

博士学位論文

テーパスロットアンテナの
放射部と給電回路に分割した設計法に関する研究

2018年3月15日

埼玉工業大学大学院
工学研究科 電子工学専攻

1522001 須藤 邦明

概要

テーパスロットアンテナ (TSA) は広い周波数帯域において整合が取れる単一放射の進行波型平面アンテナである。TSA の構造は平衡構造を有する平衡 1 ポート回路の放射部と、不平衡給電を平衡給電に変換する 2 ポート回路の平衡—不平衡給電回路 (バラン) により構成される。従来の TSA の設計においては、この 2 つの部分統合して TSA 全体を設計している事例がほとんどである。そのため、それぞれの部分の動作解明が不十分であった。本論文においてはアンテナが 2 つの部分に分割できることに着目し、それぞれを個別に設計しそれぞれの部分の整合特性、放射特性を明らかにしたうえで、TSA の設計の効率化を目指した。結果として TSA の一設計法を確立することができた。論文の内容を以下に示す。

第 1 章では序論として本研究の背景と目的を示す。

第 2 章では TSA の一般的な種類と動作について示す。また整合特性と放射特性およびこれら特性の既存の測定方法についても示す。

第 3 章では放射部の構造が整合特性と放射特性に与える影響について示す。整合特性の測定には平衡 1 ポート回路を不平衡 2 ポートで測定する方法の一つである S パラメータ法を適用した。また放射特性の測定においては 3dB 180° ハイブリッドカップラの差ポートを利用して差動給電を行った。これらの測定方法により種々の構造での整合特性と放射特性を確認できた。

第 4 章では複数の平面バランの整合特性を比較する。ここでは平衡成分と不平衡成分を分離測定可能なミックスモード S パラメータ法に着目した。しかし、この方法は平衡と不平衡のポートを持つバランの測定には直接的に適用できないために、1 ポートからの測定だけで 2 ポート回路パラメータの算出が可能な SOL 法を用いて、ミックスモード S パラメータ法と SOL 法を組み合わせた方法 (MSpSOL 法) を提案する。この方法により種々のバランの整合特性を測定し、比較することが可能となった。

第 5 章では放射部とバランを接続して TSA とする。2 つの部分の整合特性であるミックスモード S パラメータには複数の成分が存在することから、シグナルフローグラフ法を用いて合成した。結果、同相成分に関する S パラメータは無視できる程度に微小であることが明らかとなった。また放射特性についても同様に同相成分の影響は微小であることを確認した。

第 6 章で結論を述べる。

目次

第1章 序論	1
1.1 背景	1
1.2 目標	1
第2章 テーパスロットアンテナ (TSA) の構成及び放射・整合特性	2
2.1 TSA	2
2.2 TSA の放射部	3
2.3 平衡－不平衡変換給電回路 (バラン)	6
2.3.1 マイクロストリップ線路－スロット線路変換 (MSL-SL)	7
2.3.2 マーチャントバラン (MB)	8
2.3.3 テーパバラン (TB)	10
2.4 放射特性	11
2.4.1 動作利得	11
2.4.2 指向性	11
2.5 整合特性	12
2.5.1 反射係数と S パラメータ	12
2.5.2 SOL (Short-Open-Load) 法	14
2.5.3 TRL (Thru-Reflect-Line) 法	16
2.5.4 S パラメータ法とミックスモード S パラメータ法	20
2.5.5 シグナルフローグラフ	23
第3章 放射部の構造が整合・放射特性に与える影響	26
3.1 測定対象	26
3.1.1 直線テーパ放射部 (LTR)	27
3.1.2 指数曲線放射部 (VR)	28
3.1.3 対せき形放射部 (AR)	29
3.2 測定方法	30
3.2.1 入力インピーダンス	30
3.2.2 放射特性	33
3.3 シミュレーション	34
3.4 結果	36
3.4.1 入力インピーダンス	36
3.4.2 放射特性	40
3.5 考察	48

第4章 平面バランの整合特性の比較	50
4.1 測定対象	50
4.1.1 MSL-SL	50
4.1.2 MB	52
4.1.3 TB	55
4.2 ミックスモードSパラメータ法とSOL法を組み合わせた測定方法 (MSpSOL法)	57
4.2.1 測定の構成	58
4.2.2 測定の手順	60
4.3 TRL法による測定方法	71
4.4 シミュレーション	75
4.5 測定結果	76
4.6 考察	84
 第5章 放射部とバランの接続	 86
5.1 検討対象	86
5.1.1 放射部とバランのミックスモードSパラメータの表記	86
5.1.2 LTRとMBで構成するLTSA	87
5.1.3 ARとTBで構成するATSA	90
5.2 TSAの反射係数 Γ_{tsa} の算出方法	93
5.2.1 一部のSパラメータを省略した合成	95
5.2.2 繰り返しの計算による合成	97
5.3 Γ_{tsa} の算出結果	99
5.3.1 一部のSパラメータを省略した合成	100
5.3.2 繰り返し計算による合成	101
5.4 接続部分の電流分布	104
5.5 Γ_{tsa} の改善	107
5.5.1 改善方法	107
5.5.2 結果	108
5.5.3 改善可能な周波数帯域	110
5.6 放射特性への影響	112
5.6.1 推定方法	112
5.6.2 結果	115
5.7 LTSAの近傍界における電界	129
5.8 考察	131

第 6 章 結論	133
参考文献	135
発表文献	140
略称一覧	142
謝辞	143

第1章 序論

1.1 背景

テーパスロットアンテナ (Tapered slot antenna, TSA) は広い周波数帯域において整合が取れる単一方向へ放射する進行波型の平面アンテナである [1]. このような特性からレーダなどに利用されており [2], さらにテラヘルツ帯 (0.1 ~ 10 THz) における利用も研究されている [3].

TSA は電波の放射を行う平衡構造を有する 平衡 1 ポート回路の放射部 と, 不平衡給電を放射部への平衡給電に変換する 2 ポート回路の平衡-不平衡給電回路 (バラン) によって構成されている. 一方, これらの測定に用いる高周波測定器のベクトルネットワークアナライザ (VNA) は一般的に測定ケーブルに同軸ケーブルを用いることから測定ポートは不平衡構造であり, 平衡ポートを持つ放射部とは直接接続できない. このため従来の TSA の設計は放射部とバランを接続した一体型の TSA として行われている事例が殆どである [4].

以上のことから放射部とバランの個々の動作解明は不十分である. 例えば放射指向性については, 放射部は平衡構造であることから指向性は正面方向を中心に対称であるが, 一体型の TSA の指向性は完全な対称ではない. この原因を放射部とバランを分割することで解析できると考えられる. さらに整合特性についても放射部とバランのどちらが TSA の周波数帯域に制限をかけているのかを明白にできる.

1.2 目標

本論文では, はじめに TSA が放射部とバランの2つの部分に分割できることに着目して, 放射部の整合特性と放射特性, バランの整合特性を明らかにする. これを達成するために2つの部分のそれぞれの特性を測定する方法を検討する. その後, TSA を放射部とバランに分割した設計が可能か検討する. 具体的には放射部とバランの個々の特性から TSA の整合特性と放射特性を推定する方法を検討する. 最後に, 放射部とバランのモジュール化による TSA の効率的な設計法の確立を目指す.

第2章 テーパスロットアンテナ (TSA) の構成及び放射・整合特性

本章でははじめに 2.1 節で TSA の構成と動作について示し、その後 2.2 節で TSA を構成する放射部の種類、2.3 節で放射部に平衡給電するための給電回路 (バラン) の種類について示す。2.4 節では放射特性について、2.5 節では整合特性とその既存の測定方法について示す。

2.1 TSA

TSA は 1979 年 P. J. Gibson によって発表された広い周波数帯域において単一方向への放射を行う平面型の進行波アンテナである [1]。図 2-1 に誘電体基板を用いて構成した TSA の一例を示す。(a) 表面の平衡線路 (Balanced line) に差動給電を行うと、右側の徐々に導体箔が徐々に細くなっている (テーパしている) 方向へ表面電流 J が流れて行き z 方向の空間へ電波が放射される。また上側と下側の導体箔の間に電界 E が発生することから偏波は紙面に平行となる。すなわち θ に平行な電界成分 E_θ が主偏波、それに直交した ϕ に平行な電界成分 E_ϕ が交差偏波であり、 z - x 面が E 面、 z - y 面が H 面となる。

高周波機器は不平衡構造である同軸ケーブルを用いることが多いことから、その端子も一般的に不平衡構造である。しかし上記の通り TSA の放射を行う部分に対しては平衡給電を行う必要があるために、一般的に TSA は平衡-不平衡変換を行うバランと一体の状態での設計や評価が行われている。本研究では TSA を平衡線路上でバランと放射を行う部分 (放射部) の 2 つに分割して設計と評価を行う。なお TSA は放射部の形状によって分類されるが詳細は次節で示す。

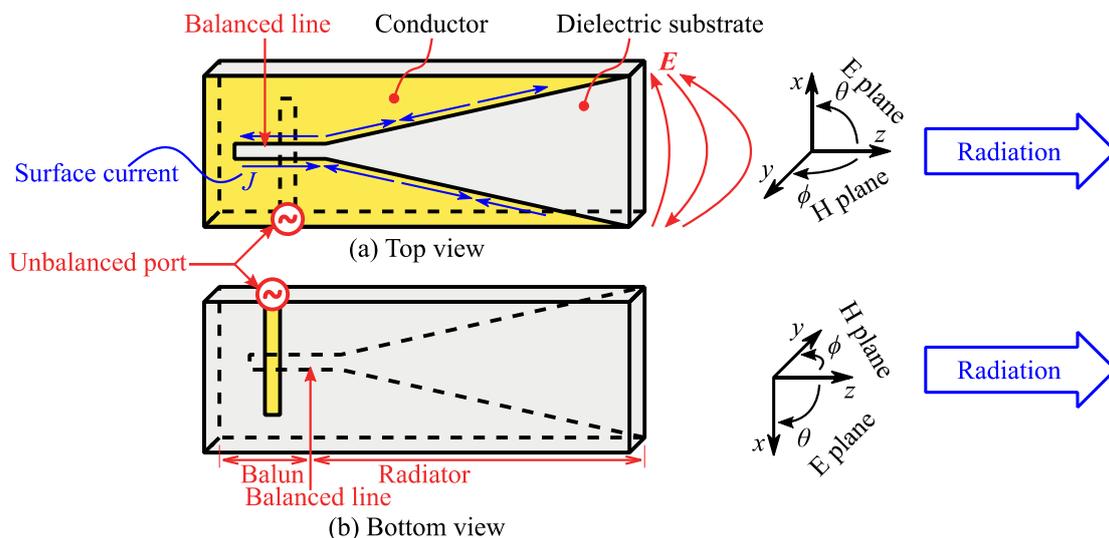


図 2-1 テーパスロットアンテナの構造

2.2 TSA の放射部

図 2-2 に放射部の代表的な形状を示す. 図 2-2 (a) は点線で示すテーパ部分を指数曲線で形成した放射部であり, 1979 年に P. J. Gibson が発表した形状である. この放射部を用いた TSA はビバルディアンテナ (Vivaldi antenna) と呼ばれる [1]. 図 2-2 (b) は点線で示すテーパ部分を直線で形成しており, この放射部を用いた TSA は Linearly tapered slot antenna (LTSA) 呼ばれる [5]. 図 2-2 (c) は点線で示すテーパ部分をフェルミ分布関数形で形成しており, これを用いた TSA はフェルミアンテナ (Fermi antenna) と呼ばれている [6]. その他に複数の曲線でテーパ部分を形成する放射部も存在する [7] [8]. 図 2-2 (d) に例としてテーパ部分を指数曲線 (破線部分) と直線 (点線) で形成した放射部を示す. ここまでに示した放射部は誘電体基板の片面の金属箔で構成しているが, 基板の両面の金属箔で構成する放射部も存在する. 図 2-2 (e) に示すのは基板の両面に同じ形状の金属箔を配置して構成した放射部であり, この放射部を用いた TSA は対せき形テーパスロットアンテナ (Antipodal tapered slot antenna, ATSA) と呼ばれる [9] [10]. 図示した ATSA のテーパは ATSA によく用いられる円弧で形成した. また (a) ~ (d) の放射部は片面で構成しているために入力ポートはスロット線路 (Slotline, SL) であるが, (e) の放射部は両面で構成しているために入力ポートはペアストリップ線路 (Paired strips, PSL) [11]である. 図 2-3 に (a) SL および (b) PSL の断面図と, 断面における電界 E と磁界 H を示す. なお断面は伝搬方向に垂直な面である.

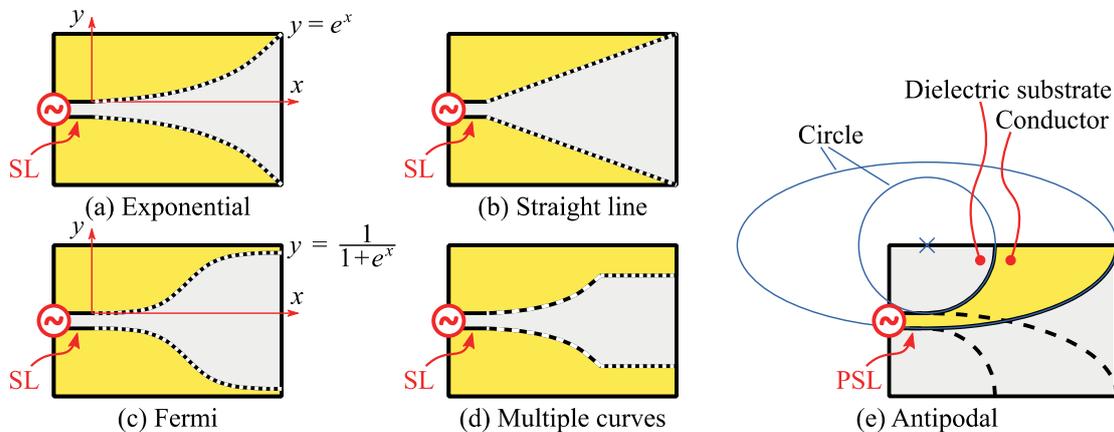


図 2-2 放射部の形状

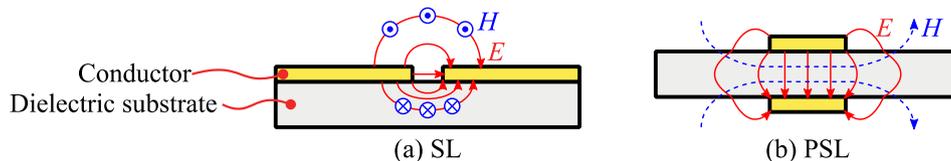


図 2-3 伝送線路の断面図

本論文では図 2-2 (a) を指数曲線放射部 (Vivaldi radiator, VR), (b) を直線テーパ放射部 (Linearly tapered radiator, LTR) そして (e) を対せき形放射部 (Antipodal radiator, AR) と呼ぶ

こととして、この3種類の放射部を測定対象とする。この中でVRは指数曲線の変化に対する整合特性と放射特性の変化を確認するために、指数曲線を制御して描写する数式と、この数式を用いて任意の曲線を指定する方法を示す。

指数曲線の描写は、ネイピア数を底とした指数関数 $y = e^x$ の変数 x が0から任意の値 x_p までの範囲を切り出し、切り出した曲線を放射部のテーパ部分の外形まで拡大、縮小することで行う。図を用いて具体的に示す。はじめに図 2-4 (a) 指数曲線を、例として変数 x が $0 \sim x_{p1}$ (赤色の範囲)、 $0 \sim x_{p2}$ (青色の範囲)、 $0 \sim x_{p3}$ (茶色の範囲) の3つの範囲で切り出す。なお $0 < x_{p1} < x_{p2} < x_{p3}$ である。そして図 2-4 (b) 放射部のテーパの外形 $x_r \times y_r$ まで、指数曲線から切り出した曲線を拡大または縮小する。図 2-4 (c) は $0 \sim x_{p1}$ の範囲の指数曲線を $x_r \times y_r$ まで x 方向および y 方向へ拡大して形成した指数曲線のテーパである。同様に図 2-4 (d) は $0 \sim x_{p2}$ の範囲、(e) は $0 \sim x_{p3}$ の範囲の指数曲線を拡大または縮小したテーパである。(c)~(e) には指数曲線の比較対象として直線を破線で示している。指数曲線を直線と比較すると x_p が小さいほど直線に近い曲線となり、 x_p が大きいほど急峻な曲線となることがわかる。以上のことから x_p で曲線を制御する指数曲線を式で表現する。はじめに指数曲線を $0 \sim x_p$ の範囲で切り出したときの曲線の外形 $x_r \times (y_r - 1)$ を、テーパの外形 $x_r \times y_r$ まで拡大または縮小するとき、 x 方向の倍率 α と y 方向の倍率 $1/\beta$ は以下の式で表される。

$$\alpha = \frac{x_p}{x_r} \quad (2-1)$$

$$\frac{1}{\beta} = \frac{y_p - 1}{y_r} = \frac{\exp(x_p) - 1}{y_r} \quad (2-2)$$

上記の式 (2-1) (2-2) から x_p により曲線を制御する指数曲線は以下の式で示される。

$$\begin{aligned} y &= \beta[\exp(\alpha x - 1)] \\ &= \left[\exp\left(\frac{x_p}{x_r} x - 1\right) \right] \frac{y_r}{\exp(x_p) - 1} \end{aligned} \quad (2-3)$$

図 2-5 に式 (2-3) を用いて描写した指数曲線を示す。テーパの外形 $x_r \times y_r$ は仮に $100 \text{ mm} \times 25 \text{ mm}$ とした。一つ目の x_p は直線 (黒色実線) に近い指数曲線として $x_p = 0.1$ (赤色実線および○印)、その他の x_p は $x_p = 1$ の指数曲線 (茶色点線) から直角までを視覚的に4段階の曲線で描写できるように $x_p = 3$ (緑色破線)、 $x_p = 7$ (青色一点鎖線)、 $x_p = 17$ (紫色二点鎖線) とした。以上の結果から式 (2-1) ~ (2-3) を用いて描写した指数曲線の描写が可能となった。

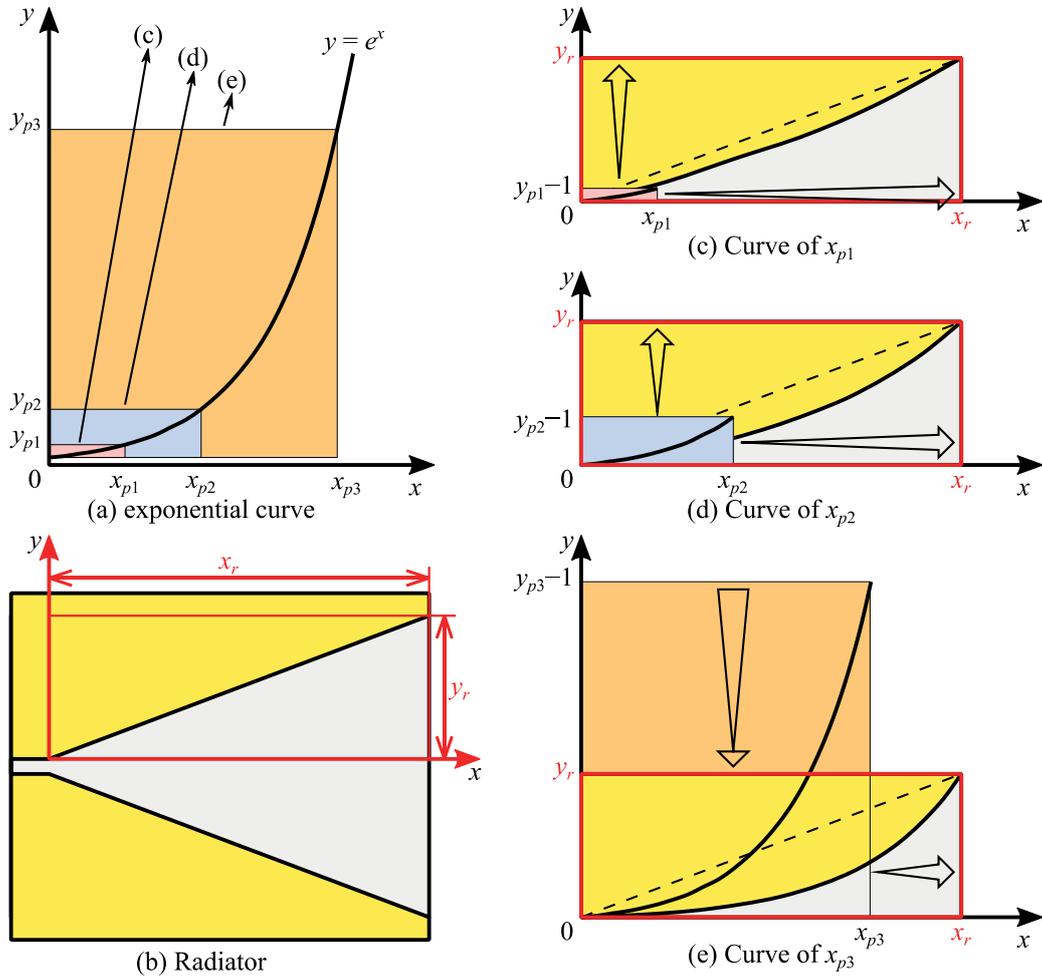


図 2-4 指数曲線の描写方法

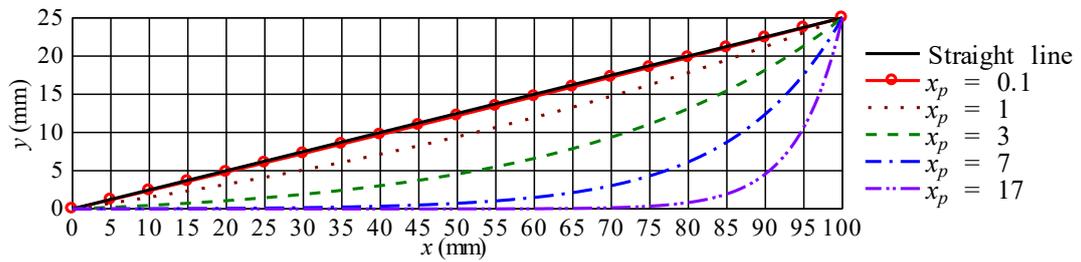


図 2-5 指数曲線の描写

2.3 平衡—不平衡変換給電回路 (バラン)

本章の最初に記したように高周波機器は不平衡構造である同軸ケーブルを用いることが多いことから端子も一般的に不平衡構造である. 図 2-6 (a) に示すように不平衡構造のポートはポート間の電位差が E (V) の場合, 一方の端子の電位は E (V), もう一方の端子の電位は 0 Vつまりグランドとなる. これに対して TSA の放射部や半波長ダイポールアンテナなどは平衡素子である. 図 2-6 (b) に示すように平衡素子の入力端子 (以降, 平衡ポート) はポート間の電位差が E (V) の場合, 一方の端子の電位は $E/2$ (V), もう一方の端子の電位は $-E/2$ (V) となる. そして図 2-6 (c) に示すように電気的特性の異なる不平衡と平衡を直接接続した場合, 不平衡と平衡でグランドの位置が異なることからグランド間に電流 I_e が流れ, 平衡素子の上側の抵抗に流れる電流 $I_1 = I$ と下側の抵抗に流れる電流 $I_2 = I - I_e$ に差が生じる. これにより平衡素子の上側の抵抗にかかる電圧 $E_1 = I R/2$ と下側の抵抗にかかる電圧 $E_2 = (I - I_e)R/2$ にも差が生じる. この状態の電圧は平衡素子に本来かかる電圧 (図 2-6 (b)) とは異なることから, この状態の平衡素子の動作も本来の動作とは異なる. そこで不平衡ポートを持つ高周波機器によって平衡素子を給電する場合, 平衡—不平衡変換を行うバランを介して機器と素子を接続する. バランには様々な種類が存在するが, 本論文で測定対象としている TSA は平面構造であることからバランも平面構造とする [12] [13].

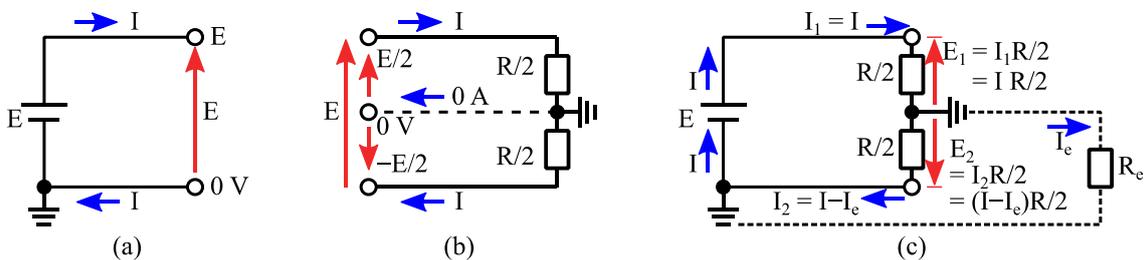


図 2-6 不平衡回路と平衡回路

2.3.1 マイクロストリップ線路-スロット線路変換 (MSL-SL)

図 2-7 に MSL-SL の構造図を示す [13] [14] [15]. その構造は (a) 表面のマイクロストリップ線路 (Microstrip line, MSL) のストリップ導体と (b) 裏面のスロット線路 (SL) のスロットが直角に交差した状態であり, 交差した点から先については MSL が長さ $\lambda_m/4$ のオープンスタブ, SL が長さ $\lambda_s/4$ のショートスタブを構成している. なお λ_m は MSL の実効比誘電率を考慮した一波長, λ_s は SL の実効比誘電率を考慮した一波長である.

図 2-8 に MSL-SL の等価回路を示す. 中央のトランスから左側が MSL で構成された不平衡側であり, 右側が SL で構成された平衡側である. ○で示す端子の対に付いているアルファベット a~f は, 図 2-7 において MSL-SL の伝送線路上の位置を示す a~f に対応している. a~b は特性インピーダンス Z_m の MSL であり, b'~c は特性インピーダンス Z_{ms} および長さ $\lambda_m/4$ の MSL で構成されたオープンスタブである. なお図 2-7 上で b' の位置は b が示す点である. また f~e は特性インピーダンス Z_s の SL であり, e~d は特性インピーダンス Z_{ss} および長さ $\lambda_s/4$ の SL で構成されたショートスタブである. 等価回路の構成は不平衡ポートから見るとオープンスタブと変成比 1:n のトランスを介した平衡側が直列に接続されている. 一方, 平衡ポートから見るとショートスタブと変成比 1:n のトランスを介した不平衡側が並列に接続されている.

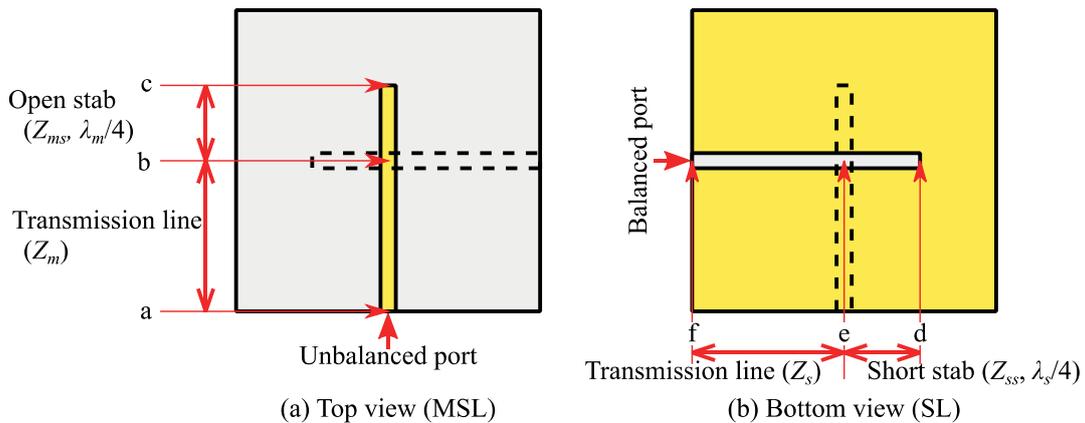


図 2-7 MSL-SL の構造図

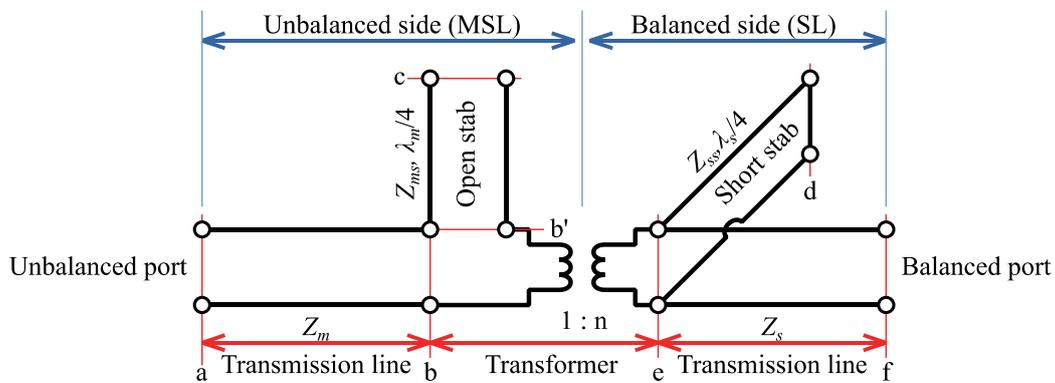


図 2-8 MSL-SL の等価回路

2.3.2 マーチャントバラン (MB)

はじめに図 2-9 に同軸ケーブルで構成した MB (Marchand balun) を示す [13] [16] [17]. 長さ $\lambda/4$ の同軸ケーブル 2 本で構成され, 図中左側の不平衡側は 2 本の同軸ケーブルの外導体同士を接続し, 同軸ケーブルの端子の一方を開放, もう一方を不平衡ポートとする. 図中右側の平衡側は 2 本の同軸ケーブルの内導体同士を接続し, そして 2 本の同軸ケーブルの外導体の間が平衡ポートとなる.

図 2-10 に MB の等価回路を示す. 図中央の e から左上が不平衡側, 右下が平衡側である. \bigcirc で示す端子の対に付いている $a \sim e$ は, 図 2-9 において同軸ケーブルで構成した MB 上の位置を示す $a \sim e$ に対応している. 図 2-9 における $a' \sim a$ および $e \sim e'$ は平衡および不平衡ポートを示すために伝送線路を延長した部分であり, $a' = a$ および $e = e'$ である. さらに $b' \sim c$ と $c \sim d$ は $\lambda/4$ のオープンまたはショートスタブである. $a \sim b$ も $\lambda/4$ であるが不平衡側だけ見るとスタブではない. 等価回路の構成は不平衡ポートから見ると平衡側とオープンスタブが直列に接続されており, 平衡ポートから見ると不平衡側とショートスタブが並列に接続されている. 図 2-8 に示した MSL-SL の等価回路と異なり, 不平衡側と平衡側がトランスを介さずに接続されている [17].

MB の動作について以下に示す. 例えば b における内導体に流れる電流 I が右向きであれば, b と接続されている b' における内導体に流れる電流 I の向きは左向きとなる. さらに同軸ケーブルの同じ位置において外導体の内側には, 内導体と逆向きの電流 I が流れている. ここで単純に平衡ポートを b と b' の外導体の間をとすると, この外導体の外側に電流 I_e が流れ, 平衡ポートに流れる電流は $I - I_e$ となり I_e だけ損失が生じる. そこで I_e が流れない構造とするために, d を短絡させ $e \sim d$ を $\lambda/4$, つまり $\lambda/4$ のショートスタブとすることで e から見た外導体の外側の抵抗値を無限大としている [18]. このように電氣的に平衡-不平衡変換が行われている.

図 2-11 に本論文において測定対象とするマイクロストリップ線路 (MSL) とコプレーナストリップ線路 (Coplaner Strips, CPS) [19] [20] [21] で構成した MB を示す [13] [17]. 図中のアルファベット $a \sim e$ が示す位置は, 図 2-10 における MB の等価回路上の位置を示す $a \sim e$ に対応している. MSL と CPS で構成した MB は (a) 表面の MSL のストリップ導体と (b) 裏面の CPS のスロットが直角に交差している. また MSL のストリップ導体は CPS のストリップ導体が地導体となるように, CPS のストリップ導体の上に位置するように湾曲している. MSL は不平衡ポートから CPS との交差点まで ($a \sim b$) が特性インピーダンス Z_m の伝送線路であり, 交差点から先 ($b \sim c$) が特性インピーダンス Z_{ms} および長さ $\lambda_m/4$ のオープンスタブである. 一方, CPS は平衡ポートから MSL との交差点まで ($e' \sim e$) が特性インピーダンス Z_c の伝送線路であり, 交差点から先 ($e \sim d$) が特性インピーダンス Z_{cs} および長さ $\lambda_{cp}/4$ のショートスタブとなっている. なお λ_m は MSL の実効比誘電率を考慮した一波長, λ_{cp} は CPS の実効比誘電率を考慮した一波長である.

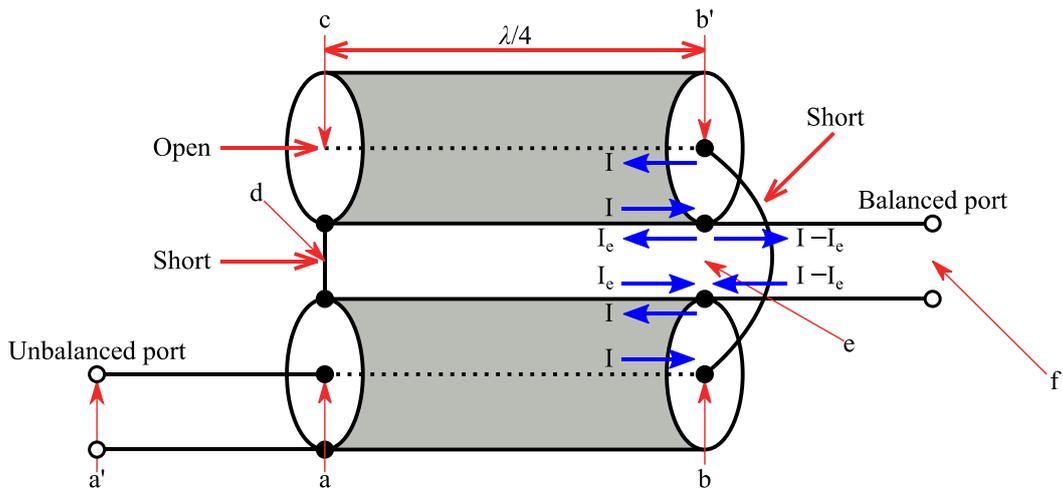


図 2-9 同軸ケーブルで構成した MB

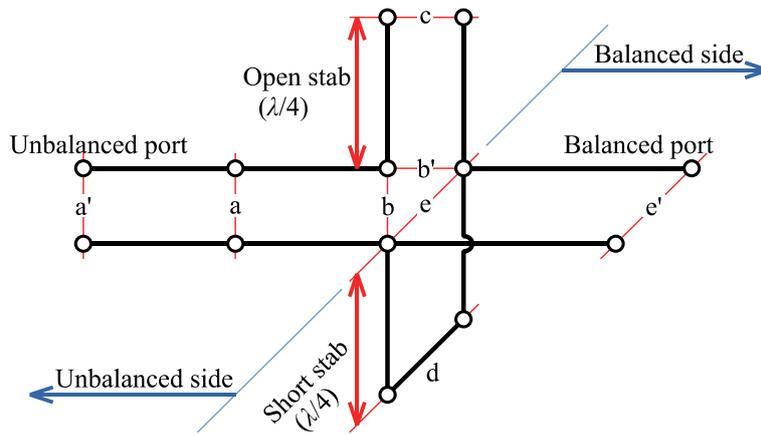


図 2-10 MB の等価回路

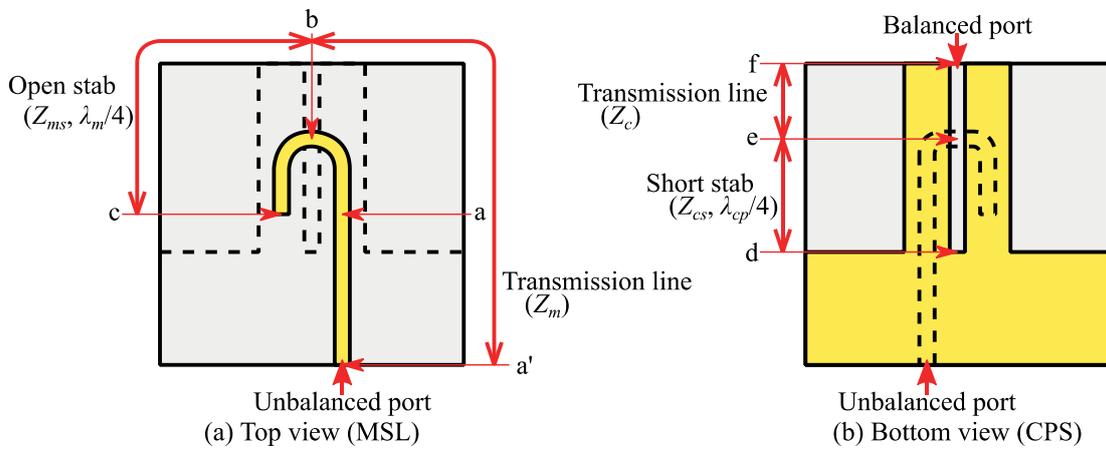


図 2-11 MSL と CPS で構成した MB

2.3.3 テーパーバラレン (TB)

図 2-12 に TB (Tapered balun) の構造図を示す [12] [13] [17] [22]. 図下側の不平衡側の $a' \sim a$ は MSL であり, 図上側の平衡側の $b' \sim b$ は PSL [11] である. そして $a \sim b$ の間において, (a) 表面は MSL のストリップ導体の幅を, (b) 裏面は MSL の地導体の幅を徐々に変化させて PSL のストリップ導体に接続している. この構造により MSL の伝送における電磁界を徐々に PSL の伝送における電磁界に変化させることで MSL と PSL を変換, つまり平衡-不平衡変換を行っている. $a \sim b$ の長さは $\lambda/4$ 以上必要である [12] [22]. MSL や PSL は誘電体基板上にあることから, これらの線路の実効比誘電率を考慮した波長は自由空間波長より短くなる. さらに波長は周波数に反比例することから, λ は設計最低周波数における自由空間波長で良いとされている.

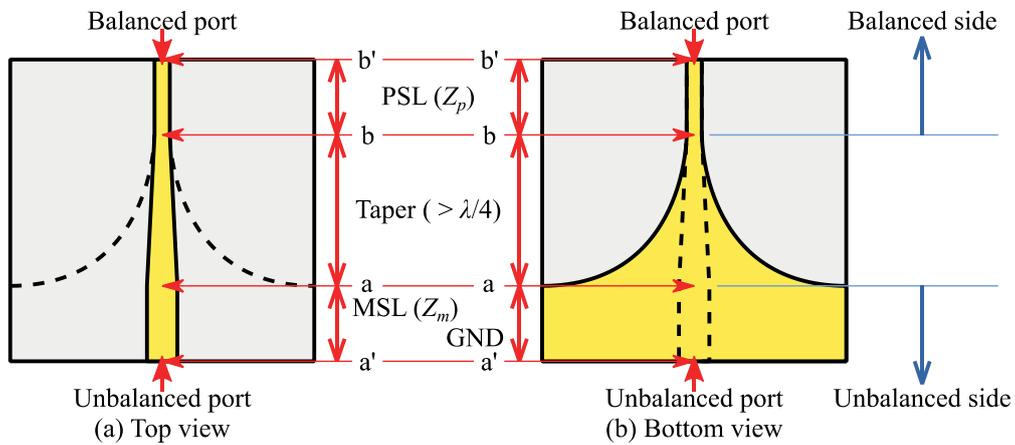


図 2-12 TB の構成

2.4 放射特性

本論文においてはアンテナの放射特性の評価を、正面方向の動作利得と指向性に分けて行う。具体的には動作利得は TSA が最も電波を放射する正面方向の利得で評価を行い、指向性については正面方向の利得が 0 dB となる規格化を行うことでそれぞれの特性の差を排除して評価する。以下に動作利得と指向性について示す。

2.4.1 動作利得

アンテナと高周波機器の間でインピーダンス整合が完全ではないとき、反射の発生により反射損失が生じる。動作利得は反射損失を考慮したアンテナの利得である [23]。整合についての詳細は次節で示す。実験においてアンテナは測定器と接続することから反射損失は発生しているために、反射損失を補正するような操作を行わなければ実験で測定されるアンテナの利得は動作利得となる。本論文においてアンテナの動作利得は等方性アンテナを基準 (0 dB) とした対数で示し、単位には dBi を用いる。なお等方性アンテナとはアイソトロピックアンテナとも呼ばれる全方向へ均一に電波を放射する仮想アンテナである。

2.4.2 指向性

図 2-13 の左側に指向性の一例としてある TSA のシミュレーション結果と、図中の右側に TSA と軸、角度の関係を示す。指向性は最も利得の高い $\phi = 0^\circ$ が 0 dB となるように規格化を行っている。TSA は利得の高いアンテナであるため、その指向性はヌルとローブで構成させる [23]。最も利得の高いローブをメインローブ、メインローブ以外のローブをサイドローブと呼び、ローブとローブの間の利得が落ち込む点をヌルと呼ぶ。さらにメインローブが $0 \sim -3$ dB の幅を半値角幅 (Half power beam width, HPBW) と呼ぶ。またサイドローブの最も高い利得をサイドローブレベル (Side lobe level, SLL) と呼び、サイドローブは不要な放射であることから SLL は低いことが望ましい。

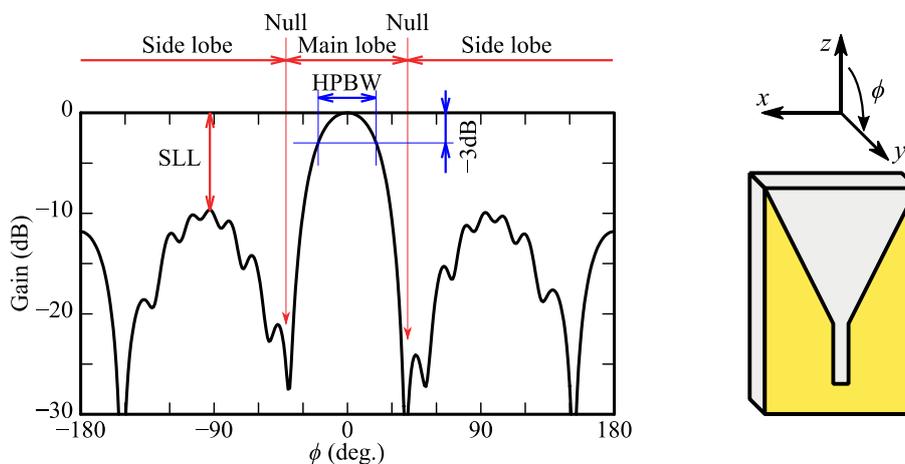


図 2-13 指向性の一例

2.5 整合特性

本節では整合特性を評価するパラメータについて示した後、そのパラメータの既存の測定方法などについて示す。

2.5.1 反射係数と S パラメータ

高周波領域において伝送線路上の電圧や電流は測定困難であるが電力は測定可能である [24]。このために振幅が電力の平方根、位相が電圧と等しい電力波と呼ばれる波に基づいた回路パラメータが利用されている。図 2-14 (a) に示すように特性インピーダンス Z_0 の伝送線路の端に入力インピーダンス Z_{in} の負荷が接続されている状態を考える。この回路において $Z_0 \neq Z_{in}^*$ の場合、負荷へ入射する電力波（入射波） a に対して、負荷から反射する電力波（反射波） b が発生する。この a と b の比を反射係数 Γ と呼び、複素数で示される。

$$\Gamma = \frac{b}{a} \quad (2-4)$$

なお上記の Γ は Port から負荷を見たときの Γ である。さらに Γ は Z_{in} および Z_0 から以下の式で導出することも可能である。

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2-5)$$

本論文においては $20 \log |\Gamma| < -10$ つまり $|\Gamma| < 0.32$ を整合状態としている。また整合特性の評価に Γ を用いる。なお前節で述べたインピーダンス不整合による損失 M は以下の式で求められる [23]。

$$M = \frac{1}{1 - |\Gamma|^2} \quad (2-6)$$

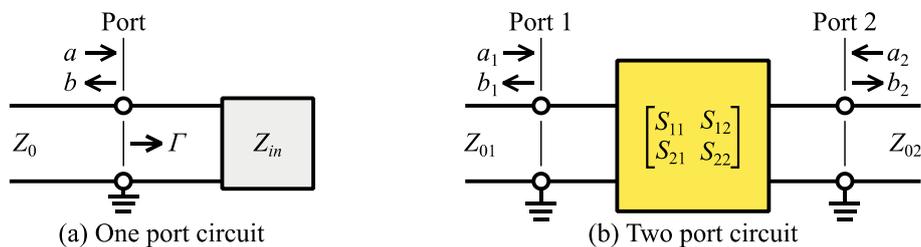


図 2-14 整合特性

放射部は 1 ポート回路であるために Γ で整合特性の評価が可能である。しかしバランは 2 ポート回路であることから、次に 2 ポート回路を評価可能な回路パラメータについて示す。

図 2-14 (b) に示すように Port 1 または Port 2 から回路に向かう電力波 a_1, a_2 と伝送線路に向

かう電力波 b_1, b_2 の関係を次の式で示したとき, $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$ が電力波に基づいた 2 ポート回路の回路パラメータであり, このパラメータは S パラメータと呼ばれている.

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases} \quad (2-7)$$

各パラメータは次の式で示される.

$$S_{11} = \left[\frac{b_1}{a_1} \right]_{a_2=0} \quad : \text{Port 2 整合状態} \quad (2-8)$$

$$S_{21} = \left[\frac{b_2}{a_1} \right]_{a_2=0} \quad : \text{Port 2 整合状態} \quad (2-9)$$

$$S_{12} = \left[\frac{b_1}{a_2} \right]_{a_1=0} \quad : \text{Port 1 整合状態} \quad (2-10)$$

$$S_{22} = \left[\frac{b_2}{a_2} \right]_{a_1=0} \quad : \text{Port 1 整合状態} \quad (2-11)$$

式 (2-8) (2-9) における条件 $a_2 = 0$ とは Port 1 から見て Port 2 で反射がない完全な整合状態であることを示しており, 式 (2-10) (2-11) における条件 $a_1 = 0$ も同様に Port 1 が完全な整合状態であることを示している. 上記の状態において S_{11} および S_{22} はそれぞれ Port 1 または Port 2 から回路を見た反射係数である. 一方 S_{21} は Port 1 から入り Port 2 へ出る電力波の比, そして S_{12} は Port 2 から入り Port 1 へ出る電力波の比を示しており, 透過係数である. このことから b_1, b_2 の呼称は, S_{11} および S_{22} においては反射波, S_{21} および S_{12} においては出射波と区別されている. なお S パラメータも反射係数と同様に 2 ポート回路のインピーダンスパラメータから求めることが可能である.

$$S_{11} = \frac{\left(\frac{Z_{11}}{Z_{01}} - 1 \right) \left(\frac{Z_{22}}{Z_{02}} + 1 \right) + \frac{Z_{12} Z_{21}}{Z_{02} Z_{01}}}{\left(\frac{Z_{11}}{Z_{01}} + 1 \right) \left(\frac{Z_{22}}{Z_{02}} + 1 \right) - \frac{Z_{12} Z_{21}}{Z_{02} Z_{01}}} \quad (2-12)$$

$$S_{21} = \frac{\frac{Z_{21}}{Z_{01}}}{\left(\frac{Z_{11}}{Z_{01}} + 1 \right) \left(\frac{Z_{22}}{Z_{02}} + 1 \right) - \frac{Z_{12} Z_{21}}{Z_{02} Z_{01}}} \quad (2-13)$$

$$S_{12} = \frac{\frac{Z_{12}}{Z_{02}}}{\left(\frac{Z_{11}}{Z_{01}} + 1\right)\left(\frac{Z_{22}}{Z_{02}} + 1\right) - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{02}Z_{01}}} \quad (2-14)$$

$$S_{22} = \frac{\left(\frac{Z_{11}}{Z_{01}} + 1\right)\left(\frac{Z_{22}}{Z_{02}} - 1\right) - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{02}Z_{01}}}{\left(\frac{Z_{11}}{Z_{01}} + 1\right)\left(\frac{Z_{22}}{Z_{02}} + 1\right) - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{02}Z_{01}}} \quad (2-15)$$

2.5.2 SOL (Short-Open-Load) 法

SOL法は1ポートのベクトルネットワークアナライザ (VNA) の校正法である SOL 校正で用いられている測定方法である [25]. VNA は校正を行うことで高精度な反射係数の測定を可能としている. 図 2-15 のブロックを用いて SOL 法の概要を示す. Port 0 から右側の反射係数 Γ_0 を測定できる VNA を考える. また希望の測定の基準面を Port 1 とすると, Port 0 と Port 1 の間には誤差回路 (Error box) が存在することになる. SOL 法はこの誤差回路の2ポート S パラメータ $S_{00}, S_{01}, S_{10}, S_{11}$ を後述する手法で求める方法である. S_{00}, S_{11} はそれぞれ Port 0, Port 1 から見た反射係数であり, S_{01}, S_{10} は Port 0 と Port 1 の間の透過係数である. そして SOL 校正は Γ_0 および $S_{00}, S_{01}, S_{10}, S_{11}$ を用いて Port 1 から右側を見た反射係数 Γ_1 を求める方法である. なお, 本研究ではこの SOL 法を利用してバランの S パラメータ測定法を提案する.

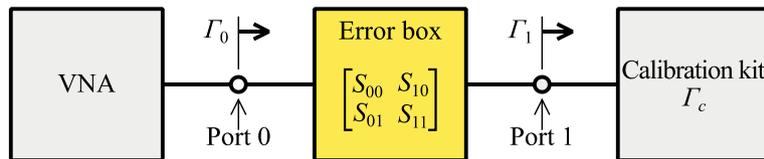


図 2-15 SOL 法



(a) Anritsu 製 TOSLKF50A-20



(b) Agilent 製 85052D

図 2-16 校正キット

ここでは校正キットを利用した SOL 法の具体的な方法について示す。校正キットは測定器メーカーから提供されている標準器の組み合わせである。図 2-16 に (a) Anritsu 製と (b) Agilent 製の校正キットの写真を示す。はじめに、この校正キット Γ_c を Port 1 に接続して Γ_0 を測定する。これらのパラメータの関係は以下の式で示される。

$$\Gamma_0 = S_{00} + \frac{S_{01}S_{10}\Gamma_c}{1 - S_{11}\Gamma_c} \quad (2-16)$$

なお校正キットに含まれる標準器は $\Gamma_c = -1 + j0$ の短絡 (Short), $\Gamma_c = 1 + j0$ の開放 (Open), $\Gamma_c = 0 + j0$ の整合 (Load) の 3 種である。3 種の Γ_c によって Γ_0 は変化することから、Short であれば $\Gamma_0 \rightarrow \Gamma_s$, Open であれば $\Gamma_0 \rightarrow \Gamma_o$, Load であれば $\Gamma_0 \rightarrow \Gamma_l$ と区別する。式(2-16) に標準器が Load の場合を考えて $\Gamma_c = 0 + j0$ を代入すると、 S_{00} を求める式が得られる。

$$\Gamma_l = S_{00} + \frac{S_{01}S_{10} \times 0}{1 - S_{11} \times 0} = S_{00} \quad (2-17)$$

同様に、式 (2-16) に標準器が Short の場合を考えて $\Gamma_c = -1 + j0$ を代入し、Open の場合を考えて $\Gamma_c = 1 + j0$ を代入すると以下の式が得られる。

$$\Gamma_s = S_{00} + \frac{S_{01}S_{10} \times (-1)}{1 - S_{11} \times (-1)} = S_{00} - \frac{S_{01}S_{10}}{1 + S_{11}} \quad (2-18)$$

$$\Gamma_o = S_{00} + \frac{S_{01}S_{10} \times 1}{1 - S_{11} \times 1} = S_{00} + \frac{S_{01}S_{10}}{1 - S_{11}} \quad (2-19)$$

次に式 (2-16) および式 (2-18), 式 (2-19) の差を求めると、

$$\Gamma_l - \Gamma_s = S_{00} - \left(S_{00} - \frac{S_{01}S_{10}}{1 + S_{11}} \right) = \frac{S_{01}S_{10}}{1 + S_{11}} \quad (2-20)$$

$$\Gamma_l - \Gamma_o = S_{00} - \left(S_{00} + \frac{S_{01}S_{10}}{1 - S_{11}} \right) = -\frac{S_{01}S_{10}}{1 - S_{11}} \quad (2-21)$$

$$\begin{aligned} \Gamma_s - \Gamma_o &= \left(S_{00} - \frac{S_{01}S_{10}}{1 + S_{11}} \right) - \left(S_{00} + \frac{S_{01}S_{10}}{1 - S_{11}} \right) = -\frac{S_{01}S_{10}}{1 + S_{11}} - \frac{S_{01}S_{10}}{1 - S_{11}} \\ &= \frac{-S_{01}S_{10}(1 - S_{11}) - S_{01}S_{10}(1 + S_{11})}{(1 + S_{11})(1 - S_{11})} = \frac{-2S_{01}S_{10}}{(1 + S_{11})(1 - S_{11})} \end{aligned} \quad (2-22)$$

式 (2-20) ~ (2-22) から $S_{01}S_{10}$ を求める式が導出できる。

$$2 \frac{(\Gamma_l - \Gamma_s)(\Gamma_l - \Gamma_o)}{\Gamma_s - \Gamma_o} = 2 \frac{S_{01}S_{10} - S_{01}S_{10}}{1 + S_{11} \quad 1 - S_{11}} \times \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{11})}{-2S_{01}S_{10}} = S_{01}S_{10} \quad (2-23)$$

さらに式 (2-18), 式 (2-19) の和を求めると,

$$\begin{aligned} \Gamma_s + \Gamma_o &= \left(S_{00} - \frac{S_{01}S_{10}}{1 + S_{11}} \right) + \left(S_{00} + \frac{S_{01}S_{10}}{1 - S_{11}} \right) = 2S_{00} - \frac{S_{01}S_{10}}{1 + S_{11}} + \frac{S_{01}S_{10}}{1 - S_{11}} \\ &= 2S_{00} + \frac{-S_{01}S_{10}(1 - S_{11}) + S_{01}S_{10}(1 + S_{11})}{(1 + S_{11})(1 - S_{11})} \\ &= 2S_{00} + \frac{2S_{11}S_{01}S_{10}}{(1 + S_{11})(1 - S_{11})} \end{aligned} \quad (2-24)$$

式 (2-17) および式 (2-22), 式 (2-24) から S_{11} を求める式が導出できる.

$$\begin{aligned} \frac{2\Gamma_l - \Gamma_s - \Gamma_o}{\Gamma_s - \Gamma_o} &= \left[2S_{00} - \left\{ 2S_{00} + \frac{2S_{11}S_{01}S_{10}}{(1 + S_{11})(1 - S_{11})} \right\} \right] \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{11})}{-2S_{01}S_{10}} \\ &= S_{11} \end{aligned} \quad (2-25)$$

以上の $S_{00}, S_{01}, S_{10}, S_{11}$ を導出する式をまとめて示す.

$$S_{00} = \Gamma_l \quad (2-26)$$

$$S_{11} = \frac{2\Gamma_l - \Gamma_s - \Gamma_o}{\Gamma_s - \Gamma_o} \quad (2-27)$$

$$S_{01}S_{10} = 2 \frac{(\Gamma_l - \Gamma_s)(\Gamma_l - \Gamma_o)}{\Gamma_s - \Gamma_o} \quad (2-28)$$

これらが SOL 法による誤差回路の 2 ポート S パラメータの導出方法である. なお SOL 校正として希望の測定基準面 Port 1 から見た Γ_1 を求める式は以下の通りである.

$$\Gamma_1 = \frac{\Gamma_o - S_{00}}{S_{11}\Gamma_o + (S_{01}S_{10} - S_{00}S_{11})} \quad (2-29)$$

2.5.3 TRL (Thru-Reflect-Line) 法

TRL 法は TRL 校正に用いられている方法であり, バランの S パラメータを測定可能な方法である [25]. TRL 校正は LRL (Line-Reflect-Line) 法とも呼ばれており, SOL 校正に比べて平面構造の伝送線路上を測定の基準面とする場合に有効な方法である. なぜなら SOL 校正は校正キットとして Short, Open, Load が必要であるが, マイクロストリップ線路 (MSL)

などの平面型の伝送線路では精度の良い校正キットは得られない。また一般的な不平衡構造の校正キットでは、平衡構造の伝送線路上を測定の基準面とすることができない。一方、TRL 校正は図 2-17 に示す校正キットを必要としない 3 つの状態によって校正を行うため、平面型の伝送線路上や平衡構造の伝送線路上であっても測定の基準面とすることができる。

図 2-17 においては測定ポート Port 0 と Port 3 を持つ VNA を考える。そして Port 0 側の希望の測定基準面を Port 1、Port 3 側の希望の測定基準面を Port 2 とすると、Port 0 と Port 1 の間には誤差回路 A (Error box A)、Port 2 と Port 3 の間には誤差回路 B (Error box B) が存在することとなる。TRL 法は測定基準面 Port 1 と Port 2 が (a) Thru、(b) Reflect、(c) Line の 3 状態のときの、Port 0 の Port 3 間の 2 ポート S パラメータ $[S^T]$ 、 $[S^R]$ 、 $[S^L]$ を測定して、2 つの誤差回路の 2 ポート S パラメータ S_{00} , S_{01} , S_{10} , S_{11} および S_{22} , S_{23} , S_{32} , S_{33} を求める。なお (a) Thru とは Port 1 と Port 2 を直接接続した状態であり、(b) Reflect とは Port 1 と Port 2 を開放または短絡した状態、(c) Line とは Port 1 と Port 2 の間に伝送線路を挿入した状態である。なお Line 状態には条件があり、以下に条件を示す。

- ① 挿入する伝送線路の反射損失や挿入損失が無視できるほど小さいこと
- ② 挿入する伝送線路の透過係数の位相角が、測定周波数帯域において 180° の整数倍を避け、 $20^\circ \sim 160^\circ$ となること

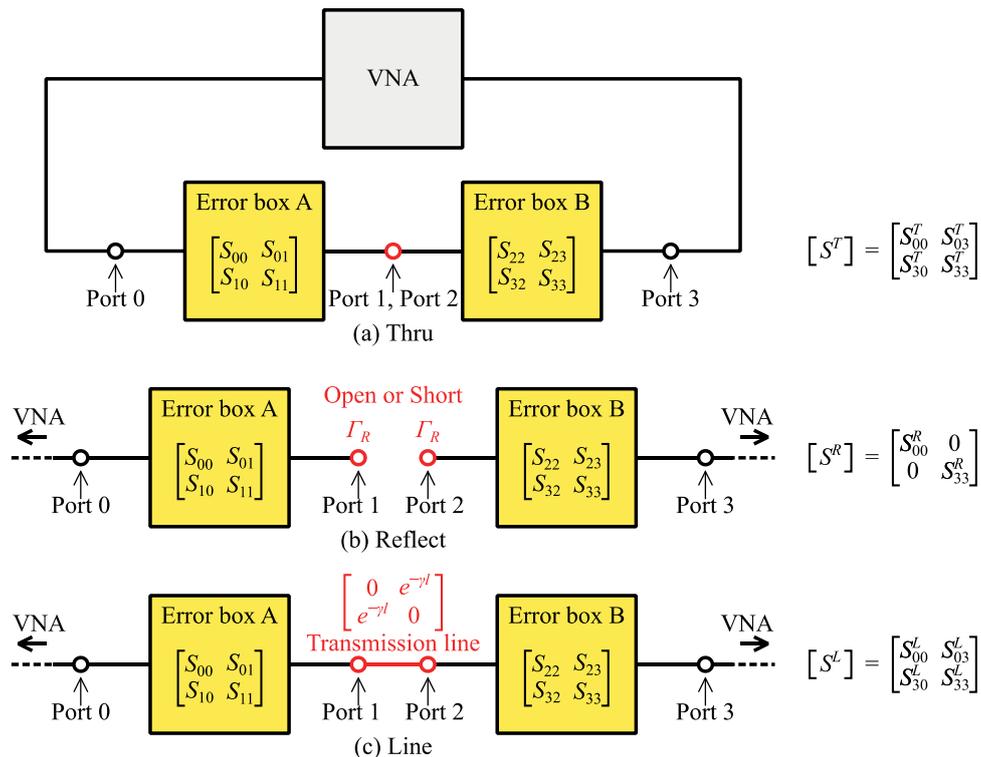


図 2-17 TRL 法の 3 つの状態

表 2-1 に $[S^T]$ 、 $[S^R]$ 、 $[S^L]$ の各々のパラメータについてまとめる。パラメータの上付きの添え字は測定する誤差回路 A と誤差回路 B の状態を示し、下付きの 1 文字目と 2 文字目の添え字で測定する S パラメータの出射ポートと入射ポートを示している。例えば S_{00}^T 、 S_{33}^T は

Thru 状態の誤差回路を Port 0 または Port 3 から見た反射係数であり, S_{00}^T, S_{30}^T は Thru 状態の誤差回路を Port 3 から Port 0, または Port 0 から Port 3 の透過係数である. 次に表 2-2 において 2 つ誤差回路の 2 ポート S パラメータを示す. S パラメータの下付きの 1 文字目と 2 文字目の添え字は出射ポートと入射ポートを示している. 例えば S_{00}, S_{11} は誤差回路 A を Port 0 または Port 1 から見た反射係数であり, S_{01}, S_{10} は誤差回路 A の Port 1 から Port 0, または Port 0 から Port 1 の透過係数である.

