

# 磁気ダイオードを用いた電力-電圧変換器

山 本 行 雄

## 1. ま え が き

磁気ダイオードは外部から加えられた磁界によって、電気的特性が変化するダイオードであり、実験室レベルで種々の研究がなされてきた。これらの多くは、使用温度が低かったり、特性の再現性が乏しかったりしたため、実用に適さなかった。

わが国で開発された磁気ダイオード (SONY Magnetodiode と呼ばれている) はこの点を改良して、はじめて実用化されたもので、室温で使用でき、磁気感度が非常に高い。また、2端子素子であるため、ホール素子に比較して回路構成が簡単であり、磁界の方向が判別できる点において磁気抵抗素子より優れている。

磁気ダイオードの応用には多くのものが考えられており<sup>(1)</sup>、筆者は微少電力測定用の電力-電圧変換器として用いることが可能であるとの報告をおこなった<sup>(2)(3)</sup>。

微少電力測定は、たとえば小形軽量磁心の鉄損測定等において必要となるが、従来の鉄損測定は、主として電流計形電力計によっておこなわれており、感度等の点から小形磁心の鉄損測定には不適當である。交流電位差計法、交流ブリッジ法、熱電法は高感度測定が可能であるが、取扱いは簡単とはいえない。

これらに対して、ここに述べる磁気ダイオードを用いた電力-電圧変換器は、高感度であり、取扱いも簡単であると共に、ひずみ波電力の測定が可能で、使用力率範囲も広く、鉄損測定に好都合であるといえる。

本論文では、磁気ダイオードを用いた電力-電圧変換器の基本的な構成と特性について述べ、また、一つの応用例としてこの変換器を軽量磁心の鉄損測定に使用し、高感度な電力測定器として有用であることを示し、鉄損に関する若干の検討をおこなっている。

## 2. 電力-電圧変換器

試料として用いた磁気ダイオード (以下MDと略記) はPIN接合を持ったダイオードでGe製である。電圧-電流特性は整流性を示し、動作磁界によって導電率が変化する。

同一規格のMDを2個、同一基板上に動作磁界 $H$ に対する極性を逆にして直列接続し、順方向電圧 $V$ を加えるとき、それぞれのMD (MD1, MD2とする) の直流抵抗 $R_{D1}$ ,  $R_{D2}$ は次式で表わすことができる。

$$\left. \begin{aligned} R_{D1} &= V_1/I = R_{S1}(1+b_1H) = R_{S1}+a_1H \\ R_{D2} &= V_2/I = R_{S2}(1-b_2H) = R_{S2}-a_2H \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

ここに、 $V_1$ ,  $V_2$ : MD1, MD2それぞれの端子電圧

$b_1, b_2$  :  $H$ による抵抗変化を示す係数

$R_{S1}, R_{S2}$  :  $H=0$ におけるMDの抵抗

$$a_1 = b_1 R_{S1}, \quad a_2 = b_2 R_{S2}$$

$I$  : MDに流れる電流

なお,  $V_1, V_2$ と  $I$ との関係は,  $H=0$ の場合, 理想状態では次式で表わされる<sup>(4)</sup>.

$$I = k_1 V_1^2 = k_2 V_2^2 \quad \dots\dots\dots (2)$$

ここに,  $k_1, k_2$  : 定数

したがって,

$$R_{S1} = 1/k_1 V_1, \quad R_{S2} = 1/k_2 V_2 \quad \dots\dots\dots (3)$$

となる.

$V_1$ と  $V_2$ とがほぼ等しければ,  $R_{S1}, R_{S2}$ は電圧  $V (=V_1+V_2)$  に反比例する. 図1は, この様子を示したものである.

図2は,  $H$ を変化させた場合の  $a_1, a_2$ の特性であり,  $H$ が  $0 \sim 6 \times 10^4$  A/m 程度の範囲では一定値を示している.

