

アナログ・デバイスズに寄せられた珍問／難問集 Issue 151

ハイサイドの電流検出

著者: Aaron Schultz

Share on   

質問:

MOSFET のゲートの前に 100 Ω の抵抗を挿入するのは、安定性を得ることにつながるのですか？



回答:

はじめに

MOSFET のゲートにつながるラインには何を配置するべきなのか。本稿では、若手技術者の師匠となる存在として、Gureux 氏に何度か登場してもらいます。同氏のように経験豊富なエレクトロニクス技術者は、この質問にどう答えるのでしょうか。それは、おそらく「約 100 Ω の抵抗を挿入すべきだ」というものになるはずです。これは正解には違いないのですが、その理由も聞きたいところです。つまり、その有用性と抵抗値の妥当性についても知りたくります。そのような好奇心に応えるために、次の例で検証を行ってみたい。本稿の主演は、若手アプリケーション・エンジニアの Neubean 君です。Neubean 君は、MOSFET のゲートにつながる配線に 100 Ω の抵抗を挿入すると、本当に安定性が得られるのかどうかを確認するためのテストを実施することにしました。以下では、この部分に挿入する抵抗をゲート抵抗、または R_{GATE} と称することになります。Neubean 君が行う実験は、30年の経験を持つアプリケーション・エンジニアである Gureux 氏が監修します。同氏は、必要に応じ、Neubean 君に対して専門的なアドバイスをを行います。

ハイサイドの電流を検出する方法

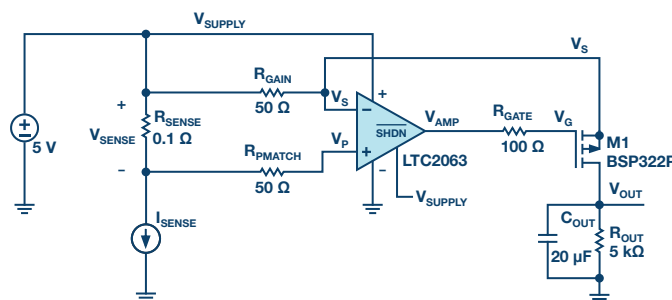


図 1. ハイサイドの電流検出

図 1 に示したのは、ハイサイドの電流を検出するための典型的な回路です。ゲイン抵抗 R_{GAIN} には、負帰還によって電圧 V_{SENSE} が印加されます。 R_{GAIN} を流れた電流は、P チャンネルの MOSFET (PMOS) を介して抵抗 R_{OUT} に流れます。それにより、グラウンドを基準とする出力電圧が生成されます。全体のゲインは、以下の式で表されます。

$$V_{OUT} = I_{SENSE} \times R_{SENSE} \times \frac{R_{OUT}}{R_{GAIN}}$$

抵抗 R_{OUT} に付加したコンデンサ C_{OUT} は、出力電圧にフィルタ処理を適用する役割を担います。PMOS のドレイン電流は、検出した電流にすぐに追従しますが、出力電圧は単極の指数曲線の形状で変化します。

回路中のゲート抵抗 R_{GATE} は、アンプを PMOS のゲートから分離する役割を果たします。その値はどう設定するのが適切なのでしょうか。経験豊富な Gureux 氏は「もちろん 100 Ω だ」と答えるでしょう。

さまざまな抵抗値を試す

Gureux 氏の生徒である Neubean 君は、このゲート抵抗について考えをめぐらしていました。Neubean 君は、ゲート・ソース間の容量が大きすぎるか、ゲート抵抗の値が大きすぎれば、安定性の問題が生じるはずだと考えていました。 R_{GATE} と C_{GATE} が互いに悪影響を及ぼすことが明らかになれば、100 Ω のゲート抵抗 (あるいはそれ以外の値のゲート抵抗) を使えば、常に最適な結果が得られるという定説を覆すことができるでしょう。

