

博士論文

大容量かご形誘導機式風力発電システム  
における突入電流抑制装置

Inrush Current Suppressor for Large-Capacity  
Wind Power Generation System With  
Squirrel-Cage Induction Machines

平成30年3月

柴田 翔

山口大学 大学院創成科学研究科  
システム・デザイン工学系専攻



# 目次

<b>第 1 章</b>	<b>序論</b>	<b>1</b>
1.1	研究背景	1
1.1.1	エネルギー資源と消費	1
1.1.2	電気エネルギー伝送システム	4
1.1.3	風力発電システムの現状と課題	8
1.1.4	瞬時電圧低下とその影響	18
1.2	研究目的	20
1.3	本論文の概要	21
<b>第 2 章</b>	<b>かご形誘導機式風力発電システムの突入電流と従来の対策</b>	<b>23</b>
2.1	かご形誘導機式風力発電システムの構成	23
2.2	発電機直入れ時の突入電流	34
2.3	従来の突入電流抑制法	37
2.3.1	ソフトスタート方式	37
2.3.2	抵抗接続方式	38
2.4	検討すべき課題	41
<b>第 3 章</b>	<b>マトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置</b>	<b>43</b>
3.1	システム構成	43
3.1.1	AC/AC 変換回路	44
3.1.2	AC/AC 直接変換回路	45
3.2	発電機系統並列時の突入電流抑制法	52
3.2.1	仮想 AC/DC/AC 方式のマトリックスコンバータを用いた突入電流抑制法	55
3.2.2	DDRPWM 方式のマトリックスコンバータを用いた突入電流抑制法	62
3.3	変換器容量の検討	71
3.4	本章のまとめ	74
<b>第 4 章</b>	<b>交流チョッパを用いた突入電流抑制装置</b>	<b>75</b>
4.1	交流チョッパ方式ソフトスタータを用いた突入電流抑制装置	75
4.2	計算機シミュレーション結果	77
4.3	突入電流抑制装置の変換器容量の比較	85
4.4	本章のまとめ	85
<b>第 5 章</b>	<b>進相キャパシタ投入時の突入電流抑制法</b>	<b>87</b>
5.1	進相キャパシタ投入時の突入電流	87
5.2	制御ゲインの検討	90
5.3	シミュレーション結果	92

---

5.4 本章のまとめ . . . . .	95
<b>第 6 章 結論</b>	<b>97</b>
参考文献	99
発表論文	105
謝辞	107

## 目次

1.1	石油換算での世界のエネルギー消費量	2
1.2	電気エネルギーシステム	5
1.3	電気方式	6
1.4	送電線のインダクタンス	7
1.5	送電線の静電容量	8
1.6	配電線の等価回路とベクトル図	9
1.7	世界の風力発電累積導入量	10
1.8	2030年時点で日本が目標とする電源構成	10
1.9	プロペラ型風力発電システムの構成	11
1.10	風力発電の出力特性	12
1.11	風力発電システムの分類	17
1.12	瞬時電圧低下と短時間停電の電圧波形	19
1.13	瞬時電圧低下による負荷機器への影響	20
1.14	電力系統に接続される風力発電	20
2.1	かご形誘導機の構成	24
2.2	かご形誘導機の動作原理	24
2.3	かご形誘導機の等価回路	25
2.4	かご形誘導機系統並列直後の等価回路	26
2.5	図 2.4 の電流の過渡項	26
2.6	風力発電システムのシステム構成	27
2.7	PSCAD/EMTDC 上の風力発電モデル	29
2.8	100 kW 誘導機のすべり-出力電力特性	29
2.9	400 kW 誘導機のすべり-出力電力特性	30
2.10	シミュレーションにおける風速変化	31
2.11	100 kW 誘導機の出力電力	31
2.12	400 kW 誘導機の出力電力	32
2.13	各誘導機の出力回転速度	32
2.14	かご形誘導機の系統並列前後の回転速度と風速の関係	33
2.15	山口県萩市の1日の風速変動	34
2.16	100 kW 誘導機直入れ時の受電端電圧と電源電流	35
2.17	100 kW 誘導機直入れ時の受電端電圧と電源電流 (拡大波形)	35
2.18	400 kW 誘導機直入れ時の受電端電圧と電源電流	36
2.19	400 kW 誘導機直入れ時の受電端電圧と電源電流 (拡大波形)	36
2.20	ソフトスタート方式を適用した風力発電システムの構成	37
2.21	100 kW 誘導機系統並列時のソフトスタート方式の場合のシミュレーション結果	38
2.22	400 kW 誘導機系統並列時のソフトスタート方式の場合のシミュレーション結果	38

2.23	PWM インバータを付加した風力発電システムの構成	39
2.24	抵抗接続方式を適用した風力発電システムの構成	39
2.25	100 kW 誘導機系統並列時の抵抗接続方式の場合のシミュレーション結果	40
2.26	400 kW 誘導機系統並列時の抵抗接続方式の場合のシミュレーション結果	40
2.27	100 kW 誘導機系統並列時のソフトスタート方式を適用した場合の電源電流の THD	41
2.28	400 kW 誘導機系統並列時のソフトスタート方式を適用した場合の電源電流の THD	42
3.1	マトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置	44
3.2	インバータを用いた交流-交流変換回路	45
3.3	サイクロコンバータのシステム構成	46
3.4	モジュラーマトリックスコンバータのシステム構成	47
3.5	一般的なマトリックスコンバータの構成	47
3.6	マトリックスコンバータの 1 相分の回路	48
3.7	マトリックスコンバータに用いるスイッチング素子	49
3.8	仮想 AC/DC/AC 方式のイメージ図	51
3.9	マトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置の概略図	52
3.10	同相に制御されたマトリックスコンバータ出力電圧と誘導機電流	53
3.11	突入電流抑制時の等価回路	53
3.12	制御ゲイン $K$ の変化	54
3.13	誘導機を等価回路とした場合の対象システムの 1 相分の回路図	54
3.14	マトリックスコンバータのシステム構成	55
3.15	電流形 PWM 発生の論理回路	56
3.16	仮想 AC/DC/AC 方式の制御回路	57
3.17	仮想 AC/DC/AC 方式を用いたマトリックスコンバータのシミュレーション結果	58
3.18	100 kW 誘導機系統並列時における仮想 AC/DC/AC 方式のマトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置のシミュレーション結果	60
3.19	400 kW 誘導機系統並列時における仮想 AC/DC/AC 方式のマトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置のシミュレーション結果	61
3.20	DDRPWM 方式によるマトリックスコンバータを接続した風力発電システムの構成	62
3.21	DDRPWM 方式によるスイッチングの規則例	64
3.22	DDRPWM 方式の制御回路	66
3.23	DDRPWM 方式を用いたマトリックスコンバータのシミュレーション結果	67
3.24	DDRPWM 方式のマトリックスコンバータを接続した場合の 100 kW 誘導機系統並列時のシミュレーション結果	67
3.25	DDRPWM 方式のマトリックスコンバータを接続した場合の 100 kW 誘導機系統並列時のシミュレーション結果 (拡大波形)	68
3.26	DDRPWM 方式のマトリックスコンバータを接続した場合の 400 kW 誘導機系統並列時のシミュレーション結果	69
3.27	DDRPWM 方式のマトリックスコンバータを接続した場合の 400 kW 誘導機系統並列時のシミュレーション結果 (拡大波形)	70

3.28	100 kW 誘導機系統並列時の整合用変圧器の巻数比を変更した各シミュレーション結果	71
3.29	400 kW 誘導機系統並列時の整合用変圧器の巻数比を変更した各シミュレーション結果	72
4.1	交流チョッパを用いた突入電流抑制装置	76
4.2	降圧の交流チョッパの基本回路構成	77
4.3	図 4.2 の出力の一例	77
4.4	昇圧の交流チョッパの基本回路構成	78
4.5	図 4.4 の出力の一例	78
4.6	交流チョッパのシステム構成	79
4.7	交流チョッパのシミュレーション結果	80
4.8	交流チョッパを接続した風力発電システムの 1 相の等価回路	80
4.9	交流チョッパ出力電圧と誘導機電圧の関係	80
4.10	交流チョッパを接続した場合の 100 kW 誘導機系統並列時のシミュレーション結果	81
4.11	交流チョッパを接続した場合の 100 kW 誘導機系統並列時のシミュレーション結果 (拡大波形)	82
4.12	交流チョッパを接続した場合の 400 kW 誘導機系統並列時のシミュレーション結果	83
4.13	交流チョッパを接続した場合の 400 kW 誘導機系統並列時のシミュレーション結果 (拡大波形)	84
5.1	100 kW 誘導機定格発電時の受電端電圧と電源電流	87
5.2	進相キャパシタを挿入したかご形誘導機式風力発電システムの構成	88
5.3	100 kW 誘導機発電の場合の進相キャパシタ投入時のシミュレーション結果	90
5.4	400 kW 誘導機発電の場合の進相キャパシタ投入時のシミュレーション結果	91
5.5	IEEE519 の規定	92
5.6	進相キャパシタ投入時の 1 相あたりの等価回路	92
5.7	100 kW 誘導機系統並列時の進相キャパシタ投入時のマトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置のシミュレーション結果	93
5.8	400 kW 誘導機系統並列時の進相キャパシタ投入時のマトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置のシミュレーション結果	94





## 表目次

1.1	エネルギー資源の分布と可採年数	2
1.2	配線方式による係数	9
1.3	定格出力からみた風車の分類基準	13
1.4	日本における風力発電の連系可能容量(各電力会社の公表値)および既連系量 <sup>(16)</sup>	14
1.5	2010年における国別の風力発電導入量および電力需要	16
1.6	図1.11に示した4種類の風力発電システムの特徴	18
2.1	誘導機の各定数	27
2.2	誘導機モデルのパラメータ	28
3.1	図3.1の回路定数	44
3.2	電力変換の分類	45
3.3	図3.14の回路定数(仮想AC/DC/AC方式)	55
3.4	図3.20の回路定数	63
3.5	図3.14の回路定数(DDRPWM変調方式)	64
3.6	各方式によるシミュレーション結果の比較	74
4.1	図4.1の回路定数	76
4.2	図4.6の回路定数	79
4.3	マトリックスコンバータ方式と交流チョップ方式の比較	85
5.1	IEEE519の電圧低下の規定値	90
5.2	各誘導機系統並列時と進相キャパシタ投入時の突入電流抑制装置の変換器容量	95

# 第1章 序論

風力発電は陸上だけでなく洋上に設置でき、夜間にも発電が可能であることから再生可能エネルギーの中でも有用なエネルギー源である。IRENA(International Renewable Energy Agency)は2017年3月再生可能エネルギーの導入に関するロードマップを策定し、2050年時点の再生可能エネルギーのうち40%を電力に供給し、電力の中でも風力発電が最も多くなることが見込まれている<sup>(1)</sup>。世界の風力発電累積導入量は2011年時点で238 GWであったが、2016年時点で487 GWと5年間で倍増している<sup>(2)</sup>。

大容量の風力発電システムでは、コストが低い、メンテナンスが容易なことなどの利点からかご形誘導機が発電機として多く用いられている。また、低風速時と高風速時に容量の異なる発電機を切り替え、風から得られるエネルギーを有効に利用する。しかしながら、かご形誘導機系統並列時には各かご形誘導機の定格電流の約6倍程度の大きな突入電流が流れる。電力系統上に存在する受電設備の変圧器や線路インピーダンスに突入電流が生じると電力系統の受電端電圧が大きく低下し、電力系統上の負荷設備に影響を与える。したがって、このような風力発電システムをさらに普及させて運用するためには、前述した電力系統への障害を防止する保護装置が必要不可欠である。

本論文では、かご形誘導機式風力発電の系統並列時に電力系統の電力品質を維持可能な突入電流抑制装置を実現することを目的とする。本章では、まずエネルギー資源とそのエネルギーの消費について述べ、世界のエネルギーの現状と今後の動向予想について説明する。次に電気エネルギー伝送システムについて説明し、発電所から需要家までの電力の流れを示す。次に一般的な風力発電システムについて述べるとともに、風力発電システムの現状と課題を示す。最後に本論文の研究目的と概要について述べる。

## 1.1 研究背景

### 1.1.1 エネルギー資源と消費

電力を消費する場合、発電に用いる燃料として、火力発電の場合は石炭や石油が、原子力発電の場合はウランが消費されている。これらの燃料はエネルギー資源と呼ばれ、地球の地殻に埋蔵されており、その埋蔵量は地域的に偏っている。石炭、石油、天然ガスは、その生成の由来から化石燃料と呼ばれる。表 1.1 にエネルギー資源の分布と可採年数を表す。表 1.1

表 1.1 エネルギー資源の分布と可採年数

		石油	天然ガス	石炭	ウラン
確認可採埋蔵量 (R)		1 兆 2,379 億バレル	177 兆 m <sup>3</sup>	8,475 億トン	547 万トン
地域別 賦存 状況	北米	3.6%	4.5%	29.4%	17.9%
	中南米	10.6%	4.3%	2.0%	6.5%
	欧州	1.3%	3.5%	13.6%	3.5%
	旧ソ連	10.3%	30.0%	18.5%	30.6%
	中東	61.0%	41.3%	0.2%	0.0%
	アフリカ	9.5%	8.2%	5.9%	17.8%
	アジア大洋州	3.3%	8.2%	30.4%	23.6%
年生産量 (P)		297 億バレル	2.9 兆 m <sup>3</sup>	55.4 億トン	4.1 万トン
可採年数 (R/P)		41.7 年	61 年	153 年	81.6 年

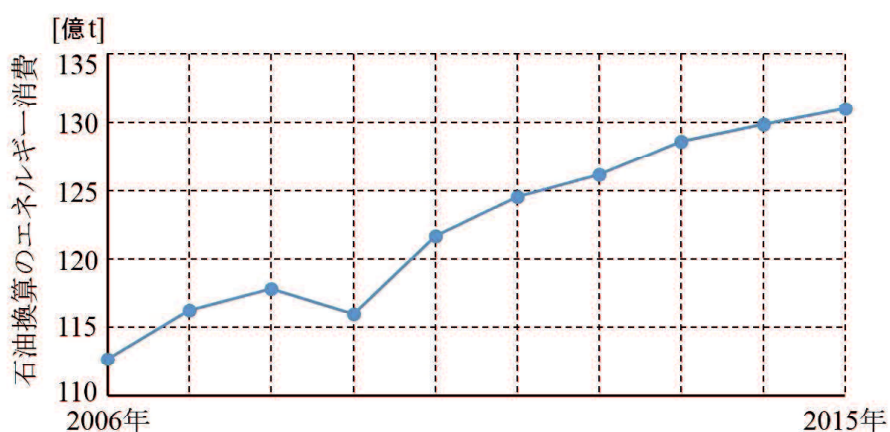


図 1.1 石油換算での世界のエネルギー消費量

より、石油は中東に多く、天然ガスは中東や旧ソ連に多い。石炭は比較的広く分布しているが、中南米、中東、アフリカでは少ない。推定された可採埋蔵量を年生産量で除算したものを可採年数といい、表 1.1 の最後の行に示している。石油や天然ガスは現時点でも 50 年後しか使用できない見込みであり、主要なエネルギー資源が近い将来枯渇することが予測される。エネルギー資源を大別すると、以下の 2 種類となる。

- 枯渇性エネルギー (石炭, 石油, 天然ガス, ウランなど)
- 再生可能エネルギー (太陽光, 水力, 風力, 海洋, 地熱, バイオマスなど)

枯渇性エネルギーは化石燃料を含む地球に埋蔵されている資源であり、使用すると減少していく。再生可能エネルギーは主として太陽の放射エネルギーに基づく資源であり、使用しても半永久的に減らず再生されるものである<sup>(3)</sup>。

世界のエネルギー消費量 (一次エネルギー) は経済成長とともに増加を続けており、石油換算で 1965 年の 37 億 t から年平均で 2.6% 増加し続け、2015 年には 131 億 t に達した。図 1.1 に 2006 年から 2015 年までの石油換算での世界のエネルギー消費量を示す<sup>(4)</sup>。日本ではエネ

ルギー供給のうち、石油や石炭、天然ガスなどの化石燃料が約8割以上を占めており、そのほとんどを海外に依存している。化石燃料の市場価格が乱高下することもあり、エネルギー市場は不安定である。また、化石燃料の利用によって発生する温室効果ガスを削減することは世界的な課題となっている。1970年代の石油ショック以降、石油資源の枯渇問題も深刻に懸念されている。ここで、二度の石油ショックを契機として世界各国で原子力発電の開発が積極的に進められてきた。原子力発電は、1951年に米国が世界で初めて運転を開始した。しかしながら、2011年3月に発生した東京電力福島第一原子力発電所の事故を受け、日本の原子力発電電力量は減少した<sup>(5)・(6)</sup>。前述したようなエネルギー問題に加え、世界では地球温暖化をはじめとする環境問題も深刻化している。地球温暖化の原因となる温室効果ガスには様々なものが含まれているが、中でも二酸化炭素は最も温暖化への影響が大きいガスである。産業革命以降、化石燃料の使用が増え、大気中の二酸化炭素の濃度も増加している<sup>(7)</sup>。IPCC(Intergovernmental Panel On Climate Change)第5次評価報告書(2014)では、温室効果ガスの排出量が最も多い最悪のシナリオの場合には、2100年の平均気温は4.8°C上昇するとされている<sup>(8)</sup>。

