

TAD Digital Quadrature Detection and Its Application to Magnetic Sensing

S. Masuda, T. Watanabe*, T. Mizuno*, and T. Terasawa*

Jeco Co. Ltd., 1-4-1 Fujimi-cho, Gyoda, Saitama 361-8511, Japan

*Vehicle Integrated Systems R&D Dept., DENSO CORPORATION, 1-1, Showa-cho, Kariya, Aichi 448-8661, Japan

This paper describes the time analog to digital converter (TAD), the TAD digital quadrature detection (TAD-DQD) technique, and their application to magnetic sensing. In-phase and quadrature components of an input signal are obtained by performing only addition and substitution operations on the data digitized by the TAD, using a sampling clock whose frequency is four times higher than the carrier frequency. Application of TAD-DQD to the position sensors using magnetoelastic waves in amorphous wires improves their resolution. TAD-DQD also simplifies the circuits of digital-output fluxgate sensors.

Key words: time analog to digital converter (TAD), TAD digital quadrature detection, synchronous detection, in-phase component, quadrature component, magnetic sensing, magnetoelastic wave, position sensor, fluxgate sensor

TAD デジタル直交検波とその磁気センシングへの応用

増田純夫・渡辺高元*・水野保*・寺澤智仁*

ジェコー技術部, 埼玉県行田市富士見町 1-4-1 (〒361-8511)

*デンソー統合システム開発部, 愛知県刈谷市昭和町 1-1 (〒448-8661)

1. はじめに

磁気センシングの分野では同期検波・直交検波が広く利用されている。フラックスゲートセンサや MI センサなどのようにキャリアを利用するセンサでは勿論のこと、ホールセンサや MR センサのように直流現象を利用する場合でも、ドリフトや外乱の低減のために交流で変調し、同期検波を利用する場合がしばしばある。

同期検波・直交検波の手段として、現状ではアナログ回路が利用されるケースが大部分である。一方、センサ出力はコンピュータによりデジタル処理されることが多いため、検波されたアナログ回路出力を AD 変換する必要が生じる。

アナログ回路の存在は、(1) デジタル部で使用しているクロック信号の高調波の回込みなどにより、出力信号の誤差の要因となる；(2) コンデンサなどの外付け部品が必要となり、システムのサイズやコストが大きくなる；(3) 後段のデジタル回路との集積化の阻害要因となる、などの問題点の原因となっている。

筆者らは従来アナログ処理されていた部分をデジタル処理化することにより、より高性能・高信頼性・低コストのセンサおよびセンサシステムを実現することに取り組んでいる。そのために最適な独自方式の AD コンバータ、Time Analog to Digital Converter (TAD)^{1,2)}を開発し、さらに、この TAD の出力信号に簡単なデジタル処理を施すことにより、高性能な同期検波・直交検波を実現できることを見出した。本稿ではこの TAD 直交検波法と、その磁気弾性波応用ポジションセンサおよびフラックスゲートセンサへの適用例について報告する。

2. TAD デジタル直交検波

2.1 TAD

Fig. 1 に示す Time Analog to Digital Converter (TAD) は、従来の AD コンバータとは全く異なった動作原理に基づいている。

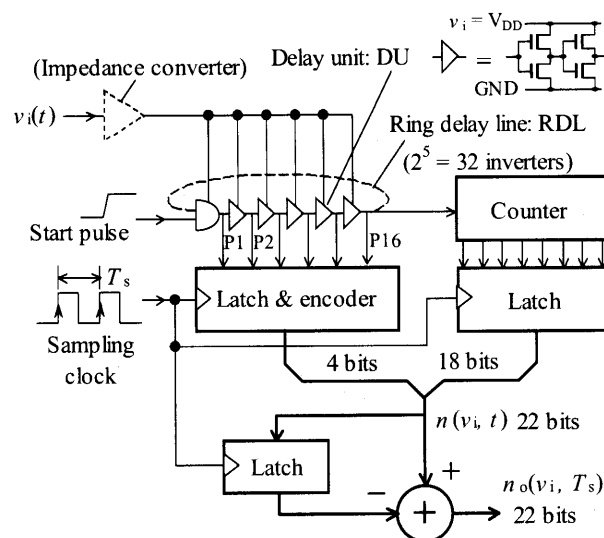


Fig. 1 Block diagram of the time analog to digital converter (TAD).

