

電流可逆チョッパ付 PWM インバータ駆動
PM モータシステムの定出力領域における
高効率化に関する研究

2016年3月

今給黎 明大

目次

第 1 章	緒論	
1.1	背景	1
1.2	研究動向	6
1.2.1	弱め磁束制御に関する研究	7
1.2.2	PAM 制御に関する研究	14
1.2.3	電流可逆チョッパ付 PWM インバータ駆動 PM モータシステム	20
1.3	本研究の目的と課題	24
第 2 章	弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整する制御法	
2.1	緒言	30
2.2	弱め磁束制御，直流リンク電圧制御とシステム各部の損失の関係	30
2.3	提案制御法の課題	34
2.4	結言	37
第 3 章	PM モータシステムの解析モデルの導出	
3.1	緒言	38
3.2	PM モータの dq 軸等価回路モデルとモータ制御関係式の導出	38
3.3	インバータの空間ベクトル変調と電流可逆チョッパの三角波比較変調	46
3.4	直流リンク電圧制御の式の導出	51
3.5	結言	52
第 4 章	各部損失を等価電流源で模擬したシミュレーションモデルの構築	
4.1	緒言	53
4.2	電流可逆チョッパとインバータの損失計算モデル	53
4.3	PM モータの損失計算モデル	60
4.4	各部損失を等価電流源で模擬したシステムのモデル	66
4.5	結言	68
第 5 章	弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整する制御法のシミュレーション	
5.1	緒言	69
5.2	電気学会 D モデルのモータを使用した場合の提案制御法のシミュレーション	69
5.2.1	提案制御法における制御併用量の定義	69
5.2.2	両制御併用時の損失と効率	71

5.2.3	PM モータと電流可逆チョッパの動作点	78
5.2.4	定出力領域における低速域と高速域の検討	81
5.2.5	提案制御法のシミュレーションによる検討結果まとめ	84
5.3	提案制御法における直流リンク電圧指令値の作成方法	85
5.4	従来制御法と提案制御法の比較	87
5.5	結言	88
第 6 章	弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整する制御法の 実機への適用（電子デバイスとして IGBT を使用）	
6.1	緒言	89
6.2	実験システム	89
6.3	実験方法	92
6.4	提案制御法を適用したシステムにおける実験結果および考察	94
6.5	結言	104
第 7 章	弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整する制御法の 実機への適用（電子デバイスとして SiC-MOSFET を使用）	
7.1	緒言	105
7.2	IGBT と SiC-MOSFET の電子デバイス特性比較	105
7.3	SiC-MOSFET の適用によるインバータ効率改善	109
7.4	提案制御法を適用したシステムにおける実験結果および考察	110
7.5	定出力領域の効率改善効果の評価	115
7.6	構築したシミュレーションモデルの妥当性についての考察	120
7.7	結言	121
第 8 章	結論	123
	謝辞	126
	文献	130

1 章 緒論

1.1 背景

近年、地球温暖化の問題が深刻化し、各国で大気中の温室効果ガスを低減する規制が厳しくなり、CO₂を低減するための研究開発が急務となっている。わが国の取り組みについて述べると、平成 19 年の地球温暖化に関する内閣総理大臣演説では、「低炭素社会」というキーワードとともに、低炭素社会実現のための日本の取り組みの現状と今後の方向性が示された⁽¹⁾。その中で、産業に着目すると、トヨタのハイブリッド車の累計販売台数は、2007 年 4 月までに国内海外合わせて約 100 万台であり、自動車における燃費向上の効果が大きいことが示されている⁽¹⁾。また、低炭素社会の近未来イメージにおいても、高効率燃料電池自動車、電気自動車の普及が挙げられている。ここで、プリウスのモータの出力は 60 kW⁽²⁾（最高出力）であり、トヨタのハイブリッド車の累計販売台数分のモータの効率を仮に 1%向上したとすると、その量は 60 万 kW に達することになる。また、日本では、モータの消費電力が全電力に占める割合が既に 50%を超えており、これらのモータの効率を 1%向上したとすると、50 万 kW クラスの火力発電所約 1 基分を節約できることになる⁽³⁾。したがって、モータを高効率に駆動することは低炭素社会実現に向けての重要な手段の一つである。

低炭素社会を実現するための日本が誇る省エネ法の制度として、トップランナー制度がある。トップランナー制度とは、法令で指定する特定機器において、最も優れている機器を標準性能と位置づけし、その機器以上の性能に更新していくことを義務付けた制度である。図 1-1 にトップランナー規制の概要⁽¹⁾を、図 1-2 に経済産業省資源エネルギー庁が開示しているトップランナー制度の特定機器を示す⁽⁴⁾。自動車は当初からこの特定機器に掲げられており、このことから自動車の燃費向上の重要性を再確認することができる。

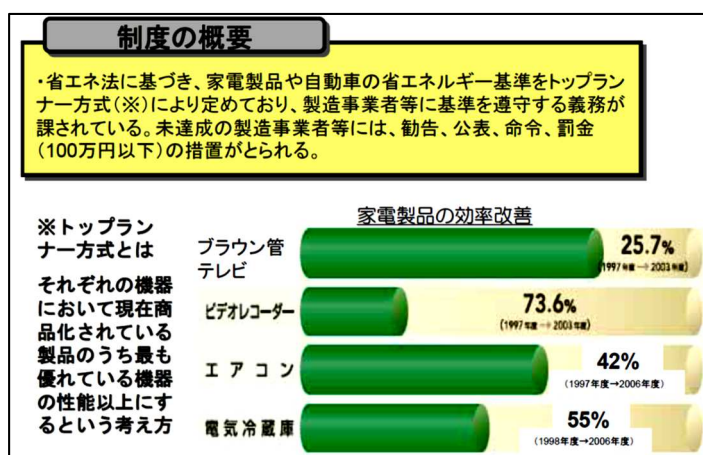


図 1-1 トップランナー制度の概要⁽¹⁾
首相官邸 HP 付属資料 2：低炭素社会より抜粋

最近では、特定機器の中に、新たに三相誘導電動機も追加されている。これにより、図 1-3 に示すように、「国内の三相誘導電動機の 99%が標準効率（IE1）の電動機であり、これをプレミアム効率（IE3）に置き換えることにより年間 155 億 kWh（我が国の全年間消費電力量の約 1.5%）の省エネ効果が期待⁽⁵⁾」されている。例として図 1-4 に、IE1 と IE3 を含む 4 極の三相誘導電動機のモータ容量に対するモータ効率の目標値を示す⁽⁶⁾。なお、いずれはこの三相誘導電動機もさらに高効率な永久磁石同期電動機に置き換わる時代が来ると予測され、近い将来、誘導電動機に限らず永久磁石同期電動機（PM モータ）も特定機器へ指定されるだろうと考えている。

特定機器(26機器)		
1. 乗用自動車	10. 電気冷蔵庫	19. ジャー炊飯器
2. 貨物自動車	11. 電気冷凍庫	20. 電子レンジ
3. エアコンディショナー	12. ストーブ	21. DVDレコーダー
4. テレビジョン受信機	13. ガス調理機器	22. ルーティング機器
5. ビデオテープレコーダー	14. ガス温水機器	23. スイッチング機器
6. 照明器具	15. 石油温水機器	24. 複合機
7. 複写機	16. 電気便座	25. プリンター
8. 電子計算機	17. 自動販売機	26. 電気温水機器 (ヒートポンプ給湯機)
9. 磁気ディスク装置	18. 変圧器	

図 1-2 トップランナー制度の特定機器⁽⁴⁾
 経済産業省資源エネルギー庁 HP, トップランナー制度について 制度概要より抜粋

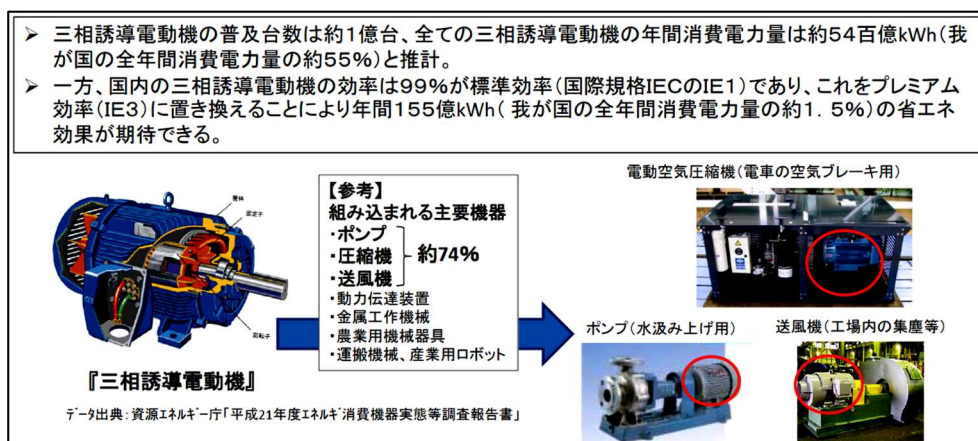


図 1-3 三相誘導電動機のトップランナー制度特定機器への追加⁽⁵⁾
 経済産業省資源エネルギー庁 HP, 産業用モータのトップランナー制度の概要について
 より抜粋

話を電動車両に戻す。電動車両といっても、実際は多種多様な方式が存在し、走行距離によって分類することが可能である。図 1-5 にトヨタ自動車の水谷氏が提案する走行距離別の電動車両の対応を示す⁽⁷⁾。この図より、電気自動車は、ハイブリッド自動車と比較して、一充電当たりの走行距離が短く、走行距離が短い用途での使用が提案されていることが分かる。燃料電池自動車、ハイブリッド自動車、電気自動車の順番で走行距離が短くなっており、特に純粋な EV は電池容量の制約もあり走行距離は非常に短く、走行距離の伸長（燃費向上）とバッテリーの容量低減（低コスト化、軽量化）の点から見ても、PM モータの駆動効率を向上させることは重要であるといえる。

次に、産業において CO₂ 削減に寄与できるとされている自動車全般について、国内だけでなく世界に対して、将来の普及状況を確認してみる。図 1-6 は経済産業省が公開している

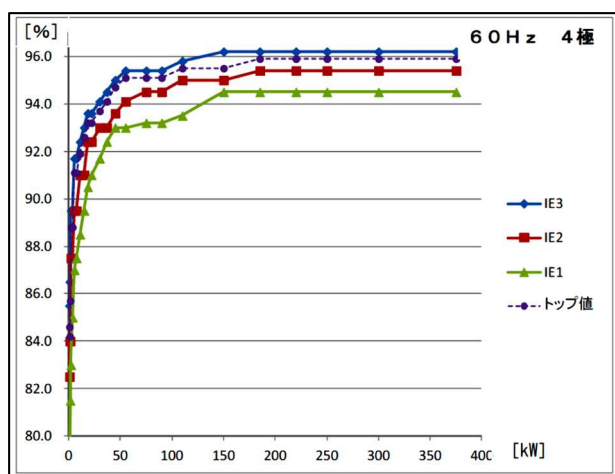


図 1-4 誘導電動機 60 Hz (4 極) での定格出力に対するエネルギー消費効率の目標値⁽⁶⁾
 総合資源エネルギー調査会 省エネルギー基準部会 三相誘導電動機判断基準小委員会
 最終取りまとめ, p. 25 より抜粋

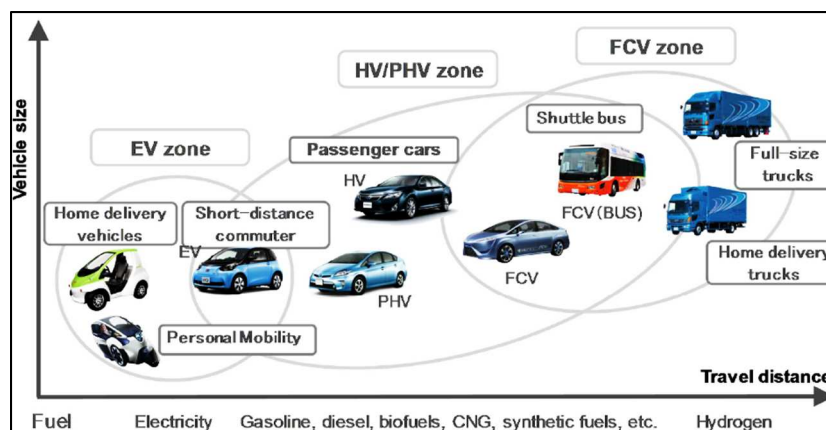


図 1-5 走行距離別の電動車両の対応の提案⁽⁷⁾

水谷：「トヨタの量産型プラグインハイブリッド自動車の開発」, 埼玉次世代自動車イノベーション埼玉次世代自動車創出センター第 3 回シンポジウム (2013) より抜粋

世界の車種別の将来予測（ETP 2012）である⁽⁸⁾。2050年には、電気自動車、ハイブリッド自動車、燃料電池自動車の普及は約2億台に達すると予測されている。現在の主流であるガソリン車は2050年には2000万台以下になり、全体の9割以上が電気自動車、ハイブリッド自動車、燃料電池自動車に置き換わっている。このグラフは、冒頭に述べた各国の大気中の温室効果ガス規制と深く関係があり、CO₂規制の厳しい状況を説明している。ここで、各国のCO₂規制の目標値を図1-7に示す⁽⁸⁾。自動車では、各種排ガス規制を満足しつつ、特定の走行条件下で1km当たりのCO₂基準値を達成しなければならない。この図において、日本、

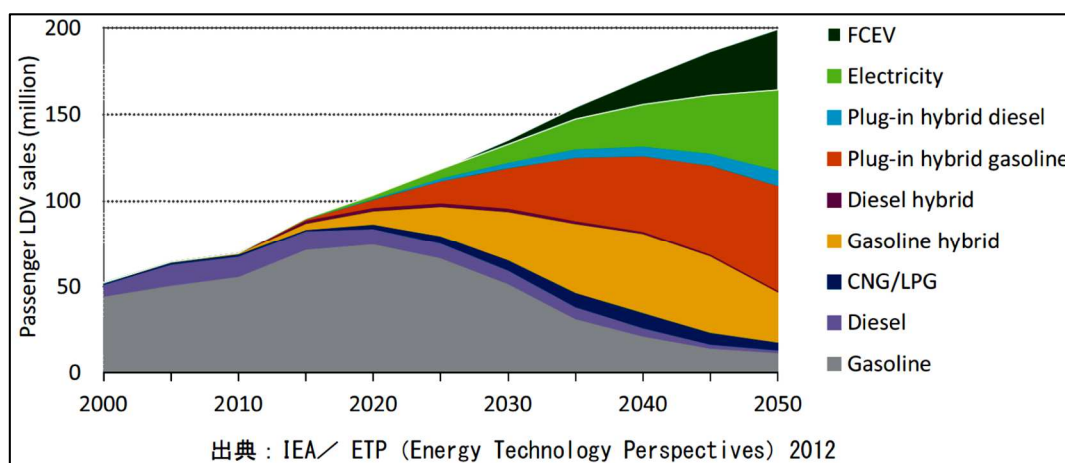


図 1-6 世界の車種別の将来予測（ETP 2012）⁽⁸⁾
自動車産業戦略 2014（経済産業省製造産業局自動車課），p. 16 より抜粋

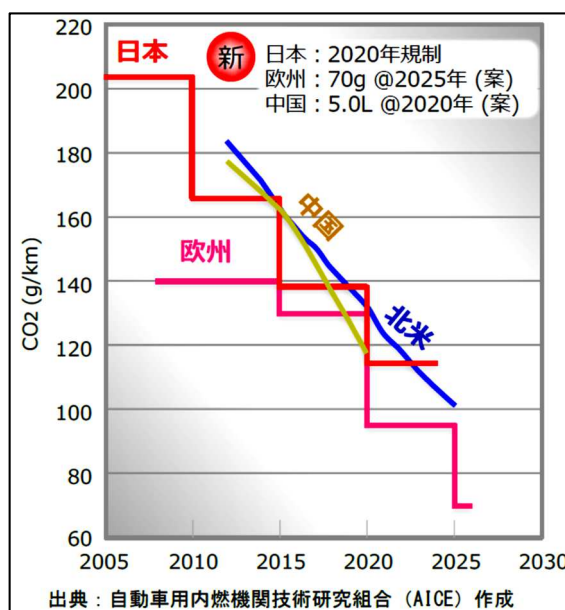


図 1-7 先進国燃費規制⁽⁸⁾
自動車産業戦略 2014（経済産業省製造産業局自動車課），p. 23 より抜粋

北米，欧州，中国共に数年毎に基準値が減少している。これは，CO₂排出量を低減できる新しい技術が次々に必要であり，より高効率な PM モータ駆動システムが求められていることを意味している。

次に，自動車の PM モータの運転領域について説明し，自動車の PM モータ駆動システムの高効率化の課題について述べる。例として図 1-8 に，安川電機の EV 用モータのトルク－回転数の特性を示す⁽⁹⁾。EV 用途では，一定のトルクで駆動する定トルク領域，一定の出力で駆動する定出力領域が存在する。定トルク領域は，市街地走行に相当し，定出力領域は高速道路での高速走行に相当する。ここで，自動車用モータの特徴として，定トルク領域と定出力領域の境界にある基底速度と最高速度の比率が 1:3 もしくはそれ以上もあり，通常のサーボモータの場合の 1:2 程度，定トルクモータの場合の 1:1.3 程度に対して高いことが挙げられる。図 1-8 でいえば，基底速度は約 3000 min⁻¹であり，最高速度は 10000 min⁻¹となる。このような PM モータ駆動システム高効率化の課題として，それぞれの運転領域（市街地走行：定トルク領域，高速走行：定出力領域）における高効率化と高効率範囲の拡大が挙げられる。特に定出力領域では，回転数の上昇に伴いモータ端子電圧が上昇し，電源電圧が不足するため，弱め磁束制御を行って，モータの端子電圧を電源電圧以下に抑えて PM モータを駆動する必要がある。しかし，この弱め磁束制御は，磁束を弱める電流が必要になるため PM モータ駆動システムの効率を低下させる要因となっている。また，PM モータの設計について述べると，どちらかの領域に絞ってモータ効率が高くなるように巻数を調整すれば，それ以外の領域においてモータ効率が低下してしまう問題もある。その他，低燃費化の技術課題，自動車の電源開発，自動車のパワエレ技術，モータ技術に関して，様々な技術課題が報告されているが⁽¹⁰⁾⁻⁽¹⁵⁾，本論文では先に述べた「定出力領域の高効率化」に着目する。

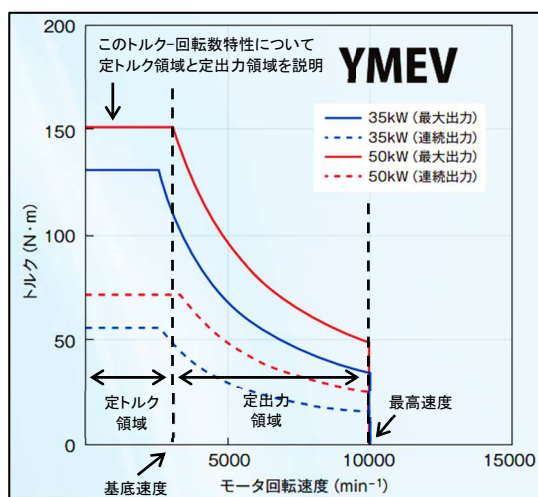


図 1-8 EV 用モータのトルク－回転数特性の例（安川電機）⁽⁹⁾
安川電機 HP YASKAWA Motor Drive System カタログより抜粋

背景の最後に、次世代電子デバイスとして期待されている SiC-MOSFET の現状について述べる。文献(16)の山本氏（千葉工業大学）の報告によると、図 1-9 に示すように、SiC 電子デバイスは、現在の主流である Si-IGBT をさらに大容量化・高速化する分野で検討されていることが述べられている。また、文献(17)の鶴田氏（デンソー）の報告によると、SiC（シリコンカーバイド）デバイスは現状の Si（シリコン）デバイスに比べ、2～3 倍の電流密度の動作、200℃以上の高温動作が可能であり、パワーエレクトロニクスシステムの更なる高出力密度化を可能とする電子デバイスと期待されていることが述べられている。また、スイッチング損失は従来の Si-IGBT の場合に比べて 1/2～1/10 程度に低減可能となり、動作周波数の高周波化も容易となるため、昇降圧コンバータなどに使われているような体格の大きな受動部品（リアクトルやコンデンサ）を 1/2 程度に小形化できる効果も期待できることが述べられている。したがって、これからの車両システムにおいては SiC 電子デバイスが積極的に活用されることが推察できる。

以上の背景を踏まえ、本論文では、「定出力領域における PM モータ駆動システムの高効率化」という課題に関し、主にモータ制御および電子デバイスの二つの視点から PM モータ駆動システムの高効率化のための検討を行う。

1.2 研究動向

本節では、1.3 節の本研究の目的と課題を説明する前に、定出力領域（高速領域）で用いられる従来の制御である弱め磁束制御⁽¹⁸⁾⁻⁽²³⁾と PAM 制御（直流リンク電圧制御）⁽²⁴⁾⁻⁽²⁶⁾の研究動向と問題点を述べる。次に、これらの制御を行う車両用のシステムで採用されている「電流可逆チョップ付 PWM インバータ駆動 PM モータシステム」の研究動向について述べる。最後に、本研究の目的である「電流可逆チョップ付 PWM インバータ駆動 PM モータシステムの定出力領域における高効率化」に関する問題点を整理して述べる。

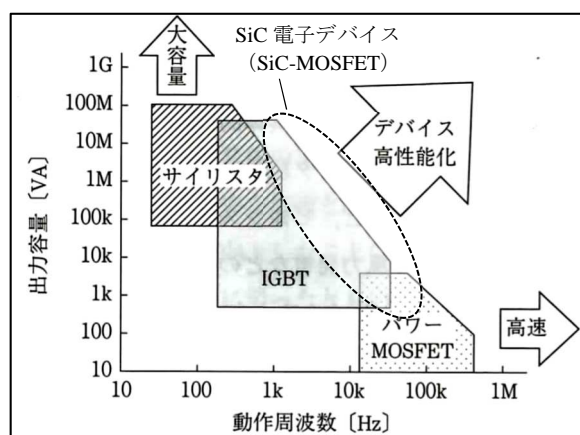


図 1-9 SiC 電子デバイスのターゲット⁽¹⁶⁾

山本：「ワイドギャップ半導体パワーデバイス」，コロナ社，p. 8 より抜粋

1.2.1 弱め磁束制御に関する研究⁽¹⁸⁾⁻⁽²³⁾

まず、定出力領域における PM モータの制御として、弱め磁束制御に関する研究動向と問題点について述べる。弱め磁束制御に関する研究を分類してみると、(i) トルク応答改善⁽¹⁸⁾⁻⁽²¹⁾、(ii) 安定化⁽²²⁾、(iii) 高効率化⁽²³⁾に関する研究に分けることができる。その中でも、トルク応答改善に関する研究は多く報告されている。以下では、それぞれの分類から代表的な文献を挙げて述べることにする。

(i) 弱め磁束制御におけるトルク応答改善に関する研究⁽¹⁸⁾⁻⁽²¹⁾

(i) トルク応答改善に関する研究は文献(18)から(21)で行われているが、ここでは文献(18)の前田ら(名古屋大学)の研究について述べる。この文献では、インバータの出力電圧を操作量とし、インバータで出力可能な電圧から最適な電圧を選択するモデル予測制御を用いた弱め磁束制御領域の特性改善に関する研究が報告されている。このモデル予測制御を用いた弱め磁束制御領域の特性改善の方法として、電流誤差、トルク誤差から構成される評価関数が最小となる電圧パターンを選択することで、トルク応答を改善する試みが示されている。その中で、モデル予測制御適用時において、トルク増加初期には q 軸電流の応答よりも d 軸電流の応答を優先させるように評価関数の重み付けの値を設定する方がトルク応答の改善に有効であることが報告されている。

図 1-10 は、モデル予測制御系に基づくトルク制御系のブロック図である。このブロック図において、インバータの出力電圧パターンは評価関数を解くことで得られ、評価関数をどのように設定するかによって、制御特性が変化することが示されている。

図 1-11 には、評価関数の式と文献中で電流方式と呼ばれている重み付けの設定が示されており、この重み付けの設定を変えた場合のトルク応答の特性改善が検討されている。

図 1-12 には、 d 軸電流の重み係数 W_{id} の値が大きくなった場合のトルク応答の実験結果が示されており、評価関数の重み付けの値の変更によりトルク応答が改善されている。図 1-13 はこのときの dq 軸電流軌跡で、この波形より、トルク増加初期において d 軸電流を多く通電することで、インバータの出力電圧が飽和することなく、実測値のトルクがトルク指令に追従している様子が示されている。

自動車等のシステムを考えた場合、過渡時のトルク応答も重要であるが、高速道路走行時には、ほぼ一定速度で駆動する定常状態の運転が存在し、その定常状態の運転においてシステムの高効率化を図ることが重要である。しかし、文献(18)から文献(21)の研究では、弱め磁束制御の特性としてトルク応答のみに着目されており、弱め磁束制御を用いた場合のシステムの効率や、定常状態の弱め磁束制御時におけるシステムの高効率化について検討が行われていない。

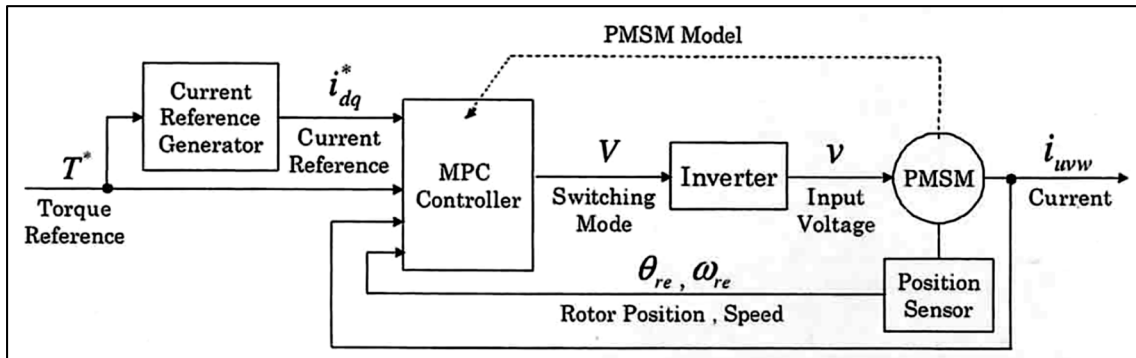


図 1-10 モデル予測制御系に基づくトルク制御系⁽¹⁸⁾

前田・石田・道木・大熊：「PMSM のモデル予測制御における弱め磁束領域の特性改善」，
 半導体電力変換・産業電力電気応用・モータドライブ合同研究会，SPC-10-089, IEA-10-
 016, MD-10-021, pp. 37-41 より抜粋

$$\begin{aligned}
 J = & W_T \sum_{n=1}^{N_p} |T^* - T| \\
 & + W_{i_d} \sum_{n=1}^{N_p} |i_d^* - i_d| + W_{i_q} \sum_{n=1}^{N_p} |i_q^* - i_q|
 \end{aligned}$$

【電流方式】

$$\begin{cases}
 W_T = 0 \\
 W_{i_d} = 1 \\
 W_{i_q} = \frac{L_q}{L_d}
 \end{cases}$$

図 1-11 評価関数の式⁽¹⁸⁾

前田・石田・道木・大熊：「PMSM のモデル予測制御における弱め磁束領域の特性改善」，
 半導体電力変換・産業電力電気応用・モータドライブ合同研究会，SPC-10-089, IEA-10-
 016, MD-10-021, pp. 37-41 より抜粋

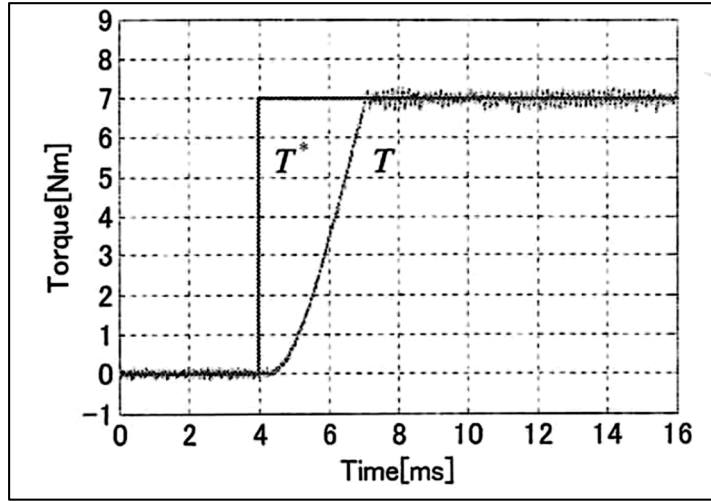


図 1-12 弱め磁束領域における電流方式のトルク応答⁽¹⁸⁾

前田・石田・道木・大熊：「PMSM のモデル予測制御における弱め磁束領域の特性改善」，
 半導体電力変換・産業電力電気応用・モータドライブ合同研究会，SPC-10-089, IEA-10-
 016, MD-10-021, pp. 37-41 より抜粋

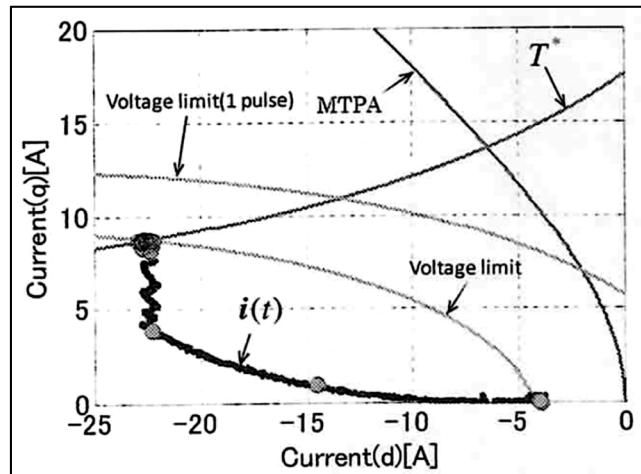


図 1-13 弱め磁束領域における電流方式の dq 軸電流軌跡⁽¹⁸⁾

前田・石田・道木・大熊：「PMSM のモデル予測制御における弱め磁束領域の特性改善」，
 半導体電力変換・産業電力電気応用・モータドライブ合同研究会，SPC-10-089, IEA-10-
 016, MD-10-021, pp. 37-41 より抜粋

(ii) 弱め磁束制御における安定化に関する研究⁽²²⁾

(ii) 安定化に関する研究として、文献(22)の井上ら（大阪府立大学）は、端子電圧が電圧制限値に達する場合においても弱め磁束制御を安定して実現できるよう、 dq 軸モデルの代わりに MT 軸モデルを用いる直接トルク制御を提案している。また、提案の直接トルク制御では、非線形な電流特性を持つインダクタンスをパラメータとして使用しないため、パラメータ変動にロバストであることが示されている。

図 1-14 は、 MT 座標軸の定義を表わしており、電機子鎖交磁束 ψ_s を M 軸、それと直交する軸を T 軸とすることが示されている。また、モータの電気トルクは電機子鎖交磁束 ψ_s とこれに直交する T 軸成分の電流を掛けることで計算できる。 dq 軸モデルの電圧方程式では、モータパラメータとして、 d 軸インダクタンス、 q 軸インダクタンスを使用するが、 MT 軸モデルの電圧方程式では d 軸インダクタンス、 q 軸インダクタンスをパラメータとして使用しないため、 d 軸インダクタンスと q 軸インダクタンスの非線形な電流特性の影響を受けない。

図 1-15 は、直接トルク制御による PM モータ駆動システムのブロック図であり、ブロック図中の式より、モータパラメータは電機子巻線抵抗 R_a しか用いていないことが分かる。また、 MT 座標系において、弱め磁束制御は磁束指令によって実現されており、実機のモータの磁束はモータの端子電圧から巻線抵抗を差し引いた値を積分することで推定されている。

図 1-16 は、一定トルク出力時における、モータパラメータ変動の影響を評価した実験結果である。この図より、直接トルク制御はパラメータ変動に強く、パラメータ変動を与えた場合でも、線間電圧は一定に保たれ、相電流の変化も小さいことが分かる。

以上のように、文献(22)では、弱め磁束制御の安定化として、パラメータ変動の影響を受けにくい直接トルク制御を用いた弱め磁束制御について述べられている。しかし、この文献では、弱め磁束制御の特性として安定化のみには着目されていたものの、弱め磁束制御を用いた場合のシステム効率や、弱め磁束制御時のシステムの高効率化については検討されていない。

(iii) 弱め磁束制御における高効率化に関する研究⁽²³⁾

(iii) 高効率化に関する研究について、文献(23)の植田ら（大阪府立大学）は弱め磁束制御時における高効率な PM モータ駆動法として、最大トルク/磁束制御から定電圧楕円上の運転への移行を実現するための電機子電流指令値を用いる制御を提案している。また、最大トルク/磁束制御が PM モータの鉄損を最小にする制御であり、最大トルク/電流制御が PM モータの銅損を最小にする制御であることも述べている。さらに、最大トルク/磁束制御の動作点よりも定電圧楕円上の動作点で PM モータを駆動する方が、PM モータの銅損を抑えることができ、PM モータを高効率に駆動できることを報告している。

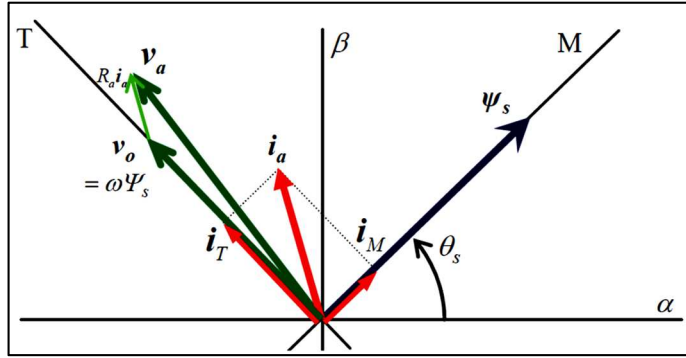


図 1-14 MT 座標軸の定義⁽²²⁾

井上・森本・真田：「電機子鎖交磁束ベクトルに同期した M-T 座標上での弱め磁束制御とトルク制限を適用した PMSM 駆動システムの制御特性」，モータドライブ・家電・民生合同研究会，MD-11-8，HCA-11-8，pp. 39-44 より抜粋

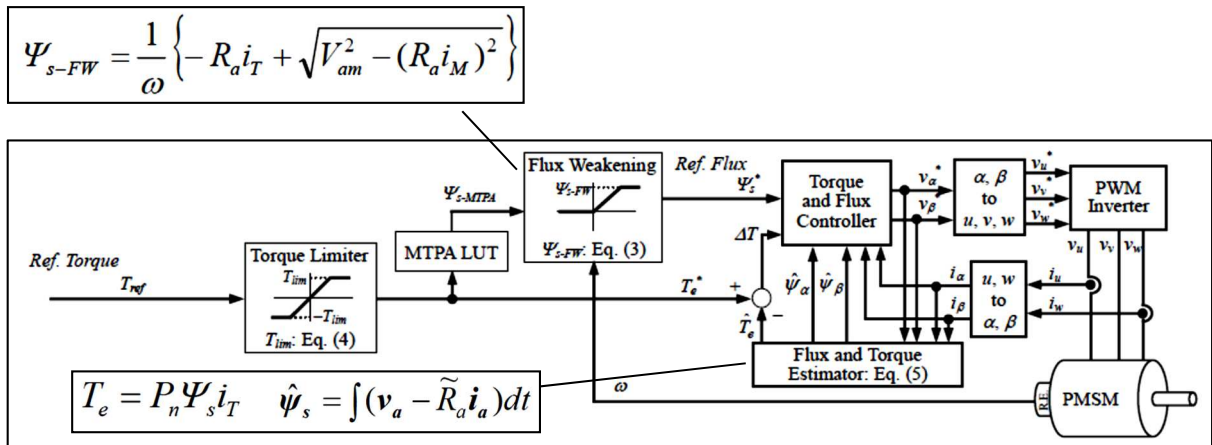


図 1-15 直接トルク制御による PM モータ駆動システムのブロック図⁽²²⁾

井上・森本・真田：「電機子鎖交磁束ベクトルに同期した M-T 座標上での弱め磁束制御とトルク制限を適用した PMSM 駆動システムの制御特性」，モータドライブ・家電・民生合同研究会，MD-11-8，HCA-11-8，pp. 39-44 より抜粋

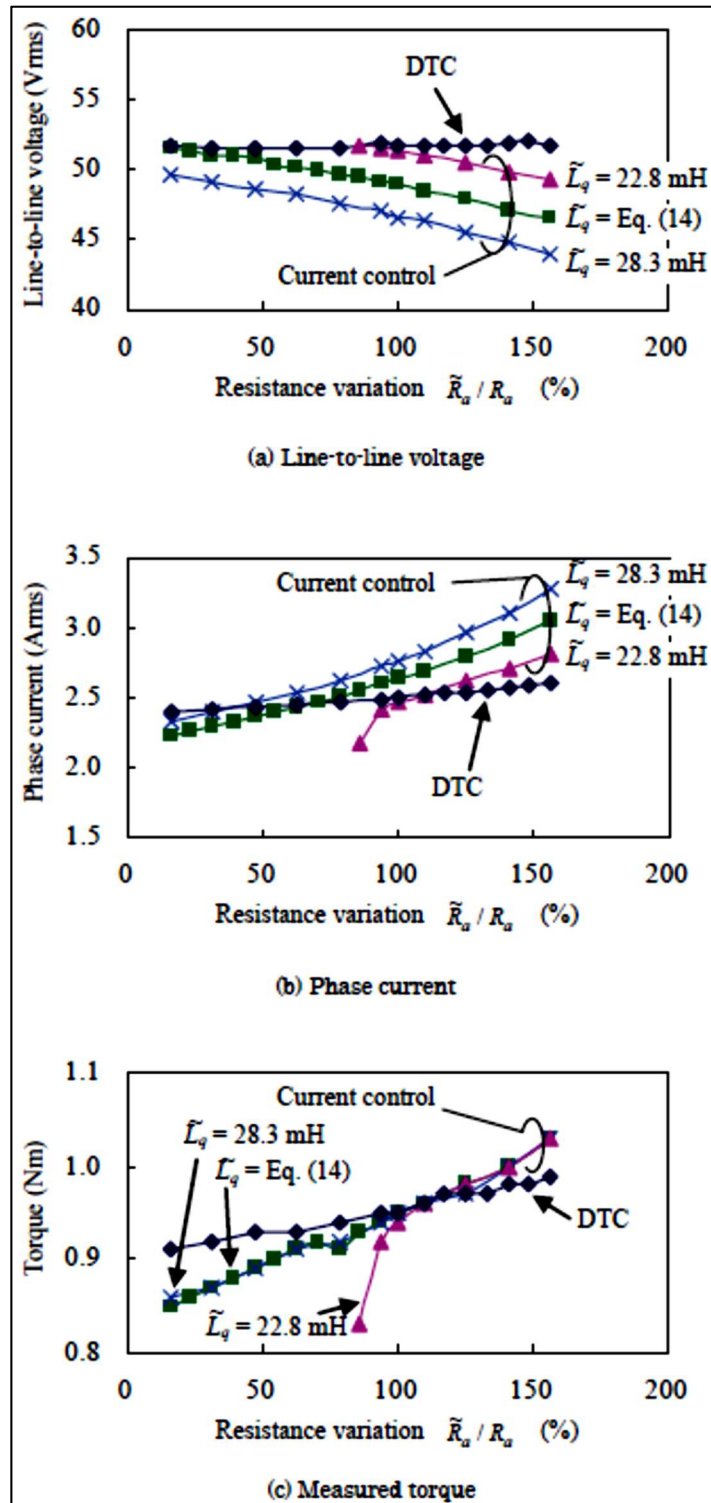


図 1-16 弱め磁束制御時の定常特性 (2000 min⁻¹, 1 N m) ⁽²²⁾

井上・森本・真田：「電機子鎖交磁束ベクトルに同期した M-T 座標上での弱め磁束制御とトルク制限を適用した PMSM 駆動システムの制御特性」，モータドライブ・家電・民生合同研究会，MD-11-8，HCA-11-8，pp. 39-44 より抜粋

図 1-17 は、電流ベクトル平面上の特性曲線、図 1-18 は、図 1-17 の破線部の拡大図である。図 1-18 の定トルク曲線上の動作点として、最大トルク/磁束制御と定トルク曲線の交点である動作点 1 (Method A) と定電圧楕円と定トルク曲線の交点である動作点 2 (Method B) が存在し、どちらの動作点が望ましい動作点であるか検討の余地があることが述べられている。

図 1-19 は、定負荷時の銅損、鉄損特性である (Method A と Method B の比較)。この結果より、動作点 2 (Method B) の定電圧楕円上の動作点で PM モータを駆動する方が、動作点 1 (Method A) で PM モータを駆動するよりも銅損をより低減でき PM モータの効率を向上できている。このように、文献(23)では、PM モータの制御において、最大トルク/磁束制御、最大トルク/電流制御、弱め磁束制御等、複数の制御があり、それぞれの制御を用いた条件が必ずしも PM モータを最大効率で駆動する条件とは一致しないことが示されている。

以上のように、文献(23)では、弱め磁束制御の高効率化として、最大トルク/磁束制御から定電圧楕円上の運転への移行を実現するための電機子電流指令値を用いる制御が述べられている。しかし、様々な運転条件下で弱め磁束制御を用いて PM モータを駆動する場合、どの動作点を選択して駆動すべきかは議論されていない。

これに対し、著者が本論文で取り扱う電流可逆チョップ付 PWM インバータは、弱め磁束制御とは別に、直流リンク電圧制御も行えるため、文献(23)のように PM モータの損失だけで考えた場合に比べて、取りうる動作点が増え、より高効率な動作点での運転が期待できる。

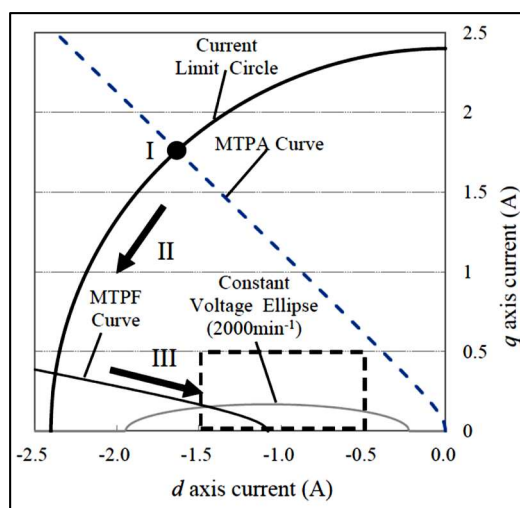


図 1-17 電流ベクトル平面上の特性曲線 (2000 min⁻¹) (23)

植田・森本・井上・真田：「高効率弱め磁束制御を適用した IPMSM 駆動システムの実機検証」，平成 26 年電気学会産業応用部門大会，No. 3-40，pp. 243-246 より抜粋

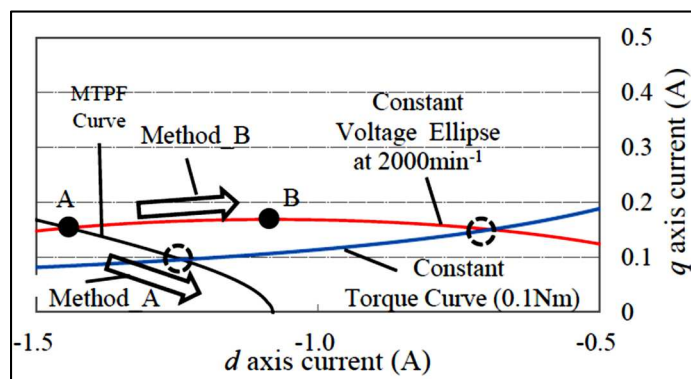


図 1-18 図 1-17 の破線内部の拡大図⁽²³⁾

植田・森本・井上・真田：「高効率弱め磁束制御を適用した IPMSM 駆動システムの実機検証」，平成 26 年電気学会産業応用部門大会，No. 3-40，pp. 243-246 より抜粋

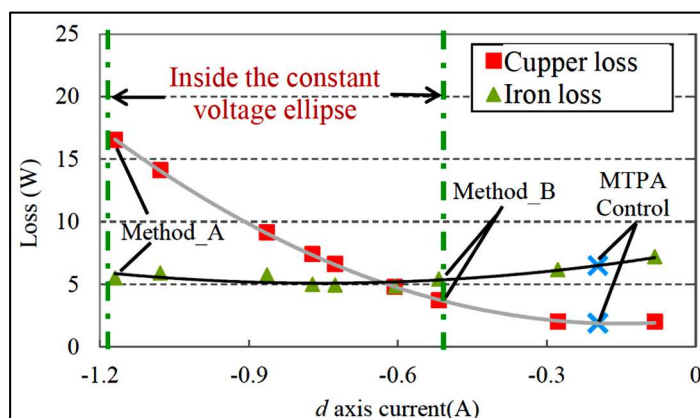


図 1-19 定負荷時の銅損・鉄損特性 (0.085 N m) ⁽²³⁾

植田・森本・井上・真田：「高効率弱め磁束制御を適用した IPMSM 駆動システムの実機検証」，平成 26 年電気学会産業応用部門大会，No. 3-40，pp. 243-246 より抜粋

1.2.2 PAM 制御に関する研究⁽²⁴⁾⁻⁽²⁶⁾

次に，PAM 制御に関する研究について説明する。PAM 制御とは，**Pulse Amplitude Modulation** の略であり，PWM (**Pulse Width Modulation**) 制御がパルス幅を変調するのに対して電圧振幅を変調する制御法である。PAM 制御は家庭用エアコンディショナに応用され

ており歴史は古く、自動車でも PAM 制御（以下、文献引用で必要な場合を除き、直流リンク電圧制御と呼ぶ）を行える電流可逆チョッパ付 PWM インバータが採用されている。これは、エアコンディショナ用モータの可変速範囲が自動車用モータの可変速範囲とほぼ同様であることから理解できる。

(i) エアコンディショナ用 PAM 制御⁽²⁴⁾

電気学会・半導体電力変換システム調査専門委員会によってまとめられた文献(24)の中からエアコンディショナ用 PAM 制御（直流リンク電圧制御）の説明を取り上げて述べる。図 1-20 は同文献で示された直流電圧可変形 PWM 制御の構成であり、基本的に本論文で取り扱う電流可逆チョッパ付 PWM インバータと同一の構成である。自動車の場合は、昇圧チョッパの前段が電池のように直流電源となるだけであり、図 1-20 の回路構成とほぼ同じとなる。システムの動作として、PM モータの速度指令に応じて、直流リンク電圧の指令値が作成され、昇圧チョッパのゲート信号を制御することで直流リンク電圧を制御することが示されている。PM モータの速度が上昇すると、モータの端子電圧が増加するため、直流リンク電圧を昇圧することで PM モータの高速駆動を可能とする方式である。

図 1-21 は図 1-20 のシステムの制御特性で、PWM 制御と PAM 制御（直流リンク電圧制御）の比較である。PWM 制御では、直流リンク電圧が一定であり、電動機の回転速度が上昇するとインバータの出力電圧（変調度）が増加する。これに対して、直流リンク電圧制御では、変調度が 1.0 付近を越える領域、すなわちモータの端子電圧が電源電圧より高くなる付近において、モータの端子電圧（インバータ出力電圧）に対して線形に直流リンク電圧を昇圧する。このとき、直流リンク電圧制御の領域において変調度は一定に保たれている。つまり、図 1-20 のシステムには、変調度が変化する PWM 制御の領域と変調度が固定の値となる直流リンク電圧制御の領域がある。

次の図 1-22 では直流リンク電圧制御の効果について述べられており、電動機効率および総合効率に着目すると従来の PWM 制御に対して、直流リンク電圧制御を行うことでシステムの総合効率を 2~3% 向上できた結果が示されている。この結果より、システムの総合効率改善は、電動機効率改善によるところが大きいことが分かる。また、電動機回転数に着目すると、最高回転数は 8000 min^{-1} まで達しており、背景で述べた図 1-8 の EV 用モータの回転数の範囲に近い値が示されていることが分かる。システムの総合効率は、85% 程度であり、 5000 min^{-1} 付近において最大効率となることも示されている。

以上のように、文献(24)では、直流リンク電圧制御の動作特性およびシステムの効率の改善効果について述べられていた。しかし、直流リンク電圧制御時における PM モータの制御については詳細に述べられておらず、PM モータの弱め磁束制御についても議論されていない。特に、図 1-20 のシステムは、直流リンク電圧制御による PM モータ駆動を前提とするが、同じシステムにより弱め磁束制御も可能である。さらに、これらを組み合わせた制御も可能であるが、このような制御手法は、これまで検討されていない。

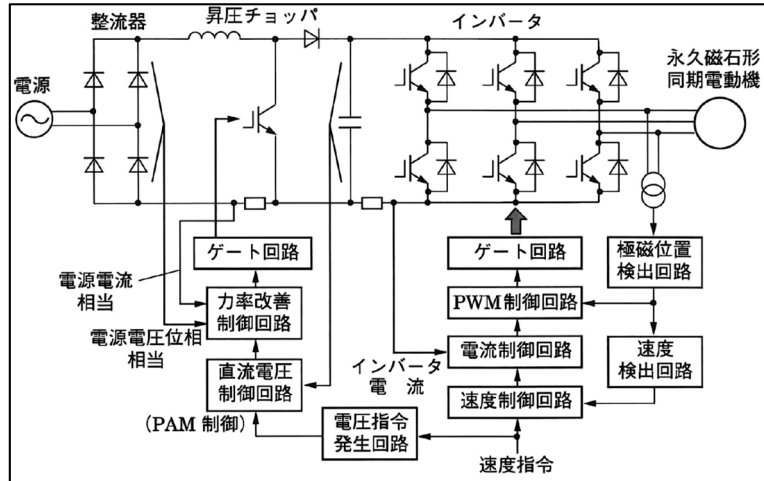


図 1-20 直流電圧可変形 PWM 制御の構成 (家庭用エアコンディショナへの応用) ⁽²⁴⁾
 電気学会・半導体電力変換システム調査専門委員会編：「パワーエレクトロニクス回路」,
 p. 185, オーム社より抜粋

