

# 低周波磁気増幅器

青木 頼元\*

信州大学工学部 通信工学教室

(昭和33年10月17日受理)

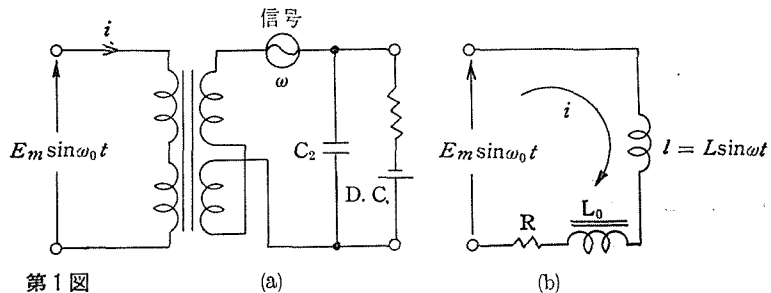
## 1. 緒 言

現在増幅器としては真空管増幅器が最も広く使用されまた最近トランジスターも実用化されこの分野に大きい範囲を占めるようになってきた。ところが大電力、長寿命という点に対してはこれ等はまだ完全ではなく、短期間における真空管取換という不経済をしのび、またトランジスターは実用されない現状である。これに対し磁気増幅器では、大電力でも半永久的に使用できるわけであって、この用途に対して非常に望ましい。磁気増幅器は、普通数 C/S 以下即ち直流増幅が主な用途とされており高周波増幅に用いられないという欠点がある。しかしながらこれは必ずしも不可能ではなく音声周波増幅に用いスピーカーを動作させた例も報告されている<sup>(1)</sup>。

そこで筆者は磁気増幅器による低周波増幅について理論的考察を行い、出力増幅度を与え式を導いた。そしてこれらが鉄心形状、電源周波数及び鉄心の磁気特性に関係することを実験によって確かめ得た。本文はその概要について報告するものである。

## 2. 動作原理

磁気増幅器は鉄心に巻かれた線輪のインダクタンスが直流励磁の値によって変化するという点を利用したものである。第1図(a)の回路において一次側電流  $i$  を一次線輪と相互作用のない二次回路の信号電流によって制御するのである。即ち等価回路で示すと第1図(b)の如くなり  $\omega$  なる信号角周波数で変化するインダクタンス  $l$  に  $\omega_0$  なる角周波数の電圧を加えたものとなる。



\* 信州大学助手

いまこの等価回路について考えてみる。この回路における微分方程式は

$$(L_0 + L \sin \omega t) \frac{di}{dt} + Ri + i \frac{d}{dt}(L_0 + L \sin \omega t) = E_m \sin \omega_0 t$$

$$\text{即ち } (L_0 + L \sin \omega t) \frac{di}{dt} + (R + \omega L \cos \omega t) i = E_m \sin \omega_0 t \quad \dots\dots\dots(1)$$

方程式(1)は簡単に解けないので今  $R=0$  と仮定して次のように変形する。

$$\frac{di}{dt} + \frac{\omega L \cos \omega t}{L_0 + L \sin \omega t} i = \frac{E_m \sin \omega_0 t}{L_0 + L \sin \omega t} \quad \dots\dots\dots(2)$$

これは  $\frac{di}{dt} + P(t)i = Q(t)$  の形でこの一般解は(3)式で与えられる。

$$i = \left\{ \int Q(t) e^{\int P(t) dt} dt + c \right\} e^{-\int P(t) dt} \quad \dots\dots\dots(3)$$

随って(2)式の解は(3)式の各項をそれぞれ計算し整理すると(4)式の如くなる。

$$i = \frac{E_m}{\omega_0} \{1 - \cos \omega_0 t\} \frac{1}{L_0 + L \sin \omega t} \quad \dots\dots\dots(4)$$

ここで  $L_0$  は信号が零の時のインダクタンスにして  $L$  は可変インダクタンスの振幅である。随って必ず  $L_0 \geq L$  となるので(4)式の  $\frac{1}{L_0 + L \sin \omega t}$  を展開する。

$$\begin{aligned} f(t) &= \frac{1}{L_0 + L \sin \omega t} = \frac{1}{L_0} \left[ \frac{1}{1 + \frac{L}{L_0} \sin \omega t} \right] = \frac{1}{L_0} \left[ 1 + \frac{(-1)}{1!} \frac{L}{L_0} \sin \omega t \right. \\ &+ \frac{(-1)(-2)}{2!} \left( \frac{L}{L_0} \sin \omega t \right)^2 + \dots\dots + \frac{(-1)(-2)\dots(-1-n+1)}{n!} \left( \frac{L}{L_0} \sin \omega t \right)^n \\ &+ \dots\dots\dots \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(5)$$

第三項以上は第二項に比較して微少と考えて省略すると

$$f(t) = \frac{1}{L_0} - \frac{L}{L_0^2} \sin \omega t \quad \dots\dots\dots(6)$$

(6)式を(4)式に代入すると次の如くなる。

$$\begin{aligned} i &= \frac{E_m}{\omega_0 L_0} - \frac{E_m L}{\omega_0 L_0^2} \sin \omega t - \left[ \frac{E_m}{\omega_0 L_0} \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} \frac{E_m L}{\omega_0 L_0 L_0} \sin (\omega_0 - \omega) t \right. \\ &\left. - \frac{1}{2} \frac{E_m L}{\omega_0 L_0 L_0} \sin (\omega_0 + \omega) t \right] \quad \dots\dots\dots(7) \end{aligned}$$

これは明らかに振幅変調波である。そしてこの場合の変調度  $m$  は

$$m = \frac{L}{L_0} \quad \dots\dots\dots(8)$$

で与えられる。

## 2.1 出力電力 $P_0$

搬送波  $\omega_0$  と上下側帯波  $(\omega_0 + \omega)$  及び  $(\omega_0 - \omega)$  よりなる(7)式の振幅変調波が抵抗  $R$  に生ずる電力  $p_1$  は

$$p_1 = \left( \frac{E_m}{\sqrt{2} \omega_0 L_0} \right)^2 R + 2 \left( \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{2} \frac{E_m L}{\omega_0 L_0 L_0} \right)^2 R$$

$$= \frac{1}{2} \left( \frac{E_m}{\omega_o L_o} \right)^2 R \left( 1 + \frac{1}{2} \frac{L^2}{L_o^2} \right) \dots \dots \dots (9)$$

