

直流電流比較器の検出特性

On the Sensitivity Characteristics of Direct Current Comparator

小 斯 波 脩* 寺 沢 義 雄*
Osamu Koshiba Yoshio Terasawa

要 旨

直流大電流測定用の分流器，DCCT などの精密な目盛校正に適する方法として注目されている直流電流比較器について，小形の実験モデル 2 種を試作して検出特性，変調および検出回路条件，検出精度および外部磁界の影響などについて実験した。検出精度 10^{-4} が容易に得られ，二次電流自動補償方式によって実用的な高精度大電流測定装置を構成できることが明らかとなった。さらに検出電圧の波形と平均値について鉄心の B-H 特性を角形ループと仮定して解析し，実験結果とかなりよく一致すること，特性の近似計算ができることがわかった。

1. 緒 言

直流大電流の測定には分流器，直流変流器 (DCCT)，ホール CT，および種々の電流総合法が広く実用されている。日立製作所では，さきに電解工場における 100 kA 級の高精度 ($\pm 0.5\%$) 計測のため，並列分流器の抵抗加算法を開発し好結果を得た⁽¹⁾。このような大電流計測の測定精度向上に伴い，分流器，DCCT などの精密な目盛校正に対する要求から直流電流比較器(あるいは補償変流器)が注目されるようになった。1959 年ドイツ・AEG の L. Abraham 氏らは，定格 20 kA，電流比 400:1，精度 0.01~0.1% の補償変流器を試作した⁽²⁾。また 1962 年カナダ・National Research Council の N. L. Kusters 氏らは定格 400 AT，電流比 400:1 で検出精度 10^{-6} の実験モデルを構成し，さらにその後，電流比 2,000:1 および 10:1 のカスケード接続により検出精度 10^{-5} で 20 kA の直流電流比較器を構成している^{(3)~(5)}。

直流電流比較器は，原理的には第 2 高調波磁気変調器である。高初透磁率の 2 個の巻鉄心に，それぞれ交流変調磁束を与えておき一次大電流による直流起磁力を二次小電流による起磁力で補償し，検出電圧の零位法により平衡点を見いだす方法である。したがって鉄心の磁気特性曲線の非直線性およびヒステリシスは測定精度に影響せず，ただ感度に影響するのみで，安定で信頼度の高い方法である。一次大電流は，巻数比と二次小電流から測定されるので測定精度は二次小電流の測定精度によって定まる。したがって二次小電流を高精度で測定すれば大電流の精密測定が可能となる。

2. 試作実験モデルの特性

2.1 実験モデルの構成仕様

測定すべき一次電流起磁力，200~300 AT 程度の A 形，および 1,000~2,000 AT 程度の B 形実験モデルを試作し基礎検討を行なった。表 1 および表 2 にそれぞれの構成仕様を示す。

2.2 検 出 特 性

実験回路を図 1 に示す。A 形 Supermalloy 比較器の直流 AT に対する第 2 高調波検出電圧(実効値)の一例を図 2 に示す。一次または二次電流の交流成分による影響を減衰させるための脈動抑制巻線 N_{rs} 開放の場合，直流 AT ゼロで約 15mV のゼロノイズがあるが，これは 2 個の測定鉄心の磁気特性の差異によるものである。 N_{rs} を短絡した場合にはゼロノイズは約 1/3 に減少するが同時に感度(直流 AT のゼロ付近における検出電圧と AT の比)も約 1/15 に減少する。

直流 AT の正，負の方向によって検出電圧の位相は反転する。したがってこの位相を弁別して増幅し，サーボモータにより二次電流

表 1 A 形試作 DC 比較器仕様

	Supermalloy				Mo-permalloy				Oriented Si-iron			
鉄心寸法 (mm)	OD	ID	H	T	OD	ID	H	T	OD	ID	H	T
鉄心重量 (g)	85	75	8	0.1	85	75	8	0.1	85	75	8	0.2
初透磁率 μ_0	105,000	100,000	40,000	36,500	—	—	—	—	—	—	—	—
最大透磁率 μ_m	488,000	490,000	297,000	267,000	—	—	—	—	—	—	—	—
保磁力 H_c (Oe)	0.0075	0.0075	0.0150	0.0155	0.145	0.143	—	—	—	—	—	—
磁束密度 B_{10} (kg)	—	—	—	—	16.0	15.6	—	—	—	—	—	—
B_r/B_{10} (%)	—	—	—	—	85.5	86.0	—	—	—	—	—	—
鉄心ケース寸法 (mm)	OD	ID	H	T	OD	ID	H	T	OD	ID	H	T
	87	73	10.5	10.5	87	73	10.5	10.5	87	73	10.5	10.5
検出巻線 N_d	0.2 mmφ 単層 940T 各鉄心				0.2 mmφ, 920T 各鉄心				0.2 mmφ, 920T 各鉄心			
静電遮へい	アルミハク，厚さ 0.03 mm×幅 15 mm，コンデンサ紙絶縁				アルミハク，厚さ 0.03 mm×幅 15 mm，コンデンサ紙絶縁				アルミハク，厚さ 0.03 mm×幅 15 mm，コンデンサ紙絶縁			
変調巻線 N_m	0.35 mmφ 単層，500 T 各鉄心				0.35 mmφ 単層，500 T 各鉄心				0.35 mmφ 単層，500 T 各鉄心			
内側磁気遮へい	50% Ni-Fe，0.20 mm t×30 mm ストリップ 2 T				50% Ni-Fe，0.20 mm t×30 mm ストリップ 2 T				50% Ni-Fe，0.20 mm t×30 mm ストリップ 2 T			
偏差巻線 N_{dev}	0.4 mmφ，100 T				0.4 mmφ，100 T				0.4 mmφ，100 T			
外側磁気遮へい	ケイ素鋼 E-9 環状打抜板				OD60×ID40×T0.2，OD120×ID100×T0.2，積厚 36				OD120×ID40×T0.2，積厚 9×2			
脈動抑制巻線 N_{rs}	0.8 mmφ，50 T				0.8 mmφ，50 T				0.8 mmφ，50 T			
二次巻線 N_s	0.55 mmφ，40 T				0.55 mmφ，40 T				0.55 mmφ，40 T			
組立後窓寸法	30 mmφ，				30 mmφ，				30 mmφ，			

表 2 B 形試作 DC 比較器仕様

	Mo-permalloy				Oriented Si-iron			
鉄心寸法 (mm)	OD	ID	H	T	OD	ID	H	T
鉄心重量 (g)	160	148	10	0.1	160	145	10	0.2
初透磁率 μ_0	25,200	25,600	—	—	—	—	—	—
最大透磁率 μ_m	100,000	177,000	—	—	—	—	—	—
保磁力 H_c (Oe)	0.025	0.170	0.157	0.150	—	—	—	—
磁束密度 B_{10} (kg)	—	—	15.6	15.4	—	—	—	—
B_r/B_{10} (%)	—	—	84.0	85.0	—	—	—	—
鉄心ケース寸法 (mm)	OD	ID	H	T	OD	ID	H	T
	164	144	16	16	166	142	15	15
検出巻線 N_d	0.35 mmφ 単層 1,000 T 各鉄心				0.35 mmφ 単層 1,040 各鉄心			
静電遮へい	アルミハク，厚さ 0.03 mm×幅 20 mm，コンデンサ紙絶縁				アルミハク，厚さ 0.03 mm×幅 20 mm，コンデンサ紙絶縁			
変調巻線 N_m	0.4 mmφ，単層 850 T				0.4 mmφ，単層 850 T			
内側磁気遮へい	50% Ni-Fe，0.20 mm t×30 mm，ストリップ，2 T				50% Ni-Fe，0.20 mm t×30 mm，ストリップ，2 T			
偏差巻線 N_{dev}	0.55 mmφ，100 T				0.55 mmφ，100 T			
外側磁気遮へい	ケイ素鋼 E-9 環状打抜板				OD120×ID90×T0.2，OD220×ID190×T0.2，積厚 80			
	OD220×ID90×T0.2，積厚 10×2				OD220×ID90×T0.2，積厚 10×2			
脈動抑制巻線 N_{rs}	0.8 mmφ，50 T				0.8 mmφ，50 T			
二次巻線 N_s	0.55 mmφ，40 T，300 T×2				0.55 mmφ，40 T，300 T×2			
組立後窓寸法	75 mmφ				75 mmφ			