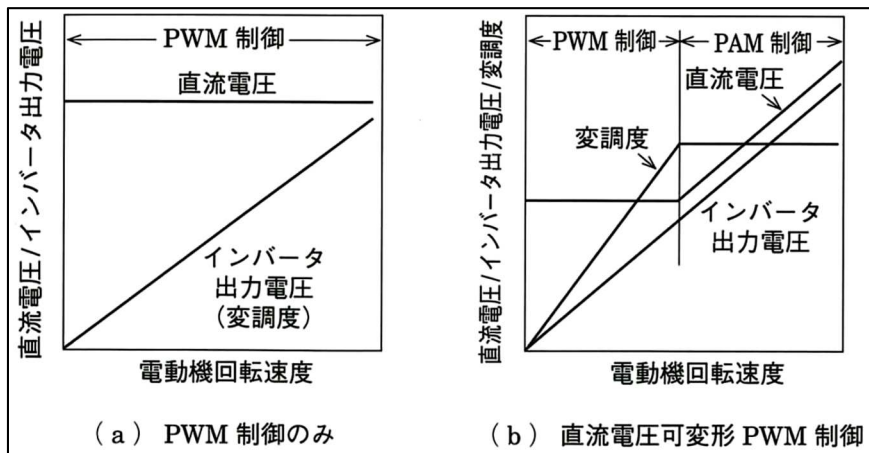


図 1-21 システムの制御特性⁽²⁴⁾

電気学会・半導体電力変換システム調査専門委員会編：「パワーエレクトロニクス回路」, p. 186, オーム社より抜粋

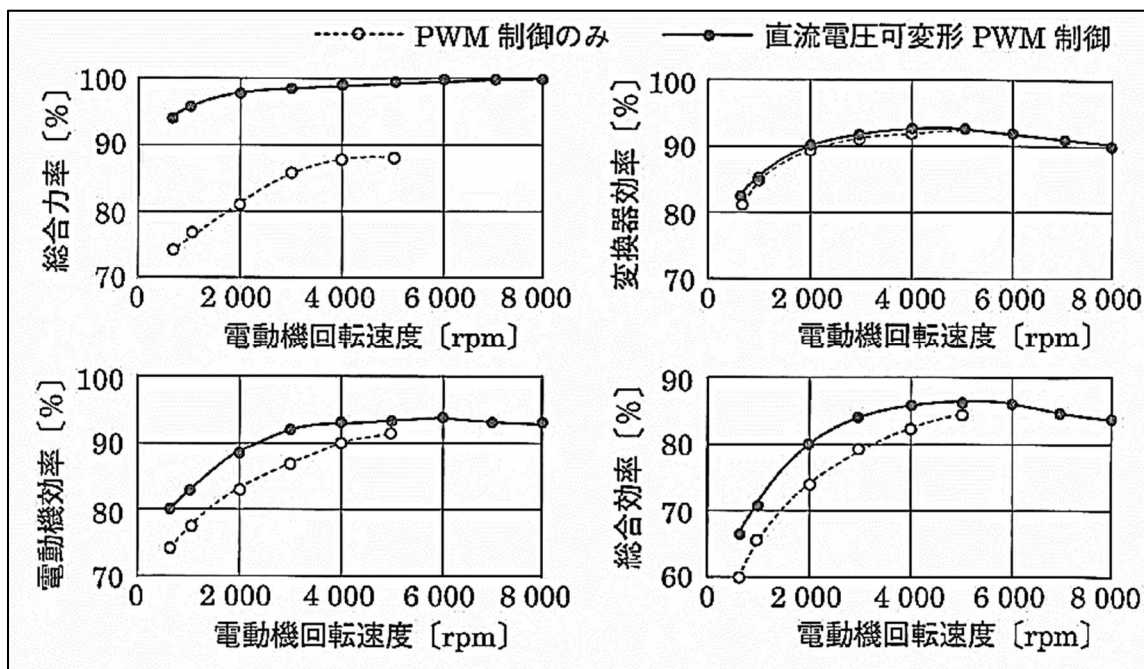


図 1-22 直流リンク電圧制御の効果⁽²⁴⁾

電気学会・半導体電力変換システム調査専門委員会編：「パワーエレクトロニクス回路」, p. 187, オーム社より抜粋

(ii) 最小 THDPAM 制御⁽²⁵⁾⁽²⁶⁾

次に、直流リンク電圧制御に着目した PM モータ駆動システムの高効率化に関する研究として、渡辺、石田（横浜国立大学）らによって報告された文献⁽²⁵⁾, ⁽²⁶⁾について述べる。これらの文献では、最小 THDPAM 制御が提案されており、その有効性が示されている。図 1-21 のシステムの制御特性では、PAM 制御時において変調度は固定とされていたものの、変調度の大きさについては言及されていなかった。一般に PAM 制御といえば、PWM を行わない制御であるため、変調度は 1.0 を超えた状態がかつ、出力電圧が半周期当たり 1 パルスとなるような 1 パルス制御を指す場合が多い。ただし、スイッチング周波数の上限があり、高速領域まで運転範囲をもつ電車のシステムでは、パルス切り替え制御が一般的に行われており、高速になるにつれてパルス数を減少させ（変調度を増加させ）、最終的には 1 パルスモードでの運転が行われている。最小 THDPAM 制御は、電車で用いられているパルス数を変化させる制御と似ており、従来の PWM 制御と 1 パルス制御の中間に位置する制御と

考えられる。この最小 THDPAM 制御の目的は、従来の PAM 制御に対して電圧高調波を低減し、システムの効率を改善することである。

図 1-23 は、従来の PAM 制御（1 パルス制御）の出力電圧波形であり、出力電圧が低い場合と高い場合について PWM 制御を行わずに振幅変調されているようすが示されている⁽²⁵⁾。

図 1-24 は、最小 THDPAM 制御（9 パルス制御）の出力電圧波形である。出力電圧波形で、出力電圧の高調波を低減するために 1 パルスではなく、9 パルスが採用されており、電圧高調波を低減するためにパルス数を増やし調整されている⁽²⁵⁾。

図 1-25 は、石田らによって行われた PWM 制御、PAM 制御、最小 THDPAM 制御適用時のインバータ損失についてのシミュレーション結果である⁽²⁶⁾。PWM 制御時のインバータ損失を 100% 基準として、PAM 制御、最小 THDPAM 制御適用時のインバータ損失は PWM 制御時と比べて、共に小さくなったことが示されている。また、PAM 制御と最小 THDPAM 制御を比較すると、低速域では、最小 THDPAM 制御のインバータ損失が小さく、高速域では、最小 THDPAM 制御のインバータ損失が大きくなることが示されている。この理由として、低速域では電子デバイスの導通損失が支配的であり、最小 THDPAM 制御によって電圧高調波を低減したことで導通損失が減少したこと、高速域では電子デバイスのスイッチング損失が支配的で、最小 THDPAM 制御によってスイッチング損失が増加したことが述べられている。このように、PAM 制御（直流リンク電圧制御）では、変調度によって電圧高調波が変化し、システムの効率に影響を与える。

以上のように、文献(25),(26)では、電圧高調波の影響に着目し、パルス数を変化させた場合（変調度を変えた場合）の直流リンク電圧制御時のシステム効率の改善効果が述べられている。しかし、文献(24)と同様、直流リンク電圧制御時における PM モータの弱め磁束制御についての議論がされていなかった。すなわち、定出力領域において、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御をどのように使い分けるべきかの議論が行われていない。

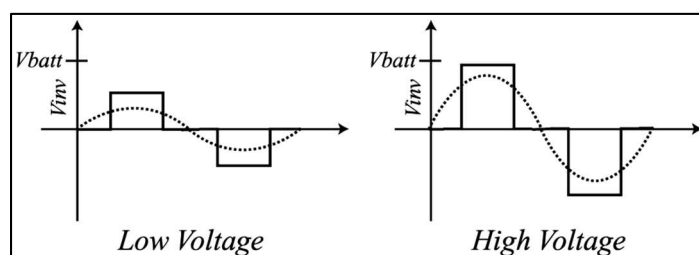


図 1-23 PAM 制御方式のインバータ出力電圧（1 パルス）⁽²⁵⁾

渡辺・ジュゼッペ・河村：「最小 THDPAM 制御によるモータ効率向上のケーススタディ」，平成 23 年電気学会産業応用部門大会，No. 2-68，pp. 649-652 より抜粋

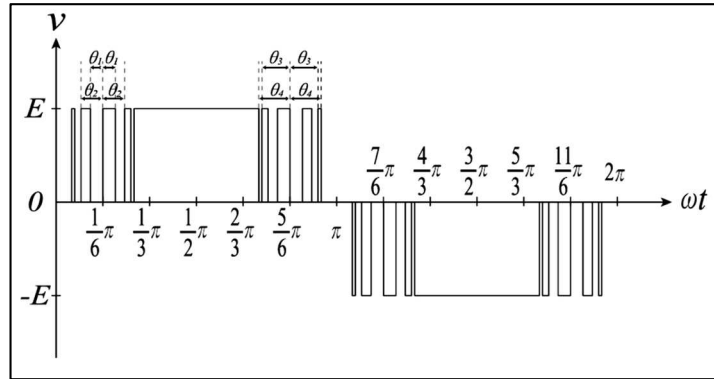


図 1-24 最小 THDPAM 制御の動作波形 (9 パルス) ⁽²⁵⁾

渡辺・ジュゼッペ・河村：「最小 THDPAM 制御によるモータ効率向上のケーススタディ」，平成 23 年電気学会産業応用部門大会，No. 2-68，pp. 649-652 より抜粋

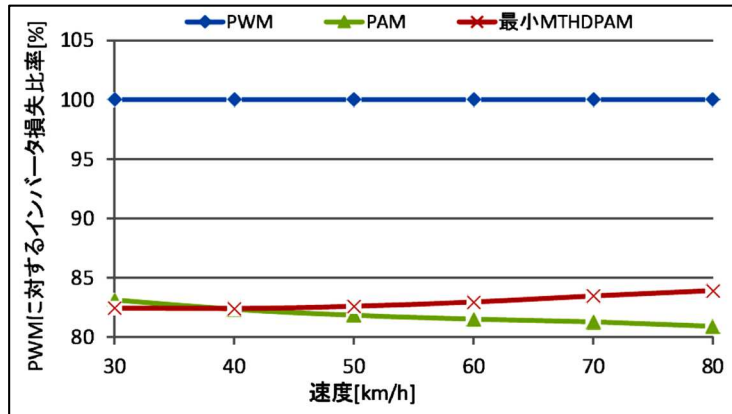


図 1-25 PWM 制御方式に対するインバータ損失比率⁽²⁶⁾

石田・河村：「電気自動車の高効率化を目指した最小 THDPAM 制御方式の評価」，産業計測技術・メカトロニクス制御合同研究会，IIC-13-004, MEC-13-004，pp. 19-24 より抜粋

1.2.3 電流可逆チョップ付 PWM インバータ駆動 PM モータシステム⁽²⁷⁾⁻⁽⁴⁷⁾

前節まで、定出力領域における制御として弱め磁束制御，直流リンク電圧制御（PAM 制御）に関する研究動向と問題点について述べてきた。最後に，電流可逆チョップ付 PWM インバータシステムに関する研究について述べる⁽²⁷⁾⁻⁽⁴⁷⁾。

これまでに，文献⁽²⁷⁾⁻⁽⁴⁷⁾において山本ら（鹿児島大学）によって，必要最小限の電源を用いてインバータで PM モータを駆動する用途，特に，バッテリーの直列個数が問題となるシステムについて，小形化，高効率化のための検討が行われていた。

図 1-26 では，バッテリー，電流可逆チョップ，インバータで構成される基本的な構成のシステムが示されている（以下，基本構成と呼ぶ）⁽²⁷⁾⁻⁽³³⁾。この基本構成では，出力電力または回生電力が大きくなる場合，バッテリー電流が大きくなり，バッテリーの寿命を縮める恐れがあった。そこで，次に，電気二重層キャパシタ（EDLC）をバッテリーと並列接続した図 1-27 の構成（以下，並列構成と呼ぶ）のシステムが検討された⁽³⁴⁾⁻⁽³⁸⁾。この並列構成によって EDLC で電力を供給，吸収することでバッテリーの電流を小さく抑えることができたことが述べられている。しかし，この並列構成では，バッテリーと EDLC が並列接続されているため，耐圧の低い EDLC を多数直列接続しなければならず，体積やコストの点で問題があった。そこで，バッテリーと EDLC を直列接続する図 1-28 の構成（以下，直列構成と呼ぶ）が検討され，この直列構成によってバッテリーと EDLC の直列個数を低減できることが示されている⁽³⁹⁾⁻⁽⁴⁷⁾。

著者は，文献⁽³⁹⁾⁻⁽⁴⁷⁾において基本構成および直列構成について検討してきており，両者のシステム効率や PM モータの駆動特性について検討を進めてきた。基本構成は，自動車採用されているシステムと同じであり，並列構成と直列構成の検討は，回生エネルギーの回収に着目したシステム構成に関する研究といえる。

図 1-28 の直列構成のシステムの動作について，詳しく述べると，電流可逆チョップ 1 が直流リンク電圧の昇圧制御を行い，電流可逆チョップ 2 が EDLC の充放電電流の制御を行う。また，EDLC の充放電電流制御として，2 種類の制御が可能である。一つは，モータの

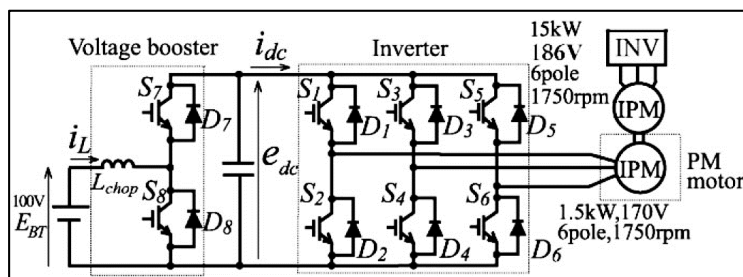


図 1-26 基本構成⁽²⁷⁾⁻⁽³³⁾

出力を電流可逆チョッパ 1 と電流可逆チョッパ 2 で分担する電力分担比制御であり、もう一つは、バッテリー電流を一定に制御するバッテリー電流一定制御である。バッテリーの寿命を考慮すると、後者のバッテリー電流一定制御の方が実際のシステムに適用する上では有効である。バッテリー電流指令値については、システム損失を最小にするバッテリー電流指令値を選ぶべきであり、適切なバッテリー電流指令を選択することでシステム損失が最小になる動作点での PM モータの駆動が可能となる。図の直列構成のシステムでは、電流可逆チョッパが一つ増えているため、基本構成に比べるとシステム損失の増加が予測されるが、実際には、適切なバッテリー電流指令（システム損失を最小にする値）を選択することで、基本構成と同程度のシステム効率で PM モータを駆動できることを確認している。

図 1-29 に、直列構成のシステムと基本構成のシステムの電流可逆チョッパ効率の比較を示す⁽⁴⁷⁾。実験結果より、1/4 トルク負荷では基本構成のシステムの方が、電流可逆チョッパの効率は高い。一方で、定格トルク負荷では、直列構成のシステムの方が、電流可逆チョッ

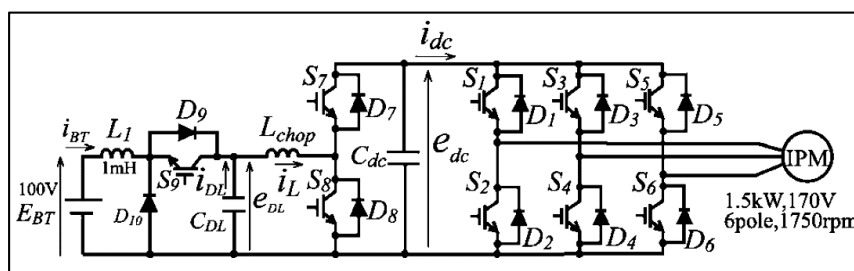


図 1-27 電気二重層キャパシタを並列接続した構成⁽³⁴⁾⁻⁽³⁸⁾

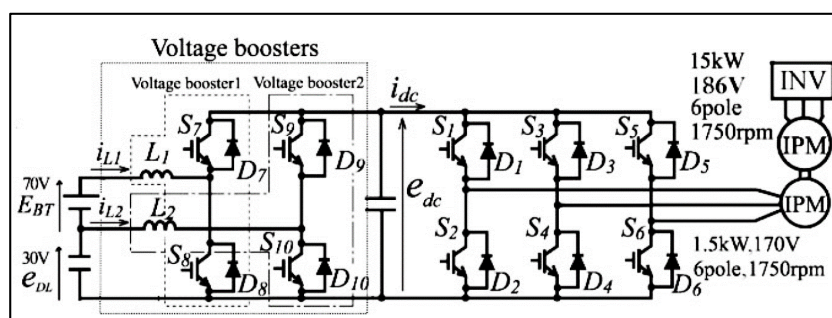


図 1-28 直列構成（電気二重層キャパシタを直列接続した構成）⁽³⁹⁾⁻⁽⁴⁷⁾

パの効率は高い。これは、PM モータの出力と回転数の上昇に伴い、EDLC のアシストの割合が増え、結果としてバッテリー電流の上昇を抑えることができたためである。また、EDLCの方がバッテリーよりも内部抵抗が小さく、大電流での充放電特性に適していることも理由として挙げられる。

図 1-30 に基本構成のシステム損失を示す。この結果より、定格運転時になると PM モータの出力が増加し、電流可逆チョップの損失の割合も増加することが分かる。これは、実験で用いたリアクトルの内部抵抗が大きく、リアクトルの銅損が増加したためで、システム全体の高効率化のためには、低抵抗のリアクトルが重要である。また、同じ電力変換器であるインバータの損失は、電流可逆チョップの損失よりも小さいため、この点からもリアクトルの銅損の低減が重要である⁽⁴⁷⁾。

図 1-31 に実験に使用した 1.5 kW の IPM モータの効率マップを示す。これは図 1-30 の基本構成のシステム損失からモータ効率を計算し、描いたグラフである。実験に使用した IPM モータのモータ効率は 90% 以上であったことが分かる⁽⁴⁷⁾。

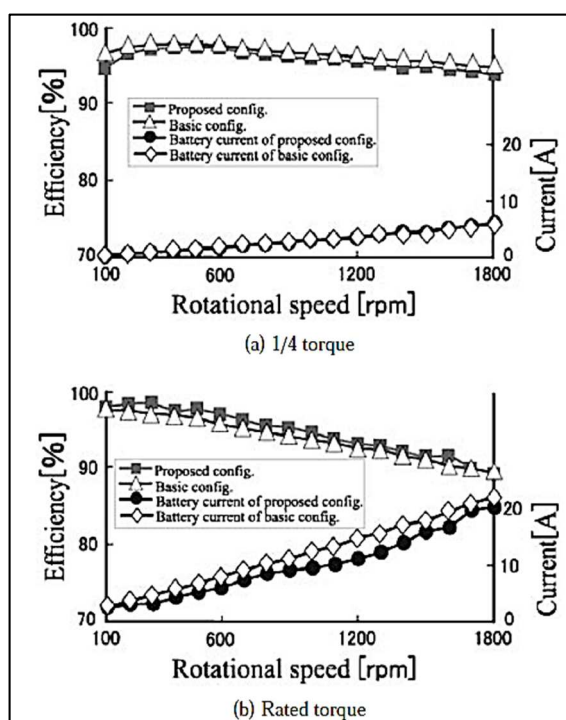


図 1-29 直列構成のシステムと基本構成のシステムの電流可逆チョップ効率の比較⁽⁴⁷⁾
 山本・今給黎・飯盛：「電気二重層キャパシタで回生機能を強化した電流可逆チョップ付 PWM インバータ」, 電気学会論文誌 D, 131 巻, 5 号, pp. 671-678 より抜粋

図 1-32 には、基本構成のシステム全体の効率マップを示す。システム効率は最大 80~85% で PM モータを駆動できている。

以上のように、自動車等で採用されている電流可逆チョップ付 PWM インバータシステムについて、文献(39)~(47)において、PM モータの駆動特性およびシステム効率の検討まで行われている。しかし、これらの検討結果は、定トルク領域におけるものであり、定出力領域の弱め磁束制御の検討は行われていない。

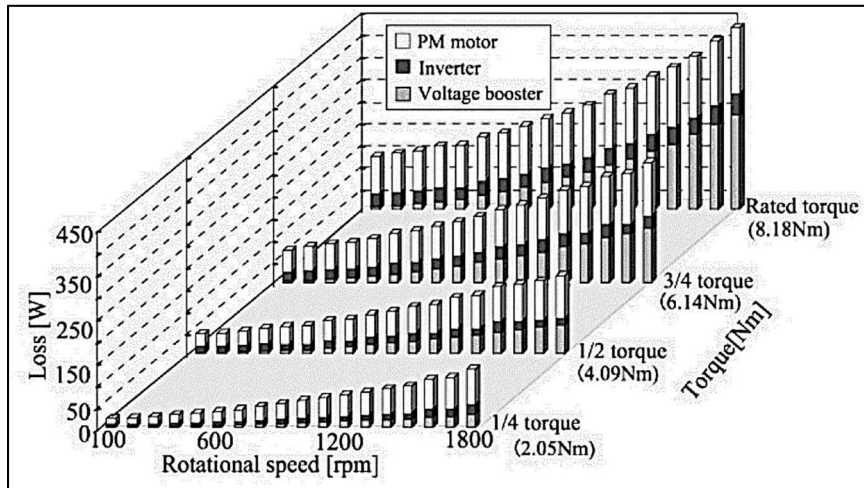


図 1-30 基本構成のシステム損失⁽⁴⁷⁾

山本・今給黎・飯盛：「電気二重層キャパシタで回生機能を強化した電流可逆チョップ付 PWM インバータ」，電気学会論文誌 D，131 巻，5 号，pp. 671-678 より抜粋

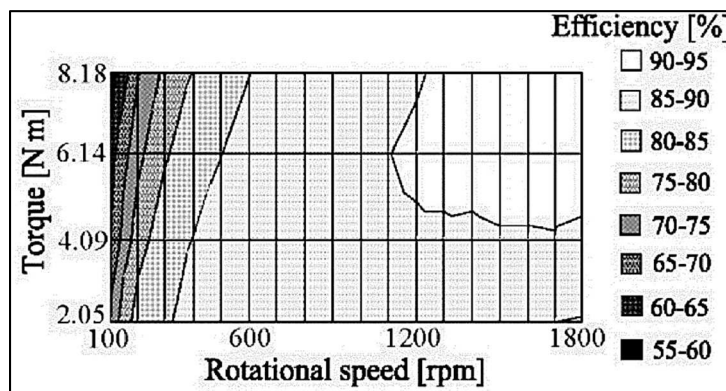


図 1-31 PM モータの効率マップ⁽⁴⁷⁾

山本・今給黎・飯盛：「電気二重層キャパシタで回生機能を強化した電流可逆チョップ付 PWM インバータ」，電気学会論文誌 D，131 巻，5 号，pp. 671-678 より抜粋

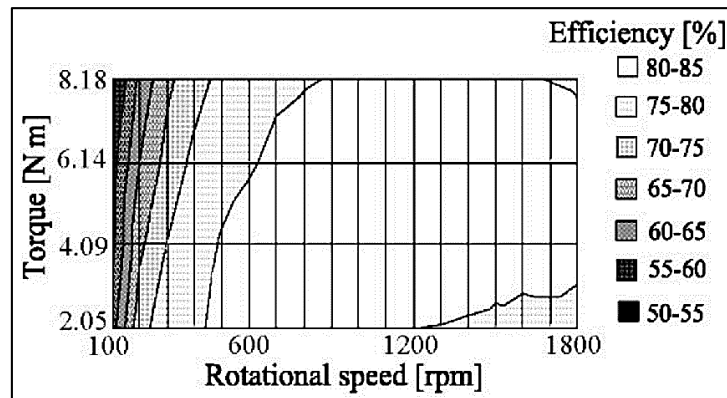


図 1-32 基本構成のシステム全体の効率マップ⁽⁴⁷⁾

山本・今給黎・飯盛：「電気二重層キャパシタで回生機能を強化した電流可逆チョップ付 PWM インバータ」，電気学会論文誌 D，131 巻，5 号，pp. 671-678 より抜粋

1.3 本研究の目的と課題

本節では，これまでの背景および研究動向を踏まえ，本研究の目的と課題を述べることにする。はじめに，背景で述べたとおり，CO₂削減のためには PM モータ駆動効率の向上が必須であり，特に自動車用途では急務となっていることが明らかである。ここで，自動車用モータは，定トルク領域と定出力領域があり速度範囲が広い。このため，それぞれの運転領域（市街地走行：定トルク領域，高速走行：定出力領域）における高効率化と高効率範囲の拡大が重要である。

特に，定出力領域に着目し，定出力領域における PM モータ駆動システム高効率化の問題点を以下に挙げる

- ・高速走行では電源電圧が不足する領域に入るため，弱め磁束制御を行って，電源電圧以下にモータの端子電圧を抑えて PM モータを駆動する必要があるが，この弱め磁束制御は，PM モータ駆動システムの効率を低下させる要因となっている。
- ・PM モータを高速で駆動する方法として，弱め磁束制御と直流リンク電圧制御（PAM 制御）があり，自動車で採用されている電流可逆チョップ付 PWM インバータは，これら弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の両方の制御ができる。しかし，弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の研究動向を調査すると，著者の知る限り弱め磁束制御と直流リンク電圧制御をどのように使い分けるべきか詳細に検討されたものはない。
- ・弱め磁束制御と直流リンク電圧制御との併用方法について言及されたものは見られない。また，様々な運転条件下で弱め磁束制御を用いて PM モータを駆動する場合，どの動作点を選択して PM モータを駆動すべきか詳細に議論されていない。

以上の問題点を踏まえ，本研究の目的を以下に挙げる。

- ・定出力領域において PM モータ駆動システムを高効率化すること
- ・電流可逆チョップ付 PWM インバータで駆動する PM モータシステムにおいて、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御を併用する新しい制御法（提案制御法）を提案し、その有効性を示すこと

ここで、提案制御法とは、システム全体の高効率化に着目し、定出力領域において、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御を適切に組み合わせることで、システムの損失が最小となる動作点で PM モータを駆動する制御法である。表 1-1 に、定出力領域における PM モータ駆動システムの分類を示す。表では、弱め磁束制御、直流リンク電圧制御をそれぞれ単独で用いて PM モータを駆動する場合と提案制御法を用いて PM モータを駆動する場合の違いを示している。

一つめの目的である「定出力領域の PM モータ駆動システム高効率化」を達成するための手段として、制御の視点で先に述べた「提案制御法の適用」を、電子デバイスの視点で、最近、実用化された次世代電子デバイスといわれる「SiC-MOSFET の適用」を採る。本研究では、この二つの手段の検討を詳細に行い、定出力領域の PM モータ駆動システムの高効率化を達成する。特に、次世代電子デバイスとして注目されている SiC 電子デバイスは最近、国内、海外で実用化され始めている状況にある。そこで、本論文においても将来、自動車用として適用される可能性の高い SiC-MOSFET を積極的に適用することで、定出力領域のシステム効率がどの程度向上できるのか定量的に評価する。

以上を踏まえ、図 1-33 に本論文の構成、図 1-34 に提案制御法の狙い、表 1-2 に提案制御法の課題を示す。また、本論文の第 2 章以下の概要は次のとおりである⁽⁴⁸⁾⁻⁽⁶⁰⁾。

第 2 章では、定出力領域において弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整する制御法を提案する。定出力領域で弱め磁束制御を適用すると PM モータの銅損の増加によりシステム効率が低下する。また、直流リンク電圧制御を適用すると電流可逆チョップの損失の増加によりシステム効率が低下する。提案制御法は、両制御を適切に併用することによりシステム損失を最小にする制御法であり、定出力領域でシステム効率が最大となるところで常に PM モータを駆動する制御法である。

第 3 章では、PM モータの dq 軸モデル、最大トルク/電流制御、弱め磁束制御、直流リンク電圧制御等の制御式の導出を行い、シミュレーションに用いる PM モータの解析モデルを導出する。また、インバータの空間ベクトル変調、電流可逆チョップの三角波比較変調の説明を行う。

第 4 章では、定出力領域のシステム効率を議論するために、本研究で新たに構築する「各部損失を等価電流源で模擬したシミュレーションモデル」の説明を行う。このシミュレーションモデルは、従来のシミュレーションモデルと電流可逆チョップ、インバータ、PM モータの各部損失を模擬した等価電流源から構成される。このシミュレーションモデルによって、提案制御を適用した場合のシステム損失の変化を詳細に模擬することができる。したが

って、構築したシミュレーションモデルは、実機で使用する電子デバイス、リアクトル、PMモータがアプリケーションによって異なる場合でも、システム効率を計算し、設計に役立てることができる有効なツールである。さらに、PMモータ駆動システム以外のパワーエレクトロニクスシステムの効率の検討にも用いることができるため、パワーエレクトロニクスシステムの設計ツールとして発展性のあるシミュレーションモデル構築法である。

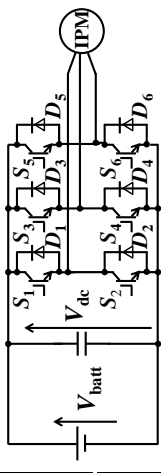
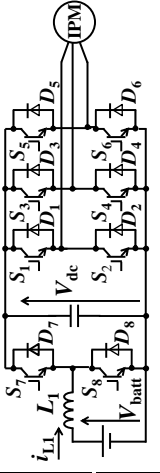
第5章では、提案制御を用いることによって定出力領域のシステム効率を改善できることをシミュレーションにより確認する。また、バッテリー電圧が低い場合でも、提案制御法によって、システム効率を改善できることを確認する。以上の検討により、提案制御法の有効性を示す。さらに、提案制御法を実機へ適用する場合の指針として、提案制御法の直流リンク電圧指令値作成方法と実機への提案制御法の適用方法についてまとめる。

第6章では、ハイブリッド自動車や電気自動車、そして産業用のモータ駆動で広く用いられている電子デバイスであるIGBTを使用し、電流可逆チョップ付PWMインバータを試作する。さらに、これを用いた実験により、提案制御によって定出力領域のシステム効率を改善できることを示す。以上により、提案制御法がシミュレーションだけでなく実機のシステムにおいても有効であることを示す。

第7章では、第6章で試作した電流可逆チョップ付PWMインバータの電子デバイスを次世代電子デバイスであるSiC-MOSFETに置き換え、定出力領域で提案制御法を適用した場合のシステム効率を評価する。これによって、制御と電子デバイスという二種類のシステム効率改善手法によって、定出力領域におけるシステム効率をさらに改善できることを示す（提案制御法の適用+SiC-MOSFETの適用）。以上の検討により、定出力領域におけるシステムの高効率化のためには、提案制御法の適用とSiC-MOSFETの積極的な採用が有効であることを述べる。

第8章では、結論としてこれまでの章の総括を行う。

表 1-1 定出力領域における PM モーター駆動システムの分類

制御	PM モーター駆動方法	回路構成	特徴
一般的な PWM 制御	<p>高速領域まで駆動できる十分な電源電圧を用意し、インバータで PM モーターを駆動</p> <p>電機子巻線に流す負の d 軸電流をインバータで制御し、端子電圧を電源電圧以下に抑えて PM モーターを駆動</p>	 <p>電源+インバータ+埋込磁石同期モーター</p>	<p>複雑な制御は不要。ただし、電源電圧を確保するために、電池を多数直列接続する必要があり、体積、重量が問題</p> <p>インバータの使用のみで高速領域まで PM モーターの駆動が可能</p> <p>ただし、負の d 軸電流を流すことで PM モーターの銅損増加が問題</p>
直流リンク電圧制御 (PAM 制御)	<p>電流可逆チョップパによって直流リンク電圧を昇圧し、PM モーターを駆動</p> <p>変調率 λ の値によって、PWM 制御から 1 パルス制御へ移行</p>	 <p>電源+電流可逆チョップパ+インバータ+埋込磁石同期モーター</p>	<p>電流可逆チョップパを使用して高速領域まで PM モーターの駆動が可能</p> <p>ただし、電流可逆チョップパの損失増加が問題</p>
提案制御法 (弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量調整)	<p>弱め磁束制御と直流リンク電圧制御を併用して PM モーターを駆動</p> <p>システム全体の効率が最大となるように両制御の併用量を調整</p>	<p>電源+電流可逆チョップパ+インバータ+埋込磁石同期モーター</p>	<p>両制御を適切に併用することで、上記に挙げた各制御適用時の問題を解決し、システム全体の損失を最小に抑えられる可能性あり</p> <p>ただし、制御は複雑</p>

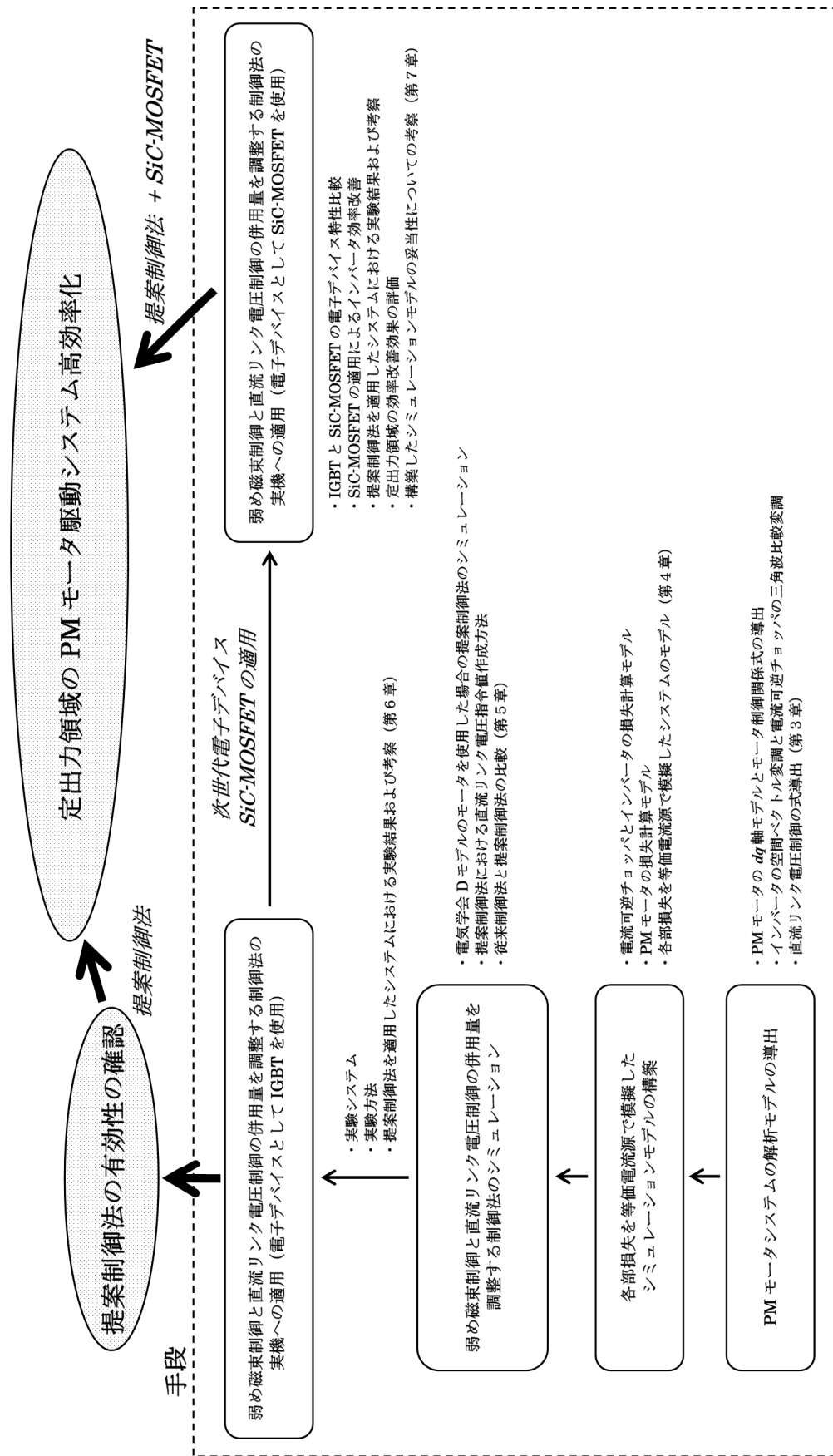


図 1-33 本論文の構成

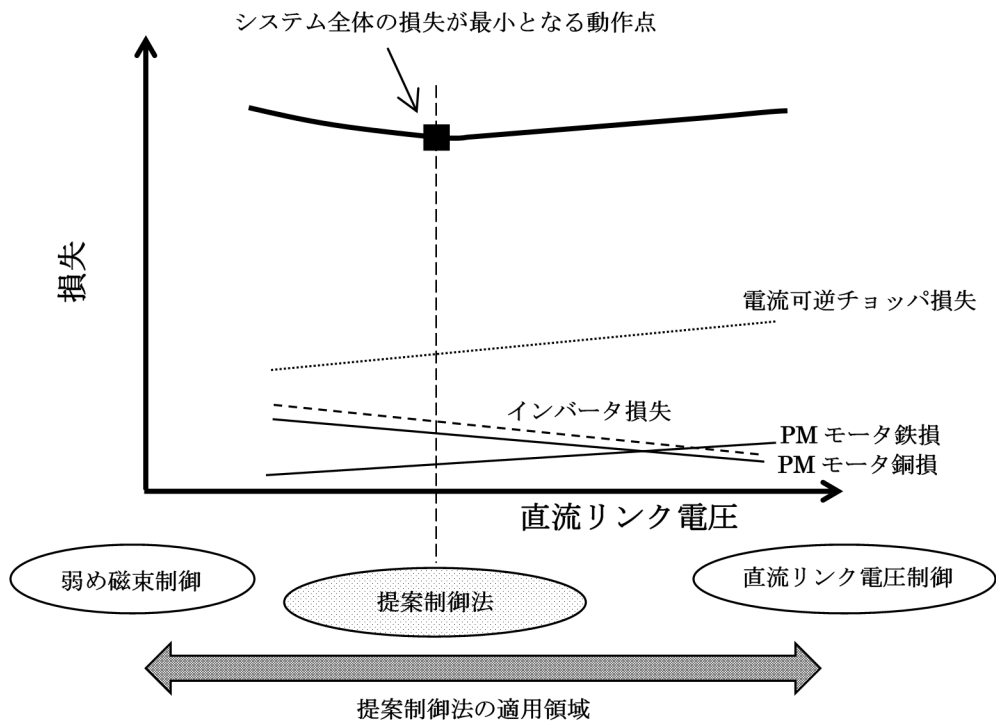


図 1-34 提案制御法の狙い

表 1-2 提案制御法の課題

課題	内容
シミュレーションモデル	提案制御法を検討できるシミュレーションモデルを新たに構築する (第3章と第4章)
従来制御法との比較	構築したシミュレーションモデルを用い、シミュレーションにより従来制御法と提案制御法の比較を行う (第5章)
提案制御法の有効性	シミュレーションおよび実験により提案制御法の有効性を確認する (第5章, 第6章, 第7章)

第2章 弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整する制御法

2.1 緒言

本章では、定出力領域の PM モータ駆動システムのシステム効率を向上するための制御法として、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整する制御法を提案し、これについて説明する。電流可逆チョップ付 PWM インバータでは、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の両方の制御ができる。しかし、弱め磁束制御あるいは直流リンク電圧制御を単独で使用した場合、システム効率が低下してしまう問題があった。提案制御法の狙いは、これら弱め磁束制御と直流リンク電圧制御を適切に併用することで、常にシステムの最大効率点で PM モータを駆動することにある。

2.2 弱め磁束制御、直流リンク電圧制御とシステム各部の損失の関係

提案制御法の狙いは、先に述べた図 1-34 のとおり、定出力領域においてシステム全体の損失が最小となる動作点で PM モータを駆動することである。電流可逆チョップ付 PWM インバータは、電流可逆チョップ、インバータ、PM モータで構成されており、弱め磁束制御、直流リンク電圧制御を用いた場合に直流リンク電圧に応じてシステム各部の損失特性が変化する。図 1-34 について、以下、各制御を適用した場合のシステム各部の損失特性を述べる。

(i) 弱め磁束制御を適用した場合

定出力領域で弱め磁束制御を行いながら回転数を上げていくと、PM モータの磁束を打ち消す電流（負の d 軸電流）を通電するため①PM モータの銅損は増加する。一方、PM モータの磁束は減少するため②PM モータの鉄損は減少する。また、インバータには PM モータの磁束を打ち消す電流が多く流れるため③インバータの損失は増加する。最後に電流可逆チョップは、定出力領域の動作点では、通電電流はほぼ一定となり、直流リンク電圧が低いほどスイッチング損失の減少により④電流可逆チョップの損失は減少する。

以上、弱め磁束制御を適用した場合のシステム各部の損失特性は以下のとおりとなる（これは図 1-34 の「システム全体の損失が最小となる動作点」の電圧よりも低い部分（左側）における損失の傾向を指している）。

●弱め磁束制御を適用して加速する場合のシステム各部の損失特性

- ① PM モータの銅損は増加
- ② PM モータの鉄損は減少
- ③ インバータの損失は増加
- ④ 電流可逆チョップの損失は減少

(ii) 直流リンク電圧制御を適用した場合

定出力領域で直流リンク電圧制御を行いながら回転数を上げていくと、PM モータの磁束を打ち消す電流を通電する必要がないため、弱め磁束制御と比較して、①PM モータの銅損は減少する。一方、PM モータの磁束は増加することになるため②PM モータの鉄損は増加する。また、インバータにはPM モータの磁束を打ち消す電流が流れなくてよいので③インバータの損失は減少する。最後に電流可逆チョッパは、定出力領域の動作点では、通電電流はほぼ一定となり、直流リンク電圧が高くなるほどスイッチング損失が増加するため、④電流可逆チョッパの損失は増加する。

以上、直流リンク電圧制御を適用した場合のシステム各部の損失特性は以下のとおりとなる（これは図 1-34 の「システム全体の損失が最小となる動作点」の電圧よりも高い部分（右側）における損失の傾向を指している）。

●直流リンク電圧制御を適用して加速する場合のシステム各部の損失特性

- ① PM モータの銅損は減少
- ② PM モータの鉄損は増加
- ③ インバータの損失は減少
- ④ 電流可逆チョッパの損失は増加

以上を踏まえ、図 1-34 を図 2-1 のように置き換える。図 2-1 は、電力変換器損失と PM モータ損失で見た場合の提案制御法の狙いを示している。弱め磁束制御と直流リンク電圧制御を併用した領域に電力変換器損失を最小にする点、PM モータ損失を最小にする点があり、さらに、この中にシステム全体の損失を最小にする点があると考えられる。

埋込磁石同期モータ（IPM モータ）の制御には、最小の電流で最大のトルクを出力する最大トルク/電流制御（銅損が最小となる制御）、最小の磁束で最大のトルクを出力する最大トルク/磁束制御（鉄損が最小となる制御）、定出力領域（高速領域）で端子電圧を抑制する弱め磁束制御がある。これらの制御は、全て共通して、 d 軸電流指令値を変化させて実現される制御である。したがって、実機のシステムで PM モータの駆動効率を最大にするためには、これらの制御を運転条件に応じて適切に切り替える必要がある。

これに対して、提案制御法は、システム全体の効率に着目し、電力変換器効率と PM モータ効率も踏まえ、システム全体が最大効率となる d 軸電流指令値を選択して使用する制御法である。つまり、提案制御法は常にシステムの最大効率点で PM モータを駆動する制御法である。特に、最大トルク/電流制御、最大トルク/磁束制御の動作点がシステムの最大効率点と一致しない場合に、提案制御法の有効性が顕著に現れるものと考えられる。なお、提案制御法の指令値は d 軸電流となる。ただし、 d 軸電流指令値を変化させた場合、結果として直流リンク電圧も変化するため、提案制御法は、直流リンク電圧を指令値にする制御と考えてもよい。

次に、先ほど述べたシステム各部の損失について、詳しく述べる。

はじめに、PM モータの銅損について説明する。図 2-2 に弱め磁束制御時の PM モータの dq 軸電流軌跡を示す。定トルク曲線は一定のトルクを出力できる動作点の軌跡であり、定電圧楕円は、定電圧楕円の範囲内（端子電圧の範囲内）でのみ PM モータを駆動させることができることを意味する。PM モータの回転数を増加させるほど定電圧楕円は小さくなり、先ほどの定トルク曲線と定電圧楕円が接しなくなれば、そのトルクを出力できなくなることを意味する。この定電圧楕円と定トルク曲線の交点が PM モータの動作点となる。

回転数が増加し、高速になるほど d 軸電流を増加させる必要があるが、PM モータの磁束を打ち消す電流（負の d 軸電流）を増加させることを意味する（ ω_{r1} から ω_{r2} の動作点へ移動）。ここで、銅損の式は、(2.1)式で与えられるため、弱め磁束制御により、 d 軸電流が増加し、銅損が増加することが分かる。

$$P_c = R_a (i_d^2 + i_q^2) \dots\dots\dots(2.1)$$

ここで、 R_a は電機子巻線抵抗である。

次に、PM モータの鉄損について説明する。図 2-3 に弱め磁束制御を強めた場合の PM モータの dq 軸ベクトル図を示す。鉄損抵抗（鉄損は渦電流損に相当）を含めた dq 軸等価回路モデルでは、鉄損は(2.2)式で与えられる。したがって、鉄損は PM モータの端子電圧の大きさの二乗に比例して増加する。弱め磁束制御を強めた場合、PM モータの端子電圧は小さくなるため、鉄損は減少する。また、第 4 章で述べる(2.3)式の鉄損計算式に当てはめた場合で

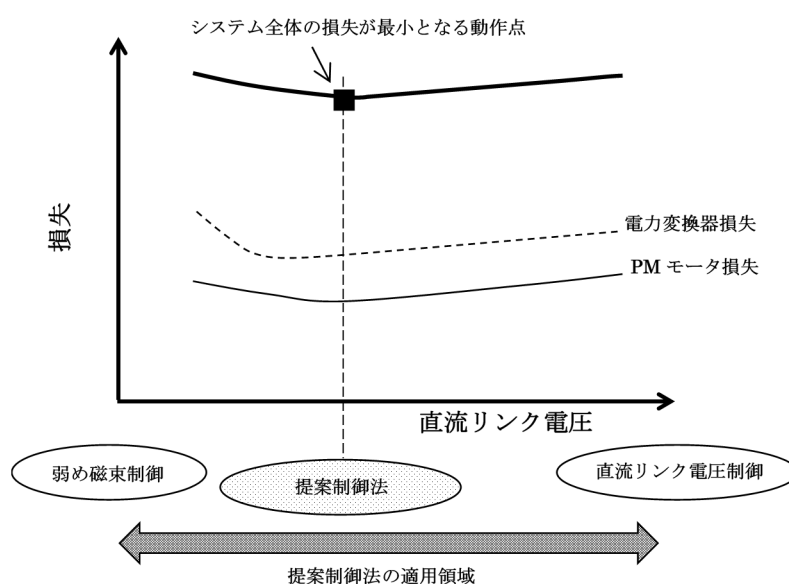


図 2-1 電力変換器損失と PM モータ損失で見た場合の提案制御法の狙い

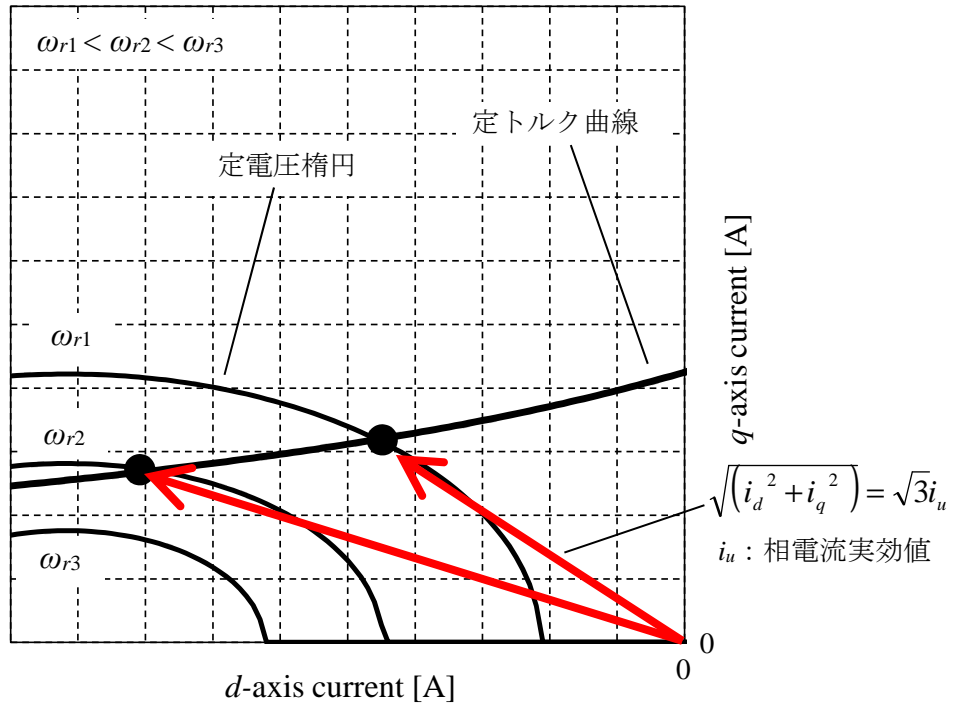


図 2-2 弱め磁束制御時の PM モータの dq 軸電流軌跡

も，弱め磁束制御を強めると，PM モータの鎖交磁束 Φ_0 が小さくなるため，磁束密度 B_m も小さくなり，鉄損は減少する。

$$P_i = \frac{V_0^2}{R_c} \dots\dots\dots(2.2)$$

ここで， R_c は鉄損抵抗である。また，(2.3)式は第4章で述べる鉄損計算式であり，第5章のシミュレーションにおける鉄損の計算は，この式を用いている。

$$P_i = \left(K_h \times f_e \times B_m^2 + K_e \times f_e^2 \times B_m^2 \right) \times M \dots\dots\dots(2.3)$$

