

サブスレッショルドMOSFETを用いた劣化モニター回路 Watch-dog Circuit for Deterioration in Quality with Subthreshold MOSFETs

上野 憲一 廣瀬 哲也 浅井 哲也 雨宮 好仁
北海道大学 大学院 情報科学研究科

Ken Ueno Tetsuya Hirose Tetsuya Asai Yoshihito Amemiya
Department of Information Science and Technology, Hokkaido University

1 まえがき

我々の周りの様々な製品(食品や医薬品などの物質,あるいは家電や産業装置などの機械類)は品質の保証・管理が重要である。しかし,製品が保管・使用される環境を正確に把握できなければ適切な保証・管理は出来ない。食品を例にとれば,生産者は自分が予想する流通状態・保管状態を想定して賞味期限を設定している。しかし,食品の流通・保管状態は場合によって様々に変化するため,この設定方法は実際には適切ではない。さらに,物質ごとに劣化度は異なるため,一様な保管状態であっても物質ごとにその品質状態は異なってしまう。そこで,食品ごとに貼り付けて動的に賞味期限を監視するモニターが必要となる。

いま,物質の劣化が温度(T)のみに従い,以下の一般的な化学反応式で表されると考える。



ここで, A , B は劣化前の反応物, C は反応によって生成された劣化物質を表している。このとき,劣化物質 C の濃度変化は次式で表される。

$$\frac{d[C]}{dt} = k[A][B] = [A][B]k_0 \exp\left(-\frac{\Delta E_a}{k_B T(t)}\right) \quad (2)$$

ここで, $[A]$, $[B]$ は反応物質 A , B の濃度, k は反応速度定数, k_0 は反応速度係数, ΔE_a は活性化エネルギー,そして k_B はボルツマン定数を表している。この式を時間積分することにより,劣化物質濃度 $[C]$ は次式で表すことができる。

$$[C] = [A]_0[B]_0 k_0 \int_0^{t=t_1} \exp\left(-\frac{\Delta E_a}{k_B T(t)}\right) dt \quad (3)$$

ここで, $[A]_0$, $[B]_0$ は反応物質の初期濃度である。この式から分かる通り,劣化物質の濃度 $[C]$ は絶対温度 $T(t)$ と経過時間 t_1 に依存する。したがって温度履歴が製品の劣化に大きく影響を与える。

このモデルを LSI 上で模擬することにより,物質の劣化をモニターする LSI をつくるのが可能となる。この劣化モニター LSI の応用は食品の分野に限られることはない。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)を行えるようになる。

前記のアレニウスの式(2)に従う劣化過程を模擬するため,先に CMOS 弱反転電流特性を利用した回路を提案した[1]。しかし,この回路では演算増幅器を主体とした乗除算器を用いているためにチップ面積と電力消費をいずれも小さくできない。また,設定することのできる活性化エネルギーに上限がある。本研究では,チップ面積と消費電力を小さく抑え,かつ活性化エネルギーの設定上限を大きく改善することのできる改良型の回路構成を提案する。

2 モデル・動作原理

物質の劣化を表す式(2)および式(3)のモデルを LSI 上で模擬する方法を説明する。指数関数を含んだ式(2)を模擬するため, MOSFET のサブスレッショルド電流特性を用いる。MOSFET のゲート・ソース間電圧 (V_{GS}) が閾値電圧 (V_{TH}) 以下のとき,サブスレッショルド電流(弱反転電流) I_{DS} が流れる。ドレイン・ソース間電圧 (V_{DS}) が 0.1 V 以上のとき, I_{DS} は指数関数で近似できて次のようになる。

$$I_{DS} = I_0 \exp\left(\frac{e(V_{GS} - V_{TH})}{\eta k_B T}\right) \quad (4)$$

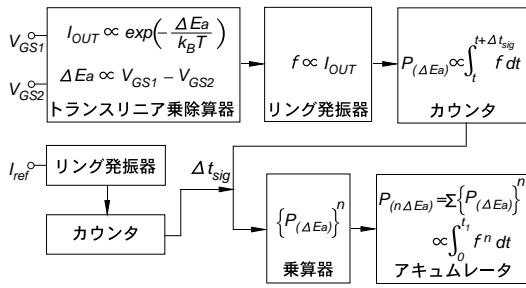


図 1: 回路構成のブロック図.

