UDC 621.317.38.029.55.082.78: 537.633.2

論文

50-A 1

磁電効果素子を用いた高周波広帯域電力測定

早稲田大学

田 中 末 雄

早稲田大学

鄭 賢 才

1. ま え が き

ホール効果と磁気抵抗効果は、両者ともに電流と磁束密度との乗算性を持っており、これを応用して各種電力を測定する研究が、1954年頃から報告されている。これらの効果は、物性的には多数キャリアと磁界との相互作用による現象であるので、周波数特性が極めて良く、直流からマイクロ波にいたる広い周波数範囲で利用できることが示された⁽¹⁾⁽²⁾。

しかし、ホール素子と磁気抵抗素子を用いて広い周波数帯域の通過形電力測定回路を構成する場合、素子の寸法、乗算感度などとの関連から、素子本体以外の付加回路の特性により大きな制約を受ける。特に、励磁回路の励磁特性と周波数特性が最も重要な問題となる。

筆者らは、InSbの単結晶バルク形微小ホール素子および磁気抵抗素子と、その励磁回路に小形フェライトコアを採用した広帯域の電力測定回路について検討を試みた。

始めに、直流から高周波まで測定しうるホール素子を用いた電力測定の原理を述べ、基本的な回路構成について電力測定回路のそう入損失および測定誤差の解析を行ない、磁電効果素子を用いた広帯域電力計の回路の選択および設計の基準を与えている。また、実験回路について回路解析および実験結果の検討により、励磁回路に微小なホール素子に適合した高周波用フェライトコアを用いて広帯域電力測定ができることを示した。

磁気抵抗素子を用いた電力測定は、従来、素子抵抗が磁束密度に対して直線的に増加する特性を利用しているが、ほぼ2乗特性となる非直線領域を利用する方法を取り上げ、理論式の誘導を行なって、その測定原理を明らかにしている。ここでは励磁回路に永久磁石およびフェライトコアを用いた測定回路を検討し、実験結果により、50MHz以上の広帯域にわたって、そう入損失、測定誤差および測定感度などについて、十分満足できる電力測定が可能であることを示した。

終わりに、磁電効果素子を用いた広帯域電力測定回路の特長を述べるとともに、ホール素子と磁気抵抗素子をそれぞれ採用した場合の相違点を明らかにしている。

2. ホール素子を用いた広帯域電力測定

<2・1> 回路構成とそう入損失および測定誤差

第1図において、点線で囲った部分はホール素子または磁気抵抗素子および励磁コイルによって構成され

v_s : 電源, Z_s : 電源インピーダンス, Z_L : 負荷インピーダンス, L_M, L_M' : 励磁コイル実効インダクタンス, R_M, R_M' : 励磁コイル実効損失抵抗, R_H : ホール素子入力抵抗, R_S, R_S' : ホール素子の直列抵抗, R_B : 励磁コイルの直列抵抗, v_H : ホール起電力

第1図 ホール効果電力計の基本構成

Fig. 1. Basic circuits of Hall-effect wattmeter.

Power Measurements for Wide Frequency Band from DC to VHF Region Employing Hall Element and Magnetoresistance Element. By S. TANAKA, Member & K.S. TEI, Member (Faculty of Engineering, Waseda University).
田中末雄: 正員, 早稲田大学教授
鄭 賢才: 正員, 早稲田大学大学院理工学研究科

る測定回路を表わす。

ホール素子を利用した電力測定回路の基本構成は該図に示したように、四つの方式が考えられる。第1図(a), (b)の構成は負荷電圧に比例した電流をホール素子に流し、負荷電流に比例した磁束密度を素子に加えている。第1図(c), (d)はこれらの関係をそれぞれ逆にした方式である。

以下、これら基本回路についてそう入損失および測定誤差を検討し、回路設計の指針を明らかにする。

(1) そう入損失 測定回路のそう入前後における負荷電流をそれぞれ I_{L0} , I_L 、負荷電力をそれぞれ P_{L0} , P_L とすると、そう入損失 ε_i は次式で与えられる。

$$\varepsilon_i = (P_L - P_{L0}) / P_{L0} = |I_L / I_{L0}|^2 - 1 \quad \dots (1)$$

ここで、第1図(a), (c)の場合は

$$\frac{I_{L0}}{I_L} = 1 + \frac{1}{Z_s + Z_L} \left\{ Z_B + (Z_B + Z_L) \frac{Z_s}{Z_A} \right\} \quad \dots (2)$$

第1図(b), (d)の場合は

$$\frac{I_{L0}}{I_L} = 1 + \frac{1}{Z_s + Z_L} \left\{ Z_B + (Z_B + Z_s) \frac{Z_L}{Z_A} \right\} \quad \dots (3)$$

第2図 基本回路のそう入損失

Fig. 2. Insertion losses of basic circuits.

