

アモルファスワイヤ と CMOS IC による周波数変調無線形 MI 磁気センサ

Frequency Modulation Wireless MI Magnetic Sensor
Using CMOS IC and Amorphous Wire

蔡 長梅・吉永 輝政*・毛利 佳年雄

名古屋大学工学研究科, 名古屋市千種区不老町 (〒464-8603)

*ユニチカ (株), 京都府宇治市宇治小桜 23 番地 (〒611-0021)

C. M. Cai, T. Yoshinaga*, and K. Mohri

Graduate School of Electrical Eng., Nagoya University, Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya 464-8603, Japan

*UNITIKA LTD., 23 Ujikoza-kura, Uji 611-0021, Japan

(1999 年 10 月 29 日受理, 2000 年 1 月 25 日採録)

We developed a new frequency modulation (FM)-type MI sensor using amorphous wires and CMOS inverter chips for high sensitivity and low power consumption, suitable for construction of a wireless micro magnetic sensor. A sensitive, stable FM MI sensor was constructed by connecting the output terminal of a CMOS MI sensor to the power terminal of the single CMOS inverter oscillator. A change in oscillation frequency of 64 %/Oe at around 3 MHz was sensed with a resolution of about 10^{-4} Oe for a dc field of ± 1 Oe full scale. Wireless metering characteristics of the FM MI sensor were examined. Oscillation characteristics were also analyzed.

Key words: amorphous wire, CMOS IC, micro magnetic sensor, frequency modulation, wireless metering

1. はじめに

現在, ロボットや自動車など回転駆動制御システムには, コンピュータの発展によりさらに高度の知能化計測制御性能が要求されている。これらの機械システムの知能化には, システムの外界のセンシングと同時に内界の自己モニタリング機能の高度化が必要である。特に, 回転シャフトの非接触トルクセンシングは, 機械システムのモーションコントロールのキーテクノロジーであるが, まだ実用に耐える高精度のトルクセンサは開発されていない。このトルクセンサは, 小型化の観点から磁歪式が広く研究されているが, シャフトの焼き入れ鋼の周回方向における応力磁気特性のバラツキの補償が主要課題のひとつとなっている。この解決法のひとつとして, 回転シャフトにマイクロ磁気センサを固定して, 検出信号を無線通信によって伝送する方式が考えられるが, これまでマイクロ寸法のヘッドを持つ高感度, 小型軽量, 低消費電力の磁気センサがなかったため, 実現していない。

これに対して著者らは, 高感度磁気インピーダンス効果 (MI 効果) を持つアモルファスワイヤによるマイクロ寸法ヘッドと CMOS IC 回路により, μG の局所磁界の検出分解能と約 10 mW の微小消費電力で動作する小型軽量のマイクロ磁気センサ (MI センサ) を開発しており^{1)~6)}, シャフト固定用磁界センサへの適用を進めている。一方, センサ信号の無線伝送においては, シャフト表面に固定した MI センサとシャフト外に設置された受信回路の相対距離がシャフトの回転と共に大きく変動しても, トルク検出信号が正確に伝送できるよう周波数変調方式を選択した。本稿では, CMOS インバータによる発振回路の周

波数を MI センサの出力電圧で高感度に変化させる周波数変調形マイクロ磁気センサを構成し, その基礎特性の測定と動作解析を行い, さらに無線伝送の実験を行ったので, 考察結果と共に報告する。

2. CMOS インバータ発振回路と周波数変化特性

シュミット CMOS インバータ IC による方形波発振回路は, インバータ一個で発振回路が構成される。シュミット CMOS インバータ IC では, 入力のスレッシュホールド電圧は H レベル, L レベルによって異なる V_p , V_n で表される。Fig. 1 は, シュミット CMOS インバータ IC (74HC14) の V_p , V_n の電源電圧 V_{dd} に対する変化特性であり, 線形特性となっている。