ここで、 I_0 は係数、 e は電気素量、 η はゲート酸化膜容量と空乏層容量に起因するデバイス構造由来の定数である。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_{DS1} 、 I_{DS2} の比をつくると、それによって次式のように活性化エネルギーを模擬したアレニウスの関係式が得られる。

$$\begin{aligned} \frac{I_{DS2}}{I_{DS1}} &= \exp\left(-\frac{e(V_{GS1} - V_{GS2})}{\eta k_B T}\right) \\ &= \exp\left(-\frac{\Delta E_a}{k_B T}\right) \end{aligned} \quad (5)$$

ただし、

$$\Delta E_a = \frac{e(V_{GS1} - V_{GS2})}{\eta} \quad (6)$$

である。ここで、温度 $T(t)$ が時間のみに依存するとして、式 (5) を積分すると、

$$\int_0^{t1} \left(\frac{I_{DS2}}{I_{DS1}}\right) dt = \int_0^{t1} \exp\left(-\frac{\Delta E_a}{k_B T}\right) dt \quad (7)$$

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 (3) と相似式が得られる。それによって、物質の劣化量 $[C]$ をモニターする事が可能となる。

3 回路構成

劣化モニタ回路に必要な機能は、活性化エネルギーの設定値が広い範囲で調節可能であり、かつアレニウスの式を時間積分して記憶できることにある。そのための回路構成を図 1 に提案する。サブスレッショルド MOSFET のトランスリニア乗除算器に二つの基準電圧 V_{GS1} と V_{GS2} を入力して活性化エネルギー (ΔE_a) を設定し、アレニウスの関係式 (2) を模擬した出力電流 I_{OUT} を出力する。この電流でリ

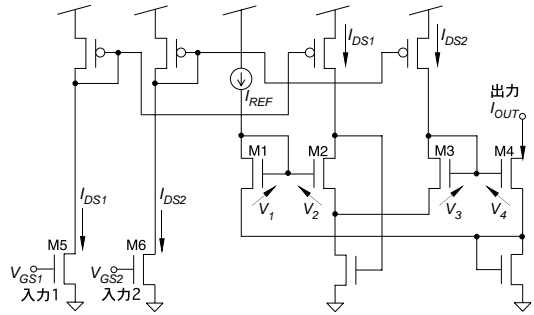


図 2: トランスリニア乗除算器. nMOSFET(M5, M6) の V_{GS1} と V_{GS2} の差電圧で活性化エネルギー (ΔE_a) を設定する。

ング発振器を動作させ、 I_{OUT} に比例した周波数 f に変換する。その発振パルス数 $P(\Delta E_a)$ 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。この計数値をある温度での計数値で規格化すれば、被測定物の劣化度を推測することができる。あらかじめ設定していた計数値に到達すると品質保証期限に達したと判別できる。

トランスリニア乗除算器の出力電流 I_{OUT} はアレニウスの関係式に従うので、活性化エネルギーを大きく設定すると出力電流値は温度の変動により大きく変化する。温度変化によっては 3~4 桁以下に減少し、MOSFET のリーク電流のオーダーになってしまう。また、活性化エネルギーは V_{GS1} と V_{GS2} の差電圧で設定するため、サブスレッショルド領域で動作させる回路ではこの設定値に上限がある。したがって回路に工夫を要する。ここでは、トランスリニア乗除算器で設定する活性化エネルギーを 200 meV 以下とし、その出力電流 I_{OUT} をデジタル処理することにより等価的に大きな活性化エネルギーを設定する。出力電流 I_{OUT} をリング発振器により周波数変換し、カウンタに入力する。カウンタの計数値 $P(\Delta E_a)$ を短い一定時間 Δt_{sig} ごとに乗算器で累乗することで等価的に大きな活性化エネルギーを実現する。その値をアキュムレータで累積すれば大きな活性化エネルギーの物質の劣化量をモニターすることができる。したがって、トランスリニア回路だけでは設定に上限があった大きな活性化エネルギーに対応することが可能である。以下では、各回路ブロックの動作について詳細に説明する。

