

卒業論文

ハイブリッド型連続可変 移相器に関する研究

指導教官 新井 宏之 教授

平成18年2月28日提出

0144050 栗原健輔

要約

近年のパーソナル通信の需要増加に伴い、無線通信端末においては無線伝送帯域の広帯域化が必要となっている。しかし、広帯域化は無線通信におけるマルチパスの影響が増大し、BER(Bit Error Rate)の劣化が問題になっている。これに対し、複数のアンテナ素子で指向性を適応的に制御する事により、極めて指向性の鋭い利得特性を持ったアンテナを用いて BER の劣化を抑制する、スマートアンテナ技術が提唱されている。

電氣的にアンテナの指向性を制御する方法の一つとして、フェイズドアレーが知られている。フェイズドアレーは、多数のアンテナ素子を 1 次元もしくは 2 次元に配列し、各々の電力合成時に可変移相器を挿入する事で、複数のアンテナ素子の電波の位相を電氣的に特定の位相へ揃えるものである。フェイズドアレーの移相変化量を決定するのは移相器の性能であり、移相器の性能向上は、アンテナの指向性制御やビームパターン形成の自由度向上のめにきわめて重要である。

本研究では、まず 0.8GHz 帯において連続的に位相を変化させるアナログ移相器として、可変容量素子を用いたハイブリッド型移相器を構成した。反射型移相器の反射端に可変容量素子を用いることによって、線路長を電氣的に操作することができ、移相可変の移相器を構成できる。従来の研究で提案された手法の中から高インピーダンス線路を反射端に挿入した回路について、0.8GHz で最適化を行い、その製作を行った。入力損失が 0.97~1.881[dB]、リターンロスが 12.57[dB] 以下で、157.4°の移相量を得た。そして、変化移相量を増大させるため、可変リアクタンス素子を擬似伝送線路可変リアクタンス回路に置換した回路を提案し、その製作を行った。入力損失 1.58~3.16[dB]、リターンロス 9.94[dB] 以上で、264.8°の移相量を得ることができ、移相量の大幅な増大を見た。しかし、スペクトル特性に乱れが生じた事から、その改善手法としてバラクタの対向による RF 非線形性の抑制を行った。結果、スペクトルの乱れが改善され、高入力状態では高周波の抑制も見られた。

また、手法を用いて 1.5GHz 帯において同様にアナログ移相器の設計を行い、カップラを 3 郡分岐ブランチラインカップラに置換することで中心周波数近傍においてよりフラットな特性を確認したほか、入力損失 1.7[dB] 以内で 306°の移相量を確認した。

目次

第1章	序論	1
第2章	マイクロストリップ線路を用いたハイブリッド型連続可変移相器	4
2.1	高周波回路設計	5
2.1.1	マイクロストリップ線路	5
2.1.2	有限線路長における入力インピーダンス	6
2.1.3	反射係数	7
2.1.4	Sパラメータ	8
2.1.5	スミスチャート	9
2.1.6	スペクトル特性	11
2.2	ハイブリッド型移相器	12
2.2.1	アナログ可変移相器の理論解析	12
2.2.2	アナログ移相器の構成と可変移相特性	13
2.2.3	出力ポートに高インピーダンス線路を接続した場合の移相特性	14
2.2.4	擬似伝送線路リアクタンスを用いた場合の移相特性	15
第3章	ハイブリッド型連続可変移相器の設計と製作	16
3.1	可変容量ダイオードを用いた連続可変移相器の設計と製作	16
3.2	可変擬似伝送線路リアクタンスと高インピーダンス線路を併用した連続可変移相器の設計と製作	25
3.3	ハイブリッドカップラの置換と提案手法の併用を行った、1.5GHz帯用連続可変移相器の設計と試作	38
第4章	結論	44
	謝辞	45
	参考文献	46

第 1 章

序論

近年，パーソナル通信の需要増加に伴い，無線通信端末においてはマルチメディア通信を可能とするデータレート的高速化が，より一層求められている．無線通信でデータ転送レートを高速化する場合，無線伝送帯域の広帯域化が求められる．しかし，広帯域無線通信ではマルチパスの影響が増大し，このため BER(Bit Error Rate) が劣化するという問題が発生する．

マルチパスの影響による BER の劣化を軽減する為，複数のアンテナを用いる手法が提案されている．異なる複数のアンテナの受信条件を作り，マルチパスの影響を軽減するダイバーシチ技術や，複数のアンテナを用いて希望する方向に電波を向け，不要波の影響を排除するアダプティブアレイ技術などがそれにあたる．こうした手法の一つとして，複数のアンテナ素子で指向性を適応的に制御する事により，極めて指向性の鋭い利得特性を持ったアンテナを用いて BER の劣化を抑制する，スマートアンテナ技術が提唱されている．この技術を用いない場合，送受信機を通信経路ごとに設置しなければならず，経済的にもシステムの構成上も効率的ではない．

指向性の制御方式には，機械的動作による制御と，電氣的制御の二種がある．機械的動作による制御手法としては，パラボラのディッシュを動かすホーミングアンテナや，アンテナ全体を動かす方法がある．しかし機械的動作による制御手法は，メンテナンス性の悪さが問題になる．

電氣的にアンテナの指向性を制御する方法の一つとして，フェイズドアレーが知られている．フェイズドアレーは，多数のアンテナ素子を 1 次元もしくは 2 次元に配列し，各々の電力合成時に可変移相器を挿入する事で，複数のアンテナ素子の電波位相を電氣的に特定の位相へ揃えるものである．電氣的制御は高速で指向性を可変できるという利点を持ち，細やかな位相の変化も比較的容易に行える．さらに，機械的制御と比べメンテナンスが容易であり，信頼性が高い．

フェイズドアレーでは，より鋭い指向性を持ったビームを 360 °全ての方向に向けられ

る事が望まれる。フェイズドアレーの移相変化量を決定するのは移相器の性能であり、移相器の性能向上は、アンテナの指向性制御やビームパターン形成の自由度向上の為にきわめて重要である。連続的に移相を変化させられるアナログ移相器は、この条件を満たしている。

よって本論文では、電氣的制御を用いたアナログ移相器について研究を行った。

電氣的制御式アナログ移相器回路の研究では、材料に対する研究 [1], [2] と、回路の構成に関する研究がなされている [3]- [6]。今回は特に、回路構成について検討を行った。

移相器の回路構成に対する従来の研究では、主に伝送線路型、ハイブリッド型が挙げられる。その主な研究内容を表 1.1, 表 1.2 に示す。

伝送線路型回路を用いた手法としては、移相器の挿入損失を一定以内に収める為に VSWR を一定の範囲に留めるという手法が提案されている [3] (表 1.1, 1.2 No.1)。この手法は、使用周波数を固定し、キャパシタンスの値を変数とした伝送特性を考え、これが一定の減衰量以下となるよう近似関数を用いて設計を行うものである。多段化の為に一般式を持たないという欠点はあるものの、小型で挿入損失の少ない回路を設計できるという大きな利点がある。

別の手法として、シャントにリアクタンスを配置した伝送線路型の回路全体で 1 つの伝送線路と見なせるように伝送線路の特性インピーダンスとリアクタンスの値を調節する手法が提案されている [4] (表 1.1, 1.2 No.2)。これは、特性インピーダンス以上のインピーダンスを持つ伝送線路にリアクタンスをシャントに挿入し、回路全体で特性インピーダンスを持つ伝送線路の等価回路となるよう設計を行うものである。損失を低く抑えられる反面、可変リアクタンスの変化幅が大きい場合、回路のインピーダンスが特性インピーダンスから乖離してしまう為、一段ごとに变化可能な移相量は小さく、多段化を要する。非常に高い周波数帯域に向けた方式と言える。

ハイブリッド型を用いた手法としては、二つ以上のバラクタを線路長 90° 以下の伝送線路で繋いだ回路を反射端に取り付けるという手法が提案されている [5] (表 1.1, 1.2 No.3)。バラクタ 1 つを可変リアクタンスとして用いた場合の四倍の移相量を得ている半面、損失が大きいのが欠点である。

反射端に高インピーダンス線路を挿入するという手法が提案されている [6] (表 1.1, 1.2 No.4)。Port2 及び Port3 に挿入する $50\ \Omega$ 線路に代わって、ハイブリッドカップラと可変リアクタンスの間に高インピーダンス線路を挿入するもので、通常の $50\ \Omega$ 線路を用いた場合よりも移相量を増加させている。なお、表の移相量、減衰量は四段の移相器を用いた直列回路の値である。

表 1.1: 各回路の特徴(1)

No	方式の概要	形状
1	移相器の入力インピーダンスを、ある VSWR の範囲内に収める設計法提唱 [3]	伝送線路型回路 (1/9 波長)
2	移相器回路全体が 1 つの伝送線路となるよう設計. 高周波数帯で安定して使用可能 [4]	伝送線路型. サイズ記載なし
3	電気長 90 ° の伝送線路利用. 二つのパラクタを並列に接続 [5]	ハイブリッドカップラ
4	ハイブリッドカップラの反射端に高インピーダンス線路を挿入 [6]	四段のハイブリッドを用いた直列回路

表 1.2: 各回路の特徴(2)

No	移相変化量	損失	使用周波数	その他
1	228 ° (3 次回路の理論値)	最大 0.6dB 程度 (直流遮断回路の挿入損込)	1.7GHz	小型で構造が簡易. しかし、一般的な設計式が取得不可. 帯域の広さが不明
2	360 ° (at 20GHz)	最大 4.2dB	20GHz	低周波に於いては 1 段当りの位相変化が小さく、多段化傾向有. 小型化の為、極小のキャパシタンスを持つ素子が必要.
3	202 °	4.3 ~ 7.4dB	12GHz	従来型のパラクタ使用タイプに比べほぼ 4 倍の移相変化
4	385 °	3.9 ~ 6.14dB	2.45GHz	可変移相器の構造が複雑

本論文では、構造が平易であり、性能向上の余地が最も大きいと思われる No.4 のハイブリッド型回路を基に、低損失かつ移相量の大きな移相器回路の設計を主たる目的とし、シミュレーションと回路の製作を行った。

本論文では、2 章で高周波回路の基本構成とハイブリッド型の方向性結合器を用いた移相器と特性の測定につき基本的な原理を述べ、3 章においてハイブリッド型連続可変移相器の設計、製作について述べ、4 章を結論とした。

第 2 章

マイクロストリップ線路を用いたハイブリッド型連続可変移相器

本章ではハイブリッド型連続可変移相器について述べる。

ハイブリッド型可変移相器を構成する、 90° ハイブリッドカップラの基本的な構造を、図 2.1 に示す。この回路において Port1 から入力を行った場合、出力は Port2 及び Port3 に発生する。しかし、Port2、及び Port3 に反射リアクタンス素子を挿入すると、出力 4 に対して出力が発生する。この時、出力は複素数と反射係数 Γ の式で表される。 $\Gamma = 1$ の時、入力波は全く減衰せずに出力される事となるが、実際の回路では損失が発生する。高周波回路において、損失の測定には一般的に S パラメータが用いられる。

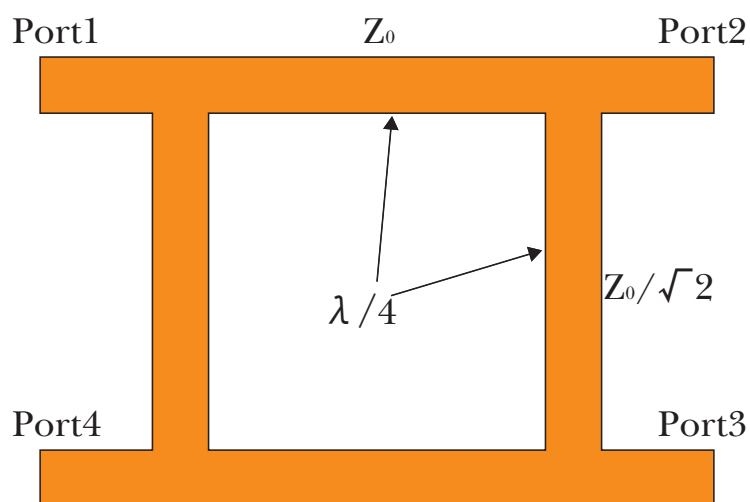


図 2.1: 90° ハイブリッドカップラのレイアウト

本論文における回路製作は全て、低コストかつ製作の容易性からプリント基板を用い、特にマイクロストリップ線路を用いて行った。

本章では、まず 2.1 節で移相器の製作、及び特性の測定に関する基礎理論を述べ、次に 2.2 節で移相器の動作原理について述べる。

2.1 高周波回路設計

2.1.1 マイクロストリップ線路

図 2.2 に、マイクロストリップ線路の構造を示す。図に示すように、マイクロストリップ線路とは、両面アース基板の片面に、プリント基板技術により伝送線路を構成したものである。マイクロ波集積回路では、プリント基板から製作が容易であることから、よく平面構造形の導波路が用いられる。マイクロストリップ線路は回路やアンテナを同一平面に構成できるという利点があり、製作が容易であるため、基板上に分布定数回路を作る際に多用されている。

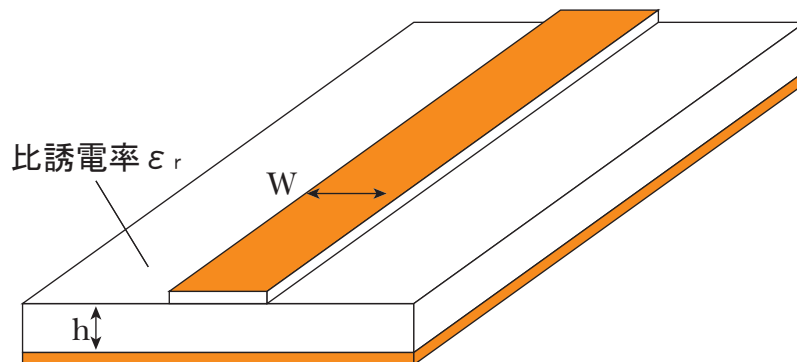


図 2.2: マイクロストリップ線路

なお、マイクロストリップ線路の特性インピーダンスは、以下の式で表す事ができる。

$W/d \leq 1.0$ の時、

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left[\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right] \quad (2.1)$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} + 0.04 \left(1 - \frac{W^2}{d} \right) \right] \quad (2.2)$$

$W/d \geq 1.0$ の時 ,

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e}} \left[\frac{W}{d} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{d} + 1.444 \right) \right]^{-1} \quad (2.3)$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (2.4)$$

ここで , ϵ_e は比誘電率の実効値である .

上式より , 比誘電率が高い基板を用いる事で回路の小型化も可能である .

