

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 CO₂ 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	1 系統連系運転	18
2.6.2	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

엵	ぎ3章	自立運転時の発電始動および制御方法	
3.	1. 緒	言	
3.	2. 自己	立運転時のシステム構成	
3.	3. 自己	立運転時の制御法	
	3.3.1	回転子側変換器	
	3.3.2	系統側変換器	
	3.3.3	位相ロックループ	
	3.3.4	制御パラメータ	
	3.3.5	ブラックアウトスタートの制御手順	
3.	4. 初	期励磁電力の供給	
	3.4.1	残留磁化を用いる方法	
	3.4.2	小容量の電力貯蔵装置を用いる方法	

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	い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	て献…		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	DFI	G 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	
	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1	.02
4.5	結言	[•]	.03
参考文	て献…		.04
第5	章	_負荷急変時の特性向上1	05
5.1.	緒言	·	.05
5.2.	実験	による負荷急変時の応答の測定1	.06
5.2.	.1	ステップ負荷投入時の応答1	.07
5.2.	.2	ステップ負荷切り離し時の応答1	.09
5.3.	ステ	ップ負荷投入時の運転継続能力1	11

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	て献…		116

第61	章	実規模発電システムに向けた検討1	17
6.1	緒言	•	117
6.2	DFI	G 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	2	1 MW 実規模機の場合	118
6.3	DFI	G 二次側の変換器について	119
6.4	DFI	G の巻数比の設計	120
6.5	10 k	W 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 i 謝辞.	章	結論1	27 31
研究美	業績		33

iv

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。 2 研究背景

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CO₂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]

4 研究背景

され,1999年には出力1000kW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1000kW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,SOxは発生せず,NOx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 回収が容易 ・IDEを上回 成されてい	がクリーンで、排熱 動つ回収量が大 る発電端効率も達 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 ・軽量/コンパクト ・中形異常でも熱 ・VOC除去も可能 	沢可能 電可変		・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100kW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。

項目	原動機種	民生用分野	産業用分野	計
	ガスタービン	513	785	1,298
導入台数	ガスエンジン	7,545	1,366	8,911
(台)	ディーゼル	1,982	2,134	4,116
	蒸気ターピン+FC	58	40	98
	小計	10,098	4,325	14,423
	ガスターピン	<mark>4</mark> 93	3,761	4,254
導入容量	ガスエンジン	897	1,719	2,616
(MW)	ディーゼル	662	2,170	2,832
	蒸気ターピン+FC	9	141	150
	小計	2,060	7,792	9,852
	ガスターピン	960	4,792	3,277
平均容量	ガスエンジン	119	1,259	294
(kW/台)	ディーゼル	334	1,017	688
	蒸気ターピン+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 1.8 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 NOxの低減を実現するサイクル
- 希薄燃焼: NOx 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。



8 本研究の目的

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1.1kW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/cgibin/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 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 17

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。 18 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

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

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

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

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

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。

$$v_{\rm sa} = -R_{\rm s}i_{\rm sa} + p\,\mathcal{\Psi}_{\rm sa} \,, \tag{2.3}$$



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

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

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

ただし、 $\mathbf{p} = \frac{d}{dt}$, R_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。

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

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

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

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。

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

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

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

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

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

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

$$i_{\rm sa} + i_{\rm sb} + i_{\rm sc} = 0$$
, (2.15)

$$\dot{i}_{\rm ra} + \dot{i}_{\rm rb} + \dot{i}_{\rm rc} = 0.$$
(2.16)

ここで、 $L_{ss} = L_{aa}-L_{ab}$, $L_{rr} = L_{AA}-L_{AB}$ 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。

22 2.7 DFIG の数学的表現の導出

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

$$\begin{bmatrix} \Psi_{\rm ra} \\ \Psi_{\rm rb} \\ \Psi_{\rm rc} \end{bmatrix} = L_{\rm rr} \begin{bmatrix} i_{\rm ra} \\ i_{\rm rb} \\ i_{\rm rc} \end{bmatrix} - L_{\rm aA} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\rm sa} \\ i_{\rm sb} \\ i_{\rm sc} \end{bmatrix}.$$
(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 αβ 座標と呼ぶこ とにする。変換式は次のように定義される。

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

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

ただし $\frac{3}{2}L_{aA} = L_m とする。$

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 γδ 座標と呼ぶことにする。

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

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 23

$$= L_{\rm rr} \begin{bmatrix} i_{\rm r\gamma} \\ i_{\rm r\delta} \end{bmatrix} - L_{\rm m} \begin{bmatrix} i_{\rm s\gamma} \\ i_{\rm s\delta} \end{bmatrix}.$$
(2.21)

このとき固定子の αβ 座標上の固定子電圧方程式は次のようになる。

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

また γδ 座標上の回転子電圧方程式は次のようになる。

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

γδ座標系から静止 αβ座標系に移すには、左辺より変換行列

$$\begin{bmatrix} C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix},$$
 (2.24)

を乗ずる。すなわち

$$\begin{bmatrix} v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{r\gamma} \\ v_{r\delta} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} v_{r\gamma} \\ v_{r\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{bmatrix}, \qquad (2.25)$$

となる。すると式(2.23)は

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

となる。ここで、次式の関係

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

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。

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

また回転子磁束は次のようになる。

$$\begin{bmatrix} \Psi_{\rm ra} \\ \Psi_{\rm r\beta} \end{bmatrix} = L_{\rm rr} \begin{bmatrix} i_{\rm r\alpha} \\ i_{\rm r\beta} \end{bmatrix} - L_{\rm m} \begin{bmatrix} i_{\rm s\alpha} \\ i_{\rm s\beta} \end{bmatrix}.$$
(2.29)

よって静止 αβ座標における回転子電圧は次のようになる。

$$\begin{bmatrix} v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{bmatrix} = R_{r} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(L_{rr} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} - L_{m} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \right) + \omega_{m} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \left(L_{rr} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} - L_{m} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \right).$$
(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。

$$a = \frac{L_{\rm s0}}{L_{\rm m}} = \frac{L_{\rm m}}{L_{\rm r0}} \,. \tag{2.31}$$

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*,を固定子巻線漏れインダクタンス, そして *l*,を回転子漏れインダ クタンスとする。

r

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。

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = -R_{s} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ -\left(l_{s} + L_{s0}\right) \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + aL_{m} \begin{bmatrix} \frac{i_{r\alpha}}{a} \\ \frac{i_{r\beta}}{a} \end{bmatrix} \right\}$$
$$= -R_{s} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ -l_{s} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + L_{m} \left(\begin{bmatrix} -i_{s\alpha} \\ -i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \right) \right\}.$$
(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。

$$a\begin{bmatrix}v_{r\alpha}\\v_{r\beta}\end{bmatrix} = a^{2}R_{r}\begin{bmatrix}\frac{i_{r\alpha}}{a}\\\frac{i_{r\beta}}{a}\end{bmatrix} + \frac{d}{dt}\left\{a^{2}\left(L_{r0}+l_{r}\right)\begin{bmatrix}\frac{i_{r\alpha}}{a}\\\frac{i_{r\beta}}{a}\end{bmatrix} - aL_{m}\begin{bmatrix}i_{s\alpha}\\i_{s\beta}\end{bmatrix}\right\} + \omega_{m}\begin{bmatrix}0&1\\-1&0\end{bmatrix}\left\{a^{2}\left(L_{r0}+l_{r}\right)\begin{bmatrix}\frac{i_{r\alpha}}{a}\\\frac{i_{r\beta}}{a}\end{bmatrix} - aL_{m}\begin{bmatrix}i_{s\alpha}\\i_{s\beta}\end{bmatrix}\right\}$$
$$\Leftrightarrow \begin{bmatrix}v_{r\alpha}\\v_{r\beta}\end{bmatrix} = R_{r}\begin{bmatrix}i_{r\alpha}\\i_{r\beta}\end{bmatrix} + \frac{d}{dt}\left\{l_{r}\begin{bmatrix}i_{r\alpha}\\i_{r\beta}\end{bmatrix} + L_{m}\left(-\begin{bmatrix}i_{s\alpha}\\i_{s\beta}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}i_{r\alpha}\\i_{r\beta}\end{bmatrix}\right)\right\} - \omega_{m}\begin{bmatrix}0&-1\\1&0\end{bmatrix}\left\{l_{r}\begin{bmatrix}i_{r\alpha}\\i_{r\beta}\end{bmatrix} + L_{m}\left(-\begin{bmatrix}i_{s\alpha}\\i_{s\beta}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}i_{r\alpha}\\i_{r\beta}\end{bmatrix}\right)\right\}.$$