3.1 トランスリニア回路

ここでは、図2に示すトランスリニア回路 [2] を用いてアレニウスの式 (2) に従う出力電流を得る。まず、nMOSFET (M5, M6) に2つの入力 V_{GS1} , V_{GS2} をバイアスして、サブスレッショルド電流 I_{DS1} , I_{DS2} を生成し、電流ミラーでトランスリニア回路 (M1, M2, M3, M4) に入力する。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。

$$V_1 - V_2 + V_3 - V_4 = 0 \quad (8)$$

したがって、MOSFET (M1~M4) を流れるサブスレッショルド電流 (I_{DS1} , I_{DS2} , I_{REF} , I_{OUT}) の間には次式の関係が成立する。

$$I_{REF} I_{DS2} = I_{DS1} I_{OUT} \quad (9)$$

すなわち出力電流 I_{OUT} は次式で表される。

$$\begin{aligned} I_{OUT} &= I_{REF} \frac{I_{DS2}}{I_{DS1}} \\ &= I_{REF} \exp\left(-\frac{e(V_{GS1} - V_{GS2})}{\eta k_B T}\right) \\ &= I_{REF} \exp\left(-\frac{\Delta E_a}{k_B T}\right) \end{aligned} \quad (10)$$

ただし

$$\Delta E_a = \frac{e(V_{GS1} - V_{GS2})}{\eta} \quad (11)$$

である。したがって、出力電流 I_{OUT} はアレニウスの関係式を満たし、温度に依存する物質の劣化量を模擬することができる。活性化エネルギー値の設定は、nMOSFET のゲートバイアス電圧 V_{GS1} , V_{GS2} の差電圧を調節することで行う。

以上より、この回路構成で、温度に依存する物質の劣化を模擬する電流が得られる。

3.2 リング発振器

トランスリニア回路の出力電流 I_{OUT} を周波数変換するためにリング発振器を用いる。リング発振器は電流制御型インバータにより構成した。回路構成を図3に示す。リング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。

$$f = \frac{1}{m t_P} = \frac{2 I_{REF}}{m C_P V_{dd}} \exp\left(-\frac{\Delta E_a}{k_B T}\right) \quad (12)$$

ここで m はリング発振器の接続段数、 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_P は各イ

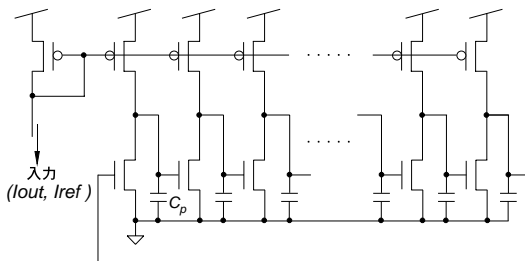


図 3: リング発振器。電流制御型インバータにより構成している。 $m=13$, $C_P=500$ [fF] としている。

ンバータの負荷容量、そして V_{dd} は電源電圧を表す。本システムでは長時間に渡るセンシングが要求されるので、カウンタのビット数を削減するために、発振周波数を低くする必要がある。ここでは接続段数を13段として、かつリング発振器のインバータ出力に負荷容量 ($C_P = 500$ [fF]) を接続した。リング発振器の発振周波数はトランスリニア回路の出力電流に比例するので、設定活性化エネルギー (ΔE_a) と温度 (T) に依存する。

3.3 カウンタ

リング発振器の発振パルスを計数するためカウンタを用いる。カウンタは、マスタースレーブ型のD-フリップフロップを使用する。カウンタの計数値 $P_{(\Delta E_a)}$ はリング発振周波数の積分に比例し、次式で表される。

$$P_{(\Delta E_a)} = \left(\frac{2 I_{REF}}{m C_P V_{dd}}\right) \int_t^{t+\Delta t_{sig}} \exp\left(-\frac{\Delta E_a}{k_B T}\right) dt \quad (13)$$

上式より、計数値をある温度での計数値で規格化することにより、物質の劣化度を推測することができる。

3.4 乗算器・アキュムレータ

ここまでの構成では、活性化エネルギーの設定をトランスリニア乗除算器の入力ゲートバイアス V_{GS1} , V_{GS2} の差電圧だけで設定している。そのため、活性化エネルギーを高く設定すると、サブスレッショルド領域の電流が小さくなりすぎて回路が動作しなくなる。そこで、以下では大きな活性化エネルギーを得るため、乗算器による累乗を行い、その出力をアキュムレータに蓄積していく構成とした。乗算器のブロック図を図4に示す。本システムの乗算は高速動作は必要ない。したがって回路規模の小さい直列乗算方式を用いることができる。アキュムレータ

