

センサインタフェース回路

株式会社 山武

畑中 浩
Hiroshi Hatanaka

株式会社 山武

大石 安治
Yasuharu Ohishi

キーワード

低電圧駆動, 低消費電流化, ローノイズ, ヒータ駆動回路, センサアンプ, A/D 変換器, 自動ゼロ点調整, キャリブレーション, ASIC

高感度, 高速応答, 低消費電力といった特長をもつ「マイクロフロー®センサ」のインタフェース回路について述べる。センサの特長を最大限に活かすための回路技術について, 電池駆動の超低消費電力インタフェース回路を例に紹介する。

Sensor interface circuit

In this article, an interface circuit for the "Microflow®sensor" that has high sensitivity, high-speed response, and low power consumption is explained. The circuit technology is discussed along with an example of a battery-driven interface circuit with super-low power consumption that takes maximum advantage of the sensor's features.

1. はじめに

MEMS技術を用いて気体の流速を計測する素子の開発を行ってきた結果, 応答速度がミリ秒オーダーと非常に速く, 1 mm/sという超低流速まで測定できる高感度で広いレンジアビリティをもった「マイクロフローセンサ」の開発に成功した。センサは非常に低い消費電力で動作するため, 電池駆動にも適している。これらの「マイクロフローセンサ」の特徴を活かすためには, 低電圧, 低消費電力で動作し, 高い安定性と高い精度でセンサ出力を信号処理する回路が必要であり, これらの要求を満たすセンサインタフェース回路を開発したので, その概要を紹介する。

2. センサインタフェース回路に求められる条件

「マイクロフローセンサ」は, 低消費電力で, 高感度, 高

速応答が可能なセンサである。その特性を活かすためのセンサインタフェース回路に求められる条件について, 以下で説明する。

2.1 センサの流量に対する出力特性や温度特性を考慮したヒータ駆動回路

「マイクロフローセンサ」は, ヒータ素子 (Rh) が発生する熱によりその周囲に温度分布ができ, ヒータ素子の両側にある2つの温度センサ (Ru, Rd) はその温度分布の範囲内にある。気体の流れがない場合には, 2つの温度センサの温度は等しいが, 気体に流れが生じると温度分布がずれて2つの温度センサに温度差が発生する。それを2つの温度センサの抵抗値変化として計測することで流量計測が可能となる。つまり, ヒータ素子の発熱量により2つの温度センサ周辺の温度分布が決まるため, 広い範囲の流量変化に対してもセンサが感度を持つように発熱量を制御でき

るヒータ駆動回路が必要となる。また周囲温度の変化に対しても安定した出力が得られるように、ヒータ温度を制御する必要がある。

2.2 高精度にセンサ出力を増幅し A/D(Analog/Digital) 変換する信号処理回路

2つの温度センサの抵抗値変化により流量を計測するが、高感度、高速応答という「マイクロフローセンサ」の特長を活かすためには、微小な抵抗値変化を高精度で増幅するセンサアンプや短い時間でその出力をデジタル値に変換するA/D変換器が必要となる。とくに超低流速の1mm/sを計測するためには、信号処理回路の入力電圧レベルで μV オーダの分解能が要求され、信号処理回路のローノイズ化や長期安定性を考慮する必要がある。

2.3 低電圧、低消費電流で動作する回路

「マイクロフローセンサ」は低消費電力という特長があることから電池駆動の要求が多く、電池1本で数年間動作させるような用途もある。そのため、低電圧(3V以下)、低消費電力(数十 μA)で動作する回路やセンサ駆動方法を考える必要がある。

これらの条件を満たすことを目標として、センサインタフェース回路の開発を行った。そのセンサインタフェース回路全体のブロック図を図.1に示す。

以下では各回路/方式の詳細について説明する。

3. 間欠動作方式の導入

電池1本で数年間動作させるためには、センサの消費電

流を含めて数十 μA 以下の低消費電流化が必要となる。「マイクロフローセンサ」は、ヒータ素子を発熱させてヒータ温度を周囲温度より高くすることで流量計測を行っており、ヒータ温度が高いほどセンサの感度が高くなる。また、温度センサの出力電圧は温度センサに流す電流に比例して大きくなる。すなわちセンサの感度を高くするためには電流を増やす必要があり、測定しようとする下限の流量に必要なS/N(Signal/Noise)比を得るためには、ヒータ素子と温度センサを合わせて数mAの電流を流す必要があった。

