

2本の中心導体を有する集中定数型アイソレータの回路解析

Circuit Analysis of Lumped-Element Isolator with Two Central Conductors

武田 茂* Shigeru Takeda
三上秀人** Hideto Mikami
市川耕司** Kouji Ichikawa

2本の中心導体を有する集中定数型アイソレータにおける中心導体交差角度とアイソレータ特性の関係を回路解析により明らかにした。 $\theta = 90$ 度では高い逆方向損失が得られる。 $\theta = 60$ 度では挿入損失の帯域幅が最も広くなる。 $\theta = 120$ 度では、挿入損失と逆方向損失いずれも帯域幅が狭く実用的でない。本結果を360MHz帯アイソレータの実験で定性的に確かめた。なお、 $\theta = 60$ 度でのアイソレータ動作を得る条件は3端子対サーキュレータの条件と等しくなるという興味ある結果を得た。

In a lumped-element isolator with two central conductors, the relationship between the angle θ across two central conductors and the electrical properties is revealed using circuit analysis. At $\theta = 90$ degrees, a high isolation loss is achieved. At $\theta = 60$ degrees, the bandwidth of the insertion loss is maximized. $\theta = 120$ degrees is not practical due to narrow insertion bandwidth and isolation loss. These theoretical predictions were confirmed qualitatively in 360 MHz band experiments. Furthermore, we discovered that perfect isolation conditions of $\theta = 60$ degrees are quite similar to three-port circulation conditions.

① 緒言

2本の中心導体を有する集中定数型アイソレータは1977年に、Hodgesら¹⁾により初めて提案され、その後いくつかの報告^{2),3)}がなされた。

この構造は、図1に示すように、フェライト円板の周りに直交する2つの中心導体 L_1, L_2 が巻かれ、それぞれの片方の端子は接地され、もう片方は入力出力端子となる。フェライト円板には紙面に垂直に静磁界が印加されている。各端子と地導体の間には整合コンデンサ C_1, C_2

が、両端子間にエネルギー吸収用抵抗 R が接続されている。これは従来の3端子対サーキュレータの1つの端子に吸収抵抗 R を接続したものに比較すると、中心導体と整合コンデンサが1個ずつ少なく、極めて単純な構成である。これで広帯域・低損失が実現できれば、コスト低減につながり実用性の高いアイソレータが期待できる。

しかし、このタイプのアイソレータは、最近まで実用化の報告⁴⁾がなされなかった。その理由の1つは、挿入損失が大きい、帯域幅が思ったように広がらないなどの実験的な事実にあるが、詳細な回路解析結果が報告されておらず、実験を行うまでの指針が明確でなかったことも大きな要因となっている。

本報告では、2本の中心導体を有する集中定数型アイソレータのアドミッタンスマトリックスを導き出し、続いてSパラメータに結びつける回路解析を紹介する。それを用いて、中心導体の交差角度 θ をパラメータにして、アイソレータ条件がどのように変化するかを調べる。その理論的な予想を実験的に検証する。

② アドミッタンスマトリックス

図1全体のアドミッタンスマトリックスを導く前に、図2に示すようなフェライト円板に交差角 θ の2本の中心導体が巻かれた部分のインピーダンスマトリックスを導く。

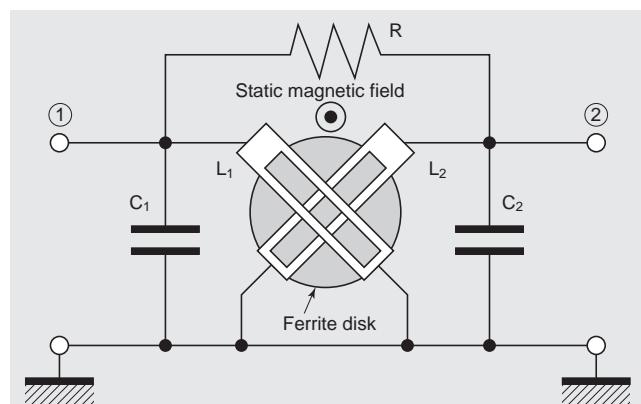


図1 2本の中心導体を有するアイソレータの基本構造

Fig. 1 Basic structure of lumped-element isolator with two central conductors.

