

# 直交捲線型 VHF 帯単向回路

志 方 泰

## 緒 言

フェライトを利用する方向性回路はUHF帯以上ではサーキュレータ、アイソレータなどがあり既に実用化され、特にマイクロ波通信においてはこれらは機器の構成上必要不可欠であることは一般的にも知られている。またHF帯においては強磁性共鳴を利用した方向性回路の実験が Chiron によって報告されている<sup>(1)</sup>。

VHF帯における研究が他の周波数帯における程進展を見なかったのは、フェライトの性質がこの帯域で明らかでなかったこと、ならびにUHF帯以上において用いられている立体回路をそのまま使用する形式では、構造上実用に供するには不可能な大きさになるなどの難点が存在したからである。しかしながらこの種の回路は理論的にはVHF帯においても可能であるので筆者らは1962年秋以来実験を行って来た。すなわちUHF帯以上におけるアイソレータの例として、Lax and Button<sup>(2)</sup>、および Dukes<sup>(3)</sup>の型を選びこれに対し集中定数化を行って直交捲線型とすることにより一応の成果が得られ<sup>(4)</sup>、更に広帯域化<sup>(5)</sup>、特性の改善<sup>(6)</sup>、など着々として実用化の域に達しつつある。この間にこの帯域のYサーキュレータの設計理論が小西<sup>(7)</sup>、および Dunn and Roberts<sup>(8)</sup>によって発表されたが、アイソレータとして考えると、実用上の観点より筆者らの方法は製作が容易でかつマッチロードが不用であり小型化の点からも有利であると言う特長があり、今後VHF帯におけるフェライトの性質がテンソル透磁率の測定法の開発に伴って明らかにされることにより材料開発と相俟って実用に供されることが期待されるので、ここに取りまとめて御報告する次第である。

## §1. 直 交 捲 線 部

フェライト上に円偏波磁界を発生させるために、第1図に示したように円板フェライトに直交捲線  $L_1$  および  $L_2$  を施して直流磁界  $H_{DC}$  を円板面に垂直に加えている。従ってこれらの捲線間には相互インダクタンスは存在せず、かつ静電シールドを捲線間に施すことにより両者間の浮遊容量による結合もなく、Gyromagnetic 効果による伝達インピーダンスが存在するのみとなる。この回路に円偏波励振を行うため、

$$n_2 I_2 = \pm j n_1 I_1 \dots\dots\dots (1)$$

とする必要がある。

ここに  $n_1, n_2, I_1, I_2$  はそれぞれ、 $L_1, L_2$  の捲回数および電流である。

このような場合フェライトのテンソル透磁率  $\mu$  は

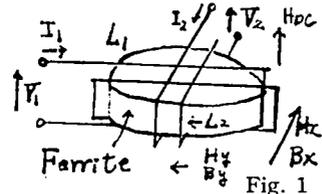


Fig. 1

$$[\mu] = \begin{bmatrix} \mu_x & & \\ \mu_y & & \\ \mu_z & & \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu & -j\alpha & 0 \\ j\alpha & \mu & 0 \\ 0 & 0 & \mu_z \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

で与えられるが、前述のようにフェライトは平円板で  $H_{DC}$  を面に垂直すなわち軸方向に加えているため  $\mu_z$  は捲線に関係がなく、したがって

$$[\mu] = \begin{bmatrix} \mu_x & \\ \mu_y & \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu & -j\alpha \\ j\alpha & \mu \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

と表わすことができる。

磁束密度  $B$ , 磁界強度  $H$ , 磁束  $N$ , 電圧  $V$ , 電流  $I$ , をベクトル表示すると

$$[B] = \begin{bmatrix} B_x \\ B_y \end{bmatrix}, [H] = \begin{bmatrix} H_x \\ H_y \end{bmatrix}, [N] = \begin{bmatrix} N_x \\ N_y \end{bmatrix}, [V] = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}, [I] = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

