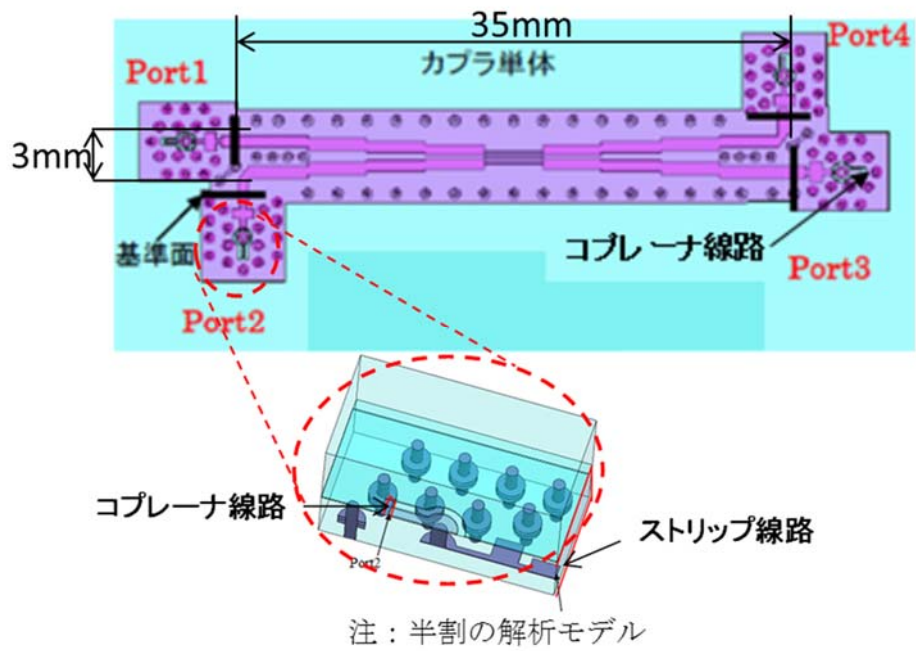


図 4.11 評価用カプラの上面透視図

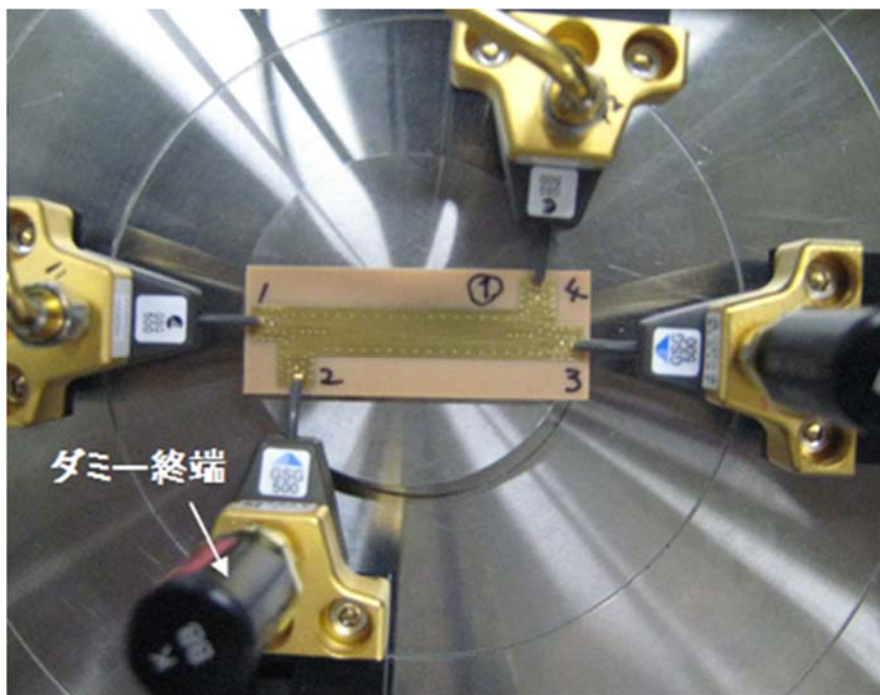


図 4.12 試作した評価用カプラと測定系の写真

図 4.13 に評価結果を示す。なお本結果は、ストリップ線路-コプレーナ線路変換器を含んだダミー-終端部の特性を、スルー線路とライン線路の特性を用いて除去し、図 4.13 に記載の基準面において評価した[4.5]。測定結果は、比帯域 163% において結合特性 $9.6\pm 0.7\text{dB}$ 反射特性 20dB 以下、方向性 11dB 以上、挿入損失 1.4dB 以下の特性を示した。広帯域にわたって良好な方向性が得られており、提案する構造の有効性を確認した。しかし、測定結果は計算結果に比較して、結合特性は約 0.5dB 密結合化、反射-は約 8dB 劣化、方向性は約 3dB 劣化しており、基板の製造誤差に起因するものと考えられる。次章で基板断面解析における誤差解析を行う。

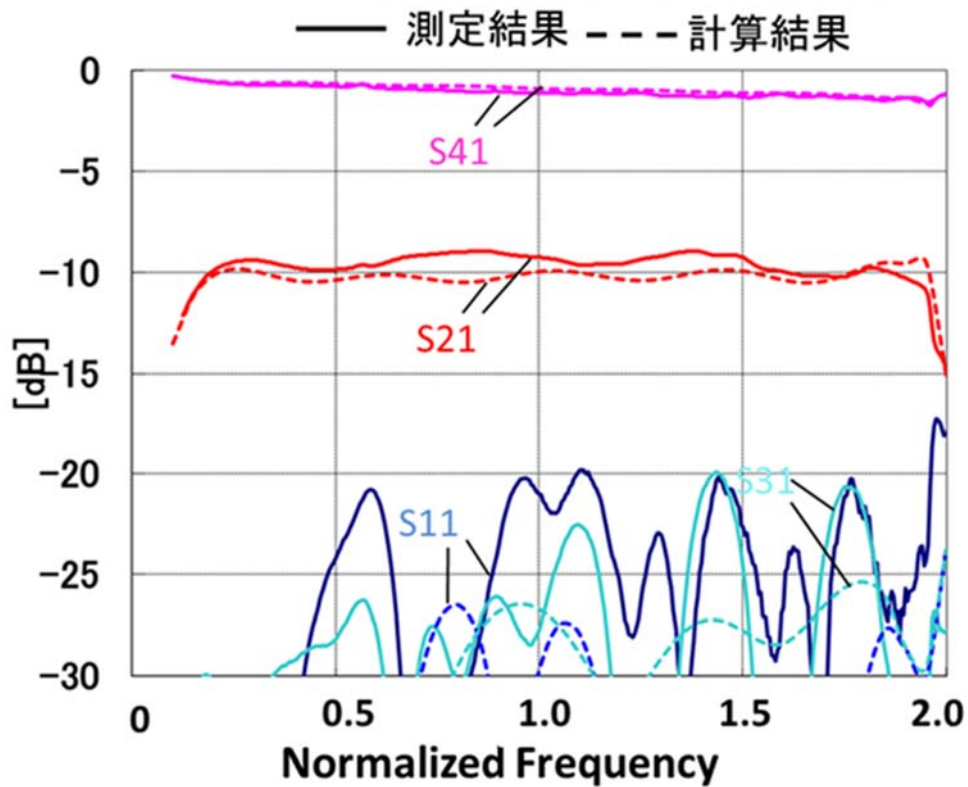


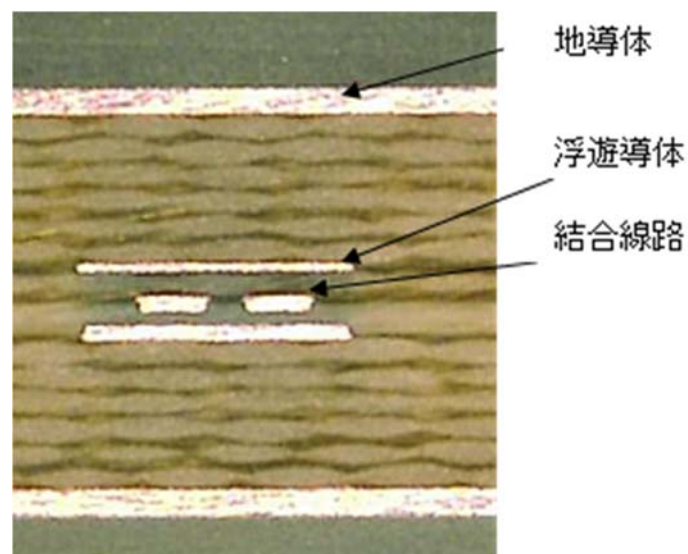
図 4.13 評価用カプラの測定結果

4.4 誤差解析結果

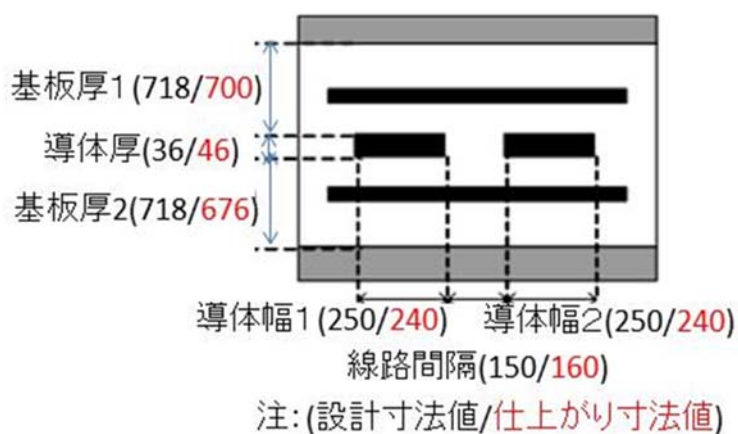
図 4.14 に試作したカプラ基板の最密結合段の断面写真と最密結合段の設計寸法値と仕上がり寸法値を示す。図 4.14 より、試作基板の主な製造誤差は、以下 2 点である。

.結合線路の導体パターン幅/厚さ : $.10\mu\text{m}/+10\mu\text{m}$

.結合線路と浮遊下導体の間隔: $.40\mu\text{m}$



(a) 最密結合段の断面写真



(b) 最密結合段の仕上がり寸法

図 4.14 最密結合段の断面解析結果

図 4.15 に当該基板の製造誤差を反映させた計算結果を示す。図 4.15 より、誤差解析結果と測定結果は概ね等しいことが確認される。また誤差解析結果は、誤差を反映しない計算結果に比較して 0.5dB 程度密結合化、反射は 8dB 程度劣化、方向性は 2dB 程度劣化している。本結果より、基板製造誤差を除去できれば、設計値と概ね等しい測定値が得られる可能性が確認された。

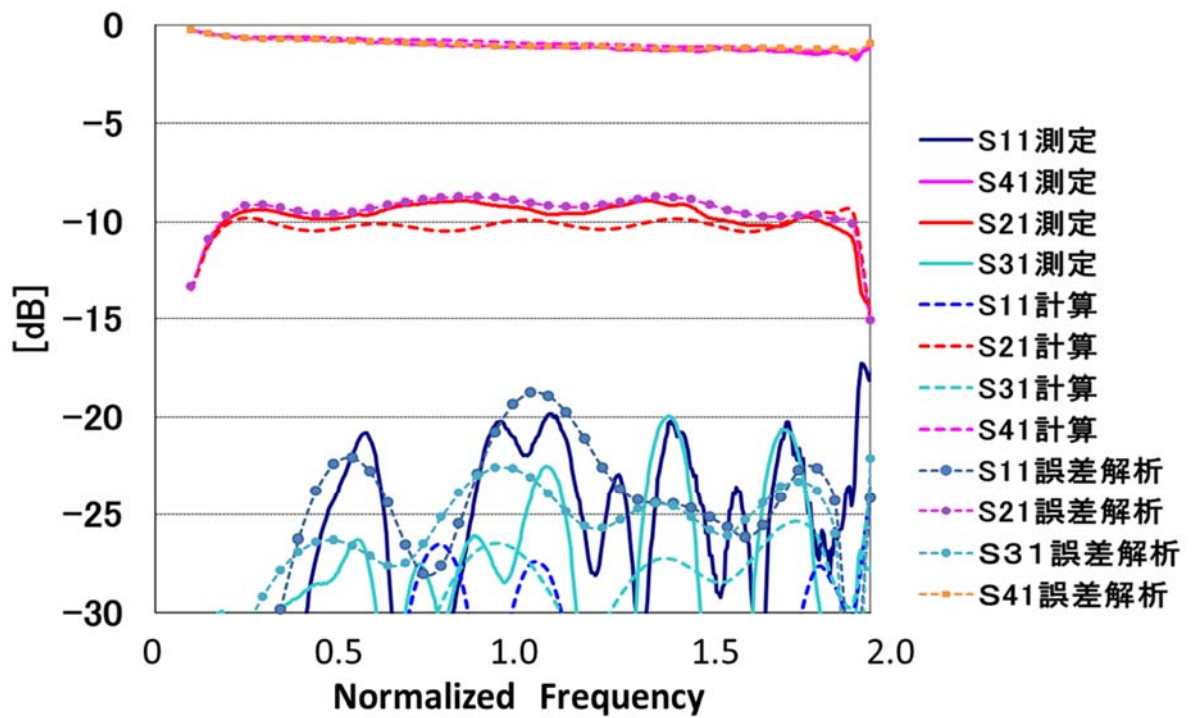


図 4.15 誤差解析結果

4.5 まとめ

1/4 波長結合線路の上下に浮遊導体を装荷して所望の結合度を確保し、浮遊導体端部の不連続の影響により生じる奇モードの位相遅れを補償する偶モードの遅波構造として、浮遊導体を装荷していない結合線路の信号導体間にグラウンドピアを配置して高方向性を維持する手法を提案した。提案構成を適用した多段ストリップ線路形エッジ結合カプラの試作評価を行った結果、比帯域 163%にわたり良好な特性を実現し、本構成の有効性が確認された[4.6]。

参考文献

- [4.1] E.G.Cristal, “Theory and Tables of Optimum Symmetrical TEM.Mode Coupled.Transmission.Line Directional Couplers,” IEEE MTT., vol.13, no.5, pp.544.558,Sep.1965.
- [4.2] S.B.Cohn, “The Re.Entrant Cross Section and Wide.Band 3.dB Hybrid Couplers,” IEEE MTT., pp.254–258, July 1963.
- [4.3] R. E. Collin, Foundation for Microwave Engineering, 2nd Edition, McGraw.Hill, 1992, pp. 413–442
- [4.4] 安部,湯浅,大和田,宮崎,2013 信学全国大会,C.2.58
- [4.5] 安部,湯浅,竹田,大和田,宮崎,2016 信学ソ大,C.2.52
- [4.6] 安部,大島, 湯浅,竹田,大和田,米田, 宮崎, 「浮遊導体およびグラウンドピアを装荷した高方向性／密結合多段ストリップ線路側結合カプラ」 信学会マイクロ波研究会, MW2016.07, 2016年7月.

5.直列容量/先端短絡スタブを装荷した広帯域小型 LTCC ブランチライン型カプラ

5.1 はじめに

ブランチラインハイブリッドは、バランス増幅器や多端子増幅器などのようなマイクロ波システムにおいて用いられる、重要な回路素子である。また通常は4つの1/4波長線路からなり、平面構成が可能で製造が容易である利点もある。しかしながらその動作比帯域幅は10%と狭いため、整合回路を装荷し広帯域化する手法が報告されている。従来の1/4波長変成器と1/4波長短絡スタブ[5.1][5.2]や直列容量[5.3]を装荷する構成では、回路が大型化するため、上記1/4波長変成器を集中定数回路に置換し小型化する手法[5.4]や集中定数のみで構成された極めて小さなブランチラインハイブリッド[5.5]が報告されている。しかしながら、シャント容量が必要となるため、高周波帯域では寄生インダクタンスの影響等により特性劣化が生じやすい。筆者等は、[5.2]で用いられたシャント容量を、近隣の線路もしくはスタブと合成することで、[5.1]と同等の広帯域特性を有しつつ、シャント容量不要な広帯域ブランチラインカプラを提案する。ここでは、その構成と設計手法を述べ、LTCC(Low Temperature Co-fired Ceramics)による試作結果を示す。

5.2 提案する回路構成

図5.1に提案するカプラの回路構成を示す。図5.2に設計の基準となる従来のカプラ[5.1]を示す。図5.2における1/4波長変成器を図5.3のように π 型インバータに置換し、負のシャント容量 $-C_p$ を近隣の線路もしくはスタブと合成することで、シャント容量削減と線路の電気長短縮を図る。図5.2と図5.3は回路の対称性より1/4回路のみを示している。

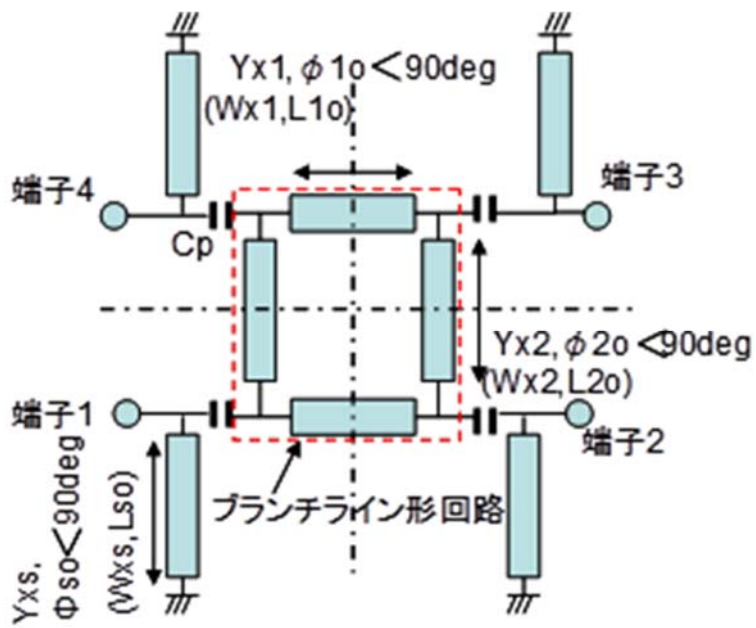


図 5.1 提案する回路構成

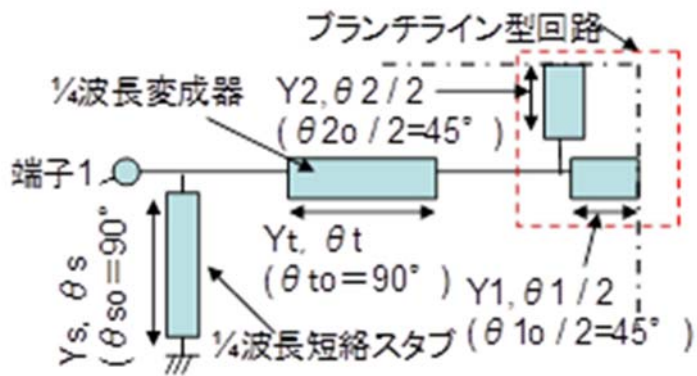


図 5.2 従来の回路構成

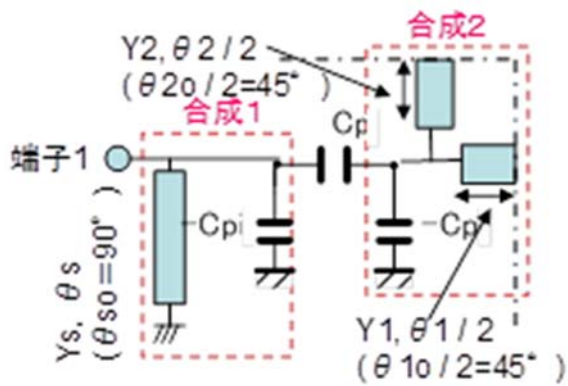


図 5.3 図 5.2 の 1/4 波長変成器を π 型インバータに置換した回路

5.3 設計手法

ここでは、提案するブランチラインカップラの設計手法を示す。(5.1)式に示す 1/4 波長変成器と π 型インバータの ABCD 行列の等価性から、 C_p は(5.2)式と導出される。ここで ω_0 は中心周波数 f_0 での角周波数である。

$$\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{j\omega_0 C_p} \\ -j\omega_0 C_p & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-j}{Y_t} \\ -jY_t & 0 \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

$$C_p = \frac{Y_t}{\omega_0} \quad (5.2)$$

図 5.3 中で合成 1 と示された 1/4 波長短絡スタブと負のシャント容量 $-C_p$ の合成では、図 5.4(b)に示すように 1/4 波長短絡スタブを、電気長 ϕ_{so} 、規格化アドミタンス Y_{xs} の短絡スタブとシャント容量 C_p を並列接続した回路に変換することで、合成 1 中の負のシャント容量 $-C_p$ がこの正のシャント容量 C_p により相殺される。図 5.4(a)(b)の双方の共振器の等価性より、 f_0 におけるサセプタンス値 B_s 式(5.3)、 B_{xs} 式(5.4)が 0 であることと、それぞれのスロープパラメータ b_s 式(5.5)、 b_{xs} 式(5.6)が等しいことから、 Y_{xs} と ϕ_{so} は式(5.7)と式(5.8)として一意に求まる。

$$B_s = Y_s \cot \theta_s \quad (5.3)$$

$$B_{xs} = \omega C_p - Y_{xs} \cot \phi_s \quad (5.4)$$

$$b_s = \frac{\omega_0}{2} \frac{\partial B_s}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{\omega_0}{2} \frac{\partial B_s}{\partial \theta_s} \frac{\partial \theta_s}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{\pi Y_s}{4} \quad (5.5)$$

$$b_{xs} = \frac{\omega_0}{2} \frac{\partial B_{xs}}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{\omega_0}{2} \frac{\partial B_{xs}}{\partial \phi} \frac{\partial \phi}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{Y_{xs} \phi_{so}}{2 \sin^2 \phi_{so}} \quad (5.6)$$

$$Y_{xs} = \omega_0 C_p \tan \phi_{so} \quad (5.7)$$

$$\frac{\phi_{so}}{\sin(2\phi_{so})} = \frac{\pi Y_s}{4\omega_0 C_p} - \frac{1}{2} \quad (5.8)$$

