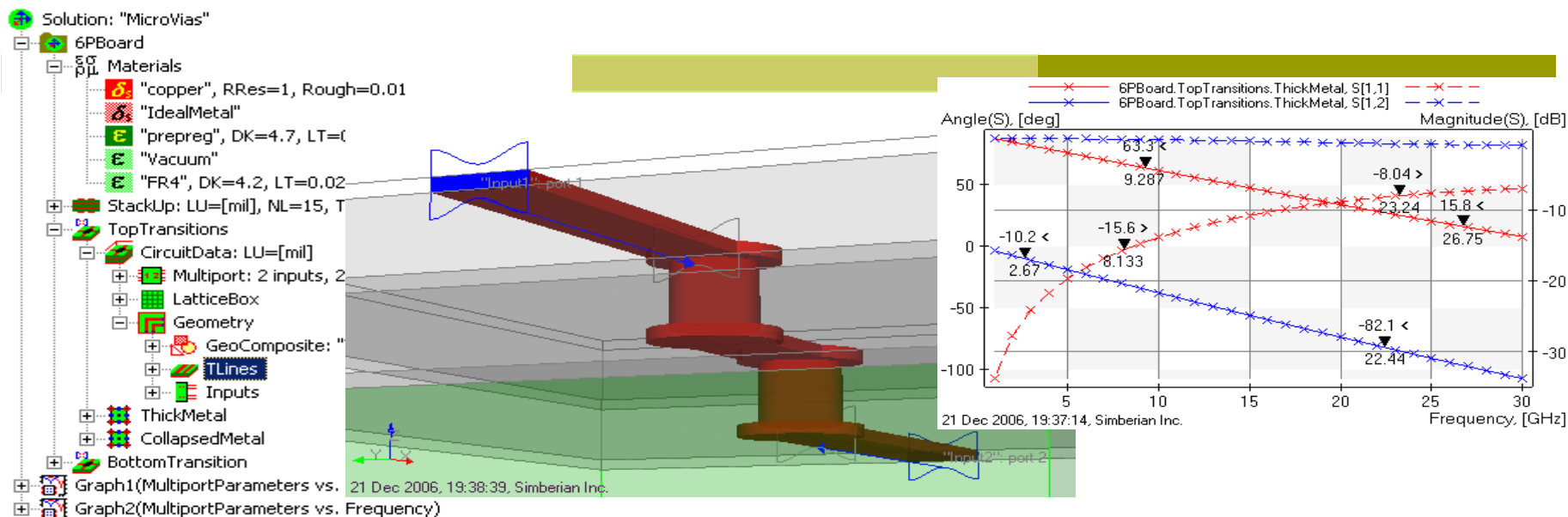




# Simbeor 2011のGMSパラメータによる 周波数依存性の材料定数の同定

[www.simberian.com](http://www.simberian.com)



日本語訳: シグナル工房 野田  
[www.signalkhobho.com](http://www.signalkhobho.com)



Simbeor®: Accurate, Fast, Easy, Affordable Electromagnetic Signal Integrity Software...

# 材料定数の同定のためのステップ

1. 基本の材料定数やスタックレイヤー情報の初期設定を行います
2. コネクタを含む二つの長さの対象な線路(この例では1.75inchと3.5inch)から測定されたSパラメータ(Touchstone ファイル)を読み込み評価します
3. Liner Circuitを作成し、読み込んだ測定データから2つのマルチポートを参照します。そして2つの長さの差分(つまり1.75inchのマイクロストリップ)に相当する一般化モーダルTパラメータ(GMT)と実測(measured)一般化モーダルSパラメータ(GMSm)を計算します
4. Tlineモデル作成で、想定する誘電率の2つのセグメントの差分である1.75inchの物理長を基本データとした計算された(Calculated)一般化モーダルSパラメータ(GMSc)を計算します
5. 上記の実測GMSmと計算GMScのS12の位相の結果が一致するように誘電体モデルの誘電率DKの値を調整します。次に同様にS12のゲインが一致するように誘電損失LTの値を調整します(S11両方ともゼロのはずです)

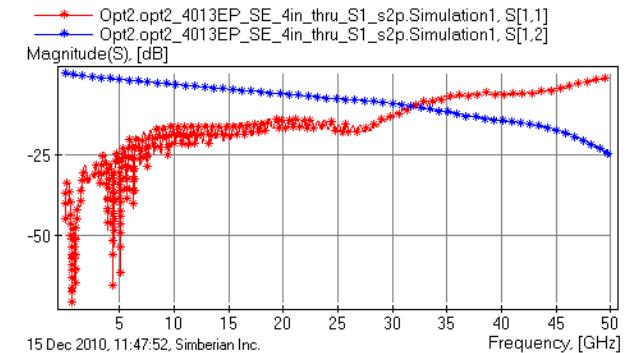
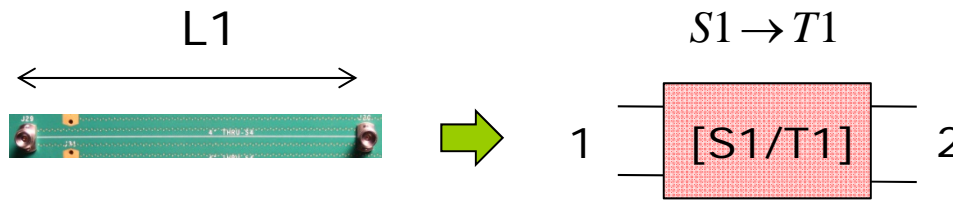
この手順はSimbeor2011,2012に組み込まれ  
Simberian社の特許出願がされています 009,541

# 周波数依存性のWideband Debye 誘電体モデルとは

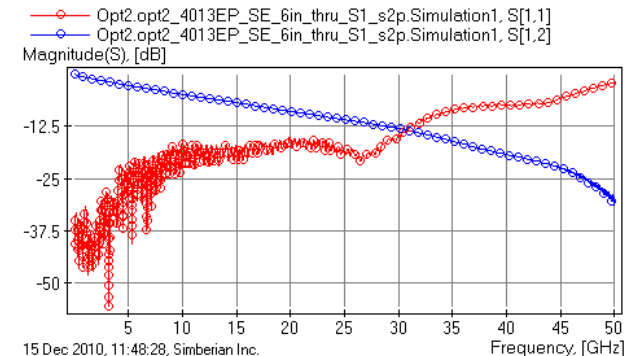
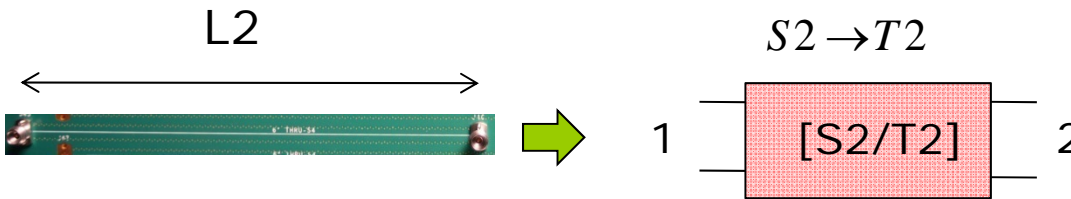
- 以下の2つの論文で論議されたモデルです；
  - Diordjevic, R.M. Biljic, V.D. Likar-Smiljanic, T.K. Sarkar, Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality, IEEE Trans. on EMC, vol. 43, N4, 2001, p. 662-667
  - C. Svensson, G.E. Dermer, Time domain modeling of lossy interconnects, IEEE Trans. on Advanced Packaging, May 2001, N2, Vol. 24, pp.191-196.
- いくつかの論文で確認されました (DesignCon 2010やIEEE proceedings on EMC and Advanced Packagingの論文などをご覧ください)
- 1つの周波数の誘電率(DK)と誘電損失(LT)で定義できます
  - 因果性のある周波数依存の誘電損特性を再生できます
  - 測定値を実験値にフィッティングすることが容易です
- あらゆる周波数ドメイン電磁界ソルバーで使用できます

# 2つのライン長さのテストフィクスチャから測定された Sパラメータ (SOLTキャリブレーション不要)

## □ 長さL1の線路セグメントのS1とT1



## □ 長さL2の線路セグメントのS2とT2

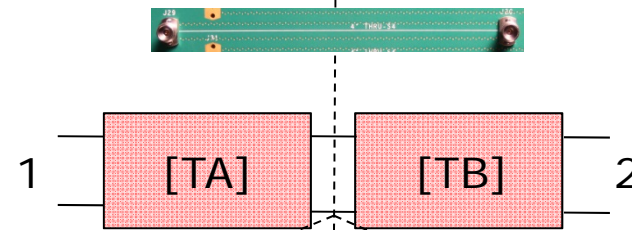
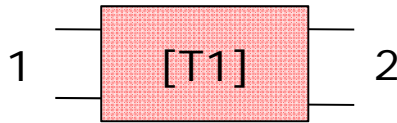


