

# リターンロス・ブリッジ (Return Loss Bridge)の動作

2015.07.04 JA1VCW

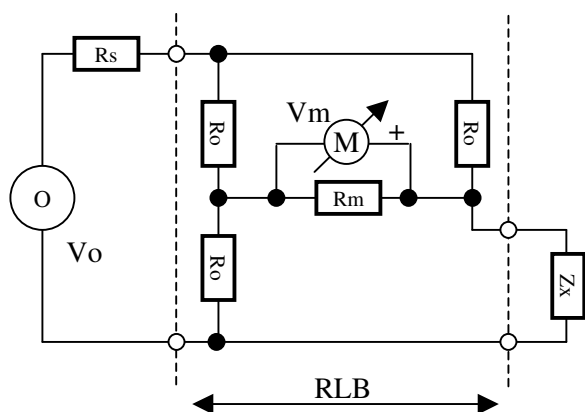
## 1. はじめに

部品、アンテナのインピーダンスやアンプの入出力インピーダンスなどが知りたいときがあります。その測定方法の一つとしてリターンロス・ブリッジ(Return Loss Bridge・・・RLB と略)を使用します。RLB は比較的簡単な回路で実際にあちこちに使用されていますが、なぜこれでインピーダンスやリターンロスが測定できるのか興味がありました。少し調べてみますと測れるとは書いてあるのですがその仕組みまではあまり書いてありません。どのような動作をしているのでしょうか。ということで私なりに考えてみました。そのときのメモを見やすいように書いてみました。

## 2. 回路

RLB の回路は図の様です。単なる抵抗のブリッジ回路です。これで $V_m$ と $Z_x$ の関係がわかれば動作が理解しやすいと思いました。

リターンロス・ブリッジ(RLB)の回路



$R_s$ : 電圧源(=信号源)の出力抵抗  
 $R_o$ : 固定抵抗  
 $R_m$ : 検出抵抗  
 $R_s=R_o=R_m$ であることが必須です。  
通常は $50\Omega$ か $75\Omega$ です。

O: 測定周波数を出力する電圧源(=信号源)  
発生電圧  $V_o$   
M: 電圧計(測定周波数にて正確なもの)  
測定値  $V_m$   
 $Z_x$ : 被測定インピーダンス

$V_m$ と $Z_x$ との関係は、結果を示すと

$$V_m = (V_o/8) * [(Z_x - R_o) / (Z_x + R_o)]$$

または  $V_m * (8/V_o) = (Z_x - R_o) / (Z_x + R_o)$

このようになりました。(計算は付 1. 参照)

## 3. 検証

計算間違いは無いかな？ 結果はちゃんと合っているかな？ を確かめます。方法は

- 1) Spiceを使って回路をシミュレーションします。
  - 2)  $Z_x$ にいろいろな値を入れて、今回の計算結果とシミュレーション結果を比較してみます。
- また、 $Z_x$ がリアクタンス分を含む場合も考えます。

式の変形などの検証は結果が解っていないので、別の解っている方法での計算結果と比較するくらいしか方法が考え付きません。厳密にはこれでは不十分かもしれませんが、今回はこれを実施しました。

### 3. 1 $Z_x$ が純抵抗の場合

$Z_x$  が純抵抗の場合の検証。

リターンロス・ブリッジの計算値とSpiceでのシミュレーション結果の比較

$R_o(\Omega) = 50$

$V_o(V) = 1$

計算値		シミュレーション Spice(mV)
$Z_x(\Omega)$	$V_m(mV)$	
50	0.000	0.000
100	41.667	41.667
25	-41.667	-41.667
500	102.273	102.273
5	-102.273	-102.273
1.00E+16	125.000	125.000
0	-125.000	-125.000

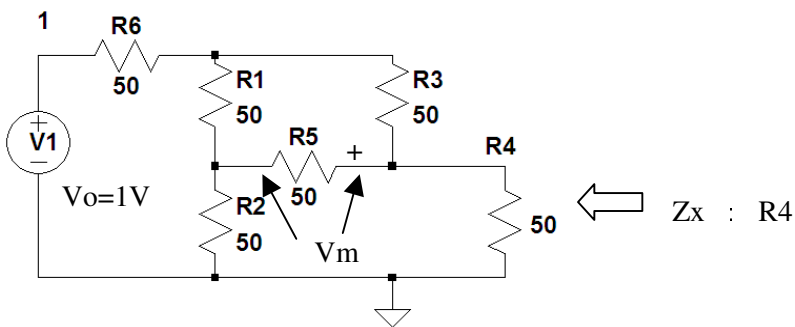
計算式は前述の

$$V_m = (V_o/8) * [(Z_x - R_o) / (Z_x + R_o)]$$

これは $V_o$ ,  $R_o$  が決まっているときに、 $Z_x$  に対する $V_m$  の値がどのようになるかを算出した結果です。計算値とシミュレーション結果が良く合っています。ここでは信号源は直流です。(付 3.)