第3図 基本回路の測定誤差

Fig. 3. Measurement errors of basic circuits.

第2図に第1図(a), (c)の回路について、そう入損失の計算例を示す。

(2) 測定誤差 第1図各回路において、磁心における励磁電流に対する磁束密度の位相遅れによる誤差を無視し、出力電圧の直流分 $V_{H(DC)}$ から求めた負荷電力を P_L' 、測定誤差 $\varepsilon_m = (P_L' - P_L) / P_L$ と定義すると、 $V_{H(DC)}$ および ε_m は次のように与えられる。

第1図(a)

$$\left. \begin{aligned} V_{H(DC)} &\propto P_L' = P_L + R_M I_L^2 \\ \varepsilon_m &= R_M / (|Z_L| \cos \phi) \end{aligned} \right\} \dots (4)$$

第1図(b)

$$\left. \begin{aligned} V_{H(DC)} &\propto P_L' = P_L + V_L^2 / (R_H + R_s) \\ \varepsilon_m &= |Z_L| / (R_H + R_s) \cos \phi \end{aligned} \right\} \dots (5)$$

第1図(c)

$$\left. \begin{aligned} V_{H(DC)} &\propto P_L' = P_L + R' I_L^2 \\ \varepsilon_m &= R' / |Z_L| \cos \phi \end{aligned} \right\} \dots (6)$$

第1図(d)

$$\left. \begin{aligned} V_{H(DC)} &\propto P_L' = P_L + V_L^2 / R_B \\ \varepsilon_m &= |Z_L| / (R_B + R_M') \cos \phi \end{aligned} \right\} \dots (7)$$

である。

測定誤差の関係式を図示したのが第3図である。

以上、そう入損失および測定誤差の理論的計算、更には測定感度などを検討した結果(第1表参照)、第1図(a)の回路がより有利であることがわかる。

〈2・2〉 回路解析 ここで第1図(a)の回路について解析を行ない、ホール出力電圧の計算式を誘導する。しかし、分布容量による影響は無視した。

一般に、ホール起電力 v_H は次式で表わされる。

$$v_H = i_H (K B_L + k) \quad \dots (8)$$

i_H はホール素子に流れる制御電流、 B_L は素子と垂直に加える磁束密度、 K , k はそれぞれ素子の乗算感度、不平衡係数を表わす。

次に、負荷電圧と負荷電流を次のように与える。

$$\left. \begin{aligned} v_L &= \sqrt{2} V_L \sin(\omega t + \phi) \\ i_L &= \sqrt{2} I_L \sin \omega t \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (9)$$

ここで、励磁コイルの磁心にリング状フェライトコアを用いるものとし、漏れ磁束およびフリンジング磁束を無視すると、素子をそう入するギャップに生じる磁束密度 B_L および励磁コイルのインピーダンス Z_B は次のように表わされる。

$$\left. \begin{aligned} B_L &= \{\mu_0 \mu_s / (l_i + \mu_s l_g)\} N i_L \\ Z_B &= r + j \omega N S B_L / i_L \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (10)$$

ここで、複素透磁率 $\mu_s = \mu' - j \mu'' = \mu'(1 - j \tan \delta)$ を導入して整理すると、次のように書き換えられる。

$$\left. \begin{aligned} B_L &\simeq (\mu_0 \mu_e N / l_i) i_L / -\theta_B \\ Z_B &= r + r_M + j \omega L_M = R_M + j \omega L_M \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (11)$$

ただし、

$$\begin{aligned} \mu_e &= \mu' / (1 + \mu' l_g / l_i) \\ \theta_B &= \tan^{-1} (\mu_e \tan \delta / \mu') \\ r_M &= \mu_0 \mu_e S N^2 \omega \tan \delta / l_i \\ L_M &= \mu_0 \mu_e S N^2 / l_i \end{aligned}$$

