

巻線形誘導発電機を用いた潮流発電システムにおける
増速比および発電機容量に関する研究

平成27年1月

日本大学大学院理工学研究科博士後期課程

電気工学専攻

辻 健太郎

目次

第 1 章 序論.....	1
1.1 本研究の背景.....	1
1.2 発電機の定速・可変速運転方式.....	9
1.3 本研究の目的および関連する研究の動向.....	11
1.4 本論文の概要.....	13
第 2 章 潮流発電システムの発電電力量.....	16
2.1 はじめに.....	16
2.2 ダリウス形水車の水車特性.....	16
2.3 水路実験によるパワー係数特性およびパワー係数特性の近似法.....	18
2.4 流速の出現確率密度関数.....	25
2.5 潮流発電システムの発電電力量.....	27
2.6 まとめ.....	30
第 3 章 速度制御システム.....	31
3.1 はじめに.....	31
3.2 巻線形誘導発電機 (DFIG) を用いた潮流発電システム	32
3.3 速度制御システム.....	32
3.3.1 すべりと水車出力	32
3.3.2 二次供給電圧	34
3.3.3 運動方程式	37
3.4 速度制御システムと流速のステップ変化に対する応答.....	38
3.5 まとめ.....	47
第 4 章 最大出力点追従制御方式.....	48
4.1 はじめに.....	48

4.2	発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量.....	48
4.3	MPPT 制御方式における速度制御システムの応答	54
4.4	まとめ.....	60
第 5 章 定格一定制御方式.....		61
5.1	はじめに.....	61
5.2	定格一定制御方式.....	61
5.2.1	発電機入力（水車出力）一定制御方式.....	61
5.2.2	一次有効電力一定制御方式	62
5.2.3	二次供給電圧一定制御方式	64
5.3	発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量.....	65
5.3.1	遺伝的アルゴリズム	67
5.3.2	計算結果	70
5.4	定格一定制御方式における速度制御システムの応答.....	72
5.4.1	発電機入力（水車出力）一定制御方式.....	72
5.4.2	一次有効電力一定制御方式	78
5.4.3	二次供給電圧一定制御方式	83
5.5	まとめ.....	88
第 6 章 結論.....		89
6.1	本研究で得られた成果.....	89
6.2	今後の課題.....	91
付録 誘導発電機の電圧方程式.....		93
参考文献.....		116
謝辞.....		119

第 1 章 序論

1.1 本研究の背景

電力の供給は一般の住宅から大規模な工場に至るまでの様々な需要家を対象として行われている。このため日本ではこのような複数多岐にわたる需要を 3 つの需要区分に大別している。1 つ目は一般家庭など低圧供給により電灯または小型機器を使用する「電灯需要」、2 つ目は商店や小規模な工場などで低圧供給により使用される「電力需要」、3 つ目は高圧および特別高圧供給によりビルや大規模な工場などで使用される「特定規模需要」に大別される。図 1.1 に日本における電灯・電力使用電力量の推移を示す⁽¹⁾。ただし、図中の電灯は「電灯需要」、電力は「電力需要」と「特定規模需要」を合わせたものである。

図 1.1 より、使用電力量は、オイルショックの 1973 年度以降着実に増加し、1973 年度から 2007 年度の間約 2.6 倍に拡大した。しかし、2008 年度から世界的金融危機の影響で生産が低迷し、企業向けを中心に電力消費が減少に転じた。一方、2010 年度は前年度より約 3.8% の増加とやや回復した。しかし、2011 年 3 月に発生した東京電力(株)福島第一原子力発電所事故を契機として、電力需給が逼迫する中で電力使用制限令や節電目標が設定されたこともあり、2011 年度の電力消費は前年度より約 5.1% の減少となった。このうち、1973 年度から 2011 年度の間に電灯の使用電力量は約 4 倍に増加し、鉱工業の使用電力量の増加は約 1.5 倍に留まったため、電灯と業務用電力等を含む民生用需要が約 7 割を占めるに至った。

電力消費の増加は、長期的にみても民生用消費によって牽引されてきた。これは、家庭部門では生活水準の向上等により、エアコンや電気カーペット等冷暖房用途の機器の普及が急速に伸びていること等によるものである。また、業務部門の電力消費の増加は、事務所ビルの増加や、経済の情報化・サービス化の進展を反映したオフィスビルにおける OA 機器の急速な普及等が進んだためである。電力化率は、1970 年度には約 27.8% であるが、2010 年度では約 43.6% に達した。

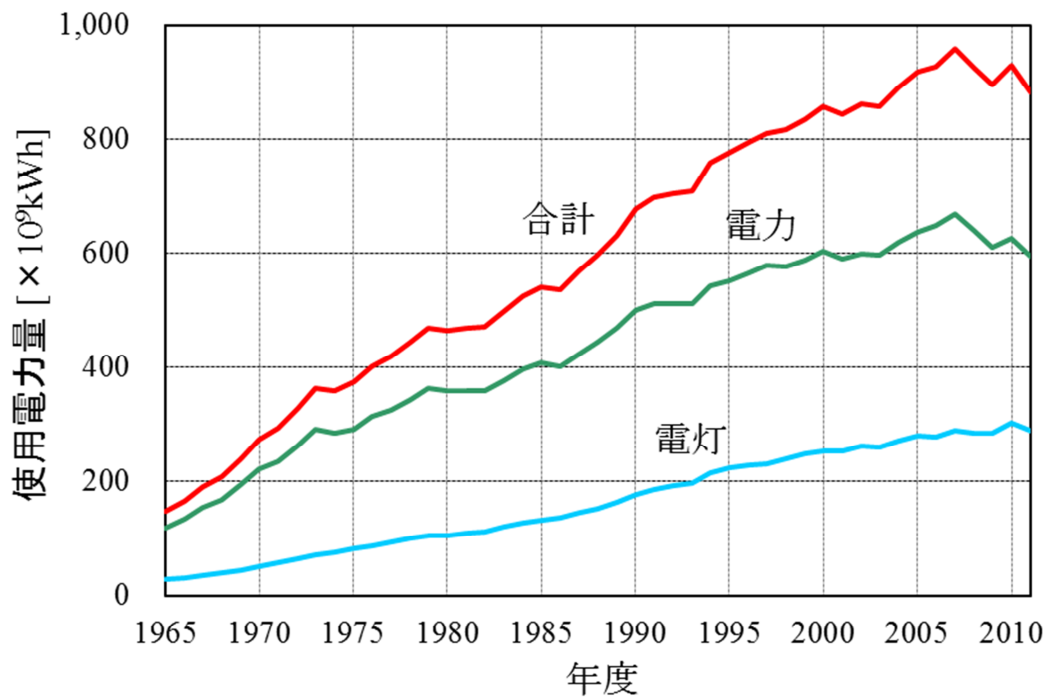


図 1.1 日本における電灯・電力使用電力量

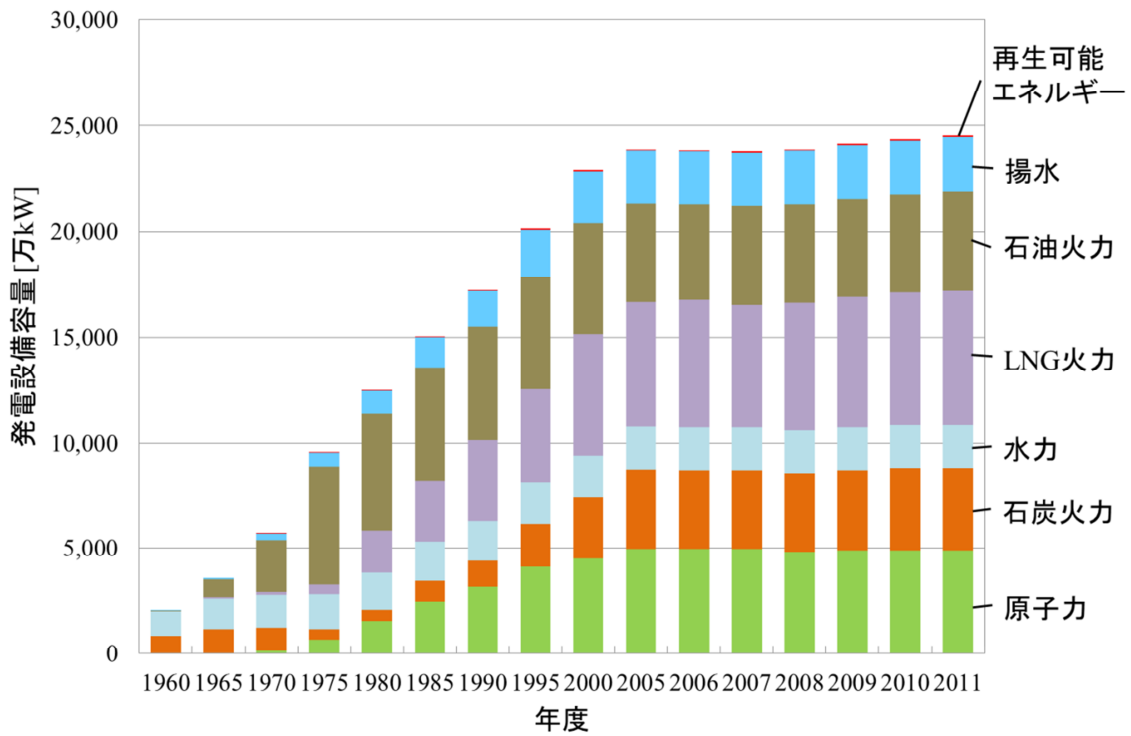


図 1.2 日本における発電形態毎の発電設備容量

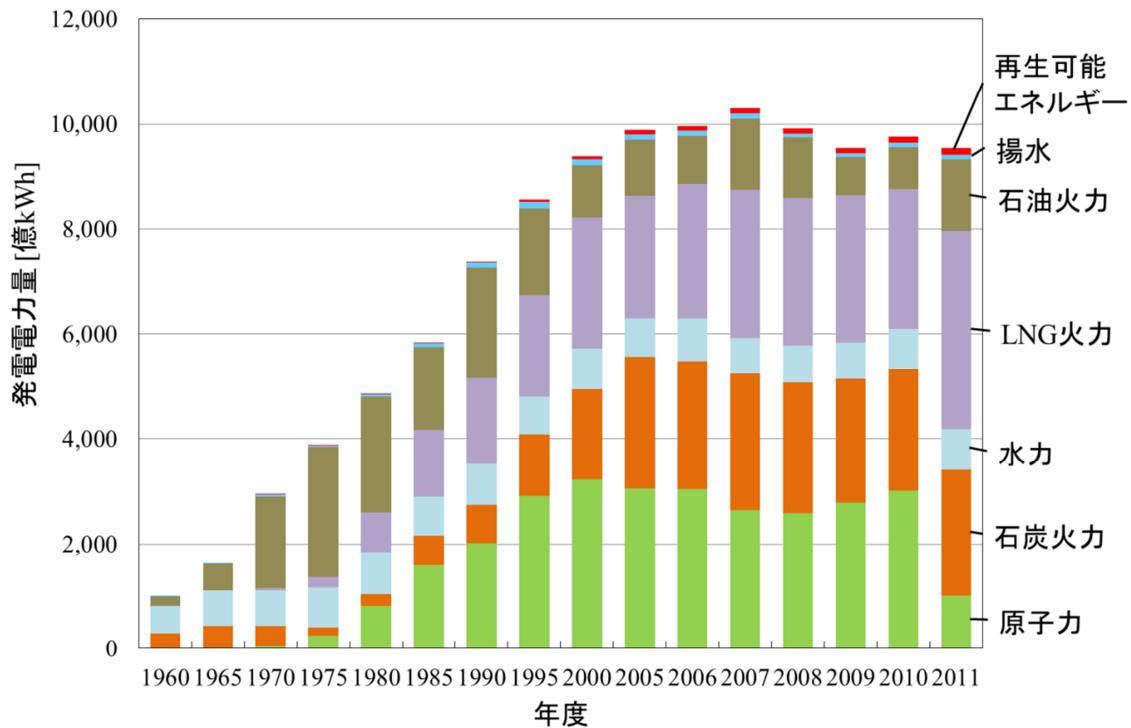


図 1.3 日本における発電形態毎の発電電力量

表 1.1 2010 年度および 2011 年度における発電電力量

	発電電力量 [億kWh]							計
	原子力	石炭火力	水力	LNG火力	石油火力	揚水	再生可能エネルギー	
2010年度	3,004 (30.8%)	2,323 (23.8%)	765 (7.8%)	2,657 (27.2%)	811 (8.3%)	83 (0.9%)	119 (1.2%)	9,762 (100%)
2011年度	1,018 (10.7%)	2,392 (25.0%)	777 (8.1%)	3,772 (39.5%)	1,372 (14.4%)	86 (0.9%)	133 (1.4%)	9,550 (100%)

図 1.2 に日本における発電形態毎の発電設備容量の推移を示す⁽¹⁾。図 1.2 に示すように、発電設備は 1963 年度に初めて火力発電設備容量が水力発電設備容量を上回り、いわゆる「火主水従」に移行した。しかし、1973 年度の第一次オイルショックを契機として、原子力発電、石炭火力発電、LNG 火力発電等の石油代替電源の開発が積極的に進められ、電源の多様化が図られた。この結果、2011 年度末の発電設備容量は、原子力 20.0% (4,896 万 kW)、LNG 火力 25.9% (6,353 万 kW)、石炭火力 15.8% (3,887 万 kW)、石油火力 19.0% (4,655 万 kW)、水力 19.2% (4,700 万 kW)、再生可能エネルギー 0.2% (57 万 kW) となった。

図 1.3 に日本における発電形態毎の発電電力量を示し、表 1.1 に 2010 年度および 2011 年

度における発電電力量を示す⁽¹⁾。図 1.3 に示すように、2011 年度以前の発電電力量は将来にわたり安定かつ経済的に電力を供給するために、原子力をベース、火力、水力など、それぞれの発電形態の特性を活かして組み合わせる形態（電源のベストミクス）を取っていた。しかし、2011 年 3 月に発生した東日本大震災による東京電力(株)福島第一原子力発電所事故のため原子力発電の割合は減少し、火力発電の割合が増加した。その結果、表 1.1 に示すように、2010 年度と比較して 2011 年度の全発電形態に対する原子力の割合は 10.7%に減少し、LNG 火力および石油火力の割合はそれぞれ 39.5%および 14.4%に増加した。

原子力は、1966 年に初の商業用原子力発電所である日本原子力発電(株)東海発電所（16.6 万 kW）が営業運転を開始し、2010 年度には発電電力量が 3,004 億 kWh となった。しかし、東京電力(株)福島第一原子力発電所の事故後、原子力発電所が定期検査等で次々に停止し、2011 年度の原子力の発電電力量は 1,018 億 kWh となり、前年度の約 34%となった。

LNG は、1969 年にアラスカから購入が開始されて以来、安定的かつクリーンなエネルギーとしての特性を生かし、環境規制の厳しい都市圏での大気汚染防止対策上、極めて有効な発電用燃料として導入されてきた。二度のオイルショックを経て、石油代替エネルギーの重要な柱となり、その導入が促進されてきた。2011 年度の LNG 火力の発電電力量は 3,772 億 kWh となり、第一次オイルショック時における LNG 導入当初と比較すると約 42 倍の水準となった。

石炭は確認可採埋蔵量が豊富で、比較的政情が安定している国々に広く存在しているため供給安定性に優れ、石油・LNG などより相対的に安価なことから、第一次オイルショック以降、安定供給の観点から石炭火力発電の導入が図られている。2011 年度の石炭火力の発電電力量は 2,392 億 kWh となり、第一次オイルショック時に比べて約 14 倍の水準となった。

石油火力は第一次オイルショック以降、石油代替エネルギーの開発・導入等により減少基調で推移した。1984 年以降、石油火力は一時的に増加傾向に転じたが、原子力発電の新規運転開始・高稼働率、LNG や石炭などの火力発電に比べ発電コストが高いことにより、ベースミドル供給力からピーク供給力へと移行し、その発電電力量は減少した。2010 年度の石油火力の発電電力量は 811 億 kWh となり、第一次オイルショック時（2,775 億 kWh）と比較すると約 3 割の水準となった。しかし、2011 年度以降原子力発電所の稼働率の低下等を補うため、短期的に石油火力の発電電力量が上昇している。

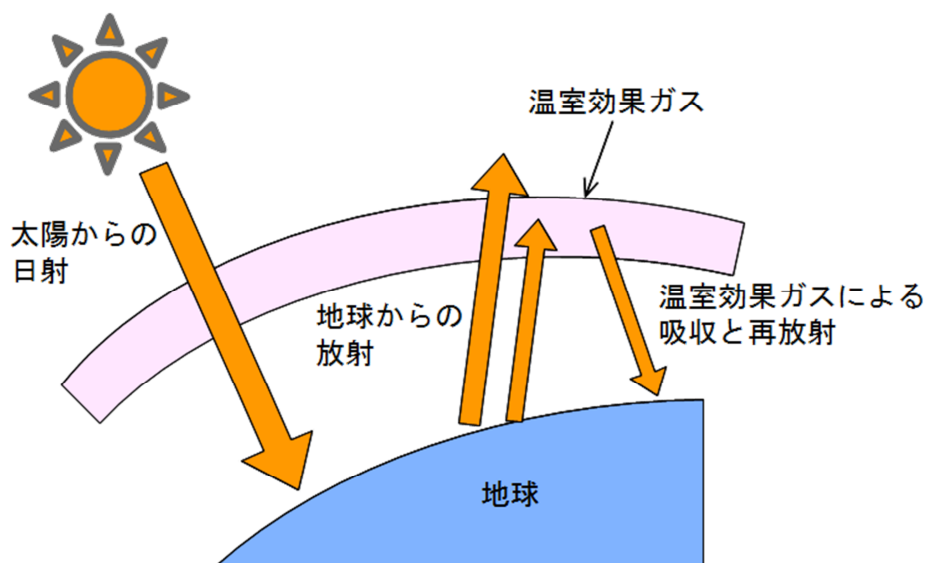


図 1.4 温室効果ガスによる地球温暖化の仕組み

しかし、これら化石燃料の大量消費により発生する地球温暖化問題は、地球レベルでの問題となっている。図 1.4 に温室効果ガスによる地球温暖化の仕組みを示す⁽²⁾。太陽からの日射エネルギーは電磁波の形で地球上に伝わる。太陽からの電磁波は地球上で吸収されて熱になり、その熱で暖められた地球は電磁波の形でエネルギーを宇宙に放射する。このように、太陽と地球との間でのエネルギーの授受によって地球の温熱環境は維持されている。

地球からの放射エネルギーは波長約 4~100 μm の範囲にある赤外線であり、放射された電磁波の波長約 13~17 μm の範囲にある赤外線の一部は大気中の二酸化炭素 (CO_2) により吸収され、地表から宇宙への熱の放出量を少なくしている。このように、熱を外に放出しないようにする効果が温室とよく似た働きをしていることからこれを大気の温室効果と呼び、これに関与する気体のことを温室効果ガスと呼ぶ。温室効果ガスが大気中に多く含まれるようになると赤外線の吸収量が増加し、気温が上昇し、温暖化による様々な弊害が懸念される。

化石燃料の大量消費は、地球温暖化の影響が最も大きい CO_2 の大気中への放出につながる。さらに近年の産業活動の活発化により、その他の「温室効果ガス」である冷蔵庫の冷媒、IC 製造時に使用されるフロンや代替フロン、火力発電所や自動車による化石燃料の燃焼に伴って発生する亜酸化窒素 (N_2O)、家畜糞尿等の腐敗物であるメタン (CH_4) 等の放出が増加している。これらの「温室効果ガス」によって地球レベルの気候変動が予測され、すでにそれらの兆候はさまざまな形で現れ、世界各地に異常気象をもたらしている。IPCC (Intergovernmental Panel on Climate Change : 気候変動に関する政府間パネル) の 2013 年第

5 次評価報告書第 1 作業部会報告書では 1880~2012 年において地球の平均地上気温が約 0.85°C 上昇し、1986~2005 年を基準とした 2016~2035 年の平均地上気温の変化は 0.3~0.7°C の間である可能性が高いと予測している。また、それ以降は環境の保全と経済の発展が地球規模で両立すれば 21 世紀末までに 0.3~1.7°C 上昇し、このまま化石燃料を重視し続ければ 2.6~4.8°C 上昇することを予測している⁽³⁾。

日本における再生可能エネルギーの導入拡大は、前述の地球温暖化防止およびエネルギー源の多様化に貢献するとともに、エネルギー輸入依存の低減を図ることが可能であり、エネルギー安全保障の強化を図る上で、非常に重要な位置付けにある。また、日本はエネルギー政策の基本である 3E、すなわち、エネルギー安定供給の確保 (Energy Security)、環境への適合 (Environment)、経済効率性 (Economic Efficiency) の実現を図る上で、再生可能エネルギーの導入拡大が急務であり、2010 年 6 月に改定された政府のエネルギー基本計画においても、2020 年までに一次エネルギー供給に占める再生可能エネルギーの割合を 10% にするとの高い目標が掲げられた。ここでいう再生可能エネルギーとは、太陽光・風力・水力・地熱など人類の時間スケールで考えたとき、枯渇するおそれのないエネルギー源のことである。また、石油、石炭や天然ガスなどの化石燃料とは異なり発電時に CO₂ を排出しないため環境への影響も極めて少なく、大規模導入に向けて期待が寄せられている。

図 1.5 に再生可能エネルギーの一種である太陽光発電の世界における導入量[%](2010 年)を示す⁽⁴⁾。日本は諸外国と比べて国土が狭く山間部が多いという大きな制約を受けながらも、太陽光発電は「余剰電力買取制度」のもと家庭の伸びが目ざましく、日本全体での導入実績は 2010 年時点で世界第 3 位である。また、電力各社では 2020 年度までに、「メガソーラー」と呼ばれる大規模太陽光発電施設を全国約 30 地点で約 14 万 kW (約 4 万世帯分の電気使用量に相当) 設置する計画を進めている。

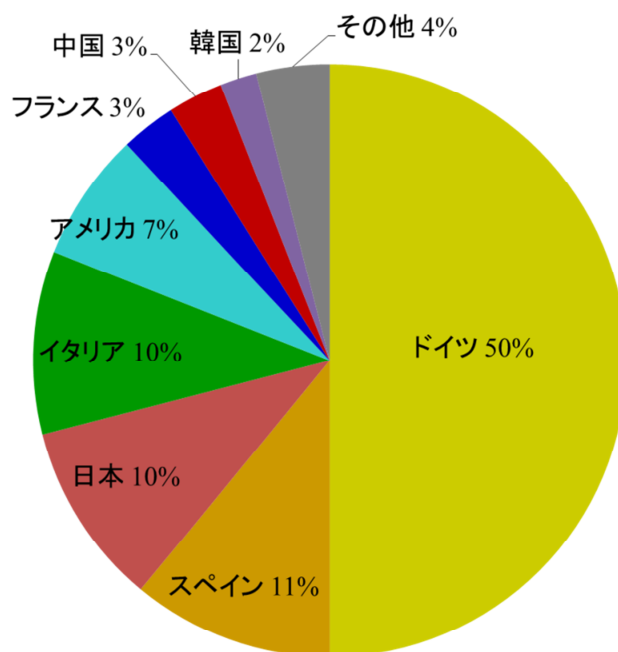


図 1.5 世界における太陽光発電設備導入量（2010 年）

上述したように、大きな期待を寄せられている再生可能エネルギーであるが、他の発電形態に比べ高コストであることに加えて、太陽光発電や風力発電は発電電力が気象条件や時間帯、季節によって大きく左右されることから、安定かつ経済的な電源として活用するためには、克服すべき課題もある。

再生可能エネルギーの中でも潮汐、海流・潮流などの海洋エネルギーは他の再生可能エネルギーと比べてエネルギー密度が高い。また、日本は 200 海里経済水域面積が世界第 6 位であり、海洋エネルギーの取得上恵まれた条件にある⁽⁵⁾。この中で、潮流と潮汐に着目すると、潮流は流れの運動エネルギー、潮汐は位置エネルギーを利用するものである。潮流、潮汐エネルギーは月と地球の天体運動に基づく起潮力によって発生し、地球の自転に伴って変化するエネルギーである。潮流は 1 日 2 回の干満、15 日周期の大潮、小潮で表現されるように変動する流れであり、その流れは周囲の地形に大きく依存する⁽⁶⁾。更に、潮流・潮汐エネルギーは他の再生可能エネルギーとは異なり、数年先まで予測可能である。したがって、計画的に使用でき、信頼性の高いエネルギーと云える。これらの特徴を活かしつつ、潮流・潮汐エネルギーの利用を実用化するためには発電コストの問題をクリアすることが必要である。最近では地球温暖化対策として他の再生可能エネルギーとともに追い風を受けている。

潮汐発電を行う上での大前提として干満差が大きいことがあげられ、商業的に成立するためには 6m 以上の干満差が必要とされている⁽⁶⁾。潮汐発電では外海と貯水池を分けるために堤防を作る必要がある。そのため、堤防の建設コストを抑えるためにできるだけ短い堤防で大きな貯水池が作れるような地形に恵まれていることが望ましい。代表的なものとしてランス潮汐発電所が挙げられる⁽⁶⁾。フランス北西部の英仏海峡を臨むランス川河口から 4km 上流側に作られた潮汐発電所であり、潮位差は最大で 13.5m、平均でも 8.5m であり、潮汐発電の最適地の一つである。堤防の中央部の長さ 330m の部分に出力 10MW の 4 枚翼横軸カプラン型水車 24 機が据え付けられており、最大出力は 240MW である。

潮流発電は、流れの中に水車を設置して流れのエネルギーを回転エネルギーに変え、水車に接続されている発電機により電気エネルギーに変換するものであり、潮汐発電のようにダムを建設する必要がないので「環境にやさしい」といわれている⁽⁶⁾。また、流れの強さは、主に周囲の地形によって支配されるので、干満差自体は小さくても潮流が速いところは世界各地にあるので、潮汐ほど地域性は強くない。特に英国では潮流発電に対して積極的な取り組みが行われている⁽⁷⁾。Marine Current Turbines (MCT) 社は 2003 年にプリマスにおいて、直径 11m の 2 枚翼のプロペラ式タービンを用いた発電出力 300kW の潮流発電システムを設置、Seaflow と呼ばれる実証プロジェクトを行った。このプロジェクトは、SeaGen プロジェクトに引き継がれており、1.2MW の商用プラントが稼働している。これは世界初の商用規模の系統連系形潮流発電システムであり、発電した電力はアイルランドの ESB Independent 社が購入している。日本においても、1983 年から 1988 年の日本大学における来島海峡でのダリウス形水車による潮流発電の実海域試験⁽⁸⁾、1984 年の科学技術庁（現：文部科学省）資源調査所の鹿児島県乳ノ瀬戸におけるサボニウス形水車による潮流発電⁽⁹⁾、1986 年の徳島大学による鳴門瀬戸におけるクロスフロー形水車による潮流発電⁽¹⁰⁾が挙げられる。

1.2 発電機の定速・可変速運転方式

本研究で検討する潮流発電は入力変動するという観点から、風力発電と同様の発電方式が考えられる。風力発電では、発電機回転速度がほぼ一定の定速運転方式および可変の可変速運転方式が考えられ、図 1.6 に示す 4 つの方式に分類される⁽¹¹⁾。

図 1.6(a)は、かご形誘導発電機が増速機を介して風車で駆動される方式であり、1980 年代

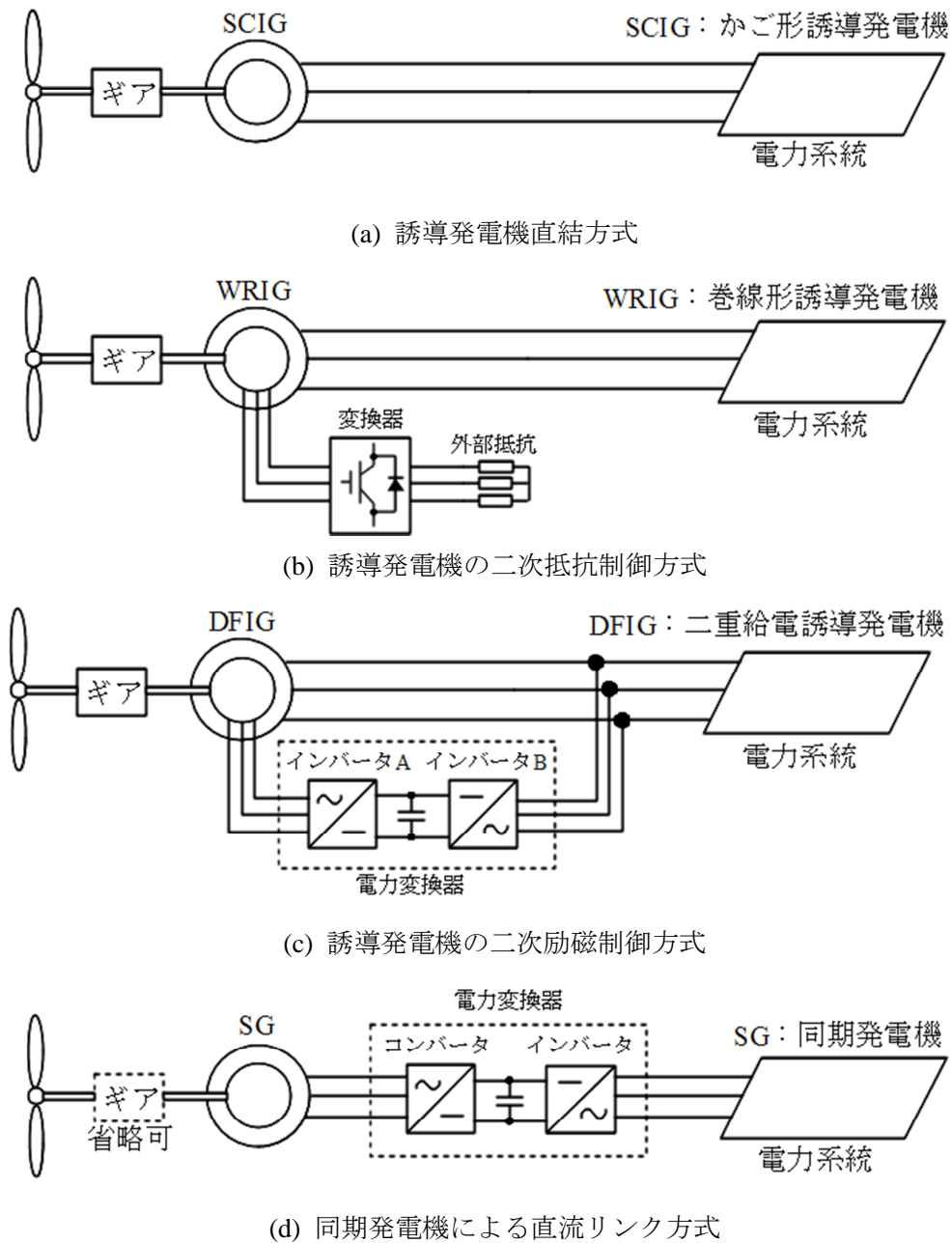


図 1.6 定速運転方式と可変速運転方式

頃より風力発電の商用機に広く用いられてきた方式である。本方式の利点として、かご形誘導発電機を用いるため発電機の構造が単純かつ堅牢であり、系統と直結することができるため経済的であることなどが挙げられる。しかし、発電機の回転速度については制御ができない（定速運転方式）ため、突風等の急激な風速変動により発生する発電機出力の変動が大きいという短所も有している。また、起動時の突入電流対策として逆並列サイリスタ等によるソフトスタート回路を設けることが多く、運転時には力率改善用コンデンサを併設する必要がある。

図 1.6(b)は、巻線形誘導発電機の発電機二次側に接続される変換器により等価的に外部抵抗の大きさを制御し、回転子の回転速度を可変とする方式である。この場合、回転速度の変化範囲は定格回転速度の 10%増程度に限られるため、本方式は部分可変速機と呼ばれることもある。また、この方式も図 1.6(a)の方式と同様に力率改善用コンデンサ、ソフトスタート回路が必要である。

図 1.6(c)は、巻線形誘導発電機の二次側に双方向の電力変換器を接続し、回転子の回転速度を同期速度の上下の範囲で可変とする方式、いわゆる超同期セルビウス方式である。二次巻線励磁用の電力変換器容量は発電機定格容量の 3 割程度とすることが多いため⁽¹²⁾、風車の回転速度の可変範囲もそれに応じたものとなる。なお本方式の発電機は二重給電誘導発電機（DFIG : Doubly Fed Induction Generator）と呼ばれる。本方式は、図 1.6(a)の方式に比べ、風車の回転速度を制御することにより、風車の最大効率となる周速比で運転ができること以外に、発電機の力率調整が可能であり、起動時の突入電流を小さくできる。一方、系統事故時は固定子電圧の変化により、回転子回路に発生する過電圧や過電流から電力変換器を保護する必要がある⁽¹²⁾。

図 1.6(d)は、同期発電機を用い、その交流発電電力をコンバータにより直流電力に変換した後、インバータを用いて商用周波の交流電力とし、電力系統に連系する方式である。図 1.6(c)の方式と同様に、風車の回転速度は可変とすることができる。なお同期発電機の回転子（界磁）は直流電源で励磁する場合と永久磁石を用いる場合がある。また本方式では、同期発電機として多極同期発電機を用いることにより、増速機を省略することも多い。本方式の特徴は、基本的に図 1.6(c)の方式と共通であるが、本方式では回転速度の可変範囲が大きいことからさらに融通性に富んだ運転ができる傾向にある。しかし、図 1.6(c)の方式に比べ電力変換器の定格容量は発電機と同じ容量が必要となるため、コスト面からはやや不利となる。また、図 1.6(c)、(d)の方式は、風車の回転速度を可変とすることができることから、可変速機とも呼ばれている。

1.3 本研究の目的および関連する研究の動向

本研究で検討する潮流発電システムは、水車としてダリウス形水車を用いて、発電機により水車の回転エネルギーを電気エネルギーに変換するものである。これまでにこの水車を潮流発電用の水車として利用するため、木方ら⁽⁸⁾は海洋実験により、塩野ら⁽¹³⁾は水路実験によりダリウス形水車の特性について検討を行っている。

潮流の流速は外洋では弱く、海岸の近くで強く現れる。また、海面から海底までの流速分布は上層部ほど速く⁽⁵⁾、流れの持つ単位時間あたりのエネルギーは流速の3乗に比例するため、潮流発電システムは上層部に設置する方が有利である。この場合、単機あたりの水車規模は船舶の航行および漁業などに支障のない程度の規模となることが予想される。系統と連系する潮流発電システムの運転方式としては、前述のかご形誘導発電機を用いる定速運転方式が最も簡便で経済的である。直井ら⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾は、この方式の潮流発電システムに用いる増速比（ギア比）を変化させると、発電電力量が変化する事に着目し、発電機が過負荷とならず発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量を明らかにした。また、求めた増速比、発電機の定格容量および明石海峡中央付近における1年間の流速の推定値⁽¹⁶⁾を用いた場合の潮流発電システムの年間設備利用率は約10%となる。一般に太陽光発電の年間設備利用率は12%、風力発電は20%といわれており⁽¹⁷⁾、太陽光発電よりわずかに低いが同程度となった。そこで本研究では、年間設備利用率をさらに高めることを目的として、可変速運転方式である巻線形誘導発電機を用いた潮流発電システムについて検討する。

潮流発電と同様の発電方式となる風力発電において可変速運転を行う場合、ピッチ角制御および電力変換器を接続した発電機の世界速度制御が用いられる。特に、ピッチ角制御は定格風速以上における出力変動平滑化効果が注目されている。

松坂ら⁽¹⁸⁾は、ピッチ角制御システム中のフィードバック信号の修正動作の遅れに基づく出力変動を抑えるために、フィードフォワード制御を追加し、出力を安定化する手法を提案している。その結果、ピッチ角制御システム中に従来のフィードバック制御に加えてフィードフォワード制御を併用する方法は、出力変動を抑制する手法として有効であることを示している。

しかし、潮流発電においてタービンは海中で動作する。海水は空気に比べ粘性が大きく、流体密度はおおよそ850倍と大きいため、これに耐える強度とする必要がある。ピッチ角を可変とすると可動部が必要であり、強度的に不利である。前述したように、潮流は月と地球の天体運動により発生する起潮力に基づくものである。このため、風力発電において発生する発電機出力の急激な変動は発生しない。したがって、本研究で検討する潮流発電シ

システムでは、ピッチ角に相当する翼取付角が固定されたダリウス形水車を用いる。このため、発電機の世界制御のみで可変速運転を行う。発電機の世界制御を行うには、世界制御システムを構築する必要がある。風力発電において、巻線形誘導発電機または同期発電機を用いる場合の世界制御システムについて検討した研究例として以下に述べるものが挙げられる。

Pena ら⁽¹⁹⁾は、巻線形誘導発電機の回転子回路に PWM インバータを接続したシステムの世界について実験的に検討している。風車の可変速制御方式として電流制御モードと速度制御モードを提案している。風速のステップ変化に対する回転速度の応答を検討した結果、電流制御モードに比べ速度制御モードが優れた応答を示すことを明らかにしている。

Mauricio ら⁽²⁰⁾は、風力発電システムにおける発電機の巻線抵抗は温度や表皮効果の影響を受けるため、公称値を使用して制御器を設計した場合、制御器の性能が低下することを指摘している。そこで、Mauricio らはこれらを抑制するための風力発電システムの適応非線形制御法について検討を行っている。その結果、提案した制御器は目標となる有効、無効電力に対して良好に追従することを明らかにしている。

甲斐ら⁽²¹⁾は、発電機二次側と系統の間に接続された電圧型インバータをもつ巻線形誘導発電機に対する一次有効・無効電力のベクトル制御方式を提案し、制御システムの世界をシミュレーションにより検討を行っている。その結果、系統と発電機の二次側の間に接続された電圧型インバータにより回転子回路に供給する電圧を調整することで発電機の一次有効・無効電力はそれぞれ独立して制御されることを明らかにしている。

森本ら⁽²²⁾は、永久磁石同期発電機 (PMSG : Permanent Magnet Synchronous Generator) を用いた風力発電システムにおいて、風力エネルギーを最大限に利用し、最大の発電電力を得るための PMSG 制御システムを提案している。一般に、PMSG の制御には位置・速度情報が必要となるが、位置・速度センサを用いることなく PMSG の高性能制御を実現するセンサレス制御を提案し、実験的に検討を行っている。

本研究では制御モードとして、最大出力点追従 (MPPT : Maximum Power Point Tracking) 制御方式、発電機入力 (水車出力)、一次有効電力および二次供給電圧の大きさを一定に制御する定格一定制御方式について検討を行う。流速の変化に対し MPPT 制御方式は最大水車出力、定格一定制御方式は発電機入力 (水車出力)、一次有効電力および二次供給電圧の大きさを一定にする水車出力を得るために回転速度を制御する。また、本研究で検討する潮流発電システムでは、発電機として同期発電機に比べインバータ容量を低減することができる超同期セルビウス方式の巻線形誘導発電機を用いる。そこで、本研究では二次側に

接続するインバータ容量をさらに低減するために、励磁電流は一次側から供給する。よって、励磁電流となる一次電流の無効分は一定となるように制御し、流速の変化に対し各制御モードにおいて決められた水車出力となる回転速度に制御を行う制御システムを構築する。

次に、可変速運転方式である巻線形誘導発電機を用いた潮流発電システムから発生する発電電力量について検討を行う。風力発電システムから発生する発電電力および発電電力量について検討を行っている研究例として以下に述べるものが挙げられる。

Uctug ら⁽²³⁾は、巻線形誘導発電機の回転子回路にサイリスタで構成されたインバータを接続した風力発電システムの定常状態における数式モデルを導出し、システムの定常状態における動作および増速比を変化させた場合の発電電力量について検討している。

Datta ら⁽²⁴⁾は、かご形誘導発電機を用いた定速・可変速運転方式および巻線形誘導発電機（超同期セルビウス方式）を用いた可変速運転方式における発電電力量の比較検討を行っている。その結果、巻線形誘導発電機と電力変換器を用いた可変速運転方式における発電電力量はかご形誘導発電機を用いた定速運転方式と比較して約 62.7%増加、かご形誘導発電機と電力変換器を用いた可変速運転方式と比較して約 22.8%増加することを明らかにしている。

しかし、これらの研究は増速比または発電機の定格容量の一方もしくは両方が決められているもので検討しており、増速比および発電機の定格容量に対する発電電力量の関係について述べているものは見当たらない。

本研究では、可変速運転方式である巻線形誘導発電機を用いた潮流発電システムにおいて水車の規模および流速分布が与えられた場合、発電機が過負荷とならず発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量を決定する。また、発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量を用いた場合の速度制御システムの応答について MATLAB/Simulink を用いてシミュレーションにより検討を行う。

1.4 本論文の概要

本論文は以下のように、6章から構成されている。

第1章「序論」では、本研究の背景、発電機の定速・可変速運転方式、本研究の目的、関連する研究の動向および本論文の概要について述べる。

第 2 章「潮流発電システムの発電電力量」では、潮流発電システムの発電電力量を求めるための計算手法について述べる。潮流発電システムの発電電力量を求めるには水車の効率に相当するパワー係数が必要となるため、はじめにダリウス形水車のパワー係数特性および平滑化スプライン関数によるパワー係数特性の近似について述べる。次に、流速の出現確率密度関数を用いた発電電力量の計算法について述べる。

第 3 章「速度制御システム」では、発電機の回転速度と一次 d 軸電流を目標値として二次側に供給する電圧（二次供給電圧）を制御することにより回転速度を制御する制御システムを構築する。本研究では、流速の変化に対し次章以降で検討する最大出力点追従 (MPPT) 制御方式では最大水車出力、定格一定制御方式では発電機入力（水車出力）、一次有効電力および二次供給電圧の大きさを一定にする水車出力を得るために回転速度は制御される。また、本研究で提案する潮流発電システムでは、二次側に接続するインバータ容量を低減するために、発電機の励磁電流を一次側から供給し、これを一定となるように制御する。

さらに、本章では構築した制御システムを用いて流速のステップ変化に対する応答についてシミュレーションにより確認し、制御システムの有効性を検証する。

第 4 章「最大出力点追従制御方式」では、潮流発電システムが最大出力点追従 (MPPT) 制御方式で運転している場合、発電機が過負荷とならず発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量を求める手法を提案し、増速比および発電機の定格容量を求める。MPPT 制御は太陽光発電や風力発電で用いられている制御方式である。本研究で検討する潮流発電システムの MPPT 制御は風力発電と同様に、流速の変化に対し最大水車出力を得るために発電機の回転速度を制御し、潮流エネルギーを高効率で電気エネルギーに変換する制御方式である。

さらに、発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量を用いた場合、流速の正弦波変化に対する速度制御システムの応答についてシミュレーションにより検討する。

第 5 章「定格一定制御方式」では、MPPT 制御方式と比較し発電機の定格容量を低減し、年間設備利用率を増加する制御方式について検討する。

第 4 章で検討する MPPT 制御方式の場合、出現確率密度の低い年間最大流速に合わせた発電機の定格容量とする必要があるため発電機の定格容量が大きくなり、経済的に不利となる。そこで、本章では発電機の定格容量を小さくするために、定格を超える範囲の流速

で運転するための 3 つの制御方式を提案する。本研究で提案する制御方式は、発電機が定格となる流速までは MPPT 制御で運転を行い、それ以上の流速において発電機入力（水車出力）一定、一次有効電力一定および二次供給電圧の大きさを一定として制御を行う方式である。本研究では、これら 3 つの制御方式を定格一定制御方式という。

定格一定制御方式において、発電機が過負荷とならず発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量を求めるが、発電機の定格を超える範囲の流速において制御方式が変化する。このため、増速比および発電機の定格容量に対する解曲面の傾きが不連続となる。本章では、傾きが不連続な関数の最大化問題を解く手法として遺伝的アルゴリズム（GA : Genetic Algorithm）を適用する。

さらに、発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量を用いた場合、流速の正弦波変化に対する速度制御システムの応答についてシミュレーションにより検討する。

第 6 章「結論」では、本研究で得られた成果をまとめ、今後の課題について述べる。

第 2 章 潮流発電システムの発電電力量

2.1 はじめに

本章では、潮流発電システムの発電電力量を求めるための計算手法について述べる。潮流発電システムの発電電力量を求めるには水車の効率に相当するパワー係数が必要となり、このためにまずダリウス形水車のパワー係数特性について検討を行う。パワー係数特性は翼周辺の流れが複雑であり理論的には十分に解明されていないため、本研究では水路実験により得られたパワー係数特性を用いる。しかし、水路実験により得られたパワー係数特性は実験値であるため離散値である。このため、本研究では平滑化スプライン関数を適用しパワー係数特性の近似を行う。

発電電力量は対象となる期間における発電電力を時間で積分することにより求められるが、本研究では流速の出現確率密度関数を用いた発電電力量の計算法について検討する。流速の出現確率密度関数を求めるための流速データの一例として、海上保安庁海洋情報部より公表されている明石海峡中央付近における 1 年間の流速の推定値⁽¹⁶⁾を用いる。

2.2 ダリウス形水車の水車特性

ダリウス形水車とは、ダリウス形風車の原理に基づき水車として応用したものである。ダリウス形風車のブレードの形状はトロポスキエン曲線であるが、水中で用いる場合、流体の粘性に耐える強度とするため、図 2.1(a)に示すような直線状のブレード、いわゆる直線翼垂直軸形水車とした。このブレードの翼形には対称翼 NACA63₃-018⁽²⁵⁾をもとに、図 2.1(b)に示すようにキャンバー線を水車の回転円周に合わせた円弧キャンバー翼とし、このブレードを円周上に等間隔に配置した構造としている。

潮流は約 6 時間ごとに流れの方向が反転する特徴がある。このような自然流から有効にエネルギーを取り出すには、流れの方向に無関係に一方方向に回転する無指向性の水車が望ましい。潮流発電に利用されている無指向性の水車として、揚力形に分類されるダリウス形水車、抗力形に分類されるサボニウス形水車⁽²⁶⁾などがある。ダリウス形水車は揚力形であるため翼の周速度が流速以上（周速比：2~3）になること、構造が簡単であること、効率がサボニウス形水車に比べて高いなどの利点がある。このため、我々は潮流発電に適用する水車としてダリウス形水車を用いる。

ダリウス形水車の動作原理について述べる。図 2.1(a)の回転面を単純に 2 次元と考え、ブレード 1 枚が水車半径 r の円周上の回転位置 θ_r にある場合、流速 v とブレードの周速度 u

