

電気通信大学 情報理工学研究科 情報・通信工学専攻

平成 24 年度修士論文

6 ポートコリレータを用いた
微小変位測定

情報・通信工学専攻
電子情報システムコース
矢加部研究室

学籍番号 1131014

氏 名 岩城 伸明

指導教員： 矢加部 利幸 准教授
肖 鳳超 准教授

提出日： 平成 25 年 1 月 25 日

目次

第 1 章	はじめに	3
1.1	研究の背景	3
1.2	研究の目的と概要	4
第 2 章	微小変位測定 of 原理	5
第 3 章	6 ポートコリレータ	7
第 4 章	6 ポートコリレータを用いた測定	9
4.1	複素振幅比 W の測定	10
4.2	システムパラメータの同定	14
第 5 章	製作した微小変位測定装置	18
5.1	システムの配置	18
5.2	測定器の構成	20
5.3	MMIC6 ポートコリレータ	21
5.4	小型発振器	22
5.5	アンテナ	24
5.6	AD 変換回路, 制御回路	25
5.7	ソフトウェア	26
5.8	測定ステージ	29
第 6 章	測定の流れ	30
6.1	電圧-電力変換テーブルの作成	30
6.2	システムパラメータの同定	32
6.3	複素振幅比の測定	33
第 7 章	実験	34
7.1	微小変位測定	34
7.2	電波吸収体を配置した時の微小変位測定	41
7.3	漏れ込み波を打ち消すための機構と測定	48
第 8 章	結論	57

目次	2
謝 辞	58
参考文献	59
付録 A AD 変換回路の制御コマンド	60
付録 B AD 変換回路の回路図	61

第 1 章

はじめに

1.1 研究の背景

所属研究室では 6 ポートコリレータ (Six-Port based wave-Correlator: SPC) を用いた高周波計測技術の提案や、計測器の開発を行っている。1970 年代に Engen らによって従来のヘテロダイン方式とは異なる、ホモダイン 6 ポートリフレクタメータが提案された。研究室では基本原理から出発し、現在 SPC を用いたホモダイン方式の VNA (ベクトルネットワークアナライザ) が開発されている^[1]。これにより従来のヘテロダイン方式に比べて、DUT (Device Under the Test: 被測定物) の複素振幅比の測定が容易にできるようになった。また MMIC 化された SPC を用いて VNA の開発を行い^[2]、装置の小型化や実用化に向けて取り組んでいる。さらに複素振幅比が容易に測定できるため、SPC 技術の応用として電波到来方向の推定^[3] や、ドップラー効果を用いた超低速度測定^[4]などを提案し、その可能性について実証してきた。

研究室では SPC の技術応用として微小変位測定^{[5][6]}についても検討してきた。微小変位測定ができれば、山間の土砂崩れの恐れのある斜面に対して、土砂崩れ前に生じる土砂の微小な変動をとらえて事故の発生を予知できると考えている。またタンカー船が波の揺れによって生じるタンク内の液体の共振現象を原因とした転覆事故に対するモニタリングに使えると考えている。

一方近年、東北地方太平洋沖地震を原因とした大震災を受け、国全体で防災に対する意識が高まっている。地震の発生をモニタリングするシステムは既に多く導入されているが、検討してきた微小変位測定も適用できると考えている。適用方法としては、地盤の微小な変動をモニタリングするシステムを考えている。このシステムで地震発生前の通常とは異なる地盤の変位を観測することが期待できる。

1.2 研究の目的と概要

本研究では，MMIC 化された SPC を用いて微小変位測定装置を開発し，装置の測定性能を評価する事を目的とした．

装置のコアとなる MMIC 化された SPC はアバゴ（株）の技術者と共同設計したものである．これと自作した AD コンバータ回路やスイッチ制御回路，高周波コンポーネントを組み合わせた小型装置を開発する．さらに，測定をリアルタイムにモニタリングができ，データの解析がしやすいように新たに測定用のソフトウェアを開発する．また装置のキャリブレーションは従来のキャリブレーション方法^{[7][8]}とは異なる本装置に適した新たなキャリブレーション方法を用いている．

評価方法は，高精度な一次元自動ステージを用いて任意の移動量に対して測定を行い，実測値と理論値の比較をする．また測定範囲を変えた時の，測定精度を考察する．測定結果に対して誤差要因を提示し，その改善策とその結果についても報告する．

第 2 章

微小変位測定の実理

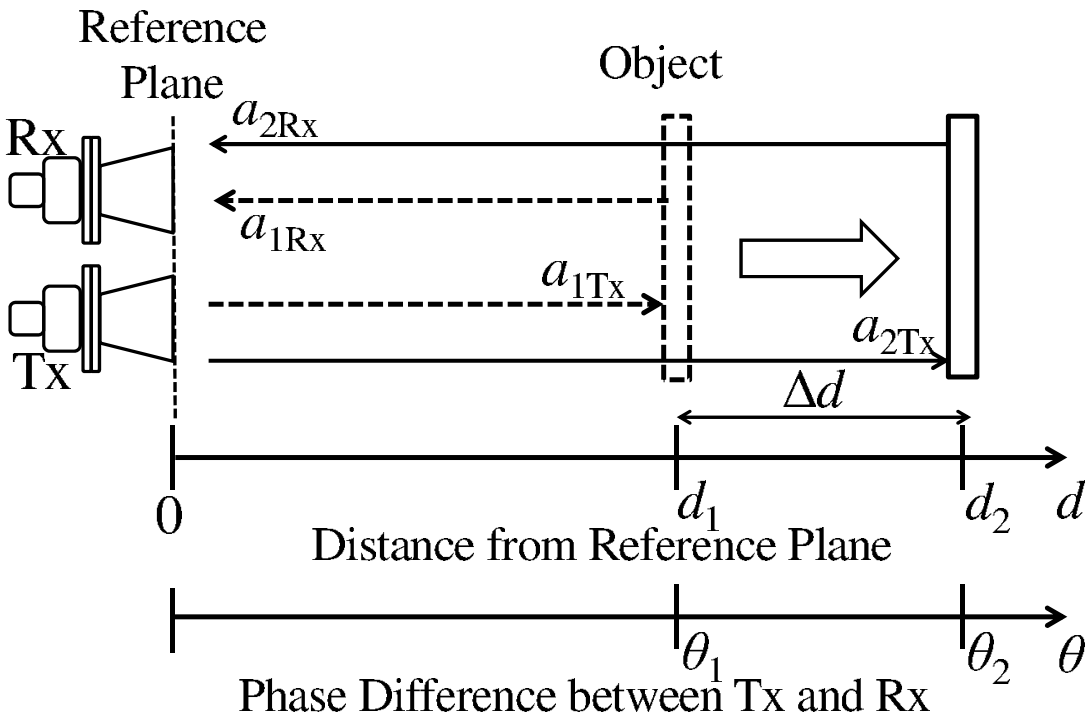


図 2.1 微小変位測定の実理図

微小変位測定の実理を図 2.1 に示す．これは一方のアンテナから電波を微小変位する物体 (変動量 $\Delta d = d_2 - d_1[\text{m}]$) へ送信 (周波数 $f[\text{Hz}]$, 周期 $T[\text{s}]$) し, その反射波をもう一方のアンテナで受信する．システムは受信した電波を SPC に入力して位相差の変動量 ($\Delta\theta = \theta_2 - \theta_1[\text{rad}]$) を算出している．

Δd の導出手順は以下のとおりである．基準面 (Reference Plane: $d = 0$) からの送信波 ($a_{1\text{Tx}}, a_{2\text{Tx}}$) が $d = d_1, d_2$ のそれぞれの位置で物体 (Object) に照射して, 物体から反射した反射波 ($a_{1\text{Rx}}, a_{2\text{Rx}}$) が基準面までに到達する時間差 Δt は

$$\Delta t = \frac{2}{c} \Delta d \tag{2.1}$$

である．ここで $c[\text{m/s}]$ は光速である．一方， Δt と $\Delta\theta$ の関係は T を用いて

$$\Delta t = \frac{T\Delta\theta}{2\pi} \quad (2.2)$$

で与えられる．式 (2.1) , (2.2) , $T = \frac{1}{f}$ より Δd は

$$\Delta d = \frac{c \times \Delta\theta}{4\pi f} \quad (2.3)$$

従って各測定点の位相差 θ を求められれば， Δd を求めることができる．本研究では θ を求める為のデバイスとして SPC が用いられている．SPC は2つの信号の複素振幅比 W を求めることができる．この W の偏角 $\theta = \text{Arg}(W)$ が求めたい位相差である．詳しい W の算出方法については 4.1 節で述べる．

第3章

6 ポートコリレータ

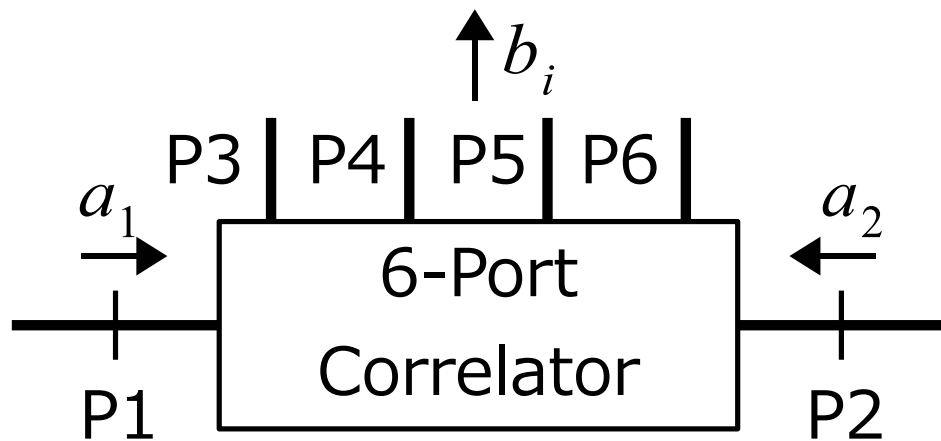


図 3.1 SPC のモデル

図 3.1 に SPC のモデルを示す．SPC は，2 つの入力ポートに入る波の複素振幅比を 4 つの出力ポートの出力電力から測定する線形回路システムである．P1 から入る波 a_1 を基準波，P2 から入る波 a_2 を測定波として，基準波と測定波の複素振幅比 W を次のように定義する．

$$\text{複素振幅比} : W \equiv \frac{a_2}{a_1} \quad (3.1)$$

システムが線形であると仮定すると，SPC の出力ポートから出力される波の複素振幅 b_i ($i = 3, 4, 5, 6$) は，入力ポート 1, 2 から入る波の複素振幅 a_1, a_2 の重ね合わせとして次のように記述できる．ただし， Γ_i は出力ポートに取り付けた電力計の複素反射係数， S_{jk} はシステムの S パラメータを表す．

$$\begin{cases} b_3 = S_{31}a_1 + S_{32}a_2 + S_{33}\Gamma_3b_3 + S_{34}\Gamma_4b_4 + S_{35}\Gamma_5b_5 + S_{36}\Gamma_6b_6 \\ b_4 = S_{41}a_1 + S_{42}a_2 + S_{43}\Gamma_3b_3 + S_{44}\Gamma_4b_4 + S_{45}\Gamma_5b_5 + S_{46}\Gamma_6b_6 \\ b_5 = S_{51}a_1 + S_{52}a_2 + S_{53}\Gamma_3b_3 + S_{54}\Gamma_4b_4 + S_{55}\Gamma_5b_5 + S_{56}\Gamma_6b_6 \\ b_6 = S_{61}a_1 + S_{62}a_2 + S_{63}\Gamma_3b_3 + S_{64}\Gamma_4b_4 + S_{65}\Gamma_5b_5 + S_{66}\Gamma_6b_6 \end{cases} \quad (3.2)$$

これを变形し，出力波 b_i について解くと次のように表せられる．

$$\begin{bmatrix} b_3 \\ b_4 \\ b_5 \\ b_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - S_{33}\Gamma_3 & -S_{34}\Gamma_4 & -S_{35}\Gamma_5 & -S_{36}\Gamma_6 \\ S_{43}\Gamma_3 & 1 - S_{44}\Gamma_4 & -S_{45}\Gamma_5 & -S_{46}\Gamma_6 \\ S_{53}\Gamma_3 & -S_{54}\Gamma_4 & 1 - S_{55}\Gamma_5 & -S_{56}\Gamma_6 \\ S_{63}\Gamma_3 & -S_{64}\Gamma_4 & -S_{65}\Gamma_5 & 1 - S_{66}\Gamma_6 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} S_{31} & S_{32} \\ S_{41} & S_{42} \\ S_{51} & S_{52} \\ S_{61} & S_{62} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

よって， Γ_i と S_{jk} を SPC 固有の複素定数として A_i と B_i にまとめると，出力波 b_i は入力波 a_1 と a_2 の線形結合で次のように表せられる．

$$b_i = A_i a_2 + B_i a_1 \quad (i = 3, 4, 5, 6) \quad (3.4)$$

このとき，各出力ポートに接続された電力計で測定される出力電力 P_i は，それぞれの電力計の変換係数を α_i とすると次のように表せられる．

$$\text{ポート電力} : P_i = \alpha_i |A_i a_2 + B_i a_1|^2 \quad (3.5)$$

次に，基準波の振幅変動が測定結果に影響を与えないようにするため，正規化用ポート h のポート電力 P_h によって他のポート電力 P_i を正規化する．

$$\begin{aligned} {}_h P_i &\equiv \frac{P_i}{P_h} = \frac{\alpha_i |A_i a_2 + B_i a_1|^2}{\alpha_h |A_h a_2 + B_h a_1|^2} \\ &= \frac{\alpha_i |a_1|^2 |B_i|^2 \left| \frac{A_i a_2}{B_i a_1} + 1 \right|^2}{\alpha_h |a_1|^2 |B_h|^2 \left| \frac{A_h a_2}{B_h a_1} + 1 \right|^2} \\ &= \frac{\alpha_i |B_i|^2 |t_i W + 1|^2}{\alpha_h |B_h|^2 |t_h W + 1|^2} \\ &= {}_h T_i \frac{|t_i W + 1|^2}{|t_h W + 1|^2} \end{aligned} \quad (3.6)$$

($h, i = 3, 4, 5, 6$ and $h \neq i$)

これをポート電力比と定義する．ここで ${}_h T_i$ は実数システムパラメータ比， t_i は複素システムパラメータと定義し，次のようにおいた．

$$\begin{cases} {}_h T_i \equiv \frac{\alpha_i |B_i|^2}{\alpha_h |B_h|^2} & (h, i = 3, 4, 5, 6 \text{ and } h \neq i) \\ t_i \equiv \frac{A_i}{B_i} & (i = 3, 4, 5, 6) \end{cases} \quad (3.7)$$

これらのシステムパラメータは，SPC のハードウェアの構造と周波数に依存するパラメータであり， W を測定する前にあらかじめ決定しておく必要がある．システムパラメータを決定する事を「同定」と定義する．積分法^[9]など様々な方法が提案されているが，本研究では，測定に使用するアンテナと自動ステージ，反射板から構成される治具を使用する．式 (3.6) の展開については 4.1 節で述べる．

第 4 章

6 ポートコリレータを用いた測定

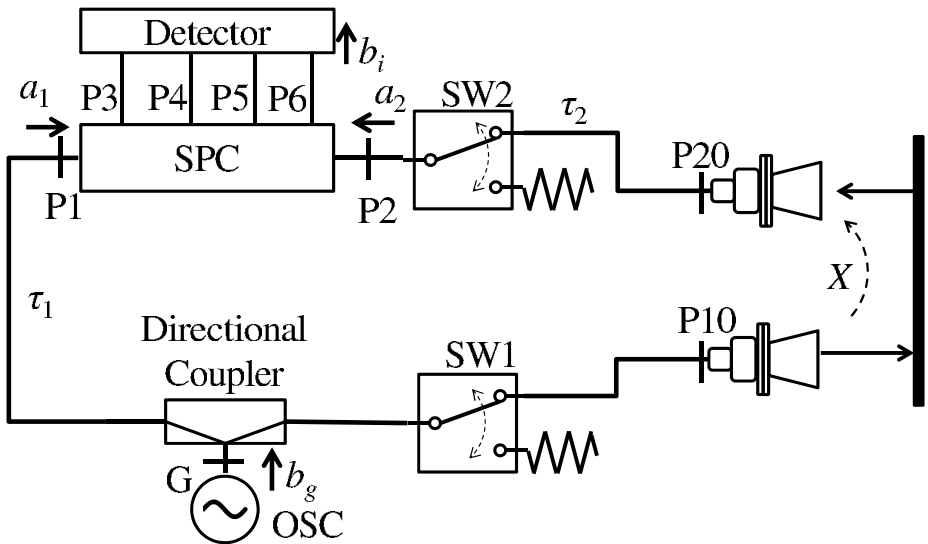


図 4.1 SPC を用いた微小変位測定装置のモデル

図 4.1 に SPC を用いた微小変位測定装置のモデルを示す．これは本研究室で開発された SPC 型 VNA^[2] と類似した構成である．SPC 型 VNA ではフル 2 ポート測定のためにテストセットを用いて線路の切り替えを必要としたが，本装置では必要が無いため，その点で大きく異なる．本論文で述べる SPC を用いた微小変位測定装置は大きく分けると，システムのコアである SPC，電力検出部，測定対象物に電波を送信し，その反射波を受信するアンテナ，P2 に入力する信号をゼロ ($a_2=0$) に切り替えるスイッチ，発振器 (CW 10 GHz)，電力分配器から構成されている．

発振器の出力信号は電力分配器に二つに分けられ，一方は基準波として SPC の P1 に入力される．もう片方はアンテナから測定対象物へ送信され，その反射を受信用アンテナで受信して，測定波として P2 に入力される．

4.1 複素振幅比 W の測定

微小変位測定で求めたい位相差 θ は、図 4.1 の装置を用いて複素振幅比 W の偏角から求められる。この節では W の算出方法について述べる。

まず、SPC の P1, P2 に入力される信号 a_1, a_2 はそれぞれ次の式で表せられる。

$$a_1 = \tau_1 b_g \quad (4.1)$$

$$a_2 = \tau_2(W + X)b_g \quad (4.2)$$

τ_1 : ポート G から P1 までの伝達係数

τ_2 : ポート G から P10、および P20 から P2 までの伝達係数

X : 送受信アンテナ間の漏れ込み波

よって、このときの出力ポート i ($i = 3, 4, 5, 6$) からの出力電力は式 (3.5) より次のように表せられる。

$$\begin{aligned} P_i &= \alpha_i |A_i a_2 + B_i a_1|^2 \\ &= \alpha_i |A_i \tau_2(W + X)b_g + B_i \tau_1 b_g|^2 \\ &= \alpha_i |b_g|^2 |A_i \tau_2 W + A_i \tau_2 X + B_i \tau_1|^2 \\ &= \alpha_i |b_g|^2 |A_i \tau_2 X + B_i \tau_1|^2 \left| \frac{A_i \tau_2}{A_i \tau_2 X + B_i \tau_1} W + 1 \right|^2 \end{aligned} \quad (4.3)$$

正規化用ポート h のポート電力 P_h として、他のポート電力 P_i を正規化したときのポート電力比は次のように表せられる。

$$\begin{aligned} {}_h P_i &= \frac{\alpha_i |b_g|^2 |A_i \tau_2 X + B_i \tau_1|^2 \left| \frac{A_i \tau_2}{A_i \tau_2 X + B_i \tau_1} W + 1 \right|^2}{\alpha_h |b_g|^2 |A_h \tau_2 X + B_h \tau_1|^2 \left| \frac{A_h \tau_2}{A_h \tau_2 X + B_h \tau_1} W + 1 \right|^2} \\ &= {}_h T_i \frac{\alpha_i |B_i|^2 |t_i W + 1|^2}{\alpha_h |B_h|^2 |t_h W + 1|^2} \end{aligned} \quad (4.4)$$

このとき、実数システムパラメータ ${}_h T_i$ と複素システムパラメータ t_i は次のようにおいた。

$$\begin{cases} {}_h T_i \equiv \frac{\left| \frac{A_i}{B_i} \tau_2 X + \tau_1 \right|^2}{\left| \frac{A_h}{B_h} \tau_2 X + \tau_1 \right|^2} & (h, i = 3, 4, 5, 6 \text{ and } h \neq i) \\ t_i \equiv \frac{A_i \tau_2}{A_i \tau_2 X + B_i \tau_1} & (i = 3, 4, 5, 6) \end{cases} \quad (4.5)$$

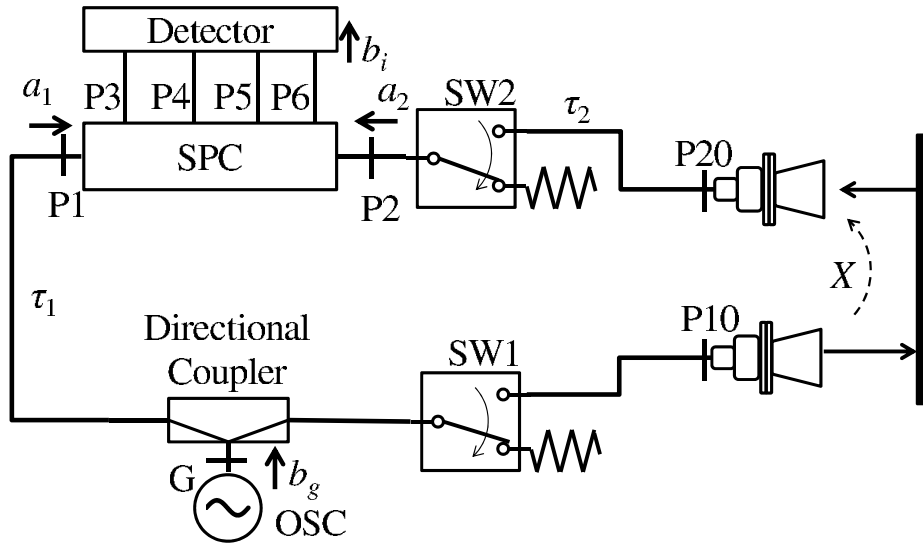


図 4.2 基準ポート電力測定時のモデル

図 4.2 のように，SW1，SW2 のスイッチの切り替えによってポート 2 に終端が接続されたとき ($a_2=0$) に測定される電力，基準ポート電力 P_{ir} は次のように表せられる．

$$\begin{aligned}
 \text{基準ポート電力： } P_{ir} &\equiv P_i|_{a_2=0} \\
 &= \alpha_i |B_i a_1|^2 \\
 &= \alpha_i |B_i \tau_1 b_g|^2
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

そして，正規化用ポート h でポート i の基準ポート電力を正規化したもの ${}_h P_{ir}$ は次のように表せられる．

$${}_h P_{ir} \equiv \frac{P_{ir}}{P_{hr}} = \frac{\alpha_i |B_i|^2}{\alpha_h |B_h|^2} \tag{4.7}$$

よって，ポート電力比の式 (4.4) は次のように表せられる．

$${}_h P_i = {}_h T_{ih} P_{ir} \frac{|t_i W + 1|^2}{|t_h W + 1|^2} \tag{4.8}$$

この式は 3 章の式 (3.6) と同じような形である．さらに式 (4.4) を変形すると次のように表せられる． ($h, i = 3, 4, 5, 6$ and $h \neq i$)

$$\begin{aligned}
 \frac{{}_h P_i}{{}_h P_{ir}} - {}_h T_i &= \left(|t_i|^2 {}_h T_i - |t_h|^2 \frac{{}_h P_i}{{}_h P_{ir}} \right) |W|^2 \\
 &+ \left(t_{ih} T_i - t_h \frac{{}_h P_i}{{}_h P_{ir}} \right) W \\
 &+ \left(t_i^* {}_h T_i - t_h^* \frac{{}_h P_i}{{}_h P_{ir}} \right) W^*
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

ここで, L_i, Q_i, z_i を次のようにおく.

$$\begin{cases} L_i = \frac{hP_i}{hP_{ir}} - {}_hT_i \\ Q_i = |t_i|^2 {}_hT_i - |t_h|^2 \frac{hP_i}{hP_{ir}} \\ z_i = t_i {}_hT_i - t_h \frac{hP_i}{hP_{ir}} \end{cases} \quad (4.10)$$

すると式 (4.9) は次のように書ける.

$$L_i = Q_i |W|^2 + z_i W + z_i^* W^* \quad (4.11)$$

これを以下のように変形する.

$$\frac{L_i Q_i + |z_i|^2}{Q_i^2} = \left| W + \frac{z_i^*}{Q_i} \right|^2 \quad (4.12)$$

さらに

$$\begin{cases} R_i = \sqrt{\frac{L_i Q_i + |z_i|^2}{Q_i^2}} & (\text{半径}) \\ q_i = -\frac{z_i^*}{Q_i} & (\text{中心}) \end{cases} \quad (4.13)$$

とおくと,

$$R_i = |W - q_i| \quad (4.14)$$

という, 半径が R_i で中心が q_i の W 平面 (複素数平面) 上の円を表す式となる.

