

## Technical White Paper

# 48V 車載ボディ モーター アプリケーション向けの設計上のトレード オフ



## 概要

自動車業界では、効率性の向上、より高い電力供給、従来型車両と電気自動車の両方における高度な機能のサポートの必要性から、48V 電気システムへの移行が進んでいます。この移行は多くの利点をもたらしますが、ドア モジュール、パワー ウィンドウ、ワイパー、パワー シートなどのアプリケーションで一般的に使用されるボディ モーターの設計にはいくつかの課題も生じます。本書では、設計者が 48V 電源を活用できる領域と、考慮すべきトレードオフについて説明します。

## 目次

1 はじめに.....	2
2 ボディ モーター アプリケーションにおける 48V の使用例.....	2
2.1 ドア モジュール.....	2
2.2 パワー ウィンドウ.....	3
2.3 ワイパー.....	4
2.4 パワー シート.....	5
3 48V 電源の利点.....	6
3.1 ハーフブリッジの統合を 48V で強化.....	6
3.2 48V 統合型ドライバと 12V ゲートドライバのサイズの比較.....	6
3.3 配置例の考察.....	6
4 熱と EMC の性能に関するトレードオフの検討事項.....	8
4.1 MOSFET の導通損失.....	8
4.2 PWM 中のスイッチング損失.....	9
4.3 PWM 中のスルーレートがトランジスタ温度に与える影響を示した実験結果.....	11
4.4 電磁放射に影響を与える高速スルーレート.....	13
5 まとめ.....	15
6 著者について.....	15
7 参考資料.....	15

## 商標

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

## 1 はじめに

車載電気システムは数十年にわたって公称 12V の鉛酸バッテリーシステムをベースにしてきましたが、最近 48V の電気システムへの移行が進んでいます。ボディアプリケーションの場合、このような電圧の上昇は、パワー ウィンドウ、シート調整、フロントガラスワイパー、ポンプ、ブロワなど、大量の電力を消費する各種アクチュエータの電流が低くなることを意味します。電流が低いほど、ワイヤ断面積を小さくでき、ワイヤハーネスとアクチュエータのコストと重量を削減できます。

12V システムから 48V システムへの変更を行うには、設計者は車両全体の電子機器に関する新しいトレードオフの決定を行う必要があります。本書では、以下のセクションで、モータードライバ、パワー マネージメント、インターフェイストランシーバ、その他の部品がこのトレンドによってどのように影響を受けるかについて説明します。

## 2 ボディ モーター アプリケーションにおける 48V の使用例

以下は、主要なボディ モーター 車載用アプリケーションにおける 48V システムの実装を示した簡略化ブロック図です。各設計の具体的な要件に応じて、特定のアプリケーションには他の部品が適している可能性があることに注意してください。

### 2.1 ドア モジュール

この代表的な例では、中央電子制御ユニット (ECU) が車両の CAN バス経由でドア モジュールと通信し、ロック、ロック解除、ウィンドウ制御などの機能のコマンドを送信します。48V 電源は、比較的大電流になるため、パワー ウィンドウ モーターの駆動に使用されます。電流が小さくなり、既存の 12V メカニズムを再設計するコストがかかるため、ドア内の他の機能は 12V アクチュエータとして維持できます。この場合、低電流負荷に 12V を供給するために、48V から 12V への変換を行う降圧 (バック) レギュレータが必要です。

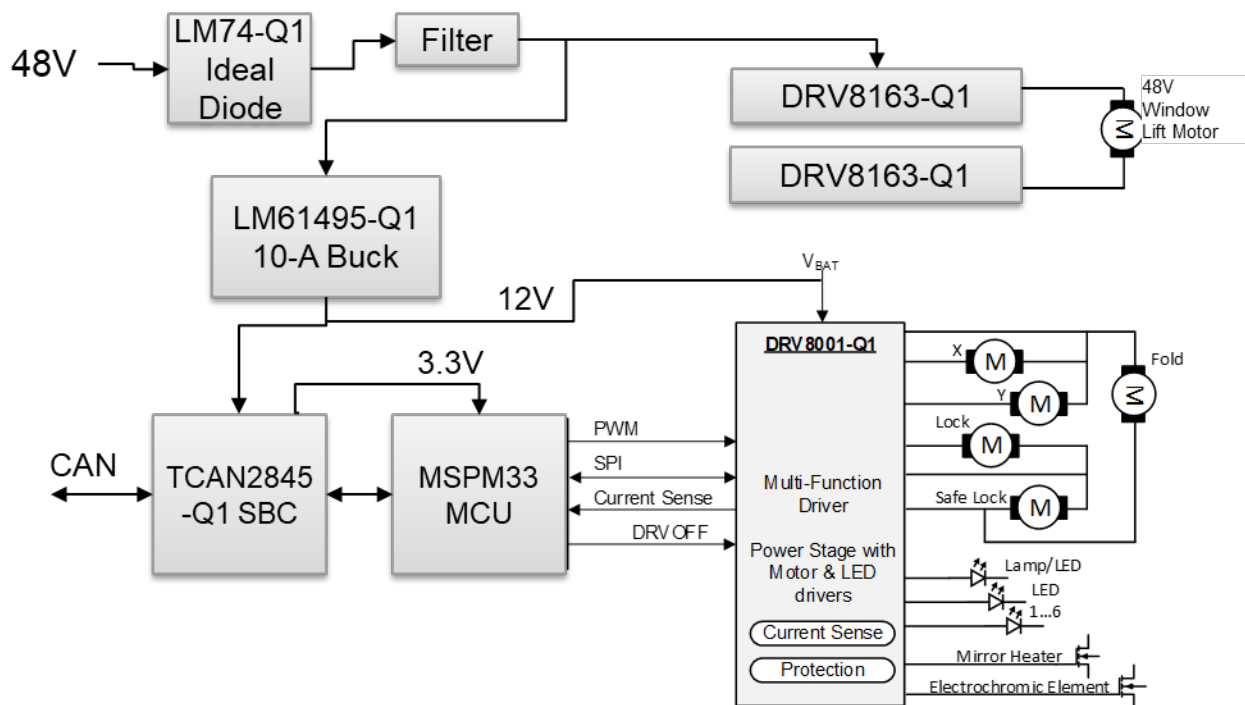


図 2-1. 48V ドア モジュールのブロック図の例

CAN システム ベースチップ (SBC) は、48V 電源が同じワイヤハーネスにバンドルされている場合、バスラインで最大  $\pm 58V$  の障害に耐えられます。降圧コンバータは 12V で最大 10A の電流をマルチファンクションドライバに供給し、マルチファンクションドライバはすべての低消費電力ドア機能を制御します。48V 電源で動作する大電力パワー ウィンドウ モーターの場合、ハーフブリッジドライバにより、電源に最大 70V を印加できます。理想ダイオードコントローラは、48V 電源ラインの逆電圧障害による損傷を防止します。ドア モジュールのすべての通信機能と機能の調整を行うのはマイコンです。この場合、CAN-FD コネクティビティとセキュリティ強化機能を搭載した 160MHz Arm® Cortex®-M33 マイコンがドア アプリケーションに適した選択肢です。

