

Five-port Coupler – On the way to Poor Man’s VNA (#5)

5ポート・カップラ – お手軽 VNA を目指して (#5)

武安義幸 / JA6XKQ

これまでのシミュレーション [1] で 5 ポート・カップラの設計の目処が凡そたちました。次の難関はカップラ特性のキャリブレーションです。5 ポート・カップラを用いて VNA を実現するには、各ポートに出力される電力の比、すなわちスカラー量と、被測定物の反射係数である複素ベクトルとの関係を明らかにするキャリブレーションが必須です。

また、VNA として実用に供するには、そのキャリブレーションの結果に基づいてスカラー量から複素ベクトルを計算し、それを表示するバックエンドとしてのソフトウェアが必要です。

バックエンドの開発と製作後のキャリブレーション手順を明らかにする目的から、5 ポート・カップラの設計に用いた CAD ソフトウェアでキャリブレーションもシミュレーションします。また、現物を作ってから初めてキャリブレーションするのでは、何をどう校正しているのか判らない、あるいは間違いを生じたときにカップラが悪いのか校正が悪いのか切り分けができない、という懸念がありますので、それを避けることもこのシミュレーションの目的です。

キャリブレーション法

フロントエンドとしてのマルチポート・カップラの実現方法について多くの研究論文が発表されています。そして、恐らくそれ以上の研究論文がキャリブレーション法について発表されているでしょう。いくつかのキャリブレーション法 [2] [3] [4] について調べてみると、それぞれに一長一短があり、限られた測定機材の環境で実現でき、かつ、その手法を理解してバックエンドのソフトウェアに実現できるもの [2] を選択しました。

文献 [2] の手法は、キャリブレーションの基準として 5 つのインピーダンス負荷を用いるものです。具体的には、反射点位相の異なる 4 つの短絡負荷と、システムの基準インピーダンス Z_0 と整合した負荷、すなわち 50Ω 終端を使用します。

以下に、文献 [2] 記載の数式を転記し、それに対する数値例を示します。数式の理論的な背景を記述(転記)することは筆者の理解と本文の目的を越えたものであり、理論的背景は参考文献を参照してください。

5ポート・カップラとシミュレーションについて

キャリブレーションの対象は、図-1 に示すカップラです。資料 [1] でのシ

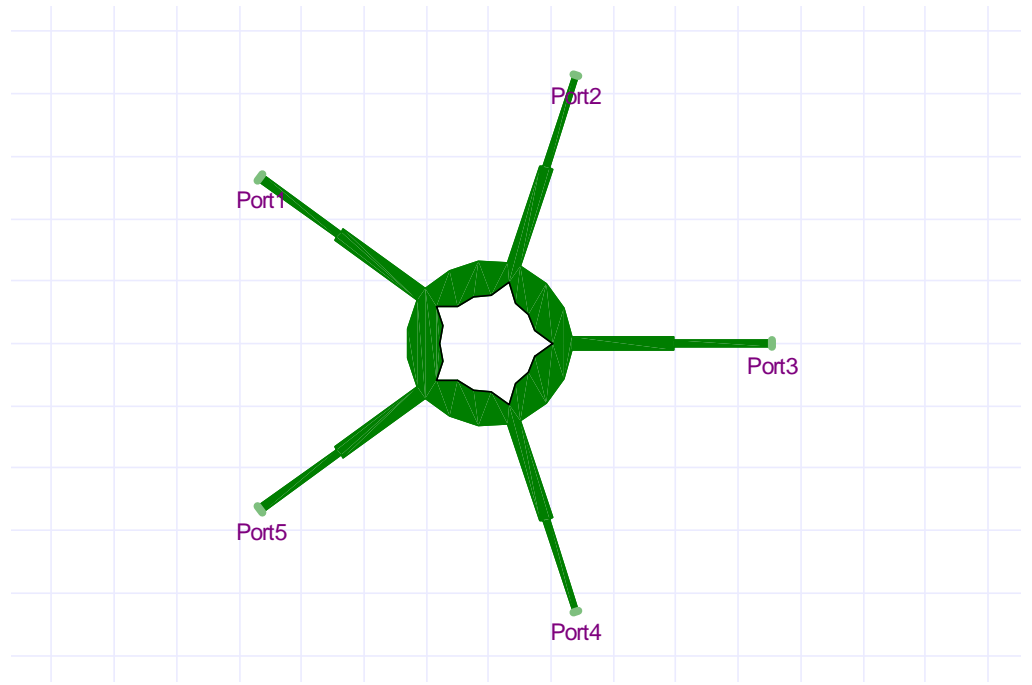


図-1 : キャリブレーション対象のカップラ

ミュレーションの後に試行錯誤で特性を改善したもので、設計パラメータは以下のとおりです。設計パラメータの定義は資料 [1] でのシミュレーションと同一となっています。

- プリント基板の誘電率 : $\epsilon_r = 3.4$
- プリント基板誘電体の厚さ : $h = 0.56 \text{ mm}$
- リングの基本素子 : $L1 = 13.26 \text{ mm}, W1 = 5.55 \text{ mm}$
- マッチング・セクション素子 : $L2 = 16.33 \text{ mm}, W2 = 2.17 \text{ mm}$
 $L3 = 15.60 \text{ mm}, W3 = 1.05 \text{ mm}$
- マッチング補正ノッチ : 幅 = 3.94 mm, 深さ = 2.52 mm

シミュレーションによる特性(s_{11} , s_{21} , s_{31})を、**図-2** に示します。2.2 GHz ~ 2.8 GHz を使用帯域として、 s_{11} が -26 dB 以下となるように試行錯誤し