Fig. 2 は 2 種類のインバータ方形波発振回路とその発振モデルである。(a) は単一インバータ方形波発振回路である。シュミット CMOS インバータと R , C のみで構成され, RC 直列回路における C の V_p までの充電と V_n までの放電の繰り返しで発振する。その発振周波数 f は, 次式 (1) で表されている⁷⁾。

$$f = \frac{1}{2RC \ln[(V_{dd} - V_n)/(V_{dd} - V_p)]} \quad (1)$$

このように発振周波数を決定する要素は, RC の時定数とスレッシュホールド値 V_p , V_n と電源電圧 V_{dd} である。Fig. 3

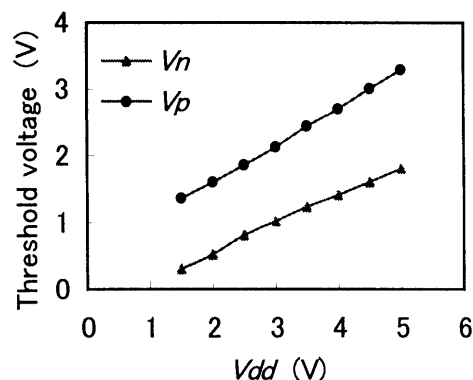
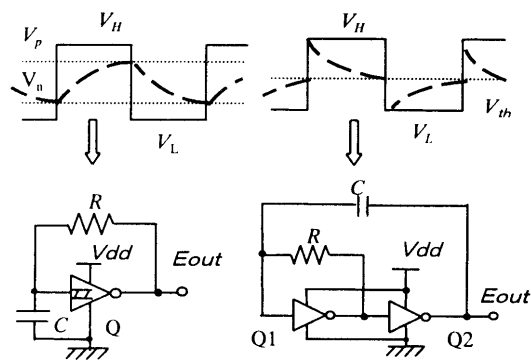


Fig. 1 Two threshold values of the Schmitt trigger inverter.



(a) Single inverter circuit. (b) Double inverters circuit.

Fig. 2 Inverter oscillator circuits.

は、Fig. 2 (a), (b)の回路における f と V_{dd} の関係を示したものである。シュミット CMOS インバータ IC による方形波発振回路に対しては、実験結果(●印)とともに(1)式及びFig. 1の V_p , V_n による理論値(○印)を示した。理論値と実験値は、 V_{dd} が 1 V から 2.5 V の範囲ではほぼ一致したが、 $V_{dd} > 3$ V では理論値が高くなっている。 V_{dd} が 3 V 以上では f は 3 MHz 以上となり、実験回路のリード線のインピーダンスや浮遊容量などの影響が現れて、 R と C が増加し、実験値の f が低くなると考えられる。

また、Fig. 2 (b) は双インバータ発振回路であり、コンピュータのタイミング信号発生回路などにすでに広く使用されている CMOS インバータ発振回路である。一つの閾値電圧 V_{th} を持つ 2 個のインバータの入出力電圧が RC 回路の充放電で交互にスイッチして無安定マルチバイブレータ発振し、その発振周波数は、次式(2)で表されている。発振周波数を決定する要素は、 RC の時定数とスレッシュホールド値 V_{th} と電源電圧 V_{dd} である。

$$f = \frac{1}{2RC \ln(V_{dd}/V_{th})} \quad (2)$$

ここで $V_{th} = 0.5 V_{dd}$ であれば、 $f = 1.4/RC$ である。

そこで、Fig. 2 (a) と (b) の二つの回路の発振周波数 f は電源電圧 V_{dd} を変化させると、 V_p , V_n , V_{th} も V_{dd} に比例して変化するので、 V_{dd} に対して Fig. 3 のように変化する。単一インバータの場合では、CMOS インバータとしてシュミット IC 高速動作形 74HC14 を用いた。双インバータの場合では、高速動作形インバータ 74AC04 を用いた。その結果、単一インバータ形発振回路において、 $V_{dd} = 2$ V を中心に 1~3 V の範囲でリニアに変化することが分かり、周波数変調回路として適していることが分かった。

