

# 広帯域ミリ波サブミリ波検出器のための平面 Magic-T の開発

○井上修平(東京大学)、大島泰(国立天文台)、陳家偉・宇野慎介(東京大学)、  
丹羽佑果(東京工業大学)、竹腰達哉(北見工業大学)、長沼桐葉(電気通信大学)

## 概要(Abstract)

我々は、ミリ波サブミリ波帯の広域探索による宇宙構造形成史の解明を目指して広視野かつ広帯域の多色カメラを開発している。本集録では、検出器の広帯域化(130-295 GHz)のために、検出器基板上の平面アンテナで受けた天体からの両偏波それぞれの差信号を合成する平面カプラー(Magic-T)の最適化について紹介する。電磁界・回路シミュレーションを組み合わせた効率的な設計手法によって、目的の比帯域で、位相・Amplitude ずれ、反射の要求を満たす構造を得ることができた。

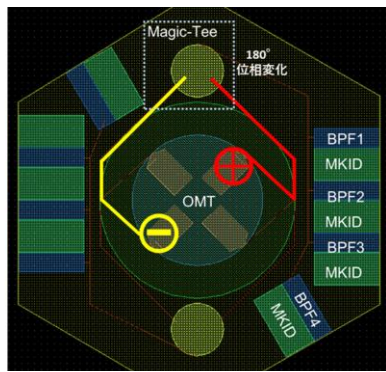


図 1. 検出器チップ上の Magic-T  
赤と黄色で示した信号を合成する。

表 1. 平面 Magic-T の要求性能

| 性能指標                     | 要求          |
|--------------------------|-------------|
| 位相ずれ(deg)                | $\leq 3$    |
| Amplitude ずれ(mag)        | $\leq 0.04$ |
| 反射係数: S11, S41, S44(mag) | $\leq 0.15$ |
| 比帯域 (最高/最低周波数 比)         | 2.3         |

## 1. Introduction

平面 Magic-T は、図 1 のように、検出器チップ上の平面アンテナ Ortho mode Transducer (OMT) で受けた両偏波それぞれの差信号を 180°位相反転させて合成するための素子である。位相反転させる性質上、Magic-T の位相ずれ・Amplitude ずれ・反射は極力小さくする必要がある。本研究での Magic-T の要求性能は以下の表 1 のように設定した。

ただし比帯域は、要求性能を満たす最高・最低周波数をそれぞれ  $f_{\max}$ ,  $f_{\min}$  として、比帯域 =  $f_{\max}/f_{\min}$  と定義する。次に要求性能の実現方法を説明する。Magic-T の役割を果たす構造の 1 つとして、図 1(左)のように平面上で  $\lambda/4$  の

伝送線路 3 つ、 $3\lambda/4$ の伝送線路 1 つで構成された Ratrace Coupler が存在する。Ratrace Coupler では、Port1, Port4 からの入力信号に対し、電気長の差によって幾何的に 180°反転させる。しかしこの方式では、中心波長(周波数)付近のみで 180°位相反転するため、

帯域が不足する(比帯域  $\leq 1.4$ , Walker(1997))。広帯域化の手法としては、Gruszczynski+2012 により、図 1(右)のように、 $\lambda/4$  線路 + 周波数に依存せず 180°位相反転を行うことのできる Coupled Line, 位相補償を行う Short Stub, 外界とのインピーダンス調整を行

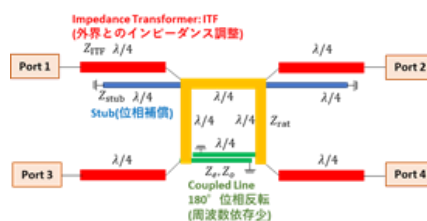
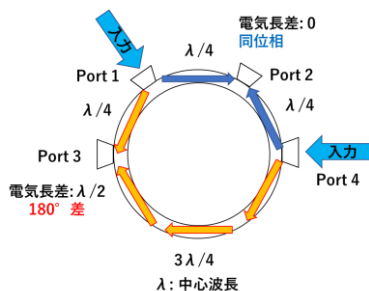


図 2. (左): 従来の Ratrace Coupler (右): Stub, ITF を用いて広帯域化した Ratrace Coupler (Gruszczynski+2012 の Figure.3 を参考に作成)