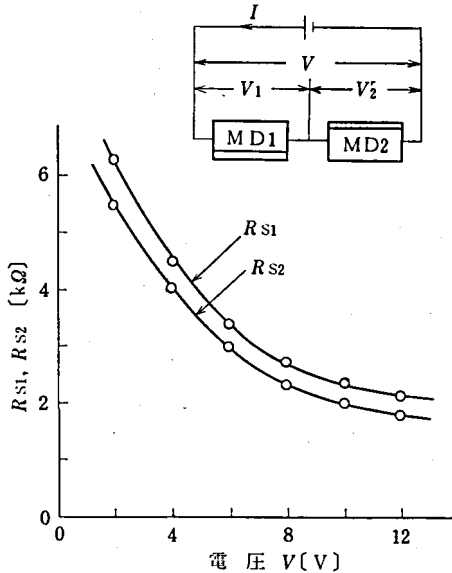


図1  $R_{S1}, R_{S2}$ の特性

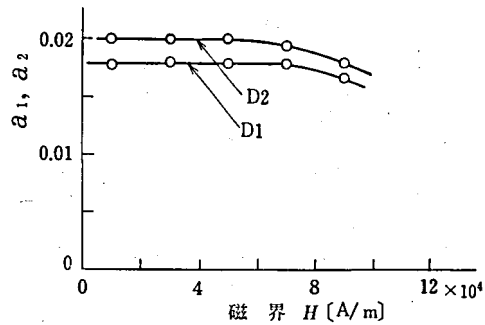


図2 磁界に対する  $a_1, a_2$

磁気ダイオードを用いた電力-電圧変換器は図3のように構成されている. 入力電圧  $V_L$  は入力段増幅器  $A_1$  で増幅される. トランジスタ  $T$  によって形成される回路は,  $A_1$  と負荷回路との整合, および負荷回路に直流バイアスを加える作用をはたしている.

電力から電圧への変換は端子  $c-c'$  に接続されたブリッジ回路によっておこなわれる. ブリッジ回路は磁気ダイオード  $MD1, MD2$ , 抵抗  $R_p, R_q$  および零点調整用抵抗  $R_v$  で構成さ

れている。

MD1, MD2は電流コイルの巻かれた磁路の一部のギャップに配置し、電流コイルに流れる電流に比例した動作磁界の影響を受ける。

端子c-c'には、直流バイアス電圧  $V_B$  と、次式のような交流電圧  $v_s$  とが重なって加えられている。

$$v_s = \sqrt{2} V_s \sin \omega t, \quad V_s = \alpha_1 V_L \quad \dots\dots\dots (4)$$

ここに、 $\alpha_1$ ：増幅回路によって決定される定数

いま、 $R_v$  が接触点  $d'$  をはさんで、 $R_p$  側へ  $R_{v1}$ 、 $R_q$  側へ  $R_{v2}$  になるように分離されたとき、ブリッジ回路の不平衡電圧  $v_d$  は次式となる。

$$v_d = \frac{V_B}{A} \{ R_{D1} (R_q + R_{v2}) - R_{D2} (R_p + R_{v1}) \} \\ + \frac{v_s}{A'} \{ R_{D1}' (R_q + R_{v2}) - R_{D2}' (R_p + R_{v1}) \} \quad \dots\dots\dots (5)$$

ここに、

$$A = (R_{D1} + R_{D2}) (R_p + R_q + R_v)$$

$$A' = (R_{D1}' + R_{D2}') (R_p + R_q + R_v)$$

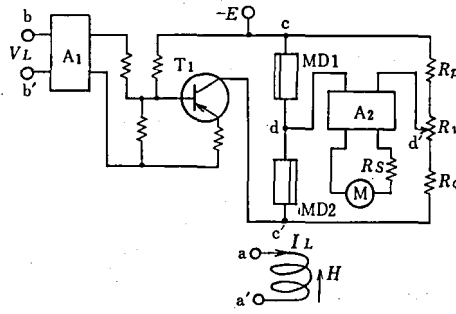


図3 構成

$R_{D1}'$ ,  $R_{D2}'$  は  $V_B$  によって決定される動作点での MD1, MD2 の交流抵抗であり

$$\left. \begin{aligned} R_{D1}' &= dV_1/dI = R_{C1} + a_1 H \\ R_{D2}' &= dV_2/dI = R_{C2} - a_2 H \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (6)$$

2個のMDの磁気感度が近似していれば ( $a_1 \approx a_2$ )、 $R_{D1} + R_{D2}$  および  $R_{D1}' + R_{D2}'$  は  $H$  に対してほぼ一定とみなすことができ、 $H$  の影響を受けるのは(5)式において、第1、第2項の中括弧内である。

