基準電圧雑音の計測に対する測定環境評価の問題

非会員 梶 原 和 範 (九州工大)

正 員 園 田 敏 勝 (九州工大)

正 員 上 田 隆 三 (九州工大)

Problem on External Noise disturbing Noise-Measurement of DC Reference Voltage

Kazunori Kajiwara, Non-Member, Toshikatsu Sonoda, Member, Ryuzo Ueda, Member
(Kyushu Institute of Technology)

We developed a method of constituting DC reference voltage circuit which is composed of zener diode. For evaluation of the noise voltage included in the circuit, two problems have to be discussed. One is on measurement of infinitesimal voltage less than 100 nV and the other is on the external noise disturbing its measurement. The former is related to the constitution of the differential amplifier utilized for amplification of its small signal. The latter is on power source noise inducing injurious voltage into the measurement circuit. This paper treats these two and gives some important suggestions for achieving accurate measurement of small signal.

キーワード：基準電圧，微小雑音電圧計測，雑音除去，同相除去比，雑音磁界

1. ま え が き

筆者らは、温度依存性が $0.1 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ より高精度のツェナーダイオード型基準電圧の構成法について検討してきた⁽¹⁾⁽²⁾。この電圧を評価するには、直流電圧に関して7桁以上、基準電圧に重畳する雑音電圧に対しては、少なくとも100 nV以下の計測を可能にしなければならない。この最も簡単な方法は市販電圧計（マルチメータ）を用いる事であろう。ところが、マルチメータのカタログ値と使用現場で得られる性能との間には大きな差が有り、単純にカタログ値のみでマルチメータの性能評価はできない事が明らかになった⁽¹⁾。たとえば、交・直流電圧分解能10 nVに対し、固体差も有るが、筆者らの実験室で得られる値は、直流50 nV、交流に関しては300 nV程度が限度であった。実験的に得られる分解能は、マルチメータ自身の性能と計測環境の両方で定まると思えるのだが、どちらに問題があるかは今まで不明であった。

本論文では、基準電圧に重畳する100 nV以下の雑音電圧の評価を可能にするため、微小電圧計測上の問題点と測定系に混入する雑音の具体例について検討した。その結果、実験室の電磁環境は不適であり、特に商用電源に基づく磁界が 10^{-7} T 存在しており、これは $9.1 \times 10^{-4} \text{ m}^2$ の1ターンコイルに数100 nVの雑音電圧を誘起させることが明らかになった。したがって、通常の実験室で100 nV以下の計測を可能とするには、雑音除去の問題を解決しな

ればならない事が明らかになったのでその概要を報告する。

2. 微小雑音電圧計測上の問題点

温度依存性が $0.1 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ より高精度の基準電圧に重畳する雑音電圧を評価するには、少なくとも100 nV以下の計測が要求される。このような微小電圧の計測を考えると、まず測定系全体に混入する雑音対策が必要となる。つまり、電子計測器の最小計測可能値や物理量を電気信号に変換する各種センサの最小検出可能値は、ともに計測系の揺らぎを含めた雑音で規定された^{(3)~(6)}。これと同様、測定系全体に混入する雑音の低減化は、直接測定系の分解能向上につながる事から、可能な限り小さくしなければならない。

計測に伴う雑音を大別すると、計測器や被測定系内部で生じる内部雑音と、測定環境に依存して定まる外部雑音となる。内部雑音の最終値は系の等価熱雑音⁽⁷⁾⁽⁸⁾で定まり、系の低インピーダンス、低温度化が要求される。しかしながら、論文では、常温動作の基準電圧を被測定対象としている事から、簡単のためマルチメータと増幅器とで構成する測定系も常温動作とし、これらすべてを温度変化が $\pm 0.2^{\circ}\text{C}$ 以下の恒温槽内で動作させる場合を考える。また、外部雑音のおおむねは(1)測定器系の入力端子に差動成分として直接入力する成分、(2)空間を介して混入する成分、(3)測定系を駆動する電源系から混入する成分の3