2.1.2 有限線路長における入力インピーダンス

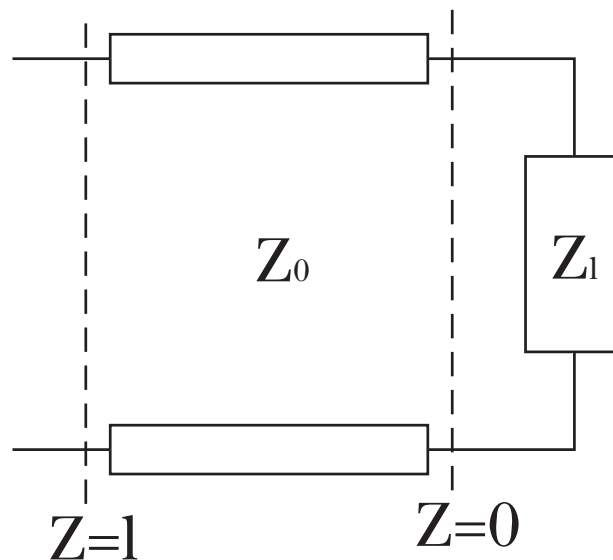


図 2.3: 有限長線路

高周波線路に於いてマイクロストリップ線路を用いる際は , 図 2.3 に示すような , 負荷が接続された有限線路長上のある参照面での入力インピーダンスがよく用いられる . 図に示すように , 長さ l の線路に Z_l の負荷を接続する . この時 , 負荷側から高周波源を見込んだ方向を長さの正方向とするのが慣例である為 , 負荷と伝送線路の接続点を原点とし , そこから参照面を見込んだ時の入力インピーダンスを定義する .

$$Z(l) = Z_0 \frac{(V_0^+ + V_0^-) + (V_0^+ - V_0^-) \tanh \gamma l}{(V_0^+ - V_0^-) + (V_0^+ + V_0^-) \tanh \gamma l} \quad (2.5)$$

この時 , $l = 0$ の点で Z_l である事を用いると , 上式は

$$Z(l) = Z_0 \frac{(V_0^+ + V_0^-)}{(V_0^+ - V_0^-)} \quad (2.6)$$

となる．よって，参照面を負荷より長さ l の点に置くと，

$$Z_{in} = Z(l) = Z_0 \frac{Z_l + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + Z_l \tanh \gamma l} \quad (2.7)$$

を得る．上式が，終端に負荷 Z_l を持つ長さ l の有限長線路の入力インピーダンスを示している．上式は損失を含んでいるが，無損失線路の場合は $\gamma = j$ として，

$$Z_{in} = Z(l) = Z_0 \frac{Z_l + Z_0 \tanh l}{Z_0 + Z_l \tanh l} \quad (2.8)$$

を得る．これは比較的損失の少ない，マイクロ波帯でのマイクロストリップ線路を用いた回路でよく用いられる．

2.1.3 反射係数

図 2.3 に示すように，負荷インピーダンスを Z_l と置く時，伝送線路と負荷インピーダンス Z_l との接続点における入射波と反射波の比を反射係数 (reflection coefficient) といい，以下のような一般式を持つ．

$$\Gamma = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} = \frac{\tilde{Z} - 1}{\tilde{Z} + 1} \quad (2.9)$$

\tilde{Z} は，入力側から見込んだ回路の入力インピーダンスを特性インピーダンスを基準として割ったものであり，これを規格化インピーダンスといい，以下のように表される．

$$\tilde{Z} = \frac{Z_l}{Z_0} = \frac{R_l + jX_l}{Z_0} = r + jx \quad (2.10)$$

2.1.4 Sパラメータ

高周波回路の特性を測定する際には，Sパラメータを用いる事が多い．

これは，高周波回路の特性を表す際には，一般の電気回路や電子回路で用いられるZパラメータ，Yパラメータ，hパラメータといった，電流・電圧での特性評価を前提とするパラメータを用いる事は困難な為である．例えば，電圧測定のためにプローブなどをパターンに接触させると，プローブがスタブのように機能し，回路構成が変化してしまう．仮に接触させなくとも，パターン周囲の電磁界を乱すようなものを近づければ，回路本来の特性を乱してしまう事になる．そこで，高周波回路においては，高周波領域でも安定して測定可能な量である電力を用いたパラメータで特性の測定を行う．回路の各端子対から出入りする，電力に関する波の大きさや位相によって回路特性を規定したものをSマトリクス（scattering matrix，または散乱行列）と呼ぶ．Sパラメータとは，Sマトリクスの各要素の呼称である．

Sパラメータを用いる事で，回路網をブラックボックス化して取り扱う事ができ，高周波回路における特性の測定が可能となる．

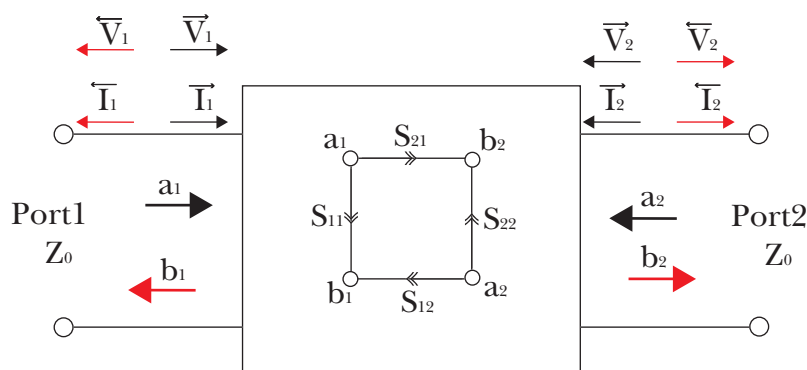


図 2.4: 2ポート回路

図 2.4 において，各ポートの電圧，電流は進行波と後退波の和であり，以下のように表される．

$$\begin{cases} V_n = \vec{V}_n + \overleftarrow{V}_n \\ I_n = \vec{I}_n + \overleftarrow{I}_n \end{cases} \quad (2.11)$$

また，各ポートの特性インピーダンスを Z_0 として， a_n ， b_n を以下のように定義する．

$$\begin{cases} a_n \equiv \vec{V}_n / \sqrt{Z_0} \\ = \vec{I}_n \sqrt{Z_0} \\ b_n \equiv \overleftarrow{V}_n / \sqrt{Z_0} \\ = \overleftarrow{I}_n \sqrt{Z_0} \end{cases} \quad (2.12)$$

この式の両辺を2乗すると、以下の関係が得られる。

$$\begin{cases} |a_n| = |\vec{V}_n|^2 / Z_0 = |\vec{I}_n|^2 Z_0 \\ |b_n| = |\overleftarrow{V}_n|^2 / Z_0 = |\overleftarrow{I}_n|^2 Z_0 \end{cases} \quad (2.13)$$

したがって、各ポートから流入する電力Pは、以下のように表される。

$$P_n = |a_n|^2 - |b_n|^2 \quad (2.14)$$

a_n, b_n は複素量で、それぞれ大きさと位相を持ち、絶対値の二乗がそれぞれ流入方向、流出方向の電力を表したものである。この入力波 a_n と出力波 b_n の関係を表したのがSパラメータであり、以下のように表される。

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

$$\begin{aligned} S_{11} &= b_1 / a_1 \quad (a_2 = 0) \\ S_{12} &= b_2 / a_1 \quad (a_2 = 0) \\ S_{21} &= b_1 / a_2 \quad (a_1 = 0) \\ S_{22} &= b_2 / a_2 \quad (a_1 = 0) \end{aligned} \quad (2.16)$$

2.1.5 スミスチャート

ある負荷に対して接続する線路の長さ l を変えた時、図 2.3 におけるインピーダンス Z_L は変化する。この時、線路の特性インピーダンスが一定である時、反射係数の絶対値は一定であり、位相のみが異なる。したがって、反射係数を以下のように表す。

$$\Gamma = u + jv \quad (2.17)$$

線路長 L を変えると, Γ' は (u, v) 座標での半径 $|\Gamma'| = \sqrt{u^2 + v^2}$ の円上の軌跡となり, また反射係数の絶対値は1以下なので, Z_L と L を変化させた時, Γ は (u, v) 座標系で $u^2 + v^2 \leq 1$ の領域内に存在する. この時, 上式の関係より

$$\Gamma' = \frac{r + jx - 1}{r + jx + 1} \quad (2.18)$$

この時, r と x の (u, v) 座標での軌跡を求めると,

$$\begin{aligned} \left(u - \frac{r}{r+1}\right)^2 + v^2 &= \left(\frac{1}{r+1}\right)^2 \\ (u-1)^2 + \left(v - \frac{1}{x}\right)^2 &= \left(\frac{1}{x}\right)^2 \end{aligned} \quad (2.19)$$

抵抗値 r の一定となる軌跡は, 中心が $(u, v) = (r/(r+1), 0)$, 半径 $r/(r+1)$ の円となり, リアクタンス分 x の一定となる軌跡は, 中心が $(u, v) = (1, 1/x)$, 半径 $|1/x|$ の円となる. $u^2 + v^2 \leq 1$ の領域に抵抗値一定とリアクタンス分一定の軌跡を描いたものをスミスチャートと呼び, インピーダンスと反射係数の関係が図式化されている.

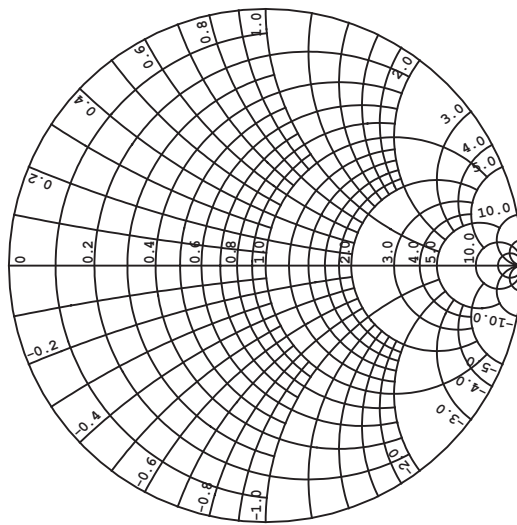


図 2.5: スミスチャート

2.1.6 スペクトル特性

周期関数 $f(t)$ は,

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t) \quad \omega_0 = 2\pi/T \quad (2.20)$$

と表されるが、フーリエ級数は、

$$\cos x = (e^{jx} + e^{-jx})/2, \quad \sin x = (e^{jx} - e^{-jx})/2j \quad (2.21)$$

を代入すると次のように表される。

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_0 t} \quad (2.22)$$

但し、

$$\begin{aligned} C_0 &= a_0 \\ C_n &= (a_n - jb_n)/2 \\ C_{-n} &= (a_n + jb_n)/2 = \bar{C}_n \end{aligned} \quad (2.23)$$

これを複素形式のフーリエ級数という。この際、 C_n は調波次数 n の関数であり、周波数スペクトル、または単にスペクトル (spectrum) と呼ばれる。 C_n は一般に複素数で、各周波数 $n\omega_0$ の成分の複素振幅を表す。それゆえ、 ω を連続変数として $f(t)$ の周波数振幅特性を描くと、 $\omega = n\omega_0$ (n : 整数) の時にのみ、振幅 $|C_n|$ の線が現れる。このように離散的に現れるスペクトルを輝線スペクトル、または線スペクトルという。

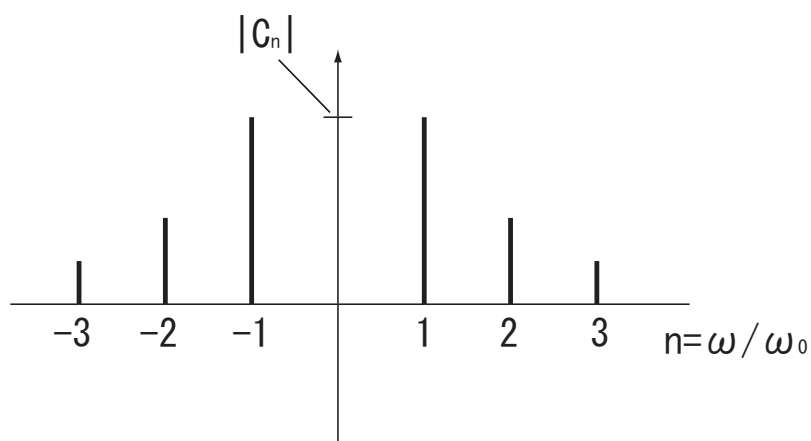


図 2.6: 周波数スペクトル

2.2 ハイブリッド型移相器

本論文では，90°ハイブリッドを用いた反射型アナログ可変移相器について検討を行う．ここでは，移相器の基本的な動作原理について述べる．

2.2.1 アナログ可変移相器の理論解析

このタイプのアナログ可変移相器では，ハイブリッドの端子に同じ特性を有する二つの可変容量ダイオードを接続し，二つのダイオードの容量を等しくする事によって出力端子側にそのすべてを取り出す．本節ではハイブリッド型移相器の基本となる，ハイブリッドカップラを用いた反射型移相器の基本的性質を述べる．

図 2.1 に示されるハイブリッドカップラの特性を S パラメータを使って表すと次の式のようになる．

$$\begin{pmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ V_3^- \\ V_4^- \end{pmatrix} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ V_3^+ \\ V_4^+ \end{pmatrix} \quad (2.24)$$

$$\begin{cases} V_n^+ : \text{ポート } n \text{ からの入力} \\ V_n^- : \text{ポート } n \text{ からの出力} \end{cases}$$

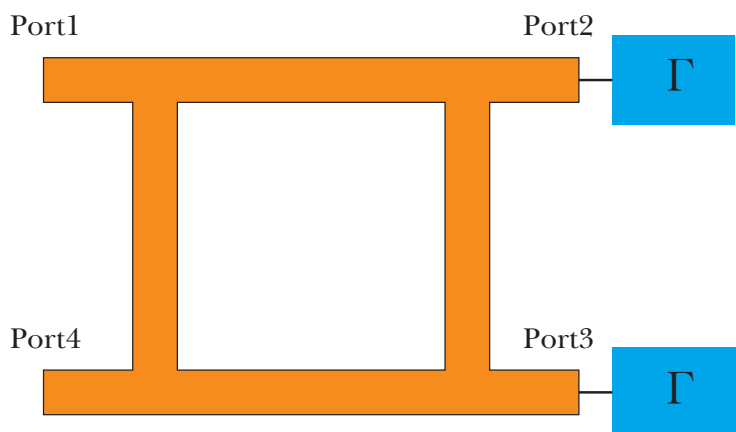


図 2.7: 90°ハイブリッドカップラを用いた反射型移相器のレイアウト

Port1から入力した場合，出力はPort2とPort3にのみ発生し，またPort3への出力は入力と90°位相のずれたものとなる．この場合Port4へは出力がされないが，図2.7に示すようにPort2とPort3に反射係数 Γ の反射端を取り付けると，Port4に対して出力が発生する．この時，Port2，Port3からの出力は以下の式で求められる．

$$\begin{aligned} V_2^+ &= \Gamma V_2^- \\ V_3^+ &= \Gamma V_3^- \end{aligned} \quad (2.25)$$

これらを代入して V_1^+ と V_4^- の比，即ち S_{41} を求めると，

$$S_{41} = \frac{V_4^-}{V_1^+} = j\Gamma \quad (2.26)$$

上式より，これまで出力のなかったPort4に出力が現れ，その出力は入力の Γ 倍であり，90°位相がずれている事が分かる．これが反射型移相器の基本原理であり， Γ の絶対値を変化させずに($\Gamma = 1$ が最も望ましい)位相のみを変化させれば，通過する信号の位相を自在に操る事ができる．