T1とT2はSパラメータから直接計算できる散乱Tパラメータです

## 2ポートのモーダルTパラメータ(GMT)の抽出と GMSmパラメータの作成

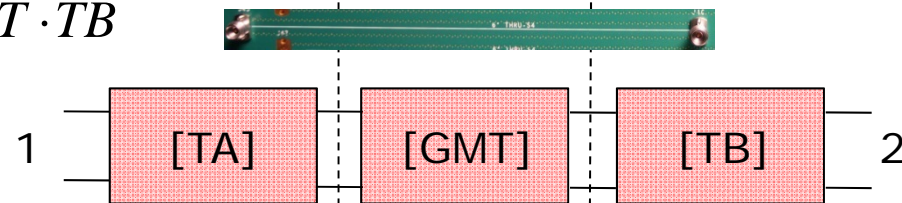
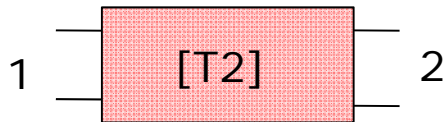
セグメントL1

$$T1 = TA \cdot TB$$



セグメントL2

$$T2 = TA \cdot GMT \cdot TB$$



GMTは非反射性のモーダルTマトリックスです  
(各モードの未知の特性インピーダンスに対してノーマライズされています)

$$T2 \cdot T1^{-1} = TA \cdot GMT \cdot TA^{-1}$$



$$GMT = \text{eigenvals}(T2 \cdot T1^{-1})$$

計算はコンピュータで簡単にできます

2ポートの場合簡単に下のような結果になります:

$$GMT = \begin{bmatrix} T_{11} & 0 \\ 0 & T_{11}^{-1} \end{bmatrix}$$



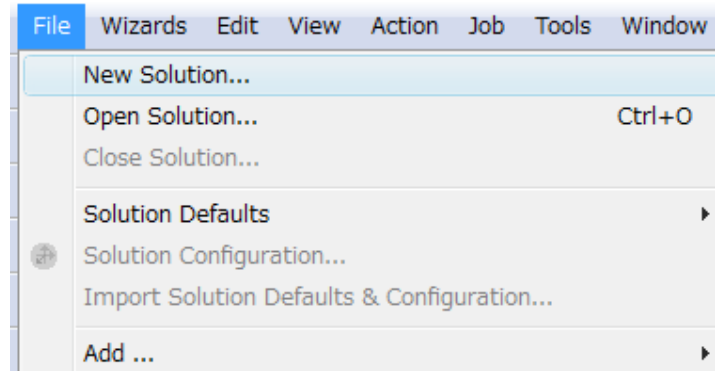
$$GMSm = \begin{bmatrix} 0 & T_{11} \\ T_{11} & 0 \end{bmatrix}$$

一つの複素関数として扱えます

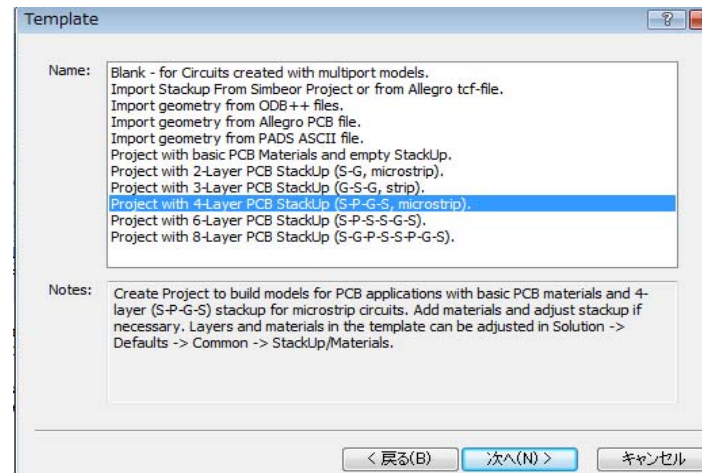
この操作により両端のSMAコネクタの影響を  
キャリブレーションなしに削除できます(Simerian社特許)

# ステップ1: 初期設定

## ステップ1\_1: New Solutionを選びます

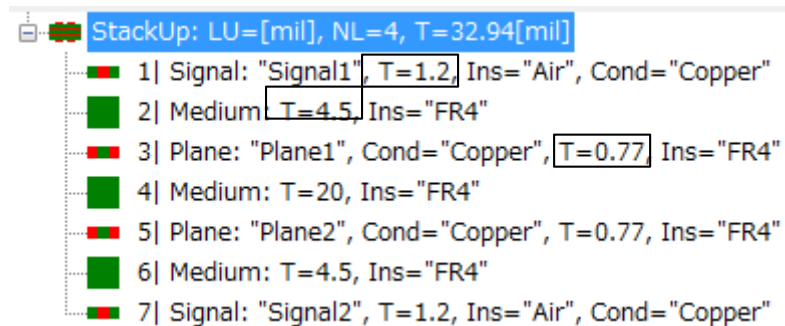


## ステップ1\_2: Templateで4層のマイクロストリップを選びます

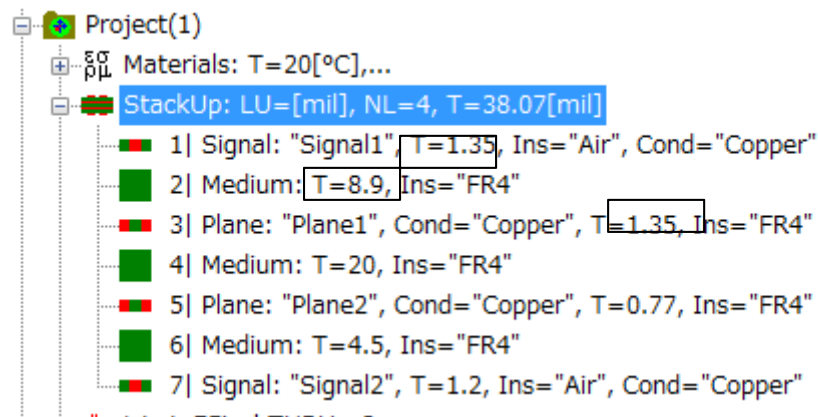


## ステップ1: 初期設定

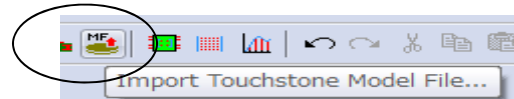
ステップ1\_3: Stackupデータの1層目をあとでMSL数式モデルとして使うので  
少なくとも1~3層までの厚みのデータを実際の値に合わせます



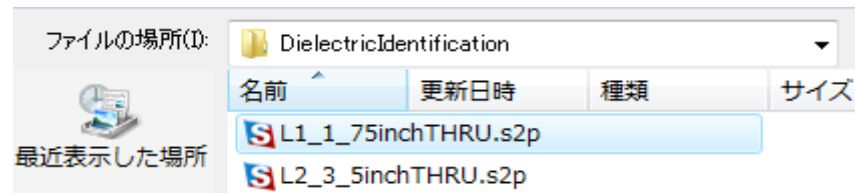
ステップ1\_4: 3か所の□の厚みデータを実際(mil)に変更しました



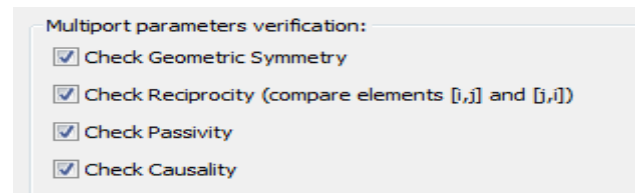
## ステップ2: Touchstoneファイルの読み込み



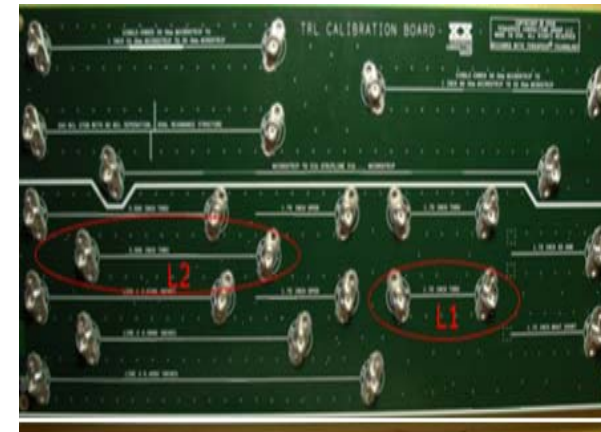
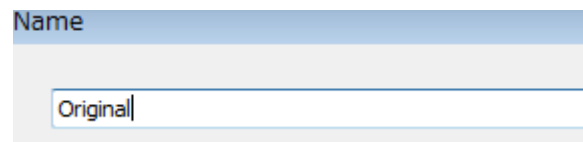
ステップ2\_1: 1.75inchのS2Pファイルを読み込みます