う Impedance Transformer (ITF)を導入する手法が提案されている。ITF の段数を増やすほど帯域が広がるが、理論上ITF 1段の構造(比帯域2.7)で目標比帯域2.3を満たせるので、ITF1段での設計を試みた。その際用いた電磁界シミュレーション方法を次節で説明する。

## 2. 回路・電磁界シミュレーションの併用による効率化

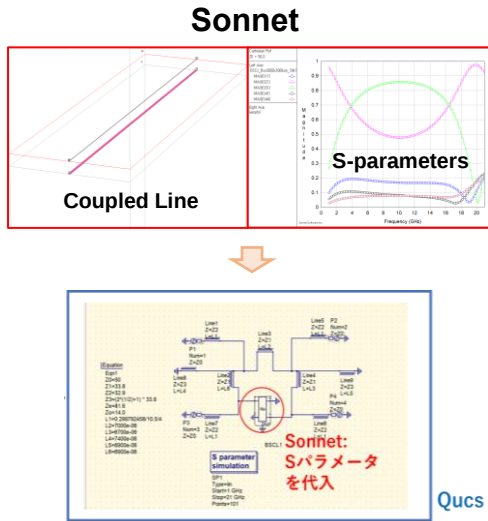


図 3. Qucs と Sonnet の併用方法

Quite Universal Circuit Simulator (Qucs) は、SPICE と同様の回路シミュレータ機能に加え、S パラメータ(反射・透過係数)を導入することができ、計算時間が早い特徴がある。一方、2.5 次元電磁界シミュレータ Sonnet は、回路シミュレータと比べると速度は劣るが、回路シミュレータで用意されていない構造の S パラメータを取得できる。本研究では図 3 のように、Sonnet にて Coupled Line の S パラメータを取得し、Qucs に素子として導入して回路シミュレーションを行うことで、計算時間の短縮を試みた。ただし、本来の中心周波数 ~210 GHz の高周波域では設計構造が波長の大きさに近づき、電磁界シミュレーションに由来する共振がネックとなる。そこで中心周波数 10.5 GHz のスケールドモデルで設計を行った。

## 3. Magic-T 各素子のインピーダンスの設計と製造条件

Magic-T 各素子のインピーダンスの設計は以下の表 2 の通り行った。

表 2. 要求性能を満たすための Magic-T 各部の Impedance と電気長 (理論上,位相・Amplitude ずれ 0, 反射係数(mag)  $\leq 0.1$ , 比帯域~2.7)  
S. Gruszczynski and K. Wincza (2012)

| 素子                           | Impedance ( $\Omega$ )                                  | 電気長 ( $\mu\text{m}$ ) | 表現方法              |
|------------------------------|---------------------------------------------------------|-----------------------|-------------------|
| Ratrace ( $Z_{\text{rat}}$ ) | 33.8                                                    | 7138                  | Qucs の伝送線路        |
| Stub ( $Z_{\text{stub}}$ )   | 81.6                                                    | 7138                  | Qucs の伝送線路        |
| ITF ( $Z_{\text{ITF}}$ )     | 32.9                                                    | 7138                  | Qucs の伝送線路        |
| Coupled Line                 | $Z_e = \frac{Z_{\text{rat}}Z_o}{Z_{\text{rat}} - 2Z_o}$ | 7138                  | Sonnet での S パラメータ |

ただし、Port インピーダンスは一律に  $50\Omega$  である。また  $Z_e$ ,  $Z_o$  はそれぞれ even, odd mode のインピーダンスである。電気長は、中心周波数 10.5 GHz における  $1/4$  波長と等しくなるように、7138  $\mu\text{m}$  とした。なお、Coupled Line 以外の素子は Qucs 上の伝送線路素子で表現した。また表 2 に示

した Coupled Line で理論上必要なインピーダンスは、March(1968)の条件から、 $Z_{\text{rat}} = \sqrt{Z_e Z_o}$  の条件を除いた式である(Walker (1997))。この条件を満たす Coupled Line の探索を Sonnet にて行った。なお製造条件として、ステッパ露光装置などでも精度が出せるように、芯線幅を 2  $\mu\text{m}$  以上とした。電子ビーム描画を用いるとさらに精度は出せるものの、大きなアレイ面積を描くには時間がかかりすぎ、歩