* 日立金属株式会社 情報部品カンパニー 工学博士

** 日立金属株式会社 先端エレクトロニクス研究所

* Information System Components Company, Hitachi Metals, Ltd.

** Advanced Electronics Research Laboratory, Hitachi Metals, Ltd.

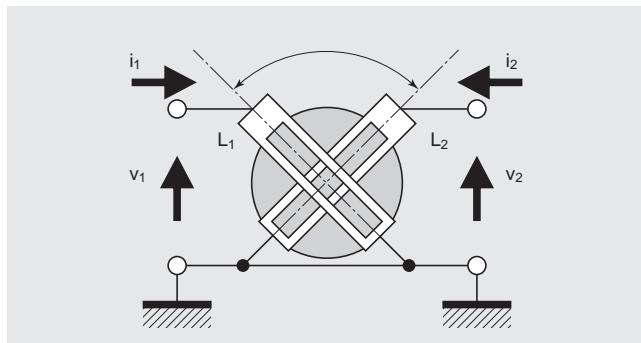


図2 フェライト円板部分の電流電圧関係

Fig. 2 Current and voltage definition.

このとき、インピーダンスマトリックス(1)の各要素は(2)式のように表現される。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad \dots \quad (1)$$

$$Z_{11} = j \mu_{xx} K_{11}$$

$$Z_{22} = j \mu_{xx} K_{22}$$

$$Z_{12} = \{ \mu_{xy} \sin \theta + j \mu_{xx} \cos \theta \} K_{12}$$

$$Z_{21} = \{ -\mu_{xy} \sin \theta + j \mu_{xx} \cos \theta \} K_{21} \quad \dots \quad (2)$$

$$\mu_{xx} = (\mu_p + \mu_n)/2$$

$$\mu_{xy} = (\mu_p - \mu_n)/2 \quad \dots \quad (3)$$

$$\mu_p = 1 + Ms(\mu_0 H - \theta)$$

$$\mu_n = 1 + Ms(\mu_0 H + \theta) \quad \dots \quad (4)$$

ただし、 μ_p 、 μ_n はそれぞれ正負の円偏波励振に対する比透磁率、 K_{ij} は空芯(しん)インダクタンス、 μ_0 は真空の透磁率、 θ は磁回転比、 Ms はフェライトの飽和磁化、 H は内部磁界を表す。

これをアドミッタンス行列要素で示すと次のようになる。

$$y_{11} = y_{22} = Z_{11}/\Delta$$

$$y_{12} = -Z_{12}/\Delta$$

$$y_{21} = -Z_{21}/\Delta \quad \dots \quad (5)$$

$$\Delta = -(\sin \theta)(\mu_{xx}^2 - \mu_{xy}^2) \quad \dots \quad (6)$$

ただし、2つの中心導体の構造が対称であり、結合が完全であると仮定して、 $K_{11} = K_{22} = K_{12} = K_{21} = K$ 、 $C_1 = C_2 = C$ とした。

次に、図1の基本回路のアドミッタンス行列を求ることにする。しかし、本報告では、2つの中心導体の交差角度 θ を任意とした。これに伴い、完全アイソレータの条件がずれるので、それを補正するために並列にコンデンサ C_w とインダクタ L_w を付加する。

このときのアドミッタンス行列の要素は次のようになる。

$$Y_{11} = Y_{22} = 1/R + j \{ (C + C_w + K/\Delta) - 1/(L_w) \}$$

$$Y_{12} = -1/R - j \sin \theta K \mu_{xy}/\Delta$$

$$\begin{aligned} & -j \{ (C_w + \cos \theta K \mu_{xy}/\Delta) - 1/(L_w) \} \\ Y_{21} = & -1/R + j \sin \theta K \mu_{xy}/\Delta \\ & -j \{ (C_w + \cos \theta K \mu_{xy}/\Delta) - 1/(L_w) \} \quad \dots \quad (7) \end{aligned}$$