動作磁界  $H$  は図3の電流端子  $a-a'$  に接続された電流コイルによって形成される。電流コイルに流れる電流  $I_L$  と動作磁界  $H$  との関係を

$$H = K_1 I_L \sin(\omega t - \varphi) \quad \dots\dots\dots (7)$$

ここに、 $K_1$ : 定数、 $\varphi$ :  $I_L$  と  $V_L$  との位相差  
とすると、 $v_d$  の平均値  $V_d$  は、 $V_B \geq \sqrt{2} V_S$  ならば、周期を  $T$  として

$$\begin{aligned} V_d = & \frac{V_B}{TA} \int_0^T \{R_{S1}(R_q + R_{v2}) - R_{S2}(R_p + R_{v1})\} dt \\ & + \frac{K_1 I_L V_B}{TA} \int_0^T \{a_1(R_q + R_{v2}) + a_2(R_p + R_{v1})\} \sin(\omega t - \varphi) dt \\ & + \frac{\sqrt{2} V_S}{TA'} \int_0^T \{R_{C1}(R_q + R_{v2}) - R_{C2}(R_p + R_{v1})\} \sin \omega t dt \\ & + \frac{\sqrt{2} K_1 I_L V_S}{TA'} \int_0^T \{a_1(R_q + R_{v2}) + a_2(R_p + R_{v1})\} \sin \omega t \sin(\omega t - \varphi) dt \quad \dots (8) \end{aligned}$$

となる。

$a_1, a_2$  は一定であり、 $R_{C1}, R_{C2}$  が一定とみなせる範囲において

$$R_{S1}(R_q + R_{v2}) = R_{S2}(R_p + R_{v1})$$

になるように零調用抵抗を設定すれば、

$$V_d = \frac{K_1}{\sqrt{2} A'} \{a_1(R_q + R_{v2}) + a_2(R_p + R_{v1})\} V_S I_L \cos \varphi \quad \dots\dots\dots (9)$$

となり、 $V_S I_L \cos \varphi$  に比例した電圧に変換される。

$V_d$  を増幅器  $A_2$  で増幅すると

$$V_0 = \alpha_2 V_d = F V_L I_L \cos \varphi \quad \dots\dots\dots (10)$$

ここに、 $V_0$ :  $A_2$  の出力電圧、 $\alpha_2$ :  $A_2$  の増幅率

$$F = \frac{K_1 \alpha_1 \alpha_2}{\sqrt{2} A'} \{a_1(R_q + R_{v2}) + a_2(R_p + R_{v1})\} \quad \dots\dots\dots (11)$$

となる。

したがって、 $H, V_S$  がそれぞれ  $I_L, V_L$  に比例し、位相誤差を生じなければ、電力  $V_L I_L \cos \varphi$  を出力電圧  $V_0$  に変換できる。

### 3. 変換器の特性

電力と出力電圧との間の変換係数  $F$  は(11)式で示され、 $F$  に含まれている  $A'$  が  $V_B$  にほぼ反比例するため、 $F$  は  $V_B$  と共に増加する傾向にある。図4はバイアス電圧  $V_B$  を変えた場合、出力電圧  $V_0$  の変化の様子を示したものである。 $V_B$  の増加と共に、直線性、感度が改善されているのがみられる。