3. CMOS IC による周波数変調形センサ

Fig. 4 は、すでに発表しているアモルファスワイヤ 2 個をヘッドにする MI センサである⁸⁾。この場合の双インバ

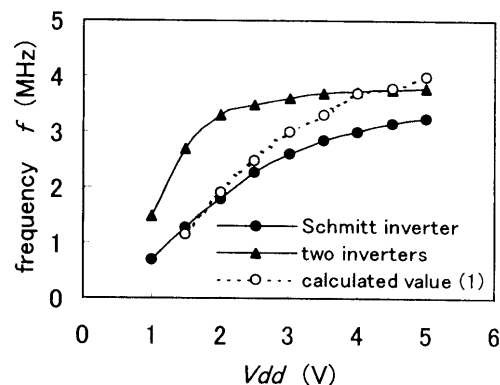


Fig. 3 Frequency vs. V_{dd} characteristics of circuits (a) and (b).

ータのマルチバイブレータ発振回路は Fig. 2 (b) の回路であり、アモルファスワイヤにパルス電流を印加してアモルファスワイヤに表皮効果を発生させ、MI 効果を発生させる周波数固定の発振回路となっている。

30 μ m 径の線引き後張力アニール零磁歪アモルファスワイヤは、表皮効果による高感度の磁気インピーダンス (MI) 効果を示し (約 100 %/Oe)、長さ 2 mm 程度の微小寸法ヘッドを持つ高感度 (分解能 10⁻⁶ Oe (交流磁界), 10⁻⁴ Oe (直流磁界))、高速応答 (約 1 MHz)、低消費電力 (CMOS 回路方式で約 10 mW)、高温安定性 (アナログスイッチ同期整流により 0.02 %/FS $\cdot$ ℃ 以下) の高性能マイクロセンサが構成される。

この MI センサ回路は、出力端子から強負帰還をかけたので出力インピーダンスが非常に小さい。したがって FM 方式磁界センサ回路の電圧源として MI センサが適していることが分かった。

Fig. 5 は、この MI センサの出力電圧 E_{out} と H_{ex} の関係であり、強負帰還の効果によりヒステリシスのない直線性の高い磁界検出特性を示している。また、Fig. 3 の $f-V_{dd}$ 特性の比較的にリニアな範囲を利用するため、 $H_{ex} = 0$ において E_{out} を 2 V に設定している。

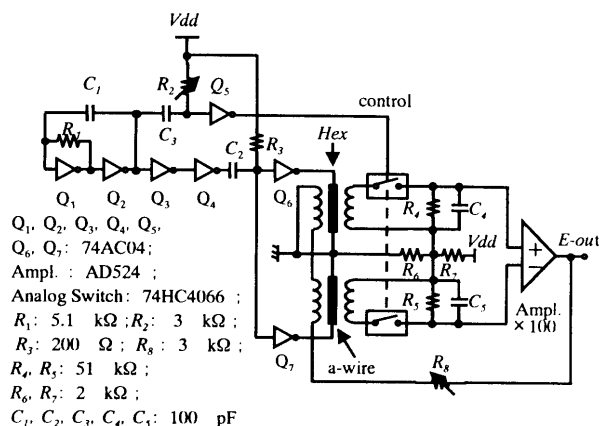


Fig. 4 MI sensor circuit.

