
汎用電動機駆動システムの等価抵抗設計を用いた
性能のロバスト化に関する研究

加藤 尚和

2017年 2月

目次

目次.....	i
図目次.....	v
表目次.....	xi
第1章 序論.....	1
1.1 研究背景.....	1
1.1.1 誘導電動機の歴史と用途.....	2
1.1.2 永久磁石同期電動機の歴史と用途.....	5
1.1.3 電動機駆動システムの高効率化.....	8
1.1.4 汎用電動機駆動システムへの要求性能と変動による性能の低下.....	13
1.2 研究目的.....	17
1.2.1 負荷変動に対する高効率駆動性能のロバスト化.....	17
1.2.2 負荷変動に対する高トルク駆動性能のロバスト化.....	18
1.2.3 パラメータ変動に対する高速駆動性能のロバスト化.....	19
1.3 論文概要.....	22
参考文献.....	25
第2章 電動機駆動システムの性能のロバスト化.....	29
2.1 緒論.....	29
2.2 高効率制御技術.....	31
2.2.1 永久磁石同期電動機のモデルに基づく高効率制御.....	32
2.2.2 永久磁石同期電動機の損失最小点探索に基づく高効率制御.....	39

目次

2.2.3 誘導電動機のモデルに基づく高効率制御.....	42
2.2.4 モデルに基づく方式と損失最小点探索に基づく方式の比較.....	51
2.2.5 電動機の高効率制御における問題点.....	52
2.3 高トルク駆動と高速駆動技術.....	53
2.3.1 電動機構造による高速駆動.....	55
2.3.2 巻線切替による高速駆動.....	57
2.3.3 制御による高トルク駆動.....	61
2.3.4 追加回路による高トルク駆動.....	64
2.3.5 高トルク駆動における問題点.....	71
2.4 モデルミスマッチ補償による高速駆動時の安定化技術.....	72
2.4.1 サンプリングによる誤差の補償.....	73
2.4.2 パラメータ誤差補償.....	78
2.4.3 非干渉制御誤差の補償.....	84
2.4.4 高速駆動時の安定化における問題点.....	88
2.5 等価抵抗設計による電動機駆動システムの性能のロバスト化.....	89
2.5.1 性能のロバスト化と等価抵抗の定義.....	89
2.5.2 等価抵抗設計.....	93
2.6 本研究の位置づけ.....	95
2.7 結論.....	97
参考文献.....	95
第3章 等価抵抗設計による電動機の高効率制御.....	107
3.1 緒論.....	107
3.2 境界条件導出のための等価銅損抵抗導出.....	110
3.2.1 瞬時トルクを用いた高効率制御と等価銅損抵抗.....	110
3.2.2 一定トルクを用いた高効率制御と等価銅損抵抗.....	115
3.3 境界条件の導出と等価抵抗設計による銅損最小化.....	118
3.3.1 銅損が最小となる境界条件.....	118
3.3.2 銅損最小化のためのオンライン励磁電流制御.....	120

3.4 シミュレーション結果.....	121
3.5 実験結果.....	127
3.6 結論.....	133
参考文献.....	134
第4章 高効率な高トルク駆動システムの開発と織機駆動システムへの適用.....	135
4.1 緒論.....	135
4.2 等価抵抗と誘導電動機駆動システムの高速度始動.....	137
4.2.1 等価抵抗低減による誘導電動機の高トルク駆動.....	137
4.2.2 高効率な高トルク駆動システム.....	140
4.3 織機システムへの適用.....	141
4.3.1 織機駆動システムの特徴.....	141
4.3.2 Δ -Y 切替時のベクトル制御.....	143
4.3.3 織機駆動システムに適した高効率制御.....	144
4.3.4 センサレスベクトル制御による高効率化.....	146
4.4 始動時の素子のジャンクション温度解析.....	148
4.5 実験結果.....	151
4.5.1 始動時間と突入電流のトレードオフ改善効果.....	151
4.5.2 切替時のトルク電流変動.....	155
4.5.3 運転効率評価.....	157
4.6 結論.....	158
参考文献.....	159
第5章 等価抵抗設計による電動機高速駆動時の電流制御系安定化.....	161
5.1 緒論.....	161
5.2 埋込磁石同期電動機における電流制御系の不安定化.....	164
5.2.1 パラメータ誤差がない場合の伝達関数.....	164
5.2.2 パラメータ誤差を考慮した伝達関数.....	166
5.2.3 電流制御系の不安定条件.....	168
5.2.4 IPMSM 電流制御系の安定解析.....	172

目次

5.3 境界条件に基づく等価抵抗ゲイン設計による IPMSM のロバスト安定化.....	175
5.3.1 IPMSM ロバスト安定化電流制御系の構成	175
5.3.2 等価抵抗ゲイン k_r の下限値.....	176
5.3.3 等価抵抗ゲイン k_r の上限値.....	179
5.4 シミュレーション結果.....	180
5.4.1 パラメータ誤差を有する電動機のステップ応答	180
5.4.2 等価抵抗ゲインの上限値	181
5.5 実験結果.....	184
5.5.1 実験条件	184
5.5.2 IPMSM 電流制御系のロバスト安定性.....	186
5.5.3 弱め磁束制御領域での IPMSM 速度制御系のロバスト安定性.....	190
5.6 結論	193
参考文献	194
第6章 結論.....	195
6.1 本研究の成果.....	195
6.2 等価抵抗設計に関する結論	201
6.3 今後の課題.....	202
謝辞.....	205
論文目録.....	207

図目次

図 1.1	7.5kW トップランナーモータの効率と損失.....	4
図 1.2	日本の最終エネルギー消費と実質 GDP の推移.....	7
図 1.3	世帯当たりのエネルギー消費量の内訳.....	7
図 1.4	電動機駆動システムの高性能化に関する特性要因図.....	12
図 1.5	各主要用途の要求性能.....	14
図 1.6	誘導電動機に接続される負荷の変動角周波数と損失の関係.....	14
図 1.7	電動機の始動電流(始動時の銅損)と始動時間の関係.....	15
図 1.8	電動機回転速度と過渡時の効率の関係.....	16
図 1.9	論文概要.....	24
図 2.1	高効率制御技術の分類.....	31
図 2.2	永久磁石同期電動機の等価回路.....	33
図 2.3	dq 座標系で表した永久磁石同期電動機のベクトル図.....	34
図 2.4	定トルク曲線と最大トルク/電流制御動作点.....	34
図 2.5	最大トルク制御座標系(f-t 軸)で表した永久磁石同期電動機のベクトル図.....	38
図 2.6	各座標系の関係と最大トルク制御軸.....	38
図 2.7	高調波印加による MTPA 制御のブロック図.....	41
図 2.8	山登り法を用いた MTPA 制御のブロック図.....	41
図 2.9	ベクトル制御で駆動された誘導電動機のブロック図.....	43
図 2.10	誘導電動機の等価回路.....	43
図 2.11	励磁電流による損失とトルク電流による損失の比較による高効率制御.....	46
図 2.12	高速磁束制御モデル.....	50
図 2.13	平均高効率制御のブロック図.....	50
図 2.14	回転速度と逆起電力の関係.....	55

図目次

図 2.15	可変磁力モータの基本的な磁石配置.....	56
図 2.16	Y-Δ切替を適用した電動機の巻線切替回転数と最高回転数の関係.....	58
図 2.17	電磁接触器を用いた方式.....	59
図 2.18	半導体スイッチによって巻線を切り替える方式.....	59
図 2.19	電動機巻線に中間タップを設けた巻線.....	60
図 2.20	ダイオード整流器を用いた巻線切替方式.....	60
図 2.21	ハイパスフィルタを用いた誘導電動機の高速始動制御のブロック図.....	63
図 2.22	直接トルク制御のブロック図.....	63
図 2.23	2台のインバータを用いた極数切替回路.....	65
図 2.24	永久磁石同期電動機における回転子の極数切り替え方式.....	66
図 2.25	昇圧回路を用いた可変電源電圧システム.....	68
図 2.26	バイパスリレーを追加したインパルストルク発生システム.....	69
図 2.27	バイパスリレーを追加したインパルストルク発生の実験結果.....	70
図 2.28	モデルミスマッチ補償による安定制御技術の分類.....	72
図 2.29	座標変換におけるサンプリング誤差補償法のブロック図.....	74
図 2.30	サンプリング誤差補償特性.....	75
図 2.31	サンプリング補償を入れたときの根配置.....	75
図 2.32	電動機電流位相遅れ補償法のブロック図.....	76
図 2.33	電動機電流位相遅れ補償特性.....	76
図 2.34	磁気飽和を考慮した MTPA 制御時の出力トルクに対する d-q 軸電流の変化.....	79
図 2.35	瞬时无効電力の高調波成分を利用した同定システムのブロック図.....	81
図 2.36	電機子抵抗値同定機能をもつ適応電流制御系の電流制御ブロック図.....	83
図 2.37	非線形項を線形近似した制御ブロック図.....	83
図 2.38	非干渉制御系の基本構成.....	84
図 2.39	電流指令値を用いた非干渉制御ブロック図.....	87
図 2.40	電動機の逆モデルを用いた非干渉制御.....	87
図 2.41	逆モデルを用いた非干渉制御のステップ応答.....	87
図 2.42	各性能のロバスト化への要求.....	92

図 2.43	等価抵抗による汎用電動機駆動システム要求性能のロバスト化	92
図 2.44	等価抵抗設計フロー	94
図 2.45	本研究の位置付け	96
図 3.1	負荷変動と損失の関係と銅損を最小化する抵抗設計の特徴	109
図 3.2	周期的変動負荷	110
図 3.3	無次元の時間関数 $k(t)$ の導出方法	113
図 3.4	負荷特性と無次元の値 k_{iq} の実効値 (k_{iq_rms}) の関係	114
図 3.5	一定トルク T_c と銅損の関係	117
図 3.6	瞬時トルクを用いた場合と負荷トルクの実効値を用いた場合の銅損	119
図 3.7	負荷特性に対する銅損が最小となる境界	119
図 3.8	負荷変動周波数の導出方法	120
図 3.9	高効率制御のブロック図	123
図 3.10	周期的変動負荷にもとづく励磁電流一定制御による高効率制御の銅損	124
図 3.11	オンライン励磁電流制御のシミュレーション結果	124
図 3.12	計算結果とシミュレーション結果の比較	125
図 3.13	シミュレーションで使用する方形波負荷	125
図 3.14	方負荷変動を方形波にした場合のシミュレーション結果	126
図 3.15	方形波負荷の一定トルクを用いた場合と瞬時トルクを用いた場合の銅損	126
図 3.16	実機検証に用いたシステムの概要図	128
図 3.17	銅損測定結果	129
図 3.18	銅損が最小となる境界の計算結果と実験結果の比較	129
図 3.19	A 点 ($a=0.2, \omega\tau_2=1.1$) での動作波形	130
図 3.20	B 点 ($a=0.2, \omega\tau_2=2.6$) での動作波形	131
図 3.21	C 点 ($a=0.8, \omega\tau_2=2.6$) での動作波形	132
図 4.1	加速時間を短縮させる等価抵抗設計の特徴	136
図 4.2	切替器と誘導電動機の接続図	139
図 4.3	インバータと切替器を直列に接続した電動機駆動システム	140
図 4.4	インバータ運転における織機の接続図	142

図目次

図 4.5	織機(JW-832C)の外観.....	142
図 4.6	織機を運転した時の負荷特性.....	142
図 4.7	T形等価回路のY接続時の電動機パラメータと Δ 接続時の電動機パラメータ..	145
図 4.8	本論文で用いる速度センサレス制御のブロック図.....	147
図 4.9	電動機の逆起電力 e , 磁束 ϕ_2 のベクトル図.....	147
図 4.10	シミュレーションモデル.....	149
図 4.11	突入電流のシミュレーション結果.....	150
図 4.12	始動時の熱解析結果.....	150
図 4.13	織機を電動機で駆動した際の始動特性.....	153
図 4.14	織機を電動機で駆動した際の始動電流.....	153
図 4.15	直入れ運転における Δ -Y切替時の電動機一次側電流波形.....	154
図 4.16	突入電流と始動時間の関係.....	154
図 4.17	制御方式による切り替え時のトルク電流変動幅.....	156
図 4.18	提案法により巻線を切替えた時の電動機一次側電流波形.....	156
図 4.19	使用電力量当たりの横糸本数から求めた織機の運転効率.....	157
図 5.1	パラメータ誤差と安定性の関係と制御系を安定化する等価抵抗設計の特徴....	163
図 5.2	非干渉化制御のブロック図.....	165
図 5.3	電流制御系が不安定となる K_{Ld} , K_{Lq} と ω_c/ω_e の関係.....	171
図 5.4	電流制御系の根配置.....	173
図 5.5	q軸電流指令値からq軸電流までの伝達関数 G_q の周波数特性.....	174
図 5.6	q軸電流指令値からd軸電流までの伝達関数 F_{qd} の周波数特性.....	174
図 5.7	等価的に抵抗値を増加させる電流制御系のブロック図.....	175
図 5.8	等価抵抗ゲイン k_r を変化させた時の根配置.....	177
図 5.9	各等価抵抗ゲイン設計の周波数特性.....	178
図 5.10	検出遅れを考慮したq軸電流制御系のブロック図.....	179
図 5.11	非干渉制御を行った場合と提案法を用いた場合の電流ステップ応答.....	182
図 5.12	検出遅れをパデ近似したq軸電流制御系のステップ応答.....	183
図 5.13	検出遅れを考慮したq軸電流制御系のステップ応答.....	183

図 5.14	PMSM 駆動システムの構成	185
図 5.15	速度制御器のブロック図	185
図 5.16	従来法を用いた場合の電流制御系のステップ応答	188
図 5.17	提案法を用いた場合の電流制御系のステップ応答	189
図 5.18	インダクタンス誤差係数を点 A($K_{Ld}=0.5$, $K_{Lq}=2.0$)とした時の速度制御波形...	191
図 5.19	弱め磁束領域まで電動機を加速させた場合の速度制御波形.....	192

表目次

表 1.1	各国の効率基準の法的規制状況.....	4
表 2.1	損失モデルに基づく方式と損失最小点探索に基づく方式の比較.....	51
表 2.2	高トルク駆動技術と高速駆動技術の分類.....	54
表 2.3	各極数モードにおける各インバータの指令値の相順.....	65
表 3.1	3.7 kW 誘導電動機のパラメータ.....	123
表 4.1	Y- Δ 始動法と Δ -Y 始動法の比較.....	139
表 4.2	無負荷試験と拘束試験によって求めた電動機パラメータ.....	145
表 4.3	電動機パラメータ.....	149
表 4.4	提案法の比較対象.....	152
表 5.1	電流制御系の伝達関数の特性方程式から作成したラウス表.....	171
表 5.2	安定解析に用いる PMSM のパラメータ.....	173
表 5.3	むだ時間を 1 次のパデ近似として作成したラウス表.....	179
表 5.4	負荷側電動機のパラメータ.....	185
表 6.1	第 3 章から第 5 章で得られた結論のまとめ.....	200

第1章

序論

1.1 研究背景

電動機駆動技術は、半導体デバイスの進歩に伴うインバータなどの電力変換器やマイクロプロセッサの高性能化と低コスト化による制御技術の進歩と実用化により、現在では産業機械やロボットなどの産業分野、電気自動車や電車などの輸送分野、エアコンや洗濯機などの家庭分野といった幅広い分野で必要不可欠な技術となっている⁽¹⁾⁽²⁾。電動機駆動用可変周波数変換器の実用化の幕開けとなったのは1964年のW. McMurrayによる論文(SCR inverter commutated by an auxiliary impulse)であり⁽³⁾、以後、1968年にV. K. Hasseによってベクトル制御の考案がされてからは、パワーデバイスやデジタル制御の発展などにより電動機駆動技術が向上し、1980年代後半からベクトル制御の実用化が始まってからは、電動機の用途は急速に拡大した⁽⁴⁾⁽⁶⁾。

電動機には直流電動機と交流電動機とがある。直流電動機は古くから研究開発や実用化が進められており、その制御性能の良さから可変速電動機として1880年代後半から長年使用されてきた。しかし、直流電動機は機械的な整流機構を有しているためメンテナンスが不可欠であることや、直流であるため高圧化が難しく電動機としての体格が大きくなってしまふことなどの問題がある。このことから、現在では直流電動機は主に小容量の限られた用途に用いられ、誘導電動機や永久磁石同期電動機などの交流電動機による交流可変速システムが主流になっている⁽⁷⁾⁽⁸⁾。

1.1.1 誘導電動機の歴史と用途

誘導電動機の基本原理となったのは、1824 年の D.F.J.Arago による“アラゴの円板”の実験であり、その後、1885 年～1888 年ごろに G. Ferraris および N. Tesla が二相交流による回転磁界を発見し、1889 年に M.von Dolivo-Dobrowolski が世界初の 100W の三相かご形誘導電動機の製作に成功した⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。誘導電動機は一次電機子巻線と二次導体から構成され、固定子鉄心および回転子鉄心はケイ素鋼板を積層して作られる。また、誘導電動機は、回転子がアルミまたは銅によって短絡されたかご形と、回転子に巻かれた 3 相巻線の端子をスリップリングからブラシを介して外部の抵抗や電力変換器に接続することが可能な巻線形の 2 種類がある。この 2 種類のうち、かご形誘導電動機は構造が簡単であり、堅牢で安価なことから数多く使用されている⁽¹¹⁾。誘導電動機の固定子巻線に三相交流電圧を印加すると電流が流れ、回転磁界が発生し、回転磁界の回転速度と回転子の回転速度の差によって、回転子に速度起電力が生じる。この速度起電力によって流れる二次電流と回転磁界によりトルクが発生し、誘導電動機は回転する。誘導電動機は磁石が不要であり、高速運転での弱め磁束制御による損失がなく、大電流駆動による高トルク駆動が可能といった特徴がある⁽¹²⁾。この特徴から、近年では高トルク駆動による高い加速性能を活かした電動スポーツカーが開発されており、高回転領域での使用頻度を考慮して誘導電動機を採用しているものがある⁽¹³⁾⁽¹⁵⁾。また、誘導電動機は 1 台のインバータで複数台並列運転が容易であることから、鉄道駆動用や鉄鋼圧延用などに多く使用されている。このように誘導電動機は、ベクトル制御が開発されてから直流電動機に代わる電動機として幅広い用途で利用されており、高トルクによる加速や高速領域での高効率駆動といった特徴を生かした用途への適用や、高効率構造化⁽¹⁶⁾に関する開発も進んでいる。さらに、現在では高効率電動機の普及を目的としたトップランナーモータに関する日本工業規格(JIS)が制定されている。

表 1.1 に各国の効率基準の法的規制状況を示す⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾。国内の誘導電動機の普及台数は約 1 億台であり、すべての三相誘導電動機の年間消費電力量は約 5430 億 kWh である。これは日本国内の年間消費電力量の 55%に相当し、産業用電力量の 75%に相当する。誘導電動機が使用されている主要機器は、ポンプ、圧縮機、送風機といった産業用機器であり、この 3 品目で全体の 70%以上の消費電力量を占める⁽¹⁸⁾。誘導電動機は産業用途として幅広く使われているため、汎用誘導電動機の主要な特性は世界中で標準化されている⁽¹¹⁾。2008 年

には日本国内の汎用三相誘導電動機普及率の99%が標準効率(国際規格 IEC の IE1)であり、高効率(IE2)やプレミアム効率(IE3)クラスの電動機の普及は進んでいなかった。一方、米国やカナダでは2011年にIE2とIE3クラスの電動機普及率がそれぞれ35%であり、米国では2011年の普及率が70%にまで増加していた。また、欧州でも高効率(IE2)の普及が進み、2011年までに各国で汎用誘導電動機の高効率化が進んでいた⁽¹⁹⁾。国内では、地球環境保護や温暖化防止を目指して、エネルギー消費量の抑制や削減のため、1997年に省エネ法が制定され、さらに1998年の改正によりエネルギー消費効率の向上と普及促進を目指して「トップランナー制度」が導入された。当初の対象商品は自動車やエアコンなど11品目であり、2011年まで汎用三相誘導電動機の法的規制の検討はなされていなかった。しかし、日本国内の消費電力量に対する電動機の消費電力量の割合は大きく、電動機の高効率化による地球温暖化への環境対策が重要であることから、2011年に「経済産業省総合資源エネルギー調査会省エネルギー基準部会」において三相誘導電動機のトップランナー制度導入に向けた検討が行われ、2013年に省エネ法が改正されてからは、トップランナー制度の対象機器に誘導電動機も追加され、2015年から規制が開始された⁽²⁰⁾。

図1.1に各効率クラスにおけるトップランナーモータの効率と損失を示す。図1.1からわかるように、IE3レベルの誘導電動機の損失低減効果は高い。たとえば、国内に普及している7.5kWの誘導電動機を標準効率のものからのIE3レベルの効率ものに変更したとすると、損失低減率は34.8%であり、効率は86.0%から90.4%に向上するとされている⁽²¹⁾⁽²²⁾。また、現在国内で使われている汎用誘導電動機がすべてプレミアム効率のものに置き換わったとすると、消費電力量全体の約1.5%を削減することができる⁽¹¹⁾。さらに、汎用誘導電動機はインバータなどの電力変換器によって負荷に応じた高効率制御を適用することで、幅広い運転条件での高効率化が可能となる。このため、汎用誘導電動機駆動システムの高効率化のためには、汎用誘導電動機がプレミアム効率に置き置き換わるだけではなく、高効率化された電動機をインバータと組み合わせたシステムによって電動機駆動システム全体を高効率化することが重要である⁽²³⁾。

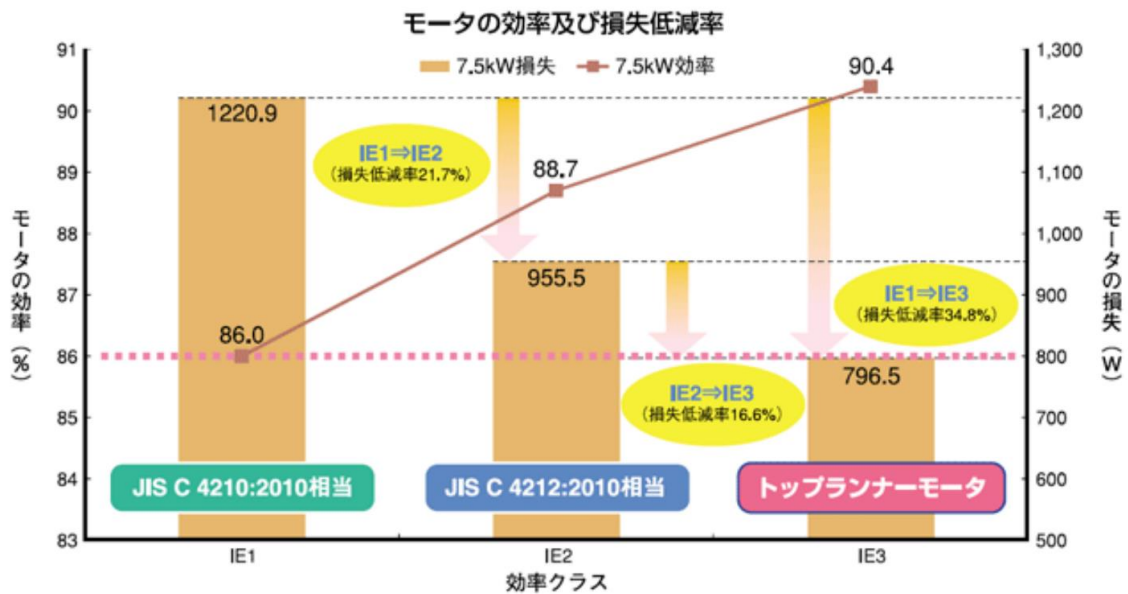
表 1.1 各国の効率基準の法的規制状況

各国における規制の時期と適用される効率クラス 2013年9月現在

	2008	2009	2010	2011	2012	2013	2014	2015	2016	2017
米国	'97-EPAAct: エネルギー政策法 EPAAct (IE2) 規制開始			EISA: エネルギー独立安全保障法 '10/12-NEMA Premium (IE3) 規制開始						
豪州・NZ	MEPS (Minimum Energy Performance Standards) による '06-EFF1 (IE2+ α) 規制発効									
欧州 EU27				欧州委員会 エコデザイン要求事項 '11/6-IE2規制開始						
韓国	段階的にIE2規制開始 '08/7-45kW以上		'10/1-15kW以上 '10/7-0.75kW以上	'11/1-8極機						
中国	エネルギー効率標識実施規則 '07/7- GB3級 (標準効率+ α)			'11/7-GB2級 (IE2+ α) 規制開始	12/9-新GB3級 (IE2) 規制開始					
ブラジル			'09/12-IE2規制開始							
日本							★特定機器指定告示予定		'15/4-IE3でのトップランナー 規制開始予定	

■ : IE2規制 ■ : IE3規制

出典：経済産業省:「総合資源エネルギー調査会 省エネルギー基準部会 三相誘導電動機判断基準小委員会 最終取りまとめ」, http://www.meti.go.jp/committee/sougouenergy/shou_energy_kijun/sansou_yudou/report_00_01.pdf, (2013)



出典：経済産業省: ニュースリリース「低圧トップランナーモータ」のJISを制定(JIS C 4213)」, <http://www.meti.go.jp/press/2013/03/20140320002/20140320002-3.pdf>

図 1.1 7.5kW トップランナーモータの効率と損失

1.1.2 永久磁石同期電動機の歴史と用途

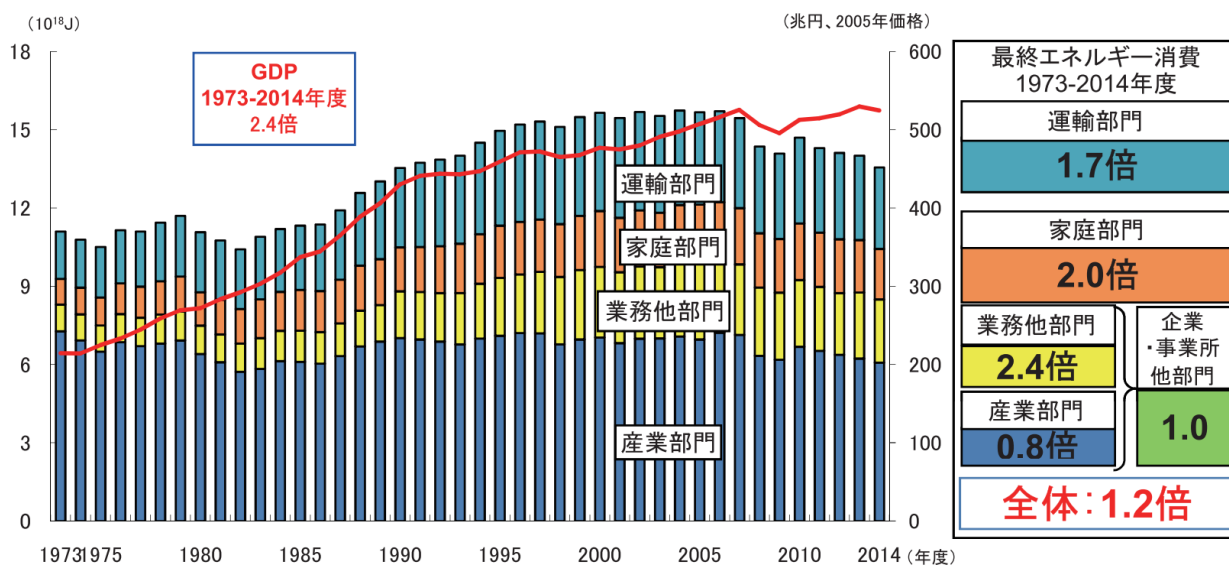
永久磁石同期電動機の原理となったのは1883年にH. M. Pixiiが行った永久磁石を回転させて交番電流を発生させる実験である。1883年にはJ. Hopkinsonが単相同期発電機の並列運動実験で発電機よりも90°位相が遅れた方の同期機が単相同期電動機として動作することを明らかにした。しかし、大きい負荷がかかると脱調停止してしまい使いづらいといった問題点があり、実用化するに至らなかった⁽⁹⁾。その後、かご形誘導電動機が実用化へ発展した後、1930年にアルニコ磁石が発見されたと同時期に実用化されたが、アルニコ磁石は保磁力や減磁耐力の点で問題があり、小容量の電動機に限られていた。そして、1950年代のフェライト磁石に続く希土類系磁石の発明と、IGBTに代表される高性能な自己消弧素子の実現化により、永久磁石同期電動機は進歩を遂げた。永久磁石同期電動機は、過大な電流を流すことで不可逆減磁を招く恐れがあるため大電流化による高トルク化が困難であるといった欠点をもつが、小型化や低速領域や軽負荷領域での高効率化を達成できるといった利点をもつ。これは永久磁石同期電動機には誘導電動機と比べ、すべりによって生じる二次銅損がないこと、界磁磁束が永久磁石によって確立されるため励磁損失がないこと、損失低減により構造で定まる放熱能力を低減できること、放熱の困難な回転子での発熱がないこと、回転子に使用している希土類磁石はエネルギー密度が高いことなどの特徴があるためである⁽²⁴⁾。永久磁石同期電動機は、ロータ表面に永久磁石を張り付けた表面磁石型同期電動機(SPMSM : Surface Permanent Magnet Synchronous Motor)とロータ内部に永久磁石を埋め込んだ埋込磁石型同期電動機(IPMSM : Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)に大別される。IPMSMはマグネットトルクのほかにリラクタンストルクも利用できるため、高効率で可変速範囲の広い電動機として、コンプレッサやスピンドル、電気自動車用電動機などの用途にその応用範囲を拡大している。特に、1990年代までの汎用インバータのほとんどが誘導電動機用であり⁽²⁵⁾、誘導電動機と比べ構造が複雑になることから同期電動機は汎用需要において敬遠されていたが⁽²⁶⁾、2000年代に入ってから32ビットマイコンの低価格化によって、効率の向上やセンサレスベクトル制御を安価に実現できるようになった⁽²⁷⁾⁽²⁸⁾。この結果、永久磁石同期電動機の汎用インバータでの駆動が盛んとなり、構造の簡素化が可能な永久磁石同期電動機が注目されるようになった。さらに、残留磁束密度の大きい焼結希土類磁石などの材料技術の進歩によって、高効率で小型な永久磁石同

期電動機が製造できるようになった⁽⁷⁾。このような特徴をもつことから、永久磁石同期電動機は小型、高効率が要求される用途に使用される。

図 1.2 に日本の最終エネルギー消費と実質 GDP の推移を示す⁽²⁹⁾。部門別のエネルギー消費動向の伸びは、石油ショック当時の 1973 年度から 2014 年度までの約 40 年間で、産業部門(農林水産鉱建設業と製造業の合計)で 0.8 倍、企業・事務所他部門で 2.4 倍、家庭部門で 2.0 倍、運輸部門で 1.7 倍である。これは、家庭部門において生活水準の向上などにより快適さや便利さを求める生活様式が普及したことや、運輸部門において自動車などの普及が進んだことからエネルギー消費量が大きく増加したためである。特に家庭部門において、家庭分野全体の 40%の消費電力量を占めるエアコンや冷蔵庫は 1998 年にトップランナー基準が設けられてから高効率化のために永久磁石同期電動機化が進められた。

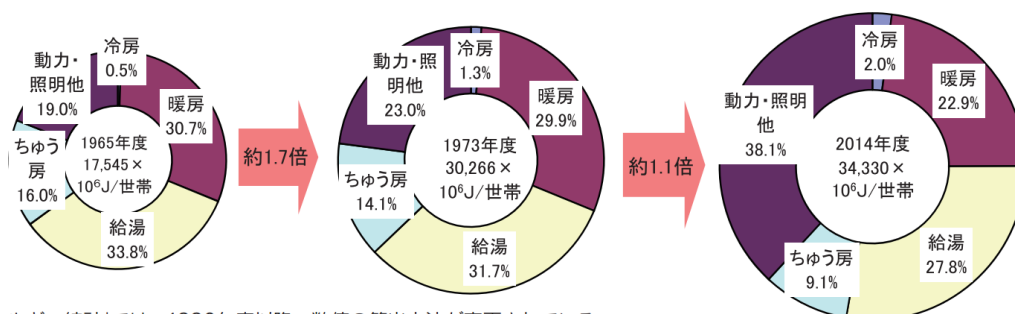
図 1.3 に世帯当たりのエネルギー消費量の内訳を示す⁽²⁹⁾。世帯当たりのエネルギー消費量の内訳は、冷暖房が 24.9%、給湯が 27.8%で全体の 50%以上を占めており、これらの用途にヒートポンプなどの高効率化機器を使用することは省エネ技術としてだけでなく、二酸化炭素の削減効果からも大きな関心が寄せられている⁽³⁰⁾。エアコンの冷媒は代替フロン、ヒートポンプポンプ給湯器の冷媒は自然冷媒(二酸化炭素)であり、これによって大気中の熱を取り込んで圧縮機で冷媒を圧縮して高温化する。また、小型、高効率化といった観点から、エアコンやヒートポンプなどの圧縮機には永久磁石同期電動機が使用される。家庭部門におけるヒートポンプ技術は、エアコンや給湯器のみならず、洗濯乾燥機や冷蔵庫などにも適用が進められており、大幅な省エネ効果が期待されている⁽³¹⁾。さらに、産業部門においても空調やプロセス冷却、加熱に適用可能であり、民生部門や産業部門において熱源として用いているボイラなどをヒートポンプ機器で代替することで、「日本の約束草案」⁽³²⁾に示されている 2030 年度の二酸化炭素排出削減量のうち、産業部門、業務その他部門、家庭部門の削減目標合計の約 22%に相当する量を削減することができる⁽³³⁾。運輸部門では、自動車において地球温暖化や石油資源の枯渇、高騰などを背景に 1990 年代初頭から自動車メーカーにおける電気自動車の開発が本格化した。また、車載用のパワーステアリングやコンプレッサなどといった自動車用補機においても、従来から使用されている油圧やエンジンのクランクプーリからベルトを介した動力に代わり、小型化、高効率化、軽量化が可能な永久磁石同期電動機を動力として用いるものが増加している。

このように、エネルギー消費量が増加している家庭部門や輸送部門においては、永久磁石同期電動機への置き換えや適用が進んでおり、永久磁石同期電動機も誘導電動機と同様に多様な用途に適用されるため、接続される負荷に応じて高効率に運転可能な制御が必要となる。



出典：経済産業省・資源エネルギー庁：「エネルギー白書 2016」, <http://www.enecho.meti.go.jp/about/whitpaper/2016pdf/> (2016)

図 1.2 日本の最終エネルギー消費と実質 GDP の推移



(注1) 「総合エネルギー統計」では、1990年度以降、数値の算出方法が変更されている。
 (注2) 構成比は端数処理(四捨五入)の関係で合計が100%とならないことがある。
 出典：日本エネルギー経済研究所「エネルギー・経済統計要覧」、資源エネルギー庁「総合エネルギー統計」、総務省「住民基本台帳」を基に作成

出典：経済産業省・資源エネルギー庁：「エネルギー白書 2016」, <http://www.enecho.meti.go.jp/about/whitpaper/2016pdf/> (2016)

図 1.3 世帯当たりのエネルギー消費量の内訳

1.1.3 電動機駆動システムの高効率化

これまで述べたように、誘導電動機と永久磁石同期電動機はそれぞれの特徴を生かした用途で使用されており、近年では省エネ化による温室効果ガス削減を目的とした電動化の拡大に伴い、高効率な電動機駆動システムの開発が重要となる。

図 1.4 に電動機駆動システムの高効率化に関する特性要因図を示す。電動機駆動システムの高効率化に向けての主な課題として、(1)電動機の高効率化、(2)駆動回路の高効率化、(3)制御による高効率化があげられる。

(1)電動機の高効率化

誘導電動機はプレミアム効率モータへの置き換えが進んでいる⁽³⁴⁾。プレミアム効率モータでは、スロット数や形状の違いによる磁束分布と発生する損失とのバランスを考慮した最適設計、巻線充填率の向上による導体断面積の増加、コイルエンド短縮にともなう導体長短縮による低抵抗化などによって一次銅損を低減している。また、誘導電動機は回転子に二次電流による二次銅損が発生し、同期電動機よりも二次銅損分損失が増加するという問題がある。この問題に対して、一次銅損と同様にスロット形状の最適化による低抵抗化が行われ、回転子スロットの形状がトルク特性や電流特性におよぼす影響と効率特性を考慮して出力や極数ごとの形状最適化が行われている⁽³⁵⁾。また、近年では一般的なアルミダイカストの代わりに純銅を適用した二次巻線を有するかご形誘導電動機の研究が行われている。二次導体をアルミから純銅に切り替えることによって、二次銅損の低減による高効率化や発熱の抑制による小型化を実現することができる⁽¹⁶⁾。

一方、鉄損は電磁鋼板やアモルファス金属といった高透磁率材料を鉄心に用いることで低減が図られている⁽³⁶⁾。また、鉄損を低減するためには固定子と回転子の溝数やスロット形状、寸法など多くのパラメータを考慮する必要がある⁽³⁵⁾。銅損を低減するためにスロットを大きくしていくと電動機の磁束密度が高くなるため、鉄損が増加して効率が低下する。このため、銅損と鉄損のバランスや電氣的な特性を考慮した設計が必要となる。

電動機の高効率化のためには、銅損や鉄損といった電氣的損失以外にも風損や軸受損といった機械的損失を考慮する必要がある。風損は主に冷却用のファンによって発生する。このため、電動機設計段階で熱設計を行い、電動機の温度を高精度に算出することで冷却

ファンによる風損を最小化することができる。また、軸受損は、軸受けサイズの見直しや低損失グリースの使用により低減が図られる。

誘導電動機に対して永久磁石同期電動機では、IEC 60034-30-1 で規定されるスーパープレミアム効率と呼ばれるクラス IE4 以上の効率を実現するものが開発されている⁽³⁷⁾。家電製品や電気自動車といった小型、軽量化が要求される用途においては誘導電動機から永久磁石同期電動機への置き換えが進んでいる。たとえば、エアコンは低速度領域の運転時間が長いため、低速度領域での高効率化や、限られたスペースへ設置するための小型化といった要求があるため、誘導電動機から永久磁石同期電動機へと置き換わった。また、リラクタンストルクを活用するために、フェライトを張り付けた表面磁石型から磁力を強めたネオジムを挿入した埋込磁石型同期電動機へと置き換わることで低速域は 20%、高速域では 10% の高効率化を実現している⁽³⁸⁾。永久磁石同期電動機のさらなる高効率化のためには、低鉄損材料の開発に加え、打ち抜き法の影響、かしめや溶接等での鉄心結束法での影響、固定子のフレームへの装着による圧縮応力の影響などといった製造時に発生する問題を実機設計時に反映させることが重要となる⁽³⁹⁾。

(2) 駆動回路の高効率化

電動機駆動システム全体の効率向上のためには電動機単体の効率のみならず、電動機を駆動するための電力変換回路の高効率化も重要となる。一般に普及している電動機駆動回路の構成は、前段のコンデンサインプット形ダイオードブリッジ整流器(ダイオード整流器)または PWM 整流器によって電源側の交流を直流に変換し、後段の PWM インバータによって直流を交流に変換し電動機を制御する。特にダイオード整流器と PWM インバータで構成されるシステムは安価であるため、汎用インバータとして広く用いられている⁽⁴⁰⁾。一方、PWM 整流器と PWM インバータのシステムは、回生が必要となる加減速頻度の高い工作機械やエレベータ用駆動回路に多く適用される。

インバータの高効率化のためにはマルチレベル化が有効である。たとえば、直流電圧が同一の条件であれば、3 レベルインバータは素子のスイッチング時に変化する電圧が 2 レベルインバータの半分となる。この結果、ユニポーラ変調を用いた場合、スイッチング損失を 2 レベルインバータの半分にすることができる。さらに、3 レベルインバータの中で

も RB-IGBT(Reverse-Blocking IGBT)などを双方向スイッチとして中性点クランプに使用するアドバンスド NPC(A-NPC)形は、ダイオードを中性点クランプに使用するダイオードクランプ形よりも電流通過素子数半分にできる。このため、導通損失は2レベルインバータと同等になる。このように、マルチレベルインバータは2レベルインバータに比べ高効率化が可能である⁽⁴¹⁾。

また、近年では交流交流直接変換器であるマトリックスコンバータの実用化が進められている⁽⁴²⁾。マトリックスコンバータは電源から負荷までの電流通過素子数がPWM整流器-PWMインバータシステムの半分であるため、導通損失を低減することができる。しかし、マトリックスコンバータは入出力電圧比(出力電圧/入力電圧)が0.866に制限される。この結果、マトリックスコンバータを電動機駆動回路として適用した場合、インバータよりも低い回転数から弱め磁束制御を適用する必要があるため、電流増加による導通損失の増加が問題となる。この問題を解決するため、過変調領域で動作させる方式や、商用トランスやV結線チョッパをマトリックスコンバータ前段へ接続する方式などが提案されている。

以上のような回路方式の変更による高効率化以外にも、駆動回路に用いられるスイッチング素子の材料や構造を工夫することで低損失化を実現することが可能である。従来から電力変換回路に使用されているSi-IGBTやSi-MOSFETはシリコン(Si)の物性値に由来する性能限界に達しつつあるため、性能の大幅な向上は困難であると考えられている。一方、近年ではシリコンカーバイド(SiC)やガリウムナイトライド(GaN)などの次世代ワイドバンドギャップ半導体を用いたスイッチング素子の研究が盛んに行われている。ワイドバンドギャップ半導体は従来のSiデバイスと比較し、低損失、高速スイッチング、高耐圧などの優れた動作特性をもつ⁽⁴³⁾。また、IGBTの表面構造の微細化やフィールドストップ構造の最適化、ライフタイム制御方法の確立などで低オン電圧化、低定常損失化、低スイッチング損失化を実現することができる⁽⁴⁴⁾。今後は、電力変換器で発生するサージ電圧や損失などを試作前に正確に計算することで開発コストの低減や開発期間の短縮を行うフロントローディングデザインの確立が重要となる。

(3)制御による高効率化

電動機に接続される負荷は、運転条件によって負荷トルクの大きさが変化する。また、

用途によって、送風機のように負荷トルクがほぼ一定なものから、圧縮機やコンベアなどのように周期的に変動するもの、負荷トルクや慣性モーメントが大きい用途のように加速するために高トルクが必要なもの、鉄鋼圧延機や自動車の急加速などの運転中にステップ状のトルクが必要なものなど様々なものがある。電動機の出カトルクは、出力電流と二次磁束によって決定する。このため、電動機を高効率に駆動するためには負荷条件に応じて電動機の損失が最小となるように電流や磁束を制御する必要がある。誘導電動機では効率が最大となる二次磁束の条件から負荷トルクに応じて二次磁束を変化させる方式があり、永久磁石同期電動機では同一電流に対して発生トルクを最大にできるように電流を制御する方式がある。

また、誘導電動機の駆動は、系統と誘導電動機をブレーカなどのスイッチによって接続することで駆動する直入れ運転が可能であるが、始動時の突入電流によって始動時の損失が増加するといった問題がある。このため、誘導電動機を突入電流なしに始動するためには、巻線切替器を用いたスターデルタ始動や始動用リアクトルを用いたリアクトル始動、三相単巻変圧器を用いたコンドルファ始動などが用いられる⁹⁾。可変速運転が必要な用途に対してはインバータを適用することで、始動時の突入電流抑制による効率向上と定常運転時の磁束制御による運転効率の向上が効果的である。

さらに、電動機駆動システムの効率は制御系の不安定化によっても低下する。温度変化や運転条件によっては抵抗値やインダクタンス値などのモータパラメータが変化する。制御システムは電動機の数学モデルに基づいて制御や推定を行うため、パラメータ誤差やサンプリングによる誤差および電流の検出誤差などのモデルミスマッチは、電流制御系や位置推定系および速度推定系などの不安定化の原因となる。制御系が不安定化すると、負荷ステップや電動機の加減速時に電流オーバーシュートが発生するため、過渡的に出力電流が増加し損失が増加する。不安定化による損失増加を抑制するためには、モータパラメータの同定やモデル化誤差の補償などを行い、制御系を安定化させることが必要となる。パラメータ同定については、誘導電動機では間接形ベクトル制御の二次抵抗同定やセンサレス制御時の一次抵抗同定による安定化方式があり、永久磁石同期電動機では永久磁石磁束鎖交数と電機子抵抗の同時同定や逐次最小二乗法によるパラメータ同定などがある。また、サンプリングによる誤差については電流検出時点における電流変化分を予測する方式など

がある。

以上のように、電動機の高効率化のためにはシステムのハードとソフト両面を考慮したシステム的设计が必要となる。特に、電動機駆動技術は、1960年代後半から電動機の過渡時の挙動について活発に研究が行われ始めて以降、現在に至るまで基礎的な制御技術は確立されているが、今後は幅広い用途に対応した広範囲な運転領域や運転条件での高効率に駆動できる汎用電動機駆動システムが必要となる。電動機の高効率化や駆動回路の高効率化によっても電動機駆動システムの高効率化を達成することができるが、用途ごとの専用設計が必要となる。一方、制御による高効率化では、汎用インバータのプログラムを変更することで高効率化が可能であり、幅広い用途に対応することが可能である。そこで、本研究では制御による高効率化に着目する。

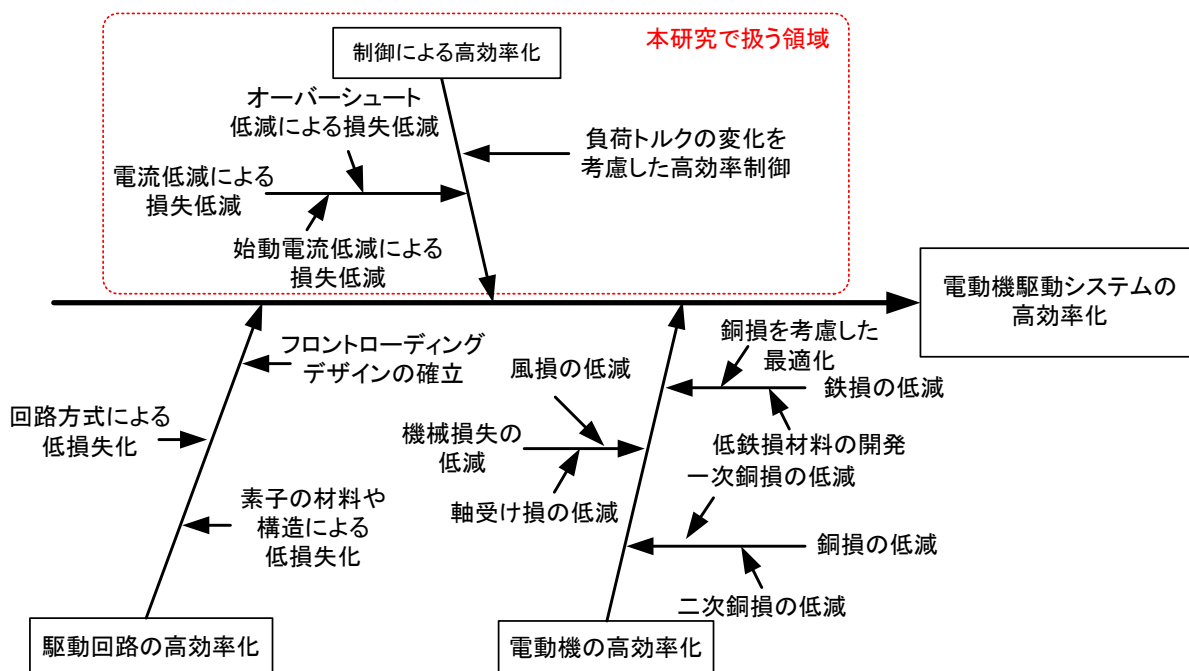


図 1.4 電動機駆動システムの高効率化に関する特性要因図

1.1.4 汎用電動機駆動システムへの要求性能と変動による性能の低下

図 1.5 に各主要用途の要求性能を示す。なお、本論文では、回転数が数千 r/min 以上の高速域で電動機を駆動することを「高速駆動」とし、定格加速時間よりも短い加速時間となるトルク(角加速度)で駆動することを「高トルク駆動」と定義する。家庭部門に使われる家電製品などでは省エネ化や小型化が要求される。この要求に対して高効率駆動によって損失を低減することで省エネ化が実現され、高速駆動によって小型化が実現される。また、産業部門では、高効率化によって運転効率が向上することで生産性の向上が実現され、高トルク駆動によって加速時間を短縮することでタクトタイムの短縮が実現される。さらに、運輸部門においても高速駆動によって小型、軽量化が実現され、高トルク駆動性能の向上が実現される。このように、家庭部門、産業部門、運輸部門といった幅広い分野において、高効率駆動、高トルク駆動、高速駆動といった性能は重要となる。しかし、電動機に接続される負荷や、運転中に変化する電動機のパラメータによって、高効率駆動、高トルク駆動、高速駆動といった性能が低下するといった問題がある。

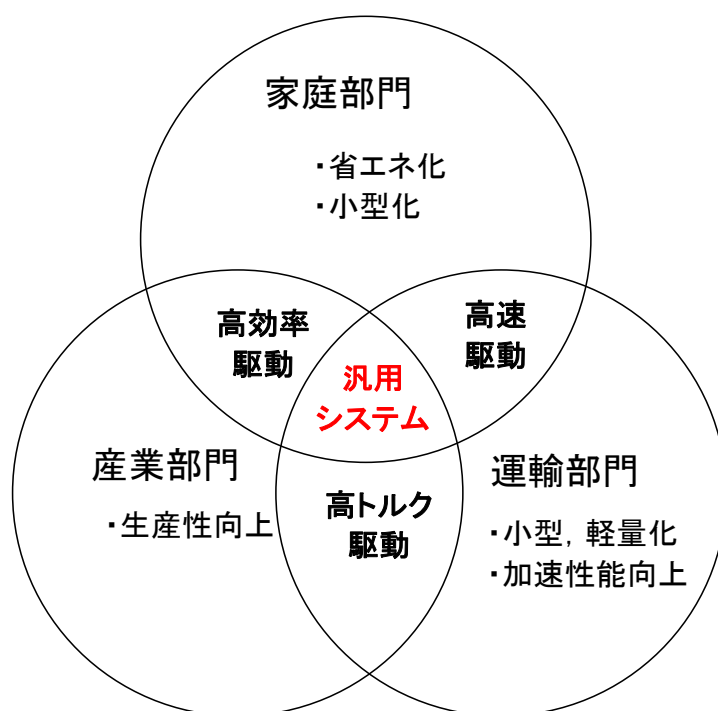


図 1.5 各主要用途の要求性能

(1)高効率駆動性能の低下

図 1.6 に誘導電動機に接続される負荷の変動角周波数と損失の関係を示す。電動機は負荷トルクに応じて電流を制御することで、運転中の負荷トルクの大きさの変化に応じた高効率制御ができる。電動機の使用率が高いポンプや圧縮機のみならず、ベルトコンベアなどの動力伝達装置、自動車などの運送機器といった用途では、周期的に変動する負荷性能をもつ。このような周期的負荷変動をもつ用途に対して、瞬時トルクを用いた高効率制御を適用すると、過渡的な電流が増加し、かえって効率が悪くなるという問題がある。これは誘導電動機の高効率制御において、誘導電動機の二次時定数に対して負荷変動周波数が高くなると二次磁束が指令値に追従できなくなり、その分トルク電流が増加するためである。一方、永久磁石同期電動機では、回転子に永久磁石を使用しているため、電流を制御することで磁束と電流の積によりトルクが遅れることなく発生する。このため永久磁石同期電動機駆動システムでは、サンプリングによる誤差などによる遅れを無視できれば、周期的に変動する負荷の角周波数に合わせて電流を変化させても、過渡的な電流の増加なく高効率に電動機を駆動できる。このように従来の誘導電動機駆動システムの高効率制御では、負荷変動が大きくなると損失が大きくなるといった関係がある。このため、多様な負荷に接続される汎用電動機駆動システムにおいて、接続される負荷特性によっては高効率駆動性能が低下するといった問題がある。

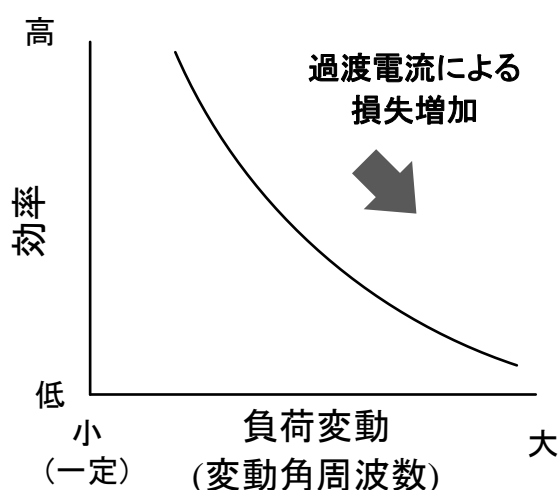


図 1.6 誘導電動機に接続される負荷の変動角周波数と損失の関係

(2)高トルク駆動性能の低下

図 1.7 に電動機の始動電流(銅損)と始動時間の関係を示す。なお、本論文では始動時のトルクおよび電流をそれぞれ「始動トルク」、「始動電流」とし、停止時から目標速度に達するまでの加速時間を「始動時間」とする。インバータを用いた電動機の代表的な制御方法として、V/f制御とベクトル制御がある。V/f制御は速度センサなしで電動機を可変速できるが、高トルクを得るという観点から考えると、ベクトル制御の方が優位である。永久磁石同期電動機は大電流による磁界の影響や温度上昇によって不可逆減磁することがあり、電流は制限されるが、誘導電動機は永久磁石をもたないため大電流による高トルク駆動が可能である⁽⁴⁵⁾。しかし、誘導電動機のベクトル制御は直入れ運転と比べると始動電流は抑えられるが、電動機が目標速度に達するまでの時間(加速時間)が遅くなる。また、高トルク駆動のために電流を増加させることは銅損増加の要因となる。

電動機の慣性モーメントは接続される負荷によって変化する。慣性モーメントが大きい負荷に接続された場合、高トルク駆動性能をロバスト化するためにはより多くの電流を電動機に流す必要がある。しかし、電動機に流れる電流はインバータの直流電圧と電動機のインピーダンスによって決まるため、大電流を流すにはインバータの出力電圧を増加させなくてはならない。この問題に対して、直流部に昇圧回路を入れることで出力を増加させることが可能であるが、追加回路の損失分だけシステムの損失が増加する。このように、多様な負荷に接続される汎用電動機駆動システムにおいて、接続される負荷特性によって高トルク駆動性能が低下するといった問題がある。

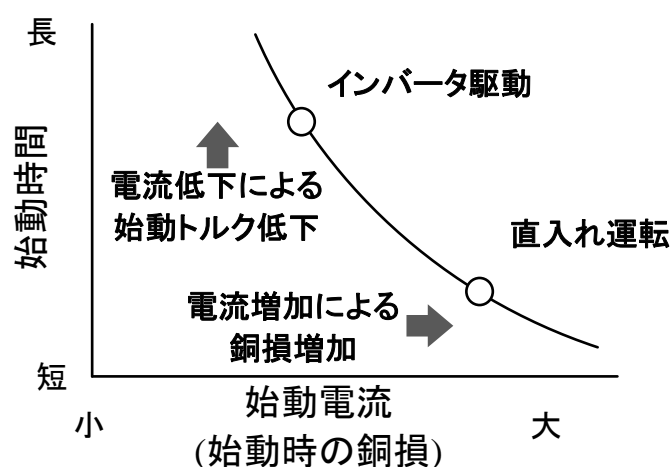


図 1.7 電動機の始動電流(銅損)と始動時間

(3)高速駆動性能の低下

図 1.8 に電動機回転速度と過渡時の効率の関係を示す。電動機駆動システムの効率は制御系の不安定化によっても低下する。特に、電動機の回転速度が高い場合は、 d 、 q 軸間で干渉し合う速度起電力が大きくなることで制御系の外乱が大きくなる。この外乱は制御系の応答周波数を上げることや非干渉化制御によって抑制することができるが、キャリア周波数の制限による応答周波数の制限や、パラメータ誤差による非干渉制御の誤差によって抑制が困難となる。制御による外乱の抑圧が十分でない場合、負荷ステップや電動機の加減速時に電流オーバーシュート量が増加し、このオーバーシュートによって過渡時の効率は低下する。このような過渡的な電流を低減するためには、回転速度を制限することで不安定化を防止することや出力トルクを制限することでオーバーシュートを抑制することなどが必要となり、これは出力トルクの制限は加速時間の制限につながる。このように、多様な負荷に接続される汎用電動機駆動システムにおいて、パラメータ変動による不安定化によって回転数や出力トルクといった駆動性能が低下するといった問題がある。

以上のように、汎用電動機駆動システムでは、負荷変動角周波数の増加による過渡電流増加にともなう損失増加、高トルク化のための電流増加にともなう損失増加、高速域での不安定化によるオーバーシュートにともなう損失増加といった問題がある。この問題を解決するためには、負荷変動角周波数の制限や、加速時間の制限、回転数や出力トルクの制限が必要となるが、これらは汎用電動機駆動システムに要求される性能の低下につながる。

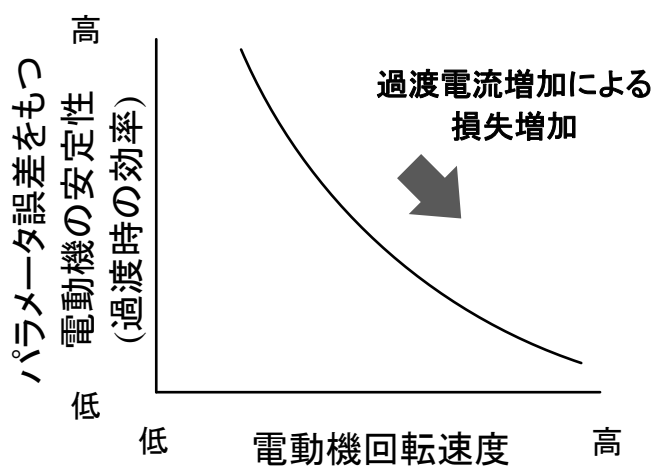


図 1.8 電動機回転速度と過渡時の効率の関係

1.2 研究目的

本研究では、汎用電動機駆動システムの性能のロバスト化を目的とし、高効率なシステム的设计法を提案する。前節でも述べたように、電動機駆動システムは負荷変動やパラメータ変動によって性能が低下するといった問題がある。この問題を解決するために、負荷変動やパラメータ変動に対する性能のロバスト化を図り、変動に対する損失の増加を抑制する。

周期的な負荷変動や接続される負荷による慣性モーメントの変化といった負荷変動に対して性能のロバスト化を図るためには、「オンライン高効率制御」と「高トルク駆動システム」が必要である。圧縮機やコンベアなどの周期的負荷変動に対応した高効率化をするためには、負荷変動に合わせた「オンライン高効率制御」が必要となる。また、ファンやポンプの障害物巻き込み時の除去、真空ポンプの気体固着の破壊、高速な再始動など負荷の状態に対して高トルク駆動性能を低下させることなく駆動するためには「高トルク駆動システム」が必要となる。一方、モータパラメータ変動に対して、所望の電流応答性能を低下させることなく安定に運転するためには、負荷のステップや電動機の加速によって過渡的に電流が流れる場合においても過電流による停止がなく運転し、オーバーシュートの抑制による損失低下を達成する「モデルミスマッチ補償による高速駆動時の安定化」が必要である。また、汎用電動機駆動システムへの適用を考えると、モータパラメータや容量によらない、電動機駆動システム的设计法の確立をする必要がある。本節では、上記の目的を達するためのそれぞれの詳細な課題とそれに対するアプローチを示す。

1.2.1 負荷変動に対する高効率駆動性能のロバスト化

電動機は負荷トルクに応じて電流を制御することで、運転中の負荷トルクの大きさの変化に応じた高効率制御ができる。これまでの高効率制御は、負荷トルクが一定といった仮定の下で損失が最小となる条件を導出し、一定トルクの負荷における効率改善効果や、負荷トルクがステップ変化した時の出力トルクの応答について議論されてきた。しかし、電動機の使用率が高いポンプや圧縮機のみならず、ベルトコンベアなど動力伝達装置や、駆動条件によっては自動車などの運送機器といった用途では周期的に変動する負荷性能をもつ。このような周期的負荷変動をもつ用途に一定負荷に基づいた高効率制御を適用する

と、かえって効率が悪くなるという問題がある。

電動機の実出力トルクは一次電流と二次磁束によって決定する。永久磁石同期電動機の場合、回転子が永久磁石であるため永久磁石の磁束によって二次磁束が決まるため、トルクは電機子電流と永久磁石磁束鎖交数によって決まる。そのため、制御系に遅れがなければ、オンライン高効率制御によって電流を負荷トルクに応じて変化させても、出力トルクを維持したまま高効率に駆動することができる。一方、誘導電動機の場合、励磁電流によって二次磁束は決まるため、トルクはトルク電流と二次磁束によって決まる。また、励磁電流と二次磁束の間には一次遅れの関係があり、その時定数は二次抵抗と二次インダクタンスによって決まる。このため、高効率制御によって励磁電流を二次抵抗と二次インダクタンスによって決まる二次時定数よりも早く変化させると二次磁束の大きさは減少し位相は遅れる。この結果、出力トルクを維持するためにトルク電流が二次磁束の減少分だけ増加し、電流増加によって銅損が増加するため、かえって効率が悪化する。このような瞬時トルクを用いた高効率制御では、負荷トルクの変動周波数が誘導電動機の二次時定数よりも早くなればなるほど二次磁束の減少や位相遅れは大きくなるため、銅損は増加し性能が低下する。この問題に対して、高効率制御に平均トルクを用いて電流を制御することで、銅損は負荷の変動周波数によらず一定となる。しかし、負荷の変動周波数が二次時定数よりも遅い場合には瞬時トルクを用いた制御よりも効率が悪化し、性能が低下する。本研究では上記のように負荷の変動周波数によらず常に銅損が最小となるオンライン高効率制御を開発する。この制御法を開発し、誘導電動機のパラメータや容量によらない設計法を確立することで、幅広い用途で高効率化が可能なシステムを構築する。

1.2.2 負荷変動に対する高トルク駆動性能のロバスト化

送風機などの電動機の実出力に慣性体が接続されている電動機では、慣性モーメントが大きいかほど電動機が目標速度に達するまでの時間(加速時間)は長くなる。このため、加速時間を短くするためには、電動機の実出力トルクを負荷トルクや慣性モーメントに応じて大きくする必要がある。また、半導体製造プロセスなどで使用される真空ポンプは扱う気体に未反応ガスが固形化して停止した際に固着してしまう場合があり、停止状態から始動する際は固着物除去のための高いトルクが必要となる⁽⁴⁶⁾。さらに、織機は始動時に横糸を編む

ために十分なトルクを出力し、加速時間を短縮できないと停止段と言われる織むらが生じ、織物の品質の低下を招く。これらの用途以外にも、電気自動車の加速などといった用途においても高トルク駆動が必要となる。

誘導電動機は大電流駆動による高トルクが得られるといった特徴があり、直入れ運転による始動時の突入電流を利用した高トルク化によって負荷条件によらずに加速時間を短くすることができる。しかし、高効率化のためには、インバータを用いた高効率制御の適用が必要となる。また、ベクトル制御によって、外乱が生じても電動機速度を一定に制御することが可能である。しかし、インバータを適用すると、直入れ運転と比べ運転効率は改善されるが、突入電流が抑えられるため加速時間が長くなるといった問題がある。また、加速時間を短くするためにはより多くの電流を電動機に流す必要があるが、電動機に流すことができる電流はインバータの直流電圧と電動機のインピーダンスによって決まるため、インバータ出力電圧の増加が必要となる。インバータの出力電圧増加はインバータの直流部にチョッパなどの追加回路を設けることで可能であるが、追加素子による損失やコストの増加となる。本研究では、直流電圧を昇圧せずに高効率化と加速時の高トルク化を実現する電動機駆動システムを開発する。このシステムを開発することで、負荷の状態に対して高トルク駆動性能を低下させることなく高効率に運転するシステムを構築する。

1.2.3 パラメータ変動に対する高速駆動性能のロバスト化

電動機の温度は、電動機が使用される環境の温度や電動機に流れる電流の大きさによって変化し、これによって抵抗値や永久磁石磁束鎖交数といったパラメータはノミナル値に対して変動する。また、電動機に流れる電流が大きくなると磁気飽和によってインダクタンス値は変動する。一方、電動機のノミナル値を得るためにはパラメータ測定が必要となり、誘導電動機の場合は「等価回路法」によって無負荷試験と拘束試験から抵抗やインダクタンスを測定する方法が日本工業規格に記載されている。永久磁石同期電動機の場合も、電機子抵抗は誘導機と同様に測定することが可能であり、逆起電力係数は電動機の軸を外力によって回すことができれば端子電圧を測定することで求めることが可能である。しかし、インダクタンスの測定に関しては統一的な測定方法は制定されていない⁽⁴⁷⁾。近年では省スペース化の観点から、高出力密度化のために電動機の小型化や高磁束密度化が注目さ

れているが、集中巻構造や磁気飽和領域の積極的利用によって電動機のインダクタンス分布は非正弦波状となる。このような電動機をダルトンカメロン法などの静止法にて測定する場合、回転子の位置によって空間高調波の影響が異なり、正確な値が測定できないといった問題がある⁽⁴⁷⁾。このため、永久磁石同期電動機においては、運転中の温度や電流によるパラメータ変動による誤差のみならず、インダクタンスの測定による誤差が制御へ影響を与える。

ベクトル制御では制御対象である電動機の数学モデルから電流制御器や速度制御器の制御ゲインを決定する。このため、パラメータ変動やパラメータの設定誤差によって電流応答などの性能が所望の性能を満たさなくなる。また、高速駆動時はセンサ付きのベクトル制御であっても、出力電流とインダクタンスから計算した d, q 軸間で干渉し合う速度起電力を補償する一般的な非干渉制御法を用いた場合、インダクタンス誤差によって電流制御系の不安定化が発生し性能が低下する。これは、インダクタンス誤差によって発生した非干渉制御誤差が負性抵抗として振る舞い、電動機速度が高くなると負性抵抗値が正帰還ループを構成するためである。特に、低コスト化による安価なマイコンの使用や効率の観点からキャリア周波数の制約によって電流制御系の応答を上げられない場合は、高速域で電流制御系の非干渉制御誤差による外乱抑圧特性が低下し不安定になりやすい。この不安定化現象は、インバータの電流制御系から電動機内の d, q 軸間で干渉し合う速度起電力までの逆モデルを用いた非干渉制御によって抑制することができる。逆モデルを用いる方式は電動機の d, q 軸干渉項を非干渉化するために巻線抵抗値とインダクタンス値で決定する電気時定数をもつローパスフィルタが必要となるが、高速駆動電動機は巻線抵抗値やインダクタンス値が比較的小さいため、時定数の短いローパスフィルタを実装する必要がある。しかし、前述のようにインバータのキャリア（サンプリング）周波数は低いため、電気時定数のフィルタを実現するのは困難である。また、パラメータ同定をすることでパラメータ誤差の低減を図るとしても同定値には誤差が生じる。このため、電流制御系を安定化させるためには電動機の回転数や電流制御系の応答に対して同定誤差がどれだけ許容できるのかを検討する必要がある。さらに、パラメータ変動に対してロバストな電流制御系の実現のためには、パラメータ誤差によらずに設計値通りの電流応答となる制御系のゲイン設計が必要となる。本研究では、高速領域において電気時定数のフィルタを用いずに、

