

H面導波管シミュレータ サンプル計算結果

アプリVer 1.2.0.0

本書Ver 1.00

Copyright © 2012 りゅうじみや
All Rights Reserved.

目次	2
本書について	3
直線(straight.cad)(1/4)～(4/4)	4 - 7
直角コーナーベンド(Bend.cad)(1/3)～(3/3)	8 - 10
T分岐(T.cad) (1/4)～(4/4)	11 - 14
T分岐くさび入り(TWithWedge.cad) (1/4)～(4/4)	15 - 18
誘電体装荷フィルタ(dielectric_filter.cad) (1/3) ～(3/3)	19 - 21
ステップ形状不連続(step.cad)(1/8)～(8/8)	22 - 29
参考文献	30

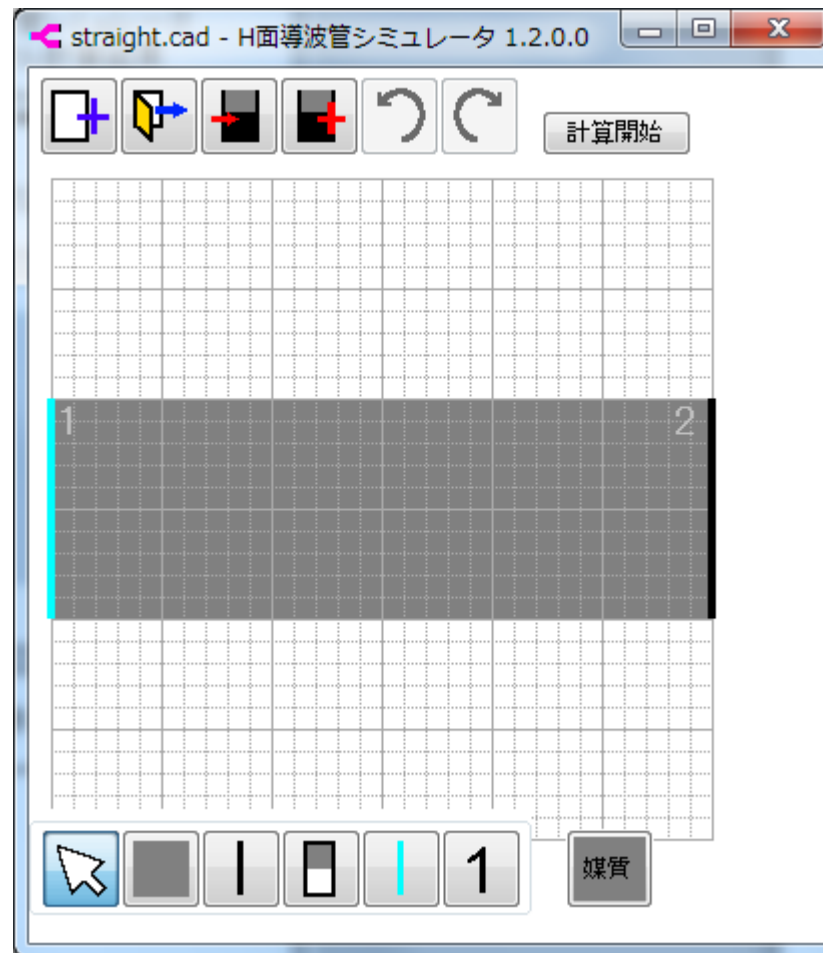
本書について

アプリケーションの開発時に検証用に用いた図面をHPlaneSimulator.zip書庫のsampleフォルダに格納しています。(Version1.2.0.0)

本書ではこれら図面について、H面導波管シミュレータで計算した結果を掲載します。

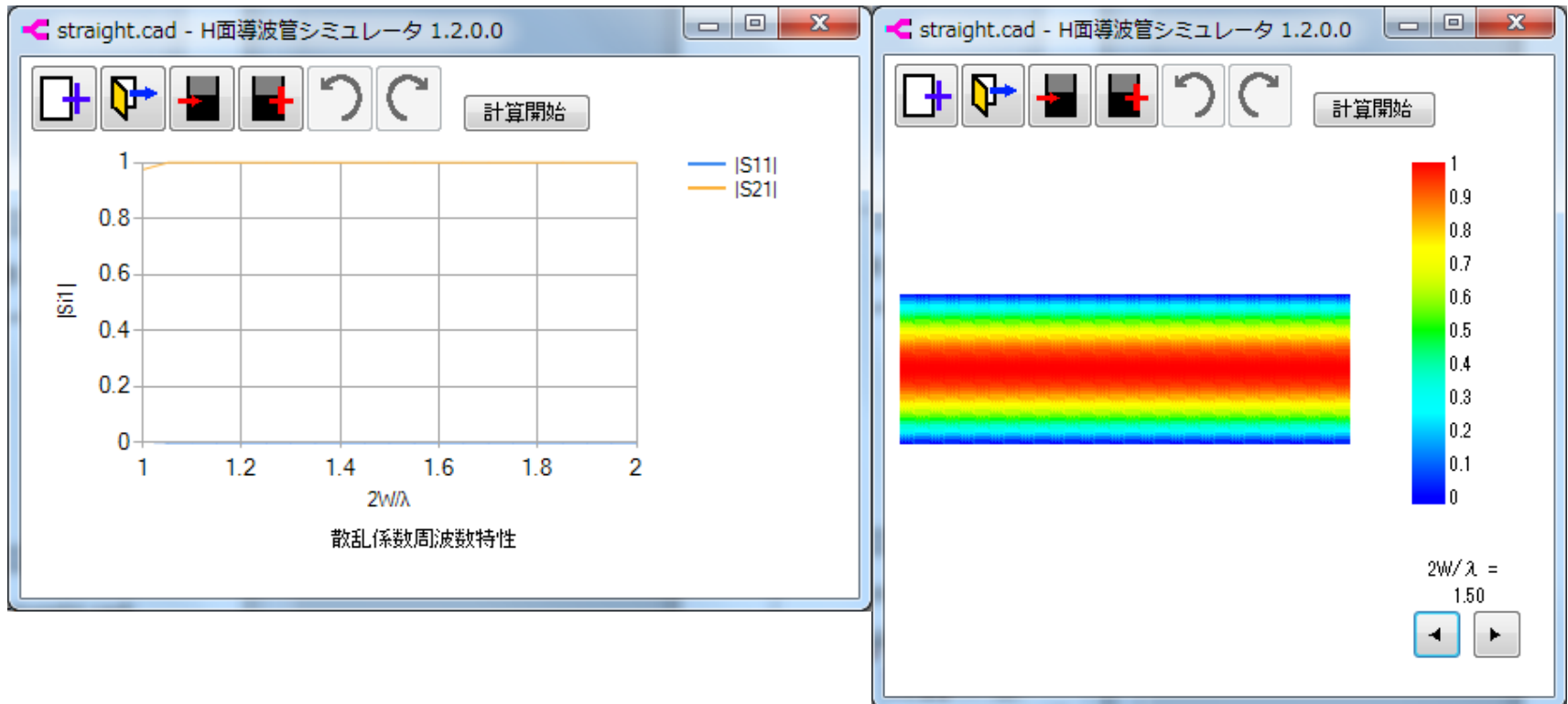
直線(straight.cad)(1/4)

不連続のない導波管です。計算が間違っていないかを調べるために解析してみます。
当然、ポート1から入射したTE₁₀モードは反射なく出力ポート2へ伝搬するはずです。



直線(straight.cad) (2/4)

TE₁₀モードの伝搬可能な周波数帯全域でほぼ $|S_{11}|=0.0$ $|S_{21}|=1.0$ になっています。またz方向(導波管の高さ方向)の電界は伝搬方向(y方向)のどの位置でも同じTE₁₀モードの分布になっています。ただ、 $2\pi/W = 1.0$ (遮断周波数)の点は、この分割数では入力モードとして減衰モードで計算されるので正しい結果ではないと思われます。



直線(straight.cad) (3/4)

