The University of Osaka
Institutional Knowledge Archive

Title	巻線形誘導発電機を用いた可変速運転によるガスエンジンコージェネレーションシステムの自立運転時の特性向上に関する研究
Author(s)	大道, 哲二
Citation	大阪大学, 2014, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.18910/34403
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

https://ir.library.osaka-u.ac.jp/

The University of Osaka

博士学位論文

巻線形誘導発電機を用いた可変速運転による ガスエンジンコージェネレーションシステムの 自立運転時の特性向上に関する研究

大道　哲二

２０１４年１月

大阪大学大学院工学研究科

内容梗概

電力自由化の進展や CO_2 排出量の削減の義務化により，化石燃料を高効率に利用できるコージェネレーションの導入が広がっている。コージェネレーションとは発電と同時にその際の排熱も有効に利用することによって高効率に化石燃料を利用できるシステムである。本研究では工場などの産業分野や地域冷暖房などの業務用分野への導入を想定し，定格出力が 300 kW を超える中大型のガスエンジンコージェネレーションを研究対象としている。

従来からの中大型ガスエンジンコージェネレーションでは安価で成熟した制御技術を有する同期発電機が負荷および電力系統に直結された構成となっている。このため，ガスエンジンは系統周波数に制約された一定速度での運転の必要があり，特に部分負荷時に効率が低下してしまうことが課題であった。また非常用発電システムとしての自立運転時は発電電力の周波数変動の制約およびガスエンジンの出力トルクの上限から許容される最大ステップ負荷投入量が発電機定格出力のおよそ 10～40 %程度に制約されてしまい，非常電源や保安電源として利用する場合に大きな課題となっている。

これらの課題は系統周波数に制約されない可変速発電機を用いれば改善することが期待される。そこで本研究ではガスエンジンの可変速運転を可能にする一つの方法として巻線形誘導発電機（Doubly-fed Induction Generator: DFIG）をガスエンジンコージェネレーションシステムに適用することを検討する。DFIG の利点は発電機定格出力より小さい，可変速範囲に応じた最大二次電力の容量の変換器だけで可変速運転が可能となることである。このことは発電機定格出力と等しい電力変換器容量が必要なその他の可変速交流発電機と比べて変換器コストが安価になり，電力変換に伴う損失も低減する。ただし DFIG を用いる場合は回転子に巻線を施すことによるコストアップやブラシの定期的な交換が必要となることも考慮しなければならない。

電力系統停電時に非常用発電システムとして稼働し電源セキュリティを向上することもガスエンジンコージェネレーションの重要な役割の一つである。非常用発電システムでは電力供給を第一義に稼働するため，熱利用を考慮しない。電力系統停電時の DFIG の発電始動初期には外部から励磁電力を与える必要がある。本研究では，小容量の電力貯蔵装置を用いて初期励磁電力を供給した。また二次電流を抑えて損失を低減する励磁方法を提案し，有効性を実証した。

自立運転時の DFIG 発電システムのパワーフローおよび損失の変化について，これまで詳細には把握されていなかった。そこで本研究ではパワーフローと損失を実測し，さらに損失モデルから得られた計算値と実測値を比較し，損失モデルの精度を検証した。また本研究で筆者は，DFIG の適用によって可変速運転できる利点を生かして回転速度を高めておけば，自立運転時に許容される最大ステップ負荷投入量を増大し、負荷投入後の運転継続性能を向上できることを明らかにした。

本研究では電力系統停電時に自立系統に DFIG を用いたガスエンジンコージェネレーションが電力供給を開始し自立運転する制御方法を提案し，実規模機をスケールダウンした実験装置およびコンピュータシミュレーションを用いて提案システムの有効性を検証した。本論文の成果によって電力の供給源として従来の電力会社の供給する電力に加えて都市ガスを用いたガスエンジンコージェネレーションによる電力供給の多重化が実現し，電力の供給信頼度を高めることができる。本論文の構成は以下の通りである。

第 1 章では現状のガスエンジンコージェネレーションを説明し，同期発電機の代わりに DFIG をガスエンジンコージェネレーションへ適用する研究の背景を述べた。本論文の構成を示し，研究の目的を記した。

第 2 章では一定速ガスエンジンコージェネレーションと可変速ガスエンジンコージェネレーションを比較し，可変速運転で期待される利点を述べた。また， DFIG の系統連系運転と自立運転の違いを述べた。さらに，DFIG の電圧・電流・磁束に関する基本式を導出した。

第 3 章では電力系統停電時の発電始動および自立運転の詳細な制御方法を示した。DFIG の初期励磁電力の供給方法および発電始動の手順を提案した。また，損失を抑えた自立運転時の定常的な励磁方法を提案した。これらの自立運転制御をコンピュータシミュレーションおよび実験装置を用いて検証した。一般的に発電機の各相の誘導起電力の不平衡や不平衡負荷によって固定子端子電圧に逆相電圧が生じる。そこで本研究では固定子端子電圧の平衡をとるよう逆相電圧補償制御を提案し，実験装置を用いて検証した。

第 4 章では最初に自立運転時において損失がまったくない場合のパワーフローを理論的に求めた。次に損失およびパワーフローを回転速度・負荷の大きさ・負荷力率を変えて実験装置を用いて測定した。さらに電気的な損失について実測値と計算値を比較し，損失計算で用いたモデルの正確さを確かめた。

第 5 章では自立運転時においてステップ状に負荷が変動した場合のガスエンジン発電システムの運転継続能力を，ガスエンジン実機を用いて求めた。この実験結果より筆者は，可変速運転の利点を生かして回転速度を高めておけば，従来の一定速運転の発電システムより許容されるステップ負荷投入量が増大し，負荷急変に対して運転継続能力が向上することを明らかにした。

第 6 章では，前章までで用いた DFIG の巻数比が大きいため，損失や必要な電力変換器容量が大きくなってしまう問題を改善するために，実規模発電システムを念頭に置いて，定格出力を 10 kW とする DFIG 発電システムを設計した。電力変換器や変圧器を考慮して DFIG の巻数比を設計し，DFIG の二次電流を抑えて回転子側変換器とそのフィルタでの損失が最小となるようにした。また，設計した DFIG を用いた場合の制御系の有効性をコンピュータシミュレーションを用いて検証した。

第 7 章では，本研究から得られた成果を総括し，提案する DFIG を適用したガスエンジンコージェネレーションの実用化に向けた課題について述べる。

目 次

第 1 章　緒論 1
1.1　研究背景 1
1.1.1　現状のガスエンジンコージェネレーションの動向 2
1.2　本研究の目的 8
1.3　論文の構成 8
参考文献 11

第 2 章　巻線形誘導発電機（DFIG）を用いたガスエンジンコージェネレーションシステム 13
2.1　緒言 13
2.2　一定速ガスエンジンコージェネレーションと可変速ガスエンジンコージェネレーションの比較. 13
2.3　発電機の中での巻線形誘導発電機（DFIG)の比較とその原理 14
2.4　超同期セルビウス制御を用いる DFIG の適用事例 16
2.5　DFIG を用いた可変速ガスエンジン発電システムの特長 18
2.6　ガスエンジンコージェネレーションの運転モード 18
2.6.1　系統連系運転 18
2.6.2　自立運転 19
2.7　DFIG の数学的表現の導出 19
2.8　結言 27
参考文献 28

第 3 章　自立運転時の発電始動および制御方法 31
3.1.　緒言 31
3.2.　自立運転時のシステム構成 31
3.3.　自立運転時の制御法 33
3.3.1　回転子側変換器 34
3.3.2　系統側変換器 35
3.3.3　位相ロックループ 40
3.3.4　制御パラメータ 40
3.3.5　ブラックアウトスタートの制御手順 41
3.4.　初期励磁電力の供給 41
3.4.1　残留磁化を用いる方法 42
3.4.2　小容量の電力貯蔵装置を用いる方法 42

3.5. 励磁方法 42
3.5.1 回転子側変換器（RSC）のみを用いた DFIG の励磁 42
3.5.2 一次側に接続した電力用キャパシタと RSC による励磁分担 42
3.5.3 系統側変換器（GSC）による一次励磁と RSC による二次励磁を行う励磁分担 44
3.6. RSC による一次電圧制御の数学的表現 44
3.7. ブラックアウトスタートおよび自立運転のシミュレーション結果 48
3.8. ブラックアウトスタートおよび自立運転の実験による検討 50
3.9. 逆相電圧補償制御 54
3.10. 結言 57
参考文献 57

第 4 章 自立運転時のパワーフローの解析 61
4.1 緒言 61
4.2 DFIG 発電システム内のパワーフローの理論検討 61
4.3 1100 rpm 一定速運転時における発電システム内の電力変換部分での損失の詳細な検討 67
4.3.1 はじめに 67
4.3.2 実測による損失特定 67
4.3.3 実測した損失データのまとめ 79
4.3.4 損失の解析 81
4.3.5 考察 94
4.4 速度・負荷の大きさ・負荷力率を変化させた時の DFIG 発電システム内のパワーフローに関する検討 96
4.4.1 はじめに 96
4.4.2 実験方法 96
4.4.3 測定結果 97
4.4.4 考察 102
4.5 結言 103
参考文献 104

第 5 章 負荷急変時の特性向上 105
5.1. 緒言 105
5.2. 実験による負荷急変時の応答の測定 106
5.2.1 ステップ負荷投入時の応答 107
5.2.2 ステップ負荷切り離し時の応答 109
5.3. ステップ負荷投入時の運転継続能力 111
5.4. シミュレーションによるステップ負荷投入時の応答の模擬 112

5.4.1 ガスエンジンシミュレーションモデル 112
5.4.2 ステップ負荷の投入 113
5.5. 考察 115
5.6. 結言 115
参考文献 116

第 6 章 実規模発電システムに向けた検討 117
6.1 緒言 117
6.2 DFIG に要求される仕様と発電システム設計 117
6.2.1 10 kW 実験機の場合 117
6.2.2 1 MW 実規模機の場合 118
6.3 DFIG 二次側の変換器について 119
6.4 DFIG の巻数比の設計 120
6.5 10 kW 定格 DFIG のパラメータと電圧・電流・損失の算出 120
6.6 励磁方式について 123
6.7 二次励磁制御による定格一次電圧誘起のシミュレーション検討 123
6.8 結言 126
参考文献 126

第 7 章 結論 127

謝辞 131

研究業績 133

第1章　緒論

1.1　研究背景

日本における電力システムは大規模集中型の発電形態をとっているため，発電の際の排熱の有効利用が難しい。たとえば近年まで発電電力量の大きな部分を占めていた原子力発電所は電力消費地から遠く離れた場所に設置されている。また比較的需要地近くに設置される火力発電所も電力供給を第一義に稼働するため排熱について十分な利用ができない。一方，コージェネレーションは電力需要家の近くに設置され，電力を発電することと同時にそれに伴う排熱の有効利用も十分に行うため一次エネルギーの総合効率が高い。

本研究では工場や地域冷暖房などに導入されることを想定した、定格出力が 300 kW を超える常用防災兼用の中大型ガスエンジンコージェネレーションを研究対象として扱う。従来から中大型ガスエンジンコージェネレーションにはコストの安さ，および成熟した制御技術があることから系統および負荷直結の同期発電機が用いられている[1]。このため系統周波数に同期した一定速度で運転する必要があり、ガスエンジンの部分負荷時には燃料から機械エネルギーへ変換される効率が低下することが知られている。さらに、エンジンの機械的強度の点から出力トルクの増大による過負荷運転ができない。また非常用発電システムとしての自立運転時にはガスエンジンのトルク出力応答速度が比較的遅いため，ガスエンジンの応答性能に応じて許容されるステップ負荷投入量が定格出力のおよそ 10～40 %に制約されている[2][3]。このため，緊急を要する非常電源や保安電源として利用する場合に大きな課題となっている[2]-[5]。

このような課題があったにも関わらず，これまでは追加のコストをかけて解決を図る必要性が低かった。しかしながら，将来的にマイクログリッド――分散電源や電力貯蔵装置が一括して制御され，基幹系統から自立して運転可能な電力供給システム――へガスエンジンコージェネレーションを導入すれば，ガスエンジンの部分負荷運転が長時間続く可能性があり，部分負荷運転時でのエンジン効率向上の必要性が増している。さらに 2011 年の東日本大震災による原子力発電所の事故によって原子力発電に要求される安全性が厳しくなり，ほぼすべての日本国内の原子力発電所が運転停止し，電力供給力不足が不安視されている。このためガスエンジンコージェネレーションを電力需要が逼迫した際に過負荷運転して，電力系統運用における予備力を確保するニーズも急速に高まっている。

このような背景の下，本研究ではガスエンジンコージェネレーションへ可変速発電機の一つである巻線形誘導発電機（Doubly-fed Induction Generator: DFIG）を適用し，(i)部分負荷効率の改善，(ii)過負荷運転の実現，(iii)自立運転時における最大ステップ負荷投入量の増大，を実現できるシステムの自立運転時の制御方式を提案した。また自立運転における定常状態とステップ負荷投入・切り離しの過渡状態の発電システムの特性を検討した。定常状態の特性をもとに DFIG を用いた発電システムの損失最小化のために，新たに発電システムを最適設計した。

1.1.1　現状のガスエンジンコージェネレーションの動向

コージェネレーションシステムとは，主として化石燃料を指す一次エネルギーを使用して発電すると共に，それに伴い発生する排熱を暖房や冷房，給湯などの熱需要に利用するシステムである。概念図を図 1.1 に示す。これにより，従来の大規模集中型の発電システムでは一次エネルギーが電力に変換され需要家まで届く効率が 40%程度であるのに対し，コージェネレーションは電気エネルギーと熱エネルギーの利用により総合エネルギー効率が 70～80%となり，効率的である[7]。以下にコージェネレーションの主な利点を挙げる。

(a)一次エネルギーを効率的に利用できる。その結果，NO_x や CO_2 の排出量が低減

(b)需要地で電力を供給できるため，送電ロスがない

(c)コージェネレーションシステムの発電電力を利用することによって，電力会社との契約電力を低減して電気料金を削減

(d)電力負荷のピークカットに寄与

(e)商用電力とコージェネレーションシステムの発電電力の 2 系統を持つことにより，電力・熱源確保の信頼性が向上する。さらに系統停電時は非常用発電機として使うことが可能

コージェネレーションシステムは，ガスエンジンやガスタービン，ディーゼルエンジンといった原動機を駆動して，その運動エネルギーを発電機により電気エネルギーに変換し，同時に排熱も利用するものと，燃料を改質して水素（またはメタノール）を生成し，大気中の酸素との化学反応により直接電気エネルギーへ変換し，発電過程で電気へ変換されずに熱となったエネルギーを利用する燃料電池発電システムとに大別される。現状では燃料電池発電システムは燃料から直接電気に変換することから前者のシステムより発電効率が高いが，導入コストが高い．そのため，現在おもに導入が進んでいるのは前者の回転機を用いたコージェネレーションである。

図 1.2，図 1.3 に日本におけるコージェネレーションの累積発電容量と累積設置件数の推移を示す。コージェネレーションは当初，熱電比（導入先の熱需要/電力需要）の高い需要家での導入が進んだ。累積発電容量は 2007 年まで増大を続けた。2008 年のリーマンショックを機に産業用分野での導入が伸び悩み，発電容量の伸びが停滞している。一方，累積設置件数に関しては民生用分野ではこれまで一貫して増加している。これは民生用分野で 1998 年以降，一件あたりの発電容量が小さいマイクロコージェネレーションの導入が進ん

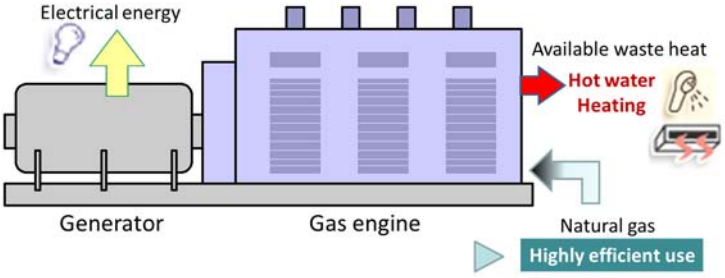

図 1.1　ガスエンジンコージェネレーションシステムの概念図

だからである。四半世紀にわたるコージェネレーションの広がりの背景には制度面が整ってきたことも挙げられる[7][8]。

コージェネレーションの導入を促す制度によって，コージェネレーションで発電された電力を使用できるユーザが拡大してきた。また管理や保守の義務の緩和，電力の取引自由化の方向で制度が整備され高負荷率運転が実現できるようになった。1986 年にコージェネレーションの系統連系運転の基準を定めた系統連系技術要件ガイドラインが制定された。この基準に則って系統連系運転ができるようになった結果，コージェネレーションの稼働率が上がり，一次エネルギーの利用効率の向上と経済性が向上した。さらに 1986 年に予備電力契約制度の拡大により民生用のコージェネレーションの定期修理時に系統電力による電力の安定供給が確保され，コージェネレーションの普及を促す要因となった。また特定規模以上の発電設備では電気主任技術者を選任しなければならないが，この要件が緩和

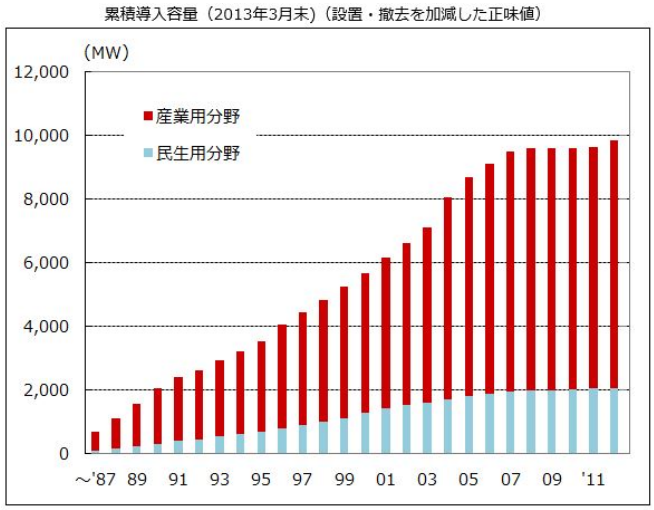

図 1.2　日本におけるコージェネレーションの累積発電容量の推移[6]

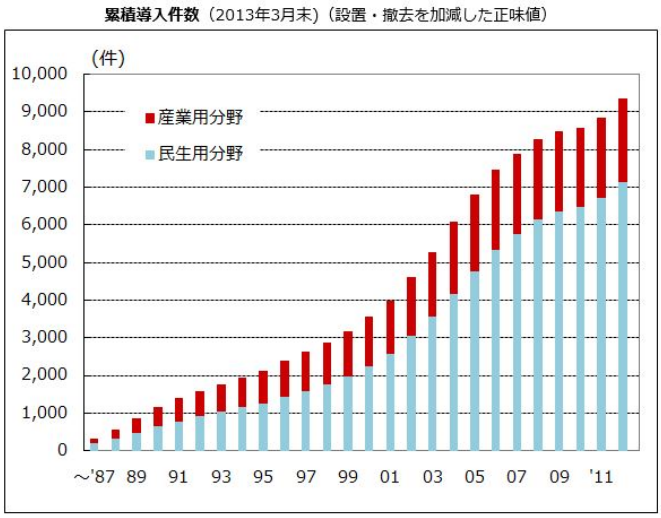

図 1.3　日本におけるコージェネレーションの累積設置件数の推移[6]

され，1999 年には出力 1000 kW 未満の発電設備では電気主任技術者を選任することが必ずしも必要でなくなった。また設備の保安に関しても規制緩和が行われ，2001 年には常時監視を必要としない範囲を内燃機関では 1000 kW 未満と定められた。

消防法関連では 1987 年の危険物の規制緩和，1994 年の常用防災兼用ガス発電設備の認可が挙げられる。特に常用防災兼用ガス発電設備は，従来遊休設備であった防災発電設備の有効活用となり意義深い。本論文ではこの規制緩和によって市場の広がった常用防災兼用のガスエンジンコージェネレーションの自立運転を取り上げた。

電力の自由化により発電電力の取り引きができるようになっており，コージェネレーションの運用の可能性が広がっている。さらに電力系統の周波数や電圧の調整，予備力確保といったアンシラリーサービスについても将来的にはコージェネレーションのような特定規模電気事業者が参入することが期待されている。

本研究では原動機を用いる場合のコージェネレーションシステムを扱う。コージェネレーションで用いられる原動機には，ガスタービン(Gas Turbine：GT)，ガスエンジン(Gas Engine：GE)，ディーゼルエンジン(Diesel Engine：DE)の三種類がある。これら原動機を用いたシステムの特徴を図 1.4 に示す。

ディーゼルエンジンを用いたシステムは，発電効率が高く，導入実績が豊富ではあるが，排気が低温であるため排熱利用率が低く，また運転音が大きく，さらに排気に NO_x や SO_x が含まれ環境汚染問題がある。ガスタービンは，発電効率は低いが熱利用率が 3 つの中で一番高い。さらに，ガスタービンの特徴から燃料と酸化剤の供給が連続的であるため，大型化が容易で運転音も小さい．このため，高温大容量の用途，特に産業用に導入が進んでいる。ただし，排ガスが高温であるがゆえに，建設費が高めで保守点検や部品交換などに十分な配慮が求められる。

一方，ガスエンジンは近年発電効率が向上しておりディーゼルエンジンに匹敵するほどである。また燃料に都市ガスや LPG (Liquified petroleum gas) を用いて希薄燃焼を行うため，SO_x は発生せず，NO_x の発生も抑えられるため，排ガスがクリーンかつ排熱回収が容易であり，熱回収量が大きい。このため都市部や民生用に多く導入されている。図 1.5～図 1.7

原動機種別	ガスエンジン(GE)		ディーゼルエンジン(DE)	ガスタービン(GT)			
規模	小形	中～大形	小～大形	極小 （再生サイクル）	極小～小形 （単純サイクル）	中形	大～超大形
単機容量 （kW）	5～25	200～9000	80～15000	25～80	50～700	3000～7000	7000～
発電効率 （%LHV）	29～33	35～46	33～45	23～25	18～21	23～30	31～34
総合効率 （%LHV）	85～86	73～77	64～67	69～76	75～83	75～80	80～81
燃料種別	都市ガス、LPG 消化ガス	都市ガス、LPG 消化ガス	重油、軽油、灯油	都市ガス、LPG 消化ガス 軽油、灯油	都市ガス、LPG 消化ガス 軽油、灯油	都市ガス、LPG 消化ガス 軽油、灯油	都市ガス、LPG 消化ガス 軽油、灯油
Nox対策	希薄燃焼	三元触媒 希薄燃焼 還元脱硝	噴射時期遅延 還元脱硝、水噴射 排ガス再循環	希薄良混合	水･蒸気噴射 希薄良混合 還元脱硝	水･蒸気噴射 希薄良混合 還元脱硝	水･蒸気噴射 希薄良混合
主な特徴	・排気ガスがクリーンで、排熱回収が容易かつ回収量が大 ・IDEを上回る発電端効率も達成されている		・導入実績が豊富 ・一般に圧縮比が大きく発電効率が高い	・ガスや石油を選択可能 ・軽量／コンパクト ・中形異常でも熱電可変 ・VOC除去も可能			・一般にコンバインドサイクル利用（発電専用型，発電効率41～48%）

図 1.4　各種原動機の分類とその特徴[6]

にそれぞれ民生用と産業用に分けた原動機種別導入実績一覧，原動機種別導入台数割合，原動機種別発電容量割合を示す。ただし図中のアルファベットは原動機の頭文字をとっておりそれぞれ GT（ガスタービン），GE（ガスエンジン），DE（ディーゼルエンジン），ST（蒸気タービン），FC（燃料電池）を意味する。ガスエンジンに関して，民生用分野では原動機の中で一番導入が進んでいるが，一台あたりの平均容量は 100 kW 程度と小さい。一方，産業用分野では一台あたりの平均容量が 1 MW 程度である。本研究では産業用分野で使われている容量のガスエンジンを研究対象とした。

原動機種別 導入実績一覧　（2013年3月末）

項　目	原動機種	民生用分野	産業用分野	計
導入台数（台）	ガスタービン	513	785	1,298
	ガスエンジン	7,545	1,366	8,911
	ディーゼル	1,982	2,134	4,116
	蒸気タービン+FC	58	40	98
	小計	10,098	4,325	14,423
導入容量（MW）	ガスタービン	493	3,761	4,254
	ガスエンジン	897	1,719	2,616
	ディーゼル	662	2,170	2,832
	蒸気タービン+FC	9	141	150
	小計	2,060	7,792	9,852
平均容量（kW/台）	ガスタービン	960	4,792	3,277
	ガスエンジン	119	1,259	294
	ディーゼル	334	1,017	688
	蒸気タービン+FC	151	3,522	1,527
	全体平均	204	1,802	683

図 1.5　原動機種別　導入実績一覧[6]

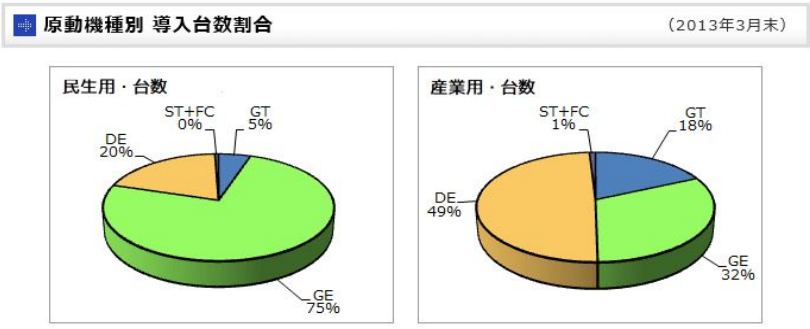

図 1.6　原動機種別　導入台数割合[6]

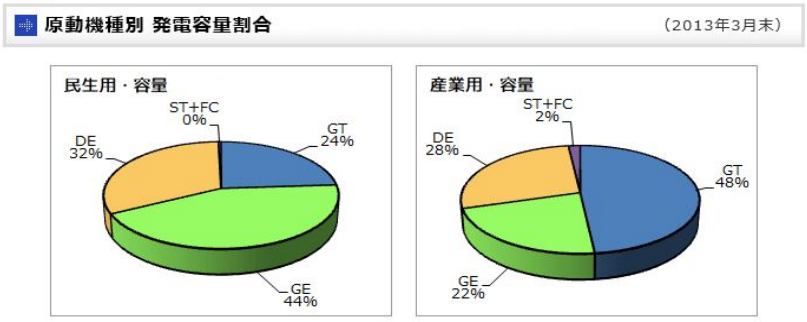

図 1.7　原動機種別　発電容量割合[6]

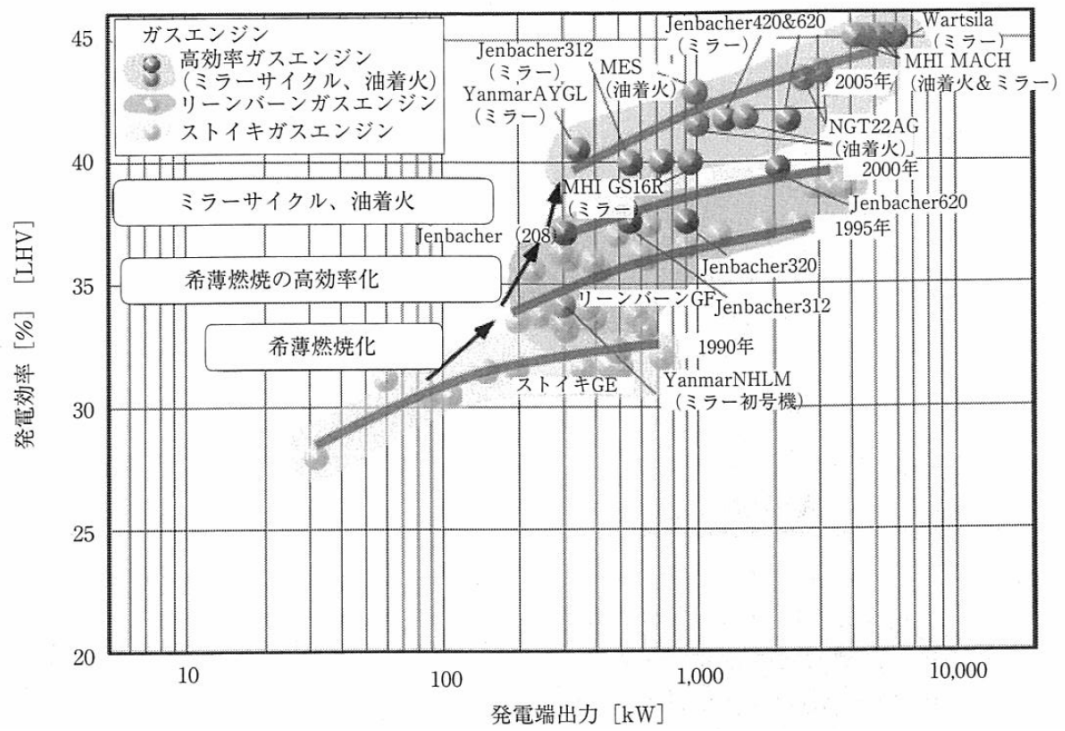

図 1.8　ガスエンジン効率向上の歴史[9]

本研究では定格出力が 300 kW 以上の中・大型ガスエンジンコージェネレーションを研究対象としている。中・大型ガスエンジンの開発動向および各中大型ガスエンジンメーカの製品の特徴については文献[9]-[15]に詳しく述べられている。中・大型ガスエンジンの発電効率の向上は目覚ましく 45％（LHV（低位発熱量）換算）に達している。図 1.8 にガスエンジン効率向上の歴史を示す。ガスエンジンの開発では高効率化，高出力化そして NO_x の低減を目的に各社が開発を競っている。これらの目的のための主な要素技術を以下に示す。

- ターボチャージャを用いて燃焼室内へより多くの燃料と空気を充てんすることによって実現するトルクアップによる高出力化
- ミラーサイクル：ノッキングの発生から高圧縮化に限界があることを解決すべく，吸気弁開閉時期を調整して，圧縮比を下げつつ高膨張比を実現し，高サイクル効率を維持しながらノッキングの抑制と NO_x の低減を実現するサイクル
- 希薄燃焼：NO_x 排出量の低減およびノッキングの抑制，出力の増加のため，燃料ガスに対して空気を過剰に混合する方法。燃料ガスと給気の混合比の高精度制御と混合気の安定着火が重要
- マイクロパイロット着火：従来の点火プラグと比べて，点火エネルギーが約 10000 倍[10]になり，この強力なエネルギーにより短時間で燃焼を完了し，ノッキングの発生を抑制。点火エネルギーの増強によりバイオガスやごみや下水処理場で発生する低発熱量の燃料ガス（消化ガス）でも燃料として使用可能
- マイクロプロセッサを用いた電子制御：予め燃料ガスと空気を混合させておくガス機

関ではノッキング限界に近い運転条件ほど熱効率が向上する。このため，失火・ノッキングを防ぐよう失火・ノッキング検知を行い，高度な燃焼制御をすることで失火・ノッキングの限界状態での運転を実現。さらに燃焼制御により部分負荷における効率低下も縮小

- 電子制御燃料供給システム：従来の空燃比制御だけでは制御の時定数がターボチャージャの追従性によって決定されるため，急な，あるいは大きな負荷変動に対応できない。各シリンダの電子制御燃料供給システムを用いて瞬時に燃焼の変化に対応して制御することによって，より大きな負荷変動にも追従し安定燃焼を維持できるようにした電子制御システム

現状ではガスエンジンの開発は系統連系運転を主眼としており，自立運転に資する情報は得られなかった。また，可変速運転用途でのガスエンジン開発に関しても情報を得ることができなかった。

近年はガス会社が中心となり，情報通信技術を利用して天然ガスコージェネレーションシステムなどの分散電源を再生可能エネルギーと組み合わせ，地域全体で電気と熱を融通しあう「スマートエネルギーネットワーク」（図 1.9）――エネルギーの効率的な利用とエネルギーセキュリティを強化する次世代エネルギーネットワークシステム――の構築を目指し，実証研究が行われている。本研究で対象とする 1 MW クラスのガスエンジンコージェネレーションは「スマートエネルギーネットワーク」の要素として用いられることが強く期待される。

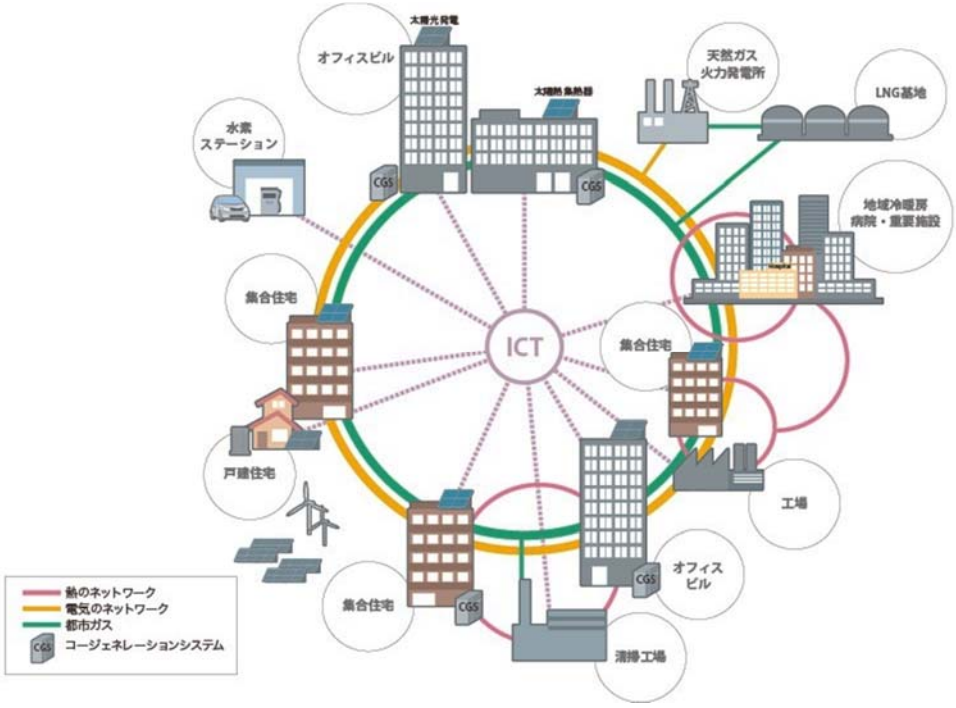

図 1.9　スマートエネルギーネットワークの概念図[16]

1.2　本研究の目的

本研究では定格出力が 300 kW を超える中型ガスエンジンコージェネレーションの性能向上のために，安価であり，かつ同期速度に制約されない可変速運転が可能な DFIG の適用を検討することが目的である。基幹系統が停電であるときの自立運転は電力の供給信頼度を向上する点でガスエンジンコージェネレーションの重要な付加価値となる。そこで本研究では自立運転に焦点を絞って検討を行う。検討課題は次のように分けられる。

・系統停電時の発電始動（ブラックアウトスタート）と自立運転の制御手法の確立

DFIG は励磁源を発電機自体が持たないため, ブラックアウトスタートの際には初期励磁電力を DFIG 外部から供給しなければならない課題がある。そこで小容量の電力貯蔵装置を用いて初期励磁電力を与えるブラックアウトスタートおよびその後の自立運転制御を確立する。また不平衡負荷接続時に不平衡電圧を補償する制御方法を確立する。

・自立運転時の定常特性とステップ負荷変動時の過渡特性の把握

自立運転時の定常状態における発電システム内のパワーフローおよび損失を理論および実測によって明らかにする。また負荷の大きさや負荷力率, 回転速度を変えたときのパワーフローの変化を明らかにする。これによって種々の負荷条件下での発電システムの効率が最も高くなる回転速度を割り出す。

自立運転時のステップ負荷投入時の過渡状態に関して，従来の一定速ガスエンジン発電システムに対して可変速化によって許容ステップ負荷投入量の最大値が増大することを検証する。また過渡的なガスエンジンの挙動を把握し，モデリングすることによって，ガスエンジンの使用が困難な実験室でもステップ負荷投入時の過渡状態を検討できるようにする。

・実規模発電システムを勘案した 10 kW 定格の DFIG の設計

使用する電力変換器の仕様を決定し，電力変換器を考慮することによって DFIG を用いた発電システムの損失を最小化する最適設計手順を確立する。10 kW 機の場合と実規模である 1 MW 機の DFIG の違いを定性的に説明する。

1.3　論文の構成

本論文は以上の研究背景と目的により動機づけられた一連の研究から得られた成果をまとめたものである。本論文は 7 つの章より構成される。

第 1 章では現状の中大型ガスエンジンコージェネレーションの課題を述べる。次に現状のコージェネレーションの動向を説明し，その後ガスエンジンコージェネレーションの特徴と動向を説明する。DFIG を適用した可変速ガスエンジン発電システムの自立運転時の研究課題を記し，本研究の目的を明確とする。

第 2 章では従来の一定速ガスエンジンコージェネレーションと可変速ガスエンジンコー

ジェネレーションを比較し，可変速運転により期待される性能向上を述べる。また，可変速発電システムである DFIG を他の可変速発電システムと比較し，特徴を明確にする。さらに DFIG の特徴を生かした適用事例を挙げる。最後に DFIG の電圧・電流・磁束に関する静止座標系および回転座標系における基本方程式を導出する。

第 3 章では DFIG のブラックアウトスタートおよび自立運転制御について述べる。まずブラックアウトスタートおよび自立運転の先行研究を紹介し，本研究の提案方法との違いを明確にする。次に DFIG の励磁方法について紹介する。本研究では新たに二次側励磁に加えて一次側励磁も行う制御方法を提案する。その結果，回転子側変換器の出力電流を抑え，損失を抑えたことを述べる。ブラックアウトスタートおよび自立運転制御をコンピュータシミュレーションおよび実験装置を用いて検討し，提案手法の有効性を確認する[17]-[20]。発電機の等価的なインピーダンスや接続される負荷は三相不平衡であることがあり，この結果，出力電圧に逆相電圧が含まれてしまう。そこで発電機の出力電圧の平衡を維持するために逆相電圧補償制御を提案し，実験装置を用いて有効性を実証する。

第 4 章では自立運転時の DFIG 発電システムのパワーフローおよび損失を実測および理論的解析により明らかにする。これにより発電システムの効率を明らかにする。また接続する負荷の大きさおよび負荷力率の違いによって最も効率が高くなる速度が異なることを明らかとする。さらに，今回使用した定格出力を 1.1 kW とする DFIG を用いた実験システムでは発電機や変換器の効率が低いことがわかり，実験システム，特に発電機の仕様の最適化による損失の低減が必要であることを明らかにする[20]-[22]。

第 5 章では自立運転時に負荷がステップ状に急変した場合の運転継続性および過渡特性を，ガスエンジン実機を使った実験装置を用いて検討する。この実験より負荷切り離しに関しては運転継続できることを明らかにする。一方，負荷投入に関して，ガスエンジンの応答遅れや回転子側変換器の過電流が原因となって負荷投入後に運転継続できない運転条件を詳しく明らかにする。また，可変速運転できる利点を生かして回転速度を高めておけば，ガスエンジンに要求される負荷トルクが小さくなり，さらに慣性エネルギーが大きくなる。その結果，負荷投入後の速度低下幅が抑えられ，従来から許容されているステップ負荷より大きなステップ負荷を投入できることを実験によって明らかにする。また，実験結果を基にガスエンジンのモデル化を行い，コンピュータシミュレーションでガスエンジンの動特性を模擬した。これによってステップ負荷投入時に，ガスエンジンに過渡的に定常状態よりも大きなトルク出力が必要であることを定量的に示す[23][24]。

第 6 章では使用する電力変換器の仕様を考慮した DFIG 発電システムの設計方法を述べる。前章までで用いた定格出力を 1.1 kW とする DFIG は巻数比が大きいため，DFIG の二次電流が非常に大きく発電機効率が非常に低い結果が得られた。そこで二次電流を抑え損失を低減するために新たに定格出力を 10 kW とする DFIG を設計する。まず実規模である 1 MW 機との違いを論じる。発電システムの効率が上がるように電力変換器の最大出力電圧の制約の中で DFIG の巻数比をできるだけ小さくし，二次電流を抑えるようにする。設

計した電力変換器が DFIG の運転範囲で運転継続できることを計算した後，コンピュータシミュレーションによって変換器が所望の制御目標を達成できることを確認する。

第 7 章では本研究から得られた成果を総括し，DFIG を用いたガスエンジンコージェネレーションシステムの可変速化によって自立運転時の性能が向上することを総括する。そして今後の研究課題を述べる。

参考文献

[1] 大阪ガス：「ガスコージェネレーションシステム　ラインナップ編」，http://dcs.gamedios.com/osg/cgi-bin/openCatalog.cgi?catalogId=cogeneration_system&pageId=1

[2] 伊藤俊之，渡邊崇範，毛内俊晴，仁井真介，「ガスエンジンと蓄電池の協調制御による自立運転性能改善および瞬時電圧低下対策」，電気設備学会誌，pp.318-325，vol.30，Apr. 2010.

[3] 伊藤俊之，「ガスエンジンの運転安定性向上に資する電力貯蔵の効果的な組み合わせおよび制御方法に関する研究」，博士論文，早稲田大学大学院，2012.

[4] T. Ito, T. Tsukada, S. Sato, S. Nii, R. Yokoyama, “Improvement of islanded operating stability for lean-burn gas engine by effective use of power storage device”, *2nd IEEE Int. Conf. Smart Grid Communications*, Brussels, Belgium, pp.493-498, Oct. 2011.

[5] T. Ito, T. Watanabe, Y. Ishibashi, T. Tsukada, T Monai, S. Nii, R. Yokoyama, “A high efficiency, high-quality power supply implemented with a lean-burn gas engine and a power storage device”, *IEEE Power and Energy Society General Meeting*, MN, July 2010.

[6] 財団法人　コージェネレーション・エネルギー高度利用センター：「年度別累積導入実績」，http://www.ace.or.jp/web/works/works_0020.html

[7] 中根伸一，「コージェネレーション技術の変遷」，電学誌，pp.160-163, Vol.126, No.3, 2006.

[8] 村松衛，「コージェネレーション普及に向けて」，電学誌，pp.701-704，Vol.111，No.8，1991.

[9] 菱沼祐一，「中・大型ガスエンジンの現状と今後の展望」，クリーンエネルギー，pp.1-3，Vol.14, No.10, 2005.

[10] 橋本徹，「高効率ガスエンジン AG シリーズ」，クリーンエネルギー，pp.4-7，Vol.14，No.10, 2005.

[11] 杉田成久，弓田孔生，「GE イエンバッハ Type4」，クリーンエネルギー，pp.8-12, Vol.14, No.10, 2005.

[12] 吉野勝久，「１～２MW クラス高効率ガスエンジン発電装置」，クリーンエネルギー，pp.13-18, Vol.14, No.10, 2005.

[13] 坂根篤，坂本明子，「1MW 級高効率ガスエンジン」，クリーンエネルギー，pp.19-22，Vol.14, No.10, 2005.

[14] 熊倉祐之，「WARTSILA 16&20V34SG」，クリーンエネルギー，pp.23-27, Vol.14, No.10, 2005.

[15] 中野良治，「MW 級の高効率ガスエンジン MACH」，クリーンエネルギー，pp.28-31，Vol.14, No.10, 2005.

[16] 東京ガス：「特集スマートエネルギーネットワーク」，http://www.tokyo-

gas.co.jp/env/special/

[17] 大道哲二，三浦友史，伊瀬敏史，佐藤裕紀：「巻線形誘導発電機を適用したガスエンジンコージェネレーションシステムの停電始動時の制御方法の検討」，平成 22 年電気学会産業応用部門大会，1-93，pp. 481-484，（2010 年 8 月 24 日-26 日）.

[18] 大道哲二，三浦友史，伊瀬敏史，佐藤裕紀：「巻線形誘導発電機を適用したガスエンジンコージェネレーションシステムの停電始動及び自立運転時の制御方法の検討」，電気学会半導体電力変換研究会，SPC-11-029，pp. 25-30，（2011 年 1 月 21 日-22 日）.

[19] T. Daido, Y. Miura, T. Ise, Y. Sato, “A Study on a Start-up Method during a Blackout of a Doubly-fed Induction Generator Applied to Gas Engine Cogeneration System”, 8th International Conference on Power Electronics – ECCE Asia, Jeju, Korea, pp.2051-2058, May 30 – June 3, 2011.

[20] T. Daido, Y. Miura, T. Ise, Y. Sato, “Characteristics on Stand-alone Operation of a Doubly-fed Induction Generator Applied to Adjustable Speed Gas Engine Cogeneration System”, Journal of Power Electronics, Vol.13, No.5,pp.841-853, Sept. 2013.

[21] 大道哲二，三浦友史，伊瀬敏史，佐藤裕紀：「巻線形誘導発電機を適用したガスエンジン発電システムの自立運転時におけるパワーフローの考察」，平成 23 年電気関係学会関西連合大会，29A2-8，pp. 57-58，（2011 年 10 月 29 日-30 日）.

[22] 大道哲二，三浦友史，伊瀬敏史，佐藤裕紀：「巻線形誘導発電機を適用したガスエンジンコージェネレーションシステムの自立運転時の定常特性」，電気学会半導体電力変換研究会，SPC-12-003，pp. 13-18，（2012 年 1 月 27 日-28 日）.

[23] T. Daido, Y. Miura, T. Ise, Y. Sato, “Transient Characteristics for Load Changes of a Doubly-fed Induction Generator Applied to Gas Engine Cogeneration System in Stand-alone Operation”, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition 2012, NC, Raleigh, pp.2358-2365, Sept. 2012.

[24] T. Daido, Y. Miura, T. Ise, Y. Sato, “Step-loading Characteristics of Gas Engine Cogeneration System Using Doubly-fed Induction Generator in Stand-alone Operation”, Journal of Energy and Power Engineering, Vol.8, No.3, Mar. 2014. (in press)

第2章　巻線形誘導発電機（DFIG）を用いたガスエンジンコージェネレーションシステム

2.1　緒言

本章では一定速ガスエンジンコージェネレーションと可変速ガスエンジンコージェネレーションを比較し，可変速運転で期待される発電システムとしての性能向上を述べる。また DFIG について原理を略説し，DFIG の発電システムへの適用事例を適用理由と共に述べる。その後，本研究で扱う DFIG を用いた可変速ガスエンジンコージェネレーションシステムの特徴を述べる。さらに常用防災兼用に用いられるコージェネレーションシステムの運転モードを説明する。最後に DFIG の解析および制御の土台となる DFIG の電圧・電流・磁束に関する数式表現および等価回路を導出する。

2.2　一定速ガスエンジンコージェネレーションと可変速ガスエンジンコージェネレーションの比較

定格出力が 300 kW を超える中型以上のガスエンジンコージェネレーションでは従来から負荷および電力系統に直結された同期発電機が用いられている。この構成を図 2.1 に示す。この構成が取られている理由は，安価であることや成熟した制御技術を有するからである。このため，ガスエンジンは系統周波数に制約された一定速度での運転の必要があり，特に部分負荷時に効率が低下してしまうことが課題である。図 2.2 に本研究の実験で使用した小型ガスエンジン実機の回転速度と正味熱効率の関係を示す。正味熱効率とは燃焼したエネルギーが実際に外に取り出せる機械的出力となる割合を意味する。ここではガスエンジンに 0.8 kW，1.0 kW，1.1 kW，1.2 kW の機械的負荷をかけたときの結果を示す。たとえば同図の星印の点で運転しているとして，速度を変えずに出力パワーを下げることを考える。すると正味熱効率が下がることがわかる。また一定速運転ではガスエンジンの機械的強度の制約から一時的に定格トルク以上を出力して過負荷運転することができない。さらに非常用発電システムとしての自立運転時はステップ負荷投入時にガスエンジンの出力トルクの応答が遅れるために回転速度が一時的に低下してしまう。同期発電機を用いており，回転速度の変化によって発電電力の周波数が変動し負荷に悪影響を及ぼす恐れがあるため，許容される瞬時回転速度変化率は 15 %以内と規定されている[1]。したがって，ガスエンジン

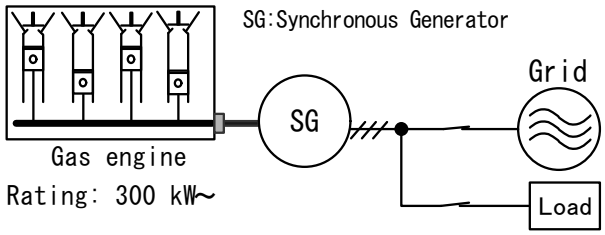

図 2.1　従来からの系統・負荷直結の同期発電機を用いた一定速ガスエンジンコージェネレーション

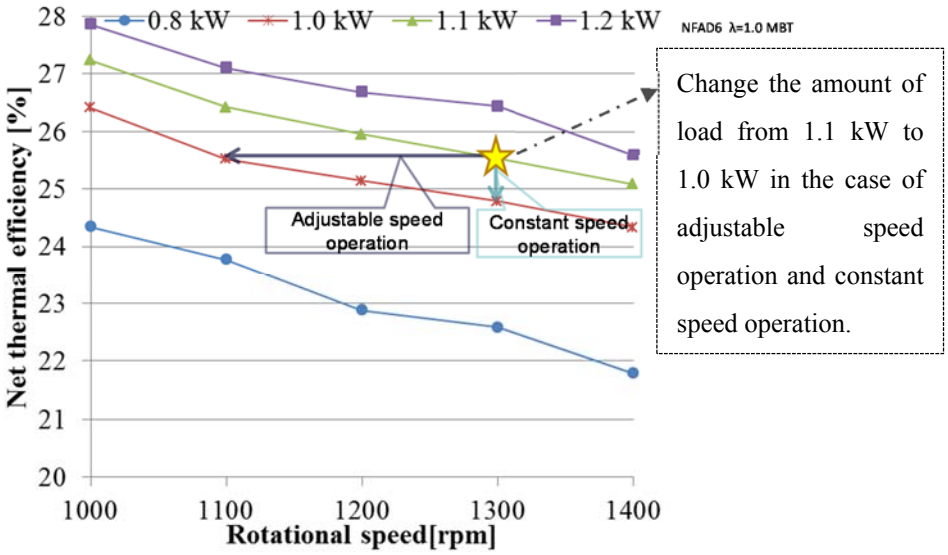

図 2.2　本研究で使用したガスエンジン実機の回転速度と正味熱効率の関係

の許容される最大ステップ負荷変動はガスエンジンの性能に応じて定格出力の 10～40 %程度に制約されている。このステップ負荷変動の制約は緊急を要する非常電源や保安電源として利用する場合に大きな課題となっている[2][3]。

これらの一定速運転に起因する課題は系統周波数に制約されない可変速発電機を用いれば改善することが期待される[4]。そこで本研究ではガスエンジンの可変速運転を可能にする一つの方法として巻線形誘導発電機（Doubly-fed Induction Generator: DFIG）をガスエンジンコージェネレーションシステムに適用することを検討する。ガスエンジンの可変速運転が可能となることによって部分負荷時に回転速度を落とすことにより従来システムと比較して効率の向上が期待できる。このことは図 2.2 で示すように，負荷の減少に合わせて回転速度を下げれば正味熱効率を低下させることなくガスエンジンの出力パワーを減少させることができる。また回転速度を上げることによって一時的な過負荷運転が可能になる。さらに自立運転時において，DFIG は二次側の変換器の出力周波数をすべり周波数にすることによって回転速度変動が発電電力の周波数変動にならないため，自立運転時の許容される最大ステップ負荷投入量を増大できると期待される。

2.3　発電機の中での巻線形誘導発電機 (DFIG)の比較とその原理

発電機とは，機械的な回転エネルギーを電気エネルギーに変換する装置をいう。発電機は主に誘導発電機，同期発電機，リラクタンス発電機，直流発電機の 4 つに分けられる。

直流発電機はブラシなどの機械的な部分の保守点検が必要とされ，また交流と比べ，直流は電圧変換や遮断が容易でないことからも近年では交流発電機に取って代わられた。

リラクタンス発電機は磁性体でできた回転子を励磁せず，その突極構造から磁気抵抗の違いにより，発電トルクを得るものである。この発電機は永久磁石を用いず，回転子に巻線

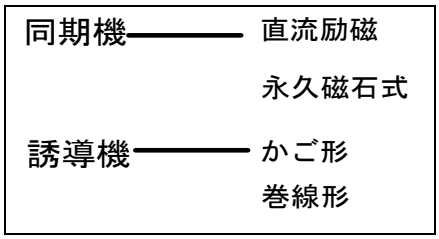

図 2.3　同期機と誘導機の分類

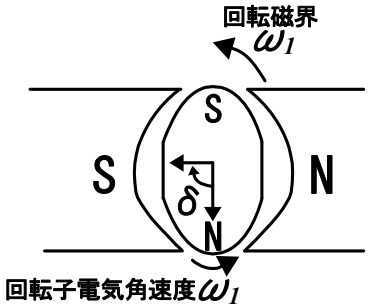

図 2.4　同期機の原理

を施さず，ブラシ等の機械的な摺動部分がないため，構造が堅牢で耐熱性に優れるなどの特長を有する。

今日では，発電機として同期発電機と誘導発電機が広く普及しており，特に同期発電機は電力システムにおける発電機のほとんどを構成している。

同期発電機と誘導発電機の分類を図 2.3 に示す。同期発電機は，回転子に直流励磁される電磁石を用いたものや，永久磁石を用いたものがある．この回転子を界磁極という．この回転子が固定子により生成される回転磁界と電気的に同じ速度で回転すれば，界磁極と回転磁界の磁極が引き合い，機械エネルギーが電気エネルギーに変換される（図 2.4）。

一方，誘導発電機には回転子の回転軸に平行な円筒状の導体かごを用いたかご形や，電機子と同様な分布巻線を施し，外部より電気的に回転子巻線へ接続することを可能にした巻線形（図 2.5 参照）がある。かご形誘導発電機は固定子に接続された交流電源により生成される固定子磁束と回転子の電気的な回転周波数の違い（すべり）が生じることによって発電を行う。誘導機は一般に永久磁石形同期発電機と比べ，回転子での鉄損や抵抗分の損失があるため効率が劣る。また，巻線形誘導機は，スリップリングとブラシといった機械的な摺動部分があるため，ブラシ損があることや定期的なメンテナンスを必要とするデメリットがある。さらに回転子に巻線を施すため，発電機製作コストも上昇してしまう。しかしながら，かご形誘導機は安価で堅牢であるため広く用いられ，また巻線形誘導機も後述する利点により広く用いられている。