そして $h, i = 3, 4, 5, 6$ and $h \neq i$ なので, この円は W 平面上に各 i に対応して3つ存在する. よってこれらの3円の交点を求めることにより W を決定できる.

式 (4.4) のように正規化をすると, 発振器の出力波 b_g が式から消去され, 発振器の出力変動が測定結果に影響を与えなくなることが分かる. これは SPC の重要な利点である.

W の測定に必要なデータをまとめると以下の通りである.

- ${}_hT_i$: 実数システムパラメータ
- t_i : 複素システムパラメータ
- P_i : ポート電力
- P_{ir} : 基準ポート電力

4.1.1 W の線形解

$h = 4, i = 3, 5, 6$ とすると式 (4.11) より, W の線形解を与える次の方程式が得られる.

$$\begin{bmatrix} Q_3 & z_3 & z_3^* \\ Q_5 & z_5 & z_5^* \\ Q_6 & z_6 & z_6^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} |W|^2 \\ W \\ W^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_3 \\ L_5 \\ L_6 \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

これをクラメル公式を用いて W について解くと次のように表せられる.

$$W = \frac{\begin{vmatrix} Q_3 & L_4 & z_3^* \\ Q_5 & L_5 & z_5^* \\ Q_6 & L_6 & z_6^* \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} Q_3 & z_3 & z_3^* \\ Q_5 & z_5 & z_5^* \\ Q_6 & z_6 & z_6^* \end{vmatrix}} = \frac{\begin{vmatrix} |t_3|^2 {}_4T_3 - |t_4|^2 \frac{{}_4P_3}{{}_4P_{3r}} & \frac{{}_4P_3}{{}_4P_{3r}} - {}_4T_3 & t_{34}^* T_3 - t_4^* \frac{{}_4P_3}{{}_4P_{3r}} \\ |t_5|^2 {}_4T_5 - |t_4|^2 \frac{{}_4P_5}{{}_4P_{5r}} & \frac{{}_4P_5}{{}_4P_{5r}} - {}_4T_5 & t_{54}^* T_5 - t_4^* \frac{{}_4P_5}{{}_4P_{5r}} \\ |t_6|^2 {}_4T_6 - |t_4|^2 \frac{{}_4P_6}{{}_4P_{6r}} & \frac{{}_4P_6}{{}_4P_{6r}} - {}_4T_6 & t_{64}^* T_6 - t_4^* \frac{{}_4P_6}{{}_4P_{6r}} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} |t_3|^2 {}_4T_3 - |t_4|^2 \frac{{}_4P_3}{{}_4P_{3r}} & t_{34} T_3 - t_4 \frac{{}_4P_3}{{}_4P_{3r}} & t_{34}^* T_3 - t_4^* \frac{{}_4P_3}{{}_4P_{3r}} \\ |t_5|^2 {}_4T_5 - |t_4|^2 \frac{{}_4P_5}{{}_4P_{5r}} & t_{54} T_5 - t_4 \frac{{}_4P_5}{{}_4P_{5r}} & t_{54}^* T_5 - t_4^* \frac{{}_4P_5}{{}_4P_{5r}} \\ |t_6|^2 {}_4T_6 - |t_4|^2 \frac{{}_4P_6}{{}_4P_{6r}} & t_{64} T_6 - t_4 \frac{{}_4P_6}{{}_4P_{6r}} & t_{64}^* T_6 - t_4^* \frac{{}_4P_6}{{}_4P_{6r}} \end{vmatrix}} \quad (4.16)$$

これは図 4.3 に示すように, W 平面上の $i (i = 3, 5, 6)$ に対応する式 (4.14) の 3 円の交点を, 根心として求めることと等価である. 実際のシステムでは測定誤差などにより 3 円が 1 点で交わることは少ないが, 根心を使用するとそのようなときでもほとんどの場合で一意的な解が求められる.

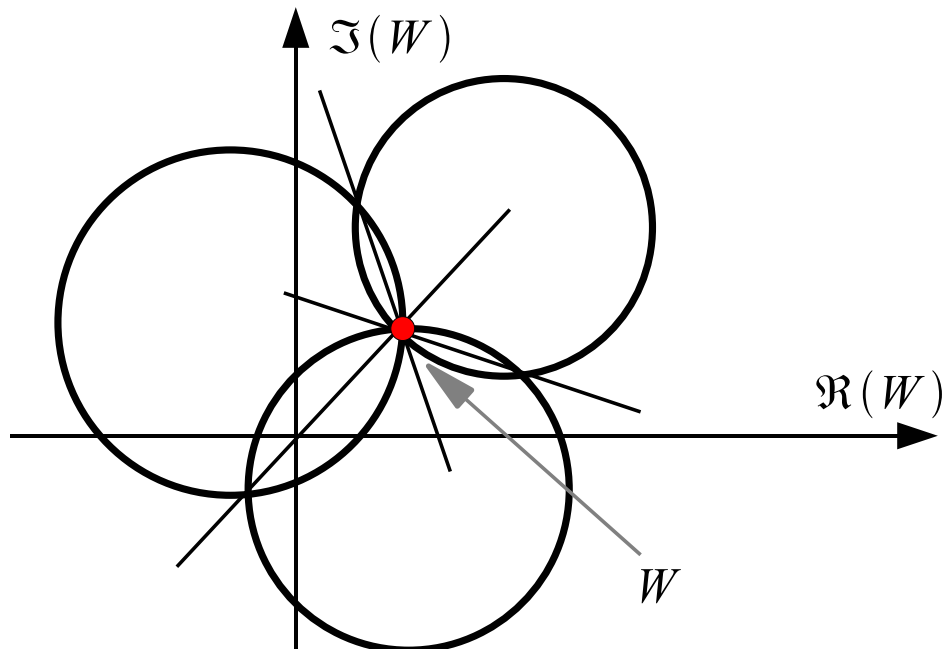


図 4.3 円と根心を用いた W の解

4.2 システムパラメータの同定

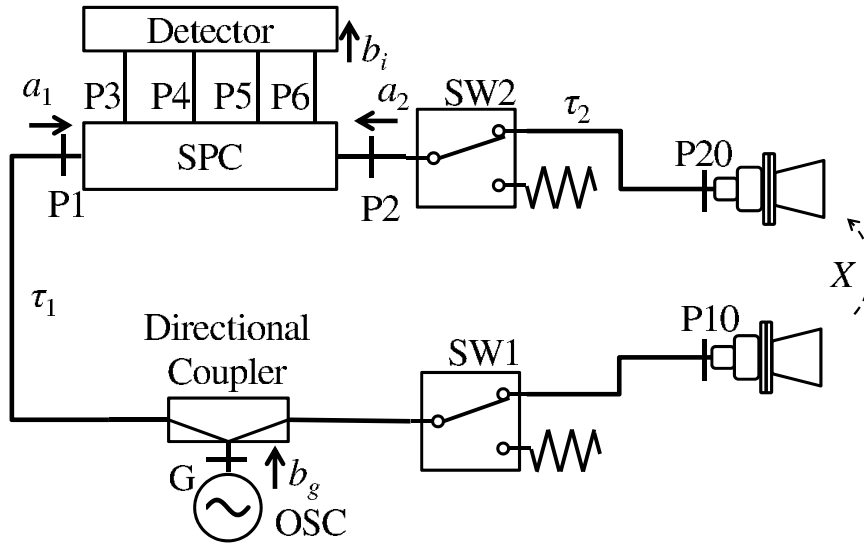


図 4.4 実数システムパラメータ同定のためのポート電力測定

図 4.4 のように測定対象物が無い ($W = 0$) ときのポート電力 P_{is} とポート電力比 ${}_h P_{is}$ は次のように表せられる .

$$\begin{aligned}
 P_{is} &\equiv \alpha_i |B_i|^2 |b_g|^2 \left| \frac{A_i}{B_i} \tau_2 X + \tau_1 \right|^2 & (4.17) \\
 {}_h P_{is} &\equiv \frac{P_{is}}{P_{hs}} = \frac{\alpha_i |B_i|^2 \left| \frac{A_i}{B_i} \tau_2 X + \tau_1 \right|^2}{\alpha_h |B_h|^2 \left| \frac{A_h}{B_h} \tau_2 X + \tau_1 \right|^2} \\
 &= \frac{\alpha_i |B_i|^2}{\alpha_h |B_h|^2} {}_h T_i \\
 &= {}_h P_{irh} T_i & (4.18) \\
 &(h, i = 3, 4, 5, 6 \text{ and } h \neq i)
 \end{aligned}$$

この式を導出するには暗室で図 4.4 の測定を行わなければならない . しかし実際の測定現場では , 周囲の環境によって漏れ込みの信号に変化が生じて , システムパラメータの値が変化してしまう . 本論文の測定結果においては , ${}_h P_{is}$ を図 4.5 のように P10 と P20 に整合終端を接続した時の測定値を用いることにした . X に関しては , SPC の P1 から P2 に相互結合によって透過した信号が P20 までの同軸ケーブルなどから生じる反射成分として式 (4.18) に適応することにする . また 7.3 節で , X を物理的に打ち消す方法の導入と測定結果を述べる . この方法であれば , 測定現場で簡単に漏れ込み波を打ち消すことが可能である .

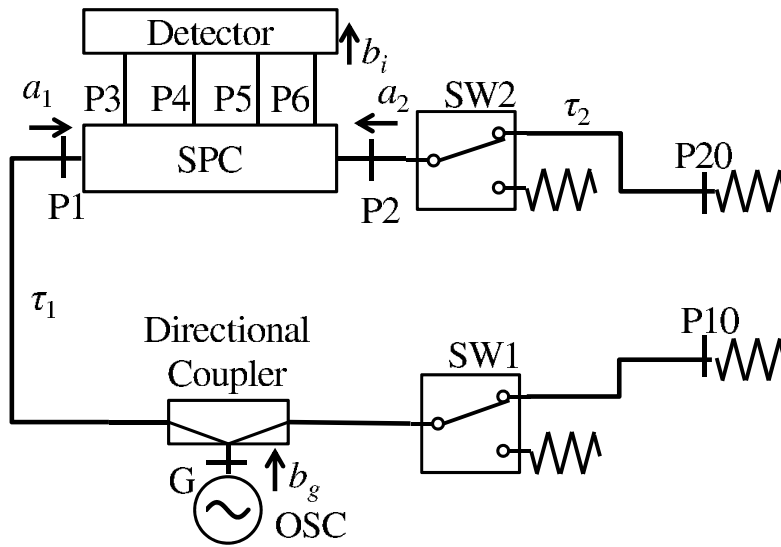


図 4.5 整合終端を接続した時のポート電力測定

4.2.1 実数システムパラメータ ${}_hT_i$

実数システムパラメータは、式 (4.18) より次のように求められる。

$${}_hT_i = \frac{{}_hP_{is}}{{}_hP_{ir}} = \frac{P_{is}/P_{hs}}{P_{ir}/P_{hr}} \quad (4.19)$$

よって、実数システムパラメータ ${}_hT_i$ を求めるには

- P_{is} : P10, P20 整合終端をつないだときのポート電力
- P_{ir} : 基準ポート電力

が必要となる。

4.2.2 複素システムパラメータ t_i

式 (4.3) のポート電力を、P10, P20 整合終端を接続したときのポート電力の式 (4.17) で正規化すると次のように表せられる。

$$\overline{P_{is}} \equiv \frac{P_i}{P_{is}} = |t_i W + 1|^2 \quad (4.20)$$

n 番の標準器を接続したとして、 $\overline{P_{is}^{(n)}} \equiv \frac{P_i^{(n)}}{P_{is}}$ において変形すると次のようになる。

$$\frac{\overline{P_{is}^{(n)}}}{|W^{(n)}|^2} = \left| t_i + \frac{1}{W^{(n)}} \right|^2 \quad (4.21)$$

$(i = 3, 4, 5, 6, n = 1, 2, 3)$

さらに

$$\begin{cases} R_{in} = \frac{\sqrt{P_{is}^{(n)}}}{|W^{(n)}|} & (\text{半径}) \\ q_{in} = -\frac{1}{W^{(n)}} & (\text{中心}) \end{cases} \quad (4.22)$$

とおくと，式 (4.21) は

$$R_{in} = |t_i - q_{in}| \quad (4.23)$$

という，中心が q_{in} で半径が R_{in} の複素数平面上の円の式で表せられる．これは，ポート i の複素システムパラメータである t_i 平面上において，3つの標準器 S パラメータ $W^{(n)}$ ($n = 1, 2, 3$) にそれぞれ対応する3つの円を表しているので，これらの3円の交点を求めることにより t_i を決定できる．

よって，複素システムパラメータ t_i を求めるには

- P_{is} : P10, P20 に整合終端をつないだときのポート電力
- $P_i^{(n)}$: 3つの標準器を DUT ポートにつないだときのそれぞれのポート電力
- $W^{(n)}$: 3つの標準器を基準となる VNA (市販品など) で測定した S パラメータ ($n = 1, 2, 3$)

が必要である．

複素システムパラメータ t_i の線形解

式 (4.20) を複素システムパラメータ t_i を未知数とする線型方程式に書き換える．

$$\overline{P_{is}^{(n)}} = |t_i W^{(n)} + 1|^2 = 1 + |t_i|^2 |W^{(n)}|^2 + t_i W^{(n)} + t_i^* W^{(n)*} \quad (n = 1, 2, 3) \quad (4.24)$$

$$\begin{bmatrix} |W^{(1)}|^2 & W^{(1)} & W^{(1)*} \\ |W^{(2)}|^2 & W^{(2)} & W^{(2)*} \\ |W^{(3)}|^2 & W^{(3)} & W^{(3)*} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} |t_i|^2 \\ t_i \\ t_i^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{P_{is}^{(1)}} - 1 \\ \overline{P_{is}^{(2)}} - 1 \\ \overline{P_{is}^{(3)}} - 1 \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

$$t_i = \frac{\begin{vmatrix} |W^{(1)}|^2 & \overline{P_{is}^{(1)}} - 1 & W^{(1)*} \\ |W^{(2)}|^2 & \overline{P_{is}^{(2)}} - 1 & W^{(2)*} \\ |W^{(3)}|^2 & \overline{P_{is}^{(3)}} - 1 & W^{(3)*} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} |W^{(1)}|^2 & W^{(1)} & W^{(1)*} \\ |W^{(2)}|^2 & W^{(2)} & W^{(2)*} \\ |W^{(3)}|^2 & W^{(3)} & W^{(3)*} \end{vmatrix}} \quad (4.26)$$

4.1.1 節と同様に，これは t_i 平面上の $W^{(n)}$ ($n = 1, 2, 3$) に対応する3円の交点を根心として求めることと等価である．実際のシステムでは測定誤差などにより3円が1点

で交わることは少ないが、根心を使用するとそのようなときでもほとんどの場合で一意的な解を求められる。

第 5 章

製作した微小変位測定装置

5.1 システムの配置

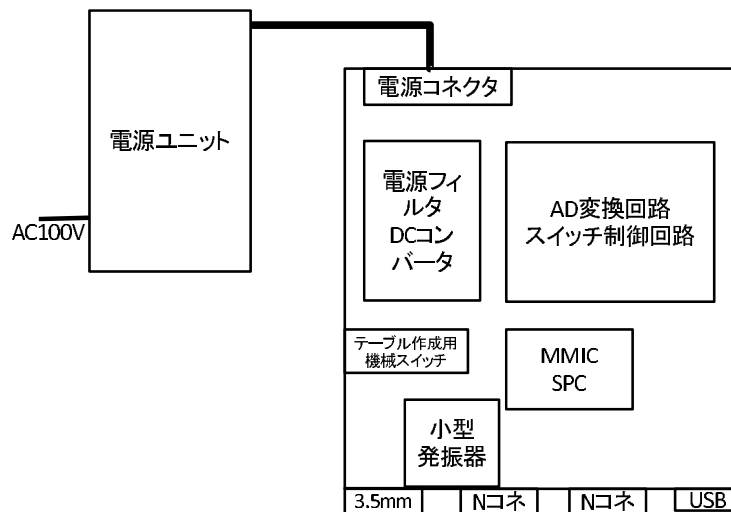


図 5.1 微小変位測定装置のブロック配置図

本研究で試作した微小変位装置の筐体内部のブロック配置図を図 5.1，筐体内部の写真を図 5.2，5.3 に示す．このシステムは電源ユニットと，測定装置に分かれている．測定装置は W 250 × D 280 × H 66 mm である．電源ユニットは AC100 V から電源を供給し，安定な直流電圧を出力している．電源ユニットと，測定装置は丸型コネクタで接続されており，1 ピンから +5 V，+12 V，-12 V，グランド，+30 V が出力されている．測定装置の電源フィルタ，DC コンバータは直流電圧を整流，フィルタリングして，各デバイスに供給している．+5 V は主に AD 変換回路の ADC の電源やリファレンス，マイコンの電源に供給している．±12 V は AD 変換回路のオペアンプ，小型発振器の電源に供給している．+30 V はテーブル作成時や，基準ポート電力を測定する為に使用する機械スイッチの切り替えのために供給されている．測定装置のその他の外部ポートとして，

USB-A メスポートがパネルに取り付けられており、AD 変換回路と PC 間の通信を行うために用いられている。N 型コネクタはフレキシブルケーブルを通してアンテナに接続されている。3.5 mm コネクタは節で説明する電圧-電力変換テーブル作成時に既製品の外部発振器を接続する為に取り付けられている。