回路の可変抵抗器を制御して自動補償するゼロ検出平衡方式が可能である。

直流 AT がもっと大きい領域では，図 3 に示すように鉄心が飽和するため検出電圧に山ができる。検出回路インピーダンスの小さいほうが山になる AT の値が大きい。最大直流 AT がこの山に達しないでゼロに戻り逆方向に転じてもゼロシフトは生じないが，この山を越える値から戻った場合には逆方向に約 3 mAT のゼロシフトを生ずる。山を越えて 10 AT (ほぼ磁化力 0.4 AT/cm) 以上から戻

* 日立製作所日立研究所

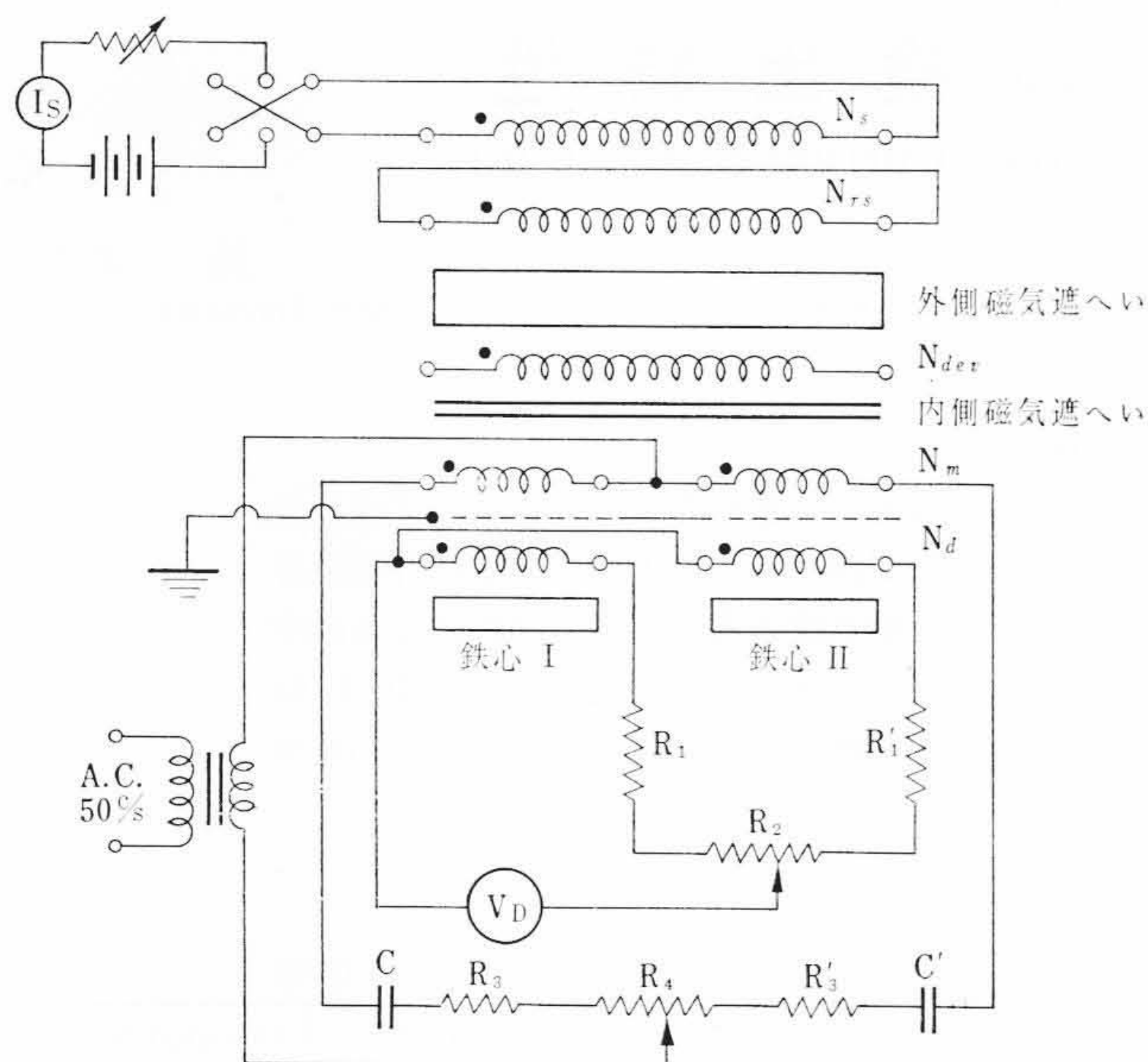


図1 実験回路

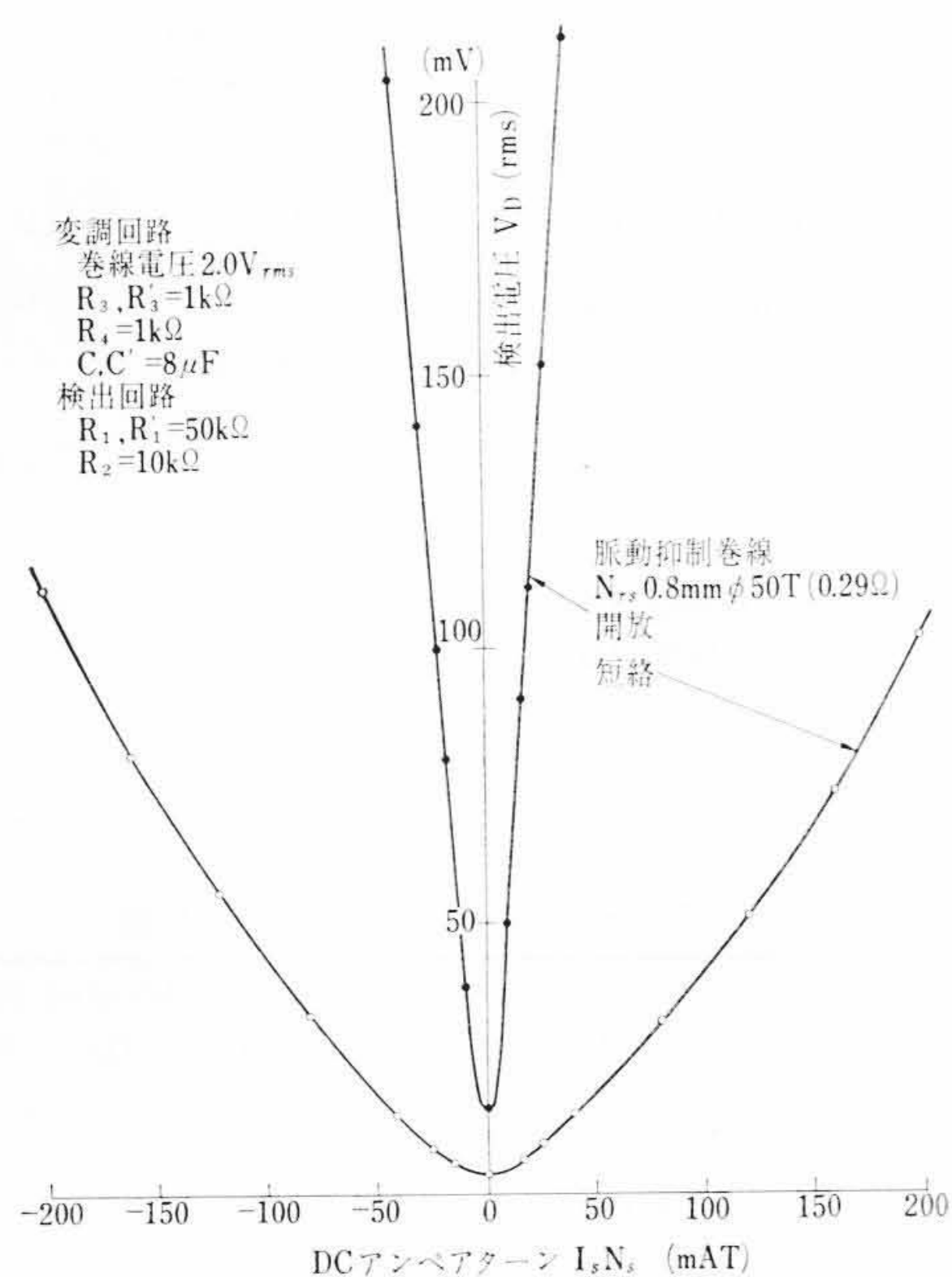


図2 A形 Supermalloy 比較器検出特性

った場合、ゼロシフトの値はほぼ一定である。飽和後に生ずるこのゼロシフトは測定鉄心の残留磁気の差異によるものと解される。

変調磁束の波形を変えると検出特性は大幅に変化する。変調回路インピーダンスが小さく、巻線電圧が正弦波に近い条件よりも、インピーダンスが大きく電流正弦波に近い条件のほうが感度は増大するが反面ゼロノイズも大きくなる傾向がある。いずれの条件でも、変調磁束レベルが低いときは、測定鉄心の消磁状態から出発して直流ATが比較的低い値(A形 Supermalloy 比較器で数10 mAT)から戻ってもゼロシフトを生じ、検出特性にヒステリシスがあらわれる。これを避けるには、測定鉄心がほぼ飽和領域にはいる程度の磁束密度まで変調しておく必要がある。また過励振にするとかえって感度が低下する。