巻線形誘導機は，以前は二次抵抗制御を用いて大きな始動トルクを必要とする電車やポンプ，エレベータなどで使われていた。しかしながら損失が大きいことが大きな問題であった。また回転子への巻線を施すことによるコスト上昇も問題であった。そのため近年では大きな始動トルクを得られ，堅牢かつ省エネルギーなインバータ駆動のかご形誘導機が

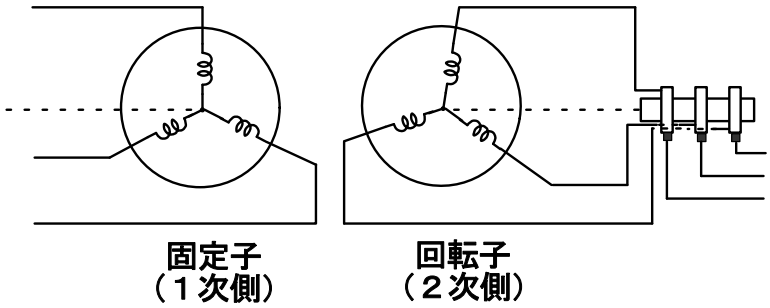

図 2.5　巻線形誘導機の概念図

巻線形誘導機に取って代わった。

近年，半導体電力変換装置やディジタル信号処理器の発展により巻線形誘導機は二次側に半導体電力変換装置を接続することで，二次側でやり取りされる二次電力を有効利用し制御する方法が用いられるようになってきた。こういった使われ方から，巻線形誘導発電機は二重供給形誘導発電機（Doubly-fed Induction Generator：DFIG）や二次励磁形誘導発電機，交流励磁形同期発電機（Doubly-fed Synchronous Generator：DFSG）など種々の呼称で呼ばれ，統一されていない。しかしながら，比較的多く用いられる呼称は Doubly-fed Induction Generator であり，本論文でも以降これを採用し，この略称として DFIG を用いる。電力変換器によって DFIG 二次側の電力を双方向に制御可能で同期速度以上および同期速度以下でも運転可能な制御方式は超同期セルビウス制御と呼ばれる[5]。

二次側に電力変換装置を用いる場合は，その出力周波数は一次側と二次側の電気的な回転周波数の差（これをすべり周波数という）でなければならない。なぜなら，誘導機は回転子の電気的な回転周波数と回転子に流れる電流の周波数の和が，固定子により生成される回転磁界の電気的な周波数と同期しなければならないからである。

2.4　超同期セルビウス制御を用いる DFIG の適用事例

DFIG は二次側の双方向変換器の容量を可変速範囲に応じて発電機定格出力より小さくできる利点を有する他に，系統連系時に超同期セルビウス制御を用いれば一次側の有効・無効発電電力を独立かつ高速に制御できる特長をもつ。そのため，MW クラスの可変速風力発電では多くのメーカが DFIG を採用している[6]。DFIG を用いた風力発電システムはほとんどの場合系統連系運転され，非常に広く研究，実用化されている[7][8]。また風力発電システムと蓄電池およびディーゼルエンジンを組み合わせた自立系統での運転も研究されている[9]。これ以外の DFIG の適用先の事例として，加速器等の数秒だけ繰り返し大電力を消費する設備が電力系統へ悪影響を与えないように DFIG を適用した大容量のフライホイールを用いて平滑化する事例がある。このフライホイールは MJ クラス以上のエネルギーを蓄えることができ，DFIG の制御によってエネルギーを急速に充放電できる[10]-[14]。可変速揚水発電でも DFIG の小容量の電力変換器だけで可変速運転できる特長から近年適用が進んでいる[15]-[20]。DFIG の高速な電力制御が可能であることや可変速運転ができる利点によっ

て，特に夜間帯の周波数調整能力の確保および系統安定度の向上さらに回転速度変化による水車，ポンプの運転領域の拡大と効率向上といった効果がある。

文献[21]では調相機に DFIG を適用して，DFIG の高速な無効電力制御とフライホイールのような一時的な有効電力制御を用い，電力系統の電力動揺の安定化と電圧安定化を同時に実現できることをコンピュータシミュレーションによって示している。このシステムは従来の無効電力制御のみを制御する同期調相機や STATCOM（Static synchronous compensator）と異なり，有効電力制御を用いることにより従来から課題であった電力動揺の安定化と電圧安定化の両立を実現できる。

文献[22]では海流タービンを用いた発電システムに DFIG を用いることを検討している。DFIG を用いる理由は，風力発電と同様に海流の速度に応じて最適な回転速度に調節する MPPT（Maximum power point tracking）制御によって海流のエネルギーからタービンの機械エネルギーに変換される効率を最大化できるからである。ただし，このような用途は現状では事例が非常に少ない。

文献[9]，[23]-[25]では中型以上のディーゼルエンジンに DFIG を適用して可変速運転を可能にし，ディーゼルエンジンを用いた発電システムの性能向上を試みている。ディーゼルエンジンは本研究で用いるガスエンジンと同じ，内燃機関という点で特性が似ている。ディーゼルエンジンは負荷の大きさに応じて回転速度を調節し，エンジンの出力トルクを効率の高い定格トルク付近に保つと，燃料消費量を削減できる。また，可変速運転の利点を生かして回転速度を高く調節すれば，一定速運転のディーゼルエンジンより大きな発電電力を得ることができる。別の観点から見れば，可変速運転が可能となれば速度アップによる過負荷運転ができるため，定格出力を一定速運転するディーゼルエンジンより小容量化でき，エンジンの小型化およびコストダウンにつながる。またディーゼルエンジンにはディーゼルエンジンの特徴から 50%以下の軽負荷時に回転速度が低くなければ，燃料の不完全燃焼によってエンジンの寿命が短くなってしまう課題がある。このため，従来の一定速ディーゼルエンジン発電システムでは軽負荷時にダミー負荷を用いて意図的に負荷率を上げており，無駄な燃料消費が多かった。一方，可変速ディーゼル発電システムの場合，軽負荷時に回転速度を下げれば，燃料の不完全燃焼が発生せずダミー負荷が不要になり，効率が大きく向上する。

本研究では中型以上のガスエンジン発電システムへ DFIG を適用することを検討した。ガスエンジン発電システムへ DFIG を適用したシステムはこれまで研究発表や商用化がされてこなかった。

2.5　DFIG を用いた可変速ガスエンジン発電システムの特長

可変速ガスエンジン発電システムには図 2.6 に示す発電電力全量を周波数変換する変換器を利用した同期発電機（SG）を用いたシステムが挙げられる。発電容量が小容量の場合は周波数変換器のコストが増えるが，広く用いられている変換器を利用するためコストの上昇は抑えられる。一方，発電機容量が大容量になった場合，変換器のコストが著しく上昇し，実用化には課題がある。そこで，本研究では発電機に DFIG を用いた可変速発電システムに取り組む。この概略図を図 2.7 に示す。DFIG の利点は，可変速範囲に応じた発電機定格出力より小さい最大二次電力の容量の電力変換器だけで可変速運転が可能となることである。発電機定格出力の 30 %程度の電力変換器容量が必要とされることが多い。したがって発電機定格出力と等しい電力変換器容量が必要なその他の可変速交流発電機と比べて変換器コストが安価になり，電力変換に伴う損失も低減する。

2.6　ガスエンジンコージェネレーションの運転モード

2.6.1　系統連系運転

DFIG の系統連系運転について，風力発電分野で非常に広く研究されており，また広く実用化されている。図 2.8 に系統連系運転時の概略図を示す。基本的に DFIG 二次側電力変換器によって一次側の有効電力・無効電力の制御を行う。ガスエンジンコージェネレーションシステムの系統連系運転の場合，排熱利用も考慮して最大効率が得られるように有効・無効電力を制御しつつ可変速運転する。

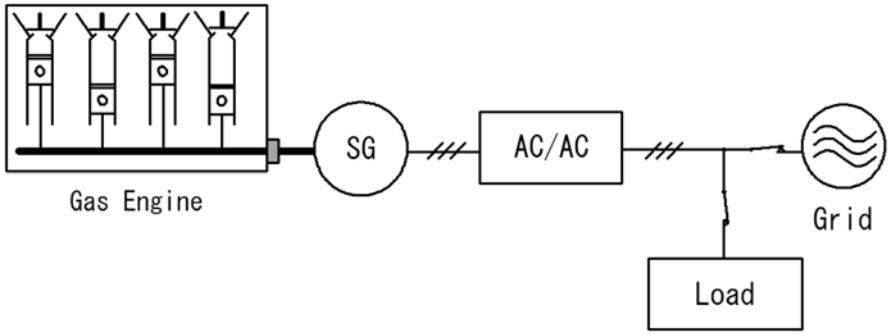

図 2.6　同期機を用いた発電電力全量を周波数変換する可変速ガスエンジン発電システム

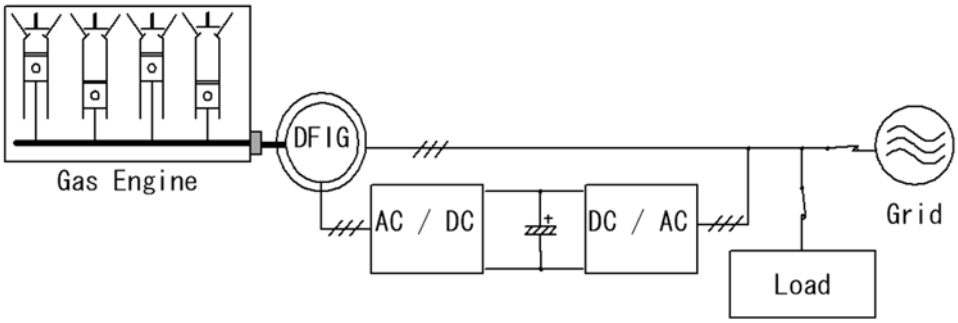

図 2.7　DFIG を用いた可変速ガスエンジン発電システム

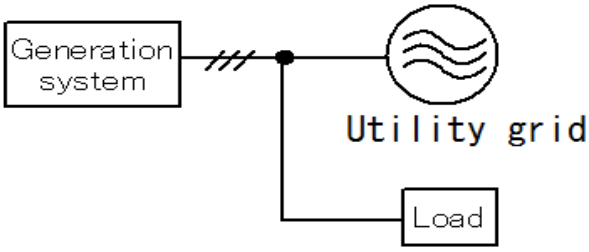

図 2.8　系統連系運転

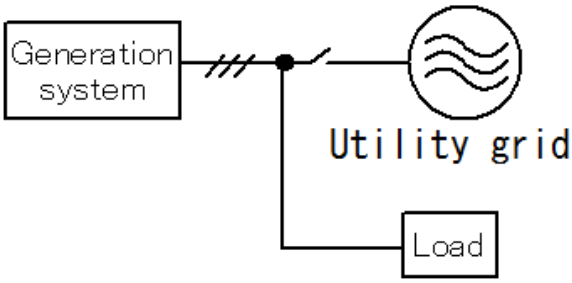

図 2.9　自立運転（非常用発電機としての運転）

2.6.2　自立運転

図 2.9 に自立運転時の発電システムの構成を示す。自立運転は基本的に負荷に定格電圧の供給を維持するように DFIG 二次側の変換器を制御する。最近ではガスエンジンやディーゼルエンジンを用いた発電システムの自立運転時における DFIG の制御方式に関する研究が行われている[23]-[25]。

2.7　DFIG の数学的表現の導出

DFIG の制御及び DFIG を解析的に理解するために DFIG の等価回路の導出を行う[5][26]。以降は全て電気角で考える。

回転子の回転角速度を ω_{m} とすると回転子の空間的な角度 θ は

$$\theta = \omega_{\mathrm{m}} t + \varphi , \tag{2.1}$$

となる。ただし φ は回転子の固定子に対する初期位相角である。固定子巻線と回転子巻線の空間的な位置関係を図 2.10 に示す。すべり s と同期角速度 ω_{s} を用いて θ を表すと

$$\theta = (1-s)\omega_{\mathrm{s}} t + \varphi , \tag{2.2}$$

となる。

固定子・回転子鉄心のヒステリシス特性やうず電流損，磁気飽和を無視し，磁束の分布を正弦波とすると，固定子側の電圧方程式は次のようになる。

$$v_{\mathrm{sa}} = -R_{\mathrm{s}} i_{\mathrm{sa}} + \mathrm{p}\Psi_{\mathrm{sa}} , \tag{2.3}$$

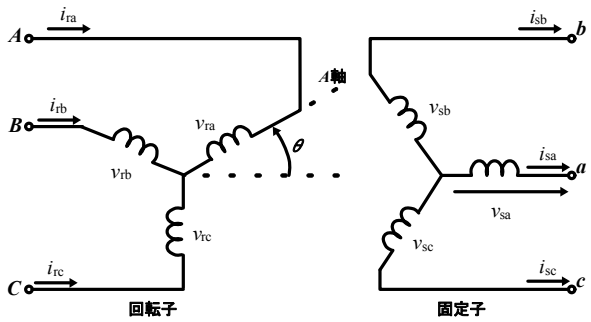

図 2.10　固定子巻線と回転子巻線の空間的な位置関係

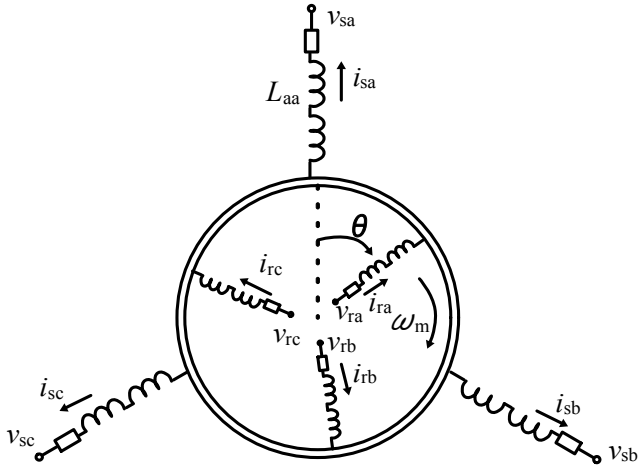

図 2.11　固定子巻線と回転子巻線の空間的な位置関係

$$v_{\mathrm{sb}} = -R_{\mathrm{s}} i_{\mathrm{sb}} + \mathrm{p}\,\Psi_{\mathrm{sb}}\,, \tag{2.4}$$

$$v_{\mathrm{sc}} = -R_{\mathrm{s}} i_{\mathrm{sc}} + \mathrm{p}\,\Psi_{\mathrm{sc}}\,. \tag{2.5}$$

ただし、$\mathrm{p} = \dfrac{d}{dt}$，$R_{\mathrm{s}}$ は固定子巻線抵抗，Ψ_{sa}，Ψ_{sb}，Ψ_{sc} は固定子巻線の鎖交磁束，v_{sa}，v_{sb}，v_{sc} は固定子相電圧，i_{sa}，i_{sb}，i_{sc} は固定子電流（固定子端子から出ていく向きを正とする）を表す。また回転子の電圧方程式も同様に求められる。

$$v_{\mathrm{ra}} = R_{\mathrm{r}} i_{\mathrm{ra}} + \mathrm{p}\,\Psi_{\mathrm{ra}}\,, \tag{2.6}$$

$$v_{\mathrm{rb}} = R_{\mathrm{r}} i_{\mathrm{rb}} + \mathrm{p}\,\Psi_{\mathrm{rb}}\,, \tag{2.7}$$

$$v_{\mathrm{rc}} = R_{\mathrm{r}} i_{\mathrm{rc}} + \mathrm{p}\,\Psi_{\mathrm{rc}}\,. \tag{2.8}$$

ただし R_{r} は回転子巻線抵抗，Ψ_{ra}，Ψ_{rb}，Ψ_{rc} は回転子巻線の鎖交磁束，v_{ra}，v_{rb}，v_{rc} は回転子相電圧，i_{ra}，i_{rb}，i_{rc} は回転子電流（回転子端子に流れ込む向きを正とする）を表す。スロット

効果を無視し，回転子を対称構造と考えると，固定子巻線と回転子巻線の相互インダクタンスが θ で求まる回転子の位置の関数となる。固定子巻線と回転子巻線の空間的な位置について，図 2.11 に固定子，回転子の断面図に等価的なインダクタで各巻線を示す。

各相固定子巻線の鎖交磁束の瞬時値は以下のようになる。

$$\Psi_{\mathrm{sa}} = -L_{\mathrm{aa}} i_{\mathrm{sa}} - L_{\mathrm{ab}}\left(i_{\mathrm{sb}} + i_{\mathrm{sc}}\right) + L_{\mathrm{aA}}\left[i_{\mathrm{ra}}\cos\theta + i_{\mathrm{rb}}\cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) + i_{\mathrm{rc}}\cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right)\right], \tag{2.9}$$

$$\Psi_{\mathrm{sb}} = -L_{\mathrm{aa}} i_{\mathrm{sb}} - L_{\mathrm{ab}}\left(i_{\mathrm{sa}} + i_{\mathrm{sc}}\right) + L_{\mathrm{aA}}\left[i_{\mathrm{ra}}\cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) + i_{\mathrm{rb}}\cos\theta + i_{\mathrm{rc}}\cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right)\right], \tag{2.10}$$

$$\Psi_{\mathrm{sc}} = -L_{\mathrm{aa}} i_{\mathrm{sc}} - L_{\mathrm{ab}}\left(i_{\mathrm{sa}} + i_{\mathrm{sb}}\right) + L_{\mathrm{aA}}\left[i_{\mathrm{ra}}\cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) + i_{\mathrm{rb}}\cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) + i_{\mathrm{rc}}\cos\theta\right]. \tag{2.11}$$

ただし L_{aa} を固定子巻線の自己インダクタンス，L_{ab} を固定子巻線間の相互インダクタンス，L_{aA} を固定子巻線と回転子巻線の相互インダクタンスの最大値とする。一方、各相回転子巻線の鎖交磁束の瞬時値は以下のようになる。

$$\Psi_{\mathrm{ra}} = L_{\mathrm{AA}} i_{\mathrm{ra}} + L_{\mathrm{AB}}\left(i_{\mathrm{rb}} + i_{\mathrm{rc}}\right) - L_{\mathrm{aA}}\left[i_{\mathrm{sa}}\cos\theta + i_{\mathrm{sb}}\cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) + i_{\mathrm{sc}}\cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right)\right], \tag{2.12}$$

$$\Psi_{\mathrm{rb}} = L_{\mathrm{AA}} i_{\mathrm{rb}} + L_{\mathrm{AB}}\left(i_{\mathrm{ra}} + i_{\mathrm{rc}}\right) - L_{\mathrm{aA}}\left[i_{\mathrm{sa}}\cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) + i_{\mathrm{sb}}\cos\theta + i_{\mathrm{sc}}\cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right)\right], \tag{2.13}$$

$$\Psi_{\mathrm{rc}} = L_{\mathrm{AA}} i_{\mathrm{rc}} + L_{\mathrm{AB}}\left(i_{\mathrm{ra}} + i_{\mathrm{rb}}\right) - L_{\mathrm{aA}}\left[i_{\mathrm{sa}}\cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) + i_{\mathrm{sb}}\cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) + i_{\mathrm{sc}}\cos\theta\right]. \tag{2.14}$$

ただし L_{AA} を回転子巻線の自己インダクタンス，L_{AB} を回転子巻線間の相互インダクタンスとする。

巻線は対称であり，磁束の回転成分に寄与する電流のみ考えるため零相電流を考えない。

$$i_{\mathrm{sa}} + i_{\mathrm{sb}} + i_{\mathrm{sc}} = 0, \tag{2.15}$$

$$i_{\mathrm{ra}} + i_{\mathrm{rb}} + i_{\mathrm{rc}} = 0. \tag{2.16}$$

ここで、$L_{\mathrm{ss}} = L_{\mathrm{aa}}$-$L_{\mathrm{ab}}$，$L_{\mathrm{rr}} = L_{\mathrm{AA}}$-$L_{\mathrm{AB}}$ とすると固定子巻線及び回転子巻線の鎖交磁束は次のようになる。

$$\begin{bmatrix}\Psi_{\mathrm{sa}}\\ \Psi_{\mathrm{sb}}\\ \Psi_{\mathrm{sc}}\end{bmatrix}=-L_{\mathrm{ss}}\begin{bmatrix}i_{\mathrm{sa}}\\ i_{\mathrm{sb}}\\ i_{\mathrm{sc}}\end{bmatrix}+L_{\mathrm{aA}}\begin{bmatrix}\cos\theta & \cos\left(\theta+\frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta-\frac{2}{3}\pi\right)\\ \cos\left(\theta-\frac{2}{3}\pi\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta+\frac{2}{3}\pi\right)\\ \cos\left(\theta+\frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta-\frac{2}{3}\pi\right) & \cos\theta\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{\mathrm{ra}}\\ i_{\mathrm{rb}}\\ i_{\mathrm{rc}}\end{bmatrix}, \tag{2.17}$$

$$\begin{bmatrix}\Psi_{\mathrm{ra}}\\ \Psi_{\mathrm{rb}}\\ \Psi_{\mathrm{rc}}\end{bmatrix}=L_{\mathrm{rr}}\begin{bmatrix}i_{\mathrm{ra}}\\ i_{\mathrm{rb}}\\ i_{\mathrm{rc}}\end{bmatrix}-L_{\mathrm{aA}}\begin{bmatrix}\cos\theta & \cos\left(\theta-\frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta+\frac{2}{3}\pi\right)\\ \cos\left(\theta+\frac{2}{3}\pi\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta-\frac{2}{3}\pi\right)\\ \cos\left(\theta-\frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta+\frac{2}{3}\pi\right) & \cos\theta\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{\mathrm{sa}}\\ i_{\mathrm{sb}}\\ i_{\mathrm{sc}}\end{bmatrix}. \tag{2.18}$$

上式を変換前後の電力が不変な三相二相変換をする。変換後の座標系を $\alpha\beta$ 座標と呼ぶことにする。変換式は次のように定義される。

$$\begin{bmatrix}\Psi_{\mathrm{s}\alpha}\\ \Psi_{\mathrm{s}\beta}\end{bmatrix}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix}1 & \cos\frac{2}{3}\pi & \cos\frac{4}{3}\pi\\ 0 & \sin\frac{2}{3}\pi & \sin\frac{4}{3}\pi\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Psi_{\mathrm{sa}}\\ \Psi_{\mathrm{sb}}\\ \Psi_{\mathrm{sc}}\end{bmatrix}. \tag{2.19}$$

したがって固定子鎖交磁束は次のように変換される。

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix}\Psi_{\mathrm{s}\alpha}\\ \Psi_{\mathrm{s}\beta}\end{bmatrix}&=-L_{\mathrm{ss}}\begin{bmatrix}i_{\mathrm{s}\alpha}\\ i_{\mathrm{s}\beta}\end{bmatrix}+\frac{3}{2}L_{\mathrm{aA}}\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix}\cos\theta & \cos\left(\theta+\frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta-\frac{2}{3}\pi\right)\\ \sin\theta & \sin\left(\theta+\frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta-\frac{2}{3}\pi\right)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{\mathrm{ra}}\\ i_{\mathrm{rb}}\\ i_{\mathrm{rc}}\end{bmatrix}\\ &=-L_{\mathrm{ss}}\begin{bmatrix}i_{\mathrm{s}\alpha}\\ i_{\mathrm{s}\beta}\end{bmatrix}+L_{\mathrm{m}}\begin{bmatrix}i_{\mathrm{r}\alpha}\\ i_{\mathrm{r}\beta}\end{bmatrix}.\end{aligned} \tag{2.20}$$

ただし $\frac{3}{2}L_{\mathrm{aA}}=L_{\mathrm{m}}$ とする。

一方，回転子鎖交磁束の式は回転子座標上で三相二相変換すると次のようになる。なお変換後の座標系を $\gamma\delta$ 座標と呼ぶことにする。

$$\begin{bmatrix}\Psi_{\mathrm{r}\gamma}\\ \Psi_{\mathrm{r}\delta}\end{bmatrix}=L_{\mathrm{rr}}\begin{bmatrix}i_{\mathrm{r}\gamma}\\ i_{\mathrm{r}\delta}\end{bmatrix}-\frac{3}{2}L_{\mathrm{aA}}\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix}\cos\theta & \cos\left(\theta-\frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta+\frac{2}{3}\pi\right)\\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta-\frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta+\frac{2}{3}\pi\right)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{\mathrm{sa}}\\ i_{\mathrm{sb}}\\ i_{\mathrm{sc}}\end{bmatrix}$$

$$= L_{\mathrm{rr}}\begin{bmatrix} i_{\mathrm{r}\gamma} \\ i_{\mathrm{r}\delta} \end{bmatrix} - L_{\mathrm{m}}\begin{bmatrix} i_{\mathrm{s}\gamma} \\ i_{\mathrm{s}\delta} \end{bmatrix}. \tag{2.21}$$

このとき固定子の $\alpha\beta$ 座標上の固定子電圧方程式は次のようになる。

$$\begin{bmatrix} v_{\mathrm{s}\alpha} \\ v_{\mathrm{s}\beta} \end{bmatrix} = -R_{\mathrm{s}}\begin{bmatrix} i_{\mathrm{s}\alpha} \\ i_{\mathrm{s}\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \Psi_{\mathrm{s}\alpha} \\ \Psi_{\mathrm{s}\beta} \end{bmatrix} = -R_{\mathrm{s}}\begin{bmatrix} i_{\mathrm{s}\alpha} \\ i_{\mathrm{s}\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt}\left(-L_{\mathrm{ss}}\begin{bmatrix} i_{\mathrm{s}\alpha} \\ i_{\mathrm{s}\beta} \end{bmatrix} + L_{\mathrm{m}}\begin{bmatrix} i_{\mathrm{r}\alpha} \\ i_{\mathrm{r}\beta} \end{bmatrix} \right) \quad . \tag{2.22}$$

また $\gamma\delta$ 座標上の回転子電圧方程式は次のようになる。

$$\begin{bmatrix} v_{\mathrm{r}\gamma} \\ v_{\mathrm{r}\delta} \end{bmatrix} = R_{\mathrm{r}}\begin{bmatrix} i_{\mathrm{r}\gamma} \\ i_{\mathrm{r}\delta} \end{bmatrix} + \mathrm{p}\begin{bmatrix} \Psi_{\mathrm{r}\gamma} \\ \Psi_{\mathrm{r}\delta} \end{bmatrix} = R_{\mathrm{r}}\begin{bmatrix} i_{\mathrm{r}\gamma} \\ i_{\mathrm{r}\delta} \end{bmatrix} + \mathrm{p}\left(L_{\mathrm{rr}}\begin{bmatrix} i_{\mathrm{r}\gamma} \\ i_{\mathrm{r}\delta} \end{bmatrix} - L_{\mathrm{m}}\begin{bmatrix} i_{\mathrm{s}\gamma} \\ i_{\mathrm{s}\delta} \end{bmatrix} \right). \tag{2.23}$$

$\gamma\delta$ 座標系から静止 $\alpha\beta$ 座標系に移すには、左辺より変換行列

$$[C] = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix}, \tag{2.24}$$

を乗ずる。すなわち

$$\begin{bmatrix} v_{\mathrm{r}\alpha} \\ v_{\mathrm{r}\beta} \end{bmatrix} = [C]\begin{bmatrix} v_{\mathrm{r}\gamma} \\ v_{\mathrm{r}\delta} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} v_{\mathrm{r}\gamma} \\ v_{\mathrm{r}\delta} \end{bmatrix} = [C]^{-1}\begin{bmatrix} v_{\mathrm{r}\alpha} \\ v_{\mathrm{r}\beta} \end{bmatrix}, \tag{2.25}$$

となる。すると式(2.23)は

$$[C]^{-1}\begin{bmatrix} v_{\mathrm{r}\alpha} \\ v_{\mathrm{r}\beta} \end{bmatrix} = R_{\mathrm{r}}[C]^{-1}\begin{bmatrix} i_{\mathrm{r}\alpha} \\ i_{\mathrm{r}\beta} \end{bmatrix} + \mathrm{p}\left([C]^{-1}\begin{bmatrix} \Psi_{\mathrm{r}\alpha} \\ \Psi_{\mathrm{r}\beta} \end{bmatrix} \right) = R_{\mathrm{r}}[C]^{-1}\begin{bmatrix} i_{\mathrm{r}\alpha} \\ i_{\mathrm{r}\beta} \end{bmatrix} + \left(\mathrm{p}[C]^{-1} \right)\begin{bmatrix} \Psi_{\mathrm{r}\alpha} \\ \Psi_{\mathrm{r}\beta} \end{bmatrix} + [C]^{-1}\mathrm{p}\begin{bmatrix} \Psi_{\mathrm{r}\alpha} \\ \Psi_{\mathrm{r}\beta} \end{bmatrix} \quad , \tag{2.26}$$

となる。ここで、次式の関係

$$[C]\left(\frac{d}{dt}[C]^{-1} \right) = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix}\omega_{\mathrm{m}}\begin{bmatrix} -\sin\theta & \cos\theta \\ -\cos\theta & -\sin\theta \end{bmatrix} = \omega_{\mathrm{m}}\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \tag{2.27}$$

を用いる。両辺左より変換行列[C]を乗ずると，固定子の $\alpha\beta$ 座標上の回転子電圧方程式は次のようになる。

$$\begin{bmatrix} v_{\mathrm{r}\alpha} \\ v_{\mathrm{r}\beta} \end{bmatrix} = R_{\mathrm{r}}\begin{bmatrix} i_{\mathrm{r}\alpha} \\ i_{\mathrm{r}\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \Psi_{\mathrm{r}\alpha} \\ \Psi_{\mathrm{r}\beta} \end{bmatrix} + \omega_{\mathrm{m}}\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \Psi_{\mathrm{r}\alpha} \\ \Psi_{\mathrm{r}\beta} \end{bmatrix}. \tag{2.28}$$

また回転子磁束は次のようになる。

$$\begin{bmatrix} \Psi_{\mathrm{r}a} \\ \Psi_{\mathrm{r}\beta} \end{bmatrix} = L_{\mathrm{rr}}\begin{bmatrix} i_{\mathrm{r}\alpha} \\ i_{\mathrm{r}\beta} \end{bmatrix} - L_{\mathrm{m}}\begin{bmatrix} i_{\mathrm{s}\alpha} \\ i_{\mathrm{s}\beta} \end{bmatrix}. \tag{2.29}$$

よって静止 $\alpha\beta$ 座標における回転子電圧は次のようになる。

$$\begin{bmatrix} v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt}\left(L_{rr} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} - L_m \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \right) + \omega_m \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \left(L_{rr} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} - L_m \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \right). \tag{2.30}$$

ここで固定子と回転子の巻数比 a を次のように定義する。

$$a = \frac{L_{s0}}{L_m} = \frac{L_m}{L_{r0}}. \tag{2.31}$$

ただし、$L_{ss} = L_{s0} + l_s$，$L_{rr} = L_{r0} + l_r$ とする。また L_{s0} を固定子自己インダクタンス，L_{r0} を回転子自己インダクタンス，l_s を固定子巻線漏れインダクタンス，そして l_r を回転子漏れインダクタンスとする。

式(2.22)の固定子電圧方程式は巻数比 a を用いて次のように表される。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} &= -R_s \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt}\left\{ -\left(l_s + L_{s0} \right) \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + aL_m \begin{bmatrix} \dfrac{i_{r\alpha}}{a} \\ \dfrac{i_{r\beta}}{a} \end{bmatrix} \right\} \\ &= -R_s \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt}\left\{ -l_s \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + L_m' \left(\begin{bmatrix} -i_{s\alpha} \\ -i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{r\alpha}' \\ i_{r\beta}' \end{bmatrix} \right) \right\}. \end{aligned} \tag{2.32}$$

ただし $L_m' = aL_{s0}$ を意味する。またプライム(´)は一次側換算値を意味する。同様に回転子電圧方程式は次のようになる。

$$\begin{aligned} a \begin{bmatrix} v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{bmatrix} &= a^2 R_r \begin{bmatrix} \dfrac{i_{r\alpha}}{a} \\ \dfrac{i_{r\beta}}{a} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt}\left\{ a^2 \left(L_{r0} + l_r \right) \begin{bmatrix} \dfrac{i_{r\alpha}}{a} \\ \dfrac{i_{r\beta}}{a} \end{bmatrix} - aL_m \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \right\} + \omega_m \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \left\{ a^2 \left(L_{r0} + l_r \right) \begin{bmatrix} \dfrac{i_{r\alpha}}{a} \\ \dfrac{i_{r\beta}}{a} \end{bmatrix} - aL_m \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \right\} \\ \Leftrightarrow \begin{bmatrix} v_{r\alpha}' \\ v_{r\beta}' \end{bmatrix} &= R_r' \begin{bmatrix} i_{r\alpha}' \\ i_{r\beta}' \end{bmatrix} + \frac{d}{dt}\left\{ l_r' \begin{bmatrix} i_{r\alpha}' \\ i_{r\beta}' \end{bmatrix} + L_m' \left(-\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{r\alpha}' \\ i_{r\beta}' \end{bmatrix} \right) \right\} - \omega_m \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \left\{ l_r' \begin{bmatrix} i_{r\alpha}' \\ i_{r\beta}' \end{bmatrix} + L_m' \left(-\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{r\alpha}' \\ i_{r\beta}' \end{bmatrix} \right) \right\}. \end{aligned} \tag{2.33}$$

ここで固定子磁束および回転子磁束は次のようになる。

$$\begin{bmatrix} \Psi_{s\alpha} \\ \Psi_{s\beta} \end{bmatrix} = -l_s \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + L_m' \left(-\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{r\alpha}' \\ i_{r\beta}' \end{bmatrix} \right), \tag{2.34}$$

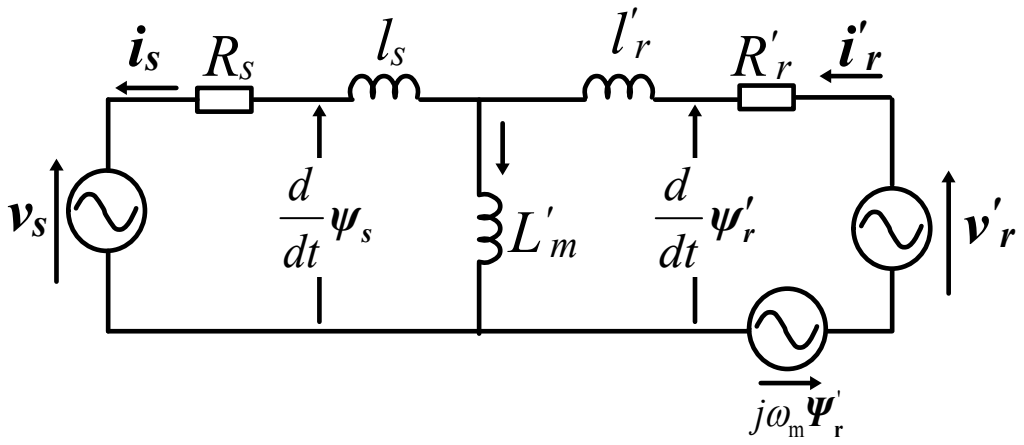

図 2.12　$\alpha\beta$ 座標における DFIG の等価回路

$$\begin{bmatrix}\Psi'_{r\alpha}\\ \Psi'_{r\beta}\end{bmatrix}=l'_r\begin{bmatrix}i'_{r\alpha}\\ i'_{r\beta}\end{bmatrix}+L'_m\left(-\begin{bmatrix}i_{s\alpha}\\ i_{s\beta}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}i'_{r\alpha}\\ i'_{r\beta}\end{bmatrix}\right). \tag{2.35}$$

空間ベクトル表現すると静止 $\alpha\beta$ 座標上の固定子，回転子電圧方程式は次のようになる。

$$\boldsymbol{v_s}=-R_s\boldsymbol{i_s}+\frac{d}{dt}\left\{-l_s\boldsymbol{i_s}+L'_m\left(-\boldsymbol{i_s}+\boldsymbol{i'_r}\right)\right\}=-R_s\boldsymbol{i_s}+\frac{d}{dt}\boldsymbol{\Psi}_s, \tag{2.36}$$

$$\boldsymbol{v'_r}=R'_r\boldsymbol{i'_r}+\frac{d}{dt}\left\{l'_r\boldsymbol{i'_r}+L'_m\left(-\boldsymbol{i_s}+\boldsymbol{i'_r}\right)\right\}-j\omega_m\left\{l'_r\boldsymbol{i'_r}+L'_m\left(-\boldsymbol{i_s}+\boldsymbol{i'_r}\right)\right\}=R'_r\boldsymbol{i'_r}+\frac{d}{dt}\boldsymbol{\Psi}'_r-j\omega_m\boldsymbol{\Psi}'_r. \tag{2.37}$$

これらを基に等価回路で表すと図 2.12 のようになる。

空間ベクトルによる電磁トルク T_{em} の表現は次のようになる。

$$\begin{aligned}T_{em}&=\frac{P}{2}\mathrm{Im}\left\{-\boldsymbol{\Psi}'_r\bullet\boldsymbol{i}'^{*}_r\right\}=\frac{P}{2}\mathrm{Im}\left\{-\left(\Psi'_{r\alpha}+j\Psi'_{r\beta}\right)\left(i'_{r\alpha}-ji'_{r\beta}\right)\right\}\\&=-\frac{P}{2}\left(\Psi'_{r\beta}i'_{r\alpha}-\Psi'_{r\alpha}i'_{r\beta}\right).\end{aligned} \tag{2.38}$$

ただし P は極数，「●」は内積を表す。また T_{em} は発電の時、正となる。

次に同期速度 ω_s で回転する dq 回転座標上における DFIG の方程式を導出する。dq 座標における固定子鎖交磁束および回転子鎖交磁束は次のように表現される。

$$\begin{bmatrix}\Psi_{sd}\\ \Psi_{sq}\end{bmatrix}=-l_s\begin{bmatrix}i_{sd}\\ i_{sq}\end{bmatrix}+L'_m\left(-\begin{bmatrix}i_{sd}\\ i_{sq}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}i'_{rd}\\ i'_{rq}\end{bmatrix}\right), \tag{2.39}$$

$$\begin{bmatrix}\Psi'_{rd}\\ \Psi'_{rq}\end{bmatrix}=l'_r\begin{bmatrix}i'_{rd}\\ i'_{rq}\end{bmatrix}+L'_m\left(-\begin{bmatrix}i_{sd}\\ i_{sq}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}i'_{rd}\\ i'_{rq}\end{bmatrix}\right). \tag{2.40}$$

また $\alpha\beta$ 座標から dq 座標への変換行列は初期位相を ξ とし，$\theta_s=\omega_s t+\xi$ を用いて

$$\left[C_{\alpha\beta 2dq}\right]=\begin{bmatrix}\cos\theta_s & \sin\theta_s\\ -\sin\theta_s & \cos\theta_s\end{bmatrix}, \tag{2.41}$$

となる。すなわち

$$\begin{bmatrix}v_{s\alpha}\\ v_{s\beta}\end{bmatrix}=\left[C_{\alpha\beta 2dq}\right]^{-1}\begin{bmatrix}v_{sd}\\ v_{sq}\end{bmatrix}, \tag{2.42}$$

となる。

このとき固定子電圧方程式は

$$\left[C_{\alpha\beta 2dq}\right]^{-1}\begin{bmatrix}v_{sd}\\ v_{sq}\end{bmatrix}=-R_s\left[C_{\alpha\beta 2dq}\right]^{-1}\begin{bmatrix}i_{sd}\\ i_{sq}\end{bmatrix}+\left(\frac{d}{dt}\left[C_{\alpha\beta 2dq}\right]^{-1}\right)\begin{bmatrix}\Psi_{sd}\\ \Psi_{sq}\end{bmatrix}+\left[C_{\alpha\beta 2dq}\right]^{-1}\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\Psi_{sd}\\ \Psi_{sq}\end{bmatrix}, \tag{2.43}$$

となる。ここで

$$\left[C_{\alpha\beta 2dq}\right]\left(\frac{d}{dt}\left[C_{\alpha\beta 2dq}\right]^{-1}\right)=\omega_s\begin{bmatrix}0 & -1\\ 1 & 0\end{bmatrix}, \tag{2.44}$$

である。式(2.43)の両辺左から変換行列を乗ずると

$$\begin{bmatrix}v_{sd}\\ v_{sq}\end{bmatrix}=-R_s\begin{bmatrix}i_{sd}\\ i_{sq}\end{bmatrix}+\omega_s\begin{bmatrix}0 & -1\\ 1 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Psi_{sd}\\ \Psi_{sq}\end{bmatrix}+\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\Psi_{sd}\\ \Psi_{sq}\end{bmatrix}, \tag{2.45}$$

となり、空間ベクトル表現すれば

$$\boldsymbol{v}_s=-R_s\boldsymbol{i}_s+j\omega_s\boldsymbol{\Psi}_s+\frac{d}{dt}\boldsymbol{\Psi}_s, \tag{2.46}$$

となる。一方，回転子電圧方程式は dq 座標上に変換すると

$$\left[C_{\alpha\beta 2dq}\right]^{-1}\begin{bmatrix}v'_{rd}\\ v'_{rq}\end{bmatrix}=R'_r\left[C_{\alpha\beta 2dq}\right]^{-1}\begin{bmatrix}i'_{rd}\\ i'_{rq}\end{bmatrix}+\left(\frac{d}{dt}\left[C_{\alpha\beta 2dq}\right]^{-1}\right)\begin{bmatrix}\Psi'_{rd}\\ \Psi'_{rq}\end{bmatrix}+\left[C_{\alpha\beta 2dq}\right]^{-1}\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\Psi'_{rd}\\ \Psi'_{rq}\end{bmatrix}-\omega_m\left[C_{\alpha\beta 2dq}\right]^{-1}\begin{bmatrix}0 & -1\\ 1 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Psi'_{rd}\\ \Psi'_{rq}\end{bmatrix}, \tag{2.47}$$

となる。上式の両辺左から変換行列を乗ずると

$$\begin{bmatrix}v'_{rd}\\ v'_{rq}\end{bmatrix}=R'_r\begin{bmatrix}i'_{rd}\\ i'_{rq}\end{bmatrix}+\omega_s\begin{bmatrix}0 & -1\\ 1 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Psi'_{rd}\\ \Psi'_{rq}\end{bmatrix}+\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\Psi'_{rd}\\ \Psi'_{rq}\end{bmatrix}-\omega_m\begin{bmatrix}0 & -1\\ 1 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Psi'_{rd}\\ \Psi'_{rq}\end{bmatrix}, \tag{2.48}$$

となり，空間ベクトル表現すれば

$$\boldsymbol{v}'_r=R'_r\boldsymbol{i}'_r+j\omega_s\boldsymbol{\Psi}'_r+\frac{d}{dt}\boldsymbol{\Psi}'_r-j\omega_m\boldsymbol{\Psi}'_r, \tag{2.49}$$

となる。これより dq 座標上の DFIG の等価回路が図 2.13 のように得られる。

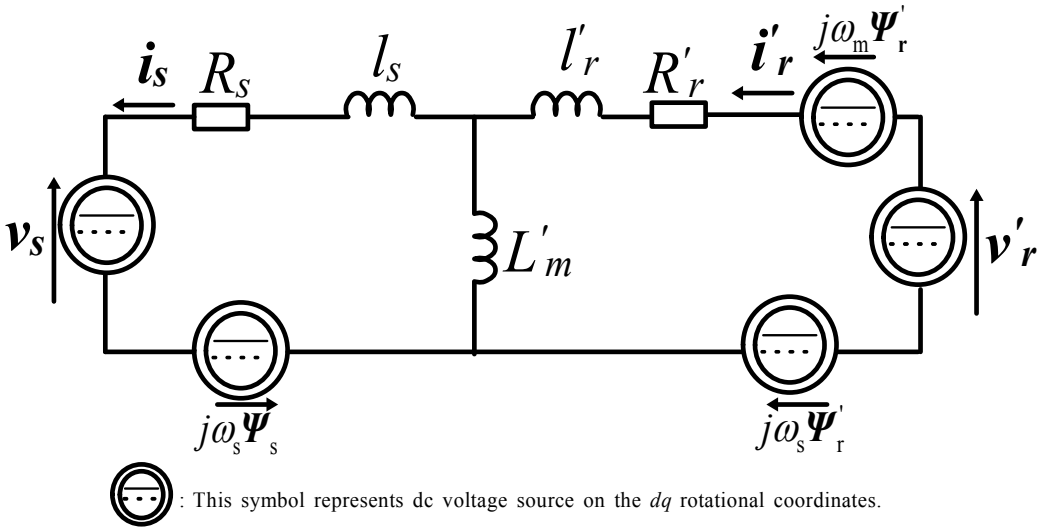

図 2.13　*dq* 座標における DFIG の等価回路

dq 座標における空間ベクトルによる電磁トルク T_{em} の表現は次のようになる。

$$T_{em} = \frac{P}{2}\left(-j\boldsymbol{\Psi}'_r\right)\bullet \boldsymbol{i}'_r = \frac{P}{2}\left\{-j\left(l'_r + L'_m\right)\boldsymbol{i}'_r + jL'_m\boldsymbol{i}_s\right\}\bullet \boldsymbol{i}'_r$$

$$= \frac{P}{2}L'_m\left(j\boldsymbol{i}_s\right)\bullet \boldsymbol{i}'_r = \frac{P}{2}L'_m\left(-i_{sq} + ji_{sd}\right)\bullet\left(i'_{rd} + ji'_{rq}\right) = \frac{P}{2}L'_m\left(i_{sd}i'_{rq} - i_{sq}i'_{rd}\right). \tag{2.50}$$

ただし発電の時、T_{em} は正となる。

2.8　結言

本章では可変速化による性能向上を，従来の一定速ガスエンジン発電システムと比較して述べた。2.2 節では一定速ガスエンジン発電システムの課題を記し，可変速化による課題の改善の可能性について述べた。2.3 節では種々の回転型発電機と比較した場合の DFIG の特徴を説明した。2.4 節では研究段階および実用段階での DFIG の適用先を述べた。2.5 節ではガスエンジン発電システムへ DFIG を適用した理由を述べた。2.6 節では DFIG の系統連系運転および自立運転について説明した。2.7 節では DFIG の電圧・電流・磁束に関する基本方程式および等価回路を導出した。

参考文献

[1] 日本電機工業会規格，「JEM 1354　エンジン駆動陸用同期発電機」，日本電機工業会，2003.

[2] 伊藤俊之，「ガスエンジンの運転安定性向上に資する電力貯蔵の効果的な組み合わせおよび制御方法に関する研究」，博士論文，早稲田大学大学院，2012.

[3] 伊藤俊之，渡邊崇範，毛内俊晴，仁井真介，「ガスエンジンと蓄電池の協調制御による自立運転性能改善および瞬時電圧低下対策」，電気設備学会誌，pp.318-325，vol.30，Apr. 2010.

[4] 伊瀬敏史，佐藤裕紀，「周波数可変発電機の開発」，クリーンエネルギー，pp.14-17, 2011 年 6 月.

[5] 金東海，「現代電気機器理論」，電気学会，2010.

[6] G. Abad, J. Lopez, M. Rodriguez, L. Marroyo, G. Iwanski, “Doubly Fed Induction Machine: Modeling and control for Wind Energy Generation Applications”, Wiley-IEEE Press, 2011.

[7] S. Muller, M. Deicke, R. W. De Doncker, “Doubly Fed Induction Generator for Wind Turbines”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol.8, no.3, pp.26-33, May/Jun. 2002.

[8] R. Cardenas, R. Pena, S. Alepuz, G. Asher, “Overview of Control Systems for the Operation of DFIGs in Wind Energy Applications”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol.60, no.7, pp.2776-2798, July 2013.

[9] R. Pena, R. Cardenas, J. Proboste, J. Clare, G. Asher, “Wind-diesel Generation Using Doubly Fed Induction Machines”, IEEE Trans. Energy Convers., vol.23 no.1 pp.202-214, 2008.

[10] 力石浩孝，有満稔，王毅，上村敏，嶋田隆一，「交流励磁フライホイール発電機による高速変動負荷の補償」，電学論 D，Vol.113，No.11，1993.

[11] 藤田英明，丹光義，小笠原悟司，赤木泰文，「交流励磁フライホイール発電機システムの直流偏磁発生原理とその抑制法」，電学論 D，Vol.123，No.3，2003.

[12] H. Akagi, H. Sato, “Control and Performance of a Doubly-Fed Induction Machine Intended for a Flywheel Energy Storage System”, IEEE Trans. Power Electron, vol.17, no.1, pp.109-116, Jan. 2002.

[13] H. Sato, T. Shintomi, T. Ise, Y. Miura, S. Nomura, R. Simada, “Application of Energy Storage System for the Accelerator Magnet Power Supply”, The 1st Int. Particle Accelerator Conf., WEPD061, pp.3236-3238, May 2010.

[14] 宮里明典，「可変速フライホイールで電力を安定供給」，電学誌，vol.115, no.9, pp.611, 1996.

[15] 電気学会電力・エネルギー部門電力技術委員会，「電気学会技術報告第 1192 号　電力

系統用自励交直変換器のシステム設計技術」電気学会，2010.

[16] T. Kuwabara, A. Shibuya, H. Furuta, E. Kita, K. Mitsuhashi “Design and Dynamic Response Characteristics of 400 MW Adjustable Speed Pumped Storage Unit for Ohkawachi Power Station”, IEEE Trans. Energy Convers., vol.11, no.2, pp.376-384, June 1996.

[17] S. Furuta, T. Taguchi, K. Kusunuki, T. Yanagisawa, T. Kageyama, T. Kanai, “Successful Achievement in a Variable Speed Pumped Storage Power System at Yagisawa Power Plant”, Power Conversion Conference, Yokohama, Japan, pp.603-608, Apr. 1993.

[18] 高梨智義，「可変速揚水発電システムの原理と効果」電学論 B，vol.115, no.5, pp.447-450, 1995.

[19] 中村泰造，長谷川博，藤木繁登，古矢千吉，「可変速揚水発電システムの実用化」，電学論 B，vol.111, no.6, pp.583-586, 1991.

[20] 道上勉，小柳薫，「電力系統における可変速揚水発電電動機の系統安定度向上に関する研究」，電学論 B, vol.114, no.2, pp.195-204, 1994.

[21] 赤木泰文，高橋賢司，小林敏昭，杉原弘章，甲斐隆章，「可変速調相機の系統安定化効果とその理論解析」，電学論 B，vol.118, no.10, pp.1177-1185, 1998.

[22] S. Elghali, M. Benbouzid, T. Ahmed-Ali, J. Charpentier, “High-Order Sliding Mode Control of a Marine Current Turbine Driven Doubly-Fed Induction Generator”, IEEE Journal on Ocean Engineering, vol.35, no.2, Apr. 2010.

[23] G. Iwanski, “Power Management in an Autonomous Adjustable Speed Large Power Diesel Genset”, 13th Int. Power Electronics and Motion control Conf. EPE-PEMC, Poznan, Poland, pp.2164-2169, 2008.

[24] D. Wang, C. Nayer,, “Variable Speed Constant Frequency Diesel Power Conversion System Using Doubly Fed Induction Generator (DFIG)”, IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rhodes, Greece, pp.2728-2734, June 2008.

[25] D. Wang, C. Nayer, C. Wang, “Modeling of Stand-alone Variable Speed Diesel Generator Using Doubly-fed Induction Generator”, 2nd IEEE Int. Symp. Power Electronics for Distributed Generation Systems, Hefei, China, pp.1-6, 2010.

[26] P. Kunder, Power System Stability and Control, McGraw-Hill, 1994.