ここで、 μ_0 : 真空透磁率、 μ_e : 実効透磁率、 μ_s : 比透磁率、 N : コイル巻数、 r : 巻線抵抗、 S : 磁心断面積、 l_g : ギャップの長さ、 l_i : 平均磁路長、 θ_B : 励磁電流に対する磁束密度の位相遅れ、 r_M : 磁心の損失を表わす抵抗、 $R_M = r + r_M$: 励磁コイル実効損失抵抗、 L_M : 励磁コイルの実効インダクタンス
更に、回路的に次の関係式が成立する。

$$\left. \begin{aligned} i_H &= v / (R_H + R_S) \\ v &= K_i e^{j\theta_i} v_L \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (12)$$

ただし、

$$\begin{aligned} K_i &= \{1 + (R_M / |Z_L|)^2 + (\omega L_M / |Z_L|)^2 \\ &\quad + 2(R_M \cos \phi / |Z_L| + \omega L_M \sin \phi / |Z_L|)\} \\ \tan \theta_i &= \{\omega L_M \cos \phi / |Z_L| - R_M \sin \phi / |Z_L|\} \\ &\quad / \{1 + R_M \cos \phi / |Z_L| + \omega L_M \sin \phi / |Z_L|\} \end{aligned}$$

(8), (9), (11), (12) 式より、ホール出力電圧 v_H の直流成分 $V_{H(DC)}$ は

$$\begin{aligned} V_{H(DC)} &= K \mu_0 \mu_e \frac{K_i}{l_i (R_H + R_S)} V_L I_L \\ &\quad \times \cos(\phi + \theta_i + \theta_B) \dots\dots\dots (13) \end{aligned}$$

となり、 $\cos \theta_B \simeq 1$, $\sin \theta_B \simeq \tan \theta_B$ とおくと

$$\begin{aligned} V_{H(DC)} &= K \mu_0 \mu_e \frac{1}{l_i (R_H + R_S)} \left\{ V_L I_L \cos \phi \right. \\ &\quad + R_M I_L^2 - (V_L I_L \sin \phi \\ &\quad \left. + \omega L_M I_L^2) \frac{\tan \delta}{1 + \mu' l_g / l_i} \right\} \dots\dots\dots (14) \end{aligned}$$

となる。

右辺第1項は負荷電力に比例する成分、第2項は励磁コイルの実効損失抵抗による誤差の成分を表わす。第3項は磁心における励磁電流に対する磁束密度の位相遅れに起因する誤差の成分で、励磁コイルおよび負荷における無効電力の和に比例することを表わしている。

〈2.3〉 実験結果

(1) 実験回路 実験は負荷電圧 100V、負荷電流 1A、抵抗負荷のとき、100W の負荷電力が測定できることを目標とし、力率は 1~0.5 を考え、周波数帯域は直流から 10MHz 以上とした。

使用ホール素子は n 形 InSb の単結晶バルク素子でガラス基板を含めた寸法は約 $1.0 \times 1.5 \times 0.15 \text{ mm}$ である*。第4図に一定磁界におけるホール起電力の静特性を示したが、主な電気的特性は $T_a = 18^\circ \text{C}$ のとき、乗算感度 $K = 7.73 \text{ mV/kG} \cdot \text{mA}$ 、 $R_H = 40 \Omega$ 、定格電流は約 10mA である。

励磁コイルの磁心には、フェライトコア T-2-4-1 (M_sB 材, TDK 製) を用い、 $l_i = 9.2 \text{ mm}$, $l_g = 0.2 \text{ mm}$, $S = 1.0 \text{ mm}^2$ である。その磁気的特性は、 $f = 2 \text{ MHz}$ のとき $\mu' \simeq \mu_s = 54$, $\tan \delta = 4.43 \times 10^{-3}$, $f = 10 \text{ MHz}$ のとき $\mu_s = 43$, $\tan \delta = 5.55 \times 10^{-3}$ となっている。

以下、上記のホール素子およびフェライトコアを第1図(a), (c) の回路にそれぞれ取り入れたときのそう入損失、測定誤差および測定感度などを計算し、その値を比較検討する。計算の条件は、定格電力 $P_L = 100 \text{ W}$, $|Z_L| = 100 \Omega$, $|Z_S| = 0.5 |Z_L|$, $f = 10 \text{ MHz}$, 電力計としてシャント電流および電圧降下はそれぞれ負荷電流および負荷電圧の 1%, 抵抗負荷、定格電力のとき、素子に定格電流 10mA を流し、更に第1図(a)において $R_M \simeq r_M$, $\omega L_M \gg R_M$, 第1図(c)においては $\omega L_M' = (R_B + R_M')/100$ と仮定する。

第4図 ホール素子の静特性

Fig. 4. Static characteristic of Hall element.