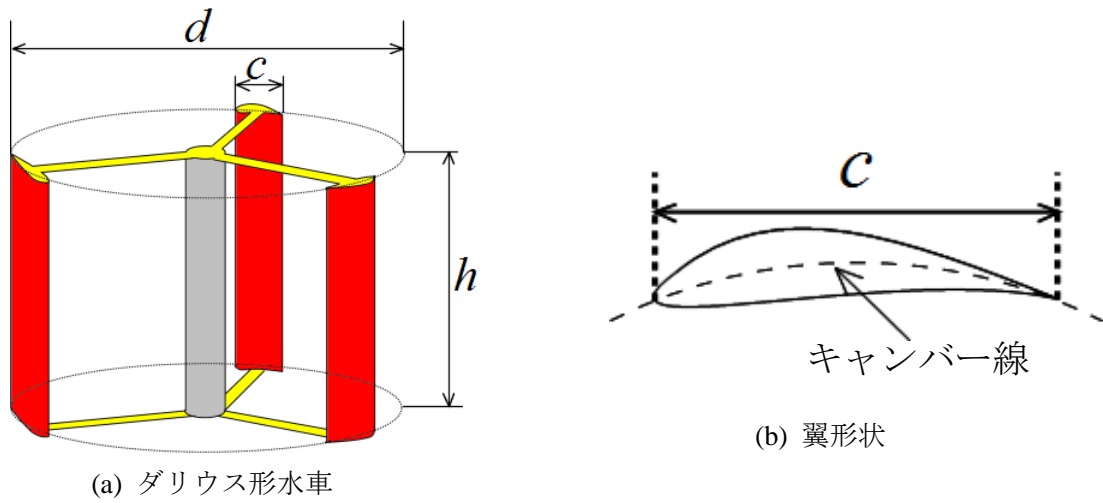


図 2.1 ダリウス形水車と翼形状

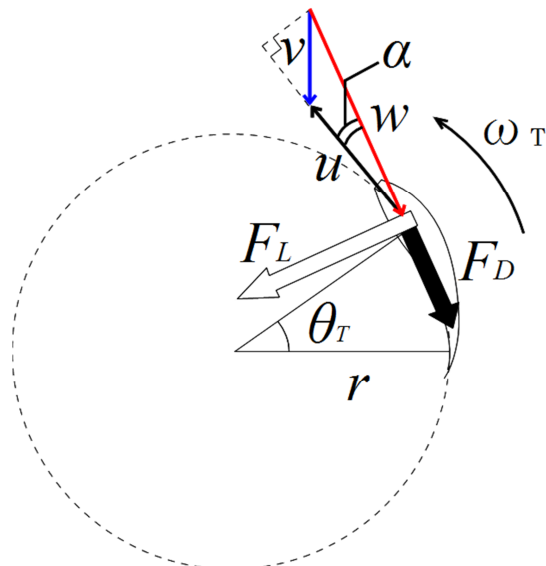


図 2.2 翼に作用する力

の関係を示すと図 2.2 のようになる。ブレードに対する流体の流れ（相対速度） w は、 v と u の合成となり、(2.1)式となる。

$$w = v\sqrt{1 + 2\lambda \cos\theta_T + \lambda^2} \quad (2.1)$$

ただし、 λ ：周速比(= $r\omega_T/v$)、 r ：水車半径、 ω_T ：水車回転角速度、 v ：流速であり、周速比はブレードの周速度 u に対する流速 v の比として定義される。

一様な流れの中に置かれたブレードは流体から力を受ける。この力は図 2.2 のように相対速度方向に働く抗力 F_D と垂直に働く揚力 F_L に分解でき、流体密度を ρ 、ブレード面積を A

とすると各力はそれぞれ(2.2)式、(2.3)式となる。

$$F_L = \frac{1}{2} C_L \rho A w^2 \quad (2.2)$$

$$F_D = \frac{1}{2} C_D \rho A w^2 \quad (2.3)$$

ただし、 C_L 、 C_D はそれぞれ揚力係数、抗力係数であり、ブレードの形状、迎え角、レイノルズ数およびブレード面の粗さなどに影響される。これらの関係から、1枚のブレードに働く接線方向の力 F_1 は(2.4)式のようになる。

$$F_1 = F_L \sin \alpha - F_D \cos \alpha \quad (2.4)$$

また、 α は迎え角であり、図 2.2 より(2.5)式となる。

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{\sin \theta_T}{\cos \theta_T + \lambda} \right) \quad (2.5)$$

1枚のブレードに発生するトルク T_1 は(2.6)式となる。

$$T_1 = \frac{1}{2} \rho r A w^2 (C_L \sin \alpha - C_D \cos \alpha) \quad (2.6)$$

ブレード枚数 n の水車に発生する 1 回転中の平均トルク T_q は(2.7)式となる。

$$T_q = \frac{n}{2\pi} \int_0^{2\pi} T_1 d\theta_T \quad (2.7)$$

トルクの評価には(2.8)式に示す無次元のトルク係数 C_T を用いる。

$$C_T = \frac{T_q}{0.5 \rho S r v^2} \quad (2.8)$$

ただし、 S : 水車の掃過面積(= $d \times h$)、 d : 水車直径、 h : 水車高さである。また、水車出力 P_{To} は(2.9)式となる。

$$P_{To} = \omega_T T_q \quad (2.9)$$

掃過面積 S の水車に流入する流体の持つパワーつまり水車入力 P_{Ti} は(2.10)式となる。

$$P_{Ti} = \frac{1}{2} \rho S v^3 \quad (2.10)$$

水車の効率に相当する水車のパワー係数 C_P は(2.11)式となる。

$$C_P = \frac{P_{To}}{P_{Ti}} \quad (2.11)$$

2.3 水路実験によるパワー係数特性およびパワー係数特性の近似法

水路実験にて水車特性を求めるために試作した水車の仕様を表 2.1 に示す。表 2.1 のソリディティ σ は水車の回転円周の全面積に対する全ブレード面積の比として定義される⁽²⁷⁾。

ダリウス形水車のような垂直軸形水車の場合、ブレード 1 枚のキャンバー線に沿った長さを C_a とすると、ソリディティ σ は(2.12)式となる。

$$\sigma = \frac{nC_a}{\pi d} \quad (2.12)$$

(2.12)式の σ を大きくすると水車は低回転、高トルクとなるため、水車特性は抗力形の特徴に近くなる。

水路実験により得られた周速比 λ に対するトルク係数 C_T を図 2.3 に、パワー係数 C_P を図 2.4 に示す⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾。図 2.3 および図 2.4 より、実験した範囲では $\lambda=1.4\sim 1.7$ 付近で最大トルク係数および最大パワー係数を示し、 $\lambda=2.6$ 付近で無負荷状態となる。最大トルク係数 C_{Tmax} および最大パワー係数 C_{Pmax} はそれぞれ流速 $v=1.4\text{m/s}$ において、 $C_{Tmax}=0.172$ 、 $C_{Pmax}=0.253$ となる。また、水路実験では負荷装置として渦電流電磁ブレーキを用いており、低周速比において水車が失速してしまうため低周速比の実験値が少ない。

表 2.1 水路実験に用いた水車の諸元

翼枚数 n	3
水車直径 d [mm]	300
水車高さ h [mm]	200
翼弦長 c [mm]	55.3
ソリディティ σ	0.179

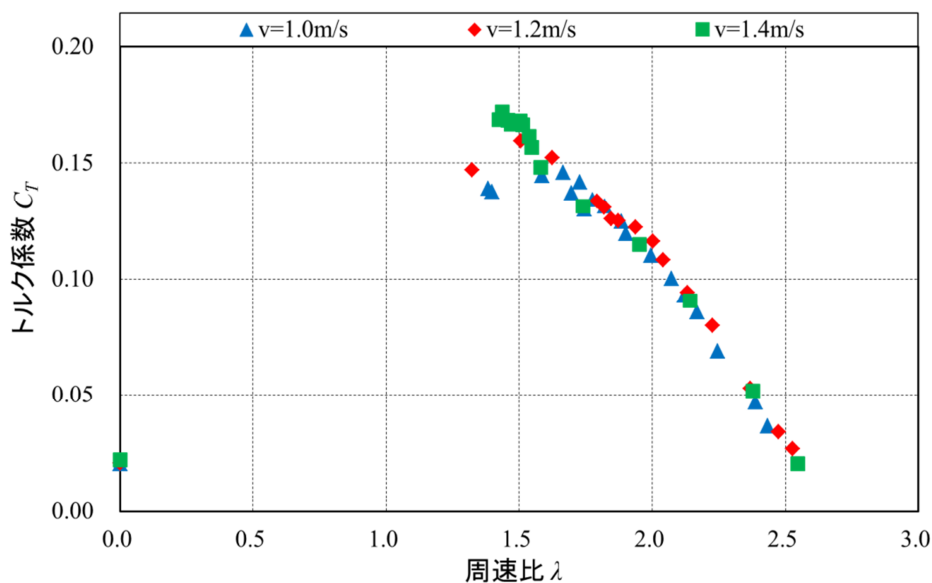


図 2.3 トルク係数特性

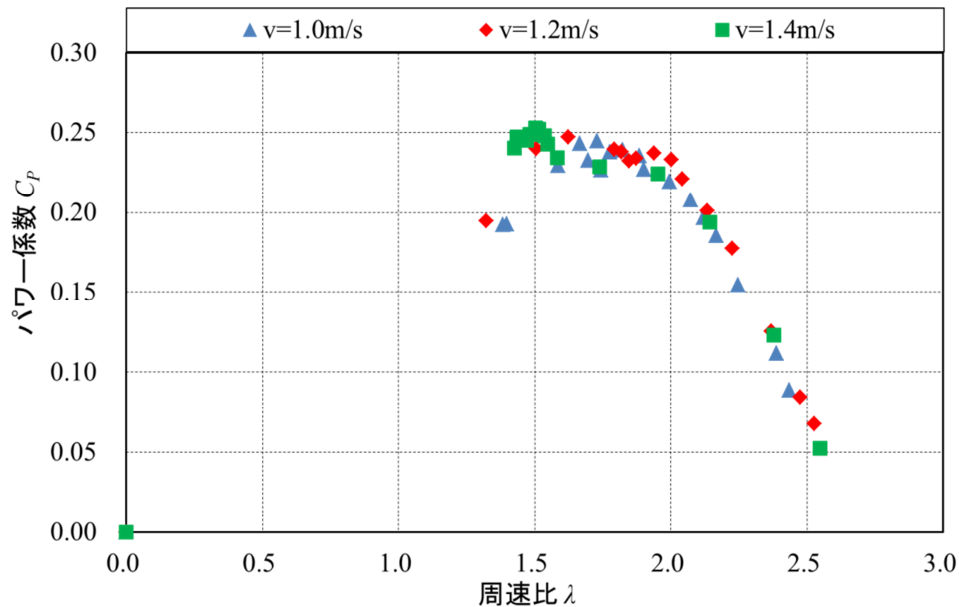


図 2.4 パワー係数特性

次に、潮流発電システムの発電電力量を求める際に必要となる水車の効率に相当するパワー係数特性の近似法について述べる。後述するように潮流発電システムの発電電力量を求めるには、水車出力つまり発電機入力を求める必要がある。水車出力は(2.11)式に示すように水車入力と水車のパワー係数の積から求まる。パワー係数特性は翼周辺の流れが複雑であり理論的には十分に解明されていないため、本研究では水路実験より得られたパワー係数特性を用いる。水路実験より得られたパワー係数特性は回転速度と水車出力の実験値から求めたものであるため、離散値である。本研究では任意の回転速度におけるパワー係数を求めるために、 $(2m-1)$ 次の平滑化スプライン関数を用いてパワー係数特性の近似を行う⁽²⁸⁾。しかし、水路実験により得られたパワー係数 C_p は低周速比での実験値が少ないため、平滑化スプライン関数で近似すると周速比 $\lambda=0$ において $C_p=0$ とならないおそれがある。そのため、水路実験により得られたトルク係数 C_T を平滑化スプライン関数で近似し、 C_p は(2.13)式で近似される。

$$C_p = \lambda C_T \tag{2.13}$$

実験から得られたデータ点に近い滑らかな曲線を $f_s(x)$ 、与えられたデータ点を (x_1, y_1) 、 (x_2, y_2) 、 \dots 、 (x_n, y_n) とし、平滑化曲線 $f_s(x)$ がデータ点に対して忠実であるか滑らかであるかを測る評価指標 ε を(2.14)式のように定義する。

$$\varepsilon = \sum_{i=1}^n w_i \{f_s(x_i) - y_i\}^2 + g \int_{x_1}^{x_n} \{f_s^{(m)}(x)\}^2 dx \quad (2.14)$$

ただし、 $f_s^{(m)}(x)$ は $f_s(x)$ の m 階微分、 w_i 、 g は重み係数であり、 $0 < w_i \leq 1$ 、 $g > 0$ である。この指標の第1項は平滑化曲線 $f_s(x)$ がデータ点に対して忠実であるかを測る尺度、第2項は平滑化曲線 $f_s(x)$ が滑らかであるかの尺度を表す。 g を除く積分値が小さいほど振動の少ない滑らかな曲線となる。したがって、 ε が最小となるとき $f_s(x)$ は g の下で最も滑らかかつ忠実な関数となる。滑らかな関数として、(2.15)式に示す $(2m-1)$ 次の平滑化スプライン関数を用いる。

$$f_s(x) = p_{m-1}(x) + \sum_{i=1}^n c_i (x - x_i)_+^{2m-1} \quad (2.15)$$

ただし、 $(x - x_i)_+^{2m-1}$ は $(2m-1)$ 次の切断べき関数、 $p_{m-1}(x)$ は $(m-1)$ 次の多項式で(2.16)式となる。

$$p_{m-1}(x) = \sum_{i=0}^{m-1} b_i x^i \quad (2.16)$$

また、(2.15)式の c_i は(2.17)式の m 個の条件を満たす定数である。

$$\sum_{i=1}^n c_i x_i^k = 0 \quad (k=0, 1, 2, \dots, m-1) \quad (2.17)$$

(2.15)式に示す平滑化スプライン関数 $f_s(x)$ は(2.18)式に示す n 個の条件式を満足するとき、(2.14)式の ε を最小にする関数であることが示されている⁽²⁸⁾。

$$f_s(x_j) + (-1)^m \cdot g \cdot (2m-1)! c_j w_j^{-1} = y_j \quad (j=1, 2, \dots, n) \quad (2.18)$$

(2.15)式、(2.16)式の b_i と c_i は(2.17)式と(2.18)式を連立方程式として解くことにより得られる。

本研究において C_T は λ の3次 ($m=2$) の平滑化スプライン関数で近似し(2.19)式となる。

$$C_T = d_0 + d_1 \lambda + d_2 \lambda^2 + d_3 \lambda^3 \quad (2.19)$$

ここで、 $d_0 \sim d_3$: データ区間毎に異なる定数であり、 $d_0 \sim d_3$ は b_i および c_i を用いて表すと次のような関係となる。

$$\left. \begin{aligned} d_0 &= b_0 - \sum_{i=1}^n c_i x_i^3 \\ d_1 &= b_1 + 3 \sum_{i=1}^n c_i x_i^2 \\ d_2 &= -3 \sum_{i=1}^n c_i x_i \\ d_3 &= \sum_{i=1}^n c_i \end{aligned} \right\} \quad (2.20)$$

図 2.3 に示す流速 $v=1.0, 1.2, 1.4\text{m/s}$ それぞれの実験値に対し(2.14)式の重み係数 $w_i=1, g$ を $0.001\sim 1.000$ まで 0.001 刻みに変化させた場合の評価指標 ε を図 2.5~2.7 に示す。ただし、図中の ε_w は(2.14)式の第 1 項、 ε_g は(2.14)式の第 2 項を表す。

図 2.5~2.7 に示すように、 ε_w は図に示す範囲の中ではその値も小さく、単調に増加している。したがって、 ε の変化は滑らかな尺度 ε_g に依存している。各流速において ε が最小となる g を表 2.2 に示す。この重み係数 g を用いてトルク係数特性を近似した結果を図 2.8 に示す。また、前述したように C_p は λ と C_T より(2.13)式の関係があり、結果を図 2.9 に示す。

表 2.2 に示すように、 ε が最小となるとき最も滑らかかつ忠実に近似されており、 ε は流速 $v=1.2\text{m/s}$ において最小となる。よって、本検討では $v=1.2\text{m/s}$ の近似曲線を用いて検討を行う。

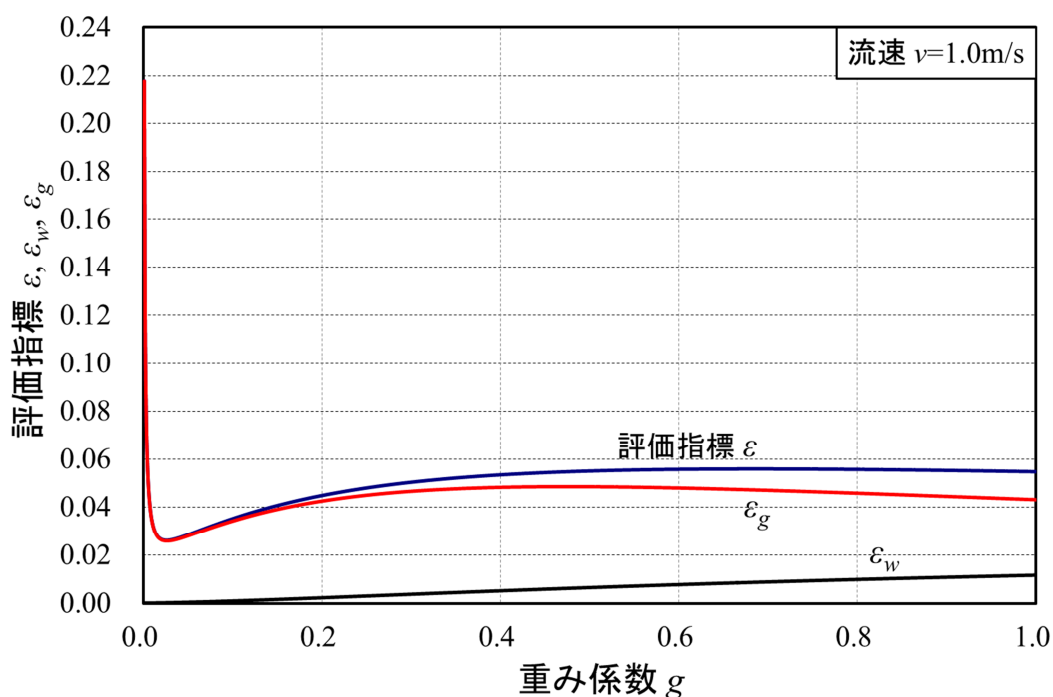


図 2.5 重み係数 g に対する評価指標 (流速 $v=1.0\text{m/s}$)

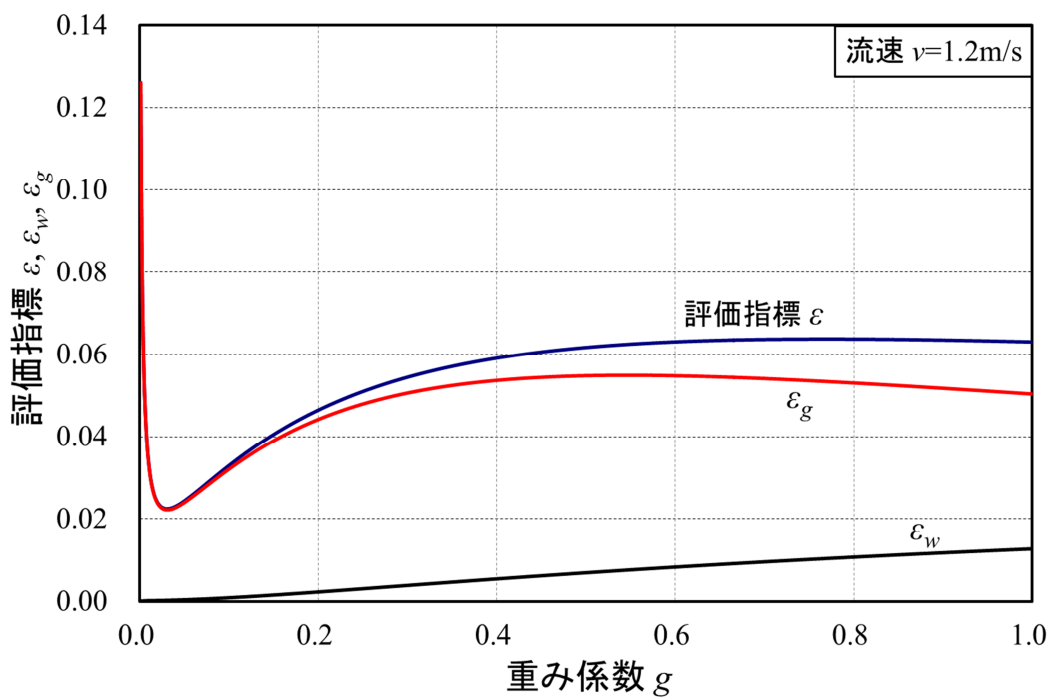


図 2.6 重み係数 g に対する評価指標 (流速 $v=1.2\text{m/s}$)

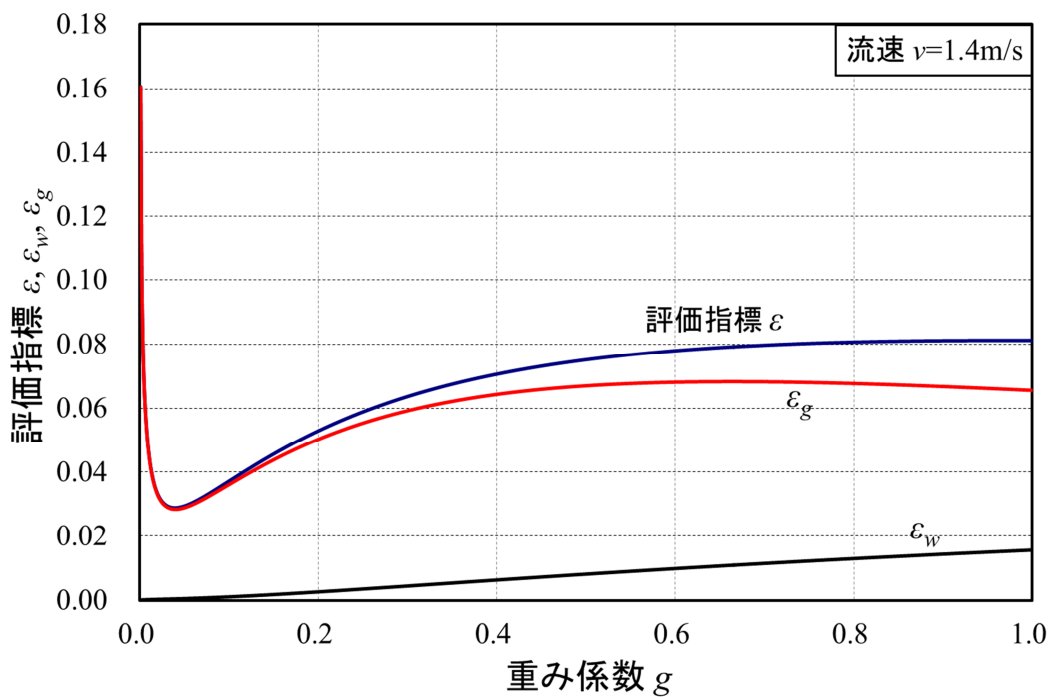


図 2.7 重み係数 g に対する評価指標 (流速 $v=1.4\text{m/s}$)

表 2.2 各流速における ε の最小値

流速 v [m/s]	重み係数 g	評価指標 ε	ε_w	ε_g
1.0	2.7×10^{-2}	2.6×10^{-2}	2.8×10^{-4}	2.6×10^{-2}
1.2	3.1×10^{-2}	2.2×10^{-2}	2.6×10^{-4}	2.2×10^{-2}
1.4	3.9×10^{-2}	2.9×10^{-2}	4.5×10^{-4}	2.8×10^{-2}

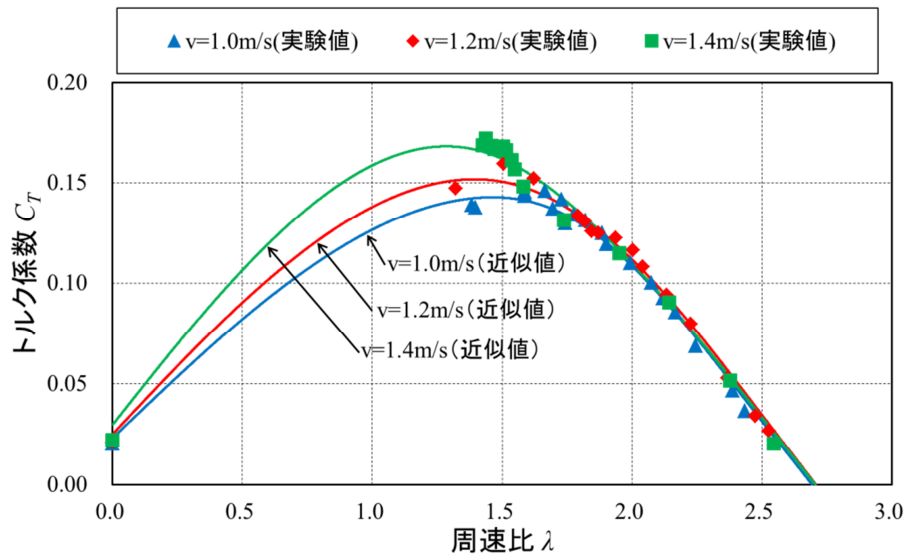


図 2.8 スプライン関数による C_T 特性の近似

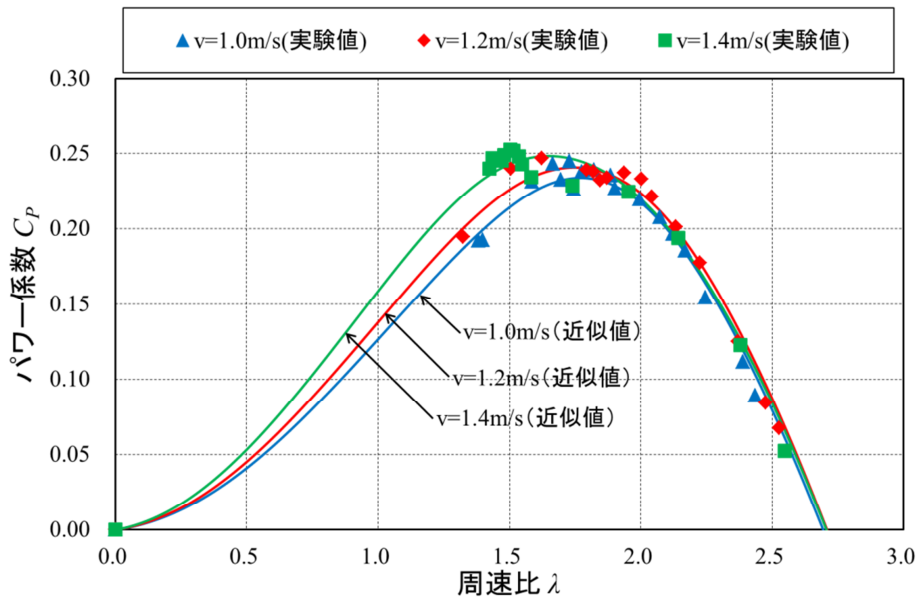


図 2.9 スプライン関数による C_P 特性の近似

2.4 流速の出現確率密度関数

本節では、潮流発電システムの発電電力量を求める際に必要となる流速の出現確率密度関数について述べる。

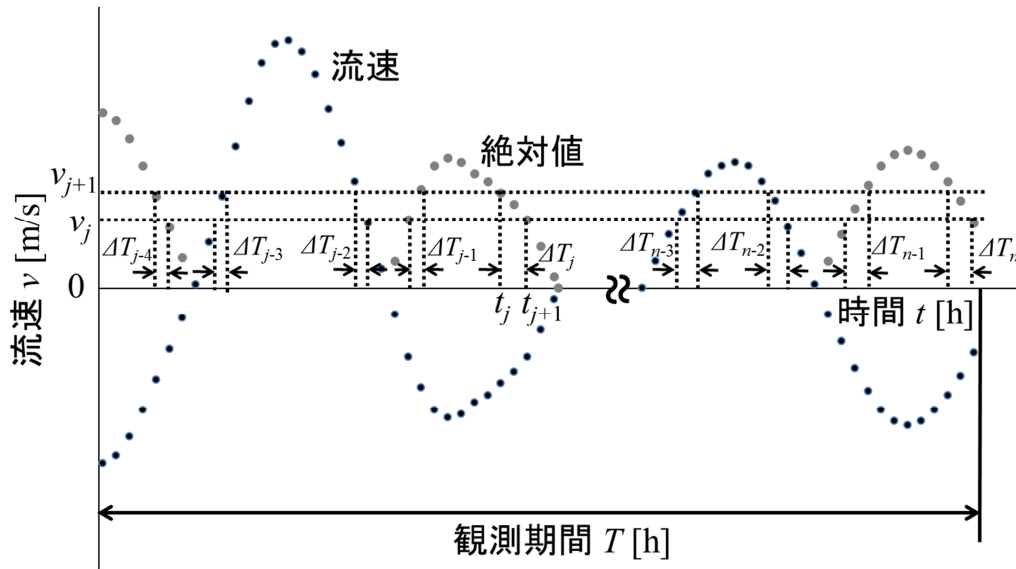


図 2.10 潮流流速の変化例

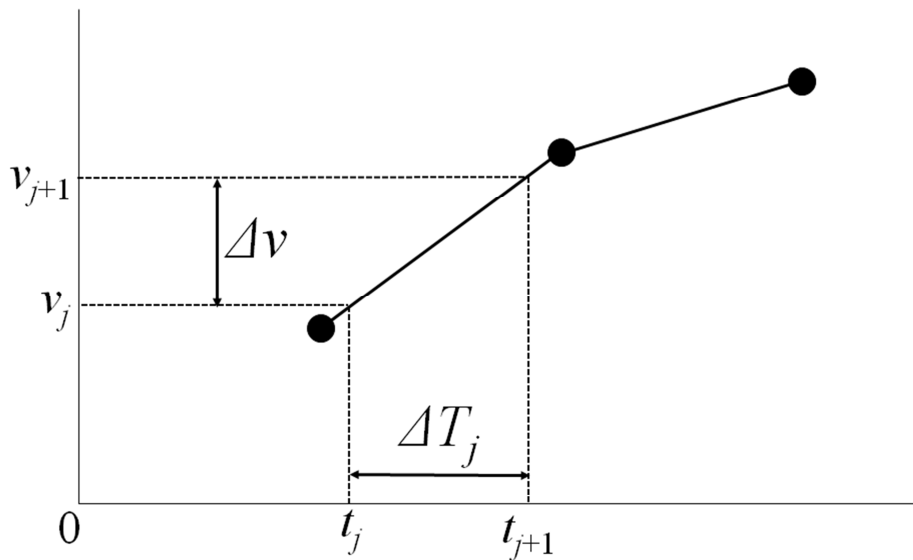


図 2.11 流速の拡大図

流速の出現確率密度関数を求める流速データの例として、海上保安庁海洋情報部より公表されている明石海峡中央付近における1年間（2003年）の流速の推定値⁽¹⁶⁾を用いる。図2.10に潮流流速の変化例を、図2.11にその一部を拡大したものを示す。

流速を確率変数とする出現確率分布を求めるには、ある流速 v_j が出現する時間 t_j を求める必要がある。今回使用するデータは離散値であるため、 v_j と流速曲線との交点が図2.11のようにデータ点の間にある場合が考えられる。この場合、 v_j が出現する時間 t_j はデータ間の線形補間を行うことにより求める。 v_j から Δv だけ異なる流速を v_{j+1} 、その出現時間を t_{j+1} とすると、 $\Delta T_j = t_{j+1} - t_j$ を計算する。この処理は観測期間 T を通じて行う。ただし、本研究で使用するダリウス形水車は流向に関係なく一方向に回転するので、流速を絶対値として考える。以後、流速の絶対値記号は省略する。したがって、観測期間 T において、流速 v が $v_j \sim v_{j+1}$ となる出現確率 $F(v_j \leq v \leq v_{j+1})$ は(2.21)式となる。

$$F(v_j \leq v \leq v_{j+1}) = \frac{\sum \Delta T_j}{T} \quad (2.21)$$

ここで、 $\sum \Delta T_j$ は観測期間 T における流速 v が v_j から v_{j+1} となる時間を積算したものである。

次に、出現確率密度関数 $f(v)$ を求める。出現確率 $F(v_j \leq v \leq v_{j+1})$ は、出現確率密度関数 $f(v)$ を用いて考えると(2.22)式のように定義される。

$$F(v_j \leq v \leq v_{j+1}) = \int_{v_j}^{v_{j+1}} f(v) dv \quad (2.22)$$

ここで、 Δv が十分小さければ、出現確率密度関数 $f(v)$ は $v_j \sim v_{j+1}$ の間で一定であると考えられる。よって、 $f(v_j) \doteq f(v_{j+1})$ となり、出現確率密度関数 $f(v_j)$ は(2.23)式となる。

$$f(v_j) = \frac{F(v_j \leq v \leq v_{j+1})}{\Delta v} \quad (2.23)$$

ただし、 $\Delta v = v_{j+1} - v_j$ である。また、 v_m は観測期間 T における最大流速である。図2.12に明石海峡中央付近における2003年の流速の推定値⁽¹⁶⁾から求めた出現確率密度関数 $f(v)$ を示す。ただし、 $\Delta v = 0.01 \text{ m/s}$ 、 $v_m = 3.9 \text{ m/s}$ である。

図2.12に示すように、出現確率密度関数 $f(v)$ は流速が低い範囲では大きくなり、高い範囲では小さくなる。

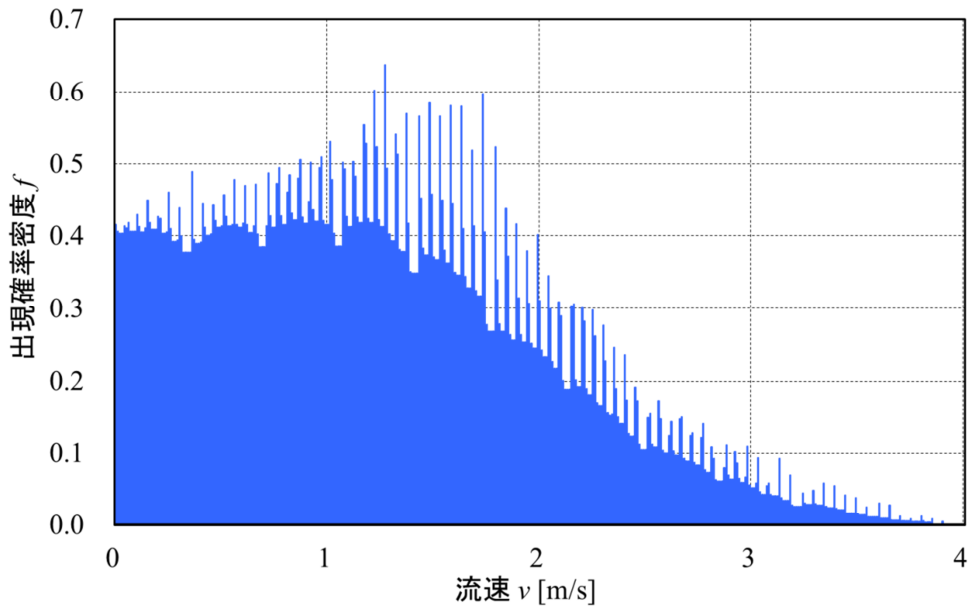


図 2.12 流速の出現確率密度関数

2.5 潮流発電システムの発電電力量

本研究で検討する巻線形誘導発電機（DFIG）を用いた潮流発電システムの構成を図 2.13 に示す。図中の P_3 は潮流発電システムの発電電力を示す。

図 2.14 に発電開始・停止流速 v_0 を示す。図中の $t_{01} \sim t_{0n}$ は流速 v が発電開始・停止流速 v_0 すなわちシステムの発電電力 $P_3=0$ となる時刻を表す。 v_0 以下の流速では $P_3 \leq 0$ となるため、流速が v_0 となった時点で発電を開始、停止するように制御を行うものとする。したがって、図 2.14 に示す流速の変化に対して、観測期間 T における発電電力量 W は $P_3 \geq 0$ すなわち $v \geq v_0$ となる時間を積分範囲として、 P_3 を積分すると(2.24)式となる。

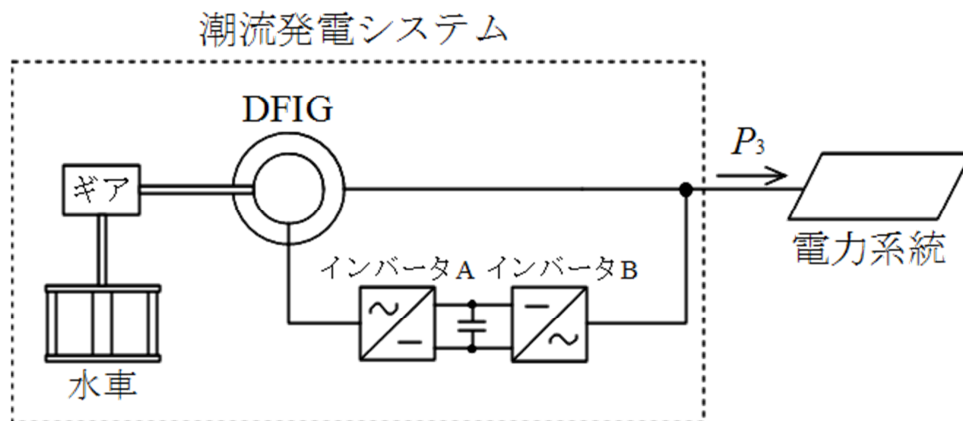


図 2.13 巻線形誘導発電機（DFIG）を用いた潮流発電システム

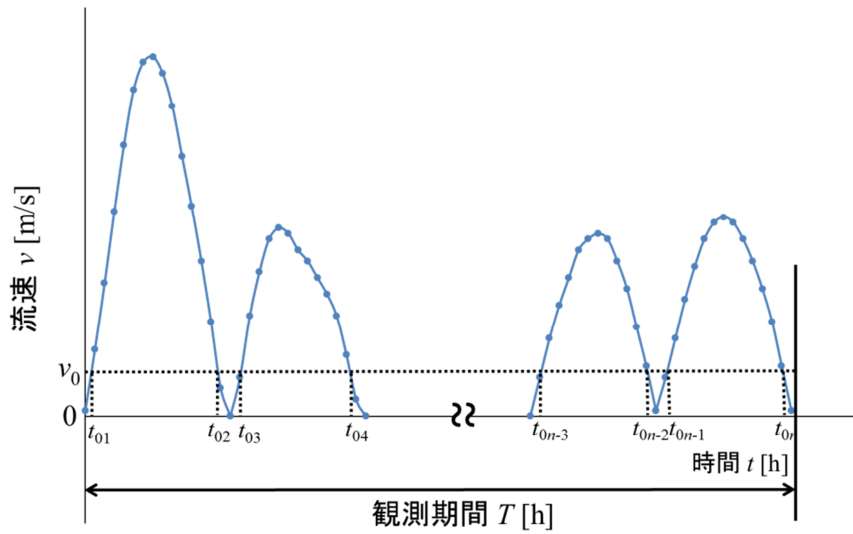


図 2.14 発電開始・停止流速

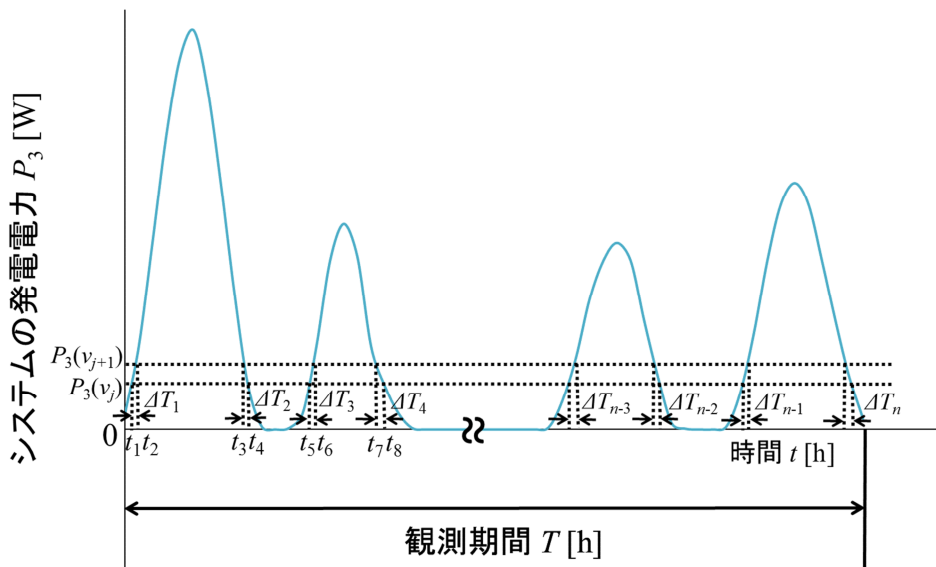


図 2.15 システムの発電電力の変化例

$$W = \int_{t_{01}}^{t_{02}} P_3(v(t))dt + \int_{t_{03}}^{t_{04}} P_3(v(t))dt + \dots + \int_{t_{0n-1}}^{t_{0n}} P_3(v(t))dt \quad (2.24)$$

図 2.15 にシステム の 発電電力 P_3 の変化例を示す。観測期間 T における任意の流速 v_j から Δv だけ大きい流速 v_{j+1} までの範囲における発電電力量 ΔW_j は(2.25)式となる。

$$\Delta W_j = \int_{t_1}^{t_2} P_3(v(t))dt + \int_{t_3}^{t_4} P_3(v(t))dt + \dots + \int_{t_{n-1}}^{t_n} P_3(v(t))dt \quad (2.25)$$

ここで、前述したように Δv が十分小さいと仮定すると、 $P_3(v_j) \doteq P_3(v_{j+1})$ 一定と考えられ、(2.25)

式は(2.26)式のように表される。

$$\begin{aligned}
 \Delta W_j &= P_3(v_j) \left(\int_{t_1}^{t_2} dt + \int_{t_3}^{t_4} dt + \cdots + \int_{t_{n-1}}^{t_n} dt \right) \\
 &= P_3(v_j) (\Delta T_1 + \Delta T_2 + \cdots + \Delta T_n) \\
 &= P_3(v_j) \sum_{i=1}^n \Delta T_i
 \end{aligned} \tag{2.26}$$

ただし、 $\sum_{i=1}^n \Delta T_i$ は観測期間 T におけるシステムの発電電力 P_3 が $P_3(v_j)$ から $P_3(v_{j+1})$ となる時間、つまり流速 v が v_j から v_{j+1} となる時間を積算したものである。

流速の出現確率 $F(v_j \leq v \leq v_{j+1})$ は(2.21)式より(2.27)式のように表される。

$$TF(v_j \leq v \leq v_{j+1}) = \sum_{i=1}^n \Delta T_i \tag{2.27}$$

また、流速の出現確率密度関数 $f(v_j)$ は Δv が十分小さいと仮定すると、(2.23)式より(2.28)式のように表される。

$$F(v_j \leq v \leq v_{j+1}) = f(v_j) \Delta v \tag{2.28}$$

(2.27)式、(2.28)式の間係をまとめると(2.29)式となる。

$$\sum_{i=1}^n \Delta T_i = Tf(v_j) \Delta v \tag{2.29}$$

したがって、(2.29)式の間係を用いると(2.26)式の ΔW_j は(2.30)式となる。

$$\Delta W_j = TP_3(v_j) f(v_j) \Delta v \tag{2.30}$$

しかし、(2.30)式の P_3 および f は連続関数となるため、 Δv が十分小さいと仮定し積分形式に置き換えると(2.30)式は(2.31)式のように表される。

$$\Delta W_j = T \int_{v_j}^{v_{j+1}} P_3(v) f(v) dv \tag{2.31}$$

(2.31)式の間係を発電開始・停止流速 v_0 から年間最大流速 v_m まで積分することにより、観測期間 T における発電電力量 W は(2.32)式となる。

$$W = T \int_{v_0}^{v_m} P_3(v) f(v) dv \tag{2.32}$$

2.6 まとめ

本章では、潮流発電システムの発電電力量を求める際に必要となる、ダリウス形水車のパワー係数特性の平滑化スプライン関数による近似、流速の出現確率密度関数および流速の出現確率密度関数を用いた場合の発電電力量の計算法について述べた。本章で述べた内容をまとめると以下のようなになる。

- (1) ダリウス形水車のパワー係数特性は水路実験により得られた実験値であるため離散値である。そこで、水路実験により得られたトルク係数特性を 3 次の平滑化スプライン関数で近似を行い、周速比とトルク係数の積からパワー係数特性を求めた。
- (2) 潮流発電システムの発電電力量を求める際に必要となる出現確率密度関数を求めた。流速データの例として、海上保安庁海洋情報部より公表されている明石海峡中央付近における 1 年間の流速の推定値⁽¹⁶⁾を用いた。その結果、出現確率密度関数は流速が低い範囲では大きくなり、高い範囲では小さくなる。
- (3) 潮流発電システムの発電電力量は対象となる期間における発電電力を時間で積分することにより求められるが、本研究では流速の出現確率密度関数を用いて求める手法について検討した。

第 3 章 速度制御システム

3.1 はじめに

第 1 章で述べたように、系統に連系される潮流発電システムとしては発電機の回転速度がほぼ一定の定速運転方式および可変の可変速運転方式がある。通常、水車と発電機の動作回転速度は異なるため、水車と発電機は増速機（ギアボックス）を介して接続される。直井ら⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾は、かご形誘導発電機を用いた定速運転方式の潮流発電システムにおいて、増速比（ギア比）により潮流発電システムの発電電力量が変化する事に着目し、発電機が過負荷とならず発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量を明らかにした。また、求めた増速比、発電機の定格容量および明石海峡中央付近における 1 年間の流速の推定値⁽¹⁶⁾を用いた場合、潮流発電システムの年間設備利用率は約 10%になることを示した。本研究では潮流発電システムの年間設備利用率をさらに高めることを目的として、超同期セルビウス方式の巻線形誘導発電機を用いた可変速運転方式の潮流発電システムについて検討する。

発電機の可変速運転を行うには、発電機の世界制御システムを構築する必要がある。次章以降で発電機が過負荷とならず発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量を求めるための制御モードとして、最大出力点追従 (MPPT : Maximum Power Point Tracking) 制御方式および定格一定制御方式について検討する。流速の変化に対し MPPT 制御方式は最大水車出力、定格一定制御方式は発電機入力（水車出力）、一次有効電力および二次供給電圧の大きさを一定にする水車出力を得るために発電機の回転速度を制御する。このため、本章ではこれらの水車出力に対応する回転速度を目標値として二次供給電圧を制御することにより回転速度を制御する速度制御システムの構築を行う。また、本研究で提案する潮流発電システムでは、二次側に接続するインバータ容量を低減するため、励磁電流を一次側から供給する。励磁電流は二次側を開放した場合に流れる一次電流の無効分に相当するため、これを一定とするように制御する。

本章では、はじめに速度制御システムの構築を行い、MATLAB/Simulink 上で構築した速度制御システムを用いて流速のステップ変化に対する応答についてシミュレーションにより確認し、速度制御システムの有効性を検証する。