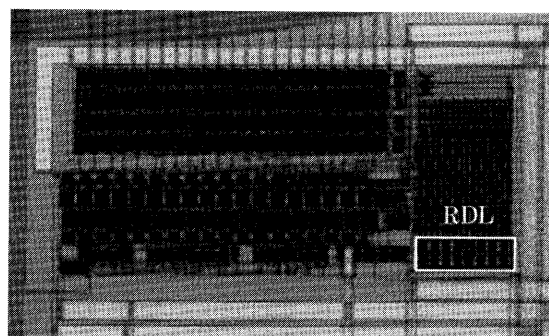


Fig. 2 Photomicrograph of a 22-bit TAD-IC chip (0.65 μm CMOS; 0.85 mm × 0.40 mm).

CMOSゲート2個からなるディレイユニット (DU) 16個をリング状に接続したリングディレイライン (RDL) にスタートパルスを一旦印加すると、RDLは共振状態となって、各DUをパルスが次々に周回する。RDL周回数を上位カウンタ (この例では18bit) によりカウントすると、進行するパルスの位置は、下位4bit + 上位18bitの計22bitで表わすことができる。

CMOSゲートの伝搬遅延時間はその電源電圧 V_{DD} にほぼ反比例するので、 V_{DD} を TAD の入力電圧 v_i とすれば、単位時間にパルスが通過する DU の数は、入力電圧にほぼ比例することになる。サンプリング時間 T_s ごとにパルス位置を読み取り、前回読み取った値との差 $n_0(v_i, T_s)$ を演算すると、その値は入力電圧 v_i の T_s 間の積分値 (平均値) にほぼ比例する。

入力電圧を切目なく積分する連続積分性と、CMOS デジタルプロセス構成とが TAD の大きな特徴である。前者により、後述のデジタル直交検波が可能となり、また、後者によりデジタル信号処理部とのワンチップ化が容易となる。

連続積分性は、さらに、TAD にローパスフィルタ(LPF)特性を与えている。特に、サンプリング周波数の整数倍の周波数成分はノッチ領域となり完全に除去される。したがって、サンプリング周波数をシステムのクロックの整数分の1としておけば、入力信号に混入したクロック高調波ノイズの影響を除くことができる^{1,2)}。

TAD の分解能は、DU の伝搬遅延時間が短いほど、また、サンプリング周期 T_s が長いほど向上する。筆者らは、0.65 μm CMOS プロセスにより、40 MHz サンプリング周波数において 12 mV 分解能を実現した TAD について報告した³⁾。同じ TAD を、例えば 1 kHz サンプリング周波数で用いれば、0.3 μV 分解能が可能である。

Fig. 2 に 0.65 μm CMOS により構成した TAD-IC のチップ写真を併せて示した⁴⁾。全体のサイズは 0.85 mm \times 0.40 mm で、RDL は図中の白線で囲った範囲を占めている。

2.2 直交検波

直交検波は、一般には Fig. 3 に示すように、入力信号に対して、互いに $\pi/2$ だけ位相をずらした正弦波 $\sin \omega_c t$ および $\cos \omega_c t$ をそれぞれ参照信号として乗算した後、LPF を通すことにより、入力信号のうち周波数 ω_c の信号に対し、同相成分 I および直交成分 Q を得ている。ここで、 ω_c は検波対象となる信号のキャリア周波数である。

I および Q より振幅 $A = 2\sqrt{I^2 + Q^2}$ および位相 $\phi = \arg(I, Q)$ を求めることができる。特にキャリアに対する同期信号が得られる場合は、 $\phi = 0$ となるように参照信号の位相を調整することによって、 I のみから振幅を求めることができる。これは直交検波の特別な場合で、本稿では同期検波と呼ぶことにする。

実用上は、乗算器による正弦波の乗算の代わりにスイッチングを用いて、簡単な回路で近似的な直交検波・同期検波を行っていることも多い。いずれの場合もアナログ回路を用いるのが主流である。

2.3 TAD デジタル直交検波

本稿で提案する TAD デジタル直交検波のブロックダイアグラムを Fig. 4 に、タイミングチャートによる動作説明を Fig. 5 に示す。

サンプリング周波数 $f_s = 1/T_s = 4f_c$ を検波対象信号のキャリア周

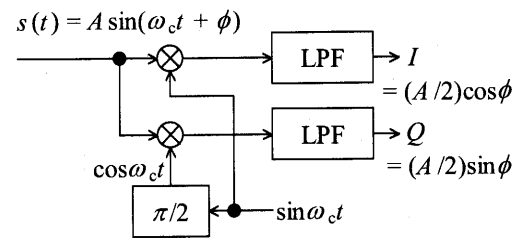


Fig. 3 Quadrature detection.