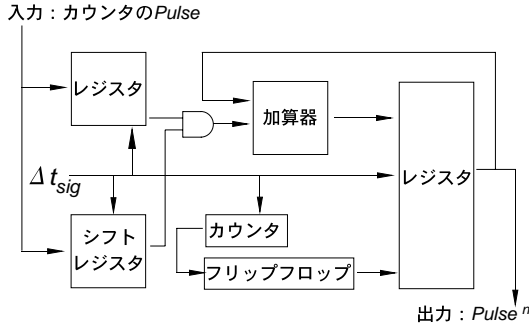


図 4: 直列乗算方式による乗算回路のブロック図.

は、加算器とレジスタで構成する。リング発振器の出力パルス数をカウンタで計数した計数値を一定の短時間ごとに乗算器で累乗する。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。したがって、乗算器の出力は次式に従う。

$$f^n = \left(\frac{2I_{REF}}{mC_P V_{dd}} \right)^n \exp\left(-\frac{n\Delta E_a}{k_B T}\right) \quad (14)$$

上式よりカウンタの計数値を累乗することにより n 倍された活性化エネルギーの計数値が得られる。この値を短い一定間隔 Δt_{sig} ごとにアキュムレータに蓄積していく。したがって、アキュムレータの計数値 $P(n\Delta E_a)$ は次式に従う。

$$P(n\Delta E_a) = \left(\frac{2I_{ref}}{mC_P V_{dd}} \right)^n \int_t^{t+\Delta t_{sig}} \exp\left(-\frac{n\Delta E_a}{k_B T}\right) dt \quad (15)$$

これは n 倍された活性化エネルギーの計数値を積分することに相当する。一定間隔 Δt_{sig} ごとに、このステップを繰り返して累積することで活性化エネルギーを n 倍したと等価な特性を得ることができる。

尚、前述の累乗動作とアキュムレータ動作を行う際に一定時間 Δt_{sig} の設定が必要となる。この Δt_{sig} を得るために、温度に依存しない基準電流 I_{ref} をリング発振器に入力して出力パルス数を計数する。このリング発振器の発振周波数は次式で表される。

$$f = \frac{2I_{ref}}{mC_P V_{dd}} \quad (16)$$

この発振出力をカウンタで計数すれば一定の時間間隔 Δt_{sig} を得ることができる。

4 シミュレーション

以上の回路構成の SPICE シミュレーション結果を以下に示す。使用プロセスは、AMIS 0.35 μm ,

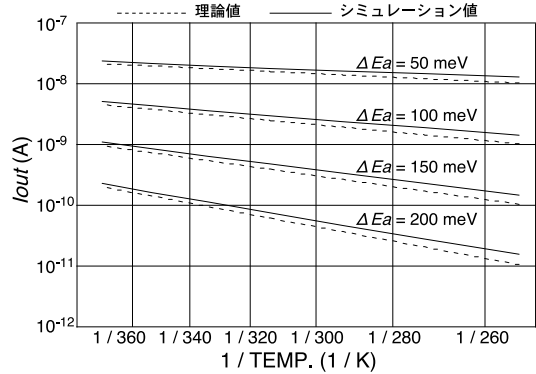


図 5: 各活性化エネルギー ΔE_a におけるトランスリニア回路のシミュレーション結果。式 (10) の数値計算結果を破線で、シミュレーション値を実線で表している。

2P5M-CMOS プロセスである。電源電圧は、(ボタン電池の使用を想定して) 1.5 V でシミュレーションを行った。

4.1 トランスリニア回路

図 5 にトランスリニア回路の出力電流のシミュレーション結果を示す。各活性化エネルギーごとに温度を $-20^\circ\text{C} \sim 100^\circ\text{C}$ まで変化させた時の出力電流 I_{OUT} のシミュレーション結果である。 I_{REF} を 100 nA, V_{GS1} を 500 mV, そして V_{GS2} を 212 mV \sim 428 mV に設定している。これにより設定活性化エネルギー ΔE_a は 50 meV \sim 200 meV となる。シミュレーション結果と共に、式 (10) から数値計算により算出した値をプロットしている。アレニウスの式にしたがう解析通りの動作をしている事が確認できる。

