

# 広範囲な活性化エネルギーに適応可能な CMOS 品質劣化モニタセンサ LSI

上野 憲一<sup>†</sup> 廣瀬 哲也<sup>†</sup> 浅井 哲也<sup>†</sup> 雨宮 好仁<sup>†</sup>

<sup>†</sup> 北海道大学 情報科学研究科 〒060-0814 北海道札幌市北区北14条西9丁目

E-mail: †{k\_ueno,hirose,asai,amemiya}@sapiens-ei.eng.hokudai.ac.jp

あらまし MOSFET のサブスレッショルド電流の温度依存性は「食品や医薬品の劣化速度の温度依存性」と相似の関係にある。このことを利用すると、食品や医薬品の品質が貯蔵・輸送・配達の過程で劣化していく様子を模擬するセンサ—品質監視センサ—を MOS 回路で構成することができる。この品質監視センサに必要なことは、生鮮食品から保存製品にいたる種々の対象物を模擬するために、回路の活性化エネルギー値を広い範囲 (0.1 ~ 0.8 eV) で設定調節できることである。本研究では、アナログディジタル混載構成により広範囲の活性化エネルギーを設定可能とした CMOS センサ回路を提案する。このセンサを食品や医薬品に貼り付けることにより、生産者から消費者にいたる流通過程での品質劣化の進行を刻々模擬することができる。消費者はセンサの出力を読みとることにより品物の鮮度をその場で判断できるので、迅速かつ適切な品質監視が可能となる。本センサはサブスレッショルド領域で動作するコンパクトな CMOS 回路からなり、試作チップは 10  $\mu$ W 以下の低消費電力で動作した。

キーワード CMOS、サブスレッショルド領域、極低消費電力、トランスリニア回路、温度履歴、品質保証

## CMOS Intelligent Sensor for Monitoring the Change in Quality of Perishables with a Wide Range of Activation Energy

Ken UENO<sup>†</sup>, Tetsuya HIROSE<sup>†</sup>, Tetsuya ASAI<sup>†</sup>, and Yoshihito AMEMIYA<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Department of Electrical Engineering, Hokkaido University  
kita 14, Nishi 9, kita-ku, Sappor, Hokkaido, 060-0814 Japan

E-mail: †{k\_ueno,hirose,asai,amemiya}@sapiens-ei.eng.hokudai.ac.jp

**Abstract** We developed a CMOS integrated-circuit sensor to monitor the change in quality of perishables that depends on surrounding temperatures. Our sensor makes use of that the temperature dependence of the subthreshold current in MOSFETs is analogous to that of the degradation of perishables. The sensor is attached to perishable goods such as farm and marine products and is distributed from producers to consumers along with the goods. During the distribution process, the sensor measures surrounding temperatures and simulates the degradation of the goods caused by the surrounding temperatures. By reading the output of the sensor, consumers can determine whether the goods are fresh or not. Our sensor consists of subthreshold CMOS circuits with a low-power consumption of 10  $\mu$ W or lower.

**Key words** CMOS, Subthreshold region, Ultralow-power, Translinear, Temperature history, Quality guarantee

### 1. ま え が き

流通過程における製品の品質変化を把握し管理することは重要な問題である。しかし、食品や医薬品など変質しやすい製品の品質管理は一般に容易ではない。これらの製品の品質を保証するため、生産者は出荷に際して製品の包装上に保証期限や賞味期限を記載する。しかし、流通過程で品物が置かれる環境—

輸送と保管の環境—は場合により様々に変化するため、生産者が出荷後の流通環境を把握することは非常に難しい。そこで、余裕を持たせるため、とりあえず最悪の流通環境を想定して保証期限を本来よりも短く設定することが普通に行われている。そのため多くの場合に「包装に記載された期限日が過ぎたというだけで、まだ使える品物が無駄に捨てられてしまう」という状況が発生する。