*: バルク素子は、Si, InSb などの単結晶ウェハをラッピング、更には化学研磨により薄くしたものを基板に張り付け、電極をめっき、金属蒸着などで取り付けて作られる。本実験に用いた素子は、ガラス基板の厚みが約 0.1 mm、単結晶膜厚が約 0.01 mm である。

第 8 図 ホール効果電力計の周波数特性

Fig. 8. Frequency characteristics of Hall-effect wattmeter.

材料および回路設計の適切化を行なうことにより、周波数帯域は更に拡大できるものとする。

(4) 温度特性 出力電圧の温度特性は、(14)式からわかるように素子の乗算感度 K 、入力抵抗および磁心の透磁率などの温度依存性に左右される。温度補償は高周波特性に与える影響を考え、直流ホール出力を補償する方策をとり、第 5 図に示すようにサーミスタを用いた。実測の結果、補償前では 25°C 付近で約 $-2\%/^{\circ}\text{C}$ の温度係数を示し、主に乗算感度 K の温度変化によることがわかる。補償後では感度は約 1/2 に低下するが、温度係数は約 $-0.45\%/^{\circ}\text{C}$ となり、0~50°C 間において実用上は満足できる⁽³⁾。

3. 磁気抵抗素子を用いた広帯域電力測定

(3.1) 非直線特性を利用した電力測定の理論的解析 磁気抵抗素子の素子抵抗は磁界を加えることにより増加するが、その磁界依存性は 2 乗特性と直線特性の二つの領域に分けられ、磁気抵抗素子の乗算性を応用した電力測定には、一般に後者の直線特性が多く用いられている⁽²⁾⁽⁴⁾。しかし、磁束密度に対して素子抵抗が直線特性を示す範囲は、InSb 素子で約 4kG 以上、InAs 素子で約 7kG 以上と高磁束密度であるので⁽⁵⁾、永久磁石による素子に加えるバイアス磁界の供給が難しい。また、励磁コイルによる方法も大きな起磁力を必要とする。そのうえ、広帯域ならびに測定感度を上げるための励磁用フェライトコアが磁的に飽和する恐れがある。以上の観点から、2 乗特性ないし直線特性に至る低磁束密度の非直線領域を用いることが有利であると考えられる。以下に、その理論的解析を試み、電力測定の原理を明らかにする。

第 9 図に示すように、素子と垂直に均一なバイアス直流磁束密度 B_0 および負荷電流 i_L に比例した交流磁束密度 B_L を加え、負荷電圧 v_L に比例した電流 i を流すと、素子に加わる全磁束密度 B および素子の

第 9 図 磁気抵抗効果電力計の原理

Fig. 9. Principle of magnetoresistance-effect AC watt meter.

端子電圧 v_0 は次のように表わされる。

$$B = B_0 + K_1 i_L \quad (15)$$

$$v_0 = R(B) v_L / \{R(B) + R_s\} \quad (16)$$

$R(B)$ は磁束密度 B における素子抵抗、 K_1 は励磁電流 i_L に対する比例係数を表す。磁心にリング状フェライトコアを用いた場合、 K_1 は次式で与えられる。

$$K_1 = \mu_0 \mu_{e0} N / l_i \quad (17)$$

ここで、 μ_{e0} はバイアス直流磁束密度 B_0 が存在する状態における実効透磁率を表す。

次に、非直線領域における素子抵抗を次のように与える。

$$R(B) = R(0) (1 + m B^2)^p \quad (18)$$

ここで、 $R(0)$ は零磁界における素子抵抗

(15)式を(18)式に代入して展開すると

$$\left. \begin{aligned} R(B) &= R(B_0) \{1 + 2p m' x \\ &\quad + p m' \{1 - 2(1-p)m'\} x^2 \\ &\quad - 2p(1-p)m'^2 \{1 - (2/3)(2-p)m'\} x^3 \\ &\quad + \dots\} \\ R(B_0) &= R(0) (1 + m B_0^2)^p \\ m' &= m B_0^2 / (1 + m B_0^2) \\ x &= K_1 i_L / B_0 \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