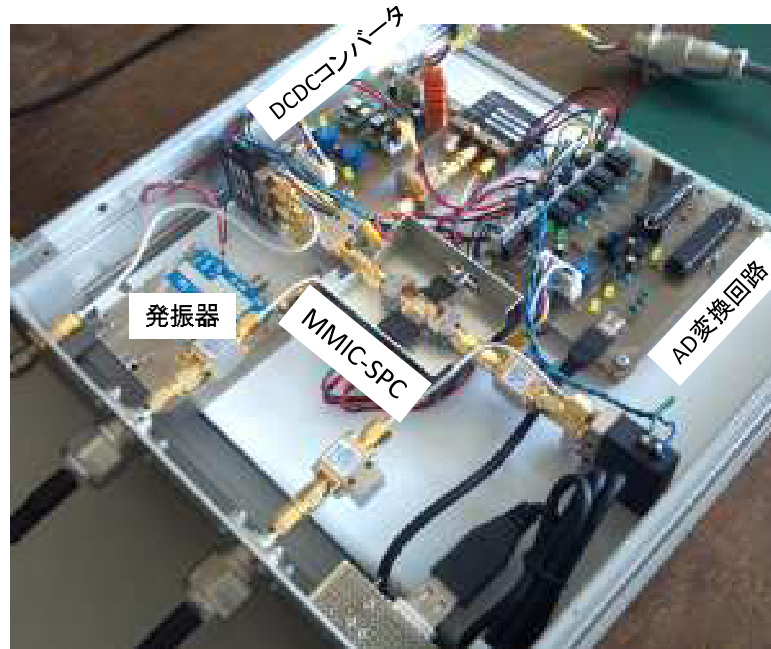


図 5.2 微小変位測定装置:筐体内部の写真 1

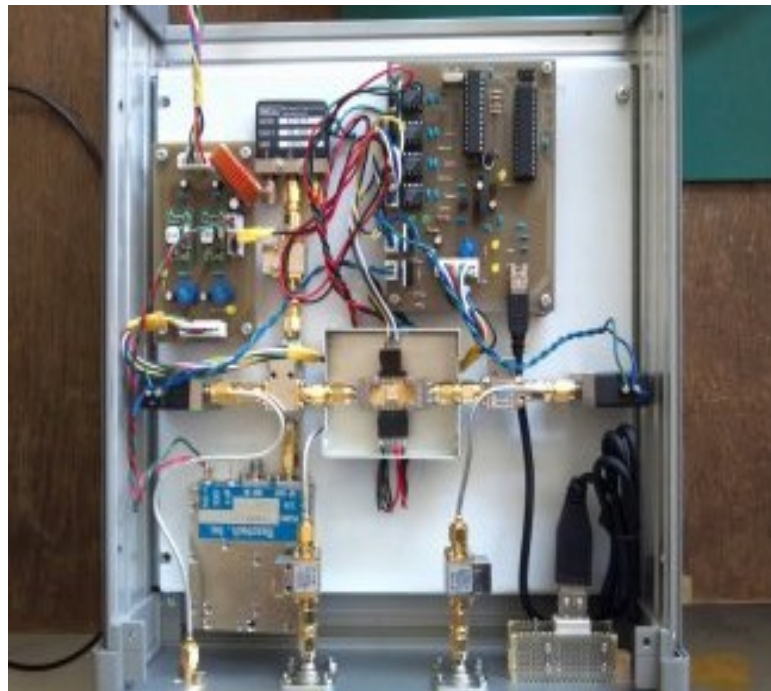


図 5.3 微小変位測定装置:筐体内部の写真 2

5.2 測定器の構成

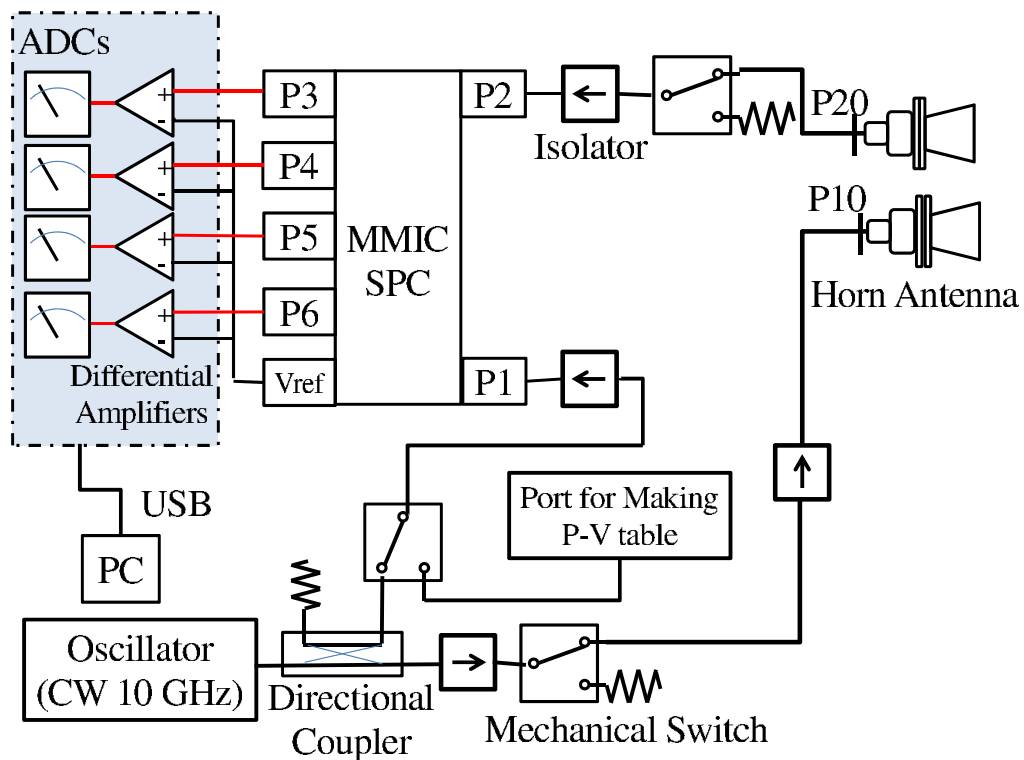


図 5.4 微小変位測定装置の構成

微小変位測定装置の構成を図 5.4 に示す。第 4 章で述べた構成を基本とした作りである。アバゴテクノロジー株式会社の技術者により SPC とダイオードディテクタが一体化された MMIC (6~18 GHz 対応) をコアとして、基準ポート電力測定用スイッチ、小型発振器、アイソレータなどの高周波部品が搭載されている。

MMIC 化された SPC(MMIC-SPC) のダイオードディテクタによって直流電圧となった出力は、差動増幅アンプで増幅され、AD コンバータによってデジタル信号に変換される。PC 上では自作した専用のソフトウェアによって、AD コンバータや機械スイッチなどの制御、取得した電圧からシステムパラメータの同定や変位の計算を行っている。

5.3 MMIC6 ポートコリレータ

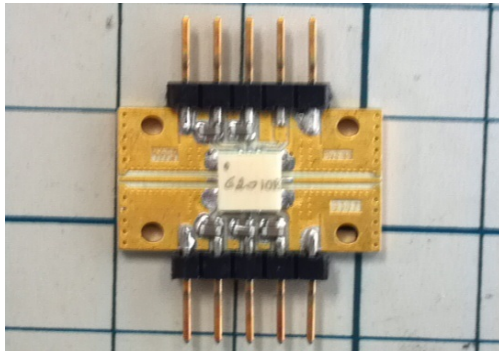


図 5.5 MMIC-SPC 本体 (AMMP-1010 Version 1.2)

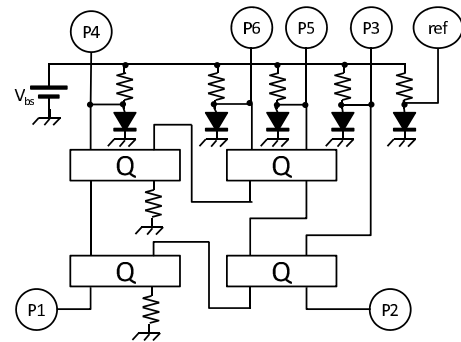


図 5.6 MMIC-SPC の内部構造

表 5.1 MMIC-SPC の仕様 (AMMP1010 Version 1.2)

パラメータ	値
対応周波数	6 ~ 18 GHz
周波数平坦度	±2 dB
最高検出電力	+20 dBm
ダイナミックレンジ	30 dB
高周波ポートリターンロス	10 dB
ディテクタバイアス電圧	5 V
消費電流	8 mA

MMIC-SPC の外観と構造を図 5.5, 5.6 に, 仕様を表 5.1 に示す. MMIC-SPC は 4 つの 90° ハイブリッドと, 温度補償用を加えた 5 つのダイオードディテクタから構成されている. P1 と P2 に入力された電力波は, これら 4 つの 90° ハイブリッドによって合成されて, ダイオードディテクタによって直流電圧として P3 ~ P6 に出力される. このとき各ポート出力は複素振幅比に関するそれぞれ異なる情報を持っているため, 最終的に数値処理することで複素振幅比が求められる. また温度補償用のダイオードディテクタにより, 各ポートの出力との差分を取ることでディテクタの温度特性の補償を行うことが可能である.

5.4 小型発振器



図 5.7 使用した小型発振器

表 5.2 小型発振器の仕様 (Resotech 社サイトより)

パラメータ	値
周波数	10 GHz
出力レベル	12 dB min.
出力レベル精度 (0 ~ 60 度)	±0.6 dBm max.
出力レベル精度 (-30 ~ 70 度)	+1.3/-1.0 dBm max.
位相雑音	-110 dBc/Hz @100 kHz
スプリアス	-80 dBc
電源電圧	+15±1 or +12±1 V
消費電流	75 mA

Resotech 社の小型発振器 (PLDRO-10000IO) を使用した。外観を図 5.7, 仕様を表 5.2 に示す。電源に電圧を印加することにより連続的に信号を出力し続ける仕様である。動作中は高温となるため、発振器と接触しているケース内の金属板が放熱板として働くので、測定中は測定装置内部の温度は実験環境周辺よりも高温である。特に実験中はこの温度上昇によるドリフトの影響があるため、測定装置の電源を投下後、温度が均一になるまで待機させた方が良い。

また小型発振器の周波数特性をスペクトルアナライザ (Agilent, E4440A) で測定した結果を図 5.8 示す。基準波の 10 GHz で約 15 dBm 出力されている以外に 20 GHz で約 -18 dBm の高調波成分が出力されていることを確認した。MMIC-SPC の P1 に入力される信号は方向性結合器によって発振器出力を 20 dB 落としているため、20 GHz の高調波成分はノイズレベルとみなし、フィルタなどを通さずに使用することにした。また P2

に入力される信号も空間中や測定対象物による減衰があるため，同じようにそのまま入力させることにした．

図 5.9 は 10 GHz の信号成分周辺を拡大した周波数特性である．中心周波数は 10 GHz から約 48 kHz シフトし，帯域幅は約 29 kHz であった．プログラム上で周波数を 10 GHz として変位を求める場合，1 mm の変位当たり約 4.7 nm の誤差が生じることになる．

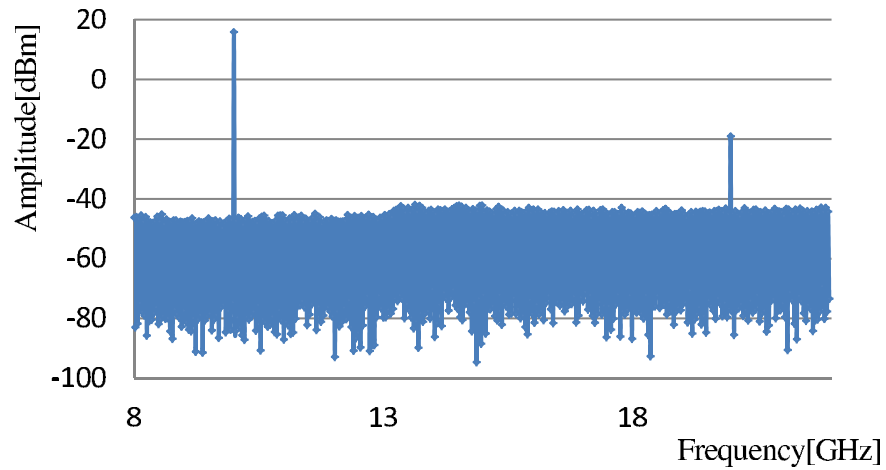


図 5.8 小型発信器の周波数特性

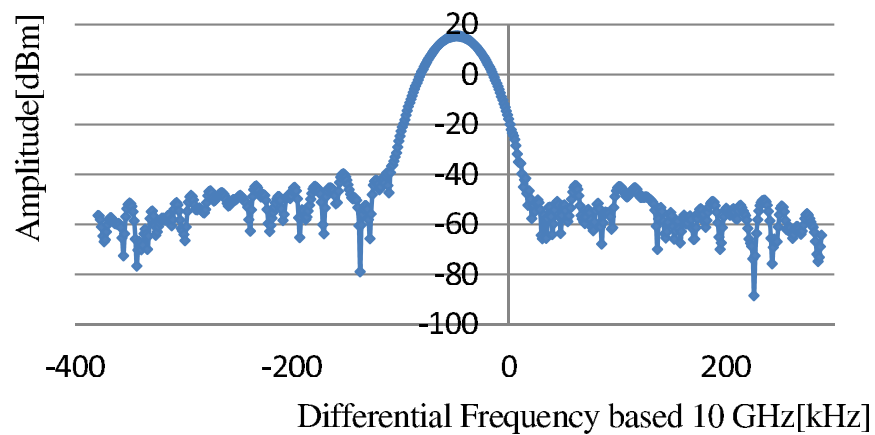


図 5.9 10 GHz 周辺の周波数特性

5.5 アンテナ

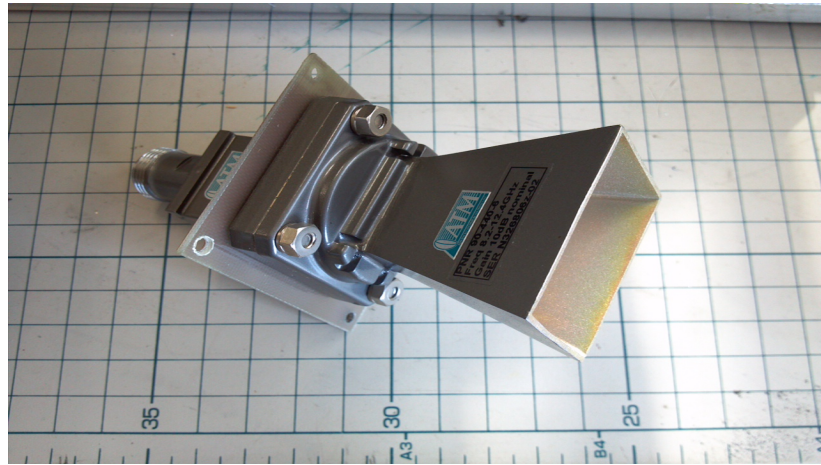


図 5.10 使用したホーンアンテナ

表 5.3 アンテナの仕様 (ATM 社サイトより)

パラメータ	値
周波数	8.2 ~ 12.4 GHz
ゲイン	10 dB
3 dB ビーム幅 E 面	48.5°
3 dB ビーム幅 H 面	47.4°
開口面 幅	1.58 In
回構面 高さ	1.15 In
ホーン長さ	2.01 In

試作器に使用したアンテナは、Advanced Technical Materials 社のゲインホーンアンテナ WR-90 及び、同軸-N 型コネクタ変換を使用した。図 5.10 に測定に使用したホーンアンテナの写真、表 5.3 に仕様を示す。測定に使用する際、アンテナの送受信間距離は放射電界のパターンが距離によって変化しないフラウンホーファ領域（遠方領域）内であることが好ましい。フラウンホーファ領域と送受信間距離によって放射電界のパターンが変化するフレネル領域（近傍領域）の境界を決める式は以下のように示される。

$$R = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (5.1)$$

ただし R はアンテナ開口面の中心からの距離、 D はアンテナ開口面の実効的な最大寸法である。使用したアンテナは $D=40.1 \text{ mm}(1.58 \text{ In})$ なので、 $R=107.4 \text{ mm}$ である。実際の測定では送信アンテナ-測定対象物-受信アンテナ間距離をこの距離より大きくして測定しなければならない。

5.6 AD変換回路，制御回路

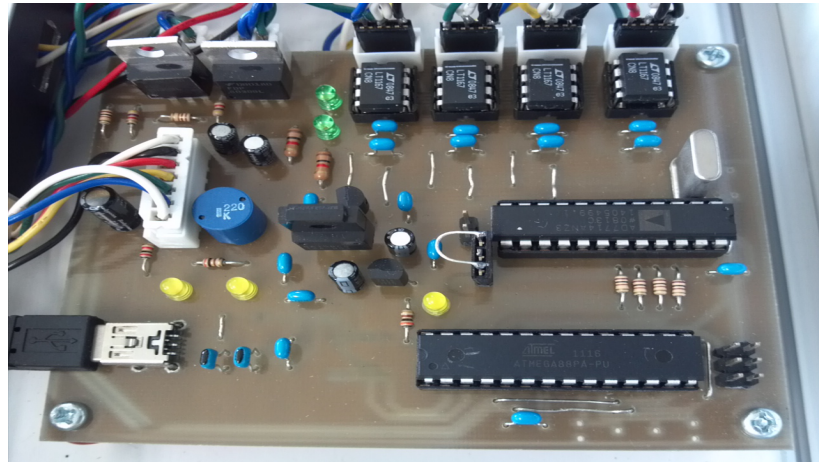


図 5.11 AD変換回路，制御回路の基板

製作した AD 変換回路，制御回路基板の写真を図 5.11 に示す．この基板には MMIC-SPC から出力される直流電圧を信号処理するために OP アンプ (LT1167)，ADC(AD7714)，マイコン (Atmega88A) や，機械スイッチの切り替えを行うためのトランジスタが実装されている．

AD7714 は 24bit 分解能の $\Delta - \Sigma$ 型 ADC である．最大 6ch 入力が可能であるため，ワンチップで MMIC-SPC の出力を処理することが可能である．IC ソケットを使用することで取り外し可能な DIP 型であるため，故障時の取り換えが容易である．またプログラマブル ADC であるため，AD 変換速度を ~ 1 kHz までの範囲で可変できる．そのため測定精度を重視するか，サンプリング数を多くするかの測定のニーズに応じてトレードオフにユーザーが自在に設定を変更することができる．

マイコンは PC からシリアル通信 (USART) を通してコマンドを受け付け，AD 変換を開始し，測定値を PC に返す働きの外，機械スイッチの切り替えに用いるトランジスタにデジタル信号を出力する働きを持っている．

5.7 ソフトウェア

測定用のソフトウェアを Visual C# .net 2010 で開発した。このソフトは 2013 年 1 月現在で開発途中であり、複素振幅比（振幅比，位相差）はリアルタイムに表示，csv 形式でファイル保存が可能である。変位の導出は現在のところ未実装で，測定後に csv ファイル内のデータから計算して求めている。

図 5.12~5.16 は開発したソフトウェアのユーザーインターフェイスである。ソフトウェア名は「MDSmeasure」である。ソフト起動時に図 5.12 が開き，システムパラメータ，電圧-電力変換テーブル，COM ポートの参照先を指定することができる。セッティングフォームの OK ボタンを押すことでメインフォームに切り替わる。再度，設定を変更したい場合にはメインフォーム上の設定タブから，システムパラメータの設定もしくは，接続先ポート設定よりセッティングフォームを開くことが可能である。また設定タブ内には第 6 章で述べる図 5.14 の電圧-電力変換テーブルの作成，図 5.16 のシステムパラメータの計算を実行するツールがある。

メインフォームのグラフ上には測定された振幅比と位相差が表示されるようになっている。自動ステージの連動はシグマ光機社製 1 軸自動ステージ (SGSP20-35) と同期しており，指定したステップ幅でステージが動くようになっている。連動させた場合，ソフトウェアではステージが移動した毎に測定装置からデータを受けとり，グラフ上に反映させている。

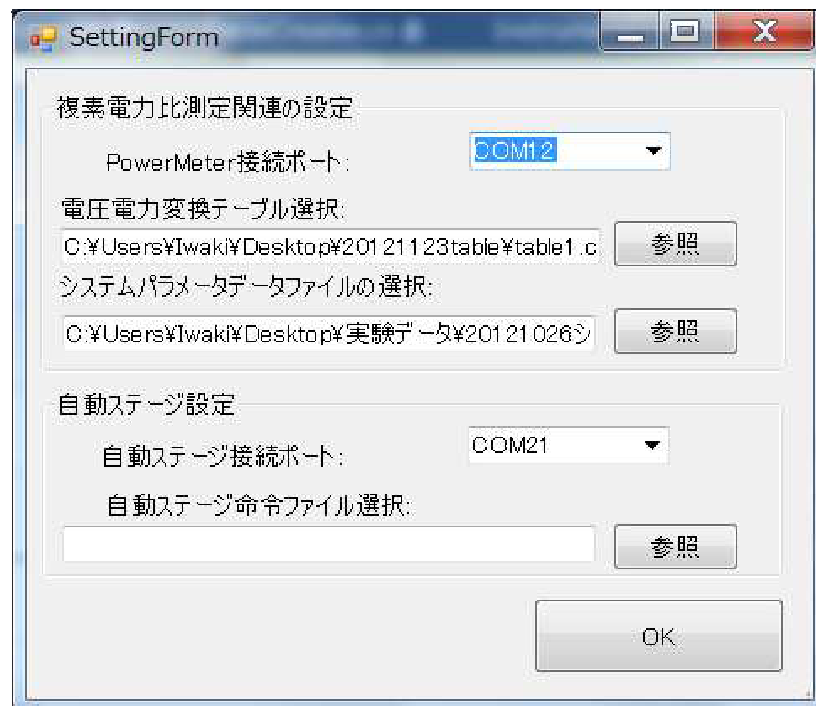


図 5.12 セッティングフォーム

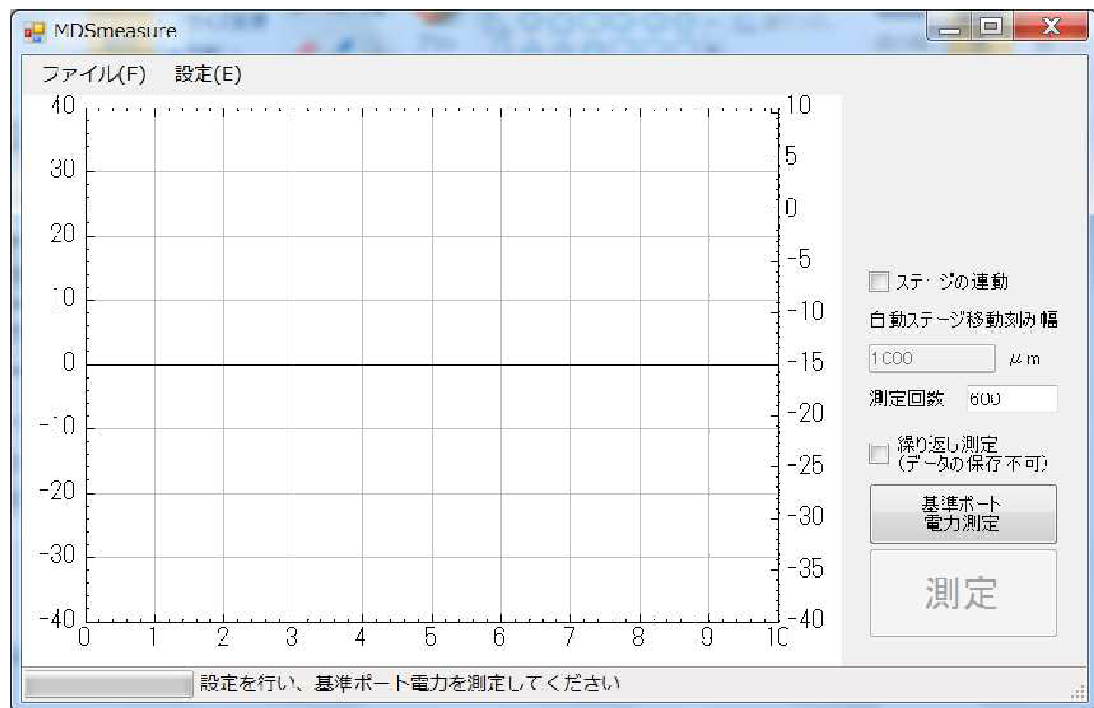


図 5.13 メインフォーム



図 5.14 テーブル作成用フォーム

PowerMeasure

PortPower 接続ポート: COM12

測定繰り返し回数: 5

保存ファイル名(*.csv):
C:\Users\Iwaki\Desktop\20121118sys\ 参照

電圧電力変換テーブルファイル:
C:\Users\Iwaki\Desktop\20121123table 参照

ポート電力測定 基準電力測定

測定状況: OK

図 5.15 ポート電力測定用フォーム

SysPaeaCalculatorForm

標準器Sパラメータファイル(.s2p.csv)