ここで， f_e はインバータ出力電圧の基本波成分の周波数， B_m はPM モータ運転時の磁束密度振幅（基本波成分）である。また， M はPM モータの鉄心の重量を意味する。

次に，インバータの損失について説明する。インバータの損失は，電子デバイスの導通損失とスイッチング損失から構成されている。導通損失は，弱め磁束制御を用いると d 軸電流が増加するため増加する。スイッチング損失は，直流リンク電圧と通電電流の積となるため，直流リンク電圧の低下と通電電流の増加の両方の影響を受ける。ただし，導通損失は確実に増加するため，弱め磁束制御により，インバータ損失は増加すると考える。

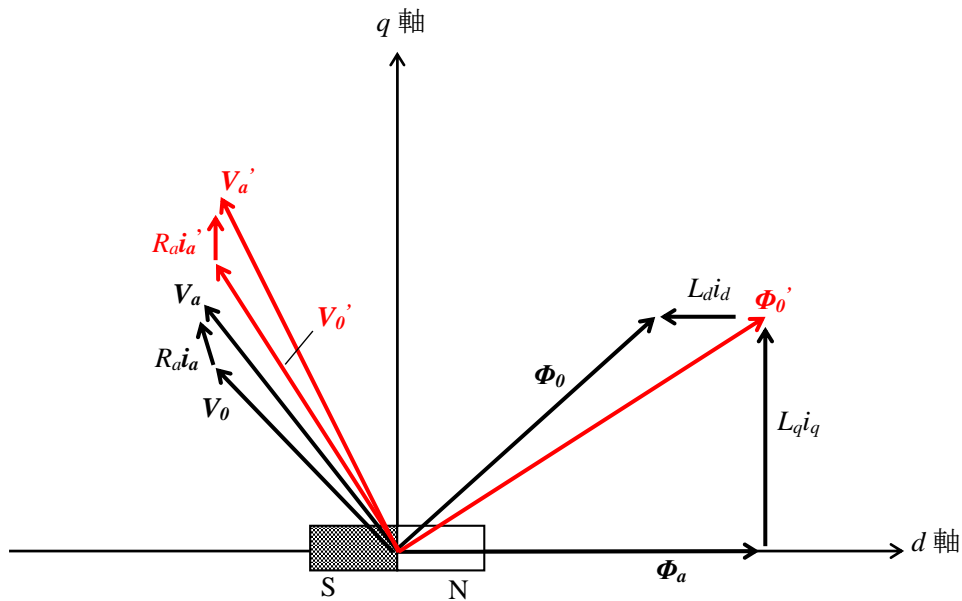


図 2-3 弱め磁束制御を強めた場合の PM モータの dq 軸ベクトル図

図 2-4 に、電子デバイスの損失波形の概念図を示す。なお、インバータの損失計算式の詳細は第 4 章で述べる。

最後に、電流可逆チョッパの損失について説明する。電流可逆チョッパの損失はリアクトルの損失と電子デバイスの損失で構成される。定出力領域の動作点で提案制御法を用いる場合、モータの出力は一定となるため、リアクトルと電子デバイスを通る電流はほぼ一定となり、直流リンク電圧のみが変化する。このため直流リンク電圧制御によって、直流リンク電圧が増加すればスイッチング損失は電圧増加分に依りて増加する。なお、電流可逆チョッパの損失計算式の詳細は第 4 章で述べる。

2.3 提案制御法の課題

2.2 節で述べたように、システム各部の損失を詳細に把握できれば、提案制御法の有効性をシミュレーションによって検討することができる。しかし、これまで用いていた従来のシミュレーションモデルでは、電子デバイスを理想スイッチとして取り扱っていたため、電子デバイスの損失特性をシミュレーション結果に反映できていなかった。また、PM モータの機械損、鉄損の特性も同様にシミュレーション結果に反映できていなかった。このため、従来のシミュレーションモデルはシステム効率を詳細に議論できるシミュレーションモデルではなかった。

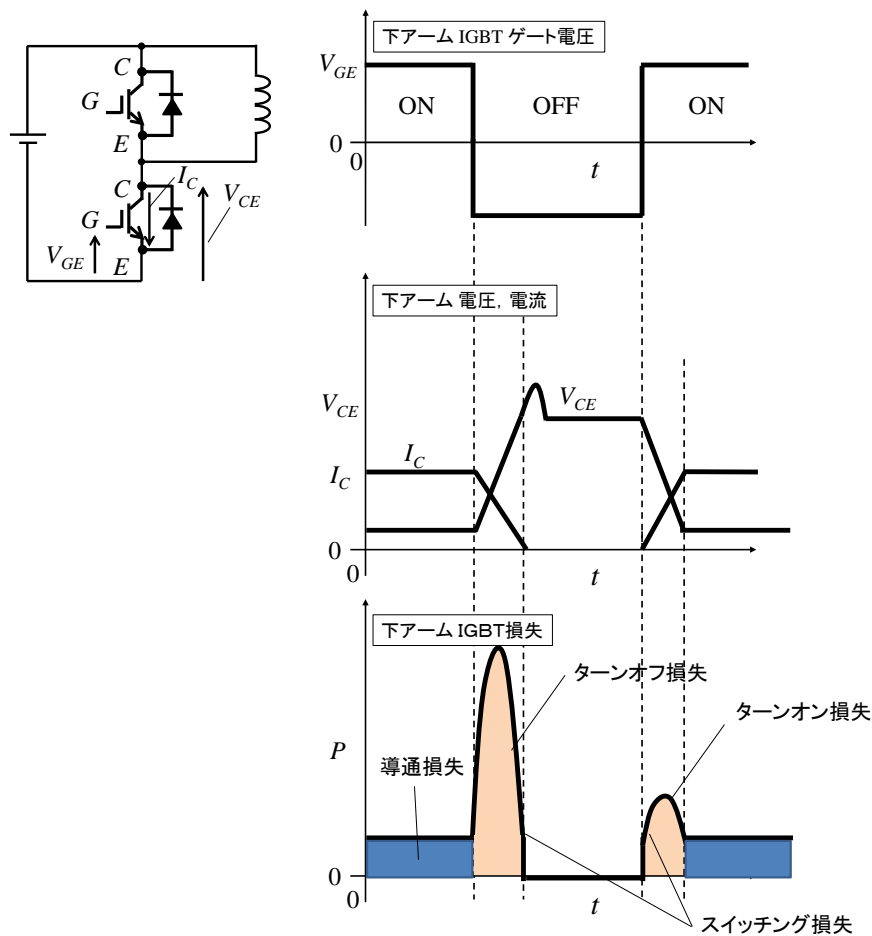


図 2-4 電子デバイスの損失波形の概念図

このことを踏まえ、第 1 章では、表 1-2 に提案制御法の課題を示していた。表のとおり、提案制御法の課題に対し、各章でこれらの課題を検討する。本論文では、提案制御法の有効性を検討するために、第 4 章でシステム効率を議論するために必要なシミュレーションモデルを構築する。

次に、提案制御法の動作点の説明を行う。

図 2-5 に PM モータのトルク-回転数、図 2-6 に提案制御法の動作点の図を示す。図 2-6 (a)の提案制御法の動作点の図では、PM モータのトルク-回転数の軸に加え、新たに d 軸をパラメータに取っている。このとき、 d 軸をパラメータとした場合のトルクは一定で示されているが、これは、定トルク曲線であることを意味している。つまり、図示されていないが、この直線上では d 軸電流の増加につれて q 軸電流が増加していることを意味する。図 2-6 (b)では、この d 軸を持つ dq 座標系において、 dq 軸に直交する方向にシステム損失の軸を取っている。この d 軸とシステム損失の軸のグラフが第 1 章で述べた図 1-34 の提案制御の狙いに相当する。

図 2-6 から、提案制御法が一定トルク、一定速度において、システムの最大効率となる d 軸電流を選択し、PM モータを駆動する制御法であることが確認できる。

最後に、提案制御法の実機への適用方法を述べる。図 2-7 は提案制御法を適用する場合の PM モータ駆動システムの数値制御系ブロック図である。この図において、注目すべき点は、

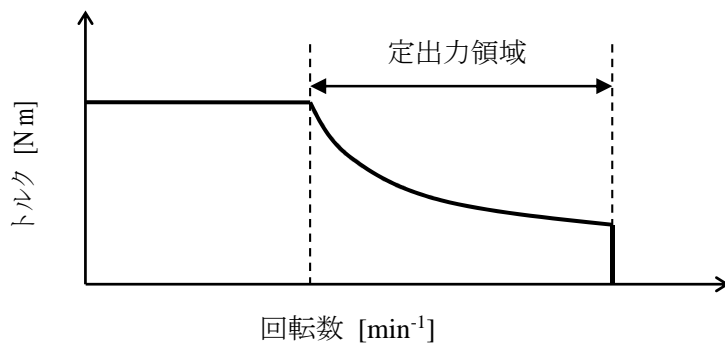


図 2-5 PM モータのトルク-回転数

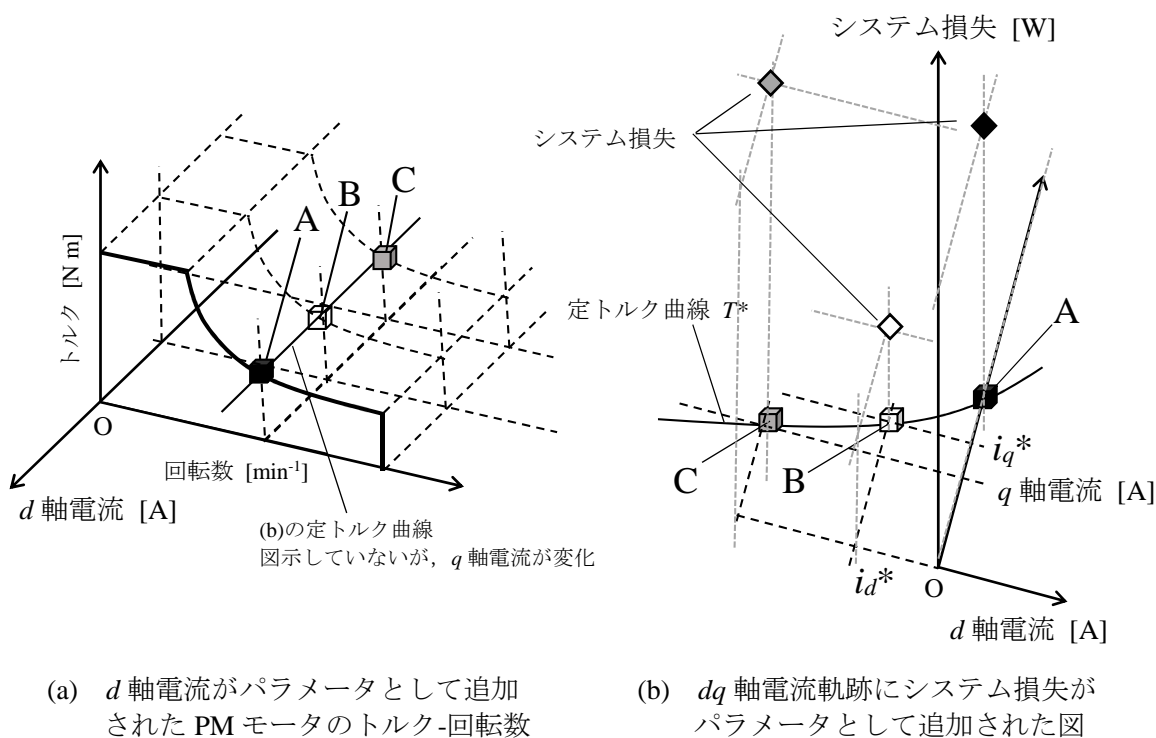


図 2-6 提案制御法の動作点

d 軸電流指令の与え方である。提案制御法の d 軸電流指令 $i_d^*(\omega_r, i_q^*)$ は、あらかじめ本論文で構築したシミュレーションモデルを用いて速度と q 軸電流指令に関するテーブルデータとして用意しておく（もしくは、実験を行い調査しておく）。後は、検出した速度（機械角周波数） ω_r と q 軸電流指令 i_q^* からテーブルデータを参照し、 d 軸電流指令 $i_d^*(\omega_r, i_q^*)$ を決定すればよい。図 2-6(b) の d 軸、 q 軸に直交する方向にシステム損失を軸に持つグラフにおいて、システム損失の最小点が分かれば、そのときの d 軸電流指令 i_d^* 、 q 軸電流指令 i_q^* が分かることは明らかである。

以上のように、テーブルデータを用意して用いれば、提案制御法を実機のシステムへ適用できる。

2.4 結言

本章では、定出力領域のシステム効率を向上するための制御法として、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整する制御法（提案制御法）を提案した。さらに、提案制御法が、システム全体の効率に着目し、電力変換器効率および PM モータの効率も踏まえ、システム全体を最大効率とする d 軸電流指令値（直流リンク電圧）を選択して PM モータを駆動する制御法であることを示した。また、提案制御法の実機への適用方法を示した。

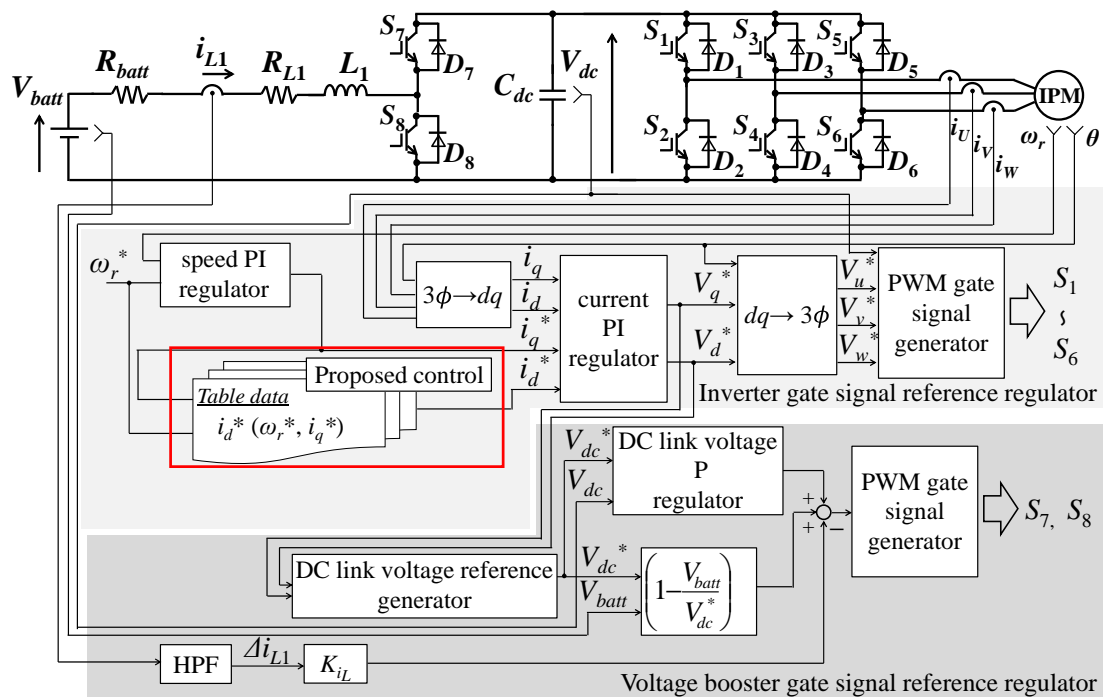


図 2-7 提案制御法を適用する PM モータ駆動システムの速度制御系ブロック図

第3章 PM モータシステムの解析モデルの導出

3.1 緒言

本章では、第5章で提案制御法についてシミュレーションによる検討を行うための準備として、PM モータシステムの解析モデルの導出を行う。本論文で取り扱う PM モータシステムは、PM モータの解析モデルと電力変換器の解析モデルに大きく分けられる。PM モータの解析モデルでは、一般的な PM モータの dq 軸等価回路モデルと埋込磁石同期モータ (IPM モータ) の各制御式について説明し、電力変換器の解析モデルでは、インバータの空間ベクトル変調と電流可逆チョッパの三角波比較変調の説明を行い、次に直流リンク電圧制御の式の導出を行う。最後に、導出された PM モータシステムの解析モデルの制御ブロック図について説明する。なお、本研究で取り扱う PM モータは埋込磁石同期モータ (IPM モータ) であるが、その特徴は一般的な PM モータの dq 軸等価回路モデルにおいて q 軸インダクタンス L_q が d 軸インダクタンス L_d よりも大きな値を取ることである。

提案制御法の検討を行うためにはシステム各部の損失をどのように取り扱うか、シミュレーションにどのように反映すべきか検討が必要であるが、その検討については、第4章で詳しく述べる。

3.2 PM モータの dq 軸等価回路モデルとモータ制御関係式の導出

本節では、一般的な PM モータの dq 軸等価回路モデルと埋込磁石同期モータ (IPM モータ) のための各制御式について説明する。

はじめに、PM モータの dq 軸等価回路モデルについて述べる。PM モータの dq 軸等価回路モデルを用いた解析法は古くから使用されてきており、図3-1に示すような座標系を取る⁽²⁴⁾。 d 軸は永久磁石磁束方向の軸であり、 d 軸から 90° 進んだ方向を q 軸としている。電流通電時の合成磁束軸は永久磁石方向の d 軸とは一致しないことに注意する必要がある。このため dq 座標系とは別に、合成磁束軸 (PM モータの磁束) を M 軸とし、それに直交する成分を T 軸とする MT 座標系を用いた制御もある。第1章で説明した文献(21)~(23)の直接

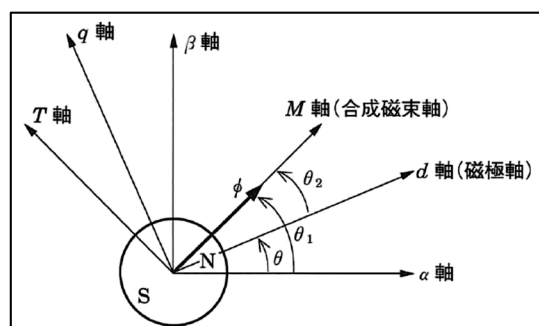


図3-1 座標系 (2極の場合) ⁽²⁴⁾

電気学会・半導体電力変換システム調査専門委員会編、「パワーエレクトロニクス回路」, p. 83, オーム社より抜粋

トルク制御系のシステムはこの MT 座標系を使用している。本論文のシミュレーションおよび実験では、PM モータの制御系で一般に用いられる dq 座標系を用いている。

dq 座標変換は、文献によって座標軸の取り方が異なる場合があるが、図 3-2 に示す dq 座標軸が本論文のシミュレーションおよび実験で用いた座標軸である。このとき、座標変換の式は、図 3-2 より(3.1), (3.2)式のようにになる。また、逆変換も同様に図 3-2 より、(3.3), (3.4)式のようにになる。

■ u,v,w から dq へ変換

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} \dots\dots\dots(3.1)$$

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \dots\dots\dots(3.2)$$

■ dq から u,v,w へ変換 (逆変換)

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \dots\dots\dots(3.3)$$

$$\begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \dots\dots\dots(3.4)$$

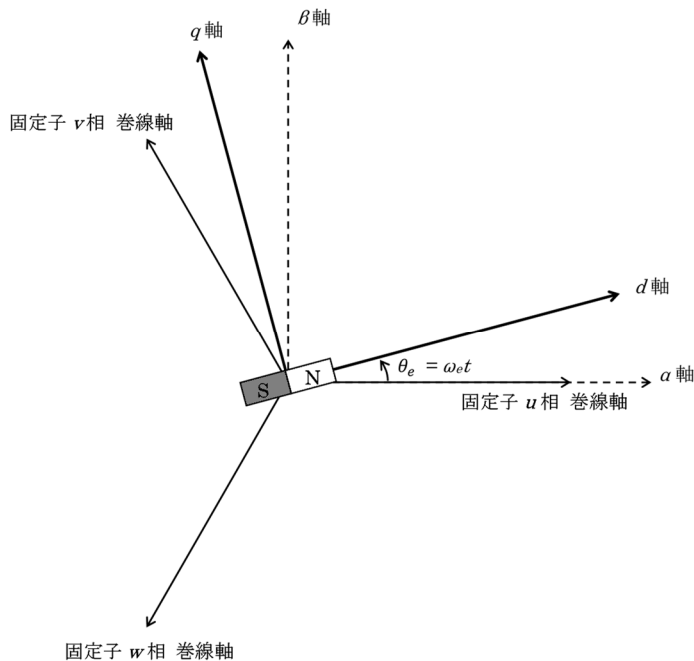


図 3-2 シミュレーションと実験で使用した dq 座標系の定義 (2 極の場合)

図 3-2 に示す dq 座標系では, u 相軸, v 相軸, w 相軸を表記しているが, 実際のインバータでは線間電圧を PM モータに供給しており, 線間電圧波形しか確認できない。また, 実機の PM モータの制御を行うためには, dq 変換を用いるために, 使用する d 軸と磁石 N 極の位置合わせをしておく必要がある。

図 3-2 における $\theta_e = 0^\circ$ と線間電圧波形との対応を図 3-3 に示す。図 3-3 は第 6 章, 7 章の実験で磁石の磁極位置合わせを行ったときの線間電圧波形 v_{uv} の様子を説明している。図 3-3 では, 供試機モータの軸方向からみて反時計回りに無負荷で供試機モータを回転させた場合 (※負荷機モータで駆動), モータの線間電圧 v_{uv} の波形の位相 210° の点が, 図 3-2 の dq 座標における $\theta_e = 0^\circ$ の点になっていればよいことになる (反時計回りを正転と定義)。

次に, 図 3-4 に dq 座標系のベクトル図を示し, このベクトル図について説明する。図 3-4 のベクトル図は, 磁石磁束 Φ_a に対して, 弱め磁束制御を行っている場合を示している。具体的には, トルク成分の電流 i_q と q 軸インダクタンス L_q によって, q 軸成分の磁束 Φ_q が発生し, さらに, 負の d 軸電流と d 軸インダクタンス L_d によって, d 軸成分の磁束 Φ_d を発生させ, PM モータの磁束 Φ_0 を弱めている。また, PM モータの磁束 Φ_0 に対して 90 度進んだ位置に速度起電力 v_0 が発生し, この速度起電力 v_0 に対して電機子巻線抵抗の電圧降下分 R_{adq} を足すことで dq 軸等価回路モデルにおける端子電圧 v_{dq} が求まる。なお, dq 座標変換には, 変換前と変換後で電力の対応が一致する「絶対変換」(変換係数: $\sqrt{\frac{2}{3}}$) を用いている。絶対変換のほかに変換前と変換後で電圧および電流の振幅の対応が一致する「相対変換」がある (図 3-4 では各変数は瞬時ベクトルとして小文字を使用)。

表 3-1 に dq 変換前後における定常値の対応を示す。モータの端子電圧 V_{dq} は相電圧の $\sqrt{3}$ 倍 (線間電圧に相当する), 電機子電流 I_{dq} も相電流の $\sqrt{3}$ 倍となっている。一方で, 電力は変換前と変換後で一致する (表 3-1 では各変数は定常値として大文字を使用)。

また, 図 3-5 には dq 軸等価回路モデルを示し, dq 軸等価回路モデルの電圧方程式を(3.5)式に示す。本論文では, 鉄損に関して鉄損抵抗を用いた dq 軸等価回路モデルを使用せず, 電気学会調査専門委員会で用いられている鉄損計算式によって計算することとした (鉄損の計算式の説明は第 4 章で述べる)。

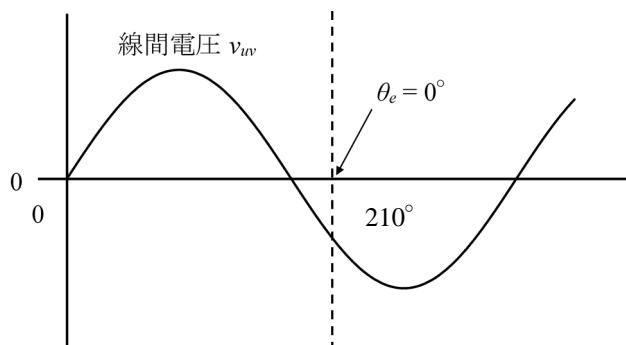


図 3-3 使用する dq 座標と線間電圧波形 v_{uv} との対応

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + L_d \frac{d}{dt} & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_a + L_q \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \Phi_a \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.5)$$

ここで、 ω_e は電気角周波数、 Φ_a は永久磁石磁束実効値の $\sqrt{3}$ 倍となる。

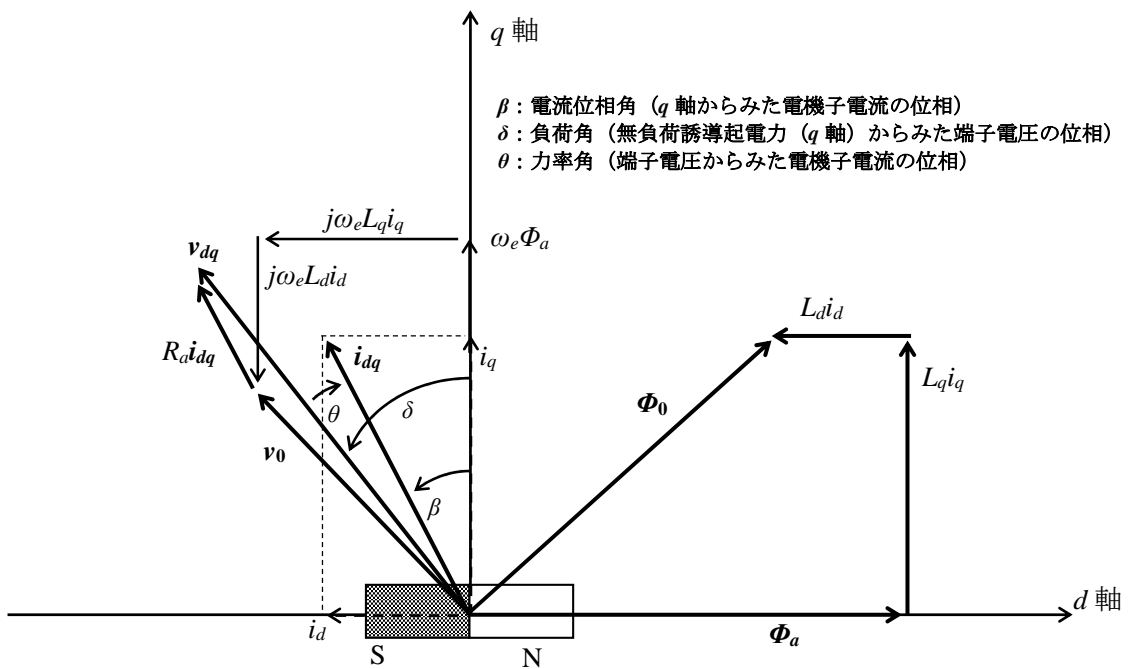
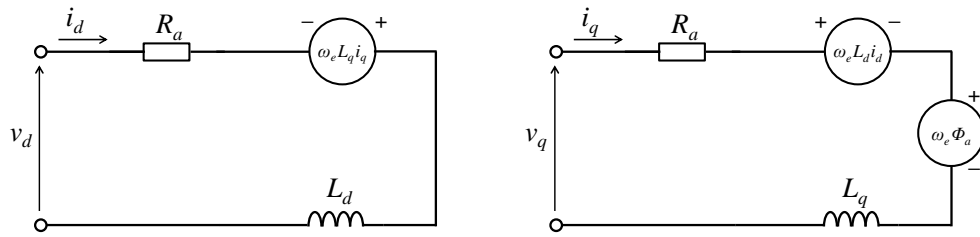


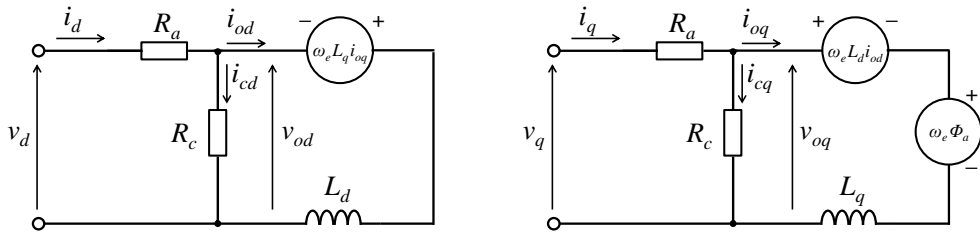
図 3-4 dq 座標系のベクトル図

表 3-1 dq 座標変換前後での相電流と相電圧と電力の関係 (絶対変換)

項目	相電流/dq 軸電流	相電圧/dq 軸電圧	電力
dq 座標変換前	I_u	V_u	$3 V_u I_u \cos \theta$
dq 座標変換後	I_{dq} ----- $\sqrt{3}I_u$	V_{dq} ----- $\sqrt{3}V_u$	$V_{dq} I_{dq} \cos \theta$ ----- $3 V_u I_u \cos \theta$



(a) 鉄損抵抗 R_c を考慮しない場合 (本論文ではこちらを使用)



(b) 鉄損抵抗 R_c を考慮する場合

図 3-5 dq 軸等価回路モデル

次に、トルクの式を説明する。シミュレーションでは負荷トルク T_L と電動機トルク T_M の関係式を、

$$T_M = \frac{p}{2} \{ \Phi_a i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \} = J \frac{d\omega_r}{dt} + T_L \dots\dots\dots(3.6)$$

のように表す。さらに、これを変形することで、以下の微分方程式が得られる。ここで、 p は極数、 J は慣性モーメント、 ω_r は機械角周波数を意味する。

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left[\frac{p}{2} \{ \Phi_a i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \} + T_L \right] \dots\dots\dots(3.7)$$

シミュレーションでは、(3.5)式の dq 軸等価回路モデルの電圧方程式と(3.7)式の微分方程式を解いて解析を行っている。

さらに、(3.6)式のトルクの式から定常状態の電力の平衡式を考える。先ほどの(3.6)式の両辺に機械角周波数 ω_r を掛けて、微分項を無視 (定常状態) することで、次式のような定常状態の電力の平衡式が導ける。

$$\omega_r T_M = \omega_r T_F \dots\dots\dots(3.8)$$

上式の左辺はモータ出力に相当するが、このモータ出力の意味は、モータの入力電力から銅損を差し引いた値であり、モータの軸出力（真のモータ出力）ではないことに注意する必要がある。実際にはモータ損失は、機械損、鉄損、銅損の和であるので、この左辺のモータ出力より、さらに、機械損と鉄損を差し引くことでモータの軸出力が求まり、このモータの軸出力とモータの入力電力を用いればモータの効率を計算することができる。このことは、図 3-5 (a)の dq 軸等価回路モデルで考えてみれば、機械損と鉄損を考慮したモデルでないことから明らかである。(3.5)式の dq 軸等価回路モデルの電圧方程式からこのことを導くと以下ようになる。

まず、(3.5)式について、電力の式に変換するため、 d 軸等価回路モデル、 q 軸等価回路モデルの電圧方程式の両辺にそれぞれ d 軸電流、 q 軸電流を掛けて足し合わせると、

$$\begin{aligned} v_d i_d + v_q i_q &= R_a (i_d^2 + i_q^2) + \omega_e \{ \Phi_a i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \} \dots\dots\dots (3.9) \\ &= R_a (i_d^2 + i_q^2) + \omega_r \frac{p}{2} \{ \Phi_a i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \} \end{aligned}$$

のように表わせる。この式について、さらに展開していくと、最終的に次式を導くことができる。

$$\frac{v_d i_d + v_q i_q}{\text{モータの入力電力}} - \frac{R_a (i_d^2 + i_q^2)}{\text{銅損}} = \frac{\omega_r T_M}{\text{モータの出力}} \dots\dots\dots (3.10)$$

ここで、左辺の第 1 項、第 2 項が PM モータの入力電力、第 3 項が PM モータの銅損、そして、右辺が PM モータの出力を意味している。

第 5 章で実施する提案制御法のシミュレーションでは、機械損と鉄損を別途計算しておき、システムへ反映するように工夫している。第 4 章でその具体的な方法を述べている。

次に、埋込磁石同期モータ (IPM モータ) の各制御式として、最大トルク/電流制御の式と弱め磁束制御の式を説明する。

(i) 最大トルク/電流制御の式⁽³⁾

IPM モータのトルクは、(3.6)式で表わせる。この式について、図 3-4 に示したベクトル図より、電機子電流の位相角 β を用いた形で表すと、次式が得られる。

$$T_M = \frac{p}{2} \{ \Phi_a i_a \cos \beta + (L_d - L_q) i_a^2 \sin 2\beta \} \dots\dots\dots (3.11)$$

さらに、最大トルクを与える位相角 β を求めるために、この式を、 β で偏微分し零とおき、 β について解くと、次式が得られる。

$$\beta = \sin^{-1} \left[\frac{-\varphi_a + \sqrt{\varphi_a^2 + 8(L_q - L_d)^2 i_a^2}}{4(L_q - L_d)i_a} \right] \dots\dots\dots (3.12)$$

この(3.12)式を(3.11)式のトルクの式に用いると、最終的に、次式の最大トルク/電流制御を行うための d 軸電流の式が得られる。

■ 最大トルク/電流制御の式

$$i_d = \frac{\varphi_a}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\varphi_a^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2} \dots\dots\dots (3.13)$$

次に、トルクの式について、一定トルクを出力するための d 軸電流の式を求めると、

■ 定トルク曲線の式

$$i_d = -\frac{2T_M}{p(L_q - L_d)i_q} + \frac{\varphi_a}{(L_q - L_d)} \dots\dots\dots (3.14)$$

が得られる。これが定トルク曲線である。この定トルク曲線と先ほどの最大トルク/電流制御の式との関係を考えてみる。

図 3-6 に最大トルク/電流制御の説明図を示す。これは複数の定トルク曲線と最大トルク/電流制御の式を描いたものであり、最大トルク/電流制御の曲線は、各定トルク曲線上の、

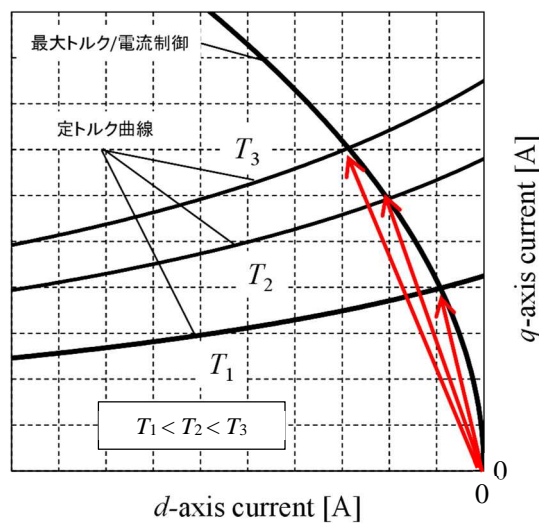


図 3-6 最大トルク/電流制御の説明図

原点との距離が最小の点（電流最小の点）を結んだ曲線であり、あるトルクを得るために最小の電流を選択していることを意味する。最大トルク/電流制御は、最小の電流で必要なトルクを得る制御なので、PM モータの銅損を最小にする制御といえる。

(ii) 弱め磁束制御の式⁽³⁾

次に、弱め磁束制御の式について説明する。弱め磁束制御は、ある端子電圧以下で PM モータを駆動する制御であり、永久磁石磁束を弱める負の d 軸電流を流すことで実現する。図 3-4 のベクトル図で考えてみると、電機子巻線抵抗による電圧降下を無視したモータの誘導起電力の式は、

$$V_0 = \omega_e \sqrt{(L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \varphi_a)^2} \dots\dots\dots (3.15)$$

のようになる。ここで、(3.15)式の両辺を二乗して、右辺にモータの誘導起電力 v_0 と電気角周波数 ω_e の項を持ってくると、

$$(L_d i_d + \varphi_a)^2 + (L_q i_q)^2 = \left(\frac{v_0}{\omega_e}\right)^2 \dots\dots\dots (3.16)$$

のように、 i_d と i_q を変数とする楕円の式が導ける。なお、この楕円の中心点は、 $(-\frac{\varphi_a}{L_d}, 0)$ である。(3.16)式について、モータの誘導起電力 v_0 をある一定値 v_{om} とすると、これは、モータの誘導起電力をある一定値に抑えることを意味する。この状態で、電気角周波数 ω_e を増加すれば、右辺の項の分母が大きくなるため、楕円が小さくなっていくことになる。PM モータの動作点としては、この楕円の範囲内の d 軸電流と q 軸電流の値を取ることができる（一定値として与えたモータの誘導起電力制限値以内）。さらに、(3.16)式を弱め磁束制御の d 軸電流の形に変形すると、最終的に、次式のように弱め磁束制御の式が得られる。

■ 弱め磁束制御の式

$$i_d = \frac{-\varphi_a + \sqrt{\left(\frac{v_{om}}{\omega_e}\right)^2 + (L_q i_q)^2}}{L_d} \dots\dots\dots (3.17)$$

図 3-7 に弱め磁束制御の説明図を示す。この図では、定トルク曲線と回転数を増加した場合の弱め磁束制御の楕円が示されている。この図より、弱め磁束制御の曲線が、定トルク曲線と 2 点で交わる場合、1 点で接する場合、交わらない場合があることが分かる。2 点で交わる場合もしくは 1 点で接する場合は、PM モータの端子電圧の範囲内で PM モータを高速

で駆動できることを意味する。交わらない場合は、弱め磁束制御を行ってもそのトルクを出
力できないことを意味する。また、PM モータが高速になるにつれて、定電圧楕円が小さく
なり、負の d 軸電流を多く流す必要があることが分かる。このように、負の d 軸電流を用
い、永久磁石の磁束を弱めることで PM モータの高速領域まで駆動できる。

3.3 インバータの空間ベクトル変調と電流可逆チョップの三角波比較変調

本節では、インバータの空間ベクトル変調と電流可逆チョップの三角波比較変調の説明
を行う。はじめに、インバータの空間ベクトル変調について説明する。

(i) インバータの空間ベクトル変調⁽⁶¹⁾

インバータの空間ベクトル変調とは、図 3-8 に示す電圧形三相インバータが出力可能な
 $V_0 \sim V_7$ までの空間電圧ベクトル (図 3-9) の中から空間電圧ベクトル指令値 V^* を含む領域 (領
域 I~VI 中のいずれか、図 3-9 では I) を挟む 2 つの空間電圧ベクトル (図 3-9 では V_1 と
 V_2) と出力電圧零の零電圧ベクトル V_0 と V_7 を選択し、その選択した空間電圧ベクトルの出
力時間を調整することで、平均電圧として任意の空間電圧ベクトルを得る方法である。

表 3-2 には、空間電圧ベクトルと各相のスイッチの対応表を示す⁽⁶¹⁾。表において、上ア
ームのスイッチがオン、下アームのスイッチがオフの状態を 1 とし、上アームのスイッチがオ
フ、下アームのスイッチがオンの状態を 0 としている。

図 3-10 に、ある空間電圧ベクトル指令を出力する場合の時間配分調整の説明図を示す⁽⁶¹⁾。
また、図 3-11 に図 3-10 に対応した実際の空間電圧ベクトルの出力状態を示す⁽⁶¹⁾。図 3-10、
3-11 から分かるように、空間電圧ベクトル指令値を実現するために、隣り合う空間電圧ベ
クトル 2 つと 2 つのゼロ電圧ベクトルを組み合わせ、出力時間を調整している。

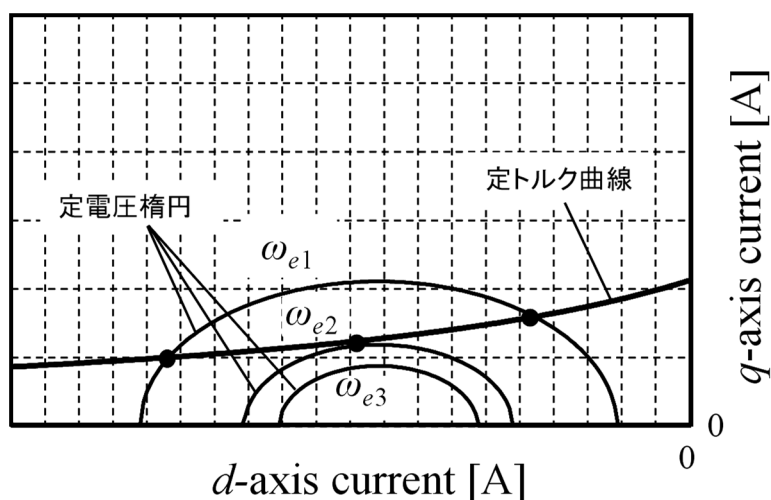


図 3-7 弱め磁束制御の説明図

空間ベクトル変調は、正弦波三角波比較変調と比べて、空間電圧ベクトル指令が決まれば、各相の出力電圧パターンも自動的に決まるため、指令値は一つで済む。また、空間ベクトル変調では、スイッチの遷移において、必ず一つだけしかスイッチングをしないようになっていたため、電圧リップルも小さい。

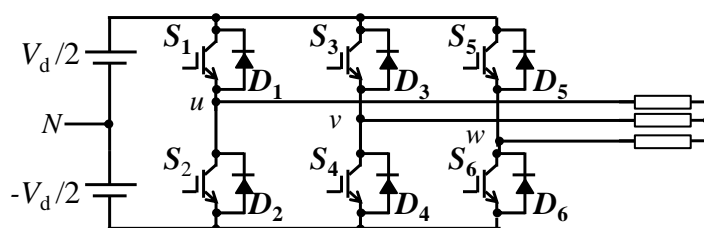


図 3-8 電圧形三相インバータ

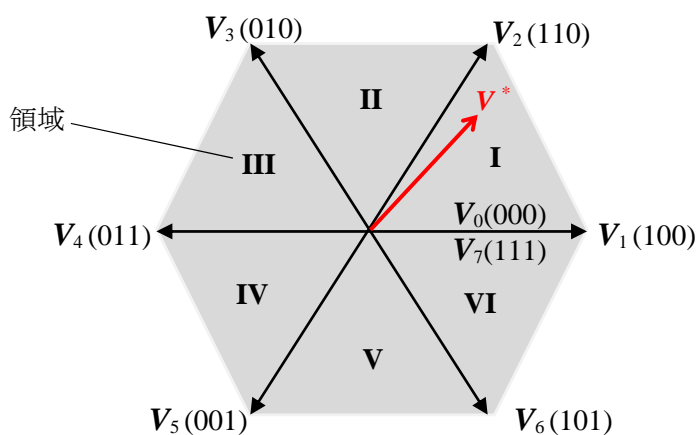


図 3-9 空間電圧ベクトル

表 3-2 空間電圧ベクトルと各相のスイッチの対応表⁽⁶¹⁾

スイッチモード		0	1	2	3	4	5	6	7
各相 スイッチの状態	u相	0	1	1	0	0	0	1	1
	v相	0	0	1	1	1	0	0	1
	w相	0	0	0	0	1	1	1	1
空間電圧ベクトル		$V_0(000)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_7(111)$

上アームのスイッチオン、下アームのスイッチオフの状態を 1 と定義

上アームのスイッチオフ、下アームのスイッチオンの状態を 0 と定義

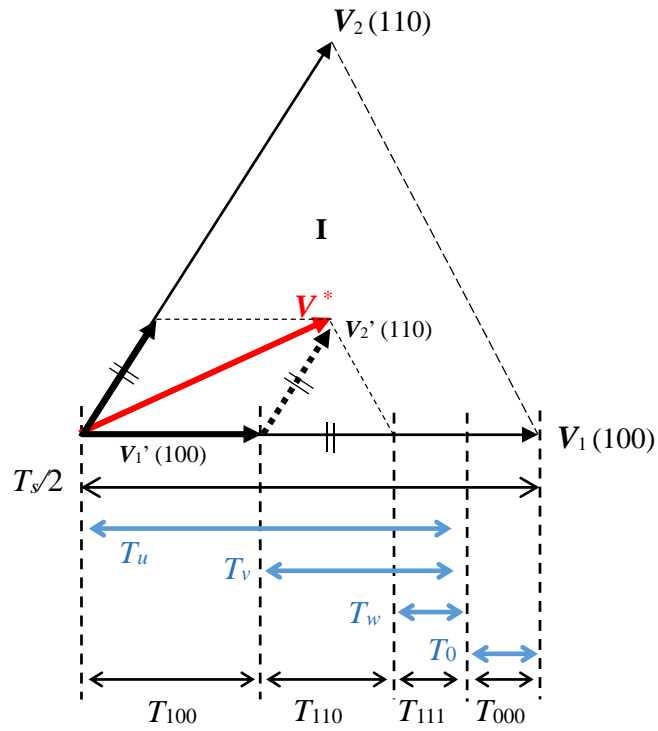


図 3-10 ある空間電圧ベクトル指令を出力する場合の時間配分調整の説明図⁽⁶¹⁾

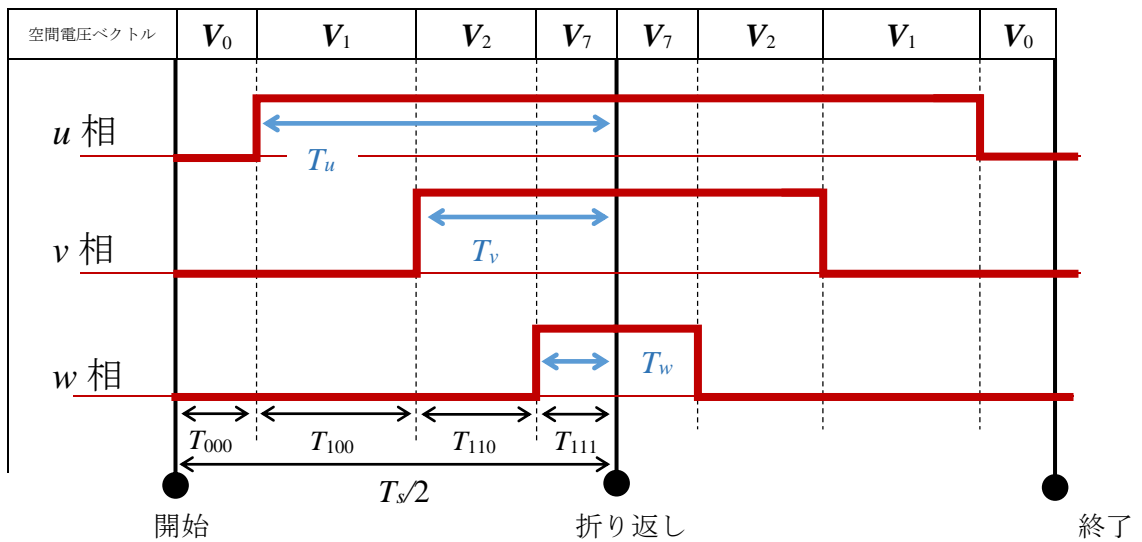


図 3-11 図 3-10 に対応した実際の空間電圧ベクトルの出力状態⁽⁶¹⁾

図 3-10 の空間電圧ベクトル指令値は,

$$\mathbf{V}^* = \frac{T_{100}}{T_s/2} \mathbf{V}_1(100) + \frac{T_{110}}{T_s/2} \mathbf{V}_2(110) + \frac{T_{000} + T_{111}}{T_s/2} \times \mathbf{0} \dots\dots\dots (3.18)$$

のようになる。さらに、各相のスイッチのオン時間は,

$$\left. \begin{array}{l} T_0 = T_{000} = T_{111} \\ T_u = T_{100} + T_{110} + T_{111} \\ T_v = T_{110} + T_{111} \\ T_w = T_{111} \end{array} \right\} \dots\dots\dots (3.19)$$

のようになる。

(ii) 電流可逆チョップの三角波比較変調

電流可逆チョップの三角波比較変調とは、指令値と搬送波である三角波を比較し、スイッチのオン時間を決定する方法である。

図 3-12 に電流可逆チョップの回路図を示す。図 3-13 に回路の動作モードを示す。下アームのスイッチがオンの場合、リアクトルの電圧方程式は、リアクトル電流の上昇値を I_{on} として、

$$V_{in} = L \frac{I_{ON}}{T_{ON}} \dots\dots\dots (3.20)$$

のように表せる。一方、下アームのスイッチがオフの場合には、リアクトル電流の下降値を I_{OFF} として、

$$V_{out} - V_{in} = L \frac{I_{OFF}}{T_{OFF}} \dots\dots\dots (3.21)$$

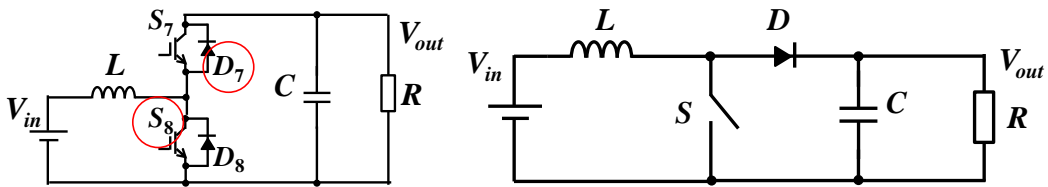
のように表せる。ここで、スイッチのオン時間とオフ時間をそれぞれ、 T_{ON} , T_{OFF} とおいている。また、一周期の時間を $T_s = T_{ON} + T_{OFF}$ とする。定常状態でリアクトル電流が一定であると仮定すると、電流上昇値 I_{ON} と電流下降値 I_{OFF} が等しいとおける。なお、リアクトルの時定数に対してスイッチのオン時間、オフ時間が十分に短い場合、リアクトル電流は線形に変化すると考えている。この結果、最終的に入力電圧と出力電圧の関係式として、

$$\frac{V_{in}T_{ON}}{L} = \frac{(V_{out} - V_{in})T_{OFF}}{L}$$

$$V_{out} = \frac{T_S}{T_{OFF}}V_{in}$$

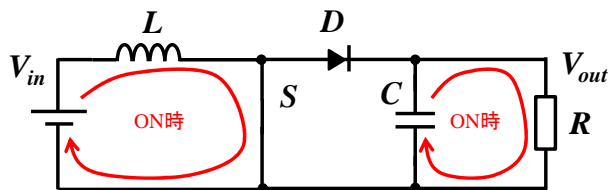
$$= \frac{T_S}{T_S - T_{ON}}V_{in} \dots\dots\dots(3.22)$$

