

**コードレス電動工具向け
モーター駆動回路**

デザインガイド

RD166-DGUIDE-01

東芝デバイス&ストレージ株式会社

目次

1. はじめに	3
2. 使用素子と回路の概要	4
2.1. 使用する MOSFET 素子について	4
2.2. モーター駆動回路について	7
3. 回路設計	9
3.1. 回路仕様	9
3.2. 各部の動作と設定	9
3.2.1 モーター入力電圧検出回路	9
3.2.2 モーター電流検出回路	10
3.2.3 異常検出回路	13
3.2.4 待機電力低減回路 (セルフパワーオフ回路).....	14
3.3. 回路設計上の注意	15
4. 基板設計	16
4.1. 基板パターン例.....	16
4.2. 基板パターン設計上の注意	18
5. 製品概要	19
5.1. TPH1R204PB.....	19
5.2. 本回路搭載のその他当社製品概要	20

1. はじめに

近年、電動工具市場は発展途上国のインフラ拡大や日曜大工（DIY）愛好家の増加によって、手動工具の売り上げを上回って急速に伸長しています。電動工具の売り上げは2015年には全世界で約276億ドルでしたが、2025年には465億ドルに達すると見込まれています（Future Market Insights調べ）。

また、近年の電動工具では、バッテリー技術の進歩によって軽量化、高効率化、動作時間の延長が進んだことで、使い勝手や携帯性、安全性が向上し、商用電源を用いるコード式のものからコードレス化に大きく移行しつつあります。また使用されているモーターもブラシ付きモーターから高出力かつ高効率なブラシレスDCモーター（以下、BLDCモーター）が増えつつあります。これらコードレス電動工具では、バッテリーの電気エネルギーを効率よく力学的エネルギーに変換するモーターとその駆動回路の設計が重要です。

当社では、バッテリー容量に限りがありコンパクトなコードレス電動工具でのモーター駆動に最適な、低損失で小型パッケージのMOSFET製品を豊富にラインアップしており、用途にあった最適な製品を選択いただくことができます。本デザインガイド（以下、本ガイド）では、その中から最新のU-MOS IX-H技術を採用して低オン抵抗、低スパイク電圧を実現した40 V耐圧NチャネルパワーMOSFET TPH1R204PBを使用したコードレス電動工具向け三相BLDCモーター駆動回路の設計について解説します。ここではTPH1R204PBを6個使用しますが、この製品はSOP Advanceパッケージ（5 mm×6 mm）を採用しており、基板や機器をコンパクトに構成することに役立ちます。

本ガイドで説明するモーター駆動回路（以下、本回路）では、動作をご理解いただくため矩形波駆動と正弦波駆動、2種類の駆動方式を切り替え可能な構成としております。しかしながら、現実の電動工具で駆動方式を切り替える必要性はありませんので、実際に本ガイドの回路を応用して設計される場合は、用途や使用環境などを考慮してどちらか一方、適切な駆動方式を選択してください。いずれの方式でも、回転数やトルクの制御が可能です。この制御などのためにモーター電流を検出する回路は3シャント方式としており、センサーレス制御にも対応できます。

当社のパワーMOSFETを使用してコードレス電動工具向けモーター駆動回路を設計する際の一助として本ガイドをご参照いただければ幸いです。

2. 使用素子と回路の概要

2.1. 使用する MOSFET 素子について

コードレス電動工具は、当然のことながらバッテリーによって電力を供給される一方、工具という性質上、ユーザーからはできる限りコンパクトで、長時間使用できることが強く求められます。

コードレス電動工具で使用されるバッテリーの主流は、長時間駆動（電池の大容量化）と小型化という相反する要求に対応して、ニッカド電池からニッケル水素電池、そしてリチウムイオン電池へと移行してきました。その一方で、これらの要求に対して、バッテリー側のアプローチだけではなく、電気エネルギーを力学的エネルギーに変換するモーターを駆動する回路側にも効率の改善や基板の小型化といったアプローチが求められています。

このような背景から、コードレス電動工具のモーター駆動素子としては低損失で小型パッケージのパワーMOSFETが最適です。当社ではこの要求に対応できるトレンチプロセス採用の低耐圧MOSFET製品群U-MOSシリーズを開発しており、最新の世代では30～250 Vという広い範囲の定格電圧に対応したU-MOS VIIIシリーズや、30～100 Vの電圧範囲で低いオン抵抗を実現したU-MOS IXシリーズを展開中です。それぞれさまざまな仕様の製品を取り揃えておりますので、個別の用途や仕様に従って最適な製品を選択していただくことができます。

これらのシリーズは、MOSFETで発生する損失を低減することを重視して開発されています。スイッチングサイクルの中で動作MOSFETを切り替える際に発生するスイッチング損失を低減するためにゲート電荷量 (Q_g) を小さく抑えるとともに、MOSFETに電流が流れている際に導通損失となって無駄な熱を発生させるドレイン-ソース間オン抵抗 ($R_{DS(ON)}$) も小さく抑えています。 $R_{DS(ON)}$ は Q_g とトレードオフの関係にありますが、世代とともに改善が進んでいます。

図2.1に、 Q_g および $R_{DS(ON)}$ を前シリーズU-MOS VIIシリーズと比較した結果のグラフを示します。

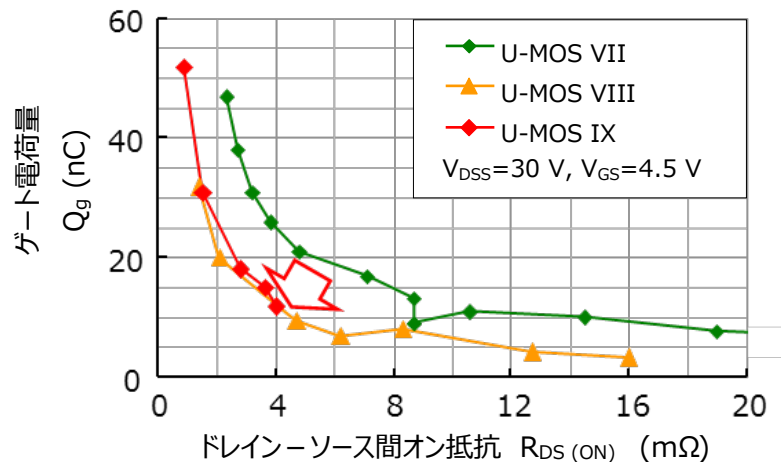


図 2.1 U-MOS シリーズのゲート電荷量とオン抵抗

さらに、最新のU-MOS IX-Hシリーズでは、逆回復動作に直接影響する出力電荷量(Q_{oss}) を小さくして逆回復損失を低減しています。図2.2はドレイン-ソース間オン抵抗と出力電荷量の積をU-MOS VIII-Hシリーズと比較したグラフです。

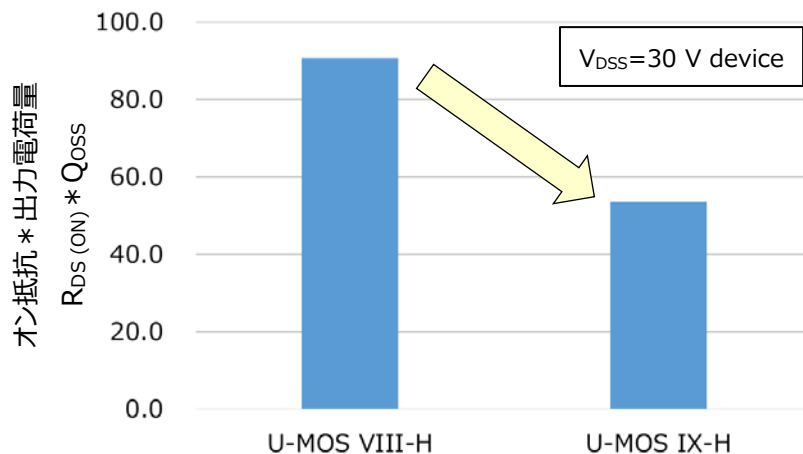


図 2.2 U-MOS シリーズのオン抵抗と出力電荷量積の比較

本ガイドでは、出力のパワーMOSFETにU-MOS IX-HシリーズのTPH1R204PBを選定してBLDCモーター駆動回路を設計しました。

本回路の動作電源電圧範囲は、コードレス電動工具で従来一般的な12 Vのバッテリーのほか、近年増えている18~21 Vのものにも対応できるように12~24 Vを想定していますが、スイッチング時のサージ電圧などを考慮してU-MOS XIIIシリーズ、U-MOS IXシリーズの中から、耐圧 (V_{DSS}) 40 Vのこの製品を選択しています。