2.2.2 アナログ移相器の構成と可変移相特性

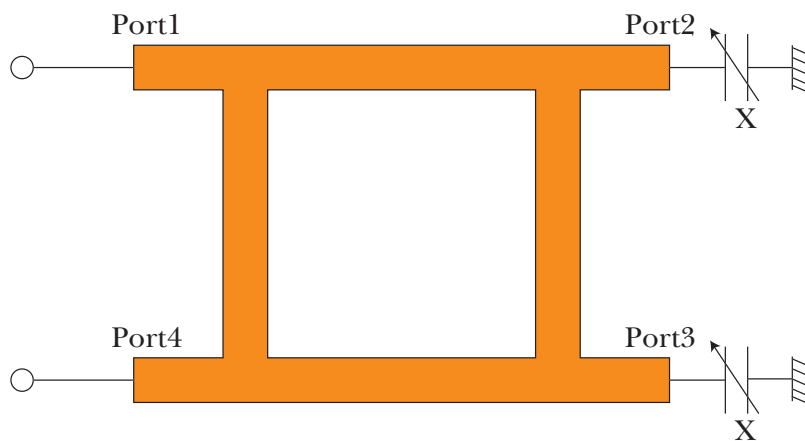


図 2.8: アナログ可変位相器の一例

ハイブリッドの端子に同じ特性を有する二つの可変容量ダイオードを接続し，二つのダイオードの容量を等しくする事によって出力端子側にそのすべてを取り出すのが反射方移相器の基本原理である．図2.8に示すように，Port2，Port3に可変リアクタンス素子としてバラクタダイオードを用いる事で，ハイブリッドカップラを用いたアナログ移相器の製

作を行える．ここで，ハイブリッドの入出力インピーダンスで規格化されたバラクタのリアクタンスを X とし，これが X_1 から X_2 まで変化するとき，位相の変化量は，

$$\begin{aligned} \Delta\theta &= 2\tan^{-1}(X_1) - 2\tan^{-1}(X_2) \\ X &= \frac{1}{Z_0\omega C} \end{aligned} \quad (2.27)$$

となり，可変位相量がバラクタの特性と，特性インピーダンス Z_0 によってのみ決定される事が分かる．

2.2.3 出力ポートに高インピーダンス線路を接続した場合の移相特性

90°ハイブリッドカップラを使用したアナログ可変移相器では，特性インピーダンス Z_0 の線路に可変容量ダイオードを接続する．ここで可変リアクタンス素子との間に高インピーダンス線路を挿入する事によって，更に大きな移相変移を実現する事ができる．図 2.9 は，特性インピーダンス Z_0 ，位相定数 β_0 の線路に， $Z_l = -jX_l$ で終端されている特性インピーダンス Z_1 ，位相定数 β_1 の線路が接続されている場合の解析モデルである．線路の長さをそれぞれ L_0 ， L_1 とすると，線路の左端における反射係数 Γ は下式で表される．

$$\Gamma = -e^{-j2\tan^{-1}(X_0/Z_0)}e^{-2\beta_0L_0}X_0 = Z_1\frac{-X_l + Z_1\tan\beta_1L_1}{Z_1 + X_l\tan\beta_1L_1}X_l = \frac{1}{\omega C} \quad (2.28)$$

ここで， C は左端に接続された可変リアクタンス素子の容量である．上式を用い，可変容量ダイオードの容量が C_1 から C_2 まで変化した場合にこの回路から得られる位相量を求めると，位相変化量 $\Delta\theta$ は下式のように与えられる．

$$\Delta\theta = 2\tan^{-1}\frac{Z_0(X_{02} - X_{01})}{Z_0^2 + X_{01}X_{02}} \quad (2.29)$$

ここで， X_{01} および X_{02} はそれぞれ， C を C_1 ， C_2 とした時に得られる X_0 の値である．この式から，上のモデルにおいて移相量は線路長 L_0 と無関係であり，また移相量を決定するパラメータは線路の特性インピーダンス Z_0 とバラクタの特性に加え， Z_1 と線路長 βL_1 である事が分かる．

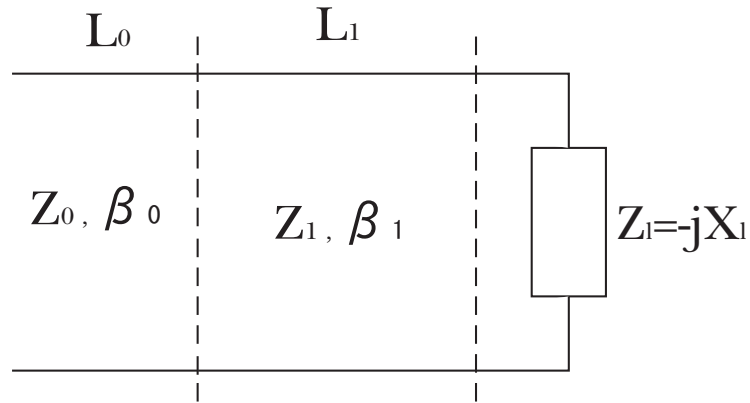


図 2.9: アナログ可変位相器の解析モデル

2.2.4 擬似伝送線路リアクタンスを用いた場合の移相特性

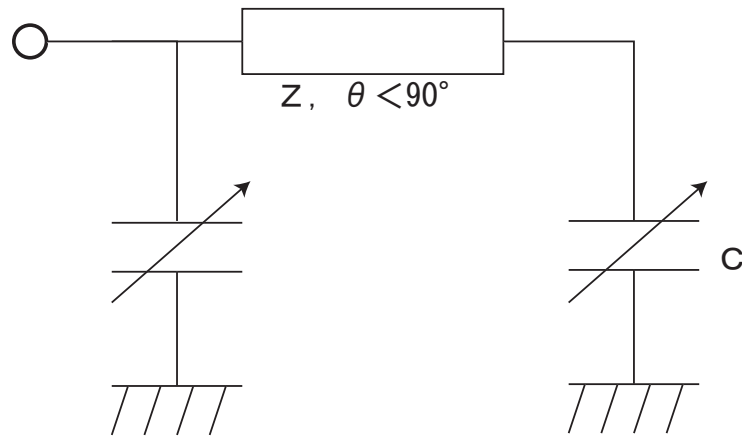


図 2.10: 擬似伝送線路リアクタンスの構造

可変擬似伝送リアクタンスとは，図 2.10 に示される構造を持つ可変リアクタンス回路の事である．この回路では 2 つのバラクタを $1/4$ 波長より短い伝送線路で接続している．回路の入力インピーダンス Z_{in} は，バラクタの容量を C ，伝送線路の特性インピーダンスを Z_0 ，電気長を θ とした時，

$$Z_{in} = \frac{Z_0 \omega C \tan \theta - 1}{j \tan \theta (Z_0 \omega C + \tan \frac{\theta}{2}) (Z_0 \omega C - \cot \frac{\theta}{2})} \quad (2.30)$$

上式より，バラクタ間を繋ぐ線路長を最適にする事で入力インピーダンスの値を調整，ひいては可変移相量を最適化する事が可能となる．

第 3 章

ハイブリッド型連続可変移相器の設計と製作

回路シミュレータ (Microwave Office 2003) を用いて回路設計を行い，マイクロストリップ線路に各素子を装荷する事で製作し，測定を行ってその特性を確認した．設計は，誘電率 $\epsilon_r = 2.6$ ，厚さ $0.8[\text{mm}]$ ， $\tan\sigma = 0.001$ のガラスフッ素誘電体基板を用いて行った．

3.1 可変容量ダイオードを用いた連続可変移相器の設計と製作

2章で述べたように，ハイブリッドの出力側ポートに可変リアクタンス素子を用いる事で，位相を連続的に変化させる移相器の作成が可能である．また，2.2.3で述べたように，ハイブリッドと可変リアクタンス素子との間に高インピーダンス線路を装荷する事で，通常より大きな移相量を得る事が可能となる．

まず， 0.8GHz 帯を使用帯域として，高インピーダンス線路を利用した回路設計を行った．作成した回路を図 3.1 に，その構造を図 3.2 に示す．

なお，この回路を含む論文中の回路の特性インピーダンスは， $50[\]$ である．



図 3.1: 高インピーダンス線路と可変容量ダイオードを用いたハイブリッド型移相器回路

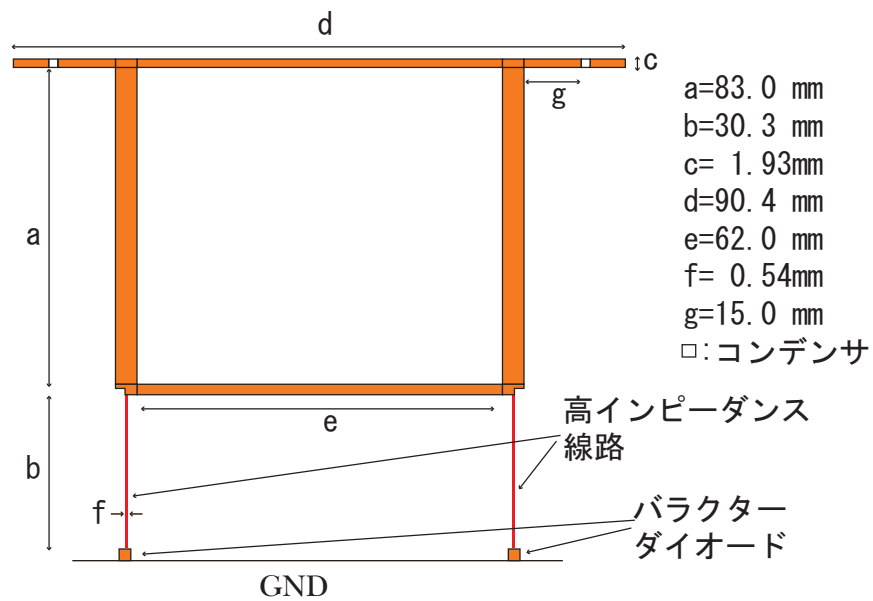
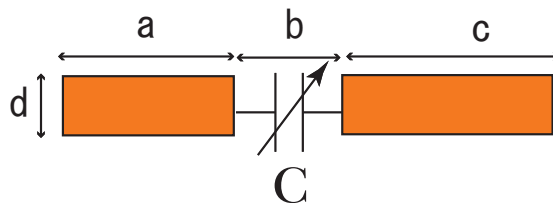


図 3.2: 高インピーダンス線路と可変容量ダイオードを用いたハイブリッド型移相器回路

なお、測定の際に測定機器へ直流バイアスによる直流電流が流れ、機器を破壊してしまうことがある。その為、測定の際には入出力ポートにDCカット用の回路を挿入している。このDCカット用回路の構造を図3.3に、DCカット用回路のSパラメータを図3.4に示す。



C: 27 [pF]
a: 4.0mm
b: 1.0mm
c: 5.0mm
d: 1.93mm

図 3.3: バイアスカット回路

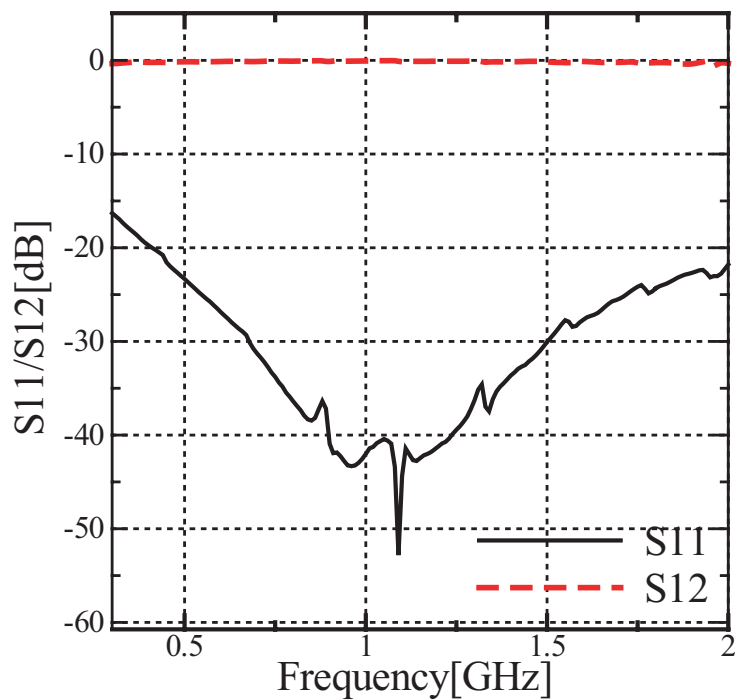


図 3.4: バイアスカット回路のSパラメータ

回路特性の測定はバイアスカット用回路を両側のポートに付加した状態で行っているが、0.8[GHz] 帯での入力損失がほぼゼロである事から、この回路を付加した事による回路特性の変化は小さいものであると言える。以上を踏まえ、バイアス電圧を $0 \leq V \leq 15[V]$ の範囲で 1[V] 間隔で変えた時の、回路の S パラメータと位相の変化を測定した。その結果を図 3.5 以降に示す。

まず、800MHz 近傍での S パラメータと移相量の変化の概要を、それぞれ図 3.5 と図 3.6 に示す。 $f \leq 0.8[GHz]$ に於いては印加電圧を上昇させた場合の特性悪化が見られるものの、 $f \geq 0.8[GHz]$ においては非常に安定した特性を持っている。また、0.7[GHz] から 0.9[GHz] の範囲にかけて移相変化はほぼ並行を保っており、800MHz 近傍でも同等の移相量が得られる事を確認した。

次に、電圧の変化による 0.8[GHz] での特性と移相量の変化を、それぞれ図 3.7 と図 3.8 に示す。0.8[GHz] においては、入力損失が 0.97~1.881[dB]、リターンロスは 12.57[dB] 以上で、157.4°の移相量を得た。位相の変化はほぼ線形を保っている。損失がシミュレーションより増加傾向であるのは、電源、バイアス印加用の素子などを加えた事による影響と思われるが、比較的理論値に近い値を得ている。より最適なバラクタの選択により、性能を向上させられると思われる。