追加 クリア

標準器ポート電力ファイル(.csv)

追加 クリア

終端ポート電力ファイル(.csv) 参照

基準ポート電力ファイル(.csv) 参照

システムパラメータの保存先(.csv) 参照

正規化ポート 4

システムパラメータの計算 OK

図 5.16 システムパラメータ計算用フォーム

5.8 測定ステージ

図 5.17 はアンテナと測定対象物との距離を変える為に使用したステージである。土台となる大きなステージは MERCURY MOTOR 社製のステッピングモータ (ST-42BYG0506H) と自作のコントローラで 35 mm 単位で測定対象物を移動させることができる。一方小型のシグマ光機社製自動ステージは最大の移動範囲が 35 mm しかないが、最小単位移動量は $1 \mu\text{m}$ である。この 2 つのステージを用いることで最小で数 μm の単位移動量を精度よく実現しつつ、アンテナ、測定対象物間の距離を 150 ~ 最大 400 mm 程度と大きいダイナミックレンジで実験を行える。



図 5.17 測定用ステージの写真

第 6 章

測定の流れ

6.1 電圧-電力変換テーブルの作成

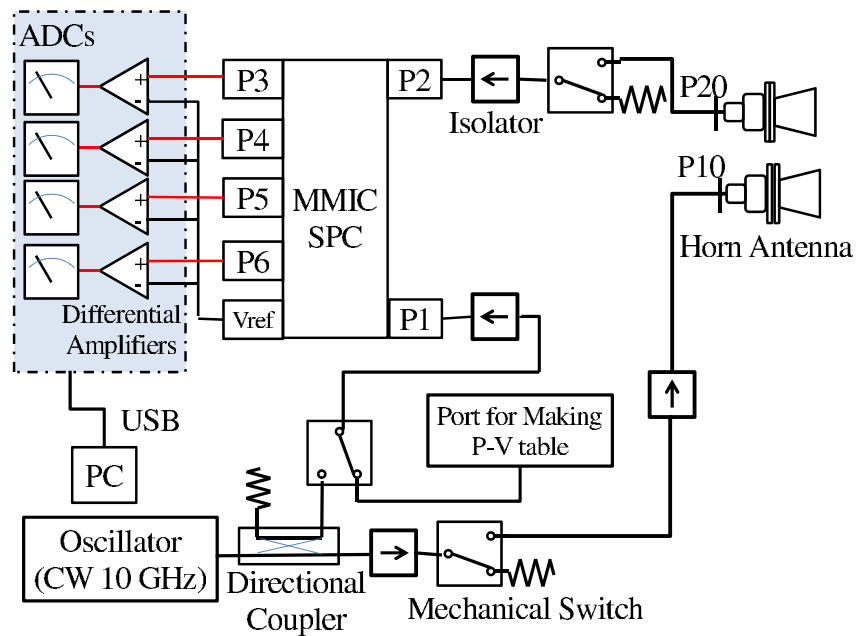


図 6.1 電圧-電力変換テーブル作成時の結線

ソフトウェア上で MMIC-SPC の各ポート出力からの電圧を電力に変換するために、電圧-電力変換テーブルを作成しなければならない。電圧-電力変換テーブルを作成する為には、MMIC-SPC の入力ポートに電力値が既知である信号を入力した時に出力電圧を測定し、その対照表を作成する必要がある。そのため出力レベルが一定であるシステム内部の小型発振器は利用できないため、システムの結線を図 6.1 のように MMIC-SPC の P1 側にある機械スイッチを切り替えて、テーブル作成用ポートに接続し、外部発振器（例：Agilent E8257D）を接続する。テーブル作成用ポートは筐体側面のパネルに 3.5 mm コネクタとして取り付けられている。なお、自作ソフトウェアでは Agilent E8257D でテー

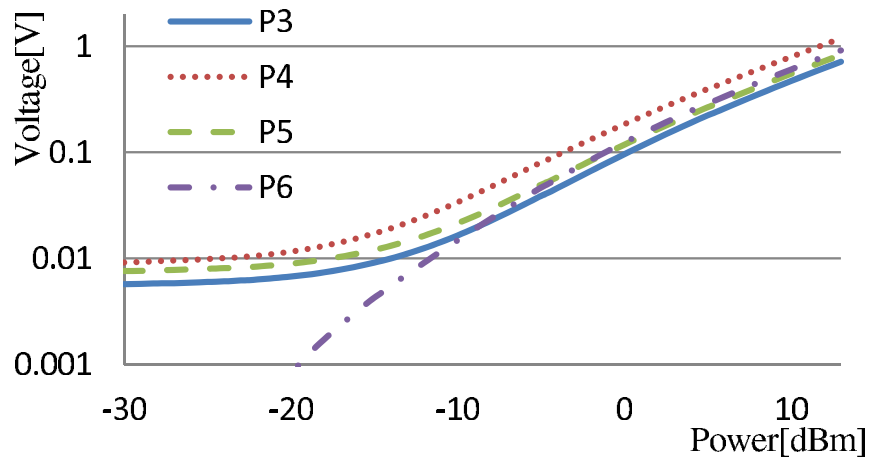


図 6.2 電圧-電力変換テーブルの例

ブル作成を前提としているため、D-sub コネクタケーブルの接続と COM ポート指定ができていれば簡単に測定できる。図 6.2 は電圧-電力変換テーブルをグラフ化した一例である。MMIC-SPC や、その他のアナログ回路はドリフトの影響があるため、装置起動直後と、しばらく時間が経過した後では同じ大きさの電力を入力したとしても出力電圧が異なり、テーブル作成結果も異なってしまう。そのため電圧-電力変換テーブルを作成するときには装置を起動後、筐体内部の温度が十分に安定した後に測定する必要がある。

入力する電力の大きさの刻み幅は離散であるため、各出力ポートの電圧値も離散でしか取得できない。そのため実際の測定で得られる電圧値は通常、テーブル上の値とは一致しないので、線形補間して電力値を算出する。電力値の刻み幅は作成者が任意に決められるが、この刻み幅が小さいほど変位測定時に正確な電力値の算出ができる。

6.2 システムパラメータの同定

求めたいシステムパラメータは 4.2 節で述べたように 3 つの実数システムパラメータ ${}_4T_3, {}_4T_5, {}_4T_6$ と 4 つの複素システムパラメータ t_3, t_4, t_5, t_6 である。 P_{is} を測定するために使用する整合終端器を図 6.3 に示す。あらかじめ既製品の VNA で S パラメータ (S_{21}) を測定しておく必要のある標準器として、5.8 節で述べたステージを用いる。アンテナ-反射板 (アルミ板, 厚さ 2 mm) 間の距離が異なる 3 点で S パラメータ, ポート電力を測定する。なおアンテナ-反射板距離の異なる 3 点は, システムパラメータ同定時の複素平面上の円配置のバランスが良くなるように, 相対的に位相差がそれぞれ 120° 異なるように設定した。(本研究では利用している信号の波長が 3 cm で, また反射板の往復があるため, 5 cm 単位でアンテナ-反射板距離を変えて測定した。)

従来は長さの違う 3 つのスルーを用いて求めていた [7][8] が, 本研究ではこのようにすることで測定に使用するアンテナまでをシステムパラメータでキャリブレーションされるので, より正確なキャリブレーション結果が得られると期待される。

自作のソフトウェアでシステムパラメータを求める為に以下の測定をしたファイルデータが必要である。

- アンテナ-反射板間距離の異なる 3 つのポート電力
- アンテナ-反射板間距離の異なる 3 つの S パラメータ (S_{21})
- P10, P20 に整合終端器を接続した時のポート電力
- 基準ポート電力



図 6.3 システムパラメータ同定時に使用する整合終端器

6.3 複素振幅比の測定

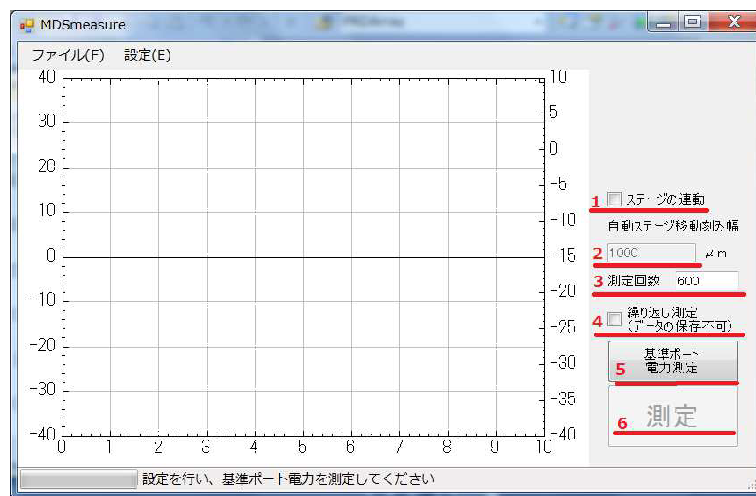


図 6.4 ソフトウェア上での複素振幅比の測定手順

セッティングフォーム上で電圧-電力変換テーブルファイル、システムパラメータのファイルを設定した後、フォーム上で以下の手順で複素振幅比が測定できる。

測定対象物が自動ステージ (SGSP20-35) で変位を制御したい場合、図 6.4 上の 1 のチェックボックスにチェックを入れ、2 の単位移動量、3 のグラフ上に表示したいプロット点数を入力する。

続いて繰り返し測定をするかのチェックをする。ここでチェックを入れなければ 3 で入力した数値分だけ測定して自動的に終了する。チェックを入れた場合は 3 で入力した数値は無視され、無限に測定を繰り返す。なおこのチェックボックスにチェックを入れた場合には測定結果をファイル出力することはできない。

以上の測定条件の入力後、5 の基準ポート電力測定のボタンを押して、基準ポート電力を測定する。測定完了後、再び基準ポート電力を測定した場合は古いデータは上書きされる。

6 の測定ボタンは基準ポート電力を最低一回測定しない限りは、実行できないようになっている。測定ボタンを実行後、設定した測定条件を基に測定を開始し、測定結果をグラフ上にリアルタイムでプロットされる。繰り返し測定を選択していない場合は、3 で入力した数値分だけ測定して終了する。測定後再び測定ボタンを実行することで測定は可能である。繰り返し測定を選択している場合には、測定が永遠に続けられるが、測定ボタンの表示が中止と切り替わっているため、測定を止めたい場合は、中止ボタンを実行することで強制終了できる。

第7章

実験

7.1 微小変位測定

測定対象物として縦 200 mm，横 300 mm，厚さ 2 mm のアルミ板を用い，5.8 節で述べたステージを用いて 100 μm 移動した毎に位相差を測定し，変位を求めた．測定範囲はアンテナ-アルミ板間距離の初期位置を 150 mm とし，360 mm までの全長 210 mm 区間を測定した．なお，精密自動ステージ (SPSG20-35) は可動長が 35 mm なので，35 mm 毎に測定区間を分けて測定した．

図 7.1～7.12 にはそれぞれの測定区間で測定した複素振幅比と変位を示す．全測定区間において，測定された変位量が実際に動かした移動量に沿っていることを確認した．複素振幅比に着目してみると，振幅比が周期的に変動していることが確認された．これは定在波や漏れ込み波によるものと考えられる．

100 μm 毎の変位量に着目してみると，小刻みにノイズが表れていることがよく分かる．これは自作の AD 変換回路の測定精度や，周辺環境から起因する振動でアルミ板が微小に揺れた影響と考えられる．その他に，測定システム全体で主な測定誤差の要因として以下のものが考えられる．

- システムパラメータの同定精度
- アルミ板以外の物体に電波が照射し多重反射した電波を受信した影響
- 送受信アンテナ間の漏れ込み波
- MMIC-SPC 内のダイオードディテクタの温度特性

特に距離が遠くなることで周期的な誤差が大きくなっているが，測定環境周辺にある物体による多重反射の影響と考えられる．次の節でこの誤差についてさらに検証した結果を述べる．