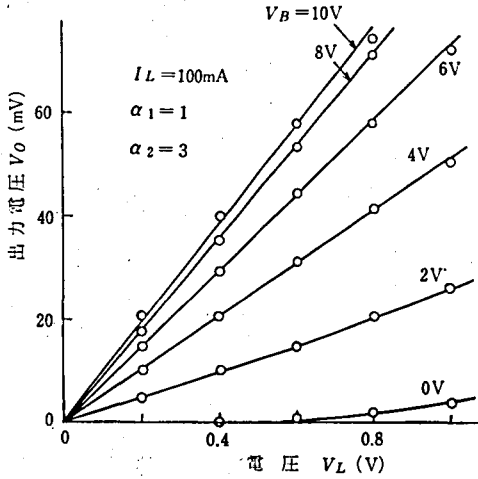


図4 バイアス電圧の影響

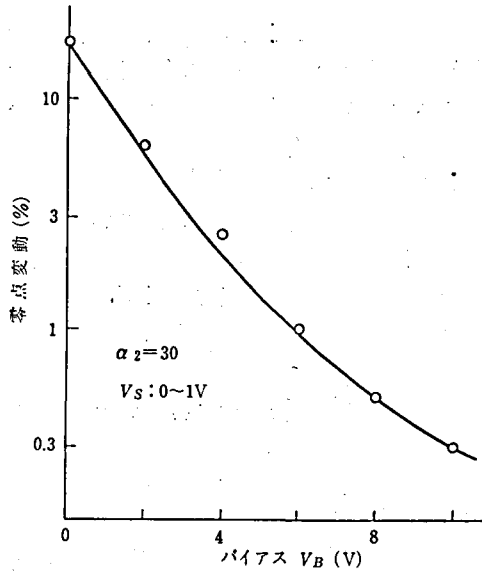


図5 零点変動

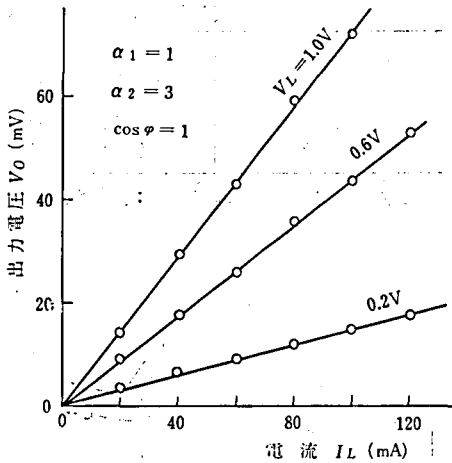


図6 電流特性

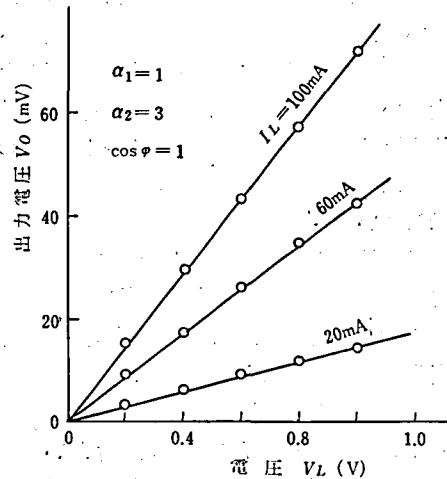


図7 電圧特性

直線性が改善されることによって、零点変動が減少していく様子を図5に示す。零点変動は  $V_S$  を加えることによって(8)式の第3項の  $R_{C1}$ 、 $R_{C2}$  が変動するために生じるもので、ここでは、 $V_S=0.5V$  のとき零点調整をおこない、 $V_S$  を  $0 \sim 1.0V$  迄変化させたときの出力電圧の変動を測定している。

図6は電流  $I_L$  のみを変化させた場合の出力特性の一例であり、図7は電圧  $V_L$  のみを変化させた場合、また図8は力率  $\cos \phi$  のみを変化させた場合の出力特性である。

それぞれ良好な直線性を有しており、バイアス電圧を加えた結果、正確な乗算作用をおこなうようになっている。

最高感度状態で使用した場合、 $\cos\varphi=1$ であれば、 $V_L=1\text{mV}$ 、 $I_L=4\text{mA}$ で出力計器をフルスケールで指示でき、また60Hzにおいて、 $\cos\varphi=0.035$  ( $\varphi=88^\circ$ )の場合、力率誤差はフルスケールの2%以下であった。

電圧、電流に高調波が含まれている場合は、これをフーリエ級数で表わし(8)式と同様な計算をおこなうと、出力電圧  $V_0$  は、つぎのような、ひずみ波電力を示す。

$$V_0 = F \sum_{i=1}^{\infty} V_{Li} I_{Li} \cos \varphi_i \dots\dots\dots(12)$$

ここに、 $V_{Li}$ 、 $I_{Li}$ 、 $\varphi_i$ ：各高調波成分の電圧、電流、位相角

電流、電圧のうち一方を正弦波、他方を方形波として虚負荷試験をおこなった結果が表1である。実測値は計算値とよい一致を示している。

MD自身の温度に対する特性変化がかなり大きいので、変換器の感度の温度変化は比較的大きく、図9のように $-10\sim+40^\circ\text{C}$ の範囲では $15^\circ\text{C}$ における感度の $\pm 2\%$ の変化を示している。

温度補償として、抵抗とサーミスタで構成した分流器を出力電流計に接続することによって $\pm 0.5\%$ 以下の感度変化におさえることができた。

MDを高感度で使用する場合、ウォーミングアップタイムは無視できない問題であるが、ここで用いたMDは長時間(約200時間)通電によるエージングを施しており、数分間で安定するようになっている。ただし、この方法によるエージング効果は試料によってかなりのばらつきがあり、効果的なエージングについてはまだ問題が残されている。