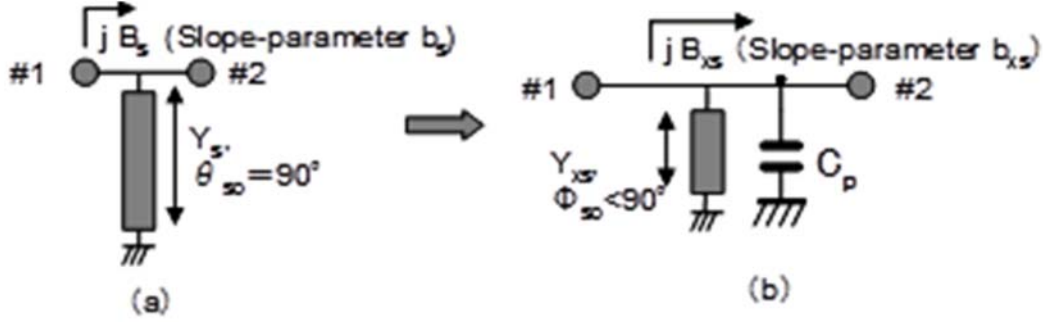


図 5.4 回路の置換 (a)1/4 波長短絡スタブ(b)短絡スタブとシャント容量の並列接続回路

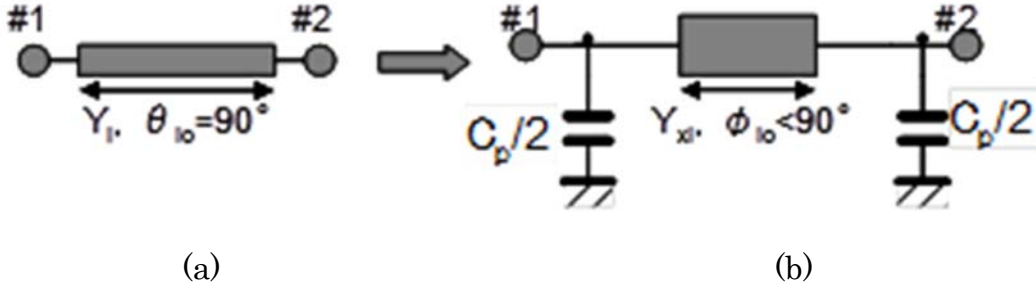


図 5.5 回路の置換 (a)1/4 波長変成器(b)両端にシャント容量 $C_p/2$ を装荷した回路

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega_0 C_p / 2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \phi_{io} & j \sin \phi_{io} / Y_{xi} \\ j Y_{xi} \sin \phi_{io} & \cos \phi_{io} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega_0 C_p / 2 & 1 \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} 0 & j / Y_i \\ j Y_i & 0 \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

$$\sin \phi_{io} = \frac{Y_{xi}}{Y_i} \quad (5.10)$$

$$\omega_0 C_p = 2 Y_i \cos \phi_{io} \quad (5.11)$$

上記により、図 5.2 において $f_0=10\text{GHz}$, $Y_1=1.80$, $Y_2= Y_t=1.27$, $Y_s=2.10$ とした場合に導出されたパラメータの値を表 1 に示し、図 5.6 に図 5.2 の計算結果を、図 5.7 に、図 5.1 において表 5.1 のパラメータ値を適用した計算結果を示す。

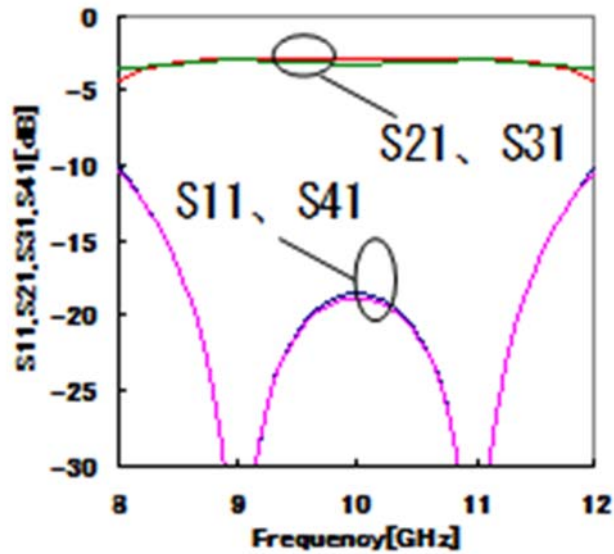


図 5.6 図 5.2 における計算結果

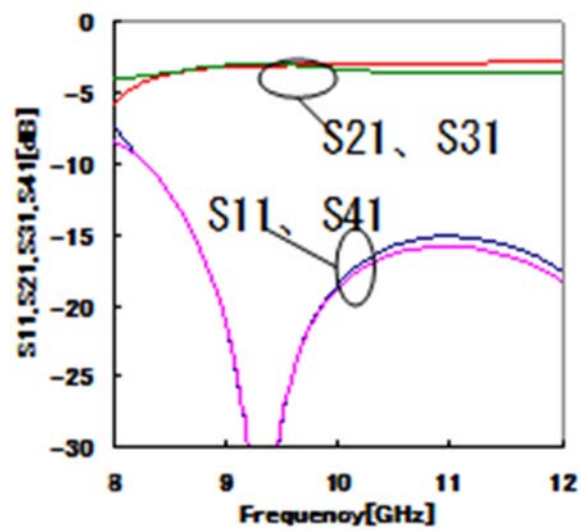


図 5.7 図 5.1 に表 1 のパラメータ値を適用した計算結果

表 1 導出したパラメータ値

		unit
Yx1	1.68	1/Ω
φ 1o	69.38	deg
Yx2	1.10	1/Ω
φ 2o	60.03	deg
Yxs	1.70	1/Ω
φ so	53.29	deg
Cp	0.4043	pF

図 5.7 より、高域周波数において整合が劣化していることが確認される。これは図 5.5 に示す回路の各周波数特性は一致せず、中心周波数においてのみ等価であるためである。そこで、最後にパラメータの最適化を適宜行い、最適化後の導出された各パラメータ値の一例を表 2 に示す。また図 5.8 に最適化後の計算結果を示す。図 5.8 は、図 5.6 に示す従来の回路構成における計算結果と同等の結果を示しており、当該シャント容量不要の回路は有効であることが確認される。

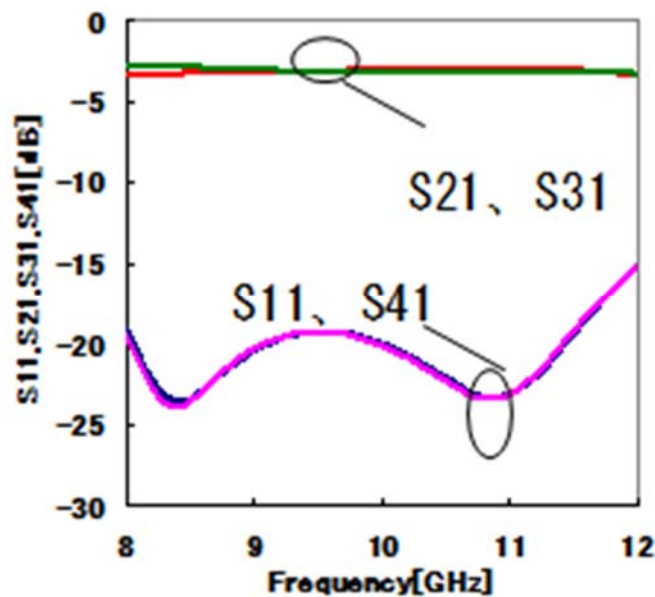


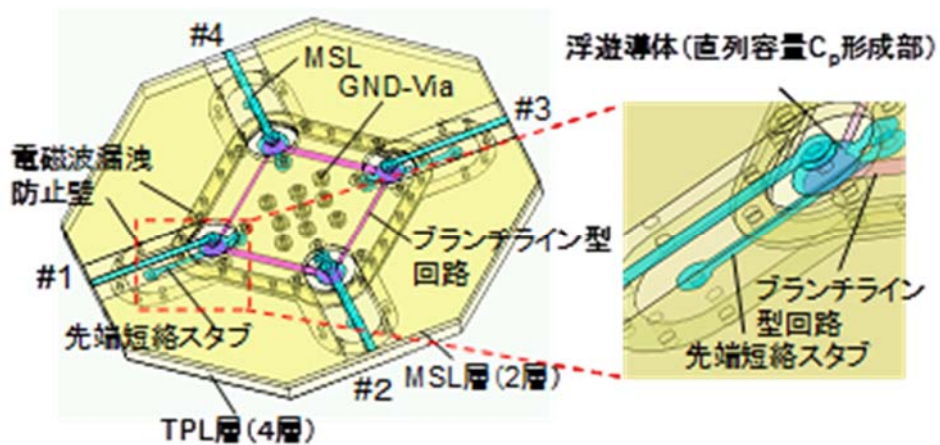
図 5.8 図 5.1 の提案回路構成に表 2 のパラメータ値を適用した計算結果

表 2 最適後のパラメータ値

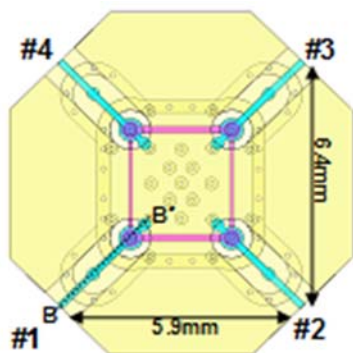
		unit
Yx1	1.51	1/Ω
φ 1o	78.33	deg
Yx2	1.03	1/Ω
φ 2o	71.83	deg
Yxs	1.43	1/Ω
φ so	61.77	deg
Cp	0.4148	pF

5.4 設計結果

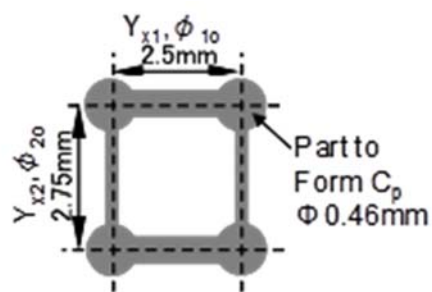
図 5.1 に示すハイブリッドに LTCC を適用して X 帯で設計した電磁界解析モデルを図 5.9 に示す。また表 3 に各パラメータ値を示す。図 5.9 に示すように、ブランチラインと先端短絡スタブは 4 つの誘電体層を積層したトリプレート線路(TPL)で構成し、入出力端子はマイクロストリップ線路(MSL)で構成する。また直列容量 Cp は、ブランチライン回路の導体層とその上の導体層のそれぞれに設けられた円盤状導体の層間結合で形成される。また上の導体層に設けられた円盤状導体は、下層より大きいいため、層ずれが発生した場合においても容量値が大きく変化しない特徴がある。そして信号線の周囲には電磁波漏洩防止壁を設けている。大きさは、 $5.9 \times 6.4 \times 0.28 \text{mm}^3$ と従来に比較して面積比約 1/3 に小型化することを確認した。計算結果は次章の図 5.11 に示す。



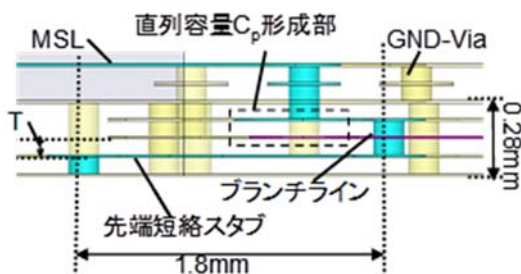
(a)



(b)



(c)



(d)

図 5.9 LTCCに適用し設計した提案するハイブリッド(a)全体図(b)上面透視図(c)ブランチライン部の導体パターン図(d) (b)における B-B'断面図

表3 各パラメータ値

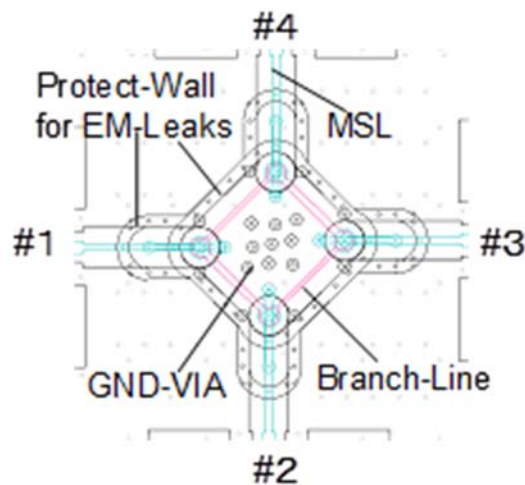
		unit
Wx1	0.16	mm
L1o	2.50	mm
Wx2	0.09	mm
L2o	2.75	mm
Wxs	0.14	mm
Lso	1.87	mm

T	70	μm
ϵ_r	7.1	-
$\tan \delta$	0.005	-

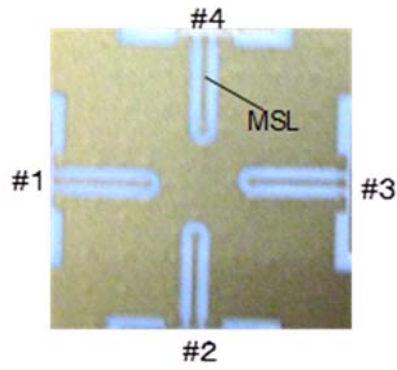
5.5 試作評価結果

図 5.10 に試作ハイブリッドの上面透視図と写真を示し、図 5.11 に測定結果を示す。図 5.11 より、測定結果は計算結果と同様の以下の良好な特性が確認される。X 帯域において比帯域 23% にわたり、分配振幅偏差 0.5dB 以下、S21 と S31 の位相差誤差 1.4° 以下、反射特性 -20dB 以下、アイソレーション特性 -20dB 以下。

本結果により、提案するハイブリッドの実現性と設計の妥当性が確認される。

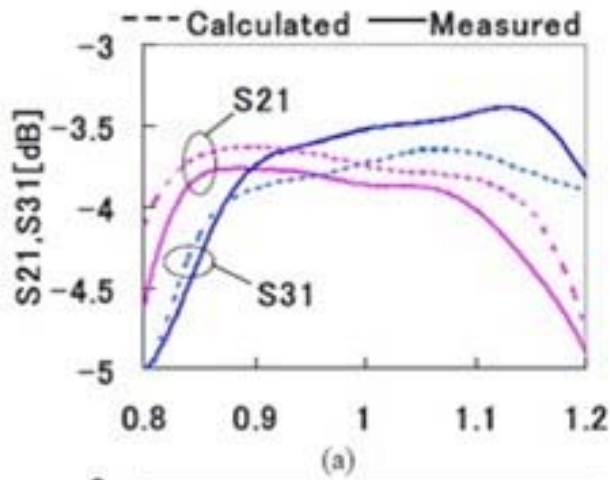


(a)

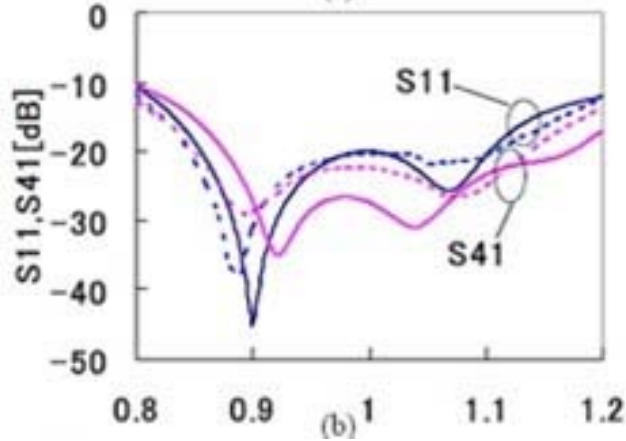


(b)

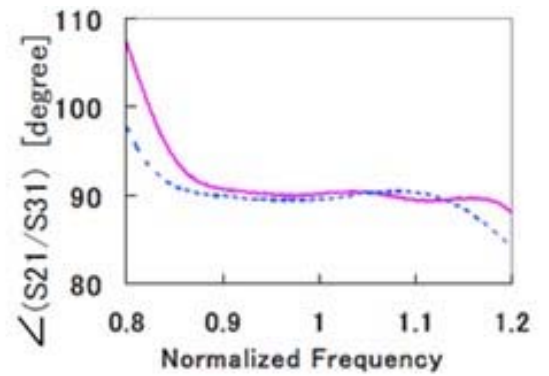
図 5.10 試作ハイブリッド(a)上面透視図 (b) 写真



(a)



(b)



(c)

図 5.11 試作ハイブリッドの評価結果(a)S₂₁ と S₃₁ (b) S₁₁ と S₄₁ (c)S₂₁ と S₃₁ 間の位相差

5.6 まとめ

高周波帯域においても広帯域な特性を得る目的から、整合回路として直列容量と先端短絡スタブを用いてシャント容量不要なブランチラインハイブリッドを提案した。また設計手法と設計結果、さらに多層 LTCC に適用し試作した本ハイブリッドの測定結果を示した。測定結果は、X 帯域において 23%にわたり良好な特性を示し、提案するブランチラインハイブリッドの有効性を確認した。また大きさは、 $5.9 \times 6.4 \times 0.28 \text{mm}^3$ と小型化することを確認した。

参考文献

- [5.1] G.P.Riblet, “A directional coupler with very flat coupling,” IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol.126,no.2,pp.70-74,Feb.1978.
- [5.2] I.Ohta and T.Kawai, “Design of Quadrature Hybrids and Directional Couplers based on the Equivalent Admittance Approach,” IEICE Trans. Electron., vol.E88-C,no.1,pp.2-14,Jan.2005.
- [5.3] T.Kawai, H.Taniguchi, I.Ohta and A.Enokihara, “Broadband Branch-Line Coupler with Arbitrary Power Split Ratio Utilizing microstrip Series Stubs,” Proc. 40th European Microw.Conf., pp.1170-1173, Sep. 2010.
- [5.4] J.Yamasaki, I.Ohta, T.Kawai, and Y.Kokubo, “Design of broadband semi-lumped and lumped element quadrature hybrids,” IEEE MTT-S Int.Microw.Symp.Dig.,WEPI-11, pp.1247-1250, June 2005
- [5.5] L.H.Lu, S.Mohammadi, G.E.Ponchak, P.Bhattacharya, and L.P.B.Katehi, “Design and implementation micromachined lumped

quadrature(90) hybrids," IEEE MTT-S Int.Microw.Symp.Dig.,TU4B-5,
pp.1285-1288, June 2001

6.金属 3Dプリンタによる製造に適した 6 角形導波管ブランチラインカプラ

6.1 はじめに

導波管ブランチラインカプラは電力を所望の分配比で分配可能な有用な回路であり[6.1]、たとえば衛星通信向けの衛星搭載マルチビーム給電回路[6.2]を構成する。このような導波管給電回路は、近年通信大容量化の需要にこたえるために、高周波数化、軽量化、また低コスト化が求められており、3Dプリンタの活用が研究されている[6.3][6.4][6.5][6.14]。従来、マイクロ波導波管回路は、機械加工製造された金属ブロックを重ね合わせてねじ固定して得られたが、軸ずれやブロック間ギャップによる特性劣化が問題であった。3Dプリンタ製造品は一括製造可能で上記課題を回避でき、かつねじ代がないため軽量化できるメリットがある。しかし3Dプリンタは従来適用されてきた機械切削品に比較して製造精度や表面粗さなどに課題がある[6.3][6.4][6.5]。近年、メッキを施した樹脂造形品も金属造形と同様にマイクロ波回路への適用が期待されている[6.6][6.7]。金属造形品にはDMLS(Direct metal laser sintering)法(粉末床熔融法)[6.8]、BJ(binder jetting)法[6.9]、プラスチック造形品はABS材料を用いるFDM法や光硬化性樹脂を用いるPolyjet法などがあるが、製造精度の観点でDMLS法およびPolyjet法が最も優れている。さらに文献[6.6]によれば、製造精度は僅差でPolyjetの方がDMLSより優れているが、樹脂造形品は剛性や耐熱性、信頼性では劣ると思われるため、本報告ではDMLSを検討対象とした。

DMLSは、付録に示すように3Dプリンタの積層面に対して水平面を形成するのが困難である。矩形導波管の形成は、造形品を傾ける、サポートを用いるなど方法はあるが、工程が複雑化する。DMLS法により製造された8x8アレーアンテナ向け矩形導波管給電回路の報告があるが、天井部は一括製造せず、別部品として製造しね

じ固定している[6.4]。文献[10]には、水平面を回避して一括構造化可能な導波管形状を適用した回路が紹介されているが、設計が困難という問題がある。そこで、水平面を回避できる 6 角形導波管を適用したブランチラインカップラを提案しKa 帯における検討を行った。さらに同一設計品を機械切削において製造し、3D プリンタ製造品との比較検討を行った。また 3D プリンタで製造する場合に想定される導電率を試作評価結果との比較により導出することで設計精度の向上を図ったので記す。

6.2 6 角形ブランチラインカップラの設計

6.2.1 6 角形導波管

図 6.1 に 3D プリンタを適用する 6 角形導波管の定義を示す。ここで、 θ は積層面に対する造形角度である。図 6.2 に $\theta < 70^\circ$ の場合の各モードの各遮断周波数 F_c を示す。ここで、各 θ における 6 角形導波管 A 寸法は WRJ180 矩形導波管と同断面積になる条件で導出している(B 寸法は矩形と同じ)。現状、DMLS 法の造形角度限界は $\theta \geq 45^\circ$ であることが知られている。図 6.2 より、 θ が大きい程 F_c は低くなり、基本モード TE10 は $\theta \leq 45^\circ$ であれば矩形導波管の F_c から大きく乖離しないため、製造性と電気特性を考慮して $\theta = 45^\circ$ が適当であることが確認できる。しかし高次モード TE20 の F_c は θ が大きいほど低くなるため、 $\theta = 45^\circ$ は矩形導波管に比較して高次モード遮断周波数は若干低くなる。