第3章　自立運転時の発電始動および制御方法

3.1.　緒言

本章では系統停電時における DFIG 発電システムの発電始動および自立運転制御について述べる。系統停電時の DFIG の発電始動をブラックアウトスタートと呼ぶことにする。DFIG は励磁源を持たないためブラックアウトスタートの際に初期励磁電力を外部より供給しなければならない。本章では必要な初期励磁電力量を確保する方法として残留磁束を用いる方法，および小容量の電力貯蔵装置を用いる方法について説明する。著者はブラックアウトスタートに要する時間の短い小容量の電力貯蔵装置を用いたブラックアウトスタートを実験によって実証した。本研究で用いた DFIG は二次側からのみの励磁では二次側電流が DFIG 定格値を超えてしまう課題があった。そこで自立運転時の定常的な DFIG の励磁方式について既存の方法を挙げた上で，著者は新たに DFIG 一次側・二次側励磁分担制御を提案し，二次側電力変換器の出力電流の低減を試みた。本研究では DFIG に速度センサを有する場合の自立運転制御方式を提案した。著者は提案方式をコンピュータシミュレーションおよび実験装置を用いて有効性を確認した。

3.2.　自立運転時のシステム構成

図 3.1 に DFIG を適用し電力貯蔵装置を備えたガスエンジン発電システムの自立運転時の主回路構成図を示す。図中のベクトル記号は以下を意味する。

$\boldsymbol{v}_1=(v_{1a}, v_{1b}, v_{1c})$ ：一次側電圧

$\boldsymbol{i}_2=(i_{2a}, i_{2b}, i_{2c})$ ：二次電流

$\boldsymbol{i}_r=(i_{ra}, i_{rb}, i_{rc})$ ：回転子側変換器（RSC）出力電流

$\boldsymbol{i}_g=(i_{ga}, i_{gb}, i_{gc})$ ：マッチング変圧器（M.T.）で変圧前の系統側変換器への入力電流

DFIG はガスエンジンに直接結合されている。DFIG とガスエンジンが結合されている実験装置の外観を図 3.2 に示す。DFIG 二次側には直流リンクを介して 2 台の三相電圧型変換器が接続されている。これらの変換器はそれぞれ回転子側変換器(Rotor side converter: RSC)，系統側変換器（Grid side converter: GSC)と呼ばれ，DFIG 一次側と二

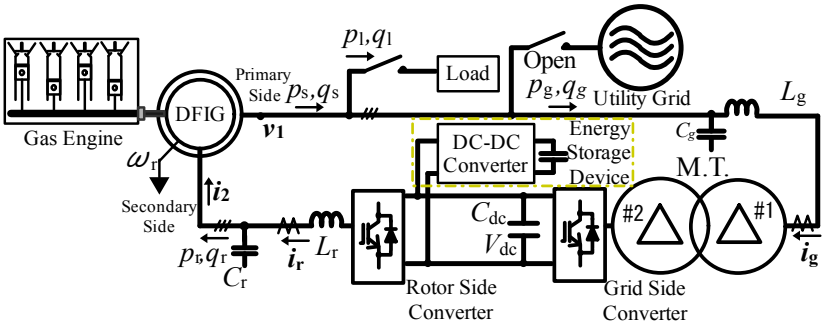

図 3.1　DFIG を適用し電力貯蔵装置を備えたガスエンジン発電システムの自立運転時の構成図

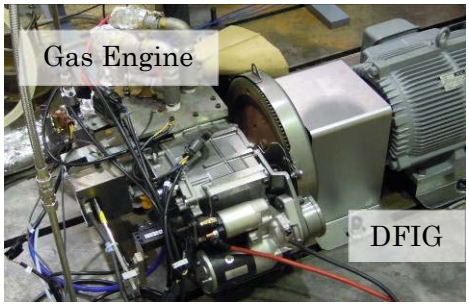

図 3.2　DFIG とガスエンジンが結合された実験装置の外観

表 3.1　主回路パラメータ

L_r	4 mH	L_g	4 mH
C_r	10 μF	C_g	10 μF
C_{dc}	11.8 mF		

表 3.2　DFIG パラメータ

Rated		Parameter	
Power	1.1 kW	Stator resistance	0.536 Ω
Frequency	60 Hz	Rotor resistance	2.377 Ω
Number of pole	6	Stator leakage reactance	1.256 Ω
Stator voltage	210 V	Rotor leakage reactance	1.256 Ω
Stator current	6.3 A	Magnetizing reactance	26.99 Ω
Rotor voltage	32.9 V	Iron resistance	3.658
Rotor current	20.3 A	Stator/rotor turn ratio	6.38

次側の間の周波数変換を行っている。２台の変換器の交流出力側には LC ローパスフィルタを接続している。ゲインが -3 dB となるカットオフ周波数を 796 Hz に設定した。この周波数は基本波周波数と変換器のスイッチング周波数の間となるようにした。このフィルタが変換器の生ずる電圧と電流のリプルを低減し，一次電圧のひずみを抑える。負荷や商用系統は DFIG の一次側に接続される。ただし本研究では系統停電時を対象とするので発電システムが商用系統から切り離されているとする。発電始動時の初期励磁には直流リンク部に接続される 11.8 mF の電解コンデンサ C_{dc} が用いられる。キャパシタ C_{dc} は小容量の電力貯蔵装置を用いて DC-DC コンバータを介して初期充電される。DFIG 二次側と一次側の電圧のレベルを合わせるためマッチング変圧器が GSC と DFIG 一次側の間に設置される。今回直流リンク電圧を 200V としたため，GSC の最大出力線間電圧実効値は 115 V である。一方 DFIG 一次側の線間電圧実効値は 200V である。GSC の電流制御の応答速度を速く維持するため電圧余裕を考慮し，GSC の出力電圧が２倍に昇圧されるようマッチング変圧器の変圧比を定めた。表 3.1 に主回路パラメータ，表 3.2 に DFIG パラメータ，

表 3.3　マッチング変圧器のパラメータ

Phase	3	Primary side voltage	460 V
Capacity	10 kVA	Secondary side voltage	230 V
Frequency	60Hz	Primary side current	12.6 A
Connection	Delta-Delta	Secondary side current	25.2 A
% Impedance	1.54 %	Magnetizing current	4.10 %

そして表 3.3 にマッチング変圧器のパラメータを示す。

3.3.　自立運転時の制御法

自立運転時の制御では DFIG 一次側端子の電圧 $\boldsymbol{v}_s$ を一定振幅，一定周波数に保つことが制御目標となる。この目標を達成するため，先行研究では大きく分けて 2 つの方法が採られている。

1 つは固定子巻線鎖交磁束を制御することによって間接的に固定子電圧を制御する方式である[1]-[11]。回転子側変換器が固定子磁束の向きに一致した回転座標系上で制御される。この制御方式の特徴は固定子と回転子の電流をフィードバックして固定子磁束を一定にするように RSC を電流制御することによって，固定子電圧のノイズや高調波が制御へ与える影響を抑えることができることである。しかしながら，この方法は DFIG のパラメータに制御特性が依存し，パラメータ変動の影響を受けてしまう。また固定子磁束を一定に保つための励磁電流の応答が遅いといった欠点がある[5]。

もう 1 つの制御は直接電圧制御と呼ばれ，固定子電圧をフィードバックして RSC の出力電流の大きさおよびすべり周波数を制御し，固定子電圧制御を行う方法である[12]-[22]。この制御法は DFIG のパラメータへの依存性はなく回転速度センサも不要であり，制御の考え方も非常にシンプルである。しかしながら制御対象が非線形であるため制御器のパラメータは試行錯誤で決められる。

また，これらの制御方式のほかにも文献[23][24]では系統側変換器による固定子電圧制御を提案している。さらに文献[25][26]では非干渉制御を用いた固定子電圧制御を提案しており，制御器の設計方法を詳述している。一方，文献[27]では一次電圧の大きさをフィードバックし二次電圧を直接制御する方法をとっている。この方法では電圧制御応答速度を上げると制御が不安定になると考えられるが，高い応答性能が求められない場合に有効な方法である。

本研究では一次電圧制御の構成が簡潔な速度センサ付きの直接電圧制御を用いた。実用のエンジン発電機の場合，エンジン制御用に速度センサが必要である。本研究ではエンジン制御用の速度信号を DFIG の制御と共有するため，新たに DFIG 制御用の速度エンコーダを設ける必要がない。ただしエンジンの場合，速度エンコーダの一回転あたりのパルス数が少なく分解能が低いものでもエンジン制御に十分なので，コストを下げるためパルス数の

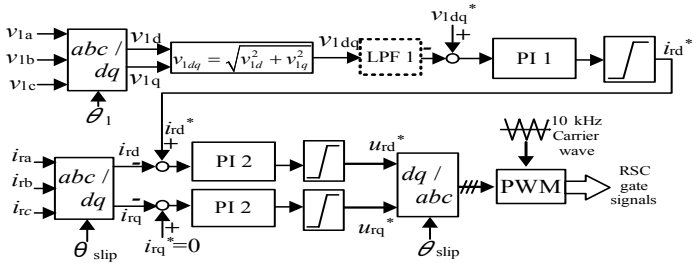

図 3.3　回転子側変換器(RSC)の制御ブロック線図

少ないエンコーダが用いられる。本研究ではエンジン制御用に一回転あたりのパルス数が24 のセンサを用いた。回転速度検出の分解能は 3 極対機の場合，電気角で 0.125 Hz (=3/24) である。DFIG の場合，回転速度が同期速度を中心として変換器容量に応じた可変速範囲で速度調節されるため，この速度エンコーダでも測定時のパルス数を十分取得できる。日本電気工業規格「JEM 1354　エンジン駆動陸用同期発電機」より自立運転時の発電電力の周波数変動の許容幅が 0.98～1.02 p.u.（1 p.u. =60 Hz の場合，58.8～61.2 Hz になる）と定められており，速度検出誤差は許容幅に対して小さい。したがって，エンジンの速度エンコーダの信号を DFIG の制御に共用してもその速度信号の誤差は制御のために十分に許容される範囲であると考える。

本研究で用いた自立運転時の制御は大きく 3 つに分けられる。それぞれを以下に順に説明する。

3.3.1　回転子側変換器

回転子側変換器（RSC）の制御ブロック線図を図 3.3 に示す。RSC は一次電圧の大きさと周波数を制御する。一次電圧を直接フィードバックして制御することから直接電圧制御の一種とみることができる。上付き記号*は指令値を意味する。制御システムでは比例・積分（PI）制御を用いる。PI 制御器の伝達関数は次のように定義される。

$$G_{\mathrm{PI}}(s) = K\left(1 + \frac{1}{s\tau}\right). \tag{3.1}$$

RSC 出力電流の位相は θ_{slip} と表され，$(\omega_1^* - \omega_r)$ の時間積分で求められる。ただし ω_1^*は出力電気角速度であり，$2\pi f_0$ で与えられる。本研究では一次電圧周波数の指令値 f_0 の値を 60 Hz とする。自立運転時に一次側電圧周波数を一定に保つには RSC の出力周波数をすべり角速度にすることが重要である。このため，すべり角速度の積分値 θ_{slip} の積分誤差は一次側電圧周波数の制御に影響を与えない。DFIG の電気角速度 ω_r は速度エンコーダによって得られる。一次線間電圧の実効値は $v_{1\mathrm{dq}}$ と等しい。電圧 $v_{1\mathrm{dq}}$ のリプルは一次のローパスフィルタ（Low-pass filter: LPF）で取り除かれる。ただしこの LPF によって電圧制御の応答性が遅くなる反面もある。RSC 制御ブロックで用いられている電流制御は dq 回転座標系上において RSC の q 軸出力電流 i_{rq}^*を 0 として実行される。すなわち RSC の電流の基準相の出力電流位相を θ_{slip} に制御する。

3.3.2　系統側変換器

系統側変換器（GSC）の制御ブロック線図を図 3.4 に示す。GSC は直流リンク電圧を一定に制御することと同時に一次側から励磁電流を供給するために無効電流 i_{gq} を制御する。ただし，測定値諸量はマッチング変圧器一次側に換算されている。

ここで図 3.5 の GSC と DFIG 一次電圧 $\boldsymbol{v}_s$ を表した図をもとに GSC の電流制御をモデル化する。電流制御では，DFIG 一次電圧 $\boldsymbol{v}_s$ の位相を基準として電流の大きさと電流の位相を制御する。ただし，フィルタキャパシタ C_g に流れる電流は考えない。なお GSC と一次側の間にマッチング変圧器があるため，GSC の出力電圧および電流をマッチング変圧器一次側に換算する。また，インダクタンス L_1 はマッチング変圧器の漏れインダクタンスとフィルタインダクタの値を含んだ値とし，巻線抵抗を R_1 で表現する。

一次側電圧の角速度 ω で回転する dq 回転座標において一次電圧と GSC の出力電圧，GSC の出力電流の関係は以下の式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = R_1 \begin{bmatrix} i_{gscd} \\ i_{gscq} \end{bmatrix} + L_1 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{gscd} \\ i_{gscq} \end{bmatrix} + \omega L_1 \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{gscd} \\ i_{gscq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{gscd} \\ v_{gscq} \end{bmatrix}. \tag{3.2}$$

ラプラス平面上では

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = R_1 \begin{bmatrix} I_{gscd} \\ I_{gscq} \end{bmatrix} + sL_1 \begin{bmatrix} I_{gscd} \\ I_{gscq} \end{bmatrix} + \omega L_1 \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{gscd} \\ I_{gscq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{gscd} \\ V_{gscq} \end{bmatrix}, \tag{3.3}$$

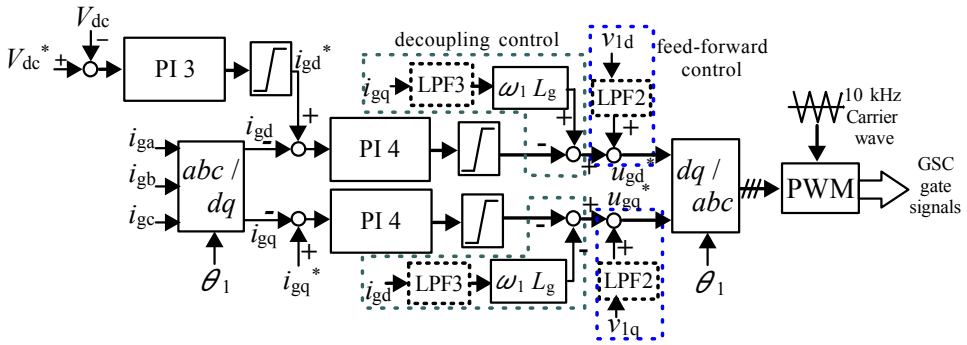

図 3.4　系統側変換器(GSC)の制御ブロック線図

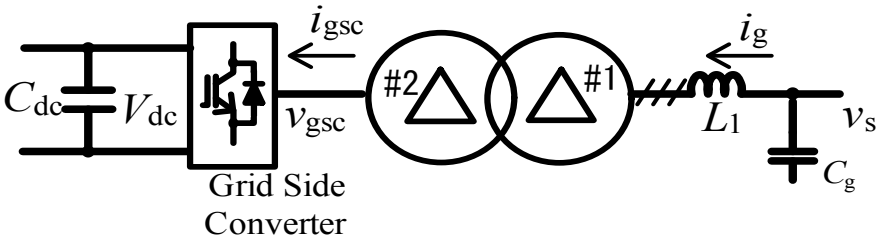

図 3.5　GSC 電流制御のモデル化

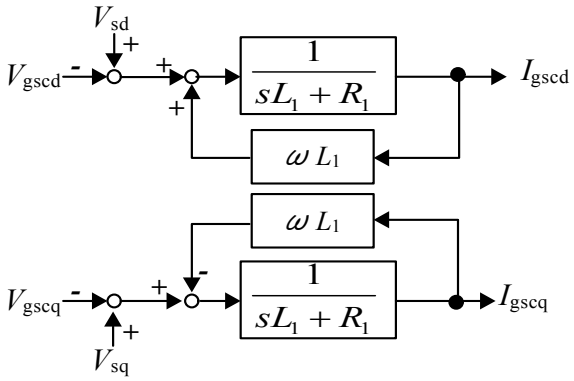

図 3.6　GSC 電流制御の制御対象のブロック線図

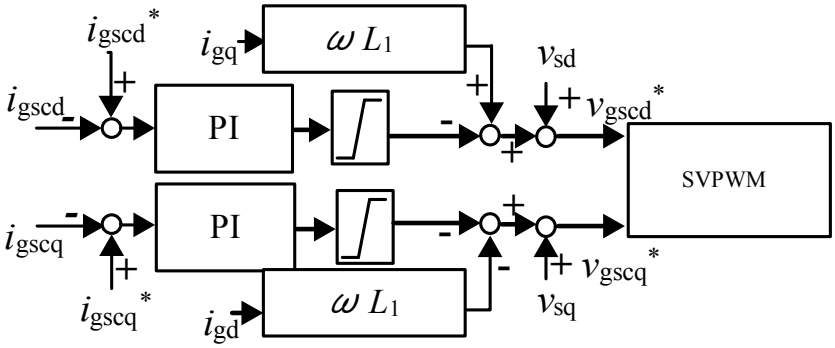

図 3.7　GSC 電流制御のブロック線図

と表される。したがって制御対象のブロック線図は図 3.6 のようになる。また GSC の制御ブロック線図は図 3.7 のようになる。ただし PI 制御器は式(3.1)のように $K\left(1+\frac{1}{s\tau}\right)$ で定義される。極ゼロ相殺をするために τ を

$$\frac{1}{\tau}=\frac{R_1}{L_1}, \tag{3.4}$$

とすると，電流制御の開ループ伝達関数 G_{olc} は次のようになる。

$$G_{olc}=\frac{K}{sR_1\tau}. \tag{3.5}$$

このとき閉ループ伝達関数 G_{clc} は次のようになる。

$$G_{clc}=\frac{1}{1+s\dfrac{R_1\tau}{K}}. \tag{3.6}$$

そして閉ループ利得が -3 dB となるカットオフ周波数 f_c は

$$f_c=\frac{K}{2\pi L_1}, \tag{3.7}$$

となる。カットオフ周波数は対数目盛軸上におけるスイッチング周波数と GSC の基本波周

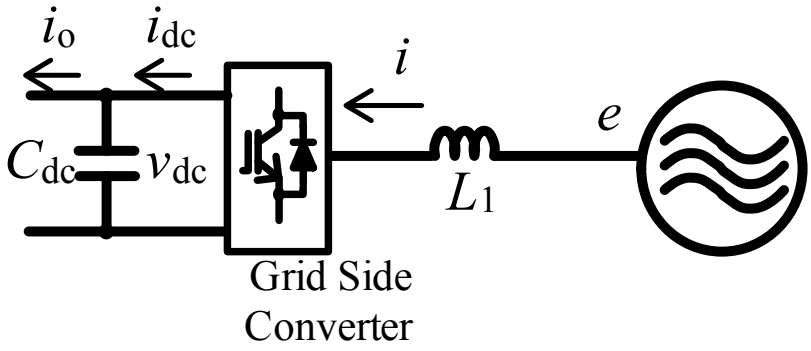

図 3.8　GSC の直流電圧制御

波数の中間付近に設定される。

次に直流リンク電圧制御ループを検討する[28]。目的は制御対象の線形化により直流リンク電圧制御のボード線図を得て，制御器を調節して安定性を保ちながら直流リンク電圧を一定に制御することである。ここで３つの仮定を置く。

・GSC の電流制御は指令値通りに制御されていること

・GSC の始動時について考慮しないこと

・電圧不平衡状態を考慮しないこと

このような仮定の下，図 3.8 をもとに DFIG 一次側を電圧源 e と見なして直流リンク電圧に関する方程式を線形化する。dq 回転座標系において無損失の場合，次の瞬時有効電力に関する式が成り立つ。

$$\left(e_{\mathrm{d}}i_{\mathrm{d}}+e_{\mathrm{q}}i_{\mathrm{q}}\right)=v_{\mathrm{dc}}C_{\mathrm{dc}}\frac{dv_{\mathrm{dc}}}{dt}+v_{\mathrm{dc}}i_{\mathrm{o}}\,. \tag{3.8}$$

すべての状態変数の微小変化を考えると，動作点近傍では次式のように線形化される。

$$\left\{\left(E_{\mathrm{d}}+\hat{e}_{\mathrm{d}}\right)\left(I_{\mathrm{d}}+\hat{i}_{\mathrm{d}}\right)+\left(E_{\mathrm{q}}+\hat{e}_{\mathrm{q}}\right)\left(I_{\mathrm{q}}+\hat{i}_{\mathrm{q}}\right)\right\}=\left(V_{\mathrm{dc}}+\hat{v}_{\mathrm{dc}}\right)C_{\mathrm{dc}}\frac{d}{dt}\left(V_{\mathrm{dc}}+\hat{v}_{\mathrm{dc}}\right)+\left(V_{\mathrm{dc}}+\hat{v}_{\mathrm{dc}}\right)\left(I_{\mathrm{o}}+\hat{i}_{\mathrm{o}}\right)\ . \tag{3.9}$$

ただし，定常状態の状態変数は大文字で表し，定常点近辺の小信号はハット付きの小文字で表している。この式を展開する。

$$\left\{\left(E_{\mathrm{d}}I_{\mathrm{d}}+E_{\mathrm{d}}\hat{i}_{\mathrm{d}}+\hat{e}_{\mathrm{d}}I_{\mathrm{d}}\right)+\left(E_{\mathrm{q}}I_{\mathrm{q}}+E_{\mathrm{q}}\hat{i}_{\mathrm{q}}+\hat{e}_{\mathrm{q}}I_{\mathrm{q}}\right)\right\}=\left(V_{\mathrm{dc}}+\hat{v}_{\mathrm{dc}}\right)C_{\mathrm{dc}}\frac{d\hat{v}_{\mathrm{dc}}}{dt}+\left(V_{\mathrm{dc}}I_{\mathrm{o}}+V_{\mathrm{dc}}\hat{i}_{\mathrm{o}}+\hat{v}_{\mathrm{dc}}I_{\mathrm{o}}\right)\ . \tag{3.10}$$

定常状態では

$$E_{\mathrm{d}}I_{\mathrm{d}}+E_{\mathrm{q}}I_{\mathrm{q}}=V_{\mathrm{dc}}I_{\mathrm{o}}\,, \tag{3.11}$$

となる。したがって，小信号成分は

$$E_{\mathrm{d}}\hat{i}_{\mathrm{d}}+\hat{e}_{\mathrm{d}}I_{\mathrm{d}}+E_{\mathrm{q}}\hat{i}_{\mathrm{q}}+\hat{e}_{\mathrm{q}}I_{\mathrm{q}}=V_{\mathrm{dc}}C_{\mathrm{dc}}\frac{d\hat{v}_{\mathrm{dc}}}{dt}+\left(V_{\mathrm{dc}}\hat{i}_{\mathrm{o}}+\hat{v}_{\mathrm{dc}}I_{\mathrm{o}}\right), \tag{3.12}$$

となる。ただし，

$$\hat{v}_{\mathrm{dc}}C_{\mathrm{dc}}\frac{d\hat{v}_{\mathrm{dc}}}{dt}=\frac{1}{2}C_{\mathrm{dc}}\frac{d\hat{v}_{\mathrm{dc}}{}^{2}}{dt}\approx 0, \tag{3.13}$$

とする。

直流リンク電圧 v_{dc} を i_{d} を用いて制御するとき，伝達関数 $\hat{v}_{\mathrm{dc}}/\hat{i}_{\mathrm{d}}$ を導出しなければならない。このとき，その他の状態変数は外乱とみなし 0 とする。式(3.12)から

$$E_{\mathrm{d}}\hat{i}_{\mathrm{d}}=V_{\mathrm{dc}}C_{\mathrm{dc}}\frac{d\hat{v}_{\mathrm{dc}}}{dt}+\hat{v}_{\mathrm{dc}}I_{\mathrm{o}}, \tag{3.14}$$

となる。ラプラス領域に変換して伝達関数を求める。

$$E_{\mathrm{d}}\hat{i}_{\mathrm{d}}=\left(sV_{\mathrm{dc}}C_{\mathrm{dc}}+I_{\mathrm{o}}\right)\hat{v}_{\mathrm{dc}}$$

$$\Leftrightarrow\frac{\hat{v}_{\mathrm{dc}}}{\hat{i}_{\mathrm{d}}}=\frac{E_{\mathrm{d}}}{sV_{\mathrm{dc}}C_{\mathrm{dc}}+I_{\mathrm{o}}}. \tag{3.15}$$

直流部分の負荷による小信号の擾乱が直流電圧に与える影響を考えるため，式(3.12)を基に伝達関数 $\hat{v}_{\mathrm{dc}}/\hat{i}_{\mathrm{o}}$ を求める。

$$0=V_{\mathrm{dc}}C_{\mathrm{dc}}\frac{d\hat{v}_{\mathrm{dc}}}{dt}+V_{\mathrm{dc}}\hat{i}_{\mathrm{o}}+\hat{v}_{\mathrm{dc}}I_{\mathrm{o}}. \tag{3.16}$$

ラプラス領域に変換して伝達関数を求める。

$$0=\left(sV_{\mathrm{dc}}C_{\mathrm{dc}}+I_{\mathrm{o}}\right)\hat{v}_{\mathrm{dc}}+V_{\mathrm{dc}}\hat{i}_{\mathrm{o}}$$

$$\Leftrightarrow\frac{\hat{v}_{\mathrm{dc}}}{\hat{i}_{\mathrm{o}}}=-\frac{V_{\mathrm{dc}}}{sV_{\mathrm{dc}}C_{\mathrm{dc}}+I_{\mathrm{o}}}. \tag{3.17}$$

固定子電圧の擾乱の直流電圧への影響を調べるために，式(3.12)をもとに伝達関数 $\hat{v}_{\mathrm{dc}}/\hat{e}_{\mathrm{d}}$ を求める。ただし，I_{q}=0 とする。

$$\hat{e}_{\mathrm{d}}I_{\mathrm{d}}=V_{\mathrm{dc}}C_{\mathrm{dc}}\frac{d\hat{v}_{\mathrm{dc}}}{dt}+\hat{v}_{\mathrm{dc}}I_{\mathrm{o}}. \tag{3.18}$$

ラプラス領域に変換して伝達関数を求める。

$$\hat{e}_{\mathrm{d}}I_{\mathrm{d}}=\left(sV_{\mathrm{dc}}C_{\mathrm{dc}}+I_{\mathrm{o}}\right)\hat{v}_{\mathrm{dc}}$$

$$\Leftrightarrow\frac{\hat{v}_{\mathrm{dc}}}{\hat{e}_{\mathrm{d}}}=\frac{I_{\mathrm{d}}}{sV_{\mathrm{dc}}C_{\mathrm{dc}}+I_{\mathrm{o}}}. \tag{3.19}$$

直流リンク電圧制御ループに PI 制御器を導入する。そのときのブロック線図を図 3.9 に

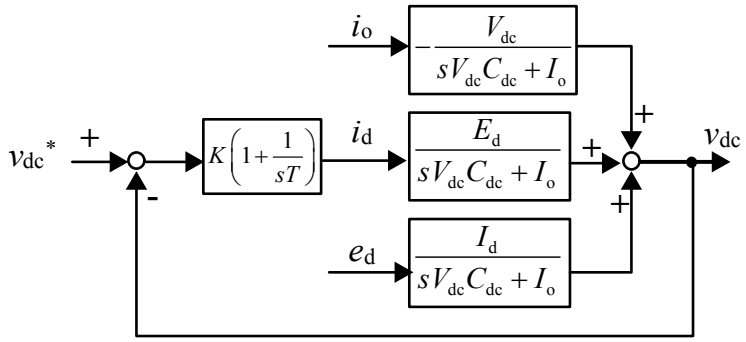

図 3.9　直流リンク電圧の線形化した制御ブロック線図

示す。

開ループの伝達関数は次のようになる。

$$H_{ow}(s)=K\left(1+\frac{1}{sT}\right)\frac{E_d}{I_o}\frac{1}{1+s\frac{C_{dc}V_{dc}}{I_o}}=K\frac{E_d}{I_o}\frac{I_o}{V_{dc}}\frac{1+sT}{sT}\frac{1}{\frac{I_o}{V_{dc}}+sC_{dc}}. \quad (3.20)$$

$R_o=\frac{V_{dc}}{I_o}$ と定義する。R_o は C_{dc} よりはるかに大きいとする。このとき式(3.20)は次のように変形される。

$$H_{ow}(s)=K\frac{E_d}{V_{dc}}\frac{1+sT}{sT}\frac{1}{sC_{dc}}=K\frac{E_d}{V_{dc}}\left(\frac{1}{s^2C_{dc}T}+\frac{1}{sC_{dc}}\right). \quad (3.21)$$

特性方程式は次のようになる。

$$1+H_{ow}(s)=0. \quad (3.22)$$

また特性多項式は次のようになる。

$$s^2C_{dc}TV_{dc}+sKE_dT+KE_d=0. \quad (3.23)$$

特性多項式の係数 K E_d T および C_{dc} T V_{dc} は常に正であるから，直流電圧制御がどのような PI 制御器のパラメータであっても安定であることを示している。

直結フィードバック系の直流リンク電圧制御ループの閉ループ伝達関数 H_{cw} は次のようになる。

$$H_{cw}(s)=\frac{H_{ow}(s)}{1+H_{ow}(s)}=\frac{sTKE_d+KE_d}{s^2V_{dc}C_{dc}T+sTKE_d+KE_d}. \quad (3.24)$$

GSC による直流リンク電圧制御は RSC による固定子電圧制御と干渉して一次側から二次側へループ状に流れる有効電力が大きくなって制御が不安定にならないよう応答速度が遅く設定される。したがって負荷変動などの過渡時でも直流リンク電圧の大きさを維持す

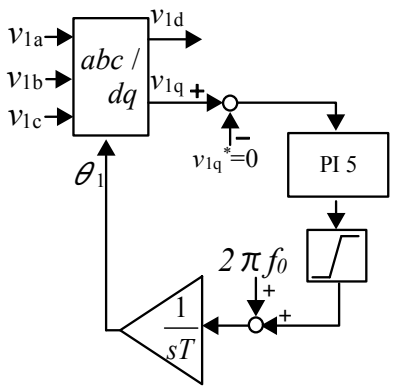

図 3.10　位相ロックループの制御ブロック線図

表 3.4　PI 制御器のパラメータ

	Gain	Time constant [s]	Cutoff frequency [Hz]
PI 1	10	0.1	
PI 2	25.2	0.0597	1000
PI 3	0.05	0.05	
PI 4	25.2	0.0597	1000
PI 5	0.1	0.06	

表 3.5　LPF のパラメータ

	Time constant[s]	Cutoff frequency[Hz]
LPF1	0.01	15.9
LPF2	0.031	5.13
LPF3	0.031	5.13

るには直流リンク部のキャパシタにキャパシタンスの大きなものが必要とされる。

3.3.3　位相ロックループ

位相ロックループ(Phase locked loop: PLL) のブロック線図を図 3.10 に示す。PLL は一次側電圧相電圧の位相 θ_1 を取得するために使われる。定常状態での出力周波数は f_0 で表される。dq 回転座標系上において一次電圧の q 軸電圧を零に制御することによって、d 軸が一次相電圧の基準相の位相に一致する。

3.3.4　制御パラメータ

PI 制御器と LPF のパラメータをそれぞれ表 3.4 と表 3.5 に示す。表 3.4 に示すカットオフ周波数は RSC および GSC の電流制御ループの閉ループ伝達関数から得られる。これらの周波数は PWM インバータの電流制御応答を示す。筆者は PI1，PI3，PI5 を試行錯誤によって調節した。これらの閉ループカットオフ周波数が示されていない理由はこれらの周波数が電力変換器の基本的な性能を表すものでないからである。図 3.3 中の v_{1dq} の後に置かれる LPF1 のカットオフ周波数は一次電圧の逆相成分に相当する 120 Hz 成分を取り

表 3.6　指令値

v_{1dq}^*	200 V	i_{rq}^*	0 A
V_{dc}^*	200 V	i_{gq}^*	5 A

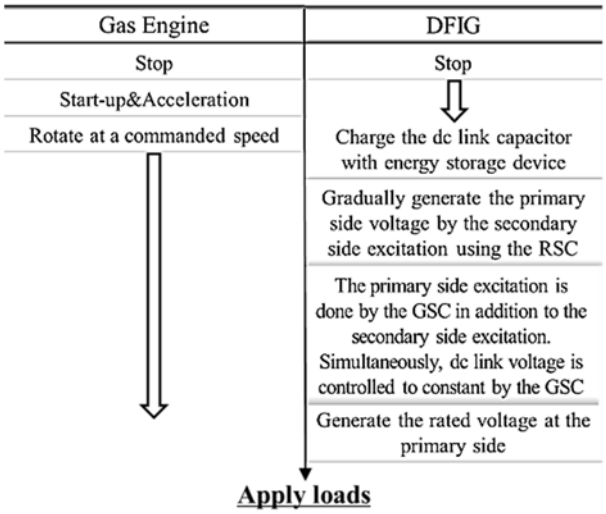

図 3.11　ブラックアウトスタートの手順

除くように設定される。著者は図 3.4 の GSC のフィードフォーワード制御および非干渉制御部に用いられる LPF を一次電圧のリプルや *dq* 回転座標上の GSC 出力電流が GSC の電流制御に悪影響を及ぼさないように設定した。制御ブロックで使用した指令値を表 3.6 にまとめた。

3.3.5　ブラックアウトスタートの制御手順

ブラックアウトスタートの手順を図 3.11 に示す。まずガスエンジンを駆動し指令速度で回転させる。指令速度に達したあと電力貯蔵装置を用いて初期充電された直流リンク部のキャパシタのエネルギーを用いて RSC が DFIG 二次側から徐々に励磁を行い，一次電圧を徐々に誘起していく。一次電圧の誘起を徐々に行う理由は制御開始時のオーバーシュートを避けるためである。一次電圧を誘起していく途中で GSC が制御を開始し，励磁電流を一次側からも供給開始する。これによって二次励磁電流を抑制し, RSC の過電流を回避する。同時に GSC が直流リンク電圧一定制御を開始する。この後，一次側に定格電圧が誘起される。そして発電システムへの負荷投入が可能となる。

3.4.　初期励磁電力の供給

DFIG は励磁源を持たないため，発電始動するためには始動初期の励磁電力を必要とする。ここではこの電力を確保するために残留磁束を用いる方法[12]と小容量の電力貯蔵装置を用いる方法[12][13][29]を説明する。本研究では発電始動にかかる時間が短いことから小容量の電力貯蔵装置を用いる方法を採った。

3.4.1　残留磁化を用いる方法

DFIG の鉄心は外部より励磁されていない状態でも残留磁化がある。そのため，回転子端子を短絡して固定子端子にキャパシタンスの大きなキャパシタを追加し回転子を回転させれば，自己励磁現象により DFIG がキャパシタにより励磁されて電圧が生じる。この状態で系統側変換器をダイオード整流器として用い，直流リンクキャパシタを充電する。この後，追加したキャパシタを切り離し，回転子を開放する。これによって固定子電圧が失われるが，直流リンク電圧は充電された状態で維持される。この後定格一次電圧を誘起すれば発電始動が完了する。この始動方法では DFIG の鉄心の飽和特性を考慮しながら追加するキャパシタの容量を選ぶことが必要である。また手順が煩雑であることが難点である。ただし，電力貯蔵装置が不要であるため安価であると考えられる。

3.4.2　小容量の電力貯蔵装置を用いる方法

DFIG の初期励磁に必要なエネルギーは後述するように定格出力を 1.1 kW とするシステムで 20～30 J 程度と非常にわずかである。したがって電力貯蔵装置の容量は小さく済む。本研究では直流リンク部のキャパシタを電力貯蔵装置から DC/DC コンバータを介して充電する方法を想定している。ただし実験では直流電源を用いてキャパシタを初期充電した。

3.5.　励磁方法

DFIG の励磁方法について，ここでは 3 種類の方法を挙げる。

3.5.1　回転子側変換器（RSC）のみを用いた DFIG の励磁

二次側から励磁する場合，その励磁電力は一次側から励磁する場合の励磁電力のすべり倍になり，一次側から励磁する場合より励磁電力が小さく済む。しかしながら，RSC に必要とされる変換器容量が大きくなってしまうことが問題である。また本研究の場合，使用した DFIG の巻数比が大きかったため，無負荷時でも定格電圧を一次側に誘起したとき二次電流が過大となってしまうことが課題であった。この実験結果を図 3.12 に示す。DFIG の二次側定格電流 20.3 A に対し，定格電圧を誘起したときの RSC の出力電流実効値は 25 A であり，定常的にこの大きさの電流を流し続けると DFIG の過熱につながる。そこで本研究では二次励磁電流を抑えるため一次・二次励磁分担制御を用いた。すなわち DFIG の励磁方法に応じて必要な電力変換器の仕様が異なる。

3.5.2　一次側に接続した電力用キャパシタと RSC による励磁分担

一次側に電力用キャパシタを設けて励磁し，同時に二次側から RSC を用いて励磁する方法の利点は，RSC での出力皮相電力が減少するため変換器損失が低減することである。またキャパシタが電圧ひずみを取り除くフィルタの役割も果たす。ここで，キャパシタの容量が一次側定格電圧を誘起することに必要なキャパシタンス以上のものであると，RSC が減

磁しなければならず，不要な変換器コストの上昇につながることに注意が必要である。したがってキャパシタによる進み電流は定格電圧を発生させるために必要な励磁電流以下にしなければならない。また DFIG の漏れインダクタンスと一次側キャパシタの LC 共振周波数が一次側の定格周波数とスイッチング周波数の間になければならない。これらの条件を満たすようなキャパシタによる無効電力は，定格電圧を発生させるために必要な DFIG の励磁電力の 50-70%になると報告されている[19]。

ただし，系統連系時は大容量キャパシタが接続されていると，系統電圧のひずみを拡大させてしまう場合があるため注意が必要である[30]。

本研究で用いた DFIG の試験成績表の無負荷試験より一次側に 200 V 印加時の励磁電流はおよそ 4.23 A である。これがすべて励磁電流であるとみなす。この電流を全てキャパシタで供給するとき Y 接続した一相あたりのキャパシタンスの値 $C_{\max}$ は

$$\omega C_{\max} V = 2\pi \times 60 \times C_{\max} \times \frac{200}{\sqrt{3}} = 4.23$$

$$\Leftrightarrow C_{\max} = 97.17 \times 10^{-6}, \tag{3.25}$$

となる。すなわち一相あたり最大 97 μ F のキャパシタを接続できる。

RSC の交流出力側から DFIG 一次側端子を見れば DFIG の相互インダクタンスを無視したとき DFIG の漏れインダクタンスとキャパシタンスで LC フィルタを構成している。一次側換算された一次側と二次側を合わせた漏れリアクタンスは試験成績表より 2.511 Ω と求められ，これは 6.661 mH にあたる。

一次側に接続するキャパシタの容量を一相あたり 90 μF とする。これは定格電圧を発生させるために必要な励磁電流の

$$90 \times 10^{-6} / 97.17 \times 10^{-6} \times 100 = 93\ \%, \tag{3.26}$$

程度をキャパシタにより供給することを意味する。このとき，LC フィルタのカットオフ周波数 f_c は

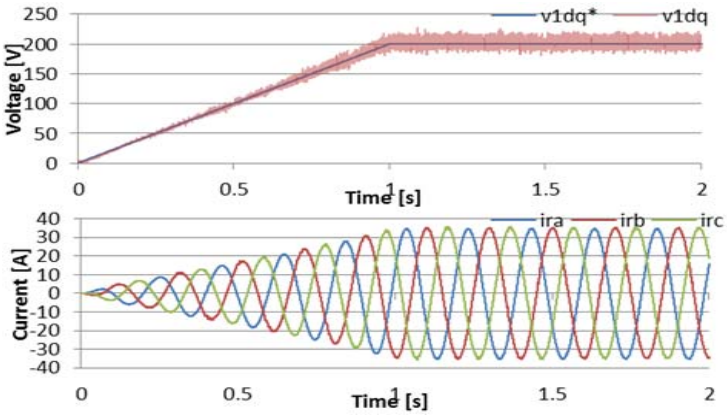

図 3.12　二次側からのみ励磁した場合の一次線間電圧実効値（上）と RSC 出力電流（下）

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6.661\times10^{-3}\times90\times10^{-6}}} = 210\,\mathrm{Hz}\,, \tag{3.27}$$

となる。本研究では本節の方式を用いるとき、一相あたり 90 μF のキャパシタを接続して実験装置を用いて自立運転を検証した。

3.5.3　系統側変換器（GSC）による一次励磁と RSC による二次励磁を行う励磁分担

GSC を用いて一次励磁する場合はキャパシタを用いた場合と異なり，一次側電圧の変動にかかわらず一定の励磁電流を供給し続ける。この方式は系統側変換器の出力皮相電力が大きくなるため，変換器での損失が大きくなる。一方，励磁電流指令への応答速度が速い。このため固定子巻線鎖交磁束制御による間接的な固定子電圧制御時において負荷急変時に一時的に応答性の高い一次励磁を行って一次電圧の変動を抑える方法もある[5]。本研究ではこの方法を主に用いた。

3.6.　RSC による一次電圧制御の数学的表現

本節では RSC による一次電圧制御を数学的に表現し，負荷の大きさに応じて制御特性が変化することを示す。また最後に RSC 出力電流から一次電圧への伝達関数を求める。

2 章で導出した dq 回転座標上の DFIG の方程式はベクトル形式で以下のように表される[22]。ただし p は微分演算子である。

$$\boldsymbol{v}_\mathbf{s} = -R_\mathrm{s}\boldsymbol{i}_\mathbf{s} + \left(\mathrm{p} + j\omega_\mathrm{s}\right)\boldsymbol{\psi}_\mathbf{s}\,, \tag{3.28}$$

$$\boldsymbol{v}_\mathbf{r}^{'} = R_r^{'}\boldsymbol{i}_\mathbf{r}^{'} + \left(\mathrm{p} + j\omega_\mathrm{s}\right)\boldsymbol{\psi}_\mathbf{r}^{'} - j\omega_m\boldsymbol{\psi}_\mathbf{r}^{'}\,, \tag{3.29}$$

$$\boldsymbol{\psi}_\mathbf{s} = -L_\mathrm{s}\boldsymbol{i}_\mathbf{s} + M^{'}\boldsymbol{i}_\mathbf{r}^{'}\,, \tag{3.30}$$

$$\boldsymbol{\psi}_\mathbf{r}^{'} = -M^{'}\boldsymbol{i}_\mathbf{s} + L_\mathrm{r}^{'}\boldsymbol{i}_\mathbf{r}^{'}\,. \tag{3.31}$$

今 GSC を動作させないものとする。DFIG の固定子端子にキャパシタを接続すると図 3.13 に示す主回路図が得られる。

dq 回転座標上の固定子電流ベクトル $\boldsymbol{i}_\mathbf{s}$ について式を立てる。

$$\begin{aligned}\boldsymbol{i}_\mathbf{s} &= C_\mathrm{f}e^{-j\omega_s t}\frac{d\,e^{j\omega_s t}\boldsymbol{v}_\mathbf{s}}{dt} + \boldsymbol{i}_\mathbf{ld} \\ &= j\omega_\mathrm{s}C_\mathrm{f}\,\boldsymbol{v}_\mathbf{s} + C_\mathrm{f}\frac{d\,\boldsymbol{v}_\mathbf{s}}{dt} + \boldsymbol{i}_\mathbf{ld}\,.\end{aligned} \tag{3.32}$$

ここで，キャパシタンス C_f を 0 としたとき，

$$\boldsymbol{i}_\mathbf{s} = \boldsymbol{i}_\mathbf{ld}, \tag{3.33}$$

となる。そして負荷として固定子端子に純抵抗 R_0 を接続したとき

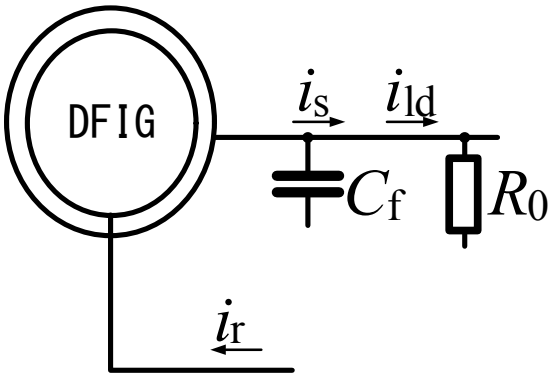

図 3.13　DFIG の固定子端にキャパシタを接続したときの主回路構成

$$\boldsymbol{i}_{\mathbf{ld}} = \frac{\boldsymbol{v}_{\mathbf{s}}}{R_0} = \boldsymbol{i}_{\mathbf{s}}, \tag{3.34}$$

となる。式(3.28)に固定子鎖交磁束の式(3.30)を代入し，また式(3.34)を用いて固定子電流を消去し，固定子電圧と回転子電流の関係式を求める。ただし，固定子抵抗 R_s での電圧降下は他の項よりも無視出来るほど小さいため，R_s を無視する。

$$\begin{aligned}\boldsymbol{v}_{\mathbf{s}} &= -L_s\frac{d\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}}}{dt} + M'\frac{d\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}'}{dt} + j\omega_s\left(-L_s\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}} + M'\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}'\right)\\ &= -\frac{L_s}{R_0}\frac{d\boldsymbol{v}_{\mathbf{s}}}{dt} + M'\frac{d\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}'}{dt} - j\omega_s\frac{L_s}{R_0}\boldsymbol{v}_{\mathbf{s}} + j\omega_s M'\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}'\end{aligned}$$

$$\Leftrightarrow \left(\frac{R_0 + j\omega_s L_s}{R_0}\right)\boldsymbol{v}_{\mathbf{s}} = M'\frac{d\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}'}{dt} + j\omega_s M'\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}' - \frac{L_s}{R_0}\frac{d\boldsymbol{v}_{\mathbf{s}}}{dt}$$

$$\Leftrightarrow \boldsymbol{v}_{\mathbf{s}} = \frac{R_0 M'}{R_0 + j\omega_s L_s}\frac{d\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}'}{dt} + j\omega_s\frac{R_0 M'}{R_0 + j\omega_s L_s}\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}' - \frac{L_s}{R_0 + j\omega_s L_s}\frac{d\boldsymbol{v}_{\mathbf{s}}}{dt}. \tag{3.35}$$

式(3.35)の右辺第 1 項より，回転子電流 $\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}'$のリプルによって固定子電圧 $\boldsymbol{v}_{\mathbf{s}}$ がひずむことを示している。また右辺第 3 項は係数の実数部が負であるため，電圧の変動が減衰することを示す。また負荷抵抗 R_0 が小さければ $d\boldsymbol{v}_{\mathbf{s}}/dt$ の係数の実数部の絶対値が大きくなるため，より大きな電圧変動の低減効果が得られる。そして，ついに R_0=0 となれば，固定子端子が短絡され $\boldsymbol{v}_{\mathbf{s}}$ = 0 となる。

無負荷のとき，すなわち $R_0 \to \infty$ のとき，式(3.35) は次式のように変形される。

$$\begin{aligned}\boldsymbol{v}_{\mathbf{s}} &= \lim_{R_0\to\infty}\frac{M'}{1 + j\dfrac{\omega_s L_s}{R_0}}\frac{d\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}'}{dt} + j\omega_s\frac{M'}{1 + j\dfrac{\omega_s L_s}{R_0}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}' - \frac{L_s}{R_0 + j\omega_s L_s}\frac{d\boldsymbol{v}_{\mathbf{s}}}{dt}\\ &= M'\frac{d\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}'}{dt} + j\omega_s M'\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}'.\end{aligned} \tag{3.36}$$

この式は，PWM 変調を用いて制御される回転子電流のひずみによって，固定子電圧がひず

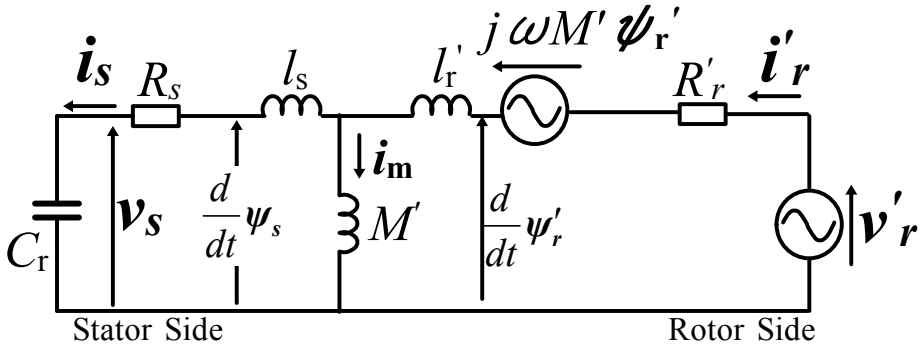

図 3.14　$\alpha\beta$ 座標上の DFIG 等価回路

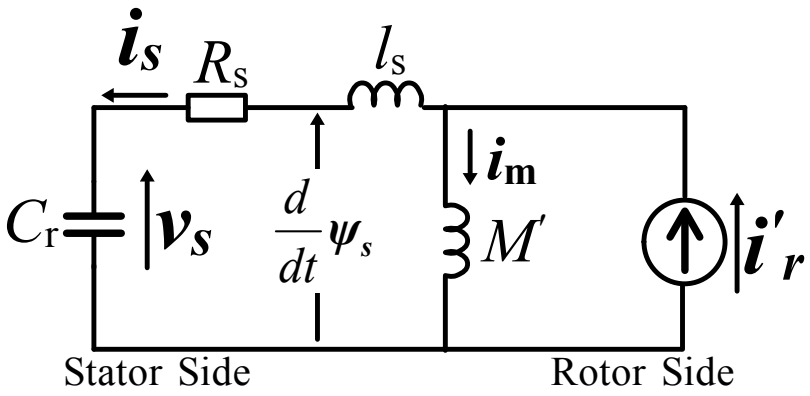

図 3.15　回転子側変換器が電流源出力するときの等価回路

むことを示している。また式(3.36)では式(3.35)の一次電圧のダンピング項がない。したがって無負荷時に固定子電圧が振動的になったときの減衰が計算上ないため最も固定子電圧がひずむ。

次に $\alpha\beta$ 静止座標上の DFIG 等価回路を図 3.14 に示す。ただし，固定子側端子にフィルタキャパシタ C_r を接続している。回転子側の電源が電流源だとすると等価回路は図 3.15 のようになる。図 3.15 より以下の 3 式が得られる（ただし固定子抵抗 R_s を無視する）。

$$\boldsymbol{i}_r' = \boldsymbol{i}_m + \boldsymbol{i}_s, \tag{3.37}$$

$$M' \frac{d\boldsymbol{i}_m}{dt} - l_s \frac{d\boldsymbol{i}_s}{dt} = \boldsymbol{v}_s, \tag{3. 38}$$

$$\boldsymbol{i}_s = C_f \frac{d\boldsymbol{v}_s}{dt}. \tag{3.39}$$

上記 3 式より $\boldsymbol{i}_s, \boldsymbol{i}_m$ を消去し，回転子電流と固定子電圧の関係式を求める。

$$\begin{aligned}\boldsymbol{v}_s &= M' \frac{d\left(\boldsymbol{i}_r' - \boldsymbol{i}_s\right)}{dt} - l_s \frac{d\boldsymbol{i}_s}{dt} \\ &= M' \frac{d\boldsymbol{i}_r'}{dt} - M' C_f \frac{d^2\boldsymbol{v}_s}{dt^2} - l_s C_f \frac{d^2\boldsymbol{v}_s}{dt^2}\end{aligned}$$

$$= M' \frac{d\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}'}{dt} - L_{\mathrm{s}} C_{\mathrm{f}} \frac{d^2 \boldsymbol{v}_{\mathbf{s}}}{dt^2} . \tag{3.40}$$

ただし上式は $\alpha\beta$ 静止座標上の式である。また $L_{\mathrm{s}} = l_{\mathrm{s}} + M'$ であり，L_{s} は固定子自己インダクタンスを意味する。式(3.40)を dq 回転座標変換する。dq 回転座標における微分は次のように表される。ただし，ここから記号はすべて dq 回転座標上の値とする。

$$\frac{d\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}'}{dt} = \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_s t} \frac{d\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_s t} \boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}'}{dt} = j\omega_{\mathrm{s}} \boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}' + \frac{d\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}'}{dt} , \tag{3.41}$$

$$\frac{d^2 \boldsymbol{v}_{\mathbf{s}}}{dt^2} = \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_s t} \frac{d^2\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_s t} \boldsymbol{v}_{\mathbf{s}}}{dt^2} = \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_s t} \frac{d}{dt} \left(\mathrm{j}\omega_s \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_s t} \boldsymbol{v}_{\mathbf{s}} + \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_s t} \frac{d\, \boldsymbol{v}_{\mathbf{s}}}{dt} \right)$$

$$= -\omega_{\mathrm{s}}^2 \boldsymbol{v}_{\mathbf{s}} + j2\omega_{\mathrm{s}} \frac{d\, \boldsymbol{v}_{\mathbf{s}}}{dt} + \frac{d^2 \boldsymbol{v}_{\mathbf{s}}}{dt^2} . \tag{3.42}$$

よって，式(3.40)の dq 座標上の方程式は以下になる。

$$M' \left(j\omega_{\mathrm{s}} \boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}' + \frac{d\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}'}{dt} \right) - L_{\mathrm{s}} C_{\mathrm{f}} \left(-\omega_{\mathrm{s}}^2 \boldsymbol{v}_{\mathbf{s}} + j2\omega_{\mathrm{s}} \frac{d\, \boldsymbol{v}_{\mathbf{s}}}{dt} + \frac{d^2 \boldsymbol{v}_{\mathbf{s}}}{dt^2} \right) = \boldsymbol{v}_{\mathbf{s}}$$

$$\Leftrightarrow \left(1 - \omega_{\mathrm{s}}^2 L_{\mathrm{s}} C_{\mathrm{f}} \right) \boldsymbol{v}_{\mathbf{s}} = M' \frac{d\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}'}{dt} + j\omega_{\mathrm{s}} M' \boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}' - j2\omega_{\mathrm{s}} L_{\mathrm{s}} C_{\mathrm{f}} \frac{d\, \boldsymbol{v}_{\mathbf{s}}}{dt} - L_{\mathrm{s}} C_{\mathrm{f}} \frac{d^2 \boldsymbol{v}_{\mathbf{s}}}{dt^2}$$

$$\Leftrightarrow \boldsymbol{v}_{\mathbf{s}} = \frac{1}{1 - \omega_{\mathrm{s}}^2 L_{\mathrm{s}} C_{\mathrm{f}}} \left(M' \frac{d\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}'}{dt} + j\omega_{\mathrm{s}} M' \boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}' - j2\omega_{\mathrm{s}} L_{\mathrm{s}} C_{\mathrm{f}} \frac{d\, \boldsymbol{v}_{\mathbf{s}}}{dt} - L_{\mathrm{s}} C_{\mathrm{f}} \frac{d^2 \boldsymbol{v}_{\mathbf{s}}}{dt^2} \right) . \tag{3.43}$$

式(3.43)右辺第 1 項より回転子電流の脈動成分が固定子電圧の脈動になる。さらに右辺第 3 項，第 4 項は固定子電圧が振動した時，振動を減衰する効果がない。

式(3.43)をラプラス平面で表し，回転子電流から固定子電圧の伝達関数を求める。すると以下のようになる。

$$\boldsymbol{V}_{\mathbf{s}} = \frac{1}{1 - \omega_{\mathrm{s}}^2 L_{\mathrm{s}} C_{\mathrm{f}}} \left(sM' \boldsymbol{I}_{\mathbf{r}}' + j\omega_{\mathrm{s}} M' \boldsymbol{I}_{\mathbf{r}}' - sj2\omega_{\mathrm{s}} L_{\mathrm{s}} C_{\mathrm{f}} \boldsymbol{V}_{\mathbf{s}} - s^2 L_{\mathrm{s}} C_{\mathrm{f}} \boldsymbol{V}_{\mathbf{s}} \right)$$

$$\Leftrightarrow \frac{\boldsymbol{V}_{\mathbf{s}}}{\boldsymbol{I}_{\mathbf{r}}'} = \frac{1}{1 - \omega_{\mathrm{s}}^2 L_{\mathrm{s}} C_{\mathrm{f}}} \frac{sM' + j\omega_{\mathrm{s}} M'}{s^2 L_{\mathrm{s}} C_{\mathrm{f}} + sj2\omega_{\mathrm{s}} L_{\mathrm{s}} C_{\mathrm{f}} + 1} . \tag{3.44}$$

式(3.44)より dq 回転座標上の回転子電流か固定子電圧への伝達関数が求められた。

3.7. ブラックアウトスタートおよび自立運転のシミュレーション結果

本節ではコンピュータシミュレーションによってブラックアウトスタートおよび負荷投入と切り離しを伴う自立運転制御を試みた。提案する自立運転制御方法を用いて一次電圧を一定に保つことを検証した。シミュレーションで用いたシステム構成は前述の 31 ページの図 3.1 と同じである。シミュレーションの前提条件として，回転速度を 1100 rpm（同期速度は 1200 rpm）一定とした。投入負荷を DFIG の定格容量の 30%である 330 W の定インピーダンス負荷とした。また，直流リンク部のキャパシタが 200V で初期充電されているとした。シミュレーションの手順を次のようにした。

- 0 秒　：シミュレーション動作開始とともに RSC の制御を開始し，一次電圧指令値 v_{1dq}^*を 0.6 秒かけて 0 から直線状に増加させる。ランプ状に 0.6 秒かけて増大させた理由は急に一次定格電圧を誘起するとオーバーシュートが生じ危険だからである
- 0.3 秒：PLL が誘起された一次電圧の位相を確実に取得した 0.3 秒後に GSC が制御開始する。RSC によって定格一次電圧が誘起されるのとタイミングが同じになるように一次側からの励磁電流に相当する指令値 i_{gq}^*を 0 から 0.3 秒かけて直線状に増加させ，また直流電圧一定制御を開始する
- 0.6 秒：ブラックアウトスタートが完了
- 2.5 秒：30 %負荷であるおよそ 330 W の定インピーダンス負荷を投入
- 3.5 秒：負荷切り離し
- 5 秒　：シミュレーション終了

シミュレーション結果を図 3.16 に示す。図 3.16 (b)のシミュレーション波形から負荷変動に関わらず DFIG 一次側に定格電圧を維持できた。図 3.16 (c)(e)から，RSC の出力電流が GSC の q 軸出力電流 i_{gq} によって抑制されている。この結果，RSC の出力電流は DFIG の定格二次電流（20.3 A）以内に収まった。図 3.16 (d)(f)より直流リンク電圧は GSC の d 軸出力電流 i_{gd} によって一定に保たれた。図 3.16 (h)より GSC を用いて一次励磁するため，GSC の無効電力の大きさが有効電力よりも大きく，GSC の皮相電力が 1100 VA 以上になってしまう。これによって変換器での損失が力率 1 で制御しているときより増大する。一方，図 3.16 (i)より GSC による一次励磁によって RSC の出力無効電力が GSC 制御開始後から抑えられていることがわかる。330 W 負荷投入後を見ると計算で求められる二次有効電力が 30 W なのに対し，4～5 倍程度の二次有効電力が流れている。この原因として電力変換部での損失や DFIG 内部での損失が考えられる。図 3.16 (j)に示す DFIG にかかるトルクより無負荷時でも負荷トルクがかかり，損失が生じる。負荷接続時の一次相電圧波形を図 3.17 に示す。同図からひずみのない一次電圧が得られたことを確認した。ブラックアウトスタートおよび負荷投入と切り離しを伴う自立運転制御のシミュレーション結果から一次電圧がひずみなくほぼ一定に保たれているため，提案される自立運転の方法の有効性がシミュレーションによって確認された。

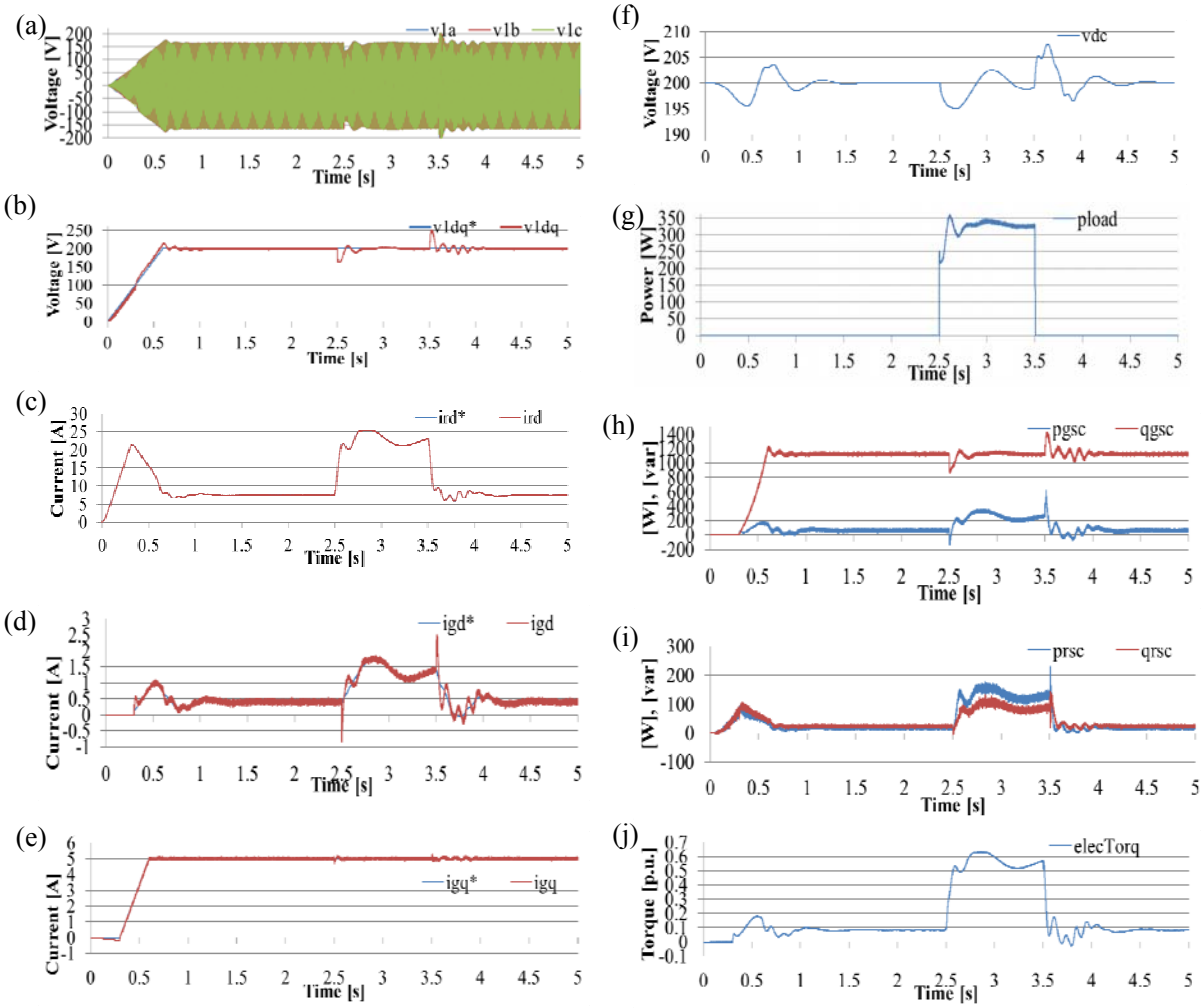

図 3.16　一次二次励磁分担制御によるブラックアウトスタートと負荷投入・切り離しを伴う自立運転のシミュレーション結果，(a) 一次側相電圧，(b) 一次側線間電圧実効値指令値 v_{1dq}*とその実測値 v_{1dq}，(c) RSC の d 軸電流 i_{rd} とその指令値 i_{rd}^*，(d) GSC の d 軸電流 i_{gd} とその指令値 i_{gd}^*，(e) GSC の q 軸電流 i_{gq} とその指令値 i_{gq}^*，(f) 直流リンク電圧，(g) 負荷有効電力，(h) GSC 入力有効電力 p_{gsc}・無効電力 q_{gsc}，(i) RSC 出力有効電力 p_{rsc}・無効電力 q_{rsc}，(j)DFIG にかかるトルク（正を発電の向きのトルクとする．1p.u.=2.917 Nm）.