以上は、Mo-permalloy および方向性ケイ素鋼鉄心を用いたA形およびB形比較器の場合にも、感度およびゼロノイズに差異はあるが特性の傾向は Supermalloy 鉄心の場合と類似している。

検出特性におけるゼロノイズは、数時間の実験中10~15%くらいのドリフトを生ずる場合がある。これは電源電圧および波形の変化、

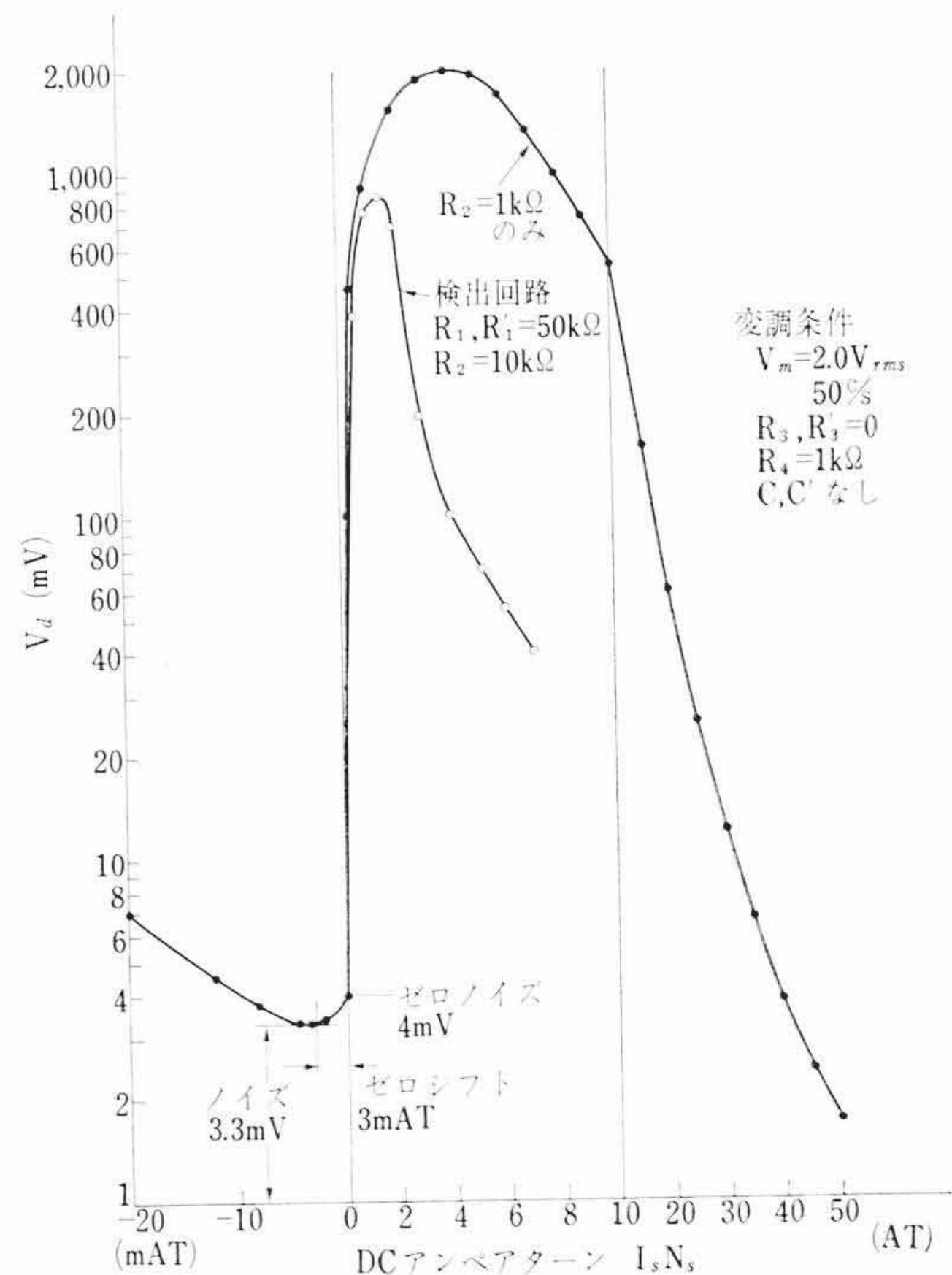


図3 A形 Supermalloy 比較器ゼロシフトおよびノイズ

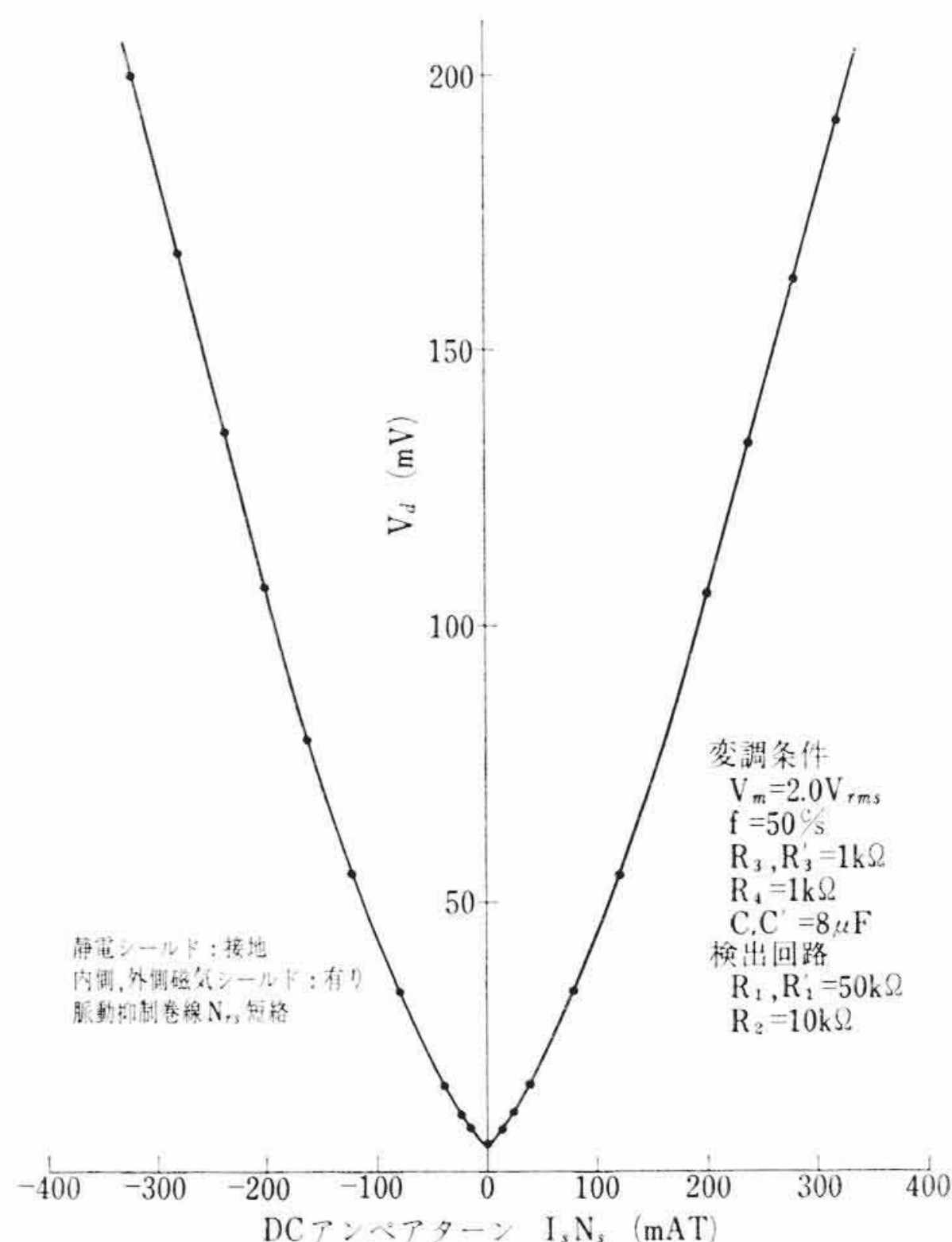


図4 A形 Supermalloy 比較器検出特性

測定鉄心の特性や回路インピーダンスなどの温度変化、検出器の特性などによるものと思われる。しかし一次、二次直流ATの平衡をとり、ゼロノイズの最小点を検出するうえには実用上あまり問題にはならないと考えられる。

2個の測定鉄心の変調のバランスをとる場合、偏差巻線 N_{dev} に誘起する電圧を最小にするように変調回路の可変抵抗器 R_4 を調整し、次いで検出回路の抵抗 R_2 を調整してゼロノイズを最小にすればよい。さらに、以上の操作をしたのち再び変調回路の R_4 を微調整し、かつ検出回路の抵抗 R_2 を調整すれば、かえって N_{dev} に誘起する電圧は大きくなるがゼロノイズが小さい、という場合がある。変調回路インピーダンスが大きく電流正弦波条件に近いほど、また検出回路インピーダンスが小さいほどこの変調のバランスのとり方による差異が大きくなる傾向がある。

検出巻線と変調巻線間の静電遮へいは、そのアースの有無によ

表 3 A 形比較器の検出精度

測定鉄心材質	ゼロ ノイズ (mV)	検出器 測定 レンジ (mV)	最 小 検出 電圧 (mV)	原点における 感度の逆数 (mAT/mV)	ゼ ロ シフト (mAT)	検 出 精 度 (一次100AT)
Supermalloy	4.5	30	1	4~8.4/1	3	$0.7 \sim 1.2 \times 10^{-4}$
Mo-permalloy	10	30	1	5.5~12.5/1	5	$1.1 \sim 1.8 \times 10^{-4}$
Oriented Si-iron	22	100	2	16~23/2	16	$3.2 \sim 3.9 \times 10^{-4}$

表 4 B 形比較器の検出精度

測定鉄心材質	ゼ ロ ノイズ (mV)	検出器 測定 レンジ (mV)	最 小 検出 電圧 (mV)	原点における 感度の逆数 (mAT/mV)	ゼ ロ シフト (mAT)	検 出 精 度 (一次1,000AT)