算出式とシミュレーション値には各動作温度において一定の誤差が存在するとともに、温度に対して一様に傾きが緩やかになっている。これは nMOSFET の $V_{GS} - I_{DS}$ 特性において、ゲートバイアスをしきい値電圧近傍に設定すると電流特性がサブスレッショルド特性から外れ、指数特性から予想される電流値よりも低い電流となってしまうことが原因である。このため式 (10) の算出式より大きな出力電流 I_{OUT} の値になってしまうと共に、活性化エネルギーが小さく見積もられてしまう。これを改善するためには、入力 MOSFET のチャネル幅 W を大きくとればよい。また、活性化エネルギー ΔE_a が 200 meV 以上の時、出力電流の値は 10^{-11} [A] 以下のリーク電流のオーダーになってしまうが、これは式 (10) より I_{REF} を大き

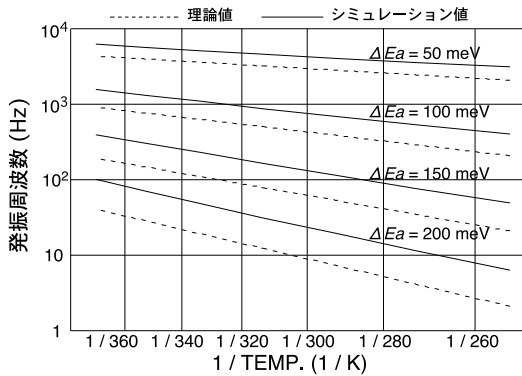


図 6: リング発振器の周波数特性のシミュレーション結果。式(12)の数値計算結果を破線で、シミュレーション値を実線で表している。トランスリニア回路の電流出力を周波数変換した結果である。

くすることで出力電流の値を測定可能なオーダーにすることができる。

4.2 リング発振器

図 6 にリング発振器の発振周波数特性のシミュレーション結果を示す。温度を -20°C ~ 100°C まで変化させ、トランスリニア回路の出力電流 I_{OUT} をリング発振器に入力した時の発振周波数のシミュレーション結果である。シミュレーション結果と共に、式(12)から数値計算により算出した値をプロットしている。図 5 のトランスリニア回路のアレニウスの式を模擬したアナログ出力電流がデジタル値(周波数)に変換されている解析通りの動作をしていることが確認できる。理論値とシミュレーション値に差があるが、これは二つの要因に起因している。一つは、先に述べた通りトランスリニア回路の出力電流が算出式よりも大きな値となっているためである。よって、理想的な電流量以上の電流が入力され、式(12)よりもシミュレーション値は高い発振周波数になる。二つ目に、インバータ一段あたりの遅延時間が理想遅延時間よりも短くなってしまっていることにある。インバータへの入力パルスは制御電流の負荷容量充電時間に応じて緩やかに立ち上がっていくのに対して、出力電圧は制御電流によって制御されていないために急峻に立ち下がる。よって、入力パルス電圧が十分に立ち上がる前に、出力電圧が立ち下がってしまう。したがって、インバータ一段あたりの遅延時間が短くなってしまふ。これらの理由により、発振周波数

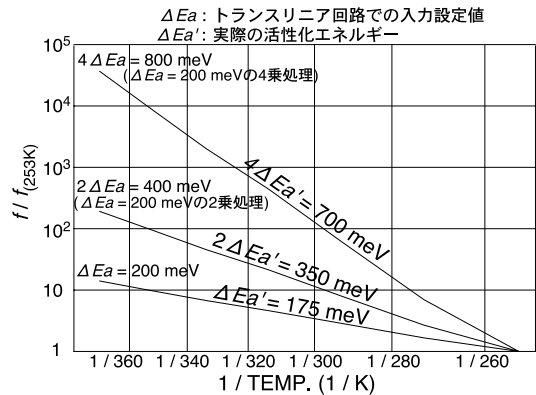


図 7: 各活性化エネルギーに対応した周波数特性。それぞれ -20°C の周波数で規格化している。 $\Delta E_a=200\text{ meV}$ はカウンタの出力、 $2\Delta E_a=400\text{ meV}$ は乗算器で 2 乗処理した出力、 $4\Delta E_a=800\text{ meV}$ は乗算器で 4 乗処理した出力である。