## 2.2 パワー ウィンドウ

パワー ウィンドウ機能は、ドア モジュールの一部として実装することも、専用 ECU で制御することもできます。パワー ウィンドウ システムは、ウィンドウを開閉するコマンドを受信するほか、機械的なバインディングやピンチ検出を低減する速度制御などの高度な機能を備えている場合があります。48V 電源は、ウィンドウの移動を行う DC モータを駆動します。フルブリッジドライバは、マイコンの PWM 信号を大電流のモーター駆動電圧に変換し、MOSFET を制御して、モーターの動作を制御します。

このブロック図の例では、1 つの DRV8263-Q1 フルブリッジドライバまたは 2 つの DRV8163-Q1 ハーフブリッジドライバを 48V 電源に直接接続し、ブラシ付き 48V パワー ウィンドウ モーターを制御しています。設計者は、TI の接合部温度カリキュレータ ツールを使用して、パワー ウィンドウの電流プロファイルに基づいて、どのオプションが適切かを評価することができます。[6]、[7]

降圧コンバータは、TLIN4029A-Q1 用の電源を生成します。この製品は車両の LIN ネットワークに接続されており、最大  $\pm 70V$  の障害に耐えます。

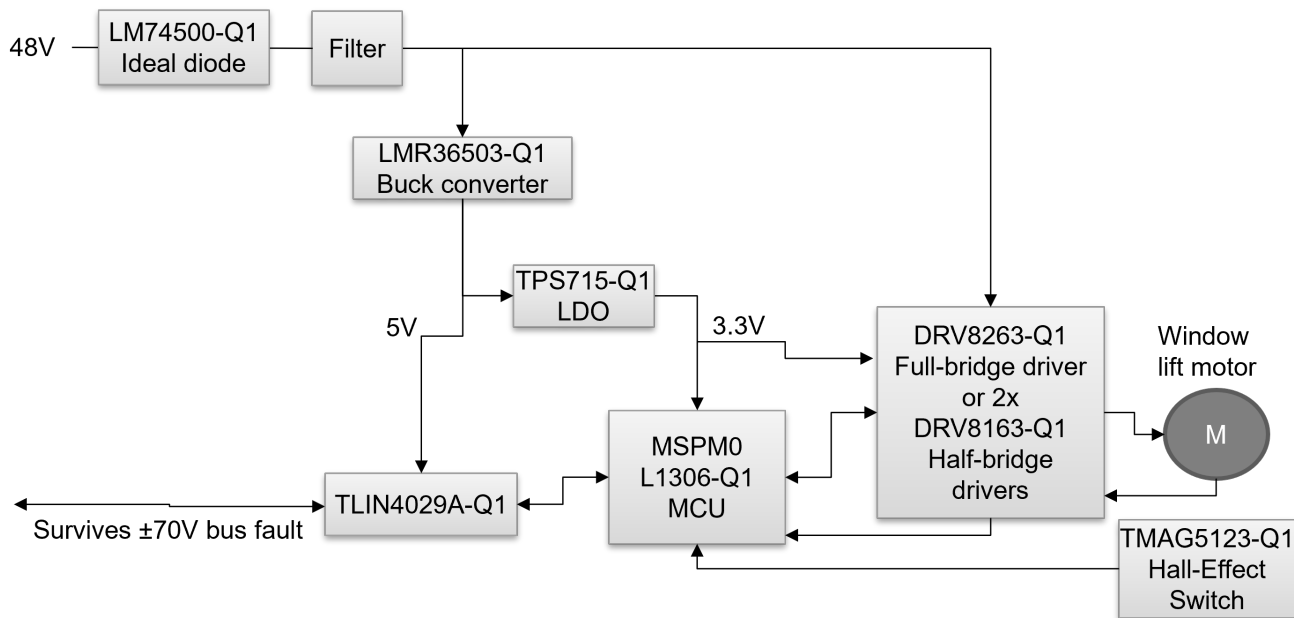


図 2-2. 48V パワー ウィンドウのブロック図の例

低ドロップアウト (LDO) 電圧レギュレータは、マイコン (MCU)、モータードライバのロジック、および位置フィードバックを行うホールエフェクト センサに 3.3V を供給します。

パワー ウィンドウの設計特性の多くは、電動サンルーフなどの他のボディ アプリケーションと似ていることに注意してください。

## 2.3 ワイパー

ワイパー システムは、48V レールから電力を供給されると、DC ブラシ付きまたはブラシレス (BLDC) のロータリー モーターを使用してワイパー機構を作動させます。ドライバは、ユーザー設定とオプションのレイン センサ入力に基づいて、モーターの速度を制御したり、駐車位置に駆動したりします。モーター電流とモーションの情報をマイコンにフィードバックし、高精度の制御を実現することができます。

通常、フロントワイパーには 2 つの速度と断続的動作があります。モーターがブラシ付きタイプの場合、速度ごとに 1 つずつ、合計 2 つの巻線があることがよくあります。新しい設計では、より効率が高く、寿命が長い 48V ブラシレス モーターを使用できます。ブラシレス モーターの速度は、電氣的整流ドライブ電圧の位相調整によって制御できます。

BLDC モーターを使用する 48V ワイパー モジュールのブロック図の例を [48V パワー ウィンドウのブロック図の例](#) に示します。

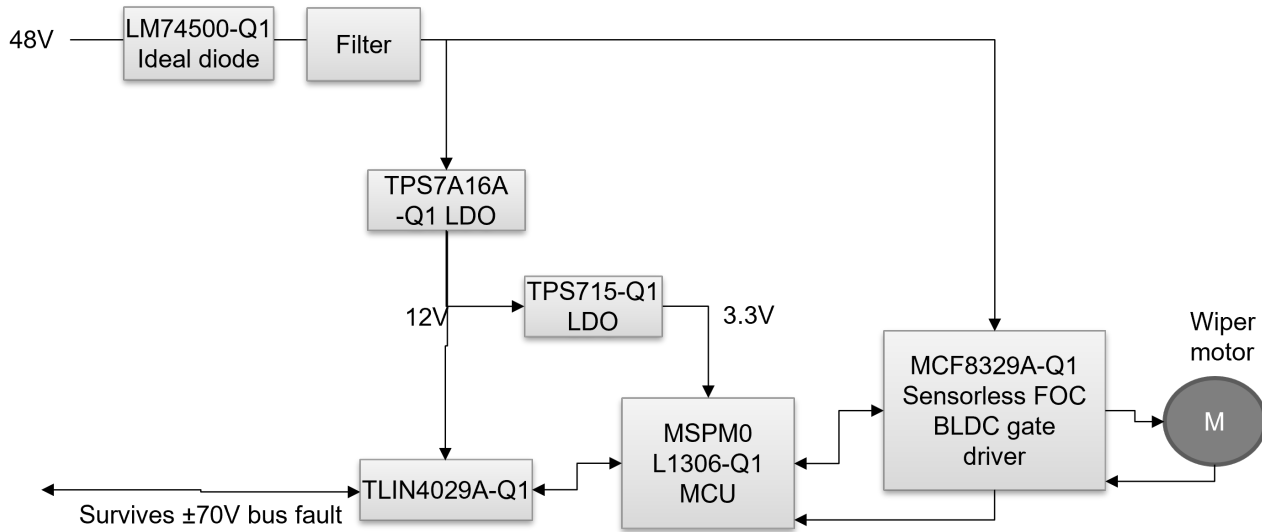


図 2-3. 48V フロントガラス ワイパーのブロック図の例

この例に示す MCF8329A-Q1 BLDC ゲートドライバには、外部回路に最大 50mA を供給できる 50mA 3.3V レギュレータが内蔵されています。このレギュレータは、チップが低消費電力スリープ モードのときは無効になりますが、ワイパー ECU への 48V 電源が上流のゾーン モジュールまたはパワー ディストリビューション ボックスによって切り替えられる場合は、TPS7A16A-Q1 レギュレータではなく、MCF8329A-Q1 に内蔵されたレギュレータを使用できます。