上式からSパラメータは直ちに計算できる。

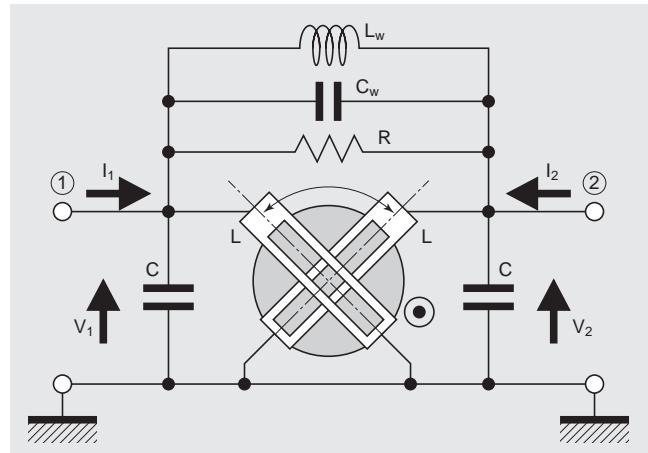


図3 アドミッタンス行列を計算した基本回路

Fig. 3 Fundamental circuit for calculating a whole admittance matrix.

③ 2本の中心導体を有するアイソレータの基本式

2本の中心導体を有するアイソレータが理想的なアイソレータであるための条件は以下のとおりである。

$$\begin{aligned} S_{12} = 0 & \quad Y_{12} = 0 \\ S_{11} = 0 & \quad Y_{11} = 1/Z_0 \\ S_{21} = 1 & \quad Y_{21} = -2/Z_0 \quad \dots \quad (8) \end{aligned}$$

1) $Y_{12} = 0$ の条件から、次の式を得る。

$$2 K \sin \theta / R = (1/\mu_n) - (1/\mu_p) \quad \dots \quad (9a)$$

$$C_w - (1/L_w) = \{ \cos \theta (2 K \sin^2 \theta) \} (1/\mu_n) + (1/\mu_p) \quad \dots \quad (9b)$$

(9b)式の左辺は吸収抵抗Rに付加されたリアクタンス成分に対応しており、右辺が $\theta = 90^\circ$ を境に符号を変えるので、左辺もこれに対応して、正のときは容量成分(C_w)、負のときはインダクタンス成分(L_w)となる。これらは同時に存在しない。

2) $Y_{11}=1/Z_0$ の条件から、次の式を得る。

$$R = Z_0 \quad \dots \quad (10a)$$

$$C = \{ (1 - \cos \theta) (2 K \sin^2 \theta) \} (1/\mu_n) + (1/\mu_p) \quad \dots \quad (10b)$$

(10a)式は、吸収抵抗Rが測定系の特性インピーダンス Z_0 と等しい必要があることを示している。

2本の中心導体を有するアイソレータが完全に動作するためには、上の4つの式が同時に成立する必要がある。

ここで、特別な場合として、 $\theta = 90^\circ$ 、 $\phi = 60^\circ$ 、 $\psi = 120^\circ$ について、基本式を変形する。

(1) $\theta = 90^\circ$

$$\begin{aligned} 2 \frac{K}{R} &= \left(\frac{1}{\mu_n} \right) - \left(\frac{1}{\mu_p} \right) \\ C &= 1/(2 \cdot K \cdot (1/\mu_n + 1/\mu_p)) \\ C_w &= 0 \quad L_w = \dots \end{aligned} \quad (11)$$

(2) $\theta = 60^\circ$

$$\begin{aligned} 3 \frac{K}{R} &= \left(\frac{1}{\mu_n} \right) - \left(\frac{1}{\mu_p} \right) \\ C &= 1/(3 \cdot K \cdot (1/\mu_n + 1/\mu_p)) \\ C_w &= C \quad L_w = \dots \end{aligned} \quad (12)$$