は算出式よりも大きくなる。立ち下りの遅延時間も立ち上がり遅延時間と同様に入力電流に依存させた構成を採用することで改善可能である。

4.3 カウンタ・乗算器

図 7 にカウンタ・乗算器のシミュレーション結果を示す。リング発振器の発振周波数をカウンタで計数した結果と、その計数値を乗算器で累乗処理した値をそれぞれ -20°C の周波数で規格化したシミュレーション結果である。トランスリニア回路で V_{GS1} と V_{GS2} の差電圧で設定した入力設定値を ΔE_a で、実際の測定結果からの活性化エネルギーを $\Delta E'_a$ で記述している。3つの直線のうち、下の直線 ($\Delta E_a = 200\text{ meV}$) は累乗処理をしないときのカウンタの出力結果であり、中央の直線 ($2\Delta E_a = 400\text{ meV}$) は乗算器で 2 乗処理を行い、上の直線 ($4\Delta E_a = 800\text{ meV}$) は 4 乗処理を行った結果である。累乗処理を行わないときには、トランスリニア回路で設定した活性化エネルギー (ΔE_a) よりも実際の活性化エネルギー ($\Delta E'_a$) は小さな値になっている。これは前節の 4.1 で述べたトランスリニア回路で入力設定した活性化エネルギーが設定値よりも小さな活性化エネルギーになってしまうためである。累乗処理によって、トランスリニア回路だけでは得られない大きい活性化エネルギーを達成できる。

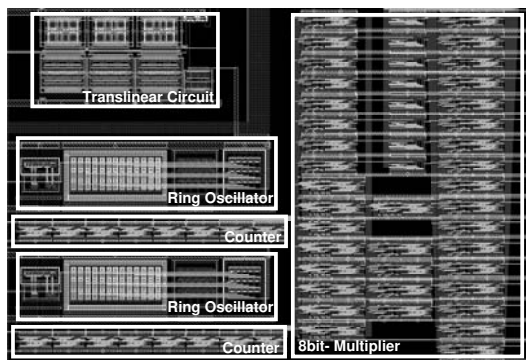


図 8: レイアウトパターン。(トランスリニア回路, リング発振器, カウンタ, および乗算器)

5 レイアウト

これまで述べてきた回路構成のレイアウトパターンを図 8 に示す。レイアウトは AMIS 0.35 μm , 2P5M-CMOS プロセスである。面積は 630 μm ×860 μm である。トランスリニア乗除算器, リング発振器, カウンタ, 乗算器からなる構成である。

6 まとめ

本研究では, サブスレッショルド領域で動作する MOSFET を用いた劣化モニタ回路を提案した。トランスリニア乗除算器を用いることで, 従来の演算増幅器を主体とした構成に比べ素子数が大幅に削減できることを確認した。さらに, 大きな活性化エネルギーに対応するため, リング発振器を用いて, 物質の劣化を模擬するアナログ値をデジタル変換し, その値を乗算器で累乗する構成とした。これにより, サブスレッショルド領域で動作させているアナログ回路だけでは上限があった, 大きな活性化エネルギーに対応することが可能となった。実用化を想定した場合, 物質固有の活性化エネルギーを幅広く設定することができるので, 様々な製品(食品や医薬品, 産業機器などの機械類)に対応可能である。ボタン電池と一体化して製品に付加することにより, その物質の劣化をより精密に管理することができ, 動的な補償期限の設定が可能である。今後チップ試作を行い評価をする予定である。

謝辞

本研究は東京大学大規模集積システム設計教育研究センターを通し, 日本ケイデンス株式会社の協力で行われたものである。

参考文献

- [1] T. Hirose et al., “ Watch-dog circuit for quality guarantee with subthreshold MOSFET current,” *IEICE Tran. Elec.*, Vol. E87-C, no. 11, pp. 1910-1914 (2004)
- [2] S.-C. Liu, J. Kramer, G. Indiveri, T. Delbruck, R. Douglas, “ Analog VLSI: circuits and principles ”, *MIT PRESS*, 2002