International
IOR Rectifier

APPLICATION NOTE

アプリケーション・ノートAN-1090

IRMCK3xxシリーズの制御回路の動作と調整

Eddy Ho, International Rectifier

目次

頁

はじめに 2
電流制御回路 2
速度制御回路 6
弱め界磁制御回路 11
クリティカルな過電圧保護 13
磁石埋め込み型永久磁石モーター（IPM）の制御 17

このアプリケーション・ノートは、デジタル制御プロセッサ「IRMCK3xx シリーズ」に組み込まれた制御ループの調整の仕方について説明しています。具体的には、エアコン用のデジタル制御プロセッサ（IRMCK312 と IRMCK343）、および洗濯機用のデジタル制御プロセッサ（IRMCK341）です。制御ループには、ID と IQ の電流制御ループ、速度制御ループ、弱め界磁ループ、IPM 制御、そしてバス電圧保護が含まれます。制御ループ係数を導くために必要な数式、制御係数を合わせ込むために必要な実験方法も説明します。

©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。

International
IOR Rectifier

APPLICATION NOTE

制御回路の動作と調整

Eddy Ho, International Rectifier

はじめに

このアプリケーション・ノートでは、IRMCF3xx シリーズのデジタル制御 IC に組み込まれた制御ループを調整する方法について説明します。エアコン用のデジタル制御 IC である IRMCF312 と IRMCF343、洗濯機用の IRMCF341 が対象です。制御ループには、電流制御ループ（ID と IQ）、速度制御ループ、弱め界磁制御ループ、IPM（磁石埋め込み型永久磁石モーター）制御、バス電圧の保護機能が含まれます。制御ループの定数を求めるときに使う式と制御定数を調整するための経験的手法についても説明します。

IRMCF3xxシリーズの制御ループは、主に3種類あります。すなわち、電流制御ループ、速度制御ループ、弱め界磁制御ループの3つです。各制御ループとパラメータとの関係を次の表にまとめました。

パラメータ	電流制御ループ	速度制御ループ	弱め界磁制御ループ
モーターのインダクタンス	依存する	依存しない	依存する
モーターの抵抗	依存する	依存しない	依存しない
電圧定数（Ke）	依存しない	依存する	依存する
システム慣性	依存しない	依存する	依存しない

モーターのパラメータは、駆動回路の設定に必要です（パラメータ・コンフィギュレータ）。これらのパラメータは一般に、モーターのデータシートから得られます。IR 社のセンサレス・モーター制御回路は、顕著な特性の低下なしに、モーターのパラメータの±10%の誤差を許容します。

モーターと制御回路との間のパラメータの不一致が大きくなると、単位電流当たりのトルクが低下します。低下の程度は、動作条件（速度、負荷）とモーター特性（モーターのパラメータと飽和）に依存します。

電流制御回路

IR社のモーター制御プラットフォーム「iMOTION™」（アイ・モーション）の電流制御回路は、フィールド・オリエンテッド同期回転基準フレーム型の安定化回路を採用しています。フィールド・オリエンテーションは、電流ループの制御回路を大幅に簡素化します。電流の安定化に使われる安定化回路は2種類（dチャネル用とqチャネル用）あります。qチャネル（トルク）の制御構造はdチャネル（磁束）と同じです。

dチャネルの電流制御回路が図1です。モーターは、時定数T ＝ L／Rを持つ1次遅れで表すことができます。この時定数は、モーターのインダクタンスLと等価抵抗R（ケーブル＋

巻線の抵抗）に関係します。磁石表面配置型永久磁石モーター（SPM）の場合、dチャネルとqチャネルのインダクタンスは、ほぼ等しくなります。磁石埋め込み型永久磁石モーター（IPM）の場合は一般に、qチャネルのインダクタンスの方がdチャネルのインダクタンスよりも大きくなります。

図1の電流制御回路で、順方向利得Aはデジタル制御回路出力を電圧（インバータ利得を含む）に変換し、帰還利得Bは帰還電流をA-D変換してデジタル・カウント値に変換します。制御回路の利得（KxIreg、KpIreg_D）の計算には、図2に示す極-零点の相殺技術を使います。

この技術では、電流制御回路が伝達関数C(S)のブロックを与えるように修正します。C(S)のKpIreg_D／KxIregをモーターの時定数Tに設定すると、制御回路の零点がモーターの極を相殺します（極-零相殺）。従って、制御回路は図3のように、さらに簡素化されます。

図3の等価伝達関数は、時定数Tcを持つ1次遅れになります。ある用途に対して、適切な電流安定化回路の応答（一般に0.5msec～1msec、パラメータ・コンフィギュレータ値、電流安定化回路の帯域幅BW ＝ 1／Tc）を選択すると、電流安定化回路の利得が簡単に得られます。極-零相殺技術を使うと、モーターのインダクタンスは比例利得（KpIreg）の計算になり、抵抗は積分利得（KxIreg）の計算になることが分かります。