図 2-17 (b) Reflect 状態における Γ_R は誤差回路 A から Port 1 または誤差回路 B から Port 2 を見た反射係数であり, (b) Line 状態における $e^{-\gamma l}$ は Port 1 と Port 2 を接続した伝送線路の透過係数である. なお Γ_R と $e^{-\gamma l}$ の値は既知である必要はなく, 誤差回路の S パラメータと共に導出できる.

表 2-1 $[S^T], [S^R], [S^L]$ の意味

State of baluns Input to Output	Thru	Reflect	Line
Port 0 to Port 0	S_{00}^T	S_{00}^R	S_{00}^L
Port 0 to Port 3	S_{30}^T	—	S_{30}^L
Port 3 to Port 0	S_{03}^T	—	S_{03}^L
Port 3 to Port 3	S_{33}^T	S_{33}^R	S_{33}^L

表 2-2 誤差回路の S パラメータ

Input Output	Port 0	Port 1	Input Output	Port 2	Port 3
Port 0	S_{00}	S_{01}	Port 2	S_{22}	S_{23}
Port 1	S_{10}	S_{11}	Port 3	S_{32}	S_{33}

以上に示した通り, TRL 法の 3 つの状態は校正キットを必要とせず, Port 1 および Port 2 が平衡ポートであっても使用できることから, 誤差回路にバランを当てはめてバランの 2 ポート S パラメータを測定することが可能である. $[S^T], [S^R], [S^L]$ と $S_{00}, S_{01}, S_{10}, S_{11}$ および $S_{22}, S_{23}, S_{32}, S_{33}$ の関係を以下に示す.

$$\begin{bmatrix} S_{00}^T & S_{03}^T \\ S_{30}^T & S_{33}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{00} + \frac{S_{10}S_{01}S_{22}}{1 - S_{11}S_{22}} & \frac{S_{23}S_{01}}{1 - S_{22}S_{11}} \\ \frac{S_{10}S_{32}}{1 - S_{11}S_{22}} & S_{33} + \frac{S_{32}S_{23}S_{11}}{1 - S_{22}S_{11}} \end{bmatrix} \quad (2-30)$$

$$\begin{bmatrix} S_{00}^R & 0 \\ 0 & S_{33}^R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{00} + \frac{S_{10}S_{01}\Gamma_R}{1 - S_{11}\Gamma_R} & 0 \\ 0 & S_{33} + \frac{S_{32}S_{23}\Gamma_R}{1 - S_{22}\Gamma_R} \end{bmatrix} \quad (2-31)$$

$$\begin{bmatrix} S_{00}^L & S_{03}^L \\ S_{30}^L & S_{33}^L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{00} + \frac{S_{10}S_{01}S_{22}e^{-2\gamma l}}{1 - S_{11}S_{22}e^{-2\gamma l}} & \frac{S_{23}S_{01}e^{-\gamma l}}{1 - S_{22}S_{11}e^{-2\gamma l}} \\ \frac{S_{10}S_{32}e^{-\gamma l}}{1 - S_{11}S_{22}e^{-2\gamma l}} & S_{33} + \frac{S_{32}S_{23}S_{11}e^{-2\gamma l}}{1 - S_{22}S_{11}e^{-2\gamma l}} \end{bmatrix} \quad (2-32)$$

まず式 (2-30) および式 (2-32) から $e^{-\gamma l}$ は以下の式で求められる.

$$e^{-\gamma l} = -\zeta \pm \sqrt{\zeta^2 - 1} \quad (2-33)$$

$$\zeta = \frac{(S_{00}^T - S_{00}^L)(S_{33}^T - S_{33}^L) - S_{03}^T S_{30}^T - S_{03}^L S_{30}^L}{2S_{03}^T S_{30}^L} \quad (2-34)$$

式 (2-33) は \pm 符号を持っているが, Line 状態で挿入した伝送線路の物理長から想定できる透過係数となるように符号を選択する. 次に式 (2-30) ~ (2-34) から Γ_R は以下の式で求められる.

$$\Gamma_R = \pm \sqrt{\frac{\left(\frac{S_{03}^L}{S_{03}^T} e^{\gamma l} - 1\right) \left\{\frac{S_{03}^L(S_{00}^T - S_{00}^R)}{S_{03}^T(S_{00}^L - S_{00}^R)} e^{-\gamma l} - 1\right\} \left\{\frac{S_{30}^L(S_{33}^T - S_{33}^R)}{S_{30}^T(S_{33}^L - S_{33}^R)} e^{-\gamma l} - 1\right\}}{\left(\frac{S_{03}^L}{S_{03}^T} e^{-\gamma l} - 1\right) \left\{\frac{S_{03}^L(S_{00}^T - S_{00}^R)}{S_{03}^T(S_{00}^L - S_{00}^R)} e^{\gamma l} - 1\right\} \left\{\frac{S_{30}^L(S_{33}^T - S_{33}^R)}{S_{30}^T(S_{33}^L - S_{33}^R)} e^{\gamma l} - 1\right\}}} \quad (2-35)$$

上式も \pm 符号を持っているが, Reflect 状態の Port 1 および Port 2 が開放であれば $+$ 符号, 短絡であれば $-$ 符号を選択する. 以上の計算により図 2-17 左側の誤差回路 A の 2 ポート S パラメータは以下の式で求められる.

$$S_{00} = \frac{S_{03}^T S_{00}^L - S_{00}^T S_{03}^L e^{-\gamma l}}{S_{03}^T - S_{03}^L e^{-\gamma l}} \quad (2-36)$$

$$S_{11} = \frac{\frac{S_{30}^L(S_{33}^T - S_{33}^R)}{S_{30}^T(S_{33}^L - S_{33}^R)} e^{\gamma l} - 1}{\frac{S_{30}^L(S_{33}^T - S_{33}^R)}{S_{30}^T(S_{33}^L - S_{33}^R)} e^{-\gamma l} - 1} \Gamma_R \quad (2-37)$$

$$S_{10}S_{01} = \frac{S_{03}^T S_{03}^L (S_{00}^T - S_{00}^L) \left\{\frac{S_{03}^L(S_{00}^T - S_{00}^R)}{S_{03}^T(S_{00}^L - S_{00}^R)} e^{-\gamma l} - 1\right\} (e^{\gamma l} - e^{-\gamma l})}{\Gamma_R (S_{03}^T - S_{03}^L e^{-\gamma l})^2 \left\{\frac{S_{03}^L(S_{00}^T - S_{00}^R)}{S_{03}^T(S_{00}^L - S_{00}^R)} e^{\gamma l} - 1\right\}} \quad (2-38)$$

同様に図 2-17 右側の誤差回路 B の 2 ポート S パラメータは以下の式で求められる.

$$S_{33} = \frac{S_{30}^T S_{33}^L - S_{33}^T S_{30}^L e^{-\gamma l}}{S_{30}^T - S_{30}^L e^{-\gamma l}} \quad (2-39)$$

$$S_{22} = \frac{\frac{S_{03}^L(S_{00}^T - S_{00}^R)}{S_{03}^T(S_{00}^L - S_{00}^R)} e^{\gamma l} - 1}{\frac{S_{03}^L(S_{00}^T - S_{00}^R)}{S_{03}^T(S_{00}^L - S_{00}^R)} e^{-\gamma l} - 1} \Gamma_R \quad (2-40)$$

$$S_{23}S_{32} = \frac{S_{30}^T S_{30}^L (S_{33}^T - S_{33}^L) \left\{ \frac{S_{30}^L (S_{33}^T - S_{33}^R)}{S_{30}^T (S_{33}^L - S_{33}^R)} e^{-\gamma l} - 1 \right\} (e^{\gamma l} - e^{-\gamma l})}{\Gamma_R (S_{30}^T - S_{30}^L e^{-\gamma l})^2 \left\{ \frac{S_{30}^L (S_{33}^T - S_{33}^R)}{S_{30}^T (S_{33}^L - S_{33}^R)} e^{\gamma l} - 1 \right\}} \quad (2-41)$$

なお S_{10} および S_{01} は個別で求めることはできず、式 (2-38) で示すように積の状態 $S_{10}S_{01}$ でしか求められない。また S_{23} および S_{32} も同様である。誤差回路に相反性 ($S_{10} = S_{01}$) が成り立つ場合は、積の状態の平方根が個別の S パラメータ ($\pm\sqrt{S_{10}S_{01}} = S_{10} = S_{01}$) となる。しかしバランの相反性は完全には成立せず、相反性の仮定は誤差の原因となる [25]。なお平方根の±符号は正か負を確定することはできないことから、周波数特性の計算結果に対して位相が滑らかに変化するように符号を選択する必要が有る。

2.5.4 S パラメータ法とミックスモード S パラメータ法

S パラメータ法は平衡ポートから見た入力インピーダンス Z_{in} を 差動成分 Z_d と 同相成分 Z_c に分けて測定可能な方法である [26] [27] [28]。この Z_d と Z_c はそれぞれ、平衡ポートから差動給電または同相給電したとき入力インピーダンスである。 Z_{in} を Z_d と Z_c に分けることで、差動給電と同相給電のどちらで主に動作するのか想定することができる。図 2-18 に例として S パラメータ法を用いた半波長ダイポールアンテナ (DP) の測定を模式図で示す。初めに (a) に示すように半波長ダイポールアンテナの平衡の 1 ポート Port 0 を構成する 2 つの端子に対して、不平衡の 2 ポート Port 1, Port 2 で S パラメータ S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} を測定する。 S_{11} , S_{22} は Port 1 または Port 2 から DP 側を見た反射係数、 S_{12} , S_{21} は Port 2 から Port 1 または Port 1 から Port 2 の DP の素子間の透過係数である。なお DP は地板をもたないが、DP の S パラメータ法による測定が複数報告 [29] [30] [31] されており、 S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} は測定可能である。ここで測定対象が対称構造であれば $S_{11} = S_{22}$, $S_{21} = S_{12}$ となる。測定した S パラメータをもとに、半波長ダイポールアンテナを Port 0 から見た Z_d , Z_c は以下の式で求められる [26] [27] [28]。

$$Z_d = 2Z_0 \frac{1 + S_{11} - S_{21}}{1 - S_{11} + S_{21}} \quad (2-42)$$

$$Z_c = \frac{1}{2} Z_0 \frac{1 + S_{11} + S_{21}}{1 - S_{11} - S_{21}} \quad (2-43)$$

なお Z_0 は測定系の入力インピーダンスである。

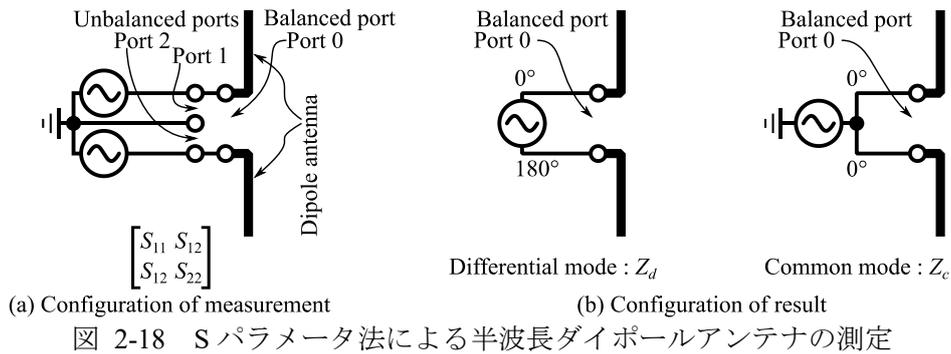


図 2-18 Sパラメータ法による半波長ダイポールアンテナの測定

一方、ミックスモード S パラメータ法と呼ばれる平衡ポートから見た S パラメータを差動成分と同相成分、更に差動入力同相出力（差動－同相）成分および同相入力差動出力（同相－差動）成分に分けて測定することが可能な方法が存在する [32]。このように成分を分けた S パラメータはミックスモード S パラメータと呼ばれる。前述したように S パラメータ法は整合特性を差動成分と同相成分に分けて測定可能な方法である。これに対してミックスモード S パラメータ法は差動－同相成分と同相－差動成分つまり異なる成分同士の関係も測定可能である。 balan は不平衡ポートからの給電により、平衡ポートから差動成分の出力だけではなく同相成分も出力される可能性がある。このため balan の S パラメータ測定においては成分の関係を詳細に把握できるミックスモード S パラメータ法を用いる。

図 2-19 に例としてミックスモード S パラメータ法を用いた DP の測定を模式図で示すが、測定の構成は S パラメータ法と同一である。実際は複数ポートをもつ回路も測定可能であり、不平衡ポートを測定する研究 [33] [34] も行われているが本項では基本的な平衡 1 ポートの測定についての概要を説明する。以降にミックスモード S パラメータ法の具体的な測定方法を示す。初めは S パラメータ法と同様に、(a) に示すように DP の平衡の 1 ポート Port 0 を構成する 2 つの端子に対して、不平衡の 2 ポート Port 1, Port 2 で S パラメータ S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} を測定する。 S_{11} , S_{22} は Port 1 または Port 2 から DP 側を見た反射係数、 S_{12} , S_{21} は Port 2 から Port 1 または Port 1 から Port 2 の DP の素子間の透過係数である。測定した S パラメータをもとに、DP を Port 0 から見たミックスモード S パラメータは以下の式で求められる [32]。

$$S_{dd00} = \frac{S_{11} - S_{12} - S_{21} + S_{22}}{2} \quad (2-44)$$

$$S_{dc00} = \frac{S_{11} + S_{12} - S_{21} - S_{22}}{2} \quad (2-45)$$

$$S_{cd00} = \frac{S_{11} - S_{12} + S_{21} - S_{22}}{2} \quad (2-46)$$

$$S_{cc00} = \frac{S_{11} + S_{12} + S_{21} + S_{22}}{2} \quad (2-47)$$

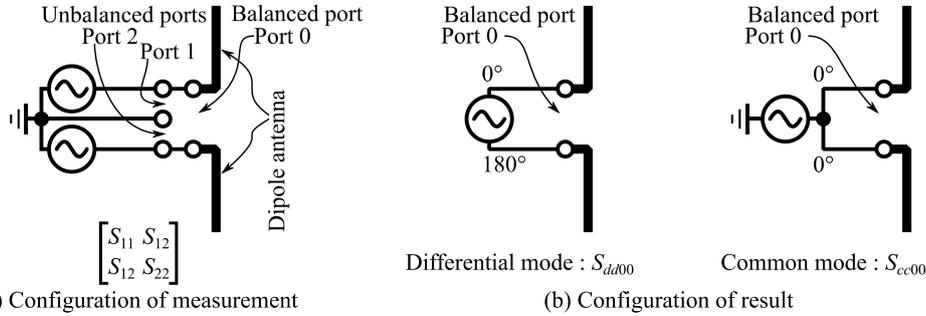


図 2-19 ミックスモード S パラメータ法による半波長ダイポールアンテナの測定

なおミックスモード S パラメータの一般的な表記は、下付きの 3 文字目と 4 文字目の添え字に出射波と入射波のポートを記し、1 文字目と 2 文字目の添え字に出射波と入射波の成分を示す。成分は平衡ポートの差動成分 (Differential mode) であれば d 、同相成分 (Common mode) であれば c となり、不平衡ポートであれば s となる。以下にミックスモード S パラメータが示す意味をまとめる

S_{dd00} : Port 0 から DP を見た反射係数の差動成分

S_{cc00} : Port 0 から DP を見た反射係数の同相成分

S_{dc00} : Port 0 から DP への入射波の同相成分と出射波の差動成分との比

S_{cd00} : Port 0 から DP への入射波の差動成分と出射波の同相成分との比

また $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$ をミックスモード S パラメータの形式で表記すると、 $S_{ss11}, S_{ss12}, S_{ss21}, S_{ss22}$ となる。

さらに測定対象が対称構造であれば $S_{11} = S_{22}, S_{21} = S_{12}$ となり、 S_{dd00} および S_{cc00} の導出式は式(2-44)(2-47) は以下の式となる。

$$S_{dd00} = \frac{S_{11} - S_{21} - S_{21} + S_{11}}{2} = S_{11} - S_{21} \quad (2-48)$$

$$S_{cc00} = \frac{S_{11} + S_{21} + S_{21} + S_{11}}{2} = S_{11} + S_{21} \quad (2-49)$$

Port 1, Port 2 の基準インピーダンスを Z_0 としたとき、上記の S パラメータをインピーダンスへ変換すると以下の式となる。

$$Z_{dd00} = 2Z_0 \frac{1 + S_{dd00}}{1 - S_{dd00}} = 2Z_0 \frac{1 + S_{11} - S_{21}}{1 - S_{11} + S_{21}} \quad (2-50)$$

$$Z_{cc00} = \frac{1}{2} Z_0 \frac{1 + S_{cc00}}{1 - S_{cc00}} = \frac{1}{2} Z_0 \frac{1 + S_{11} + S_{21}}{1 - S_{11} - S_{21}} \quad (2-51)$$

なお Z_{da00} は S_{da00} をインピーダンスへ変換したパラメータであり、 Z_{cc00} は S_{cc00} をインピーダンスへ変換したパラメータである。上記の式 (2-50) (2-51) は S パラメータ法の導出式 (2-42) (2-43) と等しい。このことから対称構造の測定においては S パラメータ法の結果はミックスモード S パラメータ法の結果の一部であると考えられる。

2.5.5 シグナルフローグラフ

シグナルフローグラフは方程式をグラフで表現し、方程式を演算によって解くのではなくグラフを変形することで方程式の解を得る方法であり、電気回路の解析などにも有用な方法である [35]。このシグナルフローグラフは多くのポートを持つ回路の S パラメータの理解や、S パラメータで示す回路を接続したときの回路全体の S パラメータを求めるためにも適用できる。ここではバランを想定した 2 ポート回路と放射部を想定した負荷の接続をシグナルフローグラフで示す。図 2-20 (a) に入力ポート Port 1, 出力ポート Port 2 を持つ 2 ポート回路と入力ポート Port 3 を持つ反射係数 Γ の負荷をブロック図で示す。この回路をシグナルフローグラフで示すと図 2-20 (b) となる。シグナルフローグラフでは 1 つのポートを、電力波 a と b の 2 端子で表す。グラフ内において○印で示す端子はノードと呼ばれ、ここでは電力波 a と b の向きを破線の矢印で示す。ノードの間の実線の矢印はパスやブランチと呼ばれ、ここでは S パラメータを示しており、矢印の始点のノードがその S パラメータの a 、矢印の終点のノードがその S パラメータの b を示している。

2 ポート回路の Port 2 と負荷の Port 3 を接続するとき、2 ポート回路の Port 2 の出射波 b_2 は負荷から見ると入射波 a_3 となり、負荷の出射波 b_3 は 2 ポート回路の Port 2 から見ると入射波 a_2 となる。図 2-20 (c) は上記の電力波の関係を考慮して記した 2 ポート回路と負荷の接続のシグナルフローグラフである。このグラフで破線の矢印は電力波の向きのみを示しているため、ノード間の破線の矢印は省略できる。図 2-20 (d) に Port 2 と Port 3 の間の破線の矢印を省略した状態を示す。次にシグナルフローグラフを整理するためにグラフを変形するときの代表的な 4 つの法則を示す [36]。

法則 1 直列の法則 (図 2-21 (a))

直列に接続された 2 つの S パラメータが同じ向きであれば S パラメータを 1 つに纏めることが可能であり、纏めた S パラメータは 2 つの S パラメータの積である。S パラメータを示す矢印は、矢印の始点の電力波 e に S パラメータ S を掛け合わせた電力波 Se を矢印の終点に伝えているため、この法則を式で示すと以下ようになる。

$$e_3 = S_2 e_2 = S_2 S_1 e_1 \quad (2-52)$$

法則2 並列の法則 (図 2-21 (b))

並列に接続された2つのSパラメータが同じ向きであればSパラメータを1つにまとめることが可能であり、まとめたSパラメータは2つのSパラメータの和である。あるノードの電力波は流れ込む電力波の総和であるため、この法則を式で示すと以下ようになる。

$$e_2 = S_1 e_1 + S_2 e_1 = (S_1 + S_2) e_1 \quad (2-53)$$

法則3 自己ループの法則 (図 2-21 (c))

始点と終点と同じノード e_2 となっている自己ループと呼ばれる状態のSパラメータ S_2 の対処法である。具体的にはノード e_2 を終点としているSパラメータ S_1 を $1-S_2$ で割ることで自己ループを消すことができる。これを式で示すと以下ようになる。

$$e_2 = S_1 e_1 + S_2 e_2$$

$$(1 - S_2) e_2 = S_1 e_1 \quad (2-54)$$

$$\frac{e_2}{e_1} = \frac{S_1}{1 - S_2}$$

なおSパラメータは入射波と出射波の比であるため、 e_2/e_1 はノード e_1 からノード e_2 のSパラメータを示している。

法則4 分割の法則 (図 2-21 (d))

1つのSパラメータ S_1 の終点であり複数のSパラメータ S_2, S_3 の始点となっているノード e_2 があればノードを e_{21} と e_{22} の2つに分けることが可能である。また分けた全てのノード e_{21} と e_{22} には元のノード e_2 を終点としていたSパラメータ S_1 も分かれて接続される。図 2-21 (d) の上側を式で示すと以下ようになる。

$$e_3 = S_2 e_2 = S_2 S_1 e_1 \quad (2-55)$$

$$e_4 = S_3 e_2 = S_3 S_1 e_1$$

また図の下側を式で示すと以下ようになる。

$$e_3 = S_2 e_{21} = S_2 S_1 e_1 \quad (2-56)$$

$$e_4 = S_3 e_{22} = S_3 S_1 e_1$$

式(2-55)(2-56)は等しいことから、図 2-21 (d) の上下の図も等しいことを示している。

上記の4つの法則を適用して2ポート回路と負荷の接続のシグナルフローグラフ(図 2-20 (d)) をさらに変形させる。まず法則の適用が分かり易いように Γ と S_{22} の位置を入れ替え

る (図 2-20 (e)). 次にノード e_4 で 4 つ目の法則を適用し e_4 を e_{41} と e_{42} の 2 つに分ける (図 2-20 (f)). そしてノード e_{42} を中心とした S_{22} と Γ を 1 つ目の法則で 1 つの S パラメータ S_{22} とし, ノード e_5 を始点と終点とした自己ループと考えて 3 つ目の法則でを用いる (図 2-20 (g)). さらに S_{11} 以外の S パラメータを 1 つ目の法則でまとめる (図 2-20 (h)). 最後に 2 つの S パラメータを 2 つ目の法則でまとめる (図 2-20 (i)). 以上で 2 ポート回路と負荷の接続, つまりバランの Port 2 と放射部の Port 3 を接続したときに Port 1 から見た反射係数を求めることができた. シグナルフローグラフは主に第 5 章で本研究に用いる.

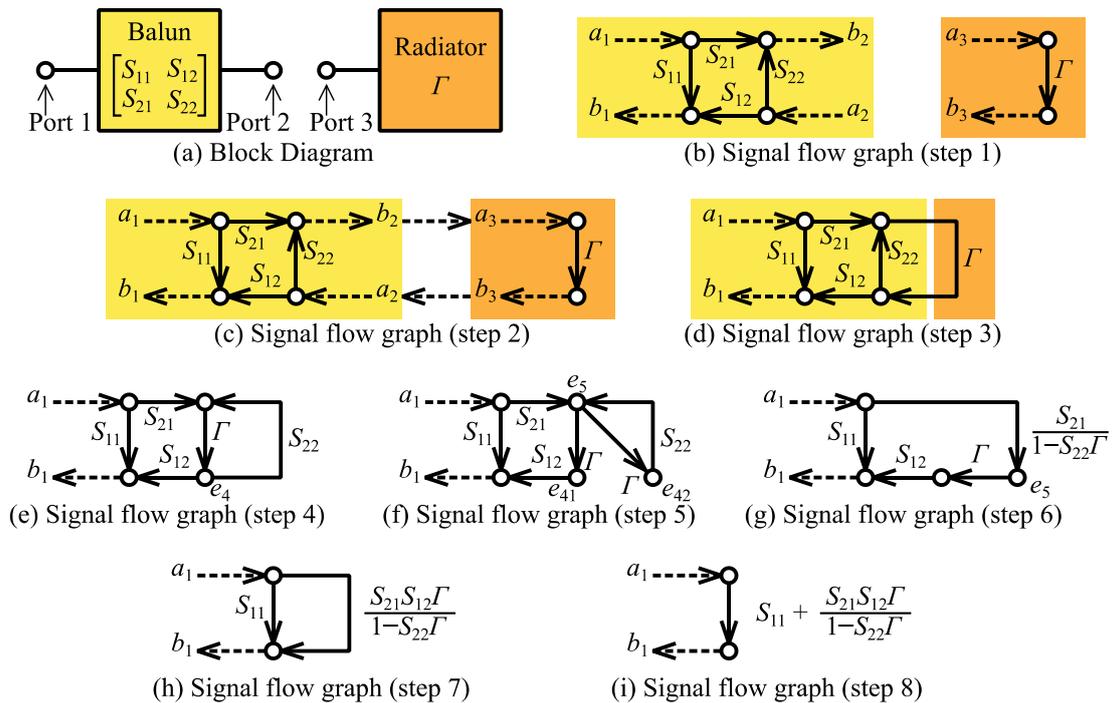


図 2-20 2 ポート回路と負荷の接続

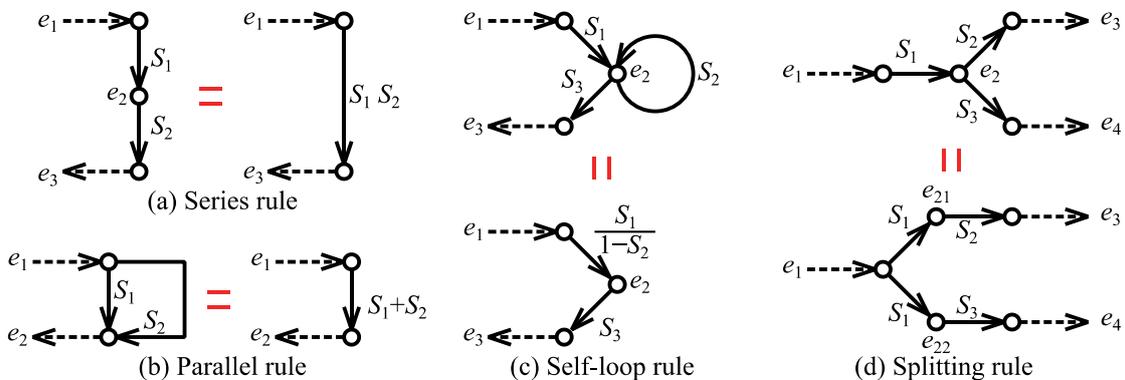


図 2-21 シグナルフローグラフ変形の 4 つの法則

第3章 放射部の構造が整合・放射特性に与える影響

テーパスロットアンテナ (TSA) の放射部について、テーパが放射特性と入力インピーダンスに与える影響を確認、検討する。なお TSA の電波の放射を行う部分を放射部としており、バランは放射特性に影響を与えないと考えられる。しかしバランの平衡ポートからの給電が差動給電ではない場合や、バランからの不要放射が存在する場合においてはバランが放射特性に影響を与える。そこで本章においては、バランを用いずに放射部を給電することで、放射部のみの放射特性で検討を行う。本章の内容は3.1節において測定を行う放射部の構造について示し、3.2節では放射特性と入力インピーダンスの測定方法について示す。3.3節ではシミュレーションの設定について示す。3.4節では測定結果を示し、その結果から考察を行う。

3.1 測定対象

以降に本研究で測定を行う TSA の放射部の構造を示す。3.1.1項に示す直線テーパ放射部 (LTR) はテーパの長さや幅の変更を行い、3.1.2項に示す指数曲線放射部 (VR) はテーパの長さや幅は固定して曲線の変更を行い、3.1.3項に示す対称形放射部 (AR) は長さや幅の変更を行い放射特性または入力インピーダンスの変化を確認する。これらの放射部の共通点を以下に示す。材料には厚さ 0.55 mm、比誘電率 $\epsilon_r = 2.6$ のテフロングラフファイバー製の誘電体基板を用いた。なお誘電体基板上の導体は基板の表面と裏面にのみ存在しており、その材料は厚さ $18\mu\text{m}$ の銅箔である。設計および測定周波数帯域は UWB 領域での使用を考えて 3 ~ 11 GHz とした。LTR と VR の入力ポートは特性インピーダンス $125\ \Omega$ のコプレーナストリップ線路 (CPS) とした。125 Ω に設定した理由は文献 [2] [37] で用いられた CPS と比較し、また機械的な工作精度の制限を踏まえた結果の値である。なお CPS の特性インピーダンスは純静電磁界開放における導出方法 [19] で求めているため、本研究において特性インピーダンスは周波数特性を考慮していない。

3.1.1 直線テーパ放射部 (LTR)

図 3-1 に LTR (Linearly Tapered Radiator) の構造図を示し、表 3-1 に設計値を示す。テーパ部分は開口幅 w 、長さ l として、これらのパラメータに対する放射特性を確認する。図中の右端であるテーパの先端は点ではなく 1.0 mm の辺とした。

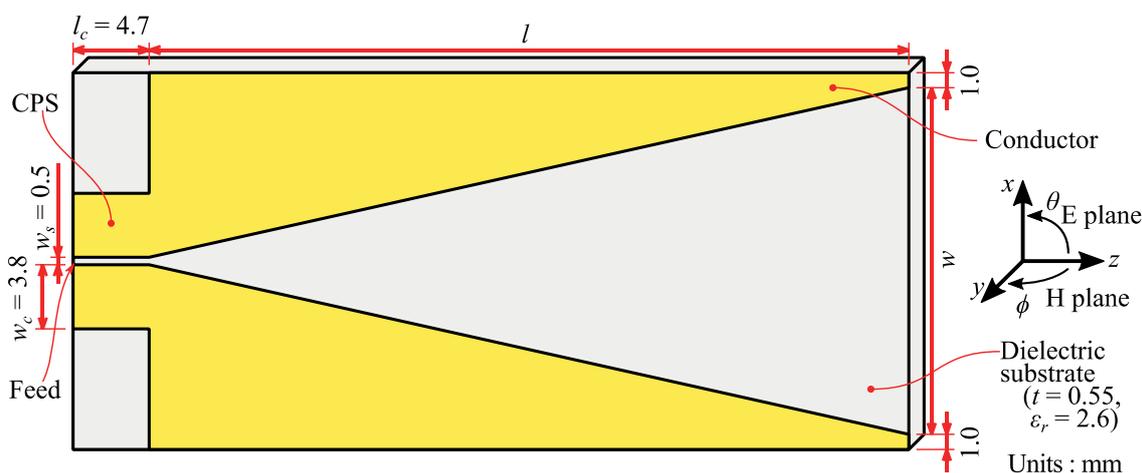


図 3-1 LTR の構造図

表 3-1 LTR の設計値

		設計値	備考
テーパ部分	長さ l	—	変更箇所
	開口幅 w	—	変更箇所
入力ポート (CPS)	特性インピーダンス Z_{cp}	125 Ω	—
	導体幅 w_c	3.8 mm	—
	スロット幅 w_s	0.5 mm	—
	線路長 l_c	4.7 mm	—

3.1.2 指数曲線放射部 (VR)

図 3-2 に VR (Vivaldi Radiator) の構造図を示し、表 3-2 に設計値を示す。テーパ部分は開口幅 $w = 50.0$ mm、長さ $l = 100.0$ mm である。なお指数曲線の描写は 2.2 節で示した方法で行う。指数曲線と比較のためにテーパ部分の誘電体基板と導体箔の境界は直線で示している。×印、△印、□印、○印の実線を誘電体基板と導体箔の境界とすると、それぞれ $x_p = 1$, $x_p = 3$, $x_p = 7$, $x_p = 17$ の指数曲線の放射部となる。指数曲線の x_p の値は直線から徐々に急峻な曲線となるように選択した。また試作において工作機械にインプットする CAD データ作成において、数式で示される指数曲線は作図が困難である。このことから全ての指数曲線は直線近似しており、それぞれ隣り合った印の間は直線とした。それぞれ 10 本の直線で近似しており、印の位置は視覚的に曲線を再現できるように選択した。

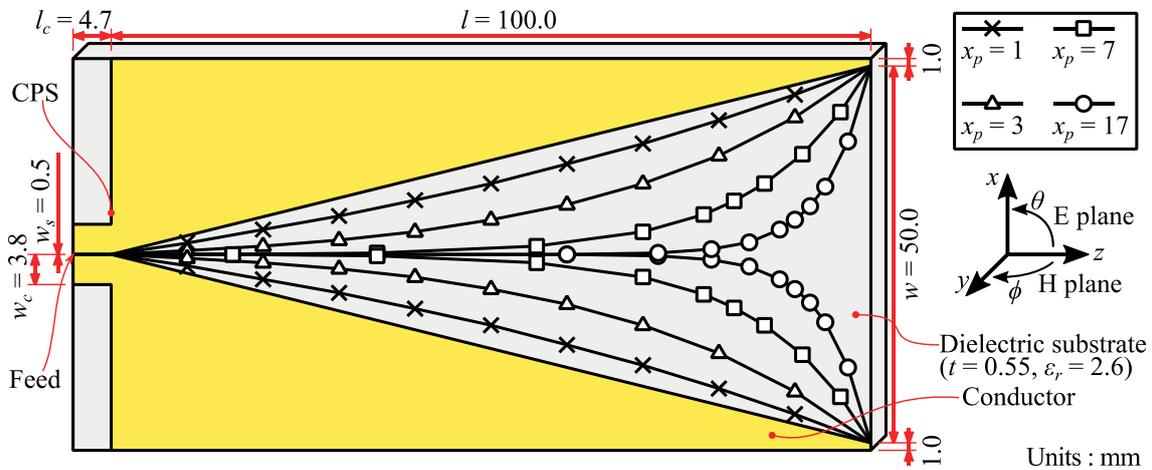


図 3-2 VR の構造図

表 3-2 VR の設計値

		設計値	備考
テーパ部分	長さ l	100.0 mm	—
	開口幅 w	50.0 mm	—
	指数曲線 x_p	1, 3, 7, 17	変更箇所
入力ポート (CPS)	特性インピーダンス Z_{cp}	125 Ω	LTR と共通
	導体幅 w_c	3.8 mm	LTR と共通
	スロット幅 w_s	0.5 mm	LTR と共通
	線路長 l_c	4.7 mm	LTR と共通

3.1.3 対せき形放射部 (AR)

図 3-3 に AR (Antipodal Radiator) の構造図を示し、表 3-3 に設計値を示す。テーパ部分は開口幅 w 、長さ l であり、これらのパラメータに対する放射特性を確認する。(1) で示す給電点側のテーパは半径 r_1 の 90° の円弧を直線で近似し、(2) で示す放射方向側のテーパは長軸半径 r_2 、短軸半径 r_3 すなわち楕円率 r_3/r_2 の楕円の 90° 円弧を直線で近似した。入力ポートは特性インピーダンス $100\ \Omega$ のペアストリップ線路 (PSL) とした。伝送線路が他の放射部と異なるのは、LTR や VR が基板の片面の導体箔で構成されているのに対して、AR は基板の裏表の導体箔で構成されることによる。PSL の特性インピーダンスが $100\ \Omega$ である理由は、特性インピーダンス $50\ \Omega$ のベクトルネットワークアナライザ (VNA) を用いて S パラメータ法により測定した S パラメータの差動成分は、基準インピーダンスが測定器側の特性インピーダンス $50\ \Omega$ の 2 倍の $100\ \Omega$ となるためである [32]。なお AR の測定はシミュレーションのみとして実験は行わない。詳細は後で示すが VNA との直接接続が困難なためである。

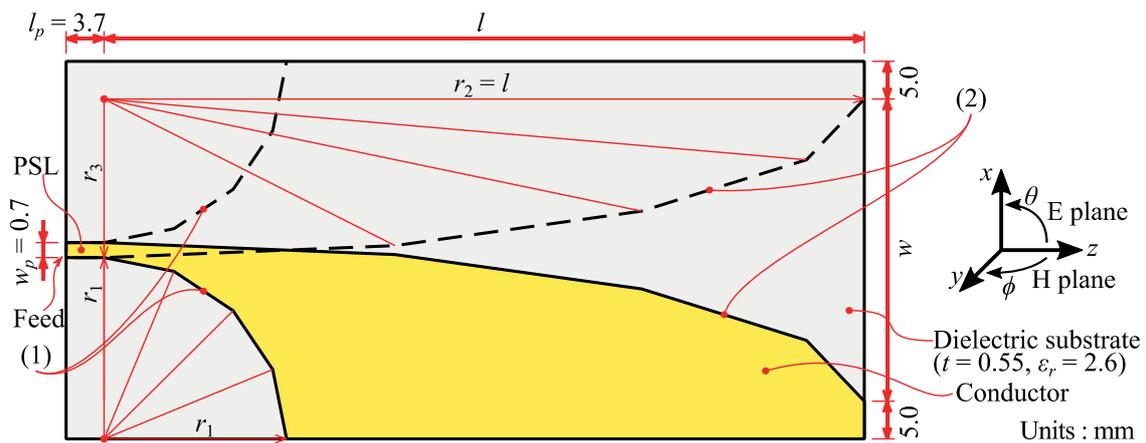


図 3-3 AR の構造

表 3-3 AR の設計値

		設計値	備考
テーパ部分	長さ l	—	変更箇所
	開口幅 w	—	変更箇所
	テーパ (1) の円弧の半径 r_1	—	$r_1 = w/2 + 5.0 - w_p/2$ で算出
	テーパ (2) の楕円の円弧の長軸半径 r_2	—	$r_2 = l$ で算出
	テーパ (2) の楕円の円弧の短軸半径 r_3	—	$r_3 = w/2 + w_p/2$ で算出
入力ポート (PSL)	特性インピーダンス Z_p	$100\ \Omega$	—
	導体幅 w_p	0.7 mm	—
	線路長 l_p	3.7 mm	—

3.2 測定方法

本節では TSA の放射部について、入力インピーダンスと放射特性の測定方法を示す。

3.2.1 入力インピーダンス

関連する発表文献 [38] [39] [40] [41] [42] [43] [44] [45] [46]

図 3-4 に S パラメータ法を用いた入力インピーダンスの算出方法を模式図で示す。TSA の放射部と VNA は治具を介して接続する。VNA の測定ポートは治具の Port A, Port B に接続する。治具は S パラメータ法の適用のために、放射部の入力ポートである CPS を構成する 2 つの導体へ別々に VNA を接続する部分である。治具についての詳細は後述の (I) で示す。次に VNA の測定基準面を放射部と治具の境界である Port 1, Port 2 となるように TRL 校正を行う。校正については (II) で示す。最後に S パラメータ法を用いる。具体的には放射部を不平衡 2 ポート回路として Port 1, Port 2 から見た S パラメータを計算によって、放射部を平衡 1 ポート回路として見た入力インピーダンス Z_{in} を求める。なお Z_{in} は差動成分 Z_d と同相成分 Z_c で求められる。S パラメータ法の詳細については (III) で示す。

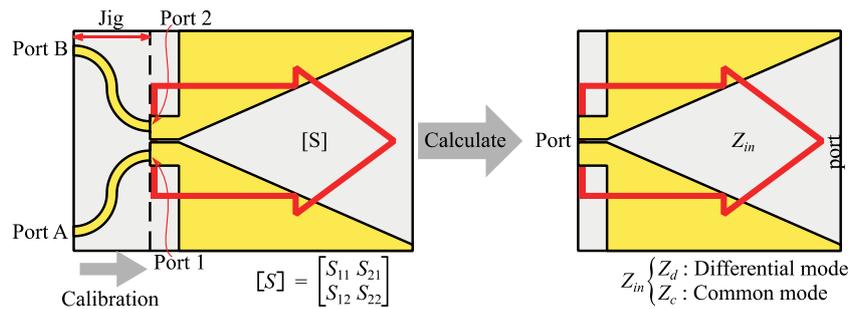


図 3-4 S パラメータ法の模式図

(I) 治具

図 3-5 に LTR と VR に用いる治具の構造を示し、表 3-4 に設計値を示す。治具は湾曲した 2 線の MSL を用いた。MSL の特性インピーダンスは測定系と整合をとるために 50Ω に設定した。治具を構成する 2 線の MSL は放射部との境界において近接していることから、結合などによって MSL が所望の電気的特性を得られない可能性がある。MSL の結合が低減できる線路間の距離として一般的な指標は線路幅の 2 倍以上であることから [47]、線路幅 $w_m = 1.6 \text{ mm}$ の MSL は放射部との境界において $w_d = 1.6 \times 2 = 3.2 \text{ mm}$ 離れた。

AR については入力ポートが PSL であることから LTR や VR と同じ治具は使用できない。また図 3-6 (a) に示すような放射部に対して垂直な治具では、治具の地板が反射器となり放射部の入力インピーダンスに影響することが想定される。また図 3-6 (a) に示すように 2 本の RG405 規格のセミリジッドケーブルでは、基板の厚さ 0.55 mm に対してセミリジッドケーブルの心線の間隔 2.2 mm が広いため放射部と接続することは難しい。以上のことから AR についてはシミュレーションのみとして、実験方法については課題として残る。

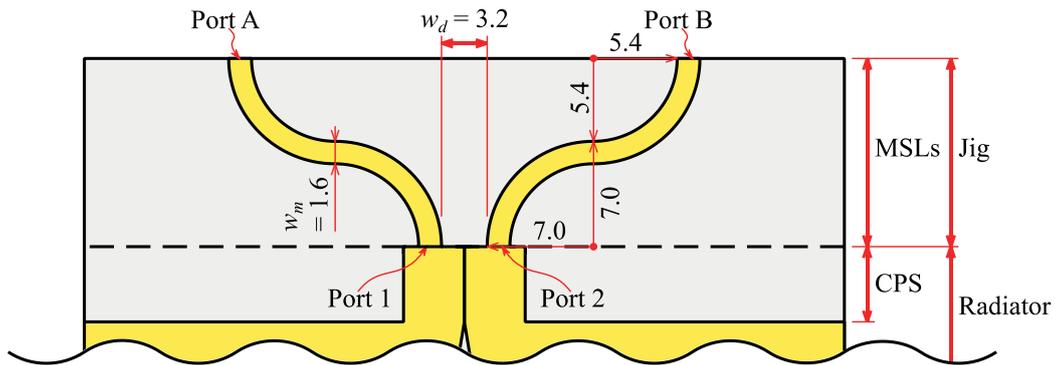


図 3-5 治具の構造図

表 3-4 治具の設計値

		設計値	備考
伝送線路 (MSL)	特性インピーダンス Z_m	50 Ω	—
	導体幅 w_m	1.6 mm	$Z_m = 50 \Omega$ とするため
	線路同士の最も近い間隔 w_d	3.2 mm	線路幅 1.6 mm の 2 倍

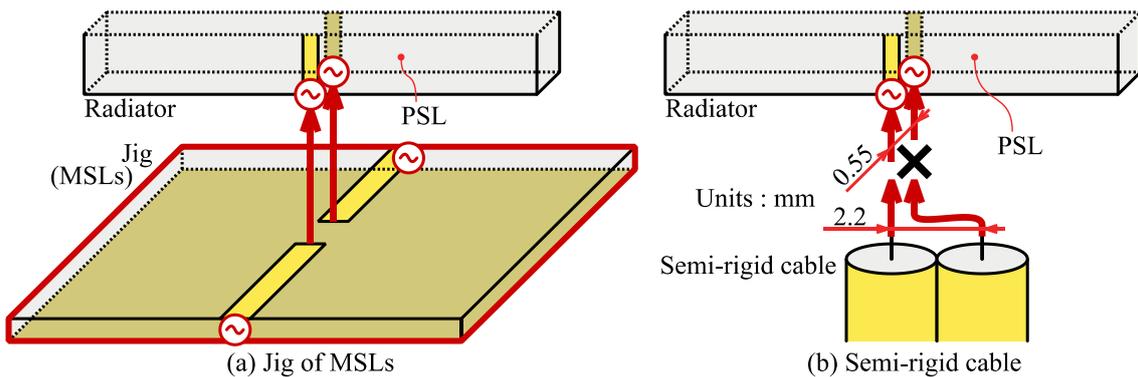


図 3-6 対せき形放射部の給電

(II) 校正

図 3-4 に示すように放射部と治具の境界が VNA の測定基準面 Port 1, Port 2 となるように TRL 校正を行った. 図 3-7 に TRL 校正に用いる (a) Thru, (b) Reflect, (c) Line の 3 状態の TRL 校正用治具の構造図を示し, 図 3-8 にその写真を示す. なお TRL 校正用治具は MSL で構成しており裏面は全て地板である. (a) Thru は 2 つの治具の Port 1 と Port 2 を接続した構造であり, 2 線の MSL の一方は両端を 50 Ω 終端し, もう一方の両端を VNA に接続して使用する. (b) Reflect は治具の Port 1, Port 2 を開放した構造であり, Port A, Port B に VNA を接続して使用する. (c) Line は 2 つの治具の Port 1 と Port 2 間に $l_l = 7.3$ mm の MSL を挿入した構造であり, Thru と同様に一方の MSL は両端を 50 Ω 終端し, もう一方の MSL の両端を VNA に接続して使用する. なお $l_l = 7.3$ mm は MSL の実効比誘電率を考慮した 7 GHz における 1/4 波長であり, 放射部の設計周波数帯域 3 ~ 11 GHz において位相変化 20° ~ 160° に収まっており, 2.5.2 項で示した Line の条件を満たしている.

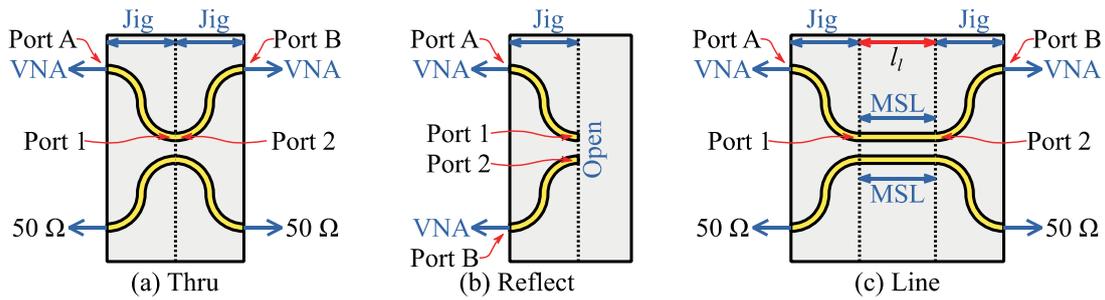


図 3-7 TRL 校正用治具の構造

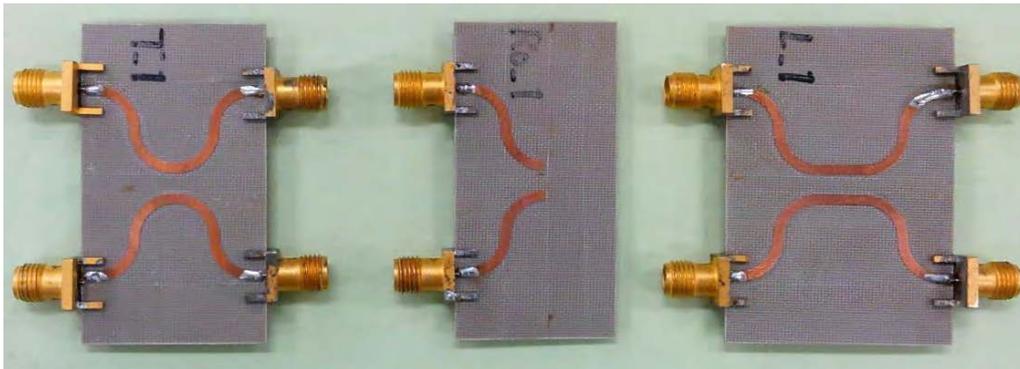


図 3-8 TRL 校正用治具の写真

(III) S パラメータ法

放射部を不平衡の2ポート回路と見なして Port 1, Port 2 から測定した S パラメータ S_{11} , S_{21} , S_{12} , S_{22} は放射部が対称な構造であることから $S_{11} = S_{22}$, $S_{21} = S_{12}$ となる. なお, S_{11} , S_{22} は Port 1 または Port 2 から放射部側を見た反射係数, S_{12} , S_{21} は Port 2 から Port 1 または Port 1 から Port 2 の放射部の端子間の透過係数である. S_{11} および S_{21} から放射部の入力インピーダンス Z_{in} の差動成分 Z_d と同相成分 Z_c は式 (2-42) (2-43) で求められる. 以下に式を再掲する. なお TSA の放射部は差動給電で動作する素子であるため Z_{in} は差動成分 Z_d で考察を行う.

$$Z_d = 2Z_0 \frac{1 + S_{11} - S_{21}}{1 - S_{11} + S_{21}} \quad (3-1)$$

$$Z_c = \frac{1}{2} Z_0 \frac{1 + S_{11} + S_{21}}{1 - S_{11} - S_{21}} \quad (3-2)$$

3.2.2 放射特性

関連する発表文献 [40] [41] [43] [44] [48] [49]

本章のはじめに示したように、バランからの不要放射が存在する場合やバランが放射部へ差動給電を行わない場合においてはバランが放射特性に影響を与える。そこで本項においてはバランを用いずに 3dB 180° ハイブリッドカップラ (HYB) を用いて理想的な差動給電を行い放射部のみの放射特性を検討する。図 3-9 に放射部の放射特性を測定するための構成を示す。図に示すように治具と SMA アダプタを介して放射部と HYB の -3dB ポートを接続する。放射特性の測定に用いる治具は入力インピーダンスの測定に用いる治具 (図 3-5) と同じく湾曲した 2 線のマイクロストリップ線路で構成する。そして HYB の Δ ポートは 50 Ω で終端し、 Σ ポートから給電して放射特性を確認する。この構成によって放射部に対して理想的な差動給電を行うことができる。なお HYB は Cernex 社製の CHC0204U620T (2~4 GHz) および CH0412U917K (4~12 GHz) を使用する。図 3-10 に H 面を測定中の写真を示す。

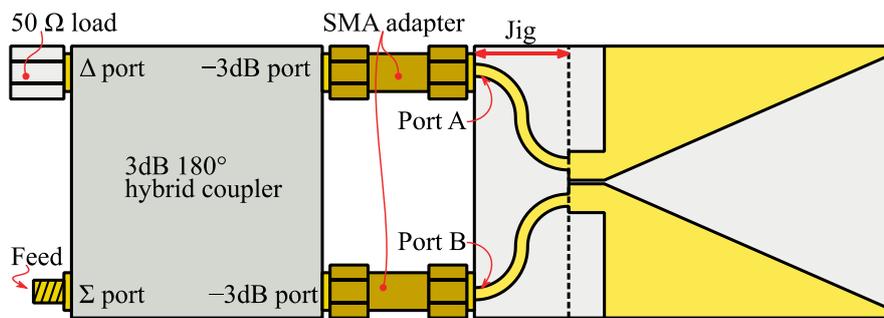


図 3-9 放射特性測定構成

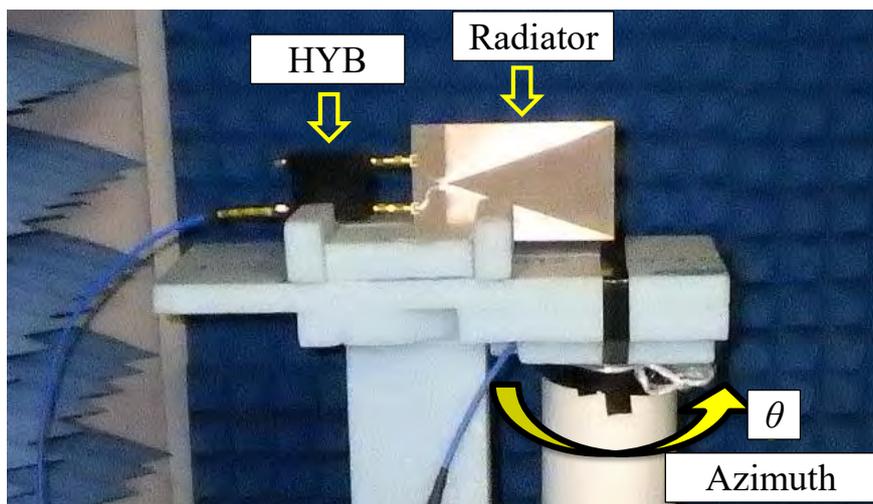


図 3-10 実験中の写真

3.3 シミュレーション

本節ではシミュレーションのモデルおよび設定について示す。なおシミュレーションにおいては実験と異なり平衡給電が可能であることから、入力インピーダンスおよび放射特性は S パラメータ法やハイブリッドカプラを使用せずに直接得られる。このことから実験における治具を用いた不平衡 2 ポート給電と異なり、シミュレーションモデルは治具を用いない平衡 1 ポートの直接給電である。給電部以外の放射部の構造については実験と同じである。

図 3-11 に LTR と VR のシミュレーションモデルを示す。シミュレーションにはモーメント法による電磁界シミュレータ WIPL-D を用いる。WIPL-D は給電する箇所を円柱の構造体（以下、給電線）によって設定する。この給電線の長さや太さがシミュレーション周波数における電気長に対して無視できない大きさとなると、給電線から放射が発生し誤差の原因となることから、給電線は短く細くする必要がある。しかし細い給電線によって平面伝送線を直接給電すると、給電線に接している部分にのみ電流が集中してしまうことから、平面伝送線路と給電線の間には台形のプレートを挟むなどの工夫が必要である。図 3-11 の左側に給電線周辺を拡大して示す。ここでは入力側の CPS のスリットの端において高さ $h = 0.03 \text{ mm}$ 、底辺 $w_b = 0.1 \text{ mm}$ 、天辺 $w_t = 0.03 \text{ mm}$ の微小な台形の金属片を向い合せで立て、その台形の天辺の間に給電線を設置した。以上のように実験とシミュレーションモデルで給電部の構造が異なることから電流経路も異なり入力インピーダンス Z_{in} に差が出る。このためシミュレーション結果には電気長補正值 l_e で補正が必要であると考えられる。 l_e は正方向へ変更すると被測定物であるアンテナ方向に、負方向へ変更すると電源である測定器方向に Z_{in} を電気長補正する設定である。図 3-12 に l_e を設定した根拠を示す。 l_e は給電部の端である CPS のスリットの端から、CPS を構成する 1 つの導体の中心までの距離 1.9 mm と、CPS と給電線を繋ぐ台形の高さ 0.03 mm を足して 1.93 mm とする。

図 3-13 に AR のシミュレーションモデルを示す。図 3-11 と同様に図の左側に給電部の構造を拡大して示す。こちらも CPS と同様に、PSL の線路端における 2 つの導体から基板の内側へ直角に台形の金属片を設置し、その台形の短辺の間に給電線を設置した。

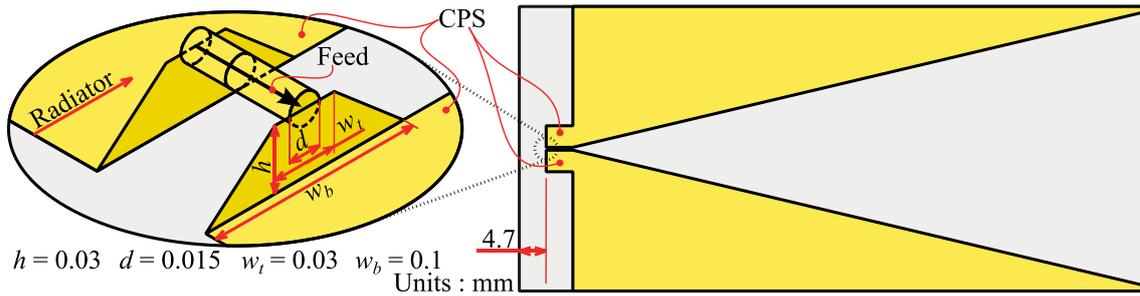


図 3-11 TRL と VR のシミュレーションモデル

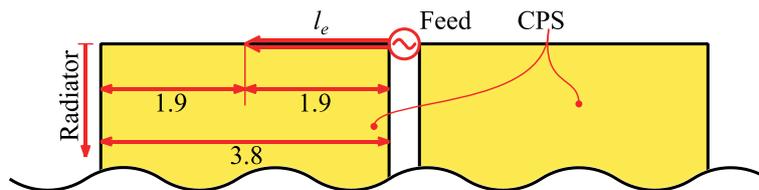


図 3-12 電気長補正值の根拠

表 3-5 TRL と VR の給電部の設計値

		設計値	備考
給電線	直径 d	0.015 mm	長さ 0.5 mm の 1/30 以下
台形プレート	底辺 w_b	0.1 mm	—
	天辺 w_l	0.03 mm	給電線の直径 d の 2 倍
	高さ h	0.03 mm	—
電気長補正值 l_e		1.93 mm	CPS 線路幅の 1/2 + 台形プレートの高さ h

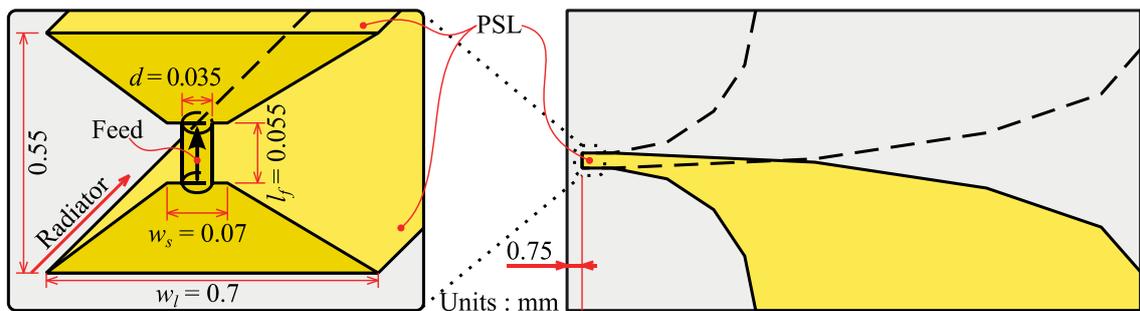


図 3-13 AR のシミュレーションモデル

表 3-6 AR の給電部の設計値

		設計値	備考
給電線	長さ l_f	0.055 mm	基板厚 0.55 mm の 1/10
	直径 d	0.015 mm	給電線の長さ 0.055 mm の 1/30 以下
台形プレート	長辺 w_l	0.7 mm	PSL の線路幅
	短辺 w_s	0.03 mm	給電線の直径の 2 倍