更に、(16)、(19)式より

$$\left. \begin{aligned} v_0 / v_L &= n [1 + 2p m' n' x \\ &\quad + p m' n' \{1 - 2(1-p)m'\} x^2 \\ &\quad - 2p m' n' \{(1-p) \{1 - 2(2-p)m'/3\} \\ &\quad + 2p \{1 - 2(1-p)m'\} n\} x^3 \\ &\quad + \dots] \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

となる。ここで、 $n = R(B_0) / \{R(B_0) + R_s\}$ 、 $n' = 1 - n$ である。

最後に、(9)、(20)式より出力電圧 v_0 の直流成分 V_{DC} を求めると

$$V_{DC} = 2K_1 p \frac{R_s R(B_0)}{\{R(B_0) + R_s\}^2} \frac{m B_0}{1 + m B_0^2} \left\{ 1 \right.$$

$$\left. -\frac{3}{2} \frac{m K_1^2}{1+m B_0^2} \alpha I_L^2 + \dots \right\} V_L I_L \cos \phi \quad (21)$$

ただし,

$$\alpha = (1-p) \{1 - (2/3)(2-p)m'\} + 2p \{1 - 2(1-p)m'n\}$$

が得られる。

(21)式において第1項は負荷電力に比例する電圧を表わし, 第2項は非直線ひずみによる誤差の成分である。従って, ひずみ率 δ は次のようになる。

$$\delta = (3/2) \{m K_1^2 / (1+m B_0^2)\} \alpha I_L^2 \dots (22)$$

〈3.2〉 励磁回路の構造 上述の原理に基づく電力測定回路の構成は, 基本的にはホール素子の場合と同様, 第1図に示したものが適用される。

しかしながら, 磁気抵抗素子には交流磁束密度と同時にバイアス直流磁束密度を加える必要があることから, バイアス磁界の安定供給ならびに広帯域高感度な測定を図るため, 励磁回路は永久磁石と高周波用フェライトコアを用いて構成する。具体的には永久磁石のギャップにフェライトコアを陥没した形で固定する。この結果, フェライトコアのギャップに直流磁界が供給され, その磁束密度の大きさは磁石に磁氣的シャントを設けて調節することができる。更に, 励磁コイルに交流電流を流してフェライトコアに交流磁束密度を作り, 上記のバイアス直流磁束密度と重畳して素子に加える。

第10図に磁気抵抗素子とともにフェライトコアと永久磁石との結合状態を示した。

このような励磁回路において, 永久磁石は交流磁界に対する磁気抵抗が大きいので, 交流信号に対して励磁回路は等価的に直流磁界が存在するときの実効透磁率 μ_{eo} の値をもつフェライトコアの部分のみとして取り扱うことができる。

〈3.3〉 実験結果 実験回路は第11図に示すように, ホール効果電力計の場合と同じ理由により, 第1図(a)の回路構成を採用した。負荷電圧100V, 負荷電流1Aにおいて, 抵抗負荷のとき100Wの電力が測定できることを目標とし, 周波数帯域は50Hzから50MHz以上とした。

(1) 磁気抵抗素子 使用素子はn形InSbの単結晶バルク形で, 寸法は基板を含め約1.5×4.0×0.2mmである。

第12図に素子抵抗の磁界依存性を示したが, (18)式に従って $R(B)$ を求めると, $T_a=25^\circ\text{C}$ のとき次のようになる。

$f=20\text{ kHz}$, 横軸: $H_{p-p}=1.4\text{ AT}$, 縦軸: $B_{p-p}=7.75\text{ G}$

第10図 励磁回路の構造と励磁特性

Fig. 10. Magnetizing circuit and its magnetizing characteristic.

$L_s=10\text{ }\mu\text{H}$ (位相補償インダクタンス)

第11図 磁気抵抗効果電力計の実験回路

Fig. 11. Experimental circuits of magneto-resistance-effect AC wattmeter.