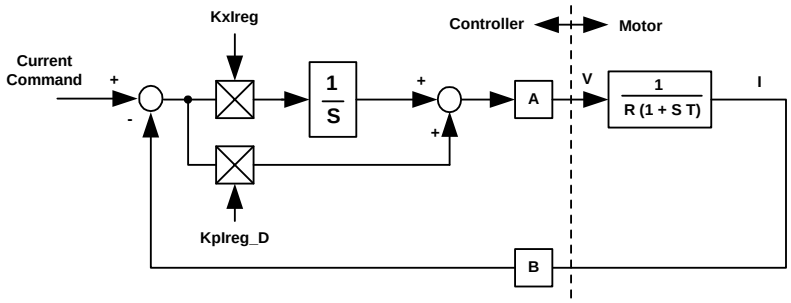


図1　電流制御回路の構成

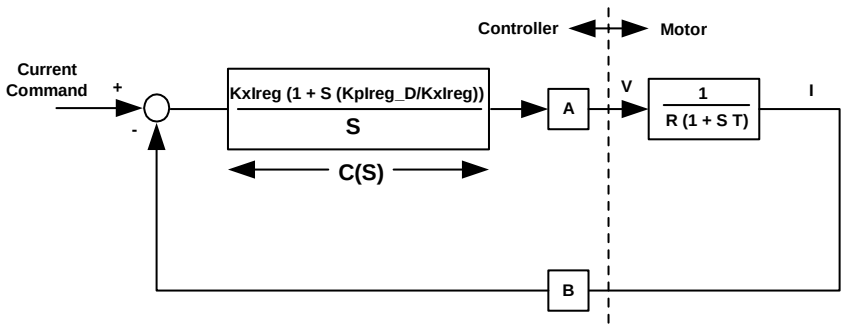


図2　極と零点を相殺する

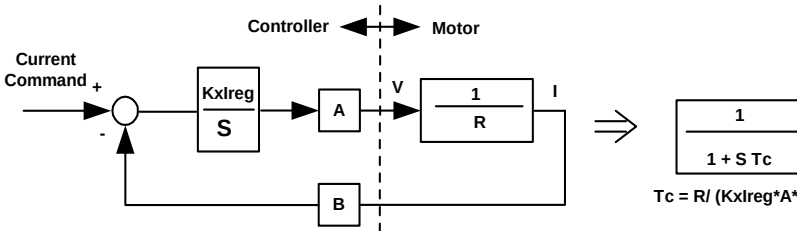


図3　極-零点を相殺した電流制御回路

極-零点の相殺技術を使うと、制御回路の利得は次式で表されます。

$$K_{plreg} = \frac{L_q \cdot CurrentRegBW}{A \cdot B}$$

$$K_{xlreg} = \frac{R \cdot CurrentRegBW \cdot 2^5 \cdot T}{A \cdot B}$$

ここで、A と B は内部デジタル制御回路のスケーリング（A*B ＝ 0.006016）。T はサンプリング補償のために導入された制御回路のサンプリング時間。Current RegBW は電流安定化回路の帯域幅です。

以下のパラメータ・コンフィギュレータ値を持つ駆動回路を設計してみます。

8	Inductance Lq	4.00E-02	H
10	Inductance Ld	4.00E-02	H
12	Stator Resistance	6.1	ohms/ph

42	"---------- Inverter Switching Frequency ----------"		
43	PWM Switching Frequency	10	KHz

61	" ---------- Current Regulator Tuning ---------- "		
62	Current Reg Bandwidth	1500	rad/sec

このパラメータを使うと、電流安定化回路の利得は次のように計算できます。

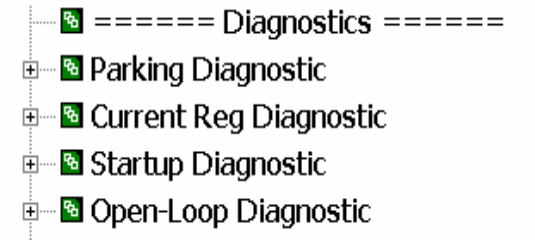
$$K_{plreg} = \frac{0.04 \cdot 1500}{0.006016} = 9973$$

$$K_{plreg_D} = \frac{0.04 \cdot 1500}{0.006016} = 9973$$

$$K_{xlreg} = \frac{6.1 \cdot 1500 \cdot 2^5 \cdot 0.0001}{0.006016} = 4867$$

センサレス・フィールド・オリエンテッド制御回路モジュールの電流制御は、これらの利得を直接使っています。

モーション・コントロール・エンジン（MCE）Designerには、電流ループの診断テスト機能があります。この機能（下図のCurrent Reg Diagnostic）は、電流制御ループの応答と定常状態の精度を提供します。



電流安定化回路を診断した後、w相に対するトレース機能または電流プローブからステップ電流応答を観測できます。ステップ電流応答を観測するときは、電流プローブを使ってください。

図4は電流安定化回路の診断機能を実行したときのw相のステップ電流応答です（電流プローブ使用）。モーターの定格電流の25%のステップ電流が入力されています。このステップ・レベルは、パラメータParkI （内蔵の電流安定化回路の診断機能）を使って制御できます。

図5は図4の時間軸を拡大した図です。測定した電流ループ応答は、0.65 msecの時定数で、かろうじて制動されています（最終定常値の0%～66.3%）。これは電流安定化回路の帯域幅の予想応答（1/1500 ＝ 0.667msec）にほぼ等しい値です。