3.4 結果

3.4.1 入力インピーダンス

(I) LTR

図 3-14 に $w = 50 \text{ mm}$, $l = 100 \text{ mm}$ の LTR の入力インピーダンス Z_{in} をレジスタンス R とリアクタンス X に分けて示す。なお LTR の構造は図 3-1 に示す通りである。黒の実線で示す実験結果は、放射部を不平衡 2 ポート回路として測定し S パラメータ法を用いて平衡 1 ポートの Z_{in} を求めた。青の点線と赤の破線で示すシミュレーション結果は、S パラメータ法を用いずに直接放射部の平衡 1 ポートの Z_{in} を求めた。2 つのシミュレーション結果の違いは電気長補正の有無であり、青の点線は電気長補正を行っていない結果 ($l_e = 0 \text{ mm}$)、赤の破線は電気長 $l_e = 1.93 \text{ mm}$ で補正を行った結果である。

表 3-7 において図 3-14 で示した実験結果と 2 つのシミュレーション結果の値を比較する。値を比較する点の数は中心周波数 7 GHz 以下および 7 GHz 以上で R と X それぞれ 1 点ずつの計 4 点である。比較する点 (a 点, b 点, c 点, d 点) は R または X が極大か極小となる点において実験結果とシミュレーション結果 ($l_e = 0 \text{ mm}$) の値が最も異なる点とした。実験結果と 2 つのシミュレーション結果を比較する。まず 7 GHz 以下の a 点において実験結果より補正なしは 25.1Ω 低いが、補正ありは 37.9Ω 低い。b 点において実験結果より補正なしは 34.0Ω 低いが、補正ありは 39.8Ω 低い。このように 7GHz 以下においては補正なしの方が実験結果に近い値となった。次に 7GHz 以上の c 点において実験結果より補正なしは 77.7Ω 低いが、補正ありは 13.3Ω 低い。d 点において実験結果より補正なしは 64.8Ω 低いが、補正ありは 37.3Ω 低い。7 GHz 以上においては補正ありの方が実験結果に近い値となった。また 3 ~ 11 GHz で見ると実験結果と補正なしとの最大の差は c 点の 77.7Ω 、補正ありとの最大の差は a 点の 39.8Ω であり、補正ありの方が実験結果に近い。また図 3-14 を見ても補正を行うことで実験結果と極大や極小となる周波数が良く一致することがわかる。以上のことから電気長 $l_e = 1.93 \text{ mm}$ で補正を行うことで 3 ~ 11 GHz の範囲をシミュレーション可能である。

なお電気長補正を行っても R または X が極大となる点において、実験結果とシミュレーション結果の値に差が生じている。この原因の一つは実験に用いている S パラメータ法が放射部の S パラメータの反射係数を求める方法であり、求めた反射係数を Z_{in} に変換している点にあると考える。反射係数と被測定物の Z_{in} について例を示す。測定系の入力インピーダンスおよび基準インピーダンスが 50Ω のとき被測定物の X が 0, R が 100Ω または 25Ω であれば反射係数は -9.5 dB となり、また被測定物の X が 0, R が 200Ω または 12.5Ω であれば反射係数は -4.4 dB となる。これは言い換えると反射係数が -9.5 dB から -4.4 dB の差は、被測定物の X が 0 であり Z_{in} が基準インピーダンスより低いときは被測定物の R は 25Ω から 12.5Ω の 12.5Ω 差である。また被測定物の X が 0 であり Z_{in} が基準インピーダンスより高いときは被測定物の R は 100Ω から 200Ω の 100Ω 差となる。つまり Z_{in} が基準インピーダンスより高い被測定物は低い被測定物よりも、反射係数 (S パラメータ) で測定してから

Z_{in} に変換すると誤差が大きくなる．この対策として測定系の入力インピーダンスを上げることが考えられるが，その具体的な方法などは課題として残る．

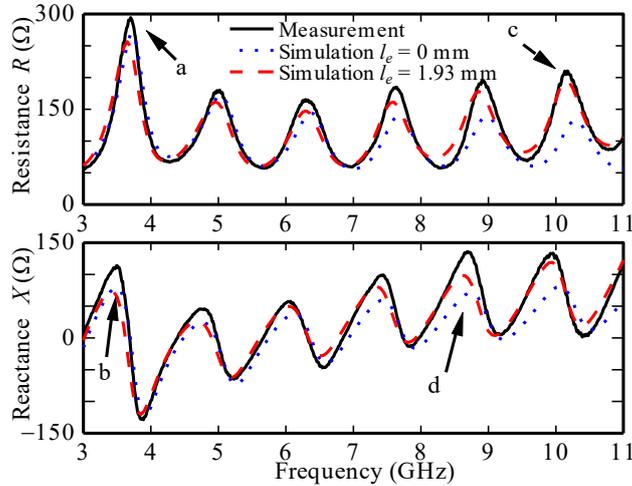


図 3-14 LTR の入力インピーダンス

表 3-7 実験結果とシミュレーション結果の比較

		Input impedance Z_{in} (Ω)			
		Under 7 GHz		Over 7 GHz	
		R (Point a)	X (Point b)	R (Point c)	X (Point d)
Measurement		294.3	113.8	210.4	136.0
Simulation	$l_e = 0$ mm	269.2	79.8	132.7	71.2
	$l_e = 1.9$ mm	256.4	74.0	197.1	98.7

(II) VR

図 3-15 に $x_p = 3, 7, 17$ の VR の入力インピーダンス Z_{in} をレジスタンス R とリアクタンス X にわけて示す．なお VR の構造は図 3-2 に示した通りである．(a) は実験結果であり，放射部を不平衡 2 ポート回路として測定し S パラメータ法を用いて平衡 1 ポートの Z_{in} を求めた．(b) はシミュレーション結果であり，S パラメータ法を用いずに直接放射部の平衡 1 ポートの Z_{in} を求めた．また比較対象として LTR の Z_{in} も合わせて示す．図 3-15 (a) 実験結果と (b) シミュレーション結果を比較すると， R の 9 ~ 10 GHz における $x_p = 17$ の実験結果は 230.1 ~ 170.9 Ω であるのに対してシミュレーション結果は 159.4 ~ 128.0 Ω であるなど差異が見られ，差異の原因究明は課題として残るがここでは放射部の曲線に対する Z_{in} の変化について考察する．

表 3-8 にそれぞれの放射部において 3 ~ 11GHz における R と X の最大と最小の値を示す．なお括弧内の数値はシミュレーション結果であり，括弧外の数値が実験結果である． R は最大値と最小値の差が小さいほど整合が取り易いため最大値と最小値の差も合わせて示す． X については 0 に近いほど整合が取り易いと考えられる．これは放射部とバランは伝送線路で接

続することを想定しており、特性インピーダンスのリアクタンス成分 X が 0 である伝送線路と整合を取るためである。

表 3-8 の R の最大値と最小値の差 (Max. - Min.) の列における実験結果を見ると、LTR から VR の $x_p=3, 7$ までの変化は $246.6 \sim 233.7 \Omega$ の 12.9Ω 差である。一方 $x_p=17$ の VR は上記の 3 種で最も低い $x_p=7$ の VR よりもさらに 65.1Ω 低い値である。同じ列のシミュレーション結果を比べると LTR から VR の $x_p=3, 7$ までの変化が 49.3Ω 差となっているものの、 $x_p=17$ の VR が最も低いことは変わらない。次に表 3-8 の X の最大値の列を見ると、実験結果とシミュレーション結果は同様に LTR から VR の $x_p=7$ までは値が上がっていき、VR の $x_p=17$ で一転して値が下がり最も 0 に近い値となっている。最後に表 3-8 の X の最小値の列を見ると、実験結果とシミュレーション結果は同様に LTR から VR の $x_p=17$ まで値が上がっていき、 $x_p=17$ が最も 0 に近い値となっている。以上のことから、ここで実験した放射部の中では VR の $x_p=17$ が最も整合が取り易い放射部であると考えられる。なお表 3-8 の X の最大値において VR の $x_p=7$ から $x_p=17$ の変化が急激であることの検討については課題となる。

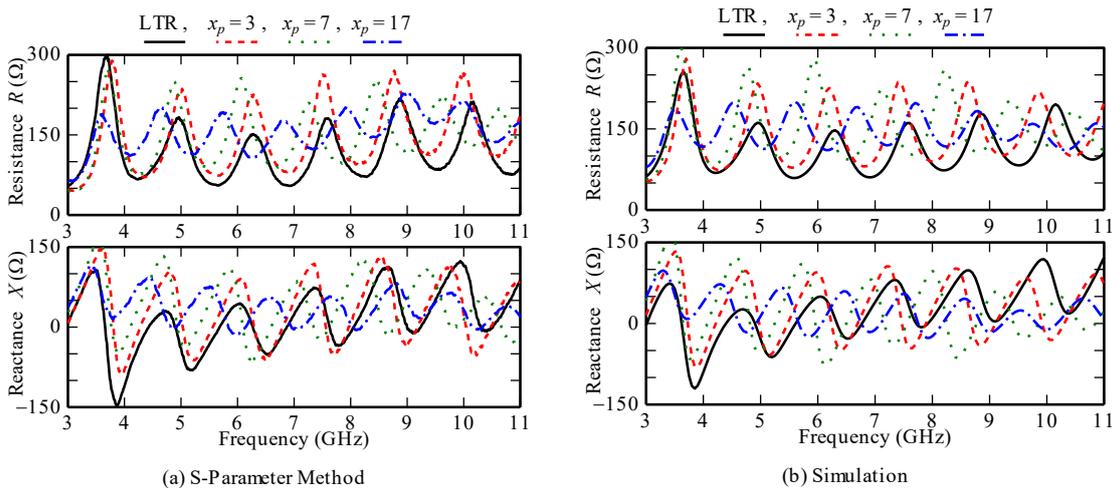


図 3-15 VR の曲線の変化に対する入力インピーダンスの変化

表 3-8 VR の入力インピーダンスの最大値と最小値

	Resistance R (Ω)			Reactance X (Ω)	
	Max.	Min.	Max. - Min.	Max.	Min.
LTR	299.9 (256.6)	53.3 (59.1)	246.6 (197.4)	123.8 (122.5)	-147.3 (-120.4)
$x_p=3$	289.5 (280.0)	45.2 (52.5)	244.3 (227.5)	147.0 (133.0)	-86.0 (-81.0)
$x_p=7$	276.7 (302.9)	43.0 (56.2)	233.7 (246.7)	167.1 (168.1)	-66.9 (-78.1)
$x_p=17$	231.5 (200.3)	62.9 (79.0)	168.6 (121.3)	114.8 (98.1)	-14.9 (-26.6)

* 括弧外：実験結果 (括弧内：シミュレーション結果)

(III) AR

図 3-16 に AR の入力インピーダンス Z_{in} をレジスタンス R とリアクタンス X にわけて示す。AR の構造は図 3-3 に示す通りであり変数については $w = 50 \text{ mm}$, $l = 100 \text{ mm}$ である。前項に示した $w = 50 \text{ mm}$, $l = 100 \text{ mm}$ の LTR および VR で最も整合が取り易い $x_p = 17$ の Z_{in} を合わせて示す。なお全ての結果はシミュレーション結果である。AR の入力ポートは特性インピーダンス 100Ω の PSL であるのに対して、LTR と VR の入力ポートは特性インピーダンス 125Ω の CPS であるなど異なる部分は有るが、全てテーパ部分の開口幅 w は 50 mm , 長さ l は 100 mm であることから、これらを比較する。表 3-9 にそれぞれの放射部において $3 \sim 11 \text{ GHz}$ における R と X の最大と最小の値を示す。前項と同様に R は最大値と最小値の差が小さいほど整合が取り易いため、最大値と最小値の差も合わせて示す。 X については 0 に近いほど整合が取り易いと考え、表 3-9 における R の最大値と最小値の差 (Max. - Min.) の列を見ると AR は LTR よりも 64.9Ω 小さいが、VR よりも 11.2Ω 大きい。次に X の最大値の列を見ると AR は LTR や VR よりも 0Ω に近いが、 X の最小値の列を見ると AR は LTR よりも 0 に近いが VR の方が 0Ω に近い。以上のことから AR は LTR よりも整合が取り易いことがわかる。AR を VR と比べると項目によって整合が取り易い方が異なっており一概にどちらが整合を取り易いかは断定できない。

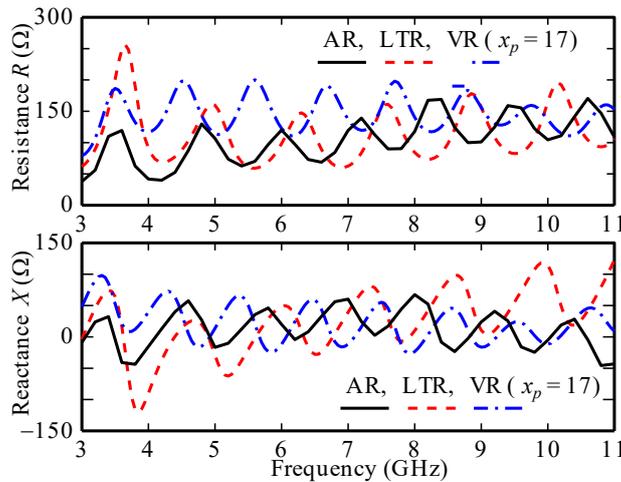


図 3-16 放射部の入力インピーダンス (シミュレーション結果)

表 3-9 入力インピーダンスの最大値と最小値

	Resistance R (Ω)			Reactance X (Ω)	
	Max.	Min.	Max. - Min.	Max.	Min.
AR	170.5	38.0	132.5	67.4	-45.7
LTR	256.6	59.1	197.4	122.5	-120.4
VR ($x_p = 17$)	200.3	79.0	121.3	98.1	-26.6

Result of simulation

3.4.2 放射特性

(I) LTR

図 3-17 に LTR の開口幅 w と長さ l を変化させてシミュレーションした結果を示す。 w, l 及び E 面, H 面については図 3-1 に示した通りであり, w は 20 mm ~ 100 mm, l は 20 mm ~ 200 mm までそれぞれ 20 mm 刻みで変化させた。(a) は正面方向の動作利得, (b) は E 面のサイドローブレベル (SLL), (c) は H 面の SLL を示している。全ての図はカラーマップであり縦軸は w , 横軸は l , 色は動作利得または SLL を示している。また色は最低周波数 3GHz, 中心周波数 7GHz, 最高周波数 11GHz の 3 点でシミュレーションして確認した動作利得または SLL の最大値である。なお SLL は実験とシミュレーションで放射部の背面 ($\phi = 180^\circ, \phi = 180^\circ$) 方向に HYB の有無の違いがあることから, $\phi = 0^\circ \sim \pm 90^\circ, \phi = 0^\circ \sim \pm 90^\circ$ の範囲で評価した。また (b)(c) において色が白の部分, 放射が無指向性に近づき $\phi = 0^\circ \sim \pm 90^\circ, \phi = 0^\circ \sim \pm 90^\circ$ の範囲にサイドローブが存在しない状態を示している。

(a) において図左下の $w = 20$ mm, $l = 20$ mm から図右上の $w = 100$ mm, $l = 200$ mm に向かって利得が上昇しており, 図全体としては放射部の物理的な面積が大きいほど動作利得が高くなることを示している。しかし $l = 60$ mm のみを見ると, w を 40 mm 以上伸ばすと動作利得は減少しており, 単純に放射部の体積を大きくするのではなく w と l の比も重要であることがわかる。図中において破線で示しているのは $w = l/2 + 20$ mm の直線である。 l が 140 mm 以下においては, w または l のどちらか一方のパラメータを固定したとき $w = l/2 + 20$ mm となるように, もう一方のパラメータを選択すると動作利得は高く, E 面と H 面の SLL は低くなることがわかる。以上の結果から動作利得の最大値が 12 dBi 以上で, E 面の SLL が -6 dB 以下, H 面の SLL が -9 dB 以下となることが想定される $w = 80$ mm, $l = 120$ mm で試作と実験を行う。そして実験結果と図 3-17 を比較し, 放射部の設計が可能であるか確認を行う。

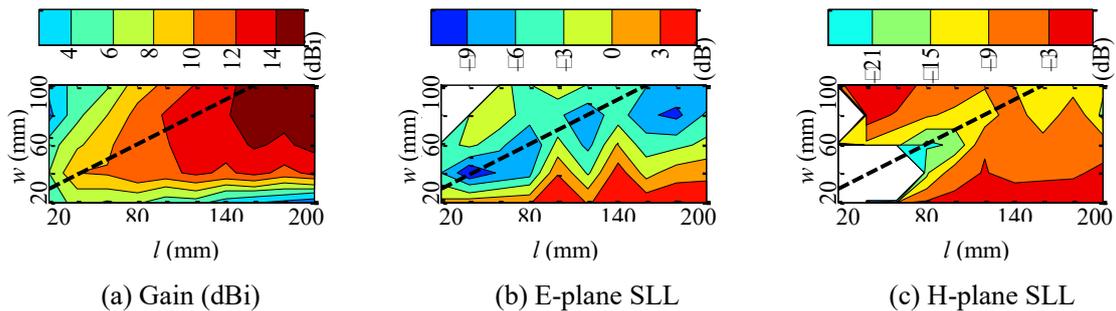


図 3-17 LTR の開口幅および長さに対する放射特性

図 3-18 に $w = 80$ mm, $l = 120$ mm の LTR の動作利得を示す。なお動作利得の測定は基準アンテナを用いた比較法で行っており, 3 ~ 4 GHz は測定設備が不足していることから 4 ~ 11GHz の結果を示す。実験結果とシミュレーション結果の値を同一周波数で比較すると, 7 GHz 以下においては差が 1.4 dB 以下でほぼ近似している。一方 7 GHz 以上においては周波数が高くなる程に差が大きくなり, 10.4 GHz においてその差は最大の 3.2 dB となっている。

この結果、実験結果の動作利得の最大値は 11.1 dBi となり、設計値である最大値 12 dBi 以上を下回ってしまった。表 3-10 に動作利得の最大値の実験結果と設計値をまとめる。なお表内の設計値（図 3-17）とシミュレーション結果（図 3-18）は両方ともシミュレーションした結果であるが、3 ~ 11 GHz をシミュレーションした間隔が異なっており、設計値は 4 GHz 間隔であるが、シミュレーション値は 0.1 GHz 間隔である。このことから値が異なる可能性が有る。一方、動作利得の最大値の実験値と設計値が異なる原因としては、後述する高い周波数において指向性が鋭くなり、測定が難しくなっていることなど考えられるが、詳細な検討は課題として残る。

図 3-19 に $w = 80 \text{ mm}$, $l = 120 \text{ mm}$ の LTR の指向性をカラーマップで示す。縦軸は放射方向、横軸は周波数を示し、色で放射電力の比率を示している。なお周波数は 3 ~ 11 GHz を 0.1 GHz 間隔で実験およびシミュレーションを行った。図 3-19 の上段 (a) (b) は実験結果、下段 (c) (d) はシミュレーション結果を示しており、左側 (a) (c) は E 面、右側 (b) (d) は H 面の結果である。全ての結果の周波数 3 ~ 11 GHz で放射方向 θ または ϕ が 0° 付近の正面方向においてのみ白色であることから、メインローブが正面方向であることを示している。白色の部分は放射電力の比が $0 \sim -3 \text{ dB}$ であることから、ある周波数における白色部分の縦方向の幅がその周波数の半値角幅である。実験とシミュレーション結果を比べると、E 面 ((a), (c)) ではどちらも 4 ~ 6 GHz の $\theta = \pm 90^\circ$ 付近にサイドローブが存在しているなど、良く近似している。一方、H 面 ((b), (d)) では 3.4 GHz の $\theta = \pm 90^\circ$ 付近で差異が見られるが他の周波数では近似している。また全ての図において $\theta = 0^\circ$ または $\phi = 0^\circ$ を中心に対称である。なお θ または ϕ が 180° 付近の背面方向について実験とシミュレーション結果は、E 面 ((a), (c)) の 3 ~ 6 GHz で放射電力の比に違いがあり、H 面 ((b), (d)) の 9 ~ 11 GHz で放射の有無とい違いがある。この違いは実験とシミュレーションで 3dB 180° HYB の存在の有無という違いが原因であると考えられる。以上の結果から 3dB 180° HYB を用いることで放射部の正面方向における放射特性は測定可能であることがわかる。

次に $\phi = 0^\circ \sim \pm 90^\circ$, $\theta = 0^\circ \sim \pm 90^\circ$ の範囲の SLL を確認し、設計値と比較を行う。はじめに図 3-19 (a) E 面の実験結果と (c) E 面のシミュレーション結果は、3GHz の $\pm 45^\circ$ 付近や 10.5 GHz の $\pm 30^\circ$ 付近に黄色で示される -6 dB 以下のサイドローブが存在する。このことから E 面における SLL は設計値の -6 dB 以下であることが確認できた。一方、図 3-19 (b) H 面の実験結果は 10.5 GHz の $\pm 30^\circ$ 付近に水色で示される -9 dB 以下のサイドローブが存在する。そして (d) H 面のシミュレーション結果は $\phi = 0^\circ \sim \pm 90^\circ$ の範囲にサイドローブが確認できないことから、サイドローブは最大でも -12 dB 以下となる。このことから H 面においてサイドローブの位置は実験とシミュレーションで異なったが、SLL は設計値の -9 dB 以下であることが確認できた。表 3-10 に実験結果と設計値をまとめる。以上の結果から、放射部の SLL は想定通り設計できると考える。

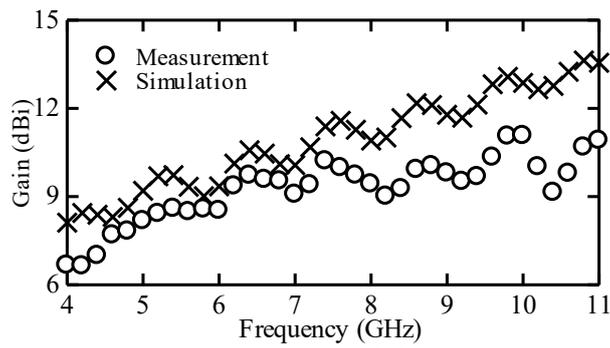


図 3-18 LTR の動作利得

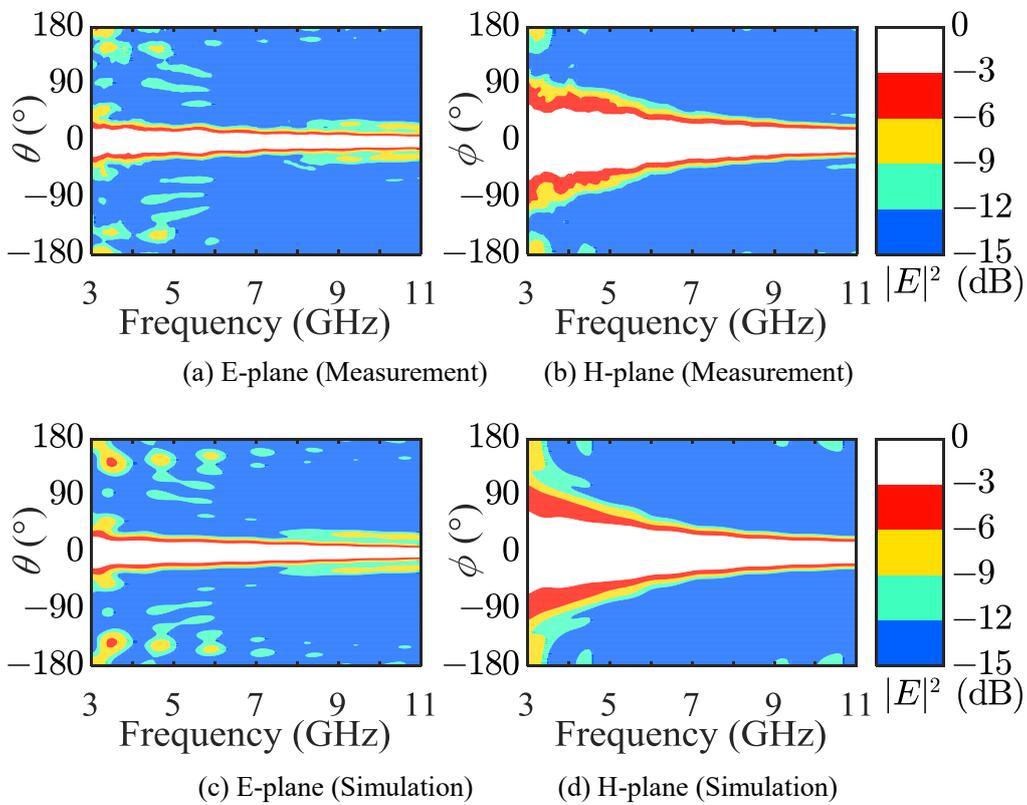


図 3-19 LTR ($w = 80$ mm, $l = 120$ mm) の指向性

表 3-10 実験結果と設計値

		実験結果 (図 3-18, 図 3-19)	シミュレーション 結果 (図 3-18, 図 3-19)	設計値 (図 3-17)
動作利得の最大値		11.1 dBi	13.6 dBi	12 dBi 以上
SLL の 最大値	E 面	-6 dB 以下	-6 dB 以下	-6 dB 以下
	H 面	-9 dB 以下	-12 dB 以下	-9 dB 以下

(II) VR

図 3-20, 図 3-21 に VR の 4~11 GHz における放射パターンをカラーマップで示す. 図 3-20 には E 面, 図 3-21 には H 面の結果を示し, (a) は比較対象として LTR の放射パターン, (b)~(f) は指数曲線が $x_p = 1, 3, 7, 17$ の VR の放射パターンを示しており, それぞれ上段に実験結果, 下段にシミュレーション結果を示した.

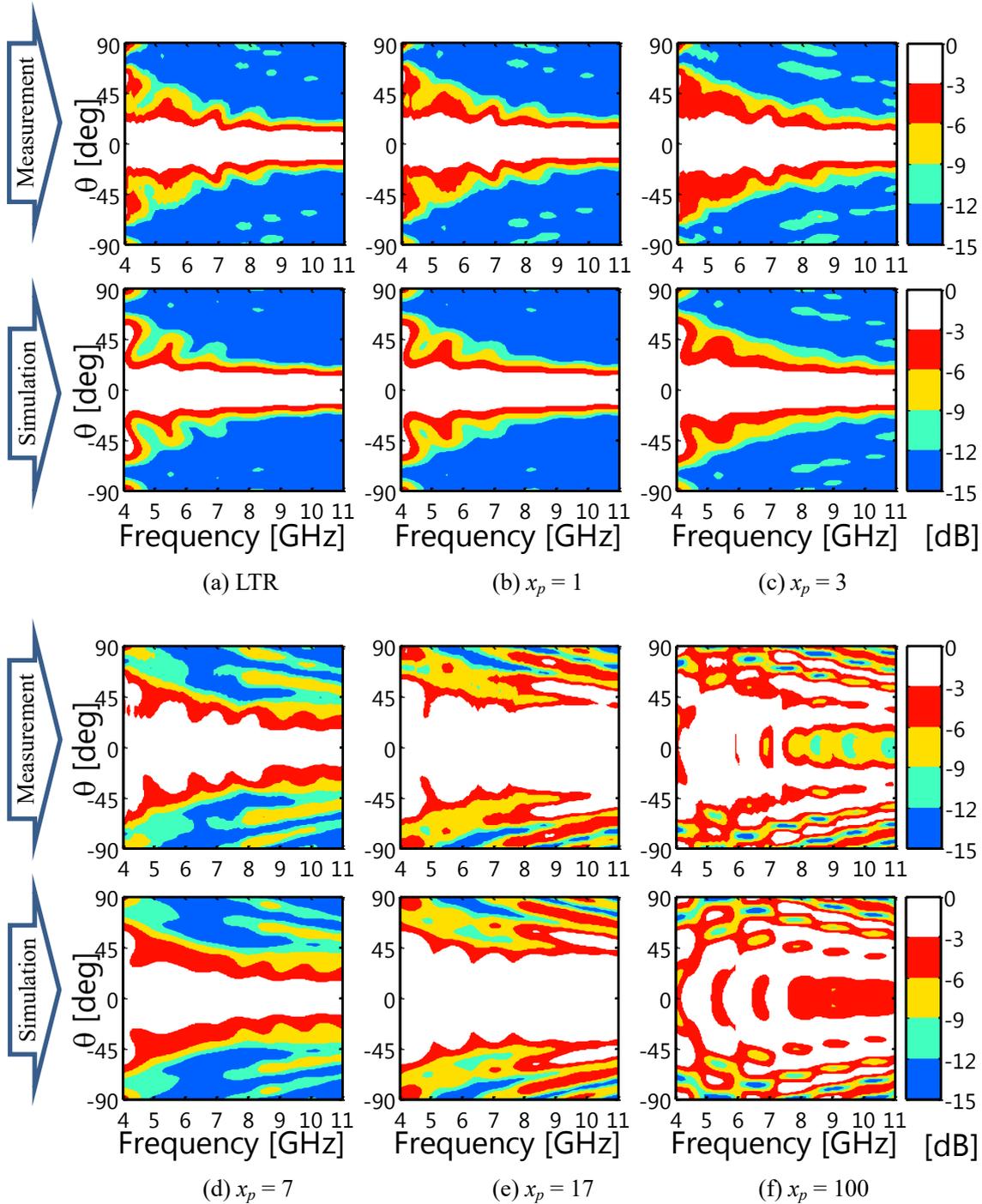


図 3-20 VR の放射パターン (E 面)

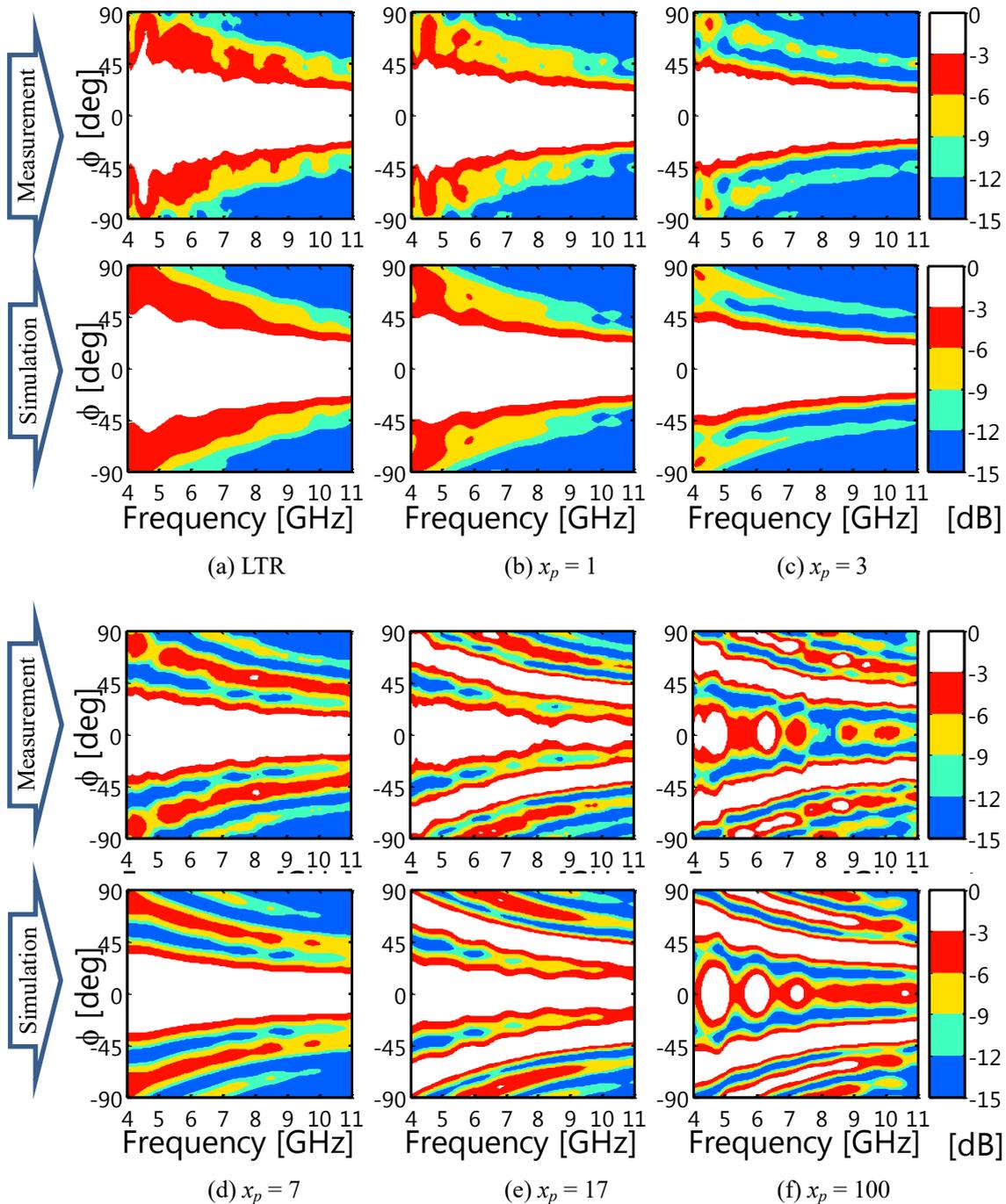


図 3-21 VR の放射パターン (H 面)

図 3-20 (f) , 図 3-21 (f) を見ると $x_p = 100$ の VR は実験とシミュレーション結果の両方で、7.5 ~ 11 GHz における $\theta = 0^\circ$ または $\phi = 0^\circ$ を見ると白色ではないことから、最も放射する方向が正面ではないことがわかる。また図 3-21 (e) を見ると $x_p = 17$ の VR の H 面は実験とシミュレーション結果の両方で、4 ~ 11 GHz の $\phi = 0^\circ$ 付近において白色であるが、4 GHz の $\phi = \pm 75^\circ$ 付近から 11 GHz の $\phi = \pm 30^\circ$ 付近にかけても白色であるため、SLL が正面方向への放射とほぼ同等の電力である。さらに図 3-21 (d) を見ると $x_p = 7$ の VR の H 面は実

験結果にのみ、8 GHz の $\phi = \pm 45^\circ$ 付近に白色の部分が存在する。以上のことから $x_p = 17, 100$ の VR の放射パターンは単一方向への指向性を持っていないために、TSA の放射部としては使えないと考える。また $x_p = 7$ の VR は実験結果の狭い周波数範囲の狭い角度にのみ、正面方向への放射とほぼ同等の電力を放射していることから、VR を TSA の放射部として使用するには $x_p \leq 7$ とする必要が有ると考える。そこで以下では (a) LTR から (d) $x_p = 7$ の VR について考察する。

図 3-20 の E 面について (a)~(d) の 7~11 GHz の $\theta = \pm(45\sim 90)^\circ$ を見ると、放射部のテーパ部分の形が直線から曲がっていくほどにサイドローブが発生している。一方、図 3-21 の H 面について (a)~(d) の 4 GHz の $\phi = \pm 75^\circ$ 付近から 11 GHz の $\phi = \pm 30^\circ$ 付近を見ると、(b) $x_p = 1$ から (c) $x_p = 3$ の間でメインローブが分離してサイドローブが発生し、(c) $x_p = 3$ 以降は発生したサイドローブのレベルが上昇している。

図 3-22 に LTR と指数曲線が $x_p = 1, 3, 7$ の VR の半値角幅を、上側の E 面と下段の H 面に分けて示す。E 面において LTR と $x_p = 3$ の半値角幅の差は 7 GHz における 20.0° 差が最大であるが、LTR と $x_p = 7$ の半値角幅の差は 4.1 GHz における 82.8° 差が最大である。このことから放射部のテーパ部分の形が E 面の半値角幅に与える影響は、LTR から $x_p = 3$ までは小さいが、 $x_p = 3$ から $x_p = 7$ の間は大きいと考える。一方、H 面については LTR から $x_p = 7$ を見るとテーパ部分が直線から曲がっていくほど半値角幅が狭くなっている。以上のことからテーパ部分の曲線の急峻さと半値角幅の関係は E 面と H 面で逆となっていることがわかった。

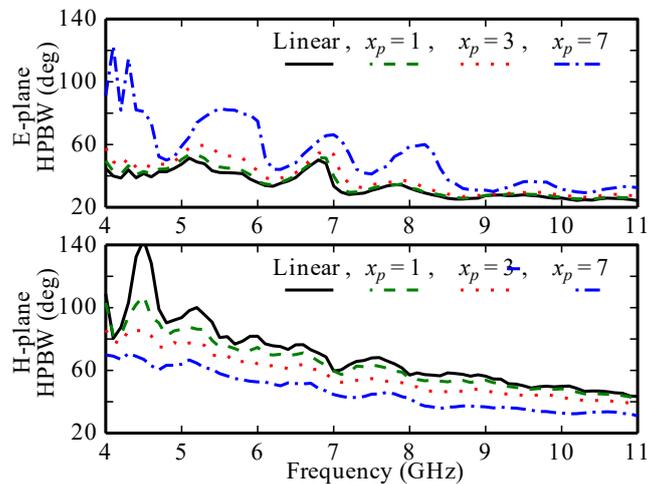


図 3-22 VR の曲線と半値角幅

(III) AR

図 3-23 に AR をシミュレーションして確認した半値角幅 (HPBW) と正面方向の動作利得を示す。図 3-23 上段のグラフは E 面の半値角幅、中段のグラフは H 面の半値角幅、下段のグラフは動作利得を示している。そして左側のグラフ (a) はテーパ部分の長さ l を 100 mm に固定して開口幅 w を 50 mm ~ 110 mm まで 20 mm 刻みで変化させた結果であり、右側のグラフ (b) w を 50 mm に固定して l を 100 mm ~ 150 mm まで 10 mm 刻みで変化させた結果である。なお構造図および l , w や E 面, H 面については図 3-3 に示した通りである。なお $w = 100$ mm 以上はメインローブが 2 つに割れてしまったことから w は 100 mm を上限とした。また $l = 150$ mm を超えるとミリングマシンによる作成が困難であることから l は 150 mm を上限とした。

グラフの内容を見ると、(a) 上段に示す E 面の半値角幅は 3 ~ 6 GHz においては w が小さくなるほど狭まっていおり、特に 3.5 GHz においては $w = 50$ mm の結果とそれ以外の結果は 80° 以上も差が生じている。一方 7 ~ 11 GHz においては $w = 50$ mm を除いて w が大きいほど半値角幅が狭まっている。また $w = 70$ mm とすることで 3 ~ 11 GHz において $w = 50$ mm より半値角幅が狭くできる。(a) 中段を見ると H 面においては w が大きいほど半値角幅が狭まっている。(a) 下段を見ると 3 ~ 5 GHz においては w が小さくなるほど動作利得は上がり、6 ~ 11 GHz においては $w = 50$ mm を除いて w が大きいほど動作利得は上がっている。(b) 上段を見ると E 面の 3 ~ 5 GHz においては l によって半値角幅に違いはあるが傾向は見出せない。一方 6 ~ 11 GHz においては l が違っても半値角幅の違いは 10° 以下である。(b) 中段を見ると H 面においては l が小さいほど半値角幅が狭まっており、 l の半値角幅に与える影響は周波数が低いほど大きい。(b) 下段を見ると l による動作利得の変化は 1.4 dB 以下である。(b) に示す w を固定した l の変化は 100 mm ~ 150 mm の 1.5 倍であり、(a) に示す l を固定した w の変化は 50 mm ~ 110 mm の 2.2 倍に対して倍率で見ると構造の変化は小さく (a) と (b) を単純に比較はできないが、ここで示した結果だけを見ると E 面の半値角幅と正面方向の動作利得は l よりも w に影響を受けていると考えられる。以上の結果から、3 ~ 11 GHz における E 面の半値角幅が $l = 100$ mm, $w = 50$ mm よりも狭くなる $l = 100$ mm, $w = 70$ mm で検討を進める。

図 3-24 に $l = 100$ mm, $w = 70$ mm の AR の指向性をカラーマップで示す。なお 3 ~ 11 GHz を 0.2 GHz 間隔でシミュレーションした結果を (a) E 面と (b) H 面に分けて示している。カラーマップは縦軸に放射方向、横軸は周波数を示し、色で放射電力の比率を示している。カラーマップから AR の放射特性を確認する。はじめに 3 ~ 11 GHz において E 面, H 面ともに θ または ϕ が 0° 付近のみ白色であることからメインローブが正面方向であり、また 0° を中心に対称な放射をしていることがわかる。次に $0^\circ \sim \pm 90^\circ$ におけるサイドローブを確認する。E 面では 5.5 GHz の $\pm 45^\circ$ 付近に $-9 \sim -12$ dB と、6 ~ 8 GHz の $\pm 45^\circ$ 付近に $-6 \sim -9$ dB、さらに 9 ~ 11 GHz の $\pm 70^\circ$ 付近に $-9 \sim -12$ dB のサイドローブが存在していることがわかった。一方、H 面においては 5 GHz の $\pm 90^\circ$ 付近に $-9 \sim -12$ dB のサイドローブが存

在していることがわかった。

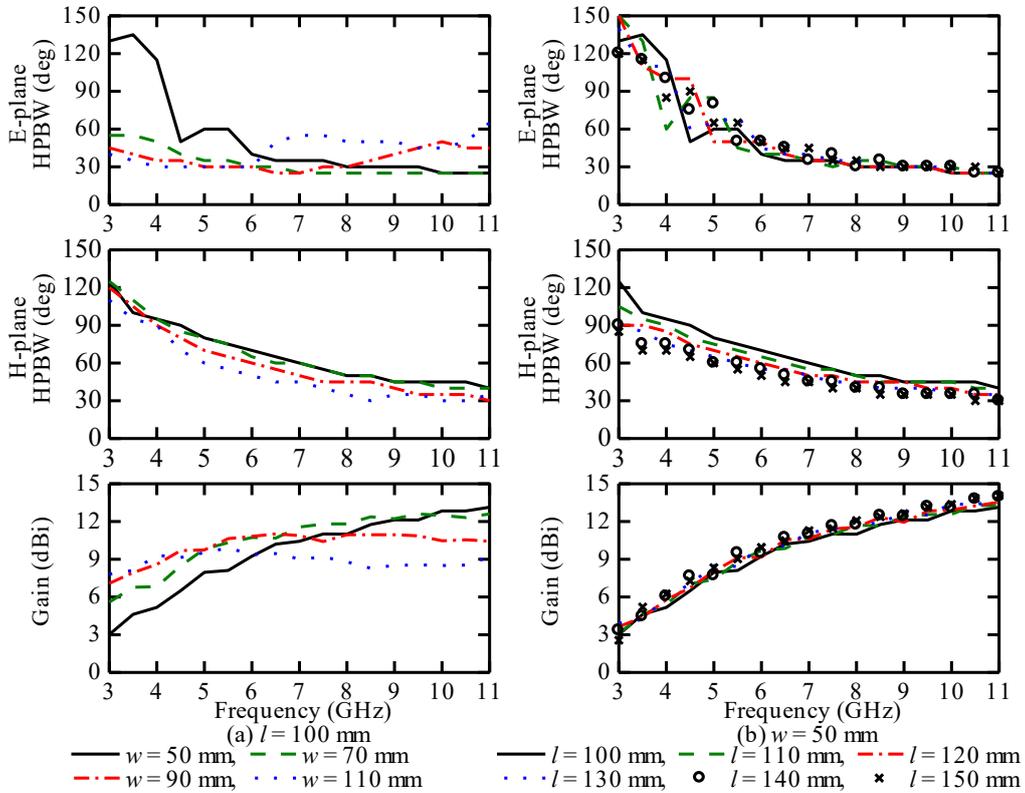


図 3-23 AR の半値角幅と動作利得 (シミュレーション結果)

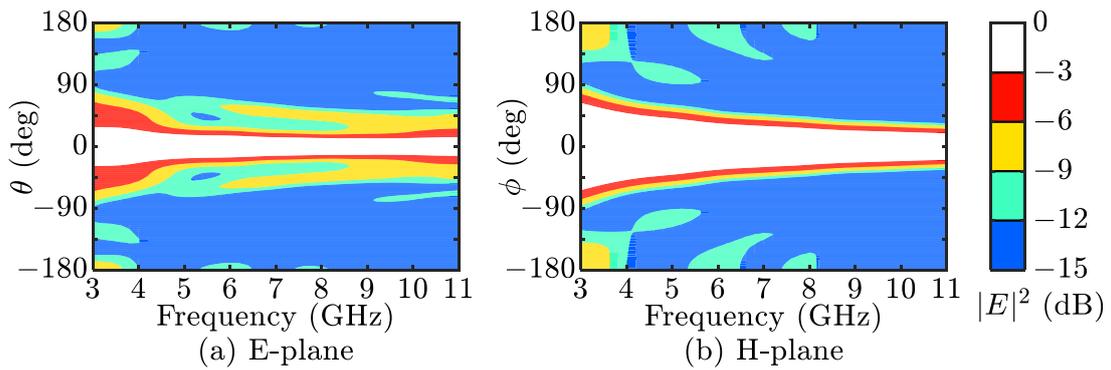


図 3-24 AR の指向性 (シミュレーション結果)

3.5 考察

(I) 入力インピーダンスの測定について

Sパラメータ法を放射部に適用することで入力インピーダンスを測定した。Sパラメータ法によってLTRを測定した結果は、Sパラメータ法を用いずにLTRをシミュレーションした結果と近似した。この結果から、Sパラメータ法により放射部の入力インピーダンスを明らかにできた。しかしVRについては、実験結果とシミュレーション結果の傾向は一致したものの、同一周波数における抵抗値やリアクタンス値には差が生じた。実験とシミュレーション結果のどちらが妥当な結果であるかを確かめるには、はじめにバランの整合特性を測定し、次に放射部とバランの整合特性からTSAの整合特性を算出し、そしてTSAを放射部とバランに分割せずに測定した結果と比較することが必要であると考えられる。その他、ARについては実験できていないため、実験方法の立案が課題となる。

(II) 放射特性の測定について

3dB 180° HYBを用いて放射部を給電し放射特性を測定することで、給電回路であるバランの平衡-不平衡変換特性やバランからの不要放射などの影響を排除した放射特性を測定した。HYBを用いて測定した放射部の放射特性と、シミュレーションにおいて放射部を直接給電したシミュレーション結果は近似したことから、この測定方法により放射部の放射特性を明らかにできると考える。

(III) 入力インピーダンスについて

VRの指数曲線による入力インピーダンスの変化を確認した。入力インピーダンスを抵抗値とリアクタンス値に分け、それぞれの最大値と最小値を確認し、整合のとり易さを比較した結果、テーパ部分が直線から $x_p = 7$ の指数曲線までは大きな差が無いことが明らかとなった。

ARについては、LTRやVRとテーパ部分の開口部や長さは同じだが、入力ポートの構造が異なっているものの、他の放射部に比べて入力インピーダンスが低いことを確認した。

(IV) 放射特性について

LTRのテーパ部分の開口幅 w と長さ l による正面方向の動作利得とE面およびH面のSSLの変化を確認した。この結果、 l が140 mm以下においては、 w または l のどちらか一方のパラメータを固定したとき $w = l/2 + 20$ mmとなるようにもう一方のパラメータを選択すると動作利得が高く、E面およびH面のSSLが低くなった。

VRについては指数曲線による指向性の変化を確認した。この結果、テーパ部分の指数曲線が $x_p \geq 17$ となると、TSAの特徴である単一指向特性を失い多方向へ放射することが明らかとなった。またテーパ部分が直線から曲がっていくほどに、E面の半値角幅は上昇し、H面の半値角は逆に低下した。

ARについては w を50 mmに固定したときの l 、または l を100 mmに固定したときの w の変化による、半値角幅と正面方向の動作利得の変化をシミュレーションで確認した。この結果、 l よりも w の方が半値角幅および動作利得に影響を与えることが明らかとなった。また $w=50$ mm, $l=100$ mm に比べて $w=70$ mm, $l=100$ mmの方がE面の半値角幅は低くなり、利得も上昇することを確認した。なお $w=70$ mm, $l=100$ mmは、LTRにおいて動作利得が高くなりE面およびH面のSSLが低くなる w と l の関係 $w=l/2+20$ mmと一致した。このことから $w=l/2+20$ mmはLTR以外の放射部にも適用できる可能性が有るが、本当に適用可能であるか、何故この関係となるのかなど詳細な検討が課題として残る。

第4章 平面バランの整合特性の比較

平面バランの整合特性および平衡－不平衡変換特性を比較するために、ミックスモード S パラメータの測定を行う。4.1 節において比較を行う平面バランの構造について示し、4.2 節においては測定方法としてミックスモード S パラメータ法と SOL 法を組み合わせた方法 (MSpSOL 法) を提案する。4.3 節では既存の測定方法である TRL 法を測定対象のバランに適用する方法を示す。この TRL 法による測定は、MSpSOL 法によるバランの S パラメータ測定の妥当性を確認するために比較測定として行う。4.4 節においてシミュレーションの設定について示す。4.5 節においてはバランの S パラメータ測定結果を示し比較を行う。

4.1 測定対象

以降に本研究で測定を行う平面バランの構造を示す。平面バランは 4.1.1 マイクロストリップ線路－スロット線路変換 (MSL-SL)、4.1.2 マーチェントバラン (MB)、4.1.3 テーパーバラン (TB) の 3 種類である。これらのバランの共通点を以下に示す。材料には外形 $50.0\text{ mm} \times 30.0\text{ mm}$ 、厚さ $t = 0.55\text{ mm}$ 、比誘電率 $\epsilon_r = 2.6$ のテフロングラフファイバー製の誘電体基板を用いた。設計および測定周波数帯域は UWB 領域での使用を考えて $3 \sim 11\text{ GHz}$ とした。不平衡側のポートは名称を Port U とし、一般的な高周波機器と整合を取るために特性インピーダンス $50\ \Omega$ のマイクロストリップ線路 (MSL) で構成した。なお MSL の線路幅が第 3 章と異なるが、第 3 章においては基板の厚さを基板名称から 0.6 mm とし MSL の特性インピーダンスが $50\ \Omega$ となるように線路幅を決定したが、本章では基板の厚さを規格の平均値から 0.55 mm とし特性インピーダンス $50\ \Omega$ となるように線路幅を設計し直した。平衡側のポートは名称を Port B とし特性インピーダンス $100\ \Omega$ とした。この理由は特性インピーダンス $50\ \Omega$ のベクトルネットワークアナライザ (VNA) を用いた S パラメータ法により測定した S パラメータの差動成分は、基準インピーダンスが $50\ \Omega$ の 2 倍の $100\ \Omega$ となるからである [32]。

4.1.1 MSL-SL

図 4-1 に MSL-SL の構造を示す。(a) に MSL-SL の表面と寸法、(b) に MSL-SL の裏面と MSL-SL を構成する伝送線路について示す。また表 4-1 に MSL-SL の設計値を示す。不平衡ポート Port U は特性インピーダンス $Z_{m0} = 50\ \Omega$ の MSL である。平衡ポート Port B は特性インピーダンス $Z_{cp0} = 100\ \Omega$ のコプレーナストリップ線路 (CPS) であり、これは MB と平衡ポートの構造を共通とするためである。平衡－不平衡の変換を行う部分は、特性インピーダンス $Z_{os0} = 100\ \Omega$ の MSL と特性インピーダンス $Z_{ss0} = 100\ \Omega$ のスロット線路 (SL) とした。なお MSL の特性インピーダンスは Port U における $Z_{m0} = 50\ \Omega$ から l_{os} における $Z_{os0} = 100\ \Omega$ へ直線テーパで変換した。MSL のオープンスタブ長 l_{os} は、MSL の実効比誘電率を考慮した設計中心周波数 7 GHz における $1/4$ 波長の長さから、シミュレーションを用いてバランの反射係数および透過係数が改善するように調整した。また SL のショートスタブ長 l_{ss}

も同様に、SLの実効比誘電率を考慮した7GHzにおける1/4波長の長さからシミュレーションを用いて調整した。

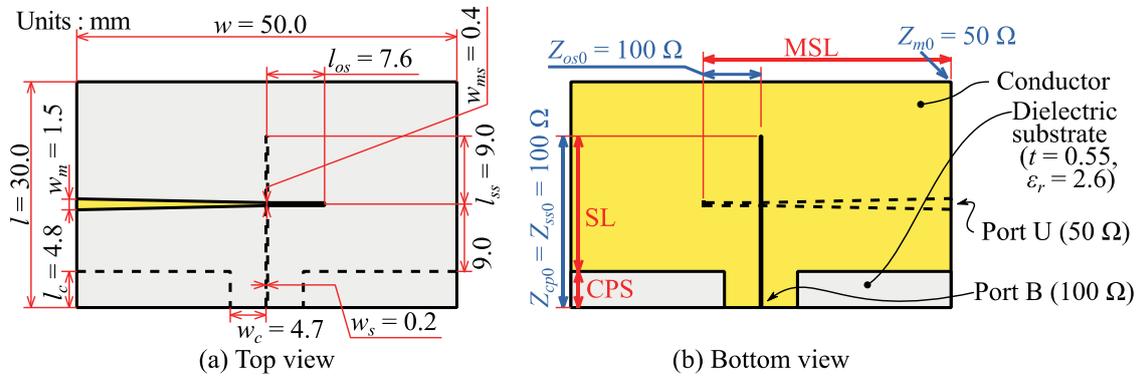


図 4-1 MSL-SL の構造

表 4-1 MSL-SL の設計値

		設計値	備考
外形	長さ l	30 mm	3種のバランで統一
	幅 w	50 mm	3種のバランで統一
不平衡側 (MSL)	Port U	特性インピーダンス Z_{m0}	50 Ω 測定系との整合のため
	ストリップ導体幅 w_m	1.5 mm	$Z_{m0} = 50 \Omega$ とするため
	オープンスタブ	特性インピーダンス Z_{os0}	100 Ω 平衡側との整合のため
	ストリップ導体幅 w_{ms}	0.4 mm	$Z_{ms0} = 100 \Omega$ とするため
平衡側 (CPS)	長さ l_{ms}	7.6 mm	7GHzにおける1/4波長から調整
	Port B	特性インピーダンス Z_{cp0}	100 Ω Z_{m0} の2倍の値
	スリット幅 w_s	0.2 mm	$Z_{cp0} = 100 \Omega$ とするため
	ストリップ導体幅 w_c	4.7 mm	$Z_{cp0} = 100 \Omega$ とするため
	長さ l_c	4.8 mm	7GHzにおける1/8波長
	ショートスタブ	特性インピーダンス Z_{ss0}	100 Ω Z_{cp0} と共通
	スリット幅 w_s	0.2 mm	$Z_{cs0} = 100 \Omega$ とするため
長さ l_{ss}	9.0 mm	7GHzにおける1/4波長から調整	

4.1.2 MB

MB は図 2-10 で示した等価回路を用いて設計を行う。図 4-2 に (a) 不平衡ポートから見たときと (b) 平衡ポートから見たときの MB の等価回路を示す。(a), (b) のそれぞれの中央付近の Z_{os} は MSL のオープンスタブの入力インピーダンス, Z_{ss} は CPS のショートスタブの入力インピーダンスであり, その値は以下の式で導出する [18].

$$Z_{os} = -jZ_{ms0} \cot \theta_{os} \quad (4-1)$$

$$Z_{ss} = jZ_{cs0} \tan \theta_{ss} \quad (4-2)$$

なお Z_{ms0} はオープンスタブを構成する MSL の特性インピーダンス, θ_{os} はオープンスタブを構成する MSL の実効比誘電率を考慮した電気長である。同様に Z_{cs0} はショートスタブを構成する CPS の特性インピーダンス, θ_{ss} はショートスタブを構成する CPS の実効比誘電率を考慮した電気長であり以下の式で求める。

$$\theta_{os} = \frac{l_{os}}{\lambda_{ms}} \quad (4-3)$$

$$\theta_{ss} = \frac{l_{ss}}{\lambda_{cs}} \quad (4-4)$$

ここで l_{os} はオープンスタブの物理長であり, λ_{ms} はオープンスタブを構成する MSL の実効比誘電率を考慮した電気長である。また l_{ss} はショートスタブの物理長であり, λ_{cs} はショートスタブを構成する CPS の実効比誘電率を考慮した電気長である。そして図 4-2 (a) 内の右側の Z_{b0} は平衡ポートの基準インピーダンスであり, この状態は平衡ポートが整合状態であることを示している。さらに左側の Z_u は平衡ポートが整合状態のときに不平衡ポートから MB を見た入力インピーダンスを示している。同様に (b) 内の左側の Z_{u0} は不平衡ポートの基準インピーダンスであり, 右側の Z_b は不平衡ポートが整合状態のときに平衡ポートから MB を見た入力インピーダンスを示している。 Z_u および Z_b は以下の式で求める。

$$Z_u = Z_{os} + \frac{Z_{b0}Z_{ss}}{Z_{b0} + Z_{ss}} \quad (4-5)$$

$$Z_b = \frac{(Z_{u0} + Z_{os})Z_{ss}}{(Z_{u0} + Z_{os}) + Z_{ss}} \quad (4-6)$$

さらに MB を不平衡側から見た反射係数 S_{uu} と平衡側から見た反射係数 S_{bb} は以下の式で求められる。

$$S_{uu} = \frac{Z_u - Z_{u0}}{Z_u + Z_{u0}} \quad (4-7)$$

$$S_{bb} = \frac{Z_b - Z_{b0}}{Z_b + Z_{b0}} \quad (4-8)$$

表 4-2 に、式 (4-1), (4-2), (4-5) ~ (4-8) へ代入する設定値を示す。 Z_{u0} と Z_{b0} は 4.1 節で示したように、それぞれ 50Ω と 100Ω とする。そして Port U と直接接続するオープンスタブの Z_{ms0} は Z_{u0} と等しく 50Ω 、Port B と直接接続するショートスタブの Z_{cs0} は Z_{b0} と等しい 100Ω とする。そしてオープンスタブとショートスタブの θ_{os} と θ_{ss} は広い周波数帯域で整合が取れるように設計中心周波数 7 GHz において 90° とした。図 4-3 に設定値を代入して求めた S_{uu} (実線) と S_{bb} (○印) の振幅を示す。振幅が -10 dB 以下を整合状態とすると、 $6 \sim 8 \text{ GHz}$ において -10 dB 以上の不整合な状態となっている。そこで様々なパラメータを変化させた結果、 Z_{u0} を 60Ω とすることで $3 \sim 11 \text{ GHz}$ において振幅が -10 dB 以下の整合状態となることがわかった。図 4-3 に Z_{u0} を 60Ω としたときの S_{uu} (破線) と S_{bb} (×印) の振幅を示す。この結果から Z_{u0} を 60Ω として MB の設計を行う。なお $Z_{u0} = 60 \Omega$ から測定系の基準インピーダンス 50Ω への変換はストリップ導体幅に直線のテーパをかけて行う。

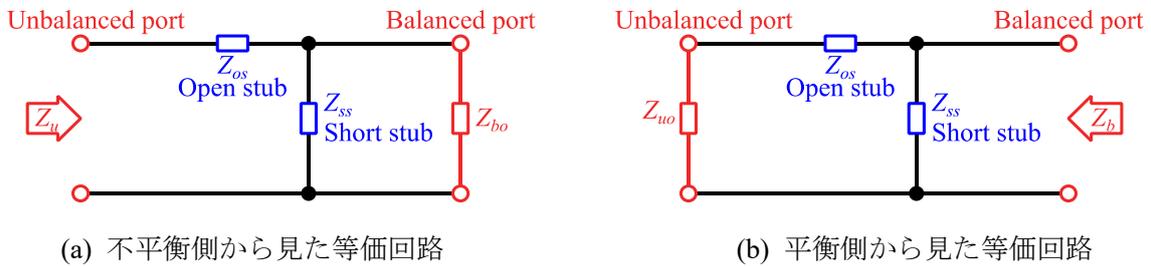


図 4-2 等価回路

表 4-2 MB の等価回路の設定値

			設定値	備考
不平衡側	Port U	基準インピーダンス Z_{u0}	50Ω	測定系との整合のため
	オープンスタブ	特性インピーダンス Z_{ms0}	50Ω	Z_{u0} と共通の値
		電気長 θ_{os}	90°	設計中心周波数 7 GHz において
平衡側	Port B	基準インピーダンス Z_{b0}	100Ω	Z_{u0} の 2 倍の値
	ショートスタブ	特性インピーダンス Z_{cs0}	100Ω	平衡側との整合のため
		電気長 θ_{ss}	90°	設計中心周波数 7 GHz において

