

温度及び電源電圧に依存しない改良永田穰電流ミラー回路

細野 貴司*, 平野 繭, 井田 貴士, 串田 弥音, 柴崎 有祈子, 築地 伸和 (群馬大学)
 諸島 洋一, 原川 弘道, 及川 武士 (エー・エス・オー (株))
 桑名 杏奈, 小林 春夫 (群馬大学)

Improved Nagata Current Mirror Insensitive to Temperature as well as Supply Voltage

Takashi Hosono*, Mayu Hirano, Takashi Ida, Nene Kushita, Yukiko Shibasaki, Nobukazu Tsukiji (Gunma University)
 Yoichi Moroshima, Hiromichi Harakawa, Takeshi Oikawa (ASO Inc.)
 Anna Kuwana, Haruo Kobayashi (Gunma University)

Abstract

This paper investigates an improved Nagata current mirror insensitive to temperature as well as supply voltage utilizing MOSFET drain current temperature characteristics. The conventional Nagata current mirror provides larger output current as the temperature rises if the value of the resistor used there does not depend on temperature; a positive temperature coefficient resistor has to be used to compensate for it. However, we propose here an improved Nagata current mirror insensitive to temperature regardless the resistor has positive, negative or zero temperature coefficient; it uses multiple current peaks with multiple MOSFETs whose channel widths and gate voltages are adjusted for the total output current insensitivity to temperature and supply voltage. Its circuit design, operation principle and SPICE simulation results are shown. The proposed circuit does not require a start-up circuit, and it is simple-yet-effective as a stable reference current source.

キーワード : 基準定電流源, 永田電流ミラー回路, MOS アナログ回路, 電源電圧変動, 温度変動,
 ピーキング電流ミラー回路

(Reference Current Source, Nagata Current Mirror, MOS Analog Circuit, Supply Voltage Variation, Temperature Variation, Peaking Current Mirror)

1. はじめに

この論文で提案する改良永田穰電流回路は、簡単、小チップ面積で、電源電圧変動および温度変動によらず一定の基準電流源として用いることを目的としている。

永田穰電流回路は永田穰氏により提案された電流ミラー回路である。[1, 2] この回路は入力電流変化に対して出力電流がピークを持つ特性を実現している。そのピーク付近で用いると、入力電流変化に対して出力電流変化はわずかである。入力電流を電源電圧と抵抗で実現すると電源電圧変動によらず一定の出力電流が得られる。この構成は起

動回路不要でシンプルではあるが、電源電圧の変動に対する出力電流の変動が一定となる範囲が非常に狭いという問題点がある。そこで、我々はオリジナル永田電流ミラー回路を基に、複数のミラー回路を用いて異なる入力電流でピークを持つ構成で、総出力電流が一定かつ広い電源電圧変動に対して出力が一定である改良回路を提案した。[3,4]

しかしながら温度が上昇すると出力電流が増加するという問題がある。そこで内部で使用している抵抗の温度係数が正、負、ゼロであってもその値が既知であればその値をもとに内部の MOSFET のサイズを適切に設計すること

で温度変動によらない電流を出力する改良回路を考案し、シミュレーションで動作を確認したので報告する。

2. 永田稷電流ミラー回路

永田稷電流ミラー回路の構成を図1に示す。ここで、永田電流ミラー回路がピークを持つ理由を考察する。

入力電流 I_{IN} が小さな値から増加するとそれに追従して出力電流 I_{OUT} も増加していく。 I_{IN} がある値を超えると、 R で発生する電圧降下により V_{GS2} が減少し、 M_2 のドレイン電流 I_{OUT} が減少していく。入力電流 I_{IN} が増加すると、抵抗 R での電圧降下 RI_{IN} が発生し、これにより M_1 のゲート・ソース間電圧 V_{GS1} より M_2 のゲート・ソース間電圧 V_{GS2} が減少する。