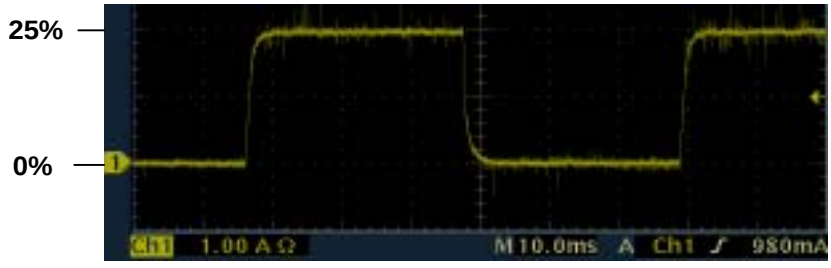


図4　ステップ電流応答　横軸は10msec／目盛り

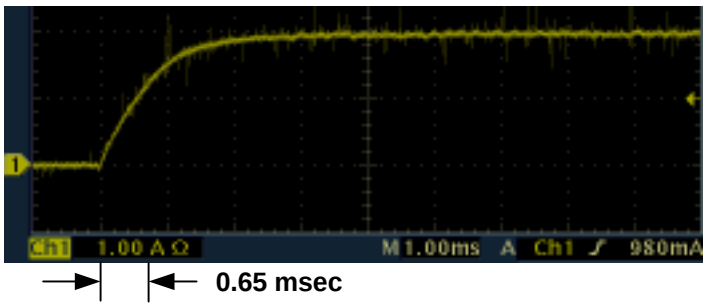


図5　図4の時間軸を拡大した図　横軸は1msec／目盛り

速度制御回路

速度制御回路は、カスケード接続された速度駆動システムの中で最も外側のループ制御回路です（図6）。実際には、内側の電流ループの方が速度制御ループよりも、はるかに広い帯域幅なので、速度制御の目的では、図7に示すように内側の電流ループを無視できます。パラメータM （図7）はコマンドの電流のデジタル・カウント値を実際の電流値に対応させます。モーターの機械的動作は、機械的時定数J／F （慣性／摩擦）を持つ1次の関数です。

前述の電流安定化回路の調整のところで説明した極-零相殺技術を使って、速度制御回路の比例利得（KpSreg）と積分利得（KxSreg）の調整を簡素化きます。実際には、機械的摩擦（F）の情報を取得することは困難です。また、用途によっては摩擦特性が温度に依存する場合があります。従って、最適な速度応答を実現するためには手動による速度調整が必要です。機械的配置によって機械的共振が発生し、安定化回路の広い帯域幅を許容できない用途もあります。

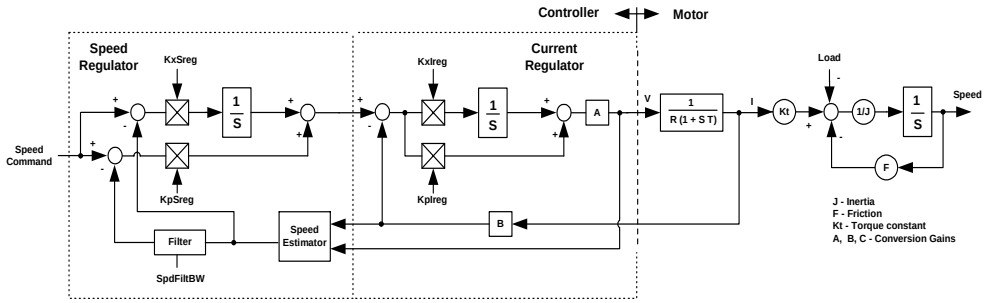


図6　カスケード接続された速度制御回路

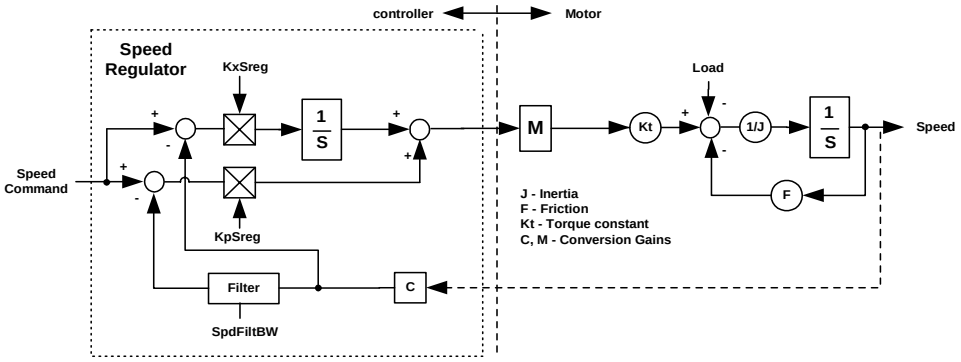


図7　速度制御ループの構成の概要

前述のように、機械的パラメータの情報（摩擦と慣性）は不正確なので、パラメータ・コンフィギュレータは制御回路に対して最適ではない利得を出力します。速度安定化回路は手動で調整して最適化できます。図 8 は速度ランプ中の高慣性ファンの速度応答（トレース・バッファ速度帰還信号）です。図から分かるように、最適でない利得の値によって速度の応答特性が発振しています。

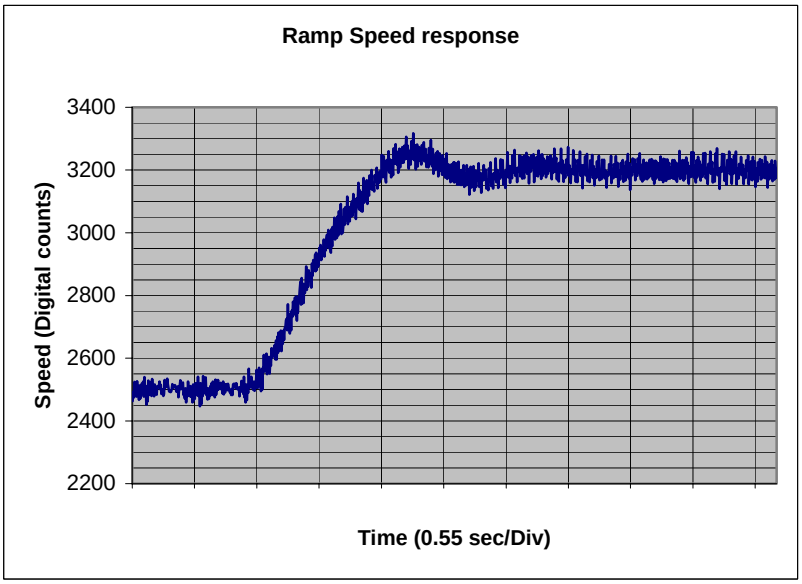


図8　ランプ速度応答

さまざまな用途に対してPIレギュレータを調整する色々な方法があります。次のステップは、ファンに応用したときの速度安定化回路の調整の指針です。

1) **KpSreg の調整**：便利な速度、例えば rpm 定格の 30%で駆動させます。KxSreg をゼロに設定した小さいステップ（rpm 定格の 30%から 35%へ）速度応答を実行します。ステップ応答は高速ランプ設定値（AccelRate）を使って実現できます。このような条件下では、図 9 のような 1 次速度応答が予想されます。この図は、3 種類の異なる比例利得（KpSreg ＝ Kp1、Kp2、Kp3）の速度応答を示しています。