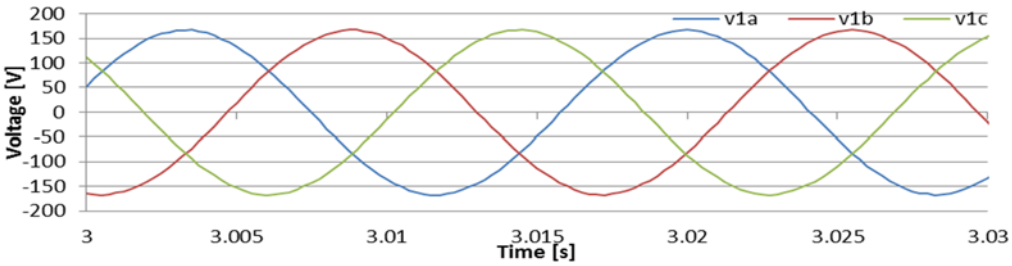

図 3.17　シミュレーションにおける負荷接続時の一次相電圧波形

3.8.　ブラックアウトスタートおよび自立運転の実験による検討

本節では前節で示したブラックアウトスタートを，実験装置を用いて検証した。実験結果を図 3.18 に示す。この測定の駆動源には図 3.19 に示す動力計を用いた。この動力計は直流電動機と同じであり，トルクの測定が可能である。今回は図 3.18 (k)に示すように一定速度制御を用いた。図 3.18 (i)の直流電圧は直流リンク部のキャパシタ C_{dc} の電圧である。キャパシタ C_{dc} は図 3.20 に示す直流電源からダイオードを介して 200 V に充電される。そ

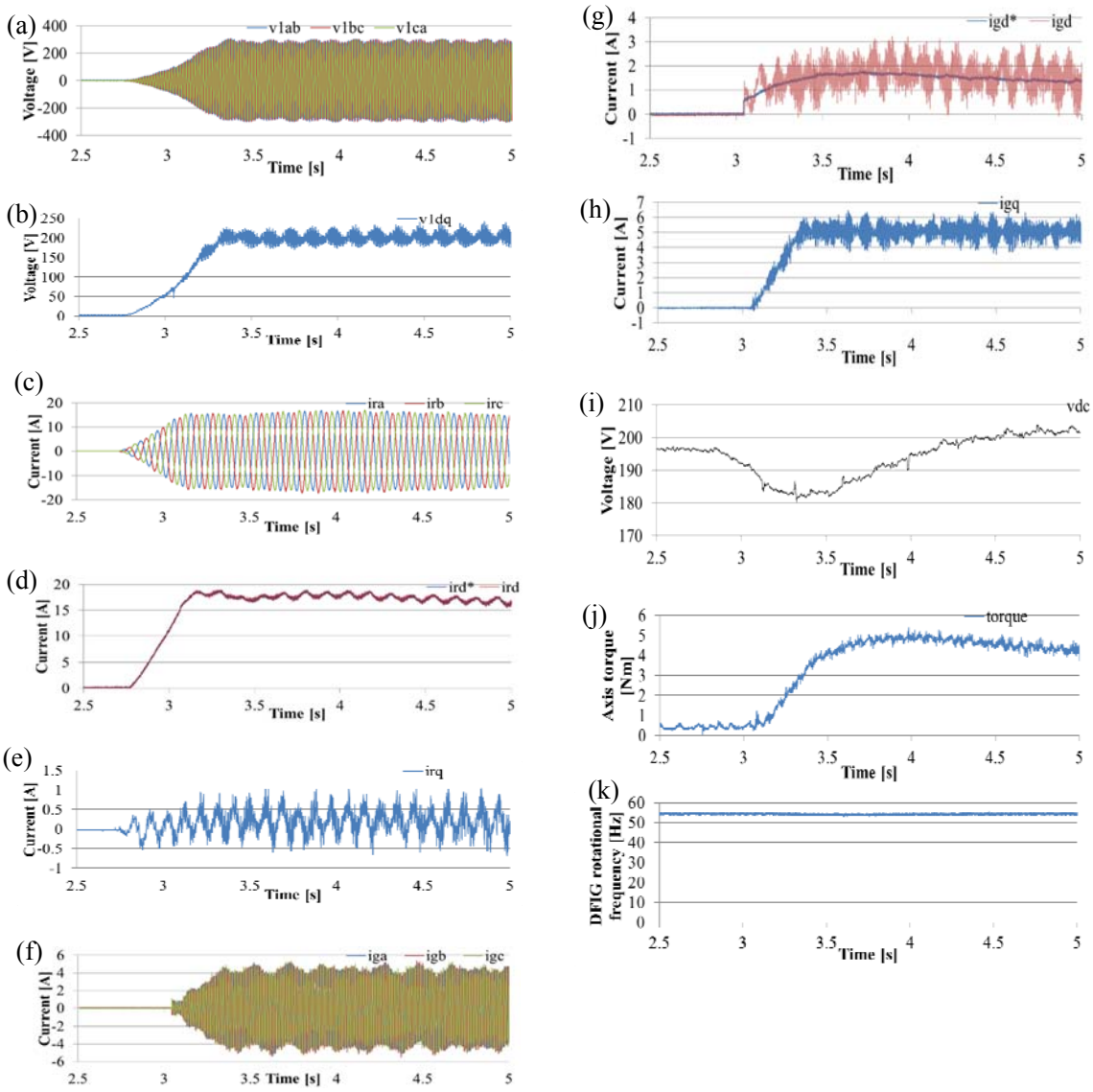

図 3.18　一次二次励磁分担制御によるブラックアウトスタートと自立運転の実験結果，(a) 一次線間電圧，(b) 一次線間電圧実効値 v_{1dq}，(c) RSC の出力電流，(d) RSC の d 軸電流 i_{rd} とその指令値 i_{rd}^*，(e) RSC の q 軸電流 i_{rq}，(f) GSC への入力電流，(g)GSC の d 軸電流 i_{gd} とその指令値 i_{gd}^*，(h)GSC の q 軸電流 i_{gq}，(i)直流リンク電圧，(j)DFIG にかかるトルク，(k)DFIG の電気的回転周波数.

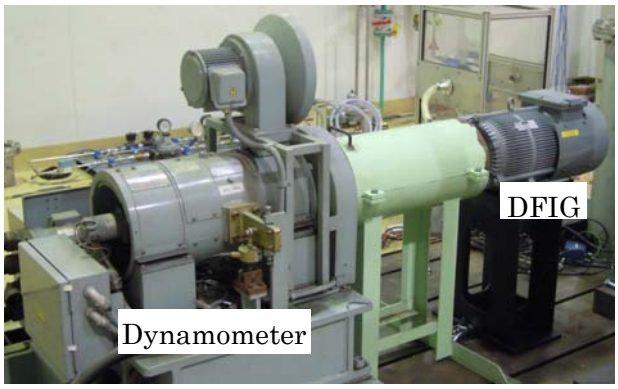

図 3.19　動力計と DFIG が接続された実験装置の外観

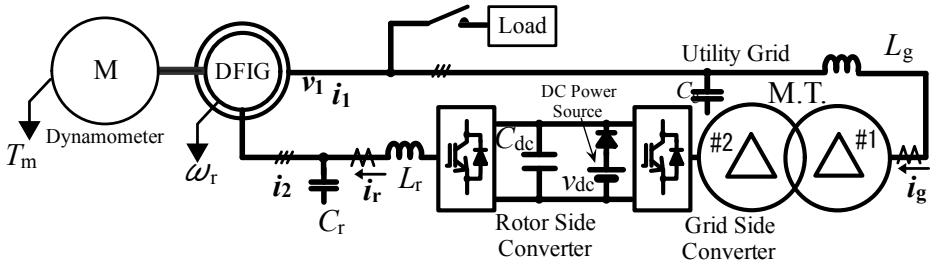

図 3.20　ブラックアウトスタートの実験に用いた DFIG システムの主回路構成

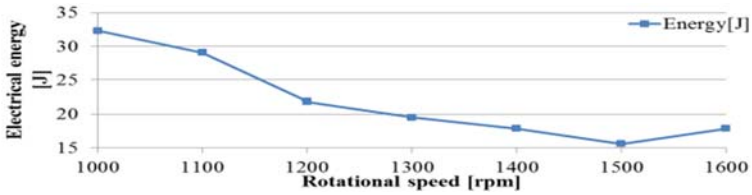

図 3.21　初期励磁のために必要なエネルギー

の後，直流電源の出力電圧を零にすることによってダイオードに逆方向の電圧が印加され直流電源が電気的に切り離される。図 3.18 (a)に一次線間電圧を示す。これより定格一次電圧を固定子端子に発生できた。図 3.18 (h)の GSC の q 軸出力電流による一次励磁によって，図 3.18 (c)に示す RSC の励磁のための出力電流は抑えらた。直流電圧をみると RSC だけが動作しているとき電圧が徐々に下がっていく。GSC が制御を開始すると直流電圧一定制御が始まるため直流電圧の下降は止まり，指令値に回復していった。一方，GSC 制御開始後，図 3.18 (j)に示すように DFIG の負荷トルクが大きくなった。このため，著者は一次励磁による電力変換に伴う損失が大きく，そのため GSC 制御開始後に負荷トルクが増大していると考える。

直流リンクキャパシタ C_{dc} の容量（11.8 mF）と直流リンク電圧降下量から初期励磁に必要なエネルギーを見積もることができる。ブラックアウトスタートにかかる時間を 0.6 秒とした時の初期励磁に必要なエネルギーを動力計の回転速度指令値を変えながら測定した。測定結果を図 3.21 に示す。これより初期励磁エネルギーはわずか 35 J 以下で十分であることがわかる。これらのエネルギーが主に発電機の鉄損や銅損，RSC のフィルタや RSC で

の損失になっていると考える。また初期励磁エネルギーは回転速度に応じて変わる。この理由は回転速度によって二次電力および二次電流の大きさが変わるためである。測定結果から高速域であれば損失が減る傾向がある。

なお GSC による一次励磁を用いずに一次側キャパシタ接続による一次・二次励磁分担方式を用いたブラックアウトスタートの制御方式も実験によって検討した。実験回路の構成を 31 ページの図 3.1 に示す。図 3.1 に示す電気二重層キャパシタ（Electric double layer capacitor: EDLC）を使って DC/DC コンバータが直流リンク電圧一定制御を GSC 制御開始まで行い，初期励磁電力を供給した。また後述する逆相電圧補償制御も取り入れた。ブラックアウトスタートにかかる時間は 0.6 秒とした。一次側の励磁とフィルタの役割を果たすキャパシタは Y 接続され，一相あたり 90 μ F とした。なお回転数指令値は 1300 rpm とし原動機としてインバータ駆動の誘導電動機を用いた。

実験結果を図 3.22 に示す。同図(i)の直流リンク電圧が EDLC によって 200 V 一定に制御された。この制御は GSC が制御を開始すると停止する。直流リンクキャパシタおよび EDLC のエネルギーを用いて同図(c)に示すように RSC から二次励磁を行った。一次側キャパシタのキャパシタンスが大きいため RSC によるわずかな励磁電流で一次側からもキャパシタによる励磁電流が供給され一次電圧が誘起された。RSC の制御開始から 0.3 秒後，同図(f)(g)(h)に示すように GSC が制御を開始した。GSC を用いた一次励磁は行わないため同図(h)の GSC の q 軸電流 i_{gq} は零に制御された。同図(g)と図 3.18(g)に示す GSC の出力有効電流 i_{gd} のブラックアウトスタート完了後の大きさを比較するとキャパシタを用いた一次励磁方式の方が GSC を用いた一次励磁方式より値が小さい。この理由はキャパシタを用いた方式では GSC での損失が小さくなったためである。図 3.23 にブラックアウトスタート後の一次側相電圧を示す。同図より，一次側のキャパシタが電圧のひずみを取り除き，一次側端子にひずみのない定格電圧を発生できたことを確かめた。したがって，一次側キャパシタ接続による一次・二次励磁分担方式を用いたブラックアウトスタートの制御方法が有効であることを確認できた。

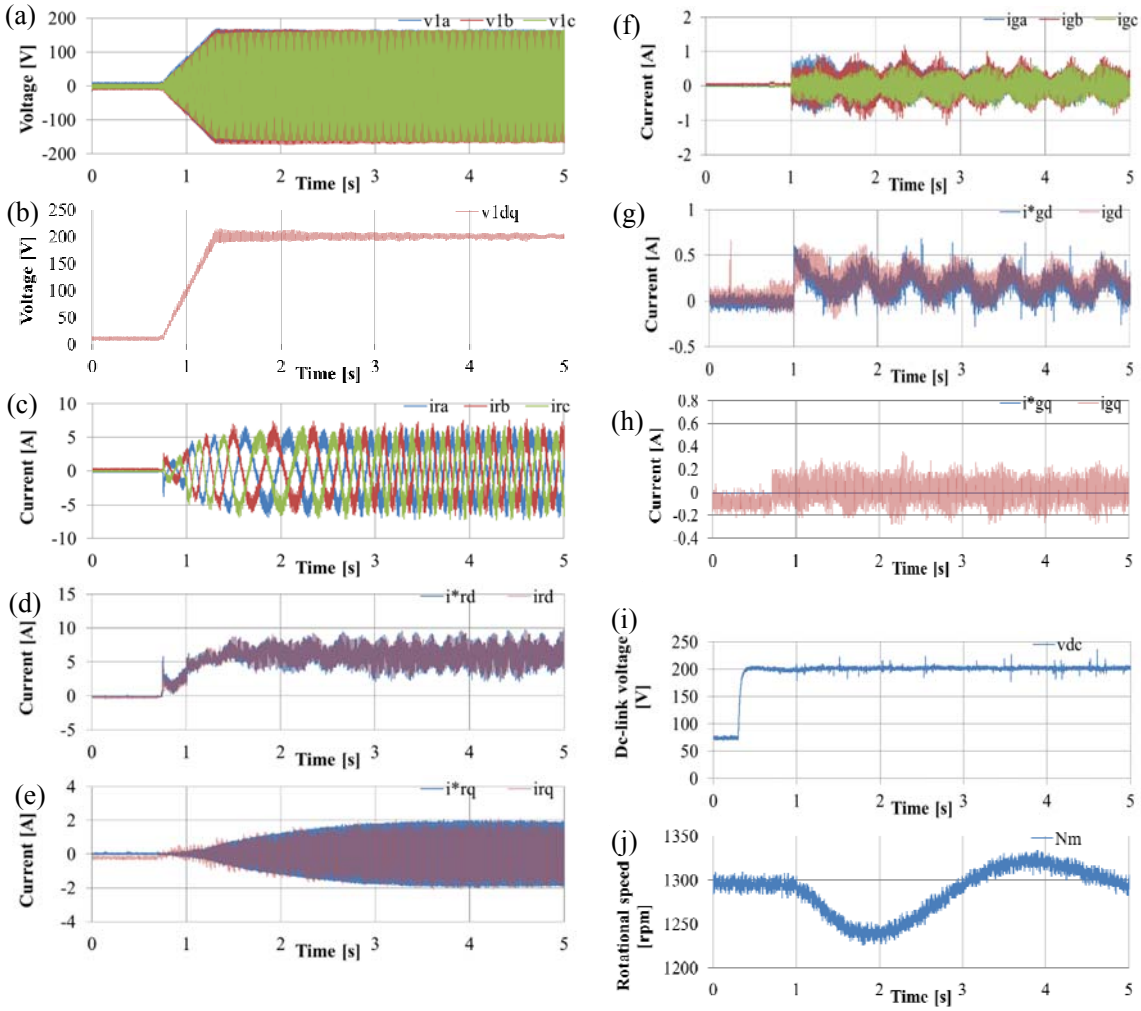

図 3.22　一次側電力キャパシタを接続した一次二次励磁分担を行った場合のブラックアウトスタートの実験結果，(a) 一次側相電圧，(b) 一次側線間電圧実効値 v_{1dq}，(c) RSC の出力電流，(d) RSC の d 軸電流 i_{rd} とその指令値 i_{rd}^*，(e) RSC の q 軸電流 i_{rq} とその指令値 i_{rq}^*，(f) GSC への入力電流，(g)GSC の d 軸電流 i_{gd} とその指令値 i_{gd}^*，(h)GSC の q 軸電流 i_{gq} とその指令値 i_{gq}^*，(i)直流リンク電圧，(j) DFIG の回転数.

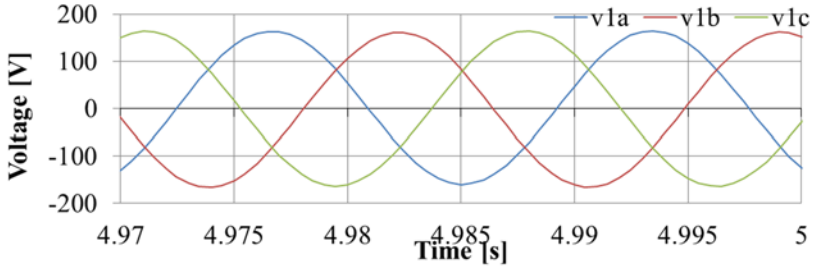

図 3.23　一次キャパシタ接続による励磁分担時の無負荷時における一次側相電圧

3.9.　　逆相電圧補償制御

本研究で使用した 1.1 kW 定格の DFIG では一次側開放状態で二次側からのみ励磁すると逆相電圧が生じる問題が発生した。図 3.24 にそのときの一次側誘起電圧を示す。各相それぞれの電圧の波高値が異なっていることからも逆相電圧が生じていることがわかる。この不平衡電圧の発生原因は発電機構造に起因する三相の等価的なインピーダンスの不平衡だと推測される。ただし，一般的に負荷は三相平衡負荷とは限らず，不平衡負荷や，コンデンサインプットのダイオード負荷などの低次の高調波を含む負荷も考えられる。このような自立運転時の不平衡電圧および高調波電圧の補償方法は自立運転する DFIG 発電システムの重要な研究課題として文献[4][8][10][11][15][17][22]で取り組まれている。文献[4][8]では系統側変換器によって不平衡負荷時に固定子電流に逆相分が含まれないように打ち消す制御方式を提案している。なぜなら固定子に逆相電流が流れると DFIG に逆相トルクが生じ，トルク脈動や局所的な過熱を生じて発電機や原動機の寿命を短くしてしまうからである。一方，文献[10][11][15][17][22]では固定子電圧の逆相分および高調波分を抽出して回転子側変換器を用いて固定子電圧を補償する方法を実証している。この方法は本研究のように DFIG 自体にインピーダンスの不平衡があったとしても三相平衡電圧を得ることができる。しかしながら，この方法は DFIG にトルク脈動が発生することが問題である。そこで文献[11]では固定子電流の不平衡を系統側変換器で打ち消し，固定子電圧の不平衡を回転子側変換器で打ち消す方法を提案している。本研究では不平衡負荷時でも一次電圧の補償に適用可能な，回転子側変換器による固定子電圧の不平衡を補償する制御方法に取り組んだ。

図 3.25 に逆相電圧補償を行う回転子側変換器の制御ブロック線図を示す。上付き記号 p は正相成分， n は逆相成分を意味する。逆相電圧を抽出するために，固定子電圧を正相分に対して逆方向に回転する回転座標上の値に変換し，LPF を通して直流分を取り出して逆相電圧を検出する。ただし，図中 LPF2 は一次のフィルタであり，直流分を効果的に抽出するためにカットオフ周波数を 0.02 Hz と非常に小さく設定された。なぜなら，この程度まで小さくしなければ直流分だけを取り出すことができなかったからである。一方，LPF2 での位相遅れのため逆相電圧補償制御の応答速度が下がってしまった。他方，一次電圧の正相成分の制御についてはこれまでの LPF1 にかわりノッチフィルタを用いて制御応答性を高めた。なおノッチフィルタのブロック線図を図 3.26[31]に示す。ここではノッチの周波数を 120 Hz，ノッチの幅を 20 Hz として各フィルタパラメータを次のように定めた。

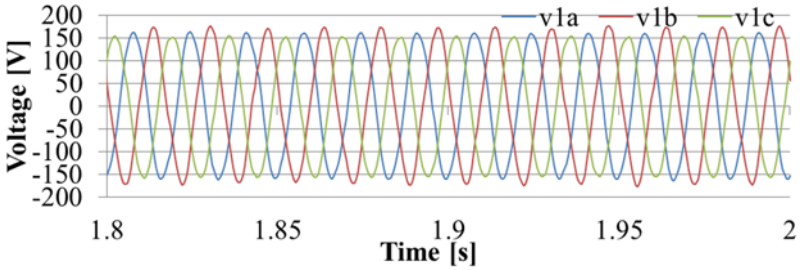

図 3.24　二次側励磁のみによる一次側誘起相電圧

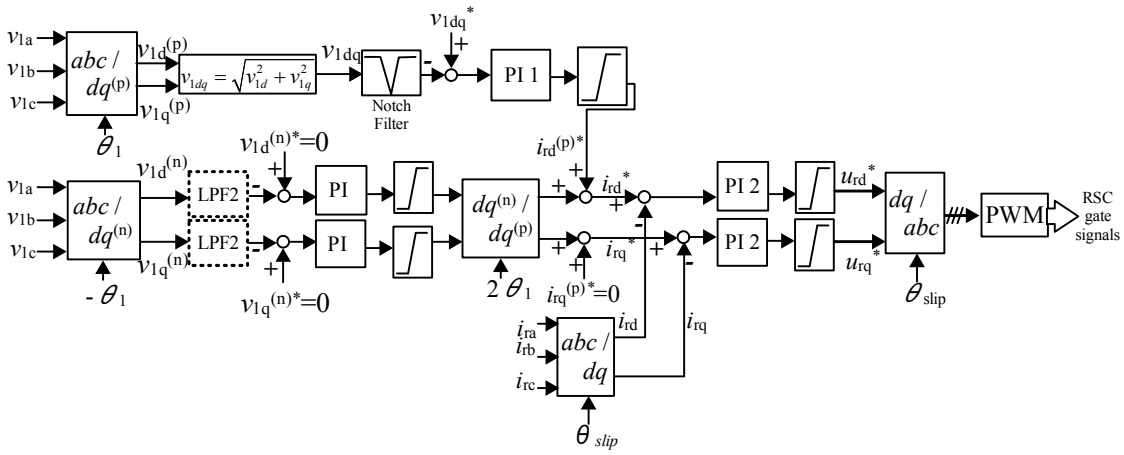

図 3.25　逆相電圧補償を行う回転子側変換器の制御ブロック線図

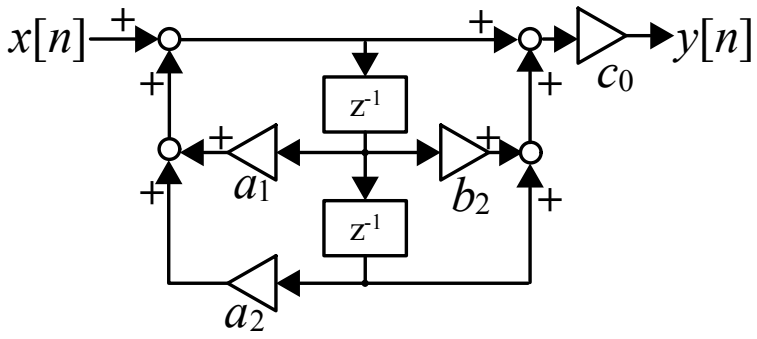

図 3.26　ノッチフィルタのブロック線図

スイッチング周波数：8 kHz，a_1：1.97554693，a_2：-0.98441476，b_1：-1.99112383，c_0：0.99907203

この逆相電圧補償制御を行ったブラックアウトスタートは既出の図 3.22 に示されている。図 3.22 (a)より，1.5 秒付近では電圧不平衡がみられるが徐々に逆相電圧補償制御が働き, 4 秒付近では三相平衡となっている。この遅れの原因は LPF2 の位相遅れのためである。三相平衡であることは同図(b)より 120 Hz の逆相成分の大きさが小さくなっていくことからもわかる。逆相電圧は同図(c)の回転子側変換器の電流制御によって補償される。逆相電圧を打ち消すための電流は *dq* 座標上では 120 Hz であるため，PI 制御だけでは制御遅れが発生してしまう。文献[10][11]ではこの遅れをなくすため，120 Hz 成分に対してゲインが上がるよう PI 制御器と並列に共振制御器を加え，電流制御を行っている。

ブラックアウトスタート後の自立運転時において定インピーダンス負荷を投入した場合, 逆相電圧補償制御が有効か実験によって検証した。実験結果を図 3.27 に示す。回転速度指令値を 1300 rpm とし，無負荷から 330 W の純抵抗負荷（ホーロー抵抗）をステップ状に投入した。負荷投入は 1.3 秒付近で行った。また励磁方式は一次側接続キャパシタ（Y 接続で一相あたり 90 μF）と RSC による励磁分担方式である。図 3.27(a)(b)より一次電圧は負荷投

(a)

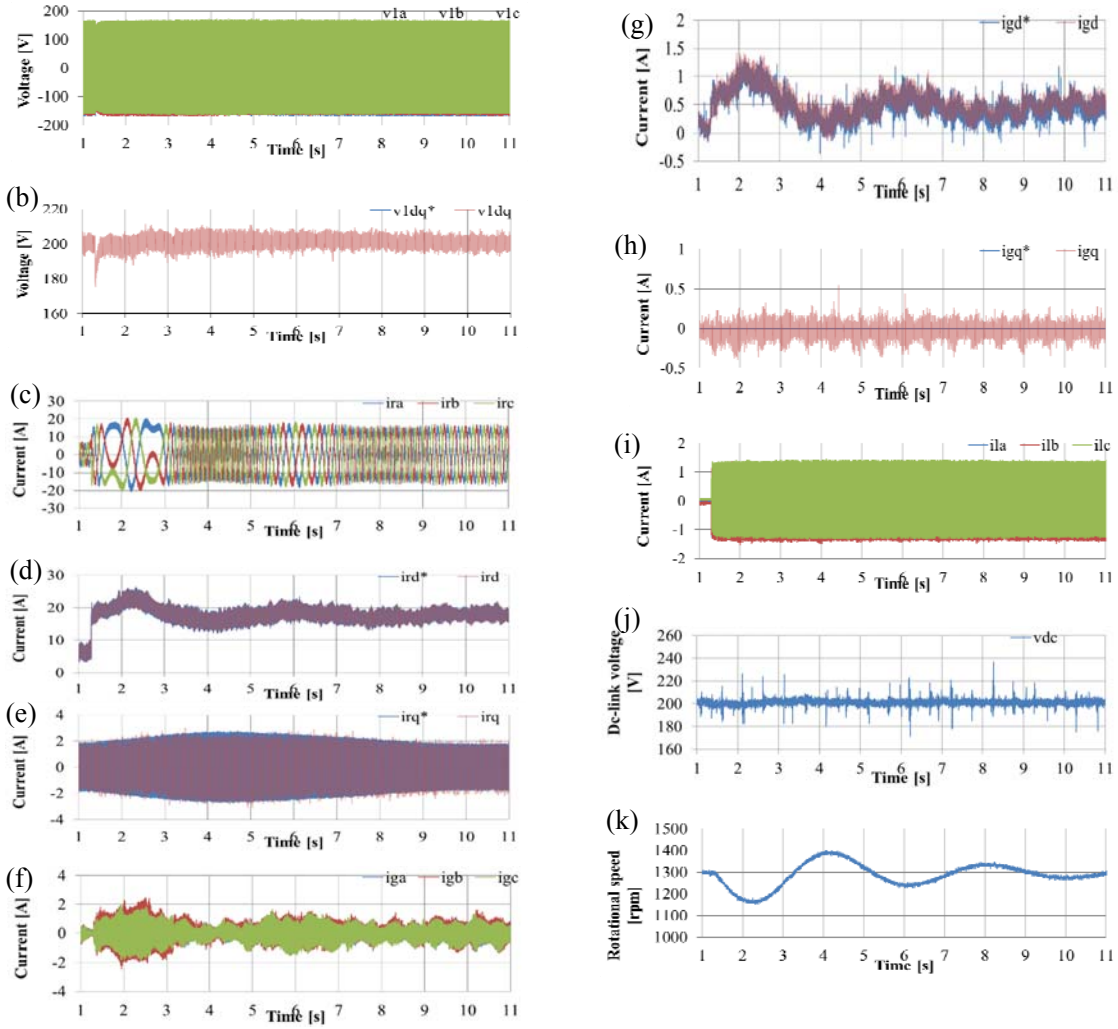

図 3.27　一次側電力コンデンサを接続した一次二次励磁分担を行った場合の負荷投入を伴う自立運転の実験結果，(a) 一次側相電圧，(b) 一次側線間電圧値実効値 v_{1dq} とその指令 v_{1dq}^*，(c) RSC の出力電流，　(d) RSC の d 軸電流 i_{rd} とその指令値 i_{rd}^*，(e) RSC の q 軸電流 i_{rq} とその指令値 i_{rq}^*, (f) GSC への入力電流, (g)GSC の d 軸電流 i_{gd} とその指令値 i_{gd}^*, (h)GSC の q 軸電流 i_{gq} とその指令値 i_{gq}^*，(i)負荷電流，(j) 直流リンク電圧，(k)DFIG の回転数.

入後も一定に制御されており，逆相電圧補償制御も有効に働いて逆相電圧がほとんど生じていない。一方，図 3.27(d)(e)より負荷投入後，逆相電圧補償制御がゆっくり働いていることがわかる。以上より，負荷変動時も逆相電圧補償制御が有効であることが確認された。

3.10.　結言

本章では DFIG 発電システムの発電始動および自立運転制御について，小容量の電力貯蔵装置を用いた初期励磁を行う発電始動法と，自立運転方式として速度センサを用いた直接電圧制御を提案した。また DFIG 二次側電流を抑える一次・二次励磁分担制御を提案した。RSC による一次電圧制御について数学的に分析し，負荷接続時の方が，一次電圧制御が安定することを示した。

種々のブラックアウトスタート時の初期励磁電力の供給方法や定常的な DFIG の励磁方法を説明し，本研究で用いた方法の特徴を述べた。GSC を用いた一次・二次励磁分担制御が電流制御応答で優れていることから，本研究で主に用いた。また，キャパシタは低コストであり電圧ひずみも取り除くことができるため，一次側キャパシタ接続による一次・二次励磁分担制御も実験で検証した。小容量の電力貯蔵装置を用いて初期励磁電力を供給し，GSC と RSC を用いた一次・二次励磁分担制御を用いたブラックアウトスタートを実験によって検証した。そして固定子端子に所望の定格電圧を発生させ，発電始動できることを確認した。また，GSC による一次励磁の代わりに，一次側に電力用コンデンサを接続して一次側から励磁する一次・二次励磁分担を行ったブラックアウトスタートおよび自立運転の有効性を実験によって確認した。

最後に固定子電圧の逆相成分を，RSC を用いて打ち消す逆相電圧補償制御を提案し，実験によって定常および過渡時でも逆相電圧成分が打ち消されることを示した。

参考文献

[1] R. Pena, J. Clare, G. Asher, “A doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters supplying an isolated load from a variable speed wind turbine”, IEE Proceedings of Electric Power Applications, vol.143, no.5, pp.380-387, Sept. 1996.

[2] R. Pena, R. Cardenas, G. Asher, J. Clare, “Vector Controlled Induction Machines for Stand-alone Wind Energy Applications”, IEEE Industry Applications Conf. , Rome, Italy, vol.3, pp.1409-1415, Oct. 2000.

[3] R. Cardenas, R. Pena, J. Proboste, G. Asher, “MRAS Observer for Sensorless Control of Standalone Doubly Fed Induction Generators”, IEEE Trans. Energy Convers., vol.20, no.4, pp.710-718, Dec. 2005.

[4] R. Pena, R. Cardenas, E. Escobar, J. Clare, P. Wheeler, “Control System for Unbalanced Operation of Stand-Alone Doubly Fed Induction Generators”, IEEE Trans. Energy Convers., vol.22, no.2, pp.544-545, Jun. 2007.

[5] R. Pena, R. Cardenas, J. Proboste, J. Clare, G. Asher, “Wind-Diesel Generation Using Doubly Fed Induction Machines”, IEEE Trans. Energy Convers. Vol.23, no.1,

pp. 202-214, Mar. 2008.

[6] D. Forchetti, G. Garcia, M. Valla, “Vector Control Strategy for a Doubly-fed Stand-alone Induction Generator”, 28th IEEE IECON, Sevilla, Spain, pp.991-995, 2002.

[7] D. Forchetti, O. Garcia, M. Valla, “Adaptive Observer for Sensorless Control of Stand-Alone Doubly Fed Induction Generator”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol.56, no.10, pp.4174-4180, Oct. 2009.

[8] A. Jain, V. Ranganathan, “Wound Rotor Induction Generator with Sensorless Control and Integrated Active Filter for Feeding Nonlinear Loads in a Stand-Alone Grid”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol.55, no.1, pp.218-228, Jan. 2008.

[9] D. Wang, C. Nayer, C. Wang, “Modeling of Stand-alone Variable Speed Diesel Generator Using Doubly-fed Induction Generator”, 2nd IEEE Symp. Power Electronics for Distributed Generation Systems, Hefei, China, pp.1-6, 2010.

[10] V. Phan, H. Lee, “Control Strategy for Harmonic Elimination in Stand-Alone DFIG Applications with Nonlinear Loads”, IEEE Trans. Power Electronics, vol.26, no.9, pp.2662-2675, Sept. 2011.

[11] V. Phan, H. Lee, “Performance Enhancement of Stans-Alone DFIG Systems With Control of Rotor and Load Side Converter Using Resonant Controllers”, IEEE Trans. Ind. Appl. vol.48, no.1, pp.199-210, Jan./Feb. 2012.

[12] G. Iwanski, W. Koczara, “Control System of the Variable Speed Autonomous Doubly Fed Induction Generator”, European Power Electronics – Power Electroncis and Motion Control – EPE-PEMC, Riga, Latvia, pp.72-80, 2004.

[13] G. Iwanski, W. Koczara, “Sensorless stand alone variable speed system for distributed generation”, 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conf., Aachen, Germany, pp.1915-1921, 2004.

[14] G. Iwanski, W. Koczara, “Sensorless Direct Voltage Control Method for Stand-Alone Slip-Ring Induction Generator”, European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden, Germany, pp.1-10, 2005.

[15] G. Iwanski, W. Koczara, “Positive and Negative Sequence based Sensorless Control for Stand-Alone Slip-Ring Generator”, 12th Int. Power Electronics and Motion Control Conf., Portoroz, Slovenia, pp.555-560, 2006.

[16] G. Iwanski, W. Koczara, “Sensorless Direct Voltage Control of the Stand-Alone Slip-Ring Induction Generator”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol.54, no.2, pp.1237-1239, Apr. 2007.

[17] G. Iwanski, W. Koczara, “Extended Direct Voltage Control of the Stand-alone Double Fed Induction Generator”, Int. Conf. on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, Setubal, Portugal, pp.754-759, Apr. 2007.

[18] G. Iwanski, W. Koczara, “DFIG-Based Power Generation System with UPS Function for Variable-Speed Applications”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol.55, no.8, pp.3047-3053, Aug. 2008.

[19] G. Iwanski, W. Koczara, “Autonomous power system for island or grid-connected wind turbines in distributed generation”, Euro. Trans. Electr. Power, vol.18, no.7, pp.658-673, Mar. 2008.

[20] G. Iwanski, W. Koczara, “Rotor current PI controllers in the method of output voltage control of variable speed standalone DFIG”, IEEE Int. Symposium on Industrial Electronics, Cambridge, UK, pp. 2450-2455, Jun./July 2008.

[21] G. Iwanski, “DFIG based standalone power system operating at low load conditions”, 13th European Conf. on Power Electronics and Applications, Barcelona, Spain, pp.1-7, Sept. 2009.

[22] G. Abad, J. Lopez, M. Rodriguez, L. Marroyo, G. Iwanski, “Doubly Fed Induction Machine　Modeling and Control for Wind Energy Generation”, Wiley-IEEE Press, 2011.

[23] M. Pattnaik, D. Kastha, “Adaptive Speed Observer for a Stand-Alone Doubly Fed Induction Generator Feeding Nonlinear and Unbalanced Loads”, IEEE Trans. Energy Convers., vol.27, no.4, pp.1018-1026, Dec. 2012.

[24] M. Pattnaik, D. Kastha, “Harmonic Compensation With Zero-Sequence Load Voltage Control in a Speed-Sensorless DFIG-Based Stand-Alone VSCF Generating System”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol.60, no.12, pp.5506-5514, Dec. 2013.

[25] 川畑良尚，森根義久，岡寿久，川畑隆夫，「可変速定周波独立運転形発電システムの新方式」，電学論 D，vol.122, no.7, pp.684-692, 2002.

[26] Y. Kawabata, Y. Morine, T. Oka, E. Ejiogu, T. kawabata, “Variable Speed Constant Frequency Power Generating System by the Use of Rotor Excitation of Induction Machine”, Power Conversion Conference, Osaka, Japan, pp.328-333, Apr. 2002.

[27] 金文煥，中村賢亮，大西公平，宮地邦夫，「二次励磁誘導発電機を用いた孤立電源用不規則入力発電システム」，電学論 D，vol.108, no.11, pp.1056-1062, 1988.

[28] R. Teodorescu, M. Lieserre, P. Rodriguez, “Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems”, Wiley-IEEE, 2011.

[29] Z. Jiang, C. Hui, D. Cui, W. Hui, Z. Xun, “The Islanding Start and Operation Control of Doubly-fed Wind Generation System”, IEEE 7th Int. Power Electronics and Motion Control Conf. – ECCE Asia, Harbin, China, pp.2147-2151, Jun. 2012.

[30] 大嶋幸一，野田清四郎，「電力コンデンサ」，東京電機大学出版局，1969.

[31] 三上直樹,「はじめて学ぶディジタル･フィルタと高速フーリエ変換」, CQ 出版社, 2005.

第4章　自立運転時のパワーフローの解析

4.1　緒言

本章ではスケールダウンされた DFIG（定格出力 1.1 kW）を用いた発電システムのさまざまな回転速度および負荷接続時のパワーフローおよび損失の測定および検討を行う。これらの検討は実規模機（定格出力 1 MW）でのパワーフローおよび損失を推定することに資すると期待される。先行する研究として，文献[1]では DFIG 内のパワーフローについて DFIG の巻線抵抗，すべり，電流そして負荷の抵抗を用いて簡単な定式化を行っている。また実験によって DFIG のすべりの変化に対する機械的パワー・一次電力・二次電力特性を示している。しかしながら文献[1]では DFIG 一次側と二次側が接続されておらず，二次側の電力はすべて蓄電池でやり取りされる構成となっており，本研究で扱う一次側と二次側が電力変換器を介して接続されているシステム構成とは異なる。このため発電システム内のパワーフローも異なる。文献[2]では DFIG の二次側が一次側と変換器を介して接続されたシステムのパワーフローを考察している。そして電気機器に関する規格や研究用に試設計を行って得た DFIG パラメータ, 実際の商用 IGBT モジュールのパラメータなどを用い，DFIG 等価回路や各種特性式を活用して DFIG 内および変換器などでの詳細なパワーフローおよび損失を導出している。しかしながら，文献[2]で示されるパワーフローは理論値のみであり，実際の測定による検証が必要であると考えられる。

そこで，本章では自立運転時の DFIG 発電システム内のパワーフローについて理論的導出を行った。さらにスケールダウンされた実験装置を用いてパワーフローの実測および損失の理論計算を行った。そして発電システム内の損失の実測値と理論値との比較によって，理論で用いた損失モデルの精度の検証を行う。また実験によって損失およびパワーフローの速度および負荷力率特性を導き，今回使用した実験機に負荷に応じて最も効率の高い運転速度が存在することを明らかにする。

4.2　DFIG 発電システム内のパワーフローの理論検討

鉄損を無視した DFIG 内のパワーフローを 2 章で導出した同期速度で回転する *dq* 回転座標上で表された DFIG の基本方程式から求める。文献[3]-[5]でも同様なパワーフローの導出が行われている。文献[4]では回転子鉄心の鎖交磁束を基準とした回転座標上において系統連系時のパワーフローおよび等価回路を導いている。文献[5]では定常状態でのフェーザ表現を用いて DFIG 内のパワーフローを求めている。これらに対して本論文では 2 章で求めた DFIG の基本方程式との一貫性をもたせるために同期速度で回転する回転座標において自立運転時のパワーフローを導出している。固定子端子における電圧方程式を式(4.1)に，回転子端子における電圧方程式を式(4.2)に示す。

$$\boldsymbol{v}_{\mathbf{s}} = -R_{\mathrm{s}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}} + \left(\mathrm{p} + j\omega_{\mathrm{s}}\right)\boldsymbol{\psi}_{\mathbf{s}}$$

$$= -R_{\mathrm{s}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}} + \left(\mathrm{p} + j\omega_{\mathrm{s}}\right)\left\{-l_{\mathrm{s}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}} + M'\left(-\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}} + \boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}'\right)\right\}, \tag{4.1}$$

$$\boldsymbol{v}_{\mathbf{r}}' = R_{\mathrm{r}}'\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}' + \left(\mathrm{p} + j\omega_{\mathrm{s}}\right)\boldsymbol{\psi}_{\mathbf{r}}' - j\omega_{\mathrm{m}}\boldsymbol{\psi}_{\mathbf{r}}'$$

$$= R_{\mathrm{r}}'\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}' + \left(\mathrm{p} + j\omega_{\mathrm{s}}\right)\left\{l_{\mathrm{r}}'\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}' + M'\left(-\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}} + \boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}'\right)\right\} - j\omega_{\mathrm{m}}\left\{l_{\mathrm{r}}'\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}' + M'\left(-\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}} + \boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}'\right)\right\}. \tag{4.2}$$

ただし，使われている記号は次を意味する：

$\boldsymbol{v}_{\mathbf{s}}$: 固定子電圧ベクトル

$\boldsymbol{v}_{\mathbf{r}}' = a\,\boldsymbol{v}_{\mathbf{r}}$: 固定子側換算回転子電圧ベクトル

$a = \dfrac{L_{\mathrm{s0}}}{M} = \dfrac{M}{L_{\mathrm{r0}}}$: 巻数比

L_{s0}: 固定子自己インダクタンス

L_{r0}: 回転子自己インダクタンス

M: 固定子・回転子間相互インダクタンス

$\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}}$: 固定子電流ベクトル (DFIG から出ていく向きを正とする)

$\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}' = \boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}/a$: 固定子側換算回転子電流ベクトル (DFIG へ流れ込む向きを正とする)

$M' = L_{\mathrm{s0}} = a\,M = a^2 L_{\mathrm{r0}}$: 相互インダクタンス（固定子側換算値）

R_{s}: 固定子巻線抵抗

$R_{\mathrm{r}}' = a^2 R_{\mathrm{r}}$: 固定子側換算回転子巻線抵抗

l_{s}: 固定子漏れインダクタンス

$l_{\mathrm{r}}' = a^2 l_{\mathrm{r}}$: 固定子側換算回転子漏れインダクタンス

ω_{s}: 電気的同期角速度

ω_{r}: 電気的回転角速度

p: d/dt

定常状態では時間微分項が零となり，次の定常状態における DFIG の方程式が得られる。

$$\boldsymbol{v}_{\mathbf{s}} = -R_{\mathrm{s}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}} + j\omega_{\mathrm{s}}\left\{-l_{\mathrm{s}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}} + M'\left(-\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}} + \boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}'\right)\right\}, \tag{4.3}$$

$$\boldsymbol{v}_{\mathbf{r}}' = R_{\mathrm{r}}'\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}' + j\omega_{\mathrm{s}}\left\{l_{\mathrm{r}}'\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}' + M'\left(-\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}} + \boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}'\right)\right\} - j\omega_{\mathrm{m}}\left\{l_{\mathrm{r}}'\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}' + M'\left(-\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}} + \boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}'\right)\right\}. \tag{4.4}$$

DFIG 一次側から出力する瞬時有効電力 p_1 は次のようになる。

$$p_1 = v_{\mathrm{sd}}i_{\mathrm{sd}} + v_{\mathrm{sq}}i_{\mathrm{sq}} = -R_{\mathrm{s}}i_{\mathrm{sd}}^2 + \omega_{\mathrm{s}}l_{\mathrm{s}}i_{\mathrm{sd}}i_{\mathrm{sq}} + \omega_{\mathrm{s}}M'\left(i_{\mathrm{sq}} - i_{\mathrm{rq}}'\right)i_{\mathrm{sd}} - R_{\mathrm{s}}i_{\mathrm{sq}}^2 - \omega_{\mathrm{s}}l_{\mathrm{s}}i_{\mathrm{sd}}i_{\mathrm{sq}} - \omega_{\mathrm{s}}M'\left(i_{\mathrm{sd}} - i_{\mathrm{rd}}'\right)i_{\mathrm{sq}}$$

$$= -R_{\mathrm{s}}\left(i_{\mathrm{sd}}{}^2 + i_{\mathrm{sq}}{}^2\right) - \omega_{\mathrm{s}}M'\left(i_{\mathrm{sd}}i_{\mathrm{rq}}' - i_{\mathrm{sq}}i_{\mathrm{rd}}'\right). \tag{4.5}$$

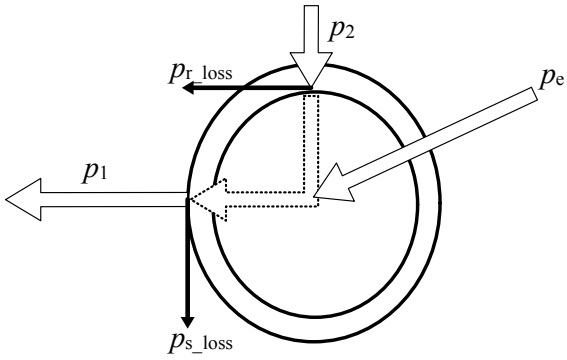

図 4.1　DFIG の有効電力フロー

同様に DFIG 二次側へ入力する瞬時有効電力 p_2 は次のようになる。

$$\begin{aligned} p_2 &= v_{rd}i_{rd} + v_{rq}i_{rq} = R_r^{'2}i_{rd}^2 - \left(\omega_s - \omega_m\right)l_r^{'}i_{rd}i_{rq} - \left(\omega_s - \omega_m\right)M^{'}\left(-i_{sq} + i_{rq}^{'}\right)i_{rd}^{'} \\ &\quad + R_r^{'2}i_{rq}^{'\,2} + \left(\omega_s - \omega_m\right)l_r^{'}i_{rd}^{'}i_{rq}^{'} + \left(\omega_s - \omega_m\right)M^{'}\left(-i_{sd} + i_{rd}^{'}\right)i_{rq}^{'} \\ &= R_r^{'}\left(i_{rd}^{'\,2} + i_{rq}^{'\,2}\right) - \left(\omega_s - \omega_m\right)M^{'}\left(i_{sd}i_{rq}^{'} - i_{sq}i_{rd}^{'}\right) \\ &= R_r^{'}\left(i_{rd}^{'\,2} + i_{rq}^{'\,2}\right) - s\omega_s M^{'}\left(i_{sd}i_{rq}^{'} - i_{sq}i_{rd}^{'}\right). \end{aligned} \tag{4.6}$$

式(4.6)をすべり s で割り，その後の式を式(4.5)から引く。

$$p_1 - \frac{p_2}{s} = -R_s\left(i_{sd}^2 + i_{sq}^2\right) - \frac{R_r^{'}}{s}\left(i_{rd}^{'\,2} + i_{rq}^{'\,2}\right). \tag{4.7}$$

式(4.7)を変形すると以下の式が得られる。

$$p_1 + p_{s_loss} = \left(p_2 - p_{r_loss}\right) + p_e\,. \tag{4.8}$$

ただし

$p_{s_loss} = R_s\,(i_{sd}^2 + i_{sq}^2)$: 固定子巻線での銅損,

$p_{r_loss} = R_r\,(i'_{rd}{}^2 + i'_{rq}{}^2)$: 回転子巻線での銅損,

$p_e = \dfrac{1-s}{s}\left\{p_2 - R_r^{'}\left(i_{rd}^{'\,2} + i_{rq}^{'\,2}\right)\right\}$: DFIG へ入力される電磁気的なパワー,