←  $Z_x$  がオープンの場合に相当

←  $Z_x$  がショートの場合に相当



実際に求めたいのは  $Z_x$ , リターンロス( $\rho$ ), VSWR などである場合が多いので、 $V_m$  の値から  $Z_x$ ,  $\rho$ , VSWR を算出します。

電圧反射係数 (以下単に反射係数と書きます) を  $\Gamma$  (ガンマ)として

$$\Gamma = [(Z_x - R_o) / (Z_x + R_o)] = V_m * 8 / V_o$$

$Z_x$ の値は

$$Z_x = R_o * [(1 + \Gamma) / (1 - \Gamma)]$$

また、リターンロス  $\rho$  (dB) は次の式で求められます。

$$\rho(\text{dB}) = -20 * \log_{10}[|\Gamma|]$$

ついで VSWRです。

$$\text{VSWR} = (1 + |\Gamma|) / (1 - |\Gamma|)$$

$V_m$ から $\Gamma$ ,  $Z_x$ ,  $\rho$ , VSWR を求める ( $V_m$ は前述の検証のときの値を使用した)

$R_o(\Omega) = 50$

$V_o(V) = 1$

$V_m(mV)$	$\Gamma$	$Z_x(\Omega)$	$\rho(\text{dB})$	VSWR
0.000	0.000	50.0	#NUM!	1.00
41.667	0.333	100.0	9.542	2.00
-41.667	-0.333	25.0	9.542	2.00
102.273	0.818	500.0	1.743	10.00
-102.273	-0.818	5.0	1.743	10.00
125.000	1.000	#DIV/0!	0.000	#DIV/0!
-125.000	-1.000	0.0	0.000	#DIV/0!

<=  $\rho : \infty$

<=  $Z_x : \infty$  VSWR:  $\infty$

<= VSWR:  $\infty$

### 3. 2 $Z_X$ がリアクタンスを含んだ場合

いままでは  $Z_X$  が純抵抗の場合を扱って来ました。

ここで  $V_o$  と  $V_m$  の振幅とその位相差を測定することができると、 $Z_X$  もリアクタンスを含んだ複素数形式 ( $R + jX$ ) の  $R$  と  $X$  の値を求めることができます。

今回、複素数の計算は煩雑になりそうなのでシミュレーションで確認してみました。

2つの回路の違いは負荷抵抗に直列に  $L1$  または  $C1$  が付いているだけで、このときの反射係数 ( $\Gamma$ ) はおのこの

$$\Gamma(L1) = (|B\text{間の電圧}| / |A\text{点の電圧}|) \angle \text{位相差} = (62.4\text{mV} / 124.6\text{mV}) \angle 90^\circ = 0.5 \angle 90^\circ$$

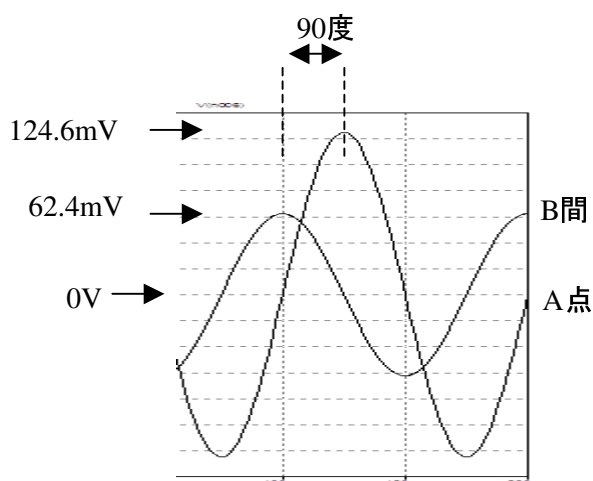
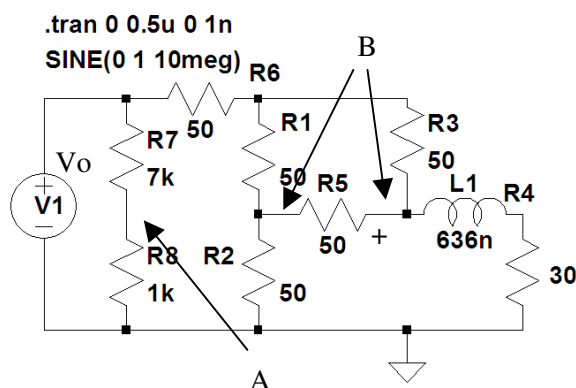
$$\rightarrow (30 + j40) \Omega \quad j40 \Omega = 636\text{nH} \quad @10\text{MHz} \quad (\text{付 2. 参照})$$

$$\Gamma(C1) = (|B\text{間の電圧}| / |A\text{点の電圧}|) \angle \text{位相差} = (62.4\text{mV} / 124.6\text{mV}) \angle -90^\circ$$

$$= 0.5 \angle -90^\circ \rightarrow (30 - j40) \Omega \quad -j40 \Omega = 398\text{pF} \quad @10\text{MHz}$$

