

# 単純ループ・ハイブリッドリングの二次補償\*

安 住 和 彦\*\*

品 田 雄 治\*\*

松 西 年 春\*\*

(昭和50年4月26日受理)

## Second Degree Compensation of Simple-loop Hybrid Ring

by Kazuhiko AZUMI, Yūji SHINADA  
and Toshiharu MATSUNISHI

The simple-loop hybrid ring used in the microwave frequency band has the simplest structure among various kinds of hybrid circuits. But its hybrid characteristics are worse than those of other hybrid circuits. Then, there are various methods to expand the bandwidth.

By connecting reactance elements with the terminal resistance and considering  $\lambda^{-2}$  terms of the driving immittance of the circuits, the hybrid characteristics are greatly improved in the neighbourhood of the center frequency  $f_0$ . Circuits which realize these reactance elements are achieved by the two-wire coupled line.

### 1. ま え が き

マイクロ波帯で使用されている単純ループ・ハイブリッドリングは、構造が簡単であるが特性があまり良くないので、動作特性を改善するためにいくつかの方法が考えられた<sup>1),2),3)</sup>。一区間回路において、一種類のリアクタンスを終端抵抗に付加する補償では、補償素子は直列分布容量<sup>2)</sup>であった。

マイクロ波帯で純粹の直列分布容量を得るのは難かしく、四分の一波長の長さの二重同軸線路を用いる普通の方法では、その等価回路に単位素子(以下UEと略す)が入り好ましくない。実現しやすい直列分布容量としては、二線条結合線路からなる回路の出力ポートのひとつを開放し、もうひとつを短絡する方法が考えられる。この等価回路の中には、直列分布容量のほかに、分布インダクタンスも生じそれも補償リアクタンスとして利用すると、回路の入力アドミタンスの $\lambda^{-2}$ の項まで考慮することができ、中心周波数近傍における特性改善ができたので報告する。

\* 電子通信学会全国大会で一部発表(1975年3月, 東京)

\*\* 北見工業大学電子工学科

## 2. 一区間回路の補償

図1に示す対称形単純ループ・ハイブリッドリングにおいて、左端に入力ポート a1, a2, 右端にポート b1, b2 をとりアドミタンス行列表現が便利な様にそれぞれポート 1, 2, 3 及び 4 と名づける。各ポート間を連結する線路の特性アドミタンスは

図に示す様を選び、長さは伝送の中心周波数における四分の一波長の長さである。

図1の回路のアドミタンス行列及び部分アドミタンス行列は次式で示される。

$$[\mathbf{Y}] = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{aa} & \mathbf{Y}_{ab} \\ \mathbf{Y}_{ba} & \mathbf{Y}_{bb} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$[\mathbf{Y}_{aa}] = [\mathbf{Y}_{bb}] = \begin{bmatrix} (Y_1 + Y_2)\lambda^{-1} & -s^{-1}Y_1 \\ -s^{-1}Y_1 & (Y_1 + Y_2)\lambda^{-1} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$[\mathbf{Y}_{ab}] = [\mathbf{Y}_{ba}] = \begin{bmatrix} -s^{-1}Y_2 & 0 \\ 0 & -s^{-1}Y_2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

ただし  $\lambda = j \tan \beta l$ ,  $s = j \sin \beta l$  であり、線路は無損失であるものとし、 $\beta l$  は線路の位相定数で電気角で示される。

a 端から回路を見た入力アドミタンス行列を  $\mathbf{Y}_{a \text{ in}}$  とすれば

$$\mathbf{Y}_{a \text{ in}} = \mathbf{Y}_{aa} - \mathbf{Y}_{ab}(\mathbf{Y}_{bb} + \mathbf{Y}_b)^{-1}\mathbf{Y}_{ba} \quad (4)$$

$$\mathbf{Y}_a = \mathbf{Y}_b = \mathbf{Y}_l \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

である。上式において  $\mathbf{Y}_a$ ,  $\mathbf{Y}_b$  はそれぞれ a 端及び b 端の終端アドミタンス行列である。

中心周波数において影像終端となる様に、終端抵抗にリアクタンスを付加して、各ポートにおける整合及び入(出)力ポート間の分離を入力アドミタンス行列の  $\lambda^{-1}$  の項,  $\lambda^{-2}$  の項まで考慮して補償する方法のことをそれぞれ一次補償, 二次補償と称することにする。