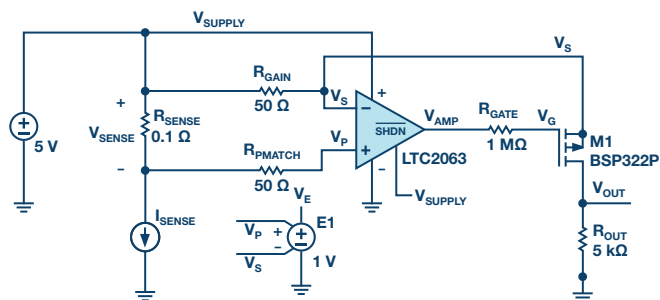


図 2. ハイサイドの電流検出についてシミュレーションするための回路

図 2 は、電流の振る舞いについて検討するためのシミュレーション用回路です。シミュレータとしては「LTspice」を使用します。Neubean 君は、 R_{GATE} の値が高すぎると、安定性の問題が生じると信じています。そのことを示すためにシミュレーションを実施しようというのです。実際、 R_{GATE} と C_{GATE} によって生じる極は、オープンループにおける位相余裕を侵食します。しかし、Neubean 君にとっては驚くべきシミュレーション結果が得られました。 R_{GATE} がどのような値でも、時間領域の応答では何の問題も生じなかったのです。

回路は、単純なものにあらず

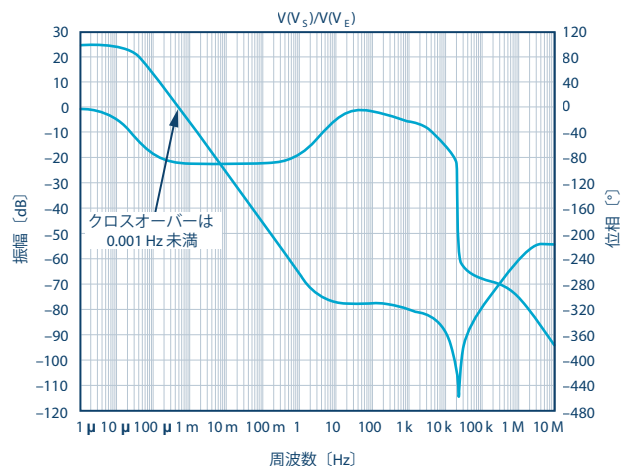


図 3. エラー電圧からソース電圧までの周波数応答

周波数応答を確認した結果、Neubean 君は、オープンループの応答について考慮する必要があることに気づきました。ループを形成するフォワード・パスは、負帰還をユニティで結合した場合、差分電圧を起点とし、結果的に反転入力端子に至ります。Neubean 君は、ここで $V_S/(V_P - V_S)$ 、すなわち V_S/V_E のシミュレーションを実行して結果をプロットしました。図 3 は、オープンループの条件下における周波数応答をプロットしたものです。このボーデ線図において、DC ゲインがほとんどなくなるところがクロスオーバー周波数です。ここでは、位相余裕の問題は認められません。このプロットは、クロスオーバー周波数が 0.001 Hz 未満であることから、全体的に非常に奇妙なものに見えます。

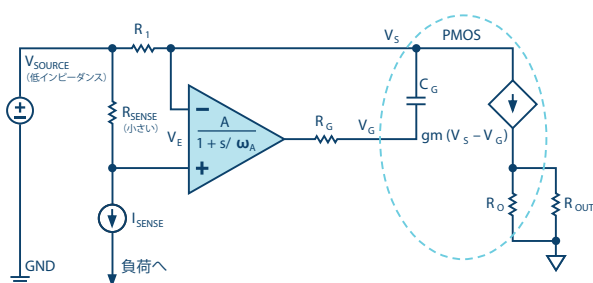


図 4. ハイサイドの電流検出回路のブロック図

この回路は、制御システムに分解して示すと図 4 のようになります。ここで、「LTC2063」というゼロドリフト・オペアンプを例にとります。これは、ほぼすべての電圧帰還型オペアンプと同様に、高い DC ゲインと 1 つの極を持ちます。図中のオペアンプはエラー信号を増幅し、 R_{GATE} と C_{GATE} で構成されるフィルタを介して PMOS のゲートを駆動します。 C_{GATE} と PMOS のソースは共にオペアンプの反転入力端子に接続されています。 R_{GAIN} はそのノードから低インピーダンスのソースへと接続されます。図 4 においても、 R_{GATE} と C_{GATE} によるフィルタは、特に R_{GATE} が R_{GAIN} よりかなり大きい場合に、安定性の面で問題を引き起こすと予想されます。 C_{GATE} の電圧は、システムにおいて R_{GAIN} に流れる電流に直接影響を与え、オペアンプの出力の変化よりも遅れて変化することになります。