## 2.4 パワー シート

他のマルチファンクション ボディ アプリケーションと同様に、パワー シート システムは 48V を利用して、シート調整を行う複数のハイパワー DC モーターに電力を供給します。各モーターには、シート制御スイッチからのユーザー入力に基づいて動きを制御するための専用のフルブリッジドライバまたは共有ハーフブリッジドライバのいずれかが搭載されています。ドア モジュールと同様に、高電流モーターが最初に 48V に移行し、低電流アクチュエータは当面 12V 電源のままになります。位置調整などの断続的機能を駆動するモーターは通常、ブラシ付きモーターを使用しますが、シート ファンなど、より連続的に動作する機能は通常、ブラシレス モーターを使用します。

図 2-4 は、大電流モーターを 48V 電源から直接駆動する実装を示していますが、低電流負荷は 12V 負荷のままであり、12V 電源を生成するために降圧レギュレータが必要です。

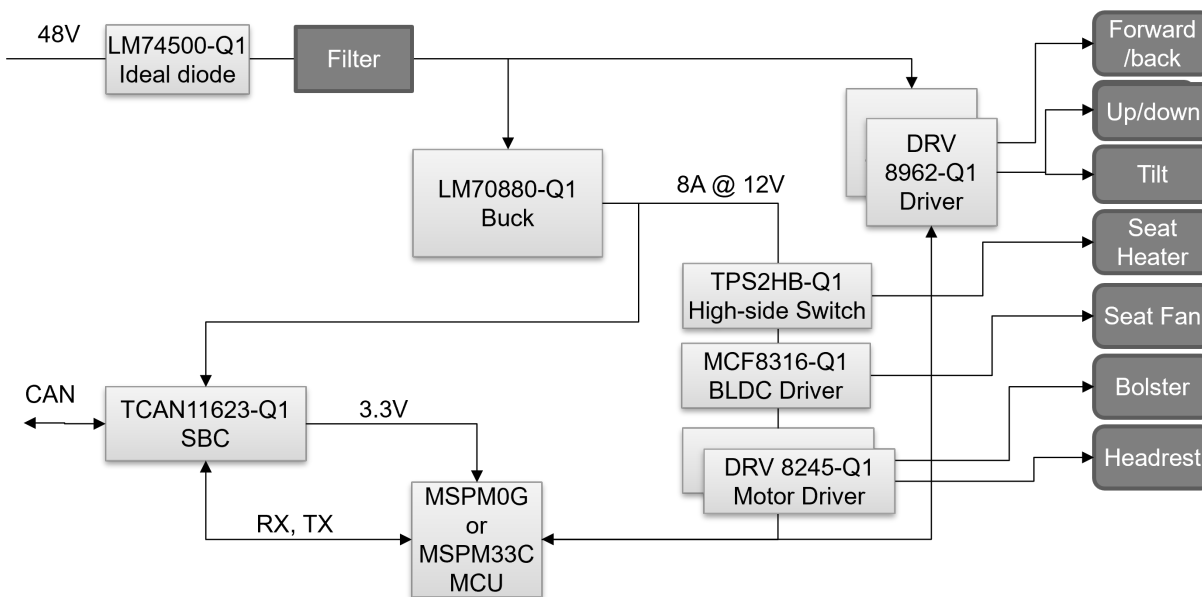


図 2-4. 48V シート モジュールのブロック図の例

### 3 48V 電源の利点

12V 電源から 48V 電源に切り替えると、ボディ モーター アプリケーションを開発する設計者にとって利点があります。これらの利点は、アーキテクチャレベルでのワイヤ ハーネスのコストと重量の削減に加えて、48V 設計で必要とされる電流の低減を活用して、高集積化、基板サイズの小型化、機能の拡張を実現します。

#### 3.1 ハーフブリッジの統合を 48V で強化

48V システムの採用に伴い、統合型モーター ドライバ IC 内でハーフブリッジの統合が増加する傾向があります。ゲート ドライバとディスクリート MOSFET を組み合わせて使用する場合に比べて、統合型ドライバ設計では以下の利点があります。

- フォーム ファクタの小型化: 複数のハーフブリッジと制御ロジックを単一のパッケージに統合すると、モーター ドライバ 回路全体のサイズを縮小できます。
- 複雑さの低減: ドライバを内蔵した設計を採用すると、基板のレイアウトが簡素化され、外付け部品数が削減されるため、設計の効率化が可能になります。
- 拡張機能: 統合型ドライバには、電流ミラーを使用した統合型の電流センス、内蔵ドライブ段の温度検出、完全統合型 診断機能、台形波制御や磁界方向制御 (FOC) などの高度な制御アルゴリズムなどの追加機能を組み込むことができます。

#### 3.2 48V 統合型ドライバと 12V ゲートドライバのサイズの比較

統合型 48V ドライバには複雑さの軽減などの利点があるだけでなく、従来の 12V ゲートドライバ実装とのサイズの比較により、興味深いトレードオフが明らかになります。

統合型ドライバ: 統合型 48V ドライバは通常、最終的なドライブ段 MOSFET とそのゲートドライブ回路を単一のパッケージに内蔵しています。RDS(on) (オン抵抗) の値が小さくなると、モータードライバのパッケージ サイズとダイのコストが大幅に増加します。したがって、電流要件が低い場合、48V ドライバは、12V ゲートドライバと外部 MOSFET の実装と比較して、同様の電力能力でより小さな基板面積を占有できます。

48V ドライバ パッケージを縮小してダイ サイズの小ささを活用する場合の 1 つの制限事項は、48V 信号を 12V 信号よりも大きな距離で他の信号から物理的に分離する必要があることです。これらの沿面距離および空間距離の仕様は、駆動電流が小さいことでダイ サイズが小さくなることにかかわらず、小型の 48V ドライバ パッケージをどれだけ小さくできるかを規定しています。

ゲートドライバおよび外部 FET: 従来の 12V ゲートドライバと外部 MOSFET を組み合わせると、特定の RDS(on) に対してより多くの基板面積を占有する可能性があります。アプリケーションに適した外部 FET を柔軟に選択できるため、RDS(on) が低くなり、放熱性能が向上する可能性があります。そのため、設計者は 12V から 48V に変換する場合の利点と欠点を評価する際に、この点を考慮する必要があります。