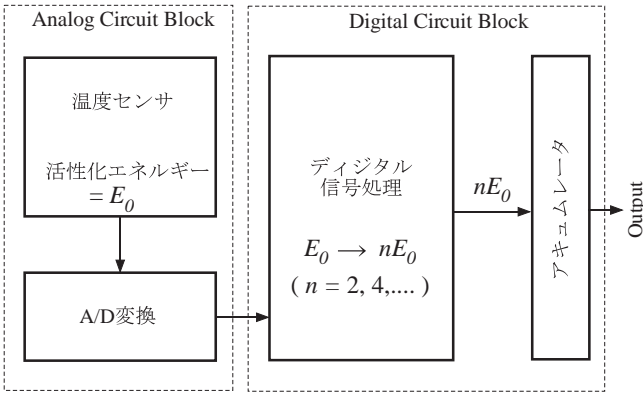


図1 広範囲な活性化エネルギーに対応する方式。

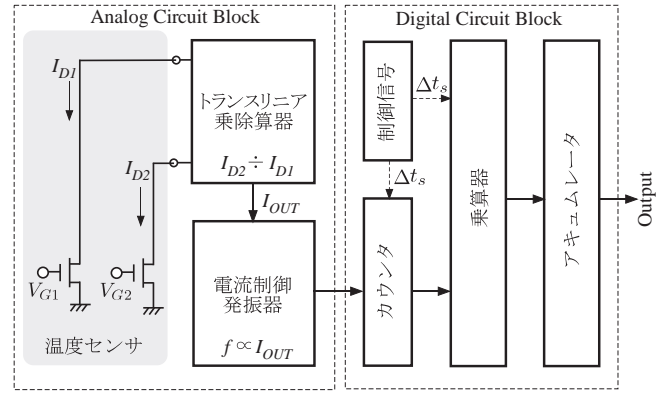


図2 図1に基づくセンサの回路構成。

この問題を解決するためには、流通過程における製品の品質劣化をモニタする品質監視センサを開発すればよい。すなわち、食品や医薬品の品質劣化の原因となる化学反応を電氣的に模擬するセンサをつくり、それを製品に貼り付けて製品と共に生産者から消費者まで流通させる。その流通過程で、センサは周囲温度を計測しながら製品の品質劣化を刻々模擬する。消費者はセンサの出力を読みとることにより品物の鮮度をその場で判断することができる。これによって、まだ使える品物が無駄に破棄されるという問題が解決される。

このような品質監視センサの概念は、最初に廣瀬らによって提案された [1], [2]。彼等はプロトタイプセンサを試作し、活性化エネルギー値が 0.1 ~ 0.3 eV の範囲の劣化反応を模擬してセンサの機能を確認した。しかしそれ以上の活性化エネルギー値を設定することはできず、この点が改良を要する検討事項であった。劣化反応の活性化エネルギーは食品の種類によって大きく異なり、およそ 0.5 eV を中心として [3]、保存食品は 0.1 ~ 0.3 eV、生鮮食品では 0.4 ~ 0.7 eV と範囲が広い。実用的な品質監視センサでは、種々の対象物に対応するために、回路の活性化エネルギー値を広い範囲で設定調節できる必要がある。

我々は、アナログ・デジタル混載技術を用いて、広範囲な活性化エネルギーに対応することが可能な改良型のセンサを開発した [6], [7]。このセンサを用いることにより、様々な食品の品質劣化をモニタすることが可能となる。以下において、本センサの試作と測定の結果を紹介する。

## 2. 動作原理

### 2.1 品質劣化モデル

いま食品や医薬品の品質劣化が  $A + B \rightarrow C$  という化学反応モデルで表されると考える [3]。ここで A と B は食品や医薬品の成分物質、C は反応によって生成された劣化物質を示す。反応速度は温度の関数であり、温度が高いほど劣化物質の生成速度も大きい。この反応による劣化物質 [C] の濃度は次式で表される。

$$[C] = [A]_0[B]_0k_0 \int_0^{t=t_1} \exp\left(-\frac{E_a}{k_B T}\right) dt \quad (1)$$

ここで、 $[A]_0$ 、 $[B]_0$  は反応物質 A、B の初期濃度、 $k_0$  は反応速度係数、 $E_a$  は活性化エネルギー、 $k_B$  はボルツマン定数であ

る。劣化物質の濃度 [C] は絶対温度  $T$  と経過時間  $t_1$  に依存する。したがって、流通過程における周囲温度の履歴が製品の劣化進行に大きく影響する。

### 2.2 品質劣化モデルの回路化

物質劣化のモデル式 (1) を LSI 上で電氣的に模擬するには、温度によって指数関数的に変化するデバイス特性が必要である。これに MOSFET のサブスレッショルド電流を利用する。MOSFET において、ゲート・ソース間電圧 ( $V_G$ ) がしきい値電圧 ( $V_{TH}$ ) 以下のときサブスレッショルド電流 (弱反転電流)  $I_D$  が流れる。ドレイン・ソース間電圧が 0.1 V 以上のとき、 $I_D$  は次のような指数関数で近似できる [4], [5]。

$$I_D = I_0 \exp\left(\frac{e(V_G - V_{TH})}{\eta k_B T}\right) \quad (2)$$

ここで  $I_0$  は係数、 $e$  は電気素量、 $\eta$  はゲート酸化膜容量と空乏層容量によって決まるデバイス構造由来の係数である。いま、サブスレッショルド領域で動作する MOSFET を流れる 2 つの電流  $I_{D1}$ 、 $I_{D2}$  の比をとれば  $I_0$  と  $V_{TH}$  の項が消去できて、活性化エネルギー  $E_0$  を模擬した次式が得られる。

$$\frac{I_{D2}}{I_{D1}} = \exp\left(-\frac{e(V_{G1} - V_{G2})}{\eta k_B T}\right) = \exp\left(-\frac{E_0}{k_B T}\right) \quad (3)$$