のように表せる。この式において、入力電圧 V_{in} の係数となる $\frac{T_S}{T_{OFF}}$ について、分母の値は分子の値より必ず小さくなるため、電流可逆チョッパは常に昇圧動作を行うことが分かる。

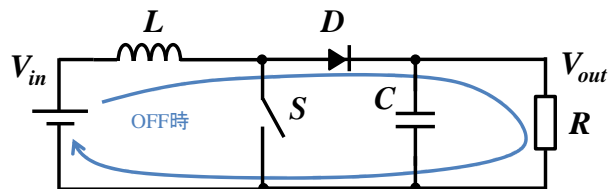


(a) 電流可逆チョッパ回路図 (b) 昇圧チョッパの動作説明図
(下アームのIGBTと上アームのダイオードを使用)

図 3-12 電流可逆チョッパの回路図



(a) オン モード



(b) オフ モード

図 3-13 回路の動作モード

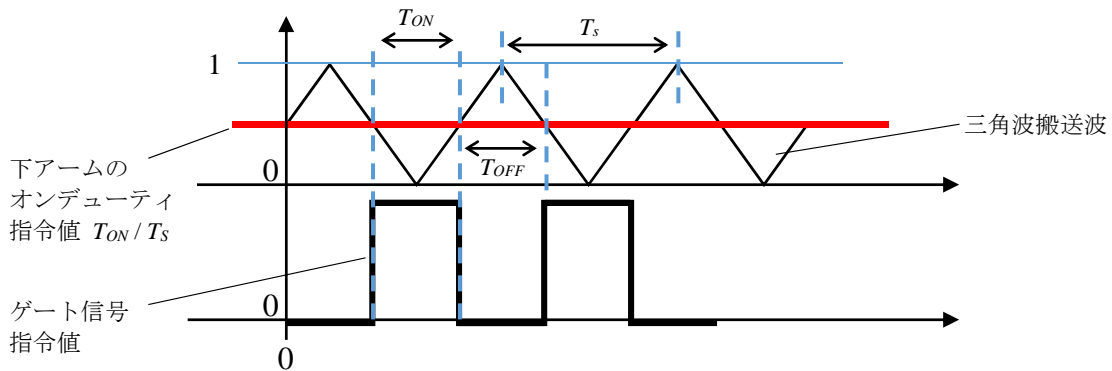


図 3-14 三角波比較変調の説明図（下アームのオン デューティ : 0.5 の場合）

図 3-14 に、下アームのゲート信号指令値を生成する三角波比較変調の説明図を示す。この図からわかるとおり、下アームのオンデューティ指令値 ($=T_{ON}/T_S$) と 0 から 1 の間で変化する三角波搬送波を比較することで、下アームのオン時間 T_{ON} の制御が行える。また、スイッチング周期 T_S は三角波搬送波のスイッチング周波数 $f_S (= 1/T_S)$ によって決まる。なお、下アームのオンデューティ指令値は 0 から 1 の間で変化する。

3.4 直流リンク電圧制御の式の導出

本節では、PM モータを高速で駆動するための制御である直流リンク電圧制御の式の導出を行う。3.3 節の電流可逆チョップの三角波比較変調の説明において、下アームスイッチのオン時間に関する理論式の導出は既に行った ((3.22)式)。ここでは、実際に直流リンク電圧制御の制御ブロック図を用いて、直流リンク電圧制御の式の導出を行う。

昇圧動作時の制御ブロック図を図 3-15 に示す。この図において、①の部分は(3.22)式をオン時間について以下のように変形し、次式のオンデューティの式として導ける。

$$V_{out} = \frac{T_S}{(T_S - T_{ON})} V_{in}$$

$$T_{ON} V_{out} = T_S (V_{out} - V_{in})$$

$$T_{ON} = \left(1 - \frac{V_{in}}{V_{out}}\right) T_S \dots\dots\dots (3.23)$$

図 3-15 では、(3.23)式について、 V_{in} を V_{batt} 、 V_{out} を V_{dc}^* とシステムの回路定数の名前に合わせて置き換えている。次に、下アームのオンデューティを調整する②と③の部分について述べる。②は比例制御の部分であり、実際にフィードバック制御を行うことで下アームのオンデューティを調整している部分である。また、③はリアクトル電流の振動を抑制する部分であり、下アームのオンデューティをリアクトル電流の振動に応じて変動させている部分

である。以上の①, ②, ③の部分をつまえた, 下アームのスイッチのオンデューティ指令値の式は,

$$Ds_{8on} = \left(1 - \frac{V_{batt}}{V_{dc}^*}\right) + K_{pv}(V_{dc}^* - V_{dc}) - K_{hpf} i_{L1hpf} \dots \dots \dots (3.24)$$

となる。ここで, i_{L1hpf} はハイパスフィルタの出力, Ds_{8on} は下アームのスイッチのオンデューティを意味する。

3.5 結言

本章では, 第5章で提案制御法のシミュレーションを行うために, PM モータシステムの解析モデルの導出を行った。PM モータシステムの解析モデルは, PM モータの解析モデルと電力変換器の解析モデルに分けられる。PM モータの解析モデルについては, PM モータの dq 軸等価回路モデル, 埋込磁石同期モータ (IPM モータ) のための各制御式について説明した。次に, 電力変換器の解析モデルについては, インバータの空間ベクトル変調と電流可逆チョッパの三角波比較変調の説明を行い, 最後に直流リンク電圧制御の式の導出を行った。

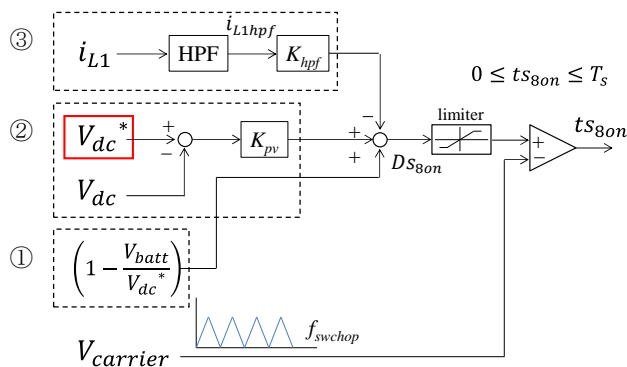


図 3-15 昇圧動作時の制御ブロック図

第4章 各部損失を等価電流源で模擬したシミュレーションモデルの構築

4.1 緒言

本章では、提案制御法のシミュレーション（第5章）に必要となる「システム各部の損失計算方法」と「システムへの反映方法」について述べる。第3章では、PMモータの解析モデルを導出しており、本章で述べるシステム各部の損失モデルを第3章のPMモータの解析モデルに追加することで、提案制御法のシミュレーションが可能となる。

以下、電流可逆チョップ付PWMインバータシステムについて、はじめに、電力変換器の損失計算方法について説明し、次にPMモータの損失計算方法を説明する。最後に、システム各部の損失を等価電流源を用いて模擬し、システムへ反映する方法を述べる。

4.2 電流可逆チョップとインバータの損失計算モデル

本節では、電流可逆チョップとインバータの損失計算方法について説明する。どちらの電力変換器も、基本的には電子デバイスの損失を計算することになり、計算式は共通している。そこで、はじめに、電子デバイスの損失計算方法を述べ、次に、実際に計算する上で必要となる電子デバイスの特性および損失計算モデルへの反映方法を述べる。

図4-1に電流可逆チョップ付PWMインバータシステムを示す。図4-2に図4-1の電力変換器を構成するIGBTの損失計算部を示す。図に示すとおり1アームあたりの電子デバイスは、IGBTの部分と環流ダイオード(FWD)の部分で構成されており、IGBT、FWDについてそれぞれ損失計算が必要となる。以下、各部損失計算式について説明する。

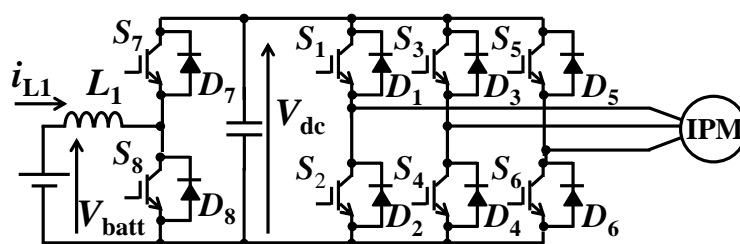


図4-1 電流可逆チョップ付PWMインバータシステム

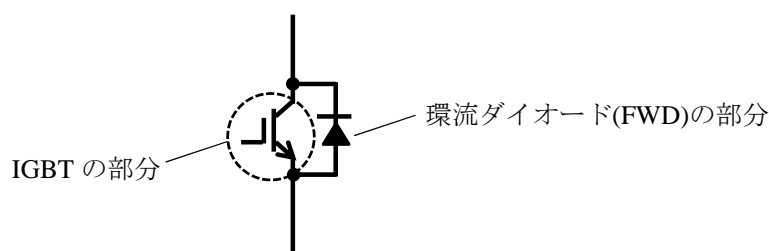


図4-2 IGBTの損失計算部

(i) 電子デバイスの損失

電子デバイスの損失はスイッチング損失と導通損失から構成される。ここで、IGBT と FWD について、スイッチング損失と導通損失および IGBT の損失と FWD の損失を(4.1) ~ (4.9)式より計算する。

IGBT の損失 $P_{IGBTloss}$ は、IGBT のスイッチング損失 $P_{swlossIGBT}$ と導通損失 $P_{conlossIGBT}$ の和となり、(4.1)式で表せる。

$$P_{IGBTloss} = P_{swlossIGBT} + P_{conlossIGBT} \quad [W] \dots\dots\dots (4.1)$$

ここで、IGBT のスイッチング損失は、

$$P_{swlossIGBT} = [E_{on}(I_c) + E_{off}(I_c)] \times f_{sw_inv(chop)} \times V_{dc} / V_{ref} \quad [W] \dots\dots\dots (4.2)$$

となる。ここで、 $E_{on}(I_c)$, $E_{off}(I_c)$ はデータシート (スイッチング試験) から求められるスイッチング 1 回当たりのターンオン損失とターンオフ損失 (単位は J) であり、これらはコレクタ電流 I_c の関数で表せる。 $f_{sw_inv(chop)}$ は IGBT のスイッチング周波数、 V_{dc} はインバータ動作時の直流リンク電圧で、 V_{ref} はデータシート (スイッチング試験) における $E_{on}(I_c)$, $E_{off}(I_c)$ の特性を求める際に用いた値である。最後に V_{dc} / V_{ref} を乗じているのは、直流リンク電圧の大きさに比例してターンオン損失とターンオフ損失が変化すると仮定したことを意味している。

一方、IGBT の導通損失は、

$$P_{conlossIGBT} = V_{ce}(I_c) \times I_c \times Duty_{inv(chop)} \quad [W] \dots\dots\dots (4.3)$$

となる。ここで、 $V_{ce}(I_c)$ はデータシートから求められるコレクタ - エミッタ間の電圧であり、コレクタ電流 I_c の関数で表せる。また、 $Duty_{inv(chop)}$ は IGBT のオンデューティである。

FWD の損失 $P_{FWDloss}$ は逆回復損失 $P_{swlossFWD}$ と導通損失 $P_{conlossFWD}$ の和となり、次式で表せる。

$$P_{FWDloss} = P_{swlossFWD} + P_{conlossFWD} \quad [W] \dots\dots\dots (4.4)$$

さらに、FWD の逆回復損失は、

$$P_{swlossFWD} = E_{rr}(I_F) \times f_{sw_inv(chop)} \times V_{dc} / V_{ref} \quad [W] \dots\dots\dots (4.5)$$

となる。ここで、 $E_{rr}(I_F)$ はデータシート（スイッチング試験）から求められる逆回復損失であり、順方向電流 I_F の関数で表せる。

一方、FWD の導通損失は、

$$P_{con\ loss\ FWD} = V_F(I_F) \times I_F \times \overline{Duty_{inv(chop)}} \quad [W] \dots\dots\dots (4.6)$$

となる。ここで $V_F(I_F)$ はデータシートから求められる順方向電圧であり、順方向電流 I_F の関数で表せる。また、 $\overline{Duty_{inv(chop)}}$ は IGBT のオフデューティであり、次式で表せる。

$$\overline{Duty_{inv(chop)}} = 1 - Duty_{inv(chop)} \dots\dots\dots (4.7)$$

上記の(4.1) ~ (4.7)式より電子デバイスの損失を計算することでインバータの損失 P_{inv_loss} および電流可逆チョップの損失 P_{chop_loss} を求めることができる（後述の(4.8)式と(4.9)式）。

シミュレーションでは、通電電流の関数であるスイッチング損失、IGBT のコレクタ - エミッタ間の電圧および FWD の順方向電圧の特性を基に電力変換器の損失を計算する。

(ii) インバータと電流可逆チョップの損失

上で述べた電子デバイスの損失計算方法に基づき、インバータと電流可逆チョップの損失計算方法を述べる。

表 4-1 にシミュレーションモデルとして検討した Fairchild Semiconductor 社の IGBT (FGA15N120ANTDU_F109) の主な仕様を示す。メーカ提供のデータシートに記載の特性より電子デバイスの特性として、ターンオン損失 $E_{on}(I_c)$ 、ターンオフ損失 $E_{off}(I_c)$ 、IGBT のコレクタ - エミッタ間電圧 $V_{ce}(I_c)$ 、FWD の順方向電圧 $V_F(I_F)$ が求まり、電子デバイスの損失を計算できる。なお、データシートには FWD の逆回復損失の特性は記載されていないため、今回のシミュレーションでは FWD の逆回復損失は考慮していない。

前述の式を用いるとインバータの損失 P_{inv_loss} は、

$$P_{inv_loss} = (P_{IGBTloss} + P_{FWDloss}) \times 6 \quad [W] \dots\dots\dots (4.8)$$

となる。括弧内は 1 アーム当たりの損失を指し、図 4-1 のインバータでは 6 アーム用いているため、6 倍した計算値をインバータの損失としている。

一方、電流可逆チョップの損失 $P_{chop\ loss}$ は、

$$P_{chop_loss} = (P_{IGBTloss} + P_{FWDloss}) + P_{chopDC} \quad [W] \dots\dots\dots (4.9)$$

となる。ここで、括弧内は、昇圧動作時における下アームの IGBT の損失 (S_8) と上アームの FWD の損失 (D_7) を意味する。また、 P_{chopDC} は直流リアクトルの銅損である。なお、直流リアクトルの鉄損は、実験により電流可逆チョッパの全損失に対して 4% 程度となり、電流可逆チョッパ効率に与える影響が小さいことを確認したため、(4.9) 式では無視した⁽⁴¹⁾。

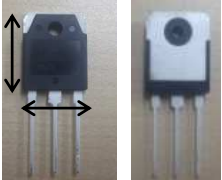
次に、実際に表 4-1 の IGBT の特性をシミュレーションに反映する方法を説明する。IGBT および FWD の特性として重要なのは、前述のとおり、導通損失を計算するためのオン電圧特性 (IGBT) および順方向特性 (FWD) とスイッチング損失を計算するためのターンオン特性、ターンオフ特性 (IGBT)、逆回復特性 (FWD) である。第 5 章のシミュレーションでは、IGBT のこれらの特性を一次直線近似して使用している。

図 4-3 に表 4-1 の IGBT のデータシートの特性から、一次直線近似した特性を IGBT, FWD ごとにそれぞれまとめて記載する。

図 4-4~4-9 に図 4-3 の一次直線近似式の導出に用いた、各データシートの特性⁽⁶²⁾および近似直線のグラフを示す。図より、例えば、IGBT オン電圧および FWD の順方向電圧は、IGBT あるいは FWD の通電電流の関数になっており、今回使用する IGBT および FWD の特性を反映していることが分かる。また、ターンオン損失、ターンオフ損失も同様に、IGBT あるいは FWD の通電電流の関数になっており、今回使用する IGBT および FWD の特性を反映している。

第 5 章のシミュレーションでは、これらの特性を電子デバイスパラメータとしてシミュレーションに組み込んでおり、通電電流、スイッチング周波数、直流リンク電圧のパラメータを用いて、インバータの損失や電流可逆チョッパの損失を計算する。

表 4-1 シミュレーションモデルとして検討した IGBT の仕様

Fairchild semiconductor	
Type	FGA15N120ANTDU_F109
Rated voltage	1200 V
Rated current	30 A @ $T_c = 25^\circ\text{C}$
Maximum power dissipation	186 W @ $T_c = 25^\circ\text{C}$
Appearance of power module	
TO-3P	
length × width	
20.1 × 15.8 [mm]	

第7章においては、次世代電子デバイスである SiC-MOSFET の評価を実験により行っているが、本手法の計算式を用いれば、電子デバイスの違いによるシステム効率の変化を事前に検討できるメリットがある。また、アプリケーションによって、スイッチング周波数や制御が異なる場合についても、同様にシステム効率を事前に評価することができるメリットがある。

IGBT損失特性	FWD損失特性
オン電圧特性 $V_{ce} = 0.12 I_c + 0.8 \text{ V}$ (低電流領域) $V_{ce} = 0.04 I_c + 1.6 \text{ V}$ (高電流領域) 切り替え電流 $I_c = 10 \text{ A}$	オン電圧特性 $V_F = 0.38 I_F + 0.48 \text{ V}$ (低電流領域) $V_F = 0.04 I_F + 1.2 \text{ V}$ (高電流領域) 切り替え電流 $I_F = 2.1 \text{ A}$
ターンオン損失特性 $E_{on} = 0.2 I_c$ (低電流領域) $E_{on} = 0.16 I_c + 1.2 \text{ mJ}$ (高電流領域) 切り替え電流 $I_c = 30 \text{ A}$	逆回復損失特性 なし
ターンオフ損失特性 $E_{off} = 0.044 I_c$ (低電流領域) $E_{off} = 0.04 I_c + 0.1 \text{ mJ}$ (高電流領域) 切り替え電流 $I_c = 25 \text{ A}$	

図 4-3 IGBT 特性の一次直線近似式の一覧 (FGA15N120ANTDU_F109)

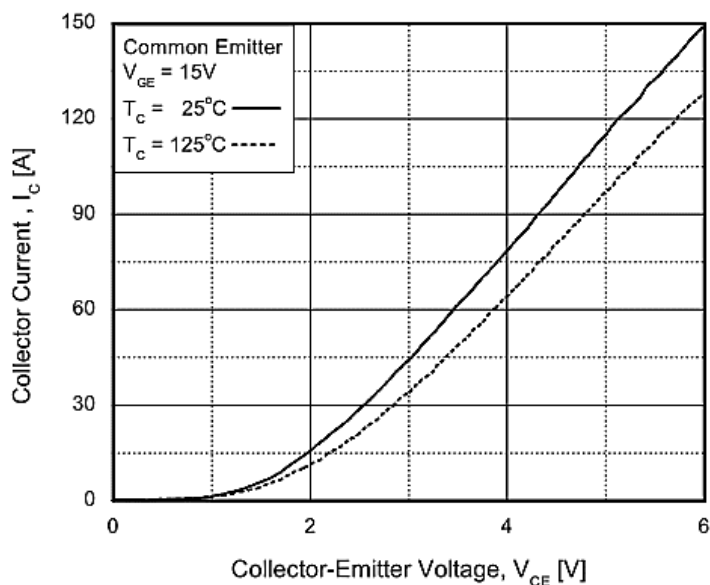


図 4-4 IGBT のコレクタ電流 I_c - コレクタエミッタ間電圧 V_{ce} 特性⁽⁶²⁾
 (Fairchild semiconductor のデータシートより抜粋)

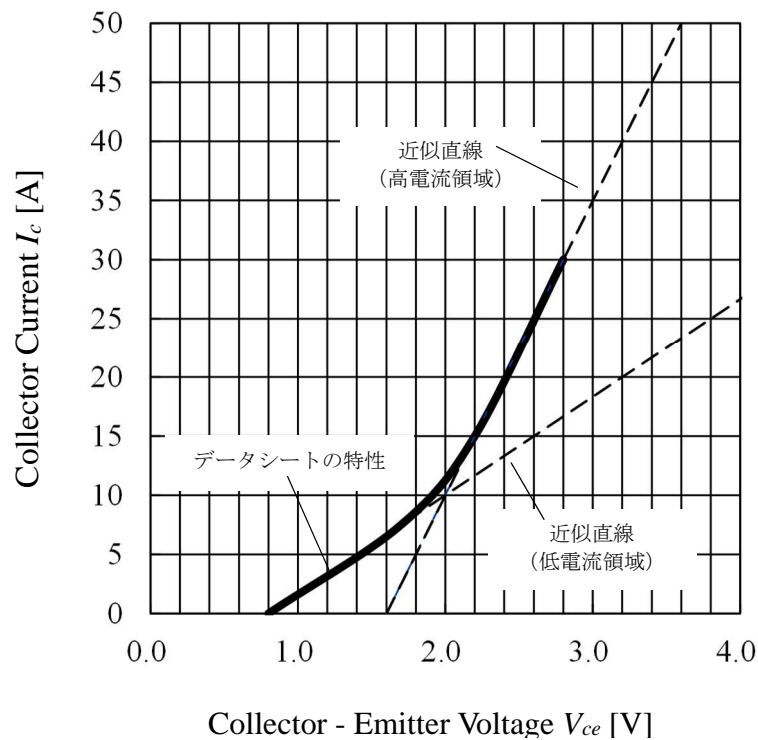


図 4-5 IGBT のコレクタ電流 I_c - コレクタエミッタ間電圧 V_{ce} 特性の近似式

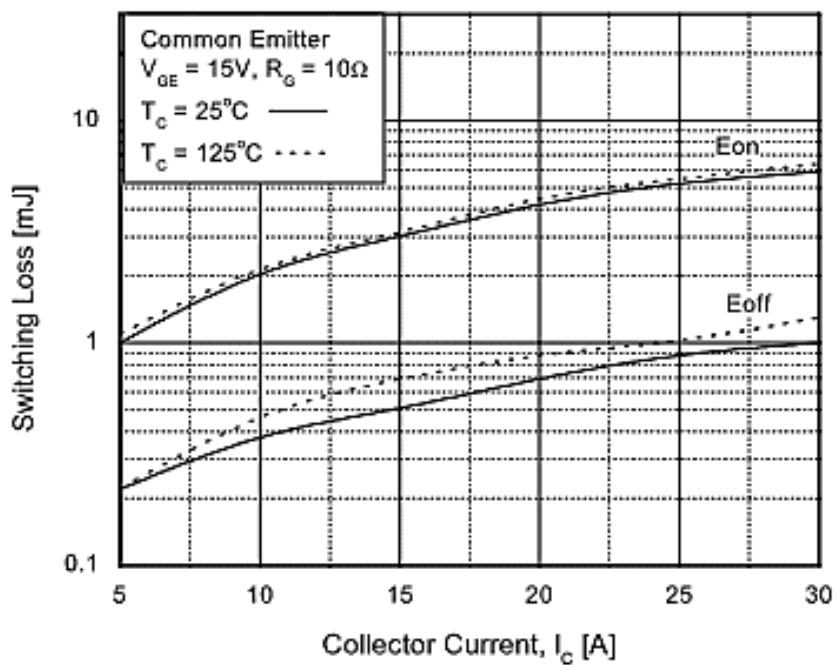


図 4-6 IGBT のターンオン損失 E_{on} , ターンオフ損失 E_{off} 特性⁽⁶²⁾
 (Fairchild semiconductor のデータシートより抜粋)

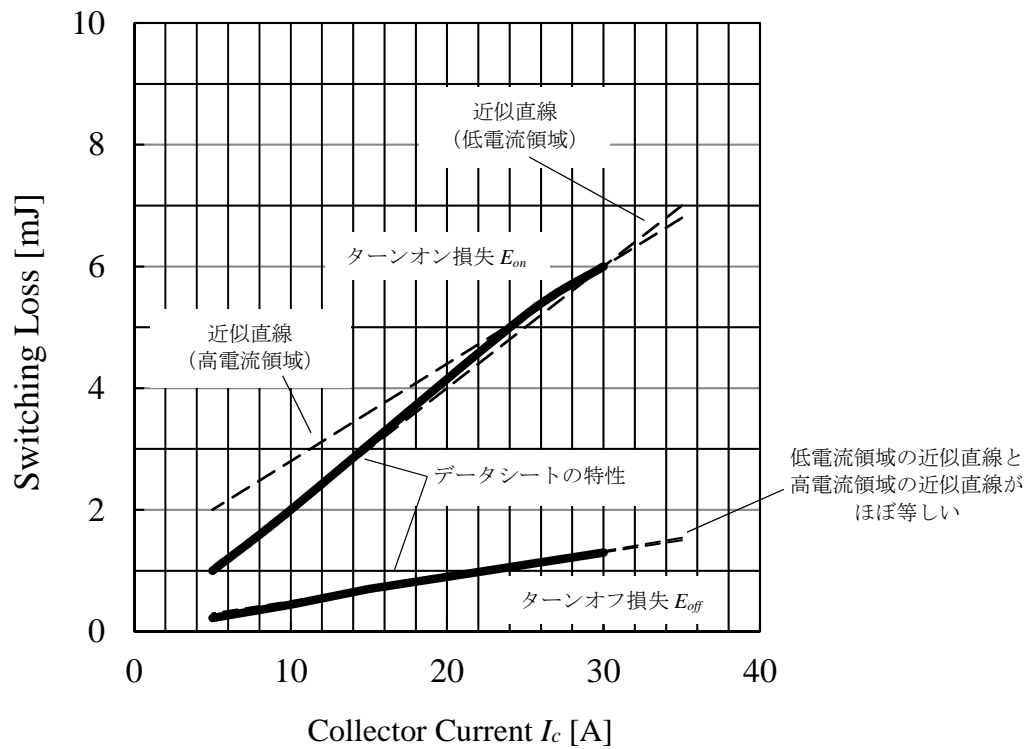


図 4-7 IGBT のターンオン損失 E_{on} , ターンオフ損失 E_{off} 特性の近似式

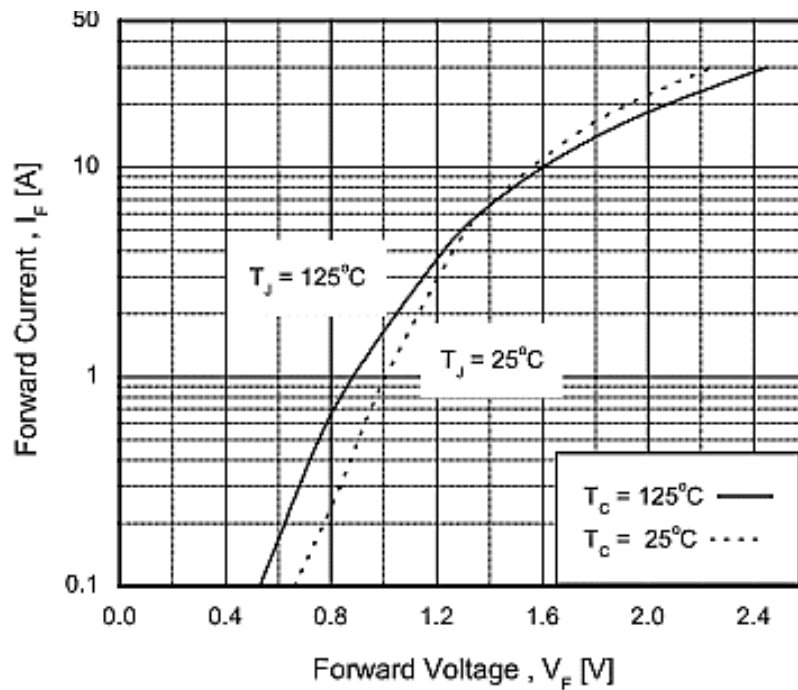


図 4-8 環流ダイオードの順方向電流 I_F , 順方向電圧 V_F 特性⁽⁶²⁾
(Fairchild semiconductor のデータシートより)

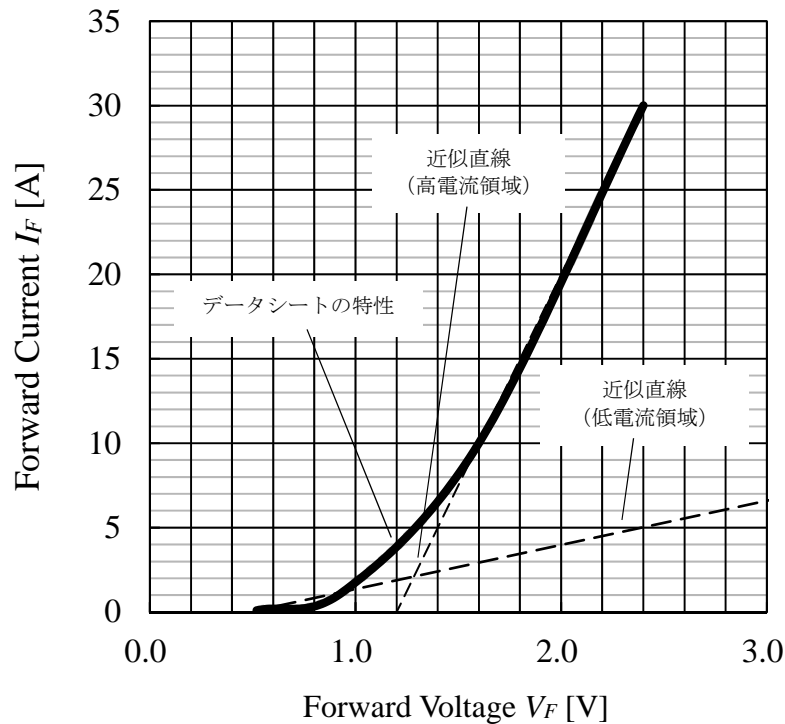


図 4-9 環流ダイオードの順方向電流 I_F 、順方向電圧 V_F 特性の近似式

4.3 PM モータの損失計算モデル

本節では、PM モータの損失計算方法について説明する。第 3 章では PM モータの解析モデルについて説明し、その中で、鉄損抵抗を用いない dq 軸等価回路モデルを使用することを述べた。このモデルでは第 3 章で言及したように、鉄損と機械損を考慮していないため、鉄損と機械損を別途計算する必要がある。本節では、PM モータの損失を、銅損、鉄損、機械損の総和と仮定し、各損失の計算方法について述べる。

はじめに、シミュレーションに用いる PM モータについて説明する。今回、シミュレーションで検討する PM モータとして、文献(63)の「電磁界解析による回転機の実用的性能評価技術調査専門委員会」の資料と文献(64)の「回転機の三次元電磁界解析実用化技術調査専門委員会」の資料にて検討に用いられていた集中巻ベンチマークモータ (D モデル) を選定した。

定出力領域における提案制御法の検討では、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量によって変化する PM モータ損失をどのように模擬するかが重要となる。この点に関して、電気学会の上記調査専門委員会で用いられた D モデルのモータは、モータ定数をはじめとする様々な特性 (詳細寸法、機械損、鉄損、トルク特性等の実測データ) に関する情報が開示されているため、本論文の検討に適した PM モータである。以下、文献(63)の調査専門委員会資料より D モデルの特性を抜粋して示す。表 4-2 は電気学会の調査専門委員会で

検討されてきたベンチマーク問題であり、この中の IPM モータ (IPMSM) の中から No. 10 の D モデルを選定した。このモータを選定した理由は、弱め磁束制御が可能な No. 10, No. 11, No. 16, No. 18 の IPM モータのうち、実測データと詳細な寸法情報が開示されているのが No. 10 の D モデルのモータのみであったためである。

図 4-10 に電気学会 D モデルの調査の概要を示す⁽⁶³⁾。この概要には、 d 軸インダクタンス、 q 軸インダクタンスの特性の電気特性や鉄心の積み厚等の機械的な寸法が明示されている。これらの詳細な情報を基にシミュレーションで使用する PM モータ定数を決定し、機械損特性、鉄損特性を検討した。

図 4-11 には、電気学会電気学会 D モデル固定子と回転子の写真を示す⁽⁶³⁾。この写真より、D モデルのモータの磁石配置は V 字配置ではなく、一文字配置であることを確認できる。また、後述するモータ定数から計算すると突極比 (q 軸インダクタンス L_q と d 軸インダクタンス L_d の比率) は 1.7 程度であることを確認した。なお、磁石を V 字配置にした方が、突極比が大きくなり、よりリラクタンストルクを活用できるため、弱め磁束制御に適したモータであると著者は考えている。以上、シミュレーションに用いた PM モータの磁石配置の説明を行った。

表 4-2 電気学会調査専門委員会で検討されてきたベンチマーク問題⁽⁶³⁾

No.	名称	種類	実測	詳細寸法
1	電磁力計算法検証モデルI	永久磁石+鋼板+ギャップの直線状モデル	有	有
2	電磁力計算法検証モデルII	板ばね支持の磁石ホルダとヨーク, コイル	有	有
3	電磁力計算法検証用プランジモデル	ヨーク+ポール+コイル	有	有
4	永久磁石電動機モデル	DCブラシレスモータ	有	有
5	リアモータモデル	永久磁石リアモータ	有	有
6	突極形同期機モデル	突極形同期発電機	有	有
7	プラスチック磁石電動機	SPMSM	有	有
8	Iモデル	かご形誘導モータ	有	無
9	Kモデル	かご形誘導モータ	有	有
10	Dモデル	IPMSM	有	有
11	Mモデル	IPMSM	無	無
12	リットロータ誘導電動機モデル	リットロータ誘導モータ	有	有
13	薄形永久磁石電動機	アウターロータ型永久磁石モータ	無	有
14	Nモデル(鉄損計算法検討用)	SPMSM(直流ブラシレスモータ)	有	有
15	Fモデル	SPMSM	無	無
16	IPMモータベンチマークモデル	IPMSM	無	有
17	積層鉄心解析手法検証用ベンチマークモデル	回転機鉄心端部を模擬する実験装置	有	有
18	SPM/IPMベンチマークモデル	SPMSM IPMSM 固定子共通)	有	無

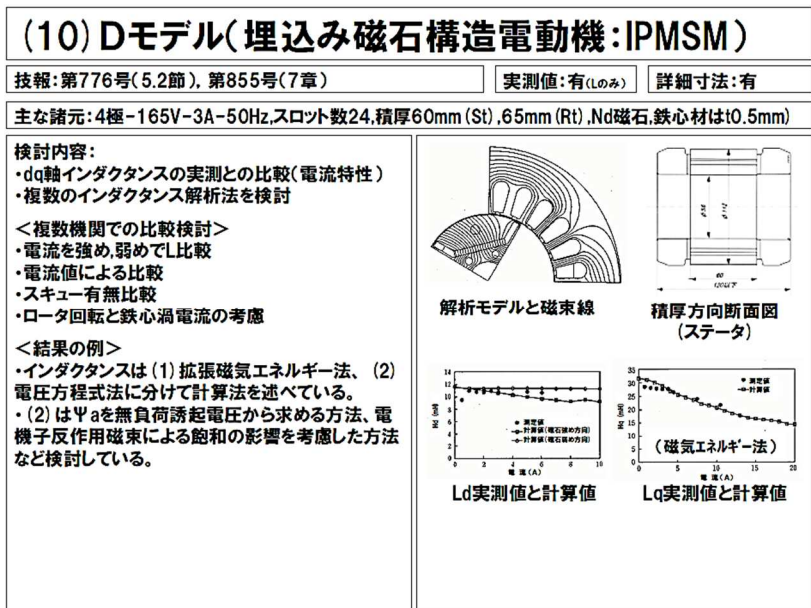


図 4-10 電気学会 D モデル調査の概要⁽⁶³⁾

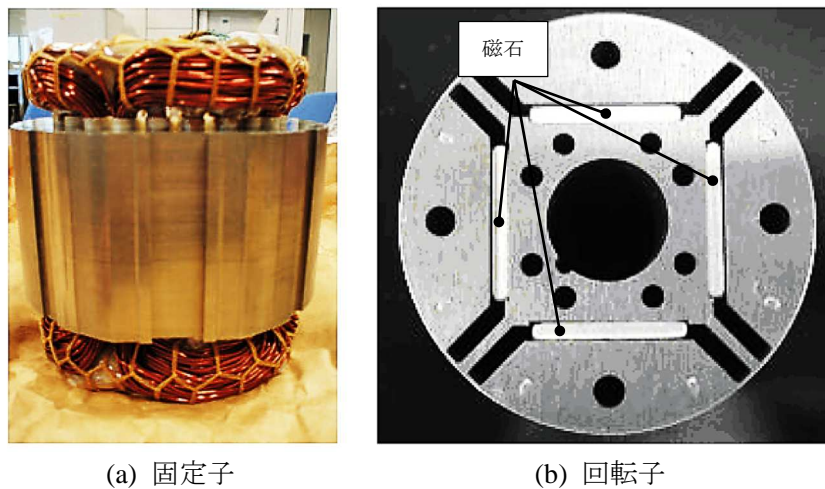


図 4-11 電気学会 D モデル固定子と回転子の写真⁽⁶³⁾

図 4-12 に電気学会 D モデルモータの断面図を示す⁽⁶³⁾。この固定子・回転子鉄心の寸法および鉄心の積み厚の情報を基に鉄心の体積,重量を計算した。鉄心の重量については,後述する鉄損の計算に用いた。

表 4-3 に第 5 章のシミュレーションで用いるモータ定数を示す⁽⁶³⁾⁽⁶⁴⁾。これらの値は上記調査専門委員会の資料で記載された D モデルモータのモータ定数,実験データ,寸法から

得た値である。文献(63), (64)では使用した電磁鋼板のグレードも記載されており、シミュレーションにも実際のグレードの電磁鋼板の鉄損特性を反映させている。

次に、PM モータの鉄損 P_i の計算方法について述べる。

図 4-13 に表 4-3 で記載した電磁鋼板 35A300 の渦電流損失係数およびヒステリシス損失係数を示す⁽⁶⁴⁾。

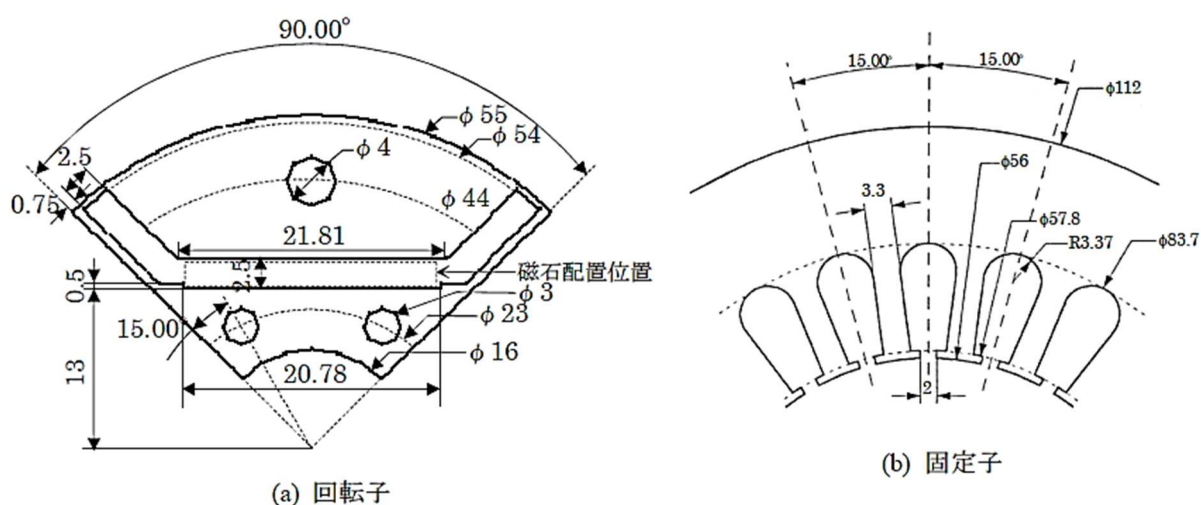


図 4-12 電気学会 D モデルモータの断面図⁽⁶³⁾

表 4-3 シミュレーションで用いるモータ定数⁽⁶³⁾⁽⁶⁴⁾

Parameters		Value
Maximum voltage	V_{am}	165 V
Maximum current	I_{am}	5 A
Rated current	-	4.4 Arms
Rated torque	-	1.8 N m
Pole number	p	4
Stator slots	-	6
Stator core length and grade	-	60 mm, 35A300
Rotor core length and grade	-	62 mm, 35A300
Flux of field	Φ_a	0.11 Wb
Armature resistance	R_a	0.44 Ω
d -axis inductance	L_d	12 mH
q -axis inductance	L_q	20 mH
Iron core weight	M	1.95 kg

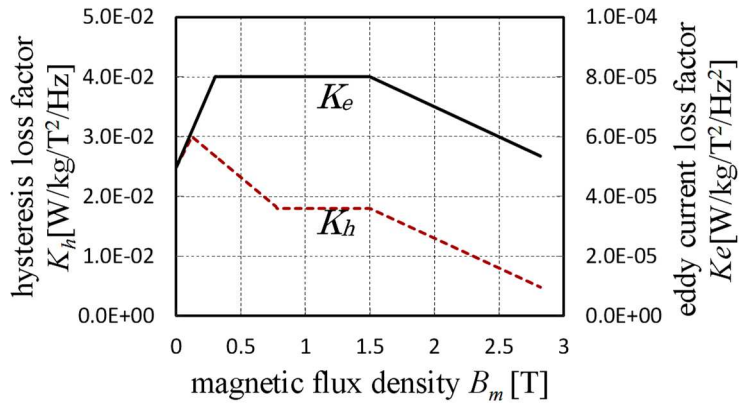


図 4-13 35A300 の渦電流損失係数およびヒステリシス損失係数の特性⁽⁶⁴⁾

PM モータの鉄損 P_i は文献(63), (64)の調査専門委員会資料を参考にし, 図 4-13 に示したヒステリシス損失係数 K_h と渦電流損失係数 K_e を用いて次式によって計算する。

$$P_i = (K_h \times f_e \times B_m^2 + K_e \times f_e^2 \times B_m^2) \times M \quad [\text{W}] \dots\dots\dots (4.10)$$

ここで, f_e はインバータ出力電圧の基本波成分の周波数, B_m は PM モータ運転時の磁束密度 (基本波成分の平均値) である。また, M は表 4-3 に記載されているようにシミュレーションで用いた IPM モータの鉄心の重量を意味する。

図 4-13 のヒステリシス損失係数 K_h と渦電流損失係数 K_e は磁束密度 B_m の関数である。また, PM モータの鎖交磁束 Φ_0 は(4.11)式を用いて求めることができる。そこで, 図 4-13 の磁束密度 B_m と PM モータの鎖交磁束 Φ_0 の関係について, 定格運転時の鎖交磁束 $\Phi_0 = 0.16 \text{ Wb}$ は上記の調査専門員会の資料で標準値として用いられた磁束密度 $B_m = 1.5 \text{ T}$ 時の鎖交磁束であると仮定した。このように仮定することで, PM モータ運転時の鎖交磁束 Φ_0 を

$$\Phi_0 = \sqrt{(\Phi_a + L_d i_d) + (L_q i_q)} \quad [\text{Wb}] \dots\dots\dots (4.11)$$

により求めれば, 定格運転時の鎖交磁束に対する比率より, 磁束密度 B_m への換算ができる。さらに, 換算した磁束密度 B_m よりヒステリシス損失係数 K_h と渦電流損失係数 K_e を決定できるため, (4.10)式から PM モータの運転条件に応じた鉄損を計算できる。

ここで, Φ_a は永久磁石による鎖交磁束, L_d は d 軸インダクタンス, L_q は q 軸インダクタンス, i_d は d 軸電流, i_q は q 軸電流である。

以上のように, 著者らは, PM モータの鉄損計算のために(4.10)式の鉄損計算式を用いた。 dq 軸等価回路モデルの鉄損抵抗をそのまま用いて鉄損を計算する方法もあるが, その場合, 渦電流損失しか考慮されないため, ヒステリシス損失を考慮したい場合には, 鉄損抵抗を周波数に応じて変化させる必要があり, 計算が複雑になる。これに対して, (4.10)式は, はじ

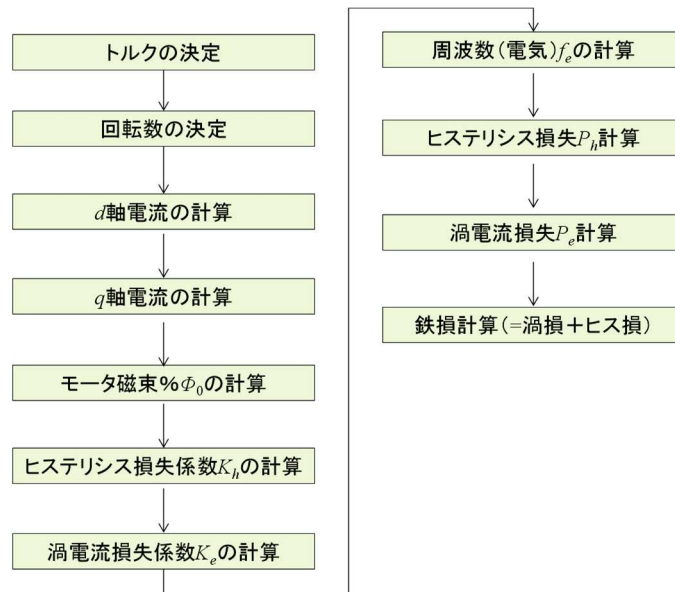


図 4-14 PM モータの鉄損計算フロー

めからヒステリシス損失も考慮した式になっているため、鉄損の計算に適している。そこで、本研究のシミュレーションでは、(4.10)式の鉄損計算式を用い、実際に PM モータに使用した電磁鋼板 35A300 の特性を反映させる方法を適用した。これまで述べた鉄損計算方法の流れをまとめたものが図 4-14 である。

次に、PM モータの銅損 P_c の計算方法について述べる。

まず、最大トルク/電流制御 (Maximum Torque Per Ampere Control, MTPAC) 適用時には、電機子巻線抵抗値を使用し、(4.12)式の最大トルク/電流制御の式⁽³⁾と(4.13)式の IPM モータのトルクの式から d 軸電流と q 軸電流を計算し、(4.14)式を用いて P_c を求める。

$$i_d = \frac{\Phi_a}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\Phi_a^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2} \quad [\text{A}] \dots\dots\dots (4.12)$$

$$T = \frac{p}{2} \{ \Phi_a i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \} \quad [\text{N m}] \dots\dots\dots (4.13)$$

ただし、 p はモータの極数である。

$$P_c = R_a (i_d^2 + i_q^2) \quad [\text{W}] \dots\dots\dots (4.14)$$

同様に、弱め磁束制御適用時においては、電機子巻線抵抗値を用いて、(4.15)式の弱め磁束制御の式⁽³⁾と(4.13)式のトルクの式から d 軸電流と q 軸電流を計算し、(4.14)式を用いて P_c を求める。

$$i_d = \frac{-\Phi_a + \sqrt{\left(\frac{V_{om}}{\omega_e}\right)^2 + (L_q i_q)^2}}{L_d} \quad [\text{A}] \dots \dots \dots (4.15)$$

ただし、 V_{om} はモータ端子電圧の制限値、 ω_e はモータの電気角周波数である。

最後に、本シミュレーションでは、機械損 P_m は文献(64)の調査専門委員会資料で明らかになっている 1500 min^{-1} 時の実測結果を使用し、回転数によらず 5.7 W 一定値としている。以上より、PM モータの合計損失 P_{motor_loss} は次式により求めることができる。

$$P_{motor_loss} = P_i + P_c + P_m \quad [\text{W}] \dots \dots \dots (4.16)$$

4.4 各部損失を等価電流源で模擬したシステムのモデル

本節では、これまでに述べたシステム各部の損失をシミュレーションモデルとして、システムへ反映する方法を述べる。

研究初期にはこれら損失を、システムへ反映する方法として、等価鉄損抵抗のようにあらかじめ固定の定数として扱い、シミュレーションモデルに取り込む方法も検討したが、電力変換器や PM モータの損失は制御方法によっても変化するため、実用的なシミュレーション精度の達成は、固定の定数では難しいと判断した。そこで、シミュレーションでは、システム各部の損失を固定の定数としてシステムへ反映するのではなく、等価電流源として反映する方法を採用した。

図 4-15 にシステム各部の損失を計算できるシステム全体のシミュレーションモデルを示す。構築したシミュレーションモデルでは、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量の変更によりシステム全体の効率がどのように変化するかを把握するため、インバータ、電流可逆チョッパ、PM モータ各部の損失を計算し、各部の損失を直流リンク電圧で除算して、等価電流源として直流リンクコンデンサと並列接続することで各部損失の影響を反映させている。

実際には、システム各部の損失を考慮したシミュレーションを行うために、これまでに述べた(4.8)式、(4.9)式、(4.16)式で計算したシステム損失を(4.17)式、(4.18)式、(4.19)式で示すような電流源の形に変換し、直流リンクコンデンサに並列接続した等価電流源として取り扱う。これによって、システム各部の損失の増加により、バッテリーから供給する電力の増加を模擬することができる。

$$i_{inv} = P_{inv_loss} / V_{dc} \quad [A] \dots\dots\dots (4.17)$$

$$i_{chop} = P_{chop_loss} / V_{dc} \quad [A] \dots\dots\dots (4.18)$$

$$i_{pm} = P_{motor_loss} / V_{dc} \quad [A] \dots\dots\dots (4.19)$$

ここで、 i_{inv} はインバータの損失を模擬した等価電流源、 i_{chop} は電流可逆チョップの損失を模擬した等価電流源、 i_{pm} は PM モータの損失を模擬した等価電流源である。

以上、システム各部の損失を計算し、システムへ等価電流源として反映させる方法について述べた。このやり方には、システム各部の損失計算式が得られていれば、制御方法や適用する電子デバイス、モータが異なる場合でもシステム効率を評価できるという大きな利点がある。