$$(2.33)$$

ここで固定子磁束および回転子磁束は次のようになる。

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



図 2.12 αβ座標における DFIG の等価回路

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

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

$$\boldsymbol{v}_{s} = -R_{s}\boldsymbol{i}_{s} + \frac{d}{dt}\left\{-l_{s}\boldsymbol{i}_{s} + L_{m}\left(-\boldsymbol{i}_{s} + \boldsymbol{i}_{r}^{'}\right)\right\} = -R_{s}\boldsymbol{i}_{s} + \frac{d}{dt}\boldsymbol{\Psi}_{s}, \qquad (2.36)$$

$$\mathbf{v}_{\mathbf{r}}^{'} = R_{\mathbf{r}}^{'} \dot{\mathbf{i}}_{\mathbf{r}}^{'} + \frac{d}{dt} \left\{ l_{\mathbf{r}}^{'} \dot{\mathbf{i}}_{\mathbf{r}}^{'} + L_{\mathbf{m}}^{'} \left(-\dot{\mathbf{i}}_{\mathbf{s}} + \dot{\mathbf{i}}_{\mathbf{r}}^{'} \right) \right\} - j\omega_{\mathbf{m}} \left\{ l_{\mathbf{r}}^{'} \dot{\mathbf{i}}_{\mathbf{r}}^{'} + L_{\mathbf{m}}^{'} \left(-\dot{\mathbf{i}}_{\mathbf{s}}^{'} + \dot{\mathbf{i}}_{\mathbf{r}}^{'} \right) \right\} = R_{\mathbf{r}}^{'} \dot{\mathbf{i}}_{\mathbf{r}}^{'} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\Psi}_{\mathbf{r}}^{'} - j\omega_{\mathbf{m}} \boldsymbol{\Psi}_{\mathbf{r}}^{'}. \quad (2.37)$$

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 Temの表現は次のようになる。

$$T_{\rm em} = \frac{P}{2} \operatorname{Im} \left\{ -\boldsymbol{\Psi}_{\rm r}^{'} \bullet \boldsymbol{i}_{\rm r}^{'*} \right\} = \frac{P}{2} \operatorname{Im} \left\{ -\left(\boldsymbol{\Psi}_{\rm r\alpha}^{'} + j\boldsymbol{\Psi}_{\rm r\beta}^{'}\right) \left(\boldsymbol{i}_{\rm r\alpha}^{'} - j\boldsymbol{i}_{\rm r\beta}^{'}\right) \right\}$$
$$= -\frac{P}{2} \left(\boldsymbol{\Psi}_{\rm r\beta}^{'} \boldsymbol{i}_{\rm r\alpha}^{'} - \boldsymbol{\Psi}_{\rm r\alpha}^{'} \boldsymbol{i}_{\rm r\beta}^{'}\right). \tag{2.38}$$

ただしPは極数、「•」は内積を表す。またTemは発電の時、正となる。

次に同期速度 ωs 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。

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

$$\begin{bmatrix} \Psi_{\mathrm{rd}}^{'} \\ \Psi_{\mathrm{rq}}^{'} \end{bmatrix} = l_{\mathrm{r}}^{'} \begin{bmatrix} \dot{i}_{\mathrm{rd}}^{'} \\ \dot{i}_{\mathrm{rq}}^{'} \end{bmatrix} + L_{\mathrm{m}}^{'} \left(-\begin{bmatrix} i_{\mathrm{sd}} \\ i_{\mathrm{sq}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{i}_{\mathrm{rd}}^{'} \\ \dot{i}_{\mathrm{rq}}^{'} \end{bmatrix} \right).$$
(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

$$\begin{bmatrix} C_{\alpha\beta2dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_{s} & \sin\theta_{s} \\ -\sin\theta_{s} & \cos\theta_{s} \end{bmatrix}, \qquad (2.41)$$

となる。すなわち

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{\alpha\beta2dq} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix}, \qquad (2.42)$$

となる。

このとき固定子電圧方程式は

$$\begin{bmatrix} C_{\alpha\beta2dq} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = -R_s \begin{bmatrix} C_{\alpha\beta2dq} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \left(\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} C_{\alpha\beta2dq} \end{bmatrix}^{-1} \right) \begin{bmatrix} \Psi_{sd} \\ \Psi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_{\alpha\beta2dq} \end{bmatrix}^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{sd} \\ \Psi_{sq} \end{bmatrix}, \quad (2.43)$$

となる。ここで

$$\begin{bmatrix} C_{\alpha\beta2dq} \end{bmatrix} \left(\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} C_{\alpha\beta2dq} \end{bmatrix}^{-1} \right) = \omega_{\rm s} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \qquad (2.44)$$

である。式(2.43)の両辺左から変換行列を乗ずると

$$\begin{bmatrix} v_{\rm sd} \\ v_{\rm sq} \end{bmatrix} = -R_{\rm s} \begin{bmatrix} i_{\rm sd} \\ i_{\rm sq} \end{bmatrix} + \omega_{\rm s} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{\rm sd} \\ \Psi_{\rm sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{\rm sd} \\ \Psi_{\rm sq} \end{bmatrix}, \qquad (2.45)$$

となり、空間ベクトル表現すれば

$$\boldsymbol{v}_{s} = -R_{s}\boldsymbol{i}_{s} + j\boldsymbol{\omega}_{s}\boldsymbol{\Psi}_{s} + \frac{d}{dt}\boldsymbol{\Psi}_{s}, \qquad (2.46)$$

となる。一方、回転子電圧方程式は dq 座標上に変換すると

$$\begin{bmatrix} C_{\alpha\beta2dq} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \dot{v_{rd}} \\ \dot{v_{rq}} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} C_{\alpha\beta2dq} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \dot{l_{rd}} \\ \dot{l_{rq}} \end{bmatrix} + \left(\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} C_{\alpha\beta2dq} \end{bmatrix}^{-1} \right) \begin{bmatrix} \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_{\alpha\beta2dq} \end{bmatrix}^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix} - \omega_m \begin{bmatrix} C_{\alpha\beta2dq} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix},$$
(2.47)

となる。上式の両辺左から変換行列を乗ずると

$$\begin{bmatrix} v'_{rd} \\ v'_{rq} \end{bmatrix} = R'_{r} \begin{bmatrix} i'_{rd} \\ i'_{rq} \end{bmatrix} + \omega_{s} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi'_{rd} \\ \Psi'_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi'_{rd} \\ \Psi'_{rq} \end{bmatrix} - \omega_{m} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi'_{rd} \\ \Psi'_{rq} \end{bmatrix}, \quad (2.48)$$

となり,空間ベクトル表現すれば

$$\mathbf{v}_{\mathbf{r}}' = R_{\mathbf{r}}' \mathbf{i}_{\mathbf{r}}' + j\omega_{\mathbf{s}} \mathbf{\Psi}_{\mathbf{r}}' + \frac{d}{dt} \mathbf{\Psi}_{\mathbf{r}}' - j\omega_{\mathbf{m}} \mathbf{\Psi}_{\mathbf{r}}', \qquad (2.49)$$