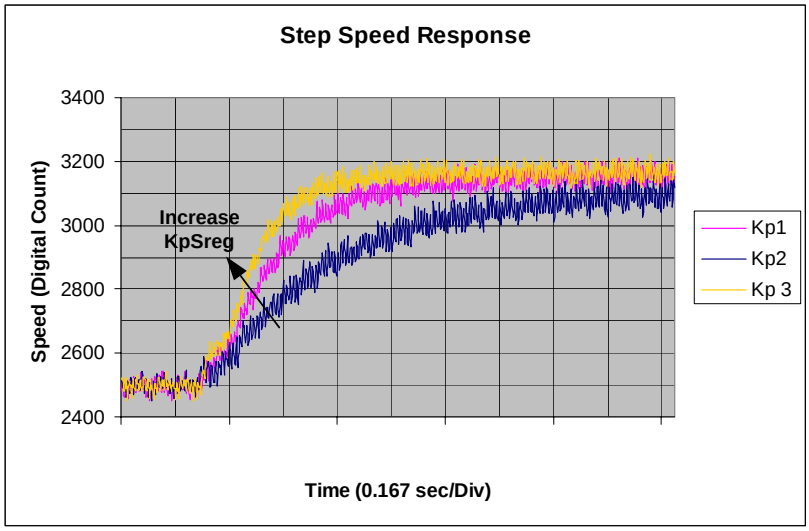


図9 異なる比例利得 (KpSreg ＝ Kp1、Kp2、Kp3) のときのステップ速度応答

所望の過渡応答（速度安定化回路の帯域幅）が得られるまでKpSregを調整します。慣性対摩擦比が大きいファン用途の場合、約0.2secの1次時定数を持つようにKp3を選択します。

2) **KxSreg の調整**：所望の比例利得（KpSreg）を選択した後（ステップ 1）、公称のランプ速度と速度安定化回路の積分利得（KxSreg）を再開してください。この状況（KpSreg ＝ Kp3 かつ KxSreg ＝ Kx1）で、ステップ 1 で説明したのと同じ速度範囲（30%～35%）でランプ速度コマンドを入力します。図 10 に、3 種類の積分利得（Kx1、Kx2、Kx3）のときのランプ速度応答を示します。パラメータ・コンフィギュレータから移した初期の積分利得（Kx1）を使ったときの応答特性は発振していました。速度の発振を十分に除くため、積分利得を減少させます（Kx2 と Kx3）。このファンの用途では、KxSreg ＝ Kx3 での応答特性が許容できます。

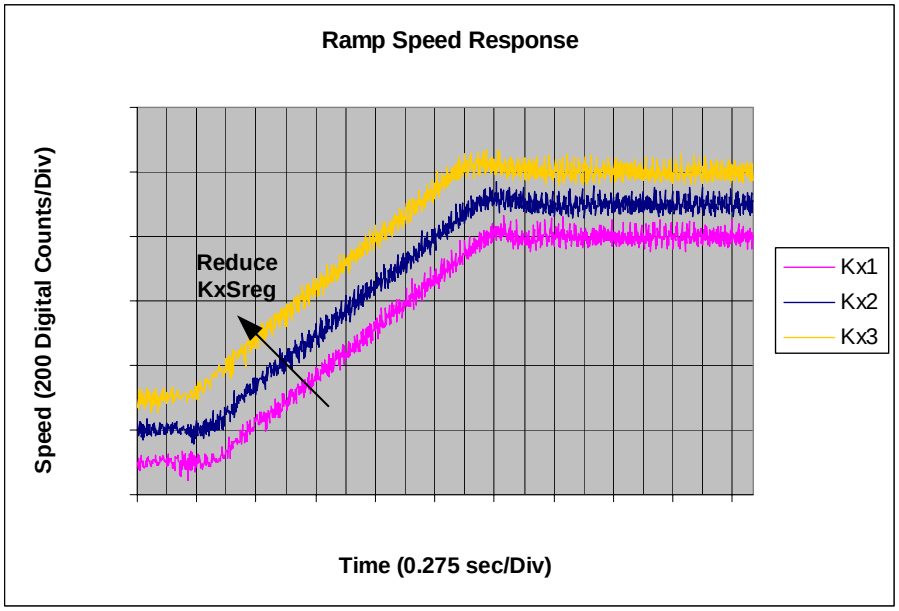


図 10　異なる利得 KxSreg でのランプ速度応答

3) 図 11 に、速度安定化回路の利得が適切でないとき（KpSreg ＝ Kp1、KxSreg ＝ Kx1）と、最適なとき（KpSreg ＝ Kp3、KxSreg ＝ Kx3）のランプ速度応答特性を示します。利得の最適化により、優れた制御応答特性が実現できます。

