



テスト済み回路設計集“Circuits from the Lab™”は共通の設計課題を対象とし、迅速で容易なシステム統合のために製作されました。さらに詳しい情報又は支援は <http://www.analog.com/jp/CN0415> をご覧ください。

接続または参考にしたデバイス

AD8210	高電圧、双方向電流シャント・モニタ
LTC4367	100V 過電圧、低電圧、および逆電源保護コントローラ
LTC4441	Nチャンネル MOSFET ゲート・ドライバ
LTC2312-14	TSOT に収容した 14 ビット、500ksps シリアル・サンプリング ADC
LT1671	60ns、低消費電力、単電源、グラウンド・センス・コンパレータ
LT3433	高電圧、昇降圧 DC/DC コンバータ
ADG3304	1.15V~5.5V の低電圧動作、4 チャンネル双方向ロジックレベル変換器

ソレノイド・アクチュエータ向け
高信頼クローズドループ制御およびモニタリング・システム

評価と設計支援

回路評価用ボード

CN-0415 回路評価用ボード (EVAL-CN0415-ARDZ)

Arduino (アルドゥイーノ) フォームファクタ互換

開発ボード (EVAL-ADICUP3029)

設計および統合ファイル

回路図、レイアウト・ファイル、部品表、ソフトウェア

回路の機能とその利点

図 1 に示す簡略化した回路図は、比例ソレノイド・アクチュエータおよび 2 状態ソレノイド・アクチュエータを正確かつ効率的に駆動するための高信頼性ソリューションです。アプリケーションとしては、モーション・コントロール、ラッチ、クランプ、ブレーキ、クラッチ、比例ガス・バルブ、比例液体バルブなどがあります。

2 状態ソレノイドのアプリケーションでは、この回路は正確なクローズドループ電流制御を提供し、広範囲の電源電圧で低電圧ソレノイドを使用できます。初期引き込み電流、引き込み時間遅延、およびホールド電流を個別に調整できるため、ソレノイドを継続的に通電するアプリケーションにおいて消費電力が大幅に削減されます。

比例バルブのアプリケーションでは、この回路はフル機能のドライバ・ソリューションを提供します。すなわち、パルス幅変調 (PWM) のデューティ・サイクルと周波数は外部 PID コントローラによって直接制御可能で、周波数と振幅がプログラマブルなディザ電流を有効にして機械摩擦を低減できます。

高電圧の電流シャント・モニタにより瞬時ソレノイド電流が測定され、この測定値は更にソフトウェア制御用にデジタル化されます。フルスケール電流は 2.0A ですが、1 つのシャント抵抗を変えることで変更できます。冗長な過電流制限回路がソレノイド電流を継続的にモニタし、トリップ時にラッチオフしてコントローラに通知し、ハードウェアまたはソフトウェアの故障が発生した場合にソレノイドを保護します。電源入力回路には、最大 60V の過電圧イベントと最大 -40V の逆電圧に対する保護が含まれ、6V~24V の有効ウィンドウ内でのみ電力が有効化されて、電源過渡状態、例えばコールド・クランク時の低電圧またはロード・ダンプによる過電圧に対して予測可能な動作が確保されます。

アナログ・デバイセズ社は、提供する情報が正確で信頼できるものであることを期していますが、その情報の利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許やその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。また、アナログ・デバイセズ社の特許または特許の権利の使用を明示的または暗示的に許諾するものでもありません。仕様は、予告なく変更される場合があります。本紙記載の商標および登録商標は、それぞれの所有者の財産です。※日本語版資料は REVISION が古い場合があります。最新の内容については、英語版をご参照ください。