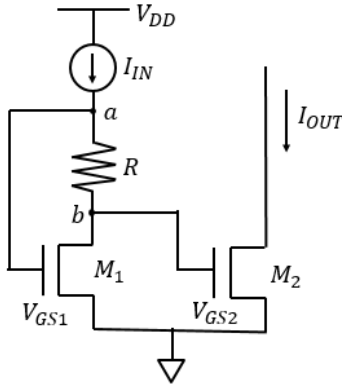


図1 永田電流ミラー回路

Fig.1 Nagata current mirror circuit

点 $a \rightarrow V_{GS1} \rightarrow V_{GS2} \rightarrow$ 点 $b \rightarrow$ 抵抗 $R \rightarrow$ 点 a の経路で考えると、キルヒホッフの電圧則より、次のようになる。

$$V_{GS1} - RI_{IN} - V_{GS2} = 0 \quad (1)$$

図1の M_1 、 M_2 のドレイン電流 I_{IN} 、 I_{OUT} は MOSFET の飽和領域での電流式より以下の (2) (3) のように表せる。

$$I_{IN} = K_1(V_{GS1} - V_{TH})^2(1 + \lambda V_{DS1}) \quad (2)$$

$$I_{OUT} = K_2(V_{GS2} - V_{TH})^2(1 + \lambda V_{DS2}) \quad (3)$$

このときの K_1 、 K_2 を以下のように表す。

$$K_1 = \frac{1}{2} \mu C_{OX} \left(\frac{W}{L} \right)_1 \quad (4)$$

$$K_2 = \frac{1}{2} \mu C_{OX} \left(\frac{W}{L} \right)_2 \quad (5)$$

μ : キャリアの移動度 C_{OX} : ゲート酸化膜容量

W : MOSFET の幅 L : MOSFET のゲート長

(2)、(3)式より V_{GS1} 、 V_{GS2} の次式が得られる。

$$V_{GS1} = \sqrt{\frac{I_{IN}}{K_1(1 + \lambda V_{DS1})}} + V_{TH} \quad (6)$$

$$V_{GS2} = \sqrt{\frac{I_{OUT}}{K_2(1 + \lambda V_{DS2})}} + V_{TH} \quad (7)$$

(1)(6)式を(3)式に代入し、 I_{OUT} について解くと次が得られる。

$$\begin{aligned} I_{OUT} &= K_2(V_{GS1} - RI_{IN} - V_{TH})^2(1 + \lambda V_{DS2}) \\ &= K_2 \left(\sqrt{\frac{I_{IN}}{K_1(1 + \lambda V_{DS1})}} - RI_{IN} \right)^2 (1 + \lambda V_{DS2}) \\ &= K_2 I_{IN} R^2 \left[\sqrt{I_{IN}} - \frac{1}{R \sqrt{K_1(1 + \lambda V_{DS1})}} \right]^2 (1 + \lambda V_{DS2}) \quad (8) \end{aligned}$$

次に永田電流ミラー回路の入出力特性の極値を求める。

(8)式の一階微分は

$$I'_{OUT} = K_2 R^2 (1 + \lambda V_{DS2}) \left(\sqrt{I_{IN}} - \frac{1}{R \sqrt{K_1(1 + \lambda V_{DS1})}} \right) \left(2\sqrt{I_{IN}} - \frac{1}{R \sqrt{K_1(1 + \lambda V_{DS1})}} \right) \quad (9)$$

であり、 $I'_{OUT} = 0$ となるのは次のときである。

$$I_{IN} = \frac{1}{R^2 K_1 (1 + \lambda V_{DS1})}, \quad \frac{1}{4R^2 K_1 (1 + \lambda V_{DS1})} \quad (10)$$

しかし、 $I_{IN} = \frac{1}{R^2 K_1 (1 + \lambda V_{DS1})}$ を(8)式に代入すると、 $I_{OUT} = 0$ になりこの解は不適である。したがって $I_{IN} = \frac{1}{4R^2 K_1 (1 + \lambda V_{DS1})}$ でピークを持つ。

$I_{IN} = \frac{1}{4R^2 K_1 (1 + \lambda V_{DS1})}$ を(8)式に代入し、ピークの出力電流の大きさを求めると、以下のようなになる。

$$I_{OUT} = \frac{(W/L)_2}{4(W/L)_1} \frac{1}{4R^2 K_1} \frac{(1 + \lambda V_{DS2})}{(1 + \lambda V_{DS1})^2} \quad (11)$$