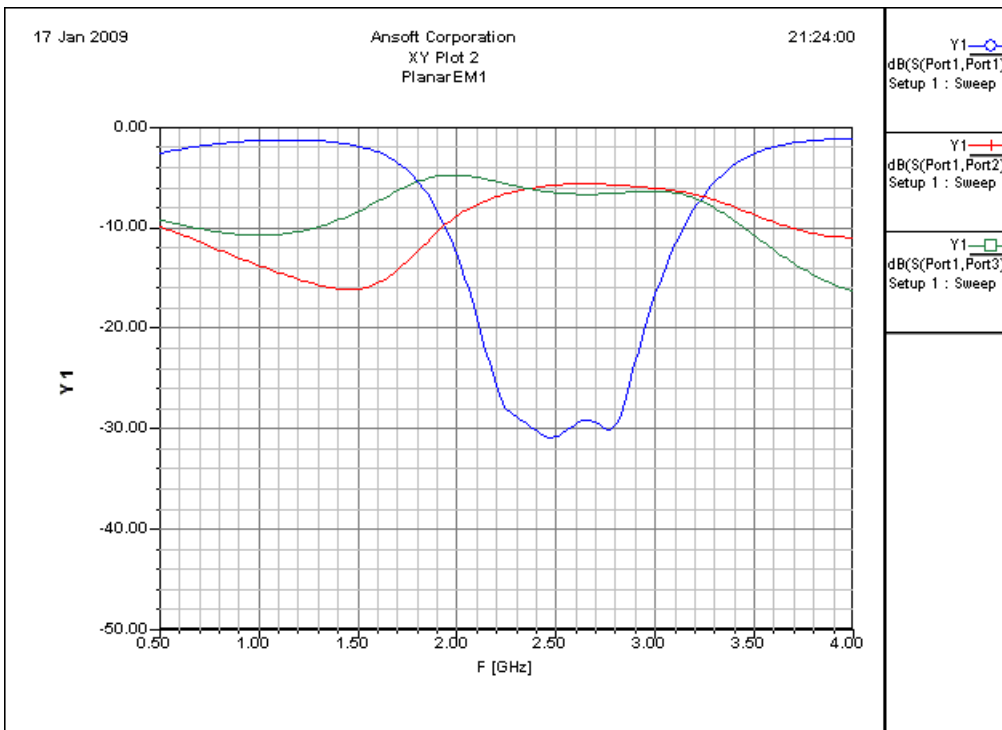


図-2 : s_{11} 、 s_{21} 、 s_{31} 特性

たものです。**図-2** の特性は所謂 2.5 次元電磁界シミュレータで計算した結果で、この特性を等価回路シミュレータへエクスポートすることで、以降のキャリブレーションの検討を等価回路シミュレータで行ないます。

図-3 が 5 ポート・カップラを用いた VNA のブロック図で、ポート 2 に被測定物 (DUT = Device Under Test) を接続します。DUT の代わりに既知のインピーダンス負荷 (Standard Terminations) を接続することでキャリブレーションを行ないます。

それをシミュレーションした一例が **図-4** です。**図-4** に示されている“5-port Coupler”が 2.5 次元電磁界シミュレータからインポートされた等価回路で示したカップラです。ここでは s パラメータでカップラが表現されており、プリント・パターンとしての図形的な情報 (**図-1**) は含んでいません。

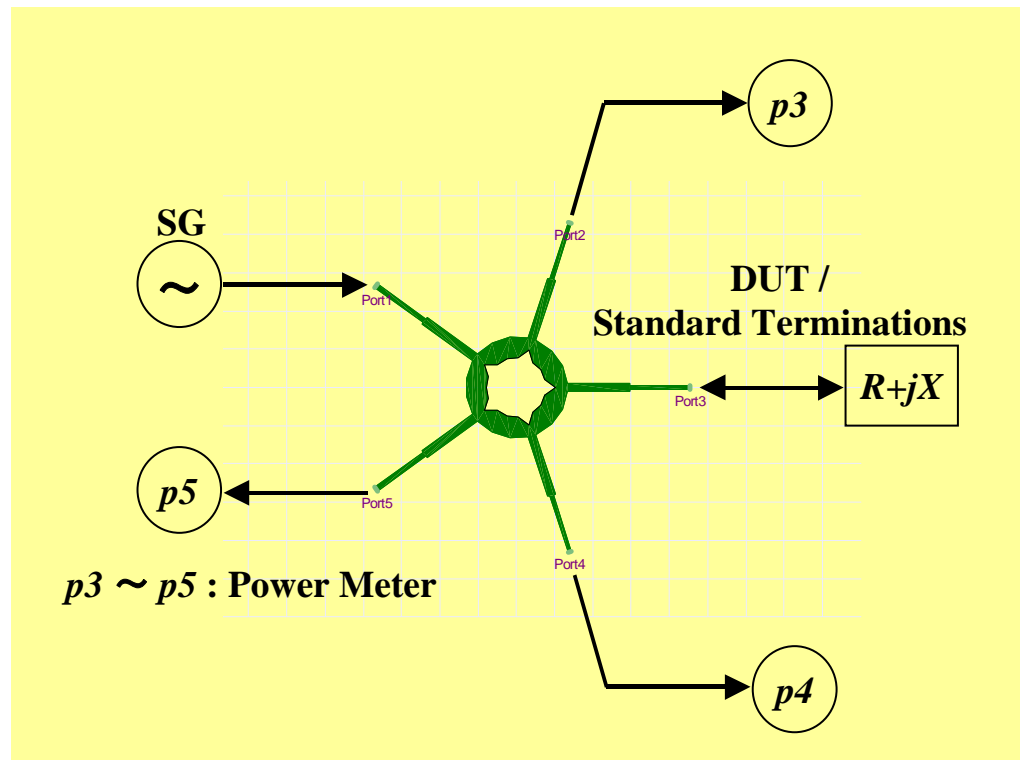


図-3 : 5 ポート・カップラによる VNA のブロック図

“Standard Termination” は、カップラのポートから位相オフセットを付けた短絡負荷を示しています。図-4 では一例として、帯域の中心周波数である 2.5 GHz で 270° の位相オフセットを示しており、四種類の位相オフセットについては次項で詳述します。