ただし、

$$E_0 = \frac{e(V_{G1} - V_{G2})}{\eta} \quad (4)$$

である。温度  $T$  が時間に依存するとして、式 (3) を積分すると

$$\int_0^{t_1} \left(\frac{I_{D2}}{I_{D1}}\right) = \int_0^{t_1} \exp\left(-\frac{E_0}{k_B T}\right) dt \quad (5)$$

が得られる。すなわち、MOSFET のサブスレッショルド電流を利用して、式 (1) と相似の特性が得られる。これによって、物質の劣化量 [C] をモニタすることができる [1], [2]。

## 3. 回路構成

### 3.1 回路化の問題点

活性化エネルギーの値は、式 (4) のように二つの MOSFET のゲート電圧  $V_{G1}$  と  $V_{G2}$  の差で設定する。このとき両ゲート電圧は MOSFET のしきい値電圧より低くなくてはならないか

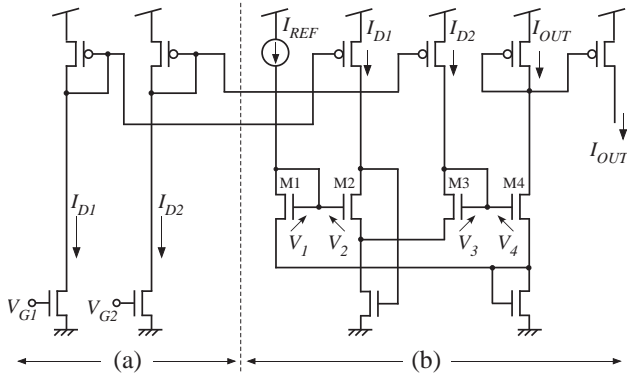


図3 (a) 温度センサ, (b) トランスリニア乗除算器.

ら、活性化エネルギーの設定値にはもともと限界があり約 0.5 eV より大きくはできない。さらに、電流比を与える式 (3) で示されるように、活性化エネルギーの値を大きく設定すると、常用温度の範囲であっても電流比の変化が 3 ~ 4 桁に達するようになる。その結果、低温時には、値が小さい方のサブスレッシュヨールド電流  $I_{D2}$  が MOSFET のリーク電流と同程度かそれ以下に減少して回路が正しく動作しなくなる。したがって、サブスレッシュヨールド電流比を利用して式 (4) のように設定できる活性化エネルギー値の上限は、実用的には 0.3 eV くらいである。この問題点を解決するため、ここではサブスレッシュヨールド電流比を使って発生させた活性化エネルギー値をデジタル回路で大きくする図 1 の方式を考えた。サブスレッシュヨールド領域で動作する二つの MOSFET の電流比で活性化エネルギーを設定し、劣化過程を模擬した電流を出力する (アナログ回路ブロック)。その出力を AD 変換してからデジタル処理により等価的に大きい活性化エネルギーの特性をつくる。これによって様々な物質の劣化過程の模擬を実現する。

### 3.2 回路化の実現

図 1 に基づくセンサの回路構成を図 2 に示す。温度センサである二つの MOSFET にゲート電圧  $V_{G1}$  と  $V_{G2}$  を入力して、活性化エネルギー ( $E_0 = V_{G1} - V_{G2}$ ) を設定し、サブスレッシュヨールド電流  $I_{D1}$  と  $I_{D2}$  を生成する。この電流をトランスリニア乗除算器に入力し、物質の劣化速度を模擬した電流  $I_{OUT}$  を得る。次に、この電流  $I_{OUT}$  を電流制御発振器に入力して、電流に比例した発振周波数に変換する。この発振パルスをカウンタで計数し、 $I_{OUT}$  の時間積分に比例した計数値を得る。大きな活性化エネルギーに対応するため、カウンタの計数値を短い一定時間  $\Delta t_s$  ごとに乗算器で累乗する。これによって等価的に大きな活性化エネルギーを実現する (後述の式 (13) を参照)。乗算器の出力をアキュムレータで累積すれば、その出力が物質の劣化量を模擬したものである。それがあらかじめ設定した値に到達したとき、品質保証の期限に達したと判断する。活性化エネルギーの値は、温度センサ MOSFET のゲート電圧 ( $V_{G1}$ ,  $V_{G2}$ ) の差と乗算器の累乗処理とで調節することが可能である。したがって広範囲な活性化エネルギー値に対応することができる。

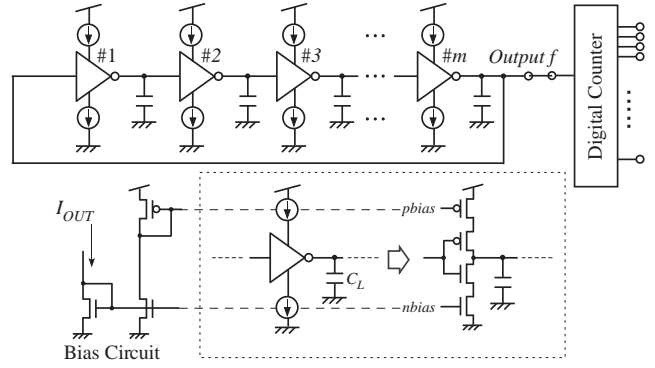


図4 電流制御発振器. 電流制御型インバータをリング構成で接続している. 発振周波数はトランスリニア乗除算器の出力電流に比例する.