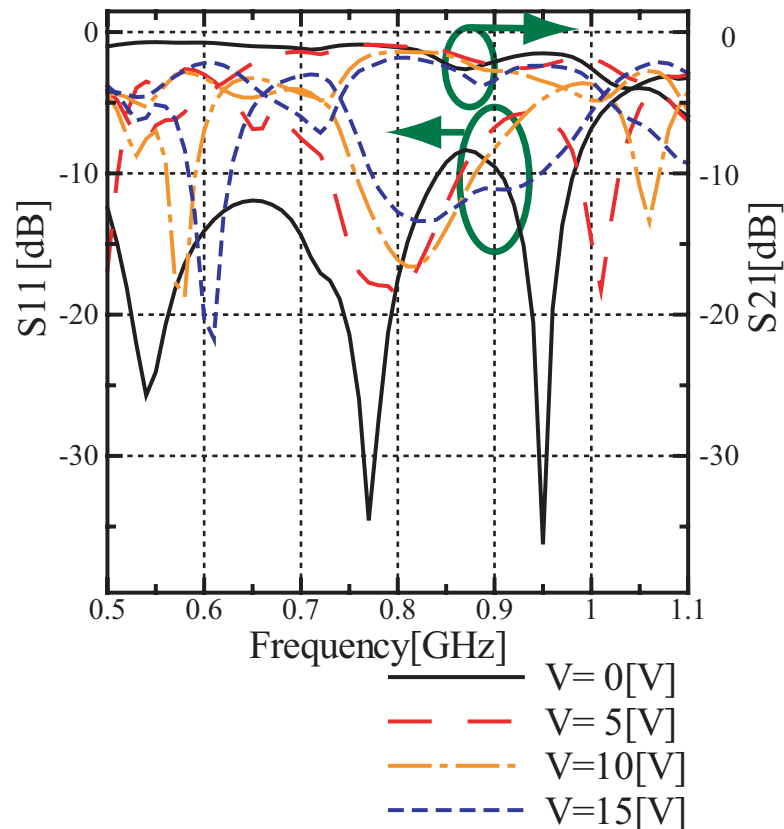


図 3.5: 0.8GHz 近傍での S パラメータ

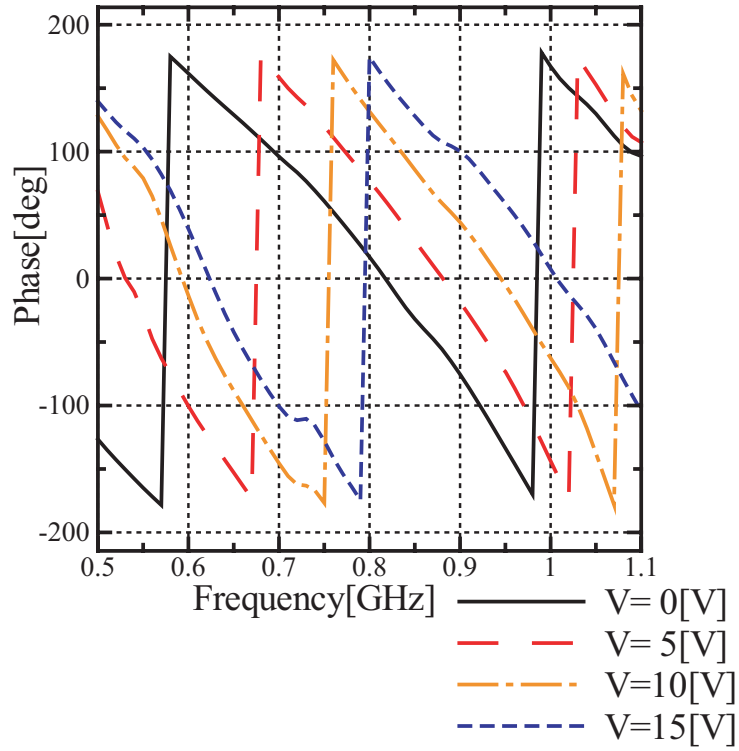


図 3.6: 0.8GHz 近傍での移相変移

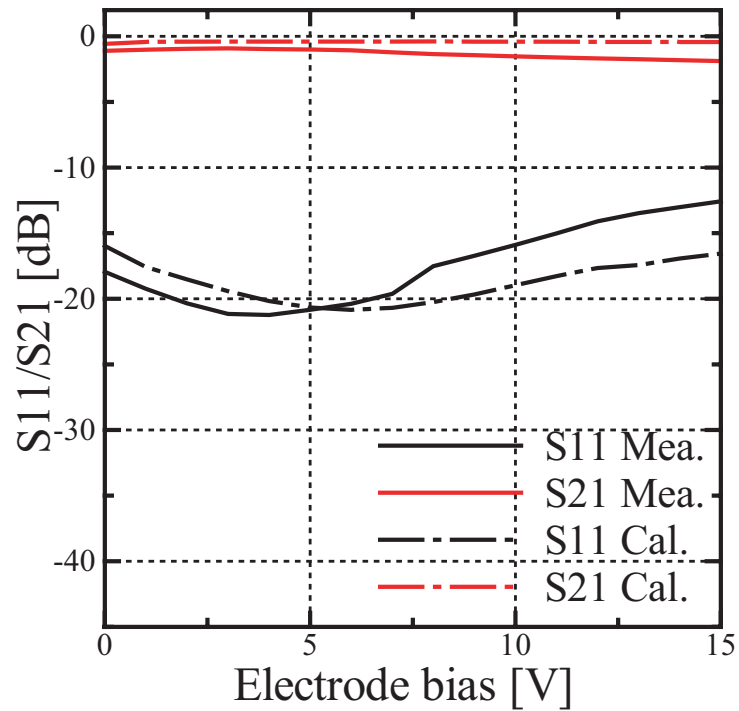


図 3.7: バイアス印加による S パラメータの変化 ($f = 0.8[\text{GHz}]$)

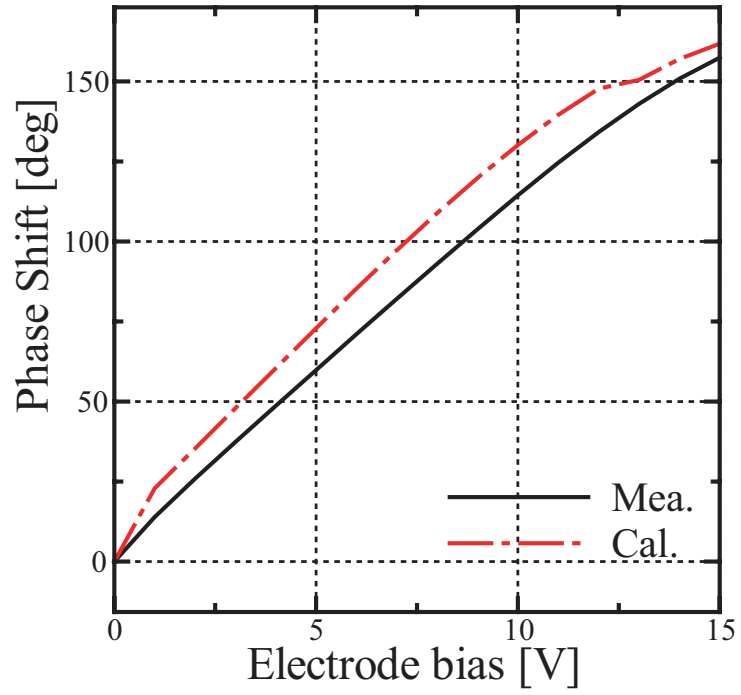


図 3.8: バイアス印加による移相変移 ($f = 0.8[\text{GHz}]$)

移送器を送信機側の回路に挿入する場合、スペクトル特性が重要となる。ある周波数を持った波形を出力する場合、ノイズが混ざってしまうと、正確な情報を受信機側に伝える事ができない為である。そこで、回路の特性を測定するにあたり、スペクトル特性についても測定を行い、また変調精度についても確認を行った。

今回は 0.8GHz 帯において入力大きさを $-20 \sim 15$ [dBm] の範囲で変化させ、バイアス電圧を変化させた際のスペクトル特性の測定を行った。その結果を図 3.9, 図 3.10 に示す。この際、バイアス電圧の強弱による変化は微小であった事から、バイアス電圧によるスペクトルの変移については省略した。結果、高調波以外の波形の乱れは見られず、LPF などを用いる事で不要な出力を十分に除去可能である事が確認できた。

また、変調波を加えた場合についても同様の計測を行った。その結果を図 3.11 に示す。結果として、微弱な五次高調波が発生した事を除けば影響は小さく、無視できるものであった。

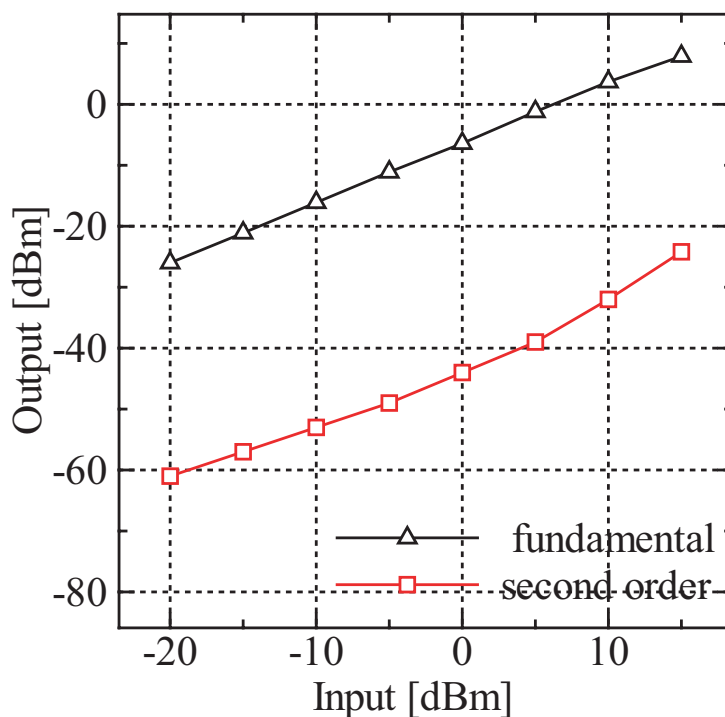


図 3.9: 回路のスペクトル特性 (電源接続なし)

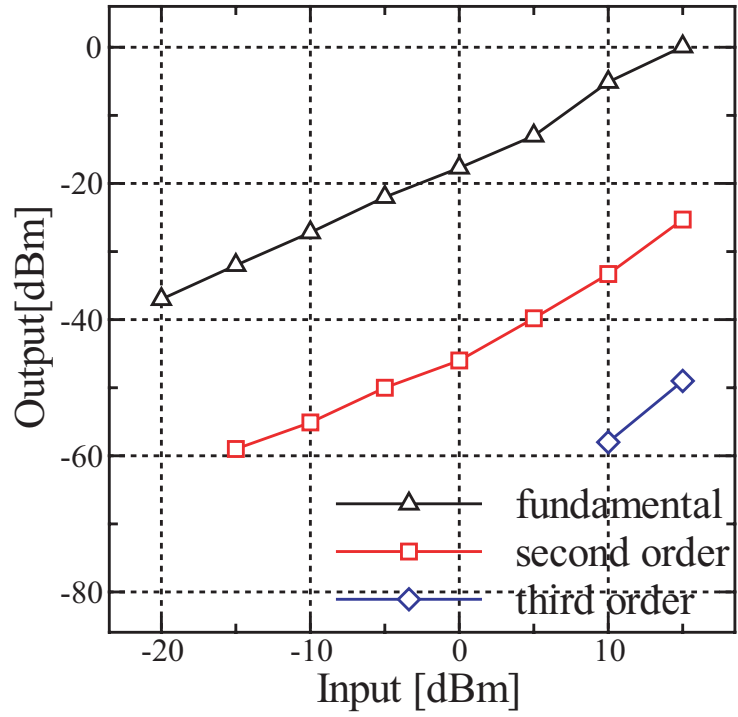


図 3.10: 回路のスペクトル特性 ($V = 0[V]$)

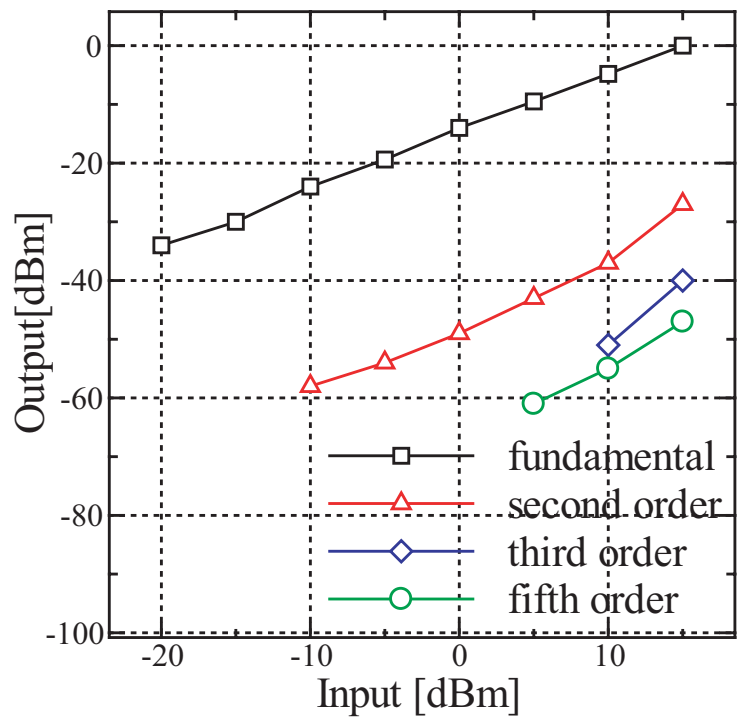


図 3.11: 回路のスペクトル特性 ($V = 0[V]$, 変調波有り)

$0.7 \leq f \leq 0.9[\text{GHz}]$, $-20 \sim 15[\text{dBm}]$, $0 \leq V \leq 15[\text{V}]$ の範囲において変調精度の確認も行った．この範囲での変調誤差は 1.1 %以内であった．

今回，電源を接続する際に基本波の出力が大幅に低下したにも関わらず高調波の出力はさほど変動していない事から，基本波の出力の増減は，高調波に対して観測上確認できるほどの影響を与えないものと思われる．

3.2 可変擬似伝送線路リアクタンスと高インピーダンス線路を併用した連続可変移相器の設計と製作

可変擬似伝送リアクタンスを用いた図 3.12 のような移相器をシミュレータで設計，解析を行った．

この回路の特徴は，その特性インピーダンスや電気長を，バラクタの可変容量範囲に対して可変移相量が最大になるよう選択できる事であり，可変移相量を最大にした場合，シミュレーション上は損失 1[dB] 以内で 283.7° の位相量を得た．また，0.8[GHz] 近傍の損失はほぼ一定であった．この結果より，可変擬似伝送線路リアクタンスの有用性を確認した．