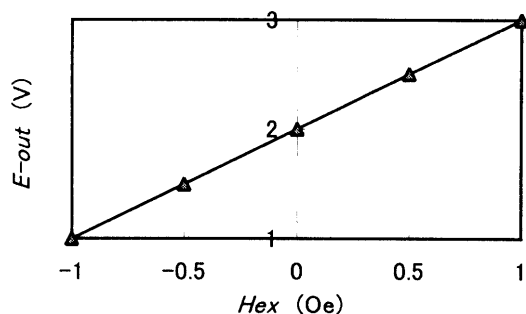
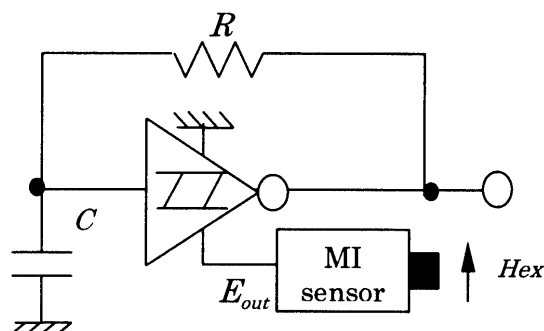
Fig. 5 E_{out} vs. H_{ex} characteristics.

Fig. 6 FM MI sensor circuit.

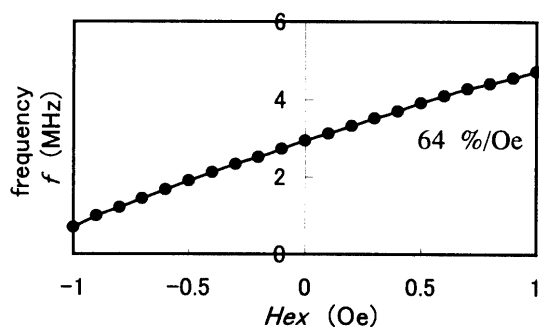
Fig. 7 Frequency vs. H_{ex} characteristics.

Fig. 6にFM方式磁界センサ回路を示す。この回路では単一インバータ発振回路の電源電圧 V_{dd} をCMOS形MIセンサの出力 E_{out} で与え、外部磁界 H_{ex} によってMIセンサの出力電圧が変化することにより、単一インバータ発振周波数がリニアに変化するようにした。

以上のように、単一シュミット CMOS インバータ発振回路の電源電圧に2 Vを中心に出力電圧が変化するMIセンサを挿入した周波数変調回路を構成した結果、Fig. 7のように、 ± 1 Oeをフルスケールとする H_{ex} に対して3 MHzを中心として、64 %/Oeの周波数変化を示す高感度のFM特性が得られた。中心周波数を3 MHz前後に選定した理由は、3 MHzの周波数がちょうど短波範囲に入り、無線伝送に適用していることと、10 MHz以上の高周波域における回路の不安定性を避けるためである。なお、Fig. 7の $f-H_{ex}$ 特性はFig. 3の $f-V_{dd}$ 特性が完全なりニア特性でないため、 ± 1 Oeフルスケール

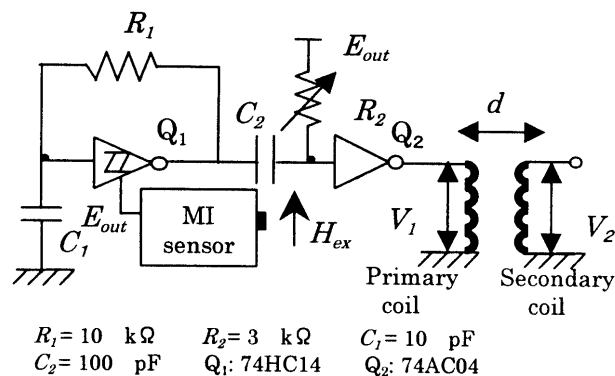


Fig. 8 Wireless metering circuit.