ステップ2\_2: Check項目の全部にチェックを入れます

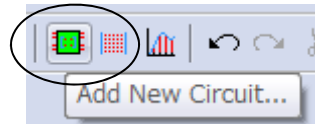


ステップ2\_3: グラフ名をOriginal(任意)とします

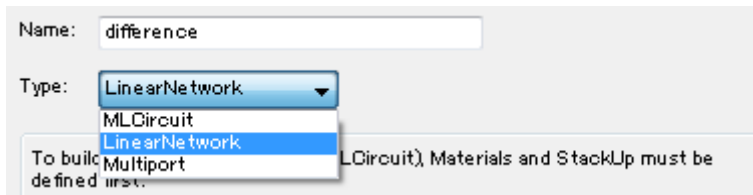


ステップ2\_4: 3.5inchのS2Pファイルも同様に読み込みます

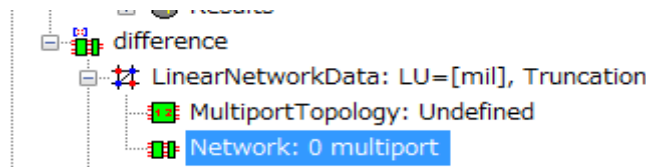
## ステップ3: GMTとGMSmの抽出



ステップ3\_1: Add New Circuitを選びdifference(任意)という名前のLineaNetworkを選択し完了します

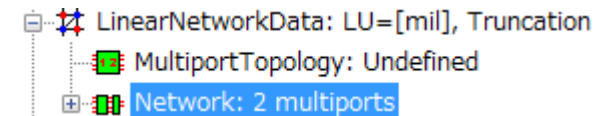


ステップ3\_2: Networkをダブルクリックします

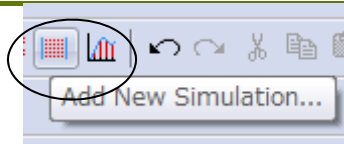


ステップ3\_3: Multiport出2つのSパラメータデータを選択してOKを押すと右のように2multiportと反映されます

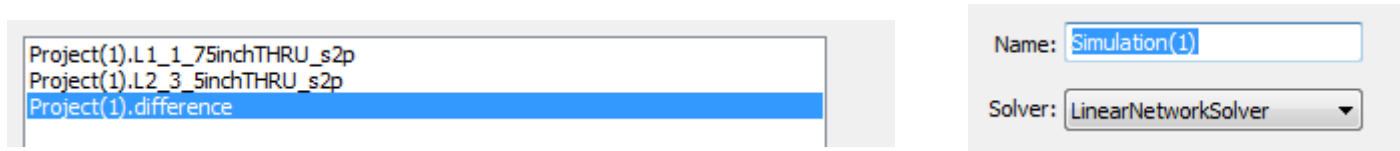
#	Type	Name	Project: Circuit: 2multiport	Length [mil]
S	Multiport	MBLS	Project(1)TS3_2multiport	none
I	Multiport	MBLI	Project(1)TI3_2multiport	none



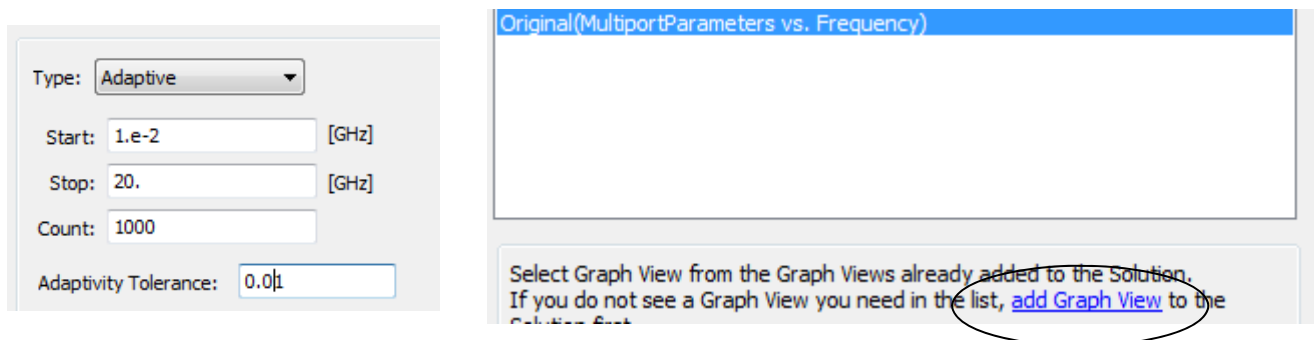
## ステップ3: GMTとGMSmの抽出



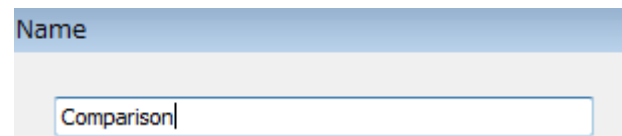
ステップ3\_4: Add New Simulationを選びProject(1)differenceが選択されているのを確認して次を押しますとSimulation(1)が作成されます



ステップ3\_5: Adoptive Toleranceを0.01に設定し、グラフを新しく追加します

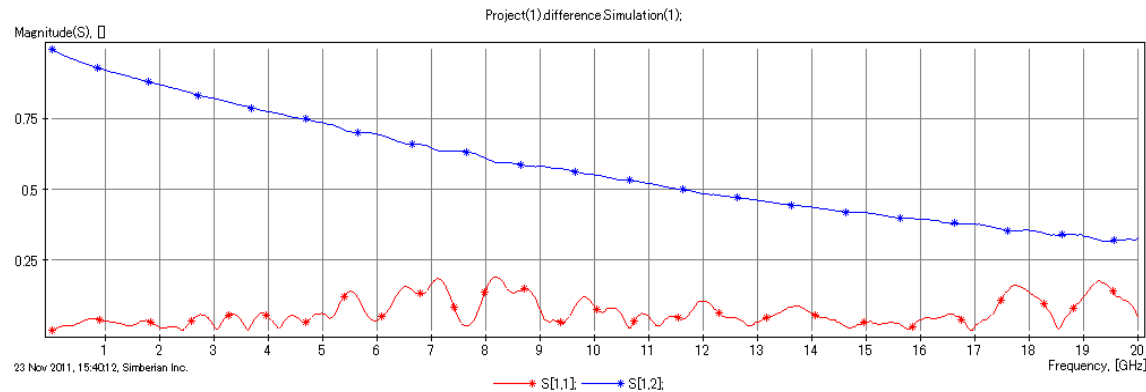


ステップ3\_6: 新しいグラフ名はComparisonとしました

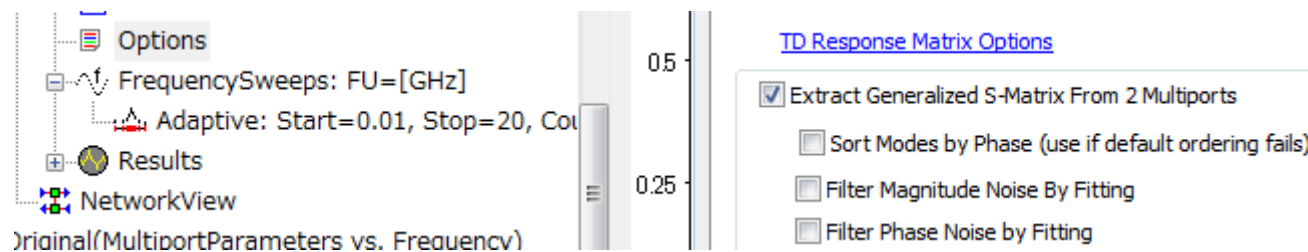


## ステップ3: GMTとGMSmの抽出

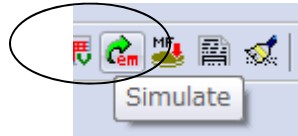
ステップ3\_4: この操作により式  $T2 \cdot T1^{-1} = TA \cdot GMT \cdot TA^{-1}$  の式の抽出が完了しました