Neubean 君は、 R_{GATE} と C_{GATE} が不安定さの原因にならない理由について、おそらく 1 つの解釈にたどり着くはずでした。つまり、「ゲートとソースの電圧は固定なので、 R_{GATE} と C_{GATE} で構成される回路は無関係だ。ゲートを調節しさえすればソースが追従する。これはソース・フォロアなのだから」との考えに至るでしょう。

しかし、経験豊富な Gureux 氏はそれを否定し、「実際にはそうではないね。それが成り立つのは PMOS が回路のゲイン・ブロックとして正常に動作しているときだけだ」とアドバイスしました。

このような助言を受けて、Neubean 君は数式について検討してみることにしました。

「PMOS のゲートに対する PMOS のソースの応答を直接モデル化できたらどうなるのだろう。つまり、 $V(V_S)/V(V_G)$ はどうなるのか」。このように考えた Neubean 君は、ホワイトボードに次のような式を書きました。

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{A}{(1 + \frac{s}{\omega_A})} \times \frac{gm \times R_1 + s \times R_1 \times C_G}{gm \times R_1 + s \times R_1 \times C_G + (1 + \frac{s}{\omega_G})}$$

ここで、 ω_G は以下の式で表されます。

$$\omega_G = \frac{1}{R_G \times C_G}$$

また、 A はオペアンプのゲイン、 ω_A はオペアンプの極です。

もう 1 つ、Neubean 君は以下の式も書きました。

$$\frac{V_S}{V_G} = \frac{gm + s \times C_G}{gm + s \times C_G + \frac{1}{R_1}}$$

Neubean 君は、すぐに重要な項である g_m について確認しました。MOSFET では、 g_m は以下の式で表されます。

$$g_m = \sqrt{2 \times K_n \times I_d}$$

図 1 の回路を見直していたとき、Neubean 君は閃きます。 R_{SENSE} を流れる電流がゼロのとき、PMOS を流れる電流はゼロのはずです。電流がゼロであれば、PMOS は事実上オフになっているということになります。つまり、このとき PMOS は使用されておらず、バイアスもなければゲインもありません。したがって、 g_m はゼロになります。 $g_m = 0$ のとき、 V_S/V_E は 0 Hz において 0、 V_S/V_G は 0 Hz において 0 です。したがって、ゲインはなく、図 3 のプロットは妥当であるかもしれません。

故意に不安定な状態を作り出す

上記の新たな事実を基に、Neubean 君は急いで I_{SENSE} をゼロ以外の何種類かの値に設定してシミュレーションを実施してみました。

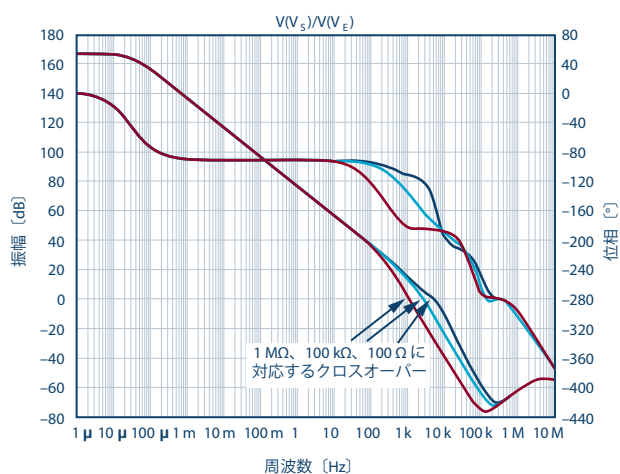


図 5. エラー電圧からソース電圧までの周波数応答。
検出電流がゼロではない場合の結果です。

図 5 は、より標準的な V_E から V_S までの応答の振幅/位相を示したものです。0 dB より大きい部分と 0 dB 未満の部分で交差している箇所、つまりはクロスオーバーの部分も含まれています。約 2 kHz の辺りを見ると、100 Ω では位相余裕が大きく、100 kΩ ではやや小さく、1 MΩ ではさらに小さくなっています。ただ、不安定な状態ではありません。