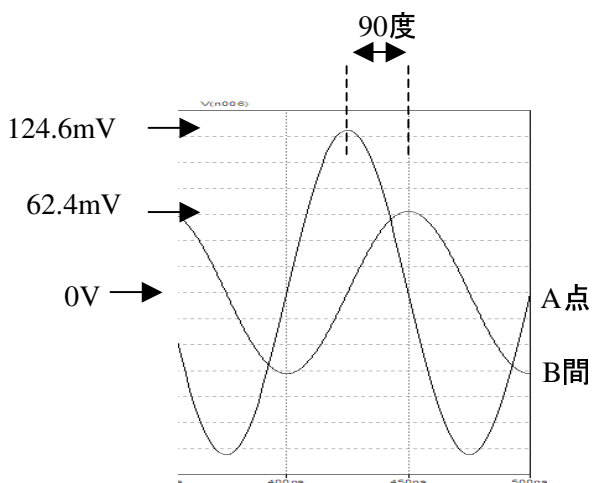
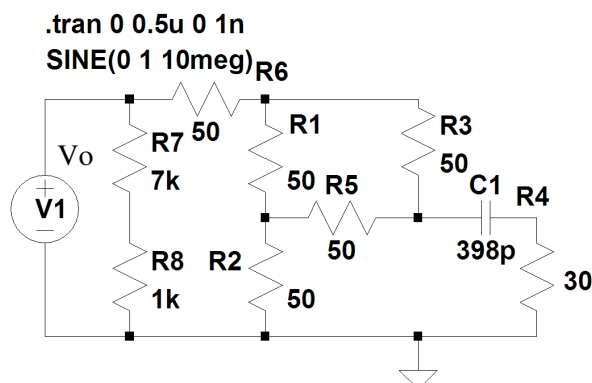
$V_o$  に対して  $1/8$  の係数を掛ける必要があるので、 $A$  点の電圧は  $V_o$  を抵抗で  $1/8$  に分圧してあります。周波数は  $10\text{MHz}$  です。  $L1, C1$  はこの周波数において上記の  $\pm jX$  になります。

#### 1) $Z_X$ にインダクタンスが含まれる場合



電圧の比が 0.5 で位相差が  $90^\circ$  になっています。

#### 2) $Z_X$ にキャパシタンスが含まれる場合



電圧の比が 0.5 で位相差が  $-90^\circ$  になっています。

$V_m$  と  $Z_x$  との関係は、結果を示すと（再掲）

$$V_m = (V_o/8) * [(Z_x - R_o) / (Z_x + R_o)]$$

または  $V_m * (8/V_o) = (Z_x - R_o) / (Z_x + R_o)$

この式は前記検証の結果から、正しいと考えます。そして次のことが言えると思います。

式は  $V_o/8$  をゲイン係数（比例乗数）とすれば  $(Z_x - R_o) / (Z_x + R_o)$  は電圧反射係数を表すので、  
“ **$V_m$  を高入力インピーダンスの電圧計で測定することは、出力インピーダンス  $R_s (= R_o)$  の電源に  $Z_x$  の負荷を接続したときの電圧反射係数を（比例係数を含んで）測定することです。**”

電圧反射係数の値を知ることによって、 $Z_x$  のインピーダンスやリターンロスが算出できます。

#### 4. 実際の測定方法

測定結果を得るためには  $V_o$  と  $V_m$  の比を取らなくてはならないのですが、 $V_o$  は信号源の無負荷の出力電圧を高インピーダンスの電圧計で測定してその値を使用します。SG などでは無負荷の電圧値を emf として直接設定できる機種もあります。

$V_o$  が不明な場合でも、 $Z_x$  をオープン又はショートして  $V_m$  を測定すれば、このときの  $V_m$  は  $V_o/8$  なので、 $V_m$  を8倍すれば  $V_o$  の値を算出できます。

$V_m$  と  $Z_x$  との関係式に比例係数として  $V_o/8$  という値が反射係数に掛かっているので、オープン又はショート時の  $V_m$  の値と、求めたい  $Z_x$  を測定した  $V_m$  の値の比を取れば、そのまま  $\Gamma$  が算出できます。

$$\Gamma = [(Z_x - R_o) / (Z_x + R_o)] = V_m * 8/V_o = V_m / (V_o/8)$$

↑  
この  $V_o/8$  の値が  $Z_x$  をオープンまたはショートしたときの  $V_m$  の測定値。

これが SG と  $50\Omega$  の電圧計での  $\Gamma$  の測定です。SPA と TG が使えれば広範囲の周波数での測定が可能なので一般に良く行われます。TG の出力レベルの周波数特性が若干悪くても、Normalize 機能等を使って誤差を補正すれば容易に正しい測定ができます。

$Z_x$  がリアクタンス分を含んだ場合、SPA と TG では位相差の測定が不可能なので、インピーダンスの絶対値 ( $\sqrt{R^2 + (jX)^2}$  の値) のみが求まります。複素数での値は求められないので、 $R$  および  $jX$  の値は別々にはわかりません。当然  $Z_x$  が容量性であるか、誘導性であるかも判断できません。

負荷がオープン、ショート又は  $R_o$  の場合の反射係数は次のようになります。

$$\Gamma(\text{short}) = 1 \angle 180^\circ$$

$$\Gamma(\text{open}) = 1 \angle 0^\circ \quad \Gamma(R_o) = 0$$

これらのことを考慮して、ネットワークアナライザではインピーダンスを複素数で測定できます。

#### ☆注意

RLB の回路 (1 ページ) で、一般に信号源の出力抵抗 ( $R_s$ : 一般に  $50\Omega$ ) は信号源の内部にあります。

同様に検出抵抗 ( $R_m$ : 一般に  $50\Omega$ ) は電圧計 M も内部にあることが多いのです。

実際の測定に当たって RLB に信号源や電圧計を接続する場合には特性インピーダンス  $Z_o$  のケーブルを使用し、 $R_s = Z_o = R_o = R_m$  の関係を保たなければなりません。

$R_s$ 、 $R_m$  の誤差は測定値に影響しますので、例えば自作の発振器などで  $R_s$  が不明の場合は何らかの方法で前記関係を確保しないと正しい測定はできません。簡易な方法はアッテネータの使用です。