ステップ3\_5: ここでSolution ExplorerのOptionを選択しGeneralized S-Mat.の抽出にチェックします



## ステップ3: GMTとGMSmの抽出

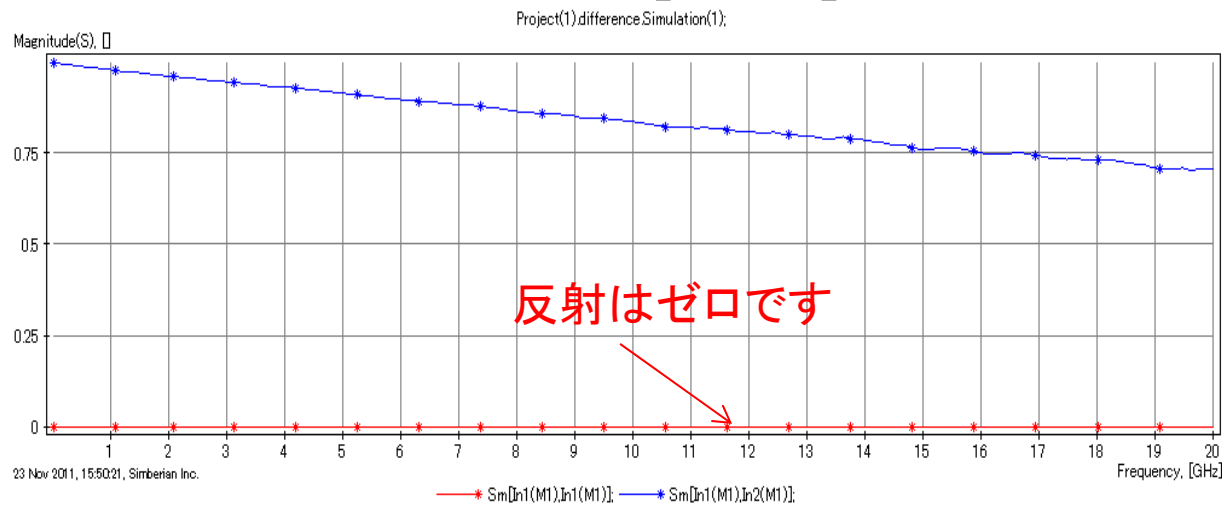


ステップ3\_5: シミュレーションボタンを押すと下の式の反射のないGMSmが得られます

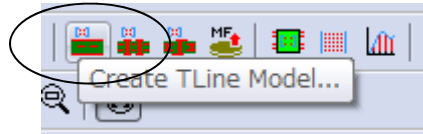
$$T2 \cdot T1^{-1} = TA \cdot GMT \cdot TA^{-1}$$



$$GMT = \text{eigenvals}(T2 \cdot T1^{-1}) \quad GMT = \begin{bmatrix} T_{11} & 0 \\ 0 & T_{11}^{-1} \end{bmatrix} \quad \longrightarrow \quad GMSm = \begin{bmatrix} 0 & T_{11} \\ T_{11} & 0 \end{bmatrix}$$



## ステップ4: 誘電率抽出のための数式モデルの作成




ステップ4\_1: 次は誘電率抽出のための数式モデルの作成のためTline生成を選んでください

Single (one strip conductor)  
 Differential, Edge Coupled (two strip conductors in the same layer)  
 Differential, Broad Side Coupled (two strip conductors in different layers)

Strip Layer:

ステップ4\_2: Strip幅を実際の17milに設定しCircuit NameをMSLとしてRunします

Strip Width



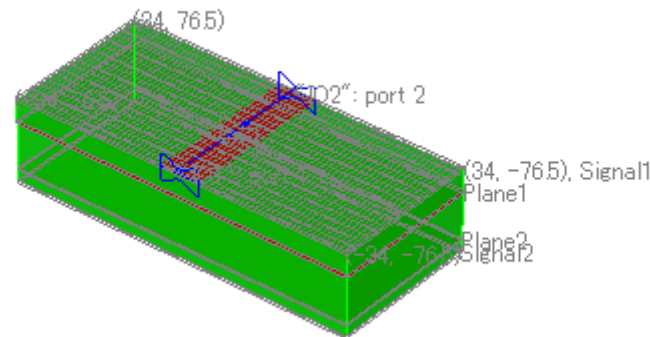
Impedance:  [Ohm]  
 Strip Width:  [mil]

Circuit Name:   
Simulation Name:

Circuit with the name specified here will contain all problem description data and simulation that produces the final model.

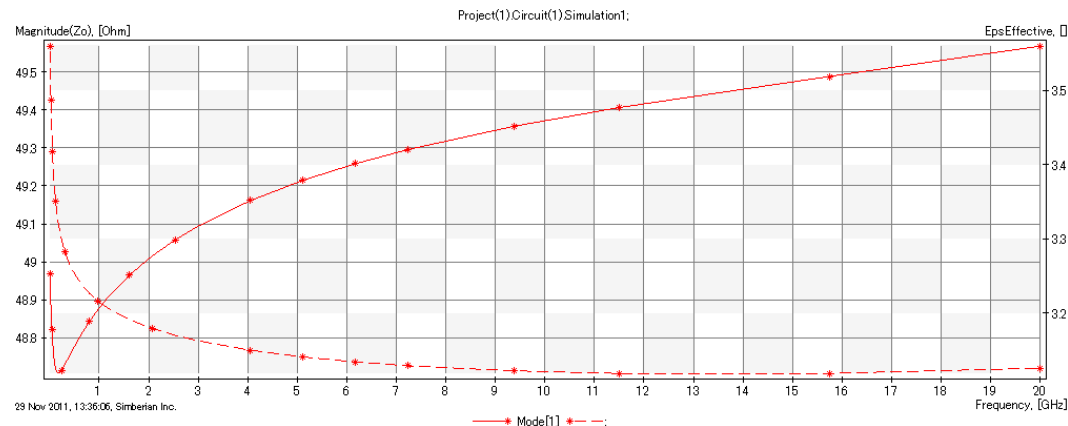
## ステップ4: 誘電率抽出のための数式モデルの作成

ステップ4\_3: このようにSimbeorはインピーダンス値かトレース幅の設定から自動的下図のようなモデルを形成しシミュレーションします

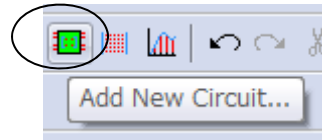


このケースの場合トレース長さは03.89mm(153mil)を自動設定して解析しました

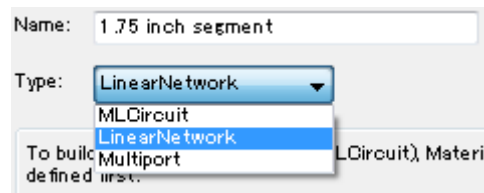
ステップ4\_4: このモデルのインピーダンスと実効誘電率の結果が下図になります



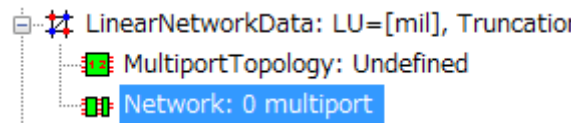
## ステップ4: 誘電率抽出のための数式モデルの作成



ステップ4\_5: 自動的に作成されたMSLモデルから17.5inchの長さの数式モデルを作成します。これが誘電率と $\tan \delta$ を同定する元の式になります。Add New Circuitを選択しLinearNetworkで1.75inch Segment名前をつけ完了を押します。



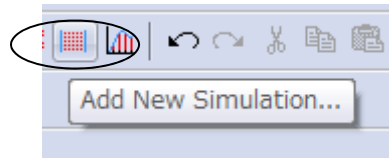
ステップ4\_6: Network: 0 multiportを選択します



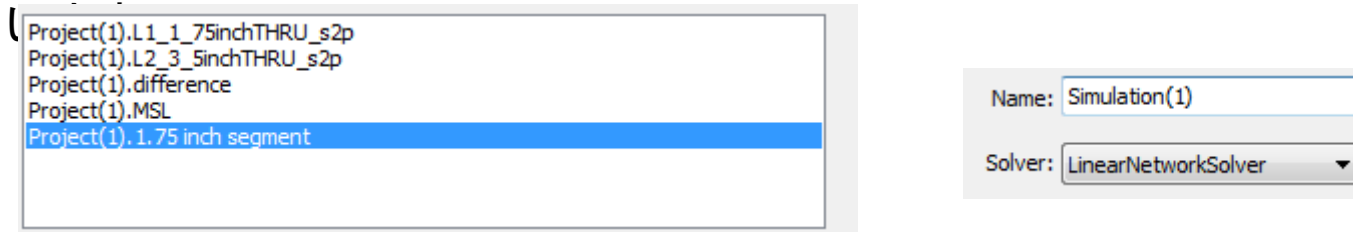
ステップ4\_7: TlineSegmentで先ほどのMSLのシミュレーションを選択し長さ1750milとします