とする。以上より鉄損等を無視したパワーフローが図 4.1 のように得られる。

次に瞬時無効電力を求める。無効電力の極性は電流位相が電圧位相より遅れている場合を正とする。すると一次側の瞬時出力無効電力 q_1 は次のようになる。

$$\begin{aligned} q_1 &= v_{sq}i_{sd} - v_{sd}i_{sq} = -R_s i_{sd}i_{sq} - \omega_s l_s i_{sd}^2 - \omega_s M^{'}\left(i_{sd} - i_{rd}^{'}\right)i_{sd} + R_s i_{sd}i_{sq} - \omega_s l_s i_{sq}^2 - \omega_s M^{'}\left(i_{sq} - i_{rq}^{'}\right)i_{sq} \\ &= -\omega_s l_s\left(i_{sd}^{\,2} + i_{sq}^{\,2}\right) - \omega_s M^{'}\left(i_{sd}^{\,2} + i_{sq}^{\,2}\right) + \omega_s M^{'}\left(i_{sd}i_{rd}^{'} + i_{sq}i_{rq}^{'}\right) \end{aligned}\,. \tag{4.9}$$

同様に二次側へ入力する向きにおける瞬時無効電力 q_2 は次のようになる。

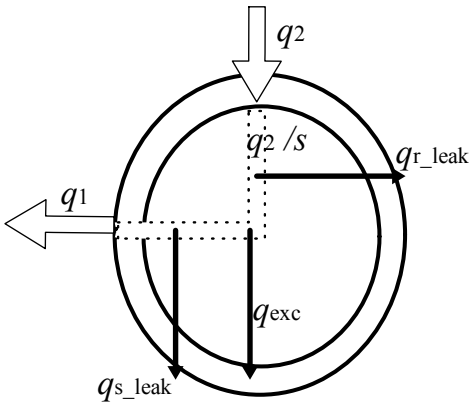

図 4.2　DFIG の無効電力フロー

$$
\begin{aligned}
q_2 &= v'_{rq} i'_{rd} - v'_{rd} i'_{rq} \\
&= R'_r i'_{rd} i'_{rq} + (\omega_s - \omega_m) l'_r i'^2_{rd} + (\omega_s - \omega_m) M' \left(-i_{sd} + i'_{rd}\right) i'_{rd} - R'_r i'_{rd} i'_{rq} + (\omega_s - \omega_m) l'_r i'^2_{rq} + (\omega_s - \omega_m) M' \left(-i_{sq} + i'_{rq}\right) i'_{rq} \\
&= (\omega_s - \omega_m) l'_r \left(i'^2_{rd} + i'^2_{rq}\right) + (\omega_s - \omega_m) M' \left(i'^2_{rd} + i'^2_{rq}\right) - (\omega_s - \omega_m) M' \left(i_{sd} i'_{rd} + i_{sq} i'_{rq}\right) \\
&= s\omega_s l'_r \left(i'^2_{rd} + i'^2_{rq}\right) + s\omega_s M' \left(i'^2_{rd} + i'^2_{rq}\right) - s\omega_s M' \left(i_{sd} i'_{rd} + i_{sq} i'_{rq}\right).
\end{aligned}
\tag{4.10}
$$

式(4.10)をすべり s で割り，式(4.9)をこれから引けば次式が求まる。

$$
\begin{aligned}
-q_1 + \frac{q_2}{s} &= \omega_s l_s \left(i_{sd}^2 + i_{sq}^2\right) + \omega_s l'_r \left(i'^2_{rd} + i'^2_{rq}\right) + \omega_s M' \left(i_{sd}^2 + i_{sq}^2 + i'^2_{rd} + i'^2_{rq} - 2 i_{sd} i'_{rd} - 2 i_{sq} i'_{rq}\right) \\
&= \omega_s l_s \left(i_{sd}^2 + i_{sq}^2\right) + \omega_s l'_r \left(i'^2_{rd} + i'^2_{rq}\right) + \omega_s M' \left\{\left(-i_{sd} + i'_{rd}\right)^2 + \left(-i_{sq} + i'_{rq}\right)^2\right\} \\
&= \omega_s l_s \left(i_{sd}^2 + i_{sq}^2\right) + \omega_s l'_r \left(i'^2_{rd} + i'^2_{rq}\right) + \omega_s M' \boldsymbol{i}_{exc}^2
\end{aligned}
$$

$$
\Leftrightarrow -q_1 + \frac{q_2}{s} - \omega_s l_s \left(i_{sd}^2 + i_{sq}^2\right) - \omega_s l'_r \left(i'^2_{rd} + i'^2_{rq}\right) - \omega_s M' \boldsymbol{i}_{exc}^2 = 0 \cdot
\tag{4.11}
$$

式(4.11)より図 4.2 の DFIG の無効電力フローが得られる。ただし，

$q_{exc} = \omega_s M' i_{exc}^2$: 励磁電力，

$q_{s_leak} = \omega_s l_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2)$: 固定子漏れリアクタンスでの無効電力消費，

$q_{r_leak} = \omega_s l_r' (i_{rd}^2 + i_{rq}^2)$: 回転子漏れリアクタンスでの無効電力消費（リアクタンスの角速度は固定子側換算されている），

を意味する。

固定子抵抗と回転子抵抗が無視できれば，式(4.8)は次式のようになる。

$$
p_1 = p_2 + \frac{1-s}{s} p_2 = \frac{1}{s} p_2 \cdot
\tag{4.12}
$$

もし発電システム全体において損失がないとすれば，機械的な入力パワー p_m は負荷電力 p_{load} と等しくなる。

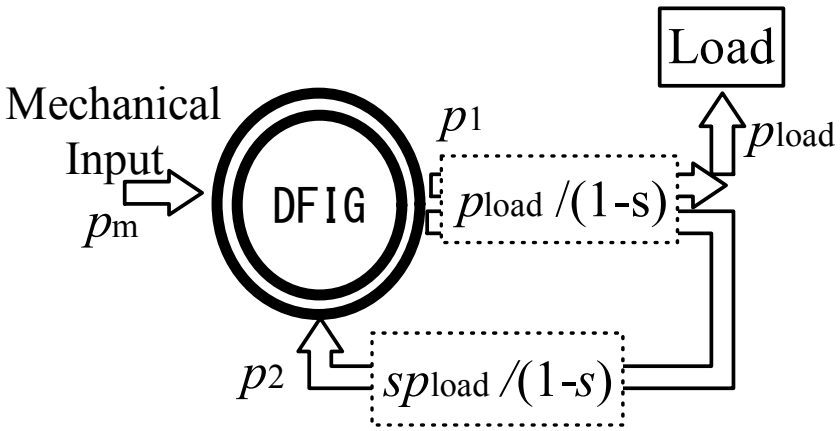

図 4.3　DFIG の有効電力フロー

$$p_{\mathrm{m}} = p_{\mathrm{load}} = p_1 - p_2 = (1-s)\,p_1 = \left(\frac{1-s}{s}\right)p_{\mathrm{r}}\,. \tag{4.13}$$

したがって，一次側有効電力と二次側有効電力は次のように得られる。

$$p_1 = \frac{1}{1-s}\,p_{\mathrm{load}}\,, \tag{4.14}$$

$$p_2 = \frac{s}{1-s}\,p_{\mathrm{load}}\,. \tag{4.15}$$

式(4.12)から(4.15)より図 4.3 の DFIG の有効電力フローが得られる。また有効電力と回転速度の関係式(4.14)と(4.15)を図示すると，図 4.4 になる。

ここで DFIG の電流について考える。DFIG の漏れインダクタンスと巻線抵抗を無視できれば，式(4.3)の定常状態における固定子電圧式と式(4.4)の回転子電圧式はそれぞれ次のようになる。

$$\boldsymbol{v}_{\mathrm{s}} = j\omega_{\mathrm{s}} M' \left(-\boldsymbol{i}_{\mathrm{s}} + \boldsymbol{i}'_{\mathrm{r}}\right), \tag{4.16}$$

$$\boldsymbol{v}'_{\mathrm{r}} = j\left(\omega_{\mathrm{s}} - \omega_{\mathrm{m}}\right) M' \left(-\boldsymbol{i}_{\mathrm{s}} + \boldsymbol{i}'_{\mathrm{r}}\right). \tag{4.17}$$

これより定常状態において固定子電圧ベクトル $\boldsymbol{v}_{\mathrm{s}}$ を一定に保つため，式(4.16)の電流ベクトル $(-\boldsymbol{i}_{\mathrm{s}} + \boldsymbol{i}_{\mathrm{r}}')$ は一定でなければならないことがわかる。この電流ベクトルは励磁電流と呼ばれ，$\boldsymbol{i}_{\mathrm{exc}}$ と表す。したがって，固定子電流と回転子電流はそれぞれ励磁電流と等アンペアターン電流に分けられる。この関係は次のように表される。

$$\begin{aligned} -\boldsymbol{i}_{\mathrm{s}} + \boldsymbol{i}'_{\mathrm{r}} &= (-\boldsymbol{i}_{\mathrm{s_amp}} - \boldsymbol{i}_{\mathrm{s_exc}}) + (\boldsymbol{i}'_{\mathrm{r_amp}} + \boldsymbol{i}'_{\mathrm{r_exc}}) \\ &= (-\boldsymbol{i}_{\mathrm{s_amp}} + \boldsymbol{i}'_{\mathrm{r_amp}}) + (-\boldsymbol{i}_{\mathrm{s_exc}} + \boldsymbol{i}'_{\mathrm{r_exc}}) \\ &= 0 + \boldsymbol{i}_{\mathrm{exc}} = \boldsymbol{i}_{\mathrm{exc}}\,. \end{aligned} \tag{4.18}$$

ただし下付き文字 ‘amp’と ‘exc’はそれぞれ等アンペアターン電流と励磁電流を意味する。

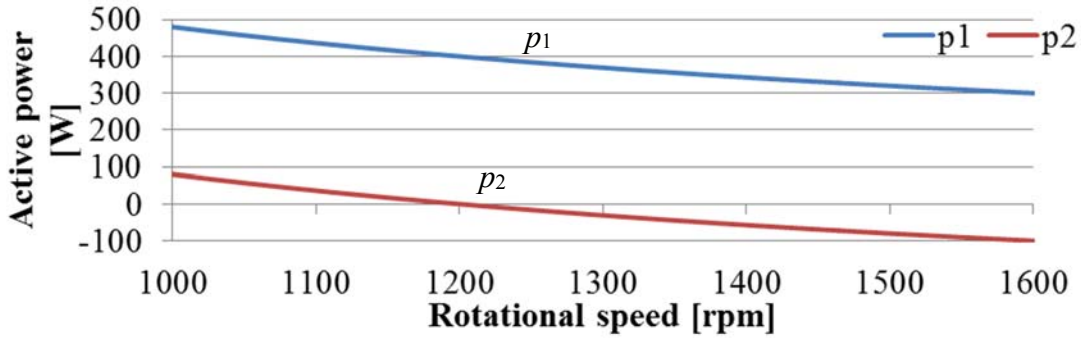

図 4.4　DFIG の有効電力と回転速度の関係

したがって，等アンペアターン電流は以下の関係を持つ。

$$\boldsymbol{i}_{\mathrm{s_amp}} = \boldsymbol{i}'_{\mathrm{r_amp}} \tag{4.19}$$

図 4.4 は固定子有効電力が，回転速度が速くなるのにつれて減少していることを示している。したがって，速度上昇によって固定子有効電流が減少する。この結果，二次電流が等アンペアターンの法則に従って減少する。実験では二次電流の減少によって二次側の銅損が減少した。すなわち回転子側変換器とその LC フィルタでの銅損が速度上昇と共に減少することがわかった。

4.3　1100 rpm 一定速運転時における発電システム内の電力変換部分での損失の詳細な検討

4.3.1　はじめに

DFIG が同期速度 1200 rpm に対して 1100 rpm で回転しているときの定常状態における一次側・二次側間の電力変換による損失を求める。

4.3.2　実測による損失特定

図 4.5 の赤丸 12 と赤丸 34 の電力を測定すれば DFIG 二次側の電力変換による損失の総和が求められる。さらに損失の内訳を分析するために，一次側と二次側の間のそれぞれの構成要素での損失を電力計（HIOKI POWER HiTESTER 3193）を用いて測定した。損失要素を図 4.6 のように分ける。それぞれでの損失を次のように定義する。

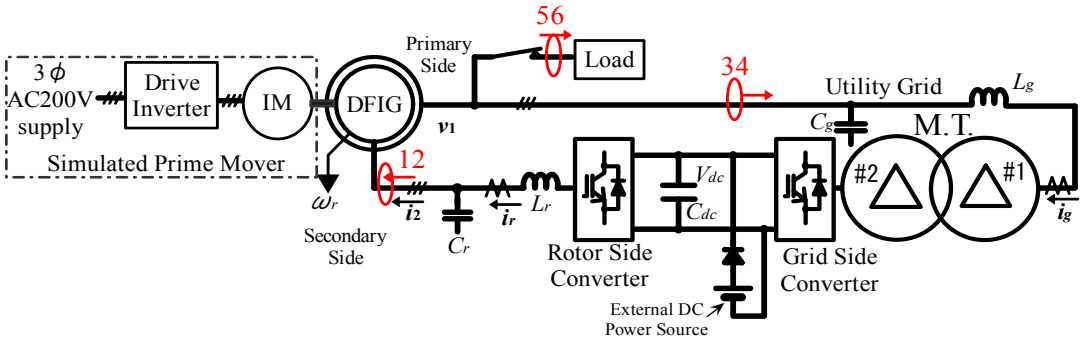

図 4.5　損失検討のために用いた DFIG システムの主回路構成

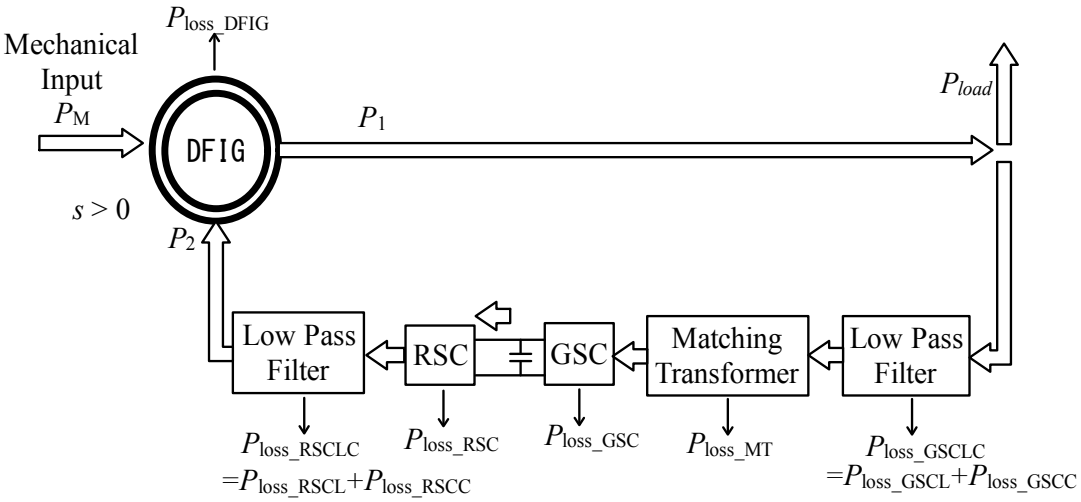

図 4.6　同期速度以下のときのパワーフローと各損失

P_{loss_GSC}　：GSC での損失

P_{loss_RSC}　：RSC での損失

P_{loss_GSCLC}: GSC 交流側 LC フィルタでの損失

P_{loss_RSCLC}: RSC 交流側 LC フィルタでの損失

P_{loss_MT}　：マッチング変圧器での損失

P_{loss_GSCL}：GSC 交流側 LC フィルタのリアクトルでの損失

P_{loss_GSCC}：GSC 交流側 LC フィルタのキャパシタでの損失

P_{loss_RSCL}：RSC 交流側 LC フィルタのリアクトルでの損失

$P_{lossRSCC}$：RSC 交流側 LC フィルタのキャパシタでの損失

今回，自立運転時の負荷として

(i)　無負荷

(ii)　皮相電力 130 VA，力率 0.77 (遅れ)

(iii)　皮相電力 383 VA，力率 0.75 (遅れ)

の 3 通りの負荷を用いた。また自立運転時の励磁方式として 3 章で示した GSC を用いた一次励磁と RSC による二次励磁を行う励磁分担を採った。

さらに実験結果を使って理論に基づいて損失を解析する。

■無負荷時における損失測定

自立運転時の無負荷時の測定において DFIG 一次側出力有効電力は 277.8 W，DFIG 二次側入力有効電力は 74.5 W と得られた。このことを図示すると図 4.7 のようになる。すなわち変換器や変圧器，LC フィルタでの全損失は 203.3 W となる。次に各部の損失をそれぞれ測定した。

(a) GSC の交流側 LC フィルタでの損失

図 4.8 の赤で示した部分に電力計を設置し測定した。測定結果を表 4.1 にまとめた。

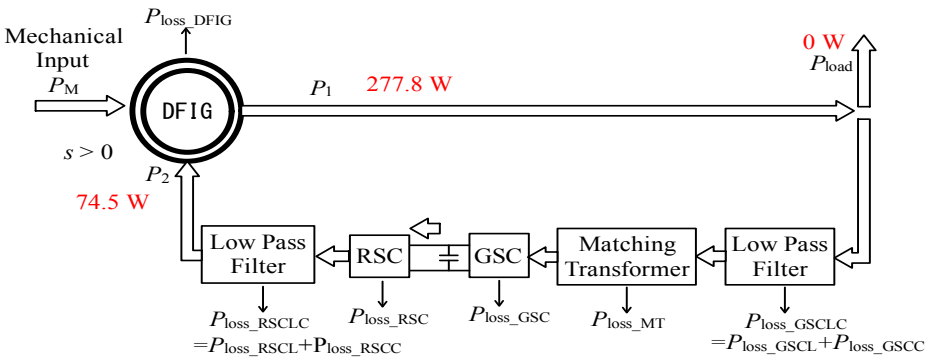

図 4.7　無負荷時におけるパワーフロー

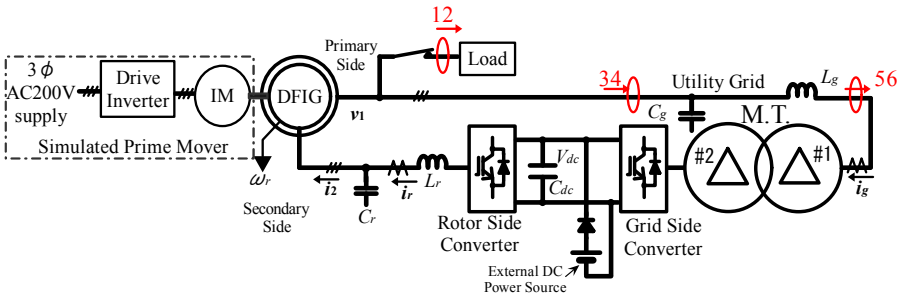

図 4.8　GSC 交流側 LC フィルタでの損失

表 4.1　GSC の交流側 LC フィルタでの損失

DFIG一次側からLCフィルタへフローする電気的諸量（図4.8の34で示した部分）				LCフィルタからM.T.へフローする電気的諸量（図4.8の56で示した部分）			
線間電圧実効値 [V]	200.12	無効電力 [var]	−1081.8	線間電圧実効値 [V]	287.43	無効電力 [var]	48.5
線電流実効値 [A]	3.2588	皮相電力 [VA]	1129.8	線電流実効値 [A]	2.8610	皮相電力 [VA]	1417.2
有効電力 [W]	272.1	力率	−0.2408	有効電力 [W]	240.7	力率	0.1698

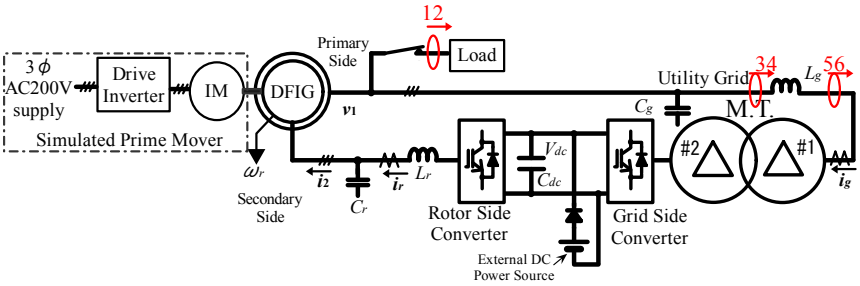

図 4.9　GSC 交流側 LC フィルタのリアクトルでの損失

表 4.2　GSC 交流側 LC フィルタのリアクトルでの損失

DFIG一次側からLCフィルタへフローする電気的諸量（図4.9の34で示した部分）				LCフィルタのリアクトルからM.T.へフローする電気的諸量（図4.9の56で示した部分）			
線間電圧実効値 [V]	200.02	無効電力 [var]	−936.5	線間電圧実効値 [V]	287.38	無効電力 [var]	1498.0
線電流実効値 [A]	2.851	皮相電力 [VA]	987.8	線電流実効値 [A]	2.855	皮相電力 [VA]	1416
有効電力 [W]	276.2	力率	−0.2796	有効電力 [W]	248.0	力率	0.1751

表 4.1 より無負荷時における GSC 交流側 LC フィルタでの損失は 31.4 W (= 272.1 - 240.7)となる。

(b) GSC 交流側 LC フィルタのリアクトルでの損失

図 4.9 の赤で示した部分に電力計を設置し測定した。測定結果を表 4.2 にまとめた。表 4.2 から無負荷時における GSC 交流側 LC フィルタのリアクトルでの損失は 28.2 W (= 276.2 - 248.0)となる。

(c) マッチング変圧器での損失

図 4.10 の赤で示した部分に電力計を設置し測定した。測定結果を表 4.3 にまとめた。表 4.3 から無負荷時におけるマッチング変圧器での損失は 56.6 W(=245.4-188.8)となる。

(d) GSC での損失

図 4.11 の赤で示した部分に電力計を設置し測定した。測定結果を表 4.4 にまとめた。表 4.4 から無負荷時の GSC での損失は 45.7 W(= 190.9 - 145.2)となる。このときの GSC のみの変換器効率は

145.2 / 190.90 = 0.7506

より 75 %となる。また GSC の定格容量(4.2 kVA)に対する負荷率は

1482.4 / 4200 = 0.3530

より 35 %である。

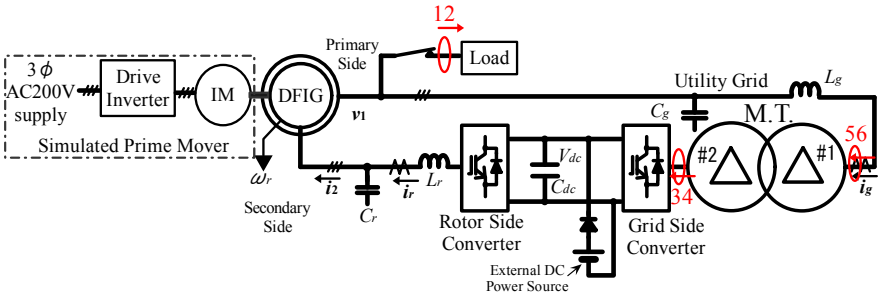

図 4.10　マッチング変圧器での損失測定

表 4.3　マッチング変圧器(M.T.)での損失

M.T.一次側へフローする電気的諸量（図4.10の56で示した部分）				M.T.二次側からフローする電気的諸量（図4.10の34で示した部分）			
線間電圧実効値 [V]	285.81	無効電力 [var]	49.7	線間電圧実効値 [V]	134.78	無効電力 [var]	88.7
線電流実効値 [A]	2.8341	皮相電力 [VA]	1403.1	線電流実効値 [A]	6.334	皮相電力 [VA]	1478.4
有効電力 [W]	245.4	力率	0.1749	有効電力 [W]	188.8	力率	0.1751

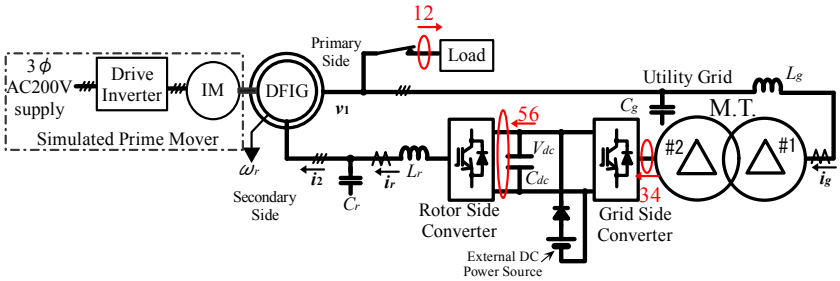

図 4.11　GSC での損失測定

(e) RSC での損失

図 4.12 の赤で示した部分に電力計を設置し測定した。測定結果を表 4.5 にまとめた。表 4.5 より無負荷時の RSC での損失は 54.6 W(= 141.3 - 86.7)となる。このときの RSC のみの変換器効率は

86.70 / 141.3 = 0.613

より 61 %となる。また RSC の定格容量(9.1 kVA)に対する負荷率は

602.1 / 9100 = 0.06616

より 6.6 %である。

(f) RSC 交流側 LC フィルタでの損失

図 4.13 の赤で示した部分に電力計を設置し測定した。測定結果を表 4.6 にまとめた。表 4.6 より無負荷時の RSC 交流 LC フィルタでの損失は 16.4 W(= 91.1 - 74.7)となる。

表 4.4　GSC での損失

GSC交流側へ入力する電気的諸量（図4.11の34で示した部分）				GSC直流出力の電気的諸量（図4.11の56で示した部分）	
線間電圧実効値 [V]	134.53	無効電力 [var]	64.9	電圧 [V]	199.33
線電流実効値 [A]	6.362	皮相電力 [VA]	1482.4	電流 [A]	1.1130
有効電力 [W]	190.90	力率	0.1288	有効電力 [W]	145.20

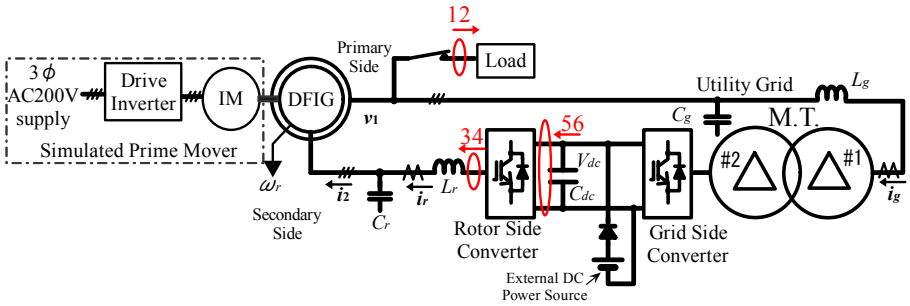

図 4.12　RSC での損失測定

表 4.5　RSC での損失

RSC交流側へ出力する電気的諸量（図4.12の34で示した部分）				GSC直流出力の電気的諸量（図4.12の56で示した部分）	
線間電圧実効値 [V]	34.066	無効電力 [var]	688.1	電圧 [V]	199.74
線電流実効値 [A]	10.204	皮相電力 [VA]	602.1	電流 [A]	1.0937
有効電力 [W]	86.70	力率	0.1440	有効電力 [W]	141.3

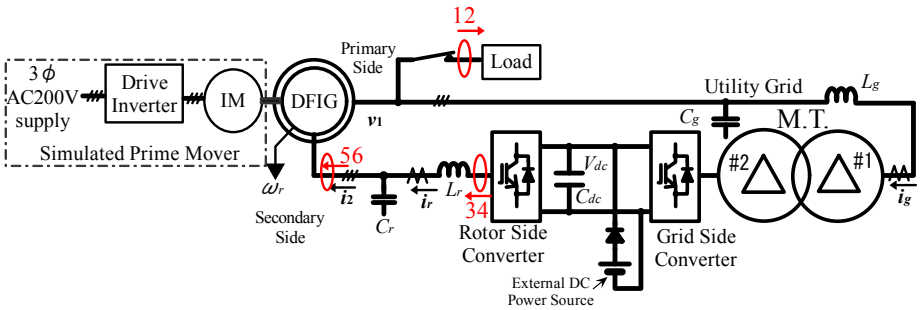

図 4.13　RSC 交流側 LC フィルタでの損失測定

表 4.6　RSC 交流側 LC フィルタでの損失

RSC交流出力側の電気的諸量（図4.13の34で示した部分）				DFIG二次側に入力する電気的諸量（図4.13の56で示した部分）			
線間電圧実効値 [V]	34.744	無効電力 [var]	712.8	線間電圧実効値 [V]	5.067	無効電力 [var]	67.67
線電流実効値 [A]	10.365	皮相電力 [VA]	623.7	線電流実効値 [A]	10.367	皮相電力 [VA]	90.97
有効電力 [W]	91.1	力率	0.1461	有効電力 [W]	74.7	力率	0.8209

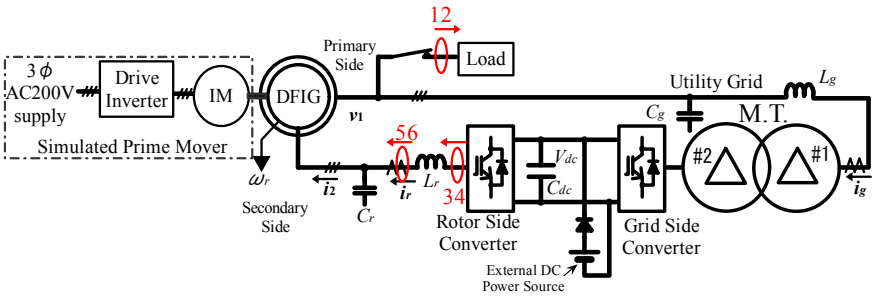

図 4.14　RSC 交流側 LC フィルタのリアクトルでの損失測定

表 4.7　RSC 交流側 LC フィルタのリアクトルでの損失

RSC交流出力側の電気的諸量（図4.14の34で示した部分）				RSC交流側LCフィルタのリアクトルからDFIG二次側へフローする電気的諸量（図4.14の56で示した部分）			
線間電圧実効値 [V]	35.226	無効電力 [var]	725.8	線間電圧実効値 [V]	5.125	無効電力 [var]	22.46
線電流実効値 [A]	10.412	皮相電力 [VA]	635.3	線電流実効値 [A]	10.415	皮相電力 [VA]	92.45
有効電力 [W]	94.9	力率	0.1494	有効電力 [W]	76.65	力率	0.8291

(g) RSC 交流側 LC フィルタのリアクトルでの損失

図 4.14 の赤で示した部分に電力計を設置し測定した。測定結果を表 4.7 にまとめた。表 4.7 より無負荷時における RSC の交流 LC フィルタのリアクトルでの損失は 18.2 W (= 94.9 - 76.7)となる。

■130 VA (P.F. =0.77) 誘導性負荷接続時における損失測定

130 VA (P.F. = 0.77) 誘導性負荷接続時において，DFIG 一次側出力有効電力は 439.40 W，DFIG 二次側入力有効電力は 103.87 W となった。このことを図示すると図 4.15 のようになる。すなわち変換器や変圧器，LC フィルタでの全損失は 235.30 W となる。次に各部の損失をそれぞれ測定した。

(a) GSC の交流側 LC フィルタでの損失

図 4.8 の赤で示した部分に電力計を設置し測定した。測定結果を表 4.8 に示す。表 4.8 より 130 VA 負荷時における GSC 交流側 LC フィルタでの損失は 31.9 W (= 335.9 - 304.0)となる。

(b) GSC 交流側 LC フィルタのリアクトルでの損失

図 4.9 の赤で示した部分に電力計を設置し測定した。測定結果を表 4.9 に示す。表 4.9 より，130 VA 負荷時における GSC 交流側 LC フィルタのリアクトルでの損失は 27.5 W (= 338.5 - 311.0)となる。

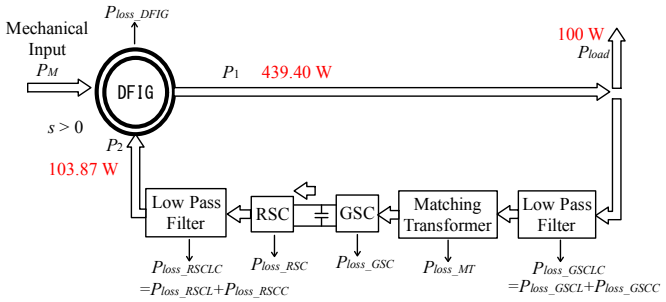

図 4.15　130 VA 誘導性負荷接続時のパワーフロー

表 4.8　GSC の交流側 LC フィルタでの損失

DFIG一次側からLCフィルタへフローする電気的諸量（図4.8の34で示した部分）				LCフィルタからM.T.へフローする電気的諸量（図4.8の56で示した部分）			
線間電圧実効値 [V]	200.40	無効電力 [var]	−1100.7	線間電圧実効値 [V]	286.26	無効電力 [var]	−1546.2
線電流実効値 [A]	3.3472	皮相電力 [VA]	1162.1	線電流実効値 [A]	2.9560	皮相電力 [VA]	1465.8
有効電力 [W]	335.9	力率	−0.289	有効電力 [W]	304.0	力率	−0.2074

表 4.9　GSC 交流側 LC フィルタのリアクトルでの損失

DFIG一次側からLCフィルタへフローする電気的諸量（図4.9の34で示した部分）				LCフィルタのリアクトルからM.T.へフローする電気的諸量（図4.9の56で示した部分）			
線間電圧実効値 [V]	200.34	無効電力 [var]	0958.4	線間電圧実効値 [V]	286.31	無効電力 [var]	1544
線電流実効値 [A]	2.952	皮相電力 [VA]	1024.4	線電流実効値 [A]	2.955	皮相電力 [VA]	1456
有効電力 [W]	338.5	力率	−0.3304	有効電力 [W]	311.0	力率	0.2123

(c) マッチング変圧器（M.T.）の損失

図 4.10 の赤で示した部分に電力計を設置し測定した。測定結果を表 4.10 に示す。表 4.10 より，130 VA 負荷時における M.T.での損失は 56.2 W (= 306.7 - 250.5)となる。

(d) GSC での損失

図 4.11 の赤で示した部分に電力計を設置し測定した。測定結果を表 4.11 に示す。表 4.11 より 130 VA 負荷時の GSC での損失は 46.6 W (= 254.7 - 208.1)となる。このときの GSC のみの変換器効率は

208.08 / 254.70 = 0.81696

より 82 %となる。また GSC の定格容量(4.2 kVA)に対する負荷率は

1502.2 / 4200 = 0.35767

より 36 %である。

(e) RSC での損失

図 4.12 の赤で示した部分に電力計を設置し測定した。測定結果を表 4.12 に示す。表 4.12 より 130 VA 負荷時の RSC での損失は 78.7 W (= 208.5 - 129.8)となる。このときの RSC のみの変換器効率は

129.8 / 201.2 = 0.645

より 65 %となる。また RSC の定格容量(9.1 kVA)に対する負荷率は

853.4 / 9100 = 0.09378

より 9.4 %である。

表 4.10　マッチング変圧器(M.T.)での損失

M.T.一次側へフローする電気的諸量（図4.10の56で示した部分）				M.T.二次側からフローする電気的諸量（図4.10の34で示した部分）			
線間電圧実効値 [V]	285.84	無効電力 [var]	69	線間電圧実効値 [V]	134.83	無効電力 [var]	1577
線電流実効値 [A]	2.9427	皮相電力 [VA]	1457.1	線電流実効値 [A]	6.443	皮相電力 [VA]	1504.5
有効電力 [W]	306.7	力率	0.2105	有効電力 [W]	250.5	力率	0.1665

表 4.11　GSC での損失

GSC交流側へ入力する電気的諸量（図4.11の34で示した部分）				GSC直流出力の電気的諸量（図4.11の56で示した部分）	
線間電圧実効値 [V]	134.52	無効電力 [var]	80.9	電圧 [V]	199.20
線電流実効値 [A]	6.448	皮相電力 [VA]	1502.2	電流 [A]	1.4193
有効電力 [W]	254.70	力率	0.1696	有効電力 [W]	208.08

表 4.12　RSC での損失

RSC交流側へ出力する電気的諸量（図4.12の34で示した部分）				GSC直流出力の電気的諸量（図4.12の56で示した部分）	
線間電圧実効値 [V]	36.669	無効電力 [var]	974.2	電圧 [V]	199.70
線電流実効値 [A]	13.437	皮相電力 [VA]	853.4	電流 [A]	1.4183
有効電力 [W]	129.80	力率	0.1521	有効電力 [W]	208.5

(f) RSC 交流側 LC フィルタでの損失

図 4.13 の赤で示した部分に電力計を設置し測定した。測定結果を表 4.13 に示す。表 4.13 より 130 VA 負荷時の RSC 交流 LC フィルタでの損失は 27.8 W (= 134.5 - 106.7)となる。

(g) RSC 交流側 LC フィルタのリアクトルでの損失

図 4.14 の赤で示した部分に電力計を設置し測定した。測定結果を表 4.14 に示す。表 4.14 より 130 VA 負荷時における RSC の交流 LC フィルタのリアクトルでの損失は 30.4 W (= 142.1 - 111.7)となる。

表 4.13　RSC 交流側 LC フィルタでの損失

RSC交流出力側の電気的諸量（図4.13の34で示した部分）				DFIG二次側に入力する電気的諸量（図4.13の56で示した部分）			
線間電圧実効値 [V]	37.361	無効電力 [var]	997.1	線間電圧実効値 [V]	5.325	無効電力 [var]	88.52
線電流実効値 [A]	13.501	皮相電力 [VA]	873.6	線電流実効値 [A]	13.504	皮相電力 [VA]	124.55
有効電力 [W]	134.5	力率	0.154	有効電力 [W]	106.7	力率	0.857

表 4.14　RSC 交流側 LC フィルタのリアクトルでの損失

RSC交流出力側の電気的諸量（図4.14の34で示した部分）				RSC交流側LCフィルタのリアクトルからDFIG二次側へフローする電気的諸量（図4.14の56で示した部分）			
線間電圧実効値 [V]	38.078	無効電力 [var]	1024.8	線間電圧実効値 [V]	5.467	無効電力 [var]	29.98
線電流実効値 [A]	13.621	皮相電力 [VA]	898.2	線電流実効値 [A]	13.625	皮相電力 [VA]	129.02
有効電力 [W]	142.1	力率	0.1582	有効電力 [W]	111.66	力率	0.8654

■383 VA(P.F.=0.75)誘導性負荷接続時における損失測定

383 VA (P.F.=0.75) 誘導性負荷接続時において，DFIG 一次側出力有効電力は 795.70 W，DFIG 二次側入力有効電力は 184.08 W と得られた。このことを図示すると図 4.16 のようになる。すなわち変換器や変圧器，LC フィルタでの全損失は 324.36 W となる。次に各部の損失をそれぞれ測定した。

(a) GSC の交流側 LC フィルタでの損失

図 4.8 の赤で示した部分に電力計を設置し測定した。測定結果を表 4.15 に示す。表 4.15 より 383 VA 負荷時における GSC 交流側 LC フィルタでの損失は 32.5 W (= 492.2 - 459.7) となる。

(b) GSC 交流側 LC フィルタのリアクトルでの損失

図 4.9 の赤で示した部分に電力計を設置し測定した。測定結果を表 4.16 に示す。表 4.16 より，383 VA 負荷時における GSC 交流側 LC フィルタのリアクトルでの損失は 26.2 W (= 493.2 - 467.0)となる。

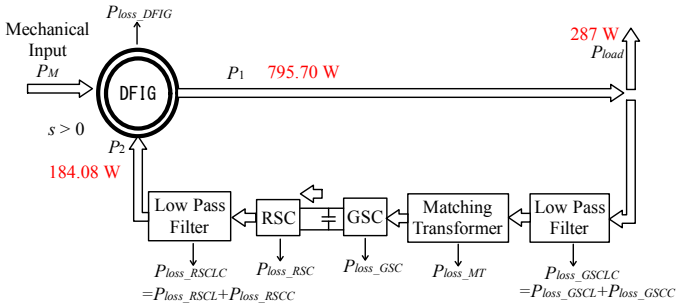

図 4.16　383 VA(P.F.=0.75)誘導性負荷接続時のパワーフロー

表 4.15　GSC の交流側 LC フィルタでの損失

DFIG一次側からLCフィルタへフローする電気的諸量（図4.8の34で示した部分）				LCフィルタからM.T.へフローする電気的諸量（図4.8の56で示した部分）			
線間電圧実効値 [V]	200.26	無効電力 [var]	−1110.4	線間電圧実効値 [V]	286.58	無効電力 [var]	−1626.5
線電流実効値 [A]	3.5252	皮相電力 [VA]	1223.3	線電流実効値 [A]	3.1505	皮相電力 [VA]	1564
有効電力 [W]	492.2	力率	−0.4024	有効電力 [W]	459.7	力率	−0.2939

表 4.16　GSC 交流側 LC フィルタのリアクトルでの損失

DFIG一次側からLCフィルタへフローする電気的諸量（図4.9の34で示した部分）				LCフィルタのリアクトルからM.T.へフローする電気的諸量（図4.9の56で示した部分）			
線間電圧実効値 [V]	200.24	無効電力 [var]	−966	線間電圧実効値 [V]	286.65	無効電力 [var]	1622
線電流実効値 [A]	3.144	皮相電力 [VA]	1090.8	線電流実効値 [A]	3.149	皮相電力 [VA]	1563
有効電力 [W]	493.2	力率	−0.45328	有効電力 [W]	467.0	力率	0.2988

(c) マッチング変圧器での損失

図 4.10 の赤で示した部分に電力計を設置し測定した。測定結果を表 4.17 に示す。表 4.17 より 383 VA 負荷時のマッチング変圧器での損失は 56.5 W (= 463.9 - 407.4)となる。

(d) GSC での損失

図 4.11 の赤で示した部分に電力計を設置し測定した。測定結果を表 4.18 に示す。表 4.18 より 383 VA 負荷時の GSC での損失は 47.8 W となる。このときの GSC のみの変換器効率は

364.9 / 412.70 = 0.884177

より 88 %となる。また GSC の定格容量(4.2 kVA)に対する負荷率は

1556 / 4200 = 0.370486

より 37 %である。

(e) RSC での損失

図 4.12 の赤で示した部分に電力計を設置し測定した。測定結果を表 4.19 に示す。表 4.19 より 383 VA 負荷時の RSC での損失は 135.6 W(= 372.4 - 236.8)となる。このときの RSC のみの変換器効率は

236.80 / 372.4 = 0.635875

より 64 %となる。また RSC の定格容量(9.1 kVA)に対する負荷率は

1461.8 / 9100 = 0.1606

より 16 %である。

表 4.17　マッチング変圧器(M.T.)での損失

M.T.一次側へフローする電気的諸量（図4.10の56で示した部分）				M.T.二次側からフローする電気的諸量（図4.10の34で示した部分）			
線間電圧実効値 [V]	286.34	無効電力 [var]	−1624.9	線間電圧実効値 [V]	134.88	無効電力 [var]	130.8
線電流実効値 [A]	3.1518	皮相電力 [VA]	1563.3	線電流実効値 [A]	6.668	皮相電力 [VA]	1557.7
有効電力 [W]	463.9	力率	−0.2967	有効電力 [W]	407.4	力率	−0.2615

表 4.18　GSC での損失

GSC交流側へ入力する電気的諸量（図4.11の34で示した部分）				GSC直流出力の電気的諸量（図4.11の56で示した部分）	
線間電圧実効値 [V]	135.50	無効電力 [var]	−1611.2	電圧 [V]	199.13
線電流実効値 [A]	6.679	皮相電力 [VA]	1556	電流 [A]	2.2045
有効電力 [W]	412.7	力率	−0.2653	有効電力 [W]	364.9

表 4.19　RSC での損失

RSC交流側へ出力する電気的諸量（図4.12の34で示した部分）				GSC直流出力の電気的諸量（図4.12の56で示した部分）	
線間電圧実効値 [V]	41.565	無効電力 [var]	1665.3	電圧 [V]	199.65
線電流実効値 [A]	20.304	皮相電力 [VA]	1461.8	電流 [A]	2.2454
有効電力 [W]	236.8	力率	0.1620	有効電力 [W]	372.4

(f) RSC 交流側 LC フィルタでの損失

図 4.13 の赤で示した部分に電力計を設置し測定した。測定結果を表 4.20 に示す。表 4.20 より 383 VA 負荷時の RSC 交流 LC フィルタでの損失は 64.8 W (=252.1 - 187.3)となる。

(g) RSC 交流側 LC フィルタのリアクトルでの損失

図 4.14 の赤で示した部分に電力計を設置し測定した。測定結果を表 4.21 に示す。表 4.21 より 383 VA 負荷時における RSC の交流 LC フィルタのリアクトルでの損失は 71.3 W (=272.6 - 201.3)となる。

表 4.20　RSC 交流側 LC フィルタでの損失

RSC交流出力側の電気的諸量（図4.13の34で示した部分）				DFIG二次側に入力する電気的諸量（図4.13の56で示した部分）			
線間電圧実効値 [V]	42.531	無効電力 [var]	1731.3	線間電圧実効値 [V]	5.862	無効電力 [var]	46.3
線電流実効値 [A]	20.639	皮相電力 [VA]	1520.4	線電流実効値 [A]	20.635	皮相電力 [VA]	209.52
有効電力 [W]	252.1	力率	0.1658	有効電力 [W]	187.3	力率	0.8941

表 4.21　RSC 交流側 LC フィルタのリアクトルでの損失

RSC交流出力側の電気的諸量（図4.14の34で示した部分）				RSC交流側LCフィルタのリアクトルからDFIG二次側へフローする電気的諸量（図4.14の56で示した部分）			
線間電圧実効値 [V]	43.483	無効電力 [var]	1806.6	線間電圧実効値 [V]	6.092	無効電力 [var]	148.22
線電流実効値 [A]	21.080	皮相電力 [VA]	1587.6	線電流実効値 [A]	21.101	皮相電力 [VA]	222.65
有効電力 [W]	272.6	力率	0.1717	有効電力 [W]	201.28	力率	0.9040

4.3.3　実測した損失データのまとめ

前節の測定結果をもとに無負荷時における各部の損失を図 4.17 にまとめた。また各部の損失の電力変換部分全体の損失に占める割合を図 4.18 に示す。

次に 130 VA(P.F. = 0.77)誘導負荷接続時の損失を図 4.19 にまとめた。また各部の損失の電力変換部分全体の損失に占める割合を図 4.20 に示す。

最後に 383 VA (P.F. = 0.75)誘導性負荷接続時の損失を図 4.21 にまとめた。また各部の損失の電力変換部分全体の損失に占める割合を図 4.22 に示す。

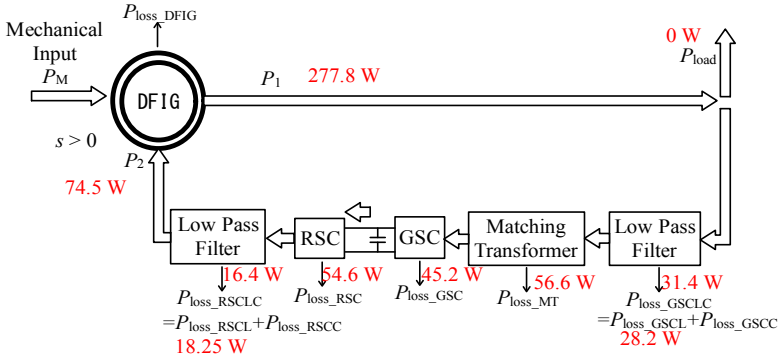

図 4.17　無負荷時における損失測定値と有効電力フロー

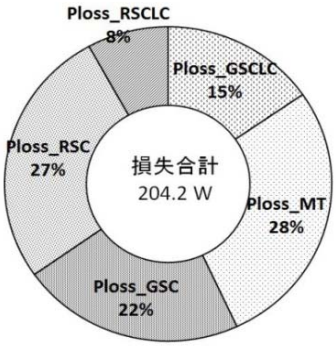

図 4.18　無負荷時における一次側・二次側間の電力変換による各部の損失の割合

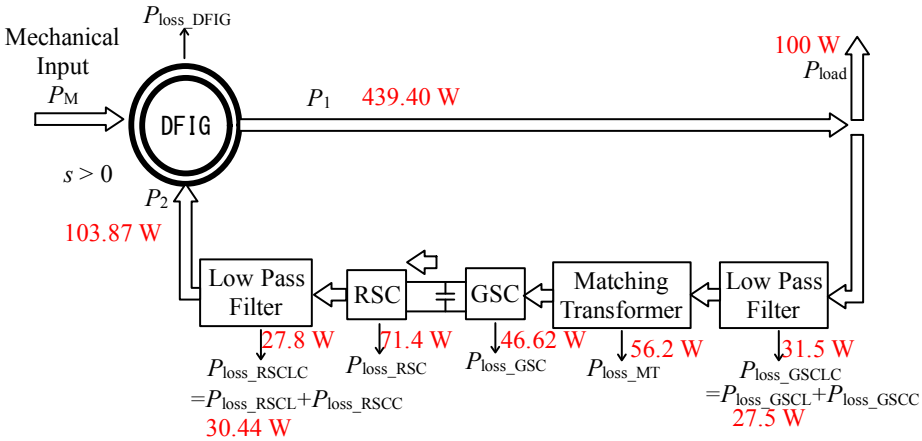

図 4.19　130 VA (P.F. = 0.77)誘導性負荷時における損失測定値と有効電力フロー

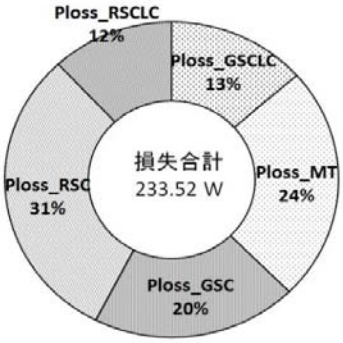

図 4.20　130VA (P.F. = 0.77)誘導性負荷時における一次側・二次側間の電力変換による各部の損失の割合

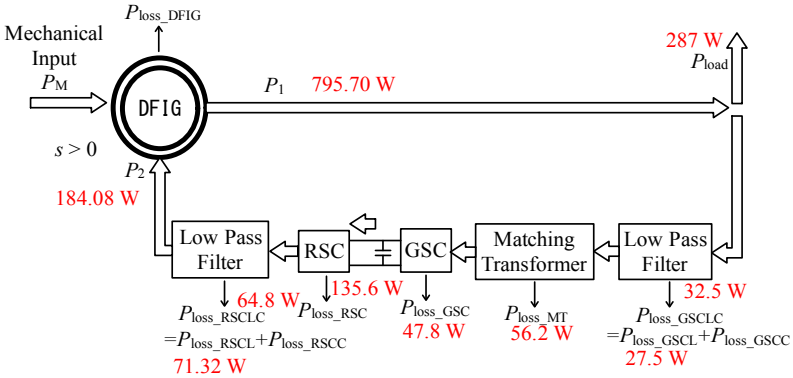

図 4.21　383 VA (P.F. = 0.75)誘導性負荷時における損失測定値と有効電力フロー

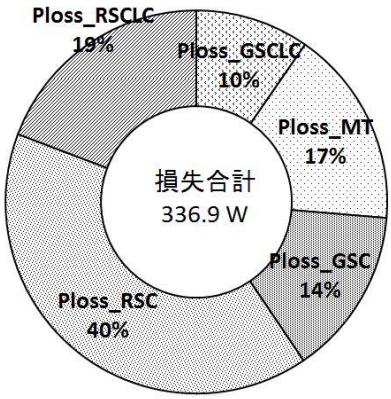

図 4.22　383 VA (P.F. = 0.75)誘導性負荷時における一次側・二次側間の電力変換による各部の損失の割合

ここまで示した実測データから接続した負荷の大きさの変化に対して電力変換部分の損失がどのように変化するか定性的に考察する。GSC やマッチング変圧器, GSC 交流側の LC フィルタでは負荷の大きさにかかわらず損失がほぼ一定である。一方，RSC やその交流側 LC フィルタでの損失は負荷が大きくなると急増する。この原因は DFIG の巻数比が大きい

ため，負荷変化によって二次電流が大きく変化し，RSC やその交流側フィルタでの損失が大きく変化するからである。

図 4.18 から無負荷時の電力変換部分の損失のうちマッチング変圧器での損失が大きな割合を占めている。著者はこの理由として GSC と変圧器が直接に接続されているため，PWM 変調された電圧が変圧器にかかり，大きな鉄損が生じているためと考える。図 4.18 より無負荷時でも電力変換部だけで 200 W 以上の損失が発生している。マッチング変圧器での損失割合が大きいため，変圧器での損失を減らす対策として，GSC 交流出力側とマッチング変圧器の間にフィルタを設置することや，変圧器のコア材料に高周波でも損失の少ないものを採用するといったことが損失低減に有効だと考える。

383 VA 負荷接続時の測定データから電力変換部分全体の損失に対して RSC の占める損失が 40 %に達している。このように損失が大きくなってしまう原因として二つ挙げられる。一つは RSC の出力電流が大きくなることによる導通損の増大である。もう一つは二次電圧に対して直流リンク電圧が高すぎるため，スイッチング過渡時の（電圧）×（電流）で表されるスイッチング損が大きいためと考えられる。

4.3.4　損失の解析

損失要素として変換器，変圧器，リアクトル，キャパシタが挙げられる。これらを順に解析する。

■　変換器[6]-[9]

電力変換器での損失は大きく

・導通損

・スイッチング損

の 2 つが主な損失原因となっている。

導通損およびスイッチング損を求めるために，あるレグ（ここでは R 相）におけるコンバータに流れ込む電流が正の半周期の間だけを対象に損失を考える（図 4.23 参照）。

搬送波の半周期における R 相のレグのスイッチング素子の相対導通期間 α_R を次のように定める(図 4.24 参照)。ダイオードの相対導通期間 α_D について

$$\alpha_D(\omega_N t) = \alpha_R(\omega_N t) = \frac{1}{2}\left[1 + m_R(\omega_N t)\right], \tag{4.20}$$

となる。ただし m_R は変調波であり-1 から 1 までの値を取り得るので，1 を足して 1/2 倍することによって相対導通期間を求めている。一方 IGBT の相対導通期間 α_{IGBT} については

$$\alpha_{IGBT}(\omega_N t) = 1 - \alpha_R(\omega_N t) = \frac{1}{2}\left[1 - m_R(\omega_N t)\right], \tag{4.21}$$