種になり、これらは互いに関連しながら混入してくるので厄介であり、混入経路を特定するのは簡単でない。(1)の雑音に対しては、被測定信号に重畳する同相成分の除去と絶縁とを主目的とした絶縁増幅器があるが、これの微小電圧に対する線形性と応答性に問題がある^{(9)~(11)}。(2)に関する磁気シールドは静電シールドに比べて簡単でない^{(12)~(14)}。また、(3)に対してはラインフィルタや絶縁変圧器^{(15),(16)}が多用されており、いずれも高精度計測には不可欠と言える。つまり、ベル電話研究所のJ. L. Mollらによって制作されたpnnpnスイッチ⁽¹⁷⁾は1957年GE社よりSCRの商品名で発表された。それ以後、急速に発達した半導体電力変換装置の具体化に伴う商用電源に含まれる雑音成分の増加と電磁環境の悪化は、10 nV オーダの電圧や 10^{-10} T以下の磁場計測を困難にし、大きな外乱雑音となっている^{(3)~(5)}。

3. 雑音除去に対する基本的な考え

雑音除去の基本は、まず測定系の同相除去比を可能な限り大きくして、同相雑音成分の一部が差動成分として混入しないようにしなければならない。つまり、測定系が理想的でない場合には、同相成分の一部が差動成分として混入して計測分解能を低下させてしまう。次に測定系、被測定系全体に鎖交する磁束の時間微分やこれらの振動などに基づく雑音が差動成分として直接混入しないような低減化を計る事である。これの対策としては、電磁シールドを施したり、起電力の相殺などを行うが、一般に簡単でない。以下具体系で雑音除去の問題を検討してみる。

μV 以下の雑音電圧を市販のデジタル電圧計(D.V.M.)を用いて計測する場合、カタログに示される分解能と実験室で得られる値との間には大差があるため、まず雑音を計測可能レベルになるまで増幅する必要がある。ケーブルを用いて基準電圧端子と増幅器端子をつないで増幅するのだが、そこで問題になるのは外部雑音の混入である。雑音混入経路を特定するのは簡単でないが、考えられ

るいくつかを図1に基づいて考えてみよう。

図1は被測定系 $M_{d,s}$ 内の電圧 $\dot{V}_s$ を増幅する回路である。測定系 M_s は差動増幅器 A_0 と増幅器 A_1 とで構成されている。ここでは簡単のため、雑音やケーブルのインピーダンスを集中定数で考え、 $\dot{V}_s$ と雑音電圧を瞬時値でなく正弦波とし、その定常状態を考える事にする。図に示す $\dot{V}_n, \dot{Z}_n$ は $M_{d,s}$ と M_s 間に生じる等価雑音電圧とそれにつながる等価インピーダンスで、各部の記号は以下の通りである。

- $\dot{Z}_s$: $\dot{V}_s$ の内部インピーダンス
- $\dot{Z}_a, \dot{Z}_b$: $\dot{V}_s$ の出力端 a, b と $M_{d,s}$ 間のインピーダンス
- $\dot{V}_a, \dot{V}_b$: $\dot{V}_s$ の出力端 a, b の $M_{d,s}$ に対する電圧
- $\dot{Z}_l$: M_s と $M_{d,s}$ をつなぐケーブルのシールド部のインピーダンス
- $\dot{Z}_c, \dot{Z}_d$: 測定系の入力端 c, d と M_s 間のインピーダンス
- $\dot{V}_c, \dot{V}_d$: 測定系の入力端 c, d の M_s に対する電圧
- $\dot{V}_{n,d}$: M_s と $M_{d,s}$ 間に生じる電圧
- $\dot{V}_{s,det}$: 差動増幅器の出力電圧
- H_{sp} : 測定系全体に存在する空間磁界
- $T_s, T_{d,s}$: 測定系と被測定系を駆動する直流電源の単相変圧器
- $\dot{Z}_{T,s}, \dot{Z}_{T,d,s}$: T_s と $T_{d,s}$ の一次と磁心を含めた二次巻線間のインピーダンス