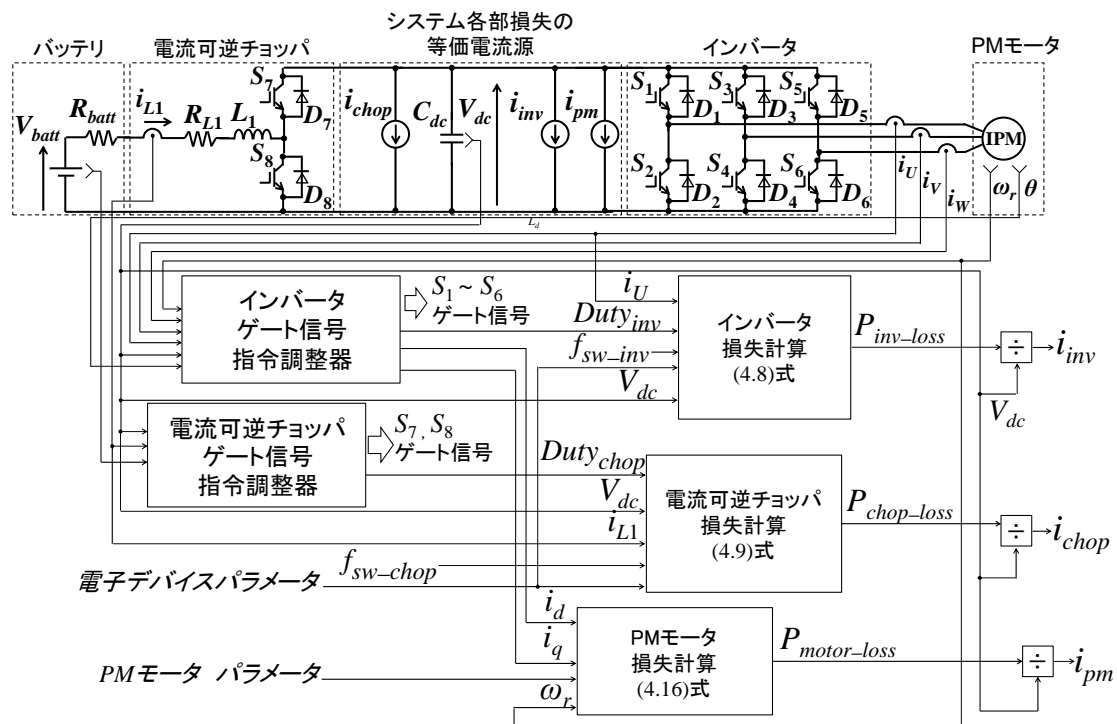


図 4-15 システム各部の損失を等価電流源で模擬したシステム全体のシミュレーションモデル

4.5 結言

本章では、提案制御法のシミュレーションによる検討を行うために必要となるシステム各部の損失計算方法およびシステムへの反映方法を述べた。

電力変換器の損失計算においては、使用する電子デバイスのデータシートに掲載された特性あるいは実験によって得られた特性を使用し、電子デバイスの使用条件（スイッチング周波数、スイッチング時の電圧、電流等）をパラメータとすることで電力変換器の損失を詳細に模擬できるようにし、この手法によって、使用する電子デバイスの違いや電力変換器の制御に応じて、オンデューティが変化したり、スイッチング周波数が変化する等の影響まで考慮できるようになった。

PM モータの損失計算においては、PM モータの駆動状態によって PM モータの鉄損が変化するが、この鉄損の計算が重要である。本研究では、PM モータの鎖交磁束および周波数を計算し、PM モータ駆動時の鎖交磁束の値から決まる渦電流損失係数、ヒステリシス損失係数を使用することで、PM モータ駆動時の鉄損を計算できるようにした。この手法によって、電磁鋼板が異なる場合の鉄損の影響を考慮できるようになった。

さらに、システム各部の損失をシステムへ反映する方法として、システム各部の損失を電流源の形に変換し、直流リンクコンデンサに並列接続した等価電流源として取り扱う方法を採用した。

以上のように、本章では、提案制御法の検討に必要な、システム各部の損失計算方法およびシミュレーションへの反映方法を示した。

第5章 弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整する制御法のシミュレーション

5.1 緒言

本章では、第3章および第4章で構築したシミュレーションモデルを用い、定出力領域のシステム効率を向上させるために、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整する制御法（提案制御法）を検討する。

はじめに、第4章で選定した電気学会Dモデルをベースとしたモータについて、提案制御法の有効性をシミュレーションにより確認する。次に、このシミュレーション結果を用いて、提案制御法における直流リンク電圧指令値作成方法を述べる。次に、従来制御法と提案制御法の比較を行い、最後に提案制御法の実機への適用方法について述べる。

5.2 電気学会Dモデルのモータを使用した場合の提案制御法のシミュレーション

提案制御法は、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整する制御であるが、この制御併用量を先に定義する。第2章で述べたように、提案制御法は、「システムの最大効率点となるようにd軸電流指令値を決定」して、システムの最大効率点でPMモータを駆動する制御法である。これは、「システムの最大効率点となるように直流リンク電圧指令値を決定」して、システムの最大効率点でPMモータを駆動する制御法といえる。そこで、第5章のシミュレーションでは、d軸電流指令値ではなく、直流リンク電圧指令値をパラメータとして、提案制御法の検討を行うことにする。図5-1は、本システムの制御ブロック図であり、システム効率の検討には、第4章で示した図4-15のシステム各部の損失を計算できるシミュレーションモデルを用いる。

5.2.1 提案制御法における制御併用量の定義

はじめに、提案制御法における制御併用量の定義を説明する。図5-2に弱め磁束制御と直流リンク電圧制御を併用する場合のそれぞれの制御量の定義を説明する図を示す。これは、後述するシミュレーション条件とも対応している（図5-4）。縦軸には制御電圧、横軸には直流リンク電圧制御量%DVC（後述）を示しており、図中の最大トルク/電流制御適用時の直流リンク電圧指令 V_{dc_MTPA} （●印）は、q軸電圧指令値 V_q^* と、(5.1)式をd軸電流指令に用いた場合のd軸電圧指令値 $V_{d_MTPA}^*$ を用いて(5.2)式によって計算する。なお、図5-2中の最大トルク/電流制御適用時の直流リンク電圧指令 V_{dc_ref} は回転数 9600 min^{-1} 時の値である。

$$i_d = \frac{\Phi_a}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\Phi_a^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2} \dots\dots\dots (5.1)$$

$$V_{dc_MTPA} = K_{vdc} \times \sqrt{2} \sqrt{V_{d_MTPA}^{*2} + V_q^{*2}} \dots\dots\dots (5.2)$$

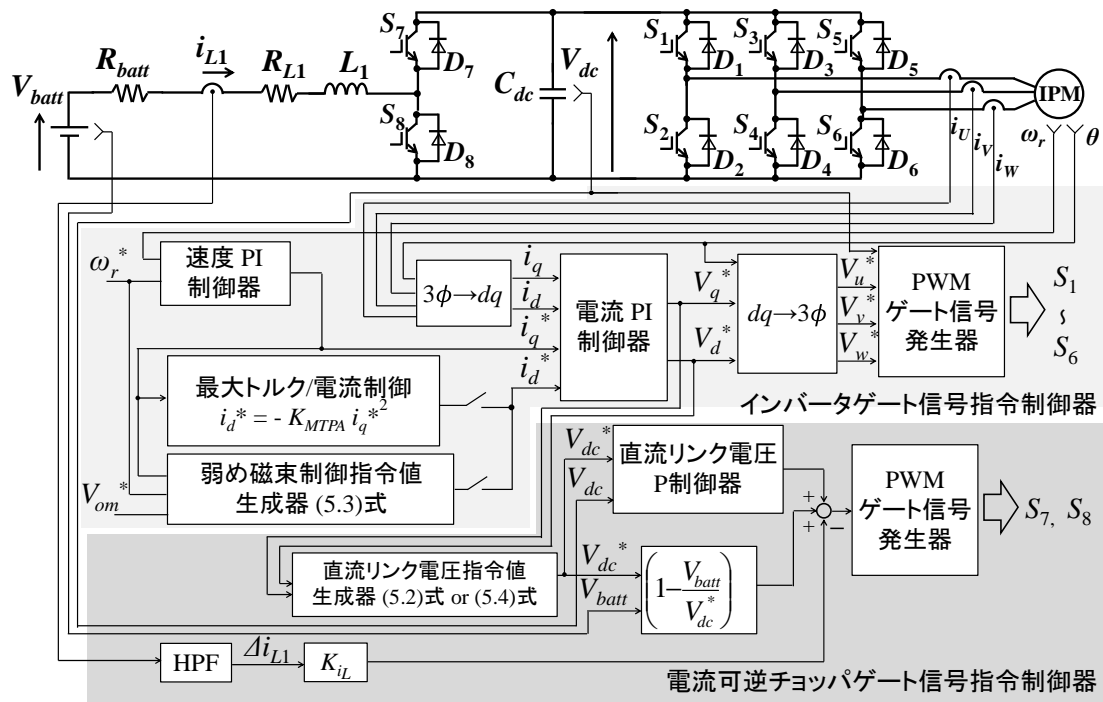


図 5-1 本システムの制御ブロック図

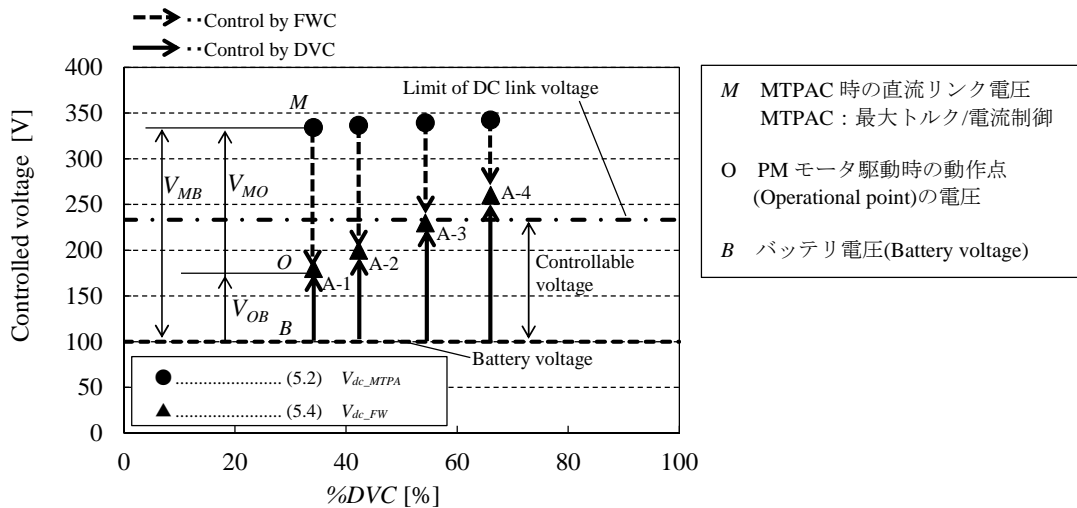


図 5-2 弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の制御量の定義

ただし、 K_{Vdc} は直流リンク電圧の余裕係数であり、シミュレーションでは1.0とした。

また、図中の弱め磁束制御適用時の直流リンク電圧指令 V_{dc_FW} (▲印) は、 q 軸電圧指令値 V_q^* と、(5.3)式を d 軸電流指令に用いた場合の d 軸電圧指令値 $V_{d_FW}^*$ を用いて(5.4)式によって計算する。

$$i_d = \frac{-\Phi_a + \sqrt{\left(\frac{V_{om}}{\omega_e}\right)^2 + (L_q i_q)^2}}{L_d} \dots\dots\dots(5.3)$$

$$V_{dc_FW} = K_{Vdc} \times \sqrt{2} \sqrt{V_{d_FW}^{*2} + V_q^{*2}} \dots\dots\dots(5.4)$$

さらに、直流リンク電圧制御量%*DVC* を次式により定義する。

$$\%DVC = \frac{|V_{OB}|}{|V_{MB}|} \times 100 \dots\dots\dots(5.5)$$

ここで、 V_{MB} は(5.2)式の V_{dc_MTPA} からバッテリー電圧を差し引いた値、 V_{OB} は(5.4)式の V_{dc_FW} からバッテリー電圧を差し引いた値である。たとえば、100%DVC とは、弱め磁束制御を行わずに直流リンク電圧制御のみで PM モータを駆動することを意味する。

同様に、弱め磁束制御量%*FWC* を次式により定義する。

$$\%FWC = 100 - \%DVC \dots\dots\dots(5.6)$$

ここで、100%*FWC* とは、直流リンク電圧制御を行わずに弱め磁束制御のみで PM モータを駆動することを意味する。

図 5-1 の回路構成において、制御可能な電圧範囲はバッテリー電圧からインバータあるいは PM モータの定格電圧によって決定される許容電圧 (Limit of DC link voltage) の範囲内のみである。

このように定義することで、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を変化させた場合のシステム全体の効率および駆動特性を定量的に検討することが可能となる。

5.2.2 両制御併用時の損失と効率

次に、シミュレーションにより、定出力領域における定常状態 (一定速度、一定トルク) のシステム効率を検討する。はじめに、シミュレーション条件について述べる。

表 5-1 にシミュレーションの回路定数, 表 5-2 に IPM モータの定数を示す。今回, 弱め磁束制御と直流リンク電圧制御を併用した運転を行うためにバッテリー電圧は 100 V に設定し, その他の回路定数は文献(47)の回路定数を用いた。シミュレーションで検討する PM モータは, 第 4 章で述べたように, 電気学会の調査専門委員会にて用いられた集中巻ベンチマークの IPM モータ (D モデル) である。

図 5-3 にこの PM モータのトルク-回転数特性を示す。今回のシミュレーションでは, PM モータの定格回転数 (基底速度) を 4800 min^{-1} に設定し, 4800 min^{-1} までは定トルク領域, 4800 min^{-1} から 14400 min^{-1} (最高速度) までは定出力領域で動作させることを想定している (基底速度と最高速度の比は自動車のシステム同様に 1:3 程度に設定)。図の A 点 (9600 min^{-1} , 0.94 N m) について, 直流リンク電圧をパラメータとして, それぞれ弱め磁束制御量 $\%FWC$, 直流リンク電圧制御量 $\%DVC$ を変化させ, システム全体の効率を比較・検討した。なお, A 点は定出力領域の点であり, 定格回転数 4800 min^{-1} の 2 倍の速度である。このように, 定トルク領域ではなく, 定出力領域に着目し, 弱め磁束制御と直流リンク電圧制御を併用する場合について考察を行う。

図 5-4 に A 点のシミュレーション条件 A-1 から A-4 を示す。

A-1 から A-4 は A 点の運転条件において $\%FWC$ と $\%DVC$ の割合を変化させた動作点である。縦軸は, $\%FWC$ と $\%DVC$, 横軸は PM モータ運転時の直流リンク電圧である。A-1 から A-4 に向かって直流リンク電圧制御量 $\%DVC$ が増加し, 直流リンク電圧が増加している。図 5-5 にシミュレーションによる検討方法を説明するために, 例として動作点 A-3 のシミュレーション波形を示す (9600 min^{-1} , 0.94 N m , $\%FWC : 46\%$, $\%DVC : 54\%$)。ここで, 上から弱め磁束制御と直流リンク電圧制御併用時の回転速度, 直流リンク電圧 V_{dc} , モータ線間電圧 V_a , モータの u 相電流 i_u , 負荷トルク T_L である。PM モータの電流制御については, 最大トルク/電流制御 (MTPAC) のとき 0 を, 弱め磁束制御 (FWC) のときに 1 を表示させ

表 5-1 シミュレーションの回路定数

voltage booster and PWM inverter		
battery voltage	V_{batt}	100 V
equivalent internal resistance of battery	R_{batt}	330 mΩ (3.3 mΩ/V)
DC link capacitor	C_{dc}	1500 μF
inductance of DC reactor	L_l	5 mH
resistance of DC reactor	R_{Ll}	0.31 Ω
Controller		
switching frequency of inverter	f_{sw_inv}	5 kHz
switching frequency of voltage booster	f_{sw_chop}	8 kHz

表 5-2 IPM モータの定数

Parameters		value
rated output power	-	940 W
rated rotational speed	-	4800 min ⁻¹
rated torque	-	1.87 N m
rated voltage	V_{am}	165 V
rated phase current	I_{em}	5 A
pole number	p	4
flux of field	Φ_a	0.11 Wb
armature resistance	R_a	0.44 Ω
d -axis inductance	L_d	12 mH
q -axis inductance	L_q	20 mH
iron core weight	M	1.95 kg

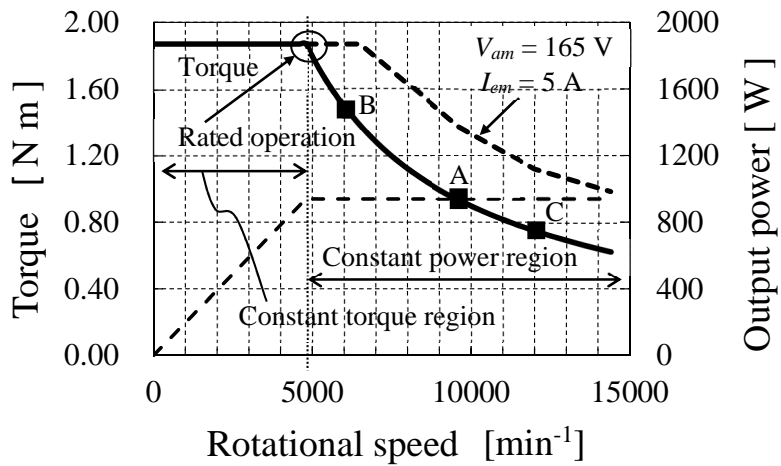


図 5-3 PM モータのトルク-回転数特性

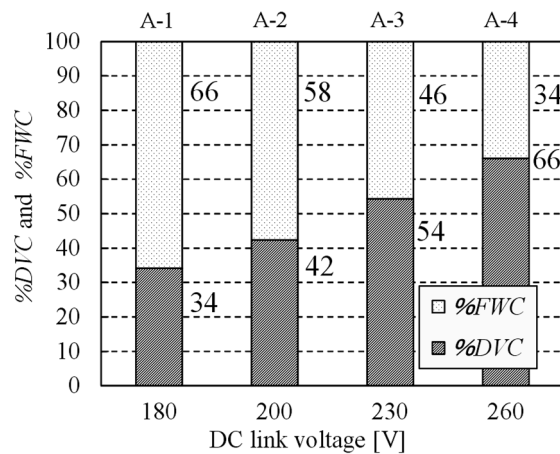


図 5-4 シミュレーション条件：直流リンク電圧に対する各制御の併用量 (9600 min⁻¹)

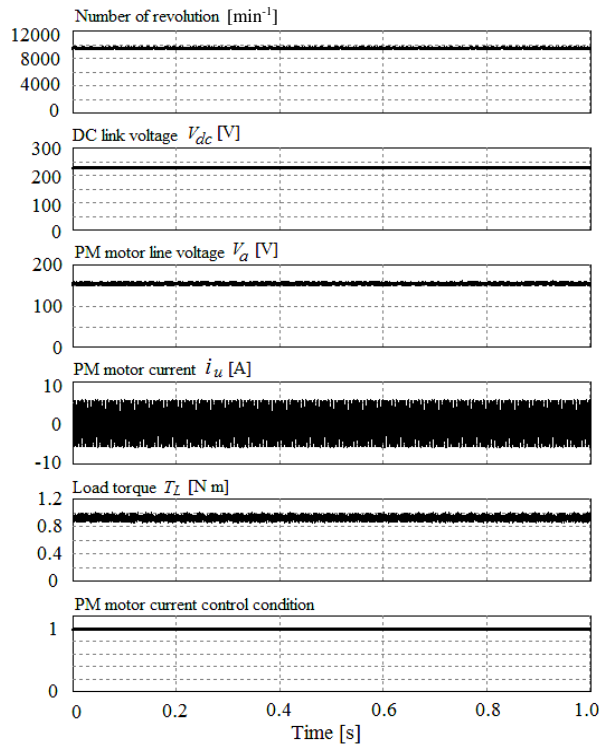


図 5-5 動作点 A-3 のシミュレーション波形 (9600 min⁻¹, 0.94 N m, %FWC: 46%, %DVC: 54%)

るようにしている。波形より、制御状態は 1 の弱め磁束制御であり、直流リンク電圧も 230V に昇圧されていることから、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用が適切に行われていることを確認できた。

図 5-6 に動作点 A-1 から A-4 に対応したシステム各部の損失計算結果を示す。結論から述べると、直流リンク電圧を 180 V から 260 V まで増加させたことに伴いシステム全体の損失を約 16 W (8%) 低減することができた。これは主に、PM モータの銅損の低減効果が大きい。また、図 5-4 の %FWC と %DVC の比率からも確認できるように、直流リンク電圧の増加に伴って %FWC が低下するため、弱め磁束制御に用いる負の d 軸電流を抑えることができた結果といえる。

次に、システム各部の損失を考察する。

PM モータについては、すべて 9600 min⁻¹ で検討しているため機械損は変化しない。直流リンク電圧の増加 (%DVC の増加) に伴い、%FWC が減少し、負の d 軸電流が減少するため、銅損は減少し、また、鎖交磁束 Φ_0 が負の d 軸電流の減少に伴い増加するため鉄損は増加した。この鉄損の傾向については、第 4 章で述べた鉄損の計算式からも説明できる。

インバータについては、直流リンク電圧を 180 V から 260 V まで増加させることに伴い、

損失が約 12 W (32%) 低減された。これは、直流リンク電圧の増加によるスイッチング損失の増加よりも、PM モータの相電流の減少によるスイッチング損失と導通損失の低減効果が大きいためである。シミュレーション結果より、直流リンク電圧は 180 V から 260 V まで約 1.4 倍に増加する一方で、PM モータの相電流実効値は 5.1 A から 3.5 A まで約 0.7 倍に減少している。第 4 章で述べた電子デバイスの損失計算式から考えると、インバータを構成する IGBT と FWD の損失はスイッチング損失と導通損失の合計であり、スイッチング損失は、通電電流 I_c と直流リンク電圧 V_{dc} の関数で表せる。このため、スイッチング損失については、直流リンク電圧の増加と通電電流の減少の影響が互いに打ち消しあう結果となったことが考えられる。一方、導通損失については、直流リンク電圧の増加に伴い、通電電流が減少するため導通損失が低減された影響が大きいといえる。

次に、電流可逆チョップについては、直流リンク電圧を 180 V から 260 V まで増加させることに伴い、損失が約 8 W (12%) 増加し、システム全体の効率を低下させる要因となった。電流可逆チョップからみると、PM モータは定出力運転を行っているため、バッテリー電流 (= 直流リアクトルの電流) はほぼ変化しない。厳密には、PM モータの損失とインバータの損失の減少分に対応したバッテリー電流の減少はあるものの、ほぼ一定とみなせる (後述の図 5-11 参照)。一方で、直流リンク電圧の増加は 180 V から 260 V まで約 1.4 倍となるため、第 4 章で述べたスイッチング損失の式から分かるとおり、直流リンク電圧の増加に伴いスイッチング損失が増加し、電流可逆チョップの損失が増加したといえる。注目すべき点は、直流リンク電圧の増加により PM モータ損失とインバータ損失を低減で

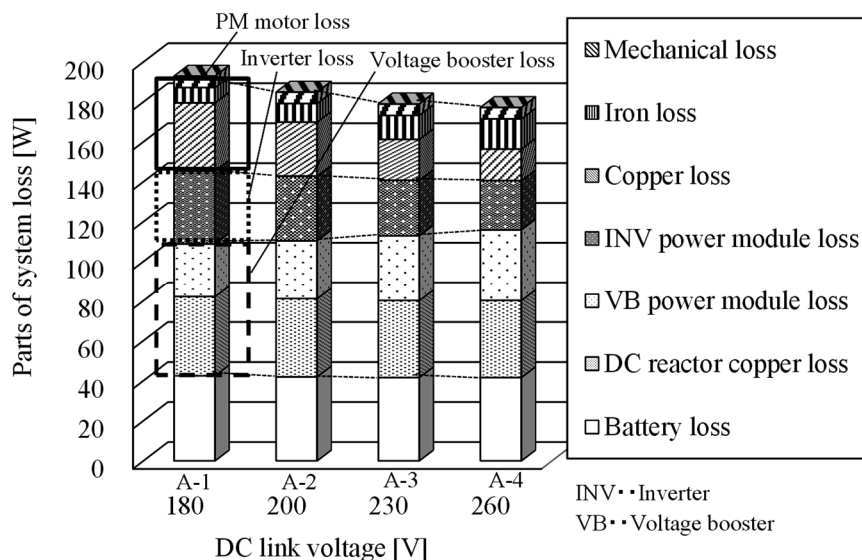


図 5-6 システム損失のシミュレーション結果

きた一方で、電流可逆チョップ損失は増加した点である。提案した弱め磁束制御と直流リンク電圧制御を併用する方法（適切な直流リンク電圧を設定してPMモータを駆動する方法）では、電流可逆チョップの損失低減が課題であることがこの結果からもいえる。特に電力変換器の損失（インバータの損失+電流可逆チョップの損失）とバッテリーの損失については、直流リンク電圧の調整を行った場合でもシステム全体における損失の低減効果は小さい。このため、より低損失な次世代電子デバイスとしてSiC-MOSFETの適用や内部抵抗が小さいリチウムイオン電池の適用など新しい材料の適用が求められる。

図5-7に直流リンク電圧を変化させた場合の電流可逆チョップ、インバータ、PMモータおよびシステム全体の効率の計算結果を示す。弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用方法の違いによる電力変換器効率、PMモータ効率の変化に着目したいため、図中ではバッテリーの効率を省略している。ただし、システム全体の効率にはバッテリーの効率まで含んだ値を示している。

シミュレーション結果より、PMモータの定格電圧（破線）まで直流リンク電圧を最大限に昇圧し、それでもなお、PMモータの端子電圧がPMモータの定格電圧を超過する場合には、弱め磁束制御により補助的にPMモータの定格電圧範囲内に端子電圧を抑制する方法がシステム全体の効率を向上できるPMモータ駆動法である。したがって、シミュレーションで検討した条件ではA-3が最も望ましい動作点であり、このとき、システム全体の効率は84.0%となった。なお、%FWCは46%、%DVCは54%となり、弱め磁束制御を補助的に用いたPMモータ駆動法となっている。一方で、A-4はA-3に比べて、システム全体の効率が0.1%程度増加するものの、PMモータの定格電圧を超えているため、この動作点ではPMモータを駆動することはできないことに注意すべきである。

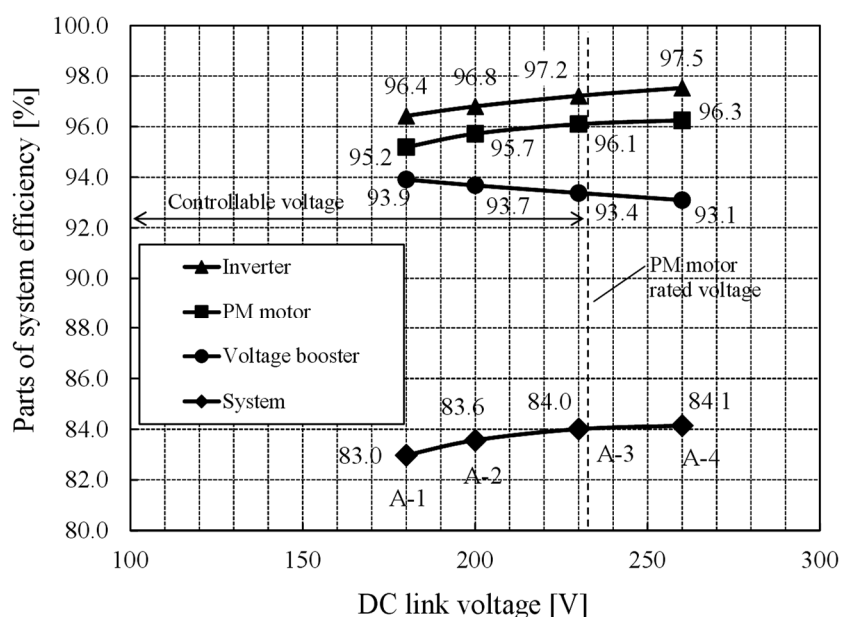


図 5-7 システム効率のシミュレーション結果 (9600 min⁻¹)

動作点 A-1 と A-3 の結果について、定量的に比較すると、直流リンク電圧の増加により、インバータの効率が約 0.8% 増加、PM モータの効率が約 0.9% 増加、電流可逆チョップパの効率が約 0.5% 減少し、システム全体として、効率を約 1.0% 程度向上できている。

以上の結果より、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整する PM モータ駆動法によって、PM モータ駆動システム全体の効率を改善できることを明らかにした。

図 5-8 に図 5-7 の結果と併せてバッテリー電圧を 80 V、70 V と変化させた場合の電流可逆チョップパとシステム全体の効率を示す。このシミュレーションでは、より低い電圧のバッテリーを用いて PM モータを駆動する場合を想定している。なお、直流リンク電圧が同じ値となる条件では、バッテリー電圧を変化させても、PM モータとインバータの効率はほぼ同じ結果となる。

電流可逆チョップパの効率は、バッテリー電圧の低下により、昇圧比が増加し、スイッチング損失が増加するため低下する。さらに、システム全体の効率も電流可逆チョップパの効率が悪化するため低下する。

着目すべき点は、バッテリー電圧の低下に伴い、システム全体の最大効率点（○印）が PM モータの定格電圧（破線）範囲内となる左側へ移動することである。

シミュレーション結果より、バッテリー電圧が低く、システム全体の最大効率点が PM モータの定格電圧を超えない場合（バッテリー電圧 70 V 以下の場合）、定格電圧付近まで直流リンク

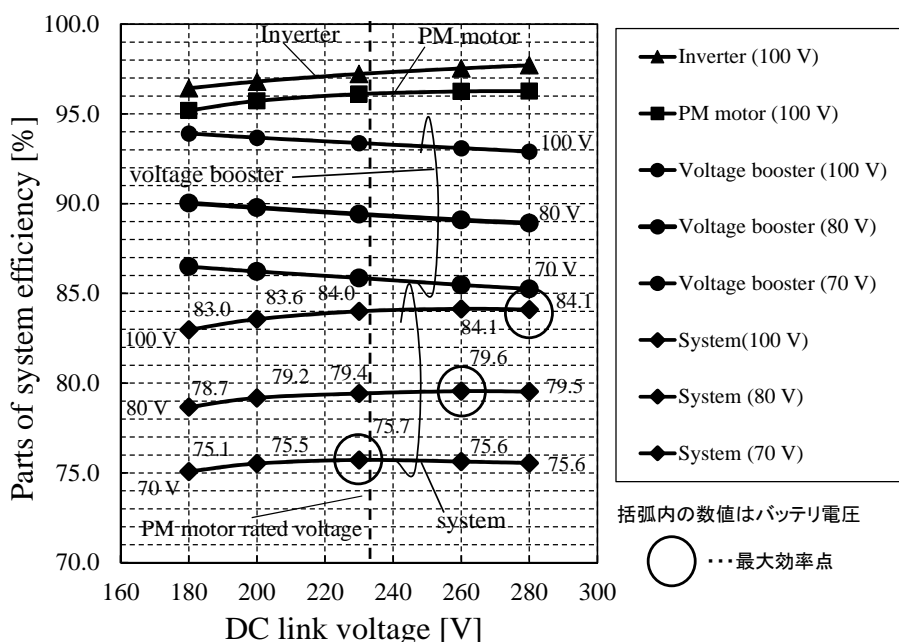


図 5-8 バッテリー電圧をパラメータとした場合のシステム効率のシミュレーション結果 (9600 min⁻¹)

ク電圧を昇圧するのではなく、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の分配量を調整してシステム全体の最大効率点で運転する方法がシステム全体の効率を向上できる PM モータ駆動法といえる。このことは、低電圧のバッテリーを用いて PM モータを駆動する場合において、本稿で提案する弱め磁束制御と直流リンク電圧制御を併用する方法（適切な直流リンク電圧を設定して PM モータを駆動する方法）が有効であることを示している。

5.2.3 PM モータと電流可逆チョップの動作点

次に、提案する弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用割合の調整（直流リンク電圧の調整）を行った場合の PM モータと電流可逆チョップの動作点について考察する。

図 5-9 に提案する方法と比較するために、一般的な弱め磁束制御適用時の PM モータの動作点の変化を示す。シミュレーションを行った回転数 9600 min^{-1} , 0.94 N m （図 5-3 の動作点 A）の条件でも弱め磁束制御だけを用いて PM モータを駆動できるように、バッテリー電圧は 200 V に設定した。なお、バッテリー電圧を 100 V に設定した場合、従来の弱め磁束制御だけでは、図 5-3 の定出力領域の運転は実現できなくなる。

定トルク領域にある回転数 4000 min^{-1} 、定格トルク 1.87 N m の運転条件では、PM モータの動作点は 1.87 N m の定トルク曲線と最大トルク/電流曲線上の丁度交点（●印）となる。この動作点は、 4000 min^{-1} における定誘起電圧楕円と PM モータの定格電流に対する定電流円の内部に位置しており、銅損が最小となる点（最大トルク/電流曲線上の点）である。定出力領域にある回転数 6000 min^{-1} （定格回転数の 1.5 倍）、トルク 1.50 N m の運転条件では、

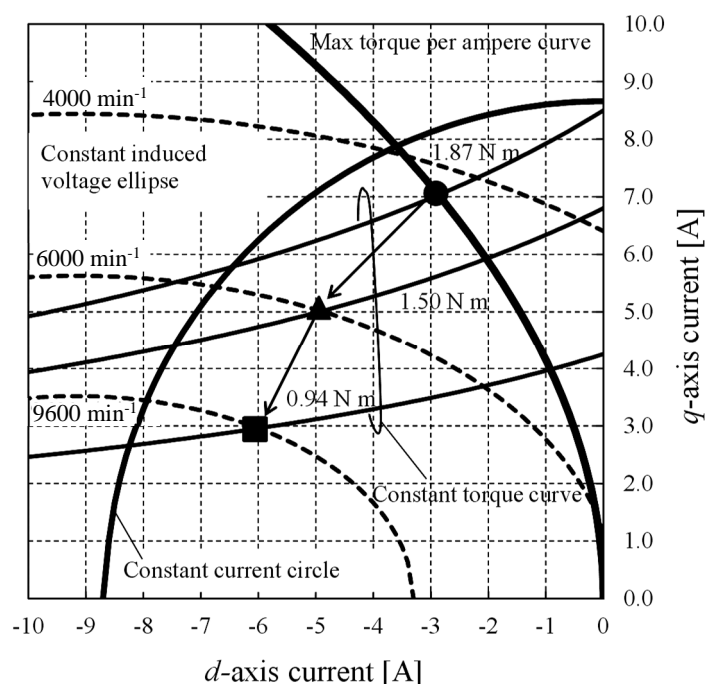


図 5-9 一般的な弱め磁束制御適用時の PM モータの動作点の変化 ($V_{batt} = 200 \text{ V}$)

回転数の増加に伴い定誘起電圧楕円が縮まるため、最大トルク/電流曲線上での動作は不可能となり、 6000 min^{-1} における定誘起電圧楕円と 1.5 N m の定トルク曲線との交点（▲印）で動作する。同様に 9600 min^{-1} （定格回転数の2倍）、トルク 0.94 N m の運転条件では、 9600 min^{-1} における定誘起電圧楕円と 0.94 N m の定トルク曲線との交点（■印）で動作する。このように、一般的な弱め磁束制御では、回転数の増加に伴い定誘起電圧楕円が縮むため、負の d 軸電流を増加させて駆動する。これに対して、直流リンク電圧制御では、定誘起電圧楕円を拡大して、動作領域を拡張し、PM モータを駆動する（後述の図 5-10）。

図 5-10 に提案する方法（弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用割合の調整）における PM モータの動作点の変化を示す。具体的には、シミュレーションを行った A-1 から A-4 の動作点は回転数 9600 min^{-1} 、トルク 0.94 N m で、直流リンク電圧がそれぞれ 180 V 、 200 V 、 230 V 、 260 V の場合を示している。

注意すべき点は、定誘起電圧楕円は回転数のみによって決まっていないことである。A-1 から A-4 の動作点はすべて同じ回転数 9600 min^{-1} の条件にもかかわらず、それぞれの定誘起電圧楕円の大きさが異なっている。すなわち、直流リンク電圧制御の適用により、定誘起電圧楕円を拡大して PM モータの動作領域を拡張できるため、本来バッテリー電圧 100 V では不可能だった定出力領域の運転が可能となっていることを意味している。次に、PM モータの各動作点 A-1 ~ A-4 について考察する。

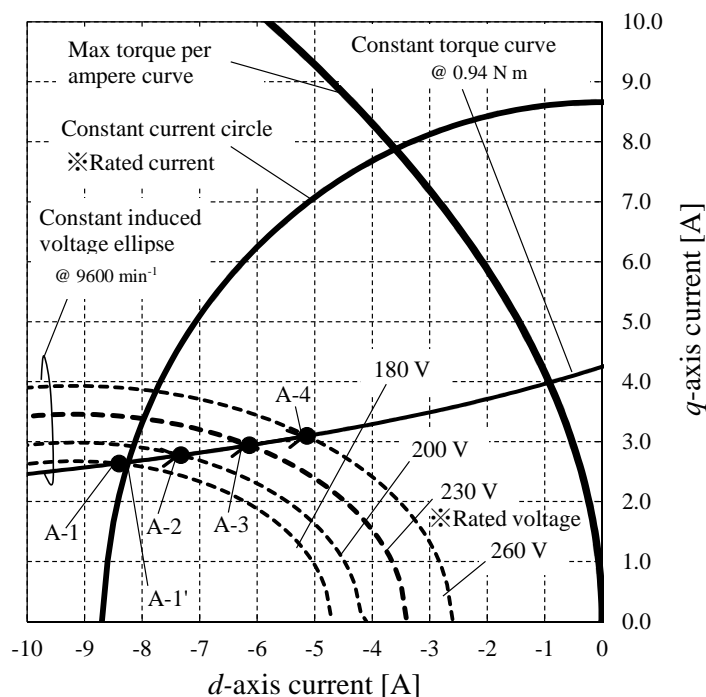


図 5-10 提案する方法（弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用割合の調整）における PM モータの動作点の変化 ($V_{bat} = 100 \text{ V}$)

A-1の動作点は、定電流円の外にあるためPMモータの定格電流の制限により実際には運転不可能な動作点である。

A-4の動作点は、PMモータの定格電圧に相当する230Vの定誘起電圧楕円の外にあるため、PMモータの定格電圧の制限により実際には運転不可能な動作点である。

A-2, A-3の動作点は、実際に運転可能な動作点である。このように、直流リンク電圧制御により、直流リンク電圧を増加させることで(弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用割合を変更することで)、PMモータの動作点は最大トルク/電流曲線上の動作点に近づく。この結果は、図5-7のシステム全体の効率改善を行えた要因がPMモータの銅損の低減であったことを説明している。

また、実際にはA-1とA-4の動作点がPMモータの運転が可能な動作範囲ではないことを考慮すると、提案する弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用によって運転可能なPMモータの動作点は0.94Nmの定トルク曲線と定電流円の交点A-1'からA-3の動作点の範囲までとなる。このときA-1'におけるシステム全体の効率は83.1%となる。

したがって、提案する弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用割合の調整を適切に行えば、今回検討したシステムの場合、システム全体の効率をA-1'の効率83.1%からA-3の効率84.0%の範囲まで最大0.9%改善できる(PMモータの運転が可能な動作範囲で提案法を適用した場合の結果)。

図5-11にシミュレーションを行ったA-1からA-4までの電流可逆チョップの動作点を示す。図5-11のPMモータの動作点と対応させるために横軸にPMモータのd軸電流、縦軸に電流可逆チョップの直流リアクトル電流 I_L と出力電圧 V_{dc} を示した。この結果から明らかのように、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用により、直流リアクトル電流 I_L はほぼ一定値(約0.1A程度は変化)になるのに対して、出力電圧 V_{dc} の変化は80V程度と大きい。

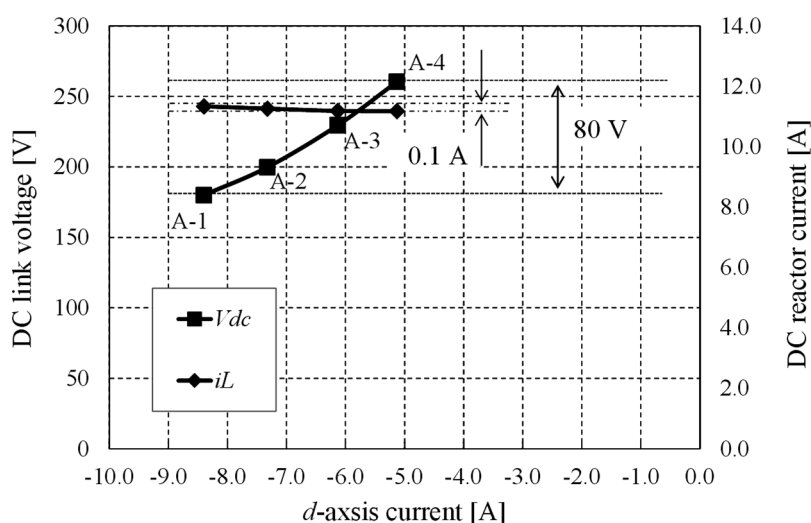


図5-11 d軸電流に対する電流可逆チョップの動作点

くなる。この結果は、提案する弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用によって、電流可逆チョッパの損失増加の要因が通電電流ではなく出力電圧で決まることを意味している。

提案する PM モータ駆動法を図 5-1 に示す電流可逆チョッパ付 PWM インバータシステムへ適用する場合、PM モータの定格電圧とバッテリー電圧の関係の見直しを行う必要がある。これは、システム全体の最大効率点が PM モータの定格電圧を超えた領域にあるのか、それとも PM モータの定格電圧の範囲内にあるかによって、望ましい PM モータ駆動法が変わるためである。前者の場合、PM モータの定格電圧付近まで最大限直流リンク電圧を昇圧し、補助的に弱め磁束制御を行う PM モータ駆動法がシステム全体の効率向上のために望ましい。一方、後者の場合、PM モータの定格電圧付近まで最大限直流リンク電圧を昇圧するのではなく、直流リンク電圧制御と弱め磁束制御の併用割合の調整を行い、システム全体の効率が最大となる点で運転するような PM モータ駆動法が望ましいといえる。

5.2.4 定出力領域における低速域と高速域の検討

前節までの結果より、定出力領域、 9600 min^{-1} において、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御を併用する提案制御法の有効性を確認できた。しかし、定出力領域においても、 4800 min^{-1} から 14400 min^{-1} という幅広い運転範囲を有しており、その全領域において提案制御法が有効であるか否かについて議論する必要がある。そこで、前述の条件である回転数 9600 min^{-1} に追加して 6000 min^{-1} （定出力領域における低速域、図 5-3 の B 点）および 12000 min^{-1} （定出力領域における高速域、図 5-3 の C 点）についてもシミュレーションによって定常状態の効率を検討する。

図 5-12 と図 5-13 に回転数 6000 min^{-1} と 12000 min^{-1} におけるシミュレーション条件を示す。これまでのシミュレーションと同様、直流リンク電圧を変化させて、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整する。なお、図 5-4、図 5-12 および図 5-13 では同じ直流リンク電圧に設定した場合でも、直流リンク電圧制御の比率%*DVC* および弱め磁束制御の比率%*FWC* は異なる値を示す。これは、それぞれの回転数で PM モータの誘導起電力が変化するためである。

図 5-14 と図 5-15 にシステム効率のシミュレーション結果を示す。図 5-14 の回転数 6000 min^{-1} におけるシミュレーション結果より、直流リンク電圧を変化させた場合のシステム全体の最大効率点は、PM モータの定格電圧に対応する直流リンク電圧 230 V 付近にあることが分かる。ここで、注意すべき点は、弱め磁束制御を使用せずに最大トルク/電流制御のみを適用した B-4 の運転条件では、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御を併用した B-3 の運転条件の場合よりもシステム効率が悪化したという点である。図 5-8 では、バッテリー電圧が低くなる場合、電流可逆チョッパの効率が悪化するためにシステム全体の最大効率点は直流リンク電圧が低くなる方向へ移動することを説明した。しかし、B-4 の運転条件におけるシステム全体の効率の低下の要因は、電流可逆チョッパ効率の低下よりも、PM モータ効率の低下にあるといえる。

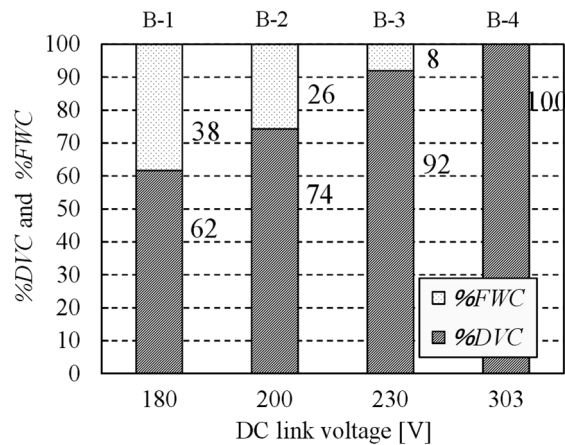


図 5-12 シミュレーション条件：直流リンク電圧に対する各制御の併用量 (6000 min⁻¹)

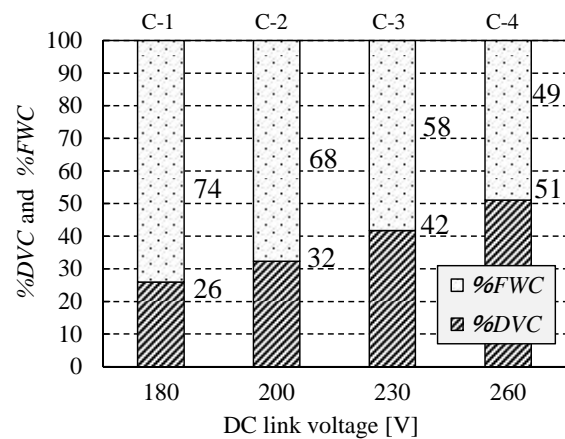


図 5-13 シミュレーション条件：直流リンク電圧に対する各制御の併用量 (12000 min⁻¹)

次に、図 5-15、回転数 12000 min⁻¹におけるシミュレーション結果より、直流リンク電圧を変化させた場合のシステム全体の効率、直流リンク電圧を増加させるほど高くなることが分かる。これは、先に述べた図 5-7 の回転数 9600 min⁻¹時のシミュレーション結果と同様である。

最後に、図 5-14 と図 5-15 のシミュレーション結果の差について、図 5-16 の PM モータ損失の結果から説明する。図 5-16 は、図 5-14 と図 5-15 のシミュレーション結果に対応しており、PM モータの銅損、鉄損、さらに銅損と鉄損の和を示している。この結果から明らかのように、回転数 6000 min⁻¹、12000 min⁻¹ どちらの場合も直流リンク電圧を増加させると、銅損は減少し、鉄損は増加することを確認できた。しかし、回転数 6000 min⁻¹ の場合、直流

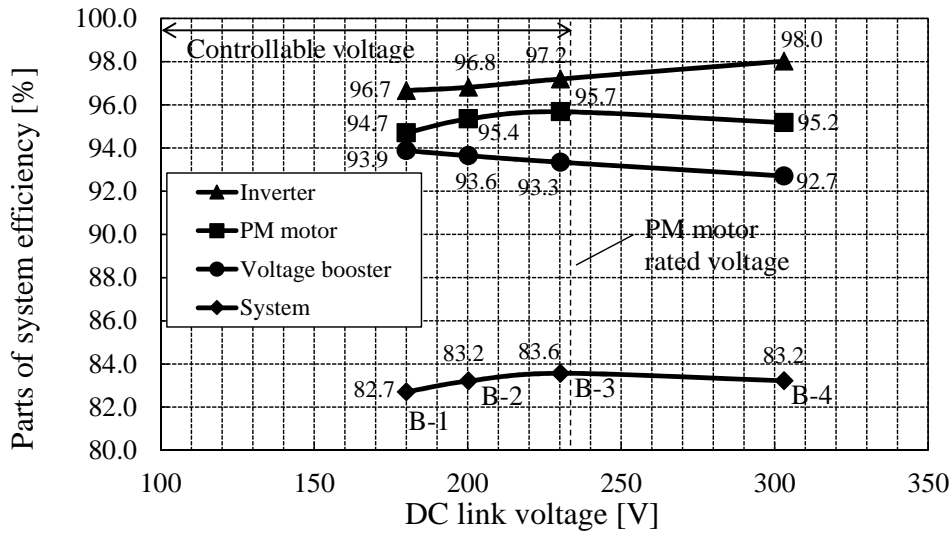


図 5-14 システム効率のシミュレーション結果 (6000 min⁻¹)

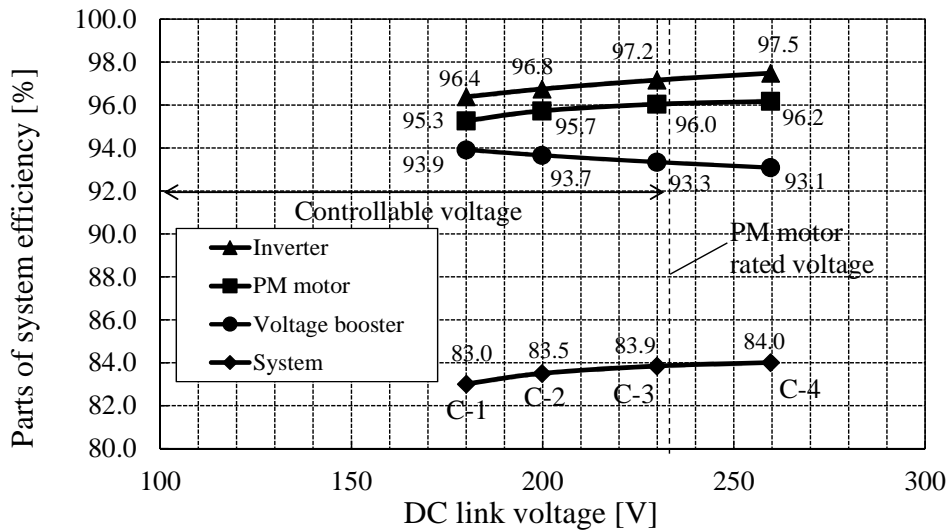


図 5-15 システム効率のシミュレーション結果 (12000 min⁻¹)