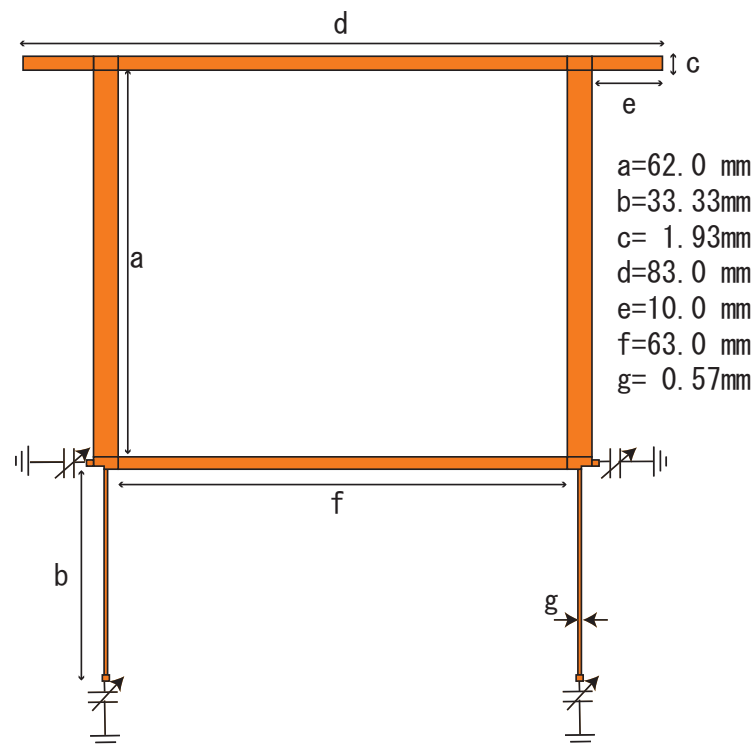


図 3.12: 擬似伝送リアクタンスを用いたハイブリッド型移相器回路

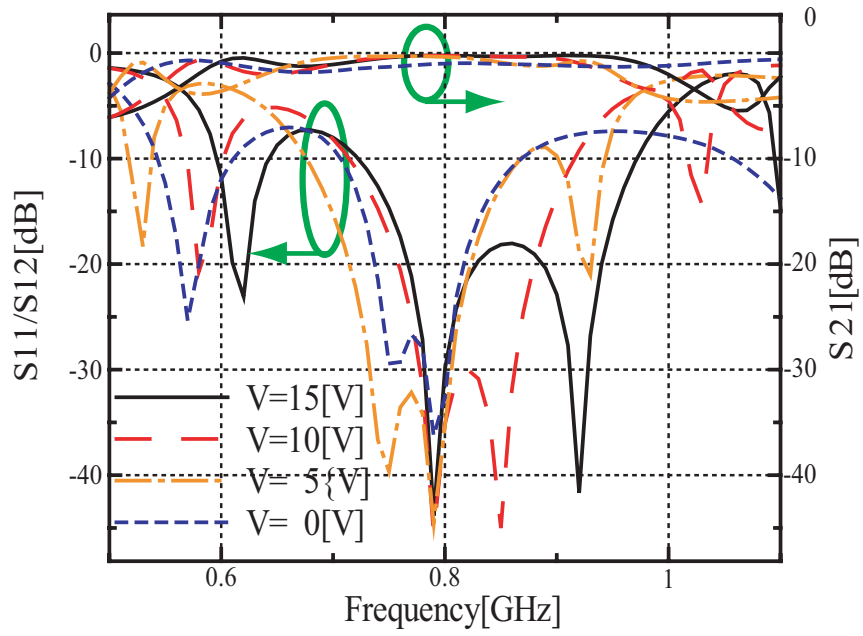


図 3.13: 0.8GHz 近傍での S パラメータ

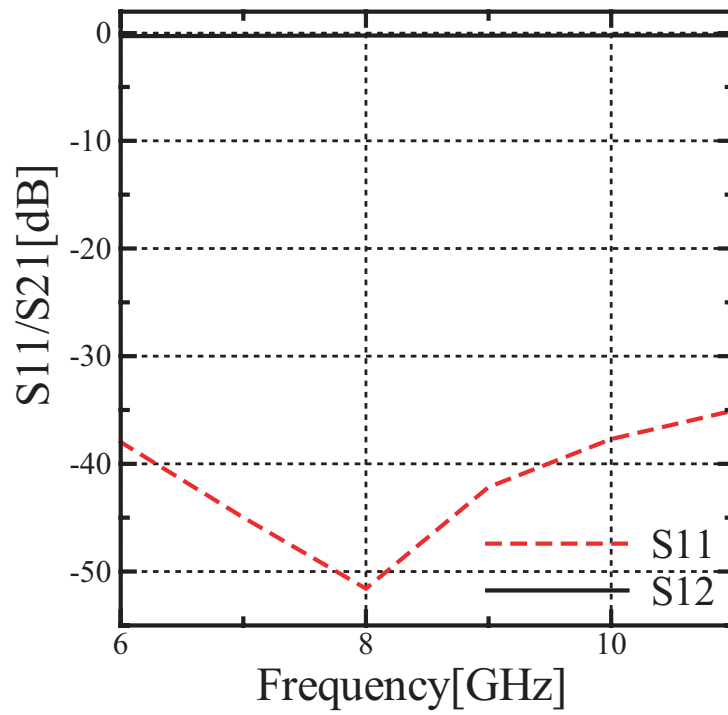


図 3.14: バイアス印加による S パラメータの変化 ($f = 0.8[\text{GHz}]$)

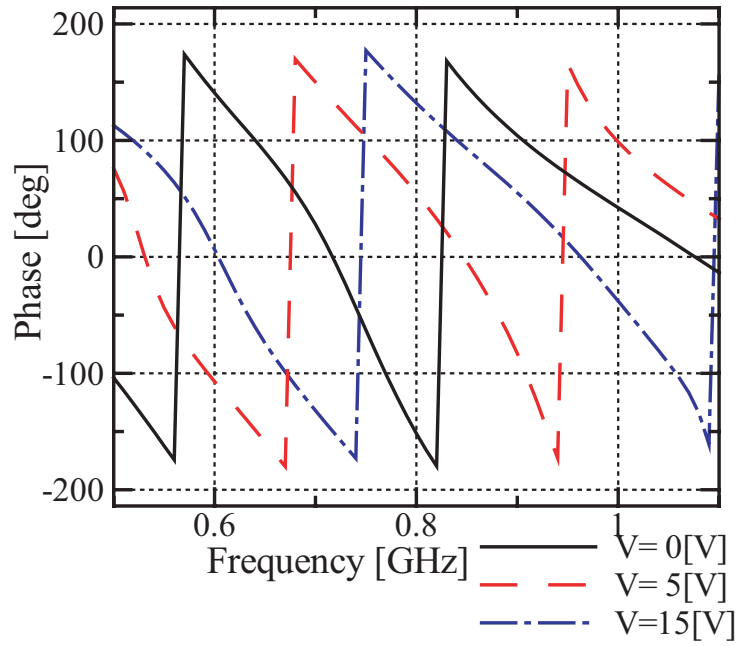


図 3.15: 0.8GHz 近傍での移相特性

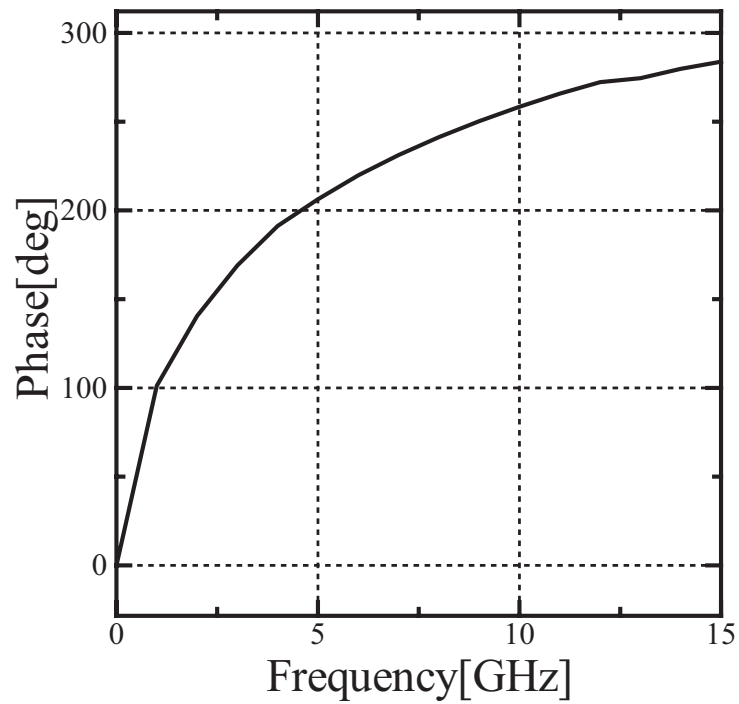


図 3.16: バイアス印加による移相変移 ($f = 0.8$ [GHz])

ここまでに、高インピーダンス線路を反射端に挿入することで入力損失 $0.97 \sim 1.881$ [dB] で 157.4° の移相量を得た。また、リアクタンス素子を擬似伝送線路リアクタンス回路に置換する事で、シミュレーション上、損失 1 [dB] 以内で 283.7° の位相量を得た。

そこで、前述の高インピーダンス線路を用いたハイブリッド型移相器に可変擬似伝送線路リアクタンスを装荷すればより良好な位相量を得られると考え、移相器回路の更改を行い、その特性を測定した。製作した回路を図 3.17 に、そのレイアウトを図 3.18 に示す。その結果を図 3.19 以降に示す。



図 3.17: 擬似伝送リアクタンスを追加したハイブリッド型移相器回路

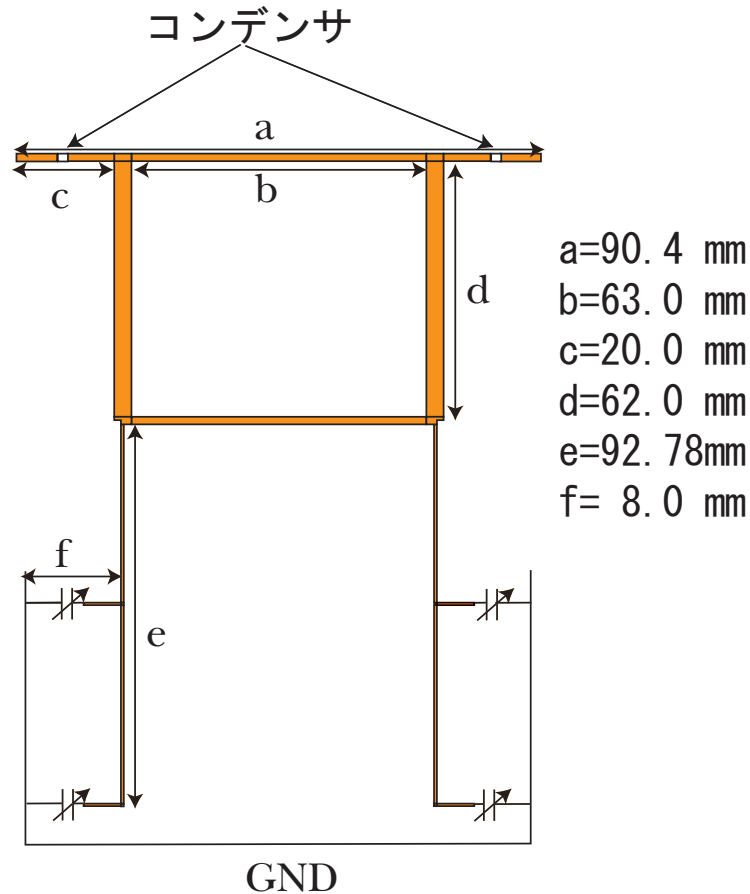


図 3.18: 擬似伝送リアクタンスを追加したハイブリッド型移相器回路

可変擬似伝送線路リアクタンスを装荷するにあたり，ハイブリッド線路の線路長を変更して最適化を行った．結果，それぞれ図 3.21 と図 3.22 で示すように， $0.8[\text{GHz}]$ では入力損失 $1.58 \sim 3.16[\text{dB}]$ ，リターンロス $9.94[\text{dB}]$ 以上で， 264.8° の移相量を得た．電源の接続による損失の上下動はさほどでなかった事から，前述した回路のような電源接続そのものによる特性への影響はほぼ無視できるものと考えられる．

シミュレーションの段階では，移相量は 320° 程度，損失も最大 $1.5[\text{dB}]$ 程度と予測されたが，実際の移相量は上記の通り 264.8° であり，損失にもやや悪化が見られた．

また，スペクトル特性についてはやや不安定が見られ，図 3.23 に示すように，バイアス電圧 $V = 10[\text{V}]$ 近傍の電圧を印加すると高調波が抑圧される反面， $V = 5 \sim 6[\text{V}]$ 程度を印加した状態で入力値を増大すると図 3.25 に示すような状態となる．スペクトルにかなりの歪みが見られ，バイアスの印加に対して特性が不安定である事を確認できる．

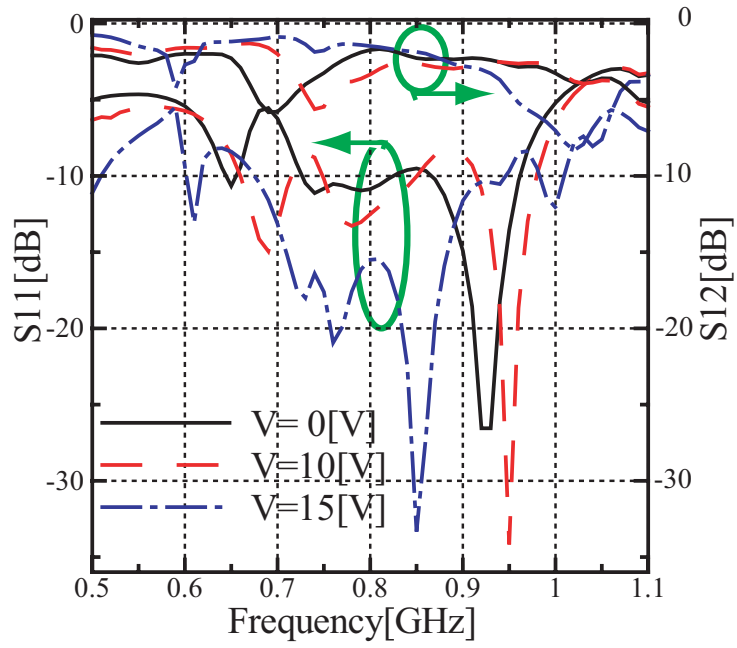


図 3.19: 0.8GHz 近傍での S パラメータ

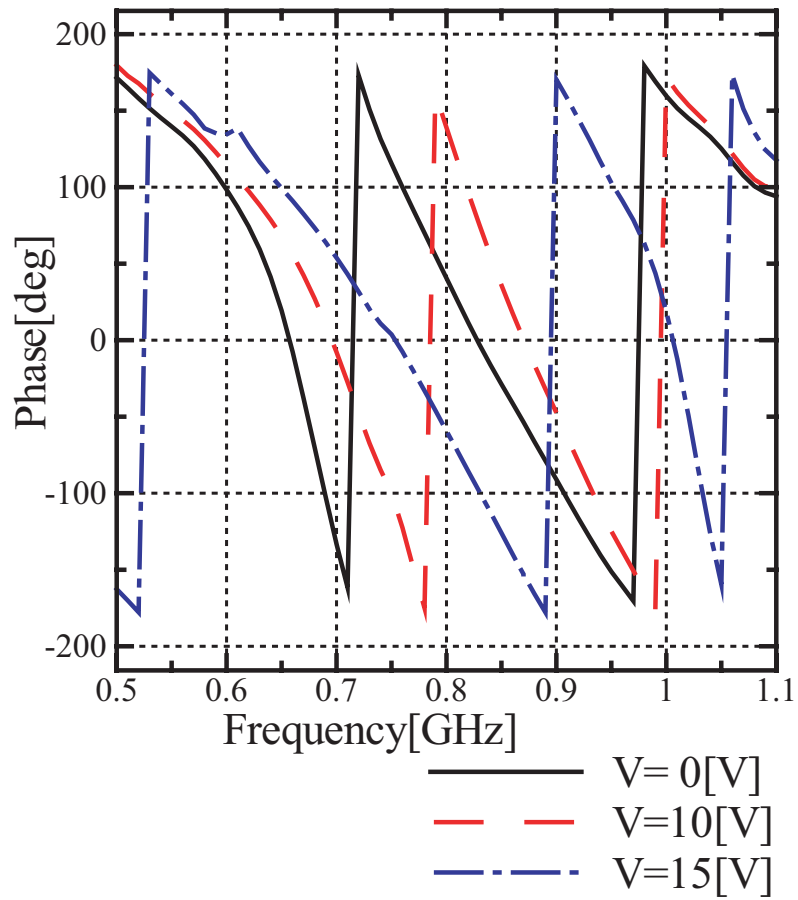


図 3.20: 0.8GHz 近傍での移相変移

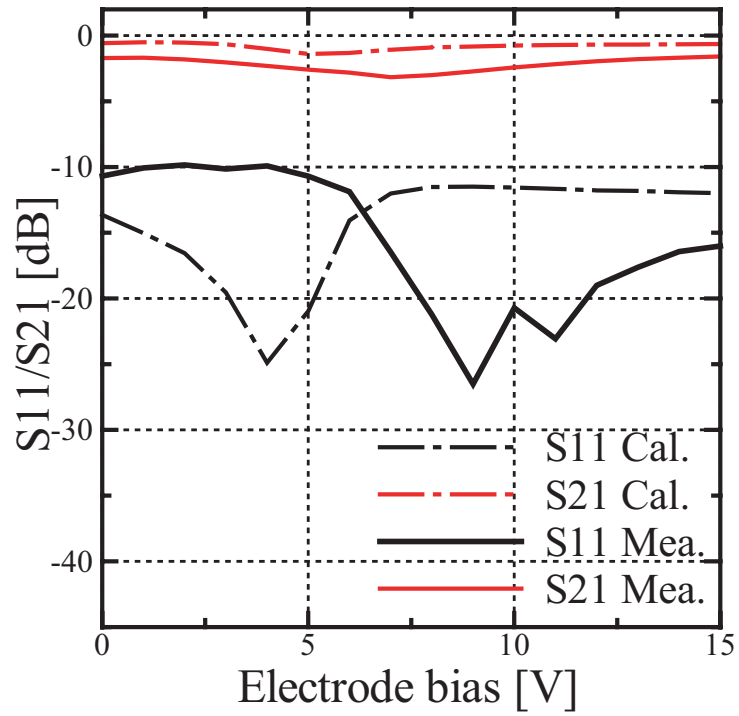


図 3.21: バイアス印加による S パラメータの変化 ($f = 0.8[\text{GHz}]$)

