

デジタルインターフェースを備えた 低電圧、低消費電力温度センサー回路

坂元 亮太^{a)} · 淡野 公一^{b)} · 田村 宏樹^{c)} · 外山 貴子^{d)}

A Low-Voltage and Low-Power Temperature Sensor Circuit with Digital Interface

Ryota SAKAMOTO, Koichi TANNO, Hiroki TAMURA and Takako TOYAMA

Abstract

In this paper, I describe a low-voltage and low-power temperature sensor circuit with digital interface. The propose circuit consists of a temperature sensing circuit and digital interface circuit. The both circuits are capable of operating at 1.0 V. The propose temperature sensing circuit utilized subthreshold region of MOSFETs. And the propose digital interface circuit converts a current into a time utilizes Current-to-Time Converter (ITC). This digital interface has good characteristics against the temperature dependence, and it does not use approximations. Therefore, these can convert temperatures into digital values accurately. From the evaluation using HSPICE, we could obtain the signals proportional to temperature. Furthermore, I fabricated prototype-chips of temperature sensing circuit on the 0.6 μm CMOS processes, and evaluated it. As the results, I confirmed effectiveness of the proposed circuit.

Keywords: Temperature sensor, CMOS, Low voltage, Low power, Current to time converter

1. はじめに

集積回路の複雑さや密度はムーアの法則に従い、年々増加している¹⁾。その結果、1チップで実現できるアプリケーションの数が飛躍的に増加し、電子機器の小型化、高速化が進んだ。しかしその一方で、CMOSプロセスの微細化に伴った電源電圧の低下や消費電力の増大が懸念されている。特に長チャネルプロセスではあまり影響のなかったサブスレッショルドリーク電流やゲートリーク電流の影響が顕著に見え始め²⁾、これらが消費電流の増大に大きな影響を与えている。CPU(Central Processing Unit)の消費電力は、例えばIntel^(R) CoreTM i7-900 Desktop Processor Seriesでは、TDP(Thermal Design Power)が130 Wにまで達しており³⁾、適切な熱設計を行うことが重要視されている。過度なチップ温度の上昇は熱暴走等、機器の信頼性を著しく低下させる。また、人体に直接接触して使用するポータブルデバイスにおいては、ユーザへ危害を与える恐れがあり、特に注意が必要であ

る。そこでLSIの熱・温度管理を行うために、またコスト面を考慮して、温度センサー回路の集積化に関する研究が盛んに行われている^{4)–10)}。温度センサー回路の性能には、低電圧・低消費電力であることや、温度を局所的に検知できること、高精度・高動作範囲であることが要求される。

そこで本論文では、これら要求を満たすために、MOSFETの弱反転領域を利用した温度センサー回路で温度をセンシングし、ITC(Current to Time Converter)とTDC(Time to Digital Converter)を用いてデジタル出力を行うデジタルインターフェース回路を提案する。センサー部分に関してはMOSFETの弱反転領域を用いており、コアとなる回路を縦続接続することで温度係数の向上を実現している。また、デジタルインターフェース回路は、温度センサー回路からの信号を時間に変換しデジタル出力する回路(ITC+TDC)を用いたものである。この回路は通常のADCと比較して、消費電力や占有面積が小さいという利点がある。同様の手法を用いている文献¹⁰⁾では、信号変換時に近似を用いているため、温度の測定範囲が狭いという問題があるが、提案するデジタルインターフェース回路は変換時に

^{a)}電気電子工学専攻大学院生

^{b)}電気電子工学科教授

^{c)}電気電子工学科准教授

^{d)}技術職員

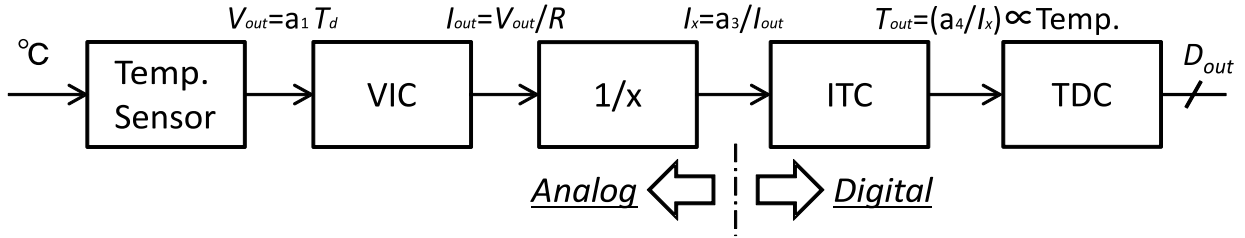


図1 提案回路のアーキテクチャ

近似を用いていないため、測定範囲や精度を犠牲にすることなく、温度をデジタル値に変換することができる。提案回路のアーキテクチャを図1に示す。

本論文は、5章から成り立っており、構成は以下のとおりである。第2章では、MOSFETの弱反転領域を用いた温度センサー回路を提案する。さらに、提案回路を試作し、評価した結果も示す。第3章では、温度センサー回路のためのデジタルインターフェース回路を提案し、その特性を考察する。また、ディスクリット素子を用いて本回路を構築し、実験した結果を示す。第4章では、第2章と3章で提案した回路を組み合わせ、デジタルインターフェースを備えた温度センサー回路を設計する。設計回路の特性を、HSPICEシミュレーションにより示し、その結果を考察する。第5章では、これまでに得られた結果についての全体的なまとめを行い、今後の展望について述べる。