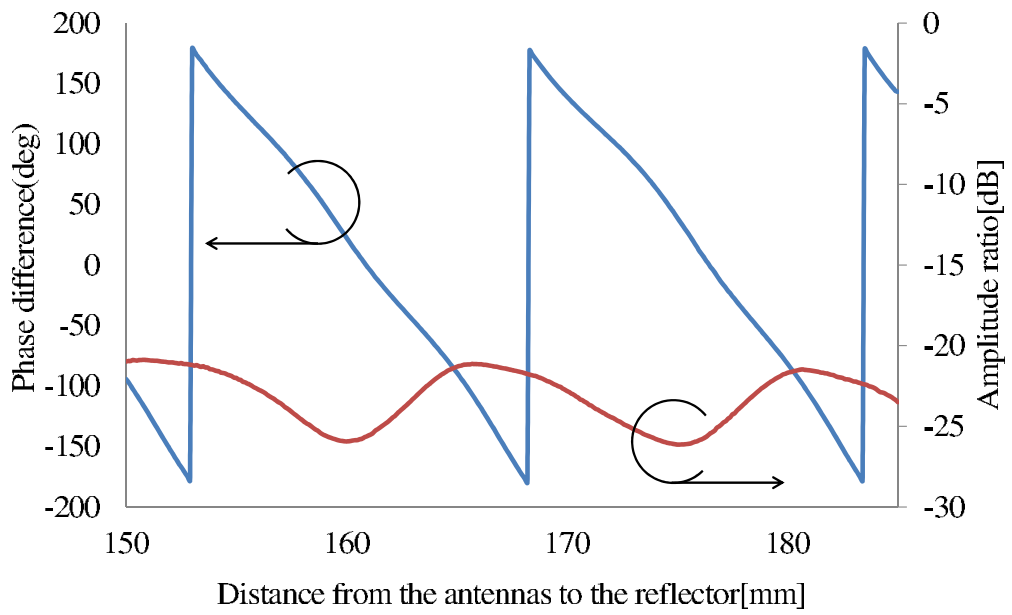


図 7.1 アンテナ-アルミ板間距離 150 ~ 185 mm の振幅比，位相差の測定結果

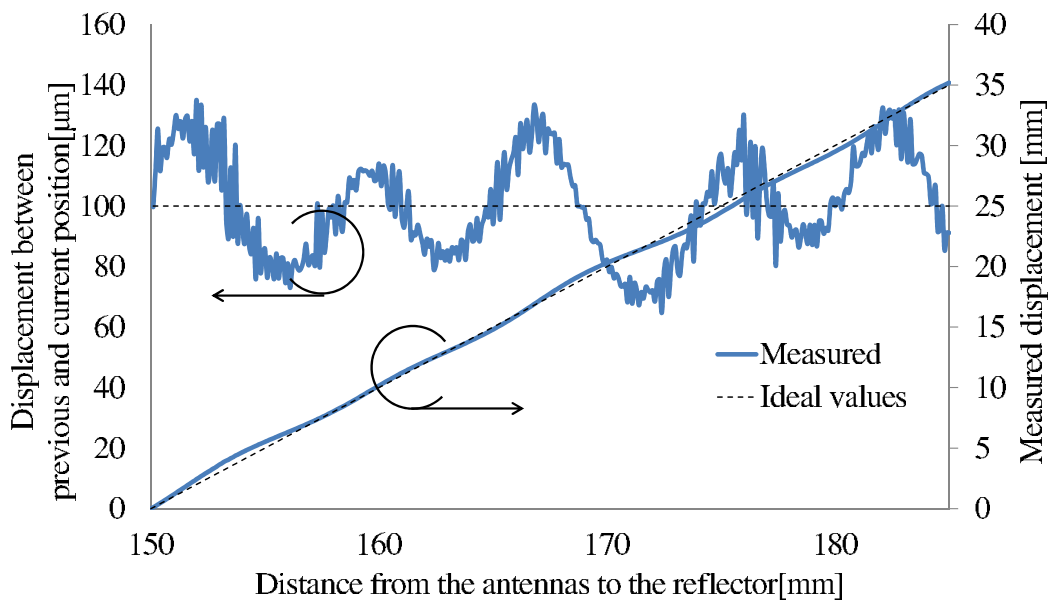


図 7.2 アンテナ-アルミ板間距離 150 ~ 185 mm の変位測定結果

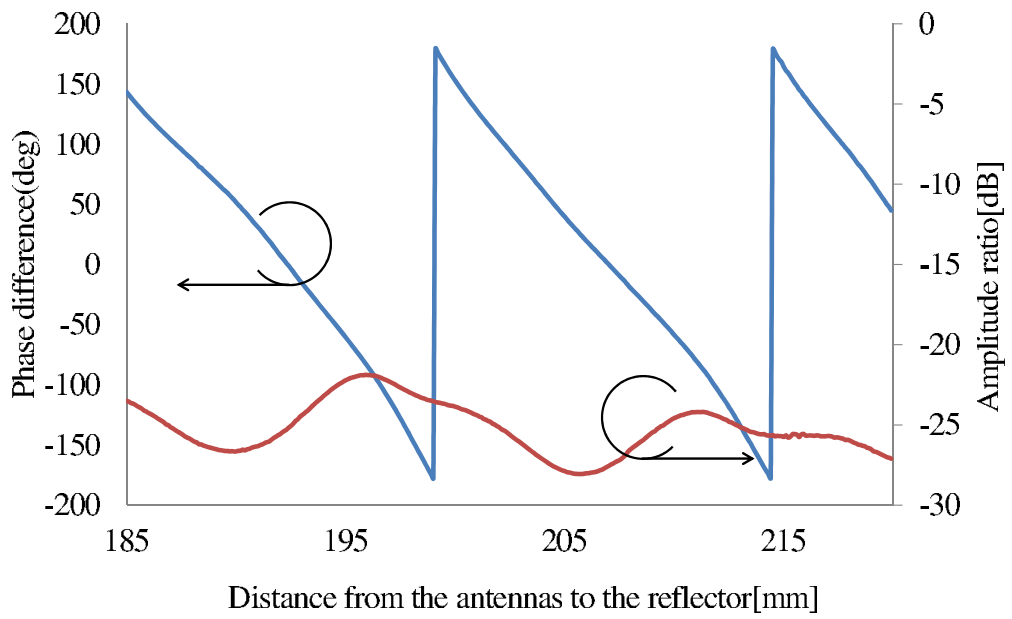


図 7.3 アンテナ-アルミ板間距離 185 ~ 220 mm の振幅比，位相差の測定結果

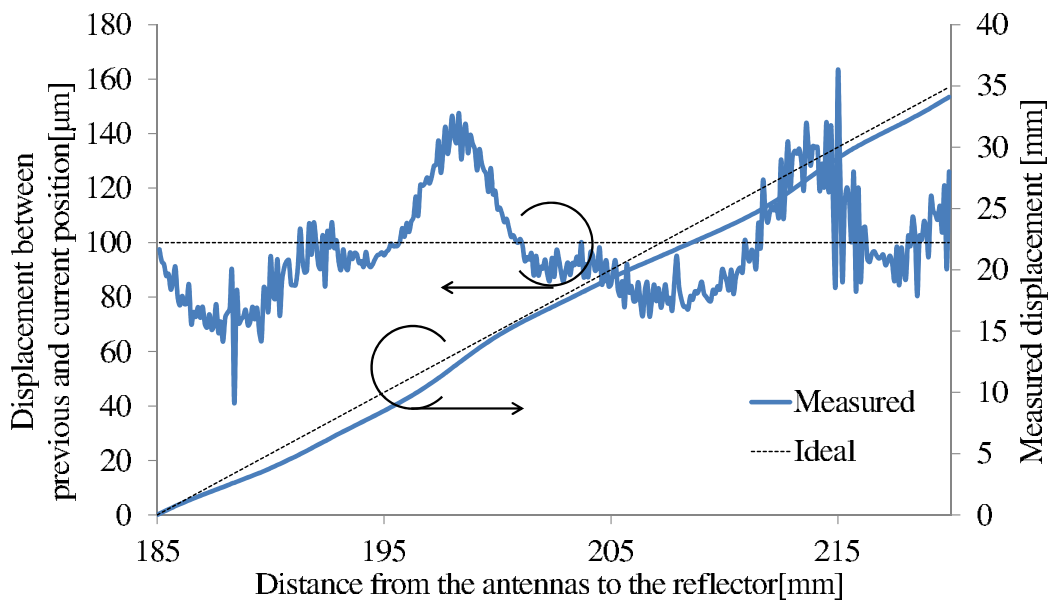


図 7.4 アンテナ-アルミ板間距離 185 ~ 220 mm の変位測定結果

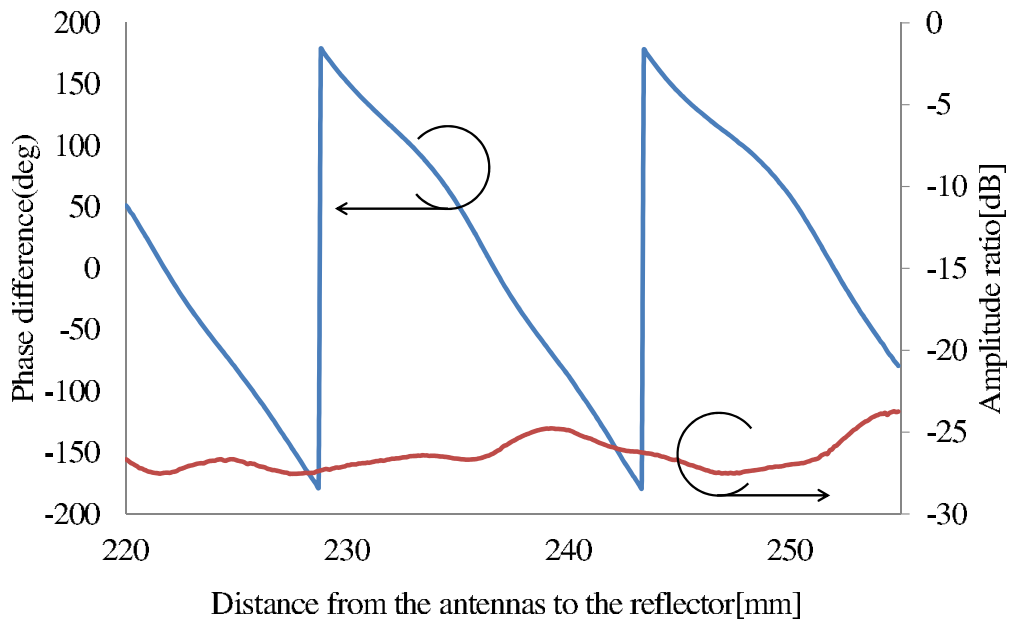


図 7.5 アンテナ-アルミ板間距離 220 ~ 255 mm の振幅比，位相差の測定結果

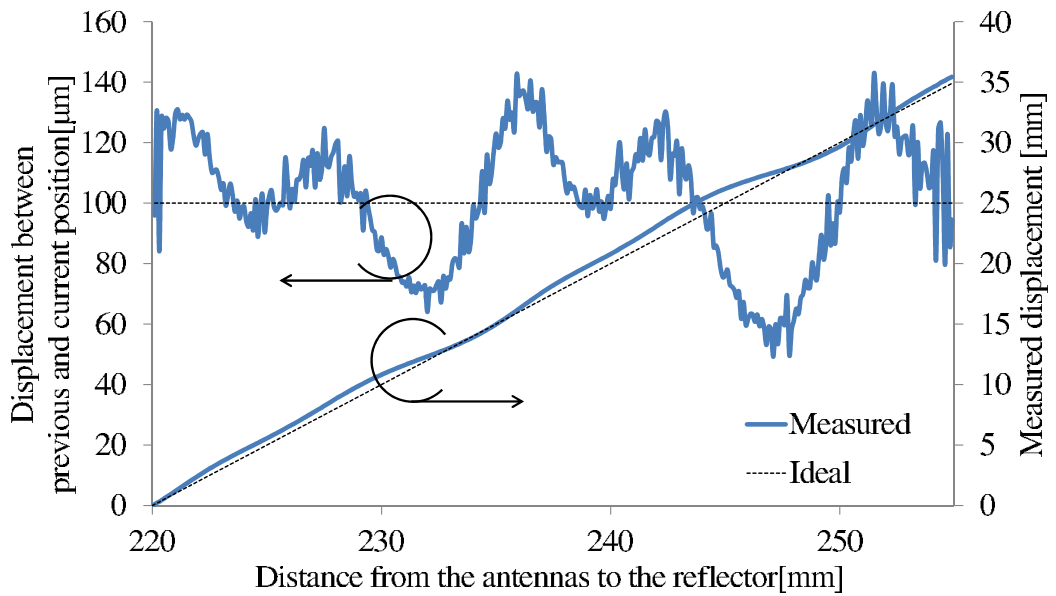


図 7.6 アンテナ-アルミ板間距離 220 ~ 255 mm の変位測定結果

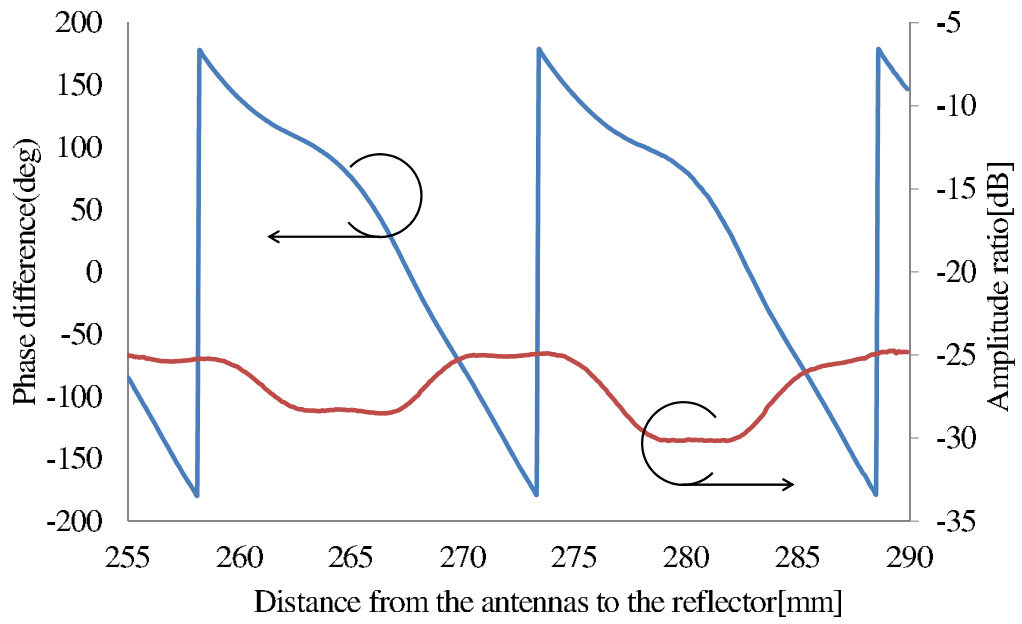


図 7.7 アンテナ-アルミ板間距離 255 ~ 290 mm の振幅比，位相差の測定結果

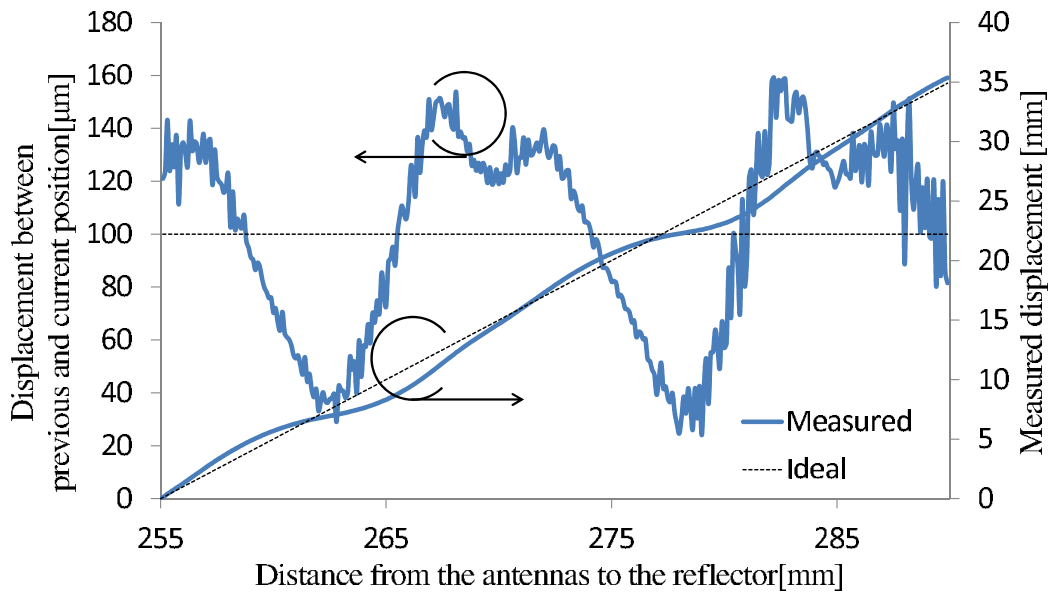


図 7.8 アンテナ-アルミ板間距離 255 ~ 290 mm の変位測定結果

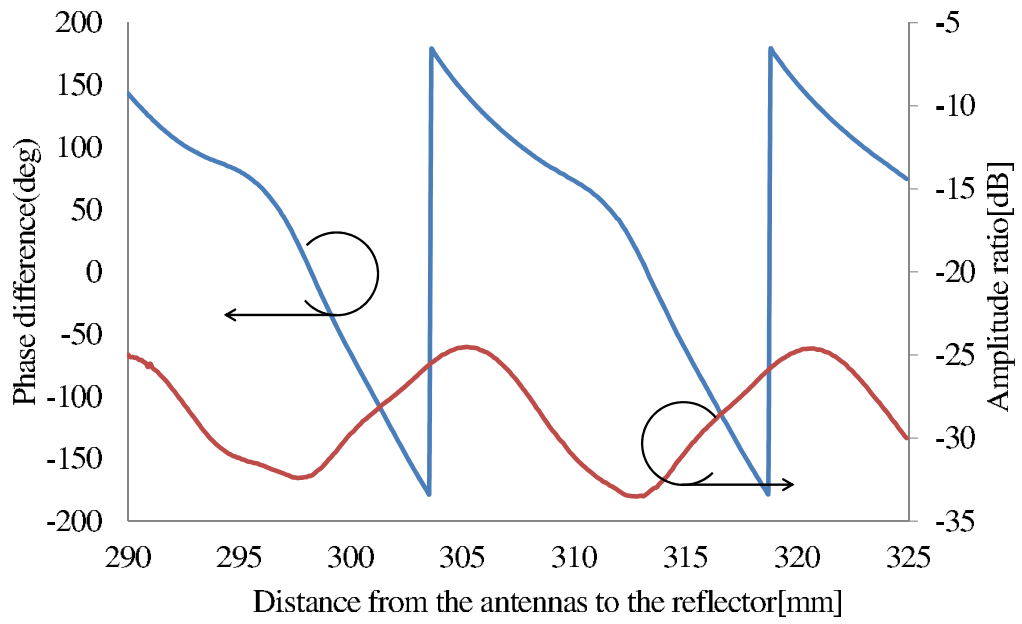


図 7.9 アンテナ-アルミ板間距離 290 ~ 325 mm の振幅比，位相差の測定結果

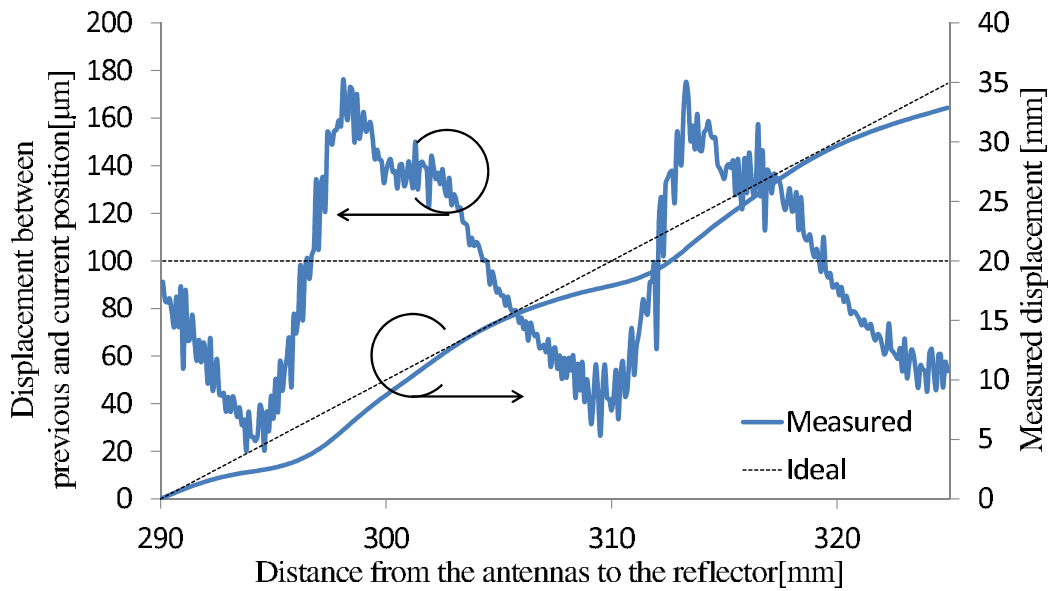


図 7.10 アンテナ-アルミ板間距離 290 ~ 325 mm の変位測定結果

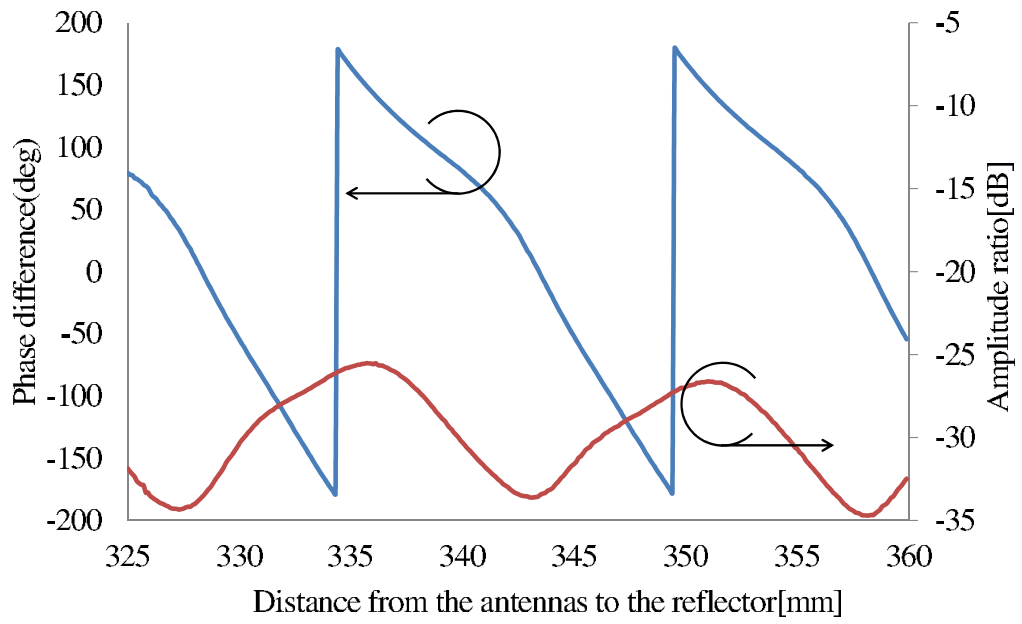


図 7.11 アンテナ-アルミ板間距離 325 ~ 360 mm の振幅比，位相差の測定結果

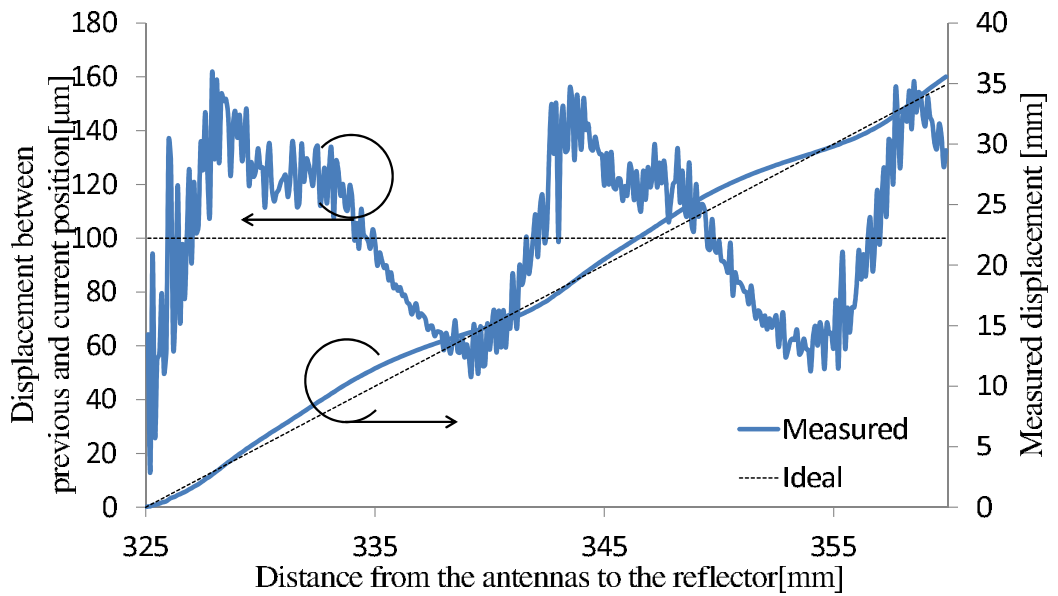


図 7.12 アンテナ-アルミ板間距離 325 ~ 360 mm の変位測定結果

7.2 電波吸収体を配置した時の微小変位測定

測定の誤差要因の一つである測定環境周辺で電波の多重反射に対して、電波吸収体を測定対象物の周辺に配置し、影響を抑えることにした。測定対象物を縦 200mm、横 300 mm、厚さ 2 mm のアルミ板とし、5.8 節で述べたステージを用いて 1 mm 移動した毎に位相差を測定し、変位を求めた。測定範囲はアンテナ-アルミ板間距離の初期位置を 150 mm とし、360 mm までの全長 210 mm 区間を測定した。なお、精密自動ステージ (SPSG20-35) は可動長が 35 mm なので、測定結果は 35 mm 毎に図に示す。

図 7.13~7.24 に複素振幅比と変位の測定結果を示す。アンテナ-アルミ板間の距離が近い範囲では、電波吸収体を置かない結果とほとんど差は無かったが、距離が遠い範囲においては、元々の誤差が最大で $\pm 80\%$ ほどあったのに対して、電波吸収体を置くことで最大で $\pm 50\%$ の範囲以内に抑えることができた。これは測定対象物以外の物体に照射して多重反射した電波が抑えられたからである。試作した装置に使用しているホーンアンテナは指向性が低いため、より指向性の高いアンテナを使用することで測定対象物だけに電波を照射でき、電波吸収体を使用しなくても測定精度が改善できると考えられる。

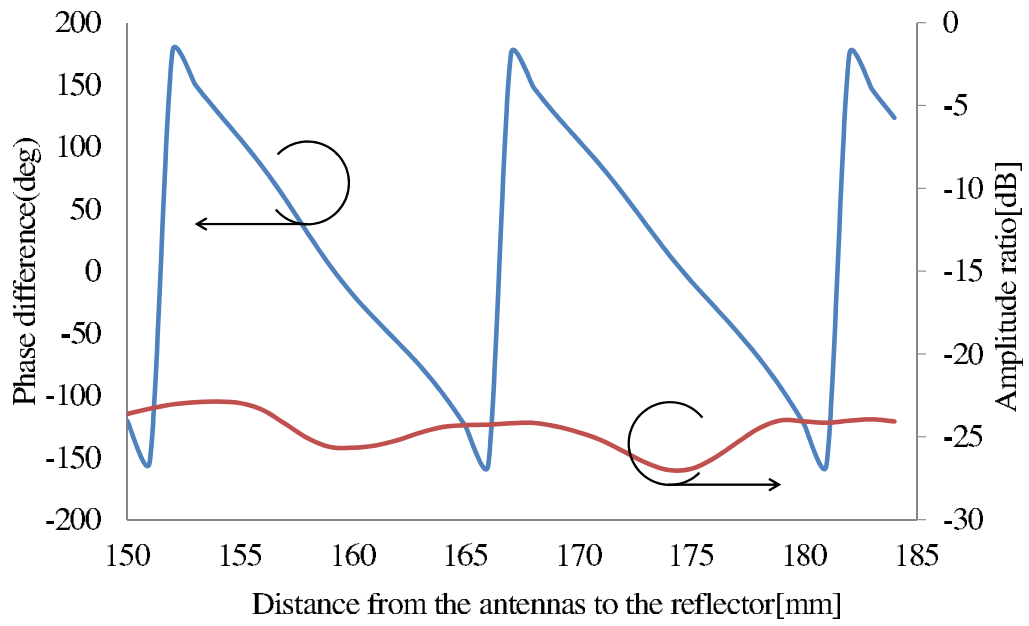


図 7.13 アンテナ-アルミ板間距離 150 ~ 185 mm の振幅比，位相差の測定結果 (単位変位量 1 mm)

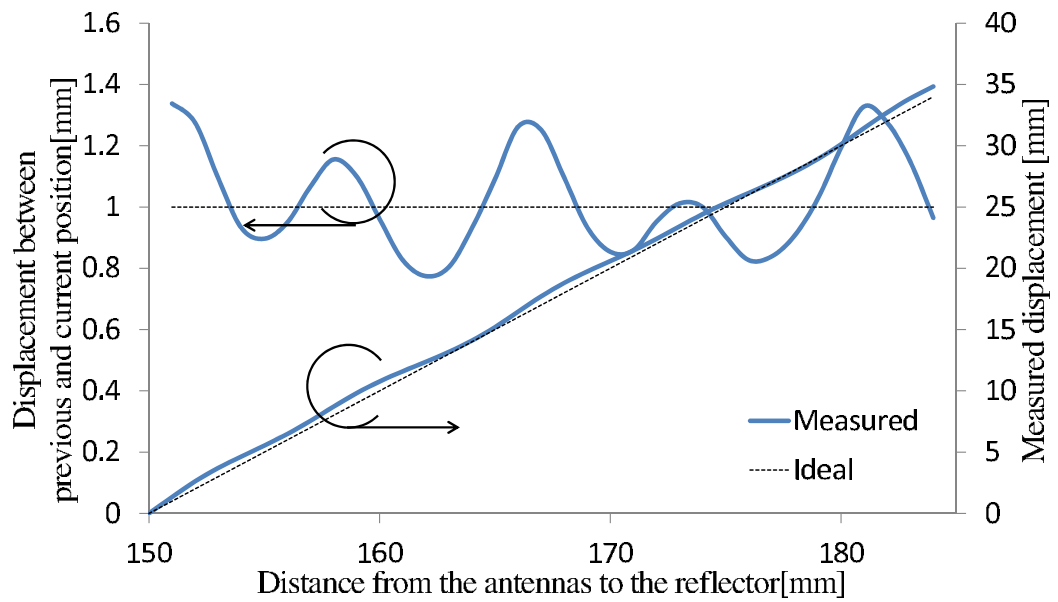


図 7.14 アンテナ-アルミ板間距離 150 ~ 185 mm の変位測定結果 (単位変位量 1 mm)