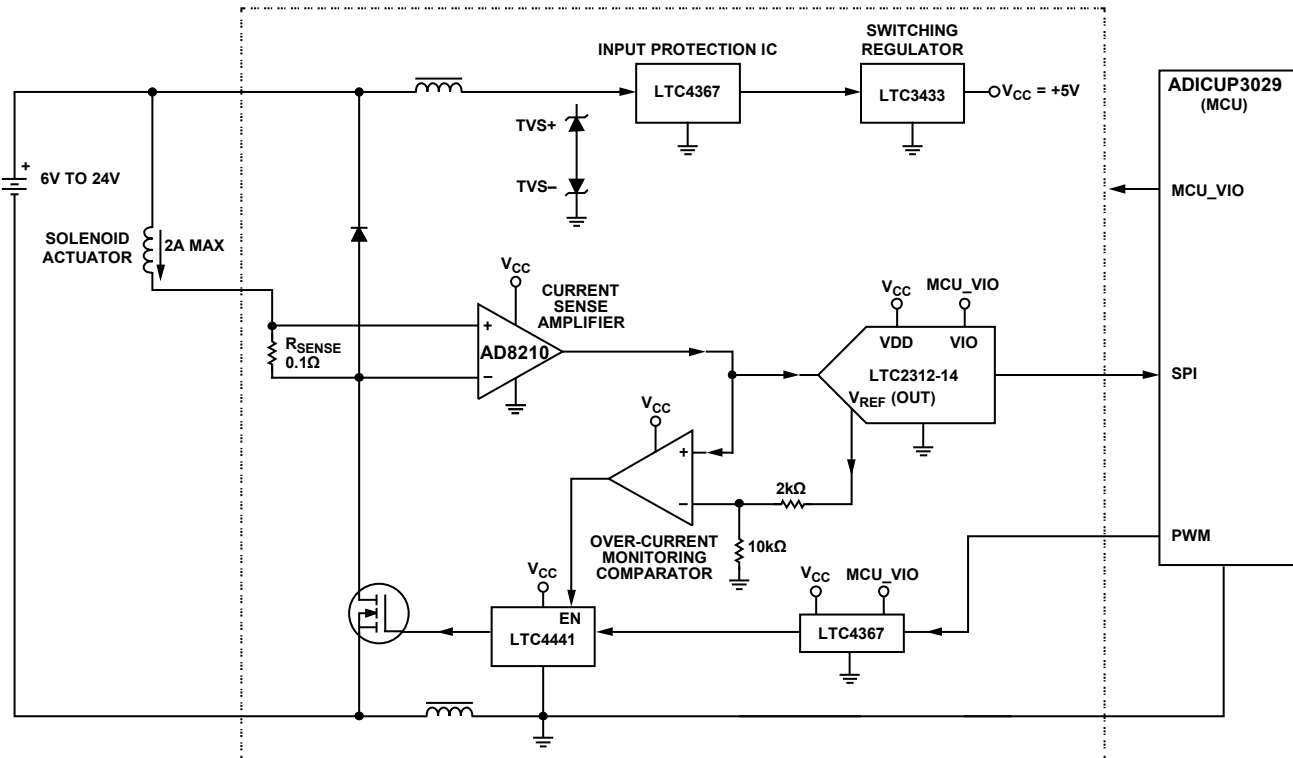


図 1.

回路の説明

ソレノイド・アクチュエータの基礎

一般的なソレノイド・アクチュエータの電気的特性は、主に誘導性および抵抗性です。ソレノイド・アクチュエータの端子間に印加される電圧により、電圧/インダクタンス (V/L) の初期勾配で電流が上昇し、最終的に電圧/抵抗 (V/R) の定常状態電流に達します。この $V/L/R$ 特性が、ソレノイドに通電したときに電流が直ちに最大レベルに達しない主な理由です。ソレノイドは集中磁場の形で電力量を蓄えます。導線内に電流が流れるときは常に、導線の周囲に磁界が発生します。ソレノイドのように導線を巻いてコイルにすると、磁界が集中します。この電磁石は電気信号によって機械式バルブを制御できます。ソレノイドに印加される実効電圧を減少させる（したがってソレノイドの電流を制御する）のに PWM を使用可能で、実効電圧は以下のように表されます。

$$V \times \text{デューティ} \cdot \text{サイクル}$$

一般に、ソレノイドは図 2 に示すように、円筒形チューブの周囲に巻かれた電気コイルと、コイル本体の内外に自由に移動もしくはスライド可能な強磁性のアクチュエータまたはプランジヤで基本的構成されます。

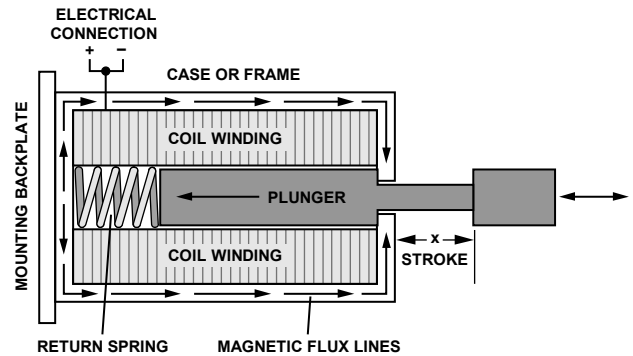


図 2. プル型リニア・ソレノイド構造

ソレノイドの電機子にかかる力は電流にほぼ比例し、電機子とコアとの間のギャップの二乗に反比例します。したがって、2 状態ソレノイドには一般に線形応答のリターン・スプリングがありますが（リターン・スプリングがない場合もある）、比例ソレノイドは電機子の変位がソレノイド電流に比例するような非線形スプリングを使用します。電機子の動きはソレノイド電流に影響を与えますが（図 3 参照）、この動きは通常、回路動作に大きな影響を与えることはありません。