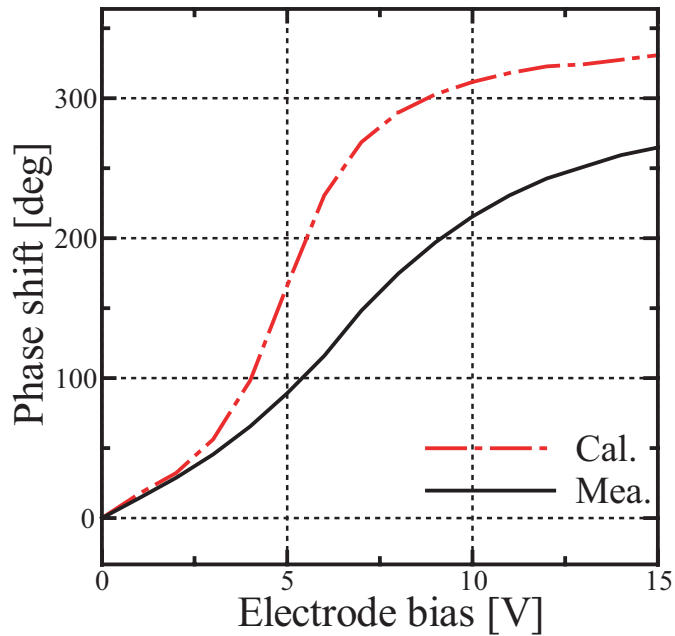


図 3.22: バイアス印加による移相変移 ($f = 0.8[\text{GHz}]$)

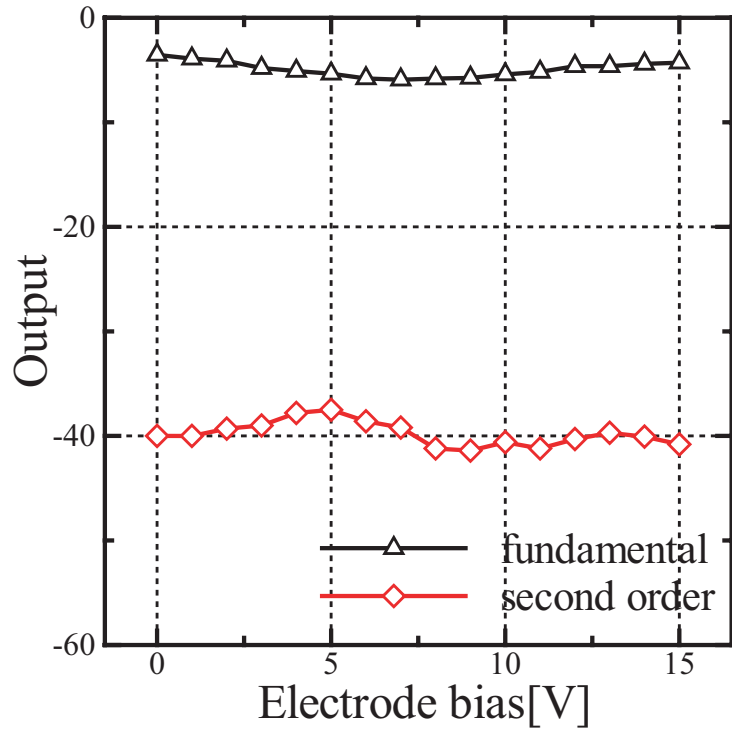


図 3.23: 回路のスペクトル特性 (0[dBm])

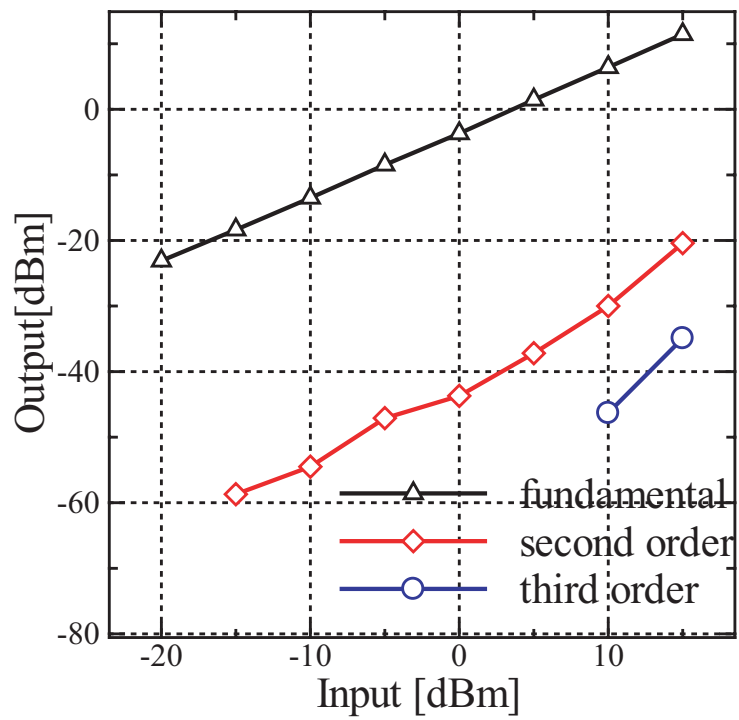


図 3.24: 回路のスペクトル特性 ($V = 0[V]$)

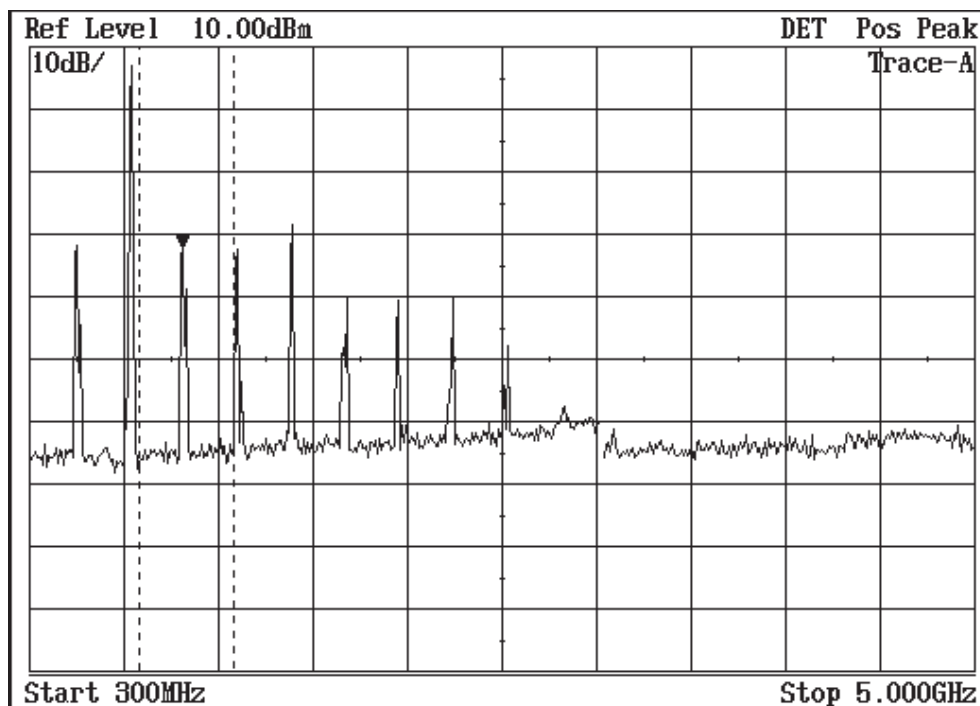


図 3.25: 回路のスペクトル特性 ($> 5[\text{dBm}]$, $V = 5[\text{V}]$)

図 3.25 に示すような状態では、フィルタを用いた高調波の除去が困難であり、急峻な特性を持った BPF が必要となる。しかしながら、バラクタ RF 非線形性に起因する高調波歪を抑制する為、バラクタを対向させるという手法が存在する [7]。前述の回路にこの手法を用いる事で、観測された歪みを修正し、高調波全般を抑制する事も可能である考えられる。

バラクタを対向させた事により、図 3.26 に示すように、歪みの抑制が見られた。また、1 個のバラクタを挿入した単一バラクタ型 (SV) と、2 個のバラクタを対向させた対向バラクタ型 (AVSP) との高調波の比較を、図 3.27 以下に示す。AVSP 型では、高入力状態において高調波の抑制が見られる。図 3.29 に示すように、 $V = 10[\text{V}]$ のバイアスを加えた時は更改前の方が高調波を抑制できているが、これは更改前の回路において、 $V = 10[\text{V}]$ 前後で高調波が抑制する効果があった為であると思われる。

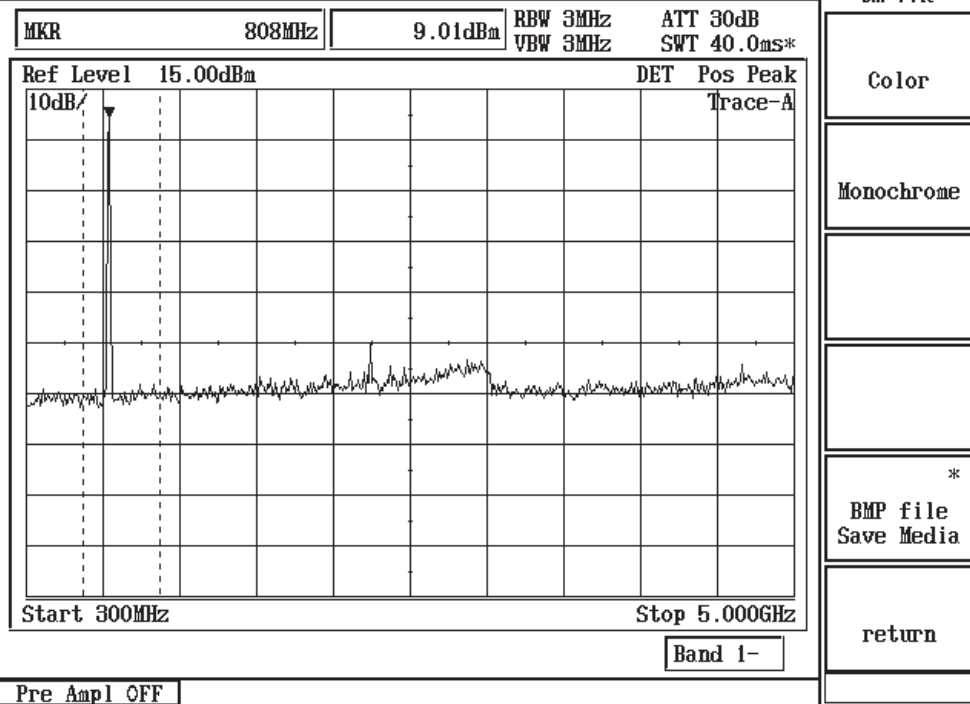


図 3.26: パラクタ対向状態でのスペクトル特性 ($V = 5[V]$)

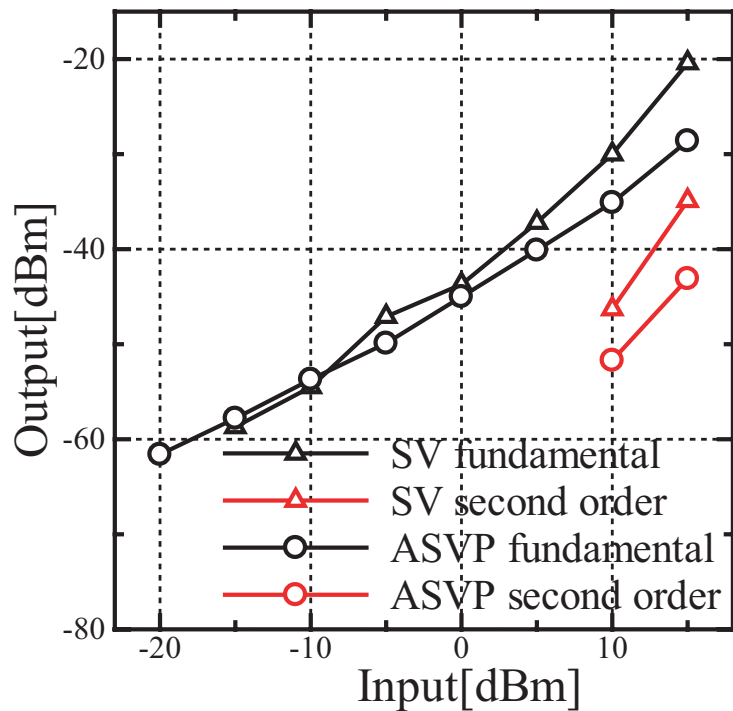


図 3.27: パラクタ対向状態でのスペクトル特性 ($V = 0[V]$)