インダクタンス誤差によらずロバスト安定となる制御を開発する。さらに、パラメータ誤差と電流制御系の応答角周波数と出力角周波数の比から決まる無次元の電流制御系が不安定となる条件を導出し、電動機のパラメータや容量によらない設計法について言及する。この制御法を開発することで、パラメータ誤差やキャリア周波数の制限によらずに、電流制御系の不安定化や電圧制限下での出力電流オーバーシュートによる過電流トリップがない、パラメータ変動に対してロバストな電動機駆動を実現する。

1.3 論文概要

図 1.9 に本論文の概要を示す。本論文は 6 章から構成されており、各章の内容は以下の通りである。

第 1 章では、研究背景として誘導電動機と永久磁石同期電動機それぞれの歴史と用途や、省エネルギー化による温室効果ガス削減を目的とした電動機駆動システムの高効率化の重要性と汎用電動機駆動システムへの要求性能について述べた。特に、多様な用途に使用される汎用電動機駆動システムにおいて、高効率なシステムを実現するためには、負荷変動やパラメータ変動に対応した性能のロバスト化を達成するシステムの開発が必要であることを示した。さらに本研究の研究目的について述べ、負荷変動に対する高効率駆動や高トルク駆動性能のロバスト化の要点と課題、およびパラメータ変動に対する高速駆動のロバスト化の要点と課題を提示した。

第 2 章では、これまで提案されてきた高効率制御技術、高トルク駆動と高速駆動技術、モデルミスマッチ補償による高速駆動時の安定化技術について述べ、その特徴と問題点を整理する。次に、それらの問題点を解決する等価抵抗設計による性能のロバスト化を提案し、設計フローを示す。提案する等価抵抗設計による性能のロバスト化は、等価抵抗値を電動機駆動システムの銅損、機械時定数、ダンピング要素に応じて設計することで、負荷変動やパラメータ変動に対してシステムの性能を低下させることなく高効率に駆動することができる。最後に従来の負荷変動やパラメータ変動に対する対策と提案法を比較し、本論文の位置づけを示す。

第 3 章から第 5 章では、第 2 章で提案する等価抵抗の具体的な設計法を示し、特徴および性能を議論する。また、等価抵抗設計による性能のロバスト化や従来法に対する優位性や有用性について、シミュレーションや実験により検証する。

第 3 章では、周期的変動負荷に対する抵抗設計による高効率制御法を提案する。まず、等価抵抗設計に必要な負荷変動と損失の関係について検討する。次に、瞬時トルクを用いた高効率制御と一定トルクを用いた高効率制御との 2 つの高効率制御方式について、負荷変動角周波数に対してどちらの方式が銅損最小となるかの境界条件を導出する。ここで、銅損に関する等価抵抗を定義し、誘導電動機では等価抵抗に周波数特性があるため、周期変動負荷の場合は変動周波数が速くなると等価抵抗値は大きくなり銅損が最小とはならな

いことを示す。その結果、周期的負荷変動に応じて銅損を最小化するためには、導出した境界に基づき等価抵抗が最小となるように制御系を設計する必要があることを示す。最後に、提案する等価抵抗設計に基づく励磁電流制御による高効率制御について実験を行い、負荷トルク特性に応じた銅損最小条件の有用性を明らかにする。また、トルク特性に応じて励磁電流をオンラインで制御することにより、負荷トルク特性に応じて銅損が最小となることを明らかにする。

第4章では、誘導電動機の大電流高トルクといった特徴を生かした高効率な高トルク駆動システムを提案する。まず、電動機の機械時定数と一次抵抗の関係に着目し、停止状態から定格速度まで加速させる際の抵抗が減少するようにシステムを設計することで機械時定数を調整し、電源電圧の昇圧なしで突入電流を増加させることなく加速時間を短縮可能なシステムを提案する。次に、始動時のジャンクション温度上昇 ΔT_j について熱解析を行い、高トルク駆動時の半導体選定の指針を明らかにする。最後に、提案したシステムを実際の織機に適用し、直入れ運転と加速時間特性の比較を行い、第3章で提案した高効率制御を適用した際の織機の運転効率改善効果を明らかにする。

第5章では、パラメータ誤差に対してロバストな高速駆動電動機システムの電流制御系設計法を提案する。まず、電流制御系の応答角周波数と電動機の回転角周波数の比に着目し、高速領域において電流制御系が不安定となるパラメータ誤差と電流制御系の応答角周波数と出力角周波数の比の関係を明らかにする。次に、電気時定数のフィルタを用いずに、インダクタンス誤差によらずロバスト安定となる安定化制御を提案する。本論文では抵抗値を等価的に増加させることでシステムのダンピング成分を増加させ、電流制御系の安定化を図る。抵抗設計では、まず、パラメータ誤差を有する電流制御系の安定解析を行い、次に、導出した不安定条件に基づき、高速域でもインダクタンス誤差によらずロバスト安定となるように抵抗値を設計する。最後に、従来法ではパラメータ誤差による不安定化によりインバータが過電流トリップで停止するようなインダクタンス誤差条件において、提案する電流制御系を評価し、有用性を示す。

第6章では、本論文の有用性と各章で提案した抵抗設計による性能のロバスト化の総括を述べ、今後の課題についてまとめる。

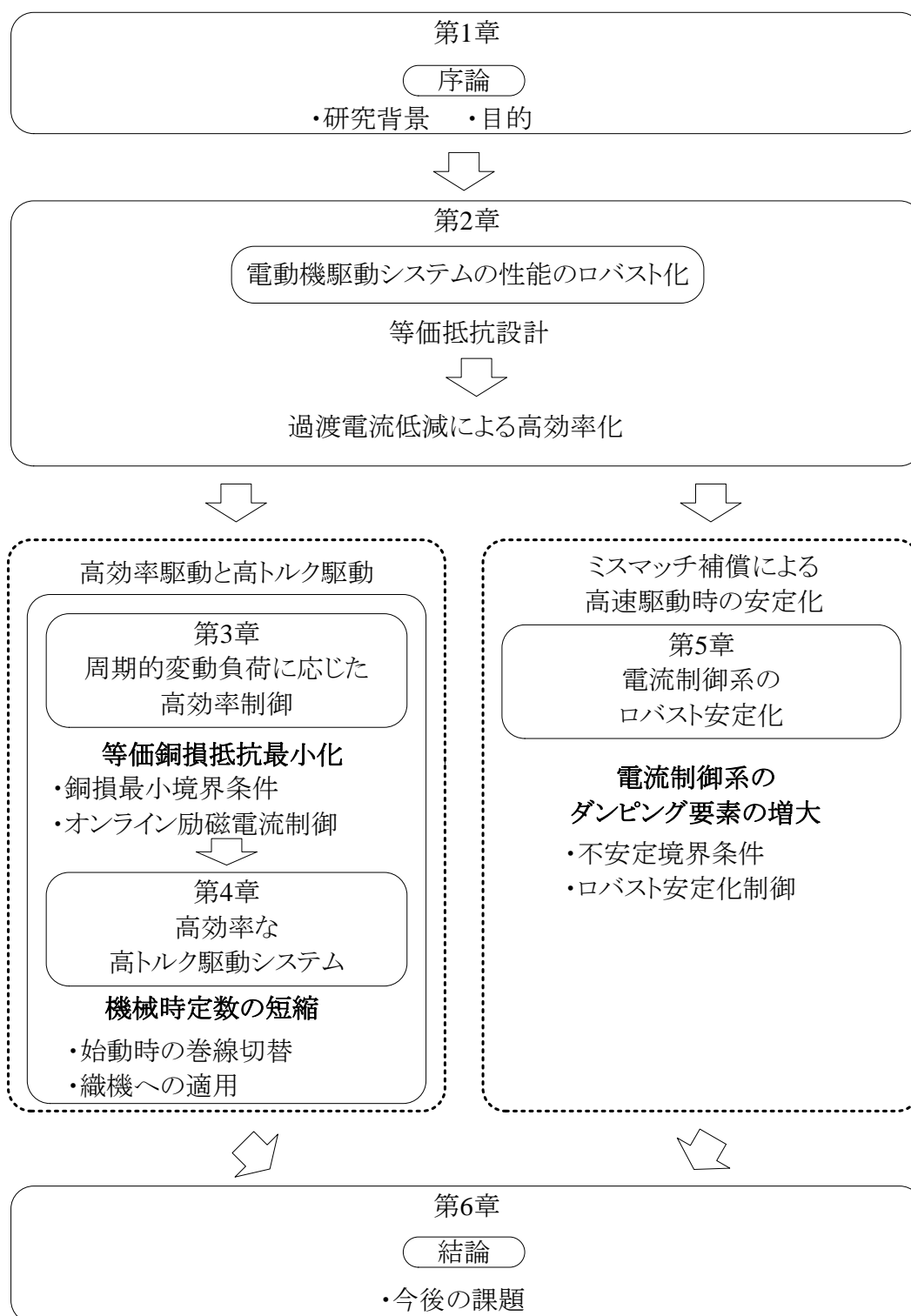


図 1.9 論文概要

参考文献

- (1) 武田洋次・松井信行：「永久磁石同期電動機とその制御技術の進歩」，電気学会誌，Vol. 119, No. 8-9, pp. 503-504 (1999)
- (2) K. Kondo, H. Kubota: “Innovative Application Technologies of AC Motor Drive Systems”, IEEJ Trans. Industry Applications, Vol. 1, No. 3, pp. 132-140 (2012)
- (3) W. McMurray: “SCR inverter commutated by an auxiliary impulse”, IEEE Trans. Communication and Electronics, Vol. 83, No. 75, pp. 824 - 829 (1964)
- (4) 中野孝良・岩金孝信・赤木泰文：「ベクトル制御の開発裏話」，電学論 D, Vol. 114, No. 1, pp. 1-7 (1994)
- (5) インバータドライブハンドブック編集委員会 編：「インバータドライブハンドブック」，日刊工業新聞社 (1995)
- (6) K. Matsuse, S. Saito, and S. Tadakuma: “History of Motor Drive Technologies in Japan, Part 1 [History]”, IEEE Trans. Applications Magazine, Vol. 19, No. 6, pp. 10-17 (2013)
- (7) 武田 洋次・森本 茂雄・松井 信行・本田 幸夫：「埋込磁石同期モータの設計と制御」，オーム社 (2001)
- (8) 内藤治夫 編著：「実用モータドライブ制御系設計とその実際」，日本テクノセンター (2006)
- (9) 難波江章・金東海・高橋勲・中村節男・山田速敏：「電気機器学」，オーム社 (1985)
- (10) K. Matsuse, S. Saito, and S. Tadakuma: “History of Motor Drive Technologies in Japan, Part 2 [History]”, IEEE Trans. Applications Magazine, Vol. 20 No. 1, pp. 8 - 15 (2014)
- (11) 経済産業省・総合資源エネルギー調査会省エネルギー基準部会三相誘導電動機判断基準小委員会：「三相誘導電動機の現状について」，[http://www.meti.go.jp/committee/sougou energy/shou_energy_kijun/sansou_yudou/001_04_00.pdf](http://www.meti.go.jp/committee/sougou_energy/shou_energy_kijun/sansou_yudou/001_04_00.pdf), (2011)
- (12) 自動車技術会：「動車技術ハンドブック 第 7 分冊 設計(EV・ハイブリッド)編」，自動車技術会 (2016)
- (13) 日本経済新聞ホームページ：「ドイツ Z F 社、誘導モーターを使う E V 駆動機構」，http://www.nikkei.com/article/DGXNASFK2803K_Y2A520C1000000/, (2012)
- (14) Tesla Motors ホームページ：「Induction Versus DC Brushless Motors」，

- https://www.tesla.com/fr_CH/blog/induction-versus-DC-brushless-motors?redirect=no (2007)
- (15) 岡村賢樹・佐藤恭一・初田匡之・山本恵一・吉川祐一：「永実用化技術に見る用途指向形モータの技術変遷②ー自動車・洗濯機ー」, 電気学会産業応用部門大会, No. 3-S4-3, pp. 35 - 40 (2014)
- (16) 山本修：「誘導モータ用銅ロータの研究開発動向」, 電気学会全国大会, No. 4-S23-3, pp. 7 - 10 (2015)
- (17) 経済産業省：「総合資源エネルギー調査会 省エネルギー基準部会 三相誘導電動機判断基準小委員会 最終取りまとめ」, http://www.meti.go.jp/committee/sougouenergy/shou_energ_kijun/sansou_yudou/report_00_01.pdf, (2013)
- (18) エネルギー総合工学研究所：「平成 21 年度省エネルギー設備導入促進指導事業 (エネルギー消費機器実態等調査事業) 報告書」, http://www.enecho.meti.go.jp/category/saving_and_new/saving/general/more/pdf/h21_houkokusho.pdf (2010)
- (19) 日本電機工業会：「地球環境保護・省エネルギーのために トップランナーモータ 2015 年度の基準達成に向けて!!」, <http://www.msja.co.jp/data/toprunnermotor.pdf> (2013)
- (20) 経済産業省・資源エネルギー庁：「トップランナー制度」, http://www.enecho.meti.go.jp/category/saving_and_new/saving/data/toprunner2015j.pdf (2015)
- (21) 日本電機工業会ホームページ：「トップランナーモータ 2015 年度スタート!!」, https://www.jema-net.or.jp/Japanese/pis/top_runner/sansou_yudou.html
- (22) 経済産業省 ニュースリリース「「低圧トップランナーモータ」の JIS を制定(JIS C 4213)」, <http://www.meti.go.jp/press/2013/03/20140320002/20140320002-3.pdf>
- (23) 荒井知彦：「電動力応用特集に寄せて」, 明電時報, Vol. 331, No.2 (2011)
- (24) 齋藤武・佐々木健治・近藤芳樹・山田幸治・松浦秀実：「同期機 原理・構造と制御法」, http://www.meidensha.co.jp/products/industry/prod_01/prod_01_01/prod_01_01_01/_icsFiles/afieldfile/2015/02/03/E-1-2_03.pdf (2010)
- (25) 瓜田・山村・常広：「同期電動機駆動用汎用インバータについて」, 電学論 D, Vol. 119, No. 5 (1999)
- (26) 星昌博・河野正志・木谷昌史：「省エネルギー用可変速駆動システム」, 富士時報, Vol.73, No.11 (2000)

- (27) 江崎雅康：「ブラシレス DC モータのベクトル制御技術」，CQ 出版社 (2013)
- (28) S. K. Sul, S. Kim: “Sensorless Control of IPMSM: Past, Present, and Future”, IEEJ Trans. Industry Applications, Vol. 1 No. 1, pp. 15-23 (2012)
- (29) 経済産業省・資源エネルギー庁：「エネルギー白書 2016」，<http://www.enecho.meti.go.jp/about/whitepaper/2016pdf/> (2016)
- (30) PM モータの適用拡大の動向調査専門委員会編：「PM モータの技術と適用拡大の最新動向—材料から応用製品まで—」，電気学会技術報告 第 1281 号 (2013)
- (31) 経済産業省・資源エネルギー庁：「家庭の省エネ徹底ガイド春夏秋冬」，http://www.enecho.meti.go.jp/category/saving_and_new/saving/general/more/img/home-ecology.pdf (2015)
- (32) 環境省：「日本の約束草案」，<http://www.kantei.go.jp/jp/singi/ondanka/kaisai/dai29/siryou1-2.pdf> (2015)
- (33) ヒートポンプ・蓄熱センターホームページ：「ヒートポンプ普及拡大による温室効果ガス削減効果について」，<http://www.hptcj.or.jp/index/newsrelease/tabid/1111/Default.aspx> (2015)
- (34) 新中新二：「瞬時速度推定同伴の最小次元 D 因子磁束状態オブザーバを用いた誘導モータのセンサレスベクトル制御」，電学論 D, Vol. 135, No. 3, pp. 299-307 (2015)
- (35) 舘憲弘・鯉淵博文・高橋和利：「富士電機のトップランナーモーター—「プレミアム効率モータ」の損失低減技術—」，富士時報, Vol. 88, No. 1 (2015)
- (36) 経済産業省・平成 25 年度中庸企業支援調査：「高効率産業機器の導入による省エネルギー・経済効果等調査」，http://www.meti.go.jp/meti_lib/report/2014fy/E004263.pdf (2014)
- (37) 宇津野良・松井康平：「インバーター一体型モータ」，富士時報, Vol.88, No.1 (2015)
- (38) PM モータの産業応用に向けた新技術調査専門委員会編：「PM モータの適用拡大に向けた新技術と新分野への応用動向」，電気学会技術報告 第 1207 号 (2010)
- (39) 榎園正人・谷良浩：「モータでの高効率規制と鉄心材料活用の動向」，MAG-14-010 (2014)
- (40) 長畦文男・佐々木隆興・小林靖幸：「コンバータ用 IGBT モジュール」，富士時報, Vol.72, No. 3 (1999)
- (41) 佐藤大介・伊東淳一：「3 レベルインバータを用いた永久磁石同期電動機駆動システム

- の消費電力量低減に関する検討」, 電学論 D, Vol. 135, No. 6, pp. 632-640 (2015)
- (42) 榊原憲一・藤田崇之・松野澄和・石関晋一・佐藤俊明:「空調用インダイレクトマトリックスクンバータの実用化技術」, 電学論 D, No.136, No.7, pp. 471-478 (2016)
- (43) J. Itoh, T. Araki, and K. Orikawa: “Experimental Verification of EMC Filter Used for PWM Inverter with Wide Band-Gap Devices”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 4, No. 3, pp. 212-219 (2015)
- (44) 高橋良和・藤平龍彦・宝泉徹:「パワー半導体の現状と展望」, 富士時報, Vol.88, No. 4 (2015)
- (45) 鳥羽章夫・廣瀬英男・芝野修:「永久磁石形同期電動機のシミュレーションによる高性能化・小型化」, 富士時報, Vol.82, No.3 (2009)
- (46) 一川 拓人・吉田 俊哉・宮下 収:「固着脱出機能を付加した誘導電動機用インバータ装置」, 電学論 D, Vol. 132, No. 8, pp. 802-807 (2012)
- (47) 永久磁石同期機の特性算定技術調査専門委員会編:「永久磁石同期機の定数決定法と特性算定技術」, 電気学会技術報告 第 1186 号 (2010)

第2章

電動機駆動システムの性能のロバスト化

2.1 緒論

第1章では、誘導電動機と永久磁石同期電動機の特徴を述べ、家庭部門、輸送部門、産業部門といった多様な用途に用いられる汎用電動機の省エネ化による温室効果ガス削減のためには、負荷変動やパラメータ変動などの運転条件に対して性能をロバスト化した高効率な電動機駆動システムの開発が求められることを示した。また、汎用電動機駆動システムへの要求性能を満たすためには、「高効率駆動」、「高トルク駆動」、「高速駆動」といった性能のロバスト化が必要であることを示した。さらに、性能のロバスト化を実現するためには、「オンライン高効率制御」、「高トルク駆動システム」、「モデルミスマッチ補償による高速駆動時の安定化」が必要であることを示した。これらの3つの要素は、汎用電動機駆動システムの要求性能を満たすのみならず、システムの省エネ化による温室効果ガス削減のためにも重要である。

オンライン高効率制御は、電動機に接続される負荷によらず損失を最小化することが可能であるため、汎用電動機の省エネ化を実現することができる。オンライン高効率制御は損失モデルに基づく方式と損失最小点探索に基づく方式に分けることができ、汎用電動機駆動システムの高効率化を検討する上ではこれらの比較を行うことは重要である。また、第1章でも述べたように、誘導電動機では接続される負荷の変化によって、オンライン高効率制御時でも過渡的に損失が増加するといった問題がある。この問題を解決するために、ステップ負荷への対策や周期的変動負荷への対策が検討されている。

第2章

電動機駆動システムの性能のロバスト化

高トルク駆動システムは、電動機が目標速度まで加速する時間を短縮するだけでなく、突入電流を抑制することで加速時の消費電力量が抑制可能であり、汎用電動機の省エネ化の実現につながる。電動機の加速時間短縮のためには高トルク駆動化が必要であるが、電動機の高トルク駆動と高速駆動の間にはトレードオフの関係があるため、高トルク駆動化実現のためには高速駆動化技術も検討する必要がある。高速駆動化では弱め磁束制御による銅損増加を避けるために、巻線切り替えによる方式が検討されている。また、高トルク駆動のためには、制御や追加回路による高トルク駆動が検討されている。

モデルミスマッチ補償による高速駆動時の安定化は、電動機の高速度域での安定性を高めるだけでなく、電流オーバーシュートによる損失を抑制することが可能であり、汎用電動機の省エネ化の実現につながる。電動機の実際のパラメータと制御器で用いられるパラメータとの間のモデルミスマッチを補償するためには、パラメータ同定や逆モデルによる補償が必要となる。また、高速域では軸間で干渉する速度起電力が大きくなるため、非干渉制御による補償が重要となる。

以上のように、家庭部門、輸送部門、産業部門に要求される、「高効率駆動」、「高トルク駆動」、「高速駆動」といった性能をロバスト化するために必要な「オンライン高効率制御」、「高トルク駆動システム」、「モデルミスマッチ補償による高速駆動時の安定化」は、汎用電動機の省エネ化による温室効果ガス削減のために重要である。このため、性能をロバスト化することで、汎用電動機駆動システムの高効率化を実現することができる。

本章ではまず、これまで提案されてきた高効率制御技術、高トルク駆動と高速駆動技術、モデルミスマッチ補償による高速駆動時の安定化技術についてその特徴と問題点について述べる。次に、これらの問題点を解決し、システムの高効率化を実現する等価抵抗設計による性能のロバスト化を提案する。最後に本論文の位置づけを示し、本研究の意義を明らかにする。

2.2 高効率制御技術

図 2.1 に高効率制御技術の分類を示す⁽¹⁾。高効率制御は大きく分けてオフライン方式とオンライン方式に分類できる。オフライン方式は、第1章で述べたトップランナーモータのように構造や材料を工夫することで電動機自体を高効率にする方式や、モータパラメータや運転条件からあらかじめ損失が最小となる駆動方法を算出し制御を行う方式に分けることができる。しかし、電動機の用途ごとに損失が最小となる駆動方法を算出する場合、想定している運転条件以外の運転条件では損失最小を実現することはできず、負荷の条件によっては高効率とはならないといった問題点がある。このため、オフライン方式は、汎用電動機駆動システムには適さない。

一方、オンライン方式は、速度や出力電流といった情報とモータパラメータからリアルタイムに損失が最小となる速度や電流指令値を算出し高効率制御を行う。このため、電動機の用途ごとの調整が不要であり、汎用電動機駆動システムに適した高効率制御である。また、トップランナーモータにオンライン高効率制御を適用することで、幅広い用途で高効率に電動機を駆動することができる。オンライン方式は、(1)モータパラメータや損失モデルに基づく方式と(2)損失最小点探索に基づく方式に分けることができる。以降では、永久磁石同期電動機と誘導電動機の高効率制御の原理について述べ、従来法の特徴について紹介し、従来法の問題点について明らかにする。

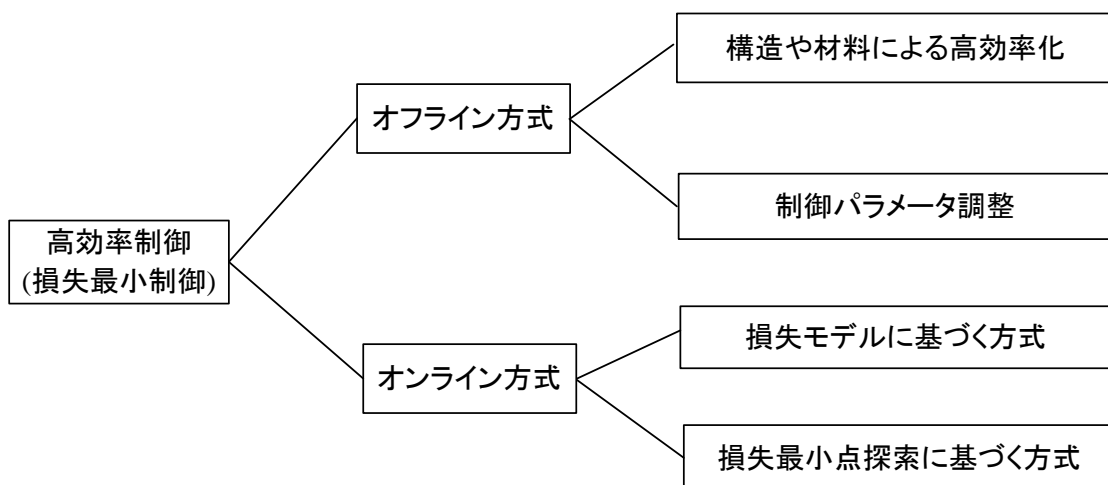


図 2.1 高効率制御技術の分類

2.2.1 永久磁石同期電動機のモデルに基づく高効率制御

(1) d-q 座標系に基づく高効率制御方式

図 2.2 に永久磁石同期電動機の等価回路を示し、図 2.3 に dq 座標系で表したベクトル図を示す⁽²⁾。なお、ここは簡単化のため鉄損を無視する。回転座標変換した直交二軸の dq 座標上で制御を行い、d 軸を界磁の作る磁束の方向と一致させ、d 軸より 90° 進んだ軸を q 軸とする。永久磁石同期電動機のトルク T_{PM} は(2.1)式で表される。

$$T_{PM} = \frac{P_{out}}{\omega_m} = P_f \left\{ \psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \right\} \dots \dots \dots (2.1)$$

ただし、 P_{out} は電動機の機械出力、 ω_m は電動機の回転機械角速度、 L_d は d 軸インダクタンス、 L_q は q 軸インダクタンス、 ψ_m は永久磁石の磁束鎖交数である。(2.1)式を q 軸電流について解くと(2.2)式となる。

$$i_q = \frac{T_{PM}}{P_f \left\{ \psi_m - (L_q - L_d) i_d \right\}} \dots \dots \dots (2.2)$$

図 2.4 に(2.2)式から得られる定トルク曲線を示す。図 2.4 に示すように、一定トルクを出力する d 軸電流と q 軸電流の組み合わせは無数にあるが、同じトルクを出力しているときに電流が最小となる動作点 P_1 , P_2 , P_3 が存在する。同一電流に対して発生トルクが最大となる電流ベクトルに制御することを最大トルク/電流 (MTPA: Maximum Torque Per Ampere) 制御と呼ぶ。MTPA 制御を達成するために、永久磁石同期電動機の d-q 座標モデルに基づき、同一電流に対して発生トルクが最大となる電流位相角 β を求める方法が提案されている⁽³⁾⁽⁴⁾。埋込磁石同期電動機のトルク T を出力電流の大きさ I_a と電流位相角 β を用いて表すと(2.3)式となる。

$$T_{PM} = P_f \left\{ \psi_m I_a \cos \beta + \frac{1}{2} (L_q - L_d) I_a^2 \sin 2\beta \right\} \dots \dots \dots (2.3)$$

トルクを(2.4)式に示すように電流位相角で偏微分しその極値を取ることで、(2.5)式が得られ、電流位相角 β について解くと(2.6)式となる。

$$\frac{\partial T_{PM}}{\partial \beta} = 0 \dots \dots \dots (2.4)$$

$$\sin^2 \beta + \frac{\psi_m}{2(L_q - L_d)I_a} \sin \beta - \frac{1}{2} = 0 \dots\dots\dots(2.5)$$

$$\beta = \sin^{-1} \left(\frac{-\psi_m + \sqrt{\psi_m^2 + 8(L_q - L_d)^2 I_a^2}}{4(L_q - L_d)I_a} \right) \dots\dots\dots(2.6)$$

また、d-q 軸電流の関係は(2.7)式で表される。

$$i_d = \frac{\psi_m}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\psi_m^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2} \dots\dots\dots(2.7)$$

(2.7)式は図 2.4 に示す同一トルク出力時に電流が最小となる最大トルク/電流曲線⁽²⁾を表す関数であるため、(2.7)式に基づき d 軸電流を制御することで MTPA 制御を実現することができる。なお、表面磁石同期電動機の場合は、d 軸インダクタンスと q 軸インダクタンスが等しいため、電流位相角 $\beta=0$ となり、d 軸電流を 0 に制御する $i_d=0$ 制御が最大トルク電流制御となる。しかし、d-q 座標系に基づき d 軸電流指令値を決定し MTPA 制御を行う方式では L_d , L_q や ψ_m といったモータパラメータを用いるため、インダクタンスの磁気飽和の影響や温度変化による永久磁石磁束鎖交数の変化によって実際の MTPA 動作点と(2.7)式から得られる MTPA 動作点に誤差が生じるといった問題点がある⁽⁵⁾⁻⁽⁷⁾。そこで、この問題を解決するために、インダクタンス誤差にロバストなモータモデルに基づく MTPA 制御方式が提案されている。

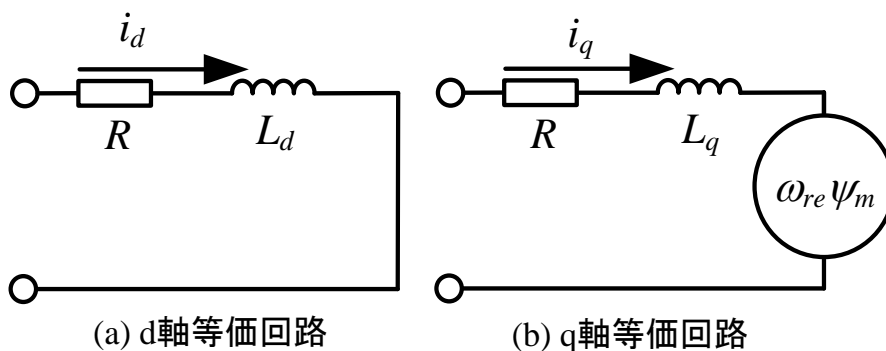


図 2.2 永久磁石同期電動機の等価回路

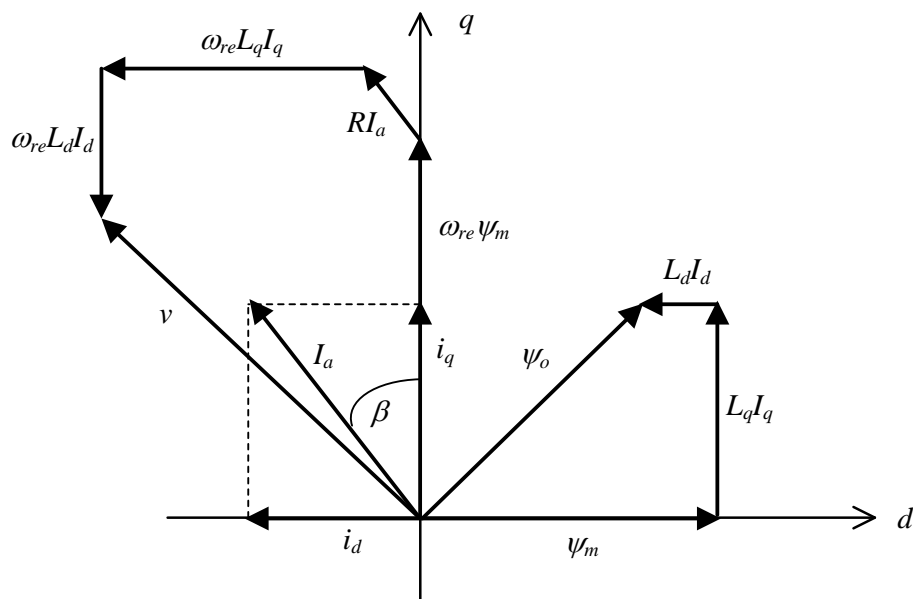


図 2.3 dq 座標系で表した永久磁石同期電動機のベクトル図

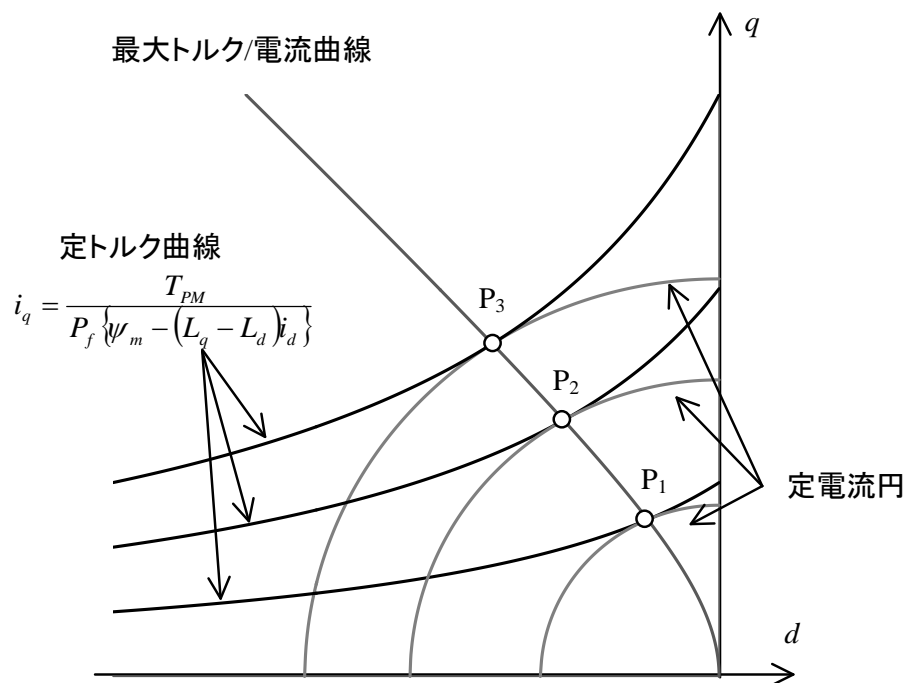


図 2.4 定トルク曲線と最大トルク/電流制御動作点

(2) 最大トルク制御座標系に基づく高効率制御方式

図 2.5 に最大トルク制御座標系(f-t 軸)で表した永久磁石同期電動機のベクトル図を示す。図 2.5 に示すように、f-t 軸では定トルク曲線の接線方向を示す角度を ϕ 用いて、d-q 座標軸を進み位相方向に回転させた座標系として定義される⁽⁸⁾。定トルク曲線の接線の傾きは、(2.2)式を d 軸電流で微分することで(2.8)式となる。ここで、分母と分子を仮想的な磁束 Ψ_{md} , Ψ_{mq} と定義する。

$$\frac{di_q}{di_d} = \frac{(L_q - L_d)i_q}{\psi_m - (L_q - L_d)i_d} = \frac{\Psi_{mq}}{\Psi_{md}} \dots\dots\dots(2.8)$$

また、(2.8)式が示す仮想的な磁束と d 軸との間の角度 ϕ は(2.9)式となる。

$$\phi = \tan^{-1} \frac{(L_q - L_d)i_q}{\psi_m - (L_q - L_d)i_d} = \tan^{-1} \left(\frac{\Psi_{mq}}{\Psi_{md}} \right) \dots\dots\dots(2.9)$$

(2.9)式から得られる定トルク曲線の傾き ϕ を用いて d-q 軸に対して f だけ進み位相方向に座標系を変換することで、最大トルク制御座標系を得ることができる。

一方、家電などの省スペース化や低コスト化、耐環境性の向上といった要求がある用途では、電動機はセンサレスベクトル制御によって駆動される。拡張誘起電圧モデルに基づくセンサレスベクトル制御における q 軸インダクタンス誤差 ΔL_q と位置推定誤差 $\Delta\theta_L$ の関係は(2.10)式で示される⁽⁹⁾。

$$\Delta\theta_L = \tan^{-1} \left(\frac{\Delta L_q i_q}{\psi_m - (L_q - L_d)i_d + \Delta L_q i_d} \right) \dots\dots\dots(2.10)$$

ここで、インダクタンス誤差 ΔL_q はインダクタンス L_q とそのノミナル値 L_{qn} を用いて(2.11)式で定義される。

$$L_q = L_{qn} + \Delta L_q \dots\dots\dots(2.11)$$

(2.9)式と(2.10)式を等しいとすると、拡張誘起電圧オブザーバのインダクタンス設定によって推定座標系を最大トルク制御座標系に一致させるための条件を得ることができる。(2.9)式と(2.10)式より、推定座標系を最大トルク制御座標系に一致させるためのインダクタンス設定値 L_q^\dagger は、(2.12)式となる。

$$L_q^\dagger = \tan^{-1} \frac{L_d \psi_m - (L_q^2 - L_d^2)i_d}{\psi_m - 2(L_q - L_d)i_d} \dots\dots\dots(2.12)$$

また、(2.12)式に(2.7)式を代入することで、最大トルク制御を行うためのインダクタンス設定値は(2.13)式のように求められる。ただし、 L_0 や L_1 は(2.14)式や(2.15)式で定義する。

$$L_q^\dagger = L_0 + \frac{L_1 \psi_m}{\sqrt{\psi_m^2 + (4L_1 i_q)^2}} \dots\dots\dots(2.13)$$

$$L_0 = \frac{L_d + L_q}{2} \dots\dots\dots(2.14)$$

$$L_1 = \frac{L_d - L_q}{2} \dots\dots\dots(2.15)$$

インダクタンス設定値 L_q^\dagger は無負荷では q 軸電流がゼロとなるため d 軸インダクタンスと等しくなり、重負荷時では q 軸電流が大きくなるため d, q 軸インダクタンスの平均値に収束する。磁気飽和によるインダクタンスの変化は、一般に①q 軸インダクタンスの飽和は d 軸インダクタンスより起こりやすい②q 軸インダクタンスは電流の増加にともない減少する③逆突極機として使用する範囲を超えない($L_q \geq L_d$)といった性質がある⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾。軽負荷時のインダクタンス設定値は、磁気飽和が比較的起こりにくい d 軸インダクタンスと一致するため、磁気飽和に対してロバストに MTPA 制御を実現できる。一方、重負荷時には d, q 軸インダクタンスの平均値 L_0 に収束するが、磁気飽和特性によって q 軸インダクタンスは減少するため、 L_0 も減少する。さらに、逆突極機として使用する範囲であれば、 $L_q \geq L_d$ であるため、磁気飽和によって L_q が減少したとしても、 L_d 以下には減少しない。よって、磁気飽和によってインダクタンス値が減少したとしても、下限値は $L_0 = L_d$ となり、無負荷時の L_0 に接近する。結果として、インダクタンス設定値は電流に対してあまり変化しない値となり、磁気飽和に対してロバストに MTPA 制御を実現することができる。

(3) q 軸インダクタンスを用いない最大トルク/電流制御

(2.1)式に示す電圧方程式に基づく最大トルク/電流制御では、d 軸電流指令値の計算に L_q を用いるため、磁気飽和現象の考慮が必要となる。そこで、各軸のインダクタンスが L_d となるように(2.1)式を変形すると、(2.16)式が得られる⁽¹²⁾。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega_{re} L_d \\ \omega_{re} L_d & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ p(L_q - L_d) i_q \end{bmatrix} + \omega_{re} \begin{bmatrix} -(L_q - L_d) i_q \\ \psi_m \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2.16)$$

ここで、d-q 軸磁束 λ_d , λ_q を(2.17)式で定義すると、(2.16)式は(2.18)式となる。

$$\lambda = \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_m \\ (L_q - L_d)i_q \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2.17)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega_{re}L_d \\ \omega_{re}L_d & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} + \omega_{re} \begin{bmatrix} -\lambda_q \\ \lambda_d \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2.18)$$

さらに、(2.18)式を固定座標系(α-β座標系)へ変換すると(2.19)式が得られる。

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & 0 \\ 0 & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2.19)$$

(2.19)式は数学的な近似をすることなく、 L_q を用いずに IPMSM のモデルを作成できることを表している。(2.19)式に基づいて磁束オブザーバを構成することで、α-β軸磁束 λ_α , λ_β を推定することができ、これをもとに磁束の大きさ $|\lambda|$ を推定することができる。

図 2.6 にα-β軸, d-q 軸, 回転子位置推定軸(γ-δ軸), 最大トルク制御軸(i_{MTPA})⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾の関係を示す。α軸とγ軸との位相を θ , d 軸とγ軸との位相を θ_γ , q 軸と i_{MTPA} との位相を θ_i とすると、それぞれの位相は以下の式で得ることができる。

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\lambda_\beta}{\lambda_\alpha} \dots\dots\dots(2.20)$$

$$\theta_\gamma = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_q}{\lambda_d} \right) = \tan^{-1} \left\{ \frac{(L_q - L_d)i_q}{\psi_m} \right\} \dots\dots\dots(2.21)$$

$$\theta_i = \tan^{-1} \left\{ \frac{-\psi_m}{2(L_q - L_d)i_q} + \sqrt{\left(\frac{\psi_m}{2(L_q - L_d)i_q} \right)^2 + 1} \right\} = \tan^{-1} \left\{ \frac{-\lambda_d}{2\lambda_q} + \sqrt{\left(\frac{\lambda_d}{2\lambda_q} \right)^2 + 1} \right\} \dots\dots\dots(2.22)$$

図 2.6 より、 θ_γ と θ_i との位相誤差が小さければ、 λ に対して位相が $\pi/2$ だけ進んだ方向がほぼ最大トルク制御軸である。このため、 $i_r=0$ 制御を行うことにより近似的に最大トルク/電流制御を達成することができる。この方式では、従来必要であった d 軸電流指令の生成は不要となり、モデルに q 軸インダクタンスを含まないため、磁気飽和現象に対してロバストな制御が可能となる。

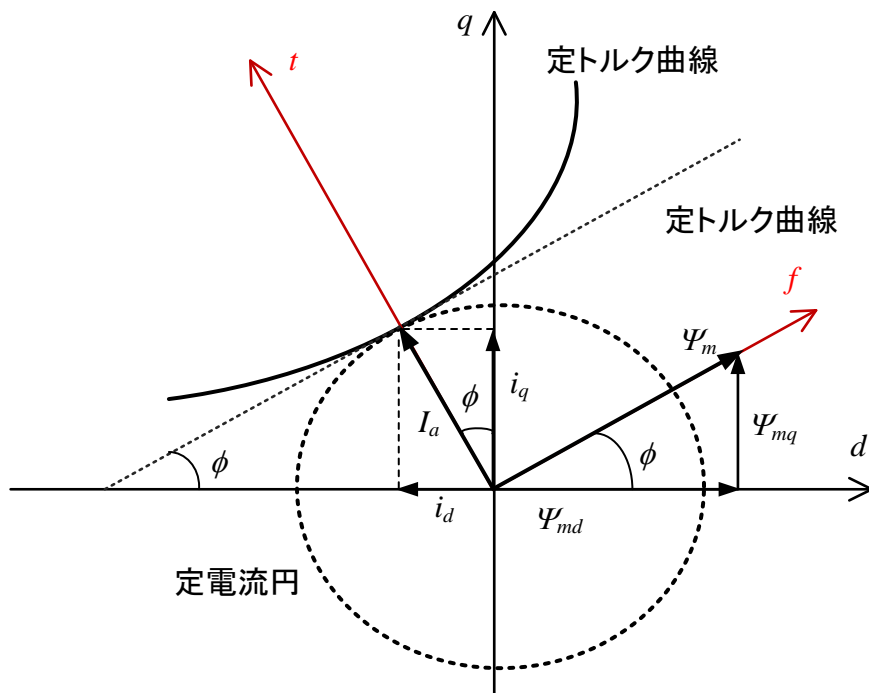


図 2.5 最大トルク制御座標系(f-t 軸)で表した永久磁石同期電動機のベクトル図

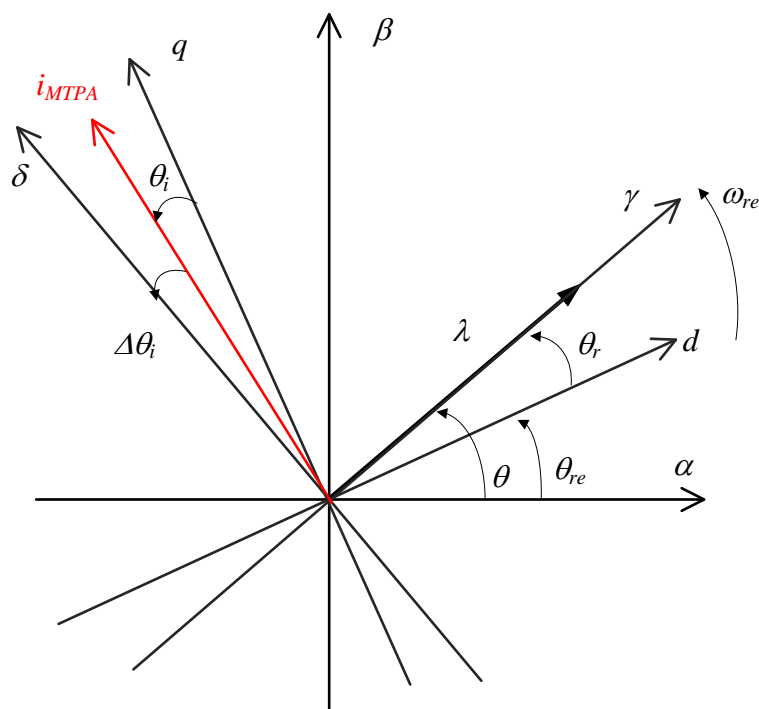


図 2.6 各座標系の関係と最大トルク制御軸

2.2.2 永久磁石同期電動機の損失最小点探索に基づく高効率制御

モデルに基づく高効率制御では、高効率制御の精度がモータパラメータの誤差に依存するといった問題点がある。一方、損失最小点探索に基づく高効率制御は、d-q 軸電圧と d-q 軸電流から求めた電動機に入力される電力 P_e や、出力電流 I_a などを評価関数として MTPA 制御が達成できる電流指令値や電圧指令値を生成するため、パラメータ変動に不感である。以下では高調波を用いる方式と山登り法を用いる方式について説明する。

(1) 高調波印加によって損失最小点を探索する方式

図 2.4 に示すように、MTPA 制御時はトルクの電流位相角に対する傾きがゼロとなる。そのため、トルクが既知であればトルクを電流位相角で偏微分した値がゼロとなる点を探索することで、MTPA 制御を実現することが可能となる。しかし、(2.6)式からトルクを導出するとモータパラメータが必要になるため、パラメータ誤差や磁気飽和によってトルク推定値が実際のトルクと一致しなくなるといった問題点がある。この問題に対して、高調波電流を注入したときの有効電力から間接的にトルクの電流位相角に対する傾きを導出し、MTPA 制御を行う方式が提案されている⁽¹⁵⁾⁻⁽¹⁷⁾。電流位相 $\theta_{current}$ の基準を d 軸とすると、トルクに対する電流位相の極値は(2.23)式で表され、高調波を注入した時の機械出力は(2.24)式で表される。

$$\frac{\partial T_{PM}}{\partial \theta_{current}} = \frac{1}{2} P_f I_a \{ \psi_m \cos \theta + (L_d - L_q) I_a \cos 2\theta \} = 0 \quad \dots\dots\dots(2.23)$$

$$P_{mech} \approx \omega_{re} \left\{ \frac{1}{2} (L_d - L_q) I_a^2 \sin 2\theta_{ave} + \psi_m I_a \sin \theta_{ave} \right\} \\ + \{ \psi_m \cos \theta_{ave} + (L_d - L_q) I_a \cos 2\theta_{ave} \} I_a \omega_{re} A_{mag} \sin \omega_h t \quad \dots\dots\dots(2.24) \\ + \frac{1}{4} \omega_{re} (L_d - L_q) I_a^2 A_{mag}^2 \sin 2\theta_{ave} \cos 2\omega_h t$$

図 2.7 に高調波印加による MTPA 制御のブロック図を示す。高調波印加による MTPA 制御では、まず、電動機へ入力される電力を計算する。次に、バンドパスフィルタで注入した高調波成分を抽出する。抽出した高調波成分には、高調波成分は機械出力のみならず無効電力にも含まれる。そこで、機械出力と無効電力に含まれる高調波成分が直交していることを利用し、バンドパスフィルタの出力と高調波周波数とを積算することで(2.24)式の第

第2章

電動機駆動システムの性能のロバスト化

2 項のみを抽出する。最後に、注入した高調波よりも十分遅いカットオフ周波数をもつローパスフィルタを通し、平均値を得る。この処理の結果として得られる電力 P_0 は(2.25)式で表される。

$$P_0 = \frac{1}{2} \omega_{re} A_{mag} I_a \left\{ \psi_m \cos \theta_{ave} + (L_d - L_q) I_a \cos 2\theta_{ave} \right\} \propto \frac{\partial T_{PM}}{\partial \theta_{current}} \dots\dots\dots (2.25)$$

(2.25)式は(2.23)式に比例するため、図 2.7 の処理を用いることで間接的にトルクの微分値を得ることができる。本方式は損失モデルを用いた方式と損失最小点を探索する方式を組み合わせたハイブリッド方式と呼ばれることもある⁽¹⁾。

(2) 山登り法によって損失最小点を探索する方式

図 2.8 に山登り法を用いた MTPA 制御のブロック図を示す⁽¹⁸⁾。山登り法を用いた MTPA 制御では、評価関数を出力電流とする場合は、出力電流が最小となるように d 軸電流指令値を山登り法などによる探索アルゴリズムを用いて決定する。出力電流が最小になると銅損も最小となるため、MTPA 動作点で電動機を駆動することができる。本方式では MTPA 制御にモータパラメータを用いないため、パラメータ変動に対してロバストに MTPA 制御を行うことができる。しかし、ベクトル制御では電流制御や速度制御のゲイン設計にモータパラメータが必要となる。さらに、センサレスベクトル制御の場合は位置推定のためにモータパラメータが必要となるため、制御系全体のロバスト性を向上させるためには電動機のパラメータ推定などが必要となる。

一方、V/f 制御に基づき損失最小点探索による高効率制御を行うことで、モータパラメータを使用することなくセンサレスで電動機を駆動することができる⁽¹⁹⁾。しかし、V/f 制御はトルク制御が不要な用途には適用可能であるが、瞬時トルクの制御が必要な用途においてはベクトル制御が有利となる。

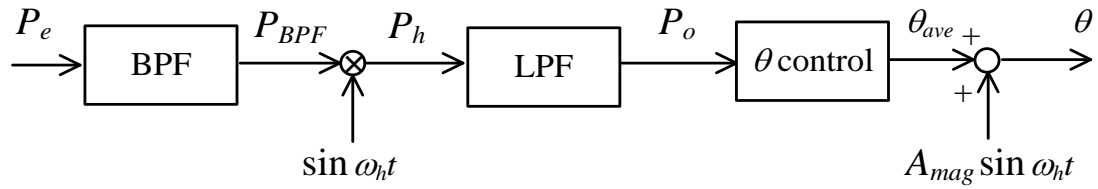


図 2.7 高調波印加による MTPA 制御のブロック図

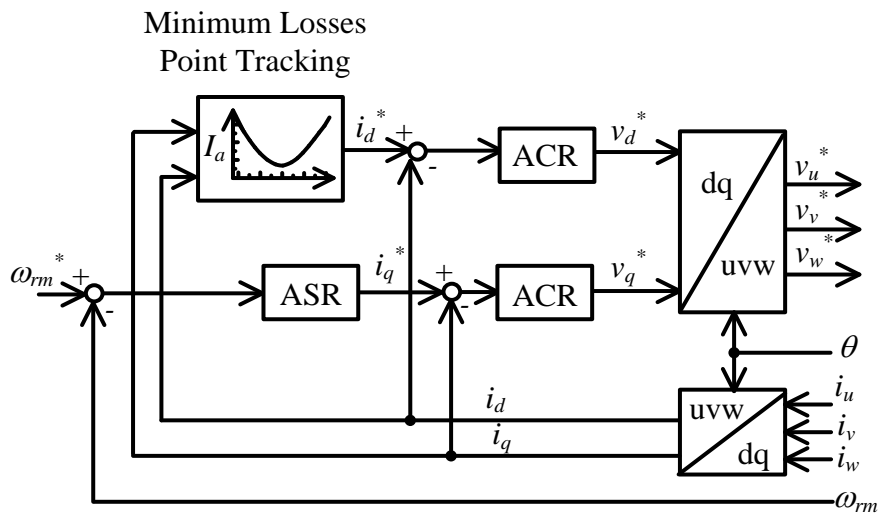


図 2.8 山登り法を用いた MTPA 制御のブロック図

2.2.3 誘導電動機のモデルに基づく高効率制御

(1) 誘導電動機の高効率制御の原理

図 2.9 にベクトル制御で駆動された誘導電動機のブロック図を示す⁽²⁰⁾⁽²¹⁾。回転座標変換した直行二軸の dq 座標上で制御を行い、d 軸を磁束ベクトルと一致させ、d 軸より 90° 進んだ軸を q 軸とする。図 2.12 から、トルク T_{IM} とトルク電流 i_q の関係は(2.26)式となる。

$$i_q = \frac{L_2}{P_f M} \frac{T_{IM}}{\phi_{2d}} \dots\dots\dots(2.26)$$

ただし、 L_2 は二次巻線自己インダクタンス、 M は相互インダクタンス、 ϕ_{2d} は二次磁束の d 軸成分、 P_f は極対数である。

図 2.10 に誘導電動機の等価回路を示す。誘導電動機で高効率運転を実現するには、負荷変動に応じて励磁電流 i_d を増減することにより、損失を減少させる。図 2.10 より、誘導電動機の銅損 p_c は(2.27)式で表される。

$$p_c = R_1(i_d^2 + i_q^2) + R_2 i_q^2 \dots\dots\dots(2.27)$$

ただし、 R_1 は一次抵抗、 R_2 は二次抵抗、 i_d は励磁電流である。また、右辺第一項は固定子側銅損、第二項は回転子銅損を表している。

一方、トルク電流は励磁電流が一定だとすると(2.28)式で表される。

$$i_q = \frac{L_2}{P_f M} \frac{T_{IM}}{\phi_{2d}} = \frac{L_2}{P_f M^2} \frac{T_{IM}}{i_d} \dots\dots\dots(2.28)$$

(2.27)式に示す銅損 p_c に(2.28)式を代入することで、銅損 p_c の式からトルク電流 i_q を消去することができ、励磁電流 i_d の関数とすることができる。銅損の極値、すなわち、(2.29)式に示すように銅損の励磁電流 i_d に対する微分値がゼロとなる値を求めると、銅損最小制御を達成する励磁電流指令値が(2.30)式で得られる⁽⁷⁾⁽²²⁾。ここで、モータパラメータは一定の値とし、電流の変化による磁気飽和や温度変化に対するパラメータの変化は無視する。

$$\frac{dp_c}{di_d} = 0 \dots\dots\dots(2.29)$$

$$i_{d_Pc\min} = \sqrt[4]{\frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{L_2 T}{P_f M^2}} \dots\dots\dots(2.30)$$

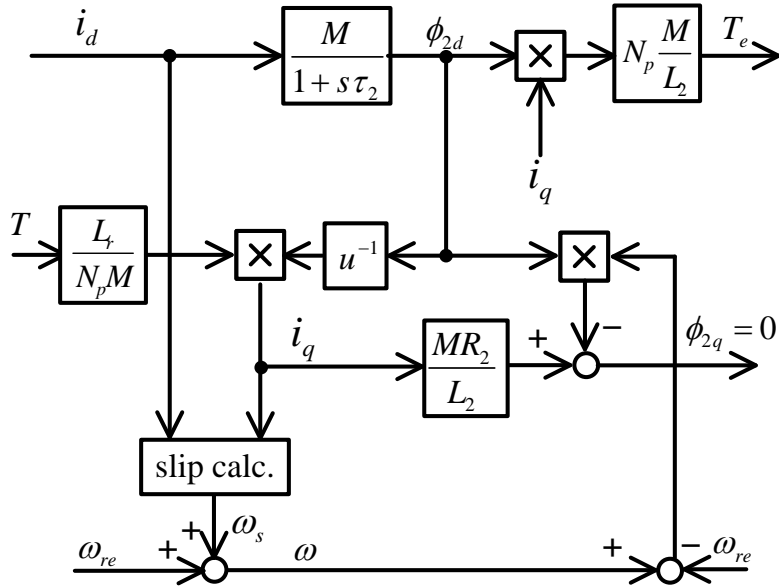


図 2.9 ベクトル制御で駆動された誘導電動機のブロック図

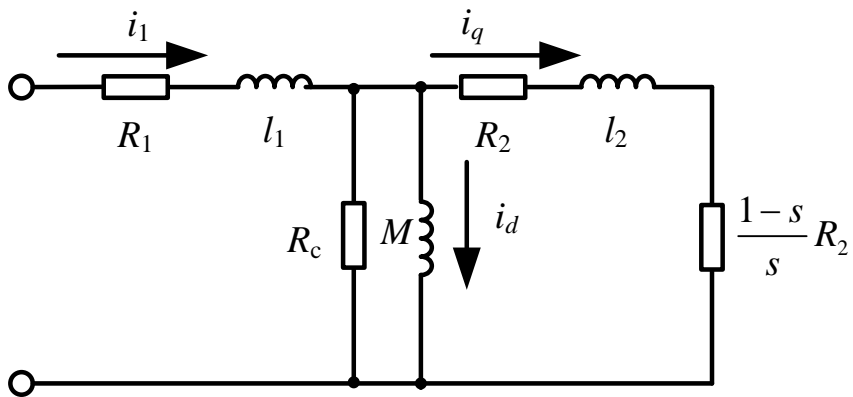


図 2.10 誘導電動機の等価回路

(2) 鉄損を考慮した高効率制御

誘導電動機駆動システムでは磁束一定で駆動すると軽負荷領域での効率が下がるため、(2.29)式に示したようにトルクに応じて二次磁束(励磁電流)を制御し、高効率制御を実現する。しかし、鉄損を無視した高効率制御では軽負荷領域の効率が低下するといった問題がある。そこで、鉄損を考慮した全損失から電動機の損失を最小とする二次磁束(励磁電流)指令を計算する方法が提案されている⁽²³⁾⁽²⁴⁾。誘導電動機的全損失は(2.31)式で表される。

$$P_{total_IM} = \left\{ R_1(i_d^2 + i_q^2) + R_2 i_q^2 \right\} + \frac{\omega_1^2 M^2}{R_c} i_d^2 \dots\dots\dots(2.31)$$

ここで、(2.31)式に示す誘導電動機の損失は右辺第一項の銅損と右辺第二項の鉄損の和であり、漂遊負荷損や機械損は含まない。(2.31)式の i_q に(2.28)式を代入することで、(2.32)式は励磁電流の関数となるため、二次磁束を制御することによって誘導電動機の損失を調整できる。全損失の励磁電流に対する微分値がゼロとなる値を求めると、損失最小制御を達成する励磁電流指令値が(2.32)式で求まる。

$$i_{d_min} = \sqrt[4]{\frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_m} \frac{L_2 T_{IM}}{P_f M^2}} \dots\dots\dots(2.32)$$

また、励磁電流を計算によって求めるのではなく、誘導電動機の励磁電流とトルク電流による損失に着目した損失最小点探索法が提案されている⁽²⁵⁾。(2.31)に示す誘導電動機の損失を励磁電流による損失とトルク電流による損失に分けるとそれぞれ、以下の式となる。

$$P_{d_IM} = \left(R_1 + \frac{\omega_1^2 M^2}{R_c} \right) i_d^2 \dots\dots\dots(2.36)$$

$$P_{q_IM} = (R_1 + R_2) i_q^2 \dots\dots\dots(2.37)$$

また、誘導電動機の損失を、励磁電流による損失、トルク電流による損失、トルクを用いて表すと(2.38)式となる。

$$P_{total_IM} = \frac{T_{IM}}{P_f M} \left\{ \left(R_1 + \frac{\omega_1^2 M^2}{R_c} \right) \frac{1}{I_{dq_ratio}} + (R_1 + R_2) I_{dq_ratio} \right\} \dots\dots\dots(2.38)$$

ただし、 I_{dq_ratio} はトルク電流と励磁電流の比を表し、(3.39)式で表される。

$$I_{dq_ratio} = \frac{i_q}{i_d} \dots\dots\dots(2.39)$$

(2.32)式と同様に、全損失の I_{dq_ratio} に対する微分値がゼロとなる値を求めると、損失最小制御を達成する I_{dq_ratio} が(2.41)式で得られる。

$$\frac{\partial P_{total_IM}}{\partial I_{dq_ratio}} = 0 \dots\dots\dots(2.40)$$

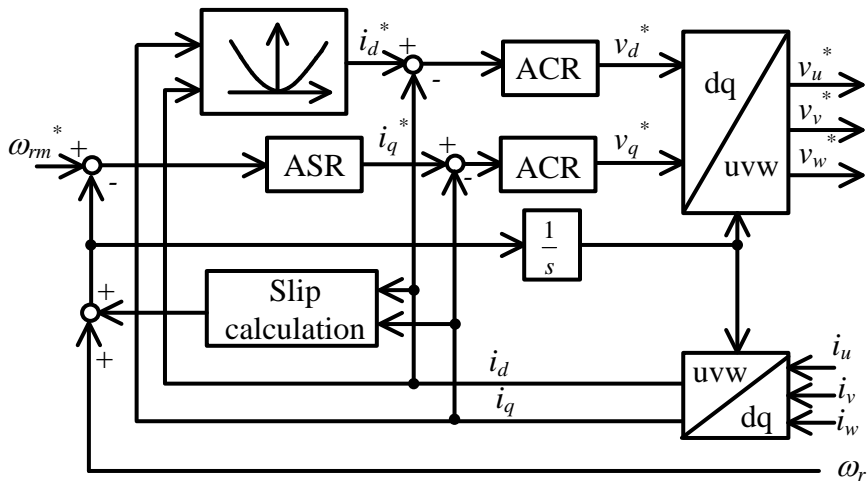
$$I_{dq_ratio} = \sqrt{\left(R_1 + \frac{\omega_1^2 M^2}{R_c}\right) \frac{1}{(R_1 + R_2)}} \dots\dots\dots(2.41)$$

(2.41)式を変形すると、(2.42)式となる。

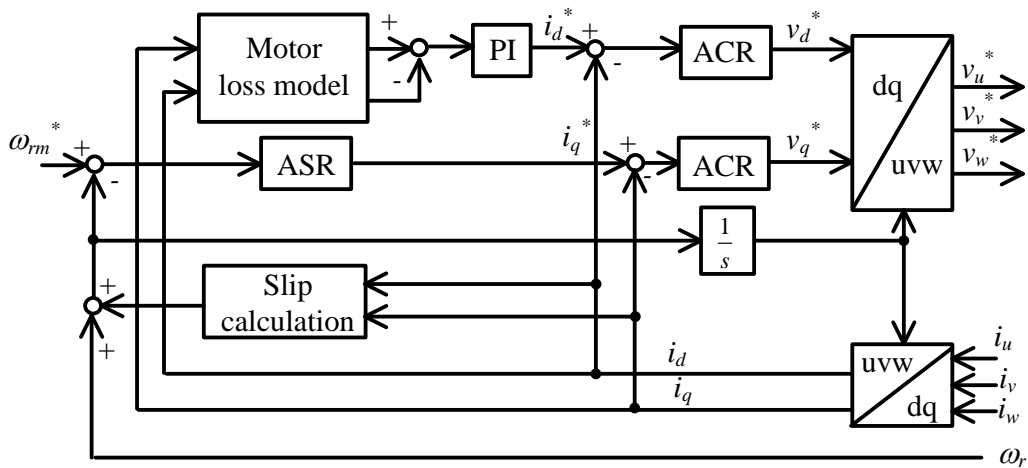
$$(R_1 + R_2) i_d^2 = \left(R_1 + \frac{\omega_1^2 M^2}{R_c}\right) i_q^2 \dots\dots\dots(2.42)$$

(2.42)式の左辺は励磁電流の損失であり、右辺はトルク電流による損失である。よって、損失を最小化するためには、励磁電流による損失とトルク電流による損失が等しくなるように励磁電流を決定すればよい。

図 2.11 に励磁電流による損失とトルク電流による損失の比較による高効率制御のブロック図を示す。(a)は励磁電流による損失とトルク電流による損失がゼロとなる励磁電流を最小点探索アルゴリズムによって探索する方式である。また、(b)はPI制御器により励磁電流による損失とトルク電流による損失がゼロとなるように励磁電流を制御する方式である。本方式は(2.32)に比べ4乗根を計算する必要がなくなるといった利点がある。



(a) 最小点探索アルゴリズムによる方式



(b) PI 制御器を用いた方式

図 2.11 励磁電流による損失とトルク電流による損失の比較による高効率制御

(3) 磁気飽和や温度変化を考慮した高効率制御

永久磁石同期電動機と同様に、誘導電動機においても負荷電流が増加すると磁気飽和現象によりインダクタンス値が変化する。その結果、モータパラメータを用いて損失最小点を達成する励磁電流を計算しても、実際のモータパラメータと制御器で用いているパラメータが異なるため、損失最小点で誘導電動機を駆動できないといった問題がある。そこで、電流に対するインダクタンスやトルクの変化を考慮した高効率制御が提案されている⁽²⁶⁾。インダクタンスの電流に対する変化を考慮すると、各インダクタンスは次の式で表される。

$$M_s = M \left(1 + \frac{\partial M}{\partial i_d} \frac{i_d}{M} \right) = M (1 + S_M) \dots\dots\dots (2.43)$$

$$L_{2s} = L_2 \left(1 + \frac{\partial L_2}{\partial i_q} \frac{i_q}{L_2} \right) = L_2 (1 + S_{L_2}) \dots\dots\dots (2.44)$$

電流の変化に対する励磁インダクタンスや二次インダクタンスの変化を測定することで S_M や S_{L_2} を導出し、 M_s や L_{2s} を用いて損失が最小となる励磁電流を計算することで、磁気飽和にロバストな高効率制御が実現できる。

一方、抵抗値は温度変化によって変化するため、高効率制御実現には温度変化に応じた抵抗値の補正も必要となる。特に誘導電動機のパラメータのなかで二次抵抗の変動は最も高効率制御に影響が与えられるとされており、二次抵抗が 100%変動したとすると効率は 2%低下するとされている⁽⁷⁾。この問題を解決するために、サーミスタから得られるステータ温度 T_s をもとに抵抗値を補正する方式がある。2次抵抗は(2.45)式で補償することができる⁽²⁷⁾。

$$\hat{R}_2 = \hat{R}_2(25^\circ\text{C}) + \frac{\Delta \hat{R}_2}{\Delta T_s} (T_s - 25^\circ\text{C}) \dots\dots\dots (2.45)$$

また、二次抵抗は固定子側磁束シミュレータや低感度磁束オブザーバ、適応システムなどを使用して同定する手法も提案されている⁽²⁸⁾⁻⁽³⁰⁾。これによって、温度変化に対してロバストに高効率制御が実現できる。