#### 3.3 配置例の考察

図 3-1 に、パワー ウィンドウなどの双方向ブラシ付き DC モーターの類似設計 2 つを対象にした基板サイズの比較を示します。このアプリケーションでは通常、ピーク電力は 300W 以下、標準的な動作電力は約 100W が必要です。

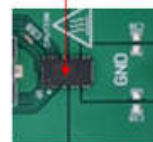
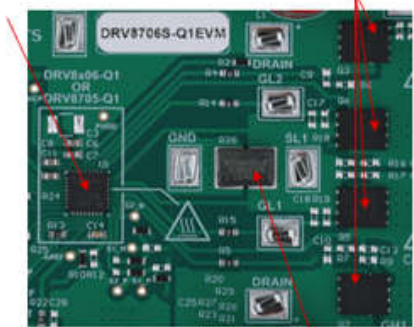
左の画像は、DRV8706-Q1 ゲートドライバと 4 つの外部 N チャネル MOSFET を使用した 12V 設計であり、ピーク時約 20A、定常状態 (ただし断続的) 動作で 8A という、パワー ウィンドウ特有のモーター電流に適しています。RDS (on) 値の小さい適切な MOSFET を選択することで、この設計を大電流にまで拡張できます。

右の画像は、DRV8263-Q1 統合型フルブリッジ モーター ドライバーを使用した 48V 設計であり、基板サイズを大幅に節約できるため、パワー ウィンドウ アプリケーションにも適しています。48V 電源での電流レベルはピークで 10A 未満であり、定常状態動作時はわずか数アンペアです。電流の低減によるドライバのサイズの小型化に加えて、この設計全体を 1 つのチップに統合することで、外付け部品のサイズが小型化され、最も重要なこととして、大きなシャント抵抗が不要になることに留意してください。

DRV8706-Q1  
2-half-bridge  
gate driver  
for 12-V systems

4x n-channel  
MOSFETs

DRV8263-Q1 2-half-bridge  
motor driver with integrated n-channel  
MOSFETs and current sense output  
for 48-V systems



3W current-sense  
resistor

図 3-1. 12V と 48V のフルブリッジ モーター ドライバ向けの基板サイズの比較

## 4 熱と EMC の性能に関するトレードオフの検討事項

自動車、特にボディ モーターにおいて、従来の 12V 電気システムから 48V システムへの移行は、熱および電磁両立性 (EMC) の大きな課題とトレードオフをもたらします。48V システムには、ワイヤ ハーネスの重量とコストの低減、効率の向上、高度な機能による電力の強化など、多くの利点がありますが、このような要因を慎重に検討する必要があります。

### 4.1 MOSFET の導通損失

240W の連続電力負荷を備えたブラシ付きモーターが必要な具体的な例を考えてみましょう。12V システムの場合、これによりモーター電流は 20A になりますが、48V システムの場合、電流はわずか 5A になります。

比較のために、どちらかの設計で電力の 99% をモーターに供給する必要があると仮定すると、ドライバ内の損失は 2.4W 以下にする必要があります。12V システムの場合、これは、ドライバ段、ハイサイドおよびローサイドトランジスタのオン抵抗が合計 6mΩ 未満でなければならないことを意味します。

$$R_{LS+HS} = \frac{P_{\text{loss}}}{I_{\text{motor}}^2} = \frac{2.4\text{W}}{20\text{A}^2} = 6\text{m}\Omega \quad (1)$$

このように RDS (on) が小さい MOSFET を内蔵したモータードライバは広く利用されていないため、外付け MOSFET を備えた DRV8706-Q1 などのゲートドライバがこれらの要件を満たす一般的な設計です。

48V システムの場合、ドライバ段、ハイサイドおよびローサイドトランジスタのオン抵抗は、ドライバでの許容電力損失が同じであれば、最大 96mΩ になることがあります。

$$R_{LS+HS} = \frac{P_{\text{loss}}}{I_{\text{motor}}^2} = \frac{2.4\text{W}}{5\text{A}^2} = 96\text{m}\Omega \quad (2)$$

DRV8263-Q1 などの 48V システム用モータードライバには、オン抵抗が通常 96mΩ 未満の MOSFET が内蔵されているため、はるかに小型の基板サイズ オプションが可能になります。

## 4.2 PWM 中のスイッチング損失

パルス幅変調 (PWM) を使用してモーターをフル スピードよりも低い速度で動作させると、話はより複雑になります。ここで、スイッチング損失と導通損失を考慮する必要があります。

ドライブ段 MOSFET がオンまたはオフになるたびに、トランジスタがリニア領域で動作している時間は短くなります。つまり、電流はゼロではなく、チャネル両端の電圧は、トランジスタが完全にオンになっているときよりも高くなります。この期間中、トランジスタの消費電力は最大に達します。図 4-1 の回路シミュレーションは、トランジスタ T1 がオン状態に電流が流れないオフ状態から切り替わるときの動作を示しています。トランジスタの消費電力は PM1 として示され、トランジスタの両端の電流と電圧が遷移中であるときに最大に達します。

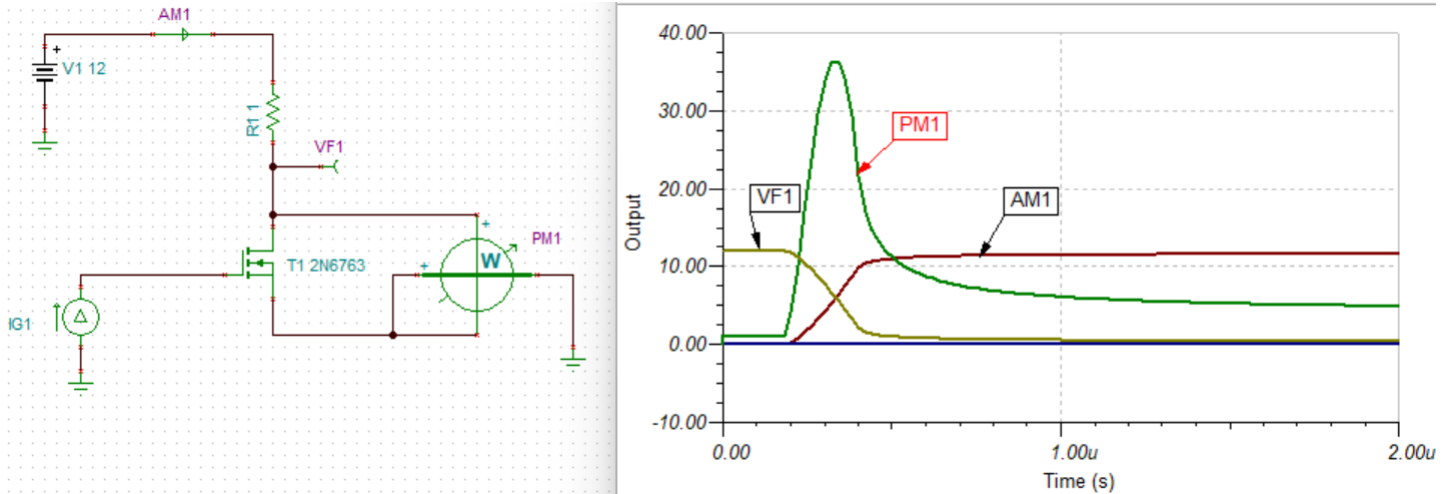


図 4-1. スwitchング消費電力を示すシミュレーション

トランジスタがオンになる前は、電流が流れていないため、消費電力は実質的にゼロであることに注意してください。トランジスタがオンになった後、動作の導通段階では、電力消費は定常電流とトランジスタ両端の電圧の積となり、比較的低くなります。