上記のような問題から、再生可能エネルギーは世界で注目が高まっている。日本ではエネルギー供給事業者による非化石エネルギー源の利用及び化石エネルギー原料の有効な利用の促進に関する法律において、再生可能エネルギーとは「エネルギー源として持続的に利用することができる」と認められるもの<sup>(9)</sup>として、太陽光、風力、水力、地熱、太陽熱、大気中の熱その他の自然界に存する熱、バイオマスが規定されている<sup>(9)</sup>。再生可能エネルギーは資源が枯渇せず繰り返し利用でき、発電時や熱利用時に地球温暖化の原因となる二酸化炭素をほとんど排出しないといった利点がある。太陽光発電や太陽熱発電は太陽光のエネルギーを直接電気や熱エネルギーに変換して利用し、バイオマスエネルギーは植物を利用する。植物は太陽光のエネルギーを使用し、CO<sub>2</sub>と水から光合成によりブドウ糖などの有機物をつくり、同時に酸素を発生することからエネルギーを物質として蓄えたことになる。風力発電は風を利用しており、大気の循環によって発生する。太陽光エネルギーが地表近くを温め、それに接している空気も温められることで膨張した空気が軽くなり上昇する。そこに流れ込んでくるのが風であり、さらに地球の自転運動や地形によって多様な風が発生する。そのほか、水力発電が利用する水は元々地上にあった水が太陽光により熱せられて蒸発し、雲となって雨や雪として降り注いだものであり、地熱発電は地球内部の熱、潮流・潮汐力は地球の自転や月の公転にともなって動く海洋の力を利用するものである。これらの再生可能エネルギーは、発電出力が気象条件により変動する変動電源(太陽光、風力、太陽熱、海洋)と出力が比較的安定している安定電源(バイオマス、地熱、水力)の二つに分類できる。出力安定性では、後者の安定電源は既存の火力発電などと同等に扱うことができるが、前者の変動電源は基本的に出力が制御できないため、その出力変動を火力発電など他の電源により吸収する必

要がある<sup>(10)</sup>。

次に、特に日本における再生可能エネルギー導入の意義について述べる。日本は資源小国であり、石油をはじめとするエネルギー資源の大部分を海外に依存している。エネルギー供給の約5割を占める石油の中東依存度が約8割に達しており、脆弱なエネルギー供給構造といえる。また、地球温暖化問題への対応が世界的に求められており、エネルギー起源の二酸化炭素が温室効果ガスの大部分を占める日本にとって、これを抑制することは重要な課題であるといえる。加えて、経済活動の国際化が急速に進展する中、日本のエネルギーコストが他の先進諸国と比較して高ければ、国民生活のみならず国産業の競争力にも影響を及ぼすため、規制改革などを通じ公正な競争を促進し、効率的なエネルギー供給システムを確保することも重要である。再生可能エネルギーの導入拡大はエネルギー源の多様化によるエネルギー安全保障の強化や低炭素社会の創出に加え、新しいエネルギー関連の産業創出・雇用拡大の観点から重要であり、地域活性化に寄与することも期待されている。2010年に政府が定めたエネルギー基本計画では2030年に向けた目標として、一つ目はエネルギー自給率および化石燃料の自主開発比率をそれぞれ倍増させる。これらにより、自主エネルギー比率を約70%とすること。二つ目は電源構成に占めるゼロ・エミッション電源(原子力および再生可能エネルギー由来)の比率を約70%(2020年には約50%以上)とすること。三つ目は家庭部門のエネルギー消費から発生する二酸化炭素を半減させること。四つ目は産業部門で、世界最高のエネルギー利用効率の維持・強化を図ること。五つ目は日本に優位性があり、かつ今後も市場拡大見込まれるエネルギー関連の製品・システムの国際市場において、日本の企業群が最高水準のシェアを維持・獲得すること。これらを掲げ、エネルギー起源の二酸化炭素は2030年に1990年比で30%程度低減、もしくはそれ以上の削減が見込まれるとした。同計画では、ゼロ・エミッション電力比率の拡大について、再生可能エネルギーを約1割から約2割に、原子力発電を約3割から約5割へ増加することが見込まれていたが、原子力発電の新設が困難になっており、政府はこの基本計画を見直し、作成し直した。新たな基本計画では、原子力発電の割合は約2割としている。再生可能エネルギーはエネルギー対策、地球温暖化対策、経済成長の観点から意義が大きく、将来に向けて導入の拡大が求められている。一方、コスト水準がこれまでの化石燃料を起源とするエネルギーと比較すると高いこと、不安定な自然エネルギーを活用することによる供給の不安定性、景観、騒音などの環境影響の点で課題が残っている。

### 1.1.2 電気エネルギー伝送システム

電気エネルギーシステムとは、電気エネルギーの発生から送電、変電、配電を経て最終需要家へ届くまでの設備とその運用制御を表す。図1.2に電気エネルギーシステムの一般的な構成を示す。発電機の出力の周波数は西日本では60 Hz、東日本では50 Hzとされている。

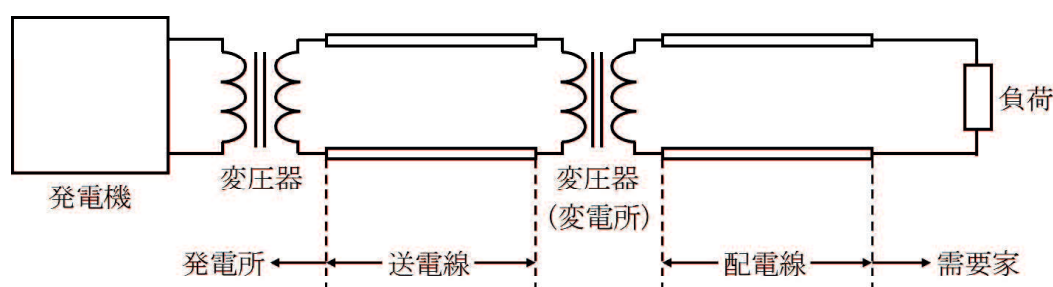


図 1.2 電気エネルギーシステム

発電機の実出力電圧は 10～25 kV であるが、発電所から需要地へ送電する場合、電圧が高いほど送電損失が少なくなるので、発電所内で変圧器により 154 kV、275 kV、500 kV などに昇圧し送電線に送出する。送電線は超高压変電所や 1 次変電所を経て需要地の近くまで来ると、その電圧が 66 kV または 77 kV にまで降圧されており、一部の需要家へ供給されるとともに配電用変電所によって 6.6 kV に降圧されて配電線に入る。配電線は架空線や地中線でネットワークが組み立てられており、要所に小容量変圧器が配置され、一般家庭向けに 100 V や 200 V に降圧している。中小工場などへは 6.6 kV で配電される。現在の日本の電力系統は、主として 10 の電力会社 (北海道、東北、東京、北陸、中部、関西、中国、四国、九州、沖縄) で構成される。沖縄を除く 9 電力会社の系統は全て連系されている。さらに、これらの従来の電力会社以外にも独立系発電事業者による供給も行われている。

電気エネルギーシステムでは、電力の発生と消費の同時性を満たさなければならない。需要家は発電機の状態とは関係なく負荷を入れたり切れたりして消費量を絶えず変化させているが、発電機はそれに応じて発電量を変化させなければならない。電気エネルギーシステムにおいて、発電と消費のバランスがとれている状態では、発電機の実入力パワーと送電線への出力は (損失を除くと) 同じである。すなわち、発電機を回転させようとする機械的入力と回転を阻止しようとする機械的負荷は等しく、一定回転速度を保っている。この回転の角速度を  $\omega_m$  [rad/s] とすると、発電機の実出力電圧の周波数は  $p\omega_m/(2\pi)$  [Hz] である。ただし、 $p$  は発電機として用いている回転機の極対数である。ここで、ある需要家が負荷を増大させたとする、発電機には原動機の入力より大きな負荷がかかり回転速度が低下する。これにより発電機出力が定格の 60 または 50 Hz からわずかに下がることになる。発電所ではこの周波数を絶えず監視しており、その値が変化するとともに戻すように原動機の実出力を変化させる。この場合、水力発電所であれば原動機である水車への水量を増加させて、発電機の機械的入力を増大させることにより負荷とのバランスを取り直し、電力発生量を消費量に合わせる事ができる。以上のように、周波数を一定に維持し、電力の発生と消費の同時性を満たしている。これらの電気エネルギーシステムの制御を行っているのが中央給電指令所である。

大規模水力発電所や原子力発電所は主な電力需要地である都市から離れた場所に設置して

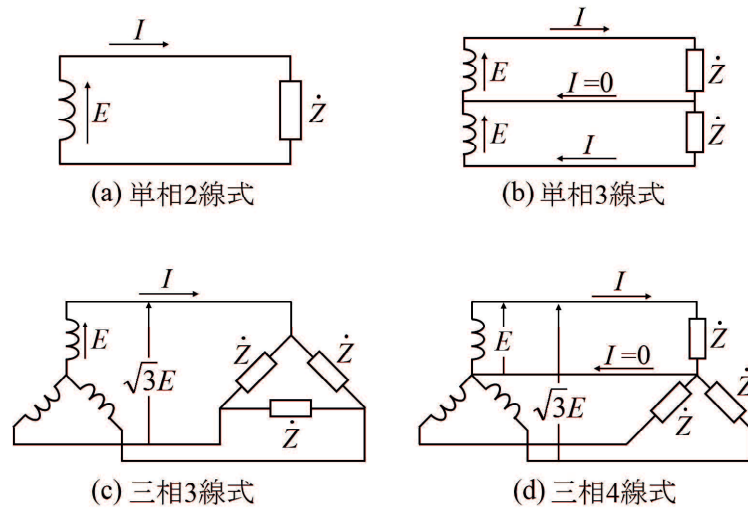


図 1.3 電気方式

いるため、遠距離の電力輸送が必要である。電力輸送に用いられる電線は、有限の抵抗をもつため電力損失が生じる。前述したように、この電力損失を減らすためには送電電圧を高く設定する必要がある。一方、都市などの需要地近くでは需要家の利用に適した電圧に変換する必要がある。このように、電力輸送では何種類かの電圧を使い分けながら効率よく輸送することが必要であり、そのために電圧を変換する設備が変電所である。交流の送配電にはいくつかの配線方法があり、これを電気方式という。図 1.3 に、それぞれ単相 2 線式、単相 3 線式、三相 3 線式および三相 4 線式の接続方法を示している。各図において、左側が電源、右側が負荷であり、これらを結ぶ線が送電線あるいは配電線に相当する。発電所で用いられる発電機の多くは三相の回転機であり、発電所からの送電線には通常図 1.3 (c) の三相 3 線式が用いられる。図 1.3(c) において、電源側の各相の接続形態を Y 結線、負荷側の接続形態を  $\Delta$  結線という。図 1.3(d) の三相 4 線式では、電源側、負荷側ともに Y 結線になっており、中性線 (Y 結線の中心点) どうしを 4 番目の線で接続している。三相が平衡しているときは、中性点を結ぶ中性線には電流は流れない。図 1.3(a) や (b) の方式は、配電線で用いられる<sup>③</sup>。

送電線は導体であるため、抵抗がある。また、交流送電のため送電線の自己インダクタンスや送電線間の相互インダクタンス、また大地間や送電線間の静電容量も影響する。これらの抵抗、インダクタンスおよび静電容量の値は線路定数と呼ばれ、送電電圧や電流によらず送電線の形状と配置で決まる。抵抗  $R$  [ $\Omega$ ] は、線路の長さを  $l$  [m]、導体断面積を  $S$  [ $\text{m}^2$ ]、電線の抵抗率を  $\rho$  [ $\Omega\cdot\text{m}$ ] とすると、次式で与えられる。

$$R = \rho \frac{l}{S} \quad (1.1)$$

275 kV 以上の送電線では、コロナ放電を防止するため 4 本一組で送電線を構成するが、線路定数としては単純化した 1 本の値を使用する。電線のインダクタンスは、自己インダクタンスと相互インダクタンスの 2 種類を考える必要がある。図 1.4 に、電線の自己インダク

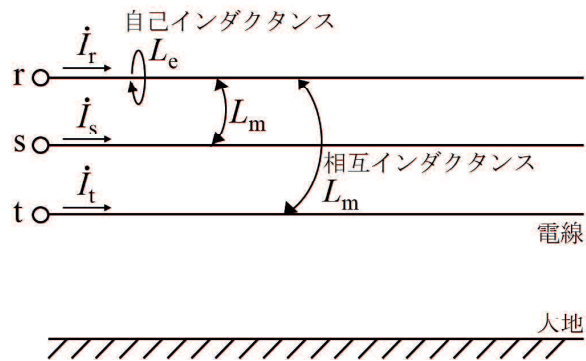


図 1.4 送電線のインダクタンス

ンスと相互インダクタンスを示す。大地を帰路として、電線 r にのみ電流  $i_r$  を流した場合を考える。電線 r の自己インダクタンスを  $L_e$  とし、電線 r と電線 s, t との相互インダクタンスを  $L_m$  とする。3 線に三相電流が流れる場合の 1 本の電線のインダクタンス  $L$  は次式で与えられ、作用インダクタンスと呼ばれる。

$$L = (i_r \text{ による } L_e) + (i_s \text{ による } L_m) + (i_t \text{ による } L_m) \quad (1.2)$$

対象三相電流の場合は (1.2) 式で  $i_s + i_t = -i_r$  の関係を考慮して、次式が得られる。

$$L = L_e - L_m \quad (1.3)$$

このように、電線 s, t の電流  $i_s, i_t$  をまとめて  $-i_r$  で表すと、単相 2 線式導体のインダクタンスと等しく置けるので、作用インダクタンス  $L$  [H/m] は次式で与えられる。

$$L = \left( \frac{1}{2} + 2 \ln \frac{d}{r} \right) \times 10^{-7} \quad (1.4)$$

ただし、 $r$  は導体の半径、 $d$  は導体間距離である。(1.4) 式の右辺第 1 項は導線の内部インダクタンス、第 2 項は外部インダクタンスである。なお、故障発生時には対称三相電流ではなくなり、例えば 3 線に同じ電流が流れる場合がある。この場合の作用インダクタンスは、(1.2) 式の電流をすべて同じとして  $L = L_e + 2L_m$  となり、零相インダクタンスに相当する。送電線のインダクタンスは、平常時と故障時で異なることになる。また、送電線路は 100 km を超える場合があり、静電容量を無視することができない。図 1.5 に、大地間の静電容量  $C_s$  と電線間の静電容量  $C_m$  を示す。 $C_m$  は  $\Delta$  結線であるが、Y 結線に変換すると  $3C_m$  となる。Y 結線の共通接続点電位は対称三相交流では 0 のため、 $3C_m$  と  $C_s$  は並列接続で表される。電線 1 本あたりの静電容量  $C$  [F/m] は次式で与えられ、これを作用静電容量と呼ぶ。

$$\begin{aligned} C &= C_s + 3C_m \\ &= \frac{5.56 \times 10^{-11}}{\ln \frac{d}{r}} \end{aligned} \quad (1.5)$$



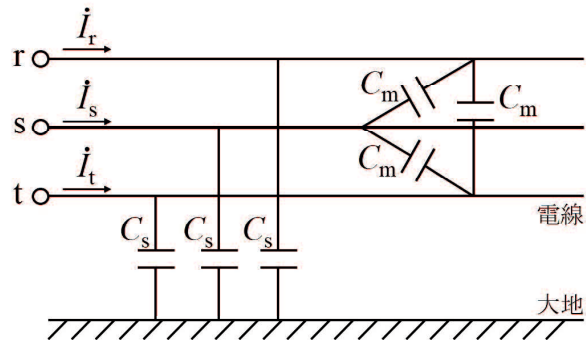


図 1.5 送電線の静電容量

ただし、 $r$ は導体の半径、 $d$ は導体間距離である。対称三相交流回路の送電線は作用インダクタンス $L$ と作用静電容量 $C$ を用いた回路で表す。回路素子の値は $\text{km}$ あたりの抵抗 $R$  [ $\Omega/\text{km}$ ]、作用インダクタンス $L$  [ $\text{H}/\text{km}$ ]、作用静電容量 $C$  [ $\text{F}/\text{km}$ ]で表される。架空線路とケーブル線路を比較すると、抵抗やインダクタンスの値はさほど変わらないが、ケーブル線路の作用静電容量は大きく、架空線路の約100倍ある。架空線路の作用インダクタンスのオーム値は抵抗の10倍以上あるので、抵抗を無視できる場合がある。1 $\text{km}$ あたりの作用静電容量を並列インピーダンス値で表すと、架空線路では210～400 $\text{k}\Omega$ 、ケーブル線路では5.3～11 $\text{k}\Omega$ である。並列インピーダンスの値が数十 $\text{k}\Omega$ 以下ではその影響を無視できなくなるため、架空線路では10 $\text{km}$ 以上の場合に、ケーブル線では常に作用静電容量を考慮する必要がある。発電機や変圧器または負荷などと異なり、送電線は長さが数～数百 $\text{km}$ まで変化するため、等価回路は送電距離によって異なる<sup>(11)</sup>。