(4) 磁束の応答を考慮した高効率制御

誘導電動機の高効率制御では負荷に応じて励磁電流を制御するため、軽負荷時は励磁電流が小さくなり、二次磁束も小さくなる。この結果、軽負荷時にステップ状に負荷が印加されると二次磁束の増加が遅れ、二次磁束とトルク電流の積であるトルクが不足するといった問題がある。この問題を解決するため、有限時間で二次磁束を磁束指令値に追従させる有限整定応答制御が提案されている⁽³¹⁾。有限整定応答制御を適用することで、オーバーシュートなく高速に二次磁束を制御することが可能となる。

励磁電流 i_d と二次磁束 ϕ_{2d} の間には、二次インダクタンス L_2 と二次抵抗 R_2 で表される時定数 τ_2 をもつ一次遅れの関係があり、励磁電流指令値 i_d^* は有限整定応答制御により次の式で表される。

$$i_d^*[nT] = i_d^*[(n-1)T] + \frac{1}{\left(1 - e^{-\frac{T}{\tau_2}}\right)M} \left\{ \phi_{2d}[nT] - e^{-\frac{T}{\tau_2}} \Delta\phi_r[(n-1)T] \right\} \dots\dots\dots(2.46)$$

ただし、 T はサンプリング時間、二次時定数 τ_2 や磁束偏差 $\Delta\phi_r$ は以下の式で表される。

$$\tau_2 = \frac{L_2}{R_2} \dots\dots\dots(2.47)$$

$$\Delta\phi_r = \phi_r^* - \phi_r \dots\dots\dots(2.48)$$

また、励磁電流の最大値 i_{d_max} を流した場合、1 整定時間後の二次磁束予測値 $\phi_r^P[(n+1)T]$ は(2.49)式で表される。

$$\phi_r^P[(n+1)T] = \left(1 + e^{-\frac{T}{\tau_2}}\right)\phi_r[nT] - e^{-\frac{T}{\tau_2}}\phi_r[(n-1)T] + \left(1 - e^{-\frac{T}{\tau_2}}\right)M \left\{ i_{d_max} - i_d^*[(n-1)T] \right\} \dots\dots\dots(2.49)$$

図 2.12 に高速磁束制御モデルを示す。高速磁束制御はモード A とモード B の 2 つのモードに分けられる。モード A では二次磁束の予想値が磁束指令値をこえない場合は励磁電流の最大値で制御を行い、予想値が磁束指令値をこえた場合は(2.46)式を用いて 1 整定時間後に磁束指令値となるように励磁電流指令値を決定する。二次磁束と指令値が一致した後の定常状態ではモード B となり、励磁電流は(2.50)式で制御される。

$$i_d^* = \frac{\phi_{2d}^*}{M} \dots\dots\dots(2.50)$$

一方、ベルトコンベアや織機、圧縮機といった周期的に変動する負荷をもつ誘導電動機に励磁電流制御による高効率制御を適用すると、かえって銅損が増加する場合がある。これは、負荷トルクの変化に合わせて励磁電流制御を行うと、励磁電流が過渡的に増大し銅損が増加することに起因する。この問題を解決するため、誘導電動機の過渡的な励磁電流を抑制することを目的として平均負荷トルクを用いて励磁電流制御を行う平均高効率制御が提案されている⁽³²⁾

負荷平均トルクの推定式は(2.51)式で表される。このとき、定格すべり周波数 ω_{sn} は誘導電動機のパラメータより求めることができる。

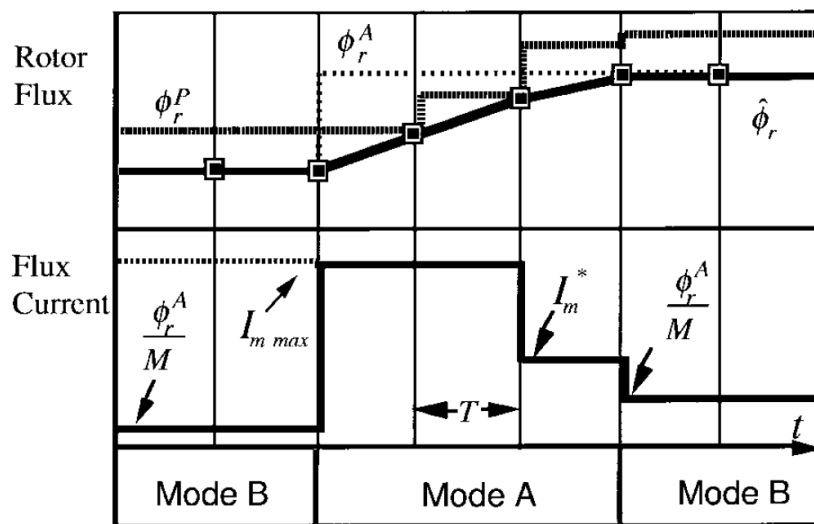
$$T_{-all} = \int_{t_1}^{t_2} \frac{\omega_s}{\omega_{sn}} dt \dots\dots\dots(2.51)$$

(2.51)式から推定したトルクを積算し、負荷変動の1周期での平均トルクを導出する。(2.51)式より推定した平均トルクを用いて負荷変動の周期ごとにオンラインで損失が最小となる励磁電流を制御する。

$$T_{-average} = \frac{T_{-all}}{(t_2 - t_1)} \dots\dots\dots(2.52)$$

ただし、 T_{-all} はトルクの瞬時値を積算した値、 ω_s は電動機のすべり周波数、 ω_{sn} は定格すべり周波数、 $T_{-average}$ は平均トルク値である。

図 2.13 に平均高効率制御のブロック図を示す。速度から平均トルクを推定し、推定した平均トルクから損失最小となる励磁電流を計算し、励磁電流指令値とする。平均負荷トルクを用いて励磁電流を制御することで、励磁電流は一定となり、負荷トルクの変化による過渡的な電流の増加がなくなる。



出典 : K. Matsuse, T. Yoshizumi, S. Katsuta, S. Taniguchi: “High-response flux control of direct-field-oriented induction motor with high efficiency taking core loss into account”, IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 35, No. 1, pp. 62 - 69 (1999)

図 2.12 高速磁束制御モデル

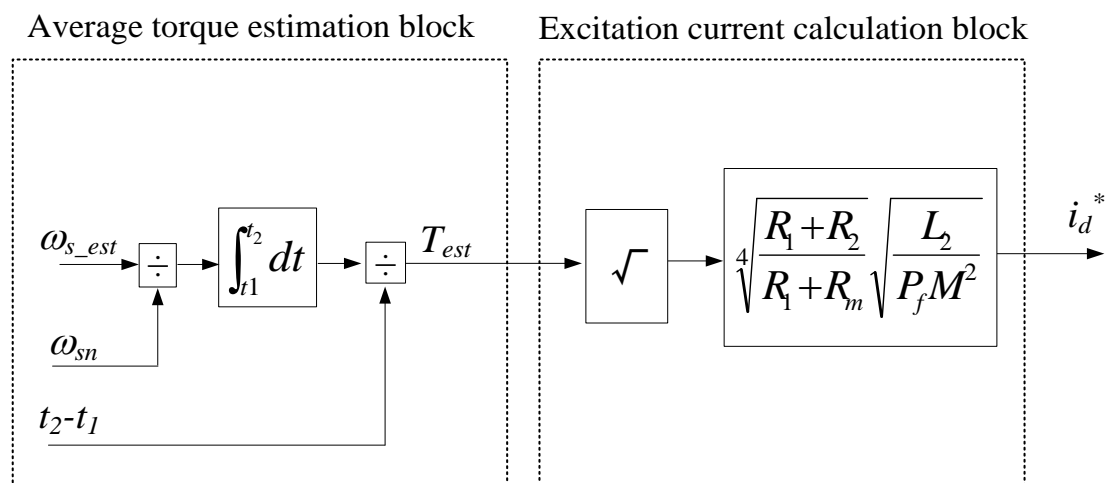


図 2.13 平均高効率制御のブロック図

2.2.4 モデルに基づく方式と損失最小点探索に基づく方式の比較

表 2.1 にモデルに基づく高効率制御と損失最小点探索に基づく高効率制御の比較を示す⁽¹⁾。誘導電動機においても、損失最小点探索に基づく高効率制御が提案されており⁽³³⁾⁽³⁵⁾、永久磁石同期電動機と同様にモータパラメータを用いずに損失最小化を実現できるといった点がある。特に誘導電動機の場合は、モデルに基づいた銅損最小となる励磁電流の計算に抵抗値が必要となるため、損失最小点探索に基づく方式を用いることで温度変化にロバストな高効率制御を実現できる。また、V/f制御に基づき損失最小点探索による高効率制御を行うことで、モータパラメータを使用することなくセンサレスで電動機を駆動することができる。しかし、V/f制御はトルク制御が不要な用途には適用可能であるが、瞬時トルクの制御が必要な用途においてはベクトル制御が有利となる。さらに、損失最小点探索に基づく方式ではモデルに基づく方式と比べて収束時間が 10 倍以上遅くなる場合がある⁽¹⁾⁽³³⁾⁽³⁶⁾。よって、一定負荷の用途では高効率制御が実現できるが、電流指令値の収束時間が遅いため、トルクが変動する用途においてはシステムの性能のロバスト化が困難となる場合がある。

一方、モデルに基づく方式はモータパラメータの変動による損失増加が発生するが、パラメータ変動にロバストな制御やパラメータ同定によってその問題点を解決することができる。このように、パラメータ変動や負荷変動によらず性能をロバスト化するためには、モデルに基づく高効率制御を用いることが有効である。

表 2.1 損失モデルに基づく方式と損失最小点探索に基づく方式の比較

	パラメータ変動	収束時間	例
損失モデルに基づく方式	影響あり	～数百ms	$\frac{\partial P_{loss}}{\partial i} = 0$
損失最小点探索に基づく方式	影響なし	～数s	山登り法

2.2.5 電動機の高効率制御における問題点

高効率制御技術のまとめと問題点について述べる。高効率制御では負荷トルクに応じて損失が最小となるように電流を制御することで、高効率に電動機を駆動する。電流指令値は負荷トルクに応じて決定するため、負荷トルクが変化した場合の制御特性が重要となる。永久磁石同期電動機の場合は、負荷トルクが一定ではなく負荷トルクのステップ変化や正弦波状に周期変動する場合でも、回転子に永久磁石を使用しているため、電流を制御することで磁束と電流の積によりトルクが遅れることなく発生する。このため、制御系に遅れがなければ電流を制御することで常に損失最小となる。一方、誘導電動機は永久磁石同期電動機とは異なり、励磁電流によって二次磁束を発生させるため磁束の応答を考慮する必要がある。この問題は有限整定応答制御により解決することができ、ステップ負荷に対してはトルクを不足させることなく損失最小制御が可能となる。

しかし、トルクが周期的変動をする場合、二次磁束が励磁電流の変化に追従できなくなる場合がある。この問題に対して平均高効率制御が提案されているが、周波数や振幅といった負荷トルク特性に応じて、瞬時トルクを用いた励磁電流制御と、平均トルクのような一定トルクを用いた励磁電流一定制御とでどちらが高効率となるのか、その境界について定量的な議論はこれまでされていない。さらに、周期的に変動している負荷に対して、励磁電流一定制御をする場合、どのような値に励磁電流を制御すれば最も高効率となるか理論的な検討はされていない。このため、誘導電動機においては従来の高効率制御を用いても、負荷変動特性によっては高効率駆動性能をロバスト化できない。

2.3 高トルク駆動と高速駆動技術

第1章で述べたように、電動機に接続されている負荷の慣性モーメントや負荷トルクが大きいほど電動機の加速時間は長くなるため、接続される負荷によっては高トルク駆動が必要となる。

図2.14に回転速度と逆起電力の関係を示し、表2.2に高トルク駆動技術と高速駆動技術の分類を示す。電動機の実出力トルクは磁束鎖交数と電流によって決まるため、最大トルクを大きくするために、電動機の磁束鎖交数を増加させるといった方法がある⁽³⁷⁾。一方、電動機では速度の上昇に伴い電動機の端子間電圧(逆起電力)が上昇するため、電動機速度の上限は、電動機を駆動する電力変換器の最大電圧(電動機へ入力される最大電圧)と電動機の端子間の逆起電力によって決定する。特に永久磁石同期電動機では、高トルク化のために回転子の磁力を大きくすると逆起電力も大きくなり、電動機速度の上限が低くなる。このように電動機の高トルク駆動と高速駆動の間にはトレードオフの関係があり、低速時のトルクか高速域までの駆動のどちらかを優先する必要がある。低速時のトルクを維持したまま電動機を高速回転させるための方法として、電動機の端子間電圧を制限値以内に抑えるために弱め磁束制御がある⁽³⁸⁾。しかし、弱め磁束制御では、負のd軸電流を流すことでd軸方向の磁束を減少させるため、磁束を減少させる為に必要なd軸電流分だけ銅損が増加するといった問題があり、低速域のトルクと高速域の銅損の間にトレードオフの関係が生じる。

この問題を解決するため、磁力を可変する可変磁力モータのように電動機構造によって磁束鎖交数を変える方式や、巻線を切り替えることで端子間の逆起電力を抑える方式によって高トルクと高速域での駆動を達成する方法が提案されている。

また、高トルク駆動は、制御によって電流応答を改善することで高トルク応答化を実現する方式や、追加回路によって電流を大きくする方式が提案されている。特に誘導電動機では回転子に永久磁石を用いないため、大電流による高トルク駆動が用いられ、加速時のみ高トルクが必要な場合は、大電流によって加速時間を短縮できる。また、慣性モーメントが大きな負荷の場合でも、大電流によって高トルク駆動が可能である。

以降では、高速駆動技術や高トルク駆動技術の特徴について述べ、負荷が変動した場合の性能のロバスト化に関する問題点について明らかにする。

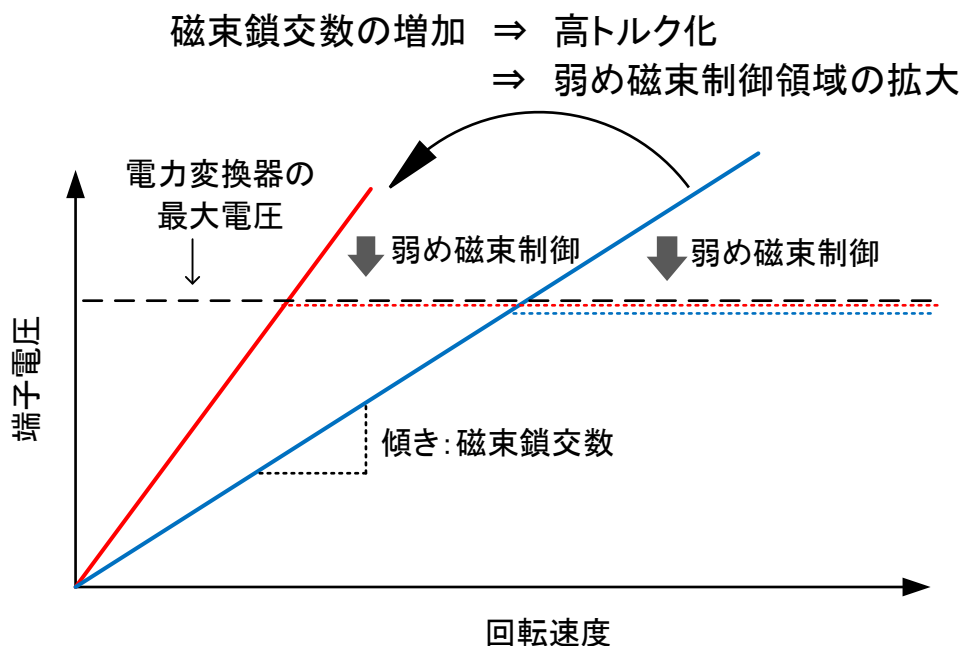


図 2.14 回転速度と逆起電力の関係

表 2.2 高トルク駆動技術と高速駆動技術の分類

	高トルク駆動	高速駆動
構造	<ul style="list-style-type: none"> ・磁束鎖交数の増加 (37) ・可変磁力モータ (39)-(44) ・極数切替 (60) 	<ul style="list-style-type: none"> ・可変磁力モータ (39)-(44) ・中間タップ (48)
制御	<ul style="list-style-type: none"> ・電流の高応答化 (50) ・大電流による駆動 (51) ・直接トルク制御 (53)-(57) 	<ul style="list-style-type: none"> ・弱め磁束制御 (38)
追加回路	<ul style="list-style-type: none"> ・極数切替 (58)(59)(61) ・昇圧回路 (62)-(65) ・バイパスリレー (66) 	<ul style="list-style-type: none"> ・巻線切替 (45)-(49) ・昇圧回路 (62)-(65)

()の数字は参考文献番号を示す。

2.3.1 電動機構造による高速駆動

高トルク駆動のために磁束鎖交数を増加させ、高速域で電動機の端子間電圧を制限値以内に抑えるために弱め磁束制御を行うと銅損が増加するといった問題がある。これに対して、電動機の高回転時に回転子の磁束を負の d 軸電流による電機子反作用で変化させるのではなく、回転子の磁石に低保磁力のアルニコ磁石やサマリウム・コバルト系磁石を用いることで磁力を可変する可変磁力モータが提案されている⁽³⁹⁾⁽⁴⁰⁾。可変磁力モータでは、低保磁力磁石の磁化状態を d 軸方向に磁化電流を注入することで変化させることが可能であり、回転子の磁力を調整することができる。磁化は数十ミリ秒程度の期間で終了するため、可変磁力モータを適用することで弱め磁束制御に必要な負の d 軸電流による銅損増加がなくなるため、高効率に電動機を駆動することができる。

図 2.15 に可変磁力モータの基本的な磁石配置を示す⁽⁴¹⁾⁽⁴²⁾。可変磁力モータには可変磁力磁石と固定磁力磁石が磁気回路上で直列となるように配置する方式と、磁気回路上で並列となるように配置する方式がある。可変磁力モータでは固定磁力磁石に可変磁力磁石の磁束が加わるため、磁化電流により可変磁力磁石の磁力を変化させることで、全体の磁力を変化させることができる。この結果、低速時は磁束を強めることで高トルクが出力可能となり、高速時には磁束を弱めることで逆起電力の上昇を抑制することができる。磁化制御は d 軸電流により行い、磁化制御中の d 軸電流指令値は磁化特性に応じて設定される。

しかし、重負荷時には負荷電流によって磁力が低下するといった問題があり、磁力の低下を防ぐために正の d 軸電流を印加する必要がある。また、電動機の構造が逆突極性($L_d < L_q$)をもつため、正の d 軸電流による負のリラクタンストルクが発生し、電動機の最大トルクや効率が悪化するという問題がある。

この問題を解決するため、正の突極性($L_q < L_d$)をもつ可変磁力強め界磁モータが提案されている⁽⁴³⁾。可変磁力強め界磁モータでは正突極により、正の d 軸電流印加時に正のリラクタンストルクが発生するため、重負荷時の最大トルク減少や効率悪化を防ぐことができる。また、可変磁力モータと独立した直流電流の磁化コイルを用いることで、簡単に永久磁石の磁束鎖交数を可変する方式も提案されている⁽⁴⁴⁾。

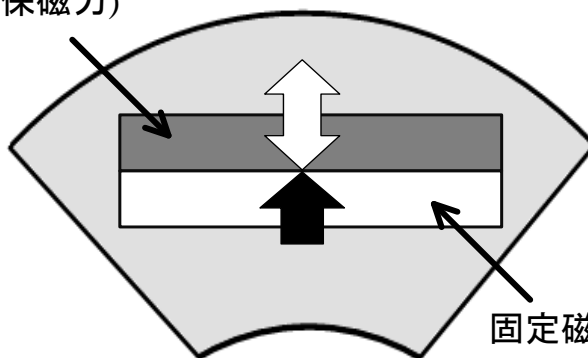
しかし、可変磁力モータでは永久磁石を用いるため、加速時に大電流による高トルク駆動を行うことができない。このため、加速時のみに高トルクが必要な用途に対しても磁力

第2章

電動機駆動システムの性能のロバスト化

の強い磁石が必要となる。また、高トルク駆動のために固定磁力磁石の磁束を大きくするとシステムの大型化や高コスト化の原因となる。以上のことから、用途限定電動機に対しては効果があるが、汎用電動機駆動システムへの適用は適していない。

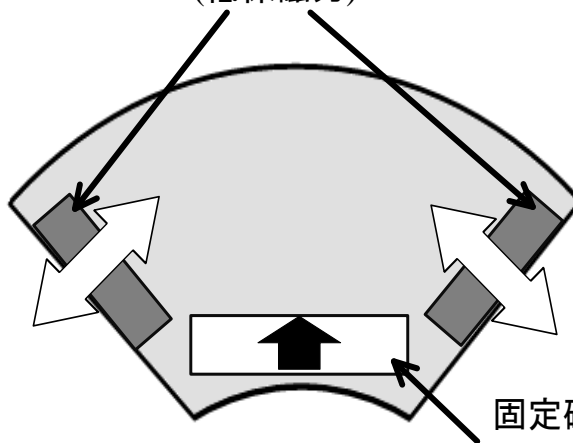
可変磁力磁石
(低保磁力)



固定磁力磁石
(高保磁力)

(a) 直列磁気回路構成

可変磁力磁石
(低保磁力)



固定磁力磁石
(高保磁力)

(b) 並列磁気回路構成

図 2.15 可変磁力モータの基本的な磁石配置

2.3.2 巻線切替による高速駆動

前項に示した電動機の構造を工夫する方式に対して、電動機の巻線を切り替えることで端子間の逆起電力を抑え、電動機の最大速度を上昇させる方式が提案されている。

図 2.16 に Y- Δ 切替を適用した電動機の巻線切替回転数と最高回転数の関係を示す⁽⁴⁵⁾。Y- Δ 切替は、一次側巻線が開放されているオープン巻線誘導電動機を用い、巻線切替回転数で結線を Y 結線から Δ 結線に切り替える。 Δ 結線では端子電圧が Y 結線に比べ $1/\sqrt{3}$ 倍となるため、巻線切替なしの電動機に比べ電動機の上限速度を上昇させることができる。また、Y- Δ 切替は誘導電動機の始動法として使用されており、巻線切替には電磁接触器が用いられる⁽⁴⁶⁾。

図 2.17 に電磁接触器を用いた方式を示す⁽⁴⁵⁾⁽⁴⁷⁾⁽⁴⁹⁾。文献[45]では従来の電磁接触器を用いた方式を用いており、巻線切替と弱め磁束制御を組み合わせることで高効率に電動機を駆動する方式が提案されている。電磁接触器を用いる方式では、巻線切替回転数付近で電動機が加減速すると巻線の切替時の機械的な接触による振動による影響で過渡的な電流が流れるため、電動機の効率が悪くなるといった問題がある。そこで、巻線切替回転数付近では弱め磁束制御を行い、加減速が繰り返されない場合に結線を切り替えることによって、巻線切替回転数付近での効率悪化を防ぐことができる。

図 2.18 に半導体スイッチによって巻線を切り替える方式を示す⁽⁴⁷⁾。電磁接触器の代わりに半導体スイッチを用いる場合、双方向スイッチを実現する必要があるが、文献[47]では順逆両方向の耐圧を有する逆素子半導体スイッチを用いることで双方向スイッチを実現している。

図 2.19 に電動機巻線に中間タップを設けた巻線を示す⁽⁴⁸⁾。電動機巻線に中間タップを設けることで低速から高速まで広範囲に定出力特性をもたせる方式を Y-Y 切替方式という。Y- Δ 切替では Y 結線に比べて Δ 結線の電圧比が $1/\sqrt{3}$ となるが、Y-Y 切替では電圧比は巻線を分割する数や巻線比によって決まるため任意となる。

しかし、巻線切替方式において、電磁接触器を用いた機械的な接触により巻線を切り替える方式では巻線切替用のスイッチに数百 ms のデッドタイムが必要であることや、半導体スイッチを用いた巻線切替では多くの半導体スイッチを必要とし構成が複雑かつ高価なものとなることといったような問題点がある。

図 2.20 にダイオード整流器を用いた巻線切替方式を示す⁽⁴⁹⁾。従来の半導体スイッチを必要とし構成が複雑かつ高価なものとなるといった問題を解決するために、スター結線で各相に中間タップを備えた電動機を使用し、巻線切替回路に2個の三相ダイオードブリッジおよび2個の IGBT を用いることで接触遮断器の機能を持たせた切替回路が提案されている。また、巻線切替時の過渡電流を低減するために抵抗を DC 電源とスナバコンデンサの両端とそこに設けた方式も提案されている。

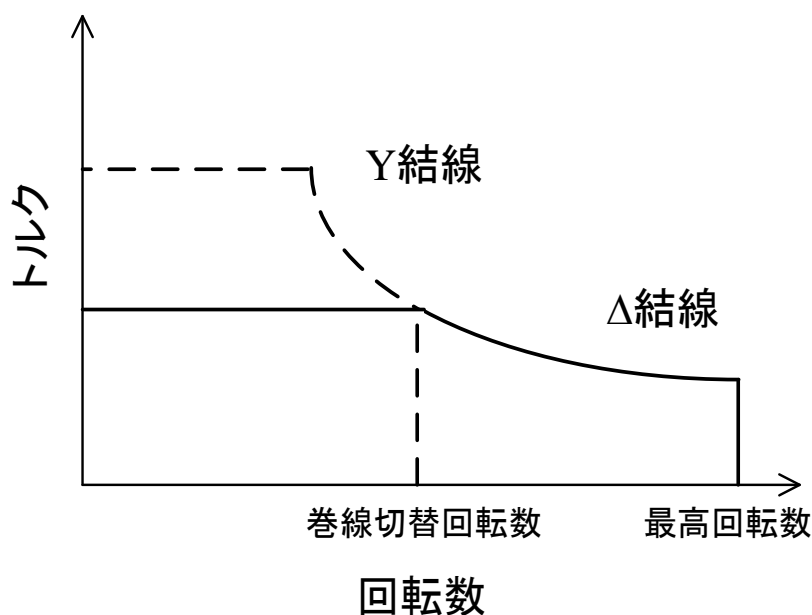


図 2.16 Y-Δ切替を適用した電動機の巻線切替回転数と最高回転数の関係

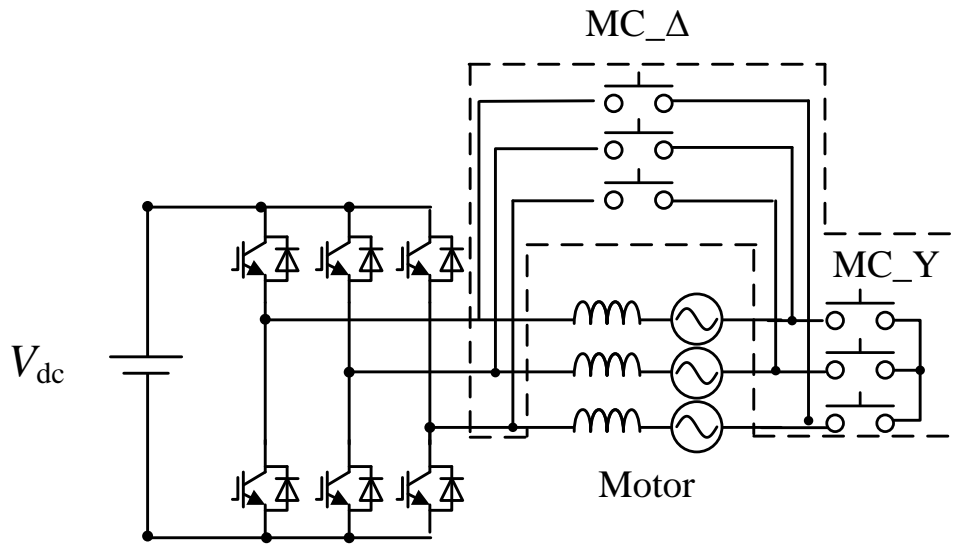


図 2.17 電磁接触器を用いた方式

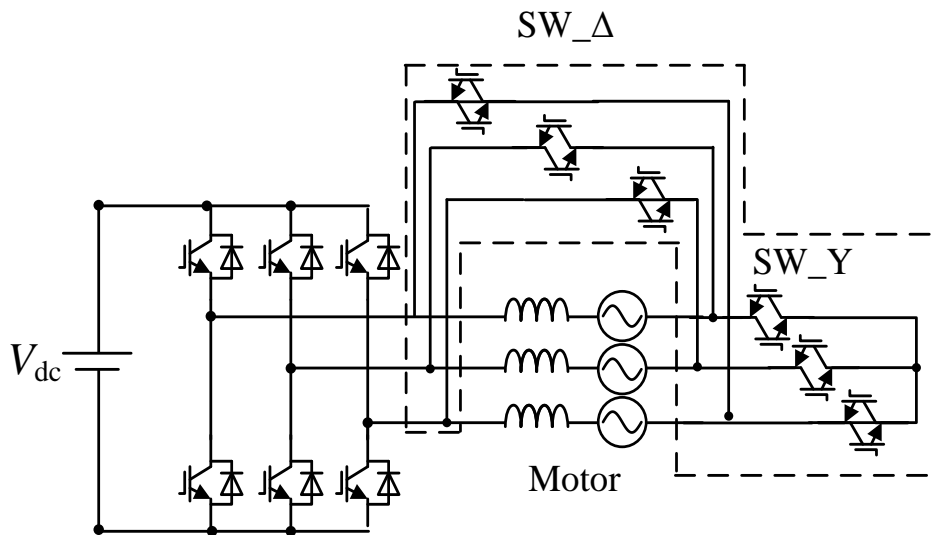


図 2.18 半導体スイッチによって巻線を切り替える方式

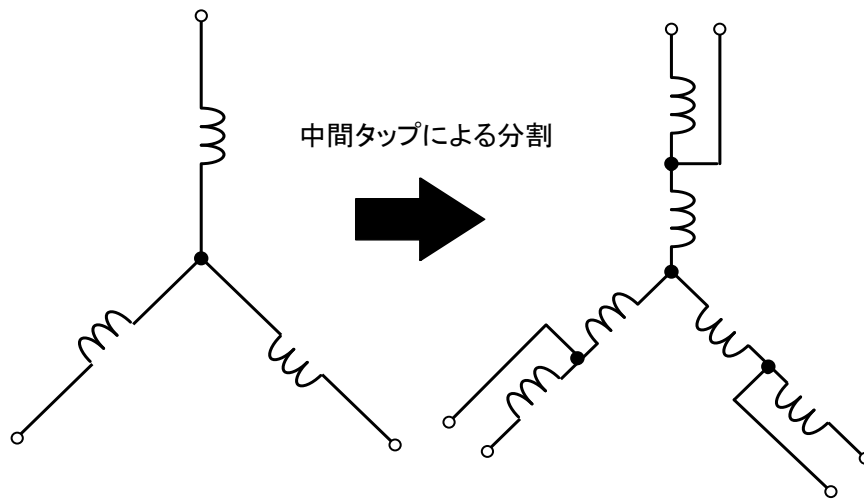


図 2.19 電動機巻線に中間タップを設けた巻線

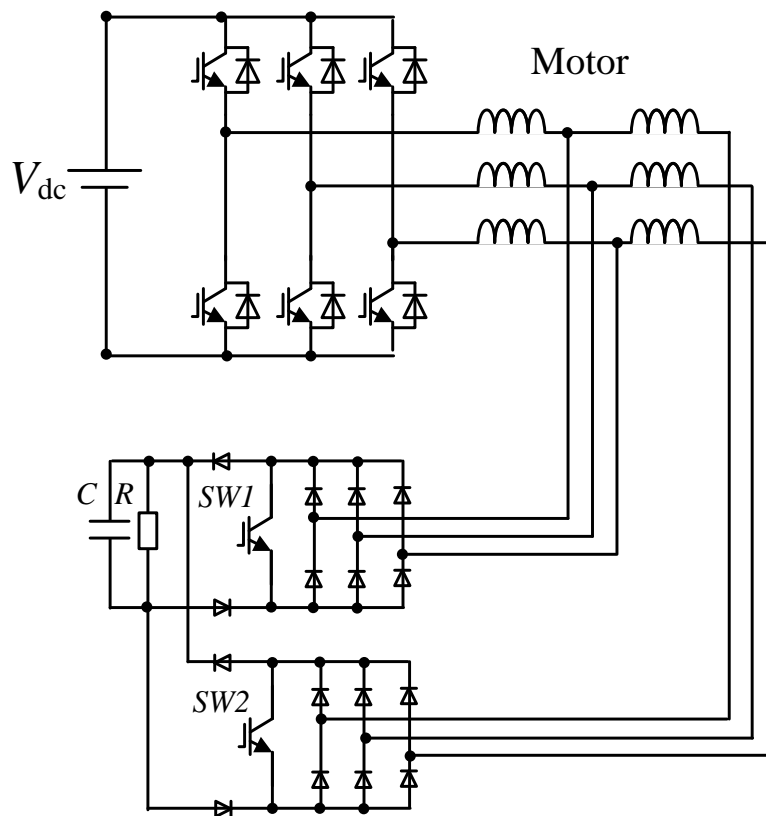


図 2.20 ダイオード整流器を用いた巻線切替方式

2.3.3 制御による高トルク駆動

磁束鎖交数が大きく逆起電力が大きい電動機では、電動機構造による磁束鎖交数の可変や、巻線切り替えによる端子間の逆起電力の抑制によって低速から高速までの広範囲な領域での駆動が行われる。一方、制御によってトルク応答を向上することで、加速時間を短縮する方式が検討されている。制御によるトルクの高応答化では、励磁電流の立ち上がり的高速化や、瞬時すべり角周波数のステップ変化量の増加などによって電動機の加速時間の短縮が図られている。以下では、励磁電流制御と直接トルク制御についての説明を行う。

(1) 励磁電流制御

図 2.21 にハイパスフィルタを用いた誘導電動機の高トルク駆動のブロック図を示す⁽⁵⁰⁾。本方式では、励磁電流指令値にハイパスフィルタを通すことで励磁電流の立ち上がりを早くし、二次磁束の立ち上がりを早くすることができる。これによって、始動時の二次磁束の立ち上がりを早くでき、二次磁束とトルク電流の積であるトルクの立ち上がりも早くすることができるため、高トルク応答化による電動機の加速時間の短縮が可能となる。また、始動時はトルク電流指令値を一定値で与えることで、速度制御器を使用する場合よりも素早く始動電流を確保することが可能である。電動機速度が目標速度まで達した後は、トルク電流指令値は速度制御器の出力に切り替えることで、定常運転時に影響を与えることなく制御が可能となる。しかし、この方式ではトルク電流指令値を一定値から速度制御器の出力に切り替える際に速度が 0.2p.u.程度変動するといった問題がある。

一方、誘導電動機を予備励磁した状態で直流リンクキャパシタのエネルギーを一気に誘導電動機へ送り込むことで高トルクを発生させる方式が提案されている⁽⁵¹⁾。本方式では IGBT に定格を超える大電流が流れるため、文献[51]では素子の破壊や劣化が起こらないかについて検討がされている。実験結果より、3200 回インパルストルク発生の実験を行った結果、ピーク電流が IGBT の定格(50A)の 1.5 倍に相当する 75A であっても IGBT に劣化がないことが示されている。しかし、具体的なスイッチング素子の定格電流と加速時に流れる電流によるジャンクション温度上昇などは検討されておらず、IGBT の選定指針が明確となっていない。また、予備励磁をする際の励磁電流とトルク電流の位相差を 90° よりも大きくすることで、二次側に流れるインパルス状の電流を増加させ、出力ト

第2章

電動機駆動システムの性能のロバスト化

トルクを増加させる方式も提案されている⁽⁵²⁾。しかし、最大トルクを実現する励磁電流の大きさと励磁電流とトルク電流の角度の関係について明確になっておらず、最大トルクを実現するためには試行錯誤により励磁電流とトルク電流の角度を決定する必要がある。

(2) 直接トルク制御

図 2.22 に直接トルク制御のブロック図を示す⁽⁵³⁾。誘導電動機ではすべりを大きくするほどトルクは急峻に増加するため、過渡的には瞬時すべり角周波数のステップ変化量を可能な限り大きくすることで高速トルク応答化が可能である。このことから、ヒステリシスコンパレータの出力状態変数に対してトルク応答が最高となるような評価のもとに 8 個の電圧ベクトルを一義的に決定し制御を行う。トルク演算は一次側変数の積として求められるため、二次側定数の変動は一次側変数の変動として閉ループ的に打ち消され、二次側の定数の変動に対して本質的にロバストである。また、一次側変数の変動に対してもパラメータ変動に対する推定精度向上についての検討がされている。しかし、磁束鎖交数やトルクを正確に検出できたとしても、インバータ出力電圧ベクトルを決定するスイッチングテーブルに不備があると十分な制御性能を発揮できない。特に、スイッチングテーブルは固定子巻線抵抗を無視して構成されているため、インバータ出力電圧が低くなる低速運転時には磁束鎖交数振幅が減衰し、零速近傍で制御不能に陥るといった問題がある。この問題を解決するために、非線形方程式を解くことで最適なベクトルを導出し空間ベクトル変調で変調する方法⁽⁵⁴⁾や、従来のヒステリシス幅の下限值よりさらに下に新たなしきい値を設けることでゼロ電圧ベクトル出力時の誤差を低減する方式⁽⁵⁵⁾が提案されている。

永久磁石同期電動機においても、テーブルではなく PI 制御器を用いることで直接トルク制御を適用する方式が検討されている⁽⁵⁶⁾。また、PI 制御器のゲインとトルク応答特性の関係をトルク制御系伝達関数導出することで明確化し、PI 制御器のゲイン設計を試行錯誤的に行わずに決定できる方式も提案されている⁽⁵⁷⁾。

しかし、制御によってトルクの高応答化を図ったとしても、出力できる最大のトルクは出力できる最大の電流によって決定する。電流はインバータの直流電圧と電動機のインピーダンスによって決まるため、高トルク駆動のためにはより多くの電流を流す必要があり、このためにはインバータの出力電圧を増加させる必要がある。

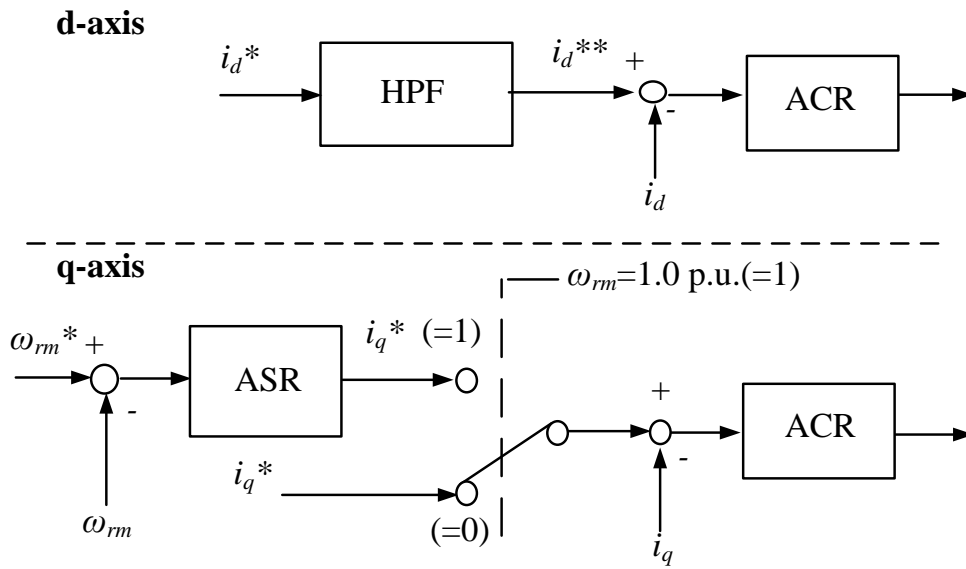


図 2.21 ハイパスフィルタを用いた誘導電動機の高トルク駆動のブロック図

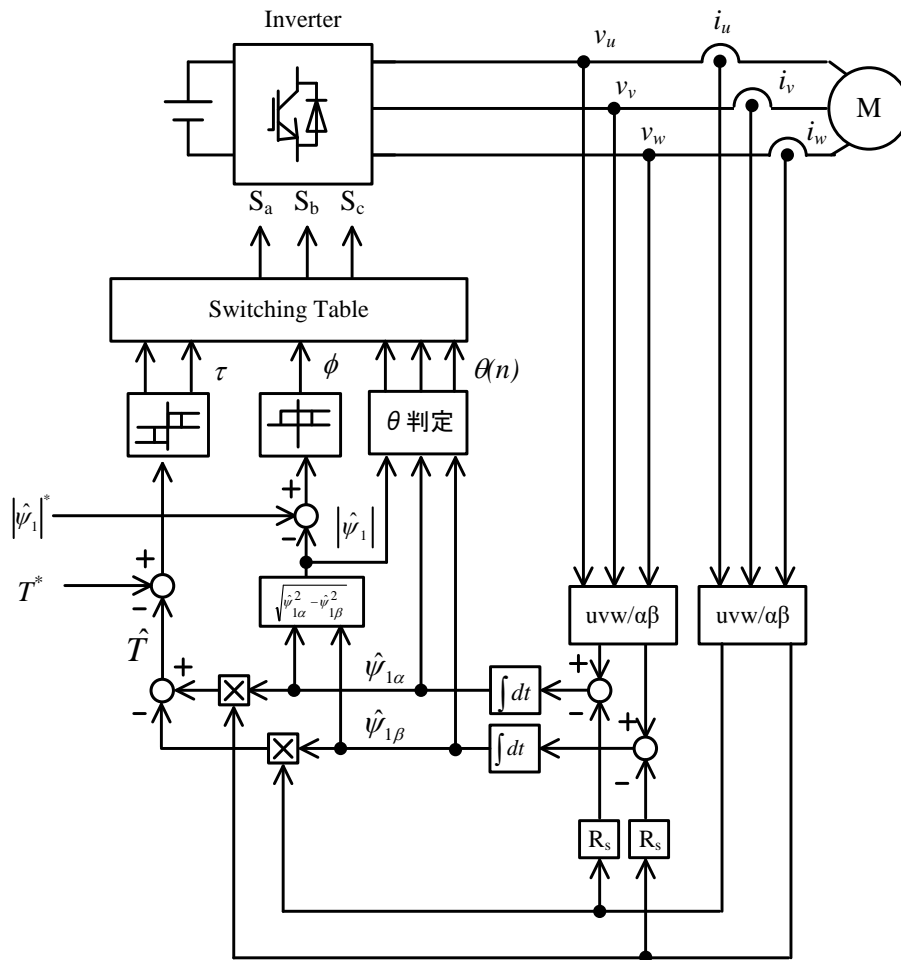


図 2.22 直接トルク制御のブロック図

2.3.4 追加回路による高トルク駆動

制御による方式では、高トルク駆動のためにより多くの電流を流すにはインバータの出力電圧を増加させなくてはならないといった問題がある。そこで、三相インバータ追加による極数切替や、昇圧回路追加による出力電圧増加、バイパスリレー追加による電流の増加といったような電動機駆動システムに回路を追加することで高トルク駆動を実現する方式が検討されている。

(1) 2 台の三相インバータを用いた極数切替

図 2.23 に 2 台のインバータを用いた極数切替回路を示し、表 2.3 に各極数モードにおける各インバータの指令値の相順を示す⁽⁵⁸⁾⁽⁵⁹⁾。本方式は、オープン巻線電動機に 2 台のインバータを接続することで、一方のインバータから流れる電流の方向を他方のインバータから流れる電流方向と逆にし、極数を変化させる。インバータによって巻線に印加する電圧の相順を切り替えるのみで極数を切り替えることができるため、巻線切替が不要となる。

図 2.24 に永久磁石同期電動機における回転子の極数切り替え方式を示す⁽⁶⁰⁾。回転子には周方向に高保磁力の磁石(固定磁力磁石)と低保磁力の磁石(可変磁力磁石)を配置する。可変磁力モータと同様に可変磁力磁石を短パルスの d 軸電流で磁化方向を変え、3 相電源の相順を変えることによるモータ全体の極数を可変する。たとえば、4 極から 8 極に切り替える場合は 8 極の相順に切り替えて定格の数倍の正の d 軸電流を流し、N 極である固定磁力磁石の隣に配置される可変磁力磁石を S 極、S 極である固定磁力磁石の隣に配置される可変磁力磁石を N 極に磁化させる。8 極から 4 極に切り替える場合は 8 極の相順のまま負の d 軸電流を流し、N 極である固定磁力磁石の隣に配置される可変磁力磁石を N 極、S 極である固定磁力磁石の隣に配置される可変磁力磁石を S 極に磁化させる。

しかし、本方式では最大の極数によって最大のトルクが決定するため、トルクを増加させようとするとき電流容量を維持したまま極数を増やす必要があり、電動機の体積が増加するといった問題がある。この他にも固定子スロットの各コイルに単相インバータを設置し、各コイル電流を個別に直接制御する方式⁽⁶¹⁾があるが、電動機に内蔵される単相インバータ分だけ体積が大きくなることや、電動機側の単相インバータを制御するための配線が複数必要になることなどが問題となり、汎用電動機駆動システムには適さない。

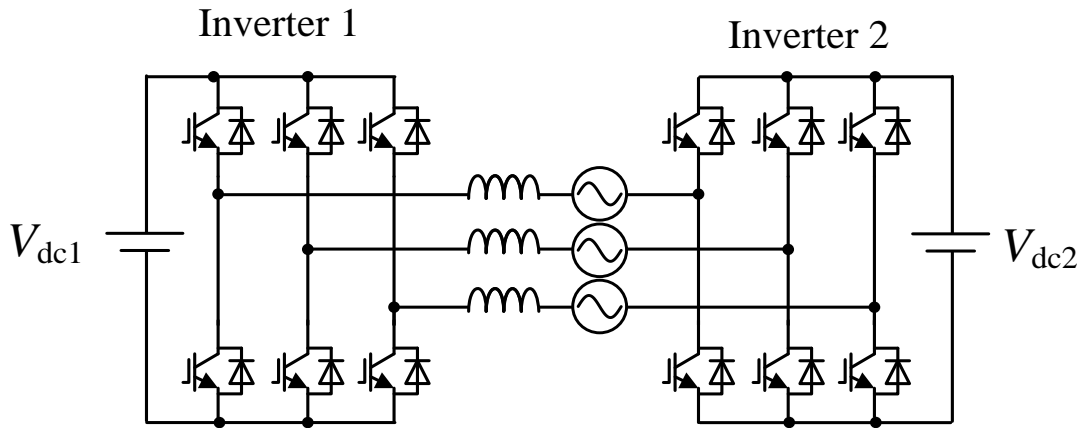
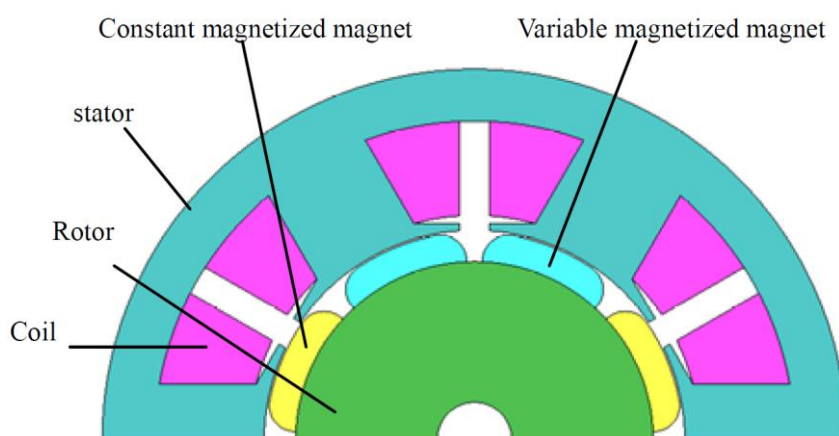


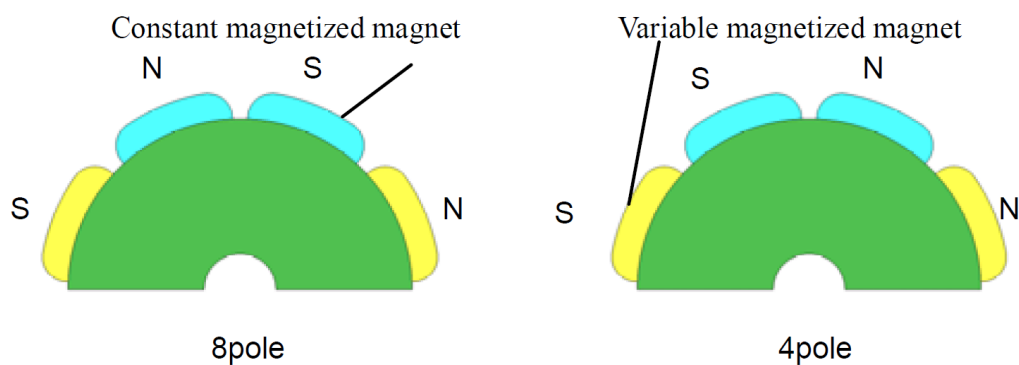
図 2.23 2 台のインバータを用いた極数切替回路

表 2.3 各極数モードにおける各インバータの指令値の相順

	相順	
	4極モード	2極モード
Inverter 1	u, v, w	u, w, v,
Inverter 2	u, v, w	-u, -w, -v,



(a) 巻線切り替え無し可変機器定数モータの構成



(b) 極数切替時の磁極形成の仕組み

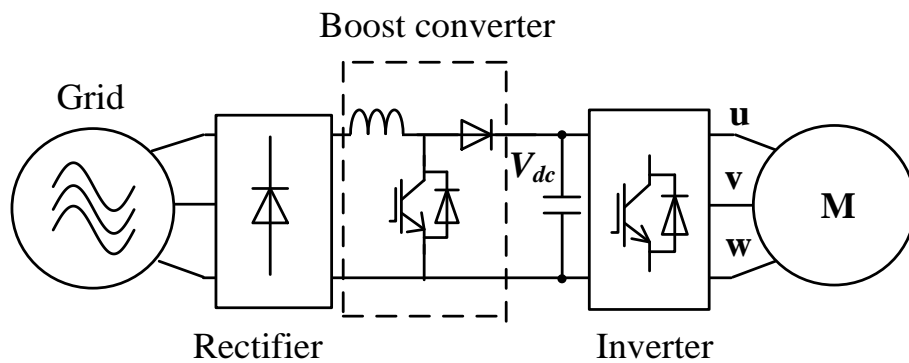
出典：堺 和人，湯澤 成彰：「巻線切り替え無し極数変換永久磁石モータの基礎研究」，電気学会全国大会，No. 5-008，pp. 14-15 (2013)

図 2.24 永久磁石同期電動機における回転子の極数切り替え方式

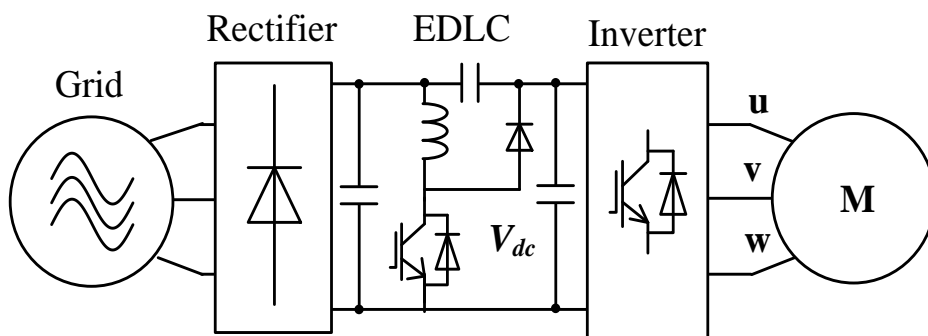
(2) 昇圧回路の追加

図 2.25 に昇圧回路を用いた可変電源電圧システムを示す⁽⁶²⁾。昇圧回路を追加する方式では、極数を切り替える方式に比べ、電動機構造を工夫する必要がないといった利点がある。図 2.25 (a)に示すように、電動機の印加電圧を上げるために昇圧チョッパを用いることで、インバータ電源電圧を直流電圧から IGBT やコンデンサの耐圧まで可変できるため、直流電圧に関係なく電動機出力を上げることができる。また、図 2.25 (b)に示すように EDLC を用いた回路も提案されている⁽⁶³⁾。EDLC は非常に大きな静電容量を持ち、また電解コンデンサのように高速充電が可能であるといった特徴がある。本方式では EDLC が電源用平滑コンデンサに直列に接続されているため、EDLC を充電することにより、インバータ入力電圧を充電電圧分昇圧することができる。また、EDLC は1個当たりの定格電圧が低いため、EDLC を補助的に使用し、昇圧分の定格電圧のみを考慮している。電源に直列接続された EDLC がチャージポンプ(磁気エネルギー回生スイッチ⁽⁶⁴⁾)として働くため、昇圧チョッパのように常時スイッチングを行う必要はなく、低損失化を実現できる。このように可変電源電圧システムでは、直流電圧を昇圧することで電動機により多くの電流を流し、加速時のトルクを確保することができる。さらに、図 2.25 (c)に示すようにチャージポンプ回路を用いた回路も提案されている⁽⁶⁵⁾。このチャージポンプ回路は、EDLC を平滑部に備えた単相フルブリッジ回路で構成され、その回路のスイッチングによって DC リンク電圧を昇圧、降圧、電源電圧の3つの電圧レベルに調整することができる。

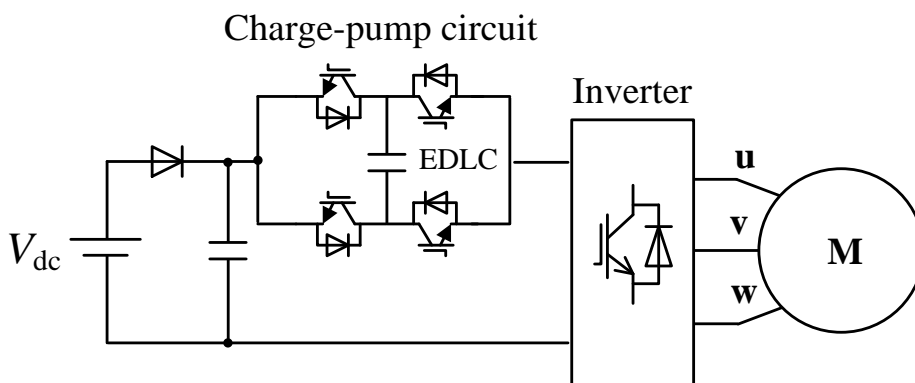
しかし、加速時のみに高トルクが必要な用途では、定常運転時に昇圧回路を停止させていても、半導体スイッチの導通損により電力変換器の効率が悪化するという問題がある。



(a) 昇圧チョップを用いた方式



(b) EDLC を用いた昇圧回路方式



(c) チャージポンプ回路を用いた方式

図 2.25 昇圧回路を用いた可変電源電圧システム

(3) バイパスリレーの追加

図 2.26 にバイパスリレーを追加したインパルストルク発生システムを示す⁽⁶⁶⁾。バイパスリレーを追加する方式では、昇圧回路に比べ低コストでシステムを構成することが可能である。さらに、昇圧回路を追加する方式では定常運転時も半導体スイッチの導通損が発生するが、本方式では始動後にバイパスリレーをオフにすることで通常のインバータと同じ構成となるため、定常運転時の損失はインバータの損失のみとなる。

本方式では、まずインバータにて予備励磁を行う。次にインバータ素子に並列接続されたリレーを閉じて、インバータの DC キャパシタに蓄積されている全エネルギーを瞬間的に放出してトルク電流を供給する。バイパスリレーに電流が流れるため、インバータの電流容量を増やすことなく大トルクが発生する。

図 2.27 に実験結果を示す。実験結果より、定格トルクの 7 倍以上のピークをもつインパルストルクが発生することが確認されている。しかし、出力トルクはインパルス状であるため、高トルクによる電動機の加速時間短縮は困難である。

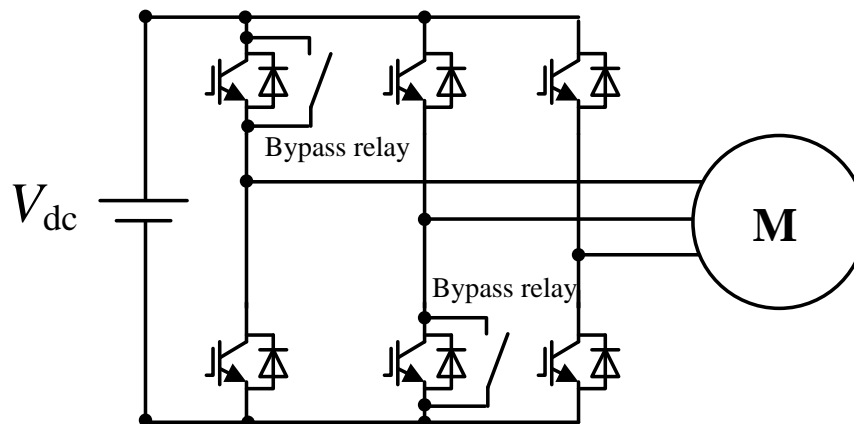
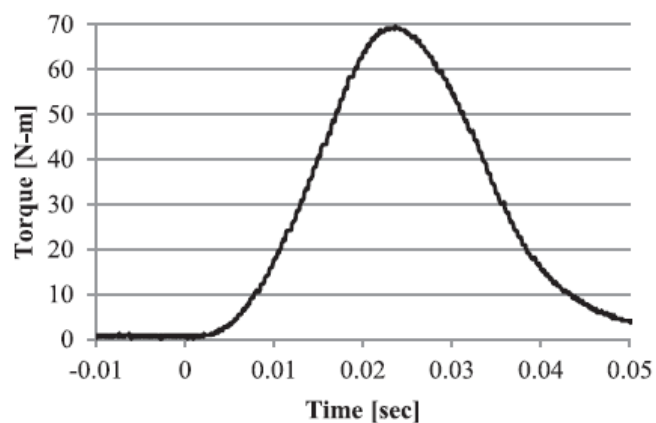
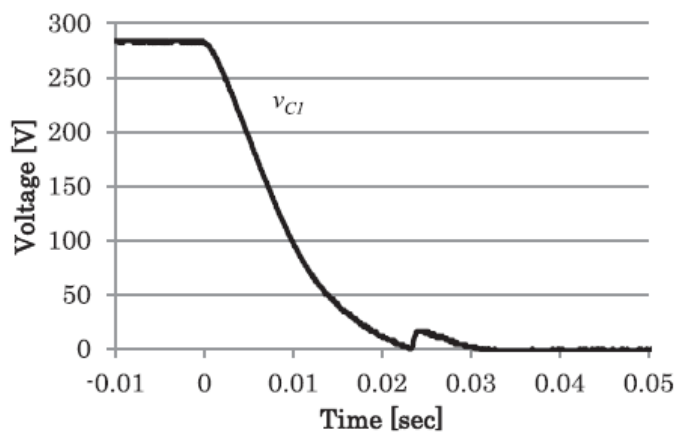


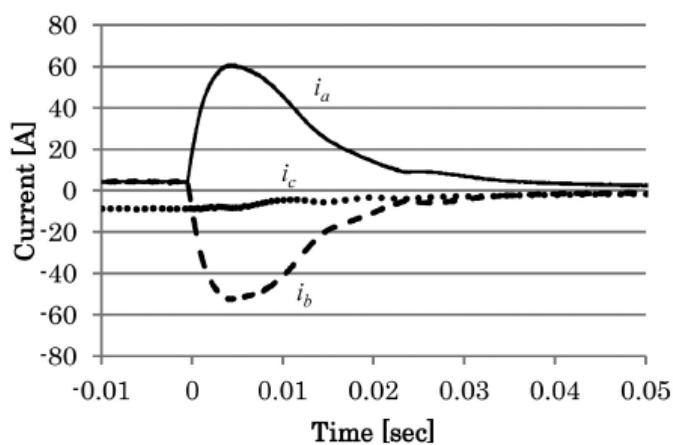
図 2.26 バイパスリレーを追加したインパルストルク発生システム



(a) Torque



(b) DC link capacitor voltage



(c) Input currents of induction motor

出典：一川 拓人・吉田 俊哉・宮下 収: 「固着脱出機能を付加した誘導電動機用インバータ装置」, 電学論 D, Vol. 132, No. 8, pp. 802-807 (2012)

図 2.27 バイパスリレーを追加したインパルストルク発生の実験結果

2.3.5 高トルク駆動における問題点

高トルク駆動と高速駆動技術のまとめと問題点について述べる。磁束鎖交数が大きく逆起電力が大きい電動機の高速駆動技術では、電動機構造による磁束鎖交数の可変や、巻線切り替えによる端子間の逆起電力の抑制によって低速から高速までの広範囲な領域での駆動が行われる。これらの方式は、弱め磁束制御に必要な負の d 軸電流による銅損増加がなくなるため、高効率に電動機を駆動することができる。

一方、高トルク駆動は制御によって電流応答を改善することで高トルク応答化を実現する方式が提案されている。特に誘導電動機では回転子に永久磁石を用いないため、大電流による高トルク駆動が用いられ、加速時のみ高トルクが必要な場合は、大電流によって加速時間を短縮できる。また、慣性モーメントが大きな負荷の場合でも、大電流によって高トルク駆動が可能である。しかし、出力できる最大のトルクは出力できる最大の電流によって決定するため、制御によって加速時間の短縮を図っても、負荷トルクや慣性モーメントが大きい用途においては、高トルク駆動性能が低下するといった問題がある。この問題を解決するために、インバータの出力電圧を追加回路によって昇圧させる方式があるが、加速時のみ高トルクが必要な用途では、定常運転時に昇圧回路を停止させていても、半導体スイッチの導通損により電力変換器の効率が悪化する。また、バイパスリレーを用いた方式では定常運転時の損失はインバータの損失のみとなるため昇圧回路に比べて高効率となるが、出力トルクはインパルス状であるため、高トルクによる電動機の加速時間短縮は困難である。このことから、従来の方式を用いて高トルク駆動システムを行うと、高効率駆動性能か高トルク駆動性能のどちらかを犠牲にする必要があることがわかる。このため、従来の方式は負荷変動特性によって電動機駆動システムの高トルク駆動性能をロバスト化できない。

2.4 モデルミスマッチ補償による高速駆動時の安定化技術

第1章でも述べたように、電動機は小型化や高パワー密度化が必要な用途では高速で電動機を駆動させる⁽⁶⁷⁾⁽⁶⁹⁾。また、電動機の高速度駆動は前節で述べたような電動機構造の工夫や制御および追加回路によって実現される。

図2.28にモデルミスマッチ補償による安定制御技術の分類を示す。電動機は効率の観点から数kHzのキャリア周波数でインバータを動作させることがある⁽⁷⁰⁾⁽⁷¹⁾。また、低コストのために安価なマイコンや低分解能の位置センサを用いた制御にて電動機を駆動することがある⁽⁷²⁾⁽⁷³⁾。この結果、高速駆動電動機では、出力の電気角周波数とインバータのキャリア周波数(サンプリング周波数)の比が10以下となる場合があり、サンプリング遅れやPWM遅れ、磁極位置や出力電流の検出遅れによって出力電圧誤差や位相誤差が発生し、制御系が不安定となる⁽⁷⁴⁾⁽⁷⁵⁾。この問題を解決するために、サンプリングによる遅れ時間を考慮し、電動機の数学モデルとその逆モデルとの間のサンプリングによる誤差や、検出系の位相遅れによる誤差を補償する方法が提案されている⁽⁷⁴⁾⁽⁷⁶⁾。一方、サンプリングによる誤差が完全に補償されても、実際の電動機のパラメータと制御系の設計に用いる電動機のパラメータに誤差がある場合は高速域で制御系が不安定となる。この問題に対して、インバータを用いてパラメータを同定する方式が提案されている⁽⁷⁷⁾⁽⁷⁸⁾。

また、電動機を低サンプリング周波数で駆動させた場合、高速域では軸間で干渉する速度起電力が大きくなるため、パラメータ誤差によって電流制御系が不安定となりやすくなる。この問題に対し、電動機の逆モデルを用いた非干渉制御方式が提案されている⁽⁷²⁾⁽⁷⁹⁾。

以降ではモデルミスマッチ補償技術について述べ、モータパラメータが変動した場合の性能のロバスト化に関する制御設計法の問題点について明らかにする。

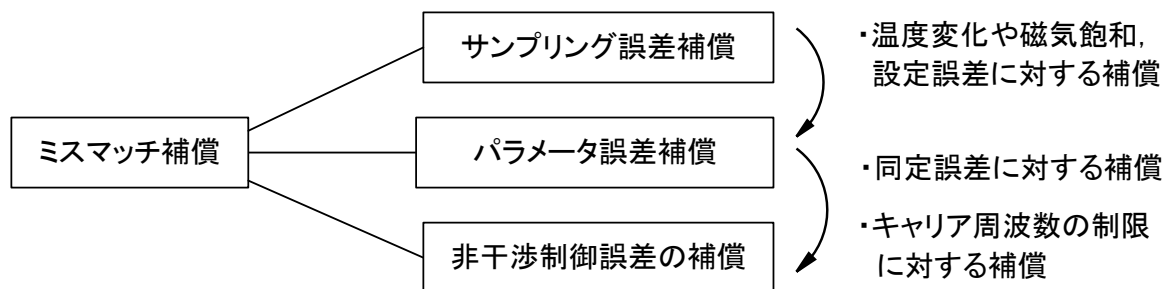


図2.28 モデルミスマッチ補償による安定制御技術の分類

2.4.1 サンプリングによる誤差の補償

(1) 回転座標変換時におけるサンプリング誤差と補償法

図 2.29 に座標変換におけるサンプリング誤差補償法のブロック図を示す⁽⁷⁶⁾。ベクトル制御では、電動機の実出力電流とエンコーダの位置情報を取得してから PWM パターンを出力するまで所定の時間を要する。実際には、出力電流と磁極位置を検出し、電圧指令値を演算するまでに 1 制御周期を要する。PWM パターンは、次の制御周期でパルス幅変調器により出力されるが、PWM パターンは制御周期の中心に対して対象に出力されるため、平均的に 0.5 制御周期の時間を要する。したがって、電動機の実出力電流と磁極位置を検出してから PWM パターンを出力するまでには 1.5 制御周期の時間が必要である⁽⁷⁴⁾。この間にロータは回転しているため、検出した磁極位置と PWM パターン出力時の磁極位置にはずれが生じる。そこで、1.5 制御周期中に回転するロータの角度を $\Delta\theta$ とし、制御周期を T_s とすると、(2.53)式のような関係となる。

$$\Delta\theta = 1.5\omega T_s \dots\dots\dots(2.53)$$

その結果、電圧指令値の座標変換において位相 θ にずれが生じ三相電圧指令値 v_u^* , v_v^* , v_w^* に誤差が発生する。このサンプリングによる誤差を補償するために、(2.53)に基づいて各回転数における $\Delta\theta$ を計算し、 $\Delta\theta$ を θ に加えて電圧指令値の座標変換を行うと(2.54)式となる。

$$\begin{aligned} v_u^* &= v_d^* \cos(\omega t + \theta + \Delta\theta) - v_q^* \sin(\omega t + \theta + \Delta\theta) \\ v_v^* &= v_d^* \cos\left(\omega t + \theta + \Delta\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - v_q^* \sin\left(\omega t + \theta + \Delta\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \dots\dots\dots(2.54) \\ v_w^* &= v_d^* \cos\left(\omega t + \theta + \Delta\theta + \frac{2\pi}{3}\right) - v_q^* \sin\left(\omega t + \theta + \Delta\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