$a=12$ mm, $d=100$ mm, $N_1=40$ turn, $N_2=80$ turn,
 $l_1=40$ mm, $l_2=80$ mm, $R_1=1.3$ Ω , $R_2=2.6$ Ω ,
 $L_1=22.7$ μ H, $L_2=45.4$ μ H, $M=40$ pH

Primary coil secondary coil

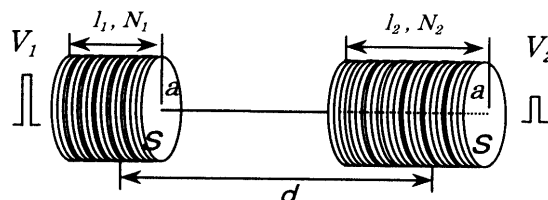


Fig. 9 Constructions of the primary coil (left) and secondary coil (right).

では良好なりニア特性とは言えない。実際には ± 0.5 Oeフルスケールで使用する必要がある。

4. 無線伝送特性

Fig. 8は、このFM回路の出力電圧を R_2 , C_2 の微分回路でパルス電圧とし、インバータ Q_2 で波形増幅・整形を行なったあと、タンクコイル（一次コイル）で数MHzの磁界を発振する無線実験回路を示す。

Fig. 9は、データ伝送部分である一次コイルと二次コイルの構成図である。一次コイル：総巻き数 N_1 、長さ l_1 、断面積 S ；二次コイル：総巻き数 N_2 、長さ l_2 、断面積 S とすると、一次コイルの自己インダクタンスは $L_1 = \mu_0 N_1^2 S / l_1 = 22.7$ μ H、二次コイルの自己インダクタンスは $L_2 = \mu_0 N_2^2 S / l_2 = 45.4$ μ H、相互インダクタンスは $M = \pi \mu_0 a^4 / 2 d^3 = 40$ pHである。

Fig. 10は一次コイルと二次コイルを10 cm離れたときの V_1 と V_2 の波形の写真を示す。Fig. 10 (a) $H_{ex}=0$ の場合、受信パルス高さ $V_2=0.115$ V、送信パルス高さ $V_1=2.22$ Vであり、伝達特性 $\eta = V_2 / V_1 = 5.3$ %である。受信波形は二次コイルの浮遊容量のため減衰振動波形となっており、SN比が約2である。FM特性は、 $H_{ex}=0$ の場合では周波数 $f_0=2.59$ MHz、 $H_{ex}=0.5$ Oeの場合では周波数 $f_1=3.49$ MHz (Fig. 10 (b))、 $H_{ex}=1$ Oeの場合では周波数 $f_2=4.2$

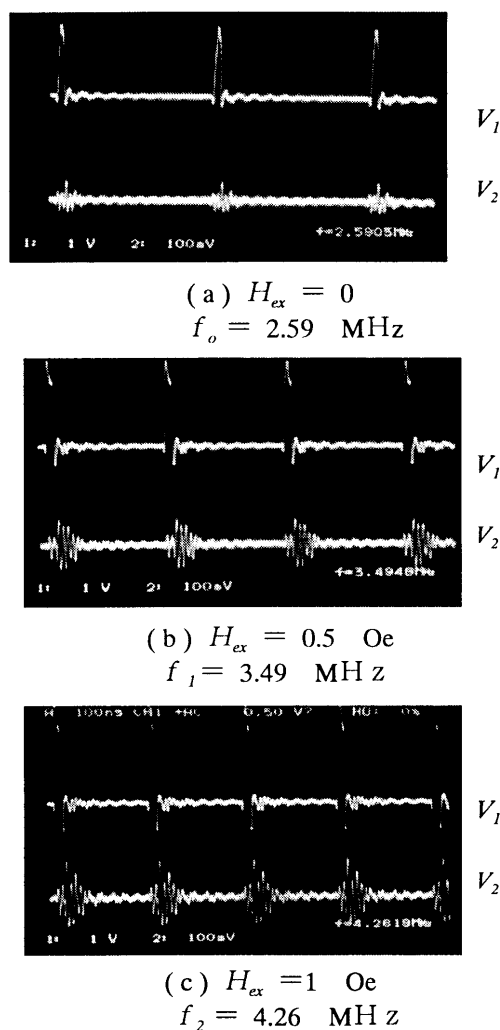


Fig. 10 Waveforms of the primary coil (above) and secondary coil (below).