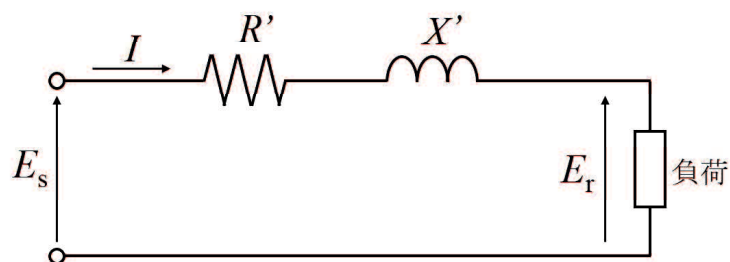
一定容量の電力を配電する場合、配電距離に比例して損失が大きくなる。電圧が低いほど、電力損失と電圧変動が大きくなる。定常時の電圧変動としての電圧降下のみならず、電動機の始動時や他系統での短絡や故障時に生じる短時間の電圧変動についても、負荷やシステムが安定に動作する電圧範囲内に抑えるよう配慮する必要がある。図1.6に、配電システムの等価回路とベクトル図を示す。力率が1に近い場合、電圧降下 $e$  [ $\text{V}$ ]は次式により近似で求めることができる。

$$e = KI(R \cos \theta + X \sin \theta) L \quad (1.6)$$

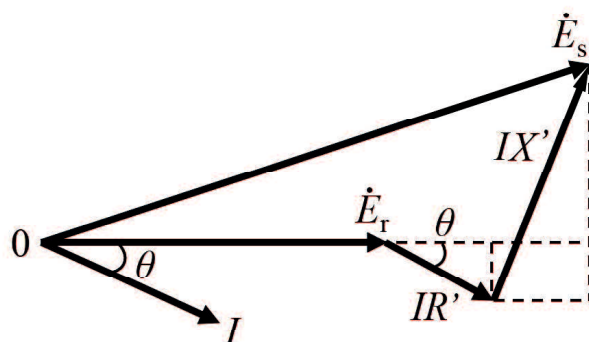
ただし、 $K$ は配線方式による係数、 $I$ は通電電流 [ $\text{A}$ ]、 $R$ は配線単位長あたりの抵抗 [ $\Omega/\text{m}$ ]、 $X$ は配線単位長あたりのリアクタンス [ $\Omega/\text{m}$ ]、 $\cos \theta$ は負荷端力率、 $L$ は配線長 [ $\text{m}$ ]である。表1.2に、配線方式による係数 $K$ の値を示す<sup>(12)</sup>。

### 1.1.3 風力発電システムの現状と課題

IEA (International Energy Agency) では2013年に、世界の再生可能エネルギーの導入量予測を行っており、風力発電、太陽光発電、バイオマスエネルギー、太陽熱発電、地熱発電、



(a) 配電線の等価回路



(b) ベクトル図

図 1.6 配電線の等価回路とベクトル図

表 1.2 配線方式による係数

配線方式	$K$
単相 2 線式	2
単相 3 線式	1
三相 3 線式	$\sqrt{3}$
三相 4 線式	1

海洋エネルギーの順に導入量は多くなると予測している。再生可能エネルギーの中でも最も導入量が大きくなると予測されているのが風力発電である。2011 年現在では 238 GW であるが、これが 2020 年には約 2.5 倍の 612 GW、2035 年には約 4.7 倍の 1130 GW に達する見込みである。また、風力発電には洋上風力発電など、その潜在ポテンシャルがまだ多く残されている。よって、再生可能エネルギーの中でも、陸上・洋上に設置でき、夜にも発電できることから風力発電は世界で累積導入量が 432,656 MW(2016 年末現在) と最も多い。図 1.7 に 1997 年から 2014 年までの風力発電システムの世界の累積導入量のグラフを示す<sup>(13)</sup>。縦軸は風力発電の容量を示している。2004 年には 47.6 GW であるが、2014 年には 369.6 GW と 10 年で約 8 倍増加している。また、2015 年に経済産業省が作成した長期エネルギー需給見通し<sup>(14)</sup>において、2030 年時点で日本が目標とする電源構成が提示されており、再生可能エネルギーは 22~24% となっている。図 1.8 に、2030 年の目標の電源構成を示す。日本では

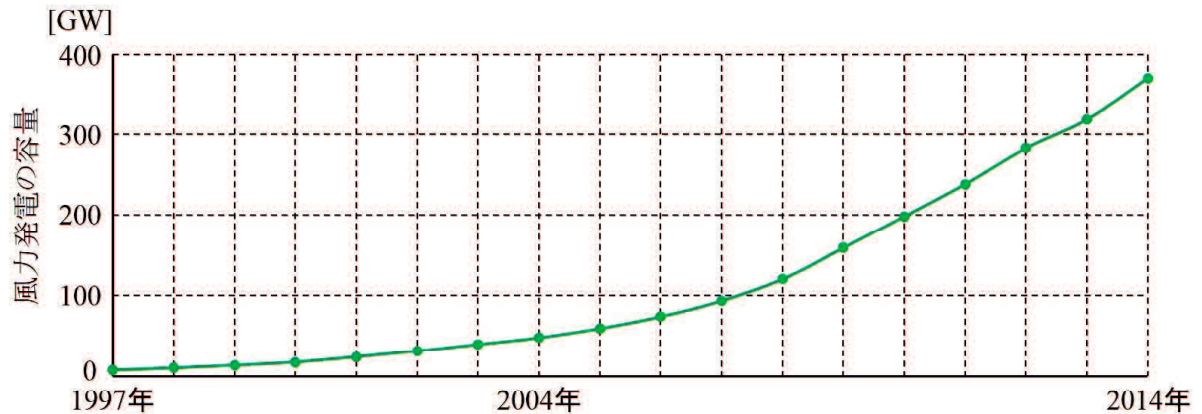


図 1.7 世界の風力発電累積導入量

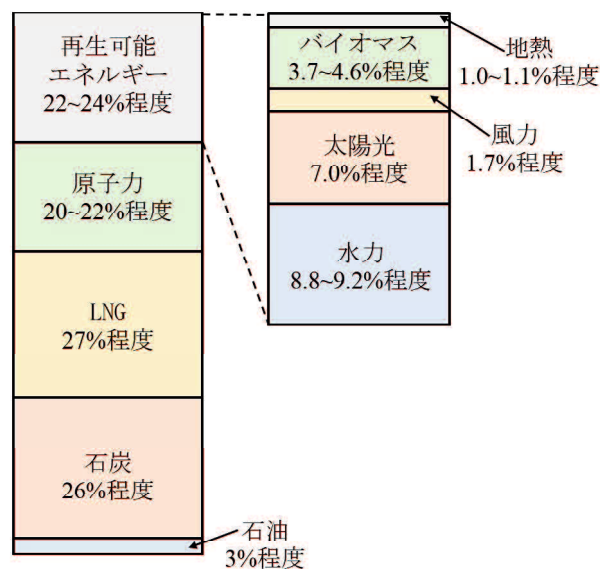


図 1.8 2030年時点で日本が目標とする電源構成

2015年度末時点で導入量は2,102基、出力約312万kWとなっている<sup>(5)</sup>。日本は諸外国と比較して平地が少なく地形も複雑なこと、各電力会社の系統に余力がない場合があることなどの理由から風力発電の設置が進行しにくいといった事情がある。しかしながら、陸上だけでなく洋上での設置、各電力会社の系統受入容量の拡大が考えられており、今後も導入量は増加する見込みである。

風力発電は、大気流(風)がもつ運動エネルギーを風車により有用な機械的動力に変換し、得られた動力によって発電機を駆動して発電するものである。風車ロータが前段の過程を、発電機が後段の過程を担う。風車は、回転軸が水平な「水平軸型」と垂直な「垂直軸型」に分類される。また、風車の回転翼(ブレード)が風から受ける力の向きは、回転翼に流入する風(風と翼の回転による合成速度ベクトル方向)に対して垂直な成分(揚力)と水平な成分(抗力)に分けられる。風力発電事業用の大型風車は、水平軸型で風車の回転力を揚力から得

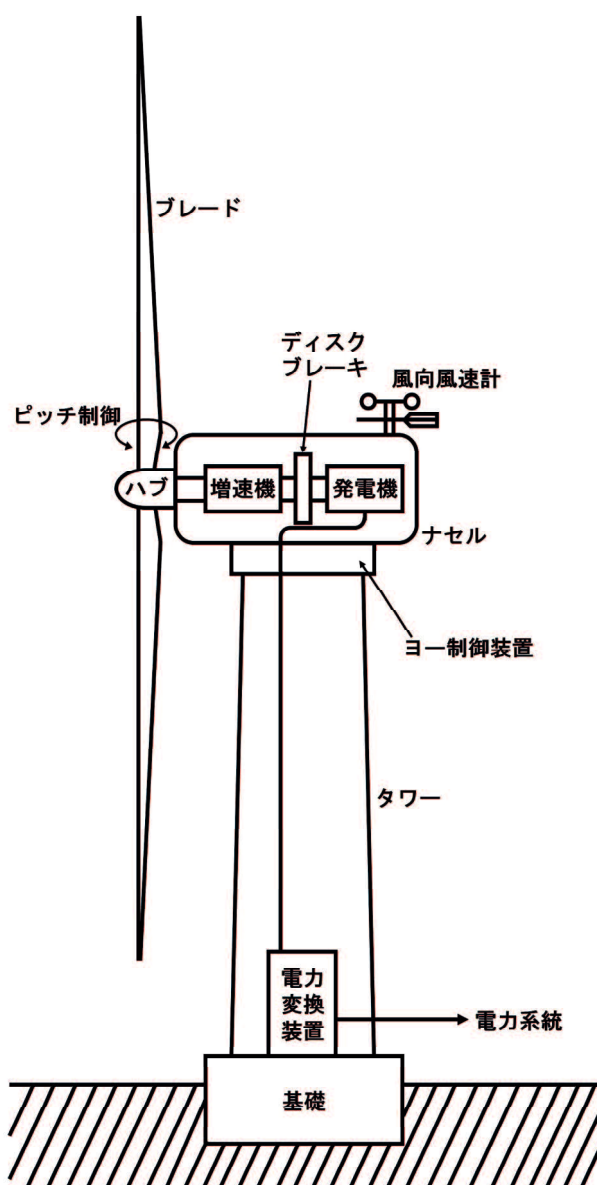


図 1.9 プロペラ型風力発電システムの構成

る「プロペラ型風車」が一般的である。図 1.9 にプロペラ型風車の一般的な構成を示す。主要な装置を機能ごとに分類すると以下ようになる。

- 風車ロータ：ブレードとハブから構成され、風を受けて回転し、風のエネルギーを機械的動力に変換する。
- 伝達系：伝達軸、増速機、軸受などから構成され、ロータで得られた動力を発電機に伝達する。ダイレクト・ドライブ(直結式)風車では増速機は使用しない。
- 発電機：動力を電力に変換する。
- ナセル：風車タワーの上で伝達系、発電機、その他の機器を格納する。
- タワーおよび基礎：ロータおよびナセル内機器を支持する。基礎はタワー全体を支持する。風車の運転を司る主なものは出力制御装置とヨー制御装置である。前者は風況に応じてブ

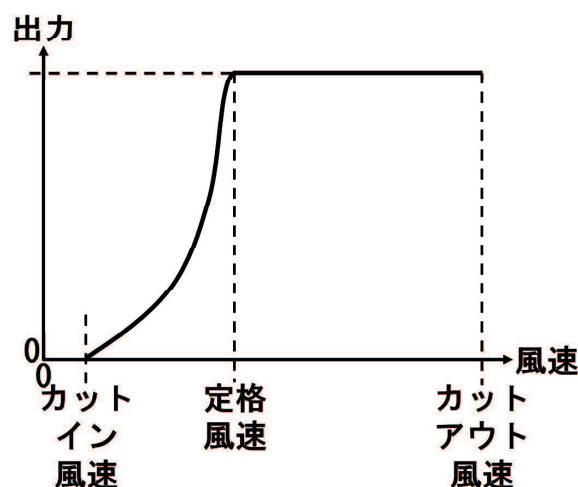


図 1.10 風力発電の出力特性

レードの角度(ピッチ角)などを制御することで、風車の回転状態およびそれに伴う出力を制御し、強風時には過回転を防止する。また、風車の起動・停止機能も持つ。後者は、風車ロータ回転面を風向に追従させる。

図 1.10 に、風力発電の風速に対する出力(発電電力)を示す。ブレードが回転し始め、実際に発電を開始する風速をカットイン風速という。カットイン風速を低くとすることで年間の設備利用率を上げることができる。発電機の定格出力が得られる風速を定格風速という。定格風速以上に風速が上昇しても、発電出力は一定になるように制御される。さらに風速が上昇し、強風でロータなどの破損防止のために風車を止める風速をカットアウト風速という。風速がカットイン風速より低い場合は十分な電気出力が得られない、また機械的・電氣的保護のためカットアウト風速を超えた場合は発電を停止させる。ピッチ制御は、風車を起動するカットイン風速付近や弱風時にはトルクを最大としてロータ回転を加速・維持する一方、強風時には伝達系・発電機などの故障を防止するため過回転を防止し、さらなる強風(カットアウト風速以上)では風車ロータに作用するトルクを0または負として回転を停止させる。アクティブ・ストールの風車では、迎え角を大きくすることによってブレードに失速(ストール)を発生させ、風車の回転数および出力を制動する。

空気の質量を  $m$  [kg]、風速を  $v_w$  [m/s] とすると、風が持つ運動エネルギー  $W$  [J] は次式で表される。

$$W = \frac{1}{2}m(v_w)^2 \quad (1.7)$$

風車の受風面積(ロータの回転面積)を  $A$  [m<sup>2</sup>]、空気密度を  $\rho$  [kg/m<sup>3</sup>] とすると、質量  $m = \rho v_w A$  となる。実際に風車で得られる毎秒のエネルギー(風車のロータ軸出力)は、(1.7)式に出力係数  $C_p$  を掛けた次式の  $P_e$  [W] となり、損失を無視した場合この全てが電気エネルギー(発

表 1.3 定格出力からみた風車の分類基準

分類	定格出力
マイクロ風車	1kW 未満
小型風車	1kW~50kW 未満
中型風車	50kW~1,000kW 未満
大型風車	1000kW 以上

電機出力)に変換される。

$$P_e = \frac{1}{2} C_p A \rho (v_w)^3 \quad (1.8)$$

出力係数  $C_p$  は理想流体を仮定した最大値は  $16/27$ (約 0.6) であり、これを Betz の限界という。実在流体では最適設計点付近で概ね 0.45 である。伝達系や発電機での損失を無視すればロータ軸出力  $P_e$  の全てが発電出力となるが、(1.8) 式より風速の 3 乗に比例する。したがって、より風の強い場所に設置すること、大きいブレードで効率良く風を受けることが重要である。ただし、前述したように定格風速からカットアウト風速の範囲では、ピッチ制御または失速制御により余剰の風エネルギーを逃がし、風車出力を定格値に維持する。

風力発電は再生可能エネルギーの中でも、風の運動エネルギーの最大 30~40%程度を電気エネルギーに変換できる効率の高いことが特長である。ただし、風の運動エネルギーを風車の回転エネルギーに変換する効率(出力係数)は風車の形式によって異なる。また、効率は風速とブレードの先端の速度の比(周速比)によって異なることから、風速に適した回転速度であることも重要である。文献(15)では、表 1.3 に示すように各出力別の呼称が挙げられている。風車の形式は、前述したように回転軸の方向によって水平軸と垂直軸に大きく分けられる。さらに、動作原理によってブレードの揚力を利用して高速回転を得る揚力形と、風が押す力で低速回転する抗力形に分けられる。中型・大型風車は、水平軸風車の 3 枚ブレードプロペラ式が主流である。プロペラ式の中には、アップウィンド方式とダウンウィンド方式がある。アップウィンド方式は、ロータの回転面が風上側に位置しており、ブレードがタワーによる風の乱れの影響を受けにくいいため、大型の風車の主流になっている。ダウンウィンド方式は、回転面がタワーの風下側に位置するため、ブレードを風向きに合わせるヨー駆動装置が不要であり、小型風車への適用例が多いが、大型機でのダウンウィンド方式の風車も開発されている。

一部の独立型小型風車を除くと、風力発電は電力系統に連系され、生成した電力は電力系統内の需要家により消費される。電力系統では、常に需要と供給のバランスを保たないと周波数が基準値(東日本は 50 Hz, 西日本は 60 Hz)からずれてしまい、供給側、需要側双方に不都合が生じる。供給側では大容量火力発電の低圧タービン翼の共振振動による疲労破壊や寿命の低下、需要側では電動機の回転数変動による繊細な工業製品への影響が懸念される。

表 1.4 日本における風力発電の連系可能容量(各電力会社の公表値) および既連系量<sup>(16)</sup>

会社名	連系可能容量 (一般枠)	既連系量 (2010年3月末)
北海道電力	310 MW	257 MW
東北電力	850 MW	482 MW
東京電力	現在設定なし	244 MW
中部電力	現在設定なし	177 MW
北陸電力	150 MW	94 MW
関西電力	現在設定なし	69 MW
中国電力	620 MW	251 MW
四国電力	200 MW	166 MW
九州電力	1,000 MW	287 MW
沖縄電力	25 MW	14 MW

従来より電力系統では、電力需要は時々刻々と変化しており、供給側が出力調整可能な発電設備の出力電力を調整してその変換に追従することで需給バランスを維持してきた。しかしながら、出力を調整できず勝手に変動する電源を電力系統に大量連系すると、需要側のみならず供給側にも需給バランスを乱す変動成分が加わることになり、より多くの調整力が必要となる。風力発電の出力は図 1.10 のように風速と共に変化し、風速は気象条件の変化により時々刻々と変動するため、風力発電の出力も時間と共に変動することになる。その変動の度合いは流込式水力発電のような従来の自然エネルギー発電より激しく、電力需要の変動とも無関係である。さらに調整力を有する発電設備の多くが停止する夜間の軽負荷時間帯には、調整可能幅が小さくなる。このため、昼夜を問わず発電する風力発電は、出力変動対策が重要となる。日本の一部の電力会社は風力発電の連系可能容量を算定し、表 1.4 のように公表している<sup>(16)</sup>(出力一定制御型風力発電設備を除く)。