入力導波管の固有値解析結果を示します。TE10モードのシミュレーション結果です。
下記理論値とほぼ同じカーブを描いています。

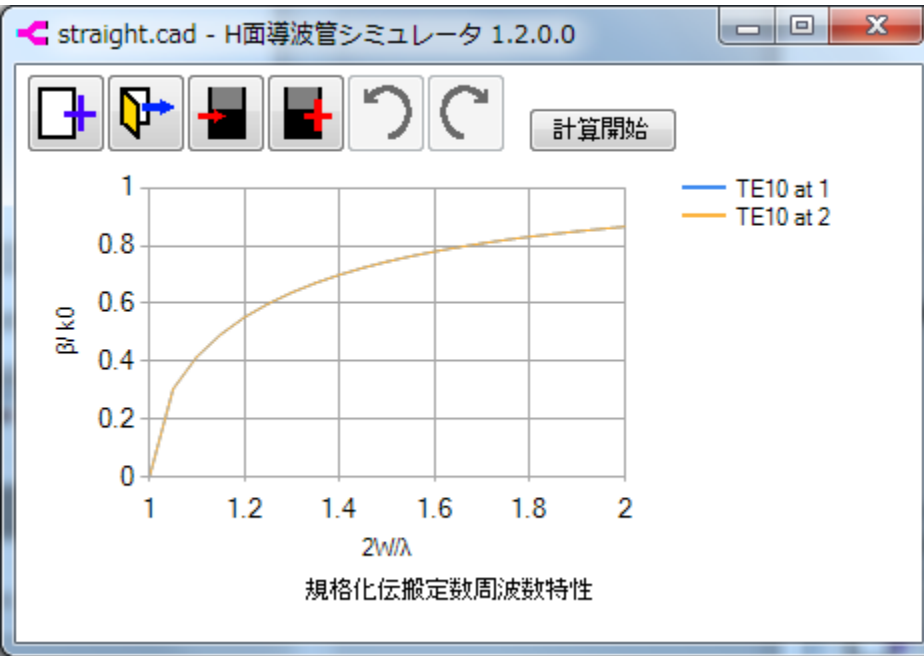
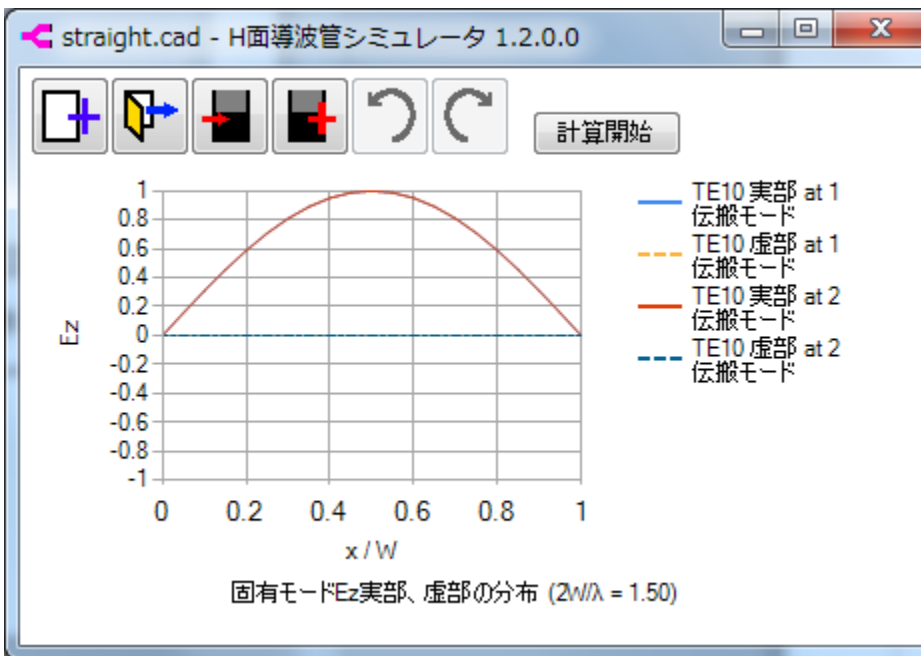
TE10モードの導波管の高さ方向電界を E_z 、伝搬定数を β とするとそれらの理論値は

$$E_z = \sin(\pi x/W)$$

x : 導波管の幅方向距離(x 方向) W : 導波管幅

$$\beta = \sqrt{k_0^2 - (\pi/W)^2} = k_0 \sqrt{1 - (\lambda/2W)^2}$$

k_0 : 真空の波数($= 2\pi/\lambda = 2\pi f/c_0$) λ : 波長 f : 周波数 c_0 : 光速



直線(straight.cad) (4/4)

【余談です】

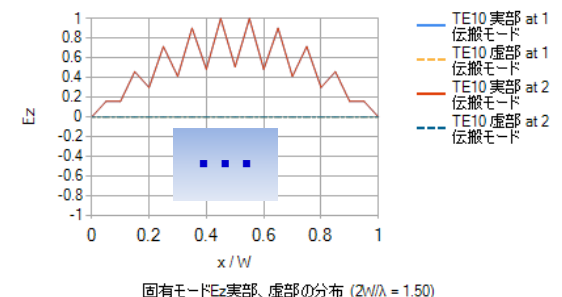
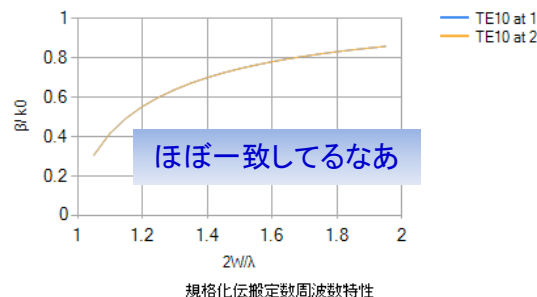
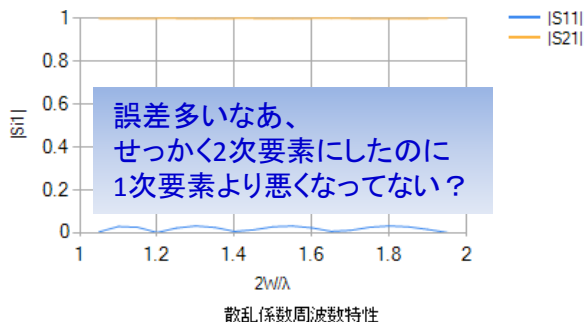
初期バージョン(Version1.1.0.0)ではこのモード解析に間違いがあり散乱係数の周波数特性もかなり誤差を含んでいました。公開申請中に見つかったので、公開差し止め&修正版(version1.1.0.1)をあらためて公開申請し、無事公開できました。

計算途中の伝搬定数計算ではそれなりの値を出力していたので、間違いに気が付きませんでした。確かに直線導波管の $|S_{11}|$ が周波数により誤差が大きいなどとは思いましたが、分割数が少ないからかなと思って見過ごしていました。

以上の経緯から、version1.2.0.0で固有モード解析結果を表示できるようにしました。

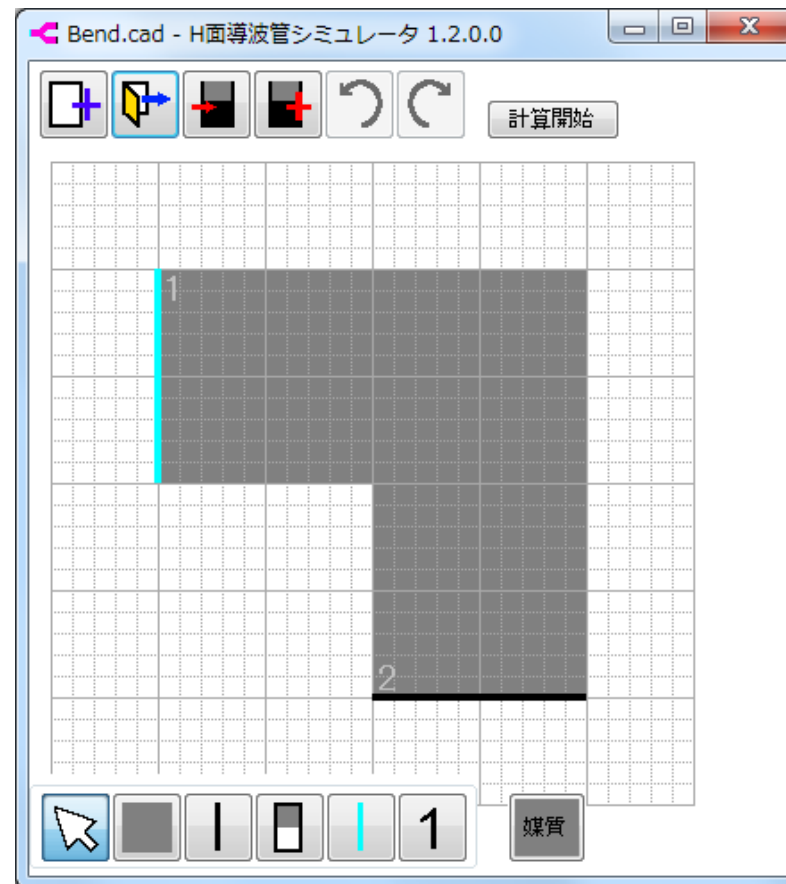
ちなみに、間違った計算結果はこちら。

Version1.1.0.0の計算結果をVersion1.2.0.0で表示したものです。与えた入力電界分布がでたらめなのにそれなりの結果が得られてしまうのはなんか怖いです。



直角コーナーベンド(Bend.cad)(1/3)

直角に曲がる導波管の解析をします。数値解析結果が公表されているので(参考文献[1][2])、計算結果の検証に使用させていただきました。



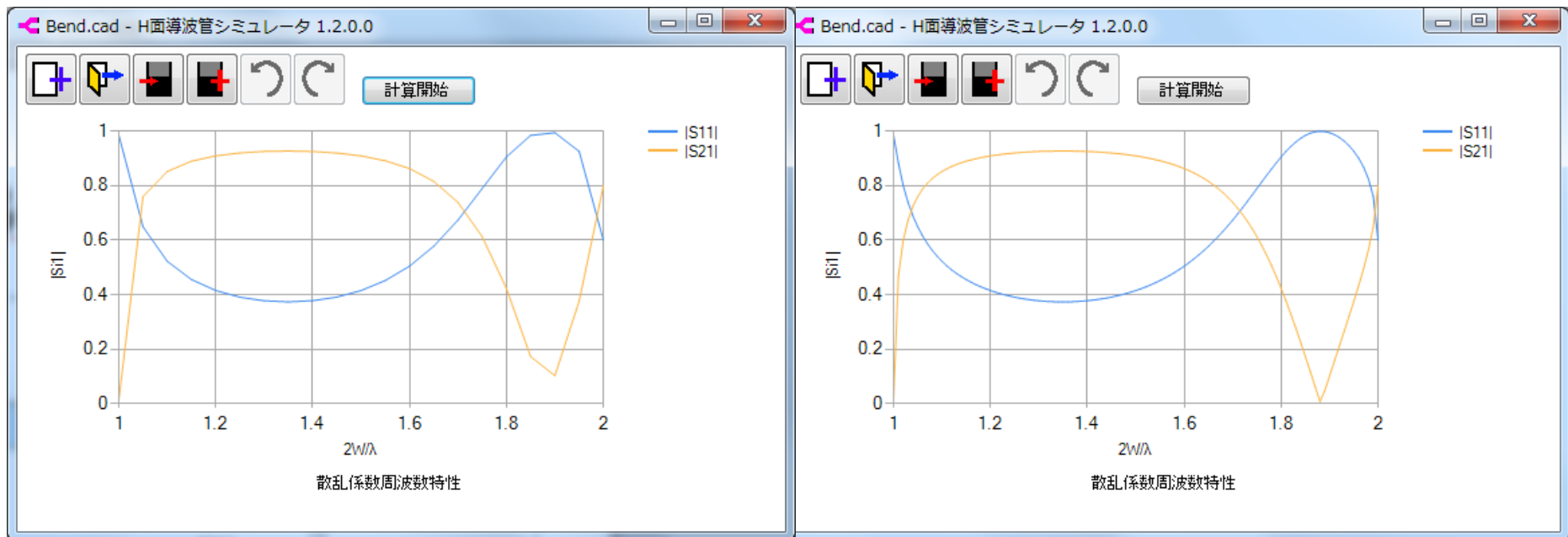
直角コーナーバンド(Bend.cad)(2/3)