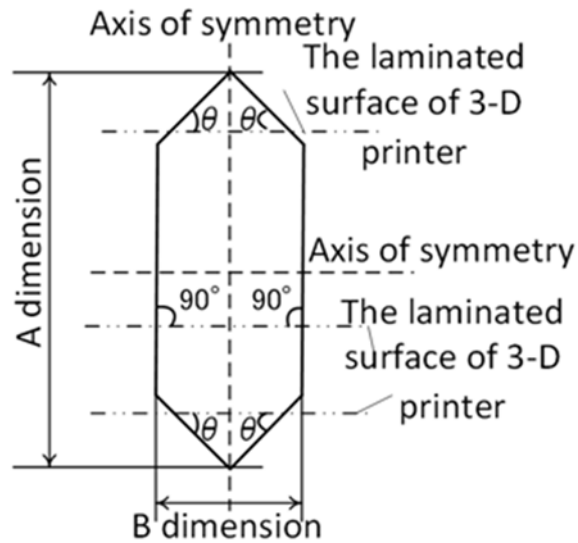


図 6.1 六角形導波管の断面図

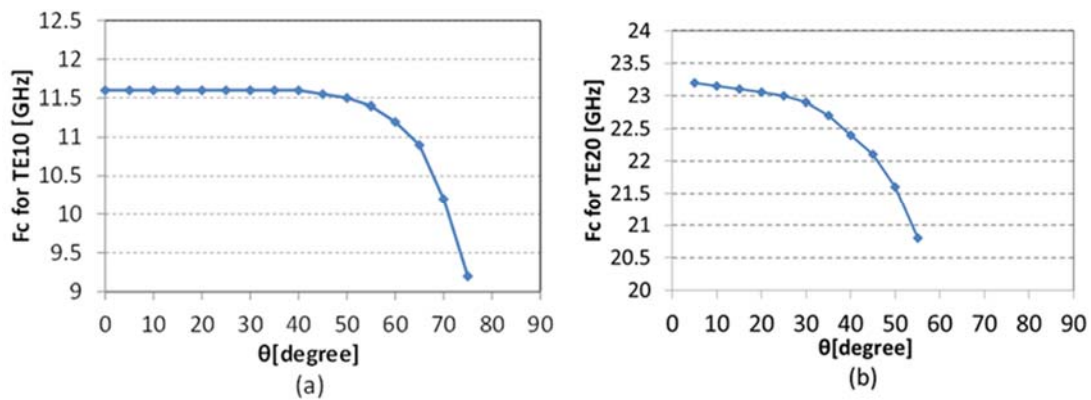


図 6.2 各 θ における TE10, TE20 モードの遮断周波

6.2.2 六角形導波管ブランチラインカップラ

図 6.3 に提案する六角形分岐導波管型結合器を示す。 $\theta 45^\circ$ の六角形導波管である主導波管から特徴を同じくする導波管が分岐する構造であるため、3D プリントで製造できる。主導波管と分岐導波管の傾斜面が交わる場合、図 6.3 に示すように分岐導波管から主導波管を抜いた繋部を有することが特徴である。また主導波管と分岐導波管の A 寸法が異なることも特徴である。

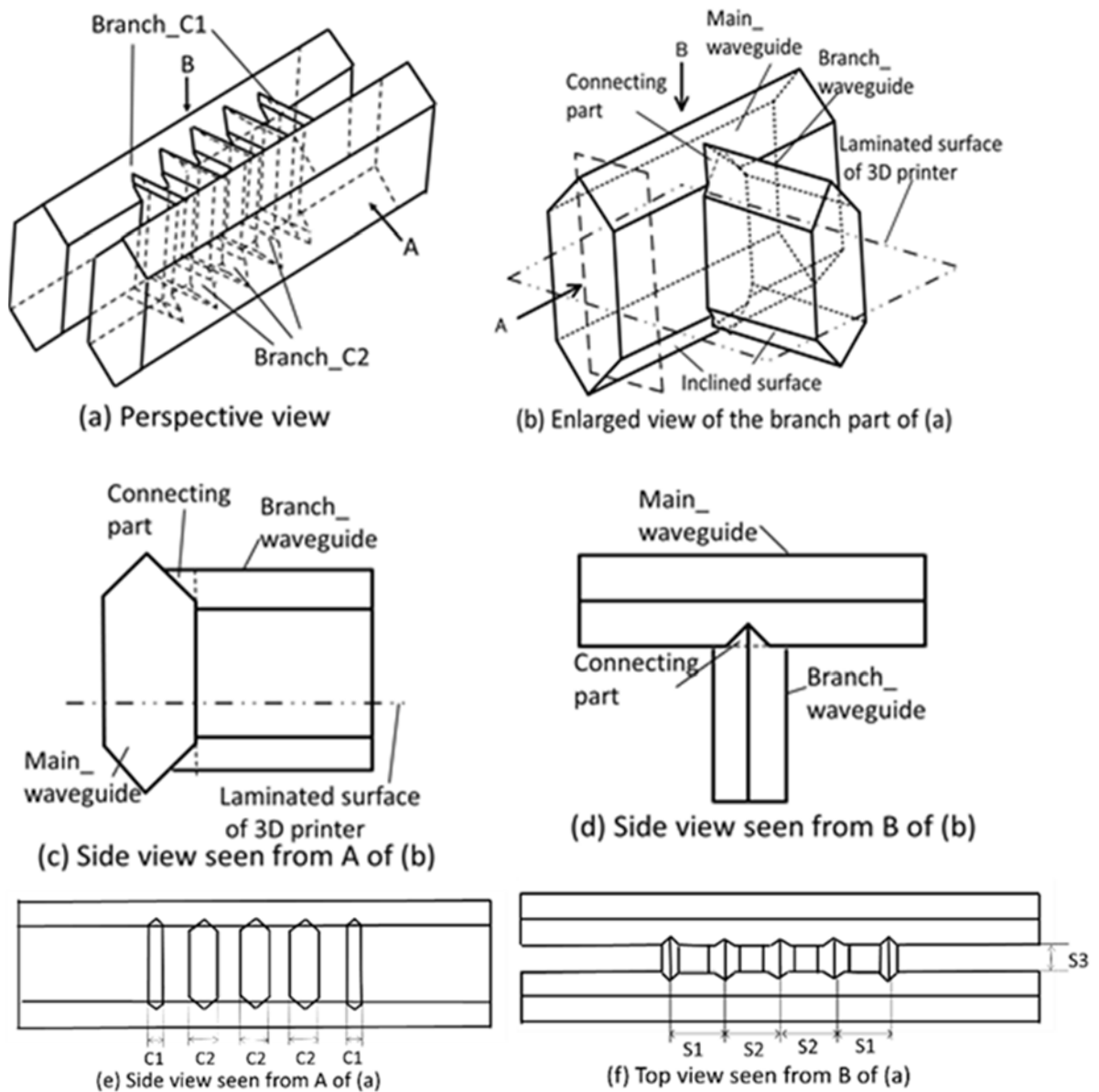


図 6.3 提案する 6 角形分岐導波管型結合器(a)透視図 (b)(a)の分岐部の拡大図 (c)(b)の A からみた側面図 (d)(b)の B から見た上面図 (e)(a)の A から見た側面図 (f)(a)の B から見た上面図

6.3 六角形導波管ブランチラインカプラの設計手法

ここでは、設計手法を示す。一例として、16~21GHz の 28% にわたり(設計中心周波数 18.6GHz)、分配振幅 $3.1\pm 0.4\text{dB}$ 反射-アイソレーション -20dB 以下を設計目標とする。

6.3.1 回路構成

まず、所望の帯域幅により分岐導波管の数を決める。ここでは 5 つの分岐導波管が必要である[6.1]。図 6.3 に示すように、分岐導波管は E 面分岐であり、主導導波管に対して直列に接続されている。図 6.4 に設計中心周波数における等価回路を示す。図中の x_1 と x_2 は主導導波管によって規格化された各分岐導波管のリアクタンス値である。図 6.4 の点線で示す回路対称面での設計中心周波数における偶・奇モードの各 ABCD 行列は式 1 と導出される。さらに結合度は式(6.1)から式(6.2)[6.11]と導出され、 x_1 と x_2 は結合度が 3.4dB(目標 3.5dB に対し導体損 0.1dB を考慮)となるように決定される。1 例として、 x_1 と x_2 はそれぞれ 0.200 と 0.375 である。

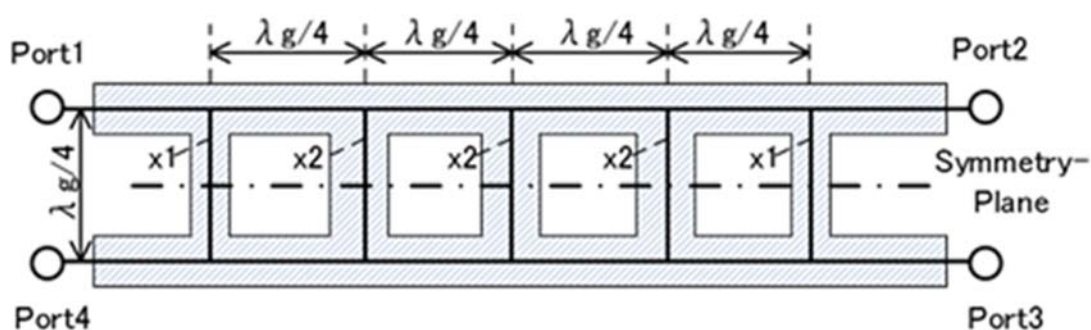


図 6.4 設計中心周波数における等価回路

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{odd}^{even} = \begin{bmatrix} 1 & \pm jx1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} 1 & \pm jx2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \right)^3 \begin{bmatrix} 1 & \pm jx1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

$$= \begin{bmatrix} x1x2^3 - x2^2 - 2x1x2 + 1 & \pm j \left[x1^2 x2^3 - 2x1x2^2 - (2x1^2 - 1) x2 + 2x1 \right] \\ \pm j(2x2 - x2^3) & x1x2^3 - x2^2 - 2x1x2 + 1 \end{bmatrix}$$

$$\text{Coupling} = 20 \text{Log}_{10}(1/|A3|) \quad (6.2)$$

$$\begin{aligned} \text{Amplitude at Port(A3)} &= \frac{1}{2}(T_{\text{even}} - T_{\text{odd}}) \\ &= \frac{1}{2} \left(\frac{2}{\alpha + j\beta} - \frac{2}{\alpha - j\beta} \right) \\ &= \frac{-2j\beta}{\alpha^2 + \beta^2} \end{aligned}$$

$$\alpha = 2(x1x2^3 - x2^2 - 2x1x2 + 1),$$

$$\beta = (x1^2 - 1)x2^3 - 2x1x2^2 - (3 - 2x1^2)x2 + 2x1,$$

Insertion voltage transmission coefficient T_{odd}^{even}

$$= \frac{1}{A_{odd}^{even} + B_{odd}^{even} + C_{odd}^{even} + D_{odd}^{even}}$$

6.3.2 6 角形主導波管の A, B 寸法

ここでは、6 角形主導波管の寸法について述べる。まず 6 角形導波管の B 寸法は WRJ180 と同じにする。図 6.5 は主導波管の A 寸法が図 1 に示すものから増えた場合の、TE10 モードと TE20 モードの各 Fc 値の比を示している。当該比は大きい方が、TE20 モードが抑圧されるためよい。図 6.5 に示されるように、A 寸法の増分が 3.3mm まで当該比は増え続け、以降は減少する。よって A 寸法は 3.3mm 増えた 19.5mm(16.2+3.3)が適用される。

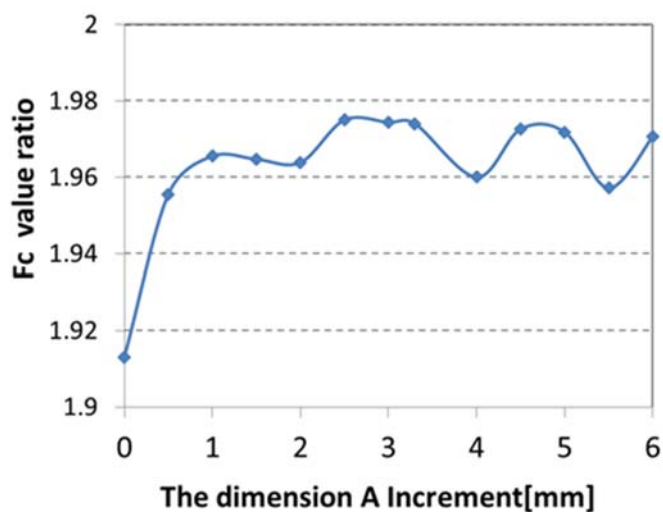


図 6.5 主導波管の A 寸法が図 6.1 に示すものから増えた場合の TE10 モードと TE20 モードの各 Fc 値の比

しかし TE20 モードの Fc 値は A 寸法が増えると低くなる。また小型化の観点から A 寸法は小さい方がよい。そこで 6 角形導波管の断面積が WRJ.180 導波管の断面積と等しくなる場合の設計手法を付録に示す。付録に示すように、6 角形導波管ブランチカプラは矩形導波管ブランチカプラと同等の体積と特性を有することが可能である。またブランチ導波管部の A,B 寸法を主導波管部と異ならせて自由に変えることができるため、矩形導波管分岐結合器よりもブランチ導波管部のリアクタンス調整が容易となり設計の自由度が大きく、より柔軟な特性が得られる。

6.3.3 6 角形ブランチ導波管の A, B 寸法

図 6.6 は 6 角形導波管ブランチカプラの分岐部を示し、図 6.7 はブランチ部の 2 つの B 寸法 C1,C2 に対しての偶・奇モードの S11 軌跡、すなわち接続部から見た各入力インピーダンスを示す。図 6.7 に示すように、入力インピーダンスは式 (6.3) と表せ、これは分岐導波管が主導波管に対して直列に接続されていることを示す。また分岐導波管の B 寸法が増えるとリアクタンスが増えることが分か

る。設計中心周波数 18.6GHz において偶・奇モードのリアクタンス $|X_e|$, $|X_o|$ の平均が図 6.4 に示す x_1 or x_2 と等しくなるように設計すればよい。すなわち、ブランチ導波管の A,B 寸法は式(6.4)が成立するように決定すればよい。表 1 はこの設計手法により導出された値を示す。 x_1, x_2 を実現する A,B 寸法の組み合わせは何組か存在するが、ブランチ導波管の管内波長と主導波管の管内波長が概ね等しくなるように決定するのがよい。

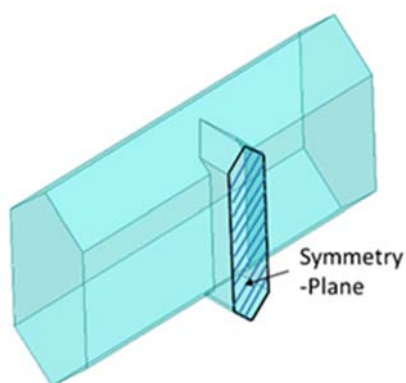


図 6.6 ブランチ部

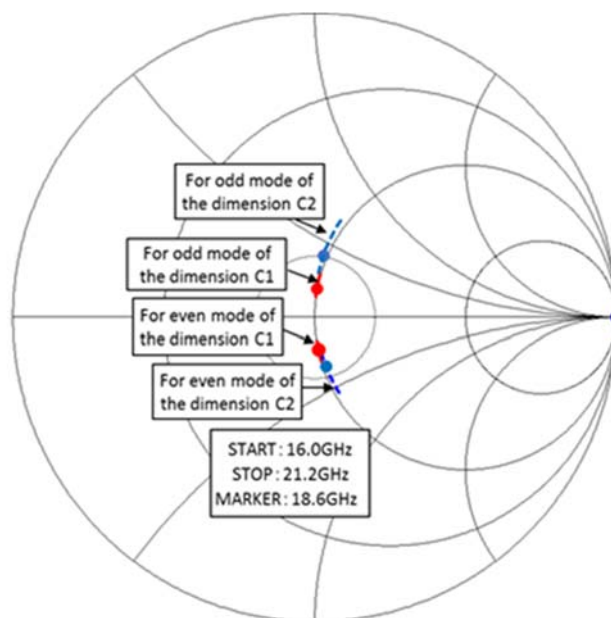


図 6.7 B 寸法 (C1 および C2) の偶・奇モードにおける接続部から見た入力インピーダンス

$$\begin{aligned} &\text{The input impedance} && (6.3) \\ &= 1 + j|X_o| \text{ or } 1 - j|X_e| \end{aligned}$$

表 1 導出された寸法と各リアクタンス値

	A dimension	B dimension	$ X_e $	$ X_o $	$(X_e + X_o)/2$
C1	15.9mm	1.476mm	0.188	0.213	0.200
C2	15.7mm	3.072mm	0.338	0.412	0.375

$$(|X_e| + |X_o|) / 2 = x1 \text{ or } x2 \quad (6.4)$$

6.3.4 ブランチ導波管の間隔

分岐導波管の間隔は電気長 90° となるべきであるが、分岐部の影響があるため、必ずしも主導波管の管内波長 90° とはならない。図 6.8 は主導波管に分岐導波管が 2 つ接続された図である。その間隔は対称面における偶・奇モードの各電気長の平均が 90° となるように求められる。

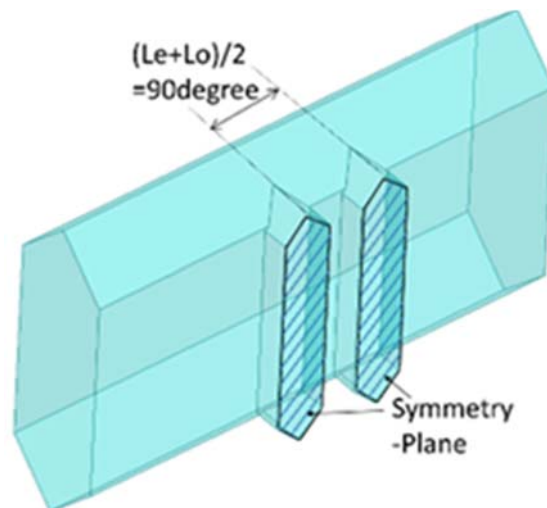


図 6.8 主導波管にブランチ導波管が 2 つ接続された図

6.3.5 設計結果

図 6.9 は設計した構造を、図 6.10 は導体損を含まない計算結果を示す。表 2 は図 6.9 に示す構造の各部の寸法(定義は図 6.3 に示す)を示す。図 6.10 に示すように、当該特性は設計目標値を実現している。

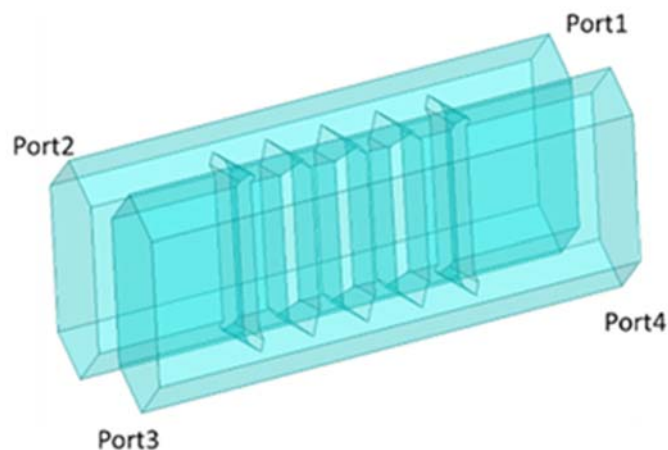
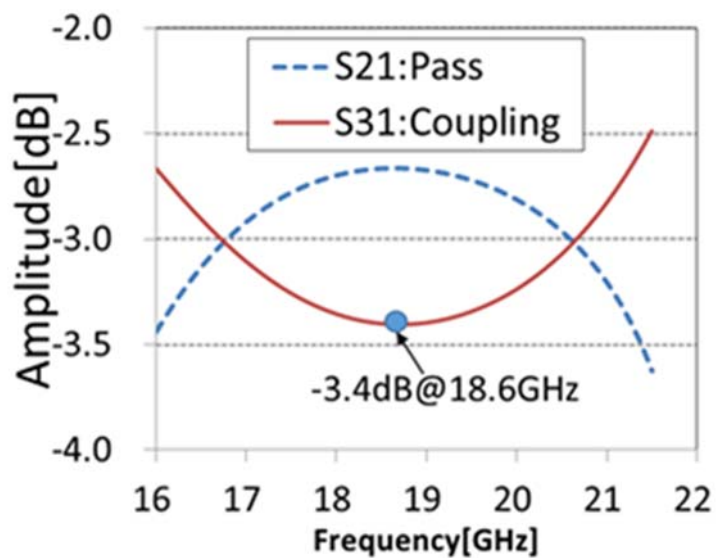
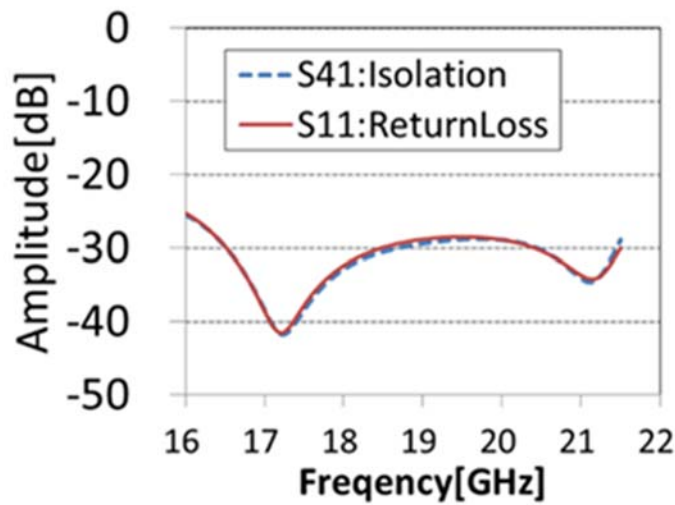


図 6.9 設計した構造



(a) 分配振幅特性



(b) 反射特性とアイソレーション特性

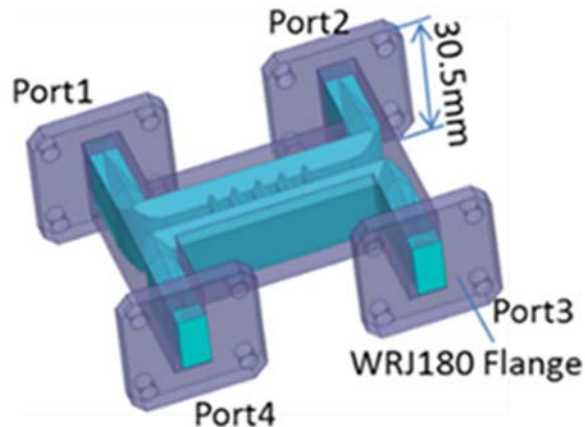
図 6.10 設計結果

表 2 各部の寸法

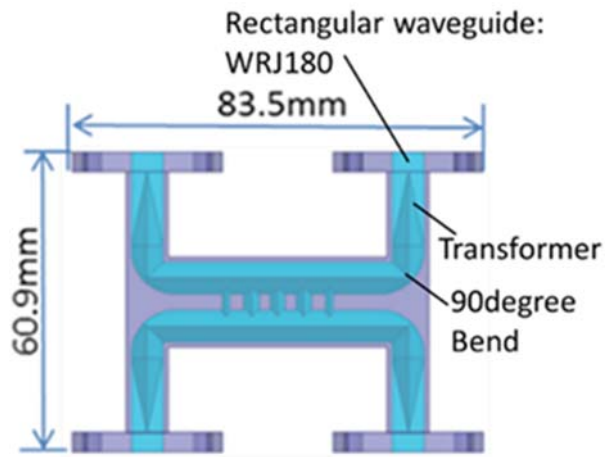
	A dimension	B dimension	S1 dimension	S2 dimension	S3 dimension
BranchC1	15.9mm	1.476mm	5.125mm	5.296mm	3.352mm
BranchC2	15.7mm	3.072mm			
Main	19.5mm	6.477mm			

