

## メタヘリカルアンテナの実現化

TANAKA, Miyu / 田中, 海唯

---

(出版者 / Publisher)

法政大学大学院理工学・工学研究科

(雑誌名 / Journal or Publication Title)

法政大学大学院紀要. 理工学・工学研究科編

(巻 / Volume)

56

(開始ページ / Start Page)

1

(終了ページ / End Page)

4

(発行年 / Year)

2015-03-24

(URL)

<https://doi.org/10.15002/00011142>

# 右手左手系複合線路の透過係数

TRANSMISSION COEFFICIENT

OF A COMPOSITE RIGHT-AND LEFT-HANDED TRANSMISSION LINE

田中 海唯

Miyu TANAKA

指導教員 中野久松

法政大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻修士課程

This paper explains the transmission coefficient S21 of a composite right-and left-handed transmission line (CRLH-TL). The CRLH unit cell is modeled based on the concept of a micro strip line, which is printed on a dielectric substrate. A comparison of equivalent circuit results and simulation results is presented.

**Key Words:** CRLH-TL, transmission coefficient, metamaterial

## 1. まえがき

左手系線路特性を有するアンテナが検討されている。例として、メタマテリアルヘリカルアンテナなどが挙げられる[1][2]。このアンテナは反円偏波特性を有しており、周波数の切り替えで左旋右旋両円偏波の放射が可能である。本稿ではCRLH-TLの透過係数(S21)に着目し、等価回路モデル及び解析モデルから透過係数を導出する。

全長 p[m]の等価回路における各種パラメータ値は以下の通りになる。

$$\begin{cases} C_R = C'_R \cdot p \\ L_R = L'_R \cdot p \\ C_L = C'_L / p \\ L_L = L'_L / p \end{cases} \quad \begin{cases} Z = j \left( \omega L_R - \frac{1}{\omega C_L} \right) \\ Y = j \left( \omega C_R - \frac{1}{\omega L_L} \right) \end{cases}$$

## 2. CRLH-TL の等価回路モデル

図1にCRLH-TLの等価回路モデルを示す。この回路は、従来の右手系回路に左手系特性が組み込まれた右手左手系複合線路となっている[3]。なお、回路定数を  $L'_R$ [H/m],  $C'_R$ [F/m],  $C'_L$ [F·m],  $L'_L$ [H·m]で表している。直列インピーダンス Z'及び並列アドミタンス Y'を式(1)と式(2)に示す。

$$Z' = j \left( \omega L'_R - \frac{1}{\omega C'_L} \right) \quad (1)$$

$$Y' = j \left( \omega C'_R - \frac{1}{\omega L'_L} \right) \quad (2)$$

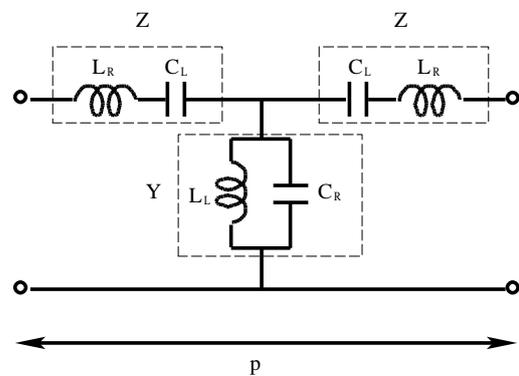


図1 CRLH-TL 等価回路モデル

### 3. CRLH-TL 等価回路モデルの透過係数計算法

図 1 で示した等価回路の F パラメータは式(3)のようになる。F パラメータは回路のインピーダンスとアドミタンスから求めることができる。

$$F = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+ZY & 2Z+Z^2Y \\ Y & 1+ZY \end{bmatrix} \quad (3)$$

次に F パラメータから透過係数  $S_{21}$  を求める式を導出する[4]。図 2 に 2 ポート回路を示す。  $V_1^+$ 、  $V_2^+$  はそれぞれ port1, port2 での入射電圧を示している。  $V_1^-$ 、  $V_2^-$  はそれぞれ port1, port2 での反射電圧を示している。

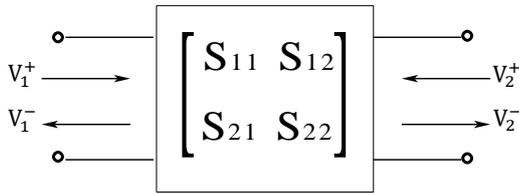


図 2 2 ポート回路(S パラメータ)