となる。ただし，$m_R(\omega_N t)$は R 相の変調波を表し，

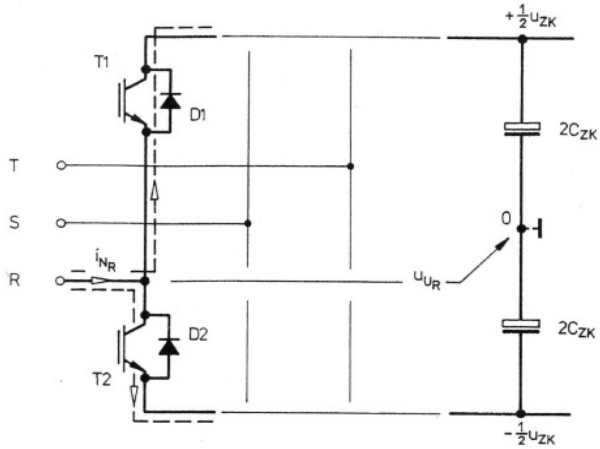

図 4.23　R 相レグにおいて流れ込む負荷電流が正のとき[4]

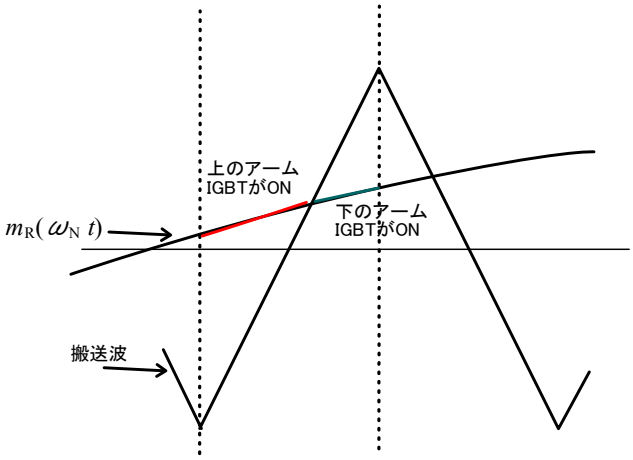

図 4.24　三角波比較 PWM 変調方式における相対導通期間

$$m_R(\omega_N t) = \frac{2V_R}{V_{dc}} \cos \omega_N t = M \cos \omega_N t\,, \tag{4.22}$$

とする。ただし ω_N は変調波角速度である。また M は変調波の波高値である。

R 相の負荷電流 I_R を，その波高値 I_N を用いて次のように書く。

$$I_R(t) = I_N \cos(\omega_N t + \varphi)\,. \tag{4.23}$$

ただし φ は変調波 m_R と負荷電流 I_R の位相差を表す。これより搬送波周期ほどの微小期間におけるダイオードの導通損は次で求められる。

$$\begin{aligned} P_{F,Diode}(t) &= V_{fDiode} \times I_{R,avg}(t) + r_{fDiode} \times I_{R,rms}{}^2(t) \\ &= V_{fDiode} \times \alpha_R(t) \times I_R(t) + r_{fDiode} \times \alpha_R(t) \times I_R{}^2(t)\,. \end{aligned} \tag{4.24}$$

V_{fdiode} はダイオードの PN 接合界面での電圧降下を示し，r_{fDiode} はチャネル抵抗を意味する。このダイオードの導通損を出力電流の正の半サイクルの間だけ積分し基本波周期で割ると，次の 1 ダイオードあたりの基本波周期あたりの平均電力損失が求まる。ただし，T_N を基本

波周期とし，$T_N=(2\pi)/\omega_N$ という関係がある。

$$P_{F,Diode}=V_{\mathrm{fDiode}}\left\{\frac{1}{T_N}\int_{\frac{-\pi/2-\varphi}{\omega_N}}^{\frac{\pi/2-\varphi}{\omega_N}}\alpha_{\mathrm{R}}\left(\omega_{\mathrm{N}}t\right)\times I_{\mathrm{R}}\left(\omega_{\mathrm{N}}t\right)d\omega_{\mathrm{N}}t\right\}+r_{\mathrm{fDiode}}\left\{\frac{1}{T_{\mathrm{N}}}\int_{\frac{-\pi/2-\varphi}{\omega_N}}^{\frac{\pi/2-\varphi}{\omega_N}}\alpha_{\mathrm{R}}\left(\omega_{\mathrm{N}}t\right)\times I_{\mathrm{R}}{}^{2}\left(\omega_{\mathrm{N}}t\right)d\omega_{\mathrm{N}}t\right\}$$

$$=\frac{V_{\mathrm{fDiode}}I_{\mathrm{N}}}{2}\left\{\frac{1}{\pi}+\frac{M}{4}\cos\varphi\right\}+r_{\mathrm{fDiode}}I_{\mathrm{N}}{}^{2}\left\{\frac{1}{8}+\frac{M}{3\pi}\cos\varphi\right\}. \tag{4.25}$$

この第 1 項は PN 接合面とドリフト部の電圧降下部における損失を表し，第 2 項はチャネル抵抗での損失を表す。

一方，IGBT の搬送波周期ほどの微小期間における導通損は次で求められる。

$$P_{\mathrm{F,IGBT}}\left(t\right)=V_{\mathrm{fIGBT}}\times I_{\mathrm{R,avg}}\left(t\right)+r_{\mathrm{fIGBT}}\times I_{\mathrm{R,rms}}{}^{2}\left(t\right)$$

$$=V_{\mathrm{fIGBT}}\times\alpha_{\mathrm{IGBT}}\left(t\right)\times I_{\mathrm{R}}\left(t\right)+r_{\mathrm{fIGBT}}\times\alpha_{\mathrm{IGBT}}\left(t\right)\times I_{\mathrm{R}}{}^{2}\left(t\right). \tag{4.26}$$

この瞬時の IGBT における導通損を出力電流の正の半サイクルの間で積分し基本波周期で割ると，次の 1 つの IGBT あたりの基本波周期での平均電力損失 $P_{\mathrm{F,IGBT}}$ が次のように求まる。

$$P_{\mathrm{F,IGBT}}=V_{\mathrm{fIGBT}}\left\{\frac{1}{T_{\mathrm{N}}}\int_{\frac{-\pi/2-\varphi}{\omega_{\mathrm{N}}}}^{\frac{\pi/2-\varphi}{\omega_{\mathrm{N}}}}\alpha_{\mathrm{IGBT}}\left(\omega_{\mathrm{N}}t\right)\times I_{\mathrm{R}}\left(\omega_{\mathrm{N}}t\right)d\omega_{\mathrm{N}}t\right\}+r_{\mathrm{fIGBT}}\left\{\frac{1}{T_{\mathrm{N}}}\int_{\frac{-\pi/2-\varphi}{\omega_{\mathrm{N}}}}^{\frac{\pi/2-\varphi}{\omega_{\mathrm{N}}}}\alpha_{\mathrm{IGBT}}\left(\omega_{\mathrm{N}}t\right)\times I_{\mathrm{R}}{}^{2}\left(\omega_{\mathrm{N}}t\right)d\omega_{\mathrm{N}}t\right\}$$

$$=\frac{V_{\mathrm{fIGBT}}I_{\mathrm{N}}}{2}\left(\frac{1}{\pi}-\frac{M}{4}\cos\varphi\right)+r_{\mathrm{fIGBT}}I_{\mathrm{N}}{}^{2}\left(\frac{1}{8}-\frac{M}{3\pi}\cos\varphi\right). \tag{4.27}$$

また，1 つの IGBT あたりの基本波 1 周期での平均スイッチング損失は次の式より求められる[9]。

$$P_{\mathrm{IGBT_Switchloss}}=\frac{1}{2\pi}\frac{V_{\mathrm{dc}}\left(t_{\mathrm{ON}}+t_{\mathrm{OFF}}\right)}{2T_{\mathrm{s}}}\int_{\frac{-\pi/2-\varphi}{\omega_{\mathrm{N}}}}^{\frac{\pi/2-\varphi}{\omega_{\mathrm{N}}}}I_{\mathrm{R}}\left(\omega_{\mathrm{N}}t\right)d\omega_{\mathrm{N}}t$$

$$=\frac{1}{2\pi}\frac{V_{\mathrm{dc}}\left(t_{\mathrm{ON}}+t_{\mathrm{OFF}}\right)}{T_{\mathrm{s}}}I_{\mathrm{N}}. \tag{4.28}$$

ただし，T_s はサンプリング周期，t_{ON}, t_{OFF} は電気的にオン，オフ切り替わりにかかる時間を示す。この式はスイッチのオン・オフが切り替わる遷移状態での電力損失を，電圧と電流の積の時間積分として電圧×電流×遷移時間×0.5 のように三角形の面積を求めるように求めることができると仮定している。

三相インバータではアームが 6 つのため，最終的な変換器での電力損失 $P_{\mathrm{loss_CONV}}$ は次式になる。

$$P_{\mathrm{loss_CONV}}=6\times(P_{\mathrm{F,Diode}}+P_{\mathrm{F,IGBT}}+P_{\mathrm{IGBT_Switchloss}}). \tag{4.29}$$

これより計算によって変換器での損失を導出するには，スイッチングデバイスの特性データに加えて，力率 $\cos\varphi$，負荷電流波高値 I_N そして変調度 M を測定する必要がある。

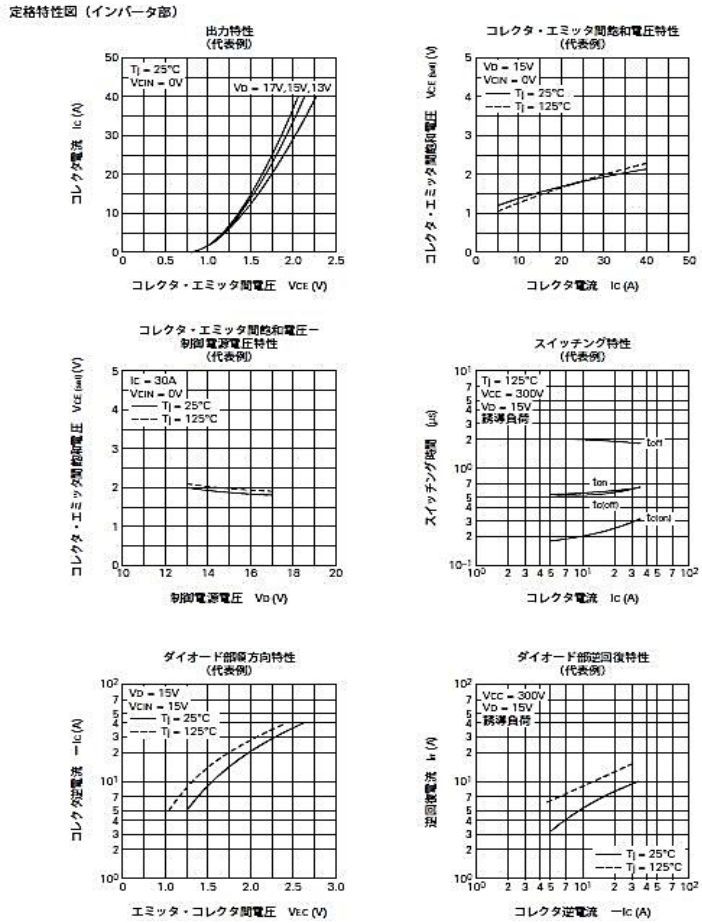

図 4.25　三菱電機 PM30RSF060 データシートより

まずスイッチングデバイスの特性である。GSC で用いたスイッチング素子は三菱半導体 PM30RSF060 である。このモジュールのデータシートに掲載の特性を図 4.25 に示す。コレクタ電流 I_c (A) – コレクタ・エミッタ間電圧 V_{CE} (V) 特性(@制御電源電圧 V_D = 15 V)より

$$V_{\mathrm{fIGBT4}} = 0.75\ \mathrm{V},$$

$$r_{\mathrm{FIGBT4}} = \frac{2.15 - 0.75}{40} = 0.035\Omega,$$

と求まる。t_c はゲート信号を与えた後，実際に電圧と電流が過渡的に切り替わっている期間を示す。この t_c が最も長い条件を採用して計算する。V_D = 15 V, V_{CIN} = 15 V（入力オン電圧）⇔0 V（入力オフ電圧），インバータ部電源電圧 V_{cc} = 300 V, I_c = 30 A, 接合温度 T_j = 125℃, 誘導負荷の場合

$$t_{c(on)} = 0.3\ \mu\mathrm{s}\ （標準値），$$

$$t_{c(off)} = 0.6\ \mu\mathrm{s}\ （標準値），$$

となる。フリーホイーリングダイオードの特性について T_j = 25 ℃のとき，コレクタ逆電流 $-I_c$ (A) – エミッタ・コレクタ間電圧 V_{EC} (V)より

$$V_{\mathrm{fDiode4}} = 1.05\ \mathrm{V},$$

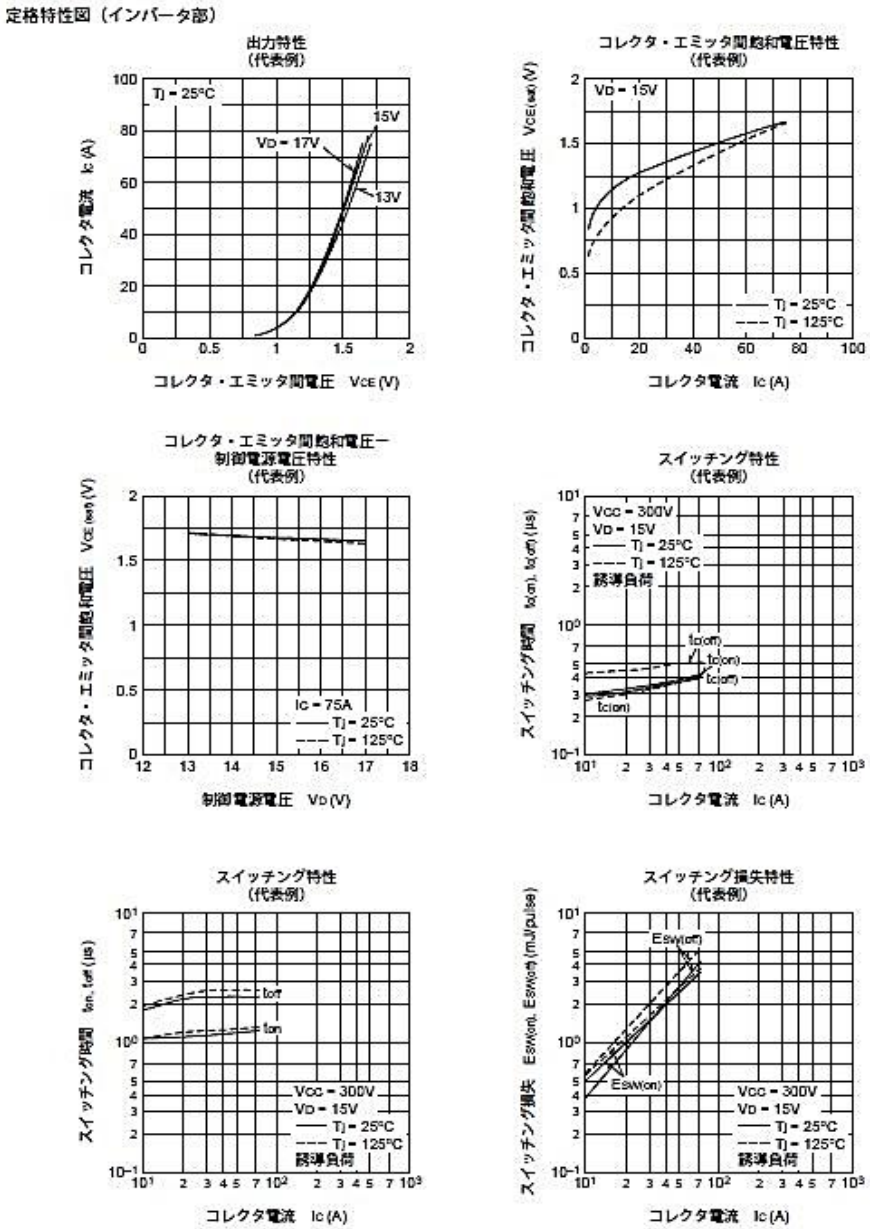

図 4.26　三菱電機 PM75RSD060 データシートより（その１）

$$r_{\mathrm{fDiode4}} = \frac{2.65 - 1.25}{40 - 5} = 0.04\Omega,$$

となる。

RSC のスイッチング素子として三菱半導体 PM75RSD060 を用いた。図 4.26 と図 4.27 に示すデータシートに掲載されている特性から以下のデータが得られる。

コレクタ電流 I_c (A)–コレクタ・エミッタ間電圧 V_{CE} (V)特性(@V_D = 15 V)より

$$V_{\mathrm{fIGBT9}} = 0.85\ \mathrm{V},$$

$$r_{\mathrm{FIGBT9}} = \frac{1.65 - 0.85}{75} = 0.011\Omega,$$

となる。t_c はゲート信号を与えた後，実際に電圧と電流が過渡的に切り替わっている期間を

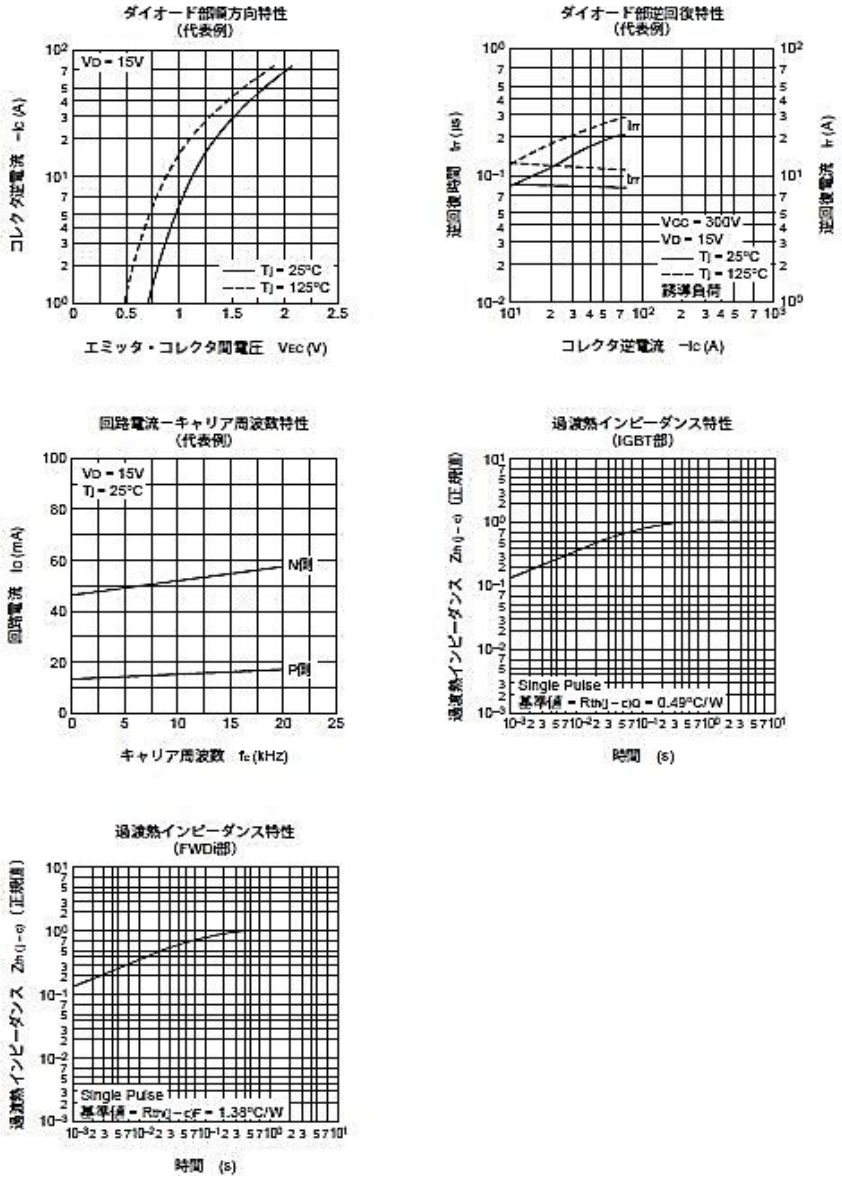

図 4.27　三菱電機 PM75RSD060 データシートより（その２）

示す。最もこの t_c が長い条件を採用して計算する。

$V_D = 15$ V, $V_{CIN} = 15$ V ⇔0 V, $V_{cc} = 300$ V, $I_c = 75$ A, $T_j = 125$ ℃, 誘導負荷の場合

$t_{c(on)} = 0.4\ \mu$s（標準値），

$t_{c(off)} = 0.6\ \mu$s（標準値），

となる。フリーホイーリングダイオードの特性について $T_j = 25$ ℃のとき，コレクタ逆電流 $-I_c$ (A) – エミッタ・コレクタ間電圧 V_{EC} (V)より

$V_{fDiode9} = 0.7$ V,

$$r_{fDiode9} = \frac{2.0 - 0.7}{70 - 1} = 0.019\Omega,$$

となる。これらの特性をもとに GSC と RSC の損失を求める。

(a_GSC) 無負荷時における GSC での損失

無負荷時の GSC への入力電流と変調波の関係を図 4.28 に示す。これより

力率: $\cos\varphi = 0.13$

GSC 電流波高値 I_N: 9.57 A

変調度 M: 0.845

と読み取れる。ただし図 4.28 の GSC 電流はマッチング変圧器一次側に換算されているため実際の 0.5 倍となっている。

1 周期平均の 1 つのダイオードあたりの導通損失は式(4.25)より以下のようになる。

$$P_{\mathrm{F,Diode}} = \frac{V_{\mathrm{fDiode}} I_{\mathrm{N}}}{2}\left\{\frac{1}{\pi} + \frac{M}{4}\cos\varphi\right\} + r_{\mathrm{fDiode}} I_N{}^2 \left\{\frac{1}{8} + \frac{M}{3\pi}\cos\varphi\right\}$$

$$= \frac{1.05 \times 9.57}{2}\left(\frac{1}{\pi} + \frac{0.845}{4} \times 0.13\right) + 0.04 \times 9.57^2 \left(\frac{1}{8} + \frac{0.845}{3\pi} \times 0.13\right)$$

$$= 2.237 \text{ W.}$$

1 周期平均の 1 つの IGBT あたりの導通損失は式(4.27)より以下のようになる。

$$P_{\mathrm{F,IGBT}} = \frac{V_{\mathrm{fIGBT}} I_N}{2}\left(\frac{1}{\pi} - \frac{M}{4}\cos\varphi\right) + r_{\mathrm{fIGBT}} I_{\mathrm{N}}{}^2 \left(\frac{1}{8} - \frac{M}{3\pi}\cos\varphi\right)$$

$$= \frac{0.75 \times 9.57}{2}\left(\frac{1}{\pi} - \frac{0.845}{4} \times 0.13\right) + 0.035 \times 9.57^2 \left(\frac{1}{8} - \frac{0.845}{3\pi} \times 0.13\right)$$

$$= 1.407 \text{ W.}$$

1 周期平均の 1 つの IGBT あたりのスイッチング損失は式(4.28)より以下のようになる。

$$P_{\mathrm{IGBT_Switchloss}} = \frac{1}{2\pi}\frac{V_{\mathrm{dc}}\left(t_{\mathrm{ON}} + t_{\mathrm{OFF}}\right)}{T_{\mathrm{s}}} I_{\mathrm{N}}$$

$$= \frac{1}{2\pi}\frac{200\left(0.3 + 0.6\right) \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-6}} \times 9.57$$

$$= 3.046 \text{ W.}$$

よって GSC での損失は式(4.29)より以下のようになる。

$P_{\mathrm{loss_GSC}} = 6 \times (2.237 + 1.407 + 3.046) = 40.14$ W.

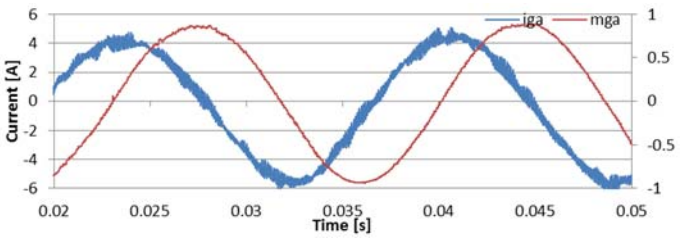

図 4.28　無負荷時における GSC への入力電流と変調波(a 相)

(a_RSC) 無負荷時における RSC での損失

無負荷時の RSC への入力電流と変調波の関係を図 4.29 に示す。これより

力率: $\cos\varphi = -1$

RSC 電流波高値 I_N: 15.875 A

変調度 M: 0.12

と読み取れる。

1 周期平均の 1 つのダイオードあたりの導通損失は次のようになる。

$$P_{\mathrm{F,Diode}} = \frac{V_{\mathrm{fDiode}} I_{\mathrm{N}}}{2}\left\{\frac{1}{\pi} + \frac{M}{4}\cos\varphi\right\} + r_{\mathrm{fDiode}} I_{\mathrm{N}}^{2}\left\{\frac{1}{8} + \frac{M}{3\pi}\cos\varphi\right\}$$

$$= \frac{0.7\times 15.875}{2}\left\{\frac{1}{\pi} + \frac{0.12}{4}\times(-1)\right\} + 0.019\times 15.875^{2}\left\{\frac{1}{8} + \frac{0.12}{3\pi}\times(-1)\right\}$$

$$= 2.140 \text{ W.}$$

1 周期平均の 1 つの IGBT あたりの導通損失は次のようになる。

$$P_{\mathrm{F,IGBT}} = \frac{V_{\mathrm{fIGBT}} I_{\mathrm{N}}}{2}\left(\frac{1}{\pi} - \frac{M}{4}\cos\varphi\right) + r_{\mathrm{fIGBT}} I_{\mathrm{N}}^{2}\left(\frac{1}{8} - \frac{M}{3\pi}\cos\varphi\right)$$

$$= \frac{0.85\times 15.875}{2}\left\{\frac{1}{\pi} - \frac{0.12}{4}\times(-1)\right\} + 0.011\times 15.875^{2}\left\{\frac{1}{8} - \frac{0.12}{3\pi}\times(-1)\right\}$$

$$= 2.732 \text{ W.}$$

1 周期平均の 1 つの IGBT あたりのスイッチング損失は次のようになる。

$$P_{\mathrm{IGBT_Switchloss}} = \frac{1}{2\pi}\frac{V_{\mathrm{dc}}\left(t_{\mathrm{ON}} + t_{\mathrm{OFF}}\right)}{T_{\mathrm{s}}} I_{N}$$

$$= \frac{1}{2\pi}\frac{200(0.4+0.6)\times 10^{-6}}{100\times 10^{-6}}\times 15.875$$

$$= 5.053 \text{ W.}$$

よって RSC での損失は以下のようになる。

$P_{\mathrm{loss_RSC}} = 6 \times (2.140 + 2.732 + 5.053) = 59.549$ W.

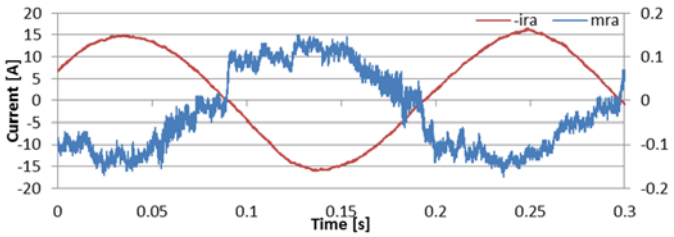

図 4.29　無負荷時における RSC への入力電流と変調波(a 相)

(b_GSC) 130 VA (P.F. = 0.77) 誘導性負荷接続時における GSC での損失

GSC への入力電流と変調波の関係を図 4.31 に示す。これより

力率: $\cos\varphi = 0.419$

GSC 電流波高値 I_N: 8.63 A

変調度 M: 0.88

と読み取れる。先と同様の計算を行うことにより

$P_{loss_GSC} = 6 \times (2.35 + 0.95 + 2.47) = 34.62$ W.

と求まる。

(b_RSC) 130 VA (P.F. = 0.77) 誘導性負荷接続時における RSC での損失

RSC への入力電流と変調波の関係を図 4.30 に示す。これより

力率: $\cos\varphi = -1$

RSC 電流波高値 I_N: 20 A

変調度 M: 0.15

と読み取れる。先と同様の計算を行うことにより

$P_{loss_RSC} = 6 \times (2.80 + 3.64 + 6.37) = 76.86$ W.

と求められる。

(c_GSC) 383 VA (P.F. = 0.75) 誘導性負荷接続時における GSC での損失

GSC への入力電流と変調波の関係を図 4.32 に示す。これより

力率: $\cos\varphi = 0.412$

GSC 電流波高値 I_N: 10.56 A

変調度 M: 0.92

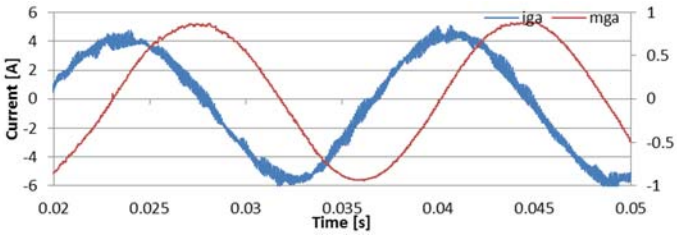

図 4.31　130 VA (P.F.= 0.77) 誘導性負荷時における GSC への入力電流と変調波(a 相)

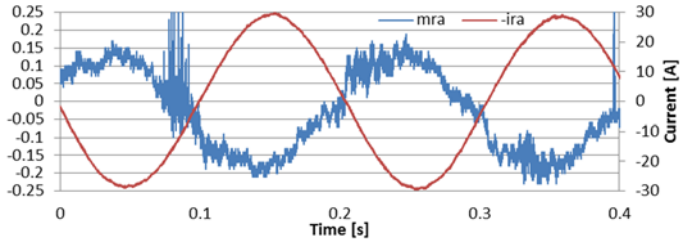

図 4.30　130 VA (P.F.= 0.77) 誘導性負荷時における RSC への入力電流と変調波(a 相)

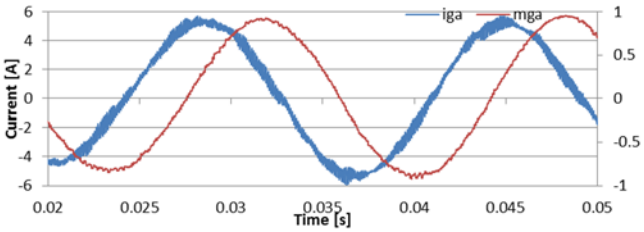

図 4.32　383 VA (P.F. = 0.75) 誘導性負荷時における GSC への入力電流と変調波(a 相)

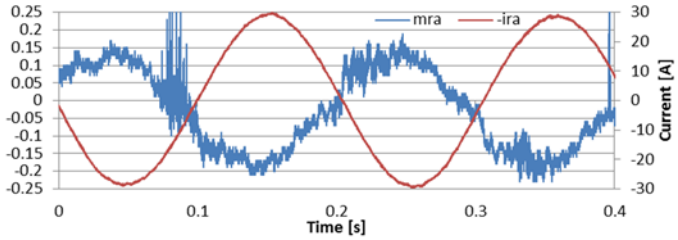

図 4.33　383 VA (P.F. = 0.75) 誘導性負荷時における RSC への入力電流と変調波(a 相)

と読み取れる。先と同様の計算を行うことにより

$P_{\mathrm{loss_GSC}} = 6 \times (3.03 + 1.22 + 3.025) = 43.65$ W.

と求まる。

(c_RSC) 130 VA (P.F.=0.77)誘導性負荷接続時における RSC での損失

RSC への入力電流と変調波の関係を図 4.33 に示す。これより

力率: $\cos\varphi = -1$

RSC 電流波高値 I_{N}: 29 A

変調度 M: 0.14

と読み取れる。先と同様の計算を行うことにより

$P_{\mathrm{RSCloss}} = 6 \times (4.54 + 5.64 + 9.23) = 116.46$ W.

と求まる。

■　変圧器

まずマッチング変圧器の仕様を表 4.22 に示す。マッチング変圧器での電気的パラメータを求めるために，L 形等価回路に基づいた特性試験を行った。試験において二次側に三相電源をつなぎ，一次側を開放および短絡させた。このときの図 4.34 に示す等価回路はすべて二次側に値が換算されており，励磁回路は二次側にあるとする。測定結果により特定した変圧器パラメータを示す。一次側端子を開放することによって以下のパラメータを求めた。

・励磁コンダクタンス

$$G = \frac{P_{\mathrm{NL}}}{V_{\mathrm{sn}}^2} = \frac{131.34}{230.86^2} = 2.4643 \times 10^{-3}\ \mathrm{S}.$$

表 4.22　マッチング変圧器の仕様

TYPE	J6000		IMPEDANCE	%
PHASE	3		INSULATOIN CLASS & LEVEL	A 2kV
CAPACITY	10 kVA		WEIGHT	100kg
FREQUENCY	60Hz		NO.	909
CONNECTION	Δ－Δ		DATA	1984
P VOLTAGE	460 V		NAKAJIMA ELECTRIC CO. LTD	
S VOLTAGE	230 V		NISHINOMIYA	
P CURRENT	12.6 A			
S CURRENT	25.2 A			

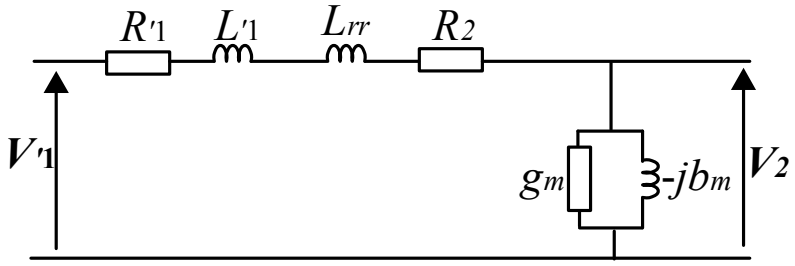

図 4.34　二次側換算されたマッチング変圧器の L 形等価回路

・励磁アドミタンス

$$|Y| = \frac{I_{\mathrm{NL}}}{V_{\mathrm{sn}}/\sqrt{3}} = \frac{0.9319}{230.86/\sqrt{3}} = 6.9917\times10^{-3}\,\mathrm{S}.$$

・励磁サセプタンス

$$B = \sqrt{\frac{3I_{\mathrm{NL}}^2}{V_{\mathrm{sn}}^2} - \left(\frac{P_{\mathrm{NL}}}{V_{\mathrm{sn}}^2}\right)^2} = \sqrt{\frac{3\times0.9319^2}{230.86^2} - \left(\frac{131.34}{230.86^2}\right)^2} = 6.5430\times10^{-3}\mathrm{S}.$$

一方，一次側を短絡させることによって以下のパラメータが求まる。

・一次側，二次側を合わせた巻線抵抗(230V 側換算値)

$$R_{\mathrm{r}}^{'} = \frac{P_{\mathrm{LT}}}{3I_{\mathrm{sn}}^2} = \frac{171.04}{3\times27.016^2} = 0.078115\,\Omega\cdot$$

・変圧器一次二次合計漏れリアクタンス（230V 側換算値）

$$X_1 = \sqrt{\frac{V_{\mathrm{LT}}^2}{3I_{\mathrm{sn}}^2} - \left(\frac{P_{\mathrm{LT}}}{3I_{\mathrm{sn}}^2}\right)^2} = \sqrt{\frac{3.981^2}{3\times27.016^2} - \left(\frac{171.04}{3\times27.016^2}\right)^2} = 0.033706\,\Omega\cdot$$

今回求めた値はすべて二次側（230 V 側）換算値であるが，一次側（460 V 側）に換算するには

電圧→×2，電流→×0.5；インピーダンス，アドミタンス→×4

とすればよい。

これらのパラメータを用いて，無負荷時におけるマッチング変圧器での損失を計算してみる。銅損は

$$3\times\left(\frac{9.57}{\sqrt{2}}\right)^2\times 0.078115 = 10.731\,\mathrm{W},$$

となる。また鉄損は

$$3\times\left(200\times 0.845\times\frac{\sqrt{3}}{2}\times\frac{1}{\sqrt{2}}\times\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2\times 2.4643\times 10^{-3} = 26.39\,\mathrm{W},$$

となり，合計で 37.12 W となる。一方，実測した無負荷時での損失は 56.6 W で計算値と比べて約 20 W もの誤差を生じている。著者はこの誤差の原因が，変圧器が電力変換器直結のため，パルス状の電圧が変圧器に印加され，実際には鉄損が計算値よりも多く生じていたためと考える。

マッチング変圧器での損失は今回の実測で負荷にかかわらずほぼ一定と得られている。マッチング変圧器を流れる電流の大きさがほとんど変化しなかったため，変圧器での銅損がほとんど変わらなかったためである。そこで負荷周波数が 60Hz の場合のマッチング変圧器での損失を，等価回路を基にした計算値を用いず，今回測定した 3 種類の負荷のケースの平均である 56.3 W 一定とする。

■　リアクトル

LC フィルタで用いている 4 mH のリアクトルの巻線抵抗は ADVANTEST R6452A DIGITAL MULTIMETER の直流測定より 0.040 Ω と求められている。実際は 60 Hz や 5 Hz などで用いているため，表皮効果により抵抗値はやや大きくなると考えられる。またリアクトルでの誘電体損，鉄損，巻線その他の金属部分における漏れ磁束による漂遊損を損失検討では考慮する必要があるが，これらを個別に算出することは難しく実測により求める。

まずリアクトルの巻線抵抗での銅損を，リアクトルに流れる電流の実測値を用いて算出する。

(a) 無負荷時

GSC 交流側リアクトルでの巻線抵抗による損失

$$3\times I_{\mathrm{r}}{}^2\times r_{\mathrm{l}} = 3\times 3.2785^2\times 0.040 = 1.2898\,\mathrm{W}.$$

RSC 交流側リアクトルでの巻線抵抗による損失

$$3\times I_{\mathrm{s}}{}^2\times r_{\mathrm{l}} = 3\times 10.437^2\times 0.040 = 13.072\,\mathrm{W}.$$

(b) 130 VA (P.F. = 0.77) 誘導性負荷接続時

GSC 交流側リアクトルでの巻線抵抗による損失

表 4.23　LC フィルタでの損失の実測値

	GSCの交流側 LCフィルタ損失 [W]	GSC交流側LCフィルタ リアクトル損失 [W]	RSCの交流側 LCフィルタ損失 [W]
無負荷時	31.4	28.2	16.4
130VA (P.F. =0.77) 負荷時	31.5	27.5	27.8
383 VA(P.F.=0.75) 負荷時	32.5	27.5	64.8

表 4.24　リアクトル巻線抵抗での損失計算値

	GSC交流側 リアクトル [W]	RSC交流側 リアクトル [W]
無負荷時	1.2898	13.072
130 VA (P.F=0.77)負荷時	1.253	21.56
383 VA(P.F. =0.75) 負荷時	1.377	49.498

$$3\times I_{\mathrm{r}}{}^{2}\times r_{\mathrm{l}}=3\times 3.2315^{2}\times 0.040=1.253\,\mathrm{W}\,.$$

RSC 交流側リアクトルでの巻線抵抗による損失

$$3\times I_{\mathrm{s}}{}^{2}\times r_{\mathrm{l}}=3\times 13.403^{2}\times 0.040=21.56\,\mathrm{W}\,.$$

(c) 383 VA(P.F.0.75)誘導性負荷接続時

GSC 交流側リアクトルでの巻線抵抗による損失

$$3\times I_{\mathrm{r}}{}^{2}\times r_{\mathrm{l}}=3\times 3.3878^{2}\times 0.040=1.377\,\mathrm{W}\,.$$

RSC 交流側リアクトルでの巻線抵抗による損失

$$3\times I_{\mathrm{s}}{}^{2}\times r_{\mathrm{l}}=3\times 20.248^{2}\times 0.040=49.198\,\mathrm{W}\,.$$

表 4.23 に LC フィルタでの損失の実測値を示す。まず RSC の LC フィルタでの損失を考察する。RSC の LC フィルタでの損失実測値は表 4.24 にまとめたリアクトルでの銅損の計算値が近いため，RSC 側のリアクトルでは銅損がリアクトルの損失の大部分を占めていると考えられる。リアクトルでの巻線抵抗が 40 mΩ と先に求められているが，実際に交流 10 A 以上の電流を流すときには表皮効果や温度上昇によりこの抵抗値が大きくなっていると考えられる。そのため，計算値と測定値で誤差が生じていると考えられる。

一方，GSC 交流側リアクトルでは表 4.24 に示す巻線抵抗での損失の計算値が小さいのに対し，表 4.23 に示す実測したリアクトルでの損失が大きい。この原因は GSC 交流リアクトルに高調波成分を多く含んだひずんだ電圧がかかるため鉄損が大きくなっていると考えられる（図 4.35 を参照）。また図 4.36 に示す無負荷時における GSC 交流側リアクトルの両端電圧と流れる電流からも，電圧と電流の積を考えると損失が大きいことがわか

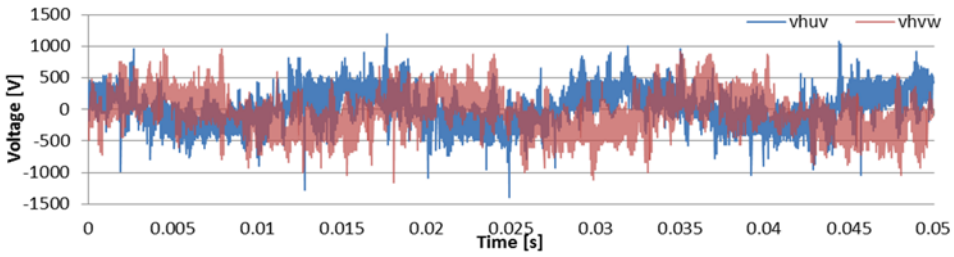

図 4.35　無負荷時における変圧器一次側線間電圧 v_{luv}, v_{lvw}
（GSC 交流リアクトルの一端にかかる線間電圧）

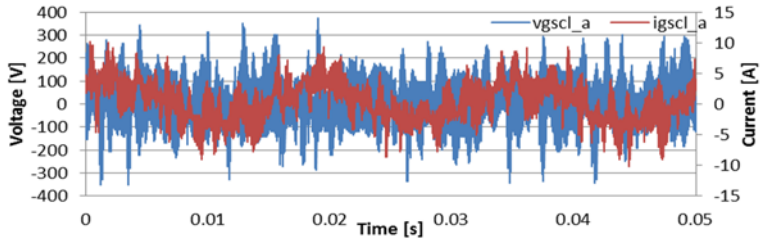

図 4.36　無負荷時における GSC 交流側リアクトル両端電圧 v_{gscl_a} と流れる電流 i_{glcl_a}

る。

ただし，GSC 交流側のリアクトルでの損失実測値は負荷の大きさにかかわらずほぼ一定であることから測定した巻線抵抗の値を用いた計算値を用いず，以降 GSC 交流側 LC フィルタでの損失を測定値の平均である 31.8 W とする。

■ キャパシタ

キャパシタでの損失はリアクトルでの損失と比べて小さい。仕様書によると RSC 交流側 LC フィルタで用いているキャパシタの損失率 tanδ は 0.4 %以下，GSC 交流側 LC フィルタでのキャパシタの損失率 tanδ は 0.05 %以下と非常に小さい。よって計算上はキャパシタでの損失を無視する。

4.3.5　考察

損失に関する計算値と測定値の誤差を表 4.25～表 4.27 に示す。ただし誤差は(計算値) - （測定値）で定義した。表 4.25～表 4.27 より負荷が大きくなると計算値と実測値の誤差が大きくなっていることがわかる。変換器での損失の誤差の原因を考察する。今回，計算で用いた変換器で用いている素子の特性はジャンクション温度が 25℃のときを用いた。実際にはデバイスでのジュール損による温度上昇によって抵抗値が増大していたと考えられる。また，今回の変換器損失の理論計算では IGBT と逆並列に接続されたダイオードでの逆回復による損失を考慮していないことも誤差の原因であると考えられる。さらにスイッチング損の算出では簡略化を行ったことも誤差の原因であると考えられる。

ここで一次側から二次側への電力変換による効率を，実測値を用いて求める。効率を

（DFIG 二次側に入力される有効電力）/（DFIG 一次側から GSC 交流側 LC フィルタへ入力する有効電力）×100

として求めた。

無負荷時　：75.5 / 277.8×100 = 27.18 %

130 VA (P.F. = 0.77) 負荷時：103.87 / (439.40 - 100)×100 = 30.60 %

383 VA (P.F. = 0.75) 負荷時：184.08 / (795.70 - 287)×100 = 36.19 %

計算結果より DFIG 一次側から二次側への電力変換効率は非常に低い。著者はこのような低効率の原因が変圧器や GSC，GSC 交流側 LC フィルタでのほぼ一定の損失に加え，DFIG の巻数比が大きいことによる RSC や RSC 交流側 LC フィルタでの損失が負荷増大により急増してしまうことに起因すると考える。

表 4.25　無負荷時の損失測定値と計算値および誤差

	測定値 [W]	計算値 [W]	誤差 [W]
$P_{\mathrm{loss_GSCLC}}$	31.4	31.8	0.4
$P_{\mathrm{loss_MT}}$	56.6	56.3	−0.3
$P_{\mathrm{loss_GSC}}$	45.2	40.14	−5.06
$P_{\mathrm{loss_RSC}}$	54.6	59.549	4.949
$P_{\mathrm{loss_RSCLC}}$	16.4	13.072	−3.328
合計	204.2	200.861	−3.339

表 4.26　130 VA (P.F. = 0.77)誘導性負荷接続時の損失測定値と計算値および誤差

	測定値 [W]	計算値 [W]	誤差 [W]
$P_{\mathrm{loss_GSCLC}}$	31.5	31.8	0.3
$P_{\mathrm{loss_MT}}$	56.2	56.3	0.1
$P_{\mathrm{loss_GSC}}$	46.62	34.62	−12
$P_{\mathrm{loss_RSC}}$	71.4	76.86	5.46
$P_{\mathrm{loss_RSCLC}}$	27.8	21.56	−6.24
合計	233.52	221.14	−12.38

表 4.27　383 VA (P.F. = 0.75) 誘導性負荷接続時の損失測定値と計算値および誤差

	測定値 [W]	計算値 [W]	誤差 [W]
$P_{\mathrm{loss_GSCLC}}$	32.5	31.8	−0.7
$P_{\mathrm{loss_MT}}$	56.2	56.3	0.1
$P_{\mathrm{loss_GSC}}$	47.8	43.65	−4.15
$P_{\mathrm{loss_RSC}}$	135.6	116.46	−19.14
$P_{\mathrm{loss_RSCLC}}$	64.8	49.198	−15.602
合計	336.9	297.408	−39.492

4.4　速度・負荷の大きさ・負荷力率を変化させた時の DFIG 発電システム内のパワーフローに関する検討

4.4.1　はじめに

本節では自立運転時における DFIG を用いた発電システムの回転速度や負荷の大きさ，負荷力率を変えた時のパワーフローの定常特性を明らかにする。今回の測定では 3 章で用いた GSC による一次励磁と RSC による二次励磁を行う励磁方式を用いた。

4.4.2　実験方法

図 4.37 に原動機として直流電気動力計（石戸電機製作所，型番 F0DD-65032A）を用いた場合のシステム構成図を示す。なお赤丸で示した 3 点に電力計（HIOKI POWER Hi Tester 3193）を設置し，有効電力や無効電力・線間電圧，線電流等を測定した。直流電気動力計は他励式直流機と同じ原理で駆動し，軸トルクを計測できることが特徴である。直流電気動力計と DFIG が結合された実験装置の外観を図 4.38 に示す。今回この動力計を速度制御で駆動した。なお直流リンク部のキャパシタ容量は 11.8 mF である。また直流リンク部のキャパシタの初期充電に直流電源 EX-1500U2 (高砂製作所) を用いた。負荷には総合負荷装置 3UL-200-6（山菱電機）を用いた。今回，発電システム内のパワーフローと負荷や回転速度との関係を得るため，回転速度を 1000 rpm から 1600 rpm まで 100 rpm 刻みで変化させた。また負荷について以下の 11 種類を用いた。すなわち，無負荷，100 VA (力率 1，遅れ力率 0.5，進み力率 0.5)，200 VA (力率 1，遅れ力率 0.5，進み力率 0.5)，400 VA (力率 1，遅れ力率 0.5，進み力率 0.5)，600 VA（力率 1）である。

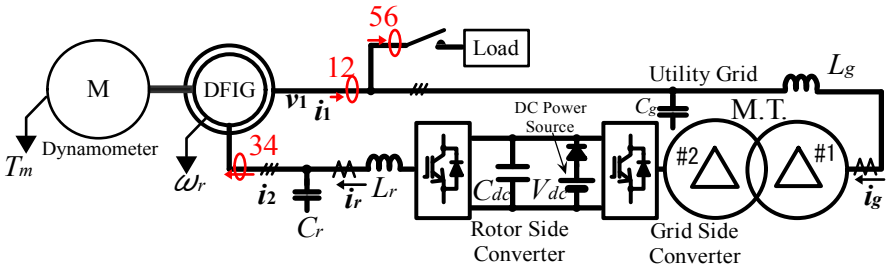

図 4.37　原動機として直流動力計を用いたときの発電システム主回路構成

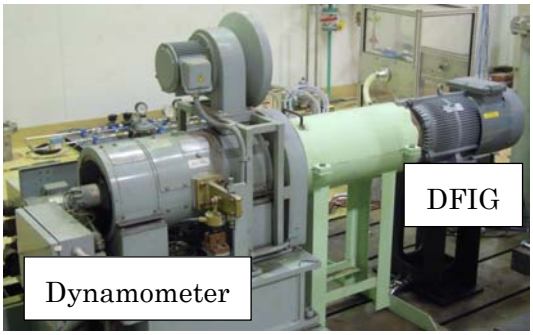

図 4.38　直流動力計と DFIG が結合された実験装置の外観

4.4.3　測定結果

最初に DFIG の一次側, 二次側を開放した状態で電気動力計を用いて所望の速度で DFIG を回転させ，DFIG の機械損 P_{loss_m} を測定した。機械損に相当する電気動力計の軸入力パワーを図 4.39 に示す。これらの損失は軸や軸受，ブラシなどの摩擦に起因する摩擦損と，回転軸と同軸に接続された冷却ファンでの風損やその他の回転部と空気との摩擦に起因する風損の合計であると考えられる。摩擦損は回転速度に比例し，風損は回転速度の 3 乗に大まかに比例することが知られている。図 4.39 の機械損は両対数グラフを描くことにより回転速度のおよそ 1.2 乗に比例して増加することがわかった。すなわち，機械損に占める摩擦損が大きいことが推測できる。

次に自立運転時の電気動力計の軸入力パワーの負荷・速度特性を表 4.28 および図 4.40 に示す。また軸入力トルクの負荷・速度特性を表 4.29 および図 4.41 のように得た。

さらに，HIOKI POWER HiTESTOR を用いて測定した一次側出力有効電力および二次側入力有効電力を図 4.42，図 4.43 にそれぞれ示す。また一次側出力有効電力から負荷有効電力と二次側入力有効電力を引いて求めた一次側と二次側の間の電力変換に伴う損失を図 4.44 に示す。さらに軸入力パワーと二次側入力有効電力の和から一次側出力有効電力を引いて求めた DFIG 内部の損失を図 4.45 に示す。一次電流および二次電流それぞれから求めた DFIG 固定子巻線での銅損，回転子巻線での銅損を図 4.46 と図 4.47 にそれぞれ示す。ただし，DFIG の仕様書から固定子巻線抵抗を 1 相あたり 0.536Ω，回転子巻線抵抗を 1 相あたり 2.511Ω（固定子側換算）とし，図 4.49・図 4.51 に示す各電流値を用

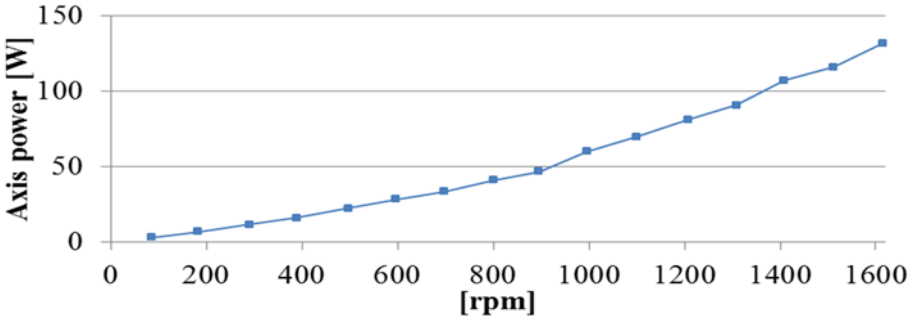

図 4.39　DFIG と電気動力計の機械損の速度特性

表 4.28　軸入力パワーの負荷・速度特性

動力計軸入力 [W]	rpm						
	1000	1100	1200	1300	1400	1500	1600
No load	435	427	421	427	450	462	497
100VA(PF=1)	599	586	559	557	579	598	616
100VA(PF=1lagging)	547	530	519	519	537	562	581
100VA(PF=1leading)	506	494	506	480	502	517	536
200VA(PF=1)	785	733	717	712	714	725	736
200VA(PF=0.5lagging)	646	626	616	583	630	647	669
200VA(PF=0.5leading)	572	550	540	538	547	561	581
400VA(PF=1)	1185	1099	1025	1002	995	986	997
400VA(PF=0.5lagging)	919	850	821	797	797	825	845
400VA(PF=0.5leading)	756	712	687	674	678	690	707
600VA(PF=1)			1454	1334	1305	1283	1282

いて銅損を計算した。DFIG 内部の損失からこれらの巻線での銅損を引いて求めた DFIG の鉄損および漂遊負荷損を図 4.48 に示す。また，HIOKI POWER HiTESTOR を用いて測定した DFIG 一次側線電流と二次側端子部の線間電圧・電流の実効値を図 4.49，図 4.50，図 4.51 にそれぞれ示す。