3.2 巻線形誘導発電機(DFIG)を用いた潮流発電システム

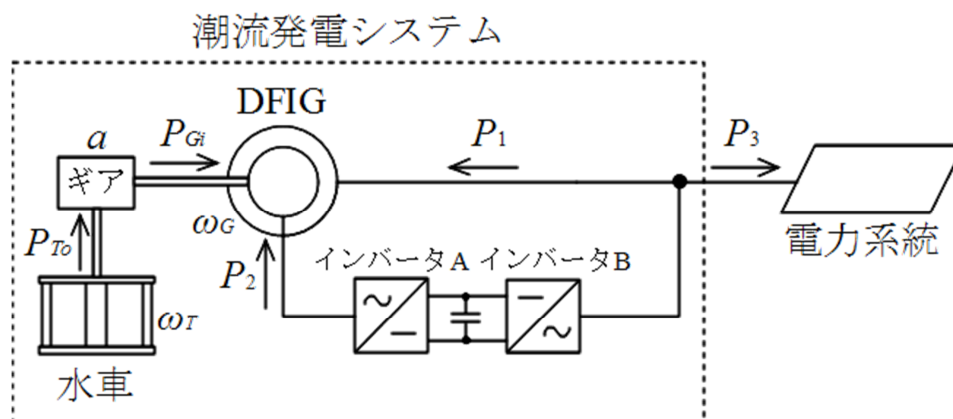


図 3.1 巻線形誘導発電機 (DFIG) を用いた潮流発電システム

本研究で検討する巻線形誘導発電機 (DFIG) を用いた潮流発電システムの構成を図 3.1 に示す。ただし、 P_{T0} : 水車出力、 ω_T : 水車回転角速度、 a : 増速比、 P_{Gi} : 発電機入力、 ω_G : 発電機回転角速度、 P_1 : 一次有効電力、 P_2 : 二次有効電力、 P_3 : システムの発電電力であり、 P_1 、 P_2 は発電機に入力する方向を正と定義する。また、二次側に接続するインバータの内、系統側に接続するインバータ B は無効電力補償をすることが可能であるが、本研究では、有効電力のみが入出力するように制御されているものとする。

3.3 速度制御システム

本節では、潮流発電システムが流速の変化に対し次章以降で検討する各制御モードによって決められる水車出力を得るために、二次供給電圧を制御することにより回転速度を制御する速度制御システムを構築する。速度制御システムの目標値は各制御モードの水車出力に対応する回転速度、つまりすべりと励磁電流となる一次 d 軸電流である。

本研究で構築する速度制御システムはベクトル制御システムと呼ばれ、一次有効電力 (有効分)、一次無効電力 (無効分) を独立に制御することができる速度制御システムである⁽²¹⁾。本研究において、有効分は各制御モードの水車出力に対応するすべり、無効分は励磁電流となる一次 d 軸電流に相当する。

3.3.1 すべりと水車出力

はじめに、目標値となるすべりの決定方法について述べる。図 3.2 に第 2 章で平滑化スプライン関数を適用して近似を行った水車のパワー係数特性を示す。ここでは一例として、潮流発電システムが流速の変化に対して常に最大水車出力を得るために回転速度を制御す

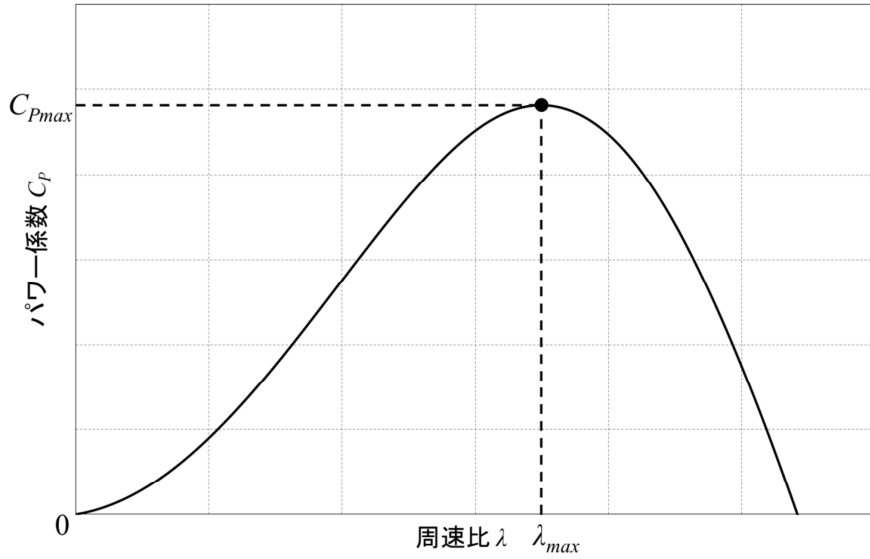


図 3.2 水車のパワー係数特性 (MPPT 制御方式)

る MPPT 制御で運転している場合を想定する。図 3.2 中の C_{pmax} と λ_{max} は最大パワー係数とそれに対応する周速比を表す。

流速 v において最大水車出力となる水車回転角速度 ω_{Tmax} は水車半径 r と図 3.2 に示す最大パワー係数 C_{pmax} に対応する周速比 λ_{max} より、(3.1)式となる。

$$\omega_{Tmax} = \frac{v\lambda_{max}}{r} \quad (3.1)$$

発電機回転角速度 ω_{Gmax} は水車回転角速度 ω_{Tmax} と増速比 a より、(3.2)式の関係がある。

$$\omega_{Gmax} = a\omega_{Tmax} \quad (3.2)$$

すべり s_{max} は(3.2)式を用いると、(3.3)式となる。

$$s_{max} = 1 - \frac{\omega_{Gmax}}{\omega_s} = 1 - \frac{a\omega_{Tmax}}{\omega_s} \quad (3.3)$$

ただし、 ω_s : 発電機の同期角速度である。

流速 v における最大水車出力 P_{Tmax} は(2.10)式に示す水車入力 P_{Ti} 、最大パワー係数 C_{pmax} の積から(3.4)式となる。

$$P_{Tmax} = C_{pmax}P_{Ti} \quad (3.4)$$

(3.3)式より求めたすべりを目標値 s^* 、(3.4)式より求めた水車出力 P_{T0} より、それらを得るために必要な一次電流、二次電流、二次供給電圧を求めることができ、次節でそれらの決定方法について述べる。

3.3.2 二次供給電圧

誘導発電機の電圧方程式は回転座標系 d - q 座標軸で表現すると(3.5)式となる⁽²⁹⁾ (付録参照)。ただし、 q 軸は d 軸に対して 90° 遅れと定義した。

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + PL_{s1} & X_{s1} & PM & X_M \\ -X_{s1} & r_1 + PL_{s1} & -X_M & PM \\ PM & sX_M & r_2 + PL_{s2} & sX_{s2} \\ -sX_M & PM & -sX_{s2} & r_2 + PL_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

ただし、 v_{ds} 、 v_{qs} ：一次 d 、 q 軸電圧、 i_{ds} 、 i_{qs} ：一次 d 、 q 軸電流、 v_{dr} 、 v_{qr} ：二次 d 、 q 軸電圧、 i_{dr} 、 i_{qr} ：二次 d 、 q 軸電流、 r_1 、 r_2 ：一次、二次抵抗、 L_{s1} 、 L_{s2} ：一次、二次自己インダクタンス、 M ：励磁インダクタンス、 X_{s1} 、 X_{s2} ：一次、二次自己リアクタンス、 X_M ：励磁リアクタンス、 P ： d/dt 、 s ：すべりである。また、二次側諸量は全て一次側換算値である。

定常状態における誘導発電機の電圧方程式は(3.5)式の微分項を 0 としたものであり、(3.6)式となる。

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 & X_{s1} & 0 & X_M \\ -X_{s1} & r_1 & -X_M & 0 \\ 0 & sX_M & r_2 & sX_{s2} \\ -sX_M & 0 & -sX_{s2} & r_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

次に、一次 a 相、 b 相、 c 相電圧 e_{as} 、 e_{bs} 、 e_{cs} から一次 d 、 q 軸電圧への変換式は(3.7)式となる。

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin \omega t & \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

ただし、 ω ：電源角周波数、 t ：時間である。また、一次 d 、 q 軸電圧から一次 a 相、 b 相、 c 相電圧への逆変換式は(3.8)式となる。

$$\begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

次に、 d 、 q 軸電圧、電流と複素数表示の電圧、電流の関係について述べる。はじめに、一次相電圧 e_{as} 、 e_{bs} 、 e_{cs} は次式で表されるものとする。

$$\left. \begin{aligned} e_{as} &= \sqrt{2}E_s \sin \omega t \\ e_{bs} &= \sqrt{2}E_s \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ e_{cs} &= \sqrt{2}E_s \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \right\} \quad (3.9)$$

ただし、 E_s ：一次相電圧の実効値である。(3.7)式および(3.9)式より、一次 d 、 q 軸電圧 v_{ds} 、 v_{qs} は(3.10)式となる。

$$\left. \begin{aligned} v_{ds} &= 0 \\ v_{qs} &= \sqrt{3}E_s \end{aligned} \right\} \quad (3.10)$$

(3.10)式より、 E_s が一定であれば v_{ds} と v_{qs} は直流量（一定値）である。(3.8)式より、一次相電圧 e_{as} は v_{ds} および v_{qs} を用いて表すと、次式のように表される。

$$e_{as} = \sqrt{\frac{2}{3}}(v_{ds} \cos \omega t + v_{qs} \sin \omega t) \quad (3.11)$$

(3.11)式の e_{as} は $\sin \omega t$ を基準とする複素数表示の一次相電圧 \dot{E}_{as} として次式のように表される。

$$\dot{E}_{as} = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_{qs} + jv_{ds}) = V_{qs} + jV_{ds} \quad (3.12)$$

ただし、 $V_{ds} = \frac{v_{ds}}{\sqrt{3}}$ 、 $V_{qs} = \frac{v_{qs}}{\sqrt{3}}$ とした。よって、一次相電圧の実効値 E_s は次式で表される。

$$E_s = \sqrt{V_{qs}^2 + V_{ds}^2} = \sqrt{\frac{v_{qs}^2 + v_{ds}^2}{3}} \quad (3.13)$$

次に、(3.9)式の一次相電圧を基準とした場合、一次 a 相、 b 相、 c 相電流 i_{as} 、 i_{bs} 、 i_{cs} は(3.14)式のように表されるものとする。

$$\left. \begin{aligned} i_{as} &= \sqrt{2}I_s \sin(\omega t + \varphi) \\ i_{bs} &= \sqrt{2}I_s \sin\left(\omega t + \varphi - \frac{2}{3}\pi\right) \\ i_{cs} &= \sqrt{2}I_s \sin\left(\omega t + \varphi + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \right\} \quad (3.14)$$

ただし、 I_s ：一次電流の実効値、 φ ：一次相電圧との位相差である。(3.7)式および(3.14)式より、一次 d 、 q 軸電流 i_{ds} 、 i_{qs} は(3.15)式となる。

$$\left. \begin{aligned} i_{ds} &= \sqrt{3}I_s \sin \varphi \\ i_{qs} &= \sqrt{3}I_s \cos \varphi \end{aligned} \right\} \quad (3.15)$$

(3.15)式より、 I_s と φ が一定であれば i_{ds} と i_{qs} は直流量（一定値）である。前述した e_{as} と同

様に、 i_{as} は(3.8)式より次式のように表される。

$$i_{as} = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_{ds} \cos \omega t + i_{qs} \sin \omega t) \quad (3.16)$$

(3.16)式の i_{as} は $\sin \omega t$ を基準とする複素数表示の一次電流 \dot{I}_{as} として(3.12)式の \dot{E}_{as} と同様に次式のように表される。

$$\dot{I}_{as} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{qs} + j i_{ds}) = I_{qs} + j I_{ds} \quad (3.17)$$

ただし、 $I_{ds} = \frac{i_{ds}}{\sqrt{3}}$ 、 $I_{qs} = \frac{i_{qs}}{\sqrt{3}}$ である。一次電流の実効値 I_s は次式で表される。

$$I_s = \sqrt{I_{qs}^2 + I_{ds}^2} = \sqrt{\frac{i_{qs}^2 + i_{ds}^2}{3}} \quad (3.18)$$

複素数表示の二次電流 \dot{I}_{ar} 、二次供給電圧 \dot{E}_{ar} 、および二次電流の実効値 I_r 、二次供給電圧の実効値 E_r も同様の関係が得られる。

次に、一次 d 軸電流 i_{ds} を一定に制御するための目標値 i_{ds}^* を求める。本研究では、二次側に接続するインバータ容量を低減するため、励磁電流を一次側から供給する。励磁電流は二次側を開放した場合に流れる一次電流の無効分に相当する i_{ds} となり、これを一定とするように制御を行う。(3.6)式の 1、2 行目から、二次側を開放した場合における一次 d 、 q 軸電圧 v_{ds} 、 v_{qs} は $i_{dr}=i_{qr}=0$ として次式のように表される。

$$v_{ds} = 0 = r_1 i_{ds} + X_{s1} i_{qs} \quad (3.19)$$

$$v_{qs} = \sqrt{3} E_s = -X_{s1} i_{ds} + r_1 i_{qs} \quad (3.20)$$

(3.19)式および(3.20)式より、 i_{ds} を一定に制御するための目標値 i_{ds}^* は(3.21)式となる。

$$i_{ds}^* = -\frac{\sqrt{3} E_s}{r_1^2 + X_{s1}^2} X_{s1} \quad (3.21)$$

次に、各制御モードによって決められる水車出力 P_{To} を得るために必要な二次供給電圧を求める。水車出力 P_{To} および発電機入力 P_{Gi} は増速機の損失を無視できるものとするれば、(3.22)式が成立する。

$$P_{To} = P_{Gi} \quad (3.22)$$

発電機入力 P_{Gi} は各制御モードによって決められる水車出力 P_{To} に対応するすべりの目標値 s^* および一次 d 軸電流の目標値 i_{ds}^* を用いることにより、次式のように表される。

$$P_{Gi} = (1 - s^*) X_M (i_{qs} i_{dr} - i_{ds}^* i_{qr}) \quad (3.23)$$

また、(3.6)式の 1、2 行目から、一次 d 、 q 軸電圧 v_{ds} 、 v_{qs} は次式のように表される。

$$v_{ds} = 0 = r_1 i_{ds}^* + X_{s1} i_{qs} + X_M i_{qr} \quad (3.24)$$

$$v_{qs} = \sqrt{3} E_s = -X_{s1} i_{ds}^* + r_1 i_{qs} - X_M i_{dr} \quad (3.25)$$

(3.22)式~(3.25)式より、各制御モードによって決められる水車出力 P_{To} を得るために必要な一次、二次 d 、 q 軸電流 i_{qs} 、 i_{dr} 、 i_{qr} は(3.26)式~(3.28)式となる。

$$i_{qs} = \frac{\sqrt{3} E_s - \sqrt{3 E_s^2 + 4 \left\{ \frac{r_1 P_{To}}{1-s^*} - (r_1 i_{ds}^*)^2 \right\}}}{2 r_1} \quad (3.26)$$

$$i_{dr} = -\frac{\sqrt{3} E_s + 2 i_{ds}^* X_{s1} + \sqrt{3 E_s^2 + 4 \left\{ \frac{r_1 P_{To}}{1-s^*} - (r_1 i_{ds}^*)^2 \right\}}}{2 X_M} \quad (3.27)$$

$$i_{qr} = -\frac{2 i_{ds}^* r_1^2 + \left(\sqrt{3} E_s - \sqrt{3 E_s^2 + 4 \left\{ \frac{r_1 P_{To}}{1-s^*} - (r_1 i_{ds}^*)^2 \right\}} \right) X_{s1}}{2 r_1 X_M} \quad (3.28)$$

上述の電流と同様に、各制御モードによって決められる水車出力 P_{To} を得るために必要な二次供給電圧（二次 d 、 q 軸電圧） v_{dr} 、 v_{qr} は(3.6)式の3、4行目より(3.29)式、(3.30)式となる。

$$v_{dr} = s^* X_M i_{qs} + r_2 i_{dr} + s^* X_{s2} i_{qr} \quad (3.29)$$

$$v_{qr} = -s^* X_M i_{ds}^* - s^* X_{s2} i_{dr} + r_2 i_{qr} \quad (3.30)$$

3.3.3 運動方程式

発電機トルク T_e は(3.23)式の発電機入力 P_{Gi} を発電機回転角速度 ω_G で除すことにより得られ次式となる。

$$T_e = pM (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (3.31)$$

ただし、 p : DFIG の極対数である。

運動方程式は次式となる。

$$J \frac{d\omega_G}{dt} + D\omega_G = T_T - T_e \quad (3.32)$$

ただし、 J : タービンと発電機全体の慣性モーメント、 T_T : タービン発生トルク、 D : 制動係数である。定常状態における運動方程式は(3.32)式の微分項を0とすると次式となる。

$$T_e = T_T - D\omega_G \quad (3.33)$$

(3.33)式の両辺に ω_G を乗じ、増速機の損失を無視すれば、(3.22)式より次式が成立する。

$$P_{Gi} = P_{To} = P_T - P_l \quad (3.34)$$

ただし、 $P_T(=\omega_G T_T)$: タービン発生動力、 $P_l(=D\omega_G^2)$: 制動係数 D による損失 (海水の抵抗、軸受の摩擦による損失など) である。

水路実験により得られた P_{To} は(3.34)式より、発生動力 P_T から制動係数 D による損失 P_l を差し引いたものである。このため、水路実験により得られた P_{To} は定常状態における D の影響を含んでいる。過渡状態における D の影響は流速の変化に対する応答の遅れであり、潮流の周期は約 12 時間と長いため過渡状態における D の影響は小さいものと考えられる。また、水路実験により得られた P_{To} を(3.34)式に示す P_T と P_l に分離することは困難である。よって、本研究では過渡状態における D の影響を無視する。

3.4 速度制御システムと流速のステップ変化に対する応答

図 3.3 に速度制御システムの全体図を、図 3.4、図 3.5 にすべり、一次 d 軸電流における PI 制御ブロックを示す。前述したように潮流流速の周期が長いため、速度制御システムの補償装置は単純な PI 制御とした。図 3.3 中の C_p curve の中にはルックアップテーブル (lookup-table) が内蔵されており、流速の変化に対して各制御モードによって決められる水車のパワー係数 C_p および周速比 λ が出力される。 e_{ar}^* 、 e_{br}^* 、 e_{cr}^* はインバータ A から出力され、DFIG に加わる二次供給電圧 (相電圧) e_{ar} 、 e_{br} 、 e_{cr} の目標値である。図 3.4、図 3.5 中の K_{ps} 、 K_{pi} は比例制御ゲイン、 T_s 、 T_i は積分時間[s]を表す。

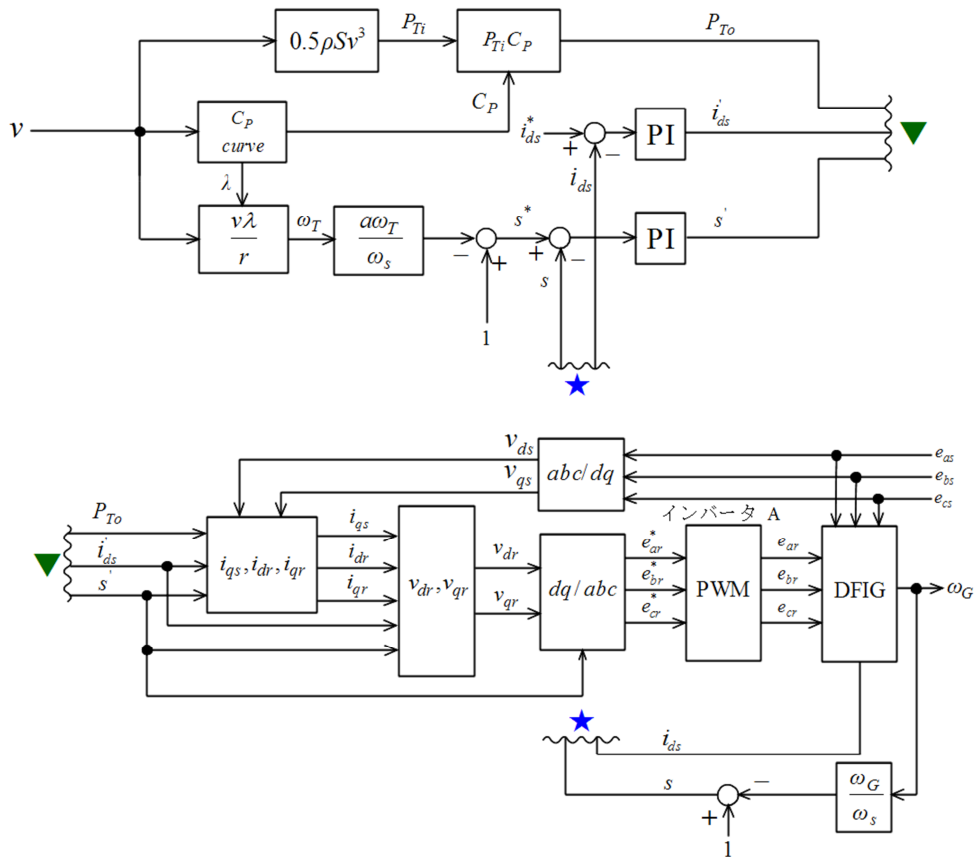


図 3.3 速度制御システムの全体図

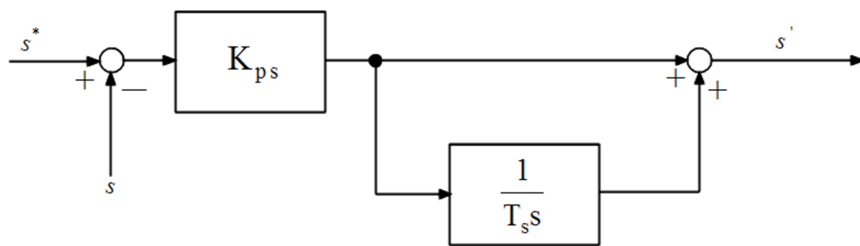


図 3.4 すべりの PI 制御ブロック

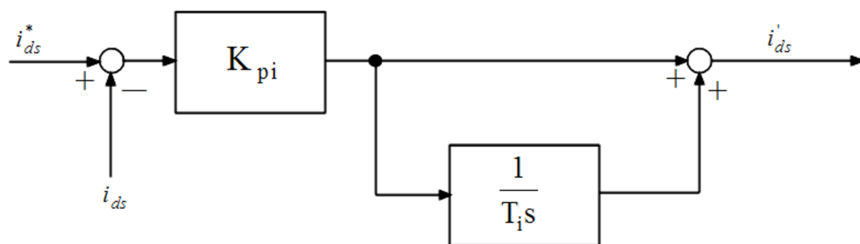


図 3.5 一次 d 軸電流の PI 制御ブロック

図 3.3 に示す速度制御システムを用いて、入力となる流速をステップ変化させた場合の応答についてシミュレーションにより検討する。シミュレーションに用いた水車、DFIG および PI 制御のパラメータを表 3.1、流速のステップ変化を図 3.6、水車出力特性を図 3.7、年間エネルギー密度を図 3.8 に示す。ただし、表 3.1 に示す水車は、木方ら⁽⁸⁾が実海域用に開発し、検討してきた水車の中で最も大形のものである。図 3.8 の年間エネルギー密度 E_D は単位掃過面積あたりの水車入力、第 2 章で述べた出現確率密度関数 $f(v)$ および年間時間 (8760 時間) の積として表され、次式より求まる。

$$E_D = \frac{1}{2} \rho v^3 \times f(v) \times 8760 \quad (3.35)$$

表 3.1 水車、DFIG および PI 制御のパラメータ

水車	
翼枚数 n	3
高さ h [m]	1.6
直径 d [m]	1.6
翼弦長 c [m]	0.3
ソリディティ σ	0.179
DFIG	
発電機の定格容量 S_B [kVA]	12
定格電圧 V_B [V]	200
増速比 a	25
極対数 p	3
周波数 f [Hz]	50
一次抵抗 r_1 [pu]	0.054
二次抵抗 r_2 [pu]	0.078
一次漏れリアクタンス X_{l1} [pu]	0.100
二次漏れリアクタンス X_{l2} [pu]	0.100
励磁リアクタンス X_M [pu]	1.754
PI 制御	
比例制御ゲイン K_{ps}	0.10
積分時間 T_s [s]	0.05
比例制御ゲイン K_{pi}	0.06
積分時間 T_i [s]	0.05

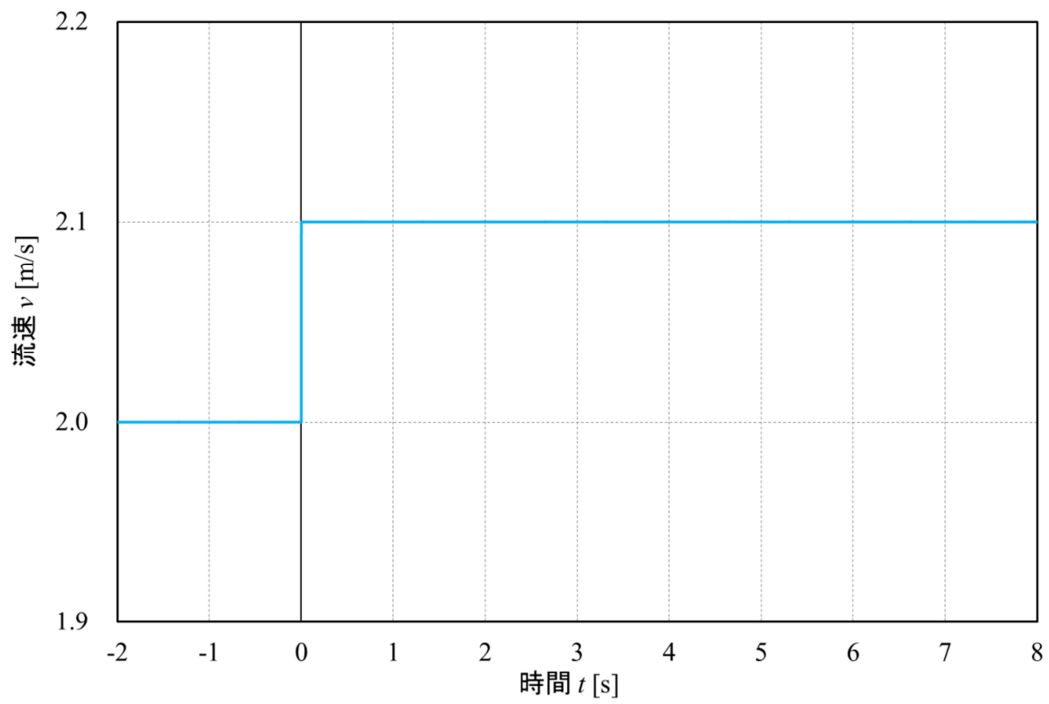


図 3.6 流速のステップ変化

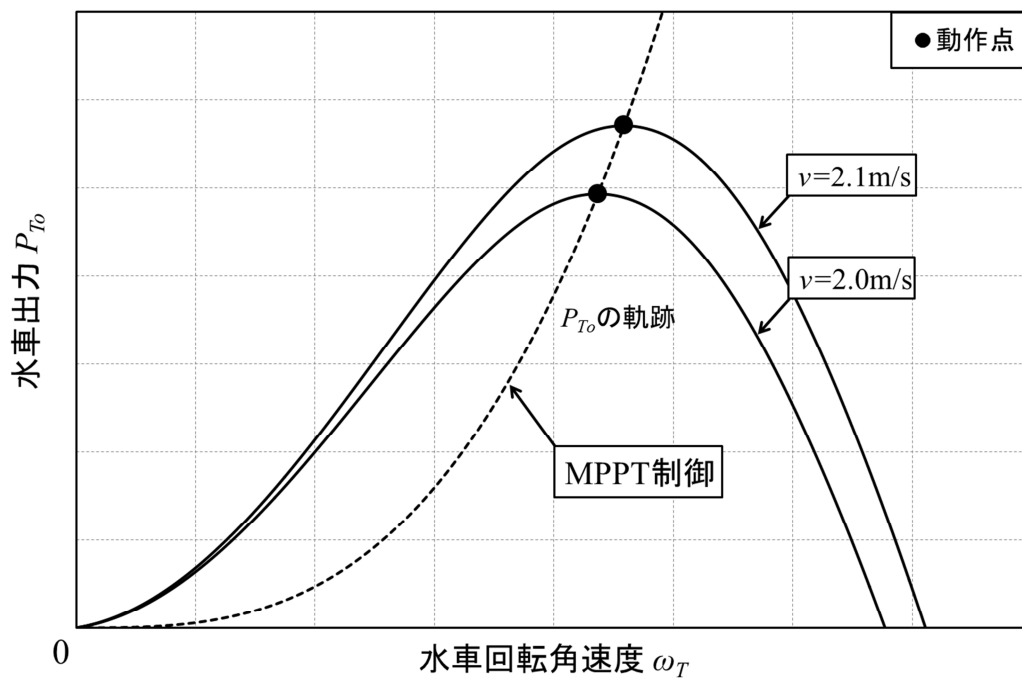


図 3.7 水車出力特性

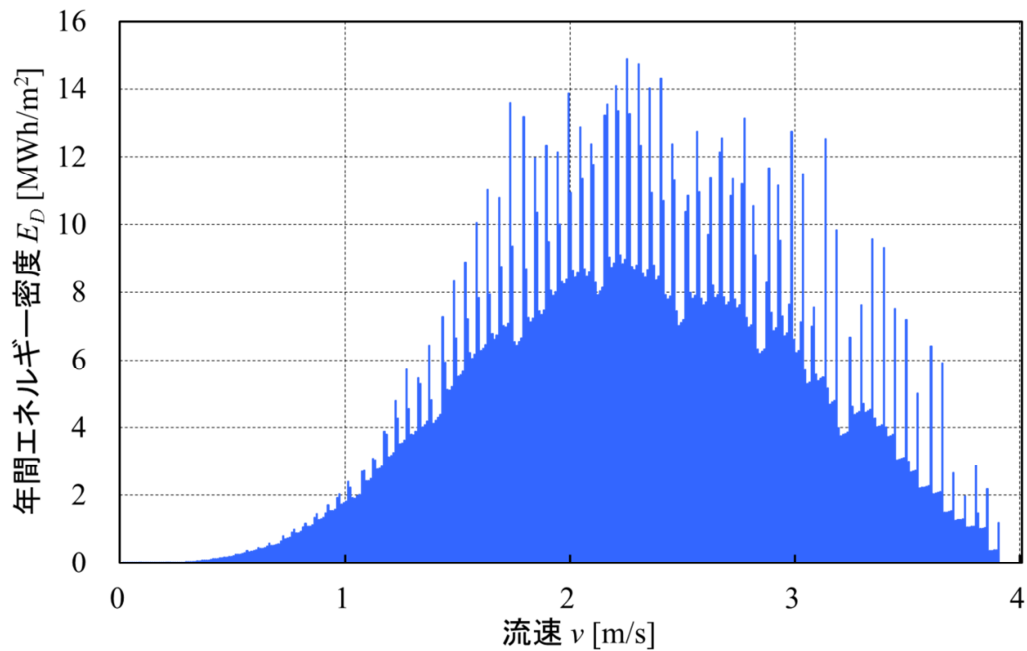


図 3.8 流速の年間エネルギー密度

図 3.6 に示すように、シミュレーションは流速 $v=2.0\text{m/s}$ の定常状態から時間 $t=0\text{s}$ で $v=2.1\text{m/s}$ にステップ変化させた場合の応答について検討する。図 3.7 に示すように、潮流発電システムは MPPT 制御で運転している場合を想定し、 $v=2.0\text{m/s}$ の最大水車出力点から $v=2.1\text{m/s}$ の最大水車出力点となるように回転速度を制御する。シミュレーションは MATLAB/Simulink を用いて行った。図 3.8 に示すように、年間エネルギー密度 E_D のピーク付近である $v=2.0\text{m/s}$ と $v=2.1\text{m/s}$ を用いた。シミュレーション結果を図 3.9~図 3.15 に示す。ただし、すべりと一次 d 軸電流における s^* および i_{ds}^* は目標値を表す。また、図中の値は表 3.1 に示す発電機の定格容量 S_B を基準とした単位法表記である。

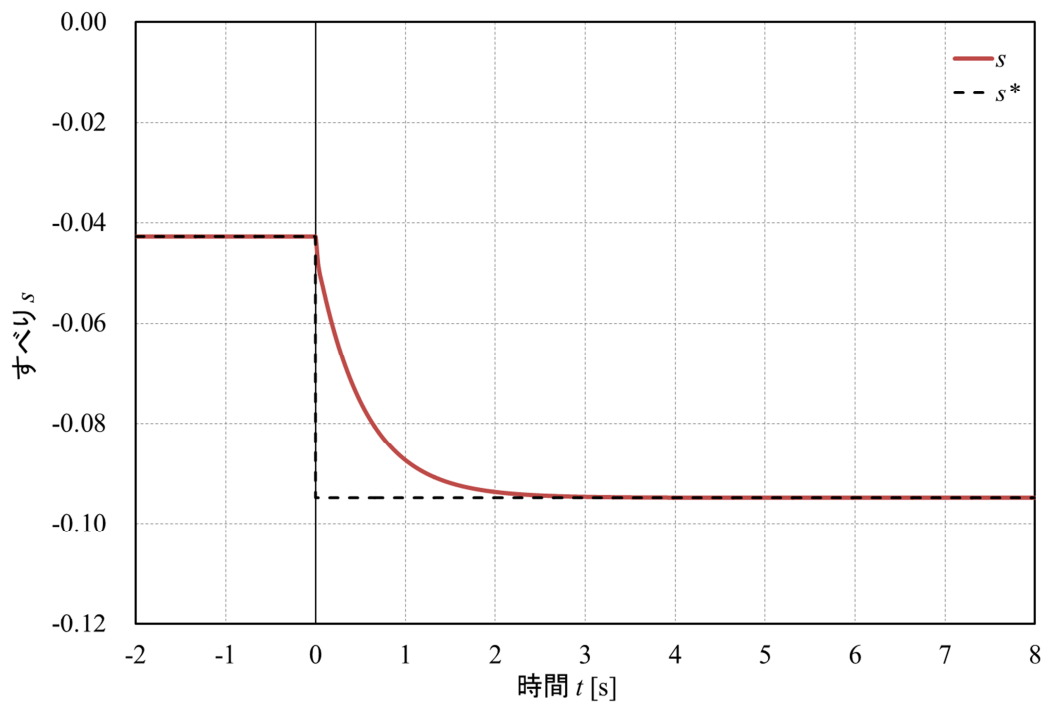


図 3.9 すべり

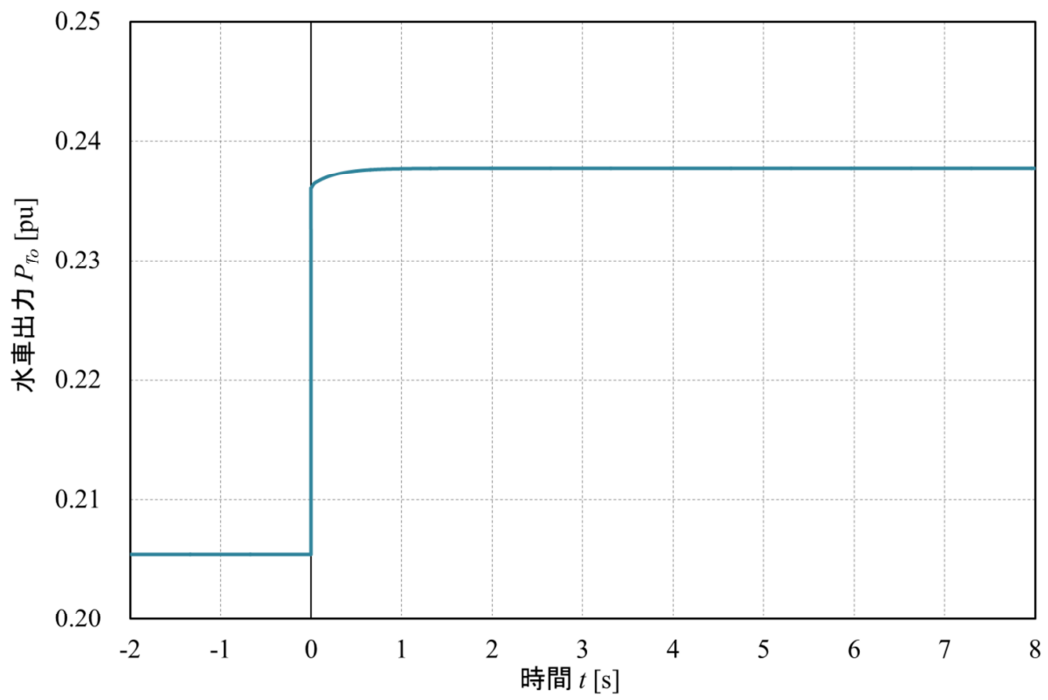


図 3.10 水車出力

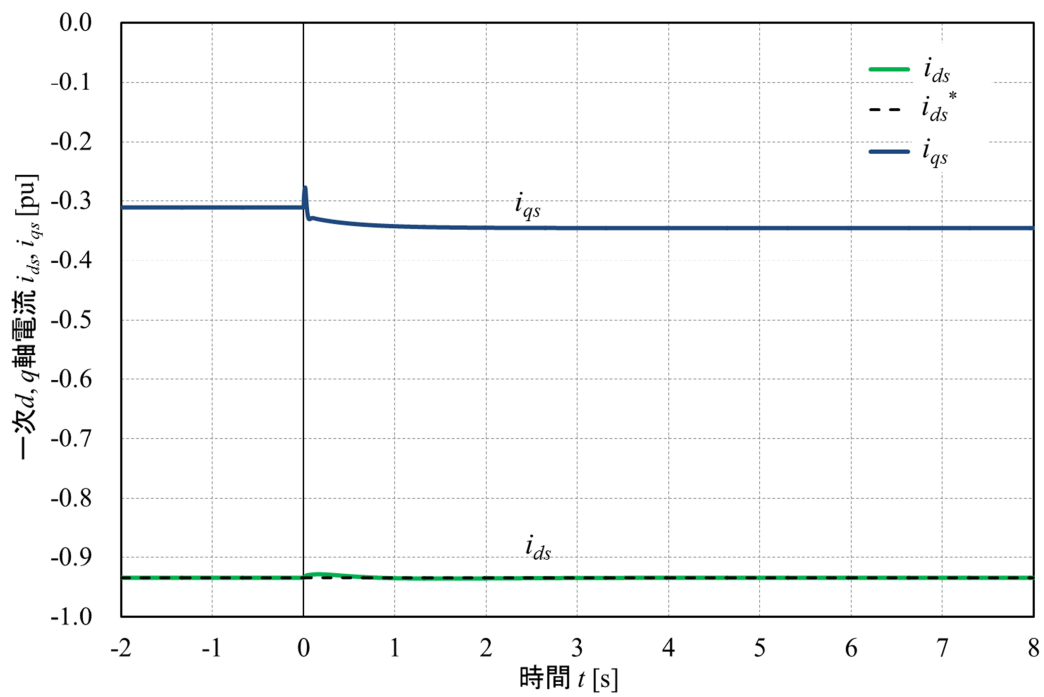


図 3.11 一次 d 、 q 軸電流

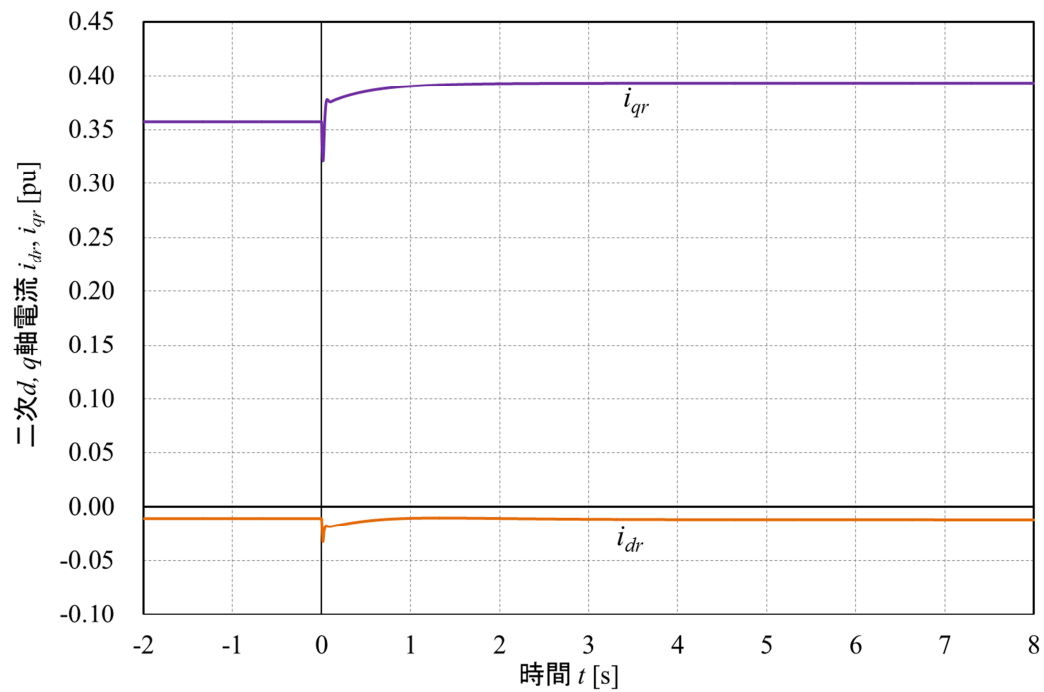


図 3.12 二次 d 、 q 軸電流

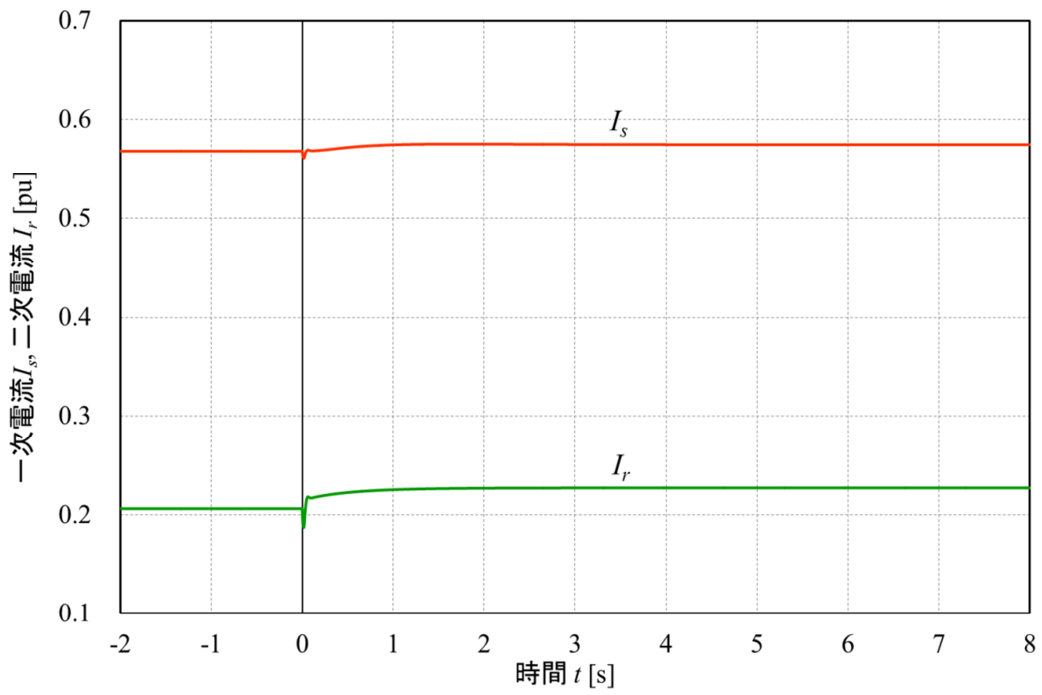


図 3.13 一次、二次電流

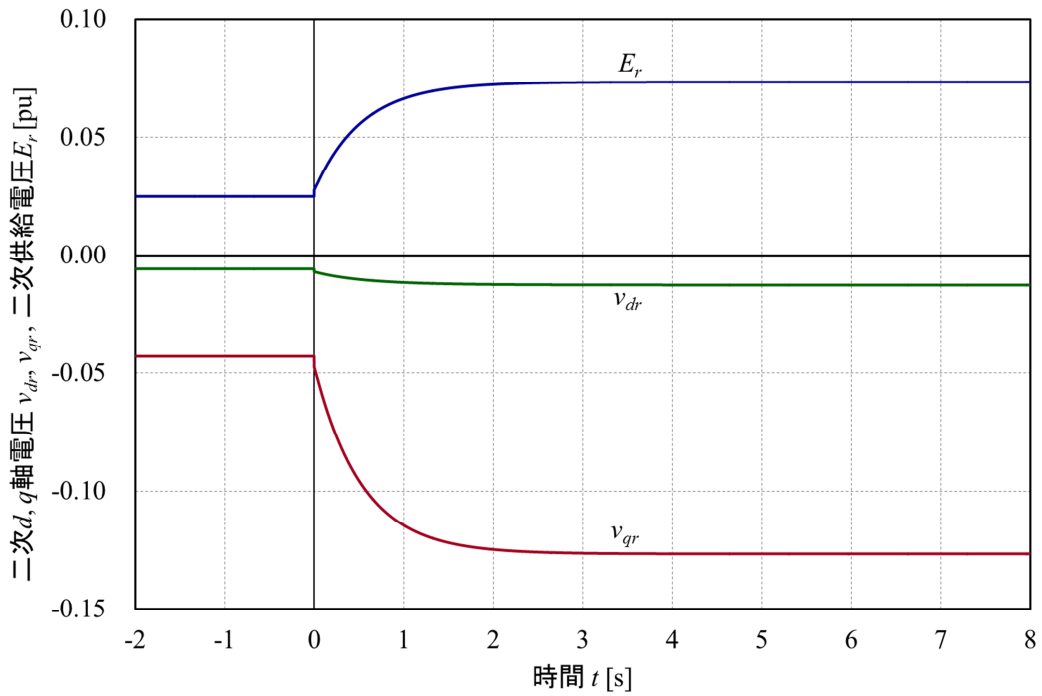


図 3.14 二次 d 、 q 軸電圧、二次供給電圧

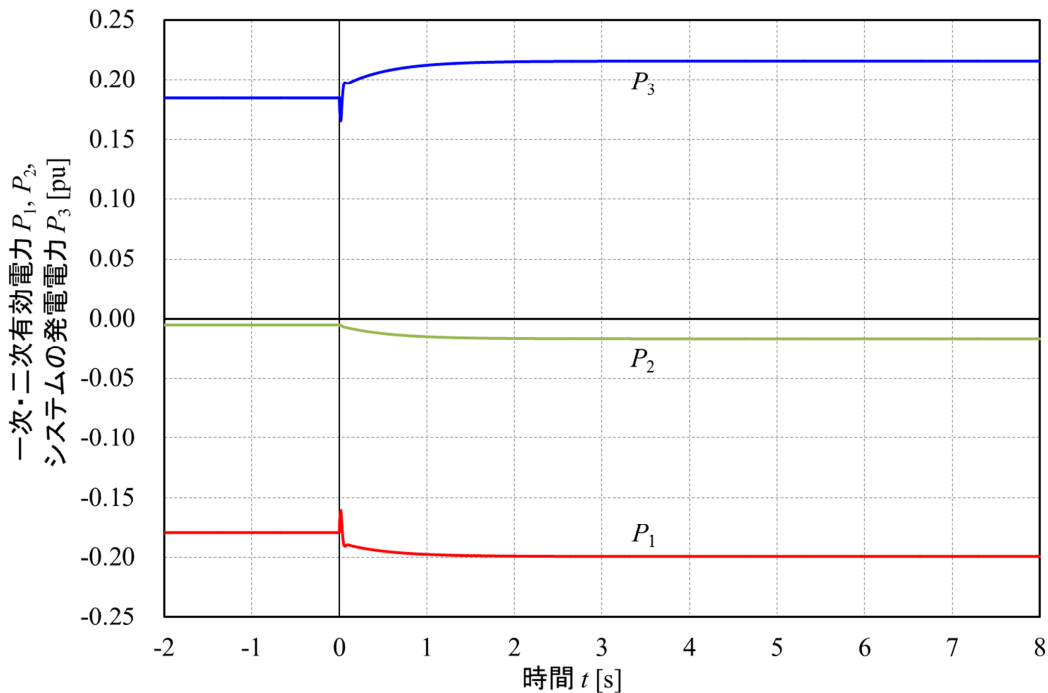


図 3.15 一次・二次有効電力、システムの発電電力

図 3.9 にシミュレーション結果のすべり s を示す。 s は-0.043 の定常状態から変化し、ステップ変化から約 3 秒後に-0.095 となり、目標値と重なっている。図 3.10 にシミュレーション結果の水車出力 P_{T0} を示す。 P_{T0} は 0.205pu の定常状態から変化し、ステップ変化から約 1 秒後に 0.238pu に増加している。