之を二乗特性の復調器によって復調すると求める信号波の電力  $P_o$  は

$$P_o = \frac{1}{2} \left( \frac{E_m}{\omega_o L_o} \right)^2 R \left( 1 + \frac{1}{2} m^2 \right) \frac{m^2}{\left( \frac{3}{4} + \frac{9}{4} m^2 + \frac{9}{32} m^4 \right)} \dots \dots \dots (10)$$

次に  $\alpha = \frac{\omega_o L_o}{R}$  なるパラメーターを考えてみると適当な  $\alpha$  に対して最大電力を取り出しうる。<sup>(2)</sup>これは理想的な特性の場合に  $\alpha = 2.4$  となり実際にはそれよりも多少小さくなる。この  $\alpha$  を使って(10)式を書きなおすと

$$P_o = \frac{1}{2} \frac{E_m^2}{\omega_o^2 L_o^2} \frac{\omega_o L_o}{\alpha} \left( 1 + \frac{1}{2} m^2 \right) \frac{m^2}{\left( \frac{3}{4} + \frac{9}{4} m^2 + \frac{9}{32} m^4 \right)}$$

$$= \frac{I_m^2}{2} \frac{\omega_o L_o}{\alpha} \left( 1 + \frac{1}{2} m^2 \right) \frac{m^2}{\left( \frac{3}{4} + \frac{9}{4} m^2 + \frac{9}{32} m^4 \right)} \dots \dots \dots (11)$$

そして

$$\omega_o L_o = \frac{8\pi^2 f_o S_1 N_1^2 \mu}{l_1} \beta \times 10^{-9} \quad (\Omega) \dots \dots \dots (12)$$

ただし  $S_1$  : 一次平均断面積 (cm<sup>2</sup>)

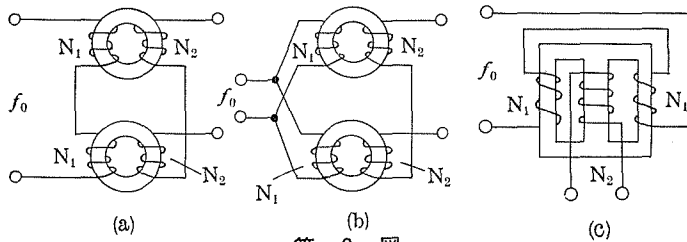
$N_1$  : 一次巻数

$l_1$  : 一次側より見た等価平均磁路長 (cm)

$\mu$  : 実効透磁率

$$I_m = \sqrt{2} i_1 = \frac{E_m}{\omega_o L_o}$$

$\beta$  : 巻線係数 (一次巻線の接続により定まる定数, 第2図参照)



第 2 図

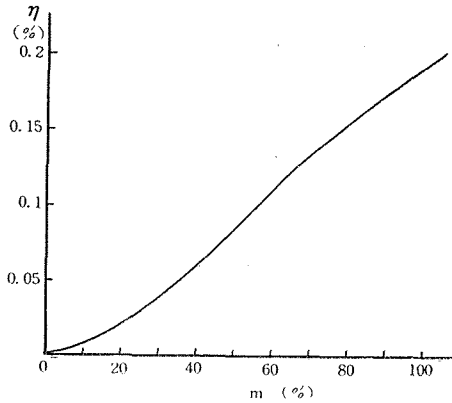
(12)式を(11)式に代入して整理すると求める出力電力の式が得られる。

$$P_o = \frac{8\pi^2 \beta}{\alpha} \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right) \left( \frac{m^2}{\frac{3}{4} + \frac{9}{4} m^2 + \frac{9}{32} m^4} \right) f_o \frac{S_1}{l_1} \left( \frac{I_m N_1}{\sqrt{2}} \right)^2 \mu \times 10^{-9} \quad (W)$$

$$= \frac{1}{2} \beta \eta f_o S_1 \left( \frac{4\pi N_1 i_1}{l_1} \right)^2 \mu \times 10^{-9} \quad (W) \dots \dots \dots (13)$$

ただし  $\eta = \frac{1}{\alpha} \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right) \frac{m^2}{\left( \frac{3}{4} + \frac{9}{4} m^2 + \frac{9}{32} m^4 \right)} \dots \dots \dots (14)$

この  $\eta$  の値を第 3 図に示す。



第 3 図

2.2 電力増幅度  $G_D$

次に信号回路側を考えてみよう。一次側のインピーダンス変化を引き起すものは信号回路の磁界の強さであって、変調度はこのインピーダンス変化によってのみ定まる。いま入力電力を  $P_i$  ボルト・アンペアとすれば、次式で表わしうる。

$$\begin{aligned}
 P_i &= v_2 i_2 = i_2^2 Z_2 = i_2^2 \gamma \frac{8\pi^2 f_2 S_2 N_2^2 \mu}{l_2} \times 10^{-9} \\
 &= \frac{1}{2} \gamma f_2 S_2 l_2 \left( \frac{4\pi N_2 i_2}{l_2} \right)^2 \mu \times 10^{-9} (VA) \dots\dots\dots(15)
 \end{aligned}$$

- ただし  $i_2$  : 信号電流 (アンペア, 実効値)
- $v_2$  : 信号電圧 (ボルト, 実効値)
- $l_2$  : 二次側より見た等価平均磁路長 (cm)
- $S_2$  : 二次平均断面積 ( $cm^2$ )
- $Z_2 = R_2 + j\omega L_2$  : 二次インピーダンス ( $\Omega$ )
- $N_2$  : 二次巻数
- $f_2$  : 信号周波数
- $\gamma$  : 二次巻線係数