基準負荷の位相オフセット

基準負荷の選択が各種のキャリブレーション法の特徴のひとつとなっていますが、ここでは文献 [5] にある 4 種類の位相オフセットを付けた短絡負荷を用います。

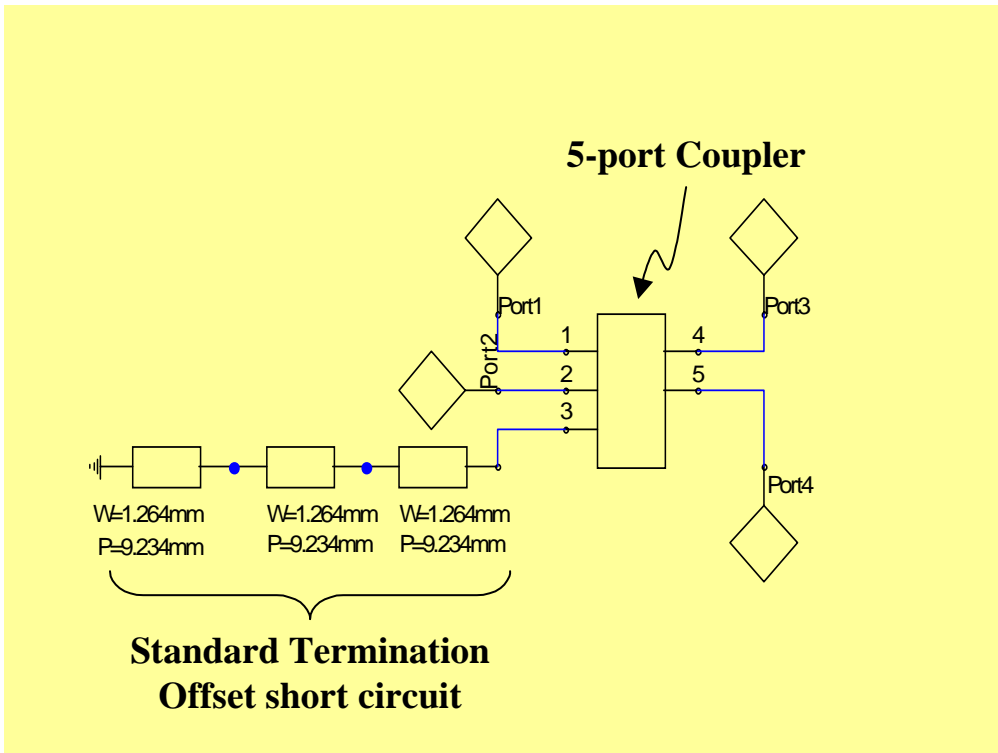


図-4 : 等価回路によるシミュレーション

位相オフセットは 0°、90°、180° および 270° で、電気長では $\lambda/4$ 毎となります。これらは、帯域の中心周波数での定義です。実際のハードウェアとしては同軸線路(ケーブルやエア・ライン)を用いますが、図-4 に示す等価回路でのシミュレーションでは、マイクロストリップラインで計算しています。図中の $W = 1.264 \text{ mm}$ や $P = 9.234 \text{ mm}$ という数値が、マイクロストリップラインでの $\lambda/4$ 長のオフセットとなります。

実際のキャリブレーションでは、キャリブレーションを行なう周波数毎の位相オフセットを知る必要がありますが、同軸線路の誘電率を考慮した電気長と物理長の関係から計算で求めることになるでしょう。エア・ラインでは比誘電率を考慮する必要がありませんので、電気長と物理長を直接的に算出することができます。一方、同軸ケーブルの場合は、 $\lambda/4$ 長での共振周波数を測定することが、最も精度良く電気長と物理長の間関係を求める手段だと思われます。

被測定反射係数とパワーメータの関係

文献 [2] によれば、スカラー量である各ポートに出力される電力の比と複素ベクトルである被測定反射係数の関係は、次式で示されています。

$$\begin{aligned}
 &= \frac{\sum_{i=3}^6 (F_i + j G_i) p_i}{1 + \sum_{i=3}^5 H_i p_i} \quad (7.12)
 \end{aligned}$$

ここで、

$$\begin{aligned}
 F_3 &= \frac{-1}{2Dq_3} \left[|A_4|^2 (\beta_5 - \beta_6) + |A_5|^2 (\beta_6 - \beta_4) + |A_6|^2 (\beta_4 - \beta_5) \right] \\
 F_4 &= \frac{1}{2Dq_4} \left[|A_5|^2 (\beta_6 - \beta_3) + |A_6|^2 (\beta_3 - \beta_5) + |A_3|^2 (\beta_5 - \beta_6) \right]
 \end{aligned}$$

キャリブレーションの手順 – ステップ – 1

以下にキャリブレーションの手順を記述し、帯域の中心周波数 2.5 GHz での数値例を示します。また、数式の番号は、文献 [2] の採番と同じ記載とします。

まず最初に、基準負荷である 4 つのオフセット短絡負荷の反射係数 Γ を求めます。短絡負荷なので反射係数の大きさは 1.0 ですが、オフセットを含めた複素ベクトルの形式で記述します。

$$\Gamma_k = x_k + j y_k, \quad k = 1, 2, 3, 4 \quad (7.32)$$

位相オフセット 0° 、 90° 、 180° および 270° の時、反射係数は次のようになります。

$$\Gamma_{0 \text{ deg}} = -1.0 + j 0.0$$

$$\Gamma_{90 \text{ deg}} = 0.0 + j 1.0$$

$$\Gamma_{180 \text{ deg}} = 1.0 + j 0.0$$

$$\Gamma_{270 \text{ deg}} = 0.0 - j 1.0$$

$k = 1, 2, 3$ および 4 との対応は、実部の値が正で最も大きいものを $k = 1$ とし、実部が正で二番目に大きなものを $k = 3$ とします。この配慮を怠ると、以下の計算において「ゼロ割」のエラーを生じるので注意が必要です。

$$\Gamma_1 = 1.0 + j 0.0$$

$$\Gamma_2 = -1.0 + j 0.0$$

$$\Gamma_3 = 0.0 + j 1.0$$

$$\Gamma_4 = 0.0 - j 1.0$$

5 番目の負荷は整合負荷 (50Ω) で、反射係数はゼロです。

$$\Gamma_5 = 0.0 + j 0.0$$

$$F_5 = \frac{-1}{2Dq_5} \left[|A_6|^2(\beta_3 - \beta_4) + |A_3|^2(\beta_4 - \beta_6) + |A_4|^2(\beta_6 - \beta_3) \right]$$

$$F_6 = \frac{1}{2D} \left[|A_3|^2(\beta_4 - \beta_5) + |A_4|^2(\beta_5 - \beta_3) + |A_5|^2(\beta_3 - \beta_4) \right]$$

$$G_3 = \frac{-1}{2Dq_3} \left[|A_4|^2(\alpha_5 - \alpha_6) + |A_5|^2(\alpha_6 - \alpha_4) + |A_6|^2(\alpha_4 - \alpha_5) \right]$$

$$G_4 = \frac{1}{2Dq_4} \left[|A_5|^2(\alpha_6 - \alpha_3) + |A_6|^2(\alpha_3 - \alpha_5) + |A_3|^2(\alpha_5 - \alpha_6) \right]$$

$$G_5 = \frac{-1}{2Dq_5} \left[|A_6|^2(\alpha_3 - \alpha_4) + |A_3|^2(\alpha_4 - \alpha_6) + |A_4|^2(\alpha_6 - \alpha_3) \right]$$

$$G_6 = \frac{1}{2D} \left[|A_3|^2(\alpha_4 - \alpha_5) + |A_4|^2(\alpha_5 - \alpha_3) + |A_5|^2(\alpha_3 - \alpha_4) \right]$$

$$H_3 = \frac{-1}{Dq_3} \left[|A_4|^2(\alpha_5\beta_6 - \alpha_6\beta_5) + |A_5|^2(\alpha_6\beta_4 - \alpha_4\beta_6) + |A_6|^2(\alpha_4\beta_5 - \alpha_5\beta_4) \right]$$

$$H_4 = \frac{1}{Dq_4} \left[|A_5|^2(\alpha_6\beta_3 - \alpha_3\beta_6) + |A_6|^2(\alpha_3\beta_5 - \alpha_5\beta_3) + |A_3|^2(\alpha_5\beta_6 - \alpha_6\beta_5) \right]$$

$$H_5 = \frac{-1}{Dq_5} \left[|A_6|^2(\alpha_3\beta_4 - \alpha_4\beta_3) + |A_3|^2(\alpha_4\beta_6 - \alpha_6\beta_4) + |A_4|^2(\alpha_6\beta_3 - \alpha_3\beta_6) \right]$$

$$D = |A_3|^2(\alpha_4\beta_5 - \alpha_5\beta_4) + |A_4|^2(\alpha_5\beta_3 - \alpha_3\beta_5) + |A_5|^2(\alpha_3\beta_4 - \alpha_4\beta_3) \quad (7.13)$$