図 3.11 にシミュレーション結果の一次 d 、 q 軸電流 i_{ds} 、 i_{qs} を示す。前節で述べたように、 i_{ds} 一定制御を行っているため i_{ds} は一定値に制御されており、流速が変化する $t=0s$ でわずかに変化しているが、ほぼ全ての時間において目標値と重なっている。 i_{qs} は-0.311pu の定常状態から変化し、ステップ変化から約 3 秒後に-0.345pu に減少している。

図 3.12 にシミュレーション結果の二次 d 、 q 軸電流 i_{dr} 、 i_{qr} を示す。 i_{dr} は-0.0106pu の定常状態から変化し、ステップ変化から約 3 秒後に-0.0112pu に減少している。 i_{qr} は 0.357pu の定常状態から変化し、ステップ変化から約 3 秒後に 0.393pu に増加している。

図 3.13 にシミュレーション結果の一次、二次電流 I_s 、 I_r を示す。 I_s は 0.568pu の定常状態から変化し、ステップ変化から約 3 秒後に 0.575pu に増加している。 I_r は 0.206pu の定常状態から変化し、ステップ変化から約 3 秒後に 0.227pu に増加している。

図 3.14 にシミュレーション結果の二次 d 、 q 軸電圧 v_{dr} 、 v_{qr} 、二次供給電圧 E_r を示す。 v_{dr} は-0.006pu の定常状態から変化し、ステップ変化から約 3 秒後に-0.013pu に減少している。

v_{qr} は-0.043puの定常状態から変化し、ステップ変化から約3秒後に-0.126puに減少している。 E_r は0.025puの定常状態から変化し、ステップ変化から約3秒後に0.073puに増加している。

図 3.15 にシミュレーション結果の一次・二次有効電力 P_1 、 P_2 、システムの発電電力 P_3 を示す。 P_1 は-0.180puの定常状態から変化し、ステップ変化から約3秒後に-0.199puに減少している。 P_2 は-0.005puの定常状態から変化し、ステップ変化から約3秒後に-0.017puに減少している。その結果、 P_3 は0.185puの定常状態から変化し、ステップ変化から約3秒後に0.216puに増加している。

3.5 まとめ

発電機の変速運転を行うには速度制御システムが必要であるため、本章では潮流発電システムに用いられる速度制御システムの構築を行った。本研究で構築する速度制御システムは、発電機の電圧、電流を d 、 q 軸量に変換し、二次 d 、 q 軸電圧を制御することにより回転速度を制御する速度制御システムである。また、MATLAB/Simulink 上で構築した速度制御システムを用いて流速のステップ変化に対する応答についてシミュレーションにより確認し、速度制御システムの有効性を確認した。本章で明らかにした点は以下の通りである。

(1) 本研究では、流速の変化に対し次章以降で検討する MPPT 制御方式は最大水車出力、定格一定制御方式は発電機入力（水車出力）、一次有効電力または二次供給電圧の大きさを一定にする水車出力を得るために回転速度を制御する。このため、本章ではこれらの水車出力に対応する回転速度および一次 d 軸電流を目標値として、二次供給電圧を制御することにより回転速度を制御する速度制御システムが構築できることを示した。

(2) MATLAB/Simulink 上で構築した速度制御システムを用いて、流速のステップ変化に対する応答についてシミュレーションにより検討した。その結果、回転速度と一次 d 軸電流は目標値に対して良好に追従することを示した。

第4章 最大出力点追従制御方式

4.1 はじめに

本章では、潮流発電システムが最大出力点追従 (MPPT : Maximum Power Point Tracking) 制御方式で運転する場合、発電機が過負荷とならず発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量を求める手法を提案する。MPPT 制御は太陽光発電や風力発電で用いられている制御方式である。太陽光発電では日射強度の変動に対して、太陽光発電の出力が最大となるようにパワーコンディショナの直流動作電圧の制御を行う⁽³⁰⁾。風力発電では風速の変化に対して、最大風車出力を得るために発電機の回転速度およびブレードのピッチ角を制御し、風力エネルギーを高効率で電気エネルギーに変換する制御方式である。本研究で検討する潮流発電システムの MPPT 制御は風力発電と同様に、流速の変化に対し最大水車出力を得るために発電機の回転速度を制御し、潮流エネルギーを高効率で電気エネルギーに変換する制御方式である。

さらに、潮流発電システムが MPPT 制御方式で運転し、発電機が過負荷とならず発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量を用いた場合、流速の正弦波変化に対する速度制御システムの応答について MATLAB/Simulink を用いてシミュレーションにより検討する。

4.2 発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量

図 4.1 に MPPT 制御方式における動作点を示す。MPPT 制御とは図 4.1 に示すように、各流速 v において水車出力 P_{T0} が最大となる水車回転角速度 ω_T に制御を行う方式である。本節では、潮流発電システムが MPPT 制御方式で運転している場合、年間に発生するすべての流速の潮流エネルギーを有効に利用する観点から、発電機が過負荷とならず発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量を求める。

(2.32)式に示す発電電力量 W を最大とする増速比 a および発電機の定格容量 S_B は、 $\partial W/\partial a=0$ 、 $\partial W/\partial S_B=0$ を解くことにより求められる。したがって、 W を最大とする a および S_B を求めるには非線形方程式を解く必要があり、反復解法を用いることになる。この場合、反復計算の過程毎に a および S_B が変化する。そこで、検討する S_B の変化範囲の中では単位法で表した発電機定数に変化はないものと考え、発電機に関する電氣的諸量は全て単位法で表す。よって、(2.32)式に示す W は次式のように表される。

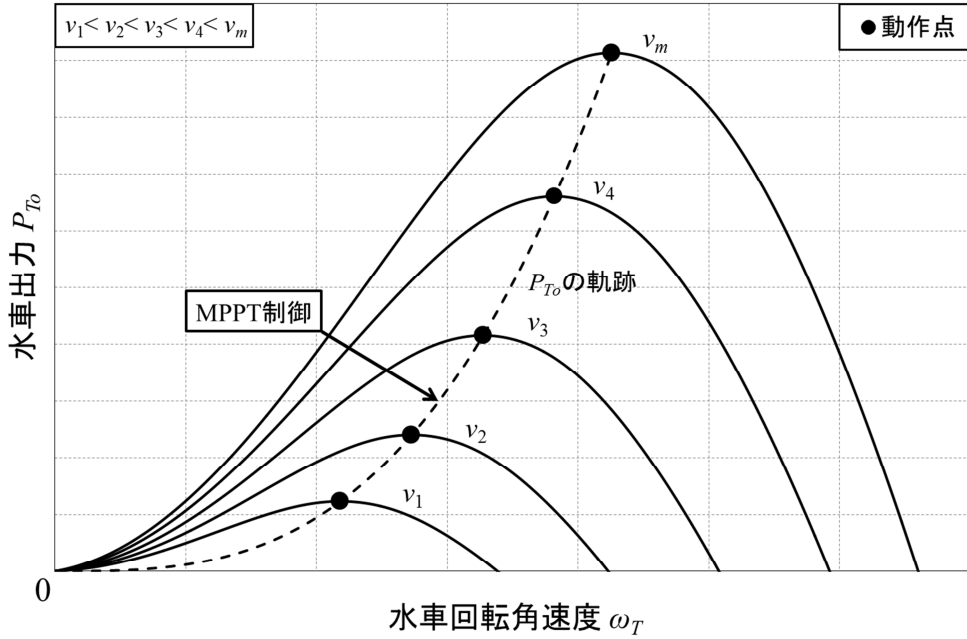


図 4.1 MPPT 制御方式における動作点

$$W(a, S_B) = S_B T \int_{v_0}^{v_m} P_3(v) f(v) dv \quad (4.1)$$

$\partial W / \partial a = 0$ 、 $\partial W / \partial S_B = 0$ を満足する a および S_B の値によっては一次電流 I_s 、二次電流 I_r または二次供給電圧 E_r が定格を超えるおそれがある。このため、 I_s 、 I_r 、 E_r が定格範囲内 (1pu) に収まる必要があり、これらを保証するため(4.2)式を制約条件とする。

$$\left. \begin{aligned} h_1(a, S_B) &= I_s - 1 \leq 0 \\ h_2(a, S_B) &= I_r - 1 \leq 0 \\ h_3(a, S_B) &= E_r - 1 \leq 0 \end{aligned} \right\} \quad (4.2)$$

したがって、発電機が過負荷とならず発電電力量 W を最大とする増速比 a および発電機の定格容量 S_B を求める問題は(4.1)式を目的関数、(4.2)式を不等式制約条件とする最適化問題となる。不等式制約条件つき最適化問題を解く手法として本研究では乗数法を適用する。

乗数法とは制約つき最小化問題を制約のない最小化問題に変換し、Lagrange 乗数を修正しながら最適解を求める非線形計画法である⁽³¹⁾。はじめに、不等式制約問題の場合、(4.2)式の不等式制約式にスラック変数 l を導入して(4.3)式のような等式制約問題に変換する。

$$\left. \begin{aligned} h_i(a, S_B) + l_i &= 0 \\ l_i &\geq 0 \end{aligned} \right\} \quad (i=1\sim 3) \quad (4.3)$$

次に、(4.1)式の目的関数と(4.3)式の等式制約条件より、ペナルティ定数 γ と Lagrange 乗数 Ψ を用いると、修正ペナルティ関数 Q は(4.4)式のように表される。

$$Q(a, S_B, \mathbf{L}, \boldsymbol{\Psi}) = -W(a, S_B) + \sum_{i=1}^3 \psi_i \{h_i(a, S_B) + l_i\} + \frac{1}{\gamma} \sum_{i=1}^3 \{h_i(a, S_B) + l_i\}^2 \quad (4.4)$$

ただし、 $\mathbf{L}=[l_1, l_2, l_3]^T$ 、 $\boldsymbol{\Psi}=[\psi_1, \psi_2, \psi_3]^T$ 、 γ は小さな定数 ($\gamma > 0$)、 W の負号は最大化問題を最小化問題とするためである。また、(4.4)式の Q は a 、 S_B 、 \mathbf{L} および $\boldsymbol{\Psi}$ を変数とする修正目的関数とも考えられる。

乗数法の計算方法は、 γ を一定値に固定し、 $\boldsymbol{\Psi}$ を任意の値として Q を最小にする a 、 S_B 、 \mathbf{L} を求める計算である。はじめに、 \mathbf{L} に関する最小化を考える。 Q を最小にする \mathbf{L} は偏微分 $\partial Q/\partial l_i=0$ を満たす必要があり、次式のように表される。

$$\frac{\partial Q(a, S_B, \mathbf{L}, \boldsymbol{\Psi})}{\partial l_i} = \psi_i + \frac{2}{\gamma} \{h_i(a, S_B) + l_i\} = 0 \quad (4.5)$$

(4.5)式を満たす l_i が $l_i \leq 0$ となる場合 l_i は0とし、 $l_i > 0$ ならば Q を最小にする l_i であり、(4.6)式となる。

$$l_i = -\left\{ h_i(a, S_B) + \frac{\gamma \psi_i}{2} \right\} \quad (4.6)$$

(4.6)式の l_i または $l_i=0$ を(4.4)式に代入すると Q は a 、 S_B 、 $\boldsymbol{\Psi}$ 、 γ の関数として次式のように表される。

$$Q(a, S_B, \boldsymbol{\Psi}) = -W(a, S_B) + \frac{1}{\gamma} \sum_{i \in I} \left\{ h_i(a, S_B) + \frac{\gamma \psi_i}{2} \right\}^2 - \frac{\gamma}{4} \sum_{i=1}^3 (\psi_i)^2 \quad (4.7)$$

ただし、 $I=\{i \mid l_i > 0\}$ である。次に、 Q を最小にする a および S_B は Q に対する a および S_B の偏微分 $\partial Q/\partial a=0$ および $\partial Q/\partial S_B=0$ を満たす必要があり、次式のように表される。

$$\frac{\partial Q(a, S_B, \boldsymbol{\Psi})}{\partial a} = -\frac{\partial W(a, S_B)}{\partial a} + \frac{2}{\gamma} \sum_{i \in I} \left\{ h_i(a, S_B) + \frac{\gamma \psi_i}{2} \right\} \frac{\partial h_i(a, S_B)}{\partial a} = 0 \quad (4.8)$$

$$\frac{\partial Q(a, S_B, \boldsymbol{\Psi})}{\partial S_B} = -\frac{\partial W(a, S_B)}{\partial S_B} + \frac{2}{\gamma} \sum_{i \in I} \left\{ h_i(a, S_B) + \frac{\gamma \psi_i}{2} \right\} \frac{\partial h_i(a, S_B)}{\partial S_B} = 0 \quad (4.9)$$

(4.8)式および(4.9)式を解くことにより、 Q を最小にする a および S_B を求めることができる。

しかし、(4.8)式および(4.9)式は非線形連立方程式であるため、 a および S_B に初期値を与えて反復計算を行い、(4.3)式の $h_i + l_i = 0$ 、(4.8)式の $\partial Q/\partial a = 0$ および(4.9)式の $\partial Q/\partial S_B = 0$ の関係を同時に満たしているか判定するために、次式が成立するまで反復計算を行う。

$$\sum_{i=1}^3 \{h_i(a, S_B) + l_i\}^2 + \left\{ \frac{\partial Q(a, S_B, \boldsymbol{\Psi})}{\partial a} \right\}^2 + \left\{ \frac{\partial Q(a, S_B, \boldsymbol{\Psi})}{\partial S_B} \right\}^2 \leq \zeta \quad (4.10)$$

ただし、 ζ は十分小さな定数 ($\zeta > 0$) である。もし、(4.10)式が成立しない場合には、Lagrange乗数 $\boldsymbol{\Psi}$ を次式の更新規則にしたがって更新し、(4.5)式より再計算を行う。

$$\psi_i = \begin{cases} 0, & i \in I \\ \psi_i + \frac{2}{\gamma} h_i(a, S_B), & i \notin I \end{cases} \quad (4.11)$$

発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量を求める際に用いた水車およびDFIGのパラメータを表4.1に示す。MPPT制御方式における増速比および発電機の定格容量に対する発電電力量を図4.2に示す。

表4.1 水車およびDFIGのパラメータ

水車	
翼枚数 n	3
高さ h [m]	1.6
直径 d [m]	1.6
翼弦長 c [m]	0.3
ソリディティ σ	0.179
DFIG	
定格電圧 V_B [V]	200
極対数 p	3
周波数 f [Hz]	50
一次抵抗 r_1 [pu]	0.054
二次抵抗 r_2 [pu]	0.078
一次漏れリアクタンス X_{l1} [pu]	0.100
二次漏れリアクタンス X_{l2} [pu]	0.100
励磁リアクタンス X_M [pu]	1.754

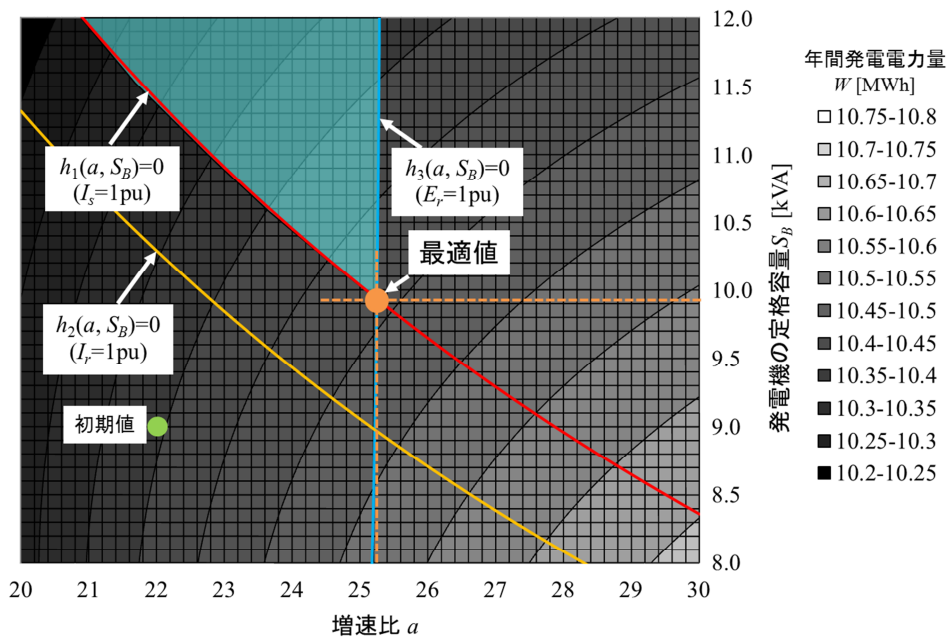


図4.2 増速比および発電機の定格容量に対する年間発電電力量

図 4.2 に示すように、増速比 a が増加、発電機の定格容量 S_B が減少するに従い、年間発電電力量 W は増加する。しかし、 a を増加させると年間最大流速 v_m における二次供給電圧 E_r が定格 (1pu) を超え、 S_B を減少させると v_m における一次電流 I_s または二次電流 I_r が定格 (1pu) を超えるため、(4.2)式の制約条件を満足しない。したがって、(4.2)式の制約条件を満足する W の範囲は、 a が約 21~25 の範囲および S_B が約 9.9~12kVA の範囲となる。

乗数法による計算法の有効性を確認するために、図 4.2 に示す初期値の場合における、反復過程毎における $\sum_{i=1}^3 \{h_i(a, S_B) + l_i\}^2$ ((4.3)式)²、 $\{\partial Q/\partial a\}^2$ ((4.8)式)²、 $\{\partial Q/\partial S_B\}^2$ ((4.9)式)² および(4.10)式の変化を図 4.3 に示す。ただし、ペナルティ定数 $\gamma=0.001$ 、 $\zeta=10^{-12}$ である。

図 4.3 に示すように、反復計算は 2 回で収束している。また、初期値を変化させても反復計算は 2 回で収束している。このようになったのは、図 4.2 に示す解曲面が非常に滑らかになっているためである。以上の結果より、乗数法を用いた計算法は発電機が過負荷とならず発電電力量 W を最大とする増速比 a および発電機の定格容量 S_B を求める問題に対して有効であることを確認した。

かご形誘導発電機を用いた定速運転方式⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾と上記の計算によって得られた DFIG を用いた MPPT 制御方式において、発電機が過負荷とならず発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量を表 4.2 に示す。

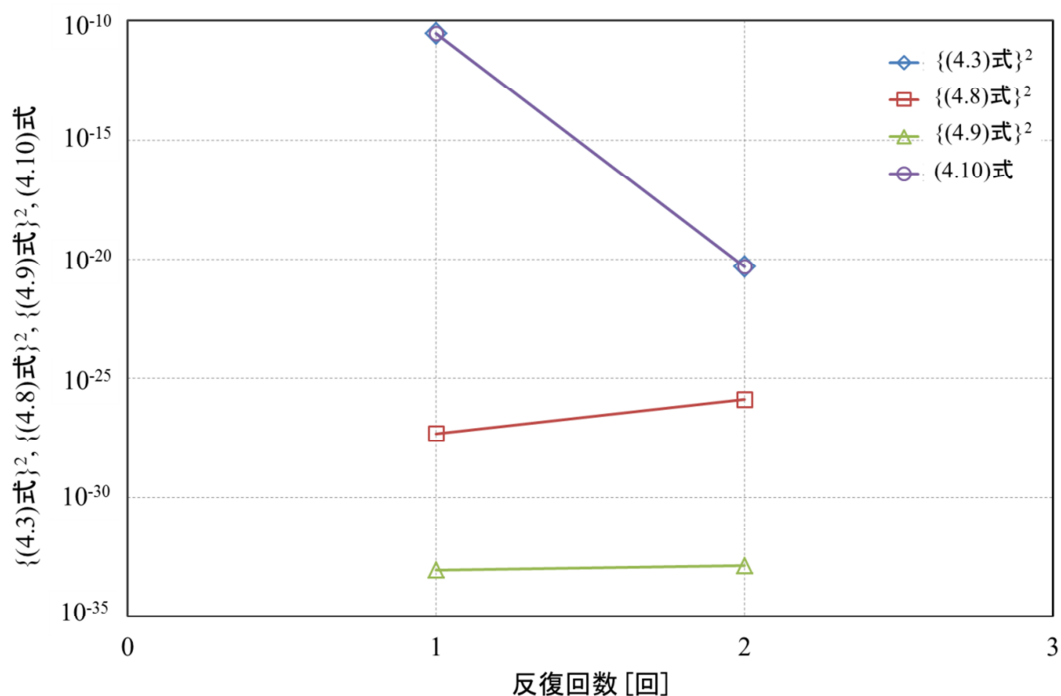


図 4.3 反復過程毎におけるパラメータの変化

表 4.2 定速運転方式と MPPT 制御方式における増速比および発電機の定格容量

	定速 運転 ⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾	MPPT 制御
増速比 a	24.31	25.24
発電機の定格容量 S_B [kVA]	11.44	9.93
二次側インバータ容量 S_{BI} [kVA]	—	9.01
年間発電電力量 W [MWh]	7.16	10.54
エネルギー変換効率 η_E [%]	14.39	21.15
年間設備利用率 C_F [%]	10.14	14.38
発電開始・停止流速 v_0 [m/s]	1.44	0.81

表 4.2 に示す年間設備利用率 C_F とは、1 年間定格出力で連続運転するものとした場合の発電電力量に対する実際の年間発電電力量 W の比と定義され、(4.12)式のように表される。

$$C_F = \frac{W}{8760 \times S_B \times \cos \theta_n} \times 100 \quad [\%] \quad (4.12)$$

ただし、 $\cos \theta_n$ は定格力率である。ここで、(4.12)式の $\cos \theta_n$ は以下のように求まる。はじめに、一次電流 I_s は(3.18)式より、(4.13)式となる。

$$I_s = \sqrt{I_{ds}^2 + I_{qs}^2} \quad (4.13)$$

第 3 章で述べたように、本研究において一次 d 軸電流 i_{ds} は一定となるように制御される。このため、定格時の I_s は 1pu となるので、 I_{qs} は次式のように表される。

$$I_{qs} = \sqrt{1 - I_{ds}^2} \quad (4.14)$$

(4.14)式より、定格時の I_{qs} は I_{ds} が一定となるため、一定となる。したがって、 $\cos \theta_n$ は次式のように表され、一定となる。

$$\cos \theta_n = \frac{I_{qs}}{I_s} = I_{qs} \quad (4.15)$$

よって、(4.12)式の C_F は次式のように表される。

$$C_F = \frac{1}{8760 \times \cos \theta_n} \times \frac{W}{S_B} \propto \frac{W}{S_B} \quad (4.16)$$

(4.16)式に示すように、 C_F は発電機の単位容量あたりの年間発電電力量と比例関係にあり、後述する定格一定制御方式との比較に C_F を用いる。

表 4.2 に示すエネルギー変換効率 η_E とは、観測期間 T において水車の掃過面積 S から得

られる潮流エネルギー W_{in} に対する発電電力量 W の比と定義する。(2.10)式の水車入力 P_{Ti} と(2.23)式の流速の出現確率密度関数 $f(v)$ を用いることにより、 W_{in} および η_E は次式のように表される。ただし、観測期間 T は1年間(8760時間)とする。

$$W_{in} = T \int_0^{v_m} P_{Ti}(v) f(v) dv \quad (4.17)$$

$$\eta_E = \frac{W}{W_{in}} \times 100 \quad [\%] \quad (4.18)$$

表 4.2 に示すように、MPPT 制御方式は定速運転方式と比較し、増速比 a はわずかに増加するがほとんど変わらず、発電機の定格容量 S_B は約 13.2%減少した。また、年間発電電力量 W は約 47.2%増加、年間設備利用率 C_F は約 14%となり、定速運転方式の約 10%を上回る。また、MPPT 制御方式の S_B に対する二次側インバータ容量 S_{BI} の割合は約 91%となる。

4.3 MPPT 制御方式における速度制御システムの応答

MPPT 制御方式において、表 4.2 に示す年間発電電力量 W を最大とする増速比 a および発電機の定格容量 S_B を用いた場合、図 3.3 に示す速度制御システムの応答についてシミュレーションにより検討する。入力となる流速 v は最大値を年間最大流速 $v_m (=3.9\text{m/s})$ 、潮流の周期は1周期約12時間であるが、ここでは1周期4000秒の正弦波の半周期2000秒とした。PI制御のパラメータを表4.3、流速 v の変化を図4.4、シミュレーション結果を図4.5~図4.11に示す。シミュレーションはMATLAB/Simulinkを用いて行った。PI制御のパラメータは第3章と異なり、流速の変化が正弦波となるため、目標値に対する応答性を速く、目標値に対する偏差を少なくするためにパラメータを変更した。図4.5~図4.11中の値は表4.2に示す発電機の定格容量を基準とした単位法表記である。

表 4.3 PI 制御のパラメータ (MPPT 制御方式)

MPPT制御	
比例制御ゲイン K_{ps}	2.00
積分時間 T_s [s]	0.02
比例制御ゲイン K_{pi}	0.30
積分時間 T_i [s]	0.02

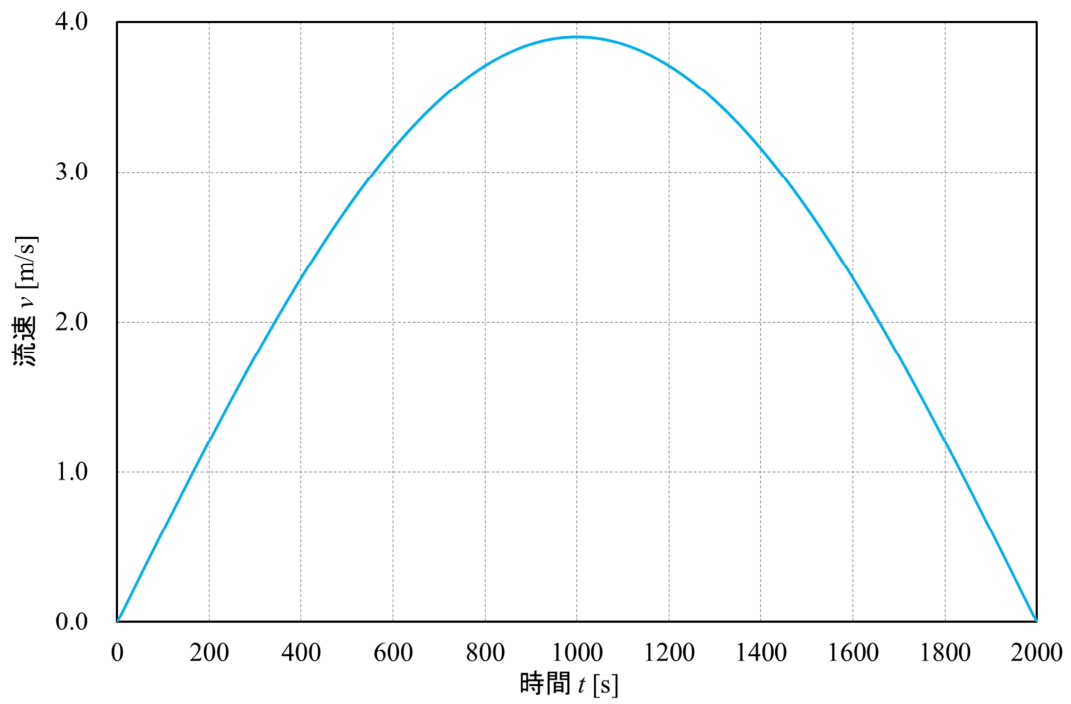


図 4.4 流速の変化

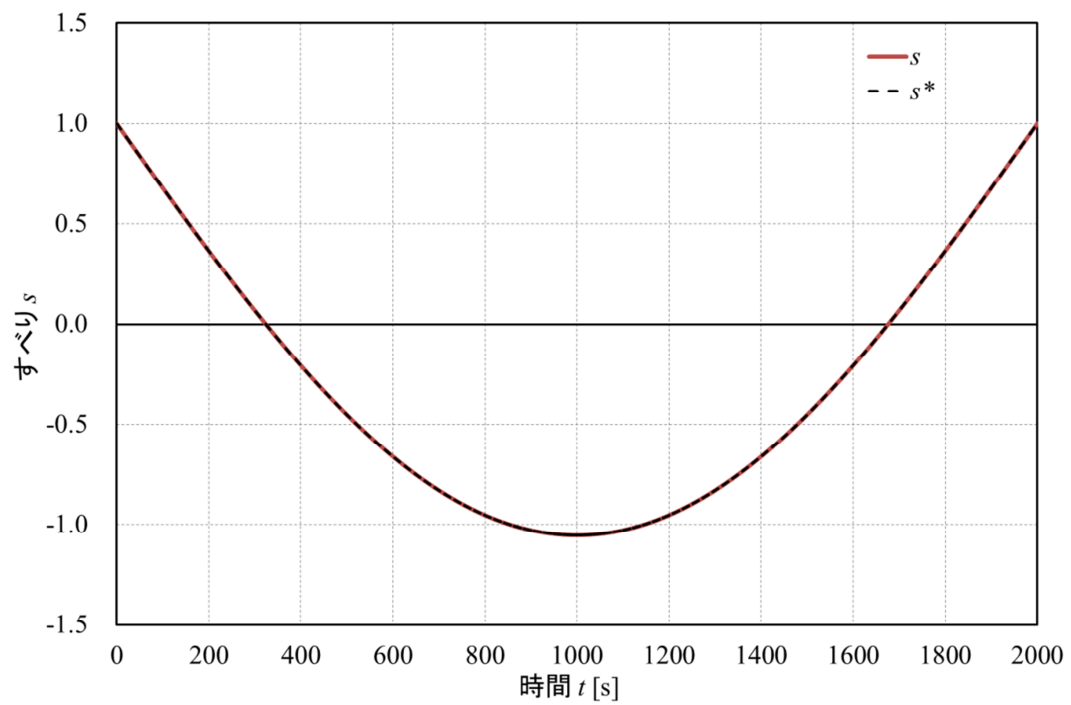


図 4.5 すべり

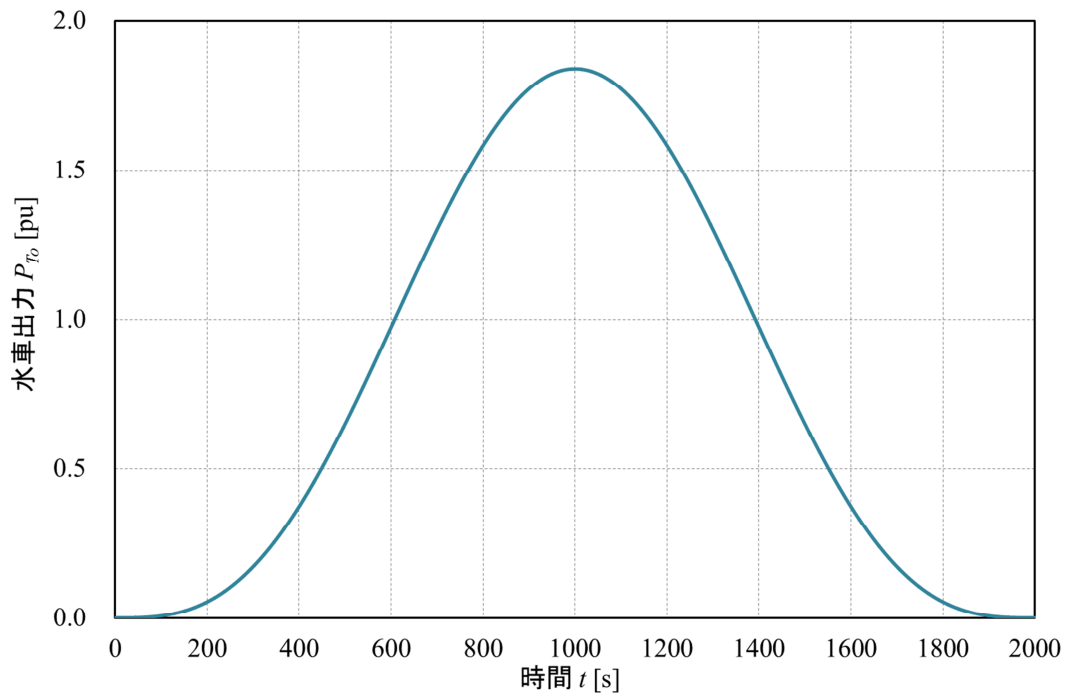


図 4.6 水車出力

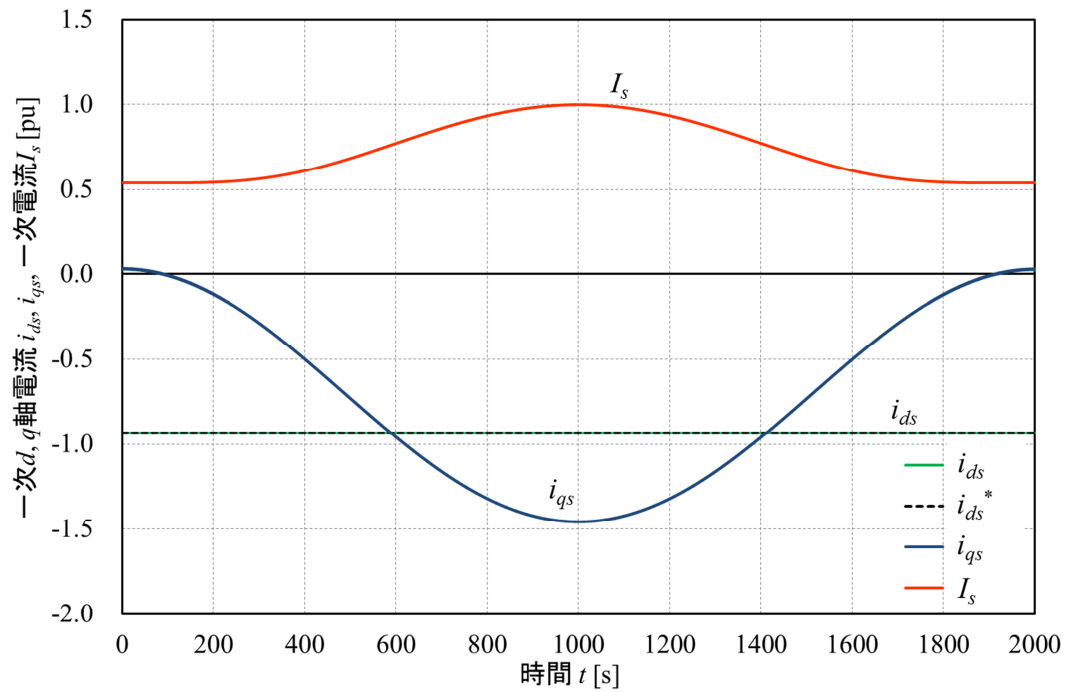


図 4.7 一次 d 、 q 軸電流、一次電流

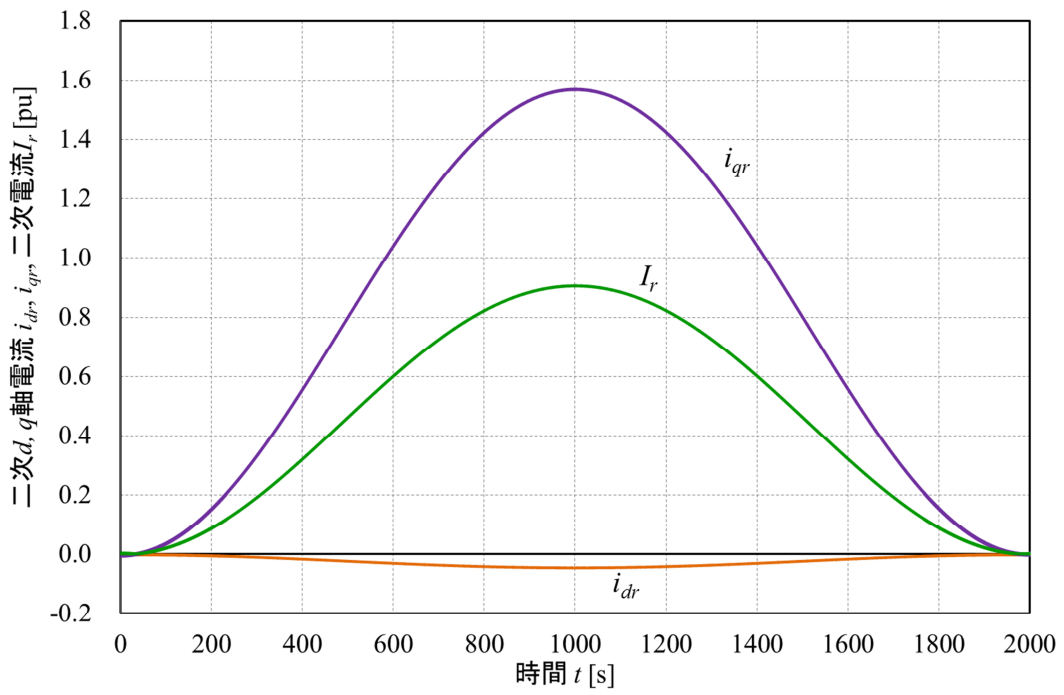


图 4.8 二次 d 、 q 轴电流、二次电流

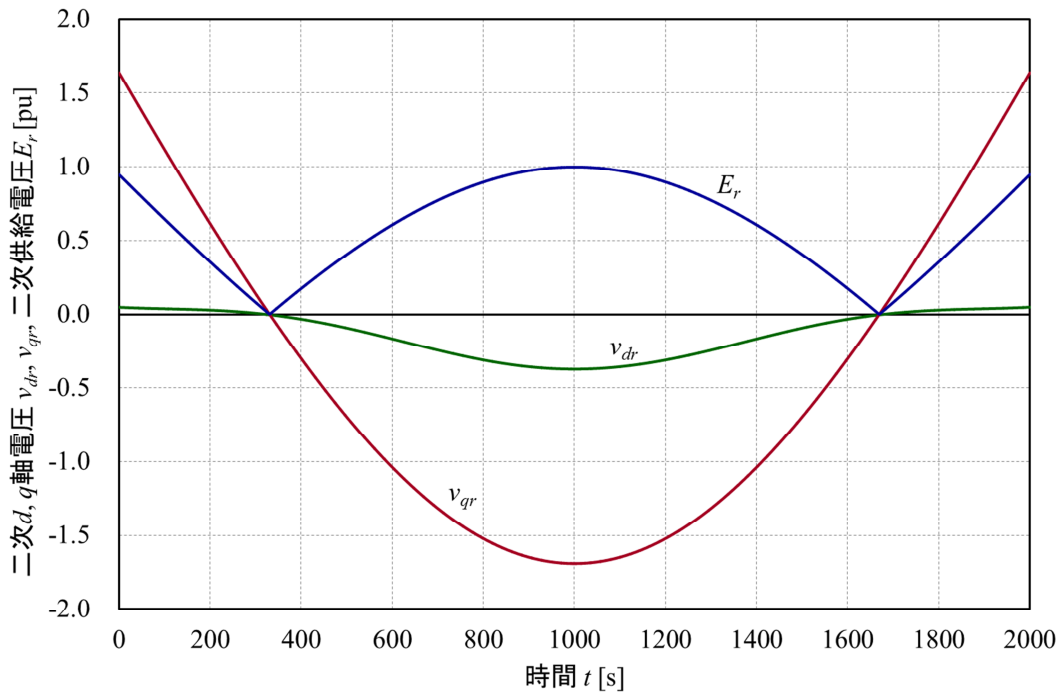


图 4.9 二次 d 、 q 轴电压、二次供给电压

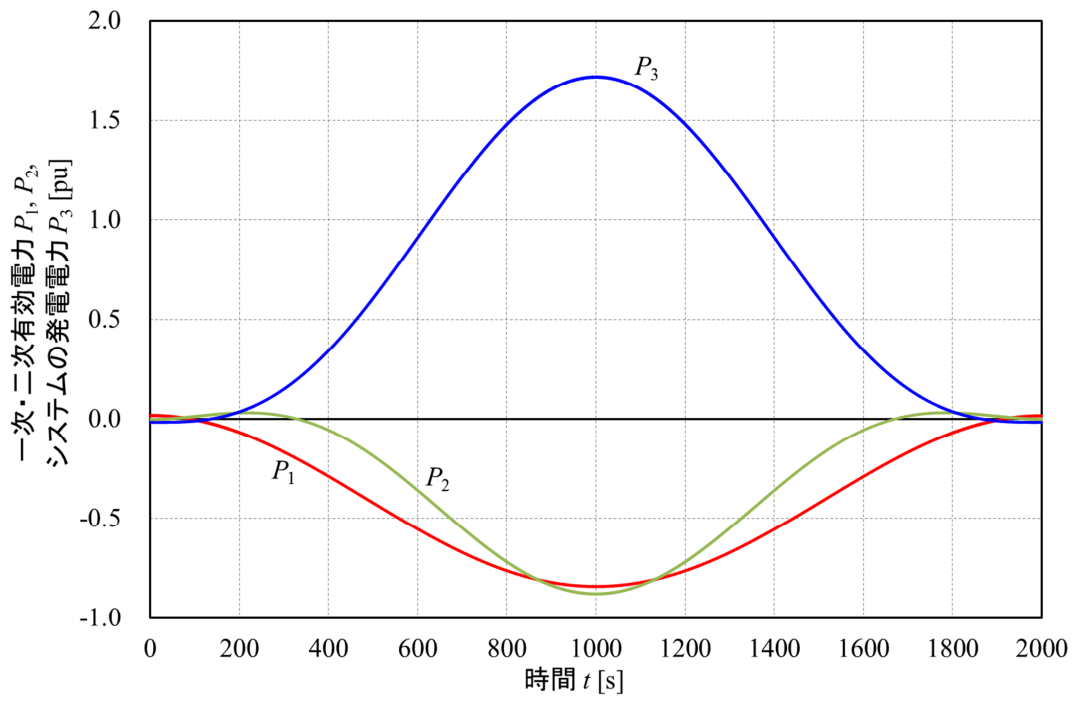


図 4.10 一次・二次有功電力、システムの発電電力

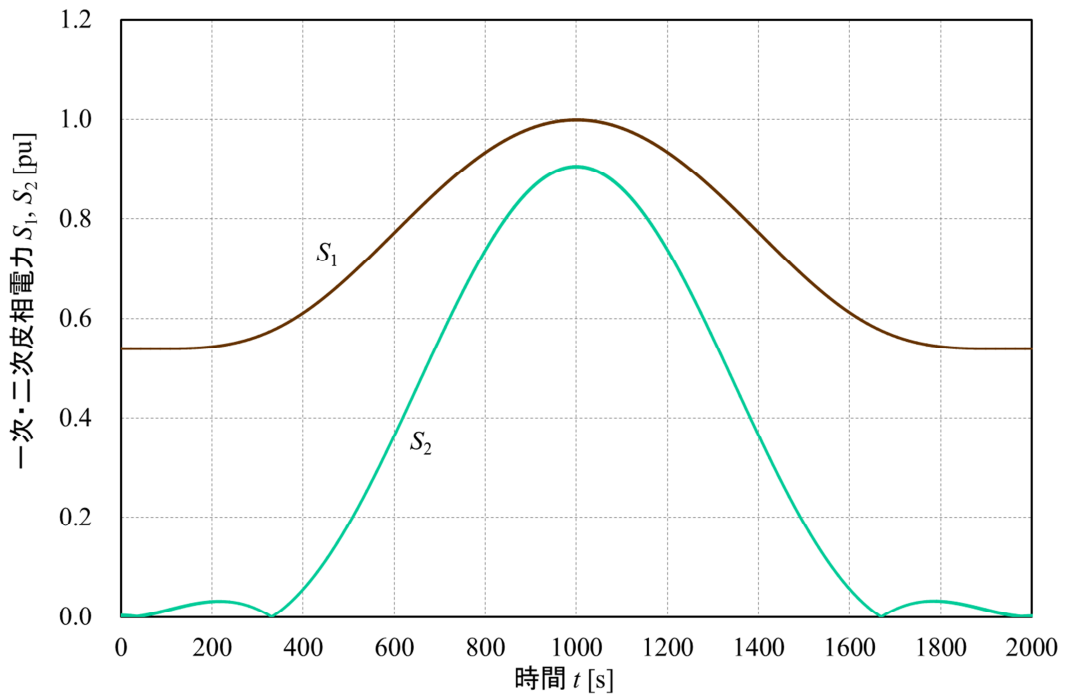


図 4.11 一次・二次皮相電力

図 4.5 にシミュレーション結果のすべり s を示す。 s は目標値の変化に対して良好に追従し、目標値とほぼ重なっている。図 4.6 にシミュレーション結果の水車出力 P_{T0} を示す。 P_{T0} は流速の変化に対して 0~1.84pu まで変化している。

図 4.7 にシミュレーション結果の一次 d 、 q 軸電流 i_{ds} 、 i_{qs} 、一次電流 I_s を示す。 i_{ds} は第 3 章で述べたように二次側インバータ容量を低減するために一定となるように制御しているので、流速の変化に対してほぼ一定であり、目標値とほぼ重なっている。 i_{qs} は流速の変化に対して 0.03~1.46pu まで変化している。また、このとき I_s は定格以内で変化している。

図 4.8 にシミュレーション結果の二次 d 、 q 軸電流 i_{dr} 、 i_{qr} 、二次電流 I_r を示す。 i_{dr} は流速の変化に対して 0~-0.05pu まで変化している。 i_{qr} は流速の変化に対して 0~1.57pu まで変化している。また、このとき I_r は定格以内で変化している。

図 4.9 にシミュレーション結果の二次 d 、 q 軸電圧 v_{dr} 、 v_{qr} 、二次供給電圧 E_r を示す。 v_{dr} は流速の変化に対して 0.05~-0.37pu まで変化している。 v_{qr} は流速の変化に対して 1.64~-1.69pu まで変化している。また、このとき E_r は定格以内で変化している。

図 4.10 にシミュレーション結果の一次・二次有効電力 P_1 、 P_2 、システムの発電電力 P_3 を示す。 P_1 は発電しているほぼ全ての時間 ($P_3 > 0$ となる時間) において負となっている。 P_2 は約 330~1670 秒の範囲では負となっており、二次側の電源つまり二次側インバータを介して発電機出力を取り出すことができる。 P_3 は約 630~1370 秒の範囲では発電機の定格容量 (1pu) を超えるが、図 4.11 に示すシミュレーション結果の一次・二次皮相電力 S_1 、 S_2 より、 S_1 は最大約 1.00pu、 S_2 は最大約 0.91pu となっており、定格以内である。 P_3 は最大約 1.72pu となり、このときの P_{T0} に対する P_3 の割合であるシステム効率 η_S は約 94% となる。このようになったのは、前述したように、発電機出力は一次側からだけではなく二次側インバータを介して二次側からも取り出せるためである。しかし、本研究の場合インバータの損失などを無視しているため、実際の η_S はこの値よりも小さくなると考えられる。

4.4 まとめ

本章では、潮流発電システムが MPPT 制御方式で運転する場合、発電機が過負荷とならず発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量を求める手法として乗数法を用いる手法を提案し、増速比および発電機の定格容量を求めた。また、求めた増速比および発電機の定格容量を用いた場合、流速の正弦波変化に対する速度制御システムの応答について MATLAB/Simulink を用いてシミュレーションにより検討した。本章で明らかにした点は以下の通りである。