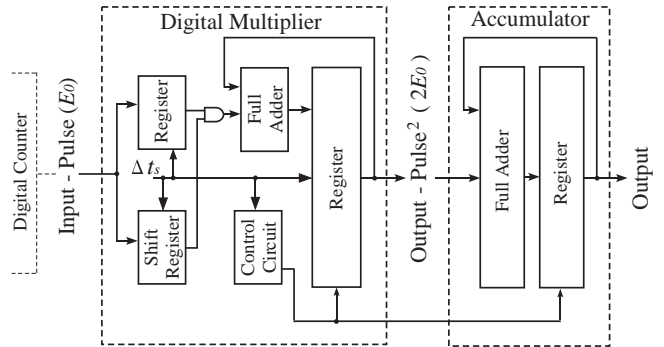


図5 乗算器 (直列乗算方式) ・アキュムレータ.

#### 3.2.1 温度センサ・トランスリニア乗除算器

図 3 に示す温度センサとトランスリニア乗除算器を用いて物質の劣化を模擬する式 (3) に従う出力電流を得る。まず、温度センサの n-MOSFET に 2 つの入力  $V_{G1}$ ,  $V_{G2}$  をバイアスして、サブスレッシュヨールド電流  $I_{D1}$ ,  $I_{D2}$  を生成する。この電流は電流ミラーでトランスリニア乗除算器に入力される。M1, M2, M3, M4 のゲート・ソース間電圧は閉ループ内にあるので次式を満たす。

$$V_1 - V_2 + V_3 - V_4 = 0 \quad (6)$$

したがって、MOSFET (M1~M4) を流れるサブスレッシュヨールド電流 ( $I_{D1}$ ,  $I_{D2}$ ,  $I_{REF}$ ,  $I_{OUT}$ ) の間には次式の関係が成立する [8], [9]。

$$I_{REF} I_{D2} = I_{D1} I_{OUT} \quad (7)$$

すなわち出力電流  $I_{OUT}$  は次式で表される。

$$I_{OUT} = I_{REF} \frac{I_{D2}}{I_{D1}} = I_{REF} \exp\left(-\frac{E_0}{k_B T}\right) \quad (8)$$

ただし、

$$E_0 = \frac{e(V_{G1} - V_{G2})}{\eta} \quad (9)$$

である。したがって、出力電流  $I_{OUT}$  は温度に依存する物質の劣化速度を模擬している。活性化エネルギーの設定は、温度センサ MOSFET のゲートバイアス電圧  $V_{G1}$ ,  $V_{G2}$  の差電圧を調節することで行う。

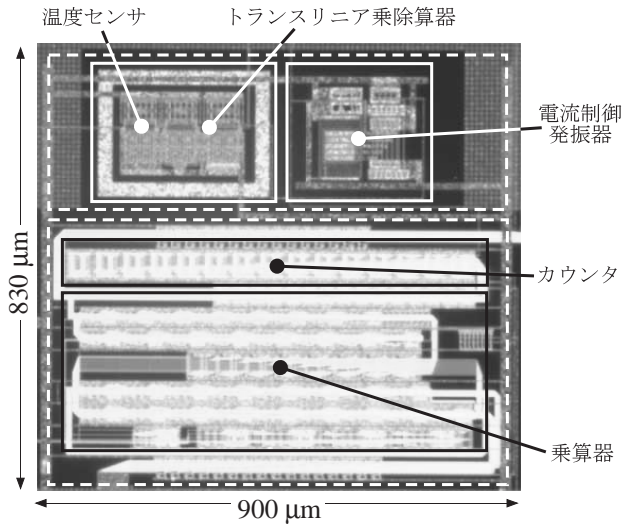


図6 チップ写真 (0.35  $\mu\text{m}$ , 2P5M-CMOS プロセス).