図2.3は、TPH1R204PBのオン抵抗とドレイン電流特性です。

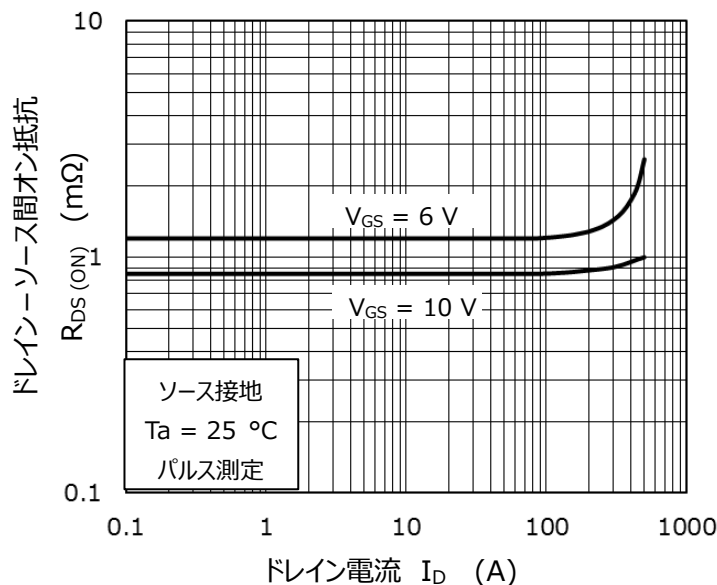


図 2.3 TPH1R204PB オン抵抗-ドレイン電流特性

ドレイン-ソース間オン抵抗 $R_{DS(on)}$ は0.85 mΩ ($V_{GS}=10 V$, $I_D=50 A$, 標準) であり、小型パッケージ (SOP Advance) に封止されていますので、熱設計や構造設計が容易になり、また長時間のバッテリー使用も実現できるため、コンパクトなコードレス電動工具向けに最適な製品です。

また、TPH1R204PBは、標準品TPH1R204PLに対して素子表面パターンの改善によって内部ゲート抵抗 (r_g) や寄生スナバー回路定数を最適化し、スイッチング時に発生するスパイク電圧を低減した低スパイク対応の製品であることも、この製品を選択した理由のひとつです。オン抵抗についてもTPH1R204PLよりも低くなっています。

本ガイドで解説する電動工具向けモーター駆動回路は三相BLDCモーター駆動用のものですが、一般的に三相BLDCモーターの駆動に必要なMOSFETスイッチングにおいては、ターンオフ時にスパイク電圧が発生します。TPH1R204PBでは主に内部ゲート抵抗などの改善により標準製品と比較してこのスパイク電圧が低減され、リングング収束も速くなっています。この結果、TPH1R204PBを使用する事によりコードレス電動工具で発生するEMIや、スパイクによるバッテリーへの印加電圧の低減、さらにはシステムの安定化に寄与する事ができます。

図2.4はスイッチングにおけるスパイク電圧を標準品TPH1R204PLと比較したものです。

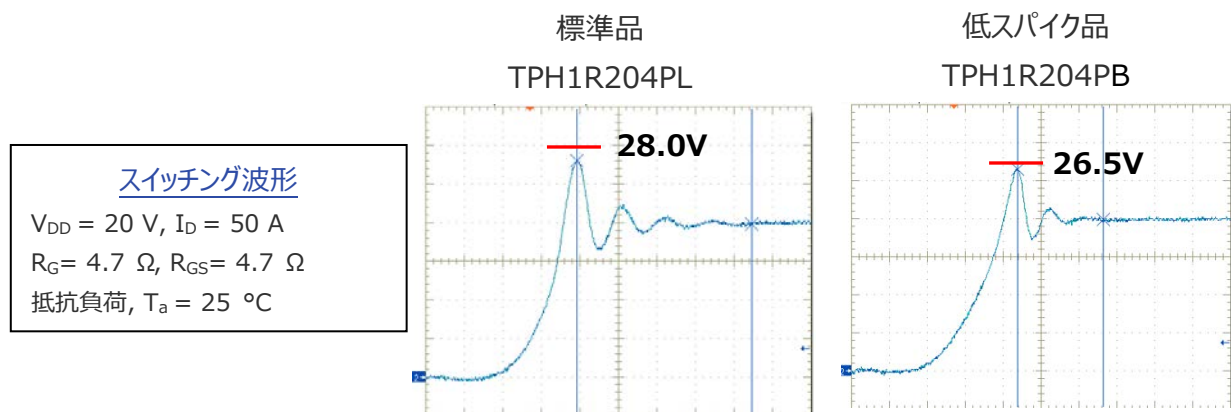


図 2.4 TPH1R204PB スwitchingにおけるスパイク電圧 (従来品との比較)

図2.5はMOSFET内部のボディダイオードにおける逆回復動作におけるスパイク電圧を標準製品と比較したものです。

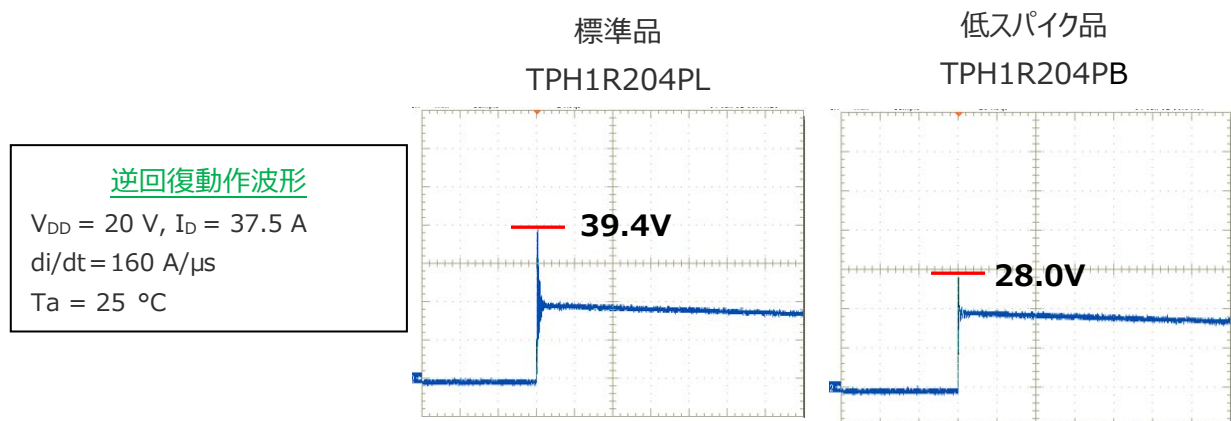


図 2.5 TPH1R204PB 逆回復動作におけるスパイク電圧 (従来品との比較)

コードレス電動工具の三相BLDCモーター駆動においては、モーター負荷のインダクタンスの影響で逆回復動作時にスパイク電圧が発生する事があります。TPH1R204PBではMOSFET内部の寄生スナバー回路の定数改善により標準製品と比較して逆回復動作時のスパイク電圧の低減ならびに速いリングング収束が期待できます。

そのほかTPH1R204PBの詳細につきましては、下記リンク先のデータシートをご参照ください。

TPH1R204PBのデータシートはこちらから →

Click Here

2.2. モーター駆動回路について

三相BLDCモーターの駆動方式には、モーター電流の波形によって矩形波駆動と正弦波駆動の2種類があります。いずれもモーターの回転位置を検出して、それに応じて電流を流す方向を切り替えることにより一定の回転力を得ています。

正弦波駆動は制御精度や効率、騒音の面で優れていますが、システムが複雑になり高価になります。一方、矩形波駆動は制御精度や効率、騒音面では正弦波駆動に劣りますが、システムは簡易で安価にできることが特徴です。

いずれの駆動方式でも、モーターのコイルに流す電流の方向を切り替えるためにモーター位置の検出が必要で、位置検出の方法としてセンサーを使う位置センサー付き制御と、使わない位置センサーレス制御の2つにそれぞれ分けられます。