この関係式は、3端子対サーキュレータの動作条件と全く同じである。

(3) $\theta = 120^\circ$

$$\begin{aligned} 3 \frac{K}{R} &= \left(\frac{1}{\mu_n} \right) - \left(\frac{1}{\mu_p} \right) \\ C &= 1/(3 \cdot K \cdot (1/\mu_n + 1/\mu_p)) \\ C_w &= 0 \quad (1/L_w) = 1/(3K \cdot (1/\mu_n + 1/\mu_p)) \dots \end{aligned} \quad (13)$$

④ シミュレーション結果

上記アドミッタンスを基に、 $\theta = 90^\circ$ 、 60° 、 120° のSパラメータの周波数依存性を中心周波数1,000MHzのアイソレータについて計算した結果を図4に示す。その他の設計パラメータは、 $K = 1[nH]$ 、ガーネットの $M_s = 90[mT]$ 、特性インピーダンス $Z_0 = 50[\Omega]$ とした。

ここで以下の議論を円滑に進めるため、アイソレータの重要な性能指標として以下のパラメータを定義する。

$$\begin{aligned} w &= S_{11} \text{の比帯域} = (f/f_0) \times 100[\%] \\ IL &= 0.90f_0 \text{での} S_{21} \\ IS &= 0.96f_0 \text{での} S_{12} \dots \end{aligned} \quad (14)$$

ここで f_0 は中心周波数、 Δf は反射損失 S_{11} における20[dB]帯域幅である。

図4(c)に示すように、 $\theta = 90^\circ$ での逆方向損失 S_{12} は $0.9f_0 \sim 1.1f_0$ の広い周波数範囲内で45[dB]と非常に大きい。これが2本の中心導体を有するアイソレータの特長である。 $\theta > 90^\circ$ より大小どちらにせよ S_{12} は劣化する。

挿入損失 S_{21} の帯域幅は図4(a),(c)に示すようにが小さくなれば広くなる傾向にある。

図6(a)は、前に定義した w 、IS、ILとアイソレータを動作させるための規格化動作磁界⁵⁾を40度～140度の広い範囲でプロットしたものである。磁界 θ は $= 90^\circ$ のときが最小で、 $\theta > 90^\circ$ とともに大きくなる。これに対して、反射損失と挿入損失の帯域幅、 w とISは $\theta = 60^\circ$ で最も広くなる。 $\theta > 90^\circ$ では、帯域幅が著しく狭くなり、実用的観点では興味の薄い領域である。

図6(b)は、図6(a)を計算するために用いた設計パラメータである。なお、図3の L_w は $\theta = 90^\circ$ で無限大となり発散するので、 $\theta > 90^\circ$ の範囲では、図5のように、直列インダクタンス L_s として計算した。このようにすると $\theta = 90^\circ$ で $R_s = 50[\Omega]$ 、 $L_s = 0[nH]$ と