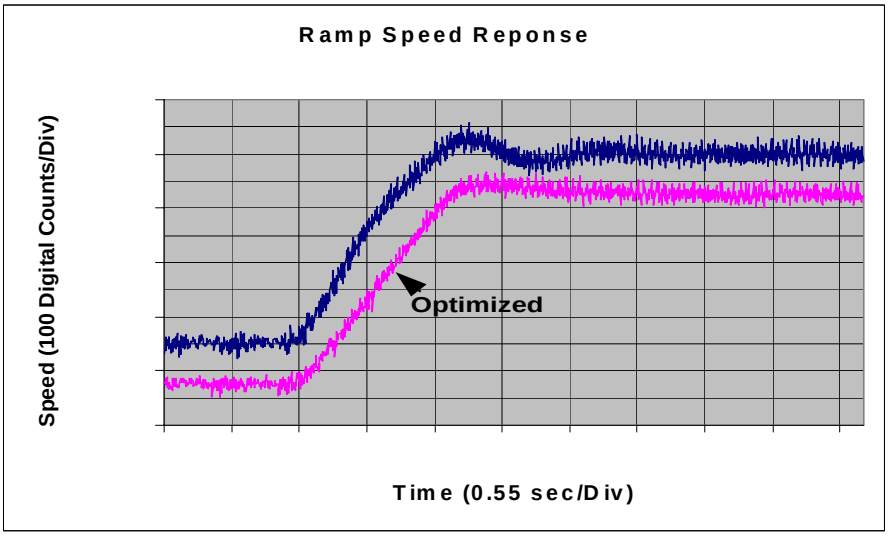


図 11　最適化したとき (図中の下のピンク色の特使) と
最適化していないとき (図中の上の特性) の速度応答特性の比較

4) 最適化したランプ速度応答にもオーバシュートが少し発生していることが分かります（図 11)。ほとんどの用途では、小さいオーバシュート（＜10%）は許容できます。図 12 のように、KpSreg を大きくするか、または速度ランプ・レートを下げれば、速度オーバシュートをさらに減らすことができます。弱め界磁範囲が 1.5 以上が要求される用途、すなわち洗濯機のスピン・モードの場合は、オーバシュートをできるだけ小さくした方が良いでしょう。

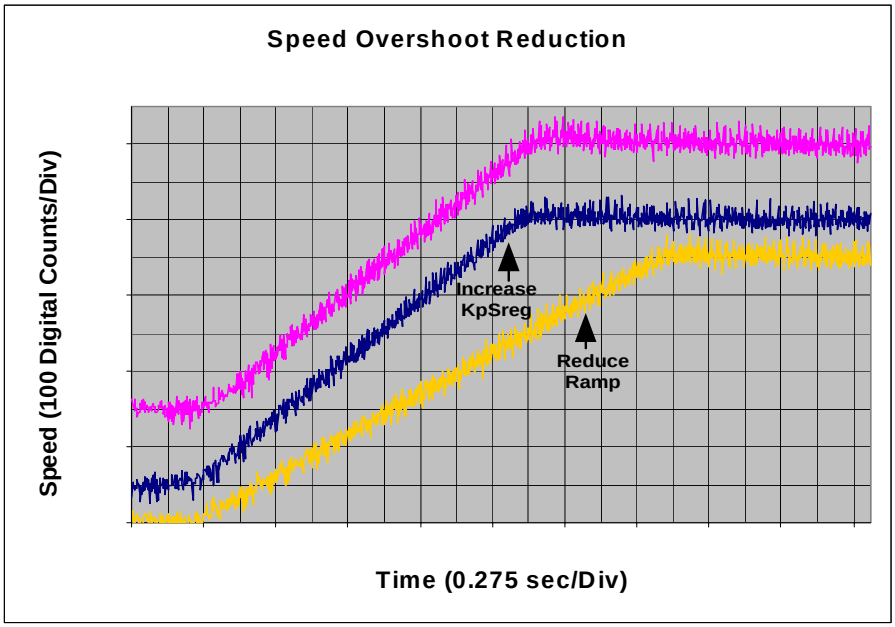


図 12 速度オーバシュートの低減

弱め界磁制御回路

速度範囲が広い用途には、弱め界磁制御が必要とされます。モーターの誘起電力BEMF(Back EMF)は速度の上昇と共に増加し、インバータ出力電圧が最大レベルに到達する点まで増加します。モーター速度をさらに速くするためには、図 13 のようにモーター端子電圧を可能な最大レベルに維持するために磁束を弱めなければなりません。

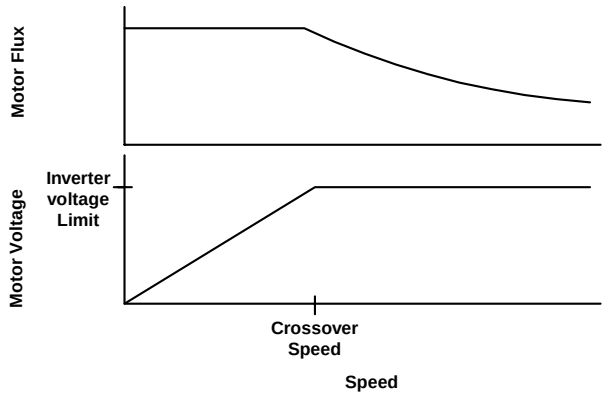


図 13　弱め界磁制御の特性

図14に、弱め界磁制御回路の回路ブロック図を示します。制御回路出力（Fwk_Id）は、d軸の電流成分を表します。d軸の電流成分はローター磁石の磁束（Flux）に対抗します。d軸に負の電流を流すと、発生する磁束を減らすことができ、従ってモーター電圧をインバータ出力の最大電圧以下に維持できます。制御ループ利得は、図14のモーター周波数と共に増加します。弱め界磁制御回路の内部で、モーター周波数に起因するループ利得の変動を除去するために利得変調を使います。