Mo-permalloy	60	100	2	30~45	15	$0.45 \sim 0.6 \times 10^{-4}$
Oriented Si-iron	175	300	10	70~80	30	$1.0 \sim 1.1 \times 10^{-4}$

て特性は変わらないから直流電流比較器では実用上静電遮へいには必要がないと思われる。

2.3 検 出 精 度

A 形 Supermalloy 比較器において、感度、ゼロノイズなどの点で良好な特性を示す変調条件で脈動抑制巻線 N_r を短絡して検出特性を求めたのが図 4 である。実際にこの条件で三相ブリッジ整流電流を貫通一次巻線に 50~100A 流し、二次巻線に蓄電池から補償電流をとって平衡させ、巻数比どおり測定し得ることを確かめた。A 形モデル 3 種の比較器について検出精度を表 3 に示す。検出精度としては、検出用真空管電圧計の目盛に対応する直流 AT，すなわち検出感度の逆数とゼロシフトの和を一次 AT で除した値をとった。A 形モデル 2 種について同様に実験した結果を表 4 に示す。

窓面積(一次巻線スペース)から考えて、A 形モデルでは 200~300 AT 程度まで、B 形モデルで 1,000~2,000 AT 程度まで測定可能であるから検出精度は表の値よりもさらに向上させることができ、方向性ケイ素鋼巻鉄心を用いた比較器でも検出精度 10^{-4} を得ることが容易である。

2.4 外部磁界の影響

一次、二次直流 AT の平衡を検出電圧のゼロノイズ最小の点で見いだす際、外部磁界により平衡条件が妨害されることが予想される。これを避けるためにはじめ 2 重の磁気遮へいを施して実験した。磁気遮へいの効果を調べるため小形永久磁石による局部磁界および単層円筒ソレノイドによる平等磁界(DC および AC) 約 10 Oe を加えて種々実験した。この結果 AC 平等磁界の影響が大きいとはいえ外側磁気遮へいを施せば検出特性のゼロノイズが数%変化する程度であり、内側磁気遮へいを併用する必要性はほとんどないことがわかった。

3. 検出特性の解析

比較器の回路を図 5 のように考え、測定鉄心の磁気特性を便宜上角形ヒステリシスループと仮定する。キルヒホッフの法則から

変調巻線電流

$$i_1 = \frac{1}{r_1} (e_m - N_m \cdot \Phi_1), \quad i_2 = \frac{1}{r_2} (e_m + N_m \cdot \Phi_2)$$

