コアを用いた高精度電圧センサ

正員 園田 敏 勝 (九州工大)

正員 上田 隆 三 (九州工大)

Voltage Sensor of High Accuracy by Using Magnetic Core

Toshikatsu Sonoda, Member, Ryuzo Ueda, Member (Kyushu Institute of Technology)

For detection of AC voltage with non-contacting way, a potential transformer is widely utilized. However, when the voltage to be detected is low in the frequency or includes any DC component, the well-known problem of magnetically biased field or magnetic saturation is often experienced and does not put the high accurate detection into practice.

This paper discusses the voltage sensor which solves these problems and intends to achieve high accurate detection. The constitution is composed of the following procedures: (i) Generate a pair of positive and negative voltages in proportion to the voltage to be detected; (ii) Take out the positive and negative voltages from the voltage of (i) through an alternative switching of which frequency is sufficiently high compared with that of the voltage to be detected; (iii) Set the resultant voltage as a reference value for the voltage induced in the search coil arranged on the isolating transformer; (iv) Take the inverse operation of (i) to the secondary coil which is so wound as to make a close coupling with the search coil and reconstruct the original voltage to be detected. This sensor can also detect DC voltage.

The factors causing the detection error are, in general, due to both the existence of primary winding resistance, leakage inductances and magnetizing impedance as well as the dependence of these values on the magnitude and the frequency of the voltage to be detected. The proposed sensor reduces these effects. In practice, for ± 10 V full scale, the minimum detectable voltage is 10 mV when the % error of 0.08% is allowed.

キーワード：偏磁，磁気飽和，スッチング周波数，同相除去比，磁気雑音

1. ま え が き

非接触で交流電圧を検出する際，計器用変圧器が広く用いられている。ところが，低周波検出時あるいは被検出対象に直流成分を含む場合には，よく知られているようにコアの偏磁あるいは磁気飽和の問題が生じることがある。

本論文では，このような問題を解決し，かつ高精度化を目指した電圧センサについて検討する。それはまず被検出電圧の大きさに比例した一対の正・負電圧を発生させておき，これを被検出電圧の周波数より十分高い周波数で交互に切替⁽¹⁾，得られた電圧を絶縁用

変圧器に施した探りコイルに誘起される電圧の目標値とする。次に探りコイルと密結合するように巻いた二次巻線側には逆の操作を施し，元の電圧を復元しようとする方式である。このようにすると，交流のみならず直流電圧の検出もほとんど同一精度で可能になる。

コアを用いた電圧センサの誤差要因は，一般に一次巻線抵抗，漏れインダクタンス，励磁インピーダンスの存在，およびこれら回路定数の電圧振幅と周波数に対する依存性であるが，本論文で提案する検出方式を採用すればこれらの影響を軽減できる。実際，提案するセンサを試作しその性能を調べた結果，直流 10 V を単位被検出電圧とした場合，0.001 単位 (10 mV)

図 1 提案する電圧センサ

Fig. 1. Block diagram of the proposed voltage sensor.

図 2 電圧センサの動作波形

Fig. 2. Operating waveform.

検出時に百分率誤差で 0.08 %, これを 10 V フルス
ケールで見ると 0.8 ppm 程度という精度を得ること
ができた。またコア雑音や外来磁気雑音の影響はほと
んど受けないことが明らかになった。しかしながら、
60 Hz, 800 V (P-P) に対する同相除去比は 68 dB,
1 kHz では 55 dB 程度であった。

2. 提案する電圧センサの検出原理および動作

図 1 は提案する電圧センサの構成図を、図 2 は被検
出電圧 e_i が正弦波の場合を例にとり、その動作波形
を示したものである。まず e_i に対して $-e_i$ を発生さ
せておき、これら両電圧をスイッチ S_1 を用いて被検
出電圧の周波数 f_i に比べて十分高い周波数 f_{sw} で交