風速の変動には、負荷変動と同様に様々な周期の成分が含まれている。風力発電の導入が進むということは、設置される風車発電機の台数が増えることになるが、各風車発電機の出力変動の相関は、大量導入時の出力変動を検討する上で重要である。例えば、 $N$  台の風車発電機が設置された時に、それらの出力変動の相関係数が 1 であれば総出力変動は  $N$  倍となるが、独立(相関係数が 0)であれば総出力変動は  $\sqrt{N}$  倍にしかない。新エネルギー・産業技術総合開発機構 (New Energy and Industrial Technology Development Organization : NEDO) の「風力発電電力系統安定化等調査」の結果より、以下のような指標が得られている。

- 異なる 2 地点での風速の相関に関しては、距離が離れば離れるほど相関は下がる。
- 同一ウィンドファーム内程度の異なる 2 地点での風速尾相関は、周期 1 分以下ではほぼ独立、周期 10 分以上では強い正の相関関係にある。

欧州では、風力発電の変動のうち 1~6 時間の長周期成分が、変動が大きいことと発電予測

が困難である点から、電力系統の需給バランスに対して最も影響があるとしている。また、短周期変動成分に関しては、大規模系統への連系については現時点では問題とはならないが、小規模系統や将来の大量連系時には問題となり得るとしている<sup>(17)</sup>。風力発電の導入が進んでいる欧州では、前述したように複数台の風力発電機による平滑化効果という利点を有効利用し、系統内の全ての風力発電による総出力変動を電力系統全体の調整力で処理している。さらに、国家間の連系線(国境を超えて電力の融通を行うための送電線)を強化し、広いエリアでの需給バランス調整を行うことで、欧州全体での風力発電連系可能容量の増大を図っている。日本では、需給バランスを各電力会社内で維持することを原則としており、風力発電の出力変動平滑化のために地域間連系線を用いることは行われていなかった。しかしながら、この状況は改善されつつある。まず既設地域間連系線を利用して東京電力に一定電力を送ることで北海道や東北の調整力を生み出し、北海道に風力発電 100~200 MW を新規導入する実証実験を 2014 年を目処に開始することが 2009 年 12 月に発表されていた<sup>(18)</sup>。さらに北海道電力内の長周期変動に対する調整力不足を解消するために風力発電の長周期(>30 分)出力変動に相当する電力を東京電力に送ったり、東北電力内の下げ代が不足する周期に東京電力に電力を送る実証試験を行うことが 2011 年 9 月に発表された<sup>(19)</sup>。この実証試験では、前記の実証試験を前倒して 2011 年度から北海道で 200 MW、東北で 400 MW の風力発電を新規募集し、2020 年度には東北全体で風力発電容量を 2,000 MW 程度(現状の 3 倍以上)に導入拡大することを目指している

太陽光発電よりも風力発電の方が経済性に優れていることもあり、世界では風力発電の導入量が多い。2010 年末時点での世界の風力発電累積導入設備容量は、前年から 24.1%増加して世界全体で 197 GW に達している。そのほとんどは欧州(86.3 GW)、アジア(61.6 GW)、北米(44.2 GW)に設置されている。2010 年末時点での日本の風力発電導入設備容量は 2.3 GW であるが、日本は太陽光発電の導入量が風力発電を上回っている珍しい国であるといえる。表 1.5 は、国別の風力発電累積導入設備容量に関する世界の上位 16 カ国を示している。日本の累積導入設備容量は 2010 年末時点で世界 12 位である。しかしながら、各国の大きさは様々であるため、風力発電の各国における普及の度合いを比較する上で、累積導入設備容量のみを用いるのは適切ではない。これに対し、各国の電力需要に対する風力発電電力量の比率は、風力発電の普及の度合いを見る一つの目安といえる。表 1.5 では、この風力発電による電力量供給比率とこの 16 カ国の中でも順位も示している。デンマークは年間電力需要の 2 割以上、ポルトガルとスペインは 15%以上、アイルランドも 1 割以上を風力発電により賄っており、これらの国々では風力発電が基幹電源の一つに成長している。日本は年間電力需要の 0.4%しか風力発電でまかなっておらず、この 16 カ国中で最下位である。欧州の風力発電導入が盛んな国々では以下のような運用を行っていることも大きな要因と思われる。

- 国際連系線による融通：風力発電出力が過剰な時に余剰電力の輸出が可能



表 1.5 2010 年における国別の風力発電導入量および電力需要

国名	累積導入設備容量 (16カ国中の順位)	発電電力量	電力需要	電力需要に 対する比率 (16カ国中の順位)
中国	44,773 MW(1)	50.10 TWh/yr	4,192.0 TWh/yr	1.2%(15)
アメリカ	40,267 MW(2)	94.65 TWh/yr	4,120.0 TWh/yr	2.3%(10)
ドイツ	27,204 MW(3)	36.50 TWh/yr	604.0 TWh/yr	6.0%(5)
スペイン	20,676 MW(4)	42.70 TWh/yr	259.9 TWh/yr	16.4%(3)
インド	13,065 MW(5)	17.17 TWh/yr	818.2 TWh/yr	2.1%(11)
イタリア	5,797 MW(6)	8.38 TWh/yr	326.2 TWh/yr	2.6%(9)
フランス	5,660 MW(7)	9.23 TWh/yr	513.0 TWh/yr	1.8%(14)
イギリス	5,270 MW(8)	10.02 TWh/yr	381.2 TWh/yr	2.6%(8)
カナダ	4,124 MW(9)	9.98 TWh/yr	549.9 TWh/yr	1.8%(13)
ポルトガル	3,987 MW(10)	9.02 TWh/yr	52.2 TWh/yr	17.3%(2)
デンマーク	3,802 MW(11)	7.81 TWh/yr	35.6 TWh/yr	21.9%(1)
日本	2,304 MW(12)	3.94 TWh/yr	901.5 TWh/yr	0.4%(16)
オランダ	2,245 MW(13)	4.60 TWh/yr	115.0 TWh/yr	4.0%(6)
スウェーデン	2,163 MW(14)	3.50 TWh/yr	132.2 TWh/yr	2.6%(7)
オーストラリア	1,880 MW(15)	5.10 TWh/yr	261.0 TWh/yr	2.0%(12)
アイルランド	1,415 MW(16)	2.89 TWh/yr	27.5 TWh/yr	10.5%(4)

- 広域の風力発電の aggregation(集合化) による出力変動の平滑化
- 系統運用者による風力発電予測の利用, 風力発電への優先的な発電の割り当て

ただし, 日本においても前述したように既設地域間連系線を用いた風力発電連系可能容量増大の実証試験が計画されるなど状況は変わりつつある。今後, 風力発電の導入が進んだ欧米の優れた手法やスマートグリッドといった新しい技術を取り入れることで, 電力系統の風力発電連系可能容量が増大し, 風力発電の導入量が大幅に増加することが期待される<sup>(20)</sup>。

風力発電システムに採用されている動力電圧システムのことをドライブトレインという。風力発電システムは, 変速システムや発電機の種類の違いによって分類される。図 1.11 に, その分類を示す。変速システムは増速機を用いて回転数を上げてから発電機に伝達する増速機方式と, 風車の回転をそのまま発電機に伝達するダイレクトドライブ方式(ギアレス)に分類される。陸上風力発電システムにおいては, 定期的なメンテナンスを必要とし, 特に高速状態では不具合が起こりやすい。陸上風力発電システムにおいては, タービンへのアクセスが容易なため, 増速機のメンテナンスはあまり問題にならないが, 洋上風量発電システムにおいては, 作業船のレンタル料や故障機器の修理, メンテナンススタッフの動員などによって高コストとなる。そのため, 求められる発電容量に応じてブレードや発電機を改良しながら増速機のギア比を最適化することで, コストや総重量を抑えることが検討されてい

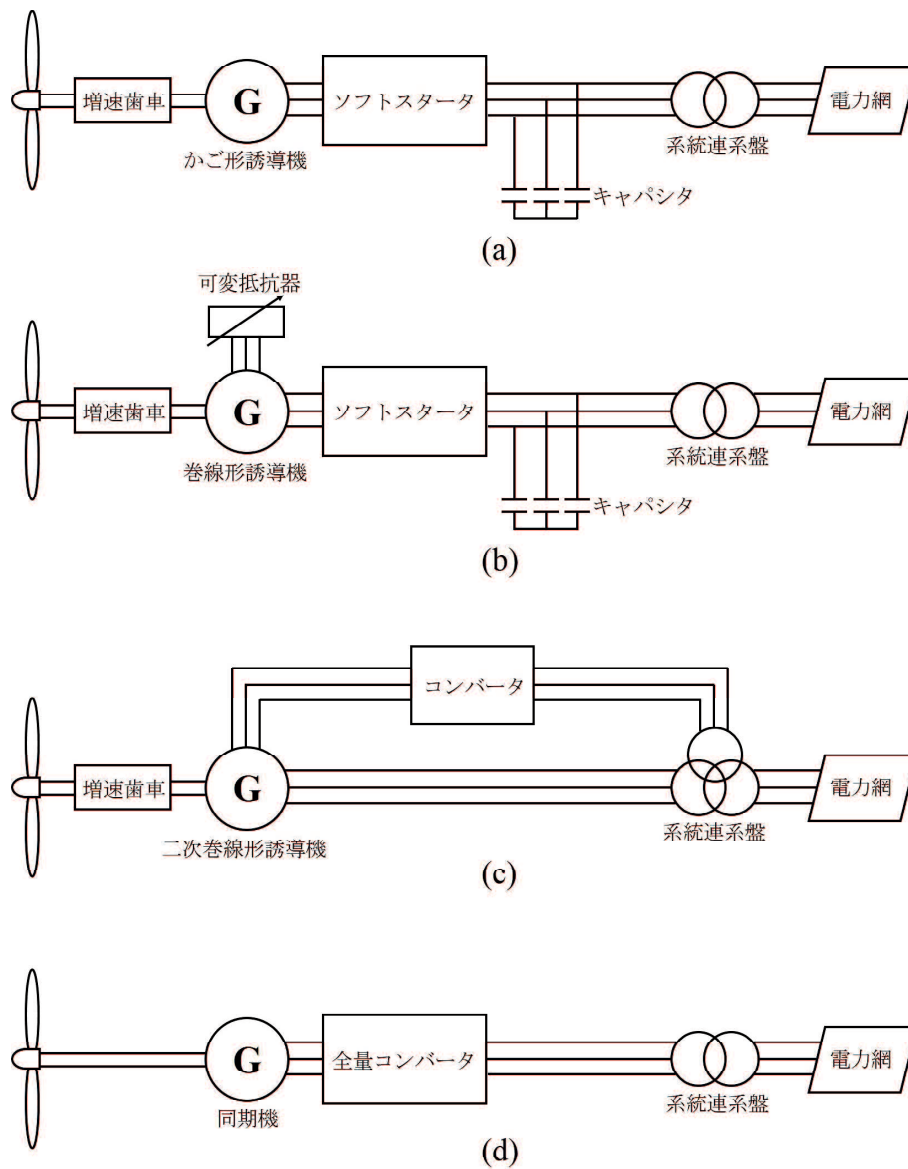


図 1.11 風力発電システムの分類

る。また、増速機を用いないダイレクトドライブ方式が採用される傾向が強まっている。ダイレクトドライブ方式では、増速機を用いない分、低速で発電することができる極数の多い発電機を用いるため、従来の増速機方式と比較して生産コストが高いなどの欠点があるが、前述した増速機の故障リスクの回避やメンテナンスコストの削減に加え、増速機による伝達ロス削減、重量の削減などの利点を有している。さらに、新しいドライブトレイン方式として油圧を用いる方式が検討されている。この方式では、翼が受けた風力エネルギーを油圧ポンプ内で高圧の油圧エネルギーに変換する。さらに、この高圧の油圧エネルギーを用いて油圧モータを駆動し、デジタル制御によって電力系統の周波数に合う一定の回転数へ昇速して発電機を電力系統につなぎ、稼働させる。油圧を用いる方式を採用すると、油圧ポンプとモータを個々に制御できるだけでなく、従来は必要とされた歯車や周波数変換装置が不要と

表 1.6 図 1.11 に示した 4 種類の風力発電システムの特徴

種類	変速システム	発電機	長所	短所
a	増速機方式	かご形誘導機	安価，構造が シンプル，頑丈	フリッカ電圧，電力 調整不可，抵抗率
b	増速機方式	巻線形誘導機	最適な出力 調整可	コンバータ サイズ，高価
c	増速機方式	二次巻線 形誘導機	最適な出力調整 可，コンバータ がコンパクト	速度範囲の 制限，高価
d	ダイレクト ドライブ方式	同期機	電圧および出力調整 可，ギアレス，高効 率，頑丈，自己励磁	全量コンバータが 必要，発電機構成が 複雑，非常に高価

なる。発電機については，誘導機または同期機のいずれかの交流発電機が用いられる。誘導機は増速機方式の風力発電システムに採用されており，回転子の形状や系統連系方式の違いによって，かご形誘導機，巻線形誘導機，二次巻線形誘導機などに分類される。以前はかご形誘導機および巻線形誘導機が発電機の主流であったが，近年は大型化が進むにつれ，出力変動抑制などへの対応から二次巻線形誘導機の使用も増えている。ダイレクトドライブ方式に用いられる同期機については，近年は小型化・軽量化を目的として，永久磁石発電機の技術開発が推進されている。誘導機は，発電時に回転子に駆動電力を供給する必要があるが，単独運転ができないが，永久磁石発電機は回転子への電力供給が不要であることに加え，発電機の径は大きくなるものの，大幅重量低減，ナセル容量の削減が可能とされている。また，高効率化と軽量化を目的とした超電導技術の開発も行われている。表 1.6 に，図 1.11 に示した 4 種類の風力発電システムの特徴をまとめる<sup>(10)</sup>。

#### 1.1.4 瞬時電圧低下とその影響

近年，電力の品質に関する問題が注目されている。これは，太陽光発電，風力発電，コジェネレーションなどの分散型電源が普及するとともに，パワーエレクトロニクス機器の導入拡大で負荷機器も多様となり，電力ネットワークが複雑化していることが影響される。交流電力の品質が良い状態とは，電圧の振幅，周波数および位相に乱れがなく，滑らかな正弦波状の波形が維持されていることを指し，電力品質問題に含まれる具体的事象としては，瞬時電圧低下，高調波，フリッカ，電圧不平衡などが挙げられる。瞬時電圧低下は，瞬時的に電圧が低下することであり，その多くは落雷などの自然現象によるものである。日本工業規格 JIS C 61000-4-44<sup>(21)</sup> では，瞬時電圧低下の概念を電圧ディップという用語で定義しており，電力系統のある地点における半周期から数秒の期間，継続する突然の電圧低下としている。

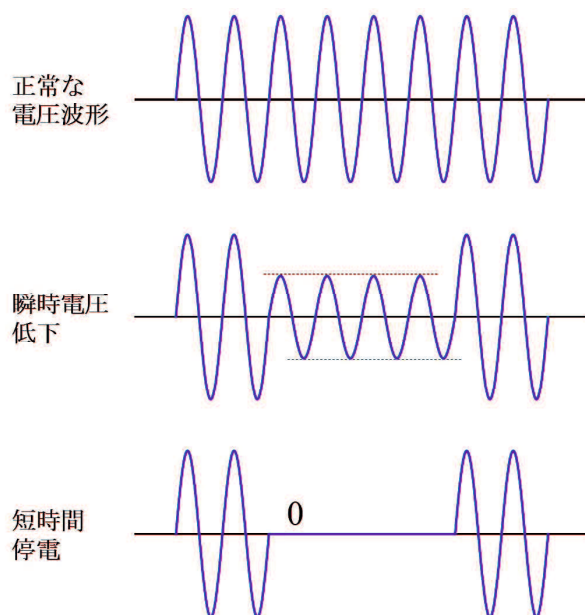


図 1.12 瞬時電圧低下と短時間停電の電圧波形

また、同規格では短時間停電についても定義しており、概して1分を超えない供給電圧の消失としている。後者の短時間停電は、瞬時停電と呼ばれる場合があるが、瞬時電圧低下とは異なった現象である。短時間停電は負荷側の電圧が0になる現象であり、瞬時電圧低下とは発生のメカニズムが異なり、対応策も変わる。

図 1.12 に、瞬時電圧低下と短時間停電時の電圧波形を示す。瞬時電圧低下が発生する場合の流れは、① 雷の発生 → ② 送電線へ落雷 → ③ 送電線に地絡などの異常発生 → ④ 瞬時電圧低下が発生 → ⑤ 需要家機器への影響発生となる。系統に瞬時電圧低下が発生した場合は、① 雷の発生 → ② 送電線へ落雷 → ③ 送電線に地絡などの異常発生 → ④ 保護リレーが異常を検出 → ⑤ 送電線両端の遮断器を開放し事故除去 → ⑥ アーク消滅後に送電線を再閉路という自動シーケンスが動作する。瞬時電圧低下の影響を最小限に抑制するためには、この③～⑤の事故除去時間を短くすることが有効であり、それは発電機の安定度を維持することにもつながる。瞬時電圧低下の影響度合いを左右する要素は、継続時間と電圧低下レベルである。継続時間は前記の③～⑤によって決まる数十 msec から 2 sec 程度以下であることがほとんどである。電圧低下レベルは、事故点(落雷地点)との近接度合いで決定する。事故点に近ければ大きな電圧低下が発生し、十分に遠ければわずかで収まることとなる。

