



想像を超える可能性を
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

これからの回路設計で知っておきたい 最適デジ・アナ信号伝送と Sパラメータの基本・実践 (後編)

アナログ・デバイセズ株式会社
石井 聡

8/25/2015 – 9/4/2015

Analog Devices Proprietary Information ©



アジェンダ

7. イントロダクション
8. Sパラメータの基本的な考え方
9. Sパラメータとスミスチャート
10. インピーダンス・マッチングの概念とスミスチャート
11. ミスマッチによる信号反射と伝送線路によるインピーダンス変化・伝送ロス
(結論:ミスマッチがあると信号伝送に周波数特性が出る)
12. まとめとAppendix

節番号は前編と通しにしております



想像を超える可能性を
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

7. イントロダクション

Sパラメータの出てくるところ：可変ゲインアンプ ADL5330



ゲイン制御範囲60dB、
10MHz～3GHz、VGA

ADL5330

特長

電圧制御アンプ／減衰器

動作周波数：10MHz～3GHz

出力パワー制御を最適化

優れた直線性：OIP3 31dBm@900MHz

出力ノイズ・フロア：-150dBm/Hz@900MHz

50Ωの入力および出力インピーダンス

シングルエンド動作または差動動作

広いゲイン制御範囲：-34～+22dB@900MHz

デシベル・リニアのゲイン制御機能：20mV/dB

単電源動作：4.75～5.25V

アプリケーション

RFとIFでの送信および受信のパワー制御

機能ブロック図

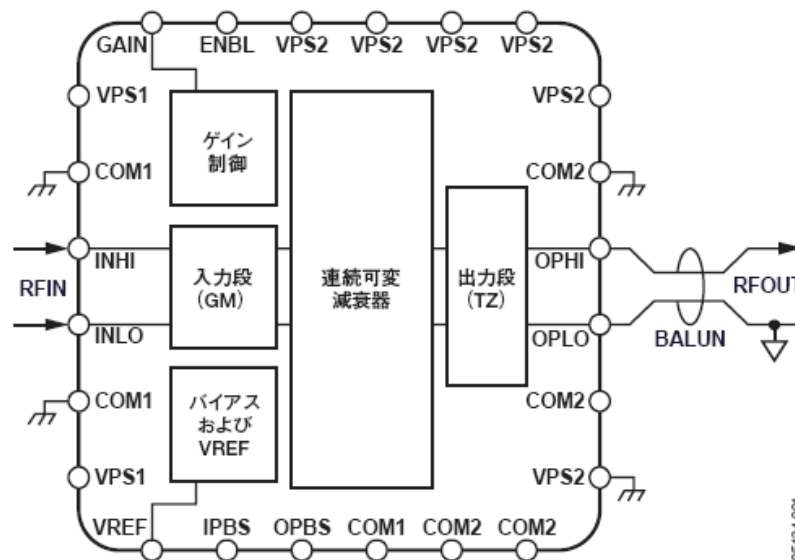


図1

取り扱う周波数が高くなってきたので、
このようなものも特殊なICではなくなっている

S_{11} のスミスチャート



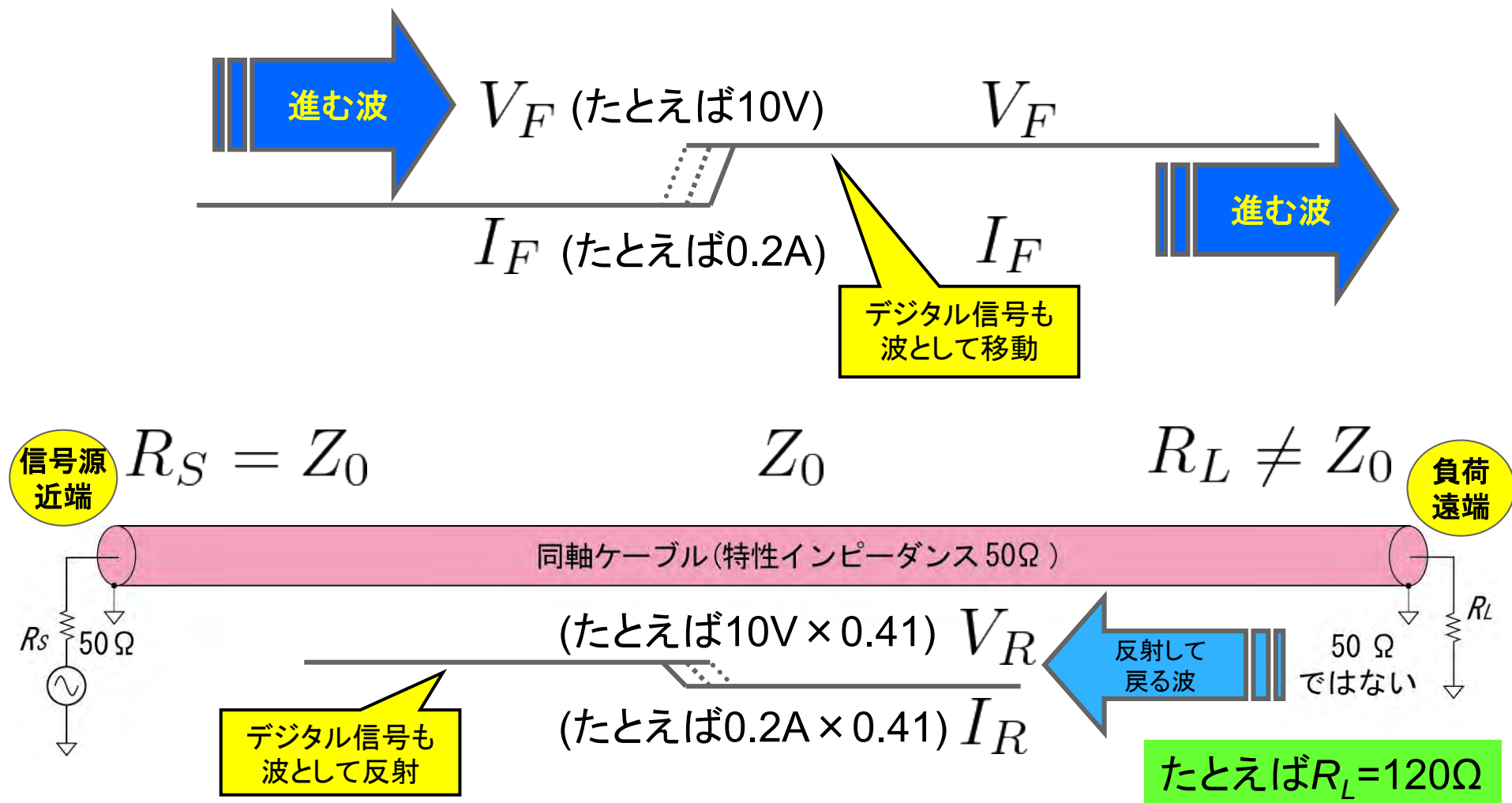
図29. 出力インピーダンス(差動)



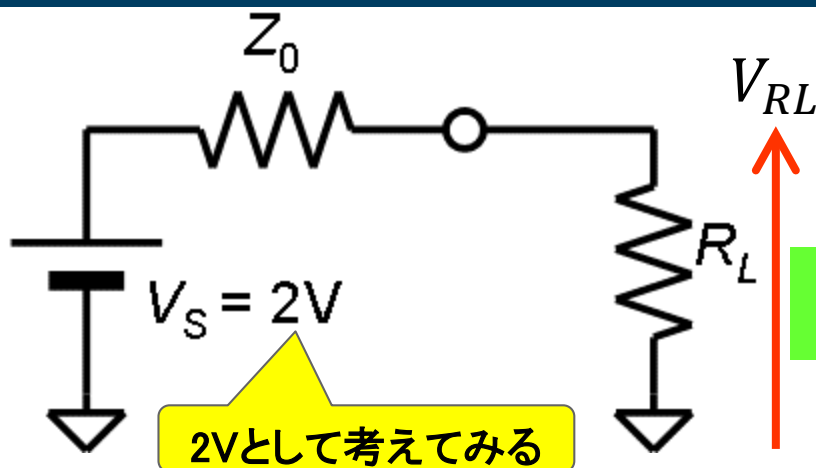
図28. 入力リターン損失(ETC1-1-13バラン回路を使用)

図30. 出力リターン損失(ETC1-1-13/バラン回路を使用)

前編のおさらい「信号の反射」



前編のおさらい「反射係数 $\Gamma = \frac{V_R}{V_F} = \frac{I_R}{I_F} = \frac{R_L - Z_0}{R_L + Z_0}$ の考え方」



マッチングしているときの**進む波**の**大きさ**だから

$$Z_0 = R_L \text{ ならば、} V_{RL}(=V_F) = \frac{V_S}{2} = 1V$$

$$Z_0 \neq R_L \text{ ならば、} V_{RL} = \frac{R_L}{R_L + Z_0} V_S$$

$$V_{RL} = V_F + V_R = \frac{R_L}{R_L + Z_0} V_S$$

進む波と戻る波

$$V_R = V_{RL} - V_F = \frac{R_L}{R_L + Z_0} V_S - \frac{V_S}{2} = \frac{R_L - Z_0}{R_L + Z_0} \cdot \frac{V_S}{2} = \Gamma \cdot V_F$$

戻る波 V_R

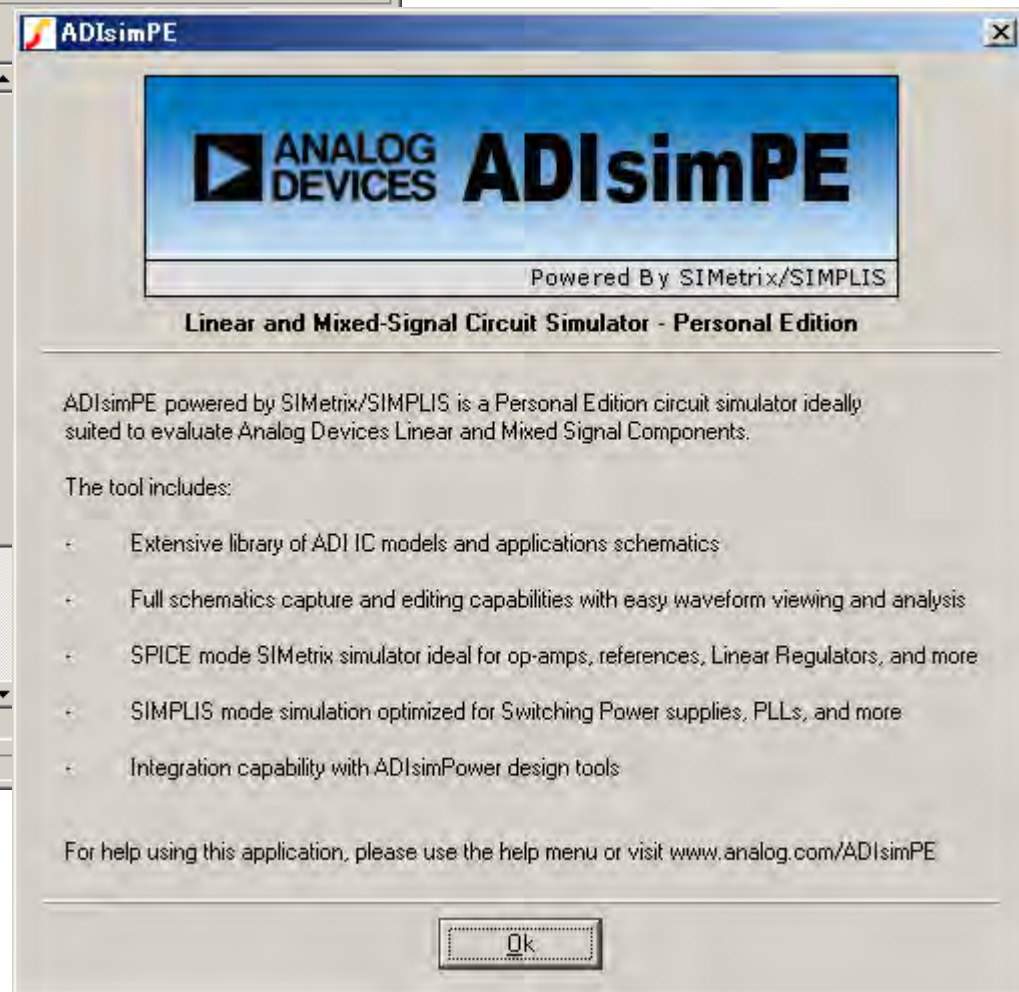
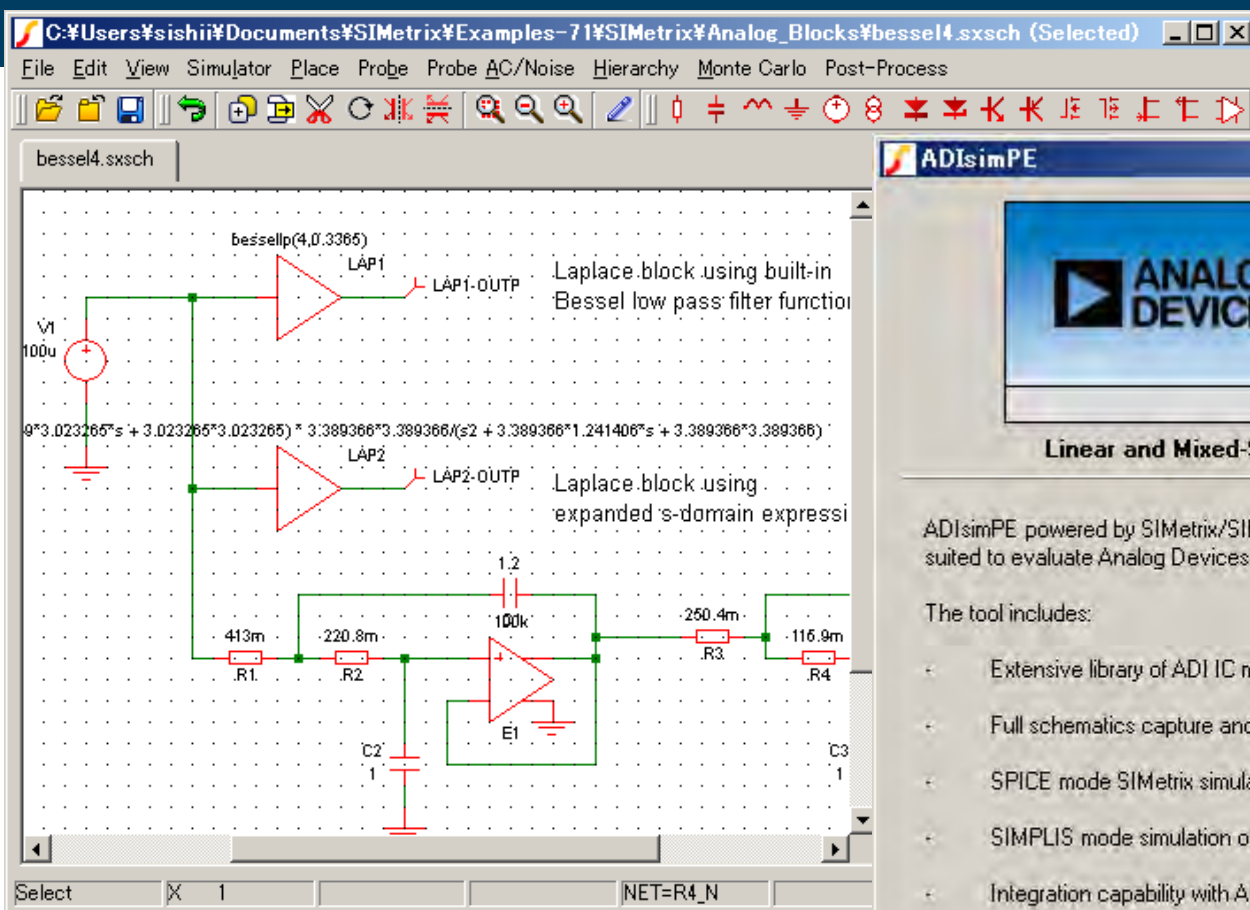
反射係数 Γ になる。こんなに簡単なんだ！

$$\frac{V_S}{2} = V_F = 1V$$

実際はこれに位相量が入る！

進む波 V_F

使用するSPICEツール ADIsimPE (Personal Edition)

