

アプリケーション・ノート : AN-1095

IRAMSパワー・モジュールを使った モーター駆動用のインバータ出力フィルタの設計

Cesare Bocchiola International Rectifier Corporation

目次

	頁
1章 : はじめに.....	2
2章 : 出力フィルタの設計指針.....	2
3章 : 出力フィルタの設計例.....	5
4章 : 多相インバータのフィルタ結合.....	6
5章 : 結論.....	8

このアプリケーション・ノートは、モーター駆動用 IRAMS パワー・モジュールを利用したインバータ回路と 3 相モーターとの間に入れる dV/dt フィルタの設計指針をまとめたものです。 dV/dt に制限を加えた IR 社のモジュールは、先進的なモーター制御機器に適した優れたスイッチング特性が得られます。

©インターナショナル・レクティファイアー・ジャパン
この文献の無断複製・転載を禁じます。
(2008年9月翻訳掲載)

1章：はじめに

モーター駆動回路の設計は近年、IR社が提案するiMOTIONプラットフォームを構成する部品の1つである白物家電製品用パワー・モジュール（IRAMSシリーズ）の製品化によって大幅に簡素化されました。駆動システムの設計者がプリント回路基板のパワー部分のレイアウト設計や、適切なIGBTゲート駆動回路を見つけるために費やしてきた多くの時間と労力が減り、この結果、駆動システム自体に要求される動作特性を実現するための適切なアルゴリズム開発などのノウハウに依存する作業に、より多くの時間と労力を費やすことができるようになりました。

一方、インバータ効率とEMI（電磁干渉）雑音の問題との間のトレードオフを最適化することを念頭においてIRAMSシリーズが開発されましたが、IRAMSパワー・モジュールに内蔵されているインバータ段の転流速度が高速なため、EMIフィルタを追加した方が良い場合もあります。モーター・メーカーが依然としてライン周波数駆動の仕様に基づいてモーターを設計している中で、特に、高い周波数の用途で、大きな同相モード電流に起因する軸受けの劣化や、大きな差動モード電圧や dV/dt に起因する巻線の絶縁低下により、モーター自体の信頼性問題が発生することが知られるようになりました。近年、モーター・メーカーによっては、製品の dV/dt 定格を公表するところもあります。一般に、この値は約 $5V/nsec$ とされています。

最先端IGBTの転流速度は、これらの定格よりもはるかに大きくなることがあるため（最大 $10V/nsec$ 以上）、モーター端子での dV/dt を小さくする適切な対応が必要になります。この方法として、簡単なLCフィルタがよく使われます。このフィルタの利点と欠点について説明し、その近似と設計の指針を示します。

以下の解析は、モーターとインバータとの間の短い結線（30.5m以下）を使用した場合に限定しています。長さに対するこの制限に近いかこれを超える場合には、モーターのインピーダンスと、結線の分布インピーダンスとの間の不整合に起因する定在波の発生など、別の現象が発生します。このような定在波によって電圧と電流に強い発振が発生することがあり、これらをLC回路で簡単に除去することはできません。このような現象の完全な解析は、このアプリケーション・ノートの範囲外ですが、入力フィルタをインバータ基板上ではなく、モーター端子の近くに配置するだけで、反射電流の影響を軽減することができることは知っておく価値があります。

2章：出力フィルタの設計指針

モーターの1つの相を駆動するインバータ・レッグ（脚）部分の一般的な回路ブロック図を図1に示します。この回路では、LC出力フィルタがIGBTのレッグとモーターの1つの相の間に接続されています。モーターの各相は、モーターの各相の端子とモーターの中立点との間に接続された大きなコイルとして表示され（図1ではL2、実際には定電流源）、L1とC1/R2が出力フィルタを構成しています。V1は、直流リンク電圧を表します。C8とC9はIGBTのコレクタ-エミッタ間容量を表し、転流時に重要な役割を果たします。明らかに、フィルタの設計は簡単です。ipkをピーク・モーター電流とすると、次の条件を満たすようにC1を選択すれば十分です。

$$C1 \geq ipk / (dV/dt) \max \quad \dots\dots (1)$$

C1は、IGBTのスイッチング時に発生する過渡電圧を平滑化します。モーター端子での最大 dV/dt をモーター・メーカーが設定する規定値内に、または駆動システムの EMI 雑音の設計仕様内に収めるようにします。

これは、モーターの中立点の電位が高周波過渡電圧の影響を受けない変調方式を採用した場合に成り立ちます。これに対して、モーターの中立点の低周波振動（一般に基本変調周波数の3次高調波）は、高周波現象のみを考慮した以下の解析に悪影響を与えることはありません。