周波数特性計算結果です。左は、計算間隔を0.05、右は計算間隔0.01で計算した結果です。
 $2W/\lambda = 1.9$ 付近にすべて反射される周波数があるようです。

Webサイトで公開されている参考文献[2] にあわせて $W=22.8\text{mm}$ とすると、 $2W/\lambda = 1.9$ に対する周波数は

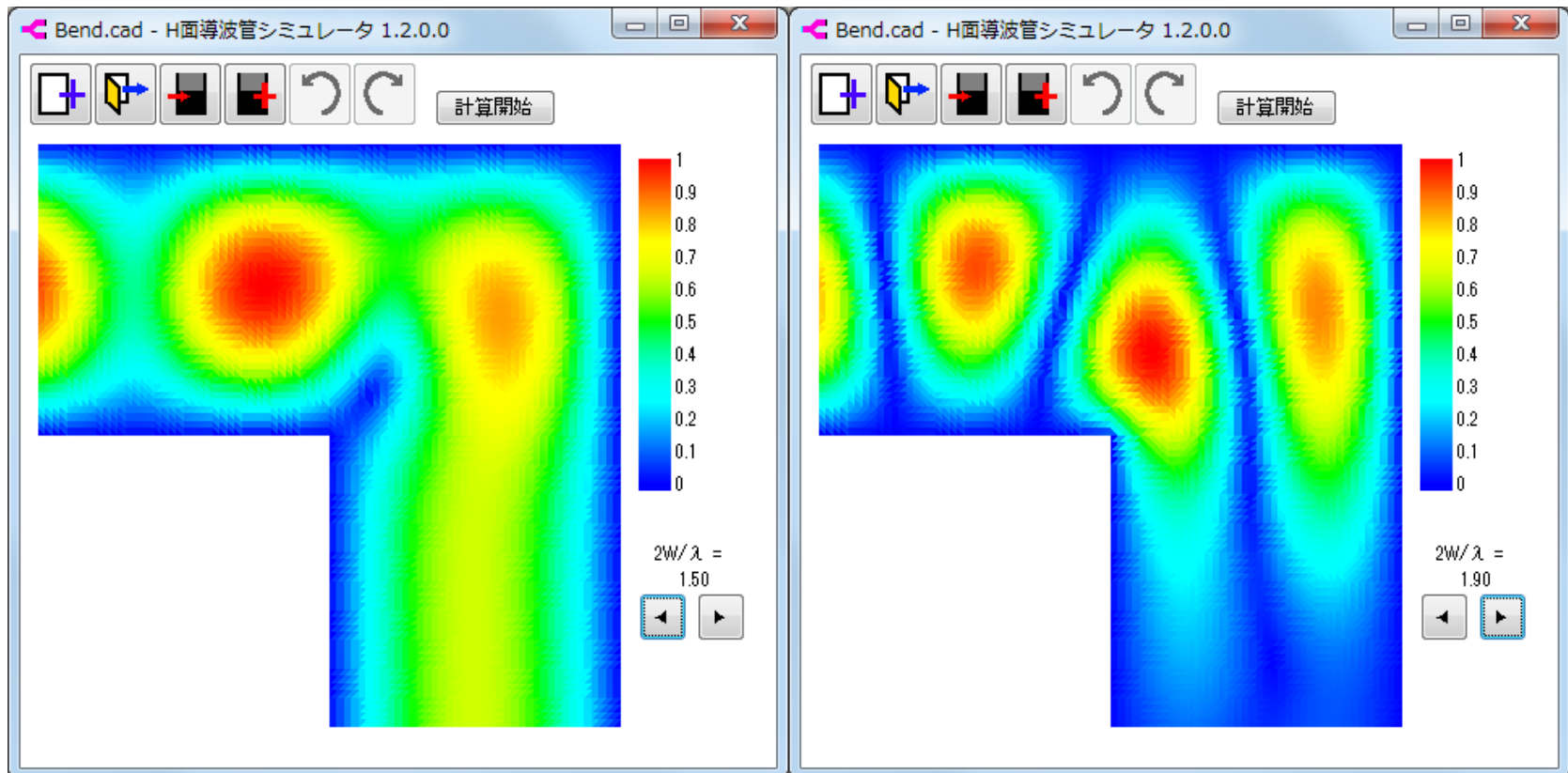
$$f = c_0 / \lambda = (c_0/2W)(2W/\lambda) = (3.0 \times 10^8 / (2 \times 22.8 \times 10^{-3})) \times 1.9 = 12.5 \text{ GHz}$$

となり、参考文献[2]の計算結果とほぼ一致していることが分かりました。



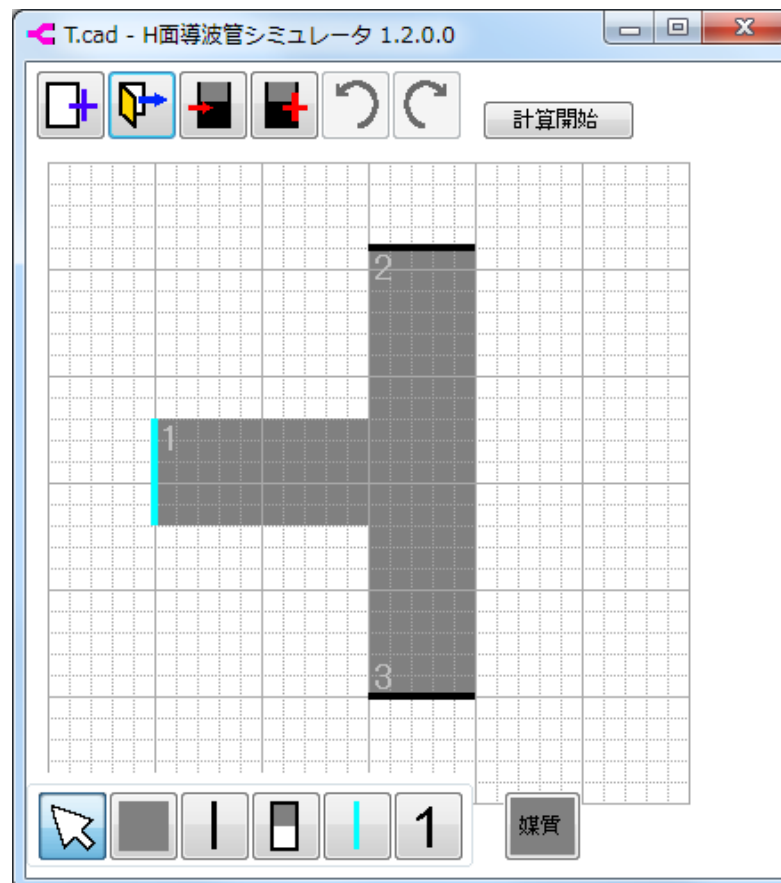
直角コーナーバンド(Bend.cad)(3/3)

$|E_z|$ の分布図です。 $2\pi/\lambda = 1.9$ ではほぼポート2上にTE₁₀モードは存在していない様子が確認できます。



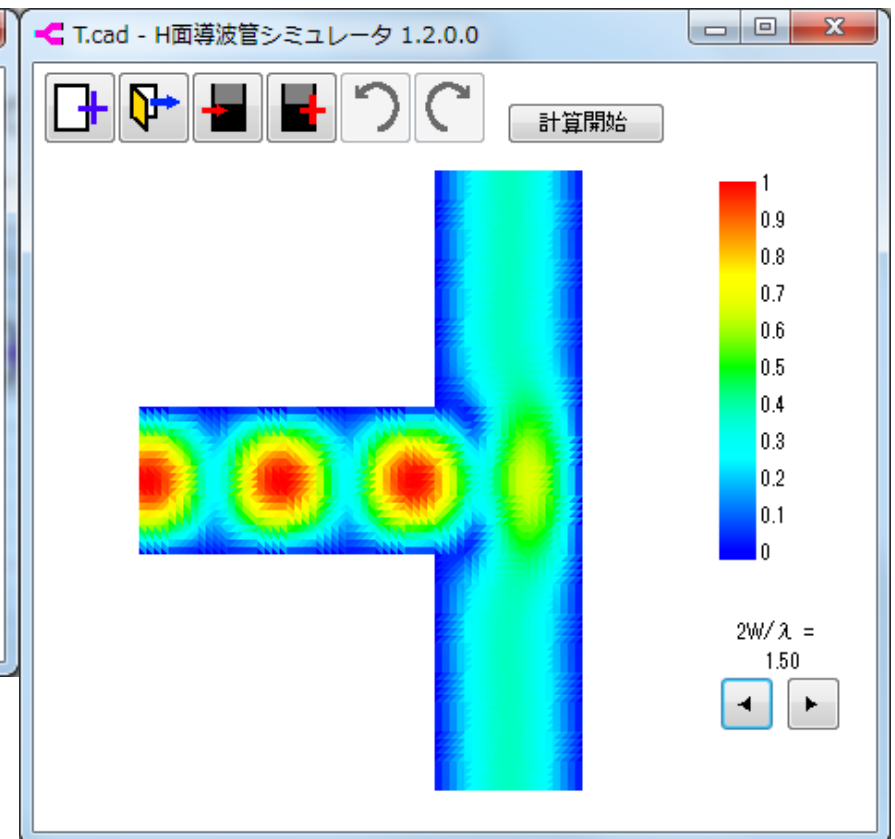
T分岐(T.cad)(1/4)