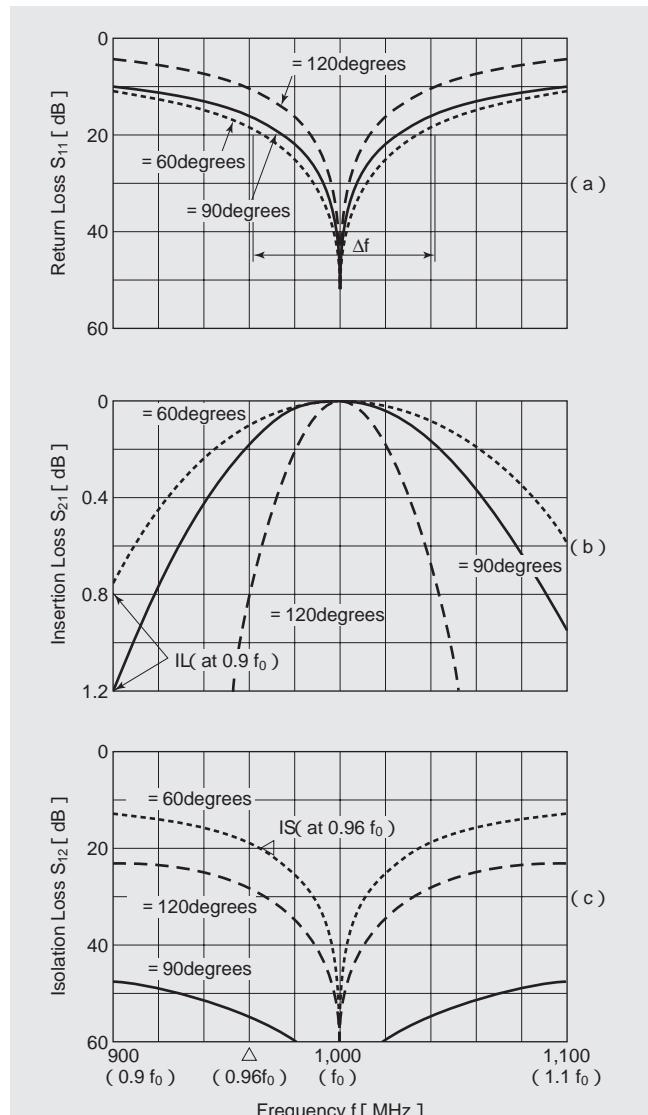


図4 アイソレータのSパラメータ計算結果（中心導体交差角 $= 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ$ ）

Fig. 4 Calculated isolator S parameter (Cross angle $\theta = 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ$).

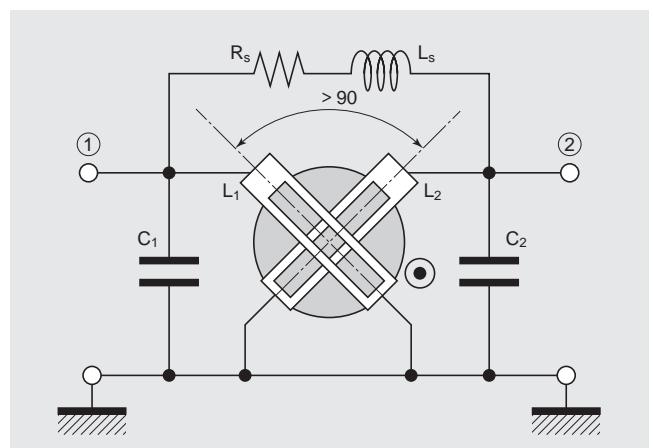


図5 $\theta > 90^\circ$ より大きい場合の等価回路

Fig. 5 Equivalent circuit for $\theta > 90^\circ$ degrees case.