#	Type	Name	Project.Circuit.Simulation	Length [mil]
1	TLineSegment	TL1	Project(1).MSL.Simulation1	1750

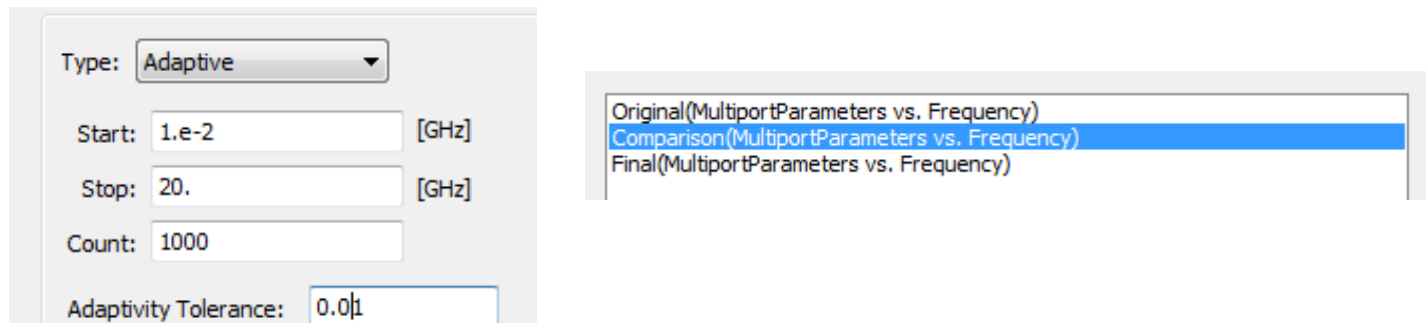
## ステップ4: 誘電率抽出のための数式モデルの作成



ステップ4\_8:最後にNew Simulationを行います。Circuitは1.75inch Segmentを使

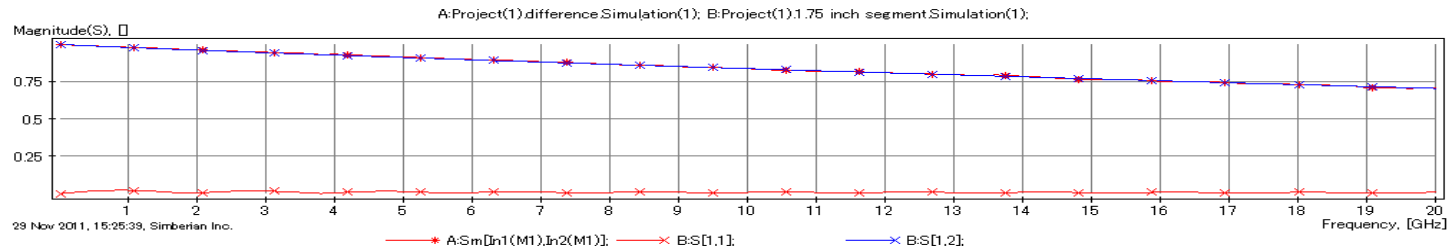


ステップ4\_9:Adaptively Toleranceを0.01に設定し、グラフはComparisonを選びます

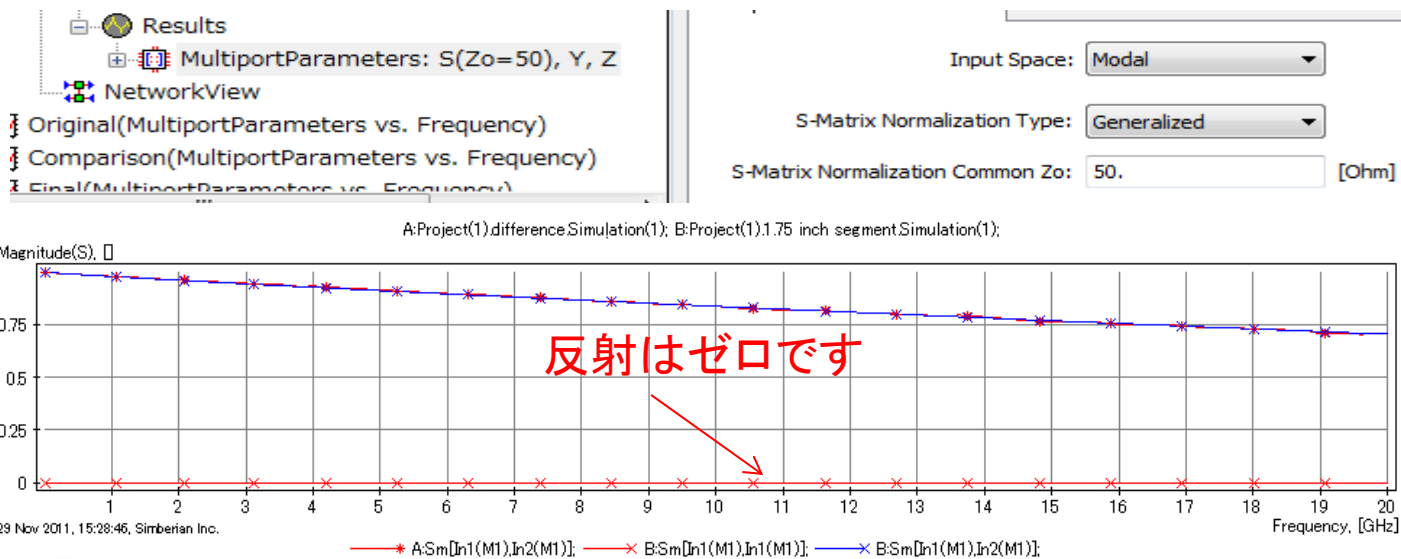


## ステップ4: 誘電率抽出のための数式モデルの作成

ステップ4\_10: シミュレーションを完了させると次のような結果になります



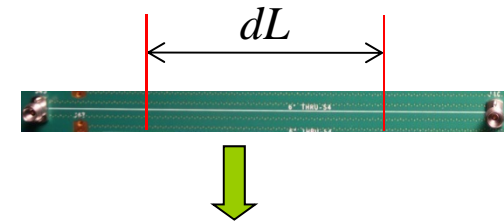
ステップ4\_11: この結果の終端条件をMultiport Parametersを右クリックしてSet New ProfileでModal、Generalizedに設定しなおすと反射のないGMS特性が得られました



# GMSパラメータのフィッティングによる誘電率の同定 (1導体の場合)

- 1導体の線路のマックスウェルの方程式を解きます:

$$GMSc = \begin{bmatrix} 0 & \exp(-\Gamma \cdot dL) \\ \exp(-\Gamma \cdot dL) & 0 \end{bmatrix}$$

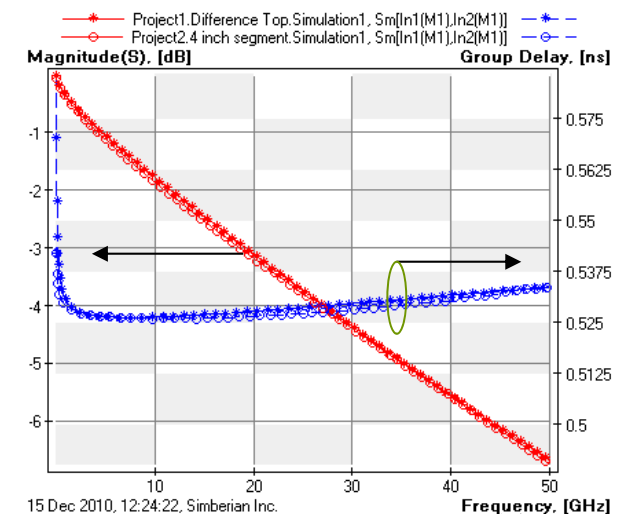


- 測定データにフィットします



1つの複素数関数のみ!