2ポート以外の解析例として、3ポートT分岐回路を計算してみます。(参考文献[1])
まずポート1から入射したときを計算します。



T分岐(T.cad)(2/4)

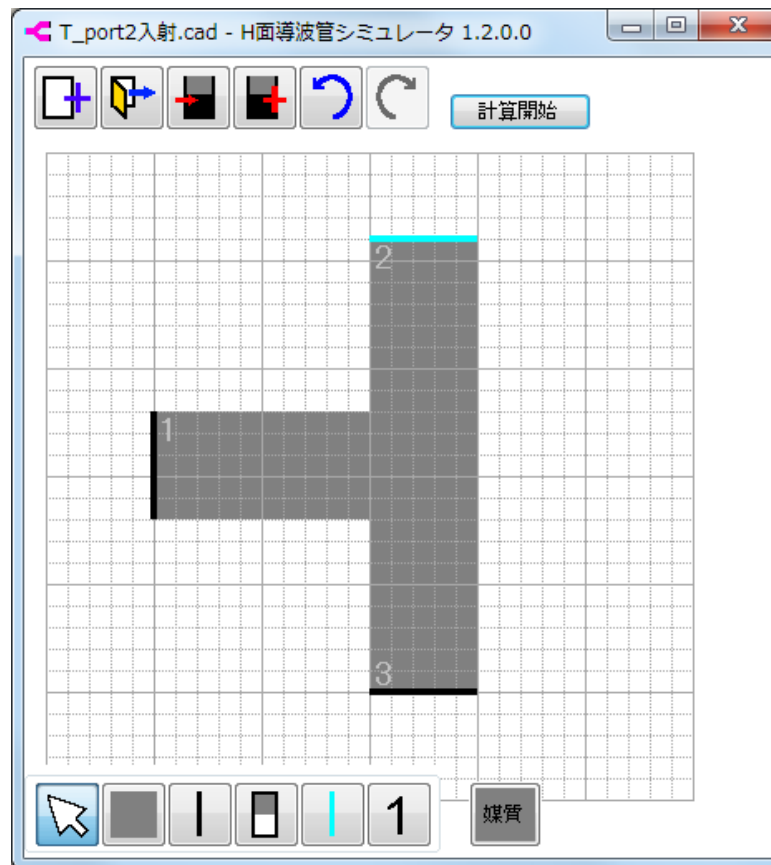
ポート1から入射したときに得られる反射係数 $|S_{11}|$ 、透過係数 $|S_{21}|$ 、 $|S_{31}|$ の結果です(計算間隔は0.01を指定)。参考文献[1]には規格化反射電力、透過電力(散乱係数の二乗値)の計算結果が掲載されていますが、およそ一致した結果が得られました。



T分岐(T.cad)(3/4)

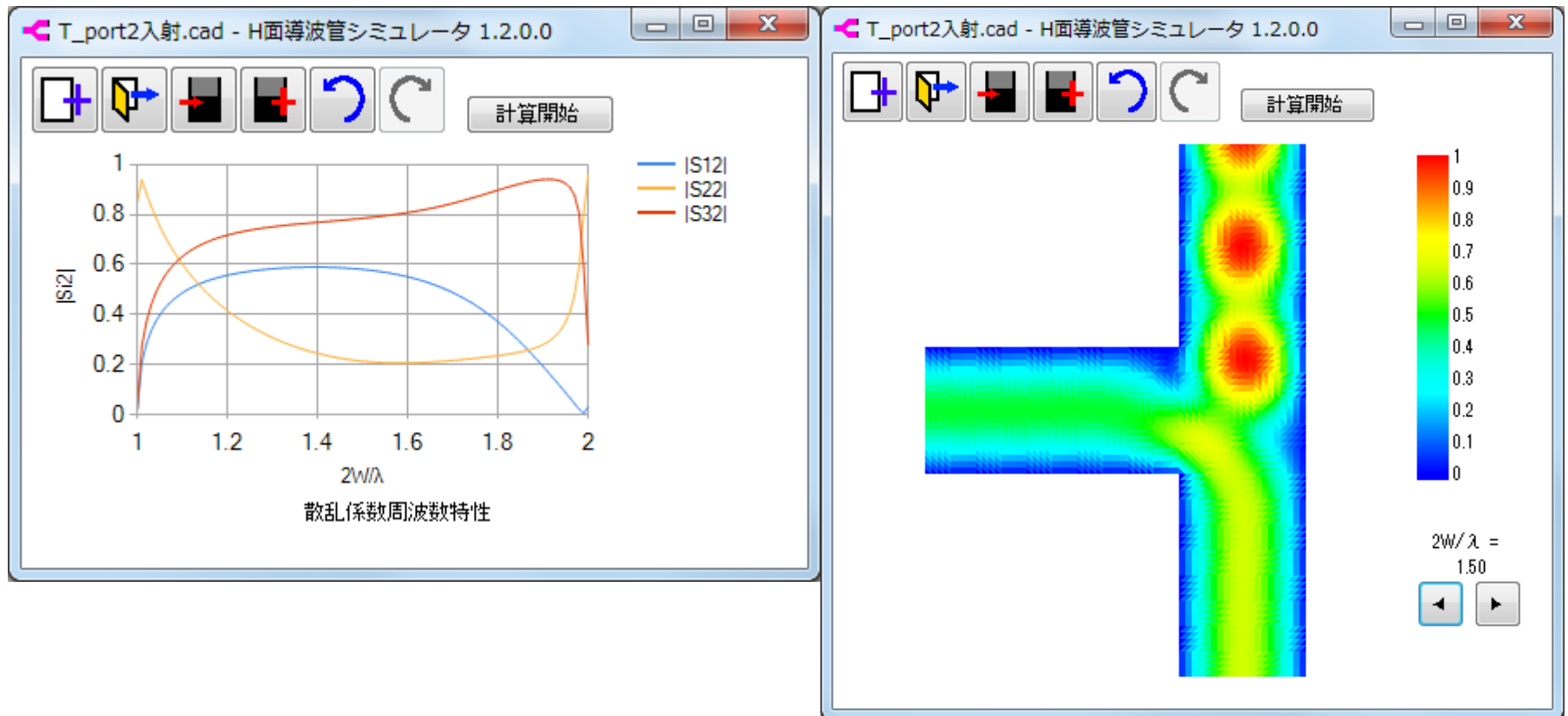
次にポート2から入射したときを計算します。

[入射ポート選択]ボタンをクリック後、ポート2の境界をクリックすれば、ポート2からの入射した場合を扱うことができます。



T分岐(T.cad)(4/4)

ポート2から入射したときに得られる反射係数 $|S_{22}|$ 、透過係数 $|S_{12}|$ $|S_{32}|$ の結果です(計算間隔は0.01を指定)。こちらもおよそ参考文献[1]と一致した結果が得られています。

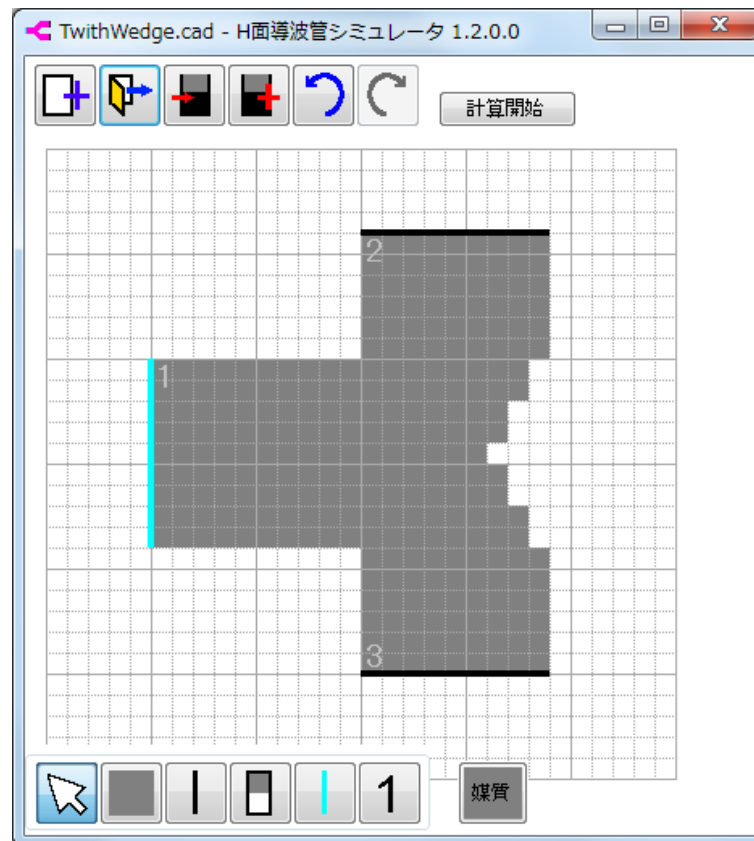


T分岐くさび入り(TWithWedge.cad)

(1/4)