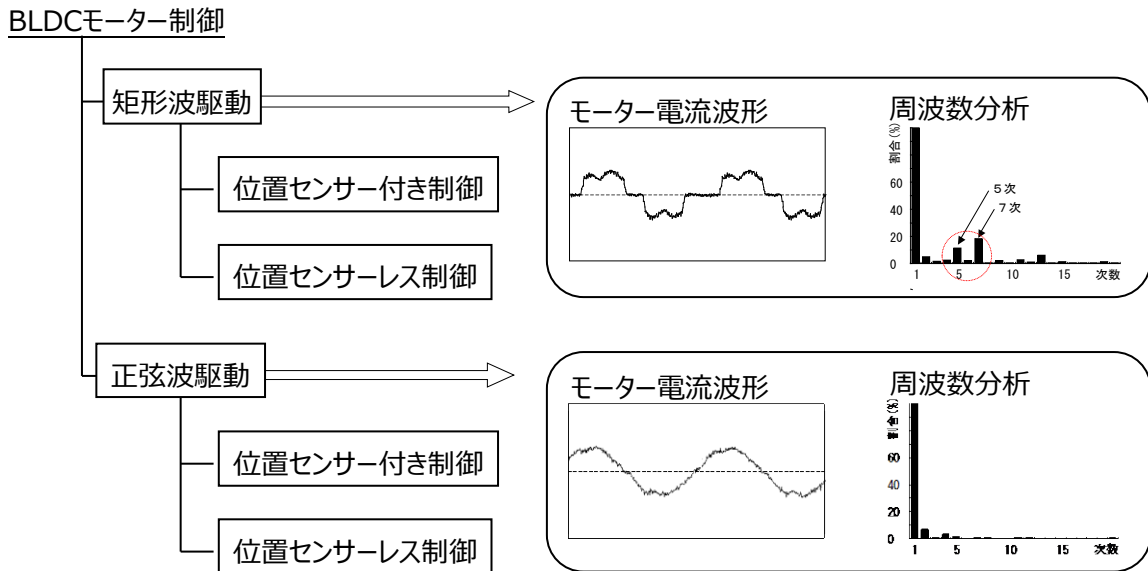


図 2.6 BLDC モーターの制御方式

位置センサー付き制御は、モーターの回転速度や回転位置を検出するセンサーを使用したモーター制御方式で、起動時のモーター位置検出を正確に行えるので低速からトルクを出すことができますが、ホールセンサー、エンコーダーなどのセンサーの実装位置精度を考慮する必要があります。また、モーターからセンサー信号出力の配線も必要となります。

一方、位置センサーレス制御は、物理的に内部へセンサーが配置できないモーターや劣悪な環境にさらされるモーターにも対応しやすく、モーターの構造を単純化することができますが、起動時にモーター位置検出を行うことができないため低速でトルクを出すことが難しいというデメリットがあります。

図2.7に、本回路のシステムブロック図を示します。

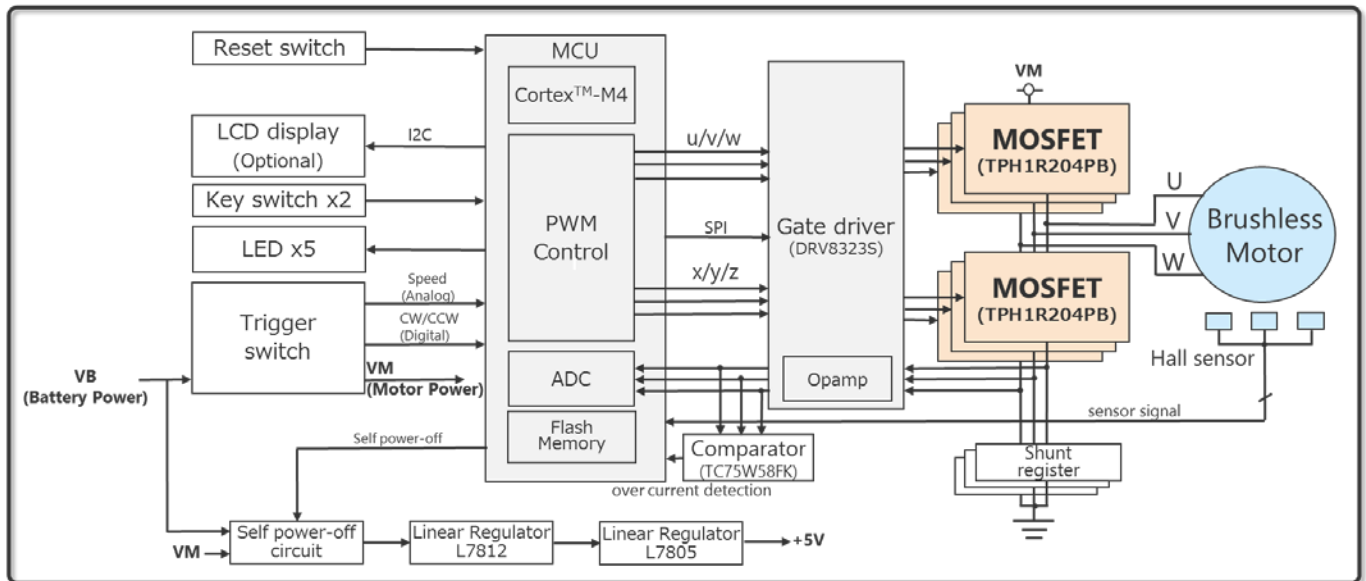


図 2.7 モーター駆動回路システムブロック図

モーターU、V、W各相を駆動する出力素子としてTPH1R204PBを各相の上側と下側に計6個使用し、これらの駆動はTexas Instruments社製のゲートドライバーDRV8323Sで行います。

本回路はホールセンサーを使った位置センサー付き制御で、矩形波駆動と正弦波駆動を切り替えて両方行えるようにしています。いずれの方式でもMCUによって回転数やトルクの制御を行うことができます。駆動方式の切り替えもMCUで行い、モーターの動作状況をディスプレイで確認しながら操作することができるようにしました。

先述したように、矩形波駆動、正弦波駆動にはそれぞれメリット、デメリットがあります。実際の電動工具では駆動方式を切り替えるようなことはなく、ご使用になる環境や仕様などからどちらかを選択することが一般的ですが、本ガイドでは解説のため、両方の方式を切り替える構成にしました。

回転数やトルクの制御などに使うモーター電流検出は各相の電流を別々に検出できる3シャント方式としており、センサーレス制御に対応することも可能です。

そのほか、基板は電動工具筐体のサイズ、スペースを考慮して、TPH1R204PBやMCUなどを搭載するメイン基板とディスプレイやスイッチなど周辺部品と接続するインターフェース基板の2枚構成としています。

以上、回路の詳細につきましてはリファレンスデザインで用意しております回路図をご参照ください。

3. 回路設計

3.1. 回路仕様

表3.1に本回路の主な仕様を示します。

表 3.1 モーター駆動回路 主な仕様

項目	値	単位
入力電圧	12~24	V
出力電力	200	W
平均電流	±20	A
最大ピーク電流	±60	A
スイッチング周波数	20	kHz
駆動方式	矩形波および正弦波駆動 位置センサー付き制御	

3.2. 各部の動作と設定

3.2.1 モーター入力電圧検出回路

モーター駆動回路全体を制御するのは MCU ですが、U、V、W 各相の上側 FET を介してモーターに印可される電圧はモーター制御を行う際に重要な要素となります。MCU は各相上側 FET のドレインが接続される電圧 VM を、モーターに印可される電圧として常に監視しており、各種制御や脱調回避などに使用しています。

図 3.1 に本回路のモーター入力検出回路を示します。本回路では、バッテリー電圧 VB を直接抵抗 R14、R15 で分圧して検出しています。VM はトリガースイッチを介して VB 電圧が直接供給されています。