Neubean 君は実験室に向かいました。そして LTC2063 を使用したハイサイドの検出回路を改変し、検出電流の量を増やしました。不安定な動作か、または最低でもリングングのようなものが確認できることを期待して、まず 100 kΩ、次に 1 MΩ という値の大きな R_{GATE} を挿入します。しかし、そのような現象は確認できませんでした。

Neubean 君は、まず、MOSFET のドレイン電流を増やすために、 I_{SENSE} の量を増やしました。次に、 R_{GAIN} の値を下げてドレイン電流を増やそうしました。しかし、どちらの方法でも、回路は不安定にはなりません。

Neubean 君は、再びシミュレーションに戻り、ゼロではない I_{SENSE} を設定して位相余裕を確認しました。不可能ではないのかもしれませんが、シミュレーションでも、不安定な状態や位相余裕の不足は確認できなさそうです。

Neubean 君は Gureux 氏に会いに行き、回路が不安定にならない理由を尋ねました。Gureux 氏は、Neubean 君に「やるべきことをやってみなさい」とアドバイスします。Neubean 君は

Gureux 氏のそうした助言には慣れているので、 R_{GATE} と総ゲート容量に依存する実際の極について検討することになりました。それぞれの値が 100 Ω、250 pF の場合、極は 6.4 MHz に現れます。抵抗値を 100 kΩ とすると極は 6.4 kHz に、1 MΩ にすると極は 640 Hz に生じます。LTC2063 のゲイン帯域幅積 (GB 積) は 20 kHz です。LTC2063 にゲインを与えると、クロズドループのクロスオーバー周波数は R_{GATE} 、 C_{GATE} による極の影響を受けて容易に下側にずれます。

そうです。不安定になり得るのです

オペアンプのダイナミクスは、 R_{GATE} 、 C_{GATE} による極の範囲まで及ぶ必要があります。そのことを理解したうえで、Neubean 君は GB 積を高めるための選択を行いました。オペアンプとして「LTC6255」を使用することにしたのです。この IC の GB 積は 6.5 MHz です。5 V の電源電圧に対応するので、この回路に直接適用できます。

Neubean 君は、LTC6255 や、100 kΩ のゲート抵抗、300 mA の検出電流を使用するという条件でシミュレーションを試みました。そして、シミュレーション上で R_{GATE} を追加しました。その結果、 R_{GATE} が大きすぎると、別の極によって回路が不安定になることがわかりました。