くさびをいれたT分岐回路を計算してみます。くさびの高さは $h = 0.3W$ (参考文献[1],[3])。

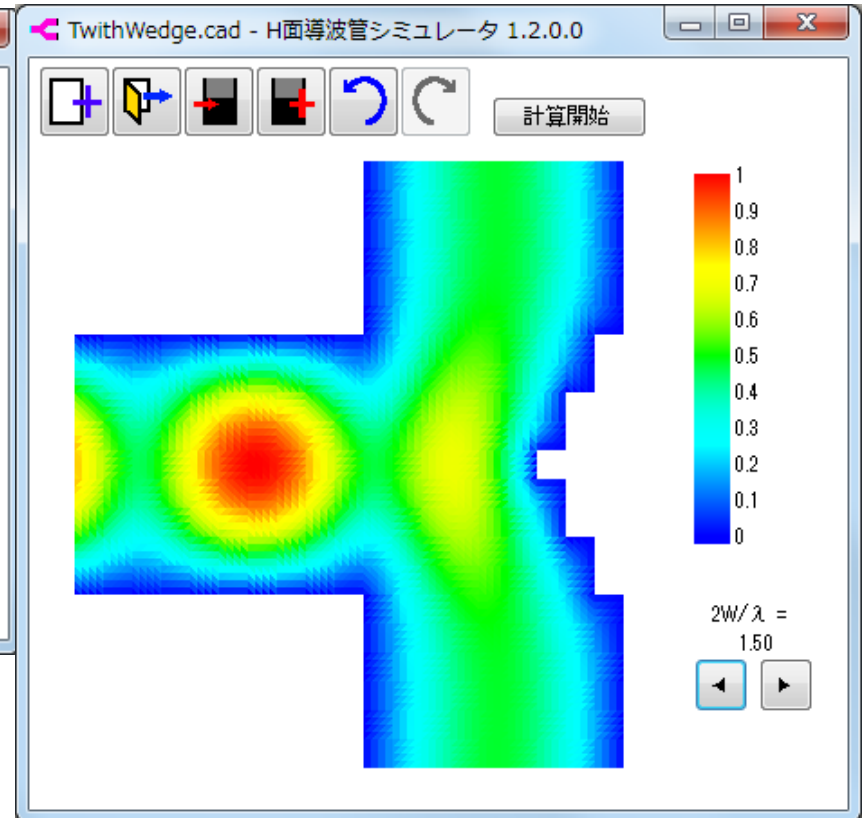
FEMはくさびも難なく扱えるのですが、本アプリでは方眼紙のマスを埋めるインターフェースのため階段近似しかできません。・・・ということで似せてみました。



T分岐くさび入り(TWithWedge.cad)

(2/4)

ポート1から入射したときに得られる反射係数 $|S_{11}|$ 、透過係数 $|S_{21}|$ 、 $|S_{31}|$ の結果です(計算間隔は0.01を指定)。大雑把な形状近似で計算しましたがおよそ文献[1]と一致した結果が得られました。

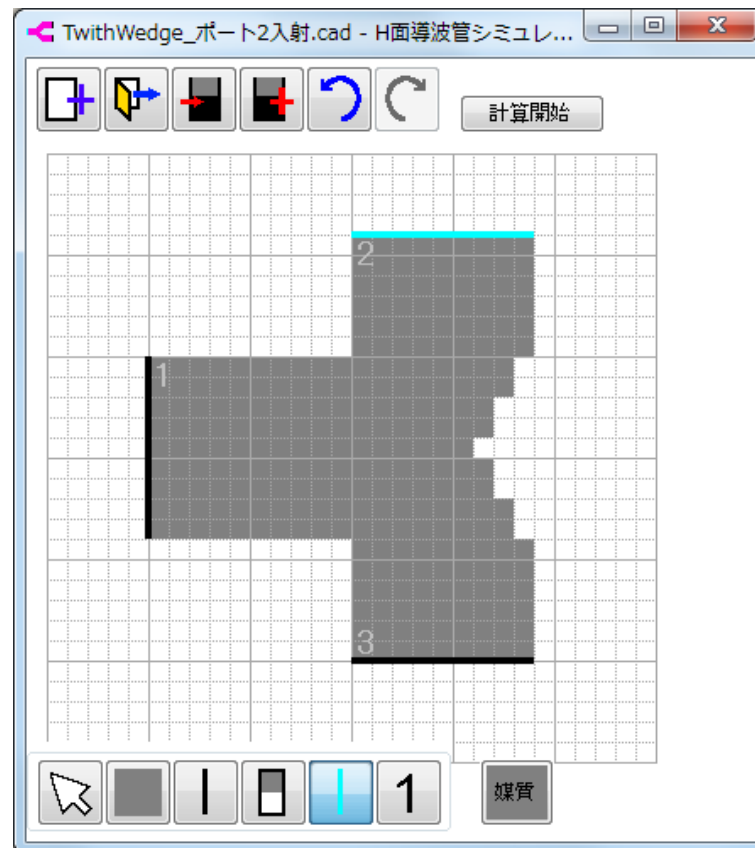


T分岐くさび入り(TWithWedge.cad)

(3/4)

次はポート2から入射した場合を計算します。

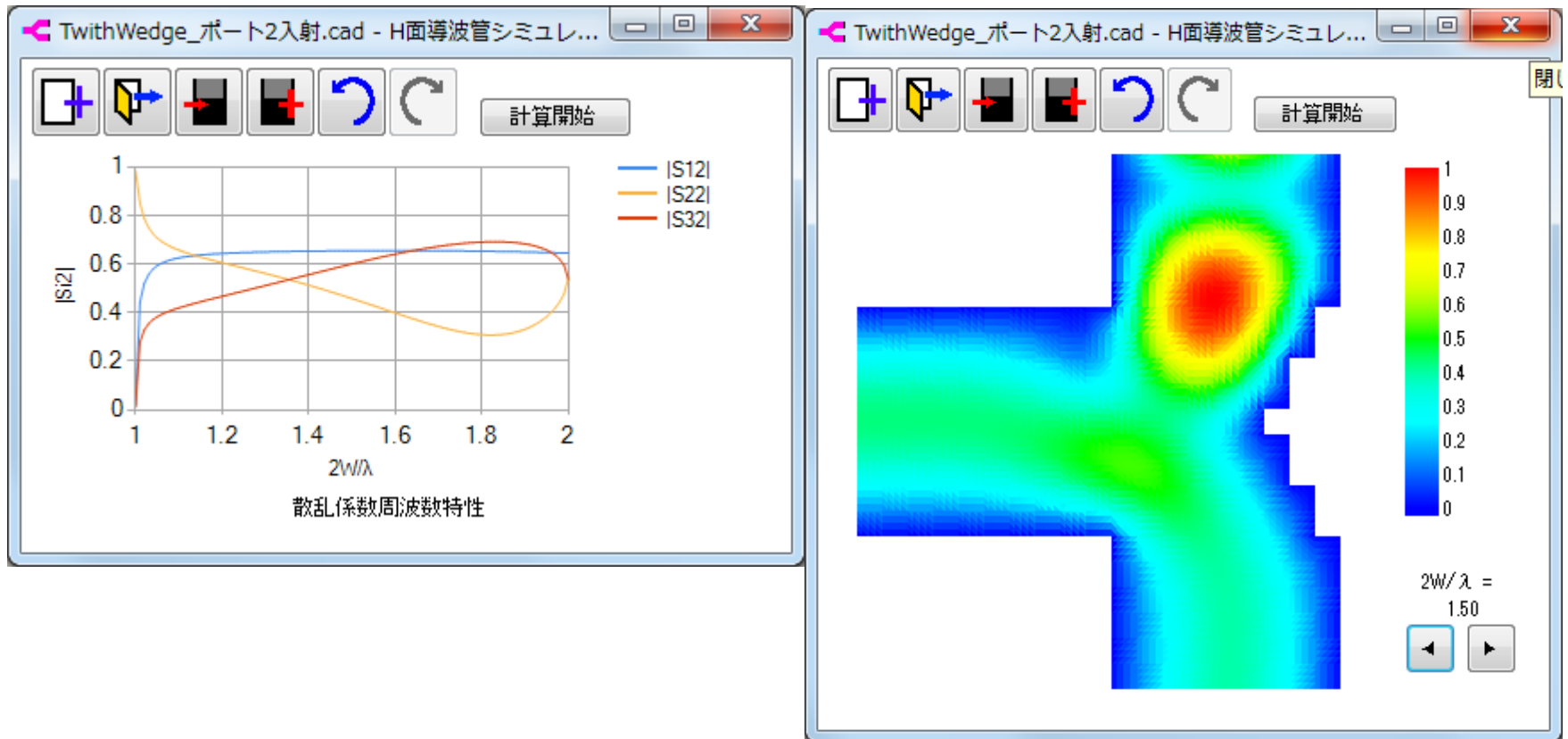
[入射ポート選択]ボタンをクリック後、ポート2の境界をクリックすれば、ポート2からの入射した場合を扱うことができます。



T分岐くさび入り(TWithWedge.cad)

(4/4)