2. 温度センサー回路 (Temp. Sensor)

本章ではまず提案する温度センサー回路のコアとなる回路について述べる。その後、コア回路を応用した提案回路を述べる。最後に試作、評価結果を示す。

2.1 コア回路

図2にコア回路となる弱反転動作型温度センサー回路を示す。図2の回路はスタートアップ回路とセンサー回路から構成されており、すべてのMOSFETは弱反転領域で動作している。 V_{ds} (ドレインソース間電圧) $> 100mV$ という条件下において、弱反転領域で動作しているMOSFETの特性は式(1)で与えられる。

$$I_{ds,sub} \approx I_0 \frac{W}{L} \exp\left(\frac{V_{gs} - V_{th}}{nV_\theta}\right) \quad (1)$$

ここで、 W/L はMOSFETのアスペクト比、 V_{gs} はゲートソース間電圧、 V_{th} はしきい電圧、 n はサブスレッショルドスロープ、 V_θ は熱電圧であり、 $V_\theta =$

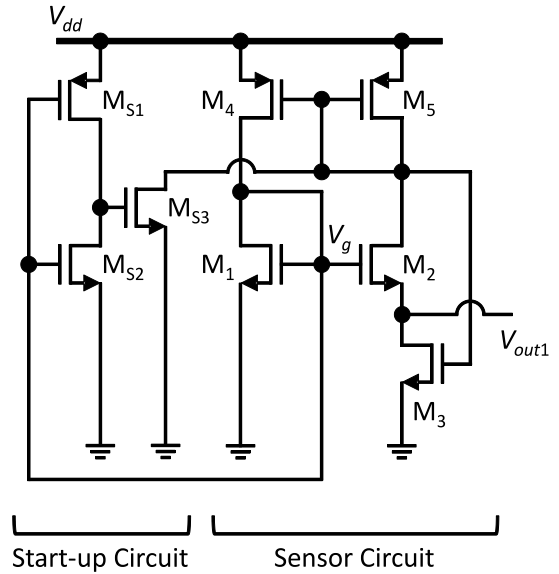


図2 弱反転動作型温度センサー回路(コア回路)

$k_B T_K / q$ である。ただし、 k_B はボルツマン定数、 T_K はケルビン度、 q は電荷素量である。図2における M_1 、 M_2 に流れる電流をそれぞれ I_1 、 I_2 とすると、式(1)より、

$$I_1 = I_0 \frac{W_1}{L_1} \exp\left(\frac{V_g - V_{th1}}{nV_\theta}\right) \quad (2)$$

$$I_2 = I_0 \frac{W_2}{L_2} \exp\left(\frac{V_g - V_{out} - V_{th2}}{nV_\theta}\right) \quad (3)$$

と表すことができる。式(2)、(3)より V_{out} は式(4)となる。

$$V_{out1} = nV_\theta \ln\left(\frac{W_2/L_2 I_1}{W_1/L_1 I_2}\right) + V_{th1} - V_{th2} \quad (4)$$

ここで、MOSFETの基板効果を考慮したしきい電圧は以下のように与えられる。

$$V_{th} = V_{th0} + \gamma \left(\sqrt{|2\Phi_F + V_{sb}|} - \sqrt{|2\Phi_F|} \right) \quad (5)$$

ここで、 $(2\Phi_F)^2 > (V_{sb})^2$ ならば、式(5)はマクローリン展開を用いて、式(6)のように線形近似するこ

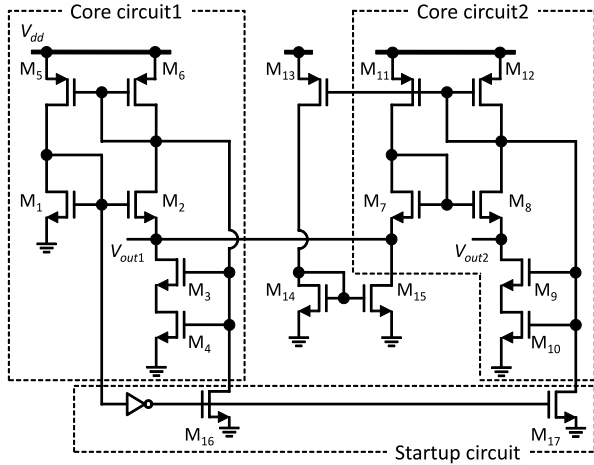


図3 縦続接続型温度センサー回路

とができる。

$$V_{th} \approx V_{th0} + \gamma \left(\frac{V_{sb}}{2\sqrt{2\Phi_F}} \right) \quad (6)$$