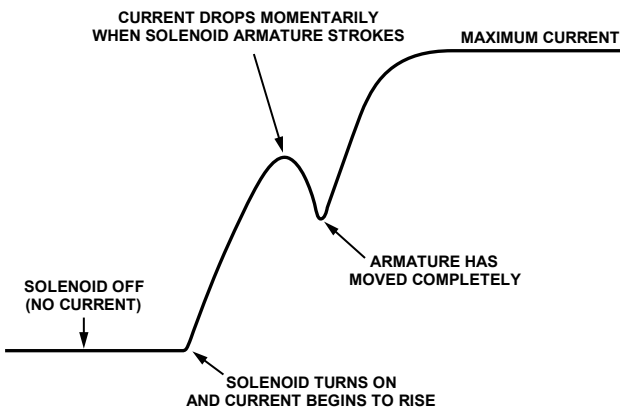


図 3. 代表的なソレノイド電流

電流検出

ソレノイド電流の測定は、特に PWM 技術が関係している場合には困難な作業です。このシステムは、ハイサイド電流検出とローサイド・スイッチからなる回路を使用します。この場合、PWM 制御スイッチはグラウンドを基準とします。誘導性負荷（ソレノイド）は電源に直接接続され、スイッチと負荷の間に抵抗シャントが配置されます（図 4 参照）。

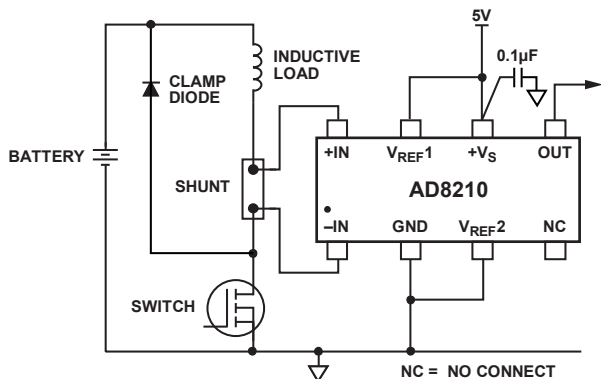


図 4. ローサイド・スイッチを使用したハイサイド電流検出

ハイサイドにシャントを配置すると、スイッチがオフになっている間でもシャントがループ内にとどまるので、循環電流を含むすべての電流を測定できるようになります。更に、ハイサイドに配置したシャントにより、グラウンドへの短絡も検出できるので、制御ループの診断機能が強化されます。

この構成では、検出抵抗のコモンモード電圧は、グラウンド（MOSFET がオン時）と入力電源より 0.4V 高い電圧（MOSFET がオフ時）の間をスイングします。単電源で動作する AD8210 は、コモンモード電圧が大きい場合に小さな差動電圧を増幅するのに理想的な差動アンプです。5V 単電源で給電された場合、動作入力コモンモード電圧範囲は-2V~+65V です。アンプのゲインは 20V/V で、高精度かつ低ドリフトの内部抵抗によって設定され、250mV ピークの最大入力フルスケール範囲から 5V の

出力電圧が得られます。AD8210 の出力は、式 1 で計算します。

$$V_{AD8210_OUT} = 20 \times RI \times I_{RI} \quad (1)$$

フルスケール設計の電流は 2A です。0.1Ω の検出抵抗では 4V の出力になり、ADC のフルスケール入力である 4.096V より若干低くなります。

検出抵抗の電力定格はフルスケール電流に対応する必要があります。設計電流が 2A の場合、消費電力は以下のようになります。

$$P = I^2 \times R = 2 \text{ A}^2 \times 0.1 \Omega = 0.4 \text{ W} \quad (2)$$

この設計では 1W の抵抗を使用しているため、2.5 倍の安全余裕があります。

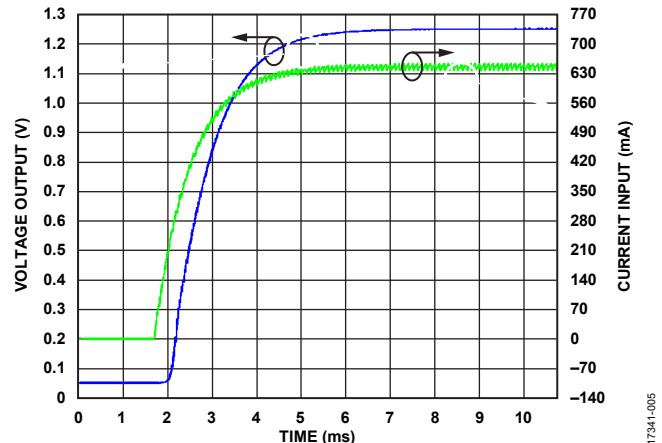


図 5. 電圧出力と R_SENSE での電流入力の関係を示すシミュレーション結果

AD8210 の-3dB 帯域幅は 450kHz で、最大 45kHz の PWM 周波数に対して十分な帯域幅です。AD8210 の出力は過電流保護回路によって直接モニタされます。図 5 に示すように、AD8210 の入力に 1 次ローパス・フィルタを配置すると、電流検出信号がデジタル化される前にリップルを低減するのに役立ちます。カットオフ周波数 f_{-3dB} は、式 3 で求められます。