6.4 評価用カプラ

評価用カプラを図 6.11 に示す。評価系の矩形導波管(WRJ-180)との接続のため、6 角形導波管 90°バンドと、6 角形導波管.矩形導波管の変換器を接続している。さらに、矩形導波管フランジも備え、その計算結果を図 6.13 に示す。ここで、計算には導電率 8×10^5 S/m を適用している。AlSi₁₀Mg を用いた DMLS による磨いていない製造品の導電率は、文献[12]によれば、電波伝搬方向が 3D プリント積層面に対して垂直方向に積層された導波管は約 1×10^6 S/m、水平方向に積層された導波管は約 6×10^5 S/m である。そこで平均値である 8×10^5 S/m を適用した。図 6.12 に示されるように、導電体損は約 0.2dB と見積もられる。

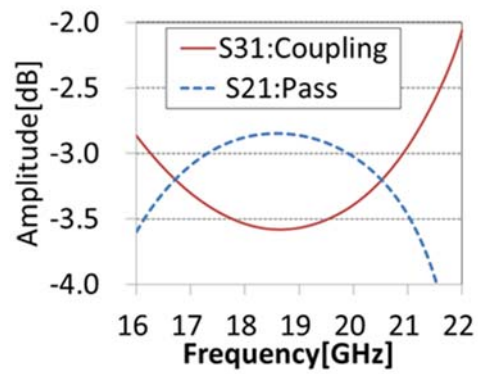


(a) Perspective view

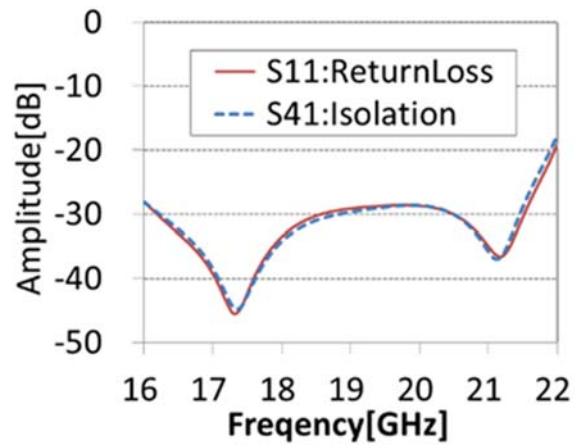


(b) Top view of (a)

図 6.11 評価用カップラ (a)透視図 (b)(a)の上面図



(a) 分配振幅特性

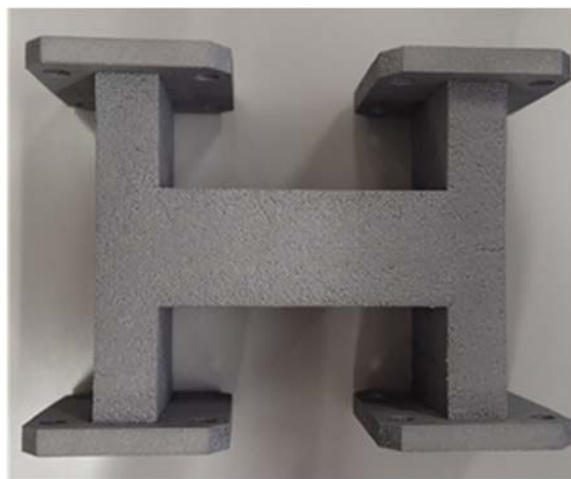


(b) 反射・アイソレーション特性

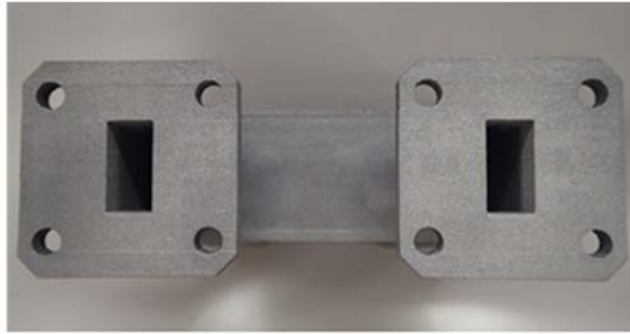
図 6.12 評価用カップラ計算結果

6.5 製造

図 6.13 は製造した提案するカップラを示す。図 6.13(a)(b)は 3DSystems 社の 3D プリンタを用いて AlSiMg10 を適用した DMLS 法により製造した結合器の写真を示し、図 6.13(c)(d)は比較のために同じ寸法で機械切削により製造した結合器の写真を示す。溝が掘られた金属ブロックを重ね合わせてねじ固定したものである。



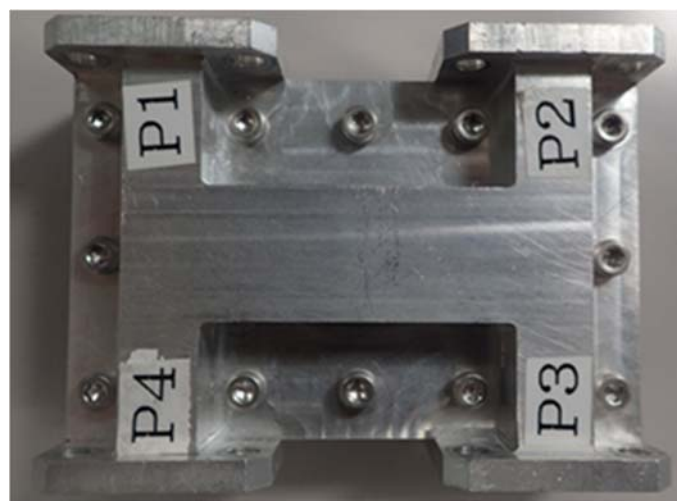
(a) Top view of additive manufactured



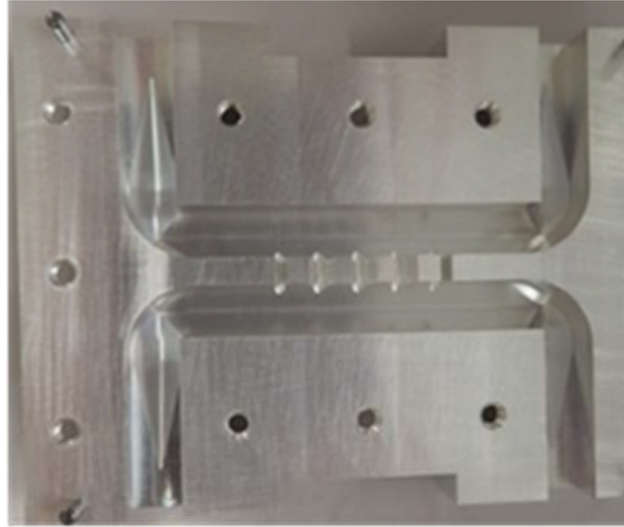
(b) Side view of additive manufactured



(c) Half cut additive manufactured



(d) Top view of machined



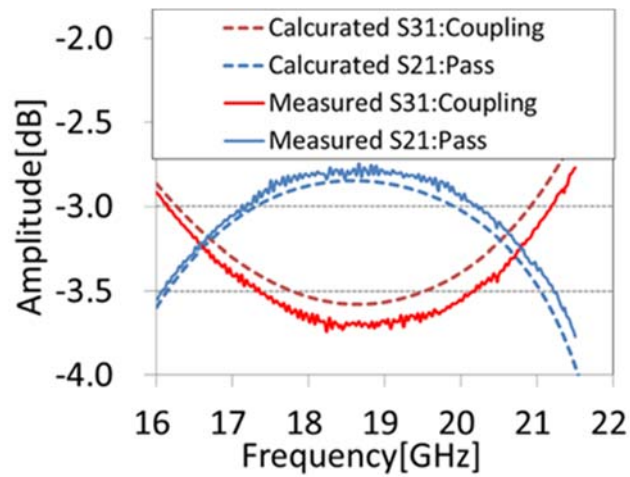
(e) Metal block with grooves
of machined

図 6.13 製造した提案するカプラの写真

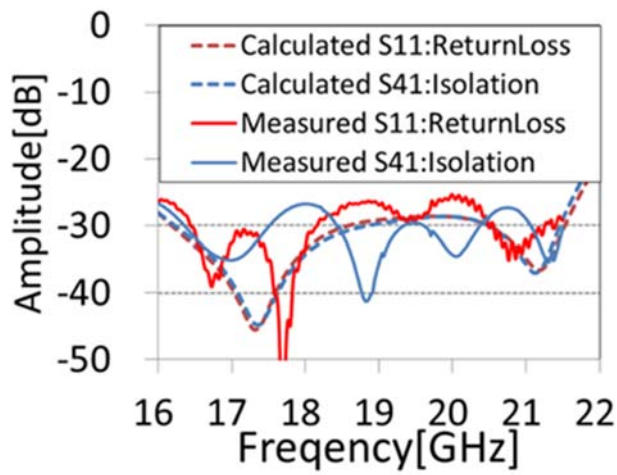
6.6 評価結果

6.6.1 3D プリンタ 製造品

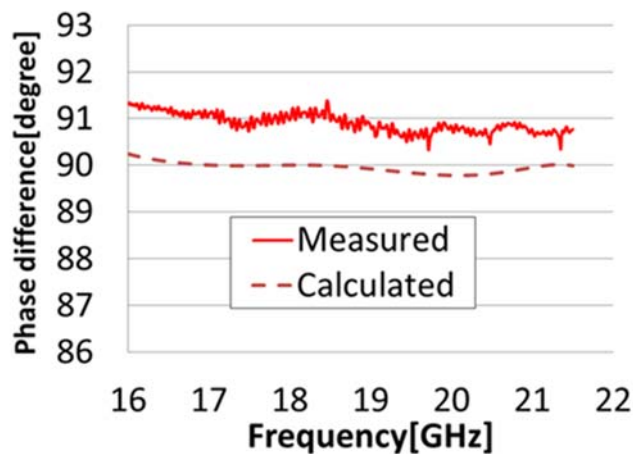
3D プリンタで製造した評価用結合器の測定結果を図 6.14 に示す。結果は比帯域 29%にわたり、損失は約 0.2dB あるものの、分配振幅特性は -3.25 ± 0.5 dB、反射-アイソレーション特性は -23 dB 以下、位相差は 91 ± 0.2 deg の良好な特性を示した。測定結果は約 0.15dB 計算結果に比較して疎結合な結果となっている。製造誤差が当該差異に起因していると考ええる。位相差の差異に関しては測定誤差と考える。図 6.15 に分岐導波管の B 寸法を 3%狭くしたバックシミュレーション結果を示す。当該解析結果は概ね測定結果と一致している。



(a) 分配振幅特性



(b) 反射・アイソレーション特性



(c) 反射・アイソレーション特性

図 6.14 3D プリンタ製造品の測定結果

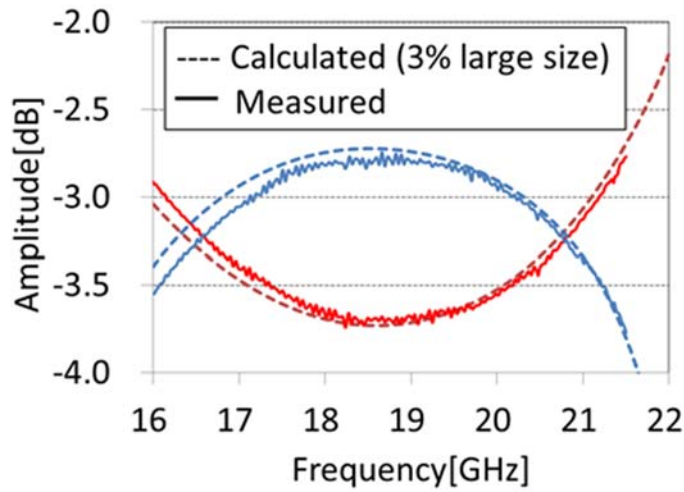
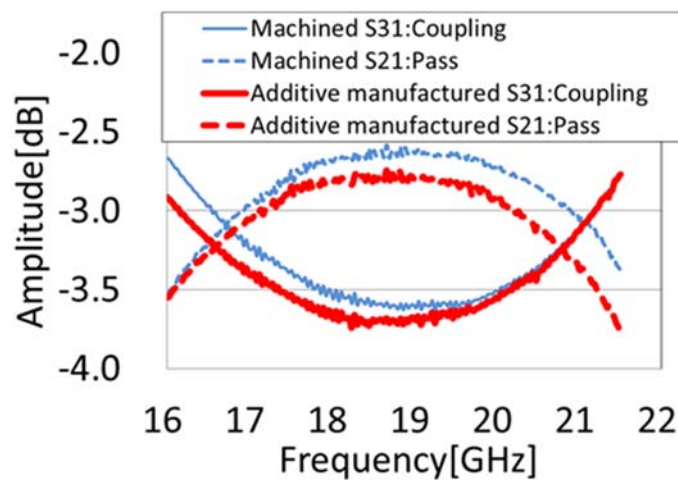


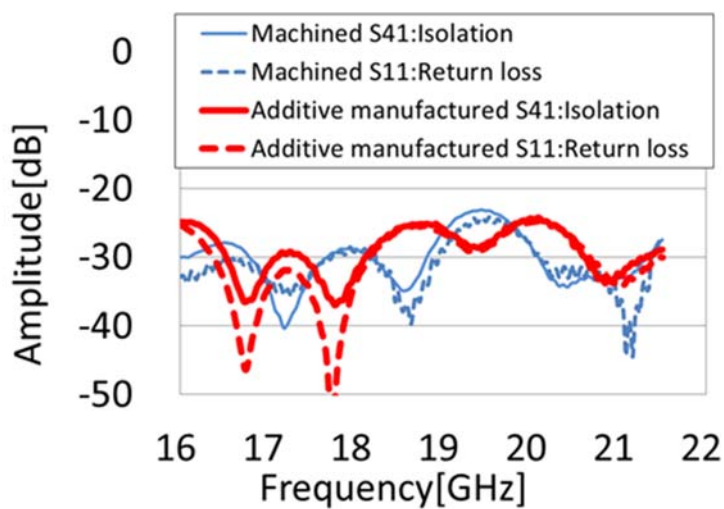
図 6.15 3D プリント製造品のバックシミュレーション結果

6.6.2 3D プリント製造品と機械切削品の比較

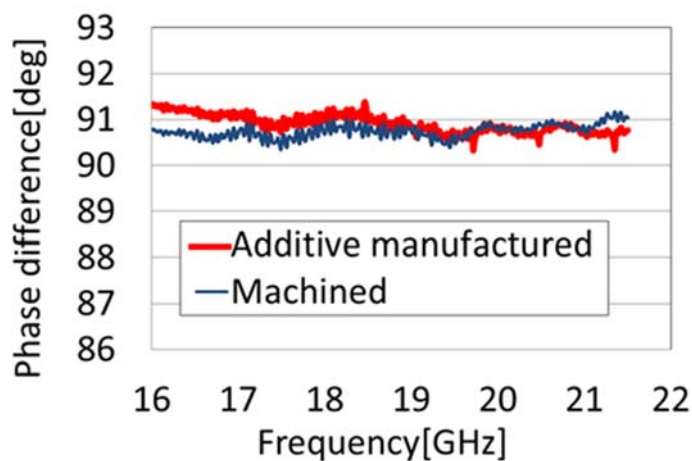
図 6.16 に 3D プリント製造品と機械切削品の測定結果を示す。3D プリント製造品は機械切削品に比較して損失は約 0.15dB 大きいものの、同等の特性を有し、表 3 に示すようにコストは 6 割、重量は 4 割削減できていることが確認できる。6.6.1 章に示すように導電率を AlSiMg10 公称値の 1/50 である 8×10^5 S/m とし、分岐導波管の B 寸法を 3% 狭くした計算結果は測定結果と概ね一致することから、損失は表面粗さや製造誤差に起因すると言える。



(a)分配振幅特性



(b) 反射・アイソレーション特性



(c) 出力ポート間位相差特性

図 6.16 3Dプリンタ製造品と機械切削品の測定結果比較

表 3 3Dプリンタ製造品と機械切削品の比較

	3Dprinted	Machined
Distribution amplitude [dB]	-3.25 ± 0.5	-3.1 ± 0.5
Weight [g]	98	149
Cost	1*	3*
* These values indicate ratios.		

6.7 まとめ

3Dプリンタにより製造した提案する結合器は分配振幅 $3.25\pm 0.5\text{dB}$ 、反射・アイソレーション特性 23dB 以下の良好な特性を示した。3Dプリンタ製造品は機械切削品に比較して損失は約 0.15dB 大きい、重量は 4 割、コストは 6 割低減し、かつ同等の特性を得ることができることを確認した。また本報告内で示した AlSi10Mg を用いて DMLS 法で製造した後処理で磨いていない 6 角形導波管の導電率は $8\times 10^5\text{ S/m}$ と想定されることを確認した。そして 6 角形導波管分岐結合器は矩形導波管分岐結合器と同等の体積および特性を有することも可能であり、さらに 6 角形導波管分岐結合器はより柔軟な特性を得ることが可能であることを確認した。

付録 A

3Dプリンタの製造手法は、レザで金属粉末を溶融して積層していく手法であり、図 6.17(a)に示すように積層面に対して水平な面は自重のため水平天井が垂れ下がり、形成が困難である。また図 6.17(c)に示すように後で除去必要なサポートを適用することで形成可能であるが、曲げ部は除去が困難である。そこで図 6.17(b)に示すような 6 角形導波管が 3Dプリンタによる製造に適している。

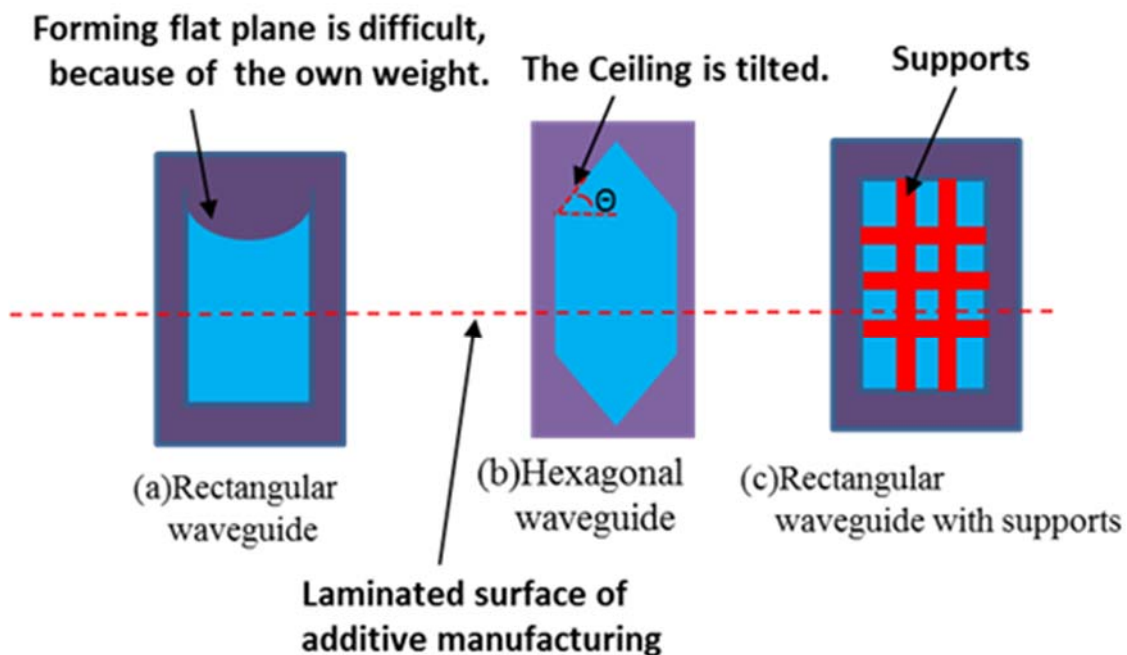


図 6.17 3Dプリンタで製造した導波管断面図

付録 B

ここでは、WRJ-180 矩形導波管と同じ面積を有する 6 角形導波管を適用した分岐結合器の設計手法を示す。

まず、WRJ-180 矩形導波管を適用して所望の特性を有する分岐結合器を設計する。この構造を“rec structure”とする。次に、rec structure の各部 B 寸法、断面積は変えずに、各部導波管の断面形状を 045° の 6 角形導波管に変更する。

この構造を Structure1 とする。Structure1 の特性は rec structure に比較して疎結合化するため、Structure1 の分岐導波管部の A,B 寸法を調整して所望の特性を得る。Rec structure と同等の特性を得るためには、Structure1 の分岐導波管部の A,B 寸法は rec structure に比較して若干大きくするとよい。この構造を Structure2 とする。今回は、Structure2 の分岐導波管部は Structure1 に比較して、A,B 寸法をそれぞれ 0.9mm、0.2mm 大きな結果となった。表 4 に各寸法を示す。

図 6.18 に rec structure、Structure1、Structure2 の計算した特性を示す。図 6.18 より、6 角形導波管分岐結合器は矩形導波管分岐結合器と同等の体積および特性を有することは可能であり、さらに 6 角形導波管分岐結合器は分岐導波管部の A,B 寸法の調整が容易であるため、より柔軟な特性を得ることが可能であることが確認される。

表 4 rec structure、Structure1、Structure2 の各部寸法

rec structure					
	A dimension	B dimension	S1 dimension	S2 dimension	S3 dimension
BranchC1	12.954mm	1.402mm	5.381mm	5.561mm	3.520mm
BranchC2	12.954mm	2.918mm			
Main	12.954mm	6.477mm			
structuer1					
	A dimension	B dimension	S1 dimension	S2 dimension	S3 dimension
BranchC1	13.655mm	1.402mm	5.381mm	5.561mm	3.520mm
BranchC2	14.413mm	2.918mm			
Main	16.193mm	6.477mm			
structue2					
	A dimension	B dimension	S1 dimension	S2 dimension	S3 dimension
BranchC1	14.555mm	1.602mm	5.381mm	5.561mm	3.520mm
BranchC2	15.313mm	3.118mm			
Main	16.193mm	6.477mm			