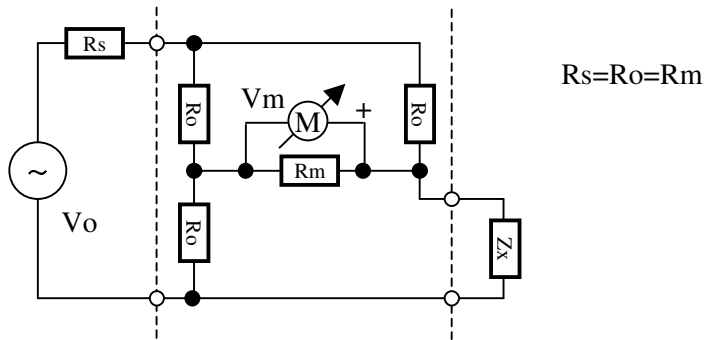
## 5. いくつかの回路例

この回路(再掲)を実現するなかで、重要な事は電圧計Mの両端子に電圧が発生していることです。すなわち電圧計Mはフローティングでなくてはならないのです。

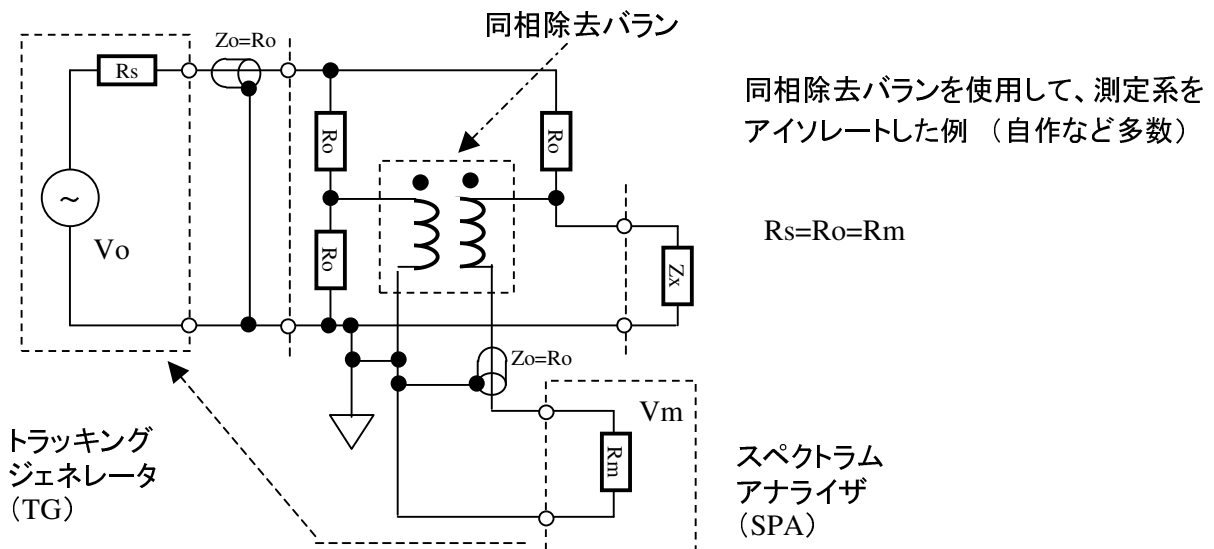
そのためには同相除去バランやトランス、或は入力完全に差動の電圧計が必要です。

高周波では多くはバランを使用しますが、ここがどの位フロートできるかがこのブリッジの成否の別れとなる様です。狭帯域では比較的簡単でしょうが、広帯域(数MHz～数GHz)に渡って高性能なものを作るとなるとそれなりに大変そうです。また、バランやトランスを使った場合は通常直流が扱えません。