さらに,  $L_1, L_2$  の捲数  $n$  は

$$[n] = \begin{bmatrix} n_1 & 0 \\ 0 & n_2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

と表すことができる。インピーダンスマトリックス  $[z]$ ; を求めるため

$$[V] = - [n] \frac{d}{dt} [N] \dots\dots\dots (6)$$

$$[N] = SB \dots\dots\dots (7)$$

ここに  $S$  は試料フェライトの断面積である。

$$[B] = [\mu] [H] \dots\dots\dots (8)$$

$$[H] = k [n] [I] \dots\dots\dots (9)$$

ここに  $k$  は誘導係数である。

を用いると,  $s, k$  は定数であるから

$$[V] = -jwks [n] [\mu] [n] [I] \dots\dots\dots (10)$$

を得る。従ってインピーダンスマトリックス  $[z]$ ; は

$$[z] = -jwks [n] [\mu] [n] \dots\dots\dots (11)$$

となり, これをマトリックスで表現すると

$$[Z] = -jwks \begin{bmatrix} n_1^2 \mu & -j n_1 n_2 \alpha \\ j n_1 n_2 \alpha & n_2^2 \mu \end{bmatrix} \dots\dots\dots (12)$$

となり,  $Z_{12} = -Z_{21}$  すなわち  $Z_{12} \neq Z_{21}$  となり非相反回路である。

一方実際の回路としては, (1) の条件およびインピーダンス整合の条件を同時に満足させるが必要になる。一般的な形として第2図に示した回路で考える。図において,  $Z_1, Z_2$  はそれぞれ終端インピーダンスである。  $[Z]$  を一般的に

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & A-B \\ A+B & Z_{22} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (13)$$

と表わすと, 伝送量  $\Gamma_{12}, \Gamma_{21}$  は,

$$\left. \begin{aligned} e^{\Gamma_{21}} &= \frac{A}{Z_{21}} \\ e^{\Gamma_{21}} &= \frac{A}{Z_{12}} \\ A &= \frac{(Z_1 + Z_{11})(Z_2 + Z_{22}) - Z_{12} Z_{21}}{\sqrt{Z_1 Z_2}} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (14)$$