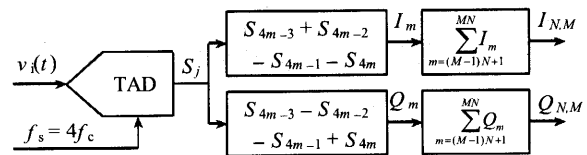


Fig. 4 Block diagram of TAD digital quadrature detection.

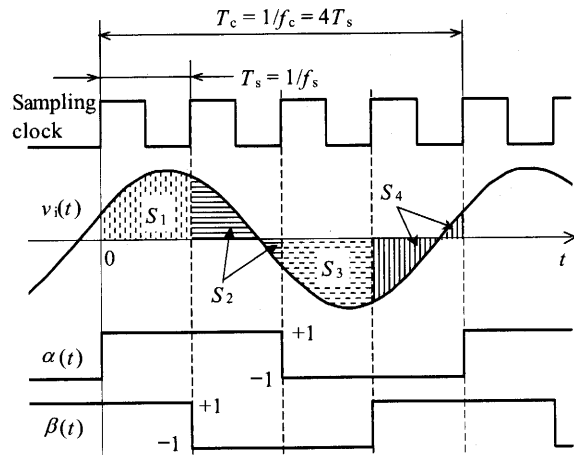


Fig. 5 Timing chart of TAD digital quadrature detection.

波数 f_c の 4 倍に選定する。3 章で述べるようなセンサでは、多くの場合キャリアとサンプリングクロックは同一システム内で発生させており、これらの周波数の関係を正確に保つことは容易である。また、両者を別々に発生させる必要がある場合でも、TAD デジタル直交検波によって得られた位相をロックすることによって、 $f_s = 4f_c$ を正確に実現することができる⁵⁾。

サンプリングクロックの立上がり同期して、間隔 T_s ごとに現れる TAD 出力を、 S_1, S_2, S_3, \dots とすると、これらはそれぞれ T_s 間の入力電圧の積分値に比例している。

連続する 4 つの S_j ごとに、

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= S_1 + S_2 - S_3 - S_4, & Q_1 &= S_1 - S_2 - S_3 + S_4; \\ I_2 &= S_5 + S_6 - S_7 - S_8, & Q_2 &= S_5 - S_6 - S_7 + S_8; \\ &\dots & & \\ I_m &= S_{4m-3} + S_{4m-2} - S_{4m-1} - S_{4m}, & & \\ & & Q_m &= S_{4m-3} - S_{4m-2} - S_{4m-1} + S_{4m}; \\ &\dots & & \\ m &= 1, 2, 3, \dots \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