永田電流ミラー回路の特性のシミュレーション結果を図2に示す。これからわかるように、永田電流ミラー回路は電源電圧に対して出力電流がピークを持つ構成になっており、電源電圧の変動に対する出力電流の変動が一定となる範囲が狭い。

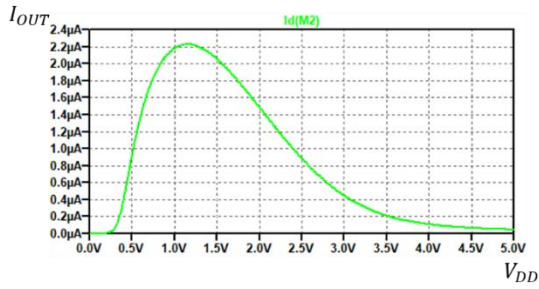


図2 永田電流ミラー回路の特性

Fig.2 Characteristics of Nagata current mirror

3. 平野電流源

次に本研究室の平野氏が提案した基準電流源について説明する。まず平野氏が提案した回路の構成を図3に示し、実際に測定した結果を図4に示す。[4]

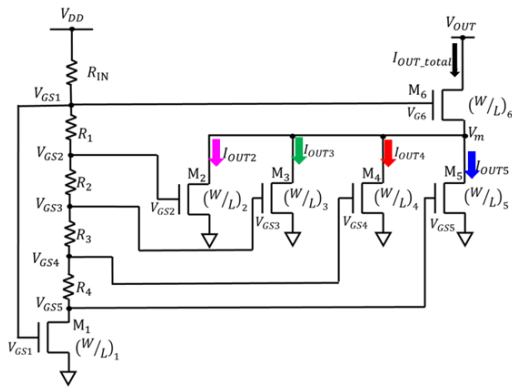


図3 平野氏による提案回路

Fig.3 Proposed circuit by M. Hirano

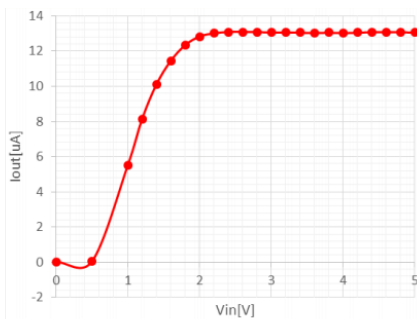


図4 図3の回路の測定結果

Fig.4 Circuit measurement results in Fig. 3

平野氏の提案回路は複数の MOS 永田電流ミラー回路を用いて異なるピークを持つ電流の和をとる構成で、電源電圧が変動しても一定電流 I_{OUT_total} が出力できることが特徴となっている。一方で図3の回路において温度を変化させ

ると、図5のようになり温度の上昇によって出力電流が増加するという問題がある。[4]

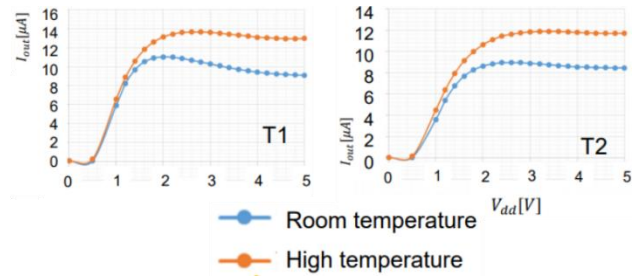


図5 温度を変化させたときの電流の変化 (実測値)

Fig.5 Change in current when temperature is changed

(measurement results)

4. MOSFET の温度特性

次に MOSFET の温度特性を示す。MOSFET ドレイン電流式は線形領域において

$$I_d = \frac{W}{L} \mu C_{ox} \left[(V_{GS} - V_{th}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right] \quad (12)$$

飽和領域において

$$I_d = \frac{W}{2L} \mu C_{ox} (V_{GS} - V_{th})^2 (1 - \lambda V_{ds}) \quad (13)$$