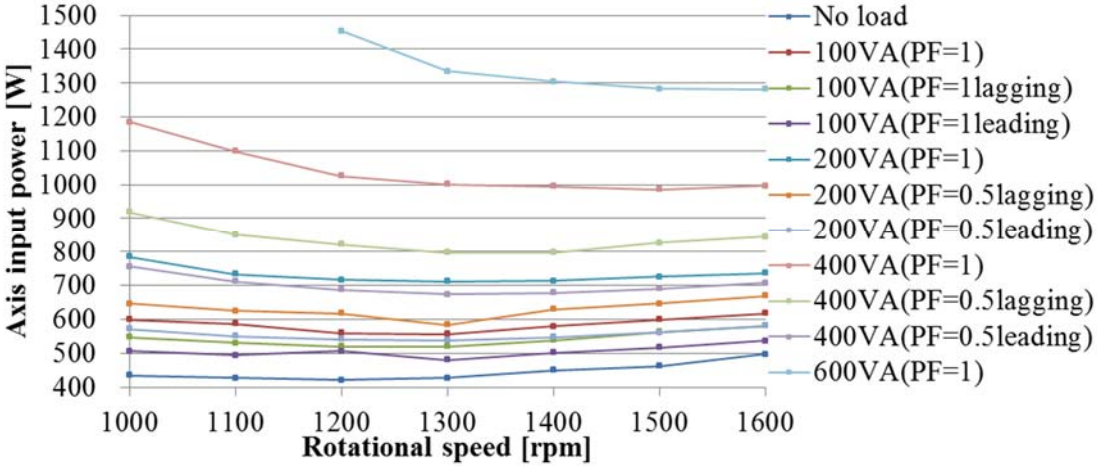

図 4.40　軸入力パワーの負荷・速度特性

表 4.29　軸入力トルクの負荷・速度特性

動力計軸入力 [W]	rpm						
	1000	1100	1200	1300	1400	1500	1600
No load	435	427	421	427	450	462	497
100VA(PF=1)	599	586	559	557	579	598	616
100VA(PF=1lagging)	547	530	519	519	537	562	581
100VA(PF=1leading)	506	494	506	480	502	517	536
200VA(PF=1)	785	733	717	712	714	725	736
200VA(PF=0.5lagging)	646	626	616	583	630	647	669
200VA(PF=0.5leading)	572	550	540	538	547	561	581
400VA(PF=1)	1185	1099	1025	1002	995	986	997
400VA(PF=0.5lagging)	919	850	821	797	797	825	845
400VA(PF=0.5leading)	756	712	687	674	678	690	707
600VA(PF=1)			1454	1334	1305	1283	1282

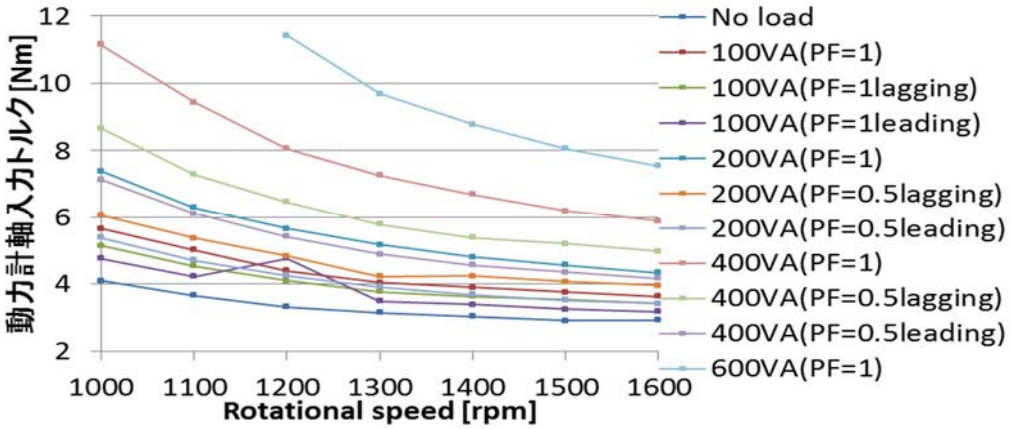

図 4.41　軸入力トルクの負荷・速度特性

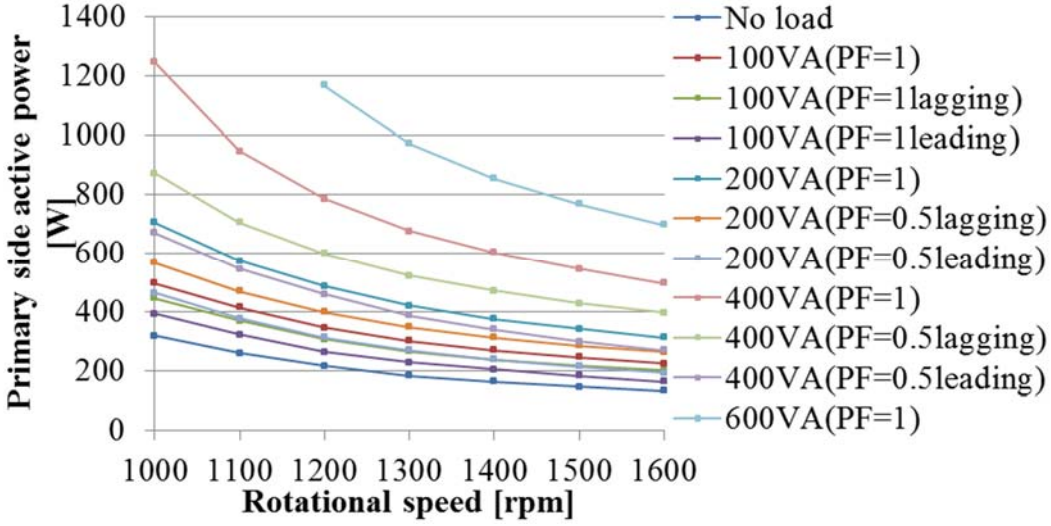

図 4.42　一次側出力有効電力の負荷・速度特性

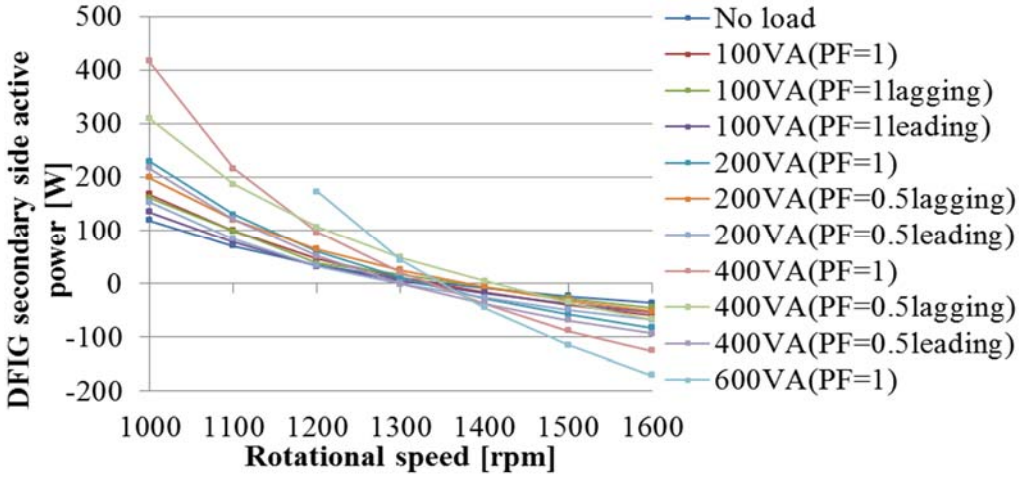

図 4.43　二次側入力有効電力の負荷・速度特性

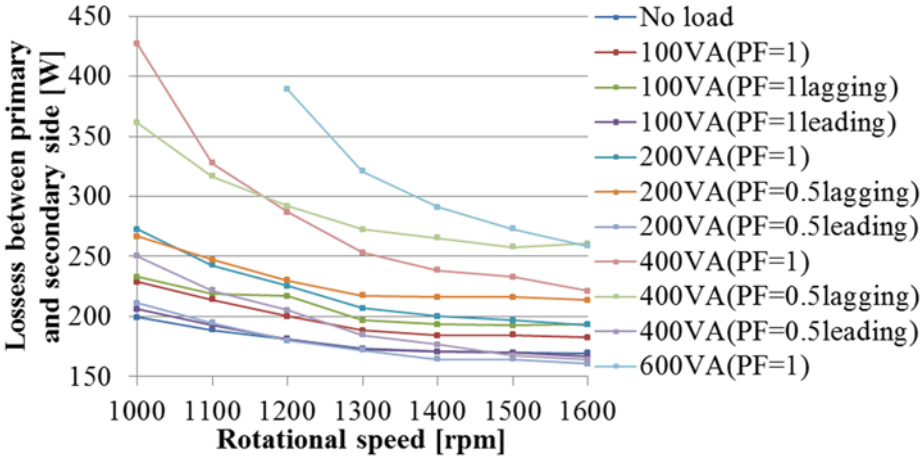

図 4.44　一次側と二次側の間の電力変換に伴う損失の負荷・速度特性

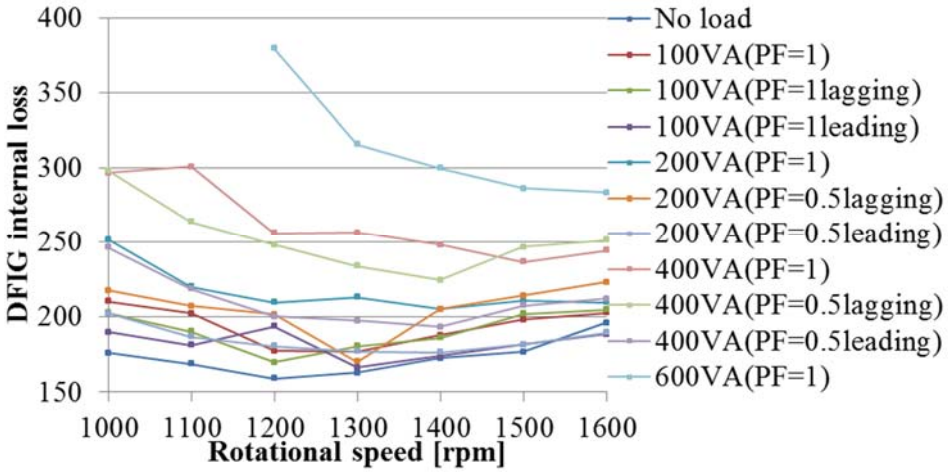

図 4.45　DFIG 内部の損失の負荷・速度特性

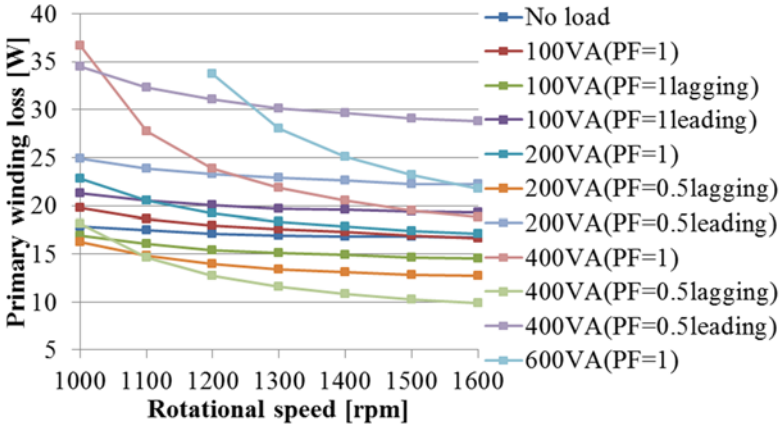

図 4.46　DFIG 固定子巻線での銅損の負荷・速度特性

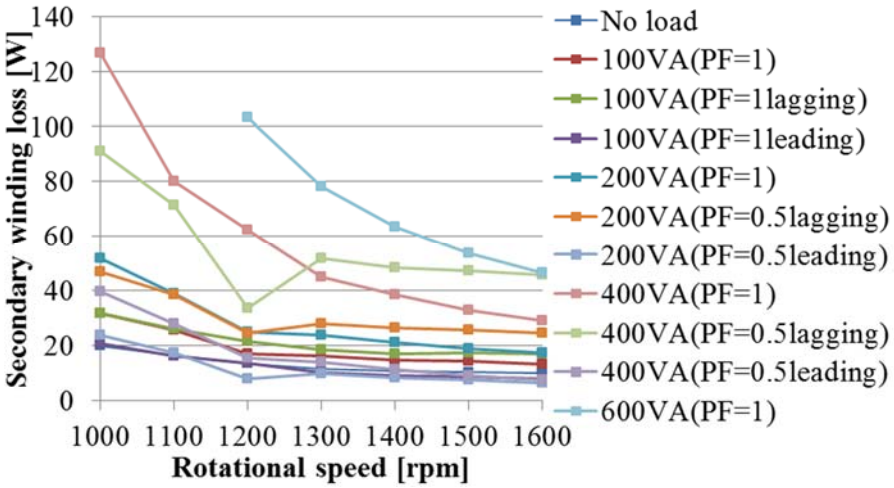

図 4.47　DFIG 回転子巻線での銅損の負荷・速度特性

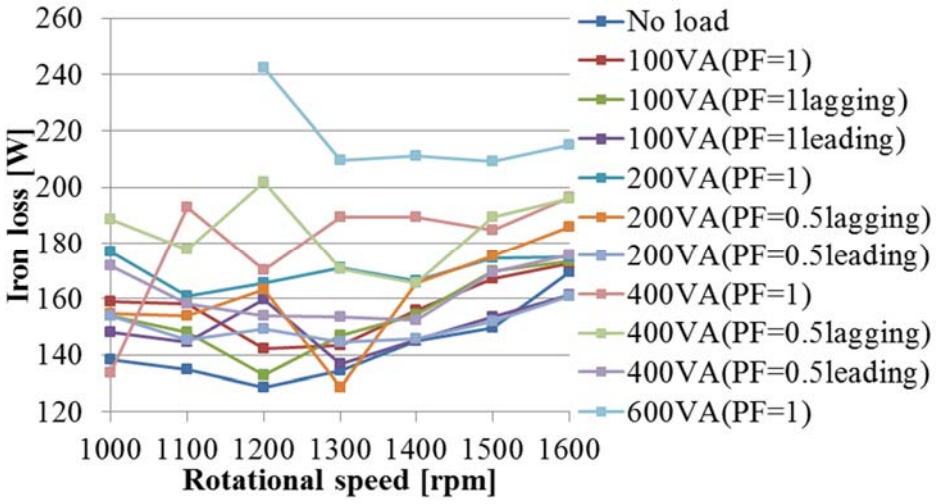

図 4.48　DFIG の鉄損と漂遊負荷損の負荷・速度特性

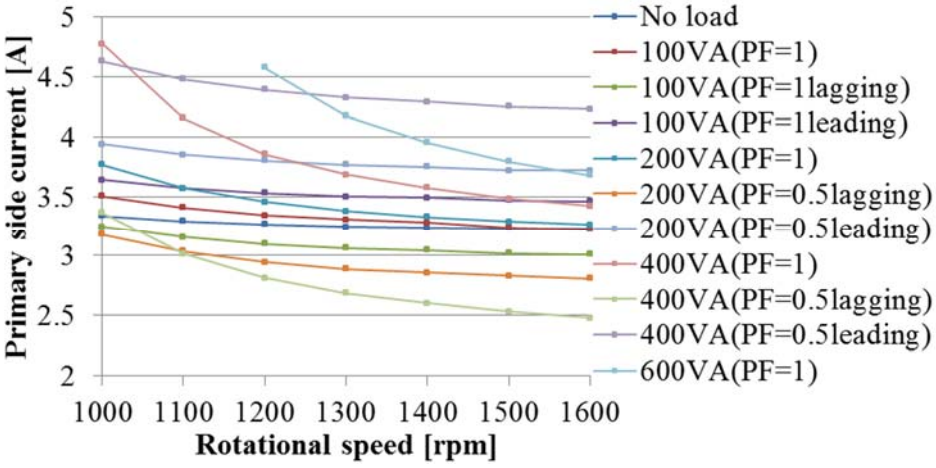

図 4.49　一次側線電流実効値の負荷・速度特性

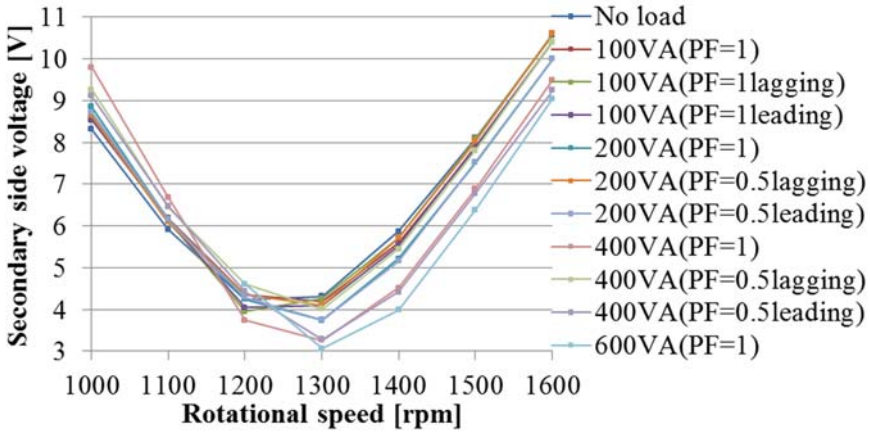

図 4.50　二次側線間電圧実効値の負荷・速度特性

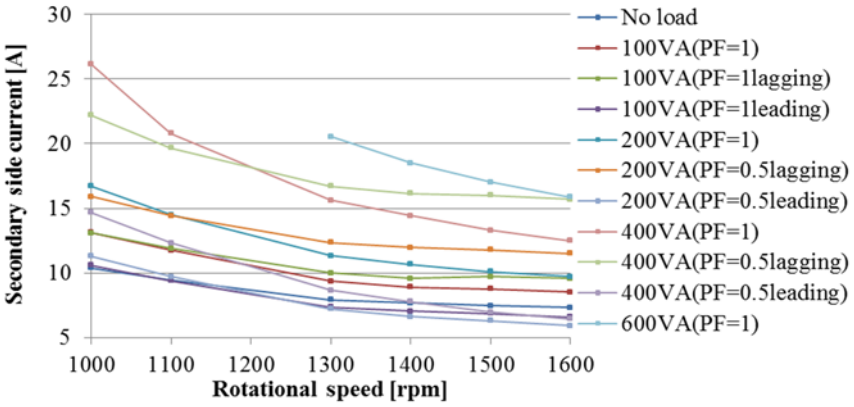

図 4.51　二次側線電流実効値の負荷・速度特性

4.4.4　考察

図 4.40 の動力計の軸入力パワーの速度・負荷特性より負荷の大きさおよびその力率の違いによって軸入力パワーが最小となる回転速度が異なることがわかった。軸入力パワーは負荷に供給される電力と損失の合計である。負荷電力は回転速度に関わらず一定である。一方，損失は速度や負荷によって変化する。損失は大きく 3 つに分けられる。その内訳は

・機械損（図 4.39）

・一次側と二次側の間の電力変換に伴う損失（図 4.44）

・DFIG 内部での損失（図 4.45）

である。DFIG 内部での損失はさらに固定子巻線での銅損（図 4.46），回転子巻線での銅損（図 4.47），そして鉄損および漂遊負荷損（図 4.48）に大きく分けられる。図 4.48 の DFIG の鉄損の負荷・速度特性をみると，ほぼ 130～200 W の範囲に損失が分布している。著者は鉄損の理論値と実際の値との誤差を小さくするために，固定子と回転子でそれぞれ鉄損を求める必要があると考える。このためには固定子鉄心や回転子鉄心の重量や構造，材料特性，また鉄心の磁束密度などの情報が必要になると考える。このため著者は正確な鉄損の算出のためには，回転機の構造や材料に注目して検討しなければならないと考える。

損失は電力変換に伴う損失と DFIG 内部での電気・磁気的損失，そして機械損に分けられる。電力変換に伴う損失において GSC 側での損失は交流線間電圧が高く電流の変動が小さいため銅損がほぼ一定であり，また回転速度に関係なく損失はほぼ一定であった。一方，RSC 側での損失は交流線間電圧が非常に低いため，わずかな二次電力の変化でも電流の大きさが大きく変化し，銅損が大きく変化した。図 4.42 に示すように一次側の有効電力は速度が上昇するに従い減少する。このとき一次側電圧は一定なので一次電流が減少する（図 4.49）。DFIG の等アンペアターン電流の関係 $\boldsymbol{i}_{s_amp}=\boldsymbol{i}_{r_amp}'$ によって，一次電流の減少によって二次電流も減少する（図 4.49 および図 4.51）。このため回転速度上昇と共に RSC で

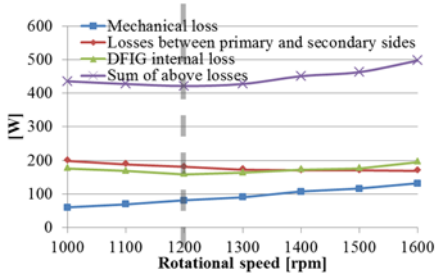

図 4.52　無負荷.

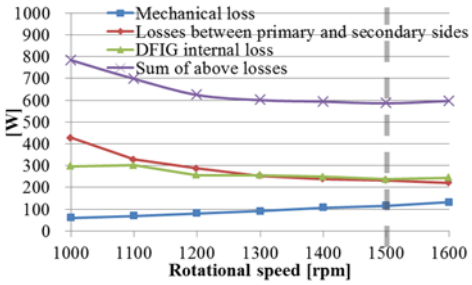

図 4.53　400 VA(PF=1)

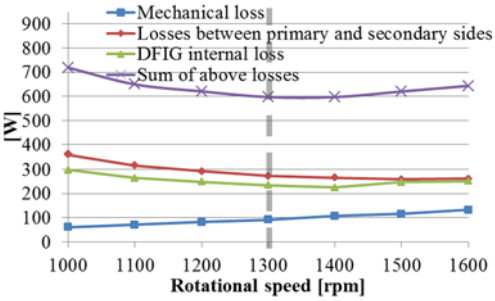

図 4.54　400 VA(PF=0.5lagging)

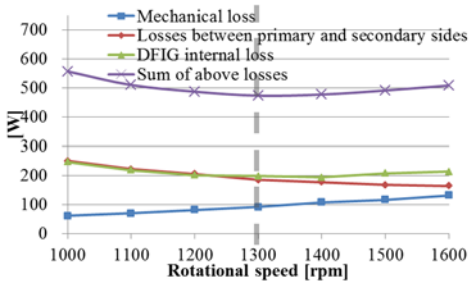

図 4.55　400 VA(PF=0.5leading)

の電力変換に伴う損失および DFIG 内部での銅損は減っていく。反対に，機械損は回転速度上昇に伴って大きくなっていった。今回，機械損は回転速度のおよそ 1.2 乗に比例して増加した。図 4.52 に無負荷時の各損失およびそれらの和の速度特性を示す。回転速度の上昇によって減少する電力変換器での損失と，回転速度の上昇によって増大する機械損の関係から，この場合 1200 rpm でこれらの損失の合計が最小になった。同様に 400 VA（力率 1，遅れ力率 0.5，進み力率 0.5）の場合を図 4.53 から図 4.55 に示す。図中に発電システムの損失が最小となる回転速度を点線で示した。これより負荷の大きさやその力率によって損失が最小となる速度が異なることがわかった。このことから 300 kW 以上の実際の規模の DFIG 発電システムにも負荷に応じて DFIG 発電システムの効率の最も高い運転速度が存在する可能性があることが示唆された。

4.5　結言

本章では自立運転時――GSC を用いた一次励磁と RSC を用いた二次励磁を行う励磁分担制御を用いた――における DFIG を用いた発電システムの定常的なパワーフローおよび損失を理論的解析およびスケールダウンされた実験装置を用いて明らかにした。

はじめに DFIG 内のパワーフローおよび発電システム全体でのパワーフローを定式化した。次に一定回転速度において三相平衡の定インピーダンス負荷への電力供給時における DFIG 一次側と二次側の間の電力変換による損失を実測した。また理論計算も同時に行い実測値と比較し，損失モデルの正確さを検証した。さらに DFIG の回転速度，負荷の大きさそして負荷力率を変えたときのパワーフローを実測し，回転速度を上げると電気的な損失は減少するが機械的な損失は増加していくことが明らかとなった。電気的な損失と機械的な損失の回転速度特性のため，負荷の大きさや負荷力率によって損失が最小となる運転速度が異なることを明らかにした。

参考文献

[1] 金文煥・中村賢亮・大西公平・宮地邦夫：「二次励磁誘導発電機を用いた孤立電源用不規則入力発電システム」，電学論 D. 108, 11, pp1056-1062(1988).

[2] 市田基・高橋理音・村田年昭・田村淳二・木村守・一瀬雅哉・二見基生・井出一正：「交流励磁形同期発電機を用いた風力発電システムの経済性に関する研究」, 電学論 D. 129, 11, pp 1038-1047(2009).

[3] 金尾則一,「二次励磁風力発電モデルの構築」, 北陸電力株式会社技術開発研究所研究開発年報，vol.43, pp.33-37, Jan. 2009.

[4] N. Bianchi, L. Alberti, S. Bolognani, “A Design-Oriented Model of Doubly-Fed Induction Machine”, IEEE Int. Electric Machines & Drives Conf., Niagara Falls, ON, pp.557-562, May 2011.

[5] T. Miller, “Theory of the Doubly-Fed Induction Machine in the Steady State”, 2010 XIX Int. Conf. on Electrical Machines (ICEM), Rome, Italy, pp.1-6, Sept. 2010.

[6] J. Kolar, H. Ertl, F. Zach, “Influence of the Modulation Method on the Conduction and Switching Losses of a PWM Converter System”, IEEE Trans. Ind. Appl. vol.27, no.6, pp.1063-1075, Nov./ Dec. 1991.

[7] J. Rockot, “Losses in High-Power Bipolar Transistors”, IEEE Trans. Power Electron., vol.2, no.1 pp.72-80, Jan. 1987.

[8] D. Chung, S. Sul, “Minimum-Loss Strategy for Three-Phase PWM Rectifier”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol.46, no.3, pp.517-526, Jun. 1999.

[9] Y. Wu, M. Shafi, A. Knight, R. McMahon, “Comparison of the Effects of Continuous and Discontinuous PWM Schemes on Power Losses of Voltage –Sourced Inverters for Induction Motor Drives”, IEEE Trans. Power Electron., vol.26, no.1, pp.182-191, Jan. 2011.

第5章　負荷急変時の特性向上

5.1.　緒言

現状の中型以上のガスエンジン発電システムは自立運転時，ガスエンジンの応答遅れが原因となって負荷追従性の面で課題を持つ。近年，中型以上のガスエンジンでは発電効率の向上および NO_x の排出量の低減のため，希薄燃焼（リーンバーン）を用いて発電効率を高めるとともに，これにバルブタイミングの種類であるミラーサイクルを組み合わせることで平均有効圧を高め，高効率・高出力を実現している。しかしながらこの反面，混合気の燃料が希薄であることに加え，燃焼用空気を排ガスのターボ機構によって過給するため，ターボ機構の回転数上昇までの供給遅れ時間が生じる。このため，ステップ負荷投入によって回転数が許容される回転数以下に低下しないように 1 回あたりの負荷投入量に制約が設けられている。発電効率を上げるほど負荷投入量の制約が厳しくなる傾向があるが，ガバナアクチュエータやガス流量方式の改良，インジェクタによる燃料噴射で負荷投入率を改善する研究が継続されている[1][2]。発電機に同期発電機を用いた場合の負荷投入率は一般に 10～40 %程度である。同期機を用いた場合，回転速度変動が発電電力の周波数変動に直接影響してしまうため，文献[3]の規格で定められており，速度変動率を 10%以内に収めるためにステップ負荷投入量に制約が設けられている。このため，自立運転時に定格負荷を投入するためにはガスエンジンメーカによって決められた負荷投入のタイミングに従って分割して負荷投入をしなければならない。

一方, DFIG を用いた可変速ガスエンジン発電システムでは回転速度の変動にかかわらず電力変換器を用いた二次側電力の周波数制御によって発電電力の周波数を一定に維持できる。このため，規格 [3]の速度変動率に関する制約を受けず，許容されるステップ負荷投入量を従来システムよりも増やすことができる。ステップ負荷投入量の増大によって，大きな負荷急変に対応するために，定常的に必要とされる以上の発電システムの容量を必要としなくなる。このため，発電システムの容量を小型化できることが期待される。また負荷追従性の向上により将来的に負荷変動に加えて再生可能エネルギーの発電電力変動を補償するために使う際にも役立つと期待される。

文献[4]～[7]では DFIG 発電システムの自立運転時のステップ負荷投入および負荷切り離し時の応答の検討をしている。文献[4]ではディーゼルエンジン発電機と風力発電機双方に DFIG を適用した自立系統を扱っている。自立系統の DFIG の制御では固定子鎖交磁束を，回転子電流を制御することによって間接的に固定子電圧の振幅・周波数を一定に制御している。またディーゼルエンジンのモデルを作成し，実験で直流電動機を用いてエンジン模擬を行っている。さらにステップ負荷投入・切り離し，および風力発電電力の変動に対しても自立系統を一定電圧振幅・周波数に維持できたことが実証されている。文献[5]でも同様にディーゼルエンジン発電機に適用された DFIG の固定子磁束を制御することによって間接

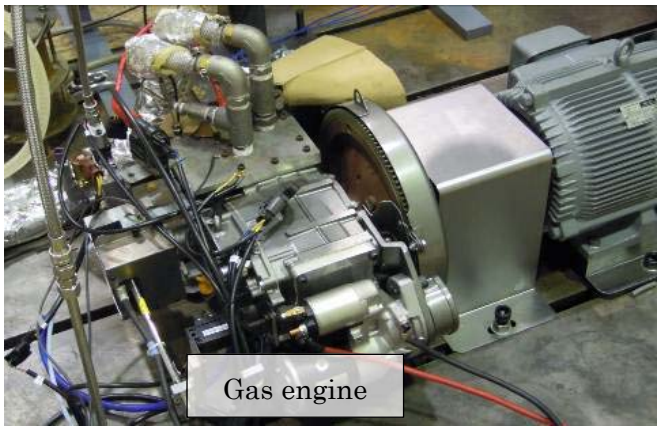

図 5.1　実験で用いたガスエンジン

的に固定子電圧の振幅と周波数を制御する間接固定子磁束オリエンテーションベクトル制御を用いている。また，ディーゼルエンジンの動特性は実測特性に合うように作られた簡単な伝達関数で表現されている。そしてステップ負荷投入に対して定格電圧を維持できたことをコンピュータシミュレーションで示している。文献[6]も同様に DFIG の制御に間接固定子磁束オリエンテーションベクトル制御を用いている。この文献では回転速度は一定の条件のもと，ステップ負荷投入および切り離し時の回転子電流制御応答および固定子電圧制御応答の実験結果を示している。文献[7]では固定子電圧を直接制御する速度センサレス制御を用いている。回転速度をほぼ一定としたときの負荷投入・切り離し時の固定子電圧制御応答を示している。しかしながら，これらの文献では負荷急変時の応答を DFIG の電圧・電流制御応答の観点からのみ論じており，エンジンの観点も含めた発電システム全体の過渡特性は論じられていなかった。またステップ状に負荷が変動した時の発電システムの運転継続性については論じられていなかった。

本章ではステップ負荷投入および切り離し時のガスエンジン発電システムの運転継続性を調べるためにガスエンジン実機を用いて実験を行った。実験結果からガスエンジン発電システムがステップ負荷投入後に運転継続できない場合の原因がガスエンジンに出力限界以上の負荷がかかる，もしくは RSC の過電流であることを明らかにした。またステップ負荷切り離しについても検討をすすめた。さらに可変速運転できる利点を使ってあらかじめ回転速度を高めておけば，同期機を用いた従来システムより負荷投入率を増やし，負荷追従性が向上することを確かめた。

5.2.　　実験による負荷急変時の応答の測定

実験で用いたガスエンジン実機の外観を図 5.1 に示す。このガスエンジンは，元はヤンマー製のディーゼルエンジン（NFAD6）であったが，本実験のためにガスエンジンに改造されたものである。実験ではガスエンジンの回転速度指令値を 1000～1600 rpm の範囲で 100 rpm 刻みに変化させた。またステップ負荷変動量としてとして 100 W，200 W，400 W，600 W の 4 パターンを用いた。負荷には図 5.2 に示す総合負荷装置 3UL-200-6（山菱

図 5.2　総合負荷装置 3UL-200-6

電機）を用いた。

5.2.1　ステップ負荷投入時の応答

本節ではステップ負荷投入時の発電システムの応答波形を示す。ここではステップ負荷を投入できなかった場合と，できた場合の 2 例を示す。なお負荷投入前は負荷が何も接続されていない。

図 5.3 にガスエンジンの回転速度指令値を 1300 rpm とし，400 W のステップ負荷を投入した場合の実験結果を示す。負荷投入はおよそ時刻 2 秒で行われた。図 5.3 (f) に示すように負荷投入後のガスエンジンのトルク応答が負荷増大より遅れるため DFIG の回転速度が下がっていく。この結果 DFIG の回転速度が低下し，図 5.3 (c) の RSC の出力電流が増える。回転速度の低下によって RSC の出力電流が増える理由は DFIG 一次側から二次側の電力変換器へ流れる有効電力が増え，さらに変換器での損失も増えるからである。このことは図 5.3 (g) に示す一次側から直流リンク部へ向かって流れる有効電流，すなわち GSC の d 軸出力電流が速度低下に伴って増大していることからも読み取ることができる。そして DFIG の回転速度が 950 rpm 付近まで下がったときに RSC で使用するインテリジェントパワーモジュール（三菱電機 PM75RSD060）からの過電流信号でゲートブロックしてしまう。このとき，RSC の出力電流のピーク値は 40 A になり，すべりは 0.21 になる。また GSC の d 軸出力電流は 5 A になり，この値は 1 kW の有効電力が DFIG 一次側から直流リンク部に流れていることに相当する。この電力は DFIG 二次電力および電力変換部分での損失になっている。RSC のトリップ後，DFIG は励磁源を失うことになり，図 5.3 (a) に示す一次電圧が 0 へ減衰していく。この結果，400 W のステップ負荷投入後，発電システムは運転を継続できなかった。

一方，ガスエンジンの回転速度指令値を 1400 rpm に高めて時刻 1.5 秒付近で 400 W のステップ負荷を投入した場合の実験結果を図 5.4 に示す。この場合，発電システムは負荷

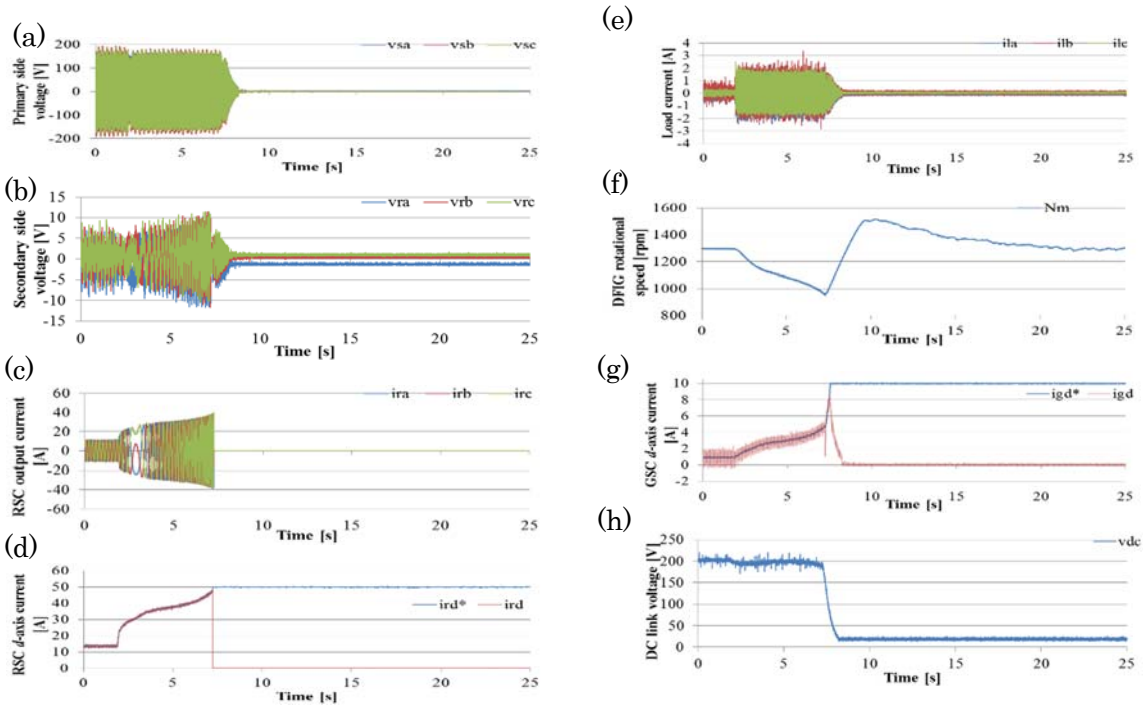

図 5.3　回転速度指令値を 1300 rpm として 400W のステップ負荷を投入した時の波形，(a)一次相電圧，(b)二次相電圧，(c)RSC 出力電流，(d)RSC の d 軸出力電流 i_{rd} とその指令値 i_{rd}^*，(e)負荷電流，(f)DFIG 回転速度，(g)GSC の d 軸出力電流 i_{gd} とその指令値 i_{gd}^*，(h)直流リンク電圧.

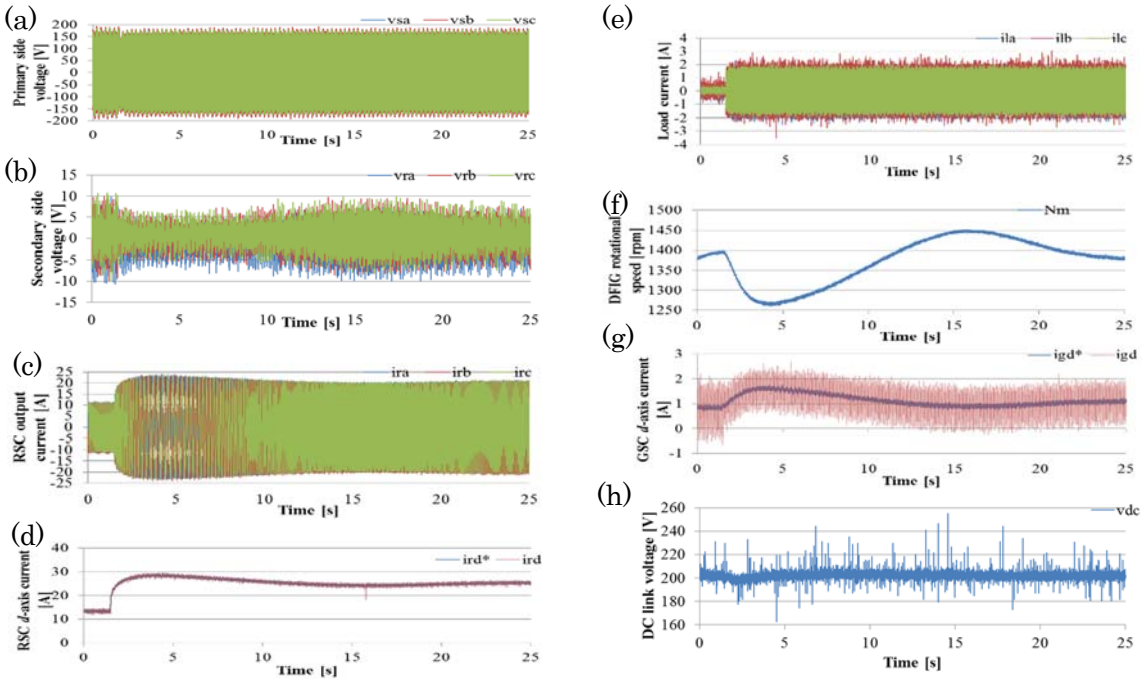

図 5.4　回転速度指令値を 1400 rpm として 400W のステップ負荷を投入した時の波形，(a)一次相電圧，(b)二次相電圧，(c)RSC 出力電流，(d)RSC の d 軸出力電流 i_{rd} とその指令値 i_{rd}^*，(e)負荷電流，(f)DFIG 回転速度，(g)GSC の d 軸出力電流 i_{gd} とその指令値 i_{gd}^*，(h)直流リンク電圧.

投入後も運転を継続できていることがわかる。図 5.4 (f) より負荷投入後の最低速度はおよそ 1260 rpm になった。このように速度低下を止めることができた理由は，回転速度指令値が前の実験条件よりも高いため，負荷トルクが前の条件よりも小さく，さらにガスエンジンおよび発電機の回転体の慣性エネルギーが，ガスエンジンが応答するまでの間に必要なエネルギーを補うことができたからである。負荷投入後の回転速度の低下を抑制することができたため，RSC が過電流にならず DFIG は励磁源を失うことなく運転継続することができた。

5.2.2　ステップ負荷切り離し時の応答

本節では負荷切り離し時の発電システムの応答波形を示す。ここでは前節の条件とは反対に負荷がすでに接続された状態から切り離し，無負荷になった場合の 2 例を示す。

接続された負荷の大きさが 400 W，回転速度が 1300 rpm のときの負荷切り離し時の応答を図 5.5 に示す。図 5.5 (f) に示すように負荷切り離し前は指令値通り 1300 rpm で回転していたが，負荷切り離し後，一時的にガスエンジン速度が 1430 rpm まで上昇した。このためすべりが増大し，図 5.5 (b) に示すように二次誘起電圧が上昇した。図 5.5 (c) より負荷切り離し前は RSC の出力電流が実効値で 15.6 A 程度であったが，切り離し後は実効値で 7.1 A 程度になった。また負荷切り離し後，一時的に回転速度が急上昇するが，このような速度変動にかかわらず負荷切り離し後の RSC の出力電流の大きさがほとんど変わらなかった。この理由として負荷切り離し後の無負荷状態では DFIG 二次側電力が小さく，速度変動による二次側電力の変動も小さいため RSC の出力電流の大きさがほとんど変わらなかったからと考える。図 5.5 (g) より，GSC の d 軸電流 i_{gd} は負荷切り離し後に 1.5 A から 1.0 A に減少したことがわかる。すなわち，一次側から直流リンク部分に流れる有効電力が減少した。さらに図 5.5 (h) に示すように負荷切り離し時に直流リンク電圧が一時的に 210 V 程度まで上昇した。この理由は GSC の d 軸電流 i_{gd} による直流リンク電圧制御の制御遅れのためである。図 5.5 (a) から負荷切り離し後も DFIG の固定子端子に一定の定格電圧を維持できた。すなわち，発電システムが運転を継続することができた。

次に負荷接続量が 400 W，回転速度指令値が 1400 rpm のときの負荷切り離し時の応答を図 5.6 に示す。図 5.6 (f) に示すように負荷切り離し前は指令値通り 1400 rpm で回転していたが，負荷切り離し後，一時的にガスエンジン速度が 1510 rpm 程度まで上昇した。回転速度指令値が 1400 rpm のときの方が 1300 rpm のときより速度上昇幅が小さい理由は慣性エネルギーが回転速度の 2 乗に比例するため，速度の高い方が少ない速度上昇幅で大きな慣性エネルギーの増大として吸収できるからである。図 5.6 (g) より，i_{gd} は負荷切り離しによって 1.1 A から 0.9 A に減少している。すなわち前の測定結果よりも小さくなっている。この理由は速度が高いため二次電力が負荷切り離し前から小さいからである。また，二次電力が小さいため図 5.6 (h) に示すように GSC の d 軸電流による直流リンク電圧制御が遅れても，直流リンク電圧の変動はわずかである。図 5.6 より回転速度指令値が 1400 rpm の場合も 400 W 負荷切り離し後，発電システムが運転を継続できることを明らかにした。

これらの結果から負荷切り離し時は発電システムが運転を継続できることが明らかとなった。しかしながら負荷切り離し後にガスエンジン速度が急上昇し，二次側誘起電圧の上昇を引き起こすことがわかった。したがって DFIG の巻数比が小さく回転速度指令値が可変速範囲の上限近くに設定されている場合，負荷切り離しによる速度上昇によって二次側に高い電圧が誘起される可能性がある。そして RSC の出力電圧の不足から RSC の電流制御が不能になる可能性がある。

本節で示した実験結果と紙面の都合で割愛した結果から，使用した実験機の場合，負荷切り離しに関して問題なく行うことができることが明らかとなった。したがって 5.4 節のコンピュータシミュレーションによるステップ負荷変動の検討では負荷投入時のみを扱う。

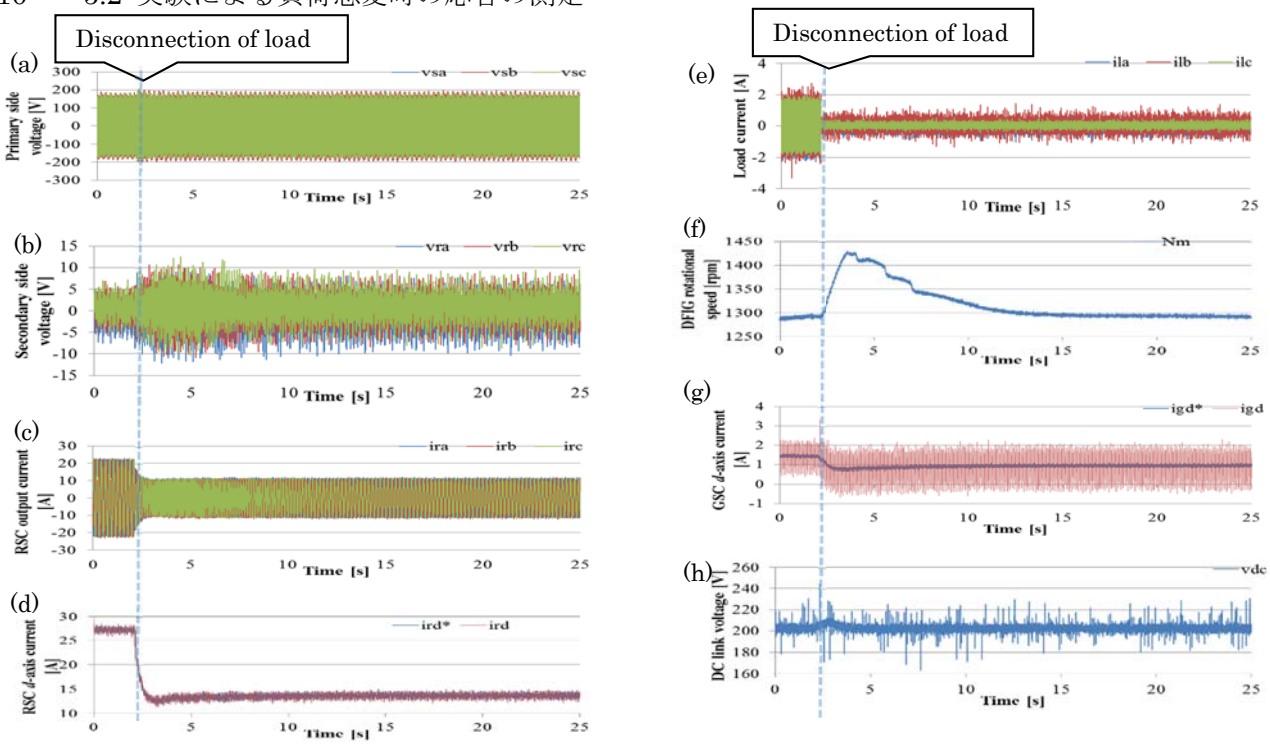

図 5.5　回転速度指令値を 1300 rpm として 400W のステップ負荷を切り離した時の波形，(a)一次相電圧，(b)二次相電圧，(c)RSC 出力電流，(d)RSC の d 軸出力電流 i_{rd} とその指令値 i_{rd}^*，(e)負荷電流，(f)DFIG 回転速度，(g)GSC の d 軸出力電流 i_{gd} とその指令値 i_{gd}^*，(h)直流リンク電圧.

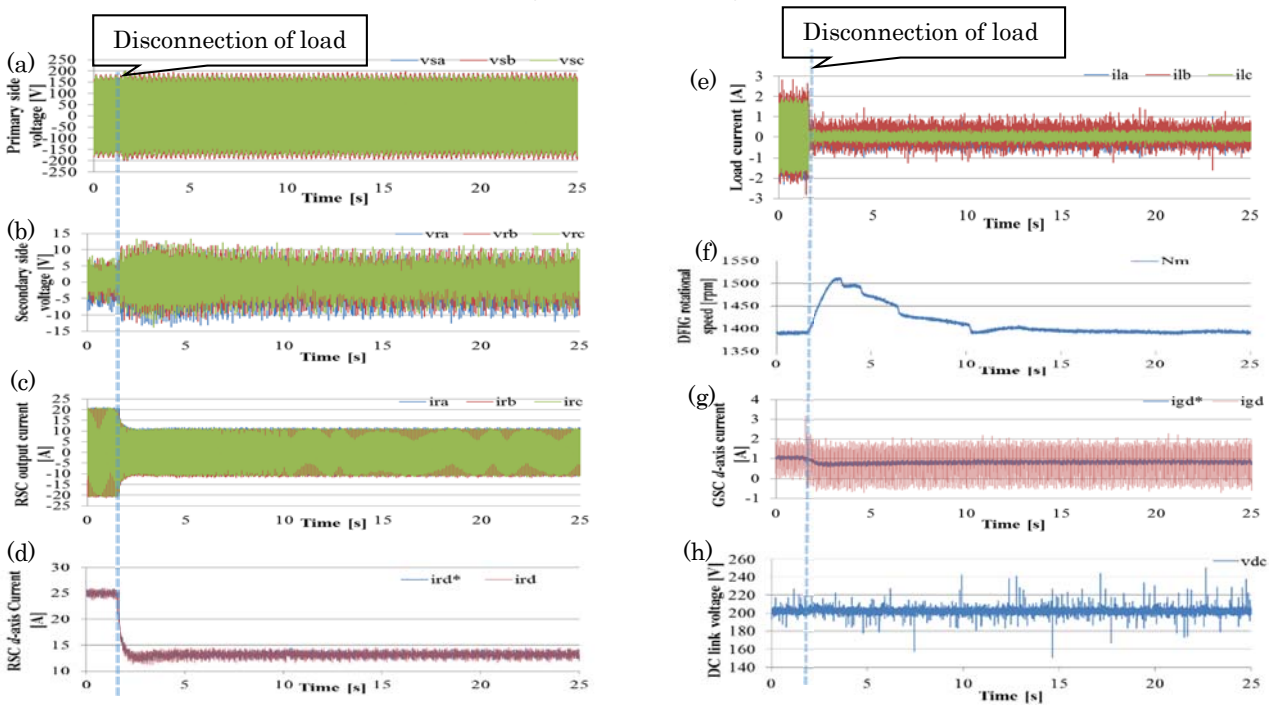

図 5.6　回転速度指令値を 1400 rpm として 400W のステップ負荷を切り離した時の波形，(a)一次相電圧，(b)二次相電圧，(c)RSC 出力電流，(d)RSC の d 軸出力電流 i_{rd} とその指令値 i_{rd}^*，(e)負荷電流，(f)DFIG 回転速度，(g)GSC の d 軸出力電流 i_{gd} とその指令値 i_{gd}^*，(h)直流リンク電圧.