図 2.30 にサンプリング誤差補償特性を示す。補償特性の検証は、 $i_d = 0$ A, $i_q = 4$ A 一定とし、制御周期 $T_s = 100$ s としている。サンプリング誤差補償によって、各回転数において出力電圧 v_d , v_q と電圧指令値 v_d^* , v_q^* の差が低減される。特に高速回転時の誤差が大幅に改善される。

図 2.31 に電流制御系の極配置を示す。図 2.31 では電流制御系の応答周波数を 100Hz とし、出力周波数を 10Hz から 200Hz まで変化させたときの根の変化を示している。補償なしでは、出力周波数が高くなるほど極が右へ移動し、右半平面に極が配置される。一方、補償ありではサンプリングによる位相遅れが補償されるため出力周波数を高くしても安定

である。

(2) 電動機の実出力電流検出時の位相遅れと補償法

電動機の実出力電流検出用アンチエイリアスフィルタは単純な一次遅れフィルタから構成されている。このフィルタにより、電流センサで検出された電動機の実出力電流に対して、制御器に入力される電流の位相遅れ $\Delta\phi$ は(2.55)式で表される⁽⁷⁶⁾。

$$\Delta\phi = \tan^{-1}(\omega CR) \dots\dots\dots(2.55)$$

この位相遅れ $\Delta\phi$ により電流フィードバック値に誤差が生ずる。また、(2.55)式より、 ω の増加に伴って $\Delta\phi$ は増大するため、サンプリングによる誤差の場合と同様に回転上昇と共に出力電流の位相遅れによる誤差が大きくなる。

図 2.32 に電動機位相遅れ補償法のブロック図を示す。電動機電流検出値の位相遅れによる誤差を補償するため、(2.56)式に示すように、 $\Delta\phi$ だけ遅らせた位相で座標変換を行うことで、正しい i_d , i_q を求める。

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} -\sin\left(\omega t + \theta - \Delta\phi - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin(\omega t + \theta - \Delta\phi) \\ -\cos\left(\omega t + \theta - \Delta\phi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\omega t + \theta - \Delta\phi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_v \\ i_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2.56)$$

図 2.33 に電動機電流位相遅れ補償特性を示す。q 軸については電動機電流位相遅れ補償によって回転数の上昇と共に電圧 v_q と電圧指令値 v_q^* の誤差が低減する。一方、d 軸に関する補償効果はほとんど見られない。これは、 $i_d=0$ の運転条件で実験を行っているためである。

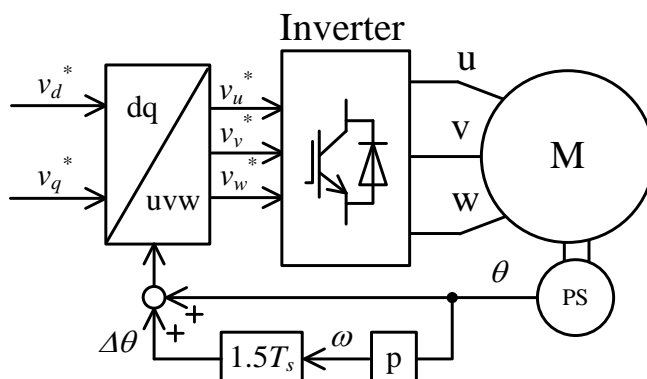
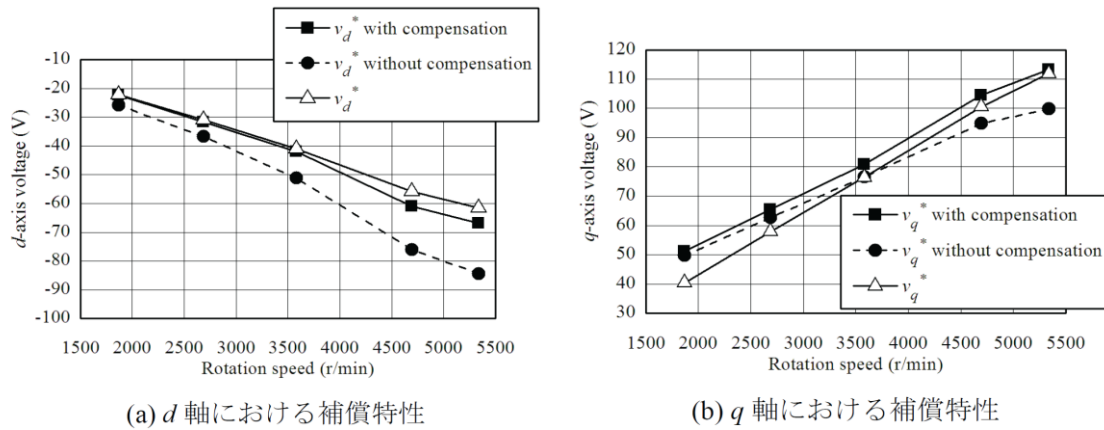
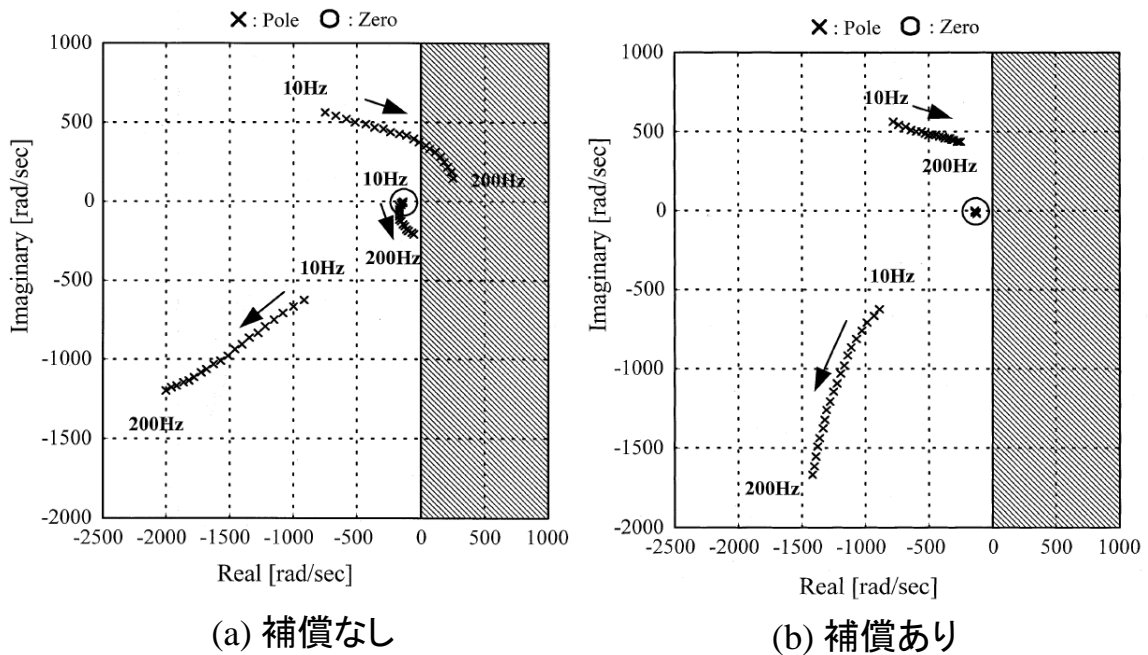


図 2.29 座標変換におけるサンプリング誤差補償法のブロック図



出典：工藤純・野口季彦・川上学・佐野浩一：「IPM モータ制御システムの数学モデル誤差とその補償法」, SPC-08-25 (2008)

図 2.30 サンプルング誤差補償特性



出典：B.-H. Bae and S.-K. Sul, "A compensation method for time delay offull-digital synchronous frame current regulator of PWM AC drives," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 39, no. 3, pp. 802–810 (2003)

図 2.31 サンプルング補償を入れたときの根配置

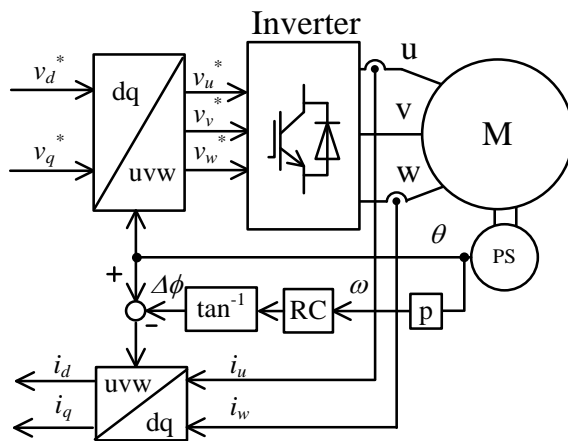
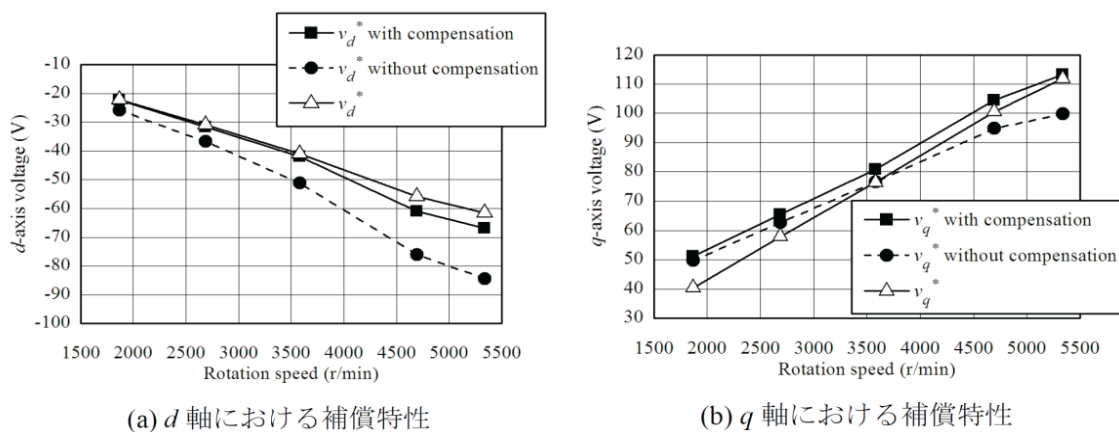


図 2.32 電動機電流位相遅れ補償法のブロック図



出典：工藤純・野口季彦・川上学・佐野浩一：「IPM モータ制御システムの数学モデル誤差とその補償法」, SPC-08-25 (2008)

図 2.33 電動機電流位相遅れ補償特性

(3) 制御対象モデルを用いた電流予測を用いた電流検出値の補正

検出電流は、検出用アンチエイリアスフィルタの遅れのほかに、サンプリングによる遅れも含む。このため、検出した電流を用いて電圧指令値を演算すると、電圧を出力する際には検出した電流は1サンプル前の電流となる。このサンプリングによる遅れはむだ時間として作用し、制御性能の劣化の原因となり得る。そこで、1サンプリング後の電流を電動機のインダクタンスとサンプリング時間から予測する方法が提案されている⁽⁸⁰⁾⁽⁸¹⁾。

電流をサンプル点 n で $i(n)$ と定義し、電圧はサンプル点で n と $n+1$ の平均値として $v(n)$ と定義する。電動機の電圧方程式をサンプル値形の電圧方程式にすると(2.57)式となる。また、(2.57)式をベクトル表記すると(2.58)式となり、(2.58)式を電流 $i(n)$ について解くと(2.59)式となる。

$$\begin{bmatrix} v_d(n-1) \\ v_q(n-1) \end{bmatrix} = R_a \begin{bmatrix} i_d(n-1) \\ i_q(n-1) \end{bmatrix} + \frac{L_a}{T} \begin{bmatrix} i_d(n) - i_d(n-1) \\ i_q(n) - i_q(n-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega L_a i_q(n-1) \\ \omega L_a i_d(n-1) + \omega \psi_m \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2.57)$$

$$\mathbf{v}(n-1) = R_a \mathbf{i}(n-1) + \frac{L_a}{T} \{\mathbf{i}(n) - \mathbf{i}(n-1)\} + \mathbf{e}(n-1) \dots\dots\dots(2.58)$$

$$\mathbf{i}(n) = \mathbf{i}(n-1) + \frac{L_a}{T} \{\mathbf{v}(n-1) - \mathbf{e}(n-1) - R_a \mathbf{i}(n-1)\} \dots\dots\dots(2.59)$$

$v(n-1)$ と $i(n-1)$ は既知であるため、速度起電力 $e(n-1)$ が計算できれば、(2.59)式によって n サンプル目の電流 $i(n)$ を予測演算することができる。

以上のように、サンプリングによる誤差は磁極位置の補正や電流予測などを用いることで補償することができる。しかし、サンプリング誤差が完全に補償されても、実際の電動機のパラメータと制御系の設計に用いる電動機のパラメータに誤差がある場合は高速域で制御系が不安定となる。

2.4.2 パラメータ誤差補償

前項に示した補償方法を用いてサンプリング誤差が完全に補償されても、電動機の数学モデルに使用されるパラメータは温度変化や磁気飽和などの影響により変動するため、実際の電動機のパラメータと制御系の設計に用いる電動機のパラメータに誤差が発生する。インダクタンスや永久磁石磁束鎖交数の誤差は、非干渉制御のような軸間で干渉する速度起電力の補償の誤差となる。この速度起電力は高速域で大きくなるため、インダクタンスや永久磁石磁束鎖交数の誤差による非干渉制御誤差によって高速域での安定性が低下する。一方、巻線抵抗の誤差は低速域での安定性に影響をあたえる。以降では、各パラメータの同定方式について述べる。

(1) オフラインフィッティングとオンライン同定を組み合わせた方式

d 軸インダクタンスや q 軸インダクタンスは磁気飽和によって出力電流の大きさに対して非線形にインダクタンス値が変化する。このインダクタンス変化を遺伝的アルゴリズム (GA:Genetic Algorithm)を用いた方式⁽⁸⁴⁾⁽⁸⁵⁾や逐次最小二乗法⁽⁸⁶⁾⁽⁸⁷⁾などを用いた方式にて推定する方式があるが、推定アルゴリズムが複雑となる。そこで、磁気飽和による MTPA 制御の動作点の変化をオフラインでフィッティングし、インダクタンス誤差をオンライン推定によって行う方式が提案されている⁽⁸⁸⁾。

図 2.34 に磁気飽和を考慮した MTPA 制御時の出力トルク T_e に対する d-q 軸電流の変化を示す。図 2.34 からわかるように、 T_{PM} に対して d-q 軸電流は 3 次関数となる。d-q 軸電流 i_d , i_q を T_e で表すと以下の式となる。

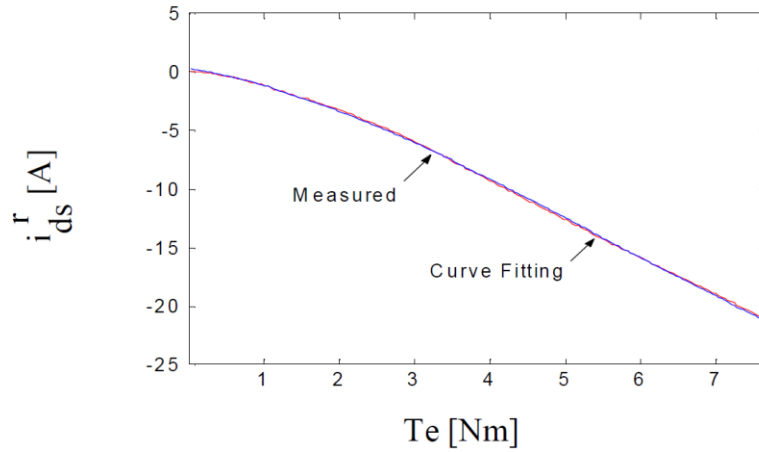
$$i_d = AT_{PM}^3 + BT_{PM}^2 + CT_{PM} + D \dots\dots\dots(2.64)$$

$$i_q = ET_{PM}^3 + FT_{PM}^2 + GT_{PM} + H \dots\dots\dots(2.65)$$

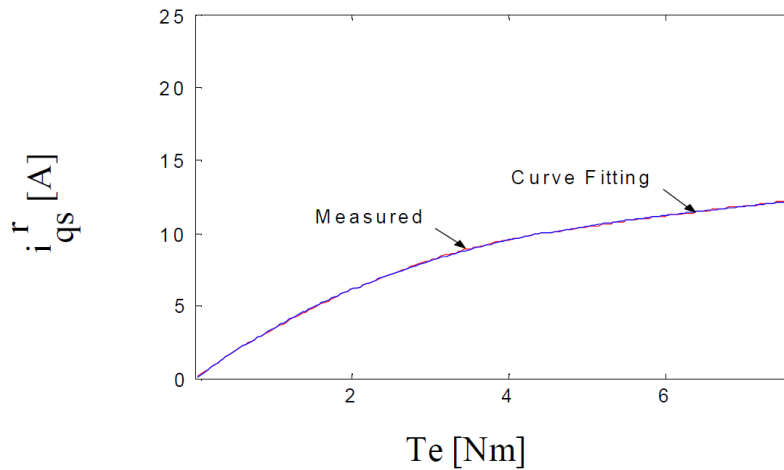
ただし、 A , B , C , D , E , F , G , H は定数である。(2.64)式, (2.65)式の A~H までの定数を、測定した d-q 軸電流と一致するようにフィッティングすることで磁気飽和に対してロバストな MTPA 制御が実現できる。文献[88]では、本方式を適用することで出力トルクを 10%以上改善することが報告されている。また、定常状態の電圧方程式からオンラインで d-q 軸インダクタンスを以下の式で推定することができる。

$$\hat{L}_d = \frac{v_q - R_a i_q - \omega_{re} \psi_m}{\omega_{re} i_d} \dots\dots\dots(2.66)$$

$$\hat{L}_q = \frac{R_a i_d - v_d}{\omega_{re} i_q} \dots\dots\dots(2.67)$$



(a) MTPA 制御時の出力トルク T_e に対する d 軸電流の変化



(b) MTPA 制御時の出力トルク T_e に対する q 軸電流の変化

出典 : H. Kim, J. Hartwig, R.D. Lorenz, "Using on-line parameter estimation to improve efficiency of IPM machine drives," Power Electronics Specialists Conference, (2002)

図 2.34 磁気飽和を考慮した MTPA 制御時の出力トルクに対する d-q 軸電流の変化

(2) 瞬时无効電力に基づくパラメータ同定

一方、文献[89]では d 軸電流に高調波を注入したときの無効電力から同定したパラメータを用いて最大トルク/電流制御曲線を修正する方式が提案されている。

図 2.35 に同定システムのブロック図を示す。d 軸電流に高調波を注入したときの無効電力は(2.68)式で表される。

$$Q_{Mh} = \omega_{re} \left\{ (L_d i_d^2 + L_q i_q^2 + \psi_m i_d) + \frac{L_d}{2} i_{dh}^2 + (2L_d i_d i_{dh} + \psi_m i_{dh}) \cos \omega_h t + \frac{L_d}{2} i_{dh}^2 \cos 2\omega_h t \right\} \dots\dots\dots(2.68)$$

ただし、 i_{dh} は d 軸に注入する高周波電流の振幅、 ω_h は d 軸に注入する高調波電流の角周波数である。

(2.68)式から、バンドパスフィルタを用いて ω_h 成分を抽出することで(2.69)式のような L_q を含まない無効電力の式を得ることができ、 $i_d=0$ 制御を行うことで、(2.70)式となる。

$$Q_{ohM} = (2L_d i_d i_{dh} + \psi_m i_{dh}) \cos \omega_h t \dots\dots\dots(2.69)$$

$$Q_{ohM0} = \psi_m i_{dh} \cos \omega_h t \dots\dots\dots(2.70)$$

一方、静止座標上の電圧と電流から無効電力を求めると(2.71)式となる。

$$Q_R = v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta \dots\dots\dots(2.71)$$

永久磁石磁束鎖交数 ψ_m は、(2.70)式で表される数学モデルを(2.71)式から得られる規範モデルと一致するように(2.72)式に基づいて修正することで同定できる。

$$\tilde{\psi}_m = \gamma_\psi \frac{1}{s} \frac{Q_R - Q_{ohM0}}{\omega_h i_{dh} \cos \omega_h t} \dots\dots\dots(2.72)$$

ただし、 γ_ψ は同定ゲインである。

d 軸インダクタンス L_d は(2.72)式から得られた ψ_m の推定値を(2.69)式に代入し、(2.72)式と同様に規範モデルと一致するようにすることで同定することができる。また、q 軸インダクタンスは同定した L_d と ψ_m を(2.68)式に代入し、(2.72)式と同様に規範モデルと一致するようにすることで同定することができる。

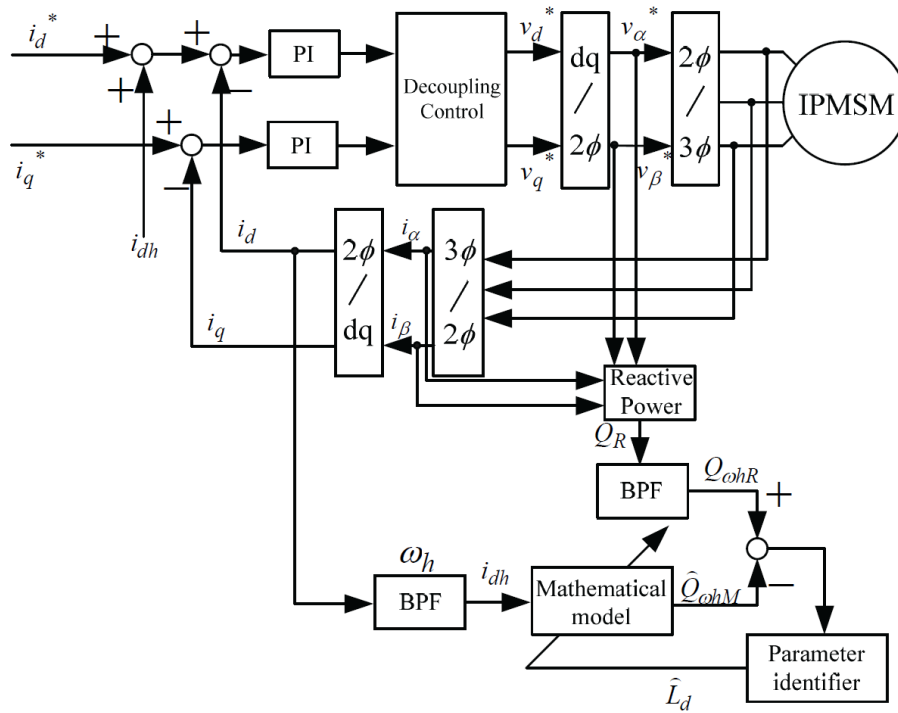


図 2.35 瞬时无効電力の高調波成分を利用した同定システムのブロック図

(3) 適応電流制御系によるパラメータ同定

図 2.36 に電機子抵抗値同定機能をもつ適応電流制御系の電流制御ブロック図を示す⁽⁹⁰⁾。本制御法は、電流制御系に用いる電流制御誤差を用いて電機子抵抗値を同定する。適応電流制御系の電圧制御方程式を(2.73)式に示す。また、リアプノフの安定理論から導出された電機子抵抗同定則を(2.74)式に示す。

$$\begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{R} & -\omega_{re} L_q \\ \omega_{re} L_d & \hat{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_d & 0 \\ 0 & K_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{id} \\ e_{iq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{em} K_E \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2.73)$$

$$\hat{R} = g \int (i_d e_{id} + i_q e_{iq}) dt \dots\dots\dots(2.74)$$

しかし、本同定手法は同定器と電流制御器が一体化しているため、同定器のパラメータ設計が電流制御系の応答に影響を与える。そのため同定器は、制御系の適切な設計法により、要求される電流応答を満たすよう設計される必要がある。

図 2.37 に変数の乗算による非線形項を線形近似した制御ブロック図を示す⁽⁹¹⁾。ここで、 i_{qs} は q 軸電流の定常値である。図 2.37(a)に存在する d 軸と q 軸の干渉項を無視するために、 $i_d=0$ 制御を行うと、図 2.37(b)のようなブロック図となる。次に、線形近似によって、非線形項を線形化すと伝達関数は以下の式となる。

$$G(s) = \frac{i_{qs}^2 g}{L_q s^2 + s(R_a + K_q) + i_{qs}^2 g} \dots\dots\dots(2.75)$$

(2.75)式を二次標準形と比較することで、制御系の応答周波数および制動係数を設計することができる。

以上のように電動機のパラメータが動作中に変動してもパラメータ同定によって補償することができる。しかし、同定したパラメータには数%の同定誤差が含まれるため、この同定誤差により非干渉制御による d, q 軸間で干渉し合う速度起電力の非干渉化に誤差が生じるため、非干渉制御の誤差分が電流制御系の外乱となる。この速度起電力は電動機速度によって増加するため、サンプリング誤差や電流検出時の位相遅れによる誤差を完全に補償したとしても、キャリア周波数の制約により電流制御系の応答を上げられない場合は高速域で電流制御系の外乱抑圧特性が低下し、電流制御系が不安定化する。従来の検討では、パラメータ誤差を考慮した電流制御系の応答と電動機速度の関係が安定性に及ぼす影響が明らかにされていないといった問題点がある。

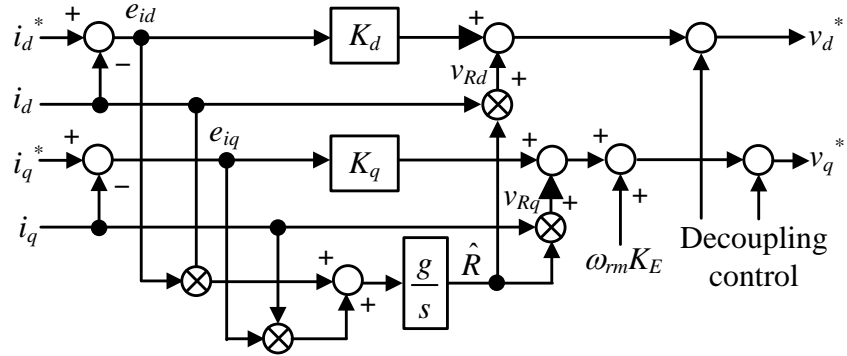
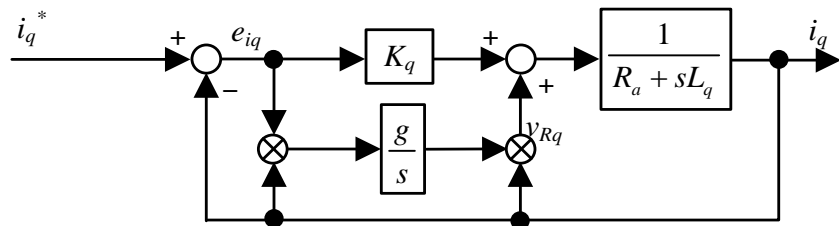
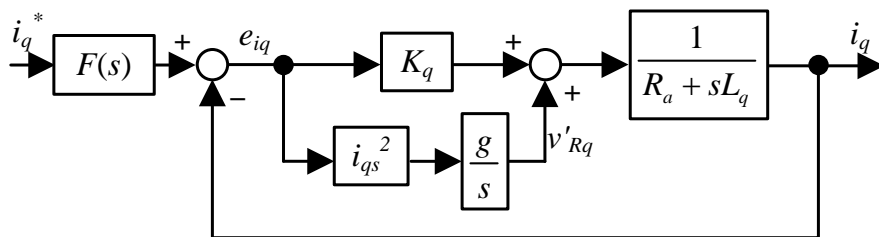


図 2.36 電機子抵抗値同定機能をもつ適応電流制御系の電流制御ブロック図



(a) $i_d=0$ 時の適応電流制御系



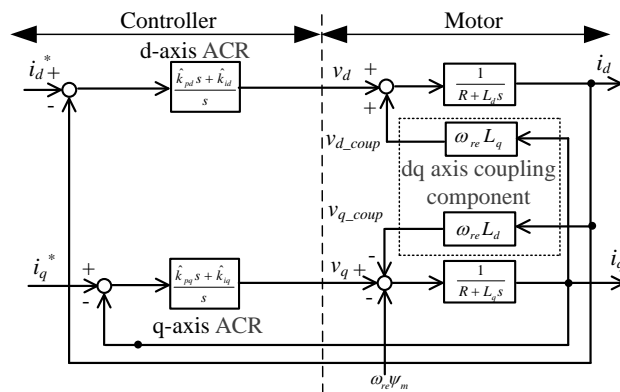
(b) 線形近似した適応電流制御系

図 2.37 非線形項を線形近似した制御ブロック図

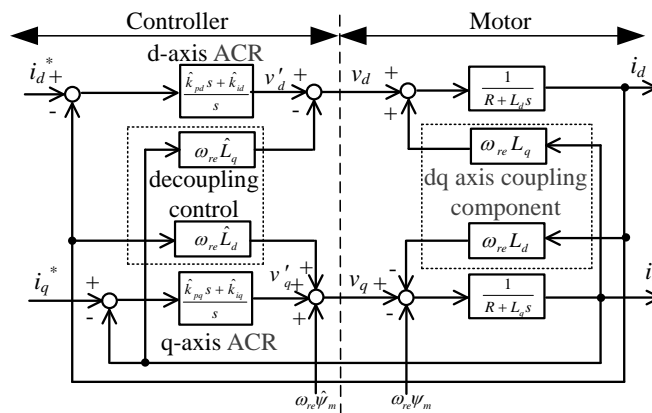
2.4.3 非干渉制御誤差の補償

(1) 非干渉制御系の基本構成

図 2.38 に非干渉制御系の基本構成を示す⁽²⁰⁾⁽²¹⁾。なお、制御器側のモータパラメータはパラメータ誤差を考慮し“ $\hat{\cdot}$ ”を付けている。図 2.38(a)に示すように電動機には d, q 軸間で干渉し合う速度起電力があるが、この速度起電力は直接制御することはできない。そこで非干渉制御では、図 2.38(b)に示すように速度起電力を制御器側で求め、それを打ち消すような値を電圧指令値に加算する⁽²⁰⁾。速度起電力は直接検出することはできないため、インダクタンスや永久磁石の磁束鎖交数と検出した速度や電流から制御器内で演算する。非干渉制御によって制御対象が RL 負荷とみなせるため、簡単に電流制御系を設計することができる。しかし、電動機のパラメータに誤差がある場合は高速域で電流制御系が不安定となるといった問題がある⁽⁷¹⁾⁽⁷⁸⁾。



(a) 電流制御系



(b) 非干渉制御を含めた電流制御系

図 2.38 非干渉制御系の基本構成

(2) 電流指令値を用いた非干渉制御

高速域でのスイッチング損失や出力電圧範囲の拡大，電動機の小型化といった観点から，電気自動車や鉄道車両用の電圧形インバータでは基本波半周期にひとつの矩形波を出力する1パルス制御が適用される。1パルス制御時は出力電圧が矩形波であるため高調波が増大する。さらに，電流検出には電流センサやその検出値のA/D変換等による遅れが含まれる。このため，1パルス制御時に検出電流を用いた非干渉制御を行うと高調波成分の補償電圧によって制御性能が悪化し，電流制御系が不安定化することが考えられる。そこで，検出電流に含まれる高調波や検出時の遅れを考慮し，電流指令値を用いた非干渉制御が提案されている⁽⁹²⁾。

図2.39に電流指令値を用いた非干渉制御ブロック図を示す。電流制御系はマイナーループとして与えられることが多く，電流制御系の伝達関数の分母多項式の次数が低い方が上位の制御系の設計が簡単となる。また，トルク制御のみを行う場合でもオーバーシュートが少なく指令値に追従することが望ましいとされている。そこで，d, q軸電流制御器の比例ゲイン k_{pd} , k_{pq} , 積分ゲイン k_{id} , k_{iq} をそれぞれ電動機の極とPI制御器の零点とを一致させる極零相殺形のゲイン設計をする。電流制御系を一次遅れとなるように設計しているため，電流指令値と出力電流には時定数が電流制御系の応答周波数の逆数となる一次遅れの関係がある。非干渉制御には出力電流の代わりに電流指令値を使っているため，この一次遅れのことを考慮して非干渉制御を構成することで，電流指令値による非干渉化補償を行っても電流応答は設計値通りの値となる。しかし，この方式ではパラメータ変動に対しての安定性や応答についての議論がされておらず，パラメータ変動時の電流制御系の設計法が不明確である。

(3) 電動機逆モデルを用いた非干渉制御

図2.38(a)に示すように非干渉制御なしの電流制御系において，制御器側のd-q軸電流の偏差から電動機側の干渉電圧 v_{d_coup} , v_{q_coup} までの伝達関数はそれぞれ以下の式となる。

$$v_{d_coup} = \frac{\omega_{re} L_q}{R + L_q s} \left\{ \frac{\hat{k}_{pq} s + \hat{k}_{iq}}{s} (i_q^* - i_q) \right\} \dots\dots\dots (2.76)$$

第 2 章

電動機駆動システムの性能のロバスト化

$$v_{q_comp} = \frac{\omega_{re} L_d}{R + L_d s} \left\{ \frac{\hat{k}_{pd} s + \hat{k}_{id}}{s} (i_d^* - i_d) \right\} \dots\dots\dots (2.77)$$

(2.76)式や(2.77)式で表される PI 制御器を含めた外乱を制御器側で打消すように電流制御系を構成することで逆モデルを構成することができる。

図 2.40 に電動機の逆モデルを用いた非干渉制御(dynamic decoupling control)ブロック図を示す^{(71) (78) (93)}。基本的な非干渉制御とは異なり，PI 制御器の出力を用いて非干渉制御を行う。図 2.40 より，PI 制御器のゲインを極零相殺形になるように設計すると，q 軸電流指令値から q 軸電流までの伝達関数は以下の式となる。

$$\frac{i_q}{i_q^*} = \frac{\omega_c (\hat{R} + \hat{L}_q s) \{ L_d s^2 + (R + \omega_c \hat{L}_d) s + \omega_c \hat{R} \} + \omega_{re}^2 \hat{L}_q (\omega_c \hat{L}_d + L_d s)}{s (R + L_q s) \{ L_d s^2 + (R + \omega_c \hat{L}_d) s + \omega_c \hat{R} \} + \omega_{re}^2 L_q (\omega_c \hat{L}_d + L_d s)} \dots\dots\dots (2.78)$$

(2.78)式から，パラメータ誤差がない場合は電流指令値から出力電流までのオープンループ伝達関数は，単なる積分要素となる。

図 2.41 に図 2.38 に示す基本的な非干渉制御と図 2.40 に示す逆モデルを用いた非干渉制御のステップ応答の比較を示す⁽⁷²⁾。図 2.41 では演算周期を 500μs，電流制御系の応答周波数を 30Hz，電動機の回転周波数を 250Hz としている。基本的な非干渉制御では速度ステップ時に d 軸電流，q 軸電流ともにオーバーシュートが発生し，持続的に電流が振動していることがわかる。応答周波数に対して回転周波数が高くなると，外乱抑圧特性が低下し，完全な非干渉制御を行うことは困難となるため電流制御系は不安定となる。一方，逆モデルを用いた非干渉制御では，オーバーシュートや振動なく電流が指令値に追従し，応答も設計値通りの 30Hz となっていることがわかる。さらに，文献[72]ではパラメータ変動に対してもロバストであり，±20%のモータパラメータの変動があっても安定に動作することが示されている。

しかし，逆モデルを用いる方式は電動機の d, q 軸干渉項を非干渉化するために電気時定数のローパスフィルタが必要となるが，高速駆動電動機は比較的電気時定数が短く，効率の観点から数 kHz のキャリア周波数(サンプリング周波数)でインバータを動作させる場合は，電気時定数のローパスフィルタを実現するのは困難である。

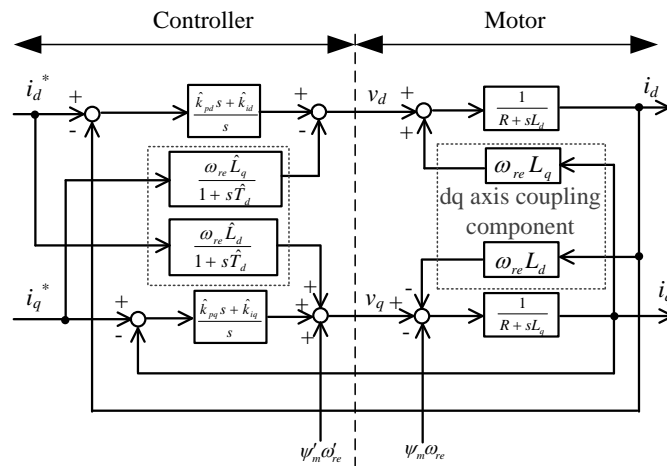


図 2.39 電流指令値を用いた非干渉制御ブロック図

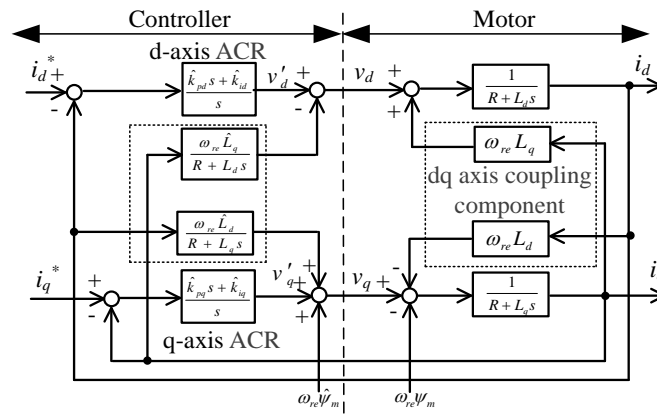
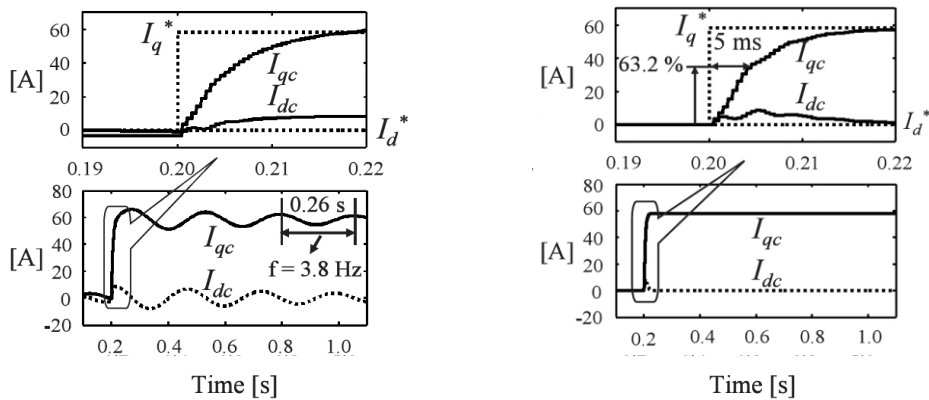


図 2.40 電動機の逆モデルを用いた非干渉制御



(a) 基本的な非干渉制御

(b) 逆モデルを用いた非干渉制御

出典：戸張和明・遠藤常博・岩路善尚・伊藤佳樹：「高速用永久磁石同期モータの新ベクトル制御方式の検討」, 電学論 D, Vol.129, No.1, pp.36-45 (2009)

図 2.41 逆モデルを用いた非干渉制御のステップ応答

2.4.4 高速駆動時の安定化における問題点

モデルミスマッチ補償による安定化技術のまとめと問題点について述べる。サンプリング遅れやPWM遅れ、磁極位置や出力電流の検出遅れなどのサンプリング誤差によって発生する出力電圧誤差や位相誤差は、制御系を不安定化する要因となる。この問題を解決するため、サンプリングによる遅れ時間を考慮し、電動機の数学モデルとその逆モデルとの間のサンプリング誤差や、検出系の位相遅れによる誤差を補償する方法が提案されている。しかし、サンプリング誤差が完全に補償されても、測定誤差などによって、実際の電動機のパラメータと制御系の設計に用いる電動機のパラメータに誤差が生じる。この問題に対して、インバータを用いて電動機のパラメータを同定する方式が提案されているが、同定したパラメータには数%の同定誤差が含まれる。この同定誤差により非干渉制御によるd、q軸間で干渉し合う速度起電力の非干渉化に誤差が生じるため、非干渉制御の誤差分が電流制御系の外乱となる。速度起電力は電動機速度によって増加するため同定誤差がある場合は高速域で外乱が大きくなるが、電流制御系の応答を上げられる場合は抑圧することができる。しかし、キャリア周波数の制約により電流制御系の応答を上げられない場合は高速域で電流制御系の外乱抑圧特性が低下し、電流制御系が不安定化する。また、従来の検討では、パラメータ誤差を考慮した電流制御系の応答と電動機速度の関係が安定性に及ぼす影響が明らかにされていないといった問題点がある。この問題に対して逆モデルを用いた非干渉制御による安定化が提案されているが、逆モデルを実現するために電気時定数のローパスフィルタが必要となる。高速駆動電動機は比較的電気時定数が短いため、汎用インバータでは電気時定数のローパスフィルタを実現するのは困難である。このため、汎用電動機駆動システムでは逆モデルによる非干渉制御を実現することができず、パラメータ変動に対して高速駆動性能をロバスト化できない。

2.5 等価抵抗設計による電動機駆動システムの性能のロバスト化

2.5.1 性能のロバスト化と等価抵抗の定義

図 2.42 に各性能のロバスト化への要求を示す。本項では、汎用電動機駆動システムの性能のロバスト化と等価抵抗の関係について説明する。

(1) 高効率駆動性能のロバスト化

2.2.6 項でも述べたように、周期的負荷変動を有する誘導電動機において、従来の高効率制御では変動周波数が速くなると磁束の変化がトルクの変化に追従しなくなり、過渡的な電流が増えることで銅損が大きくなる。この問題に対して励磁電流一定制御とでどちらが高効率となるのか、その境界について定量的な議論はこれまでされていないため、負荷変動に対して高効率駆動性能をロバスト化することは困難であった。このため、高効率駆動性能をロバスト化するためには負荷変動によらず銅損を最小化できる制御法が必要となる。

誘導電動機の高効率制御は、周期的変動負荷に対して瞬時トルクを用いて電流指令値を決定する。従来の高効率制御では、負荷変動角周波数が増加すると銅損も増加する。このため、瞬時トルクを用いた方式では負荷変動角周波数によって等価抵抗が増加する。一方、平均高効率制御のように平均トルクやトルク実効値などの一定トルクを用いた方式では、二次磁束が一定となることで負荷変動周波数に対する磁束の遅れがなくなるため、銅損は一定となる。銅損を「周波数特性をもつ等価銅損抵抗」と「電流の二乗」の積で表すと、一定トルクを用いた方式では変動周波数によらず等価銅損抵抗は一定となり銅損も一定となる。しかし、瞬時トルクを用いた方式では変動周波数が速くなると等価銅損抵抗は大きくなり銅損も大きくなる。このため、図 2.42(a)に示すように、等価銅損抵抗の周波数特性を考慮し、等価銅損抵抗が負荷変動角周波数によらず最小となるように電流制御系を設計すれば、負荷の変動周波数によらず効率のロバスト化を図ることができる。

(2) 高トルク駆動性能のロバスト化

2.3.5 項でも述べたように、電動機は慣性モーメントや負荷トルクの大きさによって高トルク駆動性能が低下する。また、誘導電動機のベクトル制御は直入れ運転と比べると始動

第2章

電動機駆動システムの性能のロバスト化

電流は抑えられるが、電動機が目標速度に達するまでの時間(加速時間)が遅くなる。この問題に対して、昇圧回路によって直流電圧を昇圧する方式が検討されているが、定常運転時の損失が増加するといった問題がある。このため、高効率に高トルク駆動性能をロバスト化するためには、直入れ運転並みの加速時間を維持しつつ加速時や定常運転時の損失を低減する必要がある。

2.3節でも述べたように、最大速度向上のために巻線切り替えが用いられており、巻線切り替えによって端子電圧を引き下げることによって基底速度以上の速度で電動機を駆動することができる。巻線切り替え方式は弱め磁束制御と比較して銅損が低下するため、高効率に駆動することができる。また、巻線切り替えでは電動機の入力インピーダンスを変化させることができる。たとえば、 Δ 結線ではY結線に比べ1相当りのインピーダンスが等価的に $1/\sqrt{3}$ となり、等価的に1相当りのインピーダンスを減少させることができる。一方、電動機の世界速度応答は機械時定数によって決まり、機械時定数が短いほど目標速度に達する時間が短くなる。機械時定数は、慣性モーメントに比例し巻線抵抗に反比例する。このため、図2.42(b)に示すように、慣性モーメントの大きさを考慮し、等価的に巻線抵抗を減少させることで機械時定数を短くできるため、負荷の慣性モーメントの変化によらず高トルク駆動性能のロバスト化を図ることができる。また、バイパスリレー方式と同様に半導体を用いずに高トルク化を図るため、定常運転時の損失を低減することが可能である。

(3) 高速駆動性能のロバスト化

2.4.4項でも述べたように、電動機のパラメータに誤差がある場合、高速域で非干渉制御の誤差によって電流制御系が不安定となる。この問題に対して逆モデルを用いた非干渉制御による安定化が提案されているが、逆モデルを実現するために電気時定数のローパスフィルタが必要となる。高速駆動電動機は比較的電気時定数が短いため、汎用インバータでは電気時定数のローパスフィルタを実現するのは困難である。このため、高速駆動性能をロバスト化するためには電気時定数のローパスフィルタを用いずに、パラメータ変動によらず高速域で安定に駆動することができる制御法が必要となる。

電動機の出力速度に対して電流制御系の応答周波数が低い場合は、外乱抑圧特性が低下することやパラメータ誤差に起因する負性抵抗成分が増加することで電流制御系が不安定

化しやすくなる。このため、図 2.42(c)に示すように、負性抵抗に対して電動機の巻線抵抗を等価的に大きくすることができれば、パラメータ変動に対して高速域での安定性のロバスト化を図ることができる。なお、本方式では抵抗値を等価的に増加させることのみで制御系の安定化を図るため、従来法で必要であった電気時定数のローパスフィルタが不要であるため、汎用インバータにも適用可能である。

図 2.43 に等価抵抗による汎用電動機駆動システム要求性能のロバスト化を示す。負荷変動によって効率が低下する問題に対しては、負荷の変動周波数によらず銅損が最小になるようにシステムの等価抵抗を設計によってロバスト化を行う。また、慣性モーメントの大きさよって加速時間が低下する問題に対しては、慣性モーメントの大きさによらず機械時定数を短くするようにシステムの等価抵抗を設計することによってロバスト化を図る。さらに、パラメータ変動によって高速域での安定性が低下する問題に対しては、パラメータ変動によらず制御系が安定となるようにシステムの等価抵抗を図ることでロバスト化を図る。等価的に抵抗以外のパラメータを変えることで性能のロバスト化を図ることも考えられるが、抵抗値を変化させることで銅損や、加速時のオーバーシュート、高速域でのオーバーシュートを抑制することが可能であり、高効率化を達成することが可能となる。

本論文では、このような制御系やシステムの設計によって等価的に変化させることができる抵抗のことを等価抵抗と定義し、この等価抵抗を変化させることで各性能のロバスト化を図る。

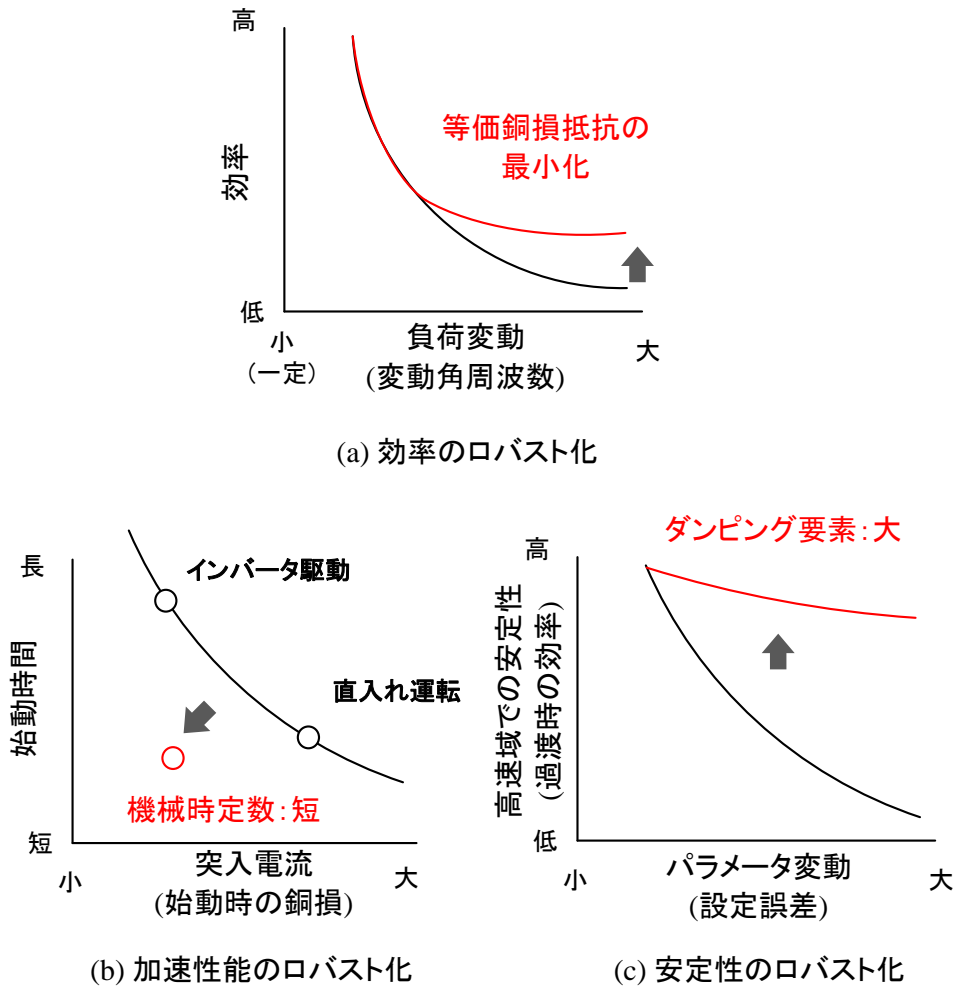


図 2.42 各性能のロバスト化への要求

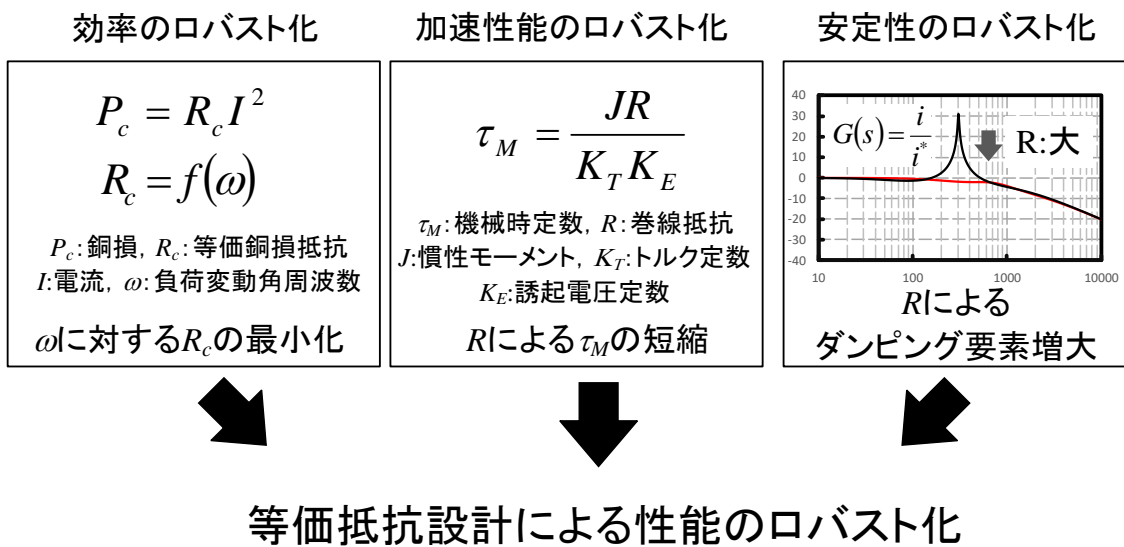


図 2.43 等価抵抗による汎用電動機駆動システム要求性能のロバスト化

2.5.2 等価抵抗設計

図 2.44 に等価抵抗設計フローを示す。本項では、本研究で提案する汎用電動機駆動システムの性能のロバスト化のための等価抵抗設計法について説明する。

まず、汎用電動機駆動システムへ要求される性能と負荷やパラメータ変動との関係を求める。次に境界条件の導出を行う。ここで、境界条件とは、負荷やパラメータの変動によって高効率や加速時間、安定性といった性能が低下する条件である。また、無次元化を行うことで、電動機の容量や定格電圧に関係なく性能が低下する境界を導出することができる。最後にこの境界に基づき性能がロバストとなるように電動機駆動システムの等価抵抗を設計する。

高効率駆動においては、まず、負荷変動と損失の関係を求める。次に、負荷変動角周波数に対して、瞬時トルクを用いた方式の等価銅損抵抗と一定トルクを用いた方式の等価銅損抵抗の大小関係が入れ替わる角周波数(境界条件)を導出する。最後に、導出した境界に基づき、オンラインで等価銅損抵抗が常に最小となるような制御系の設計を行う。また、電動機の容量や定格電圧に関係なく等価銅損抵抗の境界条件を求め、無次元化による設計を行う。無次元化による設計のためには二次磁束と励磁電流の一次遅れの間関係を無次元化する必要がある。そこで、トルクの時間変化と二次磁束の時間変化の比で表される無次元の時間関数を導入し無次元化をする。無次元化によって、トルクの時間変化と二次時定数の関係を含めた銅損を導出することができ、縦軸を銅損、横軸を角周波数と誘導電動機の二次時定数に取ることで、等価銅損抵抗の大小関係が入れ替わる境界条件を無次元で求めることができる。導出した境界条件より、等価銅損抵抗が常に最小となるように励磁電流制御系を設計する。

高トルク駆動においては、まず、加速時間と電流の関係について検討し、抵抗と機械時定数の関係に着目する。次に等価抵抗設計に用いる境界について検討する。加速時間を短縮するためには、端子からみた電動機の1相あたりの抵抗が電動機加速時に小さくなるようにシステムを設計することで、加速時の機械時定数を下げることができる。しかし、定常運転時も1相当たりの抵抗値を低くしていると、電流の増加によって運転効率が悪化する。そこで、目標時間に達した時刻を境界とし、目標速度に達した後に端子からみた電動機の1相あたりの抵抗値をもとに戻す。最後に、1相当たりの抵抗値を境界で切り替える

第2章

電動機駆動システムの性能のロバスト化

システムを設計することで、慣性モーメントや負荷トルクが大きい場合にも電動機の高トルク駆動を実現する。

高速域での安定駆動においては、まず、パラメータ誤差と安定性の関係について検討する。次に、電流制御系の応答と出力速度の比に着目し、パラメータ誤差による負性抵抗に対して電流制御系が不安定となる境界条件を検討する。最後にこの境界条件に基づいて等価抵抗設計することで、電流制御系のロバスト安定化を図る。等価抵抗設計には「電流制御系の応答と出力速度の比」と「制御器で用いるインダクタンス値と実際のインダクタンス値の比(インダクタンス誤差)」の無次元の定数を用いる。この結果、電動機の容量や定格電圧に関係なく電流制御系がロバスト安定となる等価抵抗値を決定できる。また、等価抵抗の増加によって電流制御系のオーバーシュートが低減できるため、負荷ステップに対する安定性の向上や電動機の高トルク応答化を実現できる。さらに、本方式では電気時定数をもつフィルタが不要であるため、電気時定数が小さい電動機にも使用が可能である。

以上のように、等価抵抗設計では無次元化によって電動機の容量や定格電圧に関係なく制御性能が低下する境界を導出することができる。負荷変動やパラメータ変動に合わせて境界に基づいて等価抵抗を設計することで、汎用電動機駆動システムの性能のロバスト化を図り、高効率なシステムを実現する。

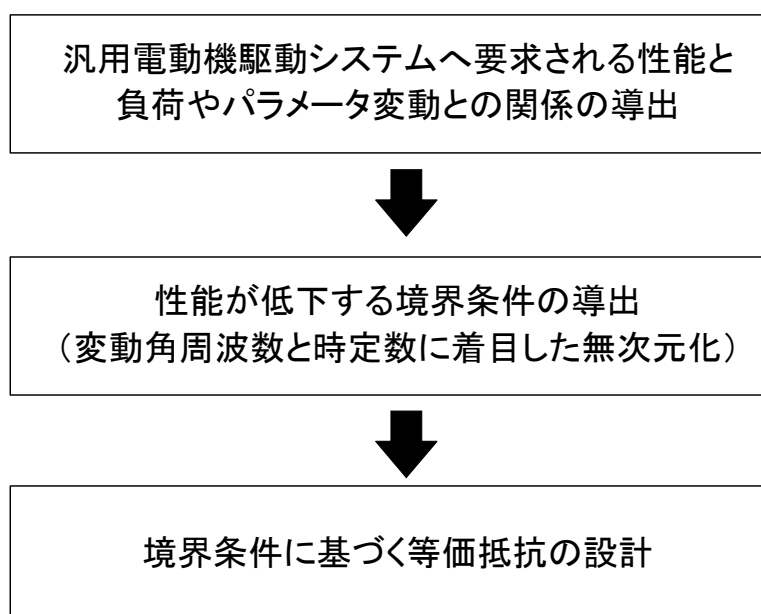


図 2.44 等価抵抗設計フロー

2.6 本研究の位置づけ

2.4 節まで汎用電動機に要求される性能を実現する技術について述べてきた。本節では、従来の高効率化に対して、2.5 節で提案した等価抵抗設計による汎用電動機駆動システムの性能のロバスト化の位置付けと目的を明らかにする。

図 2.45 に本研究の位置付けを示す。図 2.45 は縦軸を性能のロバスト性とし、横軸をシステム設計の汎用性としている。本研究では、等価抵抗設計によって性能をロバスト化させることで従来よりも汎用的で高効率な電動機駆動システムの実現を目的とする。従来の高効率制御では損失が最小となる電流指令値によって電動機を駆動することで損失最小化を実現する。最小点探索方式ではモータパラメータを用いないため、パラメータ変動が生じても高効率駆動性能をロバスト化することができる。しかし、収束時間が長いため、一定負荷の用途では高効率制御が実現できるが、トルクが変動する用途においてはシステムの高効率駆動が困難となる場合がある。また、損失最小点探索アルゴリズムのゲインは電動機の容量や定格電圧に応じて設計する必要があるため設計の汎用性が低い。一方、モデルに基づく方式ではモータパラメータを用いることで電流指令値を一意に決定することができる。また、モデルミスマッチ補償を用いることでモータパラメータ変動に対しても高効率駆動をすることができる。しかし、負荷が周期的に変動する場合、過渡的な電流増加によって高効率駆動が困難となる。

一方、従来の制御による高トルク駆動では励磁電流を調整することで制御性能をロバスト化することができる。しかし、負荷トルクの大きさによっては性能が悪化する。高トルク駆動に必要な電流は直流電圧と電動機のインピーダンスによって決まるため、負荷トルクが大きい場合に大電流による高トルク駆動を行うにはインバータの出力電圧を増加させなくてはならない。これに対して追加回路による高トルク駆動はインバータの直流電圧を増加することができるため、負荷トルクの大きさによらない高トルク駆動が実現できる。しかし、加速時のみに高トルクが必要な用途では、定常運転時に昇圧回路を停止させていても、半導体スイッチの導通損により電力変換器の効率が悪化するといった問題や追加素子による体積増加といった問題がある。

また、モデルミスマッチ補償では補償による性能のロバスト化の効果は高いが、パラメータ誤差が電流制御系の安定性に与える影響が不明確であるといった問題がある。

第2章
電動機駆動システムの性能のロバスト化

これらの様な従来の問題に対して、提案する等価抵抗設計では図 2.42 から図 2.44 に示したように、無次元のパラメータを用いて性能が低下する境界条件を導出し、この境界条件に基づいて等価抵抗値の設計を行う。また、提案する設計法では電動機の容量や定格電圧を用いないため、使用する電動機ごとに等価抵抗を設計する必要はない。この結果、システム設計の汎用性が向上する。さらに、等価抵抗設計によって負荷変動やモータパラメータ変動によらない性能のロバスト化の実現と過渡的な電流増加の抑制を実現することで、多様な負荷に接続される汎用電動機駆動システムの高効率化が実現する。

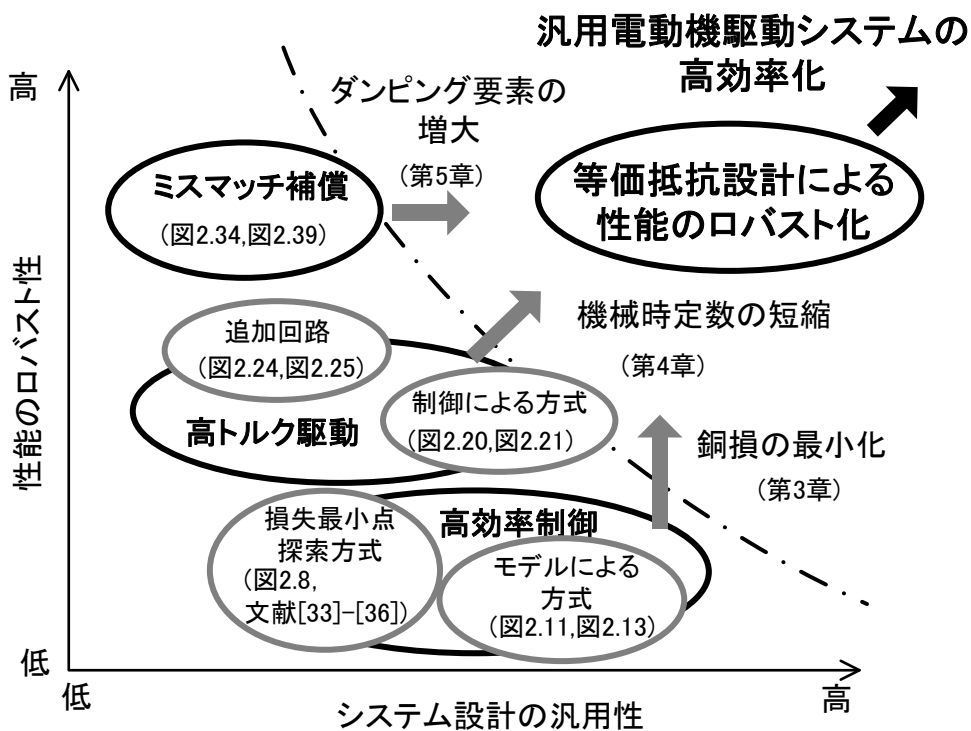


図 2.45 本研究の位置付け

2.7 結論

本章では、これまで提案されてきた高効率制御手法、高トルク駆動手法、モデルミスマッチ補償手法を示し、これらの特徴と問題点を整理した。その後、等価抵抗設計による電動機駆動システムの高効率化を示し、以下の結論を得た。

- 1) 周期的変動負荷をもつ誘導電動機に瞬時トルクを用いた高効率制御を行うと、二次磁束が励磁電流の変化に追従できなくなり、損失が増加するといった問題がある。この問題に対して一定トルクを用いた励磁電流一定制御によって損失を低減するといった手法が提案されている。しかし、一定トルクを用いた方式の方が損失を低減できる負荷変動角周波数と二次時定数の関係について定量的な議論はこれまでされていないため、負荷変動特性によっては高効率駆動性能をロバスト化できないといった問題がある。
- 2) 電動機に流すことができる電流は、インバータの直流電圧と電動機のインピーダンスによって決定する。このため、高トルク駆動実現のために大電流を流すためにはインバータの出力電圧を増加させなくてはならないといった問題点がある。この問題に対し、昇圧チョッパなどの追加回路で直流電圧を昇圧する方式がある。しかし、加速時のみに高トルクが必要な用途では、定常運転時に昇圧回路を停止させていても、半導体スイッチの導通損により電力変換器の効率が悪化するといった問題や追加素子による体積増加といった問題がある。
- 3) 電動機駆動システムでは温度変化や磁気飽和現象によってモータパラメータが変動する。この問題に対し、モータパラメータをオンラインで同定することで制御性能のロバスト化が可能となる。しかし、従来の検討では、パラメータ誤差を考慮した電流制御系の応答と電動機速度の関係が安定性に及ぼす影響が明らかにされていないといった問題点がある。また、電動機を低サンプリング周波数で駆動させた場合、高速領域において制御系の演算遅れによって非干渉制御が正帰還となり、不安定化が起こる。この問題に対し、電動機の逆モデルを用いた非干渉制御方式が提案されている。しかし、逆モデルを用いる方式は電動機の d , q 軸干渉項を非干渉化するために電気時定数のフィルタが必要となるが、高速駆動電動機は比較的電気時定数が短く、効率の観点から数kHzのキャリア周波数(サンプリング周波数)でインバータを動作させる場合は、

第2章

電動機駆動システムの性能のロバスト化

電気時定数のフィルタを実現するのは困難である。

- 4) 本研究では電動機駆動システムの抵抗値が損失，機械時定数，安定性に関係することに着目し，負荷変動やパラメータ変動に対して性能をロバスト化するように電動機駆動システムの等価抵抗値を設計することで，電動機に接続される負荷によって性能が低下する問題を解決し，汎用電動機駆動システムの高効率化を実現する。
- 5) 等価抵抗設計による銅損最小化では，銅損の周波数特性に着目し，等価銅損抵抗が負荷変動角周波数によらず最小となるように電流制御系を設計する。一方，等価抵抗設計による高トルク駆動では，端子からみた電動機の1相あたりの抵抗を等価抵抗とし，電動機加速時に機械時定数を小さくなるようにシステムの等価抵抗を設計する。
- 6) 提案する等価抵抗設計では無次元のパラメータを用いて各性能をロバスト化するための境界条件を導出し，この境界条件に基づいても等価抵抗の増減を行う。このため，使用する電動機ごとに等価抵抗を設計する必要はない。この結果，システム設計の汎用性が向上し，負荷変動やモータパラメータ変動によらない性能のロバスト化が実現することで，汎用電動機駆動システムの高効率化が実現する。