〈3・1〉 測定系の入力端子に差動成分として直接混入する雑音成分 測定系の入力端子 c, d に差動成分として直接混入する成分とは、次の2成分を言う。その1つは〈3・2〉、〈3・3〉節にも関連するが、 $M_{d,s}$ 、ケーブル、 M_s など測定系全体と鎖交する磁束の時間微分やそれらが振動して生じる雑音成分である。他は差動増幅器自身の対称性が得られていない場合や $\dot{Z}_a \neq \dot{Z}_b, \dot{Z}_c \neq \dot{Z}_d$ の場合に $\dot{V}_{n,d}$ の一部が差動成分となって混入する雑音成分である。

図2は測定系の初段である差動増幅器部の具体回路で、 $\dot{Z}_1, \dot{Z}_2, \dot{Z}_3, \dot{Z}_f$ は差動増幅器を構成するインピーダンス、 A_0 は増幅器の開ループゲインである。ここで差動増幅器を構成する増幅器の入力インピーダンスは無限大、ドリフト成分などは無視できるとすると、出力電圧 $\dot{V}_{s,det}$ は周知

図1 検討する微小電圧計測回路
Fig. 1. Block diagram of infinitesimal voltage measuring circuit under study.

図2 差動増幅器回路
Fig. 2. Differential amplifier.

のように(1)式で与えられる。

$$\dot{V}_{s,\text{det}} = K_P \dot{V}_a - K_N \dot{V}_c \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$K_P = \frac{\dot{Z}_3}{\dot{Z}_2 + \dot{Z}_3} \frac{1}{\frac{1}{A_0} + \frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_f}} \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$K_N = \frac{\dot{Z}_f}{\frac{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_f}{A_0} + \dot{Z}_1} \quad \dots\dots\dots (3)$$

ここで

$$\dot{Z}_1 = \dot{Z}_2, \dot{Z}_3 = \dot{Z}_f \quad \dots\dots\dots (4)$$

に選ぶと

$$\dot{V}_{s,\text{det}} = K(\dot{V}_a - \dot{V}_c) \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$K_P = K_N = K \quad \dots\dots\dots (6)$$

つまり、差動増幅器回路の対称性が得られていれば、 $\dot{V}_c$ と $\dot{V}_d$ との差電圧のみが計測される事から、 $\dot{Z}_a = \dot{Z}_b$, $\dot{Z}_c = \dot{Z}_d$ が得られるように系全体を構成すれば、 $\dot{V}_{n,d}$ は計測されない事になる。これに対して、実系で問題になるのは次の2点であるが、直流から数100 kHzにわたって対称性を得るのは簡単でない。

1. 差動増幅器回路自身の対称性は得られるか。
2. 図1の端子 c, d から見て $M_{d,s}$ 側の各インピーダンスが等しくなるように回路全体を構成する事は可能か。
現実問題では、端子 c から右側を見たインピーダンスはほぼ $\dot{Z}_1$ で定まるのに対し、端子 d では $\dot{Z}_2 + \dot{Z}_3$ となり、両者が非対称になっているのも厄介な問題の一つになる場合がある。これに対し、端子 c, d それぞれに緩衝増幅器を挿入する場合も有るが、今度はこれの雑音と回路面積が問題になる。

ここで、差動増幅器の非対称性を表わすために、非対称率 K_{UB} を(7)式で定義する。

$$K_{UB} = (K_P - K_N)/K \quad \dots\dots\dots (7)$$

〈3・2〉 空間を介して混入する成分 空間を介して混入する成分とは、たとえば通信用電波、雷電流による輻射、測定系外の商用電源用変圧器、地磁気などの空間雑音磁界 H_{sp} が時間変化する場合^{(4),(5)} やこれは直接の同相成分とも言えるが $M_{d,s}$, M_s あるいはケーブルが外力によって振動する場合に混入する雑音である。ただし、ここではケーブルの絶縁物固有で発生する雑音は別にする。 $M_{d,s}$, ケーブル, M_s の近傍に強磁性体や強誘電体が配置されている場合には、 H_{sp} による影響は一層複雑になる。さらに H_{sp} の空間分布とケーブル芯線のねじり間隔との関係などまでを考慮すると、これら雑音を特定するのは一層困難になる事から、系全体に対する静電・磁気シールドは精密測定に不可欠となる。たとえば、筆者らの実験室には、通常 60 Hz の $10^{-7} \sim 10^{-9}$ T 相当の磁場が存在しており^{(4),(5)} 仮に図1の $\dot{V}_s$ 回路に $1 \times 10^{-4} \text{ m}^2$ の面積があれば、その1ターン当たりには 3.8 nV $\sim$ 38 pV の電圧が誘起される事になる。さらに変圧器を有する測定器では、磁気シールドの困難さも加わって、変圧器磁界は外部雑音と言うより、この場合には、測定系の内部雑音として極めて厄介な問題