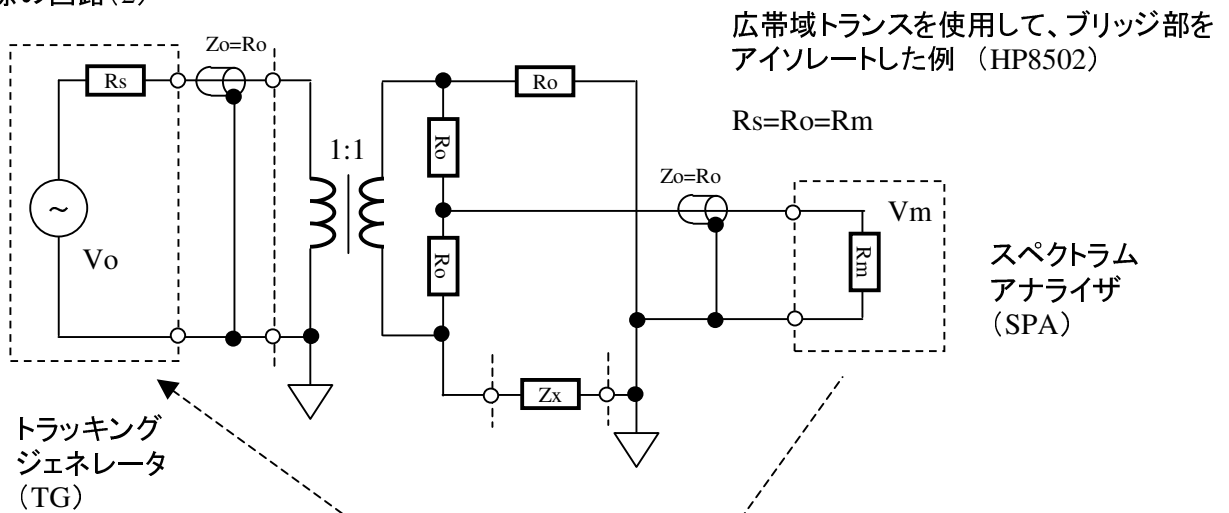
### RLB



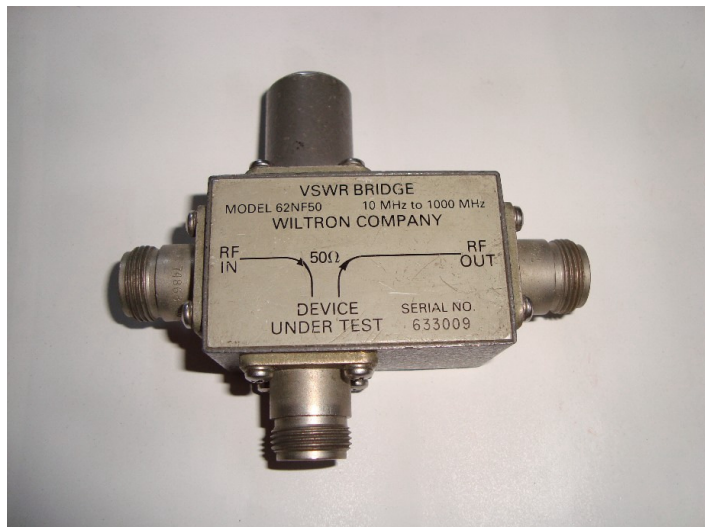
実際の回路(1)



実際の回路(2)



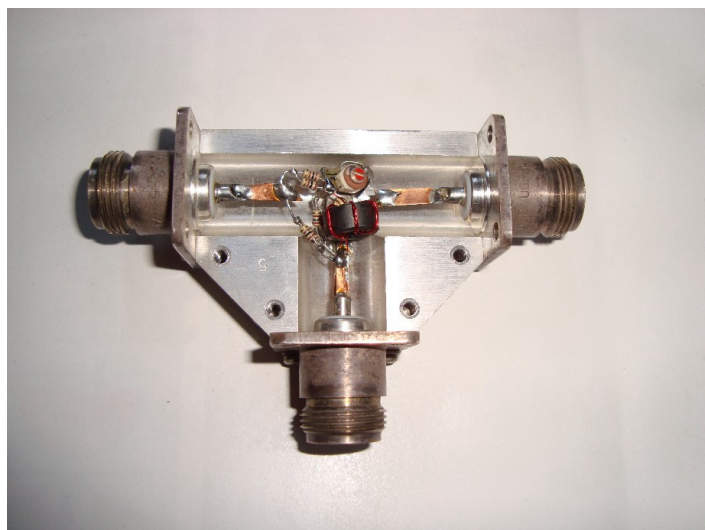
## 6. リターンロス・ブリッジの例 RLB の写真です。



Wiltron社(現アンリツ) 62NF50  
10MHz ~1000MHz

泣く子も黙る?? ウィルトロン製のRLB。  
VSWR BRIDGEなんて書いてあります。  
空けて見る事はできませんので  
内部がどうなっているのかわかりません。

今は販売していないようですが、結構高価な  
もののようです。  
アンリツが扱っていて、修理、校正が ¥25k-  
などと、インターネットに出ていました。



自作例  
100kHz ~50MHz

しっかりと作ってあります。 削りだしの筐体。  
同様の削りだしのフタが上ぶたとして付きます。  
力を加えてケースが歪むようではいけません。  
もともと別の用途のケースにRLB を組み  
込んだと思われます。  
浮遊容量バランスのトリマコンデンサが付いて  
います。

RL>45dB



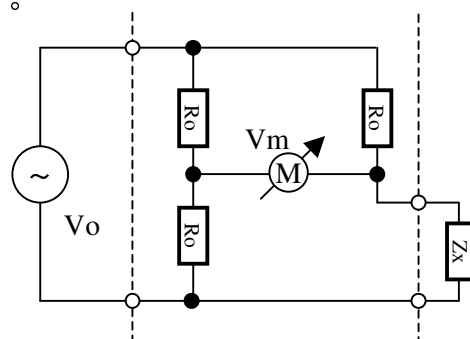
TEXCAN 社 RCB-3  
REFLECTION COEFFICIENT BRIDGE  
1MHz ~500MHz

30年かそれ以上前に、何も知らなくて単に  
コネクタが付いている箱としてジャンクで入手。  
当初の性能がまだ保持しているかどうか  
分かりません。

- ・ターミネータ外付け。
- ・検出器内蔵。出力は直流電圧。  
(SPAでは使用できません)

## 7. 感想、その他

- 1)リターンロス・ブリッジでなぜ反射係数や $Z_X$ を求めることができるかということについて、また、キャリブレーションとして $Z_X$ をオープン／ショートした後、実際の $Z_X$ を測定する意味がわかりました。
- 2)ブリッジは“平衡させてその時の回路の既知の素子の値から未知の素子の値を求める”という使用方法が一般的ですが、リターンロス・ブリッジ(RLB)では構成素子のひとつの電圧を測定すると、その値が(比例係数を含むが)反射係数になっているというのは、たいへん不思議でした。測定値が比例でも反比例でもlog・・・でも無く、反射係数の式に則る値になること、このようなこと誰が考え出したのでしょうか。すごいです。感激です。
- 3)実は私自身はRLBを作ったことはないのですが、自作に関してはコメントできないのですが、作られた方々は $V_m$ を測定するための平衡⇒不平衡の balan づくりに苦労されるようです。インターネットで検索すると自作例がいっぱい出てきます。皆さんチャレンジ精神旺盛で素敵ですね。
- 4)以前RLBの動作をこのような回路で論じていた資料を見ることがあります。  
実際は信号源は一般に出力インピーダンス(通常 $R_0$ )を有していますし、測定系も実際は入力を $R_0$ で終端された機器を使います。  
本当にこの原理図でよいのでしょうか？  
私には理解できません。  
しかし結果は正しく算出されるようです。  
これで良いならば、計算式がとても簡単になります。