互に切替える。得られたスイッチ出力 $e_{i,r}$ を絶縁用変
圧器 T に施した探りコイル N_{sch} に誘起される電圧
 e_{sch} の目標値とし、偏差電圧 e_1 が零になるように、
一次巻線 N_1 の電流 i_{ex} を制御する。次に N_{sch} と極め
て密結合になるように設けた二次巻線 N_2 に誘起され
る電圧 e_2 に対しては e_i の場合とは逆の操作を施し、
得られた電圧をサンプルホールドして検出電圧 $e_{i, det}$
とする。図 1 に示すタイミングパルス発生部は上記動
作を実行するためのスイッチ S_1, S_2 の切換え信号
 $P_{sw,1}, P_{sw,2}$ およびサンプルホールド信号 $P_{s,h}$ をそ
れぞれ発生させるもので、 $P_{s,h}$ は S_1, S_2 の毎切換えの
 T_d 後に発生させ、切換え直後の電圧を取込まないよ
うにしている。

3. 変圧器の二次電圧

〈3・1〉 電圧源で励磁した場合の二次電圧 検出
原理では $e_{i,r}$ と探りコイル電圧とが一致するように一
次電流、すなわち探りコイルと鎖交する磁束の時間微
分を制御して検出の高精度化を目指しているが、こ
こでは図 3 (a) に示すように、単に電圧源を用いてコア
を励磁した場合の二次電圧 e_2 について考える。簡単
のため (b) 図に示すように、 e_i の周波数に対して十
分高い周波数 f_{sw} でスイッチ S を a, b 交互に切換え
て得た電圧 e_1 を一次電圧とし、一次電流 i_1 は $i_1 =$
 $\pm i_0$ でそれぞれ切換えるものとする。この場合の二次
電圧は次式で示される⁽²⁾。(付録参照)

$$e_2 = \frac{L_{12}}{L_{11}} \left[1 + \frac{\{1 - \exp(-T/\tau)\}}{\{1 + \exp(-T/\tau)\}} \right] \times \exp(-t/\tau) e_1 \dots \dots \dots (1)$$

ここで、 L_{11} : 一次巻線自己インダクタンス、
 L_{12} : 一次巻線と二次巻線との相互インダク
タンス、 $\tau = L_{11}/R_1$: 一次回路時定数、 R_1 :
一次回路抵抗、 $T : 1/(2f_{sw})$

〈3・2〉 提案するセンサにおける二次電圧 〈3・1〉
節と同様、被検出電圧の周波数に対し、図 1 のスイ
チ S_1, S_2 の切換え周波数は十分高いとする。図 1 より

(a) 等価回路

(b) 電圧・電流波形

図 3 電圧源で励磁した場合

Fig. 3. In case of voltage source excitation.

(2), (3)式が得られる。

$$e_{sch} = e_{i,r} - i_{ex,r}/G_1(s) \quad (2)$$

$$(i_{ex,r} - i_{ex}R_d)G_2(s)A = i_{ex}\{(R_{ex} + R_d) + L_{11}s\} \quad (3)$$

$$\therefore i_{ex} = \frac{G_2(s)A i_{ex,r}}{\{R_{ex} + R_d + L_{11}s + R_d G_2(s)A\}} \quad (4)$$

ここで、 $G_1(s)$: 電圧誤差アンプ、 $G_2(s)$: 電流誤差アンプ、 A : 励磁電流用アンプゲイン、 R_d : 一次電流 (励磁電流) 検出用抵抗、 R_{ex} : 一次巻線抵抗、 $i_{ex,r}$: 一次電流 i_{ex} の目標値