しかし電池駆動という強い要求があり、また微小流量も測定できるという特長をもたせるため、必要なS/N比を確保しながら消費電流を減らす方法についていろいろと検討した。その中で、流量は急速には変化しないことと、「マイクロフローセンサ」の応答が速くミリ秒オーダでの応答が可能なることから、センサや回路の電源をオン/オフさせる間欠動作方式を考えた。

この間欠動作方式を検討するに当たって、まず温度センサとヒータ素子の電源投入に対する応答を実験により求め、温度センサが安定する時間とヒータ素子が安定する時間からオン時間を決めた。

温度センサの電源投入後の安定時間は数msと短い、ヒータ素子ではヒータ温度を周囲温度に対して一定温度差だけ高くするヒータ駆動回路の安定時間が10ms以上とヒータ素子の応答より長くかかることがわかった。そのため、ヒータ駆動回路の制御系の解析を行い、この回路の安定時間を短くするように回路パラメータの調整を行った。

このように、温度センサとヒータ駆動回路では電源投入後の安定時間に差があるため、ヒータ駆動回路の電源を

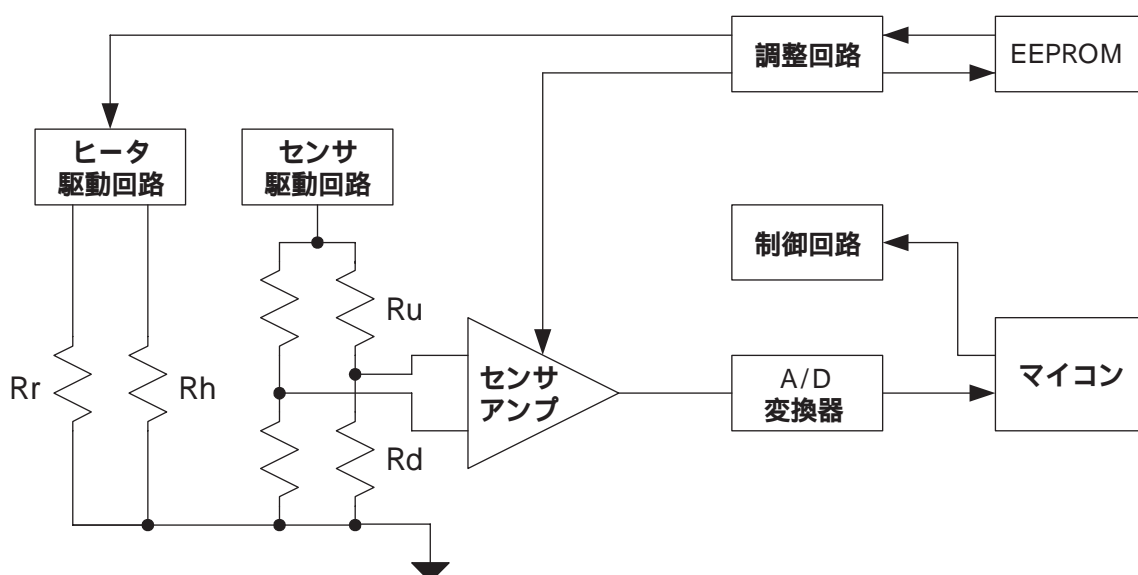


図.1 センサインタフェース回路全体のブロック図

オンさせた後に温度センサの電源をオンさせることで、温度センサに流れる電流の削減が可能である。そこでセンサの応答および消費電流量を考慮して、温度センサおよびヒータ駆動回路の電源投入タイミングを決めた。また、後で述べる温度センサの出力をデジタル値に変換するA/D変換期間での消費電流も考慮し、回路および「マイクロフローセンサ」全体の動作時の消費電流を求め、平均消費電流が電池駆動で求められる消費電流以下で、かつ流量変化に対して対応できる時間間隔での間欠動作シーケンスを決めることができた。