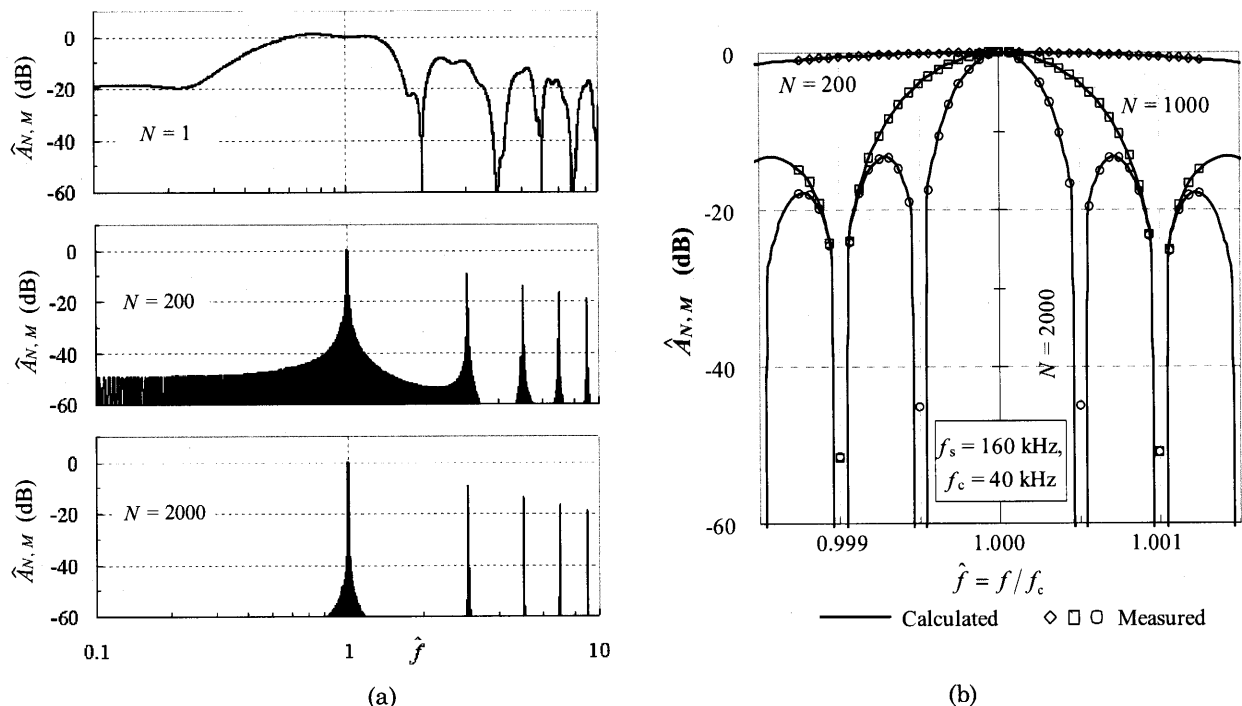


Fig. 6 Frequency characteristics of the amplitude calculated from equations (3), (4), and (5). Measured values are also plotted in (b).

なる演算を施す。ここで、 S_1, S_2, S_3, \dots に含まれるオフセットは、(1)式の減算によって相殺される。さらに、連続する N 個の I_m, Q_m を加えて、

$$\left. \begin{aligned} I_{N,M} &= \sum_{m=(M-1)N+1}^{MN} I_m, \quad Q_{N,M} = \sum_{m=(M-1)N+1}^{MN} Q_m \\ M &= 1, 2, 3, \dots \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

を求める。(1)式で求めた I_m, Q_m は、キャリアと同一周波数で互いに位相の $\pi/2$ だけ異なる方形波 (Fig. 4 に示した $\alpha(t)$ および $\beta(t)$) を、それぞれ入力信号に乗じて 1 周期分積分したものであり、(2)式で求めた $I_{N,M}, Q_{N,M}$ は積分区間を N 周期分に広げた場合の値である。これらの操作は、Fig. 3 で説明した一般の直交検波で、位相の互いに $\pi/2$ だけ異なる正弦波を入力信号に乗算したのに対し、方形波を用いたものに相当する。

入力電圧を $v_i = A \sin(2\pi f t + \phi)$ とし、(2)式を計算する。対象としているキャリア周波数を基準とした規格化周波数 $\hat{f} = f/f_c$ を用いて、

[1] $\hat{f} = 0, 2, 4, \dots$ のとき、

$$\left. \begin{aligned} I_{M,N} &= Q_{M,N} = 0, \\ A_{M,N} &= 0, \phi = \text{不定} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

[2] $\hat{f} = 1, 3, 5, \dots$ のとき、

$$\left. \begin{aligned} I_{M,N} &= \frac{2AN}{\pi f_c} \frac{1}{\hat{f}} \cos \phi, \\ Q_{M,N} &= \begin{cases} +\frac{2AN}{\pi f_c} \frac{1}{\hat{f}} \sin \phi & (\hat{f} = 1, 5, 9, \dots), \\ -\frac{2AN}{\pi f_c} \frac{1}{\hat{f}} \sin \phi & (\hat{f} = 3, 7, 11, \dots); \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$$A_{M,N} = \frac{2AN}{\pi f_c} \frac{1}{\hat{f}}, \quad \phi_{M,N} = \begin{cases} +\phi & (\hat{f} = 1, 5, 9, \dots), \\ -\phi & (\hat{f} = 3, 7, 11, \dots); \end{cases} \quad (4')$$

[3] $\hat{f} \neq 0, 1, 3, 5, \dots$ のとき、

$$\begin{aligned} I_{N,M} &= -\frac{A}{\pi f_c} \frac{1}{\hat{f}} \tan \frac{\pi}{2} \hat{f} \sin \pi N \hat{f} \cos \left\{ \phi + \pi(2(M-1) + N)\hat{f} \right\} \\ Q_{N,M} &= -\frac{A}{\pi f_c} \frac{1}{\hat{f}} \left(\frac{1}{\cos \frac{\pi}{2} \hat{f}} - 1 \right) \sin \pi N \hat{f} \sin \left\{ \phi + \pi(2(M-1) + N)\hat{f} \right\} \end{aligned} \quad (5)$$