$G_1(s)$, $G_2(s)$ をそれぞれ (5), (6) 式に示す PI アンプとし、 P ゲインが共に十分大きいとすると (2), (4) 式はそれぞれ (7), (8) 式となる。

$$G_1(s) = K_{P,1} \{1 + 1/(sT_{I,1})\} \quad (5)$$

$$G_2(s) = K_{P,2} \{1 + 1/(sT_{I,2})\} \quad (6)$$

$$e_{sch} = e_{i,r} \quad (7)$$

$$i_{ex} = i_{ex,r}/R_d \quad (8)$$

更に N_2 と N_{sch} とが極めて密結合になるように巻線を施すと (9), (10) 式が得られる。

$$L_{12} = L_{1,sch} \quad (9)$$

$$e_{i,r} = e_{sch} = e_2 \quad (10)$$

(a) 電圧源で励磁した場合の波形 (b) 提案する方式の場合

図 4 励磁方式による波形の比較

Fig. 4. Comparison of waveforms according to each excitation method.

図 5 実験に用いた変圧器コアの磁化特性
Fig. 5. $B-H$ loop of the transformer core used as a sensor.

表 1 試作した変圧器

Table 1. Transformer made on an experimental basis.

$N_1 = N_2 = N_{sch} = 15$
$R_{ex} = 0.078 \, \Omega$
$R_2 = R_{sch} = 0.27 \, \Omega$
$C_{12} = C_{1,sch} = 12.3 \, \text{pF}$
$C_{2,sch} = 26.7 \, \text{pF}$

ここで $L_{1,sch}$ は一次巻線と探りコイルとの相互インダクタンスである。(10)式は変圧器定数などに依存することなく $e_{i,r}$ と e_2 とは一致することを示している。図4は以上のことを図5に示す磁化特性を有するスーパーマロイのコアを用いて、表1に示す変圧器を試作し、実験的に確認したものである。図4(a)は図3に示すように電圧源励磁した場合の波形を示すが、二次電圧の時間依存性を明らかにするため、ここでは $R_1 = R_{ex} + R_d = 0.078 + 3.3 = 3.378 \, \Omega$, $\tau = L_{11}/R_1 = 0.6 \times 10^{-3}/3.378 \approx 0.18 \, \text{ms}$ (L_{11} の値は図9(c)参照)とした。その結果、二次電圧は毎切換え後減少しているのが認められる。これに対し(b)図は提案する方式の場合を示し、二次電圧を一定に保つように一次電流は(a)図の場合より、大きく変化している。なお、こ

で用いた図1の回路定数は以下のとおりである。 $A=10$, $K_{P,1}=K_{P,2}=3.2 \times 10^4$ (1.5 MHz 以下の周波数に対し), $T_{I,1} \approx 0.2 \mu\text{s}$, $T_{I,2} \approx 2 \mu\text{s}$, $f_{sw}=100 \text{ kHz}$, $L_{11} \approx 0.6 \text{ mH}$, $R_{ex}=0.78 \Omega$, $R_d=3.3 \Omega$, また表1の $C_{1,2}$, $C_{1,sch}$ はそれぞれ一次と二次および一次と探りコイル間の, また $C_{2,sch}$ は二次と探りコイル間の静電容量である。提案するセンサでは, 二次電圧をサンプルホールドして, これを検出電圧とする関係上(9)式を厳密に満足する必要がある。これに対し, あらかじめ2本の電線をより合せたものを一次巻線の上に施し, それぞれ N_{sch} , N_2 とした。その結果, $L_{1,sch}/L_{12} \geq 0.9999$ であることを確認した。ここで, 電圧誤差アンプの比例ゲイン $K_{P,1}$ と電流誤差アンプの比例ゲイン $K_{P,2}$ の大きさについて考える。図1から明らかに $K_{P,2} \neq 0$ で $K_{P,1} = \infty$ と仮定すると, $e_{i,r} = e_{sch}$ を満足することから, $K_{P,1}$ の大きさのほうが重要になる。すなわち一次回路は完全な電流アンプにならなくても, $K_{P,1}$ が十分に大きければ変圧器定数はループゲインに埋もれてしまいセンサの精度は保たれることになる。しかしながら, ここでは $K_{P,2}$ の値も大きくとった。また各誤差アンプの時定数は, センサ回路が発振しないように選んだが, 理想的には小さいほうが望ましい。