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi \times R_{FILTER} \times C_{FILTER}} \quad (3)$$

ここで、

$R_{FILTER} = 50\Omega$ および $R5$

$C_{FILTER} = 4.7\mu\text{F}$ および $C2$ 、その結果、カットオフ周波数は 677Hz

信号経路には、デフォルトではバイパスされる追加の RC ローパス・フィルタが用意されています。

ADC データ・アキュイジション

ソレノイド電流は、14 ビット、500ksps のサンプリング ADC である LTC2312-14 によってデジタル化されます。LTC2312-14 は電圧リファレンスを内蔵しており、3.3V または 5V の電源電圧に対して入力範囲をそれぞれ 2.048V または 4.096V に自動的に最適化します。

内部リファレンスは低インピーダンス（代表値 1Ω）なので、追加のバッファリングを必要とせず他の回路に使用できます。EVAL-CN0415-ARDZ は ADC のリファレンスを使用して過電流閾値を正確に設定し、オプションで電流モニタのオフセットをハーフスケールに設定するのに使用することもできます。

精度条件がさほど厳しくないアプリケーションでは、ソレノイド電流をマイクロコントローラのアナログ入力に接続できます。

FET ドライバ

パルス幅変調 (PWM) は、電源のオン/オフを完全に切り替え、オン時間とオフ時間の比率を変えることによって DC 電源電圧を変える方式です。周期 (オン時間とオフ時間の合計) に対するオン時間の比が、PWM 信号のデューティ・サイクルです。

50%のデューティ・サイクルでは、電圧は周期の 50%の間オンになり、残りの 50%の間オフになります。したがって、時間平均電圧は DC 入力電源電圧の 50%となり、ソレノイドを流れる電流はそれに比例して少なくなります。更に、ソレノイドへの電流は最大電流の 50%だけです。PWM 信号の周波数 (周期の逆数) はアプリケーションによっては可変の場合もありますが、固定値に設定される場合もよくあります。多くの場合、特定のアプリケーションで動作する周波数の範囲は、以下の基準を満たす必要があります。

- PWM 周波数は、システム/アクチュエータの機械的応答より十分大きくなくてはならない
- PWM 周波数は、過度のスイッチング損失を防ぐのに十分低くなくてはならない

CN-0415 で使用する EVAL-ADICUP3029 プラットフォーム・ボードには、PWM 生成ペリフェラルが内蔵されています。コントローラの出力はスイッチング MOSFET を直接駆動できません。すなわち、3.3V のロジック・ハイ電圧では MOSFET を完全にエンハンスするのに十分ではなく、駆動強度も MOSFET を迅速に切り替えるのに十分ではないため、MOSFET が飽和状態を経て遷移することで消費電力が増加します。

LTC4441 N-MOSFET ゲート・ドライバは、6A の電流で最大 8V のゲート駆動電圧を供給し、MOSFET を迅速にスイッチングして損失を最小限に抑えることによってこれらの問題を解決します。ロジック入力は TTL 互換で、3.3V CMOS ロジックと直接インターフェースします。ドライバをディスエーブルするため、あるいはチップを強制的に電源電流が 12μA 未満のシャットダウン・モードにするために、デュアル機能の制御入力を用意されています。低電圧ロックアウトおよび過熱保護回路は、アクティブ時にドライバ出力をディスエーブルします。

過電流保護回路

通常の動作では、ソレノイド電流はソフトウェアによって制御されます。ソフトウェアの不具合や誤動作に備えて、フェイルセーフの過電流回路を組み込むことが賢明です。故障検出信号は、割り込み駆動にするか、比例積分微分 (PID) ループで検出できます。

CN-0415 では、出力ラッチ付きの LT1671 高精度コンパレータで AD8210 の出力を連続的にモニタすることによって、この PID 制御ループを実現しています。過電流閾値は R14 と R15 で設定され、これらは LTC2312-14 の 4.096V リファレンスで動作する抵抗分圧器を形成します (図 6 参照)。式 4 はトリップ電圧の式で、デフォルトでは 3.41V に設定されており、1.7A のソレノイド電流に対応します。

$$V_{TRIP} = \frac{R15}{R15 + R14} 5V \quad (4)$$

過電流状態が発生すると、コンパレータの出力により LTC4441 がディスエーブルされてラッチされます。ソフトウェアがこの状態を検出し、それに応じて動作できるように、出力はマイクロコントローラの汎用入出力 (GPIO) ピンにも接続されます。故障が解消すると、コンパレータは Q3 のゲートの立上がりエッジでリセットされます。図 6 では、ソフトウェア故障によってリセット信号がハイ・レベルのままになることがあるため、レベル・センシティブのリセットの代わりに立上がりエッジ検出器を使用しています。