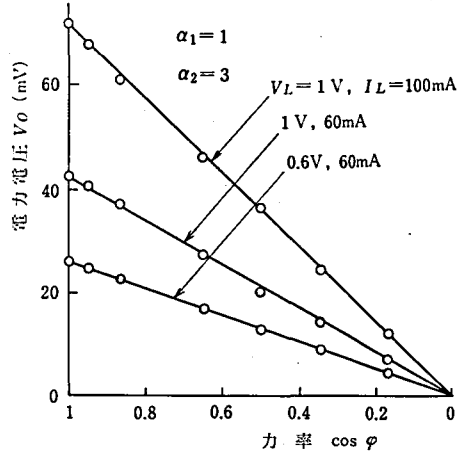


図8 力率特性

表1 ひずみ波特性

電流 $I_L$ の周波数[Hz]	基本出力との比	
	計算値	実測値
60	1.00	1.00
180	0.33	0.33
300	0.20	0.20
420	0.14	0.13

備考  $V_L$ ：方形波60Hz、 $I_L$ ：正弦波

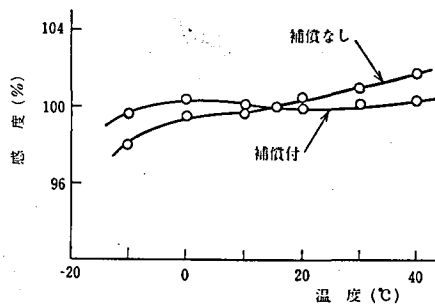


図9 温度特性

#### 4. 鉄損測定

以上に述べたような特性を利用すれば、小形軽量磁心の鉄損測定は容易におこなわれる。

測定回路は一般の鉄損測定の場合と同様である。

鉄損測定は磁束正弦波として規定されているが、この方法は試料の一次コイルの巻数  $N_1$  が多くなり、特に小形磁心では巻線が困難となるため、ここでは電流正弦波のもとで実験をおこなっている。

実験の結果、1g程度の小形磁心の鉄損測定が要領よくおこなえることがわかった。

図10は磁心重量  $m=0.5\sim 1000\text{g}$  の範囲における環状磁心の単位重量あたりの鉄損測定の結果である。 $m$ が100g以下になると鉄損の急増がみられる。磁心の内径、外径比は同一重量では鉄損値への影響は、みられなかった。

図11は重量1gの磁心の鉄損の周波数特性である。この結果にもとづいて、鉄損 $W$ と周波

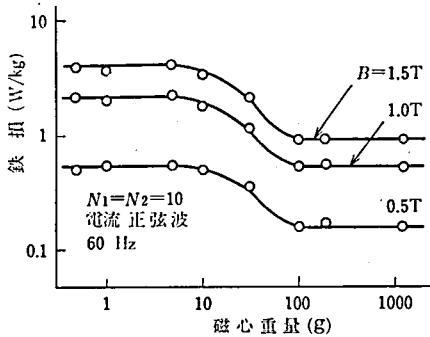


図10 鉄損と重量との関係

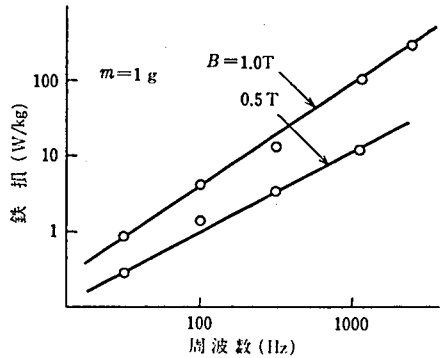


図11 鉄損の周波数特性

表2 鉄損定数 (1)

磁心重量 $m$ [g]	テープ厚 [mm]	磁束密度 $B$ [T]	$M$	$n$	$M_1$	$M_2$
1	0.1	1.0	$13.1 \times 10^{-3}$	1.25	$27.9 \times 10^{-3}$	$47.1 \times 10^{-6}$
		0.5	$5.5 \times 10^{-3}$	1.13	$8.57 \times 10^{-3}$	$3.75 \times 10^{-6}$
1060	0.3	1.0	$1.25 \times 10^{-3}$	1.45	$7.64 \times 10^{-3}$	$23.0 \times 10^{-6}$
		0.5	$0.77 \times 10^{-3}$	1.37	$2.07 \times 10^{-3}$	$18.0 \times 10^{-6}$

数  $f$  との関係を表式で表示する。

$$\left. \begin{aligned} W &= M f^n \text{ [W/kg]} \\ W &= M_1 f + M_2 f^2 \text{ [W/kg]} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (13)$$