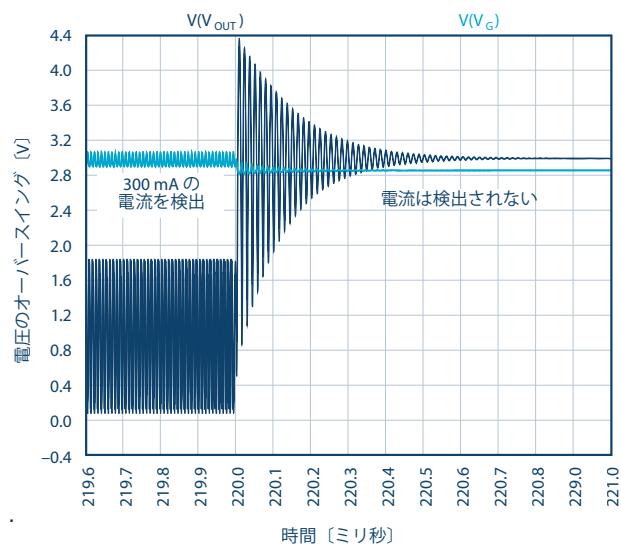


図 6. 時間領域のプロット。リングングが発生しています。

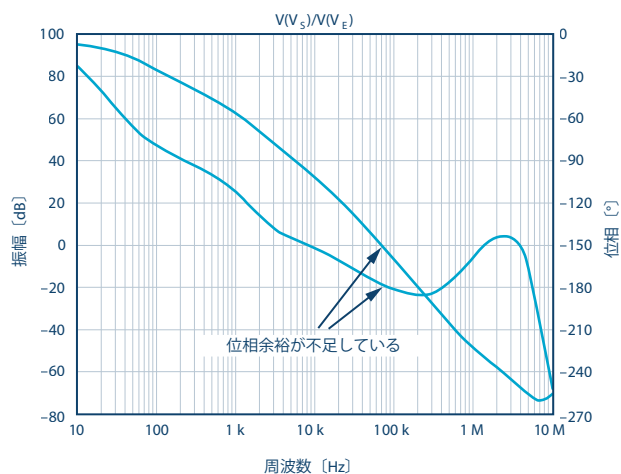


図 7. 電流を加えたときの V_E から V_S までの標準的なボード線図。位相余裕が不足しています。

図 6 と図 7 に示したのは、 R_{GATE} の値を大きくしたときのシミュレーション結果です。検出電流を 300 mA に固定したとき、不安定になることがわかります。

実験の結果

Neubean 君は、何らかの量の電流を検出している際、回路の動作が望ましくない状況になっていないかどうかを確認したいと考えました。そこで、値の異なる 3 種類の R_{GATE} を対象とし、LTC6255 の負荷電流をステップ状に変化させてみました。 I_{SENSE} は、並列の負荷抵抗を追加し、瞬時に切り替えを実施することによって、ベースとなる 60 mA から 220 mA に遷移しました。このケースでは、MOSFET のゲインがかなり小さいことはすでに示されているため、 I_{SENSE} がゼロでないケースの測定は行っていません。

図 8 に示すように、100 k Ω と 1 M Ω の抵抗を使った場合、まさに安定性が損なわれた状態になります。出力電圧に対して十分なフィルタ処理が適用されているので、ゲート電圧はリングングの検出器になります。リングングは位相余裕が小さいか、またはマイナスの状態になっていることを表します。リングングの周波数は、クロスオーバー周波数と同じ値になります。