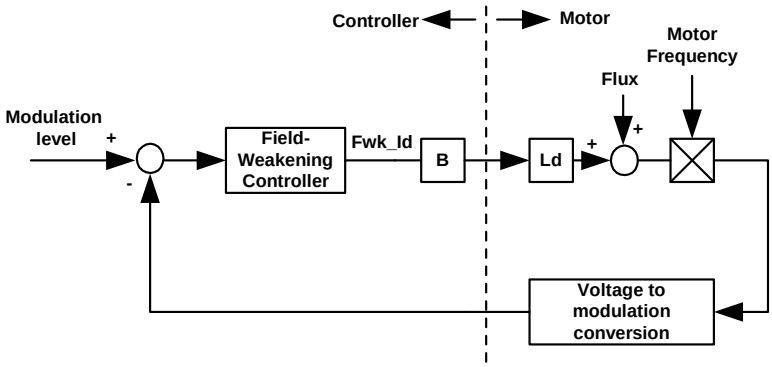


図14　弱め界磁制御回路

図15は弱め界磁制御回路です。この制御回路はMCEに組み込まれています。この図から分かるように、変調がFwkLvlによって規定される所定のレベルを超えると、d軸に負の電流（Fwk_Id）が流れ始め、磁束を減少させます。弱め界磁制御回路は、変調指数のリミッタとして機能します。利得変調回路は、前述したモーター周波数の上昇に起因するループ利得の増加を補償するように機能します。

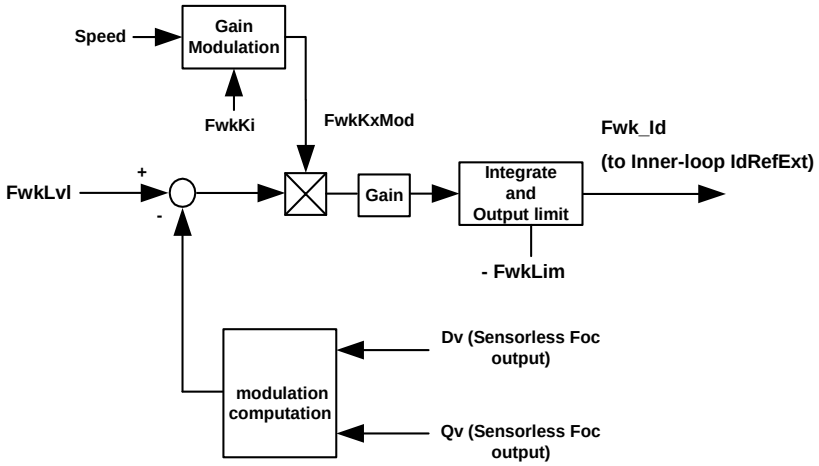


図15　弱め界磁制御回路の回路ブロック図

利得変調によって、モーター周波数が制御ループ利得から除去されます。弱め界磁制御回路の簡略化した図が図 16 です。図 16 の等価伝達関数は 1 次遅れシステムです。図 16 のパラメータ M は、モーターのインダクタンス、公称直流バス電圧、モーターのクロスオーバー周波数（モーターの Ke の関数）の関数です。パラメータのコンフィギュレータは、パラメータ M と所定の弱め界磁ループ応答（0.25 sec）に基づいて弱め界磁制御回路の利得（FwkKi）を設定します。

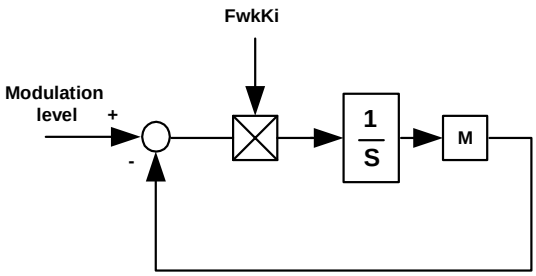


図 16　弱め界磁制御回路の簡略化した回路ブロック図

弱め界磁ループの応答は、コマンドの d 軸電流から観測できます（MCEDesigner のトレース機能を使用)。軽い弱め界磁条件（弱め界磁制御回路の出力電流でモーター定格電流の－10%）で、変調限界レベル（FwkLvl）にステップ変化（－2%）を与えます。変調限界が減少すると、弱め界磁制御回路は d 軸のモーター電流（負）を増加させて、モーター磁束を減らし、変調限界（電圧限界）を満たすようにします。

図 17 に、FwkLvl のステップ変化とコマンドの d 軸電流の応答を示します。図 17 は 1 次応答の例を示しています。弱め界磁制御回路の調整は 1 種類だけの制御回路の利得しか関係しないので簡単です。弱め界磁制御回路の応答は、速度変化に追いつけるように十分高くなければなりません。実際には、多くの白物家電製品の用途では、弱め界磁の領域での速度変化を速くする必要はありません。従って、弱め界磁の応答を緩くすることができます（一般に、応答時間を 0.1sex～0.4 sec に、パラメータ・コンフィギュレータを 0.25sec に設定)。

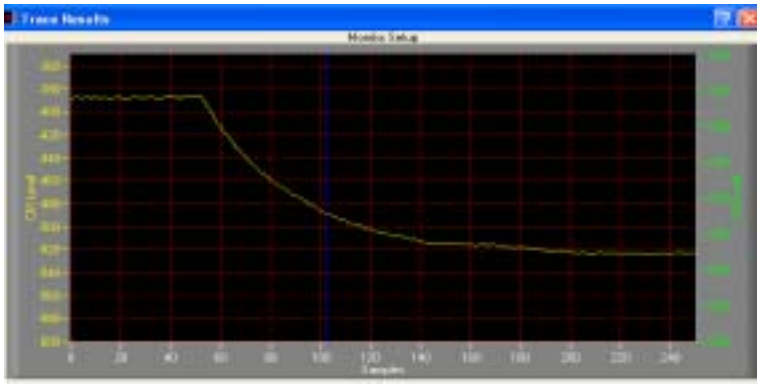


図 17　弱め界磁制御回路の応答
縦軸：Id コマンド（デジタル・カウント）　横軸：時間（0.1sec／目盛り）

クリティカルな過電圧保護機能

限られた電圧能力で高速動作を実現するためには、モーターのd軸に負の電流（弱め界磁）を流すことで、モーターの磁束を抑圧します。高速でインバータが社遮断した場合、インバータのすべてのデバイスがディセーブルになるため、負のd軸界磁による拘束が失われます。このような状況では、図18に示すようにモーターのKeに従ってモーター磁束が回復されてモーター電圧が上昇します。これは、モーターの誘起電力（BEMF）が上昇し、直流バス・コンデンサの電圧が過大な電圧まで充電されるクリティカルな過電圧状態です。