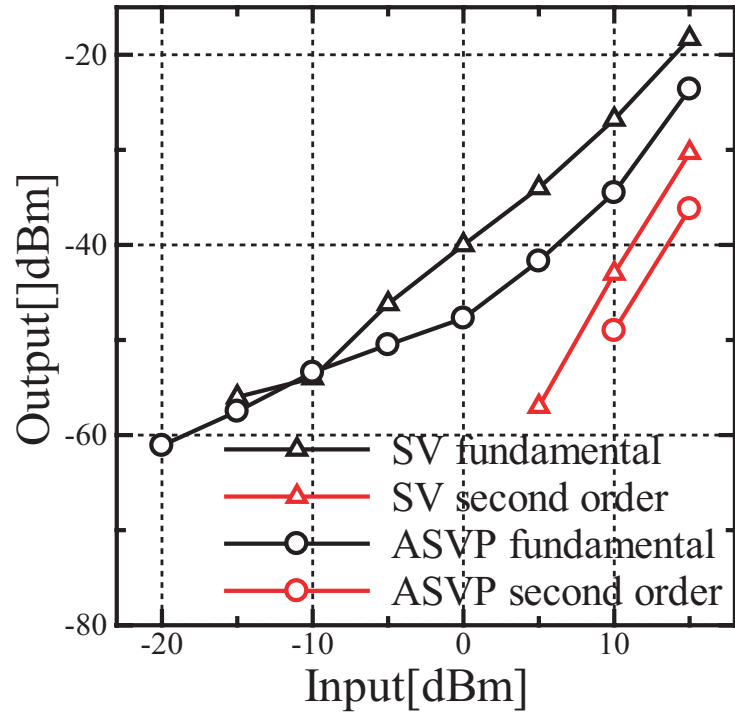


図 3.28: バラクタ対向状態でのスペクトル特性 ($V = 5[V]$)

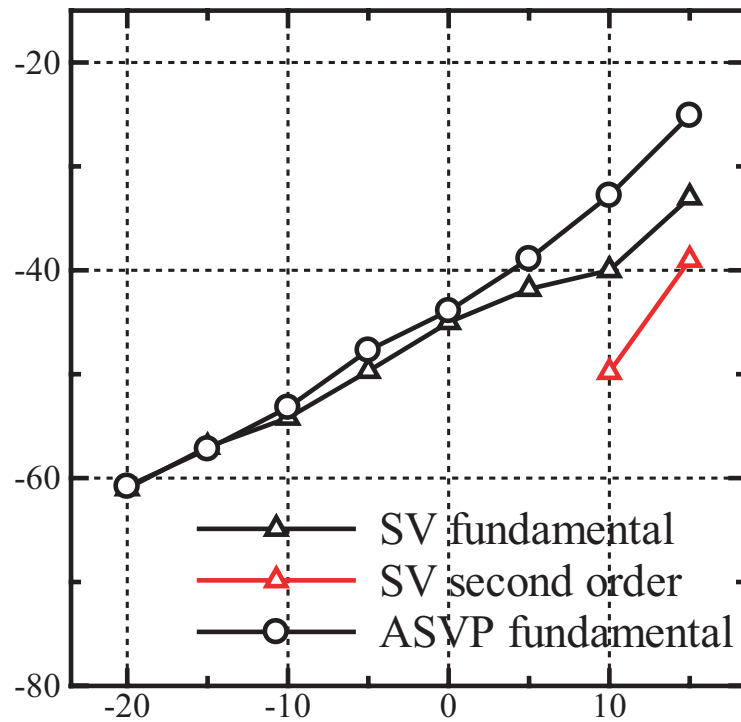


図 3.29: バラクタ対向状態でのスペクトル特性 ($V = 10[V]$)

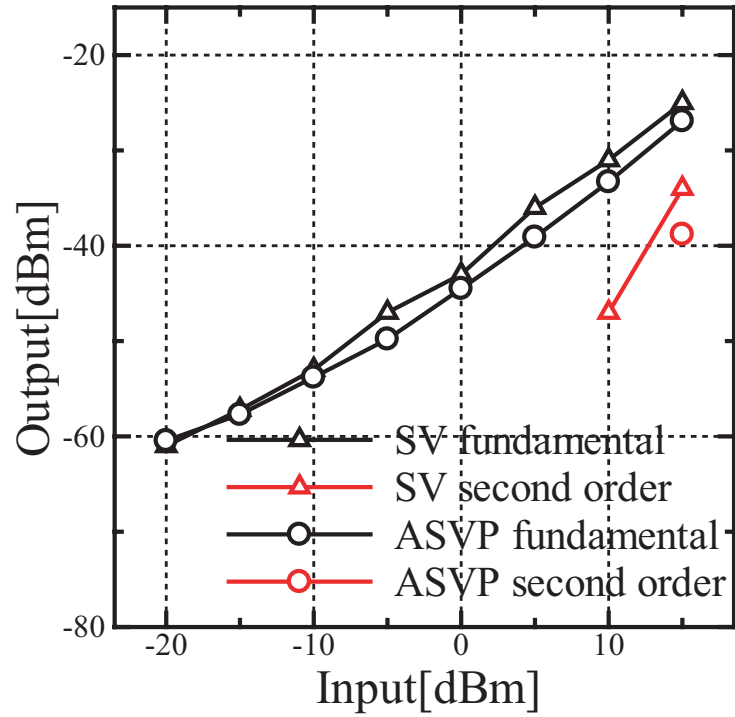


図 3.30: バラクタ対向状態でのスペクトル特性 ($V = 15[V]$)

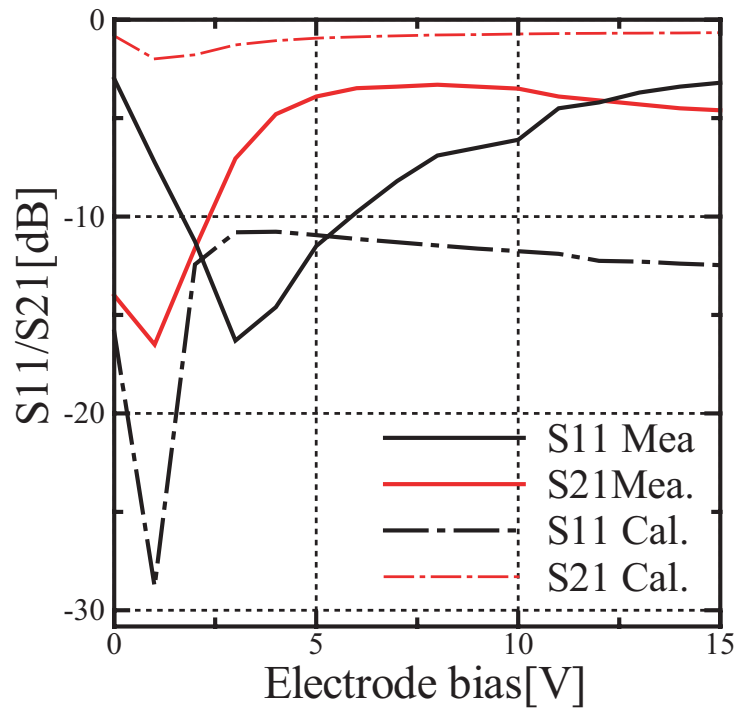


図 3.31: バラクタ対向状態での S パラメータ

尚，図 3.25 のようなスペクトルが観測された原因としては，回路を製作した際にとった GND の幅が狭く，GND の確保が十分でなかった為という事が考えられた．実際に GND の幅を広く取って再度製作を行ったところ，スペクトル特性の改善が見られた他，同程度の損失で，かつシミュレーションと同程度の移相量が確認された．

しかし，移相変化の総量こそ改善されたものの，位相変化の経緯がシミュレーションと実際の回路とで異なるという問題が残った．

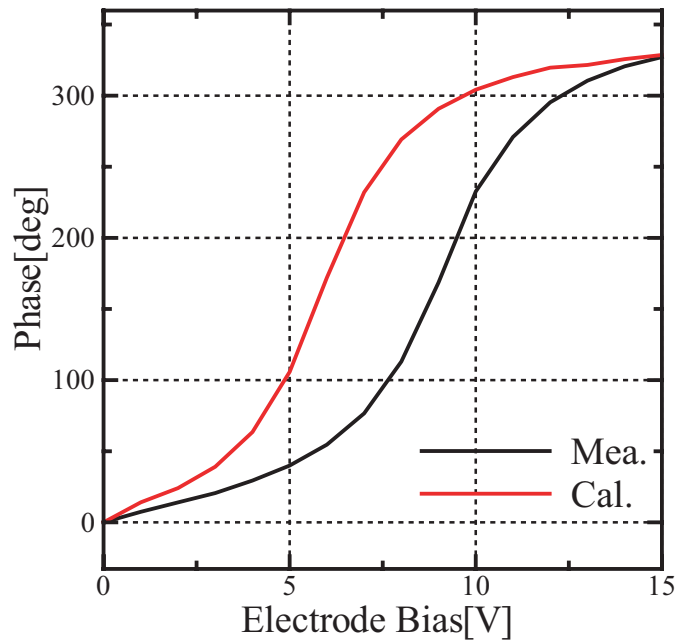


図 3.32: GND 改善後の移相変移特性 ($f = 0.8[\text{GHz}]$)

3.3 ハイブリッドカップラの置換と提案手法の併用を行った， 1.5GHz 帯用連続可変移相器の設計と試作

前述の手法を 1.5GHz 帯用移相器に適用し，その特性の確認を行った．またその際，それまで用いてきた図 3.33 左図のような一般的な形状のハイブリッドカップラに替えて，図 3.33 右図の 3 群分岐 90°ハイブリッドに対して手法の適用を行った．

3 群分岐ハイブリッドの利点としては，一般的な形状のハイブリッドカップラと比べ帯域が拡大し，中心周波数帯近傍でよりフラットな特性を得られるという事が挙げられる．1.5GHz 帯域で提案手法を適用するにあたり，中心周波数近傍でどの程度の特性を得られるのかを確認する為，ハイブリッドの置換を行った．実際に製作した回路を図 3.34 に，ハイブリッドを置換した回路のレイアウトを図 3.35 に示す．

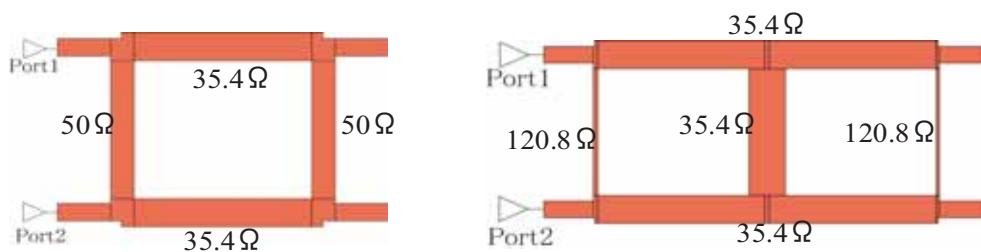


図 3.33: 一般的な形状のハイブリッドカップラ（左）と 3 群分岐 90°ハイブリッド（右）

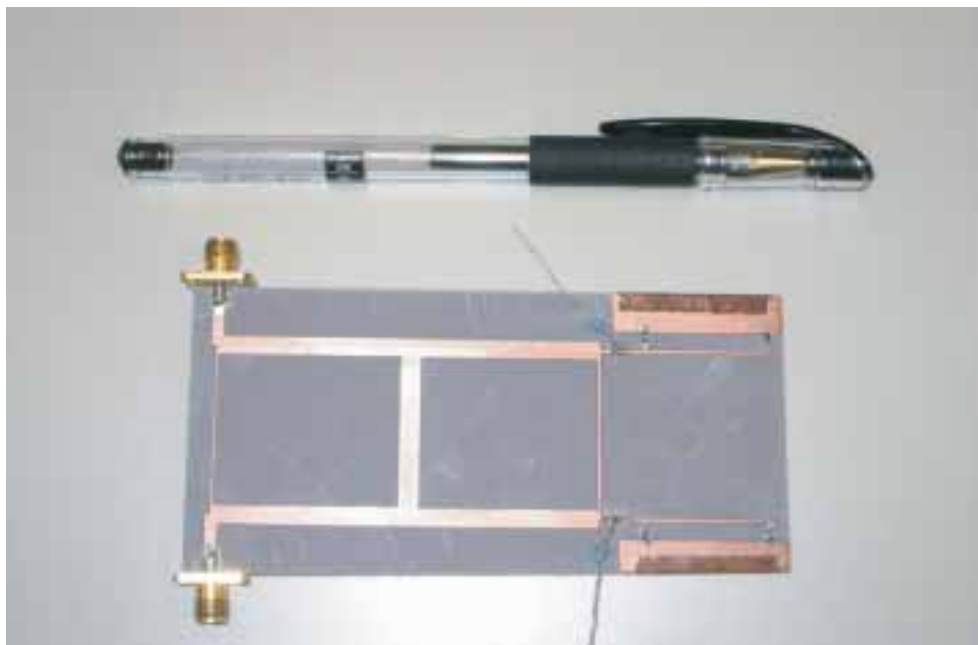


図 3.34: 実際の回路

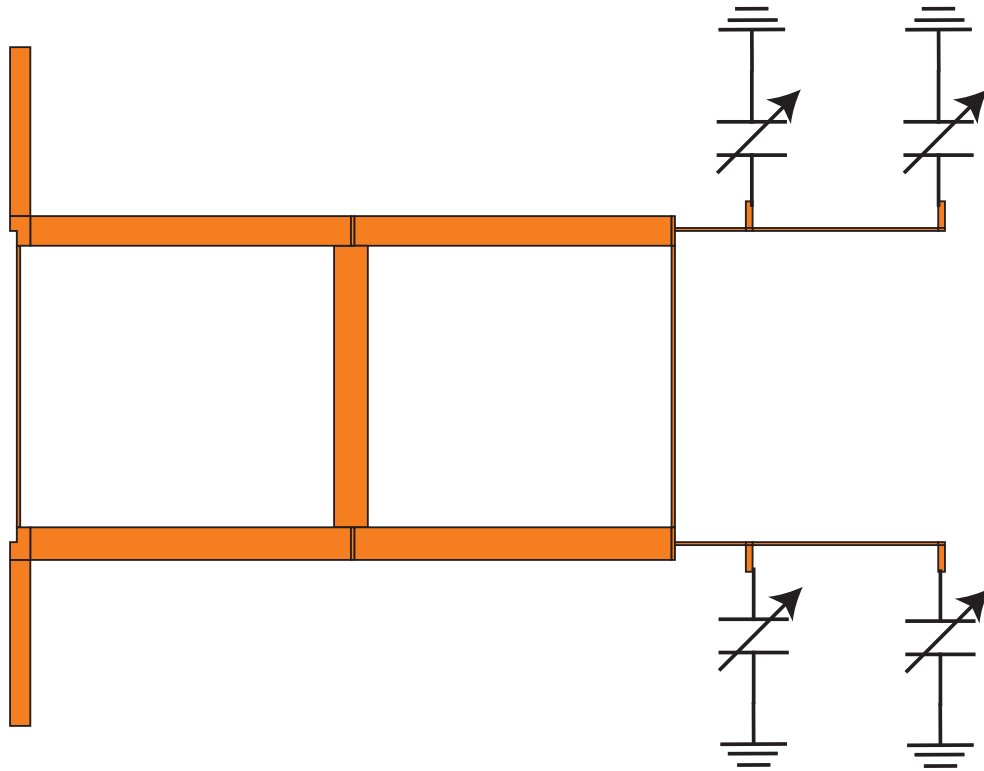


図 3.35: 回路のレイアウト

シミュレーション上では損失 0.6dB 以内で 306 °の移相量を得た他、近傍でフラットな状態を保っている範囲が 400MHz 程度から 500MHz 程度にまで拡大している事を確認した。Sパラメータの特性については、図 3.36 に示し、位相の変化については実際に製作した回路の特性共々、図 3.38 に示した。実際に製作を行ったところ、入力損失 1.7dB 以内で 306 °の移相量を得ており、0.8GHz 帯で試作した際と同様、従来手法をそれぞれ単独で用いた場合に比べ移相量の増加が見られ、性能が向上していることを確認した。これらの結果については、Sパラメータを図 3.37 に、位相変化の特性を図 3.38 に、それぞれ示す。