なり、数値計算が可能となり都合がよい。

先述のように < 90度では、 C_w と $R = 50 \Omega$ が必要であり、> 90度では L_s と R_s が必要である。特に、

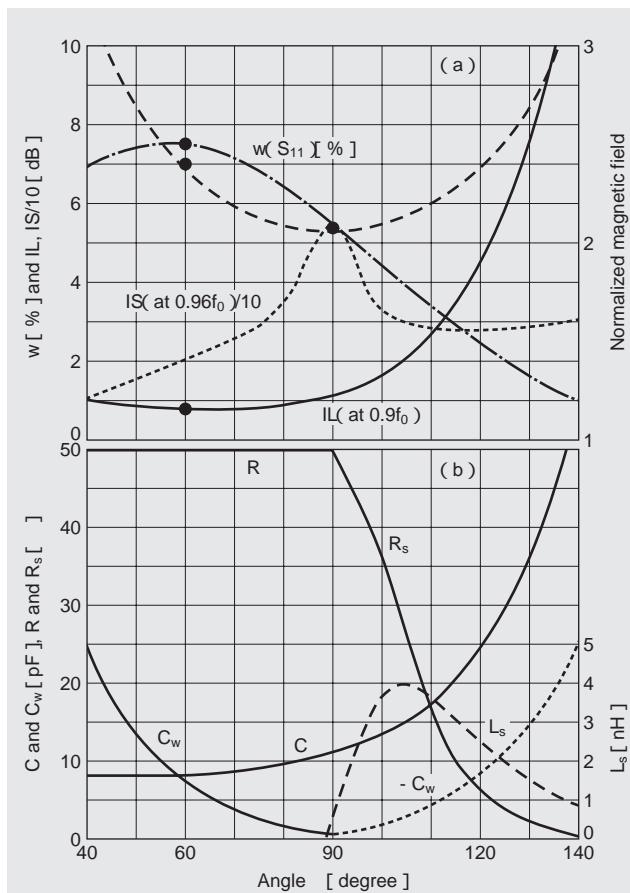


図 6 アイソレータ性能指数と回路パラメータの角度依存性計算結果

Fig. 6 Calculated angular dependency of electrical performance and circuit parameters.

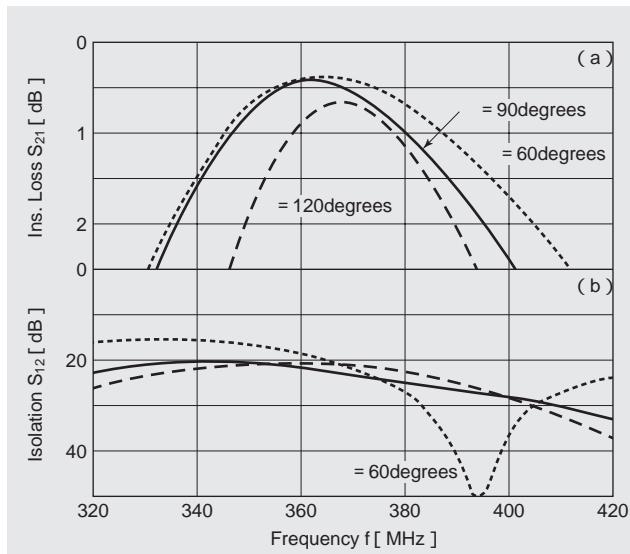


図 7 360MHz帯の2本の中心導体を有するアイソレータの実験結果

Fig. 7 Experimental results for a 360 MHz band isolator with two central conductors.

=60度で、 $C = C_w$ というきれいな関係が得られた。 L_s は約 = 115度で最大値をとる。

⑤ 実験結果

上記の理論を証明するために、360MHz帯の比較的大型のアイソレータで実験を行った。ガーネットは $M_s = 90 \text{ mT}$ で $20\text{mm} \times 1.5\text{mmmt}$ のものを2枚用いた。図 7(a),(b)に挿入損失と逆方向損失の測定結果を示す。調整が著しく困難であったが、理論どおり、= 60度で挿入損失の帯域幅が最も広くなる結果を得た。しかし、逆方向損失は図に示すように角度差によって大きな違いを見ることができなかった。また、挿入損失を改善しようとすると、内部インピーダンスを高くせざるを得ず、本実験では $R = 200 \Omega$ となつた。

これら、理論と実験の大きな食い違いは、理論において対称構造と完全結合と仮定したところに原因がある。これらの一致を図るためにには、非対称構造の理論構築とさらに結合のよい実験検討が必要である。

⑥ 結 言

2本の中心導体を有するアイソレータの角度依存性を回路シミュレータにより明らかにした。これによると2つの中心導体の交差角度が60度のときに挿入損失の帯域幅が最大となり、その回路条件は3端子対サーキュレータの回路条件と同じである。その理論的予想を定性的ではあるが、360MHz帯アイソレータで確認した。

参考文献

- 1) Hodges et al: US patent 4,016,510 (1977)
- 2) Dworsky et al: US patent 4,101,850 (1978)
- 3) Endeby et al: US patent 4,210,886 (1980)
- 4) T.Okada et al: IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. 2001 Dig., vol.2, 1183-1186 (WE4F-4)
- 5) S.Takeda et al: IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. 1998 Dig., vol.2, 621-624 (WE2E-2)



武田 茂

Shigeru Takeda

日立金属株式会社 情報部品カンパニー 工学博士



三上 秀人

Hideto Mikami

日立金属株式会社 先端エレクトロニクス研究所



市川 耕司

Kouji Ichikawa

日立金属株式会社 先端エレクトロニクス研究所