図 1.13 に、文献(22)の調査結果による瞬時電圧低下の発生が負荷機器へもたらす影響を示す。従来から、瞬時電圧低下によって負荷機器が誤動作や停止するなどの影響を受けるものとしてコンピュータが知られているが、近年ではパワーエレクトロニクスを利用した機器が産業用にも広く普及したことから、工場内のリレーが動作し、生産設備が停止する事例も

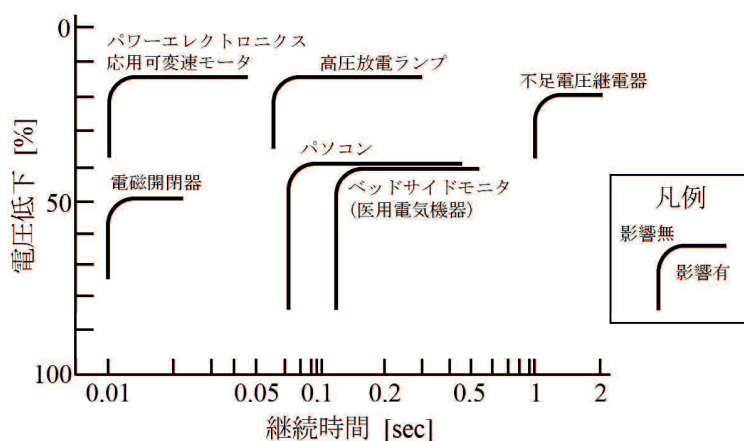


図 1.13 瞬時電圧低下による負荷機器への影響

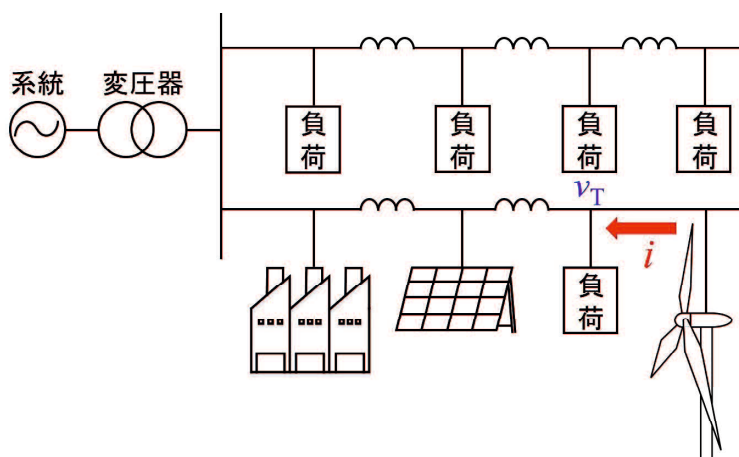


図 1.14 電力系統に接続される風力発電

報告されている<sup>(23)</sup>。図 1.14 に電力系統に接続される風力発電を示す。図の左側が系統であり、右にはそれぞれ接続されている様々な負荷、工場、太陽光パネル、風力発電を示している。かご形誘導機を発電機として用いる風力発電では、後述する突入電流という大きな電流が流れる。図 1.14 の  $i$  のように突入電流が発生すると、 $v_T$  の点で瞬時電圧低下が起こる。

## 1.2 研究目的

これまで述べたように、風力発電の導入は世界で増加することが見込まれるが、安価でメンテナンスフリーなかご形誘導機式風力発電システムでは、系統並列時に定格の約 6 倍程度の大きな突入電流が発生し、受電端電圧の瞬時電圧低下を引き起こす問題がある<sup>(24), (25)</sup>。この突入電流の従来の抑制法として、後述するソフトスタート方式<sup>(26)</sup>と抵抗接続方式<sup>(27)</sup>があるが、突入電流抑制時の電源電流の高調波歪み (Total Harmonic Distortion : THD) の増大や電力損失の課題がある。本論文では、従来の突入電流抑制法の課題である THD と電力損失の両方を解決することができる突入電流抑制法を提案する。本論文の目的は、以下の通りで

ある。

1. マトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置を提案し、その有効性を計算機シミュレーションにより明らかにする。
2. 交流チョッパを用いた簡易な突入電流抑制装置を提案し、その有効性を計算機シミュレーションにより明らかにする。
3. マトリックスコンバータを用いた発電時の無効電力補償用進相キャパシタ投入時の突入電流抑制法を提案し、その有効性を計算機シミュレーションにより明らかにする。

### 1.3 本論文の概要

本論文は6章から構成されており、各章の概要は以下の通りである。

第1章では、再生可能エネルギーと風力発電の現状と動向について述べる。世界・日本の風力発電の導入量、重要性などを示す。また、本研究ではかご形誘導機を発電機として有する風力発電システムについて論じるため、風力発電の仕組み、かご形誘導機の原理などについて説明する。さらに、本研究の目的と本論文の概要を述べる。

第2章では、かご形誘導機の系統並列時に起こる突入電流の問題とその突入電流抑制の従来法について述べる。まず、本研究で対象とする風力発電システムにおけるかご形誘導機直入れ時の突入電流を計算機シミュレータによって確認し、突入電流に伴う風力発電システムの問題点を明らかにする。次に従来の突入電流抑制法としてソフトスタート方式と抵抗接続方式について述べる。ソフトスタート方式、抵抗接続方式ともに突入電流の抑制が可能であることを計算機シミュレーションにより確認し、両方式における課題を明らかにする。

第3章では、提案するマトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置について述べる。はじめに、マトリックスコンバータの入力側を系統と並列に、出力側を誘導機に対して直列に接続し、マトリックスコンバータの出力電圧を誘導機電流と同相の電圧とすることで、誘導機電流に対して等価的な抵抗として動作させる突入電流抑制法について述べる。抵抗動作によってマトリックスコンバータの出力側に流入する電力は、入力側から電力系統へ回生されるため、電力損失を大幅に低減可能である特長がある。次に計算機シミュレータにより突入電流抑制の効果を確認する。突入電流は約90%抑制でき、受電端電圧の瞬時電圧低下は系統連系技術要件ガイドラインに規定されている10%以内を満たすことを明らかにする。最後に、第2章で述べた従来法と提案手法の比較を行い、提案手法が低高調波で、かつ、低損失で突入電流を抑制できることを明らかにする。

第4章では、交流チョッパを用いた突入電流抑制装置について述べる。はじめに、交流チョッパの入力側を系統と並列に、出力側を誘導機に対して直列に接続し、交流チョッパの出力電圧を制御することで、ソフトスタート的に誘導機印加電圧を徐々に増加させる突入電流抑制法について述べる。次に、計算機シミュレータにより突入電流抑制の効果を確認す

る。突入電流は約 90%抑制でき、受電端電圧の瞬時電圧低下は系統連系技術要件ガイドラインに規定されている 10%以内を満たすことを明らかにする。最後に第 3 章で述べたマトリックスコンバータ方式と交流チョッパ方式の比較を行い、電源電流の THD は交流チョッパ方式が大幅に低減できることを明らかにする。

第 5 章では、かご形誘導機発電時の遅れ無効電力を補償する進相キャパシタ投入時の突入電流抑制について述べる。はじめに、発電時に誘導機が発生する遅れ無効電力を補償する進相キャパシタ投入時に突入電流の発生原理について述べる。次に、第 3 章で提案したマトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置を進相キャパシタ投入時に動作させる突入電流抑制法を提案する。進相キャパシタ投入時の等価回路から、等価抵抗値の検討を行い、計算機シミュレーションにより提案手法の妥当性を明らかにする。

第 6 章では、本研究で得られた研究成果および今後の検討課題について述べる。

## 第2章 かご形誘導機式風力発電システムの突入電流と従来の対策

第1章では、世界のエネルギー事情について述べ、中でも再生可能エネルギーの一つである風力発電システムが注目されていることを述べた。本章では、その風力発電システムにおいて、系統並列時に起こる突入電流およびそれに伴う受電端電圧の瞬時電圧低下について計算機シミュレータを用いて確認する。また、従来の突入電流抑制法とその課題を明らかにする。

### 2.1 かご形誘導機式風力発電システムの構成

風力発電で用いられる発電機は、図 1.11 で示したように交流回転機である誘導機あるいは同期機である。本研究ではコストが低く、メンテナンスが容易などの利点から広く利用されているかご形誘導機を用いた風力発電システムを対象としている。図 2.1 にかご形誘導機の簡略化した構成図を示す。かご形誘導機はかご形の回転子と、回転磁界を造成する固定子から構成される。図 2.2 にかご形誘導機の動作原理を示す。固定子で形成される回転磁界を時計方向に回転する磁極 (N・S) で模擬し、磁極内に自由に回転するかご形回転子を設ける。相対的に磁極は静止状態でかご形回転子は反時計方向に回転していると考え、回転子の導体にはフレミングの右手の法則により、図中に示す方向に起電力が誘導される。かご形回転子の導体は両端で短絡環によって短絡 (エンドリング) されているので、起電力よりやや位相が遅れて短絡電流が流れる。この電流と磁束によってフレミングの左手の法則によりかご形回転子には時計方向の力が生じるので、磁極と同じ時計方向に回転する。回転磁界は固定子に電気角で  $120^\circ$  ごとに配置された各相の巻線に三相電源から励磁電流を供給することによって作られる。回転子に流れる短絡電流によってアンペアタールの法則により、固定子にはこれと同相の電流が流れ、固定子電流は固定子の電圧よりやや遅れ位相となる。固定子にはこの電流に励磁電流が加わった電流が流れる。磁極の回転数を  $N_s$ 、回転子の回転数を  $N$  とすると、すべり  $s$  は次式で定義される。

$$s = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (2.1)$$

誘導電動機の回転子の回転数は磁極の回転数より小さいので、すべり  $s$  は正になる。風力発電では、風力タービンはギアを介して回転子に接続される。図 2.2 に示すように時計方向に



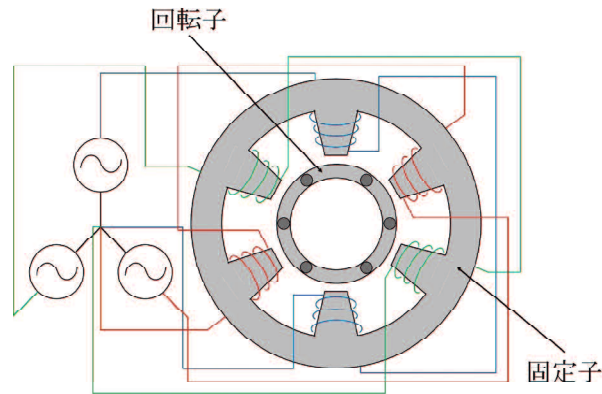


図 2.1 かご形誘導機の構成

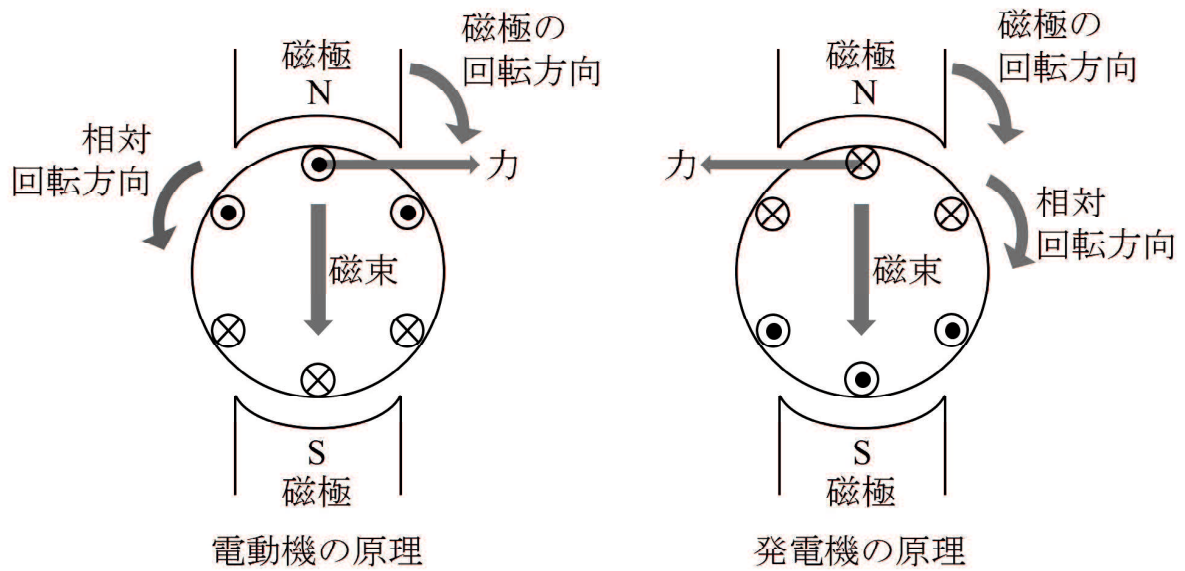


図 2.2 かご形誘導機の動作原理

回転している磁極の回転数より大きな回転数で回転子を時計方向に回転させる。相対的に磁極は静止状態で、かご形回転子は時計方向に回転していると考え、回転子の導体にはフレミングの右手の法則により、図中に示す方向に起電力が誘導され、これよりやや遅れて短絡電流が流れる。この電流方向は電動機の短絡電流とは反対方向であり、アンペータンの法則により固定子にはこれと同相の電流が流れるため、固定子電流は固定子の電圧に対してほぼ反対方向となる。したがって、この場合は発電機として作用する。回転子には反時計方向の力が発生するので、風力タービンによってこの力より大きな反対方向の力を加えることで、風力エネルギーを電気エネルギーに変換する。この場合、誘導機の回転子の回転数は磁極の回転数より大きいので、すべり  $s$  は負になる。極数を  $p$ 、電源周波数を  $f_s$  とすると、回転磁界の回転数  $N_s$  は次式となる<sup>(28)</sup>。

$$N_s = \frac{120f_s}{p} \quad (2.2)$$

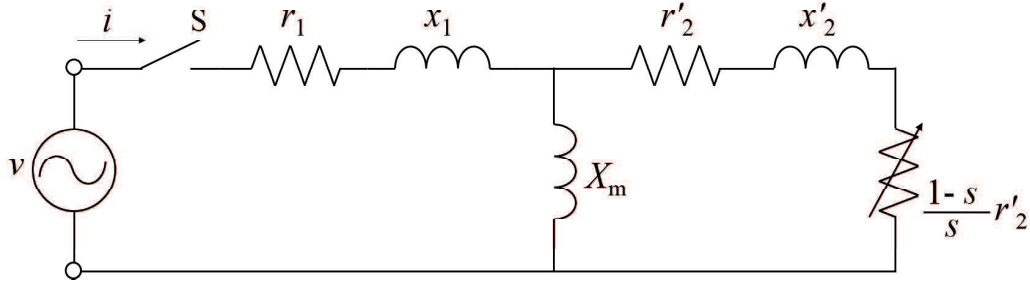


図 2.3 かご形誘導機の等価回路

図 2.3 にかご形誘導機の 1 相分の等価回路を示す<sup>(29)</sup>。  $r_1$  は 1 次抵抗，  $r'_2$  は 2 次抵抗，  $x_1$  は 1 次漏れリアクタンス，  $x'_2$  は 2 次漏れリアクタンス，  $X_m$  は励磁リアクタンスをそれぞれ現す。等価回路より，かご形誘導機は誘導性負荷として考えられることがわかる。また，等価回路中にすべり  $s$  によって変化する抵抗が存在する。回転子が静止しているとき，回転数  $N = 0$  なので，(2.1) 式よりすべり  $s$  は 1 となる。したがって，等価回路中のすべり  $s$  によって変化する抵抗は 0 となり，短絡した状態となる。等価回路が抵抗とインダクタで構成されていることから，かご形誘導機の始動時には過渡現象が生じ，次式で示す過渡的な電流が流れる。

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}V}{x} \{ \cos(\omega t + \varphi) - \cos \varphi \} \varepsilon^{-\alpha t} \quad (2.3)$$