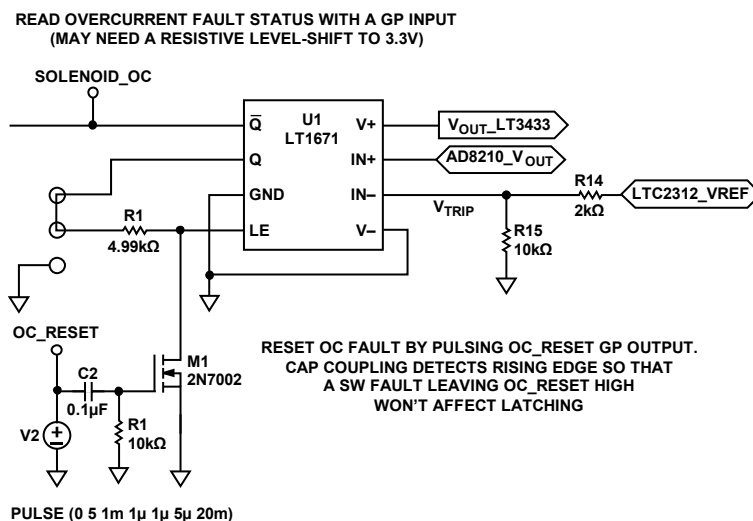


図 6. 過電流保護

電源と保護

LTC4367 の過電圧、低電圧、および逆電源保護コントローラは、信頼性の高い電源入力保護を提供します。LTC4367 は、出力が安全な動作範囲内に収まるように外付け N チャンネル MOSFET ペアのゲート電圧を制御することにより、電源入力電圧が高すぎる、低すぎる、更には負になる可能性のあるアプリケーションを保護します。また、32ms のターンオン遅延により 50Hz または 60Hz の AC がブロックされます。LTC4367 は -40V ~ +100V の電圧に耐え、2.5V ~ 60V の動作範囲で動作し、消費電流は通常動作では 70μA にすぎません。

LTC4367 は、 V_{IN} の過電圧状態と低電圧状態をモニタするための 2 つの高精度コンパレータを内蔵しています。調整可能な過電圧閾値を入力電源が超えると、外付け MOSFET のゲートが直ちにオフになり、負荷が入力から切断されます。同様に、調整可能な低電圧閾値を入力電源が下回ると、外付け MOSFET のゲートが直ちにオフになります。

過電圧 (OV) / 低電圧 (UV) の抵抗値は、以下の表 1 に示すパラメータで決定されます。

表 1. OV/UV 抵抗のパラメータ値

Parameter	Value
V_{OS}	3 mV
I_{LEAK}	10 nA
UV_{TH}	2.2 V
OV_{TH}	24 V

関連するデータシートの式を式 5 ~ 式 7 に示します。

$$R4 + R5 \leq \frac{V_{OS}}{I_{LEAK}} \quad (5)$$

$$R8 = \frac{V_{OS}}{I_{LEAK}} \times \left(\frac{UV_{TH} - 0.5}{0.5} \right) \quad (6)$$

$$R5 = \left(\frac{\frac{V_{OS}}{I_{LEAK}} + R8}{OV_{TH}} \right) \times 0.5 \quad (7)$$

これにより、分圧器の各値は表 2 に示すようになります。

表 2. 分圧器の値

Resistor	Value
R4	272.5 kΩ
R5	27.5 kΩ
R8	1.02 MΩ

産業、オートモーティブ、およびバッテリー駆動のアプリケーションでは、回路がロード・ダンプやコールド・クランクなどの様々な過渡的状況にさらされることがよくあります。オートモーティブ・アプリケーションでオルタネータによる充電中にバッテリーが切り離されると、ロード・ダンプが発生し、電源電圧が急激に上昇します。エンジンの始動時（またはその他の高負荷状態）にコールド・クランクが発生すると、バッテリーの電圧が低下します（低温で悪化します）。LT3433 の電流モード・スイッチング・レギュレータは、単一インダクタを使って昇圧と降圧の両方のレギュレーションを提供するため、これらの状況に対処できます。この回路は 4V ~ 60V の入力電圧範囲で動作し、入力電圧範囲の広い様々なアプリケーションでの使用に適しています。