検出巻線電流

$$i_d = \frac{N_d}{R_1 + R_2} (\Phi_1 - \Phi_2) \quad \dots\dots (1)$$

直流入力電流

$$i_s = \frac{1}{r_s} \{e_s - N_s (\Phi_1 + \Phi_2)\}$$

となる。ここに Φ_1, Φ_2 は鉄心 I, II の磁束の時間微分係数である。

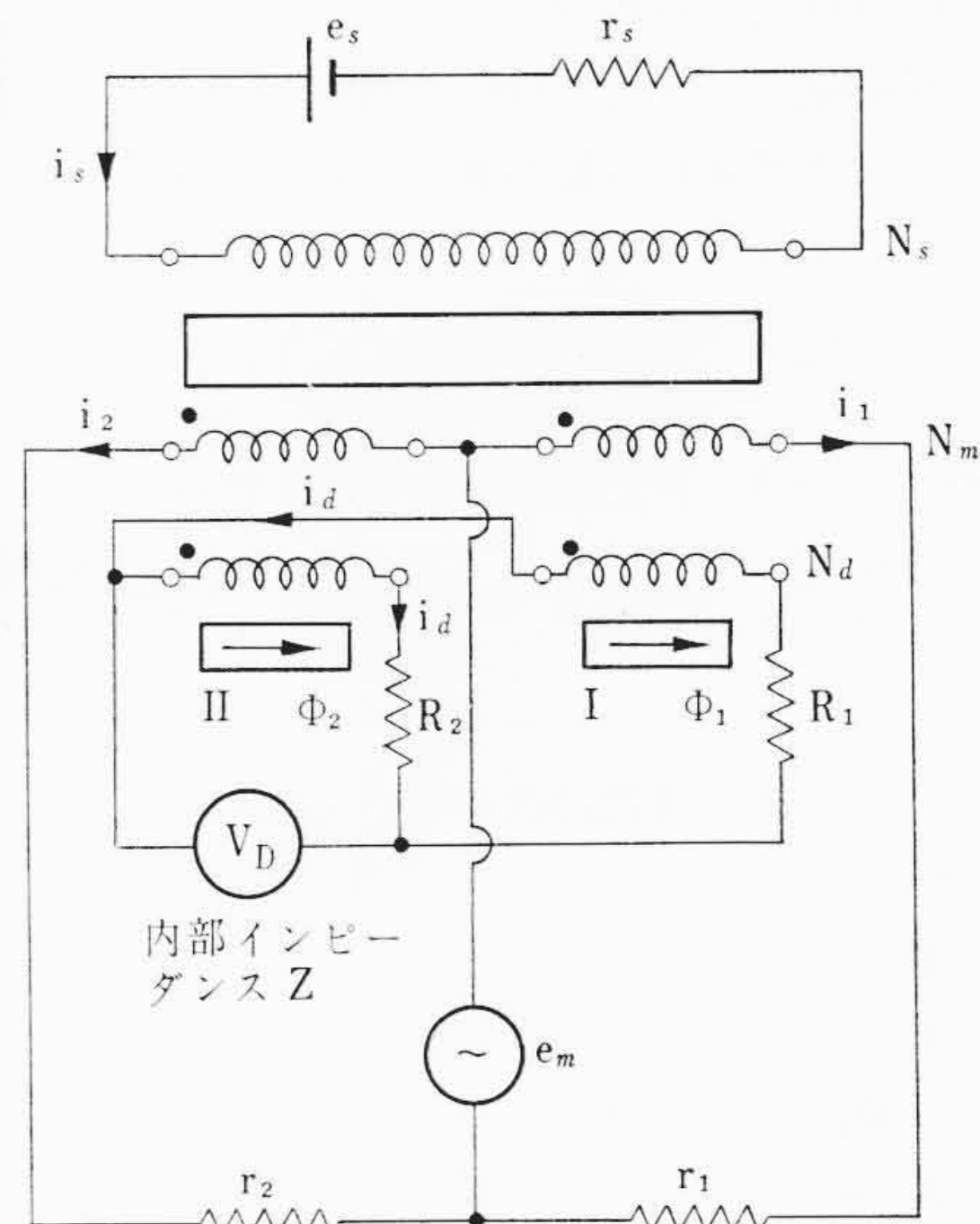


図 5 解析の回路

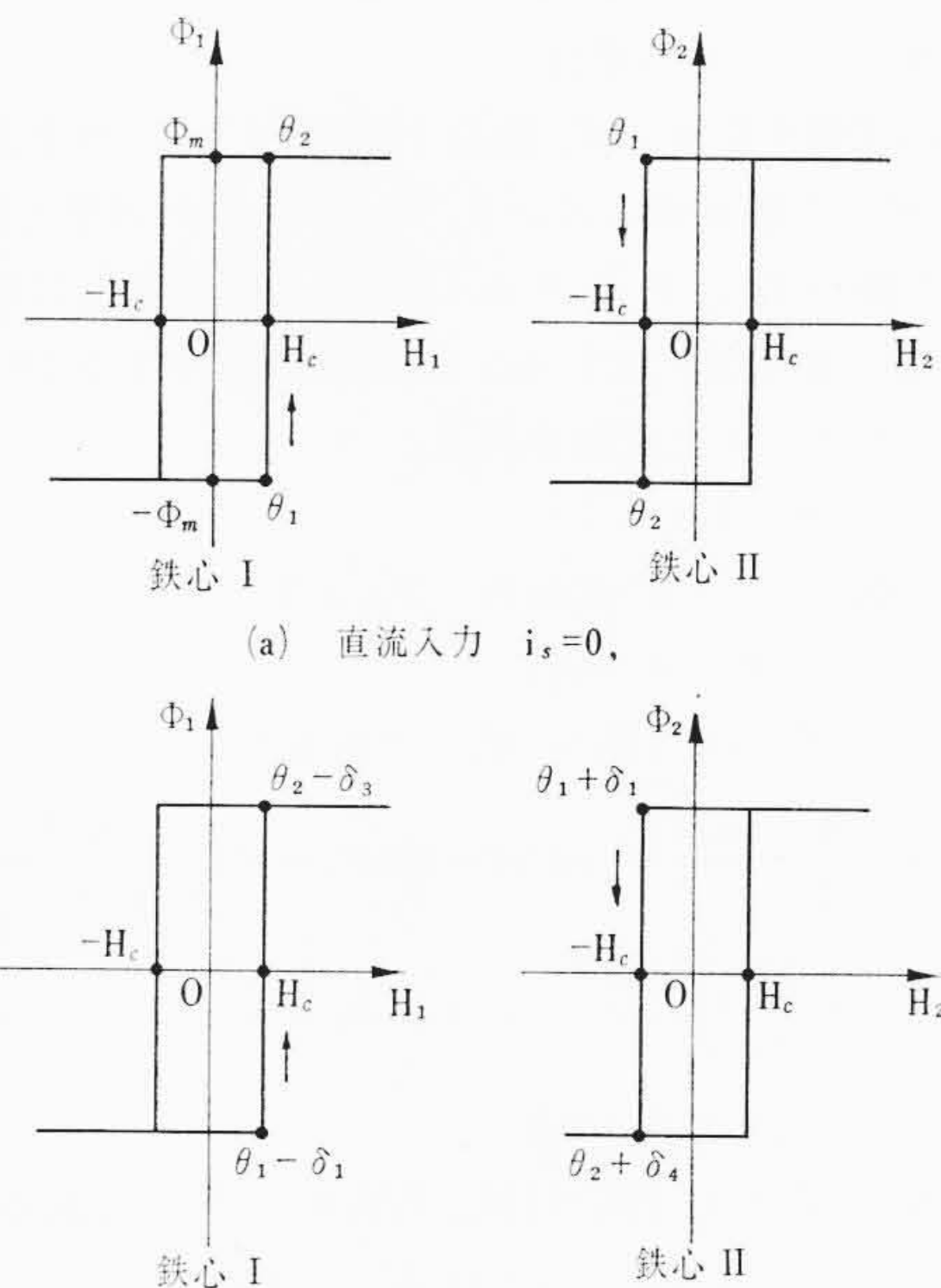


図 6 磁束モード

$$\text{変調電源電圧} \quad e_m = E_p \cdot \sin \omega t = E_p \cdot \sin \theta$$

$r_1 = r_2 = r, R_1 = R_2 = R$ とおき $0 \leq \theta \leq 2\pi$ で検出電圧を求める。鉄心 I, II 中の磁化力 H_1, H_2 としては(1)式を用いて

$$\left. \begin{aligned} lH_1 &= N_m \cdot i_1 - N_d \cdot i_d + N_s \cdot i_s \\ &= \frac{N_m}{r} \cdot e_m - \frac{N_m^2}{r} \Phi_1 - \frac{N_d^2}{2R} (\Phi_1 - \Phi_2) \\ &\quad + \frac{N_s}{r_s} \cdot e_s - \frac{N_s^2}{r_s} (\Phi_1 + \Phi_2) \\ lH_2 &= -N_m \cdot i_2 + N_d \cdot i_d + N_s \cdot i_s \\ &= -\frac{N_m}{r} \cdot e_m - \frac{N_m^2}{r} \Phi_2 + \frac{N_d^2}{2R} (\Phi_1 - \Phi_2) \\ &\quad + \frac{N_s}{r_s} \cdot e_s - \frac{N_s^2}{r_s} (\Phi_1 + \Phi_2) \end{aligned} \right\} \dots\dots (2)$$

となる。ここに l は鉄心の平均磁路長である。

(1) 直流入力 $i_s = 0$ の場合

磁束の飽和域では $\Phi_1 = \Phi_2 = 0$ であるから(2)式は

$$lH_1 = N_m \cdot E_p \cdot \sin \theta / r, \quad lH_2 = -N_m \cdot E_p \cdot \sin \theta / r \dots\dots (3)$$

鉄心 I, II が不飽和域にはいる位相 θ_1 (図 6 (a) 参照) は

$$\sin \theta_1 = lH_c / (N_m \cdot E_p / r) \dots\dots\dots (4)$$

磁束の不飽和域では $lH_1 = lH_c$, $lH_2 = -lH_c$, $\Phi_1 = -\Phi_2$ である。
鉄心 I, II が不飽和域から飽和域にはいる位相 θ_2 は

$$\begin{aligned} &(\theta_2 - \theta_1) \sin \theta_1 + \cos \theta_2 - \cos \theta_1 \\ &= -2\Phi_m \cdot \frac{\omega \cdot r}{N_m \cdot E_p} \left(\frac{N_m^2}{r} + \frac{N_d^2}{R} \right) \dots\dots\dots (5) \end{aligned}$$

で与えられる。一方、検出電圧 V_D は図5から

$$V_D = \frac{N_d(\Phi_1 + \Phi_2)}{(2 + R/Z)}, \quad R \ll Z \text{ ならば } V_D \doteq \frac{N_d(\Phi_1 + \Phi_2)}{2} \dots\dots\dots (6)$$