### 3.2.2 電流制御発振器

トランスリニア乗除算器の出力電流  $I_{OUT}$  を電流制御発振器で周波数変換する。その電流制御発振器を電流制御型インバータで構成した。図4に回路構成を示す。電流制御発振器の発振周波数  $f$  は入力電流に依存し、次式で表される。

$$f = \frac{1}{2mt_p} = \frac{I_{REF}}{2mAC_L V_{dd}} \exp\left(-\frac{E_0}{kBT}\right), \quad (10)$$

ここで  $m$  は接続段数、 $t_p$  は電流制御型インバータの一段あたりの遅延時間、 $C_L$  は各インバータの負荷容量、 $A$  は遅延補正係数 [10]、そして  $V_{dd}$  は電源電圧を表す。電流制御発振器の発振パルスを後段のカウンタで計数するが、そのときカウンタのビット数を少なくするために発振周波数を低くする必要がある。ここでは接続段数を5段として、インバータの出力に負荷容量 ( $C_L = 500 \text{ f [F]}$ ) を接続して発振周波数を低く抑えた。電源にはボタン電池を使用するので電源電圧  $V_{dd}$  の温度依存性は小さい。したがって発振周波数はトランスリニア乗除算器の出力電流にほぼ比例し、設定活性化エネルギー ( $E_0$ ) と温度 ( $T$ ) に依存する。

### 3.2.3 デジタルカウンタ

電流制御発振器の発振パルスをカウンタで計数する。カウンタとしてマスタースレーブ型のD-フリップフロップのカスケード接続を使用する。カウンタの計数値  $P(E_0)$  は発振周波数の時間積分に比例し、次式で表される。

$$P(E_0) = \int_t^{t+\Delta t_s} f dt \quad (11)$$

したがって、上式より物質の劣化量をモニタすることが可能である。

### 3.2.4 デジタル乗算器・アキュムレータ

大きな活性化エネルギーを模擬するために、電流制御発振器の出力のカウンタ計数値を一定の短時間  $\Delta t_s$  ごとに乗算器で  $n$  乗し、それをアキュムレータに蓄積する。これにより、等価的に大きな活性化エネルギーを模擬することができる。その動作のフローチャートを図5に示す。この乗算には高速動作を必要

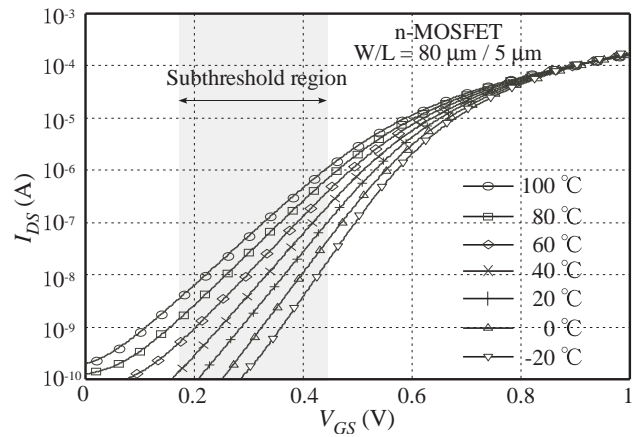


図7 n-MOSFET の  $V_{GS} - I_{DS}$  特性. 温度を  $-20\text{ }^\circ\text{C} \sim 100\text{ }^\circ\text{C}$  まで変化させている.

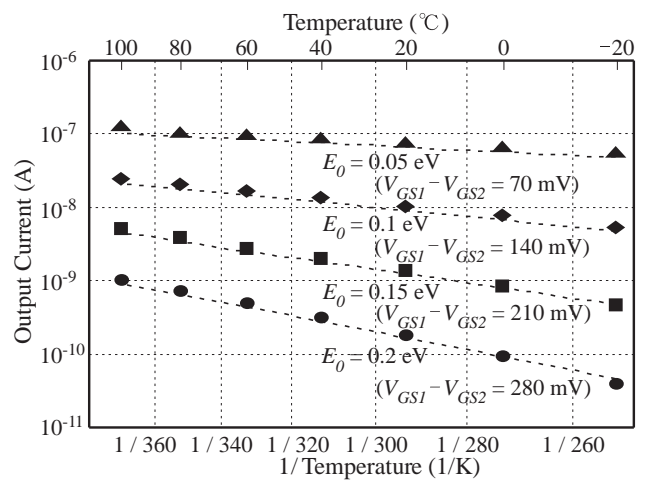


図8 トランスリニア乗除算器の出力電流特性. シンボル ( ) は実測値を表し、破線は式 (8) の数値計算より算出した値をプロットしている.

としないので、規模の小さい直列乗算方式を用いる。アキュムレータは加算器とレジスタで構成する。乗算器の出力  $P(E_0)^n$  は次式に従う。

$$P(E_0)^n = \left( \int_t^{t+\Delta t_s} f dt \right)^n \quad (12)$$

ここで、 $n$  乗処理を行う一定の短時間  $\Delta t_s$  (数秒 ~ 数分) の間、周囲温度 (したがって電流制御発振器の発振周波数) は、ほぼ一定とみなせるので、乗算器の出力は次式で表される。

$$P(E_0)^n = P(nE_0) \quad (13)$$

したがって、活性化エネルギーは  $nE_0$  となり、アナログ回路で生成された活性化エネルギーよりも大きな値となる。したがって、アナログ回路だけでは模擬することができない大きな活性化エネルギーを模擬できる。この乗算器の出力はアキュムレータに蓄積される。時間  $t = 0 \sim t = t1$  におけるアキュムレータの出力は次式で表される。