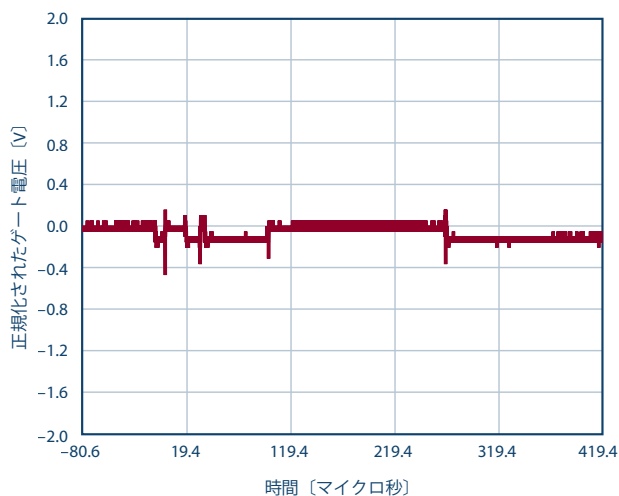


図 8. R_{GATE} が 100 Ω という条件で、ステップ電流をローからハイに変化させた結果

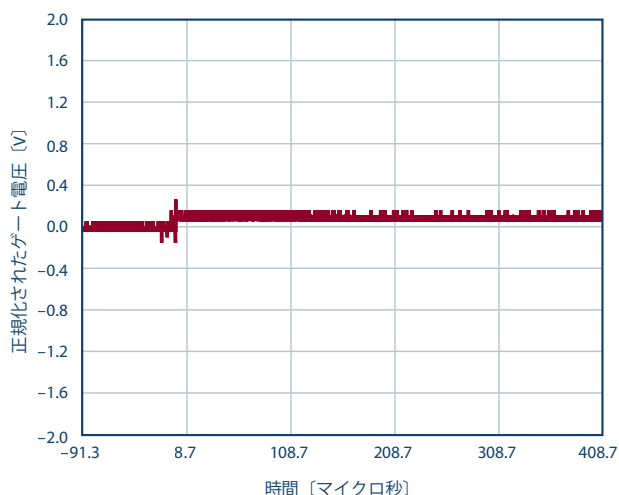


図 9. R_{GATE} が 100 Ω という条件で、ステップ電流をハイからローに変化させた結果

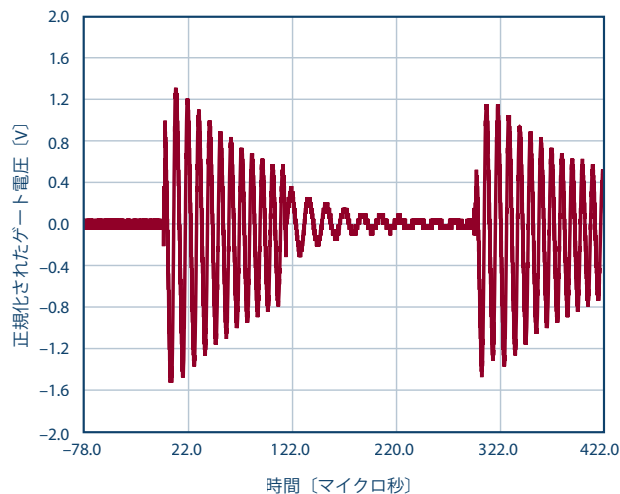


図 10. R_{GATE} が 100 k Ω という条件で、ステップ電流をローからハイに変化させた結果

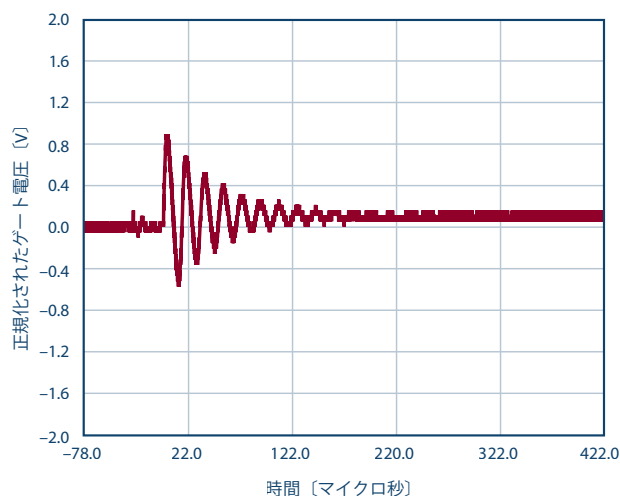


図 11. R_{GATE} が 100 k Ω という条件で、ステップ電流をハイからローに変化させた結果

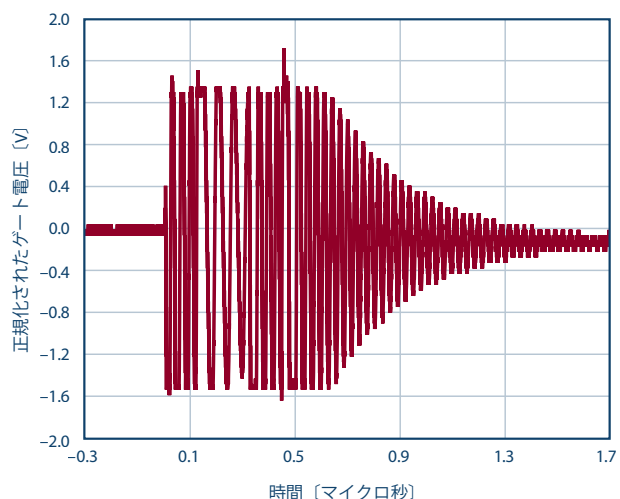


図 12. R_{GATE} が 1 M Ω という条件で、ステップ電流をローからハイに変化させた結果

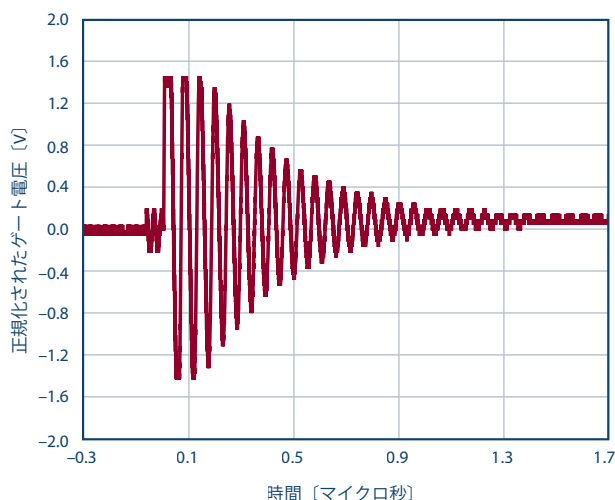


図 13. R_{GATE} が 1 M Ω という条件で、ステップ電流をハイからローに変化させた結果

ブレンストローミングのひとつき

Neubean 君は、これまでにハイサイドの電流検出用の IC をいくつも目にしてきました。そのため、残念ながらユーザーがゲート抵抗の値を決める機会はないことを理解しています。ゲート抵抗に関連するすべての部分は IC に集積されているからです。高電圧に対応するハイサイド電流検出 IC として、Neubean 君は「AD8212」、「LTC6101」、「LTC6102」、「LTC6104」を思い浮かべました。これらの中で、AD8212 は P チャンネルの MOSFET ではなく、PNP トランジスタを使用しています。Neubean 君は Gureux 氏に対して、「最近のデバイスは、ここまで議論した問題をすでに解決しているので、意味のある話ではなかったですね」と語りかけました。

まるでこのコメントを予測していたかのように、Gureux 氏は Neubean 君の言葉を遮って次のように答えました。