### 2.1 一次補償

終端アドミタンス行列の対角要素を

$$Y_l = G_0(1 + \varepsilon_1 \lambda^{-1}) \quad (6)$$

と表わす時、中心周波数 ( $\beta l = 90^\circ$ ) の近傍において、 $Y_{ain11}$  を  $Y_l$  と複素共役にすることができ更に  $Y_{ain12}$  を零にすることができれば、中心周波数近傍においてハイブリッド特性が改善される。

従って  $s^{-1} \cong -j$  の関係を用い、 $\lambda^{-2}$  の項以上の項を無視して、式(2), (3), (4), (5)より

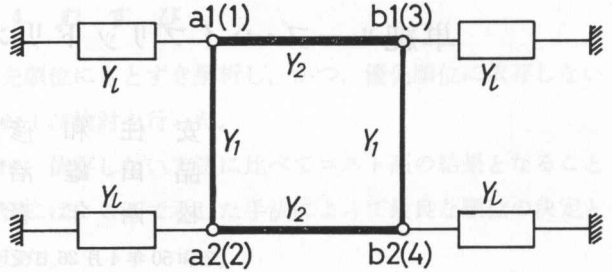


図1 単純ループ・ハイブリッドリング

Fig. 1. Simple-loop hybrid ring.

$$\varepsilon_1 = -\frac{Y_1 + Y_2}{G_0} = -\sqrt{\frac{1+k}{1-k}} \quad (7)$$

$$k = \frac{Y_1}{Y_2} \quad (8)$$

$$G_0 = \sqrt{Y_2^2 - Y_1^2} \quad (9)$$

となる。

$k$  は中心周波数における出力電圧 (電力) 配分比を決定する。式 (7) より補償すべきリアクタンスは負の分布インダクタンスであることがわかる。負の分布インダクタンスは得られないが終端抵抗と直列の分布容量によって近似的に実現することができる。

## 2.2 二次補償

終端アドミタンス行列の対角要素を

$$Y_l = G_0 (1 + \varepsilon_1 \lambda^{-1} + \varepsilon_2 \lambda^{-2}) \quad (10)$$

と表わし、中心周波数 ( $\beta l = 90^\circ$ ) の近傍において  $s^{-1} \cong -j\sqrt{1-\lambda^{-2}}$  の関係及び  $\lambda^{-3}$  の項以上の項を無視して整合及び分離度の改善される条件を前と同様に求めると次の様になる。

$$\varepsilon_2 = -\frac{1}{2} \quad (11)$$

ただし前節の一次補償の条件は満足されているものとする。

## 3. 補償回路の実現

前節までの一次及び二次補償を実現する回路を考えてみる。

### 3.1 一次補償の実現回路

一次補償には、前に述べた様に負の分布インダクタンスが必要であるが、中心周波数 ( $\beta l = 90^\circ$ ) 近傍では直列分布容量と終端抵抗によって実現することができる。

図 2(a) に示す二線条結合線路の等価回路は図 (b)<sup>4)</sup> の様に直列分布容量と UE で表わされる。図 (b) において

$$C_0 = \eta_{11} \quad (12)$$

$$n = \frac{\eta_{11}}{\eta_{12}} \quad (13)$$

$$Z_0 = \frac{\eta_{11}}{\eta_{11}\eta_{22} - \eta_{12}^2} \quad (14)$$

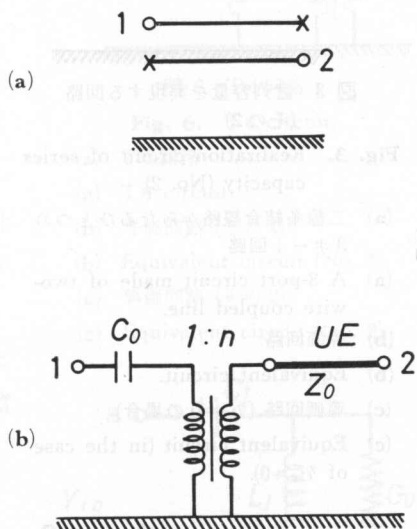


図 2 直列容量を実現する回路 (その 1)

Fig. 2. Realization circuit of series capacity (No. 1).