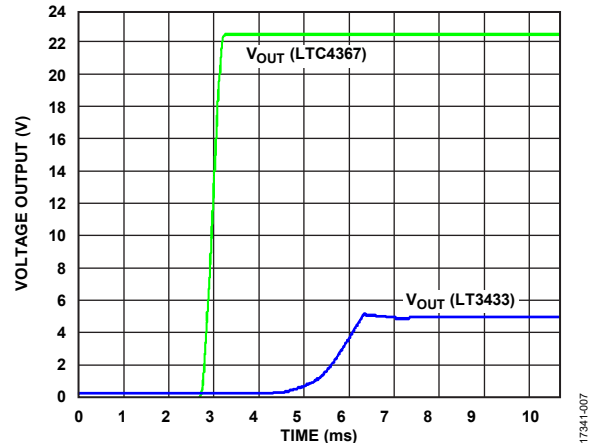


図 7. システム電源の出力電圧のシミュレーション結果

5V 電圧の安定化出力電源をアンプとデジタル・コンバータに供給する、高電圧昇降圧 DC/DC コンバータ・スイッチング・レギュレータ回路の特性を図 7 に示します。

システムの消費電力

システムが消費する推定静止電流は、表 3 に示すように、約 13mA あるいは約 180mW です。これは、6V ~ 24V 範囲の電圧入力電源を 12V に設定した場合のシステムの消費電流（シミュレーション値）に相当します。

表 3. システムの合計消費電力の計算値

IC Devices	V_{SUPPLY} (V)	I_Q^1 (A)	Watts (W)
AD8210	5	0.002	0.01
LTC4441	24	0.006	0.144
LT1671	5	0.001	0.005
LTC4367	24	0.00009	0.00216
LT3433	5	0.00094	0.0047
LTC2312-14	5	0.003	0.015
Total	N/A ²	0.01303	0.18086

¹ I_Q は静止電流。

² N/A は該当なし。

デジタル PID 制御

PID 制御ループによりソレノイド電流を正確に制御することが可能となり、電源電圧とコイル抵抗の変動が補償されます。この動作モードにより、2 状態ソレノイドに最適な駆動電流が得られ、消費電力が最小限に抑えられます。追加機能により、高い初期引き込み電流を短時間印加することが可能で、その後、電流は低い保持電流まで低下します。

PID コントローラをデジタル実装する場合、標準形式の PID コントローラは離散化する必要があります。離散化した PID コントローラは式 8 で表されます。ここで、 K_p 、 K_i 、 K_d は最初に適正值で調整する必要があります。

$$\mu = \left(K_p \times \varepsilon + K_i \int \varepsilon \times dt + K_d \times \frac{\delta \varepsilon}{\delta t} \right) \quad (8)$$

ソフトウェア・ルーチンに関してすべてを網羅した情報と詳細については、CN-0415 Software wiki を参照してください。

バリエーション回路

電流検出アンプ用に低オフセット・ドリフトを必要とし低電圧入力で動作するシステムでは、AD8418 を AD8210 の代わりに使用できます。AD8418 アンプのオフセット・ドリフトは $0.1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ であり、 $2.7\text{V} \sim 5.5\text{V}$ で動作できるため、ポータブル・アプリケーションに対する互換性が向上します。

回路の評価とテスト

以下のセクションでは、CN-0415 回路設計のテスト手順と結果の収集について概説します。ハードウェアとソフトウェアのセットアップの詳細については、CN-0415 ユーザ・ガイドを参照してください。

テストに必要な機器

- USB ポート付きで Windows® 7 以降を搭載の PC
- EVAL-CN0415-ARDZ 回路評価用ボード
- EVAL-ADICUP3029 評価プラットフォームまたは同等のインターフェース
- CrossCore® Embedded Studios (インタラクティブ開発環境 (IDE))
- 電源: $6\text{V} \sim 12\text{V}$ のベンチ電源または同等品

設計の開始にあたって

CN-0415 ユーザ・ガイドの指示に従って、サンプル・コードを CrossCore Embedded Studios IDE にロードします。

機能ブロック図

テスト・セットアップの機能ブロック図を図 8 に示します。このテストでは、システム負荷として $6\text{V} \sim 25\text{V}$ の範囲の電源とソレノイド・アクチュエータが必要です。

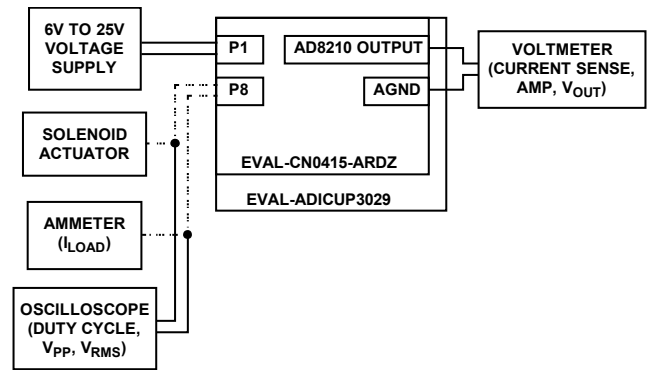


図 8. テスト・セットアップの機能ブロック図

セットアップ

図 9 に示すように、Arduino 互換ヘッダーとそれに対応するヘッダーを使用して、EVAL-CN0415-ARDZ を EVAL-ADICUP3029 ボードに取り付けて接続します。