図2より、 $V_{sb2} = V_{ds3} = V_{out}$ であることを考慮すると、 V_{out} は次のようになる。

$$V_{out1} = \frac{n}{n'} V_{\theta} \ln \left(\frac{W_2/L_2}{W_1/L_1} \cdot \frac{I_1}{I_2} \right) \quad (7)$$

$$n' = 1 + \gamma \frac{1}{2\sqrt{2\Phi_F}} \quad (8)$$

n は1~1.5程度の値を取ることが知られており、また、 n' も0.18 μm プロセスまでは、同程度の値を取る。(ただし、90nmプロセス以降の短チャネルプロセスでは、 $2\Phi_F$ の値が小さくなり、この近似が成立しなくなる可能性がある。)したがって、式(7)は以下ようになる。

$$\begin{aligned} V_{out1} &\approx V_{\theta} \ln \left(\frac{W_2/L_2}{W_1/L_1} \cdot \frac{I_1}{I_2} \right) \\ &= \frac{k_B}{q} \ln \left(\frac{W_2/L_2}{W_1/L_1} \cdot \frac{I_1}{I_2} \right) T_K \end{aligned} \quad (9)$$

式(9)より、提案する弱反転動作型の温度センサー回路は、デバイスパラメータの影響を低減し、かつ絶対温度に比例した温度センサー回路として動作することが分かる。本回路の温度をセンシングする部分は $M_{1,2}$ である。わずかに2個のMOSFETで温度を検知できるため、LSI内の局所的な温度を検知できる。スタートアップ回路は、コア回路がOFFの状態安定するのを防ぐためにある回路であり、出力に影響は与えない。

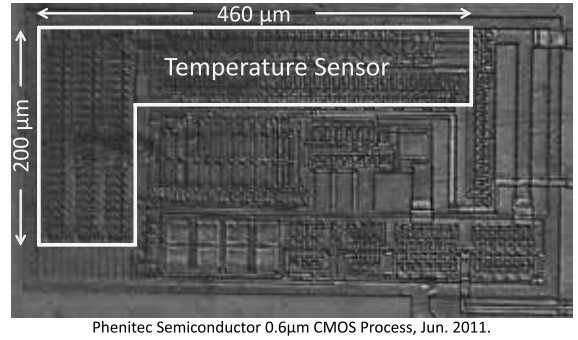


図4 0.6 μm CMOSプロセスで試作した提案温度センサー回路(図3)のチップ写真

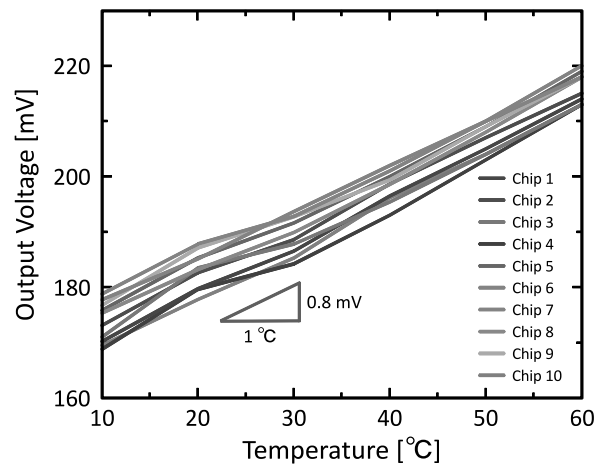


図5 0.6 μm CMOSプロセスで試作した提案温度センサー回路(図3)の特性

2.2 提案する温度センサー回路

今、本回路(図2)の温度係数の向上を考える。式(9)より、温度係数の向上のためには、MOSFETの W/L 比、もしくは電流比を大きくするという方法が考えられる。しかしこれら変数は対数の真数であるため、この方法は効率的な方法とは言えない。そこで、コア回路を縦続接続することでこの問題を解決する。図3に提案する縦続接続型温度センサー回路を示す。本回路はコア回路 $\times 2$ 、スタートアップ回路、インピーダンス増加回路(M_{13} , M_{14} , M_{15})から構成される。本回路の出力電圧は式(10)で表される。

$$V_{out2} = V_{out1} + \frac{k_B T_K}{q} \ln \left(\frac{W_8/L_8}{W_7/L_7} \cdot \frac{I_7}{I_8} \right) \quad (10)$$

式(10)より、出力電圧は各コア回路の対数項の和で表すことができるので、 W/L 比や電流比を大きくするよりもより効率的に温度係数を向上させることができる。また、本回路はわずか4個のMOSFETで温度を検知できるため、局所的な温度をセンシングできる。 M_{13} , M_{14} , M_{15} は、 M_7 のソース端子か

ら Core circuit1 へ電流が流出しないように, Core circuit1 からみた Core circuit2 の入力インピーダンスを増加させる働きをしている. また, 図3における M_4 と M_{10} はコア回路に流れる電流を減少させるために付加したものである.