6 MHz (Fig. 10の(c))であり、最大周波数変化率： $\eta = (f_2 - f_o) / f_o = 64 \% / \text{Oe}$ である。実際のFM無線通信では、周波数の変調度は数%であり、約1 mOeの分解能で、 $\pm 100 \text{ mOe}$ の磁界を伝送することになる。

Fig. 11は、 $H_{ex} = 0$ の場合の一次コイルと二次コイル間の距離 d と二次コイル電圧の高さ V_2 との関係の測定結果である。

5. おわり

CMOS ICインバータによる発振回路の周波数をMIセンサの出力電圧で変化させるシュミットIC回路を利

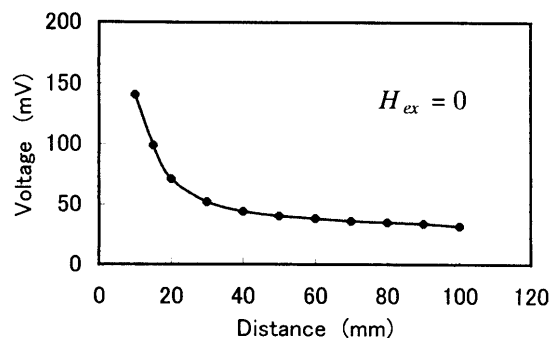


Fig. 11 Distance vs. voltage.

用して低消費電力、小型軽量、高感度の周波数変調型マイクロ磁気センサを構成した。最大周波数変化率は64 % / Oeに達した。本センサ回路は、RCによって発振周波数を自由に設定できる。今後は、FM方式回路の温度特性と受信パルス信号の整形、増幅及びF/V変換などを研究して行く予定である。無線通信の場合、電源エネルギーの供給問題を考えなければならないが、CMOS回路の間欠的動作方式により、小型乾電池駆動が可能と思われる。なお、現在20 mm径スチールシャフトに2本の円周溝を形成し、MIセンサを磁極の大きさの検出ヘッドとする磁歪式トルクセンサ⁹⁾を無線方式に変換する実験を進めている。 $\pm 50 \text{ Nm}$ のトルクに対し、MIセンサの出力は $\pm 1 \text{ V}$ 変化するので、本論文のFM方式は直接適用できると考えられる。

文 献

- 1) K. Mohri: Materials Science and Engineering, A185, p. 141 (1994).
- 2) K. Mohri, K. Bushida, M. Noda, H. Toshida, L.V. Panina and T. Uchiyama: *IEEE Trans. Magn.*, vol. 4, p. 2455 (1995).
- 3) T. Kanno, K. Mohri, T. Yagi, T. Uchiyama and L.P. Shen: *IEEE Trans. Magn.*, vol. 33, No. 5, p. 3358 (1997).
- 4) K. Bushida, K. Mohri, T. Kanno, D. Katoh and A. Kobayashi: *IEEE Trans. Magn.*, vol. 32, No. 5, p. 4944 (1996).
- 5) T. Gunji, L.V. Panina, and K. Mohri: *J. Magn. Sco. Jpn.*, vol. 21, p. 793 (1997).
- 6) 八木孝臣, 毛利佳年雄, 中林宗治: 電気学会論文誌, Vol. 118-A, No. 6, p. 729 (1998).
- 7) 稲葉 保: 「発振回路の設計と応用」CQ出版 p. 54 (1993).
- 8) N. Kawajiri, M. Nakabayashi, K. Mohri, T. Uchiyama and C.M. Cai: *IEEE Trans. Magn.*, vol. 35, No. 5, p. 3667 (1999).
- 9) 横川一郎, 毛利佳年雄, 内山 剛, 杉谷伸芳: 日本応用磁気学会誌, 22, 693 (1998).