Fig. 6(a) に、上式により計算した振幅の入出力比の周波数特性を示す。横軸は規格化周波数 \hat{f} で、縦軸は $2AN/\pi f_c$ で規格化した $\hat{A}_{N,M} = (\pi f_c / 2AN) A_{N,M}$ で示した。 $\hat{f} = 1$ が検出対象となるキャリア周波数であり、この周波数以外の成分がゼロとなることが直交検波の理想的な特性である。この図に示されているように、積算数 N が増加するほど、検出する周波数帯域が狭くなっている。これは、積分範囲が広がるほど、完全なフーリエ変換に近づくことに対応している。キャリア周波数の奇数倍の成分が残っているが、これは、正弦波の代わりに方形波を使用しているためであり、目的の周波数から十分に離れているので、プリフィルタにより容易に除くことができる。

Fig. 6(b) はキャリア周波数付近を拡大して示した周波数特性で、実験値と理論値を重ねて示した。実験と理論とはよく一致しており、上記の理論が正しいことが示されている。また、周波数 f/N ごとに、振幅ゼロとなるノッチ領域が現れている。

例えば $f_c = 40$ kHz, $N = 2000$ とした場合、-6 dB 帯域幅は約 24 Hz となる。筆者らは、この条件で電波時計用デジタル受信回路を試作し、水晶フィルタ並のノイズ除去効果により標準電波の受信に成功している⁵⁾。

3. 磁気センシングへの適用

3.1 磁気弾性波応用ポジションセンサ

磁気弾性波を利用したポジションセンサ^{6,9)}の構成例を Fig. 7 に示す。Fe-Si-B アモルファスワイヤの一部に高周波磁界を印加し、磁歪により発生した磁気弾性波がワイヤ中を伝搬する時間により、駆動コイルと検出コイルとの間の距離 d を求めるものである。

観測した駆動波形および検出波形を Fig. 8 に示す。

Fig. 8(a)に示すように、駆動コイルに流した 2 MHz トー

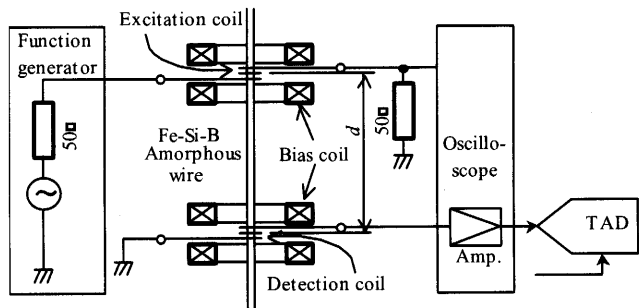


Fig. 7 Structure of the position sensor using magnetoelastic waves in amorphous wires.

ンバースト電流 i_d により発生した磁気弾性波は、アモルファスワイヤ中を伝搬した後、検出コイルに誘導起電力 v_{MEW} (b, オシロスコープにより観測) を発生させる。なお、2つ目のトーンバースト波形は、検出コイルを通過した磁気弾性波がワイヤ端部で反射して検出コイルの位置に戻ってきたものである。

駆動電流の4倍の 8 MHz のサンプリング周波数で TAD を動作させてデジタル化したのが(c)に示す n_o で、(b)と同様の波形を示している。 n_o から計算した振幅 $A_{1,M}$ および位相 $\phi_{1,M}$ を、それぞれ(d)および(e)に示す。なお、このケースでは n_o の S/N 比がきわめて高いので、積算数 $N = 1$ とした。

(b), (c)と(d)を比較すれば、振幅が正しく検出されていることがわかる。また、(e)に示すように、位相はトーンバー

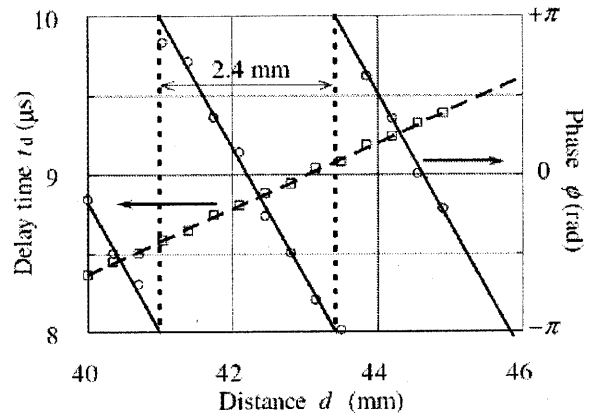


Fig. 9 Delay time t_d and phase ϕ of the detected magnetoelastic waves as functions of the distance d between the excitation coil and the detection coil.