2.2.1 提案回路の試作, 評価結果

提案する温度センサー回路の動作を確認するために $0.6\mu\text{m}$ CMOS プロセスを用いて試作を行った. 図4に提案する温度センサー回路のチップ写真を示す. 提案温度センサー回路は同図に示す通りである. また, 図5に提案する温度センサー回路を評価した結果を示す. 今回, 異なる10チップにおいて評価を行った. 同図より温度に比例した出力電圧が得られていることが分かる. 温度係数は $0.8\text{mV}/^\circ\text{C}$ であった.

3. デジタルインターフェース

本章では, 温度センサー回路からの信号をデジタル値に変換する, デジタルインターフェース回路について述べる. 提案するデジタルインターフェース回路は電圧-電流変換回路 (VIC: Voltage to Current Converter), $1/x$ 回路, 電流-時間変換 (ITC: Current to Time Converter), 時間-デジタル変換回路 (TDC: Time to Digital Converter) から構成されている. 回路の有用性を確認するため, HSPICE シミュレーションによる評価を行い, その結果を示す. また, ITC をディスクリート素子を用いて実験した結果も掲載する.

3.1 電圧-電流変換回路 (VIC)

図6にVICを示す. VICには一般的によく見られる, オペアンプを用いた回路構成とした. オペアンプの利得が十分に高い場合, $V_{in} = V_m$ となり, 電圧-電流変換回路として動作する. 理論式を式(11)に示す.

$$I_a = \frac{n}{m} \frac{V_{in}}{R} \quad (11)$$

ここで, m と n はカレントミラーのミラー比である. 式(11)より, V_{in} が I_a に線形変換されていることが分かる. 図7にVICのシミュレーション結果を示す. シミュレーションには $0.18\mu\text{m}$ CMOS プロセスを用い, $V_{dd} = 1.0\text{V}$, $R = 330\text{k}\Omega$, $(m:n) = (5:1)$ とした. ただし, 抵抗 R は外付け抵抗を想定しているため, 本シミュレーションには抵抗の温度係数は考慮していない. 同図より, 電圧が電流に変換されていることが分かる. しかし, V_{in} の値が大きくなると, 正確

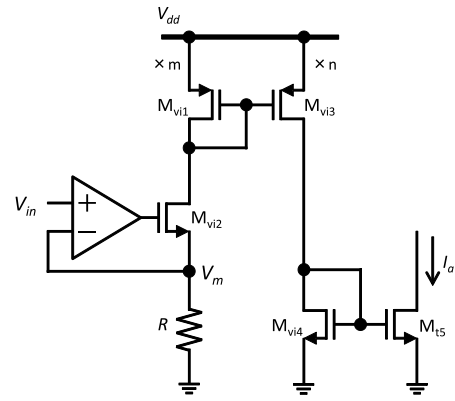


図6 電圧-電流変換回路 (VIC)

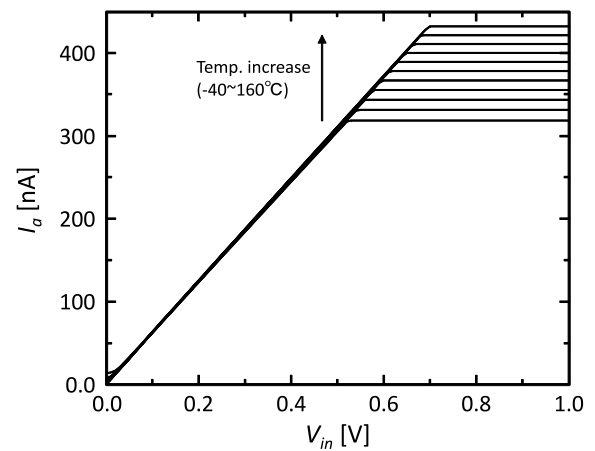


図7 VICのシミュレーション結果

に $V-I$ 変換されていないことが分かる. これはオペアンプに出力範囲の限界があるためであるが, 温度センサー回路の出力範囲は $0.2\sim 0.4\text{V}$ 程度なので, 本提案回路では問題なく電圧を電流に変換できる.