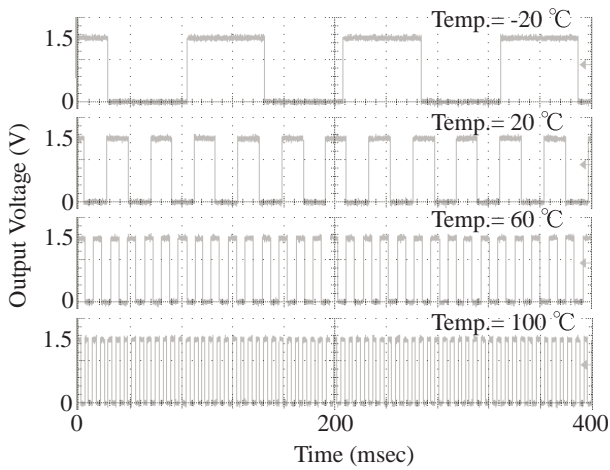


図9 電流制御発振器の出力波形。  $E_0 = 0.2 \text{ eV}$  に設定している。温度上昇にしたがい発振周波数が増大している。

$$output = \left( \frac{I_{REF}}{2mAC_L V_{dd}} \right)^n \int_0^{t1} \exp\left(-\frac{nE_0}{k_B T}\right) dt \quad (14)$$

上式は式(1)で  $E_a = nE_0$  とおいた場合と相似である。したがって、大きな活性化エネルギーの劣化量をモニタできる。アキュムレータの蓄積量があらかじめ設定した値に到達したとき品質保証期限に達したと判断できる。

#### 4. チップ測定結果

試作チップの測定結果を以下に示す。  $0.35 \mu\text{m}$ , 2P5M-CMOS プロセスを使用した。電源にはボタン電池を使用するので、電源電圧は  $1.5 \text{ V}$  である。恒温槽と半導体パラメータアナライザおよびオシロスコープを用いて測定を行った。

図6に試作チップの写真を示す。チップ面積は  $900 \mu\text{m} \times 830 \mu\text{m}$  である。

##### 4.1 温度センサ n-MOSFET, トランスリニア乗除算器

温度センサとして使用した n-MOSFET の  $V_{GS} - I_{DS}$  特性を図7に示す。温度を  $-20^\circ\text{C} \sim 100^\circ\text{C}$  の範囲で変化させた。活性化エネルギーはバイアス電圧の差 ( $V_{GS1} - V_{GS2}$ ) を調節することで設定する。本測定では  $V_{G1}$  を  $470 \text{ mV}$  に固定し、 $V_{G2}$  を  $190 \sim 400 \text{ mV}$  の範囲で変化させて、活性化エネルギーを  $0.05 \sim 0.2 \text{ eV}$  の範囲に設定した。

図8にトランスリニア乗除算器の出力電流温度特性を示す。活性化エネルギーをパラメータとして、温度を  $-20^\circ\text{C} \sim 100^\circ\text{C}$  の範囲で変化させた時の出力電流を示す。横軸は絶対温度を逆数 ( $1/T$ ) のスケールで示し、縦軸は出力電流を対数スケールで示す。  $I_{REF}$  を  $100 \text{ nA}$  に設定し、活性化エネルギーは  $0.05 \text{ eV} \sim 0.2 \text{ eV}$  の範囲に設定した。図には、測定結果 ( ) とともに、式(8)により算出した値 (破線) をあわせて示す。出力電流は絶対温度の逆数の指数関数となる。測定結果は式(8)の値とほぼ一致した。

##### 4.2 電流制御発振器

図9に電流制御発振器の出力波形を示す。ここではアナログ回路の活性化エネルギー ( $E_0 = V_{G1} - V_{G2}$ ) を  $0.2 \text{ eV}$  に設定