リンク電圧 270 V までは銅損が支配的であるが、270 V 以上では鉄損が支配的である。また、銅損と鉄損の和に着目すると、回転数 12000 min⁻¹ の場合は、直流リンク電圧を増加させるほど、減少していくのに対し、回転数 6000 min⁻¹ の場合では、直流リンク電圧 230 V 付近で最小となる傾向を示した (図中の□)。

以上のシミュレーション結果より、定出力領域においては、電流可逆チョップ損失の影響だけでなく、PM モータ損失の銅損と鉄損の影響も大きく受けることを確認できた。特に、

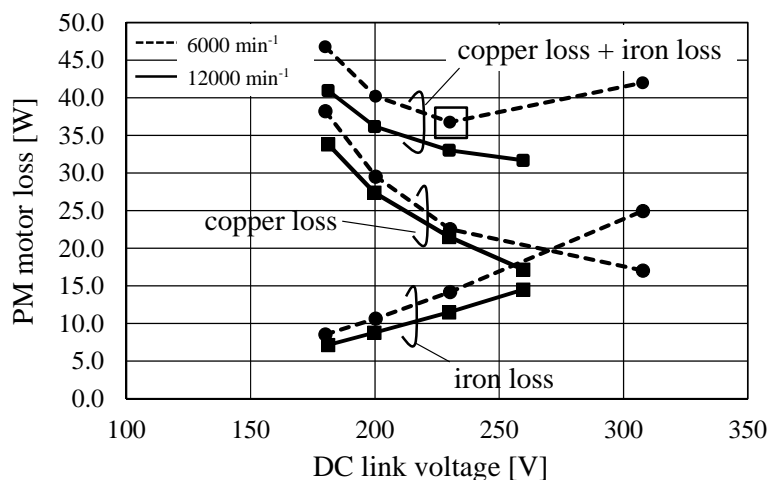


図 5-16 PM モータの損失検討結果

定出力領域の低速域において、銅損と鉄損の割合を把握することは重要である。

上記の点からも、提案したシミュレーションモデルによって、システム全体の効率を事前に検討しておき、定出力領域において、システム全体の効率が最大となるように、直流リンク電圧指令を選択すれば、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御を併用する提案制御法は有効であるといえる。

5.2.5 提案制御法のシミュレーションによる検討結果まとめ

本節では、はじめに、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の制御併用量を定義し、両制御を併用した場合のシステム全体の効率についてシミュレーションによる検討および考察を行った。また、PM モータと電流可逆チョップの動作点について、従来の弱め磁束制御との比較を行った。

以上の提案制御法のシミュレーションによる検討により、以下のことを明らかにした。

- (1) 定出力領域において、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御を適切に併用することでシステム全体の効率を最大にする動作点での PM モータの駆動が可能となる。
- (2) バッテリ電圧が高く、システム全体の最大効率点が PM モータの定格電圧を超える場合、直流リンク電圧の値は PM モータの定格電圧に相当する付近まで昇圧し、弱め磁束制御は定格電圧を超える範囲でのみ補助的に用いる運転が望ましい。
- (3) バッテリ電圧が低く、システム全体の最大効率点が PM モータの定格電圧範囲内にある場合、直流リンク電圧制御と弱め磁束制御の併用割合の調整を行うべきである。その際、システム全体の効率が最大となるように直流リンク電圧指令を決定し、PM モータを駆動する運転が望ましい。

- (4) 定出力領域における PM モータ駆動システムのさらなる高効率化のためには、システム全体の効率低下の要因となる電流可逆チョップの損失低減と PM モータの高電圧化が重要となる。ただし、PM モータの高電圧化が必要なシステムとは、バッテリー電圧が高く、システム全体の最大効率点が PM モータの定格電圧を超えるシステムを用いる場合を指す。
- (5) 定出力領域の低速域と高速域では、PM モータ損失の銅損と鉄損の値が大きく異なるため、システム全体の効率の特性が低速域と高速域で異なる場合がある。特に、定出力領域の低速域において、銅損と鉄損の割合が逆転する場合は、PM モータ損失を最小にする点がシステム全体の最大効率点となる可能性が高い。

5.3 提案制御法における直流リンク電圧指令値の作成方法

本節では、直流リンク電圧指令値の作成方法として2種類の方法を述べる。一つ目は構築したシミュレーションモデルを用いて、あらかじめシステム効率を最大にする、速度と回転数に対する直流リンク電圧指令値のテーブルデータを作成する方法である。二つ目は、 d 軸電流をリアルタイムで変化させシステムの最大効率点を探索することで最大効率点となる d 軸電流指令値（直流リンク電圧指令値）を作成する方法である。

はじめに、構築したシミュレーションモデルを用いてあらかじめ直流リンク電圧指令値のテーブルデータを作成する方法を述べる。具体的に5.2節で述べた回転数 6000 min^{-1} , 9600 min^{-1} , 12000 min^{-1} における提案制御法のシミュレーション結果を用いて説明する。まず、図5-17に示すように PM モータの運転条件として、回転数 6000 min^{-1} の(B)から 9600 min^{-1} の(A), 12000 min^{-1} の(C)まで定出力曲線上を加速する場合を想定し、この運転条件の場合の直流リンク電圧指令値の作成方法を述べる。

図5-18に、図5-17の運転条件(B→A→Cの動作点)上のシステム効率-回転数特性のグラフを示す。この図は、直流リンク電圧をパラメータにした場合の各回転数におけるシステム効率を示しており、5.2節の図5-7、図5-14、図5-15のシミュレーション結果を用いている。図より、各回転数におけるシステム効率は、直流リンク電圧に応じて変化していることが分かる。これは、5.2節で述べたように弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を変化させたことで、システム損失が変化したためである。提案制御法は、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整し、システムの最大効率点で PM モータを駆動する方法であるため、図5-18のグラフの実線（システム効率が最大）が提案制御法の動作点となる。したがって、図5-17の運転条件で提案制御法を実現するためには、直流リンク電圧指令値は、 6000 min^{-1} の場合 230 V, 9600 min^{-1} の場合 260 V, 12000 min^{-1} の場合 260 V と設定すればよい。また、それ以外の回転数についても、図5-18の直流リンク電圧指令値の近似曲線を用いれば求めることができる。

以上のように、構築したシミュレーションモデルを用いれば、あらかじめ PM モータの運転条件に応じた直流リンク電圧指令値を作成することができ、直流リンク電圧指令値のテ

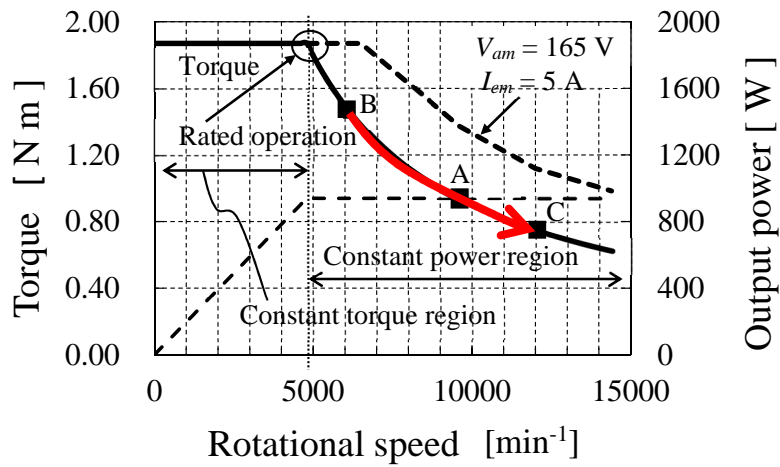


図 5-17 PM モータの運転条件

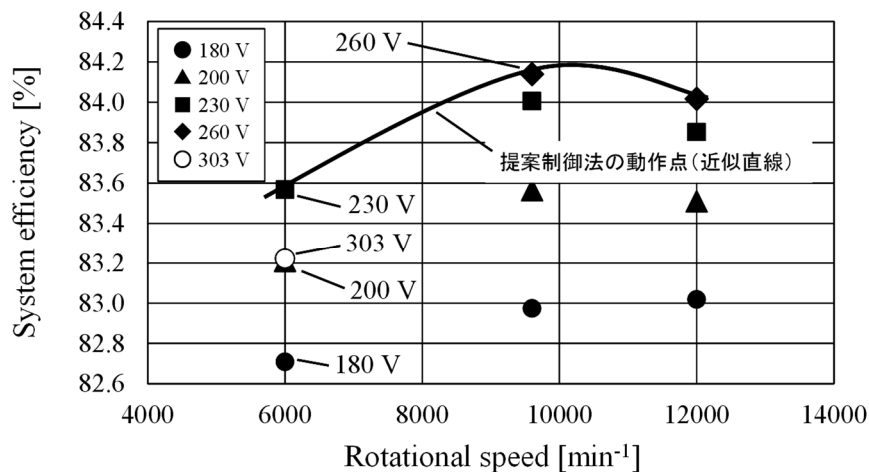


図 5-18 図 5-17 の運転条件上のシステム効率 - 回転数特性 (B→A→C の動作点)

ールデータ（もしくは近似曲線）を用意することができる。したがって、提案制御法を実機のモータに適用することが可能となる。この方法は PM モータの運転条件が決まっているような用途に適用しやすい。

次に、 d 軸電流をリアルタイムに変化させてシステムの最大効率点を探索してシステムの最大効率点となる d 軸電流指令値（直流リンク電圧指令値）を作成する方法を述べる。

電流可逆チョップ付 PWM インバータシステムにおいて、入力電圧であるバッテリー電圧と入力電流であるリアクトル電流は、速度制御（直流リンク電圧制御）を行うために常にモニタされている。このため、入力電力はバッテリー電圧×リアクトル電流の計算で求まり、実機

のシステムではリアルタイムに入力電力を確認することができる。そこで、 d 軸電流をリアルタイムに変化させて、入力電力最小点（システムの最大効率点）を探索し、入力電力が最小（システムの最大効率点）となる d 軸電流指令値（直流リンク電圧指令値）を選択すれば、提案制御法を実機のモータに適用することが可能となる。この方法は PM モータの運転条件が一意に決まっていない用途に有効である。なお、 d 軸電流の変化幅は、速度制御（あるいはトルク制御）を不安定にさせないように事前の検討が必要である。

5.4 従来制御法と提案制御法の比較

本節では、5.2 節のシミュレーション結果を用いて従来制御法と提案制御法の比較を行う。具体的に 5.2 節で述べた回転数 6000 min^{-1} のシミュレーション条件で説明する。

図 5-19 は回転数 6000 min^{-1} におけるシステム効率のシミュレーション結果である。B-4 は最大トルク/電流制御と直流リンク電圧制御を併用した場合の結果である。ここで、最大トルク/電流制御は負の d 軸電流を用いるため、これも弱め磁束制御の一つであると考えられることができる。そこで、 d 軸電流を零にして直流リンク電圧制御のみを行った場合の結果を B-5 として示す。B-5 のシステム効率は、直流リンク電圧制御を単独で行った場合の結果になる。これに対して、回転数 6000 min^{-1} において弱め磁束制御を単独で行った場合には、PM モータを駆動することができなかった。このため、図 5-19 のシミュレーション結果では、B-1 が最も弱め磁束制御の併用量が多いシミュレーション結果となる。

これらを踏まえ、従来制御法と提案制御法の比較を行う。B-5 の従来制御法（直流リンク電圧制御を単独で行った場合）のシステム効率 81.3% に比べて、提案制御法の動作点である

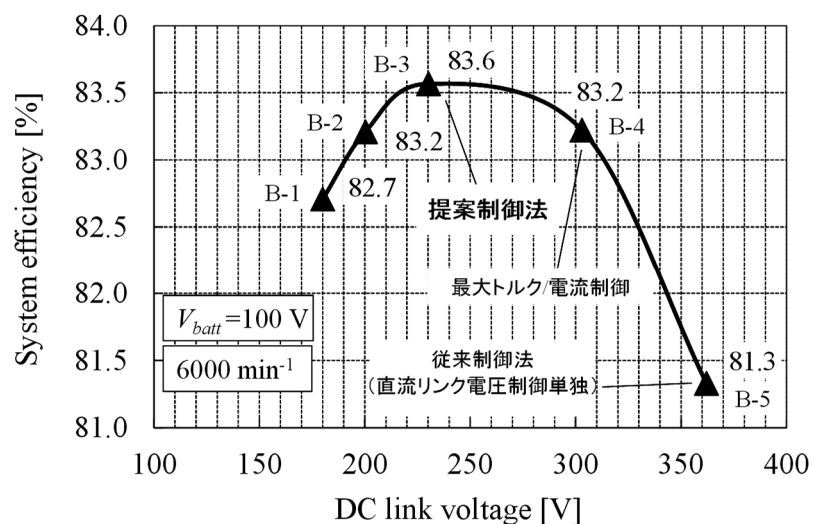


図 5-19 システム効率のシミュレーション結果 (6000 min^{-1}) (再掲)

B-3 におけるシステム効率は 83.6% であり、システム効率を 2.3% 向上できた。一方で、単独ではないが弱め磁束制御の併用量が多い B-1 のシステム効率 82.7% に比べて、提案制御法ではシステム効率を 0.9% 向上できた。なお、最大トルク/電流制御時のシステム効率 83.2% に比べても提案制御法ではシステム効率を 0.4% 向上できた。

以上より、従来制御法と提案制御法を比較した結果、提案制御法の方が従来制御法に比べてシステム効率を向上できることを明らかにした。

5.5 結言

本章では、第 3 章および第 4 章で構築したシミュレーションモデルを用い、定出力領域のシステム効率を向上するための制御法として、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整する制御法（提案制御法）についてシミュレーションによる検討を行った。

選定した電気学会 D モデルをベースとした PM モータについて、提案制御法の有効性をシミュレーションで検討した結果、提案制御法を用いることでシステムの最大効率点が現れ、システムの最大効率点で PM モータの駆動ができることを明らかにした。また、提案制御法における直流リンク電圧指令値の作成方法として、構築したシミュレーションモデルを用い、直流リンク電圧指令値を作成する方法とリアルタイムに d 軸電流を変更させて、 d 軸電流指令値（直流リンク電圧指令値）を作成する方法を説明した。また、従来制御法と提案制御法の比較を行い、提案制御法を用いれば単独で弱め磁束制御を行う場合、あるいは単独で直流リンク電圧制御を行う場合よりも高いシステム効率で PM モータを駆動できることを明らかにした。さらに、運転条件によっては従来の最大トルク/電流制御の動作点以上に高いシステム効率で PM モータを駆動できることを明らかにした。このことは、特に最大トルク/電流制御時の動作点とシステムの最大効率点の動作点が乖離する運転条件において、提案制御法が有効であることを意味する。

以上の検討により、提案制御法を用いれば、定出力領域のシステム効率の向上ができることを示した。また、運転条件によっては、従来の最大トルク/電流制御よりも高いシステム効率で PM モータの駆動ができることを明らかにした。

第6章 弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整する制御法の実機への適用（電子デバイスとしてIGBTを使用）

6.1 緒言

本章では、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整する制御法（提案制御法）を実機のPMモータに用い、実験により提案制御法の有効性を検証する。また、第7章では、定出力領域におけるPMモータ駆動システムの効率改善の手段として、次世代電子デバイスであるSiC-MOSFETの適用効果を検討するが、このSiC-MOSFETを適用したPMモータ駆動システムとの比較のため、本章では、電子デバイスとしてIGBTを用いた場合のPMモータ駆動システムの評価を行う。

6.2 実験システム

本節では、第6章および第7章の実験で用いる実機のPMモータ駆動システムについて説明する。はじめに、実験システムの概要について述べる。

図6-1に実験システムの回路図を示し、図6-2には実験システムの外観を示す。実験では、バッテリーの代わりに、整流器と平滑用の電解コンデンサを用いて三相200Vの電源から直流電圧を作成している。この直流電圧は、三相200Vの電源と整流器の間にボルトスライダ（単巻変圧器）を挿入することで、任意の電圧に調整することができる。また、供試機のモータとカップリングされた負荷機のモータの出力線は、別のボルトスライダを介して、整流器と平滑用の電解コンデンサに接続され、最終的に電子負荷装置に接続されている。これによって、負荷機を発電機として動作させ、電子負荷装置によって負荷の調整を行う。なお、供試機のモータは速度制御されている。実験システムとしては、負荷機のモータをトルク制御する構成も考えられる。しかし、今回の実験条件ではPMモータの回転数が高く誘導起電

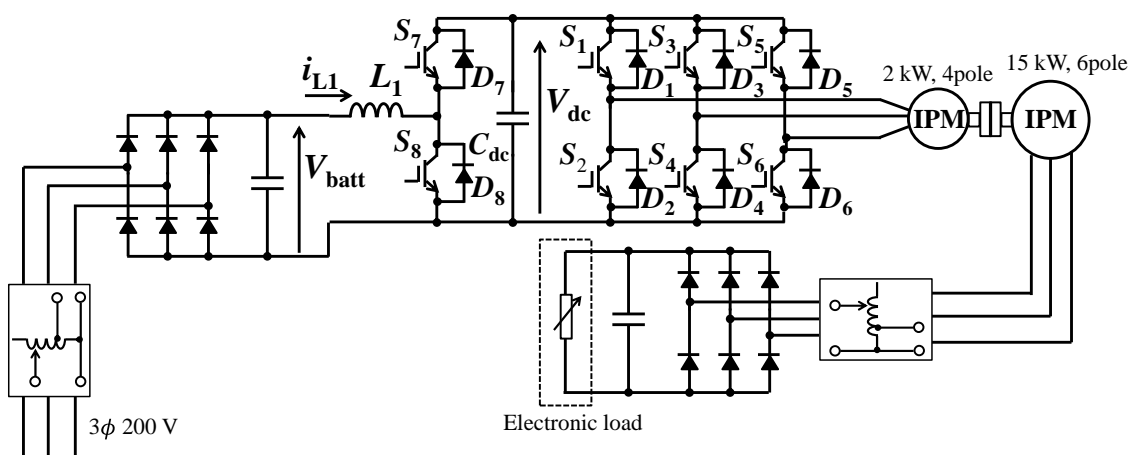
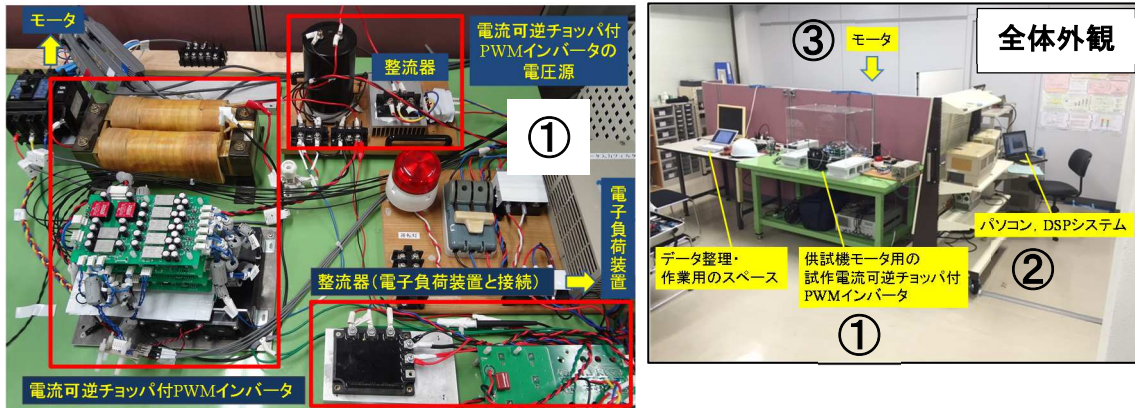
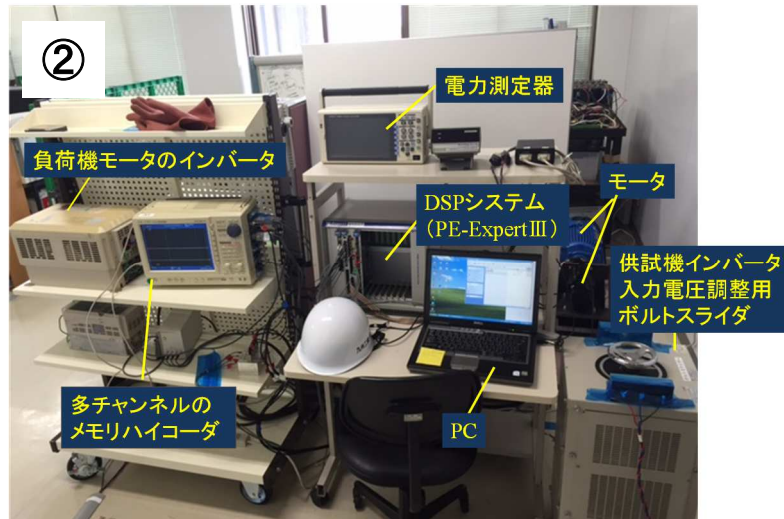


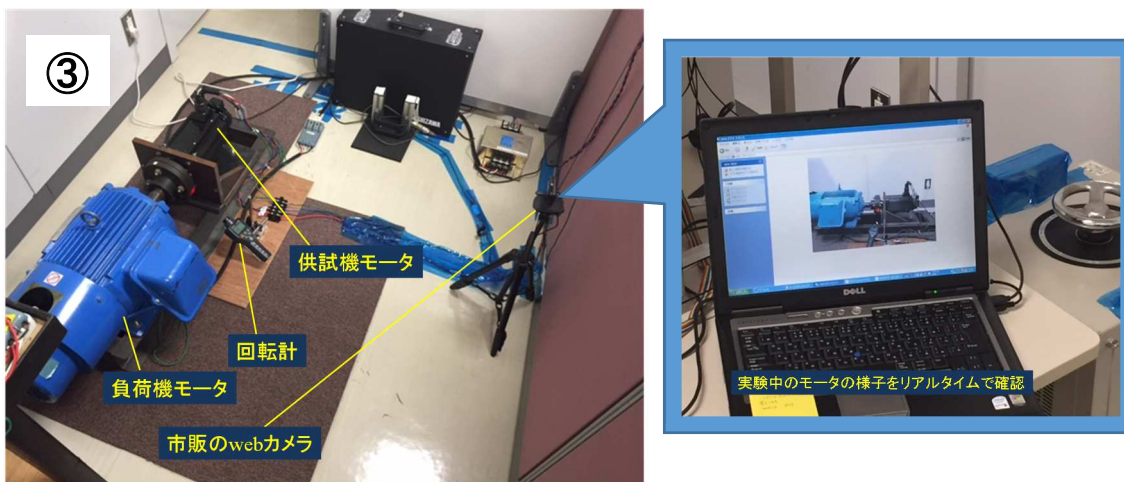
図 6-1 実験システムの回路図



(a) 全体外観と試作電流可逆チョップ付 PWM インバータ (①)



(b) 測定器側 (②)



(c) 測定器側 (③)

図 6-2 実験システムの外観

力が高くなって、負荷機モータと接続するインバータの平滑用電解コンデンサの耐圧を超える恐れがあったため、本実験のような回路構成とした。このようにすれば、電子負荷装置と接続されている整流器側の平滑用電解コンデンサは、ボルトスライダを介して接続されているため、ボルトスライダによって電解コンデンサの印加電圧を調整すれば、電解コンデンサの耐圧以下に抑えて使用することが可能である。また、図 6-2 に示すように、実験では、電力測定器と多チャンネルのメモリハイコーダを用い、PM モータ駆動時のシステム効率と各部波形を測定できるようにした。

図 6-3 に負荷機モータ（左側：15 kW）と供試機モータ（右側：2 kW）の写真を示す。供試機モータは、高回転形のモータであり、電気自動車用のモータ同様、 10000 min^{-1} まで高速で駆動できるモータである。このため、定出力領域の検討に適したモータといえる。しかし、実験では、負荷機モータの最高回転数の制約で、 10000 min^{-1} まで検討できなかったため、今回の実験による検討では、回転数とモータ出力を低減した範囲内で、定出力領域における提案制御法の検討を行った。

図 6-4 に供試機モータ用に試作した電流可逆チョップ付 PWM インバータとリアクトルの外観を示す。試作した電流可逆チョップ付 PWM インバータを構成する全ての基板を、今回、自ら設計し、使用する電子デバイスに適した駆動条件（ゲート電圧、ゲート抵抗）に調整できるようにした。また、実験で使用する IGBT と SiC-MOSFET の定格とパッケージタイプ（TO-247）はほぼ同じとなっており、実装状態も同じにした。なお、完成形は筐体に収める構成となっている。

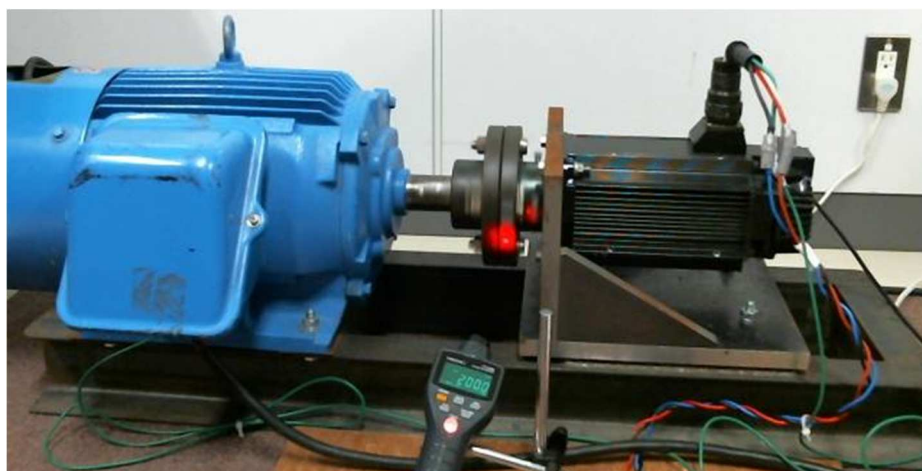
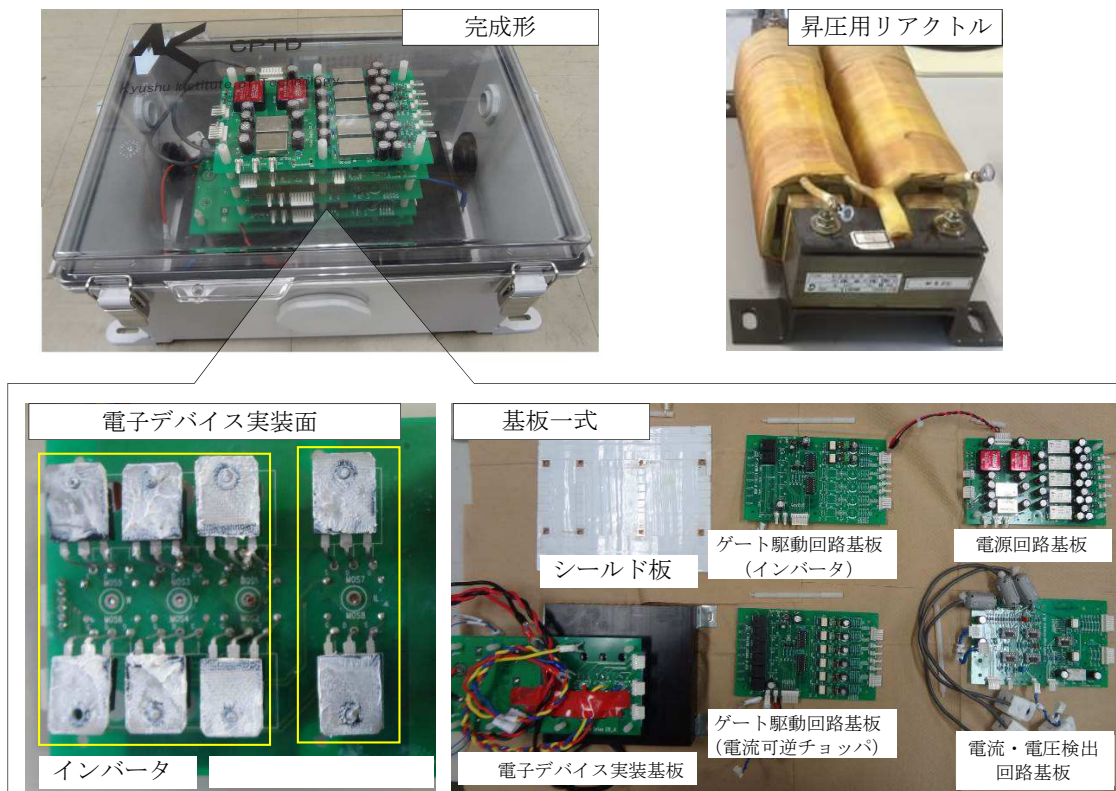
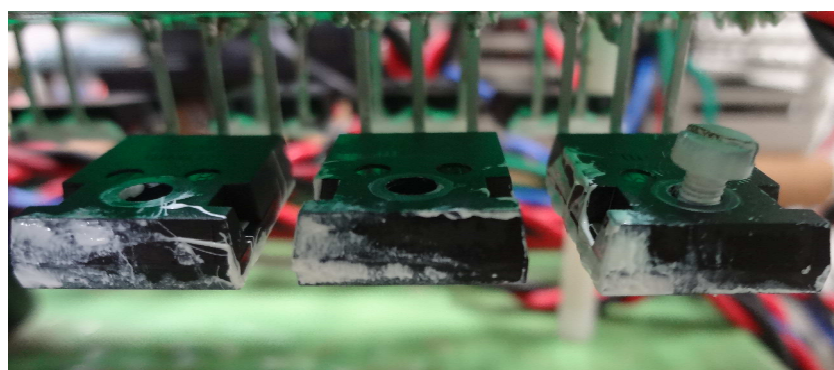


図 6-3 負荷機モータ（左側：15 kW）と供試機モータ（右側：2 kW）の写真



(a) 電流可逆チョッパ付 PWM インバータおよびリアクトルの外観



(b) 電子デバイスの実装方法

図 6-4 供試機モータ用の電流可逆チョッパ付 PWM インバータおよびリアクトルの外観

6.3 実験方法

本節では、提案制御法の有効性を検証するための実験方法について説明する。提案制御法の有効性を検証するためには定出力領域のシステム効率を議論する必要がある。そこで、実験では電力測定器 (HIOKI : 3390) を用いて、システムの電力 (効率) を測定し、スコープ

コーダ（YOKOGAWA：DL750）を用いてシステム各部の動作波形を確認した。なお，DSPシステム（Myway：PE-ExpertIII）を用いてモータ出力（=モータの電気トルク×機械角周波数）を演算し，DAボードを用いてモータの出力波形を確認した。なお，モータ出力は電子負荷装置を用い，負荷を調整することで一定にした。

図 6-5 に実験条件を説明する図を示す。この図は今回使用する埋込磁石同期モータ（IPMモータ）の実験条件のトルク-回転数特性である。使用する PM モータは定格出力 2 kW，最高回転数は 10000 min^{-1} で，弱め磁束制御に適したモータであるが，先に述べたとおり，実験設備の関係で 10000 min^{-1} までの高速駆動はできないため，モータ出力と回転数を低減した領域において提案制御法について，実験による検証を行った。

具体的には，図 6-5 に示すように定格出力 600 W，定格回転数 1500 min^{-1} ，最高回転数 3000 min^{-1} となる IPM モータの運転領域を想定し，定出力領域である 2000 min^{-1} と 2500 min^{-1} において提案制御法の実験を実施した。また，提案制御法は，弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用を行いシステムの最大効率点で PM モータを駆動する方法であるが，この提案制御法の有効性の確認のために， d 軸電流指令をパラメータとし，実際にシステム全体の効率を測定することで，システムの最大効率点で PM モータを駆動できることを検証した。なお，第 5 章のシミュレーションでは，提案制御法において直流リンク電圧をパラメータとしていたが，このことと今回の実験で d 軸電流をパラメータにすることは，弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整する点で同じであるといえる。

表 6-1 に実験システムの回路定数と制御定数を示す。電源電圧は，48 V 系の小形電気自動車の電源電圧を想定し，48 V に設定した。それ以外の主回路の定数は第 5 章で示したシ

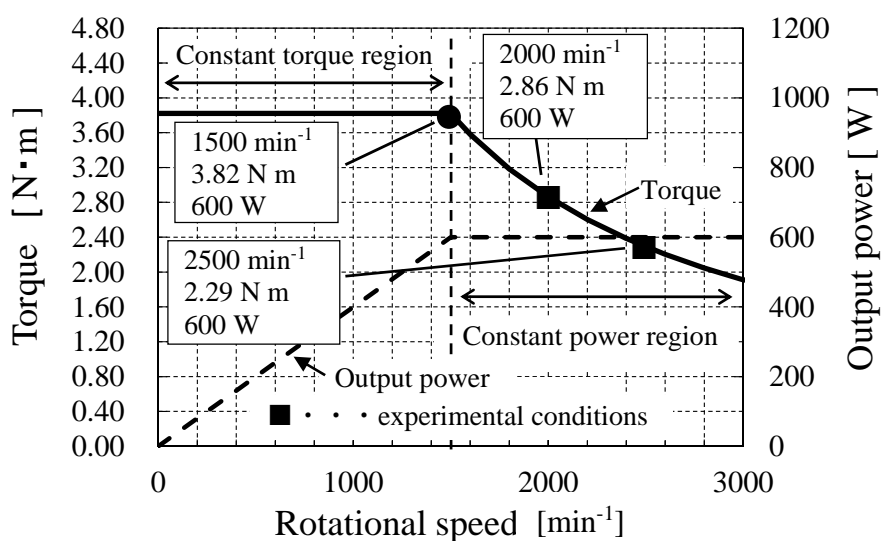


図 6-5 実験条件：供試機モータのトルク-回転数特性

ミュレーションの定数とほぼ同じに設定した。制御定数は表のとおりである。なお、IGBTは定格電圧 1200 V、定格電流 25 A @ $T_c = 100^\circ\text{C}$ (FGA25N120ANTDTU, FAIRCHILD) の電子デバイスを用いた。

6.4 提案制御法を適用したシステムにおける実験結果および考察

本節では、提案制御法を適用した場合の実験結果をおよび考察を行う。

はじめに、電子デバイスとして IGBT を使用した場合の提案制御法の実験条件について説明する。表 6-2 に実験条件を示す。実験では、 2000 min^{-1} と 2500 min^{-1} の各回転数においてモータ出力がほぼ 600 W となるように電子負荷装置で調整し、 d 軸電流指令を変更した。これによって、直流リンク電圧が変化し、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整できる。図 6-6 には、例として、回転数 2000 min^{-1} 、 d 軸電流指令 - 5.8 A に設定した場合のシステム各部の波形を示す。この波形のように一定速度、一定トルクとなる定常状態にお

表 6-1 実験システムの回路定数と制御定数

Voltage booster and PWM inverter		
Battery voltage	V_{batt}	48 V
DC link capacitor	C_{dc}	2820 μF
Inductance of DC reactor	L_1	5 mH
Resistance of DC reactor	R_{L1}	0.31 Ω
IPM motor		
Rated rotational speed	-	1500 min^{-1}
Maximum rotational speed	-	3000 min^{-1}
Pole number	-	4
Flux of field	Φ_a	0.084 Wb
Armature resistance	R_a	0.091 Ω
d -axis inductance	L_d	1.3 mH
q -axis inductance	L_q	3.4 mH
Control parameter		
Voltage margin coefficient	K_{Vdc}	1.2
Proportional gain of speed control	$K_{p\omega}$	0.5
Integral gain of speed control	$K_{i\omega}$	0.5
Proportional gain of d, q axes current control	K_{pi}	1.0
Integral gain of d axis current control	K_{id}	70
Integral gain of q axis current control	K_{iq}	27

いて、 d 軸電流指令を変化させ、直流リンク電圧を変化させてシステム効率を評価した（図中の定線で囲まれた部分）。

図 6-7 から図 6-13 に各実験条件の実験波形を全て示す。図の波形から分かるとおり、 2000 min^{-1} と 2500 min^{-1} の各回転数において d 軸電流を変化させることで、直流リンク電圧が変化したことを確認できる。これは、先に述べたとおり、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量が変化したことを意味する。また、 d 軸電流を変化させたことで、わずかに、 q 軸電流が減少していることも確認できる。IPM モータでは、マグネットトルクとリラクタンストルクを利用している。このため、負の d 軸電流を流したことで、リラクタンストルクが増加した分、マグネットトルクが減少し、結果として q 軸電流が減少したことが考えられる。

表 6-2 IGBT を使用した場合の実験条件

No.	Rotational speed	d -axis current reference i_d^*
I-1	2000 min^{-1}	- 5.8 A (MTPAC)
I-2		- 8.0 A
I-3		- 12.0 A
I-4	2500 min^{-1}	0 A
I-5		- 3.7 A (MTPAC)
I-6		- 8.0 A
I-7		- 10.0 A

※MTPAC：最大トルク/電流制御

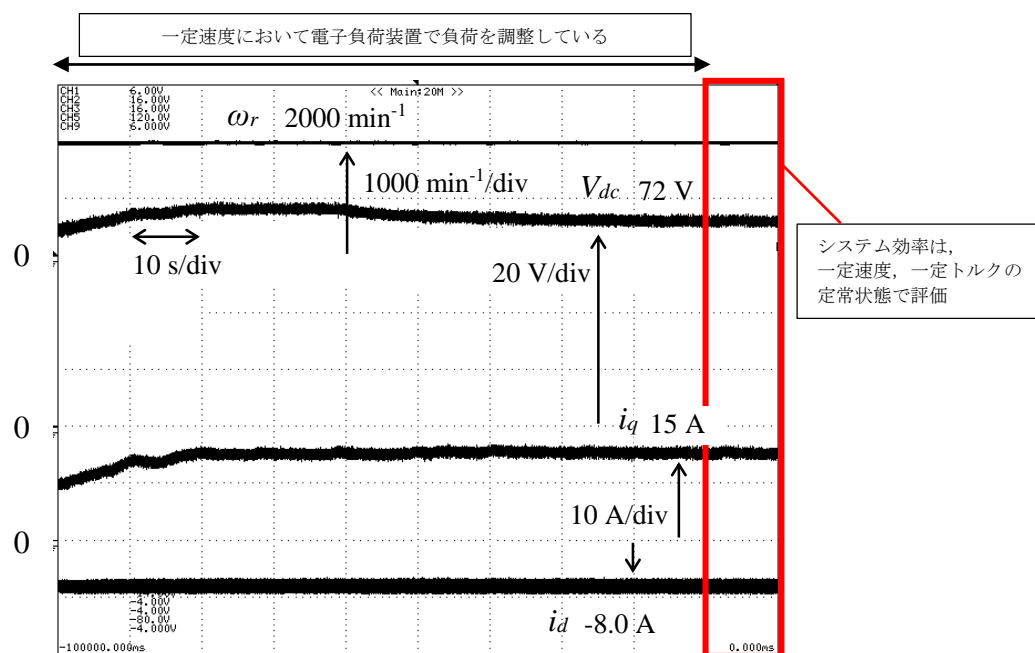


図 6-6 回転数 2000 min^{-1} 、 d 軸電流指令 -8.0 A に設定した場合のシステム各部の波形

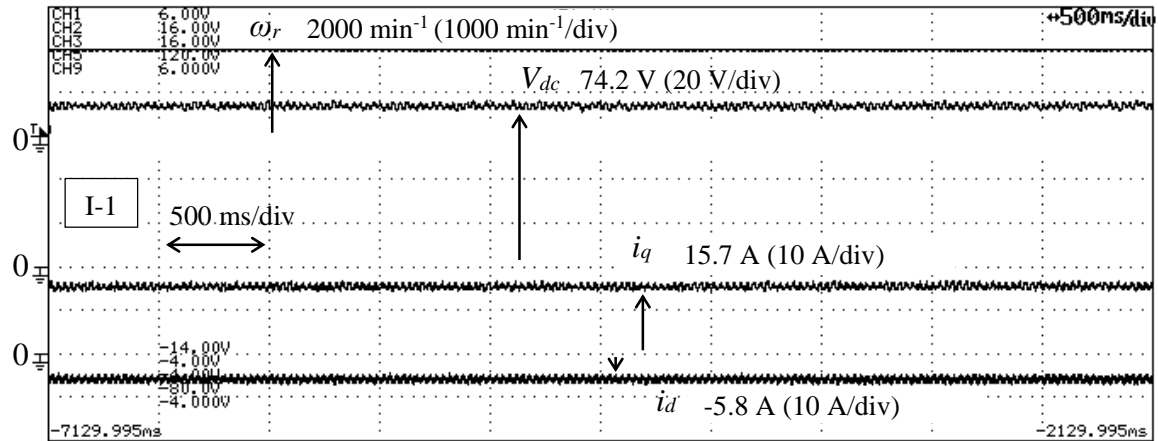


図 6-7 回転数 2000 min^{-1} , d 軸電流指令 -5.8 A に設定した場合のシステム各部の波形

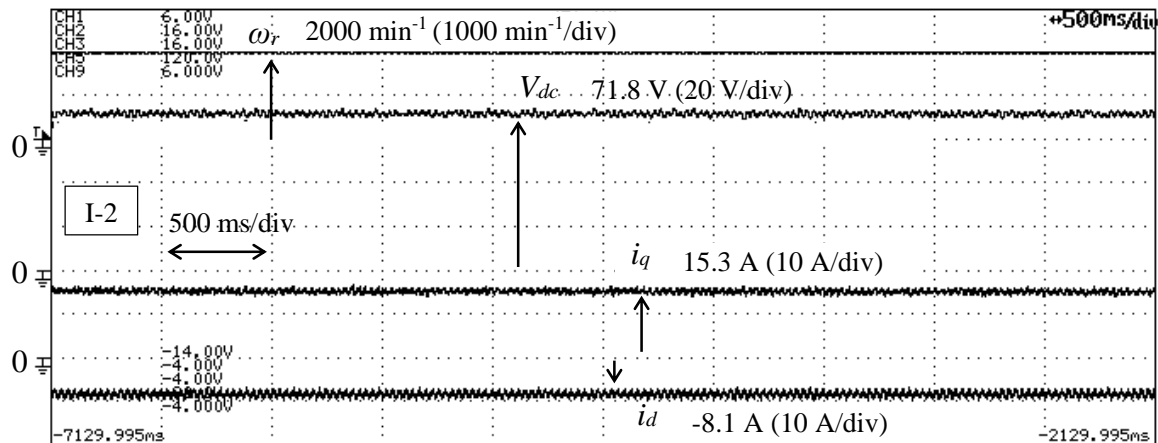


図 6-8 回転数 2000 min^{-1} , d 軸電流指令 -8.0 A に設定した場合のシステム各部の波形

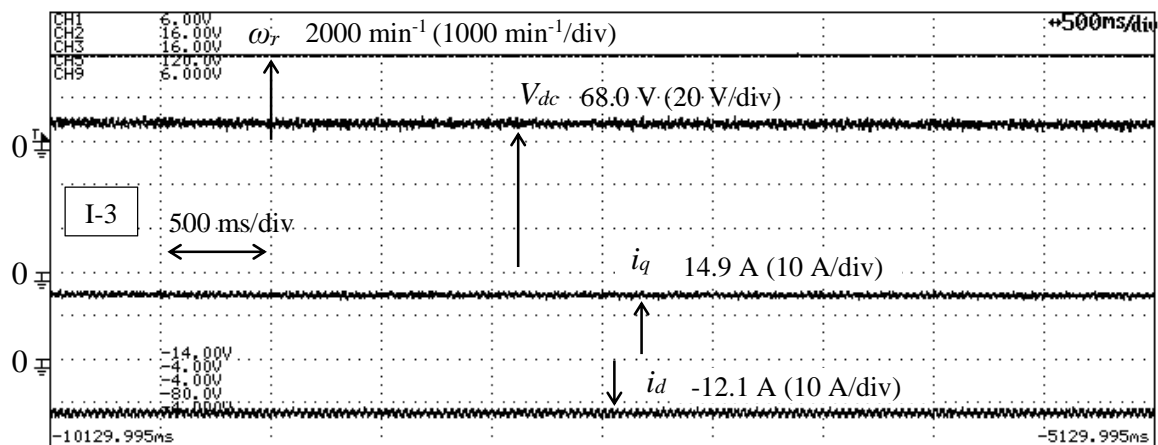


図 6-9 回転数 2000 min^{-1} , d 軸電流指令 -12.0 A に設定した場合のシステム各部の波形

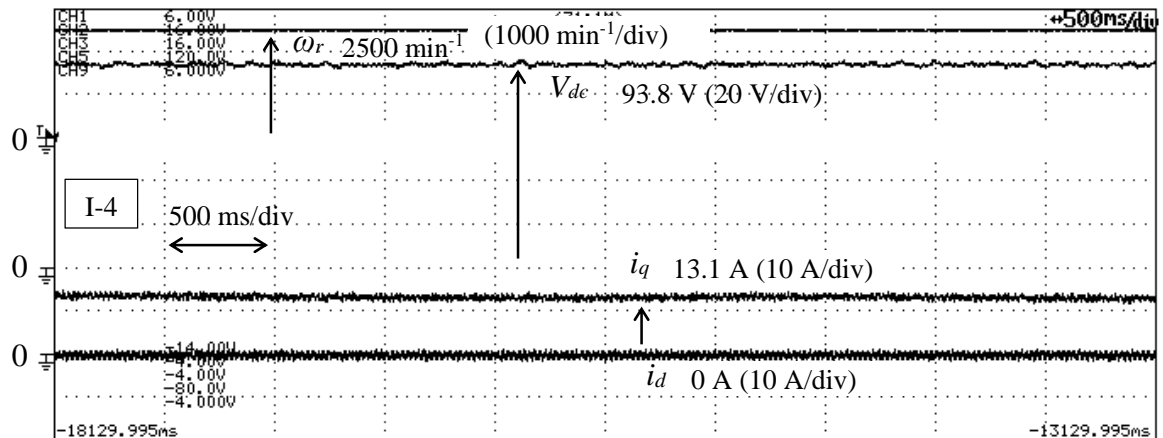


図 6-10 回転数 2500 min^{-1} , d 軸電流指令 0 A に設定した場合のシステム各部の波形

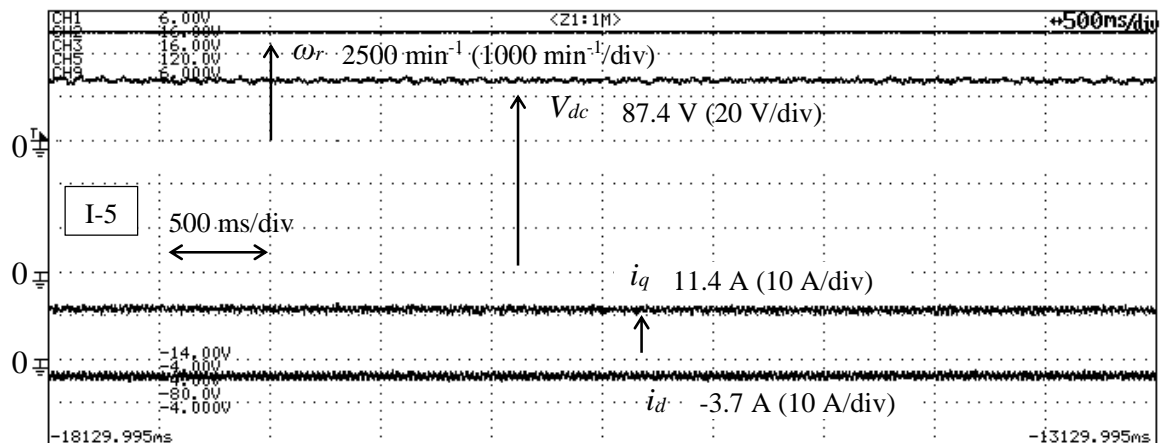


図 6-11 回転数 2500 min^{-1} , d 軸電流指令 -3.7 A に設定した場合のシステム各部の波形

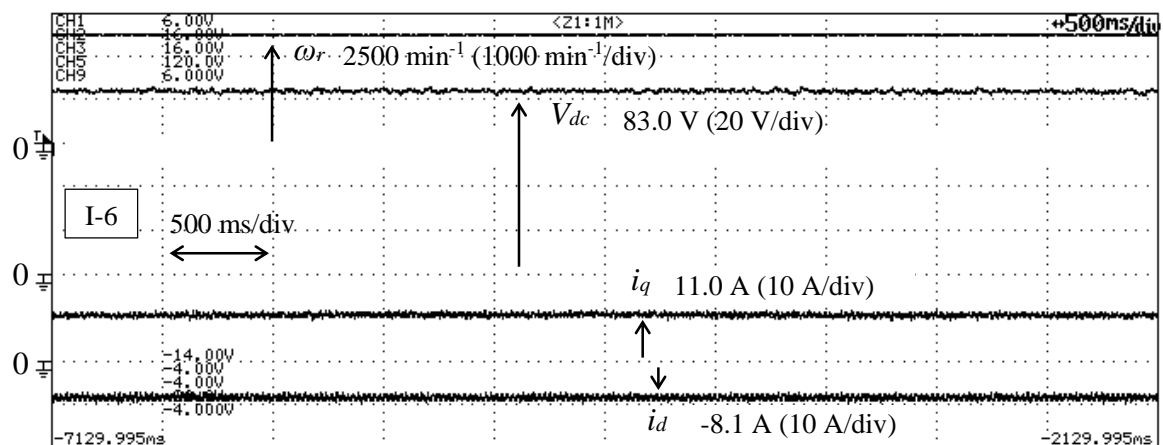


図 6-12 回転数 2500 min^{-1} , d 軸電流指令 -8.0 A に設定した場合のシステム各部の波形

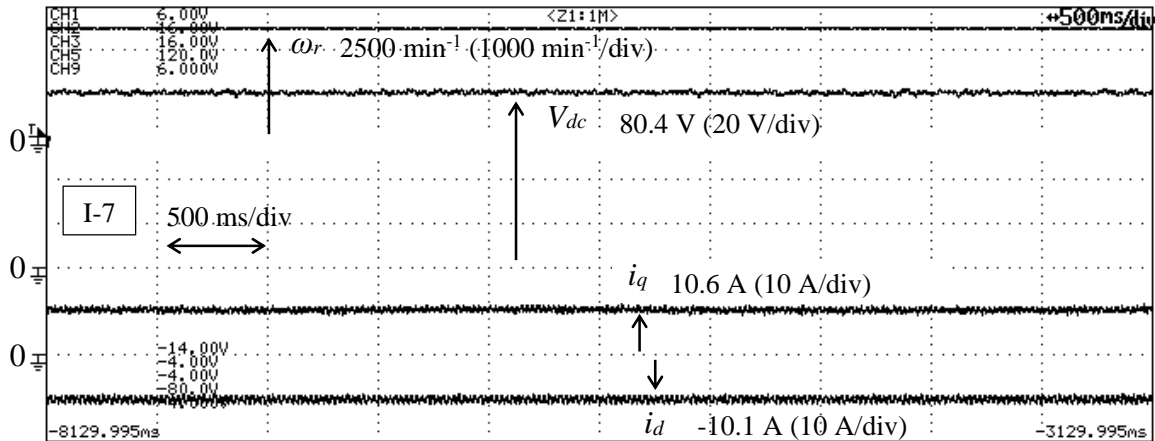


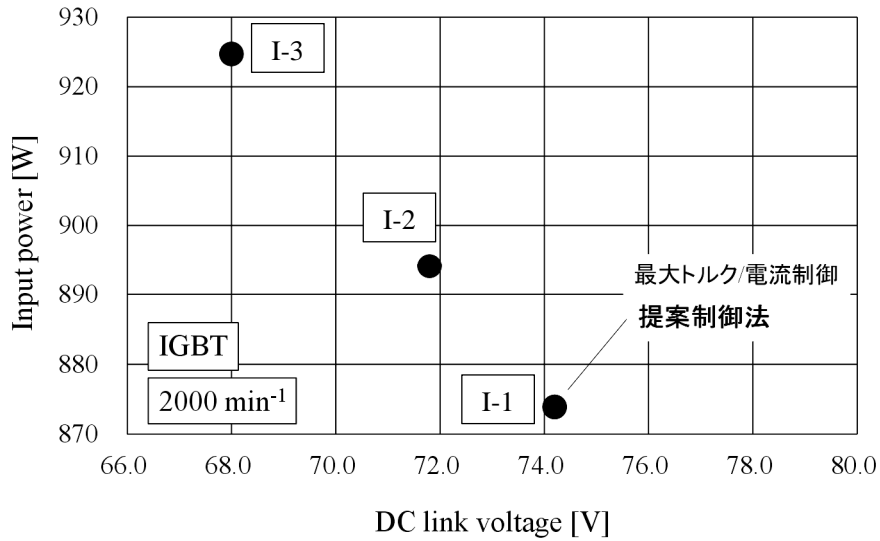
図 6-13 回転数 2500 min^{-1} 、 d 軸電流指令 -10.0 A に設定した場合のシステム各部の波形