- (a) 二線条結合線路からなるひとつの 2 ポート回路
- (a) A 2-port circuit made of two-wire coupled line.
- (b) 等価回路
- (b) Equivalent circuit.

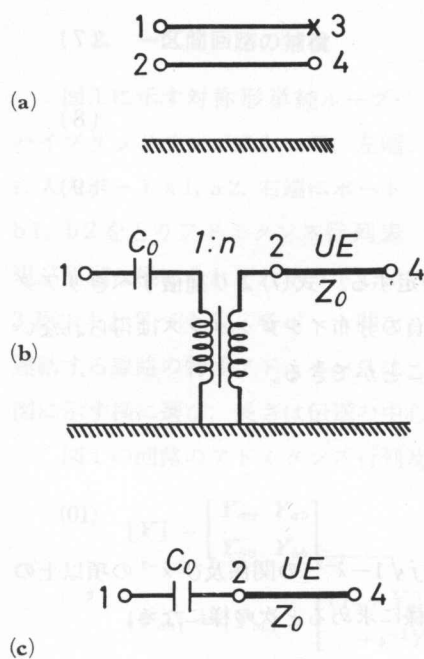


図 3 直列容量を実現する回路  
(その 2)

Fig. 3. Realization circuit of series capacity (No. 2).

(a) 二線条結合線路からなるひとつの 3 ポート回路

(a) A 3-port circuit made of two-wire coupled line.

(b) 等価回路

(b) Equivalent circuit.

(c) 等価回路 ( $\eta_{1e}=0$  の場合)

(c) Equivalent circuit (in the case of  $\eta_{1e}=0$ ).

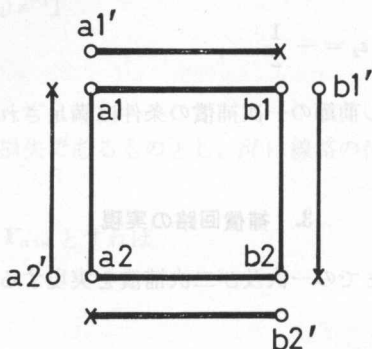


図 4 補償リアクタンスを付加した回路

Fig. 4. Circuit which terminated with compensation reactance.

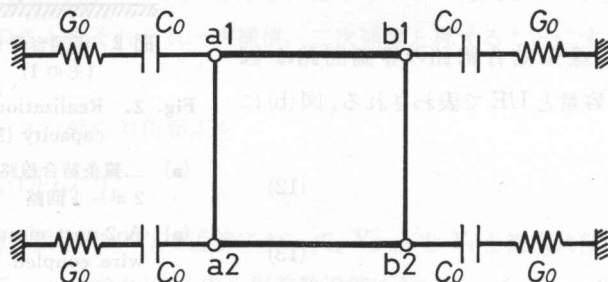


図 5 一次補償の等価回路

Fig. 5. Equivalent circuit of first degree compensation.

である。ただし  $\eta_{11}$ ,  $\eta_{12}$ ,  $\eta_{22}$  は、図 (a) の二線条結合線路の特性アドミタンス行列の要素である。以下同様の意味で用いる。この回路には等価回路中に、 $UE$  があり中心周波数では影響がないがそれ以外の周波数では、ハイブリッド特性を悪くするのであまり好ましくない。

それ故この  $UE$  を回路中に含める方法を考えてみると、直列分布コンデンサを実現する回路として図 3(a) に示す二線条結合線路からなるひとつの 3 ポート回路が考えられる。その等価回路は図 (b) に示されている。 $C_s$ ,  $n$  及び  $Z_0$  は図 2 の回路と全く同じである。特別な場合として  $\eta_{1e}=0$  の時 (二重同軸線路) を考えてみると、理想トランスが省略でき図 (c) の様になる。この回路には、ポート 2 及び 4 の間に  $UE$  が