ドライブ トランジスタの瞬間的な消費電力は、ドレイン ソース間チャネル全体の電圧と、チャネルを流れる電流の積となります。瞬時電力の簡略化された数学モデルでは、立ち上がり遷移と立ち下がり遷移の両方で線形勾配を想定しています。これらの簡略化により、消費電力を以下のようにモデル化できます。

$$P(t) = V(t) \cdot I(t) \quad (3)$$

$$P(t) = I_{\max} \cdot \left(\frac{t}{t_{\text{rise}}}\right) \cdot (V_{\text{supply}} - I_{\max} \cdot 2 \cdot R_{\text{DS(on)}}) \cdot \left(1 - \frac{t}{t_{\text{rise}}}\right) + (I_{\max} \cdot 2 \cdot R_{\text{DS(on)}}) \cdot (I_{\max} \cdot \frac{t}{t_{\text{rise}}}) \quad (4)$$

同一条件での比較では、等価な 12V と 48V の場合の消費電力を計算できます。どちらの場合も、定常状態動作時に負荷に約 48W を供給するため、12V システムには 4A の電流、48V システムには 1A の電流が必要です。各ケースで MOSFET を選択し、定常状態動作時にドライブが負荷に対して 99.7% の効率を提供するようにします。つまり、MOSFET で約 160mW が消費されます。そのため、12V システムでは RDS(on) が 10mΩ の MOSFET を使用し、48V システムでは RDS(on) が 160mΩ の MOSFET を使用しています。どちらの場合も、図 4-2 に示すように、MOSFET で消費される最大瞬時電力は 12W です。

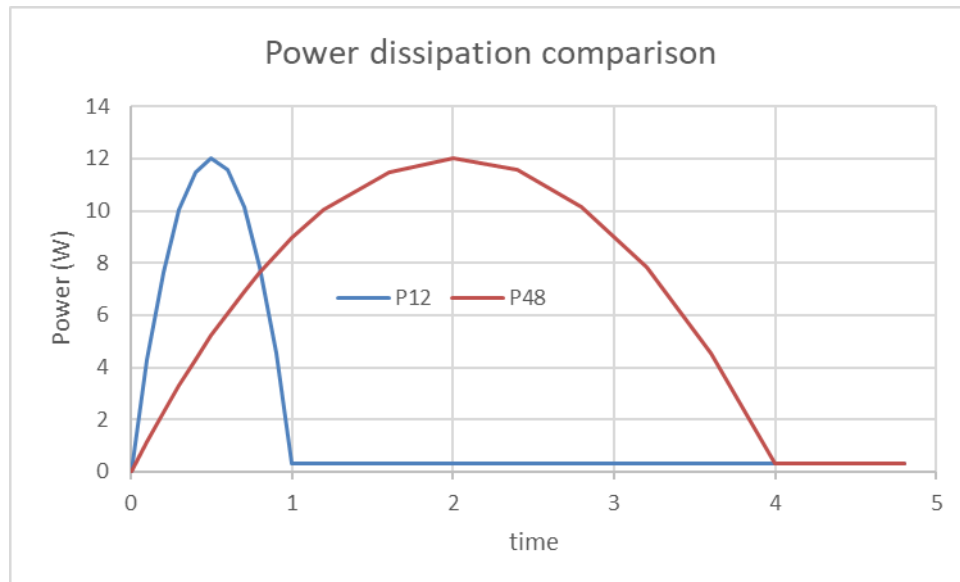


図 4-2. 12V と 48V の等価システムにおける瞬間的消費電力

主な結果は、定常状態の性能に関して等価なシステムの場合、スルーレートが等しいと、48V システムは 12V システムの 4 倍の長さにわたってスイッチング電力を消費していました。総エネルギー消費量は、図 4-2 の各曲線の下面積です。このエネルギーは、PWM 動作中にトランジスタの熱を大幅に高める可能性があります。

図 4-3 に、スルーレートを調整可能な内蔵モータードライバ、12V 電源を使用した DRV8245-Q1、48V 電源を使用した DRV8363-Q1 の電圧遷移を示します。立ち上がりエッジ中は勾配が一定ではありませんが、合計遷移時間はスルーレート設定の逆数に相関することに注意してください。予想どおり、スルーレート設定が 19V/us の 48V デバイスの立ち上がり時間は、スルーレートが 20V/us の 12V デバイスの立ち上がり時間の約 4 倍になります。

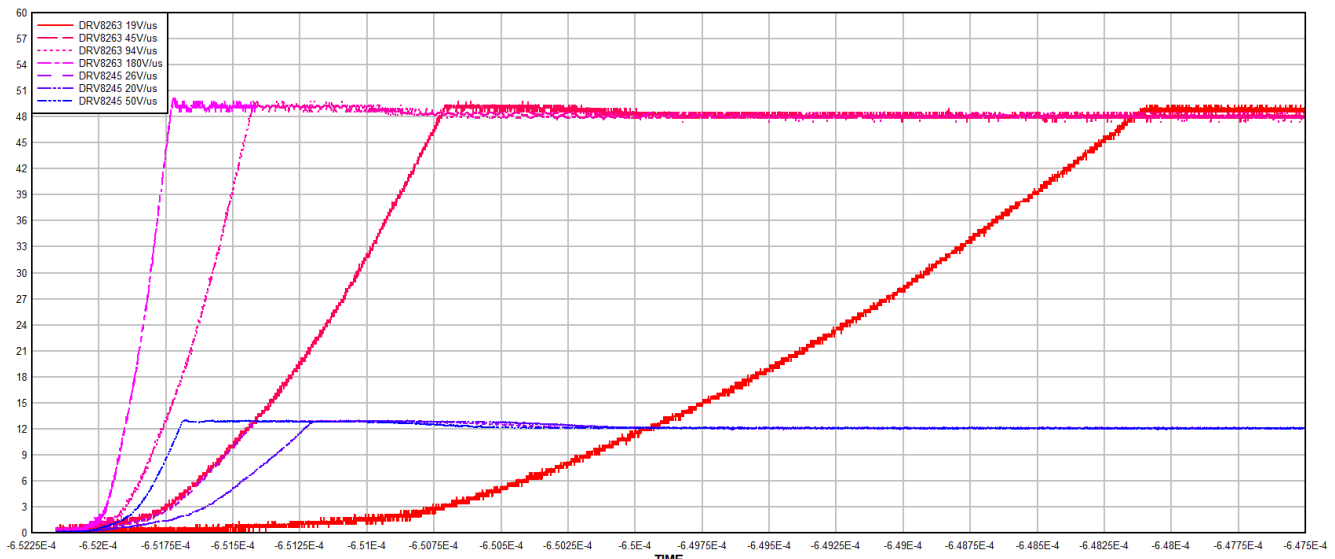


図 4-3. さまざまなスルーレート設定における 12V と 48V の電圧遷移の比較

消費電力を低減するために、遷移段階を迅速に進める必要があります。したがって、高速なスルーレートを実現し、ドライブ段トランジスタの立ち上がり時間と立ち下がり時間を短縮することが求められます。調整可能なスルーレート設定により、この柔軟性を確保できます。ただし、本書で後ほど説明するように、高速スルーレートは電磁放射に影響を与えます。これは、高速信号エッジ内に高周波成分が存在するためです。