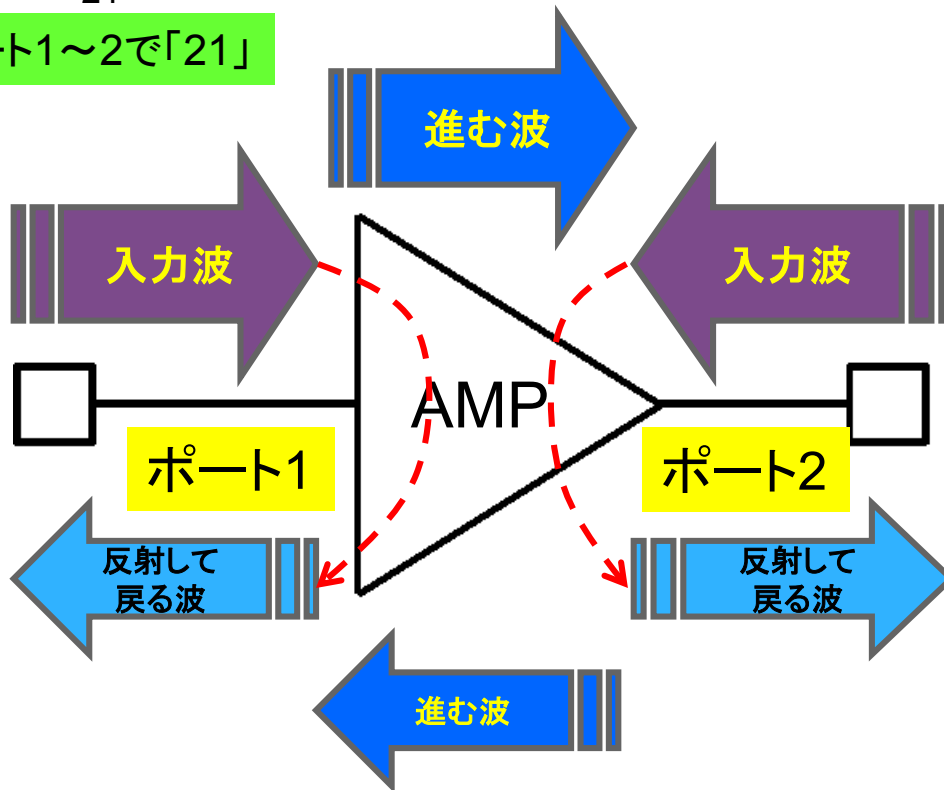


8. Sパラメータの基本的な 考え方

S (散乱)パラメータの定義

S₂₁ 簡単にいうと**増幅率**。出力／入力の比率

ポート1~2で「21」



S_{22} 簡単にいうと出力側の**反射係数**。
出力に**無理やり**信号を突っ込んだときの、戻る波／突っ込んだ量の比率

S_{12} 簡単にいうと**漏れ率**。出力に無理やり信号を突っ込んだときの、入力側に漏れ出した量／突っ込んだ量の比率

数式で表してみるSパラメータ

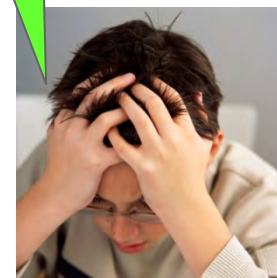
$$B_1 = S_{11}A_1 + S_{12}A_2$$

$$B_2 = S_{21}A_1 + S_{22}A_2$$

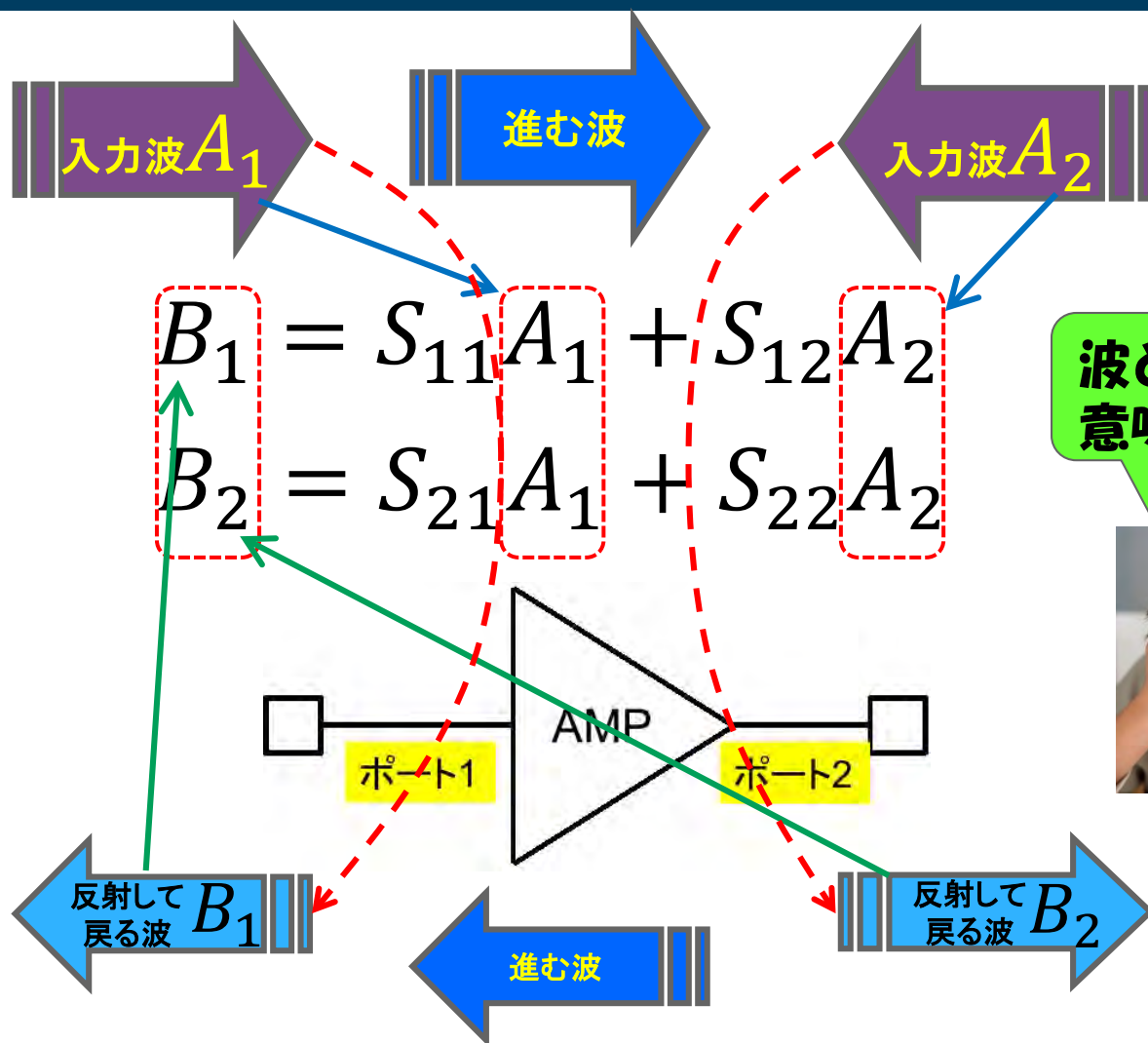
こんな式では
意味わからん！

上記を行列形式であらわすと

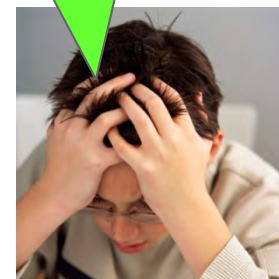
$$\begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix}$$



数式で表してみるSパラメータ

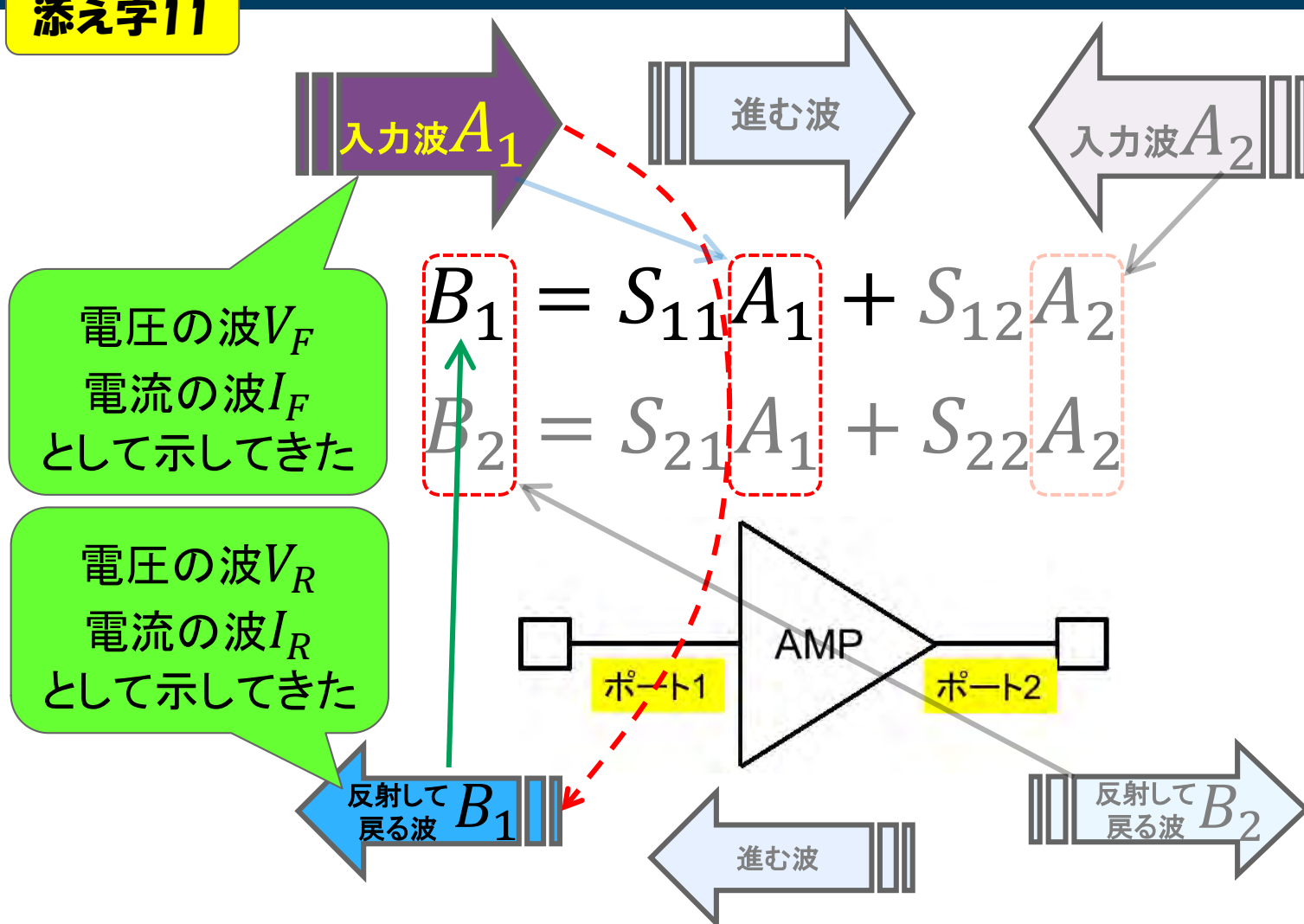


波とか言っても
意味わからん！



S_{11} パラメータと反射係数 Γ

添え字11



S_{11} パラメータと反射係数 Γ (同じである理由)

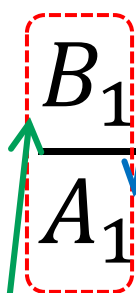
添え字11



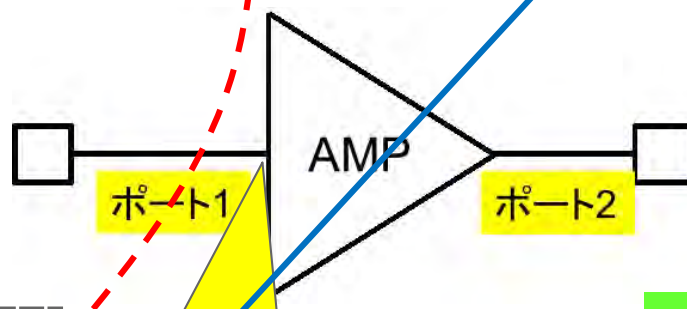
$A_1 = V_F \text{ or } I_F$
 $B_1 = V_R \text{ or } I_R$
なので、 S_{11} は反射
係数 Γ なんだ!