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 Temの表現は次のようになる。

$$T_{\rm em} = \frac{P}{2} (-j \boldsymbol{\Psi}'_{\rm r}) \bullet \boldsymbol{i}'_{\rm r} = \frac{P}{2} \{ -j (l'_{\rm r} + L'_{\rm m}) \boldsymbol{i}'_{\rm r} + j L'_{\rm m} \boldsymbol{i}'_{\rm s} \} \bullet \boldsymbol{i}'_{\rm r}$$
$$= \frac{P}{2} L'_{\rm m} (j \boldsymbol{i}_{\rm s}) \bullet \boldsymbol{i}'_{\rm r} = \frac{P}{2} L'_{\rm m} (-i_{\rm sq} + j i_{\rm sd}) \bullet (i'_{\rm rd} + j i'_{\rm rq}) = \frac{P}{2} L'_{\rm m} (i_{\rm sd} i'_{\rm rq} - i_{\rm sq} i'_{\rm rd}).$$
(2.50)

ただし発電の時、Tem 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。

v₁=(v_{1a}, v_{1b}, v_{1c}):一次側電圧

*i*₂=(*i*_{2a}, *i*_{2b}, *i*_{2c}) :二次電流

*i*_r=(*i*_{ra}, *i*_{rb}, *i*_{rc}) :回転子側変換器(RSC)出力電流

i_g=(*i_{ga}, <i>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

Lr	4 mH	L_{g}	4 mH
$C_{\rm r}$	10 µF	C_{g}	10 µF
C_{dc}	11.8 mF		

衣 3.	2 DFIG/	ノメーク	
Rated		Parameter	
Power	1.1 kW	Stator resistance	$0.536~\Omega$
Frequency	60 Hz	Rotor resistance	$2.377~\Omega$
Number of pole	6	Stator leakage reactance	$1.256~\Omega$
Stator voltage	210 V	Rotor leakage reactance	$1.256~\Omega$
Stator current	6.3 A	Magnetizing reactance	$26.99~\Omega$
Rotor voltage	32.9 V	Iron resistance	3.658
Rotor current	20.3 A	Stator/rotor turn ratio	6.38

表 3.2 DFIG パラメータ

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、

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

表 3.3 マッチング変圧器のパラメータ

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 vs 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



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。

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

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_{ldq} と等しい。電圧 v_{1dq} 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*gg 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 vs 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 vs 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 Cg 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 L1 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 R1 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。

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

ラプラス平面上では

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



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 Golc は次のようになる。

$$G_{\rm olc} = \frac{K}{sR_{\rm i}\tau} \,. \tag{3.5}$$

このとき閉ループ伝達関数 Gclc は次のようになる。

$$G_{\rm clc} = \frac{1}{1+s\frac{R_{\rm l}\tau}{K}}.$$
(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 fcは

$$f_{\rm c} = \frac{K}{2\pi L_{\rm l}},\tag{3.7}$$

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。

$$\left(e_{\rm d}i_{\rm d} + e_{\rm q}i_{\rm q}\right) = v_{\rm dc}C_{\rm dc}\frac{dv_{\rm dc}}{dt} + v_{\rm dc}i_{\rm o}.$$
(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。

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

$$(3.9)$$

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。

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

$$(3.10)$$

定常状態では

$$E_{\rm d}I_{\rm d} + E_{\rm q}I_{\rm q} = V_{\rm dc}I_{\rm o}, \qquad (3.11)$$

となる。したがって、小信号成分は

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

となる。ただし,

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

とする。

直流リンク電圧 $v_{dc} \in i_d$ を用いて制御するとき, 伝達関数 \hat{v}_{dc} / \hat{i}_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

$$E_{\rm d}\hat{i}_{\rm d} = V_{\rm dc}C_{\rm dc}\frac{d\hat{v}_{\rm dc}}{dt} + \hat{v}_{\rm dc}I_{\rm o}, \qquad (3.14)$$

となる。ラプラス領域に変換して伝達関数を求める。

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

$$\Leftrightarrow \frac{\hat{v}_{dc}}{\hat{i}_{d}} = \frac{E_{d}}{sV_{dc}C_{dc} + I_{o}}.$$
(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 $\hat{v}_{\rm dc}/\hat{i}_{\rm o}$ を求める。

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

ラプラス領域に変換して伝達関数を求める。

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

$$\Leftrightarrow \frac{\hat{v}_{dc}}{\hat{i}_{o}} = -\frac{V_{dc}}{sV_{dc}C_{dc} + I_{o}}.$$
(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}_{dc}/\hat{e}_{d} を求める。ただし、 $I_q=0$ とする。

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

ラプラス領域に変換して伝達関数を求める。

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

$$\Leftrightarrow \frac{\widehat{v}_{dc}}{\widehat{e}_{d}} = \frac{I_{d}}{sV_{dc}C_{dc} + I_{o}}.$$
(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。

$$H_{\rm ow}(s) = K \left(1 + \frac{1}{sT}\right) \frac{E_{\rm d}}{I_{\rm o}} \frac{1}{1 + s \frac{C_{\rm dc}V_{\rm dc}}{I_{\rm o}}} = K \frac{E_{\rm d}}{I_{\rm o}} \frac{I_{\rm o}}{V_{\rm dc}} \frac{1 + sT}{sT} \frac{1}{\frac{I_{\rm o}}{V_{\rm dc}} + sC_{\rm dc}}.$$
 (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。

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

特性方程式は次のようになる。

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

また特性多項式は次のようになる。

$$s^{2}C_{dc}TV_{dc} + sKE_{d}T + KE_{d} = 0. ag{3.23}$$

特性多項式の係数 K Ed T および Cdc T Vdc 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。

$$H_{\rm cw}\left(s\right) = \frac{H_{\rm ow}\left(s\right)}{1 + H_{\rm ow}\left(s\right)} = \frac{sTKE_{\rm d} + KE_{\rm d}}{s^2 V_{\rm dc} C_{\rm dc} T + sTKE_{\rm d} + KE_{\rm d}}.$$
(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 次側ヘ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

X 0.0 III V// // /		
	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

<i>v</i> 1dq	200 V	i rq*	0 A
V _{dc} *	200 V	i gq*	5 A

表 3.6 指令值



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。 42 3.5 励磁方法

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

$$\omega C_{\max} V = 2\pi \times 60 \times C_{\max} \times \frac{200}{\sqrt{3}} = 4.23$$
$$\Leftrightarrow C_{\max} = 97.17 \times 10^{-6}, \qquad (3.25)$$

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 2.511Ω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

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

44 3.6 RSC による一次電圧制御の数学的表現

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6.661 \times 10^{-3} \times 90 \times 10^{-6}}} = 210 \,\mathrm{Hz} \,, \tag{3.27}$$

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。

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

$$\mathbf{v}_{\mathbf{r}}' = R_{\mathbf{r}}' \mathbf{i}_{\mathbf{r}}' + (\mathbf{p} + j\omega_{s}) \mathbf{\psi}_{\mathbf{r}}' - j\omega_{m} \mathbf{\psi}_{\mathbf{r}}', \qquad (3.29)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{\mathbf{s}} = -L_{\mathbf{s}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}} + M'\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}', \qquad (3.30)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{\mathbf{r}}^{'} = -M^{'}\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}} + L^{'}_{\mathbf{r}}\boldsymbol{i}^{'}_{\mathbf{r}}.$$
(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 isについて式を立てる。

$$\boldsymbol{i}_{s} = C_{f} e^{-j\omega_{s}t} \frac{d e^{j\omega_{s}t} \boldsymbol{v}_{s}}{dt} + \boldsymbol{i}_{ld}$$
$$= j\omega_{s}C_{f} \boldsymbol{v}_{s} + C_{f} \frac{d \boldsymbol{v}_{s}}{dt} + \boldsymbol{i}_{ld} . \qquad (3.32)$$