である。

ここに  $Z_{12} = A - B, Z_{21} = A + B$  である。

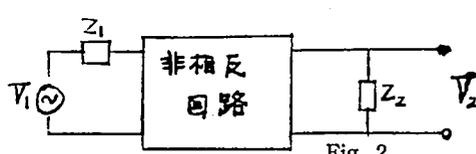


Fig. 2

伝送量の方向性を考えるため

$$\Gamma = \Gamma_{12} - \Gamma_{21} \dots\dots\dots(15)$$

をとると、

$$\Gamma = \log \left[ \frac{(A-B)}{(A+B)} \right] \dots\dots\dots(16)$$

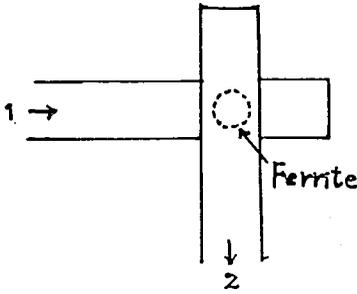


Fig. 3

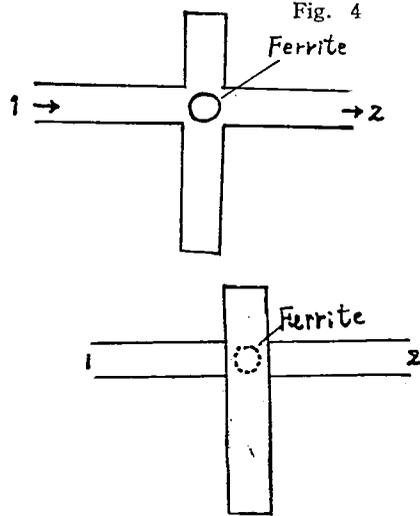


Fig. 5

もしくは

$$\tan h \frac{\Gamma}{2} = \frac{B}{A} \dots\dots\dots(17)$$

となる。これは  $B=0$  ならば相反回路、 $B \neq 0$  ならば方向性を意味する。

影像インピーダンスは  $Z_{i1}$ ,  $Z_{i2}$ ,

$$\left. \begin{aligned} Z_{i1} &= \sqrt{\frac{Z_{11}}{Z_{22}}} \sqrt{Z_{11} Z_{12} - Z_{12} Z_{21}} \\ Z_{i2} &= \sqrt{\frac{Z_{22}}{Z_{11}}} \sqrt{Z_{11} Z_{12} - Z_{12} Z_{21}} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(18)$$

である。従って円偏波条件  $n_1 I_2 = \pm j n_1 I_1$  および整合条件  $Z_1 = Z_{i1}$  および  $Z_2 = Z_{i2}$  を満足する方向性回路を得ることが可能である。これを立体回路で構成したものを第3図に示した。これは YIG リミッタとして実用化されている。

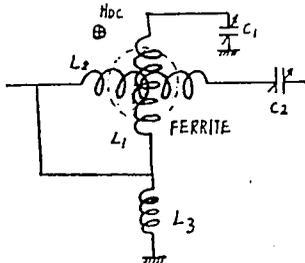


Fig. 4B

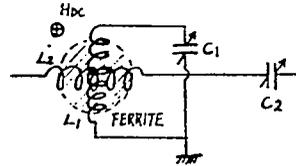


Fig. 5B

次に他の形式について説明する。原形の立体回路を第4図A, 第5図A, これらを集中

定数化した回路を第4図B, 第5図Bとしてそれぞれ示した。円偏波条件はこれらの場合も円偏波条件は前と同様であるが、或る方向で  $n_2 I_2 = jn_1 I_1$  として、フェライトが正円偏波励振されるものとする、他の方向では、  $n_2 I_2 = -jn_1 I_1$  となるので角円偏波励振される。これと同時に整合条件を満足し得るのは、

$$\omega j_2 L_1 C_1 \doteq 1 \dots\dots\dots(19)$$

の近傍のみであり<sup>(10)</sup>、磁界の通さの任意の点で素子を変化させずに条件を満足させることは出来ない。何故ならば、

$$L_{1\pm} = f(\mu \pm) L_0 \dots\dots\dots(20)$$

であるから、 $H_{DC}$  が変化しそれにつれて  $L_1$  が変わり (19) の条件から離れていくと、偏波は楕円偏波から平面偏波へと近づき、非相反性が次第に失われていくからである。

ここに  $L_{1+}$  は  $L_1$  はの順方向および逆方向のインダクタンス、 $L_0$  は  $L_1$  の真空中におけるインダクタンスである。

### § 2. VHF 帯におけるフェライトの特性

この種回路の設計に際しては、使用周波数付近において、テンソル透磁率、または正負の円偏波に対するスカラー透磁率を知ることが必要になるが、UHF帯以上およびHF帯以下における正確な測定は行われている。しかし実験を行ったVHF帯におけるフェライトの性質は未だ不明確な点が多く、回路の正確な設計は行い兼ねる次第であるが、順序としてUHF帯以下の周波数においてフェライトがどのような性質を有しているかを述べる。

前述のように円板フェライトにおいて、直流磁界は軸方向に加えられているとき。

$$[\mu] = \begin{bmatrix} \mu & -j\alpha & 0 \\ j\alpha & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots(21)$$

ここに

$$\left. \begin{aligned} \mu &= \mu_1 - j\mu_2 \\ \alpha &= \alpha_1 - j\alpha_2 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(22)$$