各モードにおける検出電圧は次のようになる。

- (i) $0 \leq \theta < \theta_1$
 $\Phi_1 = \Phi_2 = 0, \quad V_D = 0$
- (ii) $\theta_1 \leq \theta < \theta_2$
 $\Phi_1 = -\Phi_2 \neq 0, \quad V_D = 0$
- (iii) $\theta_2 \leq \theta \leq \pi$
 $\Phi_1 = \Phi_2 = 0, \quad V_D = 0$

したがって直流入力 $i_s = 0$ のとき、鉄心 I, II の特性が同一であれば各位相における検出電圧はゼロである。

(2) 直流入力 $i_s > 0$ の場合

図5に示す極性において、鉄心 I は図6(b)に示すように θ_1 より δ_1 だけ早く不飽和域にはいり、 θ_2 より δ_3 だけ早く飽和域にはいる。一方鉄心 II は θ_1 より δ_2 だけ遅く不飽和域にはいり、 θ_2 より δ_4 だけ遅く飽和域にはいる。比較器の動作は $0 \leq \theta \leq \pi$ において次の五つのモードに分割される。

- (i) $0 \leq \theta < (\theta_1 - \delta_1)$
 $\Phi_1 = \Phi_2 = 0, \quad (6) \text{ 式から } V_{D1} = 0$
- (ii) $(\theta_1 - \delta_1) \leq \theta < (\theta_1 + \delta_2)$
 $\Phi_1 \neq 0, \quad \Phi_2 = 0, \quad lH_1 = lH_c$ であるから
$$V_{D2} = \frac{N_d}{2} \cdot \frac{N_m \cdot E_p}{r} (\sin \theta - \sin \theta_1 + P) / \left(\frac{N_m^2}{r} + \frac{N_d^2}{2R} + \frac{N_s^2}{r_s} \right) \dots\dots\dots (7)$$

- (iii) $(\theta_1 + \delta_2) \leq \theta < (\theta_2 - \delta_3)$
 $\Phi_1 \neq 0, \quad \Phi_2 \neq 0, \quad lH_1 = lH_c, \quad lH_2 = -lH_c$ であるから
$$V_{D3} = N_d \cdot \frac{N_m \cdot E_p}{r} \cdot P / \left(\frac{N_m^2}{r} + \frac{2N_s^2}{r_s} \right) \dots\dots\dots (8)$$

- (iv) $(\theta_2 - \delta_3) \leq \theta < (\theta_2 + \delta_4)$
 $\Phi_1 = 0, \quad \Phi_2 \neq 0, \quad lH_2 = -lH_c$
$$V_{D4} = \frac{N_d}{2} \cdot \frac{N_m \cdot E_p}{r} (-\sin \theta + \sin \theta_1 + P) / \left(\frac{N_m^2}{r} + \frac{N_d^2}{2R} + \frac{N_s^2}{r_s} \right) \dots\dots\dots (9)$$

- (v) $(\theta_2 + \delta_4) \leq \theta \leq \pi$
 $\Phi_1 = \Phi_2 = 0, \quad \text{したがって } V_{D5} = 0$
ただし $P = (N_s \cdot e_s / r_s) / (N_m \cdot E_p / r) \dots\dots\dots (10)$

以下同様にして、 $\pi \leq \theta \leq 2\pi$ における各モードの位相と検出電圧を求めると、 V_D の周期は π であることがわかる。また直流入力逆方向 $i_s < 0$ の場合は、検出電圧の極性が反対になるのみで絶対値と各モードの区間は上記と同様である。

検出電圧の両波整流平均値は

$$\bar{V}_D = \frac{1}{\pi} \left\{ \int_{\theta_1 - \delta_1}^{\theta_1 + \delta_2} V_{D2} \cdot d\theta + \int_{\theta_1 + \delta_2}^{\theta_2 - \delta_3} V_{D3} \cdot d\theta + \int_{\theta_2 - \delta_3}^{\theta_2 + \delta_4} |V_{D4}| \cdot d\theta \right\}$$

直流入力小さく、 $P \ll 1$, $\sin \delta_i \doteq \delta_i$, $\cos \delta_i \doteq 1$, $i = 1, 2, 3, 4$ のときは次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \bar{V}_D \doteq & \left\{ N_d \cdot \frac{N_m \cdot E_p}{r} \cdot P / \pi \left(\frac{N_m^2}{r} + \frac{2N_s^2}{r_s} \right) \right\} \\ & \times \{ 2(\theta_2 - \theta_1) - (\delta_4 + \delta_3 + \delta_2 - \delta_1) \} \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

$$\left. \begin{aligned} \delta_1 &\doteq \frac{P}{\cos \theta_1} \\ \delta_2 &\doteq \frac{P}{\cos \theta_1} \left\{ \left(\frac{N_m^2}{r} + \frac{N_d^2}{R} \right) / \left(\frac{N_m^2}{r} + \frac{2N_s^2}{r_s} \right) \right\} \\ \delta_3 &\doteq P \left(\frac{\theta_2 - \theta_1}{\sin \theta_2 - \sin \theta_1} \right) \left\{ \left(\frac{N_m^2}{r} + \frac{N_d^2}{R} \right) / \left(\frac{N_m^2}{r} + \frac{2N_s^2}{r_s} \right) \right\} \\ \delta_4 &\doteq P \left(\frac{\theta_2 - \theta_1}{\sin \theta_2 - \sin \theta_1} \right) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (12)$$