ここで、キャパシタンス $C_{\rm f}$ を0としたとき、

$$i_{\rm s} = i_{\rm ld}, \tag{3.33}$$

となる。そして負荷として固定子端子に純抵抗 R₀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

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

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。

$$\mathbf{v}_{s} = -L_{s} \frac{d\mathbf{i}_{s}}{dt} + M' \frac{d\mathbf{i}_{r}'}{dt} + j\omega_{s} \left(-L_{s}\mathbf{i}_{s} + M'\mathbf{i}_{r}' \right)$$

$$= -\frac{L_{s}}{R_{0}} \frac{d\mathbf{v}_{s}}{dt} + M' \frac{d\mathbf{i}_{r}'}{dt} - j\omega_{s} \frac{L_{s}}{R_{0}} \mathbf{v}_{s} + j\omega_{s}M'\mathbf{i}_{r}'$$

$$\Leftrightarrow \left(\frac{R_{0} + j\omega_{s}L_{s}}{R_{0}} \right) \mathbf{v}_{s} = M' \frac{d\mathbf{i}_{r}'}{dt} + j\omega_{s}M'\mathbf{i}_{r}' - \frac{L_{s}}{R_{0}} \frac{d\mathbf{v}_{s}}{dt}$$

$$\Leftrightarrow \mathbf{v}_{s} = \frac{R_{0}M'}{R_{0}} \frac{d\mathbf{i}_{r}'}{dt} + j\omega_{s} \frac{R_{0}M'}{R_{0}} \mathbf{i}_{r}' - \frac{L_{s}}{R_{0}} \frac{d\mathbf{v}_{s}}{dt}.$$
(3.35)

$$R_0 + j\omega_s L_s dt$$
 $R_0 + j\omega_s L_s R_0 + j\omega_s L_s dt$
式(3.35)の右辺第1項より,回転子電流 *i*, のリプルによって固定子電圧 *v*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 dv_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 $v_s=0$ となる。

無負荷のとき、すなわち R₀→∞のとき、式(3.35) は次式のように変形される。

$$\mathbf{v}_{s} = \lim_{R_{0} \to \infty} \frac{M}{1+j} \frac{\omega_{s} L_{s}}{R_{0}} \frac{d\mathbf{i}_{r}}{dt} + j\omega_{s} \frac{M}{1+j} \frac{\omega_{s} L_{s}}{R_{0}} \mathbf{i}_{r}^{\prime} - \frac{L_{s}}{R_{0}+j\omega_{s} L_{s}} \frac{d\mathbf{v}_{s}}{dt}$$
$$= M' \frac{d\mathbf{i}_{r}^{\prime}}{dt} + j\omega_{s} M' \mathbf{i}_{r}^{\prime}.$$
(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





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)。

 $\dot{i'_{r}} = \dot{i}_{m} + \dot{i}_{s}$, (3.37)

$$M' \frac{d\mathbf{i}_{m}}{dt} - l_{s} \frac{d\mathbf{i}_{s}}{dt} = \mathbf{v}_{s}, \qquad (3.38)$$

$$\mathbf{i}_{s} = C_{f} \frac{d\mathbf{v}_{s}}{dt}.$$
(3.39)

上記3式より*i*,*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。

$$\mathbf{v}_{s} = M' \frac{d\left(\mathbf{i}_{r}' - \mathbf{i}_{s}\right)}{dt} - l_{s} \frac{d\mathbf{i}_{s}}{dt}$$
$$= M' \frac{d\mathbf{i}_{r}'}{dt} - M' C_{f} \frac{d^{2}\mathbf{v}_{s}}{dt^{2}} - l_{s} C_{f} \frac{d^{2}\mathbf{v}_{s}}{dt^{2}}$$

$$= M' \frac{d\vec{l}_{\rm r}}{dt} - L_{\rm s}C_{\rm f} \frac{d^2 v_{\rm s}}{dt^2} \,. \tag{3.40}$$

ただし上式は $\alpha\beta$ 静止座標上の式である。また $L_s = l_s + M$ 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。

$$\frac{d\mathbf{i}_{\mathbf{r}}'}{dt} = e^{-j\omega_{s}t} \frac{d e^{j\omega_{s}t} \mathbf{i}_{\mathbf{r}}'}{dt} = j\omega_{s}\mathbf{i}_{\mathbf{r}}' + \frac{d\mathbf{i}_{\mathbf{r}}'}{dt},$$
(3.41)
$$\frac{d^{2}\mathbf{v}_{s}}{dt^{2}} = e^{-j\omega_{s}t} \frac{d^{2} e^{j\omega_{s}t} \mathbf{v}_{s}}{dt^{2}} = e^{-j\omega_{s}t} \frac{d}{dt} \left(j\omega_{s} e^{j\omega_{s}t} \mathbf{v}_{s} + e^{j\omega_{s}t} \frac{d \mathbf{v}_{s}}{dt} \right)$$

$$= -\omega_{s}^{2} \mathbf{v}_{s} + j2\omega_{s} \frac{d \mathbf{v}_{s}}{dt} + \frac{d^{2} \mathbf{v}_{s}}{dt^{2}}.$$
(3.41)

よって,式(3.40)の dq 座標上の方程式は以下になる。

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

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

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

(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。

$$V_{s} = \frac{1}{1 - \omega_{s}^{2}L_{s}C_{f}} \left(sM'I_{r}' + j\omega_{s}M'I_{r}' - sj2\omega_{s}L_{s}C_{f}V_{s} - s^{2}L_{s}C_{f}V_{s} \right)$$

$$\Leftrightarrow \frac{V_{s}}{I_{r}'} = \frac{1}{1 - \omega_{s}^{2}L_{s}C_{f}} \frac{sM' + j\omega_{s}M'}{s^{2}L_{s}C_{f} + sj2\omega_{s}L_{s}C_{f} + 1}.$$
(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。

48 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

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 330W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 igg 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 igd 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).



50 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

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.

第3章 自立運転時の発電始動および制御方法 51



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



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

52 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

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 igq 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 igd 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.



54 3.9 逆相電圧補償制御

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 3.25 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 ー相あたり 90 μ F)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



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_{gg} 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。

第3章 自立運転時の発電始動および制御方法 57

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

- 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 Standalone 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。

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

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

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

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

ただし、使われている記号は次を意味する:

vs: 固定子電圧ベクトル

vr=avr: 固定子側換算回転子電圧ベクトル

- $a = \frac{L_{s0}}{M} = \frac{M}{L_{r0}}$: 巻数比
- *L*_{s0}: 固定子自己インダクタンス
- Lro: 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
- is: 固定子電流ベクトル (DFIG から出ていく向きを正とする)
- $i_r = i_r / a$: 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)
- $M' = L_{s0} = a M = a^2 L_{r0}$:相互インダクタンス(固定子側換算値)
- Rs: 固定子卷線抵抗
- R_r'= a² R_r: 固定子側換算回転子巻線抵抗
- ls: 固定子漏れインダクタンス
- $l_r = a^2 l_r$: 固定子側換算回転子漏れインダクタンス
- ωs: 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。

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

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

DFIG 一次側から出力する瞬時有効電力 p1 は次のようになる。

$$p_{1} = v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq} = -R_{s}i_{sd}^{2} + \omega_{s}l_{s}i_{sd}i_{sq} + \omega_{s}M'(i_{sq} - i_{rq})i_{sd} - R_{s}i_{sq}^{2} - \omega_{s}l_{s}i_{sd}i_{sq} - \omega_{s}M'(i_{sd} - i_{rd})i_{sq}$$
$$= -R_{s}(i_{sd}^{2} + i_{sq}^{2}) - \omega_{s}M'(i_{sd}i_{rq} - i_{sq}i_{rd}).$$
(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。
 $p_2 = v_{rd}i_{rd} + v_{rq}i_{rq} = R_r^{'2}i_{rd}^2 - (\omega_s - \omega_m)l_r^{'}i_{rd}i_{rq} - (\omega_s - \omega_m)M^{'}(-i_{sq} + i_{rq}^{'})i_{rd}^{'}$
 $+ R_r^{'2}i_{rq}^{'2} + (\omega_s - \omega_m)l_r^{'}i_{rd}^{'}i_{rq}^{'} + (\omega_s - \omega_m)M^{'}(-i_{sd} + i_{rd}^{'})i_{rq}^{'}$
 $= R_r^{'}(i_{rd}^{'2} + i_{rq}^{'2}) - (\omega_s - \omega_m)M^{'}(i_{sd}i_{rq}^{'} - i_{sq}i_{rd}^{'})$
 $= R_r^{'}(i_{rd}^{'2} + i_{rq}^{'2}) - s\omega_s M^{'}(i_{sd}i_{rq}^{'} - i_{sq}i_{rd}^{'}).$
(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。

$$p_{1} - \frac{p_{2}}{s} = -R_{s} \left(i_{sd}^{2} + i_{sq}^{2} \right) - \frac{R_{r}}{s} \left(i_{rd}^{'2} + i_{rq}^{'2} \right).$$
(4.7)