「例えば、遠隔に設置したバッテリー式の計測器に使用する状況を考えてみよう。その場合、オペアンプの消費電流は可能な限り少なく抑えたいはずだよね。また、入力オフセットにドリフトが発生しない製品が必要になるはずだ。このような場合には、メインのオペアンプとして LTC2063 や『LTC2066』が望ましいと考えられるよね。また、そのようなケースでは、おそらく微小な電流を、おそらく 470 Ω のシャント抵抗を使って、ノイズが少ない状態で、できるだけ正確に測定する必要があるだろう。そうすると、レール to レール入力に対応できる『ADA4528』を使いたくなるかもしれない。このような場合には、MOSFET を駆動するための回路を使う必要があるね」。

結論は.....

かなり大きなゲート抵抗を使うと、ハイサイドの電流検出回路が不安定になる可能性があることは間違いありません。Neubean 君は、彼の師匠である Gureux 氏にこの結論を伝えました。Gureux 氏は、「 R_{GATE} によって、実際に回路が不安定になるケースはある。この振る舞いに気づく人がいなかったのは、問題が誤って定式化されてしまったからだろう」と指摘しました。ポイントはゲインです。今回、例にとった回路では、ゼロではない信号を測定するためにゲインが必要でした。

Gureux 氏は次のように答えました。

「確かに、クロスオーバーのポイントで極が位相余裕を侵食していたら、リングングが発生することになるだろう。ただ、君がゲート抵抗として 1 M Ω という値を使用したのは馬鹿げている。100 k Ω でも常識はずれだ。1 つ覚えておくべきことがある。ゲート容量の電圧を一方のレールともう一方のレールの間でスイングさせようとする場合、オペアンプの出力電流を制限するのは常に正しいと言える」。

Neubean 君はこの説明に納得しました。そのうえで次のような質問を重ねました。「それでは、ぼくが使用すべき抵抗の値はいくつなんですか」。

Gureux 氏は自信を持って答えました。「100 Ω だよ」。

著者:

Aaron Schultz(aaron.schultz@analog.com)は、LPS 事業部門のアプリケーション・エンジニアリング・マネージャです。システム・エンジニアリングの領域で、設計とアプリケーションに関する多くの役割を担っています。バッテリー管理、太陽光発電、調光用の LED 駆動回路、低電圧かつ大電流に対応する DC/DC 変換、高速の光ファイバ通信、先進的な DDR3 メモリの研究開発、カスタム・ツールの開発、妥当性検証、基本的なアナログ回路といった広範な分野を対象にしています。ただ、これまでのキャリアの中で半分以上を占めるのは、電力変換に関する業務です。1993 年にカーネギー・メロン大学、1995 年にマサチューセッツ工科大学を卒業しました。趣味はジャズピアノの演奏です。



Aaron Schultz