キャリブレーションは、これら F_i 、 G_i 、 H_i および D を求めることです。ここで着目すべき点は、パワーメータの値 p_i は絶対値ではなく、相対比であることです。この点が 5 ポート・カップラによる VNA の特長です。

ステップ - 2

次に 4 つの定数 η_k を計算します。

$$\begin{aligned}\eta_1 &= S_{1,2}C_{2,3}C_{3,4} - S_{2,3}C_{3,4}C_{4,1} - C_{1,2}C_{2,3}S_{3,4} + C_{2,3}C_{3,4}S_{4,1} \\ \eta_2 &= S_{2,3}C_{3,4}C_{4,1} - S_{3,4}C_{4,1}C_{1,2} - C_{2,3}C_{3,4}S_{4,1} + C_{3,4}C_{4,1}S_{1,2} \\ \eta_3 &= S_{3,4}C_{4,1}C_{1,2} - S_{4,1}C_{1,2}C_{2,3} - C_{3,4}C_{4,1}S_{1,2} + C_{4,1}C_{1,2}S_{2,3} \\ \eta_4 &= S_{4,1}C_{1,2}C_{2,3} - S_{1,2}C_{2,3}C_{3,4} - C_{4,1}C_{1,2}S_{2,3} + C_{1,2}C_{2,3}S_{3,4}\end{aligned}\quad (7.33)$$

ここで、

$$\begin{aligned}C_{n,m} &= c_n - c_m \\ S_{n,m} &= s_n - s_m\end{aligned}\quad (7.34)$$

さらに、

$$\begin{aligned}c_n &= \frac{x_n}{|\Gamma_n|^2} \\ s_n &= \frac{y_n}{|\Gamma_n|^2}\end{aligned}\quad (7.35)$$

ステップ -1 での数値を用いて計算すると、

$$\begin{aligned}\eta_1 &= 4.0 \\ \eta_2 &= 4.0 \\ \eta_3 &= -4.0 \\ \eta_4 &= -4.0\end{aligned}$$

ステップ - 3

図-3 に示す回路の“Standard Termination”のポートに、4 つのオフセット短絡負荷と整合負荷を接続し、その時のパワーメータ $p_3 \sim p_5$ の読みを

記録します。パワーメータの読みは、5 ポート・カップラへの入力電力 (SG の出力電力) に対する相対値を真数で表現します。ここでは、図-4 に示すシミュレーションで求めた s_{31} 、 s_{41} および s_{51} の値を使用します。

$$p_{i,k} \quad i = 3,4,5 \quad k = 1,2,3,4,5$$

ここで、 i はポートの番号を、 k は前述のステップ -1 で定義した基準負荷の番号を示しています。

図-5 から 図-9 に、4 つのオフセット短絡負荷と整合負荷を接続したときのシミュレーション結果を示します。

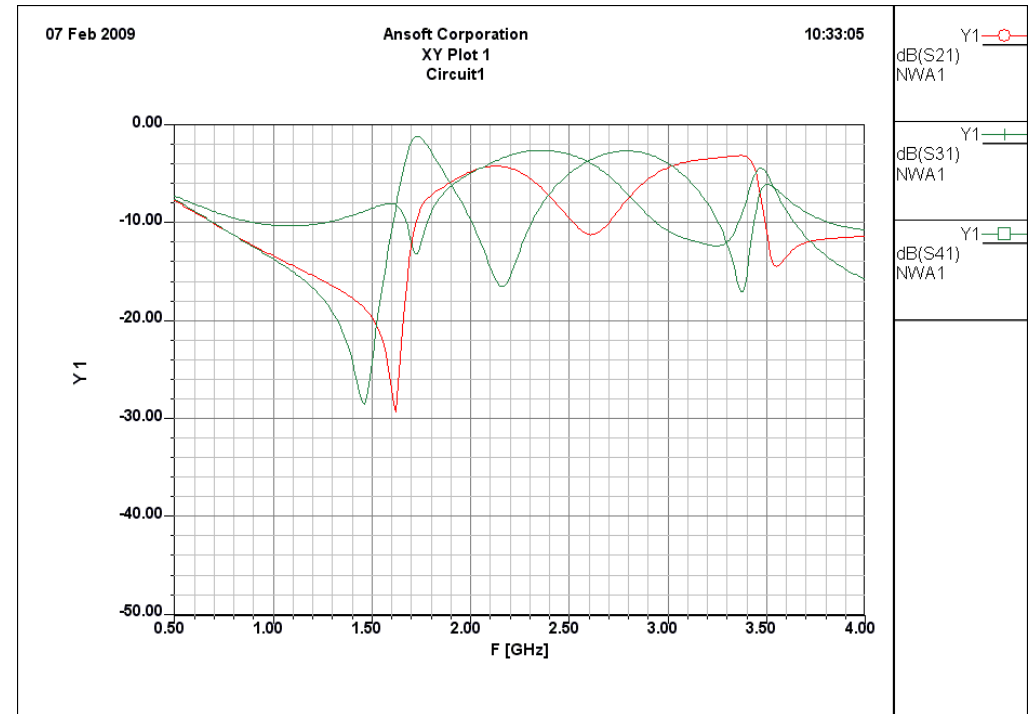


図-5 : 位相オフセット = 180° 短絡負荷でのパワーメータ相対値

これらのシミュレーションの結果から、

$$p_{i,1} = [0.1115, 0.4968, 0.3157]$$

$$p_{i,2} = [0.5269, 0.0752, 0.3283]$$

$$p_{i,3} = [0.4727, 0.3811, 0.0854]$$

$$p_{i,4} = [0.1957, 0.1763, 0.5408]$$

$$p_{i,5} = [0.2671, 0.2238, 0.2679]$$

ステップ - 4

ステップ-3 で求めたパワーメータの相対値を用いて次式を計算します。

$$T_{i,k} = \frac{P_{i,k}}{P_{i,5}}, \quad i = 3,4,5, \quad k = 1,2,3,4 \quad (7.36)$$