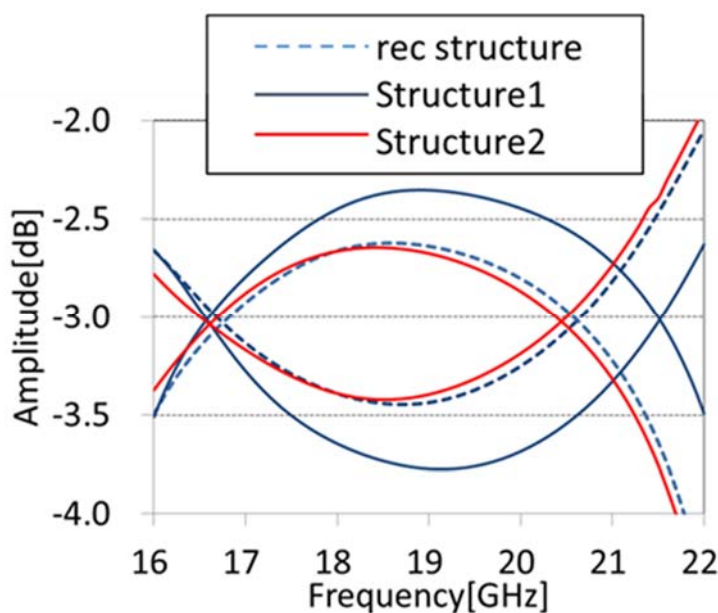


図 6.18 rec structure、Structure1、Structure2 の計算した分配特性

参考文献

- [6.1] R. Levy and Larry F. Lind, "Synthesis of Symmetrical Branch.Guide Directional Couplers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 16, no. 2, pp. 80–89, Feb. 1968.
- [6.2] Michael Schneider, Enrico Reiche, and Helmut Wolf, "Branch.line Couplers for Satellite Antenna Systems," Proceedings of the 6th *German MC*, March 2011.
- [6.3] Mario D'Auria, William J. Otter, Jonathan Hazell, and Stepan Lucyszyn, "3D Printed Metal.Pipe Rectangular Waveguides," *IEEE Trans. Components, Packaging and Manufacturing Tech.*, pp. 1–11, 2015.
- [6.4] Huang Guan.Long, Zhou Shi.Gang, Chio Tan.Huat, and Yeo Tat.Soon, "3.D Metal.Direct.Printed Wideband and High.Efficiency Waveguide Fed Antenna Array," in *2015 IEEE MTT.S Int. Microw. Symp. Dig.*, Phoenix, Arizona, USA, May 2015.
- [6.5] Xiabang Shang, Paul Klasmann, and Michael J. Lancaster, "A Compact Ka.Band Waveguide Orthomode Transducer FabricatedBy 3.D Printing," in Proceedings of the 46th *European Microwave Couference (EuMC)*., London, October 2016, pp. 365–368.
- [6.6] Johann Sence, William Feuray, and Aurelien Perigaud, "Plastic and Metal Additive Manufacturing Technologies for Hyperfrequency Conpoenents up to Ka Band," in Proceedings of the 46th *European Microwave Couference (EuMC)*., London, October 2016, pp. 373–375.
- [6.7] Jeremy Saucourt, Nicolas Jolly, and Aurelien Perigaud, "Design of 3D Printed Plastic Modular Filters," in Proceedings of the 46th *European Microwave Couference (EuMC)*., London, October 2016, pp. 369–372.
- [6.8] A. R. R. Binel, A. P. G. Peres, A. L. Jardini, and R. M. Filho, "Direct Metal Laser Sintering (DMLS):Technology for Design and Construction of Microreactors," in Proceedings of the 6th *Brazilian Conference on manufacturing Engineering*, Caxias do Sul, RS, Brazil, April 2011.

- [6.9] Eduardo A., Rojas.Nastrucci, Justin Nussbaum, Thomas M. Weller, and Nathan B. Crane, “Meshed Rectangular Waveguide for High Power, Low Loss and Reduced Weight Applications,” in *2016 IEEE MTT.S Int. Microw. Symp. Dig.*, San Francisco, CA, USA, May 2016.
- [6.10] Paul Booth, and Elena Valles Lluch, “Performance Enhancement for waveguide Filters Using Additive Manufacturing” Work Shop, WM03 of the 46th *European Microwave Conference (EuMC)*., London, October 2016, pp. 40–52.
- [6.11] J. Reed and G.J.Wheeler, “A Method of Analysis of Symmetrical Four.Port Networks,” *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 4, Issue.4, pp. 246–252, Feb. 1956.
- [6.12] Marvin DBenge; Robert C. Huck; Hjalti H. Sigmarsson, “X.band performance of three dimensional, selectively laser sintered waveguides,” 2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium(APSURSI), pp. 13–14.
- [6.13] Motomi Abe, Hidenori Yukawa, Yu Ushijima, Takuma Nishimura, Naofumi Yoneda, and Moriyasu Miyazaki, “A 3.D Metal.Direct.Printed, Low.Cost, and Light Hexagonal Waveguide Branch Line Coupler” EuMC10.4 of the 47th *European Microwave Conference (EuMC)*., Nuremburg,Germany, October 2017, pp. 188–191.
- [6.14] Motomi Abe, Hidenori Yukawa, Yu Ushijima, Takuma Nishimura, Takeshi Oshima,Takeshi Yuasa, and Naofumi Yoneda, “Ka.BandBranch Line Coupler Applied Hexagonal Waveguide Suitable for Additive Manufacturing” *IEICE TRANS.ELECTRON.*, Vol.E101.C,No.10,pp.805.814,Oct. 2018.

7. 基板を用いた狭壁面/広壁面プローブ挿入型導波管変換器

7.1 狭壁面プローブ挿入型導波管変換器

7.1.1 はじめに

導波管に複数のプローブを挿入することにより構成された電力分配器において、これまで導波管広壁面からE面にプローブを挿入した構造[7.1]～[7.4]が報告されている。しかし、この構造では導波管広壁面を底面とするため、占有面積の小さな電力分配器を得ることが困難という問題がある。また、導波管H面に設けられたプローブを励振させるために、プローブ先端をL字型に変形させて導波管広壁面に短絡した構造[7.5]などが報告されている。しかし、この構造は製造が困難であるという問題がある。また、プローブが寄生リアクタンスをもつため、定在波形の電力分配器を構成する場合、等分配であっても各プローブの寄生リアクタンスを打ち消すように各プローブの寸法を端子位置によって調整する必要があり、設計が複雑になるという課題があった。

そこで本章では、導波管狭壁面からH面に挿入された直線状プローブの先端を基板上の導体パターンで短絡する構造を提案する。本構造は、プローブ形状が簡単で半田付けおよび組立が容易である。また、基板上の導体パターンに整合用パターンを設けることによりプローブの寄生リアクタンスを打ち消すことが可能となり、リアクタンスのないプローブ結合部を実現できる効果がある。さらにプローブ結合部がリアクタンスを持たないため、同じ設計のプローブ結合部を並べるだけで等分配の分配器を構成可能であり[7.3]、分配器の設計が容易となる。本報告では、提案する本分配器の構成について述べ、入出力プローブ結合部の設計方法について示す。さらに入出力プローブ結合部を縦続接続して構成した電力8分配器の設計を行い、X帯における試作評価結果から本分配器の妥当性を示す。

7.1.2 構成

7.1.2.1 プロブ結合部の構成

図 7.1.1 にプロブ結合部の断面図と分解図を示す。金属ブロックと導波管形成用パターンとスルーホールが電氣的に接続されるように、金属ブロックと基板を重ねることにより導波管を形成している。また導波管狭壁面からH面に挿入された直線状プロブの先端を基板上のプロブ接続用スルーホールに挿入し、プロブ短絡用導体パターンで導波管広壁面に短絡する構造である。結合の動作原理は、以下である。プロブから入力された電力がプロブ短絡用導体パターンに電流を流し、広壁面に平行な磁界成分を発生させる。この磁界が結合することにより導波管内部に導波管を伝搬する基本モードの電磁界分布が発生する。

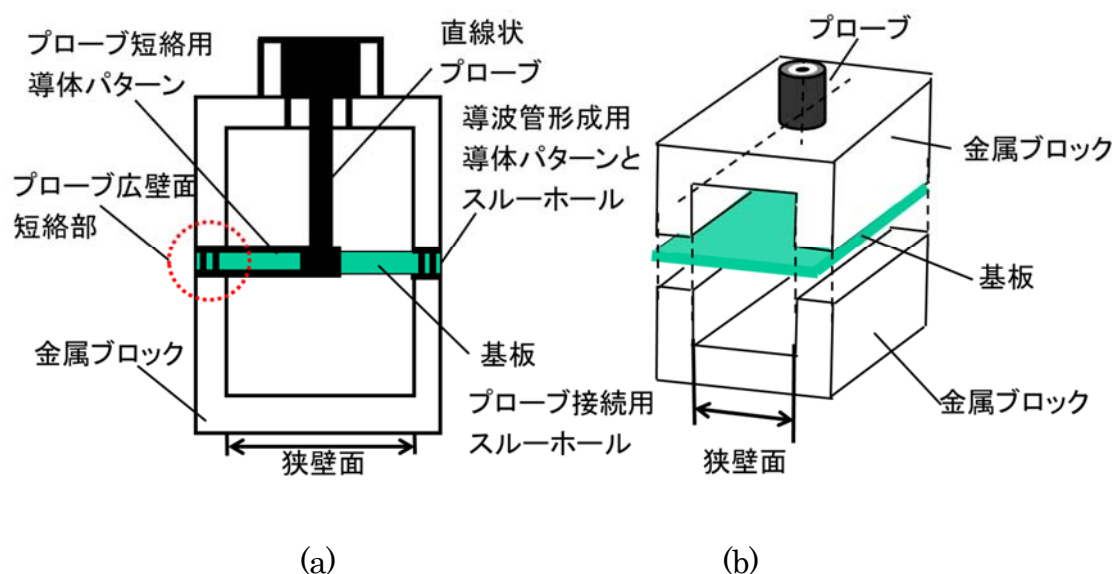
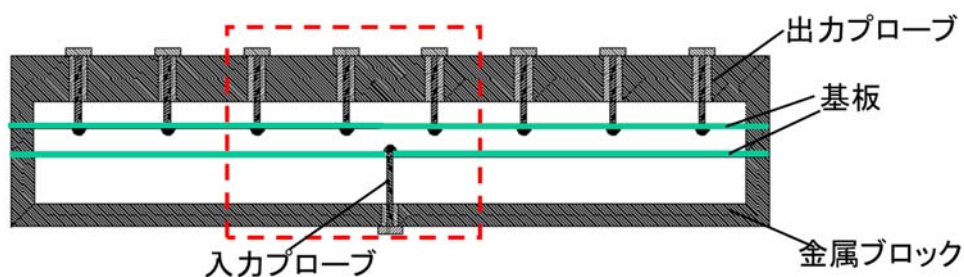


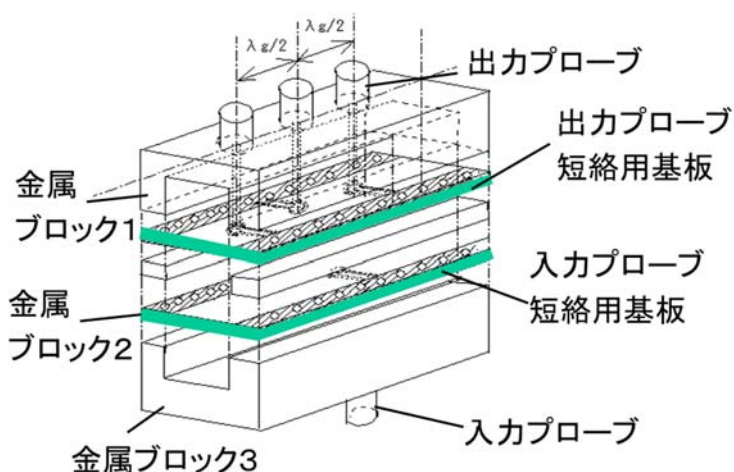
図 7.1.1 プロブ結合部構造図 (a) 断面図 (b) 分解図

7.1.2.2 電力 8 分配器の構成

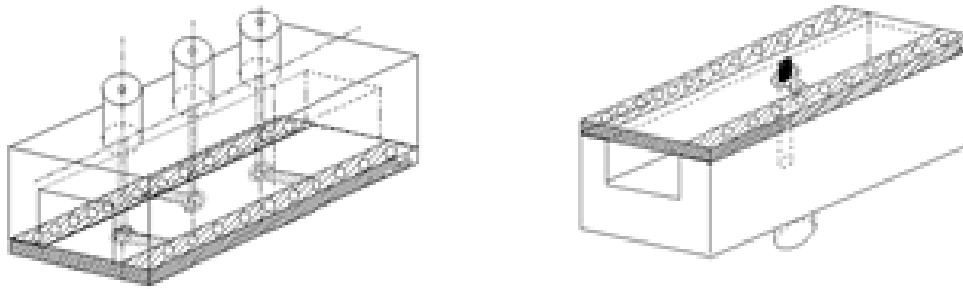
図 7.1.2 に 7.1.2.1 で示したプローブ結合部を用いて構成した電力 8 分配器の断面図と分解図、組立の流れを示す。プローブ結合部を管内波長の $1/2$ 倍の間隔で 8 個接続し、導波管中央部に入力プローブを挿入し構成している。また隣り合うプローブの短絡方向を逆向きにし、同相分配を実現している。本電力 8 分配器は入力プローブ部から分配器中央に入力された電力が入力プローブ部で 2 分岐され、それぞれ 4 本の出力プローブからなる導波管電力 8 分配部に伝えられる。本技術の利点は、導波管で構成されるため低損失、またプローブ形状が簡単で半田付けおよび組立が容易、基板上的の整合用パターンによりプローブの寄生リアクタンスを消去可能なため設計が容易、などが挙げられる。



(a) 断面図



(b) 断面図の点線枠内の分解図



- ① 金属ブロック 1 へ出力プローブを挿入し、基板に接続、半田付けを行う。
- ② 金属ブロック 3 へ入力プローブを挿入し、基板に接続、半田付けを行う。
- ③ ①②と金属ブロック 2 をねじなどで接続する。

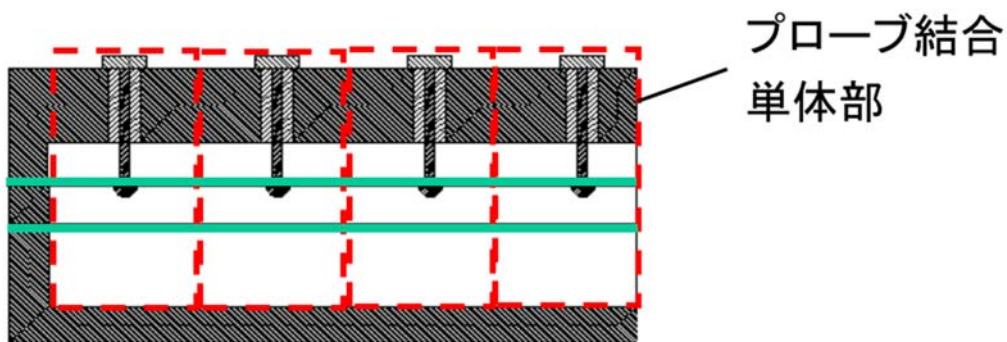
(c) 組み立ての流れ

図 7.1.2 電力 8 分配器の構成図

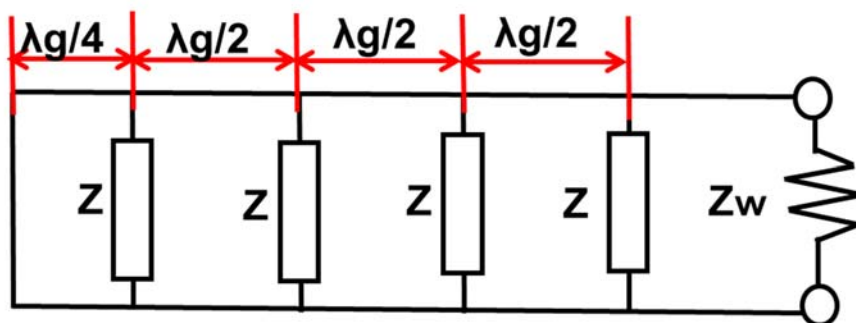
7.1.3 設計手法

7.1.3.1 直列電力分配部の等価回路

図 7.1.3 に 4 つのプローブ結合部単体を縦続接続した直列電力分配部の構成と等価回路を示す。なお、図中で Z は導波管から同軸プローブ側を見たインピーダンスを示し、 Z_w は導波管の特性インピーダンスを、 λ_g は管内波長を示す。 Z を 4 つ並列に接続したインピーダンスと Z_w を等しくすることが本分配器の整合条件となり、式(1)で示される。



(a) 直列電力 4 分配部構成



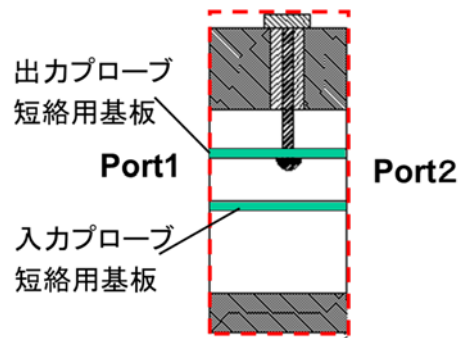
(b) (a) の等価回路

図 7.1.3 導波管直列電力 4 分配部

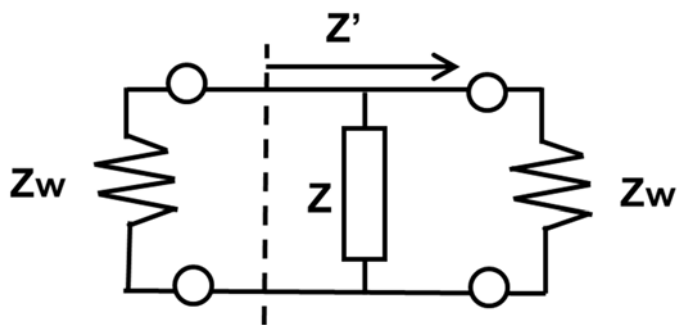
$$Z = 4Z_w \quad (7.1)$$

7.1.3.2 出力プローブ短絡用基板位置の設計手法

ここでは式(7.1)で示した整合条件をみたす出力プローブ結合部単体を、電磁界シミュレタを用いて設計する方法を示す。図 7.1.4 にプローブ結合部単体の解析モデルとその等価回路を示す。図中の Z は Port1 からみたインピーダンスである。式 (7.2) に本解析モデルにおけるインピーダンス条件を示す。また、図 7.1.5 に本解析モデルにおいてプローブ挿入長を変化させた場合のインピーダンス特性を示す。図中の寸法 a は導波管断面の長手方向寸法であり、式 (7.3) を用いて求められる所望の管内波長を満たす中空導波管の寸法を仮定した。図 7.1.5 において、レジスタンスは導波管内へのプローブ挿入長に依存するので、所望レジスタンスを満足するようにプローブ長を調整する。リアクタンスはプローブ短絡用導体パターン幅に依存するので所望値 0 になるよう調整する。なお、入力プローブ短絡用の基板は、入力プローブにおける高次モード結合量低減のため寸法 a の中央に固定とした。この詳細は 7.1.3.4 に記す。図 7.1.5 より、式 (7.2) を満たす出力プローブの挿入長は、 $0.25a$ であることが確認できる。



(a) プローブ結合部単体解析モデル



Z' : Port1からみたインピーダンス

(b) (a)の等価回路

図 7.1.4 プローブ結合部単体解析モデル

$$Z' = \left(\frac{1}{Z} + \frac{1}{Z_w} \right)^{-1} = 0.8Z_w \quad (7.2)$$

$$\text{寸法 } a = \frac{c\lambda_g}{2} \sqrt{\frac{1}{f^2\lambda_g^2 - c^2}} \quad (7.3)$$

(式 3 中の c は光速、 f は周波数、 λ_g は管内波長を示す。)

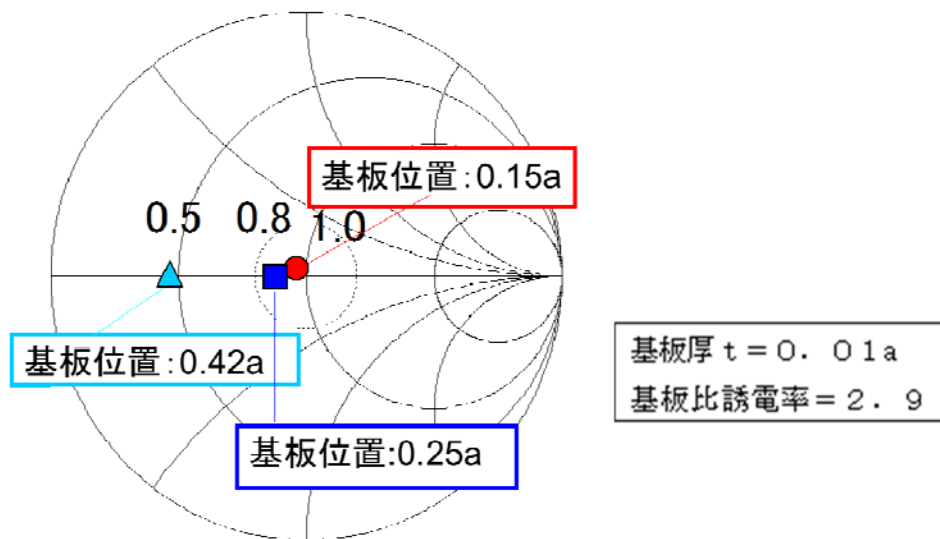
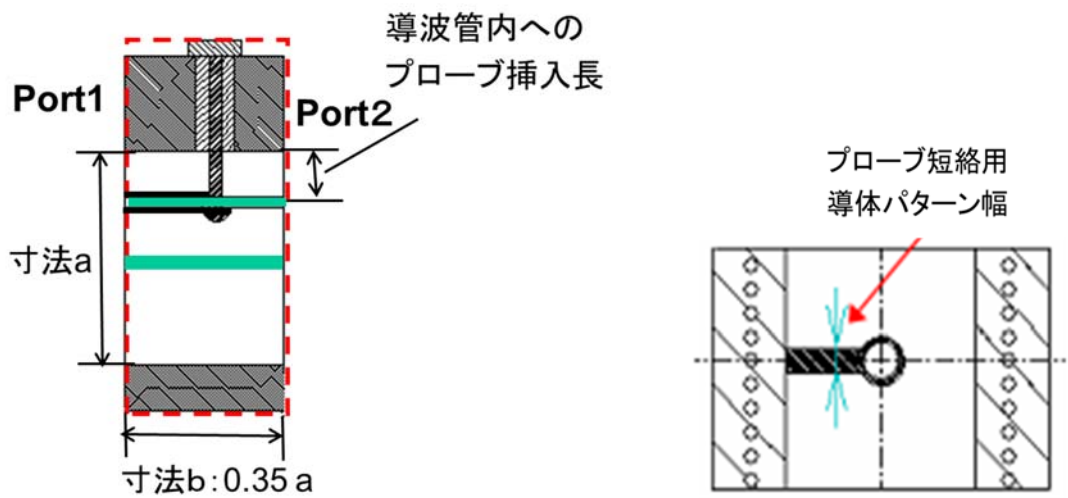
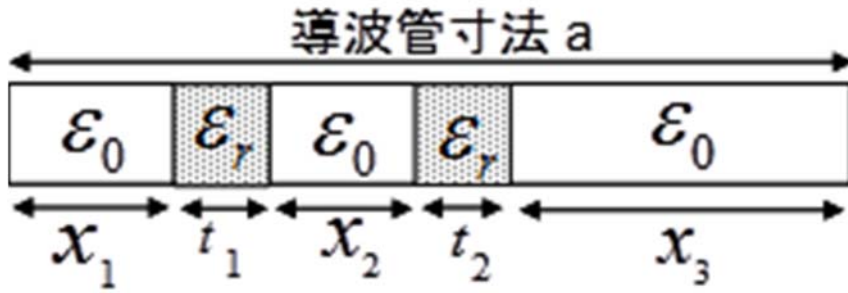