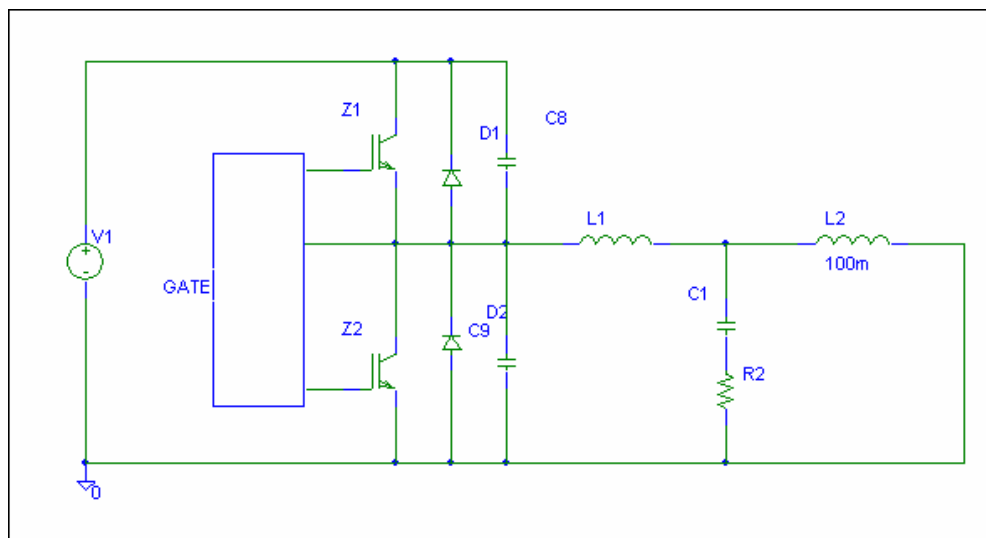


図1 インバータの1つの相の出力回路ブロック図

C1は単独で使用することはできません。実際、電流を制限する部品がないと、C1によって非常に大きなピーク電流がインバータ・レグにある IGBT に流れます。この大きなピーク電流は、IGBT にストレスを与えるだけでなく、過電流保護回路を起動します。この過電流保護回路は、しばしばローサイド IGBT のエミッタに直列接続されたシャント抵抗によって実現されているため、電流の測定方式（制御のために必要）にも悪影響を与えます。また、この電流の測定に同じシャント抵抗を使うこともあります。

このため、インバータ・レグの中央点とフィルタ・コンデンサとの間にコイル L1 を接続します。L1 の値は、少なくとも、IGBT のピーク電流が過電流保護回路のしきい電圧を超えないように選んでください。

一方、非常に大きな dV/dt で駆動される簡単な LC 回路によって発振が生じて、C1 電圧が直流リンク電圧よりも非常に高くなります。この高い電圧はモーター（およびフィルタ部品）の設計では許容されていない電圧です。このため、制動抵抗をどこかに接続する必要があります。

無効な消費電力を少なくするため、C1 と直列に制動抵抗を接続することが唯一の選択肢になります。L1 を挿入すると、式 (1) で決まる条件は、正しくありません。実際、L1 と C1 との間の共振のために、実際の dV/dt も L1 によって決まります。もう少し正確な最初の dV/dt は、次式 (2) で与えられます。

$$dV/dt = \frac{Vdc}{\sqrt{L1 * C1}} \quad \dots\dots (2)$$

転流時に、各 IGBT が以下 3 つの電流に遭遇することを考慮して、L1 は設計されます。

- a) モーターの相電流
- b) 逆フリー・ホイール・ダイオードの回復電流
- c) フィルタのピーク電流

4 番目の成分（相互導通成分）も存在しますが、IRAMS モジュール内部のゲート駆動回路の設計が適切なら、さらに外部から設定したデッドタイムが適切なら、通常、省略できます（別の IRAMS アプリケーション・ノートを参照してください）。b) の点も考慮する理由は、IRAMS シリーズが高速なので、転流時の di/dt が非常に大きく、たとえ、超高速のフリー・ホイール・ダイオードがモジュールに内蔵されていたとしても、最大接合部温度と最大モーター相電流のピーク回復電流が無視できないためです。

IRAMSxxUP60A モジュールを使うと、実際のピーク電流はローサイド IGBT のエミッタ（外部接続可能）に電流プローブを装着するだけで容易に測定できます。