参考文献

- (1) A. M. Bazzi, and P. T. Krein: “Review of Methods for Real-Time Loss Minimization in Induction Machines”, IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 46, No. 6, pp. 2319-2328 (2010)
- (2) 武田洋次, 松井信行, 森本茂雄, 本田幸夫: 「埋込磁石同期モータの設計と制御」, オーム社 (2001)
- (3) S. Morimoto, K. Hatanaka, Y. Takeda, and T. Hirasu: “Servo Drive System and Control Characteristics of Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Motor”, IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 29, No. 2, pp. 338-343 (1993)
- (4) 新中新二: 「突極特性を持つ同期モータベクトル制御のための再帰形指令電流生成法」, 電学論 D, Vol. 118, No. 4, pp. 550-551 (2008)
- (5) 中村雅憲・廣塚功・中本道夫・高瀬冬人: 「永久磁石同期電動機の特性算定例」, 平成21年電気学会産業応用部門大会, 1-S2-6, pp. 29-34 (2009)
- (6) M. N. Uddin, H. Zou, and F. Azevedo: “Online Loss-Minimization-Based Adaptive Flux Observer for Direct Torque and Flux Control of PMSM Drive”, IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 52, No. 1, pp. 425-431 (2016)
- (7) G.O. Garcia, J.C.M. Luis, R.M. Stephan, and E.H. Watanabe: “An efficient controller for an adjustable speed induction motor drive”, IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 41, No. 5, pp. 553-539 (1994)
- (8) 大沼巧・鄭漸化・道木慎二・大熊繁: 「拡張誘起電圧オブザーバのインダクタンス設定のみで実現する最大トルク制御」, 電学論 D, Vol. 130, No. 2, pp. 158-165 (2010)
- (9) 市川真士・富田睦雄・道木慎二・大熊繁: 「拡張誘起電圧モデルに基づくシンクロナスリラクタンスモータのセンサレス制御とそれに適したインダクタンス測定法」, 電学論 D, Vol. 125, No. 1, pp. 16-25 (2005)
- (10) 森本茂雄・武田洋次・平紗多賀男: 「PM モータの dq 等価回路定数の測定法」, 電学論 D, Vol. 113, No. 11, pp. 1330-1331 (1993)
- (11) 松山哲也・富樫仁夫: 「仮想インダクタンスを用いた永久磁石同期モータ用直接トルク制御のパラメータ誤差にロバストな最大トルク/電流制御法」, 電学論 D, Vol. 135, No. 5, pp. 548-555 (2015)

- (12) M. Hasegawa, and K. Matsui: "IPMSM Position Sensorless Drives Using Robust Adaptive Observer on Stationary Reference Frame", IEEJ Trans. Electrical and Electronic Engineering, Vol. 3, No. 1, pp. 120-127 (2008)
- (13) 松本純・長谷川勝・松井景樹: 「最大トルク制御に適した磁束モデルの提案とこれに基づく IPMSM の位置センサレス制御」, 電学論 D, Vol. 132, No. 1, pp. 67-77 (2012)
- (14) 比田一・富樫仁夫・岸本圭司: 「最大トルク制御軸に基づく永久磁石同期モータの位置センサレスベクトル制御」, 電学論 D, Vol. 127, No. 12, pp. 1190-1196 (2007)
- (15) S. Kim, Y. D. Yoon, S. K. Sul, and K. Ide: "Maximum Torque per Ampere (MTPA) Control of an IPM Machine Based on Signal Injection Considering Inductance Saturation", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 28, No. 1, pp. 488-497 (2013)
- (16) T. Sun, and J. Wang: "Extension of Virtual-Signal-Injection-Based MTPA Control for Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives Into the Field-Weakening Region", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 62, No. 11, pp. 6809 - 6817 (2015)
- (17) 友田侑希・久保田寿夫: 「低周波電流重畳による IPMSM の最大トルク動作点探索」, 平成 27 年電気学会全国大会, No. 4-026, pp. 35-36 (2015)
- (18) P. M. Torres, J. Torres, M. Lafoz, M. Yeguas, and J. R. Arribas: "Minimum losses point tracking and minimum current point tracking in interior PMSMs", Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe) (2016)
- (19) J. Itoh, T. Toi, and M. Kato: "Maximum torque per ampere control using hill climbing method without motor parameters based on V/f control", Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe) (2016)
- (20) 杉本英彦・小山正人・玉井伸三: 「AC サーボシステムの理論と設計の実際」, 総合電子出版社 (1990)
- (21) D. W. Novotny, and T. A. Lipo, "Vector control and dynamics of ac drives," Oxford Science Publications (1996)
- (22) M. N. Uddin, and S. W. Nam: "New Online Loss-Minimization-Based Control of an Induction Motor Drive", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 23, No. 2, pp. 926 - 933 (2008)
- (23) K. Matsuse, S. Taniguchi, T. Yoshizumi, and K. Namiki: "A speed-sensorless vector control of

- induction motor operating at high efficiency taking core loss into account”, IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 37, No. 2, pp. 548 - 558 (2001)
- (24) 伊東淳一・田島 宏一・大沢博：「三相 V 結線交流チョッパを用いた誘導電動機駆動システム」, 電学論 D, Vol. 123, No. 3, pp. 271-277 (2003)
- (25) F. Abrahamsen, F. Blaabjerg, J.K. Pedersen, P.Z. Grabowski, and P. Thogersen: “On the energy optimized control of standard and high-efficiency induction motors in CT and HVAC applications”, IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 34, No. 4, pp. 822 - 831 (1998)
- (26) F. F. Bernal, A. G. Cerrada, and R. Faure: “Model-based loss minimization for DC and AC vector-controlled motors including core saturation”, IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 36, No. 3, pp. 755 - 763 (2000)
- (27) W. Sung, J. Shin, and Y. Jeong: “Energy-Efficient and Robust Control for High-Performance Induction Motor Drive With an Application in Electric Vehicles”, IEEE Trans. Vehicular Technology, Vol. 61, No. 8, pp. 3394 - 3405 (2012)
- (28) 野口季彦・山田和範・近藤正示・高橋 勲：「一次抵抗と二次抵抗の変動にロバストな誘導電動機の高速トルク制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 115No. 9, pp. 1115-1122 (1995)
- (29) 小島研太・長谷川勝・松井景樹：「IPMSM 位置センサレス制御における適応電流制御系に基づく抵抗同定と低速運転性能改善」, 平成 22 年産業応用部門大会, pp.I-303-304 (2010)
- (30) 浜島豊和・長谷川勝・道木慎二・大熊繁：「拡張誤差に基づく速度・一次抵抗同定法による全領域で安定な速度センサレスベクトル制御」, 電学論 D, Vol.124, No.8, pp.750-759 (2004)
- (31) K. Matsuse, T. Yoshizumi, S. Katsuta, and S. Taniguchi: “High-response flux control of direct-field-oriented induction motor with high efficiency taking core loss into account”, IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 35, No. 1, pp. 62 - 69 (1999)
- (32) R. Tateno, J. Itoh, and N. Saitoh: "Experimental Verification of On-line High Efficiency Control for a Weaving Machine", Power Electronics and Drive Systems (PEDS), No. 345 pp.567-572 (2011)
- (33) D.S. Kirschen, D. W. Novotny, and T. A. Lipo: “On-Line Efficiency Optimization of a Variable

-
- Frequency Induction Motor Drive”, IEEE Trans. Industry Applications, Vol. IA-21, No. 3, pp. 610 - 616 (1985)
- (34) I. Kioskeridis, and N. Margaris: “Loss minimization in scalar-controlled induction motor drives with search controllers”, IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 11, No. 2, pp. 213 - 220 (2002)
- (35) P. Famouri and J. J. Cathey: “Loss minimization control of an induction motor drive,” IEEE Trans. Industry Applications., Vol. 27, No. 1, pp. 32 - 37 (1991)
- (36) C. Mademlis, I. Kioskeridis, and T. Theodoulidis: “Optimization of single-phase induction motors—Part I: Maximum energy efficiency control,” IEEE Trans. Energy Convers., Vol. 20, No. 1, pp. 187 - 195 (2005)
- (37) 柴田由之・土田縫夫・今井孝二: 「回転マグネットを内蔵する高トルク誘導電動機」, 電学論 D, Vol. 115, No. 11, pp. 1341-1346 (1995)
- (38) S. Morimoto, Y. Takeda, K. Hatanaka, Y. Tong, and T. Hirasaka: “Design and control system of inverter-driven permanent magnet synchronous motors for high torque operation,” IEEE Trans. Industry Applications., Vol. 29, No. 6, pp. 1150 - 1155 (1993)
- (39) V. Ostovic, “Memorymotors—a new class of controllable flux PM machines for a true wide speed operation,” in Proc. IEEE Ind. Appl. Conf., vol. 4, pp. 2577–2584 (2001)
- (40) Y. Zhou, Y. Chen, and J. X. Shen: "Analysis and Improvement of a Hybrid Permanent-Magnet Memory Motor", IEEE Trans. Energy Conversion, Vol. 31, No. 3, pp. 915-923 (2016)
- (41) 堺和人・結城和明・橋場豊・高橋則雄・安井和也: 「可変磁力メモリモータの原理と基本特性」, 電学論 D, Vol. 131, No. 1, pp. 53-60 (2011)
- (42) S. Maekawa, K. Yuki, M. Matsushita, I. Nitta, and Y. Hasegawa: "Study of the Magnetization Method Suitable for Fractional-Slot Concentrated-Winding Variable Magnetomotive-Force Memory Motor", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 29, No. 9, pp. 4877-4887 (2014)
- (43) 福重孝志・加藤崇・赤津観・Robert D. Lorenz: 「電動車両における可変磁力モータの検討」, 電学論 D, Vol. 135, No. 9, pp. 922-928 (2015)
- (44) 堺和人・倉持暁: 「ハイブリッド可変磁力モータの原理と基本特性」, 電学論 D, Vol. 131, No. 9, pp. 1112-1119 (2011)
- (45) トヨタ自動車株式会社: 「巻線切り替え式永久磁石モータの制御装置」, 特開平 6-225588

- (1994-8-12)
- (46) 天野寛徳・常広譲:「電気機械工学」オーム社, pp.219-233 (1985)
- (47) 富士電機システムズ株式会社:「電動機の巻線切替装置」, 特開 2011-87399 (2011-4-28)
- (48) ファナック株式会社:「三相誘導電動機の巻線切替方式」, 特開平-296351 (1994-10-21)
- (49) M. M. Swamy, T. Kume, A. Maemura, and S. Morimoto: "Extended High-Speed Operation via Electronic Winding-Change Method for AC Motors", IEEE Trans. Industry Applications., Vol. 42, No. 3, pp. 742-752 (2006)
- (50) 舘野亮・伊東淳一・齋藤登:「織機用インバータにおける起動時間の改善」, 電気学会全国大会, Vol. , No. 4-127, pp. 219-220 (2012)
- (51) 田中邦彦, ・吉田俊哉:「バイパスリレーを排除したインパルストルク発生インバータシステム」, 電気学会産業応用部門大会, Vol. , No. Y-87, pp. Y-87 (2014)
- (52) 田村拓海・吉田俊哉:「インパルストルクが発生できる IM 駆動システムのトルク増大法」, 産業応用部門大会, Vol. , No. Y-112, pp. Y-112 (2015)
- (53) I. Takahashi, and T. Noguchi: "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", IEEE Trans. Industry Applications, Vol. IA-22, No. 5, pp. 820-827 (1986)
- (54) C. Attaianesi, V. Nardt, and A. Perfetto: "Vectorial Torque Control A Novel Approach to Torque and Flux Control of Incuction Motro Drives", IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 35, No. 6, pp.1399-1405 (2002)
- (55) 藤田悟・野口季彦:「誘導機の直接トルク制御システムにおける低周波運転特性の改善」, 半導体電力変換産業電力電気応用合同研究会, Vol. , No. SPC-02-103 IEA-02-44, pp. (2002)
- (56) L. Tang, L. Zhong, and M.F. Rahman: "A Novel Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drive With Low Ripple in Flux and Torque and Fixed Switching Frequency", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 19, No. 2, pp. 346 - 354 (2004)
- (57) 井上征則・森本茂雄・真田雅之:「直接トルク制御による埋込磁石同期モータ駆動時のトルク応答特性に関する検討と応答改善法」, 電学論 D, Vol. 129, No. 3, pp. 243-251 (2009)
- (58) M. Osama, and T.A. Lipo: "A new inverter control scheme for induction motor drives requiring wide speed range", IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 32, No. 4, pp. 938-944 (1996)

第2章

電動機駆動システムの性能のロバスト化

- (59) 岡安正憲・堺和人：「2 インバータによるエレクトロニクスモータドライブシステム」, 電気学会産業応用部門大会, Vol. , No. 3-57, pp. 287-290 (2015)
- (60) 堺和人・湯澤成彰：「巻線切り替え無し極数変換永久磁石モータの基礎研究」, 電気学会全国大会, No. 5-008, pp. 14-15 (2013)
- (61) 岡安正憲・小川哲史・堺和人：「エレクトロニクスモータドライブシステムの試作と実験」, 電気学会全国大会, No. 4-048, pp. 76-77 (2015)
- (62) 電動機開発動向を踏まえた次世代電動機制御記述調査専門委員会編：「進化する電動機に対応する電動機制御技術」, 電気学会技術報告書第 1237 号 (2011)
- (63) H. Matsumoto: "Charge Strategy in Boost Motor Driver With EDLCs", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 25, No. 9, pp. 2276-2286 (2010)
- (64) 松本洋和・根葉保彦・麻原寛之：「力行運転時にも充電可能なチャージポンプ回路を有する昇圧ドライバ」, 電学論 D, Vol. 134, No. 2, pp. 229-238 (2014)
- (65) 磯部高範・高久拓・北原忠幸・炭谷英夫・嶋田隆一：「磁気エネルギー回生スイッチを用いたリニア誘導モータ駆動システムの検討」, 電学論 D, Vol. 127, No. 8, pp. 898-905 (2007)
- (66) 一川拓人・吉田俊哉・宮下収：「固着脱出機能を付加した誘導電動機用インバータ装置」, 電学論 D, Vol. 132, No. 8, pp. 802-807 (2012)
- (67) M. Hasegawa, and S. Doki, "Trends in Motor Drive Techniques in Japan", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 1, No. 3 (2012)
- (68) 「可変速交流ドライブ技術の到達点と課題」, 電気学会技術報告書第 1326 号 (2014)
- (69) B. H. Bae, S. K. Sul, J.-H. Kwon, and J.-S. Byeon, "Implementation of Sensorless Vector Control for Super-High-Speed PMSM of Turbo-Compressor," IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 39, No. 3, pp. 811-818 (2003)
- (70) Y. Kawase, T. Yamaguchi, T. Umemura, Y. Shibayama, K. Hanaoka, S. Makishima, and K. Kishida, "Effects of carrier frequency of multilevel PWM inverter on electrical loss of interior permanent magnet motor", The 12th International Conference on Electrical Machines and Systems Proceedings, LS5A-2 (2009)
- (71) Y. Yoshida, K. Nakamura, and O. Ichinokura, "Evaluation of Influence of Carrier Harmonics of

- SPM Motor Based on Reluctance Network Analysis”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 3, No.4, pp.304-309, (2014)
- (72) 戸張和明・遠藤常博・岩路善尚・伊藤佳樹：「高速用永久磁石同期モータの新ベクトル制御方式の検討」, 電学論 D, Vol.129, No.1, pp.36-45 (2009)
- (73) 水野康博・長谷川勝・大橋雄・松井景樹：「高速運転 IPMSM のセンサレス制御時における軸誤差に対するロバスト安定性とその実験的評価」, SPC-07-35 (2007)
- (74) B.-H. Bae and S.-K. Sul, “A compensation method for time delay of full-digital synchronous frame current regulator of PWM AC drives”, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.39, No.3, pp.802–810 (2003)
- (75) J. S. Yim, S. K. Sul, B. H. Bae, N. R. Patel, and S. Hiti, “Modified Current Control Schemes for High-Performance Permanent-Magnet AC Drives With Low Sampling to Operating Frequency Ratio”, Trans. Ind. Appl., Vol.45, Issue.2, pp. 763–771 (2009)
- (76) 工藤純・野口季彦・川上学・佐野浩一：「IPM モータ制御システムの数学モデル誤差とその補償法」, SPC-08-25 (2008)
- (77) 辻 峰男・泉 勝弘・山田 英二：「パラメータ同定機能を有する誘導電動機ベクトル制御系の簡単化方式」, 電学論 D, Vol.118, No.9, pp.1091-1092 (2008)
- (78) 杉本 英彦：「MRAS に基づくブラシレス DC モータのパラメータ同定」, 電学論 D, Vol.111, No.9, pp. 800-801 (1991)
- (79) J. Jung, and K. Nam, “A Dynamic Decoupling Control Scheme for High-Speed Operation of Induction Motors,” IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol.46, No.1, pp.100-110 (1999)
- (80) 宮下一郎・今柳田明夫・高橋勲：「デジタルシグナルプロセッサを用いた誘導電動機の高性能トルク制御」, 電学論 D, Vol.107, No.2, pp.223-230 (1987)
- (81) 美多勉：「演算時間を考慮したデジタル制御系の設計」, 計測と制御, Vol.22, No.7 (1983)
- (82) 渡辺慶二・伊藤正美：「むだ時間を含む系に対する Smith 法の制御構造」, 電学論 C, Vol.97, No.9, pp.165-172 (1977)
- (83) 伊東淳一・田中賢太・松尾宗哉・山田昇：「複数台並列運転を想定した小型・汎用フライホイール電力平準化システムの実機検証」, 電学論 D, Vol.134, No.1, pp.19-26 (2013)

- (84) H. Bai, P. Zhang, and V. Ajjarapu, "A Dynamic Decoupling Control Scheme for High-Speed Operation of Induction Motors," IEEE Trans. Power Systems, Vol.24, No.3, pp.1145-1154 (1999)
- (85) 公文 俊朗・鈴木 達也・岩崎 誠・松崎 元昭・松井 信行・大熊 繁:「遺伝的アルゴリズムを用いたシステム同定と間接型適応内部モデル制御への応用」,電学論 D, Vol.122, No.2, pp.135-143 (2002)
- (86) D. Tadokoro, S. Morimoto, Y. Inoue, and M. Sanada, "Method for auto-tuning of current and speed controller in IPMSM drive system based on parameter identification," Power Electronics Conference Proceedings, pp.390-394 (2014)
- (87) 新中新二:「適応アルゴリズム—離散と連続,真髄へのアプローチ」, 産業図書 (1990)
- (88) H. Kim, J. Hartwig, and R.D. Lorenz, "Using on-line parameter estimation to improve efficiency of IPM machine drives," IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings, Vol.2, pp.815-820 (2002)
- (89) 熊切有希・野口季彦:「瞬時無効電力の高周波成分を利用した IPM モータのパラメータ同定法」, 平成 26 年電気学会全国大会, No.4-128, pp.217-218 (2002)
- (90) 小島研太・長谷川勝・松井景樹:「IPMSM 位置センサレス制御における適応電流制御系に基づく抵抗同定と低速運転性能改善」, 平成 22 年産業応用, pp.I-303-304 (2010)
- (91) 中島雄希・伊東淳一:「電機子抵抗値同定機能をもつ適応電流制御系の定量的設計法検討」, SPC 大阪, SPC-12-047 (2012)
- (92) 近藤圭一郎・松岡孝一・中沢洋介:「鉄道車両駆動用永久磁石同期電動機の電流制御系設計法」, 電学論 D, Vol.118, No.7/8, pp.900-907 (1998)
- (93) H. Zhu, X. Xiao and Y. Li, "PI Type Dynamic Decoupling Control Scheme for PMSM High Speed Operation," Applied Power Electronics Conference and Exposition 2010 Proceedings, pp.1736-1739 (2010)

第3章

等価抵抗設計による電動機の高効率制御

3.1 緒論

第2章では、ベルトコンベア、織機、圧縮機といった周期的に変動する負荷が接続された誘導電動機は瞬時トルクを用いて高効率制御をすると、負荷の変動周期が誘導電動機の二次時定数よりも早い場合に二次磁束が励磁電流の変化に追従せず、過渡的に電流が増加することで損失が増加する問題があることを述べた。また、この問題に対して平均トルクのような一定トルクを用いる高効率制御が提案されており、二次磁束を一定とすることで過渡的な電流増加が抑制されていることを示した。さらに、従来の高効率制御では、二次時定数と負荷トルク特性(周波数, 振幅)の関係がどういったときに瞬時トルクを用いた方式で損失が増加し、平均トルクのような一定トルクを用いた方式で損失最小となるのかについて定量的な議論はこれまでされていないことを示した。この問題を解決するために、負荷変動角周波数に対して、瞬時トルクを用いた方式の等価銅損抵抗と一定トルクを用いた方式の等価銅損抵抗の大小関係が入れ替わる角周波数(境界条件)を導出し、オンラインで等価銅損抵抗が常に最小となるような励磁電流制御の設計を提案し、銅損最小となる原理を示した。

図 3.1 に負荷変動と損失の関係と銅損を最小化する抵抗設計の特徴を示す。まず、等価抵抗設計に必要な負荷変動と損失の関係について説明する。図 3.1 において $\omega\tau = 1$ は負荷変動角周波数 ω と誘導電動機の二次時定数 τ が等しいことを表し、 $\omega\tau = 1$ をこえると負荷変動角周波数が誘導電動機の二次時定数以上であることを表している。従来誘導電動機

第3章

等価抵抗設計による電動機の高効率制御

の励磁電流制御による高効率制御は負荷トルクが一定の場合や負荷トルクがステップ変化した時の出力トルクの応答について議論されてきた⁽¹⁾⁽²⁾。しかし、二次磁束と励磁電流の間には一次遅れの関係があるため、周期的に変動する負荷を持つ誘導電動機に瞬時トルクを用いた励磁電流制御による高効率制御を適用すると、 $\omega\tau \geq 1$ の条件で二次磁束が励磁電流の変化に追従できなくなり、二次磁束の減少分だけトルク電流が増加するため銅損が増加する。一方、一定トルクを用いた励磁電流一定制御による高効率制御⁽³⁾⁽⁴⁾では $\omega\tau$ によらず損失は一定となるため、瞬時トルクを用いた方式と比べ $\omega\tau \geq 1$ の条件で高効率となる。しかし、従来の励磁電流制御による高効率制御では、等価的に銅損を表す抵抗成分の負荷変動周波数による周波数特性を考慮していないため、 $\omega\tau \geq 1$ または $\omega\tau \leq 1$ の条件で損失が増加する。このように、誘導電動機の高効率制御では、負荷変動によって高効率駆動性能のロバスト性が低下する。そこで、本研究では、損失最小性能のロバスト化のために、誘導電動機の二次時定数と負荷トルクの変動角周波数に着目し、一定トルクを用いた方式と比べ瞬時トルクを用いた励磁電流制御時の方が銅損を小さくできる二次時定数と変動角周波数の関係(境界)を明らかにする。また、この境界は負荷トルクの振幅や平均値の大きさによって変化するため、トルクの振幅、平均値、変動角周波数を考慮した境界条件を導出する。なお、本論文では「等価的に銅損を表す抵抗成分」を「等価銅損抵抗」と定義する。

本章では、まず、周期的な負荷変動に応じて瞬時トルクを用いた励磁電流制御時の銅損を導出し、負荷変動周期によって銅損が変化することを示す。次に、周期的に変動している負荷に対して、励磁電流を一定に制御する場合、励磁電流をどの様に制御すれば銅損が最小となるかを求める。さらに、周期的変動負荷をもつ誘導電動機の励磁電流一定制御時の銅損を導出し、負荷変動周期によらず銅損が一定となることを示す。導出した瞬時トルクを用いた方式と一定トルクを用いた方式それぞれの銅損についての関数が負荷変動周期に対して交点をもつことを示し、励磁電流一定制御をする場合と比べ瞬時トルクを用いた励磁電流制御時の方が銅損を小さくできる境界を明らかにする。また、導出した境界をもとに等価銅損抵抗の負荷変動周波数による周波数特性を考慮して、銅損最小化を実現するオンライン励磁電流制御の設計を行う。最後に提案する励磁電流制御による高効率制御について 3.7 kW 誘導電動機にて実験を行い、負荷トルク特性に応じた銅損最小条件の有用

性を明らかにする。また、トルク特性に応じて励磁電流をオンラインで制御することにより、負荷トルク特性に応じて銅損が最小となることを明らかにする。なお、高効率を実現する方法は励磁電流制御の他にもあるが⁽⁵⁾⁽⁷⁾、本論文では「励磁電流制御による高効率制御」を単に「高効率制御」と表現する。

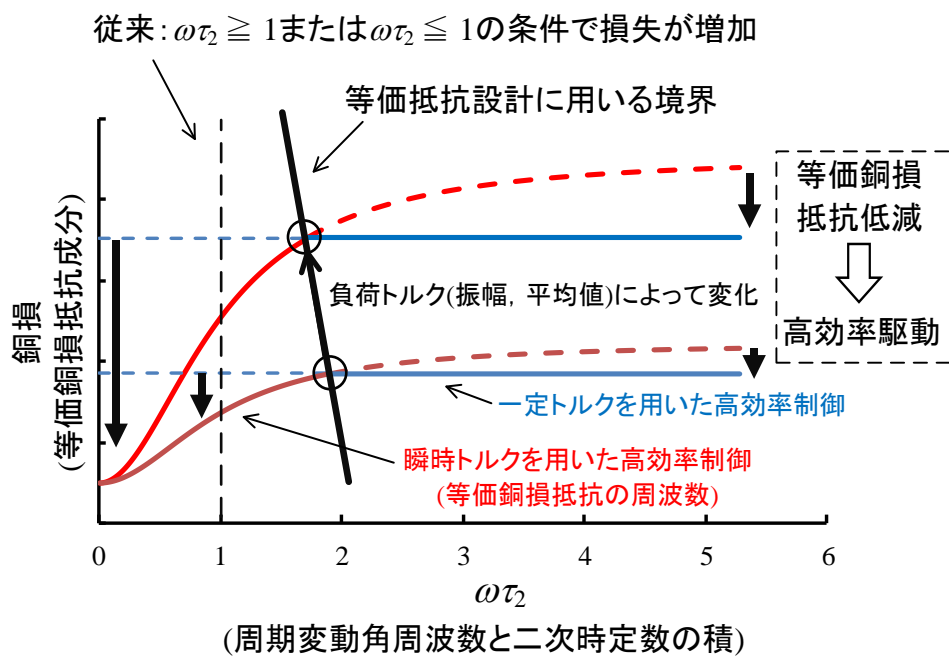


図 3.1 負荷変動と損失の関係と銅損を最小化する抵抗設計の特徴

3.2 境界条件導出のための等価銅損抵抗導出

本節では、瞬時トルクを用いた高効率制御と一定トルクを用いた高効率制御との2つの高効率制御方式について、負荷変動角周波数に対してどちらの方式が銅損最小となるかの境界条件を導出するために、それぞれの高効率制御方式の銅損を表す関数を導出する。

3.2.1 瞬時トルクを用いた高効率制御と等価銅損抵抗

(1) 周期的変動負荷の瞬時トルクを用いた高効率制御

図3.2に本論文で扱う周期的変動負荷を示す。ここで、 T_m はトルク振幅、 T_0 は平均トルク、 a はトルク振幅 T_m と平均トルク T_0 の比である。また、簡単のため負荷変動の中でも基本波の変動に着目し、高調波を含まない、周波数成分が単一の負荷とする。

周期的な負荷変動を考慮して、励磁電流に対する銅損の極値を計算しようとする、銅損にラプラス演算子を含むため、計算が複雑となり実用的ではない。そこで、本論文では従来の励磁電流制御⁽¹⁾⁽³⁾による高効率制御で用いられてきた励磁電流をもとにして、周期的変動負荷をもつ誘導電動機の励磁電流制御による高効率制御を検討する。なお、鉄損の低減についても高効率化に関しては重要な課題であるが、重負荷では鉄損に比べ銅損が支配的となることから、本論文では重負荷領域での運転に重点を置き、銅損最小化制御について検討する。

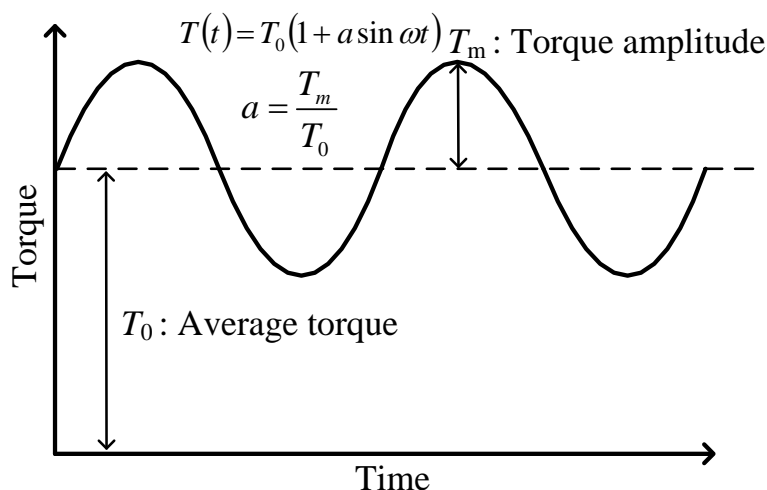


図 3.2 周期的変動負荷

瞬時トルク $T(t)$ を用いて銅損が最小となる励磁電流を求めると、(3.1)式となる。

$$i_d = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1}} \sqrt{\frac{L_2 T(t)}{P_f}} \dots\dots\dots (3.1)$$

また、二次磁束 ϕ_{2d} と i_d の間には一次遅れの関係があり、ラプラス変換した変数 $\Phi_{2d}(s)$, $I_d(s)$ とラプラス演算子 s を使って表すと(3.2)式となる。

$$\Phi_{2d}(s) = \frac{M}{1 + s\tau_2} I_d(s) \dots\dots\dots (3.2)$$

ここで、 τ_2 は誘導電動機の二次時定数である。一方、(3.2)式において i_d はトルク $T(t)$ の関数であることから i_d も時間関数であり、(3.1)式に(3.2)式を代入して整理するために、(3.2)式を時間関数で表すと(3.3)式となる。

$$\tau_2 \frac{d\phi_{2d}}{dt} + \phi_{2d} = M i_d \dots\dots\dots (3.3)$$

(3.3)式は、(3.2)式で示す通り、右辺 i_d をゲインが M で時定数 τ_2 の一次遅れ系に入力したときの出力が ϕ_{2d} であることを表している。

次に、(3.3)式に(3.1)式を代入し、トルクの平方根で整理すると(3.4)式が得られる。

$$\sqrt{\frac{P_f}{L_2}} \sqrt{\frac{R_1}{R_1 + R_2}} \left(\tau_2 \frac{d\phi_{2d}}{dt} + \phi_{2d} \right) = \sqrt{T(t)} \dots\dots\dots (3.4)$$

(3.4)式右辺において、時間変化するのはトルク $T(t)$ のみである。ここでは簡単のため負荷変動の中でも基本波の変動に着目し、高調波を含まない、周波数成分が単一の負荷について考える。このとき、瞬時トルク $T(t)$ は(3.5)式で表される。

$$T(t) = T_0 \left(1 + \frac{T_m}{T_0} \sin \omega t \right) = T_0 (1 + a \sin \omega t) \dots\dots\dots (3.5)$$

ただし、 T_m はトルク振幅、 T_0 は平均トルク、 a はトルク振幅 T_m と平均トルク T_0 の比である。このとき、変動項のみを考え(3.4)式を $\sqrt{T_0}$ で除すると、(3.4)式は(3.6)式となり、無次元化がはかれる。

$$\tau_2 \frac{d}{dt} k(t) + k(t) = \sqrt{1 + a \sin \omega t} \dots\dots\dots (3.6)$$

(3.6)式の右辺は無次元の時間関数であるため、 $k(t)$ も無次元の時間関数となる。また、(3.6)

第3章

等価抵抗設計による電動機の高効率制御

式はトルクの変動周期が誘導電動機の二次時定数よりも早くなると、 $k(t)$ が減少することを表している。

図 3.3 に無次元の時間関数 $k(t)$ の導出方法を示す。無次元の時間関数 $k(t)$ は、(3.6) 式の右辺を時定数 τ_2 の一次遅れ系に入力した時の出力を計算することで求めることができる。まず、(3.6) 式の右辺の平方根の周波数解析を行い、周波数成分ごとの振幅を計算する。次に周波数成分ごとに周波数応答を計算することで、 $k(t)$ を求める。 $k(t)$ を用いると、二次磁束 ϕ_{2d} は、(3.7) 式で表すことができる。

$$\phi_{2d} = k(t) \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1}} \sqrt{\frac{L_2 T_0}{P_f}} \dots \dots \dots (3.7)$$

(3.7) 式からわかるように二次磁束は $k(t)$ の関数となる。(3.7) 式から、トルク電流は(3.8) 式で表すことができる。ここで k_{iq} は(3.9) 式で表され、トルクの時間変化と二次磁束の時間変化の比であり、無次元の時間関数である。

$$i_q = \frac{L_2}{P_f M} \frac{T(t)}{\phi_{2d}} = \frac{k_{iq}}{M} \sqrt{\frac{R_1}{R_1 + R_2}} \sqrt{\frac{T_0 L_2}{P_f}} \dots \dots \dots (3.8)$$

$$k_{iq} = \frac{T(t)}{T_0} \frac{1}{k(t)} = \frac{1 + a \sin \omega t}{k(t)} \dots \dots \dots (3.9)$$

(3.8) 式と(3.9) 式より、トルクの時間変化が誘導電動機二次時定数よりも早くなると $k(t)$ が減少するため、 k_{iq} が増加し q 軸電流が増加することがわかる。ベクトル制御ではトルクは q 軸電流と二次磁束の積によって決まる。(3.9) 式は、二次磁束が減少したとき、二次磁束が減少する前と同じトルクを出力するためには q 軸電流を増加させる必要があることを表す関数である。

図 3.4 に無次元の値 k_{iq} の実効値(k_{iq_rms})を、グラフ化した結果を示す。図 3.4 のグラフを使うことで、負荷トルクの周波数に応じたトルク電流の実効値 I_{q_rms} を(3.10) 式で求めることができる。また、 k_{iq_rms} は無次元であるので、モータ容量や定格電圧に関係なく、使用できる。(3.10) 式を用いて、銅損は(3.11) 式となる。

$$I_{q_rms} = \frac{k_{iq_rms}}{M k_{R2}} \sqrt{\frac{T_0 L_2}{P_f}} \dots \dots \dots (3.10)$$

$$P_{c_ins} = \sqrt{R_1(R_1 + R_2)} \left(1 + k_{iq_rms}^2\right) \frac{L_2}{P_f M^2} T_0 \dots\dots\dots (3.11)$$

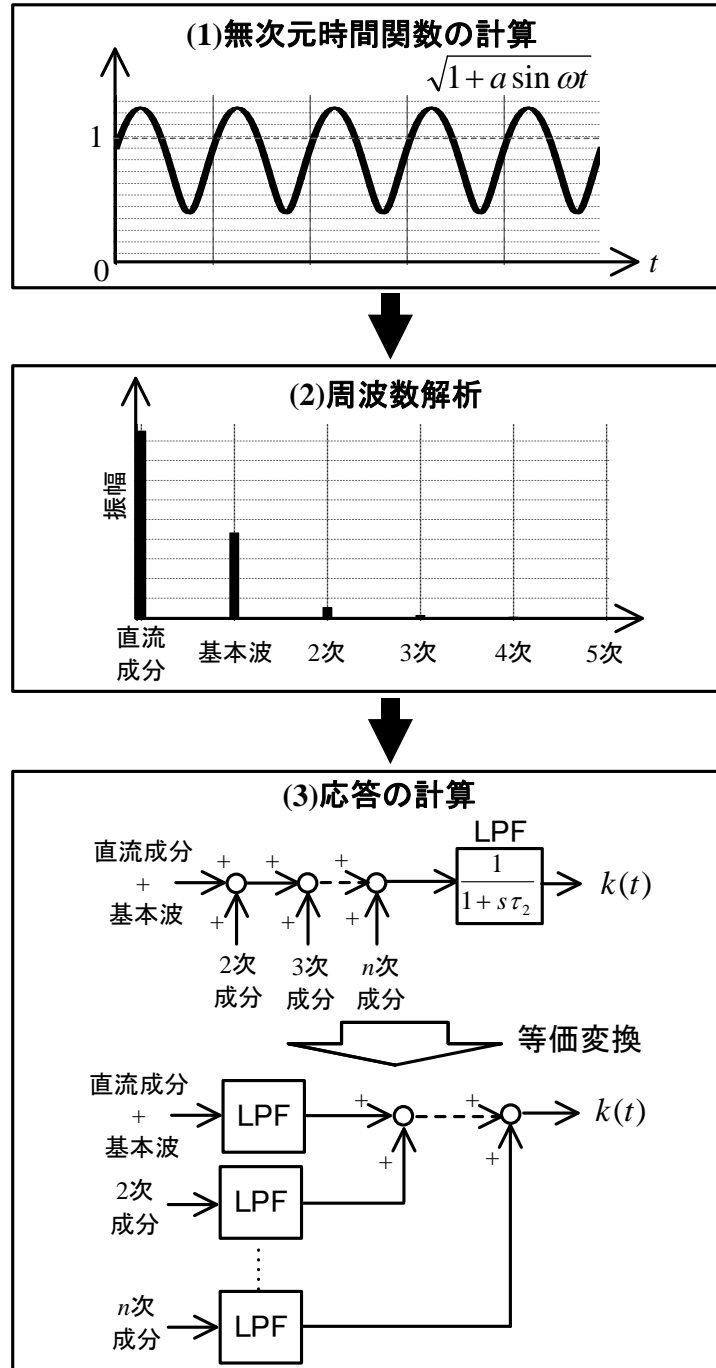


図 3.3 無次元の時間関数 $k(t)$ の導出方法

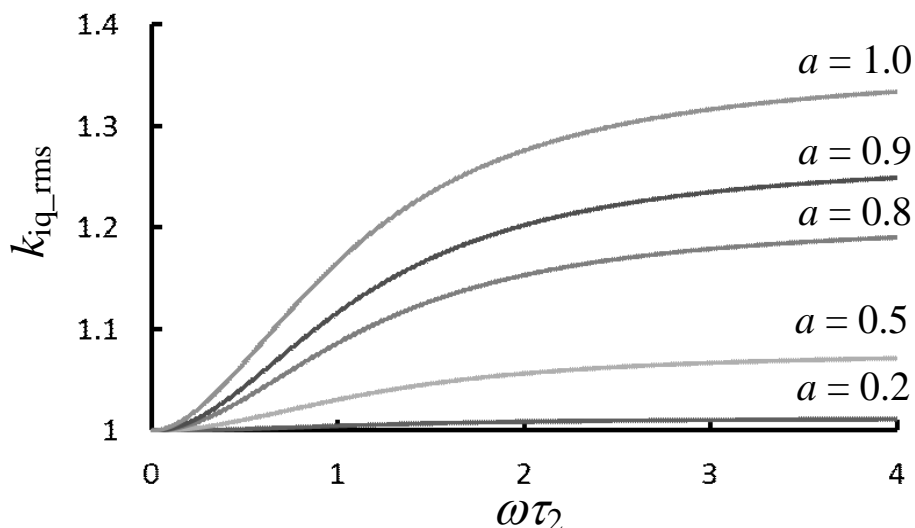


図 3.4 負荷特性と無次元の値 k_{iq} の実効値(k_{iq_rms})の関係

(2) 瞬時トルクを用いた場合の等価銅損抵抗

(3.11)式より、瞬時トルクを用いた高効率制御は電動機パラメータと k_{iq_rms} の関数になっていることがわかる。図 3.4 に示すように、 k_{iq_rms} は負荷変動角周波数が電動機の二次時定数に対して早くなればなるほど増加し、等価的な抵抗成分が増加する。よって、瞬時トルクを用いた高効率制御では、負荷トルクの変動周波数が増加すると等価的な抵抗成分が増加することで銅損が増加する。このように瞬時トルクを用いた高効率制御では銅損が周波数特性を持つため、負荷条件によっては銅損が増加し、高効率駆動性能のロバスト性が低下する。

3.2.2 一定トルクを用いた高効率制御と等価銅損抵抗

(1) 周期的変動負荷の一定トルクを用いた高効率制御

周期的に変動する負荷 $T(t)$ において、ある一定トルク T_c を用いて銅損が最小となる励磁電流を求めると(3.12)式となる。一定トルクを用いているため、(3.12)式から得られる励磁電流は一定値である。また、そのときのトルク電流は(3.13)式で表される。

$$i_d = \frac{1}{M} \sqrt[4]{\frac{R_1 + R_2}{R_1}} \sqrt{\frac{L_2 T_c}{P_f}} \dots\dots\dots(3.12)$$

$$i_q = \frac{L_2}{P_f M} \frac{T(t)}{\phi_{2d}} = \frac{1}{M} \sqrt[4]{\frac{R_1}{R_1 + R_2}} \sqrt{\frac{L_2}{P_f T_c}} T(t) \dots\dots\dots(3.13)$$

負荷が周期的に変動する場合、トルク電流 i_q も周期的に変動し、銅損 p_c も周期的に変動する。負荷の変動周期に応じて銅損を求める場合、負荷変動1周期あたりの銅損を求める必要がある。そこで本論文では、周期的に変動する負荷一周期あたりの電流の実効値を計算することで、銅損を計算する。負荷変動1周期あたりの銅損を計算することで、その負荷変動周期において、瞬時トルクを用いた制御と平均トルクを用いた制御のどちらの方が銅損を小さくできるかについて検討を行う。

(3.12)式と(3.13)式から一定トルクを用いた高効率制御時の銅損を求めると(3.14)式となる。

$$\begin{aligned} P_{c_ins} &= R_1 \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_d^2 d\theta} + (R_1 + R_2) \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_q^2 d\theta} \\ &= \sqrt{R_1(R_1 + R_2)} \frac{L_2}{P_f M^2} \left(T_c + \frac{T_{rms}^2}{T_c} \right) \dots\dots\dots(3.14) \end{aligned}$$

ここで、本論文では、銅損の実効値は大文字の P であらわす。なお、 T_{rms} は負荷トルク $T(t)$ の実効値であり、(3.15)式で定義する。

$$T_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} T(t)^2 d\theta} \dots\dots\dots(3.15)$$

図 3.5 に (3.14) 式において一定トルク T_c の大きさと銅損の関係を表した概形図を示す。図 3.5 は励磁電流一定制御による高効率制御時における負荷トルクに対する銅損の変化を示している。図 3.5 に示すように銅損は T_c に対して下に凸となる関数である。そこで、一

第3章

等価抵抗設計による電動機の高効率制御

定値を用いた高効率制御の銅損の微分値がゼロとなる一定トルク T_c を求める。すると、銅損最小を実現する一定トルクが得られる。

$$\frac{dP_{c-ins}}{dT_c} = 0 \dots\dots\dots(3.16)$$

$$T_c = T_{rms} \dots\dots\dots(3.17)$$

(3.17)式から、負荷トルクの実効値を用いることで、励磁電流一定制御において、銅損が最小となることがわかる。このときの銅損は(3.18)式となる。

$$P_{c_rms} = 2\sqrt{R_1(R_1 + R_2)} \frac{L_2}{P_f M^2} T_{rms} \dots\dots\dots(3.18)$$

ここで、物理的意味について述べる。銅損は電流実効値の二乗と抵抗によって決定する。また、励磁電流実効値は一定トルク T_c に比例し、トルク電流実効値はトルク実効値 T_{rms} の二乗に比例し T_c に反比例する。一方、ベクトル制御時のトルクは二次磁束とトルク電流の積に比例する。また、一定トルク出力時、二次磁束とトルク電流の積は一定となる。励磁電流一定制御時、二次磁束は励磁電流に比例するため、一定トルク出力時、励磁電流とトルク電流の積は一定となる。このため、励磁電流による銅損とトルク電流による銅損が等しいときに合計の銅損は最小となる。(3.12)から(3.14)式より、励磁電流制御に用いるトルクを負荷トルクの実効値とすると、励磁電流による銅損とトルク電流による銅損は等しくなり、銅損は最小となる。

(2) 瞬時トルクを用いた場合の等価銅損抵抗

(3.18)式より、負荷トルクの実効値を用いた高効率制御は電動機パラメータと負荷トルクの実効値の関数となっていることがわかる。負荷トルクの実効値を用いているため、銅損はトルクの変動周波数には依存しない。このように、一定トルクを用いた高効率制御では銅損は一定となるため、等価銅損抵抗も周波数に依存せず一定の値となる。

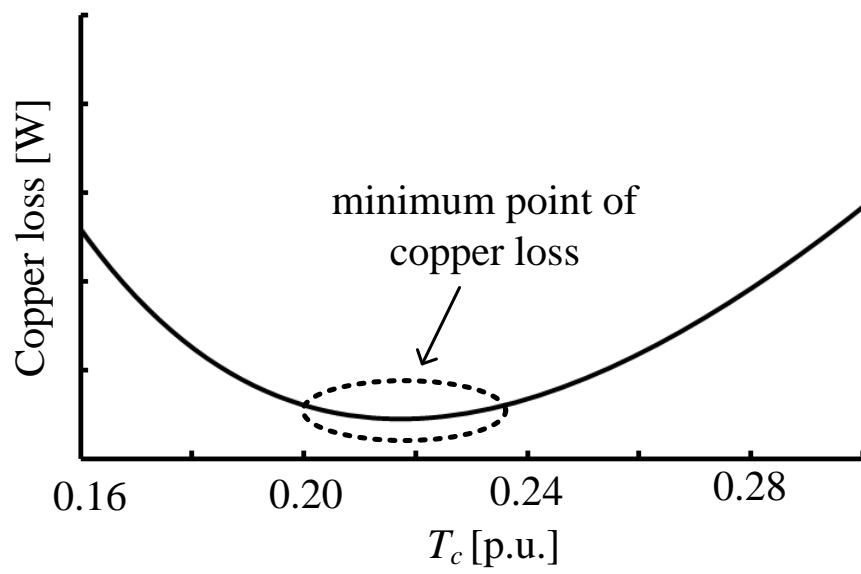


図3.5 一定トルク T_c と銅損の関係

3.3 境界条件の導出と等価抵抗設計による銅損最小化

3.3.1 銅損が最小となる境界条件

図 3.6 に瞬時トルクを用いた場合と負荷トルクの実効値を用いた場合の高効率制御における銅損を示す。瞬時トルクを用いた高効率制御の銅損を表す関数(3.11)式は負荷トルクの変動周波数に依存し、負荷トルクの実効値を用いた高効率制御の銅損を表す関数(3.18)式は負荷トルクの変動周波数に依存しないことから、それぞれの関数は負荷トルクの変動周波数に対して交点を持つことがわかる。この交点を求めることで、負荷トルクに応じてどちらの制御の方が等価銅損抵抗最小となるかの境界を求めることができる。(3.11)式と(3.18)式により交点は(3.19)式で得られる。

$$k_{iq_rms}^2 = 2\sqrt{1 + \frac{a^2}{2}} - 1 \dots\dots\dots(3.19)$$

図 3.7 に銅損が最小となる境界を示す。 $\omega\tau_2 = 1$ は負荷変動周期が誘導電動機の二次時定数が等しいことを表し、 $\omega\tau_2 = 1$ をこえると負荷変動周期が誘導電動機の二次時定数以上であることを表している。境界点は負荷変動の周波数だけでなく、その振幅にも依存して、変化する。

導出した境界条件に基づき銅損が最小となるように等価抵抗を設計する。巻線抵抗を変化させることはできないため、ここでは、励磁電流制御系を設計することで、等価的に負荷変動に対して銅損最小となるように抵抗を設計する。こうすることで、周期的変動負荷によらず損失最小性能のロバスト化を図る。具体的には、負荷トルク特性がこの境界線よりも原点方向にある場合は、瞬時トルクを用いた高効率制御の方が銅損を小さくでき、境界線よりも外側に負荷トルク特性がある場合は負荷トルクの実効値を用いた高効率制御の方が銅損は小さくなるため、境界条件に応じて励磁電流制御方式を切り替えることで銅損を最小化する。

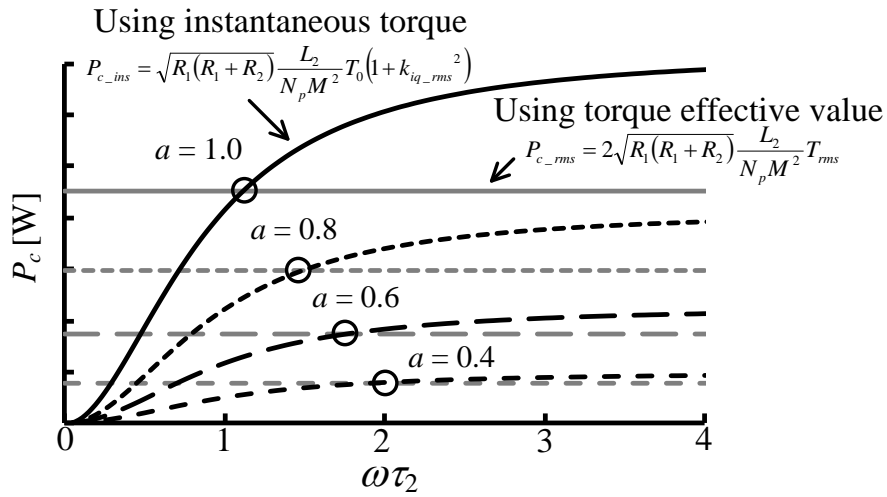


図 3.6 瞬時トルクを用いた場合と負荷トルクの実効値を用いた場合の銅損

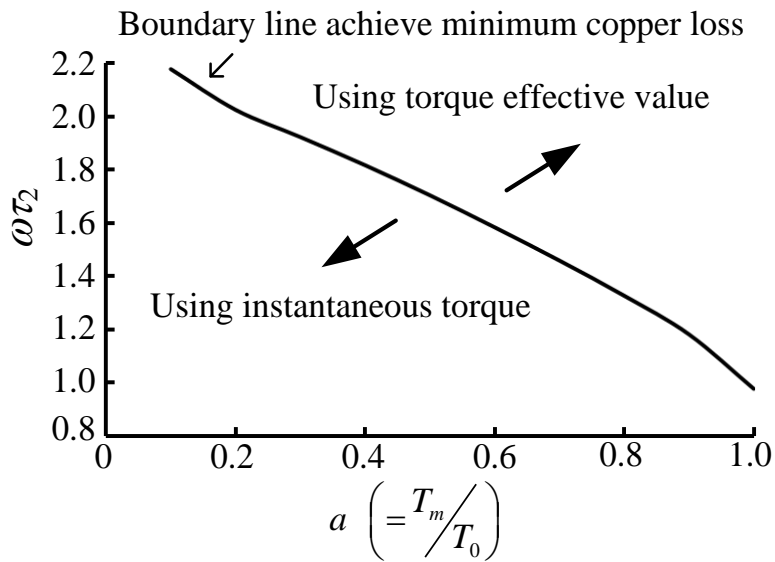


図 3.7 負荷特性に対する銅損が最小となる境界

3.3.2 銅損最小化のためのオンライン励磁電流制御

銅損最小化を実現するには、あらかじめ負荷変動の周期と大きさを知る必要がある。そのため、実際に誘導電動機の負荷特性を同定し、得られた負荷特性からトルク振幅と平均トルクの比や変動周波数を導出し、瞬時トルクを用いるかトルク実効値を用いるかを選択する必要がある。負荷によってトルクの変動パターンは異なるため、1つ1つ調整することは非常に煩雑である。そこで、トルク特性に応じて銅損が最小となるような励磁電流をオンラインで導出する方式を提案する。

図 3.8 に負荷変動周波数の導出方法を示す。まず、一定期間、瞬時トルクを積分し、平均トルクを計算する。次に瞬時トルクから求めた平均トルクを減算する。すると、負荷トルクの直流成分がなくなりゼロクロス点を数えることができる。 t_1 から t_2 の期間のゼロクロス数が N 個だとすると、負荷の変動周波数 f は(3.20)式で得られる。

$$f = \frac{N}{t_2 - t_1} \dots\dots\dots(3.20)$$

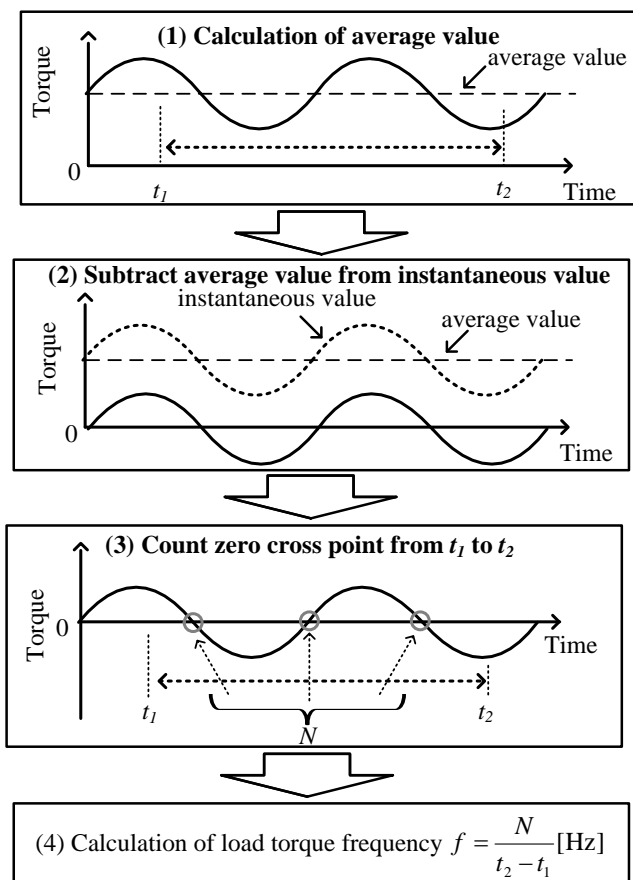


図 3.8 負荷変動周波数の導出方法

3.4 シミュレーション結果

提案する銅損最小化制御の妥当性を確認するために、Plexim が提供している「PLECS Standalone」を用いたシミュレーション結果を示す。

図 3.9 に高効率制御のブロック図を示す。オンライン励磁電流制御により、負荷トルクの周波数や振幅に応じて、図 3.2 に示す銅損最小の境界から瞬時トルクを用いるかトルク実効値を用いるかを決定する。

表 3.1 にシミュレーションに用いた 3.7kW 誘導電動機のパラメータを示す。誘導電動機の負荷には定速度負荷を接続し、供試側のトルク電流指令値に周期的変動トルク指令を与えてシミュレーションを行った。これは、供試側の速度制御を無視し、周期的な負荷変動に対する銅損の式の妥当性を検討するためである。

図 3.10 に周期的変動負荷にもとづく励磁電流一定制御による高効率制御の銅損を示す。この時の負荷特性は、 $T_0 = 0.2$ 、 $a = 0.6$ である。実線は(10)式から求めた計算結果であり、点はシミュレーション結果を示している。結果から、負荷トルクの実効値を用いた時、銅損が最小になることがわかる。平均トルクを用いた場合に比べ、実効値を用いた高効率制御では銅損が 0.34%低減する。

図 3.11 にオンライン励磁電流制御のシミュレーション結果を示す。この時の負荷特性は、 $a = 0.6$ である。また、銅損最小点が切り替わる周波数は、図 7 より、 a と α から ω を求めることで計算することができ、 $a = 0.6$ の場合は 3.00 Hz である。オンライン励磁電流制御では、図 8 に示す周波数計算方法を用いて(27)式より負荷変動周波数を計算し、銅損最小の境界から瞬時トルクを用いるかトルク実効値を用いるかを決定する。そのため、負荷変動周波数が切り替わってから励磁電流が切り替わるまでには、ゼロクロス数をカウントする期間分だけ遅れる。ここで、ゼロクロス数をカウントする期間は 1 秒とする。負荷の周波数を 1.5 Hz から 3.5 Hz に変化させた結果、周波数を変化させた後に励磁電流が一定となっていることが確認できる。

図 3.12 に計算によって求めた銅損とシミュレーションにより求めた銅損を示す。瞬時トルクを用いた場合の銅損 P_{c_ins} は負荷の変動周波数に依存するため、右肩上がりの波形となる。一方、トルク実効値を用いた高効率制御では、負荷の変動周波数によらず銅損は一定となる。計算結果とシミュレーション結果を比較し、誤差が 0.1 %程度であることを確

第3章

等価抵抗設計による電動機の高効率制御

認し、計算の妥当性を確認した。また、銅損が最小となる境界は計算結果とシミュレーション結果で一致した。さらに、励磁電流オンライン制御を導入することで、銅損最小となるようにトルクが切り替わることが確認できる。

図 3.13 にシミュレーションで使用する方形波負荷を示し、図 3.14 に負荷変動を方形波にした場合のシミュレーション結果を示す。図 3.14 において、横軸は励磁電流制御に用いる一定トルクとトルク実効値の比である。一定トルクを用いた場合では、負荷変動が方形波の場合においても、トルクの実効値を用いることで銅損が最小となることがわかる。

図 3.15 に一定トルクを用いた場合と瞬時トルクを用いた場合の銅損比較を示す。結果より、銅損が最小となる境界は $\omega_2=1.7$ の点であることがわかる。一方、図 3.13 に示す方形波の基本波振幅と平均値から a を求めると、基本波振幅が 0.52p.u.、平均値が 0.75 p.u.となるため、 $a=0.69$ となる。図 3.7 より、方形波負荷の基本波振幅と平均値の比 a をもとに境界条件を求めると $\omega_2=1.6$ となり、シミュレーション結果との誤差は 5.88%である。また、図 3.7 より得られた境界条件と実際の境界条件との銅損の誤差は 1 W 以下である。よって、図 3.7 の境界条件は方形波のような高調波を含む負荷に対しても有効であるといえる。

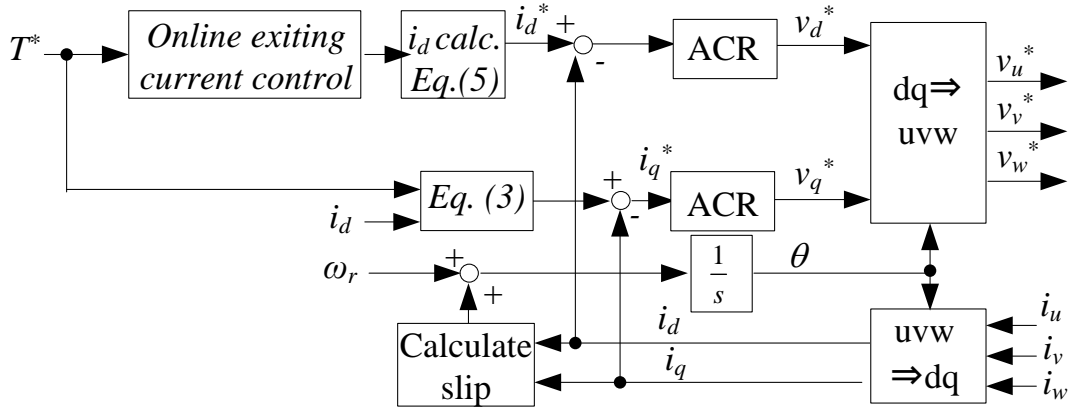


図 3.9 高効率制御のブロック図

表 3.1 3.7 kW 誘導電動機のパラメータ

Parameter	Value
Poles	4
Rated power	3.7 kW
Rated voltage	188 V
Rated current	18.0 A
Rated speed	1500 r/min
Primary resistance R_1	0.414 Ω
Secondary resistance R_2	0.423 Ω
Primary leakage inductance l_1	1.24 mH
Secondary leakage inductance l_2	1.24 mH
Mutual inductance M	34.3 mH
Time constant τ_2	0.528 sec

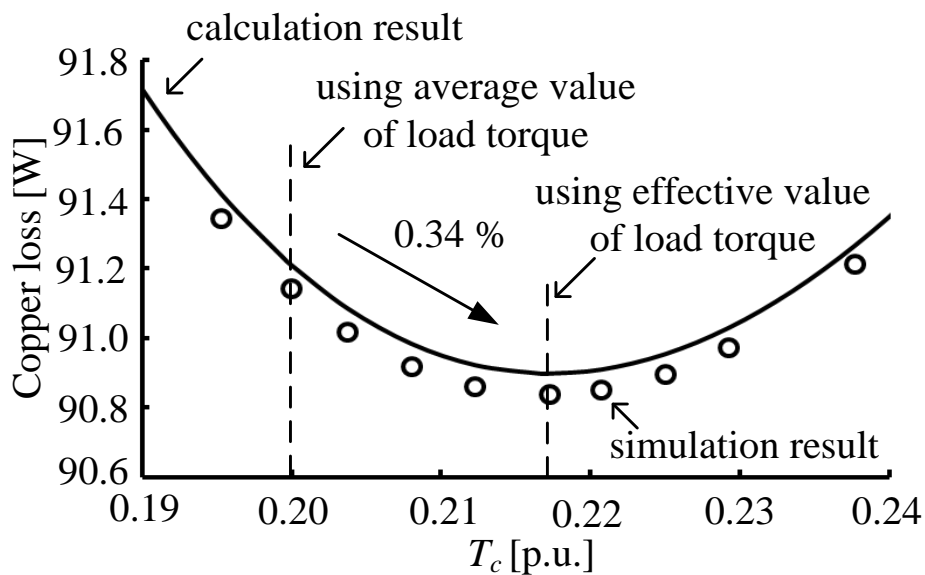


図 3.10 周期的変動負荷にもとづく励磁電流一定制御による高効率制御の銅損

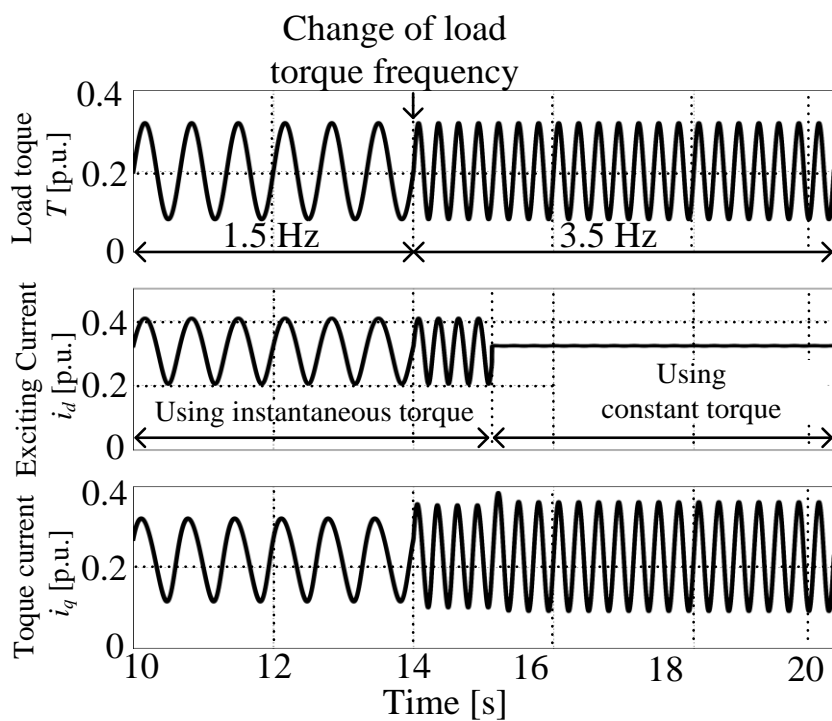


図 3.11 オンライン励磁電流制御のシミュレーション結果

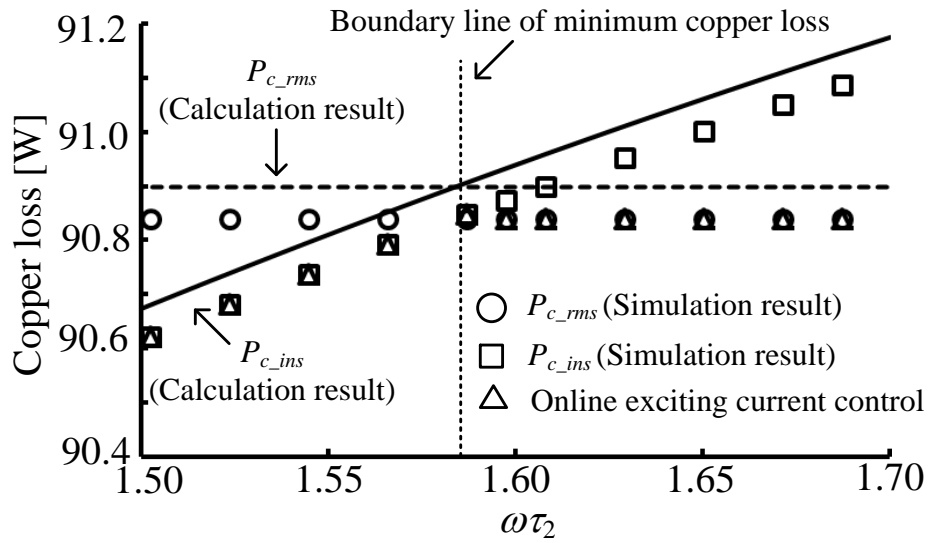


図 3.12 計算結果とシミュレーション結果の比較

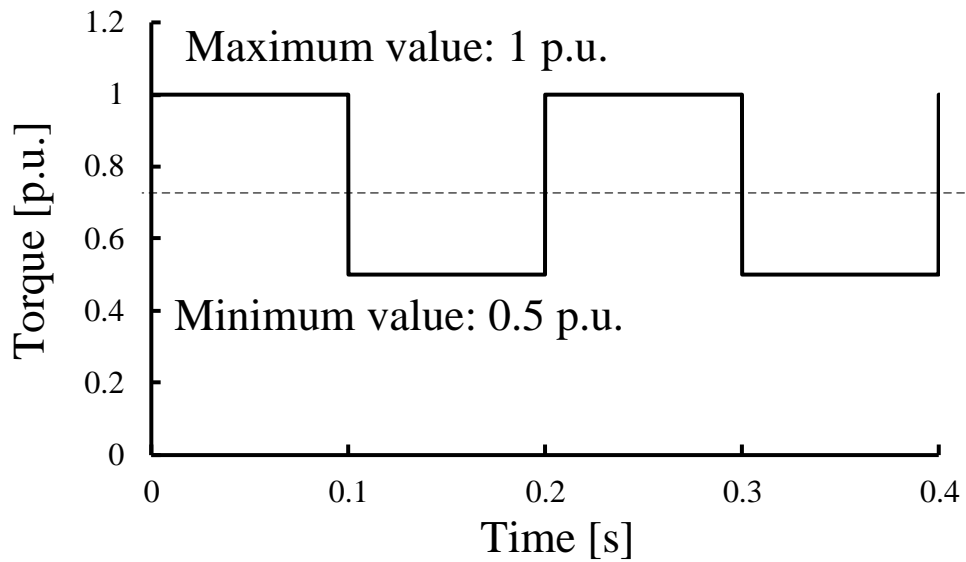


図 3.13 シミュレーションで使用する方形波負荷

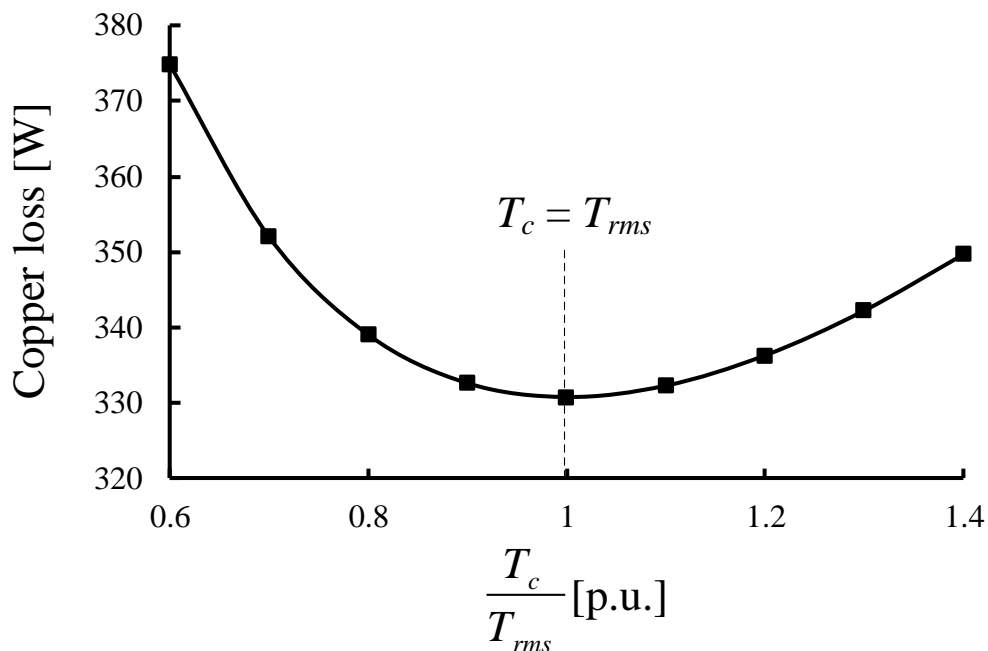


図 3.14 方負荷変動を方形波にした場合のシミュレーション結果

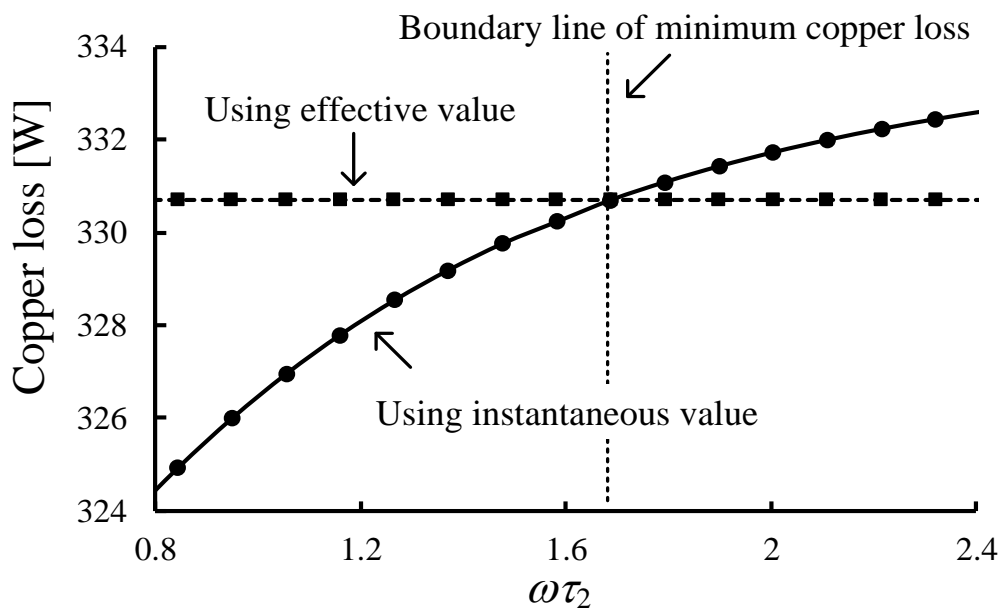


図 3.15 方形波負荷の一定トルクを用いた場合と瞬時トルクを用いた場合の銅損

3.5 実験結果

図 3.16 に実機検証に用いたシステムの概要図を示す。誘導電動機は 2 レベルインバータで駆動され、インバータのスイッチング周波数は 10kHz である。誘導電動機のパラメータはシミュレーションの値と同様である。シミュレーションと同様に、供試側の速度制御を無視し、銅損の式の妥当性を検討するため、供試側電動機でトルク制御、負荷側電動機で速度制御を行う。また、トルク指令値には図 3.2 に示した周期的変動負荷を加えている。