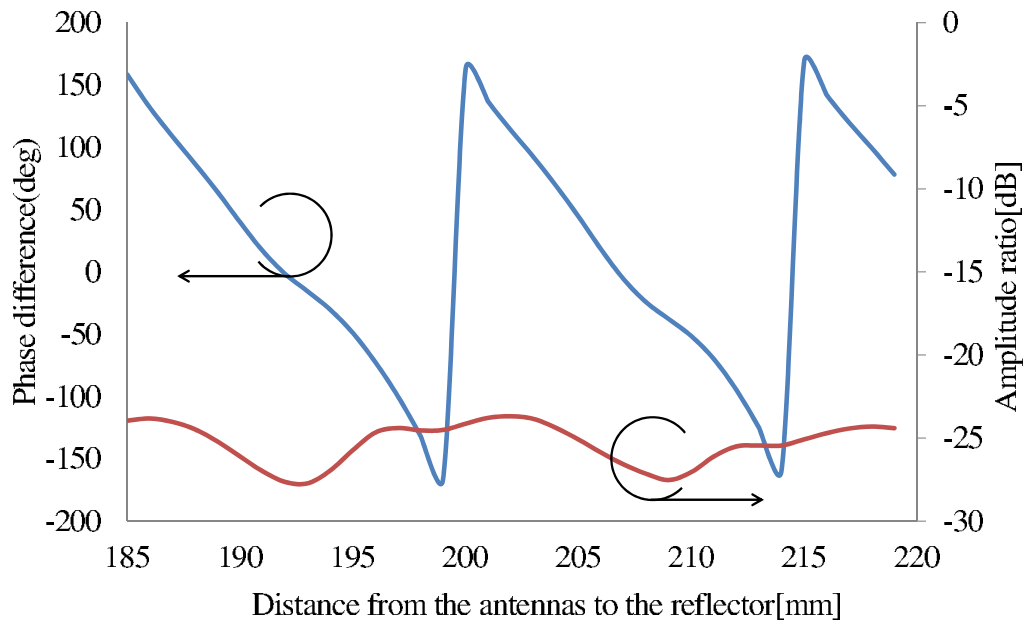


図 7.15 アンテナ-アルミ板間距離 185 ~ 220 mm の振幅比，位相差の測定結果（単位変位量 1 mm）

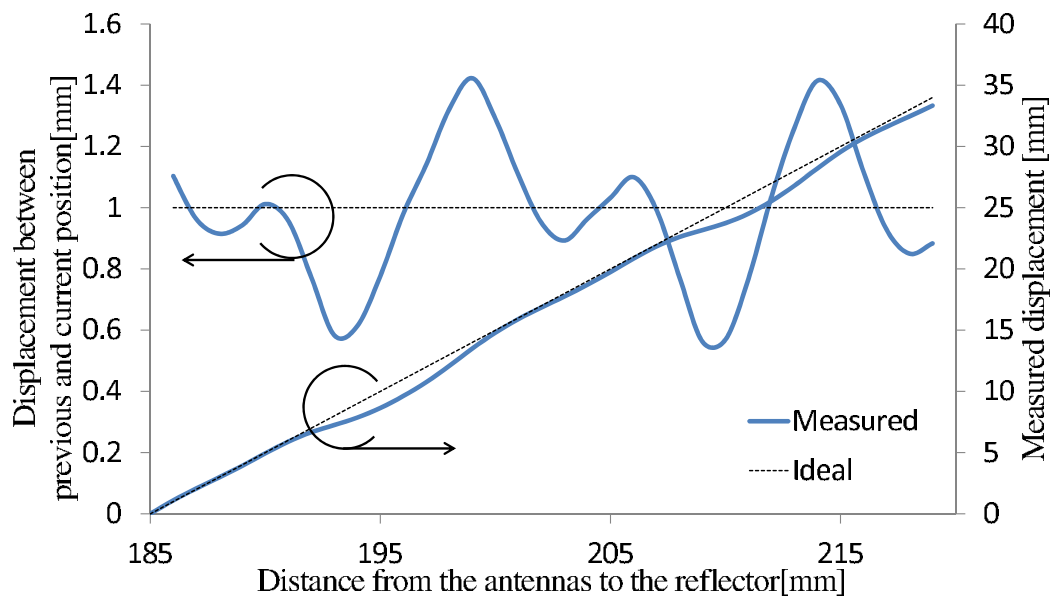


図 7.16 アンテナ-アルミ板間距離 185 ~ 220 mm の変位測定結果（単位変位量 1 mm）

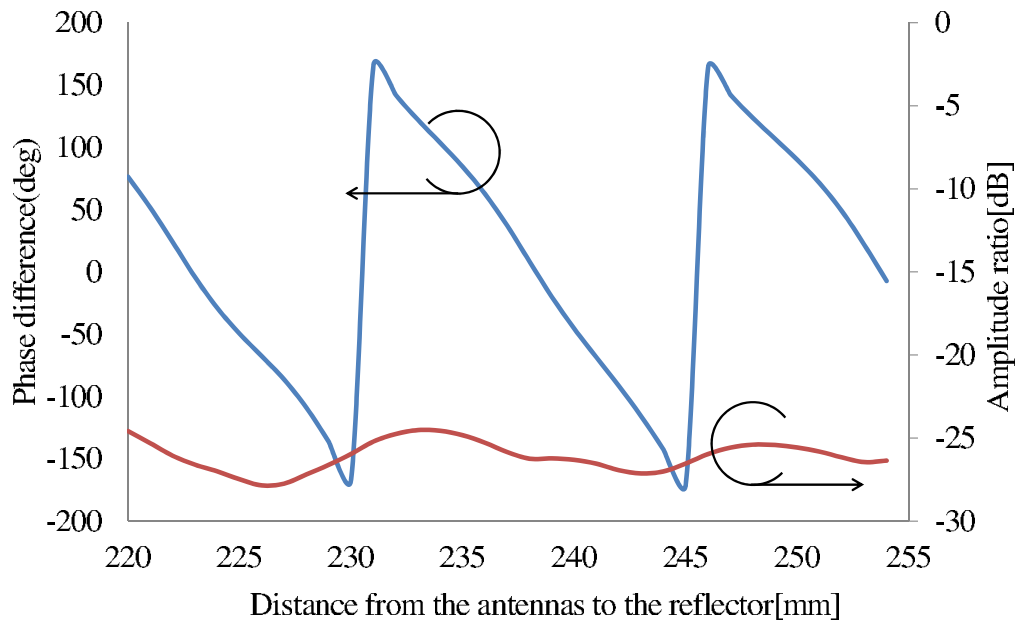


図 7.17 アンテナ-アルミ板間距離 220 ~ 255 mm の振幅比，位相差の測定結果（単位変位量 1 mm）

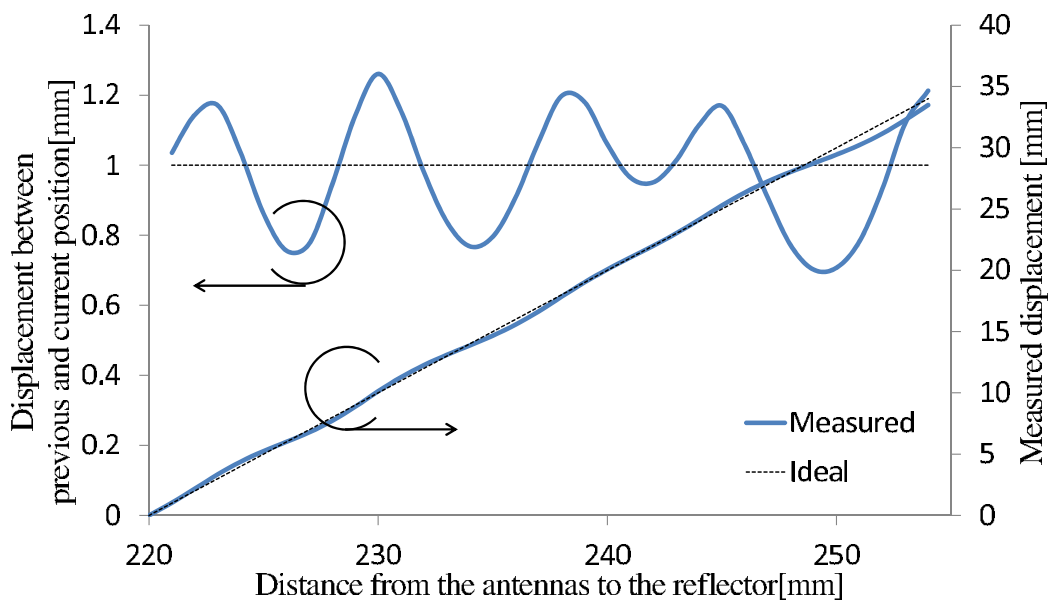


図 7.18 アンテナ-アルミ板間距離 220 ~ 255 mm の変位測定結果（単位変位量 1 mm）

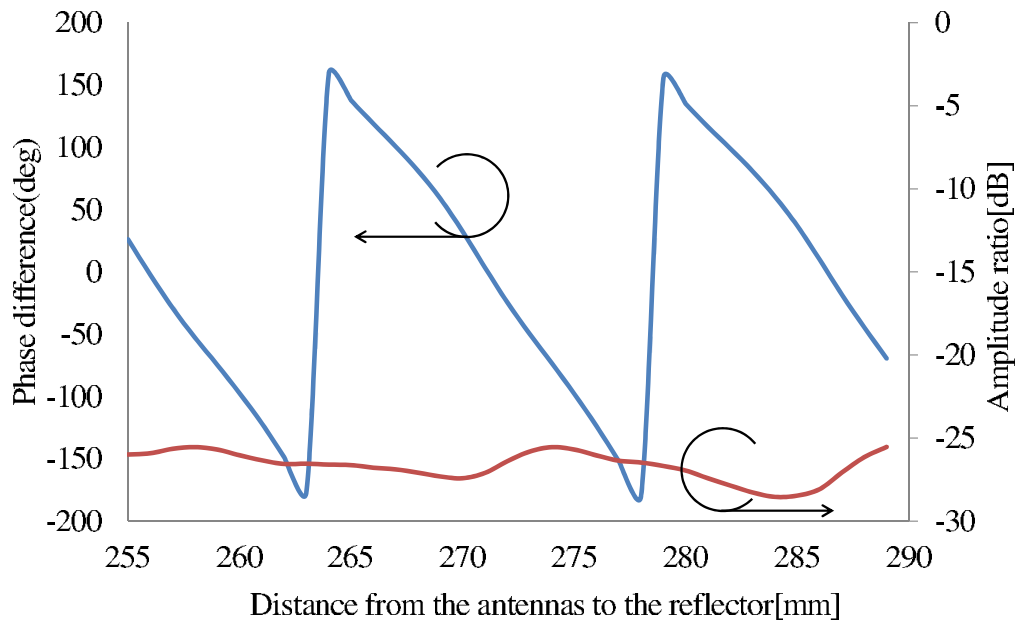


図 7.19 アンテナ-アルミ板間距離 255 ~ 290 mm の振幅比，位相差の測定結果（単位変位量 1 mm）

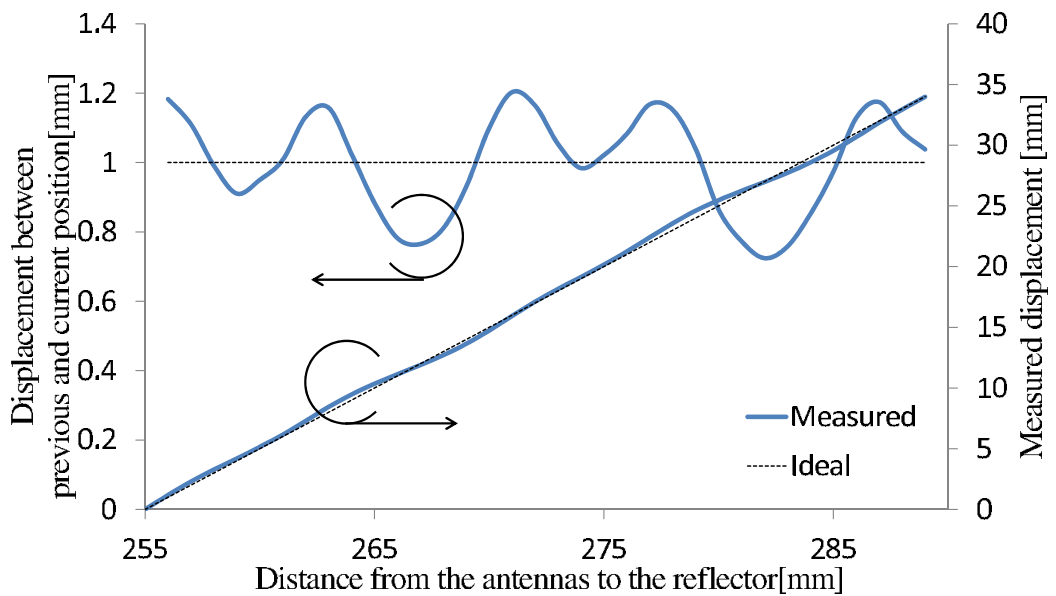


図 7.20 アンテナ-アルミ板間距離 255 ~ 290 mm の変位測定結果（単位変位量 1 mm）

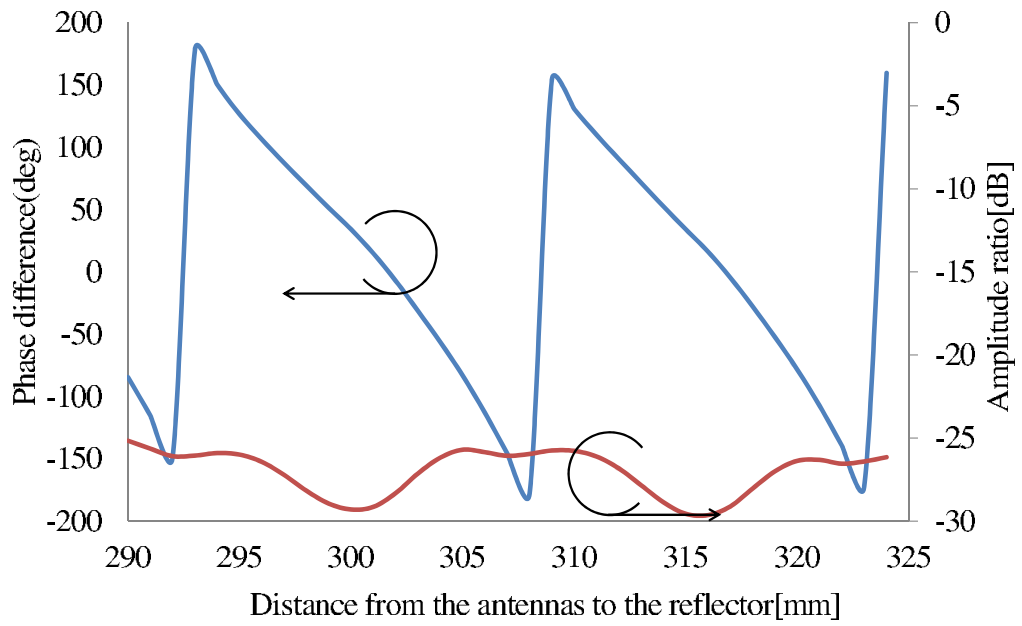


図 7.21 アンテナ-アルミ板間距離 290 ~ 325 mm の振幅比，位相差の測定結果（単位変位量 1 mm）

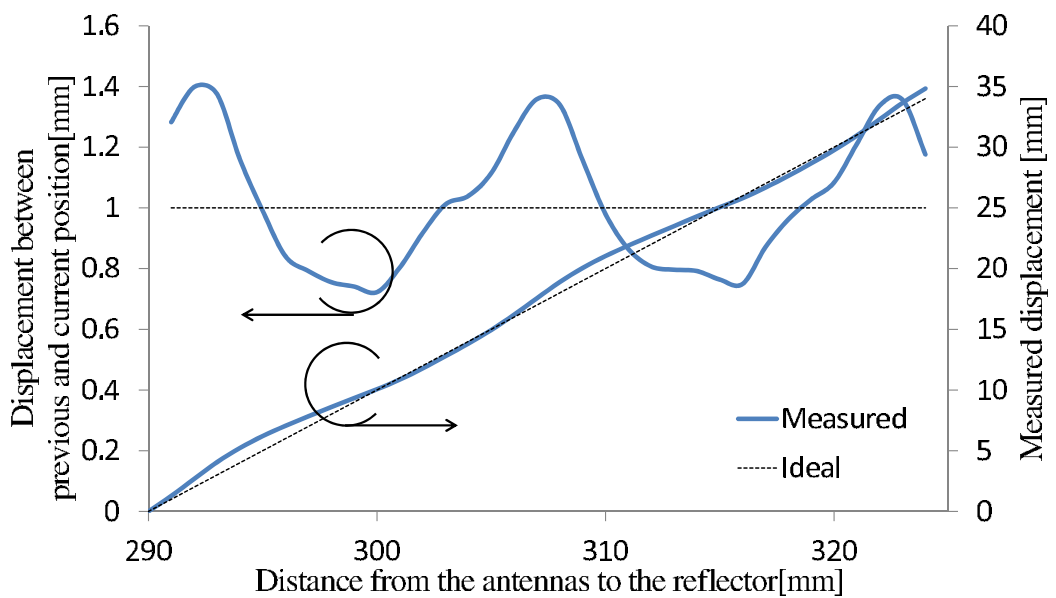


図 7.22 アンテナ-アルミ板間距離 290 ~ 325 mm の変位測定結果（単位変位量 1 mm）

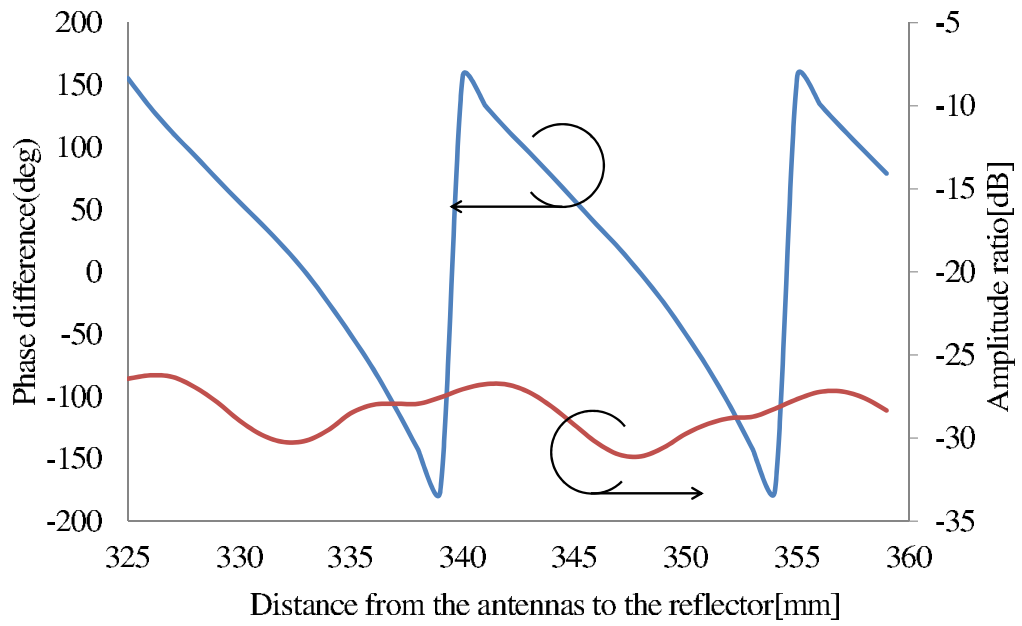


図 7.23 アンテナ-アルミ板間距離 325 ~ 360 mm の振幅比，位相差の測定結果（単位変位量 1 mm）

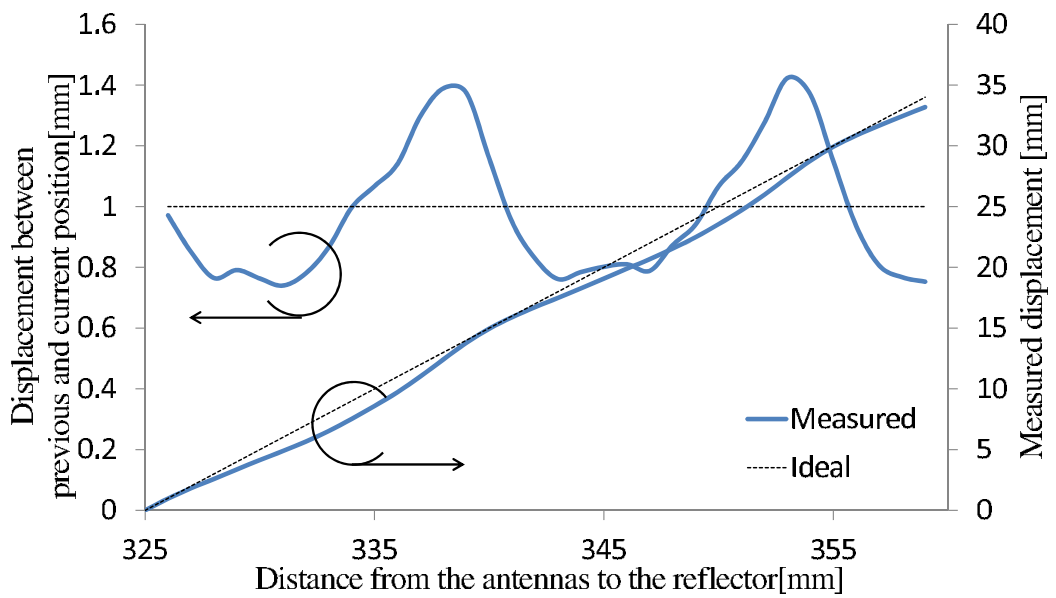


図 7.24 アンテナ-アルミ板間距離 325 ~ 360 mm の変位測定結果（単位変位量 1 mm）

7.3 漏れ込み波を打ち消すための機構と測定

誤差要因の一つである送受信アンテナ間の漏れ込み波を打ち消すために、図 7.25 に示す機構を導入し、構築した。Waka 社製のフェイズシフター (03X0488) と可変減衰器を用いて、漏れ込み波と逆位相で出力レベルの同じ信号を作り出している。その信号と漏れ込み波をパワー Divider で合成し、漏れ込み波を相殺する。漏れ込み波を打ち消す機構を用いた測定手順を以下に示す。

1. 測定対象物を取り外し、アンテナの前 (30 cm 程度) に電波吸収体を配置する。
2. 可変減衰器を適当な値 (できれば漏れ込み波と同出力レベル) に設定する。
3. 自作のソフトウェアで測定しながらフェイズシフターの遅延量を変化させる。
4. 振幅比が極小となる遅延量を見つける。
5. 測定前に設定した減衰量の値を変えて、同様に遅延量を変化させ、振幅比の極小値を探す。
6. 上の操作を何度か繰り返し、最も振幅比が小さかった、減衰量と遅延量の値を固定する。
7. 測定対象物を取り付け、通常通りソフトウェアを操作して測定を開始する。