式(4.7)を変形すると以下の式が得られる。

$$p_1 + p_{s_{loss}} = (p_2 - p_{r_{loss}}) + p_e.$$
 (4.8)

ただし

$$\begin{split} p_{s_loss} &= R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2): \ \text{固定子巻線での銅損,} \\ p_{r_loss} &= R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2): \ \text{回転子巻線での銅損,} \\ p_e &= \frac{1-s}{s} \Big\{ p_2 - R_r (i_{rd}^{i_2^2} + i_{rq}^{i_2^2}) \Big\}: \text{DFIG} へ入力される電磁気的なパワー,} \end{split}$$

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 q1 は次のようになる。

$$q_{1} = v_{sq}i_{sd} - v_{sd}i_{sq} = -R_{s}i_{sd}i_{sq} - \omega_{s}l_{s}i_{sd}^{2} - \omega_{s}M'(i_{sd} - i_{rd}')i_{sd} + R_{s}i_{sd}i_{sq} - \omega_{s}l_{s}i_{sq}^{2} - \omega_{s}M'(i_{sq} - i_{rq}')i_{sq} = -\omega_{s}l_{s}(i_{sd}^{2} + i_{sq}^{2}) - \omega_{s}M'(i_{sd}^{2} + i_{sq}^{2}) + \omega_{s}M'(i_{sd}i_{rd}' + i_{sq}i_{rq}')$$

$$(4.9)$$

同様に二次側へ入力する向きにおける瞬時無効電力 q2 は次のようになる。


図 4.2 DFIG の無効電力フロー

$$\begin{aligned} q_{2} &= v_{rq}^{'} \dot{i_{rq}} - v_{rd}^{'} \dot{i_{rq}} \\ &= R_{r}^{'} \dot{i_{rd}} \dot{i_{rq}} + (\omega_{s} - \omega_{m}) \dot{l_{r}} \dot{i_{rd}}^{2} + (\omega_{s} - \omega_{m}) \dot{M} \left(-i_{sd} + i_{rd}^{'} \right) \dot{i_{rd}} - R_{r}^{'} \dot{i_{rd}} \dot{i_{rq}} + (\omega_{s} - \omega_{m}) \dot{l_{r}} \dot{i_{rq}}^{2} + (\omega_{s} - \omega_{m}) \dot{M} \left(-i_{sq} + i_{rq}^{'} \right) \dot{i_{rq}} \\ &= (\omega_{s} - \omega_{m}) \dot{l_{r}} \left(\dot{i_{rd}}^{2} + i_{rq}^{'} \right) + (\omega_{s} - \omega_{m}) \dot{M} \left(\dot{i_{rd}}^{2} + i_{rq}^{'} \right) - (\omega_{s} - \omega_{m}) \dot{M} \left(i_{sd}^{'} \dot{i_{rd}} + i_{sq}^{'} \dot{i_{rq}} \right) \\ &= s \omega_{s} \dot{l_{r}} \left(\dot{i_{rd}}^{2} + i_{rq}^{'} \right) + s \omega_{s} M^{'} \left(\dot{i_{rd}}^{'} + i_{rq}^{'} \right) - s \omega_{s} M^{'} \left(i_{sd}^{'} \dot{i_{rd}} + i_{sq}^{'} \dot{i_{rq}} \right). \end{aligned}$$

$$(4.10)$$

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。

$$-q_{1} + \frac{q_{2}}{s} = \omega_{s}l_{s}\left(\dot{i_{sd}}^{2} + \dot{i_{sq}}^{2}\right) + \omega_{s}l_{r}'\left(\dot{i_{rd}}^{2} + \dot{i_{rq}}^{2}\right) + \omega_{s}M'\left(\dot{i_{sd}}^{2} + \dot{i_{sq}}^{2} + \dot{i_{rd}}^{2} + \dot{i_{rq}}^{2} - 2\dot{i_{sd}}\dot{i_{rd}} - 2\dot{i_{sq}}\dot{i_{rq}}\right)$$
$$= \omega_{s}l_{s}\left(\dot{i_{sd}}^{2} + \dot{i_{sq}}^{2}\right) + \omega_{s}l_{r}'\left(\dot{i_{rd}}^{2} + \dot{i_{rq}}^{2}\right) + \omega_{s}M'\left\{\left(-\dot{i_{sd}} + \dot{i_{rd}}\right)^{2} + \left(-\dot{i_{sq}} + \dot{i_{rq}}\right)^{2}\right\}$$
$$= \omega_{s}l_{s}\left(\dot{i_{sd}}^{2} + \dot{i_{sq}}^{2}\right) + \omega_{s}l_{r}'\left(\dot{i_{rd}}^{2} + \dot{i_{rq}}^{2}\right) + \omega_{s}M'\dot{i_{exc}}^{2}$$

$$\Leftrightarrow -q_{1} + \frac{q_{2}}{s} - \omega_{s} l_{s} \left(i_{sd}^{2} + i_{sq}^{2} \right) - \omega_{s} l_{r}^{'} \left(i_{rd}^{'2} + i_{rq}^{'2} \right) - \omega_{s} M^{'} i_{exc}^{2} = 0.$$
(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、

 $q_{\rm exc} = \omega_{\rm s} M i_{\rm exc}^2$: 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。

$$p_1 = p_2 + \frac{1-s}{s} p_2 = \frac{1}{s} p_2.$$
(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 $p_{\rm m}$ は負荷電力 $p_{\rm load}$ と等しくなる。



$$p_{\rm m} = p_{\rm load} = p_1 - p_2 = (1 - s) p_1 = \left(\frac{1 - s}{s}\right) p_{\rm r}.$$
 (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。

$$p_1 = \frac{1}{1-s} p_{\text{load}}, \qquad (4.14)$$

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

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。

$$\mathbf{v}_{s} = j\omega_{s}M'(-\mathbf{i}_{s} + \mathbf{i}_{r}'), \qquad (4.16)$$
$$\mathbf{v} = i(\omega - \omega_{s})M'(-\mathbf{i} + \mathbf{i}').$$

$$r_{\rm r} = f(\omega_{\rm s} - \omega_{\rm m}) n r \left(\mathbf{v}_{\rm s} + \mathbf{v}_{\rm r} \right)$$
(4.17)

これより定常状態において固定子電圧ベクトル v_s を一定に保つため、式(4.16)の電流ベクト ル(- i_s + i_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、 i_{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。

$$-i_{s} + i_{r} = (-i_{s_amp} - i_{s_exc}) + (i_{r_amp} + i_{r_exc})$$
$$= (-i_{s_amp} + i_{r_amp}) + (-i_{s_exc} + i_{r_exc})$$
(4.18)

= $0 + i_{exc} = i_{exc}$. 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

 $i_{s_{amp}} = i'_{r_{amp}}$

(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。

したがって、等アンペアターン電流は以下の関係を持つ。

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

- 68 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
 - Ploss_GSC :GSC での損失

Ploss_RSC : RSC での損失
Ploss_GSCLC: GSC 交流側 LC フィルタでの損失
Ploss_RSCLC: RSC 交流側 LC フィルタでの損失
Ploss_MT : マッチング変圧器での損失
Ploss_GSCL: GSC 交流側 LC フィルタのリアクトルでの損失
Ploss_GSCC: GSC 交流側 LC フィルタのキャパシタでの損失
Ploss_RSCL: RSC 交流側 LC フィルタのリアクトルでの損失
Ploss_RSCL: RSC 交流側 LC フィルタのリアクトルでの損失
Ploss_RSCC: RSC 交流側 LC フィルタのキャパシタでの損失
Ploss_RSCC: RSC 交流側 LC フィルタのキャパシタでの損失