図 3.17 に銅損の測定結果を示す。図 3.12 のシミュレーションと同様に、負荷特性は $a = 0.6$ である。シミュレーション結果と同様に、瞬時トルクを用いた場合の銅損 P_{c_ins} は負荷の変動周波数に依存するため、右肩上がりの波形となる。一方、トルクの実効値を用いた高効率制御では、負荷の変動周波数によらず銅損は一定となる。また、励磁電流オンライン制御を導入することで、銅損最小となるようにトルクが切り替わることが確認できる。計算結果から得られた銅損の境界と実験で得た銅損の境界の誤差は 6.7% である。

図 3.18 に銅損が最小となる境界の計算結果と実験結果の比較を示す。縦軸は図 3.7 と同様に負荷変動の角周波数 ω と誘導電動機の二次時定数 τ_2 の積である $\omega\tau_2$ を示しており、 $\omega\tau_2 = 1$ は負荷変動周期が誘導電動機の二次時定数に等しいことを表し、 $\omega\tau_2 = 1$ をこえると負荷変動周期が誘導電動機の二次時定数以上であることを表している。 $a = 0.2, 0.4, 0.6, 0.8$ の 4 種類のトルク振幅について実験を行った。計算結果と実験結果の比較を行った結果、 $a = 0.8$ のときに誤差が 7.3% で一致し、全体では誤差 7.3% 以内で一致することを確認した。

図 3.19 に図 3.18 中の A 点 ($a = 0.2, \omega\tau_2 = 1.1$) での電動機速度、励磁電流、トルク電流、U 相電流波形を示す。(a) は瞬時トルクを用いた高効率制御であり、(b) はトルクの実効値を用いた高効率制御の実験結果である。瞬時トルクを用いた場合では、励磁電流がトルクに応じて変化していることがわかる。図 3.18 中の A 点では、誘導電動機の二次時定数に対してトルクの変動周期が 1.1 倍である。この条件では、励磁電流をトルクに応じて変化させても、二次磁束の変化が励磁電流の変化に追従する。そのため、A 点では、図 3.19(a) に示すように励磁電流はトルク電流とほぼ同位相であることがわかる。この時の銅損は 86.8 W である。一方、トルクの実効値を用いた場合では、励磁電流は一定となる。この時、銅損は 87.9 W である。このように、励磁電流の変化に対して二次磁束が追従する範囲では、瞬時トルクを用いた高効率制御の方が銅損を低減できる。

図 3.20 に図 3.18 中の B 点 ($a = 0.2, \omega_2 = 2.6$)での電動機速度, 励磁電流, トルク電流, U 相電流波形を示す。A 点に比べ, 瞬時トルクを用いた場合の励磁電流の位相とトルク電流の位相がずれる。これは, トルクの変動周波数が, 誘導電動機二次時定数の 2 倍以上となり磁束の変化が追い付かなくなるためである。この時, 瞬時トルクを用いた場合での銅損は 88.7 W, トルクの実効値を用いた場合での銅損が 88.1W である。A 点と B 点の損失を比較すると, ω_2 を増加させることで瞬時値を用いた場合では銅損が増加することがわかる。また, この条件では瞬時トルクを用いた制御の銅損の方が実効値を用いた制御の銅損に比べ大きくなる境界の部分での測定している。そのため, 損失低減は低い。しかし, 負荷の変動周期がより早くなるにつれて, 提案法での損失低減効果は高くなる。

図 3.21 に図 3.18 中の C 点 ($a = 0.8, \omega_2 = 2.6$)での電動機速度, 励磁電流, トルク電流, U 相電流波形を示す。C 点ではトルクの変動周期が, 誘導電動機二次時定数の 2 倍以上である。さらに, B 点に比べ, トルク平均値に対するトルク振幅の比である a が増加している。そのため, B 点に比べると瞬時トルクを用いた高効率制御では過渡的なトルク電流が増える。

以上のことから, 図 3.15 に示すように, B 点に比べ C 点の方が励磁電流をトルクに応じて変化させて制御すると銅損を小さくできる範囲は狭まり, 励磁電流を一定に制御することで銅損を小さくできる範囲は広がる。

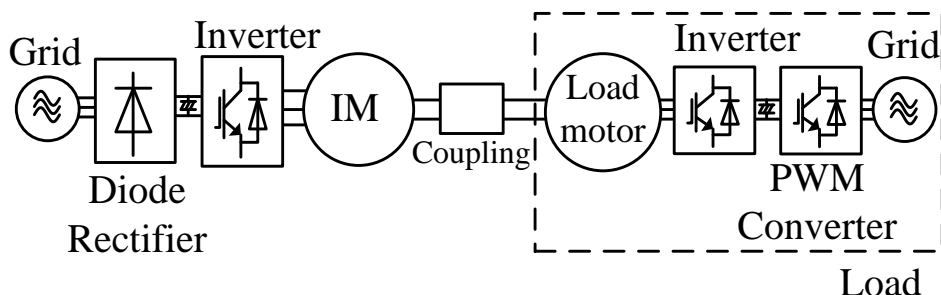


図 3.16 実機検証に用いたシステムの概要図

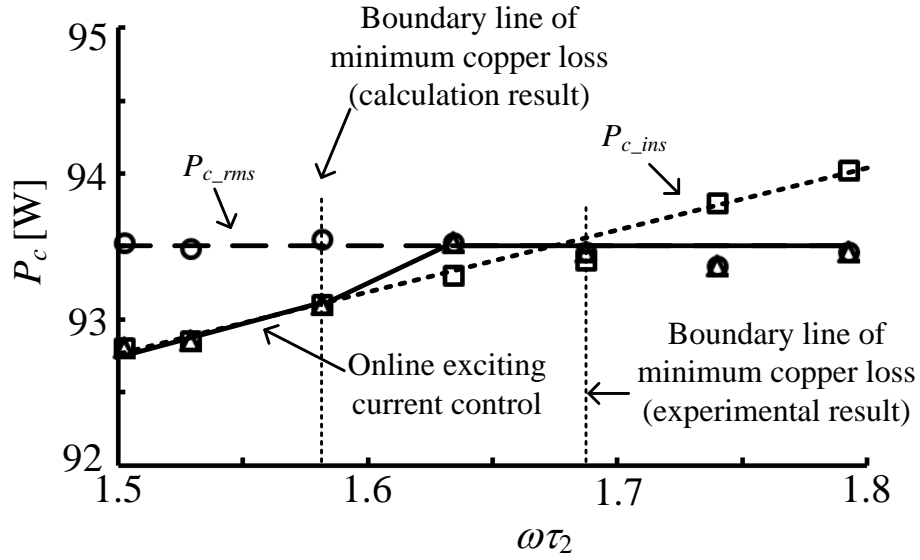


図 3.17 銅損測定結果

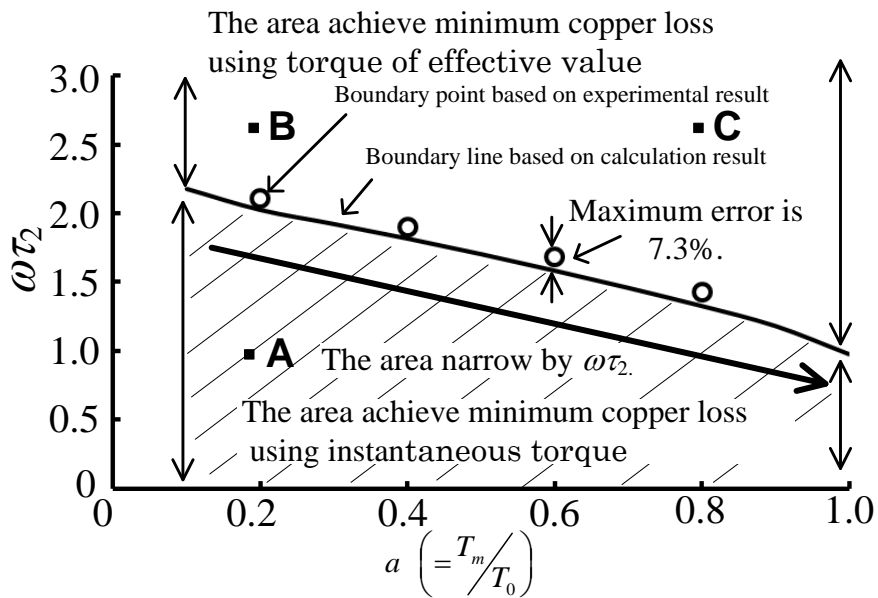
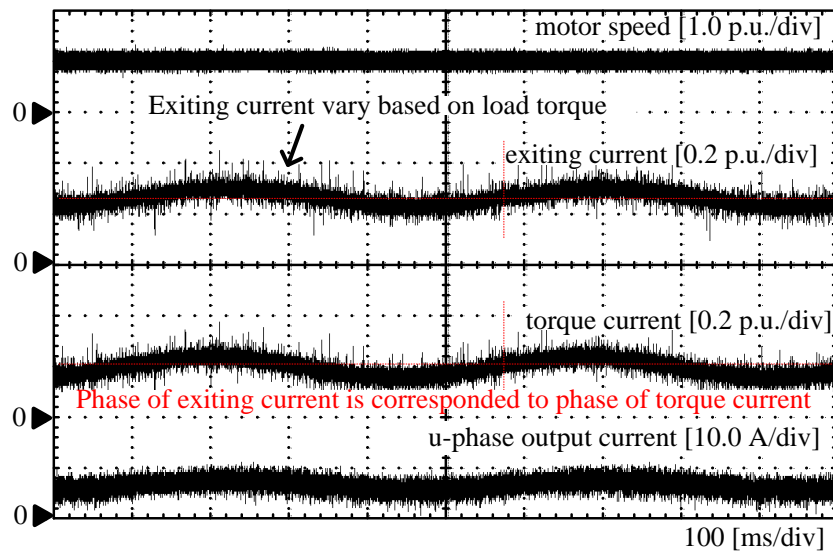
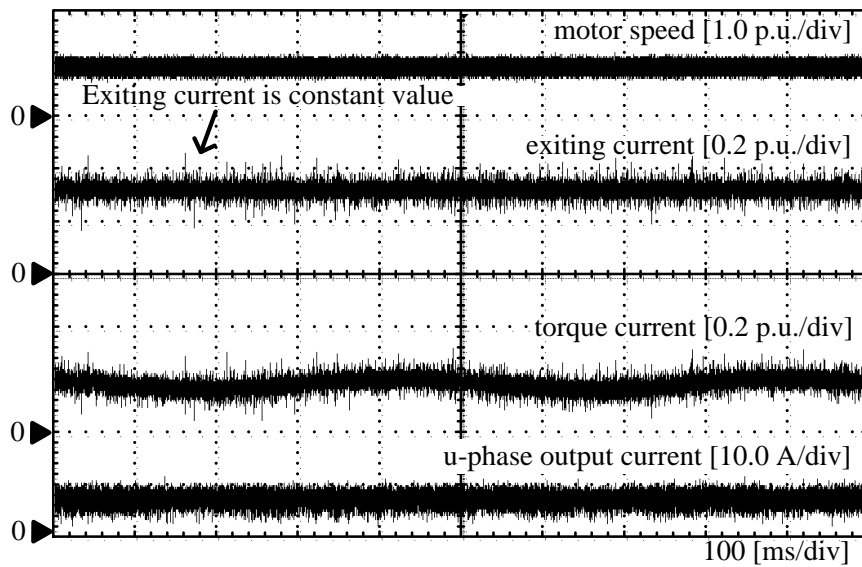


図 3.18 銅損が最小となる境界の計算結果と実験結果の比較

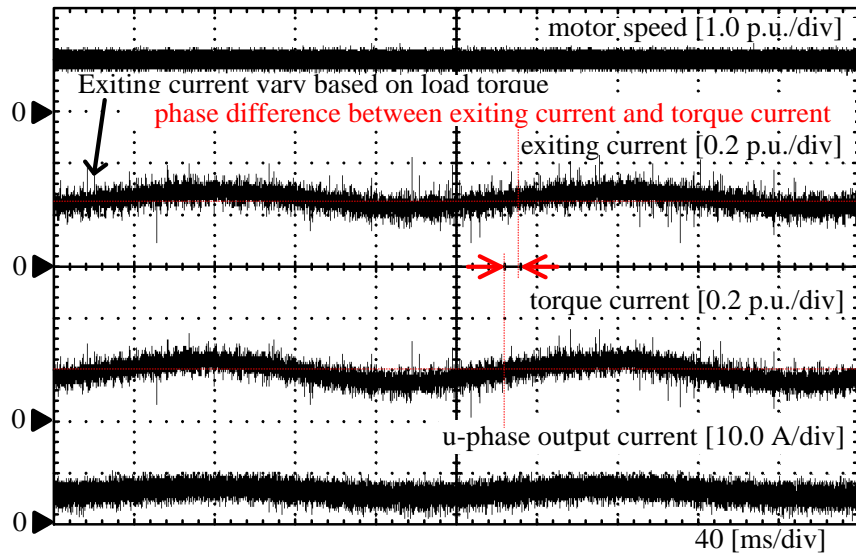


(a) 瞬時トルクを用いた高効率制御

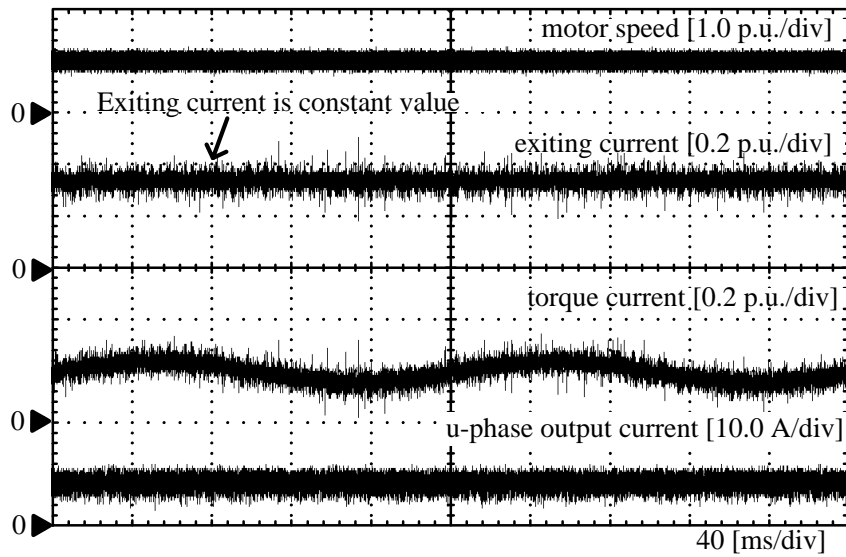


(b) トルク実効値を用いた高効率制御

図 3.19 A 点 ($a = 0.2, \omega\tau_2 = 1.1$)での動作波形

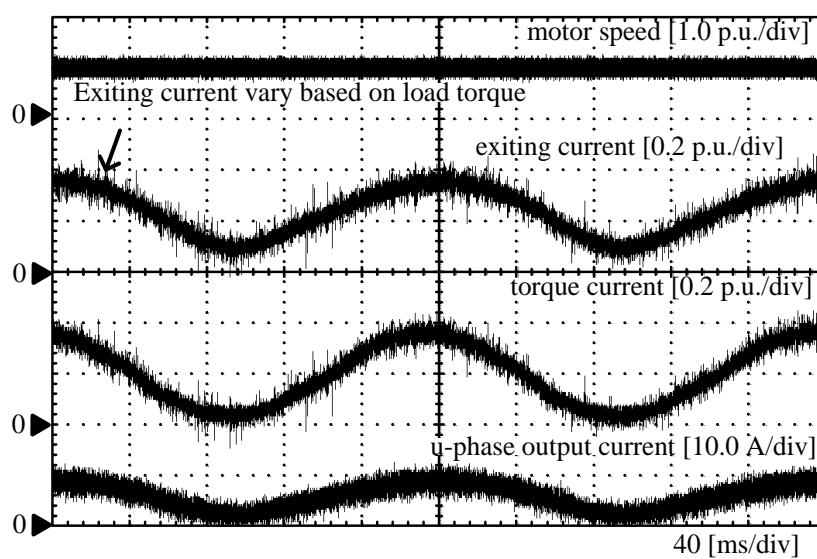


(a) 瞬時トルクを用いた高効率制御

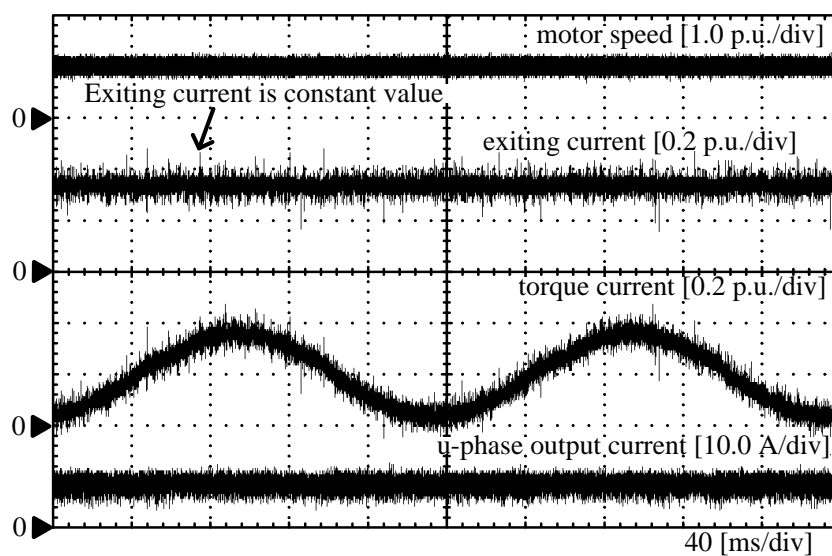


(b) トルク実効値を用いた高効率制御

図 3.20 B 点 ($a = 0.2, \omega\tau_2 = 2.6$)での動作波形



(a) 瞬時トルクを用いた高効率制御



(b) トルク実効値を用いた高効率制御

図 3.21 C 点 ($a = 0.8, \omega_2 = 2.6$)での動作波形

3.6 結論

本章では、周期的負荷変動をもつ誘導電動機の銅損最小化制御を実現するために、負荷変動周期と誘導電動機の二次時定数の関係から銅損が最小となる等価抵抗設計に基づく励磁電流制御を提案し、その有用性を実験で実証した。以下に、本章で得た結果を記す。

- 1) 瞬時値を用いた高効率制御の銅損と一定値を用いた銅損の式を導出し、瞬時値を用いた高効率制御では等価銅損抵抗が周波数特性を持つことを示した。また、一定値を用いた高効率制御では、トルク実効値を用いることで銅損が最小となり、平均トルクを用いた場合に比べ銅損を低減できることを明らかにした。
- 2) 周期的な負荷変動に応じて瞬時トルクを用いた励磁電流制御時の銅損を導出し、負荷変動周期によって銅損が変化することを示した。その結果、銅損についての関数が負荷変動周期に対して交点をもつことを示し、励磁電流一定制御をする場合と比べ瞬時トルクを用いた励磁電流制御時の方が銅損を小さくできる境界を明らかにした。
- 3) 計算結果と実験結果を比較し、誤差 7.3 % 以内となることから、理論式の有用性を示した。銅損の導出結果から、周期的負荷変動に応じて銅損を最小化するためには、銅損を小さくできる境界に基づき、変動周期や振幅により励磁電流指令演算に用いるトルクを瞬時値から一定値に切り替える必要があることを示した。
- 4) オンライン励磁電流制御を行うことで、負荷トルクに応じて銅損を最小にできる制御法を提案した。
- 5) 実験により、銅損最小となるように励磁電流が切り替わることが確認し、計算結果から得られた銅損の境界と実験で得た銅損の境界の誤差は 6.7% であることから、境界条件の有用性を明らかにし、オンライン励磁電流制御を行うことで負荷変動に応じて銅損が最小にできることを実験で確認した。

参考文献

- (1) 松瀬貢規・谷口正太郎・吉住龍也・並木一茂：「鉄損を考慮した速度センサレスベクトル制御誘導電動機の高効率制御」電学論 D, Vol. 121, No. 8, pp.869-878 (2001)
- (2) 伊東淳一・田島宏一・大沢博：「三相 V 結線交流チョップを用いた誘導電動機駆動システム」電学論 D, Vol. 123, No. 3, pp.271-277 (2003)
- (3) A. Mesemanolis, C. Mademlis, I. Kioskeridis “High-Efficiency Control for a Wind Energy Conversion System with Induction Generator,” IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 27, no. 4, pp. 958-966, (2012)
- (4) J. O. Estima, A. J. Marques Cardoso: ” Efficiency Analysis of Drive Train Topologies Applied to Electric/Hybrid Vehicles”, IEEE Trans. Vehicular Technology, Vol. 61, No. 3, pp.1021-1031 (2012)
- (5) 杉本 慎治・小村 昭義・木村 守・西濱 和雄・小池 正敏・増田 誠吉：「ロバスト感度解析を用いた誘導電動機の時間・空間高調波損失低減に関する検討」電学論 D, Vol. 135, No. 10, pp. 993-998 (2015)
- (6) 町屋 孟・芳賀 仁・近藤 正示：「キャパシタを直流部に用いたデュアルインバータ駆動オープン巻線誘導機の高効率駆動法」電学論 D, Vol. 135, No. 1, pp. 10-18 (2015)
- (7) 岡田直也・井上馨・加藤利次：「損失マップを用いた誘導電動機の省エネルギー駆動のための最適軌道の導出 -最適二次磁束軌道を考慮した場合-」電気学会半導体電力変換モータドライブ合同研究会資料 , SPC-14-008, MD-14-008 (2014)

第4章

高効率な高トルク駆動システムの開発と 織機駆動システムへの適用

4.1 緒論

第2章では、電動機に流すことができる電流はインバータの直流電圧と電動機のインピーダンスによって決定するため、高トルク駆動を実現するために大電流を流すにはインバータの出力電圧を増加させなくてはならないことを述べた。また、昇圧チョップなどの追加回路で直流電圧を昇圧するシステムを適用することで高トルク駆動が可能であるが、半導体スイッチの導通損によってシステムの効率が悪化するといった問題があることを述べた。この問題を解決するために、電動機1相あたりの抵抗を等価抵抗とし、電動機加速時に等価抵抗を小さくなるようにシステムを設計することで加速時の機械時定数を下げる高トルク駆動システムを提案し、トルクが増加する原理を示した。

図4.1に加速時間を短縮させる等価抵抗設計の特徴を示す。まず等価抵抗設計に必要な加速時のトルクと突入電流の関係について説明する。従来の電動機駆動システムでは、Y結線で電動機を始動することが一般的であり、巻線切替えは突入電流抑制の観点から、始動時にY結線とし、定常時に Δ 結線とされている⁽¹⁾。このため、インバータの直流電圧と電動機のインピーダンスによって決定する始動電流以上で始動トルクを発生させることができず、接続される負荷の慣性モーメントや負荷トルク変動の大きさによっては慣性モーメントや負荷変動が小さい場合に比べ高トルク駆動性能をロバスト化することができなくな

第4章

高効率な高トルク駆動システムの開発と織機駆動システムへの適用

るといった問題がある。この問題を解決するため、本研究では巻線切り替えによって等価抵抗を低減させるシステムを適用することで機械時定数を短くし、高トルク駆動性能のロボスタ化を図る。また、巻線切替器とインバータを組み合わせたシステムを適用することで、直入れ運転に比べ突入電流を抑制し、直入れ運転並みの始動トルクを実現する。さらに、定常運転時は第3章に示した高効率制御を適用することで定常運転時の高効率化を図る。

本章では、織機を駆動する電動機に一次側巻線が開放されているオープン巻線の誘導電動機⁽²⁾⁽³⁾を適用し、さらにインバータとデルタ-スター(Δ -Y)切替器を直列に接続した織機駆動用センサレスベクトル制御システムを提案する。本システムでは、直流電圧を昇圧するのではなく、始動時は Δ 結線にすることにより、機械時定数を短くする。そして始動後、定格速度に達した後にY結線に切り替える。提案法では Δ -Yの切り替えはマグネティックコンタクタ(MC)で行うため、定常運転時の損失はほぼゼロにできる。コストもMCを追加するだけであり、安価に実現できる。

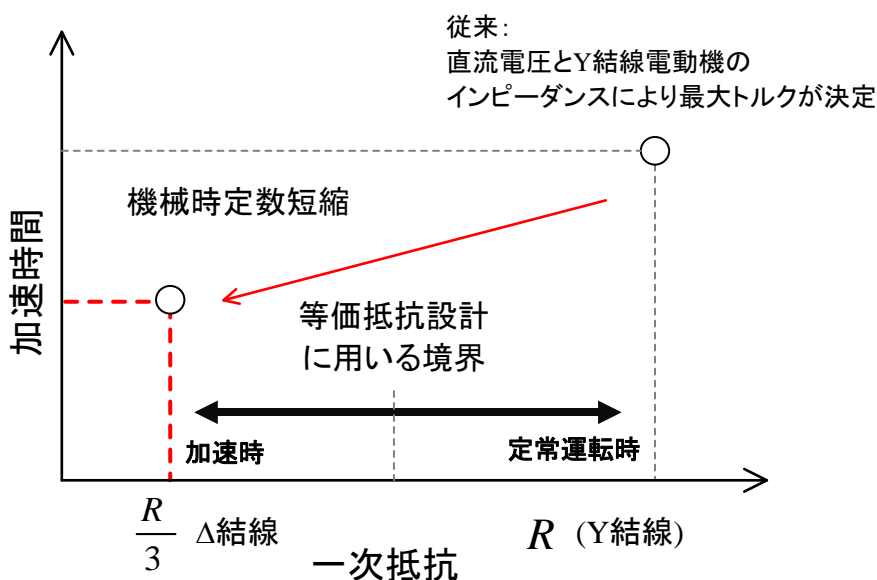


図 4.1 加速時間を短縮させる等価抵抗設計の特徴

4.2 等価抵抗と誘導電動機駆動システムの高トルク駆動

第1章でも述べたように、始動トルクと始動電流の間にはトレードオフの関係があり、始動時の電流増加は始動時の銅損増加の要因となる。このため、従来の方式では高トルク駆動を実現するために効率を犠牲にする必要がある。本節では、効率を犠牲にすることなく、負荷トルクの変動や慣性モーメントの変化に対して始動特性をロバスト化できるシステムを検討する。

4.2.1 等価抵抗低減による誘導電動機の高トルク駆動

(1) 従来の始動方式

かご形誘導電動機は丈夫で、運転操作の簡単なことが特徴である。誘導電動機の始動方法の最も簡単な方法は、停止している誘導電動機に、定格電圧をじかに加える方法(直入れ始動)である。一方、誘導電動機の容量が大きくなると、全電圧始動による突入電流が大きくなることで、誘導電動機が焼損する可能性がある。その場合行われるのが Y- Δ 始動法である⁽¹⁾。

図4.2に切替器と誘導電動機の接続図を示し、表4.1に Y- Δ 始動法と Δ -Y 始動法の比較を示す。ここで、 $V_{n\Delta}$ 、 $I_{n\Delta}$ 、 $T_{n\Delta}$ はそれぞれ、定常運転時の結線が Δ 結線である場合の定格電圧、定格電流、定格トルクであり、 V_{nY} 、 I_{nY} 、 T_{nY} はそれぞれ、定常運転時の結線が Y 結線である場合の定格電圧、定格電流、定格トルクである。Y- Δ 始動法は、一次側巻線が開放されているオープン巻線誘導電動機を用い、始動時に MC_Y をオン、MC_ Δ をオフとすることで電動機の一次巻線を Y 結線に接続する。電動機が定格速度まで加速した時に MC_Y をオフ、MC_ Δ オンし、 Δ 結線に接続を切り替える。この方法では、始動時、一次側各相の巻線に定格電圧 V_n の $1/\sqrt{3}$ 倍の電圧が印加される。その結果、突入電流は、全電圧始動をした場合の $1/3$ になる。しかし、トルクは電圧の 2 乗に比例するため、始動トルクもまた $1/3$ に減少する。

(2) 等価抵抗低減による機械時定数の低減

誘導電動機を高トルク駆動させる際は、大きな始動トルクが必要となる。しかし、Y- Δ 始動法では十分な始動トルクが得られない。そこで、等価抵抗設計に基づく Δ -Y 始動法に

第4章

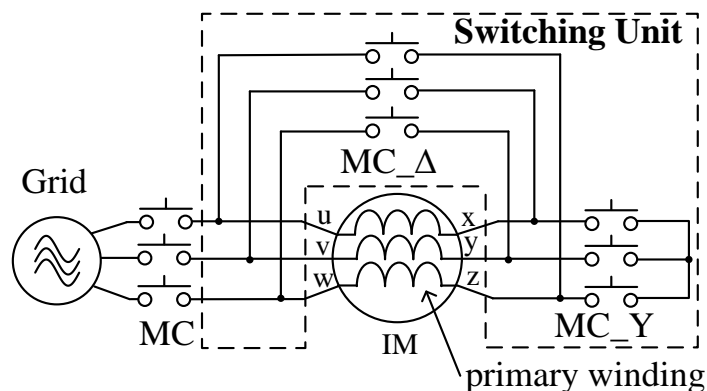
高効率な高トルク駆動システムの開発と織機駆動システムへの適用

よる誘導電動機駆動システムの高トルク駆動を提案する。機械時定数 τ_M は(4.1)式で表される。

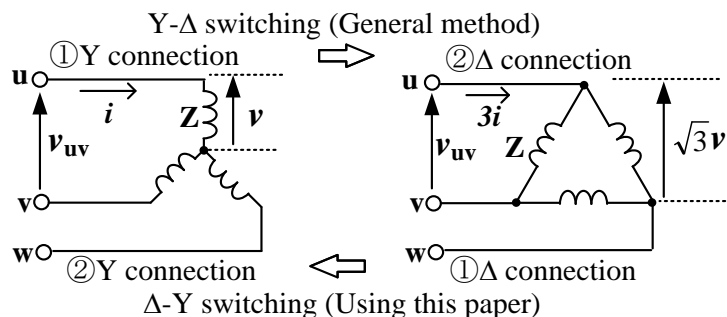
$$\tau_M = \frac{JR_1}{K_T K_E} \dots\dots\dots(4.1)$$

ただし、 J は慣性モーメント、 K_T はトルク定数、 K_E は誘起電圧定数である。

巻線抵抗が 1/3 となると機械時定数は 1/3 となるため、磁気飽和がないとすれば Δ 結線時の始動トルクは定常運転時の定格トルクに比べ3倍に増加し、高トルク駆動が可能となる。 Δ -Y 始動法では、一次側各相の巻線抵抗 R_l を等価的に 1/3 とするために、始動時に MC_Δ をオン、MC_Y をオフとすることで電動機の一次巻線を Δ 結線に接続する。電動機が定格速度まで加速した後、MC_Δをオフ、MC_Y をオンし、Y 結線に接続を切り替える。



(a) Connection diagram of a switching unit



(b) Switching methods of Y-Δ switching and Δ-Y switching

図 4.2 切替器と誘導電動機の接続図

表 4.1 Y-Δ始動法とΔ-Y 始動法の比較

	Change of wiring connection	Voltage of primary wiring in start-up mode	Rush current	Starting torque	Application	Purpose of using this method
Y-Δ switching method (General method)	Change from Y to Δ	$\frac{V_{n-\Delta}}{\sqrt{3}}$	$\frac{I_{n-\Delta}}{3}$	$\frac{T_{n-\Delta}}{3}$	Large capacity induction motors	Suppression of the rush current in order to prevent burnout of the induction motor.
Δ-Y switching method (Using this paper)	Change from Δ to Y	$\sqrt{3} V_{n-Y}$	$3I_{n-Y}$	$3T_{n-Y}$	Weaving machines	Increase of the rush current and starting torque in order to prevent any deficiencies due to lower acceleration of start up mode. (Note that, there is little possibility of burnout of the induction motor in start up mode of weaving machine. Because the time of current flowing is shorter than another applications due to the start-up time is several one hundred millisecond.)

4.2.2 高効率な高トルク駆動システム

図 4.3 にインバータと切替器を直列に接続した電動機駆動システムを示す。インバータ後段に、切替器を接続する。本システムでは、直流電圧を昇圧するのではなく、始動時は Δ 結線にすることにより、各相の巻線抵抗値を等価的に $1/3$ にすることで、高トルク駆動性能を負荷条件によらずロバスト化する。電動機が目標速度になった後も Δ 結線で駆動を続けると、電流の増加によって運転効率が悪化する。そこで、目標時間に達した時刻を境界とし、始動後、目標速度に達した後に Y 結線に切り替える。電動機速度が目標速度まで達した時、巻線を Y 結線に切り替えると同時に励磁電流を絞って高効率運転をすることで定常運転時の損失を低減する。このシステムでは巻線の切り替えを 2 つの MC で構成するため、昇圧回路に比べ低コストでシステムを構成することが可能である。さらに、切替器による結線の切り替えは機械スイッチにより行うため、導通損失はほぼゼロとみなせる。

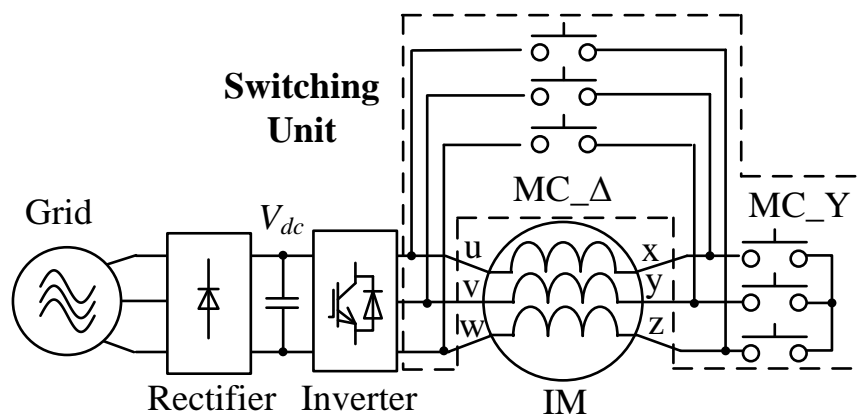


図 4.3 インバータと切替器を直列に接続した電動機駆動システム

4.3 織機システムへの適用

4.3.1 織機駆動システムの特徴

本論文では、提案する高トルク駆動の有用性を確認するため、誘導電動機始動時に大きな始動トルクを必要とする実際の織機を用いた評価を行う。織機は始動時に横糸を編むために十分なトルクを出力できないと停止段⁽⁴⁾と言われる織むらが生じ、織物の品質の低下を招くため、高トルク駆動が必要である。また、始動時から大きな負荷トルクが投入されるといった特徴をもつ。さらに、織機は運転時間が長いことから、ランニングコストを下げるため、高効率化が重要である。本章では織機システムの構成や負荷特性、高効率化のための制御方式を示す。

図 4.4 にインバータ運転における織機の接続図を示す。誘導電動機と織機にプーリを接続し、V ベルトを介して誘導電動機からの動力を織機へ伝達する。速度センサは負荷側に取り付けられているため、電動機の数値に、プーリとベルトによるすべりを含んだ速度 ω_{r_det} をフィードバックすることになる。特に織機の場合、負荷トルクが早い周期で変動するため、常時ベルトがすべった状態になり、過渡的な角度誤差だけでなく、電動機と負荷の間で定常的に速度が異なる。この結果、負荷速度を用いてベクトル制御を行っても、制御器の座標軸と電動機の座標軸にずれが生じ、所望の運転性能が得られない。したがって、織機をベクトル制御運転する場合、所望の運転性能を得るためには、電動機の数値を直接検出するか、センサレスベクトル制御を適用する必要がある。

図 4.5 に本論文で取り扱う織機(JW-832C)の外観を示す。プーリ比は、誘導電動機：織機 = 81 : 186 の比率になっている。使用している誘導電動機の定格速度は 1415 r/min であり、プーリ比と誘導電動機の定格速度から、織機の定格速度は 653 r/min となる。

図 4.6 に織機を運転した時の負荷特性を示す。織機に掛かる負荷トルクは周期的に変動し、最大負荷トルクは定格トルクの約 1.5 倍、回生トルクも 50%程度印加される。また、プーリ 1 回転に 2 回カムを操作するためおよそ 100 ms 周期で負荷が変動する。このような負荷が誘導電動機の始動時から投入されるため、大きな始動トルクが必要となる。

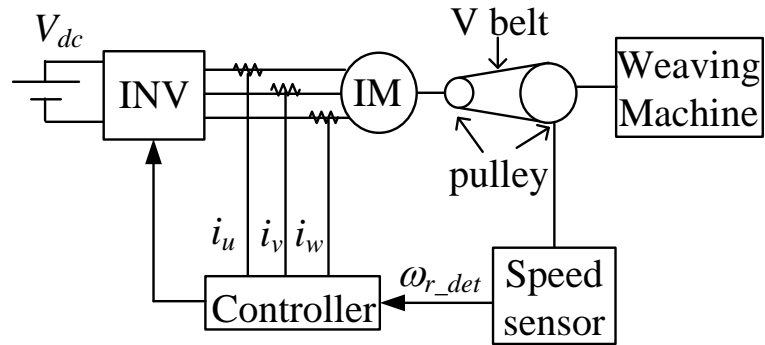


図 4.4 インバータ運転における織機の接続図

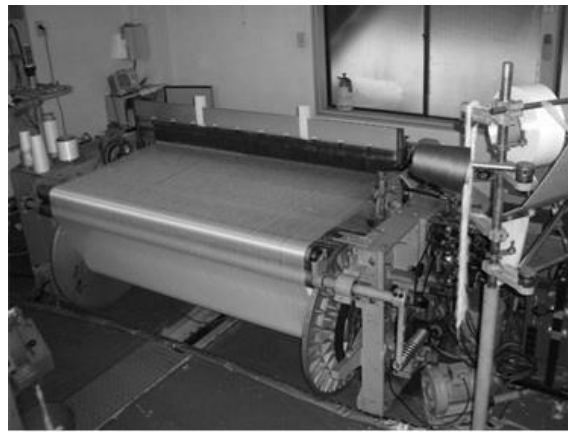


図 4.5 織機(JW-832C)の外観

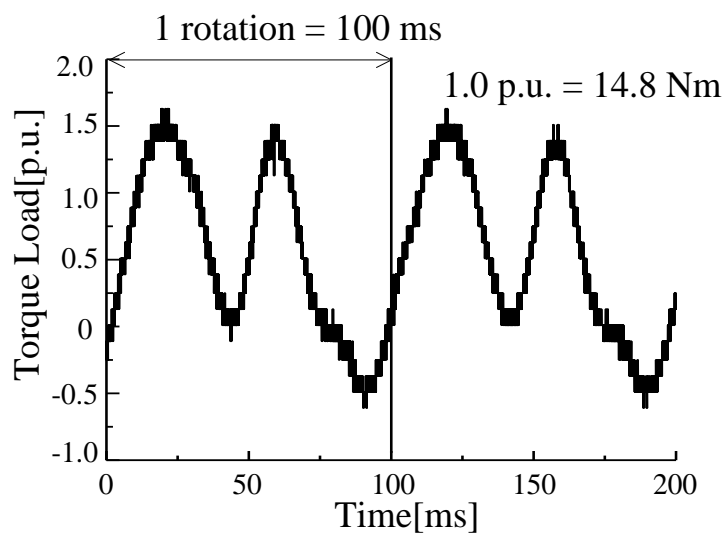


図 4.6 織機を運転した時の負荷特性

4.3.2 Δ-Y 切替時のベクトル制御

Δ-Y 切替時、MC_Δと MC_Y を同時にオンにすると電動機が短絡され、インバータの出力が短絡する。そこで、インバータの出力短絡を回避するために、Δ-Y 切替時は MC_Δと MC_Y が両方オフするデッドタイム期間を設ける。MC_Δと MC_Y が両方オフする期間に電動機一次側電流はゼロとなる。一次側電流がゼロとなるため、Δ-Y 切替時はフリーラン状態から誘導電動機を再始動しなければならない。誘導電動機は再始動するとき、磁束ベクトルの回転速度および位置(角度)が不明であるため、突入電流が発生する可能性がある。この結果、負荷に対して不要なショックを与えたり、インバータの保護機能が働いてインバータが停止したりする恐れがある。織機の場合、負荷に対してショックが加わると、糸が切れる可能性がある。そこで、突入電流を抑制するため、ハイゲインに設定された電流制御系により突入電流の抑制を行う。電流制御系の応答周波数はシミュレーションにて 600Hz に設定した。

ここで、本提案システムの制御応答を汎用インバータと比較する。富士電機株式会社製の汎用インバータ「FRENIC5000VG7S」の電流応答は 800Hz である⁽⁵⁾。このことから、本提案システムの制御応答は汎用インバータと同等である。

本方式を慣性モーメントが小さい用途に適用した場合、再始動時に時に速度変動が大きくなる可能性がある。そこで、速度変動に対する慣性モーメントの制約条件を求める。電動機の色度と慣性モーメントの関係は(4.2)式により表される。

$$\omega_r = \frac{1}{J} \int T dt \dots\dots\dots(4.2)$$

ここで、 ω_r は電動機の色度、 J は慣性モーメント、 T はトルクである。(4.2)式を J について解くことで、慣性モーメントの制約条件は(4.3)式となる。

$$J > \frac{\Delta t}{\Delta \omega} T \dots\dots\dots(4.32)$$

ここで、 Δt は巻線の切替時間、 $\Delta \omega$ は速度変動幅である。以上のことから、本方式は、(4.3)式を満足する慣性モーメントをもつ負荷に有効である。

表 4.2 に無負荷試験と拘束試験によって求めた電動機パラメータを示し、図 4.7 に T 形等価回路の Y 接続時の電動機パラメータと Δ 接続時の電動機パラメータを示す。ベクトル

第4章

高効率な高トルク駆動システムの開発と織機駆動システムへの適用

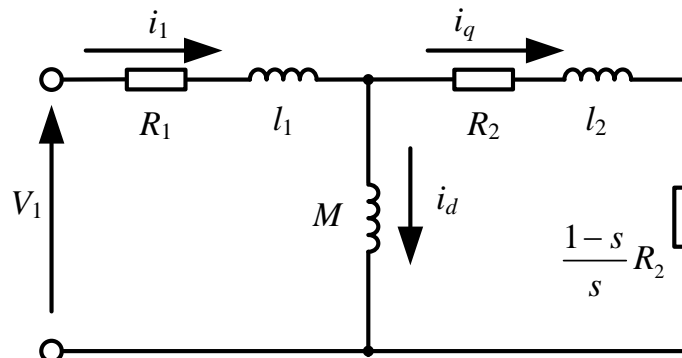
制御のゲイン設計を行う際、1相当りの電動機パラメータを知る必要がある。一次側巻線が Δ 結線で接続されている誘導電動機では1相当りの電動機パラメータを直接測定することはできない。そこで、無負荷試験と拘束試験の結果から得られたパラメータを Δ -Y変換し、スター結線に換算することで、1相当りの電動機パラメータを求めることができる。無負荷試験と拘束試験の結果から、 Δ 接続時の電動機側の端子からみた電動機パラメータはY接続時の3分の1となる。この電動機パラメータを用いることでベクトル制御のゲイン設計を行うことができる。

4.3.3 織機駆動システムに適した高効率制御

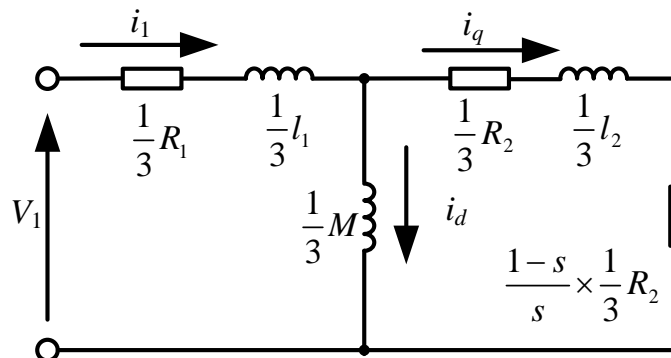
織機では負荷トルクが周期的に変動し、負荷トルクの変動角周波数は誘導電動機の二次時定数よりも早く変化する。このため、負荷トルクの瞬時値を用いた銅損最小制御を行うと、第3章に示したように電流の過渡現象による損失が増加する。また、織機は一定速で駆動させるため、運転中に負荷トルクの変動周期は変化せず、常に重負荷領域で駆動される。そこで、第3章に示す「周期的変動負荷にもとづく励磁電流一定制御による銅損最小化制御」を用いて励磁電流を制御する。図4.6に示す織機駆動システムの特性は、トルク振幅とトルク平均値の比 a が1.0、変動角周波数と二次時定数の積 $\omega\tau_2$ が4.0であるため、第3章に示した図3.15より、一定トルクを用いた方が高効率となる。

表 4.2 無負荷試験と拘束試験によって求めた電動機パラメータ

Parameter	Star connection	Delta connection
Secondary resistance R_2	2.44 Ω	0.822 Ω
Leakage inductance $l_1 + l_2$	15.8 mH	5.14 mH
Mutual inductance M	214 mH	76.3 mH



(a) T-type steady state equivalent circuit of Y connection



(b) T-type steady state equivalent circuit of Δ connection

図 4.7 T 形等価回路の Y 接続時の電動機パラメータと Δ 接続時の電動機パラメータ

4.3.4 センサレスベクトル制御による高効率化

織機を構成するうえで速度センサは、負荷側に取り付けられる。織機の検出速度は電動機に速度にプーリとベルトによるすべりを含んだ速度をコントローラにフィードバックすることになる。そのため、誘導電動機のすべりを所望の値に制御できず、制御性能が悪化し、織機駆動システムの運転効率が悪化する。そこで、本論文ではセンサレスベクトル制御にて誘導電動機を制御する⁽⁶⁾。

図 4.8 に本論文で用いる速度センサレス制御のブロック図を示し、図 4.9 に電動機の逆起電力 e 、磁束 ϕ のベクトル図を示す。ベクトル制御は誘導電動機の 2 次磁束を d 軸に一致させ、逆起電力を q 軸に一致させる。ここで採用したセンサレスベクトル制御方式は、 d 軸の逆起電力成分を推定し、ゼロに制御することにより、間接的に逆起電力を q 軸に一致させる⁽⁷⁾⁽⁸⁾。電動機軸の回転角を θ としたとき、電動機軸とコントローラ軸を一致させるために、コントローラ軸を回転させたときの回転角を θ' とする。 ω_1 は θ' の角周波数であり、ベクトル制御の 1 次角周波数である。また、 ω_1 は電動機の回転角速度 ω とすべり角周波数 ω_s の加算により、 ω_1 を演算すれば ω が推定できるため、電動機速度を推定することができる。

センサレスベクトル制御は電動機の dq 軸とコントローラの $d'q'$ 軸を一致させなくてはならない。両者の軸が一致している場合、 ω_1 は(4.4)式にて表せる。

$$\omega_1 = \frac{e}{\phi_{2d}} \dots\dots\dots(4.4)$$

ここで、 e は逆起電力、 ϕ_{2d} は 2 次側磁束である。しかし、電動機軸とコントローラ軸にずれが生じると、コントローラからみると、 d 軸に速度起電力 e_d が発生する。このとき、コントローラ上の d' 、 q' 軸の速度起電力は(4.5)、(4.6)式で表すことができる。そこで、 d 軸速度起電力 e_d がゼロとなるように角速度 ω_1 を調整することで、電動機とコントローラの制御軸を一致させる。調整則は(4.7)式にて表せる。

$$e_d = v_d - \left(R_1 + L_\sigma \frac{d}{dt} \right) i_d + \omega_1 L_\sigma i_q \dots\dots\dots(4.5)$$

$$e_q = v_q - \left(R_1 + L_\sigma \frac{d}{dt} \right) i_q - \omega_1 L_\sigma i_d \dots\dots\dots(4.6)$$

$$\omega_1 = \text{sgn}(e_q) \left[\frac{|e_q|}{\phi_{2d}} - K_{pem} \frac{\phi_{2d}^*}{\phi_{2n}} e_d \right] \dots\dots\dots(4.7)$$

ただし、 K_{pem} は軸ずれ補償ゲイン、 ϕ_{2n} は定格2次磁束である。

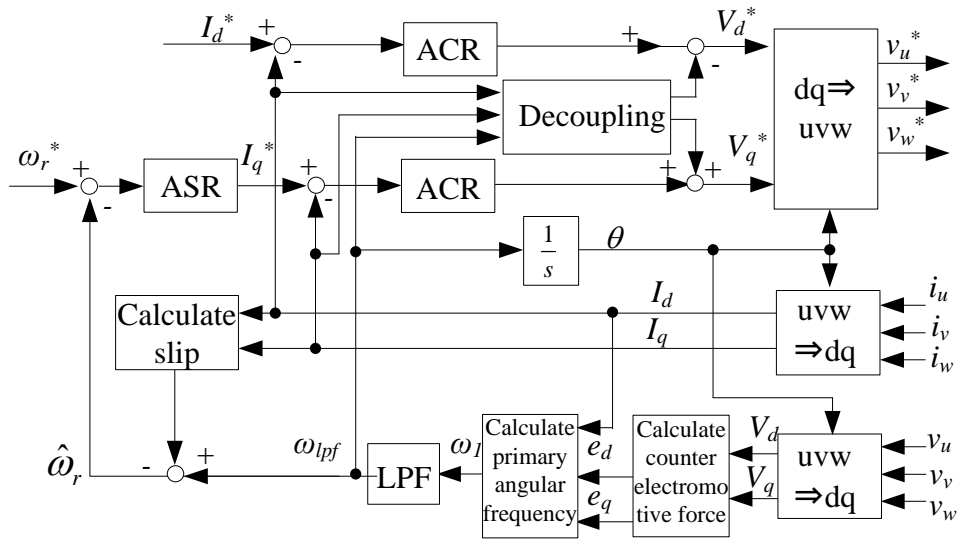


図 4.8 本論文で用いる速度センサレス制御のブロック図

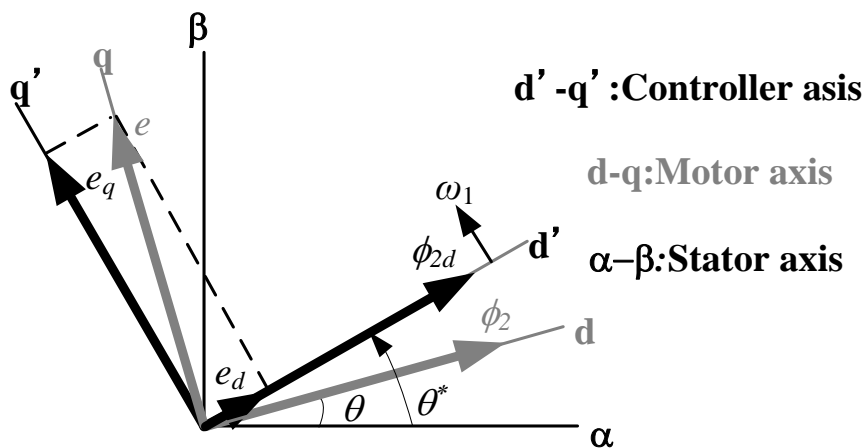


図 4.9 電動機の逆起電力 e 、磁束 ϕ_2 のベクトル図

4.4 始動時の素子のジャンクション温度解析

高トルク駆動を実現するためには、始動時に電動機に大きな電流を流す必要があるため、インバータのスイッチング素子に大きな電流が流れる。そこで、本節では始動時のジャンクション温度上昇 ΔT_j について熱解析を行い高トルク駆動時の半導体選定の指針を明らかにする。

図 4.10 にシミュレーションモデルを示し、表 4.3 に電動機パラメータを示す。シミュレーションモデルでは、誘導電動機の負荷トルクに図 4.6 に示した実際の織機のトルク特性を使用している。誘導電動機を駆動するための電圧形インバータは、スイッチング素子に IGBT を使用している。インバータのサンプリング周期は 100 μs 、キャリア周波数は 10 kHz であり、DC 電圧 560 V である。速度指令は始動時に 0 p.u. から 1 p.u. にステップ状に与える。

図 4.11 に突入電流のシミュレーション結果を示す。提案法では、織機の高トルク駆動を実現させるため、始動時に速度指令値をステップ状に変化させている。そのため、電圧指令値が方形波状となり、突入電流はひずむ。さらに、始動時に電動機へ 150A 以上の電流が流れる。150A 以上の電流が流れるのは始動時のみであり、これに合わせて素子を選定すると、インバータのコスト増加となる。

図 4.12 に始動時の熱解析結果を示す。ケース温度 80°C とした時の IGBT モジュール内の IGBT, FWD ひとつ当たりのジャンクション温度上昇 ΔT_j について過渡熱解析を行った。温度上昇 ΔT_j は、スイッチング 1 周期当たりの導通損失とスイッチング損失の和と、IGBT モジュール内の IGBT, FWD それぞれの過渡熱抵抗曲線を使用して温度リプルのピーク値を疑似的に計算することで求めた⁹⁾。解析結果より、素子の定格電流が大きくなるにつれて ΔT_j が小さくなることがわかる。素子の定格電流が始動時の最大電流の半分(75A)のとき、 ΔT_j は IGBT で 28.4°C、FWD で 5.7°C となった。このことから、スイッチング素子の電流定格は始動時の最大電流の 1/2 とすればよいことがわかる。

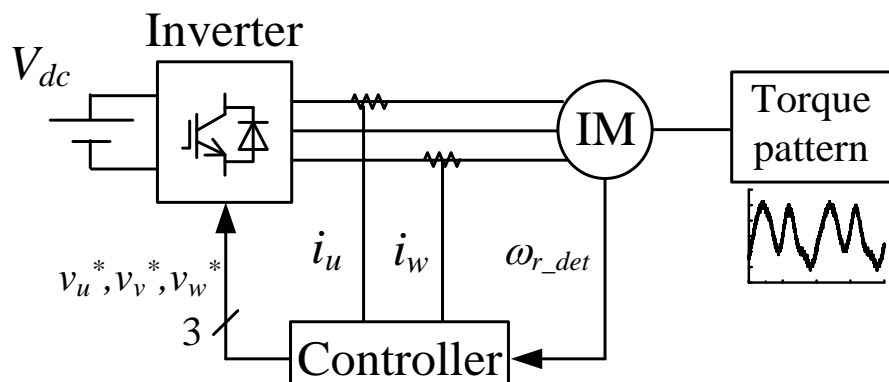


図 4.10 シミュレーションモデル

表 4.3 電動機パラメータ

Parameter	Value
Poles	4
Rated power	2.2 kW
Rated voltage	380 V
Rated current	5.4 A
Rated frequency	50 Hz
Rated speed	1500 r/min
Primary resistance R_1	2.74 Ω
Secondary resistance R_2	2.98 Ω
Primary leakage inductance l_1	6.1 mH
Secondary leakage inductance l_2	5.4 mH
Mutual inductance M	190 mH
Excitation current I_0	3.5 A
Inertia moment J_m	0.0163 kgm ²
Rated acceleration time	173 ms

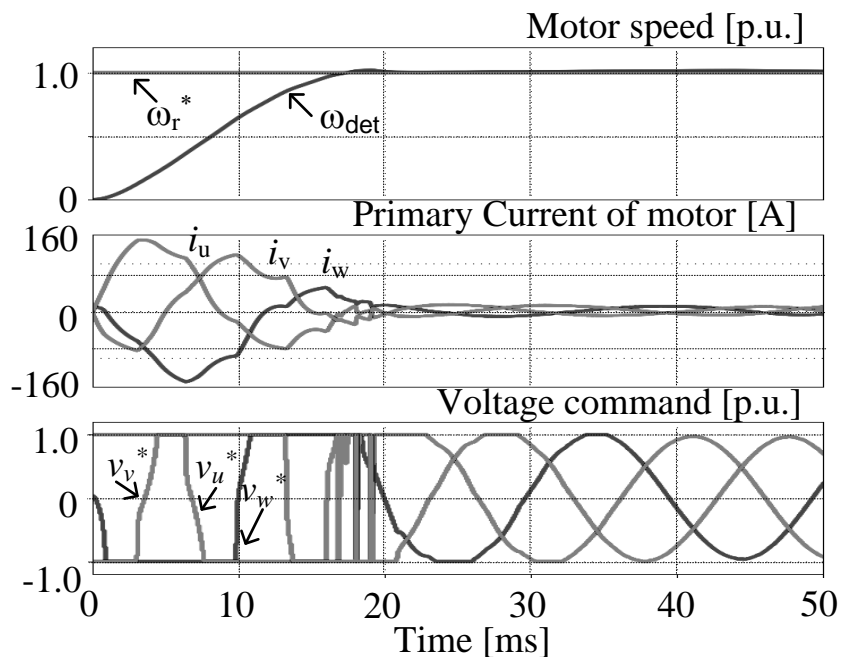


図 4.11 突入電流のシミュレーション結果

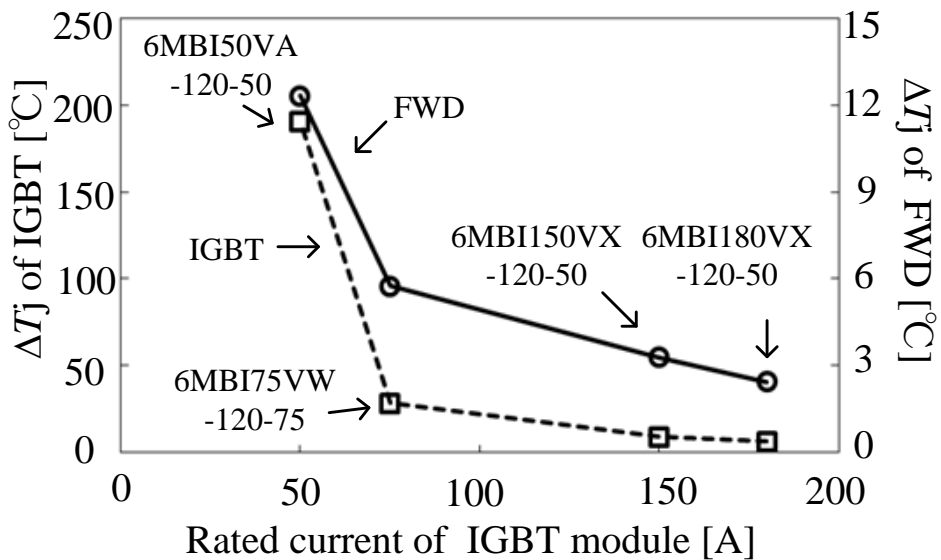


図 4.12 始動時の熱解析結果

4.5 実験結果

実験条件は、シミュレーションと同様、DC 電圧 560 V、速度指令を始動時に 0 p.u. から 1 p.u. にステップ状に与える。また、電動機パラメータはシミュレーションと同じ値である。電動機の回転子は毎回同じ位置から始動させている。インバータにより織機システムを駆動させた場合の電流制御系の応答周波数は 600 Hz、速度制御系の応答周波数は 60 Hz とした。インバータのサンプリング周期は 100 μ s、キャリア周波数は 10 kHz である。

表 4.4 に提案法の比較対象を示す。誘導電動機の駆動方式は、直入れ運転⁽¹⁾、インバータによる駆動、提案手法(インバータと切替器による駆動)の 3 種類である。直入れ運転では、始動時の巻線が Y 結線の場合と、 Δ 結線⁽¹⁾の場合の 2 種類で駆動を行った。インバータによる駆動では、ベクトル制御⁽¹⁰⁾と直接トルク制御(DTC)⁽¹¹⁾の 2 種類の制御法式で駆動を行った。提案手法では、提案法では、織機軸速度センサ情報を使ったベクトル制御とセンサレスベクトル制御⁽⁷⁾⁽⁸⁾の 2 種類の制御方式で駆動を行った。

4.5.1 始動時間と突入電流のトレードオフ改善効果

図 4.13 に織機を電動機で駆動した際の始動特性を示す。表 4.4 に示した 6 種類の方法で始動特性を比較した。図 4.13 より直入れ運転の Δ -Y 始動は、電動機始動から電動機が定格速度に達するまでの時間(始動時間)が約 80 ms である。これは誘導電動機の定格加速時間の 0.46 倍である。一方、Y 結線の直入れ運転では始動時間が約 140 ms、インバータを適用した際の始動時間は、制御法によらず約 125 ms となった。このことから、インバータ単体では、制御法による始動時間の大きな変化は見られないことがわかる。それに対して提案法の始動時間は直入れ運転と同等の約 80 ms となった。インバータ単体で直入れ運転並みの始動時間が得られない原因としては、始動時いずれの方法も直流電圧の制限によって出力電圧が飽和していることが予想できる。一方、提案法では、一次側巻線からみると Y 接続に比べ $\sqrt{3}$ 倍の電圧が印加されるため、始動時間がインバータ単体よりも向上し、直入れ運転並みの始動時間を得た。

図 4.14 に織機を電動機で駆動した際の始動電流を示す。直入れ運転による駆動とインバータによる駆動、提案法による駆動の 3 種類で比較を行った。突入電流の最大値は、直入れ運転による駆動が 16.2 p.u.、インバータによる駆動が 9.39 p.u.、提案法による駆動が 10.1

第4章

高効率な高トルク駆動システムの開発と織機駆動システムへの適用

p.u.である。また、始動電流と一次抵抗から計算した、電動機が定格速度に達するまでの一次抵抗の消費電力量は、直入れ運転による駆動が 712.3 J、インバータによる駆動が 436.1 J、提案法による駆動が 516.8 J である。提案システムは直入れ運転と比べ、始動時の消費電力量を 27.4%低減した。

図 4.15 に直入れ運転における Δ -Y 切替時の電動機一次側電流波形を示す。直入れ運転では、電流を制御していないため、始動時に 90 A 以上の大きな突入電流が流れる。また、巻線の接続を切り替える MC には、約 20 ms のデッドタイムが発生する。

図 4.16 に突入電流と始動時間の関係を示す。直入れ運転による駆動とインバータによる駆動、提案法による駆動の 3 種類で比較を行った。横軸に突入電流、縦軸に始動時間を表しており、原点に近いほど、織機駆動システムの始動特性が改善されていることを示している。突入電流が大きいほど始動トルクは大きくなり、始動時間は短くなる。始動時間を保ちつつ突入電流を小さくできれば、システムの始動特性を改善できる。直入れ運転(Δ)に比べ、インバータのみによる駆動(\circ)は突入電流を 42.0%低減することができる。しかし、インバータのみを適用すると始動時間が 56.3%増加する。それに対して提案法(\square)では、始動時間を保ったまま、突入電流を 37.7%低減させることができる。提案法により、従来のトレードオフを解消し、始動特性が原点に近づく。

表 4.4 提案法の比較対象

Driving method	Control method	Primary wiring in start-up mode	Change of wiring connection
Direct power grid connection	—	Y connection	—
	—	Δ connection	Δ -Y switching
Only inverter operation	Vector control	Y connection	—
	Direct torque control (DTC)	Y connection	—
Inverter + Switching unit (Proposed method)	Vector control	Δ connection	Δ -Y switching
	Sensor-less vector control	Δ connection	Δ -Y switching