- 5)反射係数を測定するための方法は他にもあって、通過型のSWRメータなどがその例です。  
SWRメータは送信機とアンテナの間に入れて使用します。挿入損失がとても小さいことが特徴で、送信電力の損失がほとんどありません。その代わり測定精度がRLBに比較して高くありませんが(原理的に低いのではなく、高精度を求める作り方をしないので)モニターとして使うには最適です。本稿のRLBは最小6dBの損失がありますので、電力関係のところには繋いだままでは使用できません。ただ、自動同調などで負荷のインピーダンスを測定する目的で、測定の時のみ接続して小さい電力で測定するという事は行われている様です。(受信専用の自動アンテナチューナーなど)
- 6)測定機器は誤差を論じないといけませんが、どういうふうに考えたらよいか分かりません。  
基本的には抵抗 $R_0$ の精度と浮遊C、浮遊L、および balan やトランスのアイソレーション、F 特などが考えられますが頭が回リません。  
これらの誤差要因をSpiceなどで、モンテカルロ法などで値を振って調べるのでしょうか。
- 7)実際に使用するときには、あまり考えずにSPAやTGを50 $\Omega$ のケーブルで接続して測定しますが、ほんとうはちゃんと意味を理解して測定しないといけませんね。
- 8)コモンモードを除去する為に検出側に balan を使う場合は多いのですが、AD8307 などを使うと入力は差動なので直接接続でき、またlog-ampなのでアンプ出力はそのままリターンロス(dB)で表示されます。QEX? かどこかで見たような気がします。
- 9)RLB などが使用される測定はネットワークアナライザが活躍する領域ですが、私はまだ初心者です。いろいろと勉強しないといけません。

10) このRLBを使って $Z_x$ や $\rho$ などを測定する場合、 $R_o$  近くの値は細かく値がわかりますが $R_o$  から離れるに従って感度が悪くなります。5)の誤差とは別のもので、この測定方法の固有の動作です。つまり、 $V_m$ の測定値が一定値変化した場合、 $R_o$ から離れると $|Z_x|$ の変化が大きくなります。同じ事ですが $|Z_x|$ が一定値変化した場合、 $R_o$ から離れると $V_m$ の変化が小さくなります。まあ、我々がよく使う範囲( $VSWR < 10$ )ではそんなに大きいわけではありませんが...

$V_m$ が+1mV変化したときの $\Gamma, Z_x, \rho$ 計算

参考

$R_o(\Omega) = 50$

$V_o(V) = 1$

$V_m$ (mV)	$\Gamma$	$Z_x(\Omega)$	$Z_x$ の変化	$\rho$ (dB)
0.000	0.000	50.000		#NUM!
1.000	0.008	50.806	0.016	41.938
41.667	0.333	100.001		9.542
42.667	0.341	101.822	0.018	9.336
-41.667	-0.333	25.000		9.542
-40.667	-0.325	25.453	0.018	9.753
102.273	0.818	500.007		1.743
103.273	0.826	525.321	0.051	1.658
-102.273	-0.818	5.000		1.743
-101.273	-0.810	5.243	0.049	1.828
125.000	1.000	#DIV/0!		0.000
124.000	0.992	12450.000		0.070
-125.000	-1.000	0.000		0.000
-124.000	-0.992	0.201	0.201	0.070

$Z_x$ の変化は下の式

$$|50.806 - 50.000| / 50$$

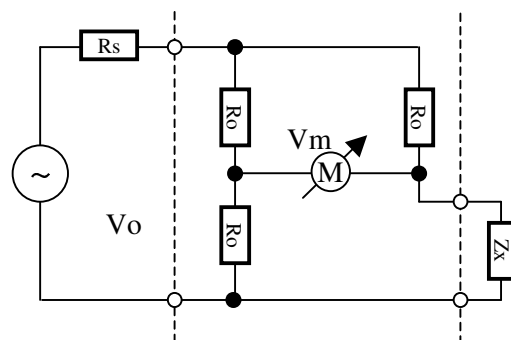
$$\leq Z_x: \infty$$

11) 4)項で疑問を呈しましたが、この回路でもシミュレーションしますとある条件で正しく動作します。すなわち信号源の出カインピーダンスは0で、電圧計の入カインピーダンスは $\infty$ であることが必要です。下図は $R_s$ が0と5 $\Omega$ のときの $Z_x$ と $V_m$ のシミュレーション結果です。これを見れば明らかで、 $R_s=0$ でなければ正しい結果は得られません。

$R_o(\Omega) = 50$

$V_o(V) = 1$

$Z_x(\Omega)$	シミュレーション Spice(mV) $R_s=0$	シミュレーション Spice(mV) $R_s=5$
50	0.000	0.000
100	166.666	153.848
25	-166.666	-149.272
500	409.088	386.264
5	-409.088	-358.568
1.00E+16	500.000	476.279
0	-500.000	-434.752