- (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 4.8 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フィルタヘ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 (図4.80	I.T.ヘフロ の56で示	ーする電気的諸量 した部分)		
線間電圧実効値 [V]	200.12	無効電力 [var]	-1081.8	1.8 線間電圧実効値 [V] 287.43 無効電力			48.5
線電流実効値 [A]	R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
有效電力[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	ィルタの)リアク	クトルでの損	失
-------	---------	-------	------	------	--------	---

DFIGー次側からLCフィルタへフローする電気的諸量				LCフィルタのリアクトル	からM.T	ヘフローする電気	的諸量
(図4.9の34で示した部分)			(図4.90	の56で示	した部分)		
線間電圧実効値 [V]	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

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 (図4.10	らフロー の34で示	する電気的諸量 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

表 4.3 マッチング変圧器(M.T.)での損失



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。

GSC交流側 (図4.11	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)					
線間電圧実効値 [V]	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	

表 4.4 GSC での損失



図 4.12 RSC での損失測定

表 4.5 RSC での損失

RSC交流側 (図4.12	GSC直流出力の (図4.12の56で	の電気的諸量 示した部分)			
線間電圧実効値 [V]	↓間電圧実効値 [V] 34.066 無効電力 [var] 688.1				
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 (図4.13	に入力す の56で示	る電気的諸量 した部分)		
線間電圧実効値 [V]	34.744	無効電力 [var]	712.8	.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
2011	

RSC交流	出力側の)電気的諸量		RSC交流側LCフィルタの	リアクトルからD	FIG二次側へフローす	る電気的諸量
(図4.14の34で示した部分)					(図4.14の56でえ	〒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フィルタヘ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 (図4.80	I.T.ヘフロ の56で示	ーする電気的諸量 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]	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ー次側からLCフィルタへフローする電気的諸量				LCフィルタのリアクトル	からM.T	ヘフローする電気	的諸量
(図4.9の34で示した部分)				(凶4.90	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・ (図4.10	する電気的諸量 示した部分)	M.T.二次側か (図4.10	らフロー の34で示	する電気的諸量 (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 (図4.11	GSC直流出力の (図4.11の56で示	電気的諸量 した部分)			
線間電圧実効值 [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 (図4.12	GSC直流出力の (図4.12の56で	の電気的諸量 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	ィルタ	での損失
~ `					

RSC交流 (図4.13)電気的諸量 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]	可效電力 [W] 134.5 力率 0.154				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				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34で示した部分)				(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

衣 4.10 GOU の文加則 LU ノイルク Cの頂	LC フィルタでの損	LCフィ	GSC の交流側	表 4.15
-----------------------------	------------	------	----------	--------

DFIG一次側からLC (図4.8	ヽフローする電気的 、した部分)	LCフィルタからM.T.ヘ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 (図4.9	、フローする電気的 した部分)	LCフィルタのリアクトル (図4.90	からM.T. の56で示	ヘフローする電気 した部分)	的諸量		
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/ (図4.10	する電気的諸量 示した部分)	M.T.二次側か (図4.10	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]	\$間電圧実効値 [V] 286.34 無効電力 [var] −1624.9				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 (図4.11	GSC直流出力の電 (図4.11の56で示	電気的諸量 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 (図4.12	GSC直流出力の (図4.12の56で	D電気的諸量 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。

4X 4.40 INOU XULLE LU Z 1/2 Z VULLE	表 4.	20 RS	C 交流側	LCフ	イルタ	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 (図4.13	に入力す の56で示	る電気的諸量 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

RSC交流出力側の電気的諸量			RSC交流側LCフィルタの	JアクトルからD	FIG二次側へフローす	る電気的諸量	
(図4.14の34で示した部分)				(図4.14の56でえ	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

表 4.21 RSC 交流側 LC フィルタのリアクトルでの損失

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

$$\alpha_{\rm D}(\omega_{\rm N}t) = \alpha_{\rm R}(\omega_{\rm N}t) = \frac{1}{2} \left[1 + m_{\rm R}(\omega_{\rm N}t) \right], \qquad (4.20)$$

となる。ただし mr 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 a_{IGBT} については

$$\alpha_{\rm IGBT}\left(\omega_{\rm N}t\right) = 1 - \alpha_{\rm R}\left(\omega_{\rm N}t\right) = \frac{1}{2} \left[1 - m_{\rm R}\left(\omega_{\rm N}t\right)\right],\tag{4.21}$$

となる。ただし、 $m_{\rm R}(\omega_{\rm N} t)$ 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

$$m_{\rm R}\left(\omega_{\rm N} t\right) = \frac{2V_{\rm R}}{V_{\rm dc}} \cos \omega_{\rm N} t = M \cos \omega_{\rm N} t , \qquad (4.22)$$

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。

$$I_{\rm R}(t) = I_{\rm N} \cos(\omega_{\rm N} t + \varphi) \,. \tag{4.23}$$

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。

$$P_{\text{F,Diode}}\left(t\right) = V_{\text{fDiode}} \times I_{\text{R,avg}}\left(t\right) + r_{\text{fDiode}} \times I_{\text{R,rms}}^{2}\left(t\right)$$
$$= V_{\text{fDiode}} \times \alpha_{\text{R}}\left(t\right) \times I_{\text{R}}\left(t\right) + r_{\text{fDiode}} \times \alpha_{\text{R}}\left(t\right) \times I_{\text{R}}^{2}\left(t\right).$$
(4.24)

Vfdiode はダイオードの PN 接合界面での電圧降下を示し、rfDiode 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、TNを基本 波周期とし、 $T_N = (2\pi)/\omega_N$ という関係がある。

$$P_{F,Diode} = V_{\text{fDiode}} \left\{ \frac{1}{T_N} \int_{\frac{-\pi/2-\varphi}{\omega_N}}^{\frac{\pi/2-\varphi}{\omega_N}} \alpha_R(\omega_N t) \times I_R(\omega_N t) d\omega_N t \right\} + r_{\text{fDiode}} \left\{ \frac{1}{T_N} \int_{\frac{-\pi/2-\varphi}{\omega_N}}^{\frac{\pi/2-\varphi}{\omega_N}} \alpha_R(\omega_N t) \times I_R^2(\omega_N t) d\omega_N t \right\}$$
$$= \frac{V_{\text{fDiode}} I_N}{2} \left\{ \frac{1}{\pi} + \frac{M}{4} \cos \varphi \right\} + r_{\text{fDiode}} I_N^2 \left\{ \frac{1}{8} + \frac{M}{3\pi} \cos \varphi \right\}. \tag{4.25}$$

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。

$$P_{\rm F,IGBT}(t) = V_{\rm fIGBT} \times I_{\rm R,avg}(t) + r_{\rm fIGBT} \times I_{\rm R,rms}^{2}(t)$$
$$= V_{\rm fIGBT} \times \alpha_{\rm IGBT}(t) \times I_{\rm R}(t) + r_{\rm fIGBT} \times \alpha_{\rm IGBT}(t) \times I_{\rm R}^{2}(t). \quad (4.26)$$