存在するが図4の様に接続すると UE を回路に含めることができる。従って一次補償を実現する回路の等価回路は図5のようになる。図において  $C_0$  は式 (7) 及び (8) より

$$C_0 = G_0^2 \sqrt{\frac{1-k}{1+k}} \quad (15)$$

となる。

### 3.2 二次補償の実現回路

二次補償を実現する回路のひとつとして図6に示されている T4 回路<sup>4)</sup> が考えられる。この等価回路は図(b)あるいは(c)の様に表わされる。この等価回路において

$$C_1 = \gamma_{11} \quad (16)$$

$$L_1 = \frac{\zeta_{12}^2}{\zeta_{22}} \quad (17)$$

$$L_2 = \zeta_{22} = \frac{\gamma_{11}}{\gamma_{11}\gamma_{22} - \gamma_{12}^2} \quad (18)$$

$$n = \frac{\gamma_{11}}{\gamma_{12}} \quad (19)$$

である。

ただし  $\zeta_{11}$ ,  $\zeta_{12}$ ,  $\zeta_{22}$  は図(a)の二線条結合線路の特性インピーダンス行列の要素で、これは前述の特性アドミタンス行列の逆行列の要素に等しい。

$\gamma_{1e}=0$  の特別な場合、理想トランスを省略することができる。図7に示す様に終端抵抗とリアクタンス補償素子として、二重同軸線路を接続した回路において、ab 端からみたアドミタンスを  $Y_{in}$  とすれば

$$Y_{in} = \frac{1}{\frac{1}{\lambda C_1} + \frac{1}{\frac{1}{\lambda L_1} + G_0}} = G_0 + \frac{C_1 - L_1 G_0^2}{L_1 C_1} \lambda^{-1} - \left( \frac{G_0}{L_1 C_1} + \frac{C_1 - L_1 G_0^2}{L_1 C_1^2} \right) \lambda^{-2} + \dots \quad (20)$$

となり、中心周波数近傍において完全整合となるためには、式(10)の  $Y_i$  と複素共役でなければならない。

従って式(11)より

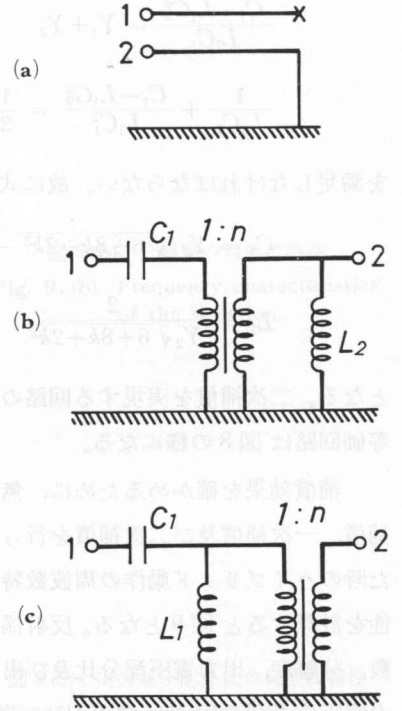


図 6 T4 回路

Fig. 6. T4 circuit.

- (a) T4 回路
- (a) T4 circuit.
- (b) 等価回路 (その 1)
- (b) Equivalent circuit (No. 1).
- (c) 等価回路 (その 2)
- (c) Equivalent circuit (No. 2).

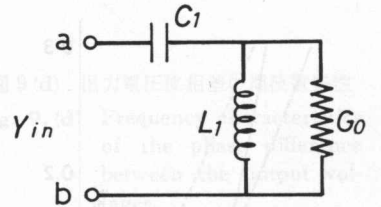


図 7 リアクタンス補償した終端アドミタンス

Fig. 7. Terminal admittance of reactance compensation.

$$\frac{C_1 - L_1 G_0^2}{L_1 C_1} = Y_1 + Y_2 \quad (21)$$

$$\frac{1}{L_1 C_1} + \frac{C_1 - L_1 G_0^2}{L_1 C_1^2} = \frac{1}{2} \quad (22)$$