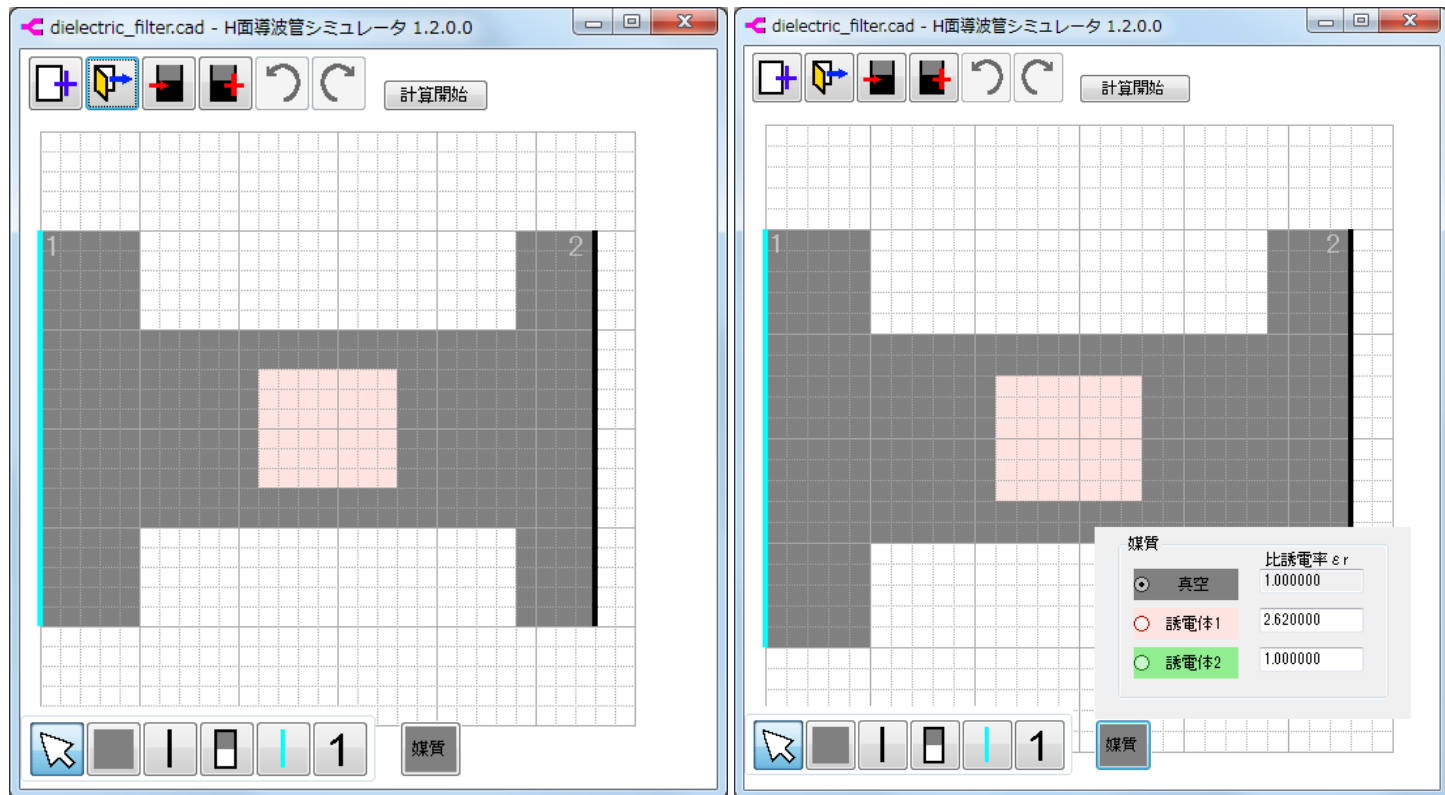
ポート2から入射したときに得られる反射係数 $|S_{22}|$ 、透過係数 $|S_{12}|$ $|S_{32}|$ の結果です(計算間隔は0.01を指定)。こちらもほぼ文献[1]と同じ結果が得られました。



誘電体装荷フィルタ(dielectric_filter.cad)

(1/3)

TE₁₀モードの伝搬しない幅の狭い(幅 $W/2$)導波管内に比誘電率2.62の誘電体を置いた場合を計算します。



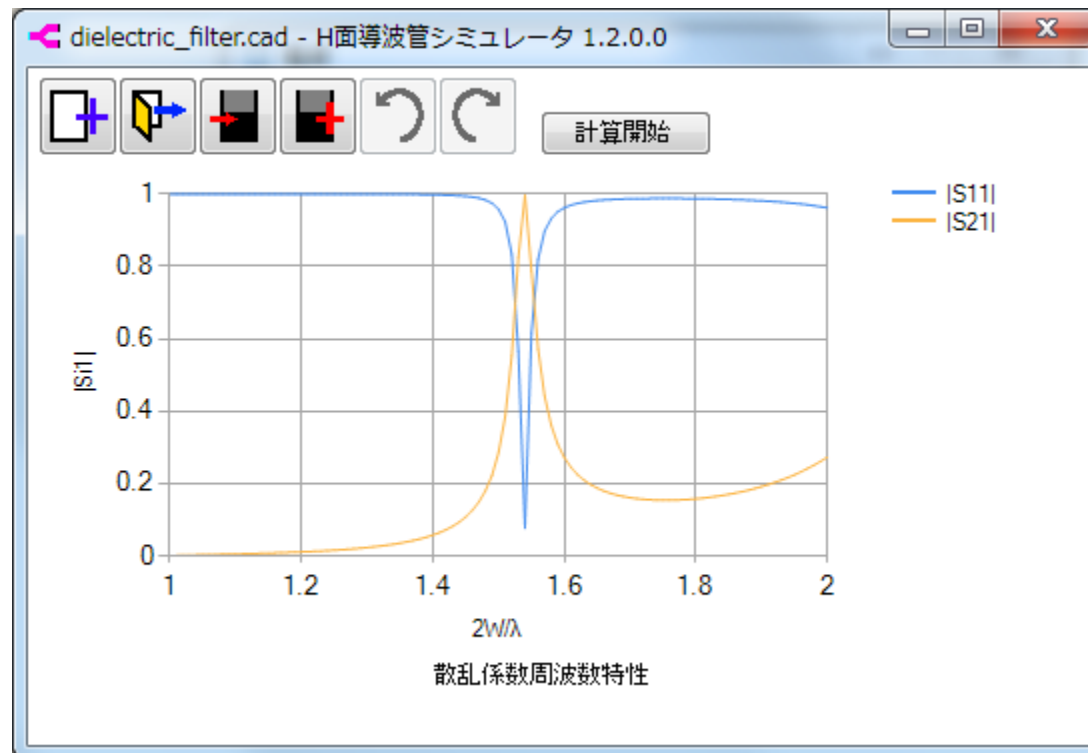
誘電体装荷フィルタ(dielectric_filter.cad)

(2/3)

計算間隔0.01で計算した結果を示します。

ほとんどの周波数で波は伝搬しませんが、 $2W/\lambda = 1.54$ の付近だけ伝搬しています。

$W = 1.0\text{m}$ とすると本アプリで計算した共振周波数は、 $f = c_0 / \lambda = (c_0/2W)(2W/\lambda) = (3.0 \times 10^8 / (2 \times 22.8 \times 10^{-3})) \times 1.54 = 231\text{MHz}$ ですが、これは文献[3]とほぼ一致しています。



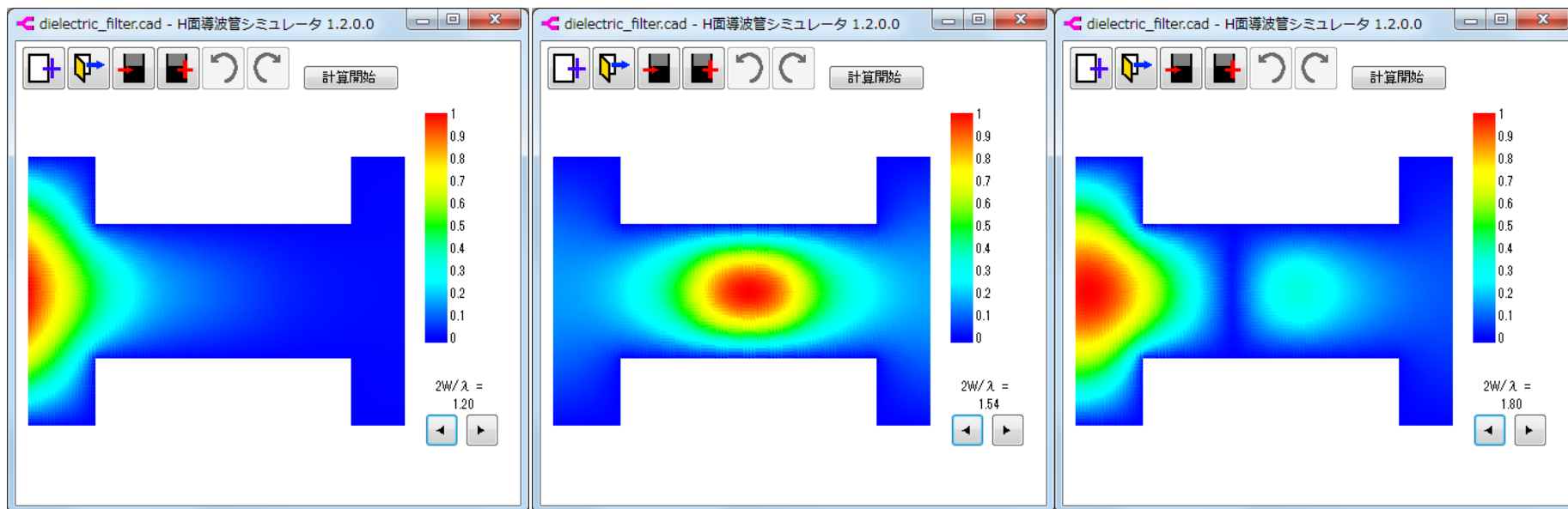
誘電体装荷フィルタ(dielectric_filter.cad)

(3/3)

$|E_z|$ の分布図を $2W/\lambda = 1.20, 1.54, 1.80$ について示します。

$2W/\lambda = 1.54$ では遮断導波管部分が共振状態になっていることが確認できます。

それ以外の周波数では、入射波は遮断導波管部で徐々に減衰し出力ポートにはほとんど伝搬していないことが確認できます。



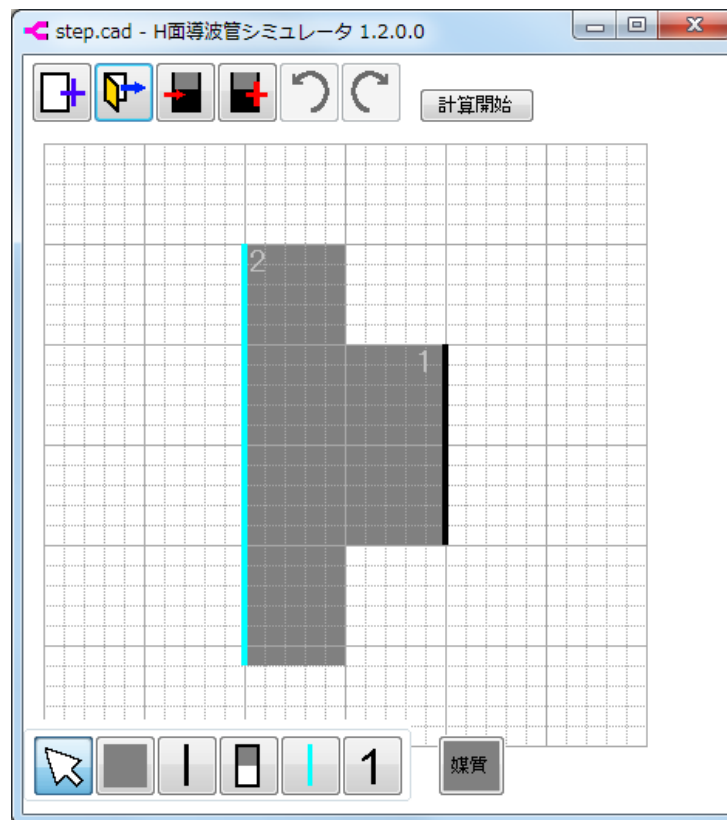
ステップ形状不連続(step.cad)(1/8)