留まりが悪くなるためである。

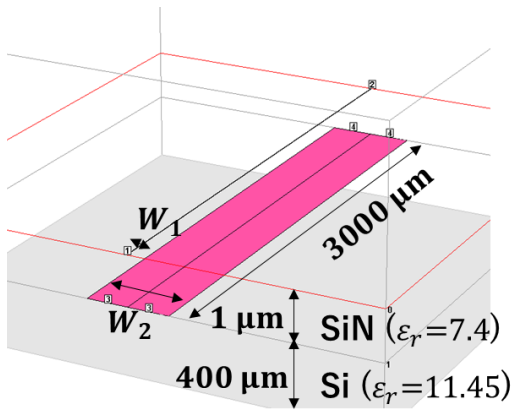


図 4. Broad Side Coupled Line の構造 (Sonnet の 3D 図)

表 3. 要求を満たす BSCL の設計値

| 素子      | 変数                        | 設計値                    |
|---------|---------------------------|------------------------|
| 上段芯線幅   | $W_1$                     | $\sim 2.5 \mu\text{m}$ |
| 中段芯幅    | $W_2$                     | $\sim 20 \mu\text{m}$  |
| 線路長     | $L$                       | $3000 \mu\text{m}$     |
| SiN比誘電率 | $\epsilon_{r,\text{SiN}}$ | 7.4                    |
| SiN厚み   | $H$                       | $1 \mu\text{m}$        |
| Si比誘電率  | $\epsilon_{r,\text{Si}}$  | 11.45                  |
| Si厚み    | $h$                       | $400 \mu\text{m}$      |

Ratrace・Stub・ITF の電気長を 6000-8000  $\mu\text{m}$  の範囲でスイープした。図 5 に、帯域端(15GHz)での位相ずれと Amplitude ずれの結果を表すコントアマップを示す。図 5 の結果から、Ratrace Coupler は振幅・位相ずれの両方に効き、Stub は位相ずれに効き、ITF は振幅・位相ずれの両方に効かないことがわかった。

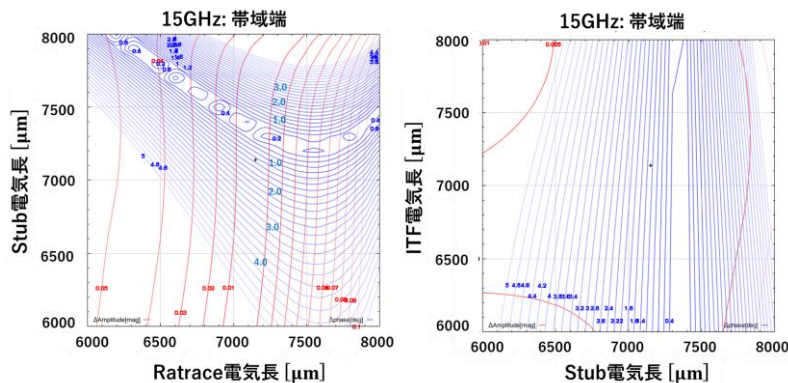


図 5. Ratrace Coupler, Stub, ITF の電気長が位相ずれ(青)・Amplitude ずれ(赤)に与える影響を示すコントアマップ

#### 4. Coupled Line の探索・設計: Broad Side Coupled Line (BSCL)

$Z_e$ ,  $Z_o$  の差は芯線間の Couple が強いほど大きくなる。誘電体 1 層構造の Edge Side Coupled Line では、芯線間での Couple が弱く、 $Z_e$ ,  $Z_o$  の差が小さいため、目的のインピーダンスを実現できなかった。そこで、層方向に面で Couple させる構造で、強い結合定数を実現できる Broad Side Coupled Line (BSCL) を探索対象とした。

Sonnet での探索により、図 4、表 3 に示した構造で、目的のインピーダンス付近( $Z_e \sim 250\Omega$ ,  $Z_o \sim 16\Omega$ )となり、かつ製造条件を満たすことがわかった( $W_2$  は比較的自由度がある)。しかし BSCL では、上下段の誘電体の比誘電率が異なるため、電気長に非対称性が生じる。この問題を緩和するため、Magic-T の素子全体(Ratrace, ITF, Stub)での電気長のパラメータスイープを行い、最適化を試みた。そこでまず各素子の電気長が、位相ずれと Amplitude ずれに及ぼす影響をそれぞれ調べた。