となる。

また閾値における温度特性は以下の式が成り立つ。

$$\frac{dV_{th}}{dT} = -1 \sim -3 [mV/^\circ C] \quad (14)$$

実際に MOSFET の温度特性についてシミュレーションを行うと図6の波形が得られる。

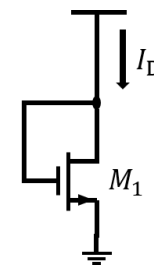


図5 MOSFET 温度特性の確認のための基本回路

Fig.5 Circuit for MOSFET temperature

characteristics check

図6より、MOSFET には電流電圧特性において温度特性を持たないポイントが存在する。また温度特性を持つポイントに対してゲート電圧が低いときには高温でドレイン

電流が大きくなり（リーク電流が大きくなる）、高電圧では低温でドレイン電流が大きくなる。[6]

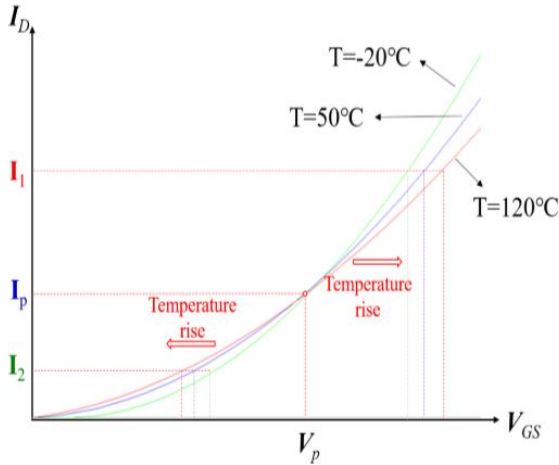


図 6 MOSFET ドレイン電流の温度特性

Fig.6 MOSFET drain current temperature characteristics

5. 本論文での温度不感特性の提案回路

図 7 に MOS 永田電流ミラー回路を改良した基準電流源を示す。この回路は複数の MOS 永田電流ミラー回路を用いて異なるピークを持ちその電流の和をとる構成で、電源電圧及び温度が変動しても一定電流 I_{OUT_total} を出力できる。

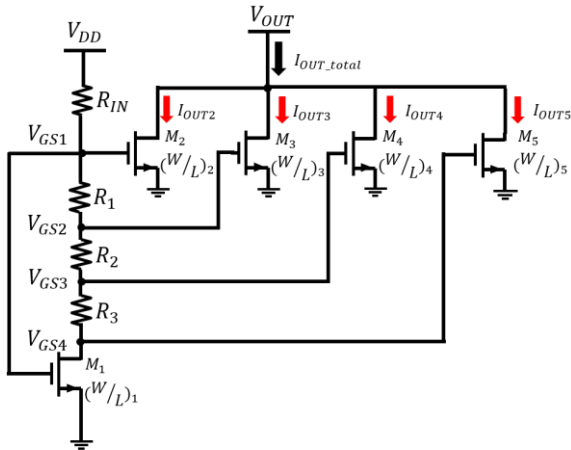


図 7 MOS 永田電流ミラー回路を用いた基準電流源

Fig.7 Proposed reference current source using improved Nagata current mirror

図 3 と図 7 の回路トポロジーは同じであるが、温度が上昇すると I_{out2} は減少し、 I_{out5} は増加することに気が付き、抵抗の温度係数に基づき、各 MOS のデバイスサイズ、抵抗値を適切に設計して I_{out_total} を（電源電圧 V_{DD} 不感とともに）温度不感にすることが今回のポイントである。

すなわち MOSFET ドレイン電流の温度特性がゲート電圧に依存することを積極利用する。[6]

6. 提案回路のシミュレーション結果

LTspice を用いてシミュレーションをした回路を図 8 に、図 9 にその提案回路のシミュレーション結果を示す。TSMC 社 0.18 μ m CMOS パラメータを使用した。電源電圧 V_{DD} を 0V から 5V まで変化させ横軸に示し、変化させた時の出力電流の変化を縦軸に示す。

続いて温度を -40 $^{\circ}$ C, 0 $^{\circ}$ C, 27 $^{\circ}$ C, 80 $^{\circ}$ C と変化させたときの総出力電流の変化の結果を図 10 に示す。