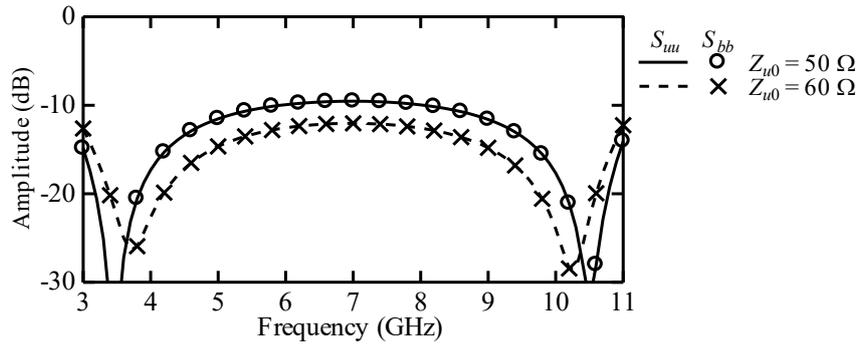


図 4-3 等価回路から求めた MB の反射係数

図 4-4 に MSL と CPS で構成した MB の構造を示す。(a) に MB の表面と寸法, (b) に MB の裏面と MB を構成する伝送線路の種類について示す。また表 4-3 に MB の設計値を示す。不平衡ポート Port U は特性インピーダンス $Z_{u0} = 50 \Omega$ の MSL である。平衡ポート Port B は特性インピーダンス $Z_{b0} = 100 \Omega$ の CPS であり, MSL-SL の平衡ポートの構造と共通である。MSL は Port U の特性インピーダンス $Z_{u0} = 50 \Omega$ から直線テーパにより特性インピーダンス $Z_{u0}' = 60 \Omega$ とした後, オープンスタブを特性インピーダンス $Z_{os} = 50 \Omega$ とした。MSL の特性インピーダンスをオープンスタブの前で $Z_{u0}' = 60 \Omega$ とすることで, 前項において広帯域であることを確認した不平衡ポートの基準インピーダンスが 60Ω の状態としている。オープンスタブ長 l_{os} は MSL の実効比誘電率を考慮した $1/4$ 波長, ショートスタブ長 l_{ss} は実効比誘電率を考慮した $1/4$ 波長である。なお波長は設計中心周波数 7GHz における波長である。

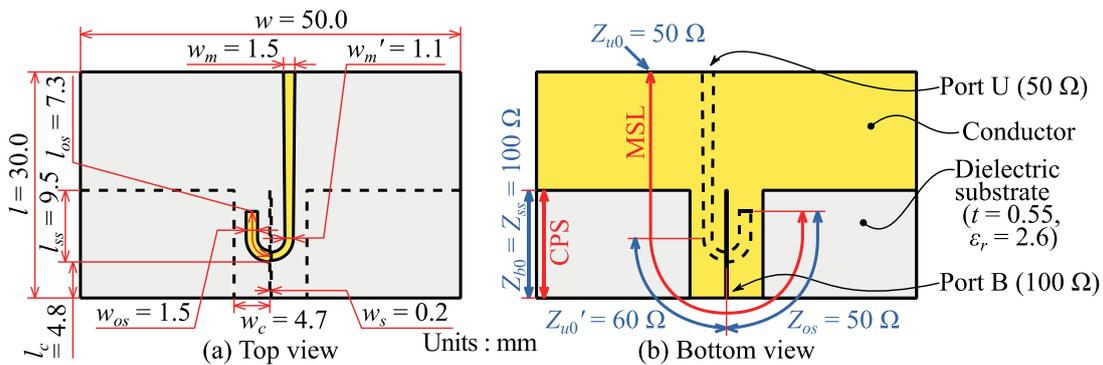


図 4-4 MB の構造

表 4-3 MB の設計値

		設計値	備考	
外形	長さ l	30 mm	3 種のバランで統一	
	幅 w	50 mm	3 種のバランで統一	
不平衡側	Port U (MSL)	特性インピーダンス Z_{u0}	50 Ω	測定系との整合のため
		ストリップ導体幅 w_m	1.5 mm	$Z_{m0} = 50 \Omega$ とするため
	インピーダンス変換 (MSL)	特性インピーダンス $Z_{u0} \sim Z_{u0}'$	50 ~ 60 Ω	Port U の $Z_{u0} = 50 \Omega$ を $Z_{u0}' = 60 \Omega$ に変換
		ストリップ導体幅 $w_m \sim w_m'$	1.5 ~ 1.1 mm	$Z_{u0} = 50 \Omega$ の $w_m = 1.5 \text{ mm}$ から 60Ω の $w_m' = 1.1 \text{ mm}$ に変更
	オープンスタブ (MSL)	特性インピーダンス Z_{os}	50 Ω	Z_{u0} と共通
		ストリップ導体幅 w_{os}	1.5 mm	$Z_{ms} = 50 \Omega$ とするため
長さ l_{os}		7.3 mm	7GHz における 1/4 波長	
平衡側	Port B (CPS)	特性インピーダンス Z_{b0}	100 Ω	Z_{m0} の 2 倍の値
		スリット幅 w_s	0.2 mm	$Z_{b0} = 100 \Omega$ とするため
		ストリップ導体幅 w_c	4.7 mm	$Z_{b0} = 100 \Omega$ とするため
		長さ l_c	4.8 mm	7GHz における 1/8 波長
	ショートスタブ (CPS)	特性インピーダンス Z_{ss}	100 Ω	Z_{b0} と共通
		スリット幅 w_s	0.2 mm	$Z_{ss} = 100 \Omega$ とするため
		ストリップ導体幅 w_c	4.7 mm	$Z_{cp} = 100 \Omega$ とするため
		長さ l_{ss}	9.5 mm	7GHz における 1/4 波長

4.1.3 TB

図 4-5 に TB の構造を示す。(a) に TB の表面と寸法, (b) に TB の裏面と TB を構成する伝送線路について示す。また表 4-4 に設計値を示す。不平衡ポート Port U は特性インピーダンス 50 Ω の MSL である。平衡ポート Port B は特性インピーダンス 100 Ω のペアストリップ線路 (PSL) である。図 4-5 (a) 表面においては MSL のストリップ導体幅 $w_m = 1.5 \text{ mm}$ から PSL のストリップ導体幅 $w_p = 0.7 \text{ mm}$ へ直線テーパで接続した。図 4-5 (b) 裏面においては MSL の地導体幅 $w = 50.0 \text{ mm}$ から PSL のストリップ導体幅 $w_p = 0.7 \text{ mm}$ へ半径 $r = 24.65 \text{ mm}$ の円弧を直線近似したテーパで接続した。直線近似した理由を以下に示す。直線近似せず円弧で構成した TB をシミュレーションする場合、シミュレーションのモデルは曲線を描写できず直線近似を行うことから、試作する TB とシミュレーションモデルの TB の形状に差異が生じてしまう。そこで、はじめから円弧を直線近似した構造とすることで、形状の差異を無くした。

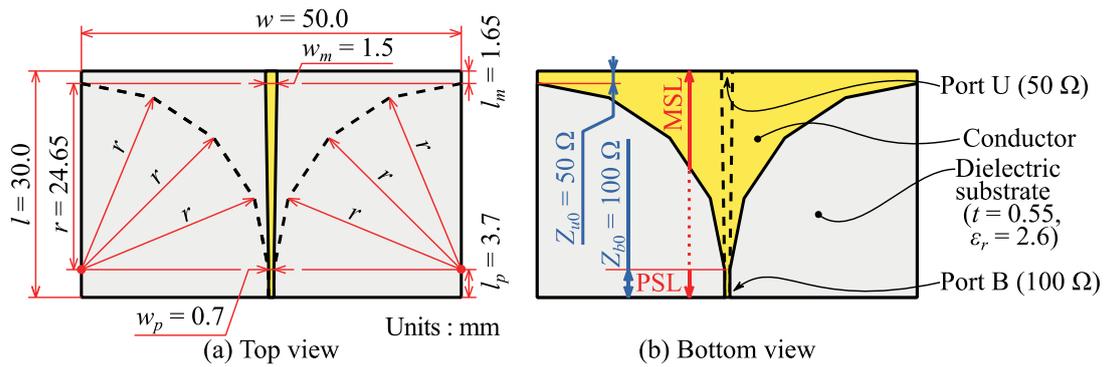


図 4-5 TB の構造

表 4-4 TB の設計値

		設定値	備考
外形	長さ l	30 mm	3 種のバランで統一
	幅 w	50 mm	3 種のバランで統一
不平衡ポート Port U (MSL)	基準インピーダンス Z_{u0}	50 Ω	測定系との整合のため
	ストリップ導体幅 w_m	1.5 mm	$Z_{u0} = 50 \Omega$ とするため
	線路長 l_m	1.65 mm	$l_m = l - r - l_p$
変換部分	表面の導体幅 (不平衡側~平衡側)	1.5 ~ 0.7 mm	直線テーパで幅を変更
	裏面の導体幅 (不平衡側~平衡側)	50 ~ 0.7 mm	円弧を直線近似した テーパで幅を変更
	円弧の半径 r	24.65 mm	$r = (w - w_p)/2$
平衡ポート Port B (PSL)	基準インピーダンス Z_{b0}	100 Ω	Z_{u0} の 2 倍の値
	ストリップ導体幅 w_p	0.7 mm	$Z_{b0} = 100 \Omega$ とするため
	線路長 l_p	3.7 mm	7GHz における 1/8 波長

4.2 ミックスモード S パラメータ法と SOL 法を組み合わせた測定方法 (MSpSOL 法)

関連する発表文献 [50] [51] [52] [53] [54] [55]

本節ではバランのミックスモード S パラメータを測定する方法としてミックスモード S パラメータ法と SOL 法を組み合わせた方法 (MSpSOL 法) を提案する. 4.2.1 項で MSpSOL 法を用いた測定の構成について示し, 4.2.2 項で測定の手順を示す. MSpSOL 法はバランを平衡ポートから見た反射係数の算出をミックスモード S パラメータ法で行い, バランの不平衡ポートから見た反射係数と平衡ポート-不平衡ポートの透過係数の算出を SOL 法で行う方法である. 表 4-5 でバランの 2 ポート S パラメータを測定する方法を比較する.

表 4-5 バランの 2 ポート S パラメータを測定する方法の比較

測定方法	利 点	欠 点
Back to Back	計算や特別な道具は不要で, 不平衡ポートから見た反射係数を測定可能	平衡ポートから見た反射係数および透過係数を測定不可能
TRL 法	2 ポート S パラメータを測定可能	差動成分と同相成分を分けて測定不可能
ミックスモード S パラメータ法	差動成分と同相成分を分けて測定不可能	不平衡ポートから測定不可能
改良したミックスモード S パラメータ法	2 ポート S パラメータを差動成分と同相成分に分けて測定可能	複数のダミーロードを使用
SOL 法	1 ポートからの測定で 2 ポート S パラメータを測定可能	平衡ポートを持つ測定器または SOL 校正キットが必要
MSpSOL 法	2 ポート S パラメータを差動成分と同相成分に分けて測定可能	SOL 校正キットが必要

ここでは MSpSOL 法と他の測定方法の違いを示す. はじめに Back to Back [13] は同一のバラン 2 つを平衡ポート同士で接続して不平衡ポートから見た反射係数を測定する方法であり, 計算や特別な道具は不要なために他の方法に比べて簡単な測定方法である. しかし平衡ポートから見た反射係数および平衡ポート-不平衡ポートの透過係数を測定することができない. これに対して TRL 法は, 2 つのバランを Thru, Reflect, Line の状態で測定し, 測定結果を計算することでバランの平衡ポート-不平衡ポートの 2 ポート 2 パラメータを求めることが可能な方法である. しかし平衡ポートの動作が差動成分と同相成分のどちらの成分が主であるか確認できない. そしてミックスモード S パラメータ法は, 平衡 n ポート回路 ($n = 1, 2, 3, \dots$) を不平衡 $2n$ ポート回路と見なして測定し, 測定結果を計算することで平衡 n ポート S パラメータを差動成分と同相成分に分けて求めることが可能な方法である. しかし, この測定方法は不平衡ポートから測定することができない. ただし改良されたミックスモード S パラメータ法と呼ばれるミックスモード S パラメータ法で不平衡ポートも平衡ポートと同様に S パラメータを求める方法が報告されている [33] [34]. しかし, こ

の方法は MSpSOL 法に比べてベクトルネットワークアナライザ (VNA) で測定するポートが多く、複数の高精度なダミーロードが必要である。一方、本節で提案する MSpSOL 法は高精度な SOL 校正キットが 1 組必要であるが、ダミーロードを必要とせずにバランの平衡-不平衡 2 ポート S パラメータを差動成分と同相成分に分けて求めることが可能な方法である。

4.2.1 測定の構成

図 4-6 に提案する MSpSOL 法による測定の構成を示す。図中の左上 (a) にバランの表面とその下側に測定の手順 (I) ~ (III) を、右上 (b) にバランの裏面とその下側に構造が平衡 (Balanced) または不平衡 (Unbalanced) であるか示し、下部 (c) に測定の構成をブロック図で示す。また図 4-7 に測定中のバランの写真を示す。どの図においてもバランの右側は不平衡側であり SOL 法を適用可能とするために、SMA コネクタを介して SOL 校正キット (Calibration kit) を接続した。SOL 法を用いることで、バランの平衡側からのみの測定で平衡と不平衡の 2 ポート S パラメータを導出することができる。一方、バランの左側は平衡側であり平衡ポート Port B からミックスモード S パラメータ法を適用可能とするために、治具 (Jig) を介して VNA の測定ポートとバランの平衡ポート Port B を接続した。ミックスモード S パラメータ法を用いることで、S パラメータを差動成分と同相成分に分けて導出することができる。本構成においてバランの不平衡ポートに同軸ケーブルを接続せずに測定するため、再現性の良い実験結果を得られることが期待できる。これは不平衡ポートにおいてコモン電流が無視できない程度に大きいとき、同軸ケーブルを接続するとケーブルの長さや取り回しなどにより実験結果に変化が生じるおそれがあり、再現性の良い実験ができないからである。また図 4-6 (b) 上側に示すように㊸ 測定系である治具の地板と㊹ 測定対象であるバランの不平衡側の地板が物理的に分離されていることから、バランの不平衡側のコモン電流は測定系へ流れない構造となっている。なお、この構成は測定系の地板が測定対象のバランのどの部分にも直接接続されておらず、再現性の良い測定ができないことも想定される。しかし地板をもたない半波長ダイポールアンテナの S パラメータ法による S パラメータ測定が複数報告されており [30] [31] [56] [33], 測定系の地板と直接接続していないバランであっても S パラメータ法による S パラメータ測定は可能である。一方、バランの CPS と治具の MSL のストリップ導体幅の不連続の影響については検討事項となる。

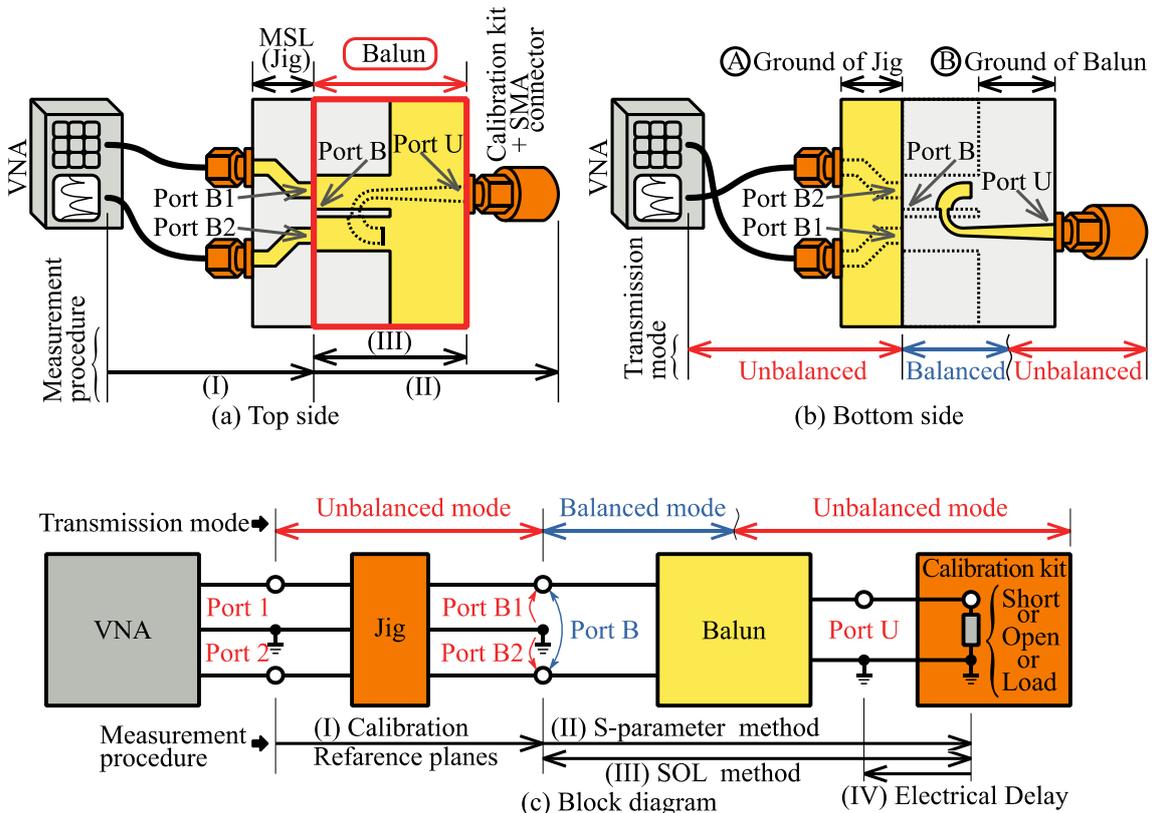


図 4-6 測定の構成

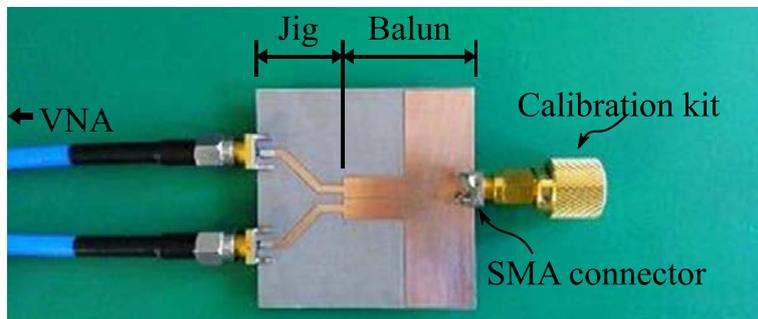


図 4-7 測定中のバラン

治具について詳細を以下に示す。治具はミックスモード S パラメータ法を適用可能とするために、VNA の測定ポートである 2 つの不均衡ポート Port 1, Port 2 を、バランの平衡ポート Port B を構成する 2 つの導体へ別々に接続する 2 線の MSL である。図 4-8 に治具の構造を示す。(a) に MB 及び MSL-SL に用いる治具を示し、(b) に TB に用いる治具、(c) に TB と治具の接続を示す。MB と MSL-SL は平衡ポート Port B が CPS であり、CPS を構成する 2 つの導体は同一面上にあることから、図 4-8 (a) に示すようにバランと治具は同一基板上に構成できる。なお図 4-7 に示した写真が MB と同一基板上に試作した治具である。一方 TB は Port B が PSL であり、PSL を構成する 2 つの導体は基板の裏表にあることから、バランと治具は同一基板上に構成できない。そこで図 4-8 (c) に示すように、別々に試作した治具 (図 4-8 (b)) とバランを直角に配置して Port B の 2 つの導体をそれぞれ Port B1 およ

び Port B2 に半田付けした。図 4-9 に示す写真は TB に治具を半田付けし、測定しているところである。

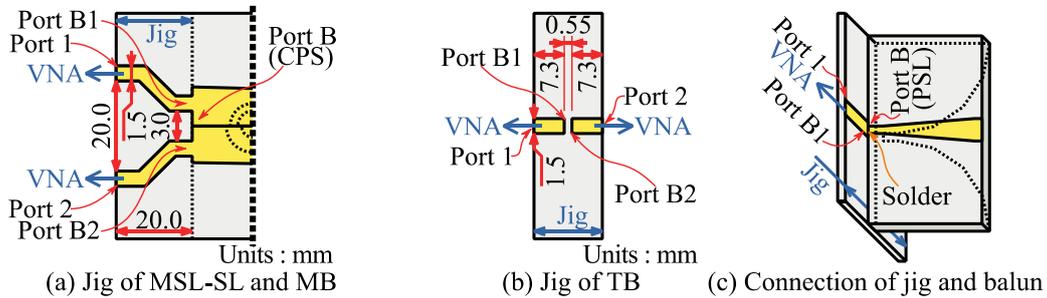


図 4-8 治具の構造

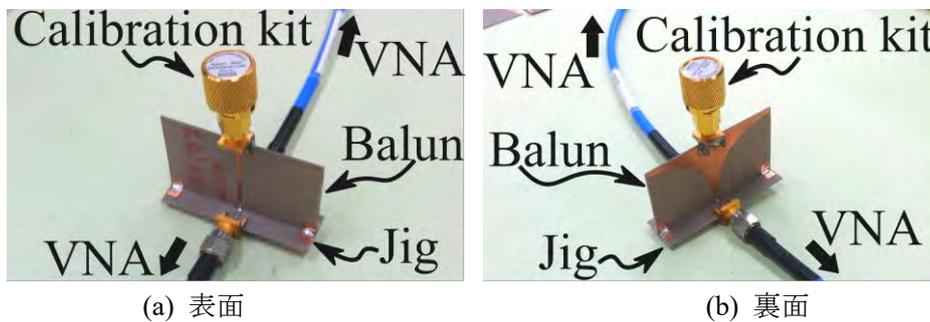


図 4-9 測定中の TB

4.2.2 測定の手順

測定の手順は図 4-6 (a) の (I) VNA の校正, (II) ミックスモード S パラメータ法の適用, (III) SOL 法の適用, (IV) 不平衡ポート Port U の電気長補正の 4 段階である。

(I) VNA の校正

図 4-10 に示すようにバランと治具の境界が VNA の測定基準面 Port B1, Port B2 となるように校正を行う。校正は VNA の機能を用いて TRL 校正を行った。図 4-11 に MSL-SL および MB の測定において TRL 校正に用いた (a) Thru, (b) Reflect, (c) Line の 3 状態の TRL 校正用治具の構造図を示し、図 4-12 にその写真を示す。なお TRL 校正用治具は MSL で構成しており裏面は全て地板である。(a) Thru 状態は 2 つの治具の Port B1 と Port B2 を接続した構造であり、2 線の MSL の一方は両端を 50Ω 終端し、もう一方の両端を VNA に接続して使用する。(b) Reflect 状態は治具の Port B1, Port B2 を開放した構造であり、Port 1, Port 2 に VNA を接続して使用する。なお開放を選択したのは試作が容易なためである。(c) Line 状態は 2 つの治具の Port B1 と Port B2 間に $l_l = 7.3 \text{ mm}$ の MSL を挿入した構造であり、Thru と同様に一方の MSL は両端を 50Ω 終端し、もう一方の MSL の両端を VNA に接続して使用する。なお $l_l = 7.3 \text{ mm}$ は MSL の実効比誘電率を考慮した 7 GHz における $1/4$ 波長であり位相変化は 90° である。2.5.3 項で示したように TRL 校正は、 l_l による位相変化が $20^\circ \sim 160^\circ$

となる周波数帯域でしか校正を行えないことから、 $l_l = 7.3 \text{ mm}$ で校正可能な周波数帯域を確認する。まず位相変化と周波数は比例の関係にある。そして 90° から 20° は $2/9$ 倍であり、 90° から 160° は $16/9$ 倍である。以上のことから $l_l = 7.3 \text{ mm}$ の Line 状態は $7 \text{ GHz} \times 2/9$ から $7 \text{ GHz} \times 16/9$ 、つまり約 $1.6 \sim 12.4 \text{ GHz}$ の周波数帯域において使用可能である。

なお Thru 状態と Reflect 状態および Line 状態を個別に試作する。この理由は個別に試作した治具を接続して Thru 状態と Line 状態を作成することが難しいためである。具体的には治具と治具の境界である MSL 同士を精度よく接続することが難しいためである。

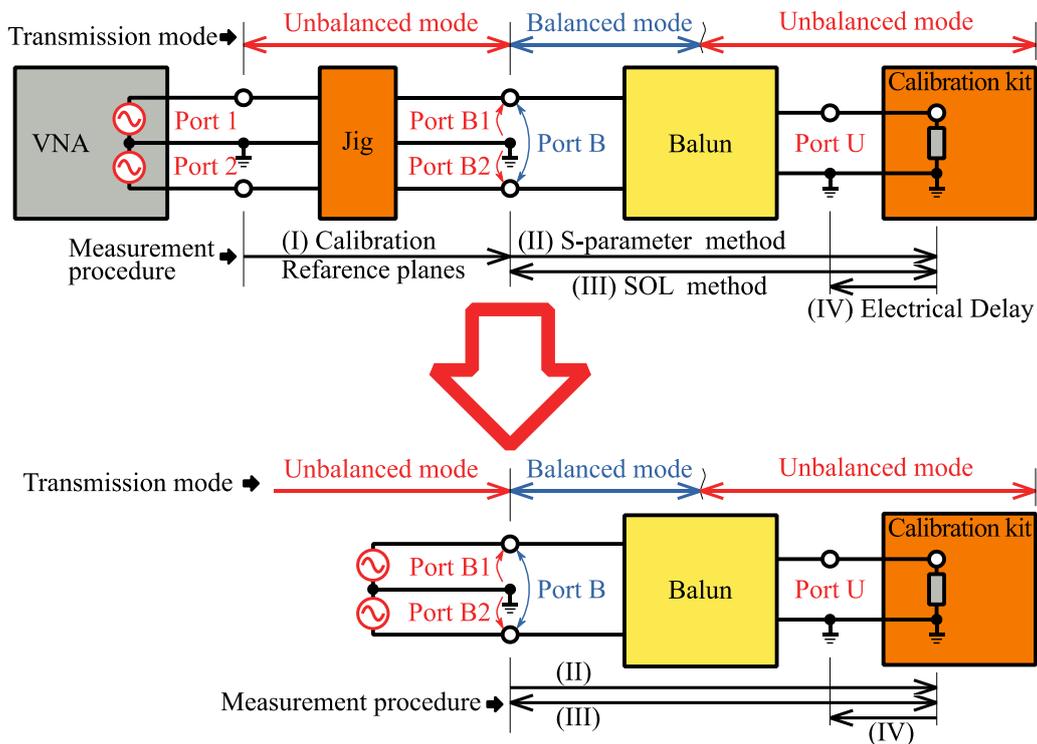


図 4-10 (I) VNA の校正

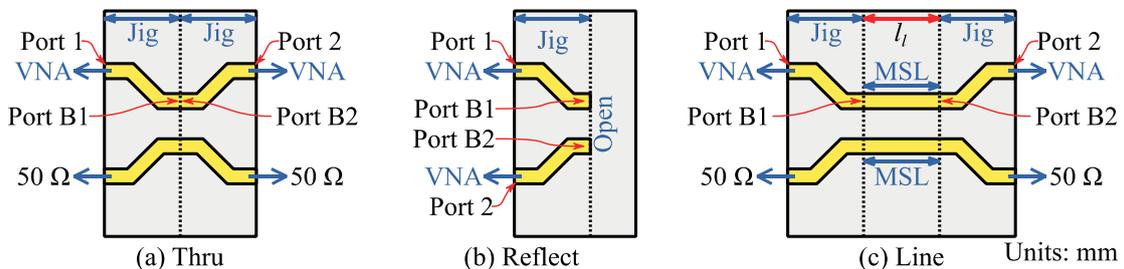


図 4-11 MSL-SL および MB の測定に用いる TRL 校正用治具

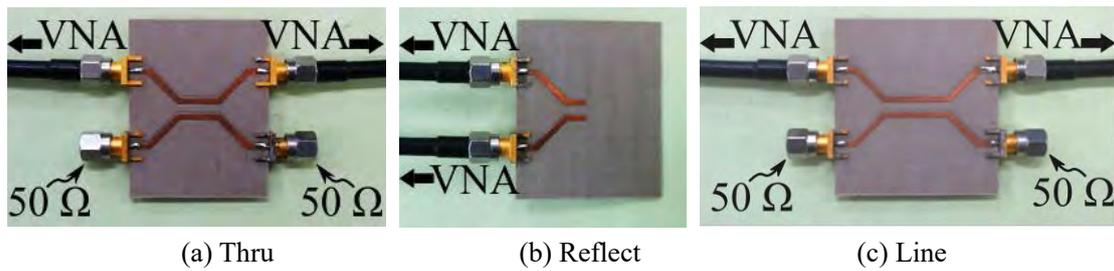


図 4-12 MSL-SL および MB の測定に用いる TRL 校正用治具の写真

次に図 4-13 に TB の測定における (a) 治具および TRL 校正に用いる (b) Thru, (c) Reflect, (d) Line の 3 状態の TRL 校正用治具の構造を示し, 図 4-14 に試作した TRL 校正用治具の写真を示す. なお MB や MSL-SL の TRL 校正用治具 (図 4-11) と同様に TB の TRL 校正用治具は MSL で構成しており裏面は全て地板である. (b) Thru 状態は治具の Port B1 と Port B2 の隙間 0.55 mm を無くして接続した構造であり, MSL の両端を VNA に接続して使用する. (c) Reflect 状態は治具の Port B1 または Port B2 を開放して 2 線の MSL を離れた構造であり, Port 1 または Port 2 に VNA を接続して使用する. MB や MSL-SL の Reflect 状態 (図 4-11 (b)) と異なり MSL が 1 本のみであるが, Port B1 と Port B2 を同時に Reflect 状態とする必要はなく, 交互に Reflect 状態とすれば良いことから TRL 校正を行うにあたって問題はない. (d) Line 状態は治具の Port B1 と Port B2 間に $l_l = 7.3$ mm の MSL を挿入した構造であり, Thru と同様に MSL の両端を VNA に接続して使用する. なお $l_l = 7.3$ mm は MSL の実効比誘電率を考慮した 7 GHz における 1/4 波長であり, 測定周波数帯域 3 ~ 11 GHz において位相変化 $20^\circ \sim 160^\circ$ に収まっている.

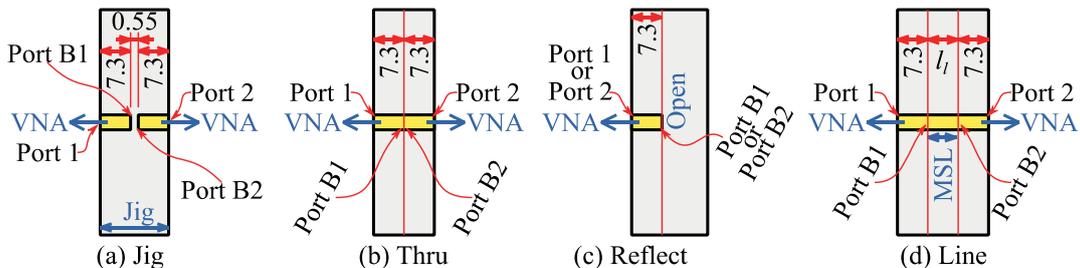


図 4-13 TB の測定に用いる (a) VNA とバラン接続用の治具と治具の TRL 校正用 (b) Thru 状態 (c) Reflect 状態 (d) Line 状態治具

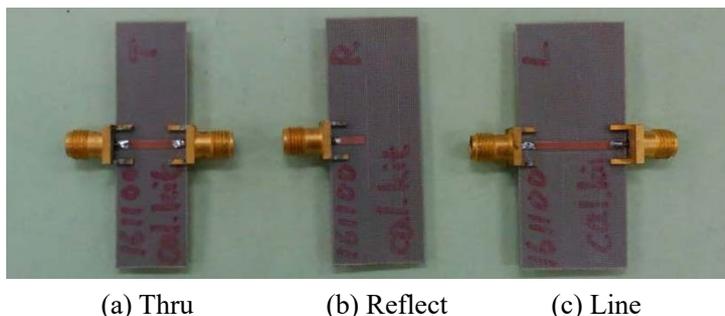


図 4-14 TB の測定に用いる TRL 校正用治具の写真

(II) ミックスモード S パラメータ法の適用

図 4-15 に示すような SOL 校正キットと接続したバランを平衡ポート Port B から見たミックスモード S パラメータを求めるためにミックスモード S パラメータ法を適用する。図 4-15 の上半分がミックスモード S パラメータ法を使用前、下半分が使用後の状態を模式的にブロック図で示している。

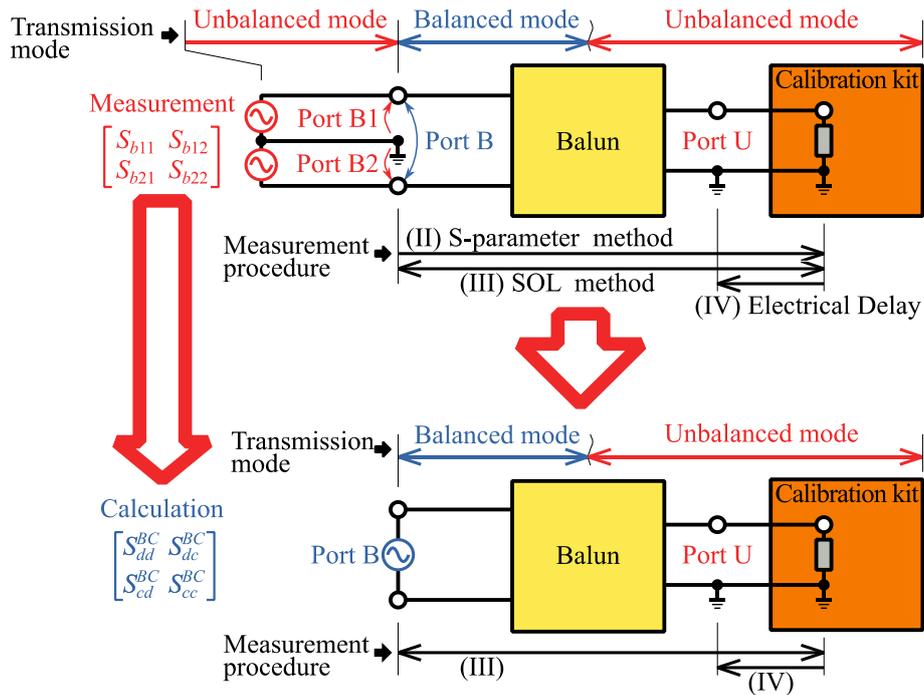


図 4-15 (II) ミックスモード S パラメータ法の使用

表 4-6 測定する S パラメータ

Input	Port B1		Port B2	
	Port B1	Port B2	Port B1	Port B2
S-parameter	S_{b11}	S_{b21}	S_{b12}	S_{b22}

表 4-7 算出するミックスモード S パラメータ

		Input	Port B	
			Differential mode	Common mode
Port B	Differential mode		S_{dd}^{BC}	S_{dc}^{BC}
	Common mode		S_{cd}^{BC}	S_{cc}^{BC}

はじめに図 4-15 の上半分で示すような SOL 校正キットと接続したバランを, 平衡ポート Port B を不平衡の2ポート Port B1, Port B2 として通常の S パラメータ S_{b11} , S_{b12} , S_{b21} , S_{b22} を VNA で測定する. 表 4-6 にこれらの S パラメータの表記と出射波, 入射波のポートの関係について示す. なお S_{b11} , S_{b22} は SOL 校正キットと接続したバランを Port B1 または Port B2 から見た反射係数を示し, そして S_{b12} , S_{b21} は Port B1 と Port B2 の間の透過係数を示している. これらの S パラメータから, 図 4-15 の下半分で示すような SOL 校正キットと接続したバランを平衡ポート Port B から見たミックスモード S パラメータは式 (2-44) ~ 式 (2-47) に当てはめると以下の式で求められる.

$$S_{dd}^{BC} = \frac{S_{b11} - S_{b12} - S_{b21} + S_{b22}}{2} \quad (4-9)$$

$$S_{dc}^{BC} = \frac{S_{b11} + S_{b12} - S_{b21} - S_{b22}}{2} \quad (4-10)$$

$$S_{cd}^{BC} = \frac{S_{b11} - S_{b12} + S_{b21} - S_{b22}}{2} \quad (4-11)$$

$$S_{cc}^{BC} = \frac{S_{b11} + S_{b12} + S_{b21} + S_{b22}}{2} \quad (4-12)$$

表 4-7 に上記のミックスモード S パラメータの表記と入射波, 出射波の成分について示す. まず上付きの BC は SOL 校正キット (C : Calibration kit) と接続したバラン (B : Balun) のミックスモード S パラメータであることを示し, 下付きの 1 文字目は出射波, 2 文字目は入射波の成分が差動成分であれば d , 同相成分であれば c となる. 以上のことから, S_{dd}^{BC} , S_{cc}^{BC} は SOL 校正キットと接続したバランを平衡ポート Port B から見た反射係数の差動成分と同相成分を示し, S_{dc}^{BC} , S_{cd}^{BC} は差動-同相成分を示す.

(III) SOL 法の適用

図 4-16 に示すようにバランの不平衡ポート Port U から見た反射係数と透過係数を求めるために SOL 法を適用する. なお, 図 4-17 に示すように SOL 法は SOL 校正を行う際に誤差回路 (Error box) の S パラメータ S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} を求める方法である. SOL 法は VNA を誤差回路の Port 0 にのみ接続しているが誤差回路の 2 ポート S パラメータを全て求めることが可能である. この特徴を平衡ポートと不平衡ポートの構造の異なるポートを持つために測定が困難なバランの測定に適用する. なお VNA の測定ポート Port 0 および SOL 校正キットの Port 1 は不平衡構造が一般的である. しかしバランの測定においては不平衡ポート Port U に SOL 校正キットを接続し, 平衡ポート Port B から (II) ミックスモード S パラメータ

タ法を使用して測定を行う。なお、ここでは校正キット中の標準器 (Short, Open, Load) は全て理想の特性を有しているものと仮定している。また校正キットが接続されているのは Port U であるが、実際に Short, Open, Load されている点は Port U ではなく更に右側の校正キット内部であり、この点を Port V とする。SOL 法により求められる S パラメータの不均衡側の基準面は Port V となる。S パラメータの基準面を Port V から Port U に設定する操作が次項の手順 (IV) である。

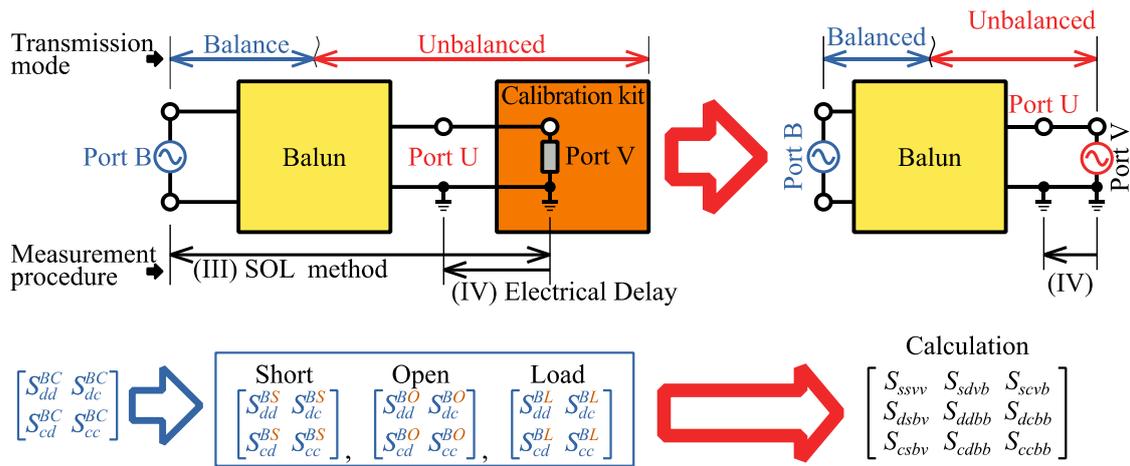


図 4-16 (III) SOL 法のバラン測定への適用

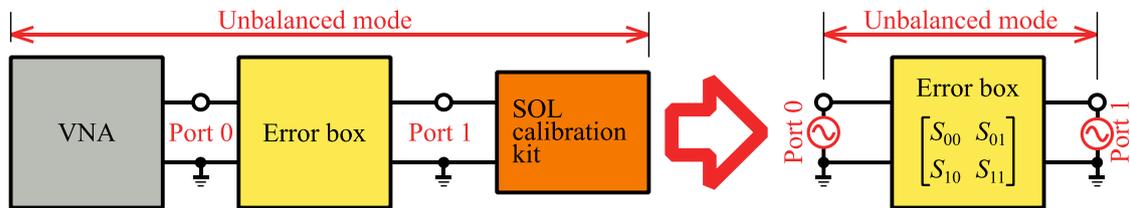


図 4-17 SOL 法

表 4-8 標準器に因るミックスモード S パラメータの区別

Standard	Short				Open				Load			
Input *	<i>d</i>		<i>c</i>		<i>d</i>		<i>c</i>		<i>d</i>		<i>c</i>	
Output *	<i>d</i>	<i>c</i>										
Mixed-mode S-parameter	S_{dd}^{BS}	S_{cd}^{BS}	S_{dc}^{BS}	S_{cc}^{BS}	S_{dd}^{BO}	S_{cd}^{BO}	S_{dc}^{BO}	S_{cc}^{BO}	S_{dd}^{BL}	S_{cd}^{BL}	S_{dc}^{BL}	S_{cc}^{BL}

* *d* : Differential mode, *c* : Common mode

表 4-9 バランの2ポートミックスモードSパラメータ

Output \ Input		Port B		Port V
		<i>d</i>	<i>c</i>	<i>s</i>
Port B (Balanced port)	<i>d</i> : Differential mode	S_{dabb}	S_{dcbb}	S_{dsbv}
	<i>c</i> : Common mode	S_{cdab}	S_{ccbb}	S_{csbv}
Port V (Unbalanced port)	<i>s</i> : Single end mode	S_{sdvb}	S_{scvb}	S_{ssvv}

次に具体的なバランのみのミックスモードSパラメータの導出方法を示す. はじめに (II) ミックスモードSパラメータ法の適用で求めた S_{dd}^{BC} , S_{dc}^{BC} , S_{cd}^{BC} , S_{cc}^{BC} をPort Uに接続した標準器により区別する. 標準器が短絡であれば上付きの二文字目を *S* に変更し S_{dd}^{BS} , S_{dc}^{BS} , S_{cd}^{BS} , S_{cc}^{BS} , 開放であれば上付きの二文字目を *O* に変更し S_{dd}^{BO} , S_{dc}^{BO} , S_{cd}^{BO} , S_{cc}^{BO} , 50 Ω 終端であれば上付きの二文字目を *L* に変更し S_{dd}^{BL} , S_{dc}^{BL} , S_{cd}^{BL} , S_{cc}^{BL} と区別する. 表 4-8 に上記の標準器で区別したミックスモードSパラメータの表記をまとめる. 標準器によって3つに区別した差動成分の反射係数 S_{dd}^{BS} , S_{dd}^{BO} , S_{dd}^{BL} をSOL法の導出式(2-26)~(2-28)に当てはめるとバランのミックスモードSパラメータが3つ導出できる.

$$S_{dabb} = S_{dd}^{BL} \quad (4-13)$$

$$S_{ssvv} = \frac{2S_{dd}^{BL} - S_{dd}^{BS} - S_{dd}^{BO}}{S_{dd}^{BS} - S_{dd}^{BO}} \quad (4-14)$$

$$S_{sdvb}S_{dsbv} = \frac{2(S_{dd}^{BL} - S_{dd}^{BS})(S_{dd}^{BL} - S_{dd}^{BO})}{S_{dd}^{BS} - S_{dd}^{BO}} \quad (4-15)$$

同様に校正キットによって3つに区別した同相成分の反射係数 S_{cc}^{BS} , S_{cc}^{BO} , S_{cc}^{BL} を式(2-26)~(2-28)に当てはめるとバランのミックスモードSパラメータが3つ導出できる.

$$S_{ccbb} = S_{cc}^{BL} \quad (4-16)$$

$$S_{ssvv} = \frac{2S_{cc}^{BL} - S_{cc}^{BS} - S_{cc}^{BO}}{S_{cc}^{BS} - S_{cc}^{BO}} \quad (4-17)$$

$$S_{scvb}S_{csbv} = \frac{2(S_{cc}^{BL} - S_{cc}^{BS})(S_{cc}^{BL} - S_{cc}^{BO})}{S_{cc}^{BS} - S_{cc}^{BO}} \quad (4-18)$$

また S_{dc}^{BL} , S_{cd}^{BL} と式(2-26)により2つのミックスモードSパラメータを導出できる.

$$S_{dcbb} = S_{dc}^{BL} \quad (4-19)$$

$$S_{cdbb} = S_{cd}^{BL} \quad (4-20)$$

以上のバランを平衡ポート Port B, 不平衡ポート Port V から見た2ポートミックスモード S パラメータの導出式を以下にまとめる.

$$S_{ssvv} = \frac{2S_{dd}^{BL} - S_{dd}^{BS} - S_{dd}^{BO}}{S_{dd}^{BS} - S_{dd}^{BO}} \quad (4-21)$$

$$S_{dadb} = S_{dd}^{BL} \quad (4-22)$$

$$S_{ccbb} = S_{cc}^{BL} \quad (4-23)$$

$$S_{sdvb}S_{dsbv} = \frac{2(S_{dd}^{BL} - S_{dd}^{BS})(S_{dd}^{BL} - S_{dd}^{BO})}{S_{dd}^{BS} - S_{dd}^{BO}} \quad (4-24)$$

$$S_{scvb}S_{csbv} = \frac{2(S_{cc}^{BL} - S_{cc}^{BS})(S_{cc}^{BL} - S_{cc}^{BO})}{S_{cc}^{BS} - S_{cc}^{BO}} \quad (4-25)$$

$$S_{dcbb} = S_{dc}^{BL} \quad (4-26)$$

$$S_{cdbb} = S_{cd}^{BL} \quad (4-27)$$

表 4-9 にバランの2ポートミックスモード S パラメータの表記と入射波, 出射波およびその成分の関係について示す. バランの2ポートミックスモード S パラメータの下付きの4文字目は入射波, 3文字目は出射波のポートが Port V であれば *v*, Port B であれば *b* となり, 下付きの2文字目は入射波, 3文字目は出射波が平衡の差動成分であれば *d*, 平衡の同相成分であれば *c*, 不平衡であれば *s* となる.

なお S_{ssvv} の導出式には測定対象にバランを想定して式 (4-14) を選択したが, 具体的な理由を以下に示す. バランのミックスモード S パラメータから S_{cc}^{BC} は式 (2-16) より下記の式で導出できる.

$$S_{cc}^{BC} = S_{ccbb} + \frac{S_{scvb}S_{csbv}\Gamma_c}{1 - S_{ssvv}\Gamma_c} \quad (4-28)$$

なお Γ_c は校正キットの状態を示しており, Short であれば $\Gamma_c = -1$ であり S_{cc}^{BC} は S_{cc}^{BS} となり, Open であれば $\Gamma_c = 1$ であり S_{cc}^{BC} は S_{cc}^{BO} となり, Load であれば $\Gamma_c = 0$ であり S_{cc}^{BC} は S_{cc}^{BL} となる. 一方, 理想的なバランは不平衡ポートからの入力を平衡ポートからの差動出力へ損失無く ($|S_{sdvb}S_{dsbv}| = 1$) 変換し, そして平衡ポートからの同相出力を完全に抑える ($|S_{scvb}S_{csbv}| = 0$) こ

とである [12]. $|S_{scvb}S_{csbv}| = 0$ を式 (4-28) に代入すると $S_{cc}^{BC} = S_{ccbb}$ となり, S_{cc}^{BC} は校正キットの状態 Γ_c に関係なく一定となり S_{cc}^{BS} , S_{cc}^{BO} , S_{cc}^{BL} を区別できなくなる. S_{cc}^{BS} , S_{cc}^{BO} , S_{cc}^{BL} が等しければ式 (4-21) から S_{ssvv} の導出は

$$S_{ssvv} = \frac{2S_{dd}^{BL} - S_{dd}^{BS} - S_{dd}^{BO}}{S_{dd}^{BS} - S_{dd}^{BO}} = \frac{2S_{ccbb} - S_{ccbb} - S_{ccbb}}{S_{ccbb} - S_{ccbb}} = 0 \quad (4-29)$$

となり問題はない. しかし分母が 0 になる式であるために S_{cc}^{BS} , S_{cc}^{BO} , S_{cc}^{BL} の測定に測定誤差が含まれた場合に S_{ssvv} が極端に大きな値となる可能性, 具体的にはバランが受動回路であるにもかかわらず反射係数 S_{ssvv} の振幅が 1 を超える異常な値となる可能性が存在する. この可能性は導出式 (4-25) の分母に $S_{cc}^{BS} - S_{cc}^{BO}$ を持つ $S_{scvb}S_{csbv}$ の導出においても存在する. このことから S_{ssvv} の導出式には式 (4-17) ではなく式 (4-14) を選択した. $S_{scvb}S_{csbv}$ については実際に測定を行い, 結果を確認する.

(IV) 不平衡ポートの電気長補正

バランの S パラメータを測定する基準面は MSL の端の Port U と考えている. しかし実際の基準面は MSL の端から右側へ移動し, 校正キットの中へ移動している. そこで不平衡側の S パラメータに電気長補正を行い, 基準面を Port V から Port U へ移す. 図 4-18 に示す校正キットが接続されたバランの写真を用いて説明する. (a) で示す Port U が目標の基準面であり, (d) で示す Port V が実際に Open, Short, Load されている点と考えられる. Port U と Port V の物理的なズレは明らかなので, S パラメータの電気長補正を行うために電気的な環境を示す. まず (a)~(d) は一様に特性インピーダンス 50Ω の同軸線路である. そして (a)~(b) の線路長 $l_{ab} = 2.0 \text{ mm}$ と (c)~(d) の線路長 $l_{cd} = 8.0 \text{ mm}$ は絶縁体に空気を用いており, (b)~(c) の線路長 $l_{bc} = 6.0 \text{ mm}$ は絶縁体に比誘電率 2.0 のテフロンを用いている. 以上より絶縁体による波長の短縮を考慮した (a)~(d) の電気長 l_{ad}' は以下の式で求められる.

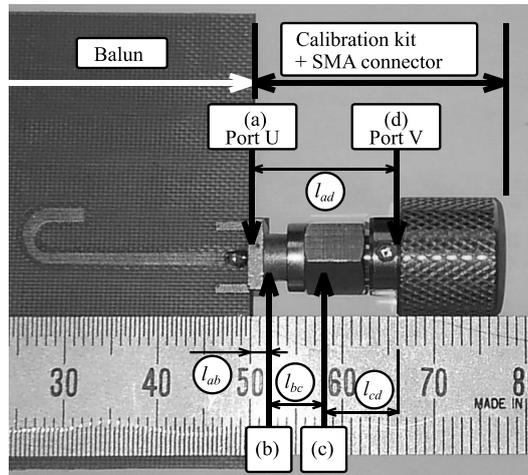


図 4-18 不平衡ポートの電気長補正

$$l_{ad}' = l_{ab} + \sqrt{2}l_{bc} + l_{cd} \quad (4-30)$$

この電気長を補正長として、前項の結果であるバランの2ポートSパラメータの中でPort Vに関する S_{ssvv} , $S_{sdvb}S_{dsbv}$, $S_{scvb}S_{csbv}$ に加える。なお(a)~(d)を無損失かつ無反射の同軸ケーブルと仮定して補正は位相のみとして、振幅に補正は行わない。

(a)~(d)を透過して変化する位相角 $\Delta\theta$ (°)は、電気長 l_{ad}' (m)、光速 c (m/s)、周波数 f (Hz)を用いて以下の式で求められる。

$$\Delta\theta = l_{ad}' \times \frac{f}{c} \times 360 \quad (4-31)$$

$\Delta\theta$ を用いて、Port Vを基準面とした S_{ssvv} , $S_{sdvb}S_{dsbv}$, $S_{scvb}S_{csbv}$ からPort Uを基準面とした S_{ssuu} , $S_{sdub}S_{dsbu}$, $S_{scub}S_{csbu}$ は以下の式で求められる。

$$S_{ssuu} = S_{ssvv} e^{j2\Delta\theta} \quad (4-32)$$

$$S_{sdub}S_{dsbu} = S_{sdvb}S_{dsbv} e^{j2\Delta\theta} \quad (4-33)$$

$$S_{scub}S_{csbu} = S_{scvb}S_{csbv} e^{j2\Delta\theta} \quad (4-34)$$

以上よりバランの2ポートSパラメータの導出式を改めて以下に示す。

$$S_{ssuu} = \frac{2S_{dd}^{BL} - S_{dd}^{BS} - S_{dd}^{BO}}{S_{dd}^{BS} - S_{dd}^{BO}} e^{j2\Delta\theta} \quad (4-35)$$

$$S_{dadb} = S_{dd}^{BL} \quad (4-36)$$

$$S_{ccbb} = S_{cc}^{BL} \quad (4-37)$$

$$S_{sdub}S_{dsbu} = \frac{2(S_{dd}^{BL} - S_{dd}^{BS})(S_{dd}^{BL} - S_{dd}^{BO})}{S_{dd}^{BS} - S_{dd}^{BO}} e^{j2\Delta\theta} \quad (4-38)$$

$$S_{scub}S_{csbu} = \frac{2(S_{cc}^{BL} - S_{cc}^{BS})(S_{cc}^{BL} - S_{cc}^{BO})}{S_{cc}^{BS} - S_{cc}^{BO}} e^{j2\Delta\theta} \quad (4-39)$$

$$S_{dcbb} = S_{dc}^{BL} \quad (4-40)$$

$$S_{cdbb} = S_{cd}^{BL} \quad (4-41)$$

表 4-10 に不平衡ポートが Port U となったバランの 2 ポートミックスモード S パラメータの表記と入射波，出射波およびその成分の関係について示す。バランの 2 ポートミックスモード S パラメータの下付きの 4 文字目は入射波，3 文字目は出射波のポートが Port U であれば u ，Port B であれば b となり，下付きの 2 文字目は入射波，3 文字目は出射波が平衡の差動成分であれば d ，平衡の同相成分であれば c ，不平衡であれば s となる。

表 4-10 バランの 2 ポートミックスモード S パラメータ

Output	Input	Port B		Port U
		d	c	s
Port B (Balanced port)	d : Differential mode	S_{dabb}	S_{dcbb}	S_{dsbu}
	c : Common mode	S_{cabb}	S_{ccbb}	S_{csbu}
Port U (Unbalanced port)	s : Single end mode	S_{sabu}	S_{scub}	S_{ssuu}

以上がバランの平衡-不平衡 2 ポートミックスモード S パラメータの測定方法として提案する MSpSOL 法の測定方法である。なお MSpSOL 法はバランを不平衡側から見た反射係数と平衡側-不平衡側の透過係数を SOL 法によって求めているが，例えば TRL 法などの SOL 法とは異なる方法でも導出は可能である。TRL 法ではなく SOL 法を選択した理由を以下に示す。SOL 法は 2. 5. 2 項で示したように 1 つの誤差回路の 2 ポート S パラメータを求める方法であるのに対し，TRL 法は 2. 5. 3 項で示したように 2 つの誤差回路の 2 ポート S パラメータを求める方法であり，SOL 法の方が測定するポートは少なく，導出式も単純である。以上のことから本研究では SOL 法を選択した。しかし繰り返しになるが TRL 法などであっても測定は可能ではあることから，ミックスモード S パラメータ法と他の測定方法を組み合わせることは検討事項として残る。

4.3 TRL 法による測定方法

関連する発表文献 [55] [57]

MSpSOL 法を用いた平面バランの測定の妥当性を確認するために, 2.5.3 項で示した TRL 法を用いて平面バランの測定を行い測定結果の比較を行う. 図 4-19 に TRL 法をバランに適用した場合の 3 つの状態をブロック図で示す.