この間欠動作方式の導入により、電池駆動に対応できる低消費電流化と動作時には大きな電流をヒータ素子や温度センサに流して必要なセンサ出力を得ることが可能となった。

4. 自動ゼロ点補正方式の導入

「マイクロフローセンサ」の信号出力は1 mm/sと超低流速においては数 μ V程度しかない。このレベルの信号電圧では差動増幅器のオフセットドリフトや基準抵抗のドリフト、センサの経年変化などが無視できない。このため、高レンジアビリティの流量計を開発しようとするとき流量ゼロ時の安定性を高める必要が生じて高精度なオペアンプ、高価な基準抵抗を使用しなければならなかった。しかし、これでは「マイクロフローセンサ」の大量に安価に製作できるという特長が信号処理回路が高価であるということで相殺されてしまう。そこで流量ゼロの代わりにヒータオフ時のセンサ信号を用いて、ゼロ点のドリフトを自動的に補正する方法を採用した。

4.1 自動ゼロ点補正の原理

図.2に「マイクロフローセンサ」のヒータおよびセンサの駆動回路とセンサアンプを示す。また、図.3にヒータおよびセンサブリッジの駆動タイミングを示す。

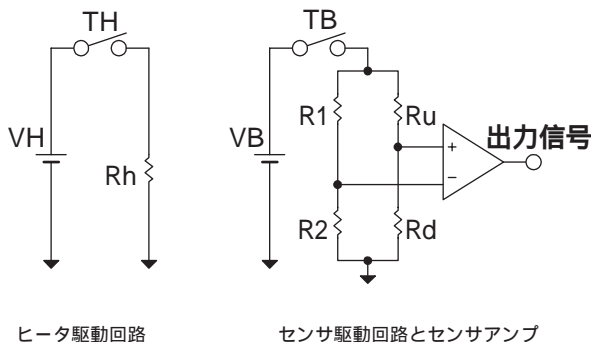


図.2 ヒータおよびセンサ駆動回路とセンサアンプ



図.3 ヒータとセンサの駆動タイミング

流量ゼロ時においてはヒータの発熱で形成される温度分布は、上流側温度センサ R_u と下流側温度センサ R_d の場所において均等なものとなるため、図.2のセンサアンプの出力は0Vとなる。ところが流量が流れるとヒータの温度分布が変わり、上流側温度センサ部の温度が低下し、下流側温度センサ部の温度が上昇するため、抵抗値が変化して出力がプラス側に变化する。

ここでヒータに通電を行わない場合を考えると、ヒータが発熱しないため温度分布が形成されず、流量がゼロであろうと流量が流れようとセンサの出力は理想的には0Vになる。

図.3で自動ゼロ点補正について説明する。TB1のタイミングでまずセンサブリッジ回路を動作させヒータオフ時の1回目のセンサ信号を出力させる。次にTHのタイミングでヒータ駆動回路を動作させてヒータ温度上昇が充分安定したところでTB2のタイミングでセンサブリッジ回路を動作させて、2回目のセンサ信号を出力する。この時、ヒータオン時の2回目のセンサ信号からヒータオフ時の1回目のセンサ信号の減算を行うことでゼロ点補正がなされたセンサの流量信号を得ることができる。

4.2 自動ゼロ点補正の効果

自動ゼロ点補正を行うことで図.2の基準抵抗 R_1 , R_2 の抵抗値や温度センサの抵抗値が温度や経年変化でドリフトする影響を取り除くことができる。また、センサアンプのオフセット電圧の温度ドリフトや経年変化の影響も取り除くことができ、数 μ Vオーダのセンサ信号電圧を周囲温度や経年変化に関係なく、長期間安定して出力できるようになった。

5. ヒータ駆動方式

ヒータの温度上昇とセンサ出力は比例するため、ヒータ駆動方式にセンサの流量特性は大きく影響を受ける。このためどのような駆動方式を選択するかが重要となってくる。

ヒータ駆動方式は定電圧駆動方式、定電流駆動方式、定電力駆動方式、定温度差駆動方式の4つの方式が考えられ、この4つの方式の特徴について以下に述べる。

5.1 定電圧駆動方式

ヒータ素子に一定の電圧を印加する駆動方式である。流量特性カーブは、流速が高くなると飽和特性が早く現

れる。これはヒータに一定の電圧を印加しているだけなので、流速増加によってヒータ素子の温度上昇が減少するためである。

また、周囲温度が上がるとヒータ素子の抵抗値が大きくなるので、一定電圧を印加している場合はヒータ温度上昇が減少する。このため、周囲温度が高くなるとセンサの出力が低下する負の温度特性を示す。