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*_{F,IGBT} が次のように求ま る。

$$P_{\text{F,IGBT}} = V_{\text{fIGBT}} \left\{ \frac{1}{T_{\text{N}}} \int_{\frac{-\pi/2-\varphi}{\omega_{\text{N}}}}^{\frac{\pi/2-\varphi}{\omega_{\text{N}}}} \alpha_{\text{IGBT}} \left(\omega_{\text{N}}t\right) \times I_{\text{R}}\left(\omega_{\text{N}}t\right) d\omega_{\text{N}}t \right\} + r_{\text{fIGBT}} \left\{ \frac{1}{T_{\text{N}}} \int_{\frac{-\pi/2-\varphi}{\omega_{\text{N}}}}^{\frac{\pi/2-\varphi}{\omega_{\text{N}}}} \alpha_{\text{IGBT}}\left(\omega_{\text{N}}t\right) \times I_{\text{R}}^{2}\left(\omega_{\text{N}}t\right) d\omega_{\text{N}}t \right\} \\ = \frac{V_{\text{fIGBT}}I_{\text{N}}}{2} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{M}{4}\cos\varphi\right) + r_{\text{fIGBT}}I_{\text{N}}^{2} \left(\frac{1}{8} - \frac{M}{3\pi}\cos\varphi\right).$$

$$(4.27)$$

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]。

$$P_{\text{IGBT}_\text{Switchloss}} = \frac{1}{2\pi} \frac{V_{\text{dc}}(t_{\text{ON}} + t_{\text{OFF}})}{2T_{\text{s}}} \int_{\frac{-\pi/2 - \varphi}{\omega_{\text{N}}}}^{\frac{\pi/2 - \varphi}{\omega_{\text{N}}}} I_{\text{R}}(\omega_{\text{N}}t) d\omega_{\text{N}}t$$
$$= \frac{1}{2\pi} \frac{V_{\text{dc}}(t_{\text{ON}} + t_{\text{OFF}})}{T_{\text{s}}} I_{\text{N}}.$$
(4.28)

ただし、*T*sはサンプリング周期、ton,toFF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 Ploss_CONV は次式になる。

$$P_{\text{loss}_\text{CONV}} = 6 \times (P_{\text{F},\text{Diode}} + P_{\text{F},\text{IGBT}} + P_{\text{IGBT}_\text{Switchloss}}).$$
(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 (の),負荷電流波高値 In 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 $V_{flGBT4} = 0.75$ V,

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

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) $\leftrightarrow 0 V$ (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 $T_j=125 °$ C,誘導負荷の場合

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

$$V_{\rm fDiode4}$$
=1.05 V



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

$$v_{\text{fIGBT9}} = 0.85 \text{ V},$$

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

0.05 17

T7

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



H(A)

馬を見ていた





示す。最もこのtc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_i=125 ℃, 誘導負荷の場合

*t*_{c(on)}=0.4 µs (標準値),

 $t_{\rm c(off)} = 0.6 \,\mu s$ (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 $T_j = 25 \, \mathbb{C}$ のとき、コレクタ逆電流 - $I_c(\mathbf{A}) - エミッタ・コレクタ間電圧 V_{EC}(\mathbf{V})$ より

$$V_{\text{fDiode9}}=0.7 \text{ V},$$

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

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: cosφ = 0.13

GSC 電流波高值 *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。

$$P_{\text{F,Diode}} = \frac{V_{\text{fDiode}}I_{\text{N}}}{2} \left\{ \frac{1}{\pi} + \frac{M}{4}\cos\varphi \right\} + r_{\text{fDiode}}I_{\text{N}}^{2} \left\{ \frac{1}{8} + \frac{M}{3\pi}\cos\varphi \right\}$$
$$= \frac{1.05 \times 9.57}{2} \left(\frac{1}{\pi} + \frac{0.845}{4} \times 0.13 \right) + 0.04 \times 9.57^{2} \left(\frac{1}{8} + \frac{0.845}{3\pi} \times 0.13 \right)$$
$$= 2.237 \text{ W}.$$

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。

$$P_{\text{F,IGBT}} = \frac{V_{\text{fIGBT}} I_N}{2} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{M}{4} \cos \varphi \right) + r_{\text{fIGBT}} I_N^2 \left(\frac{1}{8} - \frac{M}{3\pi} \cos \varphi \right)$$
$$= \frac{0.75 \times 9.57}{2} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{0.845}{4} \times 0.13 \right) + 0.035 \times 9.57^2 \left(\frac{1}{8} - \frac{0.845}{3\pi} \times 0.13 \right)$$
$$= 1.407 \text{ W}.$$

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。

$$P_{\text{IGBT_Switchloss}} = \frac{1}{2\pi} \frac{V_{\text{dc}} \left(t_{\text{ON}} + t_{\text{OFF}} \right)}{T_{\text{s}}} I_{\text{N}}$$
$$= \frac{1}{2\pi} \frac{200 \left(0.3 + 0.6 \right) \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-6}} \times 9.57$$
$$= 3.046 \text{ W}.$$

よって GSC での損失は式(4.29)より以下のようになる。

 $P_{\text{loss}_GSC} = 6 \times (2.237 + 1.407 + 3.046) = 40.14 \text{ W}.$



(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: cosφ = -1

RSC 電流波高值 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。

$$P_{\text{F,Diode}} = \frac{V_{\text{fDiode}}I_{\text{N}}}{2} \left\{ \frac{1}{\pi} + \frac{M}{4}\cos\varphi \right\} + r_{\text{fDiode}}I_{\text{N}}^{2} \left\{ \frac{1}{8} + \frac{M}{3\pi}\cos\varphi \right\}$$
$$= \frac{0.7 \times 15.875}{2} \left\{ \frac{1}{\pi} + \frac{0.12}{4} \times (-1) \right\} + 0.019 \times 15.875^{2} \left\{ \frac{1}{8} + \frac{0.12}{3\pi} \times (-1) \right\}$$

= 2.140 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。

$$P_{\text{F,IGBT}} = \frac{V_{\text{fIGBT}}I_{\text{N}}}{2} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{M}{4}\cos\varphi\right) + r_{\text{fIGBT}}I_{\text{N}}^{2} \left(\frac{1}{8} - \frac{M}{3\pi}\cos\varphi\right)$$
$$= \frac{0.85 \times 15.875}{2} \left\{\frac{1}{\pi} - \frac{0.12}{4} \times (-1)\right\} + 0.011 \times 15.875^{2} \left\{\frac{1}{8} - \frac{0.12}{3\pi} \times (-1)\right\}$$
$$= 2.732 \text{ W}.$$

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。

$$P_{\text{IGBT}_\text{Switchloss}} = \frac{1}{2\pi} \frac{V_{\text{dc}} \left(t_{\text{ON}} + t_{\text{OFF}} \right)}{T_{\text{s}}} I_{N}$$
$$= \frac{1}{2\pi} \frac{200 \left(0.4 + 0.6 \right) \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-6}} \times 15.875$$
$$= 5.053 \text{ W}.$$

よって RSC での損失は以下のようになる。 $P_{\text{loss}_RSC} = 6 \times (2.140 + 2.732 + 5.053) = 59.549 \text{ W}.$



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 *q* = 0.419

GSC 電流波高值 IN: 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
- $P_{\text{loss GSC}} = 6 \times (2.35 + 0.95 + 2.47) = 34.62 \text{ W}.$

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: cosφ = -1

RSC 電流波高值 IN: 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
- $P_{\text{loss RSC}} = 6 \times (2.80 + 3.64 + 6.37) = 76.86 \text{ W}.$

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: cosφ = 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_{loss_GSC} = 6 × (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: cosφ =-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*_{RSCloss} = 6 × (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

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

TYPE	J6000	IMPEDANCE	%
PHASE	3	INSULATOIN CLASS & LEVEL	A 2kV
CAPACITY	10 kVA	WEIGHT	100kg
FREQUENCY	60Hz	NO.	909
CONNECTION	$\Delta - \Delta$	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		

表 4.22 マッチング変圧器の仕様



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

$$|Y| = \frac{I_{\rm NL}}{V_{\rm sp}/\sqrt{3}} = \frac{0.9319}{230.86/\sqrt{3}} = 6.9917 \times 10^{-3} \, \mathrm{S} \, .$$

・励磁サセプタンス

$$B = \sqrt{\frac{3I_{\rm NL}^2}{V_{\rm sn}^2}} - \left(\frac{P_{\rm NL}}{V_{\rm sn}^2}\right)^2 = \sqrt{\frac{3 \times 0.9319^2}{230.86^2}} - \left(\frac{131.34}{230.86^2}\right)^2 = 6.5430 \times 10^{-3} \,\mathrm{S}$$

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)

$$R'_{\rm r} = \frac{P_{\rm LT}}{3I_{\rm sn}^2} = \frac{171.04}{3 \times 27.016^2} = 0.078115\,\Omega\,\cdot\,$$

・変圧器一次二次合計漏れリアクタンス(230V側換算値)

$$X_{1} = \sqrt{\frac{V_{\text{LT}}^{2}}{3I_{\text{sn}}^{2}}} - \left(\frac{P_{\text{LT}}}{3I_{\text{sn}}^{2}}\right)^{2} = \sqrt{\frac{3.981^{2}}{3 \times 27.016^{2}}} - \left(\frac{171.04}{3 \times 27.016^{2}}\right)^{2} = 0.033706\,\Omega$$

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

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 $3 \times I_r^2 \times r_l = 3 \times 3.2785^2 \times 0.040 = 1.2898 W$. RSC 交流側リアクトルでの巻線抵抗による損失

 $3 \times I_s^2 \times r_1 = 3 \times 10.437^2 \times 0.040 = 13.072 \text{ W}$.