第12図 磁気抵抗素子の磁界依存性

Fig. 12. Characteristics of magneto-resistance element.

$$\left. \begin{aligned} \text{No. 1: } R(B) &= 103.4(1 + 0.47B^2)^{2/3} \\ \text{No. 2: } R(B) &= 96.5(1 + 0.54B^2)^{0.6} \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

$R(B)$, B の単位はそれぞれ (Ω), (kG) である。

この式は磁束密度 $B=5\text{ kG}$ に至るまで実測と良く一致する。

(2) 励磁回路 フェライトコアはVH 100 B 材の12-4-6(日本フェライト製)で, 寸法は $l_t=28\text{ mm}$, $l_g=0.2\text{ mm}$, $S=12\text{ mm}^2$, その磁氣的特性は $f=30\text{ MHz}$ のとき $\mu_s=25$, $\tan\delta=3.33\times 10^{-3}$ となってい

る。永久磁石はアルニコ系のもので、これに磁気シャントを設けてフェライトコアのギャップにおけるバイアス直流磁束密度 $B_0=0.8\text{ kG}$ に調節した。

このような励磁回路の磁気特性を知るために、低周波においては電磁誘導法により $B-H$ 曲線を測定した。第 10 図の結果から実効透磁率 $\mu_{e0}=12.3$ と計算され、励磁電流と磁束密度との間には良好な直線性を保っている。高周波領域においては、 Q メータ法を用いて各々の巻数における分布容量を補正したインダクタンスから、リード線の残留インダクタンスを差し引いた実効インダクタンスを求めた。計算の結果、 $\mu_{e0}=13.2$ となり、 $f=50\text{ MHz}$ に至る範囲において、ほぼ一定な値を示すことを確かめた。

励磁回路に関しては、ホール素子の場合と同様に、(10)、(11)両式が成立するので、 $N=1$ とすると励磁回路の常数は、 $f=30\text{ MHz}$ のとき $R_M \approx r_M=4.47\text{ m}\Omega$ 、 $L_M=71.1 \times 10^{-4}\text{ }\mu\text{H}$ 、 $\theta_B=3.02 \times 10^{-3}\text{ rad}$ となり、広い周波数帯域にわたって適用できることがわかる。

(3) 指示特性 出力電圧 V_{DC} は、(21) 式より次のように計算される。

$$V_{DC}=25.8 \times 10^{-6}(1-6.42 \times 10^{-6} I_L^2) V_L I_L \cos \phi \dots\dots\dots (24)$$

測定感度は $25.8\text{ }\mu\text{V/W}$ となり、非直線ひずみは $6.42 \times 10^{-4}\%$ ($I_L=1\text{ A}$) と非常に小さい。

電力計として $f=30\text{ MHz}$ のとき、シャント電流は負荷電流の 1%、電圧降下は約 1.34%、そう入損失は約 2% ($Z_s=0.5|Z_L|$, $\cos \phi=1\sim 0.5$)、測定誤差も約 0.5% ($\cos \phi=1\sim 0.5$) 以下におさまる。

第 13 図に出力電圧の実測結果を示す。測定感度は $27\text{ }\mu\text{V/W}$ で理論値とほぼ一致する。1W 以下の小電力に対する指示特性も同図に示したが、高感度な直流電圧測定器を用いて直線範囲の広い電力測定ができることを示す。また (21) 式からわかるように、出力電圧はバイアス直流磁束密度 B_0 の関数である。第 14 図に両者の関係を示したが、高磁束密度において出力電圧が飽和する傾向は、フェライトコアが磁的に飽和し、実効透磁率が減少することによる。

(4) 周波数特性 第 15 図の点線で示したのがバイアス直流磁束密度 $B_0=0.8\text{ kG}$ を素子に加えた状態における素子抵抗の周波数依存性で、50 MHz 以上までおおむね一様であるといえる。

出力電圧の周波数特性は、負荷電力 1W と 50W 一定として測定を行なった。第 15 図に示すように、周波数帯域は 50 MHz 以上に及ぶ。周波数に対する適用範囲の広い磁心を用いるとともに、回路設計の最適

第 13 図 磁気抵抗効果電力計の指示特性

Fig. 13. Characteristics of magnetoresistance-effect AC wattmeter.

第 14 図 出力電圧のバイアス直流磁束密度依存性

Fig. 14. Output voltage vs. bias DC flux density.