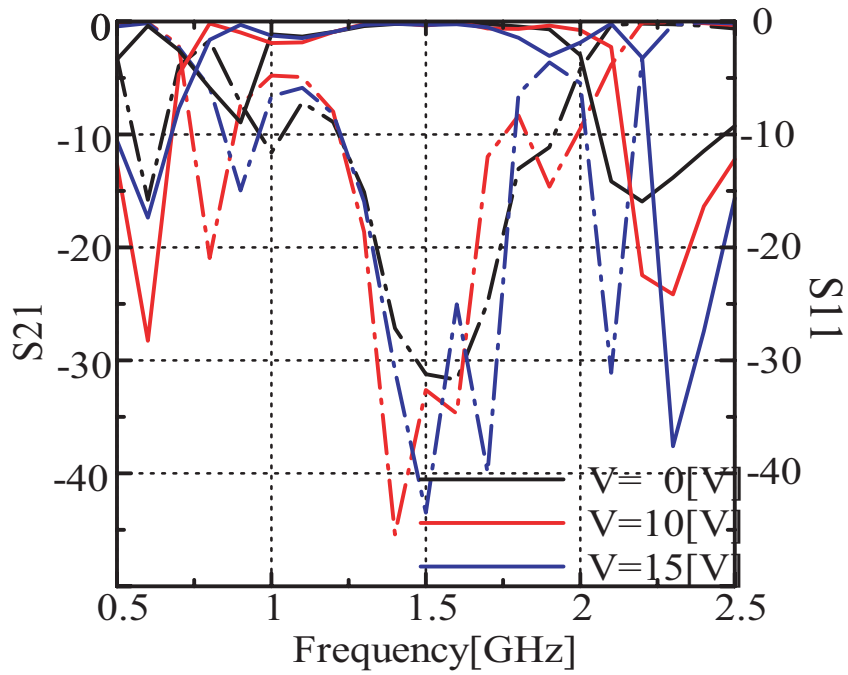


図 3.36: カップラ変更後の S パラメータ特性

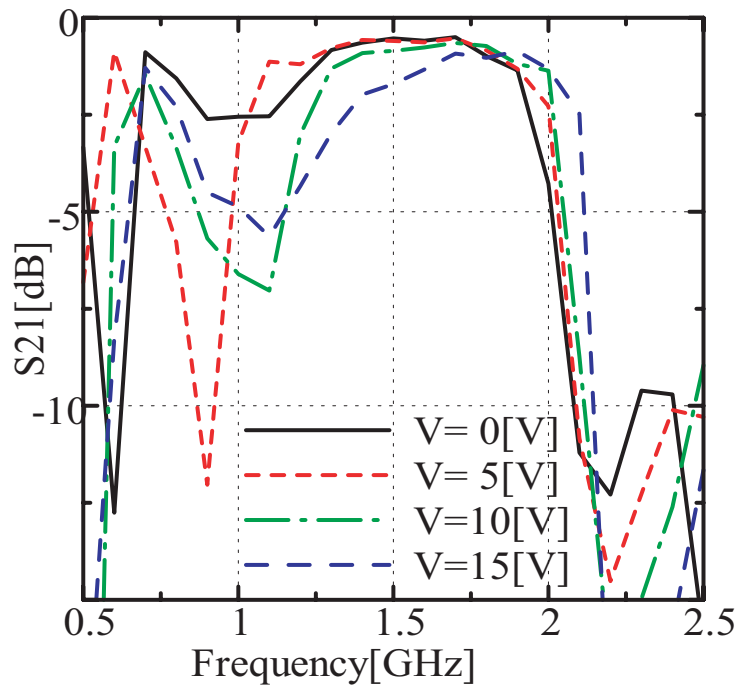


図 3.37: 製作した回路の入力損失

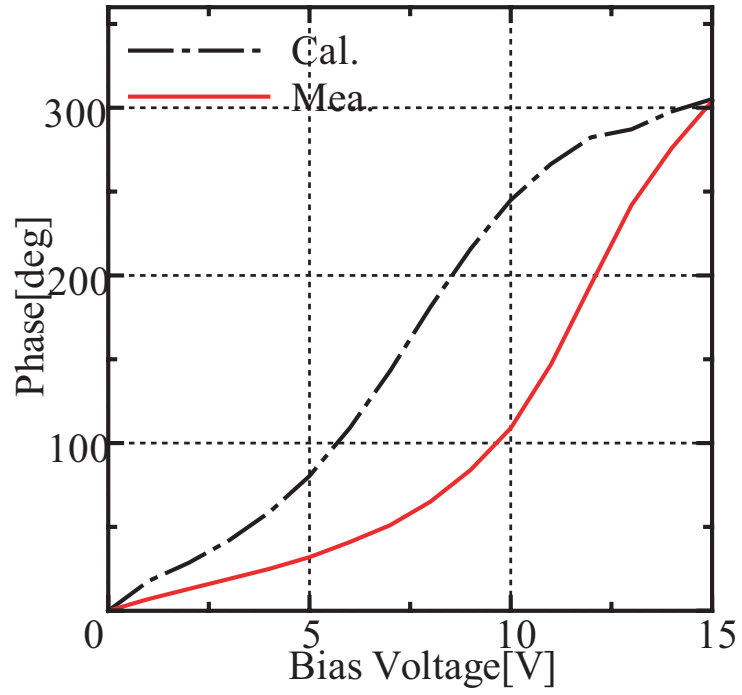


図 3.38: シミュレーションと製作した回路との移相変化比較

測定の結果，実際の製作においてもシミュレーションと同様の移相量を得る事を確認した．その一方，この試作においても 0.8GHz 帯での製作時と同様に，位相変化の様子がシミュレーションにおけるそれと異なるものとなった．そこで実際の回路がどのようなになっているのかを確認すべく，実際の回路の状態に近い状態をシミュレーション上で得る事を試みた．図 3.39 に示すようにリアクタンスを半田付けする GND 部を有限地盤と見なした場合，実測における変化と傾向の類似する変化の様子を確認することができた．これを図 3.40 に示す．図 3.40 に，当初の GND を理想的なものとした場合のシミュレーション値（図 3.40，Cal.(1)）と実測値の他，確認したパターンのうち， $L_1 = \frac{2}{3}L_b$ かつ $L_2 = \frac{1}{3}L_b$ の時と（図 3.40，Cal.(2)）， $L_1 = 2L_b$ かつ $L_2 = L_b$ （図 3.40，Cal.(3)）の時のパターンを併記する．尚，確認したパターンの中では， $L_1 = 2L_b$ かつ $L_2 = L_b$ とした場合において実際の回路に最も近い傾向を得ることが出来た．

結果，GND 部を有限地板と見なした場合には，全般として製作した回路の特性に近づく様子が確認されたことから，位相変化の特性が変わる原因は理想的な GND の確保ができていなかった為であると思われる．

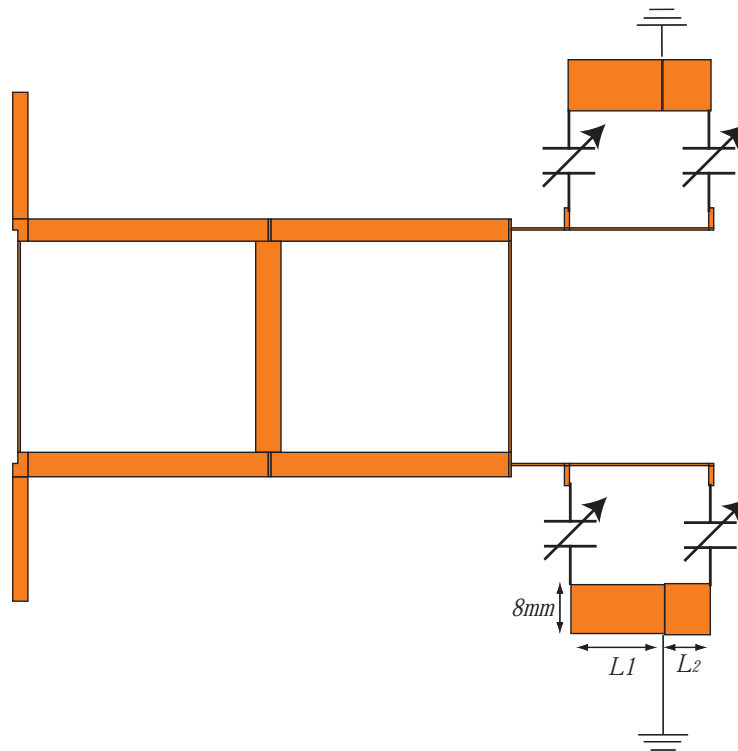


図 3.39: GND 部を有限地板として見なした場合の回路図

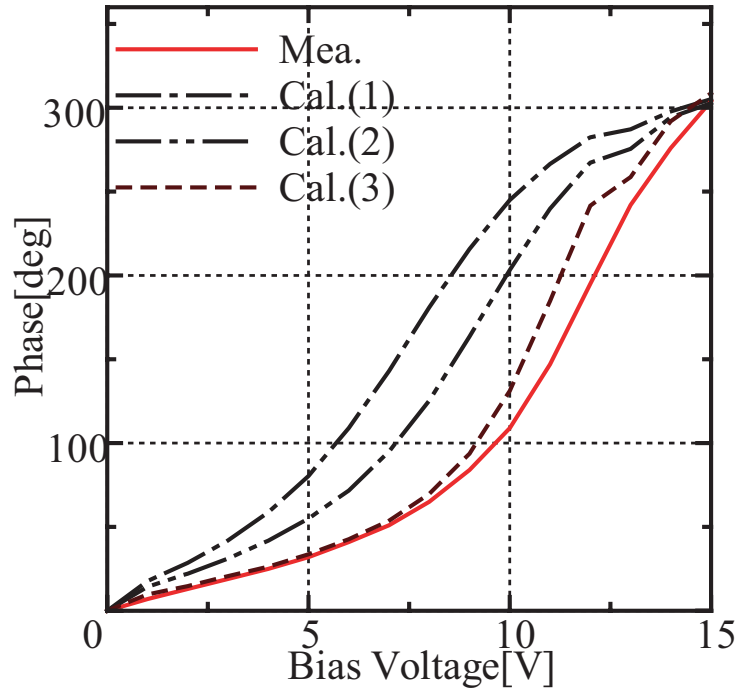


図 3.40: シミュレーションと製作した回路との移相変化比較

第 4 章

結論

本論文では、ハイブリッドカップラを用いた反射型アナログ移相器について検討した。まずは高インピーダンス線路を付加したアンテナについて検討した。シミュレータを用いて最適化を行って後、製作を行い、制御電圧 $0 \sim 15$ [V] に対し、最大入力損失 1.88 [dB]、変動量 0.91 [dB]、移相変化 157.4 °を得た。次に、擬似伝送線路可変リアクタンス回路をリアクタンスとして用いた場合について検討を行った。実際の値としては、最大入力損失 3.16 [dB]、変動量 1.58 [dB] で、移相量 264.8 °を得た。シミュレーション時ほどの移相量は得られなかったものの、高インピーダンス線路のみの時に比べ、大幅に移相量を増加させる事ができた。また、今回は $1.5 \leq C \leq 6.5$ [pF] のバラクタを用いて回路を構成したが、より適切な範囲を変動量に持つバラクタを用いる事で、より大きな移相量を得られる可能性がある。

測定時に高 dBm の入力を行った際、スペクトル特性に大きな乱れが見られた。更にその点を解消すべく、バラクターダイオードの対向させる事で、RF 非線形性の抑制に起因した高調波歪レベルの抑制を試みた。これは実製作時において、シミュレーションと比べた S パラメータの悪化が著しく、今回の結果だけ見れば、実用的ではなかったといえる。しかしながら、一定の高調波抑制効果も見られた事から、利用可能性については未だ十分に検討の余地があるものと考えられる。

次に、提案手法を 1.5 GHz 帯用回路に適用し、ハイブリッドカップラを一般的な形状のものから 3 群分岐 90 °ハイブリッドに置き換え、中心周波数近傍においてよりフラットかつ広帯域な S パラメータ特性を得ることを試みた。シミュレーション上において帯域の拡大を確認し、実際の測定において入力損失 1.7 dB 以内で 306 °の移相量を得た。

しかし、理想的な GND 状態において設計を行った場合と実際の回路とで移相変化の様子が異なってしまふことなど、実験全般を通じて GND の確保が十分に行えていないという問題が残った。この点の改善が今後の課題と思われる。

謝辞

本研究を進めるにあたり，厳しくかつ丁寧なご指導を頂いた新井宏之教授に深く感謝いたします．

また，研究面のみならず，多くの面でご指導頂きました，D2の佐藤文代先輩，新井研OBの青山洋光先輩，M2の日比野崇先輩に，深く感謝いたします．

最後に，研究生生活を共に過ごした新井研究室の皆様に，深く感謝いたします．

参考文献

- [1] E. G. Erker, A. S. Nagra, Y. Liu, P. Periaswamy, T. R. Taylor, J. Speck, R. A. York "Monolithic Ka-Band Phase Shifter Using Voltage Tunable BaSrTiO₃ Parallel Plate Capacitors," *IEEE MICROWAVE AND GUIDED WAVE LETTERS*, VOL.10, NO.1, January 2000.
- [2] B. Acikel, Y. Liu, A. S. Nagra, T. R. Taylor, P. J. Hansen, J. S. Speck, R. A. York "Phase Shifter using (Ba, Sr)TiO₃ thin films on Sapphire and Glass Substrate," *IEEE*, 2001.
- [3] 関根, 永田, 中村, 横川, "線路と可変容量素子を用いた可変移相器の一設計" 電子情報通信学会論文誌 B- , Vol. J81-B- , No.2 pp118-125 February 1998.
- [4] A. S. Nagra, R. A. York "Distributed Analog Phase Shifter with Low Insertion Loss," *IEEE TRANSACTION ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, VOL.47, NO.9, pp1705-1711, September 1999.
- [5] 中津川, 村口, "可変擬似伝送線路リアクタンスを用いた MMIC 化移相器" 信学技報 TECHNICAL IEICE. SAT96-21, MW96-58(1996-06)
- [6] 本間, 大野, 油谷, 大宮, 伊藤, "SPS2000 用 2.45GHz 帯アナログ可変移相器の開発" 信学技報 TECHNICAL IEICE. SAT96-47, MW96-58(1996-07)
- [7] 韓, 稲垣, 言草, ロバート, 大平, 田島, 宮口, 赤池, "逆行列バラクタ対によるエスパアンテナの低歪化" 電子情報通信学会総合大会, SBC-1-8, 2002.
- [8] 新井宏之, "新アンテナ工学," 総合電子出版社, 1996
- [9] 都築泰雄, "電子計測(改訂版)," コロナ社, 1998
- [10] 武部幹, "回路の応答," コロナ社, 1981
- [11] 三輪進, "高周波電磁気学," 東京電機大学出版局, 1992
- [12] J. F. White 著, 鴻巣巳之助 訳 "マイクロ波半導体応用光学," CQ 出版社, 1985