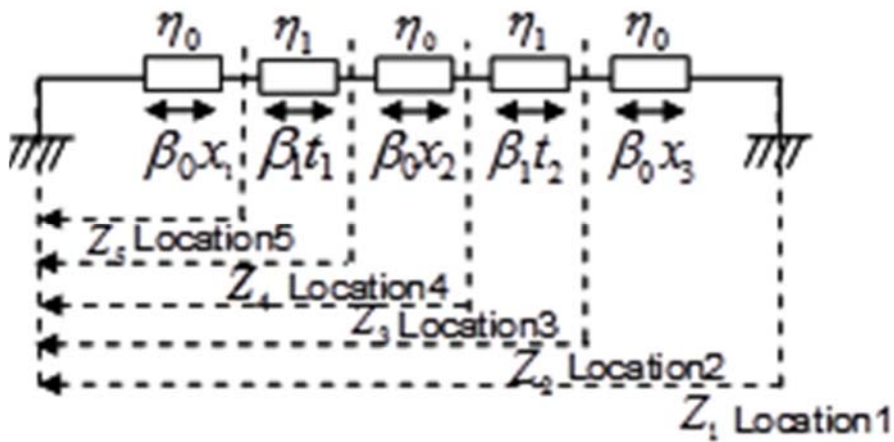
図 7.1.5 インピーダンスのプローブ挿入長依存性

7.1.3.3 導波管断面寸法の設計手法

プローブ短絡用基板の位置により管内波長が変化するので、導波管断面に対して横共振法[7.6]を適用することにより、所望の管内波長をみたく導波管寸法を求める。図 7.1.6 に本変換器を構成する導波管断面図と、横共振法による導波管断面の等価回路図を示す。図中において、各位置から左側をみたインピーダンスをそれぞれ $Z_1 \sim Z_5$ とする。それぞれを式(7.4)に示す。共振条件は、図中の Z_1 が 0 となること (式(7.4)が 0 となること) である。また図中の η_0 と η_1 はそれぞれの部分の特性インピーダンスを、 β_0 と β_1 はそれぞれの部分の位相定数を示す。なお式中 k_z は導波管の伝搬定数を、 λ_g は所望の管内波長を、 k_0 は空気中の伝搬定数を示す。図中 t_1 と t_2 は基板厚を、 x_1 、 x_2 と x_3 は各部の長さを示す。ここでは t_1 と t_2 に使用する基板厚 t を、 x_1 に 7.3.2 で求めたプローブ長を代入する。また入力プローブ短絡用の基板は導波管中央に配置する必要があるため、式(7.5)の条件が成立するので x_2 は $a/2 \cdot x_1 \cdot t$ を、 x_3 には $a/2 \cdot t$ をそれぞれ代入する。以上の関係から、所望の λ_g を満足するような a を導出する。図 7.1.7 に本手法で導出した a を電磁界解析で求めた場合と比較検討した結果を示す。図中 λ_{g0} は、検討に用いた 3 つの λ_g のうち中間の λ_g である。また寸法 a_0 は、 λ_{g0} を所望 λ_g とした場合の電磁界解析で求めた a である。図 7.1.7 より本手法と電磁界解析の誤差は約 3% であり、本手法の妥当性が確認できた。



(a) 導波管断面図



(b) 横共振法における等価回路

図 7.1.6 横共振法における導波管寸法検討図

$$Z_1 = \eta_0 \frac{Z_2 + j\eta_0 \tan(\beta_0 x_3)}{\eta_0 + jZ_2 \tan(\beta_0 x_3)} = 0 \quad (7.4)$$

ここで

$$Z_2 = \eta_1 \frac{Z_3 + j\eta_1 \tan(\beta_1 t_2)}{\eta_1 + jZ_3 \tan(\beta_1 t_2)}, \quad Z_3 = \eta_0 \frac{Z_4 + j\eta_0 \tan(\beta_0 x_2)}{\eta_0 + jZ_4 \tan(\beta_0 x_2)},$$

$$Z_4 = \eta_1 \frac{Z_5 + j\eta_1 \tan(\beta_1 t_1)}{\eta_1 + jZ_5 \tan(\beta_1 t_1)}, \quad Z_5 = j\eta_0 \tan(\beta_0 x_1),$$

$$\beta_0^2 = \left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)^2 - \left(\frac{2\pi}{\lambda_g}\right)^2, \quad \beta_1^2 = \varepsilon_r \left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)^2 - \left(\frac{2\pi}{\lambda_g}\right)^2$$

$$\frac{a}{2} = x_1 + t_1 + x_2 = t_2 + x_3 \quad (7.5)$$

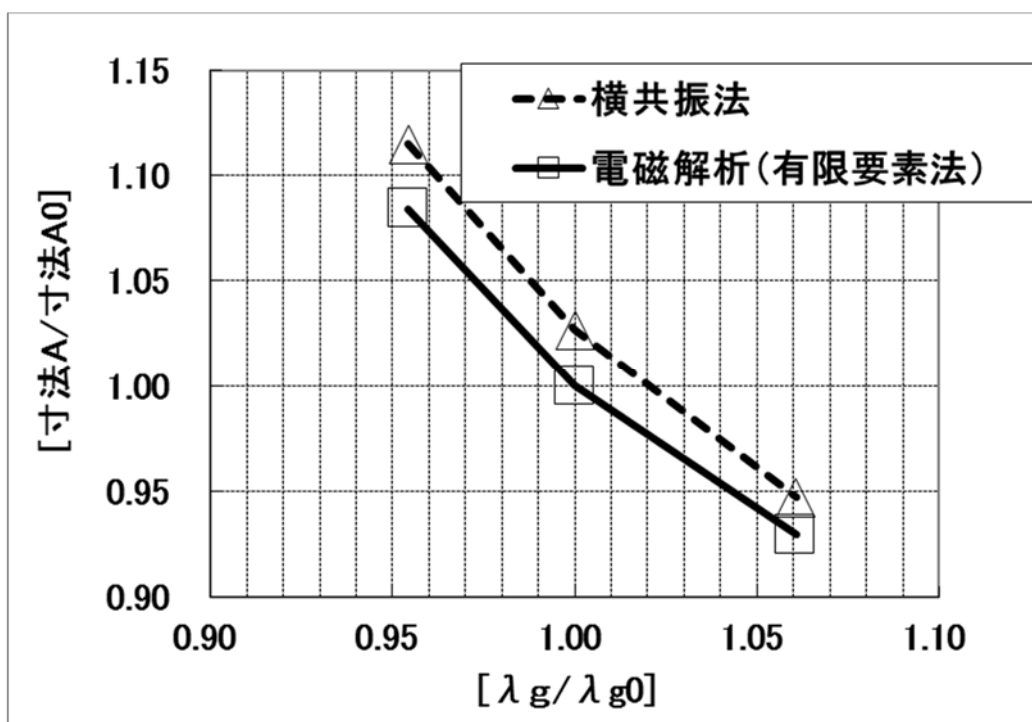


図 7.1.7 管内波長と導波管寸法の関係の比較

7.1.3.4 入力プローブ結合部の設計手法

入力プローブ結合部についても、出力プローブ結合部と同様に単体で設計することができる。整合条件は、同軸端子から導波管側をみたインピーダンスが同軸線路の特性インピーダンスと等しくなることである。また、入力プローブの短絡位置を導波管中央から離れた位置にすると、入力プローブから導波管の高次モードへの結合量が大きくなり、隣接する出力プローブとの間で高次モードを介した結合が生じる可能性がある。そこで、プローブの挿入位置や短絡位置の違い

による導波管高次モードへの結合量の比較を行った.図 7.1.8 に挿入長 L における基本モード TE_{10} に対する高次モード TE_{20} の励振振幅比を示す。ここで L は導波管寸法 a で規格化されている。図 7.1.8 により高次モード励振量が最少なのは $L=0.5a$ の場合であることが確認できる。そこで高次モード抑圧の観点からプローブ挿入長は $0.5a$ にすべきであり、インピーダンス整合は他の手法を適用する必要がある。そこで、入力プローブ短絡用基板の位置を中央部に固定した場合のレジスタンスを調整するパラメータとして、管軸からプローブ位置をオフセットさせる (図 7.1.9(a)) 方法や、入力プローブ近辺の広壁面を近づける (ステップモデル) (図 7.1.9(b)) 方法を用いてインピーダンス整合を行った結果を図 7.1.10 に示す。いずれも整合可能であることが確認できる。そこでそれぞれの高次モード発生量を図 7.1.11 に示す。図 7.1.11 より、(b)は(a)より TM_{11} モードへの結合量が小さい。これは(a)は図中 X の方向に対して非対称であるため、 TM_{11} モードへの結合が大きいと考えられる。よって、ここでは(b)の構造を入力プローブ結合部として適用した。

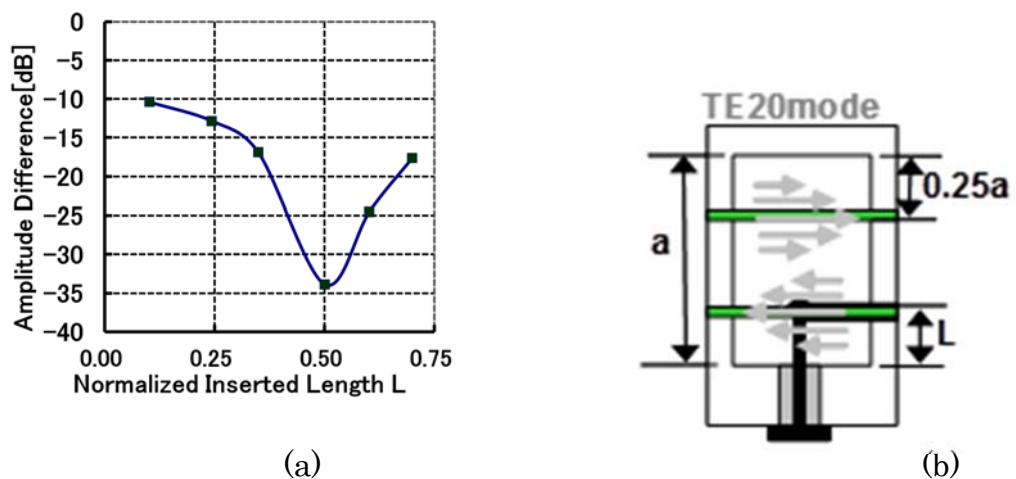


図 7.1.8(a)挿入長 L における基本モード TE_{10} に対する高次モード TE_{20} の励振振幅比(b)断面図

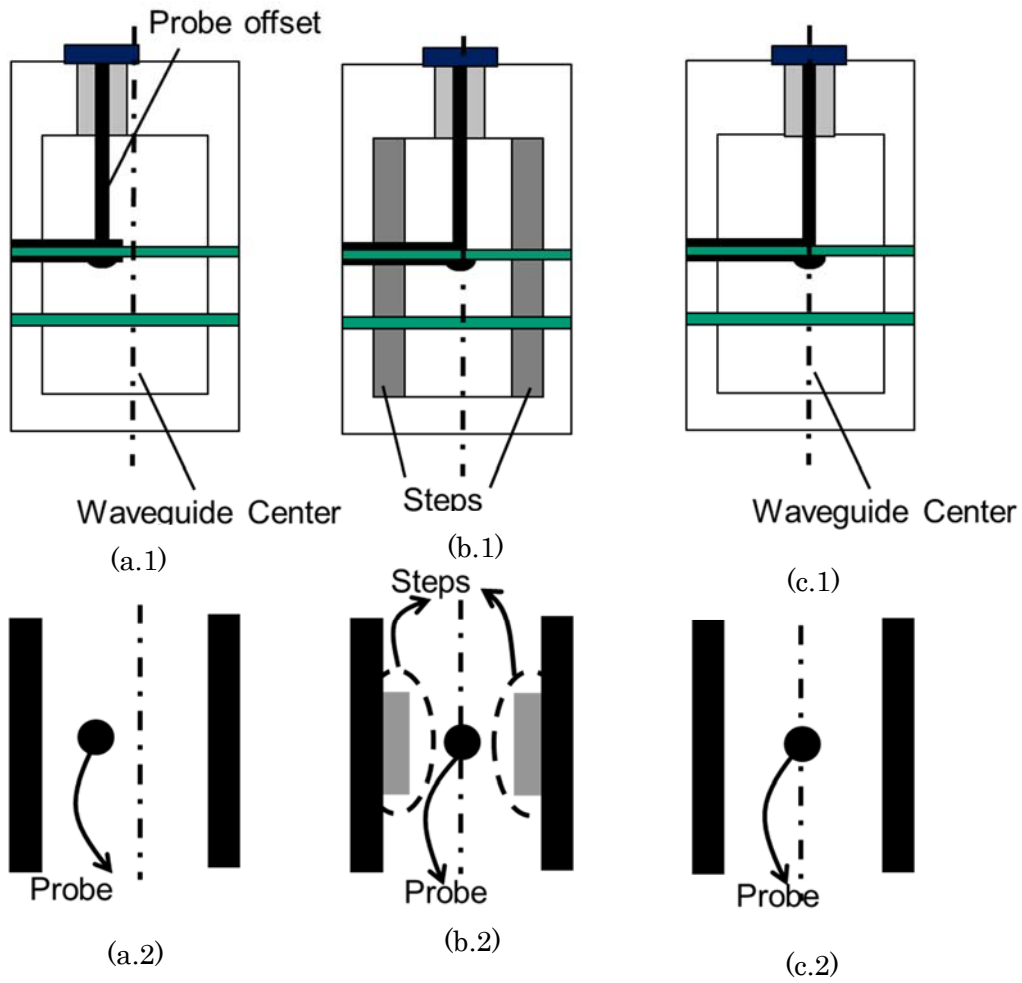


図 7.1.9 入力プローブ結合部の各検討モデル(a.1)オフセットモデルの断面図
 (a.2) オフセットモデルの上面図(b.1)ステップモデルの断面図(b.2) ステップモデルの上面図(c.1)整合部なしの上面図(c.2)整合部なしの上面図

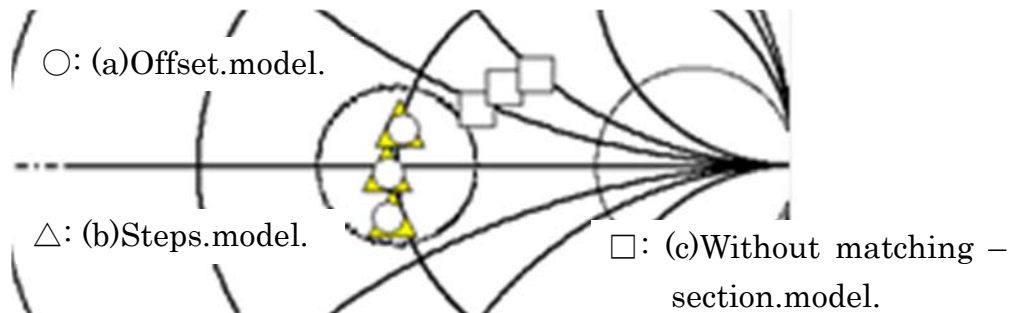


図 7.1.10 各モデルのインピーダンス計算結果

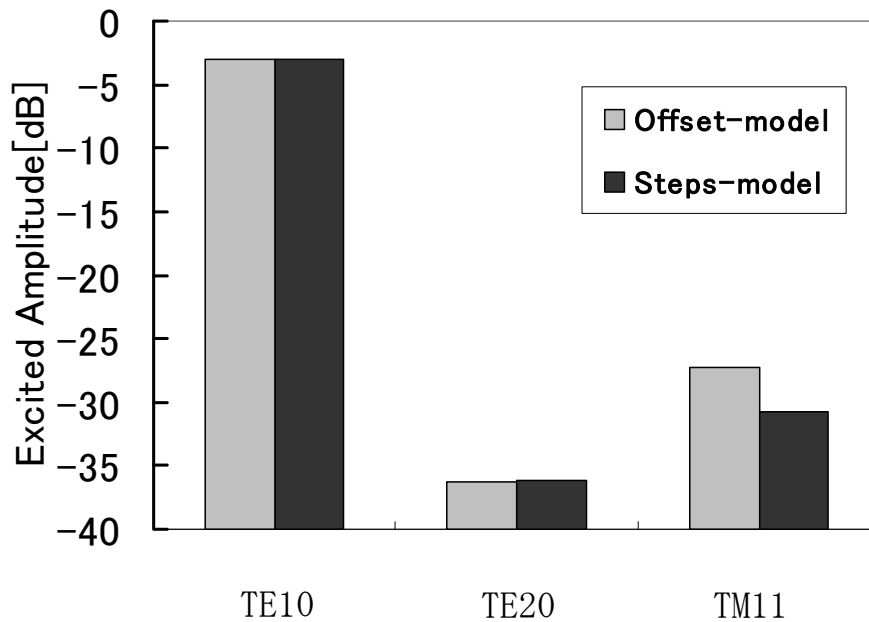


図 7. 1.11 各モデルの高次モード発生量

7.1.3.5 電力 8 分配器の設計結果

上述の手法で設計したプローブ結合部単体を、出力プローブ結合部単体を 8 個、 $\lambda g/2$ 間隔で接続し、中央に入力プローブ結合部単体を挿入して電力 8 分配器を構成した解析モデルを図 7.1.12 に示す。また X 帯において計算した結果を図 7.1.13 に示す。比帯域 5%において、分配振幅偏差 1.0dBp-p の良好な結果を得た。

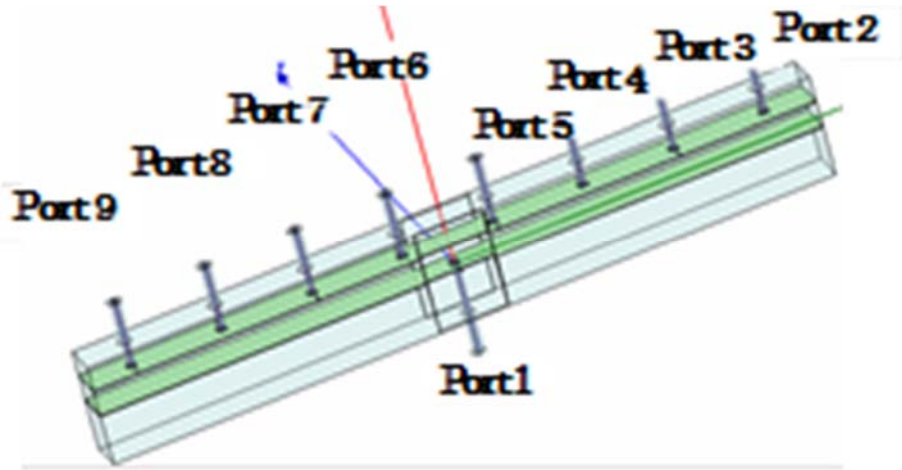


図 7.1.12 電力 8 分配器解析モデル

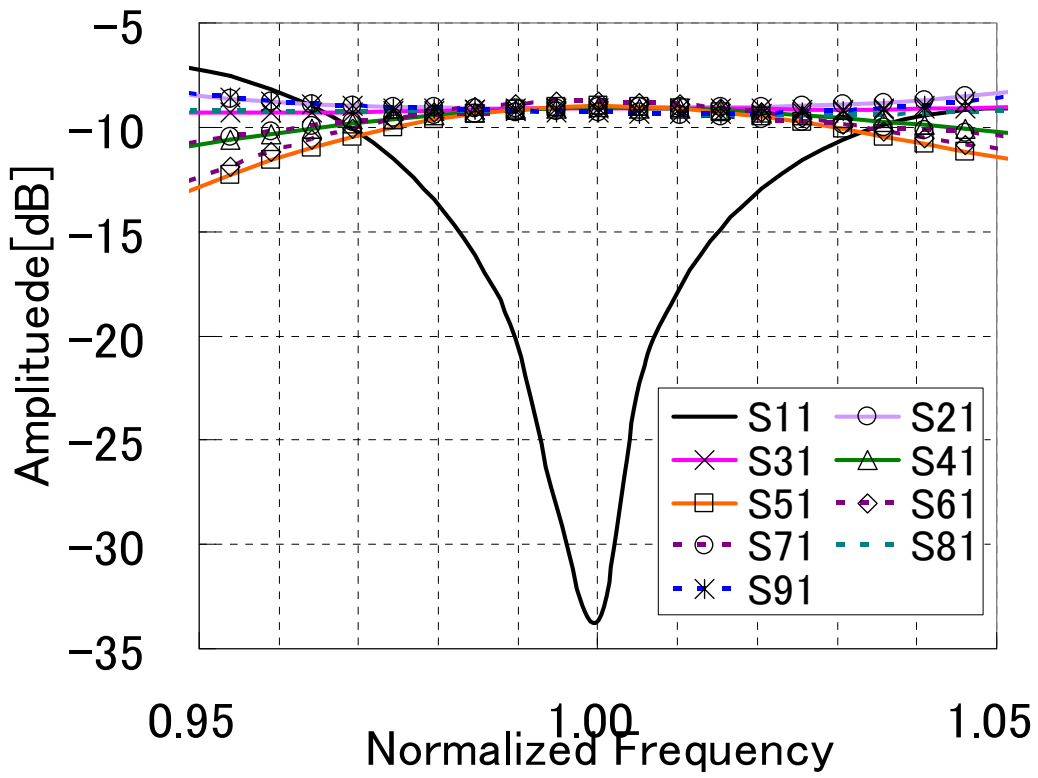


図 7.1.13 図 7.1.2 の電磁界解析結果

7.1.4 試作評価結果

X帯において設計した電力8分配器について試作評価を行った.図7.1.14に本分配器試作外観図と出力プローブ短絡用基板外観図を示す.また図7.1.15に試作品のX帯における評価結果を示す.評価結果は計算結果と概ね一致し、比帯域5%において、分配振幅偏差1.2dBp.p、挿入損失0.15dB、入力反射 -10 dB以上の良好な結果が得られた.また、端子間アイソレーションは、入力部(Port1)を挟まない端子間(例えばS98)で10dB程度、入力部(Port1)を挟む端子間(例えばS94)で15dB程度であった.