(1) 発電機が過負荷とならず発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量は、かご形誘導発電機を用いた定速運転方式と比較し、増速比はわずかに増加するがほとんど変わらず、発電機の定格容量は約 13.2%減少した。また、年間発電電力量は約 47.2%増加し、年間設備利用率は約 14%となり、定速運転方式の約 10%を上回る。

(2) 流速の正弦波変化に対する速度制御システムの応答についてシミュレーションにより検討した結果、回転速度と一次 d 軸電流は目標値に対して良好に追従することを示した。また、システムの発電電力は高流速において発電機の定格容量以上の出力を取り出せた。このようになったのは、発電機出力を一次側からだけでなく、インバータを介して二次側からも取り出すことができるためである。

第5章 定格一定制御方式

5.1 はじめに

本章では、第4章のMPPT制御方式と比較し発電機の定格容量を低減し、年間設備利用率を高めるための制御方式について検討する。

MPPT制御方式の場合、出現確率密度の低い年間最大流速に合わせた発電機の定格容量とすることがあるため発電機の定格容量が大きくなり、経済的に不利となる。しかし、発電機の定格容量を小さくすると高流速において発電機の電圧、電流が定格を超えるおそれがある。そこで、本章では発電機の定格容量を低減するために、定格を超える範囲の流速で運転するため、3つの制御方式を提案する。本研究で提案する制御方式は、発電機が定格となる流速まではMPPT制御で運転を行い、それ以上の流速において発電機入力（水車出力）一定、一次有効電力一定および二次供給電圧の大きさ一定として制御を行う方式である。本研究では、これら3つの制御方式を定格一定制御方式という。

はじめに、潮流発電システムが定格一定制御方式で運転する場合、発電機が過負荷とならず発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量を求める。しかし、定格一定制御方式は発電機の定格を超える範囲の流速において制御方式が変化する。このため、増速比および発電機の定格容量に対する解曲面の傾きが不連続となる。本章では、傾きが不連続な関数の最大化問題を解く手法として遺伝的アルゴリズム（GA : Genetic Algorithm）を適用する。

さらに、潮流発電システムが定格一定制御方式で運転する場合、発電機が過負荷とならず発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量を用いた場合、流速の正弦波変化に対する速度制御システムの応答についてMATLAB/Simulinkを用いてシミュレーションにより検討する。

5.2 定格一定制御方式

5.2.1 発電機入力（水車出力）一定制御方式

図5.1に発電機入力（水車出力） P_{T0} 一定制御方式における水車出力と動作点の関係を示す。図5.1に示すように、この制御方式は一次電流 I_s または二次供給電圧 E_r が定格（1pu）となる流速 v （定格流速 v_n ）まではMPPT制御で運転を行い、 v_n 以上の流速では P_{T0} 一定となる動作点に制御する方式である。 P_{T0} 一定制御を行うには、 v_n において最大水車出力を示す回転速度に対して低回転速度側に制御する方式と高回転速度側に制御する方式が考えら

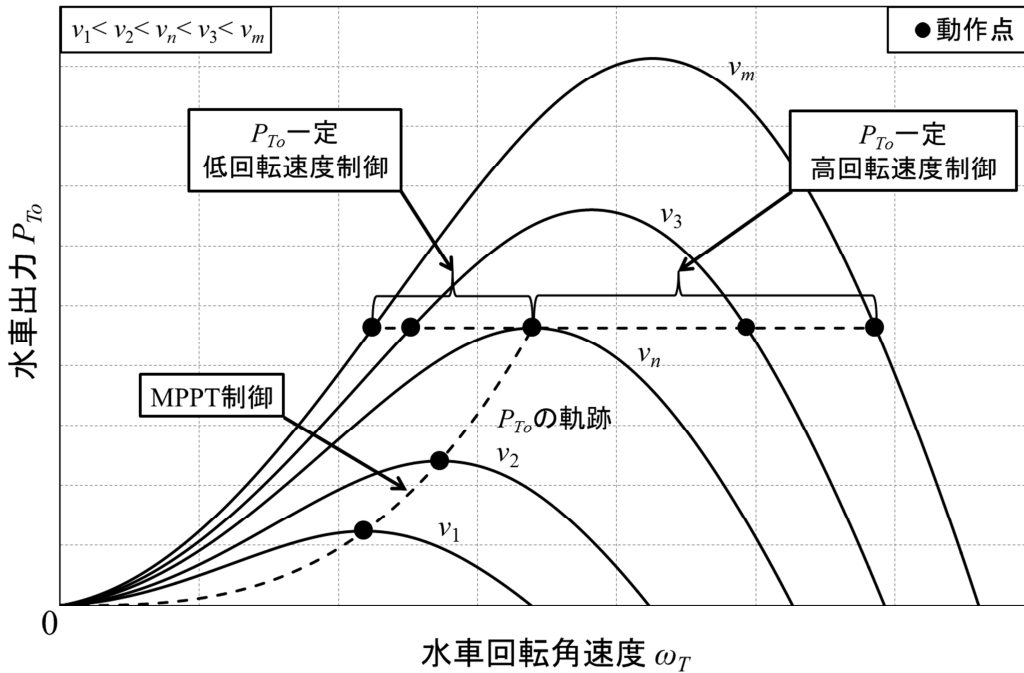


図 5.1 発電機入力（水車出力）一定制御方式における動作点

れる。しかし、高回転速度側に制御を行うと、発電機の二次巻線の誘導起電力が増加するため、二次側インバータ容量が大きくなると考えられる。そのため、本検討では低回転速度側 P_{T0} 一定制御方式について検討する。

図 5.1 に示すように、 v_n 以上の流速において低回転速度側に P_{T0} 一定となる動作点に制御を行うと、水車回転角速度 ω_T が減少、つまり(3.3)式に示すすべり s が増加するため、(3.26)式に示す一次 q 軸電流 i_{qs} の大きさが増加し、 I_s が定格を超えるおそれがある。したがって、年間最大流速 v_m 以下の流速で I_s が定格を超える場合はその流速で発電を停止し、その流速を P_{T0} 一定制御方式の発電最大流速 v_{max} と定義する。

5.2.2 一次有効電力一定制御方式

図 5.2 に一次有効電力 P_1 一定制御方式における動作点を示す。図 5.2 に示すように、この制御方式は P_{T0} 一定制御方式と同様に、定格流速 v_n までの流速では MPPT 制御で運転を行い、 v_n 以上の流速では P_1 一定となる動作点に制御する方式である。

一次有効電力 P_1 は一次 d 、 q 軸電圧 v_{ds} 、 v_{qs} 、電流 i_{ds} 、 i_{qs} より、(5.1)式となる。

$$P_1 = v_{qs}i_{qs} + v_{ds}i_{ds} \quad (5.1)$$

P_1 一定制御を行う際の P_1 は流速 v が定格流速 v_n となった時点の P_1 一定とする。(5.1)式中の

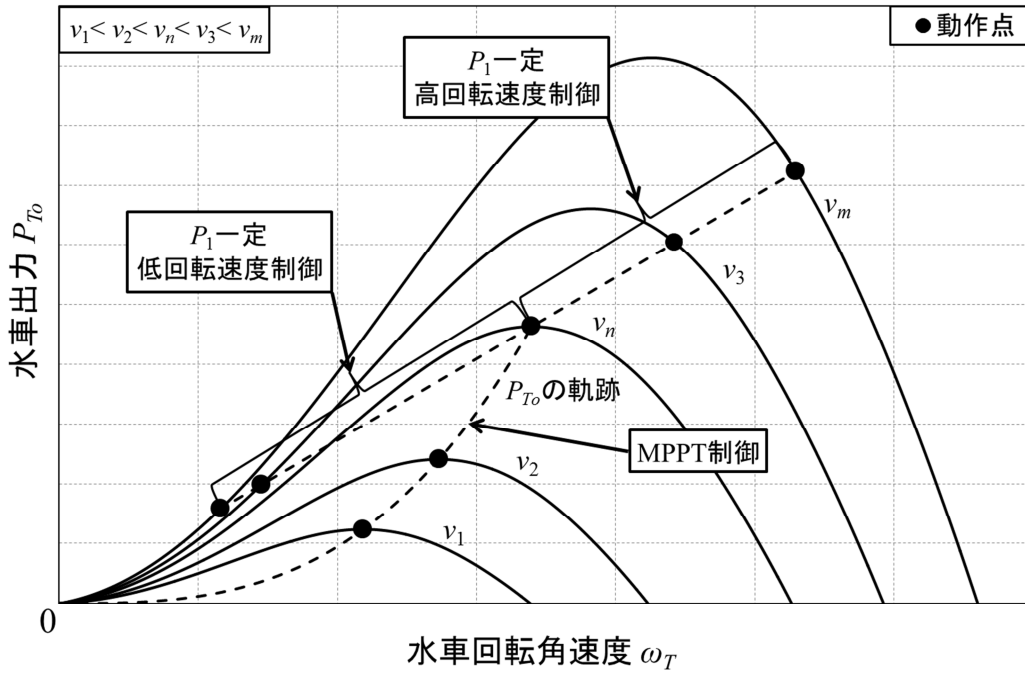


図 5.2 一次有効電力一定制御方式における動作点

一次 d 、 q 軸電圧 v_{ds} 、 v_{qs} は(3.10)式に示したように $v_{ds} = 0$ 、 $v_{qs} = \sqrt{3}E_s$ であり、 P_1 一定制御を行う際の一次 q 軸電流 i_{qs} は次式のように表される。

$$i_{qs} = \frac{P_1}{\sqrt{3}E_s} \quad (5.2)$$

また、一次 q 軸電流 i_{qs} は(3.15)式より、次式のように表される。

$$i_{qs} = \sqrt{3}I_s \cos \varphi = \sqrt{3}I_{qs} \quad (5.3)$$

ただし、 $I_{qs} = I_s \cos \varphi = \frac{i_{qs}}{\sqrt{3}}$ である。よって、(5.2)式は(5.3)式を用いることにより次式のように表される。

$$I_{qs} = \frac{P_1}{3E_s} \quad (5.4)$$

(5.4)式より、一次電流 I_s は次式のように表される。

$$I_s = \sqrt{I_{qs}^2 + I_{ds}^2} = \sqrt{\left(\frac{P_1}{3E_s}\right)^2 + I_{ds}^2} \quad (5.5)$$

したがって、(3.15)式および(3.21)式で示したように i_{ds} 、つまり $I_{ds} = \frac{i_{ds}}{\sqrt{3}}$ は一定に制御される

ため、(5.5)式より P_1 一定制御は I_s 一定制御といえる。

本方式も、 v_n において最大水車出力を示す回転速度に対して低回転速度側に制御する方式と高回転速度側に制御する方式が考えられる。しかし、前述したように、高回転速度側に制御を行うと、二次側インバータ容量が大きくなると考えられる。そのため、本検討では低回転速度側 P_1 一定制御方式について検討を行う。

図 5.2 に示すように、 P_1 を一定とする水車出力 P_{To} 、つまり動作点は水車回転角速度 ω_T に比例する。このようになったのは、(5.2)式より、 P_1 を一定とする i_{qs} は一定となる。そして、(3.26)式より i_{qs} を一定とする場合、 i_{ds} を一定に制御しているため $P_{To}/(1-s)$ は一定である。ここで、(3.3)式より $(1-s)$ は次式のように表される。

$$(1-s) = \frac{a}{\omega_s} \omega_T \quad (5.6)$$

ただし、 a ：増速比、 ω_s ：同期角速度である。(5.6)式より、 $P_{To}/(1-s)$ は次式のように表される。

$$\frac{P_{To}}{(1-s)} = \frac{\omega_s}{a} \frac{P_{To}}{\omega_T} = \kappa : \text{一定} \quad (5.7)$$

したがって、(5.7)式より、 P_1 を一定とする水車出力 P_{To} は水車回転角速度 ω_T に比例する。

v_n 以上の流速において低回転速度側に P_1 一定となる動作点に制御を行うと、 P_{To} (発電機入力 P_{Gi}) が減少するためにシステムの発電電力 P_3 は減少し、 $P_3 \leq 0$ となるおそれがある。潮流発電システムが発電するためには $P_3 > 0$ とする必要がある。したがって、 v_m 以下の流速で $P_3 \leq 0$ となる場合はその流速で発電を停止し、その流速を P_1 一定制御方式の v_{max} と定義する。

5.2.3 二次供給電圧一定制御方式

図 5.3 に二次供給電圧 E_r 一定制御方式における動作点を示す。図 5.3 に示すように、この制御方式はこれまでの定格一定制御方式と同様に、定格流速 v_n までの流速では MPPT 制御で運転を行い、 v_n 以上の流速では E_r を一定とする動作点に制御する方式である。また、 E_r を一定とする動作点は ω_T に対してほぼ直線となる。これは、 E_r が一定となる場合、発電機の二次巻線の誘導起電力もほぼ一定になるためであると考えられる。

v_n 以上の流速において E_r 一定制御を行うと、すべり s はほぼ一定となる一方で水車出力 P_{To} が増加するため (3.26)式に示す i_{qs} の大きさが増加し、 I_s が定格を超えるおそれがある。

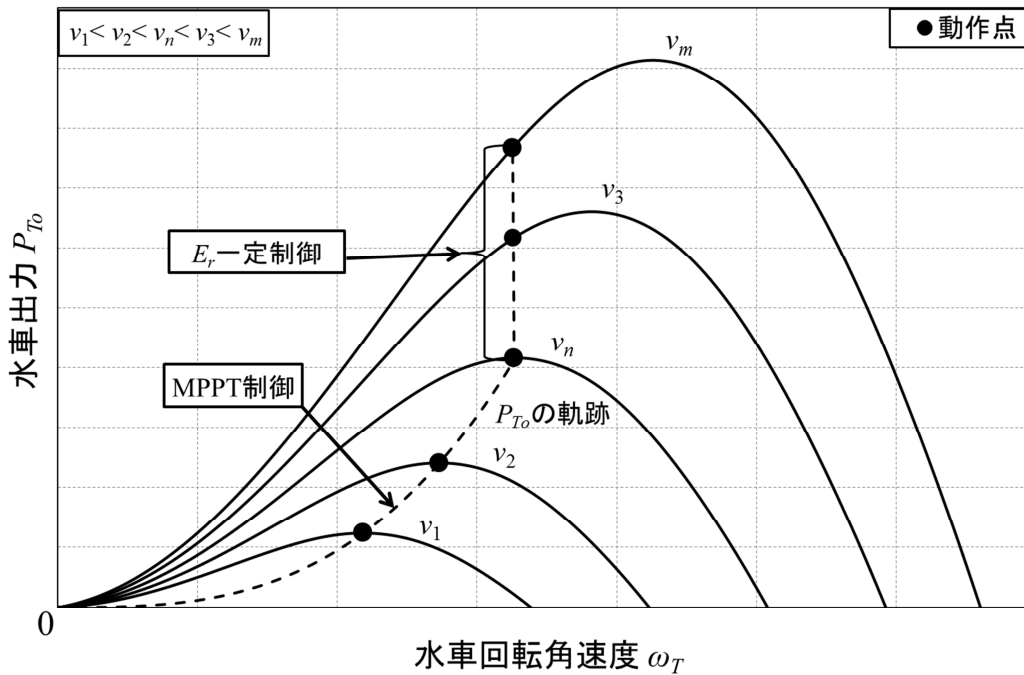
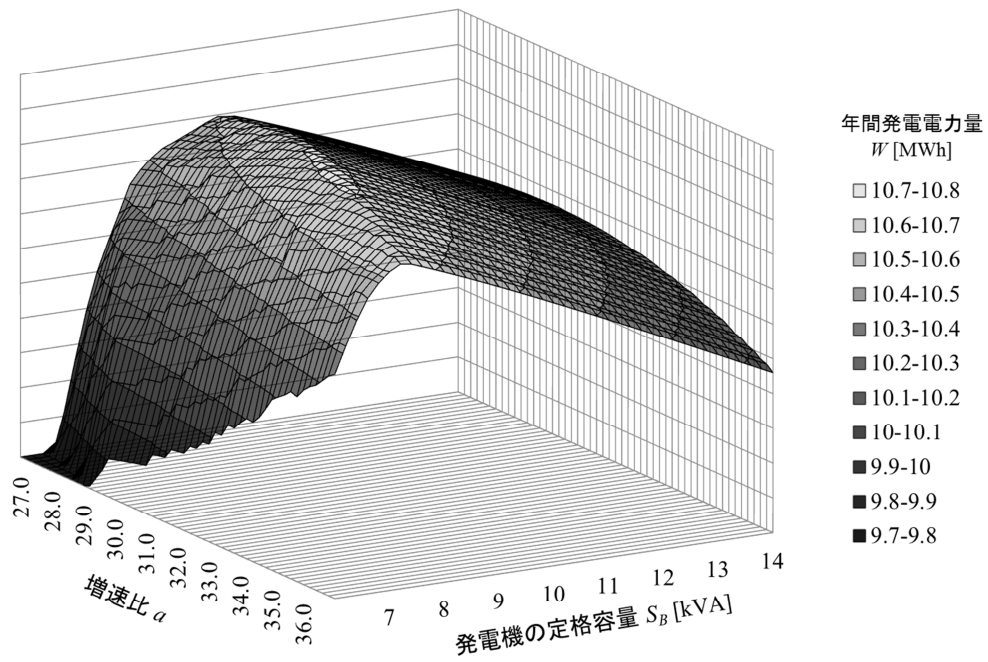


図 5.3 二次供給電圧一定制御方式における動作点

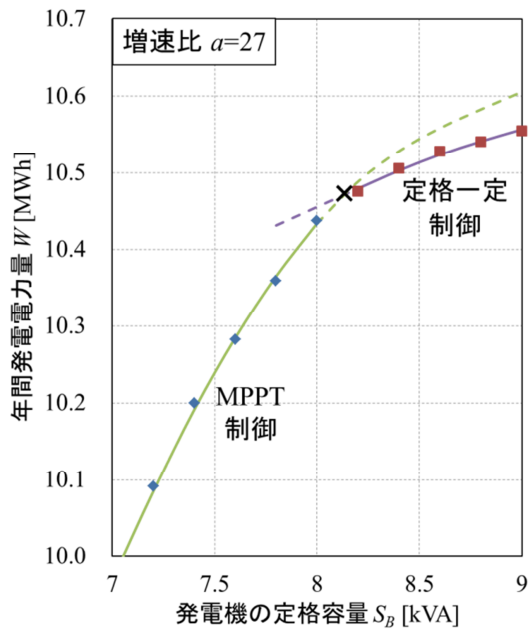
したがって、 v_m 以下の流速で I_s が定格を超える場合はその流速で発電を停止し、その流速を E_r 一定制御方式の v_{max} と定義する。

5.3 発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量

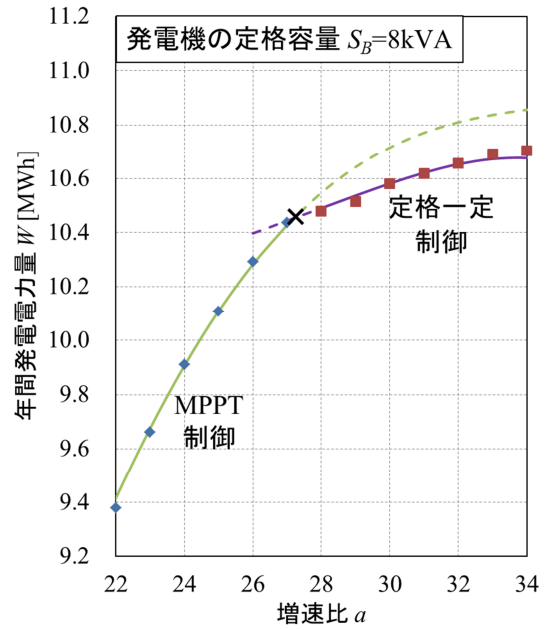
本節では、潮流発電システムが前節で述べた定格一定制御方式で運転している場合、発電機が過負荷とならず発電電力量 W を最大とする増速比 a および発電機の定格容量 S_B を求める。一例として、二次供給電圧 E_r 一定制御方式における a および S_B に対する W を図 5.4(a) に示す。図 5.4(a) より、 E_r 一定制御方式は定格流速 v_n を境に制御方式が変化するため、増速比および発電機の定格容量に対する解曲面の傾きが不連続となる。図 5.4(a) では制御方式が切り替わる点が明確ではない。そこで、制御方式が切り替わる点を明確にするために、 a または S_B を固定した場合における W を図 5.4(b)、5.4(c) に示す。図 5.4(b)、5.4(c) より、 $a=27$ に固定した場合は $S_B=8\sim 8.2\text{kVA}$ の間 (×印) で、 $S_B=8\text{kVA}$ に固定した場合、 $a=27\sim 28$ の間 (×印) で制御方式が MPPT 制御方式のみから定格一定制御方式に切り替わる。したがって、第 4 章で用いた乗数法のような非線形計画法を適用できない。そこで、傾きが不連続な関数の最大化問題を解く手法として本研究では遺伝的アルゴリズム (GA) を適用する。



(a)



(b)



(c)

図 5.4 増速比および発電機の定格容量に対する年間発電電力量 (E_r 一定制御方式)

5.3.1 遺伝的アルゴリズム

GA は、適用範囲の非常に広い、生物の進化を模倣した学習的アルゴリズムである。すなわち、何万年も何億年もかけて生物が進化してきたような遺伝的な法則を工学的にモデル化または参考にして工学に役立つような学習方法を与えるものである。GA では1つの染色体で各個体、つまり変数を表現する。また、各個体には適応度が与えられる。GA における適応度とは、各個体に対応する変数から求めた目的関数である^{(32)~(34)}。本研究において、変数は増速比 a および発電機の定格容量 S_B を対応させ、適応度は発電電力量 W を対応させる。

GA の基本動作について述べる。図 5.5 に GA のフローチャートを示す。GA では、はじめに個体群の初期集団を生成する。ここで、全個体数を K 、個体群の中における任意の個体 (染色体) すなわち変数 x_k ($k=1, \dots, K$) は染色体の長さ N とすると、遺伝子 g_{kj} ($j=1, \dots, N$) の列で次式のように表される。

$$x_k = g_{k1}g_{k2} \cdots g_{kj} \cdots g_{kN} \quad (5.8)$$

ただし、 x_k : 染色体、 N : 染色体の長さ、 g_{kj} : 任意の個体 k における第 j 遺伝子座の遺伝子である。ここで、 g_{kj} の取り得る値は対立遺伝子と呼ばれる。本研究では対立遺伝子として 0 と 1 の 2 値、つまり 2 進数を使用する。また、染色体の長さ N は一定とする。

GA では各個体を 2 進数で表すため、2 進数を対応する変数の実数値に変換する必要がある。例として、増速比 a の定義域が閉区間 $[25, 30]$ とし、発電機の定格容量 S_B [kVA] の定義域が閉区間 $[9, 10]$ であると仮定する。ここで、計算時間の都合上どちらの変数も小数点以下第 6 桁まで表すとすると、 a は閉区間 $[25, 30]$ を 5×10^6 以上、 S_B は閉区間 $[9, 10]$ を 1×10^6 以上の等しい大きさに分割しなければならない。したがって、それぞれの 2 進数の長さ (ビット数) は次式の関係となる。

$$a : 2^{22} < 5 \times 10^6 \leq 2^{23} \quad (5.9)$$

$$S_B : 2^{19} < 1 \times 10^6 \leq 2^{20} \quad (5.10)$$

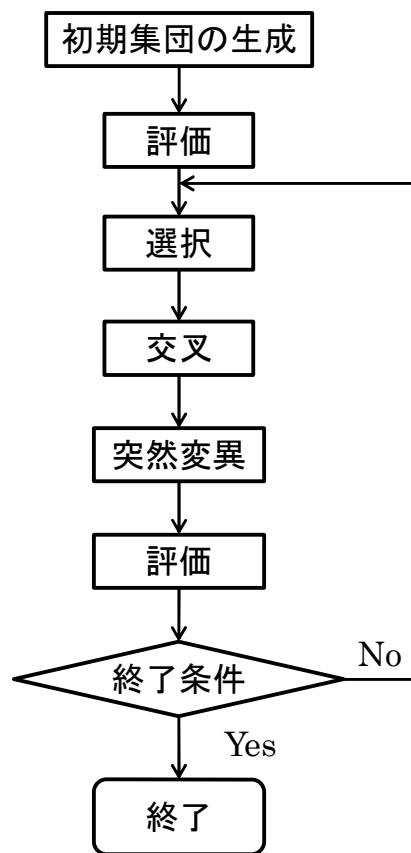


図 5.5 GA のフローチャート

2進数は、(5.9)式より a は 23 ビット、(5.10)式より S_B は 20 ビット必要となる。また、本研究のように 2 つの変数を持つ場合はそれぞれの 2 進数を並べた $23+20=43$ ビットの 2 進数を個体の染色体とする。よって、個体群の中における任意の個体 k の染色体 x_k は次式のよ
うに表される。

$$x_k = \underbrace{1000101110110101000111100000011100000000100}_{a'_k} \quad (5.11)$$

ただし、 a'_k : 任意の染色体 x_k の増速比に対応する 2 進数、 S'_{Bk} : 任意の染色体 x_k の発電機の定格容量に対応する 2 進数である。(5.11)式の 2 進数からそれに対応する変数の実数値への変換は次の 2 つの手順により行える。

<手順 1> 2 変数それぞれの 2 進数を 10 進数へ変換する。

$$a'_k = \left(\langle g_{42} g_{41} \cdots g_{20} \rangle \right)_2 \Rightarrow \left(\sum_{i=20}^{42} g_i \cdot 2^{(i-20)} \right)_{10} = a''_k \quad (5.12)$$

$$S'_{Bk} = \left(\langle g_{19} g_{18} \cdots g_0 \rangle \right)_2 \Rightarrow \left(\sum_{i=0}^{19} g_i \cdot 2^i \right)_{10} = S''_{Bk} \quad (5.13)$$

ただし、 a''_k : a'_k に対応する 10 進数、 S''_{Bk} : S'_{Bk} に対応する 10 進数である。

<手順 2> 次式に示す変換式により、任意の染色体 x_k に対応する各変数の実数値を求める。

$$a_k = 25 + a''_k \cdot \frac{5}{2^{23} - 1} \quad (5.14)$$

$$S_{Bk} = 9 + S''_{Bk} \cdot \frac{1}{2^{20} - 1} \quad (5.15)$$

ただし、 a_k : 任意の染色体 x_k に対応する増速比、 S_{Bk} : 任意の染色体 x_k に対応する発電機の定格容量である。任意の染色体 x_k の適応度、つまり発電電力量 W_k は(5.14)式および(5.15)式の a_k および S_{Bk} を用いることにより求まる。この過程を GA では評価とよぶ。

GA では適応度の高い個体はその数を増やし、逆に低い個体は個体群から無くなる。これを選択とよぶ。本研究では選択の方法としてルーレット選択を用いる。ルーレット選択では、はじめに次式により個体群 (全個体数 : K) における各個体の適応度の総和 W_{sum} を求める。

$$W_{sum} = \sum_{j=1}^K W_j \quad (5.16)$$

次に、各個体の選択確率 p は次式により求める。

$$p_k = \frac{W_k}{W_{sum}} \quad (k=1, 2, \cdots, K) \quad (5.17)$$

また、累積確率 q は次式により求める。

$$q_k = \sum_{j=1}^k p_j \quad (k=1, 2, \dots, K) \quad (5.18)$$

次の世代に残す個体を決定するために、0~1 までの乱数 $rand$ を発生させて、累積確率 q と $rand$ の大小関係を順番に調べ、次式の関係を満たすとき、 $k+1$ 番目の個体を選択する。

$$q_k < rand < q_{k+1} \quad (k=0, 1, \dots, K-1, q_0=0) \quad (5.19)$$

このプロセスを K 回繰り返すことにより、 K 個の個体を選択される。(5.19)式に示すように、 $p_{k+1}=q_{k+1}-q_k$ が大きければ乱数 $rand$ がその範囲に入る可能性が高い。したがって、 p_k が高い個体ほど選ばれやすく、逆に p_k の低い個体ほど選ばれにくい。

上述の選択だけでは個体群の中にある個体の中で適応度の高いものばかりを選択することになり、進化を進めることは不可能である。そこで、GA では染色体の一部組み替えを行う。この操作を GA では交叉とよぶ。交叉では、どのようにして個体を選択するのか、選択した個体をどのように交叉させるのかという 2 つの操作が重要となる。これらの操作はそれぞれ、交叉確率 p_c および交叉点の数に依存する。交叉させる個体を決定するために、0~1 までの乱数 $rand$ を発生させ、 i 番目の乱数 $rand_i$ が $rand_i < p_c$ を満足するとき i 番目の染色体を親として選ぶ。この操作を K 回繰り返し、交叉させる個体を決定する。次に、交叉位置を決める。本研究では交叉により多くの新しい染色体を生成するために、交叉点が二つある二点交叉を用いる。二点交叉の例を図 5.6 に示す。図 5.6 に示すように、親 1、親 2 の染色体において交叉点が切れ目 “|” の箇所であれば、切れ目に挟まれた 2 つの親の遺伝子をそのまま交換して、新しい染色体である子 1、子 2 を生成する。

上述の交叉の操作を導入しても進化は十分に行われなことが考えられる。このため、

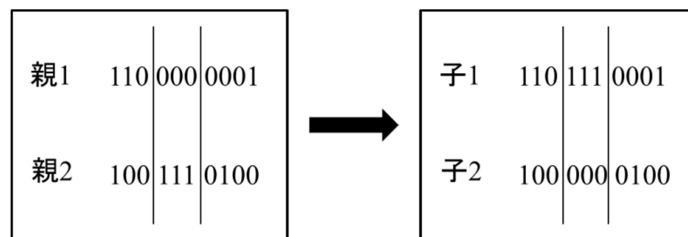


図 5.6 二点交叉

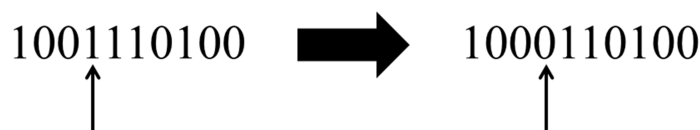


図 5.7 突然変異

繰り返しの過程において、個体群に新しい遺伝子をもつ個体を補充する必要がある。この操作を GA では突然変異とよぶ。GA では、染色体上の任意の遺伝子座の遺伝子が低い確率（突然変異確率 p_m ）で突然変異の対象とされ、その対象となった遺伝子座を他の対立遺伝子に置き換えることにより、交叉だけでは生成できない個体を生成する。突然変異の対象となる遺伝子は、前述の交叉と同様に 0~1 までの乱数 $rand$ を発生させ、乱数の発生回数と 1 番目の個体の第 1 遺伝子座から数えた位置とを対応させながら、 $rand < p_m$ が満足された染色体の遺伝子座を突然変異させる。図 5.7 に突然変異の例を示す。図 5.7 に示すように、突然変異により個体 1001110100 の第 4 遺伝子座が選ばれ、第 4 遺伝子座の遺伝子 1 が対立遺伝子である 0 に置き換えられる。

GA を設計する際に必要なパラメータは (1) 1 世代あたりの個体数 K 、(2) 終了条件となる最終世代数、(3) 交叉確率 p_c 、(4) 突然変異確率 p_m がある。また、GA では(2)の最終世代までに得られた個体の中で適応度、つまり発電電力量 W が最大となる個体を準最適解とする。

5.3.2 計算結果

定格一定制御方式において、発電機が過負荷とならず発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量を求める際に用いた GA のパラメータを表 5.1、一例として二次供給電圧 E_r 一定制御方式における世代毎の年間発電電力量の最大値、このときの増速比および発電機の定格容量を図 5.8 に示す。図 5.8 に示すように、世代が進むにつれて年間発電電力量 W は大きくなり、100 世代を超えるとほぼ一定の値となった。そして、157 世代の増速比 a および発電機の定格容量 S_B を用いた場合の年間発電電力量 W が最大となり、約 10.71MWh となった。

定格一定制御方式および比較のため MPPT 制御方式における増速比および発電機の定格容量の結果を表 5.2 に示す。表 5.2 に示すように、定格一定制御方式は MPPT 制御方式と比較し増速比 a は増加し、発電機の定格容量 S_B は約 6.5~17.6% 減少した。これは図 4.1 および図 5.1~5.3 に示すように、定格流速 v_n ~年間最大流速 v_m の範囲における定格一定制御方式の動作点は MPPT 制御方式よりも低回転速度となるため、定格一定制御方式の a は MPPT 制御方式よりも増加する。また、MPPT 制御方式の S_B は年間最大流速 v_m における最大水車出力（発電機入力）に合わせた容量となる。一方、上述したように定格一定制御方式の動作点は低回転速度となり、 v_m における水車出力（発電機入力）は MPPT 制御方式よりも小さくなる。このため、定格一定制御方式の S_B は MPPT 制御方式よりも小さい水車出力（発電機入力）に合わせた容量となるため、 S_B は MPPT 制御方式よりも減少する。

表 5.1 GA のパラメータ

1世代あたりの個体数 K	100
最終世代数	200
交叉確率 p_c	0.7
突然変異確率 p_m	0.005

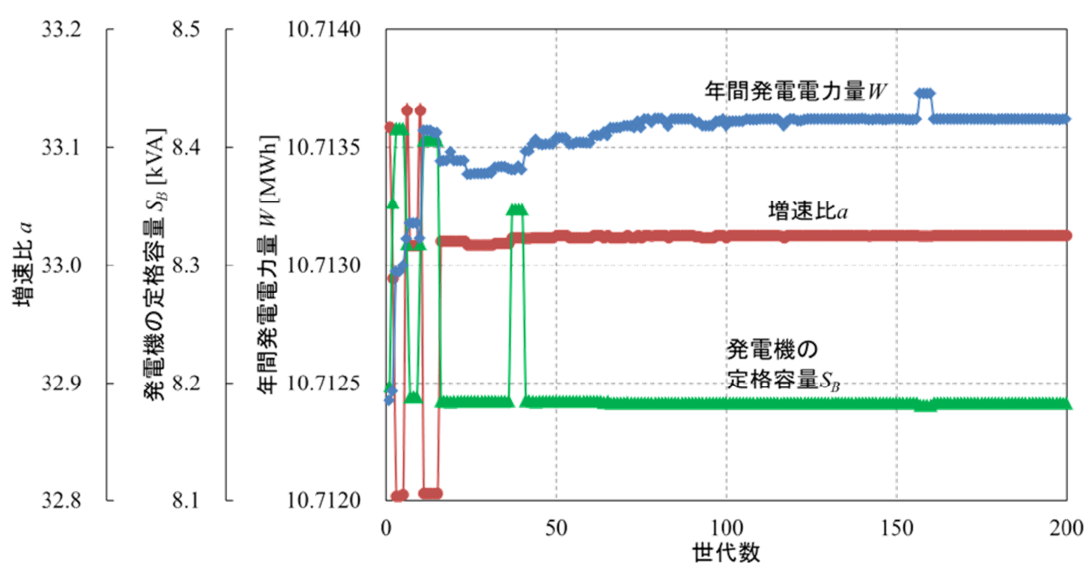


図 5.8 発電電力量、増速比および発電機の定格容量 (E_r 一定制御方式)

表 5.2 MPPT 制御方式および定格一定制御方式における

増速比と発電機の定格容量

	MPPT 制御	P_{To} 一定 制御	P_1 一定 制御	E_r 一定 制御
増速比 a	25.24	28.59	26.60	33.02
発電機の定格容量 S_B [kVA]	9.93	9.28	8.48	8.18
二次側インバータ容量 S_{BI} [kVA]	9.01	6.29	7.69	7.42
年間発電電力量 W [MWh]	10.54	10.58	10.58	10.71
エネルギー変換効率 η_E [%]	21.15	21.24	21.23	21.50
年間設備利用率 C_F [%]	14.38	15.45	16.90	17.75
発電開始・停止流速 v_0 [m/s]	0.81	0.79	0.76	0.75
定格流速 v_n [m/s]	—	3.45	3.70	2.99
発電最大流速 v_{max} [m/s]	3.90	3.90	3.90	3.86

次に、MPPT 制御方式よりも定格一定制御方式の S_B および S_{BI} が減少したにも関わらず W が増加した理由について考察する。定格一定制御方式において定格流速 v_n までは MPPT 制御としているため、発電機入力 P_{Gi} は MPPT 制御方式と等しくなる。表 5.2 に示すように、増速比 a は MPPT 制御方式よりも定格一定制御方式の方が大きいため、定格一定制御方式の方が v_n 以下の発電機回転角速度 ω_G は大きくなる。また、 P_{Gi} は ω_G と発電機トルク T_e の積で表されるため、定格一定制御方式の T_e は MPPT 制御方式と比較して小さくなる。また、第 3 章で述べたように、発電機の励磁電流となる無効電流は一次側から供給する。このため、二次電流の無効分に相当する二次 d 軸電流 i_{dr} はほぼ 0 となり、(3.31)式より T_e は二次 q 軸電流 i_{qr} にほぼ比例する。よって、 T_e が小さくなる定格一定制御方式は i_{qr} が小さくなる。その結果、発電機の損失が小さくなり、定格一定制御方式の年間発電電力量 W は MPPT 制御方式より若干ではあるが大きくなる。

前述の結果より、定格一定制御方式の年間設備利用率 C_F は約 15~18% となり、MPPT 制御方式の約 14% を上回る。 P_{T0} 一定制御方式は発電機の定格容量 S_B に対する二次側インバータ容量 S_{BI} の割合が約 68% となり定格一定制御方式の中では最小となるが、風力発電における 25~30%⁽¹²⁾ と比較して大きい。このようになったのは、風力発電において、低から中風速の範囲では発電機の世界速度制御により、高風速の範囲ではブレードのピッチ角制御により可変速制御を行う⁽³⁵⁾。これに対し本方式では、全ての流速において発電機の世界速度制御のみで可変速制御を行う。このため、発電機の世界速度制御範囲が広くなり、 S_{BI} が大きくなると考えられる。

発電最大流速 v_{max} は P_{T0} 一定制御方式および P_1 一定制御方式の場合、年間最大流速 v_m と等しくなる。一方、 E_r 一定制御方式は一次電流 I_s が v_m 以下の流速で定格となるため $v_{max}=3.86\text{m/s}$ となるが、 $v_m (=3.9\text{m/s})$ に近い流速まで運転できている。

5.4 定格一定制御方式における速度制御システムの応答

表 5.2 に示す年間発電電力量 W を最大とする増速比 a および発電機の定格容量 S_B を用いて、潮流発電システムが定格一定制御方式で運転している場合、図 3.3 に示す速度制御システムの応答について MATLAB/Simulink を用いてシミュレーションにより検討する。

5.4.1 発電機入力(水車出力)一定制御方式

潮流発電システムが P_{T0} 一定制御方式で運転している場合、流速の正弦波変化に対する速度制御システムの応答についてシミュレーションにより検討する。入力となる流速 v は図

4.4 に示した正弦波変化する流速を使用する。PI 制御のパラメータを表 5.3 に、シミュレーション結果を図 5.9~図 5.15 に示す。ただし、図中の値は表 5.2 に示す発電機の定格容量を基準とした単位法表記である。

表 5.3 PI 制御のパラメータ (P_{To} 一定制御方式)

P_{To} 一定制御	
比例制御ゲイン K_{ps}	2.00
積分時間 T_s [s]	0.01
比例制御ゲイン K_{pi}	0.10
積分時間 T_i [s]	0.01

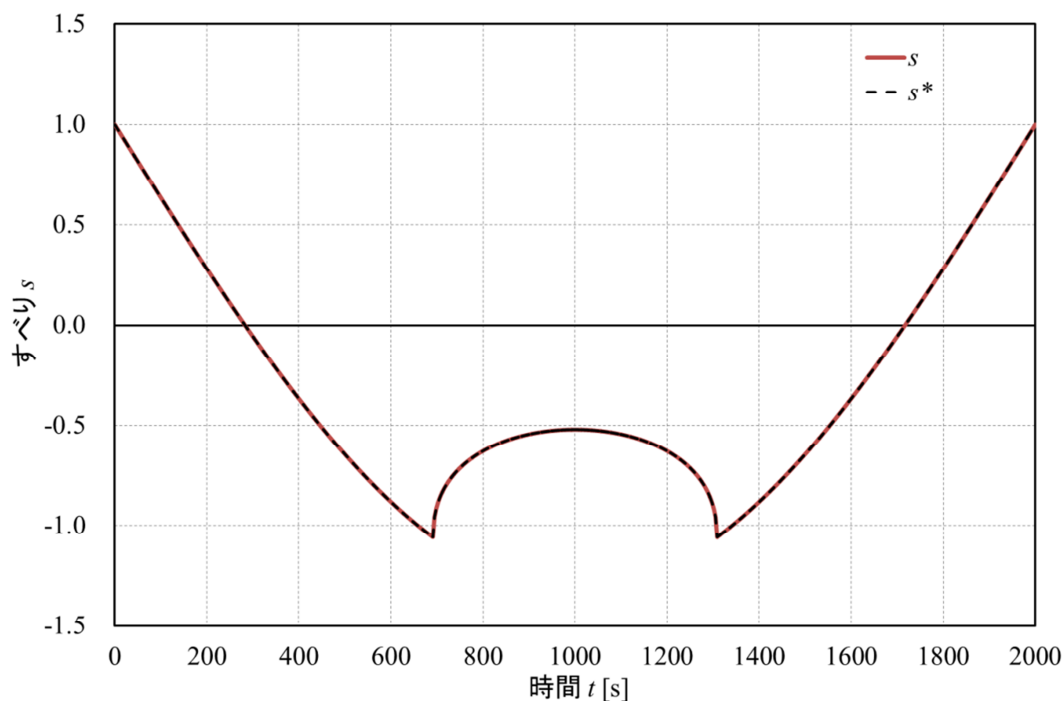


図 5.9 すべり (P_{To} 一定制御方式)

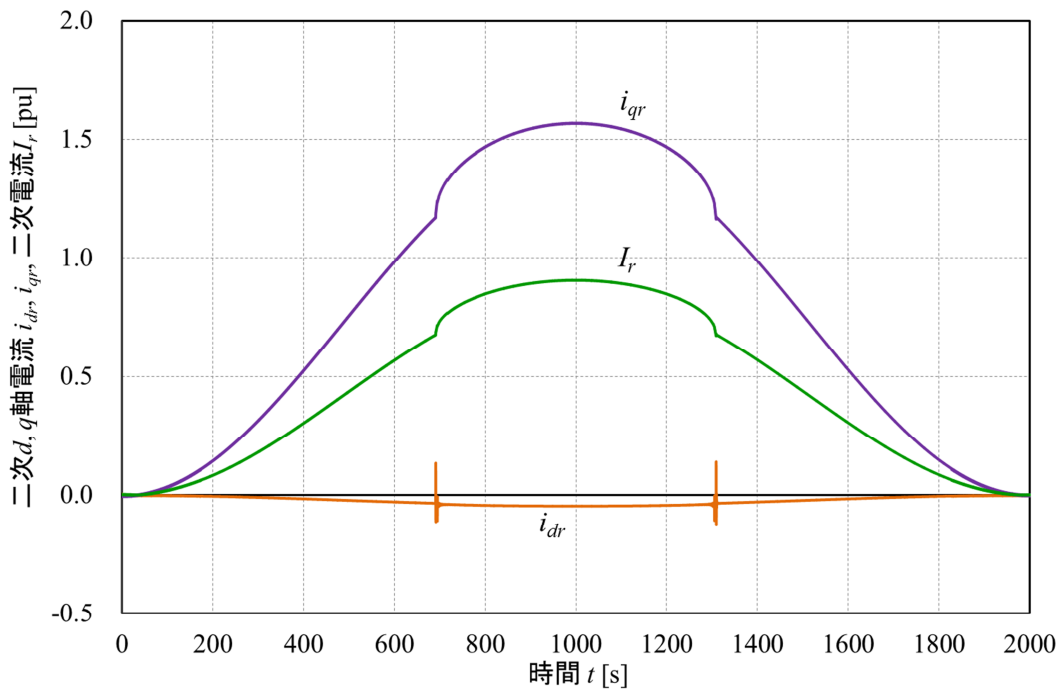


図 5.12 二次 d 、 q 軸電流、二次電流 (P_{To} 一定制御方式)

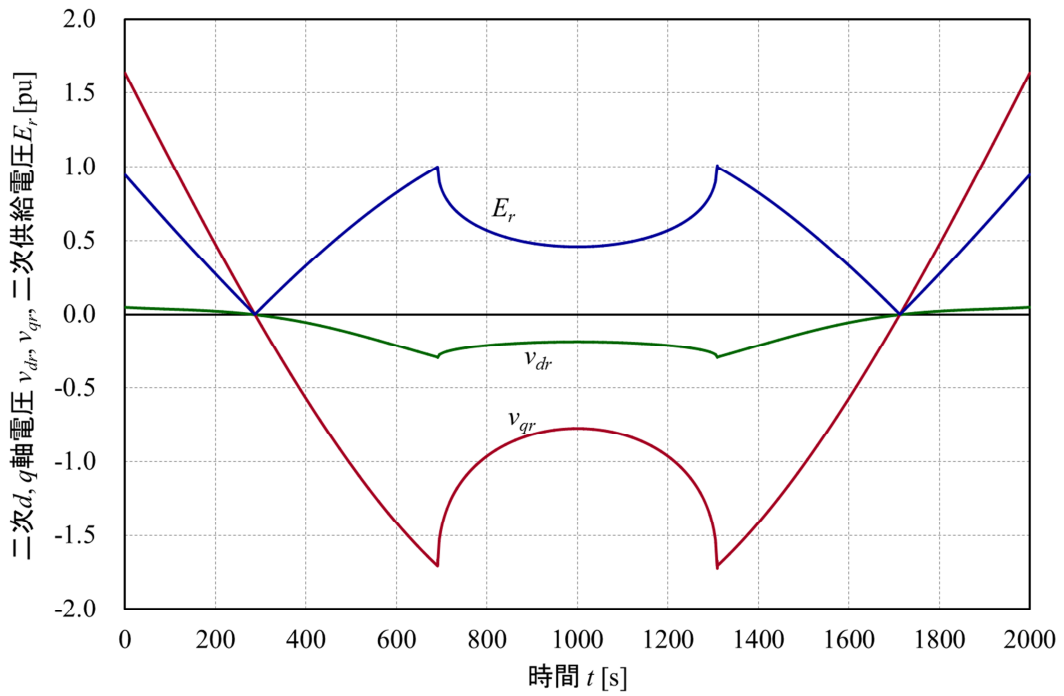


図 5.13 二次 d 、 q 軸電圧、二次供給電圧 (P_{To} 一定制御方式)