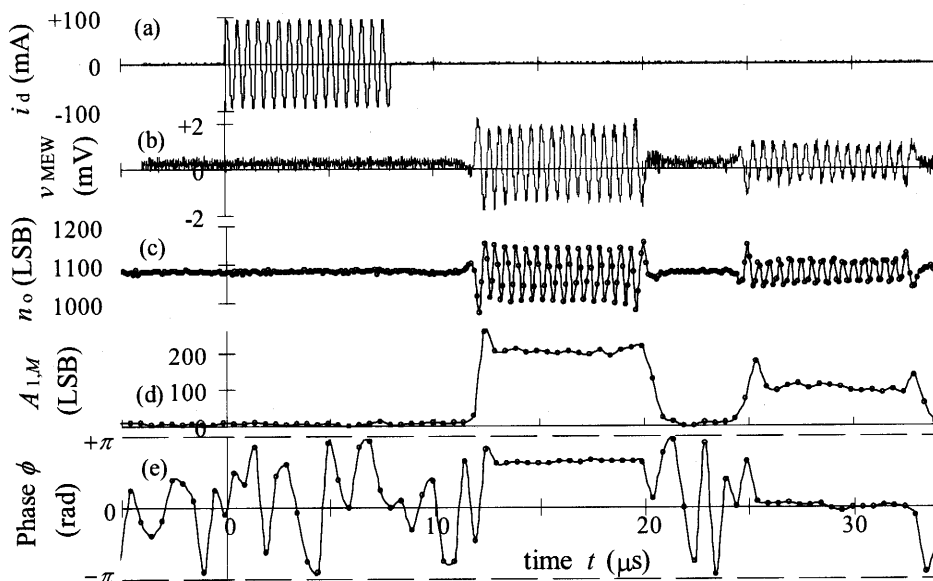


Fig. 8 Waveforms of the driving current i_d (a), magnetoelastic wave observed with the oscilloscope v_{MEW} (b), magnetoelastic wave observed with the TAD n_o (c), quadrature-detected amplitude $A_{1,M}$ (d) and phase $\phi_{1,M}$ (e).

スト信号が観測されている期間には一定値を示し、それ以外の期間は不定となっている。

Fig. 9 に v_{MEW} 波形から求めた遅延時間 t_d と、TAD 直交検波により求めた位相 ϕ_M とを、コイル間距離 d の関数として示す。両者とも距離に比例しているが、位相は $-\pi \sim +\pi$ の範囲の値を周期的にとるので、これから距離の絶対値を求めることはできない。しかし、遅延時間に比べて、距離の変化を高精度・高分解能で検出することができるので、位相情報を副尺として遅延時間と併用することにより、距離センサとしての精度・分解能を向上させることができる。

なお、位相は距離 2.4 mm あたり 2π の変化を示しているが、この距離は駆動周波数 2 MHz と速度 4.8 km/s から求めた磁気弾性波の波長と一致している。

3.2 フラックスゲートセンサ

TAD 直交検波の第 2 の適用例として、フラックスゲートセンサを取上げる。

車載用方位センサとして生産されている 2 軸フラックスゲートセンサを試料として実験を行った。このセンサは Fig. 10 に示すように、アモルファスリボンを磁心としたトロイダルコイルに検出コイル（1 軸分のみ図示）を巻線した構造で、21 kHz 方形波による励磁を行っている。現行の処理回路では、検出コイル出力をアナログスイッチと CR フィルタにより同期検波した上で、AD コンバータによりデジタル化して方位演算を行っている。今回の実験では、図のように、1 軸分の検出コイル出力をアッテネータを介して TAD に入力した。

Fig. 11 に検出コイル出力波形 v_{ox} を、印加磁界 (+1 ~ -1 Oe) をパラメータとして示した。同図には励磁電圧波形 v_{d1} も併せて示した。

この図から明らかなように、出力電圧は駆動周波数の倍の 42 kHz が主成分となっており、その振幅が磁界の影響を受けている。この周波数成分を狙って、その 4 倍の 168 kHz をサンプリング周波数として TAD でデジタル化し、直交検波演算を行った。また、磁界に依存しない、駆動周

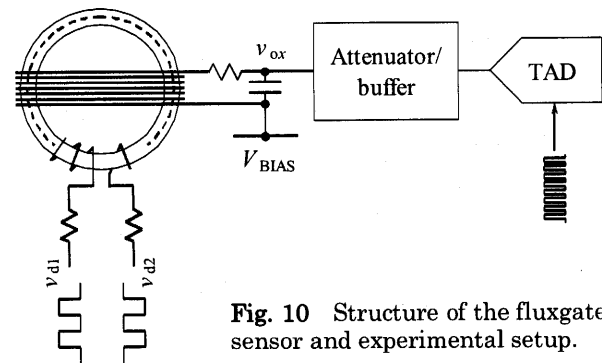


Fig. 10 Structure of the fluxgate sensor and experimental setup.