ピーク回復電流を考慮し、使用する過電流保護回路のしきい電圧を決めると、出力フィルタに対する最大許容ピーク電流の影響を求めることができます。この値を Di とします。R2 がない場合、フィルタによるピーク電流は次のようになります。

$$Di = Vdc / Zc \quad \dots\dots (3)$$

ここで、 $Zc = \sqrt{L1/C1}$ 、すなわち $L1/C1$ 回路の特性インピーダンスです。ただし、LC 回路の制動はゼロにできないので（前述のようにモーター端子で深刻な発振が起こります）、R2 の影響も考慮する必要があります。クリティカルな制動は、 $R2 = Zc$ によってほぼ実現できます。実際、C8 と C9 の影響のため、これよりも小さい値を選択することもできます。R2 = Zc の場合、出力フィルタによる IGBT のピーク電流は次式 (4) で与えられます。

$$Di = Vdc / (2 * Zc) \quad \dots\dots (4)$$

電流制限機能だけが L1 に対する制約ではなく、実際に L1 と C1 が共振する場合、共振周期の半分に対応する時間を、モーターの相に加えられる最小デューティ比よりも短くする必要があります。そうしないと、非常に小さいデューティ比で、レグの中央で十分なモーター電圧が形成されません。

制動機能は無視し、多少のマージンを見込むと、次の条件になります。

$$\pi * \sqrt{L1 * C1} \leq Ton, min \quad \dots\dots (5)$$

従って、式 (2) と式 (5) を組み合わせると、最大 dV/dt が得られます。この値は、次式のように Vdc と、 Ton, min の選択に関係しています。

$$dV/dt = \frac{Vdc * \pi}{Ton, min} \quad \dots\dots (6)$$

この式から明らかなように、Ton を非常に小さくすることは、レグの中央部を非常に迅速に切り換えなければならないということです。

設計手順として、上記の説明をまとめると以下のようになります。

- a) $C1 = ipk / (dV/dt)_{max}$ となるように仮に C1 を選択します。
- b) 式 (6) の Ton, min がその用途の制約を満たすか確認します。満たさない場合は、 dV/dt を大きくする必要があります。
- c) 次式を満たすように、L1 を選択します。

$$\pi * \sqrt{L1 * C1} \leq Ton, min$$

- d) $R2 = Zc$ にするか、少し大きくなるようにします ($1 < n < 2$ のとき、 $R2 = n * Zc$)。
- e) $O/Cth > I_{phase, peak} + I_{recovery} + Vdc / ((n+1) * Zc)$ となるように、過電流保護を設定します。

最後に、R2 で、ある程度の消費電力が発生しますが、これは無視できません。R2 = Zc の場合、この消費電力は次式で表すことができます。

$$Pdiss = (Vdc^2) / (4 * R2) * Ton, min * Fsw. \dots\dots (7)$$

3章：出力フィルタの設計例

$I_{pk, max} = 5A$ 、かつ $Vdc = 300V$ とします。

寄生の容量 C8 と C9 は、 dV/dt (フィルタなし) が $10V/nsec$ のときの値にします。

モーターに対してはこれが大き過ぎるため、 $dV/dt < 5V/nsec$ とする必要があります。

式 (1) から、 $C1 = 1nF (5A / 5V/nsec)$ を選択します。

式 (6) により、 Ton, min は $200nsec$ まで小さくできます。20kHz で、この値は 0.4% のデューティ比に該当し、実用的な限界値よりも十分小さい値です。

式 (5) から、 $L2 = 4\mu H$ が得られます。

Zc は 63Ω となり、 $R2 \geq 63\Omega$ を満たします。

ここで、 $I_{recovery} = 5A$ とします。式 (4) から、 $Di \leq 2.4A$ となります。

従って、過電流保護は $12.5A_{pk}$ よりも大きく設定されます。

R2 に流れる実効電流は $0.175A$ となり、消費電力は約 $2W$ となります。

実際に、R2 を Zc に一致させると、オーバーシュートが発生します。このため、R2 は少し大きくする必要があります。 $Zc \sim 2 * Zc$ の間の値が推奨されます。

次頁の図 2 と図 3 に、 $R2 = Zc$ および $R2 = 2 * Zc$ としたときの、インバータ・レグ (フィルタの前) の電圧とモーター (フィルタの後) の電圧を示します。

オーバーシュートがモーターの絶縁定格とコンデンサの定格電圧を満たしている場合でも、R2 を大きくすると、消費電力を増やすことなく、利点を生かすことができます。ただし、R2 を大きくし過ぎないでください。 dV/dt を C1 によって制限できなくなります。