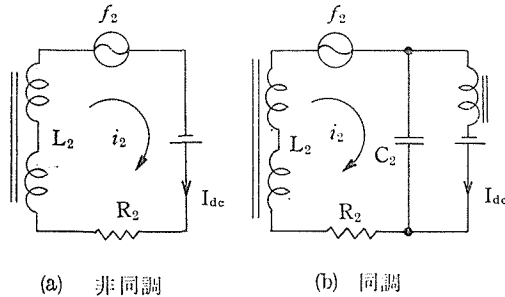
電力増幅度  $G_D$  を出力/入力 で定義すれば(15)式より次式をうる。

$$G_D = \eta \frac{\beta f_0}{\gamma f_2} \left( \frac{S_1 l_1}{S_2 l_2} \right) \frac{(4\pi N_1 i_1 / l_1)^2}{(4\pi i_2 N_2 / l_2)^2} \dots\dots\dots(16)$$

信号が単一周波数の場合は信号回路の同調をとることにより次のようになる。非同調の場合の入力は  $i_2^2 \sqrt{R_2^2 + (\omega_2 L_2)^2}$  であり同調をとることにより  $i_2^2 R_2$  となる。

随って

$$\frac{\text{同調時の入力}}{\text{非同調時の入力}} = \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + (\omega_2 L_2)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_2^2}} \dots\dots\dots(17)$$



第 4 図

もし  $R_2 \ll \omega_2 L_2$  ならば

$$\frac{\text{同調時の入力}}{\text{非同調時の入力}} \doteq \frac{R_2}{\omega_2 L_2} = \frac{1}{Q_2} \dots\dots\dots (18)$$

(15)式の入力を表わす式はこの場合次のようになる。

$$P_i' = \frac{1}{2} \gamma f_2 l_2 S_2 \mu \left( \frac{4\pi N_2 i_2}{l_2} \right)^2 \times 10^{-9} \times \frac{1}{\sqrt{1+Q_2^2}}$$

$$\doteq \frac{1}{2} \gamma f_2 l_2 S_2 \mu \left( \frac{4\pi N_2 i_2}{l_2} \right)^2 \times 10^{-9} \times \frac{1}{Q_2} \dots\dots\dots (19)$$

また(16)式の電力増幅度は

$$G_p = \eta \frac{\beta}{\gamma} \frac{f_o}{f_2} \left( \frac{S_1 l_1}{S_2 l_2} \right) \frac{(4\pi N_1 i_1 / l_1)^2}{(4\pi N_2 i_2 / l_2)^2} \times \sqrt{1+Q_2^2} \dots\dots\dots (20)$$

$$\doteq \eta \frac{\beta}{\gamma} \frac{f_o}{f_2} \left( \frac{S_1 l_1}{S_2 l_2} \right) \frac{(4\pi N_1 i_1 / l_1)^2}{(4\pi N_2 i_2 / l_2)^2} Q_2 \dots\dots\dots (20)'$$

さて電力増幅度は(16)式あるいは(20)式で与えられるからこれを上げるためには次の点を考慮すればよい。

- (1) 動作点を適当にして変調度を大にし  $\eta$  をなるべく大きくする。
- (2)  $\frac{f_o}{f_2}$  を大きく即ち信号周波数に比較して電源周波数をなるべく大きくとる。
- (3) 磁気特性の良好な材料を選ぶ。(16)式の最後の項即ち(21)式で表わされる定数は磁性材料の磁氣的性質のみによって定るものであって理想的矩形磁化特性の材料にあっては  $\nu=2$  となる。

$$\nu \equiv \frac{4\pi N_1 i_1 / l_1}{4\pi N_2 i_2 / l_2} \dots\dots\dots (21)$$

材 料	$\nu$
パーマロイ	1.7
ニッカロイ	1.3
スタロイ	0.9

第 1 表

実際の材料ではそれ以下の値であって、特性が矩形に近づくにつれ 2 に接近する。第 1 表は二、三の材料について実測した値である。

- (4)  $\frac{\beta}{\gamma}$  の大きい巻線接続及び鉄心形状とする。 $\beta$  は一次側の巻線係数であり、これを大きくまた  $\gamma$  は二次側の巻線係数で小さくすることが望ましい。二、三の鉄心形状については第 2 表の如き値となる。この三種類の形状のうちでは三脚鉄心が最も大きく  $\beta/\gamma$  が

	$\beta$	$\gamma$	$\beta/\gamma$
三脚鉄心	4	1	4
トroidal鉄心 (直列)	2	2	1
トroidal鉄心 (並列)	1/2	2	1/4

第 2 表

4 となり、磁気増幅器用として望ましい。

- (5) 信号回路の  $Q$  を良くすること。単一周波数を増幅する場合信号回路の  $Q$  を良くすれば共振をとることによりそれだけ電力増幅度を上げうる。

### 2.3 電源電力 $P_c$

真空管増幅器に直流電源を必要とするように磁気増幅器では信号周波数よりも高い周波数の交流を必要とする。この交流の電力、即ち磁気増幅器の電源電力  $P_c$  及び能率はどのようになるか次に求めてみよう。

さきに述べたように磁気増幅器の等価回路は第 1 図(b)の如く表わされる。そして信号側より一次側のインダクタンスを制御する事により  $i$  なる振幅変調波を生ずる。これが負荷  $R$  に生ずる電力  $p_1$  は(9)式のとおりでまたこれを復調して取り出す信号電力  $P_o$  は(13)式の如くなる。即ち

$$p_1 = \frac{1}{2} \left( \frac{E_m}{\omega_o L_o} \right)^2 R \left( 1 + \frac{1}{2} \frac{L^2}{L_o^2} \right) \dots\dots\dots (9)$$

$$P_o = \frac{1}{2} \beta \eta f_o (S_1 l_1) \left( \frac{4\pi N_1 i_1}{l_1} \right)^2 \mu \times 10^{-9} \dots\dots\dots (13)$$