ここに、 $M, M_1, M_2, n$ : 定数  
これらの定数値を求めて、 $m=1\text{g}$  と  $1060\text{g}$  の試料

の比較をおこなったものが表2である。試料はけい素鋼であるが、定数にはかなりの相違がみられ、重量効果が大きいことを示している。

鉄損 $W$ と磁束密度 $B$ との関係を

表3 鉄損定数 (2)

$m$ [g]	$M'$	$n'$
1	2.05	1.49
30	1.26	1.62
1060	0.53	1.71

$$W = M' B^n \quad [\text{W/kg}] \quad \dots\dots\dots (14)$$

とするとき、 $M'$  と  $n'$  とは表3のようであった。 $m$ が大きくなると共に  $M'$  は減少し、 $n'$  は増加する傾向がみられている。

以上のように、本稿で述べてきた電力—電圧変換器を用いることによって、軽量磁心の鉄損特性の検討を容易におこなうことができた。

表4に鉄損測定に用いられる電力計<sup>(6)</sup>をあげ、磁気ダイオードを用いた電力—電圧変換器(表ではMD形として記す)との比較をおこなっている。簡単に感度の高い測定ができるという点において、他の測定器より優れているといえよう。

周波数特性は、3kHzまでであるが、いずれSi製の磁気ダイオードが使用されるようになれば、1MHz付近迄、測定可能になるはずと思われる<sup>(6)</sup>。このことは、高磁束密度における鉄損測定において精度良い結果を出すために重要である。

表4 鉄損測定器の比較

磁化条件		静電形	電流計形	熱電形	ホール形	M D 形
		$\sin B$	$\sin B$	$\sin B$	$\sin H$	$\sin H$
測定範囲	鉄損	500mW~300W	>1W	10mW~1kW	50mW~10W	20 $\mu$ W~1.2kW
	本体増幅器付	0.25~1.5W	>50mW	50Hz~10kHz	50Hz~10kHz	30Hz~3kHz
	周波数	50Hz~10kHz	50Hz~10kHz	50Hz~10kHz	50Hz~10kHz	5~10 <sup>-2</sup> ~1.5T
	磁束密度	2 $\times 10^{-2}$ ~2T	5 $\times 10^{-2}$ ~1.5T	5 $\times 10^{-2}$ ~1.5T	5 $\times 10^{-2}$ ~1.5T	5 $\times 10^{-2}$ ~1.5T
	精度	$\pm 1\%$		$\pm 1\%$	$\pm 1\%$	$\pm 2\%$
取扱	操作	難	易	やや難	易	易
	堅牢性	難	良	やや難	やや難	良
	製作	難	易	やや難	易	易

## 5. あとがき

磁気ダイオードを用いて、つぎのような特性を持つ電力—電圧変換器が得られた。

(1) 電力測定範囲は、フルスケールで  $4\mu\text{W}$  (1mV, 4mA) ~ 1.2kW (200V, 6A) と広範囲である。

(2) 30Hz~3kHzの周波数範囲において、一定の応答が得られる。

(3) 電力測定が可能な力率範囲は、60Hzにおいて、 $1 \sim \pm 0.035$  ( $0 \sim \pm 88^\circ$ ) である。

(4) ひずみ波電力の測定が可能である。

これらの特性を利用して、小形軽量磁心の鉄損測定が手軽におこなえることを、応用の一例として示した。

なお、磁気ダイオードでは、周波数特性とならんでドリフト、雑音が無視できない問題である。本稿で述べてきた電力—電圧変換器では、電力を直流電圧に変換して測定しているため周波数の高い雑音は、出力計器の指示に影響を与えないが、ドリフトは無視できず、これによって最高感度は限定される。ここではドリフト対策として、磁気ダイオードを2個用い



ることによって、それぞれの素子のドリフトを打消し合っており、かなりの軽減がなされている。これよりも効果的なドリフト対策がおこなえるようになれば、感度を更に高くすることができるはずであり、この点に関しては残された問題であるといえよう。

おわりにあたり、御討論いただいた電気学会非線形磁気応用研究委員会各位、および日頃御指導いただいている信州大学山田一助教授に謝意を表する次第である。

### 参 考 文 献

- (1) 鈴木：電子展望別冊 p.104 (1972-5)
- (2) 山本，山田：電気学会 非線形磁気応用研究会資料NM-72-9 (1972)
- (3) 山本，山田：昭47電気四学会東海支部連合大会 17p-H-4
- (4) 山田：電気学会雑誌 vol.89, No.4, p.611 (1969)
- (5) 電気学会：電気学会技術報告 No.61, p.36 (1964)
- (6) 新井，山田：電子材料 p.64 (1971-12)