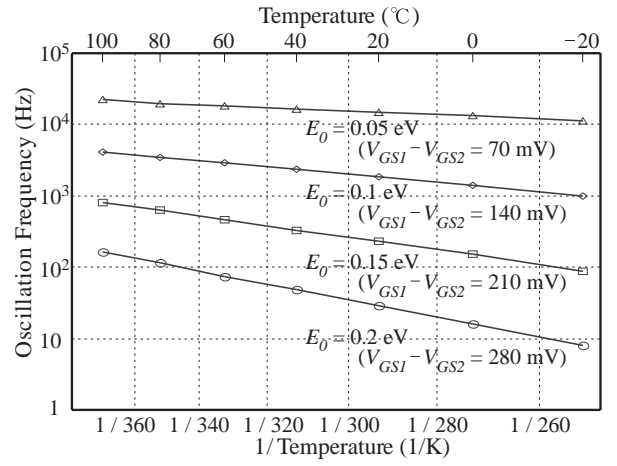


図10 電流制御発振器の出力特性。発振周波数はトランスリニア乗除算器の出力電流に比例するため、出力電流は周波数に変換される。

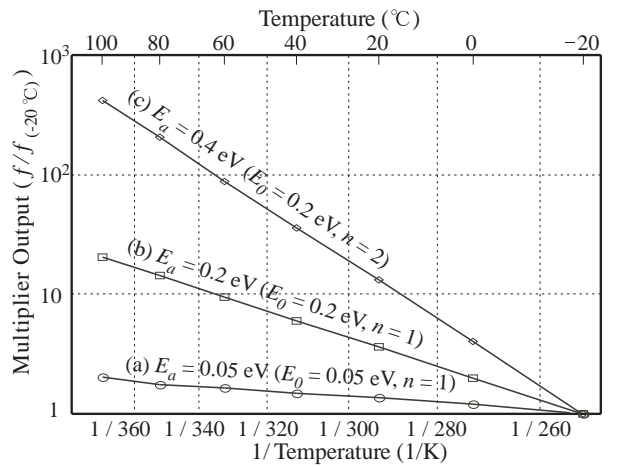


図11 カウンタ・乗算器の出力特性。(a),(b)はカウンタの出力,(c)は乗算器の出力であり(b)のカウンタ出力を累乗処理 ( $n=2$ ) した結果である。

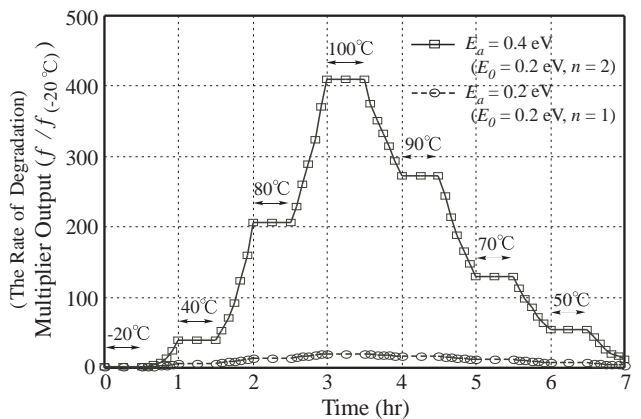


図12 温度を上昇・下降変化させたときの乗算器の出力。破線はカウンタの出力、実線は乗算器の出力結果である。

した。温度上昇にともない、トランスリニア乗除算器の出力電流  $I_{OUT}$  が増加して発振周波数が増大する。この発振パルスをデジタルカウンタで計数する。

図 10 は電流制御発振器の発振周波数の温度特性である。各活性化エネルギーをパラメータとして、温度を $-20\text{ }^{\circ}\text{C} \sim 100\text{ }^{\circ}\text{C}$ の範囲で変化させたときの周波数変化を示す。横軸は絶対温度を逆数 ( $1/T$ ) のスケールで示し、縦軸は発振周波数を対数スケールで示す。アナログ回路の活性化エネルギーは  $0.05\text{ eV} \sim 0.2\text{ eV}$  の範囲に設定した。電流制御発振器の発振周波数は、トランスリニア乗除算器の出力電流にほぼ比例している。式 (10) で予想されるように、発振周波数は絶対温度の逆数の指数関数となる。この発振パルスカウンタで計数し、それを乗算器で累乗処理して大きな活性化エネルギーの特性をつくる。

#### 4.3 デジタルカウンタ・乗算器

図 11 にカウンタの計数値とその計数値を累乗処理した乗算器の出力結果を示す。横軸は絶対温度を逆数 ( $1/T$ ) のスケールで示し、縦軸は乗算器の出力を $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ の周波数値で規格化した値を対数スケールで示す。下の直線 ( $E_a = 0.05\text{ eV}$ ,  $n=1$ ) と中央の直線 ( $E_a = 0.2\text{ eV}$ ,  $n=1$ ) は、累乗処理を行わないカウンタの出力である。上の直線 ( $E_a = 0.4\text{ eV}$ ,  $n=2$ ) は、カウンタの出力 ( $E_a = 0.2\text{ eV}$ ,  $n=1$ ) を乗算器で 2 乗処理したときの結果である (ここでは周波数に換算してプロットした)。2 乗処理により、活性化エネルギーを  $0.05\text{ eV} < E_a < 0.4\text{ eV}$  の範囲で設定可能である。もう一度、累乗処理を繰り返して 4 乗処理 ( $n=4$ ) を行えば、 $0.8\text{ eV}$  までの大きな活性化エネルギーを模擬できる。活性化エネルギー値の調節は温度センサ MOSFET のバイアス電圧と乗算器の累乗処理 ( $n$ ) によって任意に設定することができる。