の一つになってくる。また、加速度センサでは、地磁気に基づく速度起電力は、全磁気 3×10^{-5} T 中をこれと直交する向きに 1×10^{-2} m/s の速さでケーブルが動くだけでも、単位長当たり 0.3 μ V もの大きさになる事から、ケーブルの選定とセンサ部と回路部とのループが問題になってくる。

このように空間を介して混入する雑音に対しては、シールド以外に防ぎようがなく、回路としては雑音の相殺や等価電磁面積を小さくしたり、振動しないようにしなければならない。

〈3・3〉 電源系から混入する成分 電源系から混入する成分とは、実際問題として我々が最も多く経験する成分であり、これには2種のケースが考えられる。その一つは図1の $M_{d,s}$ と M_s 部に用いる直流電源の変圧器の一・二次間のインピーダンス結合として混入する成分である。これは結果的に、図1の $\dot{V}_n$ の発生につながり、一次巻線の巻始め側を商用電源の電圧側につなぐか、接地側につなぐかとの具体的な問題になる。最悪のケースは単相3線式の接地線に対する両電圧側を $M_{d,s}$ と M_s の電源としてつなぎ分けた場合である。他は〈3・2〉節と同様に静電的あるいは相互誘導的に混入する成分で、 $\dot{Z}_a = \dot{Z}_b$, $\dot{Z}_c = \dot{Z}_d$ としても避けられず、精密測定に対し、電源変圧器は極めて厄介な存在となる。

以上、外来雑音の同相成分は、差動増幅器を理想的に構成し、 $\dot{Z}_a = \dot{Z}_b$, $\dot{Z}_c = \dot{Z}_d$ が得られるようにすれば除去可能だが、空間を介して混入する雑音に対しては、静電・磁気シールドを施すか、回路面積を等価的に小さくする以外にない。

一般に D. V. M. の同相除去比は積分時間によって異なり、カタログ値によれば 90 $\sim$ 170 dB 程度である⁽¹⁸⁾。一方差動増幅器では、インピーダンス素子の温度依存性、増幅器の周波数特性を考えると 120 dB 以上の比を得るのは簡単でない。したがって、10 nV オーダの電圧計測に対し、図1の $\dot{V}_n$ は可能な限り小さくしなければならない。また、 $\dot{Z}_n$ は大きくするようにし、図1に示すケーブルの $\dot{Z}_i$ は小さくなるものを用いて、一方の系の電位は他方の系の電位に容易に追従できるようにして $\dot{V}_{n,d}$ の発生を小さくしなければならない。これを実現するには、絶縁変圧器⁽¹⁵⁾ が有用となってくる。

4. 雑音混入の具体例

考えられる雑音混入経路のおおむねは3章に示したが、その詳細を特定するのは一般に簡単でない。したがって、ここでは図2に示す差動増幅器の非対称性 K_{UB} に対する同相除去比 CMRR が雑音混入とどう関係するかという問題と雑音が空間を介して混入する場合の2例を示し、これらは 10 nV オーダの計測に対し無視できない外乱雑音になる事を示してみる。

図3は図2の端子 c, d に雑音として $f_n = 60$ Hz の $\dot{V}_n$ を直接入力して K_{UB} と CMRR との関係を調べた一例であ

(a) 非対称性と同相除去比

(b) 非対称性に対する差動増幅器出力

図 3 差動増幅回路の非対称性と同相除去比
Fig. 3. Unsymmetry of the differential amplifier and its common mode rejection ratio (CMRR).