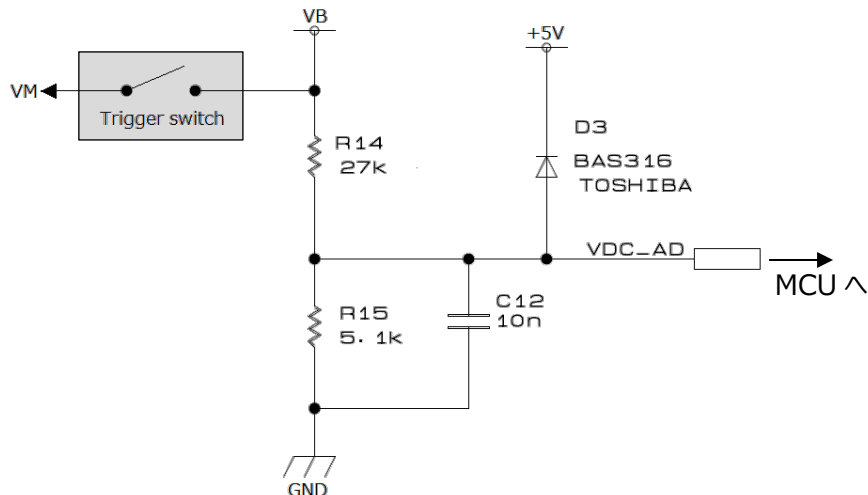


図 3.1 モーター入力電圧検出回路

検知電圧として MCU に入力される電圧 VDC_AD は、下記の計算式で算出されます。

$$VDC_AD = \frac{R15}{R14 + R15} \times VB$$

抵抗分圧を採用しているため、抵抗誤差も考慮する必要があります。図 3.2 に交差 1%の抵抗を選定した場合の誤差分布グラフを示します。

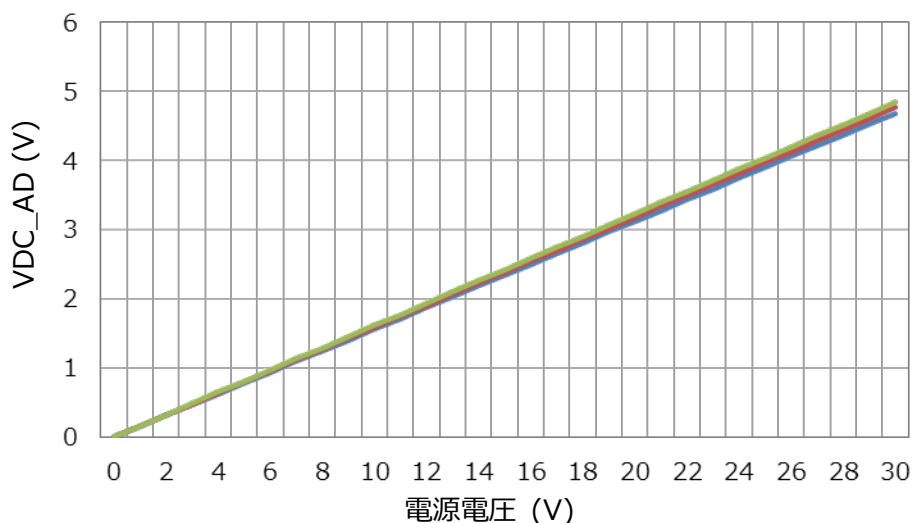


図 3.2 VDC_AD 誤差分布図

3.2.2 モーター電流検出回路

モーターの制御や異常時の保護などのための電流検出回路は、U、V、W 各相の下側 MOSFET のソースにシャント抵抗を外付けした 3 シャント方式となっています。各相のモーター電流によってそれぞれのシャント抵抗で発生する電圧は、ゲートドライバ DRV8323S 内蔵のアンプで増幅されて MCU の AD コンバーターに入力され、モーターの回転数やトルクの制御のための信号として使用されます。また、この信号はそれぞれコンパレータにも入力され、基準電圧と比較しています。一定以上の電流が流れて電流検出信号が基準電圧を超えると、異常と判定して MCU に信号を送って保護動作を行います。

図 3.3 に 3 シャント方式の各相出力とモーター周辺の回路図を示します。

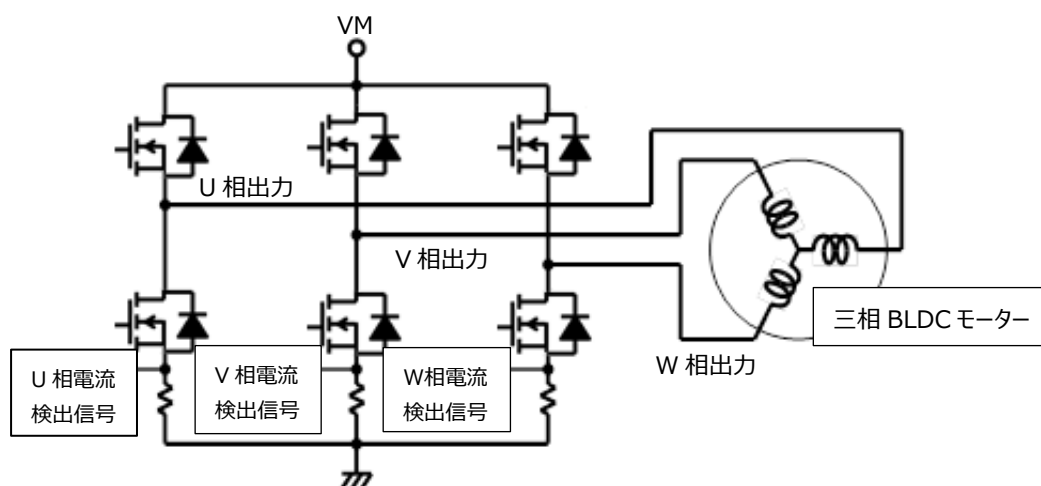


図 3.3 3 シャント方式の各相出力およびモーター周辺回路図

各相の下側 MOSFET と GND の間にシャント抵抗を取り付けます。次ページ図 3.4 にこの回路でシャント抵抗の部分を抜き出したものを示します。各相の下側 MOSFET ソースと GND の間に配置した電流検出抵抗 (R48、R49、R50) の両端に発生する電圧で各相の電流を検出します。

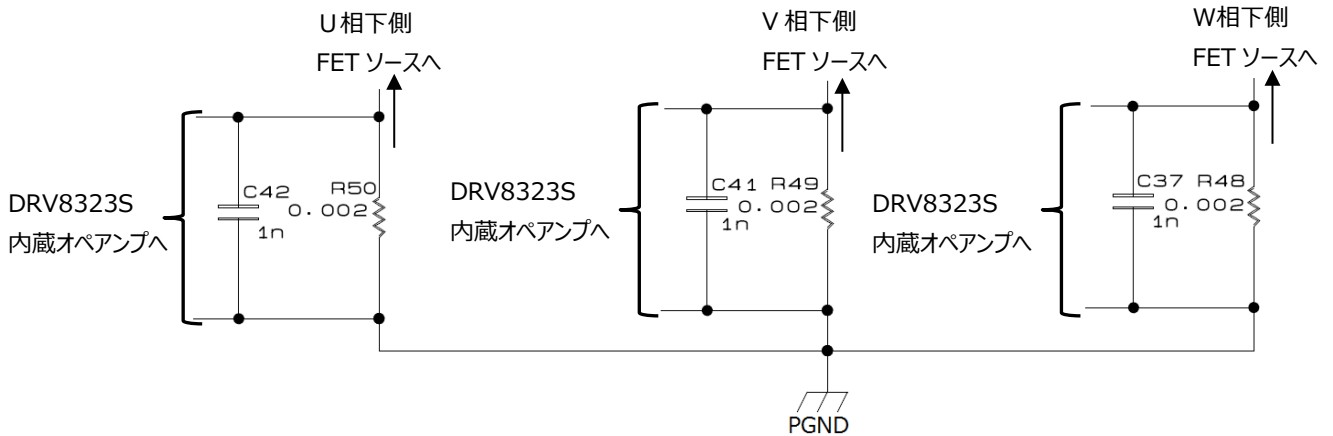


図 3.4 3 シャント方式のシャント抵抗部分

電流検出抵抗の抵抗値は、大きく設定すれば検出信号のレベルも大きくなり、電流を高精度に検出することが可能となります。その反面、消費電力 (I^2R) も大きくなるため、許容電力の高い抵抗、即ちサイズの大きな抵抗を使用する必要があります。これは小型化、省スペースが要求されるアプリケーションにおいては許容できない場合があります。

逆に、電流検出抵抗の値を小さくすると検出信号のレベルが小さくなるので、ワイヤー配線やプリント基板の配線の寄生抵抗による誤差や飛び込みノイズ等の影響を受けやすくなりますが、消費電力が小さくなるため、許容電力の低い、サイズの小さな抵抗を使用することができます。