電圧の波 V_F
電流の波 I_F
として示してきた

電圧の波 V_R
電流の波 I_R
として示してきた



$$\frac{B_1}{A_1} = S_{11} = \Gamma = \frac{Z_{IN} - Z_0}{Z_{IN} + Z_0}$$

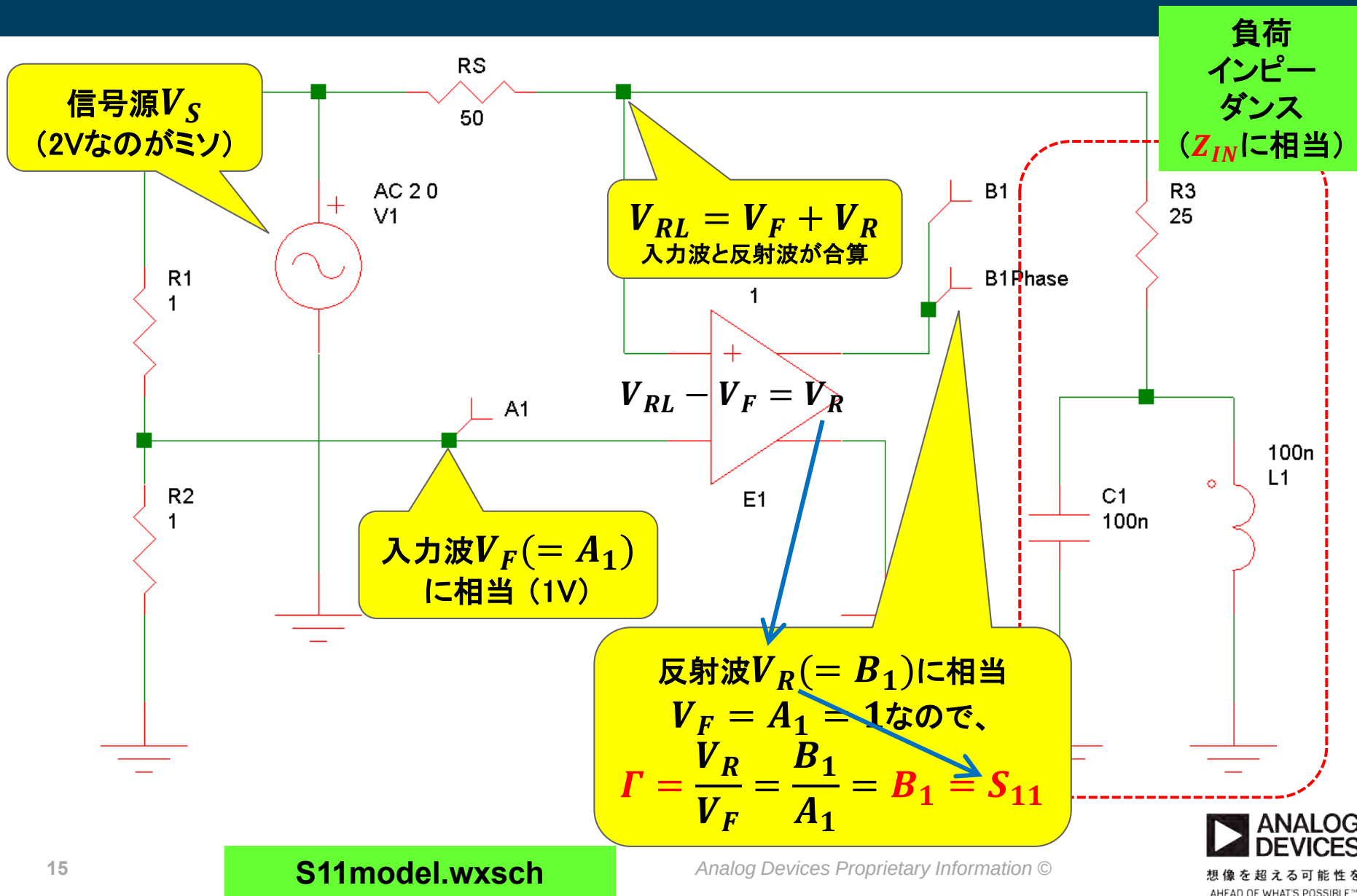


Z_{IN} はここから
見える 負荷イ
ンピーダンス

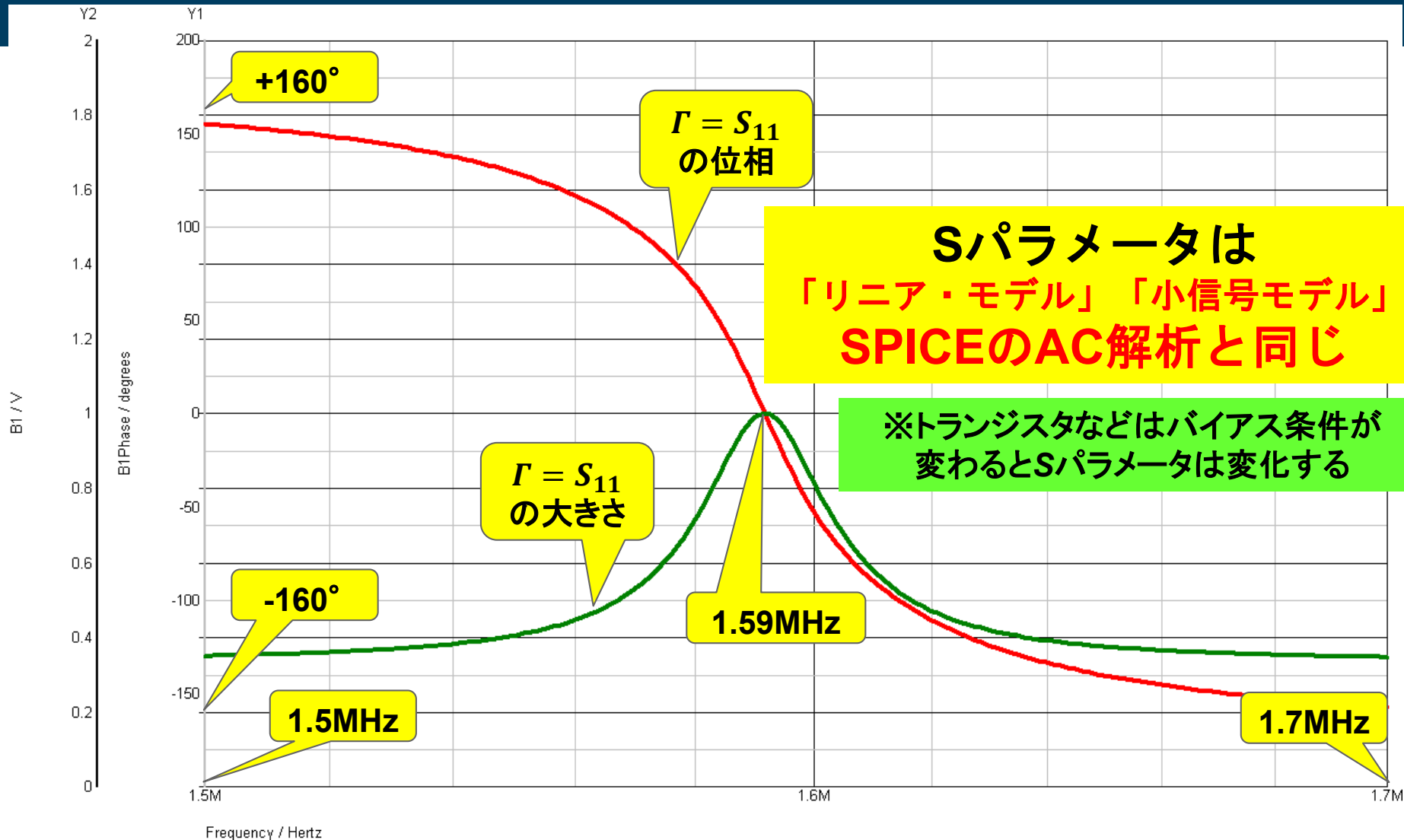
S_{22} も同様

SPICEシミュレーションでのSパラメータ ($\Gamma = S_{11}$) モデル

AppendixにFull Two Port Modelも用意しました

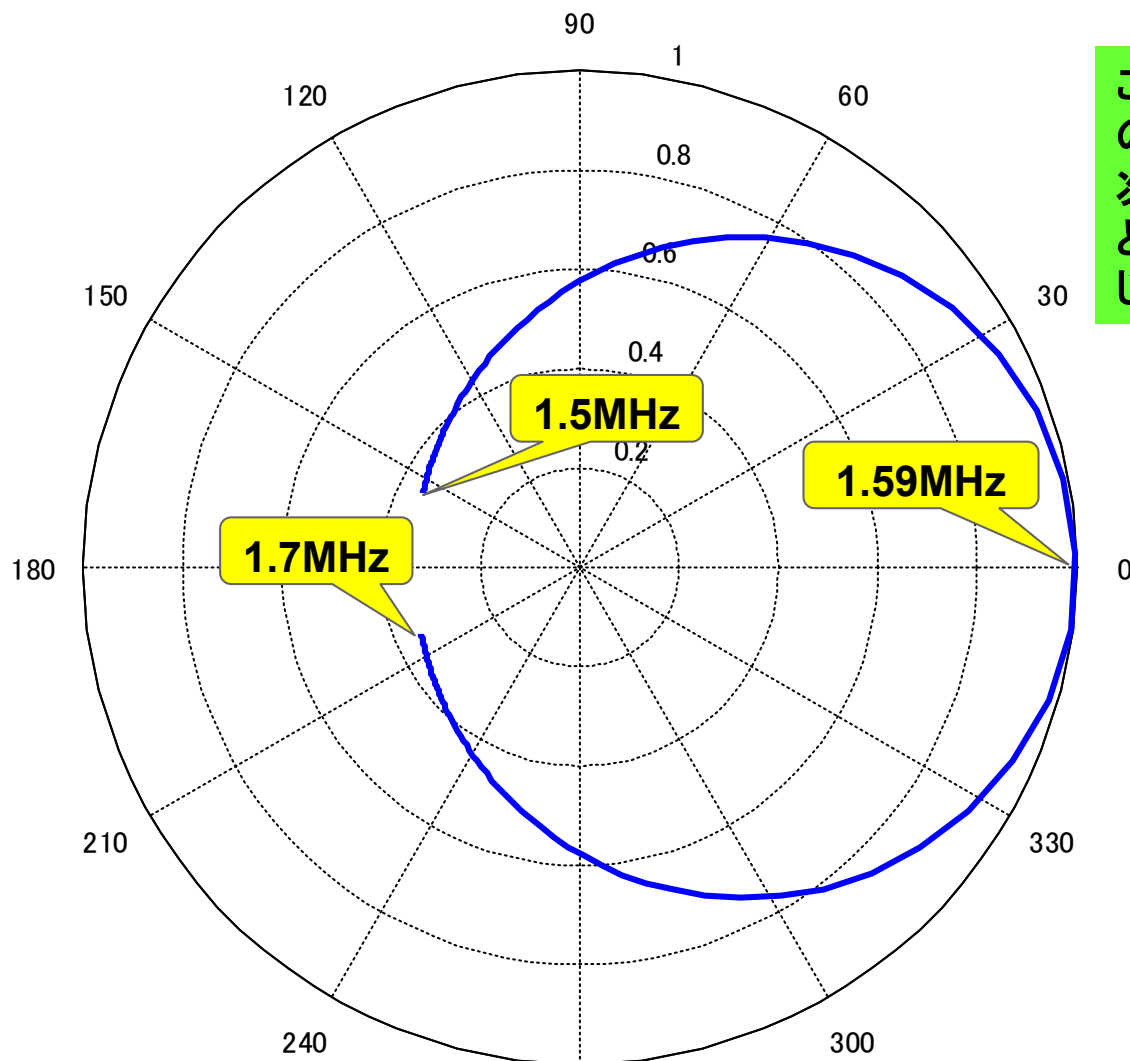


SPICEシミュレーション（AC解析）で確認してみる



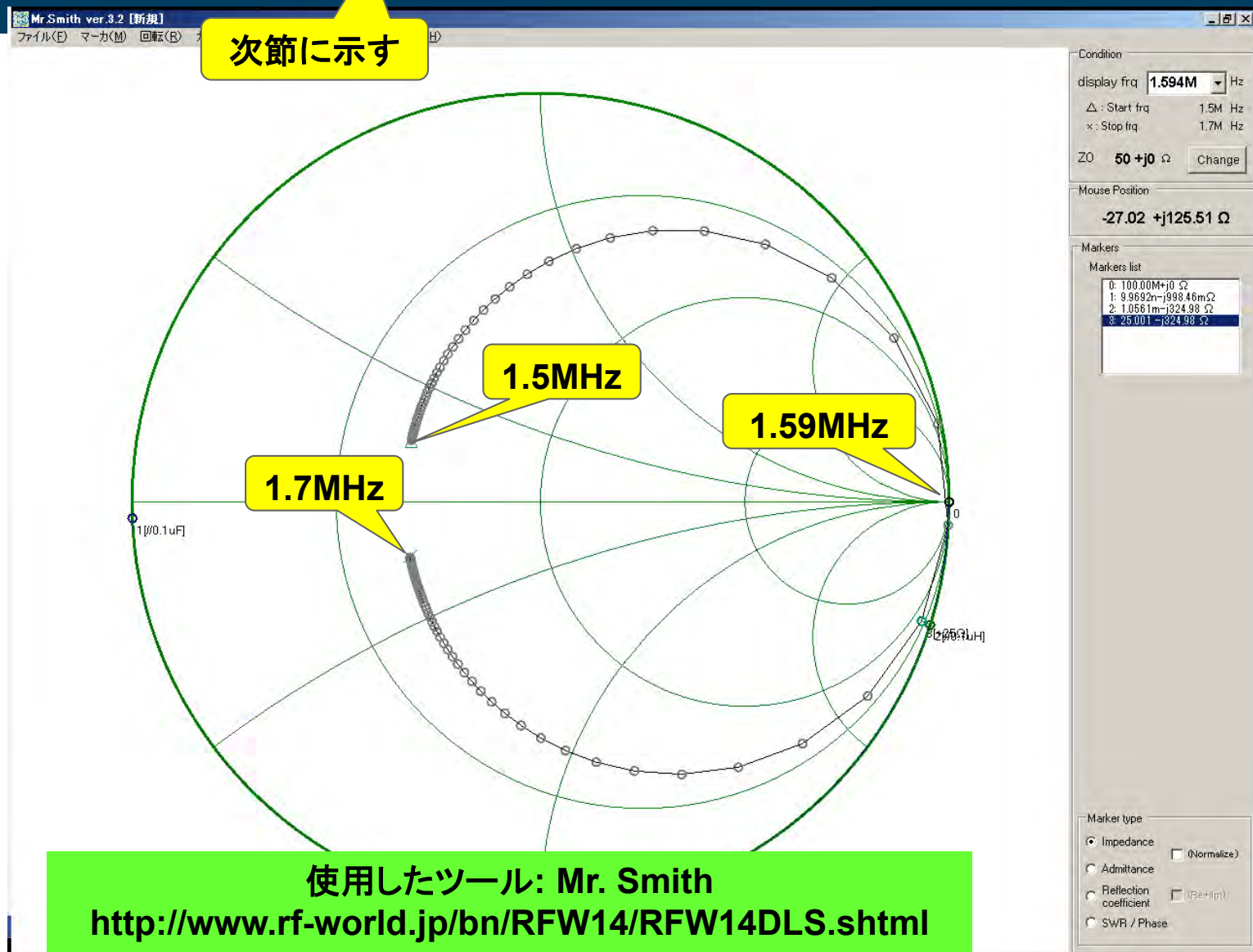
S11model.wxsch

結果（大きさと位相）を極座標（反射係数円）上に載せてみる



この図は「反射係数円」としての極座標表記。
次のスライドのスミスチャートとプロットの位置がまったく同じであることが分かる

結果をスミスチャート・ツールと比較してみる



ここでQUIZ! 【1】

SパラメータのSは何の「S」?

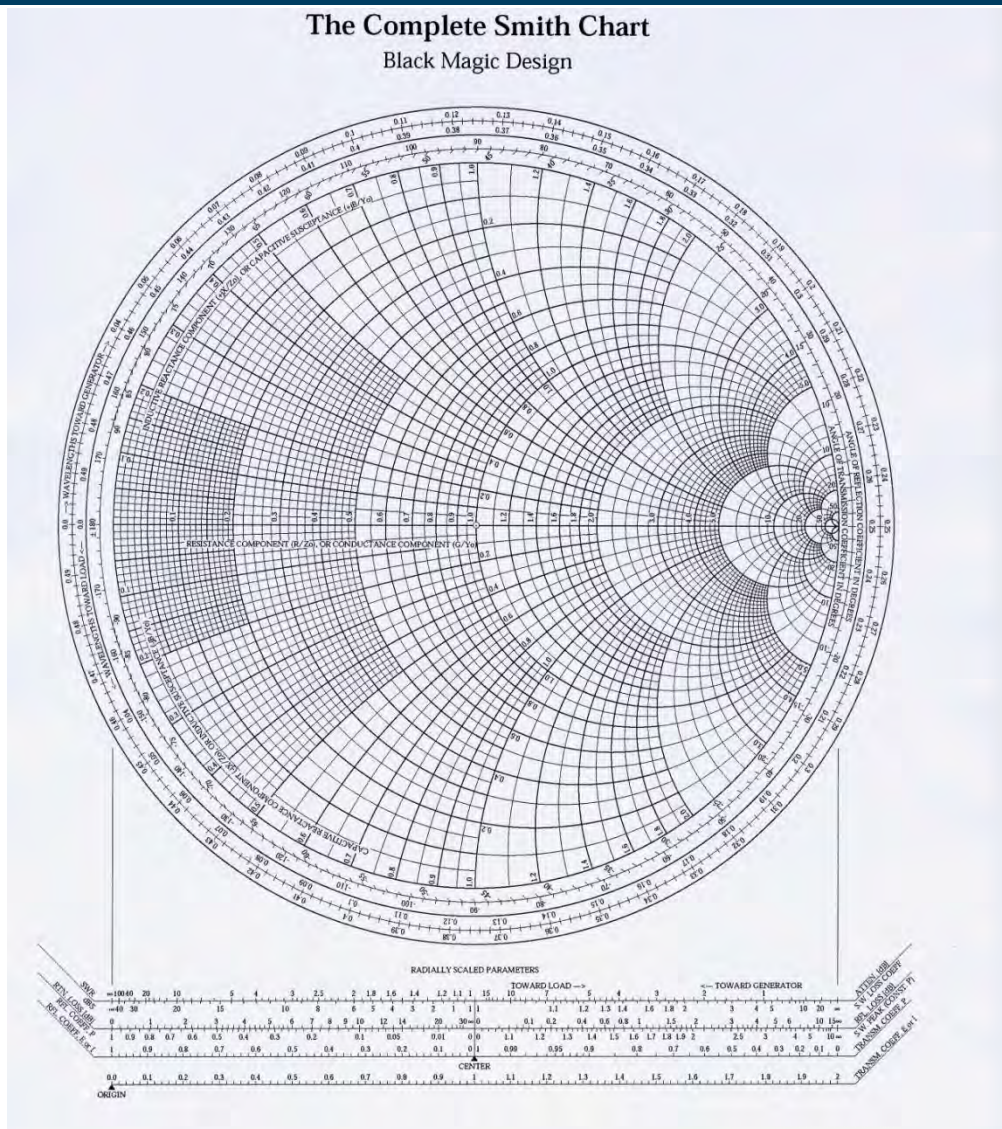
- ① Splitterの「S」
- ② Sparseの「S」
- ③ Scatterの「S」



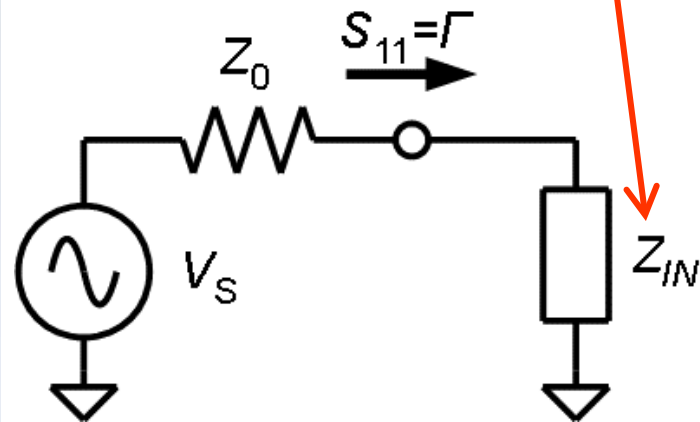
9. Sパラメータと スミスチャート

スミスチャート

<http://www.printfreegraphpaper.com/> より



スミスチャートは反射
係数や S_{11}/S_{22} と、実
際の負荷インピーダン
スとの間をつなぐもの



S_{11} と反射係数 Γ とスミスチャートの関係

$Z_0 = 50\Omega$ として50 Ω 系（規格化インピーダンス50 Ω ）で説明

ここまでで $\Gamma = S_{11}$ (S_{22} についても同様)が分かった

$$\Gamma = S_{11} = \frac{V_R}{V_F} = \frac{I_R}{I_F} = \frac{Z_{IN} - Z_0}{Z_{IN} + Z_0}$$

$Z_0 = 50\Omega$, $Z_{IN} = 50\Omega$ とすると

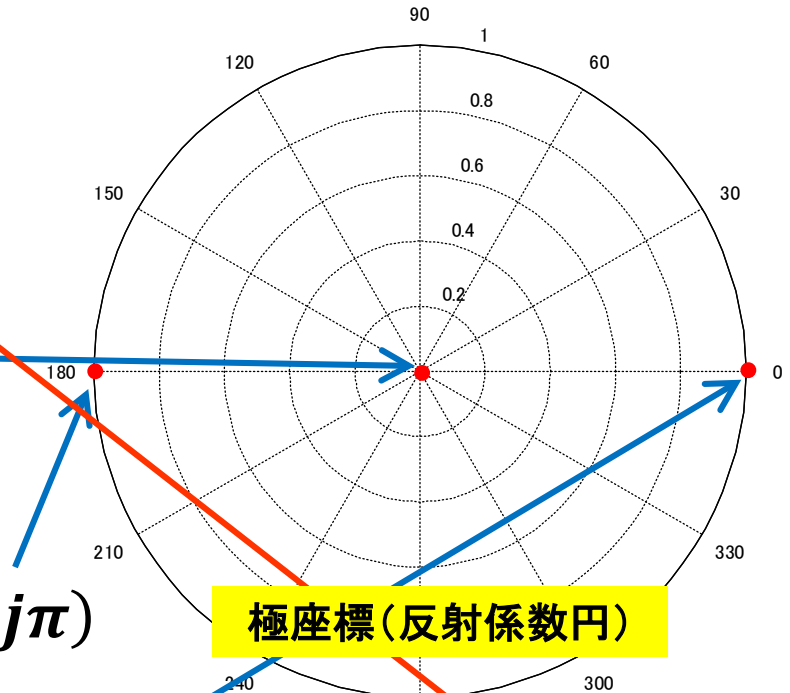
$$\Gamma = S_{11} = \frac{50 - 50}{50 + 50} = 0$$

$Z_0 = 50\Omega$, $Z_{IN} = 0\Omega$ とすると

$$\Gamma = S_{11} = \frac{0 - 50}{0 + 50} = -1 = 1 \cdot \exp(j\pi)$$

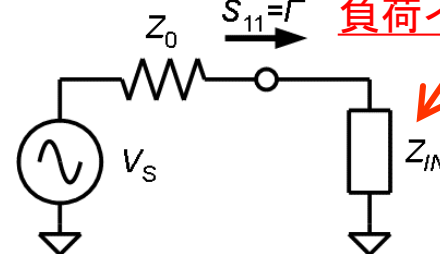
$Z_0 = 50\Omega$, $Z_{IN} = \infty\Omega$ とすると

$$\Gamma = S_{11} = \frac{\infty - 50}{\infty + 50} = +1 = 1 \cdot \exp(j0)$$



極座標(反射係数円)

負荷インピーダンス



S_{11} と反射係数 Γ とスミスチャートの関係

$+j50\ \Omega$ は、 $X = 2\pi fL$ の誘導性リアクタンス
 $50\ \Omega$ (インダクタ)

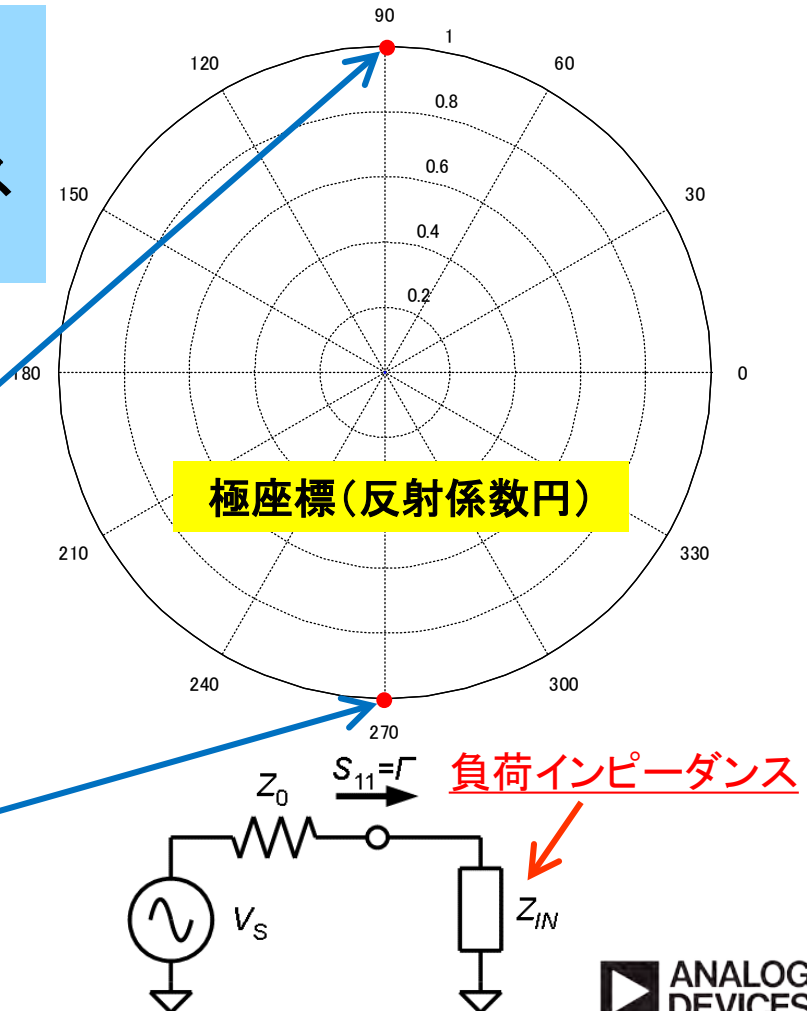
$-j50\ \Omega$ は、 $X = 1/2\pi fC$ の容量性リアクタンス
 $50\ \Omega$ (コンデンサ)