3.2 $1/x$ 回路 ($1/x$)

図8に $1/x$ 回路を示す. 本回路を構成するトランジスタ M_{t1} から M_{t4} , M_{d1} は弱反転領域で動作しているため, 非常に低消費電力動作が可能である. また, M_{t1} から M_{t4} はトランスリニアループを構成している. これらすべてのトランジスタのサイズが等しくかつ, バックゲート端子とソース端子が短絡しているとする, 各トランジスタの V_{gs} は式(12)に示す関係となる.

$$V_{gst2} + V_{gst1} = V_{gst4} + V_{gst3} \quad (12)$$

弱反転領域の電流式である式(1)を用いて, 式(12)を変形すると, I_a と I_b は以下の関係式で表される.

$$I_b = \frac{I_{ref}^2}{I_a} \quad (13)$$

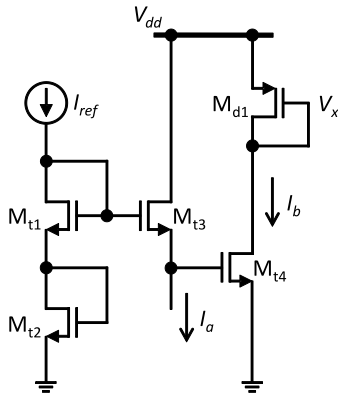


図 8 1/x 回路

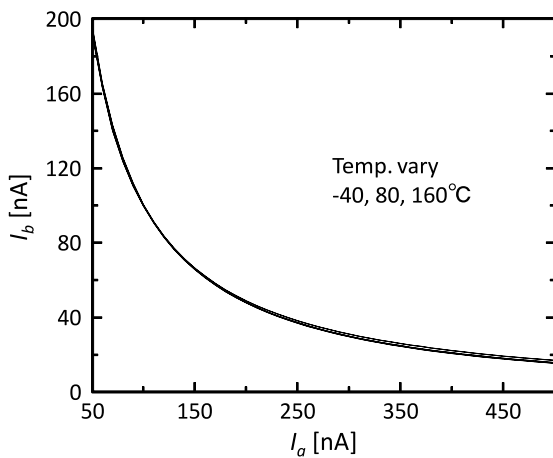


図 9 1/x 回路のシミュレーション結果

ここで、 I_{ref} は温度に依存しない電流源であるため、この回路は温度依存のない $1/x$ 回路として動作することが分かる。 $1/x$ 回路を、 $0.18 \mu\text{mCMOS}$ プロセスを用い、電源電圧 1.0 V 、温度を $-40, 80, 160^\circ\text{C}$ と変化させてシミュレーションした結果を図 9 に示す。 同図より、 I_a が式 (13) にしたがって、 I_b に変換されていることが分かる。 また、温度変化に対してもほとんど出力は変化しておらず、温度変化に強い回路構成であることが分かる。

3.3 電流-時間変換回路 (ITC)

図 10 に提案する ITC を示す。 今、 V_{clk} が Low であるとすると、電流-時間変換回路は定常状態において M_{x3} 、 M_{x4} 、 M_{x5} はオフしているので、 M_{x1} のドレイン電圧 V_p は V_{dd} となり、回路に電流はほとんど流れず、端子 T_{out} からは Low が出力されている。 また、ノード V_c は GND であるため、キャパシタ C に蓄積されている電荷は放電されている。

今、 M_{x5} のゲートに短い単パルス V_{clk} を入力し

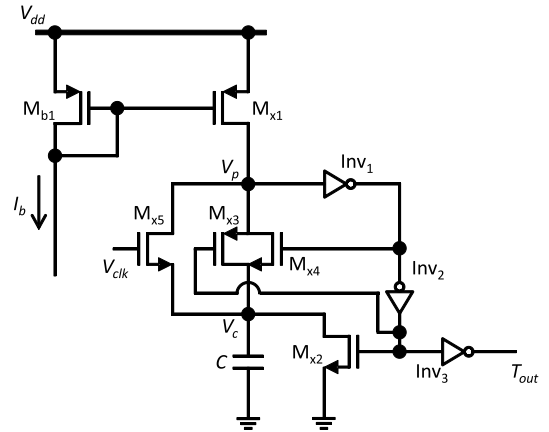


図 10 提案する電流-時間変換回路 (ITC)