本回路では、電動工具向けという用途を考えて、システムを小型化できるという利点や求められる精度から小さな値の抵抗を選択します。

モーター電流は、一般的に電動工具で使用されるモーターの大きさから、定常動作時 ± 20 A、瞬時動作時 ± 40 Aと想定します。この電流値と消費電力、部品サイズから、検出抵抗は抵抗値 2 m Ω 、許容電力 3 W のものと決定しました。

電流検出抵抗で発生する信号は微小レベル（瞬時最大 ± 80 mV 程度）で、MCU での直接測定が困難なため、オペアンプなどによる信号増幅が必要です。また、三相 BLDC モーターに流れる電流は双方向となるため、電流検出抵抗の両端には正負両方の電圧が発生しますが、MCU への入力信号は正の電圧が必要なので、双方向の電流を検出できるようにオフセットをかけてレベルシフトする必要があります。

本回路では、増幅用オペアンプにゲートドライバー DRV8323S の内蔵アンプを使用するとともに DRV8323S 内部にて出力にオフセットをかけています。

アンプのゲインと印加するオフセット電圧は、モーター電流により検出抵抗で発生する電圧を増幅、レベルシフトした信号の振幅が、MCU 内蔵の AD コンバーター特性の線形領域の範囲になるよう設定します。本回路では、モーターの瞬時動作電流 ± 40 A にマージンを取って、 ± 60 A が流れたときに MCU の AD コンバーター入力フルレンジいっぱいの振幅になるように設定しました。

MCU は 5 V 電源で動作しておりますので、AD コンバーター入力振幅範囲は 0~5 V になります。従って信号はこの半分の 2.5 V を中心に振幅するように、印加するオフセット電圧は 2.5 V とします。

また、ゲインは信号の最大振幅がこの範囲内に収まるように設定します。電流検出抵抗が 2 m Ω なので、 ± 60 A の電流が流れると最大で ± 120 mV の電圧が発生します。AD コンバーターの入力範囲は上記のとおり、センター値 2.5 V で最大振幅 ± 2.5 V なので、AD コンバーターの入力最大振幅を検出電圧の最大振幅で割って、以下の値が得られます。

$$\frac{2.5}{120 \times 10^{-3}} \cong 20.8 \quad (\text{倍})$$

この結果からゲインは 20 倍 (=10 dB) と設定しました。

図 3.5 に電流検出抵抗を流れる電流とアンプ出力電圧の関係を図示します。増幅回路の出力は正の差動信号に対して 2.5V を超えて増加し、負の差動信号に対して 2.5V を下回って減少します。

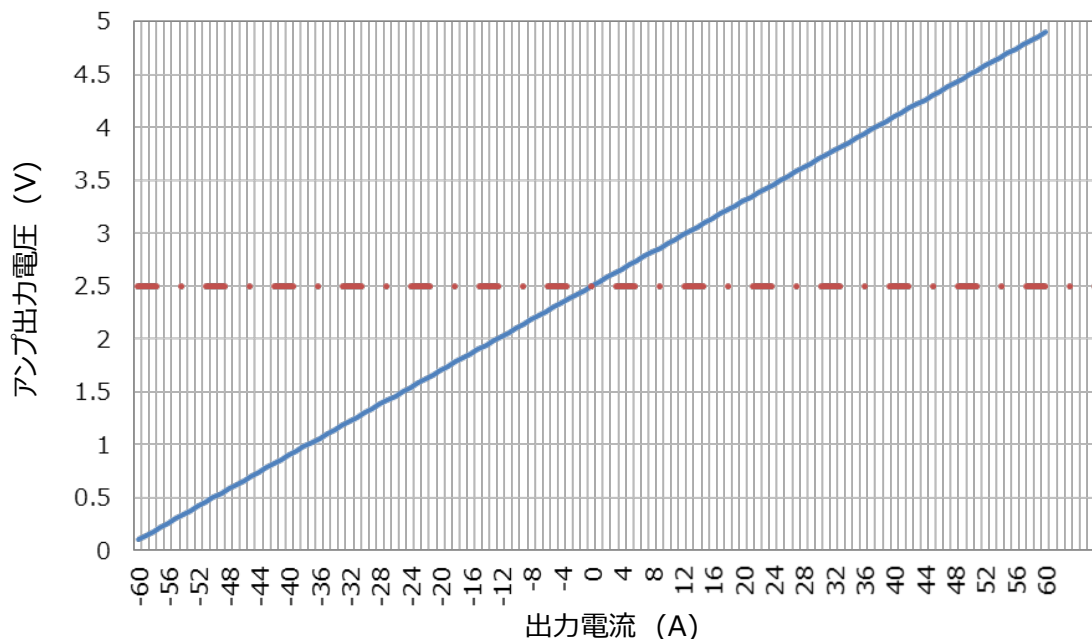


図 3.5 検出抵抗を流れる電流とアンプ出力電圧の関係

(ご参考)

各相下側 MOSFET のソースをして各相電流を一つにまとめ、1 シャント方式としてより安価に構成することも可能です。図 3.6 にこの場合の接続を示します。

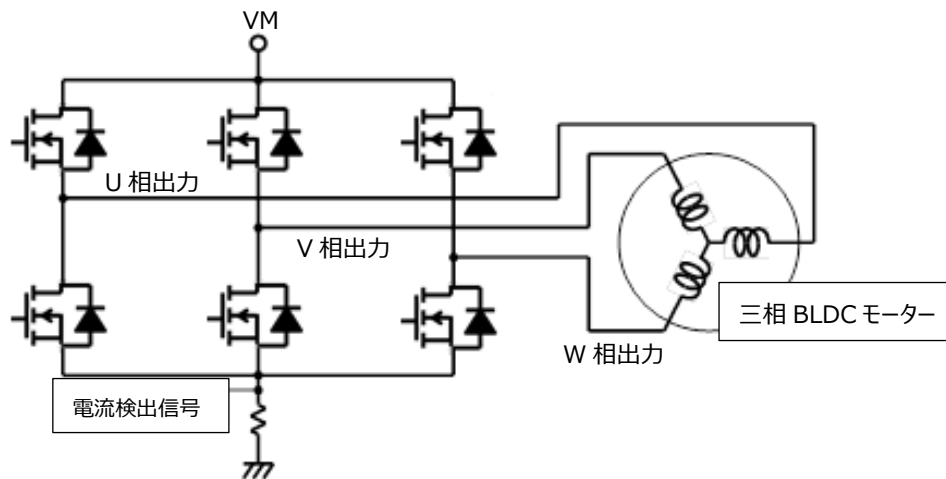


図 3.6 1 シャント方式出力およびモーター周辺回路図

GND ラインに直列にシャント抵抗を取り付け、その電圧値を MCU の A/D コンバーターで測定します。3 シャント方式と同様にオペアンプによる増幅、オフセット回路によるレベルシフトが必要です。

なお、本基板は 3 シャント方式となっておりますので、センサーの代わりにモーター電流、電圧、モーターの各種パラメーターを用いて MCU の演算推定により回転位置を算出するセンサーレス制御に対応できます。センサーレス制御の一種で、より精密な制御が求められるアプリケーションで使われるベクトル制御にも対応可能です。