### 4.3 PWM 中のスルーレートがトランジスタ温度に与える影響を示した実験結果

実験結果は、12V および 48V 電源条件におけるスルーレートと熱消費電力の理論的な関係を裏付けています。テスト条件は、20kHz での PWM スイッチング、50% のデューティ サイクルでした。12V デバイスの場合、負荷は 3Ω と 1mH が直列に接続され、24W で動作するモーターをシミュレートしました。48V デバイスの場合、負荷は 48Ω と 1mH と直列に接続され、ここでも 24W で動作するモーターをシミュレートしました。結果の測定値を表 4-1 に示し、図 4-4 のグラフに示します。

表 4-1. 温度上昇とスルーレートとの関係の実験的測定値

デバイス	電源電圧 (V)	スルーレートの設定 (V/us)	温度上昇 (°C)
DRV8245	12	20	13.5
DRV8245	12	26	12.7
DRV8245	12	50	7.8
DRV8263	48	19	30.8
DRV8263	48	94	14.6
DRV8263	48	180	12.7

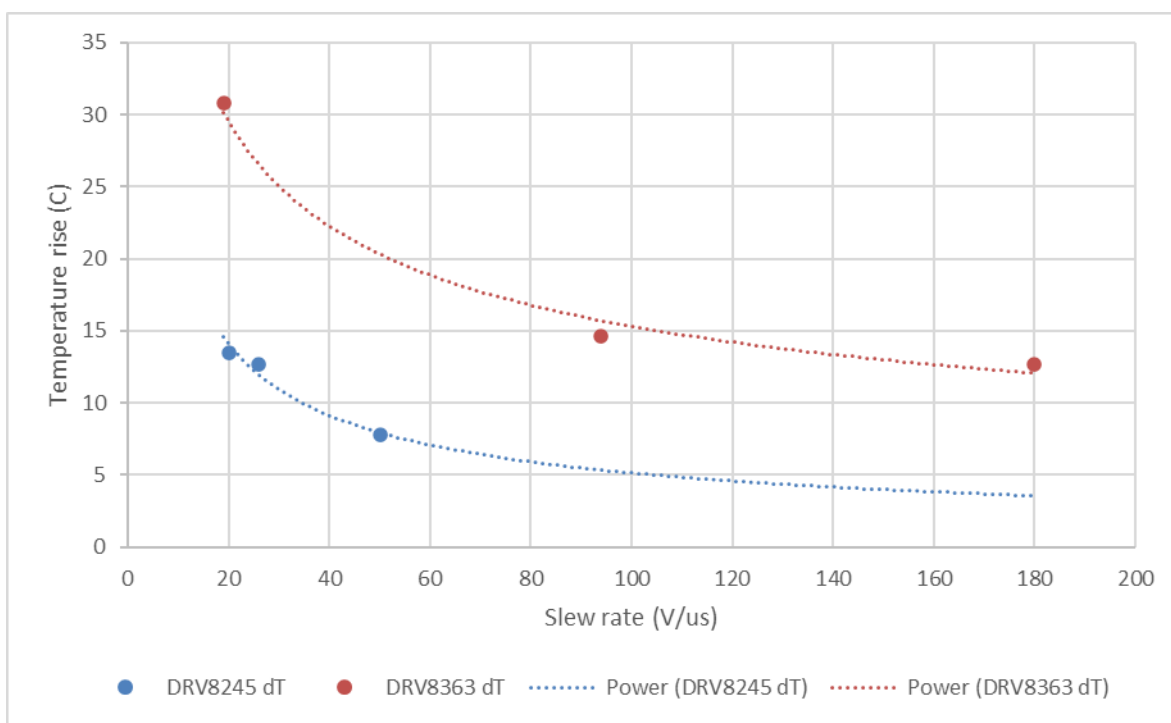


図 4-4. デバイス温度上昇とスルーレートとの関係、12V および 48V デバイス

図 4-5 の熱画像は、電源電圧、スルーレート、温度上昇の関係を示しています。12V 電源でスルーレートが 20V/us の場合、温度上昇は約 9°C です。同じスルーレートで、48V 電源での温度上昇は約 24°C です。温度上昇を抑えるには、48V 電源のスルーレートを上げることができます。この場合、スルーレートが 180V/us だと、スルーレートが 20V/us の 12V 電源の場合とほぼ同じ温度上昇になります。

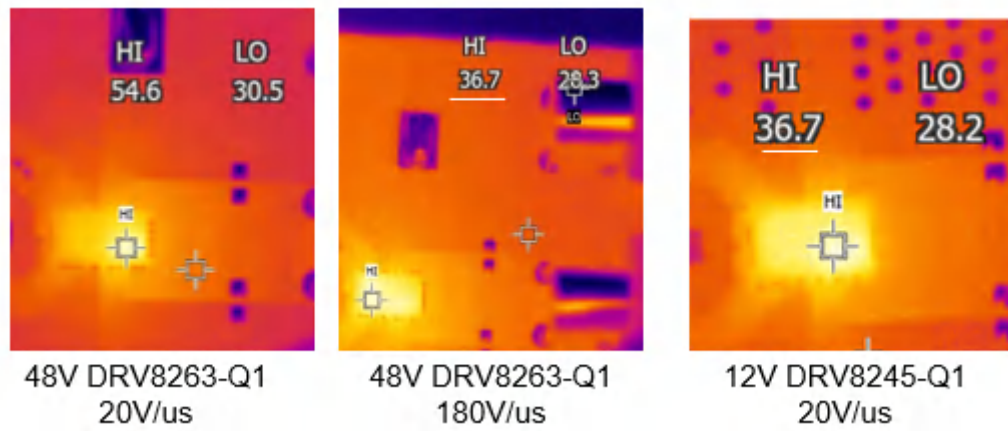


図 4-5. ドライバ温度、48V と 12V の比較

これらの測定条件を表 4-2 に示します。

表 4-2. 熱および EMC 測定のテスト条件

デバイス	デューティサイクル	周波数	VM	負荷
DRV8245-Q1 VQFN-HR	50%	20kHz	12V	3Ω + 1mH
DRV8263-Q1 VQFN-HR	50%	20kHz	48V	48Ω + 1mH