る。ここでは、差動増幅器を構成するインピーダンス要素は下記のアドミタンス値とし、 K_{UB} は通常の増幅器を構成する場合を考慮して $\dot{Y}_3$ の ΔG のみを変化して与えている。

$$\dot{Y}_1 = \dot{Y}_2 = G + j0$$

$$\dot{Y}_3 = G + \Delta G + j0$$

$$\dot{Y}_f = G + jB$$

$$G = 1 \times 10^{-4}, B = 2\pi f_n C, C = 10 \text{ pF}$$

図3(b)は K_{UB} に対する $\dot{V}_n$ と $\dot{V}_{s,det}$ の各瞬時値 $v_n, v_{s,det}$ を示したもので、非対称性に応じて $\dot{V}_n$ の一部が差動成分になっている。この結果から、微小電圧計測に対して、 10^{-4} 程度の非対称も許されないのが理解できる。図4に示すAは図3と同じ回路条件の場合で、Bは下記条件のように各 f_n に対してCMRRの最小値が得られるよう ΔG と ΔB の両方を微調整して得ている。したがって、このデータは必ずしも100 kHz以下の全周波数に対して適用できるものではなく特別な場合である。

$$\dot{Y}_1 = \dot{Y}_2 = G + j0$$

$$\dot{Y}_3 = G + \Delta G + j(B + \Delta B)$$

$$\dot{Y}_f = G + jB$$

図 4 同相除去比の周波数依存性

Fig. 4. Frequency dependence of the CMRR.

$$G = 1 \times 10^{-4}, B = 2\pi f_n C, C = 10 \text{ pF}$$

なお、ここではCMRRを次のようにして求めた。まず $\dot{V}_n$ を印加した場合の $\dot{V}_{s,det}$ の計測値を $V_{s,det,M}$ とする。次に $\dot{V}_n$ を零とした場合の計測値を $V_{s,det,0}$ とし、この両者から $V_{s,det,rms}$ を(8)式で求めている。この式の意味は、増幅器自身の雑音と $\dot{V}_n$ を計測するD.V.M.自身の雑音との間には相関が無いとして実効値計測したものである。また、(9)式の $V_{n,rms}$ は上記同様 $\dot{V}_n$ の計測値である。

$$V_{s,det,rms} = (V_{s,det,M}^2 - V_{s,det,0}^2)^{1/2} \quad (8)$$

$$\text{CMRR} = 20 \log (V_{s,det,rms} / V_{n,rms}) \quad (9)$$

次に図4のCMRRと商用電源を介して混入する雑音の関係について検討してみる。図5は通常我々が電子回路用として用いる15 VA程度の電源変圧器の一次と鉄心を含めた二次巻線間のインピーダンスから求めた静電容量で、その値はほぼ100 pFである。ここに $C_{1P-E}, C_{1N-E}, C_{1-E}$ は図5(a)に示す端子間の測定値である。低周波領域で各容量が大きくなっているのは測定誤差か、あるいは絶縁材料固有の性質によるのかはさらに検討を要する。また、一次巻線を短絡しない場合の C_{1P-E}, C_{1N-E} は、巻線のインダクタンスと分布容量との関係で100 kHz近傍で共振しているのが認められ、この場合の変圧器のインダクタンスは2.5 mH程度の大きさになっている。なお、実際変圧器を商用電源につないだ場合におけるこのインダクタンスの詳細は、瞬時値で見た励磁磁界レベルや変圧器負荷の状況によって大幅に変わる。さらに線路インピーダンスや電源周波数に対する雑音は非同期である事なども考慮すると、図1の $\dot{Z}_{T,s}, \dot{Z}_{Td,s}$ は単に定数では置けない事を示している。これらの詳細も今後検討していかなければならないが、ここでは簡単のため、 $\dot{Z}_{T,s}, \dot{Z}_{Td,s}$ は図5の一次巻線を短絡した場合の容量で与えられる。電源線に重畳する雑音電圧は図1の M_s と $M_{d,s}$ を駆動する直流電源の片方だけに印加され、他方の系の電位は等価的に零電位とする。そして(9)式を得る場合の位相情報を無視すると $\dot{V}_{s,det}$ は(10)式となる。ここに、 $\dot{I}_l$ はケーブルに流れる電流で L_l は $\dot{Z}_l$

図 5 小型変圧器の静電容量
Fig. 5. Capacities of a small transformer.