3.2.3 異常検出回路

MCUがEMG (emergency) 信号を検出すると、異常検出回路が動作して出力を遮断し、保護動作を行います。図3.7に本回路の異常検出回路を示します。

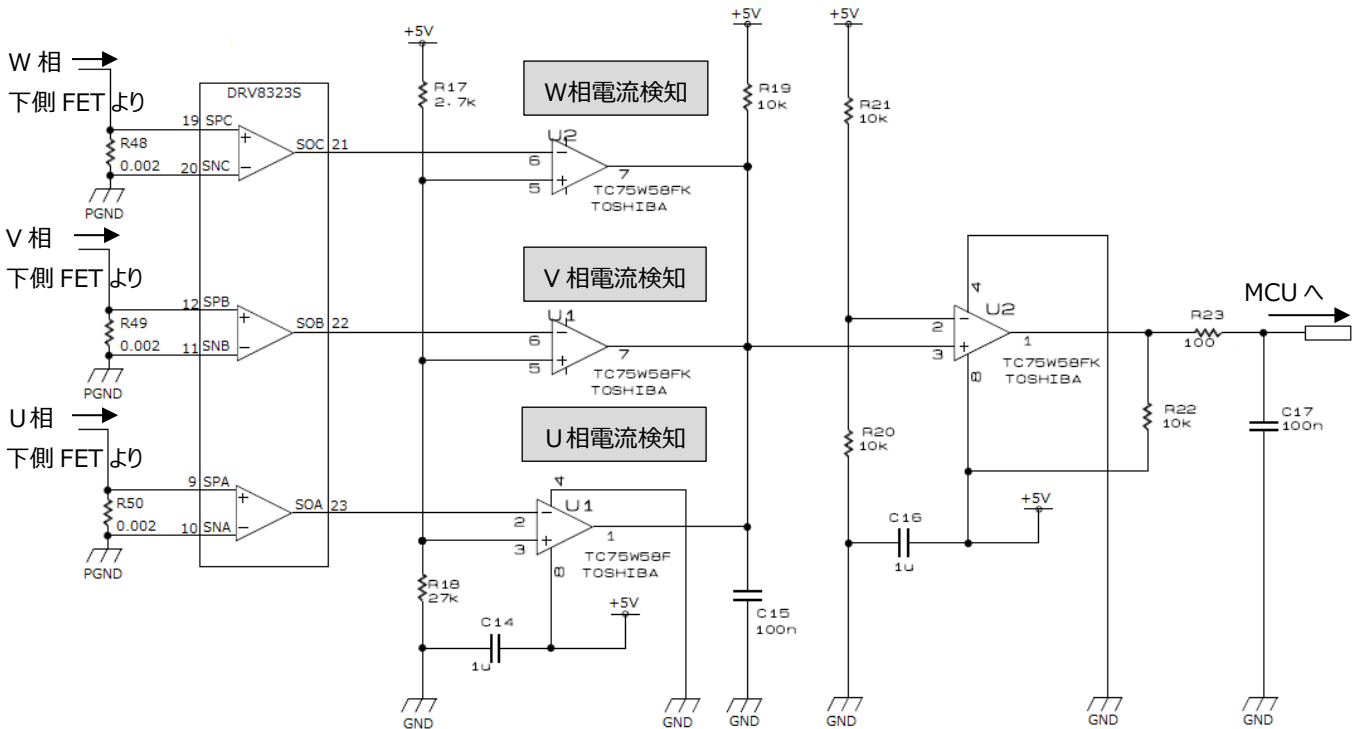


図 3.7 異常検出回路

ゲートドライバーの内蔵アンプで増幅された電流検出信号は、各相ごとにコンパレータにも入力されています。それぞれ基準電圧と比較され、どれか一つでも基準電圧を超えると、異常と判定してMCUにEMG信号を出力します。MCUはその信号を受けてゲートドライバーのMOSFET制御信号出力をオフにして動作を停止、出力を遮断します。なお、MCUはEMG信号がローレベルのときに異常と判定します。

本回路では、異常と判定する電流の閾値 V_{EMG} を50 Aとしており、それに対応する電流検出信号の電圧値は電源電圧5Vを抵抗R17とR18によって分圧した、以下計算式にて決まります。

$$V_{EMG} = \frac{R18}{R17 + R18} \times 5 (V) = \frac{27 \times 10^3}{2.7 \times 10^3 + 27 \times 10^3} \cong 4.55 (V)$$

各相の電流検出信号をアンプで増幅した信号の電圧が、この値を超えたときに、異常電流と判定します。この電圧と各相の電流の関係は、前項図3.5のグラフをご参照ください。

3.2.4 待機電力低減回路 (セルフパワーオフ回路)

本回路には、待機電流を低減するためにMCUへの電源供給を停止させる機能があります。モーターが回転していない状態が一定時間経過すると、MCUが電源制御を行っているトランジスターをOFFすることで電源を遮断し、MCUへの電源供給を遮断します。ここではMCUで2秒以上モーターへの電流がない場合にOFFしますが、ソフトウェアで適切なOFF時間を設定してください。

図3.8にこの機能のブロック図を示します。

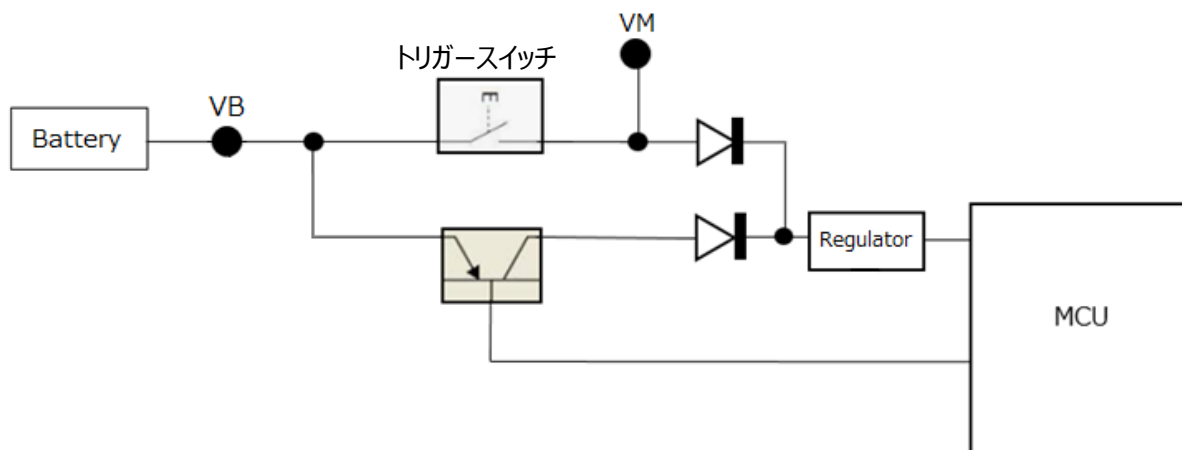


図 3.8 待機電力低減回路

3.3. 回路設計上の注意

- 絶対最大定格は複数の定格のどの一つの値も瞬時たりとも超えてはならない規格です。複数の定格のいずれに対しても超えることができません。動的動作時においても、絶対最大定格を超えることがないように、デレーティングを確保するようにご注意ください。
- 電源のバイパスコンデンサーC1、C2の容量について、本回路では基板に合わせて十分な値が確保できているコンデンサー容量値にしておりますが、電源のタイプ、電源とモーター駆動回路の配線インダクタンス、許容可能な供給電圧リップル、モーターの種類等によって必要なコンデンサー容量が変わります。一般的には、余裕をもってコンデンサー容量を設定しますが、部品のサイズも大きくなるので、コスト増加、回路基板の専有面積の増加のデメリットが発生します。実際に使用する回路、環境に合わせて、最適なコンデンサー容量の選定してください。
- 本回路構成では、ホールセンサーの出力がオープンドレインタイプを想定しております。CMOS 出力タイプを使用する場合には、プルアップ抵抗である R24,R25,R26 は不要になります (図 3.9)。