(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

	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 4.23 LC フィルタでの損失の実測値

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

 $3 \times I_r^2 \times r_1 = 3 \times 3.2315^2 \times 0.040 = 1.253 \,\mathrm{W}$.

RSC 交流側リアクトルでの巻線抵抗による損失

 $3 \times I_s^2 \times r_1 = 3 \times 13.403^2 \times 0.040 = 21.56 \,\mathrm{W}$.

(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

 $3 \times I_r^2 \times r_1 = 3 \times 3.3878^2 \times 0.040 = 1.377 \text{ W}$.

RSC 交流側リアクトルでの巻線抵抗による損失

 $3 \times I_s^2 \times r_1 = 3 \times 20.248^2 \times 0.040 = 49.198 \,\mathrm{W}$.

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 m Ω 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 4.36 無負荷時における GSC 交流側リアクトル両端電圧 vgscl_a と流れる電流 iglcl_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

 $: 75.5 / 277.8 \times 100 = 27.18 \%$

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。

	測定值 [W]	計算值 [W]	誤差 [W]
$P_{\rm loss_GSCLC}$	31.4	31.8	0.4
$P_{\text{loss}_{MT}}$	56.6	56.3	-0.3
$P_{loss_{GSC}}$	45.2	40.14	-5.06
P_{loss_RSC}	54.6	59.549	4.949
$P_{\rm loss_RSCLC}$	16.4	13.072	-3.328
合計	204.2	200.861	-3.339

表 4.25 無負荷時の損失測定値と計算値および誤差

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

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

衣 4.27 - 383 VA (P.F. = 0.75) 誘导性貝何按統时の損大側止値と計昇値やよし	4.27 383 VA (P.F. = 0	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
---	-------------------------	------------------------	---------

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

96 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 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 Ploss_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



表 4.28 軸入	カパワーの負荷	・速度特性
-------------	---------	-------

<u>動力計軸入力[W]</u>				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。



± 1 00	まみ ス	<i>н</i> ι	n.h	の名世	古由性性
表 4 29	市田人	カト	、ルクク	(/) 自命。	,艰度较低

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			




100 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





102 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



4.4.4 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 *i_{s_amp}=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



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

- 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印紀。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



108 5.2 実験による負荷急変時の応答の測定

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) - 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)-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 igd 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 igd 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 八/ / / 页间设入时 》 建铅枪舱能力							
	Reference of the rotational speed [rpm]						
The amount of applied load	1000	1100	1200	1300	1400	1500	1600
100 W	0	0	0	0	0	0	0
200 W	\triangle	\bigcirc	0	0	0	0	0
400 W				\triangle	0	0	0
600 W	×	×					0

表 5.1 ステップ負荷投入時の運転継続能力

112 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

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 fg 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。

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

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。

$$G_{\rm PID} = K_1 \frac{(1+sT_2)(1+sT_3)}{sT_1}.$$
(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。

$$\omega_{r}^{*} \xrightarrow{+} \omega_{r} \underbrace{K_{1} \frac{(1+sT_{2})(1+sT_{3})}{sT_{1}}}_{\text{Governor}} \underbrace{f_{g}}_{\text{Engine}} \underbrace{K_{g} \frac{e^{-\tau_{d}s}}{1+\tau_{c}s}}_{\text{Engine}} \underbrace{T_{d}}_{\text{Engine}}$$

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 $T_3 \ge \tau_c$ と等しくなるように調節し, $T_1 \ge T_2$ 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。

$$G_{\rm ol} = K \left(1 + \frac{1}{sT_{\rm l}} \right) e^{-\tau_{\rm d} s} \,. \tag{5.3}$$

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 Standalone 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1MW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 118 6.2 DFIG に要求される仕様と発電システム設計



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:1MW
- ・ガスエンジンの定格回転速度:1200 rpm
- ・発電機の定格出力:1MW
- ・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1MW 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1MWの場合のパラメータを定格出力10kW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1MW機の方が漏れインダクタンス*L*s,*L*^{*}が大きくなっている。また巻線 抵抗*R*s,*R*^{*}に関して1MW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1MW機の方が10kW機よりも10倍ほど長くなっている。すなわち、1MW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 $0\sim 400$ 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。

$R_{\rm s}$ [Ω] $L_{\rm s}$ [mH] $R_{\rm r}$ [Ω] $L_{\rm r}$ [mH] $L_{\rm m}$ [mH] $R_{\rm m}$ [Ω] A 0.44212.200.40017.45205.22785		表 6.1 定格出力 1MW の DFIG のパラメータ案							
0.442 12.20 0.400 17.45 205.2 2785		A	$R_{\rm m}\left[\Omega ight]$	$L_{\rm m}$ [mH]	$L_{\rm r}$ [mH]	$R_{\rm r}^{'}[\Omega]$	<i>L</i> _s [mH]	$R_{\rm s}$ [Ω]	
0.443 12.39 0.409 17.45 395.2 2785	6.96		2785	395.2	17.45	0.409	12.39	0.443	



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

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

(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。

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

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

$$I_{s_{exc}} = \frac{200 / \sqrt{3}}{2\pi \times 60 \times L_{m}},$$
 (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

$$I_{\rm r, exc} = I_{\rm s, exc} \times A \,, \tag{6.5}$$

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

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

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 $I_{\rm resc} = 8.61717 \times 0.545 = 4.70$ [A], (6.7)

となる。

		. =				
$R_{\rm s}$ [Ω]	$L_{\rm s}$ [mH]	$R_{\rm r}^{'}[\Omega]$	$L_{\rm r}$ [mH]	$L_{\rm m}$ [mH]	$R_{\rm m}\left[\Omega\right]$	A
0.136	0.80	0.122	1.03	31.8	164	0.545

表 6.2 定格出力 10 kWの DFIG のパラメータ

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

122 6.5 10 kW 定格 DFIG のパラメータと電圧・電流・損失の算出

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

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

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 6A 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 6A は 12 A に変換される。

なお鉄損 Ploss iron は

$$P_{\text{loss_iron}} = \frac{200^2}{164} = 244 [W], \qquad (6.9)$$

となる。これより DFIG パラメータの設計が完了した。



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_{lexc} は

$$P_{\text{lave}} = 2 \times \pi \times 60 \times C \times 200^2 \,, \tag{6.10}$$

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

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

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 $L_{\rm r}$ を6 mH,一次側キャパシタンス $C_{\rm g}$ を 20 μ F 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













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

126 6.8 結言

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] <u>T. Daido</u>, 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] <u>T. Daido</u>, 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] <u>T. Daido</u>, 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] <u>T. Daido</u>, Y. Miura, T. Ise, Y. Sato, "A Study on a Start-up Method during a Blackout of a Doublyfed 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] <u>大道哲二</u>,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] <u>大道哲二</u>,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] <u>大道哲二</u>,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] <u>大道哲二</u>,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] <u>大道哲二</u>,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] <u>T. Daido</u>, Y. Miura, T. Ise, Y. Sato, "Best Paper Award 2nd Prize", 8th International Conference on Power Electronics – ECCE Asia, June 1, 2011.

[2] <u>T. Daido</u>, "IEEE Kansai Section Student Paper Award", Feb. 14, 2012.

特許

[1] <u>大道哲二</u>,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.

134