また 
$$P_o = p_1 \frac{m^2}{\left( \frac{3}{4} + \frac{9}{4} m^2 + \frac{9}{32} m^4 \right)} \dots\dots\dots (22)$$

電源側より供給される電力は  $R$  と  $\omega_o L_o$  の両方に加えられる。この  $R$  と  $\omega_o L_o$  の間には  $\alpha = \frac{\omega_o L_o}{R}$  なる関係が存在するから結局電源電力  $P_c$  は次の如くなる。

$$P_c = p_1 + \alpha p_1 = p_1 (1 + \alpha) \dots\dots\dots (23)$$

$$= \frac{P_o (1 + \alpha)}{m^2 / \left( \frac{3}{4} + \frac{9}{4} m^2 + \frac{9}{32} m^4 \right)} \dots\dots\dots (24)$$

$$= \frac{1}{2} \beta \left( 1 + \frac{1}{\alpha} \right) \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right) f_o (S_1 l_1) \mu \left( \frac{4\pi N_1 i_1}{l_1} \right)^2 \times 10^{-9} \text{ ボルトアンペア} \dots\dots\dots (25)$$

次に能率を求めると  $P_o / P_c$  であるから(24)式より(26)式をうる。

$$\text{能率} = \frac{m^2}{\left( \frac{3}{4} + \frac{9}{4} m^2 + \frac{9}{32} m^4 \right)} \times \frac{1}{(1 + \alpha)} \dots\dots\dots (26)$$

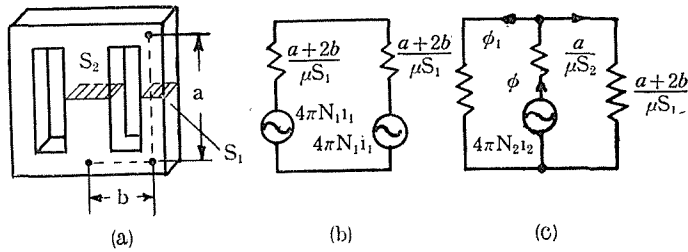
例えば100%変調で  $\alpha = 2.4$  の場合では最大能率が9%という低い値であり磁気増幅器の能率が低いことがわかる。

## 3. 鉄心形状の解析

前節に述べたところより磁気増幅器の特性は鉄心形状によって左右されることがわかる。三脚鉄心の場合とトroidal鉄心とについて次に解析してみる。

### 3.1 三脚鉄心

これは第 5 図(a)の如き構造であって巻線をそれぞれほどこした三脚の中両側の巻線は



第 5 図

中央脚に磁束が通らない極性に接続し一次巻線とするものである。そして中央脚の巻線が二次巻線となる。この鉄心の各寸法を図示の如くすれば磁氣的等価回路は第 5 図(b)(c)の如くなる。随って一次側  $S_1$  より見た等価平均磁路長  $l_1$  は中央脚  $S_2$  部分に磁束が通らないから

$$l_1 = 2(a+2b) \dots\dots\dots(27)$$

$S_2$  より見た等価平均磁路長  $l_2$  は第 5 図(c)の等価回路を考えることによって求められる。いま  $S_2$  より見た磁気抵抗を  $\mathfrak{R}$  とすれば

$$\mathfrak{R} = \frac{a}{\mu S_2} + \frac{a+2b}{2\mu S_1} = \frac{1}{\mu S_2} \left[ a + \frac{1}{2} \frac{S_2}{S_1} (a+2b) \right] \equiv \frac{l_2}{\mu S_2} \dots\dots\dots(28)$$

故に  $l_2 = a + \frac{1}{2} \frac{S_2}{S_1} (a+2b) = a + \frac{1}{2} \frac{a+2b}{\delta} \dots\dots\dots(29)$

ただし  $\delta = S_1 / S_2$

さて次に増幅定数  $\nu$  を求める。二次起磁力  $4\pi \times N_2 i_2$  によって  $S_1$  部分に生ずる磁界の強さ  $H'_2$  を求めると第 5 図(c)の等価回路を参照して

$$\begin{aligned} \phi &= \frac{4\pi N_2 i_2}{\frac{a}{\mu S_2} + \frac{a+2b}{2\mu S_1}} \\ \therefore \phi_1 &= \frac{1}{2} \frac{4\pi N_2 i_2}{\frac{a}{\mu S_2} + \frac{a+2b}{2\mu S_1}} \\ \therefore H'_2 &= \frac{B_1}{\mu} = \frac{\phi_1}{\mu S_1} = \frac{1}{2} \frac{4\pi N_2 i_2}{\delta \left( a + \frac{a+2b}{2\delta} \right)} \dots\dots\dots(30) \end{aligned}$$

また一次起磁力  $4\pi N_1 i_1$  によって  $S_1$  部分に生ずる磁界の強さ  $H_1$  は上と同様にして求められる。

$$H_1 = \frac{4\pi N_1 i_1}{(a+2b)} \dots\dots\dots(31)$$

そこで(2)式の  $\nu$  は次式の如くなる。

$$\nu = \frac{4\pi i_1 N_1 / l_1}{4\pi i_2 N_2 / l_2} = \frac{4\pi N_1 i_1 2\delta \left( a + \frac{a+2b}{2\delta} \right)}{4\pi N_2 i_2 (a+2b)} \dots\dots\dots(32)$$

上に求めた等価磁路長，増幅定数を用い  $\gamma, \beta$  に第 2 表の値を採用して前節で導いた出力  $P_o$ ，入力  $P_i$  及び電力増幅度  $G_p$  を書きなおすと次の如くなる。

$$P_o = \eta \mu f_o S_1 (a+2b) \left[ \frac{4\pi N_1 i_1}{(a+2b)} \right]^2 \times 10^{-9} (W) \dots\dots\dots(33)$$