入出力ポートの導波管幅が異なる場合の例としてH面ステップ状不連続を計算します。(参考文献[4])

注意点としては、導波管幅の狭い導波管を[ポート番号振り]でポート番号1にすることです。

そうすることで、理論的には入出力導波管のTE₁₀モードはどの周波数でも伝搬モードとなります。

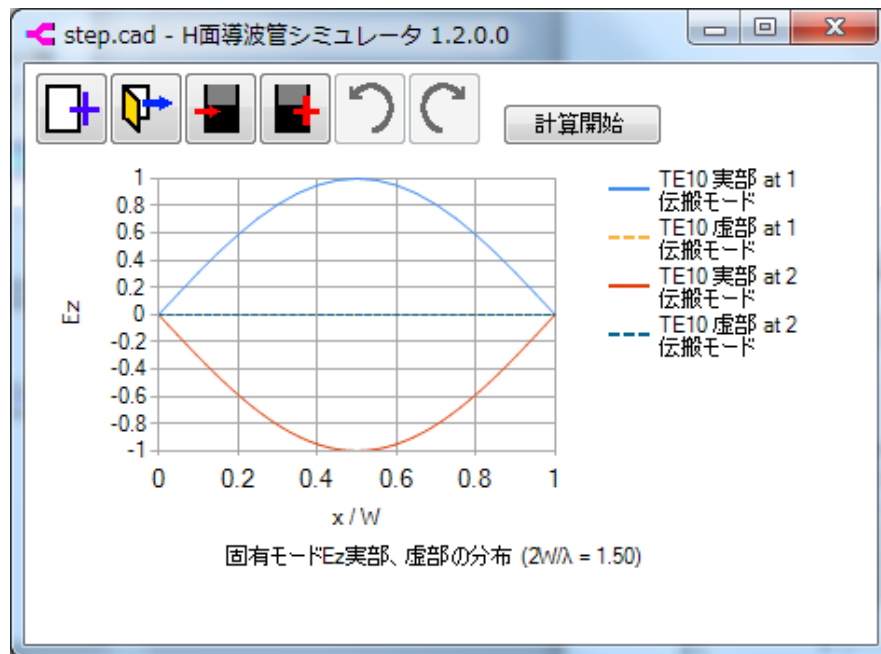
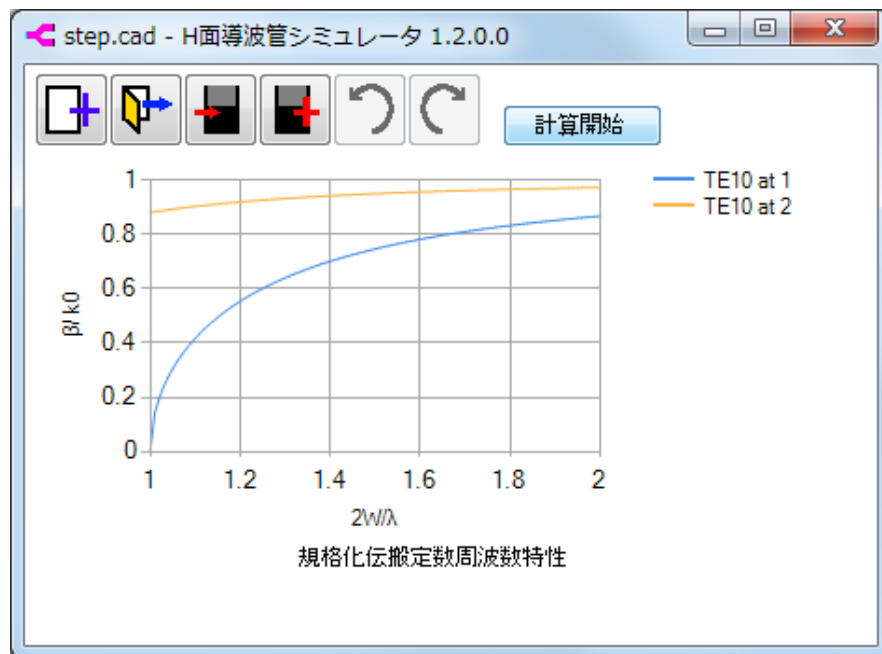
※計算範囲 $2W/\lambda = 1.0 \sim 2.0$ の W はポート番号が1の導波管幅を使用しています。



ステップ形状不連続(step.cad) (2/8)

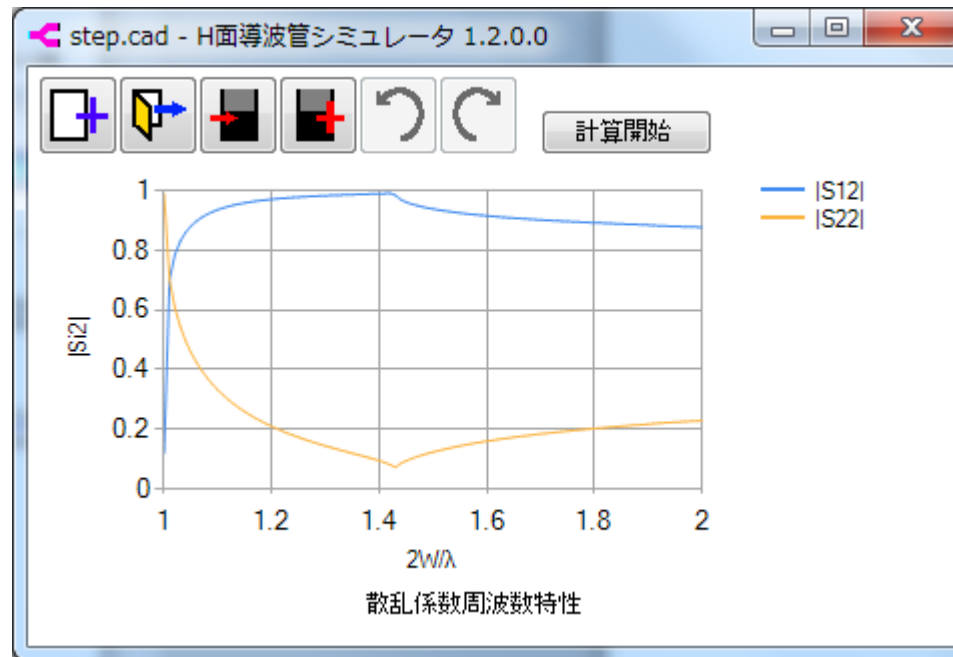
まず、固有モード解析結果を示します。

同一周波数で見たとき、ポート1の伝搬定数とポート2の搬定数は異なっていることが確認できます。



ステップ形状不連続(step.cad) (3/8)

ポート1(幅の広い導波管)からTE₁₀を入射させたときの計算結果は次のようになりました。



ステップ形状不連続(step.cad) (4/8)

参考文献[4]と比較します。

$2W/\lambda = 1.2$ のとき本アプリの計算結果は $|S_{22}|=0.209$

一方参考文献[4]では $W=10\text{mm}$ なので $2W/\lambda = 1.2$ に対応する周波数は、

$$f = (c_0/2W) \times (2W/\lambda) = 3.0 \times 10^8 / (2 \times 10 \times 10^{-3}) \times 1.2 = 18\text{GHz}$$