そして更に次式を計算します。

$$e_i = \sum_{k=1}^4 \frac{(T_{i,k} - 1)\eta_k}{|\Gamma_k|^2} \quad (7.37)$$

$$f_i = \sum_{k=1}^4 T_{i,k} \eta_k$$

$$g_i = 2 \sum_{k=1}^4 T_{i,k} c_k \eta_k$$

$$h_i = 2 \sum_{k=1}^4 T_{i,k} s_k \eta_k$$

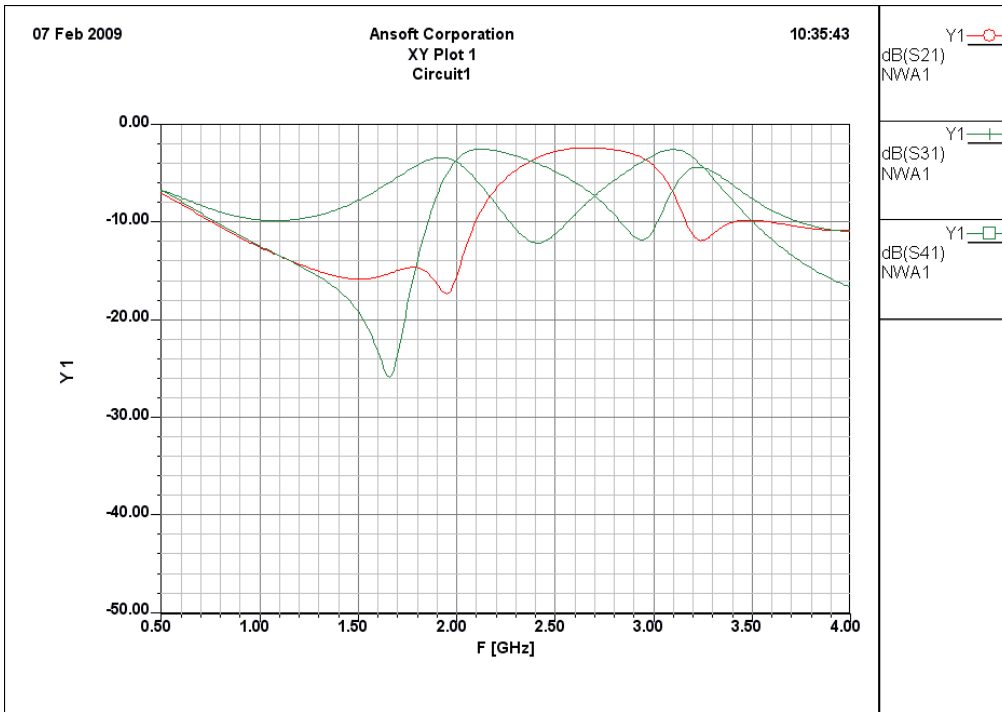


図-6 : 位相オフセット = 0° 短絡負荷でのパワーメータ相対値

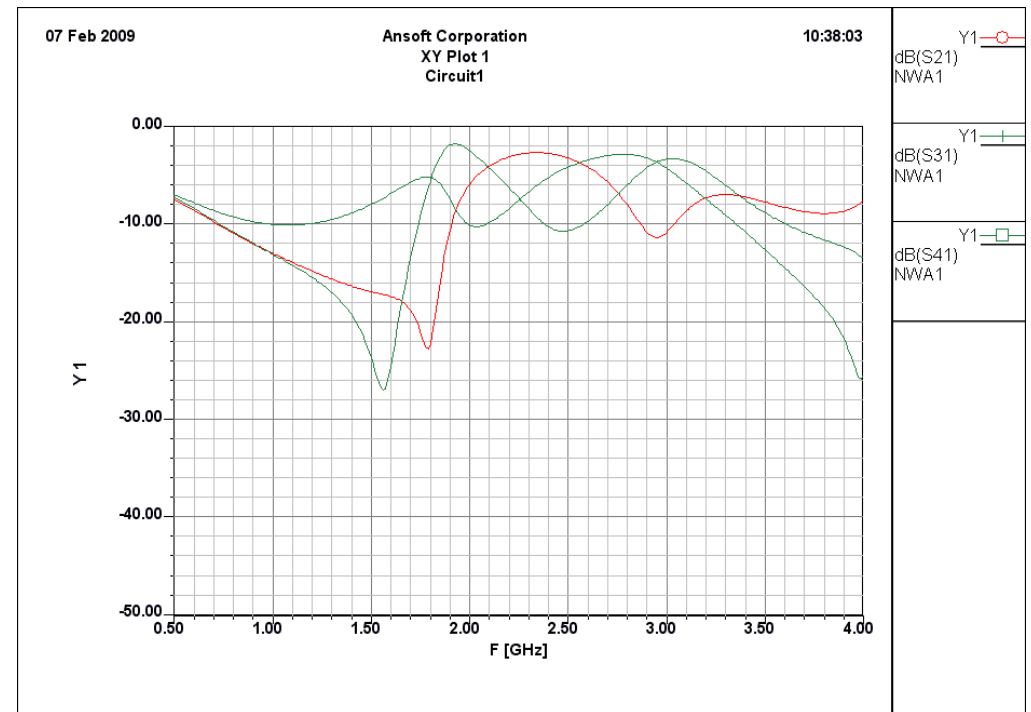


図-7 : 位相オフセット = 90° 短絡負荷でのパワーメータ相対値

ステップ -3 までの数値を用いて計算すると、

$$T_{i,1} = [0.4175, 2.2197, 1.1784]$$

$$T_{i,2} = [1.9724, 0.3361, 1.2257]$$

$$T_{i,3} = [1.7695, 1.7025, 0.3188]$$

$$T_{i,4} = [0.7327, 0.7878, 2.0188]$$

そして、

$$e_i = [-0.4492, 0.2623, 0.2657]$$

$$f_i = [-0.4492, 0.2623, 0.2657]$$

$$g_i = [-12.4392, 15.0690, -0.3780]$$

$$h_i = [-8.2940, -7.3176, 13.6000]$$

ステップ - 5

i と j について、3、4、および 5 から $i \neq j$ なる関係の組み合わせで次式を計算します。組み合わせは、(3, 4)、(4, 5) と (5, 3) です。