図 9 から総出力電流 I_{OUT_total} が 90 μ A 付近でほぼ一定となっていることがわかる。図 8 のシミュレーション回路では、4 つのピークを用いて出力電流を一定とした。図 10 から温度変動に対し電流のばらつきが小さく電源電圧 2.5V 付近で温度特性を持たないポイントがあることがわかる。

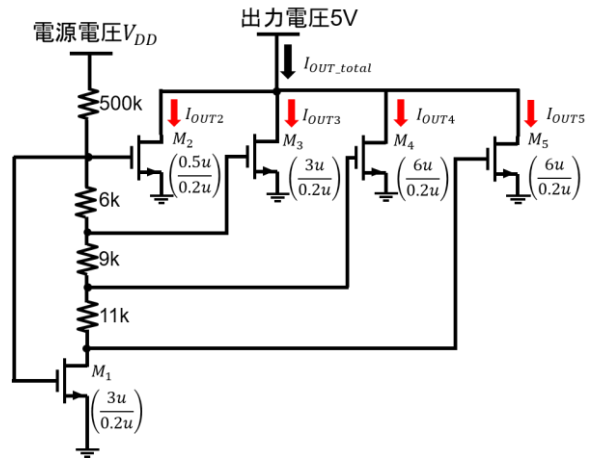


図 8 シミュレーション回路

Fig.8 Simulation circuit of the proposed current mirror

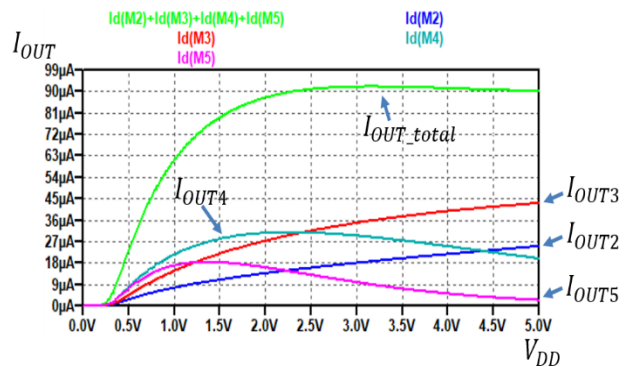


図 9 図 6 の回路のシミュレーション結果

Fig.9 Simulation results of the proposed circuit in Fig.6

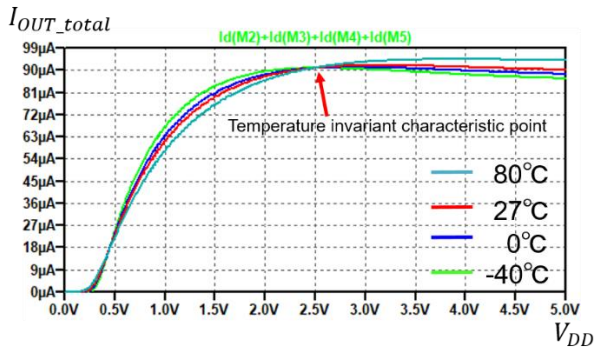


図 10 温度を変化させたときの総出力電流の変化

Fig.10 Change in the total output current when the temperature is changed

次に図 8 の回路における M2、M3、M4、M5 それぞれに流れる出力電流の温度特性を図 11-図 14 に示す。

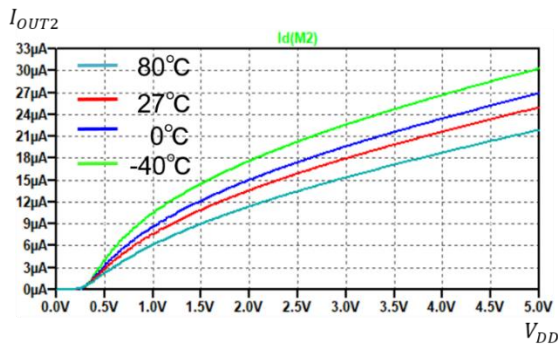


図 11 出力電流 I_OUT2 の変化

Fig.11 Change in the output current I_OUT2

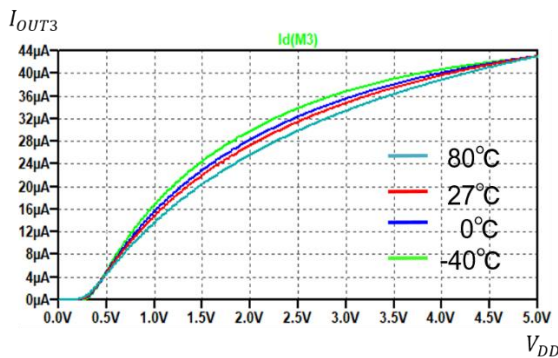


図 12 出力電流 I_OUT3 の変化

Fig.12 Change in the output current I_OUT3

図 11、図 12、図 13、図 14 それぞれのグラフから M2 及び M3 では低温になるにつれてドレイン電流が増加すなわち負の温度特性を持ち、M4 及び M5 では主に高電圧側で高温になるにつれてドレイン電流が増加すなわち正の温度特性を持っている。

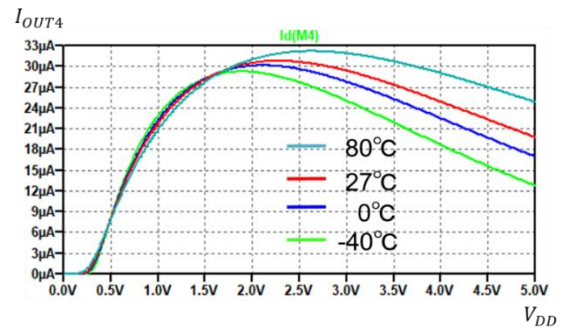