4. コア雑音および外来磁気雑音を考慮した場合の二次電圧

提案する電圧センサは基本的に変圧器定数などの影響を大幅に軽減して, 検出特性の定まる方式であるが, センサに用いるコア雑音, あるいは外来磁気雑音に対して二次電圧はどう振舞うかについて検討する。簡単のため, 外来磁気雑音 H_n は図1の変圧器 T 部分のみに作用するものとし, これとコア自身の雑音に基づいて生じる雑音電圧とを合せて e_n で示すと, 図1の変圧器部は等価的に図6で示せる。ここで $e_{n,1}$, $e_{n,sch}$, $e_{n,2}$ はそれぞれ一次巻線, 探りコイルおよび二次巻線に誘起される雑音電圧である。この場合, 図1の偏差電圧 ε_1 は次式で示される。

$$\varepsilon_1 = e_{i,r} - (e_{sch} + e_{n,sch}) \quad \cdots \cdots (11)$$

結局, <3・2>節の場合と同様, $K_{P,1}$ が十分大きいとすれば, (12)式が満足され, 二次巻線の端子電圧 e'_2 は $e_{i,r}$ と一致し, 雑音電圧を除去した形になる⁽³⁾,

$$e'_2 = e_2 + e_{n,2} = e_{sch} + e_{n,sch} = e_{i,r} \quad \cdots \cdots (12)$$

<4・1> 雑音電圧に対する実験的検討 コアで生ずる雑音は材質や励磁条件で異なり⁽⁴⁾⁽⁵⁾, また外来磁気雑音の影響は形状に依存し, トロイダル形の場合に

図6 コア雑音と外来磁気雑音を考慮した場合の変圧器の等価回路
Fig.6. Equivalent circuit of transformer in case where core noise and external magnetic noise are included.

図7 雑音に対する実験回路
Fig.7. Experimental circuit regarding the noise.

(a) 電圧源で励磁した場合の波形 (b) 提案する方式の場合

図8 雑音に対する二次電圧
Fig.8. Behavior of the secondary voltage regarding the noise.

は受けにくいといえる。これらを定量的に取扱うことは簡単ではない。従って, ここでは図7に示すように変圧器 T に更に巻線 N_n を15回ほど施し, これに雑音電圧 e_n を模擬的に与え, この場合における二次電圧について調べることにする。

N_n につながる抵抗 R_n の大きさの決定だが, 図1のコアを励磁条件から見ると, 一次巻線側が電流アンプになっていること, 二次および探りコイルには電流がほとんど流れないことから, 電流励振に近いといえ, コア雑音あるいは外来磁気雑音の影響を最も受けやすいと言える。従って, $R_n = 2\pi f_{sw} L_{11} \approx 377 \Omega$ と

比較して十分大きいと考えられる $2\text{ k}\Omega$ とした。図 8 は、(3・2)節の場合と同じ条件でこのことを確認したもので、(b)は提案するセンサの場合、(a)は図 4 (a)の場合と同様、電圧源励磁した場合である。これから明らかなように、雑音電圧の周波数 ($f_n=500\text{ kHz}$) が大幅に除去され、(12)式を満足するように動作しているのが認められる。

(a) $E_1=0.5\text{ V}$ の場合

(b) $E_1=5.0\text{ V}$ の場合

(c) $f_{ex}=100\text{ kHz}$ の場合

図 9 励磁条件に対するインダクタンスの測定値

Fig.9. Measurement results of inductances of the transformer corresponding to excitation conditions.