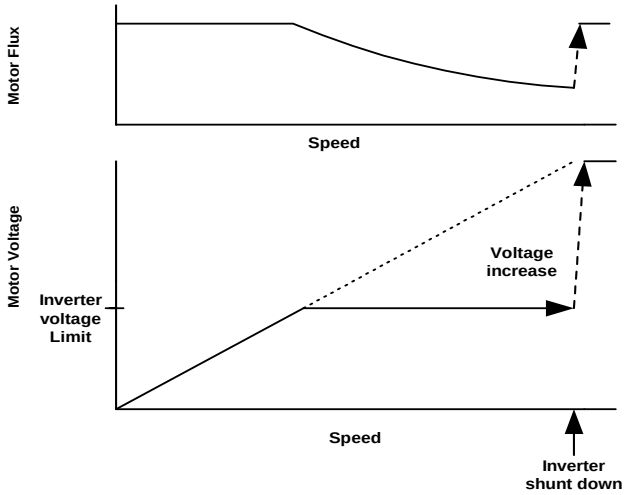


図18 弱め界磁の間にインバータが遮断

iMOTION のデジタル制御 IC（3xx シリーズ）では、クリティカルな過電圧保護機能が MCE のアプリケーション・ソフトウエアに組み込まれています。クリティカルな過電圧状態は、直流バス電圧の帰還と設定電圧レベル（パラメータ・コンフィギュレータが設定：直流バスのクリティカル電圧）を比較することによって検出されます。クリティカルな過電圧が検出されると、コマンド・ビット CriticalOv （MCE モジュールの空間ベクトル PWM の入力）が設定されます。

これにより、どのような状態（故障も含む）であっても、ゼロ・ベクトル PWM 状態（ローサイド・デバイスをオンする）が開始されます。ゼロ・ベクトルを使用すると、モーター端子が短絡されて、直流バスのコンデンサの充電が防止されます。図 19 は、クリティカルな過電圧状態とゼロ・ベクトル保護機能の使用を示します。ゼロ・ベクトルを使うと、モーター電流がモーターの巻線を還流し、モーターの回転エネルギはモーター内部（銅損とコアの損失）で消費されます。