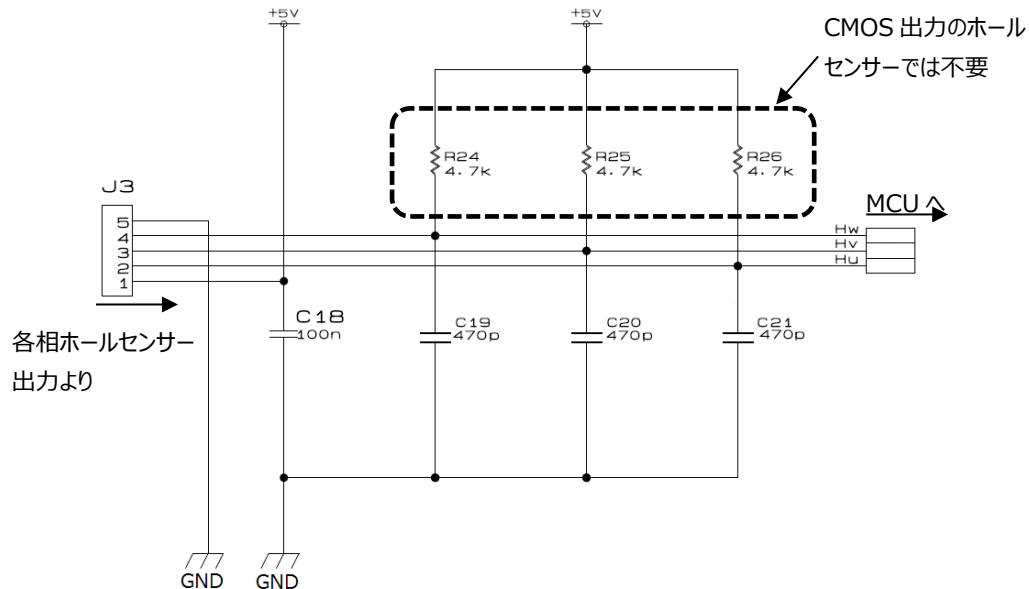


図 3.9 ホールセンサー出力回路

4. 基板設計

4.1. 基板パターン例

本回路の基板パターン例を示します。

図4.1はメイン基板の、図4.2はインターフェース基板の、それぞれ表面（部品実装面）の基板パターンです。

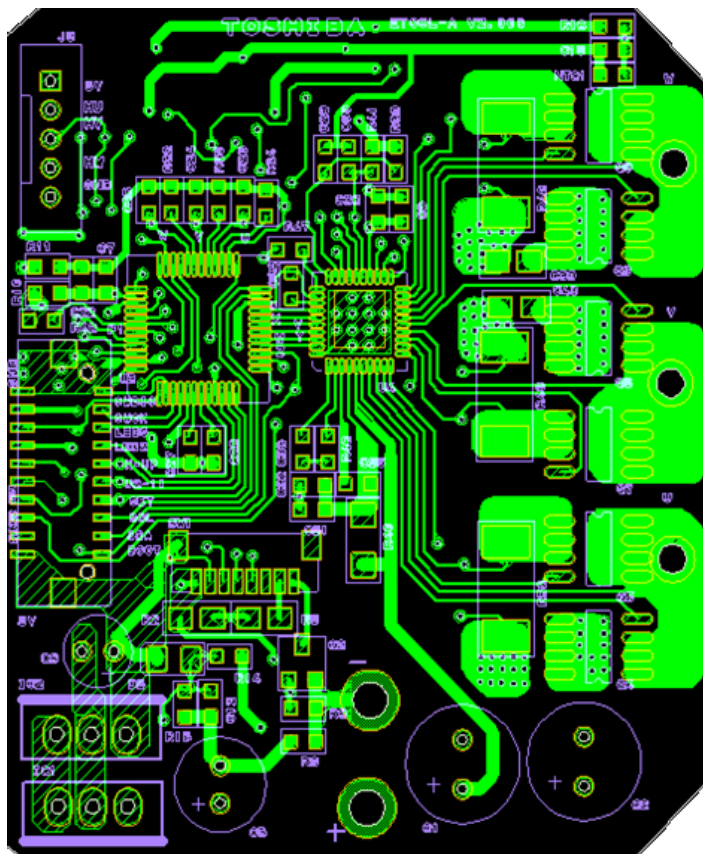


図 4.1 メイン基板表面パターン図

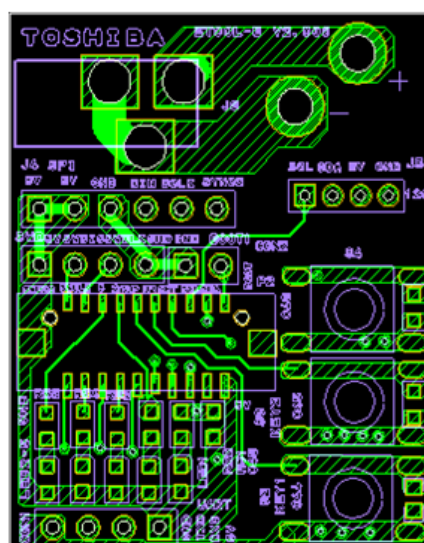


図 4.2 インターフェース基板表面パターン図

図4.3はメイン基板の、図4.4はインターフェース基板の、それぞれ裏面の基板パターンです。

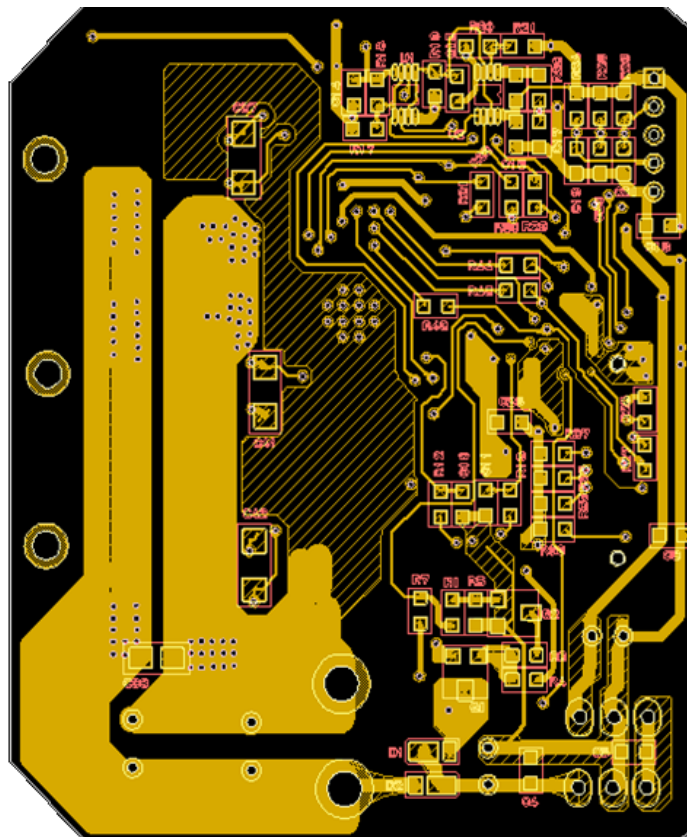


図 4.3 メイン基板裏面パターン図

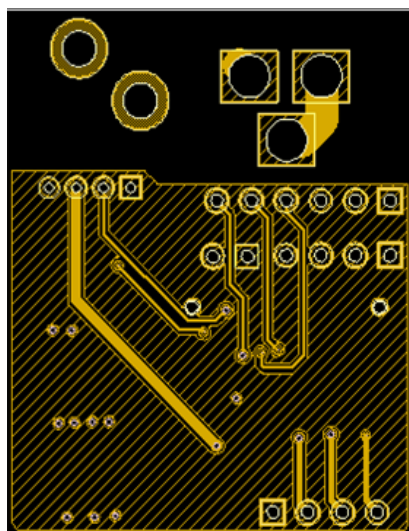


図 4.4 インターフェース基板裏面パターン図

4.2. 基板パターン設計上の注意

ここでは、基板パターンを設計する際の注意点について述べます。

- もっとも注意しなければならないのは、電流検出のために使うシャント抵抗の電圧降下に、基板パターン配線の抵抗による誤差が入らないようにすることです。このため、電流検出抵抗への配線は、抵抗のランドパターンの部分で、電流を流す配線と電圧降下を検出する配線に完全に分離して引き出し、検出電圧に配線抵抗による電圧降下分が入らないようにしてください。これにより電流を精度良く検知できますので、高精度でモーター制御を行うことが可能となります。このような配線の引き出し方法をケルビン接続と言います。図 4.5 にケルビン接続パターンのイメージを示します。