$$M_{i,j} = \frac{\xi_1^2 - 2(\xi_2\xi_3 + \xi_4\xi_5)}{2(\xi_2^2 + \xi_4^2)} \quad (7.38)$$

$$N_{i,j} = \frac{\xi_3^2 + \xi_5^2}{\xi_2^2 + \xi_4^2}$$

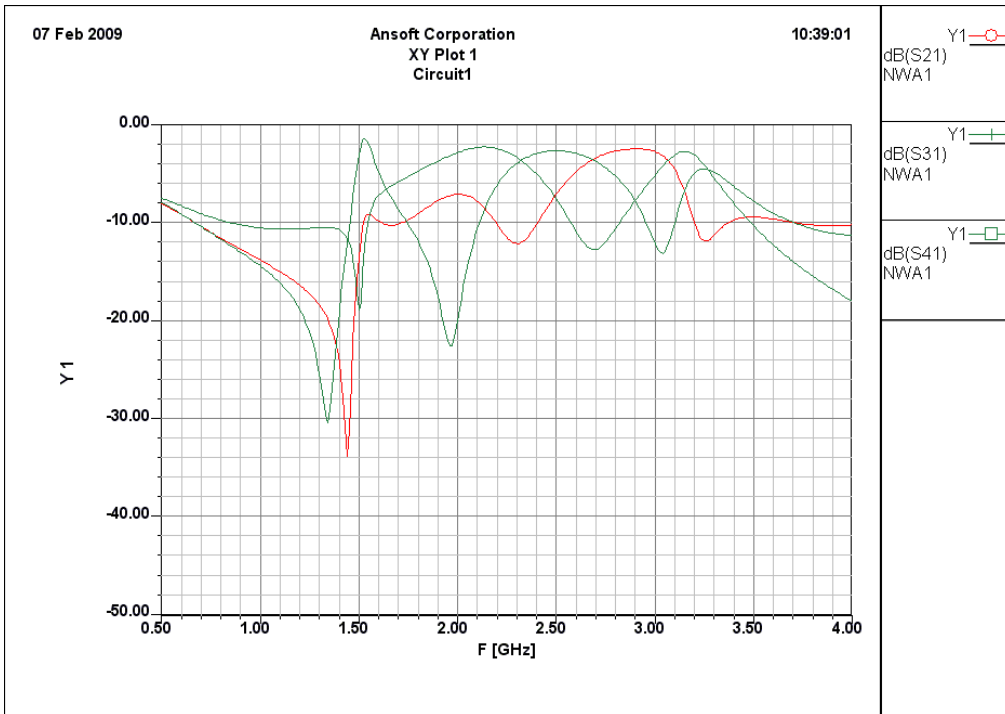


図-8 : 位相オフセット = 270° 短絡負荷でのパワーメータ相対値

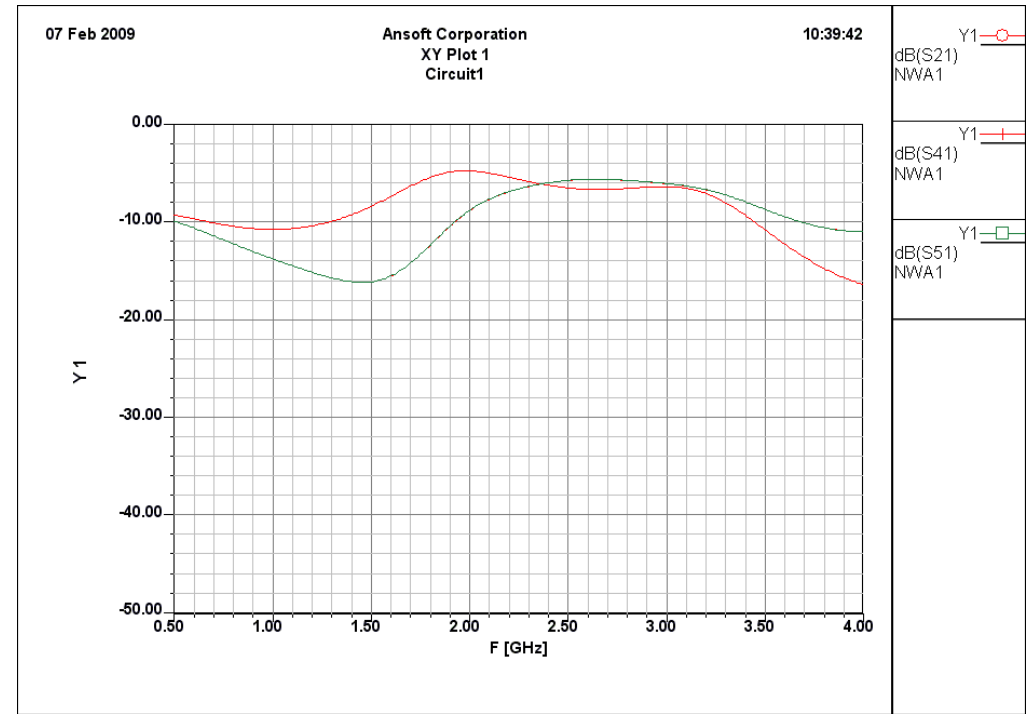


図-9 : 整合負荷でのパワーメータ相対値

ここで、

$$\begin{aligned}\xi_1 &= g_i h_j - h_i g_j \\ \xi_2 &= h_i f_j - f_i h_j \\ \xi_3 &= h_i e_j - e_i h_j \\ \xi_4 &= g_i f_j - f_i g_j \\ \xi_5 &= g_i e_j - e_i g_j\end{aligned}\quad (7.39)$$

ステップ -4 の結果を用いると、 $(i, j) = (3, 4)$ について、

$$\xi = [216.0081, -5.4624, -5.4624, 3.5069, 3.5069]$$

$$M_{3,4} = 552.6778$$

$$N_{3,4} = 1.0000$$

$(i, j) = (4, 5)$ について、

$$\xi = [202.1716, -5.5113, -5.5113, 4.1033, 4.1033]$$

$$M_{4,5} = 431.8761$$

$$N_{4,5} = 1.0000$$

$(i, j) = (5, 3)$ について、

$$\xi = [172.3092, -3.9054, -3.9054, 3.4752, 3.4752]$$

$$M_{5,3} = 542.1952$$

$$N_{5,3} = 1.0000$$

ステップ - 6

ステップ -5 の結果を用いて次式を計算します。

$$\begin{aligned}\alpha_6 &= \frac{\left[M_{i,j} - \left(M_{i,j}^2 - N_{i,j} \right)^{1/2} \right] \xi_2 + \xi_3}{\xi_1} \\ \beta_6 &= \frac{\left[M_{i,j} - \left(M_{i,j}^2 - N_{i,j} \right)^{1/2} \right] \xi_4 + \xi_5}{\xi_1}\end{aligned}\quad (7.40)$$