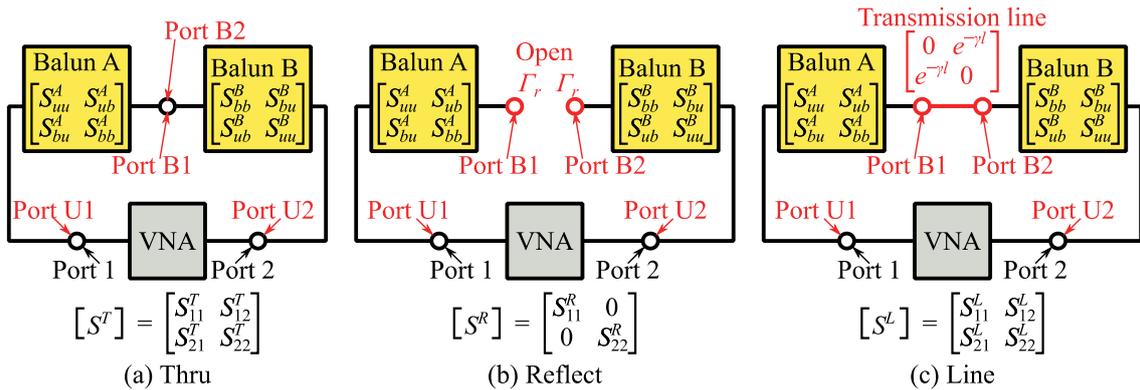


図 4-19 TRL 法によるバラン測定のパラメータのブロック図

表 4-11 測定する TRL 状態の S パラメータの表記

Standard	Thru				Reflect				Line			
Input	Port 1		Port 2		Port 1		Port 2		Port 1		Port 2	
Output	Port 1	Port 2										
S-parameter	S^T_{11}	S^T_{21}	S^T_{12}	S^T_{22}	S^R_{11}	S^R_{21}	S^R_{12}	S^R_{22}	S^L_{11}	S^L_{21}	S^L_{12}	S^L_{22}
	$[S^T]$				$[S^R]$				$[S^L]$			

表 4-12 算出する 2 つのバランの S パラメータの表記

Balun	Balun A				Balun B			
Input	Port U1		Port B1		Port U2		Port B2	
Output	Port U1	Port B1	Port U1	Port B1	Port U2	Port B2	Port U2	Port B2
S-parameter	S^A_{uu}	S^A_{bu}	S^A_{ub}	S^A_{bb}	S^B_{uu}	S^B_{bu}	S^B_{ub}	S^B_{bb}

図 4-19 に示すように TRL 法によるバランの測定は, 2.5.3 項の図 2-17 における 2 つの誤差回路 (Error box) にバランを当てはめて行う. 2 つのバランはバラン A とバラン B と区別しているが, 2 つのバランは同一のバランであっても良い. 2 つのバランの互いの平衡ポート Port B を接続することで (a) Thru 状態とし, Port B を開放することで (b) Reflect 状態とし, 互いの Port B を伝送線路で接続することで (c) Line 状態としている. バランの平衡

ポート Port B1 と Port B2 を基準面とすることで VNA のポート Port 1 および Port 2 にバランの平衡ポートを接続することなく、バランの不平衡ポート Port U1 および Port U2 のみ VNA と接続することでバランの 2 ポート S パラメータを求めることができる [25]. (a) Thru, (b) Reflect, (c) Line の 3 状態を VNA により Port 1 および Port 2 から測定した 2 ポート S パラメータを $[S^T], [S^R], [S^L]$ とする. 表 4-11 に $[S^T], [S^R], [S^L]$ の意味について示す. S_{11}^T, S_{22}^T は Thru 状態を Port 1 または Port 2 から見た反射係数である. S_{12}^T, S_{21}^T は Thru 状態の Port 2 から Port 1, または Port 1 から Port 2 の透過係数である. S_{11}^R, S_{22}^R は Reflect 状態を Port 1 または Port 2 から見た反射係数である. S_{11}^L, S_{22}^L は Line 状態を Port 1 または Port 2 から見た反射係数であり, S_{12}^L, S_{21}^L は Line 状態の Port 2 から Port 1, または Port 1 から Port 2 の透過係数である. 次に表 4-12 に 2 つのバランの 2 ポート S パラメータの意味について示す. S_{uu}^A, S_{bb}^A はバラン A を Port U1 または Port B1 から見た反射係数であり, S_{ub}^A, S_{bu}^A はバラン A の Port B1 ~ Port U1, または Port U1 ~ Port B1 の透過係数である. S_{uu}^B, S_{bb}^B はバラン B を Port U2 または Port B2 から見た反射係数であり, S_{ub}^B, S_{bu}^B はバラン B の Port B2 ~ Port U2, または Port U2 ~ Port B2 の透過係数である. 本項では 2.5.3 項で示したバランの 2 ポート S パラメータの導出式 (2-30) ~ (2-41) とはパラメータやポートの名称が異なっているために導出式を改めて以下に示す. はじめに Line 状態で Port B1 と Port B2 を接続した伝送線路の透過係数 $e^{-\gamma l}$, そして Reflect 状態におけるバラン A の Port B1, またはバラン B の Port B2 の状態 Γ_R の導出式を以下に示す.

$$e^{-\gamma l} = -\zeta \pm \sqrt{\zeta^2 - 1} \quad (4-42)$$

$$\zeta = \frac{(S_{11}^T - S_{11}^L)(S_{22}^T - S_{22}^L) - S_{12}^T S_{21}^T - S_{12}^L S_{21}^L}{2S_{12}^T S_{21}^L} \quad (4-43)$$

$$\Gamma_R = \pm \frac{\sqrt{\left(\frac{S_{12}^L}{S_{12}^T} e^{\gamma l} - 1\right) \left\{ \frac{S_{12}^L (S_{11}^T - S_{11}^R)}{S_{12}^T (S_{11}^L - S_{11}^R)} e^{-\gamma l} - 1 \right\} \left\{ \frac{S_{21}^L (S_{22}^T - S_{22}^R)}{S_{21}^T (S_{22}^L - S_{22}^R)} e^{-\gamma l} - 1 \right\}}{\left(\frac{S_{12}^L}{S_{12}^T} e^{-\gamma l} - 1\right) \left\{ \frac{S_{12}^L (S_{11}^T - S_{11}^R)}{S_{12}^T (S_{11}^L - S_{11}^R)} e^{\gamma l} - 1 \right\} \left\{ \frac{S_{21}^L (S_{22}^T - S_{22}^R)}{S_{21}^T (S_{22}^L - S_{22}^R)} e^{\gamma l} - 1 \right\}} \quad (4-44)$$

次にバラン A の 2 ポート S パラメータの導出式を以下に示す.

$$S_{uu}^A = \frac{S_{12}^T S_{11}^L - S_{11}^T S_{12}^L e^{-\gamma l}}{S_{12}^T - S_{12}^L e^{-\gamma l}} \quad (4-45)$$

$$S_{bb}^A = \frac{\frac{S_{21}^L (S_{22}^T - S_{22}^R)}{S_{21}^T (S_{22}^L - S_{22}^R)} e^{\gamma l} - 1}{\frac{S_{21}^L (S_{22}^T - S_{22}^R)}{S_{21}^T (S_{22}^L - S_{22}^R)} e^{-\gamma l} - 1} \Gamma_R \quad (4-46)$$

$$S_{bu}^A S_{ub}^A = \frac{S_{12}^T S_{12}^L (S_{11}^T - S_{11}^L) \left\{ \frac{S_{12}^L (S_{11}^T - S_{11}^R)}{S_{12}^T (S_{11}^L - S_{11}^R)} e^{-\gamma l} - 1 \right\} (e^{\gamma l} - e^{-\gamma l})}{\Gamma_R (S_{12}^T - S_{12}^L e^{-\gamma l})^2 \left\{ \frac{S_{12}^L (S_{11}^T - S_{11}^R)}{S_{12}^T (S_{11}^L - S_{11}^R)} e^{\gamma l} - 1 \right\}} \quad (4-47)$$

そしてバラン B の 2 ポート S パラメータの導出式を以下に示す。

$$S_{uu}^B = \frac{S_{21}^T S_{22}^L - S_{22}^T S_{21}^L e^{-\gamma l}}{S_{21}^T - S_{21}^L e^{-\gamma l}} \quad (4-48)$$

$$S_{bb}^B = \frac{\frac{S_{12}^L (S_{11}^T - S_{11}^R)}{S_{12}^T (S_{11}^L - S_{11}^R)} e^{\gamma l} - 1}{\frac{S_{12}^L (S_{11}^T - S_{11}^R)}{S_{12}^T (S_{11}^L - S_{11}^R)} e^{-\gamma l} - 1} \Gamma_R \quad (4-49)$$

$$S_{bu}^B S_{ub}^B = \frac{S_{21}^T S_{21}^L (S_{22}^T - S_{22}^L) \left\{ \frac{S_{21}^L (S_{22}^T - S_{22}^R)}{S_{21}^T (S_{22}^L - S_{22}^R)} e^{-\gamma l} - 1 \right\} (e^{\gamma l} - e^{-\gamma l})}{\Gamma_R (S_{21}^T - S_{21}^L e^{-\gamma l})^2 \left\{ \frac{S_{21}^L (S_{22}^T - S_{22}^R)}{S_{21}^T (S_{22}^L - S_{22}^R)} e^{\gamma l} - 1 \right\}} \quad (4-50)$$

次にバランによる TRL の 3 つの状態の構成について示す。図 4-20 に MSL-SL を例として TRL 法を用いて測定する場合の TRL の 3 つの状態を示す。また図 4-21 に MB と MSL-SL および TB の TRL 法による測定に用いる 3 状態の写真を示す。(a) Thru 状態はバラン A の Port B1 とバラン B の Port B2 を接続する。(b) Reflect 状態は試作が容易な開放状態とする。(c) Line 状態はバラン A の Port B1 とバラン B の Port B2 を伝送線路で接続する。Thru 状態および Line 状態はバラン A とバラン B が線対称となる様に接続する必要がある。図 4-22 (a) (b) に示す点対称となるような接続をすると正常なバランの測定ができない。これは図 4-22 (c) に示すように不平衡ポートから給電したとき、MSL と交差する点の SL の電界の向きが不平衡ポートの方向であり、MSL から Port B1 または Port B2 が 1.5 波長であると仮定する。このときバラン A の Port B1 における電界 E は上向きであるが、バラン B の Port B2 における電界は下向きとなる。つまり Port U1 から測定したときと Port U2 から測定したときで、Port B1 または Port B2 における電界の向きが異なってしまうことが原因であると考えられる。

なお平面バランであるバラン A とバラン B を別々に作成した場合、Thru 状態における Port B1 と Port B2 の接続は物理的に難しく、測定の再現性を下げる原因になると考える。そこでバラン A とバラン B を接続した状態で試作して Thru 状態とする。Line 状態も同様に、バラン A とバラン B および伝送線路を接続した状態で試作して Line 状態とする。

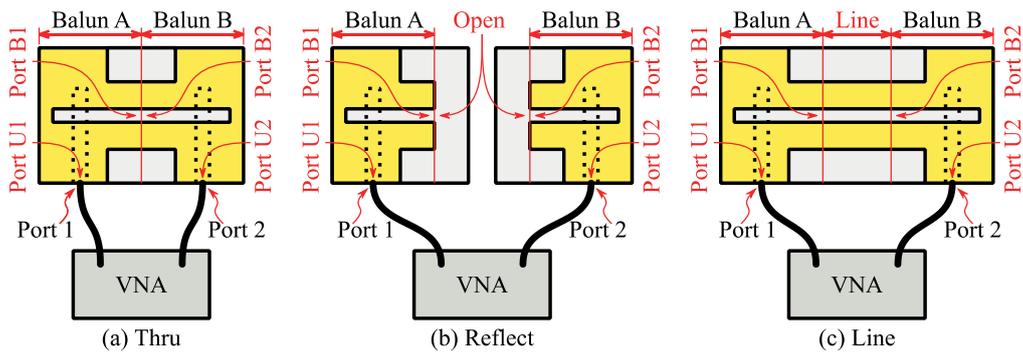


図 4-20 TRL 法による平面バラン測定における 3 つの状態

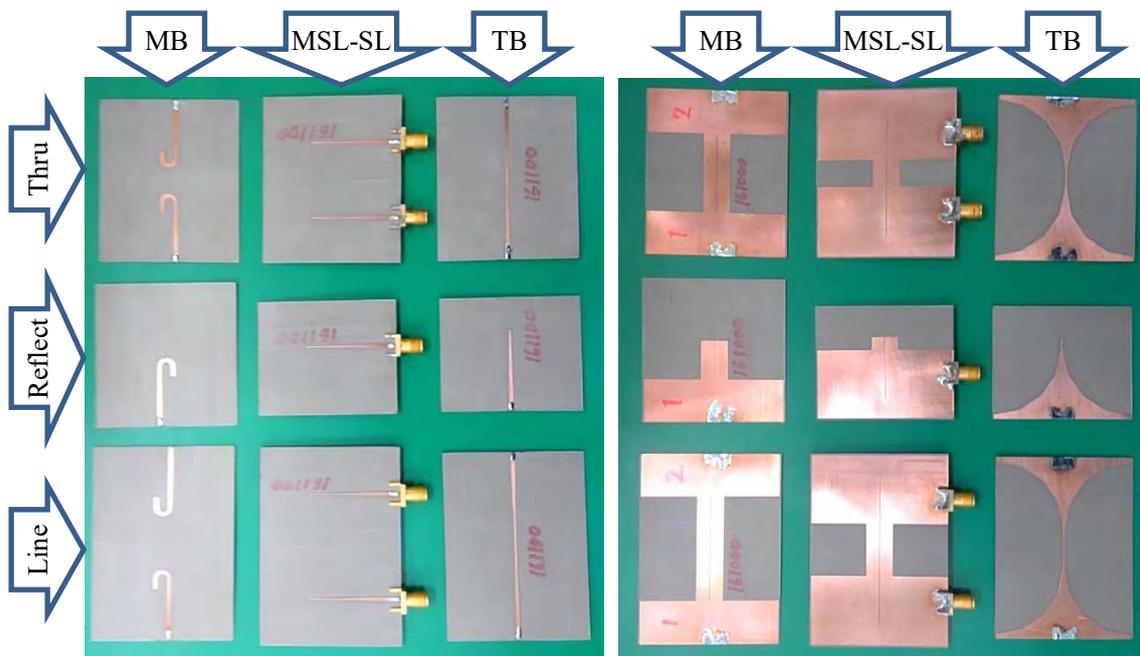


図 4-21 バランの TRL 法による測定に用いる 3 状態の写真

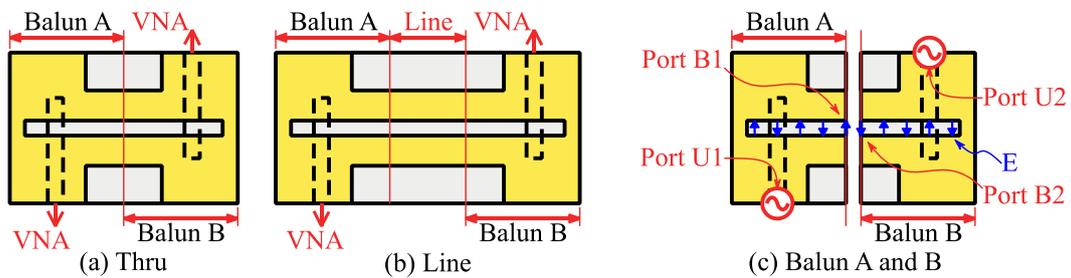


図 4-22 点対称な接続

4.4 シミュレーション

シミュレーションは電磁界シミュレータ WIPL-D を用いて実験と同様のモデルを構築し、同様の手順で行う。ただし MSpSOL 法のシミュレーションは実験と異なる点があり、それらについて以下に述べる。なお比較測定である TRL 法については実験とシミュレーションで異なる点はない。MSpSOL 法の実験には校正キットを使用するが、シミュレーションにおいては校正キットをモデリングせずに不平衡ポートに開放、整合、短絡を設定する。また図 4-11 に示すように MSL-SL および MB の測定に用いる治具では湾曲した MSL で構成したが、図 4-23 (a) に示すようにシミュレーションにおける治具では直線の MSL で構成した。これらはシミュレーションモデルの簡単化のためである。そして測定の基準面を給電点から Port B1, Port B2 に設定するために WIPL-D の De-embed 機能を用いる。また校正キットをモデリングしないので Port U と Port V が同じ位置となり、MpSOL 法の手順 (IV) 不平衡ポートの電気長補正は必要ない。つまりバランを平衡ポート Port B, 不平衡ポート Port U から見た 2 ポートミックスモード S パラメータの導出式 (4-35) ~ (4-41) においては、Port U と Port V の電氣的な位相差 $\Delta\theta = 0$ を代入する。

図 4-23 (b) に示すように TB のシミュレーションにおいては治具を用いず、バランと直角に設けた地板と Port B を構成する 2 つの導体へ個別に直接給電を行った。

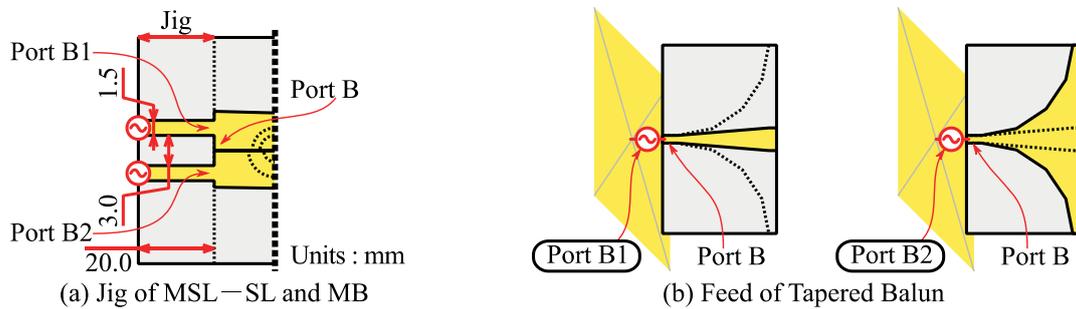


図 4-23 シミュレーションモデル

表 4-14 バランの入射波と出射波の表記

		Incident wave	Emergent wave
Port U (Unbalanced port)	s : Single end mode	a_{su}	b_{su}
Port B (Balanced port)	d : Differential mode	a_{db}	b_{db}
	c : Common mode	a_{cb}	b_{cb}

(I) MSpSOL 法の実測結果とシミュレーション結果の比較

MSpSOL 法を用いたバランの測定結果とシミュレーション結果を比較する。図 4-25 に MSL-SL，図 4-26 に MB，図 4-27 に TB の S パラメータを振幅 (Amplitude) と位相 (Phase) に分けて示す。線で実験結果 (Exp.)，○×△印でシミュレーション結果 (Sim.) を示している。それぞれ (a) 反射係数と (b) 透過係数でグラフを分けて示している。なお S_{dcb} は平衡ポート Port B への入射波の同相成分と Port B からの出射波の差動成分の入出力比であり， S_{cbb} は平衡ポート Port B への入射波の差動成分と Port B からの出射波の同相成分の入出力比である。これらは同一ポートの S パラメータであることから反射係数であるとも考えられるが，シグナルフローグラフにおいては成分の違いはポートの違いと同様に処理するため，ここでは透過係数と共に各グラフの (b) に示す。また S_{dcb} と S_{cbb} を積の状態を示しているのは $S_{dcb} \cong S_{cbb}$ であることと，他の透過係数である差動成分の透過係数の積 $S_{sdub}S_{dsbu}$ および同相成分の透過係数の積 $S_{scub}S_{csbu}$ と次元を揃えて比較するためである。何故なら，積の状態で導出した透過係数 $S_{sdub}S_{dsbu}$ ， $S_{scub}S_{csbu}$ から個別の透過係数を求めるには，バランの相反性の確認や平方根の解の正負符号選択などの操作が必要なためである。

はじめに図 4-25 に示す MSL-SL の実験結果とシミュレーション結果を同一周波数で比較する。(a) 反射係数の振幅において Port B から見た反射係数の差動成分 S_{dab} が 3 GHz で 0.19 の差が存在するものの，その他の周波数では良く一致している。(b) 透過係数の振幅においては， $S_{scub}S_{csbu}$ に 6.5 GHz, 7.2 GHz および 10 GHz 周辺で大きな差が存在する。この原因は 4.2.2 項 測定の手順 (IV) SOL 法の適用で想定した $|S_{scub}S_{csbu}| \cong 0$ の場合において S_{cc}^{BS} ， S_{cc}^{BO} ， S_{cc}^{BL} の差よりも測定誤差による差の方が大きくなることで，実験結果とシミュレーション結果に大きな差が生じたためと考える。なお S_{cc}^{BS} はバランの不均衡ポート Port U に Short の標準器を接続した状態において，バランを平衡ポート Port B から見た反射係数であり，同様に S_{cc}^{BO} は標準器が Open の場合であり， S_{cc}^{BL} は標準機が Load の場合である。グラフに示すシミュレーション結果が $|S_{scub}S_{csbu}| \cong 0$ となっているのは誤差が省略できるほどに小さいためと考えられる。 $S_{scub}S_{csbu}$ 以外の振幅は良く一致している。一方，位相については $S_{sdub}S_{dsbu}$ が良く一致しているが，他のパラメータは差が確認できる。なお S_{sdub} は Port B ~ Port U， S_{dsbu} は Port U ~ Port B の透過係数の差動成分である。 $S_{sdub}S_{dsbu}$ 以外は振幅がほぼ 0 であるため，僅かな値の差で位相に大きな差が生じたと考える。次に図 4-26 に示す MB の実験結果とシミュレーション結果を比較すると，図 4-25 と同様に (a) 反射係数の振幅については

良く一致しているが、(b) 透過係数については $S_{sdub}S_{dsbu}$ の振幅と位相および $S_{dcbb}S_{cdbb}$ の位相に差異が見られる。

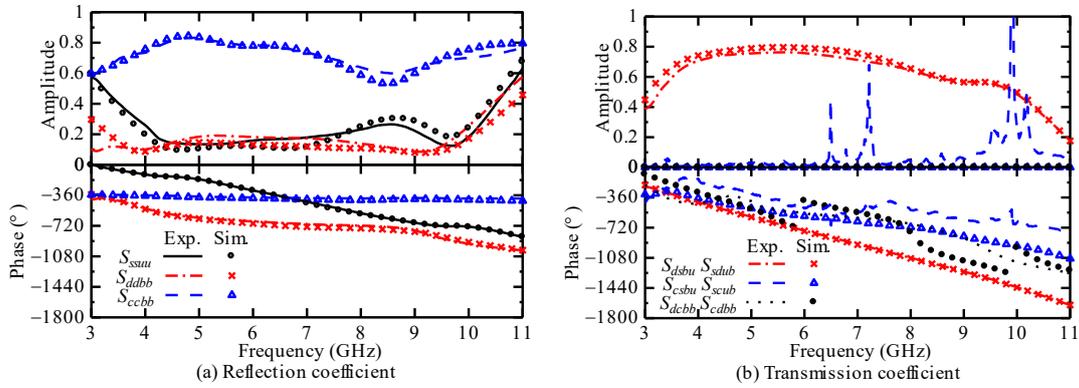


図 4-25 MSpSOL 法を用いた MSL-SL の測定結果

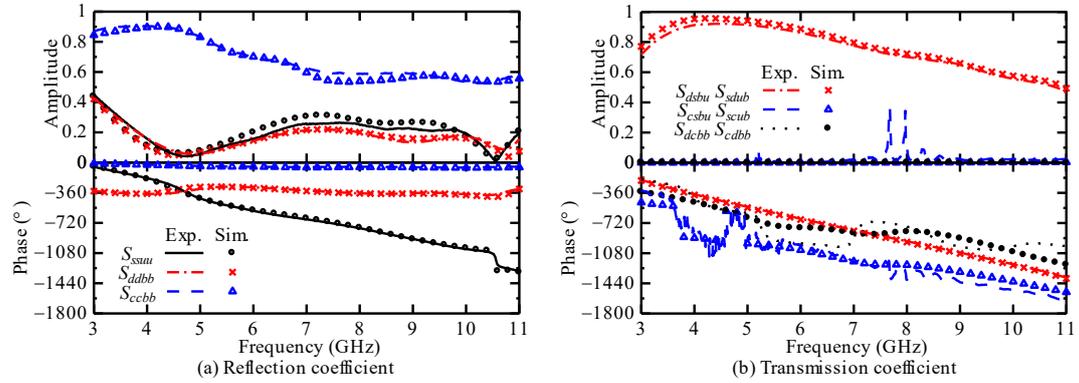


図 4-26 MSpSOL 法を用いた MB の測定結果

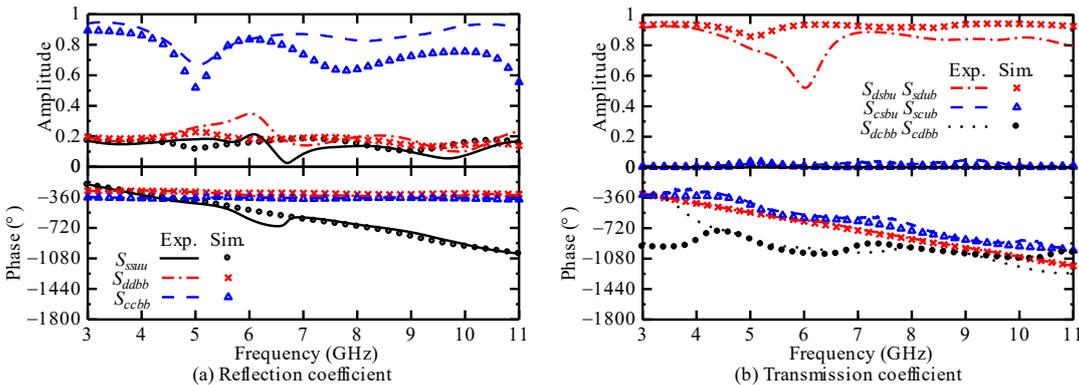


図 4-27 MSpSOL 法を用いた TB の測定結果

次に図 4-27 に示す TB の実験結果とシミュレーション結果を同一周波数で比較する。(a) 反射係数の振幅の図中で S_{ssuu} は 6.8 GHz に 0.14 の差, S_{ddbb} は 6 GHz に 0.16 の差, S_{ccbb} は 11 GHz に 0.36 の差が生じており, 位相においては 6.4 GHz の S_{ssuu} に 131.4° の差が生じている。以上のように図 4-25 (b) や図 4-26 (b) に示した MSL-SL や MB よりも, 実験結果とシミュレーション結果に差異が大きい。原因は TB が MSL-SL や MB と治具の構造が異なっている

点であると考え、特に厚さ 0.55 mm の TB と治具を半田で直角に接続しているため製作誤差が生じやすい。(b) 透過係数については 6 GHz の $S_{dsbu}S_{sdub}$ に 0.41 の差が生じている。一方、MSL-SL や MB の $|S_{csbu}S_{scub}|$ の実験結果で存在した実験結果とシミュレーション結果の大きな差は確認できないが、細かなリップルは存在する。なおシミュレーション結果において $S_{dcbb}S_{cdbb}$ の振幅の最大値は MSL-SL が 2.01×10^{-4} 、MB が 3.42×10^{-3} 、TB が 3.73×10^{-2} であり、TB に比べて他のバランの振幅は低い値である。 $S_{dcbb}S_{cdbb}$ の振幅の値が低いことから MSL-SL と MB は 4.2.2 項の (III) の最後に示したように、測定においてバランを Port B から見た同相成分のミックスモード S パラメータでは Port U に接続した校正キットの状態を区別できなくなり、 $S_{dcbb}S_{cdbb}$ の振幅の実験結果が実際より大きな値となった可能性がある。

(II) 差動成分と同相成分の比較

ミックスモード S パラメータの差動成分と同相成分の比較を行い、バランの Port B が主に差動動作していることを確認する。まずシグナルフローグラフ (図 4-24) の a_{db} と a_{cb} が 0、つまり Port B が差動動作であっても同相動作であっても整合状態の場合を考える。このとき Port U に電力波 a_{su} が入射すると、Port B から出射する電力波の差動成分 b_{db} は $S_{dsbu}a_{su}$ 、同相成分 b_{cb} は $S_{csbu}a_{su}$ である。この b_{db} が b_{cb} に比べて大きければ、バランの Port B が主に差動動作していると考えられる。つまり $S_{dsbu}a_{su} / S_{csbu}a_{su} = S_{dsbu} / S_{csbu}$ が 1 より大きければ Port B は主に差動動作しており、1 より小さければ Port B は主に同相動作している。この S_{dsbu} / S_{csbu} は CMRR (Common mode rejection ratio) と呼ばれている [58]。なお MSpSOL 法を用いてバランを測定すると S_{dsbu} は $S_{sdub}S_{dsbu}$ 、 S_{csbu} は $S_{scub}S_{csbu}$ の状態で導出されることから本研究では CMRR を以下の式で算出する。

$$\text{CMRR} = \sqrt{\frac{S_{sdub}S_{dsbu}}{S_{scub}S_{csbu}}} \quad (4-51)$$

図 4-28 にバランの CMRR を片対数グラフで示す。なお前述したように $S_{scub}S_{csbu}$ の実験方法には改善が必要であることからシミュレーション結果を用いた。表 4-15 にグラフから読み取った 3 種類のバランそれぞれの CMRR の最低値まとめる。3 種類のバランで最も CMRR の最低値が低いのは TB であり、TB の CMRR の最低値は 5.0 GHz における 4.8 である。つまり 5.0 GHz における TB に Port U から電力波 a_{su} を入力したとき、Port B から出力される差動成分の電力波 b_{db} は同相成分の電力波 b_{cb} より 4.8 倍となっている。さらに電力波は電力の平方根であることから電力で考えた場合、差動成分の電力と同相成分の電力の比は $\text{CMRR}^2 = 4.8^2 \cong 23.0$ 倍となる。なお MSL-SL の CMRR の最低値は 11.0 GHz における 30.2、MB の CMRR の最低値は 11.0 GHz における 12.0 であり、いずれのバランも 3 ~ 11 GHz において $\text{CMRR} > 1$ である。以上のことから MSL-SL、MB および TB の Port B は主に差動動作していると考えられる。

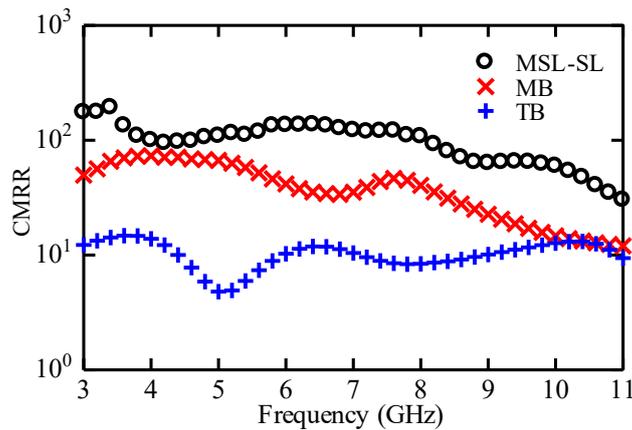


図 4-28 バランの CMRR

表 4-15 CMRR の最低値

	CMRR (電力波の比)	CMRR ² (電力の比)	CMRR が最も 低い周波数
MSL-SL	30.2	912.0	11.0 GHz
MB	12.0	144.0	11.0 GHz
TB	4.8	23.0	5.0 GHz

(III) MSpSOL 法と TRL 法の測定結果の比較

MSpSOL 法を用いたバランの測定結果と TRL 法を用いた測定結果を示す。図 4-29 に MSL-SL, 図 4-30 に MB, 図 4-31 に TB の S パラメータを振幅と位相に分けて示す。なお TRL 法は MSpSOL 法と異なり差動成分と同相成分をわけて S パラメータを測定することはできない。しかし前項で示したようにバランの平衡ポート Port B は主に差動動作していることから、同相成分を除いた MSpSOL 法の測定結果と TRL 法の測定結果を比較する。このことから、ここでは MSpSOL 法の測定結果である S_{ssuu} , $S_{sdub}S_{dsbu}$, S_{ddbb} をそれぞれ S_{uu} , $S_{ub}S_{bu}$, S_{bb} として扱う。

はじめにバランを (a) MSpSOL 法で測定した結果と (b) TRL 法で測定した結果を比較する。図 4-29 に示す MSL-SL は、まず (b) TRL 法で測定した実験結果とシミュレーション結果はほぼ一致している。そして (a) MSpSOL 法で測定した結果と (b) TRL 法で測定した結果を比較すると、振幅における 8.8 GHz で S_{uu} に凸の有無など差異が存在するものの、その他の振幅と位相の傾向は一致した。次に図 4-30 に示す MB も (b) TRL 法で測定した実験結果とシミュレーション結果はほぼ一致している。そして図 4-30 (a) と (b) を比較すると、振幅における 4.8 GHz で S_{uu} および S_{bb} が凹、 $S_{ub}S_{bu}$ が凸になっている点など傾向はよく一致する。最後に図 4-31 に示す TB の (b) TRL 法で測定した実験結果とシミュレーション結果はほぼ一致している。この (b) TRL 法の結果は (a) MSpSOL 法のシミュレーション結果と比較すると、振幅における 4 GHz で S_{uu} および $S_{ub}S_{bu}$ が凸、 S_{bb} が凹になっておりよく一致している。一方 (a) MSpSOL 法で測定した実験結果の振幅に存在する 5 GHz における S_{bb} の凸、

$S_{ub}S_{bu}$ の凹は, (b) TRL 法で測定した実験結果およびシミュレーション結果では存在しない. この結果から図 4-31 (a) に示す TB の MSpSOL 法による実験方法には改善が必要であると考える.

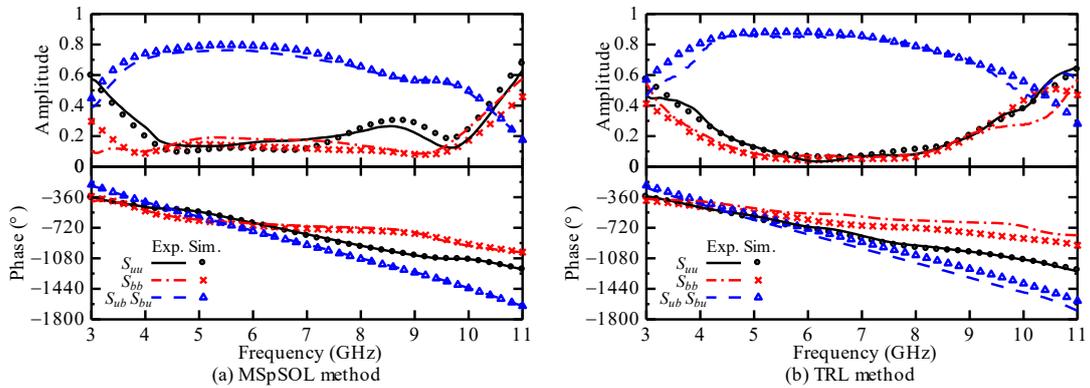


図 4-29 MSpSOL 法または TRL 法を用いて測定した MSL-SL

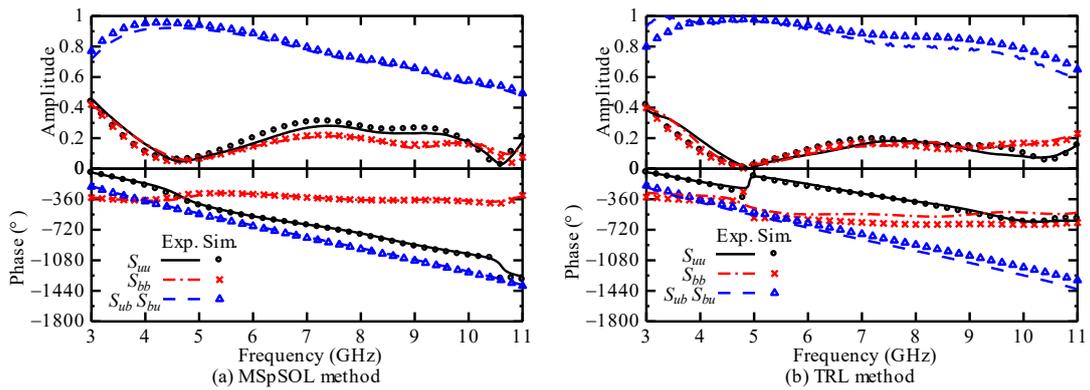


図 4-30 MSpSOL 法または TRL 法を用いて測定した MB

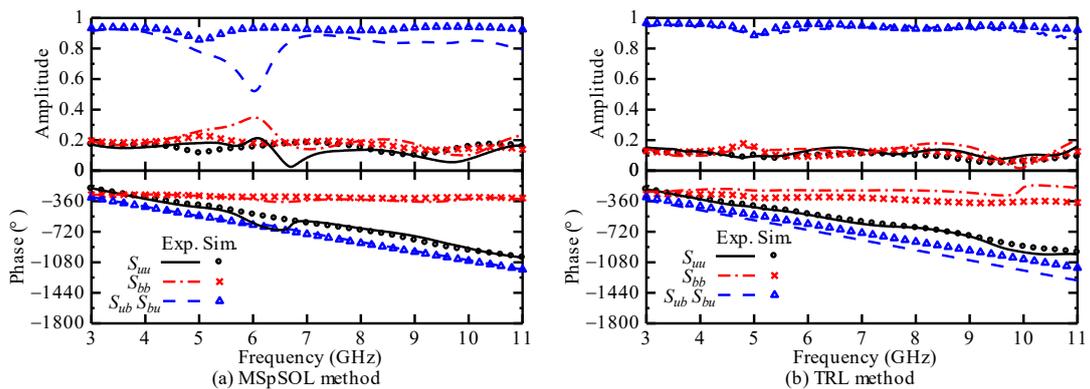


図 4-31 MSpSOL 法または TRL 法を用いて測定した TB

なお, どのバランにおいても $S_{ub}S_{bu}$ の同一周波数における振幅は (a) MSpSOL 法のシミュレーション結果よりも (b) TRL 法のシミュレーション結果の値が高い. MSpSOL 法の $S_{ub}S_{bu}$

は差動成分 $S_{sdub}S_{dsbu}$ のみであるが、TRL 法の $S_{ub}S_{bu}$ は差動成分 $S_{sdub}S_{dsbu}$ と同相成分 $S_{scub}S_{csbu}$ を分離しておらず、これが原因の一つとも考えられる。しかし図 4-25, 図 4-26, 図 4-27 のシミュレーション結果から $S_{scub}S_{csbu}$ の振幅はほぼ 0 であることから他にも原因が存在する。また、どのバランにおいても S_{bb} または $S_{ub}S_{bu}$ の実験結果とシミュレーション結果の位相は、(b) TRL 法より (a) MSpSOL 法の方が近似している。この TRL 法を用いた実験とシミュレーション結果の位相に差が生じた原因の究明は課題として残る。

いずれにしても MSpSOL 法の結果である S_{uu} , $S_{ub}S_{bu}$, S_{bb} として示した S_{ssuu} , $S_{sdub}S_{dsbu}$, S_{dubb} と TRL 法の結果である S_{uu} , $S_{ub}S_{bu}$, S_{bb} の傾向は振幅, 位相ともに一致しており、この結果からも前項で示した通りどのバランも Port B は主に差動動作していると考ええる。

(IV) バランの評価

MSpSOL 法のシミュレーション結果 (図 4-25, 図 4-26, 図 4-27) で 3 種のバランを評価し比較する。バランのミックスモード S パラメータは、不平衡ポートから見た反射係数 S_{ssuu} および平衡ポートから見た反射係数の差動成分 S_{dubb} については振幅が -10 dB 以下を整合状態として、広い周波数帯域での動作を目指して $10^{-10 \text{ dB}/20} \cong 0.32$ 以下の周波数帯域で評価する。一方、平衡ポートから見た反射係数の同相成分 S_{ccbb} については $1+j0$ の開放 (Open) 状態であることが望ましいが [12], 明確な指標の設定が難しいためここでは評価は行わないこととする。透過係数の差動成分の積である $S_{dsbu}S_{sdub}$ については、 S_{dsbu} および S_{sdub} の振幅が -3 dB 以上の帯域で評価するとして、 $10^{-3 \text{ dB}/20} \times 10^{-3 \text{ dB}/20} \cong 0.50$ 以上の帯域で評価する。透過係数の同相成分の積である $S_{csbu}S_{scub}$ および Port B の同相入力差動出力特性と差動入力同相出力特性の積である $S_{dcbb}S_{cdbb}$ は振幅が 0 であることが望ましいが [12], 明確な指標の設定が難しいためここでは評価は行わないこととする。表 4-16 に図 4-25, 図 4-26, 図 4-27 で示した 3 種のバランの S_{ssuu} , S_{dubb} , $S_{dsbu}S_{sdub}$ から確認した上記の帯域をまとめて示す。表から TB の帯域が最も広く、次いで MB の帯域が広いことがわかる。また表 4-17 に S_{ccbb} の振幅の最小値, および $S_{csbu}S_{scub}$, $S_{dcbb}S_{cdbb}$ の振幅の最大値を示す。この結果から S_{ccbb} の最小値はどのバランも近い値であった。一方、 $S_{csbu}S_{scub}$, $S_{dcbb}S_{cdbb}$ の振幅については MSL-SL が最も 0 に近く、次いで MB が 0 に近い結果となり、バランの帯域とは逆の結果となった。ただし前述した様に明確な指標の設定が難しいため本研究においては $S_{csbu}S_{scub}$, $S_{dcbb}S_{cdbb}$ でバランの評価は行わない。

表 4-16 バランの帯域

	S_{ssuu}	S_{ddbb}	$S_{dsbu}S_{sdub}$
MSL-SL	6.4 GHz	7.4 GHz	6.6 GHz
MB	7.6 GHz	7.6 GHz	7.8 GHz
TB	8.0 GHz	8.0 GHz	8.0 GHz

表 4-17 バランのミックスモードSパラメータの最大値と最小値

	$ S_{ccbb} $	$ S_{csbu}S_{scub} $	$ S_{dcbb}S_{cdbb} $
	Min.	Max.	Max.
MSL-SL	0.54	2.01×10^{-4}	9.53×10^{-5}
MB	0.54	3.42×10^{-3}	3.46×10^{-4}
TB	0.52	3.73×10^{-2}	1.55×10^{-2}

4.6 考察

(I) MSpSOL 法による測定について

バランの測定方法としてミックスモード S パラメータ法と SOL 法を組み合わせた方法 (MSpSOL 法) を提案した. MSpSOL 法を用いた MSL-SL, MB の測定は, 実験結果とシミュレーション結果を比較すると S_{csbu} S_{scub} 以外のパラメータは近似した. S_{csbu} S_{scub} は平衡端子から不平衡端子の透過係数の同相成分と, 不平衡端子から平衡端子の透過係数の同相成分の積である. この結果から MSpSOL 法を用いることでバランのミックスモード S パラメータの内, 差動成分は明らかになった. しかし同相成分の測定方法には工夫を加える必要があると考える. ミックスモード S パラメータの同相成分の 1 つである S_{csbu} S_{scub} を測定できない理由は $|S_{csbu} S_{scub}| \cong 0$ であることから, 平衡ポートからの測定で不平衡ポートの標準器を区別できず, SOL 法に問題が生じたことであると想定する. これの対策としては VNA の出力電力を上げることなどが考えられるが, 詳細な検討は課題として残る.

MSpSOL 法を用いた TB の測定は, 実験結果とシミュレーション結果に差が生じた. なお TRL 法を用いた測定およびシミュレーションした結果は, MSpSOL 法を用いたシミュレーション結果と近似した. このことから MSpSOL 法を用いた TB の測定はシミュレーションにおいては可能であるが, 実験においては TB と VNA を接続する方法を改善する必要があると考える. 何故なら MSpSOL 法を用いた TB の実験が MSpSOL 法を用いた他のバランの実験や TRL 法を用いた実験と異なる点に, 基板同士を半田で直角に接続している点がある. この手作業による接続で誤差が生じたと考える. この TB と VNA の接続方法の改善も課題として残る.

(II) 差動成分と同相成分の比較

バランの Port B が主に差動動作していることを確かめるためにバランの CMRR を求めた. シミュレーション結果から求めた CMRR を比較した結果, 3 種類のバランの中で TB の CMRR が最も低く, MSL-SL の CMRR が最も高いことが確認できた. また TB であっても CMRR の 3~11 GHz における最低値は 4.8 であった. この値は Port U から入力したときに Port B から出力される差動成分の電力が同相成分の電力の $4.8^2 = 23$ 倍であることを示す. 以上のことから MSL-SL, MB および TB の Port B は主に差動動作していることが明らかになった.

(III) バランの整合特性の比較

測定した MSL-SL, MB および TB のミックスモード S パラメータを比較すると, 最も広い周波数帯域で動作するバランは TB であり, 次いで MB であることが明らかになった. TB は整合特性だけではなく, 他の 2 つのバランに比べて構造が単純であることから設計パラメータが少なく設計が容易という利点も持ち, 有用なバランである.

第4章 平面バランの整合特性の比較

なお本論文で用いたバランは特性インピーダンスを不平衡ポートの $50\ \Omega$ から平衡ポートの $100\ \Omega$ へ変換している。しかしバランの平衡ポートに接続される放射部の入力インピーダンスは3.4.1項で述べたように $100\ \Omega$ より高い。このことからバランの平衡ポートの特性インピーダンスを高くして設計可能であるかが検討事項として残る。

第5章 放射部とバランの接続

放射部とバランを接続してテーパスロットアンテナ (TSA) を構成する。本章では放射部とバランの個別の整合特性と放射特性から TSA の整合特性と放射特性を導出する。これにより TSA を放射部とバランに分割した設計が可能となる。

整合特性については、放射部とバランのそれぞれの整合特性を計算によって合成し TSA の整合特性を推定する。なおバランは整合特性として複数の成分を持つミックスモード S パラメータを測定しているため、放射部のミックスモード S パラメータも示す。しかしミックスモード S パラメータは複数の成分が存在するために、通常の S パラメータと同じ計算方法で 2 ポート回路であるバランと 1 ポート回路である放射部のパラメータを合成できない。そこで成分の違いをポートの違いと同様に考えることができるシグナルフローグラフに着目して [24] [36] [58], 放射部とバランのそれぞれのミックスモード S パラメータを合成する。

TSA の放射特性は放射部の放射特性が主となる。しかしバランの平衡ポートからの給電が差動給電ではない場合や、バランからの不要放射が存在する場合においてはバランが放射特性に影響を与える。そこで放射部の放射特性にバランのミックスモード S パラメータで補正を加えることで TSA の放射特性を推定し、放射部をバランで給電することによる放射特性への影響を確認する。

5.1 検討対象

放射部と接続するバランは第4章 平面バランの整合特性の比較の結果から最も広帯域で動作するバランであるテーパバラン (TB) とその次に広帯域で動作したマーチャント (MB) とする。放射部については TB に対せき形放射部 (AR) を用い、MB には直線テーパ放射部 (LTR) を用いる。本節でははじめに放射部とバランのミックスモード S パラメータの表記について示し、その後、放射部の選択理由や構造の詳細について示す。

5.1.1 放射部とバランのミックスモード S パラメータの表記

はじめにバランと放射部のミックスモード S パラメータの表記と意味について示す。表 5-1 にバラン、表 5-2 に放射部のミックスモード S パラメータの表記について示す。ミックスモード S パラメータの添え字は 3 文字目に出射波、4 文字目に入射波のポートを示す。バランの場合は u であれば Port U, b であれば Port B であることを示し、放射部のポートは Port R のみであることから r となる。さらにミックスモード S パラメータの 1 文字目の添え字は出射波、2 文字目の添え字は入射波の成分を示す。ポートが平衡の場合は d であれば差動成分、 c であれば同相成分であることを示し、ポートが不平衡であれば s となる。つまり個々のミックスモード S パラメータの意味は以下のようになる。

バランのミックスモード S パラメータ

S_{ssuu} : バランを Port U から見た反射係数

S_{dabb} : バランを Port B から見た反射係数の差動成分

S_{cabb} : バランを Port B から見た反射係数の同相成分

S_{dsbu} : バランの Port U から Port B への透過係数の差動成分

S_{sdub} : バランの Port B から Port U への透過係数の差動成分

S_{csbu} : バランの Port U から Port B への透過係数の同相成分

S_{scub} : バランの Port B から Port U への透過係数の同相成分

S_{dcbb} : バランの Port B への入射波の同相成分と Port B からの出射波の差動成分の比

S_{ccbb} : バランの Port B への入射波の差動成分と Port B からの出射波の同相成分の比

放射部のミックスモード S パラメータ

S_{drr} : 放射部を Port R から見た反射係数の差動成分

S_{crr} : 放射部を Port R から見た反射係数の同相成分

S_{drr} : 放射部の Port R への入射波の同相成分と Port R からの出射波の差動成分の比

S_{crr} : 放射部の Port R への入射波の差動成分と Port R からの出射波の同相成分の比

表 5-1 バランのミックスモード S パラメータの表記

Input \ Output		Output		
		Port U	Port B	
		s	d	c
Port U	s : Single end mode	S_{ssuu}	S_{dsbu}	S_{csbu}
Port B	d : Differential mode	S_{sdub}	S_{dabb}	S_{cabb}
	c : Common mode	S_{scub}	S_{dcbb}	S_{ccbb}

表 5-2 放射部のミックスモード S パラメータの表記

Input \ Output		Port R	
		d	c
Port R	d : Differential mode	S_{drr}	S_{crr}
	c : Common mode	S_{drr}	S_{crr}

5.1.2 LTR と MB で構成する LTSA

1 つ目の測定対象は MB と LTR で構成する直線テーパスロットアンテナ (LTSA) とした。バランに MB を選択したのは前項で示した通り MSL-SL より広帯域で動作したからである。一方、放射部については MB の平衡ポート Port B がコプレーナストリップ線路 (CPS) であることから、LTR または指数曲線放射部 (VR) からの選択であった。本研究では VR より構造が簡単であることから LTR を選択した。なぜなら使用する電磁界シミュレータ WIPL-D は、シミュレーションモデルの構造が複雑となり未知数 (NUMBER OF UNKNOWN) が上限を超えるとシミュレーションが実行できない。この未知数はメッシュの数に比例する。そして WIPL-D はシミュレーションモデルからメッシュを自動生成する。初期設定ではメッシュの最大サイズは、シミュレーションを行う最高周波数の自由空間における 2 波長で

ある. 本研究ではシミュレーションを行う周波数は 3 ~ 11 GHz としていることから, 11 GHz の自由空間波長 27.3 mm の 2 倍である 54.6 mm がメッシュの最大サイズである. なおシミュレーションを行う最高周波数を下げることでメッシュの最大サイズが大きくなり, これによってメッシュの数が少なくなり未知数を減らすことも可能である. しかし図 5-1 (a) に示す MB の Port B を構成する CPS のスリット幅は 0.2 mm, ストリップ導体幅は 4.7 mm であり, メッシュの最大サイズの初期値 54.6 mm より小さい構造で構成されている. このような部分はメッシュの最大サイズを変更してもメッシュの数は変わらない. 以上のことから未知数の上昇によるシミュレーションの実行不可能を回避するために構造が簡単な放射部を選択した.

図 5-1 に本研究で用いる (a) MB と (b) LTR の構造を示す. また表 5-3 に MB の設計値, 表 5-4 に LTR の設計値を示す. MB の構造は 4. 1. 2 項で示した構造と同一である. 一方, LTR の構造はテーパ部分の長さ l と開口幅 w については 3. 4. 2 で放射特性を確認した $l = 120$ mm, $w = 80$ mm とする. また入力ポート Port R はバランの Port B と共通の 100Ω とした.

図 5-2 に LTR のミックスモード S パラメータを示す. このミックスモード S パラメータは図 4-23 (a) で示した治具を用いて, CPS を構成する 2 つの導体へ別々に給電するモデルで LTR をシミュレーションし, シミュレーション結果に式 (2-44) ~ (2-47) を用いて計算することで求めた. なお図 4-23 (a) と同様に WIPL-D の De-embed 機能で測定の基準面を設定した. 次にグラフの値から放射部を評価する. 反射係数の振幅が $-10 \text{ dB} = 10^{-10 \text{ dB}/20} \cong 0.32$ 以下を整合状態とすると, 反射係数の差動成分である S_{ddr} は 3 GHz 周辺や 4.5 GHz, 5.5 GHz など不整合な周波数も存在するが, 4 GHz 周辺や 5 GHz 周辺など整合状態となっている周波数帯域も存在している. 一方, 反射係数の同相成分である S_{crr} は 3 ~ 11 GHz において振幅が 0.61 以上の不整合な状態である. また $S_{dcrr}S_{cdr}$ は 3 ~ 11 GHz においてほぼ 0 であることから, 放射部へ差動の入射波に対して同相の反射波は生じず, 同相の入射波に対しては差動の反射波は生じない. 以上のことから LTR は主に差動給電によって動作すると考える.

図 5-3 は MB のミックスモード S パラメータであり, 図 4-26 で示した MSpSOL 法を用いたシミュレーション結果の再掲であることから, ここでは結果の考察は行わない. なお (b) において $S_{csbu}S_{scub}$ と $S_{dcbb}S_{cdbb}$ はともに振幅がほぼ 0 であることから重なっている.

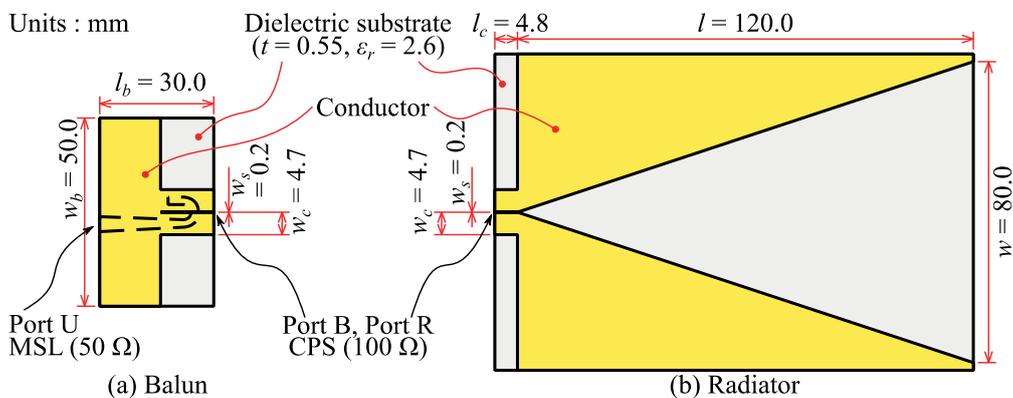


図 5-1 MB と LTR の構造

表 5-3 MB の設計値

		設計値	備考
外形	長さ l_b	30 mm	3 種のバランで統一
	幅 w_b	50 mm	3 種のバランで統一
不平衡側	Port U (MSL)	特性インピーダンス Z_{u0}	50 Ω 測定系との整合のため
平衡側	Port B (CPS)	特性インピーダンス Z_{b0}	100 Ω Z_{m0} の 2 倍の値
		スリット幅 w_s	0.2 mm $Z_{b0} = 100 \Omega$ とするため
		ストリップ導体幅 w_c	4.7 mm $Z_{b0} = 100 \Omega$ とするため

表 5-4 LTR の設計値

		設計値	備考
テーパ部分	長さ l	120 mm	放射特性から決定
	開口幅 w	80 mm	放射特性から決定
入力ポート Port R (CPS)	特性インピーダンス Z_{cp}	100 Ω	バランの Port B と共通の構造
	導体幅 w_c	4.7 mm	バランの Port B と共通の構造
	スロット幅 w_s	0.2 mm	バランの Port B と共通の構造
	線路長 l_c	4.8 mm	バランの Port B と共通の構造

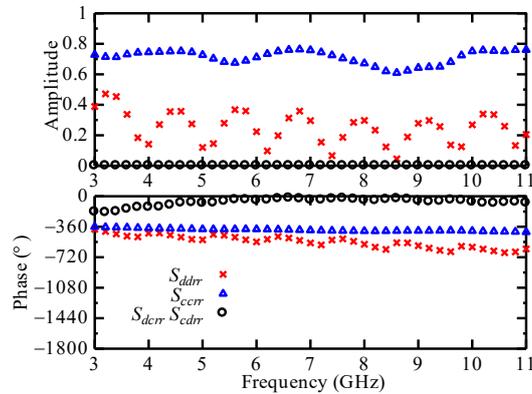


図 5-2 LTR のミックスモード S パラメータ

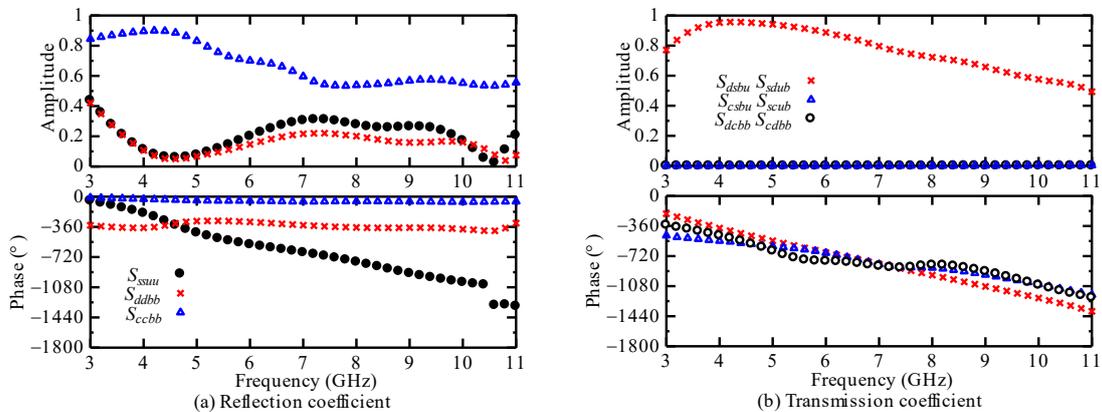


図 5-3 MB のミックスモード S パラメータ

5.1.3 AR と TB で構成する ATSA

2つ目の測定対象はTBとARで構成する対せき形テーパスロットアンテナ(ATSA)とした。図5-4に本研究で用いるTBとARの構造を示す。また表5-5にTBの設計値を再掲し、表5-6にARの設計値を示す。バランにTBを選択したのはMBやMSL-SLより広帯域で動作したからである。なお、その構造については4.1.3に示した通りである。一方、放射部にARを選択したのはTBの平衡ポートPort Bがペアストリップ線路(PSL)であることから、入力ポートがPSLであるARとした。ARの構造については3.4.2に示した結果から、テーパ部分の長さ $l = 100$ mm, 開口幅 $w = 50$ mmよりもE面の半値角幅が狭くなる $l = 100$ mm, $w = 70$ mmとする。

表 5-5 TB の設計値

		設定値	備考
外形	長さ l_b	30 mm	3種のバランで統一
	幅 w_b	50 mm	3種のバランで統一
不平衡ポート Port U (MSL)	基準インピーダンス Z_{u0}	50 Ω	測定系との整合のため
	ストリップ導体幅 w_m	1.5 mm	$Z_{u0} = 50 \Omega$ とするため
変換部分	円弧の半径 r_b	24.65 mm	—
平衡ポート Port B (PSL)	基準インピーダンス Z_{b0}	100 Ω	Z_{u0} の2倍の値
	ストリップ導体幅 w_p	0.7 mm	$Z_{b0} = 100 \Omega$ とするため

表 5-6 AR の設計値

		設計値	備考
テーパ部分	長さ l	100 mm	放射特性から決定
	開口幅 w	70 mm	放射特性から決定
	円弧の半径 r_1	39.65 mm	$r_1 = w/2 + 5.0 - w_p/2$ で算出
	楕円の長軸半径 r_2	100 mm	$r_2 = l$ で算出
	楕円の短軸半径 r_3	35.35 mm	$r_1 = w/2 + w_p/2$ で算出
入力ポート Port R (PSL)	特性インピーダンス	100 Ω	バランのPort Bと共通の構造
	導体幅	0.7 mm	バランのPort Bと共通の構造
	線路長	3.7 mm	バランのPort Bと共通の構造

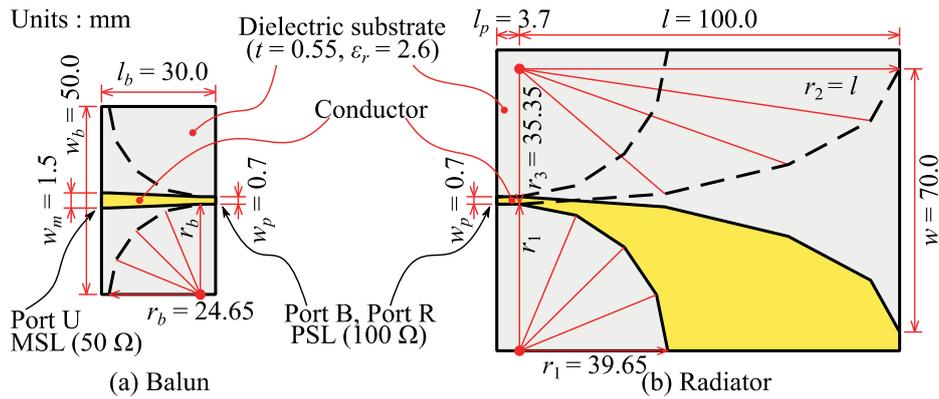


図 5-4 TB と AR の構造

図 5-5 に AR のミックスモード S パラメータを求めるためのシミュレーションモデルを (a) 全体図, (b) z - x 面, (c) z - y 面, (d) x - y 面で示す. 図では見易いように導体箔の厚み t_c が有るように描写しているが, シミュレーションモデルでは $t_c = 0$ mm である. シミュレーションの給電には図 5-5 (b) において $l_j = 20$ mm, $w_j = 50$ mm で示す治具を用いる. 治具は図 5-5 (c) (d) に示すように誘電体に挟まれた導体箔であり, この導体箔を地板として AR の入力ポートである PSL を構成する 2 つの導体へ別々に給電線 Port 1, Port 2 を設定した. 図 5-5 (b) (c) に示すように給電点 Port 1, Port 2 は PSL の端に直接設定されているために, MB のように WIPL-D の De-embed 機能を使用する必要はない. そして前項と同様に, シミュレーションを行う周波数は 3 ~ 11 GHz, メッシュの最大サイズは 54.6 mm である.