である。

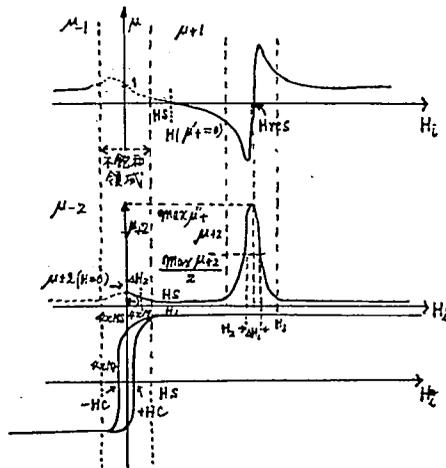


Fig. 6

次に正負円偏波に対する透磁率をそれぞれ  $\mu_+$ ,  $\mu_-$  とすると,

$$\left. \begin{aligned} \mu_{\pm} &= \mu \mp \alpha = \mu_{+1} - j\mu_{+2} \\ \text{あるいは} &= \mu_{-1} - j\mu_{-2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(23)$$

である。そして

$$\mu_{\pm} = 1 + \frac{\omega_n}{\omega_0 \mp \omega + j \frac{1}{T}} \dots\dots\dots(24)$$

で与えられる(11)。ここに  $\omega_n = 4\pi\gamma M$ ,  $\omega_0 = \gamma H_0$ ,  $T = \frac{1}{\gamma \Delta H}$  : 緩和時間である。

$\mu_{\pm}$  の測定値は一般的に第6図に示す通りである。 $\mu_{\pm}$  の変化を磁界の大きさより大別すると、不飽和領域、正円偏共振領域、零透磁率近傍の領域三つに分けられる。

$H_{DC} \cong 0$ , の領域はいわゆる anisotropy field ( $\phi$ ) による共鳴によるものであってこの共鳴についての理論的説明は十分ではないので一般にUHF帯以下では(24)式の適用は困難となり、ここに問題点が生じる。

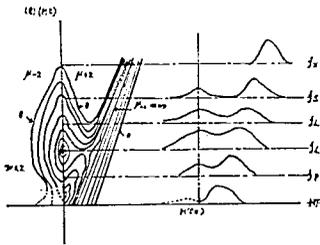


Fig. 7

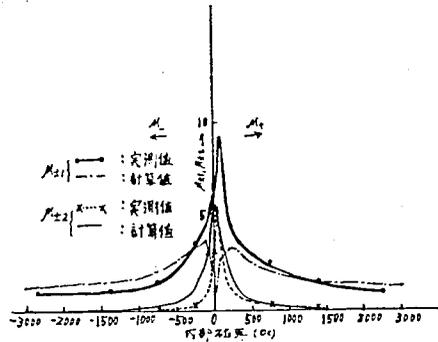


Fig. 8

anisotropy field を考慮して  $\mu_{\pm 2}$ ,  $H_{DC}$ , および  $\omega$  の関係を測定し等高線図的に表わせば第7図のようになるであろう(12)。この等高線図の断面の説明が図の右半である。すなわちXバンド以上では  $f_x$  のようになり、Sバンドにおいては  $f_s$  のようになるであろう。筆者らのこの帯域における測定値と(24)式の計算値を比較してもほぼ全範囲において一致している(13)。Lバンドとなると  $f_L$  のような変化をするであろう。筆者らのこの帯域における実測値と(24)式の計算値を比較すると不飽和領域を除き大体一致している(13)。更に低周波数になりPバンド以下になると  $f_P$ ,  $HF$  のような変化をするであろう。この帯域で100Mcにおける測定値(14)と計算値を第8図として示したが Domain Wall の運動の問題、初透磁率が1より相当大きくなるなどの問題も考慮する必要があるので予想通り(24)式からのずれはより高い周波数に対するより次第に大きくなりつつある。従って必要なことは、前述の諸効果の問題まで考慮した公式の算出であるがその前提として、この周波数帯全域について  $\mu_{+1}$ ,  $\mu_{+2}$  の測定が必要であるので測定装置を現在開発中である。

また第8図として示した特性より、この試料フェライト、TDK—E 製 G—26 ( $\Delta H = 160$ ,  $4\pi M_s = 750$ ) が実用の見地からは満足し得なくとも、実験回路としては十分な特性の方向性回路が得られるとの見通しがついたので、実験にはまづこれを使用した。