このタイプのRLBは実際に存在して、6ページに示した“TEXCAN RCB-3”が該当します。(付 4.) 信号源はSGなどを直接入力しても正しい計測はできません( $R_s=50\Omega$ )。トランスなどを使用して等価的にSGの出カインピーダンスを極力下げて使用しなければなりません。



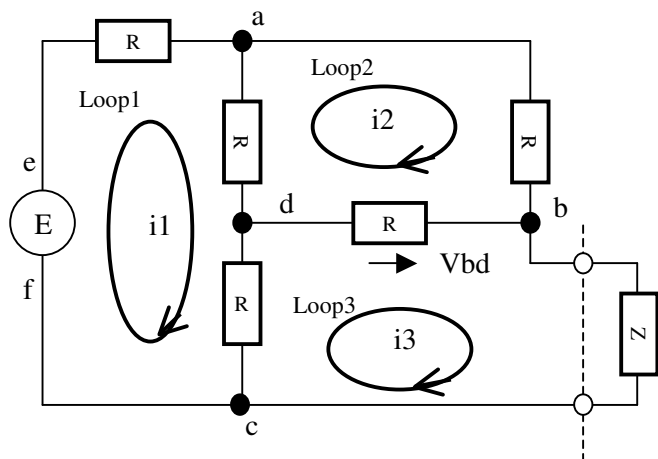
付 1.  $V_m$  と  $Z_x$  との関係の算出

$V_m$  と  $Z_x$  との関係を計算します。

回路網の電圧電流の解法です。オーソドックスな連立方程式を解く方法です。

前出の回路(1ページ)を考えやすいように、また計算しやすいように書き直して、且つ記号を付与します。変更の理由は数式を扱う場合に変数の文字数が多いと、間違いやすいと思ったからです。

また、抵抗値を固定したのは、実際に現れてくる抵抗値は1種類なので(そうしないとRLB自体が成り立たない)そのように計算しました。



前出の回路の記号を以下に変更します。

$R_s \rightarrow R$   
 $R_o \rightarrow R$   
 $R_m \rightarrow R$   
 $Z_x \rightarrow Z$   
 $V_o \rightarrow E$   
 $V_m \rightarrow V_{bd}$

ループの電流を  $i_1, i_2, i_3$  とし、各電流の方向を図のように採ります。

そうしますと次のような式が成立します。式のたて方は電気回路の初歩の本やインターネットにいくらでも出ていますので、それらを参照してください。

Loop1は e,a,d,c,f の1周の閉路とします。

Loop2は a,b,d の1周の閉路とします。

Loop3は d,b,c の1周の閉路とします。

各電流を求めて、そこから  $V_{bd}$  を求めればよいでしょう。

最終的に求めたいのは  $V_{bd}$  と  $Z$  との関係です。

$$\text{Loop1では} \quad (R+R+R)*i_1 \quad -R*i_2 \quad -R*i_3 = E$$

$$\text{Loop2では} \quad -R*i_1 + (R+R+R)*i_2 \quad -R*i_3 = 0$$

$$\text{Loop3では} \quad -R*i_1 \quad -R*i_2 + (R+R+Z)*i_3 = 0$$

これらを連立方程式として解けばよいでしょう。

整理するとこのようになります。

$$3R*i_1 \quad -R*i_2 \quad -R*i_3 = E \quad \text{①}$$

$$-R*i_1 + 3R*i_2 \quad -R*i_3 = 0 \quad \text{②}$$

$$-R*i_1 \quad -R*i_2 + (2R+Z)*i_3 = 0 \quad \text{③}$$

連立1次方程式なので解を求めること自体は中学校か高等学校のレベルです。  
 難しくはありませんが、丁寧に解かないとミスをしします。 実は何度もミスして時間がかかりました。  
 (また、なるべくあいまいさを避けるために、式の中に通常記入不要なカッコや\*も使用しています)

式を再掲します。

$$\begin{array}{rclcl} 3R*i1 & -R*i2 & -R*i3 & =E & \textcircled{1} \\ -R*i1 & +3R*i2 & -R*i3 & =0 & \textcircled{2} \\ -R*i1 & -R*i2 & +(2R+Z)*i3 & =0 & \textcircled{3} \end{array}$$

i1を消去するために ①+②\*3 を実施して

$$\begin{array}{rclcl} 3R*i1 & -R*i2 & -R*i3 & =E & \\ +) & -3R*i1 & +9R*i2 & -3R*i3 & =0 \quad \textcircled{2}*3 \\ \hline & 8R*i2 & -4R*i3 & =E & \textcircled{4} \end{array}$$

また ②-③ を実施して

$$\begin{array}{rclcl} -R*i1 & +3R*i2 & -R*i3 & =0 & \textcircled{2} \\ -) & -R*i1 & -R*i2 & +(2R+Z)*i3 & =0 \quad \textcircled{3} \\ \hline & 4R*i2 & -(3R+Z)*i3 & =0 & \textcircled{5} \end{array}$$

i3を求めるために、④-⑤\*2を行って、

$$\begin{array}{rclcl} 8R*i2 & -4R*i3 & =E & \textcircled{4} \\ -) & 8R*i2 & -(6R+2Z)*i3 & =0 & \textcircled{5}*2 \\ \hline & & (2R+2Z)*i3 & =E & \\ i3 & = & E/[2(R+Z)] & & \textcircled{6} \end{array}$$

⑥を④に代入して i2 を求める。

$$\begin{array}{l} 8R*i2 -4R*[E/[2(R+Z)]] = E \\ i2 = [E(3R+Z)]/[8R(R+Z)] \quad \textcircled{7} \end{array}$$