図 2 の 2 ポート回路の S 行列を式(4)に示す。

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (4)$$

この行列を展開すると

$$V_1^- = S_{11} \cdot V_1^+ + S_{12} \cdot V_2^+ \quad (5)$$

$$V_2^- = S_{21} \cdot V_1^+ + S_{22} \cdot V_2^+ \quad (6)$$

$V_2^+ = 0$  のとき

$$S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+} \quad (7)$$

図 3 にポートを接続したときの 2 ポート回路を示す。このときの  $V_1^+$  と  $V_2^-$  を式(8), (9)に示す。

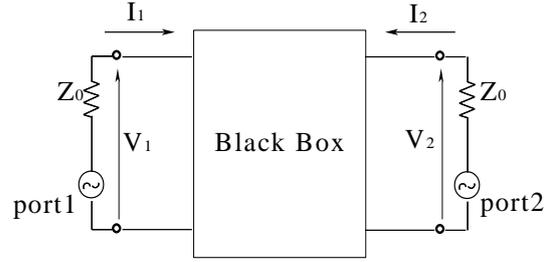


図 3 ポートを接続した 2 ポート回路

$$V_1^+ = \frac{V_1 + Z_0 I_1}{2} \quad (8)$$

$$V_2^- = V_2 \quad (9)$$

(7)式に(8)式と(9)式を代入すると(10)式のようにになる。

$$S_{21} = \frac{2V_2}{V_1 + Z_0 I_1} \quad (10)$$

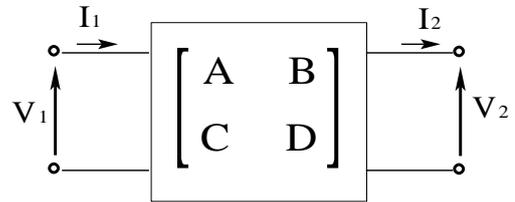


図 4 2 ポート回路(F パラメータ)

図 4 の F 行列を式(11)に示す。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

この行列を展開すると以下のようにになる。

$$V_1 = A \cdot V_2 + B \cdot I_2 \quad (12)$$

$$I_1 = C \cdot V_2 + D \cdot I_2 \quad (13)$$

(12)式と(13)式を(10)式に代入して整理する.

$$\begin{aligned}
 S_{21} &= \frac{2V_2}{V_1 + Z_1 I_1} \\
 &= \frac{2V_2}{AV_2 + BI_2 + Z_1(CV_2 + DI_2)} \\
 &= \frac{2V_2/I_2}{AV_2/I_2 + B + Z_1(CV_2/I_2 + D)} \\
 &= \frac{2Z_2}{AZ_2 + B + CZ_1Z_2 + DZ_1} \tag{14}
 \end{aligned}$$

よって, (14)式に(3)式の結果を代入することで透過係数を計算できる. 5章の比較では,  $Z_1 = Z_2 = 50 \Omega$  としている ( $Z_1$  と  $Z_2$  はそれぞれ port1 のインピーダンス, port2 のインピーダンスを示す).

#### 4. CRLH-TL の解析モデル

図 5 に CRLH-TL の解析モデルを示す. 解析には CST MICROWAVE STUDIO を使用する. 推移周波数  $f_r$  は 3.0 GHz とする. セルの中心導体には金属ピンがあり, グランド板と金属ピンの間にリアクタンス  $L_L$  が装荷されている. また, 両端から  $p_0/2$  の位置にキャパシタンス  $C_L$  がひとつずつ装荷されている. 表 1 に各種パラメータを示す. ただし, 本解析モデルの自然系特性インピーダンスは,  $B, w, \epsilon_r$  から  $50 \Omega$  と算出される.

表 1 各種パラメータ

Symbol	Value
$\epsilon_r$	2.6
$B$	1.6 mm
$w$	4.4 mm
$p$	10 mm
$p_0$	4 mm
$\Delta g$	1 mm
$r_{via}$	0.5 mm
$f_r$	3.0 GHz

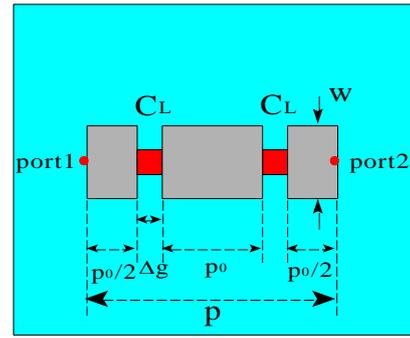


図 5-1 上面図

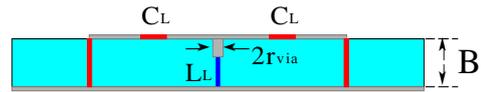


図 5-2 側面図

図 5 CRLH-TL の解析モデル

以下にマイクロストリップラインの自然系特性インピーダンス  $Z_0$  の導出式を記述する.