#### 4.4 電磁放射に影響を与える高速スルーレート

スイッチング時に消費電力を低減するためにスルーレートを大きくすると、予期せぬ結果として、PWM 基本周波数の高周波高調波のエネルギーが増加します。

立ち上がりエッジと立ち下がりエッジが非常に高速な場合、PWM 電圧は基本周期とデューティサイクルに応じて、よく知られている高調波を持つ方形波信号または矩形波信号としてモデル化できます。遷移が低速な場合、PWM 電圧は台形波信号としてモデル化されます。図 4-6 から、電圧スペクトルエンベロープのプロットには、デューティサイクルによって設定されるオン時間  $\tau$  によって決定される最初のロールオフ周波数と、スルーレート設定に依存する立ち上がり時間  $t_r$  によって決定される第 2 のロールオフ周波数があることがわかります。

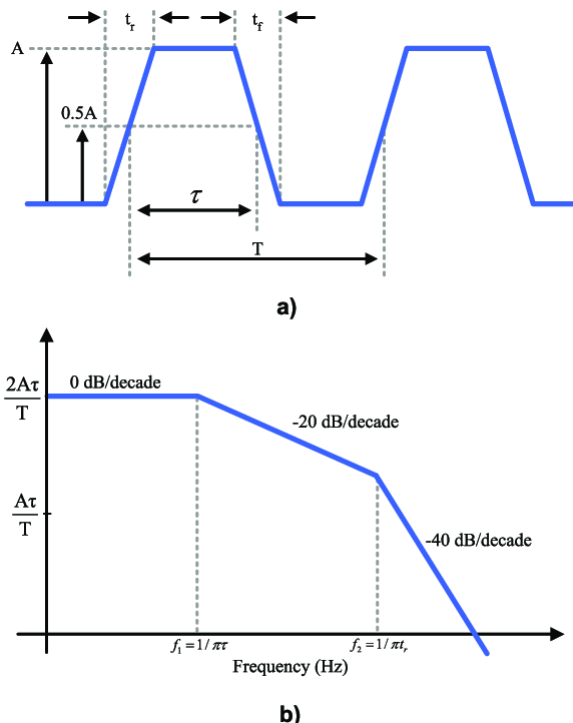


図 4-6. 台形波 PWM 信号と高調波周波数エンベロープの関係 [1]

スルーレートと放射振幅の間のこの理論的な関係を示す実験結果を以下の比較に示します。熱実験と同じテスト条件を使用して、48V モーター ドライバーの 150kHz ~ 10MHz の範囲で伝導放射を測定します。

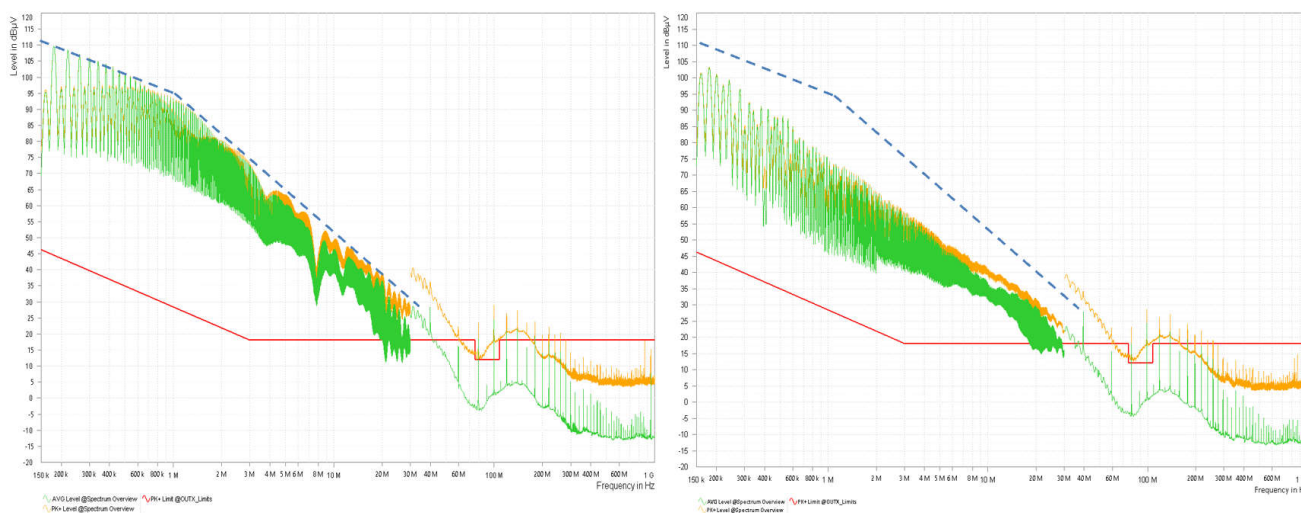


図 4-7. スルーレート 180V/us (左) および 20V/us (右) での放射の比較

左側のプロットは、180V/us のスルーレートで測定された放射を示しています。右側のプロットは、スルーレート 20V/us での放射を示しています。より高速なスルーレートでの放射は、より低速なスルーレートでの放射よりも大幅に高くなります。右側のプロットの破線 (スルーレートが低速) は、スルーレートがより高速な放射のエンベロップを再現しています。400kHz ~ 4MHz の帯域では、放射が 20dB 程度低減されています。

DRV8363-Q1 で駆動されるブラシレス モーターの放射妨害波でも同様の効果が見られます。下の図は、48V 電源で動作する BLDC モーターを使った 2 つのスペクトルを示しています。左側では、ドライブ段 MOSFET へのゲート電流は 250mA 充電と 500mA 放電に設定されており、比較的高速なスルーレートが可能です。右側のプロットではゲート電流が減少し、その結果、遷移が低速化しています。また、予期できるように、放射特性も改善しています。