5. 励磁条件と変圧器定数

変圧器を用いて電圧センサを構成する場合、 L_{12}/L_{11} および τ の値がそれぞれ電圧、周波数に依存することなく一意に定まれば、(1)式から明らかなように、単に電圧源を用いた場合にも、高精度な電圧センサ実現の可能性はある。しかし、それは次の理由により極めて困難といえる。すなわち、図 9 は実験に用いた変圧器定数の正弦波電圧 E_1 (実効値) および周波数 f_{ex} に対する依存性を示したものである。これから例えば、 $f_{ex}=100\text{ kHz}$ における $E_1=0.5\text{ V}$ と 5 V とを比較すると L_{12}/L_{11} の値が 0.982 から 0.986 と 0.4% 、また τ は $0.6 \times 10^{-3}/0.078$ から $0.7 \times 10^{-3}/0.078$ と 17% 程度も変化している。従って、(1)式に基づいて高精度のセンサを構成する場合には、変圧器そのものに工夫を要するであろう。例えば L_{12}/L_{11} の値が広範囲の電圧にわたり一定値になるように巻数を多くすると、インダクタンスが増加し、制御性が悪くなり限度がある。

図 9 (a), (b) から判断すると $20\sim 40\text{ kHz}$ で一次、二次間が最も密結合になっており、この範囲に f_{sw} を選定すべきと考えられるが、応答性を考慮してここでは 100 kHz とした。すなわち表 1 の N_1, N_2, N_{sch} は更に少ない巻数でも十分であることを意味している。

6. 検出特性

図 10 は直流検出時の誤差 E_{dc} を (13) 式で定義求めたもので、A は提案するセンサ、B は電圧源励磁の場合をそれぞれ示す。

$$E_{dc} = \frac{e_i - e_{i, det}}{e_i} \times 100 \dots \dots \dots (13)$$

これから判断すると、変圧器定数の電圧依存性を大幅に軽減して動作しているのが確認できる。すなわち、提案するセンサでは $\pm 0.3\text{ V}$ から $\pm 10\text{ V}$ にわたる被検出電圧に対する誤差は 0.01% 以下である。これに対し、電圧源励磁の場合には 1 V 検出時に 1% 、 10 V では 0.02% 程度の誤差を有している。ただし、この場合 L_{12}/L_{11} の値は図 9 (c) から明らかなように $E_1=5.0\text{ V}$ のとき 0.9854 であるが、この値が等価的に 1.0 になるように補正している。このことは電圧源励磁時における誤差を小さくするため、検出電圧を $1/0.9854$ 倍して誤差を求めた。提案するセンサの誤差をフルスケールで見た場合、最も精度が悪くなっていると思われる 10 mV 検出時の誤差を求めると、このときの検出電圧が 9.992 mV なので百分率誤差は

図 10 直流検出誤差
Fig. 10. Detection error in case of the DC detection.

図 11 動特性
Fig. 11. Dynamic characteristics.

図 12 温度特性
Fig. 12. Temperature characteristics.

0.08%になり、これをフルスケールで見ると 0.8 ppm ということになる。図 11 は動特性の一例を示したもので、応答速度は $1/(2f_{sw})$ で定まり $f_{sw}=100$ kHz としているので $5\mu s$ である。また図 12 は温度依存性を示し、被検出電圧が小さくなるに従い精度は悪くなっている。この主な原因は図 1 の S_1 , S_2 およびサンプルホールド回路の温度依存性と考えられる。

7. む す び

コアを用いた電圧センサの高精度化を実現するための検出方式を提案し、その有効性を明らかにした。なお $L_{12}=L_{1, sch}$ を満足するような巻線方法を採用したため、探りコイルと二次巻線との静電容量が増加し十

分な同相除去比を得ることができなかった。電磁的には密、静電的には粗結合になる巻線法を確立し、少なくとも 120 dB は得たいと考えている。また温度変化に対しては、十分な結果が得られなかったが、これは S_1 , S_2 およびサンプルホールド回路の影響と考えられる。この対策として、これらの回路を含めた形で閉ループ化することも考えられるが、これは今後の課題である。被検出電圧の周波数とスイッチング周波数との関係では、コアが直流偏磁するおそれもあるが、これに対しては簡単な直流サーボ回路を付加すれば十分であり、本質的ではないのでここでは割愛した。なお本論文は文献(2), (3)をまとめ加筆したものである。