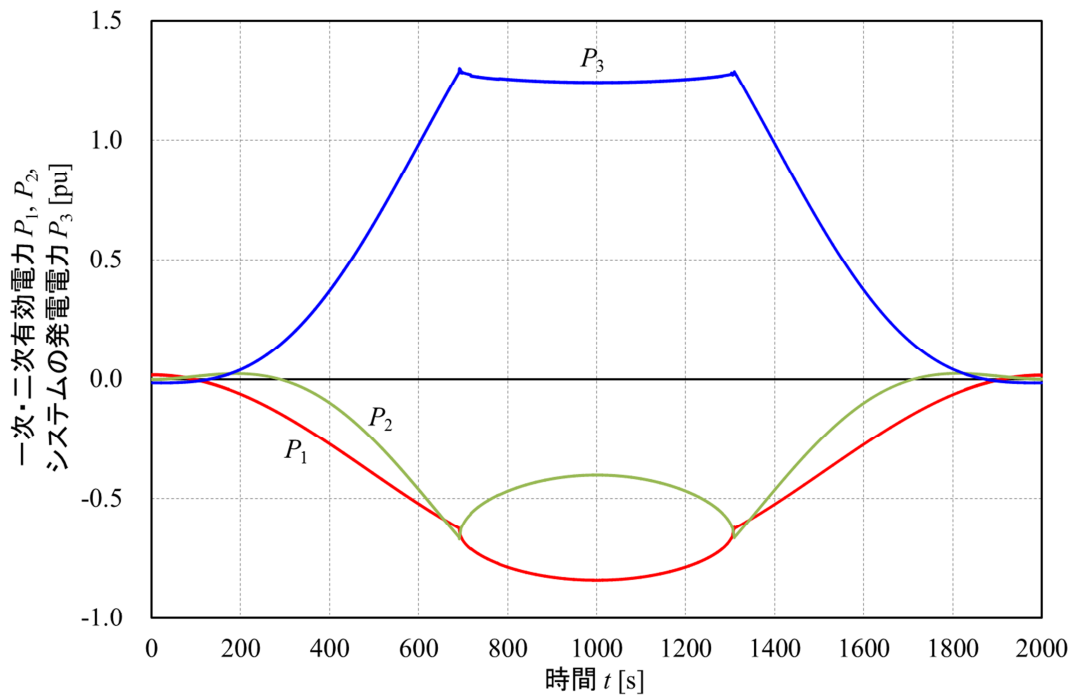


図 5.14 一次・二次有功電力、システムの発電電力 (P_{Tb} 一定制御方式)

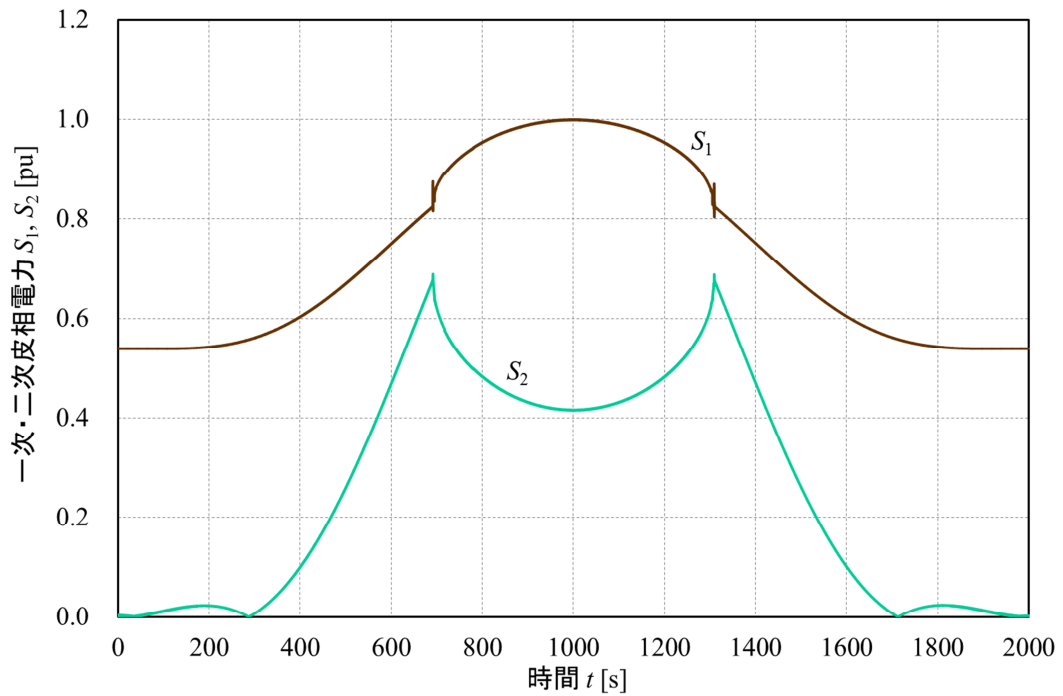


図 5.15 一次・二次皮相電力 (P_{Tb} 一定制御方式)

図 5.9 にシミュレーション結果のすべり s を示す。 s は目標値の変化に対して良好に追従し、目標値とほぼ重なっている。図 5.10 にシミュレーション結果の水車出力 P_{T0} を示す。 P_{T0} は流速の変化に対して 0~1.36pu まで変化し、約 690~1310 秒の範囲では制御方式が P_{T0} 一定制御となるため、 P_{T0} は一定となっている。

図 5.11 にシミュレーション結果の一次 d 、 q 軸電流 i_{ds} 、 i_{qs} 、一次電流 I_s を示す。 i_{ds} は制御方式が変化する約 690 秒および 1310 秒で変動しているが、すべての時間において一定となるように制御され、目標値とほぼ重なっている。 i_{qs} は流速の変化に対して 0.03~-1.46pu まで変化している。 I_s は制御方式が変化する約 690 秒および 1310 秒で変動しているが、定格以内で変化している。

図 5.12 にシミュレーション結果の二次 d 、 q 軸電流 i_{dr} 、 i_{qr} 、二次電流 I_r を示す。 i_{dr} は制御方式が変化する約 690 秒および 1310 秒で変動しているが、この部分を除いた範囲では流速の変化に対して 0~-0.05pu まで変化している。 i_{qr} は流速の変化に対して 0~1.57pu まで変化している。 I_r は制御方式が変化する約 690 秒および 1310 秒で変動しているが、定格以内で変化している。

図 5.13 にシミュレーション結果の二次 d 、 q 軸電圧 v_{dr} 、 v_{qr} 、二次供給電圧 E_r を示す。 v_{dr} は流速の変化に対して 0.05~-0.30pu まで変化している。 v_{qr} は流速の変化に対して 1.64~-1.72pu まで変化している。約 690~1310 秒の範囲では制御方式が P_{T0} 一定制御となるため、約 690~1000 秒の範囲では s が増加、つまり回転速度が減少しているため v_{dr} 、 v_{qr} の絶対値はともに減少している。また、約 1000~1310 秒の範囲では s が減少、つまり回転速度が増加しているため v_{dr} 、 v_{qr} の絶対値はともに増加している。 E_r はすべての時間において定格以内で変化している。

図 5.14 にシミュレーション結果の一次・二次有効電力 P_1 、 P_2 、システムの発電電力 P_3 を示す。 P_1 はほぼ全ての時間において負となっている。 P_2 は約 290~1710 秒の範囲では負となり、二次側の電源つまり二次側インバータを介して出力を取り出せる。 P_3 は約 690~1310 秒の範囲では制御方式が P_{T0} 一定制御となるためほぼ一定の出力を取り出せ、約 610~1390 秒の範囲では発電機の定格容量 (1pu) を超える。しかし、図 5.15 に示すシミュレーション結果の一次・二次皮相電力 S_1 、 S_2 より、 S_1 は最大約 1.00pu、 S_2 は最大約 0.69pu となり、定格以内である。また、 P_3 は最大約 1.30pu となり、このときのシステム効率 η_s は約 95% となる。

5.4.2 一次有効電力一定制御方式

潮流発電システムが P_1 一定制御方式で運転している場合、流速の正弦波変化に対する速度制御システムの応答についてシミュレーションにより検討する。PI 制御のパラメータを表 5.4 に、シミュレーション結果を図 5.16~図 5.22 に示す。ただし、図中の値は表 5.2 に示す発電機の定格容量を基準とした単位法表記である。

表 5.4 PI 制御のパラメータ (P_1 一定制御方式)

P_1 一定制御	
比例制御ゲイン K_{ps}	2.000
積分時間 T_s [s]	1.000
比例制御ゲイン K_{pi}	0.700
積分時間 T_i [s]	0.005

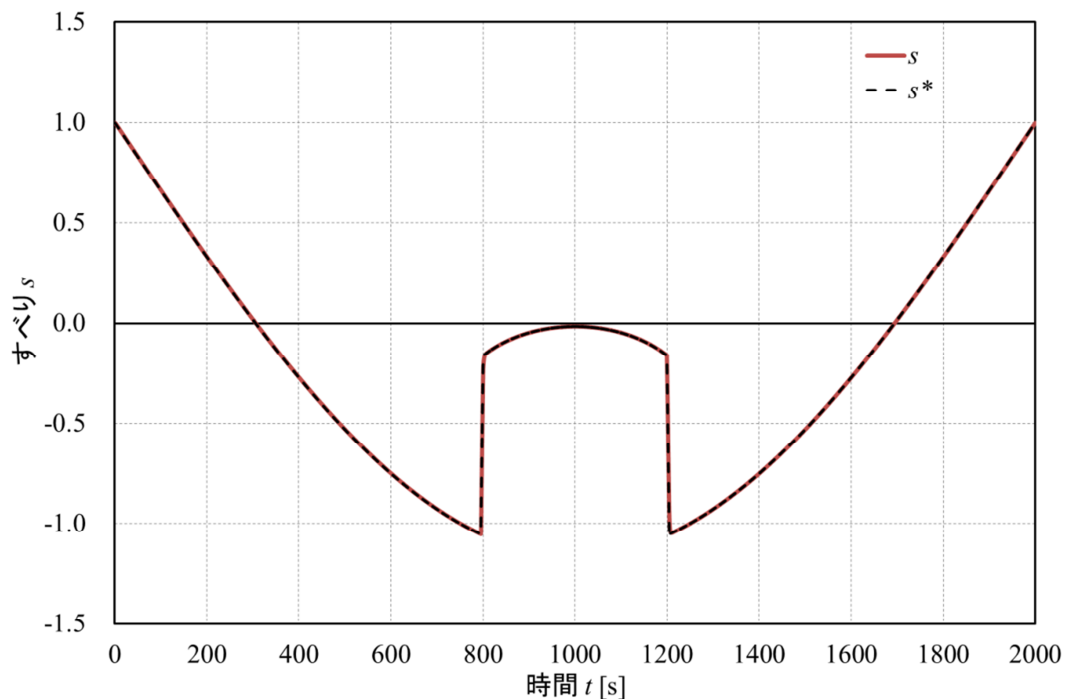


図 5.16 すべり (P_1 一定制御方式)

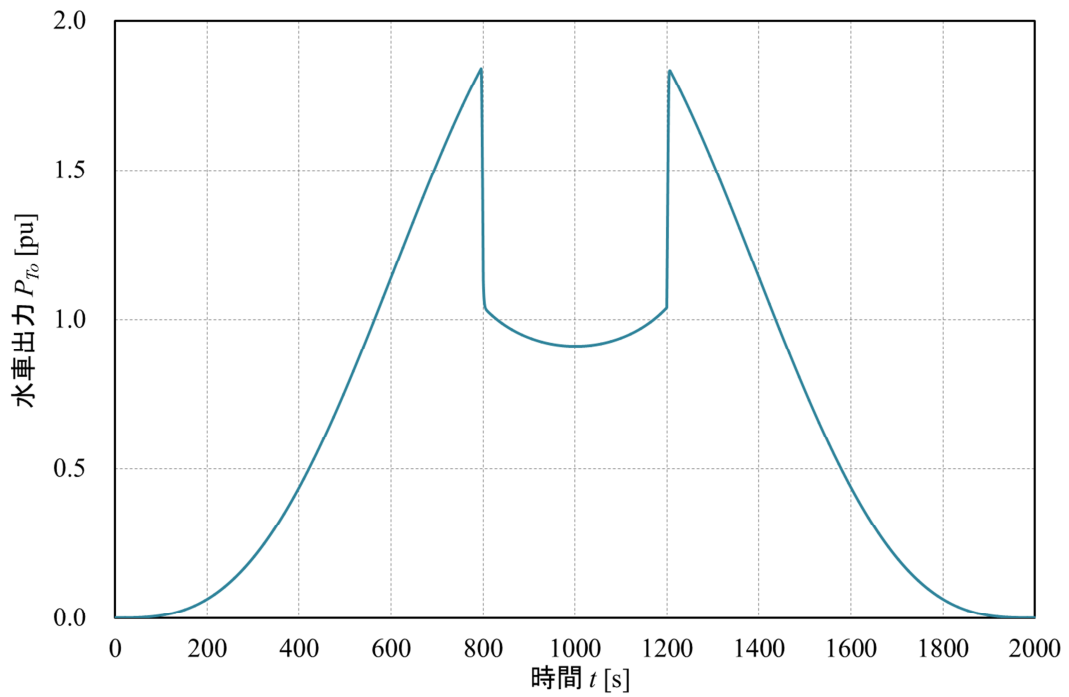


图 5.17 水車出力 (P_1 一定制御方式)

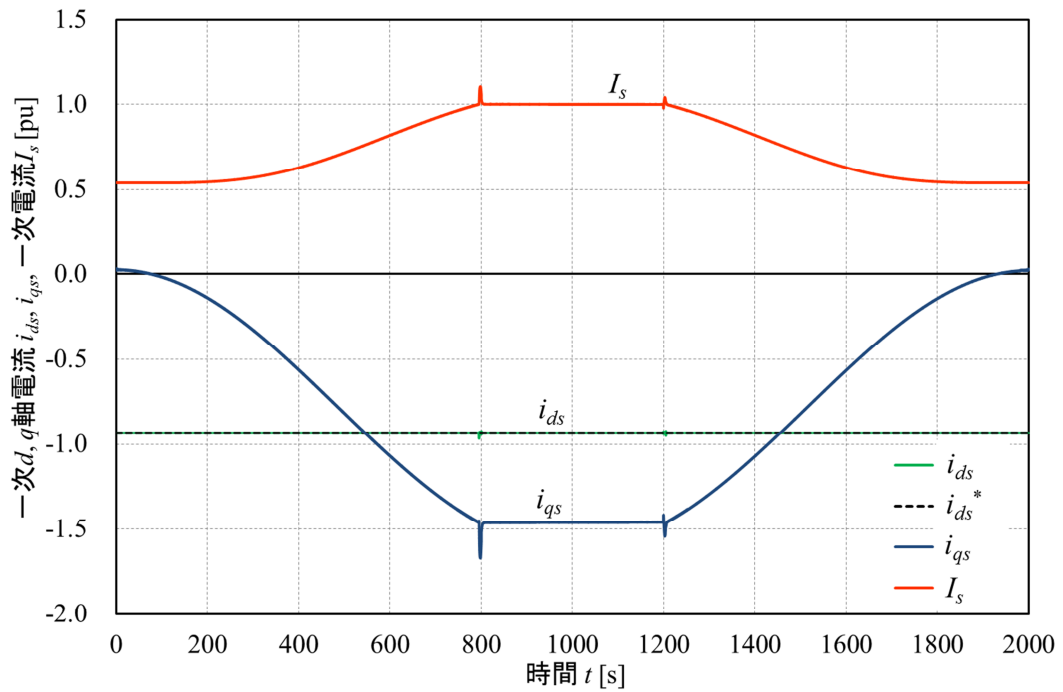


图 5.18 一次 d 、 q 軸電流、一次電流 (P_1 一定制御方式)

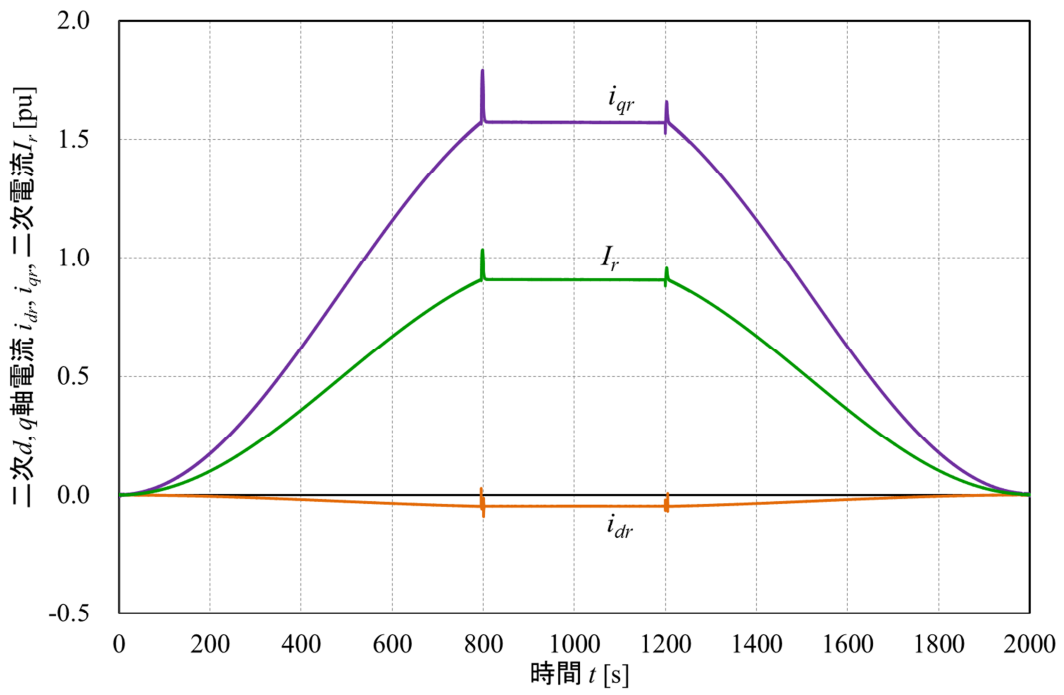


図 5.19 二次 d 、 q 軸電流、二次電流 (P_1 一定制御方式)

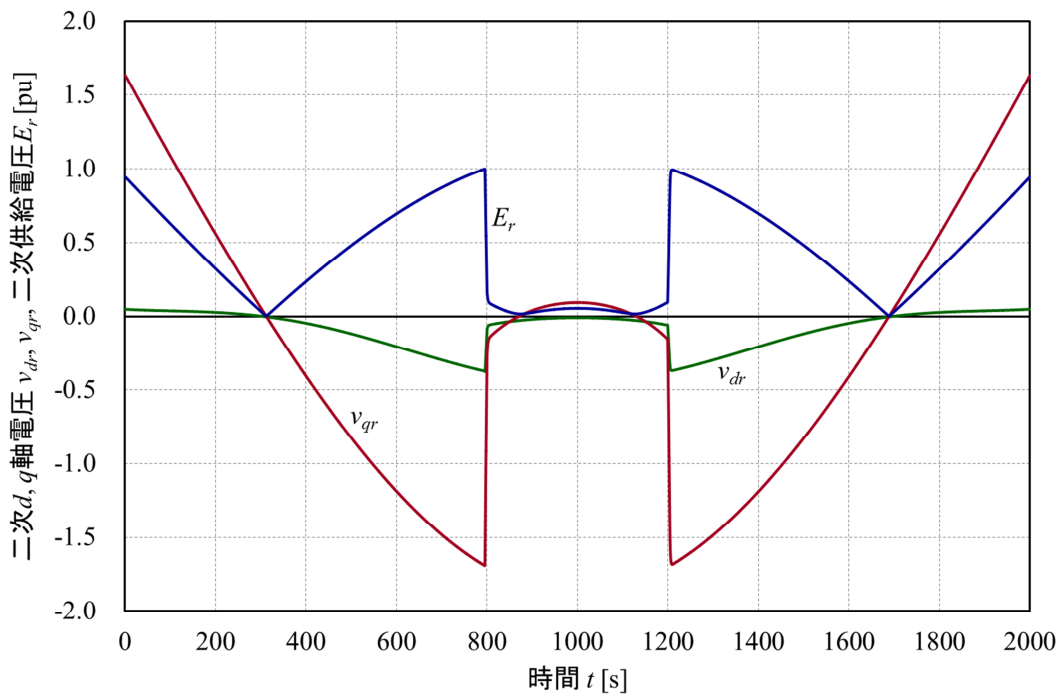


図 5.20 二次 d 、 q 軸電圧、二次供給電圧 (P_1 一定制御方式)

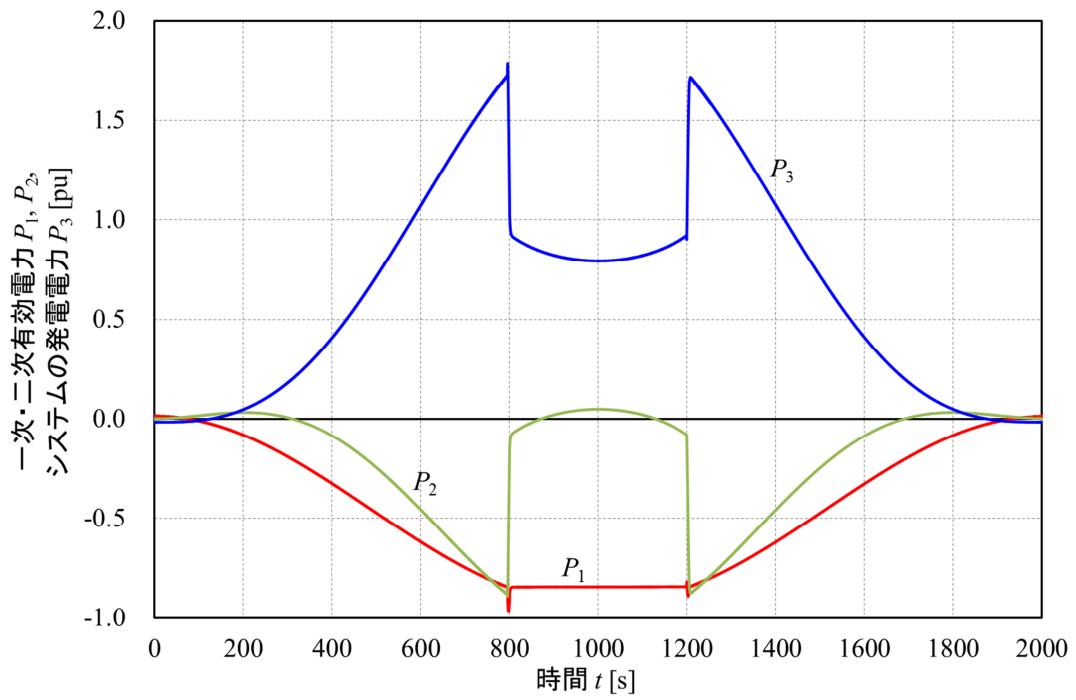


図 5.21 一次・二次有効電力、システムの発電電力 (P_1 一定制御方式)

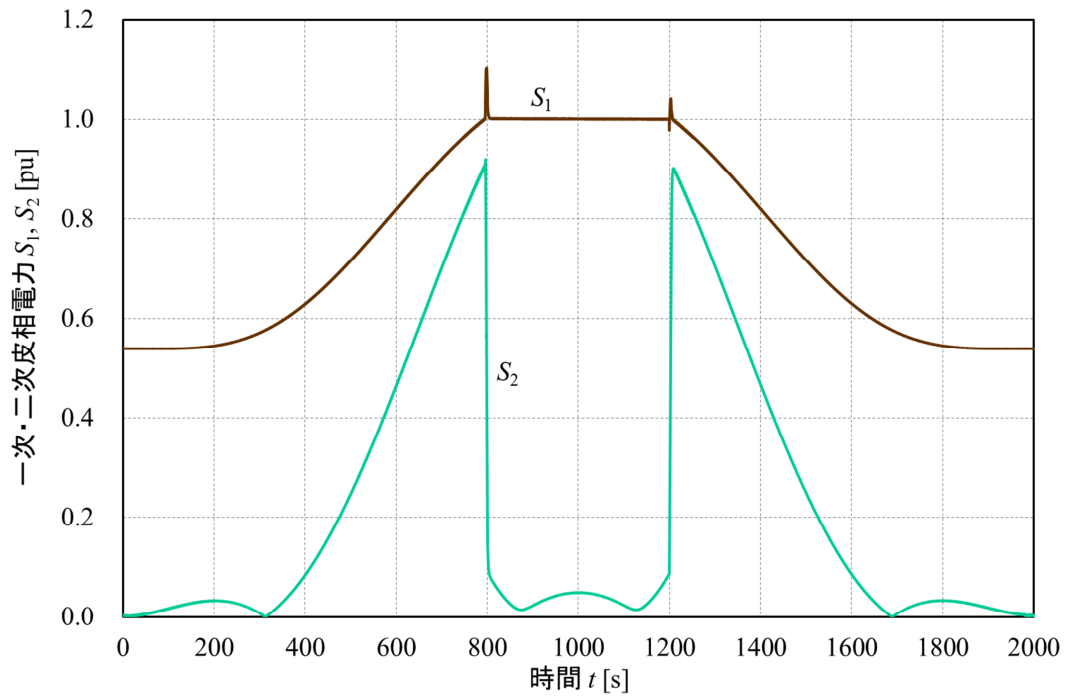


図 5.22 一次・二次皮相電力 (P_1 一定制御方式)

図 5.16 にシミュレーション結果のすべり s を示す。 s は目標値の変化に対して良好に追従し、目標値とほぼ重なっている。図 5.17 にシミュレーション結果の水車出力 P_{T0} を示す。 P_{T0} は流速の変化に対して 0~1.84pu まで変化している。

図 5.18 にシミュレーション結果の一次 d 、 q 軸電流 i_{ds} 、 i_{qs} 、一次電流 I_s を示す。 i_{ds} は制御方式が変化する約 800 秒および 1200 秒で変動しているが、すべての時間において一定となるように制御され、目標値とほぼ重なっている。 i_{qs} も制御方式が変化する約 800 秒および 1200 秒で変動しているが、この部分を除いた範囲では流速の変化に対し 0.03~-1.46pu まで変化している。また、前述したように、 P_1 一定制御は I_s 一定制御でもある。よって、約 800~1200 秒の範囲では制御方式が I_s 一定制御となるため、 I_s はほぼ一定となり、すべての時間において定格以内で変化している。

図 5.19 にシミュレーション結果の二次 d 、 q 軸電流 i_{dr} 、 i_{qr} 、二次電流 I_r を示す。 i_{dr} は制御方式が変化する約 800 秒および 1200 秒で変動しているが、この部分を除いた範囲では流速の変化に対して 0~-0.05pu まで変化している。 i_{qr} も制御方式が変化する約 800 秒および 1200 秒で変動しているが、この部分を除いた範囲では流速の変化に対して 0~1.57pu まで変化している。また、約 800~1200 秒の範囲では制御方式が P_1 一定制御つまり I_s 一定制御となるため、 I_r はほぼ一定となり、すべての時間において定格以内で変化している。

図 5.20 にシミュレーション結果の二次 d 、 q 軸電圧 v_{dr} 、 v_{qr} 、二次供給電圧 E_r を示す。 v_{dr} は流速の変化に対して 0.05~-0.38pu まで変化している。 v_{qr} は流速の変化に対して 1.64~-1.69pu まで変化している。 E_r はすべての時間において定格以内で変化している。

図 5.21 にシミュレーション結果の一次・二次有効電力 P_1 、 P_2 、システムの発電電力 P_3 を示す。 P_1 はほぼ全ての時間において負となり、約 800~1200 秒の間では制御方式が P_1 一定制御となるため、 P_1 はほぼ一定となっている。 P_2 は約 310~870 秒の範囲および約 1130~1690 秒の範囲では負となり、二次側の電源つまり二次側インバータを介して出力を取り出すことができる。 P_3 は約 800~1200 秒の範囲では制御方式が P_1 一定制御となるため減少し、約 580~800 秒の範囲および約 1200~1420 秒の範囲では発電機の定格容量 (1pu) を超えている。しかし、図 5.22 に示す一次・二次皮相電力 S_1 、 S_2 より、 S_1 は制御方式が変化する約 800 秒および 1200 秒で過渡的に 1pu を超える範囲を除けば最大約 1.00pu、 S_2 は最大約 0.92pu となり、定格以内である。また、 P_3 は最大約 1.72pu となり、このときのシステム効率 η_s は約 94% となる。

5.4.3 二次供給電圧一定制御方式

潮流発電システムが E_r 一定制御方式で運転している場合、流速の正弦波変化に対する速度制御システムの応答についてシミュレーションにより検討する。流速 v の変化は図 4.4 に示した正弦波変化する流速を使用するが、表 5.2 より E_r 一定制御方式の $v_{max}=3.86\text{m/s}$ であり、これを上回る流速では発電機の定格を超えるおそれがある。前述したように、 v が上昇し v_{max} で発電を停止し、 v が低下し再び v_{max} に戻ってから発電を開始すべきであるが、発電開始時における突入電流の抑制制御などを制御システムに追加する必要がある、制御システムが複雑となる。ここでは、表 5.2 に示した発電機の定格容量よりも若干大きい容量としてシミュレーションを行った。PI 制御のパラメータを表 5.5 に、シミュレーション結果を図 5.23~図 5.29 に示す。ただし、図中の値は表 5.2 に示す発電機の定格容量を基準とした単位法表記である。

表 5.5 PI 制御のパラメータ (E_r 一定制御方式)

E_r 一定制御	
比例制御ゲイン K_{ps}	2.50
積分時間 T_s [s]	0.05
比例制御ゲイン K_{pi}	0.30
積分時間 T_i [s]	0.05

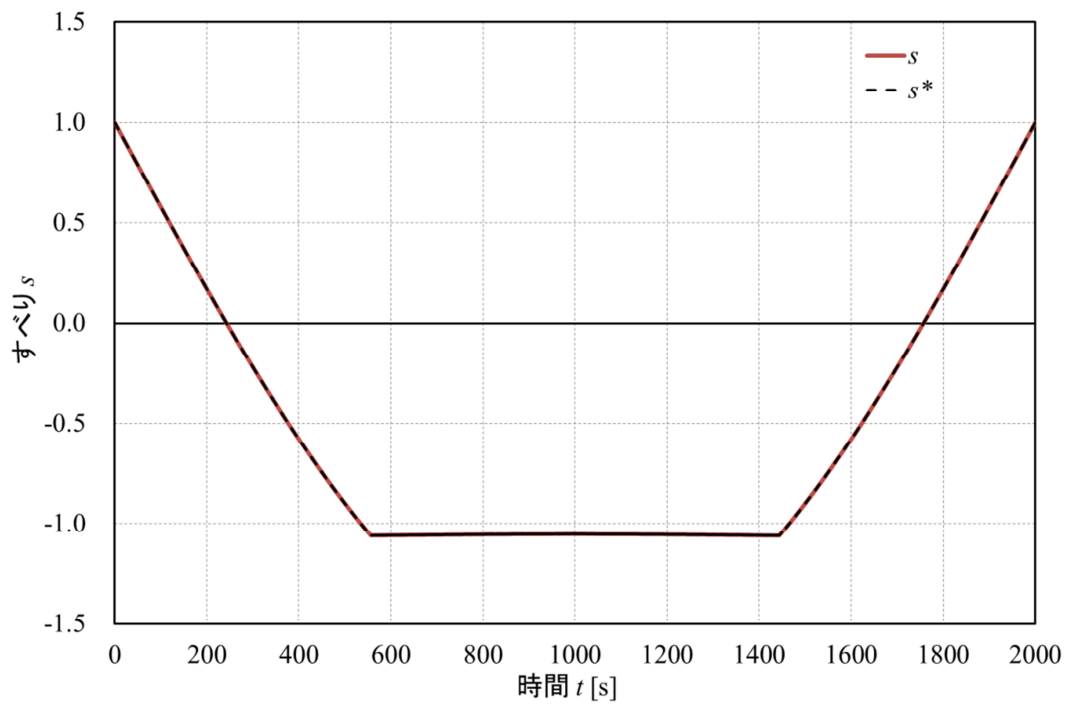


図 5.23 すべり (E_r 一定制御方式)

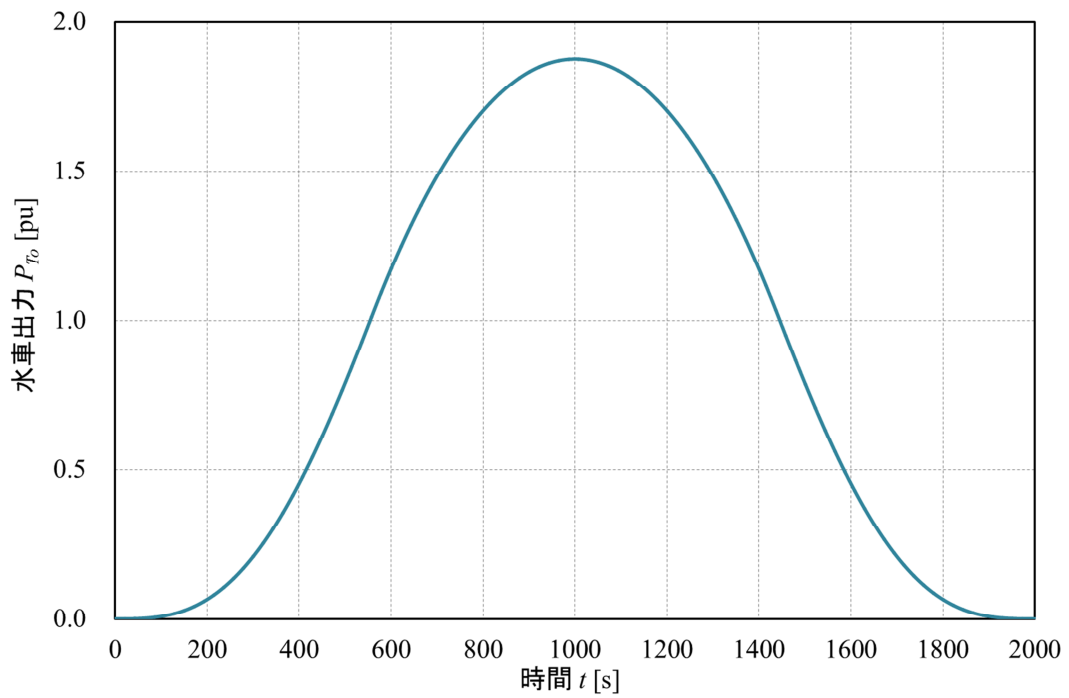


図 5.24 水車出力 (E_r 一定制御方式)

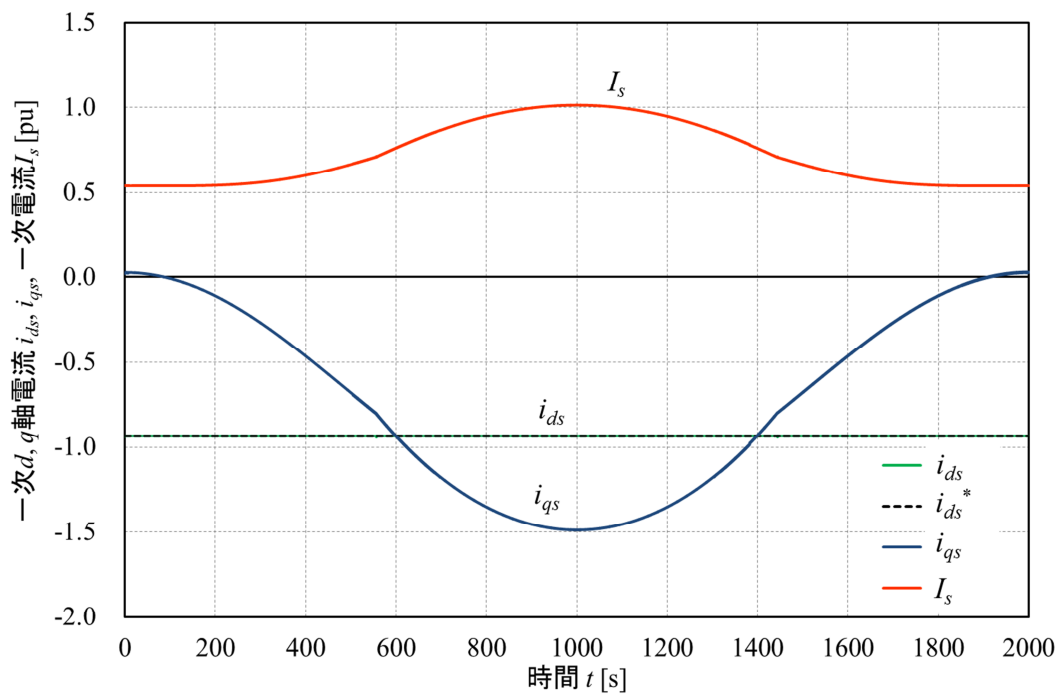


图 5.25 一次 d 、 q 轴电流、一次电流 (E_r 一定控制方式)

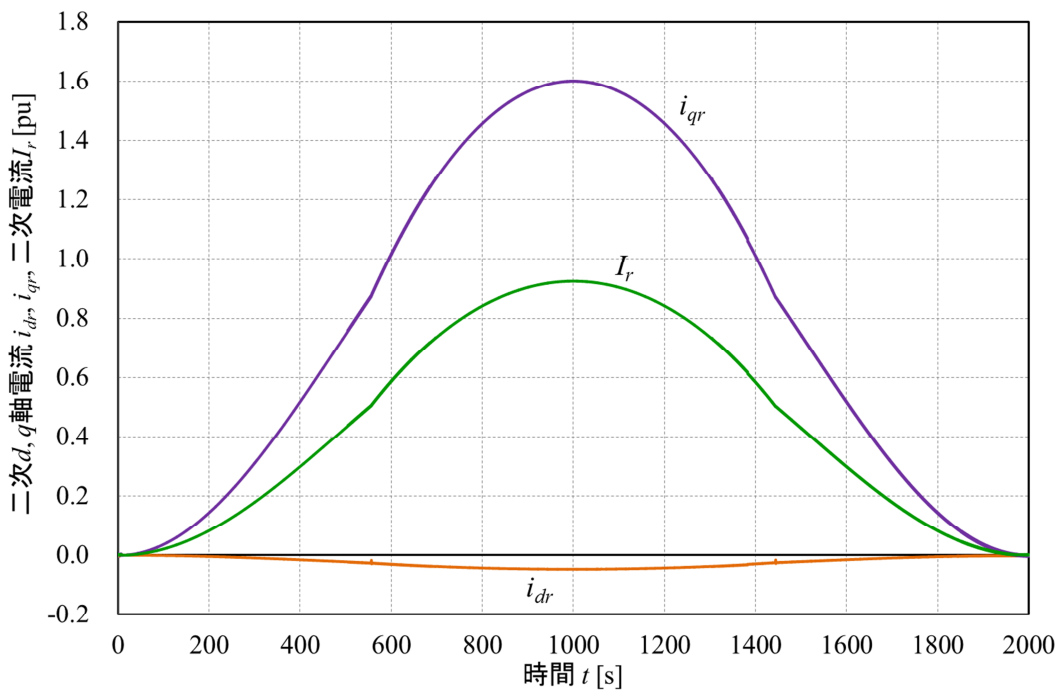


图 5.26 二次 d 、 q 轴电流、二次电流 (E_r 一定控制方式)

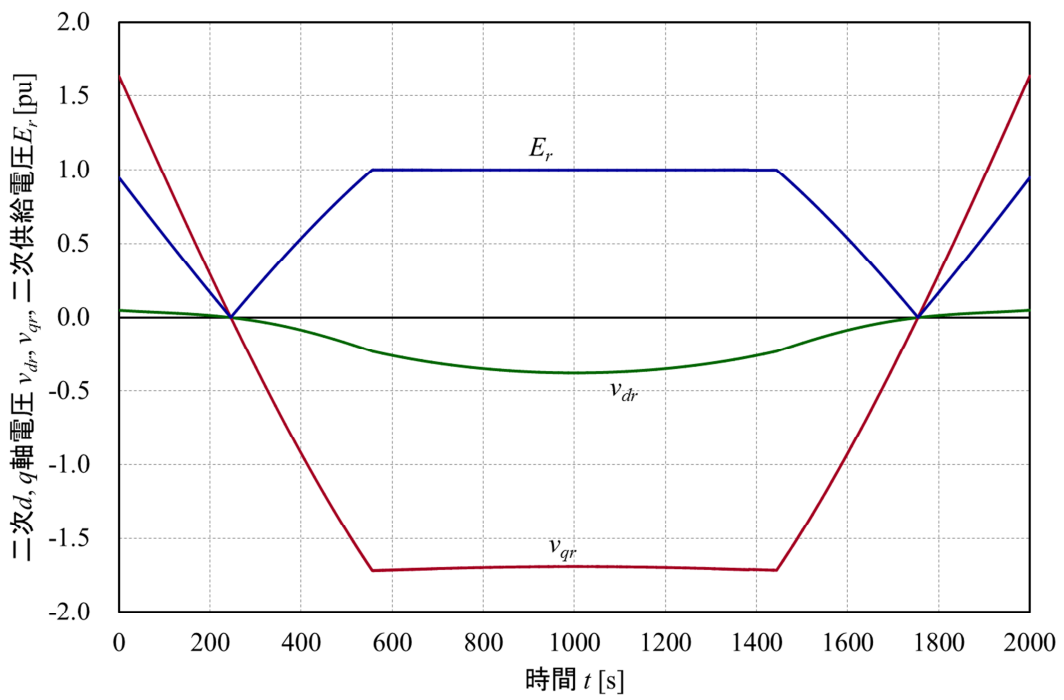


図 5.27 二次 d 、 q 軸電圧、二次供給電圧 (E_r 一定制御方式)

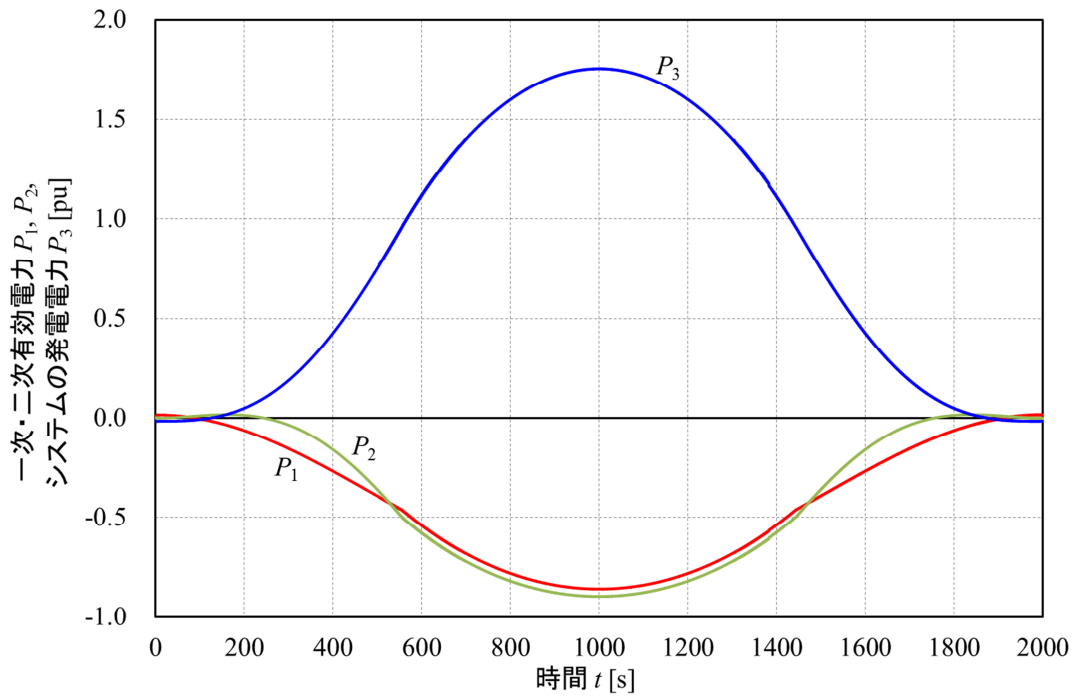


図 5.28 一次・二次有効電力 P_1 、 P_2 、システムの発電電力 P_3 (E_r 一定制御方式)

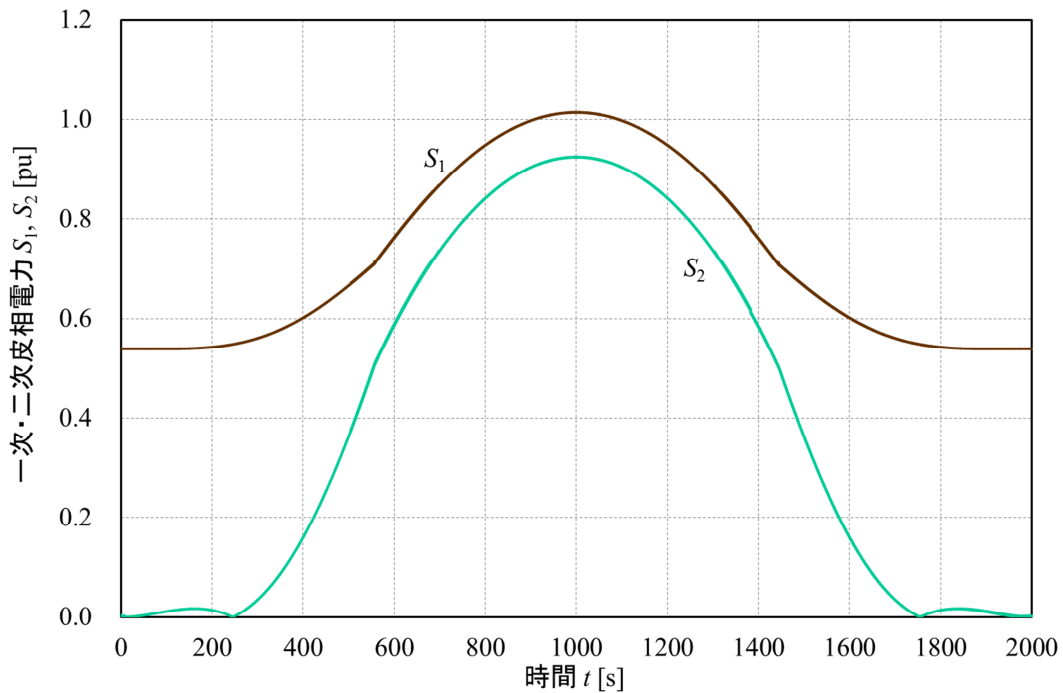


図 5.29 一次・二次皮相電力 (E_r 一定制御方式)

図 5.23 にシミュレーション結果のすべり s を示す。 s は目標値の変化に対して良好に追従し、目標値とほぼ重なっている。また、約 550~1450 秒の範囲では制御方式が E_r 一定制御となるため、 s はほぼ一定となるように制御されている。図 5.24 にシミュレーション結果の水車出力 P_{To} を示す。 P_{To} は流速の変化に対して 0~1.88pu まで変化している。

図 5.25 にシミュレーション結果の一次 d 、 q 軸電流 i_{ds} 、 i_{qs} 、一次電流 I_s を示す。 i_{ds} はすべての時間において一定となるように制御され、目標値とほぼ重なっている。 i_{qs} は流速の変化に対して 0.03~1.49pu まで変化している。 I_s は年間最大流速 v_m となる時刻において約 1.01pu となり定格を超えているが、表 5.2 に示す発電機の定格容量よりも若干大きい容量とすれば、 v_m まで運転可能と考えられる。

図 5.26 にシミュレーション結果の二次 d 、 q 軸電流 i_{dr} 、 i_{qr} 、二次電流 I_r を示す。 i_{dr} は流速の変化に対して 0~0.05pu まで変化している。 i_{qr} は流速の変化に対して 0~1.60pu まで変化している。 I_r はすべての時間において定格以内で変化している。

図 5.27 にシミュレーション結果の二次 d 、 q 軸電圧 v_{dr} 、 v_{qr} 、二次供給電圧 E_r を示す。 v_{dr} は流速の変化に対して 0.05~0.38pu まで変化している。 v_{qr} は流速の変化に対して 1.64~1.72pu まで変化している。 E_r は定格以内で変化しており、約 550~1450 秒の範囲では制御方式が E_r 一定制御となるため、 E_r はほぼ一定となっている。