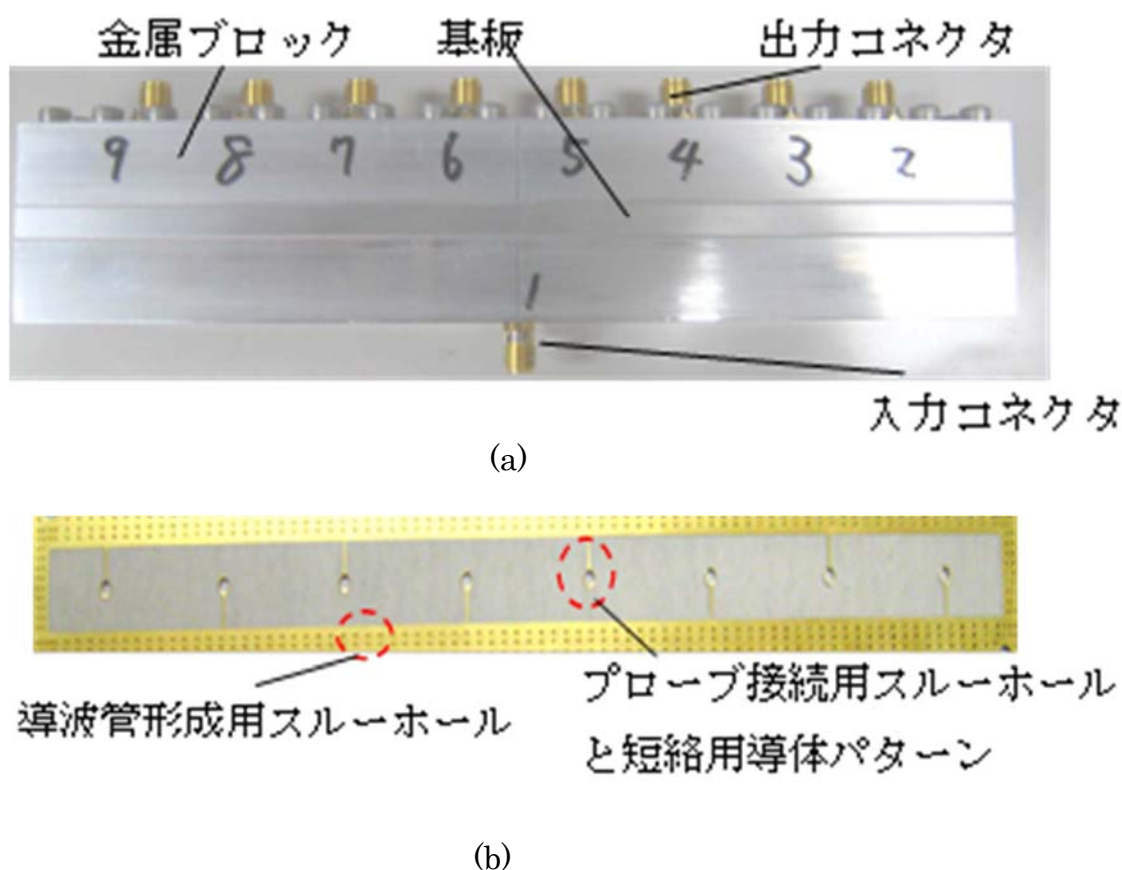
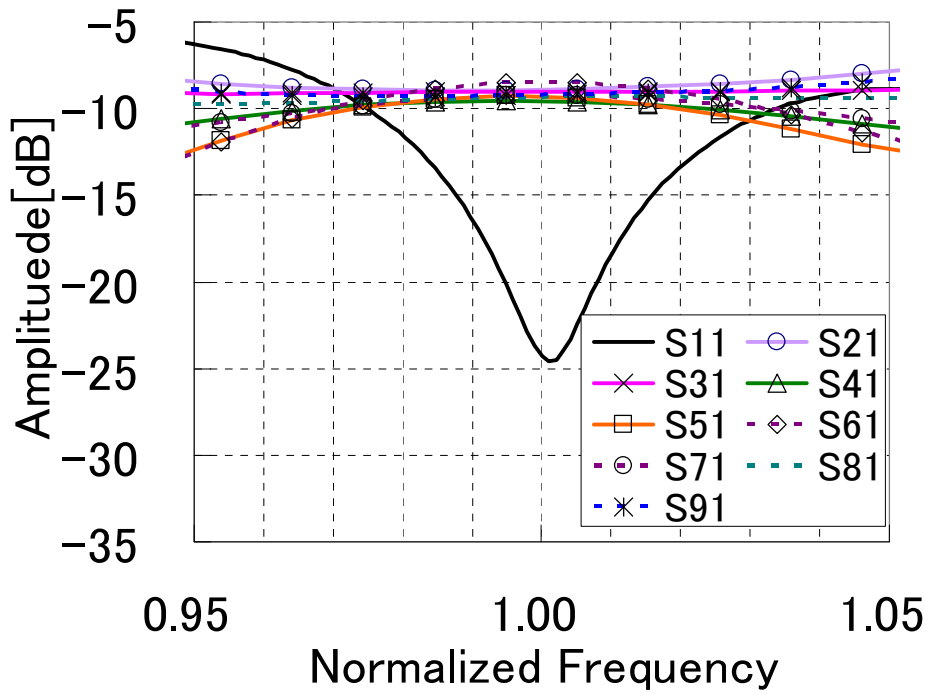
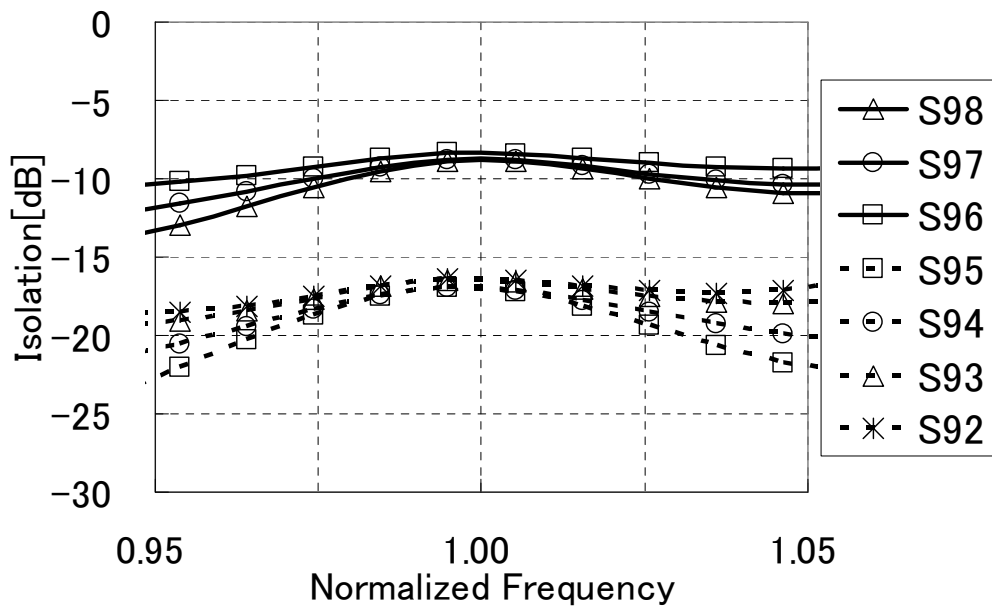


図 7.14 提案する電力8分配器の外観図(a) 本分配器試作品の外観図
(b) 出力プローブ短絡用基板外観図



(a)



(b)

図 7.15 電力 8 分配器試作品の測定結果(a)分配特性および反射特性(b)アイソレーション特性

7.1.5 まとめ

基板を用いた狭壁面プローブ挿入型導波管変換器を提案した。基板を用いたプローブ結合部の設計に関してインピーダンス整合条件や高次モード低減方法について示し、提案した狭壁面プローブ挿入型導波管変換器を用いて構成した電力 8 分配器の試作を行った。試作した電力 8 分配器は、計算結果とも概ね一致する良好な特性が得られ、本プローブ結合部の構成の有効性と設計の妥当性が示された。

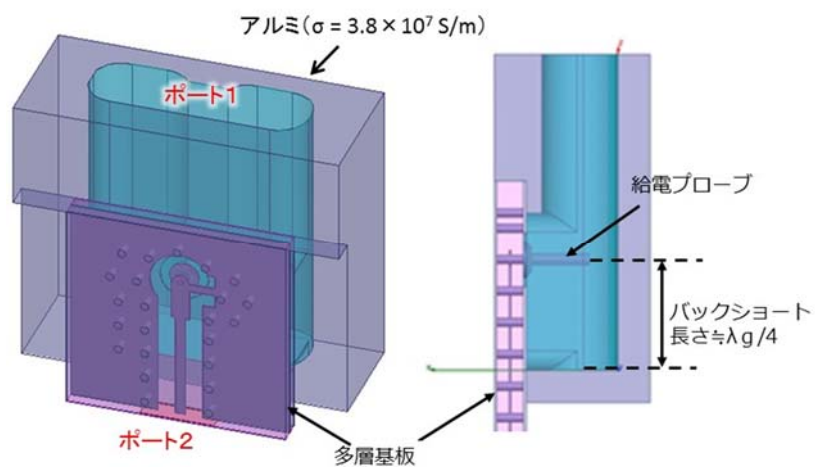
7.2 広壁面プローブ挿入型導波管ストリップ線路変換器および当該変換器を適用した薄型給電回路

7.2.1 はじめに

通信の高速化・大容量化・低コスト化に伴い、通信システムの高周波数化・薄型化が求められている。その実現にはアレーアンテナ素子の高密度配列化およびアンテナ低背化が必須である。そこで当該アレーアンテナに対応する給電回路構成として、従来は導波管で行っていた分配回路の一部を導波管壁厚内に収められた基板内のストリップ線路で行う構成を検討対象とする。本章では、当該給電回路の構成要素である導波管ストリップ線路変換器について、導波管部にリッジを装荷し、導波管壁厚内に収めた基板内のストリップ線路部に広帯域化用の整合回路を、変換器の導波管バックショート長さ内に装荷することで、アンテナ薄型化に寄与する広帯域小型変換器を提案し、設計手法についても述べる。さらに当該変換器を適用して表1に示す性能を実現した提案する薄型給電回路について構成および評価結果を述べる。

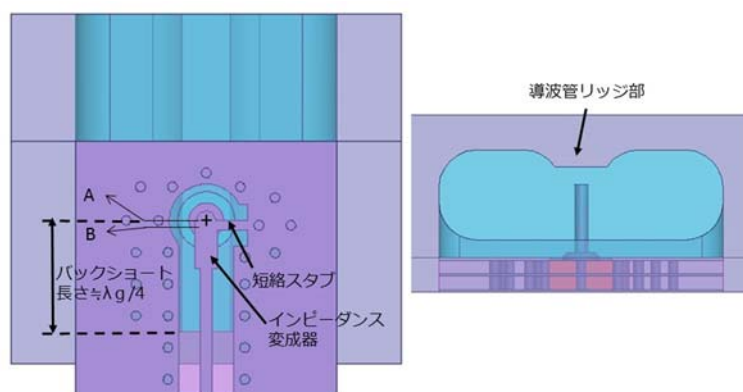
7.2.2 変換器の構造

図7.2.1に報告する導波管ストリップ線路変換器の構造を示す。導波管を一部切り欠いて、導波管管軸方向に平行に多層基板を挿入し、基板に設けたグラウンドが導波管における一つの管壁として機能するように構成する。なお導波管開口面の一方は短絡されている。多層基板内に設けた信号導体パターン(ストリップ線路)で分配合成回路を構成し当該パターンからBVH(Blind-Via-Hole)を介して、プローブへ給電する。なおプローブは、前述のBVHと基板上のグラウンドの交面に設けたグラウンドの孔の内部において半田付けされる。そしてプローブ近傍にストリップ線路により形成された整合素子を装荷する構造である。



(a) 斜視図

(b) 横断面図



(c) 正面図

(d) 上面図

図 7.2.1 提案する変換器の構造

7.2.3 変換器の広帯域化・小型化の手法

図 7.2.2 に本変換器の等価回路および等価回路中の各点から負荷をみた入力インピーダンスのスミスチャート軌跡を示す。図 7.2.2 に示すように、短絡スタブで 2 共振化し、インピーダンス変成器で整合を行うことで広帯域化している。ここで、整合素子大きさは、導波管 A 寸法内、バックショート内に収まるため、接続されるストリップ線路分配合成回路の小型化に寄与する。また導波管にリッジを装荷することで導波管 A 寸法を小さくしている。

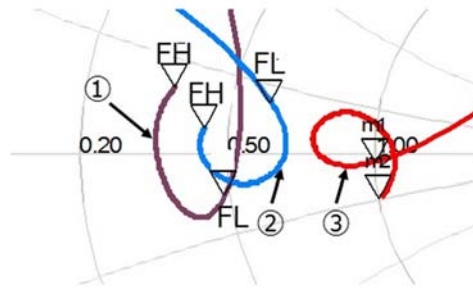
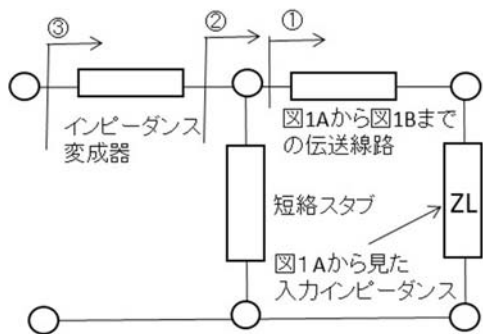
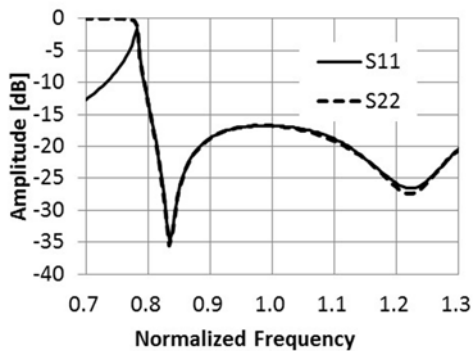


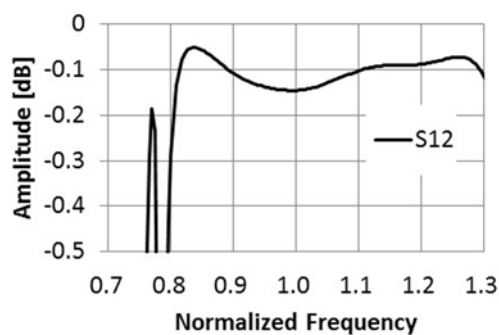
図 7.2.2 図 7.2.1 の等価回路および各点での入力インピーダンス

7.2.4 変換器の設計結果

図 7.2.3 に図 7.2.1 に示す変換器の電磁界解析結果を示す。比帯域 43%において通過損失 0.15 dB 以下、反射特性 -18dB 以下の良好な特性が得られ、本構造の有効性が確認された[7.7]。



(a) S11,S22



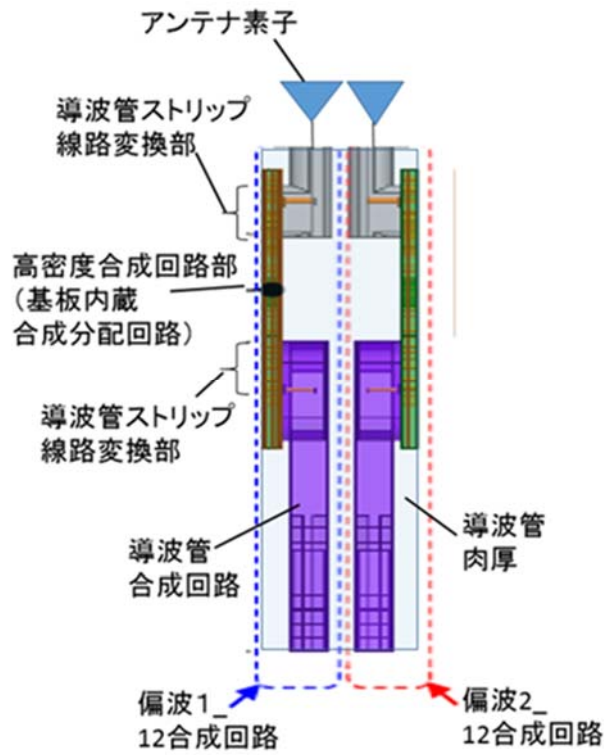
(b) S12

図 7.2.3 変換器の設計結果

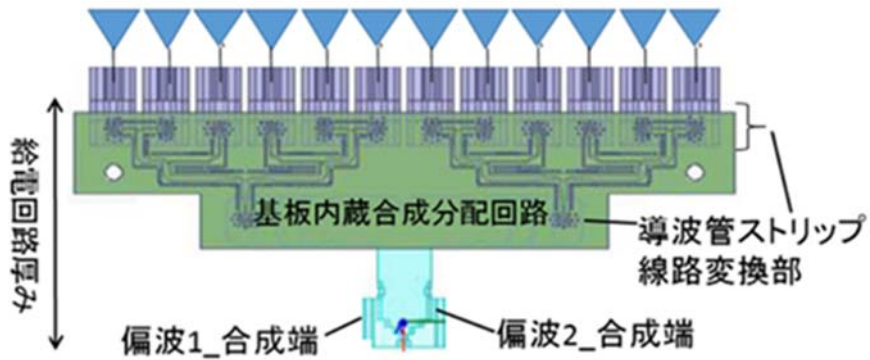
7.2.5 本変換器を適用した薄型給電回路の構成

図 7.2.4 に上記の変換器を適用した提案する薄型給電回路の構成を示す。導波管ストリップ線路変換部を 12 個配列した構造を基板内のストリップ線路で構成される高密度合成回路部で合成したあと、導波管ストリップ線路変換部を介して導波管合成する構成である。また隣接する給電回路の導波管回路部は一塊の金属ブロックを切削することで形成し、直交 2 偏波をそれぞれ合成する。設計はア

アンテナ素子を考慮して行った。



(a) 側面図 1



(b) 側面図 2

図 7.2.4 提案する薄型給電回路の構成

7.2.6 本薄型給電回路の評価結果

図 7.2.5 に評価結果の一部である、偏波 1 合成端(図 7.2.4(b)に示す)における反射特性の評価結果を示す。所望帯域において、反射特性 -10dB 以下の良好な特性を確認した。また、表 1 に当該給電回路の実現した性能を示す。良好な評価結果から当該給電回路の有効性が確認された[7.8]。

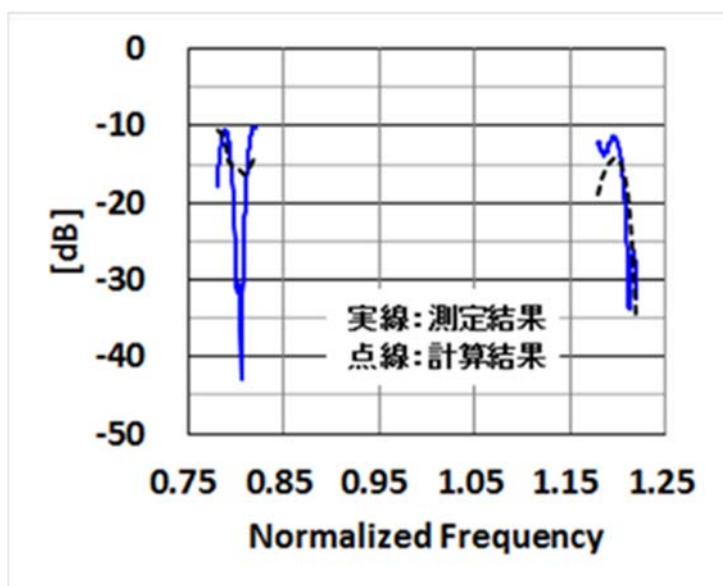


図 7.2.5: 反射特性の評価結果

表 7.1 本給電回路の性能表

	計算結果	評価結果
偏波	直交2偏波	直交2偏波
反射特性	12dB以下	10dB以下
偏波間アイソレーション	28dB以下	15dB以下
給電回路厚み	0.4 λ	0.4 λ

7.2.7 まとめ

導波管壁厚内に収めた基板内のストリップ線路部に広帯域化用の整合回路を、変換器の導波管バックショート長さ内に装荷することで、アンテナ薄型化に寄与する広帯域小型変換器を提案し、良好な設計結果を得た。さらに当該変換器を適用した提案する薄型給電回路の評価結果、良好な特性を示し、その有効性を確認した。

参考文献

- [7.1] A. Sanada, K. Fukui, and S. Nogi, "A waveguide type power divider/combiner of double.ladder multiple.port structure," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.MTT.42, No.7, pp.1154.1161, July 1994
- [7.2] J. P. Becker and A. M. Oudghiri, "A planar probe double ladder waveguide power divider," IEEE Microw. Wireless Components Lett., vol.15, No.3, pp.168.170, Mar. 2005
- [7.3] 田原志浩, 梶田文隆, 佐々木拓郎, 大橋英征, "プローブ結合部にアイリスを設けた導波管直列電力分配器," 信学技報, MW2006.151, Dec. 2006.
- [7.4] J. Pollak, M. Moisanan, Z. Zakrzewski, J. Pelletier, Y. A. Arnal, A. Lacoste, and T. Lagarde, "Compact waveguide.based power divider feeding independently any number of coaxial lines," IEEE Microw. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.MTT.55, No.5, pp.951.957, May 2007.
- [7.5] S. M. Saad, "A more accurate analysis and design of coaxial.to.rectangular waveguide end launcher" IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.MTT.38, No.2, pp.129.134, Feb. 1990
- [7.6] R. E. Collin, Foundation for Microwave Engineering, 2nd Edition, McGraw.Hill, New York, 1992.
- [7.7] 安部素実, 荒井晋二, 大島毅, 湯川秀憲, 湯浅健, "薄型アンテナ向け広帯域小型導波管ストリップ線路変換器," 電子情報通信学会総合大会, C.2.46, pp91, 2017年.
- [7.8] 安部素実, 荒井晋二, 後藤準, 西村拓真, 湯川秀憲, 湯浅健, "広帯域小型導波管ストリップ線路変換器を適用した薄型アレーアンテナ給電回路の評価結果," 電子情報通信学会総合大会, C.2.58, pp91, 2017年.