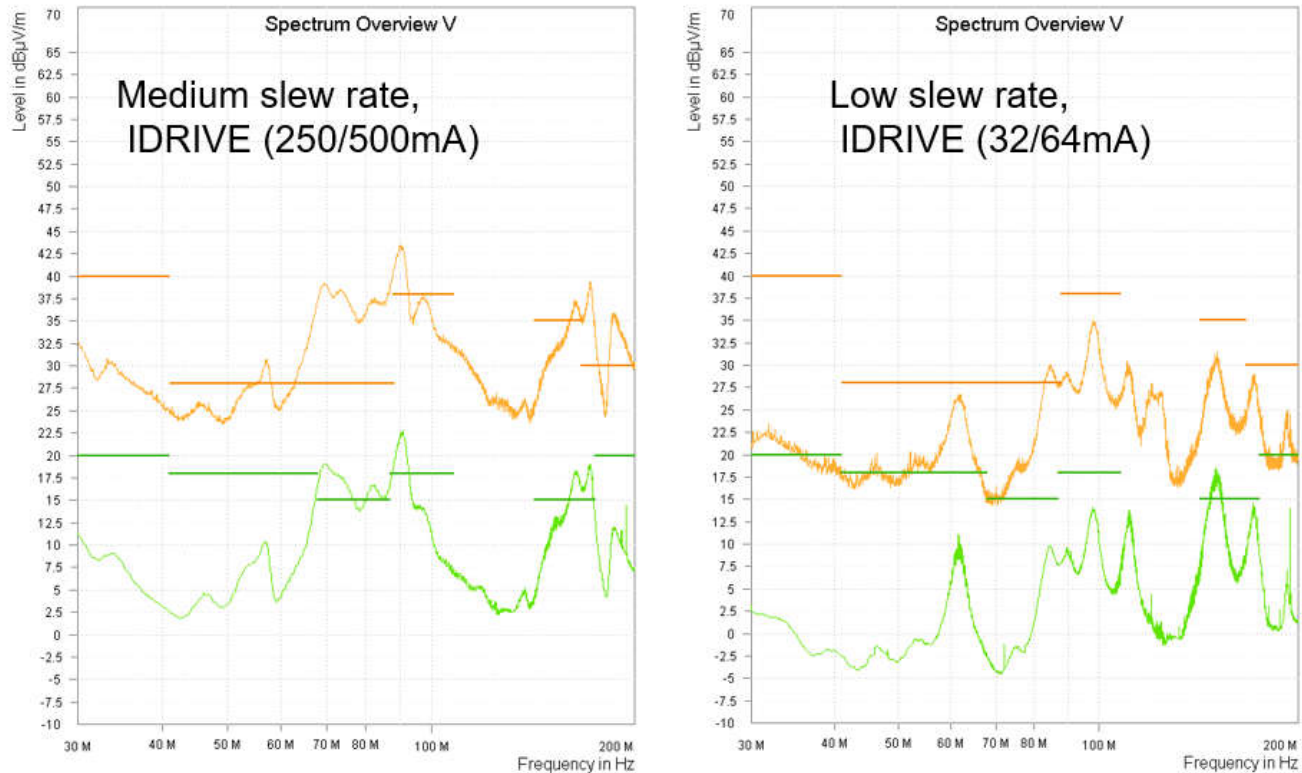


図 4-8. BLDC モーターによる放射妨害波

そのため、高速な遷移は消費電力を低減して熱設計を簡素化するのに有益ですが、電磁適合性に関しては、スルーレートを遅くすることの方がより望ましい選択肢です。設計者は、放熱対策や放射の低減に関するベストプラクティスを含め、システム全体のバランスを考慮することになります。

## 5 まとめ

まとめると、車載アプリケーションにおける 48V システムへの移行は、ボディ モーター アプリケーションの機会と課題の両方をもたらします。ハーフブリッジの統合性を高めると、サイズと複雑さの面でメリットが得られますが、特にパワー ウィンドウやパワー シートなどのアプリケーションでは、熱管理と EMC の性能を慎重に検討する必要があります。統合型ドライバとゲートドライバ設計のどちらを選択するかは、設計固有の優先事項とアプリケーションの要件によって異なります。

車載用ボディ モーター用 48V システムへの移行には、設計および開発プロセス全体で熱と EMC の両方の側面を考慮した包括的なアプローチが必要です。48V システムの利点を活用すると同時に、車載用電気システム全体の信頼性、安全性、機能を検証するには、部品の慎重な選択、最適化された熱管理戦略、堅牢な EMC 設計手法が不可欠です。

## 6 著者について

Clark Kinnaird は、テキサス インスツルメンツの車載システム エンジニアリング グループのボディ モーター アプリケーションを担当しています。

Miguel Chaidez は、テキサス インスツルメンツのブラシ付きおよびステップ モーター ドライバ部門のシステム エンジニア兼グループ テクニカル スタッフのメンバーです。

Joshua Horlander-Cruz は、テキサス インスツルメンツのブラシ付きおよびステップ モーター ドライバ部門のアプリケーション エンジニアです。

Joseph Ferri は、テキサス インスツルメンツの BLDC モーター ドライバ部門のアプリケーション エンジニアです。

## 7 参考資料

1. Hizarci, Halime および Pekperlak, Umit および Arifoğlu, Uğur. (2021 年)『グリッド接続の 3 相 / レベル T タイプ ソーラー インバータ向け EMI フィルタを使用した伝導エミッション抑制』。IEEE アクセス。9.67417-67431。10.1109/ACCESS.2021.3077380。
2. テキサス インスツルメンツ、『48V 車載システム:なぜ今なのか?』、マーケティング ホワイト ペーパー。
3. テキサス・インスツルメンツ、『48V 車載アプリケーション用降圧コンバータにおける伝導 EMI の低減』アプリケーション ノート。
4. テキサス インスツルメンツ、『よりスマートなパワー ディストリビューション:車載技術の将来像』、マーケティング ホワイト ペーパー。
5. テキサス インスツルメンツ、『48V 車載システムにおけるモータードライバのスルーレートの検討事項』、アプリケーション ノート。
6. DRV816X-Q1 の接合部温度カリキュレータ、DRV816X-Q1-JUNCTION-TEMPERATURE-CALC 計算ツール | TI.com
7. DRV826X-Q1 の接合部温度カリキュレータ、DRV826X-Q1-JUNCTION-TEMPERATURE-CALC 計算ツール | TI.com

## 重要なお知らせと免責事項

TI は、技術データと信頼性データ (データシートを含みます)、設計リソース (リファレンス デザインを含みます)、アプリケーションや設計に関する各種アドバイス、Web ツール、安全性情報、その他のリソースを、欠陥が存在する可能性のある「現状のまま」提供しており、商品性および特定目的に対する適合性の黙示保証、第三者の知的財産権の非侵害保証を含むいかなる保証も、明示的または黙示的にかかわらず拒否します。

これらのリソースは、TI 製品を使用する設計の経験を積んだ開発者への提供を意図したものです。(1) お客様のアプリケーションに適した TI 製品の選定、(2) お客様のアプリケーションの設計、検証、試験、(3) お客様のアプリケーションに該当する各種規格や、その他のあらゆる安全性、セキュリティ、規制、または他の要件への確実な適合に関する責任を、お客様のみが単独で負うものとし、

上記の各種リソースは、予告なく変更される可能性があります。これらのリソースは、リソースで説明されている TI 製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、TI はその使用をお客様に許諾します。これらのリソースに関して、他の目的で複製することや掲載することは禁止されています。TI や第三者の知的財産権のライセンスが付与されている訳ではありません。お客様は、これらのリソースを自身で使用した結果発生するあらゆる申し立て、損害、費用、損失、責任について、TI およびその代理人を完全に補償するものとし、TI は一切の責任を拒否します。

TI の製品は、[TI の販売条件](#)、[TI の総合的な品質ガイドライン](#)、[ti.com](#) または TI 製品などに関連して提供される他の適用条件に従い提供されます。TI がこれらのリソースを提供することは、適用される TI の保証または他の保証の放棄の拡大や変更を意味するものではありません。TI がカスタム、またはカスタマー仕様として明示的に指定していない限り、TI の製品は標準的なカタログに掲載される汎用機器です。

お客様がいかなる追加条項または代替条項を提案する場合も、TI はそれらに異議を唱え、拒否します。

Copyright © 2026, Texas Instruments Incorporated

最終更新日 : 2025 年 10 月