注意する点として、振幅比の極小値を探す際に、アンテナから送信される電波が電波吸収体以外の物体に入射し、反射しないようにしなければならない。特に土台の方向に送信された電波が多重反射して受信アンテナに入射する可能性があるので注意する必要がある。アンテナの土台からの高さはラボジャッキで可変できるので、なるべく高くしてから操作を行った方が良い。

図 7.26 は機構を接続した時と接続していないときで、縦 200 mm、横 300 mm、厚さ 2 mm のアルミ板を用いてアンテナ-アルミ板間の距離を 150 ~ 185 mm の範囲で複素振幅比を測定した軌跡の結果と、漏れ込み波のみを測定した結果である。この時のフェイズシフターの遅延量は 760 ps、可変減衰器の減衰量は 31 dB で設定されている。漏れ込み波を打ち消したことによって、漏れ込み波のみの測定では、0 点まで近づけることができた。同様にアルミ板の測定では、漏れ込み波によるオフセット分だけ軌跡をシフトさせることができた。したがって、提案した機構は十分に漏れ込み波を打ち消す効果があると実証できた。測定した位相を基に求めた変位の結果を図 7.27 に示す。1 mm 当たりの変位の測定値を比較してみると周期的な誤差変動が抑えられていることが分かる。また誤差の定量的な評価として、標準偏差を求めた。表 7.1 は 150 ~ 360 mm の測定区間に対して 35 mm 毎に分割して求めた標準偏差と、全区間に対して求めた標準偏差をまとめた表である。漏れ込み波を打ち消したことで全区間で測定精度が改善した。150 ~ 360 mm の測定区間ではおよそ平均で 48 μm の精度向上がみられた。図 7.28 ~ 7.39 はこの標準偏差を求める為に測定した各測定区間の複素振幅比と変位の結果を示している。

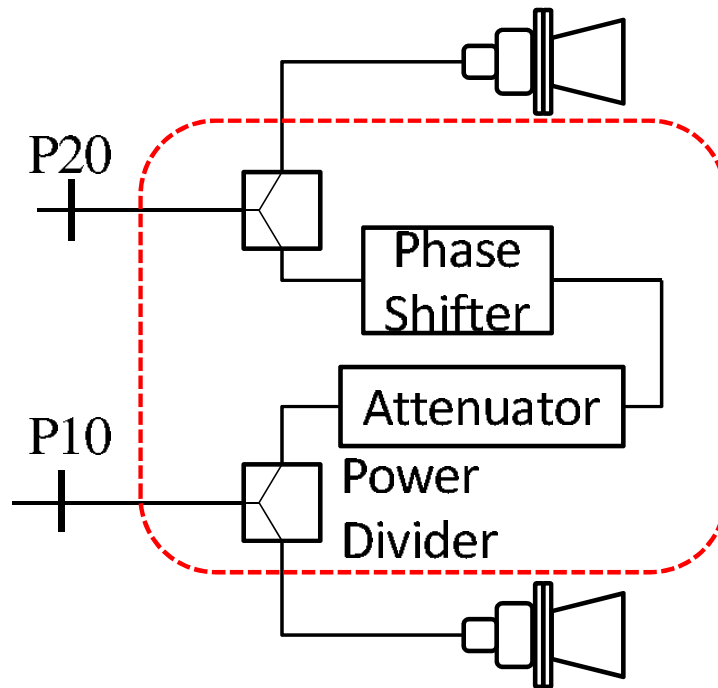


図 7.25 漏れ込み波による誤差を打ち消す機構

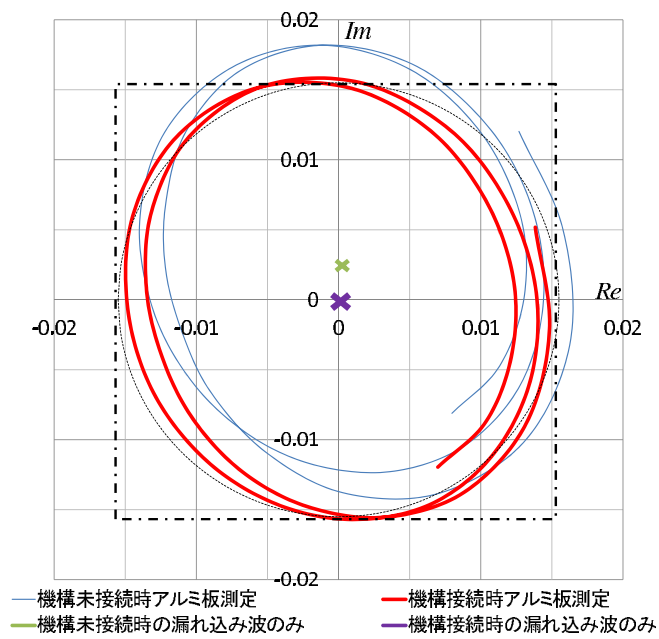


図 7.26 漏れ込みを打ち消す機構を未接続と接続時における複素振幅比

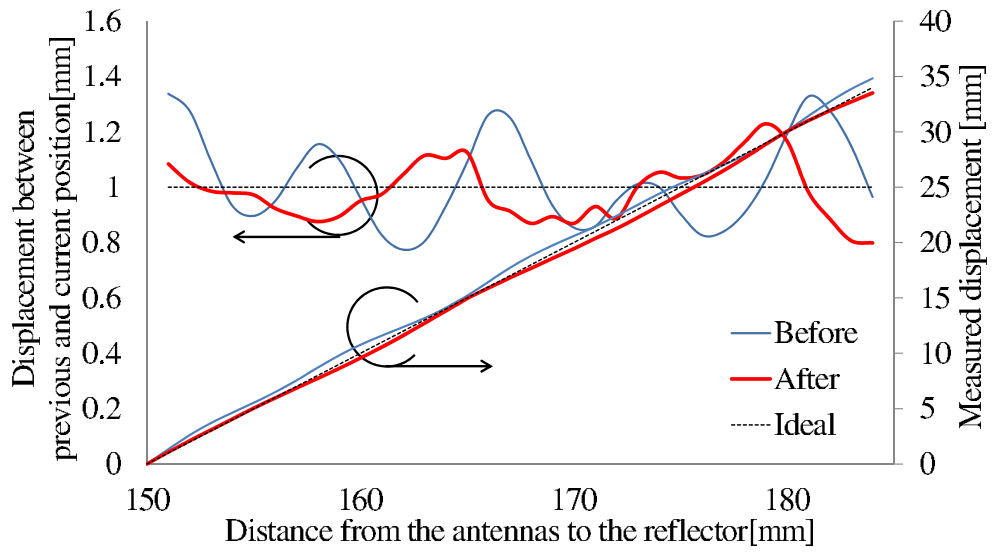


図 7.27 アンテナ-アルミ板間距離 150～185 mm の変位の測定結果（単位変位量 1 mm，漏れ込み波打消し前後の比較）

表 7.1 各測定区間の変位の標準偏差

測定区間 [mm]	標準偏差 [mm]	
	before	after
150-185	0.163	0.097
185-220	0.231	0.105
220-255	0.165	0.102
255-290	0.144	0.143
290-325	0.224	0.204
325-360	0.220	0.187
150-360	0.193	0.145

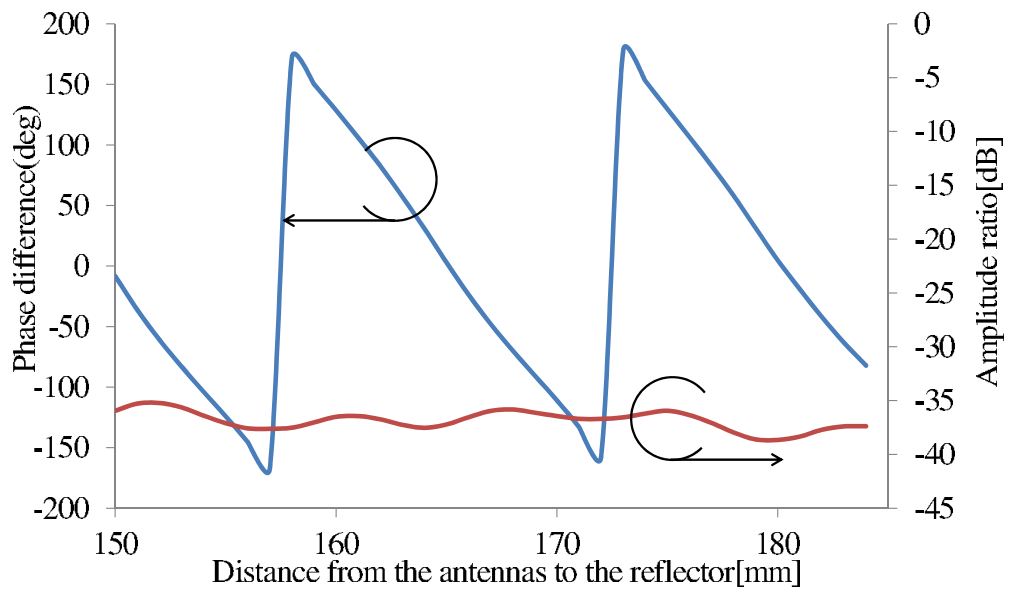


図 7.28 アンテナ-アルミ板間距離 150 ~ 185 mm の振幅比，位相差の測定結果 (単位変位量 1 mm)

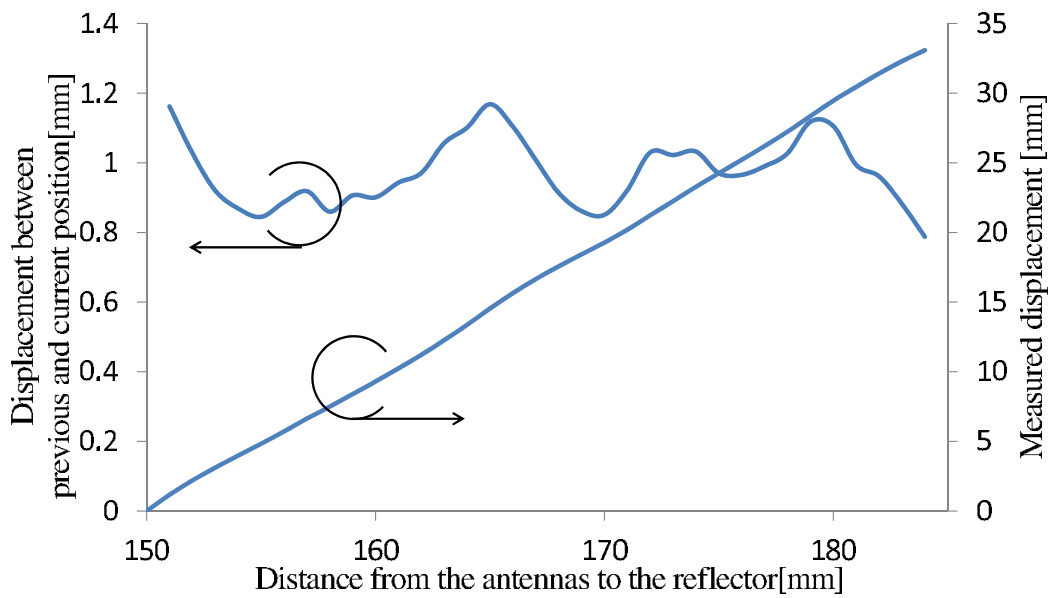


図 7.29 アンテナ-アルミ板間距離 150 ~ 185 mm の変位測定結果 (単位変位量 1 mm)