ただし，(2.3) 式は 1 相に電圧  $v = \sqrt{2}V \cos(\omega t)$  を印加した場合であり，  $x$  は過渡リアクタンス，  $\varphi$  は電圧投入位相角，  $\alpha$  は短絡過渡時定数の逆数である。これらのことから，誘導機の始動時に励磁電流によって大きな突入電流が生じる。この突入電流は一般的にかご形誘導機の定格電流の約 6 倍の大きさであり，これが受電端電圧の瞬時電圧低下を引き起こす原因となる。瞬時電圧低下により，同じ系統に接続されている機器が誤動作または故障などの影響を受ける場合があるため，電力品質確保に係る系統連系技術要件ガイドラインにより，瞬時電圧低下は常時電圧の 10% 以内とすることが適切であるとされている<sup>(30)</sup>。そのため，風力発電にかご形誘導機を用いる場合，突入電流の対策を行うことが必要である。次に，風力発電システムにおけるかご形誘導機系統並列時の突入電流発生の原理を RL 回路の過渡解析により説明する。風力発電システムにおいて，かご形誘導機が系統並列されるのはかご形誘導機の回転速度が同期速度に近いときであり，すべり  $s$  は 0 に近い値である。よって，図 2.3 の  $s$  が分母にある可変抵抗部分は開放状態となる。図 2.4 にそのときの等価回路を示す。ただし，  $x_{1m}$  は図 2.3 の  $x_1$  と  $X_m$  の合成リアクタンスであり，  $x_{1m} = x_1 + X_m$  である。図 2.4 の回路のスイッチを ON した瞬間の過渡解析を行う。図 2.4 より，次式が成り立つ。

$$x_{1m} \frac{di}{dt} + r_1 i = v \quad (2.4)$$

電流  $i$  は一般的に  $i = i_s + i_f$  と表される。この  $i_s$  を定常項，  $i_f$  を過渡項という。定常項は一定

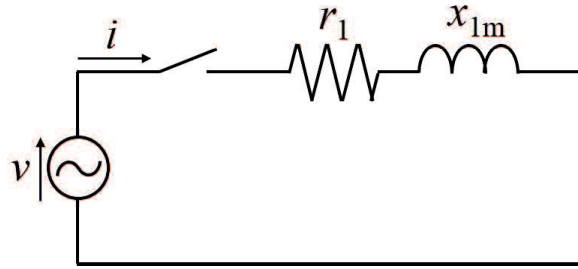


図 2.4 かご形誘導機系統並列直後の等価回路

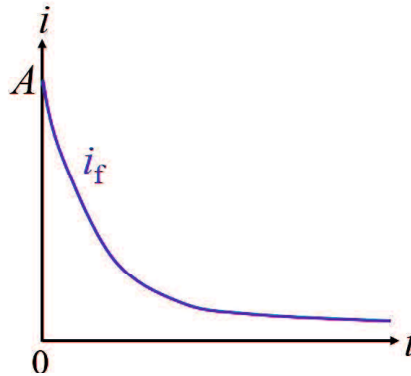


図 2.5 図 2.4 の電流の過渡項

の値（交流の場合は一定の振幅）であるため、本稿では変動する値である過渡項のみを求める。過渡項を求めるためには、次式のような特性方程式を解く<sup>(31)</sup>。

$$x_{1m} \frac{di_f}{dt} + r_1 i = 0 \quad (2.5)$$

(2.5) の微分方程式において、 $i = Ae^{pt}$  において解くと次式となる。

$$x_{1m}p + r_1 = 0 \quad (2.6)$$

よって、 $p = -r_1/x_{1m}$  となるため、過渡項  $i_f$  は次式となる。

$$i_f = Ae^{-\frac{r_1}{x_{1m}}t} \quad (2.7)$$

ここで、 $A$  は印加する電圧の振幅や周波数、接続されている抵抗、リアクタンスの値によって決定される項である。図 2.5 に (2.7) 式の概形を示す。実際には、この過渡項  $i_f$  にさらに定常項  $i_s$  が加わった値が電流値となるが、過渡項の概形からもスイッチ ON 直後に大きな電流が流れることが確認できる。

風力発電システムにおける突入電流と瞬時電圧低下をシミュレーションにより確認する。図 2.6 に風力発電システムのシステム構成を示す。本研究では、風力発電の発電機として 2 台のかご形誘導機を用いており、風速による切り替えを行う。1 台は定格出力 100 kW の

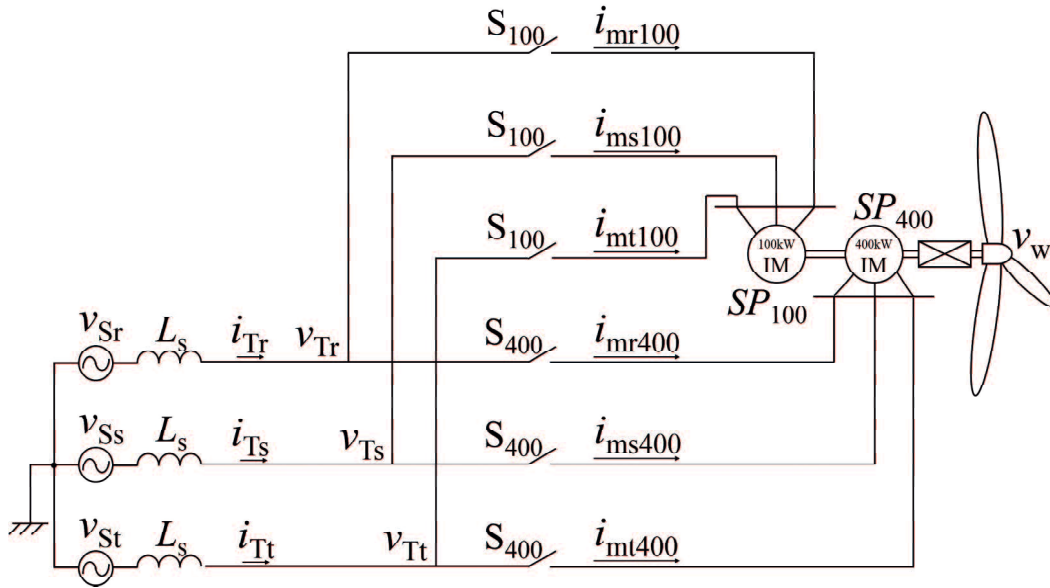


図 2.6 風力発電システムのシステム構成

表 2.1 誘導機の各定数

Item	100 kW Squirrel-Cage Induction Machine	400 kW Squirrel-Cage Induction Machine
Rated power [kW]	100	400
Rated phase voltage [V]	277	277
Rated phase current [A]	120	481
Rated frequency [Hz]	50	50
Number of pole	6	4
Synchronous speed [rpm]	1000	1500
Rated wind speed [m/s]	8	15

かが形誘導機 (以下, 100 kW 誘導機), もう 1 台は定格出力 400 kW のかが形誘導機 (以下, 400 kW 誘導機) を接続する。表 2.1 にそれぞれの誘導機の各定格を示す。100 kW 誘導機の定格風速は 8 m/s, 400 kW 誘導機の定格風速は 15 m/s である。対象とする風力発電システムは, カットイン風速を 3 m/s, カットアウト風速を 25 m/s とし, 風速が 3~8 m/s では 100 kW 誘導機を系統並列し, 風速が 8.0001~2.5 m/s では 400 kW 誘導機を系統並列する。(1.8) 式より風車のブレード面積  $A$  [m<sup>2</sup>] を求める。出力電力  $P_e=400$  kW, 空気密度  $\rho=1.229$  kg/m<sup>3</sup>, 出力係数  $C_p=0.4$ , 風速  $v_w=15$  m/s とする。さらに, 実際の発電電力には風力タービンと発電機との間のギアボックスの効率も影響するため, (1.8) 式の右辺にギアボックス効率  $\eta=0.97$  を乗算し計算を行う。(1.8) 式より, ブレード面積は  $A \approx 497$  m<sup>2</sup> となる。しかしながら, PSCAD/EMTDC 上では 400 kW が出力できるブレード面積として  $A = 607$  m<sup>2</sup> とした。表 2.2 に, かが形誘導機モデルのパラメータを示す。表 2.2 において, それぞれのかが形誘

表 2.2 誘導機モデルのパラメータ

Item	100 kW Squirrel-Cage Induction Machine	400 kW Squirrel-Cage Induction Machine
Stator Resistance [pu]	0.066	0.066
First Cage Resistance [pu]	0.016	0.004
Second Cage Resistance [pu]	0.004	0.004
Stator Unsaturated Leakage Reactance [pu]	0.046	0.046
Unsaturated Magnetizing Reactance [pu]	1.303	2.711
Rotor Unsaturated Mutual Reactance [pu]	0.039	0.083
Second Cage Unsaturated Reactance [pu]	0.118	0.12
Polar Moment of Inertia [sec]	5.8	5.8
Mechanical Damping [pu]	0.008	0.008

導機の定格相電圧と定格相電流から計算される定格インピーダンスを 1 pu としている。100 kW 誘導機の定格インピーダンスは約 2.3  $\Omega$ ，400 kW 誘導機の定格インピーダンスは約 0.58  $\Omega$  である。図 2.6 の系統側のインダクタは配電線のインピーダンスなどを考慮するためのものであり、インダクタンスは 0.1 mH としている。これは 400 kW 誘導機の定格インピーダンスの約 5% の値としている。

モデル化した 100 kW 誘導機および 400 kW 誘導機の妥当性をシミュレーションにより確認する。風力発電のモデル化に関しては、様々な研究が行われている<sup>(32), (33), (34)</sup>。図 2.7 に、PSCAD/EMTDC 上の風力発電モデルを示す。風車モデルには、風速とハブの回転速度とピッチ制御入力を与える。風速は、シミュレーションで想定している風速を入力している。ハブの回転速度は、電源の周波数と各かご形誘導機の極数と出力回転速度から計算した値を入力している。ピッチ制御入力はピッチ角制御を行うためのものであるが、今回のシミュレーションでは用いていない。かご形誘導機モデルには、速度制御入力とトルク入力を与える。シミュレーションでは、それぞれのかご形誘導機のカットイン風速を超えるまでは速度制御として、速度制御入力に 0.95 pu を入力し、カットイン風速を超えたところで風車の出力トルクを入力するように切り替える。この速度制御からトルク制御に変更するのは、図中の S 端子の入れている値によって判断する。

図 2.8 は 100 kW 誘導機の出力量とすべりの関係を表した図である。図 2.8 は 100 kW 誘導機を速度制御により動作させている。すべり  $s$  の値が負の場合、かご形誘導機は発電動作となることが確認できる。また、定格出力である 100 kW を発電するのは、すべり  $s$  が約 -0.0036 のときであり、同期速度を 1 pu とすると約 1.0036 pu の速度で回転するときである。図 2.9 は 400 kW 誘導機の出力量とすべりの関係を表した図である。図 2.9 も図 2.8 と同様に、400 kW 誘導機を速度制御により動作させている。100 kW 誘導機と同様、すべり

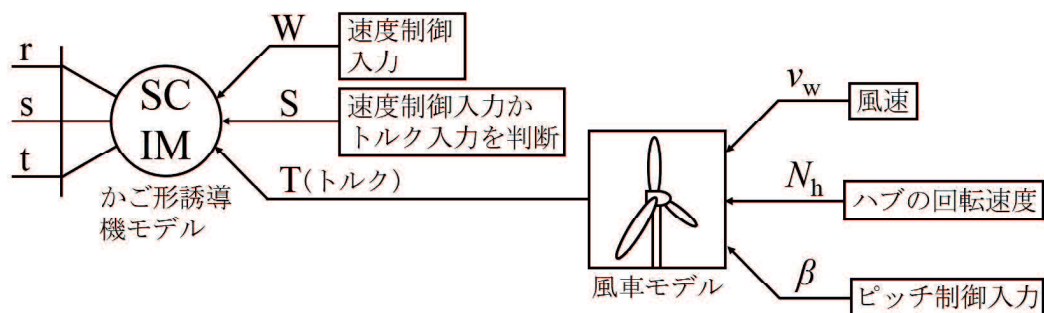


図 2.7 PSCAD/EMTDC 上の風力発電モデル

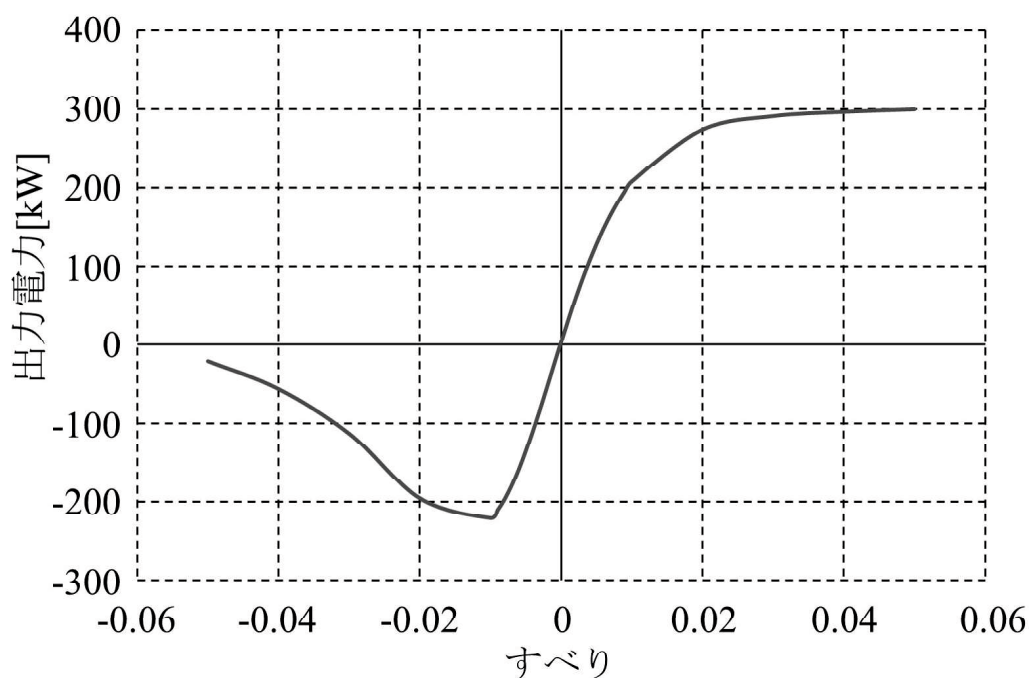


図 2.8 100 kW 誘導機のすべり-出力電力特性

$s$  の値が負の場合、誘導機は発電動作となることが確認できる。また、定格出力である 400 kW を発電するのは、すべり  $s$  が約-0.0022 のときであり、同期速度を 1 pu とすると約 1.0022 pu の速度で回転するときである。

図 2.10 は、本検討のシミュレーションで想定した風速の時間変化である。0～3 秒で風速は 0～8 m/s まで上昇し、3～6 秒の 3 秒間は 8 m/s 一定である。6～9 秒で風速は 8～15 m/s まで上昇し、9～12 秒の 3 秒間は 15 m/s 一定である。8 m/s は 100 kW 誘導機の定格風速、15 m/s は 400 kW 誘導機の定格風速である。対象とする風力発電システムのカットイン風速は 3 m/s なので、1.125 秒に 100 kW 誘導機は系統並列する。また、8.0001 秒には 100 kW 誘導機を解列し、400 kW 誘導機を系統並列する。解列した側の 100 kW 誘導機では突入電流が生じないが、系統並列した 400 kW 誘導機において突入電流が生じる。また、本稿では扱わないが、逆に 400 kW 誘導機系統並列しているところから風速が弱まって 8 m/s を下回っ

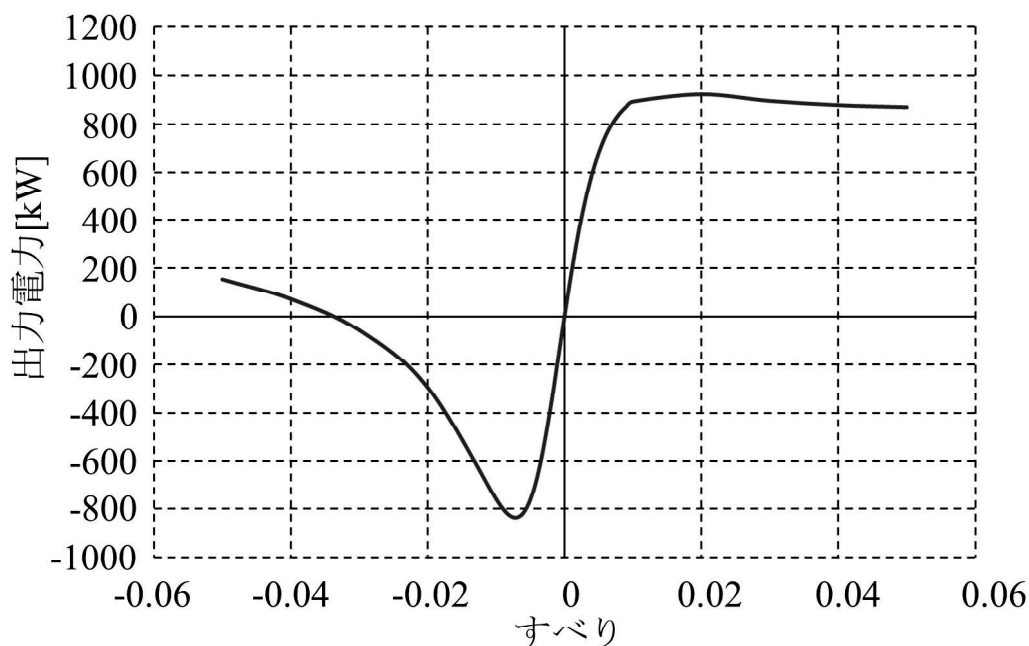


図 2.9 400 kW 誘導機のすべり-出力電力特性

た場合、400 kW 誘導機を解列し、100 kW 誘導機を系統並列する。この場合も、解列した 400 kW 誘導機では突入電流が生じないが、系統並列した 100 kW 誘導機では突入電流が生じる。

図 2.10 で示した風速変化を与えて、100 kW 誘導機および 400 kW 誘導機を有する風力発電システムの動作を確認する。図 2.11 は 100 kW 誘導機の出力電力、図 2.12 は 400 kW 誘導機の出力電力のシミュレーション結果である。図 2.11 から、100 kW 誘導機の定格風速 8 m/s 一定の期間である 3~6 秒で約 100 kW の発電をしていることが確認できる。図 2.12 から、400 kW 誘導機の定格風速 15 m/s 一定の期間である 9~12 秒で約 400 kW の発電をしていることが確認できる。図 2.13 に、各誘導機の出力回転速度のシミュレーション結果を示す。0~6 秒は 100 kW 誘導機の、6~12 秒は 400 kW 誘導機の出力回転速度を示している。出力回転速度の 1 pu は各誘導機の同期速度とする。100 kW 誘導機の定格風速一定の間では、出力回転速度が約 1.0037 pu である。400 kW 誘導機の定格風速一定の間では、出力回転速度が約 1.0021 pu である。よって、各誘導機を速度制御によって動作させたときの定格出力するときの出力回転速度とほぼ同じであることも確認できる。