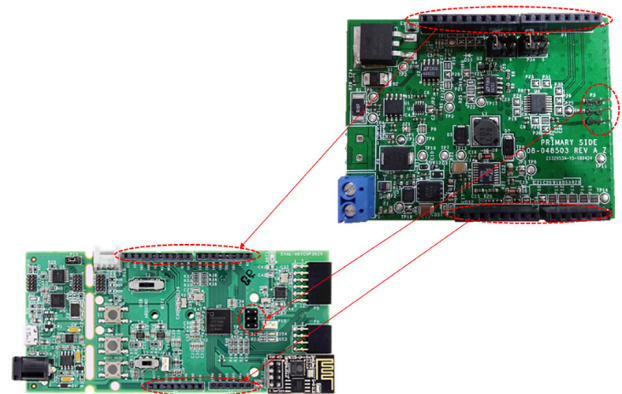


図 9. EVAL-CN0415-ARDZ と EVAL-ADICUP3029 間の接続

テスト

サンプル・コードを作成し、ソレノイド・アクチュエータを接続した EVAL-ADICUP3029 および EVAL-CN0415-ARDZ にロードすると、デバイスは PC と通信し、UART を介して各種コードをデバイスに書き込むことができます。PWM 周波数、デューティ・サイクル、およびアクチュエータの電流負荷など、評価目的に使用できる様々なコマンド・ラインを使用して回路をテストします。

テスト・セットアップおよびソフトウェアとハードウェアを組み合わせた使用方法の詳細については、CN-0415 ユーザ・ガイドを参照してください。EVAL-ADICUP3029 ボードの詳細は、EVAL-ADICUP3029 ユーザ・ガイドを参照してください。

このシステムは、インダクタンスが 20mH 、DC 抵抗が 12Ω の 12V ソレノイド・アクチュエータを使用してテストしました。使用したアクチュエータは DC プッシュプル・ソレノイドです。 12V 電源で動作し、50%のデューティ・サイクルで 6N (ニュートン) を生成できます。なお、電気的性能をテストする目的では、インダクタを代替負荷として使用できます。AD8210 から実際に出力される電圧を図 10 に示します。

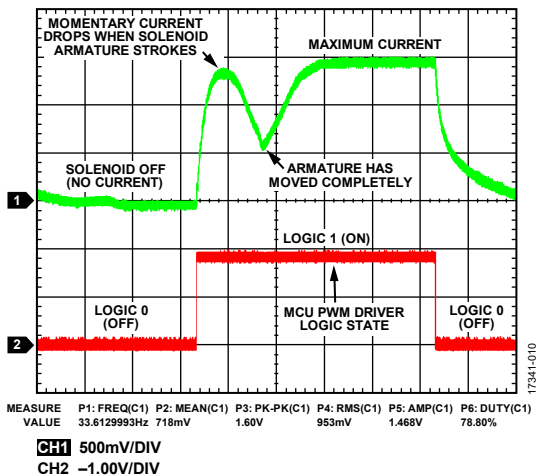


図 10. AD8210 の実際の電圧出力

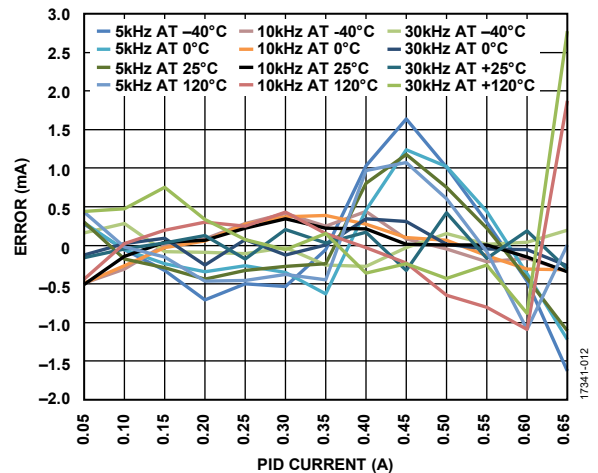


図 12. PID クローズドループのフルスケール誤差 (アンペア)