同様に i1 を求める。(Vbdを求めるためには必要ないのですが) ⑥、⑦を②に代入して

$$\begin{array}{l} -R*i1 +3R[E(3R+Z)]/[8R(R+Z)] -R*[E/[2(R+Z)]] =0 \\ i1 = [E(5R+3Z)]/[8R(R+Z)] \quad \textcircled{8} \end{array}$$

求めたい電圧 Vbd は 起電力を d → b (b側が高電位)とすれば

$$\begin{array}{l} Vbd = R*(i2-i3) \text{ なので} \\ Vbd = R*[ [E(3R+Z)]/[8R(R+Z)] - E/[2(R+Z)]] \end{array}$$

これを計算すれば

$$Vbd = (E/8)*[(Z-R)/(Z+R)]$$

最初の回路図に対応させると Vbd → Vm 、またE → Vo 、Z → Zx , R → Ro なので

$$Vm = (Vo/8)*[(Zx-Ro)/(Zx+Ro)]$$

となります。

## 付 2. 反射係数とインピーダンスの計算

反射係数  $\Gamma$  からインピーダンス  $Z_X$  を求める計算です。  $Z_X$  の計算式は

$$Z_X = R_0 * [(1 + \Gamma) / (1 - \Gamma)]$$

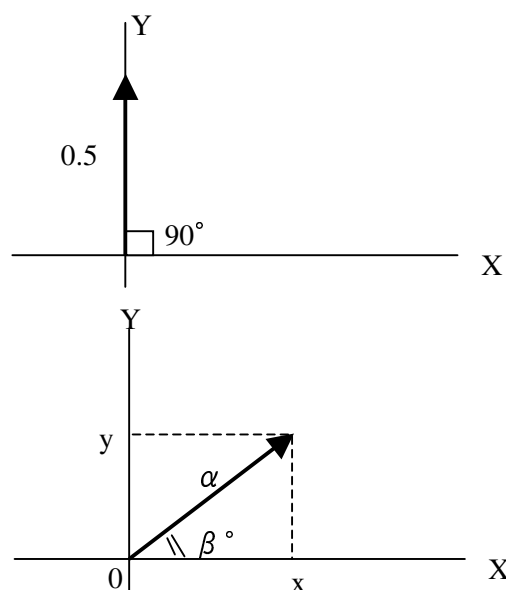
反射係数  $0.5 \angle 90^\circ$  の場合

$$Z_X = R_0 * (1 + \Gamma) / (1 - \Gamma) = R_0 * [1 + (0.5 \angle 90^\circ)] / [(1 - (0.5 \angle 90^\circ))]$$

ここで  $0.5 \angle 90^\circ$  は  $0.5 * (\cos 90^\circ + j \sin 90^\circ) = 0.5 * (0 + j1) = j0.5$  なので

$$\begin{aligned} Z_X &= 50 * [(1 + j0.5) / (1 - j0.5)] = 50 * [(1 + j0.5)(1 + j0.5) / (1 - j0.5)(1 + j0.5)] \\ &= 50 * [(1 + 2 * j0.5 - 0.25) / (1 + 0.25)] = 50 * (0.6 + j0.8) = (30 + j40) \Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 0.5 \angle 90^\circ &\rightarrow 0.5 * (\cos 90^\circ + j \sin 90^\circ) \\ &= 0.5 * (0 + j1) = j0.5 \end{aligned}$$



一般に

$$\begin{aligned} \alpha \angle \beta^\circ &\rightarrow \alpha * (\cos \beta^\circ + j \sin \beta^\circ) \\ &= x + jy \end{aligned}$$

です。

## 付 3. 直流での検証

直流なのに反射係数？ という疑問が発生します。

調べては見ましたが、私自身勉強不足でうまく説明することができません。 能力の限界です。

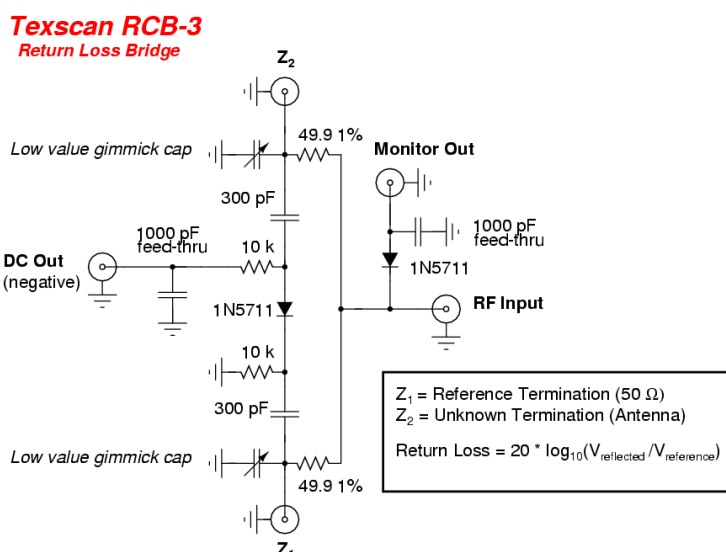
しかし、直流でも計算値とシミュレーションは合いますし、リアクタンス分を含まない例ですから交流でも同じように合います。

## 付 4. TEXCAN RCB-3

RCB-3の回路図です。

RFinputに接続される信号源は

出力インピーダンスが極力低い必要があります。



以上