### § 3. 回路の構成および素子の構造

実験回路の構成は第9図に示した通りである。図中の非相反回路は第4図B, 第5図Bおよび第10図に示した通りである。前二者は前述のように単一共振回路と同様な考えであり、後者は広帯域化の目的で二つの独立した共振回路を直列に接続し、かついわゆるスタが一方式を採用して、中心周波数を各々少し異なる値にとってある。

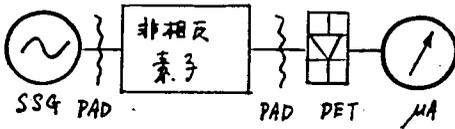


Fig. 9

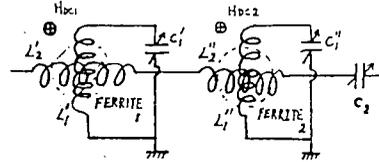


Fig. 10

フェライトに対する直交捲線の方法には二種類ある。一は第11図に示したように平円板フェライトに直接に直交捲線を施したものでこれをA型とする。他の一はフェライトの体積占有率  $\Delta V/\pi$  を小さくして挿入損失を少なくする目的のため第12図に示したように、18mm角、厚さ約1mmのテフロン板の中心部に試料をおさめその上より直交捲線を行っておりこれをB型とする。なを  $H_{DC}$  はいつでも円板の軸方向に加えられている。

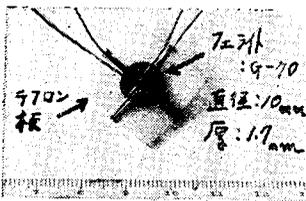


Fig. 11

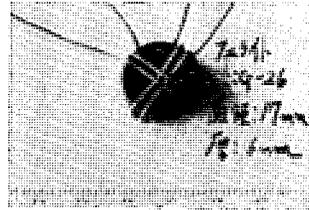


Fig. 12

単方向性を能率よく生じさせるためには  $\mu_{2+}$  と  $\mu_{2-}$  の差が大である箇所、換言すれば共鳴磁界近傍で使用することが一つの望ましい条件となる。従って実際の回路構成に際しては  $C_2$  を加減することにより直列インダクタンス  $L_2$  と共に  $\omega^2 C_2 L_2 \approx 1 \dots (19)$  として使用周波数付近に共振させ、順方向損失を最小にする。この様にしてもこの回路のQが低いので第10図のようにして広帯域化を計った場合でも不都合は生じない。この場合の条件としては

$$\omega^2_f C_2 (L'_{2-} - L''_{2-}) \approx 1 \dots (25)$$

$$\omega^2_{f1} C'_1 L'_1 \approx 1 \dots (26)$$

$$\omega^2_{f2} C''_1 L''_1 \approx 1 \dots (27)$$

となる。ここに

$$\omega_{f1} = \omega_f \pm \Delta\omega_f$$

$$\omega_{f2} = \omega_f \pm \Delta\omega_f$$

である。

このいわゆるタンデム型回路の実際の構造は二種類ある。一は直流磁界  $H_{DC}$  を共通にして用いるもので、その構造の一例は第13図に断面を示した通りである。  $L_1^1$  と  $L_2^1$  と