第 15 図 磁気抵抗効果電力計の周波数特性

Fig. 15. Frequency characteristics of magnetoresistance-effect AC wattmeter.

化を図ることにより、低周波より 100 MHz 以上までの周波数帯でそう入損失、測定誤差などについて満足しうる電力測定ができるものと思われる。

(5) 温度特性 出力電圧の温度依存性は、零磁界における素子抵抗 $R(0)$ 、特性係数 m および p 、フェライトコアの透磁率、更には永久磁石によるバイアス磁界などの温度変化によるものと考えられる。

実測の結果、 $R(0)$ は常温付近で約 $-1.75\%/^{\circ}\text{C}$ の温度係数をもち、素子の材質 InSb の零磁界における温度特性を表わす。素子を励磁回路に装着したとき、($B_0=0.8\text{ kG}$) の素子抵抗 $R(0.8)$ の温度係数は約 $-1.1\%/^{\circ}\text{C}$ となり⁽⁶⁾、素子抵抗および励磁回路全体の総合温度特性を表わす。

第 16 図 磁気抵抗効果電力の温度特性計

Fig. 16. Temperature characteristics of magnetoresistance-effect AC wattmeter.

第 16 図の上線は出力電圧の温度依存性で、温度係数は約 $-1.3\%/^{\circ}\text{C}$ になっており、明らかに素子抵抗および励磁回路の温度による変化が主な原因であることを示す。

温度補償は出力側において、第 11 図の点線のような接続によるサーミスタを用いる方法を取り、第 16 図の下線の結果が得られた。常温近傍で平坦な特性を示し、低温側で約 $-0.3\%/^{\circ}\text{C}$ の温度係数をもつ。

4. む す び

以上、微小なバルク形ホール素子および磁気抵抗素子を用いた高周波広帯域電力測定回路について、回路構成とその選択の基準、回路解析および実験結果を述べた。

高周波電力計に関しては熱電対方式、FET 方式などがあるが、前者では過負荷に弱い、熱時定数が大、2 個の熱電対の特性合わせが困難、後者では 2 個の FET 素子の 2 乗特性の相違による誤差、適用周波数範囲が狭小、周囲温度の影響が大、などそれぞれ欠点がある。

磁電効果素子方式は、これらの方式に対して回路構成が簡単、応答速度が大、過負荷耐力が大など有利な

点が多い。しかし、従来の磁電効果素子方式においては素子の寸法、感度などとの関連から、励磁コイルのインピーダンスが大きく、広い周波数帯域にわたっての電力測定が困難であった。

本研究においては、励磁回路の磁心に微小素子に適した小形高周波用フェライトコアを用いることにより、励磁コイルのインピーダンスを僅小に抑えることができ、広帯域にわたっての入損失、測定誤差などについて十分満足できることを示した。ホール素子方式では、直流から 10MHz の周波数帯域で、測定感度 $25\mu\text{V/W}$ 、磁気抵抗素子方式では低磁束密度の非直線特性領域を利用することにより、低周波より 50MHz 以上の広い周波数帯域で約 $30\mu\text{V/W}$ の測定感度が得られた。

更にホール素子方式では、直流からの電力測定が可能、4 端子素子であり、出力端子に現われる誘導電圧の妨害により微小な出力電圧の測定に難点あり、磁気抵抗素子方式では直流電力の測定には異なった回路構成が必要、誘導電圧の妨害がないので小電力を安定に測定できるなど、それぞれに長短があるので、目的に応じて方式を選択すべきであると思われる。

終わりに、素子のご提供をいただいた電気音響(株)第一研究室の増田、黒柳、西野諸氏に感謝いたします。

(昭和 48 年 12 月 20 日受付, 同 49 年 6 月 18 日再受付)

文 献

- (1) H. E. M. Barlow: Proc. Instn. Elect. Engrs **102B**, 179 (1954)
- (2) 片岡: 電学誌 **83**, 943 (昭 38-6)
- (3) 田中・鄭: 電気測定研究会資料 EM-71-2 (昭 46-1)
- (4) M. J. O. Strutt & S. F. Sun: IRE Trans. Instrum. p. 44 (1961-6)
- (5) 片岡: 磁電変換素子 124 (昭 40) 日刊工業新聞社
- (6) 田中・鄭: 電気測定研究会資料 EM-72-7 (昭 47-5)