のインダクタンス分である（なお、抵抗成分は R_l は零としている）。もちろん、実際は直流電源の変圧器の一次巻線のつなぎ方、 $\dot{Z}_a \sim \dot{Z}_d$ の大きさはどの程度になるのかなどの問題も有るが、ここでは簡単に $\dot{Z}_a \sim \dot{Z}_d = \infty$ として考えた。

$$\dot{V}_{s, \text{det}} = \dot{V}_{n, d} 10^{(\text{CMRR}/20)} \dots\dots\dots (10)$$

$$\dot{V}_{n, d} = \dot{I}_{ij} \omega L_l \dots\dots\dots (11)$$

ここで

$$f_n = 10 \text{ kHz}$$

$$|\dot{V}_n| = 1 \text{ V}$$

$$L_l = 5 \mu\text{H} \text{ (ケーブル長さは 4 m 程度)}$$

$$\dot{Z}_{r, s}, \dot{Z}_{r, d, s} \text{ の静電容量} = 100 \text{ pF (図 6)}$$

$$\text{CMRR} = -50 \text{ or } -96 \text{ dB (図 4)}$$

とすると

$$|\dot{V}_{n, d}| = 9.87 \times 10^{-7} \dots\dots\dots (12)$$

となり -50 dB と -96 dB の CMRR に対し $|\dot{V}_{s, \text{det}}|$ は

$$|\dot{V}_{s, \text{det}}| = 3.12 \times 10^{-9} \text{ or } 1.56 \times 10^{-11} \dots\dots\dots (13)$$

このように、 -96 dB の CMRR が得られておれば 16 pV と大きな雑音にはならないが、この -96 dB は特別な場合である事を考えると、差動増幅器の構成法にもよるが、高周波雑音は 10 nV オーダの計測に対し問題になってくる。また、 $\dot{V}_n$ が数 10 V の大きさになったり、仮にインパルス状の雑音が重畳した場合には、図 1 の $\dot{Z}_l$ の大きさにも

図 6 実験室の雑音磁界とそれによる起電力
Fig. 6. An example of magnetic noise in a laboratory and the e.m.f. induced in a small one turn coil.

よるが、変圧器を介して混入する雑音は避けられなくなる。

次に空間を介して混入する場合の例を示してみる。図 6 は実験室に存在する雑音磁界 ($B_{sp} = \mu_0 H_{sp} \rightarrow 60 \text{ Hz}, 1.5 \times 10^{-6} \text{ T (p-p)}$) が、 $9.08 \times 10^{-4} \text{ m}^2$ の 1 ターンコイルに鎖交して生じる雑音電圧を得るが 105.7 dB の増幅器を介して示したもので、その大きさは $0.6 \mu\text{V (p-p)}$ に達している。この振幅は 20% の誤差を許せば磁束の時間微分値に一致しており、たとえ回路を通常の IC 増幅器固有の面積以下、たとえば 10^{-5} m^2 程度に構成できたとしても、 17 nV (p-p) の電圧は誘起することから、この 60 Hz 雑音磁界は極めて厄介で、微小電圧計測に対して磁気シールドは不可欠となってくる。

5. む す び

基準電圧に重畳する 100 nV 以下の雑音電圧の計測を可能にするため、微小雑音電圧計測に関する問題について検討し、測定環境の実状を調べた。その結果、実験室に存在する商用電源系磁界は極めて大きく、測定系全体に適当な磁気シールドを施すか、あるいは特別な測定法を確立しない限り、市販マルチメータを用いて 100 nV 以下の計測を行うのは困難であることが明らかになった。今後は雑音除去に対する考え方を確立すると同時に、測定環境を整え次の事を検討していく予定である。

1. 測定した微小雑音電圧の信頼性に対する物理的意味付け。
2. 基準電圧雑音の詳細な計測と評価。
3. デジタル電圧計の等価熱雑音の推定および実験的分解能値とカタログ値とのギャップの意味。