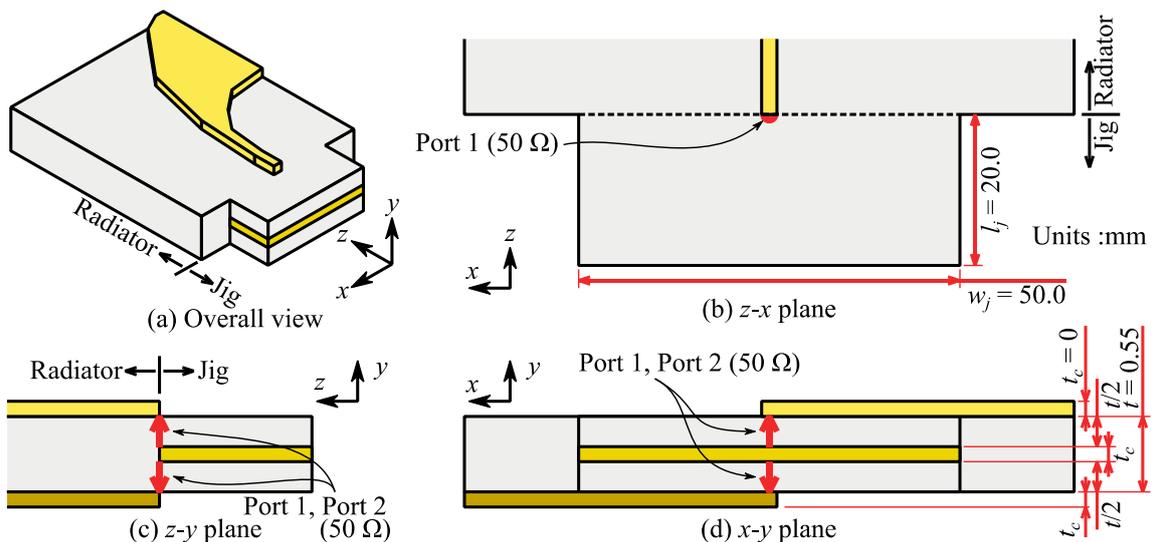


図 5-5 AR のシミュレーションモデル

図 5-6 に AR のミックスモード S パラメータを示す. この S パラメータは図 5-5 のシミュレーションモデルでシミュレーションし, シミュレーション結果に式 (2-44) ~ (2-47) を用いて計算した結果である. なお前項で示した LTR とは異なり AR のシミュレーションモデルは入力ポート Port R に直接給電していることから, WIPL-D の De-embed 機能は使用しない. 次にグラフの値から放射部を評価する. 反射係数の振幅が $-10 \text{ dB} = 10^{-10 \text{ dB}/20} \cong 0.32$ 以下を整合状態とすると, 反射係数の差動成分である S_{ddrr} は 4 GHz 周辺と 7.8 GHz で不整合な状態となっているが, その他の周波数においては整合状態となっている. 一方, 反射係数の同相成分である S_{ccrr} は 3 ~ 11 GHz において振幅が 0.70 以上の不整合な状態となっている. また $S_{dcrr}S_{cdr}$ は 3 ~ 11 GHz においてほぼ 0 であることから, 放射部へ差動の入射波に対して同相の反射波は生じず, 同相の入射波に対して差動の反射波は生じない. 以上のことから AR も LTR と同様に主として差動給電によって動作すると考える.

図 5-7 は TB のミックスモード S パラメータであり, 図 4-27 で示した MSpSOL 法を用いたシミュレーション結果の再掲であることから, ここでは結果の考察は行わない. なお (b) において $S_{csbu}S_{scub}$ と $S_{dcbb}S_{cdbb}$ はともに振幅がほぼ 0 であることから重なっている.

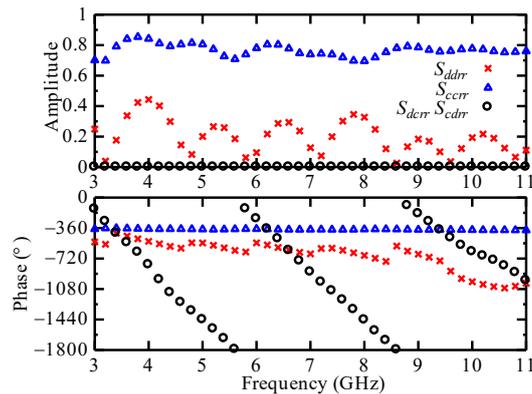


図 5-6 AR のミックスモード S パラメータ

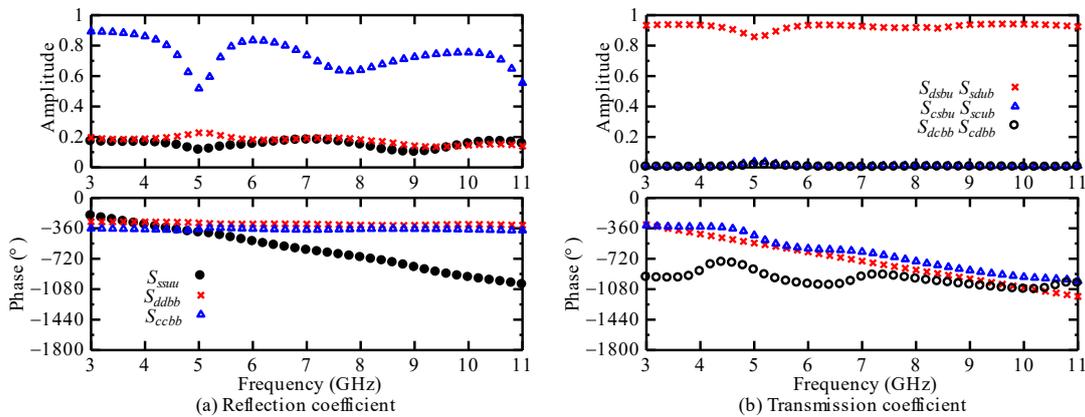


図 5-7 TB のミックスモード S パラメータ

5.2 TSA の反射係数 Γ_{tsa} の算出方法

放射部とバランのそれぞれのミックスモード S パラメータを合成して、放射部とバランを接続した TSA の反射係数を算出する。しかしミックスモード S パラメータには差動成分や同相成分など複数の成分が存在するために、通常の S パラメータと同じ計算方法ではバランのミックスモード S パラメータと放射部のミックスモード S パラメータを合成できない。そこで成分の違いをポートの違いと同様に処理できるシグナルフローグラフに着目する [24] [36] [58]。図 5-8 にバランと放射部のミックスモード S パラメータの接続をシグナルフローグラフで示す。実線の矢印はミックスモード S パラメータを示し、点線の矢印は電力波の入射波 a と反射波または出射波 b の向きを示している。

ここで電力波とミックスモード S パラメータの表記について示す。表 5-7 に電力波の表記について示す。電力波の添え字は 2 文字目でポートを示し、バランの不均衡ポート Port U であれば u 、平衡ポート Port B であれば b 、放射部の入力ポート Port R であれば r となる。添え字の 1 文字目は成分を示しており、平衡ポートの差動成分であれば d 、同相成分であれば c 、不均衡ポートであれば s となる。また表 5-8 と表 5-9 にバランと放射部のミックスモード S パラメータの表記について示す。

図 5-8 のシグナルフローグラフの説明に戻る。グラフは左側にバランがあり、バランの左側は不均衡ポートの Port U で右側は平衡ポートの Port B である。Port U における電力波は不均衡ポートであることから複数の成分は存在しないので a_{su} と b_{su} の 2 つであるが、Port B における電力波は平衡ポートであることから差動成分と同相成分が存在するために a_{db} , b_{db} , a_{cb} , b_{cb} の 4 つである。なおバランを示すグラフの中央で S_{sdub} と S_{cdbu} そして S_{dccb} を示す 3 本の矢印が交差しているが接続はされていない。バランの右側には放射部が存在する。放射部の Port R も Port B と同様に平衡ポートであるために電力波は a_{dr} , b_{dr} , a_{cr} , b_{cr} の 4 つである。ただし電力波の向きを考えるとバランから見た出射波 b_{db} , b_{cb} は放射部から見ると入射波 a_{dr} , a_{cr} に見え、バランから見た入射波 a_{db} , a_{cb} は放射部から見ると出射波 b_{dr} , b_{cr} に見える。以上の電力波の向きを考慮するとバランと放射部のミックスモード S パラメータの接続は図 5-8 に示すようになる。

図 5-8 から放射部とバランを接続した TSA の反射係数は、 b_{su}/a_{su} を解くことで求められる。シグナルフローグラフの解き方には電力波が通る全ての経路を計算する方法や [24], 2.5.5 で示した法則に従って S パラメータをまとめて a_{su} から b_{su} を 1 つの S パラメータとする方法がある。しかし図 5-8 に示したシグナルフローグラフは経路が多く、複雑に繋がっているために全ての経路を計算することは難しい。図 5-9 は図 5-8 を変形させたグラフである。具体的には点線の矢印は電力波の向きのみを示しており、点線の矢印を通過しても電力波の振幅に変化はないことから、 S_{dadb} , S_{ccbb} , S_{dccb} , S_{ccdb} を示す矢印の始点と終点を点線に沿って放射部まで移動させた。図 5-9 の中央に示す通り S_{dadb} と S_{darr} のループ、 S_{ccbb} と S_{ccrr} のループ、 S_{dccb} と S_{darr} のループ、 S_{ccbb} と S_{drr} のループが繋がって円を描いており S パラメータを纏めることは難しい。この問題の解決方法を次項で 2 種類示す。

5.2.1 一部の S パラメータを省略した合成

関連する発表文献 [59] [60]

図 5-2, 図 5-3 に○印で示した通り LTR の $S_{dcrr}S_{cdr}$ および MB の $S_{dccb}S_{cddb}$ の振幅はほぼ 0 である. また図 5-6, 図 5-7 に○印で示した AR の $S_{dcrr}S_{cdr}$ および TB の $S_{dccb}S_{cddb}$ の振幅はほぼ 0 である. このことから図 5-8 に示したシグナルフローグラフにおいて放射部の S_{dcrr} , S_{cdr} とバランの S_{dccb} , S_{cddb} を省略する. 図 5-10 に上記の S パラメータを省略したシグナルフローグラフを示す. このグラフにおいて差動成分と同相成分は Port U から見て並列に接続されている. なお S_{dcrr} は Port R への入射波の同相成分と Port R からの出射波の差動成分の比, S_{cdr} は Port R への入射波の差動成分と Port R からの出射波の同相成分の比であり, S_{dccb} は Port B への入射波の同相成分と Port B からの出射波の差動成分の比, S_{cddb} は Port B への入射波の差動成分と Port B からの出射波の同相成分の比である. 図 5-10 でループは S_{dabb} と S_{ddrr} , S_{ccbb} と S_{ccrr} の 2 つとなり, また 2 つのループ同士は繋がっていないために 2. 5. 5 に示した方法でシグナルフローグラフを解くことが可能である.

図 5-11 に図 5-10 を解く過程を示す. はじめに図 5-10 のバランと放射部との点線無くし, バランと放射部のミックスモード S パラメータを直接接続する (図 5-11 (a)). そして法則の適用が分かり易いように S_{dabb} と S_{ddrr} の位置, および S_{ccbb} と S_{ccrr} の位置をそれぞれ入れ替える (図 5-11 (b)). 次にノード e_{d1} と e_{c1} でそれぞれシグナルフローグラフを変形する法則 4 を適用して e_{d1} を e_{d11} と e_{d12} に分け, e_{c1} を e_{c11} と e_{c12} に分ける (図 5-11 (c)). そして e_{d12} と e_{c12} のそれぞれのノードを中心に法則 1 で S パラメータを $S_{dabb}S_{ddrr}$ および $S_{ccbb}S_{ccrr}$ とまとめた後, ノード e_{d2} または e_{c2} を始点と終点とした自己ループに法則 3 を用いる (図 5-11 (d)). さらに S_{ssuu} 以外の S パラメータを法則 1 でまとめる (図 5-11 (e)). 最後に 3 つのパラメータを法則 2 でまとめると (図 5-11 (e)), 放射部とバランを接続した TSA の反射係数 Γ_{tsa} の導出式が求められる. 求めた導出式を以下に示す.

$$\begin{aligned}\Gamma_{tsa} &= S_{ssuu} + \frac{S_{dsbu}S_{sdub}S_{ddrr}}{1 - S_{dabb}S_{ddrr}} + \frac{S_{csbu}S_{scub}S_{ccrr}}{1 - S_{ccbb}S_{ccrr}} \\ &= S_{ssuu} + S_d + S_c\end{aligned}\quad (5-1)$$

第一項はバランのみを不平衡ポート Port U から見た反射係数である. 第二項は差動成分に関する項であり S_d と表すこととする. 第三項は同相成分に関する項であり S_c と表すこととする.

さらに図 5-3, 図 5-7 に△印で示した通り MB と TB の $S_{csbu} S_{scub}$ の振幅もほぼ 0 である. なお S_{csbu} はバランの Port U から Port B への透過係数の同相成分であり, S_{scub} は Port B から Port U への透過係数の同相成分である. このことから S_{csbu} , S_{scub} を 0 とすると図 5-10 に示したシグナルフローグラフは図 5-12 のようになり, Port U から見ると同相成分は接続されていない. さらに同相成分はバランと放射部の間を往復しているように見える. 以上のことから式 (5-1) に $S_{csbu}S_{scub} = 0$ を代入, または図 5-12 を図 5-11 に示した方法で解くと Γ_{tsa}

は以下の式で求められる。式(5-1)と比べると同相成分に関する項 S_c が無くなり、差動成分に関する項 S_d のみ合成している。

$$\Gamma_{tsa} = S_{ssuu} + \frac{S_{dsbu}S_{sdub}S_{drr}}{1 - S_{dabb}S_{drr}} \quad (5-2)$$

$$= S_{ssuu} + S_d$$

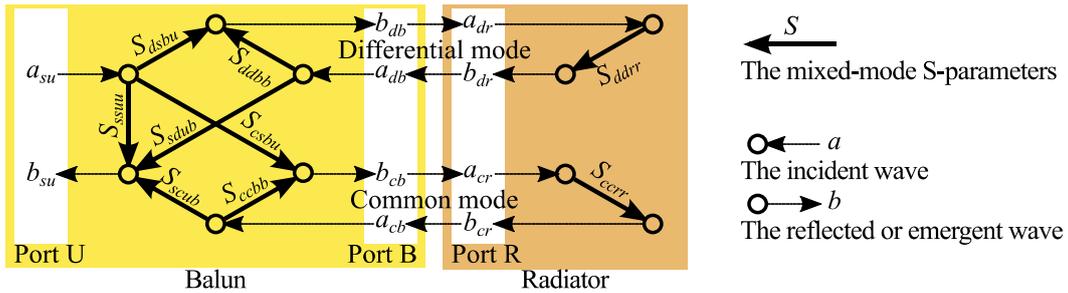


図 5-10 差動成分と同相成分の並列接続

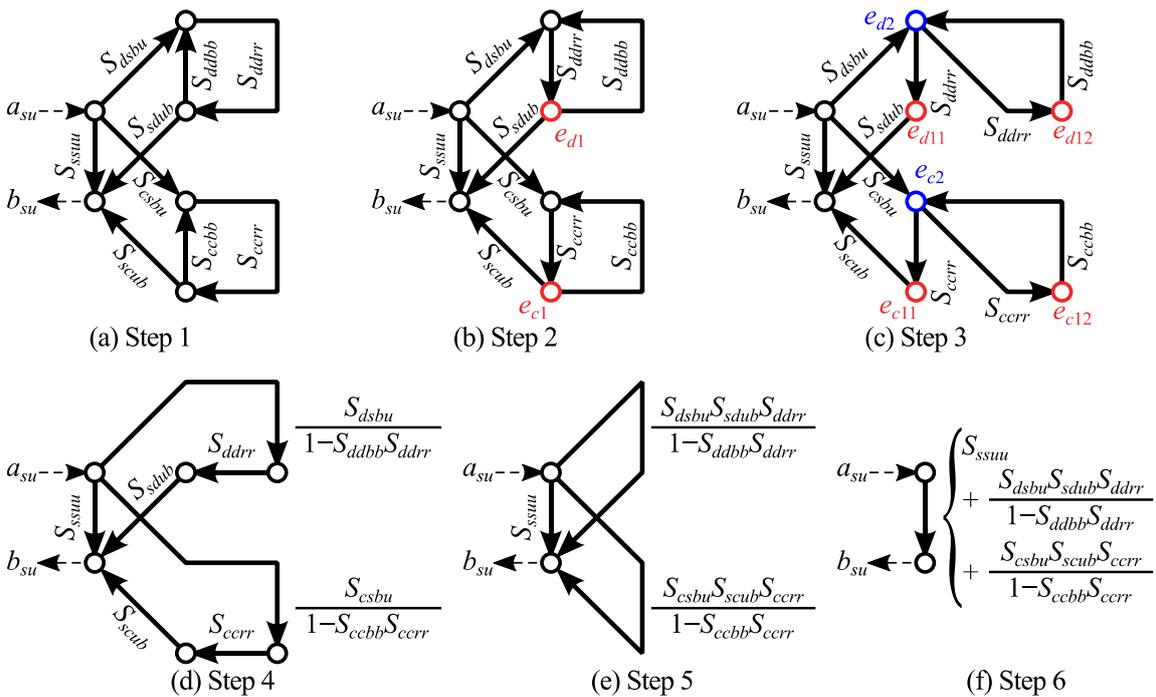


図 5-11 シグナルフローグラフの解き方

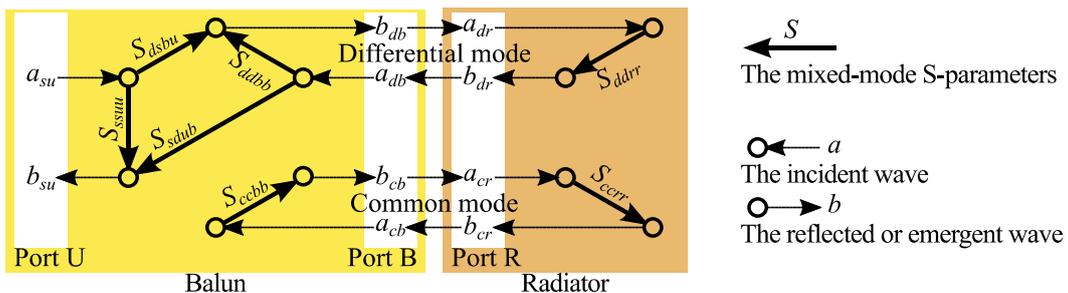


図 5-12 差動成分のみの合成

5.2.2 繰り返しの計算による合成

本項では前項で示したように一部のミックスモード S パラメータを省略せずに、バランと放射部の全ての S パラメータを用いて、バランと放射部を接続した TSA の整合特性 Γ_{TSA} を推定する方法を示す。この方法は図 5-8 で示したバランと放射部の接続を示したシグナルフローグラフにおいて、S パラメータは既に求めていることから S パラメータの関係を満足する入射波 a と出射波 b を繰り返しの計算によって求めることで、 Γ_{TSA} を $\Gamma_{TSA} = b_{su} / a_{su}$ により求める。

具体的な推定方法を以下に示す。はじめに図 5-8 に示したシグナルフローグラフから電力波 a, b とミックスモード S パラメータの関係式を確認する。まず図 5-8 を作成したときにも示したように、バランから見た出射波 b_{db}, b_{cb} は放射部から見ると入射波 a_{dr}, a_{cr} に見え、バランから見た入射波 a_{db}, a_{cb} は放射部から見ると出射波 b_{dr}, b_{cr} に見えることから、Port B と Port R の電力波は以下の関係式で示される。

$$a_{dr} = b_{db} \quad (5-3)$$

$$a_{db} = b_{dr} \quad (5-4)$$

$$a_{cr} = b_{cb} \quad (5-5)$$

$$a_{cb} = b_{cr} \quad (5-6)$$

次にミックスモード S パラメータを示す実線矢印について考える。実線矢印は、矢印の始点の電力波 a に S パラメータ S を掛け合わせた電力波 Sa が矢印の終点のノード b に流れ込むことを示している。また b_{su} のノードに注目すると、このノードを終点としているミックスモード S パラメータは $S_{ssuu}, S_{sdub}, S_{scub}$ の 3 つのみである。以上のことから b_{su} の電力波は $S_{ssuu} a_{su}, S_{sdub} a_{db}, S_{scub} a_{cb}$ の 3 つの電力波の和である。これを式で示すと以下のようなになる。

$$b_{su} = S_{ssuu} a_{su} + S_{sdub} a_{db} + S_{scub} a_{cb} \quad (5-7)$$

b_{su} と同様に $b_{db}, b_{cb}, b_{dr}, b_{cr}$ のノードに注目すると以下の式を得ることができる。

$$b_{db} = S_{dsbu} a_{su} + S_{dabb} a_{db} + S_{dcbb} a_{cb} \quad (5-8)$$

$$b_{cb} = S_{csbu} a_{su} + S_{cdab} a_{db} + S_{ccbb} a_{cb} \quad (5-9)$$

$$b_{dr} = S_{adrr} a_{dr} + S_{dcrr} a_{cr} \quad (5-10)$$

$$b_{cr} = S_{cdrr} a_{dr} + S_{ccrr} a_{cr} \quad (5-11)$$

ミックスモードSパラメータの値は既知であるので式(5-3)~(5-11)を満足する電力波の値を求めることができれば、 b_{su}/a_{su} を計算することでバランと放射部を接続したTSAの反射係数 Γ_{isa} を求めることができる。ここでは繰り返し計算で電力波の値を求める。以下に繰り返し計算に用いる式を示す。

$$b_{su}^{n+1} = b_{su}^n - [b_{su}^n - (S_{ssuu} + S_{sdub}a_{db}^n + S_{scub}a_{cb}^n)]w \quad (5-12)$$

$$b_{db}^{n+1} = a_{dr}^{n+1} = b_{db}^n - [b_{db}^n - (S_{dsbu} + S_{adbb}a_{db}^n + S_{dcbb}a_{cb}^n)]w \quad (5-13)$$

$$b_{cb}^{n+1} = a_{cr}^{n+1} = b_{cb}^n - [b_{cb}^n - (S_{csbu} + S_{cddb}a_{db}^n + S_{ccbb}a_{cb}^n)]w \quad (5-14)$$

$$b_{dr}^{n+1} = a_{db}^{n+1} = b_{dr}^n - [b_{dr}^n - (S_{drrr}a_{dr}^n + S_{dcrr}a_{cr}^n)]w \quad (5-15)$$

$$b_{cr}^{n+1} = a_{cb}^{n+1} = b_{cr}^n - [b_{cr}^n - (S_{crrr}a_{dr}^n + S_{ccrr}a_{cr}^n)]w \quad (5-16)$$

なお a^n および b^n は更新前の電力波、 a^{n+1} および b^{n+1} は更新後の電力波であり、 w は重み係数である。式の説明を以下に示す。式(5-12)~(5-16)における()括弧内の式では更新前の電力波の値において式(5-7)~(5-11)を満足する電力波を算出している。ここで $a_{su} = 1$ を代入し b_{su} の解が Γ_{isa} となるようにした。式(5-12)~(5-16)における[]括弧内の式では更新前の電力波と式(5-7)~(5-11)を満足する電力波を比較している。比較した結果に重み w を付けて更新前の電力波から引き、更新後の電力波とすることで式(5-7)~(5-11)を満足する電力波に徐々に近づく式となっている。なお重み w を付け加えない場合、例えば式(5-12)は以下のようになり、更新前の電力波 b_{su}^n と()括弧内の更新前の式(5-7)~(5-11)を満足する電力波との比較が行えない。

$$\begin{aligned} b_{su}^{n+1} &= b_{su}^n - [b_{su}^n - (S_{ssuu} + S_{sdub}a_{db}^n + S_{scub}a_{cb}^n)] \\ &= b_{su}^n - b_{su}^n + (S_{ssuu} + S_{sdub}a_{db}^n + S_{scub}a_{cb}^n) \\ &= (S_{ssuu} + S_{sdub}a_{db}^n + S_{scub}a_{cb}^n) \end{aligned} \quad (5-17)$$

5.3 Γ_{tsa} の算出結果

本節では放射部とバランの個別のミックスモード S パラメータから、放射部とバランを接続した TSA の反射係数を求める。そこで比較対象はバランと放射部が接続された状態の TSA の反射係数とする。図 5-13 に比較対象のシミュレーションモデルを示す。図 5-13 (a) LTSA は図 5-1 で示した MB の Port B と LTR の Port R を接続した構造であり、図 5-13 (b) ATSA は図 5-4 で示した TB の Port B と AR の Port R を接続した構造である、なおバランと放射部の間に継ぎ目はなく一枚の誘電基板上に構成する。また図 5-14 に試作した比較対象の写真を示す。図 5-13 (a) (b) は LTSA の表裏の写真であり、(c) (d) は ATSA の表裏の写真である。これらの実験結果およびシミュレーション結果を比較対象とする。

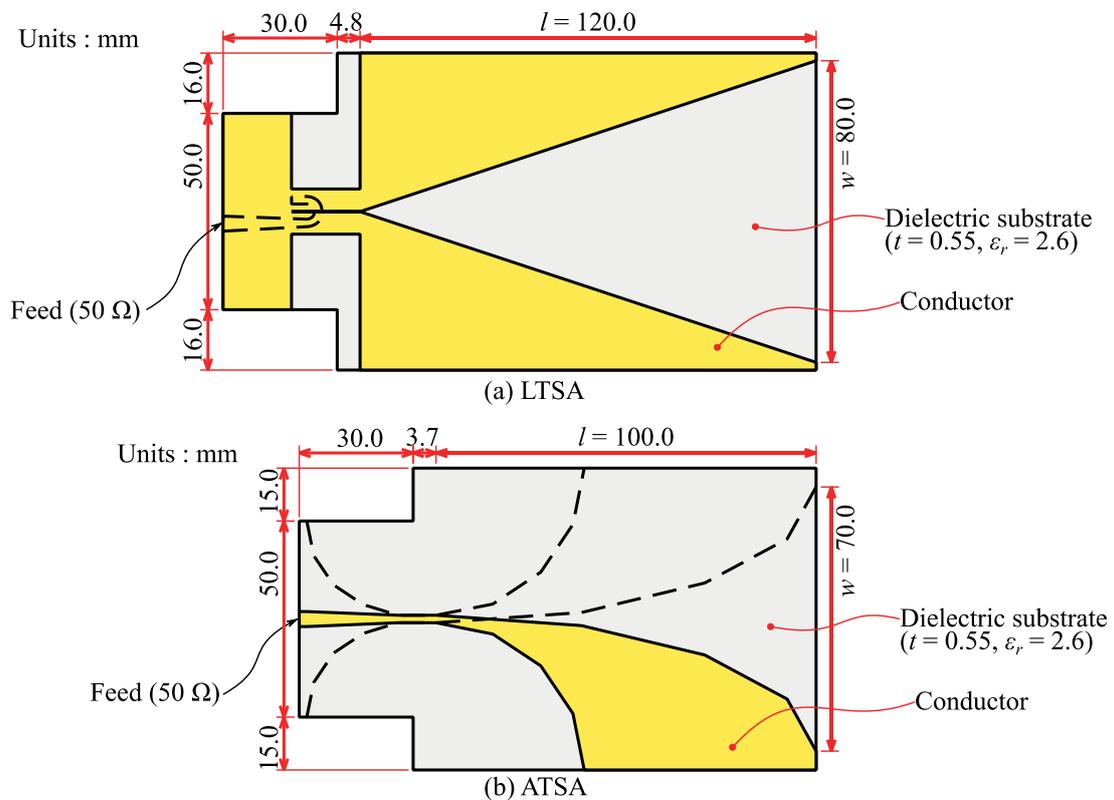


図 5-13 比較対象のシミュレーションモデル

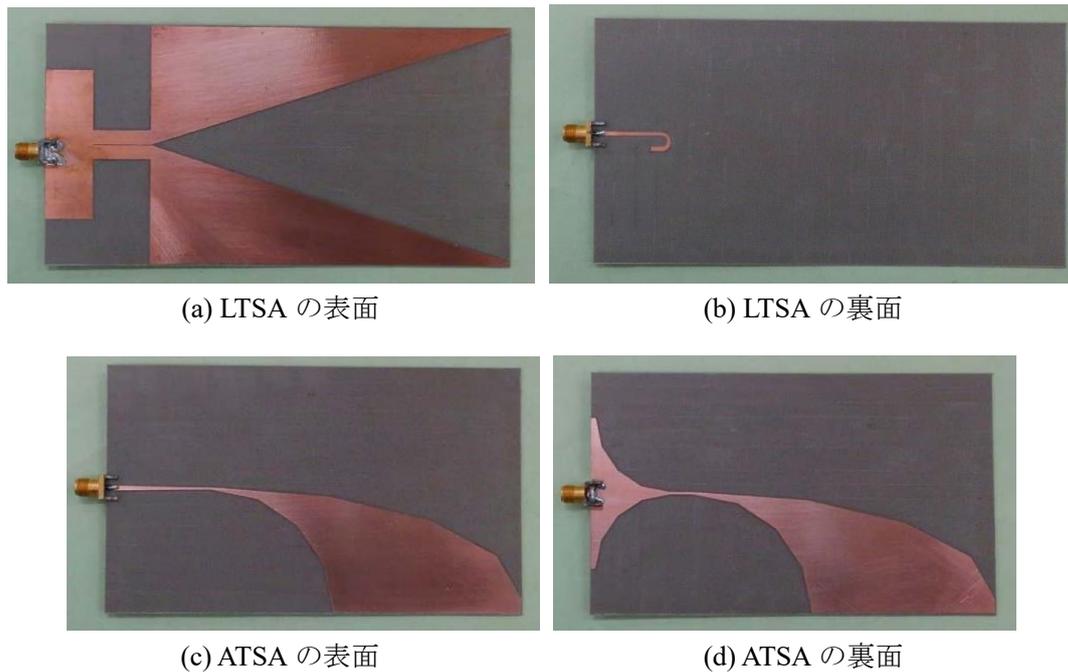


図 5-14 試作した比較対象の写真

5.3.1 一部の S パラメータを省略した合成

図 5-15 に (a) LTSA と (b) ATSA の反射係数を振幅と位相に分けて示す. 赤色×印および青色+印で示している結果は放射部とバランのミックスモード S パラメータを合成して, TSA の反射係数 Γ_{tsa} を算出した結果である. そして赤色×印の結果は式 (5-1) を用いて差動成分と同相成分を並列として算出した結果 $S_{ssuu} + S_d + S_c$ (以下, 差動, 同相成分の合成結果) であり, 青色+印の結果は式 (5-2) を用いて同相成分を無視して差動成分のみで算出した結果 $S_{ssuu} + S_d$ (以下, 差動成分のみの合成結果) である. そして図 4-14 の TSA を測定した結果を黒色実線 (以下, 実験結果) で示し, 図 5-13 の TSA をシミュレーションした結果 (以下, シミュレーション結果) を黒色○印で示している.

(a) LTSA の反射係数を見ると, 差動, 同相成分の合成結果と差動成分のみの合成結果は一致している. これは差動成分に比べて同相成分は Γ_{tsa} の算出に与える影響が微小であることを示しており, Γ_{tsa} の算出は差動成分のみ合成の合成で可能であると考えられる. また LTSA の実験結果とシミュレーション結果もほぼ一致している. そして差動成分のみの合成結果とシミュレーション結果を比べると, 4 GHz, 5 GHz, 7.5 GHz など振幅の値が低くなる周波数はほぼ一致しており傾向は一致している. しかし 7 GHz, 10.2 GHz における振幅や位相の値は, 合成結果と LTSA の実験結果で差が生じている.

次に (b) ATSA の反射係数を見ると (a) LTSA と同様に差動, 同相成分の合成結果と差動成分のみの合成結果は一致している. 一方, ATSA の実験結果とシミュレーション結果を比べると, 3.6 GHz, 4.8 GHz, 6 GHz など振幅の値が低くなる周波数が一致している. 位相についても 8.4 GHz と 9.4 GHz の振幅が 0 に近き, 位相の特定が難しい周波数を除けば一致して

いる．そして差動成分のみの合成結果と ATSA のシミュレーション結果を比べても振幅，位相ともに一致した．

(a) LTSA と(b) ATSA の結果は，どちらもの結果も差動，同相成分の合成結果と差動成分のみの合成結果は一致していることから， Γ_{tsa} の算出に同相成分が与える影響が微小であり， Γ_{tsa} は差動成分のみ合成の合成で算出可能であると考ええる．一方，差動成分のみの合成結果と TSA のシミュレーション結果については，LTSA では差が生じたが ATSA では一致した．この差については放射部とバランの平衡ポートの構造が ATSA と LTSA で異なることが原因と想定し，5.4 節において平衡ポート周辺の電流分布の確認を行う．

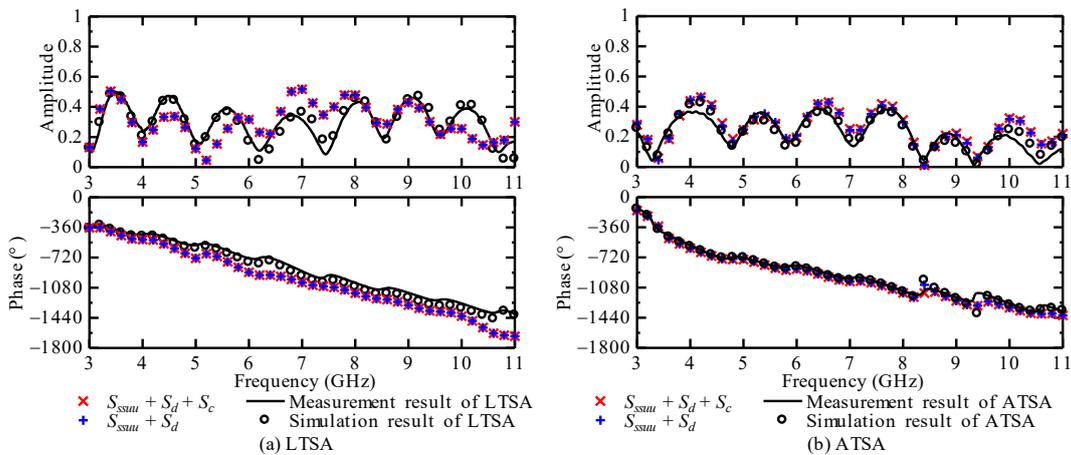


図 5-15 TSA の反射係数 Γ_{tsa}

5.3.2 繰り返し計算による合成

はじめに繰り返し計算の結果が収束する繰り返し回数 n と重み係数 w を確認する．図 5-16 に繰り返し計算の n と w を変化させたときの，放射部とバランのミックスモード S パラメータの合成により算出した TSA の反射係数を，上側の振幅と下側の位相に分けて示す．なお図 5-16 (a)～(c) は LTSA の反射係数を算出した結果であり，図 5-16 (d)～(f) は ATSA の反射係数を算出した結果である．そして (a), (d) に最低設計周波数である 3 GHz, (b), (e) に設計中心周波数である 7 GHz, (c), (f) に最高設計周波数である 11 GHz の結果を示している．それぞれのグラフは縦軸に振幅または位相，横軸に n を取っており，□+×印で w を区別している．個々のグラフで $w = 10^{-2}$ (□印) は $n = 10^3 \sim 10^5$ の間で振幅または位相の値が一致している．このことから $w = 10^{-2}$ は $n = 10^3 \sim 10^5$ において収束していると考えられる．次に $w = 10^{-3}$ (+印) は図 5-16 (b) (c) の位相においては $n = 10^3 \sim 10^5$ の間で値が一致しているが，その他のグラフにおいては $n = 10^3$ と $n = 10^4 \sim 10^5$ で値の差が生じている．また $w = 10^{-3}$, $n = 10^4 \sim 10^5$ の結果は $w = 10^{-2}$, $n = 10^3 \sim 10^5$ の結果と比較するとそれぞれの図で振幅および位相の値が一致している．このことから $w = 10^{-3}$ は $n = 10^4 \sim 10^5$ において収束していると考えられる．最後に $w = 10^{-2}$ は図 5-16 (b) (f) の振幅と位相において $n = 10^3 \sim 10^5$ の間で近い値となっているが一致はしておらず，その他のグラフでは $n = 10^3 \sim 10^5$ の間で値の一致は見

られない。しかし $w = 10^{-4}$, $n = 10^5$ の結果は $w = 10^{-3}$, $n = 10^4 \sim 10^5$ や $w = 10^{-2}$, $n = 10^3 \sim 10^5$ の結果と一致している。このことから $w = 10^{-4}$ は $n = 10^5$ において収束していると考えられる。 w と n の組み合わせは収束していれば、どの組み合わせであっても良いことから、本研究では $w = 10^{-3}$, $n = 10^4$ を用いて繰り返しの計算を行う。

図 5-17 に繰り返し計算で求めた TSA の反射係数を赤色×印で示す。比較対象として TSA のシミュレーション結果（黒色○印）だけではなく、前項で示した式 (5-2) を用いた差動成分のみの合成結果（青色+印）を合わせて示している。グラフを見ると (a) LTSA の反射係数においても (b) ATSA の反射係数においても、繰り返し計算結果と差動成分のみの合成結果は一致している。異なる方法で求めた結果が一致したことから、放射部とバランのミックスモード S パラメータの合成方法として一部の S パラメータを省略して合成する方法と繰り返し計算する方法は有効であると考えられる。

この結果から (a) LTSA における差動成分のみの合成結果や繰り返しの計算による合成結果が、LTSA のシミュレーション結果と差が生じる原因は合成方法にあるのではなく、放射部とバランのミックスモード S パラメータの測定結果にあると考えられる。そこで差動成分のみの合成結果や繰り返しの計算による合成結果そして TSA のシミュレーション結果が近似した ATSA と LTSA の違いについて考える。ATSA と LTSA は構成するバランと放射部から違うことから異なる点が多いが、S パラメータの測定に影響が出る部分として考えられる違いは、バランと放射部の平衡ポートの構造の違いが考えられる。具体的には LTSA を構成する LTR と MB をシミュレーションしたときの平衡ポートの電流分布が、LTSA をシミュレーションしたときの LTR と MB の境界である平衡ポートの電流分布と異なっていると考える。これを検証するために次項で放射部、バランおよび TSA の電流分布について示す。検証する周波数は、図 5-17 (a) ATSA の振幅において繰り返しの計算による合成結果と ATSA のシミュレーション結果の値に最も差が生じた 10.2 GHz とする。

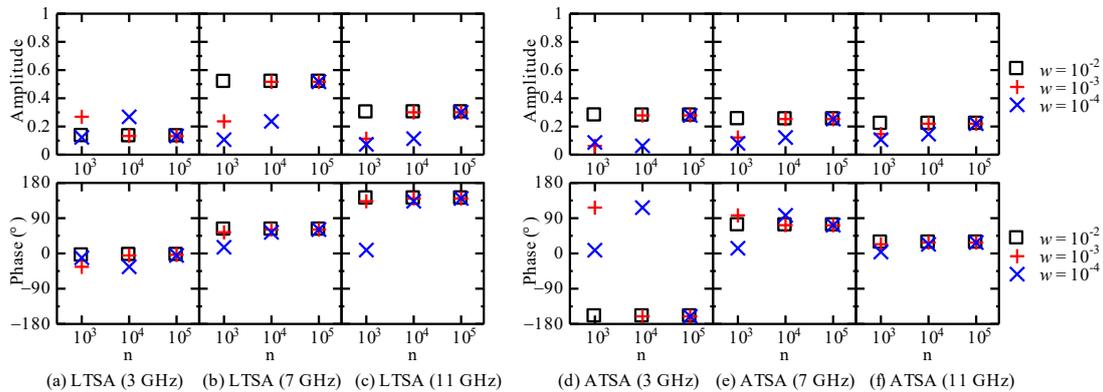


図 5-16 収束の確認

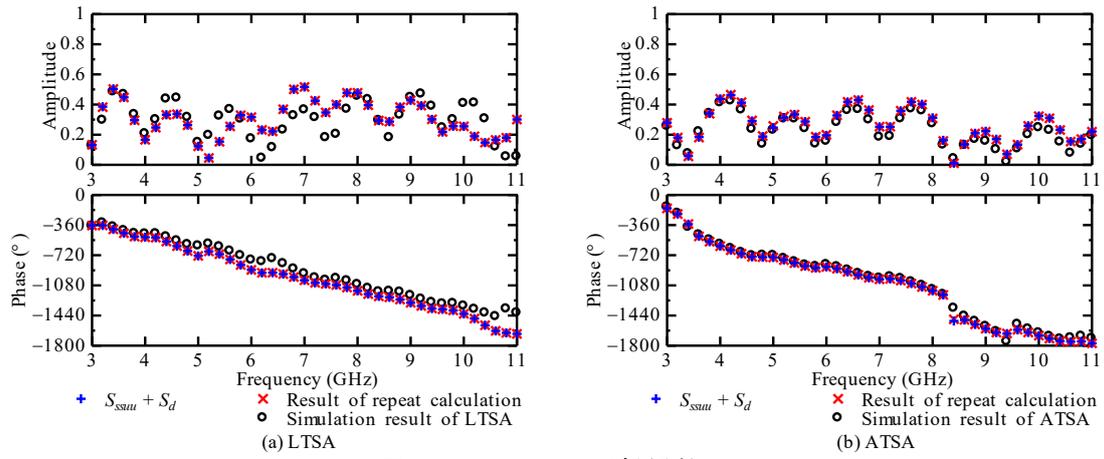


図 5-17 TSA の反射係数 Γ_{tsa}

5.4 接続部分の電流分布

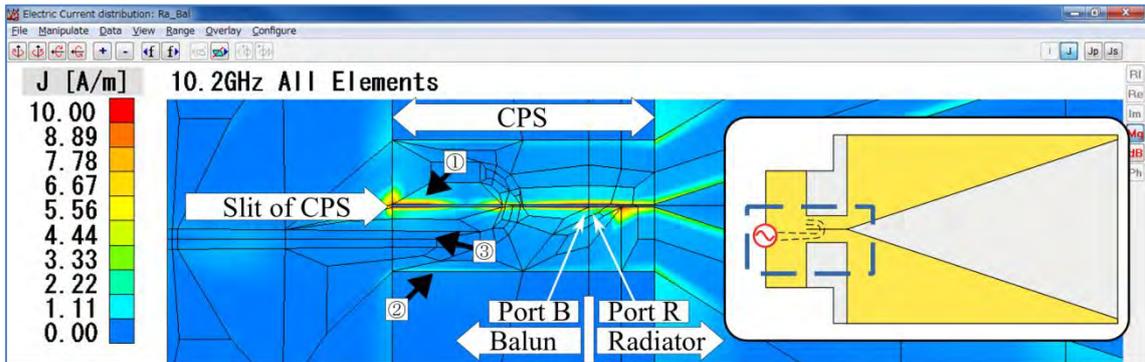
前項で示したように、LTSA を構成する LTR と MB をシミュレーションしたときの平衡ポートの電流分布が、LTSA をシミュレーションしたときの LTR と MB の境界である平衡ポートの電流分布と異なっていると考えた。このため本節では LTSA における LTR と MB の接続部分の電流分布、そして LTR と MB の平衡ポートの電流分布を確認する。また ATSA についても同様に、ATSA における AR と TB の接続部分の電流分布、そして AR と TB の平衡ポートの電流分布を確認する。

図 5-18 (a) に LTSA の電流分布のシミュレーション結果を示す。図 5-18 (b) に示すのは LTR のミックスモード S パラメータ導出に用いた、入力ポートの CPS を構成する 2つの導体に別々に給電するシミュレーションモデルにおける電流分布である。また図 5-18 (c) も同様に、MB のミックスモード S パラメータを MSpSOL 法によって導出するために用いた不平衡ポート Port U に Load を接続し、平衡ポート Port B を構成する 2つの導体に別々に給電するシミュレーションモデルにおける電流分布である。全ての電流分布を確認した周波数は前項で示した通り 10.2 GHz として、それぞれの図中の右側にシミュレーションモデルの中で電流分布を表示している範囲を青色破線で示した。

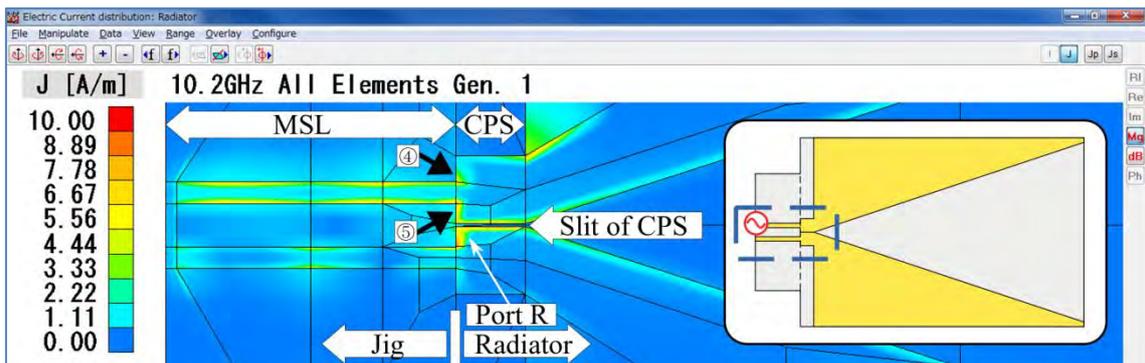
図 5-18 (a) LTSA の CPS を見ると、予想したように電流が最も集中しているのは図中の①で示すようなスリットの周辺であり、次に電流が集中しているのは図中の②で示すようなスリットとは反対側の導体の端である。そして③で示すような導体の中央には電流が分布していないことがわかる。一方、図 5-18 (b) LTR の CPS を見ると、図中の④、⑤で示す放射部の CPS と治具の MSL の接続部分で電流が集中している。このような電流の集中は (a) LTSA では存在しないことから、線路幅の異なる MSL と CPS を接続したために生じ、LTR のミックスモード S パラメータの測定結果に影響を与えたと考える。図 5-18 (c) MB の CPS も同様に、図中の⑥で示す MSL との接続部分において (a) LTSA では存在しない電流の集中を確認できることから、MB のミックスモード S パラメータの測定も影響を受けていると考える。

図 5-19 に (a) ATSA, (b) AR, (c) TB の電流分布を示す。図 5-19 (b) AR, (c) TB については前項 (図 5-18 (b), (c)) と同様にミックスモード S パラメータを測定するために用いたシミュレーションモデルである。全ての電流分布を確認した周波数は前項と同じ 10.2 GHz であり、それぞれの図中の右側にシミュレーションモデルの中で電流分布を表示している範囲を青色破線で示した。

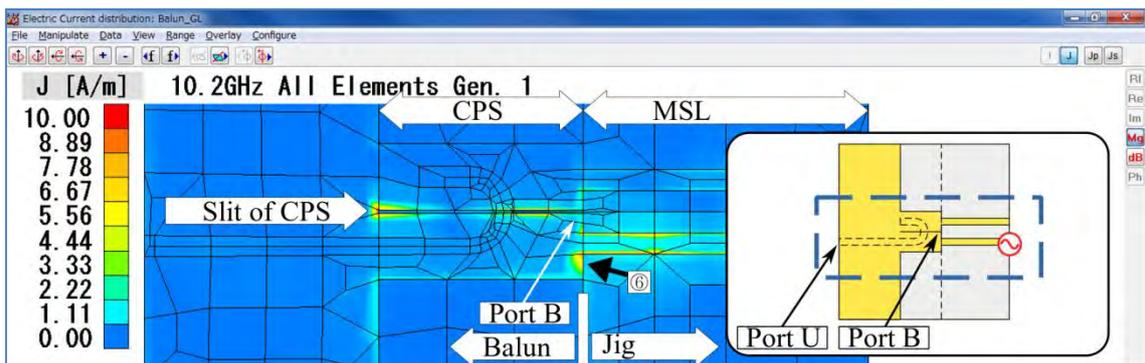
図 5-19 (a) ATSA を見ると PSL の①で示すストリップ導体は予想通り両脇に電流が集中している。また図 5-19 (b) AR の②や (c) TB の③で示す PSL のストリップ導体を見ると、導体の両脇に電流が集中している。このように AR または TB を個々にシミュレーションしたとき、分割せずに ATSA をシミュレーションしたときの電流分布は近似しており、このことから AR と TB のそれぞれの整合特性から算出した ATSA の整合特性と分割せずに ATSA の整合特性をシミュレーションした結果が近似したと考える。



(a) LTSA

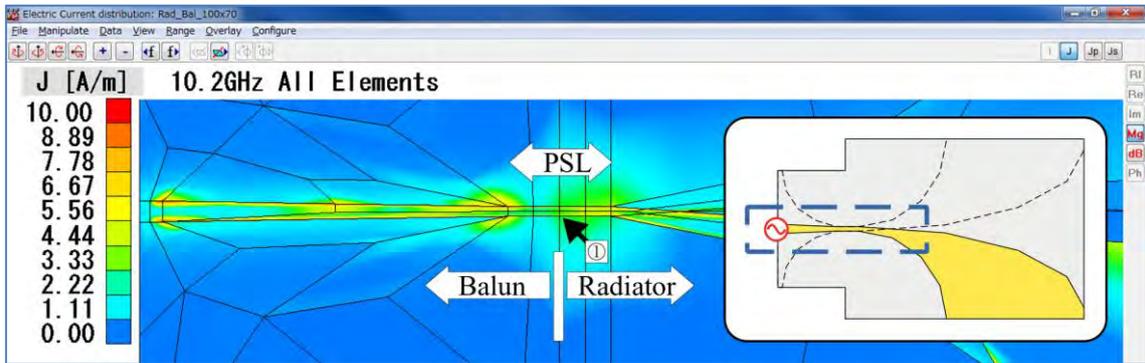


(b) LTR

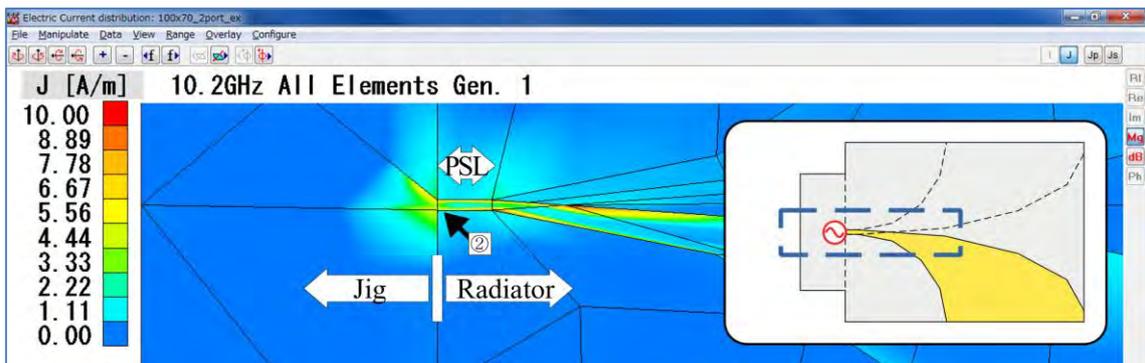


(c) MB

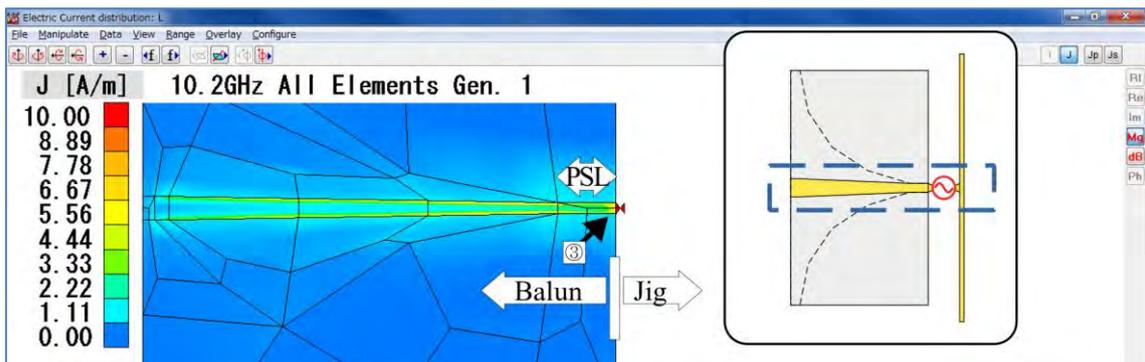
図 5-18 LTSA の電流分布



(a) ATSA



(b) AR



(c) TB

図 5-19 ATSA の電流分布

5.5 Γ_{isa} の改善

関連する発表文献 [61] [62]

5.1.3項で示したようにARは4GHz周辺と7.8GHzを除いて整合状態であり、TBは3~11GHzにおいて整合状態である。しかし5.3節で示したようにARとTBを接続したATSAは、4GHzや7.8GHz周辺だけではなく6.5GHz周辺においても整合状態ではない。このことから本節ではATSAの整合特性 Γ_{isa} の改善を目指す。なお Γ_{isa} の改善は放射部とバランの接続部分を構成するPSLの線路長調整をすることで行う。一方、TSAの整合状態を改善する既存の方法としては放射部の導体を削る方法 [63]や、物理的および電界的な変換部の変化を緩やかにする方法 [64]などがある。また比較的狭い周波数帯域においては、アンテナの入力ポートに伝送線路を挿入し反射係数の位相を変化させてリアクタンス成分を0にすることで整合を取る方法が知られている。しかし、筆者らの知る限り広い周波数帯域で動作するTSAを伝送線路長の調整によって整合を取ることを目指した報告は見当たらない。何故ならば伝送線路の挿入による反射係数の位相の変化量は周波数によって異なることから、広い周波数帯域において整合特性を改善方向へのみ変化させる伝送線路長を求めることは難しいためである。本検討において伝送線路長の調整は、放射部とバランのSパラメータを用いて伝送線路長に対するTSAの反射係数を計算することで行う。また計算による調整はシミュレーションによる調整より効率的であることを確認した。なお計算にはMATLABを用い、計算結果の正当性の確認のために実測及び電磁界シミュレータWIPL-Dを用いたシミュレーションを行った。

5.5.1 改善方法

本節では放射部とバランの接続部分を構成するPSLの線路長調整による Γ_{isa} の改善の具体的な方法について示す。まず図5-20(a)に示すように(b)PSLを介して(a)TBとARを接続してATSAを構成すると考える。この構成のATSAについて Γ_{isa} を計算によって求める。なお(a)TBと(b)ARの構成およびミックスモードSパラメータ S_{ssuu} , S_{sdsub} , S_{dsbu} , S_{dabb} および S_{ddrr} については、5.1.3項で示した通りである。なお5.3.1において Γ_{isa} をバランと放射部のミックスモードSパラメータから求めた結果、同相成分の影響は微小であることが確認できたため、同相成分に関するパラメータは省略する。(c)PSLについてはTBのPort BやARのPort Rと同じ線路幅の特性インピーダンス100ΩのPSLである。さらに反射損失や挿入損失は考慮しないとして、反射係数は0、透過係数は $e^{-j\theta}$ とする。そして Γ_{isa} の算出結果が広い周波数帯域で整合状態となるように(b)PSLの線路長 l_p (mm)を調整する。

図5-21(a)に図5-20(a)をシグナルフローグラフで示す。なお前述したとおり同相成分に関するパラメータは省略している。PSLの上向きと下向きの矢印が示す反射損失は0であることから、矢印は省略できるために図5-21(b)に変形できる。そしてPSLの右向きと左向きの矢印が示す透過係数 $e^{-j\theta}$ と、放射部の下向きの矢印が示す反射係数の差動成分 S_{ddrr} は直列に接続されているため、1つの矢印 $S_{ddrr}e^{-j2\theta}$ にまとめて図5-21(c)に変形できる [36]。

図 5-21 (c) は 2.5.5 で示したシグナルフローグラフと同じ構成であることから、同様にグラフを解くと以下の式となる.

$$\Gamma_{tsa} = S_{ssuu} + \frac{S_{dsbu}S_{sdub}S_{ddrr}e^{-j2\theta}}{1 - S_{ddbbs}S_{ddrr}e^{-j2\theta}} \quad (5-18)$$

$$e^{-j\theta} = e^{-j2\pi l_p/\lambda} \quad (5-19)$$

ただし θ は PSL の透過による位相の変化量, λ は測定周波数における PSL の実効比誘電率を考慮した波長を示している.

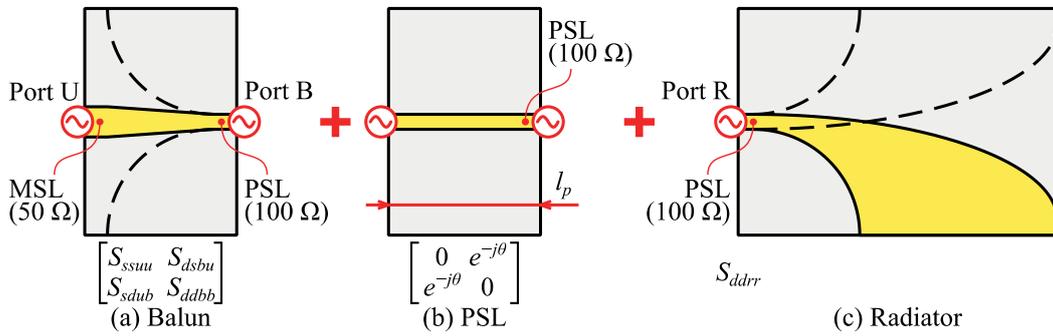


図 5-20 改善方法の構成図

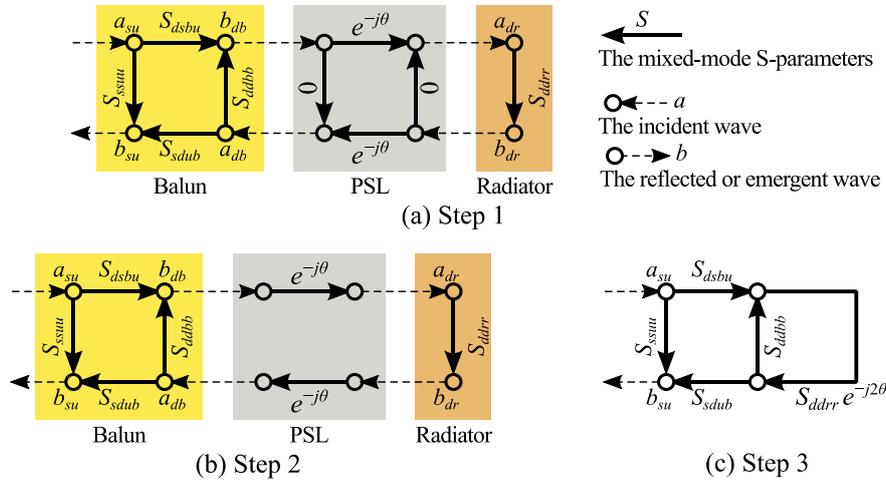


図 5-21 シグナルフローグラフ

5.5.2 結果

図 5-22 に l_p に対する Γ_{tsa} の整合状態の周波数帯域を示す. なお Γ_{tsa} は式 (5-18) を用いて計算した. 横軸の λ_{ctr} は設計中心周波数 7 GHz において PSL の実効比誘電率を考慮した波長を示している. これは式 (5-19) の λ が測定周波数によって変化するために代表値として選択した. このグラフから $l_p/\lambda_{ctr} = -1/4$ のときに整合周波数帯域は 7.5 GHz となり, PSL の線路長無調整 ($l_p/\lambda_{ctr} = 0$) の 5.4 GHz に比べて 2.1 GHz 改善している. この結果から放射

部とバランの接続部分の PSL 線路長の調整によって, ATSA の整合周波数帯域を改善できることが確認できた. なお $l_p/\lambda_{ctr} = -1/4$ のときの l_p , つまり $l_p = \lambda_{ctr}/4$ は物理長では -7.4 mm となり AR と TB の PSL をそれぞれ 3.7 mm 短くすることを示している. 図 5-23 に試作した $l_p/\lambda_{ctr} = -1/4$ の ATSA の写真を示す.