図 6 マイクロストリップライン

$\frac{w}{B} \leq 1$  のとき

$$Z_0 \cong \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \ln \left( \frac{8B}{w} + \frac{w}{4B} \right) \tag{15}$$

$\frac{w}{B} > 1$  のとき

$$Z_0 \cong \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \frac{1}{2.42 + \frac{w}{B} - \frac{0.44B}{w} + \left(1 - \frac{B}{w}\right)^6} \tag{16}$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 10B/w}} \quad (17)$$

## 5. 等価回路モデルと解析モデルの透過係数

図 7 に等価回路モデル及び解析モデルから求めた透過係数の比較を示す。1 ユニットセルだけでなく、参考として 2~4 ユニットセル線路の結果も載せる。なお、使用するインダクタンスとキャパシタンスの値は、文献[3]の手法を使用して求めた表 2 の値を使用する。

表 2 使用したインダクタンスとキャパシタンス

Symbol	Value
$C_R$	1.35 pF
$L_R$	2.29 nH
$C_L$	1.23 pF
$L_L$	2.08 nH

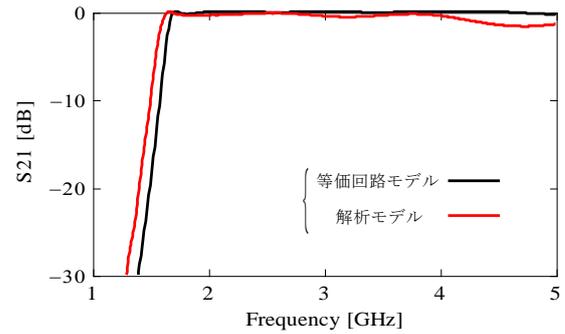


図 7-3 3 ユニットセルの透過係数

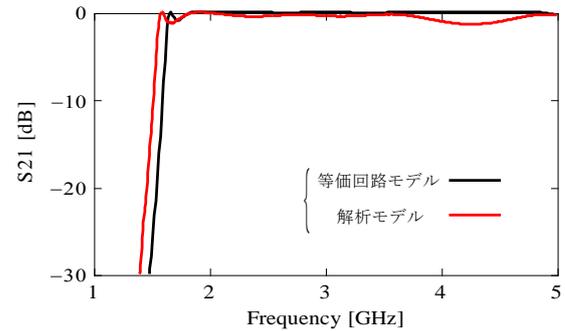


図 7-4 4 ユニットセルの透過係数

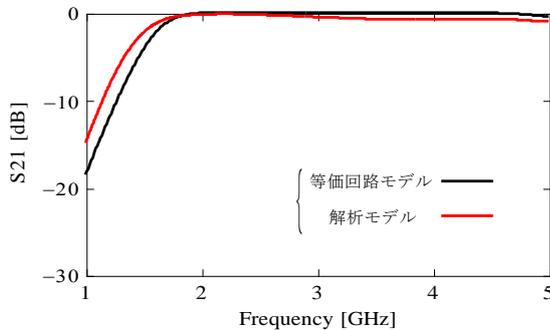


図 7-1 1 ユニットセルの透過係数

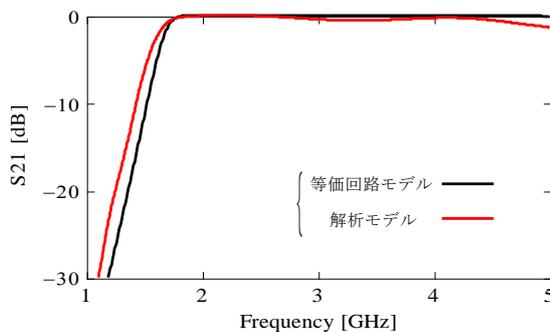


図 7-2 2 ユニットセルの透過係数

図 7 回路モデルと解析モデルの透過係数

## 6. まとめ

CRLH-TL の透過係数( $S_{21}$ )について導出法を示し、検討を加えた。図 7 に示すとおり、等価回路モデルと解析モデルから求めた結果は同じものとなった。この結果より、左手系線路の透過係数( $S_{21}$ )の有効性が確認できた。

### 参考文献

- [1] H. Nakano, M. Tanaka, and J. Yamauchi, "Metahelical antenna using a left-handed property," Antennas and Propagation in Wireless Communications, pp74 - 77, Torino, Italy, September 2013
- [2] H. Nakano, M. Tanaka, and J. Yamauchi, "Radiation from a metahelical antenna," International Symposium on Antenna and Propagation (ISAP), vol. 2, pp1206 - 1207, Nanjing, China, October, 2013
- [3] 三宅, "右左手系複合伝送線路," 法政大学大学院工学研究科紀要, vol.54, 2013年3月
- [4] 市川 "高周波回路設計のための S パラメータ詳解," CQ 出版社