$Z_0 = 50\ \Omega$, $Z_{IN} = +j50\ \Omega$ とすると

$$\frac{j50 - 50}{j50 + 50} = +j = 1 \cdot \exp(j\pi/2)$$

$Z_0 = 50\ \Omega$, $Z_{IN} = -j50\ \Omega$ とすると

$$\frac{-j50 - 50}{-j50 + 50} = -j = 1 \cdot \exp(-j\pi/2)$$



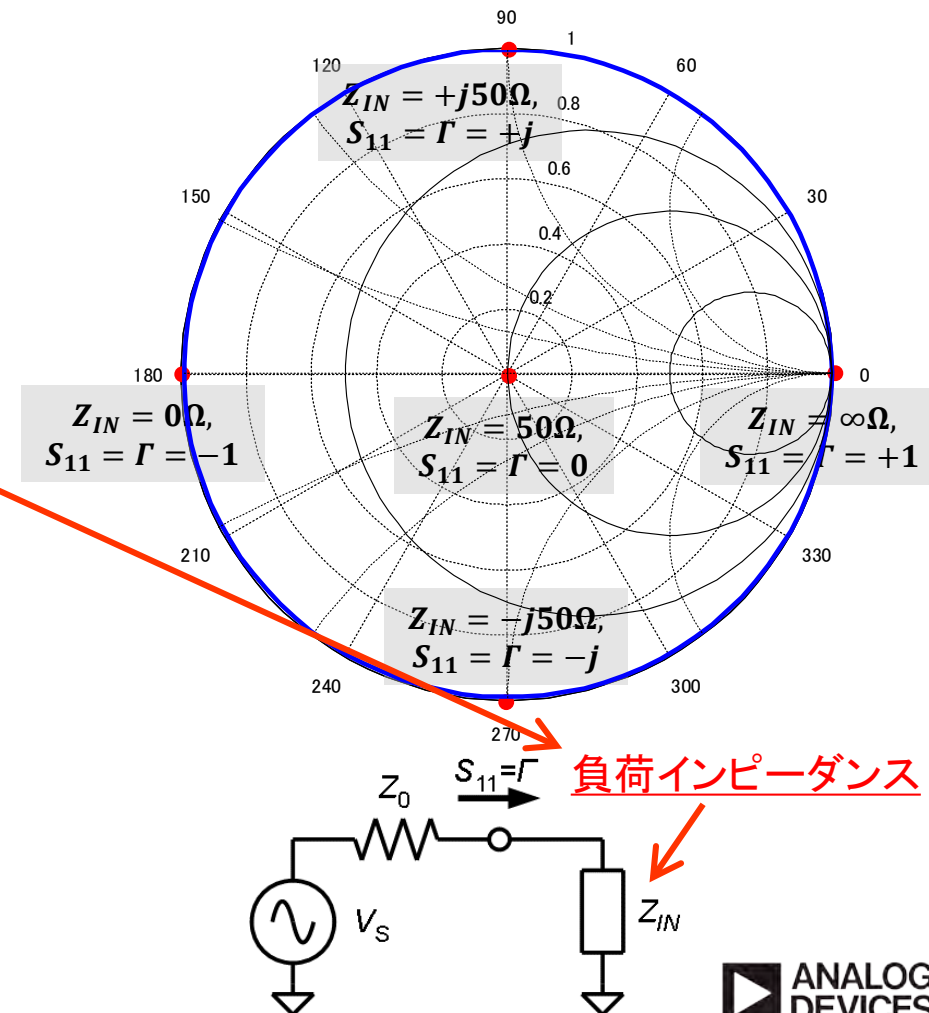
S_{11} と反射係数 Γ とスミスチャートの関係

$\Gamma = S_{11}$ (S_{22} も同様)は極座標表記

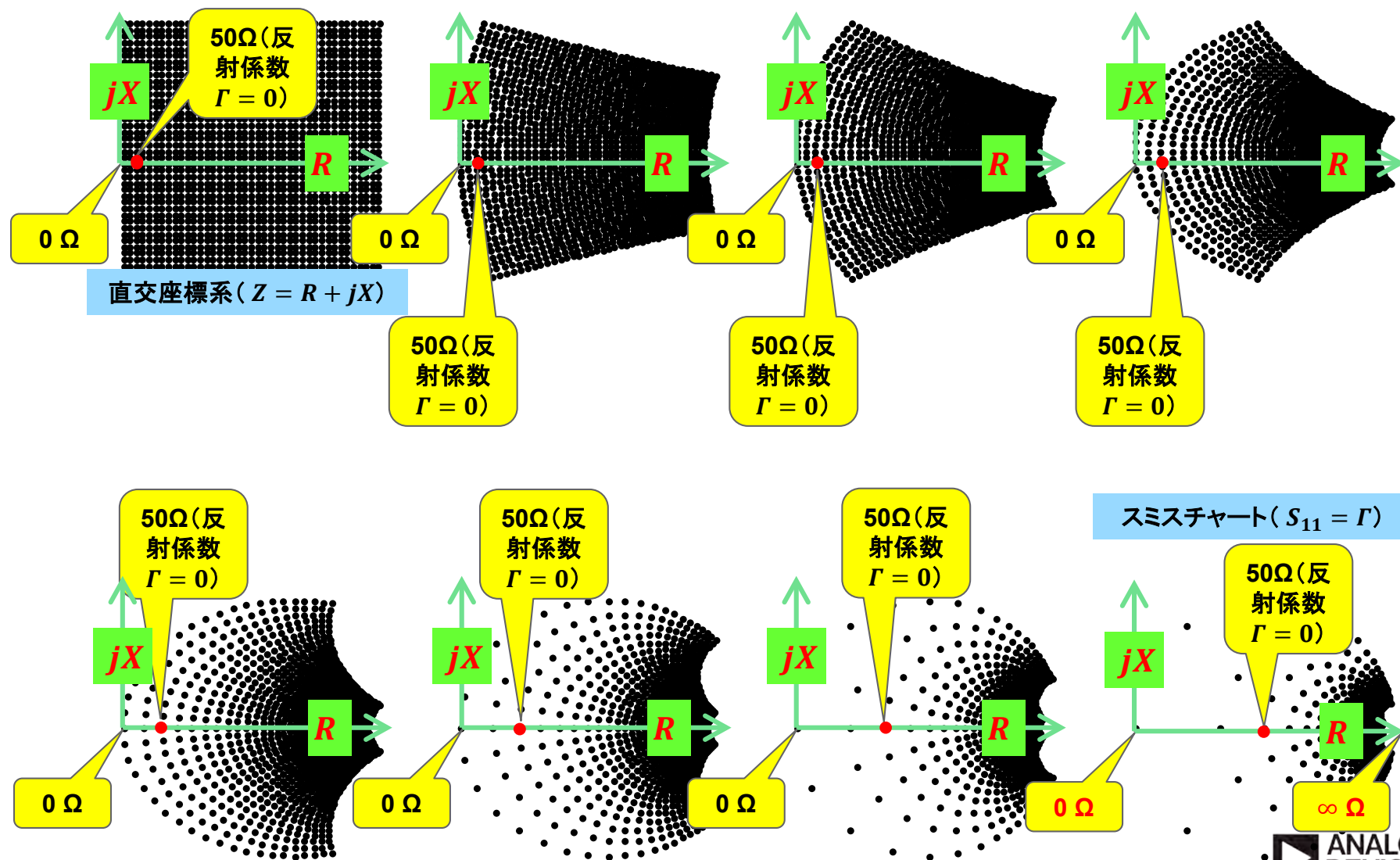
その上に Z_{IN} に相当するインピーダンス $Z = R + jX$ の直交座標軸を引いてみる

これがスミスチャート

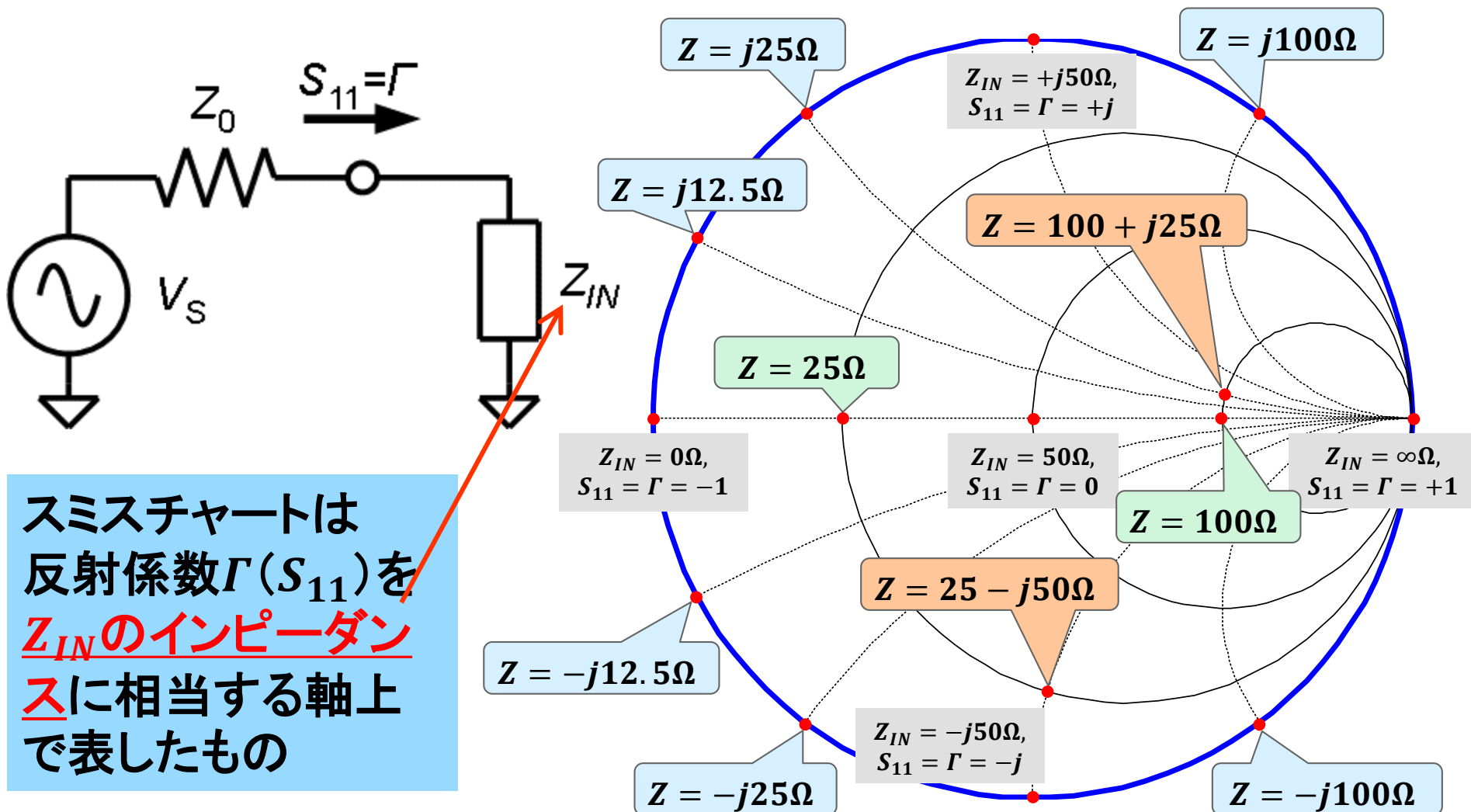
つまり反射係数 Γ (S_{11})を Z_{IN} のインピーダンスに相当する軸上で表したものの



直交座標系 ($Z = R + jX$) からスミスチャート ($S_{11} = \Gamma$)



スミスチャートは $\Gamma = S_{11}$ とインピーダンス Z_{IN} との架け橋

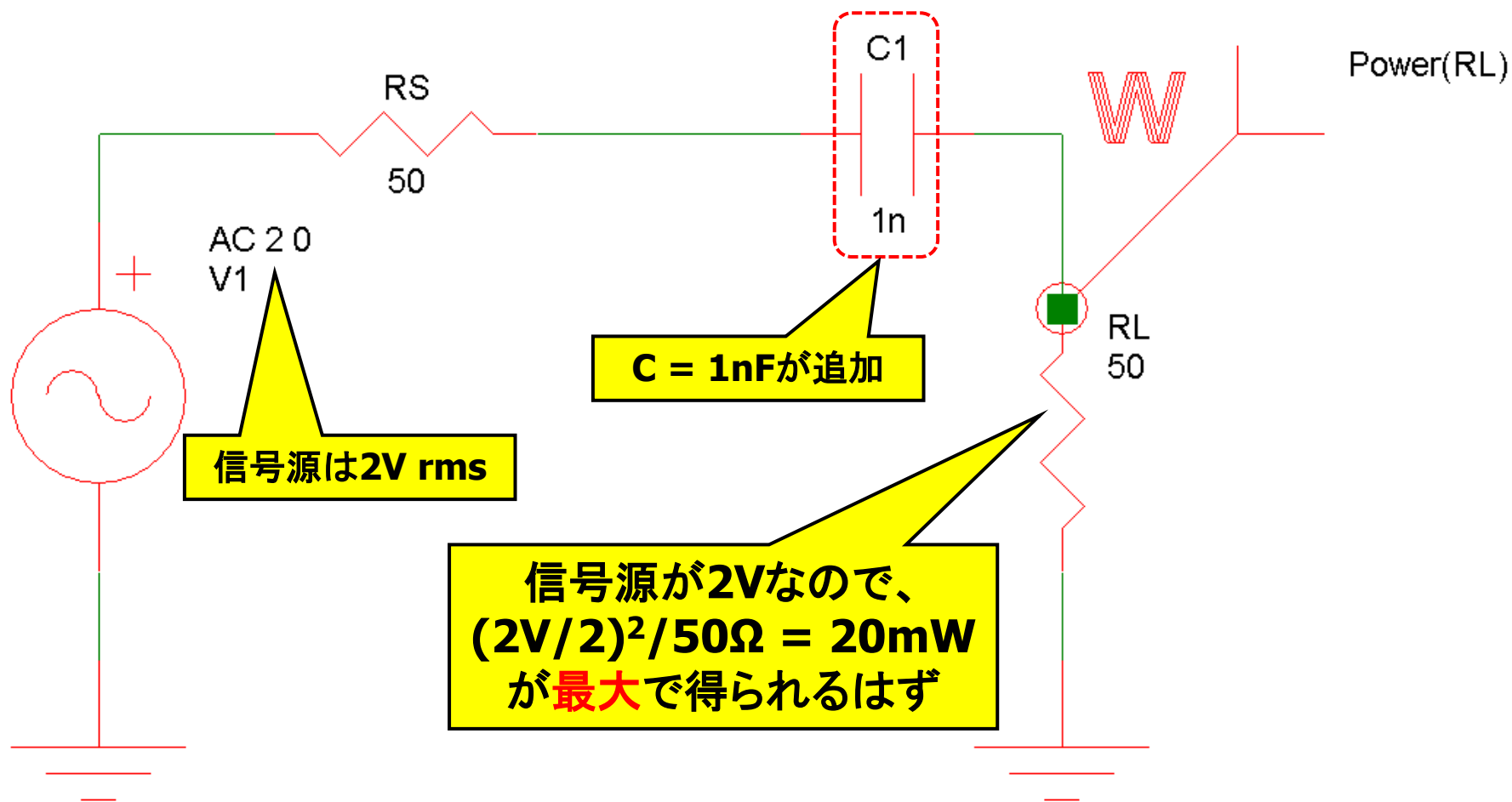


スミスチャートの使い方

- ▶ インピーダンス・マッチング（次節に示す）がグラフィカルにできる
- ▶ 伝送線路につながった負荷から、線路長（波数）離れた位置でのインピーダンスを求めることができる（11節に示す）