図 13 出力電流 I_OUT4 の変化

Fig.13 Change in the output current I_OUT4

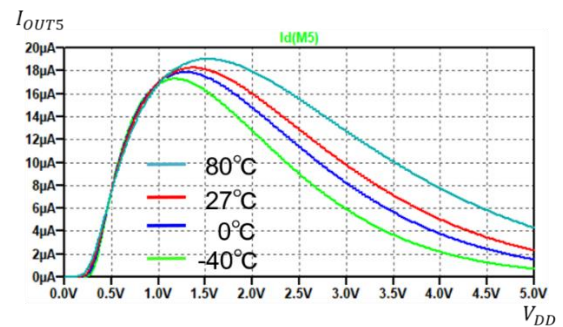


図 14 出力電流 I_OUT5 の変化

Fig.14 Change in the output current I_OUT5

図 10 で正と負の温度特性の電流が足しあわされて温度補償が行われ、全体回路の温度不感特性が向上した。

温度上昇にともない M2、M3 のドレイン電流は減少し、M4、M5 のドレイン電流は増加する。図 13,14 から M4 と M5 は、抵抗の電圧降下により MOS ゲート電圧が低下し図 2 のような永田電流ミラー回路の波形を示す。MOS の温度特性により抵抗に流れる電流(M1 ドレイン電流)が温度によって変化し、M2,M3,M4,M5 にかかるゲート電圧が温度特性を持つことで、それぞれのドレイン電流が正または負の温度特性をもち、それらを加え合わせて全体として温度不感の出力電流を得る。

7. 抵抗の温度係数の変更

次に図 8 の回路を基に抵抗の温度係数を変更してシミュレーションを行った。抵抗の温度係数は LTspice 上でパラメータ tc を設定することで変更することができる。パラメータ tc を設定した時の抵抗値は次のように定義する。

$$R = R_0(1 + dt \times tc1 + dt^2 \times tc2 + dt^3 \times tc3 + \dots)$$

ここで dt はシミュレーション時に設定する温度 temp と通常温度 tnom の差「dt=temp-tnom」で、tnom は 27°C である。

ここでは図8の回路において抵抗のパラメータをすべて $tc1 = 0.001, -0.001$ として2つについて各々シミュレーションを行った。

8. 抵抗の温度係数変更後のシミュレーション結果

図15,16にシミュレーション結果を示す。シミュレーションは図8の回路のすべての抵抗に温度係数を設定して行った。図15は抵抗温度係数 tc を0.001にした場合の結果で、図16は tc を-0.001にした場合の結果である。