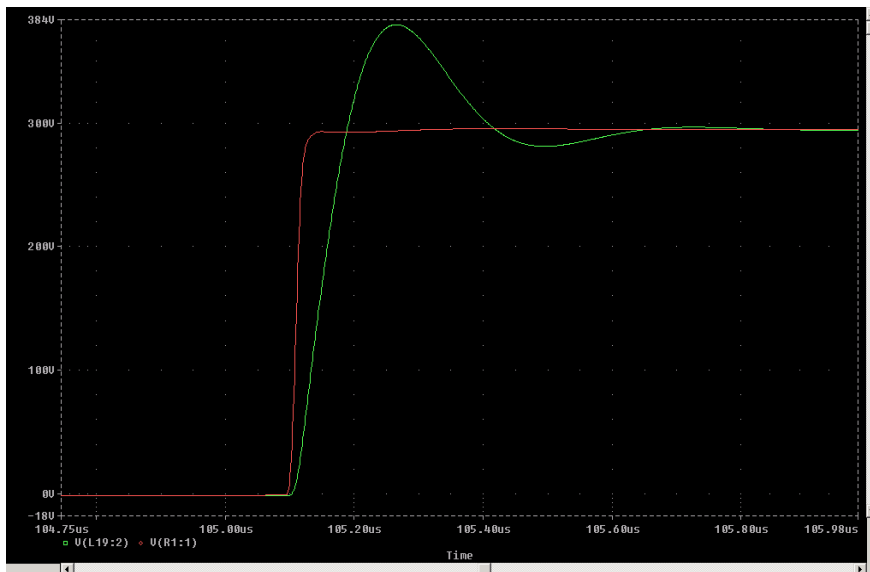


図2 $R2 = Zc$ のときのインバータ・レッグ（フィルタ前）の電圧とモーター（フィルタ後）の電圧

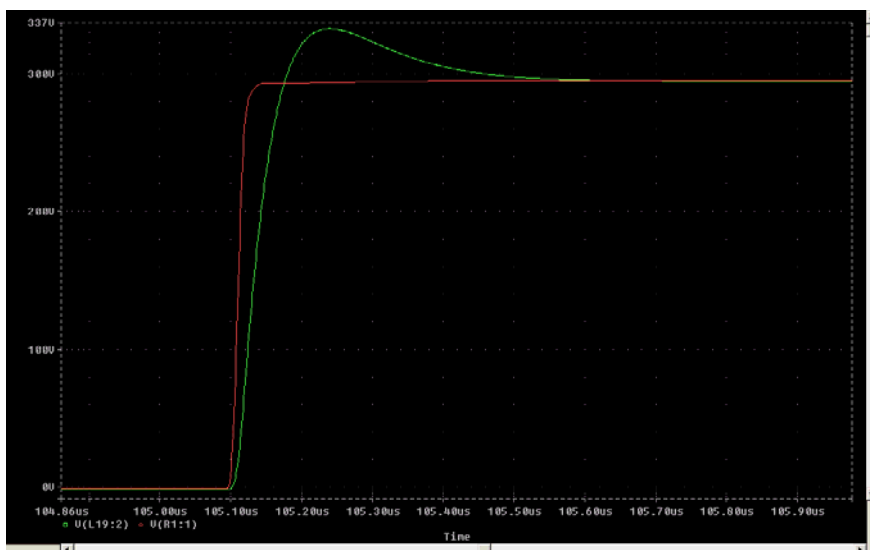


図3 $R2 = 2 \times Zc$ のときのインバータ・レッグ（フィルタ前）の電圧とモーター（フィルタ後）の電圧

4章：多相インバータのフィルタ結合

この解析は1本レッグの設計を扱っただけですが、もちろん多相インバータの他のレッグの設計にも同じ手順が適用できます。モーターのすべての相を考慮する場合、大きさとコスト

トの面から、同じ磁心を使うコイルの結合を使うこともあります。

磁心設計の視点から、少なくとも、中立点が絶縁され、かつ3つの電流の総和が常にゼロである3相システムの場合には、これは良い選択です。従って、直流電流なしの転流に起因する過渡電流にのみ耐えるように、磁心を設計することができます。これに対して、結合システムの動的な動作を調べると、次の3つの疑問が生じます。

- a) ある相の転流が他の相へどのような影響を与えるか。
- b) 転流が同時に発生する場合、相乗効果または相殺効果があるか。
- c) モーターでの同じ dV/dt とインバータ内での同じピーク電流を実現するためには、上記フィルタ・セルの設計指針を変える必要があるか。

最初の疑問への答えとして、転流している相によって生じた転流スパイクが、転流していない相に結合することが容易に分かります。では、2つの相が同時に転流していたときはどうなるのでしょうか。