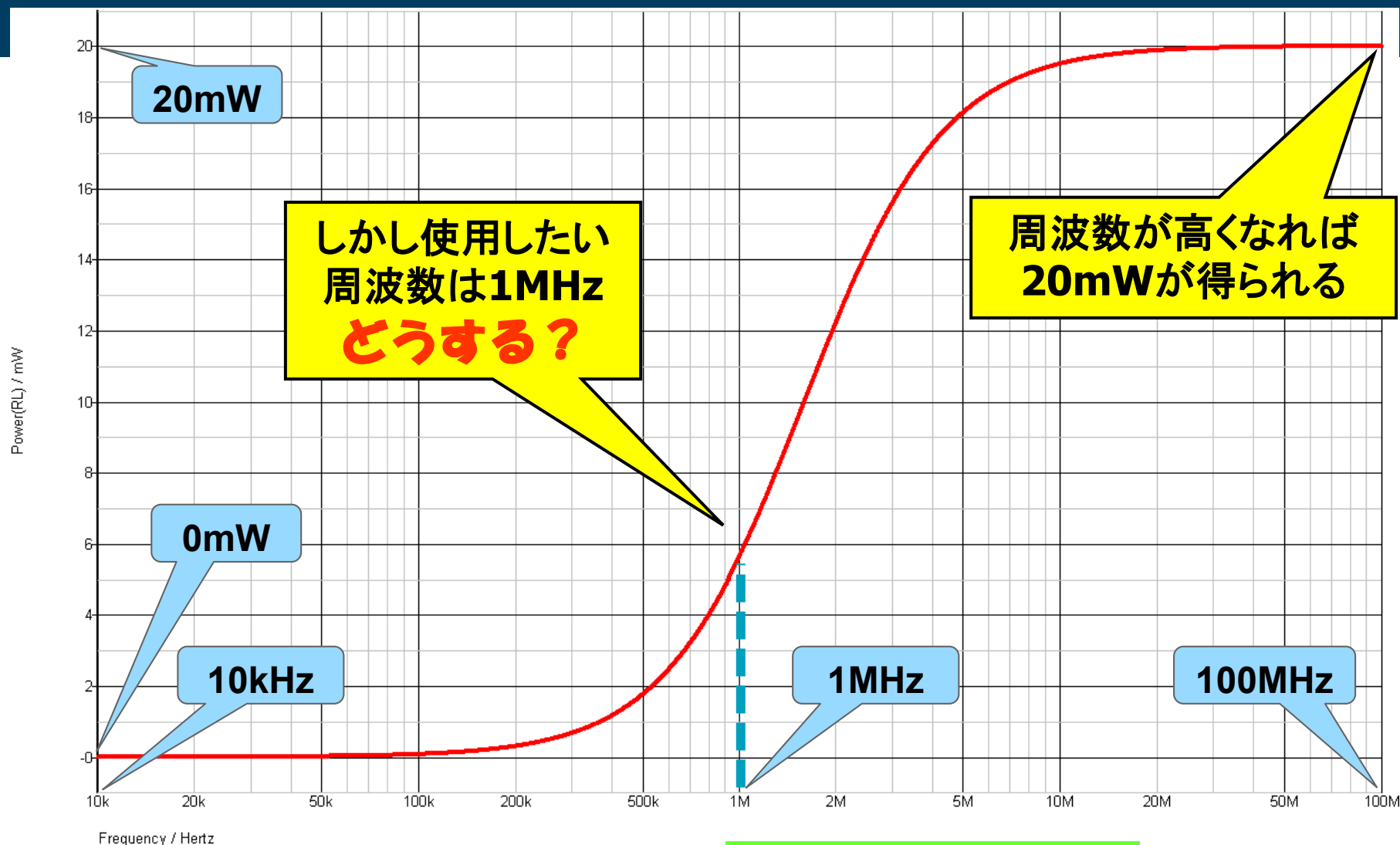
10.インピーダンス・マッチ ングの概念とスミスチャート

マッチングは $R_S = R_L$ だが、こんな場合がある



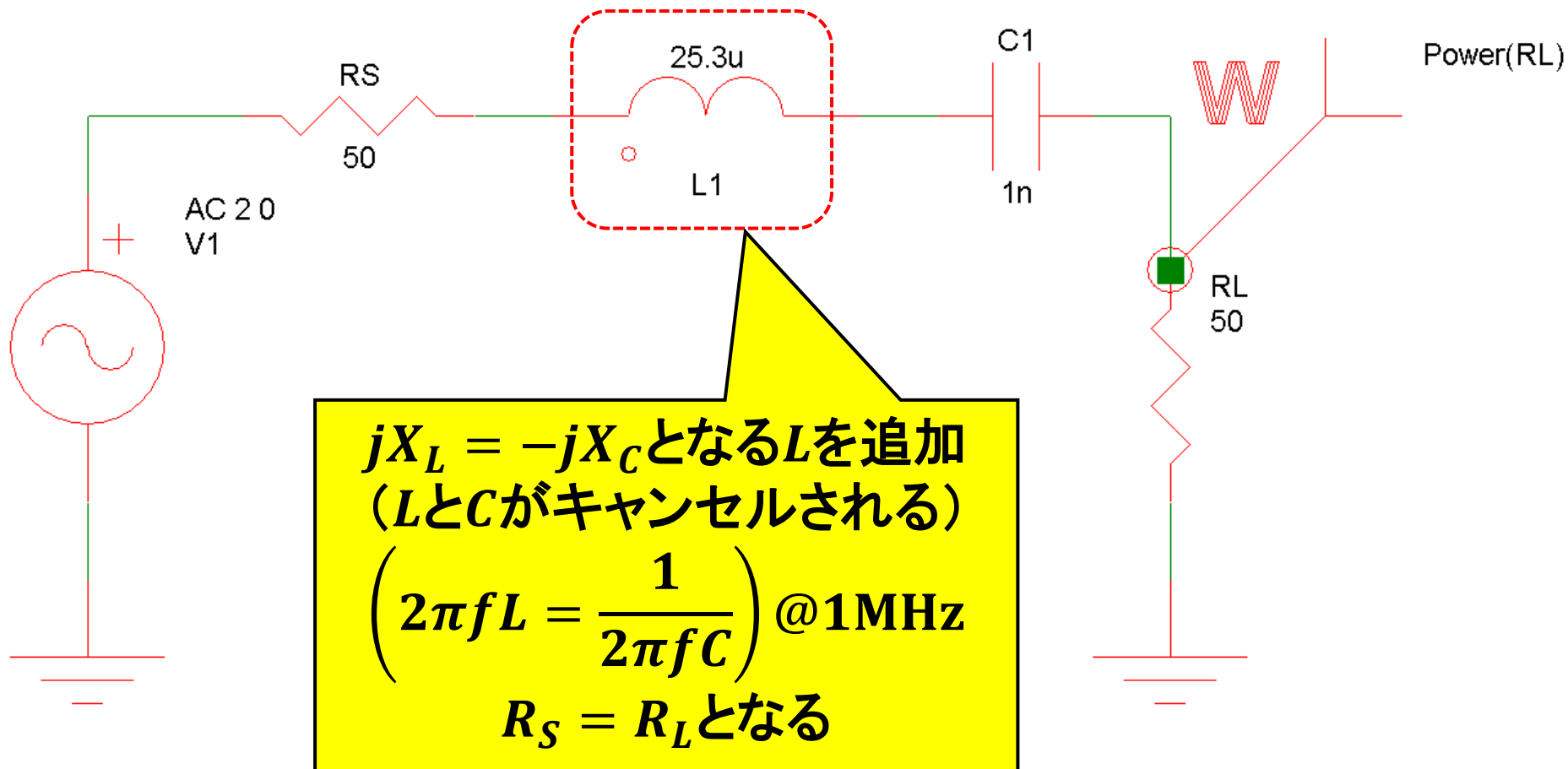
mismatch50-50C.wxsch

こんな場合に . . . (横軸は周波数—対数スケール)



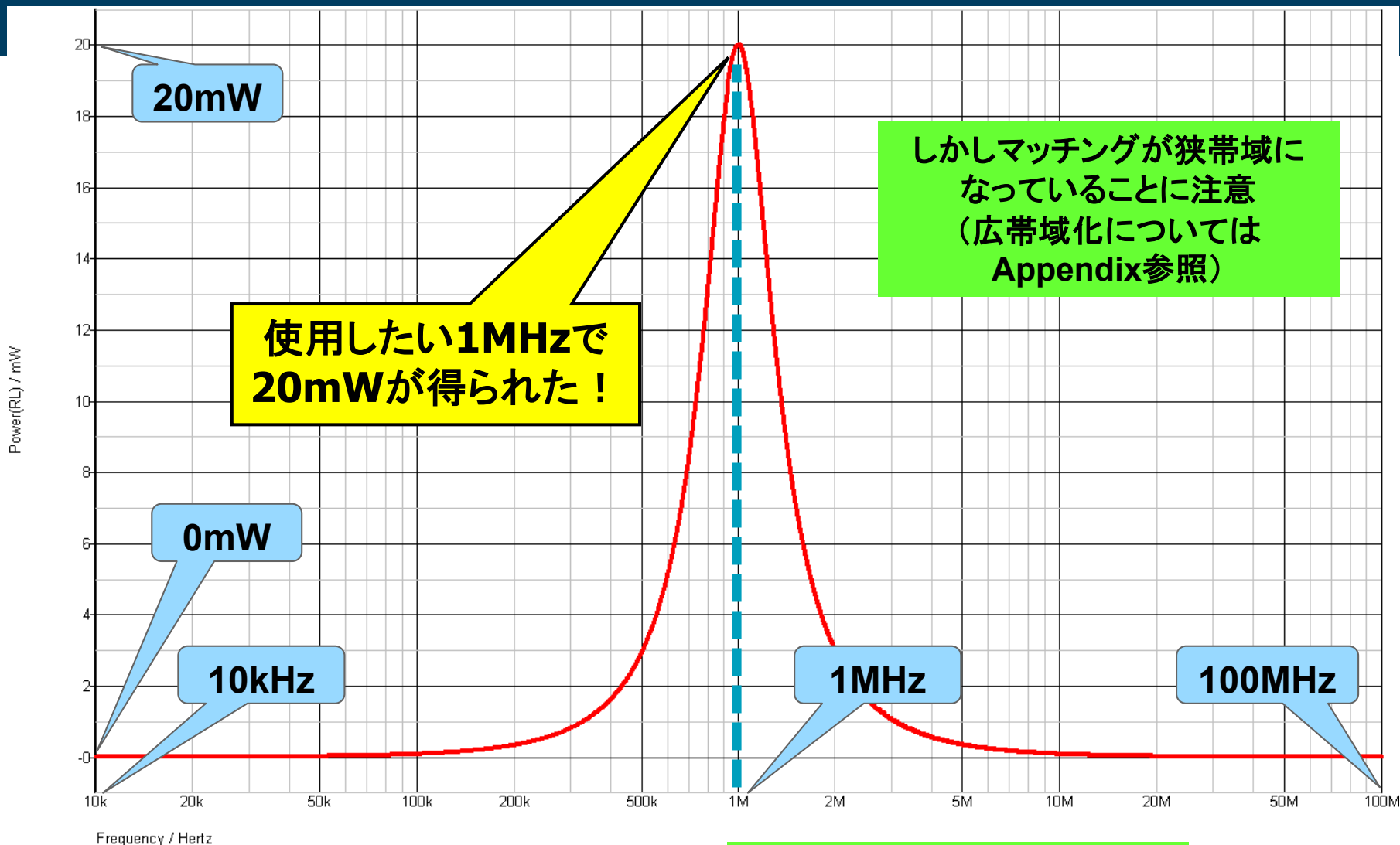
mismatch50-50C.wxsch

こんな場合に「1MHzで最大電力伝達」したい



mismatch50-50CL.wxsch

1MHzで最大電力伝達



mismatch50-50CL.wxsch

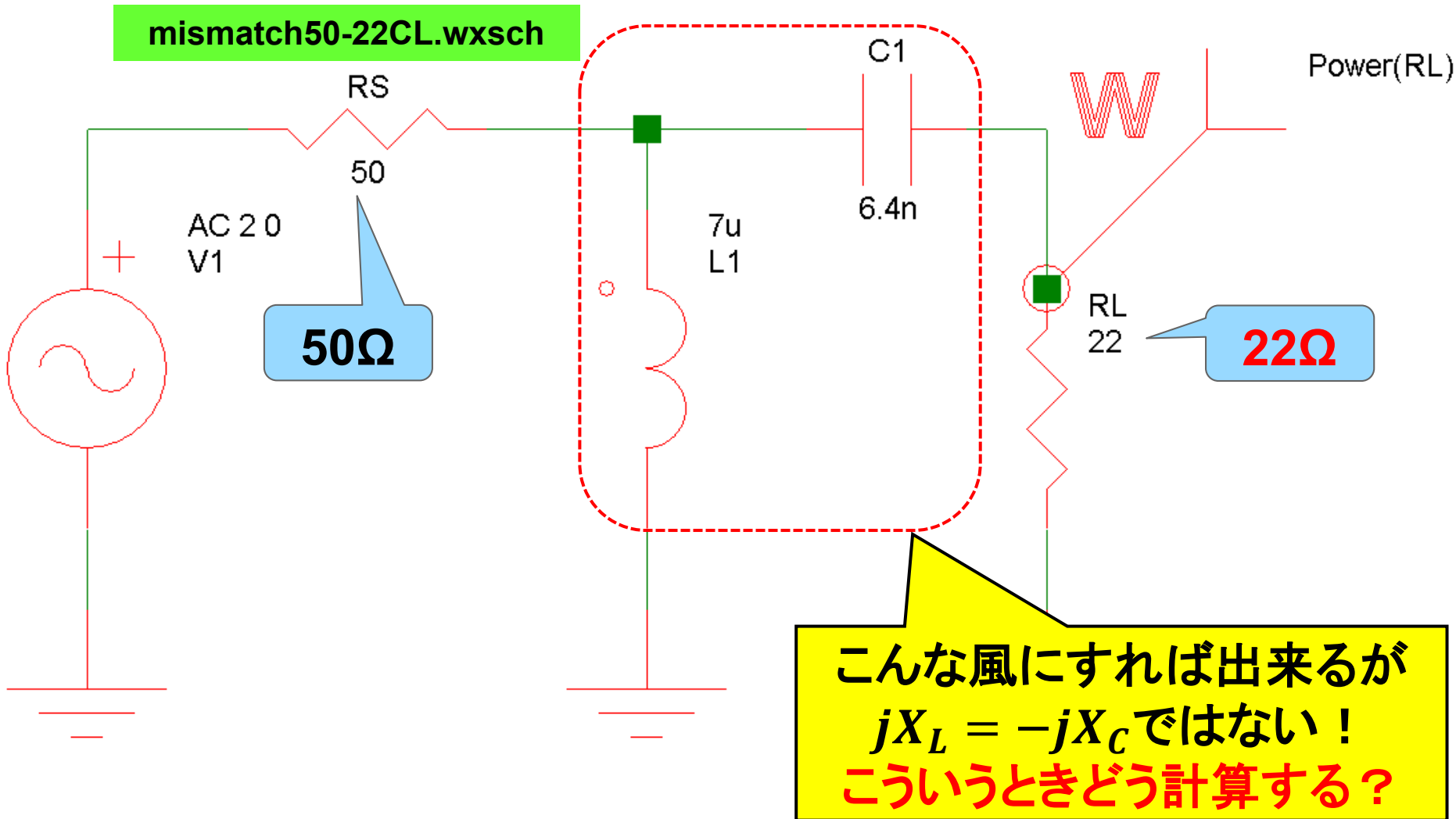
ここでQUIZ! 【2】

以下の説明で間違っているものは？

- ① 先のスライドで、狭帯域でマッチングしているのは、この回路の「 Q 」と関係している
- ② 先のスライドで、信号源電圧が E [V]なら、 R_L での最大電力 P は $P = E^2/R_L$ になる
- ③ インピーダンス・マッチングとは共役複素数の考え方をを用いるし、スミスチャート上でも共役の関係で考える



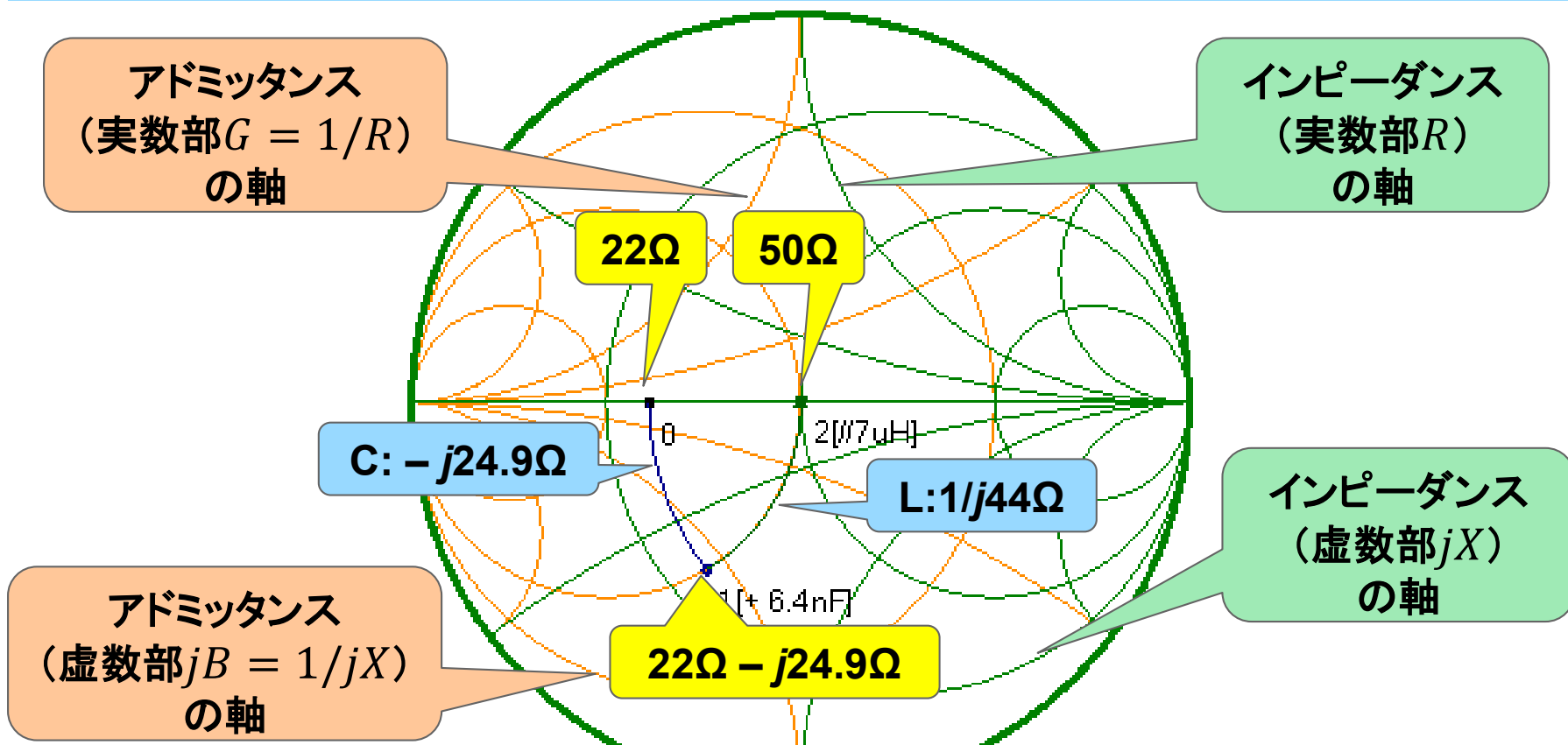
$R_S \neq R_L$ の場合では最大電力伝達は出来るの？



スミスチャート上でインピーダンス変換が出来る！

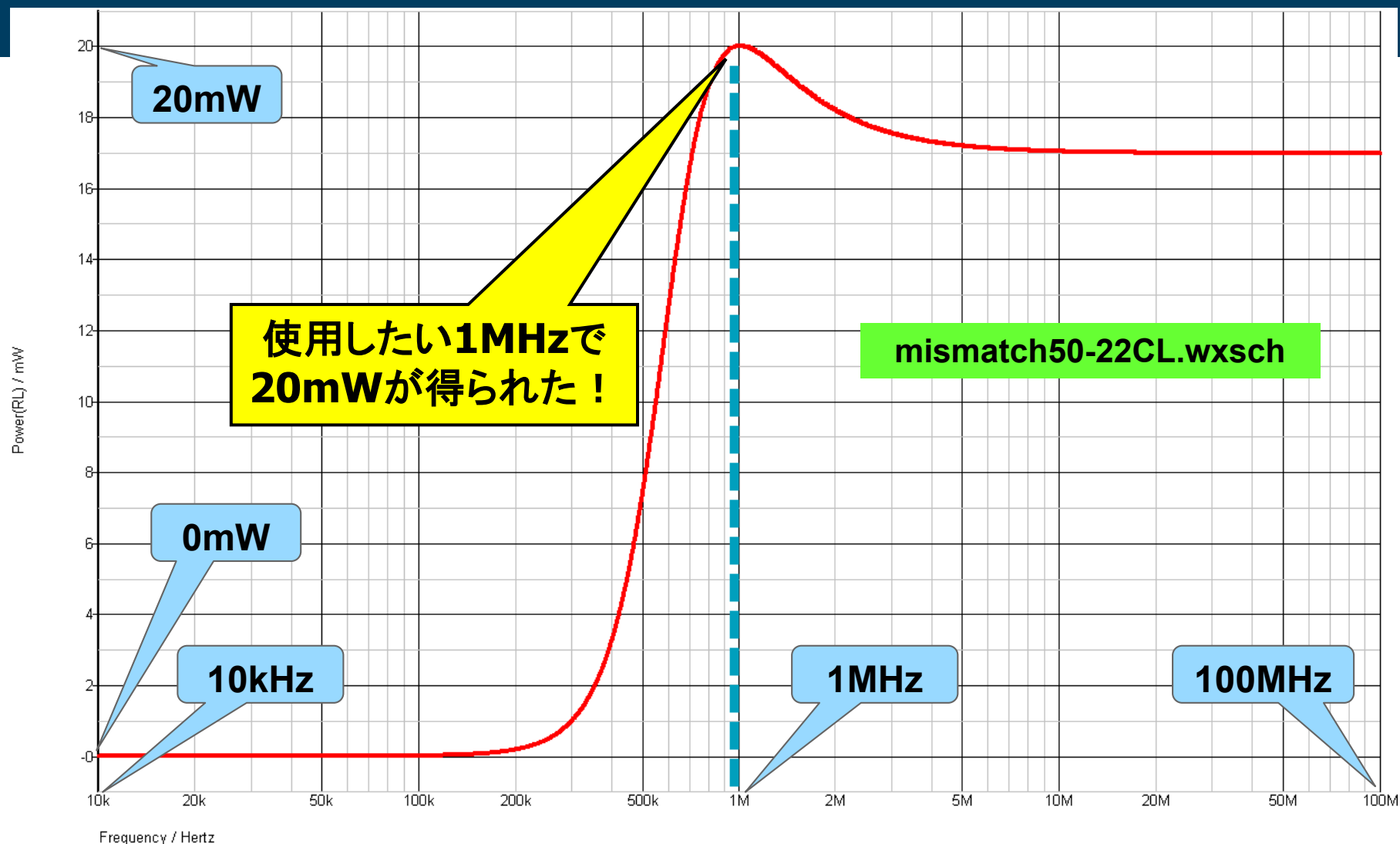
(実際はアドミッタンスも表示されたイミッタンス・チャートが必要。詳細は高度になるので本セッションでは概要のみ説明。また作図時は Z_0 で正規化して計算する)