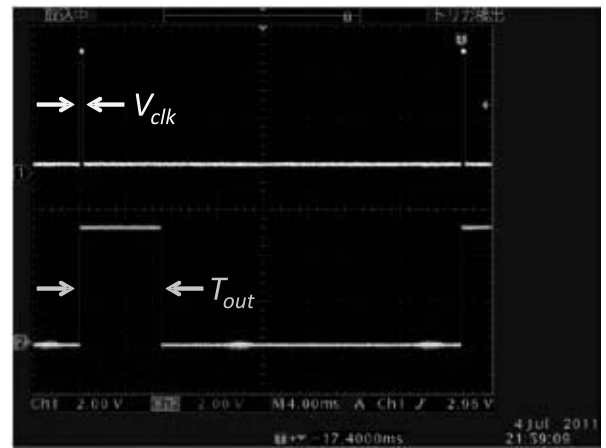


図 11 ディスクリート素子を用いた ITC の実験結果

M_{x5} をオンすると、 $V_p = V_c$ となり $V_{p,c}$ のレベルは GND まで低下する。 結果、 Inv_1 の出力から Hi が出力され、 M_{x5} とほぼ同時に M_{x3} 、 M_{x4} もオン状態となり、 C に I_b に比例した電荷が蓄積されていく。 この期間、 T_{out} からは Hi が出力される。 $V_{p,c}$ の電位が Inv_1 のしきい電圧に達すると、 M_{x3} 、 M_{x4} がオフし、 M_{x2} がオンとなり C に蓄積されていた電荷は放電され、定常状態に戻る。 I_b の大きさにより $V_{p,c}$ が Inv_1 のしきい電圧に達する時間が異なることを利用して、電流を時間 (パルス幅) へと変換している。 出力時間 T_{out} は以下のように求められる。

$$T_{out} = \frac{C}{I_b} V_{th,Inv1} \quad (14)$$

ここで、 $V_{th,Inv1}$ は Inv_1 のしきい電圧である。 式 (14) より、 I_b に反比例した時間 (パルス幅) が T_{out} から出力されることが分かる。 前節「3.2 1/x 回路」より、 I_b は I_a に反比例する電流であることが分かる。 故に、ITC の前段に $1/x$ 回路を接続することで T_{out} は V_{in} に比例する時間を出力することができる。

表1 提案回路の消費電力 (@25 °C)

Items	TS	VIC	1/x	ITC	TDC	Sum.
Power [μW]	1.72	1.21	0.331	1.16	17.8	22.3
Power/Sample [$\mu\text{W}/\text{Sample}$]	3.26 (Clock=2.22 MHz)					

ITC(図10)を設計するに当たり, 2点注意点がある. 第1に, 以下の条件を満足しなければならない.

$$PW_{(V_{clk})} < PW_{(T_{out})} \quad (15)$$

ここで, $PW_{V_{clk}}$ は V_{clk} のパルス幅, $PW_{T_{out}}$ は T_{out} のパルス幅である. 理由として, T_{out} のパルス幅よりも V_{clk} のパルス幅が大きくなってしまふと, 出力がすべて V_{clk} のパルス幅となつてしまひ, 正しい結果が得られないためである. 第2に, M_{x3} , M_{x4} , M_{x5} のチャンネル長を大きくしなければならない. プロセスの微細化に伴い, サブスレッショルドリーク電流(トランジスタがオフしているにも関わらず, ドレインソース間に発生する電流のこと)が無視できないレベルに達している. リーク電流の影響で, V_{clk} のHi-Lowに関係なくキャパシタ C に電荷が蓄積されてしまふため, 回路が不安定になってしまう可能性がある.

3.3.1 ITCの実験結果

本回路をディスクリット素子 CD4007UBE (CMOS), 74HC04AP (インバータ), LM2902N (オペアンプ)を用いて, $V_{dd} = 5.0 \text{ V}$, $C = 10 \mu\text{F}$ の条件下で実験を行った. 図11に実験結果を示す. 同図より, V_{clk} が入力されると, I_b に応じた時間が T_{out} から出力されていることが分かる.

3.4 時間-デジタル変換回路 (TDC)

図12に提案するTDCを示す. TDCは T_{out} からHiが出力されている時間をカウンタを用いてデジタル出力化する回路である. カウンタは同期式のJK-FFを用いた.

4. デジタルインターフェースを備えた温度センサー回路

本章では2., 3.章で述べた回路を組み合わせ, デジタルインターフェースを備えた温度センサー回路を設計する. 図13に提案回路の全体図を示す.

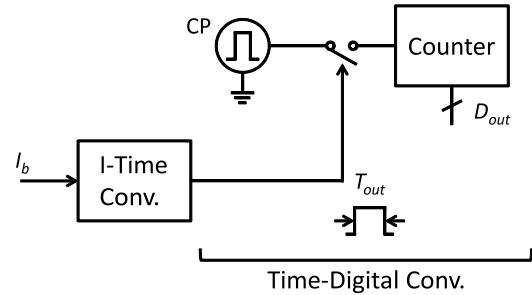


図12 時間-デジタル変換回路 (TDC)