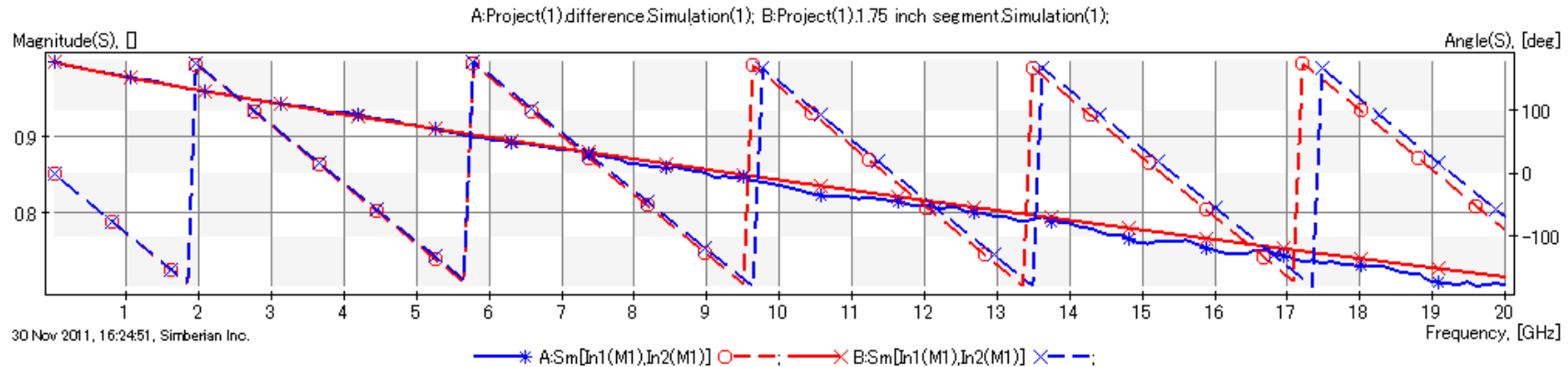
$$GMSm = \begin{bmatrix} 0 & T_{11} \\ T_{11} & 0 \end{bmatrix}$$



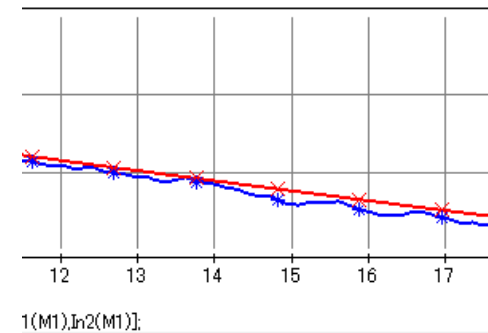
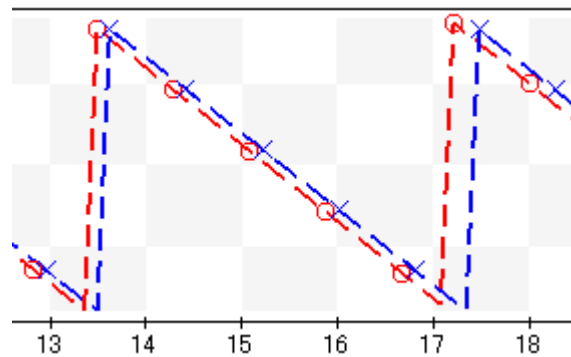
- セグメントの測定されたGMSmパラメータは、材料定数同定のため計算によるGMScパラメータにフィッティングされます
- 位相か群遅延が誘電率DKの同定に使われ、誘電損LTの同定には挿入損失が使われます!

# ステップ5: 誘電率DKと誘電損失LTのフィッティング マニュアルによる方法 (Simbeor2011)

ステップ5\_1: ComparisonのグラフでS12でGMSc(青)とGMSm(赤)表示します。位相とゲインで多少差があることが判ります

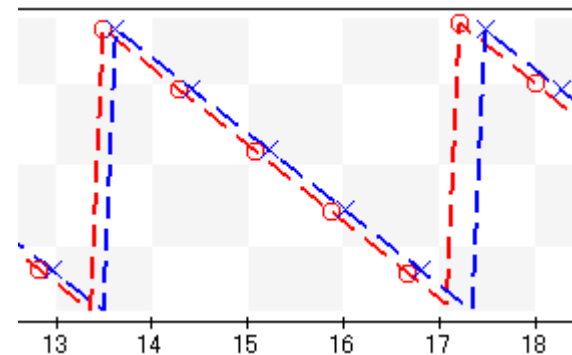
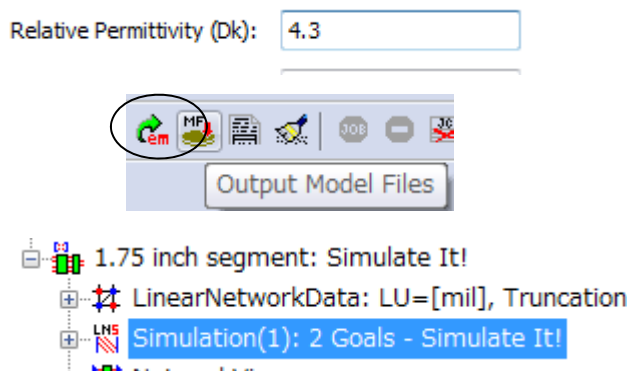


ステップ5\_2: 実測GMSmと計算GMScのS12の位相の結果が一致するように誘電体モデルの誘電率DKの値を調整します。次に同様にS12のゲインが一致するように誘電損失LT ( $\tan \delta$ ) の値を調整します。

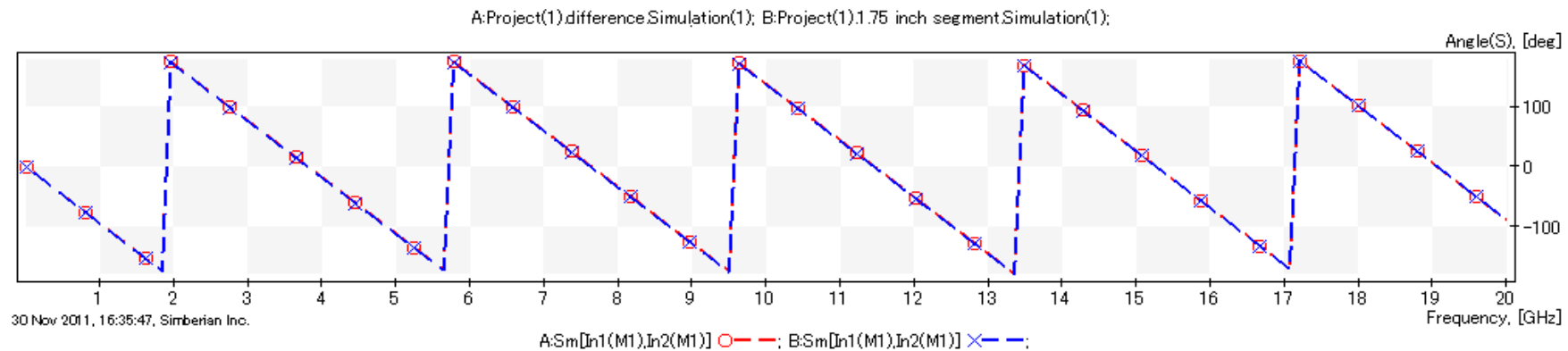


# ステップ5: 誘電率DKと誘電損失LTのフィッティング マニュアルによる方法 (Simbeor2011)

ステップ5\_3: 青の測定データの方が位相が先に進んでいるようなので、材料の誘電率をデフォルトの4.2を少し大きい値にする必要があります。ここでは4.3としてみましたシミュレーションを実行しました

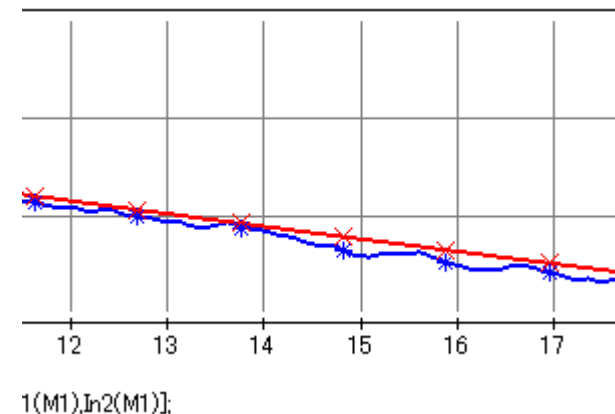
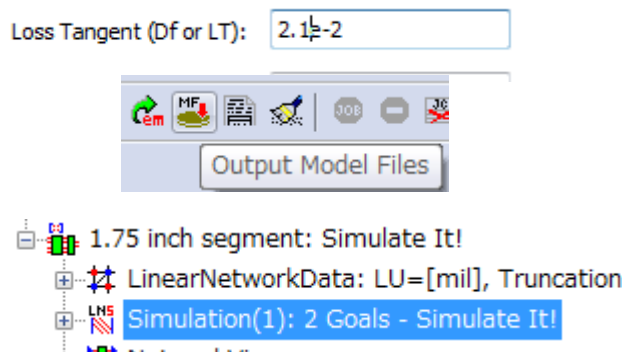