$(i, j) = (3, 4)$ について、

$$\alpha_6 = -0.0253$$

$$\beta_6 = 0.0162$$

$(i, j) = (4, 5)$ について、

$$\alpha_6 = -0.0273$$

$$\beta_6 = 0.0203$$

$(i, j) = (5, 3)$ について、

$$\alpha_6 = -0.0227$$

$$\beta_6 = 0.0202$$

このように i と j の組合せで 3 組の α_6 と β_6 が算出され、これらは冗長な関係にあります。どの組合せを使用しても良いのですが、測定誤差低減のために 3 組の平均値を使用することにします。すなわち、

$$\alpha_6 = -0.0251$$

$$\beta_6 = 0.0189$$

この α_6 と β_6 を使って次式を計算します。

$$|A_6|^2 = \alpha_6^2 + \beta_6^2\quad (7.41)$$

すなわち、

$$|A_6|^2 = 9.8774e - 004$$

ステップ - 7

i = 3, 4, 5 について次式を計算します。

$$R_{i,k} = \frac{T_{i,k} - 1}{|\Gamma_k|^2} + T_{i,k} (|A_6|^2 + 2\alpha_6 c_k - 2\beta_6 s_k) \quad (7.42)$$
$$i = 3, 4, 5 \quad k = 1, 2, 3, 4$$

計算結果は、

$$R_{3,k} = [-0.6031, 1.0733, 0.7042, -0.2389]$$
$$R_{4,k} = [1.1105, -0.6467, 0.6397, -0.1817]$$
$$R_{5,k} = [0.1204, 0.2884, -0.6929, 1.0972]$$

次に l, m と n について、1, 2, 3, および 4 から l ≠ m ≠ n なる関係の組合わせで次式を計算します。組合わせは、(1, 2, 3)、(2, 3, 4)、(3, 4, 1) と (4, 1, 2) です。また、i = 3, 4, 5 です。

$$\alpha_i = \frac{R_{i,l} S_{m,n} + R_{i,m} S_{n,l} + R_{i,n} S_{l,m}}{2(c_l S_{m,n} + c_m S_{n,l} + c_n S_{l,m})} \quad (7.43)$$
$$\beta_i = \frac{R_{i,l} C_{m,n} + R_{i,m} C_{n,l} + R_{i,n} C_{l,m}}{2(c_l S_{m,n} + c_m S_{n,l} + c_n S_{l,m})}$$

計算結果は、

$$\alpha_3 = [-0.4191, -0.4203, -0.4179, -0.4191]$$
$$\beta_3 = [-0.2346, -0.2358, -0.2358, -0.2370]$$
$$\alpha_4 = [0.4393, 0.4379, 0.4407, 0.4393]$$
$$\beta_4 = [-0.2039, -0.2053, -0.2053, -0.2068]$$
$$\alpha_5 = [-0.0420, -0.0431, -0.0409, -0.0420]$$
$$\beta_5 = [0.4487, 0.4475, 0.4475, 0.4464]$$

このように l, m, n の組合せで α_i と β_i それぞれに 4 つの値が算出されますが、これらは冗長な関係にあります。ステップ -6 と同様に測定誤差低減のために 4 つの平均値を使用することにします。すなわち、

$$\alpha_3 = -0.4191 \quad \beta_3 = -0.2358$$
$$\alpha_4 = 0.4393 \quad \beta_4 = -0.2053$$
$$\alpha_5 = -0.0420 \quad \beta_5 = 0.4475$$

これらの α と β から次式を計算します。

$$|A_i|^2 = \alpha_i^2 + \beta_i^2, \quad i = 3, 4, 5 \quad (7.44)$$

すなわち、

$$|A_i|^2 = [0.2312, 0.2352, 0.2020]$$

ステップ - 8

ここまでの手順で、式 (7.13) を用いて、式 (7.12) の係数である F_i 、 G_i 、 H_i を求めることができます。

$$D = 0.1282$$
$$F_i = [-2.1233, 2.6115, -0.1165, 0.0139]$$
$$G_i = [1.4207, 1.3124, -2.8998, 0.1035]$$
$$H_3 = [-0.0584, 0.1748, -0.1215]$$

以上の手順で 5 ポート・カップラの校正が完了し、式 (7.12) を用いてパワーメータの読み値から DUT の反射係数を求めることができます。

測定のシミュレーション

校正結果の確認として、実際の測定をシミュレーションします。DUT として $50+j50$ (Ω) の負荷で検証してみます。図-4 の回路において、DUT に $50+j50$ (Ω) を代入して、その時の p_3 、 p_4 および p_5 を計算したものが図-10 です。パワーメータの相対値は、