本回路を, $0.18 \mu\text{m}$ CMOS プロセスを用い, 電源電圧 1.0 V , 温度範囲 $-40 \text{ }^\circ\text{C}$ から $160 \text{ }^\circ\text{C}$, $CP=2.22 \text{ MHz}$ という条件の下, HSPICE シミュレーションを行った. 前節「3.1」で述べた通り, 本回路(図13)においても, 抵抗 R は外付け抵抗を想定しているため, シミュレーションに抵抗の温度係数は考慮していないことを明記しておく. 図14に温度変化に対する提案回路の出力変化を示す. 同図より, 提案回路は広い温度範囲において, 高い線形性を保ちながら温度に比例したデジタル値 (Code=134~255) を出力していることが分かる. 今回, 1LSB を $3 \text{ }^\circ\text{C}$ 以下になるように設計したところ, $1\text{LSB}=1.74 \text{ }^\circ\text{C}$ となった. 図15に温度変化に対する提案回路の温度直線誤差を示す. 温度誤差は, ピーキング2ポイントキャリブレーションの後, $+0.08/-4.46 \text{ }^\circ\text{C}$ となった. 表1に提案回路の消費電力を示す. 提案回路の消費電力は $22.3 \mu\text{W} (@25 \text{ }^\circ\text{C})$ となった. また, 1サンプル当たりの消費電力は, $3.26 \mu\text{W}/\text{Sample}$ であった.

最後に, 提案回路(図13)とその他の文献の特性を比較した結果を表2に示す. その他の文献と比較して, 提案回路は電源電圧, 温度測定範囲ともに優れていることが分かる. 温度直線誤差に関しては劣っているが, これは温度測定範囲とのトレードオフであるため, 十分改善の余地があると考えられる.

5. おわりに

本論文では, デジタルインターフェースを備えた低電圧, 低消費電力温度センサー回路を提案してきた.