ステップ5\_4: 一致しました(実際には何回か試行錯誤することになると思います)

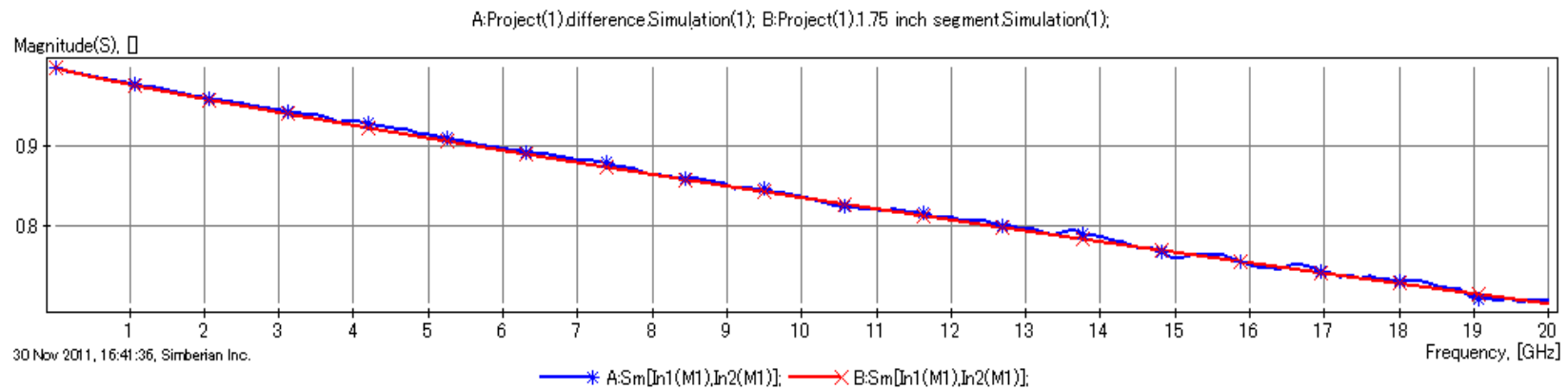


# ステップ5: 誘電率DKと誘電損失LTのフィッティング マニュアルによる方法 (Simbeor2011)

ステップ5\_5: 次は誘電損失  $\tan \delta$  です。測定データの方が損失が大きいのでデフォルトの0.02より大きい0.021としました」

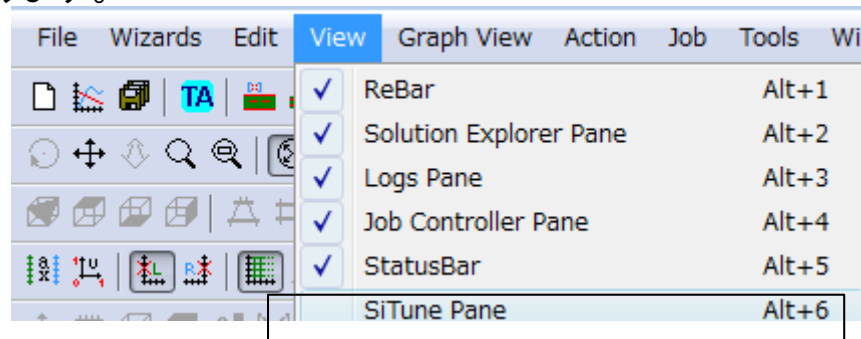


ステップ5\_6: 一致しました。(実際には何回か試行錯誤して一致させることになると思います)

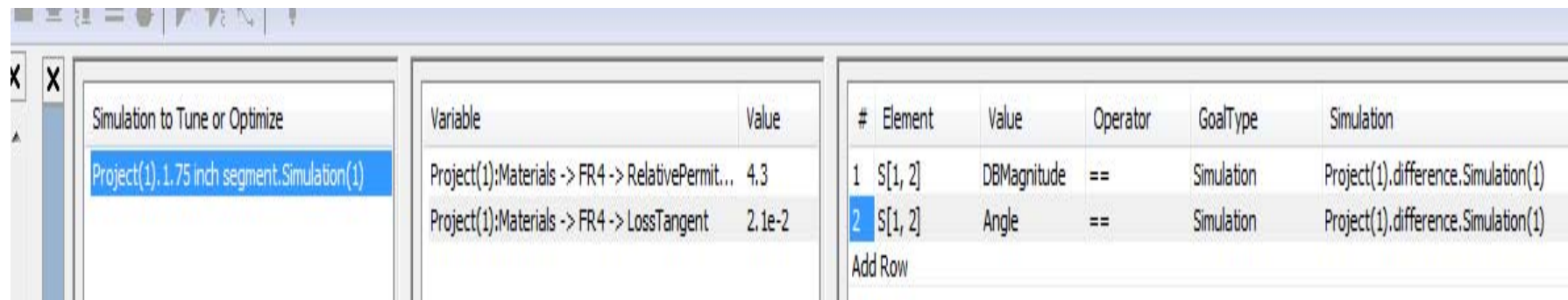


# ステップ5:最適化による誘電率DKと誘電損失LTのフィッティング (Simbeor2012)

ステップ5\_7: Simbeor2012ではこのフィッティングを自動で行える最適化(Optimize)の機能が使えるようになりました。まだ未確認の機能が多いのですが参考にご紹介します。まずSiTuneというペーンを表示させる必要があります。



ステップ5\_8:このSiTuneペーンでそれぞれのシミュレーション結果や材料パラメータをドラッグ & ドロップします。この最適化のセッティングについては次のスライドで示します。



## ステップ5\_9:最適化のセッティング

1. “1.75 inch segment” -> Simulation1をドラッグしてSiTune (Tools -> SiTune)の中の左側のSimulation to Tune or Optimizeペーンにドロップします
2. FR4誘電体をドラッグしSiTuneのVariableペーンにドロップします。比誘電率(Relative Permittivity)とロスタンジエント(Loss Tangent)の変数を残し、他のすべてのパラメータは削除します
3. GMSmのS[1,2]のDbmagnitudeとAngleの2つのゴールがをSiTuneの最適化の右側のペーンに追加します
4. AutoSimulationにチェックを入れ、最適化Optimizeボタンを押します
5. 最適化は数分～数10分かかります
6. 最適化が終了したらClean Curveボタンを押すと最終のGMScカーブとGMSmが残ります
7. デフォルトの誘電率と誘電損の値により最適化の結果が異なることがあり、設定を変えて最適化をやり直す必要もあるかもしれません