この説明のために、互いに120度位相シフトした正弦波の3本のレッグの中心での3つの正規化した平均電圧と、振幅と符号が互いに等しい2つの電圧のときのインバータのデューティ比について考えます(図4)。

これは30度で発生し、次に60度ごとに発生します。例えば30度でのデューティ比(従って転流のタイミング)は図5のようになります。

このため、2つのレッグでは、まったく同じタイミングで転流が発生します。電圧と電流の間で位相シフトがあるため(モーターの力率PFが1になることはまれです)、これらのタイミングで電流は等しくなりません。一方、2つの電流が互いに等しくなっても、デューティ比が異なるため、転流のタイミングは重なりません。いずれの場合でも、中立点が絶縁されたシステムでは3つの電流の総和は常にゼロであため、1つの電流の符号は、他の2つの符号と反対になり、同じ符号を持つ2つの電流の和は、最大時に各相の最大ピーク電流に等しくなります。

これらの理由で、全ピーク電流を1つのコイルで切り換える場合に比べて、複数のコイル間の結合による方が悪い状態になるようなタイミングは存在しません。これは、空間ベクトル変調を採用した場合も成り立ちます。すなわち、相電圧が正弦波でない場合でも、相電流はそのようになります。

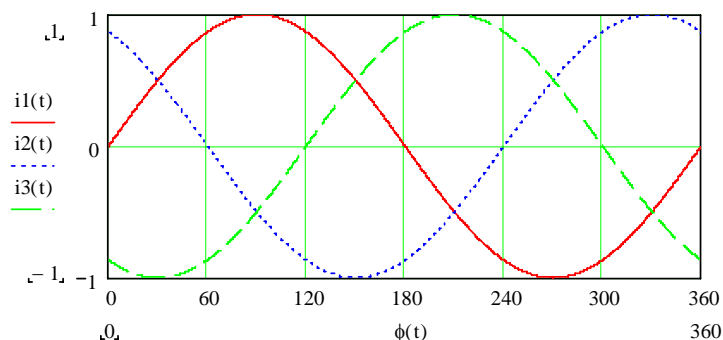


図4 互いに120度位相シフトした正弦波

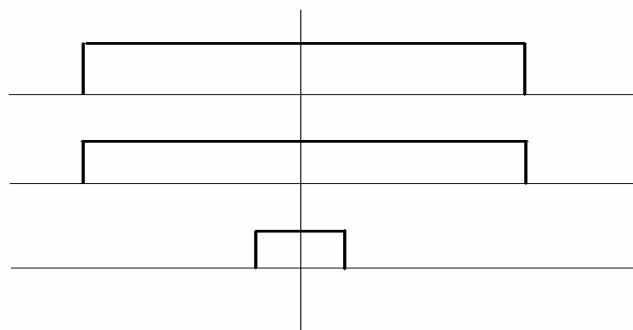


図5 30度のときのデューティ比

これは、疑問 b) に対する部分的な答えにもなっています。疑問 b) に完全に答えるためには、結合によるフィルタの電流ピークの相殺効果を調べる必要があります。ただし、相殺効果が生じないことは容易に分かります。1つの理由は、2つの電流の符号が同じで、3つ目の電流の符号は反対だからです。転流のタイミングは、電流の符号に依存してわずかに異なり、デッドタイムによって発生します。

レッグから電流を吐き出しているときは、転流のタイミングがハイサイド IGBTによって決定され、これに対してインバータ・レッグへ電流を吸い込んでいるときは、転流のタイミングはローサイド IGBTによって決まります。このため、反対の符号を持つ2つの電流でも、デッドタイム分だけ転流がシフトします。

最後に、疑問 c) に答えるため、結合コイルの場合、フィルタ・コンデンサ C_f がトランス動作の影響を受けて、1つのレッグに1つのコイルを使う設計に比べて、 dV/dt が半分になってしまうことを考えます。

結論としては、同じ磁心にコイルを巻いた場合でも、 L_f と C_f の設計には3個の個別コイルの場合と同じ指針が適用できるということです。実際には予想より良い結果が得られます。

5章：結論

インバータの効率と EMI 雑音の問題との間のトレードオフを最適化することを念頭において IRAMS シリーズは開発されました。ただし、IRAMS パワー・モジュールに内蔵されているインバータ段の転流速度が高速なため、EMI フィルタ技術を追加する方が良いこともあります。このアプリケーション・ノートでは、インバータ・レッグとモーターの各相との間に接続する簡単な制動用 LC フィルタについて説明し、設計の指針を提案しました。

©国際ナショナル・レクティファイアー・ジャパン
この文献の無断複製・転載を禁じます。