となり、このときの電力反射係数($-20\log|S|$)をグラフから目視で読み取るとおよそ13.3dBでした。つまり、参考文献[4]の計算方法による反射係数は

$$|S_{22}| = 10^{-(13.33/20)} = 10^{-0.6665} = 0.215 \text{ (目視なので誤差あり)}$$

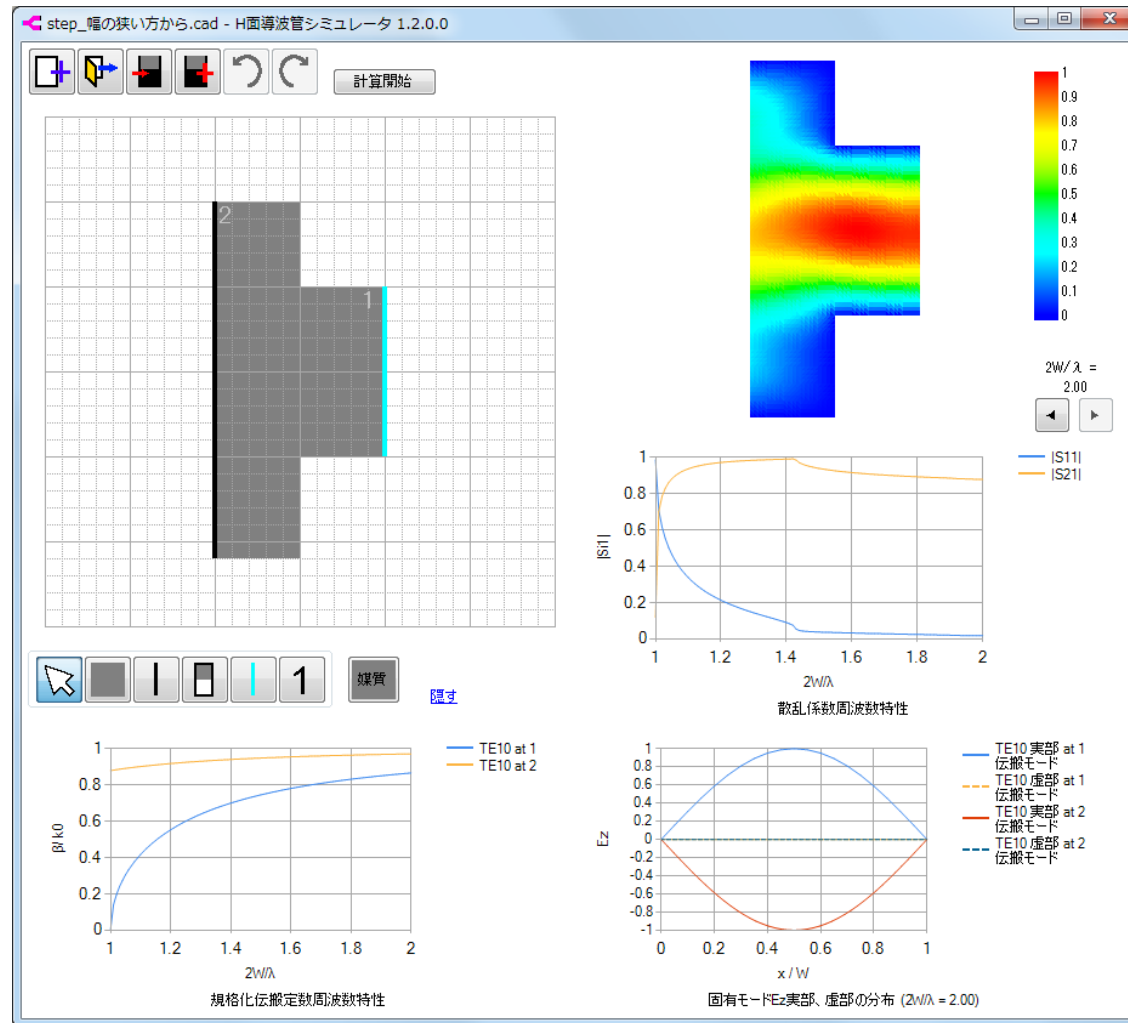
となります。

よって、本アプリの計算結果が参考文献[4]の結果とおよそ一致していることが確認できました。

対数グラフ必要かな。

ステップ形状不連続(step.cad) (5/8)

次に、ポート1(幅の狭い導波管)から入射したときの計算結果です。同じでした。



ステップ形状不連続(step.cad) (6/8)

【余談】

では、先ほど注意点としてあげたことを無視した場合、何が計算されるか確認してみます。

つまり、幅の広い導波管をポート番号1に指定した場合の計算をしてみます。

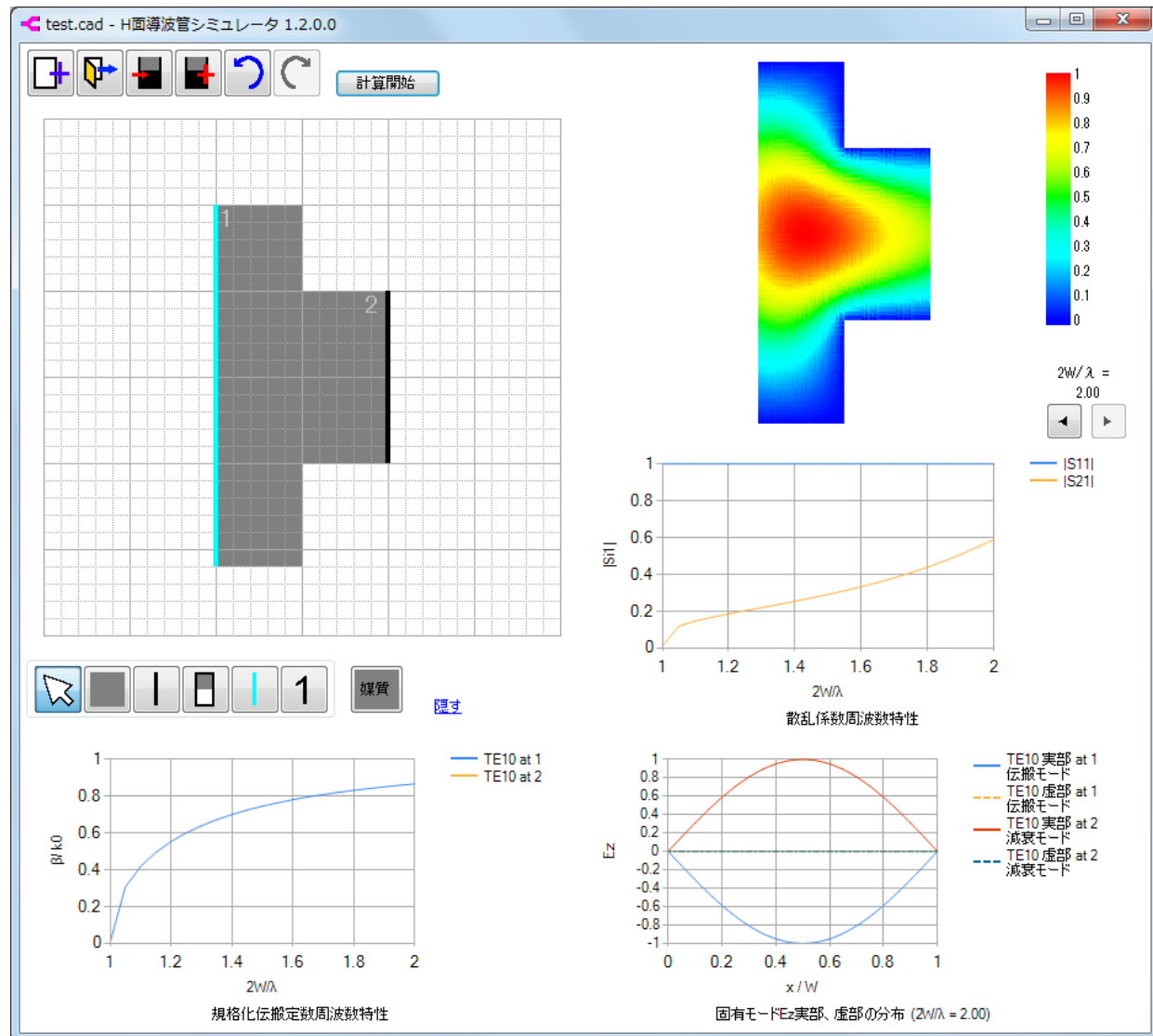
今度は、 $2 W_{\text{広い}}/\lambda = 1.0 \sim 2.0$ ($W_{\text{広い}}$: 幅の広い導波管の幅)の間で計算することになります。
ところで、

- ・ $2 W_{\text{広い}}/\lambda = 1.0$: 当然幅の狭い導波管(幅: $W_{\text{狭い}}$)では減衰モードしか存在できません。
- ・ $2 W_{\text{広い}}/\lambda = 2.0$: $W_{\text{狭い}} = 2 W_{\text{広い}}$ なので幅の狭い導波管では理論上ちょうど $\beta_{\text{狭い}} = 0$ です。

したがって、理論的には計算範囲では幅の狭い導波管のTE10モードは減衰モードとなり伝搬しません。

では、計算してみます。

ステップ形状不連続(step.cad) (7/8)



ステップ形状不連続(step.cad) (8/8)

広い方の導波管(ポート1)の反射係数 $|S_{11}|$ は常に1.0なので期待通りの結果ですが、広い方から狭い方(ポート2)への透過係数 $|S_{21}|$ が0になっていません。

$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2$ が1.0を軽く超えていることから明らかに期待する結果ではありません。

複素数の S_{21} の絶対値をとった $|S_{21}|$ はポート2が伝搬モードのときには1から2への透過係数となりますが、減衰モードのときはポート1から振幅1で入射した電界がポート2上で振幅 $|S_{21}|$ の減衰モードとして出力されることを意味します。ポート2から出力された減衰モードは、減衰定数 $\alpha_2 = -j\beta_2$ (β_2 は純虚数なので α は実数)にしたがってポート2から離れると消失します。

以上より、減衰モードになっているポートに関する散乱係数の絶対値 $|S_{ij}|$ は伝送される電力ではないということでした。

もちろん、ポート2から十分離れた距離まで次の回路素子がないことが条件となります。すぐに次の回路素子をつないだ場合は、 $|S_{21}|e^{-\alpha+j\phi}$ (ϕ : S_{21} の偏角)が回路設計上意味のあるパラメータになります。減衰モードがその次の回路に入射されるので、....以下省略されました。

参考文献

1. 加川幸雄, 小柴正則, 池内雅紀, 鏡愼, “電気・電子のための有限／境界要素法一波動問題への応用－”, オーム社, p.157 - p.159, 1984
2. 太田勲他, “H面導波管直角コーナーの小型・広帯域設計”, <http://www.ieice.org/~wpt/paper/SPS2007-15.pdf>, 電子情報通信学会技術報告 SPS2007-15, 電子情報通信学会, p.27-p.31, 2008-01
3. Jin-Fa Lee, Zoltan J. Cendes, “An adaptive spectral response modeling procedure for multiport microwave circuits”, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-35, p.1340 – p.1347, December 1987
4. 許瑞邦, 平岡隆晴, “方形導波管H面ステップ型不連続部の等価回路表示 ー多線条伝送線路・多開口理想変圧器によるー”, <http://klibredb.lib.kanagawa-u.ac.jp/dspace/handle/10487/10023>., 電子情報通信学会技術報告ED99-229 MW99-161, 電子情報通信学会, p.43-p.50, 1999-11