8. 結論

本論文は、衛星通信などに用いられるアレーアンテナ給電回路について、電力分配合成器や異種線路変換器の高性能化(低損失化・広帯域化)・小型化・低コスト化を技術課題として行った研究をまとめたものである。これらは衛星通信システムなどの高機能化・通信容量向上などに寄与するものである。以下に、本研究で得られた成果を要約する。

第2章は、ブロードサイド結合線路型カップラの密結合化技術・高アイソレーション技術また小型化技術を低損失・高耐電力の観点から衛星搭載アンテナ給電回路への適用要求が高い方形同軸線路を検討対象線路として S 帯において行った研究である。マルチビーム形成給電回路として適している小型なハイブリッドマトリクスの実現を目的とし、そのためにはブロードサイド結合線路型カップラで 90° ハイブリッドを形成する必要がある。しかし衛星搭載アンテナ給電回路に特有の真空放電回避の観点で導出された結合線路間隔では、所望の結合度 3dB が得られない。そこで結合線路にフィードバック容量(FC)を装荷することで密結合化可能であることを等価回路および FC が装荷された場合とされていない場合の結合度を設計式により導出比較することで示し動作原理を明確化した。さらに FC 装荷により劣化する奇モード位相進みを補償するために結合線路間容量(BC)を FC と同時に装荷することで高密結合化かつ高アイソレーション特性を保持可能であることを示した。当該 FC と BC を方形同軸線路において実現するために、スタブを結合線路近辺に適切に装荷し立体構造を活用することで当該 FC および BC を得て、かつ小型化する構造を提案して密結合化し所望の結合度を実現した内容である。当該カップラは従来比 60%の小型化を実現し、さらに本カップラを適用したハイブリッドマトリクスは良好な特性を実現、本構成の有効性が確認できた。

第3章は、エッジ結合線路型カプラの密結合化・高アイソレーション化技術を、多層形成不可であるが製造精度に優れるアルミナ基板を適用したマイクロストリップ線路を検討対象線路としてX帯において行った研究である。マイクロストリップ結合線路の高アイソレーション化のために結合線路内エッジにスロットを設けて偶・奇モードの位相速度を揃えているが、そのため疎結合化し所望の結合度が得られない。そこで1/4波長結合線路の線路間隔は一定に保ち、部分的に切欠きを設ける構造を提案し、他部品を装荷することなく反射を劣化させることなく、密結合化し所望の結合度を実現した。また部分的に切欠きを設けた場合と設けていない場合との結合度を偶・奇モード解析において設計式において導出し、設けた場合の密結合化効果の動作原理を明確化した。また当該カプラを適用した非対称多段カプラはL帯からKu帯まで9倍帯域にわたり良好な特性を実現し、本構成の有効性が確認できた。

第4章は、多段エッジ結合線路型カプラの高密結合化・高アイソレーション化技術を、高密度実装でき小型化可能であるため需要の高い多層樹脂基板を適用したストリップ線路を検討対象としてL帯からKu帯まで9倍帯域にわたり行った研究である。樹脂基板に形成する導体パターン幅・間隔の製造限界により導出される結合度限界値が十分でないため、対称多段カプラの最密結合段の結合線路が形成される層の上下層に浮遊導体を設けることで、最密結合段は所望の結合度を得ている。しかし広帯域化のために多段化する際に、段間や最密結合段の浮遊導体装荷の不連続部により偶・奇モードの位相速度差が生じる。そこで多段カプラの最疎結合段の結合線路間にグラウンドビアを装荷する構造を提案し、密結合化と高アイソレーション化を実現した。当該カプラは9倍帯域にわたり良好な特性を実現し、本構成の有効性が確認できた。

第5章は、ブランチライン形カプラの小型化・広帯域化技術を、高密度実装でき小型化可能であるため需要の高い多層 LTCC 基板を適用したストリップ線路を検討対象として X 帯において行った研究である。広帯域化のため外部整合回路を装荷し、小型化のため当該整合回路の一部を集中定数化、その過程で生じた製造困難な並列容量を近隣の線路と等価回路上で合成することで消去する手法を提案、製造容易で広帯域小型なカプラを実現し、本構成の有効性が確認できた。

第6章は、ブランチライン形カプラの小型化技術および低コスト化技術を、低損失な線路であるため汎用性の高い導波管を検討対象とし、Ka 帯において、複雑な形状の一体形成や軽量化、製造期間の短縮、製造コストの削減が可能のため、近年回路への適用がすすめられている金属 3D プリンタを用いて行った内容である。金属 3D プリンタ技術のうち比較的高い製造精度であることから回路への適用が考えられるのは粉末床熔融結合法である。当該手法は、造形品の積層面に水平な面を形成するのが困難であるため、導波管断面形状に水平面のない 6 角形導波管を検討対象としてブランチライン形カプラに適用し、その特徴および設計手法を明確化した。また金属 3D プリンタを用いて製造した当該 6 角形導波管ブランチライン形カプラの試作評価結果は、機械切削品より損失は若干大きいながらも、同等の特性を有し、35%の軽量化・67%の低コスト化を実現した。よって本構成の有効性が確認できた。

第7章は、異種線路変換器の小型化・低コスト化・高性能化技術を、導波管-プローブ変換器を検討対象として導波管広壁面/狭壁面挿入型の双方に対して行った研究である。導波管狭壁面からプローブ挿入する変換器については、その先端を基板上の導体パターンで短絡する構造を提案し、当該変換器を適用して良好な特性を有する小型・低コストな 8 分配器を X 帯において実現し、本

構成の有効性を確認した。導波管広壁面からプローブ挿入する導波管-プローブ-ストリップ線路変換器については、導波管壁厚内に収めた基板内のストリップ線路部に広帯域化用の整合回路を、変換器の導波管バックショート長さ内に装荷することで、アンテナ薄型化に寄与する広帯域小型変換器をKa帯において提案した。さらに当該変換器を適用して2偏波共用アンテナ向け給電回路の構成を提案・試作評価した結果、良好な特性を示したことから当該変換器の有効性を確認した。

以上、アレーアンテナ給電回路の高性能化(低損失化・広帯域化)・小型化・低コスト化に関して行った研究成果を述べた。本研究の今後の展望として、低コスト化(製造容易性)・高性能化・小型化を追究して、例えば航空機搭載アンテナ小型化によるライフサイクルコスト(燃費)が低減されビット単価の低減がなされることで通信容量が向上し、国際線航空機内においても各搭乗者が携帯電話で映画が視聴できるようになるなど自由に通信可能になると考える。また衛星搭載アンテナの小型化により衛星を多数打上げ可能となりビット単価が低減して通信容量を向上することで、観測衛星高精細データ伝送が可能となる、また船舶IoT(Internet of Things)端末との通信により運航自動化が可能になると考えられる。また打上げの燃料を低減できるため衛星が長寿命化し、打上げ後もビーム形状を柔軟に変更できる高機能なアンテナを搭載することで、災害地への通信集中が可能となるため、災害に強い社会の実現へ貢献できると考える。またさらに3Dプリンタで高性能なアンテナが一括製造できれば、月面などで月の資源を利用したアンテナが製造可能になると考えられる。その場合は、月基地との中継はもとより、月面上のアンテナおよび人工衛星を介して地球での通信容量向上なども見込める可能性がある。また例えば、UWB(Ultra Wide Band, 超広帯域無線通信)による超高速通信の実現に寄与できる可能性が考えられるなど、本研究の成果は今後の通信技術の発展に寄与できると考える。

研究業績一覧

本論文に関連する原著論文(著者が筆頭分)

1.第2章

Motomi Abe, Yukihiro Tahara, Tetsu Owada, Naofumi Yoneda, and Hiroaki Miyashita, “A Novel Directional Coupler Loaded with Feedback Capacitances and Its Applications” IEICE TRANS.ELECTRON., Vol.E99-C, No.1, pp.85-94, Jan. 2016.

2.第3章

Motomi Abe, Yukihiro Tahara, Hideji Takeda, Tetsu Owada, Naofumi Yoneda, “Novel Tight Coupling and High Directivity Partially-Narrowed and Slotted Coupled Line and Its Application,” IEEE EuMW.Dig., pp.214–217, 2016.

3.第4章

安部素実, 大島毅, 湯浅健, 竹田英次, 大和田哲, 米田尚史, 宮崎守泰, 「浮遊導体およびグラウンドビアを装荷した高方向性／密結合多段ストリップ線路側結合カプラ」 信学会マイクロ波研究会, MW2016-07, 2016年7月.

4.第5章

Motomi Abe, Takeshi Oshima, Hideki Hatakeyama, Akihiro Itaba, Naofumi Yoneda, and Tetsu Owada, “A Broadband and Compact Branch-Line Coupler Using Series Capacitances and Short-Circuited Stubs,” IEEE EuMW.Dig., pp.45–48, 2012.

5.第6章

Motomi Abe, Hidenori Yukawa, Yu Ushijima, Takuma Nishimura, Takeshi

Oshima, Takeshi Yuasa, and Naofumi Yoneda, “Ka-Band Branch Line Coupler Applied Hexagonal Waveguide Suitable for Additive Manufacturing” IEICE TRANS.ELECTRON., Vol.E101-C, No.10, pp.805-814, Oct. 2018.

6.第7章

[1] Motomi Abe, Yukihiro Tahara, Hideyuki Oh-hashii, Naofumi Yoneda, Yoshihiko Konishi, “A Waveguide-based Power Divider using H-plane Probes Short-circuited with Substrate Metallization Patterns” IEICE TRANS.ELECTRON., Vol.E92-C, No.9, pp.1144-1149, 2009.

[2] 安部素実, 荒井晋二, 大島毅, 湯川秀憲, 湯浅健, “薄型アンテナ向け広帯域小型導波管ストリップ線路変換器,” 電子情報通信学会総合大会, C-2-46, pp91, 2017年.

[3] 安部素実, 荒井晋二, 後藤準, 西村拓真, 湯川秀憲, 湯浅健, “広帯域小型導波管ストリップ線路変換器を適用した薄型アレーアンテナ給電回路の評価結果,” 電子情報通信学会総合大会, C-2-58, pp91, 2017年.

本論文に関連する上記以外の国際会議論文(著者が筆頭分)

1.第2章

Motomi Abe, Yukihiro Tahara and ,Naofumi Yoneda, “A Tandem 3-dB Hybrid Coupler Using Coupled Lines with Series Capacitance,” IEEE EuMW.Dig., pp.164–167, 2010.

2.第6章

Motomi Abe, Hidenori Yukawa, Yu Ushijima, Takuma Nishimura, Takeshi Oshima, Takeshi Yuasa, and Naofumi Yoneda, “A 3-D Metal-Direct-Printed, Low-Cost, and Light Hexagonal Waveguide Ka-Band Branch Line Coupler ”

IEEE EuMW.Dig., pp.188–191, 2017.

3.第7章

Motomi Abe, Yukihiro Tahara, Nofumi Yoneda, and Hideyuki Ohashi “A Waveguide-based Power Divider using H-plane Probes Short-circuited with Substrate Metallization Patterns,” IEEE IMS.Dig., pp.1003–1006, 2008.

本論文に関連する、著者が筆頭発明者である特許

1.第1章

「導波管ストリップ線路変換器及び給電回路」国際公開番号 WO2018/029846

A1

2.第2章

「方向性結合器」特許第 5455662 号

3.第3章

「方向性結合器」特許第 5523293 号

4. 第5章

「電力分配合成器」特許第 5865706 号

5.第6章

「導波管装置」国際公開番号 WO2017/203568 A1

6.第7章

「高周波信号用の給電回路」特許第 4889584 号

著者が筆頭発明者である上記以外の登録特許

「EBG 構造ユニット」特許第 5072741 号

「高周波モジュール」特許第 5171652 号

「高周波フィルタ及び高周波モジュール」特許第 5674494 号

「多層配線基板接続構造」特許第 6422222 号

「電力分配器」特許第 6338787 号

「電子回路」特許第 6465451 号

その他の論文（著者が筆頭でない論文）

- [1] Hidenori Yukawa, Masatake Hangai, Hiroyuki Mizutani, Koji Yamanaka, Motomi Abe, Akira Inoue, and Moriyasu Miyazaki, “Q-band GaAs MMIC modules for active phased array antenna systems ” IEEE EuMW.Dig., pp.464–467, 2009.
- [2] Hidenori Yukawa, Yu Ushijima, Motomi Abe, Naofumi Yoneda, and Moriyasu Miyazaki, “A Metal 3D-Printed T-Junction OMT with an Offset Stepped Post” IEEE EuMW.Dig., pp.444–447, 2017.
- [3] Hidenori Yukawa, Yu Ushijima, Motomi Abe, Naofumi Yoneda, and Moriyasu Miyazaki, “Metal 3D-Printed T-Junction Ortho-mode-transducer with an Offset Stepped Post” IEICE TRANS.ELECTRON., Vol.E102-C, No.1, pp.-, Jan.2019.

その他の論文（著者が筆頭で口頭発表分）

- [1] 安部素実, 田原志浩, 米田尚史, 大橋英征「基板を用いた狭壁面プローブ挿入型導波管電力分配器」電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-2-52, pp74, 9月 2007 年.
- [2] 安部素実, 田原志浩, 米田尚史, 大橋英征「基板を用いた狭壁面プローブ挿入型導波管電力分配器」信学会マイクロ波研究会, MW200712, 2007 年 12 月.
- [3] 安部素実, 田原志浩, 米田尚史, 大橋英征「H 面プローブ挿入型導波管電力

- 分配器におけるプローブ間不要結合低減の検討」電子情報通信学会総合大会,C-2-54, pp87,3月2008年.
- [4] 安部素実, 田原志浩, 米田尚史「マイクロストリップ結合線路で構成された多段方向性結合器の方向性改善の検討」電子情報通信学会総合大会,C-2-37, pp76,3月2009年.
- [5] 安部素実, 田原志浩, 米田尚史, 鈴木拓也, 八十岡 興祐, 海野 友幸「マッシュルーム型共振器を用いた導波管モード抑圧構造」電子情報通信学会ソサイエティ大会,C-2-78, pp106,9月2009年
- [6] 安部素実, 田原志浩, 米田尚史「直列容量を装荷した小型タンデム接続結合線路型 3-dB ハイブリッド」信学会マイクロ波研究会, 109 巻 342 号 pp. 63-68, MW200912, 12月2009年.
- [7] 安部素実, 田原志浩, 米田尚史「直列容量を装荷した小型タンデム接続結合線路型 3-dB ハイブリッド」電子情報通信学会総合大会,C-2-90, pp133, 3月2010年.
- [8] 安部素実, 田原 志浩, 大和田 哲, 湯浅 健, 大橋 英征, 米田 尚史「衛星搭載多端子増幅器用 8 入力 8 出力小型ハイブリッドマトリクス」信学会マイクロ波研究会, MW201007, 7月2010年.
- [9] 安部素実, 田原 志浩, 大和田 哲, 湯浅 健, 大橋 英征, 米田 尚史「結合線路型ハイブリッドを用いた 2 層構造小型 8 入力 8 出力小型ハイブリッドマトリクス」電子情報通信学会ソサイエティ大会,C-2-41, pp77,9月2010年
- [10] 安部素実, 田原 志浩, 大和田 哲「部分的に線路幅を狭めた 1/4 波長マイクロストリップ結合線路を用いた広帯域カップラ」信学会マイクロ波研究会, MW201111, 11月2011年.
- [11] 安部素実, 田原志浩, 米田尚史「多段マイクロストリップ結合線路型カップラ

- ラの高方向性／密結合化に関する検討」電子情報通信学会総合大会,C-2-86, pp124, 3月 2011年.
- [12] 安部素実, 田原 志浩, 大和田 哲「高方向性／密結合多段マイクロストリップ結合線路型カプラの試作」電子情報通信学会ソサイエティ大会,C-2-51, pp75,9月 2011年.
- [13] 安部素実, 大島 毅, 畠山 英樹, 板場 章弘, 大和田 哲「直列容量／先端短絡スタブ装荷 LTCC ブランチラインハイブリッド」信学会マイクロ波研究会, MW201209, 9月 2012年.
- [14] 安部素実, 大島 毅, 大和田 哲「直列容量と先端短絡スタブを装荷した小型広帯域ブランチラインカプラの検討」電子情報通信学会総合大会,C-2-57, pp98, 3月 2012年.
- [15] 安部素実, 大島 毅, 大和田 哲「直列容量／先端短絡スタブ装荷 LTCC ブランチラインハイブリッド」電子情報通信学会ソサイエティ大会,C-2-48, pp74, 9月 2012年.
- [16] 安部素実, 湯浅 健, 大和田 哲, 宮崎 守泰「多段ストリップ線路形側結合カプラにおける密結合化と方向性改善に関する検討」電子情報通信学会総合大会,C-2-58, pp89, 3月 2013年.
- [17] 安部素実, 湯浅 健, 大和田 哲, 宮崎 守泰「高方向性／密結合多段ストリップ線路形側結合カプラの試作評価」電子情報通信学会ソサイエティ大会,C-2-88, pp113, 9月 2013年.
- [18] 安部素実, 湯浅 健, 竹田 英次, 大和田 哲, 米田 尚史「高方向性／密結合多段ストリップ線路形側結合カプラのコプレーナプローブを用いた特性評価」電子情報通信学会総合大会,C-2-52, pp81, 3月 2016年.
- [19] 安部素実, 湯川 秀憲, 牛嶋 優, 米田 尚史, 宮崎 守泰「3D プリンタによ

- る製造に適した六角形導波管ブランチカプラの検討」電子情報通信学会ソサイエティ大会,C-2-62, pp72, 9月2016年.
- [20] 安部素実, 大島毅, 湯浅健, 竹田英次, 大和田哲, 米田尚史, 宮崎守泰「浮遊導体およびグラウンドビアを装荷した高方向性／密結合多段ストリップ線路側結合カプラ」信学会マイクロ波研究会, MW201607, 7月2016年.
- [21] 安部素実, 湯川秀憲, 牛嶋優, 西村拓真, 米田尚史, 宮崎守泰「3Dプリンタによる製造に適した六角形導波管ブランチカプラの試作評価結果」電子情報通信学会総合大会,C-2-28, pp41, 3月2017年.
- [22] 安部素実, 荒井晋二, 大島毅, 湯川秀憲, 湯浅健「薄型アンテナ向け広帯域小型導波管ストリップ線路変換器」電子情報通信学会ソサイエティ大会,C-2-46, pp54, 9月2017年.
- [23] 安部素実, 荒井晋二, 後藤準, 西村拓真, 湯川秀憲, 湯浅健「広帯域小型導波管ストリップ線路変換器を適用した薄型給電回路の評価結果」電子情報通信学会総合大会,C-2-72, pp86, 3月2018年.
- [24] 安部素実, 西村拓真, 高橋智宏, 米田尚史, 宮崎守泰「薄型アンテナ向け帯域阻止フィルタ機能を有する垂直給電部の検討」電子情報通信学会ソサイエティ大会,C-2-27, pp42, 9月2018年.
- [25] 安部素実, 湯川秀憲「金属3Dプリンタによる製造に適した導波管回路～六角形導波管90度カプラ～」, MWE2018, Microwave Workshop FR4A-3, pp391-394, 11月2018年.

謝辞

本研究を進めるに当たり、終始懇切なるご指導ご鞭撻賜りました、宇都宮大学 大学院工学研究科教授 古神義則 博士、宇都宮大学 大学院工学研究科教授 船渡寛人 博士、宇都宮大学 大学院工学研究科教授 東口武史 博士、宇都宮大学 大学院工学研究科准教授 依田秀彦 博士、宇都宮大学 大学院工学研究科准教授 清水隆志 博士に心から感謝の意を表します。

本研究の機会を与えて頂くとともに、ご指導ご鞭撻を賜りました金沢工業大学工学部電子情報通信工学科教授 牧野滋 博士（元 三菱電機株式会社）、広島工業大学工学部電気システム工学科教授 小西善彦 博士（元 三菱電機株式会社）、三菱総合研究所常務執行役員 千葉勇 博士（元 三菱電機株式会社）、三菱電機株式会社電子システム事業本部技師長 宮崎守泰 博士、同社情報技術総合研究所長 中川路哲男 博士、同社情報技術総合研究所 光電波・通信技術部門長 宮下裕章 博士に深く感謝いたします。

本研究を遂行するにあたり、詳細にわたりご指導頂きました、三菱電機株式会社生産システム本部生産技術部主管技師長 大橋英征 氏、同社情報技術総合研究所アンテナ技術部長 米田尚史 博士、同社情報技術総合研究所アンテナ技術部主席技師長 大塚昌孝 博士、同社情報技術総合研究所EMプラットフォーム技術部高速伝送回路グループリーダー 大和田哲 氏、同社情報技術総合研究所開発戦略部企画グループリーダー 田原志浩 博士、湯浅健 博士（元 三菱電機株式会社）、同社情報技術総合研究所アンテナ技術部給電回路グループリーダー 高橋徹 博士、Mitsubishi Electric US, IPD(International Purchasing Dept.) 内田浩光 博士に深く感謝いたします。

本研究を遂行するにあたり、ご指導ならびに有益なご助言を頂きました、三菱電機株式会社情報技術総合研究所アンテナ技術部給電回路グループ 湯川秀憲 氏、同グループ 大島毅 氏に深く感謝いたします。

また、本研究分野に進む契機を与えて頂きました、一般財団法人衛星測位利用推進センター専務理事 三神泉 博士(元 三菱電機株式会社)、西原功修 博士(元 大阪大学レーザーエネルギー学研究センター教授)、小林猛 博士(元 大阪大学大学院基礎工学研究科教授) に深く感謝いたします。

本研究は、以上の方々の他、数多くの方々のご指導、ご協力のもとに達成されたものであります。ここに謹んで御礼申し上げます。

また、本論文の執筆や研究の遂行にあたって、細やかな心遣いで筆者を支えてくれた夫(正泰)、娘(莉央)、両親(渡邊正純、渡邊光子、安部浩、安部真知子)、妹(渡邊陽子)、祖母(安部ツヤ、谷石房子) に深く感謝します。