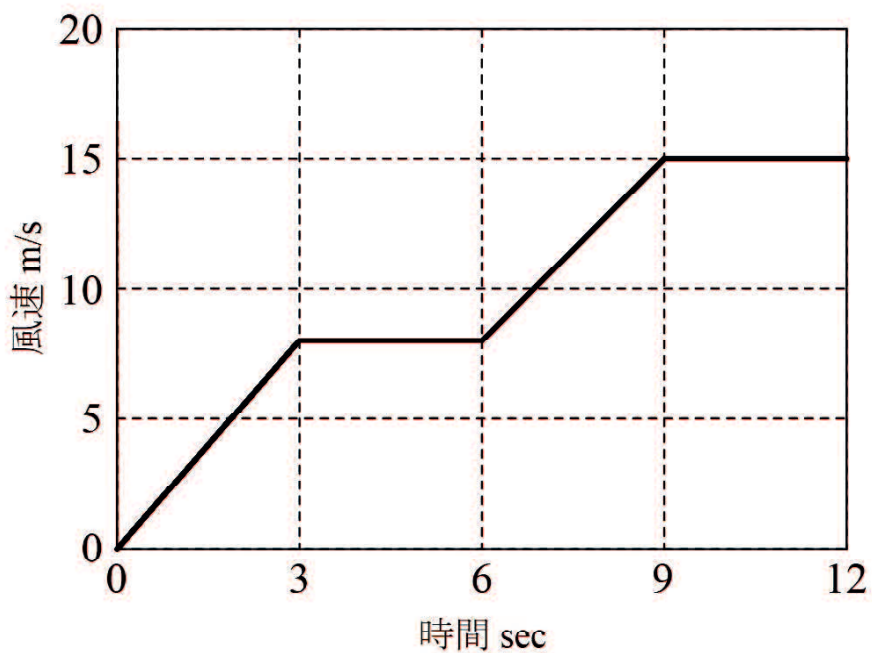


図 2.10 シミュレーションにおける風速変化

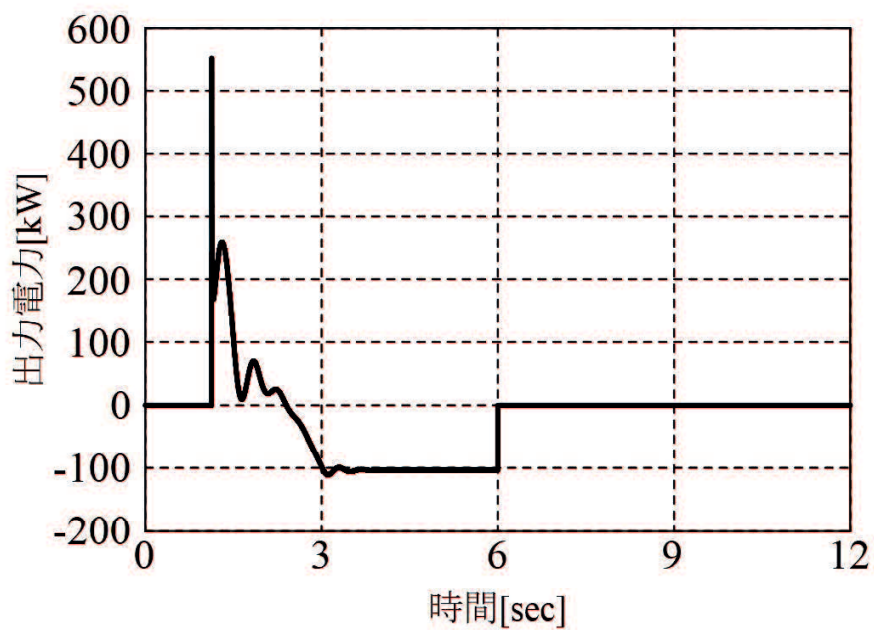


図 2.11 100 kW 誘導機の実出力電力



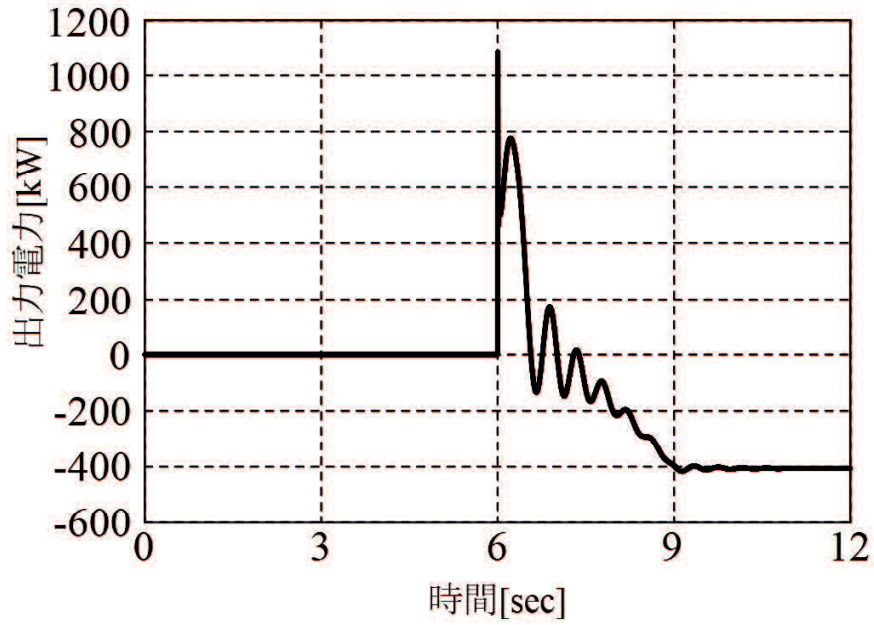


図 2.12 400 kW 誘導機の実出力電力

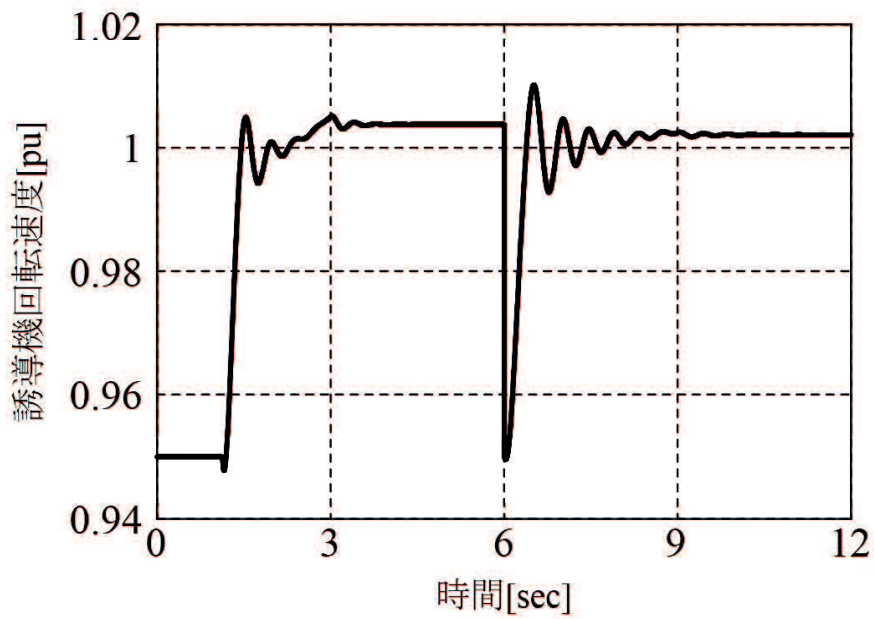


図 2.13 各誘導機の実出力回転速度

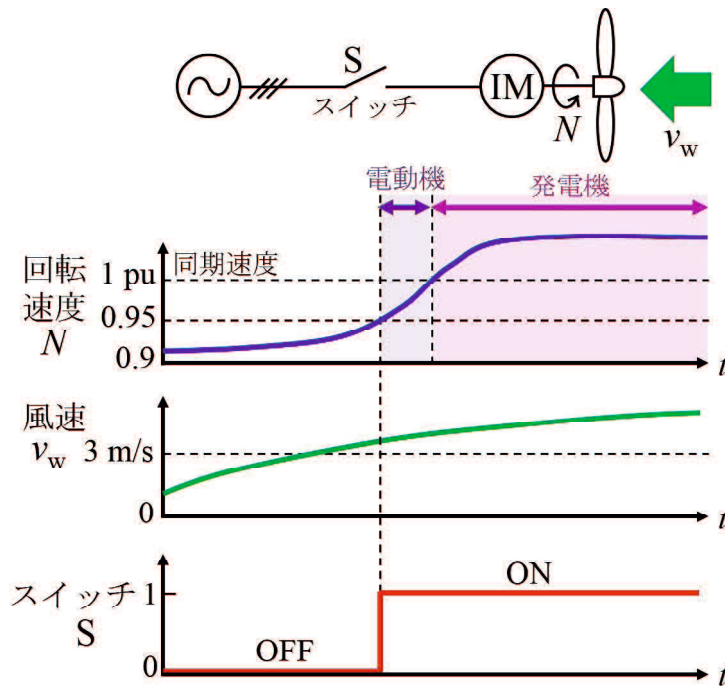


図 2.14 かご形誘導機の系統並列前後の回転速度と風速の関係

図 2.14 に、かご形誘導機の系統並列前後の回転速度と風速の関係を示す。上から、かご形誘導機の回転速度、風速、系統とかご形誘導機の間にあるスイッチの状態を示している。スイッチのグラフの 1 が ON 状態、0 が OFF 状態を表している。かご形誘導機が系統並列する条件は、前述したカットイン風速以上であることとかご形誘導機の回転速度が 0.95 pu 以上であることとする。風速の条件については、カットイン風速より低い範囲では十分な電気出力が得られないため設定されている。かご形誘導機の回転速度について、0.95 pu 時は 1 pu つまり同期速度を越えていないため、電動機として動作している状態で系統並列することになる。これは、電動機として動作させ、ある程度回転速度を上げるためである。図 2.14 の例においても、風速がカットイン風速である 3 m/s 以上かつかご形誘導機の回転速度が 0.95 pu 以上となったときにスイッチが ON となり、系統並列している。それから回転速度が同期速度を越えるまではかご形誘導機は電動機として動作し、回転速度が同期速度を超過した時点で発電動作を開始する。

ここで、実際に風力発電システムにおいて、突入電流の課題がどの程度頻繁に起こるのかを検討する。例として、山口県長門市にある日置風力発電所について述べる。日置風力発電所の発電機の定格出力は 1950 kW である。カットイン風速は 2.5 m/s、カットアウト風速は 25 m/s、定格風速は 14 m/s である。図 2.15 に、発電所の近くである山口県萩市のある 1 日の風速変化を 10 分毎にプロットしたグラフを示す。図 2.15 より、カットイン風速である 2.5 m/s を超えることは 12 回あり、単純に風速だけの条件で見た場合、1 日に 12 回もの系統並列が行われることになる。シミュレーションでは、図 2.10 のような風速変動を想定しており、図

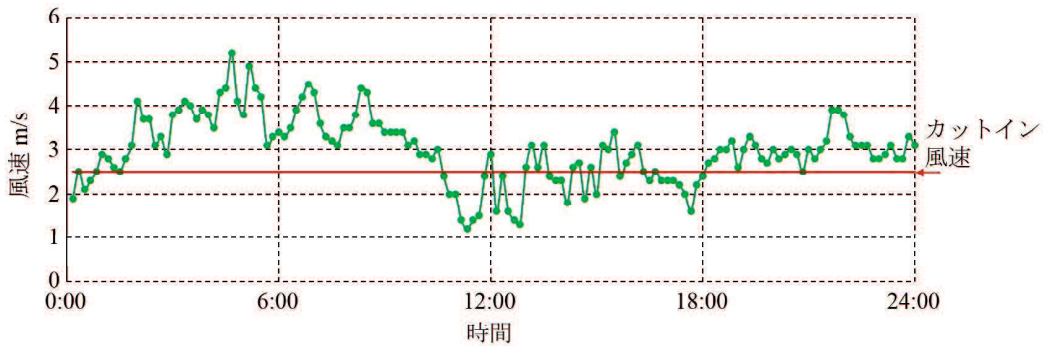


図 2.15 山口県萩市の 1 日の風速変動

2.15 と比較して簡易な変動としているが、シミュレーションでは原理確認、またシミュレーション波形を見やすくするため簡易な変動としている。しかしながら、誘導機系統並列時などシミュレーションでは実際に起こる現象を模擬できている。

## 2.2 発電機直入れ時の突入電流

100 kW および 400 kW 誘導機直入れの場合の系統並列時の突入電流および受電端電圧の瞬時電圧低下についてシミュレーションにより確認する。図 2.16 に、100 kW 誘導機系統並列時の受電端電圧と電源電流を示す。図 2.17 に、図 2.16 のかご形誘導機系統並列付近の拡大波形を示す。 $v_{Sr}$ ,  $v_{Ss}$  および  $v_{St}$  はそれぞれ r 相, s 相および t 相の送電端電圧,  $v_{Tr}$ ,  $v_{Ts}$  および  $v_{Tt}$  はそれぞれ r 相, s 相および t 相の受電端電圧,  $i_{Tr}$ ,  $i_{Ts}$  および  $i_{Tt}$  はそれぞれ r 相, s 相および t 相の電源電流である。誘導機を系統並列した瞬間に大きな突入電流が生じ、受電端電圧が低下していることが確認できる。電流は振幅で 1245 A となっており、100 kW 誘導機の定格電流の約 7.3 倍もの突入電流が生じている。受電端電圧の系統並列前と系統並列後と比較すると、振幅が 391 V から 346 V へと 11.5% 低下している。図 2.18 に、400 kW 誘導機系統並列時の受電端電圧と電源電流を示す。図 2.19 に、図 2.18 のかご形誘導機系統並列付近の拡大波形を示す。誘導機を系統並列した瞬間に大きな突入電流が生じ、受電端電圧が低下していることが確認できる。電流は振幅で 3253 A となっており、400 kW 誘導機の定格電流の約 4.8 倍もの突入電流が生じている。受電端電圧の系統並列前と系統並列後と比較すると、振幅が 391 V から 302 V へと 23.2% 低下している。

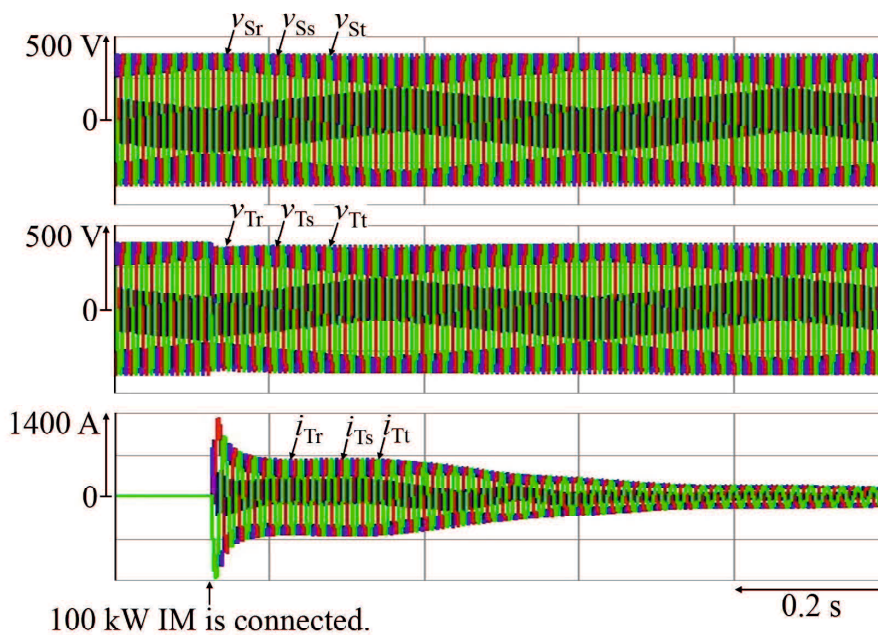


図 2.16 100 kW 誘導機直入れ時の受電端電圧と電源電流

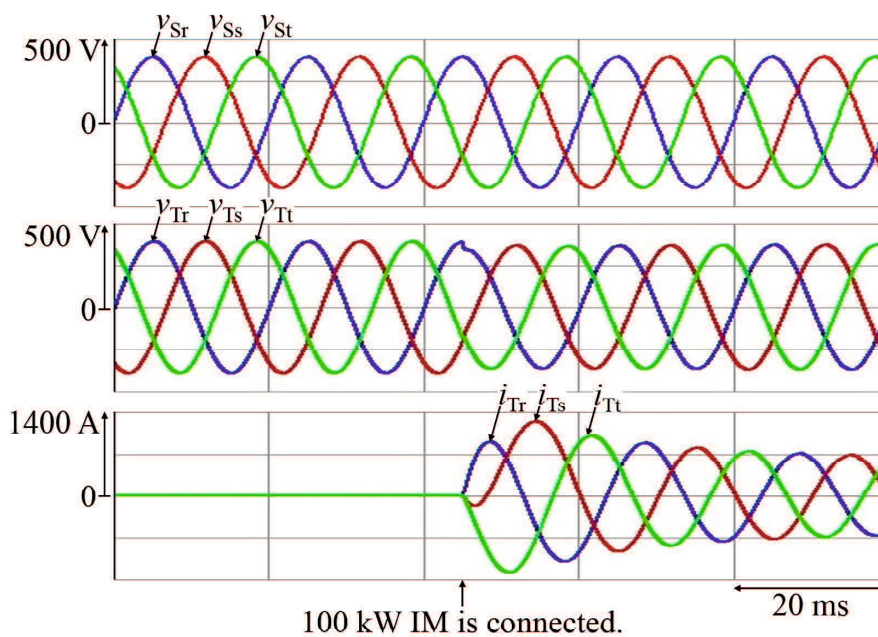


図 2.17 100 kW 誘導機直入れ時の受電端電圧と電源電流 (拡大波形)