$L_2''$  はそれぞれ直交して巻線されており、その型式はB型であって、回路素子相互の干渉を避けるために中間に静電シールドが施されている。

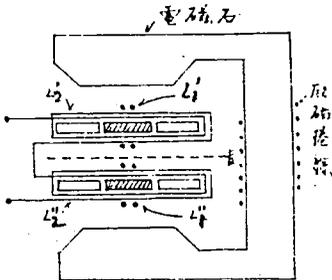


Fig. 13

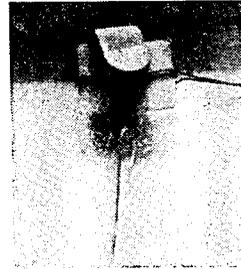


Fig. 14

他の一は、 $H_{DC}$  を別々に与えるものであり巻線方法は前同様B型である。この方式では磁石が2個必要であり、経済性および小型化の点から不利のように考えられるが、実際には磁極間隔を  $1/2$  以下にすることが可能であり共通磁石形式のものより磁石が小形となるので全体の寸法としては同程度となり、かつ構造上も簡単となるので経済性からも量産化の場合不利にはならない。またこの方式では独立した二つの狭帯域形回路から出来ているので製作に当って狭帯域形と広帯域形の素子を共通にし得るのでこの点状に都合がよい。実験に用いた素子の原形を参考のために第14図として示した。おこれら広帯域形の特長として、 $H_{DC}$ 、もしくは  $C_1'$ 、 $C_1''$  を変化させることにより順方向損失をほとんど変化させずに逆方向損失の帯域を変化し得ることがあげられる<sup>(5)</sup>。このことは可変帯域濾波器として実用上興味あることである。

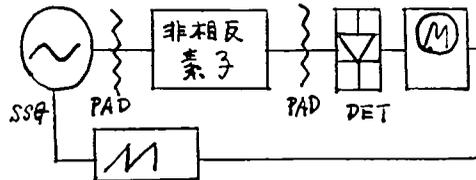


Fig. 15

#### §4. 実 験

回路の調整法は次の通りである。第15図に示したブロック図において、 $H_{DC}$  を  $\mu=1$  となるような範囲に加え伝送特性を観測する(これで  $L_0, Q_0$ : 真空中の回路の  $Q$  が算出される)。次に  $H_{DC}$  の方向を反転させつつ次第にその値を下げる。共振磁界の近傍では急激に  $\mu_1$  が変化するのでスイープ法ではこれがブラウン管上の共振曲線の変化として明瞭に観察される。伝送特性を直視しながら  $C_1, C_2$  を (19), (19') 又は (25)~(27) の条件を満足する様に調整する。このときいわゆる Figure of Merit