5.2 定電流駆動方式

ヒータ素子に一定の電流を流す駆動方式である。

流量特性カーブは4つの駆動方式の中でもっとも飽和が早い。一定電流を流しているだけなので、流速が上がればヒータ素子が冷やされると、抵抗値が小さくなり印加電力も下がる。このためヒータ温度上昇は流速が上がるに従い減少する。

また、周囲温度が上がるとヒータ素子の抵抗値が上がるため、印加電力が上昇してヒータ温度上昇は増加する。このため周囲温度が高くなるとセンサの出力が増加する正の温度特性を示す。

5.3 定電力駆動方式

ヒータ素子に印加する電圧と電流をモニターし、一定の電力を印加するようにした回路方式である。回路構成としては4つの方式で最も複雑になる。

流量特性カーブは定電圧駆動方式と定電流駆動方式の間に入る。ヒータ素子に定電力を印加しているが、強制対流により放熱係数が大きくなるので結果的にヒータ温度上昇は流速とともに減少するためである。

5.4 定温度差駆動方式

この駆動方式の動作原理は、周囲温度測定用に同一チップ上に周囲温度センサ(Rr)を設け、その周囲温度センサとヒータ素子の抵抗比が一定になるように制御される。ヒータ素子の周囲温度からの温度差はこの抵抗比に比例するので、結果的にある一定のヒータ温度上昇になるように制御されると考えて良い。

このため、流量特性カーブはほかの3つの方式に比べて高流速側での飽和度が最も少なく、流量計測範囲を広く取ることができるのが特長である。

さらに回路定数を調整することで、周囲温度の変化に対してヒータ温度上昇を一定値にしたり、温度特性をもたせたりすることが比較的容易にできるので、センサの温度特性を望ましいものにする設計が可能となる。

今回のセンサインタフェース回路では、定温度差駆動方式を採用している。

以上を簡単にまとめたのが表.1であり、それぞれの駆動方式でのセンサの流速に対する出力特性を図.4に示す。

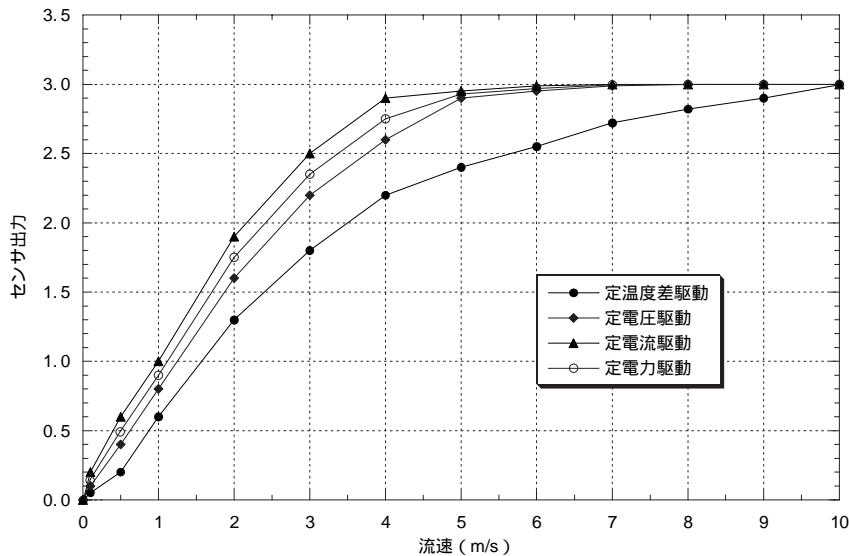


図.4 ヒータ駆動方式の違いによるセンサの流速に対する出力特性の比較

表.1 ヒータ駆動回路方式の比較

ヒータ回路方式	定温度差	定電圧	定電流	定電力
回路構成の単純度				×
流量測定範囲			×	
温度特性	回路定数設計により正および負の温度特性が設計できる	負の温度特性	正の温度特性	負の温度特性