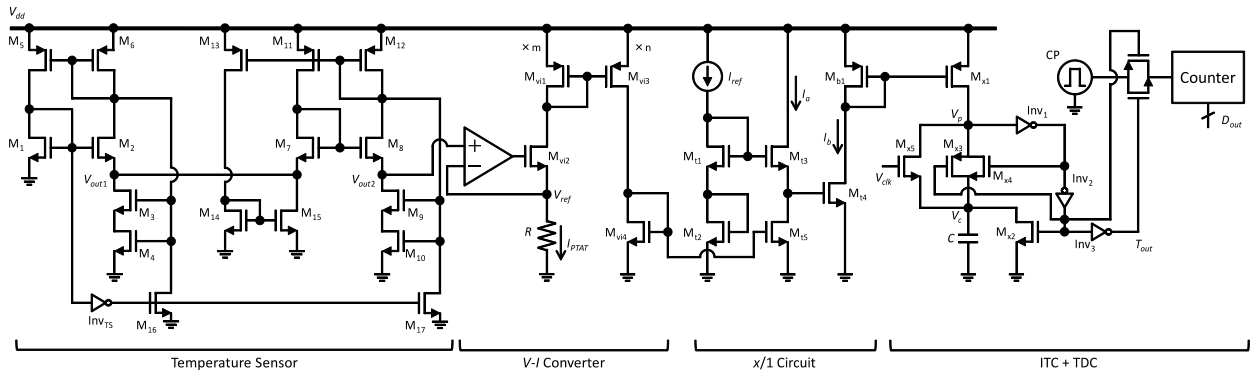


図 13 提案回路の全体図

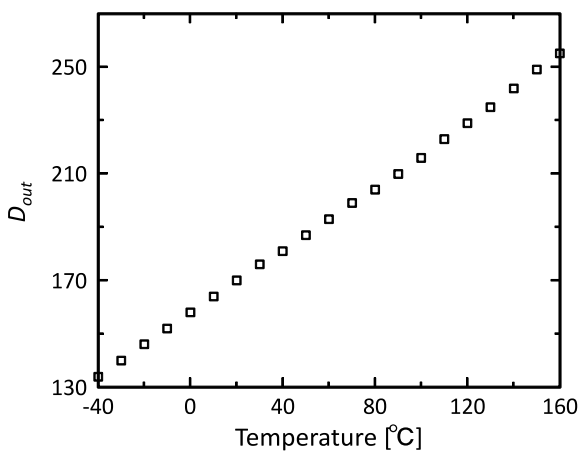


図 14 温度変化に対する提案回路の出力変化

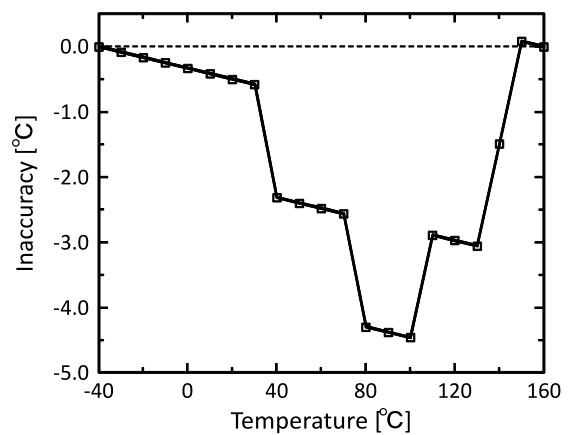


図 15 温度変化に対する提案回路の温度直線誤差

提案回路は温度センサー回路とデジタルインターフェース回路から構成されている。提案する温度センサー回路は、弱反転領域で動作している MOSFET を利用することで低電圧・低消費電力化を実現し、温度センシング部分はわずか 4 個の MOSFET で実現できる。さらに、コアとなる温度センサー回路を縦続接続するという新たな回路構成を提案することで、出力電圧の温度係数を比較的容易に向上させることに成功した。提案した温度センサー回路を 0.6 μm CMOS プロセスにてチップの試作を行った結果、温度に比例した電圧を出力を得ることができ、提案温度センサー回路の有用性を確認した。提案するデジタルインターフェース回路は、温度センサー回路からの信号を時間に変換しデジタル出力する手法を用いて実現した。提案回路は 1/x 回路を付加することで温度測定範囲の広範囲化を実現した。

今後の課題としては、V-I 変換回路における抵抗をオンチップ化すること、即ち抵抗の温度係数も考慮した回路設計や、出力の高精度化、チップの試作と評価等が挙げられる。

参考文献

- 1) S. Thompson, S. Parthasarathy, "Moore's law: the future of Si microelectronics," Elsevier Materials Today, Vol. 9, Issue. 6, pp. 20-25, Jun. 2006.
- 2) 松澤 昭, "LSI 技術の課題と今後のあり方," 信学論 (C), Vol. J87-C, No. 11, pp. 802-809, 2004 年 11 月.
- 3) Intel^(R) CoreTM i7-900 Desktop Processor Extreme Edition Series and Intel^(R) CoreTM i7-900 Desktop Processor Series Datasheet, Vol. 1, Feb. 2010, Intel Corp., Document 320834-004.
- 4) K. Tanno, R. Sakamoto and H. Tamura, "High-Sensitivity and Wide-Range CMOS Temperature Sensor Circuit," IEEJ Trans. EIS, Vol. 131, No. 7, pp. 1281-1286, Jul. 2011.
- 5) R. Sakamoto, K. Tanno, H. Tamura and Z. Abidin, "A Sub-μW, 1.0V CMOS Temperature

表2 提案回路とその他文献の特性比較

	Power Supply (V)	Power Cons. (μ W)	Range ($^{\circ}$ C)	Inaccuracy ($^{\circ}$ C)	Calib. Point	Process (μ m)	Sensor Type
This work	1.0	22.3	-40 to 160	-4.46 to +0.08	2	0.18	*1Subth.
6)	3.3	429	-50 to 125	-0.5 to +0.5	1	0.5	*2 ΔV_{be}
7)	2.2-3	10-27	10 to 80	-1.8 to +1.0	1	0.35	Subth.
8)	3.3	10.0	0 to 100	-0.7 to +0.9	2	0.35	*3Inv. Delay
9)	1.0	25 (Only analog)	50 to 120	-1.0 to +0.8	2	0.09	*4Strong.
10)	0.5, 1.0	0.119	-10 to 30	-0.8 to +1.0	2	0.18	Subth.

*1: "Subth." means MOSFETs which operated in subthreshold region.

*2: " ΔV_{be} " means the difference of temperature coefficient of Vbe.

*3: "Inv. Delay" means Inverter's delay.

*4: "Strong." means MOSFETs which operated in strong-inversion region.

Sensor Circuit Insensitive to Device Parameters," IEEE Region 10 Conference TENCON 2011, pp. 626-629, Nov. 2011.

- 6) M. A. P. Pertijs, A. Niederkorn, X. Ma, B. McKillop, A. Bakker and J. H. Huijsing, "A CMOS Smart Temperature Sensor With a 3σ Inaccuracy of $\pm 0.5^{\circ}$ C From -50° C to 120° C," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 40, No. 2, pp. 454-461, Feb. 2005.
- 7) K. Ueno, T. Asai and Y. Amemiya, "Low-power temperaute-to-frequency converter consisting of subthreshold CMOS circuits for integrated smart temperature sensors," Elsevier Sensor and Actuators A: Physical, Vol. 165, Issue. 1, pp. 132-137, Jan. 2011.
- 8) P. Chen, C. C. Chen, C. C. Tsai and W. F. Lu, "A Time-to-Digital-Converter-Based CMOS Smart Temperature Sensor," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 40, No. 8, pp. 1642-1648, Aug. 2005.
- 9) M. Sasaki, M. Ikeda and K. Asada, "A Temperature Sensor With an Inaccuracy of $-1/+0.8^{\circ}$ C Using 90-nm 1-V CMOS for Online Thermal Monitoring of VLSI Circuits," IEEE Trans. Semiconductor Manufacturing, Vol. 21, No. 2, pp. 201-208, May 2008.
- 10) M. K. Law, A. Bermak and H. C. Luong, "A Sub- μ W Embedded CMOS Temperature Sensor for RFID Food Monitoring Application," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 45, No. 6, pp. 1246-1255, Jun. 2010.