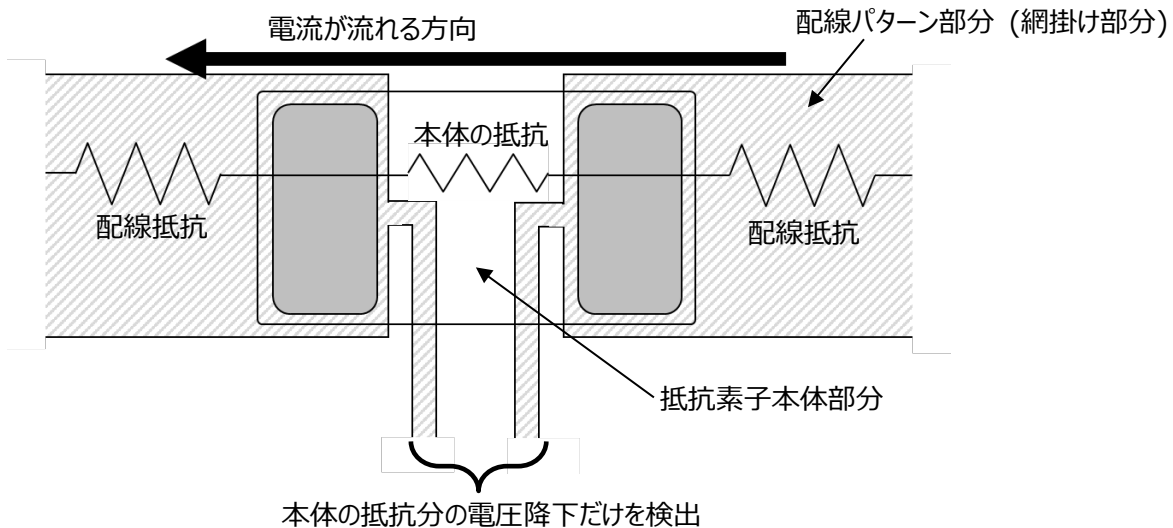


図 4.5 ケルビン接続配線イメージ図

- モーター周辺の電源、GND、および各相の出力の配線は、配線抵抗を下げるためにできるだけ配線領域を広く取り、太く配線してください。また、ノイズを拾う恐れがありますので、電源や GND のパターンがループを形成することのないよう引き回しにはご注意ください。
- 本回路のGNDはGND、PGND、AGNDなどに分かれています。これらのGNDは基板の電源バイパスコンデンサー (C1 およびC2) の接地部分の根元で、それぞれのGNDごとに配線を分割し、共通インピーダンス成分をできる限り小さくしてください。
- 本回路では、ゲートドライバーDRV8323S (C31とC32) や、MCU (C22) など各ICの電源端子と各相出力の上側パワーMOSFETのドレイン (C38、C39、C40) にもバイパスコンデンサーを配置しています。これらのコンデンサーはできるだけ端子の近くになるように配置し高周波特性の良い種別のものご使用ください。また、シャント抵抗部に並列接続するコンデンサーもシャント抵抗の極力近くに配置して、コンデンサーに直列に入る抵抗成分をできるだけ小さくしてください。

5. 製品概要

本回路で使用したパワー-MOSFET TPH1R204PB の製品概要や、その他当社製品の詳細リンク先を紹介します。

5.1. TPH1R204PB

NチャンネルMOSFET (U-MOS IX-H)

特長

- $V_{DSS}=40\text{ V}$ 、 $I_D=150\text{ A}$
- 高速スイッチング
- 小さいゲート入力電荷量: $Q_{SW}=21\text{ nC}$ (標準)
- 小さい出力電荷量: $Q_{OSS}=56\text{ nC}$ (標準)
- 低いオン抵抗: $R_{DS(ON)}=0.85\text{ m}\Omega$ (標準) ($V_{GS}=10\text{ V}$)
- 低い漏れ電流: $I_{DSS}=10\text{ }\mu\text{A}$ (最大) ($V_{DS}=40\text{ V}$)
- 取り扱いが簡単なエンハンスメントタイプ: $V_{th}=2.0\sim 3.0\text{ V}$ ($V_{DS}=10\text{ V}$, $I_D=0.5\text{ mA}$)

外観と端子配置

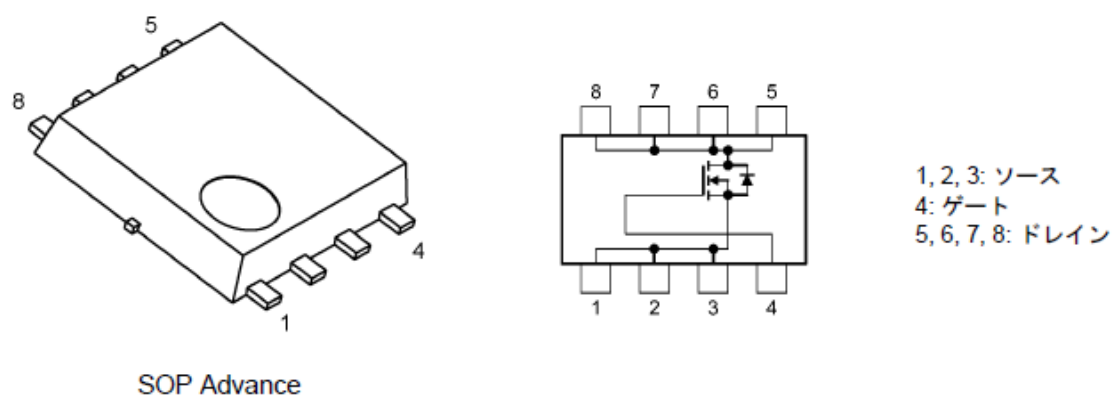


図 5.1 TPH1R204PB の外観と端子配置図

TPH1R204PBのデータシートはこちらから →

[Click Here](#)

5.2. 本回路搭載のその他当社製品概要

TPH1R204PBのほかに本回路で使用した当社製品の詳細は、下記リンク先のデータシートをご参照ください。

CMOSデュアルコンパレータ TC75W58FKのデータシートはこちら →

[Click Here](#)

ショットキーバリアダイオード CUHS15F40のデータシートはこちら →

[Click Here](#)

スイッチングダイオード BAS316のデータシートはこちら →

[Click Here](#)

PNPパワートランジスタ 2SA2056のデータシートはこちら →

[Click Here](#)

NPNパワートランジスタ 2SC6061のデータシートはこちら →

[Click Here](#)

低周波増幅用トランジスタ TMBT3904のデータシートはこちら →

[Click Here](#)

ご利用規約

本規約は、お客様と東芝デバイス&ストレージ株式会社（以下「当社」といいます）との間で、当社半導体製品を搭載した機器を設計する際に参考となるドキュメント及びデータ（以下「本リファレンスデザイン」といいます）の使用に関する条件を定めるものです。お客様は本規約を遵守しなければなりません。本リファレンスデザインをダウンロードすることをもって、お客様は本規約に同意したものとみなされます。なお、本規約は変更される場合があります。当社は、理由の如何を問わずいつでも本規約を解除することができます。本規約が解除された場合は、お客様は、本リファレンスデザインを破棄しなければなりません。またお客様が本規約に違反した場合は、お客様は、本リファレンスデザインを破棄し、その破棄したことを証する書面を当社に提出しなければなりません。

第1条 禁止事項

お客様の禁止事項は、以下の通りです。

1. 本リファレンスデザインは、機器設計の参考データとして使用されることを意図しています。信頼性検証など、それ以外の目的には使用しないでください。
2. 本リファレンスデザインを販売、譲渡、貸与等しないでください。
3. 本リファレンスデザインは、高温・多湿・強電磁界などの対環境評価には使用できません。
4. 本リファレンスデザインを、国内外の法令、規則及び命令により、製造、使用、販売を禁止されている製品に使用しないでください。

第2条 保証制限等

1. 本リファレンスデザインは、技術の進歩などにより予告なしに変更されることがあります。
2. 本リファレンスデザインは参考用のデータです。当社は、データおよび情報の正確性、完全性に関して一切の保証をいたしません。
3. 半導体素子は誤作動したり故障したりすることがあります。本リファレンスデザインを参考に機器設計を行う場合は、誤作動や故障により生命・身体・財産が侵害されることのないように、お客様の責任において、お客様のハードウェア・ソフトウェア・システムに必要な安全設計を行うことをお願いします。また、使用されている半導体素子に関する最新の情報（半導体信頼性ハンドブック、仕様書、データシート、アプリケーションノートなど）をご確認の上、これに従ってください。
4. 本リファレンスデザインを参考に機器設計を行う場合は、システム全体で十分に評価し、お客様の責任において適用可否を判断して下さい。当社は、適用可否に対する責任を負いません。
5. 本リファレンスデザインは、その使用に際して当社及び第三者の知的財産権その他の権利に対する保証または実施権の許諾を行うものではありません。
6. 当社は、本リファレンスデザインに関して、明示的にも黙示的にも一切の保証（機能動作の保証、商品性の保証、特定目的への合致の保証、情報の正確性の保証、第三者の権利の非侵害保証を含むがこれに限らない。）をせず、また当社は、本リファレンスデザインに関する一切の損害（間接損害、結果的損害、特別損害、付随的損害、逸失利益、機会損失、休業損、データ喪失等を含むがこれに限らない。）につき一切の責任を負いません。

第3条 輸出管理

お客様は本リファレンスデザインを、大量破壊兵器の開発等の目的、軍事利用の目的、あるいはその他軍事用途の目的で使用してはなりません。また、お客様は「外国為替及び外国貿易法」、「米国輸出管理規則」等、適用ある輸出関連法令を遵守しなければなりません。

第4条 準拠法

本規約の準拠法は日本法とします。