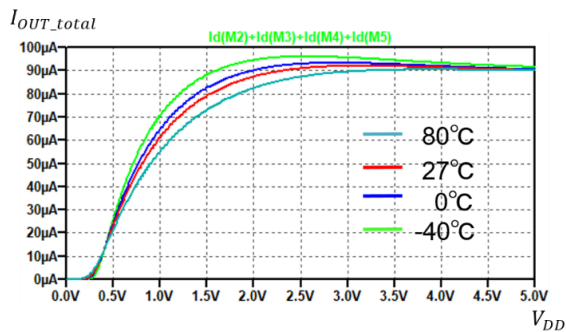


図15 $tc=0.001$ とした時の総出力電流の変化

Fig.15 Change in total output current when $tc = 0.001$

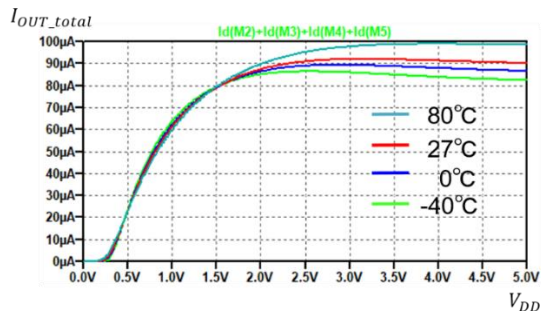


図16 $tc=-0.001$ とした時の総出力電流の変化

Fig.16 Change in total output current when $tc = -0.001$

図15より $tc=0.001$ の時、高電圧側で温度によるばらつきが低減されていることが図10と比較してわかる。これは抵抗の温度係数が正のときは、温度が高いほど抵抗値が大きくなるので、提案回路において高電圧側で高温での電流増加の要因が低減されたためである。

一方 $tc=-0.001$ の時は、温度による電流変動が大きくなったことがわかる。負の温度係数の時は低温で抵抗値が大きくなるため、高電圧側で高温時での電流増加だったものが強められたためと考えられる。

9. まとめ

この論文では異なる複数ピークを持つ永田電流源を用いて、電源電圧変動だけでなく温度変動に対しても出力電流が一定となる基準電流源の構成を提案し、SPICEシミュレーションで効果を確認した。

永田電流ミラー回路温度特性補償のための従来手法は「正の温度係数を持つ抵抗を使用する」ものが多いが [7], ここでの提案手法は抵抗の温度係数は正でも負でも既知であればデバイスサイズの適切な選択で対応できる。

有益なコメントをいただきました北見工大名誉教授 谷本洋先生に感謝します。

文 献

- (1) 特許公報 発明者 永田穰 出願日 1966年12月12日
- (2) P. R. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis, R. G. Meyer, Analysis and Design of Analog Integrated Circuits, John Wiley & Sons Inc., 2009
- (3) M. Hirano, N. Tsukiji, H. Kobayashi "Simple Reference Current Source Insensitive to Power Supply Voltage Variation - Improved Minoru Nagata Current Source", IEEE 13th International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology, Hangzhou, China (Oct. 2016)
- (4) M. Hirano, N. Kushita, Y. Moroshima, H. Harakawa, T. Oikawa, N. Tsukiji, T. Ida, Y. Shibasaki, H. Kobayashi, "Silicon Verification of Improved Nagata Current Mirrors", IEEE 14th International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology, Qingdao, China (Nov. 2018)
- (5) T. Hosono, N. Kushita, Y. Shibasaki, T. Ida, M. Hirano, N. Tsukiji, A. Kuwana, H. Kobayashi, Y. Moroshima, H. Harakawa, T. Oikawa "Improved Nagata Current Mirror Insensitive to Temperature as well as Supply Voltage", Taiwan and Japan Conference on Circuits and Systems, Nikko, Japan (Aug. 2019)
- (6) 井田貴士, 築地伸和, 小林春夫 "温度変動に依存しないMOS定電流源の検討" 第8回電気学会東京支部 栃木・群馬支所合同研究発表会 (2018年3月)
- (7) T. Abe, H. Tanimoto, S. Yoshizawa, "A Simple Current Reference with Low Sensitivity to Supply Voltage and Temperature", 24th International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems, Bydgoszcz, Poland (Jun. 2017)