$$p_3 = 0.5569, \quad p_4 = 0.5239, \quad p_5 = 0.3621$$

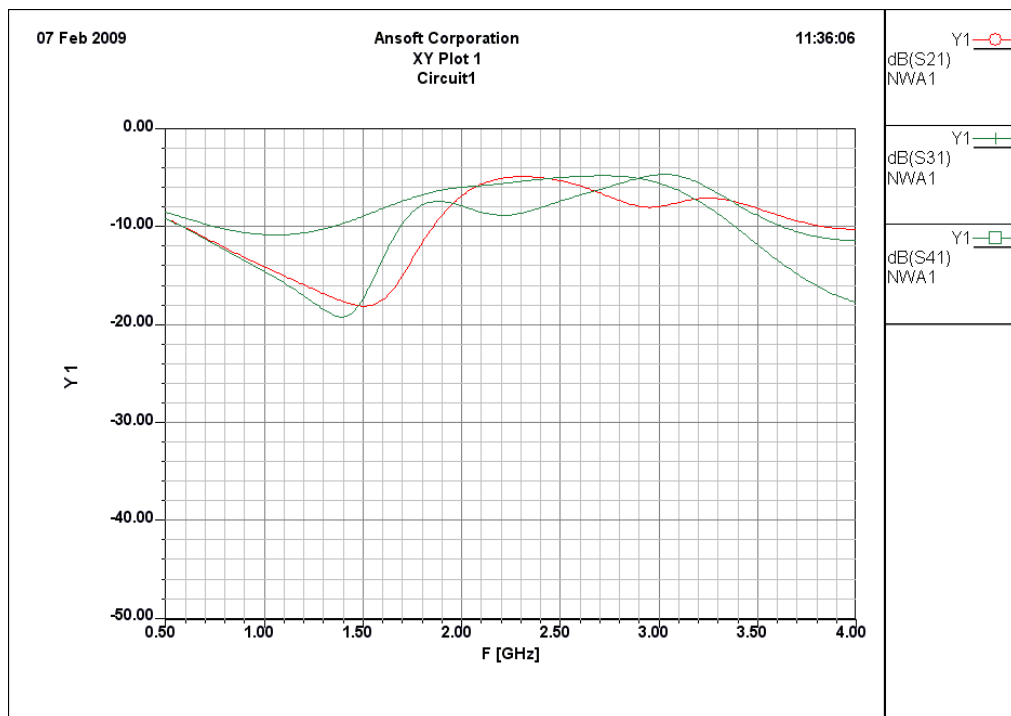


図-10 : $50+j50$ (Ω) でのパワーメータ相対値

これらの値と、校正手順のステップ -1 から -8 で求めたキャリブレーション係数 F_i 、 G_i 、 H_i を式 (7.12) に代入すると、

$$\Gamma = 0.1999 + j0.4004$$

となります。

なお、ここで注意が必要な点は p_6 の取扱いです。参考とした文献 [2] ではカップラが 6 ポートであり、 p_6 が $p_3 \sim p_5$ の相対的な基準として取扱われています。しかし、ここで使用しているカップラは 5 ポートなので、便宜的に $p_6 = 1.0$ として計算を進めます。

さて、一方で $50+j50$ (Ω) の反射係数は、次式から理論的に $\Gamma = 0.2+j0.4$ です。

$$\Gamma = \frac{(R + jX) - Z_0}{(R + jX) + Z_0}$$

測定値(のシミュレーション値) $\Gamma = 0.1999+j0.4004$ と理論値 $\Gamma = 0.2+j0.4$ を比較すると良い一致を示しており、校正が正しく行なわれていると判断されます。冗長なので記述を省略しますが、校正する周波数をカップラ設計周波数の下端である 2.2GHz としたシミュレーションでは、 $50+j50$ (Ω) の負荷($\Gamma = 0.2+j0.4$) に対して、 $\Gamma = 0.2000+j0.4000$ なる結果となりました。ここでも両者は良い一致を示しています。

校正の実際について

上記の手順中に示した数値例は単一の周波数だけであり、実際の測定前校正では、使用する帯域全体にわたって周波数ステップ毎に式 (7.12) の係数を求めます。手順自体は単純な繰り返しですが、基準負荷のオフセットの取扱いについて配慮が必要です。

ステップ-1 において基準負荷の反射係数を求める際にオフセットを 90° 、 180° 、 270° としましたが、これは 2.5 GHz での値であり、校正する周波

数に応じて変化します。基準負荷のオフセット短絡負荷は、現実的には物理長固定の同軸ケーブル、または同軸管なので、オフセットの位相角は周波数に比例した値となります。例えば 2.2 GHzでは、79.2°、158.4°、237.6°です。もし、スライディング・ロードが使えるのなら、オフセットの位相角が一定になるように物理長を変えることも可能ですが、周波数毎に物理長を合わせる(スライドさせる)というのは煩雑で現実的ではありません。スライディング・ロードを使用するのなら、それに適した校正方法が各種提案されています。

まとめ

5ポート・カップラを用いた VNA で最も重要なキャリブレーションについてシミュレーションにより、そのプロセスを明らかにしました。シミュレーションから現実の世界へ移行する際の課題はありますが、原理を押さえておくことがその課題のハードルを低くすると期待されます。

今後はバックエンドの開発と 5ポート・カップラの現物製作に着手し、VNA 製作の最終段階へ進みたいと思います。

(2009年2月7日 初版)

／／
☆

参考資料

- [1] 5ポート・カップラ — お手軽 VNA を目指して (#4)
武安義幸 / JA6XKQ
http://www.terra.dti.ne.jp/~takeyasu/FivePort_6.pdf
- [2] MICROWAVE IMPEDANCE MEASUREMENT
Solomo, P. I. ; Hunter, J. D.
IEE ELECTRICAL MEASUREMENT SERIES 2
1985, Peter Peregrinus Ltd.
ISBN 0-86341-033-2
- [3] Calibrating the Six-Port Reflectometer Using a Matched Load and Four Unity-Reflection Standards. Part 1: Perfectly Matched Load.
BILIK, V.
Radioengineering, 1992, vol. 1, no. 1, p. 10-13.
http://www.urel.feec.vutbr.cz/RADIOENG/fulltexts/1992/92_01_02.pdf
- [4] Calibrating the Six-Port Reflectometer Using a Matched Load and Four Unity-Reflection Standards. Part 2: Sliding Termination.
BILIK, V.
Radioengineering, 1992, vol. 1, no. 2, p. 2-8.
http://www.urel.feec.vutbr.cz/RADIOENG/fulltexts/1992/92_02_01.pdf
- [5] Aspects of the Calibration of a Single Six-Port Using a Load and Offset Reflection Standards
Riblet, G. P. ; Hansson, E. R. B.
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on
Volume 82, Issue 12, Dec 1982 Page(s): 2120 – 2125

- [6] A new method for automatic calibration of 5-port reflectometers
Rangel de Sousa, F.; Huyart, B.
Microwave and Optoelectronics Conference, 2003. IMOC 2003.
Proceedings of the 2003 SBMO/IEEE MTT-S International
Volume 2, Issue , 20-23 Sept. 2003 Page(s): 1063 – 1068 vol.2
http://www.sel.eesc.usp.br/jmo/issues/prev_issues/vol_3/vol3_n5/vol3_n5_paper_pdf/v3n5a13.pdf
- [7] An Improved Method of Determining the Reference Port
Characteristics of Six-Port Reflectometers
Bilik, V.
European Microwave Conference, 1991. 21st
Publication Date: Oct. 1991
Volume: 1, On page(s): 521-526
- [8] A new robust method for six-port reflectometer calibration
Wiedmann, F. Huyart, B. Bergeault, E. Jallet, L.
Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on
Publication Date: Oct 1999
Volume: 48, Issue: 5
On page(s): 927-931
http://www.geocities.com/frank_wiedmann/calibration.pdf
- [9] Calibrating the Six-Port Reflectometer by Means of Sliding
Terminations
Engen, G. F.
IEEE Trans. Microwave Theory Tech.,
vol. MTT-26, pp. 951-957, Dec. 1978.
http://www.geocities.com/frank_wiedmann/sliding.pdf
- [10] “Thru-Reflect-Line”: An Improved Technique for Calibrating
the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer
F. Engen, G. F., Hoer, C. A.
IEEE Trans. Microwave Theory Tech.,
vol. MTT-27, pp. 987-993, Dec. 1979
http://www.geocities.com/frank_wiedmann/trl.pdf