イミッタンス・チャートを用いる(使用ツール: Mr. Smith)
 Z (インピーダンス)と $Y = 1/Z$ (アドミッタンス)の軸が一緒に表記されたもの



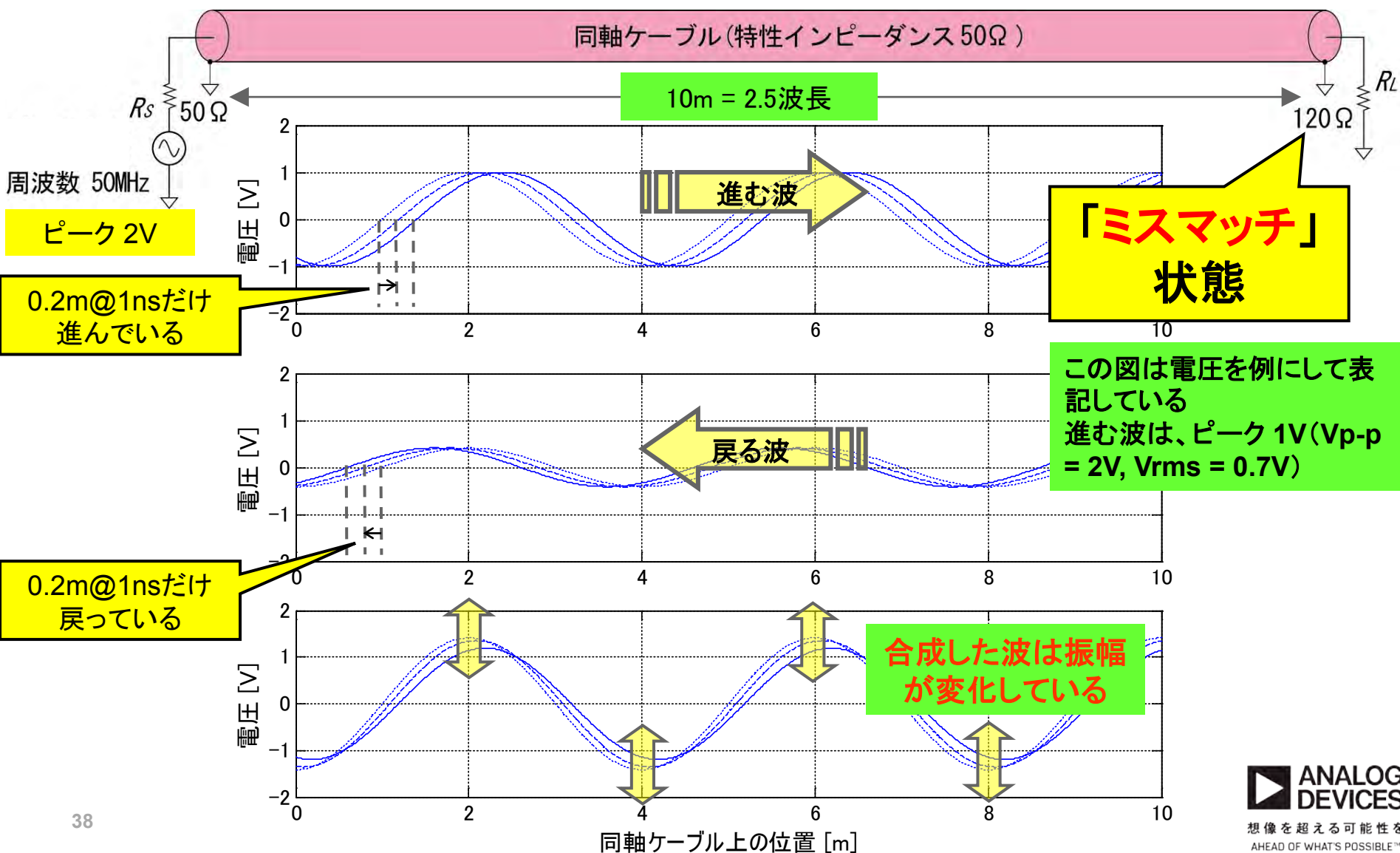
注意:あるひとつの周波数でしか正しくインピーダンス変換できない

$R_S(50\Omega) \neq R_L(22\Omega)$, 1MHzで最大電力が伝達できた！

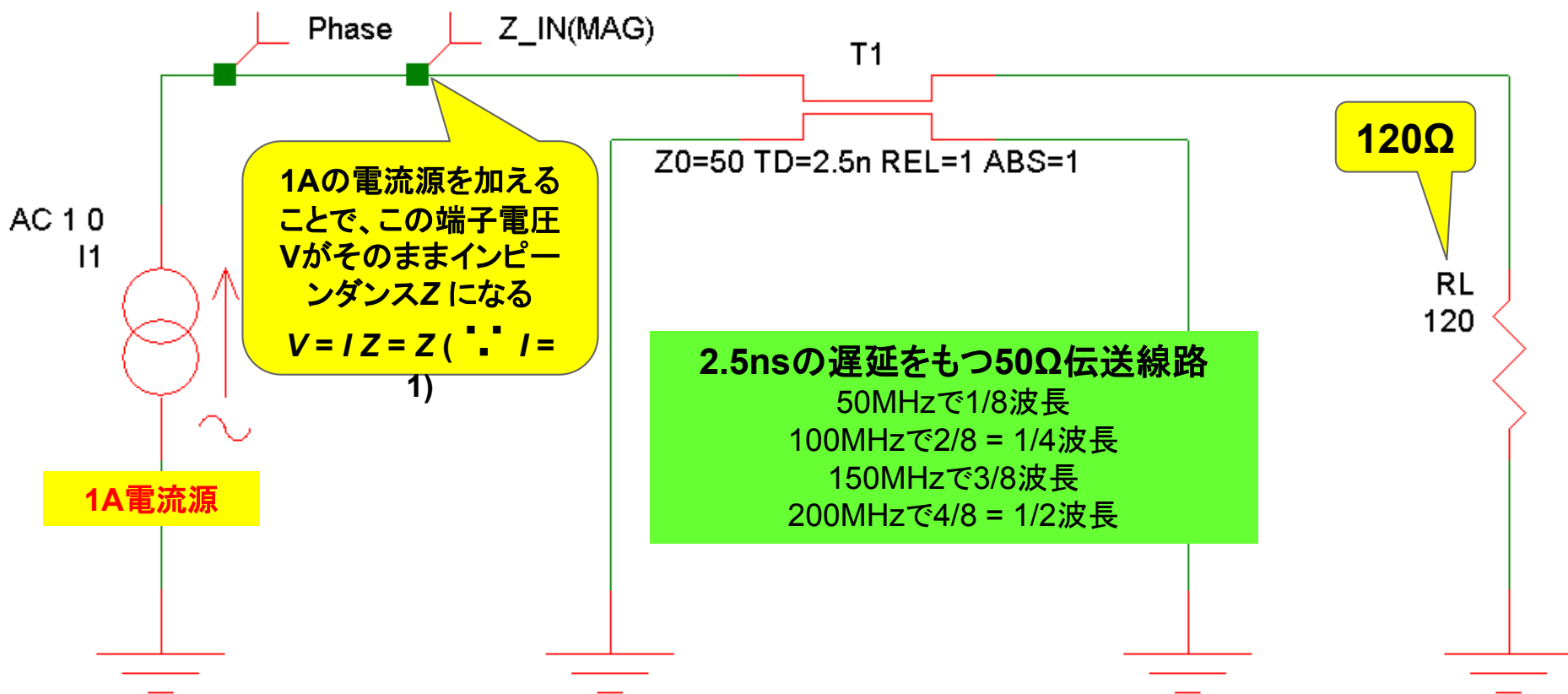


11. ミスマッチによる信号 反射と伝送線路によるイン ピーダンス変化・伝送ロス

正弦波(アナログ信号)の伝送の場合

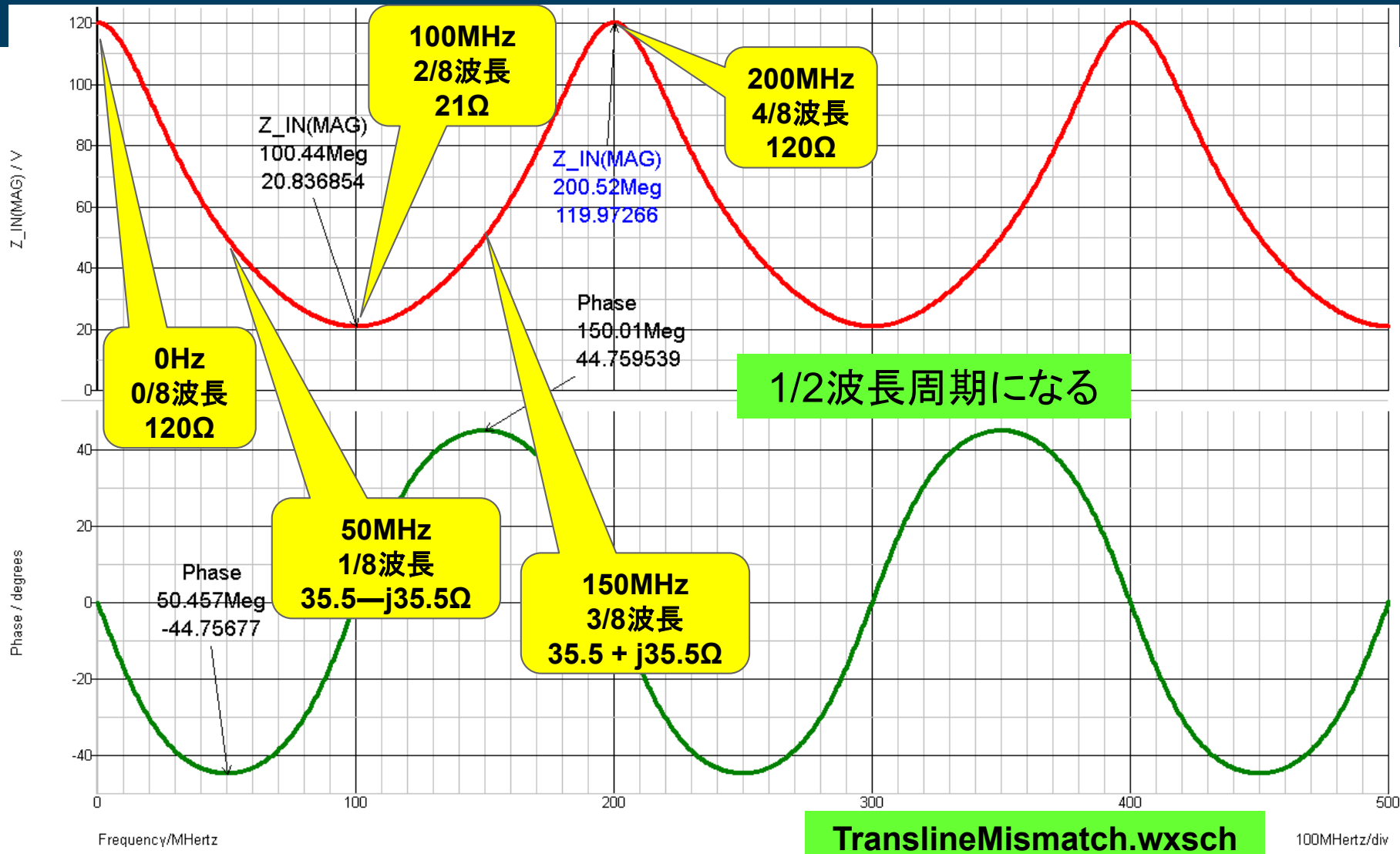


SPICEシミュレーションで信号源側から見たミスマッチを確認してみる

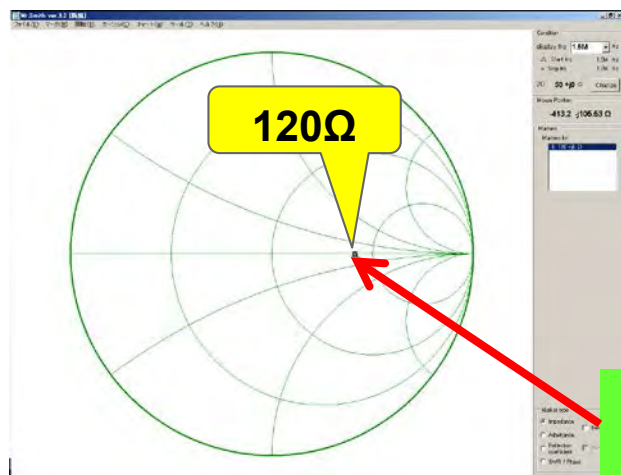


TranslineMismatch.wxsch

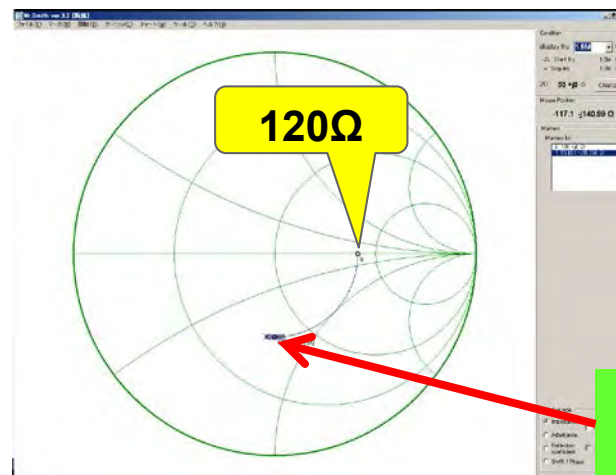
SPICEシミュレーションで確認してみる（横軸は周波数）



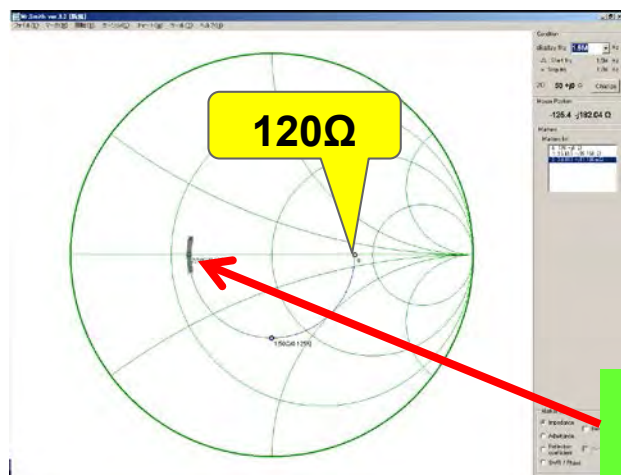
スミスチャート上での伝送線路を含めたふるまい（線路長を変化）・・・周波数が変われば線路長も変わる