6. 信号処理回路

「マイクロフローセンサ」の出力は、流量により変化する2つの温度センサの抵抗値を測定することで得られる。その抵抗値変化を電氣的に処理できるようにする信号処理回路の構成は、2つの温度センサと2つの基準抵抗によりホイートストンブリッジを構成して抵抗値変化を電圧に変換する部分と、その電圧を計測アンプを用いて増幅するセンサアンプと、その出力電圧をマイコンなどで処理できるようにデジタル値に変換するA/D変換回路から構成され、それらの回路について以下で説明する。

6.1 センサアンプおよびブリッジ回路

「マイクロフローセンサ」の特徴として、その感度が高く微小流量に対しても感度があることが挙げられるが、流量が少ない場合には温度センサの抵抗値の変化量は非常に小さく、それを高精度に増幅する必要がある。「マイクロフローセンサ」の2つの温度センサと2つの基準抵抗から、図.5に示すホイートストンブリッジを構成し、2点(V1, V2)の電位差を差動アンプで増幅することで、2つの温度センサの抵抗値の差を検出できる。図.5の回路の場合、R1=R2とすると出力電圧は式(1)で表され、2つの温度センサRu, Rdの抵抗値の差を差動増幅器により定められたゲインで増幅している。

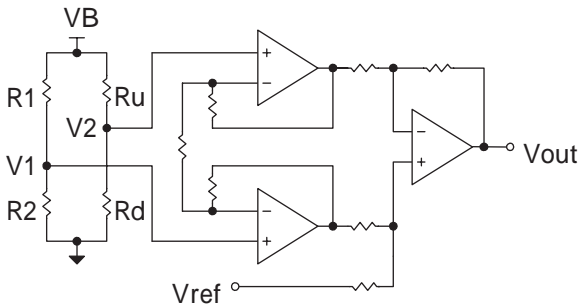


図.5 センサアンプ回路

$$V_{out} = VB * \frac{1}{2} * \frac{Rd - Ru}{Ru + Rd} * Gain1 * Gain2 + Vref \quad \dots (1)$$

ここで差動アンプの増幅率であるGain1*Gain2の値を大きくすれば信号が大きくなるが、それとともにノイズ成分も大きくなる。そこで回路のノイズ解析を行い、回路のどの素子のノイズの影響が大きいか、どのパラメータが影響しているかを解析した。

この解析より、初段アンプと2段目アンプのゲイン比を変えることで出力ノイズをある程度小さくできることや、ノイズ源としてはホイートストンブリッジの抵抗(R1, R2)の熱雑音と初段アンプのノイズが支配的であることがわかった。

そこで、初段アンプにはノイズが少ないローノイズアンプを採用することとした。また、抵抗R1, R2の値を小さ

くすると、ノイズを減らすことはできるが消費電流が増加するため、消費電流の制約や他の部分のノイズとの関係を考慮して必要とされる精度が確保できる抵抗値を求めた。

6.2 A/D変換回路

A/D変換方式には色々な種類があるが、回路構成の容易さや回路部品に要求される性能が比較的ゆいことから、2重積分型A/D変換方式を採用した。そのA/D変換回路を図.6にタイミングを図.7に示す。

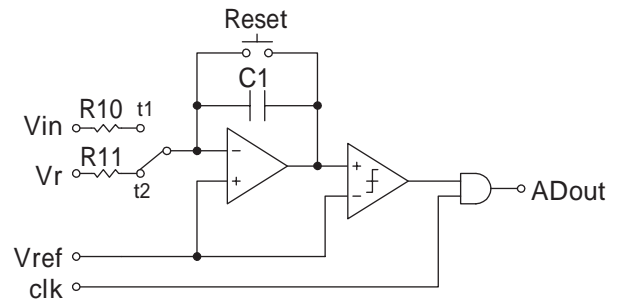


図.6 2重積分型A/D変換器回路

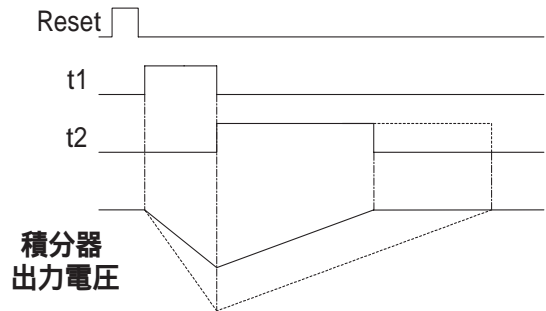


図.7 A/D変換のタイミングチャート

この図でt1の期間は固定であり、センサ出力によって積分器のコンデンサC1を充電しており、t2の期間は一定の傾きで積分器のコンデンサを放電する構成となっているので、t2の期間はセンサ出力に比例する。このt2の期間だけパルスを出力する構成とすることで、そのパルス数がセンサ出力に比例した値となり、またマイコンへも1本の信号線でデータを送れるため、配線を減らせるという特長がある。