次に、実験結果について検討し、考察を行う。第 5 章のシミュレーション結果と同様に、直流リンク電圧をパラメータとして、システム入力電力、システム損失、システム効率の結果を示す。

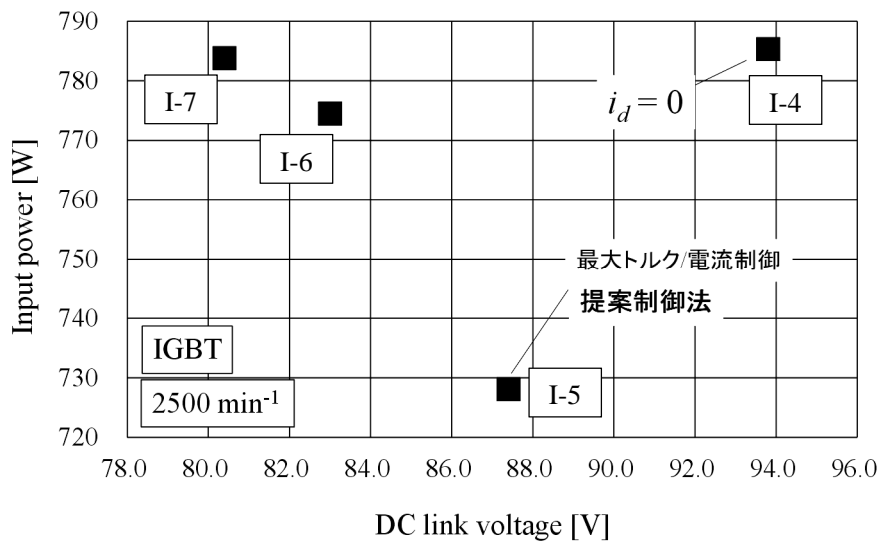
図 6-14 に回転数 2000 min^{-1} 、 2500 min^{-1} におけるシステム入力電力のグラフを示す。どちらの場合も、最大トルク/電流制御の動作点で IPM モータを駆動する運転が最もシステムの入力電力が小さくなった。今回の実験ではモータ出力を一定にしているため、モータの入力電力が最小になったことは、システムの損失が最小になったことを意味し、システムの最大効率点で PM モータを駆動できたことを意味する。提案制御法の有効性については、図 6-15、図 6-16 のシステム損失とシステム効率の結果を用いて詳しく説明する。

図 6-15 に回転数 2000 min^{-1} 、 2500 min^{-1} におけるシステム損失のグラフを示す。どちらの場合も、最大トルク/電流制御の動作点で IPM モータを駆動する運転が最もシステム損失を小さくできた。これは、最大トルク/電流制御がモータの銅損を最小にする制御であり、 2000 min^{-1} 、 2500 min^{-1} の回転数ではモータ損失において、銅損の方が鉄損よりも支配的であったためと推察される。また、電力変換器についても最大トルク/電流制御時の運転が損失を最小にするような条件であったためと推察される。さらに、この結果は、提案制御法の動作点と最大トルク/電流制御の動作点が一致したことを意味している。今回の実験条件の回転数では、定電圧楕円の中に、最大トルク/電流制御の曲線が含まれていたため、このような結果が得られたと考える。なお、実験で得られたシステム損失の傾向は、第 1 章で述べた提案制御法の狙い (図 1-34) と全く同じ傾向を示すことを確認した。

図 6-16 に回転数 2000 min^{-1} 、 2500 min^{-1} におけるシステムの効率のグラフを示す。結果から、提案制御法 (最大トルク/電流制御) 適用時においてシステム効率が最大になり、PM モータの電流が減少するため、銅損より鉄損が支配的になることは明らかである。なお、最大トルク/電流制御は負の d 軸電流を流しているため、これもまた、弱め磁束制御のひとつで

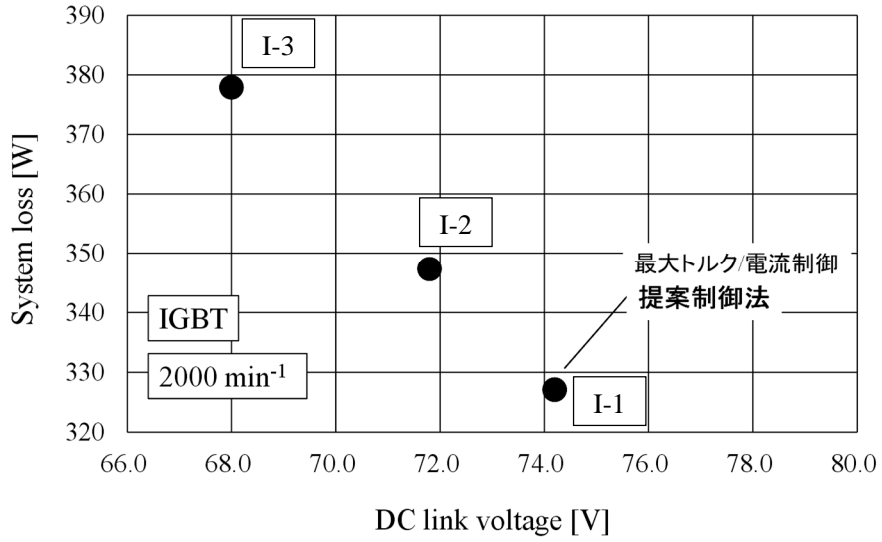


(a) 回転数 2000 min⁻¹ の場合のシステム入力電力 (IGBT を使用)

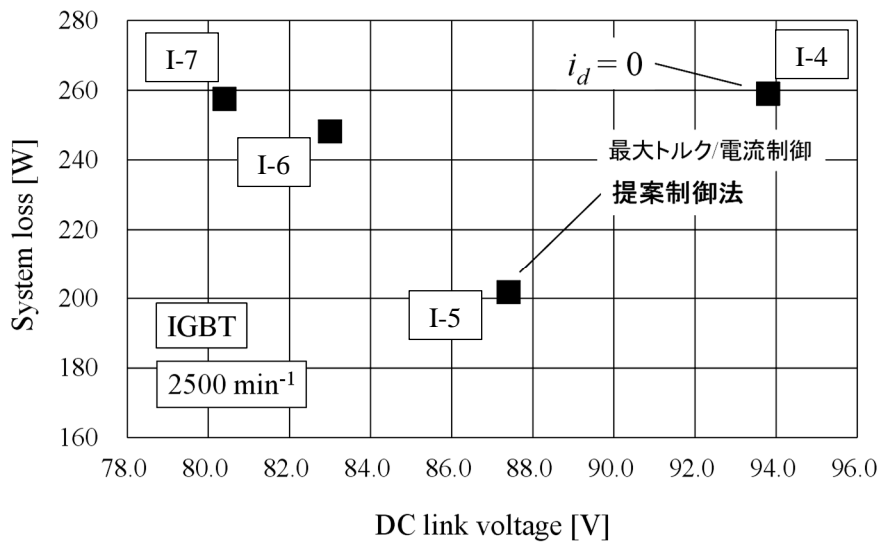


(b) 回転数 2500 min⁻¹ の場合のシステム入力電力 (IGBT を使用)

図 6-14 回転数 2000 min⁻¹, 2500 min⁻¹ におけるシステム入力電力のグラフ

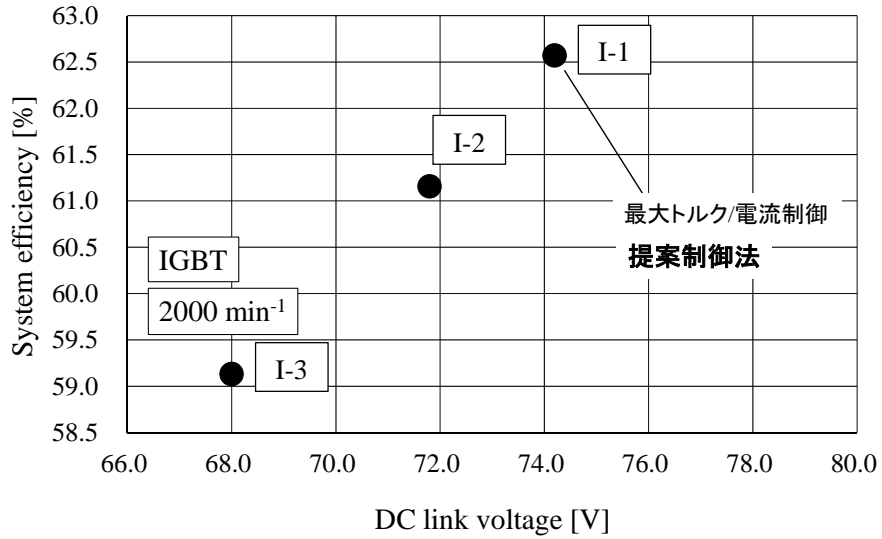


(a) 回転数 2000 min⁻¹ の場合のシステム損失 (IGBT を使用)

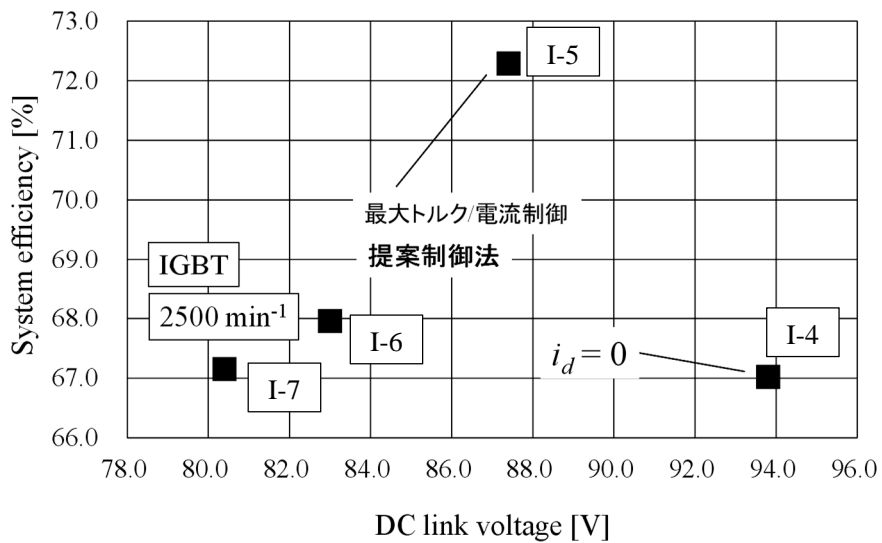


(b) 回転数 2500 min⁻¹ の場合のシステム損失 (IGBT を使用)

図 6-15 回転数 2000 min⁻¹, 2500 min⁻¹ におけるシステム損失のグラフ



(a) 回転数 2000 min⁻¹ の場合のシステム効率 (IGBT を使用)



(b) 回転数 2500 min⁻¹ の場合のシステム効率 (IGBT を使用)

図 6-16 回転数 2000 min⁻¹, 2500 min⁻¹ におけるシステム効率のグラフ

あるといえる。

図 6-16 の動作点について説明する。回転数 2500 min^{-1} において、I-4 の動作点が直流リンク電圧制御を単独で用いて PM モータを駆動した場合の結果である。これに対して、今回の実験条件では、弱め磁束制御を単独で用いて PM モータを駆動することはできなかった。ただし、グラフ中の I-7 の動作点が最も弱め磁束制御の併用量が多い場合の実験結果に相当する。したがって、I-4 と I-7 の間の I-5 の動作点でシステムを最大効率にして PM モータを駆動できたという結果は、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量をシステムの最大効率点になるように調整する提案制御法が有効であったことを示している。

定出力領域では、PM モータの回転数が増加するほどトルクが小さくなり、電流が減少するため、PM モータの銅損よりも鉄損が支配的となる。さらに、回転数の増加に伴い、PM モータの誘導起電力が増加し、最大トルク/電流制御での PM モータの駆動が困難になってくる（定電圧楕円が小さくなり、最大トルク/電流制御の曲線上での運転が不可能となる）。したがって、PM モータの回転数が増加するほど、最大トルク/電流制御時の動作点とシステムの最大効率点が乖離していくため、提案制御法の利点がより顕著になっていくことが推察できる。

以上の実験による検討により、実機のモータに提案制御法を適用した場合についても、シミュレーション結果と同様にシステムの最大効率点で PM モータを駆動できることを明らかにした。

次に、使用するモータが異なる場合について、提案制御法の有効性を検討する。IPM モータは、「小電流高電圧形のモータ」や「大電流低電圧形のモータ」等、アプリケーションによって異なる種類のモータが存在する。したがって、このような異なる種類のモータに対して提案制御法の有効性を確認することは、実際のアプリケーションで提案制御法を導入する上で重要である。そこで、異なる種類のモータに対して、提案制御法の適用効果を検証する。

第 5 章では電気学会 D モデルのモータ定数をシミュレーションに用い、シミュレーションによって提案制御法の有効性を確認した。この第 5 章で述べた「電気学会 D モデルのモータ」と本章の「実験で使用したモータ」を比較すると、それぞれのモータは、「小電流高電圧形のモータ」と「大電流低電圧形のモータ」に分類できる。

表 6-3 には、上記のモータ定数の比較を示す。それぞれのモータは「小電流高電圧形のモータ」と「大電流低電圧形のモータ」に分類できる。注意すべき点は、異なるモータを比較しており、互いのモータの定格電圧、定格電流は異なる点である。表では、本章の実機のモータの実験条件に合わせて、電気学会 D モデルのモータの「最大トルク/電流制御時に必要な電流 i_u 」と「モータの端子電圧 V_a 」と「モータの銅損 P_c 」を求めている。しかし、計算した 1500 min^{-1} 、 3.82 Nm の実験条件は、電気学会 D モデルのモータのシミュレーションにおける定格トルク約 1.8 Nm に対しては過負荷の条件に相当するため、通常の運転領域ではない。したがって、表 6-3 は両モータの性能の比較ではなく、あくまで両モータの種類を説明

するために比較していることに注意してほしい。表 6-3 より、同じ運転条件で動作させた場合について電気学会 D モデルのモータと比較すると、実験で使用したモータの端子電圧は電気学会 D モデルのモータの端子電圧の 32%である。また、銅損を比較すると、実験で使用したモータの銅損は電気学会 D モデルのモータの銅損の 20%である。この理由として、実験で使用した実機のモータは、低電圧の電源および大電流での PM モータ駆動を想定しており、電気学会 D モデルのモータに対して、インダクタンスと巻線抵抗が小さいことが挙げられる（インダクタンス：20%程度、巻線抵抗：20%程度）。実験で使用したモータが、「大電流低電圧形のモータ」といえるのに対して、電気学会 D モデルのモータが「小電流高電圧形のモータ」といえることは、表 6-3 のモータ定数の比較からも分かる。なお、表中の最大トルク/電流制御時に必要な電流およびモータの端子電圧は dq 軸等価回路モデルの電圧方程式を用いて計算した値である。

表 6-3 異なる種類のモータ定数の比較
(左：実機のモータ，右：電気学会 D モデルのモータ)

Motor parameter		Experimental IPM motor	D model base IPM motor
Pole number	-	4	4
Flux of field	Φ_a	0.084 Wb (76%)	0.11 Wb
Armature resistance	R_a	0.091 Ω (21%)	0.44 Ω
d -axis inductance	L_d	1.3 mH (11%)	12 mH
q -axis inductance	L_q	3.4 mH (17%)	20 mH
Phase current	i_u	11.9 A (103%)	12.2 A
Terminal voltage	V_a	43 V (32%)	133.5 V
Copper loss	P_c	39 W (20%)	198 W

※相電流 i_u 、端子電圧 V_a 、銅損 P_c は、MTPAC 時、3.82 N m における値で dq 軸等価回路モデルの電圧方程式から計算した。

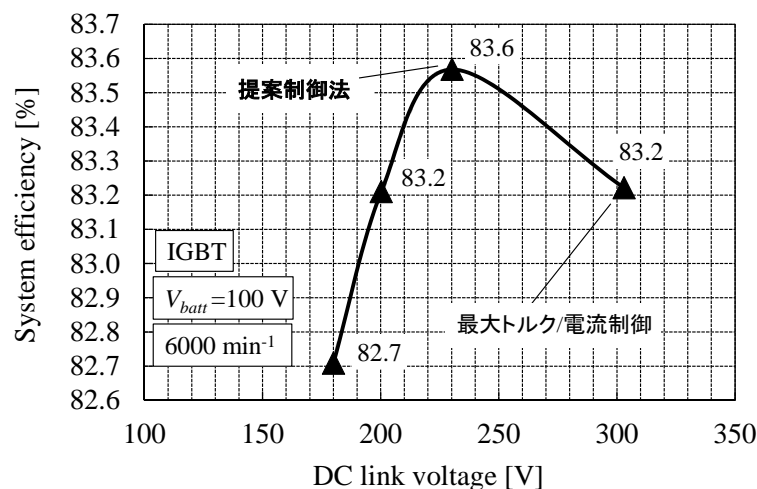


図 6-17 提案制御法を用いた場合のシステム効率のシミュレーション結果
(第 5 章のシミュレーション結果：図 5-15, 6000 min⁻¹)

最後に、第 5 章のシミュレーションで用いた電気学会 D モデルのモータについて、提案制御法を用いた場合のシステム効率のシミュレーション結果を図 6-17 に示す。図 6-17 は、第 5 章の図 5-14 のシステム効率のシミュレーション結果の拡大図である。図 6-17 の結果より、提案制御法によって、第 2 章で述べた提案制御法の狙いどおり、システムの最大効率点で PM モータを駆動できていることが分かる。したがって、この「小電流高電圧形のモータ」についても、提案制御法が有効であったことを改めて確認できた。なお、シミュレーション結果は、バッテリー電圧 100 V、回転数 6000 min⁻¹ に設定し、電子デバイスには IGBT を使用した場合の結果である（第 5 章参照）。

以上、第 5 章のシミュレーション結果と第 6 章の実験結果を用いた検討により、異なる種類のモータ「小電流高電圧形のモータ」、「大電流低電圧形のモータ」に提案制御法を適用した場合においても提案制御法が有効であることを示した。

6.5 結言

本章では、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整する制御法（提案制御法）を実機の PM モータに適用し、その有効性について検討した。

実験による検討の結果、提案制御法の適用によって、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御を併用することで、システムの最大効率点が現れ、システムの最大効率点で PM モータを駆動できることを明らかにした。また、異なる種類のモータ「小電流高電圧形のモータ」、「大電流低電圧形のモータ」に提案制御法を適用した場合においても提案制御法が有効であることを示した。

第7章 弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整する制御法の実機への適用（電子デバイスとして SiC-MOSFET を使用）

7.1 緒言

本章では、定出力領域における PM モータ駆動システムの高効率化のため、次世代電子デバイスである SiC-MOSFET の適用効果について検討する。ここで、次世代電子デバイスと期待されている SiC-MOSFET の現状について述べる。SiC（シリコンカーバイド）の電子デバイスは現状の Si（シリコン）の電子デバイスに比べ、2～3 倍の電流密度の動作、200℃以上の高温動作が可能であり（通常の Si の IGBT ではジャンクション温度は 150℃）、パワーエレクトロニクスシステムのさらなる高出力密度化を可能にする次世代の電子デバイスとして期待されている⁽¹⁷⁾。さらに、スイッチング損失は従来の Si-IGBT の場合に比べて 1/2～1/10 程度に低減可能となり、動作周波数の高周波化も容易となるため、昇降圧コンバータなどに使われているような体格の大きな受動部品（リアクトルやコンデンサ）を 1/2 程度に小形化できる効果も期待できる⁽¹⁷⁾。

このように、次世代の電子デバイスとして注目されている SiC 電子デバイスは最近、国内、海外で実用化され始めている状況にある。そこで、著者らの研究においても将来、自動車用として適用される可能性の高い SiC-MOSFET を積極的に適用することで、定出力領域のシステム効率がどの程度向上できるのかを定量的に評価することにする。

はじめに、従来の IGBT と SiC-MOSFET の特性の比較を行い、SiC-MOSFET の性能について評価する。次に、SiC-MOSFET を IGBT の代わりに実装した場合における、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整する制御法（提案制御法）の有効性の検証を行う。さらに、SiC-MOSFET を実装し、提案制御法を適用した場合の実験結果と第 6 章の IGBT で行った実験結果を比較することによって、SiC-MOSFET の適用による定出力領域のシステム効率の改善効果を評価する。最後に、電流可逆チョップパ効率のシミュレーション結果と実験結果を比較することで、今回構築したシミュレーションモデルの妥当性を確認する。

7.2 IGBT と SiC-MOSFET の電子デバイス特性比較

本節では、実験に使用した IGBT と SiC-MOSFET の特性比較を行う。今回、検討する電子デバイスを表 7-1 に示す。表 7-1 から分かるように、比較する電子デバイスの定格電圧、定格電流、パッケージタイプ（TO-247）はほぼ同じとなっている。電子デバイスの特性として、導通損失に関するオン電圧特性、スイッチング損失に関するターンオン損失特性、ターンオフ損失特性を比較する。図 7-1、図 7-2 の特性は各電子デバイスのデータシートを引用した値である⁽⁶⁵⁾⁽⁶⁶⁾。



図 7-1 に IGBT と SiC-MOSFET のオン電圧特性の比較を示す。図より、電流 20 A 以下では SiC-MOSFET の方がオン電圧は低く、導通損失が小さくなることが分かる。ただし、電流 20 A 以上では、IGBT の方がオン電圧は低く、導通損失が小さくなる。一方、環流ダイオ

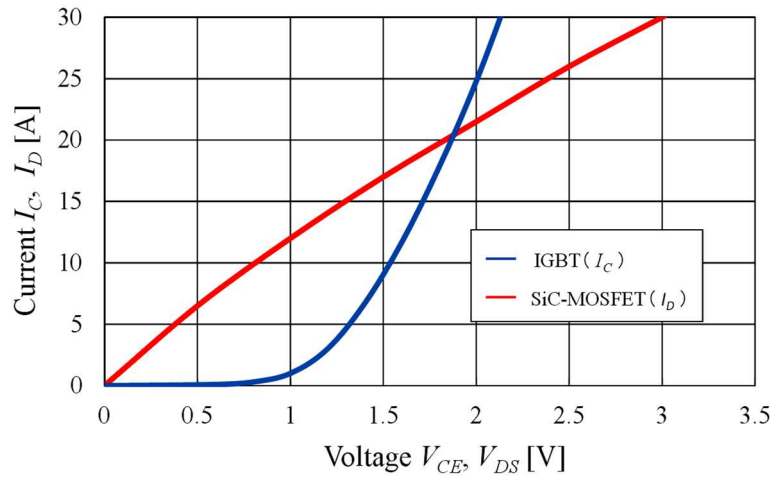
ードの特性について見ると、SiC-MOSFETの環流ダイオードの方が順方向電圧が低く、導通損失が小さくなることを確認できる。このため、電流 20 A 以下で使用する場合は、SiC-MOSFETの方が、IGBTに比べて導通損失を低減できる。導通損失は、第5章で述べたとおり、通電電流×オン電圧×オンデューティの式によって計算できるため、オン電圧の特性の差がそのまま、導通損失の差として現れる。

次に、図7-2にIGBTとSiC-MOSFETのスイッチング損失特性の比較を示す（ターンオン損失、ターンオフ損失）。図より、SiC-MOSFETの方がIGBTに比べて、ターンオン損失、ターンオフ損失、共に小さいことを確認できる。したがって、SiC-MOSFETの方が、IGBTに比べてスイッチング損失を低減できる。

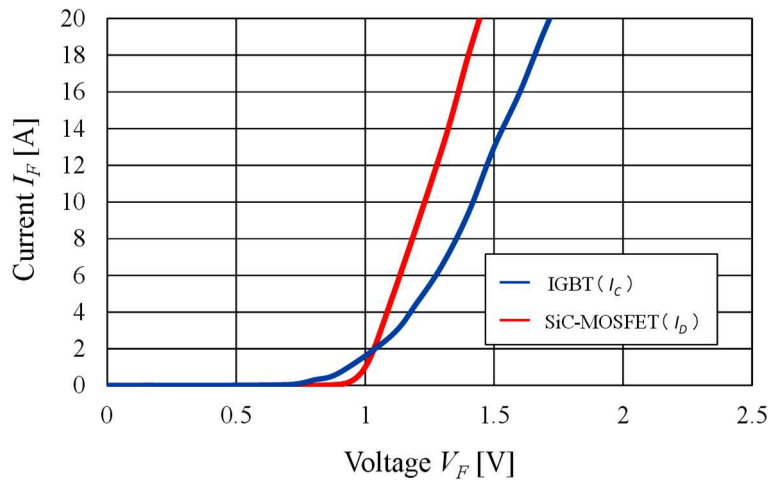
以上のように、電子デバイスの特性で比較した場合、SiC-MOSFETの方がIGBTに比べて、導通損失、スイッチング損失、共に小さいため、SiC-MOSFETによって、システム効率を改善できることが推測できる。実際のシステム効率改善の適用効果は、次節以降の実験によって明らかにしていく。

表 7-1 IGBT と SiC-MOSFET の比較⁽⁶⁵⁾⁽⁶⁶⁾

	IGBT	SiC-MOSFET
Rated voltage	1200 V	1200 V
Rated current	25 A, $T_c = 100^\circ\text{C}$	28 A, $T_c = 100^\circ\text{C}$
Gate resistance	10 Ω	0 Ω
Gate voltage	+15 V / - 15 V	+18 V / 0 V
DC link voltage	600 V	600 V
type	FGA25N120ANTD FAIRCHILD	SCH2080KE ROHM
Appearance		

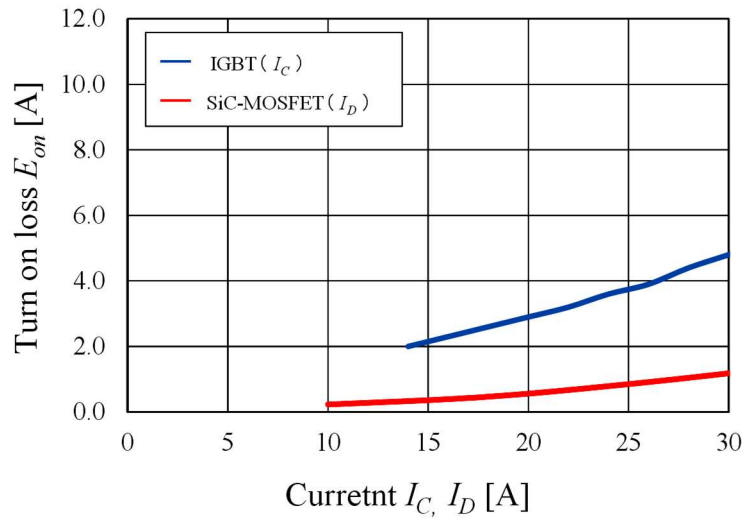


(a) オン電圧特性

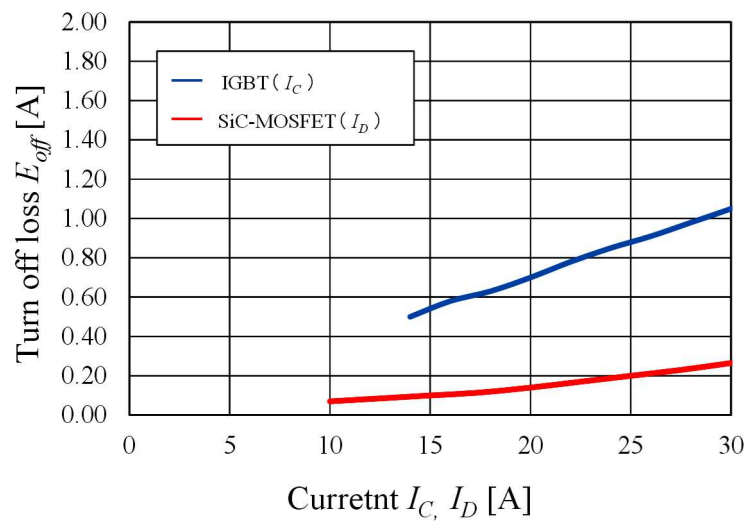


(b) 順方向電圧特性

図 7-1 IGBT と SiC-MOSFET のオン電圧特性の比較 @25°C⁽⁶⁵⁾⁽⁶⁶⁾



(a) ターンオン損失特性



(b) ターンオフ損失特性

図 7-2 IGBT と SiC-MOSFET のスイッチング損失特性の比較 @25°C⁽⁶⁵⁾⁽⁶⁶⁾

7.3 SiC-MOSFET の適用によるインバータ効率改善

本節では、システムを構成するインバータについて、IGBT を実装した場合、SiC-MOSFET を実装した場合でインバータ効率を測定し、SiC-MOSFET の適用によるインバータ効率の改善効果を評価する。

図 7-3 にインバータの効率測定回路を示す（SiC-MOSFET を実装した場合の回路図）。図のように、誘導機を接続し、一定速度、一定負荷の定常状態でインバータの効率を測定する。

表 7-2 に実験条件を示す。SiC-MOSFET は IGBT に比べて高周波駆動が可能な電子デバイスである。また、スイッチング周波数を高周波にすると電流可逆チョップのリアクトルを小形化できるメリットもある。そこで、パラメータとしてスイッチング周波数を表のように変化させることで、実験によりスイッチング損失周波数特性を評価している。

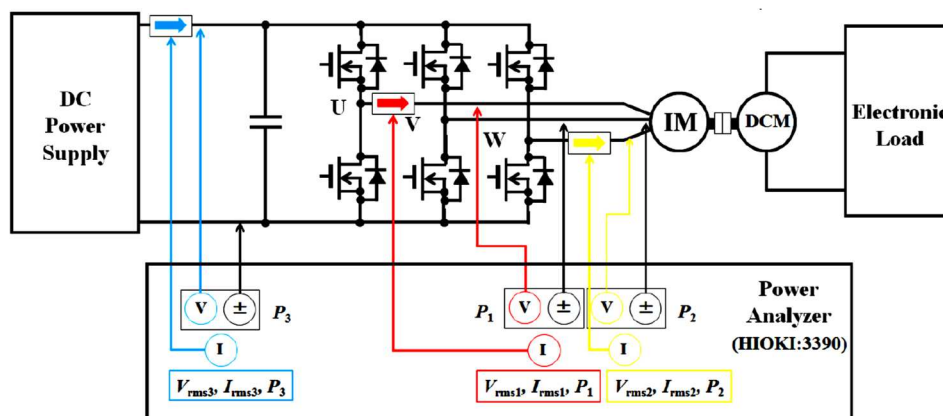


図 7-3 インバータの効率測定回路

表 7-2 実験条件

	IGBT	SiC-MOSFET
Gate voltage	+15 V / - 15 V	+18 V / - 5 V
Line to line voltage of induction machine	200 V _{rms}	
Phase current of induction machine	3.4 A _{rms}	
Output power	750 W	
Switching frequency	4 kHz, 6 kHz, 8 kHz, 10 kHz, 12 kHz, 20 kHz (SiC-MOSFET), 25 kHz (SiC-MOSFET)	

図 7-4 に、IGBT をインバータに実装した場合と SiC-MOSFET をインバータに実装した場合のインバータ効率の比較を示す。結果より、SiC-MOSFET の方が、IGBT に比べてインバータ効率を 2~3% 改善できたことが分かる（スイッチング周波数 4 kHz~8 kHz 時）。また、スイッチング周波数を増加させるほど、IGBT と SiC-MOSFET のスイッチング損失の差が顕著に現れる結果となり、スイッチング周波数 25 kHz においては、SiC-MOSFET のインバータ効率が IGBT のインバータ効率に比べて、8% ほど高くなることが予測される。なお、IGBT は本来、パワー MOSFET のような高周波デバイスではなく、今回のスイッチング周波数 20 kHz の実験では破壊したため、スイッチング周波数 20 kHz 以上での実験データは取得できなかった。スイッチング周波数の増加に応じて、インバータ効率が直線的に低下することから、スイッチング損失がスイッチング周波数に比例して増加していることを確認できた。

以上より、SiC-MOSFET の適用によってインバータ効率を 2~3% 改善できることを確認できた（スイッチング周波数 4 kHz~8 kHz 時）。また、スイッチング周波数を増加させるほど IGBT と SiC-MOSFET のインバータ効率の差は顕著に現れる結果となった。したがって、より高周波スイッチングを使用する用途では、より SiC-MOSFET の適用による効率改善効果が高くなることを確認できた。これらの結果より、SiC-MOSFET を適用すればインバータ効率を改善できることを実験により明らかにした。

7.4 提案制御法を適用したシステムにおける実験結果および考察

本節では、IGBT の代わりに SiC-MOSFET を実装した場合について、提案制御法の有効性を検証するための実験を行う。

実験回路は第 6 章の実験システム（図 6-1）と同じであり、電流可逆チョップとインバータの回路に実装されていた IGBT の代わりに SiC-MOSFET が実装されている点のみが異なる。

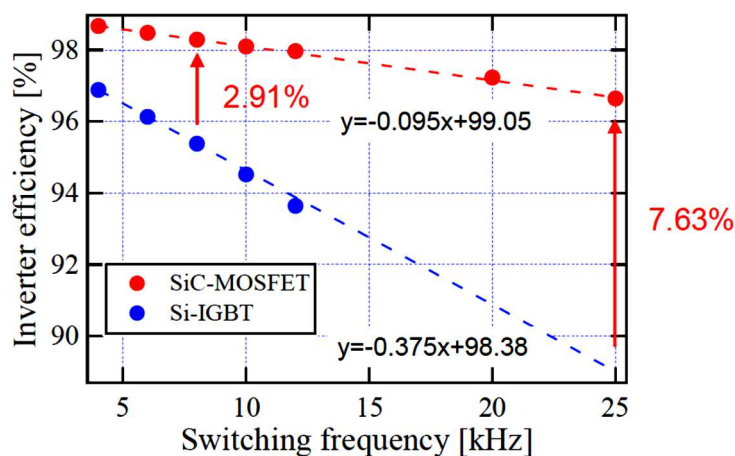


図 7-4 IGBT を実装した場合と SiC-MOSFET を実装した場合のインバータ効率の比較

実験条件は、図 6-5 で示した回転数、トルクであり、第 6 章と同じ IPM モータを使用して実験を行う。

具体的には、定格出力約 600 W、定格回転数 1500 min⁻¹、最高回転数 3000 min⁻¹となる IPM モータの運転領域を想定し、定出力領域である 2000 min⁻¹と 2500 min⁻¹において提案制御法の実験を実施した。また、提案制御法の有効性の確認のために、*d* 軸電流指令をパラメータとし、実際にシステム全体の効率を測定することで、システムの最大効率点で PM モータを駆動できるか否かを検討した。なお、実験システムの回路定数と制御定数は、表 6-1 と同じ値を使用した。

表 7-3 に実験条件を示す。実験では、2000 min⁻¹と 2500 min⁻¹の各回転数においてモータ出力がほぼ 600 W となるように電子負荷装置で調整し、*d* 軸電流指令を変更した。これによって、直流リンク電圧が変化し、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整できる。このように、一定速度、一定トルクとなる定常状態において提案制御法を用いた場合のシステム効率を評価した。

図 7-5 から図 7-12 までに、今回の、一定速度、一定トルクとなる各実験条件の実験波形をすべて示す。図 7-5 から図 7-12 の波形から分かるとおり、2000 min⁻¹と 2500 min⁻¹の各回転数において *d* 軸電流を変化させることで、直流リンク電圧が変化していることを確認できる。これは、先に述べたとおり、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量が変化したことを意味する。

以下、実験結果について説明する。第 5 章のシミュレーション結果と同様、直流リンク電圧をパラメータとして、システム入力電力、システム損失、システム効率の結果を示す。

表 7-3 SiC-MOSFET を使用した場合の実験条件

No.	Rotational speed	<i>d</i> -axis current reference i_d^*
S-1	2000 min ⁻¹	0 A
S-2		- 5.7 A (MTPAC)
S-3		- 8.0 A
S-4		- 12.0 A
S-5	2500 min ⁻¹	- 3.8 A (MTPAC)
S-6		- 6.0 A
S-7		- 8.0 A
S-8		- 10.0 A

※MTPAC：最大トルク/電流制御

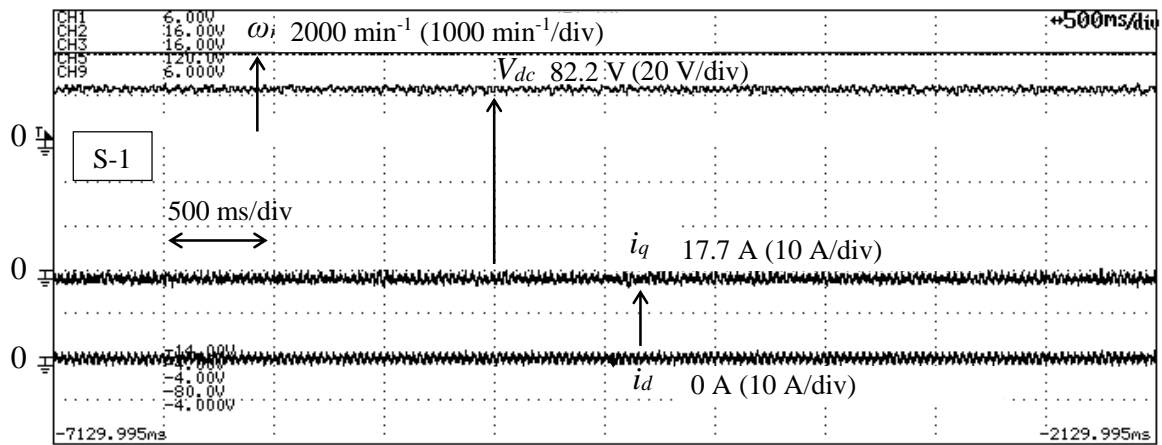


図 7-5 回転数 2000 min^{-1} , d 軸電流指令 0 A に設定した場合のシステム各部の波形

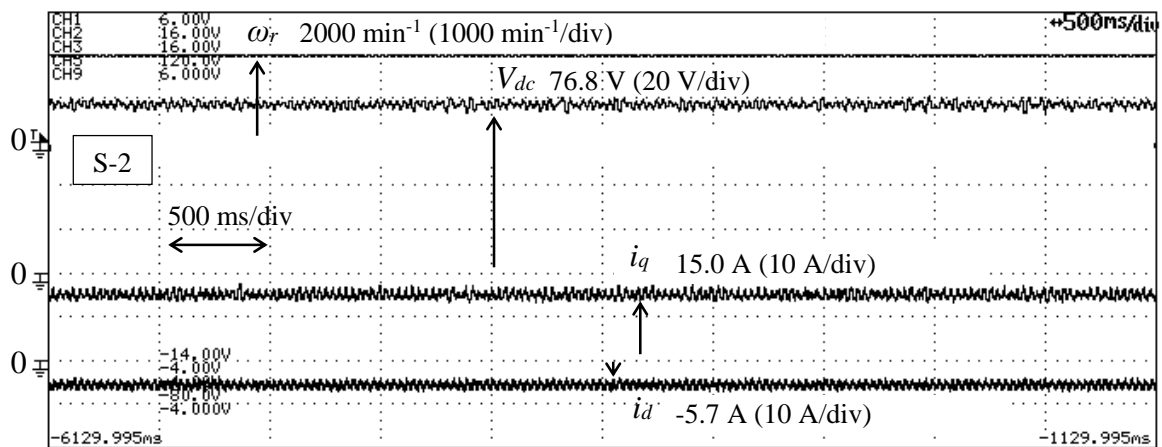


図 7-6 回転数 2000 min^{-1} , d 軸電流指令 -5.7 A に設定した場合のシステム各部の波形

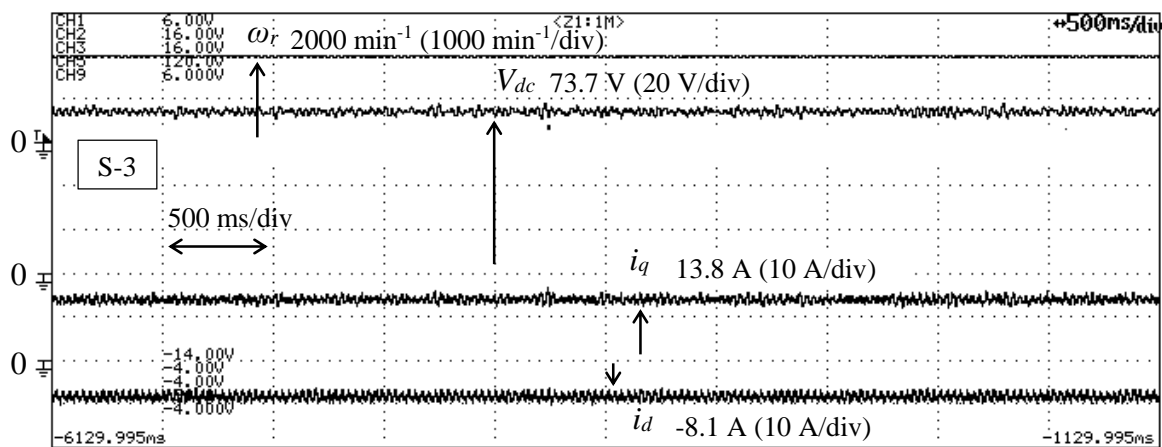


図 7-7 回転数 2000 min^{-1} , d 軸電流指令 -8.0 A に設定した場合のシステム各部の波形

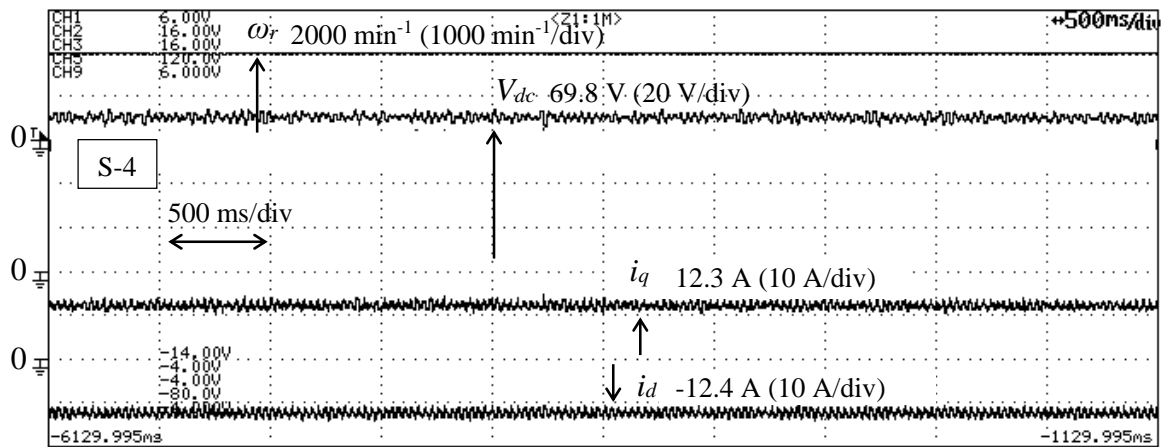


図 7-8 回転数 2000 min^{-1} , d 軸電流指令 -12.0 A に設定した場合のシステム各部の波形

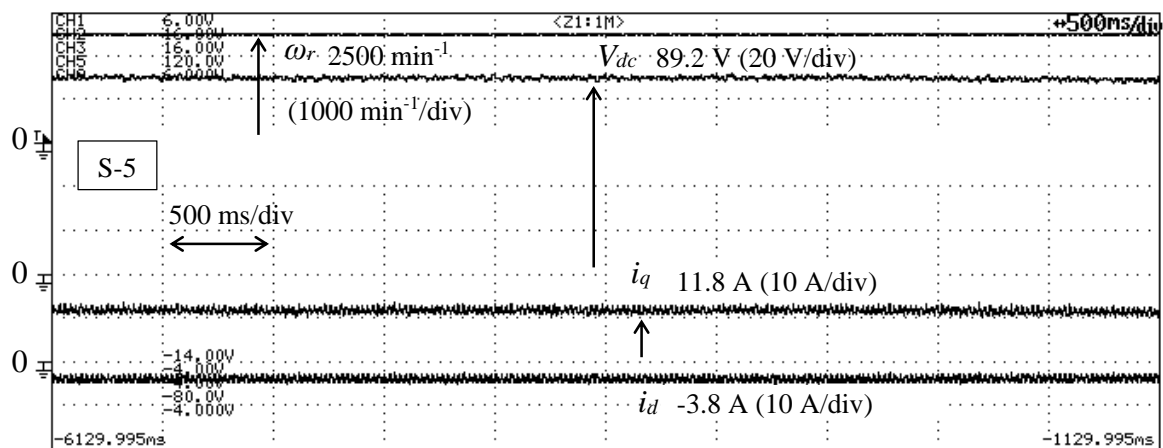


図 7-9 回転数 2500 min^{-1} , d 軸電流指令 -3.8 A に設定した場合のシステム各部の波形

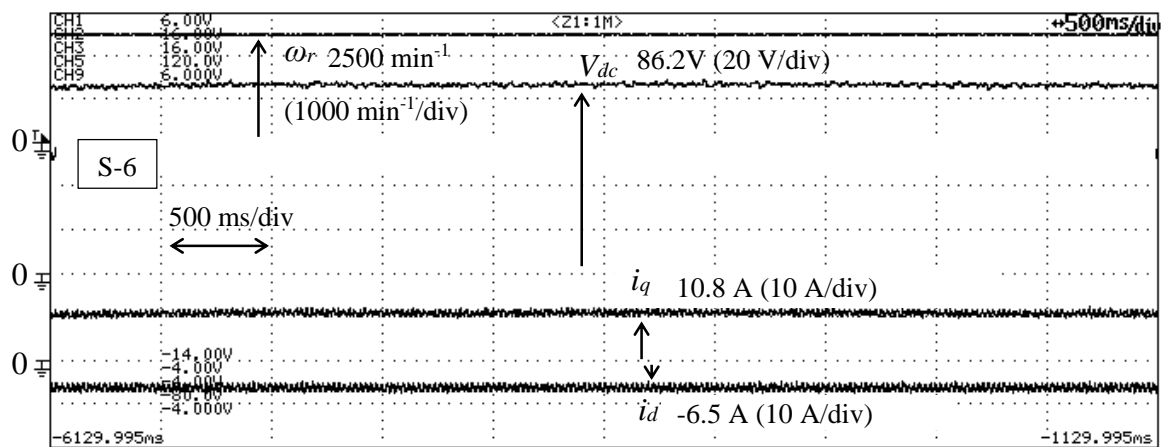


図 7-10 回転数 2500 min^{-1} , d 軸電流指令 -6.0 A に設定した場合のシステム各部の波形

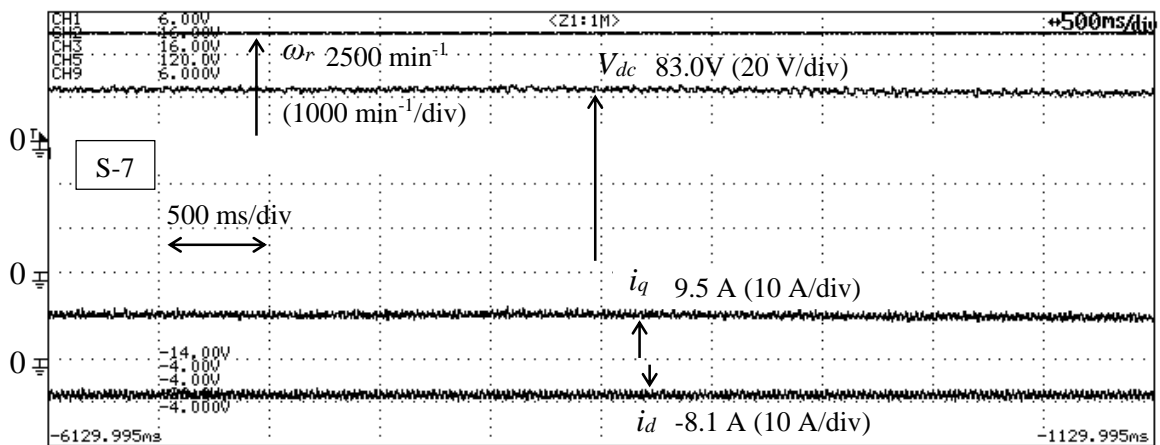


図 7-11 回転数 2500 min^{-1} , d 軸電流指令 -8.0 A に設定した場合のシステム各部の波形

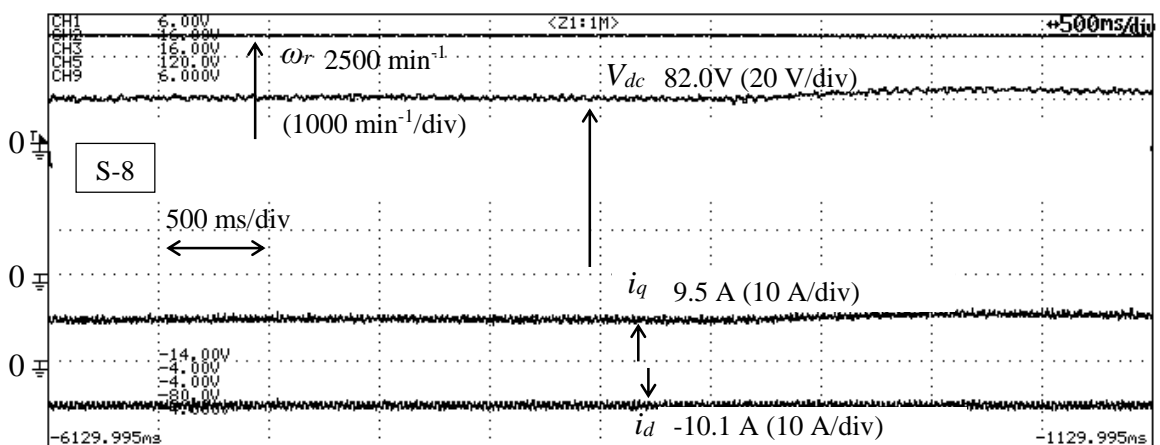


図 7-12 回転数 2500 min^{-1} , d 軸電流指令 -10.0 A に設定した場合のシステム各部の波形

図 7-13 に回転数 2000 min^{-1} , 2500 min^{-1} におけるシステム入力電力のグラフを示す。(a)の 2000 min^{-1} の場合は最大トルク/電流制御の動作点, (b)の 2500 min^{-1} の場合は提案制御法の動作点で IPM モータを駆動する運転が最もシステム入力電力が小さくなった。今回の実験ではモータ出力を一定にしているため、モータの入力電力が最小になることは、システム損失が最小になることを意味する。