図 12 には、温度を時間とともに  $-20\text{ }^{\circ}\text{C} \sim 100\text{ }^{\circ}\text{C}$  の範囲で上昇・下降変化させたときの乗算器出力の変化を示す。横軸は経過時間である。縦軸の乗算器の出力値は、物質の劣化速度に対応する。破線は累乗処理を行わないときの出力 ( $E_a = 0.2\text{ eV}$ ,  $n=1$ ) であり、実線はそれを 2 乗処理したときの出力 ( $E_a = 0.4\text{ eV}$ ,  $n=2$ ) である。それぞれの出力は  $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$  の値で規格化してある。実線 (または破線) で囲まれた面積が物質の劣化量に相当し、これがアキュムレータの出力である。その出力があらかじめ設定した値を越えたとき品質保証の期限が切れたと判断できる。

表 1 に試作チップと測定結果のまとめを示す。消費電力は最も電流量が多くなる  $100\text{ }^{\circ}\text{C}$  ( $E_0 = 0.05\text{ eV}$ ) において、 $9.7\text{ }\mu\text{W}$ 、常温 ( $27\text{ }^{\circ}\text{C}$ ) ( $E_0 = 0.05\text{ eV}$ ) では  $3.0\text{ }\mu\text{W}$  であって低消費電力の構成である。ボタン電池の標準容量を  $35\text{ [mAh]}$  とすると、およそ 2 年の連続動作が可能である。

## 5. ま と め

品質の劣化をハードウェア上で動的に監視するセンサを開発した。アナログ・デジタル混載技術により広範囲な活性化エネルギーを設定できる。これにより、様々な食品等の品質劣化を模擬することが可能となり、効率的な品質保証を実現できる。センサチップを試作し、測定によって動作を確認した。アナログ回路ブロックをサブスレッショルド領域で動作させることで、 $10\text{ }\mu\text{W}$  以下の極低消費電力を実現した。ボタン電池を用いて 2

表 1 試作チップ・測定結果のまとめ

プロセス	0.35- $\mu\text{m}$ , 2-poly, 5-metal CMOS
温度レンジ	$-20 - 100\text{ }^{\circ}\text{C}$
$V_{DD}$	1.5 V
活性化エネルギーレンジ	0.05 - 0.4 eV
消費電力 (最大値)	$9.7\text{ }\mu\text{W}$ ( $T=100\text{ }^{\circ}\text{C}$ )
チップ面積	$900 \times 830\text{ }\mu\text{m}$
乗算器のビット数	8 bit
乗算器の累乗処理 ( $n$ )	2

年以上の長期連続動作を実現できる。このセンサは、生鮮食品、保存食品、医薬品等の品質保証、および高級ワインや吟醸酒などの飲み頃の検出に適用できる。さらに、家電・自動車・計測器・産業機器などの機械類に対して使用すれば、使用温度履歴を監視して正しい性能保証や事故判定 (原因判定や責任判定) にも応用可能である。

## 文 献

- [1] T. Hirose, R. Yoshimura, T. Ido, T. Matsuoka, and K. Taniguchi, "Watchdog circuit for product degradation monitor using subthreshold MOS current," Proc. Int. Conf. on Solid State Devices and Materials, pp.150-151, 2004.
- [2] T. Hirose, R. Yoshimura, T. Ido, T. Matsuoka, and K. Taniguchi, "Watch-dog circuit for quality guarantee with subthreshold MOSFET current," IEICE Trans. Electron, Vol.E87-C, no.11, pp.1910-1914, 2004.
- [3] P.W. Atkins, Physical Chemistry, sixth edition, Oxford University Press, 1998.
- [4] Yuan Taur, and Tak H. Ning, "Fundamentals of Modern VLSI Devices", Cambridge University Press, 2002.
- [5] P.R. Gray and R.G. Meyer, Analysis and Design of ANALOG INTEGRATED CIRCUITS, third ed., Wiley & Sons, 1993.
- [6] K. Ueno, T. Hirose, T. Asai, and Y. Amemiya, "A CMOS watchdog sensor for certifying the quality of various perishables with a wider activation energy," IEICE Trans. Communications and Computer, vol. E89-A, no. 4, pp. 902-907 2006.
- [7] K. Ueno, T. Hirose, T. Asai, and Y. Amemiya, "A watchdog sensor for assuring the quality of various perishables with subthreshold CMOS circuits," Proceedings of the 2006 Symposia on VLSI Technology and Circuits, pp. 194-195, 2006.
- [8] Paul.R. Gray, Robert.G. Meyer, Analysis and Design of ANALOG INTEGRATED CIRCUITS, third edition, Wiley and Sons Inc, 1993.
- [9] S.-C. Liu, J. Kramer, G. Indiveri, T. Delbruck, and R. Douglas, Analog VLSI: circuits and principles, MIT PRESS, 2002.
- [10] B.H. Calhoun, A. Wang, A. Chandrakasan, "Modeling and sizing for minimum energy operation in subthreshold circuits," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 40, no.9, pp. 1778-1786, Sep. 2005.