7. センサキャリブレーション方式

7.1 センサのばらつきと回路のばらつきを含めて調整すべき項目

7.1.1 ヒータ温度上昇の調整

ヒータ駆動回路は前述したように定温度差駆動回路を採用している。このような回路ではヒータ素子および周囲温度センサの抵抗比のばらつきによってヒータ温度上昇が大きくばらつく。

また、オペアンプのオフセット電圧のばらつきもヒータ温度上昇に影響して無視できない。このため各々の回路素子の定数を固定値で設計すると、約±50%もヒータ温度上昇がばらつくことになりセンサ出力も大きくばらついてしまうので、ヒータ温度上昇をある一定値に調整する必要がある。

7.1.2 センサブリッジの調整

センサブリッジは図.2に示すように、各々の抵抗の中間点電圧を差動増幅するようになっている。ここで、基準抵抗のミスマッチや温度センサの抵抗ミスマッチさらに差動増幅器のオフセット電圧などのばらつきはセンサ出力信号に比べて大きくなる場合がある。そのため、差動増幅器の出力が動作範囲内となるようにセンサブリッジの出力電圧を調整する必要がある。

7.1.3 ゼロ点の調整

自動ゼロ点補正回路で説明したように、ヒータオフ時のセンサ信号を仮のゼロ点とみなしてヒータオン時のセンサ信号から減算する方式を採用している。原理的には流量ゼロのときは減算後の出力はゼロになるはずであるが、現実的にはセンサのミスマッチがあるためゼロにはならない。微小流量の計測のためにはゼロ流量近傍での精度も必要であり、流量ゼロにおいて出力がゼロとなるようにゼロ点調整をする必要がある。

これらの調整方法としてポテンショメータを利用する方法、レーザトリマによる抵抗値調整、D/A (Digital/Analog) 変換器を用いた調整方法を検討した。その結果、調整の自動化が容易であることと調整装置自体の投資も大きくないことから D/A 変換器を用いる方式を採用した。なお、調整データは不揮発性メモリである EEPROM (Electrically Erasable and Programmable Read Only Memory) に記憶させ、電源オン時に D/A 変換器にデータをロードできるようにした。

以下に各調整方法について説明する。

7.2 調整方法の説明

7.2.1 ヒータ温度上昇の調整

ヒータ回路に調整回路を組み合わせた回路図を図.8に示す。周囲温度センサ側のブリッジに制限抵抗を介して D/A 変換器の出力を接続している。D/A 変換器はブリッジ回路の印加電圧を分割した電圧を出力するようになっている。ヒータの調整範囲及び分解能は制限抵抗の値を変えるだけで自由に設計できるようになっている。

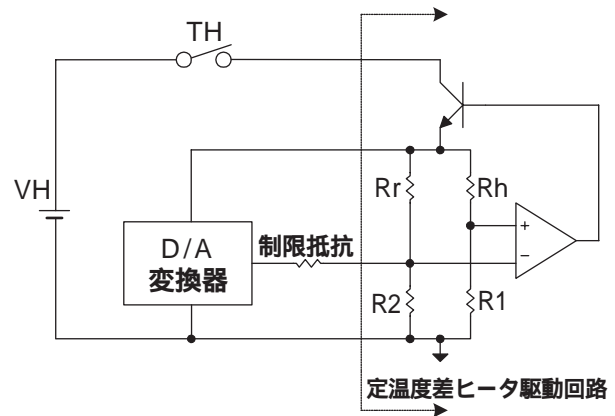


図.8 ヒータ温度上昇調整回路

7.2.2 センサブリッジの調整

センサブリッジ回路に調整回路を組み合わせた回路図を図.9に示す。基準抵抗側のブリッジに制限抵抗を介して D/A 変換器の出力を接続している。D/A 変換器はブリッジ回路の印加電圧を分割した電圧を出力するようになっている。センサバランスの調整範囲及び分解能は制限抵抗の値を変えるだけで自由に設計できるようになっている。