$$F = \frac{\text{逆方向減衰量 (dB)}}{\text{順方向挿入損失 (dB)}} \dots\dots\dots(28)$$

が最大でかつ順方向挿入損失が最小の状態になるのでこのようなスイープ法によると極め

て簡単に最良点を求められる。

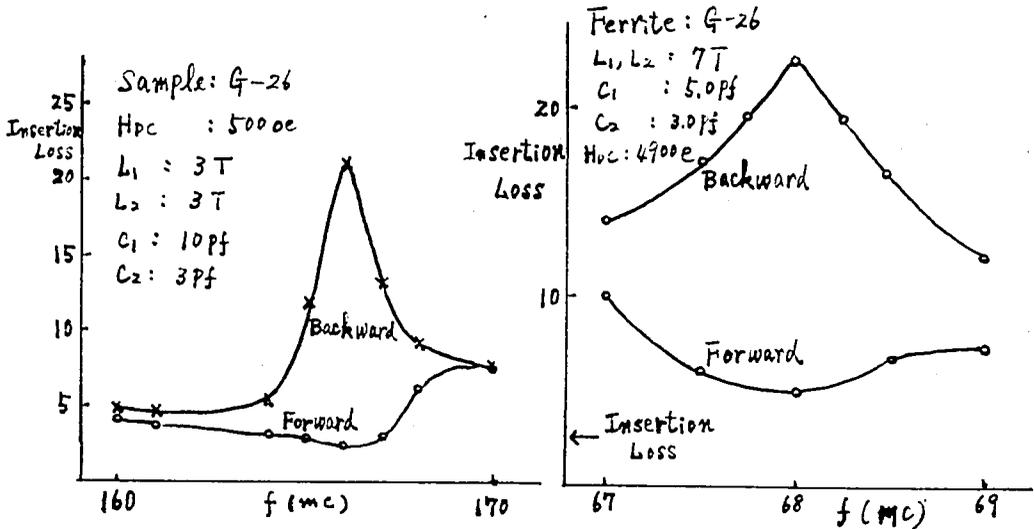


Fig. 16-A

Fig. 16-B

この様にして調整を行った素子を先に示した第9図の回路で定量的な実験を行った。同図において、測定電源としては Hewlett-Packard 社製 608C を、検波器として同社製 120A および Microlab 社製 XA-0040 を用いている。実験に際しては検波電流が一定に保たれる様に電源である標準信号発生器の減衰器を調整してその減衰量を測定した。なお PADは  $50\Omega$  であり 608C および 120A においては自蔵されているので外部回路としては状に用いてはいない。

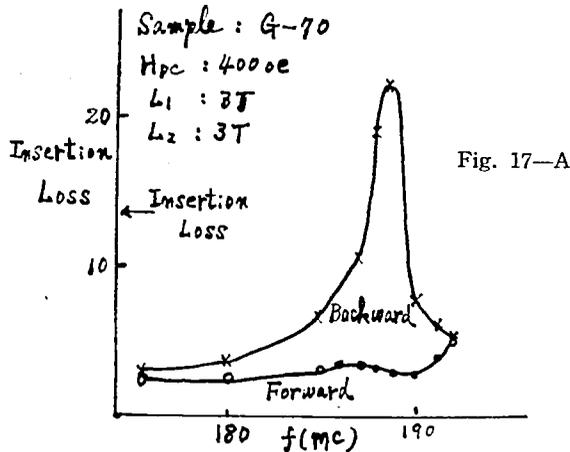
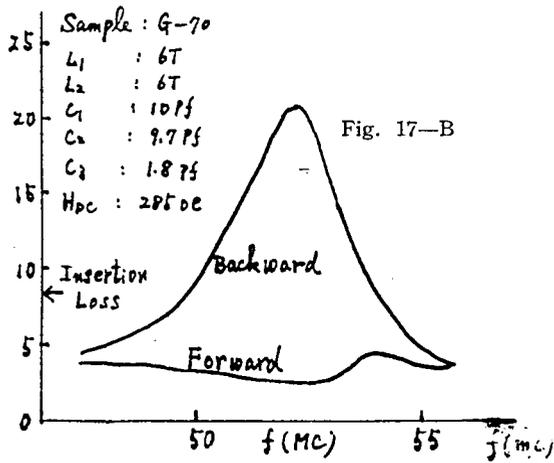
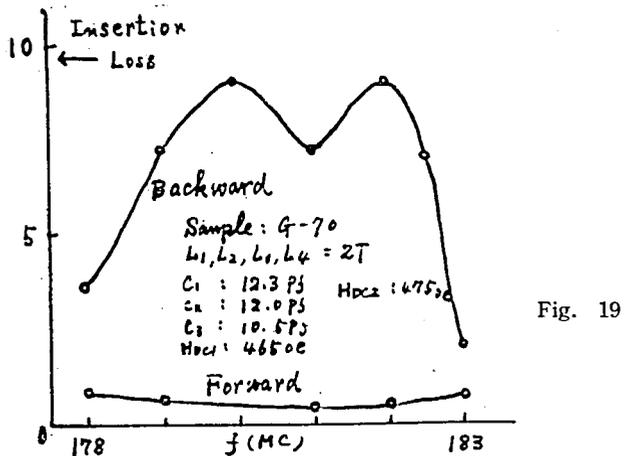
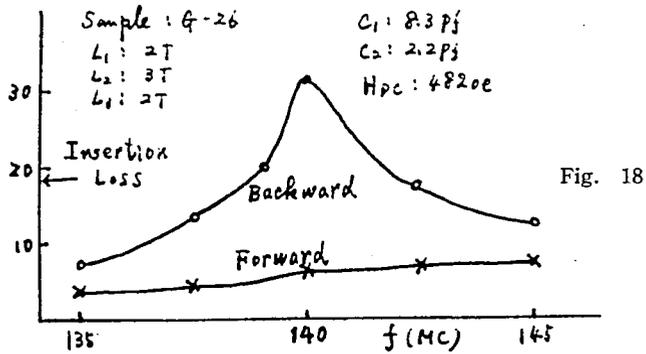