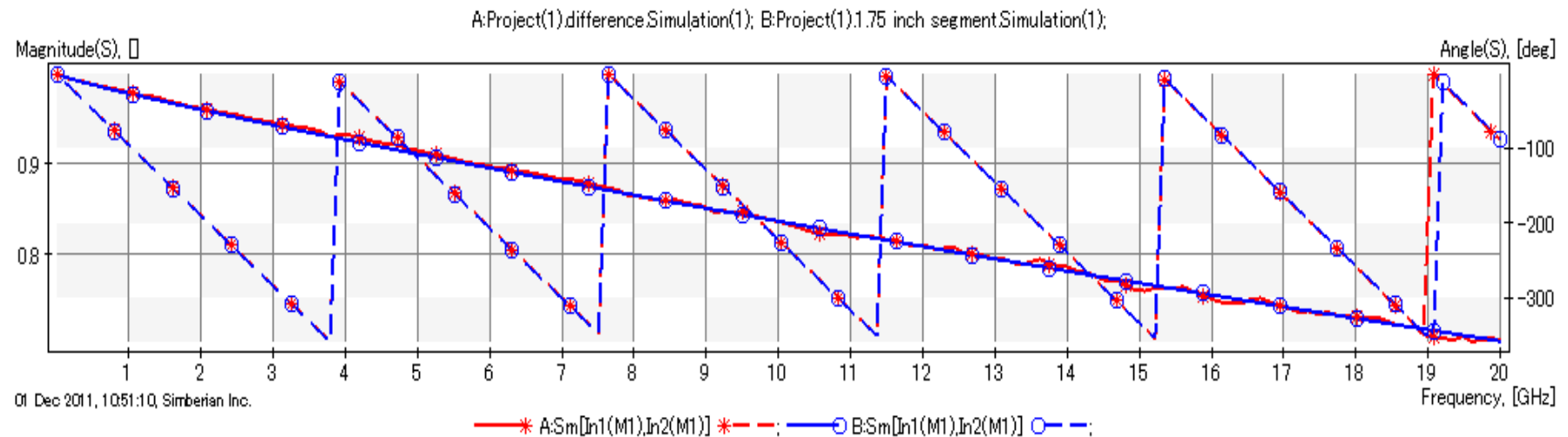
## ステップ5: 誘電率抽出のための数式モデルの作成

ステップ5\_10: シミュレーションを完了させると次のような結果になります

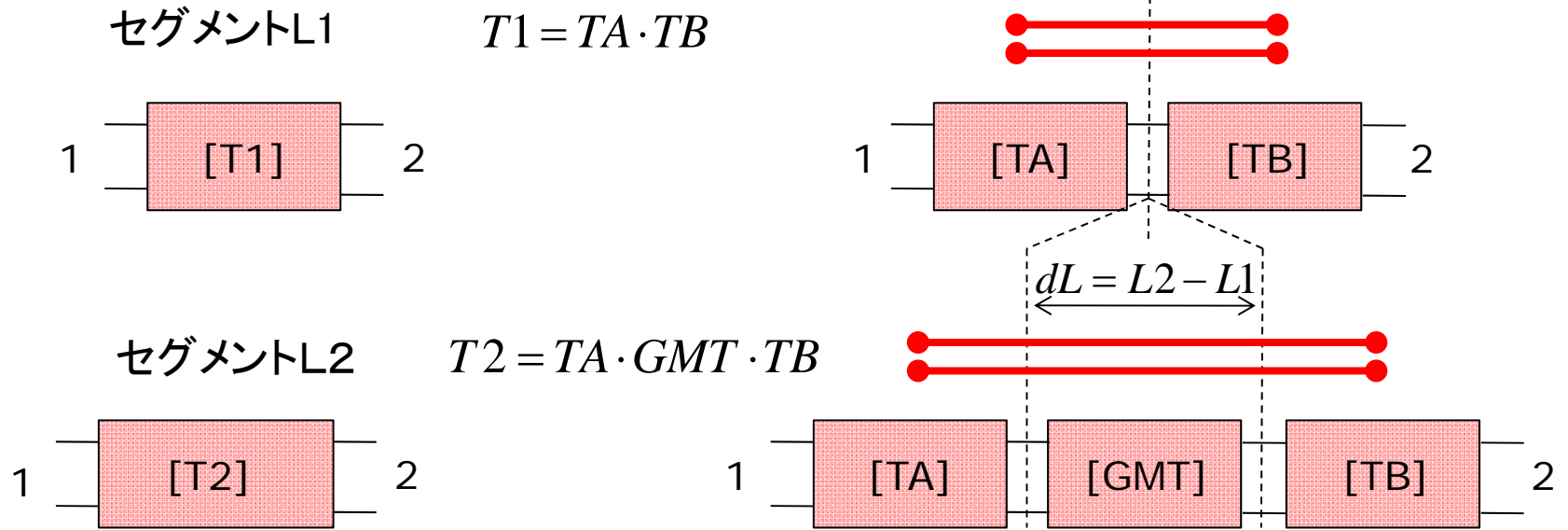
Relative Permittivity (Dk):

Loss Tangent (Df or LT):

ステップ5\_11: 最適化の結果GMScとGMSmは一致しました



# 一般化モーダルTパラメータ(GMT)とGMSmパラメータの抽出 (2導体の場合)



GMTは非反射性のモーダルTマトリックスです  
(各モードの未知の特性インピーダンスに対してノーマライズされています)

$$T2 \cdot T1^{-1} = TA \cdot GMT \cdot TA^{-1}$$



$$GMT = \text{eigenvals}(T2 \cdot T1^{-1})$$

$$GMT = \begin{bmatrix} T_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & T_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & T_{11}^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & T_{22}^{-1} \end{bmatrix}$$

$$GMSm = \begin{bmatrix} 0 & 0 & T_{11} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & T_{22} \\ T_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & T_{22} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

2つの複素数変数のみ!

2導体の場合は以下の結果が得られます:

# GMSパラメータのフィッティングによる誘電率の同定 (2導体の場合)

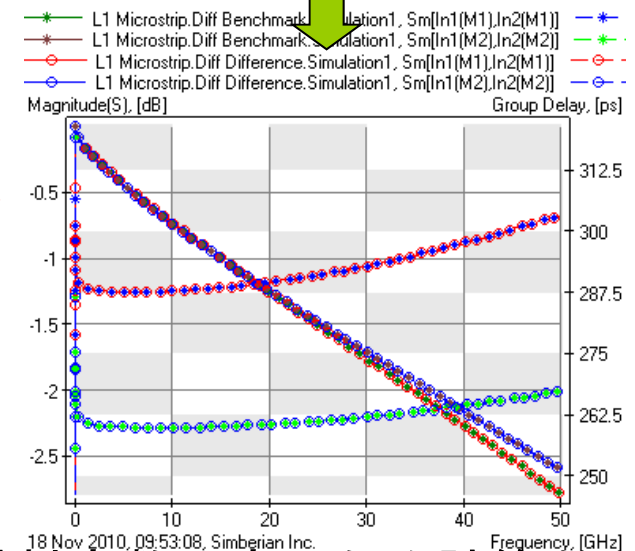
- 2導体の線路のマックスウェルの方程式を解きます:

$$GMSc = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \exp(-\Gamma_1 \cdot dL) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \exp(-\Gamma_2 \cdot dL) \\ \exp(-\Gamma_1 \cdot dL) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \exp(-\Gamma_2 \cdot dL) & 0 & 0 \end{bmatrix}$$



- 測定データにフィットします: *Only 2つの複素数関数のみ!*

$$GMSm = \begin{bmatrix} 0 & 0 & T_{11} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & T_{22} \\ T_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & T_{22} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$



- セグメントの測定されたGMSmパラメータは、材料定数同定のため計算によるGMScパラメータにフィッティングされます
- 位相か群遅延が誘電率DKの同定に使われ、誘電損LTの同定には挿入損失が使われます!

# GMSパラメータのテクニックは考えられる 最もシンプルな方法です

- 任意の断面の2つの伝送線路のキャリブレーションのいらぬ測定で行えます
  - 測定データから伝搬定数( $\gamma$ ガンマ)の抽出の必要がありません(困難性、誤差の危険性の回避)
  - SMAコネクタやそのラウンチ(移行)部のデエンベディングの必要がありません(困難性、誤差の危険性の回避)
- 最も簡単な数式モデルで行えます
  - 伝搬定数の計算のみ必要
  - Viaなどの移行部(Transitions)の3D電磁界モデル化の必要はありません
- 最小の数のスムーズな複素数関数で整合できます
  - シングルエンドでは1つ差動では2つのパラメータが必要
  - 全ての反射とモーダル伝送パラメータはゼロとして扱えます

## まとめ

---

- GMSパラメータによる材料定数の同定はシンプルで正確性のある方法です
- 全てのプロジェクトを誘電率や表面粗さなどのパラメータの同定から始められます
- 測定されたSパラメータは事前に以下の確認が必要です
  - Sパラメータの品質基準にパスしていること
  - TDRによる正確なインピーダンスプロットがあること

# 参考文献

---

- 全て右のWebから入手可能 <http://www.simberian.com/AppNotes.php>
- Y. Shlepnev, A. Neves, T. Dagostino, S. McMorrow, Practical identification of dispersive dielectric models with generalized modal S-parameters for analysis of interconnects in 6-100 Gb/s applications, DesignCon 2010 (App Note #2010\_01)
- Sensitivity of PCB Material Identification with GMS-Parameters to Variations in Test Fixtures, Simberian App Note #2010\_03
- Material Identification With GMS-Parameters of Coupled Lines, Simberian App Note #2010\_04
- J. Bell, S. McMorrow, M. Miller, A. P. Neves, Y. Shlepnev, Unified Methodology of 3D-EM/Channel Simulation/Robust Jitter Decomposition, DesignCon2011, (App Note #2011\_02)
- D. Dunham, J. Lee, S. McMorrow, Y. Shlepnev, 2.4mm Design/Optimization with 50 GHz Material Characterization, DesignCon2011 (App Note #2011\_03)