#### 5. Ratrace・Stub・ITF の電気長が位相・Amplitude ずれに及ぼす影響

#### 6. 網羅的パラメータスイープによる最適化

5.での結果をもとに、ITF の電気長を固定し、BSCL の上・中段芯線幅  $W_1$ ,  $W_2$ , Ratrace, Stub 個別の電気長に関する網羅的パラメータスイープに移行した。比

帯域の定義は、帯域内で  $|S_{21} - S_{24}|$  と  $|S_{31} - S_{34}|$  が Amplitude ずれ 0 かつ位相ずれ  $3^\circ$  相当以下となり、かつ反射係数(mag)が 0.1 以下とな

る最高/最低周波数の比とした。この条件のもとで、解を探索したところ、以下の図 6 のような要求を満たす解が得られた。

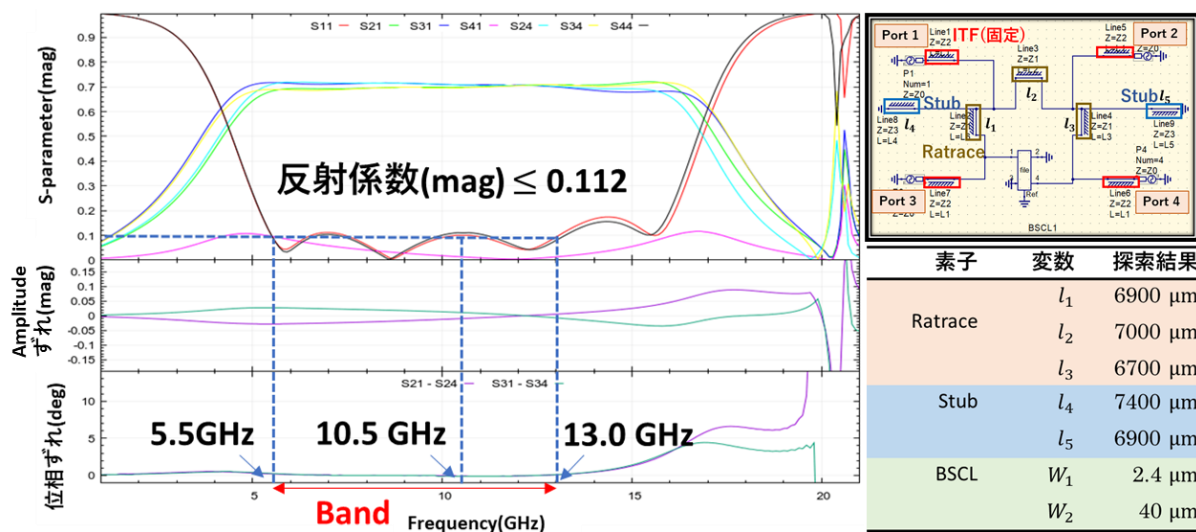


図 6. (左) 網羅的スイープで得られた解の位相ずれ, Amplitude ずれ, 反射係数 (右上) Qucs 上での Ratrace Coupler の回路図 (右下) 網羅的パラメータスイープで得られた寸法解

表 4. 網羅的パラメータスイープによる探索結果と要求性能

| 性能指標                      | 探索結果        | 要求性能        |
|---------------------------|-------------|-------------|
| 位相ずれ(deg)                 | $\leq 1$    | $\leq 3$    |
| Amplitude ずれ(mag)         | $\leq 0.03$ | $\leq 0.04$ |
| 反射係数: S11, S41, S44 (mag) | $\leq 0.12$ | $\leq 0.15$ |
| 比帯域                       | 2.4         | 2.3         |

10.5 GHz 付近での性能は図 6(左), 表 4 に示した通りであり, 想定より低周波シフトしたが, 要求を満たす解が得られた。今回得られた解をもとに, 今後は BSCL の中段を Coplanar Wave-

guide に置き替えた構造についても検討を行い, さらに高周波で問題となる Radiation Loss や, 超伝導下での特性インピーダンスへの影響調査を行い, 製作・性能評価に移る予定である。

## 参考文献

- S. Gruszczynski and K. Wincza, *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 22, no. 1, pp. 22-24, Jan. 2012.
- J. L. B. Walker, *IEEE MTT-S Int. Dig.*, 1997, vol. 2, pp. 747-750.
- S. March, *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-16, p.361, June 1968.