を満足しなければならない。故に式 (21), (22) より

$$C_1 = Y_2 (\sqrt{6 + 8k + 2k^2} - 2 - 2k) \quad (23)$$

$$L_1 = \frac{2}{Y_2 \sqrt{6 + 8k + 2k^2}} \quad (24)$$

となる。二次補償を実現する回路の等価回路は図8のようになる。

補償効果を確認するために、無補償、一次補償及び二次補償を行った時のハイブリッド動作の周波数特性を計算すると図9となる。反射係数、分離度、出力電圧配分比及び出力電圧位相差の定義は文献(1)に示す通りである。図において破線は無補償、一点鎖線は一次補償、実線は二次補償を表わす。ただし中心周波数における出力電力配分比は1:1で従って $k$ の値は $1/\sqrt{2}$ である。このグラフからわかる様に中心周波数近傍における補償効果は著しい。

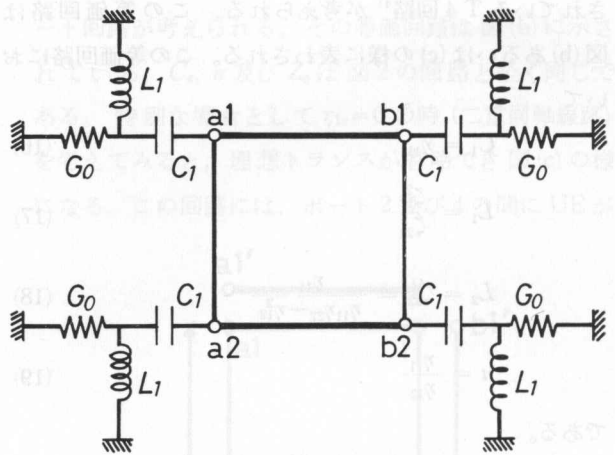


図8 二次補償の等価回路

Fig. 8. Equivalent circuit of second degree compensation.

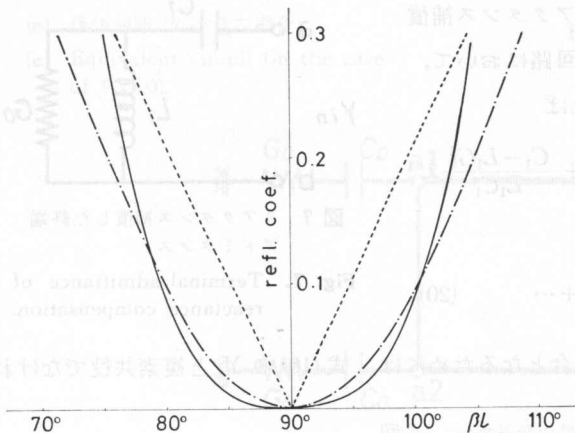


図9(a) 反射係数の周波数特性

Fig. 9. (a) Frequency characteristics of the reflection coefficient.

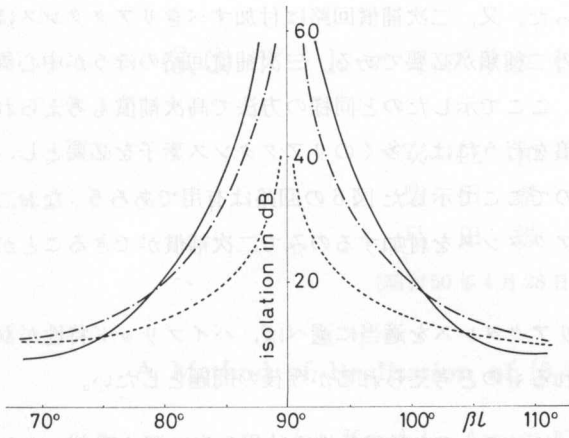


図 9 (b) 分離度の周波数特性

Fig. 9. (b) Frequency characteristics of the isolation.

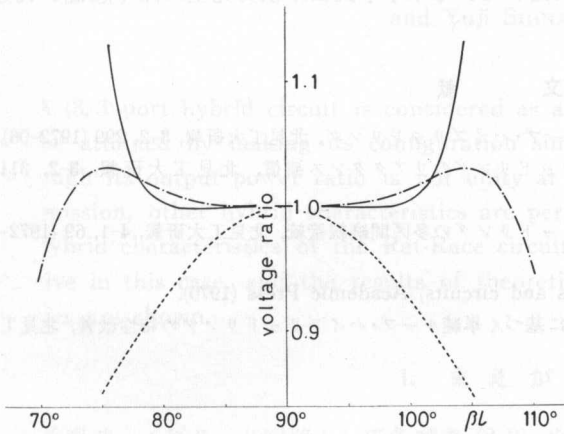


図 9 (c) 出力電圧配分比の周波数特性

Fig. 9. (c) Frequency characteristics of the output voltage ratio.