Fig. 17-A

実験回路とその結果は次の通りである。すなわち第4-B図に基づく200MC付近における結果を第16-A図、60MC付近におけるそれを第16-B図としてまた第5-B図に基づく200MC付近の結果を第17図としてそれぞれ示した。試料としてはすべて前述のようにTDK-E製  $Mn-Al-Zn$  フェライト G-26 を使用しA型捲線法を採用した。



なお第 18-A および B 図に示したように同社製 G-70 材も同様に使用し得るので、これを用いて第 10 図に示した広帯域タンデム型の実験を 200MC 付近に行ないその結果を第 19 図として示したが  $F \geq 10$  における帯域が 2.5% 程度であり、広帯域化の目的は適えられている。巻線法は B 型である。これらの図はいずれも横軸に周波数、縦軸に損失がとられている。



## § 5. 結 論

上記の結果よりこれらの回路が製造上の観点からは、立体回路におけるXバンド用素子と同程度以下の寸法であり、かつ製作が容易である特長を有し、特性上からは、飽和磁化及び半値巾のより小さい、たとえば単結晶などを試料として用いれば充分に実用性のある特性が得られるといえよう。特にタンデム型の素子は可変帯域濾波器として有用であろう。

今後は実用化に当たっての諸問題と関連して現在開発中のVHF帯におけるテンソル透磁率測定器を完成する所存であり、その結果としてこの種回路の設計理論が完成することが期待される。

末尾ながら本研究に際し終始御指導を賜わった都立大学小笠原教授ならびに御援助を賜わった日本電気K.K.の森田氏川橋氏および鋪氏に対し深謝致します。

## 文 献

- (1) B. Chiron, "Essais de Gyrateurs et Dispositifs non Reciproques aux Frequence Inferieures á 10MHz" Solid State Physics in Electronics and Telecommunications, vol. 3 Magnetic and Optical properties part 1, P. 302 June 2. 1958.
- (2) Lax and Button "Microwave Ferrites and Ferrimagnetics" McGraw-Hill. N.Y. 1962.
- (3) Dukes "Printed Circuits" Macdonald London. 1961.
- (4) 小笠原, 上野, 志方, "集中定数方向性回路の一実験" 信学マイクロ波伝送研, June 27, 1963.
- (5) 小笠原, 志方, "VHF帯広帯域単方向性回路の実験" 電気四学会連大 1484, Sept. 1965.
- (6) N. Ogasawara and Y. Shikata. "Some Remarks on Lumped Circuit Resonance Type Isolator for VHF Band" I.E.E.E. 54, 5. PP. 790~792. May. 1966.
- (7) Y. Konishi "Lumped Element Y Circulator" I.C.M.C.I. M4-9. Tokyo, Japan, Sept. 1964.
- (8) V.E. Dunn and R.W. Roberts, "New design techniques for miniature VHF circulators", presented at the G-MTT Symp., Clearwater, Fla., May 1965.
- (9) 小笠原, 志方, "VHF用小型共鳴型単方向回路の実験". 信学磁性材料部品研, May. 28, 1965.
- (10) B. Lax, "Frequency and Loss Characteristics of Microwave Ferrite Devices" I.R.E., 44. 10. PP 1368~1386, Oct. 1956.
- (11) A. Vassiliev, "Londe Electrique". 39, 207. May 1954.
- (12) 小笠原, 山元, 志方, "UHF帯におけるフェライトのテンソル透磁率測定の実状" 信学磁性材料研. May 24. 1962.
- (13) N. Ogasawara, R. Sawado and S. Yamawaki "Measurement of Tensor Permeability on Some Ferrimagnetic Materials at VHF Band Using Circularly Polarized Resonators". I.C.M.C.I. M9-6. Tokyo, Japan, Sept. 1964.