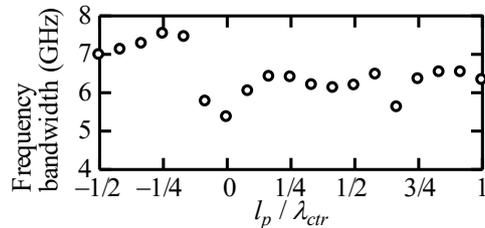
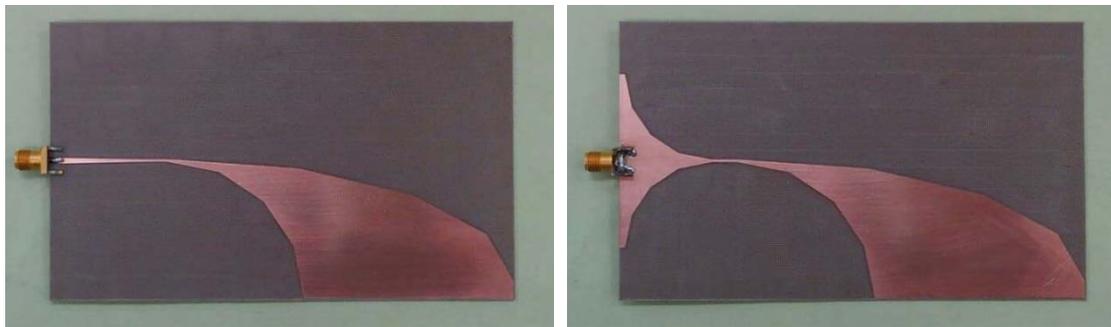


図 5-22 l_p に対する ATSA の整合周波数帯域



(a) 表面

(b) 裏面

図 5-23 試作した $l_p/\lambda_{ctr} = -1/4$ の ATSA の写真

図 5-24 に $l_p/\lambda_{ctr} = -1/4$ の状態における ATSA の反射係数 Γ_{isa} を振幅と位相に分けて示す. 赤色×印で示す算出結果は, AR と TB のミックスモード S パラメータから式 (5-18) を用いて求めた結果である. そして比較対象として, 式 (5-18) を用いずに $l_p/\lambda_{ctr} = -1/4$ の状態の ATSA を試作して測定した実験結果を黒色実線で示し, モデリングしてシミュレーションしたシミュレーション結果を青色○印で示す. 振幅のグラフを見ると実験結果とシミュレーション結果はほぼ一致している. 算出結果も他の 2 つの結果と同様に 3.0 GHz , 4.8 GHz , 8.8 GHz など振幅が 0.1 以下となっており傾向が一致している. 位相においては 3 つの結果がほぼ一致している. またそれぞれの整合状態ではない周波数帯域は実験結果が 0.7 GHz , シミュレーション結果が 0.7 GHz , 算出結果が 0.5 GHz であり近い値となっている. この結果から式 (5-18) を用いて ATSA の整合周波数帯域が推定可能であると考え.

最後に適切な l_p の値を求めるのに必要な時間を比較する. 本検証では l_p の値を決定するために図 5-22 を作成した. この図の内容を, ATSA を分割せずに全体としてシミュレーションで求める場合は $80 \text{ 分} \times 19 \text{ 点} \approx 25 \text{ 時間 } 20 \text{ 分}$ かかる. なお, 80 分 は図 5-24 のシミュレーション結果を求めるのにかった時間である. これに対して式 (5-18) を用いた算出結果は, 事前に AR と TB の S パラメータを用意する必要があるが, 計算は 1 分 以内で終わる. AR のシミュレーションに 80 分 , TB のシミュレーションに 55 分 かかり, 全ての計算に 20 分 かかるると合計 3 時間 である. なお式 (5-18) を用いた計算には MATLAB を用いた.

また AR 単体よりも AR に TB の構造が追加されている ATSA の方がシミュレーションモデルは大きく、複雑でありメッシュの数が多いにも関わらず、ATSA と AR のシミュレーション時間が等しい。この原因は ATSA が 1 ポートのシミュレーションモデルであるのに対して、AR はミックスモード S パラメータ法を用いるために 2 ポートのシミュレーションモデルとしたことによる。

以上の比較結果から適切な l_p の値を求めるために式 (5-18) を用いて計算する方法は、TSA をシミュレーションする方法に比べて 1/8 以下の時間で同等の結果を得ることが可能な方法である。

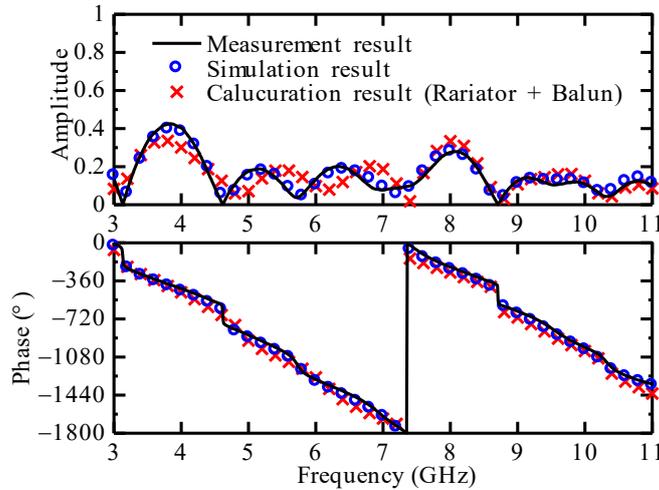


図 5-24 $l_p / \lambda_{ctr} = -1/4$ の Γ_{tsa}

5.5.3 改善可能な周波数帯域

PSL の線路長 l_p の調整によって整合可能な ATSA の周波数帯域について示す。繰り返しになるが $|\Gamma| < -10$ dB のときを整合状態とする。はじめに式 (5-18) を近似により変形させ、 l_p に対する ATSA の反射係数 Γ_{tsa} を簡単な式で示す。式 (5-18) において $e^{-j2\theta}$ の振幅は 1 と仮定しており、 $|S_{dabb}|$ と $|S_{drrr}|$ がそれぞれ -10 dB $\cong 20 \log(0.32)$ dB 以下の整合状態であれば積は $0.32 \times 0.32 \times 1 = 0.10$ 以下となることから $|S_{dabb} S_{drrr} e^{-j2\theta}| \ll 1$ と考えられる。またバランの挿入損失が小さいと考えて $|S_{dsbu} S_{sdub}| \cong 1$ とすると、式 (5-18) は以下の式に近似できる。

$$\begin{aligned} \Gamma_{tsa} &\cong S_{ssuu} + S_{drrr} e^{-j2\theta_{bu}} e^{-j2\theta} \\ &= |S_{ssuu}| e^{-j\theta_{uu}} + |S_{drrr}| e^{-j2\theta_{bu}} e^{-j\theta_{rr}} e^{-j2\theta} \end{aligned} \quad (5-20)$$

ただし、 θ_{uu} は S_{ssuu} の位相角、 $2\theta_{bu}$ は $S_{dsbu} S_{sdub}$ の位相角、 θ_{rr} は S_{drrr} の位相角を示している。

上式から一点の周波数において l_p が変化したときの $|\Gamma_{tsa}|$ の最大値と最小値を確認する。式 (5-19), (5-20) は l_p を調整することで $e^{-j2\theta}$ が変化し、式 (5-20) における第二項の位相 $e^{-j2\theta_{bu}} e^{-j\theta_{rr}} e^{-j2\theta}$ が変化することを示している。そこで l_p により $e^{-j2\theta}$ を調整して式 (5-20) に

おける第一項の位相 $e^{-j\theta_m}$ と第二項の位相 $e^{-j2\theta_m} e^{-j\theta_{rr}} e^{-j2\theta}$ の位相差を 0° にすると $|\Gamma_{tsa}| = |S_{ssuu}| + |S_{ddrr}|$ となり、計算に用いた一点の周波数において $|\Gamma_{tsa}|$ は最大となる。同様に l_p により $e^{-j2\theta}$ を調整して第一項と第二項の位相差を 180° にすると $|\Gamma_{tsa}| = ||S_{ssuu}| - |S_{ddrr}||$ となり、この一点の周波数において $|\Gamma_{tsa}|$ は最小となる。図 5-25 に一点の周波数毎に確認した $|\Gamma_{tsa}|$ の最大値（赤字×印）と最小値（青字○印）を示す。なお図 5-6 から $|S_{ddrr}|$ は例えば 4.0 GHz において 0.44 であり $0.32 = 10^{-10 \text{ dB}/20}$ を上回っているが、 $|S_{dabb}|$ との積は 4.0 GHz において $|S_{dabb} S_{ddrr}| = 0.19 \times 0.44 = 0.08$ であることから近似の条件 $|S_{dabb} S_{ddrr} e^{-j2\theta}| \ll 1$ は満たしており、近似式は有効であると考えられる。

周波数毎の最大値と最小値から l_p の調整によって整合可能な ATSA の周波数帯域を考察する。図 5-25 の 4.0 GHz を見ると最大値は 0.52、最小値は 0.19 である。 $|\Gamma_{tsa}|$ の値は l_p の変化に対して最大値~最小値の間の値となる。つまり 4.0 GHz における最小値が 0.19 であることから、4.0 GHz において $|\Gamma_{tsa}|$ は l_p の調整により 0.32 以下の整合状態にできることを示している。しかし l_p の選択次第では $|\Gamma_{tsa}|$ が 0.52 となり、整合状態にならない可能性があることも示している。また最小値が 0.32 以上の場合は l_p に関係なく $|\Gamma_{tsa}|$ は 0.32 以上となる。その周波数では l_p の調整によって $|\Gamma_{tsa}|$ を整合状態とすることはできない。一方 3.2 GHz に注目すると $|\Gamma_{tsa}|$ の最大値は 0.13 であることから、 l_p に関係なく $|\Gamma_{tsa}|$ は 0.32 以下の整合状態であることを示している。

以上のことから l_p の調整により整合状態にできる ATSA の周波数帯域は、周波数毎に l_p を変化させて得た反射係数 $|\Gamma_{tsa}|$ の最小値が 0.32 以下を得られる帯域となる。図 5-25 から本アンテナの場合であれば 3~11 GHz において周波数毎の最小値が 0.32 以下となっていることから、 l_p によって整合状態にできる ATSA の最大周波数帯域は 3~11 GHz である。ただし、この整合可能な ATSA の周波数帯域は一点の周波数毎に l_p を調整した場合の帯域である。しかし l_p は物理長であることから試作においては 1 つしか選択できず、そして選択した 1 つの l_p で 3~11 GHz の $|\Gamma_{tsa}|$ を整合状態にできるとは限らない。1 つの l_p を選択した場合の最大整合周波数帯域の導出は課題として残る。また l_p を調整する方法の更なる広帯域への適用については、周波数が広がることによる PSL の特性インピーダンスや実効比誘電率の変化などを理由に限界があると考えられる。

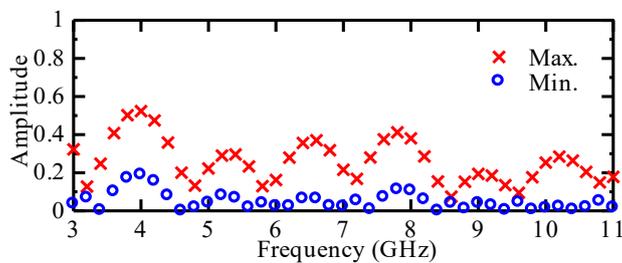


図 5-25 周波数毎の $|\Gamma_{tsa}|$ の最大値と最小値

5.6 放射特性への影響

関連する発表文献 [65] [66] [62]

TSA の放射を行う部分を放射部としたことから、TSA の放射特性は主として放射部の放射特性であると考えられる。しかしバランによって放射部に給電される電力は変化する。またバランによる給電は差動成分だけではなく、同相成分も含まれる。そこで本節では、放射部の放射特性にバランの透過係数の差動、同相成分で補正を行い TSA の放射特性を推定することで、放射部をバランで給電することによる放射特性への影響を確認する。

5.6.1 推定方法

はじめに TSA の放射特性の推定方法について概要を示す。図 5-26 に再掲するバランと放射部の接続を表したシグナルフローグラフを見ると、放射部に入射する電力波は差動成分の a_{dr} と同相成分の a_{cr} の 2 つである。このことから放射部に a_{dr} が入射したときの放射特性（TSA の放射特性の差動成分）と、放射部に a_{cr} が入射したときの放射特性（TSA の放射特性の同相成分）の 2 つに TSA の放射特性を分けて推定した後、差動成分と同相成分を足し合わせることで TSA の放射特性を推定する。以上の TSA の放射特性の差動成分と同相成分、さらにこれらを足し合わせた TSA の放射特性を比較することで、同相成分が放射特性に与える影響について確認する。またバランからの不要放射についても確認を行う。

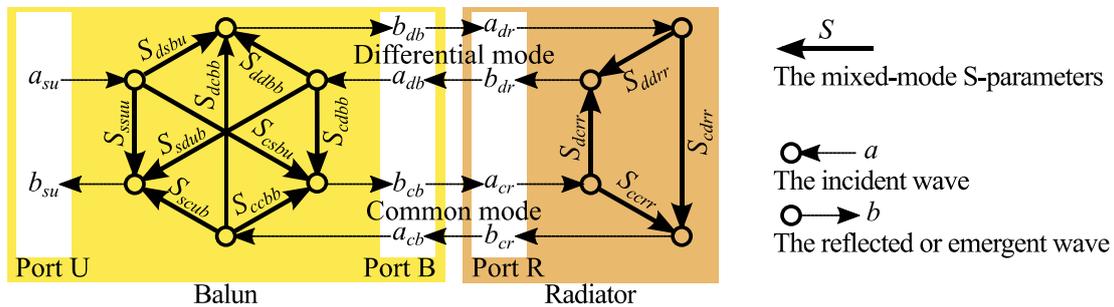


図 5-26 シグナルフローグラフで表すバランと放射部を接続した TSA

放射特性の推定について具体的な方法を示す。はじめに図 5-27 左側上段 (a) に示す TSA の放射特性の差動成分と、左側中段 (b) に示す TSA の放射特性の同相成分を図中の (I) ~ (III) に対応した三段階で推定する。

(I) 放射部を差動給電したときの放射特性 e_d と同相給電したときの放射特性 e_c を測定する。図 5-28 に e_d と e_c の測定の構成とシミュレーションモデルを示す。図 5-28 (a) e_d の測定方法は 3.2.2 項で示した $-3\text{dB } 180^\circ$ ハイブリッドカップラ (HYB) を用いた方法である。一方、(b) e_c の測定は e_d の測定と構成が異なり、 $-3\text{dB } 180^\circ$ HYB の Δ ポートを $50\ \Omega$ 終端し Σ ポートから給電を行う。3.2.2 項でも示したように、この測定方法では AR の測定は行えないことから AR の測定は行わない。また放射特性のシミュレーションにおいては 3.3 節で示した方法では e_d は求められても e_c は求められないため、以下にシミュレーション設定とモデルについて示す。はじめに WIPL-D の Operation 設定を ANTENNA (all generators) として、全ての

給電線 (Feed 1 および Feed 2) を同時に給電する状態とする. そして図 5-28 (c) e_d においては Feed 1 の Voltage [V] を (1, 0), Feed 2 の Voltage [V] を (-1, 0) に設定し, (d) e_c においては 2つの Feed の Voltage [V] を (1, 0) に設定する. 以上は入力ポートが CPS である LTR と VR の場合のモデルである. AR の場合のシミュレーション設定は LTR や VR の場合と同じであり, シミュレーションモデルは図 5-5 に示した通りである.

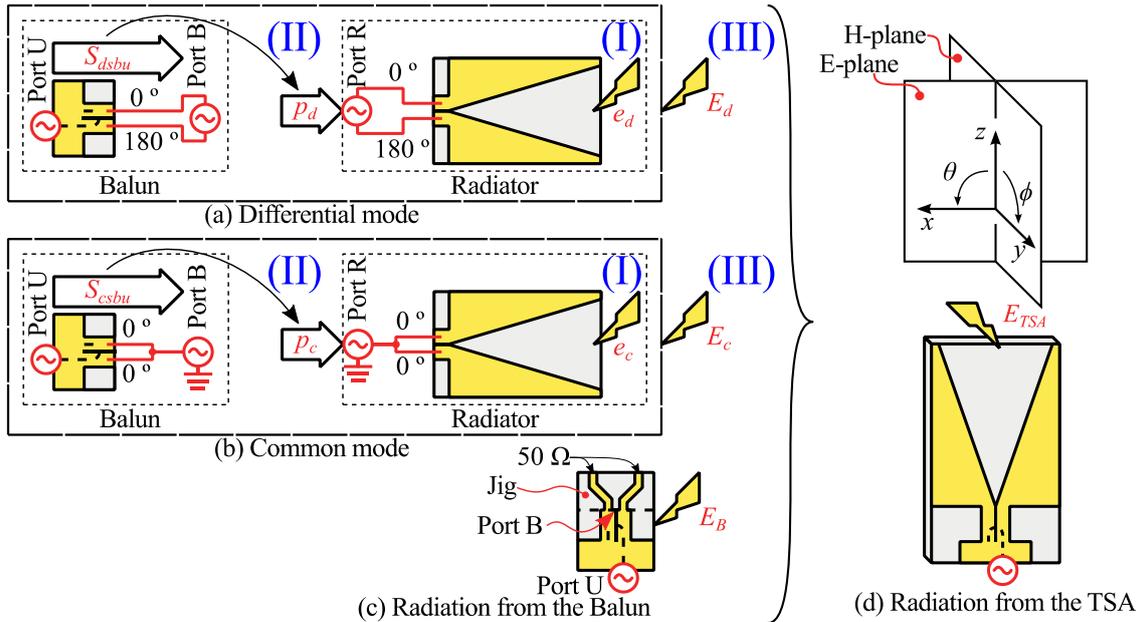


図 5-27 推定方法

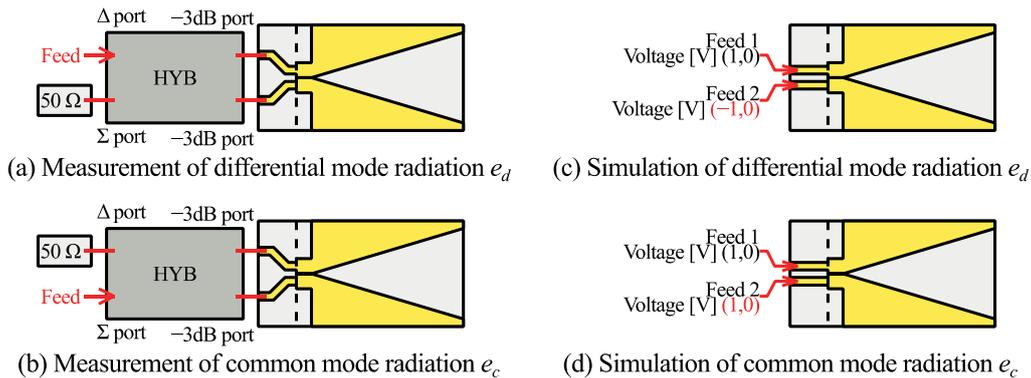


図 5-28 (I) 放射部の放射特性の差動成分と同相成分の測定

(II) 放射特性の測定において TSA に給電される電力を基準 (0 dB) として考えたときの, 放射部に差動給電される電力の比 p_d (dB) と同相給電される電力の比 p_c (dB) を求める. 図 5-26 に示したシグナルフローグラフより TSA に Port U から給電したとき, Port U から入射する電力波 a_{su} を基準として放射部に Port R から入射する電力波の差動成分 $a_{dr} = b_{db}$ の比は

S_{dsbu} , 同相成分 $a_{cr} = b_{cb}$ の比は S_{csbu} である. また電力波は振幅が電力の平方根, 位相が電力と等しい波であることから p_d (dB) と p_c (dB) は以下の式で求められる.

$$|p_d| \angle \theta_{pd} = 10 \log |S_{dsbu}|^2 \angle \theta_{ds} \quad (5-21)$$

$$|p_c| \angle \theta_{pc} = 10 \log |S_{csbu}|^2 \angle \theta_{cs} \quad (5-22)$$

ただし θ_{pd} は p_d の位相, θ_{pc} は p_c の位相, θ_{ds} は S_{dsbu} の位相, θ_{cs} は S_{csbu} の位相を示している.

(III) TSA の放射特性の差動成分 E_d と同相成分 E_c を推定する. (I) で測定した e_d (dBi) と e_c (dBi) そして (II) で算出した p_d (dB) と p_c (dB) から E_d (dBi) と E_c (dBi) は以下の式で求められる.

$$|E_d| \angle \theta_{Ed} = |e_d| + |p_d| \angle (\theta_{ed} + \theta_{pd}) \quad (5-23)$$

$$|E_c| \angle \theta_{Ec} = |e_c| + |p_c| \angle (\theta_{ec} + \theta_{pc}) \quad (5-24)$$

ただし θ_{Ed} は E_d の位相, θ_{Ec} は E_c の位相, θ_{ed} は e_d の位相, θ_{ec} は e_c の位相を示している. なお対数ではなく真値の場合は以下に示す複素数の計算式となる.

$$E_d = e_d p_d \quad (5-25)$$

$$E_c = e_c p_c \quad (5-26)$$

次にバランからの放射 E_B を測定する. 図 5-27 左側下段 (c) に示すように Port B を構成する 2 つの端子に治具を介して 50Ω 終端し, Port U から給電し放射特性を測定する. なお TB の治具のシミュレーションモデルは, 放射特性を測定することから図 4-23 (b) で示した TB のミックスモード S パラメータ測定に用いた治具ではなく, 図 5-5 で示した VR のミックスモード S パラメータ測定に用いた治具を用いる.

最後に E_d と E_c を合わせて TSA の放射特性 E_{TSA} を求める. ただし対数における和は真値において積となるために, 対数である E_d (dBi) と E_c (dBi) から E_{TSA} (dBi) を求める式は以下のようなになる.

$$E_{TSA} = 10 \log (10^{\text{Re}(E_d)/10} + 10^{\text{Re}(E_c)/10}) + j 10 \log (10^{\text{Im}(E_d)/10} + 10^{\text{Im}(E_c)/10}) \quad (5-27)$$

なお対数ではなく真値の場合は以下に示す複素数の計算式となる.

$$\begin{aligned} E_{TSA} &= E_d + E_c \\ &= \text{Re}(E_d) + \text{Re}(E_c) + j\{\text{Im}(E_d) + \text{Im}(E_c)\} \end{aligned} \quad (5-28)$$

上式にバランからの放射 E_B を足し合わせることで, バランからの不要放射を考慮した TSA

の放射特性 E_{TSA}' を求める。ただし、 $-3\text{dB } 180^\circ \text{ HYB}$ を介して Port R からの給電で測定した E_d および E_c と、HYB を介さずに Port U からの給電で測定した E_B は給電電力の位相が異なることから参考値として考える。

$$E_{TSA}' = 10 \log(10^{\text{Re}(E_{TSA})/10} + 10^{\text{Re}(E_B)/10}) + j10 \log(10^{\text{Im}(E_{TSA})/10} + 10^{\text{Im}(E_B)/10}) \quad (5-29)$$

なお対数ではなく真値の場合は以下に示す複素数の計算式となる。

$$E_{TSA}' = E_{TSA} + E_B = E_d + E_c + E_B \\ = \text{Re}(E_d) + \text{Re}(E_c) + \text{Re}(E_B) + j\{\text{Im}(E_d) + \text{Im}(E_c) + \text{Im}(E_B)\} \quad (5-30)$$

5.6.2 結果

はじめに放射部に差動給電される電力の比 p_d と同相給電される電力の比 p_c を示す。図 5-29 に S_{dsbu} と S_{csbu} のシミュレーション結果から求めた p_d (黒色○印) と p_c (赤色×印) を示す。前章で示したように S_{csbu} の測定には改善が必要であるために、本節の放射特性の推定においては実験においてもシミュレーションにおいても図 5-29 に示す p_d と p_c を用いる。グラフを見ると p_d と p_c は 11 GHz における 21.6 dB の差が最小の差である。この結果と式 (5-23), (5-24) から、TSA の放射特性の差動成分 E_d と同相成分 E_c には 20 dB 以上の差が生じ、 E_c が TSA の放射特性 E_{TSA} に与える影響は微小であることが想定できる。ただし、この想定は放射部を差動給電したときの放射特性 e_d の動作利得が同相給電したときの放射特性 e_c の動作利得よりも高いことが条件である。

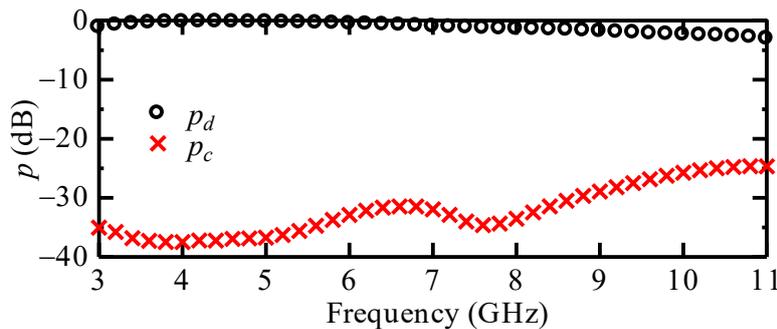


図 5-29 p_d と p_c

次に実験またはシミュレーションで求めた放射部のみの放射特性の差動成分 e_d と同相成分 e_c を示す。図 5-30 ~ 図 5-33 に e_d (青色点線) と e_c (赤色破線) を放射方向に対する動作利得 (dBi) で示す。さらに分割していない LTSA の放射特性 (黒色実線) の実験またはシミュレーションした結果 (以下、LTSA の直接測定結果) も比較対象として示す。それぞれの図は上段に (a) 3 GHz, (b) 4 GHz, (c) 5 GHz, 中段に (d) 6 GHz, (e) 7 GHz, (f) 8 GHz, 下段に (g) 9 GHz, (h) 10 GHz, (i) 11 GHz の放射特性を示している。図 5-30 と図 5-31 は E

面 (図 5-27 (d)), 図 5-32 と図 5-33 は H 面 (図 5-27 (d)) の放射特性である. そして図 5-30 と図 5-32 はシミュレーション結果であり, 図 5-31 と図 5-33 は実験結果である.

まず図 5-30 に示す E 面におけるシミュレーション結果を見ると, 全ての周波数において e_d は LTSA の直接測定結果と放射方向, 動作利得ともに近似している. 特に $0 \sim \pm 45^\circ$ 付近のメインローブはよく近似している. 一方, e_c は $3 \sim 10$ GHz において 0° と 180° 方向にヌル点を持っており, 歪んではいるが 8 の字の指向性を持っている. 次に同一周波数における e_d と e_c の最大の動作利得を確認する. 例えば 3 GHz おける動作利得の最大値であれば e_d は 0° で 6.3 dBi, e_c は $\pm 110^\circ$ で -1.3 dBi である. 同様に 7 GHz において e_d は 0° で 10.7 dBi, e_c は $\pm 97^\circ$ で -1.1 dBi であり, 11 GHz において e_d は 0° で 13.3 dBi, e_c は $\pm 102^\circ$ で -0.3 dBi である. まとめると e_d の動作利得は周波数に比例して高くなる傾向にあるが, e_c の動作利得は e_d に比べて周波数によって変化していない.

図 5-31 に示す E 面における実験結果を見ると, シミュレーション結果と同様に e_d は LTSA の直接測定結果と近似しており, e_d の動作利得は周波数に比例して高くなり, e_c の動作利得は周波数で大きく変化していない. 一方, e_c の指向性は $3 \sim 8$ GHz まではシミュレーション結果と同様に歪んだ 8 の字であるが, 9, 10 GHz においてはシミュレーション結果と異なり 0° のヌルが無くなっている. 実験とシミュレーション結果が異なった原因は, 実験において放射部の設置が送信アンテナの真正面からずれていたと考えるが, 詳細な検討は課題として残る.

次に図 5-32 に示す H 面におけるシミュレーション結果を見ると, 全ての周波数において e_d と LTSA の直接測定結果は $0 \sim \pm 45^\circ$ 付近のメインローブの動作利得は近似している. しかし 3 GHz における $\pm 135^\circ$ 周辺や, 9, 10, 11 GHz における $\pm 90^\circ$ 周辺は e_d と LTSA の直接測定結果の動作利得に差が生じている. 一方, e_c の動作利得は $0 \sim \pm 180^\circ$ の全ての方向で -15 dBi 以下であり, e_d の動作利得に比べて低い値である. このことから上記の H 面における e_d と LTSA の直接測定結果の動作利得に差が生じている原因は同相成分 e_c には無いと考える. 想定できる別の原因としては放射部以外からの放射, つまりバランからの放射が考えられる.

図 5-33 に示す H 面における実験結果を見ると, シミュレーション結果と同様に e_d と LTSA の直接測定結果は $0 \sim \pm 45^\circ$ 付近では近似しているが, 3 GHz における $\pm 135^\circ$ 周辺や, 9, 10, 11 GHz における $\pm 90^\circ$ 周辺には差が確認できる. 一方, e_c はシミュレーションにおいては全ての周波数, 全ての放射方向で -15 dBi 以下であったが, 実験結果では例えば 11 GHz の 0° では -5.4 dBi である. この差は E 面の 0° における実験結果 (図 5-31) とシミュレーション結果 (図 5-30) のヌルの有無と同様に, 実験における放射部の設置が原因と考える.

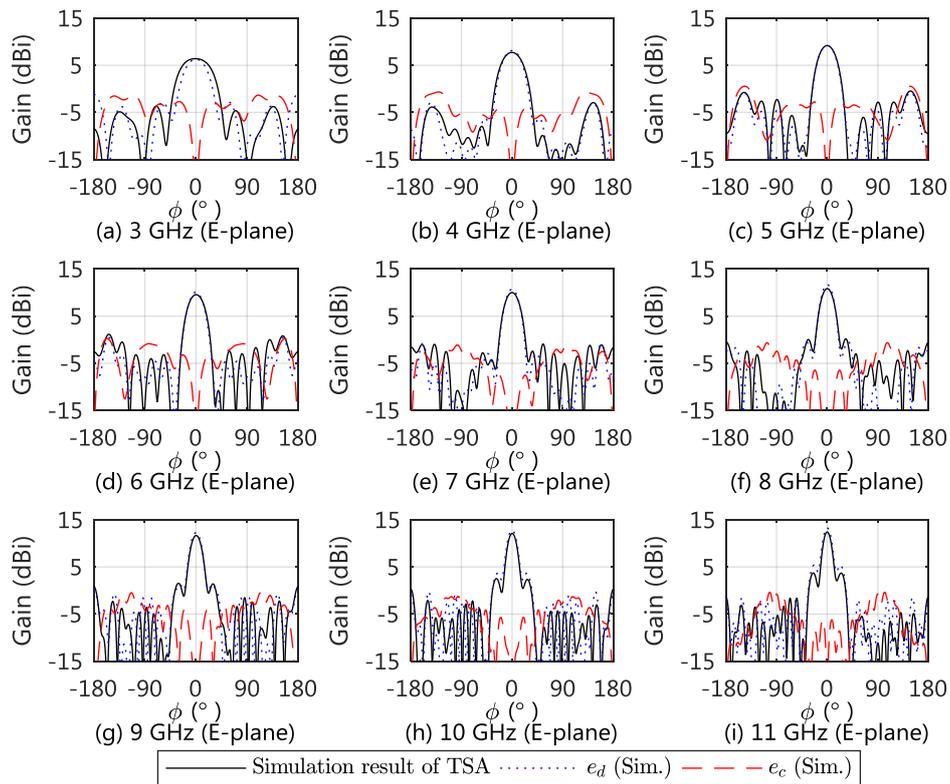


図 5-30 放射部だけの放射特性 (E面, シミュレーション結果)

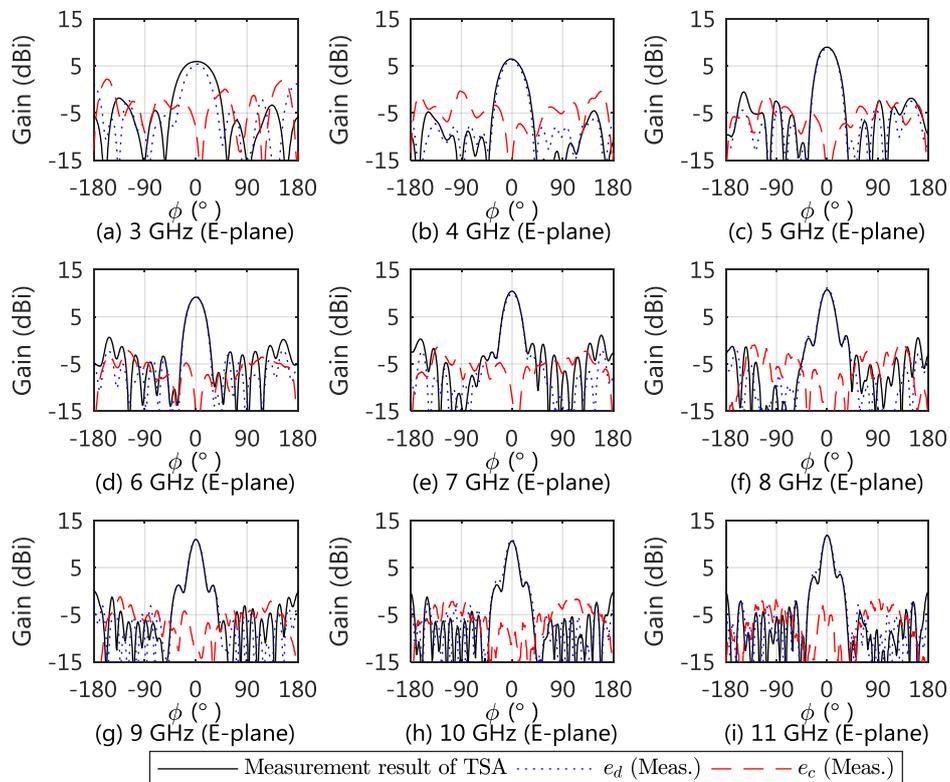


図 5-31 放射部だけの放射特性 (E面, 実験結果)

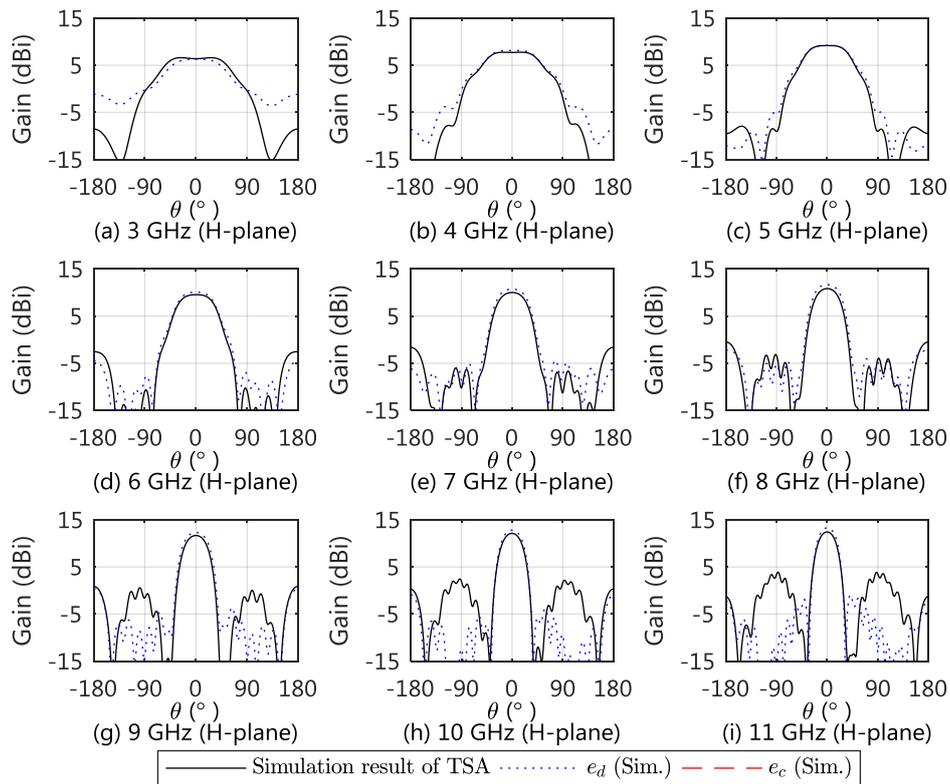


図 5-32 放射部だけの放射特性 (H 面, シミュレーション結果)

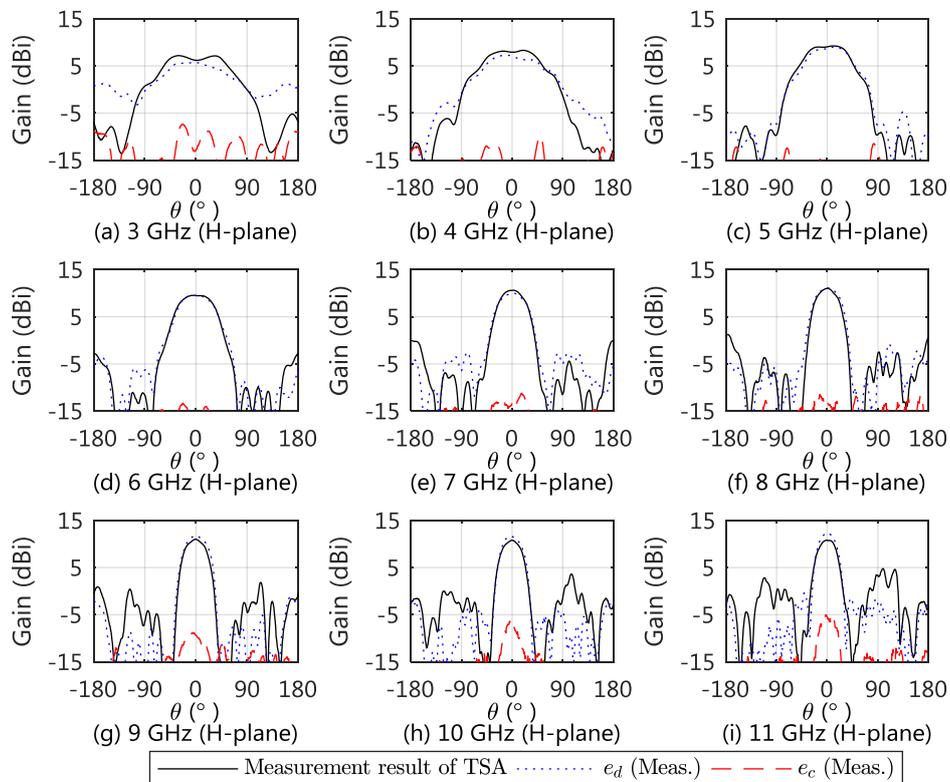


図 5-33 放射部だけの放射特性 (H 面, 実験結果)

次は前項に示した実験またはシミュレーションで求めた放射特性の差動成分 e_d と同相成分 e_c に、シミュレーション結果から求めた放射部へ差動給電される電力 p_d と同相給電される電力 p_c で補正を加えて求めた LTSA の放射特性の差動成分 E_d と同相成分 E_c について示す。図 5-34 ~ 図 5-37 に E_d (青色点線) と E_c (赤色破線) そしてバランからの放射 E_B (緑色一点鎖線) を放射方向に対する動作利得 (dBi) で示す。さらに分割していない LTSA の放射特性 (黒色実線) の実験またはシミュレーション結果 (以下、LTSA の直接測定結果) も比較対象として示す。それぞれの図の (a) ~ (i) には 3 ~ 11 GHz の放射特性を 1GHz 間隔で示している。なお図 5-34 と図 5-35 は E 面 (図 5-27 (d)), 図 5-36 と図 5-37 は H 面 (図 5-27 (d)) の放射特性である。そして図 5-34 と図 5-36 はシミュレーション結果を基に算出した結果 (以下、シミュレーション結果) であり、図 5-35 と図 5-37 は実験結果を基に算出した結果 (以下、実験結果) である。

図 5-34 に示す E 面における放射特性のシミュレーション結果を確認すると、 e_d (図 5-30) と同様に E_d は LTSA の直接測定結果と放射方向、動作利得ともに近似している。 E_d が e_d と同様の結果となったのは、 p_d が 3 ~ 11 GHz においてほぼ $0 \text{ dB} = 10^{0 \text{ dB}/10} = 1$ (図 5-29) であることから、式 (5-25) より $E_d \cong e_d$ となっていると考える。一方、 E_c については 3 ~ 11 GHz の $0 \sim \pm 180^\circ$ において -15 dBi 以下となっている。こちらは p_c が 3 ~ 11 GHz において -25 dB 以下 (図 5-29) であることから、式 (5-24) より $|E_c| < (|e_c| - 25 \text{ dB})$ となっていると考える。またこの結果から E 面において E_c は LTSA の放射特性に与える影響は少ないことが想定できる。そしてバランからの放射 E_B は 3 GHz では 180° 付近のみ動作利得が -15 dBi を超えているが、5 GHz 以上では 0° および $+90^\circ$ 付近も動作利得が -15 dBi を超えており、周波数が高くなると共に動作利得が -15 dBi を超えて放射する方向が増えている。また E_B を E_d と同一方向の動作利得で比較すると、3 ~ 11 GHz のほとんどの方向で $E_B < E_d$ となっていることから、E 面において E_B は LTSA の放射特性に与える影響は少ないことが想定される。

図 5-35 に示す E 面における放射特性の実験結果を確認すると、シミュレーション結果と同様に、 E_d は e_d とほぼ一致しており、 E_c は 3 ~ 11 GHz の $0 \sim \pm 180^\circ$ において -15 dBi 以下となっている。一方 E_B については、4 ~ 11 GHz についてはシミュレーション結果と同様の結果となっている。なお 3 GHz においてはシミュレーション結果とは異なり $\pm 90^\circ$ 付近に放射しており、この 3 GHz における放射の原因究明については課題として残る。ただし実験結果についてもシミュレーション結果と同様に $E_c < -15 \text{ dBi}$ 、 $E_B < E_d$ となっていることから、E 面において E_c と E_B は LTSA の放射特性に与える影響は少ないことが想定される。

次に図 5-36、図 5-37 に示す H 面における放射特性のシミュレーション結果と実験結果についても E 面と同様に、 p_d がほぼ 0 dB であることから $E_d \cong e_d$ であり、 p_c が -25 dB 以下であることから $E_c < e_c - 25 \text{ dB}$ となっている。一方 E_B は 9 ~ 11 GHz の $\pm 90^\circ$ 付近において E 面と異なり $E_B > E_d$ となっている。このことから H 面において E_c が LTSA の放射特性に与える影響は少ないが、 E_B が影響を与える可能性があると考えられる。

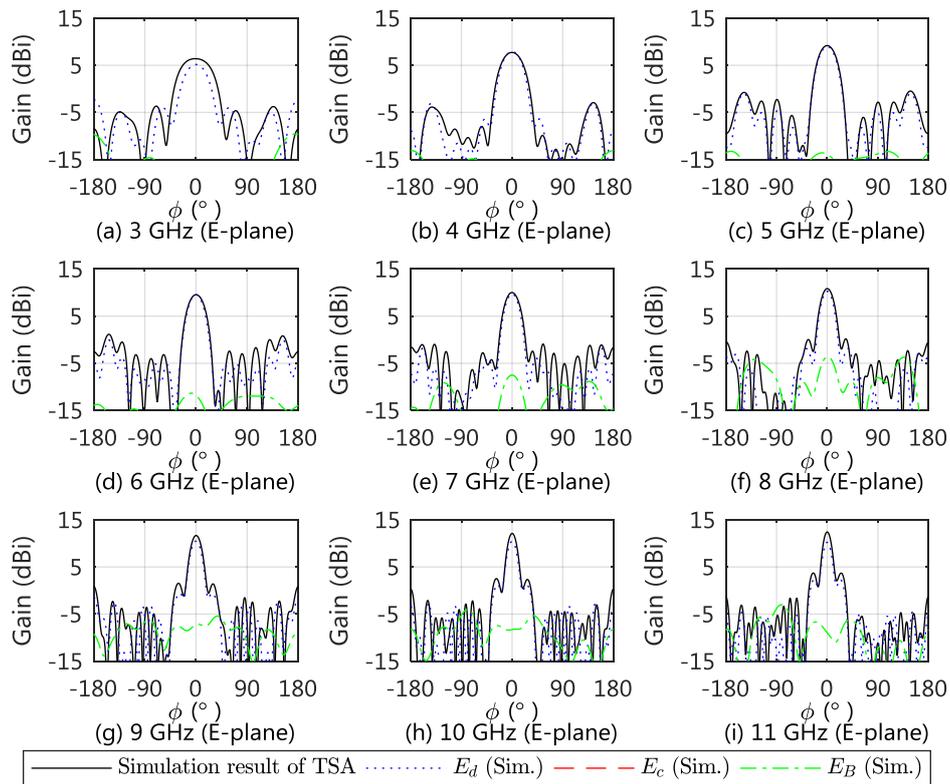


図 5-34 LTSA の放射特性の差動, 同相成分とバランの放射 (E 面, シミュレーション結果)

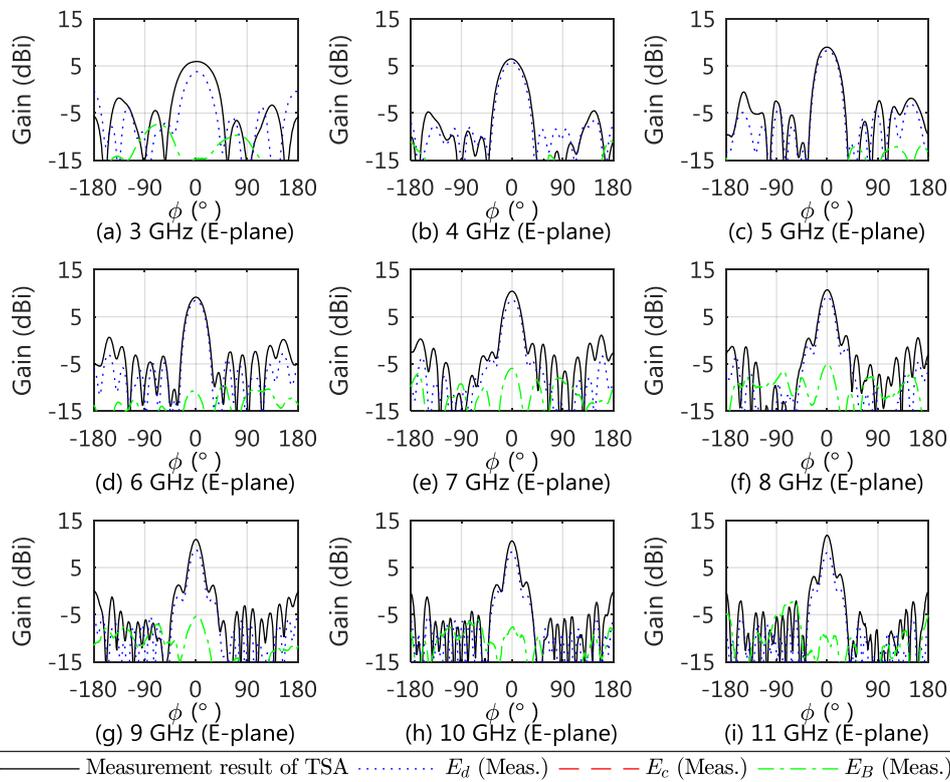


図 5-35 LTSA の放射特性の差動, 同相成分とバランの放射 (E 面, 実験結果)

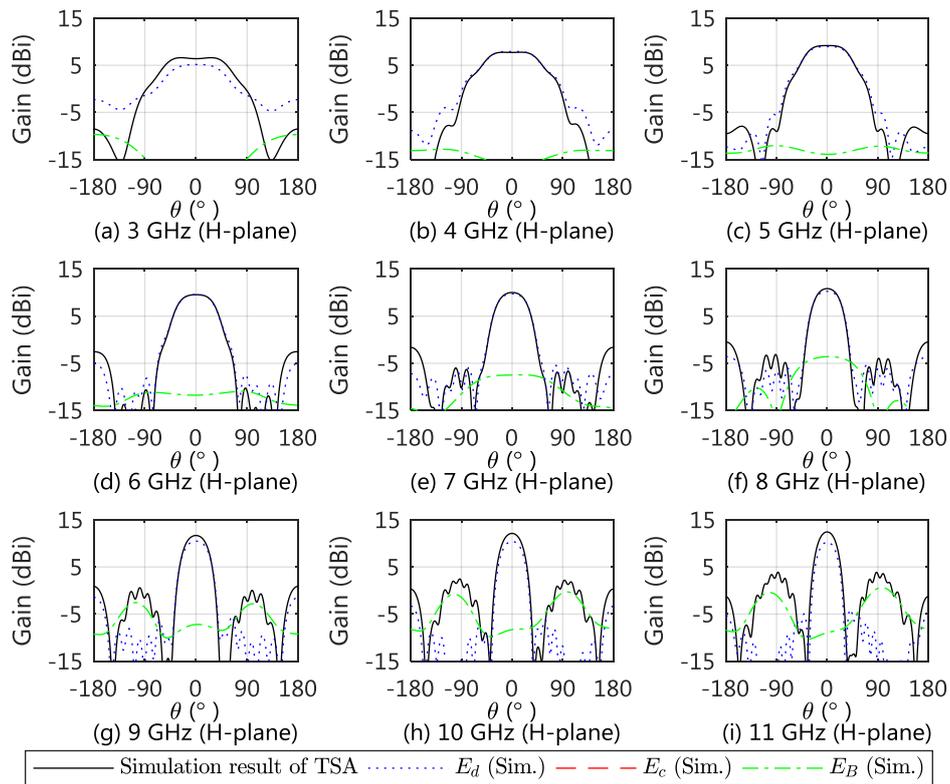


図 5-36 LTSA の放射特性の差動, 同相成分とバランの放射 (H 面, シミュレーション結果)

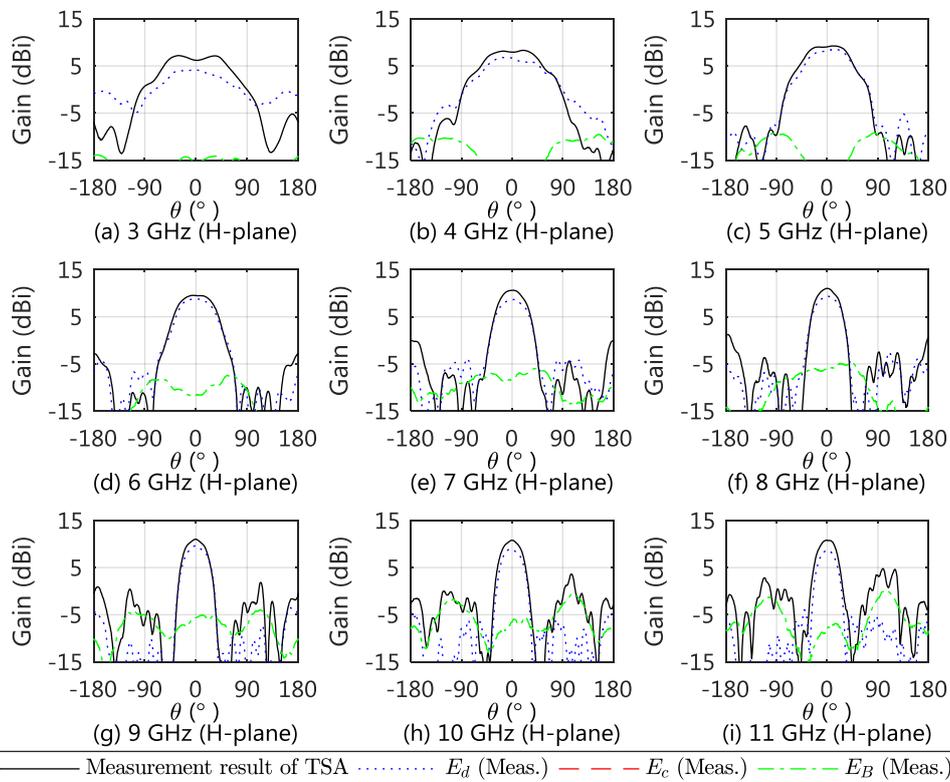


図 5-37 LTSA の放射特性の差動, 同相成分とバランの放射 (H 面, 実験結果)

最後に前項で示した計算によって求めた LTSA の放射特性の差動成分 E_d と同相成分 E_c を足し合わせて求めた LTSA の放射特性 $E_{TSA} = E_d + E_c$ (式 (5-28)) と, E_{TSA} にバランからの放射 E_B を足した結果 $E_{TSA}' = E_d + E_c + E_B$ (式 (5-30)) を示す. 図 5-38 ~ 図 5-41 に E_{TSA} (青色点線) と E_{TSA}' (赤色破線) を放射方向に対する動作利得 (dBi) で示す. さらに分割していない LTSA の放射特性 (黒色実線) の実験またはシミュレーション結果 (以下, 直接測定結果) も比較対象として示す. それぞれの図の (a) ~ (i) には 3 ~ 11 GHz の放射特性を 1GHz 間隔で示している. なお図 5-38 と図 5-39 は E 面 (図 5-27 (d)), 図 5-40 と図 5-41 は H 面 (図 5-27 (d)) の放射特性である. そして図 5-38 と図 5-40 はシミュレーション結果を基に算出した結果 (以下, シミュレーション結果) であり, 図 5-39 と図 5-41 は実験結果を基に算出した結果 (以下, 実験結果) である.

図 5-38 に示す E 面における LTSA の放射特性のシミュレーション結果から, E_{TSA} と E_{TSA}' は放射方向および動作利得がほぼ一致しており, 前項で想定した通り E 面においては E_B が LTSA の放射特性に与える影響は微小であることが確認できた. さらに E_{TSA} を LTSA の直接測定結果と比較すると, 前項で示した E_d (図 5-34) と同様に放射方向および動作利得がほぼ一致している. つまり $E_{TSA} = E_d + E_c$ と E_d が近似しており, このことから前項で想定した通り E_c も LTSA の放射特性に与える影響は微小であることが確認できた. ただし各結果には部分的に異なる点も存在する. 具体的には LTSA の直接測定結果は 9 GHz の +60° 付近にヌルが存在するが E_{TSA}' には存在しない. 一方 E_{TSA} はこの点にヌルが存在することからバランからの放射が原因である. バランからの放射のシミュレーションモデル (図 5-27) にはバランの他に平衡ポート Port B を平衡 100 Ω 終端するための治具が存在している. この治具の存在が E_B に影響を与えたと考える. なお図 5-39 に示す E 面における LTSA の放射特性の実験結果もシミュレーション結果と同様に, E_{TSA} と E_{TSA}' そして LTSA の直接測定結果は近似している. このことから E 面において E_c および E_B が LTSA の放射特性に与える影響は微小であることが確認できた.

次に図 5-40 に示す H 面における LTSA の放射特性のシミュレーション結果から, 3 ~ 8 GHz では E_{TSA} と E_{TSA}' がほぼ一致している. しかし 9 ~ 11 GHz の +90° 付近で E_{TSA} はヌルが存在するが, E_{TSA}' は -5 dBi を超える放射が確認できており, E_{TSA} と E_{TSA}' の放射特性に差が生じた. また LTSA の直接測定結果も 9 ~ 11 GHz の +90° 付近で E_{TSA}' と近似していることから, 前項で想定した通り H 面の 9 ~ 11 GHz の +90° 付近では E_B が LTSA の放射特性に影響を与えることが確認できた. その他の周波数でも LTSA の直接測定結果と E_{TSA}' を比較すると 4 ~ 11 GHz については放射方向および動作利得がほぼ一致している. なお 8, 9, 11 GHz の +45° 付近でヌルの有無という差が有るが, E 面と同様に E_B のシミュレーションに用いた治具の影響であると考えられる. 一方 3GHz については 0° ~ ±90° は近似しているものの, 180° ~ ±90° では動作利得に 5 dB を超える差が生じている. この原因の解明は背面 (180°) 方向に存在するバランであると考えられるが, 詳細な検証は課題として残る.