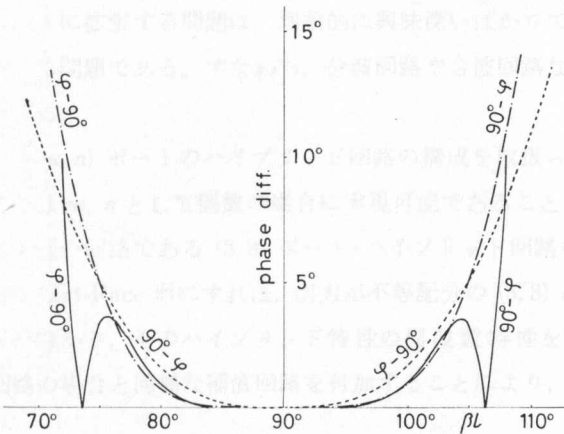


図 9 (d) 出力電圧位相差の周波数特性

Fig. 9. (d) Frequency characteristics of the phase difference between the output voltages.

#### 4. む す び

単純ループ・ハイブリッドリングの周波数特性を終端抵抗にリアクタンスを付加して，入力アドミタンスの  $\lambda^{-2}$  の項まで補償する方法を示した。一次補償回路において付加すべきリア



クタンスは一種類で、直列分布容量であった。又、二次補償回路は付加すべきリアクタンスは直列分布容量と分路分布インダクタンスの二種類が必要である。二次補償回路のほうが中心周波数近傍の特性がより改善されているが、ここで示したと同様の方法で高次補償も考えられるが、三次補償は不可能である。高次補償を行うには、多くのリアクタンス素子を必要とし、その実現回路に適当なものがあまりないのでここで示した図6の回路は有用であろう。なお二区間縦続接続する場合には、一種類のリアクタンスを付加するのみで二次補償ができることが示されている<sup>5)</sup>。

二次補償の回路において、付加するリアクタンスを適当に選べば、ハイブリッド特性が双峰性のものも得られ特性の改善がはかられるものと考えられるが今後の問題としたい。

最後に、平素から絶えず御指導いただいている本学学長松本秋男先生に深く感謝いたします。

## 文 献

- 1) 安住和彦・品田雄治： 不等配分比の単純ループ・ハイブリッドリング，北見工大研報，3-2，299 (1972-06)。
- 2) 安住和彦・品田雄治： 単純ループ・ハイブリッドリングのリアクタンス補償，北見工大研報，3-2，311 (1972-06)。
- 3) 安住和彦・品田雄治： 単純ループ・ハイブリッドリングの多区間縦続接続，北見工大研報，4-1，69 (1972-12)。
- 4) A. Matsumoto (ed.): Microwave filters and circuits, Academic Press (1970)。
- 5) 安住和彦・品田雄治： 映像イミタンス理論に基づく単純ループ・ハイブリッドリングの特性改善，北見工大研報，6-2，197 (1975-03)。

Fig. 8. Equivalent circuit of second doublet.

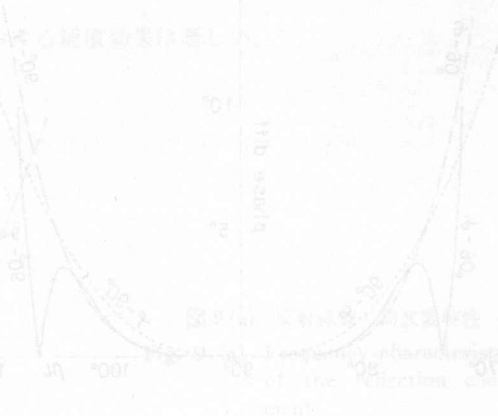


Fig. 9. (b) Frequency characteristic of the phase difference between the output voltages.