(平成 8 年 2 月 26 日受付)

文 献

(1) 岡田・梶原・上田：「低雑音・低揺らぎ基準電圧発生回路」，電学論 C, Vol. 115-C, No. 6, p. 798, (1995)

- (2) 園田・梶原・上田：「ツェナーダイオード形基準電圧用 10^{-5}°C 分解能恒温槽の構成」, 電学論 C, 掲載予定
- (3) T. Sonoda, R. Ueda, H. Ikemoto, K. Kudo, K. Kajiwara: "Differentially DC Biased Type Magnetic Field Sensor of High Sensitivity", IEEE Tr. Mag., MAG-25, p. 3396, (1989)
- (4) 園田・上田：「高感度磁界センサ」, 電学論 C, Vol. 110-C, No. 9, p. 554, (1990)
- (5) 園田・池本・上田：「地磁気フリー高感度磁界センサ」, 電学論 C, Vol. 111-C, No. 7, p. 279, (1991)
- (6) 園田・上田・大津：「零相電流検出と電流センサ」, 電学論 D, Vol. 113-D, No. 2, p. 179, (1993)
- (7) H. Nyquist: Phys. Rev., 32, 110, (1928)
- (8) J. B. Jonson: Phys. Rev., 32, 97, (1928)
- (9) 園田・上田：「コアを用いた高精度電圧センサ」, 電学論 D, Vol. 110-D, No. 2, p. 158, (1990)
- (10) E. F. W. Alexanderson, S. P. Nixdorff: "A Magnetic Amplifier for Radio Telephony", Proc. IRE, 4, p. 101, (1916)
- (11) 田辺・佐野：「アイソレータ」, 電気学会全国大会, 1258, (1973)
- (12) A. P. Wills: "On the Magnetic Shielding Effect of Tri-lamellar Spherical and Cylindrical", Physical Review, Vol. 9, No. 4, p. 193, (1899)
- (13) E. Baum, J. Bork: "Systematic Design of Magnetic Shields", J of Magnetism and Magnetic Materials, Vol. 101, p. 69, (1991)
- (14) D. Cohen: "Enhancement of Ferromagnetic Shielding Against Low-Frequency Magnetic Fields", Applied Physics Letters, Vol. 10, No. 3, p. 57, (1967)
- (15) 例えば：「ノイズカットランス」, 電研精機研究所カタログ
- (16) 平田：「ノイズカットランスのつかいかた秘作戦」, 電気計算臨時増刊, 電気書院, 1986, 12
- (17) J. L. Moll, M. Tanenbaum, J. M. Goldey, N. Holonyak: "P-N-P-N Transistor Switches", Proc. IRE, 44(2), p. 1174, Sep., (1956)
- (18) 例えば：「デジタルマルチメータ, 3458 A カタログ」, (1995) H. P 社

梶 原 和 範 (非会員) 昭和 41 年 5 月 14 日生。平成 3 年 3 月九州工業大学大学院電気工学科専攻博士前期課程終了, 同年 4 月後期課程入学, 現在に至る。電気計測および微弱光計測に関する研究に従事。

園 田 敏 勝

(正員) 昭和 19 年 3 月 7 日生。41 年 8 月東海大学短期大学部 (二部) 電気工学科 2 年中退。41 年 8 月九州大学工学部技官, 46 年 4 月九州工業大学工学部技官, 51 年 5 月同大助手, 現在に至る。工学博士 (九州大学)。可変速ドライブシステム, 検出器および電子計測に関する研究に従事。1990 年 IEEE/IAS 論文賞受賞。日本非破壊検査協会, 日本応用磁気学会, IEEE 会員。

上 田 隆 三

(正員) 昭和 15 年 12 月 15 日生。45 年 3 月九州工業大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程終了。45 年 4 月同大学電子工学科助手, 49 年 4 月同第二部電気工学科講師, 50 年 7 月同助教授, 60 年 4 月同教授, 学部改組により電気工学科教授, 現在に至る。工学博士。アーク放電, 超音波振動, 揺らぎおよびセンサなどに関する研究に従事。1990 年 IEEE/IAS 論文賞受賞。

IEEE 会員。