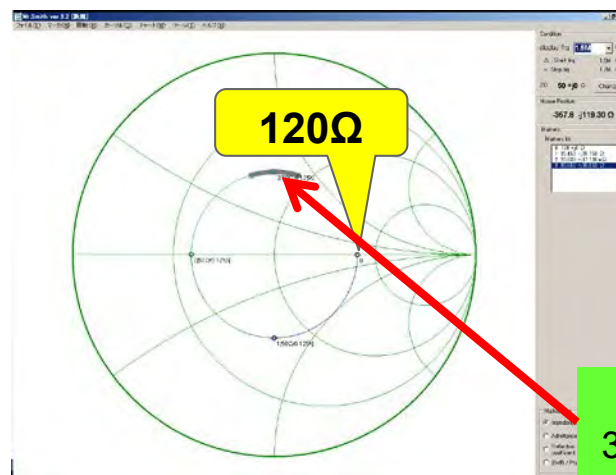
120Ω負荷端
 120Ω



1/8波長手前
 $35.5 - j35.2 \Omega$



2/8波長手前
 21Ω

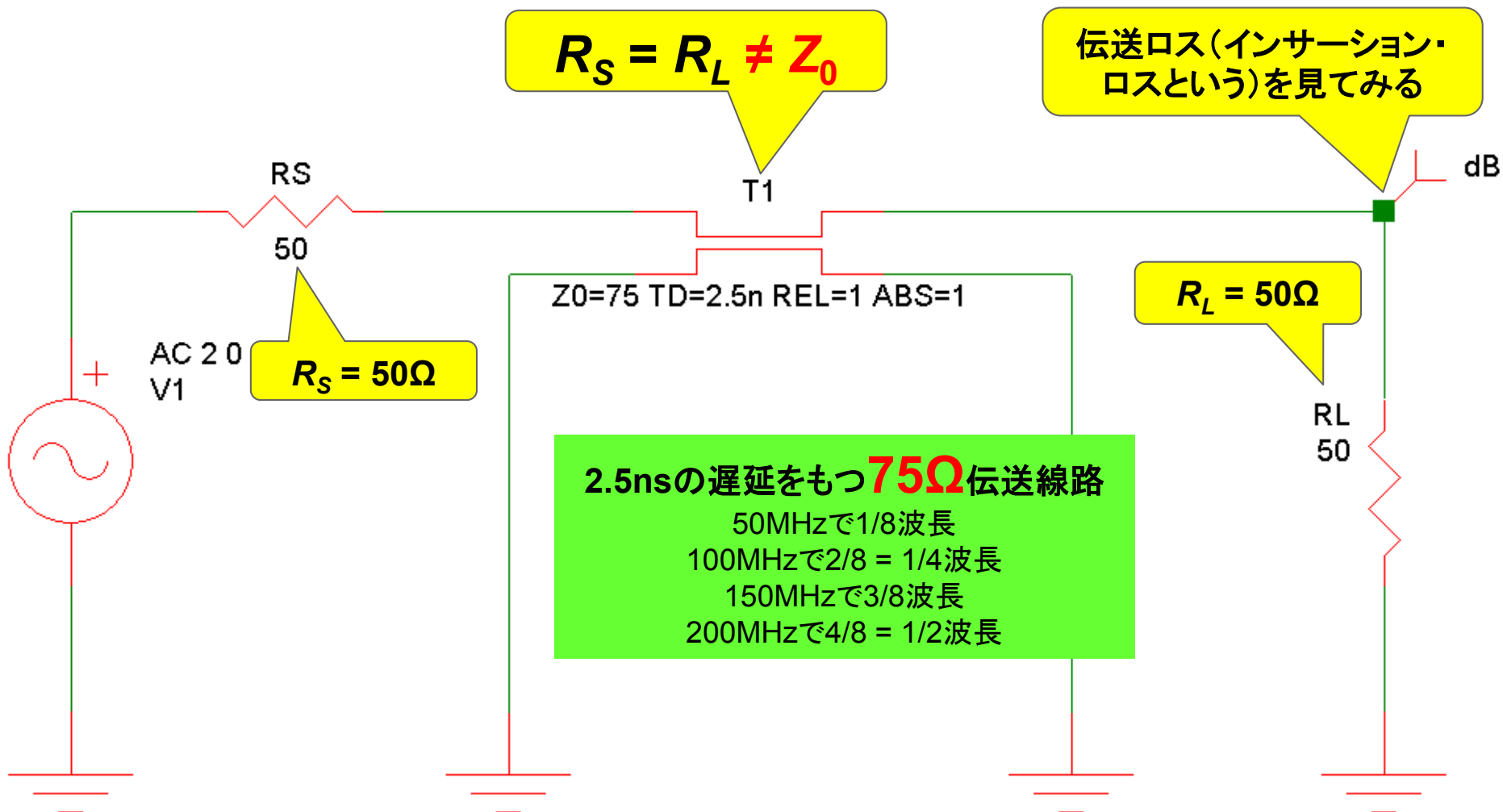


3/8波長手前
 $35.5 + j35.2 \Omega$

周波数が異なれば「n波長手前」という実質的長さ(これを「電気長」という)も変わってくる

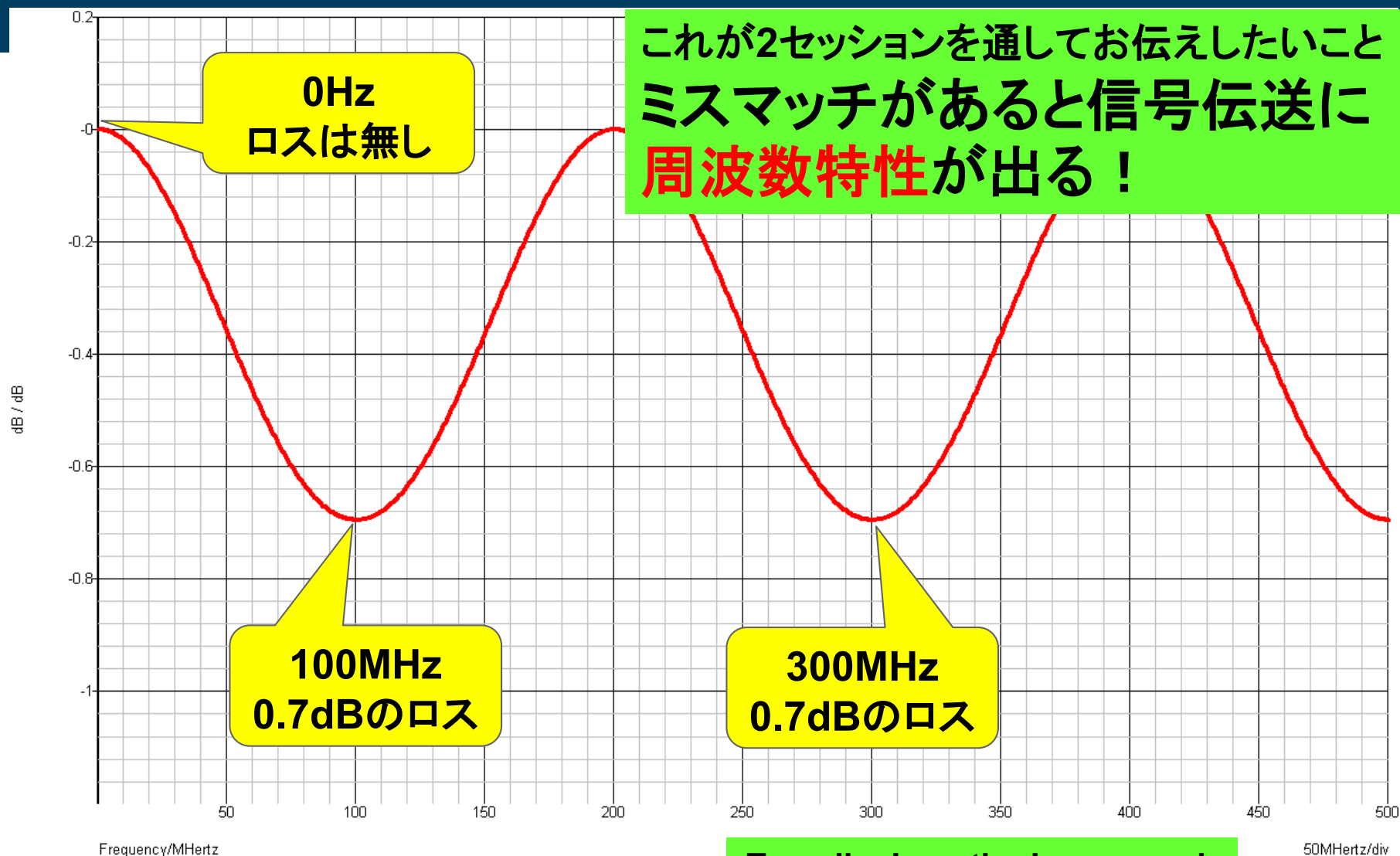
信号源に向かうのは時計方向に回転

特性インピーダンス75Ωのケーブルでの、ミスマッチによる伝送ロス（インサーション・ロス）を確認してみる



TranslineInsertionLoss.wxsch

インサクション・ロスを確認してみる（横軸は周波数）



12. まとめとAppendix

まとめ

- ▶ 伝送線路やSパラメータは特殊な分野のものではなくなってきた
 - 広帯域でのデジタル・アナログ信号伝送
 - 取り扱う周波数が高くなってきている
- ▶ Sパラメータは信号源抵抗 R_S , 負荷抵抗 R_L , $R_S = R_L$ (一般的には 50Ω)の系で、信号の反射と伝達を表すもの
 - 高周波デバイスだけでなく、伝送線路設計でも活用できる
- ▶ スミスチャートは、Sパラメータや伝送線路の振る舞いの検討ができる
- ▶ ミスマッチしている伝送線路は、伝送ロスに周波数特性ができる

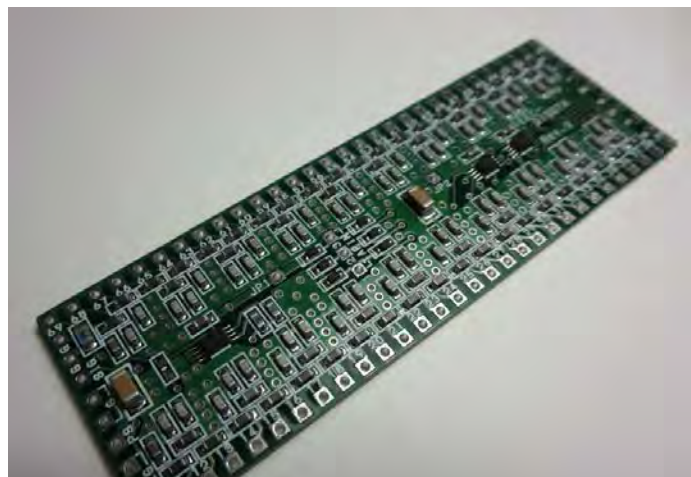
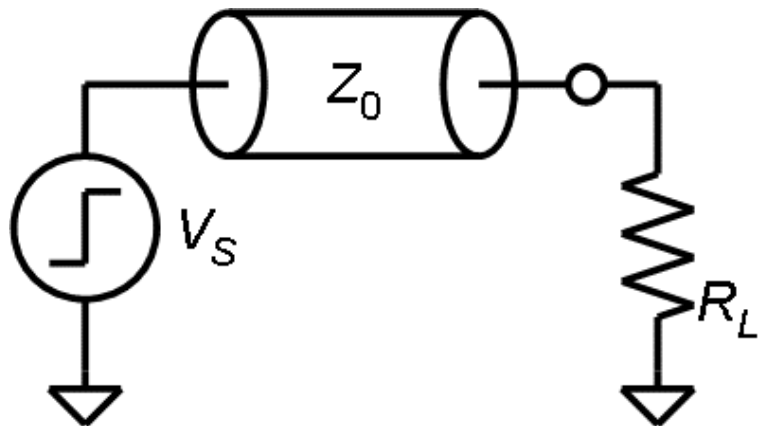
※シミュレーション・ファイルは近日公開いたします

参考文献

- (1) 川田 章弘; 高周波アンプ作り 初めの一步「インピーダンス・マッチング」, pp.111–123, トランジスタ技術, 2014年12月号
- (2) 濱田 倫一; Mr. Smithで学ぶインピーダンス・マッチングの基礎と広帯域設計の勘所, pp.75–86, RFワールド, No. 14
- (3) 大井 克己; スミス・チャート実践活用ガイド, CQ出版社
- (4) 若井 一顕; 回路設計者のためのインピーダンス整合入門, 日刊工業新聞社
- (5) 石井 聡; 合点！電子回路超入門, CQ出版社
- (6) 石井 聡; アナログ・センスで正しい電子回路計測, CQ出版社

※ 使用したツール「Mr. Smith」に関しては、使用許諾条件ならびに著作権(知的財産権は作者の濱田倫一様に帰属していること)を理解・認識し、本セッションで活用させていただきました

伝送線路に関する冊子をP板.com展示ブースで配布中



製作したディレイ・ライン機能モジュール

伝送線路のしくみを利用し製作した
「**ディレイ・ライン回路**」を展示してい
ます

※ 冊子のご名刺と交換となります



パネルdeボードで実現した ディレイ・ライン回路の 設計と実験

伝送線路と分布定数の考え方を応用して

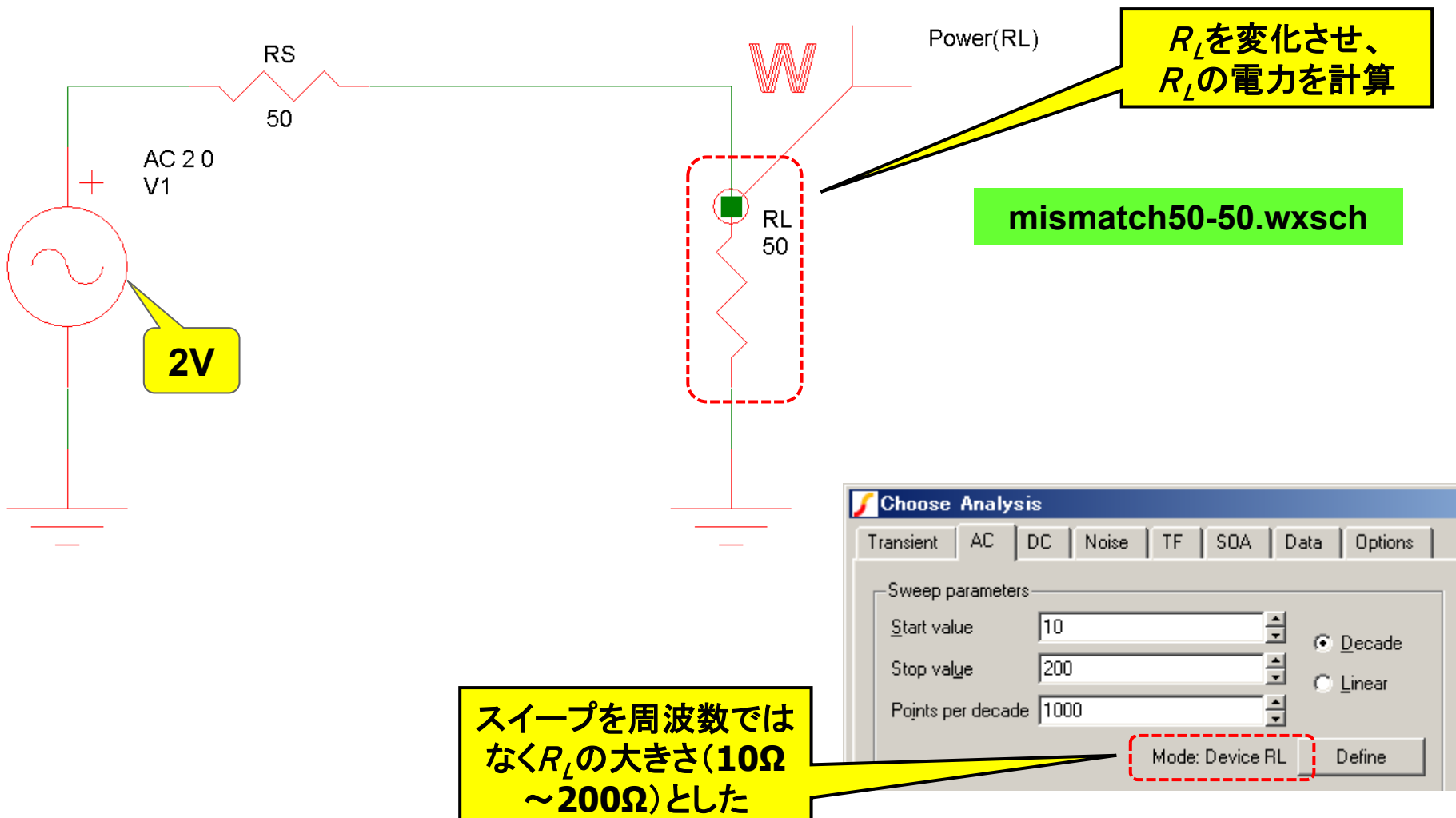


想像を超える可能性を
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

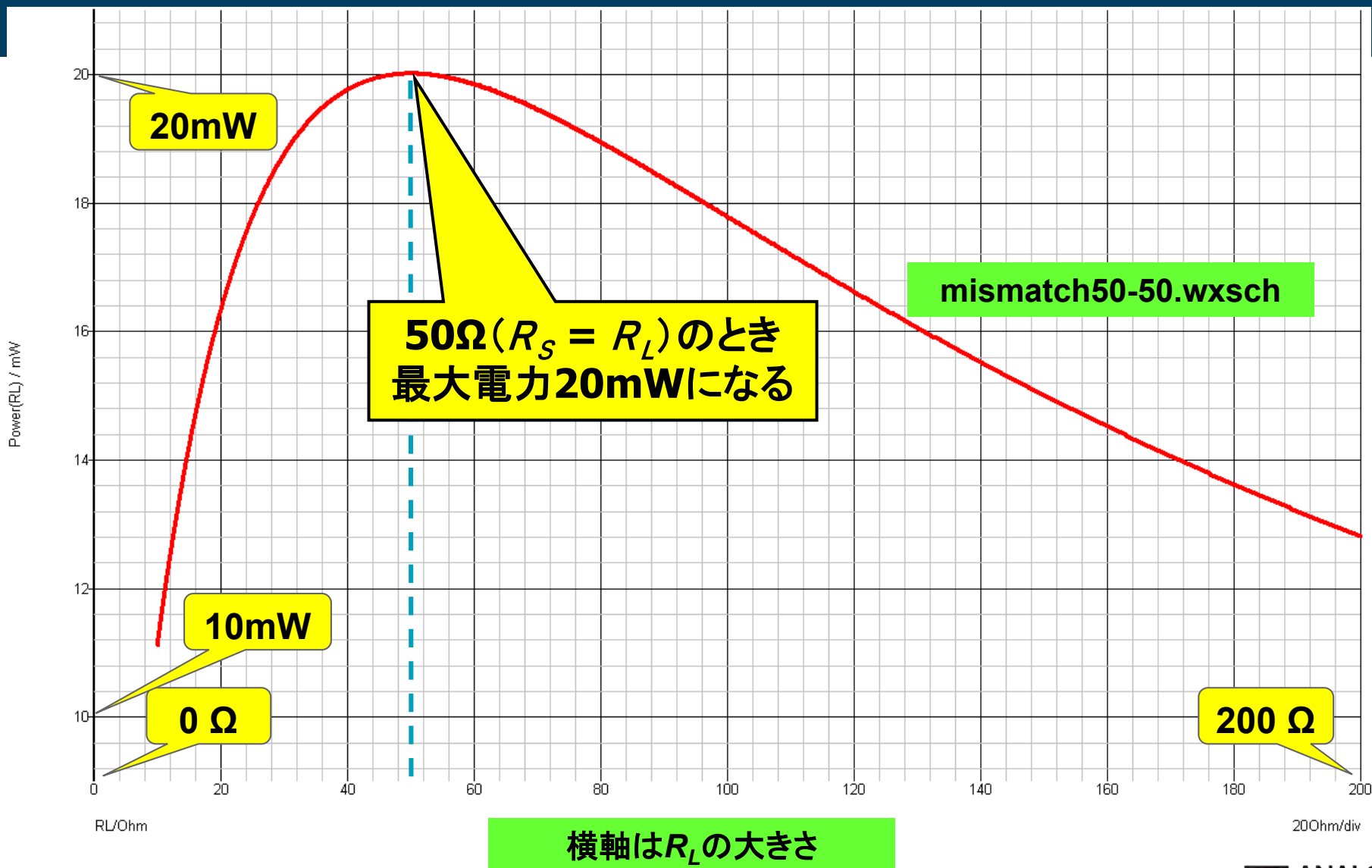
Appendix

- ▶ 1. マッチングさせるとは
- ▶ 2. リターンロスの考え方
- ▶ 3. ADIsimPEでもSパラメータが取り扱える
- ▶ 4. SPICEでのFull Two Port Sパラメータ計測系
- ▶ 5. 差動伝送線路でのSパラメータ活用方法
- ▶ 6. 広帯域でマッチングさせるテクニック