5.3.　ステップ負荷投入時の運転継続能力

表 5.1 はステップ負荷投入時の運転継続能力を示す。ステップ負荷投入量を縦軸に示す。負荷力率は 1 である。また横軸は回転速度指令値である。負荷投入後の発電システムの振る舞いは 4 つに分けられる。それぞれの振る舞いは次の記号で表される。

○：ステップ負荷投入後も運転継続

△：ステップ負荷投入は速度低下による RSC の過電流トリップによって運転継続できない。しかし段階的に分割して負荷投入し速度低下を抑えながら負荷投入すれば負荷投入後の運転継続可能

□：負荷投入によってガスエンジンにガスエンジンの最大出力トルクを超える負荷がかかり，運転継続不可能

×：負荷投入によってガスエンジンにガスエンジンの最大出力トルクを超える負荷がかかり運転継続不能。さらに段階的に分割して負荷投入しても RSC の過電流が発生し運転継続不能

この測定結果から，回転速度指令値が高くなるほど，より大きなステップ負荷でも運転継続できることが確かめられた。ステップ負荷投入後に運転継続できない原因はガスエンジンに出力限界以上の負荷がかかる，もしくは RSC の過電流である。負荷投入によって RSC の過電流が発生するタイミングについて，回転速度指令値で回転している場合と負荷投入後の速度低下後の最低速度時に発生する 2 つのケースに分けられ，それぞれ□と△で表す。負荷接続量が同じであれば，回転速度が高いほど RSC の出力電流は小さくなる。なぜなら回転速度が高くなれば，DFIG 一次側から二次側へ流れる有効電力が減少し，ついには流れる向きが反転するからである。□で示した運転継続できないケースはたとえ負荷投入後に RSC が過電流トリップしなくても，ガスエンジンが負荷トルクを供給できない場合である。一方，△で示したステップ負荷投入後の速度低下によって RSC が過電流で停止する場合，ガスエンジンの出力トルク応答が速くなれば速度低下幅を小さくでき，負荷投入後も運転継続できるようになる可能性がある。□と△のいずれの場合も，回転速度指令値を高くすれば RSC の過電流を避け，ガスエンジンが負荷トルクを供給できる可能性がある。すなわち，可変速運転できる利点を生かして回転速度指令値を高めておけば，運転継続可能なステップ負荷投入量を増大できることが示された。運転継続性能を高めるその他の方法として，回転軸上にフライホイールを設ければ慣性エネルギーが増大するため，負荷投入による速度

表 5.1　ステップ負荷投入時の運転継続能力

	Reference of the rotational speed [rpm]						
The amount of applied load	1000	1100	1200	1300	1400	1500	1600
100 W	○	○	○	○	○	○	○
200 W	△	○	○	○	○	○	○
400 W	□	□	□	△	○	○	○
600 W	×	×	□	□	□	□	○

低下幅が小さくなり速度低下で運転継続できない△印の条件でも運転継続できるようになると期待される。ただしフライホイールを設けることによって機械損が増大し，また運転速度変更時の応答速度が下がってしまうことも課題である。

5.4.　シミュレーションによるステップ負荷投入時の応答の模擬

本節では前節までの実験結果をもとに簡易なガスエンジンモデルを作成し，ステップ負荷投入時の挙動をコンピュータシミュレーションを用いて調べた。

5.4.1　ガスエンジンシミュレーションモデル

モデリングには主に２つの手法がある[8]。１つはシステム同定，そしてもう１つは物理的モデリングである。システム同定とは入力と出力の関係のみに着目し，その間の伝達関数はさまざまな入力に対する出力に合うようにフィッティングされるモデリング手法である。基本的にコンピュータを用いてフィッティングを行う。一方，物理の原理に基づいた物理モデルの手法ではシステムの各物理的特性と対応した数学的表現を行ってモデリングする。物理モデリングを行ったエンジンモデルの例として文献[4][5][9]でディーゼルエンジンについて行っている。ガスエンジンとディーゼルエンジンは燃料を機械的動力に変える原理が変わらないため，先行文献のディーゼルエンジンと同様にガスエンジンをモデリングしても問題ないと著者は考える。

ガスエンジンはエネルギー変換部分と機械部分に分けられる。エネルギー変換モデルは燃焼モデルとも呼ばれる。一方，機械モデルはガバナモデルと呼ばれる。ガバナモデルでは指令速度と実際の速度との誤差を使って PID 制御器が燃料流量率 f_{g} を出力する。一方，燃焼モデルでは燃料が機械軸トルクに変えられる。燃焼過程の熱力学的現象は非常に複雑である。しかしながらガスエンジンの動的応答を再現するだけであれば燃焼モデルの本質的な特徴は次の簡易な伝達関数で十分表すことができる。

$$T_{\mathrm{d}} = K_{\mathrm{g}} \frac{e^{-\tau_{\mathrm{d}} s}}{1+\tau_{\mathrm{c}} s} f_{\mathrm{g}} . \tag{5.1}$$

ただし T_{d} は平均軸トルク，K_{g} はゲイン，τ_{d} は燃焼の遅れ時間，そして τ_{c} はガバナと燃焼過程の動特性を表した時定数を表す。PID 制御器は次の形で表される。

$$G_{\mathrm{PID}} = K_1 \frac{(1+sT_2)(1+sT_3)}{sT_1} . \tag{5.2}$$

PID 制御器とガスエンジンのブロック線図を図 5.7 に示す。

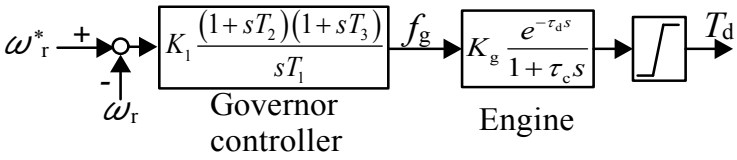

図 5.7　PID 制御器とガスエンジンのブロック線図

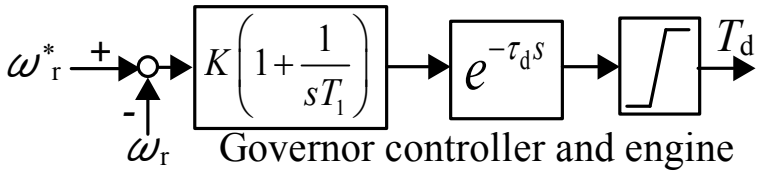

図 5.8　PID 制御器とガスエンジンのブロック線図

いま T_3 を τ_c と等しくなるように調節し，T_1 を T_2 と等しくなるように設定することによって伝達関数を簡単化すると，開ループ伝達関数 G_{ol} は次のようになる。

$$G_{ol} = K\left(1+\frac{1}{sT_1}\right)e^{-\tau_d s}. \tag{5.3}$$

ただし K は K_1 と K_g の積である。したがって図 5.7 に示すブロック線図は図 5.8 のように簡略化される。以降では図 5.8 に示すモデルを用いていく。

このモデルのパラメータを，図 5.4 (f) に示す実験結果を参照しながら調節した。すべての値は単位量である。ステップ負荷投入後の速度減少率を参照し，慣性角モーメントを 5 秒と見積もった。その他のパラメータは実際の負荷投入応答波形に合うように試行錯誤で調節した。その結果，パラメータを次のように決めた。

τ_d: 40 ms

K: 2.1

T_1: 3.15

本研究ではガスエンジンの最大出力トルクは 1.2 pu（10.5 Nm）とした。したがって図 5.7 と図 5.8 の出力手前にリミッタが設けられている。

5.4.2　ステップ負荷の投入

シミュレーションでの発電システム構成やパラメータは実験システムと同じになるようにした。実験結果とシミュレーション結果の動特性が一致するように DFIG 一次側に並列に 2 kΩ の抵抗を Y 接続した。ここでの損失は発電システムの定常損の一部に対応する。

5.2.1 節で示した条件と同じ条件でシミュレーションを行い，実験結果との比較を行った。図 5.9 に回転速度指令値を 1300 rpm として 400 W の負荷をステップ状に投入したシミュレーション結果を示す。また図 5.10 に回転速度指令値を 1400 rpm として 400 W のステップ負荷を投入した場合のシミュレーション結果を示す。コンピュータシミュレーションでは，実験では測定することが難しいエンジンの出力や DFIG の負荷トルクを得ることができるため，エンジンの動特性も含めたステップ負荷投入時の挙動の考察を行った。

図 5.9 に示すように指令速度が 1300 rpm の場合，シミュレーションでも実験と同様に発電システムは負荷投入後運転を継続することができなかった。図 5.9 (e) に示す負荷トルクが負荷投入によってステップ状に増加している。これに対して図 5.9 (d) に示すエンジントルクは急激に増加できない。そのため図 5.9 (c) に示す回転速度が下がっていく。回転速

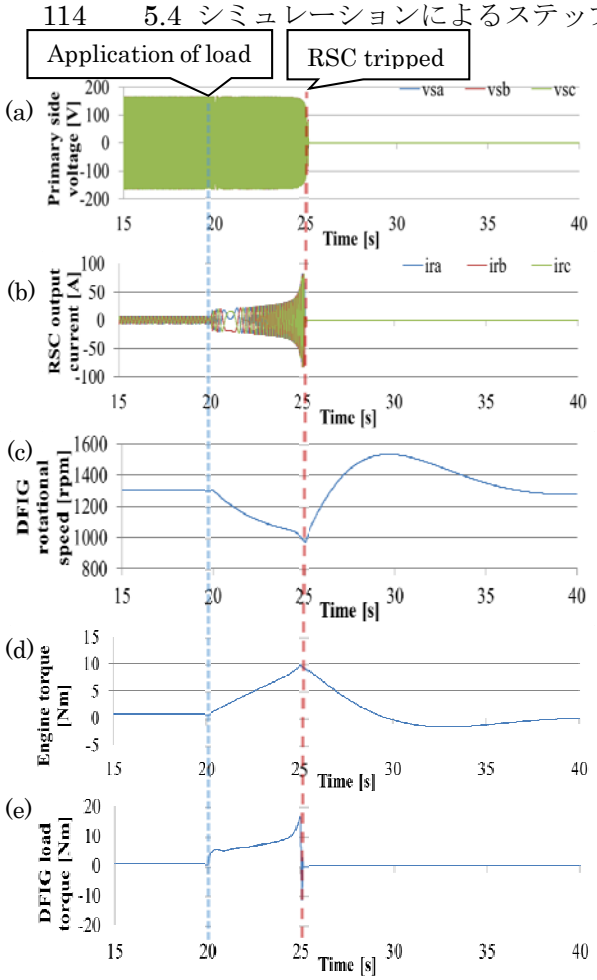

図 5.9　回転速度指令値を 1300 rpm とし 400 W のステップ負荷投入時のシミュレーション結果，(a) 一次相電圧，(b) RSC 出力電流，(c) DFIG 回転速度，(d) エンジントルク，(e) DFIG 負荷トルク．

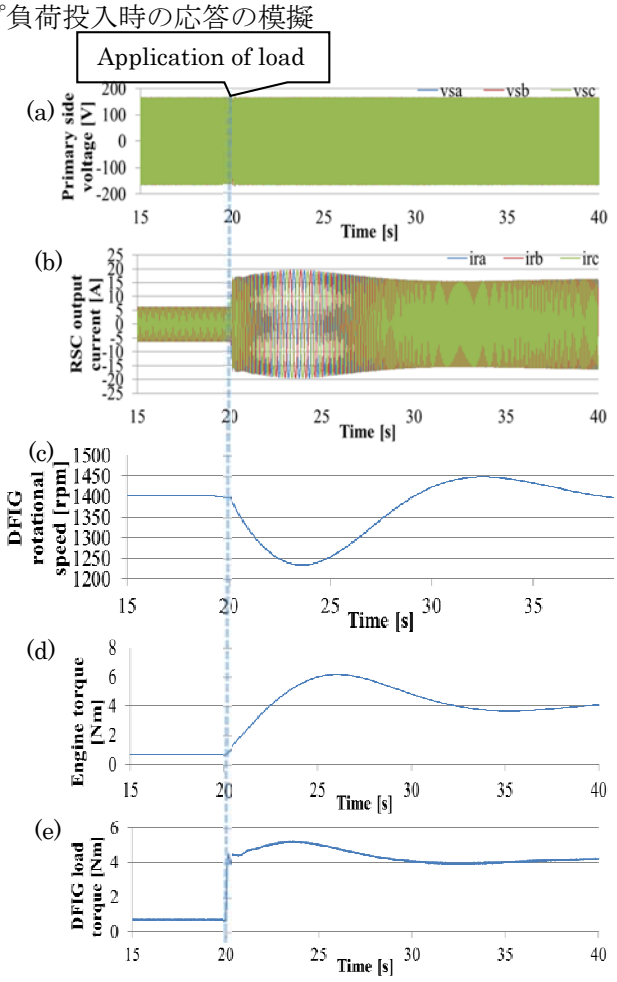

図 5.10　回転速度指令値を 1400 rpm とし 400 W のステップ負荷投入時のシミュレーション結果，(a) 一次相電圧，(b) RSC 出力電流，(c) DFIG 回転速度，(d) エンジントルク，(e) DFIG 負荷トルク．

度が下がると一次側から二次側へ流れる有効電力が増大し，電力変換などによる損失が増大する。したがって図 5.9 (b) に示す RSC 出力電流が増大していく。 シミュレーションでは RSC の電流が 80 A 程度を超えると電流制限がかかるようにした。このため，シミュレーションでは最大 80 A 程度流れている。一方，速度低下による損失増大で図 5.9 (e) の DFIG の負荷トルクが急増し，負荷トルクがエンジンの出力トルク最大値（10.5 Nm）を超えてしまう。これによってガスエンジンは速度の回復ができなくなった。また二次電流の急増によって RSC の出力電流が上限に達し，一次電圧制御ができなくなった。これによって DFIG は励磁源を失い，電力の供給が止まってしまった。

一方，回転速度指令値が 1400 rpm のとき，図 5.10 に示すように発電システムは 400 W のステップ負荷投入後も運転を継続できていることがわかる。図 5.10 (d) に示すエンジン出力トルクは図 5.10 (c) に示す回転速度が下がりすぎないように出力できた。この理由は回転速度指令値が前のシミュレーション条件よりも高く，慣性エネルギーがエンジンが応答するまでのエネルギーの供給を補ったためである。これに加えて，前のシミュレーション

よりも負荷トルクの値が小さくなるため，エンジンが応答できたと考えられる。回転速度が下げ止まったことで RSC が過電流とならず継続して動作し，DFIG が励磁源を失わなかった。ただし図 5.10(d)に示す出力トルクより，ステップ負荷に対しては過渡的なトルクが定常状態で必要なトルクの 1.5 倍程度になっている。これよりステップ負荷投入にはガスエンジン容量に対して余裕をみて行う必要がある。

このようなステップ負荷投入時に大きな過渡トルクが必要とされることに対して，電力貯蔵装置を用いて過渡的な最大トルクを抑えることが提案されている[10]。ただし，文献[10]では一次側電圧の大きさの変化によって電力貯蔵装置の充放電量が制御されるため，高品質の電圧が要求される日本の非常用発電システムの規格を満たさないと考えられる。電力貯蔵装置を用いて最大過渡トルクを抑えることはエンジンの容量低減にもつながるため，著者は電力貯蔵装置と組み合わせた研究が必要であると考える。

5.5.　考察

本研究で用いる DFIG は巻数比が 6.38 と小型の実験機としては大きく，二次誘起電圧が小さい。一方，二次電流は非常に大きくなっている。このため，負荷接続時は RSC の出力電流が大きくなってしまうことが問題であった。一方, RSC の出力電圧は問題でなかった。DFIG の巻数比が小さい場合は RSC の出力電流は小さくなり，負荷投入時に二次電流が問題とならないと考えられる。しかし，一方では二次側誘起電圧が大きくなるため，RSC の出力電圧不足で電流制御ができなくなる可能性がある。本研究で用いた DFIG では二次電流が大きいため非常に大きな損失が発生している。したがって DFIG の巻数比を適切に小さく設計し，二次電流を抑えて損失を減らすことが望まれる。

5.6.　結言

本章ではガスエンジン実機を用いた DFIG 発電システムの自立運転時にステップ負荷投入および切り離しをしたときの許容されるステップ負荷変化量の増大を検討した。負荷切り離しに関しては切り離し後も運転継続できることが明らかとなった。一方，ステップ負荷投入に関しては負荷投入後運転を継続できなかった場合があった。その原因の一つとして，ガスエンジンの応答遅れによる速度低下で二次電流が増大し，RSC が過電流リミットのため停止し，その結果 DFIG が励磁源を失って発電停止してしまうことである。負荷投入後の運転継続性を高めるため，可変速発電システムの利点を生かして回転速度を高めた状態で負荷投入すればよいことがわかった。これによって，許容される最大ステップ負荷投入量を増大できる。またガスエンジン模擬を導入したコンピュータシミュレーションでのステップ負荷投入のシミュレーション結果から，ステップ負荷投入時はガスエンジンに過渡的に定常的なトルクよりも大きな出力トルクが必要であることが示された。本研究で用いた DFIG では二次電流が大きい設計のため，非常に大きな損失が生じた。したがって，DFIG の巻数比を小さくし，二次電流を抑えて損失を減らすことが重要である。

参考文献

[1] 伊藤俊之，「ガスエンジンの運転安定性向上に資する電力貯蔵の効果的な組み合わせおよび制御方法に関する研究」，博士論文，早稲田大学大学院，2012.

[2] 伊藤俊之，渡邊崇範，毛内俊晴，仁井真介，「ガスエンジンと蓄電池の協調制御による自立運転性能改善および瞬時電圧低下対策」，電気設備学会誌，pp.318-325，vol.30，Apr. 2010.

[3] 日本電機工業会規格「JEM 1354　エンジン駆動陸用同期発電機」，2003.

[4] R. Pena, R. Cardenas, J. Proboste, J. Clare, G. Asher, “Wind-diesel Generation Using Doubly Fed Induction Machines”, IEEE Trans. Energy Convers., vol.23 no.1 pp.202-214, 2008.

[5] D. Wang, C. Nayer, C. Wang, “Modeling of Stand-alone Variable Speed Diesel Generator Using Doubly-fed Induction Generator”, 2nd IEEE Symp. Power Electronics for Distributed Generation Systems, Hefei, China, pp.1-6, 2010.

[6] D. Forchetti, G. Garcia, M. Valla, “Vector Control Strategy for a Doubly-fed Stand-alone Induction Generator”, 28th IEEE IECON, Sevilla, Spain, pp.991-995, 2002.

[7] G. Iwanski, W. Koczara, “Sensorless Stand Alone Variable Speed System for Distributed Generation”, 35th Annu. Power Electronics Specialists Conf., Aachen, Germany, pp.1915-1921, 2004.

[8] L. Umanand, “Power Electronics Essentials and Applications”, Wiley India Pvt Ltd, 2009.

[9] K. Uhlen, “Modeling and Robust Control of Autonomous Hybrid Power Systems”, Doctoral Dissertation, The Norwegian Institute of Technology, 1994.

[10] G. Iwanski, T. Luszczyk, P. Pura, M. Szypulski, “Standalone DFIG based Power System Supported by Energy Storage or Auxiliary Power Unit”, 2013 8th Int. Conf. and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), Monte Carlo, Monaco, pp.1-6, Mar. 2013.

第6章　実規模発電システムに向けた検討

6.1　緒言

ここまでの章では定格出力を 1.1 kW とした DFIG を用いて実験および測定を行ってきた。しかしながら，この DFIG では DFIG の仕様と DFIG 二次側の電力変換器の仕様が適合していなかったため，一般に必要とされる容量よりも大きな電力変換器が必要であり，さらに損失が著しく大きくなるといった問題があった（第 4 章参照）。このため定格負荷を接続できない問題や発電システムの効率が非常に低く，実用的な規模の発電システムを想定した，スケールダウンされた実験装置としては不十分であった。そこで本章では損失を小さくし，同時に必要とされる電力変換器の容量を小さくし，定格出力が 1 MW クラスの実規模の中型ガスエンジン発電システムの開発に資することを目的として，定格出力を 10 kW とする DFIG の設計・試作を行った。10 kW と設定した理由は，大学の研究室で汎用品を用いて扱うことのできる容量であり，さらに発電システムの製作にかかるコストが現状の研究段階として妥当であったからである。

設計・製作にあたっては大阪ガス（株）と西芝電機（株）の協力を得た。この検討の中で筆者は電力変換部分およびそれらを考慮した DFIG パラメータへの要求仕様を決めた。

6.2　DFIG に要求される仕様と発電システム設計

DFIG 発電システムの仕様および可変速範囲等について検討を行い，システム設計を行った。設計フローを図 6.1 に示す。なお自立運転および系統連系運転のどちらも可能な発電システムを設計する。実用化されている分散電源のシステムの構成について文献[1]に具体例が示されており，発電システム設計の参考にした。

6.2.1　10 kW 実験機の場合

実規模システム（定格出力を 1 MW クラスとする発電システム）に対して 100 分の 1 にスケールダウンした試験機の要求仕様を示す。

- ガスエンジンの定格出力：10 kW（同期速度 1200 rpm 回転時）
- ガスエンジンの定格回転速度：1200 rpm
- 発電機の定格出力：10 kW
- 発電機の定格一次電圧：200 V
- 定格周波数：60 Hz
- 発電機の極数：6
- 可変速範囲：1000～1700 rpm（すべりでは 0.167～ -0.417 に対応。百分率では 16.7 %～ -41.7 %）

ガスエンジンの可変速範囲について，DFIG が同期速度以上の高回転速度領域では効率が向上することから，同期速度以上での可変速範囲を広くとっている。また実際に作成した実験機での銘板の定格出力 10 kW の意味は，一次側に 200 V を印加し，二次側を短絡した状

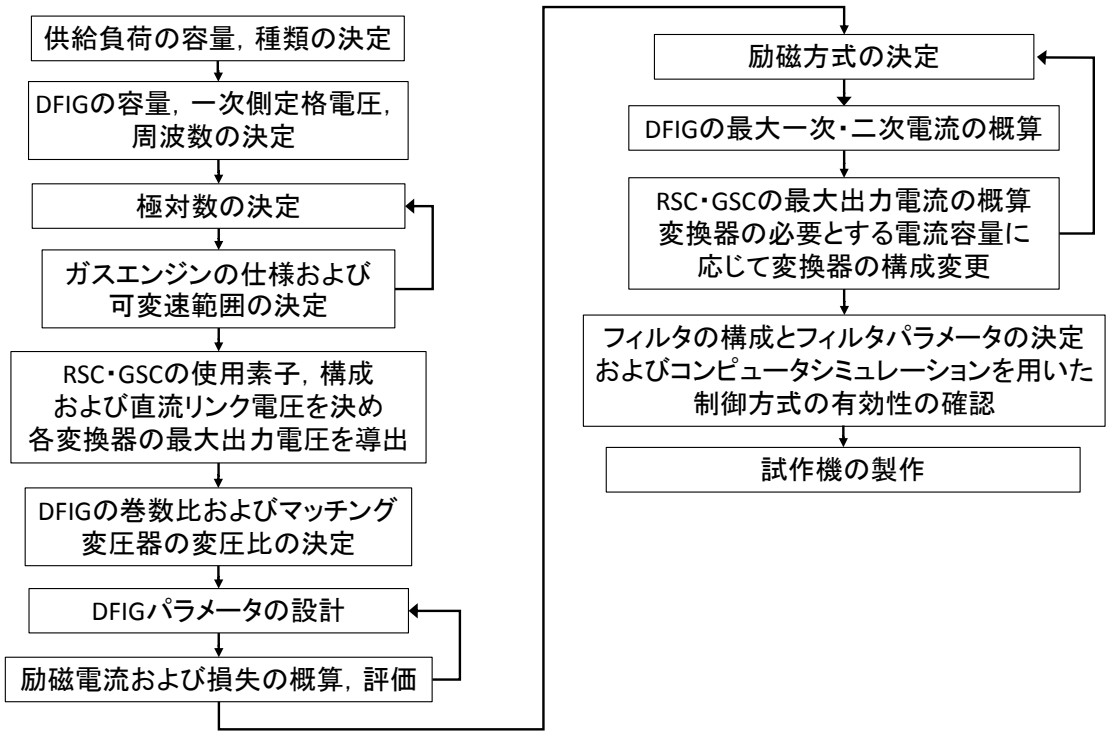

図 6.1　DFIG を用いた発電システムの設計手順

態で外部より実験機を駆動し，発電電力が 1260 rpm の定格すべりにおいて発電電力が 10 kW になることを意味する。

6.2.2　1 MW 実規模機の場合

1 MW 実規模機の場合の要求仕様を暫定的に次のようにした。

- ガスエンジンの定格出力：1 MW
- ガスエンジンの定格回転速度：1200 rpm
- 発電機の定格出力：1 MW
- 発電機の定格一次電圧：6600V
- 定格周波数：60 Hz
- 発電機の極数：6

現状では実規模のガスエンジンは詳細には決定していない。西芝電機より定格出力 1 MW の DFIG のパラメータを暫定的に設計いただいた。設計パラメータ案を表 6.1 に示す。パラメータは図 6.2 の等価回路に基づく。ただし A は巻数比（(一次巻数) ÷ (二次巻数)）を意味する。ここでは定格出力が 1 MW の場合のパラメータを定格出力 10 kW の DFIG のパラメータ（表 6.2 参照）と比較してみる。発電機が大きくなるとコイル端での漏れ磁束が大きくなるため 1 MW 機の方が漏れインダクタンス L_s，L_r' が大きくなっている。また巻線抵抗 R_s，R_r' に関して 1 MW 機の方がやや大きくなっている。これより RL の時定数に関して 1 MW 機の方が 10 kW 機よりも 10 倍ほど長くなっている。すなわち，1 MW 機の方が

電流制御応答が遅くなる。このため 1 MW 機では，電圧余裕を大きく見積もっておく必要がある。1 MW 機の場合，可変速範囲に応じて定格容量を数百 kW とする電力変換器が必要であるため，以降で述べるような汎用品を使うことができず，素子の選定や変換器の構成から検討する必要があると考えられる。

6.3　DFIG 二次側の変換器について

DFIG 二次側の変換器は直流リンクを介して RSC と GSC からなる 2 台の電力変換器が周波数変換を行っている。また DFIG の二次側電圧と一次側電圧を合わせるために，一般的に大容量機では GSC と DFIG 一次側の間にマッチング変圧器を設ける必要がある。まず RSC について検討を行う。

10 kW 試作機の二次側変換器――RSC と GSC――には今回 Myway plus 株式会社の汎用インバータ MWINV-9R122B を用いる。さらに容量の大きな発電システムの場合には変換器に使用する半導体素子や構成の段階から設計をする必要があると著者は考える。今回は実験システムであることや研究の対象が変換器自体ではないため，汎用インバータを採用している。仕様の概要を以下に示す。

・定格出力容量：9.1 kVA（出力 AC 200 V）
・定格出力電流：AC 26.3 A
・入力電圧範囲：AC 0～230 V
　　DC 0～400 V

このインバータは三菱電機のインテリジェントパワーモジュール PM75RSD060 を用いており，最大定格を 600 V とする IGBT を使用している。したがってスイッチング時の素子の SOA (Safety operation area) を考慮すると直流電圧は最大でも 300 V 程度が望ましいと考えられる。損失を低減するにはなるべく電圧を上げ，電流を減らすように設計したい。これらの条件を勘案し，今回は直流電圧を 300 V とする。

表 6.1　定格出力 1MW の DFIG のパラメータ案

R_s [Ω]	L_s [mH]	R_r' [Ω]	L_r' [mH]	L_m [mH]	R_m [Ω]	A
0.443	12.39	0.409	17.45	395.2	2785	6.96

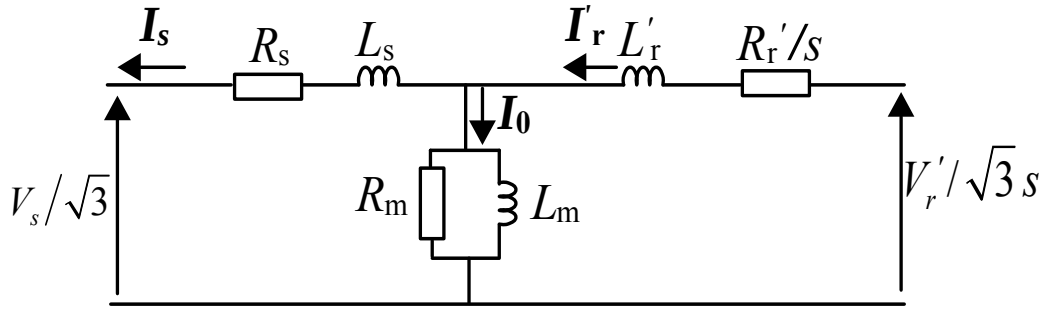

図 6.2　DFIG の定常状態における等価回路

このとき，RSC が無ひずみで出力できる最大線間電圧実効値は空間ベクトル変調を用いた場合

$$300 \times \frac{1}{\sqrt{2}} = 212\,\mathrm{V}, \tag{6.1}$$

となる。RSC は応答速度の速い電流制御を行うため、インバータの出力可能な電圧と DFIG 二次側の誘起電圧の間に、ある程度の差（電圧余裕）が必要である。そこで今回は電圧余裕を 20 V 程度確保する。すると DFIG の二次側最大誘起電圧はおよそ 190 V になるようにしなければならない。

6.4　DFIG の巻数比の設計

DFIG の二次側最大誘起電圧が 6.3 節で述べた範囲に収まるように設計する。DFIG の漏れリアクタンスや巻線抵抗を無視すると二次電圧は

$$V_{\mathrm{r}} = s\,V_{\mathrm{s}}/A, \tag{6.2}$$

（ただし A は巻数比）の関係をもつ。可変速範囲においてすべりが最大となるのは 1700 rpm であり、このとき最大二次誘起電圧をとる。これが 190 V 以下になるように巻数比を設計する。

$$190 \geq \left| \frac{1200 - 1700}{1200} \right| \times 200 / A. \tag{6.3}$$

これを解くと巻数比 A は 0.43 以上となる。なお二次電流を抑え損失を減らす観点から巻数比はできるだけ小さくした方がよい。

6.5　10 kW 定格 DFIG のパラメータと電圧・電流・損失の算出

表 6.2 に今回製作した定格出力を 10 kW とする DFIG のパラメータを示す。また表 6.3 に DFIG の銘板の主な記載事項を示す。巻数比 A が 0.545 のとき，式(6.2)より二次側誘起電圧の線間電圧実効値の理論値は図 6.3 のように得られる。このグラフから最大二次誘起電圧は理論上 153 V となり，十分に RSC の最大出力電圧との間に余裕がある。

一方 GSC について，十分に応答速度の速い電流制御を行うために一次側電圧 200 V との間に電圧余裕を 20 V 以上確保する。なお GSC の最大出力電圧は式 (6.1) で示されている。電圧余裕を確保するため実験システムでは複数タップを有するマッチング変圧器を導入し，試行錯誤によって最適な変圧比に調節することができるようにしている。なお一次側・二次側のタップの電圧は 220 – 210 – 200 / 220 – 210 – 200 V となっている。

次に励磁電流を検討する。L 型等価回路を基に一次側から全て励磁電流を供給する場合，一次励磁電流は

$$I_{\mathrm{s_exc}} = \frac{200/\sqrt{3}}{2\pi \times 60 \times L_{\mathrm{m}}}, \tag{6.4}$$

となる。

反対に二次側から励磁電流を全て供給する場合，二次励磁電流は

$$I_{\mathrm{r_exc}} = I_{\mathrm{s_exc}} \times A\,, \tag{6.5}$$

となる。ただし A は（一次巻数）÷（二次巻数）を意味する。

一次側から全て励磁電流を供給する場合，一次励磁電流は式(6.4)より

$$I_{\mathrm{s_exc}} = \frac{200/\sqrt{3}}{2\pi \times 60 \times 0.0355446} = 8.62[\mathrm{A}]\,, \tag{6.6}$$

となる。一方，二次側から励磁電流を全て供給する場合，二次励磁電流は式(6.5)より

$$I_{\mathrm{r_exc}} = 8.61717 \times 0.545 = 4.70[\mathrm{A}]\,, \tag{6.7}$$

となる。

表 6.2　定格出力 10 kW の DFIG のパラメータ

R_s [Ω]	L_s [mH]	R_r' [Ω]	L_r' [mH]	L_m [mH]	R_m [Ω]	A
0.136	0.80	0.122	1.03	31.8	164	0.545

表 6.3　定格出力 10 kW の DFIG の銘板

NTIM 形　SCK 式　10 kW　6 極					
一次電圧	200 V	一次電圧周波数	60 Hz	一次電流	32.5 A
二次電圧	360 V	二次電流	18 A	冷却方式	IC01
耐熱クラス	155 (F)	時間定格	連続		
規格	JEC-2137-2000　追補 1: 2009-05				
西芝電機株式会社					

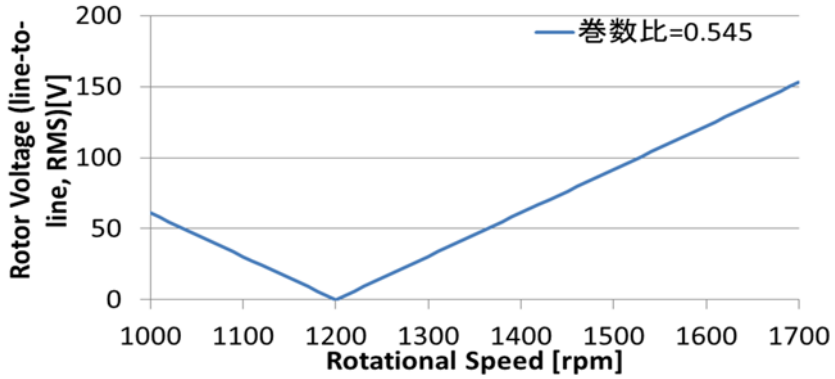

図 6.3　式(6.2)から求めた回転子端子の誘起線間電圧実効値と回転速度の関係

全く損失がないと仮定した場合に 10 kW 力率 1 の負荷を接続したときの DFIG 一次有効電流は理論上，図 6.4 のようになる。また，このときの二次有効電流の回転速度特性は図 6.4 と式（6.5）の関係を用いて図 6.5 のように得られる。これより，最も二次電流が大きくなる，二次側から励磁電流をすべて供給し 1000 rpm 回転時の二次電流実効値は

$$I_{\mathrm{r}} = \sqrt{4.69636^2 + 18.87935^2} = 19.45471\,\mathrm{A}, \tag{6.8}$$

となる．この値は二次側変換器の定格電流以下であるため，変換器出力電流に関して過電流にならない。一方，この値は DFIG 定格二次電流（18 A）を上回っているため，一次側からも励磁電流を供給し二次電流を抑える必要がある。ただし，今回は損失をすべて無視しているため，損失を考慮すると二次電流は式(6.8)の計算値よりも大きくなる可能性がある。

一方，GSC に関しては無効電流を考慮する必要がないので，理論上の GSC の最大電流実効値は図 6.4 の一次側有効電流から 10 kW に対応する負荷電流を引いて 1000 rpm 回転時に 6 A 程度になる。ただし，この値はマッチング変圧器を考慮して求めていない。マッチング変圧器を考慮するとき，変圧器の励磁電流を無視すると，変圧比が 2:1 の場合，上記の GSC の出力電流である 6 A は 12 A に変換される。

なお鉄損 $P_{\mathrm{loss_iron}}$ は

$$P_{\mathrm{loss_iron}} = \frac{200^2}{164} = 244[\mathrm{W}], \tag{6.9}$$

となる。これより DFIG パラメータの設計が完了した。

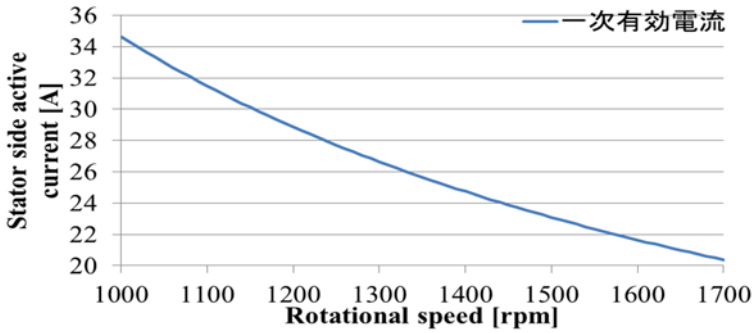

図 6.4　10 kW 負荷接続時の一次有効電流と回転速度の関係

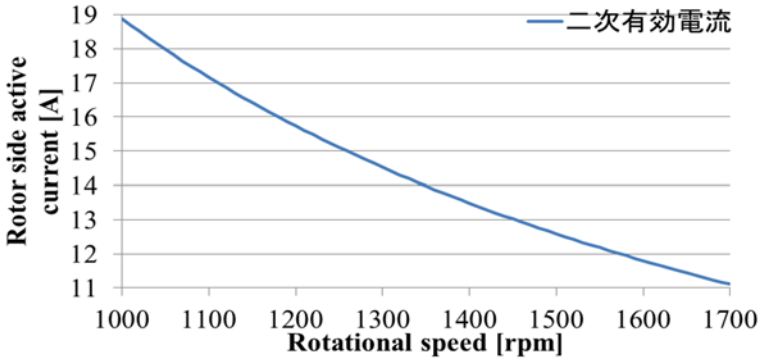

図 6.5　10 kW 負荷接続時の二次有効電流と回転速度の関係

6.6　励磁方式について

励磁方式には以下の３種類が挙げられる。

（１）RSC のみによる二次励磁方式

（２）RSC による二次励磁と GSC による一次励磁を用いた励磁電流分担制御方式

（３）一次側の電力用キャパシタによる一次励磁と RSC による二次励磁を用いる方式

この中で本研究では３番目の方式を採用する。なぜなら一次側キャパシタによる励磁によって二次励磁電流が小さくなり二次側変換器の出力電流を抑えることができるからである。さらにキャパシタによって一次電圧波形のひずみが取り除かれる。

一次側キャパシタを Y 結線したときの一相あたりのキャパシタンスを C とすると、進相電力 $P_{1\mathrm{exc}}$ は

$$P_{1\mathrm{exc}} = 2\times\pi\times 60\times C\times 200^2 , \tag{6.10}$$

で計算される。一方，一次側に定格 200 V を誘起するために必要な励磁電力は、一次側からすべて励磁電力を供給する場合

$$\frac{V_1^2}{\omega L_m} = \frac{200^2}{2\pi\times 60\times 35.5446\times 10^{-3}} \approx 2985\,\mathrm{VA} , \tag{6.11}$$

となる。したがって一次側キャパシタンスの最大値は式（6.10）と式（6.11）が等しいとして C について解くと 197.95 [μF] となる。一般的に負荷は遅れ力率であるため、負荷によって DFIG が励磁されることは稀である。したがって一次側キャパシタンスは必要ならば最大値に近い値をとることができると考えられる。ただし大容量機の場合 DFIG の漏れインダクタンスとキャパシタンスの LC の共振周波数を考慮し安定な固定子電圧を得るためには，キャパシタの最大容量の 50~70 %が望ましい容量であると報告されている[2]。大容量のキャパシタを用いる際には高周波を多く含んだ電圧がキャパシタにかかると過大な電流がキャパシタに流れ、焼損してしまう恐れがあることに留意する必要がある。

6.7　二次励磁制御による定格一次電圧誘起のシミュレーション検討

本節ではコンピュータシミュレーションによって RSC による DFIG 一次側誘起電圧の制御が，設計した DFIG 発電システムで有効であることを検証する。図 6.6 にシミュレーションの主回路構成を示す。ただし，ここでは一次側電圧のひずみを抑えるために RSC のチョークリアクトル L_r を 6 mH，一次側キャパシタンス C_g を 20 μF とした。

回転速度を 1300 rpm として一次側に 200 V を発生させたときの一次電圧を図 6.7 および図 6.8 に，二次電流を図 6.9 に示す。シミュレーション結果より，一次側に定格電圧を発生し，RSC による一次電圧制御が有効に働いていることが確認できた。また二次電流波形から RSC の出力電流を見積もることができた。

なお本章では前章までの内容と繰り返しになるため，GSC の制御のシミュレーションは

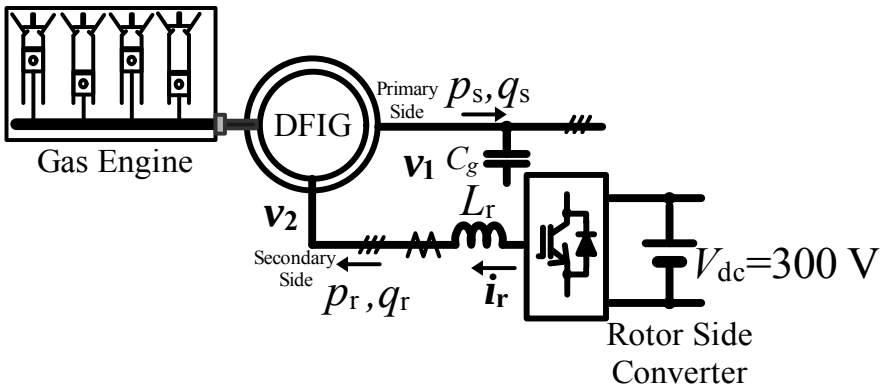

図 6.6　自立運転時のガスエンジン発電システムの構成図

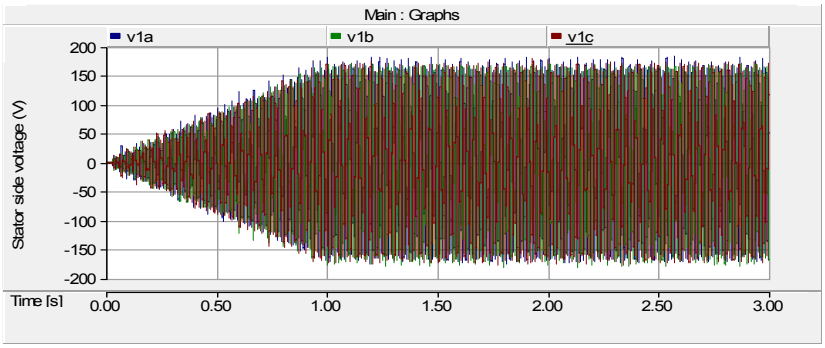

図 6.7　ブラックアウトスタート時の一次相電圧波形

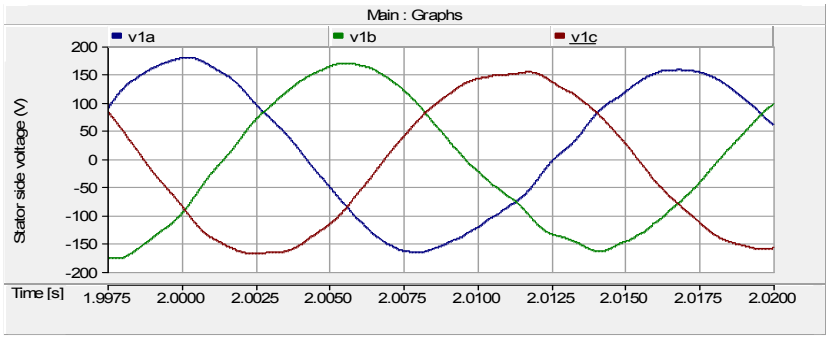

図 6.8　一次相電圧波形（時間軸拡大）

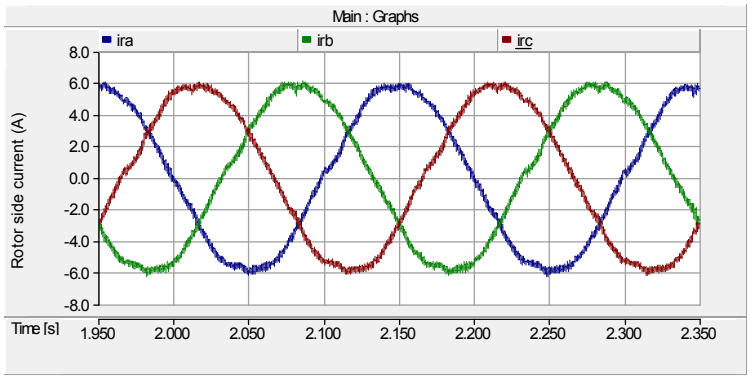

図 6.9　二次電流波形（時間軸拡大）

行っていない。しかしながら，実際に発電システムを設計する際にはコンピュータシミュレーションによって GSC の制御手法の有効性を確認することが望ましい。

コンピュータシミュレーションによって制御の有効性が確認された後，実際に DFIG の製作段階に移る。発電機製造メーカ（今回は西芝電機）によって DFIG が製作された。2013 年 10 月 29 日に研究室に納入された MG セットの外観を図 6.10 に示す。左が汎用インバータによって駆動されるかご形誘導電動機で DFIG を駆動する。他方，右が今回設計した DFIG である。誘導機と DFIG は結合されており，この間に軸トルクを計測するためのトルク計測計が軸に据え付けられている。導入された発電システムの配電盤の外観を図 6.11 に示す。配電盤の左側に主に誘導電動機用の装置が据え付けられており，右側に DFIG で用いる変換器やフィルタが据え付けられている。

図 6.10　導入された MG セット（左が駆動用誘導機，右が DFIG）

図 6.11　導入された発電システムの配電盤

6.8　結言

定格出力を 10 kW とする DFIG を用いた発電システムの設計で得られた成果を以下にまとめた。

a：10 kW 発電システムの発電機およびガスエンジンの仕様の決定

b：DFIG 二次側変換器の仕様および直流リンク電圧を考慮した DFIG 巻数比の設計

c：励磁電流および負荷電流の計算による二次側変換器の最大出力電流の見積もり

d：最適な励磁方式の選定と一次側キャパシタ容量の上限値を算出

e：シミュレーションによる二次側励磁系の制御の有効性を検証

参考文献

[1] 電気学会電力・エネルギー部門電力技術委員会，「電気学会技術報告第 1192 号　電力系統用自励交直変換器のシステム設計技術」，電気学会，2010.

[2] G. Iwanski, W. Koczara, “Autonomous power system for island or grid-connected wind turbines in distributed generation”, Euro. Trans. Electr. Power, vol.18, no.7, pp.658-673, Mar. 2008.

第7章　　結論

本研究では定格出力が 300 kW を超えるガスエンジンコージェネレーションシステムに可変速発電機の一つである巻線形誘導発電機（Doubly-fed Induction Generator：DFIG）を適用し，ガスエンジン発電システムの自立運転時の制御方法を提案した。また自立運転時のパワーフローと損失を実測し，さらに損失モデルにもとづいた損失計算を行い，実測値と比較して損失モデルの正確さを確かめた。また自立運転時におけるステップ負荷変動時のガスエンジンの応答および DFIG 制御系の応答を測定し，負荷投入後の発電運転の継続能力を確かめた。この結果，DFIG の適用によって許容される最大ステップ負荷投入量が増大することを明らかにした。本論文により得られた結果を各章ごとに以下に要約する。

- 第 1 章ではコージェネレーションの特徴を説明し，本研究で想定する中型ガスエンジンコージェネレーションの現状をまとめた。また，DFIG を適用した可変速ガスエンジン発電システムの自立運転時の研究課題を示し，本研究の研究目的を明確にした。

- 第 2 章では発電機の中での DFIG の特徴を述べた。また発電機として DFIG を適用した発電システムの事例を適用理由と共に示した。さらに，従来の一定速ガスエンジン発電システムに対し，可変速化によって期待される性能向上を記した。DFIG の物理的特性の理解と制御系の構築のために，DFIG の電圧・電流・磁束に関する基本方程式と等価回路を導出した。

- 第 3 章では DFIG 発電システムの発電始動（ブラックアウトスタート）および自立運転について先行する研究を紹介した。そして，本研究で提案する DFIG 二次電流を抑えたブラックアウトスタートと自立運転をスケールダウンされた実験装置を用いて実証した。本研究ではブラックアウトスタートの際に課題となる初期励磁電力を，初期充電された直流リンク部の電解コンデンサを放電することによって供給し，DFIG 二次側の 2 台の電力変換器で励磁電流を分担し，回転子側変換器（Rotor Side Converter：RSC）の出力電流を抑えたブラックアウトスタートを提案，実証した。また，系統側変換器による励磁に変えて一次側に電力用コンデンサを接続する一次・二次励磁分担を行うブラックアウトスタート・自立運転も実験によって有効であることを確認した。最後に固定子電圧の逆相成分を RSC を用いて打ち消す逆相電圧補償制御を提案し，実験によって提案手法の有効性を実証した。

- 第 4 章では，自立運転時における DFIG 発電システムの定常的なパワーフローおよび損失を明らかにした。DFIG は回転速度が変わると発電システム内のパワーフロー

および電力変換器などでの損失が変化し，パワーフローの特性が複雑である。そこでまず DFIG 内のパワーフローおよび発電システム全体でのパワーフローについて損失のない理想的な条件のもと定式化し，負荷や速度が変化した場合の定性的なパワーフローの変化を明らかにした。次に定格出力を 1.1kW とする DFIG を用いてパワーフローおよび損失を求めた。さらに損失モデルに基づいて損失を計算した。そして損失の実測値と計算値の比較をおこない，損失モデルの正確さを検証した。また DFIG の回転速度・負荷の大きさ・負荷力率を変えた時のパワーフローを実測し，回転速度を上げると電気的な損失が減少し，反対に機械損が増加することを明らかにした。このことから負荷の大きさやその力率によって損失が最小となる速度が異なることがわかった。

- 第 5 章ではガスエンジン実機を使った 1.1 kW 定格の DFIG を用いた発電システムの自立運転時に，ステップ負荷投入および切り離しをしたときの運転継続性能を検討した。負荷切り離しに関しては問題なく運転継続できることが明らかとなった。一方，ステップ負荷投入に関しては負荷投入後運転を継続できない場合があった。この原因の一つはガスエンジンの応答遅れによる速度低下で二次電流が増大し，RSC が過電流保護によって停止し，その結果 DFIG が励磁源を失って発電停止してしまうためである。許容されるステップ負荷投入量を増大するために，可変速発電システムの利点を生かして回転速度をあらかじめ高めた状態で負荷投入すればよいことがわかった。たとえば今回用いた実験装置では，1100 rpm で回転している場合，許容される最大ステップ負荷投入量が 200W なのに対して，1500 rpm で回転している場合，許容される最大ステップ負荷投入量が 400W に増えた。また巻数比を RSC の最大出力電圧を考慮しながら小さくし，二次電流を抑えて損失を減らすことによって，許容される最大ステップ負荷投入量を改善できる。実験結果をもとにコンピュータシミュレーションでガスエンジン模擬を行い，ステップ負荷投入時を検討した。そしてステップ負荷投入時はガスエンジンに過渡的に定常トルクの 1.5 倍程度の出力トルクが必要であることが示された。

- 第 6 章ではここまでの章で用いてきたスケールダウンされた定格出力を 1.1 kW とする DFIG を用いた実験結果を踏まえて，DFIG を用いた発電システムの損失低減や必要な変換器容量の低減を目的とした定格出力を 10 kW とする DFIG の最適設計の手順を示した。二次側に設置する変換器の素子や構成，容量や直流リンク電圧を決め，これらをもとに許容される最大二次誘起電圧を計算し，DFIG の巻数比を設計した。また励磁電流と定格負荷時の負荷電流を考慮し，RSC に要求される最大出力電流を計算した。設計した DFIG パラメータを用いてコンピュータシミュレーションを行い，RSC による一次電圧制御が有効に行われることを確認した。

本研究の成果は，DFIG を適用したガスエンジン発電システムの DFIG 二次電流を抑えた自立運転時の始動，制御方式を提案したことである。またパワーフローや損失を測定し，さらに損失モデルを用いて損失を計算し，損失モデルの確かさを示した。さらに負荷変動時の過渡特性を実験装置を用いて測定し，可変速発電システムの利点を生かした回転速度を高めた運転によって，許容される最大ステップ負荷投入量が増大することを示した。

自立運転に関して，実用化に向けた課題を以下にまとめる。

- 不平衡負荷や非線形負荷，突入電流のある負荷，定電力負荷接続時もひずみのない三相平衡電圧を安定に維持できるよう定格出力を 10kW とする DFIG を用いて検討する必要がある。

- 負荷変動時の発電システムの動特性を実用に即したものにするために，実規模ガスエンジンのさまざまな回転速度における負荷変動時の動特性を取得し，種々の運転状態における発電システムの動特性を検証する必要がある。

- 実規模ガスエンジンの回転速度，負荷の大きさに対するガスエンジンの効率特性を取得し，可変速運転により一定速運転の場合に比べ，燃料消費量をどれだけ削減できるか評価する必要がある。

- DFIG 二次側の直流リンク部に急速な充放電可能な小容量の電力貯蔵装置を設置し，ガスエンジンの応答遅れを補うよう充放電する。これによって負荷急変時や回転速度調節時の自立運転の過渡特性をどれだけ向上できるか評価する必要がある。

謝辞

大阪大学に博士前期課程より６年間在籍させて頂き，研究を行ってまいりました。この間，数多くの方々のご指導・ご支援頂きながら本論文を執筆するに至りました。ここにご指導・ご支援下さった皆様に感謝の意を表します。

本研究の全過程を通じて，終始懇切なご指導とご鞭撻を賜りました，大阪大学大学院工学研究科・伊瀬敏史教授に謹んで深く感謝の意を表します。

本研究の遂行にあたり，終始適切なご教示とご指導を頂きました大阪大学大学院工学研究科・三浦友史准教授に謹んで深く感謝の意を表します。

本研究の遂行にあたり，適切なご教示とご協力を賜りました立命館大学理工学部・柿ヶ野浩明准教授に深く感謝の意を表します。

本論文をまとめるにあたり，適切なご指導とご指摘を賜りました大阪大学大学院工学研究科・舟木剛教授に厚く御礼申し上げます。

本論文をまとめるにあたり，貴重なご指摘を頂きました大阪大学大学院工学研究科・高井重昌教授，谷野哲三教授，宮本俊幸准教授，杉原英治准教授，巽啓司准教授，大阪大学レーザーエネルギー学研究センター・白神宏之教授，藤田尚徳准教授に厚く御礼申し上げます。

DFIG を用いたガスエンジン発電システムの開発の共同研究を通して多くのご助言・ご支援を頂きました大阪ガス（株），内田睦氏，佐藤裕紀氏，田中大樹氏，小林和伸氏に厚く御礼申し上げます。

また，大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻・伊瀬研究室の皆様には日頃から多くのご教示，ご協力を頂きました。ここに深く感謝いたします。

最後に，本研究の遂行にあたり，深い理解を示し終始暖かいご支援を頂いた両親に心から感謝いたします。

研究業績

学術論文（査読あり）

[1] T. Daido, Y. Miura, T. Ise, Y. Sato, “Characteristics on Stand-alone Operation of a Doubly-fed Induction Generator Applied to Adjustable Speed Gas Engine Cogeneration System”, Journal of Power Electronics, Vol.13, No.5,pp.841-853, Sept. 2013.

[2] T. Daido, Y. Miura, T. Ise, Y. Sato, “Step-loading Characteristics of Gas Engine Cogeneration System Using Doubly-fed Induction Generator in Stand-alone Operation”, Journal of Energy and Power Engineering, Vol.8, No.3, Mar. 2014. (in press)

国際会議における発表

（口頭発表、査読あり）

[1] T. Daido, Y. Miura, T. Ise, Y. Sato, “Transient Characteristics for Load Changes of a Doubly-fed Induction Generator Applied to Gas Engine Cogeneration System in Stand-alone Operation”, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition 2012, NC, Raleigh, pp.2358-2365, Sept. 2012.

[2] T. Daido, Y. Miura, T. Ise, Y. Sato, “A Study on a Start-up Method during a Blackout of a Doubly-fed Induction Generator Applied to Gas Engine Cogeneration System”, 8th International Conference on Power Electronics – ECCE Asia, Jeju, Korea, pp.2051-2058, May 30 – June 3, 2011.

国内学会における発表

（口頭発表、査読なし）

[1] 大道哲二，三浦友史，伊瀬敏史，佐藤裕紀：「巻線形誘導発電機を適用したガスエンジンコージェネレーションシステムの自立運転時の定常特性」，電気学会半導体電力変換研究会，SPC-12-003，pp. 13-18，（2012 年 1 月 27 日-28 日）.

[2] 大道哲二，三浦友史，伊瀬敏史，佐藤裕紀：「巻線形誘導発電機を適用したガスエンジンコージェネレーションシステムの停電始動及び自立運転時の制御方法の検討」，電気学会半導体電力変換研究会，SPC-11-029，pp. 25-30，（2011 年 1 月 21 日-22 日）.

[3] 大道哲二，三浦友史，伊瀬敏史，佐藤裕紀：「巻線形誘導発電機を適用したガスエンジンコージェネレーションシステムの停電始動時の制御方法の検討」，平成 22 年電気学会産業応用部門大会，1-93，pp.481-484，（2010 年 8 月 24 日-26 日）.

（ポスター発表、査読なし）

[1] 大道哲二，三浦友史，伊瀬敏史，佐藤裕紀：「巻線形誘導発電機を適用したガスエンジン発電システムの自立運転時におけるパワーフローの考察」，平成 23 年電気関係学会関西連合大会，29A2-8，pp.57-58，（2011 年 10 月 29 日-30 日）.

[2] 大道哲二，鎌田遼，三浦友史，伊瀬敏史：「巻線形誘導発電機を用いた可変速風力発電の二次側接続キャパシタ電力貯蔵による出力変動抑制」，パワーエレクトロニクス学会第 176 回定例研究会，JIPE-34-38，pp.209，（2008 年 12 月 20 日）.

受賞

[1] T. Daido, Y. Miura, T. Ise, Y. Sato, “Best Paper Award 2nd Prize”, 8th International Conference on Power Electronics – ECCE Asia, June 1, 2011.

[2] T. Daido, “IEEE Kansai Section Student Paper Award”, Feb. 14, 2012.

特許

[1] 大道哲二，三浦友史，伊瀬敏史，佐藤裕紀，百瀬敏成「発電システムの起動方法及びその起動装置」，特開 2012-23865.