波数と同じ周波数成分も含まれているので、これを除くために積算数 $N=2$ とした。

TAD デジタル直交検波により求めた同相成分 I および直交成分 Q の磁界依存性を Fig. 12 に示す。

同図(a)は、磁界を変化させたときの (I, Q) のベクトル軌跡で、原点を通る直線となっており、また、その偏角は $-\pi/4$ ($+3\pi/4$) となっている。また、(b)は印加磁界 H に対する I, Q をプロットしたもので、共に磁界に比例している。

(a)に (I, Q) で示したように、 $\pi/4$ の座標回転により偏角を 0 として、ベクトル軌跡が I 軸に重なるようにする、すなわち、サンプリングのタイミングをキャリア周波数 42 kHz の $\pi/4$ 位相分だけ移動させると、(b)に示すように、 Q' は磁界に無関係となり、 I' が入力信号の振幅、すなわち、磁界の大きさに比例している。このとき、Fig. 4 に示した TAD 直交検波における Q_{NM} の演算は不要となる。さらに、TAD の連続積分性から、(1)式に現れた $S_{4m-3} + S_{4m-2}$ および $S_{4m-1} + S_{4m}$ はそれぞれ、キャリア周波数 f_c の 4 倍のサンプリング周波数 $f_s = 4f_c$ を半分の $f_s = 2f_c$ とした場合の TAD 出力に等しい。したがって、Fig. 13 に示すように、連続して TAD から出力される 2 つのデータの差を計算し、それを N ($= 1, 2, 3, \dots$) 個加えることにより、さらに簡単な回路で入力信号の振幅を知ることができる。

これは、位相既知の場合、すなわち同期信号が使用できる場合の同期検波である。

この TAD 同期検波の応用により、従来のアナログ同期検

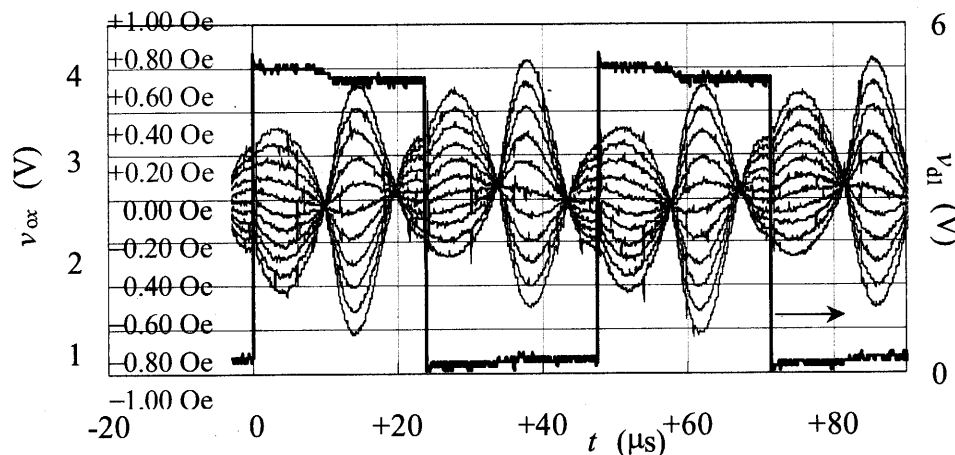


Fig. 11 Waveforms of the driving voltage v_{d1} and the output voltage v_{ox} detected by the pick-up coil of the fluxgate sensor.