PWM ドライバの精度テスト

PWM 信号はマイクロコントローラから生成され、いくつかのアクティブ・デバイスを通過しますが、ここでデューティ・サイクルがある程度歪められます。複数の PWM 周波数で測定された、PWM の誤差とデューティ・サイクルの関係を表すグラフを図 11 に示します。この結果は、PWM 周波数が高くデューティ・サイクルが低い場合に、歪みによる誤差が明確になることを示しています。クローズドループ電流制御動作モードでは ADC から的高精度フィードバックによりこの誤差が補正されるため、この影響はそれほど重要ではありません。

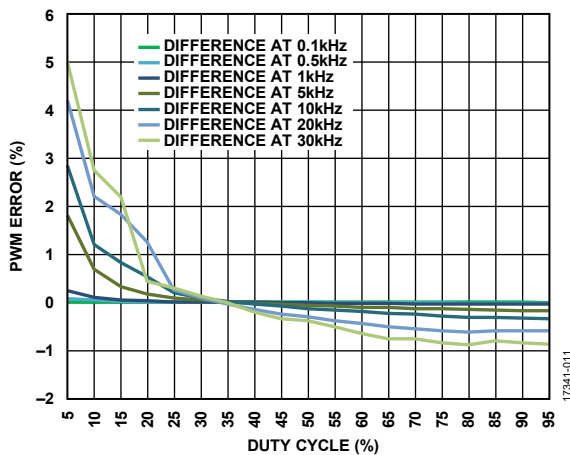


図 11. PWM の実際と理想

クローズドループ・システムのテスト

システムは、クローズドループ電流モードでもテストしました。クローズドループ電流動作モードでは、誤差の大部分はフィードバック経路内の要素（電流検出抵抗、電流検出アンプ、およびリファレンス内蔵 ADC）によって支配されます。PWM 歪み、電源電圧の変動、ソレノイド・コイルの温度係数による誤差はすべて補正されます。

様々な PWM 周波数に対する、フルスケール誤差と設定した電流の関係を図 12 に示します。ゲイン誤差は最大約 2.8mA、オフセットは最大 3mA（フルスケールの約 0.5%）です。サンプル・ソフトウェアにはキャリブレーション・ルーチンが含まれているため、初期誤差の補正が可能で、残留誤差は 1mA（フルスケールの約 0.16%）未満となっています。

更に詳しい資料

- Kester, Walt. *The Data Conversion Handbook*, Chapter 3 and Chapter 7, Analog Devices, Inc. 2005.
- MT-015 Tutorial, *Basic DAC Architectures II: Binary DACs*, Analog Devices.
- MT-016 Tutorial, *Basic DAC Architectures III: Segmented DACs*, Analog Devices.
- MT-031 Tutorial, *Grounding Data Converters and Solving the Mystery of AGND and DGND*, Analog Devices.
- MT-035 Tutorial, "Op Amp Inputs, Outputs, Single-Supply, and Rail-to-Rail Issues," Analog Devices.
- MT-101 Tutorial, *Decoupling Techniques*, Analog Devices.
- Ardizzone, John. *A Practical Guide to High-Speed Printed-Circuit-Board Layout*, Analog Dialogue 39-09, September 2005.
- MT-073 Tutorial, *High Speed Variable Gain Amplifiers (VGAs)*, Analog Devices.
- Whitlow, Dana. *Design and Operation of Automatic Gain Control Loops for Receivers in Modern Communications Systems*. Chapter 8. Analog Devices Wireless Seminar. 2006.

データシートと評価用ボード

AD8210 データシート
LTC4367 データシート
LTC4441 データシート
LTC2312-14 データシート
LT1671 データシート
LT3433 データシート
ADG3304 データシート
ADICUP3029 開発ボード

改訂履歴

2/2019—Rev. 0: Initial Version

「Circuits from the Lab／実用回路集」はアナログ・デバイセズ社製品専用で作られており、アナログ・デバイセズ社またはそのライセンスの供与者の知的所有物です。お客さまは製品設計で「Circuits from the Lab／実用回路集」を使用することはできますが、その回路例を利用もしくは適用したことにより、特許権またはその他の知的所有権のもとでの暗示的許可、またはその他の方法でのライセンスを許諾するものではありません。アナログ・デバイセズ社の提供する情報は正確でかつ信頼できるものであることを期しています。しかし、「Circuits from the Lab／実用回路集」は現状のまま、かつ商品性、非侵害性、特定目的との適合性の暗示的保証を含むがこれに限定されないいかなる種類の明示的、暗示的、法的な保証なしで供給されるものであり、アナログ・デバイセズ社はその利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許権もしくはその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。アナログ・デバイセズ社はいつでも予告なく「Circuits from the Lab／実用回路集」を変更する権利を留保しますが、それを行う義務はありません。商標および登録商標は各社の所有に属します。

©2019 Analog Devices, Inc. All rights reserved. 商標および登録商標は各社の所有に属します。