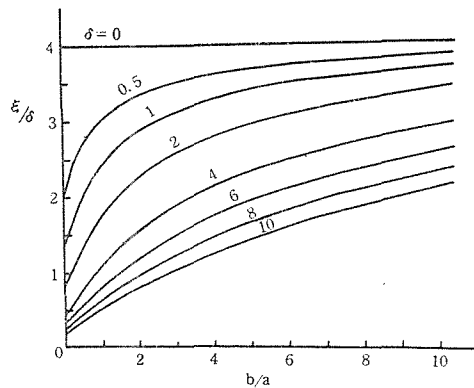
$$P_i = 2 \mu f_o S_2 \delta^2 \left( a + \frac{a+2b}{2\delta} \right) \left[ \frac{4\pi N_2 i_2}{2\delta \left( a + \frac{a+2b}{2\delta} \right)} \right]^2 \times 10^{-9} \dots\dots\dots(34)$$

$$G_p = \frac{1}{4} \eta \frac{f_o}{f_o} \frac{2 \left( 1 + \frac{2b}{a} \right)}{\delta \left( 1 + \frac{1+2b/a}{2\delta} \right)} \frac{\left[ \frac{4\pi N_1 i_1}{(a+2b)} \right]^2}{\left[ \frac{4\pi N_2 i_2}{2\delta \left( a + \frac{a+2b}{2\delta} \right)} \right]^2} = \frac{1}{4} \eta \frac{f_o}{f_o} \frac{\xi}{\delta} \nu^2 \dots\dots\dots(35)$$

ただし  $\xi = \frac{2 \left( 1 + \frac{2b}{a} \right)}{\left( 1 + \frac{1+2b/a}{2\delta} \right)}, \nu = \frac{\left[ \frac{4\pi N_1 i_1}{(a+2b)} \right]}{\left[ \frac{4\pi N_2 i_2}{2\delta \left( a + \frac{a+2b}{2\delta} \right)} \right]}$

二次回路の同調をとった場合は入力  $P_i$  を表わす(34)式に  $1/\sqrt{1+Q_2^2}$  がかかり，また電力増幅度  $G_p$  を表わす(35)式に  $\sqrt{1+Q_2^2}$  がかかることは前節のとおりである。

次に電力増幅度  $G_p$  について検討してみよう。これは(35)式で表わされるとおり変調度によって定まる定数  $\eta$  と周波数比及び鉄心の形状・性質のみに関係する。この中定数  $\eta$  は第 3 図で与えられ 100% 変調の理想的な場合に 0.19 という値になる。



第 6 図

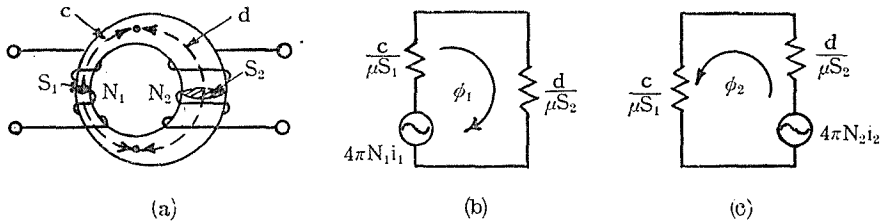
次に鉄心の形状に関する項  $\xi/\delta$  は  $b/a$  の関数であって第 6 図に示すような値となる。随って鉄心形状としては  $\xi/\delta$  がなるべく大きくなるように選ぶべきであるが，この場合最大値 4 で抑えられる。鉄心の性質に関する項の  $\nu$  の値は前に述べたように理想的な場合に 2 となる。



そこで電力増幅度は理想的な状態で  $0.76 f_0/f_2$  となりいま周波数比が 3 ならば  $G_p$  は 2.28 となる。実際にはそれよりも小さいが、しかし二次側の同調をとることによって  $\sqrt{1+Q_2}$  倍となしうるものである。

### 3.2 トロイダル鉄心

この場合の磁気増幅器は第 7 図(a)の如きトロイダル鉄心に一次及び二次巻線をほどこしこれを 2 個使用して、一次側と二次側の相互作用のないように接続したものである。即ち第 2 図(a)或は(b)に示す如き回路を形成する。この鉄心の一次側から見た磁氣的等価回路は第 7 図(b)の如くなるので一次等価磁路長  $l_1$  は次式で与えられる。



第 7 図

$$\text{一次側磁気抵抗 } \mathfrak{R} = \frac{c}{\mu S_1} + \frac{d}{\mu S_2} = \frac{1}{\mu S_1} \left( c + \frac{S_1 d}{S_2} \right) \dots\dots\dots(36)$$

$$\text{故に } l_1 = c + \frac{S_1}{S_2} d = c + \delta d \dots\dots\dots(37)$$

また一次起磁力  $4\pi N_1 i_1$  によって  $S_1$  内に生ずる磁界の強さ  $H_1$  は

$$H_1 = \frac{\phi_1}{\mu S_1} = \frac{1}{\mu S_1} \frac{4\pi N_1 i_1}{\frac{c}{\mu S_1} + \frac{d}{\mu S_2}} = \frac{4\pi N_1 i_1}{c + \delta d} \dots\dots\dots(38)$$

次に二次側から見た磁氣的等価回路は第 7 図(c)の如くなるので二次等価磁路長  $l_2$  は前と同様に次式で与えられる。

$$l_2 = \left( d + \frac{c}{\delta} \right) \dots\dots\dots(39)$$

二次起磁力  $4\pi N_2 i_2$  によって  $S_1$  部分に生ずる磁界の強さ  $H'_2$  は

$$H'_2 = \frac{\phi_2}{\mu S_1} = \frac{1}{\mu S_1} \frac{4\pi N_2 i_2}{\frac{c}{\mu S_1} + \frac{d}{\mu S_2}} = \frac{4\pi N_2 i_2}{c + \delta d} \dots\dots\dots(40)$$

となる。随って増幅定数  $\nu$  は(2)式に(38)式及び(40)式を代入して次のようになる。

$$\nu = \frac{4\pi i_1 N_1 / l_1}{4\pi i_2 N_2 / l_2} = \frac{N_1 i_1}{N_2 i_2} \dots\dots\dots(41)$$