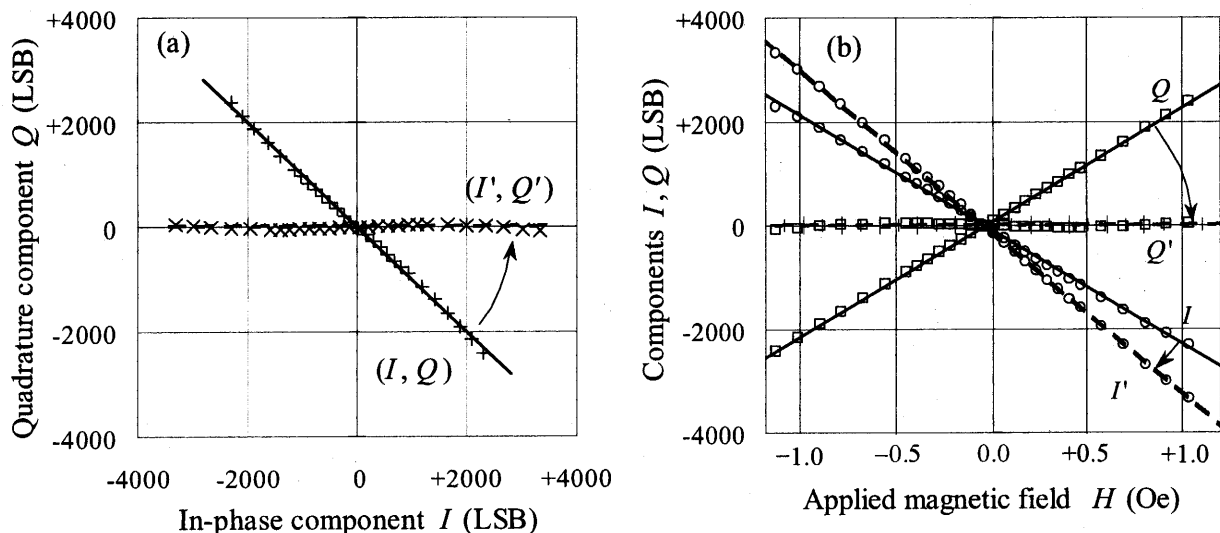


Fig. 12 (a) Loci of (I, Q) for various values of the magnetic field and (b) components I and Q as functions of the applied magnetic field.

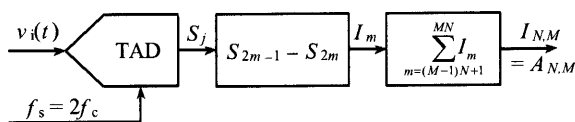


Fig. 13 Block diagram of TAD digital synchronous detection.

波と AD コンバータから成り立っていたフラックスゲートセンサの信号処理系を、直接デジタル出力化することが可能となった。

4 まとめ

CMOS ゲートの伝搬遅延時間の電源電圧依存性を利用した AD コンバータ、TAD は、オールデジタル構成であること、入力信号を切れ目なく積分する連続積分性を有することの 2 つの大きな特徴がある。この連続積分性を利用して、キャリア周波数の 4 倍の周波数でサンプリングしてデジタル変換したデータに加減算を施すことだけで、直交検波・同期検波を実行することができる。この TAD デジタル直交検波は入力信号の増幅が不要の場合にはアナログ回路を必要としないという特徴があり、センサシステムの集積化に好適である。

本稿では、TAD デジタル直交検波の応用例として、磁気弾性波ポジションセンサおよびフラックスゲートセンサを取上げた。前者では、遅延時間の他に位相情報を利用することによって、距離分解能を向上させることを示した。また、後者ではアナログ同期検波を TAD デジタル同期検波に置換えることにより、システムの構造を単純化することができることを示した。

今後、TAD デジタル直交検波技術を MI センサなど各種の磁気センシングにも応用を広めて行く計画である。

References

- 1) T. Watanabe, T. Mizuno, and Y. Makino: *IEEE J. Solid-State Circuits*, **38**, 120 (2003).
- 2) T. Watanabe: *Micromechatronics*, **43**, No. 3, 63 (2003).
- 3) T. Watanabe, M. Nakamura, and S. Masuda: *Proc. 8th Int. Workshop on ADC Modeling and Testing*, Perugia, Italy, 2003, p. 17.
- 4) T. Watanabe, T. Mizuno, T. Terasawa, and S. Masuda: *Proc. 8th Int. Workshop on ADC Modeling and Testing*, Perugia, Italy, 2003, p. 81.
- 5) S. Masuda, T. Watanabe, T. Mizuno, T. Terasawa, T. Fukaya, and J. Sato: *Micromechatronics*, **49**, No. 193, 28 (2005).
- 6) S. Masuda, Y. Takemura, and K. Kakuno: *J. Magn. Soc. Jpn.*, **19**, 477 (1995).
- 7) Y. Takemura, S. Masuda, T. Yamada, and K. Kakuno: *IEEE Trans. Magn.*, **31**, 3155 (1995).
- 8) Y. Takemura, S. Masuda, S. Nakade, T. Yamada, and K. Kakuno: *J. Magn. Soc. Jpn.*, **20**, 557 (1996).
- 9) Y. Takemura, S. Masuda, T. Yamada, and K. Kakuno: *J. Appl. Phys.*, **79**, 4653 (1996).

2005年10月19日受理, 2006年1月16日採録