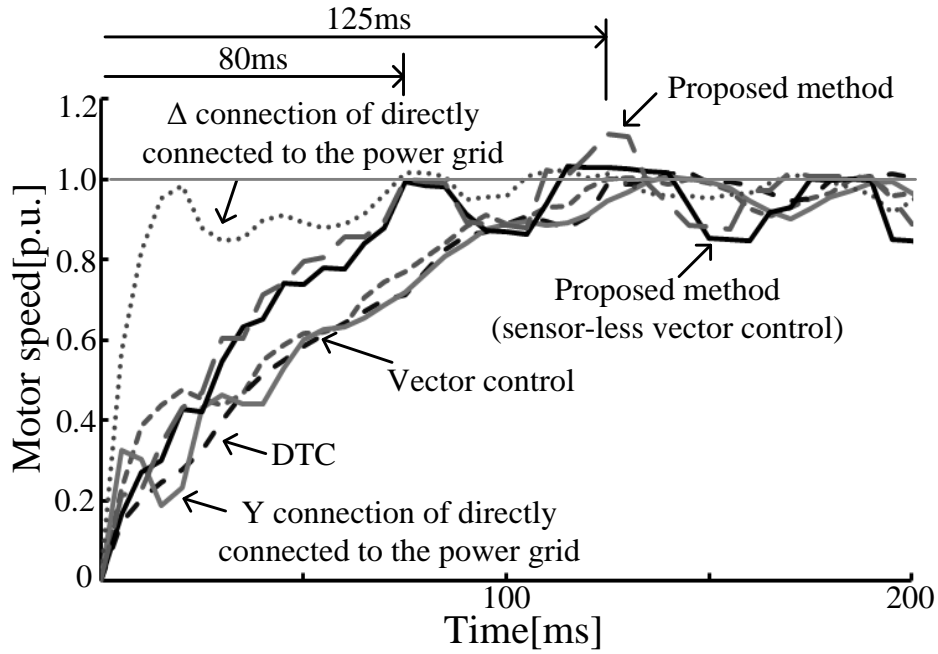


図 4.13 織機を電動機で駆動した際の始動特性

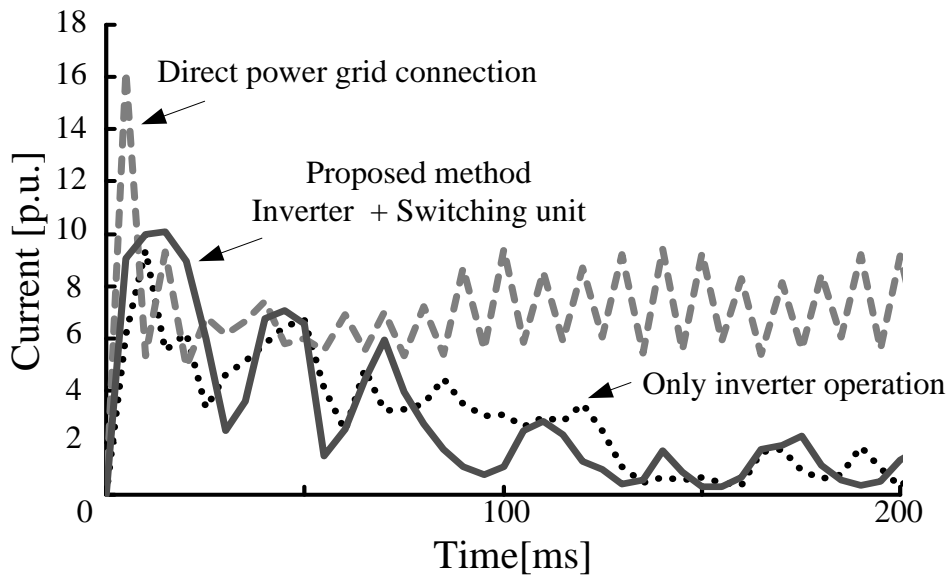


図 4.14 織機を電動機で駆動した際の始動電流

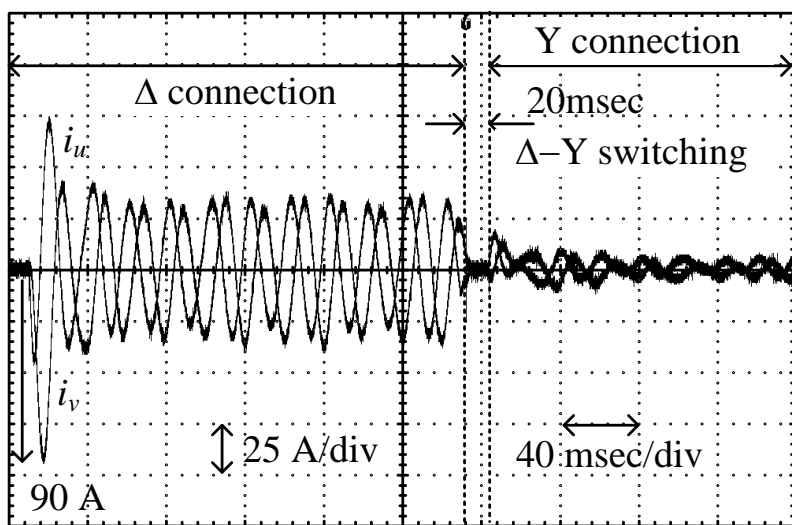


図 4.15 直入れ運転における Δ -Y 切替時の電動機一次側電流波形

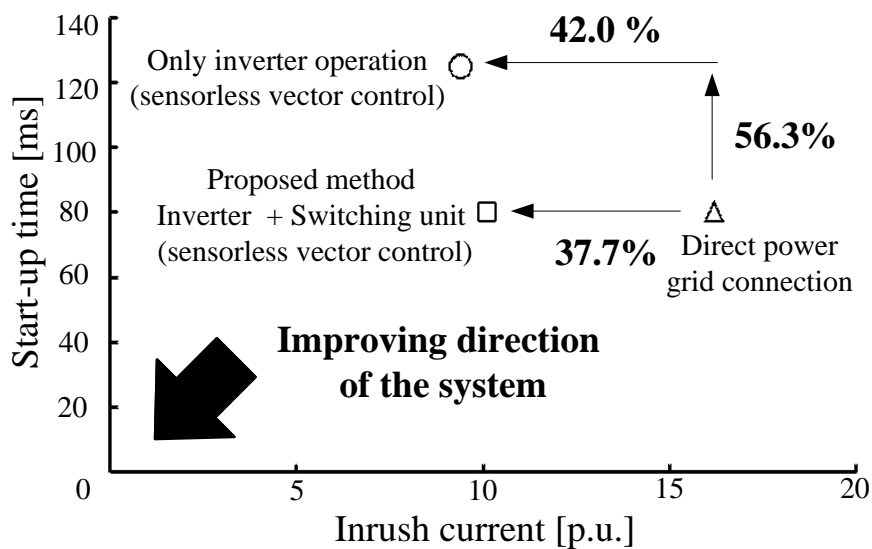


図 4.16 突入電流と始動時間の関係

4.5.2 切替時のトルク電流変動

図 4.17 に制御方式による切り替え時のトルク電流変動幅を示す。提案法より織機を駆動し、織機軸速度センサ情報を使ったベクトル制御とセンサレスベクトル制御の2種類の制御法によるトルク電流変動を比較した。トルク電流変動は10回始動を行った時の最大変動幅を示している。300msが経過した時、電動機一次側巻線の Δ -Y切替を行い、320msで電動機一次側巻線はY接続に切り替わっている。織機軸速度情報をフィードバックしたベクトル制御では変動幅は1.0p.u.以内に収まっている。一方、センサレスベクトル制御では変動幅は1.6p.u.以内に収まる。センサレスベクトル制御で電流変動が大きくなる原因は、誘導電動機を再始動するとき、磁束ベクトルの回転速度および位置(角度)が不明であるためである。大きなトルク電流の変動、すなわちトルク変動が起こると、織機の糸が切れ、糸を再接続し、再始動する必要がある。しかし、センサレスベクトル制御でもトルク電流変動は始動時の20%程度であることから、切替時のショックにより織機の糸が切れ、運転が停止する可能性は低い。

図 4.18 に提案法により巻線を切替えた時の電動機一次側電流波形を示す。切替時に電流が瞬時的に25Aとなっている。これは始動時の突入電流の3分の1程度の電流であることから、提案法では実用上切替可能であるといえる。

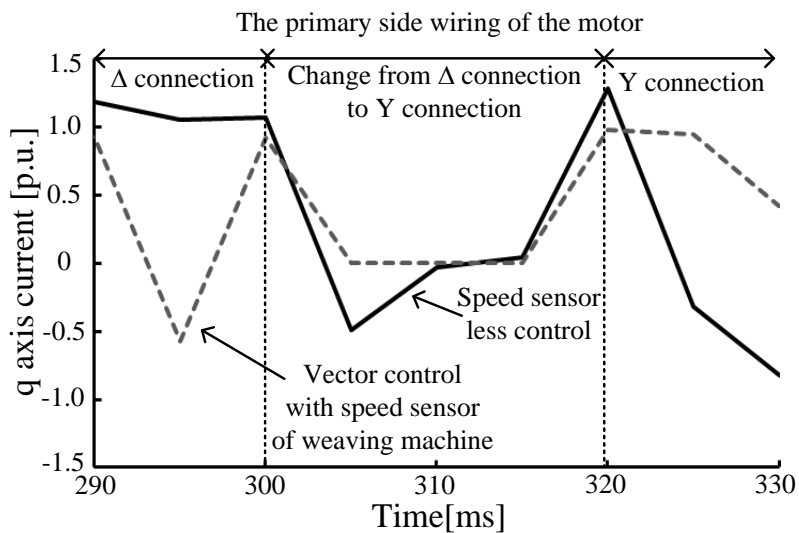


図 4.17 制御方式による切り替え時のトルク電流変動幅

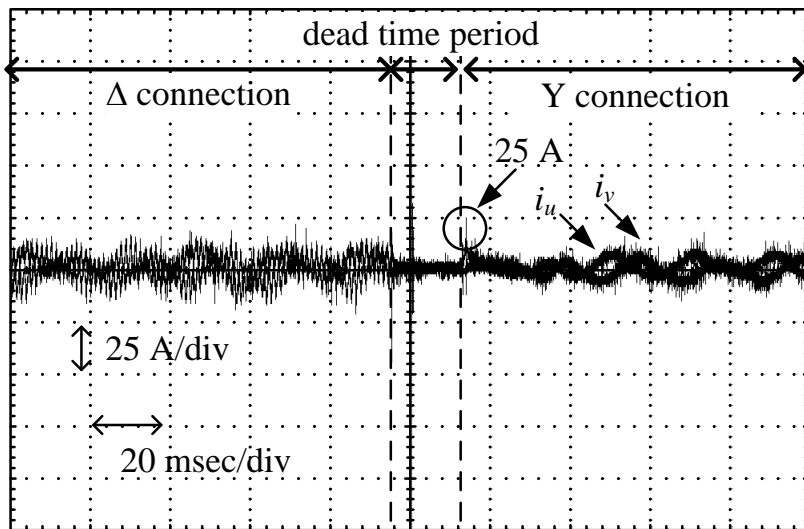


図 4.18 提案法により巻線を切替えた時の電動機一次側電流波形

4.5.3 運転効率評価

図 4.19 に消費電力量当たりの横糸本数から求めた織機の運転効率を示す。織機の運転効率とは、1 kWh あたりの織った横糸の本数(pick)を示す。直入れ運転と織機軸速度センサ情報を使ったベクトル制御によるインバータ駆動、センサレスベクトル制御によるインバータ駆動の 3 種類で運転効率の比較を行った。直入れ運転と織機軸速度情報をフィードバックしたベクトル制御では、効率が 27.8 pick/kWh となり、ほぼ同じ値となった。これは、プーリとベルトによるすべりを含んだ速度をフィードバックしているため、誘導電動機のすべりを所望の値に制御できず、制御性能が悪化していると考えられる。一方、センサレスベクトル制御を適用することで、直入れ運転に比べ、運転効率を 3.6%改善できている。インバータを適用した場合、高効率制御により電動機に流れる励磁電流を電動機の銅損が最小になるように制御することができる。そのため、直入れ運転よりもインバータによる駆動の方が高効率に運転できる⁽³⁾。また、センサレスベクトル制御ではプーリとベルトによるすべりの影響を受けないため、センサ付きの制御に比べ高効率に運転できる。

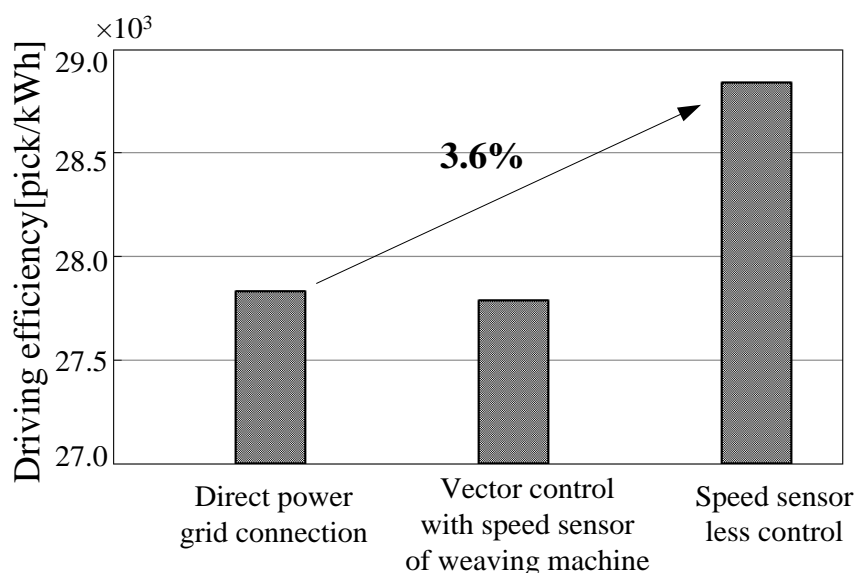


図 4.19 消費電力量当たりの横糸本数から求めた織機の運転効率

4.6 結論

本章では、負荷変動によって慣性モーメントや負荷トルクが大きくなった場合も電動機駆動システムの高トルク駆動を実現するために、始動時に等価抵抗を引き下げるシステムについて述べ、その有用性を実験で実証した。以下に、本章で得た結果を記す。

- 1) インバータと巻線切替器を直列に接続した電動機駆動システムを提案し、直流電圧を昇圧するのではなく、始動時は Δ 結線にすることにより、各相の等価抵抗を引き下げることで高トルク駆動を実現することを示した。
- 2) 本システムでは、定格速度に達した後に Y 結線に切り替える。電動機速度が定格速度まで達した時、巻線を Y 結線に切り替え、同時に励磁電流を絞って高効率運転をすることで定常運転時の損失を低減する。
- 3) 本システムでは巻線の切り替えを 2 つの MC で構成するため、昇圧回路に比べ低コストでシステムを構成することが可能であり、切替器による結線の切り替えは機械スイッチにより行うため、導通損失はほぼゼロとみなせる。
- 4) 半導体選定の指針を明らかにするために、始動時のジャンクション温度上昇 ΔT_j について熱解析を行った。熱解析の結果、スイッチング素子の電流定格は始動時の最大電流の 1/2 とすればよいことを示した。
- 5) 提案システムの有用性を示すために織機駆動システムへの適用を行った。実験の結果、提案システムは直入れ運転と同等の始動時間を達成し、突入電流を 37.7 % 低減させることができる。
- 6) 直入れ運転と織機軸速度情報をフィードバックしたベクトル制御では、効率が 27.8 pick/kWh となり、ほぼ同じ値となった。これは、プーリとベルトによるすべりを含んだ速度をフィードバックしているため、誘導電動機のすべりを所望の値に制御できず、制御性能が悪化するためである。一方、センサレスベクトル制御を適用することで、直入れ運転に比べ、運転効率を 3.6 % 改善できることを明らかにした。

参考文献

- (1) 天野寛徳, 常広譲 「電気機械工学」 オーム社, pp.219-233 (1985)
- (2) 川畑良尚, 那須基志, 川畑隆夫, 「オープン巻線交流電動機と2台の空間電圧ベクトル変調インバータを用いた高効率低騒音電動機駆動方式」 電学論 D, Vol. 122, No. 5, pp.430-438 (2002)
- (3) M. Kwak and S. Sul "Flux Weakening Control of an Open Winding Machine with Isolated Dual Inverters", IAS2007 (2007)
- (4) 津田駒工業株式会社: 「織機の停止段防止方法」 特開 2005-126829 (2003)
- (5) 富士電機株式会社: 「FRENIC5000VG7S カタログ」 p.4 (2012)
- (6) R. Tateno, J. Itoh, N. Saitoh: "Experimental Verification of On-line High Efficiency Control for a Weaving Machine", IEEE 9th PEDS, No. 345 pp.567-572 (2011)
- (7) H. Tajima, Y. Matsumoto, H. Umida, "Speed Sensorless Vector Control Method for an Industrial Drive System" IEEJ Trans. D Vol.116, No.11, pp.1103-1109 (1996)
- (8) 海田英俊, 「誘導機のベクトル制御の基礎と制御システムの実際構成Ⅲ.速度センサレスベクトル制御システムの実際構成」 電学論 D, Vol.117, No.5, pp.541-543 (1997)
- (9) 高久拓, 五十嵐征輝, 井川修 「IGBT モジュールの損失・温度シミュレータ」 富士時報, Vol.81, No.6, p438-p442 (2008)
- (10) 中野孝良 「I.ベクトル制御の基礎」 電学論 D, Vol.117, No.5, pp.535-537 (1997)
- (11) 高橋勲・野口敏彦: 「瞬時すべり周波数制御に基づく誘導電動機の新高速トルク制御法」 電学論 B, Vol. 106, No. 1, pp.10-16 (1986)

第4章

高効率な高トルク駆動システムの開発と織機駆動システムへの適用

第5章

等価抵抗設計による電動機高速駆動時の 電流制御系安定化

5.1 緒論

第2章では、電動機駆動システムのサンプリングによる誤差を完全に補償できたとしても、電動機のパラメータに誤差がある場合は高速域で非干渉制御の誤差によって電流制御系が不安定となることについて述べた。また、この問題に対して電動機のパラメータを同定する方式や、電動機逆モデルを用いた非干渉制御があるが、パラメータ誤差を考慮した電流制御系の応答と電動機速度の関係が安定性に及ぼす影響が明らかにされていないことや、高速駆動電動機駆動システムでは逆モデルを用いる方式に必要な電気時定数のフィルタの実現が困難なことなどの問題があることを述べた。近年では、小型化や高パワー密度化といった観点から高速で電動機を駆動させることが盛んである⁽¹⁻³⁾。特に埋込磁石同期電動機(IPMSM)は誘導電動機と比較して小型化が可能であり、表面磁石同期電動機と比較して磁石飛散防止用のステンレス管が不要という点で、高速回転、高パワー密度化に適している⁽⁴⁾。そこで、本章では、高速駆動 IPMSM の電流制御系安定化についての検討を行う。

図 5.1 にパラメータ誤差と安定性の関係と制御系を安定化する等価抵抗設計の特徴を示す。まず、等価抵抗設計に必要なパラメータ誤差と安定性の関係について説明する。図 5.1 の平面はインダクタンスのパラメータ誤差を表しており、横軸は IPMSM の d 軸インダクタンスの誤差を制御器側の d 軸インダクタンスと電動機側の d 軸インダクタンスの比とし

第 5 章

等価抵抗設計による電動機高速駆動時の電流制御系安定化

て表し、縦軸も同様に q 軸インダクタンスの誤差を表している。また、曲線は、電動機の回転速度、電流制御系の応答周波数、モータパラメータ、制御器側のパラメータ誤差によって決定する安定条件(境界条件)を表しており、安定条件の左側に動作点が配置される場合は安定、右側に配置される場合は不安定となるとする。パラメータ誤差はパラメータ変動によって変化するため、このパラメータ誤差の変化によって安定領域から不安定領域に動作点が移動する。このように、パラメータ変動によって電流制御系の安定性をロバスト化することができなくなる。また、この現象はパラメータ同定によってパラメータ誤差を低減することによって防ぐことができるが、安定条件はモータパラメータのみではなく、電動機の回転速度や電流制御器の応答周波数によって決定するため、同定誤差によっては制御系が不安定となる。しかし、従来のパラメータ同定では安定性の境界条件が不明確であった。そこで本研究では、この境界条件を明らかにすることで安定性のロバスト化に必要な等価抵抗を設計する。等価抵抗を増加させることにより安定領域は拡大し、従来では不安定となっていた動作点においても安定に電動機を駆動することができる。

本章では、電流制御系の応答角周波数と電動機の回転角周波数の比に着目し、高速領域において電流制御系が不安定となるパラメータ誤差と電流制御系の応答角周波数と出力角周波数の比の関係を明らかにする。また、等価抵抗設計により電気時定数のフィルタを用いずに、インダクタンス誤差によらずロバスト安定となることを示す。まず、パラメータ誤差を有する IPMSM 電流制御系の安定解析を行い、制御系の不安定化の要因が位置検出誤差や制御遅れのみではなく、インダクタンス誤差にもあることを示す。次に、導出した IPMSM の不安定条件に基づき、電流制御系の遅れ時間による不安定化に対する補償⁽⁵⁾や、センサレスベクトル制御の高速領域での安定化⁽⁶⁾に用いられる等価的に電動機の抵抗値を増加させる手法を応用し、巻線抵抗設計法を明確化することで高速域でもインダクタン誤差によらずロバスト安定となる電流制御系の設計法を提案する。

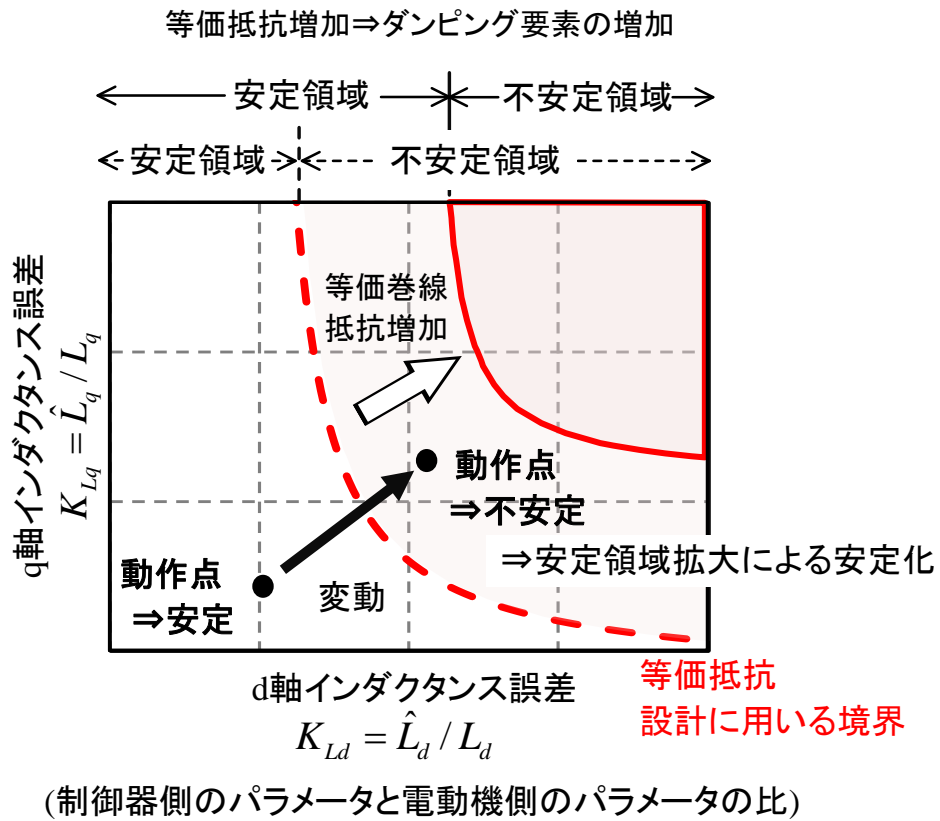


図 5.1 パラメータ誤差と安定性の関係と制御系を安定化する等価抵抗設計の特徴

5.2 埋込磁石同期電動機における電流制御系の不安定化

本節では、パラメータ誤差に対して制御系が不安定となる電動機回転数と電流応答角周波数の境界条件を導出するために、パラメータ誤差をもつ電動機駆動システムの電流制御系の伝達関数を導出する。導出した伝達関数をもとに不安定条件を導出することで、パラメータ誤差に対して制御系が不安定となる電動機回転数と電流応答角周波数の境界条件を求める。

5.2.1 パラメータ誤差がない場合の伝達関数

図 5.2 に非干渉化制御のブロック図を示す。回転座標変換した直交二軸の d-q 座標上で制御を行い、d 軸を界磁が作る磁束の方向と一致させ、d 軸より 90°進んだ軸を q 軸とする。IPMSM には d, q 軸間で干渉し合う速度起電力があるが、この速度起電力は直接制御することはできない。そこで、非干渉制御では、速度起電力を制御器側で求め、それを打ち消すような値を電圧指令値に加算する⁽⁷⁾。このとき、d, q 軸電圧 v_d , v_q はそれぞれ(5.1), (5.2) 式となる。

$$v_d = v'_d - \omega_{re} L_q i_q \dots\dots\dots(5.1)$$

$$v_q = v'_q + \omega_{re} L_d i_d + \omega_{re} \psi_m \dots\dots\dots(5.2)$$

ただし、 L_d : d 軸インダクタンス、 L_q : q 軸インダクタンス、 ω_{re} : 電動機の回転電気角速度、 ψ_m : 永久磁石の磁束鎖交数である。

この結果、パラメータ誤差がない場合の電動機の電流応答は(5.3), (5.4)式となる。

$$i_d = \frac{1}{R + L_d s} v_d \dots\dots\dots(5.3)$$

$$i_q = \frac{1}{R + L_q s} v_q \dots\dots\dots(5.4)$$

ただし、 R : 電機子抵抗、 s : ラプラス演算子である。

このように、パラメータ誤差がない場合の電流応答は、RL 負荷の電流応答と等しくなり、電動機の手速度によらない。

電流制御系はマイナーループとして与えられることが多く、電流制御系の伝達関数の分母多項式の次数が低い方が上位の制御系の設計が簡単となる。また、トルク制御のみを行

う場合でもオーバーシュートが少なく指令値に追従することが望ましいとされている⁽⁸⁾。そこで本論文では、d、q 軸電流制御器の比例ゲイン k_{pd} , k_{pq} , 積分ゲイン k_{id} , k_{iq} をそれぞれ電動機の極と PI 制御器の零点とを一致させる極零相殺形のゲイン設計をする。このとき、d、q 軸電流制御器のゲインは(5.5)式となる⁽⁹⁾。

$$k_{pd} = \omega_c L_d, \quad k_{pq} = \omega_c L_q, \quad k_{id} = k_{iq} = \omega_c R \quad \dots\dots\dots(5.5)$$

ただし、 ω_c : 電流制御系の所望の応答角周波数である。

よって、目標電流から電流までのオープンループ伝達関数は(5.6), (5.7)式となる。

$$G_{id}^o(s) = \frac{k_{pd}s + k_{id}}{s} \frac{1}{R + L_d s} = \frac{\omega_c}{s} \quad \dots\dots\dots(5.6)$$

$$G_{iq}^o(s) = \frac{k_{pq}s + k_{iq}}{s} \frac{1}{R + L_q s} = \frac{\omega_c}{s} \quad \dots\dots\dots(5.7)$$

以上のように、パラメータに誤差がない場合の目標電流から電流までのオープンループ伝達関数は、単なる積分要素となる。

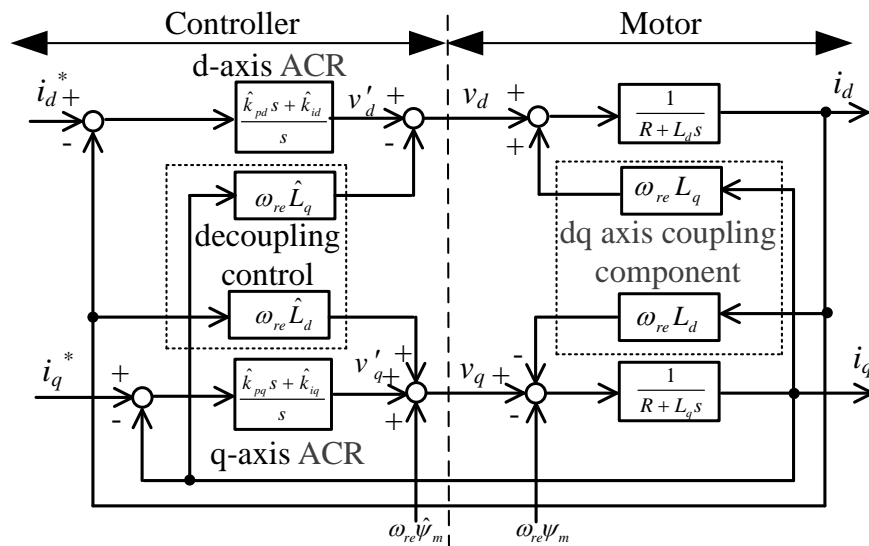


図 5.2 非干渉化制御のブロック図

5.2.2 パラメータ誤差を考慮した伝達関数

電動機のパラメータは、温度変化や磁気飽和により変動する。このため、電流制御器や非干渉制御に用いる制御器内部のパラメータは実際の電動機のパラメータに対して誤差が含まれる。そこで、制御器内部のパラメータを誤差係数 K と実際の電動機のパラメータの積として(5.8)式で表す。

$$\hat{R} = K_R R, \hat{L}_d = K_{Ld} L_d, \hat{L}_q = K_{Lq} L_q \dots \dots \dots (5.8)$$

(5.8)式を(5.5)式に代入することで、パラメータ誤差を有する場合の電流制御器のゲインは(5.9)式となる。

$$\left. \begin{aligned} \hat{k}_{pd} &= \omega_c K_{Ld} L_d, \hat{k}_{id} = \omega_c K_R R \\ \hat{k}_{pq} &= \omega_c K_{Lq} L_q, \hat{k}_{iq} = \omega_c K_R R \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (5.9)$$

本論文では、電動機の磁極位置や速度の誤差は、位置誤差の補償や電動機の電流検出時の位相遅れ補償⁽¹⁰⁾を用いることで無視できるとする。図 5.2 のブロック図と(5.5)式より、 d, q 軸インダクタンスがそれぞれ変動した場合の目標電流 i_q^* から電流 i_q までの一巡伝達関数は(5.10)式となる。

$$G_{i_q - K_{dq}}^O(s) = \frac{\hat{k}_{pq}s + \hat{k}_{iq}}{s} P_q(s) \dots \dots \dots (5.10)$$

ただし、

$$P_q(s) = \frac{L_d s^2 + (R + \hat{k}_{pd})s + \hat{k}_{id}}{(R + sL_q) \{L_d s^2 + (R + \hat{k}_{pd})s + \hat{k}_{id}\} - \Delta_{dq} \Delta_{qd} s} \dots \dots \dots (5.11)$$

$$\Delta_{dq} = -\omega_{re} L_q (1 - K_{Lq}) \dots \dots \dots (5.12)$$

$$\Delta_{qd} = \omega_{re} L_d (1 - K_{Ld}) \dots \dots \dots (5.13)$$

このように、パラメータ誤差を有する場合は、単なる積分要素とはならず、非干渉制御の誤差 Δ_{dq}, Δ_{qd} によって特性が変化する。

電流制御系の目標電流から電流までの閉ループ伝達関数は(5.14)式となる。

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_d(s) & -F_{dq}(s) \\ -F_{qd}(s) & G_q(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \dots \dots \dots (5.14)$$

ただし、

$$G_d(s) = \frac{b_4 s^3 + b_3 s^2 + b_2 s + b_1}{s^4 + a_4 s^3 + a_3 s^2 + a_2 s + a_1} \dots\dots\dots(5.15)$$

$$F_{dq}(s) = \frac{c_3 s^2 + c_2 s}{s^4 + a_4 s^3 + a_3 s^2 + a_2 s + a_1} \dots\dots\dots(5.16)$$

$$G_q(s) = \frac{d_4 s^3 + d_3 s^2 + d_2 s + d_1}{s^4 + a_4 s^3 + a_3 s^2 + a_2 s + a_1} \dots\dots\dots(5.17)$$

$$F_{qd}(s) = \frac{e_3 s^2 + e_2 s}{s^4 + a_4 s^3 + a_3 s^2 + a_2 s + a_1} \dots\dots\dots(5.18)$$

$$a_4 = \frac{L_d(R + \hat{k}_{pq}) + L_q(R + \hat{k}_{pd})}{L_d L_q},$$

$$a_3 = \frac{(R + \hat{k}_{pd})(R + \hat{k}_{pq}) + \hat{k}_{iq} L_d + \hat{k}_{id} L_q - \Delta_{dq} \Delta_{qd}}{L_d L_q}, \dots\dots\dots(5.19)$$

$$a_2 = \frac{\hat{k}_{id}(R + \hat{k}_{pq}) + \hat{k}_{iq}(R + \hat{k}_{pd})}{L_d L_q}, a_1 = \frac{\hat{k}_{id} \hat{k}_{iq}}{L_d L_q},$$

$$b_4 = \frac{\hat{k}_{pd}}{L_d}, b_3 = \frac{\hat{k}_{pd}(R + \hat{k}_{pq}) + \hat{k}_{id} L_q}{L_d L_q}, \dots\dots\dots(5.20)$$

$$b_2 = \frac{\hat{k}_{pd} \hat{k}_{iq} + \hat{k}_{id}(R + \hat{k}_{pq})}{L_d L_q}, b_1 = \frac{\hat{k}_{id} \hat{k}_{iq}}{L_d L_q},$$

$$c_3 = \frac{\hat{k}_{pq} \Delta_{dq}}{L_d L_q}, c_2 = \frac{\hat{k}_{iq} \Delta_{dq}}{L_d L_q}, \dots\dots\dots(5.21)$$

$$d_4 = \frac{\hat{k}_{pq}}{L_q}, d_3 = \frac{\hat{k}_{pq}(R + \hat{k}_{pd}) + \hat{k}_{iq} L_d}{L_d L_q}, \dots\dots\dots(5.22)$$

$$d_2 = \frac{\hat{k}_{pq} \hat{k}_{id} + \hat{k}_{iq}(R + \hat{k}_{pd})}{L_d L_q}, d_1 = \frac{\hat{k}_{id} \hat{k}_{iq}}{L_d L_q},$$

$$e_3 = \frac{\hat{k}_{pd} \Delta_{qd}}{L_d L_q}, e_2 = \frac{\hat{k}_{id} \Delta_{qd}}{L_d L_q} \dots\dots\dots(5.23)$$

5.2.3 電流制御系の不安定条件

パラメータ誤差による電流制御系の不安定条件を求めるために特性方程式の各項の係数に着目すると、 s^2 の係数以外はパラメータの値によらず常に正となる。よって、 s^2 の係数が負となる条件を求めることで、パラメータ誤差をもつ電流制御系の不安定条件を求めることができる。 s^2 の係数 a_3 に着目すると、不安定条件は(5.24)式となる。

$$\frac{(R + k_{pd})(R + k_{pq}) + \hat{k}_{iq}L_d + \hat{k}_{id}L_q - \Delta_{dq}\Delta_{qd}}{L_dL_q} < 0 \dots\dots\dots(5.24)$$

(5.24)式に(5.9)式の極零相殺形のゲイン設計によって得た比例ゲインと積分ゲインや、(5.12)式、(5.13)式の非干渉制御の誤差を代入し、電流制御系の所望の応答角周波数と出力角周波数の比 ω_c/ω_e に着目して式を整理すると、電流制御系の不安定条件は(5.25)式で表される。

$$\frac{R^2}{\omega_{re}^2L_dL_q} + \frac{\omega_c}{\omega_{re}} \left\{ \frac{R(K_R + K_{Ld})}{\omega_{re}L_q} + \frac{R(K_R + K_{Lq})}{\omega_{re}L_d} \right\} + K_{Ld}K_{Lq} \left(\frac{\omega_c}{\omega_{re}} \right)^2 + (1 - K_{Ld})(1 - K_{Lq}) < 0 \dots\dots\dots(5.25)$$

なお、本論文では極零相殺形のゲイン設計によって不安定条件を求めたが、電流制御系の所望の応答角周波数 ω_c と制動係数 ζ を所望の値に設計する方法⁽⁷⁾で設計したゲインを(5.24)式の k_p , k_i に代入することでも同様に不安定条件を導出することが可能である。

(5.25)式の左辺第四項はインダクタンス誤差の積であり、 K_{Ld} が 1 よりも小さくなり K_{Lq} が 1 よりも大きくなる条件で負となる。この条件は、**d** 軸インダクタンスがオフラインチューニングの誤差により設定誤差を含み、**q** 軸インダクタンスが運転中の磁気飽和により誤差を含む場合に相当する。**q** 軸インダクタンスは磁気飽和により値が減少するため、コントローラ側のインダクタンスは実際のインダクタンス値よりも大きくなり、誤差係数 K_{Lq} は 1 よりも大きくなる。一方、**d** 軸インダクタンスは磁気飽和の影響が小さいため、値はほとんど変化しない。しかし、同定誤差などにより **d** 軸インダクタンスを実際の値よりも小さく設定すると、誤差係数 K_{Ld} は 1 よりも小さくなる。また、(5.25)式の左辺第一項、第二項、第三項は ω_e が分母に含まれるため電動機の高回転速度が速くなると値が小さくなる。よって、インダクタンス誤差により K_{Ld} が 1 よりも小さくなり K_{Lq} が 1 よりも大きくなる条件では、電動機の高速度域において(5.25)式の左辺第一項、第二項、第三項の和が左辺第四

項よりも小さくなるため、特性方程式が負となり電流制御系は不安定となる。

そこで、インダクタンス誤差に着目し、高速域において $\omega_e L \gg R$ として、(5.25)式の左辺三項と第四項が第一項や第二項よりも十分大きいとすると、電流制御系が不安定となるインダクタンス誤差 K_{Ld} , K_{Lq} と電流制御系の所望の応答角周波数と出力角周波数の比 ω/ω_e の関係は(5.26)式で表される。

$$K_{Lq} > \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega_c}{\omega_{re}}\right)^2 \frac{K_{Ld}}{1 - K_{Ld}}} \dots\dots\dots(5.26)$$

ただし、

$$1 > K_{Ld} > 0, K_{Lq} > 1 \dots\dots\dots(5.27)$$

図 5.3 に(5.26)式に基づいた電流制御系が不安定となるインダクタンス誤差 K_{Ld} , K_{Lq} と電流制御系の所望の応答角周波数と出力角周波数の比 ω/ω_e の関係を示す。図 5.3 の縦横軸はそれぞれ d, q 軸のインダクタンス誤差係数を表しており、原点方向に近づくほど、インダクタンス誤差は小さい。また、図中の実線はそれぞれ、ある運転条件 ω/ω_e において電流制御系が安定であるか不安定であるかの境界を表している。インダクタンス誤差が運転条件 ω/ω_e によって決まる境界線の左側に配置される場合、電流制御系は安定であり、インダクタンス誤差が境界線の右側に配置される場合は不安定となる。図 5.3 より、電流制御系の所望の応答角周波数を速度によらず一定とすると、高速域において ω/ω_e が小さくなり、小さなインダクタンス誤差でも電流制御系が不安定になる。また、キャリア周波数が高い場合においても電流制御系の応答角周波数を低く設計した場合には、小さなインダクタンス誤差でも電流制御系が不安定になる。

「特性方程式の係数がすべて正」という条件はラウス・フルビッツの安定条件における必要条件であり、必要十分条件ではない⁽¹¹⁾。そのため、係数が正の場合でも電流制御系が不安定となる条件は存在する。しかし、必要条件を満たしていなければ安定とは言えないため、本論文では「係数が負となる条件」を「不安定条件」とする。

表 5.1 に(5.14)式に示す電流制御系の伝達関数の特性方程式から作成したラウス表を示す。ラウス・フルビッツの安定条件において、安定条件が成り立つ必要十分条件はラウス表の最左端に並ぶ係数がすべて正となることである。表 5.1 より、ラウス表の係数 f_i が正

第 5 章

等価抵抗設計による電動機高速駆動時の電流制御系安定化

となる条件は(5.28)式で表される。

$$a_3 - \frac{a_2}{a_4} > 0 \dots\dots\dots(5.28)$$

一方、ラウス表の係数 g_1 が正となる条件は、 g_1 の式に f_1 , f_2 の式を代入し特性方程式の係数で表すと(5.29)式となる。

$$a_3 - \frac{a_2}{a_4} - a_1 \frac{a_4}{a_2} > 0 \dots\dots\dots(5.29)$$

(5.19)式に示すように、特性方程式の s^2 の係数 a_3 以外はモータパラメータや PI 制御器のゲインが正であれば、パラメータの値によらず常に正となる。よって、(5.28)式および(5.29)式の安定条件は a_3 が正であり、 a_3 以外の項の和よりも a_3 が大きいときに成立する。

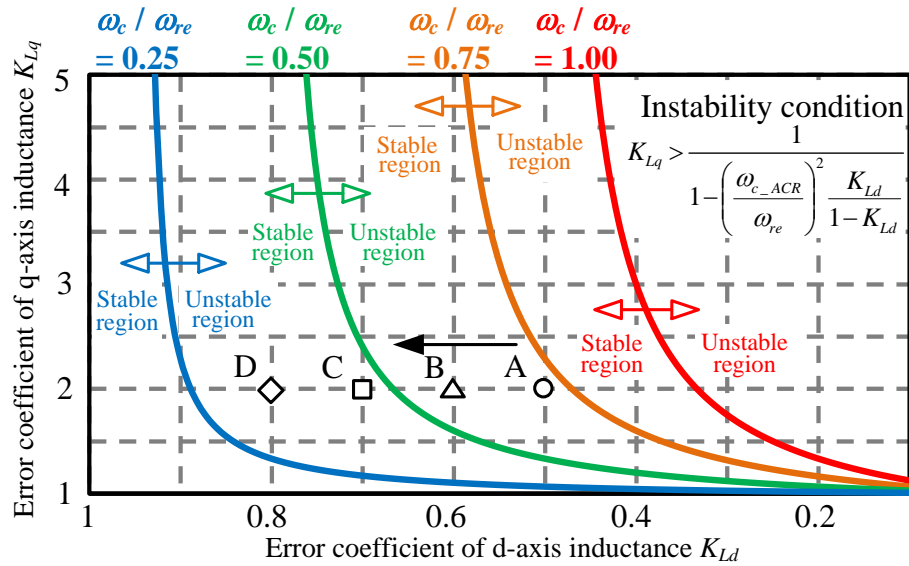


図 5.3 電流制御系が不安定となる K_{Ld} , K_{Lq} と ω_c/ω_{re} の関係

表 5.1 電流制御系の伝達関数の特性方程式から作成したラウス表

1	a_3	a_1
$a_4 = \frac{L_d(R + \hat{k}_{pq}) + L_q(R + \hat{k}_{pd})}{L_d L_q}$	a_2	0
$f_1 = \frac{a_4 a_3 - a_2}{a_4}$	$f_2 = \frac{a_4 a_1}{a_4}$	0
$g_1 = \frac{f_1 a_2 - a_4 f_2}{f_1}$	0	0
$a_1 = \frac{\hat{k}_{id} \hat{k}_{iq}}{L_d L_q}$	0	0

5.2.4 IPMSM 電流制御系の安定解析

表 5.2 に安定解析に用いる IPMSM のパラメータを示し、図 5.4 に $\omega/\omega_e=0.5$ の条件でインダクタンス誤差係数を図 5.2 中の点 A($K_{Ld}=0.5, K_{Lq}=2.0$)から点 D($K_{Ld}=0.8, K_{Lq}=2.0$)に K_{Ld} を 0.1 ずつ変化させたときの電流制御系の根配置を示す。なお、表 5.2 のモータパラメータはノミナル値である。安定解析においてはインダクタンス誤差のみを考慮する。インダクタンス誤差は制御器側にインダクタンス誤差係数 K_{Ld}, K_{Lq} を与えることで等価的にモータのインダクタンス変化を模擬する。また、評価方法として安価な制御系を模擬するために、電流制御系のカットオフ角周波数は 500 rad/s とする⁽⁶⁾。(5.14)式より、電流制御系は 4 次系のため 4 つの極を持つが、最も右半平面に近い極がシステムの安定性と応答を支配するため、図 5.4 には 4 つの極のうちの右半平面に近い 3 つの極をそれぞれ示している。図 5.4 より、インダクタンス誤差係数が点 A や点 B の条件では No.1 と No.2 の極が右半平面に配置されることから、電流制御系が不安定である。一方、インダクタンス誤差係数を点 A から点 C に変化させると、No.1 と No.2 の極が右半平面から左半平面へ移動し電流制御系は安定となる。このように、図 5.3 においてインダクタンス誤差がそれぞれの ω/ω_e における境界線の左側に配置されるか右側に配置されるかは、複素平面において極が左半平面に配置されるか右半平面に配置されるかに対応する。

図 5.5 に q 軸電流指令値から q 軸電流までの伝達関数 G_q の周波数特性を示し、図 5.6 に、q 軸電流指令値から d 軸電流までの伝達関数 F_{qd} の周波数特性を示す。 G_q の周波数特性より、インダクタンス誤差を大きくすると、カットオフ角周波数が高域に推移し、ゲインの最大値が徐々に増加していくことがわかる。インダクタンス誤差により制御帯域が高域側に広がるが、インダクタンス誤差係数が $K_{Ld}=0.6, K_{Lq}=2.0$ となると、電流制御系は不安定となる。また、 F_{qd} の周波数特性は G_q と同様にインダクタンス誤差を大きくすると、ゲインの最大値が徐々に増加していくことがわかる。特に、 $K_{Ld}=0.7, K_{Lq}=2.0$ では電流制御系は安定であるが、ゲインの最大値は 18.3 dB となる。このことから、インダクタンス誤差により q 軸電流制御系の制御帯域は広がるが、d 軸電流指令値がゼロであっても q 軸電流指令により過大な d 軸電流が流れ、過電流トリップの原因となることがわかる。

表 5.2 安定解析に用いる PMSM のパラメータ

Rated power	3 kW
Maximum speed	12000 r/min
Pole number	4
Maximum torque	8 Nm
Rated current	24.5 A
d-axis inductance L_d	2.04 mH
q-axis inductance L_q	2.24 mH
Linked flux ψ_m	0.1066 Vs/rad
Winding resistance R	0.133 Ω
ACR natural frequency ω_c	500 rad/s

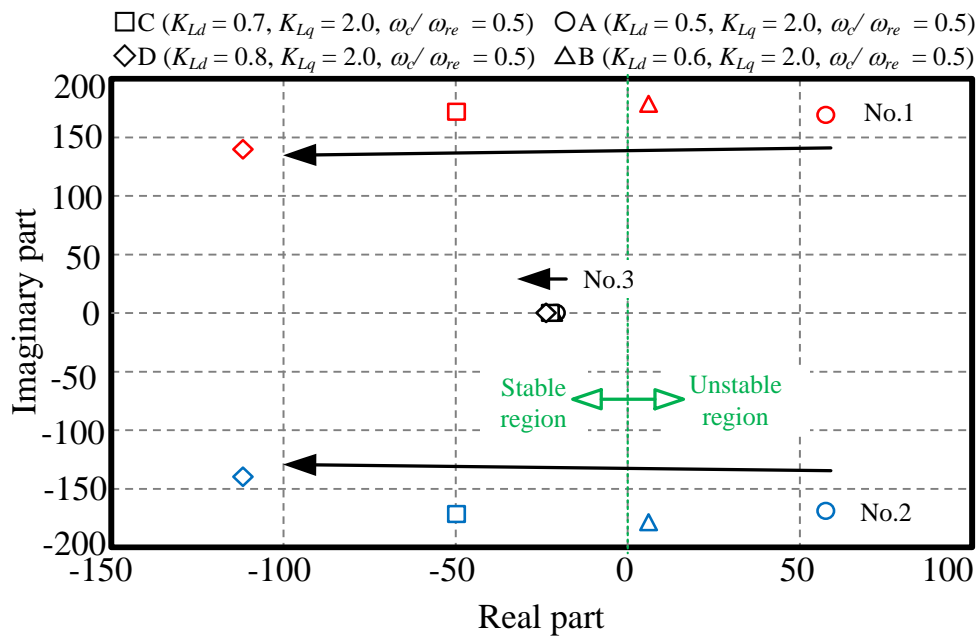


図 5.4 電流制御系の根配置

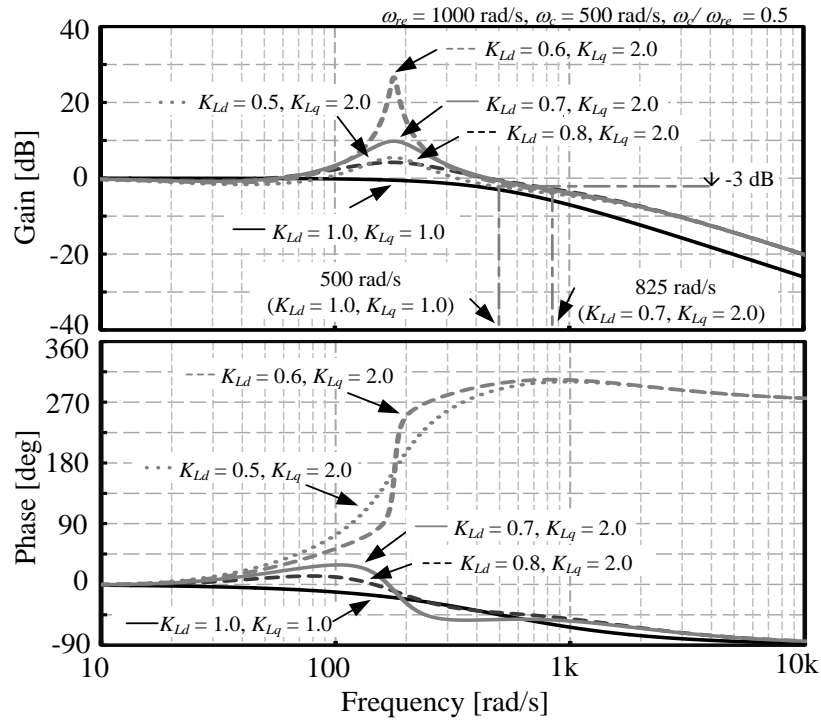


図 5.5 q 軸電流指令値から q 軸電流までの伝達関数 G_q の周波数特性

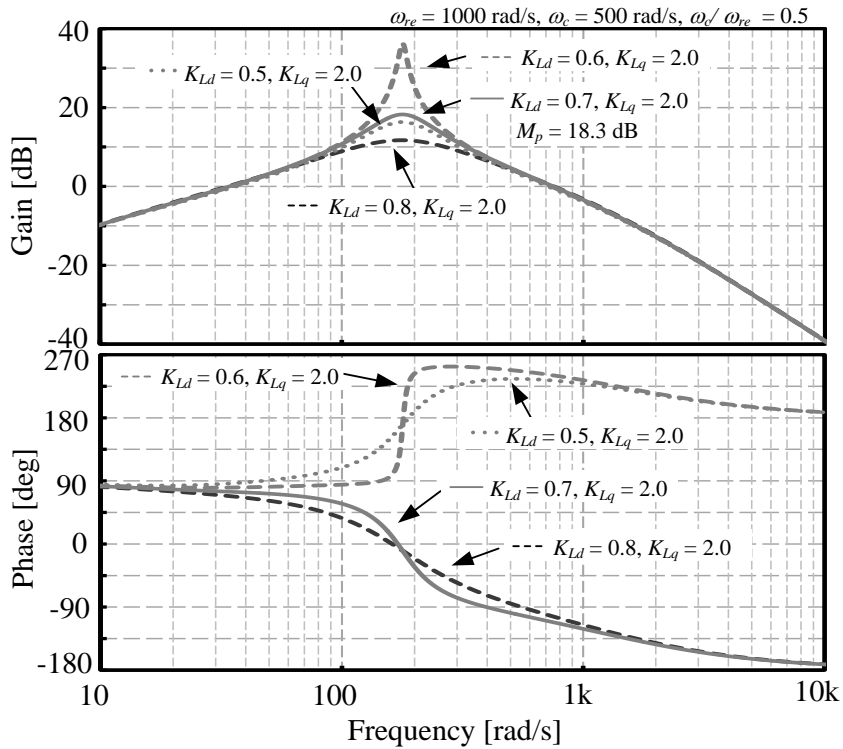


図 5.6 q 軸電流指令値から d 軸電流までの伝達関数 F_{qd} の周波数特性

5.3 境界条件に基づく等価抵抗ゲイン設計による IPMSM のロバスト安定化

5.3.1 IPMSM ロバスト安定化電流制御系の構成

図 5.7 に等価抵抗ゲイン k_r によって等価的に巻線抵抗値を増加させる電流制御系のブロック図を示す。本方式では、検出電流 i_d, i_q と等価抵抗ゲイン k_r の積を電圧指令値から引くことで、等価的に電動機の抵抗値 R を k_r だけ大きくする⁽⁶⁾。等価抵抗値が増加することで、パラメータ誤差を有する電流制御系の高速域においても、(5.25)式の左辺第一項や第二項を増加させることができるため、特性方程式の係数が負となることを防ぎ、安定性をロバスト化することができる。等価的に抵抗値 R を k_r だけ増加させるため、積分ゲインは k_r を考慮して(5.30)式とする。

$$\hat{k}_{i_d_kr} = \hat{k}_{i_q_kr} = \omega_c (K_R R + k_r) \dots \dots \dots (5.30)$$

等価抵抗ゲインを図 5.3 に示す境界条件に基づいて設計することで、高速域での電流制御系の安定化を図る。

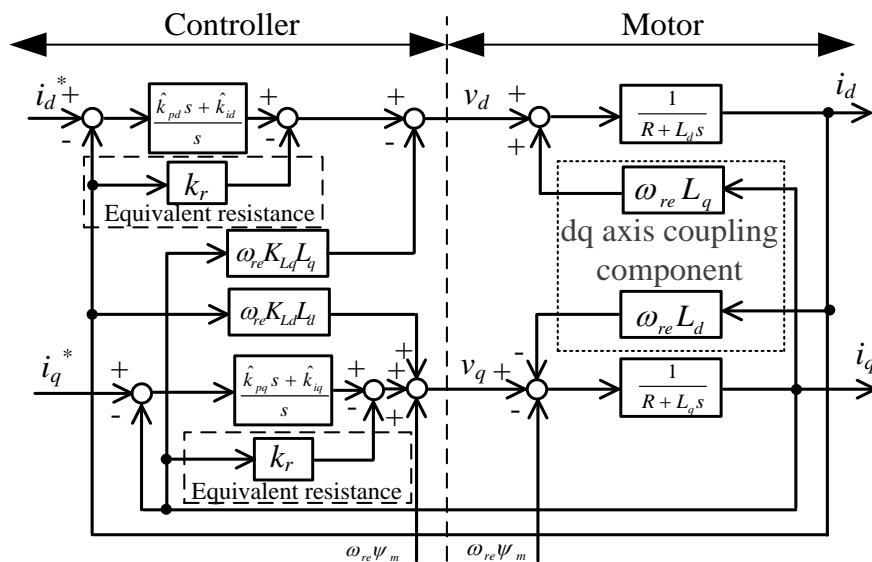


図 5.7 等価的に抵抗値を増加させる電流制御系のブロック図

5.3.2 等価抵抗ゲイン k_r の下限値

等価抵抗ゲイン k_r により等価的に抵抗値を増加させた場合の特性方程式の s^2 の係数が正となる条件を求めることで、電流制御系を安定させるために必要な k_r の下限値を求めることができる。等価抵抗ゲイン k_r により等価抵抗値を増加させた場合の電流制御系の安定条件は(5.31)式で表される。

$$\frac{(R+k_r)^2}{\omega_{re}^2 L_d L_q} + \frac{\omega_c}{\omega_{re}} (R+k_r) \left\{ \frac{(K_R + K_{Ld})}{\omega_{re} L_q} + \frac{(K_R + K_{Lq})}{\omega_{re} L_d} \right\} + K_{Ld} K_{Lq} \left(\frac{\omega_c}{\omega_{re}} \right)^2 + (1 - K_{Ld})(1 - K_{Lq}) > 0 \quad (5.31)$$

(5.31)式を k_r について解くと、 k_r の下限値は(5.32)式となる。

$$k_r > \frac{-K_1 + \sqrt{K_1^2 - 4K_2}}{2} - R \quad (5.32)$$

ただし、

$$K_1 = \omega_{re} (K_{Ld} L_d + K_{Lq} L_q)$$

$$K_2 = K_R R (L_d + L_q) + L_d L_q \{ K_{Ld} K_{Lq} + \omega_{re}^2 (1 - K_{Ld})(1 - K_{Lq}) \}$$

(5.32)式で等価抵抗ゲイン k_r を設計することで極が左半平面へ配置される。しかし、(5.32)式でゲインを設計すると安定限界付近で極を設計することになるため、ステップ指令に対して過大な出力電流オーバーシュートが発生し過電流トリップが起こる可能性がある。そこで、(5.10)式に示すパラメータ誤差を有する電流制御系の一巡伝達関数に着目し、(5.10)式の一巡伝達関数をパラメータ誤差がない電流制御系の伝達関数に近づけるように k_r を設計する。(5.10)式の $P_q(s)$ の分母を展開すると(5.33)式となる。

$$\text{den}_{P_q}(s) = L_d L_q s^3 + \{ (R+k_r)(L_d + L_q) + \hat{k}_{pd} L_q \} s^2 + \{ (R+k_r)(R+k_r + \hat{k}_{pd}) + \hat{k}_{id_kr} L_q - \Delta_{dq} \Delta_{qd} \} s + (R+k_r) \hat{k}_{id_kr} \quad (5.33)$$

(5.33)式の s の係数には非干渉制御の誤差項 Δ_{dq} , Δ_{qd} が含まれることから、 s の係数に着目し、 s の係数が(5.34)式となるように k_r を(5.35)式で設計する。

$$\hat{k}_{id_kr} L_q - \Delta_{dq} \Delta_{qd} = \hat{k}_{id} L_q \quad (5.34)$$

$$k_r = \frac{\Delta_{dq} \Delta_{qd}}{L_q \omega_c} = - \frac{\omega_{re}^2 L_d (1 - K_{Ld})(1 - K_{Lq})}{\omega_c} \quad (5.35)$$

図 5.8 に $\omega/\omega_{re}=0.5$ の条件でインダクタンス誤差係数を図 5.3 中の点 A とした時の電流制

御系の極と、提案法において等価抵抗ゲイン k_r を変化させた時の根配置を示す。図 5.2 に示す従来法では極が不安定領域に配置されるパラメータ誤差条件でも、 k_r を増加させることによって極が左半平面へ移動することがわかる。

図 5.9 に提案法において(5.32)式と(5.35)式で等価抵抗ゲイン k_r を計算した場合の周波数特性を示す。(5.32)式を用いて k_r を設計すると、極が左半平面に配置されるため系は安定となるが、ゲインの最大値は G_q で 31.1 dB, F_{qd} で 39.0 dB であり、過大な出力電流のオーバーシュートの原因となる。一方、(5.35)式を用いて k_r を設計すると、 G_q は一次遅れ系と同等の周波数特性となり、 F_{qd} のゲインの最大値は -3.86 dB となる。このように、(5.35)式を k_r の下限値とすることで過大な電流のオーバーシュートを防ぎ、過電流保護などを防ぐことができる。

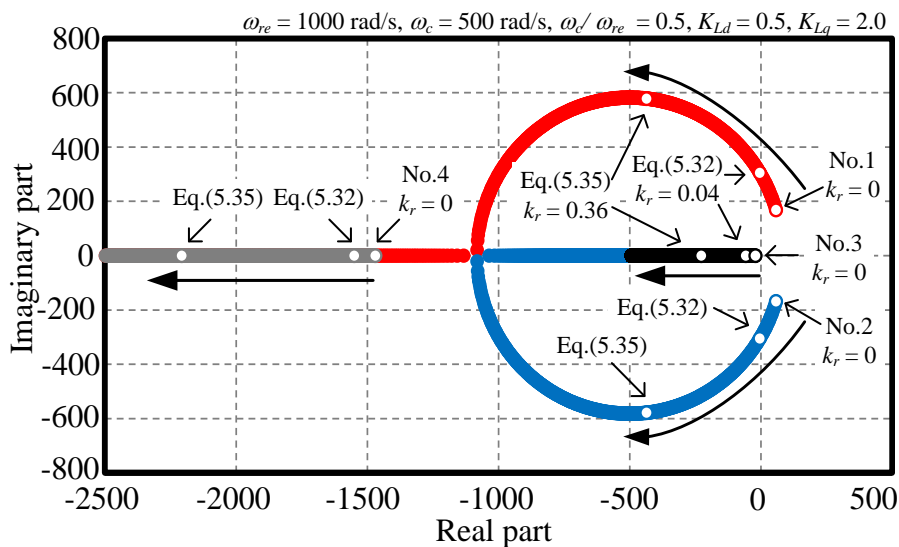
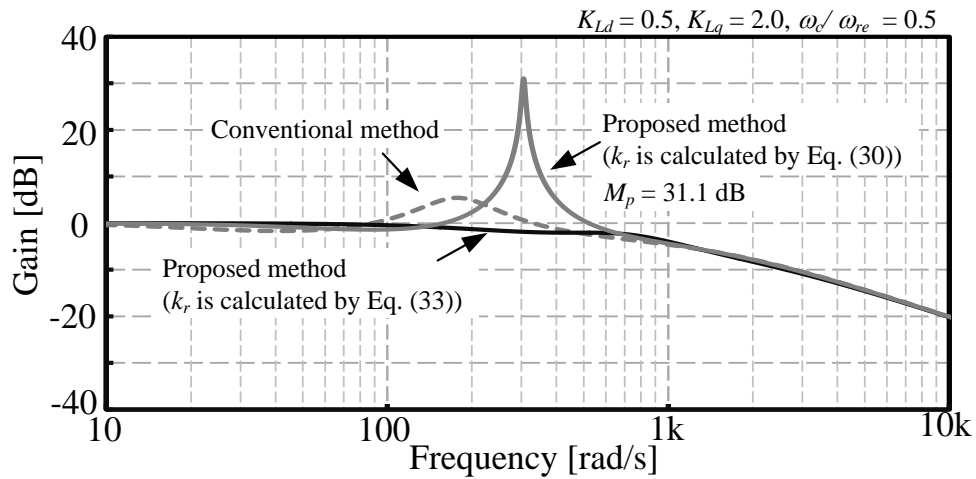
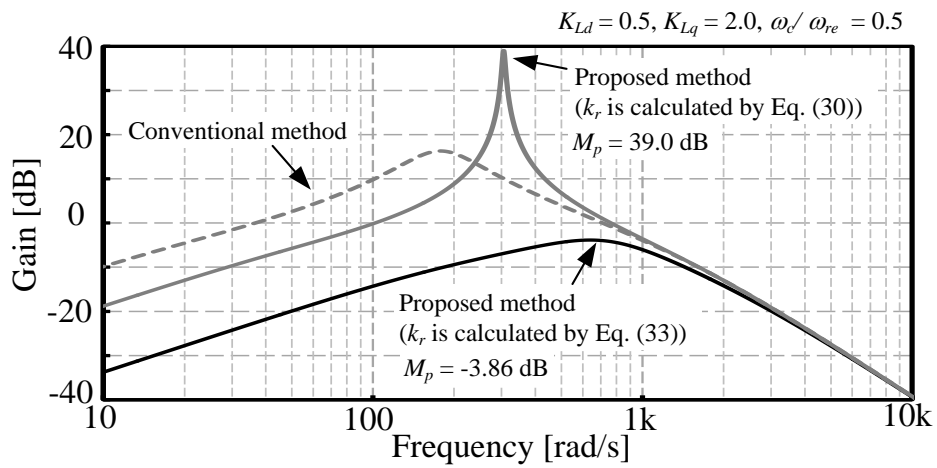


図 5.8 等価抵抗ゲイン k_r を変化させた時の根配置



(a) Characteristic of G_q .



(b) Characteristic of F_{qd} .