以上求めた等価磁路長、増幅定数及び第 2 表に示した  $\gamma$ 、 $\beta$  の値を用いて、前節で導

いた出力電力  $P_o$  入力電力  $P_i$  及び電力増幅度  $G_D$  を書きなおすとトロイダル鉄心の場合の式が得られる。いまトロイダル鉄心の直列接続（第2図(a)）についてこれらの式を求めると次のようになる。

$$P_o = \eta \mu f_o S_1 (c + \delta d) \left[ \frac{4\pi N_1 i_1}{c + \delta d} \right]^2 \times 10^{-9} \dots \dots \dots (42)$$

$$P_i = \mu f_2 S_1 (c + \delta d) \left[ \frac{4\pi N_2 i_2}{c + \delta d} \right]^2 \times 10^{-9} \dots \dots \dots (43)$$

$$G_D = \eta \frac{f_o}{f_2} \frac{\left[ \frac{4\pi N_1 i_1}{c + \delta d} \right]^2}{\left[ \frac{4\pi N_2 i_2}{c + \delta d} \right]^2} = \eta \frac{f_o}{f_2} \left( \frac{N_1 i_1}{N_2 i_2} \right)^2 \dots \dots \dots (44)$$

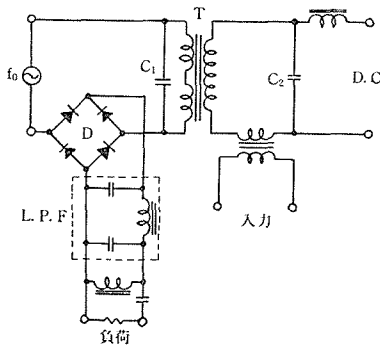
二次回路の同調をとった場合は前と同様入力電力  $P_i$  を表わす(43)式に  $1/\sqrt{1+Q_2^2}$  がかけられた電力増幅度  $G_D$  を表わす(44)式が  $\sqrt{1+Q_2^2}$  倍される。

(44)式より知られるように電力増幅度は変調度によって定まる定数  $\eta$  と周波数比及び鉄心の性質による定数に關係する。三脚鉄心の場合は鉄心形状にも關係したが、このトロイダル鉄心では關係せずしたがって理想的な場合の電力増幅度は  $0.76 \frac{f_o}{f_2}$  となる。もし周波数比を 3 とすれば電力増幅度は 2.28 となり三脚鉄心の場合と同じになる。またトロイダル鉄心の並列接続においては第2表より知りうるように上述の1/4となる。

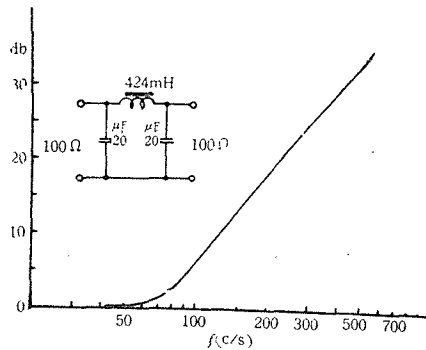
### 4. 測定結果

#### 4.1 回路

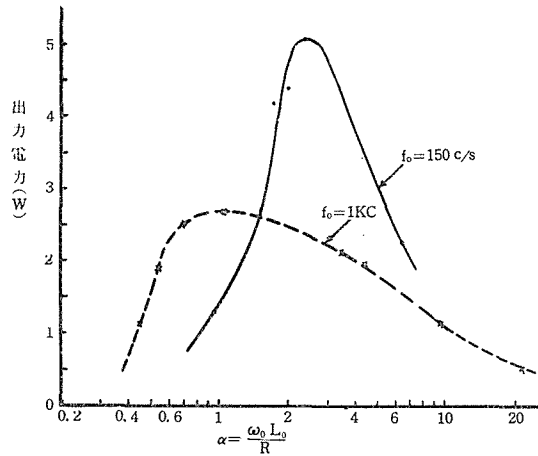
測定に用いた磁気増幅器は最も簡単な第8図の回路であって、磁性材料Tの透磁率を



第 8 図



第 9 図



第 10 図

変化させるものである。Dは復調器でセレン整流器を用いた。また復調波より信号を取り出すために定K型低域濾波器を復調器の後に入れ負荷に信号を取りだしている。この低域濾波器の特性は第9図のようなものである。

なお  $\alpha = \frac{\omega_0 L_0}{R}$  の値について実測すると第10図のように周波数が低く鉄損の少ない場合は最大値が2.4附近にあり、周波数が高くなり鉄損が増加するほど減少している。