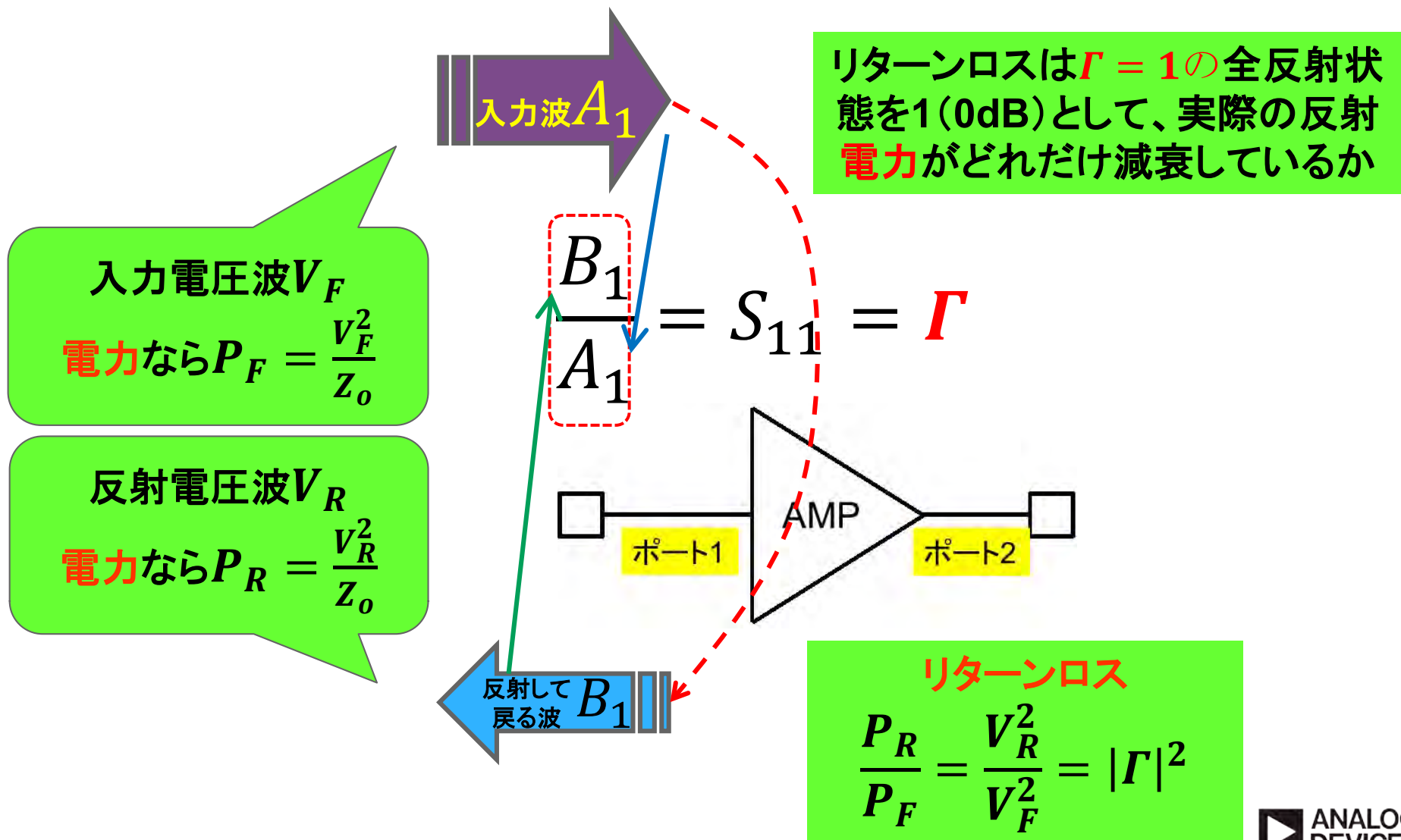
1. マッチングさせるとは？



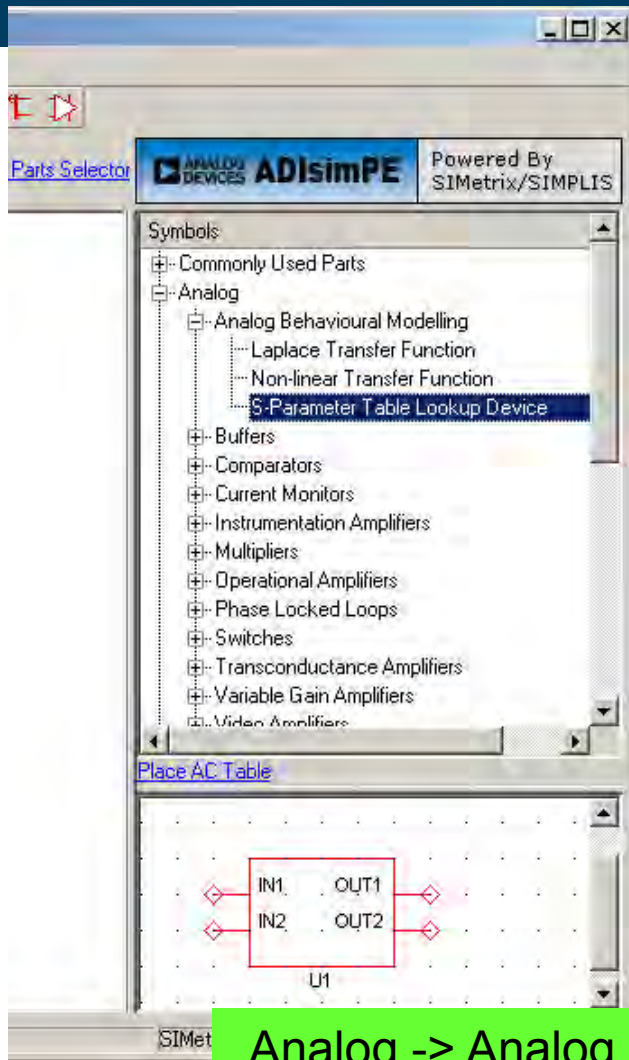
1. マッチングさせるとは？「最大電力を伝達させる」



2. リターンロスの考え方

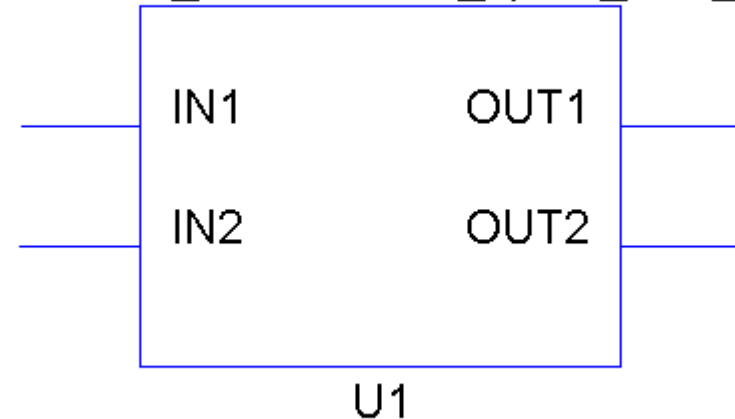


3. ADIsimPEでもSパラメータが取り扱える



配置したらダブルクリックして、
Touchstone s2p format(業界標準)の
Sパラメータ・データを読み込む
(これはHMC789ST89Eのもの)

HMC789ST89_deembedded_spara_25C_5V.s2p



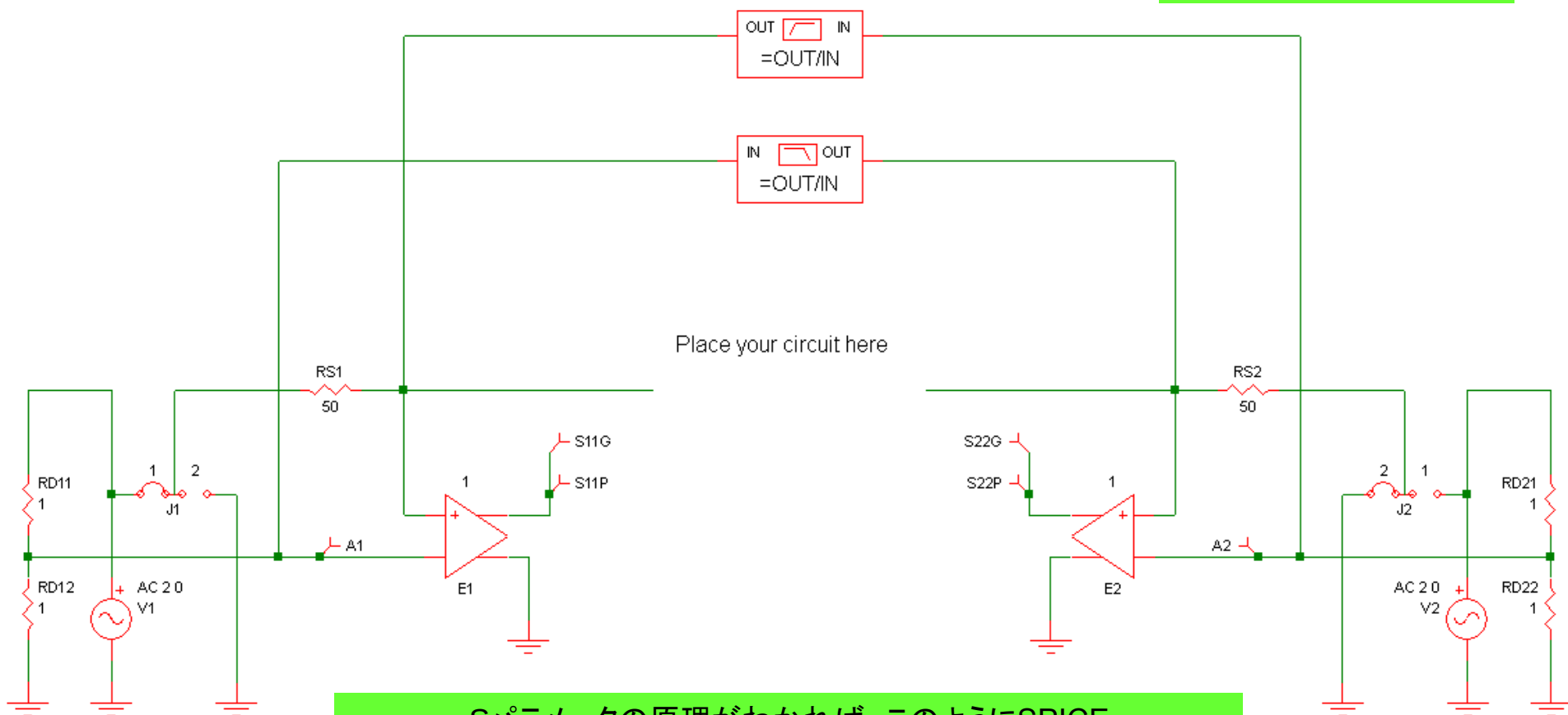
Analog -> Analog Behavioural Modelingから
S-Parameter Table Lookup Deviceを選ぶ

次のスライドの
FullTwoPort.wxsch
でも活用できます！

4. SPICEでのFull Two Port Sパラメータ計測系

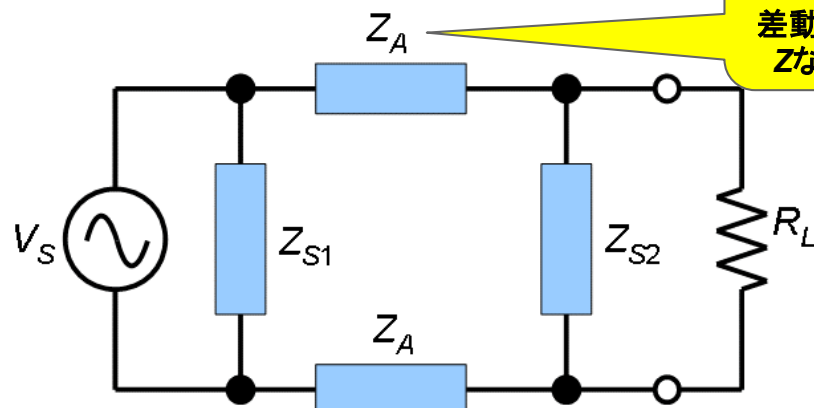
To measure S21 or S11, set J1 to position 1 and J2 to position 2
 To measure S12 or S22, set J1 to position 2 and J2 to position 1

FullTwoPort.wxsch



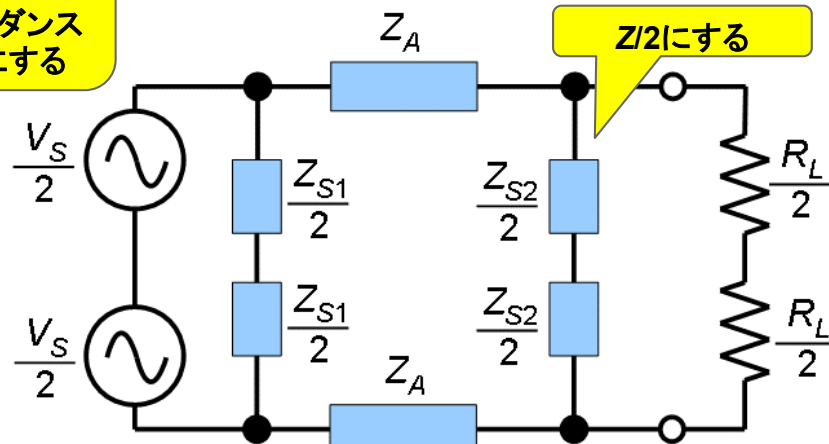
Sパラメータの原理がわかれば、このようにSPICE
 (ADIsimPE)でもSパラメータ・シミュレーションができます

5. 差動伝送線路でのSパラメータ／スミスチャート 活用方法

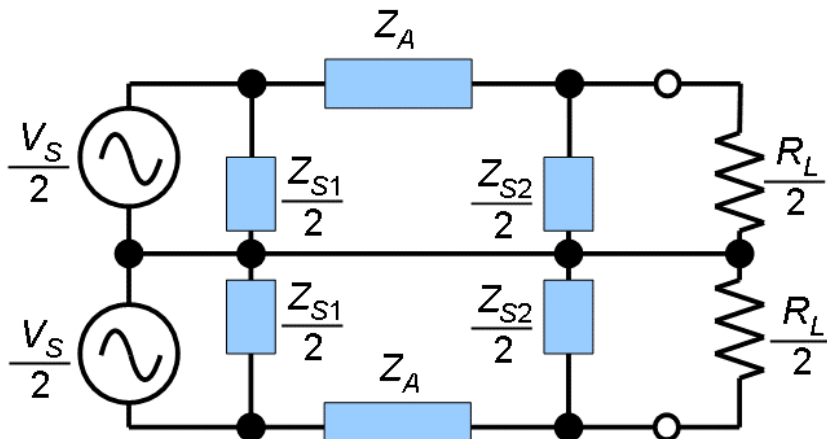


① 元々の差動伝送回路

インピーダンスが
差動伝送線路。
差動インピーダンス
 Z なら、 $Z/2$ にする

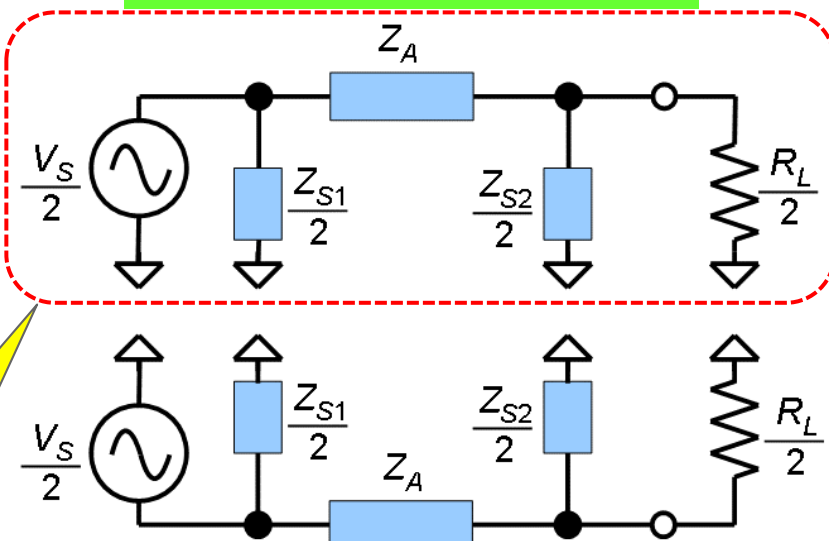


② 上下に2分割する



③ 分割した中点は共有電位なのでそのまま結線する

シングルエンドの回路
に変換し、これでSパラ
メータ解析する

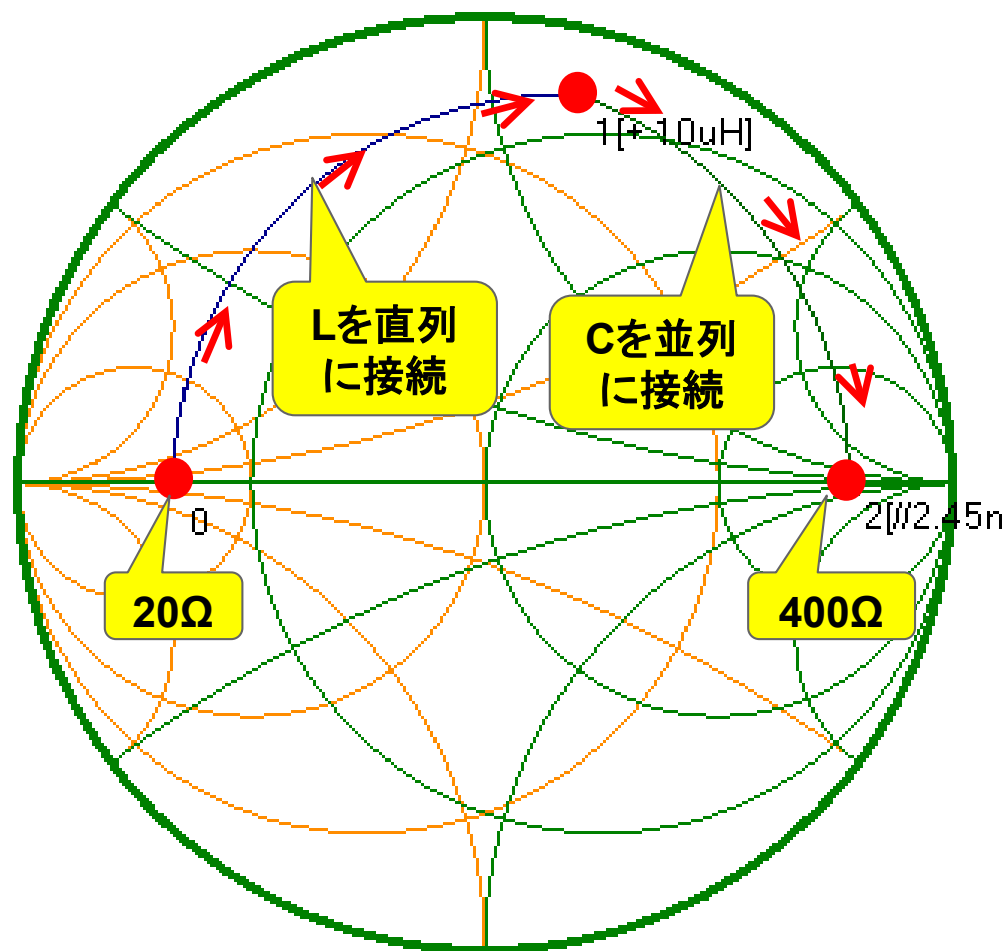


④ 完全に2分割し、これで解析する

6. 広帯域でマッチングさせるテクニック

$R_S \neq R_L$ で $R_S:R_L$ の比が大きいと
スミスチャートの中心から離れた
ところにマッチング素子を作画
する必要がある
これは 20Ω から 400Ω へ1回で変換
する例

こうすると回路のQが高くなり
マッチングしている帯域幅が
狭くなる



6. 広帯域でマッチングさせるテクニック（つづき）

スミスチャートには「定Q円」というものがあり（図中のピンク）、この円内で複数回のマッチング変換を行うことで、帯域幅を広くできる

右図は 20Ω から 50Ω に $Q = 0.5$ で4回のマッチング変換をおこなった例

詳しくは参考文献(2)を参照