図 5.28 にシミュレーション結果の一次・二次有効電力 P_1 、 P_2 、システムの発電電力 P_3 を示す。 P_1 はほぼすべての時間において負となっている。 P_2 は約 240~1760 秒の範囲では負となっており、二次側の電源つまり二次側インバータを介して出力を取り出せる。 P_3 は約 560~1440 秒の範囲では発電機の定格容量 (1pu) を超える。しかし、図 5.29 に示すシミュレーション結果の一次・二次皮相電力 S_1 、 S_2 より、 v_{max} における S_1 は約 1.00pu、 S_2 は約 0.91pu となり、定格以内である。また、 v_{max} における P_3 は約 1.72pu となり、このときのシステム効率 η_s は約 94% となる。

5.5 まとめ

本章では、MPPT 制御方式よりも発電機の定格容量を低減し、年間設備利用率を高めるために 3 つの定格一定制御方式を提案した。潮流発電システムが定格一定制御方式で運転する場合、発電機が過負荷とならず発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量を求めた。定格一定制御方式は定格流速を境に制御方式が変化するため、増速比および発電機の定格容量に対する解曲面の傾きが不連続となる。したがって、第 4 章で述べた乗数法のような非線形計画法を適用できない。そこで、本章では、傾きが不連続な関数の最大化問題を解く手法として GA を適用した。また、求めた増速比および発電機の定格容量を用いた場合、流速の正弦波変化に対する速度制御システムの応答について MATLAB/Simulink を用いてシミュレーションにより検討した。本章で明らかにした点は以下の通りである。

(1) 発電機が過負荷とならず発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量について検討した結果、定格一定制御方式は MPPT 制御方式と比較し、増速比は増加し、発電機の定格容量は約 6.5~17.6% 減少した。これは、MPPT 制御方式と比較し、動作点は低回転速度となり、発電機の定格容量は年間最大流速における最大水車出力より小さい水車出力に合わせた容量となるためである。また、年間設備利用率は約 15~18% となり、MPPT 制御方式の約 14% を上回る。

(2) 流速の正弦波変化に対する速度制御システムの応答についてシミュレーションを行った結果、定格一定制御方式は MPPT 制御方式と同様に、回転速度と一次 d 軸電流は目標値に対して良好に追従することを示した。また、発電機出力は一次側からだけでなく、インバータを介して二次側からも取り出すことができ、システムの発電電力は高流速において MPPT 制御方式と同様に、発電機の定格容量以上の出力を取り出せることを示した。

第 6 章 結論

6.1 本研究で得られた成果

本研究では、これまでに検討されてきた定速運転方式の潮流発電システム⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾よりも年間設備利用率をさらに高めることを目的として、超同期セルビウス方式の巻線形誘導発電機 (DFIG) を用いた可変速運転方式の潮流発電システムについて検討した。はじめに、潮流発電システムの発電電力量を求めるために、ダリウス形水車のパワー係数特性および流速の出現確率密度関数を用いた発電電力量の計算法について述べた。次に、発電機の可変速運転を行うには速度制御システムが必要となるため、速度制御システムの構築を行った。最後に、最大出力点追従 (MPPT) 制御方式および定格一定制御方式において、発電機が過負荷とならず発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量を求める手法を提案し、増速比および発電機の定格容量を明らかにした。また、求めた増速比および発電機の定格容量を用いた場合における速度制御システムの応答について MATLAB/Simulink を用いてシミュレーションにより検討した。以下にその成果をまとめる。

(1) 潮流発電システムの発電電力量

潮流発電システムの発電電力量を求めるには水車の効率に相当する水車のパワー係数が必要となる。パワー係数特性は翼周辺の流れが複雑であり理論的には十分に解明されていないため、本研究では水路実験により得られたパワー係数特性を用いる。しかし、水路実験により得られたパワー係数特性は実験値であるため離散値である。このため、本研究では水路実験により得られたトルク係数特性を 3 次の平滑化スプライン関数で近似を行い、周速比とトルク係数の積からパワー係数特性を求めた。

次に、潮流発電システムの発電電力量を求める際に必要となる出現確率密度関数を求めた。流速の出現確率密度関数を求めるための流速データの一例として、海上保安庁海洋情報部より公表されている明石海峡中央付近における 1 年間の流速の推定値⁽¹⁶⁾を用いた。その結果、出現確率密度関数は流速が低い範囲では大きくなり、高い範囲では小さくなることを明らかにした。また、発電電力量は対象となる期間における発電電力を時間で積分することにより求められるが、本研究では流速の出現確率密度関数を用いた発電電力量の計算法について検討した。

(2) 速度制御システムの構築

本研究では、流速の変化に対し MPPT 制御方式は最大水車出力、定格一定制御方式は発電機入力（水車出力）一定、一次有効電力一定および二次供給電圧の大きさを一定にする水車出力を得るために、これらに対応する回転速度を目標値として、二次供給電圧を制御することにより回転速度を制御する速度制御システムの構築を行った。本研究で検討する潮流発電システムでは、二次側に接続するインバータ容量を低減するために、発電機の励磁電流を一次側から供給し、これを一定とするように制御する。また、潮流流速の周期が 1 周期約 12 時間と長く流速の変化が遅いため、速度制御システムの補償装置は単純な PI 制御とした。

MATLAB/Simulink 上で構築した速度制御システムを用いて、流速のステップ変化に対する応答についてシミュレーションを行った結果、回転速度と一次 d 軸電流は目標値に対して良好に追従することを示した。

(3) MPPT 制御方式

潮流発電システムが年間最大流速まで MPPT 制御方式で運転する場合、発電機が過負荷とならず発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量を求める手法として乗数法を用いる手法を提案し、増速比および発電機の定格容量を明らかにした。その結果、定速運転方式と比較し、増速比はわずかに増加するがほとんど変わらず、発電機の定格容量は約 13.2% 減少した。また、年間設備利用率は約 14% となり、定速運転方式の約 10% を上回る。

潮流発電システムが MPPT 制御方式で運転する場合、発電機が過負荷とならず発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量を用いて、流速の正弦波変化に対する速度制御システムの応答についてシミュレーションにより検討した。その結果、回転速度と一次 d 軸電流は目標値に対して良好に追従することを示した。また、発電機出力は一次側からだけでなく、インバータを介して二次側からも取り出すことができる。このため、システムの発電電力は発電機の定格容量以上の出力を取り出せることを示した。

(4) 定格一定制御方式

MPPT 制御方式の場合、出現確率密度の低い年間最大流速に合わせた発電機の定格容量とする必要があるため発電機の定格容量が大きくなり、経済的に不利となる。また、発電機の定格容量を小さくすると高流速において発電機の電圧、電流が定格を超えるおそれがある。

る。そこで、発電機が定格となる流速までは MPPT 制御で運転を行い、それ以上の流速において、発電機入力（水車出力）一定、一次有効電力一定および二次供給電圧の大きさを一定として制御を行う定格一定制御方式を提案した。そして、潮流発電システムが定格一定制御方式で運転する場合、発電機が過負荷とならず発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量を求めた。定格一定制御方式は発電機の定格となる流速を境に制御方式が変化するため、増速比および発電機の定格容量に対する解曲面の傾きが不連続となる。本研究では不連続な傾きを持つ関数の最大化問題を解く手法として遺伝的アルゴリズムを適用した。その結果、MPPT 制御方式と比較し増速比は増加し、発電機の定格容量は約 6.5~17.6%減少した。これは、MPPT 制御方式と比較し、動作点は低回転速度となり、発電機の定格容量は年間最大流速における最大水車出力より小さい水車出力に合わせた容量となるためである。また、年間設備利用率は約 15~18%となり、MPPT 制御方式の約 14%を上回る。

潮流発電システムが定格一定制御方式で運転する場合、発電機が過負荷とならず発電電力量を最大とする増速比および発電機の定格容量を用いて、流速の正弦波変化に対する速度制御システムの応答についてシミュレーションにより検討した。その結果、回転速度と一次 d 軸電流は目標値に対して良好に追従することを示した。また、発電機出力は一次側からだけでなく、インバータを介して二次側からも取り出すことができる。このため、システムの発電電力は MPPT 制御方式と同様に、発電機の定格容量以上の出力を取り出せることを示した。

6.2 今後の課題

(1) MPPT 制御方式および定格一定制御方式では、流速が増加し発電開始流速となる流速で発電を開始し、流速が減少し発電停止流速に戻ってから発電を停止する。この場合、発電を停止するために電源を遮断するなどの方法が考えられるが、発電開始時に電源を直接投入すると発電機に突入電流が流れる。このため、発電開始時における突入電流の抑制法について検討する必要がある。

(2) 本研究で構築した速度制御システムにおいて、各制御モードにより決められる水車出力およびこれに対応する回転速度は水路実験により得られた水車特性より求めた。しかし、実海域に置かれた水車は海洋生物等の影響により、水車性能が劣化する⁽³⁶⁾。このため、長期間水車を実海域に置くと、水路実験により得られた水車特性と実際の水車特性に差異が

生じ、各制御モードで運転することができなくなることが考えられる。したがって、水車が劣化した場合にも各制御モードで運転することができる速度制御システムを構築する必要がある。

(3) 第1章で述べたように、発電機の可変速運転方式として本研究でのDFIGを用いた潮流発電システムの他に同期発電機を用いた潮流発電システムが考えられる。このため、このシステムを用いた場合における速度制御システムの構築、年間設備利用率の算出を行い、DFIGを用いた潮流発電システムと比較する必要がある。

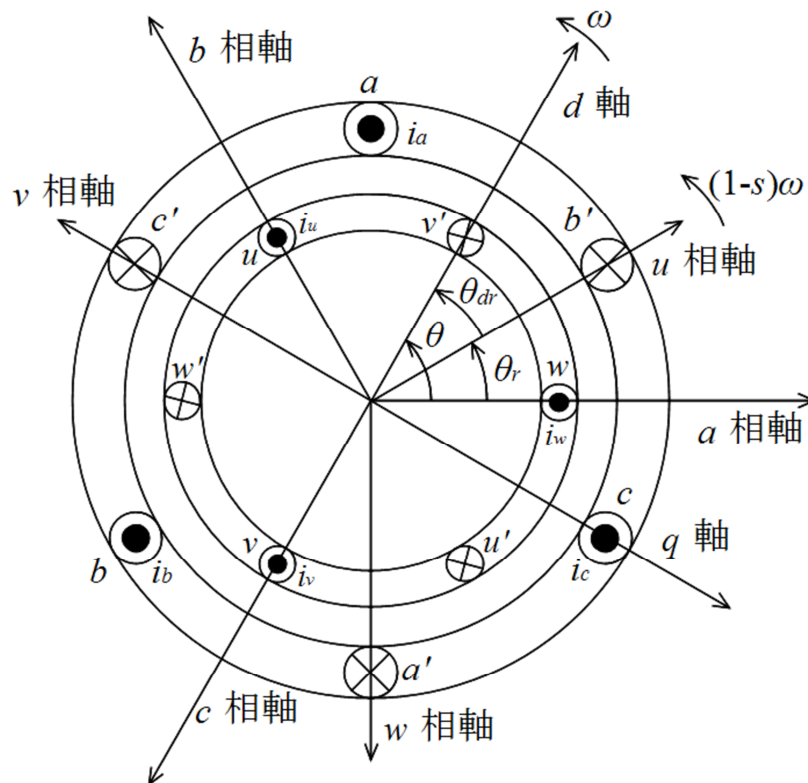
付録 誘導発電機の電圧方程式

付-1. d - q 軸の定義および d - q 変換式

三相巻線の d - q 変換は、突極形同期発電機の突発短絡時の過渡現象を解析するために、1929年に Park⁽³⁷⁾によって、「ブロンデルの二反作用理論」の拡張として発表された解析法である。その後、同期機の非定常運転の解析に広く用いられるとともに、本研究で用いる誘導機の解析にも用いられる。

付図1に誘導機における d 軸、 q 軸の定義を示す。ただし、図中の s はすべり、 ω は同期角速度（電気角表示）である。

付図1に示すように、一次側 a 相、 b 相、 c 相巻線に流れる電流により発生する起磁力が a 相軸、 b 相軸、 c 相軸の方向となる場合の電流方向を正とする。同様に、二次側 u 相、 v 相、 w 相巻線に流れる電流により発生する起磁力が u 相軸、 v 相軸、 w 相軸の方向となる場合の電流方向を正とする。また、 d 、 q 軸は a 相軸を基準軸とし、 a 相軸から電気角で角度 θ 進んだ位置に d 軸をとり、直軸と電気角で 90° 遅れ方向とした軸を q 軸と定義する。



付図1 d - q 軸の定義

a 相軸、 b 相軸、 c 相軸は静止し、 u 相軸、 v 相軸、 w 相軸は $(1-s)\omega$ で回転し、 d 軸および q 軸は ω で回転するものとする。また、 a 相軸と u 相軸とのなす角度を θ_r 、 u 相軸と d 軸とのなす角度を θ_{dr} とする。

一次電流 i_a 、 i_b 、 i_c から一次 d 、 q 軸電流 i_{ds} 、 i_{qs} と一次 0 相電流 i_{0s} に変換する式は次式で定義される⁽²⁹⁾⁽³⁷⁾。

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{0s} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \mathbf{P}_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{付-1})$$

ただし、 $\theta = \omega t$ 、 t は時間[s]、 $\mathbf{P}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$ である。また、係数

$\sqrt{\frac{2}{3}}$ は d 、 q 軸電圧および電流で計算した電力と a 、 b 、 c 相の電圧および電流で計算した電力が等しくなるように選ばれた係数である。(付-1)式は電流ベクトル \mathbf{i}_{dq0}^s 、 \mathbf{i}_{abc} および \mathbf{P}_s を用いて表すと次式のように表される。

$$\mathbf{i}_{dq0}^s = \mathbf{P}_s \mathbf{i}_{abc} \quad (\text{付-2})$$

ただし、 $\mathbf{i}_{dq0}^s = [i_{ds} \ i_{qs} \ i_{0s}]^T$ 、 $\mathbf{i}_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$ 、添字 T は行列の転置を表す。

また、 i_{ds} 、 i_{qs} 、 i_{0s} から i_a 、 i_b 、 i_c への逆変換は次式となる。

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{0s} \end{bmatrix} = \mathbf{P}_s^{-1} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{0s} \end{bmatrix} \quad (\text{付-3})$$

(付-3)式は \mathbf{i}_{dq0}^s 、 \mathbf{i}_{abc} および \mathbf{P}_s の逆行列 \mathbf{P}_s^{-1} を用いて表すと次式のように表される。

$$\mathbf{i}_{abc} = \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{i}_{dq0}^s \quad (\text{付-4})$$

二次電流 i_u 、 i_v 、 i_w から二次 d 、 q 軸電流 i_{dr} 、 i_{qr} と二次 0 相電流 i_{0r} への変換する式は次式

となる。

$$\begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{0r} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{dr} & \cos\left(\theta_{dr} - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta_{dr} + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin \theta_{dr} & \sin\left(\theta_{dr} - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta_{dr} + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \mathbf{P}_r \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (\text{付-5})$$

ただし、付図 1 より $\theta_{dr} = \theta - \theta_r = \omega t - (1-s)\omega t = s\omega t$ 、

$$\mathbf{P}_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{dr} & \cos\left(\theta_{dr} - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta_{dr} + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin \theta_{dr} & \sin\left(\theta_{dr} - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta_{dr} + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \text{である。} (\text{付-5}) \text{式は電流ベクトル } \mathbf{i}_{dq0}^r \text{、 } \mathbf{i}_{uvw}$$

および \mathbf{P}_r を用いて表すと次式のように表される。

$$\mathbf{i}_{dq0}^r = \mathbf{P}_r \mathbf{i}_{uvw} \quad (\text{付-6})$$

ただし、 $\mathbf{i}_{dq0}^r = [i_{dr} \ i_{qr} \ i_{0r}]^T$ 、 $\mathbf{i}_{uvw} = [i_u \ i_v \ i_w]^T$ である。また、 i_{dr} 、 i_{qr} 、 i_{0r} から i_u 、 i_v 、 i_w

への逆変換は次式のように表される。

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{dr} & \sin \theta_{dr} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{dr} - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta_{dr} - \frac{2}{3}\pi\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{dr} + \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta_{dr} + \frac{2}{3}\pi\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{0r} \end{bmatrix} = \mathbf{P}_r^{-1} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{0r} \end{bmatrix} \quad (\text{付-7})$$

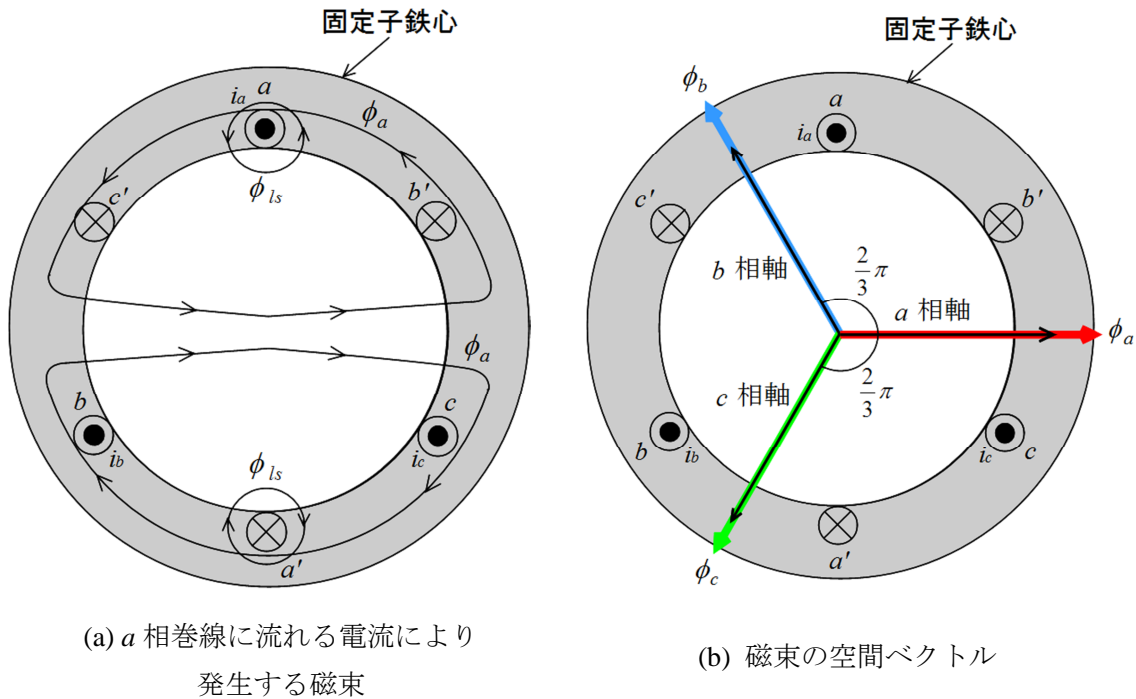
(付-7)式は \mathbf{i}_{dq0}^r 、 \mathbf{i}_{uvw} および \mathbf{P}_r^{-1} を用いて表すと次式のように表される。

$$\mathbf{i}_{uvw} = \mathbf{P}_r^{-1} \mathbf{i}_{dq0}^r \quad (\text{付-8})$$

上述の関係を用いて、一次、二次電圧および固定子、回転子の鎖交磁束数の d 、 q 軸量を求める。

付-2. 固定子、回転子巻線のインダクタンス

固定子（一次側）、回転子（二次側）間のギャップは一様とする。本研究では巻線形誘導機を対象とするが、かご形誘導機においても同様に適用することができる。



付図2 a相巻線に流れる電流により発生する磁束と磁束の空間ベクトル

付-2-1. 固定子巻線のインダクタンス

付図2(a)に固定子（一次）a相巻線に流れる電流により発生する磁束 ϕ_{ls} 、 ϕ_a を、付図2(b)に固定子各相の電流により発生する磁束 ϕ_a 、 ϕ_b および ϕ_c の空間ベクトルを示す。ただし、 ϕ_a 、 ϕ_b および ϕ_c は固定子各相の電流により発生する磁束であり、 ϕ_{ls} は漏れ磁束である。一次電流 i_a による固定子a相巻線に鎖交する磁束 ϕ_{aa} は付図2(a)より(付-9)式となる。

$$\phi_{aa} = \phi_a + \phi_{ls} = y_{g1}k_{w1}N_1i_a + y_{l1}k_{w1}N_1i_a = k_{w1}N_1(y_{g1} + y_{l1})i_a \quad (\text{付-9})$$

ただし、 y_{g1} 、 y_{l1} ： ϕ_a 、 ϕ_{ls} の通る磁路のパーミアンス、 k_{w1} ：固定子（一次）巻線の巻線係数、 N_1 ：固定子（一次）巻線の巻回数である。したがって、固定子巻線の自己インダクタンス L_{11} は(付-10)式となる。

$$\begin{aligned} L_{11}i_a &= k_{w1}N_1\phi_{aa} \\ &= (k_{w1}N_1)^2(y_{g1} + y_{l1})i_a \\ L_{11} &= y_{g1}(k_{w1}N_1)^2 + y_{l1}(k_{w1}N_1)^2 = L_1 + L_{l1} \end{aligned} \quad (\text{付-10})$$

次に、固定子a相、b相巻線間の相互インダクタンス M_{ba} を求める。付図2(b)より、(付-9)式の第1項 ϕ_a がb相巻線に鎖交する磁束 ϕ_{ba} は ϕ_a をb相軸に投影したものとなるため、次式のように表される。

$$\phi_{ba} = \phi_a \cos \frac{2}{3} \pi \quad (\text{付-11})$$

したがって、固定子 a 相、 b 相巻線間の相互インダクタンス M_{ba} は(付-12)式となる。

$$\begin{aligned} M_{ba} i_a &= k_{w1} N_1 \phi_{ba} \\ &= y_{g1} (k_{w1} N_1)^2 i_a \cos \frac{2}{3} \pi \\ M_{ba} &= -\frac{1}{2} y_{g1} (k_{w1} N_1)^2 = -\frac{1}{2} L_1 \end{aligned} \quad (\text{付-12})$$

上記のことは固定子 a 相、 c 相巻線間、固定子 b 相、 c 相巻線間も巻線の幾何学的配置は同じなので、次式が成立する。以降、固定子各相巻線間の相互インダクタンスは M_1 と表記する。

$$M_1 = M_{ba} = M_{cb} = M_{ac} \quad (\text{付-13})$$

付-2-2. 回転子巻線のインダクタンス

回転子（二次）巻線 u 相、 v 相、 w 相巻線は固定子巻線と幾何学的配置が同じであるから、回転子巻線の自己インダクタンス L_{22} は(付-14)式となる。

$$L_{22} = y_{g2} (k_{w2} N_2)^2 + y_{l2} (k_{w2} N_2)^2 = L_2 + L_{l2} \quad (\text{付-14})$$

ただし、 k_{w2} ：回転子（二次）巻線の巻線係数、 N_2 ：回転子（二次）巻線の巻回数である。

回転子巻線間の相互インダクタンス M_2 も(付-12)式と同様に考えると(付-15)式となる。

$$M_2 = -\frac{1}{2} y_{g2} (k_{w2} N_2)^2 = -\frac{1}{2} L_2 \quad (\text{付-15})$$

付-2-3. 固定子・回転子巻線間のインダクタンス

固定子 a 相巻線の電流 i_a により発生する磁束 ϕ_a が回転子 u 相巻線に鎖交する磁束 ϕ_{ua} は、付図 1 から次式のように表される。

$$\phi_{ua} = \phi_a \cos \theta_r \quad (\text{付-16})$$

ただし、 $\theta_r = (1-s)\omega t$ で、 a 相軸から u 相軸までの電気角である。よって、固定子 a 相巻線から回転子 u 相巻線に鎖交する磁束 ϕ_{ua} による相互インダクタンス M_{ua} は(付-17)式となる。

$$\begin{aligned} M_{ua} i_a &= k_{w2} N_2 \phi_{ua} \\ &= k_{w2} N_2 \phi_a \cos \theta_r \\ &= y_{g1} k_{w1} k_{w2} N_1 N_2 i_a \cos \theta_r \\ M_{ua} &= y_{g1} k_{w1} k_{w2} N_1 N_2 \cos \theta_r \end{aligned} \quad (\text{付-17})$$

また、回転子 u 相巻線の電流 i_u による磁束 ϕ_u が固定子 a 相巻線に鎖交する磁束 ϕ_{au} は次式の

ように表される。

$$\phi_{au} = \phi_u \cos \theta_r \quad (\text{付-18})$$

よって、回転子 u 相巻線から固定子 a 相巻線に鎖交する磁束 ϕ_{au} による相互インダクタンス M_{au} は(付-19)式となる。

$$M_{au} = y_{g2} k_{w1} k_{w2} N_1 N_2 \cos \theta_r \quad (\text{付-19})$$

ここで、固定子、回転子巻線間のギャップは一樣としているため、固定子および回転子巻線の作る磁路のパーミアンス y_{g1} 、 y_{g2} は等しい。したがって、 M_{ua} と M_{au} の関係は(付-20)式となる。

$$M_{ua} = M_{au} = y_{g1} k_{w1} k_{w2} N_1 N_2 \cos \theta_r = y_{g2} k_{w1} k_{w2} N_1 N_2 \cos \theta_r = M_{12} \cos \theta_r \quad (\text{付-20})$$

ただし、 $M_{12} = y_{g1} k_{w1} k_{w2} N_1 N_2 = y_{g2} k_{w1} k_{w2} N_1 N_2$ は固定子、回転子巻線間の相互インダクタンスである。

同様に、固定子 a 相巻線から回転子 v 相巻線に鎖交する磁束による相互インダクタンス M_{va} 、 v 相巻線から a 相巻線に鎖交する磁束による相互インダクタンス M_{av} 、 a 相巻線から回転子 w 相巻線に鎖交する磁束による相互インダクタンス M_{wa} 、 w 相巻線から a 相巻線に鎖交する磁束による相互インダクタンス M_{aw} は(付-21)式となる。

$$\left. \begin{aligned} M_{va} = M_{av} = M_{12} \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ M_{wa} = M_{aw} = M_{12} \cos(\theta_r + 4\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (\text{付-21})$$

固定子 b 相および c 相も固定子、回転子巻線間の相互インダクタンスを考えると(付-22)式、(付-23)式となる。

$$\left. \begin{aligned} M_{ub} = M_{bu} = M_{12} \cos(\theta_r + 4\pi/3) = M_{aw} \\ M_{vb} = M_{bv} = M_{12} \cos \theta_r = M_{au} \\ M_{wb} = M_{bw} = M_{12} \cos(\theta_r + 2\pi/3) = M_{av} \end{aligned} \right\} \quad (\text{付-22})$$

$$\left. \begin{aligned} M_{uc} = M_{cu} = M_{12} \cos(\theta_r + 2\pi/3) = M_{av} \\ M_{vc} = M_{cv} = M_{12} \cos(\theta_r + 4\pi/3) = M_{aw} \\ M_{wc} = M_{cw} = M_{12} \cos \theta_r = M_{au} \end{aligned} \right\} \quad (\text{付-23})$$

付-3. 固定子・回転子巻線の鎖交磁束数

上記の自己インダクタンスおよび相互インダクタンスを用いると、固定子 a 相巻線、 b 相巻線、 c 相巻線の鎖交磁束数 ψ_a 、 ψ_b 、 ψ_c は(付-24)式となる。

$$\left. \begin{aligned} \psi_a = L_{11} i_a + M_{11} i_b + M_{11} i_c + M_{au} i_u + M_{av} i_v + M_{aw} i_w \\ \psi_b = M_{11} i_a + L_{11} i_b + M_{11} i_c + M_{bu} i_u + M_{bv} i_v + M_{bw} i_w \\ \psi_c = M_{11} i_a + M_{11} i_b + L_{11} i_c + M_{cu} i_u + M_{cv} i_v + M_{cw} i_w \end{aligned} \right\} \quad (\text{付-24})$$

(付-24)式に(付-20)式～(付-23)式を代入すると(付-25)式となる。

$$\left. \begin{aligned}
\psi_a &= L_{11}i_a + M_1i_b + M_1i_c \\
&\quad + M_{12}\{\cos\theta_r i_u + \cos(\theta_r + 2\pi/3)i_v + \cos(\theta_r + 4\pi/3)i_w\} \\
\psi_b &= M_1i_a + L_{11}i_b + M_1i_c \\
&\quad + M_{12}\{\cos(\theta_r + 4\pi/3)i_u + \cos\theta_r i_v + \cos(\theta_r + 2\pi/3)i_w\} \\
\psi_c &= M_1i_a + M_1i_b + L_{11}i_c \\
&\quad + M_{12}\{\cos(\theta_r + 2\pi/3)i_u + \cos(\theta_r + 4\pi/3)i_v + \cos\theta_r i_w\}
\end{aligned} \right\} \quad (\text{付-25})$$

固定子と同様に、自己インダクタンスおよび相互インダクタンスを用いると、回転子 u 相巻線、 v 相巻線、 w 相巻線の鎖交磁束数 ψ_u 、 ψ_v 、 ψ_w は(付-26)式となる。

$$\left. \begin{aligned}
\psi_u &= M_{ua}i_a + M_{ub}i_b + M_{uc}i_c + L_{22}i_u + M_2i_v + M_2i_w \\
\psi_v &= M_{va}i_a + M_{vb}i_b + M_{vc}i_c + M_2i_u + L_{22}i_v + M_2i_w \\
\psi_w &= M_{wa}i_a + M_{wb}i_b + M_{wc}i_c + M_2i_u + M_2i_v + L_{22}i_w
\end{aligned} \right\} \quad (\text{付-26})$$

(付-26)式に(付-20)式～(付-23)式を代入すると(付-27)式となる。

$$\left. \begin{aligned}
\psi_u &= M_{12}\{\cos\theta_r i_a + \cos(\theta_r + 4\pi/3)i_b + \cos(\theta_r + 2\pi/3)i_c\} \\
&\quad + L_{22}i_u + M_2i_v + M_2i_w \\
\psi_v &= M_{12}\{\cos(\theta_r + 2\pi/3)i_a + \cos\theta_r i_b + \cos(\theta_r + 4\pi/3)i_c\} \\
&\quad + M_2i_u + L_{22}i_v + M_2i_w \\
\psi_w &= M_{12}\{\cos(\theta_r + 4\pi/3)i_a + \cos(\theta_r + 2\pi/3)i_b + \cos\theta_r i_c\} \\
&\quad + M_2i_u + M_2i_v + L_{22}i_w
\end{aligned} \right\} \quad (\text{付-27})$$

付-3-1. 固定子巻線の鎖交磁束数の d - q 変換

(付-1)式の電流 i を鎖交磁束数 ψ に置き換えると、固定子巻線の鎖交磁束数の d 、 q 軸量 ψ_{ds} 、 ψ_{qs} および 0 相量 ψ_{0s} は(付-28)式となる。

$$\left. \begin{aligned}
\psi_{ds} &= \sqrt{\frac{2}{3}}\{\psi_a \cos\theta + \psi_b \cos(\theta - 2\pi/3) + \psi_c \cos(\theta + 2\pi/3)\} \\
\psi_{qs} &= \sqrt{\frac{2}{3}}\{\psi_a \sin\theta + \psi_b \sin(\theta - 2\pi/3) + \psi_c \sin(\theta + 2\pi/3)\} \\
\psi_{0s} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(\psi_a + \psi_b + \psi_c)
\end{aligned} \right\} \quad (\text{付-28})$$

(付-28)式の ψ_{ds} に(付-25)式を代入すると、 ψ_{ds} は(付-29)式となる。

$$\Psi_{ds} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\begin{array}{l} L_{11}i_a + M_1i_b + M_1i_c \\ + M_{12} \left\{ \cos\theta_r i_u + \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi)i_v + \cos(\theta_r + \frac{4}{3}\pi)i_w \right\} \end{array} \right] \cos\theta \\ + \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\begin{array}{l} M_1i_a + L_{11}i_b + M_1i_c \\ + M_{12} \left\{ \cos(\theta_r + \frac{4}{3}\pi)i_u + \cos\theta_r i_v + \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi)i_w \right\} \end{array} \right] \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ + \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\begin{array}{l} M_1i_a + M_1i_b + L_{11}i_c \\ + M_{12} \left\{ \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi)i_u + \cos(\theta_r + \frac{4}{3}\pi)i_v + \cos\theta_r i_w \right\} \end{array} \right] \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \quad (付-29)$$

(付-29)式の中で係数 L_{11} を含む項の和は次式のように表される。

$$\sqrt{\frac{2}{3}} L_{11} \{i_a \cos\theta + i_b \cos(\theta - 2\pi/3) + i_c \cos(\theta + 2\pi/3)\} = L_{11} i_{ds} \quad (付-30)$$

ただし、 $i_{ds} = \sqrt{\frac{2}{3}} \{i_a \cos\theta + i_b \cos(\theta - 2\pi/3) + i_c \cos(\theta + 2\pi/3)\}$ である。

同様に、(付-29)式の中で係数 M_1 を含む項の和は(付-31)式となる。

$$\sqrt{\frac{2}{3}} M_1 \{i_b + i_c\} \cos\theta + (i_a + i_c) \cos(\theta - 2\pi/3) + (i_a + i_b) \cos(\theta + 2\pi/3) \\ = \sqrt{\frac{2}{3}} M_1 \left[\begin{array}{l} i_a \{ \cos(\theta - 2\pi/3) + \cos(\theta + 2\pi/3) \} \\ + i_b \{ \cos\theta + \cos(\theta + 2\pi/3) \} + i_c \{ \cos\theta + \cos(\theta - 2\pi/3) \} \end{array} \right] \\ = -\sqrt{\frac{2}{3}} M_1 \{i_a \cos\theta + i_b \cos(\theta - 2\pi/3) + i_c \cos(\theta + 2\pi/3)\} = -M_1 i_{ds} \quad (付-31)$$

ただし、途中で $\cos\theta + \cos(\theta - 2\pi/3) + \cos(\theta + 2\pi/3) = 0$ の関係を用いた。

同様に、(付-29)式の中で係数 M_{12} を含む項の和は次式のように表される。

$$\sqrt{\frac{2}{3}} M_{12} (I_u + I_v + I_w) \quad (付-32)$$

ただし、 $I_u = i_u \{ \cos\theta_r \cos\theta + \cos(\theta_r - 2\pi/3) \cos(\theta - 2\pi/3) + \cos(\theta_r + 2\pi/3) \cos(\theta + 2\pi/3) \}$ 、

$I_v = i_v \{ \cos(\theta_r + 2\pi/3) \cos\theta + \cos\theta_r \cos(\theta - 2\pi/3) + \cos(\theta_r - 2\pi/3) \cos(\theta + 2\pi/3) \}$ 、

$I_w = i_w \{ \cos(\theta_r - 2\pi/3) \cos\theta + \cos(\theta_r + 2\pi/3) \cos(\theta - 2\pi/3) + \cos\theta_r \cos(\theta + 2\pi/3) \}$ であり、

$\cos(\theta_r + 4\pi/3)$ を $\cos(\theta_r - 2\pi/3)$ に置き換えている。

(付-32)式より、 $\cos\alpha \cos\beta = \frac{1}{2} \{ \cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta) \}$ を用いて展開する。まず I_u について

まとめると(付-33)式となる。

$$I_u = \frac{1}{2} i_u \left[\begin{array}{l} \cos(\theta - \theta_r) + \cos(\theta + \theta_r) \\ + \cos(\theta - \theta_r) + \cos(\theta + \theta_r - 4\pi/3) \\ + \cos(\theta - \theta_r) + \cos(\theta + \theta_r + 4\pi/3) \end{array} \right]$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{3}{2} i_u \cos(\theta - \theta_r) \\
&= \frac{3}{2} i_u \cos\{1 - (1 - s)\theta\} \\
&= \frac{3}{2} i_u \cos(s\theta) = \frac{3}{2} i_u \cos \theta_{dr} \tag{付-33}
\end{aligned}$$

ただし、 $\cos(\theta + \theta_r) + \cos(\theta + \theta_r - 4\pi/3) + \cos(\theta + \theta_r + 4\pi/3) = 0$ 、 $\theta_{dr} = s\theta$ である。 I_v 、 I_w についても I_u と同様に考えると、(付-34)式および(付-35)式となる。

$$\begin{aligned}
I_v &= \frac{1}{2} i_v \left\{ \begin{array}{l} \cos(\theta - \theta_r - 2\pi/3) + \cos(\theta + \theta_r + 2\pi/3) \\ + \cos(\theta - \theta_r - 2\pi/3) + \cos(\theta + \theta_r - 2\pi/3) \\ + \cos(\theta - \theta_r + 4\pi/3) + \cos(\theta + \theta_r) \end{array} \right\} \\
&= \frac{3}{2} i_v \cos(\theta_{dr} - 2\pi/3) \tag{付-34}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
I_w &= \frac{1}{2} i_w \left\{ \begin{array}{l} \cos(\theta - \theta_r + 2\pi/3) + \cos(\theta + \theta_r - 2\pi/3) \\ + \cos(\theta - \theta_r - 4\pi/3) + \cos(\theta + \theta_r) \\ + \cos(\theta - \theta_r + 2\pi/3) + \cos(\theta + \theta_r + 2\pi/3) \end{array} \right\} \\
&= \frac{3}{2} i_w \cos(\theta_{dr} + 2\pi/3) \tag{付-35}
\end{aligned}$$

(付-29)式の ψ_{ds} は(付-30)式~(付-35)式より次式のように表される。

$$\begin{aligned}
\psi_{ds} &= (L_{11} - M_1) i_{ds} \\
&\quad + \frac{3}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} M_{12} \{i_u \cos \theta_{dr} + i_v \cos(\theta_{dr} - 2\pi/3) + i_w \cos(\theta_{dr} + 2\pi/3)\} \\
&= (L_{11} - M_1) i_{ds} + \frac{3}{2} M_{12} i_{dr} \\
&= \{L_1 + L_{l1} - (-\frac{1}{2} L_1)\} i_{ds} + \frac{3}{2} M_{12} i_{dr} \\
&= (L_{l1} + \frac{3}{2} L_1) i_{ds} + \frac{3}{2} M_{12} i_{dr} = L_{s1} i_{ds} + L_m i_{dr} \tag{付-36}
\end{aligned}$$

ただし、 $i_{dr} = \sqrt{\frac{2}{3}} \{i_u \cos \theta_{dr} + i_v \cos(\theta_{dr} - 2\pi/3) + i_w \cos(\theta_{dr} + 2\pi/3)\}$ 、(付-10)式および(付-12)

式より $L_{11} = L_1 + L_{l1}$ 、 $M_1 = -L_1/2$ である。また、 $L_{s1} = L_{l1} + 3L_1/2$ 、 $L_m = 3M_{12}/2$ とした。

固定子の鎖交磁束数の q 軸量は d 軸変換と同様の計算方法で求めることができる。したがって、固定子の鎖交磁束数の q 軸量 ψ_{qs} は(付-37)式となる。

$$\psi_{qs} = (L_{l1} + \frac{3}{2} L_1) i_{qs} + \frac{3}{2} M_{12} i_{qr} = L_{s1} i_{qs} + L_m i_{qr} \tag{付-37}$$

固定子の鎖交磁束数の0相量 ψ_{0s} を求める。(付-25)式の各式 $M_{12}\{ \}$ 内 i_u, i_v, i_w 項のそれぞれの和は零となるため、 ψ_{0s} は(付-38)式となる。

$$\begin{aligned}
 \psi_{0s} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(L_{11}i_a + M_1i_b + M_1i_c + M_1i_a + L_{11}i_b + M_1i_c + M_1i_a + M_1i_b + L_{11}i_c) \\
 &= \frac{1}{\sqrt{3}}\{(L_{11} + 2M_1)i_a + (L_{11} + 2M_1)i_b + (L_{11} + 2M_1)i_c\} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{3}}\{(L_{11} + 2M_1)(i_a + i_b + i_c)\} \\
 &= (L_{11} + 2M_1)i_{0s} \\
 &= \left\{L_1 + L_{11} + 2\left(-\frac{L_1}{2}\right)\right\}i_{0s} = L_{11}i_{0s} = L_{0s}i_{0s}
 \end{aligned} \tag{付-38}$$

ただし、 $i_{0s} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + i_b + i_c)$ 、 $L_{0s} = L_{11}$ である。

付-3-2. 回転子巻線の鎖交磁束数の d - q 変換

(付-5)式の電流 i を鎖交磁束数 ψ に置き換えると回転子の鎖交磁束数の d 、 q 軸量 ψ_{dr} 、 ψ_{qr} および0相量 ψ_{0r} は(付-39)式となる。

$$\left. \begin{aligned}
 \psi_{dr} &= \sqrt{\frac{2}{3}}\{\psi_u \cos \theta_{dr} + \psi_v \cos(\theta_{dr} - 2\pi/3) + \psi_w \cos(\theta_{dr} + 2\pi/3)\} \\
 \psi_{qr} &= \sqrt{\frac{2}{3}}\{\psi_u \sin \theta_{dr} + \psi_v \sin(\theta_{dr} - 2\pi/3) + \psi_w \sin(\theta_{dr} + 2\pi/3)\} \\
 \psi_{0r} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(\psi_u + \psi_v + \psi_w)
 \end{aligned} \right\} \tag{付-39}$$

(付-39)式の ψ_{dr} に(付-27)式を代入すると、 ψ_{dr} は(付-40)式となる。

$$\left. \begin{aligned}
 \psi_{dr} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\begin{aligned} &M_{12}\{\cos \theta_r i_a + \cos(\theta_r + \frac{4}{3}\pi)i_b + \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi)i_c\} \\ &+ L_{22}i_u + M_2i_v + M_2i_w \end{aligned} \right] \cos \theta_{dr} \\
 &+ \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\begin{aligned} &M_{12}\{\cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi)i_a + \cos \theta_r i_b + \cos(\theta_r + \frac{4}{3}\pi)i_c\} \\ &+ M_2i_u + L_{22}i_v + M_2i_w \end{aligned} \right] \cos(\theta_{dr} - \frac{2}{3}\pi) \\
 &+ \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\begin{aligned} &M_{12}\{\cos(\theta_r + \frac{4}{3}\pi)i_a + \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi)i_b + \cos \theta_r i_c\} \\ &+ M_2i_u + M_2i_v + L_{22}i_w \end{aligned} \right] \cos(\theta_{dr} + \frac{2}{3}\pi)
 \end{aligned} \right\} \tag{付-40}$$

(付-40)式の中で係数 L_{22} を含む項の和は次式のように表される。

$$\sqrt{\frac{2}{3}}L_{22}\{i_u \cos \theta_{dr} + i_v \cos(\theta_{dr} - 2\pi/3) + i_w \cos(\theta_{dr} + 2\pi/3)\} = L_{22}i_{dr} \tag{付-41}$$

ただし、 $i_{dr} = \sqrt{\frac{2}{3}} \{i_u \cos \theta_{dr} + i_v \cos(\theta_{dr} - 2\pi/3) + i_w \cos(\theta_{dr} + 2\pi/3)\}$ である。

同様に(付-40)式の中で係数 M_2 を含む項の和は(付-42)式となる。

$$\begin{aligned} & \sqrt{\frac{2}{3}} M_2 \{ (i_v + i_w) \cos \theta_{dr} + (i_u + i_w) \cos(\theta_{dr} - 2\pi/3) + (i_u + i_v) \cos(\theta_{dr} + 2\pi/3) \} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} M_2 \left[i_u \{ \cos(\theta_{dr} - 2\pi/3) + \cos(\theta_{dr} + 2\pi/3) \} \right. \\ & \quad \left. + i_v \{ \cos \theta_{dr} + \cos(\theta_{dr} + 2\pi/3) \} + i_w \{ \cos \theta_{dr} + \cos(\theta_{dr} - 2\pi/3) \} \right] \\ &= -\sqrt{\frac{2}{3}} M_2 \{ i_u \cos \theta_{dr} + i_v \cos(\theta_{dr} - 2\pi/3) + i_w \cos(\theta_{dr} + 2\pi/3) \} = -M_2 i_{dr} \end{aligned} \quad (\text{付-42})$$

ただし、途中で $\cos \theta_{dr} + \cos(\theta_{dr} - 2\pi/3) + \cos(\theta_{dr} + 2\pi/3) = 0$ の関係を用いた。

同様に(付-40)式の中で係数 M_{12} を含む項の和は次式のように表される。

$$\sqrt{\frac{2}{3}} M_{12} (I_a + I_b + I_c) \quad (\text{付-43})$$

ただし、 $I_a = i_a \{ \cos \theta_r \cos \theta_{dr} + \cos(\theta_r + 2\pi/3) \cos(\theta_{dr} - 2\pi/3) + \cos(\theta_r - 2\pi/3) \cos(\theta_{dr} + 2\pi/3) \}$ 、
 $I_b = i_b \{ \cos(\theta_r - 2\pi/3) \cos \theta_{dr} + \cos \theta_r \cos(\theta_{dr} - 2\pi/3) + \cos(\theta_r + 2\pi/3) \cos(\theta_{dr} + 2\pi/3) \}$ 、
 $I_c = i_c \{ \cos(\theta_r + 2\pi/3) \cos \theta_{dr} + \cos(\theta_r - 2\pi/3) \cos(\theta_{dr} - 2\pi/3) + \cos \theta_r \cos(\theta_{dr} + 2\pi/3) \}$ であり、
 $\cos(\theta_r + 4\pi/3)$ を $\cos(\theta_r - 2\pi/3)$ に置き換えている。

(付-43)式より、 $\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} \{ \cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta) \}$ を用いて式を展開する。まず I_a に

ついてまとめると(付-44)式となる。

$$\begin{aligned} I_a &= \frac{1}{2} i_a \left\{ \begin{aligned} & \cos(\theta_{dr} - \theta_r) + \cos(\theta_{dr} + \theta_r) \\ & + \cos(\theta_{dr} - \theta_r - 4\pi/3) + \cos(\theta_{dr} + \theta_r) \\ & + \cos(\theta_{dr} - \theta_r + 4\pi/3) + \cos(\theta_{dr} + \theta_r) \end{aligned} \right\} \\ &= \frac{3}{2} i_a \cos(\theta_{dr} + \theta_r) \\ &= \frac{3}{2} i_a \cos\{s\theta + (1-s)\theta\} \\ &= \frac{3}{2} i_a \cos \theta \end{aligned} \quad (\text{付-44})$$

I_b 、 I_c についても I_a と同様に考えると、(付-45)式および(付-46)式となる。

$$\begin{aligned} I_b &= \frac{1}{2} i_b \left\{ \begin{aligned} & \cos(\theta_{dr} - \theta_r + 2\pi/3) + \cos(\theta_{dr} + \theta_r - 2\pi/3) \\ & + \cos(\theta_{dr} - \theta_r - 2\pi/3) + \cos(\theta_{dr} + \theta_r - 2\pi/3) \\ & + \cos(\theta_{dr} - \theta_r) + \cos(\theta_{dr} + \theta_r + 4\pi/3) \end{aligned} \right\} \\ &= \frac{3}{2} i_b \cos(\theta - 2\pi/3) \end{aligned} \quad (\text{付-45})$$

$$\begin{aligned}
I_c &= \frac{1}{2} i_c \left\{ \begin{array}{l} \cos(\theta_{dr} - \theta_r - 2\pi/3) + \cos(\theta_{dr} + \theta_r + 2\pi/3) \\ + \cos(\theta_{dr} - \theta_r) + \cos(\theta_{dr} + \theta_r - 4\pi/3) \\ + \cos(\theta_{dr} - \theta_r + 2\pi/3) + \cos(\theta_{dr} + \theta_r + 2\pi/3) \end{array} \right\} \\
&= \frac{3}{2} i_c \cos(\theta + 2\pi/3)
\end{aligned} \tag{付-46}$$