図 5.9 各等価抵抗ゲイン設計の周波数特性

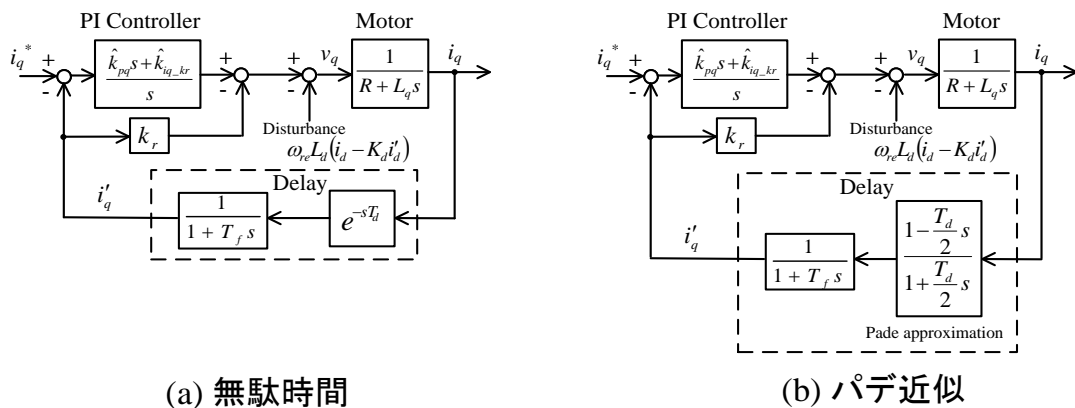
5.3.3 等価抵抗ゲイン k_r の上限値

図 5.10 に検出遅れを考慮した q 軸電流制御系のブロック図を示す。等価抵抗ゲイン k_r を大きくすることで干渉項による外乱を抑圧できるとし、図 5.10 のむだ時間を 1 次のパデ近似で近似し、 i_q^* から i_q までの目標伝達関数を求めると、(5.36)式となる。

$$\frac{i_q}{i_q^*} = \frac{(\hat{k}_{pq}s + \hat{k}_{iq}) \left(1 + T_f s\right) \left(1 + \frac{T_d}{2} s\right)}{\alpha_0 s^4 + \alpha_1 s^3 + \alpha_2 s^2 + \alpha_3 s + \alpha_4} \dots\dots\dots (5.36)$$

表 5.3 に図 5.10 のむだ時間を 1 次のパデ近似として作成したラウス表を示す。表 5.3 より、むだ時間 T_d とローパスフィルタの時定数 T_f の積を $T_d T_f \approx 0$ と近似して、 β_1 に注目し、電流制御系が安定となる k_r の上限値を求めると、(5.37)式となる。

$$k_r < \frac{2L_q(T_d + 2T_f)}{T_d(T_d + 4T_f)} \dots\dots\dots (5.37)$$



(a) 無駄時間

(b) パデ近似

図 5.10 検出遅れを考慮した q 軸電流制御系のブロック図

表 5.3 むだ時間を 1 次のパデ近似として作成したラウス表

s^4	$\alpha_0 = L_q T_f \frac{T_d}{2}$	$\alpha_2 = R \left(T_f + \frac{T_d}{2}\right) + L_q - \frac{T_d}{2} (k_{pq} + k_r)$	$\alpha_4 = k_{iq}$
s^3	$\alpha_1 = R T_f \frac{T_d}{2} + L_q \left(T_f + \frac{T_d}{2}\right)$	$\alpha_3 = R + k_r + k_{pq} - \frac{T_d}{2} k_{iq}$	0
s^2	$\beta_1 = \frac{\alpha_1 \alpha_2 - \alpha_0 \alpha_3}{\alpha_1}$	$\beta_2 = \frac{\alpha_1 \alpha_4}{\alpha_1}$	0
s^1	$\gamma_1 = \frac{\beta_1 \alpha_3 - \alpha_1 \beta_2}{\beta_1}$	0	0
s^0	α_4	0	0

5.4 シミュレーション結果

導出した式の妥当性を確認するために、シミュレーションを行う。供試側電動機は表 1 に示すパラメータをもつ電動機を使用する。安定解析と同様にインダクタンス誤差は制御器側にインダクタンス誤差係数 K_{Ld} , K_{Lq} を与えることで等価的に電動機のインダクタンス変化を模擬する。

5.4.1 パラメータ誤差を有する電動機のステップ応答

図 5.11 に図 5.2 に示す非干渉制御を行った場合と提案法を用いた場合の電流ステップ応答を示す。図 5.11(a)はブロックモデルを用いて図 5.2 のステップ応答をシミュレーションした結果と、(5.14)式の伝達関数からステップ応答をシミュレーションした結果を表している。図 5.11(a)から、ブロックモデルから求めたステップ応答波形と伝達関数から求めたステップ応答波形が一致していたため、(5.14)式の妥当性が確認できる。また、図 5.11 (a)では、d, q 軸電流制御系にオーバーシュートが発生していることがわかる。特に q 軸電流指令値によって過大な d 軸電流オーバーシュートが発生していることがわかる。これは、図 5.6 に示す通り、インダクタンス誤差により q 軸電流指令値から d 軸電流までの伝達関数 F_{qd} の周波数特性のゲインの最大値が大きくなるためである。ここで、q 軸電流指令がステップ上に変化し、d, q 軸電流が指令値の $\pm 5\%$ に収束するまでに巻線抵抗で消費される電力量を計算すると、1.12J となる。一方、図 5.11(b)はブロックモデルを用いて図 5.7 のステップ応答をシミュレーションした結果と、(5.14)式の伝達関数に等価抵抗ゲインを適用した際のステップ応答をシミュレーションした結果を表している。等価抵抗ゲインの値は(5.35)式に基づき計算し、 0.82Ω (0.14p.u.) である。提案法では d 軸電流オーバーシュート量を 0.48p.u. 低減し、q 軸電流に関してはオーバーシュートが発生せず、一次遅れ系の応答と同様の応答となっていることがわかる。また、q 軸電流指令がステップ上に変化し、d, q 軸電流が指令値の $\pm 5\%$ に収束するまでに巻線抵抗で消費される電力量は 0.06J である。このことから、提案法では高速域でのダンピング要素を向上し、オーバーシュートによる損失を抑制できることを確認した。

5.4.2 等価抵抗ゲインの上限値

図 5.12 に図 5.10(b)に示す検出遅れを考慮した q 軸電流制御系のステップ応答を示す。ここで、むだ時間 T_d は $10\ \mu\text{s}$ 、ローパスフィルタの時定数 T_f は $4\ \mu\text{s}$ とする。図 5.12 は、ブロックモデルを用いて図 5.10(b)のステップ応答をシミュレーションした結果と、(5.36)式の伝達関数からステップ応答をシミュレーションした結果を示している。また、図 5.12(a)は(5.37)式から計算した等価抵抗ゲインの上限値を 0.99 倍した値を等価抵抗ゲインとしている。図 5.12(a)から、ブロックモデルから求めたステップ応答波形と伝達関数から求めたステップ応答波形が一致しているため、(5.37)式の妥当性が確認できる。一方、図 5.12(b)は等価抵抗ゲインの上限値を等価抵抗ゲインとしている。図 5.12(b)では、等価抵抗ゲインが上限値となっているため、ステップ応答が発散していることがわかる。このことから、むだ時間を 1 次のパデ近似で近似できる条件において(5.37)式の妥当性が確認できる。

図 5.13 に図 5.10(a)に示す検出遅れを考慮した q 軸電流制御系のステップ応答を示す。図 5.12 は、ブロックモデルを用いて図 5.10(a)のステップ応答をシミュレーションした結果と、(5.36)式の伝達関数からステップ応答をシミュレーションした結果を示している。図 5.13(a)では等価抵抗ゲインをゼロとしているが、伝達関数とブロックモデルの結果が一致していることがわかる。一方、等価抵抗ゲインを上限値に近づけていくと、上限値の 0.95 倍の値の時にブロックモデルの電流制御系が発散することがわかる。このことから、等価抵抗ゲインを増加させた場合、1 次のパデ近似が成立しなくなることがわかる。よって、等価抵抗ゲインの上限値は、(5.37)式で与えられる値の 90%以下の値とする必要がある。そこで、本研究では、等価抵抗ゲインを(5.35)式から求められる下限値付近で設計し実験を行う。

第 5 章

等価抵抗設計による電動機高速駆動時の電流制御系安定化

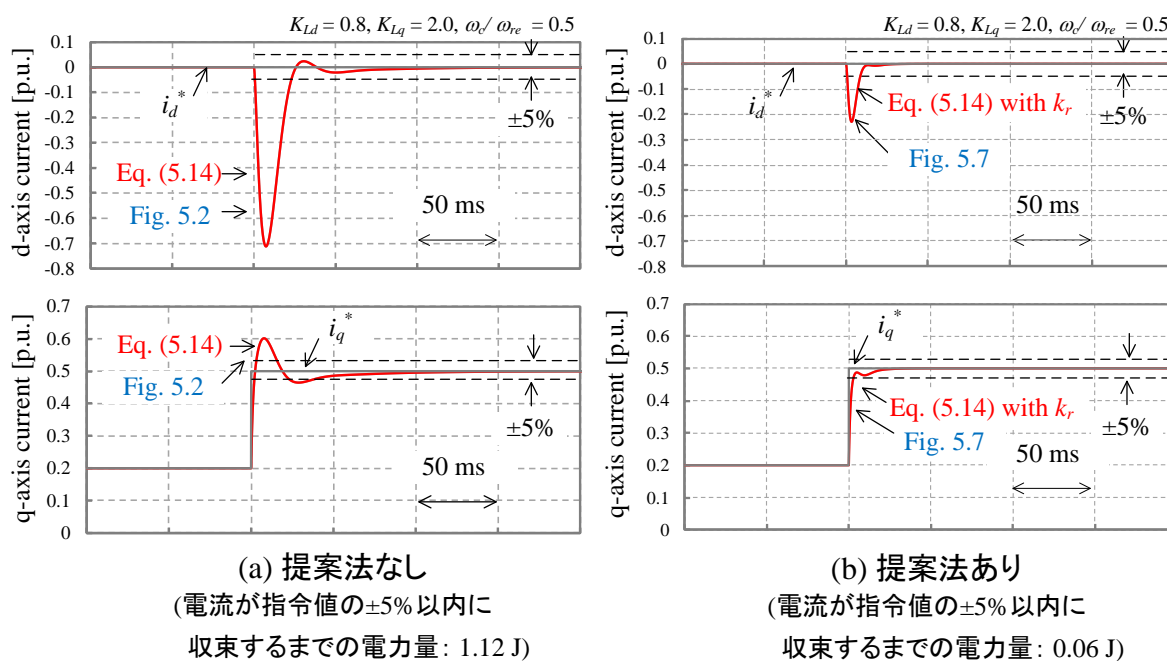


図 5.11 非干渉制御を行った場合と提案法を用いた場合の電流ステップ応答

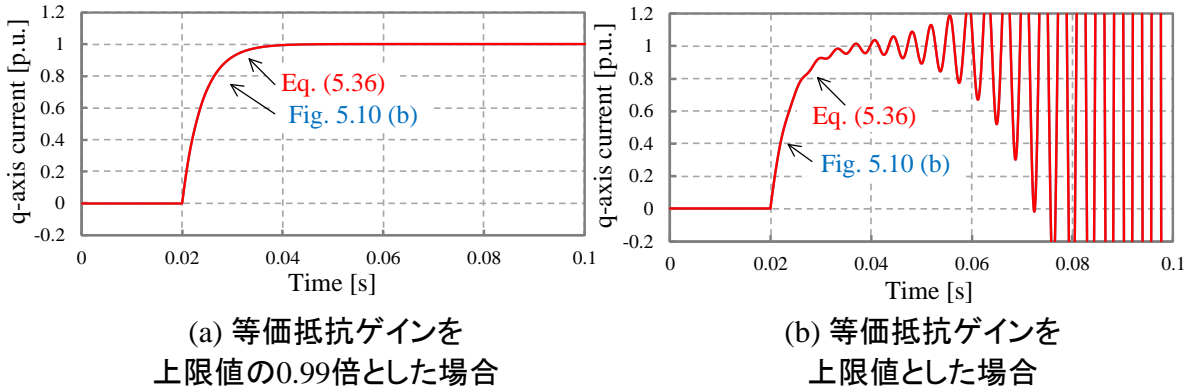


図 5.12 検出遅れをパデ近似考慮した q 軸電流制御系のステップ応答
(図 5.10(b)と(5.36)式の比較)

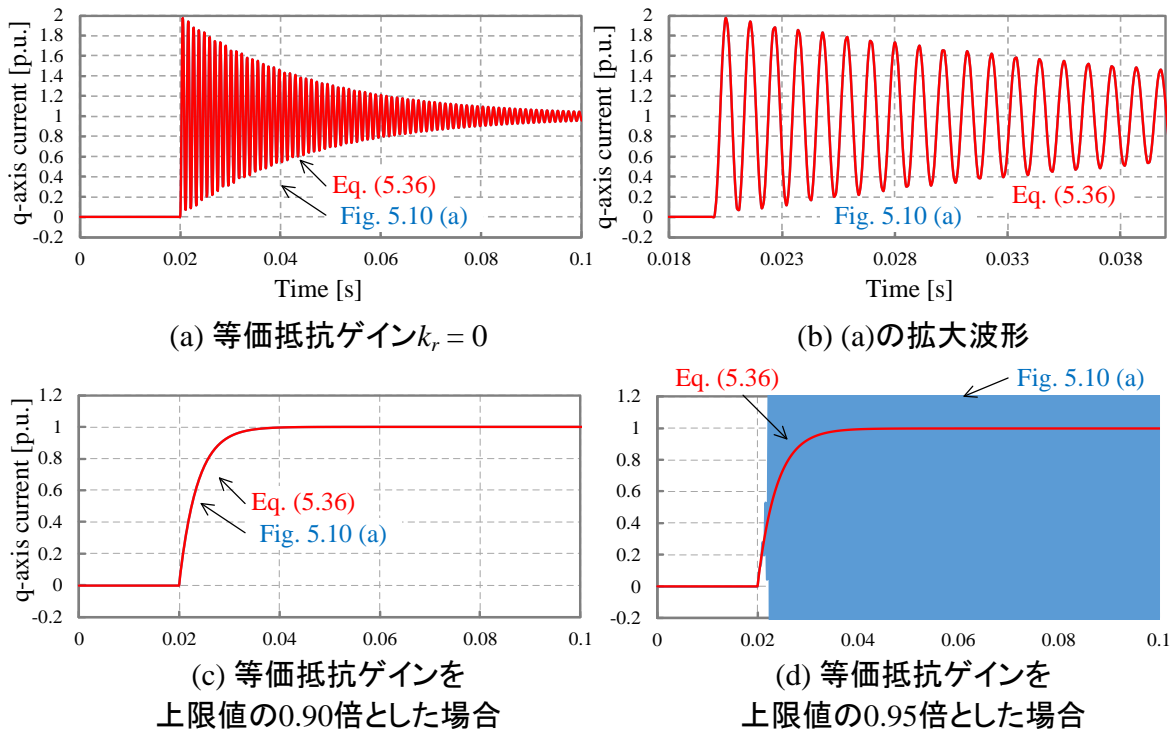


図 5.13 検出遅れを考慮した q 軸電流制御系のステップ応答
(図 5.10(a)と(5.36)式の比較)

5.5 実験結果

5.5.1 実験条件

図 5.14 に製作した PMSM 駆動システムの構成を示す。また、表 5.4 に負荷側電動機のパラメータを示す。供試側電動機は表 1 に示すパラメータをもつ電動機を使用する。安定解析と同様にインダクタンス誤差は制御器側にインダクタンス誤差係数 K_{Ld} , K_{Lq} を与えることで等価的に電動機のインダクタンス変化を模擬する。実験条件に記載するインダクタンス誤差は電機子電流変化による磁気飽和などの影響を考慮していないため、実際のインダクタンス誤差とは異なる。供試側、負荷側ともに、電動機を駆動するインバータの回路構成は 2 レベルインバータである。また、スイッチング素子には IGBT (2MBI150U2A-060, 600V, 50A, 富士電機) を使用し、キャリア周波数を 10 kHz, サンプル周期を 100 μ s, 電流検出や AD 変換で発生する無駄時間は 8 μ s 以下である。なお、負荷側電動機の電源には回生型直流電源(pCUBE, Myway)を使用する。

図 5.15 に速度制御器のブロック図を示す。まず、電流制御系の安定解析結果の妥当性や提案法の有用性を検討するために、供試側をベクトル制御に基づく電流制御、負荷側をベクトル制御に基づく速度制御で駆動する。次に供試側電動機を図 5.15 に示す PI 制御器を用いた速度制御系により無負荷で速度制御し、電動機加速時や電圧制限下で弱め磁束制御を行った場合での提案法の有用性について検討する。なお、速度制御器の比例ゲイン $k_{p\omega}$, 積分ゲイン $k_{i\omega}$ は(5.38)式で設計する⁽⁷⁾。

$$k_{p\omega} = \frac{2\omega_{cs}\zeta J}{K_T}, k_{i\omega} = \frac{\omega_{cs}^2 J}{K_T} \dots\dots\dots(5.38)$$

ただし、 ω_{cs} : 速度制御系の所望の応答角周波数, ζ : 制動係数, J : モータの慣性モーメント, K_T : トルク定数である。電流制御系との干渉を避けるために、速度制御系の所望の応答角周波数 ω_{cs} は電流制御系の所望の応答角周波数 ω_c の 50 分の 1 とし、制動係数は 0.7 とする。また、弱め磁束制御には回転速度と誘起電圧の最大値 V_{om} から計算される等電圧楕円の上に電流指令動作点が配置されるよう d 軸電流指令を決定する方法⁽¹²⁾を用いる。弱め磁束制御に用いたモータパラメータは表 1 に示す一定値であり、弱め磁束制御時の d 軸電流指令値は(5.39)式で与えられる。

$$i_d^* = \frac{-\psi_m + \sqrt{\left(\frac{V_{om}}{\omega_{re}}\right)^2 - (L_q i_q)^2}}{L_d} \dots\dots\dots(5.39)$$

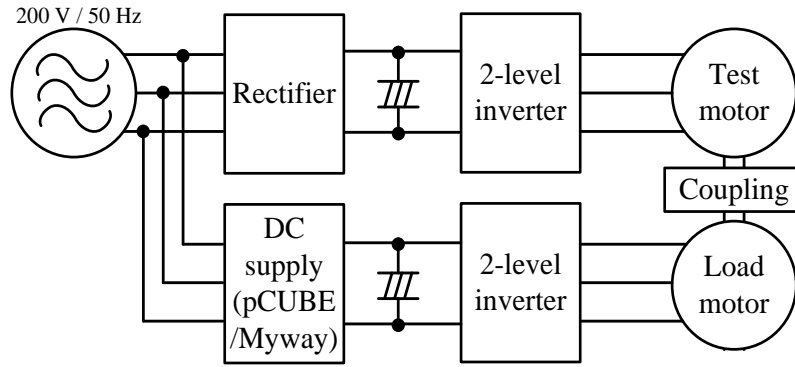


図 5.14 PMSM 駆動システムの構成

表 5.4 負荷側電動機のパラメータ

Rated power	3 kW
Maximum speed	12000 r/min
Maximum torque	4 Nm
Pole number	12
ACR natural frequency ω_t	4000 rad/s

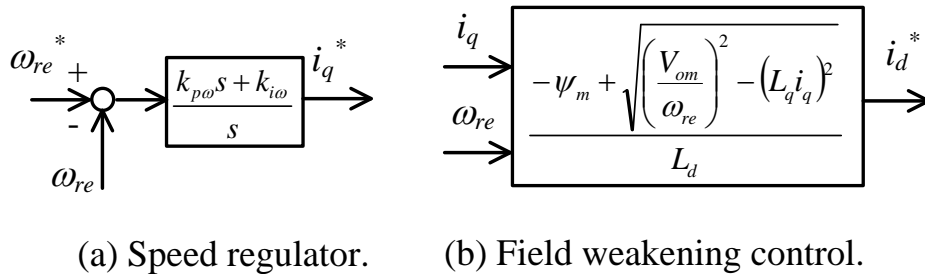


図 5.15 速度制御器のブロック図

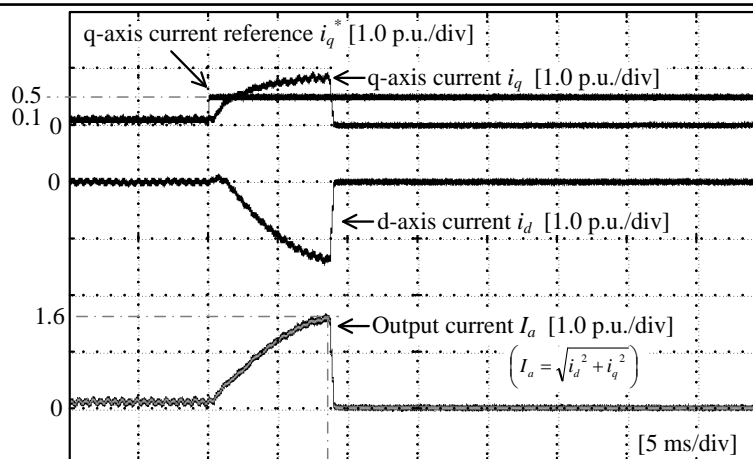
5.5.2 IPMSM 電流制御のロバスト安定性

図 5.16 に図 5.2 に示す従来法を用いた場合のインダクタンス誤差を有する電流制御系のステップ応答を示す。図 5.13(a)は $\omega_c/\omega_e=0.5$ の条件でインダクタンス誤差係数を図 5.3 中の点 C($K_{Ld}=0.7$, $K_{Lq}=2.0$)として出力電流指令値を 0.1 p.u.から 0.5 p.u.とした時の出力電流波形, (b)は $\omega_c/\omega_e=0.5$ の条件でインダクタンス誤差係数を図 5.3 中の点 D($K_{Ld}=0.8$, $K_{Lq}=2.0$)として出力電流指令値を 0.1 p.u.から 0.5 p.u.とした時の出力電流波形, (c)は $\omega_c/\omega_e=1.0$ の条件でインダクタンス誤差係数を図 5.3 中の点 C($K_{Ld}=0.7$, $K_{Lq}=2.0$)として出力電流指令値を 0.1 p.u.から 0.5 p.u.とした時の出力電流波形である。表 5.2, 表 5.4 に示す電動機のパラメータより, 供試側電動機の最大トルクに対して負荷側電動機の最大トルクは半分である。そこで, 供試側電動機で電流制御を行う際は, 供試側電動機の電流指令値の最大値を 0.5 p.u.とする。また, d 軸電流指令値は 0 p.u.とする。図 5.16 (a)では, d, q 軸電流制御系にオーバーシュートが発生し, 出力電流が 1.6 p.u.以上となり過電流トリップによってインバータが停止する。特に q 軸電流指令値によって過大な d 軸電流オーバーシュートが発生していることがわかる。これは, 図 5.6 に示す通り, インダクタンス誤差により q 軸電流指令値から d 軸電流までの伝達関数 F_{qd} の周波数特性のゲインの最大値が大きくなるためである。一方, (b)のように誤差係数を小さくできれば, 過電流トリップによるインバータの停止を防ぐことができる。しかし, この場合も q 軸電流指令値によって d 軸電流が -0.9 p.u 程度オーバーシュートする。さらに, (c)ではオーバーシュートなく q 軸電流を制御できるが, (b)と同様にインダクタンス誤差により d 軸電流に 0.5 p.u.のオーバーシュートが発生する。

図 5.17 に提案法を用いた場合のインダクタンス誤差を有する電流制御系のステップ応答を示す。図 5.17(a)は図 5.16 (a)と同様に $\omega_c/\omega_e=0.5$ の条件でインダクタンス誤差係数を点 C として出力電流指令値を 0.1 p.u.から 0.5 p.u.とした時の出力電流波形, (b)は $\omega_c/\omega_e=0.5$ の条件でインダクタンス誤差係数を図 5.3 中の点 A($K_{Ld}=0.5$, $K_{Lq}=2.0$)として出力電流指令値を 0.1 p.u.から 0.5 p.u.とした時の出力電流波形である。等価抵抗ゲインは $\omega_c/\omega_e=0.5$ の条件でインダクタンス誤差係数を図 5.3 中の点 A($K_d=0.5$, $K_q=2.0$)として, (5.37)式をもとに k_r の下限値を計算すると $k_r=0.35[\text{p.u.}]$ となる。下限値が $k_r=0.35[\text{p.u.}]$ となるため, 実験では $k_r=0.5[\text{p.u.}]$ に設定する。等価抵抗ゲインの上限値付近にゲインを設定することも可能であるが, 上限値は電流検出や AD 変換で発生する無駄時間や検出系のローパスフィルタのカットオ

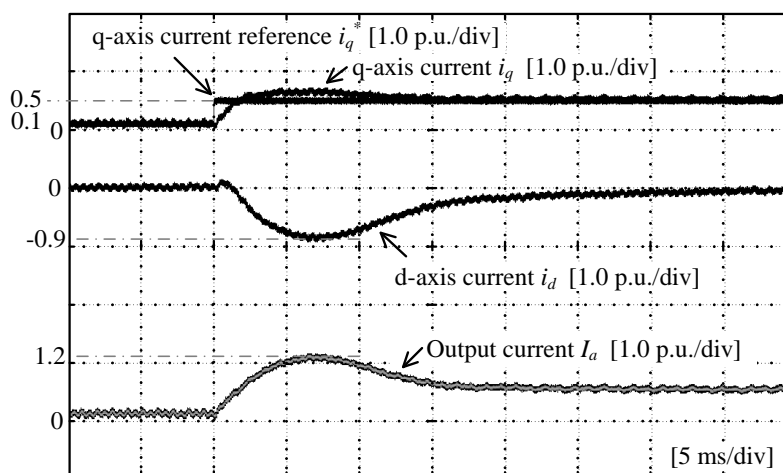
フ周波数といったコントローラの性能によって決定するため、本論文では等価抵抗ゲインをゲインの下限値付近に設定する。なお、等価抵抗ゲイン k_r [p.u.] は定格インピーダンスで規格化した値である⁽¹³⁾。図 5.17(a) のインダクタンス誤差条件は図 5.16(a) と同じであるが、提案法によって q 軸電流や d 軸電流に過大なオーバーシュートなく指令値に電流が追従し、従来法に比べ出力電流オーバーシュートを 1.1 p.u. 低減していることがわかる。また、出力電流が最終値の 63.2% に達する時間は 2ms 程度であり、電流応答は一次系で設計した所望の電流応答である 500 rad/s となっている。また、(b) のように従来法では不安定となるインダクタンス誤差条件でも過大なオーバーシュートなく指令値に電流が追従する。

このように提案法は、電流制御系にインダクタンス誤差が含まれ、従来の電流制御では不安定となるインダクタンス誤差条件でも、過電流トリップによるインバータの停止や出力電流のオーバーシュートなしで電流を制御することができるため、ロバスト安定であるといえる。さらに、実験条件に記載するインダクタンス誤差は電機子電流変化による磁気飽和などの影響を考慮していないため実際のインダクタンス誤差は設定した値よりも大きくなるが、提案法では所望の電流応答を得ることができる。

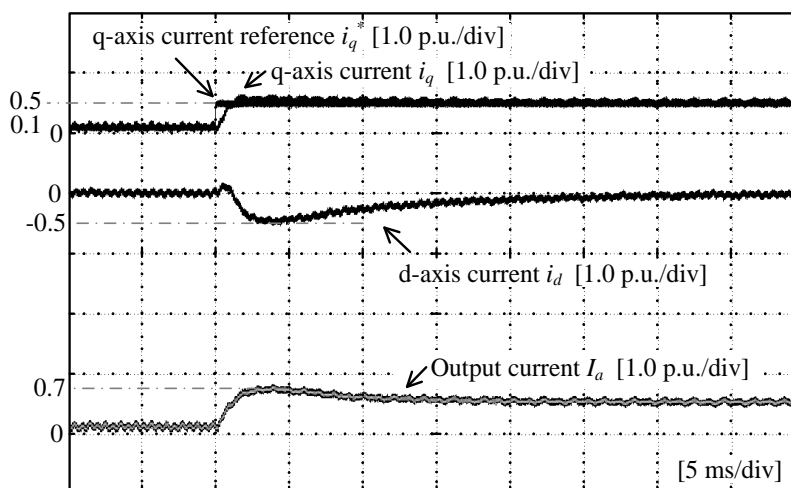


The inverter is tripped by an over current protection.

(a) Conventional method at the condition C shown in Fig.2.

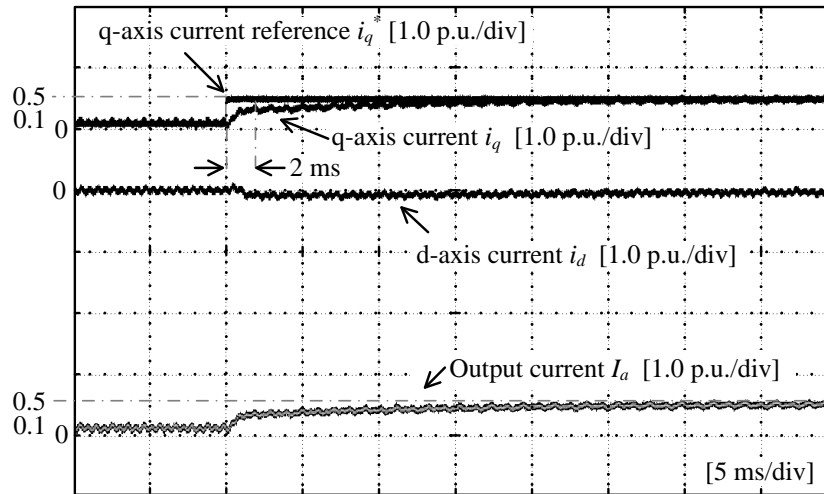


(b) Conventional method at the condition D shown in Fig.5.8.

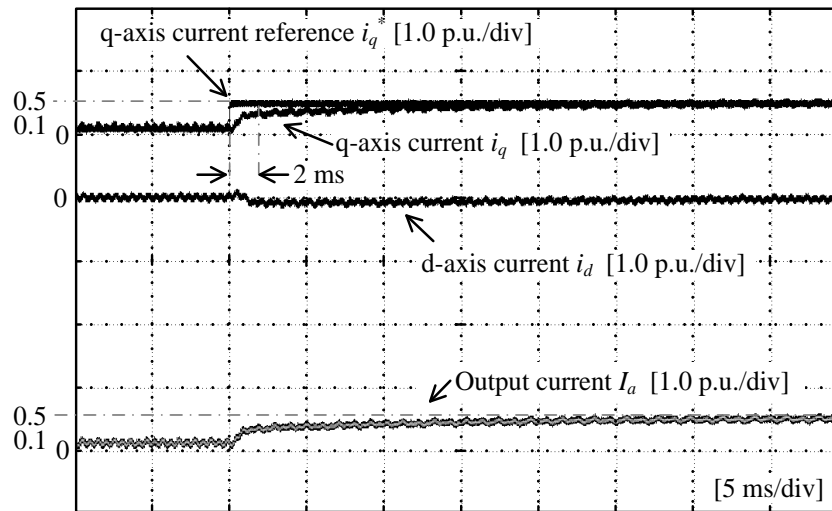


(c) Conventional method at the condition C shown in Fig. 5.8.

図 5.16 従来法を用いた場合の電流制御系のステップ応答



(a) Proposed method at the condition C shown in Fig. 5.8.



(b) Proposed method at the condition A shown in Fig. 5.8.

図 5.17 提案法を用いた場合の電流制御系のステップ応答

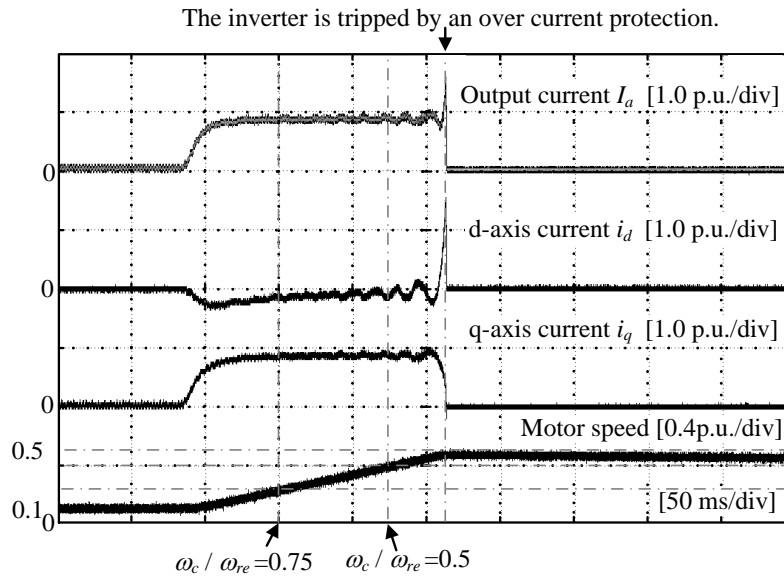
5.5.3 弱め磁束制御領域での IPMSM 速度制御のロバスト安定性

図 5.18 に $\omega_c=500$ rad/s の条件でインダクタンス誤差係数を図 5.3 中の点 A ($K_{Ld}=0.5$, $K_{Lq}=2.0$) とした時の速度制御波形を示す。図 5.18(a) は従来法にて電機速度令値を 0.1 p.u. から 0.5 p.u. とした時の出力電流波形と電動機速度波形, (b) は提案法にて電動機速度令値を 0.1 p.u. から 0.5 p.u. とした時の出力電流波形と電動機速度波形である。また, 電流制御系の所望の応答角周波数 ω_c を速度によらず一定としているため, 高速域において ω_c/ω_e は小さくなる。図 5.18(a) では, ω_c/ω_e が小さくなることで電流制御系が不安定となり, 電動機速度が上がると d, q 軸電流が徐々に振動し, 過電流トリップによりインバータが停止する。一方, 提案法では電動機速度が上がっても d, q 軸電流は振動することなく, 指令速度まで電動機を加速することができる。

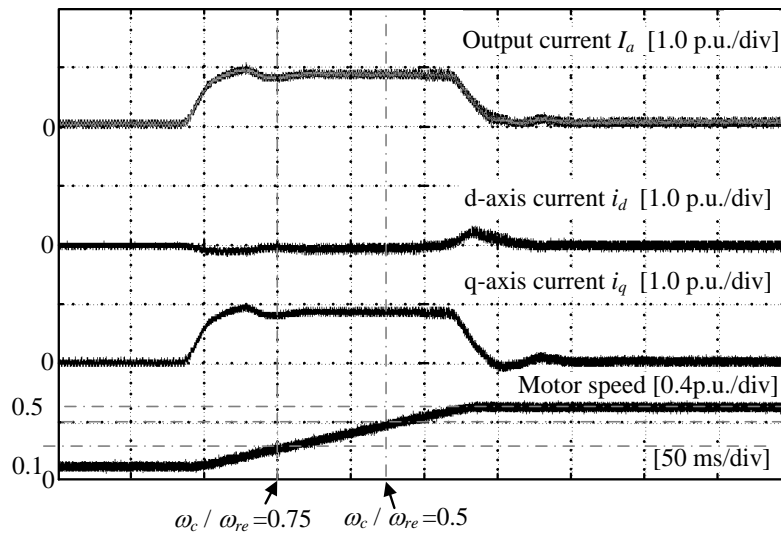
図 5.19 にインダクタンス誤差係数を点 C ($K_{Ld}=0.7$, $K_{Lq}=2.0$) として弱め磁束領域まで電動機を加速させた場合の速度制御波形を示す。図 5.19(a) は従来法にて ω_c を 1000 rad/s とした時の出力電流波形と電動機速度波形, (b) は提案法にて ω_c を 1000 rad/s とした時の出力電流波形と電動機速度波形, (c) は提案法にて ω_c を 500 rad/s とした時の出力電流波形と電動機速度波形である。なお, (5.26) 式より, 従来法においてインダクタンス誤差係数が点 C の条件で ω_c が 1000 rad/s のときは ω_e が 0.66 p.u. で電流制御系は不安定となり, ω_c が 500 rad/s のときは ω_e が 0.33 p.u. で電流制御系は不安定となる。また, (5.35) 式から得られる等価抵抗ゲイン k_r の下限値は, 図 5.19(a), (b) の条件において 0.24 p.u. であり, 図 5.19(c) の条件において 0.32 p.u. である。図 5.19 (a) では, インダクタンス誤差係数が安定領域に配置されているにも関わらず, 電動機加速中に d 軸電流が 1 p.u. 程度オーバーシュートし電流制御系が不安定となる。一方, (b) に示す提案法では, 電圧制限領域まで電動機を加速させ弱め磁束制御を行っても過電流トリップなく, 電動機速度が指令値に追従していることがわかる。さらに, (c) では, 従来法で電流制御系が不安定となるインダクタンス誤差条件であるが, 提案法により電圧制限領域での電流制御系のオーバーシュートが収束し, 電動機速度が指令値に追従していることがわかる。なお, 図 5.19(c) では $\omega_c/\omega_e=0.33$ となる時刻でスパイク状の電流が発生しているが, このスパイク状の電流は等価抵抗ゲインを増加させることで, 図 5.19(b) の $\omega_c/\omega_e=0.66$ となる時刻の出力電流のように低減可能である。

このように, 提案法ではインダクタンス誤差による電動機加速時の電流制御系の不安定

化や電圧制限下での出力電流オーバーシュートによる過電流トリップなく、電動機を指令速度まで回転させることができる。

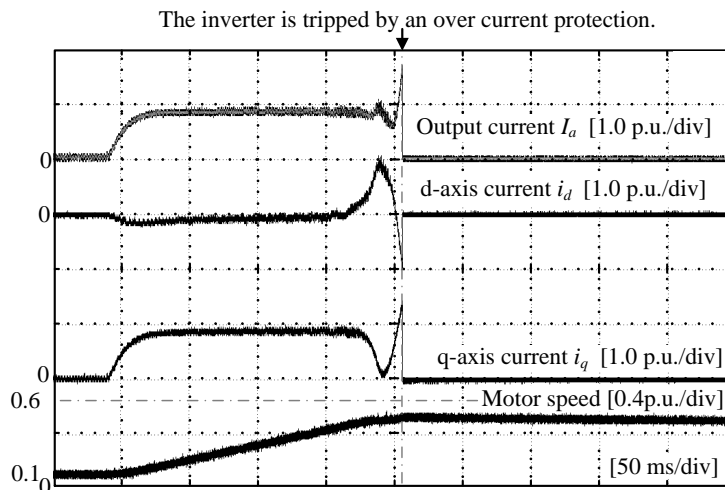


(a) Conventional method at the condition A shown in Fig. 5.3.

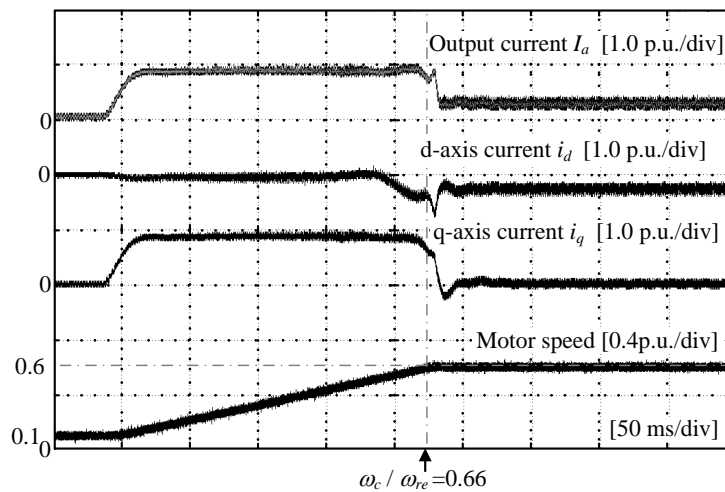


(b) Proposed method at the condition A shown in Fig. 5.3.

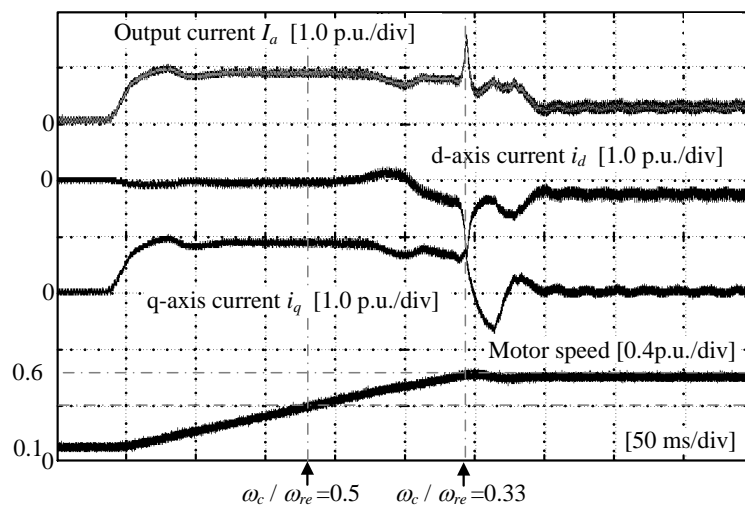
図 5.18 インダクタンス誤差係数を点 A($K_{Ld}=0.5$, $K_{Lq}=2.0$)とした時の速度制御波形



(a) Conventional method at the condition C shown in Fig. 5.3.



(b) Proposed method at the condition C shown in Fig. 5.3.



(c) Proposed method at the condition C shown in Fig. 5.3.

図 5.19 弱め磁束領域まで電動機を加速させた場合の速度制御波形

5.6 結論

本章では、パラメータ誤差をもつ高速駆動電動機の安定化を実現するために、等価抵抗増加による電流制御系の安定化について述べ、その有用性を実験で実証した。以下に、本章で得た結果を記す。

- 1) 電流制御系の応答角周波数と電動機の回転角周波数の比に着目し、高速領域において電流制御系が不安定となるパラメータ誤差と電流制御系の応答角周波数と出力角周波数の比の関係から、従来の非干渉制御ではインダクタンス誤差により不安定となる条件でも、等価抵抗ゲインを適用することでロバスト安定となる制御法を提案した。
- 2) パラメータ誤差を有する IPMSM 電流制御系の伝達関数を導出し、高速域においてインダクタンス誤差により電流制御系が不安定となる条件を導出した。また、ボード線図を用いた安定解析により、インダクタンス誤差をもつ q 軸電流制御系は d 軸電流指令値がゼロであっても q 軸電流指令により過大な d 軸電流が流れ、これが過電流トリップの原因となることを明らかにした。
- 3) 導出したインダクタンス誤差条件と電流制御系の一巡伝達関数に基づく電流制御系がインダクタンス誤差によらずロバスト安定となる等価抵抗ゲインの設計法を明らかにした。
- 4) 実験により、従来法ではインダクタンス誤差による不安定化により 1.6 p.u. の出力オーバーシュートによって過電流トリップがかかりインバータが停止するような条件でも、提案する電流制御系ではオーバーシュートなく指令値に電流が追従することから、提案する電流制御系がインダクタンス誤差に対してロバスト安定であることを確認した。
- 5) 提案法ではインダクタンス誤差による電動機加速時の電流制御系の不安定化や電圧制限下での出力電流オーバーシュートによる過電流トリップなく、電動機を指令速度まで回転させることができることを確認した。

参考文献

- (1) M. Hasegawa, S. Doki, “Trends in Motor Drive Techniques in Japan”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 1, No. 3 (2012)
- (2) 「可変速交流ドライブ技術の到達点と課題」, 電気学会技術報告書第 1326 号 (2014)
- (3) B. H. Bae, S. K. Sul, J.-H. Kwon, and J.-S. Byeon, “Implementation of Sensorless Vector Control for Super-High-Speed PMSM of Turbo-Compressor,” IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 39, No. 3, pp. 811-818 (2003)
- (4) 森本 雅之・松井 信行・武田 洋次:「リラクタンストルク応用電動機 リラクタンストルク応用電動機の現状と動向」, 電学論 D, Vol.119, No.10, pp. 1145-1148 (1999)
- (5) H. Zhu, X. Xiao and Y. Li, “PI Type Dynamic Decoupling Control Scheme for PMSM High Speed Operation,” Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) 2010, pp. 1736-1739 (2010)
- (6) 水野康博・長谷川勝・大橋雄・松井景樹:「高速運転 IPMSM のセンサレス制御時における軸誤差に対するロバスト安定性とその実験的評価」, SPC-07-35 (2007)
- (7) 杉本英彦・小山正人・玉井伸三:「AC サーボシステムの理論と設計の実際」, 総合電子出版社
- (8) 近藤圭一郎・松岡孝一・中沢洋介:「鉄道車両駆動用永久磁石同期電動機の電流制御系設計法」, 電学論 D, Vol.118, No.7/8, pp.900-907 (1998)
- (9) 「進化する電動機に対する電動機制御技術」, 電気学会技術報告書第 1237 号 (2011)
- (10) 工藤純・野口季彦・川上学・佐野浩一:「IPM モータ制御システムの数学モデル誤差とその補償法」, SPC-08-25 (2008)
- (11) 中野道雄・美多勉:「制御基礎理論 古典から現代まで」, 昭晃堂 (1981)
- (12) 森本茂雄・上野智広・武田洋次:「埋込磁石構造 PM モータの広範囲可変速制御」, 電学論 D, Vol.114, No.6, pp.668-673 (1994)
- (13) 伊東淳一・伊東洋一:「トランジスタ技術 SPECIAL パワーエレクトロニクス 技術教科書」, CQ 出版社 (2014)

第6章

結論

6.1 本研究の成果

本研究では、多様な負荷に接続される汎用電動機駆動システムにおいて、負荷変動やパラメータ変動による制御性能低下という課題を解決するシステムの開発を目的とし、等価抵抗設計による性能のロバスト化を提案した。本章では、第1章から第5章までの結論をまとめ、本研究の結論とする。

第1章では、家庭部門、輸送部門、産業部門といった多様な用途に用いられる汎用電動機の省エネ化による温室効果ガス削減のためには、負荷変動やパラメータ変動などの運転条件に対して高効率で安定に動作する電動機駆動システムの開発が求められることを示した。特に、負荷変動の対応のためには、「オンライン高効率制御」と「高トルク駆動システム」が必要であり、パラメータ変動時の対応のためには、「安定化制御」が必要であることを示した。また、本研究の目的と論文の概要を示した。

第2章では、まず、これまでに提案されてきた高効率制御技術、高トルク駆動技術、ミスマッチ補償技術について述べ、その特徴と負荷変動やパラメータ変動による問題点を整理した。次に従来手法の問題を解決する等価抵抗設計による性能のロバスト化を提案した。最後に本研究の位置付けを明らかにした。以下に、第2章で得られた成果を示す。

- 1) 周期的変動負荷をもつ誘導電動機に瞬時トルクを用いた高効率制御を行うと、二次磁束が励磁電流の変化に追従できなくなり、損失が増加するといった問題がある。この問題に対して一定トルクを用いた励磁電流一定制御によって損失を低減するといった

手法が提案されているが、一定トルクを用いた方式の方が損失を低減できる負荷変動角周波数と二次時定数の関係について定量的に明らかにされていない。

- 2) 電動機に流すことができる電流は、インバータの直流電圧と電動機のインピーダンスによって決定するため、高トルク駆動実現のために大電流を流すためにはインバータの出力電圧を増加させなくてはならない。この問題に対し、昇圧チョップなどの追加回路で直流電圧を昇圧する方式があるが、始動時のみに高トルクが必要な用途では、定常運転時に昇圧回路を停止させていても、半導体スイッチの導通損により電力変換器の効率が悪化するという問題がある。
- 3) モータパラメータをオンラインで同定する方式では、パラメータ誤差を考慮した電流制御系の応答と電動機速度の関係が安定性に及ぼす影響が明らかにされていない。また、電動機を低サンプリング周波数で駆動させた場合、高速領域において制御系の演算遅れによって非干渉制御が正帰還となり、不安定化が起こる。この問題に対し、電動機の逆モデルを用いた非干渉制御方式が提案されているが、逆モデルを実現するために電気時定数のフィルタが必要となる。しかし、高速駆動電動機は比較的電気時定数が短く、効率の観点から数 kHz のキャリア周波数(サンプリング周波数)でインバータを動作させる場合は、時定数の短いフィルタを実現するのは困難である。
- 4) 本研究では電動機駆動システムの抵抗値が損失、機械時定数、安定性に影響を与えることに着目し、負荷変動やパラメータ変動に対して性能をロバスト化するように電動機駆動システムの等価抵抗値を設計することで、電動機に接続される負荷によって性能が劣化する問題を解決し、汎用電動機駆動システムの高効率化を実現する。
- 5) 等価抵抗設計による銅損最小化では、銅損の周波数特性に着目し、等価銅損抵抗が負荷変動角周波数によらず最小となるように電流制御系を設計する。一方、等価抵抗設計による高トルク駆動では、端子からみた電動機の 1 相あたりの抵抗を等価巻線抵抗とし、電動機始動時に等価巻線抵抗を小さくなるようにシステムを設計することで始動時の機械時定数を下げる。また、パラメータ誤差に起因する負性抵抗による不安定化に対しては電流制御系が安定となるように等価巻線抵抗を設計する。
- 6) 提案する等価抵抗設計では無次元のパラメータを用いて性能をロバスト化するための境界条件を導出し、この境界条件に基づいても等価抵抗の増減を行うため、使用する

電動機ごとに等価抵抗を設計する必要はない。この結果、システム設計の汎用性が向上し、負荷変動やモータパラメータ変動によらない性能のロバスト化が実現することで、汎用電動機の高効率化が実現する。

表 6.1 に第 3 章から第 5 章で得られた結論のまとめを示す。

第 3 章では、等価銅損抵抗設計による周期的負荷変動を有する誘導電動機の高効率駆動について述べた。周期的負荷変動をもつ誘導電動機の銅損最小化制御を実現するために、負荷変動周期と誘導電動機の二次時定数の関係から銅損が最小となる等価銅損抵抗設計に基づく励磁電流制御を提案し、その有用性を実験で実証した。以下に第 3 章で得られた成果を記す。

- 1) 瞬時値を用いた高効率制御の銅損と一定値を用いた銅損の式を導出した。一定値を用いた高効率制御では、トルク実効値を用いることで銅損が最小となり、平均トルクを用いた場合に比べ銅損を低減できることを明らかにした。
- 2) 周期的な負荷変動に応じて瞬時トルクを用いた励磁電流制御時の銅損を導出し、負荷変動周期によって銅損が変化することを示した。その結果、銅損についての関数が負荷変動周期に対して交点をもつことを示し、励磁電流一定制御をする場合と比べ瞬時トルクを用いた励磁電流制御時の方が銅損を小さくできる境界を明らかにした。
- 3) 計算結果と実験結果を比較し、誤差 7.3 % 以内となることから、理論式の有用性を示した。銅損の導出結果から、周期的負荷変動に応じて銅損を最小化するためには、銅損を小さくできる境界に基づき、変動周期や振幅により励磁電流指令演算に用いるトルクを瞬時値から一定値に切り替える必要があることを示した。
- 4) オンライン励磁電流制御を行うことで、負荷トルクに応じて銅損を最小にできる制御法を提案した。

以上より、提案する励磁電流制御が従来法における負荷変動に対する銅損増加を解決し、負荷変動に対しての高効率性能のロバスト性を有することを実証した。

第 4 章では、電動機始動時の等価巻線抵抗設計を用いることで、負荷変動によって慣性モーメントや負荷トルクが大きくなっても電動機の高トルク駆動を実現する高トルク駆動システムについて述べた。提案するシステムは、巻線切替器とインバータを組み合わせることで直入れ運転に比べ突入電流を抑制し、直入れ運転並みの始動トルクを実現すること

を実験によって実証した。以下に第 4 章で得られた成果を記す。

- 1) インバータと巻線切替器を直列に接続した電動機駆動システムを提案し、直流電圧を昇圧するのではなく、始動時は Δ 結線にすることにより、各相の等価巻線抵抗を引き下げることで高トルク駆動を実現する。また、コストも MC を追加するだけであり、安価に実現できる。
- 2) 半導体選定の指針を明らかにするために、始動時のジャンクション温度上昇 ΔT_j について熱解析を行った。熱解析の結果、スイッチング素子の電流定格は始動時の最大電流の 1/2 とすればよい。
- 3) 提案システムの有用性を示すために織機駆動システムへの適用を行った。実験の結果、提案システムは直入れ運転と同等の始動時間を達成し、突入電流を 37.7 % 低減させ、消費電力量を 27.4% 低減することができる。
- 4) 直入れ運転と織機軸速度情報をフィードバックしたベクトル制御では、効率が 27.8 pick/kWh となり、ほぼ同じ値となった。一方、センサレスベクトル制御を適用することで、直入れ運転に比べ、運転効率を 3.6 % 改善できることを明らかにした。

以上より、本研究で提案したインバータと巻線切替器を直列に接続した電動機駆動システムは始動時間と突入電流のトレードオフを解消し、負荷トルクや慣性モーメントの増加に対してのロバスト性を有しており、コスト面でも利点があることを確認した。

第 5 章では、等価巻線抵抗設計によるパラメータ誤差をもつ高速駆動電動機の安定化手法について述べた。パラメータ誤差をもつ高速駆動電動機の安定化を実現するために、等価巻線抵抗増加による電流制御系の安定化について述べ、その有用性を実験で実証した。

以下に第 5 章で得られた成果を記す。

- 1) 電流制御系の応答角周波数と電動機の回転角周波数の比に着目し、高速領域において電流制御系が不安定となるパラメータ誤差と電流制御系の応答角周波数と出力角周波数の比の関係から、従来の非干渉制御ではインダクタンス誤差により不安定となる条件でも、等価抵抗ゲインを適用することでロバスト安定となる制御法を提案した。
- 2) パラメータ誤差を有する IPMSM 電流制御系の伝達関数を導出し、高速域においてインダクタンス誤差により電流制御系が不安定となる条件を導出した。
- 3) 導出したインダクタンス誤差条件と電流制御系の一巡伝達関数に基づく電流制御系が

インダクタンス誤差によらずロバスト安定となる等価抵抗ゲインの設計法を明らかにした。

- 4) 実験により、従来法ではインダクタンス誤差による不安定化により 1.6 p.u. の出力オーバーシュートによって過電流トリップがかかりインバータが停止するような条件でも、提案する電流制御系ではオーバーシュートなく指令値に電流が追従することから、提案する電流制御系がインダクタンス誤差に対してロバスト安定であることを確認した。また、オーバーシュート低減により、銅損を低減することが可能である。

以上より、提案する安定化制御では、パラメータ変動のワーストケースから等価抵抗ゲインを設計することで、過電流トリップやオーバーシュートを防ぐことができるため、基本的な非干渉制御よりもパラメータ変動に対するロバスト性を有することを実証した。

以上のように、電動機駆動システムの抵抗を等価的に増減させることで負荷変動やパラメータ変動による制御性能の低下を防ぎ、無次元化によって求めた性能低下の境界を用いた等価抵抗設計を行うことで汎用電動機駆動システムの高効率化を達成した。この結果、電動機駆動システムの高効率化、小型化、高速駆動化を実現するための一助として貢献した。

表6.1 第3章から第5章で得られた結論のまとめ

等価抵抗設計の適用事例	特徴	結果	提案法の導入によって予想される効果
<p>周期的変動負荷を有する誘導電動機の高効率化 (第3章)</p>	<p>1) 励磁電流と二次磁束の一次遅れの関係を考慮した銅損最小化(オンライン励磁電流制御による等価銅損抵抗最小化) 2) 無次元化による銅損最小条件の導出(変動角周波数と二次時定数の積による無次元化による境界条件導出)</p>	<p>1) トルク実効値を用いることで銅損を0.37%低減 2) オンライン励磁電流制御により負荷変動に応じて銅損を最小化 3) 周期的負荷変動を考慮することで銅損を1%以上低減</p>	<p>1) 接続される負荷特性によらない高効率駆動 2) 損失低減によるシステムの小型化</p>
<p>負荷トルク増加や慣性モーメント増加に対する誘導電動機の高トルク駆動 (第4章)</p>	<p>1) 昇圧回路を用いない等価抵抗低減にともなう機械時定数短縮による高トルク駆動(インバータと巻線切替器を直列に接続したシステム)</p>	<p>1) 等価抵抗の低減は電磁開閉器2つで実現。半導体を用いた回路と比べコストで導通損はほぼゼロ。 2) 直入れ運転と同等の始動時間を達成し、突入電流を低減 3) 始動時の消費電力量を27.4%低減</p>	<p>1) 高トルク駆動システムの低コスト化 2) 高速域での巻線切替を組み合わせさせた高トルク密度化</p>
<p>パラメータ変動を有する永久磁石同期電動機の電流制御系安定化 (第5章)</p>	<p>1) 無次元化による安定解析(電流制御系応答角周波数と電動機回転角周波数の比に着目した安定解析) 2) 安定化制御(インダクタンス誤差によらずロバスト安定となる等価抵抗ゲインの設計)</p>	<p>1) 基本的な非干渉制御と比べ、1.6p.u.のオーバーシュート量を抑制 2) 過電流トリップがかかる条件でもインバータが停止せず電流指令値に追従 3) 弱め磁束制御領域まで定格トルクで加速しても過電流トリップなく駆動可能</p>	<p>1) 電流制御系安定化による高トルク化 2) 高速駆動化によるシステムの高トルク密度化</p>

6.2 等価抵抗設計に関する結論

本研究では、電動機駆動システムの抵抗を等価的に変化させることで、負荷変動やパラメータ変動に対しても性能をロバスト化可能なシステムを提案した。第3章では周期的変動負荷をもつ誘導電動機の高効率化を目的とし、等価銅損抵抗を最小にする励磁電流制御の設計法について述べ、銅損最小化の原理を示した。提案する等価銅損抵抗設計により、周期的変動負荷をもつ誘導電動機の銅損を低減可能であることを確認した。また、第4章には負荷トルクや慣性モーメントが大きい電動機の高トルク駆動を目的とし、始動時に等価巻線抵抗を減少させることで機械時定数を短くするシステムについて述べ、高トルク駆動の原理を示した。提案する等価銅損抵抗減少による高トルク駆動システムによって、直入れ運転と同等の始動時間を達成し、突入電流を低減可能であることを確認した。さらに、第5章ではパラメータ変動を有する高速電動機駆動システムの安定化を目的とし、非干渉制御の不安定化について述べ、等価巻線抵抗設計による電流制御系の安定化について原理を示した。提案する等価巻線抵抗増加による電流制御系の安定化によって、オーバーシュートを抑制し、一般的な非干渉制御では過電流保護によってトリップする条件でも安定して動作することを確認した。このように等価抵抗設計によって、電動機の性能を低下させることなく高効率に電動機を駆動することができる。したがって、等価抵抗設計によって、汎用電動機の性能低下といった問題を解決し、負荷変動やパラメータ変動によらず高効率に電動機を駆動できることを確認した。

6.3 今後の課題

本研究では、汎用電動機の負荷変動やパラメータ変動に対する性能のロバスト化を目的とし、等価抵抗設計によるシステムの高効率化を提案した。また、実機実験やシミュレーションでその有用性を実証した。しかし、提案法では次のような課題が残されている。

(1) サンプリングによる遅れを考慮した電動機の銅損最小制御

第3章で提案した高効率制御では、誘導電動機の励磁電流と二次磁束に一次遅れの関係があることに着目し、周期的変動負荷に対して等価銅損抵抗が最小になるように励磁電流制御を行うように電流制御系を設計した。一方、永久磁石同期電動機では回転子に永久磁石を使用しているため、電流制御系に遅れがないとすれば、電流を制御することで永久磁石の磁束鎖交数と電流の積によりトルクが遅れることなく発生する。しかし、電流制御系のサンプリングによる遅れを考慮した場合、制御周期が負荷の変動周波数に対して十分高くできない場合、誘導電動機と同様に過渡的な電流による損失増加が問題となる。この問題に対して等価銅損抵抗最小化の観点で解決法を考えると、次のようなアプローチがある。まず、電流制御系を連続時間系から離散時間系へ変換し、周期的変動負荷を有する永久磁石同期電動機の銅損を求める。次に銅損を最小化するd軸電流を求める。具体的には、誘導電動機と同様に銅損をd軸電流で偏微分し、極値を求める。また、誘導電動機と同様に、導出した銅損最小化を実現するd軸電流を計算するのに用いるトルクを一定トルクとした時と瞬時トルクとしたときの銅損を導出する。最後に、制御周期と負荷変動周波数によって無次元化することで、負荷変動に対して瞬時トルクを用いた方が銅損を低くなるのか、一定トルクを用いた方が銅損を低くなるのかといった境界条件を導出する。得られた境界条件から、等価銅損抵抗が最小となるように、オンラインd軸電流制御を行うことで高効率化を図ることができる。なお、誘導電動機も同様にサンプリングによる遅れを考慮した銅損最小化が可能である。

このように、等価銅損抵抗設計によってサンプリングによる遅れを考慮した電動機駆動システムのさらなる高効率化を実現できる可能性があり、今後の検討が望まれる。

(2) 電動機の非線形領域における最大トルク制御

第4章で提案した高トルク駆動システムでは、始動時の等価巻線抵抗を定常運転時の1/3とすることで、磁気飽和がないと仮定すれば Δ 結線時の始動トルクは定常運転時の定格トルクに比べ3倍に増加し、高トルク駆動が可能となることを示した。しかし、実際には始動時の大電流による磁気飽和現象が発生するため、始動トルクには限界がある。この問題に対して、等価抵抗設計の観点で解決法を考えると、次のようなアプローチがある。まず、大電流始動による磁気飽和現象について、電磁界解析を用いた誘起電圧の飽和解析によって明らかにする。次にティースの磁束飽和解析結果に基づき磁気抵抗を考慮することで最大トルクを出力する電流パターンを導出する。最後に磁束飽和時に最大トルクを出力するようにインバータで制御を行う。このように、電動機の磁気抵抗を考慮した電流制御系を開発することで、より高効率な電動機駆動システムを実現できると考えられる。

(3) パラメータ誤差をもつ速度制御系の安定化

第5章で提案した制御法では、電流制御系との干渉を避けるために、速度制御系の所望の応答角周波数 ω_s を電流制御系の所望の応答角周波数 ω_c の50分の1として設計した。しかし、一般的に速度制御系の応答角周波数は電流制御系の応答角周波数の10分の1として設計される。このため、パラメータ誤差を有する高速駆動システムにおいて速度制御系の応答を高くしたい場合は電流制御系との干渉により、所望の速度応答を得られなくなることが考えられる。このため、電流制御系応答角周波数と電動機回転角周波数の比のみならず、電流制御系応答角周波数と速度制御系応答角周波数の比にも着目した安定解析による等価抵抗設計法を開発する必要がある。

以上のように、電動機駆動システムの変動に対する性能のロバスト化にはまだ解決が必要な課題が残されている。今後も、このような課題を継続的に検討していく予定である。

謝辞

本研究の遂行にあたって、直接御指導を賜りました長岡技術科学大学 伊東淳一准教授に心から感謝し、厚く御礼申し上げます。また、学外より学位審査に携わって頂いた中部大学 長谷川勝教授、日頃から有益な御意見、御助言を賜りました長岡技術科学大学 大石潔教授、宮崎敏昌准教授、芳賀仁准教授、近藤正示名誉教授、横倉勇希助教、日下佳祐研究員、苫小牧工業高等専門学校 佐沢政樹准教授、北海道大学 折川幸司助教に心から感謝し、厚く御礼申し上げます。

本論文の第4章は、株式会社北越電研 齊藤登氏に多大なる御協力を頂きました。齊藤氏には、著者が博士前期課程在籍時、織機駆動システムの実験環境提供や有益な御助言、御討論を賜りました。御礼申し上げます。また、伊東研究室在籍時に織機駆動システムの立ち上げに携わられた星野哲馬氏、小倉工氏、舘野亮氏に御礼申し上げます。

長い研究生活の間、苦楽をともにしたパワー研の先輩、同輩および後輩諸氏に感謝致します。私が学部3年生の時に研究室に配属され、以来博士後期課程に至るまで様々な場面で御助言を頂いた加藤康司氏、春名順之介氏、Goh Tech Chiang 氏、大沼喜也氏、宮脇慧氏、檜原有吾氏、野下裕市氏、小岩一広氏、中田祐樹氏、高橋広樹氏、五十嵐寿勝氏、Asmarashid bin ponniran 氏にも心より感謝し、御礼申し上げます。本研究を進めるにあたり、物質的にも精神的にも恵まれた環境を用意して頂きました。諸先生方の御尽力は言うに及ばず、博士後期課程3年間を支えあった佐藤大介氏、中西俊貴氏、長野剛氏および学部、修士課程でともに研究に打ち込んだ青木渉氏、荒木隆宏氏、田中賢太氏にも心より御礼申し上げます。また、著者と同時代に伊東研究室に在籍したすべての方々に御礼申し上げます。

最後に、高専卒業後、地元を離れてからも博士後期課程まで進学する機会を与えていた

謝辞

だき，学業に専念できるように協力してくれた両親と姉に心から感謝いたします。

論文目録

本論文に関する発表論文

学術論文

- (1) 加藤尚和・伊東淳一・齊藤登: 「巻線切替とインバータの併用による織機駆動システムの高速始動法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 134, No. 5, pp. 526-534 (2014)
- (2) 加藤尚和・伊東淳一: 「周期的変動負荷に応じた励磁電流制御による誘導電動機の銅損最小化制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 135, No. 10, pp. 963-971 (2015)
- (3) 加藤尚和・伊東淳一: 「高速 IPMSM 駆動システムにおける電流制御系の等価抵抗ゲインによるロバスト安定化」, 電気学会論文誌 D, Vol. 137, No. 2 pp. 148-158 (2017)

国際会議における口頭発表論文

- (1) **M. Kato**, K. Orikiawa, J. Itoh, N. Saitoh: "Fast Starting Method using both Inverter and Delta-Star Starter for Weaving Machine Drive Systems", Proc. International Future Energy Electronics Conference 2013, No. 1182 (2013)
- (2) **M. Kato**, J. Itoh: "On-line Copper Loss Minimization Control Method of Induction and PM Motors with Periodic Fluctuation Load", Proc. 17th European Conference on Power Electronics and Applications (2015)
- (3) **M. Kato**, J. Itoh: " Stabilization Method of Current Regulator for Electric Vehicle Motor Drive Systems under Motor Parameter Mismatch Condition ", Proc. The Applied Power Electronics Conference and Exposition 2017, (2017) (印刷中)

国内会議における口頭発表論文

- (1) 加藤尚和・伊東淳一・齊藤 登: 「方形波駆動による織機用インバータの起動時間改善法」, 平成 24 年度電気関係学会北陸支部連合大会, A-71 (2012)
- (2) 加藤尚和・伊東淳一・齊藤 登: 「デルタ-スター切替器とインバータを直列に接続した織機駆動システムの高速度起動法」, SPC 福岡, SPC-12-152, MD-12-046 (2012)
- (3) 加藤尚和・伊東 淳一: 「周期的負荷変動をもつ誘導機の負荷トルクに応じた励磁電流制御による高効率制御」, 平成 25 年電気関係学会関西連合大会, No. G4-8 (2013)
- (4) 加藤尚和・伊東淳一: 「周期的変動負荷に応じた励磁電流制御による誘導電動機の高効率制御」, 電気学会半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC14-048/MD-14-048 (2014)
- (5) 加藤尚和・伊東淳一: 「パラメータ誤差を有する IPMSM の非干渉化制御の安定性解析」, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-45, pp. 249-252 (2015)
- (6) 加藤尚和・伊東淳一: 「パラメータ誤差を有する高速駆動 IPMSM の電流制御系の安定化」, 平成 28 年電気学会全国大会, Vol. 4, No. 38, pp. 59-60 (2016)

参考論文

国際会議における口頭発表論文

- (1) J. Itoh, Y. Nakajima, **M. Kato**: "Maximum Torque per Ampere Control Method for IPM Synchronous Motor based on V/f Control", The 10th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, pp. 1322-1327 (2013)"
- (2) K. Kusaka, **M. Kato**, K. Orikiawa, J. Itoh, K. Morita, I. Hasegawa: "Galvanic Isolation System for Multiple Gate Drivers with Inductive Power Transfer -Drive of Three-phase inverter-", ECCE2015, No. 4525, pp. (2015)
- (3) T. Kataoka, **M. Kato**, J. Itoh: "Minimization of EMC Filter for Interconnection Inverter by High Switching Frequency", INTELEC2015, No. TS09-3 (2015)
- (4) J. Itoh, T. Toi, **M. Kato**: "Maximum Torque per Ampere Control Using Hill Climbing Method Without Motor Parameters Based on V/f Control", 18th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. , No. DS3d-Topic 4-0283 (2016)

国内学会における口頭発表論文

- (1) 加藤尚和, 小岩一広, 大沼喜也, 伊東淳一: 「マトリックスコンバータの電流転流ヒステリシス幅の実機検証」, 北陸支部連合大会, No. A60 (2011)
- (2) 加藤尚和・伊東淳一: 「V/f制御に基づくIPMSMのオンラインMTPA制御にむけた初期パラメータ同定」, 平成26年電気関係学会関西連合大会, No. P-23, pp. 454-455 (2014)
- (3) 東井孝途, 加藤尚和, 伊東淳一: 「IPMSMのV/f制御に基づくモータパラメータを用いないオンライン最大トルク/電流制御」, 平成28年電気学会全国大会, Vol. 4, No. 39, pp. 61-62 (2016)
- (4) 東井孝途, 加藤尚和, 伊東淳一: 「IPMSMのV/f制御における安定化制御の根配置に基づくパラメータ設計法」, 平成29年電気学会全国大会, No. 4-158 (2017) (印刷中)
- (5) ホアンミントゥアン, 加藤尚和, 東井孝途, 伊東淳一: 「エアコンにおけるV/f制御とセンサレスベクトル制御の消費電力比較」, 平成29年電気学会全国大会, No. 4-152 (2017) (印刷中)