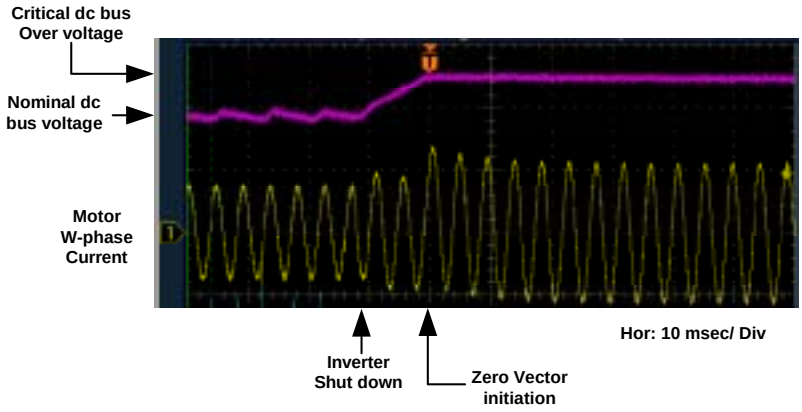


図19　クリティカルな直流バスの過電圧　　上が直流バス電圧、下がモーター電流

クリティカルな過電圧検出と空間ベクトル PWM モジュールとの間のインタフェースを図 20 に示します。

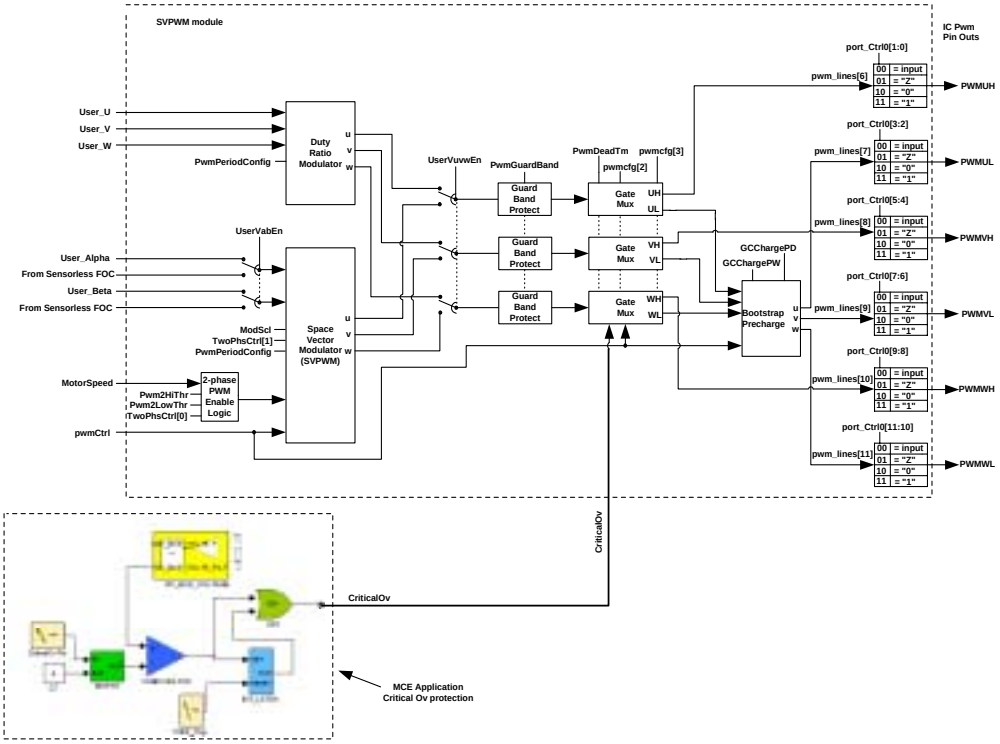


図 20　クリティカルな過電圧検出のインタフェース

iMOTIONのチップ・セットでは、デジタル制御ICに加えて、ゲート駆動IC（IRS2631）も過電圧保護機能を備えています。ゲート駆動ICは、デジタル制御ICが故障時にゼロ・ベクトル注入法を使って直流バスの過電圧を保護するように設定できます。

磁石埋め込み型永久磁石モーター (IPM) の制御

永久磁石（PM）モーターで発生するモーターのトルクは次式で与えられます。

$$\text{Torque} = \frac{P}{2} \cdot \underbrace{(\text{FluxM} \cdot I_q)}_{\text{シリンドリカル・トルク}} + \underbrace{(L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q}_{\text{リラクタンス・トルク}}$$

ここで、
P：ローターの極数
Ld、Lq：d 軸と q 軸のインダクタンス（d 軸はローター磁石の方向）
Id、Iq：d 軸と q 軸の電流成分
FluxM：永久磁石の磁束

モーターのトルクの式に関係するトルク成分は 2 種類あります。最初の成分（シリンドリカル・トルク）は、ローター磁石の磁束と固定子 q 軸電流との間の作用で発生します。2 つ目の成分（リラクタンス・トルク）は、モーターの特質（d と q のインダクタンスの差）に起因します。

この特質の項は、磁石表面配置型永久磁石モーター（SPM）では無視できます（Ld ＝ Lq）。Lq と Ld が等しくない磁石埋め込み型永久磁石モーター（IPM）の場合は、単位電流当たりのトルク定格はこの特質の項によって増幅されます。モーター動作では、負の Id を流すと、リラクタンス・トルクが増加すると思います。

図 21（a）に、IPM の単位電流当たりの最適トルク発生に対する電流ベクトルの軌跡を示します。電流が大きくなると、電流の進み位相角も増加し、これは負方向の d 軸電流要求も増えることを示します。単位電流当たりの最適トルク発生に必要とされる電流位相角を図 21（b）に示します。

iMOTION のデジタル制御 IC では、この最適電流特性は直線で近似されます。2 つのパラメータ（AngDel と AngLim）を使って、単位電流当たりの最大トルク発生に対する最適電流位相角の動作が規定されます。パラメータ AngDel は、直線の傾きを決定し、パラメータ AngLim は最大許容進み角を制限します。パラメータ・コンフィギュレータは、2 つの点（ゼロの点と定格電流の点）を使って AngDel を計算します。この直線補間とコマンドの d-q 電流の関係を図 22 に示します。

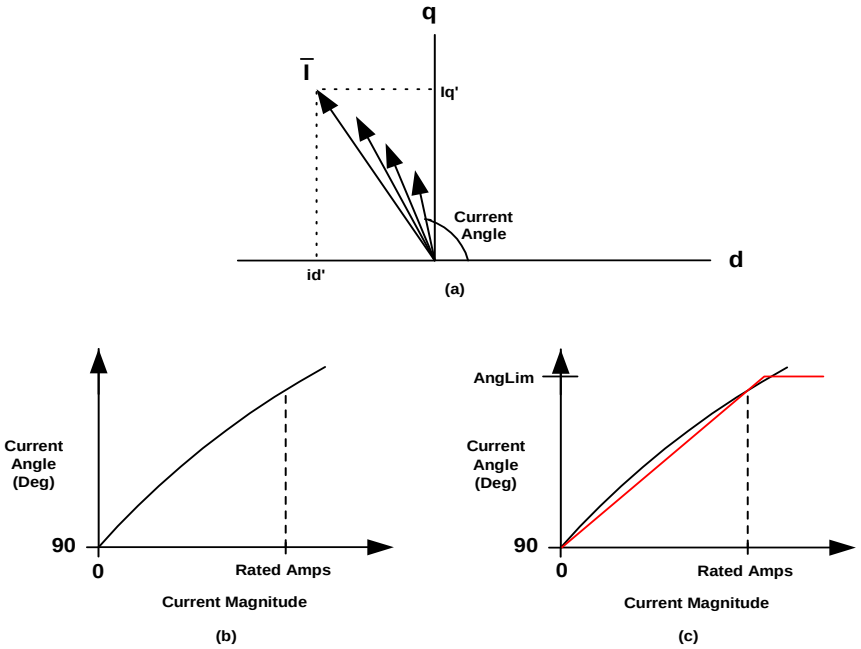


図 21　単位電流当たりの最大トルクにおける電流の位相角

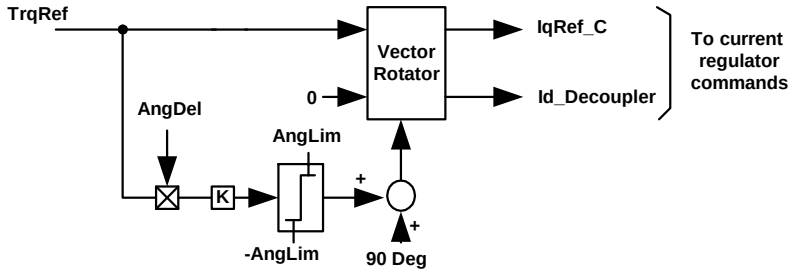


図 22　単位電流当たり最適トルク動作に対する電流デカップリング

©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。