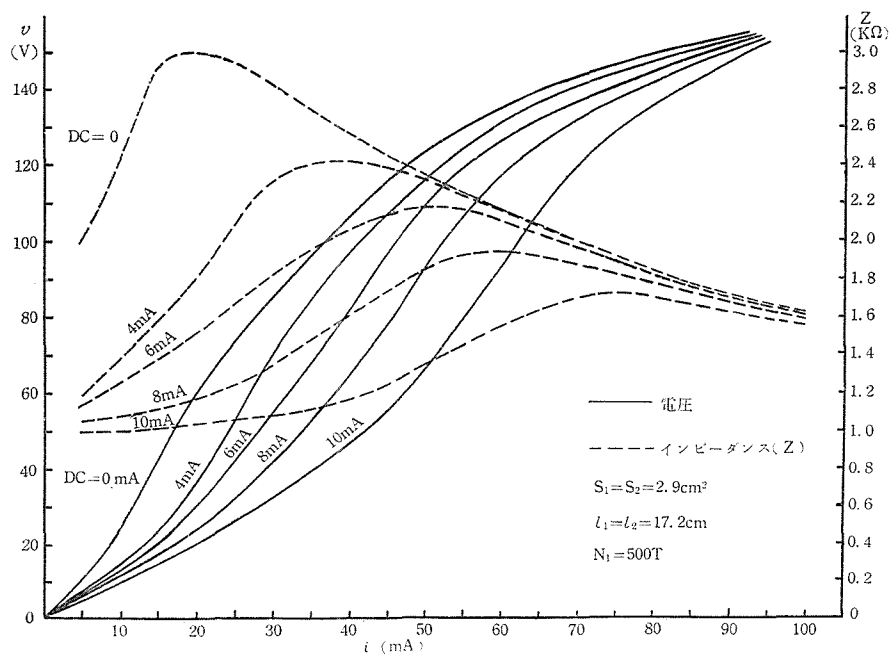
#### 4.2 磁化特性

磁気増幅器は磁性材料のインダクタンスの値が直流の値によって変化することを利用したものである。そこで磁性材料の直流をパラメーターにした磁化特性は最も基礎になる特性であって、ここに二、三の磁性材料について測定し第11図に示す。同図(a)はスタロイ鉄心、(b)はニッカロイ鉄心、(c)はパーマロイ鉄心の場合であって、何れも電源周波数150c/sで測定したものである。最適動作点としては勿論インダクタンス変化の最も大きいところが良い訳である。これらの図より(2)式の増幅定数 $\nu$ が求まり、その結果が前述の第1表である。

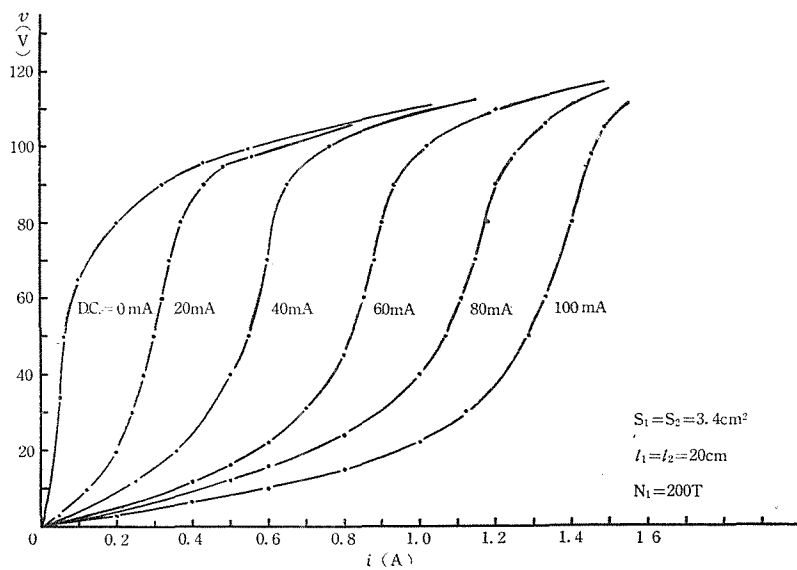
#### 4.3 増幅特性

第8図の回路において、入力電力に対する出力電力、電力増幅度及び電源電力を測定し第12図に示す。鉄心は第5図(a)の如きパーマロイ三脚鉄心で  $S_1 = 2 \text{ cm}^2$ ,  $S_2 = 4 \text{ cm}^2$ ,  $a = 5 \text{ cm}$ ,  $b = 2.5 \text{ cm}$  また巻数は第2図(c)において  $N_1 = 250$ ,  $N_2 = 1000$  とした。このとき信号周波数50c/sを150c/sの電源周波数を用いて増幅した特性である。

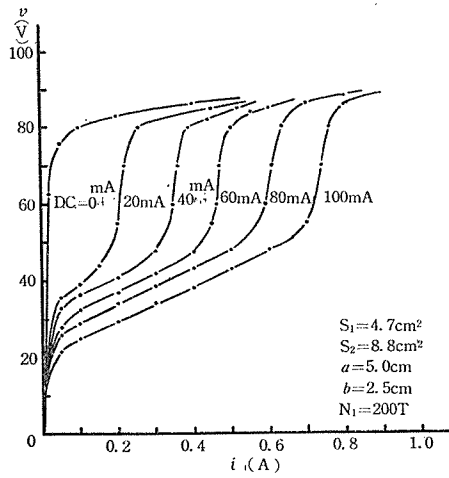
#### 4.4 電源周波数 $f_0$ の影響



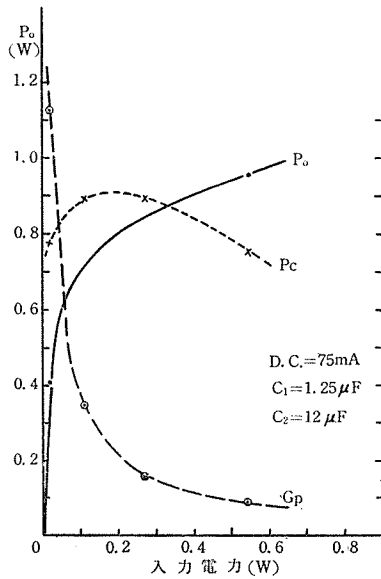
第11図 (a)



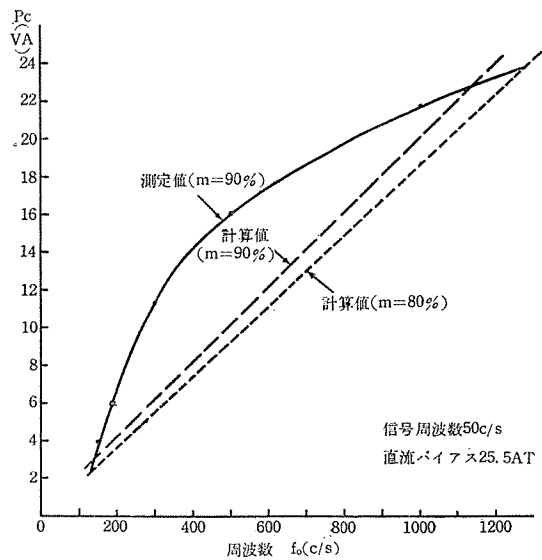
(b)