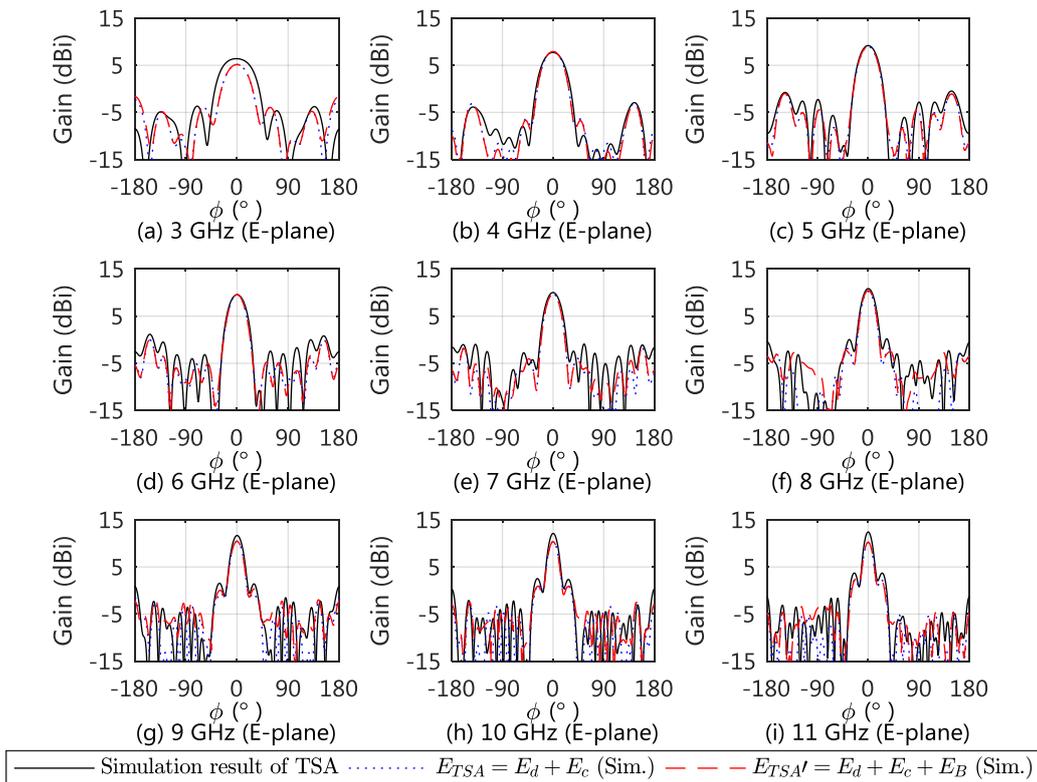


図 5-38 LTSA の放射特性 (E 面, シミュレーション結果)

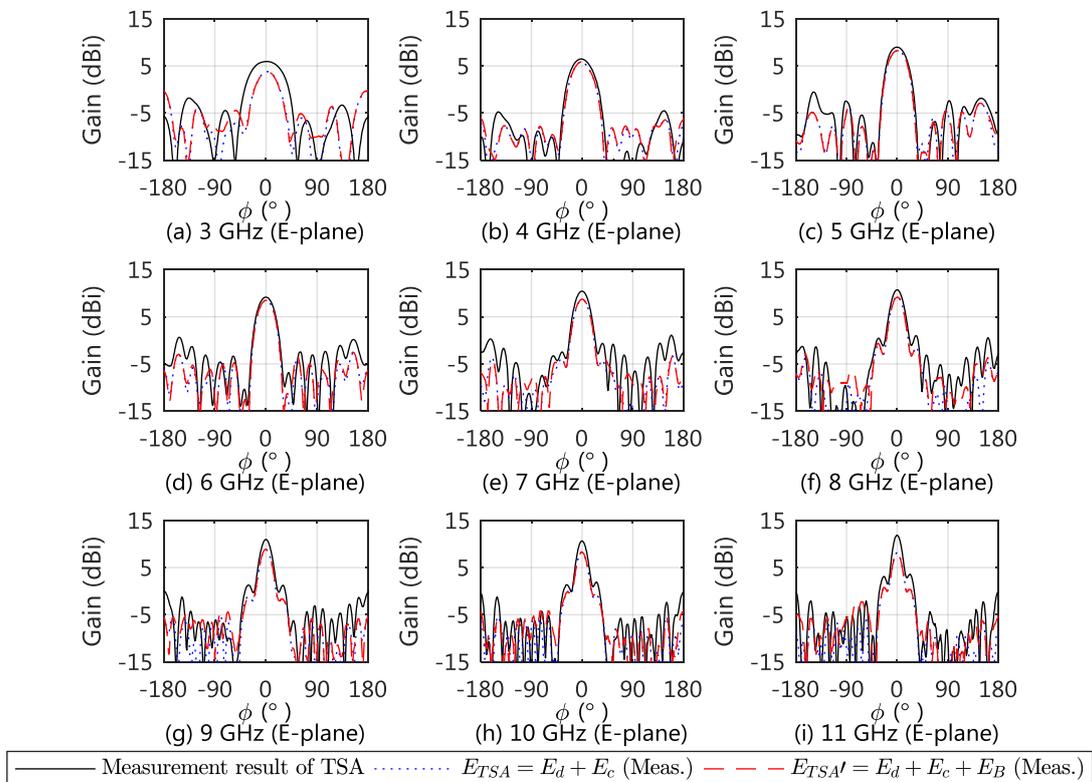


図 5-39 LTSA の放射特性 (E 面, 実験結果)

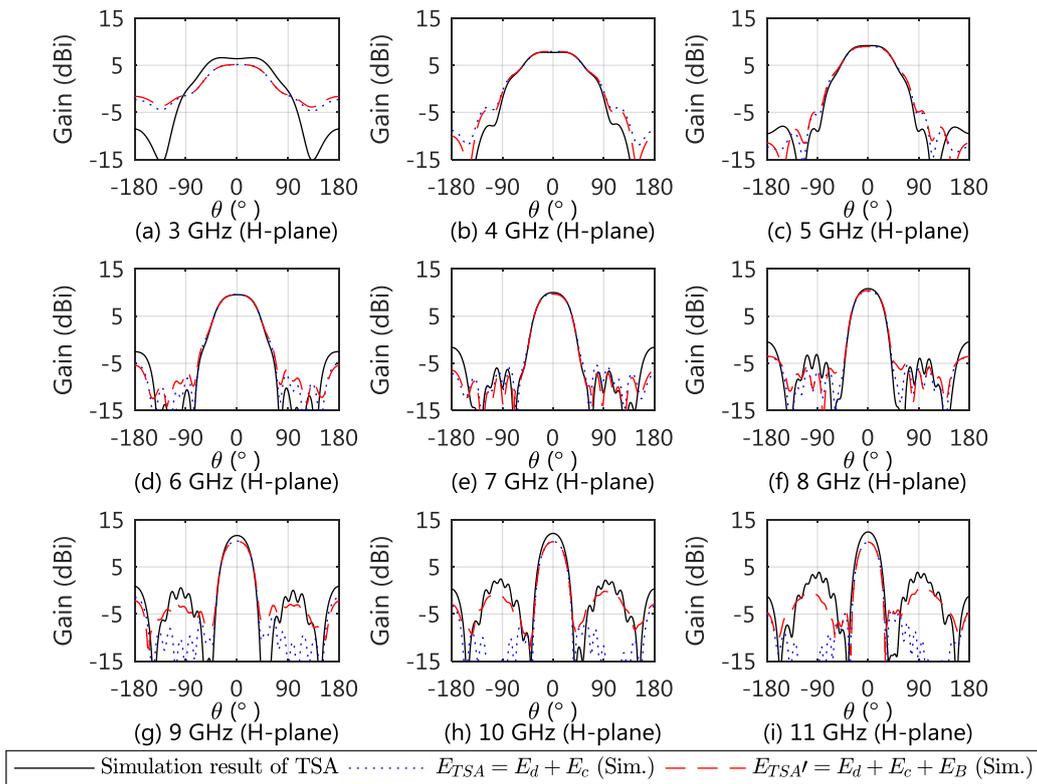


図 5-40 LTSA の放射特性 (H 面, シミュレーション結果)

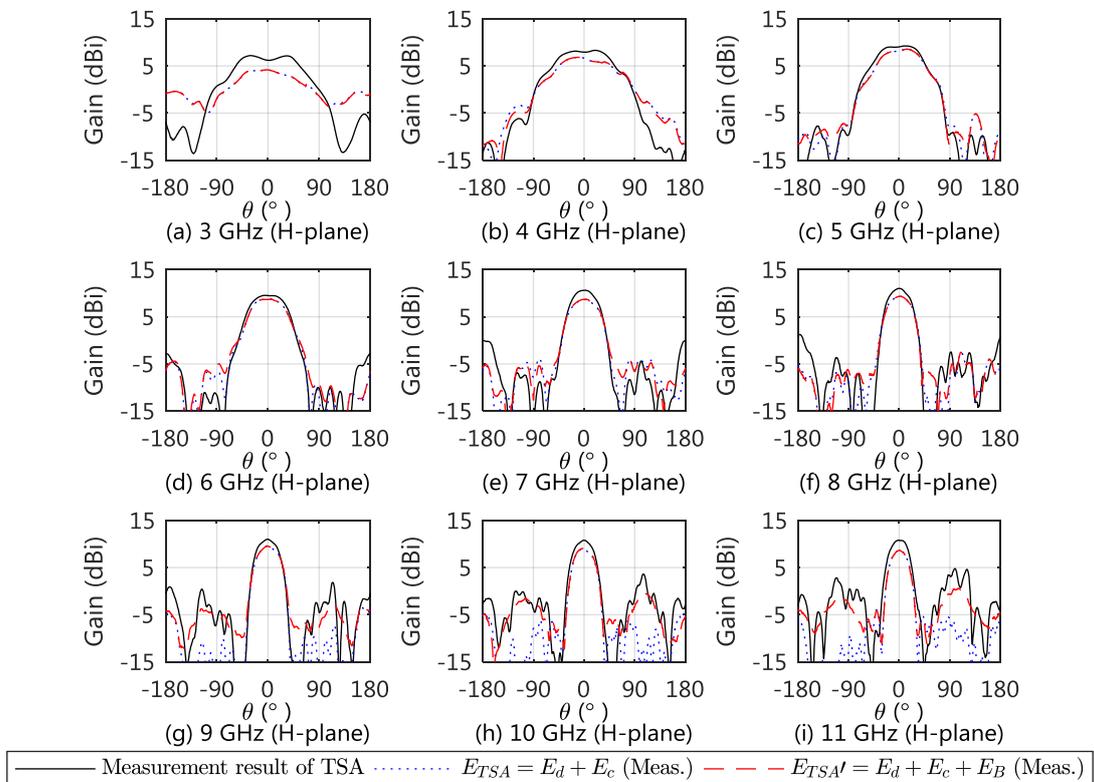


図 5-41 LTSA の放射特性 (H 面, 実験結果)

次は LTSA の指向性をカラーマップで示す。なお図 5-30 ~ 図 5-41 における LTSA の放射特性は 3 ~ 11 GHz を 1 GHz 間隔で示したが、ここでは 3 ~ 11 GHz を 0.1 GHz 間隔で示す。図 5-42, 図 5-44 に実験結果を基に推定した指向性（以下、実験結果）を、図 5-43, 図 5-45 にシミュレーション結果を基に推定した指向性（以下、シミュレーション結果）をカラーマップで示す。縦軸は周波数、横軸は放射方向を示し、色で放射電力の比を示している。なお第3章のカラーマップは前後の図の横軸が周波数であることから横軸を周波数、縦軸を放射方向としたが、本項では図 5-30 ~ 図 5-41 の横軸が放射方向であることから縦軸を周波数、横軸を放射方向とした。そして図 5-38, 図 5-39 に E 面の指向性、図 5-40, 図 5-41 に H 面の指向性を示す。各図の (a) に式 (5-23) を用いて推定した LTSA の指向性の差動成分 E_d を示し、(b) に式 (5-27) を用いて E_d と同相成分 E_c を足し合わせた LTSA の指向性 E_{TSA} を示し、(c) に式 (5-29) を用いて E_{TSA} にバランからの放射 E_B を足し合わせ、バランからの不要放射を考慮した LTSA の指向性 E_{TSA}' を示す。そして比較対象として (d) に分割していない LTSA を実験またはシミュレーションした結果（以下、直接測定結果）を示す。

はじめに図 5-42 に示す E 面の実験結果の (a) ~ (c) を見比べると、(c) にのみ 11 GHz の $\pm 90^\circ$ 付近の狭い範囲に $-9 \sim -12$ dB 程度の放射が確認できるが、その他に大きな差異は見られない。図 5-43 に示す E 面のシミュレーション結果の (a) ~ (c) を見比べると大きな差異は見られない。このことから図 5-42 (c) における 11 GHz の $\pm 90^\circ$ 付近の放射は測定誤差であると考えられる。さらに図 5-42 の背面 ($180^\circ \sim \pm 45^\circ$) 方向を見比べると、(a) ~ (c) に比べて (d) は -12 dB を超える不要放射が多い。この差異は図 5-43 のシミュレーション結果も同様である。また図 5-44, 図 5-45 に示す H 面よりも差異のある範囲が広い。これらは E 面上の背面方向にバランが存在することが原因であると考えられる。なお指向性を直交グラフで示した図 5-38, 図 5-39 の背面方向を見ると、確かに動作利得に差は存在するが、放射方向はほぼ一致しており、傾向は一致している。

次に図 5-44 に示す H 面の実験結果の (a) と (b) を見比べると大きな差異は見られない。このことから 3 ~ 11 GHz を 0.1 GHz 間隔で見ても、LTSA の指向性に同相成分の影響は微小であることがわかった。次に (a) と (c) を見比べると、(c) には 9 ~ 11 GHz の $\pm 90^\circ$ 付近への放射が確認できる。(d) を見ると (c) と同様に 9 ~ 11 GHz の $\pm 90^\circ$ 付近への放射が確認でき、分割していない LTSA でも放射している。この結果からバランからの放射が LTSA の放射特性に大きな影響を与えているのは 9 ~ 11 GHz のみであることが確認できた。さらに (a) ~ (c) と (d) を比べると、3 GHz が顕著であるが 3 ~ 11 GHz の広い周波数において 180° 付近の背面方向で差異が見られる。これは背面方向に (a) ~ (c) では HYB が存在しているが、(d) では放射部に接続されたバランが存在しており、この違いによるものと考えられる。図 5-45 に示す H 面のシミュレーション結果を基に推定した指向性も同様に、(a) と (b) に差異はなく、(c) と (d) には 9 ~ 11 GHz の $\pm 90^\circ$ 付近への放射が確認できる。また (a) ~ (c) と (d) で 3 ~ 11 GHz の 180° 付近で差異が見られた。

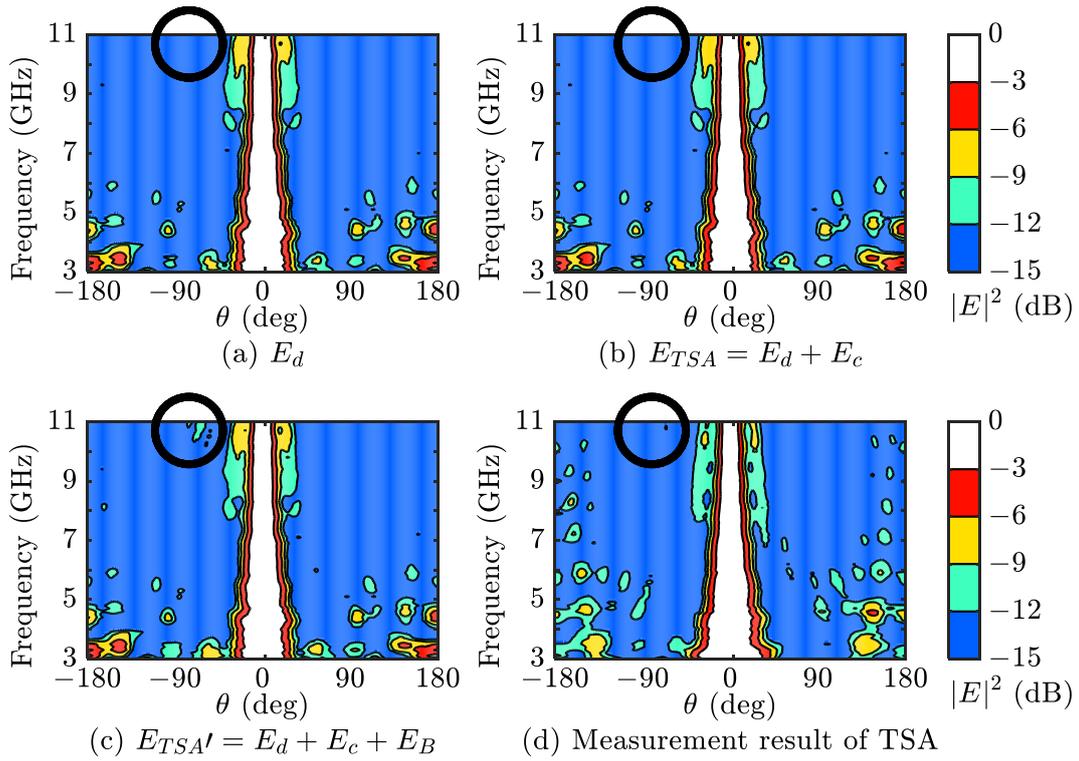


図 5-42 指向性の実験結果 E 面
($E_\theta, \phi = 90^\circ, \theta = -180^\circ \sim +180^\circ, z-x$ plane)

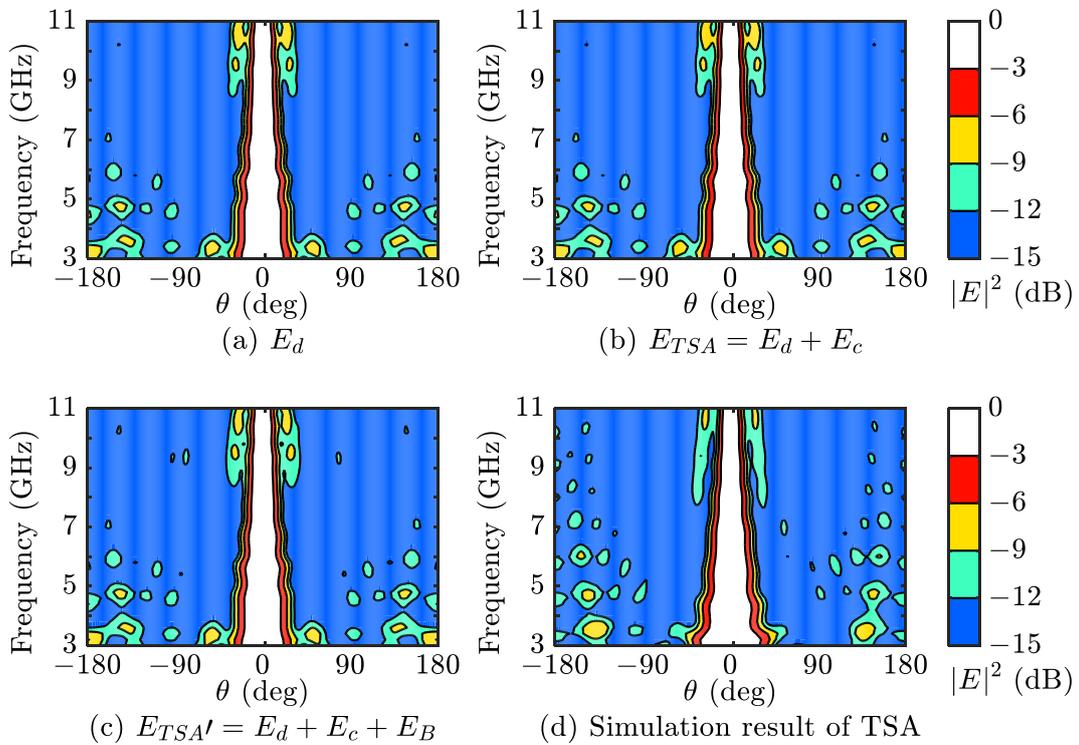


図 5-43 指向性のシミュレーション結果 E 面
($E_\theta, \phi = 90^\circ, \theta = -180^\circ \sim +180^\circ, z-x$ plane)

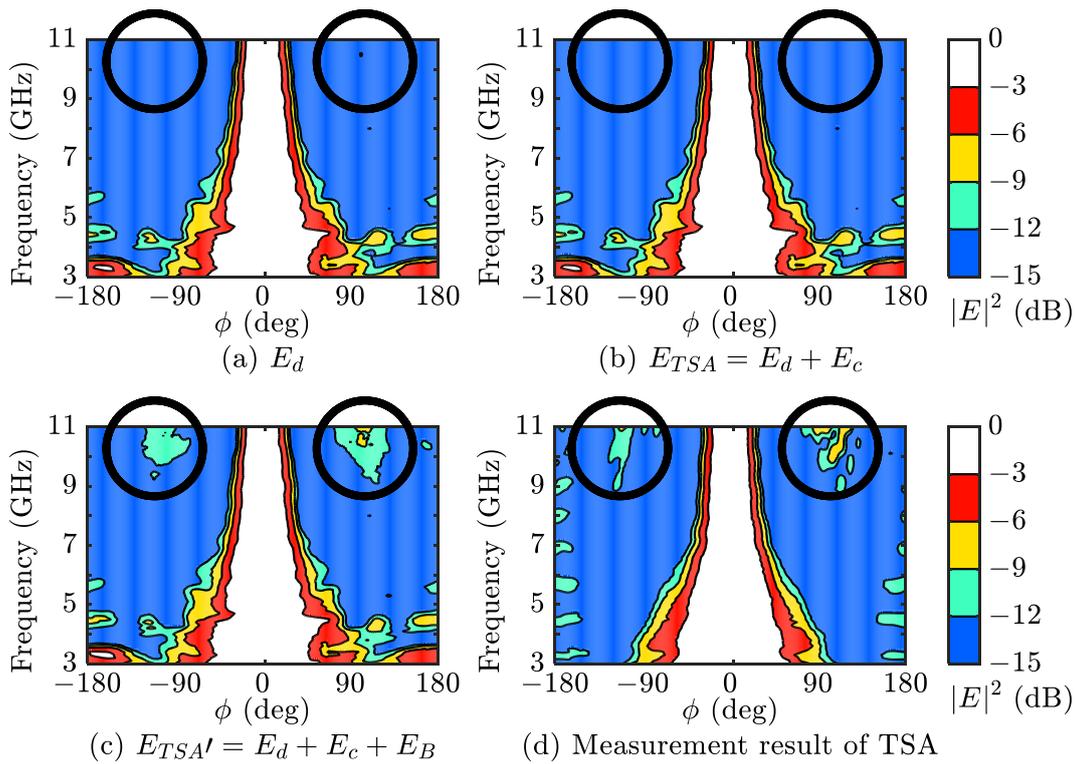


図 5-44 指向性の実験結果 H 面
($E_\theta, \theta = 90^\circ, \phi = -180^\circ \sim +180^\circ, z-y$ plane)

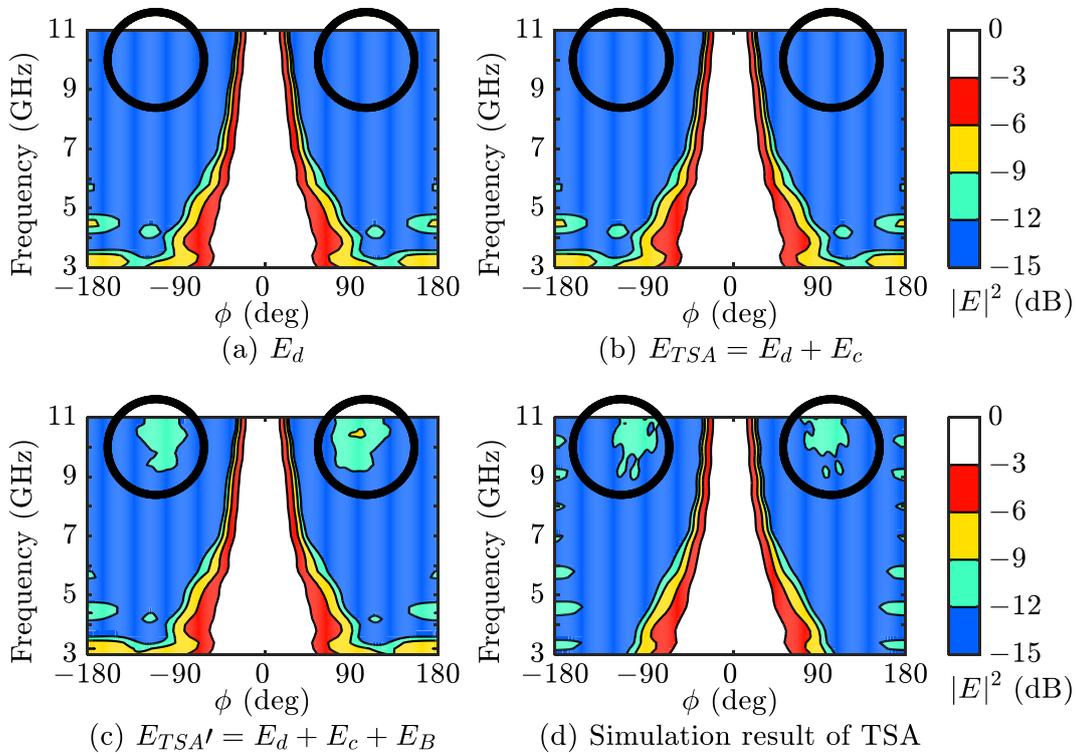


図 5-45 指向性のシミュレーション結果 H 面
($E_\theta, \theta = 90^\circ, \phi = -180^\circ \sim +180^\circ, z-y$ plane)

以上の結果をまとめると、LTSAの指向性に対する同相成分の影響は微小であり、むしろバランからの不要放射の方が影響を与える場合があることがわかった。

最後に動作利得について示す。図5-46にLTSAの正面(0°)方向における動作利得の周波数特性を示す。実験結果を基に式(5-28)を用いて算出したLTSAの放射特性 E_{TSA} の動作利得(以下、実験結果を基にした算出結果)を黒色△印で示し、シミュレーション結果を基に算出した動作利得(以下、シミュレーション結果を基にした算出結果)を黒色×印で示す。また比較対象として分割せずにLTSAの動作利得を測定した実験結果(以下、LTSAの実験結果)を赤色▽印で示し、シミュレーション結果(以下、LTSAのシミュレーション結果)を赤色○印で示す。グラフを見るとLTSAの実験結果に比べて実験結果を基にした算出結果は利得が低く、またLTSAのシミュレーション結果に比べてシミュレーション結果を基にした算出結果は利得が低い。これは5.4節で示したように、バランおよび放射部の測定における平衡ポートは、LTSAの測定における平湖ポートと異なる部分に電流が分布したことで、バランおよび放射部の放射特性およびSパラメータの測定において損失が発生したのではないかと考える。さらにLTSAの実験結果とシミュレーション結果は10GHzにおける1.5dBの差が最大の差となっている。つまりバランおよび放射部の測定における平衡ポートの電流分布を、LTSAの平衡ポートの電流分布に近い状態で実験およびシミュレーションすることができれば、動作利得の結果は一致すると考えるが詳細な検討は課題として残る。

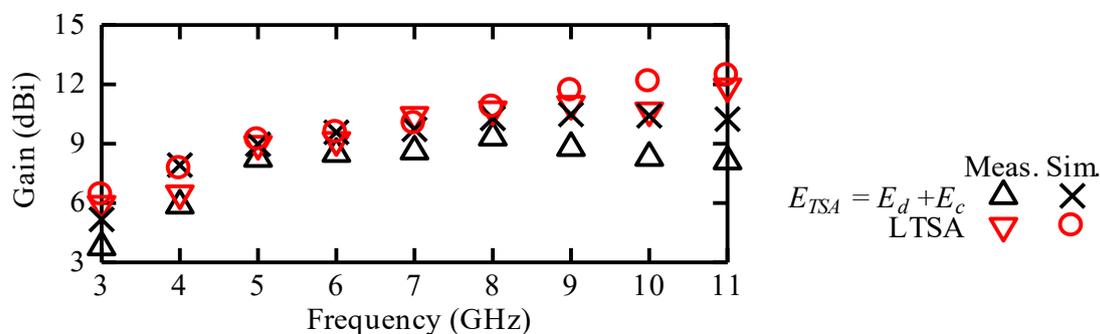


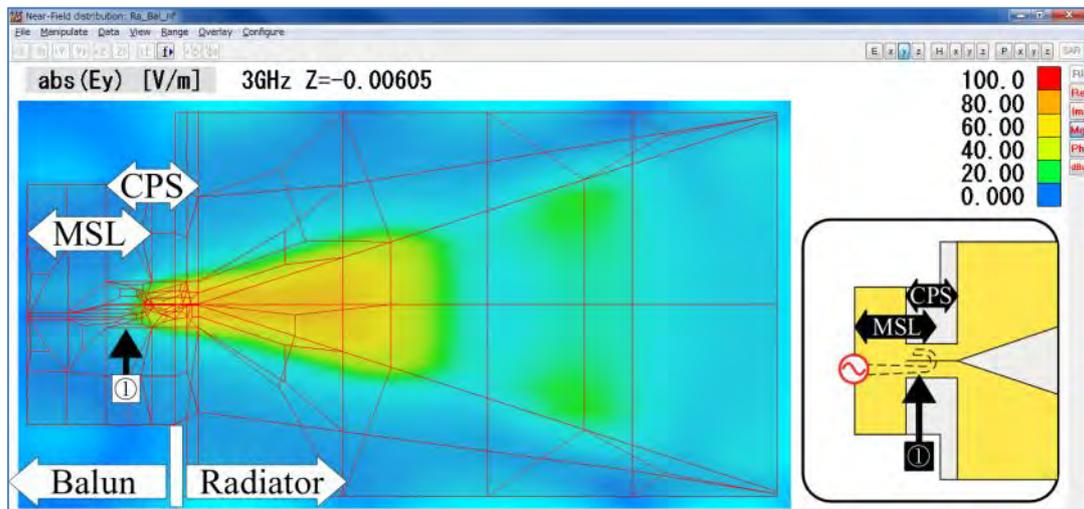
図 5-46 LTSA の動作利得

5.7 LTSA の近傍界における電界

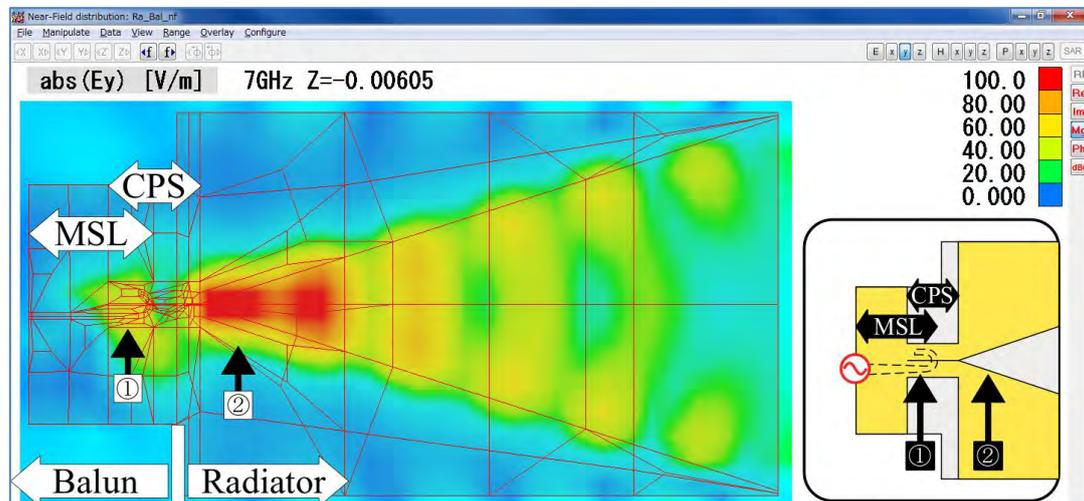
前節の検討により LTSA の放射特性にバランからの不要放射が影響を与えることが想定できた。そこで LTSA の近傍界における電界をシミュレーションすることで、バランから不要放射が存在することを確認する。なお LTSA の金属箔上の電流分布では、LTSA を構成する伝送線路を伝送している電流か、放射に寄与している電流か判断が難しいことから近傍界の電界により確認を行う。図 5-47 に LTSA の近傍界における電界を示す。なおシミュレーションする領域は LTSA の表面に平行な面である。これはバランからの不要放射の影響のあった $\phi = \pm 90^\circ$ 方向 (図 5-27 (d))、つまり LTSA の表面に対して垂直な方向へ放射している部分を探すためである。また伝送線路において放射されずに伝送に関わる電界を避けるために、本研究では基板厚 0.55 mm の 10 倍として LTSA の表面から 5.5 mm 離れた面の電界をシミュレーションした。なお図 5-47 に示す周波数は設計周波数の最低値である (a) 3 GHz と中心値である (b) 7 GHz、そして最高値でありバランからの不要放射が影響を与えていた周波数の (c) 11 GHz とした。また電界の成分は主偏波を選択するために、紙面の上下方向の成分を選択した。

はじめに 図 5-47 (c) に示す 11 GHz の近傍界における電界を見ると、図中①で示すバランの MSL と CPS のストリップ導体が基板の表裏で重なっている部分の近傍の電界の強さが、放射部を含めた LTSA 近傍のどの電界の強さより高い値となっている。このことから LTSA の 11 GHz における $\phi = \pm 90^\circ$ 方向への放射はバランからの放射であると考えられる。

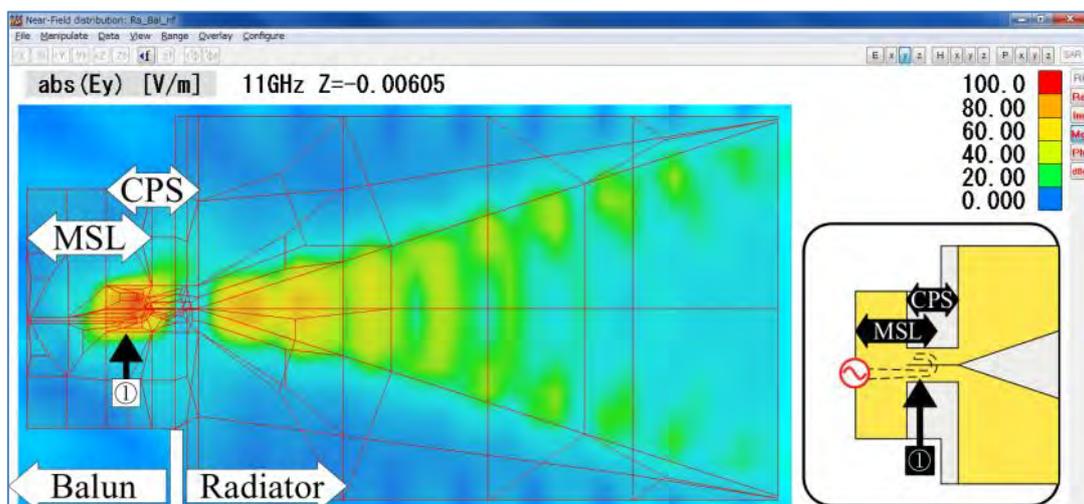
なお 図 5-47 (b) に示す 7 GHz の近傍界における電界についても、図中①で示すバランの MSL と CPS が基板の表裏で重なっている部分の近傍に電界が存在する。しかし②で示す放射部近傍の電界の強さの方が、①で示すバラン近傍の電界の強さより高い値となっている。このことから 7 GHz でもバランからの放射は存在するが、LTSA の放射に影響を与える程の電界の強さはないと考える。一方 図 5-47 (a) に示す 3GHz の近傍界における電界については、図中①で示す部分の近傍の電界の強さは 7 GHz や 11 GHz に比べて低い値であり、ほぼ放射していないと考える。



(a) 3 GHz



(b) 7GHz



(c) 11 GHz

図 5-47 LTSA の近傍界における電界

5.8 考察

(I) TSA の整合特性推定について

放射部とバランのそれぞれのミックスモード S パラメータから、TSA の反射係数を推定する方法として、一部の S パラメータを省略して推定する方法と、繰り返しの計算によって全てのミックスモード S パラメータから推定する方法を試し、2つの推定方法の結果が一致することを確認した。この結果から同相成分に関する S パラメータは TSA の整合特性推定においては無視できる程度に微小であることが明らかとなった。

次に放射部とバランのミックスモード S パラメータから TSA の反射係数を推定した結果と、放射部とバランに分割せずに TSA の状態で反射係数を実験およびシミュレーションした結果を比較した。LTSA においては推定結果と実験およびシミュレーション結果の傾向は一致した。一方、ATSA においては推定結果と実験およびシミュレーション結果がよく一致した。この結果から、整合特性については放射部とバランを個別に評価、設計した後、放射部とバランを接続することで TSA を設計可能であることが明らかとなった。

なお LTSA の整合特性を推定する精度を上げるには、LTR および MB の測定における平衡ポートと治具の接続点の構造を改善する必要があると考える。具体的には LTSA の平衡ポートは CPS でありストリップ導体の幅は 4.7 mm であるが、平衡ポートに接続する治具の MSL のストリップ導体の幅は 1.5 mm であり、接続点においてストリップ導体の幅が不連続となっている。この不連続により LTR または MB のみの CPS における電流分布と、分割していない LTSA の CPS における電流分布が異なることをシミュレーションにより確認した。なお ATSA については平衡ポートが PSL であり、ストリップ線路の幅が 0.7 mm と細いことから、AR または TB のシミュレーションにおいて治具を用いずに給電が可能であった。また AR または TB のみの PSL における電流分布は、ATSA の PSL における電流分布と近似していることをシミュレーションにより確認した。

(II) TSA の整合特性改善について

AR と TB の個々のミックスモード S パラメータが整合状態であっても、AR と TB を接続した ATSA の反射係数は整合状態とはならなかった。そこで AR と TB の接続部分の PSL の線路長を調整することで ATSA の反射係数の改善を行った。PSL の線路長の調整は計算によって行うことで、シミュレーションで行うより短時間でできることが確認できた。なお、この計算は ATSA を AR と TB に分割して測定したことにより可能となった。

さらに近似式による検討の結果であるが、 $|S_{drr}| + |S_{ssu}|$ を 0.32 以下となるように放射部とバランを設計することで、PSL の線路長に影響されずに ATSA が整合状態となることが明らかとなった。なお $|S_{drr}|$ は放射部を入力ポートから見た反射係数の差動成分の振幅であり、 $|S_{ssu}|$ はバランを不平衡ポートから見た反射係数の振幅である。なお本論文では特性インピーダンス 100 Ω の PSL を調整することで ATSA の整合特性を改善したが、異なる特性インピーダンスの PSL による改善を検討することについては検討の余地がある。

(III) 放射特性へ与える影響について

放射部とバランの接続が放射特性へ与える影響するために、放射部の放射特性にバランの透過係数で補正することで TSA の放射特性を推定した。その結果、測定した LTSA については同相成分が LTSA の放射特性に与える影響は微小であり、むしろバランからの不要放射の方が影響していることが明らかとなった。また近傍界の電界をシミュレーションすることでバランから放射していること、そしてバランの中で放射している部分が明らかとなった。さらに放射特性の推定方法を利用することで、同相成分の影響がある場合の放射特性も推定可能である。また同相成分を積極的に利用することで、ある程度は放射特性を制御することが可能であると考えられる。なおバランから不要放射が起きる原因の究明や、不要放射を抑える対策の検討は課題として残る。

第6章 結論

本論文ではテーパスロットアンテナ (TSA) を電波の放射を行う平衡1ポート回路の放射部と、不平衡給電を放射部への平衡給電に変換する2ポート回路の平衡-不平衡給電回路(バラン)の2つの部分に分割することで設計の効率化を目指した。これを達成するために、はじめに放射部とバランのそれぞれの整合特性と放射特性を明らかにした。その後、放射部とバランの個々の特性から TSA の整合特性と放射特性を推定する方法を示した。結果として TSA の一設計法を確立することができた。個々の検討についての結論を以下に示す。

(I) 放射部の整合特性について

放射部の整合特性を明らかにするためには、入力ポートが平衡構造である放射部を不平衡構造の測定ポートを持つベクトルネットワークアナライザ (VNA) で測定する必要がある。ここでは平衡ポートを持つ回路を測定可能な方法である S パラメータ法を用いることで放射部の入力インピーダンスを明らかにした。この結果から指数曲線放射部 (VR) の指数曲線が入力インピーダンスに与える影響を確認した。

(II) 放射部の放射特性について

放射部の放射特性を明らかにするためには、バランを用いずに放射部に平衡給電する必要がある。ここでは 3dB 180° ハイブリッドカップラを用いて給電を行うことで実験を可能とした。この実験とシミュレーション結果から直線テーパ放射部 (LTR) については動作利得が高くサイドローレベルの低いテーパ部分の構造を明らかにした。次に VR については指数曲線を一定以上とすると、TSA の特徴である単一方向への放射という特性を失うことを明らかにした。最後に対せき形放射部 (AR) についてはテーパ部分の長さより開口幅の方が放射特性に影響を与えることを明らかにした。

(III) バラン

バランの整合特性を明らかにするには、平衡ポートと不平衡ポートを持つバランを VNA で測定する必要がある。ここでは1ポートからの測定で2ポート回路パラメータを算出可能な SOL 法に着目し、ミックスモード S パラメータ法と SOL 法を組み合わせたバランの測定方法 (MSpSOL 法) を提案した。提案した方法によりバランの整合特性として2ポートミックスモード S パラメータを明らかにした。この結果、測定した平面バランの中ではテーパバラン (TB) が最も広い周波数帯域で動作することを確認した。

(IV) TSA の整合特性について

放射部とバランの個々の整合特性から TSA の整合特性を推定するための障害は、放射部およびバランの整合特性として求めたミックスモード S パラメータが複数の成分を持つことから、通常の S パラメータと同一の式では TSA の反射係数 Γ_{isa} を求めることができない点であった。ここでは成分の違いをポートの違いと同様に処理できるシグナルフローグラフに着目しミックスモード S パラメータを整理することで Γ_{isa} の導出式を求めた。この結果、測定した TSA においては同相成分に関する S パラメータが Γ_{isa} に与える影響は微小であり、算出において省略できることが明らかとなった。さらにこの推定方法を用いて Γ_{isa} を計算上で改善することが可能となった。この改善方法は TSA を放射部とバランに分割したことで可能となっており、シミュレーション上で改善するより短時間で行えた。この結果から、放射部とバランに分割することにより TSA を効率化に設計できたと考える。

(V) TSA の放射特性について

最後に放射部とバランの接続が TSA の放射特性に与える影響を確認するために、放射部の放射特性にバランの透過係数で補正することで TSA の放射特性を推定した。またバランからの不要放射についても検討した。この結果、測定した TSA については同相成分が放射特性に与える影響は微小であり、むしろバランからの不要放射が影響を与える場合があることが明らかになった。

参考文献

- [1] P.J. Gibson, "The Vivaldi Aerial," in *Proceedings of 1979 9th European Microwave Conference*, pp. 101-105, Sept. 1979.
- [2] M. Hanawa, K. Mori, K. Nakamura, A. Matsui, K. Nonaka, "Experimental demonstration of high-resolution ultra-wideband impulse radar based on electrical-optical hybrid pulse generation," *Institution of Engineering and Technology Microwaves, Antenna & Propagation*, vol. 4, no. 10, pp. 1462-1468, Oct. 2010.
- [3] 岡 正敏, 井上 真弥, 永岡 直樹, 程野 将行, 富士田 誠之, 永妻 忠夫, "ポリマー基板テーパースロットアレーアンテナを用いた 300 GHz 帯受信器," *電子情報通信学会論文誌 (C)*, Vols. J100-C, no. 1, pp. 1-7, Jan. 2017.
- [4] Takuto Izumi, Hiroyuki Arai, "Wideband dual-polarized small tapered slot antenna," *IEICE Communications Express*, vol. 1, no. 1, pp. 40-43, June 2012.
- [5] T. L. Korzeniowski, Y.-S. Kim, K. S. Yngvesson, E. L. Kollberg, J. F. Johansson, "The Tapered Slot Antenna-A New Integrated Element for Millimeter-Wave Applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, no. 2, pp. 365-374, Feb. 1989.
- [6] 菅原 悟, 米田 豊, 安達 一彦, 森 孝二, 水野 皓司, "放射パターンを改善したミリ波用テーパードスロットアンテナ," *Ricoh Tech Rep*, no. 24, pp. 52-59, Nov. 1998.
- [7] D. Schaubert, E. Kollberg, T. Korzeniowski, T. Thungren, J. Johansson, K. Yngvesson, "Endfire Tapered Slot Antennas on Dielectric Substrates," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 33, no. 12, pp. 1392-1400, Dec. 1985.
- [8] Pranay Raj Acharya, Joakim F. Johansson, Erik L. Kollberg, "Slotline Antennas for Millimeter and Submillimeter Wavelengths," in *Proceedings of 1990 20th European Microwave Conference*, pp. 353-359, Sept. 1990.
- [9] Ehud Gazit, "Improved design of the Vivaldi antenna," *IEE Proceedings H - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 135, no. 2, pp. 89-92, Apr. 1988.
- [10] J. D. S. Langley, P. S. Hall, P. Newham, "Novel Ultrawide-bandwidth Vivaldi Antenna with Low Crosspolarisation," *Electronics Letters*, vol. 29, no. 23, pp. 2004-2005, Nov. 1993.
- [11] B. C. Wadell, *Transmission Line Design Handbook*, Boston: Artech House, 1991.
- [12] 小西 良弘, "第 14 章 平衡不平衡変換器 (Balun)," in *実用マイクロ波技術講座-理論と実際 第4 巻*, 東京都: 日刊工業新聞, 2001, pp. 105-118.
- [13] K. V. Puglia, "Electromagnetic Simulation of Some Common Balun Structures," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 3, no. 3, pp. 56-61, Sept. 2001.
- [14] J. B. Knorr, "Slot-Line Transitions," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*,

- vol. 22, no. 5, pp. 548-554, May 1974.
- [15] K. C. Gupta, Ramesh Garg, I. J. Bahl, "6. 1. 2 Microstrip to Slotline Transition," in *Microstrip Lines and Slotlines*, Norwood, Artech House, 1979, pp. 234-244.
- [16] N. Marchand, "Transmission Line Conversion Transformers," *Electronics*, vol. 17, pp. 142-145, Dec. 1944.
- [17] Rajesh Mongia, Inder Bahl, Prakash Bhartia, "11 Balun," in *RF and Microwave Coupled-Line Circuits*, Norwood, Artech House, 1999, pp. 391-445.
- [18] 市川 古都美, 市川 裕一, "G. 伝送線路の入カインピーダンス," in *高周波回路設計のためのSパラメータ詳解*, 東京都: CQ 出版株式会社, 2008, pp. 181-182.
- [19] Rainee N. Simons, "6 Coplanar Striplines," in *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems*, New York, Wiley & Sons, 2001, pp. 152-170.
- [20] Brian C. Wadell, "3. 4. 6 Coplanar Strips," in *Transmission Line Design Handbook*, Norwood, Artech House, 1991, pp. 83-85.
- [21] K. C. Gupta, Ramesh Garg, I. J. Bahl, "Chapter 7 Coplanar Lines : Coplanar Waveguide and Coplanar Strips," in *Microstrip Lines and Slotlines*, Norwood, Artech House, 1979, pp. 257-301.
- [22] 電子情報通信学会, "3. 3. 2 整合回路, 変換器," in *アンテナ工学ハンドブック (第2版)*, 東京都, オーム社, 2008, pp. 62-66.
- [23] 電子情報通信学会, "2. 9 アンテナの基本的な定数," in *アンテナ工学ハンドブック (第2版)*, 東京都, オーム社, 2008, pp. 31-40.
- [24] 岩崎 俊, "2. 4 回路パラメータ," in *電磁波計測—ネットワークアナライザとアンテナ—*, 東京都, コロナ社, 2007, pp. 57-85.
- [25] 岩崎 俊, "3. 2 Sパラメータの測定," in *電磁波計測—ネットワークアナライザとアンテナ—*, 東京都, コロナ社, 2007, pp. 92-125.
- [26] R. Meys, F. Janssens, "Measuring the impedance of Balanced Antennas by an S-Parameter Method," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 40, no. 6, pp. 62-65, Dec. 1998.
- [27] 早川 準起, 石井 望, "平衡型ダイポールアンテナの平衡・不平衡モード評価," *電子情報通信学会論文誌 (B)*, vol. J96-B, no. 9, pp. 1076-1085, Sept. 2013.
- [28] 磯田 陽次, 笹森 崇行, 戸花 照雄, "Sパラメータ法を用いた入カインピーダンスの広帯域測定," *電子情報通信学会和文論文誌 (B)*, vol. J96-B, no. 9, pp. 1067-1075, Sept. 2013.
- [29] 笹森 崇行, 遠藤 和麻, 戸花 照雄, 磯田 陽次, "マイクロストリップ線路を用いたSパラメータ法用ジグに関する検討—基板端コネクタによる影響," *電子情報通信学会*

- 和文論文誌 (B) , vol. J95-B, no. 9, pp. 1002-1005, Sept. 2015.
- [30] T. Fukasawa, T. Yanagi, H. Miyashita, Y. Konishi, "Extended S-parameter method including radiation pattern measurements of an antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 12, pp. 5645-5653, Dec. 2012.
- [31] T. Sasamori, T. Fukasawa, "S-Parameter Method and Its Application for Antenna Measurements," *IEICE Transactions on Communications*, Vols. 97-B, no. 10, pp. 2011-2021, Oct. 2014.
- [32] W. R. Eisenstadt, B. Stengel, B. M. Thompson, *Microwave Differential Circuit Design Using Mixed-Mode S-Parameters*, Norwood: Artech House, 2006.
- [33] 深沢 徹, 柳 崇, 宮下 裕章, 小西 善彦, "小型アンテナ測定におけるケーブルの影響の低減法," *電子情報通信学会技術研究報告*, vol. 111, no. 429, A-P2011-194, pp. 85-90, Feb. 2012.
- [34] 柳 崇, 深沢 徹, 宮下 裕章, 小西 善彦, "Sパラメータ法を用いた小形無線端末上の2素子アンテナのインピーダンス特性およびアンテナ間相互結合の測定," *電子情報通信学会技術研究報告*, vol. 111, no. 376, A-P2011-178, pp. 179-184, Jan. 2012.
- [35] Samuel J. Mason, "Feedback Theory-Some Properties of Signal Flow Graphs," *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 41, no. 9, pp. 1144-1156, Sept. 1953.
- [36] 市川 古都美, 市川 裕一, "第9章 シグナル・フロー・グラフ," in *高周波回路設計のためのSパラメータ詳解*, 東京都: CQ出版株式会社, 2008, pp. 75-84.
- [37] 松井 章典, "摂動コプレーナ線路によって給電された電磁結合型直線状テーパスロットアンテナ," *電子情報通信学会和文論文誌 (B)* , vol. J86-B, no. 9, pp. 1860-1869, Sep. 2003.
- [38] 須藤 邦明, 松井 章典, "Sパラメータ法を用いたテーパスロットアンテナの入力インピーダンス測定に関する検討," *電子情報通信学会論文誌 (B)*, vol. J98-B, no. 1, pp. 98-102, Jan. 2015.
- [39] Kuniaki Suto, Akinori Matsui, "Input Impedance of Tapered Slot Antenna by S parameter Method," in *Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 329.3, pp. 1041-1042, July 2014.
- [40] Kuniaki Suto, Akinori Matsui, "Radiation Characteristic of Tapered Slot Antenna with 3dB 180° Hybrid Coupler," in *Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation 2014, TH4A_05*, pp. 335-336, Dec. 2014.
- [41] Kuniaki Suto, Akinori Matsui, "Design of Tapered Slot Antenna Divided Into Some Parts," in *Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation 2015, A1. 1. 2*, pp. 226-228, Nov. 2015.

- [42] 須藤 邦明, 松井 章典, "テーパスロットアンテナのテーパ曲線が入力インピーダンスに与える影響," *2014 年電子情報通信学会総合大会講演論文集*, B-1-103, Mar. 2014.
- [43] 須藤 邦明, 松井 章典, "テーパスロットアンテナの測定方法についての検討," *第12回若手研究フォーラム 埼玉工業大学*, A01, July 2014.
- [44] 須藤 邦明, 松井 章典, "テーパスロットアンテナの測定方法," *第18回埼玉支所研究発表会*, O-1808, Mar. 2015.
- [45] 須藤 邦明, 松井 章典, "テーパスロットアンテナ放射部の入力インピーダンス," *第13回若手研究フォーラム 埼玉工業大学*, P18, July 2015.
- [46] 須藤 邦明, 松井 章典, "テーパスロットアンテナの入力インピーダンスの推定," *2015 年電子情報通信学会ソサイエティ大会 (通信) 講演論文集*, B-1-28, p. 28, Sept. 2015.
- [47] M. I. Montrose, "クロック回路, トレースの配線と終端," in *プリント回路のEMC設計*, 東京, オーム社, 2010.
- [48] 須藤 邦明, 松井 章典, "3dB 180°ハイブリッドカップラを用いたテーパスロットアンテナの指向性測定," *2014 年電子情報通信学会ソサイエティ大会 (通信) 講演論文集*, B-1-156, p. 156, Sept. 2014.
- [49] 須藤 邦明, 松井 章典, "テーパスロットアンテナのテーパ曲線が指向性に与える影響," *2015 年電子情報通信学会総合大会講演論文集*, B-1-71, p. 71, Mar. 2015.
- [50] 須藤 邦明, 松井 章典, "Sパラメータ法と SOL 法を組み合わせた平面バランの Sパラメータ測定," *電子情報通信学会論文誌 (B)*, vol. J100-B, no. 2, pp. 59-66, Feb. 2017.
- [51] Suto Kuniaki, Akinori Matsui, "Two-Port S-Parameter Measurement of Wide-Band Balun," in *Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation 2016*, POS2-14, pp. 738-739, Oct. 2016.
- [52] Kuniaki Suto, Akinori Matsui, "Comparison of S-parameters of Wide-band Planar Baluns," in *Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, TU-A1. 2P. 2, pp. 735-736, July 2017.
- [53] 須藤 邦明, 松井 章典, "平面マーチャントバランの Sパラメータ推定," *2016 年電子情報通信学会総合大会講演論文集*, B-1-161, p. 161, Mar. 2016.
- [54] 須藤 邦明, 松井 章典, "平面マーチャントバランのミックスモード Sパラメータ推定," *電子情報通信学会技術研究報告*, vol. 116, no. 186, AP2016-78, pp. 59-62, Aug. 2016.
- [55] 須藤 邦明, 松井 章典, "平面バランの Sパラメータ測定に関する一検討 —SOL 法とミックスモード Sパラメータ法の組み合わせと TRL 法の比較—," *電子情報通信学会アンテナ・伝播研究会 第二種研究会*, Dec. 2016.
- [56] 木下 加那子, 石井 望, "Mixed-mode Sパラメータを利用した平衡給電型アンテナの平衡・不平衡モード分析," *電子情報通信学会論文誌 (B)*, vol. J98-B, no. 9, pp. 878-885,

- Dec. 2013.
- [57] 須藤 邦明, 松井 章典, "広帯域テーパスロットアンテナにおけるモード変換部の S パラメータ測定に関する検討," *2013 年電子情報通信学会ソサイエティ大会 (通信) 講演論文集, B-1-131*, p. 131, Sept. 2013.
- [58] 島寄 睦, 浅井 秀樹, "プリント配線板における給電配線の CMRR 測定による平衡度不整合の評価方法," *電子情報通信学会論文誌 (B)*, vol. J98-B, no. 1, pp. 103-106, Jan. 2015.
- [59] 須藤 邦明, 松井 章典, "平面型広帯域アンテナにおける放射部と給電回路の S パラメータ合成," *第14回若手研究フォーラム 埼玉工業大学, P16*, July 2016.
- [60] 須藤 邦明, 松井 章典, "テーパスロットアンテナの放射部とバラン部の整合特性の合成," *2016 年電子情報通信学会ソサイエティ大会 (通信) 講演論文集, B-1-89*, p. 89, Sept. 2016.
- [61] 須藤 邦明, 松井 章典, "テーパスロットアンテナの放射部とバラン間の伝送線路長が整合特性に与える影響," *電子情報通信学会論文誌 (B)*, vol. J101-B, no. 3, pp. 276-279, Mar. 2018.
- [62] Kuniaki Suto, Akinori Matsui, "Design of Antipodal Tapered Slot Antenna Divided into Three Units," in *Proceedings of 2018 12th European Conference on Antennas and Propagation, P1.60 (A-T11)*, Apr. 2018.
- [63] Yushun Liu, Wenjun Zhou, Shijie Yang, Weihao Li, Pengfei Li, Shuai Yang, "A Novel Miniaturized Vivaldi Antenna Using Tapered Slot Edge With Resonant Cavity Structure for Ultrawideband Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 1881-1884, March 2016.
- [64] 工藤 俊紀, 佐藤 弘康, 陳 強, 井上 真豪, "小型対せき形テーパスロットアンテナの改良給電構造," *2016 年電子情報通信学会総合大会講演論文集, B-1-68*, p. 68, 2016.
- [65] Kuniaki Suto, Akinori Matsui, "Effects of the Common Mode on Radiation Patterns of the Tapered Slot Antenna," in *Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation 2017, 1077*, Nov. 2017.
- [66] 須藤 邦明, 松井 章典, "分割したテーパスロットアンテナの放射特性の推定," *2017 年電子情報通信学会総合大会講演論文集, B-1-144*, p. 144, Mar. 2017.

発表文献

論文（査読有り）

- [001] 須藤邦明, 松井章典, “S パラメータ法を用いたテーパスロットアンテナの入力インピーダンス測定に関する検討,” 電子情報通信学会論文誌 (B), Vol.J98-B, No.1, pp. 98-102, Jan. 2015.
- [002] 須藤邦明, 松井章典, “S パラメータ法と SOL 法を組み合わせた平面バランの S パラメータ測定,” 電子情報通信学会論文誌 (B), vol. J100-B, No. 2, pp. 59-66, Feb. 2017.
- [003] 須藤邦明, 松井章典, “テーパスロットアンテナの放射部とバラン間の伝送線路長が整合特性に与える影響,” 電子情報学会論文誌 (B), vol. J101-B, No. 3, pp. 276-279, Mar. 2018.

国際会議（査読有り）

- [004] Kuniaki Suto, Akinori Matsui, “Input Impedance of Tapered Slot Antenna by S parameter Method,” in Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 329.3, pp. 1041-142 July 2014.
- [005] Kuniaki Suto, Akinori Matsui, “Radiation Characteristic of Tapered Slot Antenna with 3dB 180° Hybrid Coupler,” in Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation 2014, TH4A_05, pp. 335-336, Dec. 2014.
- [006] Kuniaki Suto, Akinori Matsui, “Design of Tapered Slot Antenna Divided Into Some Parts,” in Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation 2015, A1. 1. 2, pp. 226-228, Nov. 2015.
- [007] Kuniaki Suto, Akinori Matsui, “Two-Port S-Parameter Measurement of Wide-Band Balun,” in Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation 2016, POS2-14, pp. 738-739, Oct. 2016.
- [008] Kuniaki Suto, Akinori Matsui, “Comparison of S-parameters of Wide-band Planar Baluns,” in Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, TU-A1. 2P. 2, pp. 735-736, July 2017.
- [009] Kuniaki Suto, Akinori Matsui, “Effects of the Common Mode on Radiation Patterns of the Tapered Slot Antenna,” in Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation 2017, 1077, Nov. 2017.
- [010] Kuniaki Suto, Akinori Matsui, “Design of Antipodal Tapered Slot Antenna Divided into Three Units,” in Proceedings of 2018 12th European Conference on Antennas and Propagation, P1.60 (A-T11), Apr. 2018.

国内講演発表（査読無し）

- [011] 須藤邦明, 松井章典, “広帯域テーパスロットアンテナにおけるモード変換部の S パラメータ測定に関する検討,” 2013 年電子情報通信学会ソサイエティ大会（通信）講演論文集, B-1-131, Sept. 2013.
- [012] 須藤邦明, 松井章典, “テーパスロットアンテナのテーパ曲線が入力インピーダンスに与える影響,” 2014 年電子情報通信学会総合大会講演論文集, B-1-103, Mar. 2014.
- [013] 須藤邦明, 松井章典, “テーパスロットアンテナの測定方法についての検討,” 第 12 回若手研究フォーラム 埼玉工業大学, A01. July 2014.
- [014] 須藤邦明, 松井章典, “3dB 180° ハイブリッドカップラを用いたテーパスロットアンテナの指向性測定,” 2014 年電子情報通信学会ソサイエティ大会（通信）講演論文集, B-1-156, Sept. 2014.
- [015] 須藤邦明, 松井章典, “テーパスロットアンテナのテーパ曲線が指向性に与える影響,” 2015 年電子情報通信学会総合大会講演論文集, B-1-71, Mar. 2015.
- [016] 須藤邦明, 松井章典, “テーパスロットアンテナの測定方法,” 第 18 回埼玉支所研究発表会, O-1808. Mar. 2015.
- [017] 須藤邦明, 松井章典, “テーパスロットアンテナ放射部の入力インピーダンス,” 第 13 回若手研究フォーラム 埼玉工業大学, P18. July 2015.
- [018] 須藤邦明, 松井章典, “テーパスロットアンテナの入力インピーダンスの推定,” 2015 年電子情報通信学会ソサイエティ大会（通信）講演論文集, B-1-28, Sept. 2015.
- [019] 須藤邦明, 松井章典, “平面マーチャントバランの S パラメータ推定,” 2016 年電子情報通信学会総合大会講演論文集, B-1-161, Mar. 2016.
- [020] 須藤邦明, 松井章典, “平面型広帯域アンテナにおける放射部と給電回路の S パラメータ合成,” 第 14 回若手研究フォーラム 埼玉工業大学, P16. July 2016.
- [021] 須藤邦明, 松井章典, “テーパスロットアンテナの放射部とバラン部の整合特性の合成,” 2016 年電子情報通信学会ソサイエティ大会（通信）講演論文集, B-1-89, Sept. 2016.
- [022] 須藤邦明, 松井章典, “分割したテーパスロットアンテナの放射特性の推定,” 2017 年電子情報通信学会総合大会講演論文集, B-1-144, Mar. 2017.
- [023] 須藤邦明, 松井章典, “テーパスロットアンテナの放射部とバランの間の伝送線路長調整による整合に関する検討,” 2017 年電子情報通信学会ソサイエティ大会（通信）講演論文集, B-1-96, Sept. 2017.

国内研究会（査読無し）

- [024] 須藤邦明, 松井章典, “平面マーチャントバランのミックスモード S パラメータ推定,” 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 116, no. 186, AP2016-78, pp. 59-62, Aug. 2016.
- [025] 須藤邦明, 松井章典, “平面バランの S パラメータ測定に関する一検討 -SOL 法とミックスモード S パラメータ法の組み合わせと TRL 法の比較-,” 電子情報通信学会 アンテナ・伝播研究会 第二種研究会, Dec. 2016.

略称一覧

AR	対せき形放射部 (Antipodal radiator)
ATSA	対せき形テーパスロットアンテナ (Antipodal tapered slot antenna)
CMRR	同相信号除去比 (Common mode rejection ratio)
CPS	コプレーナストリップ線路 (Coplaneer strips)
HPBW	半値角幅 (Half power beam width)
HYB	ハイブリッドカプラ (Hybrid coupler)
LTR	直線テーパ放射部 (Linearly tapered radiator)
LTSA	直線テーパスロットアンテナ (Linearly tapered slot antenna)
MB	マーチャントバラン (Marchand balun)
MSL	マイクロストリップ線路 (Microstrip line)
MSL-SL	マイクロストリップ線路ースロット線路変換 (Microstrip line-slotline transition)
MSpSOL 法	ミックスモード S パラメータ法と SOL 法を組み合わせた測定方法 (Combines mixed-mode S-parameters with the short-open-load method)
PSL	ペアストリップ線路 (Paired strips)
SL	スロット線路 (Slotline)
SLL	サイドローブレベル (Side lobe level)
SOL 法	Short-Open-Load 法
TB	テーパバラン (Tapered balun)
TRL 法	Thru-Reflect-Line 法
TSA	テーパスロットアンテナ (Tapered slot antenna)
VNA	ベクトルネットワークアナライザ (Vector network analyzer)
VR	指数曲線放射部 (Vivaldi radiator)

謝辞

謝辞

本研究を行うにあたり終始ご指導頂きました埼玉工業大学大学院工学研究科 松井章典教授，ご多忙にもかかわらず本論文の審査をして頂きました青木恭弘教授，吉澤浩和教授，石崎博基准教授，佐藤進准教授，様々な分野についてご教示下さいました先生方，共に研究を行った松井研究室の仲間たちなど多くの人々に心から感謝を申し上げます。