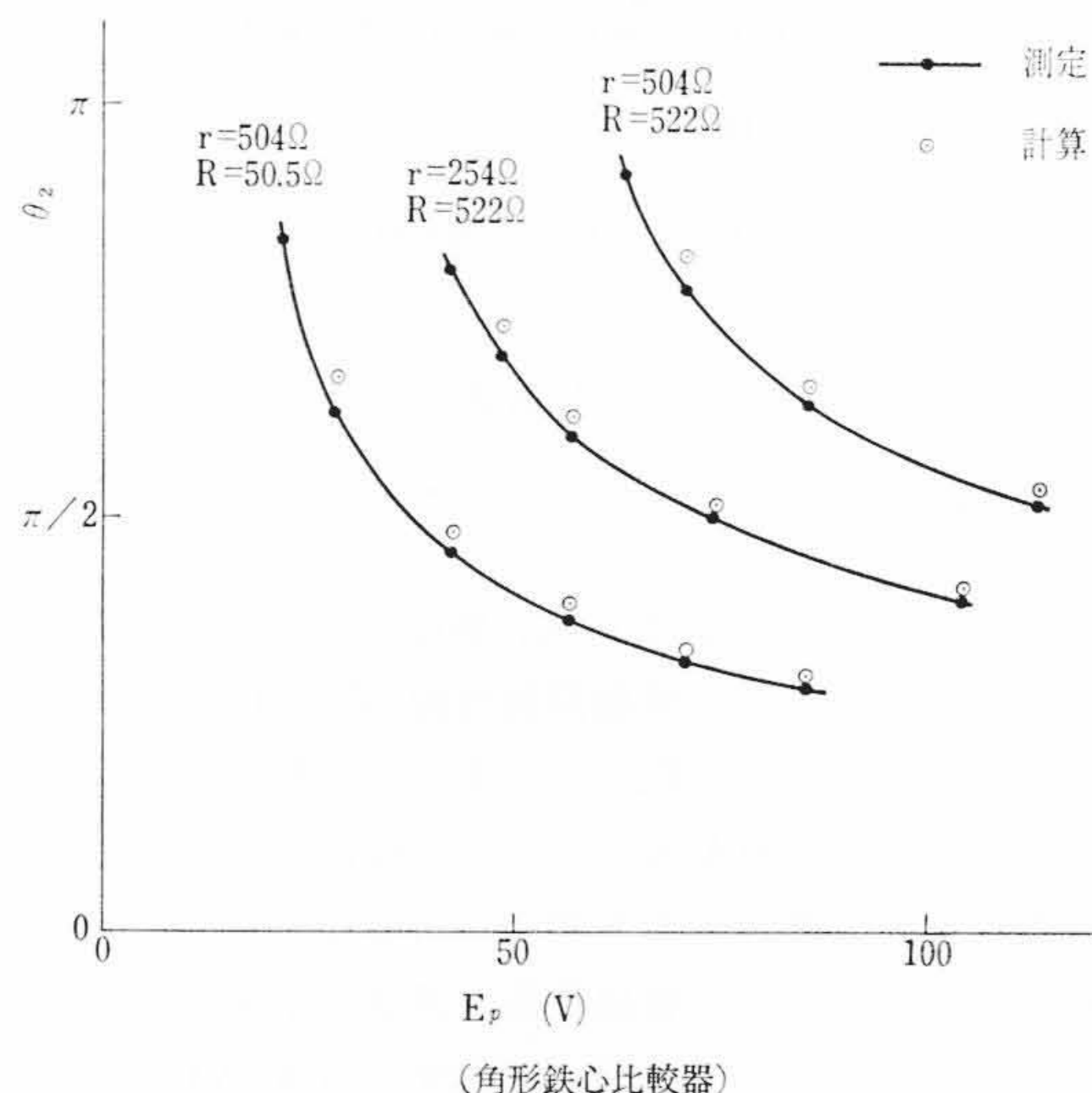


図7 θ_2 と変調電圧の関係

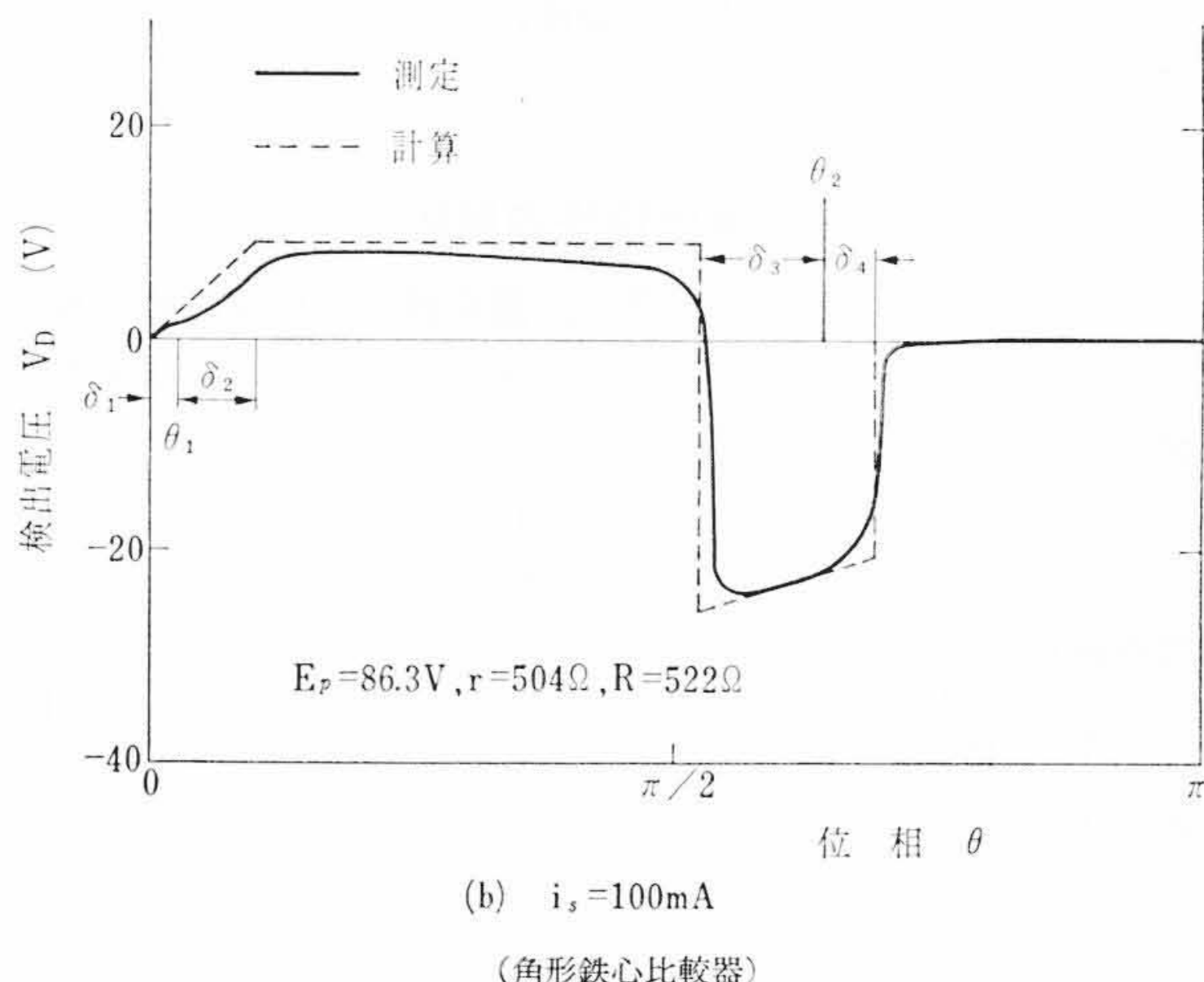
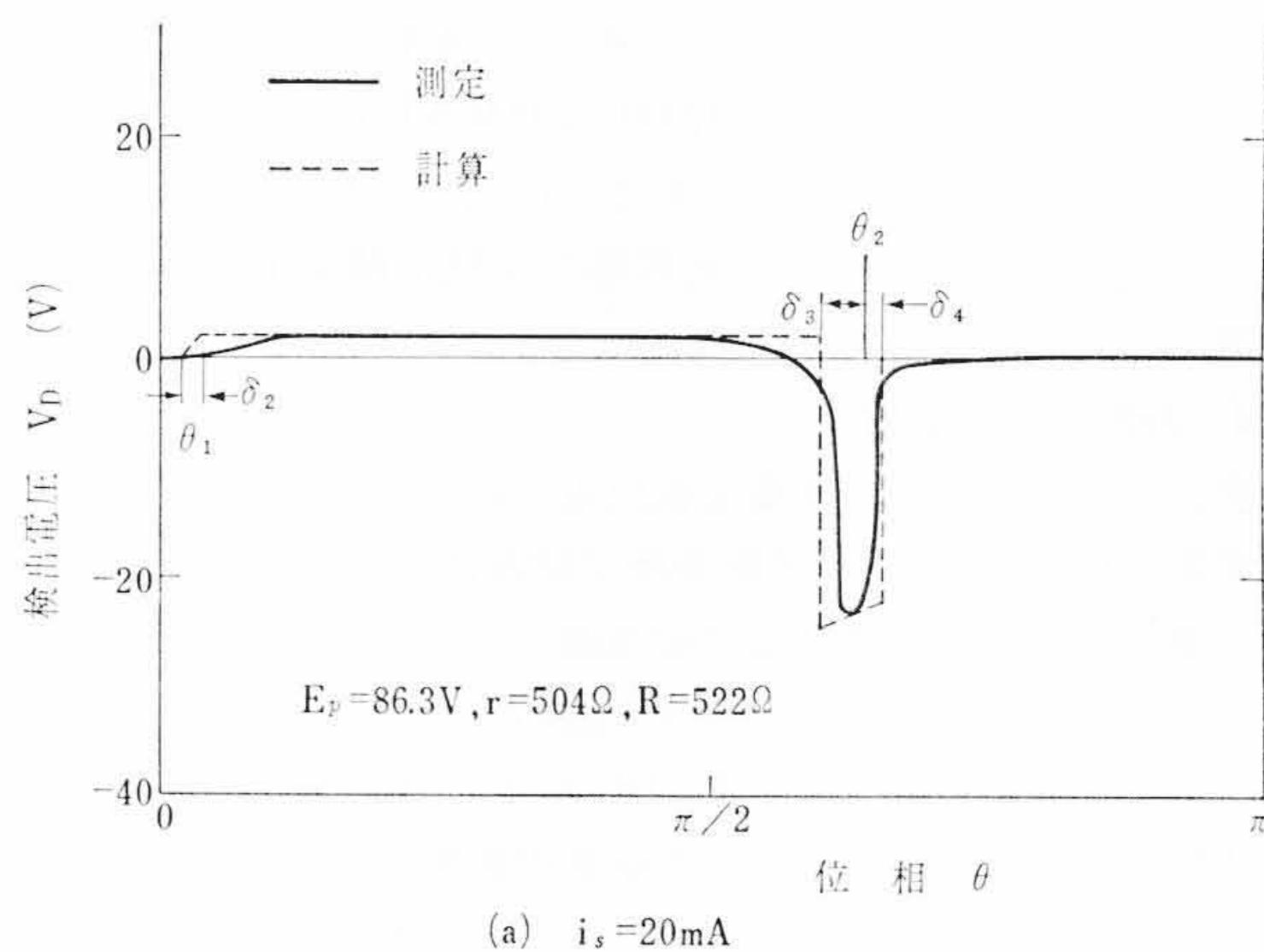