(平成元年 5 月 1 日受付, 同年 7 月 31 日再受付)

文 献

- (1) 田辺・佐野:「アイソレータ」, 昭和 48 年電学大全, 1258
- (2) 園田・上田:「高精度絶縁アンプ」, 電気学会マグネティックス研究会資料, MAG-87-89 (昭 62)
- (3) 園田・上田:「計測用高精度電圧センサ」, 電気学会計測研究会資料, IM-87-33 (昭 62)
- (4) T. Sonoda, R. Ueda & K. Takayama: "Measurement of Fluctuation of Magnetized Loop in Amorphous Core", *IEEE Trans. Magnetics*, MAG-22, 547 (1986)
- (5) T. Sonoda & R. Ueda: "Behaviors of Magnetic Noise as a Function of Magnetizing Level in Hysteresis Loop of Amorphous Ribbon", *ibid.*, *Magnetics*, MAG-23, 3599 (1987)

付 録

いまある大きさの直流電圧 e_i が与えられ十分に時間がたち、図 3 (b) に示されるように一次電流 i_1 は $\pm i_0$ で交互に切換えられているものとする。いまスイッチ S が b 側につながっており、 $t=t_1$ に a 側に切換

わったとすると次式が得られる。

$$e_1 = L_{11} \frac{d}{dt} i_1 + R_1 i_1 \quad \cdots \cdots \cdots (\text{付 1})$$

$$i_1(t_1^-) = -i_0 \quad \cdots \cdots \cdots (\text{付 2})$$

これより

$$i_1 = \frac{e_1}{R_1} - (i_0 + \frac{e_1}{R_1}) \exp(-\frac{1}{\tau} t) \quad \cdots \cdots \cdots (\text{付 3})$$

$$t = t_2 \text{ では } i_1(t_2^-) = i_0$$

従って、図 3 (b) に示す T では

$$i_{1,r} = \frac{e_1}{R_1} - (i_0 + \frac{e_1}{R_1}) \exp(-\frac{1}{\tau} T) = i_0 \quad (\text{付 4})$$

$$\therefore i_0 = \frac{(e_1/R_1)[1 - \exp\{-(1/\tau)T\}]}{1 + \exp\{-(1/\tau)T\}} \quad \cdots \cdots \cdots (\text{付 5})$$

$$i_1 = \frac{e_1}{R_1} \left[1 - \left\{ 1 + \frac{1 - \exp\{-(1/\tau)T\}}{1 + \exp\{-(1/\tau)T\}} \right\} \times \exp(-\frac{1}{\tau} t) \right] \quad (0 \leq t \leq T) \quad \cdots \cdots (\text{付 6})$$

二次回路には電流が流れていないので、二次電圧は次式で示される。

$$\begin{aligned} e_2 &= L_{12} \frac{d}{dt} i_1 \\ &= \frac{L_{12}}{L_{11}} \left[1 + \frac{1 - \exp\{-(1/\tau)T\}}{1 + \exp\{-(1/\tau)T\}} \right] \\ &\quad \times \exp(-\frac{1}{\tau} t) e_1 \quad \cdots \cdots \cdots (\text{付 7}) \end{aligned}$$

園 田 敏 勝 (正員)

昭和 19 年 3 月 7 日生。40 年 3 月東京都立向島工業高等学校(定)電気科卒業。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 月九州工業大学助手, 現在に至る。可変速ドライブシステムおよび検出器に関する研究に従事。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子工学専攻修士課程修了。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。電力システムの安定性, 誘導機駆動システムの安定性, センサなどに関する研究に従事。日本非破壊検査協会, 日本応用磁気学会, IEEE 会員。