(付-40)式の ψ_{dr} は(付-41)式～(付-46)式より次式のように表される。

$$\begin{aligned}
\psi_{dr} &= (L_{22} - M_2)i_{dr} \\
&\quad + \frac{3}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} M_{12} \{i_a \cos \theta + i_b \cos(\theta - 2\pi/3) + i_c \cos(\theta + 2\pi/3)\} \\
&= (L_{22} - M_2)i_{dr} + \frac{3}{2} M_{12} i_{ds} \\
&= \{L_2 + L_{l2} - (-\frac{1}{2}L_2)\}i_{dr} + \frac{3}{2} M_{12} i_{ds} \\
&= (L_{l2} + \frac{3}{2}L_2)i_{dr} + \frac{3}{2} M_{12} i_{ds} = L_m i_{ds} + L_{s2} i_{dr}
\end{aligned} \tag{付-47}$$

ただし、 $i_{ds} = \sqrt{\frac{2}{3}} \{i_a \cos \theta + i_b \cos(\theta - 2\pi/3) + i_c \cos(\theta + 2\pi/3)\}$ 、(付-14)式および(付-15)式よ

り $L_{22} = L_2 + L_{l2}$ 、 $M_2 = -L_2/2$ である。また、 $L_{s2} = L_{l2} + 3L_2/2$ 、 $L_m = 3M_{12}/2$ である。

回転子の鎖交磁束数の q 軸変換は d 軸変換と同様の計算方法で求めることができる。したがって、回転子の鎖交磁束数の q 軸量 ψ_{qr} は(付-48)式となる。

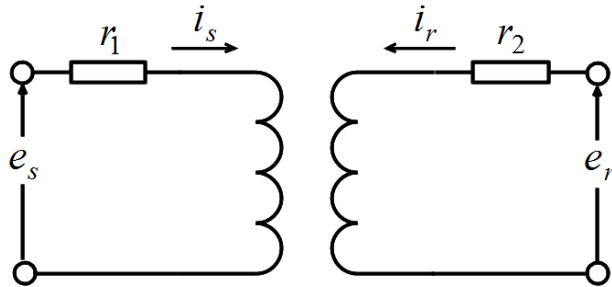
$$\psi_{qr} = (L_{l2} + \frac{3}{2}L_2)i_{qr} + \frac{3}{2} M_{12} i_{qs} = L_m i_{qs} + L_{s2} i_{qr} \tag{付-48}$$

回転子の鎖交磁束数の 0 相量 ψ_{0r} を求める。(付-27)式の各式 $M_{12}\{ \}$ 内 i_a, i_b, i_c 項のそれぞれの和は零となるため、 ψ_{0r} は(付-49)式となる。

$$\begin{aligned}
\psi_{0r} &= \frac{1}{\sqrt{3}} (L_{22}i_u + M_2i_v + M_2i_w + M_2i_u + L_{22}i_v + M_2i_w + M_2i_u + M_2i_v + L_{22}i_w) \\
&= \frac{1}{\sqrt{3}} \{ (L_{22} + 2M_2)i_u + (L_{22} + 2M_2)i_v + (L_{22} + 2M_2)i_w \} \\
&= \frac{1}{\sqrt{3}} \{ (L_{22} + 2M_2)(i_u + i_v + i_w) \} \\
&= (L_{22} + 2M_2)i_{0r} \\
&= \left\{ L_2 + L_{l2} + 2 \left(-\frac{L_2}{2} \right) \right\} i_{0r} = L_{l2} i_{0r} = L_{0r} i_{0r}
\end{aligned} \tag{付-49}$$

ただし、 $i_{0r} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_u + i_v + i_w)$ 、 $L_{0r} = L_{l2}$ である。

付-4. 誘導機の d - q 軸電圧方程式



付図3 誘導機における電圧、電流の方向の定義

本節では誘導機の d - q 軸電圧方程式 (Park モデル) を導出する。付図3に誘導機に加える電圧および誘導機に流れる電流の方向の定義を示す。付図3に示すように、誘導機に流れる電流は固定子、回転子ともに流入方向を正と定義する。固定子・回転子の電圧方程式は次式のように表される。

・ 固定子の電圧方程式

$$\left. \begin{aligned} e_a &= r_1 i_a + \frac{d\psi_a}{dt} \\ e_b &= r_1 i_b + \frac{d\psi_b}{dt} \\ e_c &= r_1 i_c + \frac{d\psi_c}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (\text{付-50})$$

・ 回転子の電圧方程式

$$\left. \begin{aligned} e_u &= r_2 i_u + \frac{d\psi_u}{dt} \\ e_v &= r_2 i_v + \frac{d\psi_v}{dt} \\ e_w &= r_2 i_w + \frac{d\psi_w}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (\text{付-51})$$

はじめに、固定子の d - q 軸電圧方程式を導出する。(付-1)式の電流 i を電圧 e および v に置き換えて(付-50)式を代入すると一次 d 軸電圧 v_{ds} は(付-52)式となる。

$$\begin{aligned} v_{ds} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \{e_a \cos \theta + e_b \cos(\theta - 2\pi/3) + e_c \cos(\theta + 2\pi/3)\} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} [r_1 \{i_a \cos \theta + i_b \cos(\theta - 2\pi/3) + i_c \cos(\theta + 2\pi/3)\} \\ &\quad + \left\{ \frac{d\psi_a}{dt} \cos \theta + \frac{d\psi_b}{dt} \cos(\theta - 2\pi/3) + \frac{d\psi_c}{dt} \cos(\theta + 2\pi/3) \right\}] \end{aligned}$$

$$= r_1 i_{ds} + \left(\frac{d\psi}{dt} \right)_{ds} \quad (\text{付-52})$$

ただし、 $\left(\frac{d\psi}{dt} \right)_{ds} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ \frac{d\psi_a}{dt} \cos \theta + \frac{d\psi_b}{dt} \cos(\theta - 2\pi/3) + \frac{d\psi_c}{dt} \cos(\theta + 2\pi/3) \right\}$ 、

$i_{ds} = \sqrt{\frac{2}{3}} \{ i_a \cos \theta + i_b \cos(\theta - 2\pi/3) + i_c \cos(\theta + 2\pi/3) \}$ である。(付-52)式の $\left(\frac{d\psi}{dt} \right)_{ds}$ は(付-28)式

の ψ_{ds} を微分することにより求められ、(付-53)式となる。

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{ds}}{dt} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\left\{ \frac{d\psi_a}{dt} \cos \theta + \frac{d\psi_b}{dt} \cos(\theta - 2\pi/3) + \frac{d\psi_c}{dt} \cos(\theta + 2\pi/3) \right\} \right. \\ &\quad \left. - \omega \{ \psi_a \sin \theta + \psi_b \sin(\theta - 2\pi/3) + \psi_c \sin(\theta + 2\pi/3) \} \right] \\ &= \left(\frac{d\psi}{dt} \right)_{ds} - \omega \psi_{qs} \end{aligned} \quad (\text{付-53})$$

ただし、 $\psi_{qs} = \sqrt{\frac{2}{3}} \{ \psi_a \sin \theta + \psi_b \sin(\theta - 2\pi/3) + \psi_c \sin(\theta + 2\pi/3) \}$ である。

したがって、(付-53)式を(付-52)式に代入すると v_{ds} は(付-54)式となる。

$$v_{ds} = r_1 i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} + \omega \psi_{qs} \quad (\text{付-54})$$

同様の手順により、一次 q 軸電圧 v_{qs} および一次 0 相電圧 v_{0s} は(付-55)式および(付-56)式となる。

$$v_{qs} = r_1 i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} - \omega \psi_{ds} \quad (\text{付-55})$$

$$v_{0s} = r_1 i_{0s} + \frac{d\psi_{0s}}{dt} \quad (\text{付-56})$$

(付-54)式～(付-56)式に(付-36)式～(付-38)式を代入すると、 v_{ds} 、 v_{qs} および v_{0s} は(付-57)式となる。

$$\left. \begin{aligned} v_{ds} &= r_1 i_{ds} + L_{s1} \frac{di_{ds}}{dt} + \omega L_{s1} i_{qs} + L_m \frac{di_{dr}}{dt} + \omega L_m i_{qr} \\ v_{qs} &= -\omega L_{s1} i_{ds} + r_1 i_{qs} + L_{s1} \frac{di_{qs}}{dt} - \omega L_m i_{dr} + L_m \frac{di_{qr}}{dt} \\ v_{0s} &= r_1 i_{0s} + L_{0s} \frac{di_{0s}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (\text{付-57})$$

次に、回転子の d - q 軸電圧方程式を導出する。(付-5)式の電流 i を電圧 e および v に置き換えて(付-51)式を代入すると二次 d 軸電圧 v_{dr} は(付-58)式となる。

$$v_{dr} = \sqrt{\frac{2}{3}} \{ e_u \cos \theta_{dr} + e_v \cos(\theta_{dr} - 2\pi/3) + e_w \cos(\theta_{dr} + 2\pi/3) \}$$

$$\begin{aligned}
&= \sqrt{\frac{2}{3}} [r_2 \{i_u \cos \theta_{dr} + i_v \cos(\theta_{dr} - 2\pi/3) + i_w \cos(\theta_{dr} + 2\pi/3)\} \\
&\quad + \left\{ \frac{d\psi_u}{dt} \cos \theta_{dr} + \frac{d\psi_v}{dt} \cos(\theta_{dr} - 2\pi/3) + \frac{d\psi_w}{dt} \cos(\theta_{dr} + 2\pi/3) \right\}] \\
&= r_2 i_{dr} + \left(\frac{d\psi}{dt} \right)_{dr} \tag{付-58}
\end{aligned}$$

ただし、 $\left(\frac{d\psi}{dt} \right)_{dr} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ \frac{d\psi_u}{dt} \cos \theta_{dr} + \frac{d\psi_v}{dt} \cos(\theta_{dr} - 2\pi/3) + \frac{d\psi_w}{dt} \cos(\theta_{dr} + 2\pi/3) \right\}$ 、

$i_{dr} = \sqrt{\frac{2}{3}} \{i_u \cos \theta_{dr} + i_v \cos(\theta_{dr} - 2\pi/3) + i_w \cos(\theta_{dr} + 2\pi/3)\}$ である。(付-58)式の $\left(\frac{d\psi}{dt} \right)_{dr}$ は(付-39)式の ψ_{dr} を微分することにより求められ、(付-59)式となる。

$$\begin{aligned}
\frac{d\psi_{dr}}{dt} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\left\{ \frac{d\psi_u}{dt} \cos \theta_{dr} + \frac{d\psi_v}{dt} \cos(\theta_{dr} - 2\pi/3) + \frac{d\psi_w}{dt} \cos(\theta_{dr} + 2\pi/3) \right\} \right. \\
&\quad \left. - s\omega \{ \psi_u \sin \theta_{dr} + \psi_v \sin(\theta_{dr} - 2\pi/3) + \psi_w \sin(\theta_{dr} + 2\pi/3) \} \right] \\
&= \left(\frac{d\psi}{dt} \right)_{dr} - s\omega \psi_{qr} \tag{付-59}
\end{aligned}$$

ただし、 $\psi_{qr} = \sqrt{\frac{2}{3}} \{ \psi_u \sin \theta_{dr} + \psi_v \sin(\theta_{dr} - 2\pi/3) + \psi_w \sin(\theta_{dr} + 2\pi/3) \}$ である。したがって、(付-59)式を(付-58)式に代入すると v_{dr} は(付-60)式となる。

$$v_{dr} = r_2 i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} + s\omega \psi_{qr} \tag{付-60}$$

同様の手順により、二次 q 軸電圧 v_{qr} および二次 0 相電圧 v_{0r} は(付-61)式および(付-62)式となる。

$$v_{qr} = r_2 i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} - s\omega \psi_{dr} \tag{付-61}$$

$$v_{0r} = r_2 i_{0r} + \frac{d\psi_{0r}}{dt} \tag{付-62}$$

(付-60)式～(付-62)式に(付-47)式～(付-49)式を代入すると、 v_{dr} 、 v_{qr} および v_{0r} は(付-63)式となる。

$$\left. \begin{aligned}
v_{dr} &= L_m \frac{di_{ds}}{dt} + s\omega L_m i_{qs} + r_2 i_{dr} + L_{s2} \frac{di_{dr}}{dt} + s\omega L_{s2} i_{qr} \\
v_{qr} &= -s\omega L_m i_{ds} + L_m \frac{di_{qs}}{dt} - s\omega L_{s2} i_{dr} + r_2 i_{qr} + L_{s2} \frac{di_{qr}}{dt} \\
v_{0r} &= r_2 i_{0r} + L_{0r} \frac{di_{0r}}{dt}
\end{aligned} \right\} \tag{付-63}$$

本研究において、誘導機は三相平衡状態で運転しているため、0相分は発生しない。したがって、(付-57)式および(付-63)式を行列形式で表した電圧方程式は次式となる。

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + PL_{s1} & \omega L_{s1} & PL_m & \omega L_m \\ -\omega L_{s1} & r_1 + PL_{s1} & -\omega L_m & PL_m \\ PL_m & s\omega L_m & r_2 + PL_{s2} & s\omega L_{s2} \\ -s\omega L_m & PL_m & -s\omega L_{s2} & r_2 + PL_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{付-64})$$

ただし、 $P = d/dt$ である。

付-5. 誘導機の電圧方程式における二次側諸量の一次換算

はじめに二次電圧の一次換算値について述べる。二次電圧 e_r とその一次換算値 e'_r は次式の関係が成り立つ。

$$\frac{e'_r}{e_r} = \frac{k_{w1}N_1}{k_{w2}N_2} = a_I \quad (\text{付-65})$$

ただし、 N_1 ：固定子（一次）巻線の巻回数、 N_2 ：回転子（二次）巻線の巻回数、 a_I ：巻数比、 k_{w1} 、 k_{w2} ：固定子、回転子巻線の巻線係数とする。したがって、 e_r は e'_r を用いて表すと次式のように表される。

$$e_r = \frac{1}{a_I} e'_r \quad (\text{付-66})$$

同様に、二次電流 i_r とその一次換算値 i'_r は次式の関係が成り立つ。

$$\frac{i'_r}{i_r} = \frac{k_{w2}N_2}{k_{w1}N_1} = \frac{1}{a_I} \quad (\text{付-67})$$

したがって、 i_r は i'_r を用いて表すと次式のように表される。

$$i_r = a_I i'_r \quad (\text{付-68})$$

(付-66)式および(付-68)式の関係を用いて(付-57)式に代入すると、 v_{ds} および v_{qs} は(付-69)式のように表される。

$$\left. \begin{aligned} v_{ds} &= r_1 i_{ds} + L_{s1} \frac{di_{ds}}{dt} + \omega L_{s1} i_{qs} + a_I L_m \frac{di_{dr}}{dt} + \omega a_I L_m i'_{qr} \\ v_{qs} &= -\omega L_{s1} i_{ds} + r_1 i_{qs} + L_{s1} \frac{di_{qs}}{dt} - \omega a_I L_m i'_{dr} + a_I L_m \frac{di'_{qr}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (\text{付-69})$$

同様に、(付-63)式の v_{dr} および v_{qr} は(付-70)式のように表される。

$$\left. \begin{aligned} v_{dr} &= a_I L_m \frac{di_{ds}}{dt} + s\omega a_I L_m i_{qs} + a_I^2 r_2 i'_{dr} + a_I^2 L_{s2} \frac{di'_{dr}}{dt} + s\omega a_I^2 L_{s2} i'_{qr} \\ v_{qr} &= -s\omega a_I L_m i_{ds} + a_I L_m \frac{di_{qs}}{dt} - s\omega a_I^2 L_{s2} i'_{dr} + a_I^2 r_2 i'_{qr} + a_I^2 L_{s2} \frac{di'_{qr}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (\text{付-70})$$

ここで、(付-70)式の $a_I^2 L_{s2}$ は次式のように変換できる。

$$\begin{aligned}
 a_I^2 L_{s2} &= a_I^2 L_{l2} + \frac{3}{2} a_I^2 L_2 \\
 &= a_I^2 L_{l2} + \frac{3}{2} \frac{(k_{w1} N_1)^2}{(k_{w2} N_2)^2} y_{g2} (k_{w2} N_2)^2 \\
 &= a_I^2 L_{l2} + \frac{3}{2} y_{g2} (k_{w1} N_1)^2 \\
 &= a_I^2 L_{l2} + \frac{3}{2} L_1
 \end{aligned} \tag{付-71}$$

ただし、一次、二次巻線の作る磁路のパーミアンスが等しい、つまり $y_{g1} = y_{g2}$ としている。

同様に、(付-69)式および(付-70)式の $a_I L_m$ は次式のように変換できる。

$$\begin{aligned}
 a_I L_m &= \frac{3}{2} a_I M_{12} \\
 &= \frac{3}{2} \frac{k_{w1} N_1}{k_{w2} N_2} y_{g1} k_{w1} k_{w2} N_1 N_2 \\
 &= \frac{3}{2} y_{g1} (k_{w1} N_1)^2 = \frac{3}{2} L_1
 \end{aligned} \tag{付-72}$$

ここで $M = \frac{3}{2} L_1$ とすると、 $a_I L_m = M$ 、 $L_{s1} = L_{l1} + M$ 、 $a_I^2 L_{s2} = a_I^2 L_{l2} + M$ と表される。よ

って、(付-64)式の誘導機の電圧方程式は次式のように書き直される。

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v'_{dr} \\ v'_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + PL_{s1} & \omega L_{s1} & PM & \omega M \\ -\omega L_{s1} & r_1 + PL_{s1} & -\omega M & PM \\ PM & s\omega M & a_I^2 r_2 + Pa_I^2 L_{s2} & s\omega a_I^2 L_{s2} \\ -s\omega M & PM & -s\omega a_I^2 L_{s2} & a_I^2 r_2 + Pa_I^2 L_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} \tag{付-73}$$

(付-73)式より、簡単のため一次換算値を表す \square および a_I^2 を取り外し、二次側諸量はすべて

一次換算値とする。したがって、(付-73)式の二次側諸量をすべて一次換算値とした誘導機の電圧方程式は(付-74)式のように表される。

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + PL_{s1} & \omega L_{s1} & PM & \omega M \\ -\omega L_{s1} & r_1 + PL_{s1} & -\omega M & PM \\ PM & s\omega M & r_2 + PL_{s2} & s\omega L_{s2} \\ -s\omega M & PM & -s\omega L_{s2} & r_2 + PL_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \tag{付-74}$$

付-6. 誘導機の一次換算等価回路の導出

誘導機一次側 a 相、 b 相、 c 相に加わる電圧は三相平衡状態とすると各巻線の相電圧 e_{as} 、 e_{bs} 、 e_{cs} は次式のように表される。

$$\left. \begin{aligned} e_{as} &= \sqrt{2}E_s \sin \omega t = \sqrt{2}E_s \sin \theta \\ e_{bs} &= \sqrt{2}E_s \sin \left(\omega t - \frac{2}{3}\pi \right) = \sqrt{2}E_s \sin \left(\theta - \frac{2}{3}\pi \right) \\ e_{cs} &= \sqrt{2}E_s \sin \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi \right) = \sqrt{2}E_s \sin \left(\theta + \frac{2}{3}\pi \right) \end{aligned} \right\} \quad (\text{付-75})$$

ただし、 E_s ：一次相電圧の実効値、 ω ：電源角周波数、 $\theta = \omega t$ である。誘導機一次側 a 相、 b 相、 c 相に流れる電流 i_{as} 、 i_{bs} 、 i_{cs} は各相電圧よりも位相 φ_s 進んでいるとすると、各相の一次電流は次式のように表される。

$$\left. \begin{aligned} i_{as} &= \sqrt{2}I_s \sin(\theta + \varphi_s) \\ i_{bs} &= \sqrt{2}I_s \sin\left(\theta + \varphi_s - \frac{2}{3}\pi\right) \\ i_{cs} &= \sqrt{2}I_s \sin\left(\theta + \varphi_s + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \right\} \quad (\text{付-76})$$

ただし、 I_s ：一次電流の実効値である。次に、(付-76)式の一次電流を(付-1)式に代入すると、一次 d 、 q 軸電流 i_{ds} および i_{qs} は(付-77)式および(付-78)式となる。

$$\begin{aligned} i_{ds} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \{ i_{as} \cos \theta + i_{bs} \cos(\theta - 2\pi/3) + i_{cs} \cos(\theta + 2\pi/3) \} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{2}I_s \left\{ \begin{aligned} &\sin(\theta + \varphi_s) \cos \theta + \sin(\theta + \varphi_s - 2\pi/3) \cos(\theta - 2\pi/3) \\ &+ \sin(\theta + \varphi_s + 2\pi/3) \cos(\theta + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{2}I_s \frac{1}{2} \left\{ \begin{aligned} &\sin(2\theta + \varphi_s) + \sin \varphi_s + \sin(2\theta + \varphi_s - 4\pi/3) + \sin \varphi_s \\ &+ \sin(2\theta + \varphi_s + 4\pi/3) + \sin \varphi_s \end{aligned} \right\} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{2}I_s \frac{3}{2} \sin \varphi_s \\ &= \sqrt{3}I_s \sin \varphi_s \end{aligned} \quad (\text{付-77})$$

$$\begin{aligned} i_{qs} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \{ i_{as} \sin \theta + i_{bs} \sin(\theta - 2\pi/3) + i_{cs} \sin(\theta + 2\pi/3) \} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{2}I_s \left\{ \begin{aligned} &\sin(\theta + \varphi_s) \sin \theta + \sin(\theta + \varphi_s - 2\pi/3) \sin(\theta - 2\pi/3) \\ &+ \sin(\theta + \varphi_s + 2\pi/3) \sin(\theta + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{2}I_s \frac{1}{2} \left\{ \begin{aligned} &\cos \varphi_s - \cos(2\theta + \varphi_s) + \cos \varphi_s - \cos(2\theta + \varphi_s - 4\pi/3) \\ &+ \cos \varphi_s - \cos(2\theta + \varphi_s + 4\pi/3) \end{aligned} \right\} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{2}I_s \frac{3}{2} \cos \varphi_s \end{aligned}$$

$$=\sqrt{3}I_s \cos \varphi_s \quad (\text{付-78})$$

ただし、 $\sin \alpha \cos \beta = \frac{1}{2}\{\sin(\alpha + \beta) + \sin(\alpha - \beta)\}$ 、 $\sin \alpha \sin \beta = \frac{1}{2}\{\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)\}$ の関係を用いた。(付-77)式、(付-78)式に示すように、 I_s および φ_s が一定であるならば、 i_{ds} と i_{qs} は直流量（一定値）で表される。

(付-74)式の誘導機の電圧方程式において、 $L_{s1} = L_{l1} + M$ 、 $L_{s2} = L_{l2} + M$ に置き換えると、定常状態の誘導機の電圧方程式は次式のように表される。

$$\left. \begin{aligned} v_{ds} &= r_1 i_{ds} + \omega L_{l1} i_{qs} + v_{Mq} \\ v_{qs} &= r_1 i_{qs} - \omega L_{l1} i_{ds} - v_{Md} \\ v_{dr} &= r_2 i_{dr} + s \omega L_{l2} i_{qr} + s v_{Mq} \\ v_{qr} &= r_2 i_{qr} - s \omega L_{l2} i_{dr} - s v_{Md} \end{aligned} \right\} \quad (\text{付-79})$$

ただし、 $\begin{cases} v_{Mq} = \omega M (i_{qs} + i_{qr}) \\ v_{Md} = \omega M (i_{ds} + i_{dr}) \end{cases}$ である。

定常状態における 1 相分 (a 相) の等価回路を求めるため、(付-79)式の v_{ds} および v_{qs} を e_{as} に逆変換する。(付-3)式の電流 i を電圧 e および v に置き換えて(付-79)式の v_{ds} および v_{qs} を代入すると、 e_{as} は(付-80)式となる。

$$\begin{aligned} e_{as} &= \sqrt{\frac{2}{3}}(v_{ds} \cos \theta + v_{qs} \sin \theta) \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}}\{(r_1 i_{ds} + \omega L_{l1} i_{qs} + v_{Mq}) \cos \theta + (r_1 i_{qs} - \omega L_{l1} i_{ds} - v_{Md}) \sin \theta\} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}}r_1(i_{ds} \cos \theta + i_{qs} \sin \theta) \\ &\quad + \sqrt{\frac{2}{3}}\{\omega L_{l1}(i_{qs} \cos \theta - i_{ds} \sin \theta) + (v_{Mq} \cos \theta - v_{Md} \sin \theta)\} \\ &= r_1 i_{as} + \sqrt{\frac{2}{3}}\{\omega L_{l1}(i_{qs} \cos \theta - i_{ds} \sin \theta) + (v_{Mq} \cos \theta - v_{Md} \sin \theta)\} \\ &= r_1 i_{as} + \sqrt{\frac{2}{3}}\omega L_{l1}(i_{qs} \cos \theta - i_{ds} \sin \theta) + e_{aM} \end{aligned} \quad (\text{付-80})$$

ただし、 $i_{as} = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_{ds} \cos \theta + i_{qs} \sin \theta)$ 、 $e_{aM} = \sqrt{\frac{2}{3}}(v_{Mq} \cos \theta - v_{Md} \sin \theta)$ である。ここで、(付-80)

式中の $\sqrt{\frac{2}{3}}\omega L_{l1}(i_{qs} \cos \theta - i_{ds} \sin \theta)$ は(付-77)式および(付-78)式を代入すると(付-81)式となる。

$$\begin{aligned} \sqrt{\frac{2}{3}}\omega L_{l1}(i_{qs} \cos \theta - i_{ds} \sin \theta) &= \omega L_{l1} \sqrt{\frac{2}{3}}\sqrt{3}I_s (\cos \varphi_s \cos \theta - \sin \varphi_s \sin \theta) \\ &= \omega L_{l1} \sqrt{2}I_s \cos(\theta + \varphi_s) \end{aligned}$$

$$= \omega L_{l1} \sqrt{2} I_s \sin(\theta + \varphi_s + \frac{\pi}{2}) \quad (\text{付-81})$$

(付-80)式は(付-81)式を代入すると(付-82)式のように表される。

$$e_{as} = r_1 i_{as} + \omega L_{l1} \sqrt{2} I_s \sin(\theta + \varphi_s + \frac{\pi}{2}) + e_{aM} \quad (\text{付-82})$$

前述したように、(付-79)式の i_{dr} 、 i_{qr} は一次換算値である。よって、これらの電流は二次側 u 相巻線、 v 相巻線、 w 相巻線に現れる電流の一次換算値を d - q 量に変換した量であるため角周波数は ω である。これらを i_{ar} 、 i_{br} 、 i_{cr} とし、各相電圧 e_{as} 、 e_{bs} 、 e_{cs} より位相 φ_r 進んでいると仮定すると次式のように表される。

$$\left. \begin{aligned} i_{ar} &= \sqrt{2} I_r \sin(\theta + \varphi_r) \\ i_{br} &= \sqrt{2} I_r \sin(\theta + \varphi_r - \frac{2}{3}\pi) \\ i_{cr} &= \sqrt{2} I_r \sin(\theta + \varphi_r + \frac{2}{3}\pi) \end{aligned} \right\} \quad (\text{付-83})$$

ただし、 I_r ：一次側に換算された二次電流の実効値である。前述した一次電流と同様に、(付-1)式に(付-83)式を代入することにより、二次 d 、 q 軸電流 i_{dr} および i_{qr} (一次換算値) は(付-84)式となる。

$$\left. \begin{aligned} i_{dr} &= \sqrt{3} I_r \sin \varphi_r \\ i_{qr} &= \sqrt{3} I_r \cos \varphi_r \end{aligned} \right\} \quad (\text{付-84})$$

したがって、一次側から見た e_{aM} は(付-77)式、(付-78)式および(付-84)式を代入すると、次式のように表される。

$$\begin{aligned} e_{aM} &= \sqrt{\frac{2}{3}} (v_{Mq} \cos \theta - v_{Md} \sin \theta) \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \omega M \{ (i_{qs} + i_{qr}) \cos \theta - (i_{ds} + i_{dr}) \sin \theta \} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \omega M \{ (i_{qs} \cos \theta - i_{ds} \sin \theta) + (i_{qr} \cos \theta - i_{dr} \sin \theta) \} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \omega M \sqrt{3} \{ I_s (\cos \varphi_s \cos \theta - \sin \varphi_s \sin \theta) + I_r (\cos \varphi_r \cos \theta - \sin \varphi_r \sin \theta) \} \\ &= \omega M \{ \sqrt{2} I_s \cos(\theta + \varphi_s) + \sqrt{2} I_r \cos(\theta + \varphi_r) \} \\ &= \omega M \{ \sqrt{2} I_s \sin(\theta + \varphi_s + \frac{\pi}{2}) + \sqrt{2} I_r \sin(\theta + \varphi_r + \frac{\pi}{2}) \} \quad (\text{付-85}) \end{aligned}$$

また、二次側から見た e_{aM} は(付-79)式の v_{dr} および v_{qr} より、次式のようにも表される。

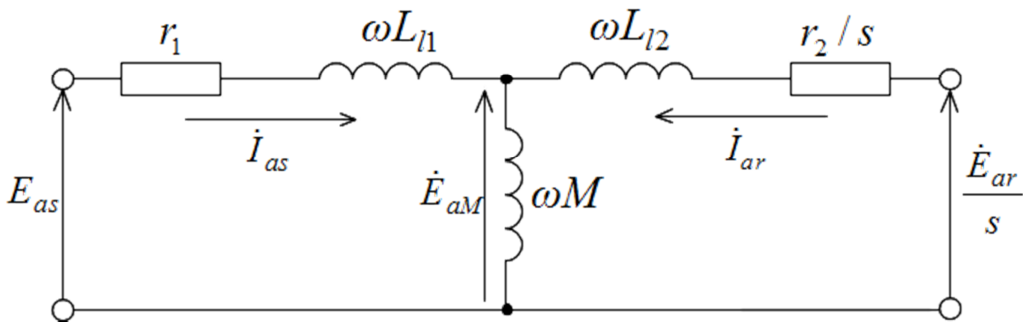
$$\begin{aligned}
e_{aM} &= \sqrt{\frac{2}{3}}(v_{Mq} \cos \theta - v_{Md} \sin \theta) \\
&= \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ \left(\frac{v_{dr}}{s} - \frac{r_2}{s} i_{dr} - \omega L_{12} i_{qr} \right) \cos \theta + \left(\frac{v_{qr}}{s} - \frac{r_2}{s} i_{qr} + \omega L_{12} i_{dr} \right) \sin \theta \right\} \\
&= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{v_{dr}}{s} \cos \theta + \frac{v_{qr}}{s} \sin \theta \right) - \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{r_2}{s} (i_{dr} \cos \theta + i_{qr} \sin \theta) \\
&\quad - \sqrt{\frac{2}{3}} \omega L_{12} (i_{qr} \cos \theta - i_{dr} \sin \theta) \\
&= \frac{e_{ar}}{s} - \frac{r_2}{s} i_{ar} - \omega L_{12} \sqrt{2} I_r \sin(\theta + \varphi_r + \frac{\pi}{2}) \tag{付-86}
\end{aligned}$$

ただし、 $\frac{e_{ar}}{s}$: 一次側 a 相巻線からみた二次端子電圧、 $e_{ar} = \sqrt{\frac{2}{3}}(v_{dr} \cos \theta + v_{qr} \sin \theta)$ 、 $i_{ar} = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_{dr} \cos \theta + i_{qr} \sin \theta)$ である。

(付-82)式、(付-85)式および(付-86)式の電圧、電流はすべて正弦波であるから、 a 相の相電圧 $e_{as} = \sqrt{2}E_s \sin \theta$ を基準とした複素数表記で表現すると、これらの式は次式のように表される。

$$\left. \begin{aligned}
E_{as} &= r_1 \dot{I}_{as} + j\omega L_{11} \dot{I}_{as} + \dot{E}_{aM} \\
\frac{\dot{E}_{ar}}{s} &= \frac{r_2}{s} \dot{I}_{ar} + j\omega L_{12} \dot{I}_{ar} + \dot{E}_{aM} \\
\dot{E}_{aM} &= j\omega M (\dot{I}_{as} + \dot{I}_{ar})
\end{aligned} \right\} \tag{付-87}$$

(付-87)式から、誘導機の等価回路(付図4)が描ける。付図4の r_1 、 r_2 および L_{11} 、 L_{12} はそれぞれ一次、二次巻線抵抗、一次、二次漏れインダクタンスであり、 M は励磁インダクタンスである。ただし、二次側諸量はすべて一次側換算値である。



付図4 誘導機の等価回路

付-7. 出力およびトルク

誘導機における固定子入力 P_{si} は次式のように表される。

$$P_{si} = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c = \mathbf{e}_{abc}^T \mathbf{i}_{abc} \quad (\text{付-88})$$

ここで、(付-88)式の \mathbf{i}_{abc} および \mathbf{e}_{abc} は(付-4)式より、 $\mathbf{i}_{abc} = \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{i}_{dq0}^s$ 、 $\mathbf{e}_{abc} = \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{v}_{dq0}^s$ であるから、 P_{si} は(付-89)式のように表される。

$$P_{si} = \mathbf{e}_{abc}^T \mathbf{i}_{abc} = (\mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{v}_{dq0}^s)^T \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{i}_{dq0}^s = \mathbf{v}_{dq0}^T (\mathbf{P}_s^{-1})^T \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{i}_{dq0}^s = v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} + v_{0s} i_{0s} \quad (\text{付-89})$$

ただし、 $\mathbf{P}_s^{-1} = \mathbf{P}_s^T$ である。前述したように、誘導機は三相平衡状態であるため、固定子入力 P_{si} は(付-54)式および(付-55)式より(付-90)式となる。

$$\begin{aligned} P_{si} &= v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} \\ &= \left(r_1 i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} + \omega \psi_{qs} \right) i_{ds} + \left(r_1 i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} - \omega \psi_{ds} \right) i_{qs} \\ &= \left(\frac{d\psi_{ds}}{dt} i_{ds} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} i_{qs} \right) + \omega (\psi_{qs} i_{ds} - \psi_{ds} i_{qs}) + r_1 (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \end{aligned} \quad (\text{付-90})$$

Concordia は、第1項は固定子磁界エネルギーの変化の割合、第2項はギャップを通して伝達される電力、第3項は固定子抵抗の損失であるとした。また、回転子入力 P_{ri} も同様で、(付-60)式および(付-61)式より(付-91)式となる。

$$\begin{aligned} P_{ri} &= v_{dr} i_{dr} + v_{qr} i_{qr} \\ &= \left(r_2 i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} + s\omega \psi_{qr} \right) i_{dr} + \left(r_2 i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} - s\omega \psi_{dr} \right) i_{qr} \\ &= \left(\frac{d\psi_{dr}}{dt} i_{dr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} i_{qr} \right) + s\omega (\psi_{qr} i_{dr} - \psi_{dr} i_{qr}) + r_2 (i_{dr}^2 + i_{qr}^2) \end{aligned} \quad (\text{付-91})$$

次に、(付-90)式、(付-91)式の固定子（一次側）および回転子（二次側）の鎖交磁束数の一次換算値について述べる。(付-36)式および(付-37)式の固定子の鎖交磁束数 ψ_{ds} および ψ_{qs} は(付-68)式を用いて一次換算値に変換すると、次式のように表される。

$$\begin{cases} \psi_{ds} = L_{s1} i_{ds} + a_1 L_m i_{dr}' \\ \psi_{qs} = L_{s1} i_{qs} + a_1 L_m i_{qr}' \end{cases} \quad (\text{付-92})$$

前述したように、一次換算値を表す \square は省略し、 $a_1 L_m = M$ 、 $L_{s1} = L_{l1} + M$ に置き換えると、(付-92)式は次式のように表される。

$$\begin{cases} \psi_{ds} = L_{s1} i_{ds} + a_1 L_m i_{dr}' = (L_{l1} + M) i_{ds} + M i_{dr}' = L_{l1} i_{ds} + M (i_{ds} + i_{dr}') \\ \psi_{qs} = L_{s1} i_{qs} + a_1 L_m i_{qr}' = (L_{l1} + M) i_{qs} + M i_{qr}' = L_{l1} i_{qs} + M (i_{qs} + i_{qr}') \end{cases} \quad (\text{付-93})$$

次に、(付-47)式および(付-48)式の回転子の鎖交磁束数 ψ_{dr} 、 ψ_{qr} の一次換算値 ψ'_{dr} 、 ψ'_{qr} について述べる。回転子の鎖交磁束数の一次換算値は(付-66)式を用いて、二次巻線抵抗 r_2 の電圧降下を無視すると、次式が成立する。

$$e_r = \frac{d\psi_r}{dt} = \frac{1}{a_1} e'_r = \frac{1}{a_1} \frac{d\psi'_r}{dt} \quad (\text{付-94})$$

したがって、回転子の鎖交磁束数の一次換算値は次式となる。

$$\psi'_r = a_1 \psi_r \quad (\text{付-95})$$

回転子の鎖交磁束数の一次換算値 ψ'_{dr} および ψ'_{qr} は(付-68)式および(付-95)式を用いると次式のように表される。

$$\left. \begin{aligned} \psi'_{dr} &= a_1 \psi_{dr} = a_1 L_m i_{ds} + a_1^2 L_{s2} i'_{dr} \\ \psi'_{qr} &= a_1 \psi_{qr} = a_1 L_m i_{qs} + a_1^2 L_{s2} i'_{qr} \end{aligned} \right\} \quad (\text{付-96})$$

前述したように、一次側換算値を表す \square は省略し、 $a_1 L_m = M$ 、 $a_1^2 L_{s2} = L_{l2} + M$ に置き換えると、(付-96)式は次式のように表される。

$$\left. \begin{aligned} \psi_{dr} &= a_1 L_m i_{ds} + a_1^2 L_{s2} i_{dr} = M i_{ds} + (L_{l2} + M) i_{dr} = L_{l2} i_{dr} + M (i_{ds} + i_{dr}) \\ \psi_{qr} &= a_1 L_m i_{qs} + a_1^2 L_{s2} i_{qr} = M i_{qs} + (L_{l2} + M) i_{qr} = L_{l2} i_{qr} + M (i_{qs} + i_{qr}) \end{aligned} \right\} \quad (\text{付-97})$$

したがって、(付-90)式および(付-91)式より、ギャップを通して伝達される電力の合計、つまり出力 P_o は(付-90)式および(付-91)の第2項の和となり、(付-98)式となる。

$$\begin{aligned} P_o &= \omega(\psi_{qs} i_{ds} - \psi_{ds} i_{qs}) + s\omega(\psi_{qr} i_{dr} - \psi_{dr} i_{qr}) \\ &= \omega \left[\{L_{l1} i_{qs} + M (i_{qs} + i_{qr})\} i_{ds} - \{L_{l1} i_{ds} + M (i_{ds} + i_{dr})\} i_{qs} \right] \\ &\quad + s\omega \left[\{L_{l2} i_{qr} + M (i_{qs} + i_{qr})\} i_{dr} - \{L_{l2} i_{dr} + M (i_{ds} + i_{dr})\} i_{qr} \right] \\ &= \omega M (i_{ds} i_{qr} - i_{qs} i_{dr}) - s\omega M (i_{ds} i_{qr} - i_{qs} i_{dr}) \\ &= (1-s)\omega M (i_{ds} i_{qr} - i_{qs} i_{dr}) \end{aligned} \quad (\text{付-98})$$

ただし、固定子および回転子の鎖交磁束数 ψ_{ds} 、 ψ_{qs} 、 ψ_{dr} 、 ψ_{qr} は(付-93)式および(付-97)式を用いた。したがって、トルク T は P_o を機械角で表した角速度 ω_r で微分して得られ、(付-99)式となる。ただし、 $\omega_r = (1-s)\frac{\omega}{p}$ であり、 p は極対数を表す。

$$T = \frac{\partial P_o}{\partial \omega_r} = pM (i_{ds} i_{qr} - i_{qs} i_{dr}) \quad (\text{付-99})$$

<参考文献>

- (1) 資源エネルギー庁：「エネルギー白書 2013」，
<http://www.enecho.meti.go.jp/topics/hakusho/2013energyhtml/index.html>
- (2) 田中忠良：「環境エネルギー工学（環境保全エネルギー技術入門）」，パワー社，pp.14-19 (1999)
- (3) Intergovernmental Panel on Climate Change (IPCC) :”Climate Change 2013: The Physical Science Basis” (2013)
- (4) 電気事業連合会：「再生可能エネルギーの導入状況」，<http://www.fepec.or.jp/index.html>
- (5) 近藤淑郎，上原春男，木方靖二，宮崎武晃，谷野賢二：「海洋エネルギー利用技術」，森北出版 (1996)
- (6) 木下 健：「海洋再生エネルギーの市場展望と開発動向」，サイエンス&テクノロジー，pp.28-40 (2011)
- (7) 独立行政法人 新エネルギー・産業技術総合開発機構：「NEDO 再生可能エネルギー技術白書」，エネルギーフォーラム，pp.476-488 (2010)
- (8) 木方靖二，塩野光弘：「来島海峡におけるダリウス形水車による潮流発電」，電気学会論文誌 D，Vol.112，No.6，pp.530-538 (1992)
- (9) 科学技術庁資源調査所：「潮流エネルギー開発利用に関する調査／サボニウス型水車の開発について」 (1984)
- (10) 中瀬敬之，福富純一郎，飯田博貴：「潮汐発電用クロスフロー水車に関する研究（第 1 報，同一方向に回転する往復流水車）」，日本機械学会論文集 (B 編) 52 巻，473 号，pp.367-371 (1986)
- (11) 風力発電技術の現状と将来動向調査専門委員会：「風力発電技術の現状と将来動向」，電気学会技術報告第 1256 号，pp.4-7 (2012)
- (12) A. O. Ibrahim, T. H. Nguyen, D. Lee, S. Kim :”A Fault Ride-Through Technique of DFIG Wind Turbine Systems Using Dynamic Voltage Restores”，IEEE Trans. Energy Convers., Vol.26, No.3, pp.871-882 (2011)
- (13) 塩野光弘，鈴木勝行，木方靖二：「潮流発電に用いるダリウス形水車の特性」，電気学会論文誌 B，Vol.118，No.7/8，pp.781-787 (1998)
- (14) 直井和久，塩野光弘，鈴木勝行：「潮流発電システムにおける発電電力量による増速比の最適化」，電気学会論文誌 B，Vol.131，No.2，pp.222-230 (2011)

- (15) K. Naoi, M. Shiono, K. Suzuki :”Study of Gear Ratio in Tidal Current Power Generation System”, Proceedings of the Twenty-first International Offshore and Polar Engineering Conf., pp.735-742 (2011)
- (16) 大阪湾海上交通センター：「潮流・潮汐情報」, <http://www6.kaiho.mlit.go.jp/osakawan/>
- (17) 経済産業省, 資源エネルギー庁：「日本のエネルギー2010」,
<http://www.enecho.meti.go.jp/topics/energy-in-japan/energy2010html/index.htm>
- (18) 松坂知行, 土屋敬一：「風力発電機の出力変動安定化制御に関する研究」, 電気学会論文誌 B, Vol.117, No.5, pp.625-633 (1997)
- (19) R. Pena, J. C. Clare, G. M. Asher :”Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation”, IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol.143, No.3, (1996)
- (20) J. M. Mauricio, A. E. Leon, Antonio Gomez-Exposito, Jorge A. Solsona :”An Adaptive Nonlinear Controller for DFIM-Based Wind Energy Conversion Systems”, IEEE Trans. Energy Convers., Vol.23, No.4, pp.1025-1035 (2008)
- (21) 甲斐隆章, 田中裕二, 金田裕敏, 小林大地, 田中昭雄：「風力用巻線形誘導発電機のベクトル制御方式」, 電気学会論文誌 B, Vol.128, No.1, pp.41-47 (2008)
- (22) 森本茂雄, 中村智彦, 武田洋次：「永久磁石同期発電機を用いた可変速風力発電システムのセンサレス出力最大化制御」, 電気学会論文誌 B, Vol.123, No.12, pp.1573-1579 (2003)
- (23) M. Y. Uctug, I. Eskandarzadeh, H. Ince :”Modeling and output power optimisation of a wind turbine driven double output induction generator”, IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol.141, No.2 (1994)
- (24) R. Datta, T. Ranganathan :”Variable-Speed Wind Power Generation Using Doubly Fed Wound Rotor Induction Machine - A Comparison With Alternative Schemes”, IEEE Trans. Energy Convers., Vol.17, No.3, pp.414-421 (2002)
- (25) Ira H. Abbot, Albert E. Von Doenhoff ;”Theory of Wing Sections”, Dover Publication, Inc., p.339 (1959)
- (26) 肥後竹彦, 高杉由夫, 藤原建紀, 埜口英昭：「潮流発電用サボニウス水車の効率」, 中国工業技術研究所報告, No.32, pp.1-13 (1989)
- (27) 清水幸丸ほか：「自然エネルギー利用学」, パワー社 (1993)
- (28) 吉村和美, 高山文雄：「パソコンによるスプライン関数」, 東京電機大学出版局 (1988)
- (29) D.W. Novotny, T.A. Lipo :「ベクトル制御と交流機駆動の動力学」, 電気書院 (1997)

- (30) 太陽光発電協会：「太陽光発電システムの設計と施工（改訂3版）」，オーム社（2006）
- (31) 志水清孝：「システム最適化理論」，コロナ社（1976）
- (32) 伊庭 斉志：「遺伝的アルゴリズムの基礎—GAの謎を解く—」，オーム社（1994）
- (33) 坂和 正敏，田中 雅博：「遺伝的アルゴリズム」，朝倉書店（1995）
- (34) 村瀬 治比古，小山 修平，石田 良平：「パソコンで学ぶ遺伝的アルゴリズムの基礎と応用」，森北出版（1997）
- (35) E. Muljadi, C. P. Butterfield :”Pitch-Controlled Variable-Speed Wind Turbine Generation” ,
IEEE Trans. Industry Applications, Vol.37, No.1, pp.240-246 (2001)
- (36) 塩野光弘，辻健太郎，直井和久，鈴木勝行：「灯浮標用潮流発電装置の出力特性」，電
気学会論文誌 B, Vol.132, No.11, pp.914-921 (2012)
- (37) R. H. Park :”Two-Reaction Theory of Synchronous Machines Generalized Method of Analysis
– Part I” , AIEE Trans., pp.716-730 (1929)

謝 辞

潮流発電システムに関する研究については、日本大学理工学部電気工学科 鈴木勝行元教授に初歩からご指導いただきました。また、本研究を進めるにあたり、日々応援していただきました。心より感謝いたします。

本論文は日本大学理工学部電気工学科 塩野光弘教授のご指導のもとに進めてきた研究成果をまとめたもので、同教授には常に有益なご助言、討論をしていただきました。心より感謝いたします。

本研究をまとめるにあたり、ご指導いただきました日本大学理工学部電気工学科 浜松芳夫教授、東北大学大学院工学研究科電気エネルギーシステム専攻 七原俊也客員教授に心より感謝いたします。

さらに、日頃からご指導、ご鞭撻を頂いている日本大学理工学部電気工学科の教授ならびに諸先生方に感謝いたします。

著者が本研究を遂行するにあたり、東京都立産業技術高等専門学校 進藤康人教授、日本大学理工学部電気工学科 五十嵐誠元非常勤講師、直井和久専任講師のご支援を頂きました。ここに深く感謝いたします。さらに、本研究のデータ整理等にご協力いただいた川田寛高、茂木雄太、浅野敬之、田中良平君ならびに鈴木、塩野両研究室の卒業生、在校生諸君に感謝いたします。