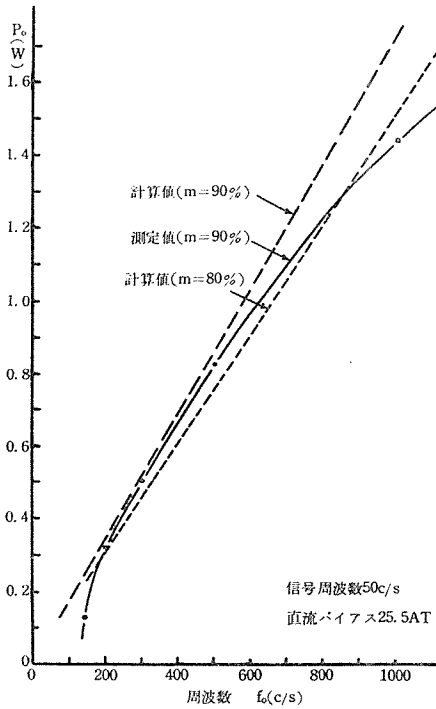
(c)



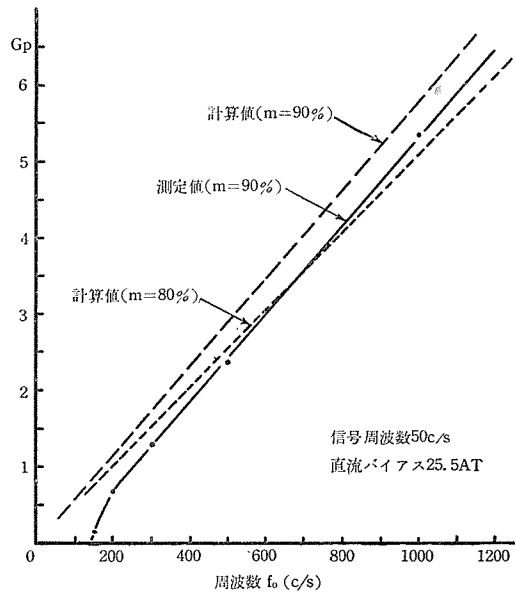
第 12 図



第 13 図



第 14 図

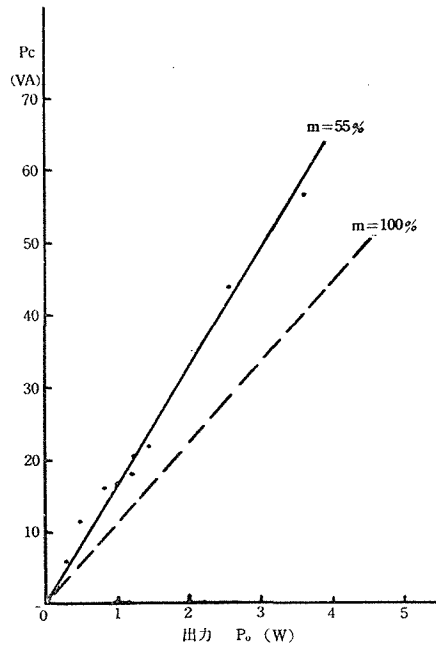


第 15 図

第7図(a)の如き環状パーマロイ鉄心を用いて電源周波数  $f_o$  の影響を測定してみた。鉄心は  $S_1=S_2=1.4\text{cm}^2$ ,  $c=d=6.1\text{cm}$  なる寸法の環状鉄心を2個使用し第2図(a)の如く接続したものである。このとき巻数は  $N_1=255$ ,  $N_2=500$  であって第8図の回路によって電源周波数  $f_o$  を  $150\text{c/s}$  より  $1\text{KC}$  まで変化し電源電力  $P_c$ , 出力電力  $P_o$  及び電力増幅度  $G_p$  を測定した。電源電力  $P_c$  は(24)式或は(25)式の関係で求められ第13図に測定結果と計算結果を図示する。また第14図に出力電力特性を示し第15図に電力増幅度特性を示す。これらはそれぞれ(22)式及び(24)式より求めることができ測定結果とともに計算値を図示した。

#### 4.5 電源電力 $P_c$

電源電力  $P_c$  と出力電力  $P_o$  の間の関係は(24)式で与えられる。第16図はこの関係を測定したものである。図の点線は  $\alpha=2.4$ ,  $m=100\%$  として(24)式によって計算したものであるが、測定結果は  $m=55\%$  の値即ち実線によく一致している。実際には  $m=90\%$  程度であった。



第 16 図

## 5. 結 言

以上低周波増幅用の磁気増幅器について解析を行い測定結果について述べた。これは非直線現象を直線現象として解いたので、得られた式は近似式となり測定結果と完全には一致していない。更に損失を考慮に入れずに解いたが実際には整流器の損失、周波数とともに増加する鉄損等が入ってくるわけである。

しかしながらこれらの式はその傾向についてよく現象を説明しまた近似式として任意の磁気増幅器の設計にあたり十分使用できると思う。なお実験では50サイクルの増幅についてのみ行ったが、更に高い周波数の場合も電源周波数を上げることによって同様に行いうる筈である。

終りに日頃御指導を賜わる東北大学永井教授、本学部白川教授に厚く御礼申し上げます。また実験にあたり種々御便宜を戴いた通研電気工業株式会社の各位に御礼申し上げます。

## 参 考 文 献

- (1) Frank, G. Lorgan : Electronics, (Oct. 1948)
- (2) Sidney B. Cohen : I.R.E. 39, 9. p.1009 (1951)

### Summary

## Magnetic Amplifiers for Audio Frequencies

Yorimoto AOKI

(Department of Communication Engineering, Faculty of Engineering)

A magnetic amplifier has advantages of long life, high power and no moving parts in operation. Therefore, recent years this amplifier has increasingly come into practical use for amplifying under a few cycles of frequency, i.e. dc. A magnetic amplifier, however, has not yet come to be put to practical use for audio frequency.

It is the purpose of this paper to analyse the magnetic amplifier that amplifies audio frequencies. And the equations of output power, input power and amplification are introduced. The results obtained by these equations almost agree with experimental tests made for magnetic amplifier that amplifies a single frequency, 50 cycles.