次に、提案制御法の有効性について、図 7-14 と図 7-15 のシステム損失とシステム効率の結果を用いて説明する。図 7-14 に回転数 2000 min^{-1} , 2500 min^{-1} におけるシステム損失のグラフを示す。(a)の 2000 min^{-1} の場合は最大トルク/電流制御の動作点 (提案制御法の動作点) で、(b)の 2500 min^{-1} の場合は提案制御法の動作点で IPM モータを駆動する運転が最もシ

テム損失が小さくなった。この理由として、最大トルク/電流制御はモータの銅損を最小にする制御であり、(a)の 2000 min^{-1} の回転数では鉄損よりも銅損が支配的であったためと推察する。一方で、 2500 min^{-1} の回転数では鉄損が増加し、システムの最大効率点が、最大トルク/電流制御の動作点と僅かに乖離したことが考えられる。なお、システム損失の傾向は、第1章で述べた提案制御法の狙い（図 1-34）と全く同じ傾向を示すことを確認できた。

図 7-15(a)に回転数 2000 min^{-1} 、(b)に 2500 min^{-1} におけるシステム効率のグラフを示す。図から確認できるように、回転数 2000 min^{-1} 、 2500 min^{-1} 共に、提案制御法を用いることによって、システム効率の最大点が現れており、システムの最大効率点で PM モータを駆動する提案制御法が有効である結果が示されている。また、より PM モータの回転数が増加するほど、最大トルク/電流制御の動作点とシステムの最大効率点が乖離していくため、提案制御法の有効性が顕著になったことが推察できる。

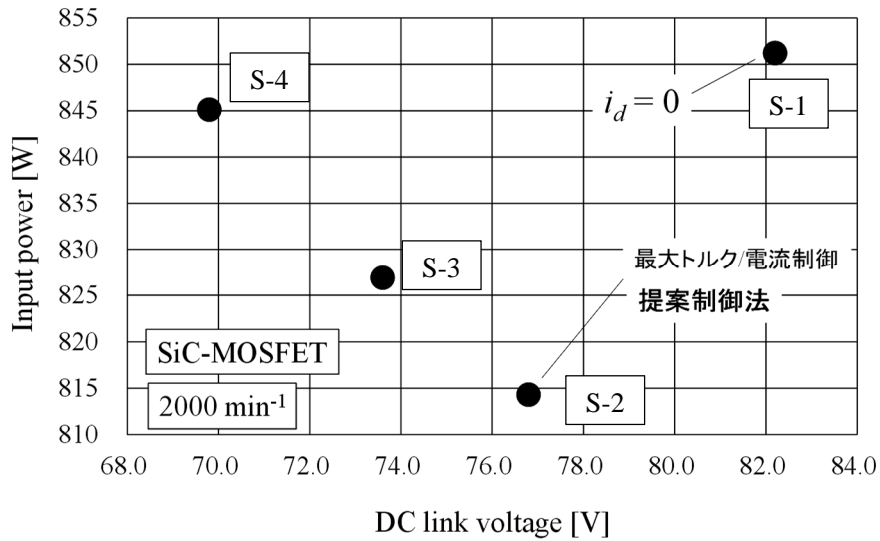
以上の実験による検討により、IGBT の代わりに SiC-MOSFET を電流可逆チョップとインバータの回路に実装し、実機のモータに提案制御法を適用した場合、シミュレーション同様にシステムの最大効率点で PM モータを駆動できることを明らかにした。

7.5 定出力領域の効率改善効果の評価

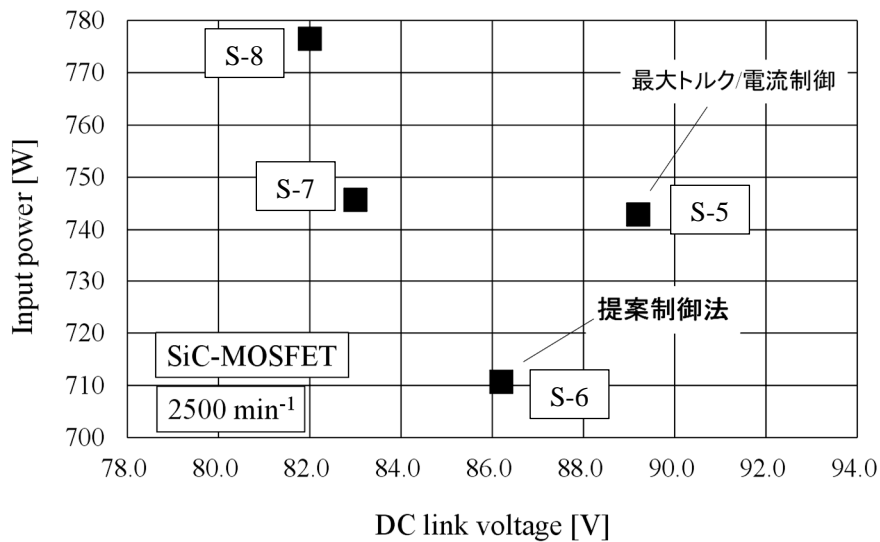
本節では、電流可逆チョップ付 PWM インバータに IGBT を実装し提案制御法を適用した第6章の実験結果と、IGBT の代わりに SiC-MOSFET を実装し提案制御法を適用した場合の実験結果の比較を行う。

図 7-16、図 7-17 に IGBT を実装したシステムと SiC-MOSFET を実装したシステムにそれぞれ定出力領域で提案制御法を適用した場合のシステム効率の比較結果を示す。ここで、図 7-16 が回転数 2000 min^{-1} の場合、図 7-17 が回転数 2500 min^{-1} の場合である。結果より、IGBT を適用した場合も SiC-MOSFET を適用した場合も同じように、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御を併用することでシステム効率の最大点が現れる傾向があることが分かる。また、SiC-MOSFET を適用することによって、IGBT を適用したシステムに対して、システム効率を 2~3%向上できていることが確認できた。

次に、提案制御法の適用による定出力領域のシステム効率の改善効果と SiC-MOSFET の適用による定出力領域のシステム効率改善効果を分けて考える。図 7-16 の回転数 2000 min^{-1} の実験結果より、提案制御法によってシステム効率を 3%程度向上し、さらに、前述のとおり SiC-MOSFET の適用によってシステム効率を 2~3%向上できた。両手法を組み合わせた場合、5%程度のシステム効率の向上ができる。なお、提案制御法の適用効果は、直流リンク電圧制御を単独で用いた S-1 のシステム効率 64%と弱め磁束制御と直流リンク電圧制御を併用する S-2 のシステム効率 67%（システム最大効率）から計算した値である。今回の実験条件では弱め磁束制御を単独で用いて PM モータを駆動する運転はできなかった。ただし、図中で弱め磁束制御の併用量が多い動作点は S-4 のシステム効率 65%であり、これに対しても S-2 の動作点はシステム効率を 2%程度向上できたことを確認できた。

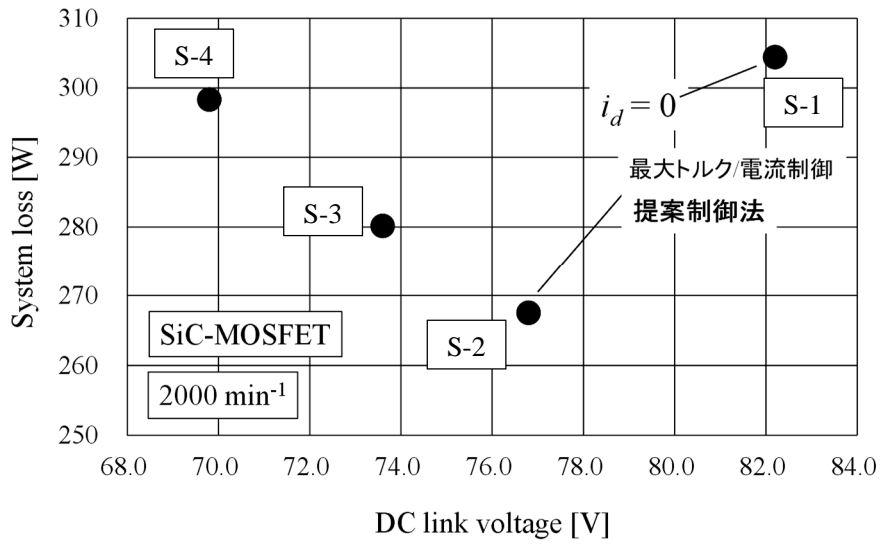


(a) 回転数 2000 min⁻¹ の場合のシステム入力電力 (SiC-MOSFET を使用)

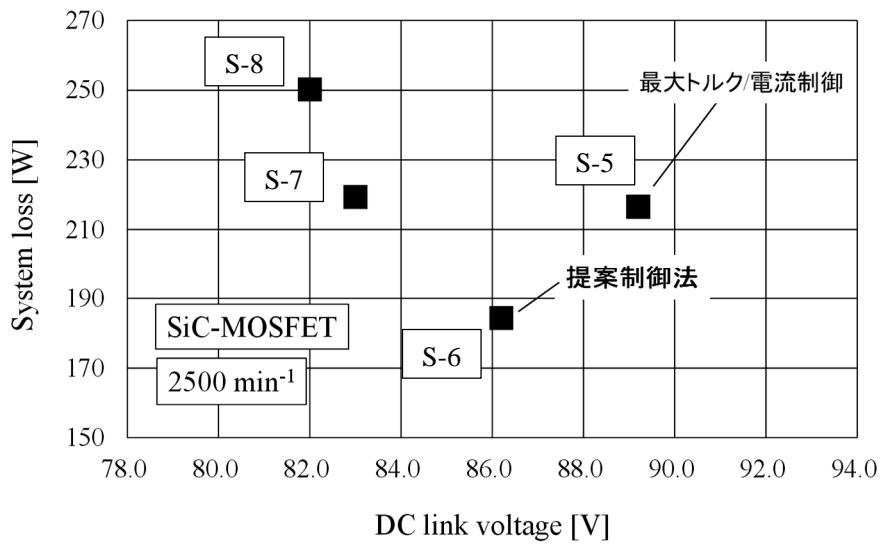


(b) 回転数 2500 min⁻¹ の場合のシステム入力電力 (SiC-MOSFET を使用)

図 7-13 回転数 2000 min⁻¹, 2500 min⁻¹ におけるシステム入力電力のグラフ

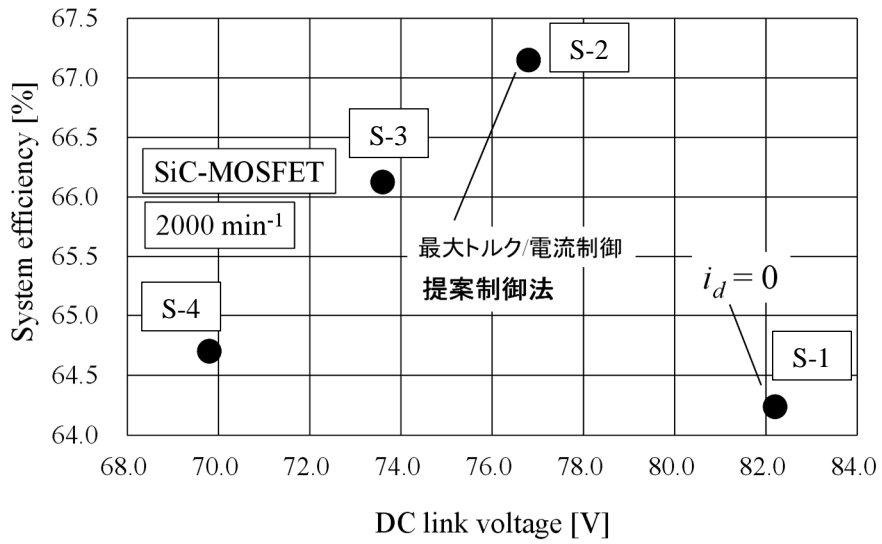


(a) 回転数 2000 min⁻¹ の場合のシステム損失 (SiC-MOSFET を使用)

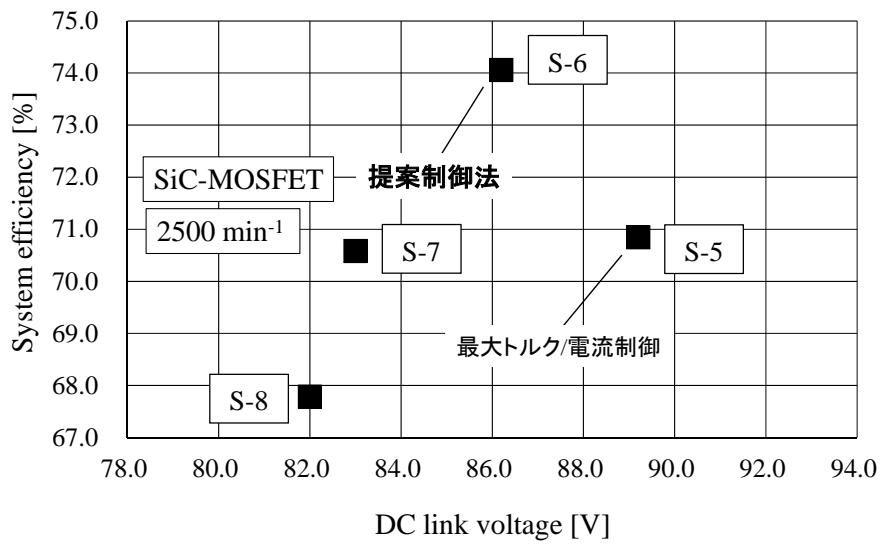


(b) 回転数 2500 min⁻¹ の場合のシステム損失 (SiC-MOSFET を使用)

図 7-14 回転数 2000 min⁻¹, 2500 min⁻¹ におけるシステム損失のグラフ



(a) 回転数 2000 min⁻¹ の場合のシステム効率 (SiC-MOSFET を使用)



(b) 回転数 2500 min⁻¹ の場合のシステム効率 (SiC-MOSFET を使用)

図 7-15 回転数 2000 min⁻¹, 2500 min⁻¹ におけるシステム効率のグラフ

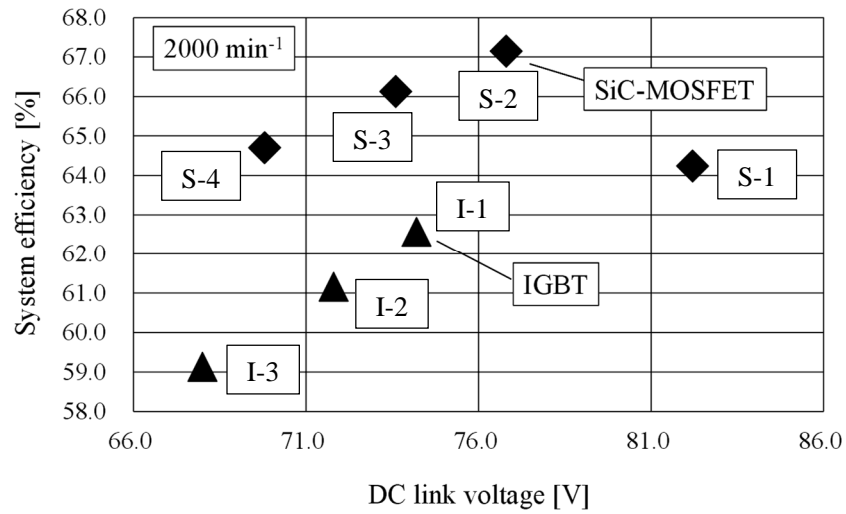


図 7-16 IGBT を適用したシステムと SiC-MOSFET を適用したシステムのシステム効率の比較 (2000 min⁻¹)

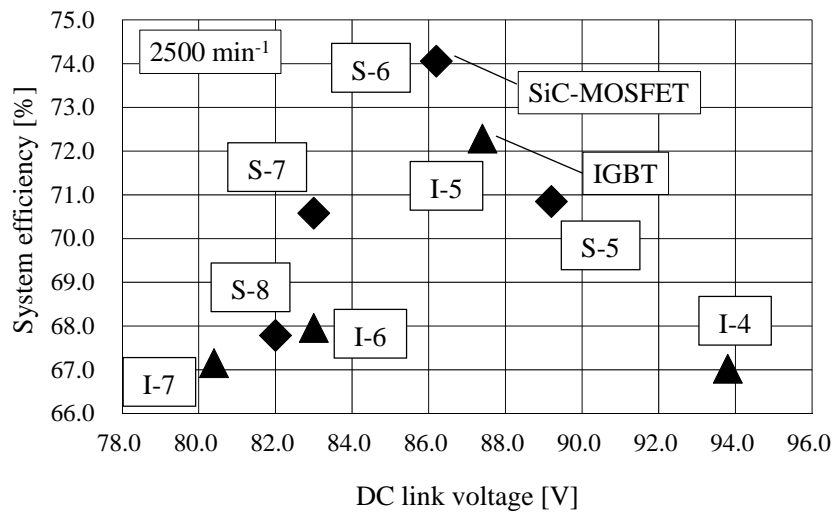


図 7-17 IGBT を適用したシステムと SiC-MOSFET を適用したシステムのシステム効率の比較 (2500 min⁻¹)

したがって、「提案制御法の適用」と「SiC-MOSFET の適用」は、どちらも定出力領域での PM モータ駆動システムのシステム効率を向上するための手段として、有効であることを明らかにした。

7.6 構築したシミュレーションモデルの妥当性についての考察

最後に、第4章で構築したシミュレーションモデルの妥当性と第5章のシミュレーション結果の妥当性について検討する。具体的には、第5章で述べたシミュレーション結果と本節の実験結果を比較することで、構築したシミュレーションモデルの妥当性と第5章のシミュレーション結果の妥当性を示す。

第5章で述べた図5-7のシステム効率のシミュレーション結果(9600 min⁻¹)を用いて、電流可逆チョップ効率に着目し、直流リンク電圧に対する電流可逆チョップ効率の特性について検討する。

図7-18に実機のリアクトルを使用した場合の電流可逆チョップ効率の実験結果を示す。実験時の回路構成は第5章の電流可逆チョップ部の回路構成(図5-1)と同じである。実験では、入力電圧をシミュレーションと同じ100Vに設定し、出力電力を図5-7のシミュレーションで確認した電流可逆チョップの出力電力とほぼ等しい1kWに設定した。そして、直流リンク電圧をパラメータとして、電流可逆チョップ効率を測定した。図7-18の実験結果より、定出力時において電流可逆チョップ効率は、図5-7のシミュレーション結果同様、直流リンク電圧を高くするほど低下し、ほぼ同様な傾向となった。また、電流可逆チョップ効率の値についても、A-1とA-1', A-2とA-2', A-3とA-3'を比較した場合、ほぼ等しくなっていることを確認できた。

図7-19に電流可逆チョップ効率のシミュレーション結果と実験結果の比較を示す。この結果より、シミュレーション結果と実験結果はほぼ一致しており、第4章で構築したシミュ

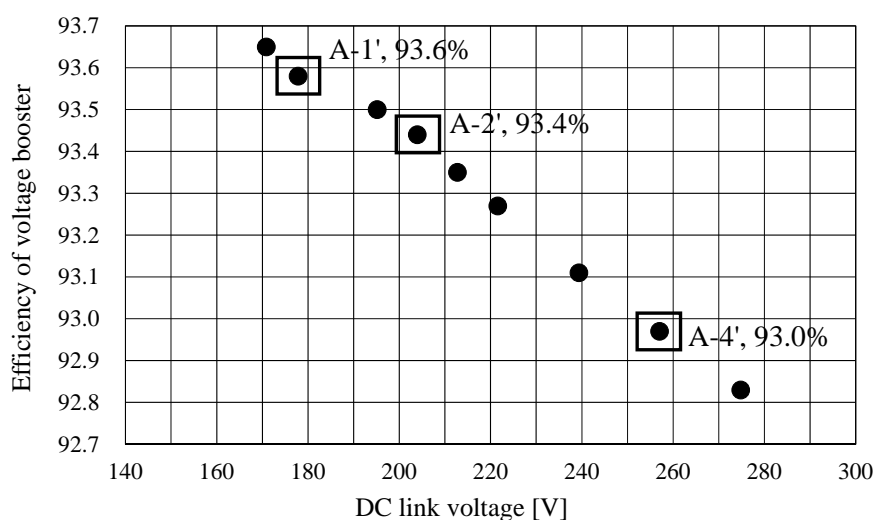


図7-18 電流可逆チョップの効率の実験結果

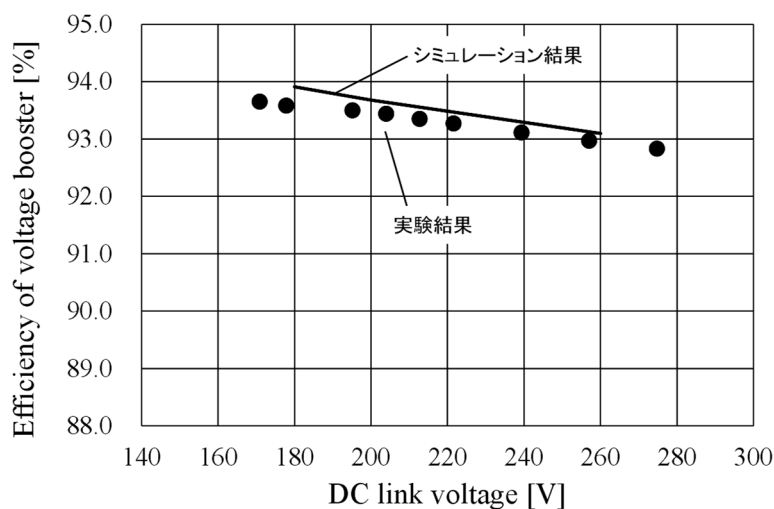


図 7-19 電流可逆チョップ効率のシミュレーション結果と実験結果の比較

レーションモデルおよびこれを用いて実施した第 5 章のシミュレーション結果が妥当であると言える。

以上より、第 4 章で構築したシミュレーションモデルを用いるシミュレーションでは、実際の実験結果とほぼ同様にシステム効率を検討できるため、今回検討したシステム以外の用途でも活用できる有効なシミュレーションツールと言える。

7.7 結言

本章では、はじめに、従来の IGBT と次世代電子デバイスである SiC-MOSFET の特性の比較を行い、SiC-MOSFET の性能について述べた。次に、電流可逆チョップ付 PWM インバータの回路に IGBT の代わりに SiC-MOSFET を実装した場合の提案制御法の有効性の検証を行った。さらに、電流可逆チョップ付 PWM インバータに IGBT を実装し提案制御法を適用した第 6 章の実験結果と、IGBT の代わりに SiC-MOSFET を実装し提案制御法を適用した場合の実験結果の比較を行った。最後に、電流可逆チョップ効率について、シミュレーション結果と実験結果を比較することで、今回構築したシミュレーションモデルの妥当性を検証した。

以上により、本章では、以下のことを明らかにした。

- (1) 今回使用した SiC-MOSFET は IGBT に比べて、オン電圧が低く、ターンオン損失、ターンオフ損失も共に低い。このため、IGBT に比べて、導通損失、スイッチング損失、どちらも低減できるため、IGBT に比べて高い性能を持つ優れた電子デバイスと言える。特に、スイッチング周波数が高くなるほど両者の性能の差が顕著になる。
- (2) 提案制御法の適用によって定出力領域のシステム効率を 3%程度向上できた。さらに、

SiC-MOSFET の適用によってシステム効率を 2~3%向上できた。両手法を組み合わせた場合、定出力領域において 5%程度のシステム効率の向上ができた。したがって、定出力領域のシステム効率の改善手法として、「提案制御法の適用」と「SiC-MOSFET の適用」は、どちらも有効な手法である。

- (3) 構築したシミュレーションモデルを用いるシミュレーションでは、実際の実験結果とほぼ同様にシステム効率を検討できるため、今回検討したシステム以外の用途でも活用できる有効なシミュレーションツールと言える。

第8章 結論

本論文は、「PM モータ駆動システムの定出力領域における高効率化」の課題に対し、制御の視点から、「弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整する制御法（提案制御法）」、電子デバイスの視点から、標準的な IGBT から近年実用化が始まった「SiC-MOSFET」への置き換えの二つの手法について検討し、両手法のシステム効率改善効果に関する研究成果をまとめたものである。

はじめに、定出力領域のシステム効率を向上するための制御法として、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整する制御法を提案した（第2章）。この制御法は、電力変換器の効率および PM モータの効率を考慮し、システム全体の効率を最大にする d 軸電流指令値（直流リンク電圧）を選択して、PM モータを駆動する制御法である。

次に、PM モータシステムの解析モデルを、PM モータの部分と電力変換器の部分に分割して検討し、PM モータ部分の解析モデルについては、PM モータの dq 軸等価回路モデルおよび埋込磁石同期モータ（IPM モータ）のための各制御式を、電力変換器の解析モデルについては、インバータの空間ベクトル変調と電流可逆チョップの三角波比較変調の式、直流リンク電圧制御の式を導出した（第3章）。

さらに、システム各部損失を計算する方法、計算した損失を PM モータシステムの解析モデルに反映する方法を検討し、システム効率を検討できるシミュレーションモデルを構築した（第4章）。このシミュレーションモデルにおいて、電力変換器の損失計算については、使用する電子デバイスのデータシートの特性を基に、スイッチング周波数、スイッチング時の電圧、スイッチング時の電流をパラメータとして詳細に模擬し、使用する電子デバイスの特性の違いや電力変換器の制御の影響まで考慮できるようにした。また、PM モータの損失計算については、特に鉄損に関して、PM モータの鎖交磁束と周波数を計算し、PM モータ駆動時の鎖交磁束の値から渦電流損失係数、ヒステリシス損失係数を決定することで、駆動条件に応じた鉄損を計算する方法を導入し、使用する電磁鋼板の違いによる鉄損の影響まで考慮できるようにした。求めた電力変換器の損失および PM モータの損失を、直流リンク電圧で除算して電流源の形に変換し、等価電流源として模擬する方法を提案した。これにより、システム各部損失の影響をシミュレーションに反映できるようになった。

上記のシミュレーションモデルを用いて、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整する制御法（提案制御法）についての検討を行った（第5章）。電気学会 D モデルをベースとしたモータについて、提案制御法の有効性をシミュレーションで検討した結果、提案制御法を用いることでシステムの最大効率点が現れること、この最大効率点での PM モータの駆動が可能であることを明らかにした。また、提案制御法を実機へ適用する方法として、 d 軸電流指令を構築したシミュレーションモデルを用いてテーブルデータとして用意しておく方法と、リアルタイムで d 軸電流指令を変化させバッテリーからの供給電力が最小となる動作点で PM モータを駆動する方法を示した。

これらの検討により、提案制御法を用いれば定出力領域のシステム効率の向上ができることを明らかにした。

シミュレーションによる提案制御法の検討によって得られた知見は以下のとおりである。

- (1) 定出力領域において、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御を適切に併用することでシステム全体の効率を最大にする動作点での PM モータの駆動が可能となる。
- (2) バッテリ電圧が高く、システム全体の最大効率点が PM モータの定格電圧を超える場合、直流リンク電圧の値は PM モータの定格電圧に相当する付近まで昇圧し、弱め磁束制御は定格電圧を超える範囲でのみ補助的に用いる運転が望ましい。
- (3) バッテリ電圧が低く、システム全体の最大効率点が PM モータの定格電圧範囲内にある場合、直流リンク電圧制御と弱め磁束制御の併用割合の調整を行うべきである。その際、システム全体の効率が最大となるように直流リンク電圧指令を決定し、PM モータを駆動する運転が望ましい。
- (4) 定出力領域における PM モータ駆動システムのさらなる高効率化のためには、システム全体の効率低下の要因となる電流可逆チョップの損失低減と PM モータの高電圧化が重要となる。なお、PM モータの高電圧化が必要なシステムとは、バッテリ電圧が高く、システム全体の最大効率点が PM モータの定格電圧を超えるシステムを指す。
- (5) 定出力領域の低速域と高速域では、PM モータ損失の銅損と鉄損の影響を大きく受けるため、システム全体の効率の特性が低速域と高速域で異なる場合がある。特に、定出力領域の低速域において、銅損と鉄損の割合が逆転する場合は、PM モータ損失を最小にする動作点が低速域に存在し、この動作点がシステム全体の最大効率点となる可能性が高い。

次に、弱め磁束制御と直流リンク電圧制御の併用量を調整する制御法（提案制御法）を実機の PM モータシステムに適用し、その有効性について実験で検討した（第 6 章）。検討の結果、PM モータシステムには提案制御法の適用によって、弱め磁束制御あるいは直流リンク電圧制御を単独で適用した場合よりも高い効率を示す最大効率点が存在し、この最大効率点で PM モータを駆動することが可能であることを明らかにした。また、シミュレーション結果（第 5 章）および実験結果（第 6 章）より、提案制御法は、最大トルク/電流制御の適用可能条件に関係なく、システムの最大効率点で PM モータを駆動できる方法であることが確認できた。特に、最大トルク/電流制御の動作点とシステムの最大効率点が乖離する場合において、提案制御法の有効性は顕著になる。さらに、提案制御法は「小電流高電圧形」のモータ、「大電流低電圧形」のモータ、どちらの種類のもータに対しても有効であることを示した。

最後に、システムで用いる電子デバイスについて、従来の IGBT と次世代電子デバイスである SiC-MOSFET の特性の比較を行い、SiC-MOSFET を IGBT の代わりに電流可逆チョップ付 PWM インバータの回路に実装した場合でも提案制御法が有効であることを確認した

(第7章)。さらに、SiC-MOSFETを用いた場合の実験結果(第7章)とIGBTを用いた場合の実験結果(第6章)を比較することで、定出力領域におけるSiC-MOSFET適用によるシステム効率の改善効果を評価した。また、電流可逆チョップ効率について、シミュレーション結果と実験結果を比較することで、構築したシミュレーションモデルの妥当性を示した。

これらの検討により、以下のことを明らかにした。

- (1) 使用したSiC-MOSFETは、IGBTに比べてオン電圧が低く、ターンオン損失、ターンオフ損失も共に低い。このため、使用したSiC-MOSFETは、導通損失およびスイッチング損失の両面でIGBTより高い性能を持つ優れた電子デバイスであるといえる。特に、スイッチング周波数が高くなるほど両者の性能の差が顕著になる。
- (2) 提案制御法の適用によってシステム効率を3%程度向上でき、さらに、SiC-MOSFETの適用によってシステム効率を2~3%向上できた。両手法を組み合わせた場合、定出力領域におけるシステム効率を5%程度向上できた。したがって、定出力領域のシステム効率の改善手法として、「提案制御法の適用」と「SiC-MOSFETの適用」は、互いに独立した有効な手段である。
- (3) 構築したシミュレーションモデルが、実際の実験結果のシステム効率を実用的な精度で模擬できることを示した。本論文で検討したシステム以外のパワーエレクトロニクス機器においても設計に活用できる有効な手法である。

以上、本研究の成果として、定出力領域における電流可逆チョップ付PWMインバータ駆動PMモータシステムの高効率化手法および実機への適用方法をまとめた。これらの成果は、EV、HEVに留まらず産業用のシステムにおいても埋込磁石同期モータの定出力領域のシステム効率を改善できる点において非常に重要な意味を持っており、システム効率の改善によって省エネルギー、さらにはCO₂削減に貢献できるものである。

また、構築したシミュレーションモデルを用いるシステム効率の検討手法は、本システムのみならず、他のパワーエレクトロニクス機器の設計においても有効な設計手法として活用できるものである。

謝辞

本論文は、定出力領域における電流可逆チョップ付 PWM インバータ駆動 PM モータシステムの高効率化に関する研究成果をまとめたものである。原稿を終えるにあたり、大学生の頃からご指導頂き、今日の研究に関する仕事に至るまで、ご鞭撻を賜った鹿児島大学大学院理工学研究科 山本吉朗教授に深く感謝の意を表します。

また、本論文をまとめるにあたり、大学生の頃よりご指導頂き、お忙しい中、有益なご助言とご指導を賜りました鹿児島大学大学院理工学研究科 川畑秋馬教授ならびに田中哲郎准教授に深く感謝の意を表します。

本研究を遂行するにあたり、日々の業務のご支援やご指導、また、九州工業大学で新たにモータの実験設備を構築するために多大なご支援を頂きました九州工業大学大学院工学研究院電気電子工学研究系 匹田政幸教授、小迫雅裕准教授に厚く感謝の意を表します。また、本研究の実験装置の試作および実験に絶大なるご協力を頂いた九州工業大学 小島隆寛氏、田邊隼翔氏、徳永英明氏に深く感謝いたします。また、本研究の解析や博士後期課程の専攻ゼミナールの準備等で絶大なるご協力を頂いた鹿児島大学 米盛諒氏（現在：富士電機）、出水直人氏ならびに研究室の皆様に深く感謝いたします。また、本研究のモータの実験ができるに至るまで、ご助言やご支援を頂いた九州工業大学非常勤講師の篠原勝次講師、九州工業大学技術部職員工作技術共通工作室工学部ものづくり支援センターの技術職員の皆様に深く感謝いたします。

また、本研究論文をとりまとめるにあたりご理解とご配慮を頂いた、九州工業大学大学院工学研究院電気電子工学研究系の教授、准教授、助教、技術職員、事務室の皆様、ならびに研究室の秘書の四井由紀氏、藤本恵子氏、森美由紀氏と研究室の学生の皆様に心からお礼を申し上げます。

最後に私事になりますが、社会人博士後期課程の学生として、支えて頂きました家族、友人、恩師の皆様に心から深くお礼を申し上げます。

文献

- (1) 首相官邸 HP 付属資料 2 : 低炭素社会
<http://www.kantei.go.jp/jp/abespeech/2007/05/24speech.html>
- (2) トヨタ HP テクノロジーファイル
http://www.toyota.co.jp/jpn/tech/environment/technology_file/hybrid.html#h303
- (3) 武田・松井・森本・本田：「埋込磁石同期モータの設計と制御」，オーム社，pp.1-167 (2004)
- (4) 経済産業省資源エネルギー庁 HP，トップランナー制度について制度概要
http://www.enecho.meti.go.jp/category/saving_and_new/saving/data/tr-seido.pdf
- (5) 経済産業省資源エネルギー庁 HP，産業用モータのトップランナー制度の概要について
http://www.enecho.meti.go.jp/category/saving_and_new/saving/toprunner/motor_gaiyou.pdf
- (6) 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
- (7) 水谷：「トヨタの量産型プラグインハイブリッド自動車の開発」，埼玉次世代自動車イノベーション埼玉次世代自動車創出センター第3回シンポジウム (2013)
- (8) 自動車産業戦略 2014 (経済産業省製造産業局自動車課)
- (9) 安川電機 HP YASKAWA Motor Drive System カタログ
<https://www.yaskawa.co.jp/wp-content/uploads/2014/10/07f0a370bd011abd54a4e71505e95919.pdf>
- (10) 水谷：「自動車の低燃費化の同道と技術課題」，平成 27 年電気学会産業応用部門大会，4-S11-1, pp. IV-79-82 (2015)
- (11) 立花：「自動車用電源の動向と課題」，平成 27 年電気学会産業応用部門大会，4-S11-2, pp. IV-83-88 (2015)
- (12) 森本・道木：「自動車用パワーエレクトロニクスの動向」，平成 27 年電気学会産業応用部門大会，4-S11-3, pp. IV-89-94 (2015)
- (13) 赤津・小坂・松井：「EV/HEV 主機用モータの動向」，平成 27 年電気学会産業応用部門大会，4-S11-4, pp. IV-95-98 (2015)
- (14) 星・石田：「移動体用エネルギーストレージ技術の動向」，平成 27 年電気学会産業応用部門大会，4-S11-5, pp. IV-99-102 (2015)
- (15) 寺谷：「車載用 48V 電源周辺の技術動向」，平成 27 年電気学会産業応用部門大会，4-S11-6, pp. IV-103-106 (2015)
- (16) 山本：「ワイドギャップ半導体パワーデバイス」，コロナ社，pp. 1-206 (2015)
- (17) 鶴田：「SiC 半導体パワーデバイスの車載実用化の展望」，デンソーテクニカルレビュー，Vol. 16, pp. 90-95 (2011)
- (18) 電気学会・半導体電力変換システム調査専門委員会編：「パワーエレクトロニクス回路」，オーム社 (2008)
- (19) 渡辺・ジュゼッペ・河村：「最小 THDPAM 制御によるモータ効率向上のケーススタディ」，平成 23 年電気学会産業応用部門大会，No. 2-68, pp. 649-652 (2011)
- (20) 石田・河村：「電気自動車の高効率化を目指した最小 THDPAM 制御方式の評価」，産業計測技術・メカトロニクス制御合同研究会，IIC-13-004, MEC-13-004, pp. 19-24 (2013)
- (21) 前田・石田・道木・大熊：「PMSM のモデル予測制御における弱め磁束領域の特性改善」，半導体電力変換・産業電力電気応用・モータドライブ合同研究会，SPC-10-089, IEA-10-016, MD-10-021, pp. 37-41 (2010)
- (22) 栗田・吉田・近藤：「永久磁石同期電動機の弱め磁束領域におけるトルク電流フィードバック制御の評価」，平成 26 年電気学会産業応用部門大会，No. 3-39, pp. 237-242 (2014)

- (23) 栗田・吉田・近藤：「永久磁石同期電動機の弱め磁束領域におけるトルク電流フィードバック制御への1パルスモードの適用」, 電気学会論文誌 D, 135 巻, 6 号, pp.671-678 (2015)
- (24) 井上・森本・真田：「永久磁石同期モータを駆動する直接トルク制御のためのトルクと磁束の指令値作成法とトルク制御器のワインドアップ対策」, 電気学会論文誌 D, 130 巻, 6 号, pp.777-784 (2010)
- (25) 井上・森本・真田：「電機子鎖交磁束ベクトルに同期した M-T 座標上での弱め磁束制御とトルク制限を適用した PMSM 駆動システムの制御特性」, モータドライブ・家電・民生合同研究会, MD-11-8, HCA-11-8, pp. 39-44 (2010)
- (26) 植田・森本・井上・真田：「高効率弱め磁束制御を適用した IPMSM 駆動システムの実機検証」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-40, pp. 243-246 (2014)
- (27) K. Yamamoto, T. A. Lipo, K. Shinohara, Y. Sueyoshi, "Power Loss Reduction and Optimum Modulation Index of PWM Inverter with Voltage Booster for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", International Power Electronics Conference (IPEC-Tokyo 2000), pp. 147-152 (2000)
- (28) 山本・篠原・長濱：「永久磁石電動機駆動用電流可逆チョップ付 PWM インバータのチョップ部ソフトスイッチング」, 平成 14 年電気学会産業応用部門大会, No. Y-17 (2002)
- (29) 山本・篠原・長濱：「電流可逆チョップ付 PWM インバータを用いた永久磁石電動機駆動系の制御定数の検討」, 平成 15 年電気学会全国大会, No. 4-132 (2003)
- (30) K. Yamamoto, K. Shinohara, T. Nagahama, "Characteristics of Permanent Magnet Synchronous Motor Driven by PWM Inverter with Voltage Booster", IEEE Transactions on Industry Applications, IA-40, Issue 4, pp.1145-1152 (2003)
- (31) 山本・篠原・長濱：「電流可逆チョップ付 PWM インバータ駆動永久磁石同期電動機の蓄電池電圧低下時の特性」, 平成 15 年電気学会産業応用部門大会, No. 1-77 (2003)
- (32) 山本・篠原・長濱：「電流可逆チョップ付 PWM インバータ駆動永久磁石同期電動機の等価鉄損抵抗算出」, 平成 15 年電気関係学会九州支部連合大会, No. 40-2A-09 (2003)
- (33) 山本・篠原・古川：「永久磁石同期電動機定格駆動時における弱め磁束法と電流可逆チョップ付 PWM インバータ法の特性比較」, 平成 16 年電気学会産業応用部門大会, No.1-10 (2004)
- (34) 山本・篠原・古川：「電気二重層コンデンサにより回生機能を強化した PM モータ用昇圧器付 PWM インバータ」, 平成 16 年電気関係学会九州支部連合大会, No.03-2P-22 (2004)
- (35) 山本・篠原・古川：「電気二重層コンデンサにより回生機能を強化した PM モータ用昇圧器付 PWM インバータ」, 電子デバイス・半導体電力変換合同研究会, SPC-04-120 (2004)
- (36) 山本・篠原・古川：「電気二重層コンデンサにより回生機能を強化した PM モータ用電流可逆チョップ付 PWM インバータ」, 平成 17 年電気学会全国大会, No. 4-106 (2005)
- (37) K. Yamamoto, K. Shinohara, S. Furukawa, "Permanent Magnet Synchronous Motor Driven by PWM Inverter with Voltage Booster with Regenerating Capability Augmented by Double-Layer Capacitor", IPEC-Niigata 2005, S65-3 (2005)
- (38) 山本・篠原・古川：「電流可逆チョップ付 PWM インバータ駆動 PM モータの回生エネルギーのシミュレーション」, 平成 17 年電気関係学会九州支部連合大会, No. 01-2P-11 (2005)
- (39) K. Yamamoto, K. Shinohara, A. Imakiire, "Steady State Characteristics of PWM Inverter with Voltage Boosters for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", Power Conversion Conference - Nagoya, 2007, pp. 296-301 (2007)

- (40) 山本・篠原・今給黎：「電気二重層コンデンサにより回生機能を強化した電流可逆チョップ付 PWM インバータの最適動作点」，平成 19 年度電気関係学会九州支部連合大会，No. 03-2P-10, p. 432 (2007)
- (41) 山本・篠原・今給黎：「電気二重層コンデンサにより回生機能を強化した電流可逆チョップ付 PWM インバータの運転特性」，平成 20 年電気学会全国大会，4-143, pp. 239-240 (2008)
- (42) 山本・今給黎・篠原：「EDLC を付加した電流可逆チョップ付 PWM インバータのバッテリーと EDLC の電圧比」，平成 20 年電気学会産業応用部門大会，1-106, pp. I-443-I-444 (2008)
- (43) 山本・今給黎・飯盛：「電流可逆チョップ付 PWM インバータ駆動 PM モータシステムの定常状態における効率」，平成 20 年度電気関係学会九州支部連合大会，10-2P-13 (2008)
- (44) 山本・今給黎・飯盛：「電流可逆チョップ付 PWM インバータにおけるバッテリーと電気二重層キャパシタの接続法」，平成 21 年電気学会全国大会，4-129, pp. 219-220 (2009)
- (45) 山本・今給黎・飯盛：「電流可逆チョップ付 PWM インバータ駆動 PM モータシステムの定常特性」，マイクログリッドにおけるパワーエレクトロニクス技術および半導体電力変換一般，電力技術・電力系統技術・半導体電力変換合同研究会，PE-09-26, PSE-09-34, SPC-09-68, pp. 31-36 (2009)
- (46) K. Yamamoto, A. Imakiire, R. Lin, K. Iimori, “Comparison of Configurations of Voltage Booster in PWM Inverter with Voltage Boosters with Regenerating Circuit Augmented by Electric Double-Layer Capacitor”, *Electrical Machines and Systems 2009*, pp. 1-6 (2009)
- (47) 山本・今給黎・飯盛：「電気二重層キャパシタで回生機能を強化した電流可逆チョップ付 PWM インバータ」，電気学会論文誌 D，131 巻，5 号，pp. 671-678 (2011)
- (48) 今給黎・山本・米盛・匹田：「弱め磁束制御と直流リンク電圧昇圧制御を併用した電流可逆チョップ付 PWM インバータにおける PM モータ損失の検討」，平成 25 年度電気関係学会九州支部連合大会，No. 04-2P-13, pp. 516-517 (2013)
- (49) 米盛・山本・今給黎：「電気二重層キャパシタにより回生機能を強化した電流可逆チョップ付 PWM インバータによる PM モータの速度制御」，平成 25 年度電気関係学会九州支部連合大会，No. 04-2P-14, pp. 518-519 (2013)
- (50) 今給黎・匹田・山本・米盛：「弱め磁束制御と直流リンク電圧昇圧制御を併用した PM モータ駆動方法のシミュレーションによる検討」，電力技術・電力系統技術・半導体電力変換合同研究会，PE-14-051, PSE-14-051, SPC-14-086, pp. 1-6 (2014)
- (51) 今給黎・山本・米盛・匹田：「弱め磁束制御と直流リンク電圧昇圧制御を併用した PM モータ駆動システムの各部損失の検討」，平成 26 年電気学会全国大会，4-098, p. 163 (2014)
- (52) A. Imakiire, M. Hikita, K. Yamamoto, R. Yonemori, “Investigation of Calculation Method of Losses in PWM Inverter with Voltage Booster using both DC link Voltage Control and Flux Weakening Control”, *International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014)*, pp. 689-693 (2014)
- (53) 米盛・山本・今給黎・秋山：「回生機能付燃料電池システムを搭載した電動カートの可変速運転」，平成 26 年度電気・情報関係学会九州支部連合大会，No. 03-2P-03, pp. 454-455 (2014)
- (54) 米盛・山本・出水・今給黎：「電気二重層キャパシタにより回生機能を付加した燃料電池駆動電動カートの特性」，第 27 回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム，14A-05, pp. 29-30 (2015)

- (55) 今給黎・山本・出水・匹田：「弱め磁束制御と直流リンク電圧制御を併用する PM モータ駆動システムにおいてバッテリー電圧が与える影響」，第 27 回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム，14A-06，pp. 31-32 (2015)
- (56) H. Tanabe, T. Kojima, A. Imakiire, K. Fuji, M. Kozako, M. Hikita, “Comparison Performance of Si-IGBT and SiC-MOSFET Used for High Efficiency Inverter of Contactless Power Transfer System”, Power Electronics and Drive Systems (PEDS), pp. 707-710 (2015)
- (57) 出水・山本・今給黎：「電気二重層キャパシタにより回生機能を付加した燃料電池駆動電動カートの運転特性」，平成 27 年度電気・情報関係学会九州支部連合大会，No. 02-2A-05，pp. 235-236 (2015)
- (58) A. Imakiire, M. Hikita, K. Yamamoto, “Proposal of PM Motor Driving System Consist of PWM Inverter with Voltage Booster for Applying to Automated Guided Vehicle”, International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), No. 28A2-4, pp. 1-6 (2015)
- (59) 今給黎・山本・匹田：「電流可逆チョップ付 PWM インバータによる弱め磁束制御，直流リンク電圧制御併用駆動時の PM モータ駆動特性」，電気学会論文誌 D，136 巻，1 号，pp. 17-28 (2016)
- (60) 今給黎・山本・匹田：「電流可逆チョップ付 PWM インバータを用いた定出力領域の PM モータ駆動システム高効率化に関する実験検討」，産業応用工学会論文誌 (投稿中)
- (61) 松瀬：「電動機制御工学—可変速ドライブの基礎 (電気学会大学講座)」，電気学会，pp. 1-282 (2012)
- (62) FGA15N120ANTDU_F109 のデータシート，Fairchild Semiconductor HP
- (63) 電磁界解析による回転機の実用的性能評価技術調査専門委員会：「電磁界解析による回転機の実用的性能評価技術」，電気学会技術報告，No. 1244，pp. 1-87 (2012)
- (64) 貝森・河瀬・山際・樋口・高橋・赤津・山田・西田・山崎・高橋：「集中巻 IPMSM ベンチマークモデルの電磁界解析」，静止器・回転機合同研究会，SA-13-28，RM-13-28，pp. 69-74 (2013)
- (65) FGA25N120ANTD のデータシート，Fairchild Semiconductor HP
- (66) SCH2080KE のデータシート，ROHM HP