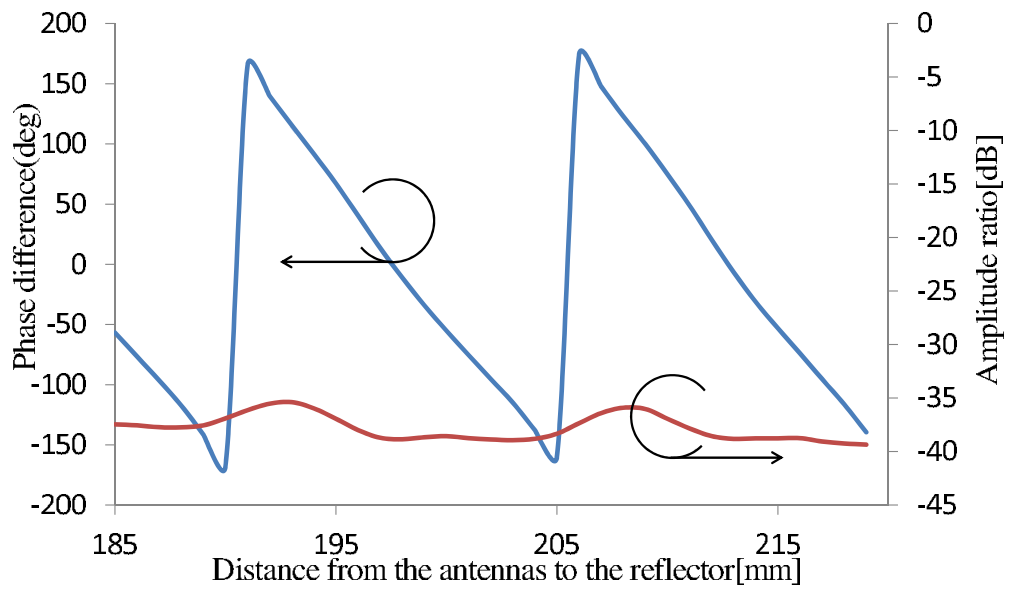


図 7.30 アンテナ-アルミ板間距離 185 ~ 220 mm の振幅比，位相差の測定結果（単位変位量 1 mm）

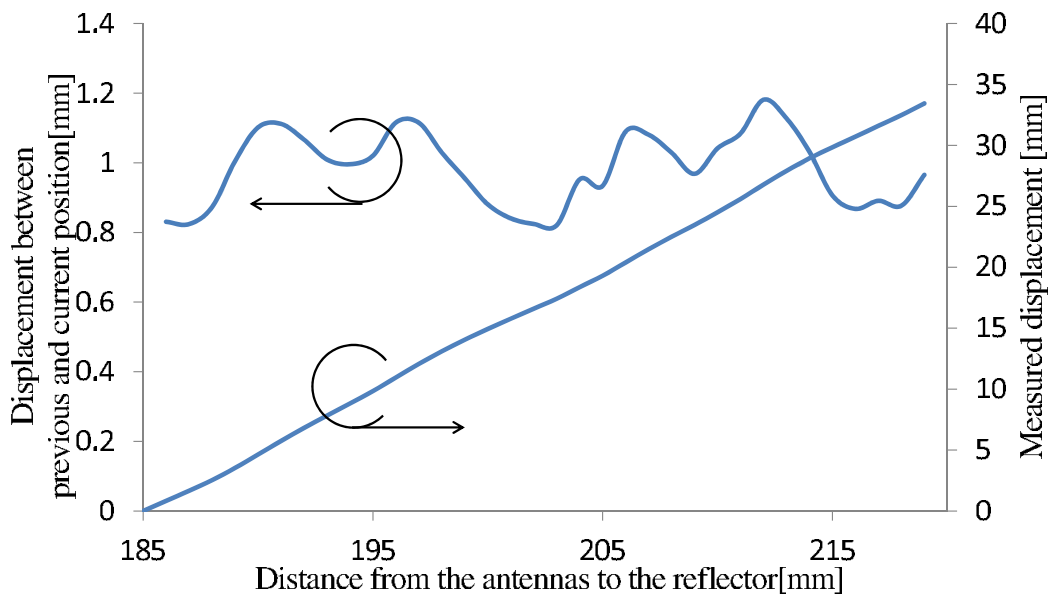


図 7.31 アンテナ-アルミ板間距離 185 ~ 220 mm の変位測定結果（単位変位量 1 mm）

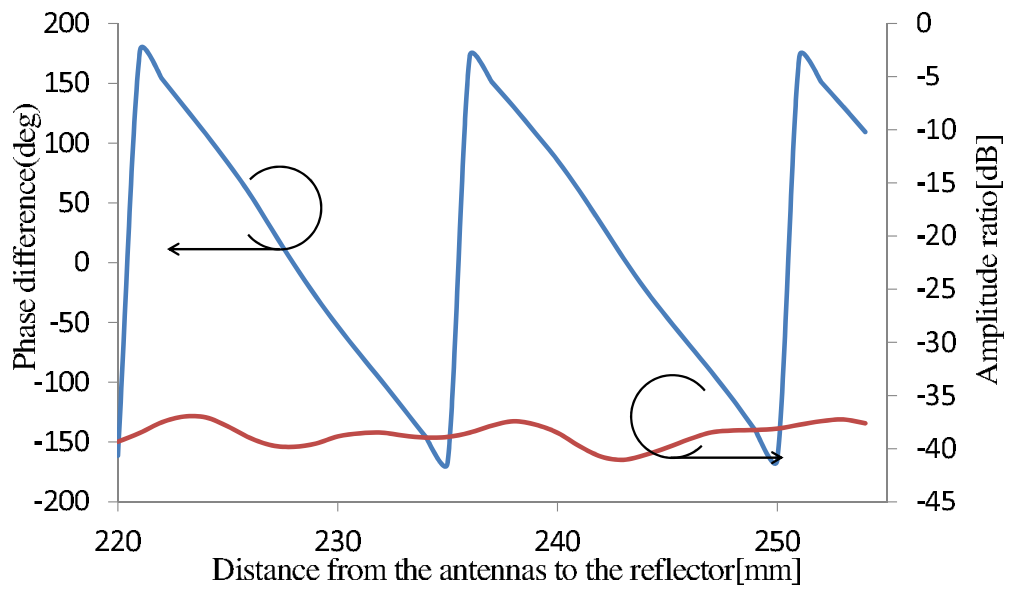


図 7.32 アンテナ-アルミ板間距離 220 ~ 255 mm の振幅比，位相差の測定結果（単位変位量 1 mm）

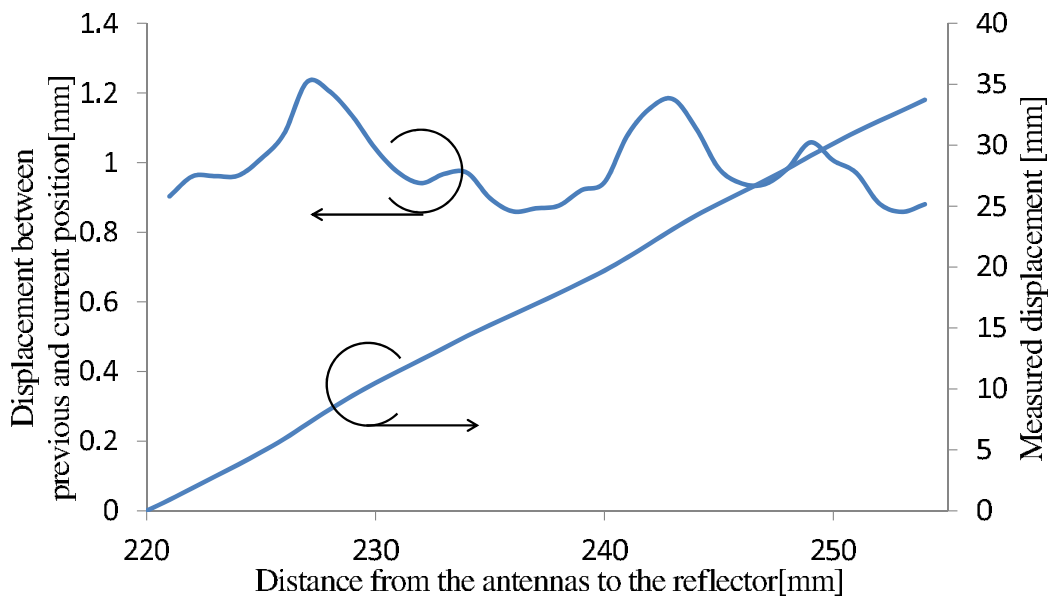


図 7.33 アンテナ-アルミ板間距離 220 ~ 255 mm の変位測定結果（単位変位量 1 mm）

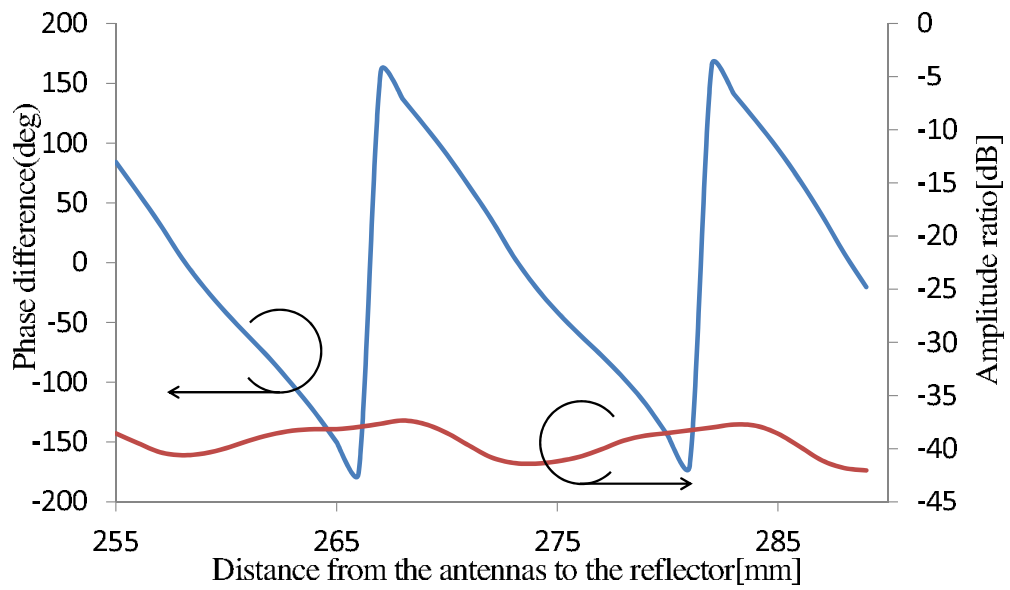


図 7.34 アンテナ-アルミ板間距離 255 ~ 290 mm の振幅比，位相差の測定結果（単位変位量 1 mm）

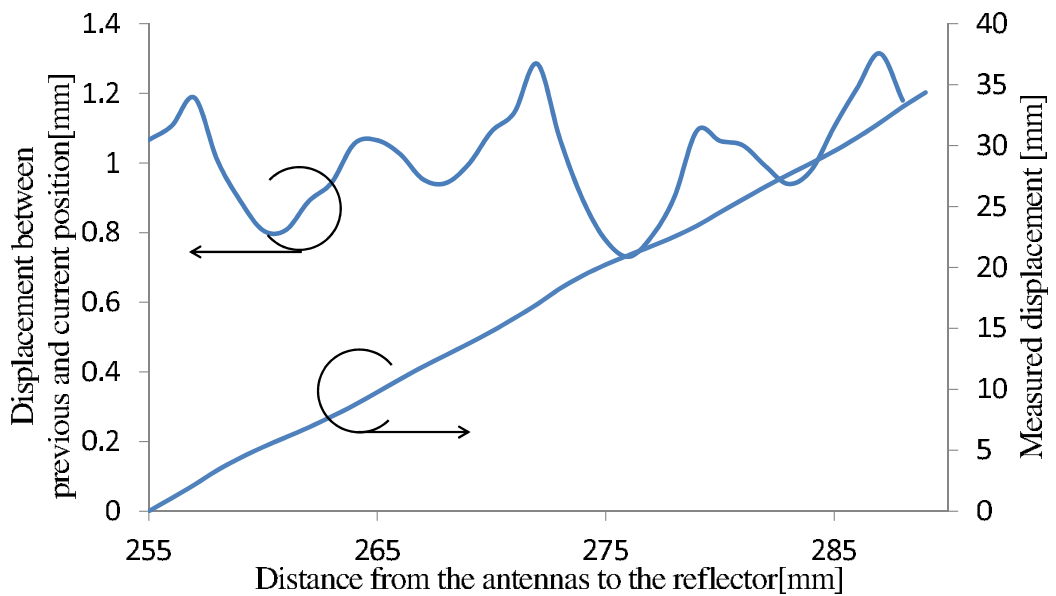


図 7.35 アンテナ-アルミ板間距離 255 ~ 290 mm の変位測定結果（単位変位量 1 mm）

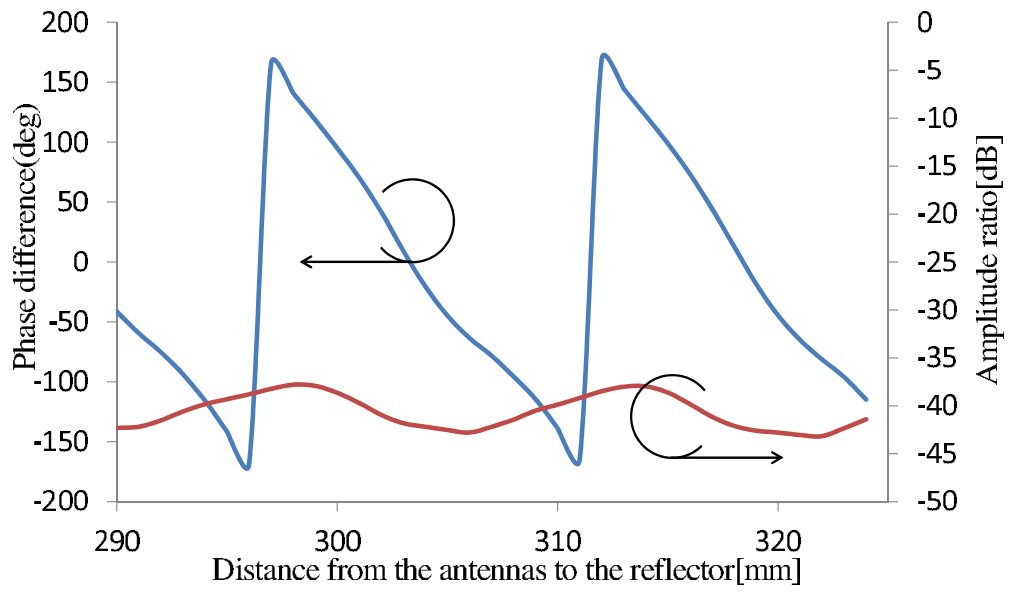


図 7.36 アンテナ-アルミ板間距離 290 ~ 325 mm の振幅比，位相差の測定結果（単位変位量 1 mm）

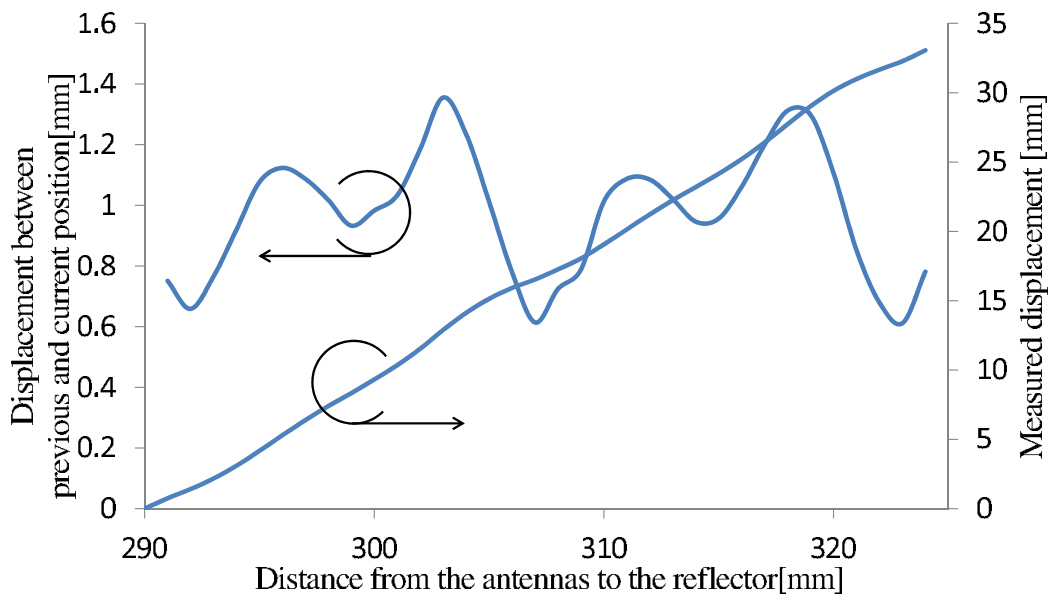


図 7.37 アンテナ-アルミ板間距離 290 ~ 325 mm の変位測定結果（単位変位量 1 mm）

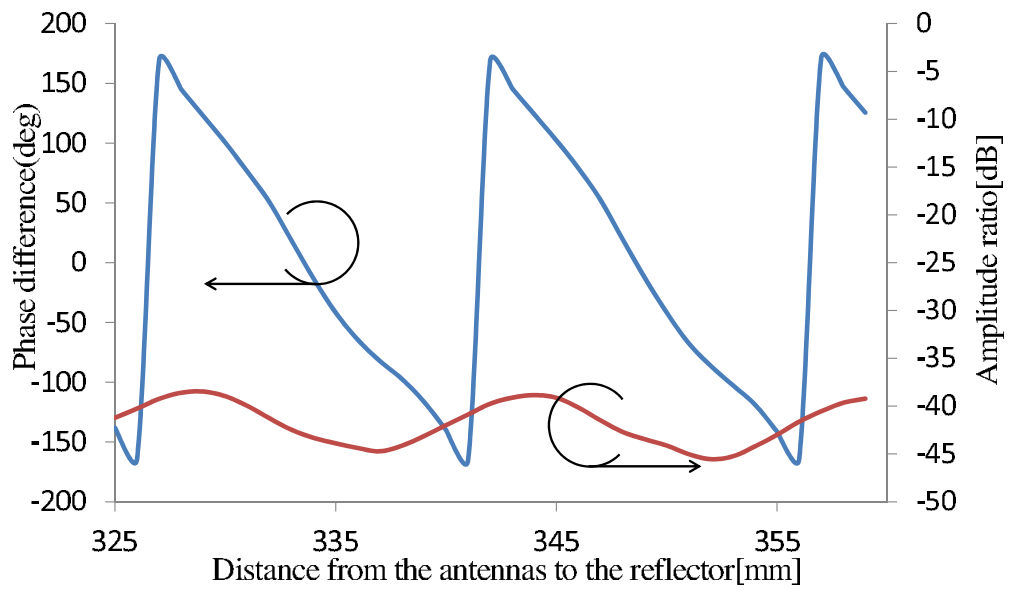


図 7.38 アンテナ-アルミ板間距離 325 ~ 360 mm の振幅比，位相差の測定結果（単位変位量 1 mm）

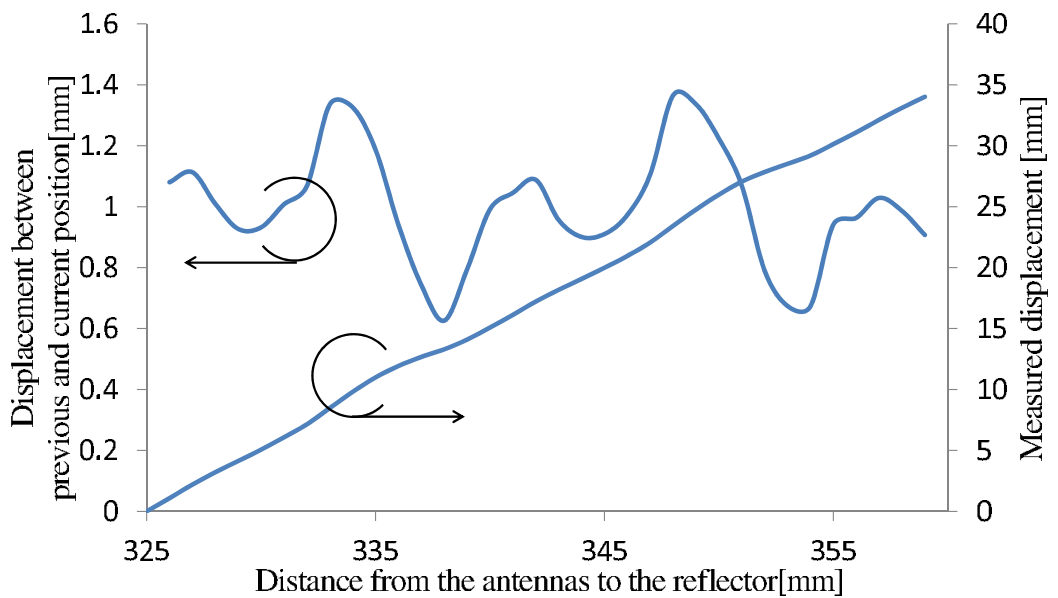


図 7.39 アンテナ-アルミ板間距離 325 ~ 360 mm の変位測定結果（単位変位量 1 mm）

第 8 章

結 論

SPC の測定技術の応用として、微小変位測定を提案し、試作器の開発を行った。MMIC 化された SPC と小型発振器などの高周波部品、自作の信号処理回路で試作器を構築したことによって、小型で明快なシステム構成を実現できた。システム構成が明快になったことで、ソフトウェア上で精度の良い校正手法を実現し、高精度測定を目指したシステム開発を可能にした。

システムパラメータの同定においては、本システム体系に沿った簡易な新しい方法を提案した。微小変位測定の実験では周期的な誤差変動が確認されたが、理論値に沿う形で変位を測定することができた。周期的な誤差の要因の中には、システムパラメータの同定精度が含まれていると考えられる。特にアンテナを用いたシステムは、定在波の影響があるため、本論文で採用したシステムパラメータの同定方法では定在波を含んだ校正が困難である。より精度の良いシステムパラメータの同定が可能な積分法^[9]を採用し、測定精度の改善を考察する必要がある。

また電波吸収体を測定対象物の周辺に配置した実験では、測定対象物以外の物体による多重反射が測定精度に影響を与えることを確認し、より指向性の高いアンテナを採用する必要があると結論付けた。漏れ込み波を打消す機構を構築した実験では、送受信アンテナ間の漏れ込み信号を打消すことに成功した。

今後はシステムの改良を行いながら、微小変位の応用測定を行う予定である。身近な例として、人間の呼吸による体の動きの測定や、声などの音波の情報を板の振動を利用して測定する例が挙げられる。

謝 辞

他学校から電通大大学院に進学した私に対して2年間にわたり、多忙にもかかわらずゼミや発表の準備、論文添削まで熱心な御指導を頂きました矢加部利幸准教授に厚く御礼申し上げます、深く感謝いたします。

国際学会で提出する論文の添削や確認、また実験結果に対しての適切なコメントを頂きました副指導教員の肖鳳超准教授に厚く御礼申し上げます。

工作機械の使用に関する案内やネットワーク環境の整備、事務作業など、研究室員が快適に過ごせるように配慮していただいた住谷修技官に深く感謝しております。

修士1年から本研究室に在籍した私に対して、高周波計測器全般の使い方や、本研究室で開発されたVNAの測定原理や取り扱い方法などを指導していただいた、阿久津直人氏、松隈亮詞氏には大変感謝しております。また、OBとして頻繁に研究室に関わっていただいた廣瀬健二氏、松浦弘樹氏からは、MMIC6ポート型VNAの開発者として装置の細部にわたる説明や改善点を詳しく伝授していただき深く感謝しております。

そして、研究室に笑顔の絶えない明るい雰囲気をもたらしてくれました研究室の皆様に深く感謝いたします。一癖も二癖もある個性豊かな室員ばかりなので、研究で苦勞する事が沢山あるかと思いますが、めげずに乗り越えていくことを祈っています。

最後になりますが、大学院進学に関して当初は難色を示しながらも送り出して、学生生活を暖かく支えて頂いた両親に限りなく感謝いたします。

参考文献

- [1] G.F.Engen, “ The Six-Port Reflectometer: An Alternative Network Analyzer ”
IEEE Transactions on Microwave Theoryans Techniques, vol. MTT-25, No.12,
pp.1075-1080, December 1977
- [2] 廣瀬健二, 松浦弘樹, 他, MMIC6 ポートコリレータ型 2 ポート VNA 試作機の評
価, 社団法人 電子情報通信学会 信学技法 vol . 109 , no . 431 , MW2009-190 , pp .
65-69 , 2010.3
- [3] T. Yakabe, F. Xiao, K. Iwamoto, F. M. Ghannouchi, K. Fujii and H. Yabe,
“Six-Port Based Wave-Correlator with Application to Beam Direction Finding,”
IEEE Trans. Instrum. Meas., Vol. 50, pp. 377–388, Apr. 2001.
- [4] F. Xiao, F. M. Ghannouchi and T. Yakabe, “Application of a Six-Port Wave-
Correlator for a Very Low Velocity Measurement Using Doppler Effect,” *IEEE*
Trans. Instrum. Mes., Vol. 52, pp. 297–301, Apr. 2003.
- [5] N. Iwaki and T. Yakabe, “Study on the Micro Displacement Sensor Using the
MMIC Six-Port Correlator,” *Technical Committee on Microwave Engineering*,
pp. 141–145, Oct. 2012.
- [6] G. Vinci, S. Lindner, F. Barbon, R. Weigel and A. Koelpin, “Promise of a Better
Position,” *IEEE Microwave Magazine*, Vol. 13, pp. S41–S49, Nov.–Dec. 2012.
- [7] T. Yakabe, K. Hirose, H. Matsuura, K. Fujii and F. Xiao, “An X-band MMIC
six-port correlator based vector network analyzer,” *2010 Conference on Precision*
Electromagnetic Measurements, pp. 714–715, June 2010.
- [8] N. Akutsu, R. Matsuguma, N. Iwaki and T. Yakabe, “A Calibration Method
without a Matched Load for a Six-port Wave-correlator Based VNA,” *Progress*
In Electromagnetics Research Symposium Abstracts, KL, MALAYSIA, pp. 446,
March 2012.
- [9] Yakabe , *et. al.*, *IEEE IM.*, vol.50, pp.377-380, 2001.4

付録 A

AD 変換回路の制御コマンド

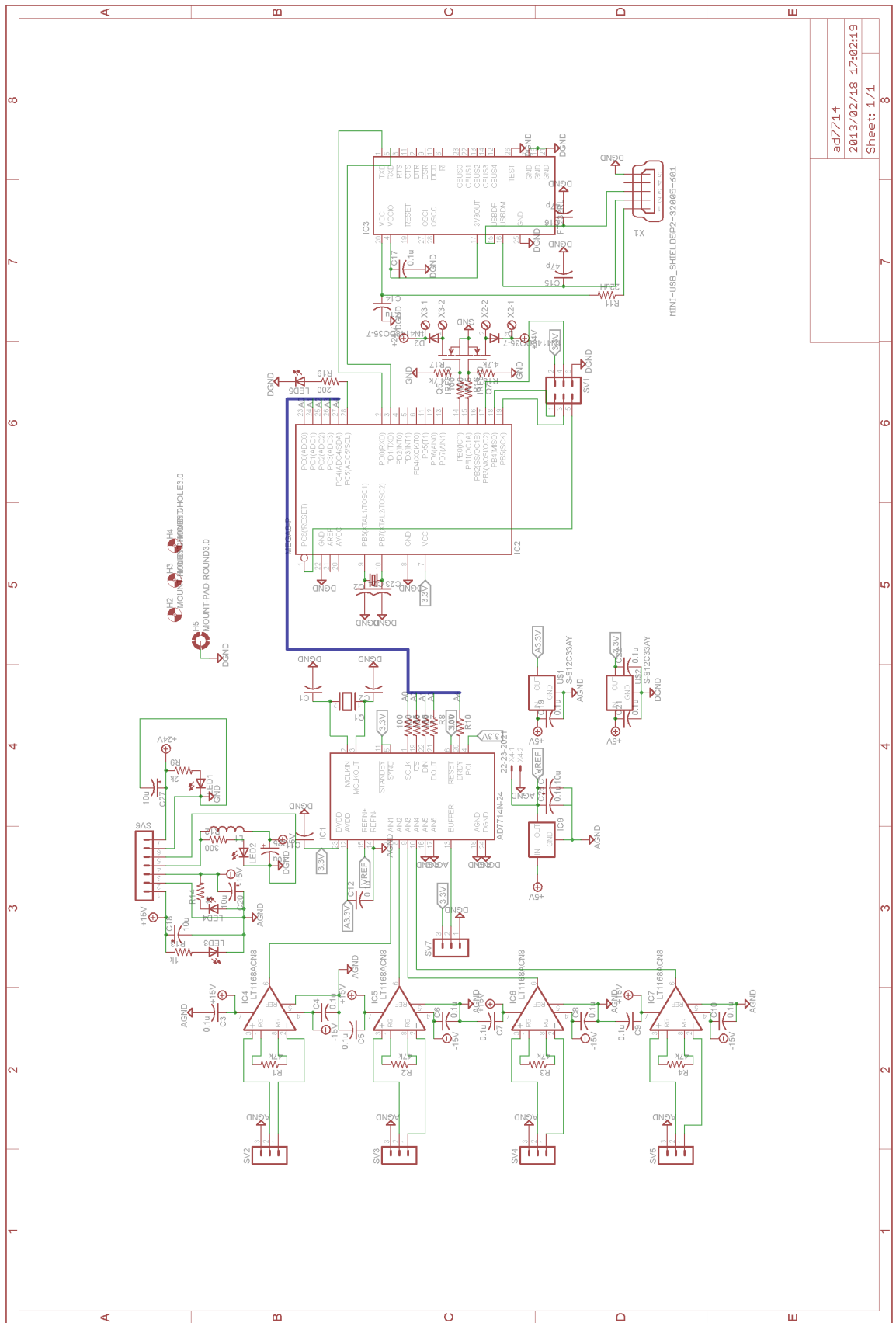
AD コンバータ回路を制御するためのシリアルコマンドを以下に示す。

- T 電圧-電力変換テーブルを作成する際に送信するコマンドである。テーブル作成ポート側の機械式スイッチが外部発振器接続用コネクタ側に切り替わり、ポート電力を測定し、測定値を返り値とする。
- M 通常の測定及び、システムパラメータ同定時に測定するポート電力を取得する際に使用するコマンドである。テーブル側の機械式スイッチは内蔵の小型発振器に接続される。測定値を返り値とする。
- S 基準ポート電力測定時に使用するコマンドである。アンテナ側の機械式スイッチが整合終端に接続される。測定値を返り値とする。
- B 通常の測定では使用しないコマンドである。テーブル側の機械式スイッチが外部発振器接続用コネクタ側に、アンテナ側の機械式スイッチがアンテナに接続される。たとえば、ポート 1 に信号を入力させず、ポート 2 のみに信号を入力させて測定したい場合には、外部発振器接続コネクタに整合終端を接続して、このコマンドを送信することで、測定できる。

付録 B

AD 変換回路の回路図

ADC 変換回路のパーツリストを表 B.1，回路図を図 B.1 に示す。試作器に組み込まれている AD 変換回路は基本的にこのパーツリストのスペック値通りに実装されている。ATmega88 に接続される水晶発振子 20 MHz に関しては、マイコン内の内部発振器 8 MHz を使用したため、実装はしていない。



ac7714	8
2013/02/18 17:02:19	7
Sheet 1/1	6

図 B.1 AD 変換回路の回路図

表 B.1 パーツリスト

項目, 値	個数
積層セラミックコンデンサ 0.1 μ F	16
積層セラミックコンデンサ 16 pF	2
積層セラミックコンデンサ 32 pF	2
積層セラミックコンデンサ 47 pF	2
電解コンデンサ 10 μ F	5
インダクタ 220 mH	1
インダクタ 22 μ H(表面実装)	1
抵抗器 47 k Ω	4
抵抗器 100 Ω	7
抵抗器 200 Ω	1
抵抗器 300 Ω	1
抵抗器 4.7 k Ω	2
水晶発振子 2.49 MHz	1
水晶発振子 20 MHz	1
ADC AD7714	1
OP アンプ LT1167	4
AVR マイコン ATmega88	1
FT232	1
ダイオード BAT43	2
電圧レギュレータ S812	2
電圧レギュレータ BA15	1
FET FDP6030	2
USB ミニ B メス	1
LED 2.5 mm ピッチ	5
ピンヘッダ 1 \times 3	5
ピンヘッダ 2 \times 3	1
ピンヘッダ 1 \times 2	1
ピンヘッダ 1 \times 7	1