図8 計算および測定 of 検出電圧波形

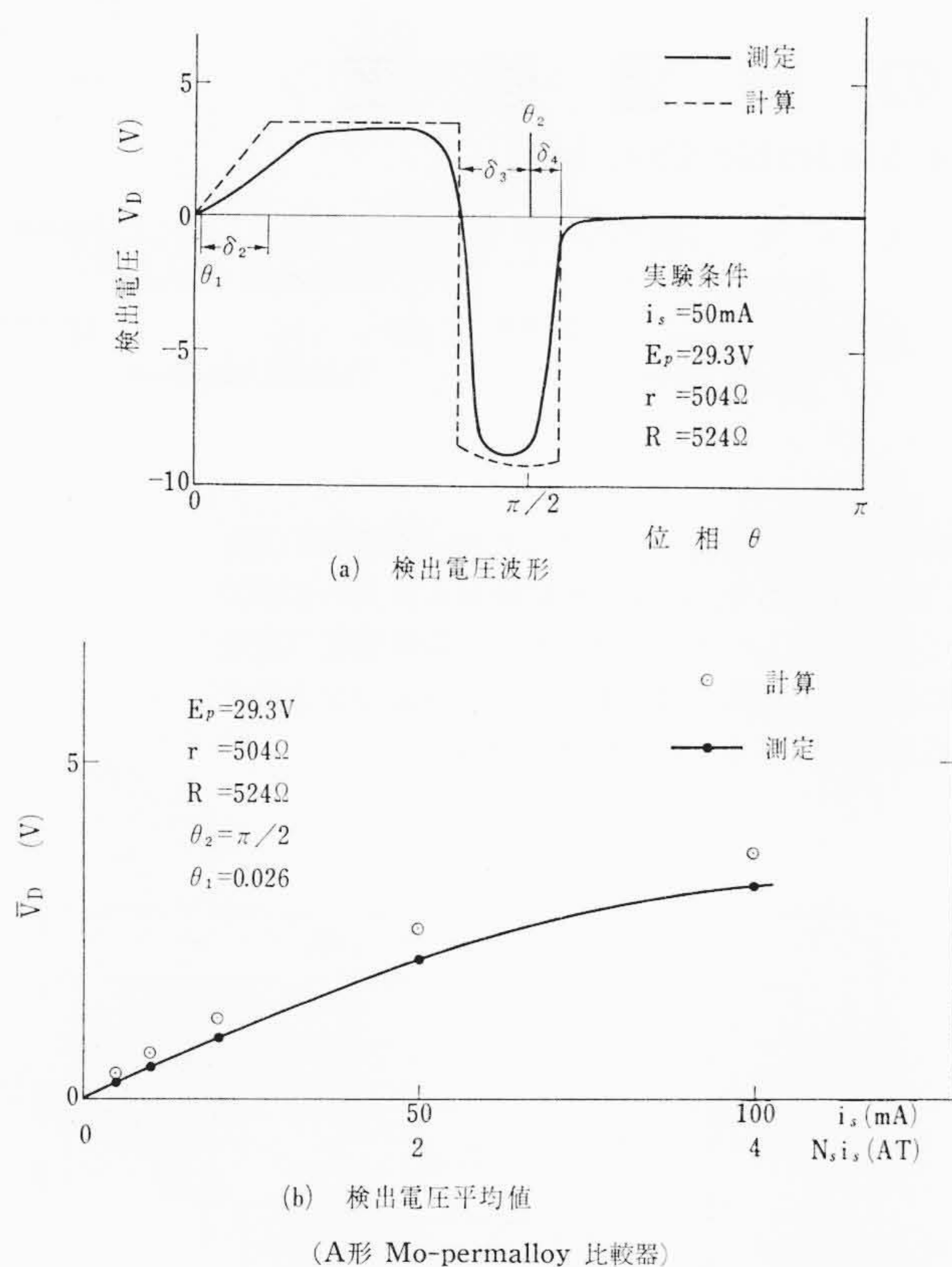


図 9 計算および測定の見出電圧

脈動抑制巻線 N_{rs} を短絡 (抵抗 r_r) した場合には、磁気遮へい鉄心中の磁束の時間的変化を無視して考えれば、検出電圧に対しては (7) 式の V_{D2} の分母に (N_{rs}^2/r_r) を、(8) 式の V_{D3} の分母に $(2N_{rs}^2/r_r)$ を、また (9) 式の V_{D4} の分母に (N_{rs}^2/r_r) を加えた形となる。

4. 解析結果の実験的検討

B-H 特性が角形に近い 50% Ni-Fe 巻鉄心 ($75 \times 55 \times 10 \times 0.1$, 147 g, B_r/B_m 98%) を用い、 $N_d = 600 \text{ T}$, $N_m = 350 \text{ T}$, $N_s = 40 \text{ T}$ とし検出電圧波形の実験と計算の比較を試みた。 $i_s = 0$ で鉄心が飽和域にはいる位相 θ_2 を測定すると $(\theta_2)_{\text{exp}} = 2.00 \pm 0.03 (115^\circ \pm 2^\circ)$ となる。

一方 (5) 式から計算すると $(\theta_2)_{\text{cal}} = 2.07 (119^\circ)$ である。種々の変調条件における θ_2 の測定および計算結果を図 7 に、また検出電圧波形を図 8 に示す。各モードの境界付近では計算値と測定値はかなり相違するが、前章の理論式で特性を近似的に表わすことができる。実際の B-H 特性が理想的な角形でなく肩の部分があるためと考えられる。

検出電圧の平均値についても測定値と計算値はほぼ一致した。前述の A 形試作モデル (Mo-permalloy 鉄心使用) の場合についても計算値と測定値を比較した結果は図 9 のとおりである。

ゼロノイズは鉄心 I と II の保磁力の相違により起こる。鉄心 I, II の保磁力が $H_c \pm \Delta H_c/2$ とすれば、 $l \cdot \Delta H_c/2$ の直流入力を加えたと考えることができ検出電圧の平均値は、 $0 \leq \theta \leq \pi$ で

$$(\bar{V}_D)_{\text{noise}} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{N_d}{N_m^2/r} (\theta_2 - \theta_1) \cdot l \cdot \Delta H_c \quad \dots (13)$$

となる。実際には $\theta_1 \leq \theta \leq \theta_2$ でノイズ電圧波形が不規則に変化している。それは鉄心 I と II の起磁力の差が変調電圧の位相によって異なるためと考えられる。

5. 結 言

直流電流比較器の検出特性について、解析的にも一応の説明がつけられるようになった。特性の細部についてはなお解析困難な点もあるが、ともあれ検出精度がきわめて高く、安定で大電流分流器、DCCT などの目盛校正に十分実用し得ることが明らかとなった。

なお現在 10 kAT 程度の大形比較器を試作し、大電流精密測定を産業界の第一線でも実施できるよう検討を進めていることを付記しておく。

終わりに、本研究に関してご指導いただいた日立製作所日立研究所木村部長に深く感謝する。

参 考 文 献

- (1) 小斯波, 杉本, 池田: 日立評論 48, 571 (昭 41-5)
- (2) L. Abraham u. K. Heumann: ETZ-A, 80, 18, 629-632 (Sept. 1959)
- (3) N. L. Kusters, W. J. Moore & P. N. Miljanic: IEEE, Commun. & Elec., No. 70, 22-27 (Jan. 1964)
- (4) N. L. Kusters: IEEE, IM-13, 4, 197-209 (Dec. 1964)
- (5) M. P. MacMartin & N. L. Kusters: IEEE, MAG-1, 4, 396-402 (Dec. 1965)