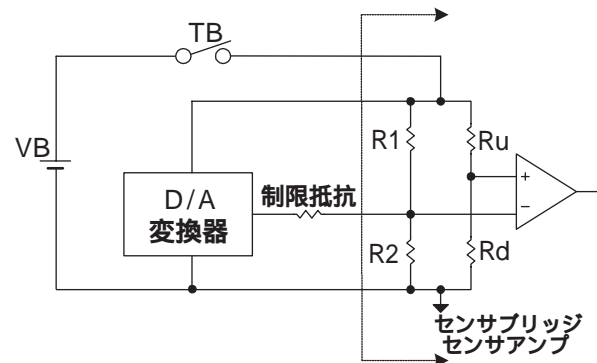


図.9 センサブリッジの調整回路

7.2.3 ゼロ点調整回路

信号処理回路の所で述べたセンサアンプのバイアス電圧をヒータオン時に D/A 変換器で変化させることで、流量ゼロにおいてヒータオフ時とヒータオン時に同じ出力となる調整を可能にしている。

8. ASIC 開発

センサインタフェース回路の開発では、最初は汎用部品を用いて動作確認などを行い、色々な修正を加えながら完成度を高めた。しかし汎用部品を用いているので、部品点数が多く実装面積が大きくなってしまったり、微小な信号を扱うためノイズ対策が困難であった。これらの問題を克服するため ASIC 開発を行った。

回路ブロックの基本的な構成は個別部品で考えられたものを使用したが、「マイクロフローセンサ」の特長である高速応答や高精度、低消費電流という点を考慮して、ASIC化の特徴を活かせるような変更を加えた。

たとえば、低消費電流化ということから、各ブロック毎に動作に必要なタイミングを考え、非動作時にはそのブロックの電源をオフする機能を入れた。また間欠駆動のため、ASICの電源を外部よりオン/オフできるようにしており、電源がオフになると調整用のD/A変換器のデータが消えてしまうため、電源をオンすると最初に外部不揮発性メモリより必要なデータを読み込む機能も入れた。

このほかに、高精度という特長を活かすためセンサアンブ部の設計にはとくに注意し、そのノイズ特性を考慮して必要な精度が出るような検討を設計段階で十分行った。

その開発したASICのチップ写真を図.10に示す。

このASICは耐ノイズ性にも考慮し、1500VまでのESD (Electrostatic Discharge)耐量を持たせている。

著者所属

研究開発本部 畑中 浩

制御機器事業部 大石 安治

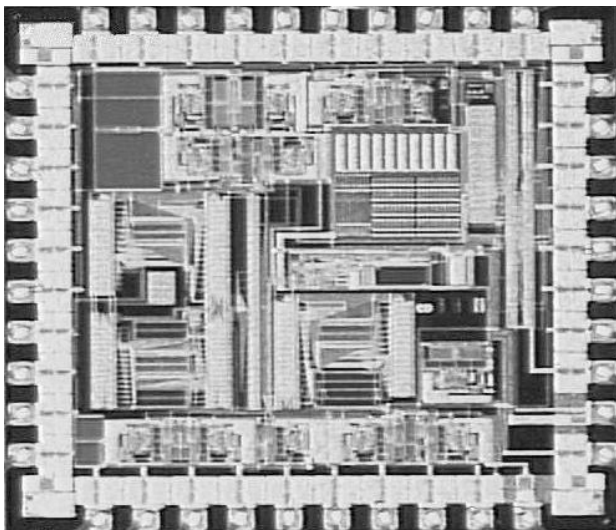


図.10 ASICのチップ写真

9. おわりに

「マイクロフローセンサ」は低消費電力で動作可能で応答性が高く非常に広範囲な流量計測が可能となる優れた特性を持っており、センサインタフェース回路もこの特性を十分に活かすような設計を考えた。その結果、電池1本で数年間の動作を可能にするインタフェース回路の開発を完了することができた。

今後はさらに低消費電流化、高精度化、高信頼性化、小型化を図り計測ニーズに応えることができるように努力していきたい。