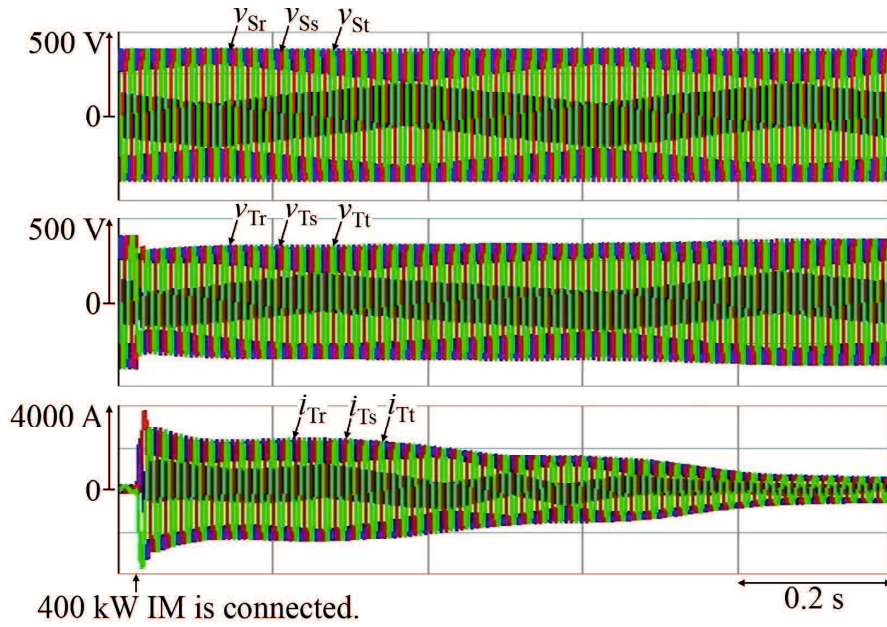


図 2.18 400 kW 誘導機直入れ時の受電端電圧と電源電流

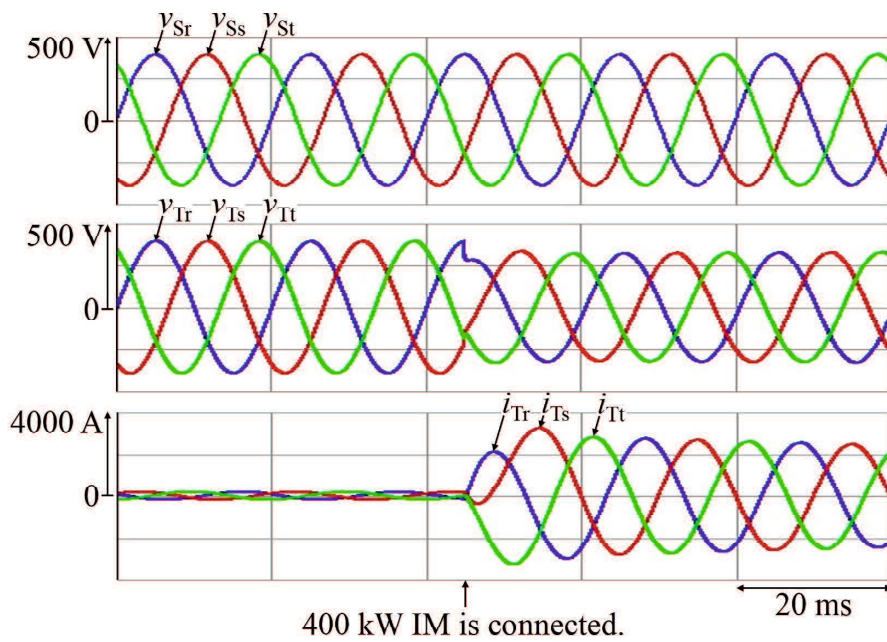


図 2.19 400 kW 誘導機直入れ時の受電端電圧と電源電流 (拡大波形)

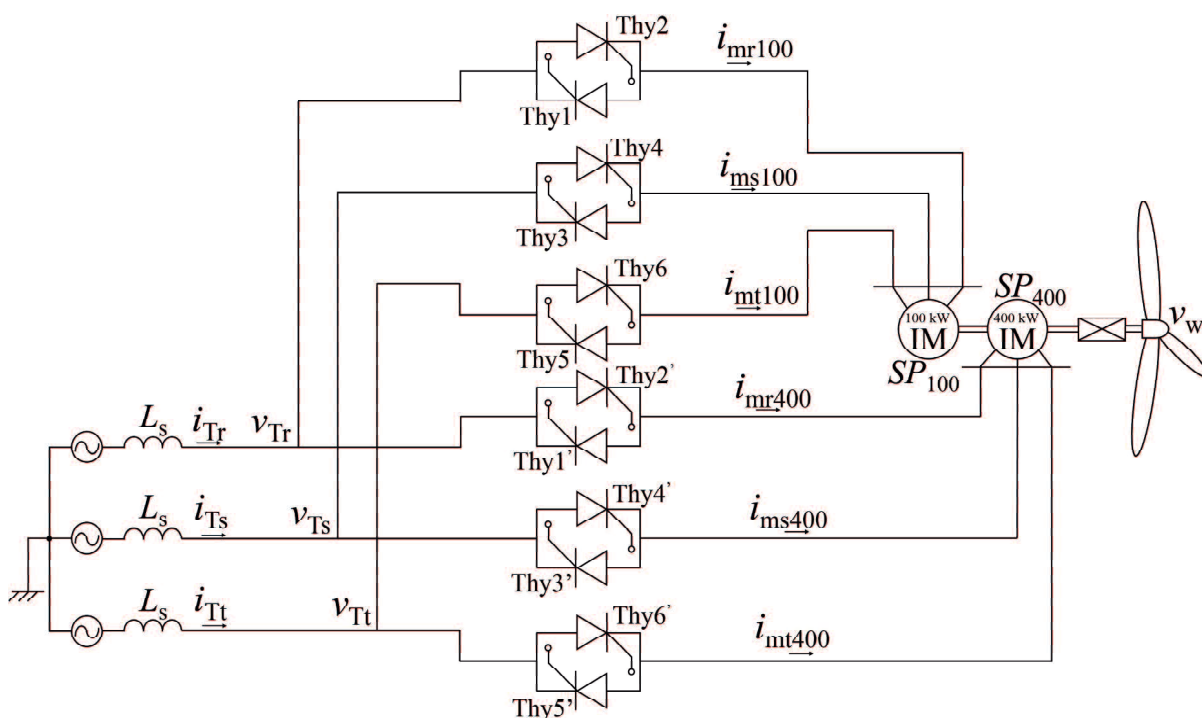


図 2.20 ソフトスタート方式を適用した風力発電システムの構成

## 2.3 従来の突入電流抑制法

### 2.3.1 ソフトスタート方式

従来のかご形誘導機式風力発電システムの発電機系統並列時の突入電流抑制法として、ソフトスタート方式がある。図 2.20 にソフトスタート方式を適用した風力発電システムの構成図を示す。ソフトスタート方式では、逆並列接続したサイリスタを接続する構成になっており、サイリスタの位相制御により誘導機に電圧が徐々に印加されるようにし、かご形誘導機系統並列時の突入電流を抑制する。しかしながら、この方式ではサイリスタのスイッチングによる高調波電流の課題がある。図 2.21 に 100 kW 誘導機系統並列時の、図 2.22 に 400 kW 誘導機系統並列時のソフトスタート方式を用いた場合の受電端電圧と電源電流を示す。 $v_{Tr}$ ,  $v_{Ts}$  および  $v_{Tt}$  はそれぞれ r 相, s 相および t 相の受電端電圧,  $i_{Tr}$ ,  $i_{Ts}$  および  $i_{Tt}$  はそれぞれ r 相, s 相および t 相の電源電流である。電流はかご形誘導機系統並列時から徐々に増加しており、突入電流が抑制できているが、図 2.21, 2.22 からわかるように波形が歪んでおり、高調波を多く含んでいることが確認できる。

文献 (35), (36) では、ソフトスタート方式によって発生した高調波を並列に接続した PWM インバータにより補償する方式が提案されている。図 2.23 に、風力発電システムに PWM インバータを並列接続したシステム構成を示す。しかしながら、この方式ではソフトスタート方式による高調波の発生自身は防げていないこと、また、PWM インバータにより第 5 章で

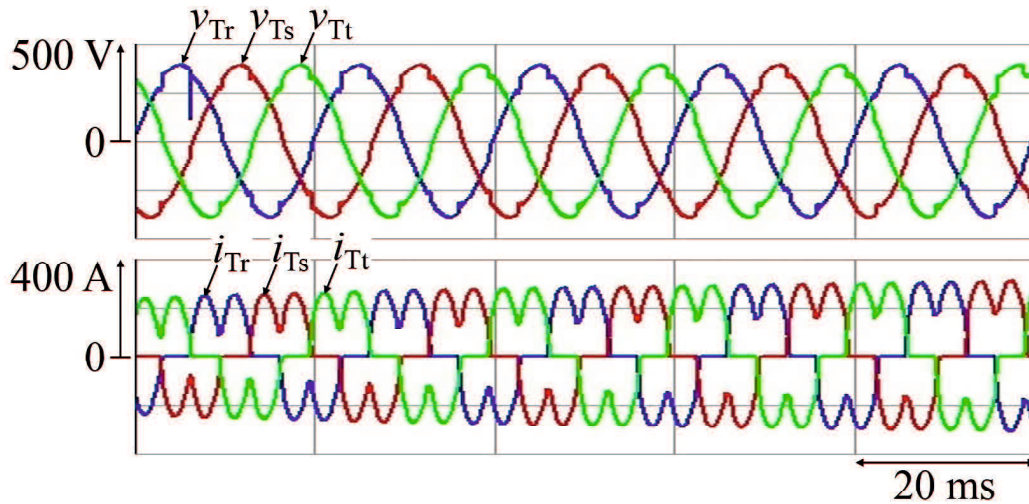


図 2.21 100 kW 誘導機系統並列時のソフトスタート方式の場合のシミュレーション結果

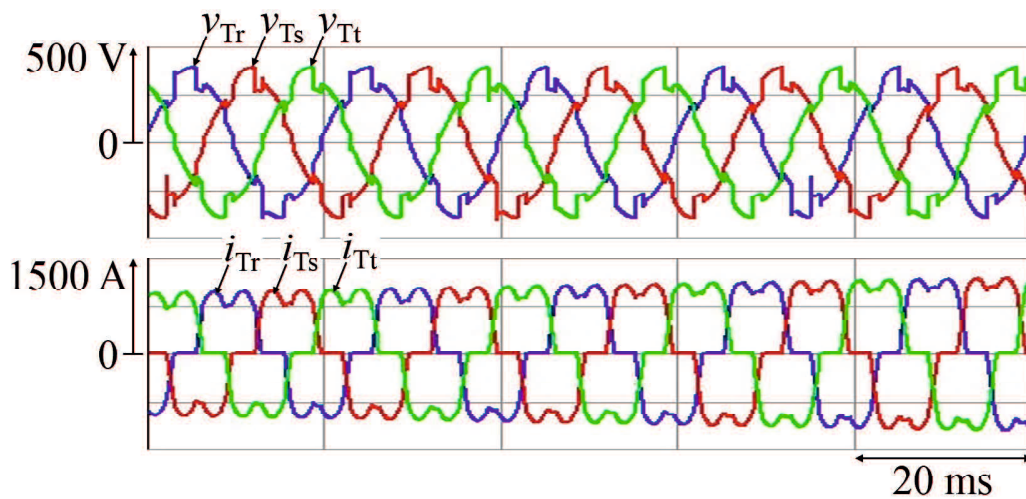


図 2.22 400 kW 誘導機系統並列時のソフトスタート方式の場合のシミュレーション結果

述べる無効電力補償も行うため、変換器容量が増大するという課題がある。

この突入電流抑制法に関して、変圧器に電源を投入する際も投入時の電源電圧位相や変圧器の残留磁束によって変圧器定格電流の数倍から十数倍の突入電流が流れるため、ソフトスタート方式による突入電流抑制が提案されている<sup>(37), (38), (39), (40)</sup>。

### 2.3.2 抵抗接続方式

高調波電流を発生しない突入電流抑制法として、文献(27)では抵抗をかご形誘導機と直列に接続し、突入電流を抑制する抵抗接続方式が提案されている。図 2.24 に抵抗接続方式を適用した風力発電システムの構成図を示す。

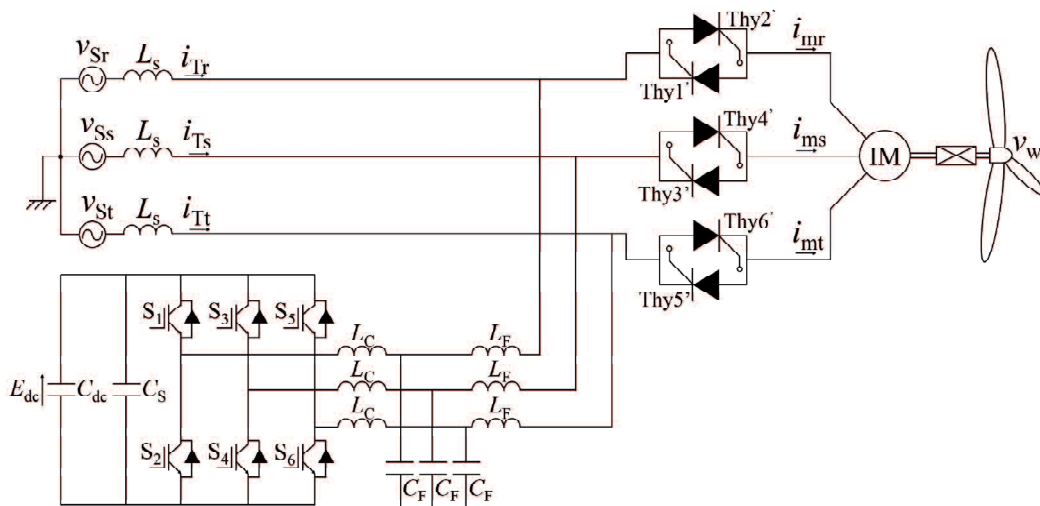


図 2.23 PWM インバータを付加した風力発電システムの構成

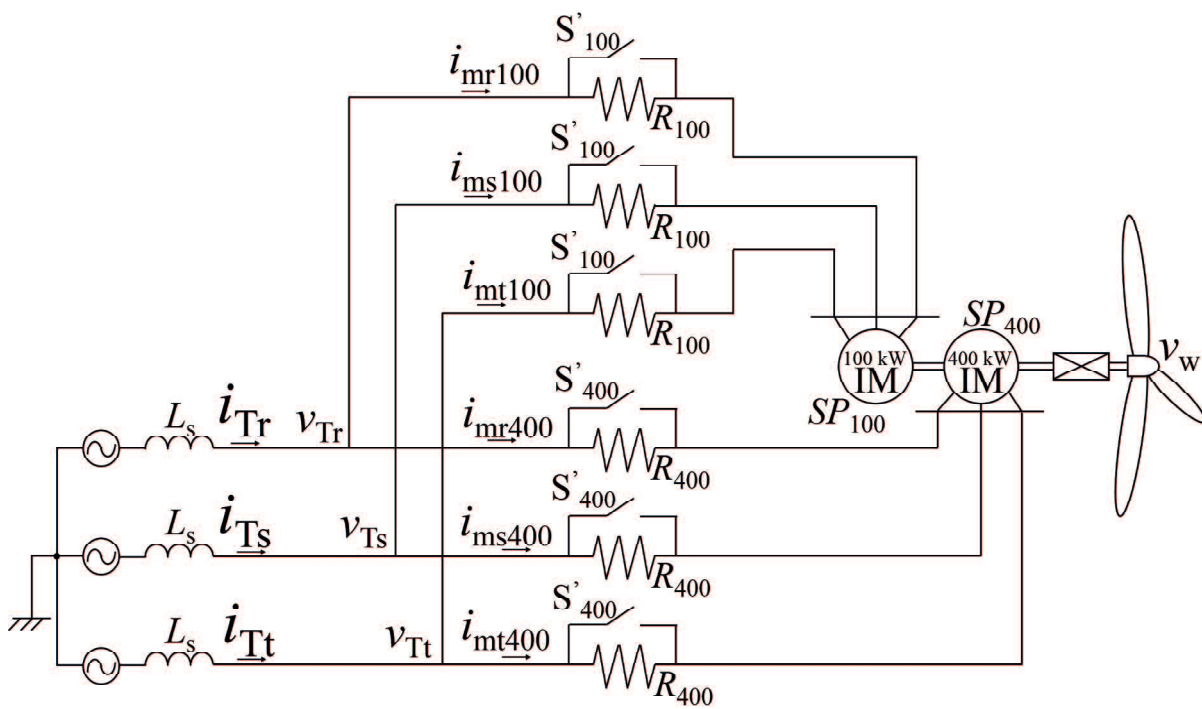


図 2.24 抵抗接続方式を適用した風力発電システムの構成



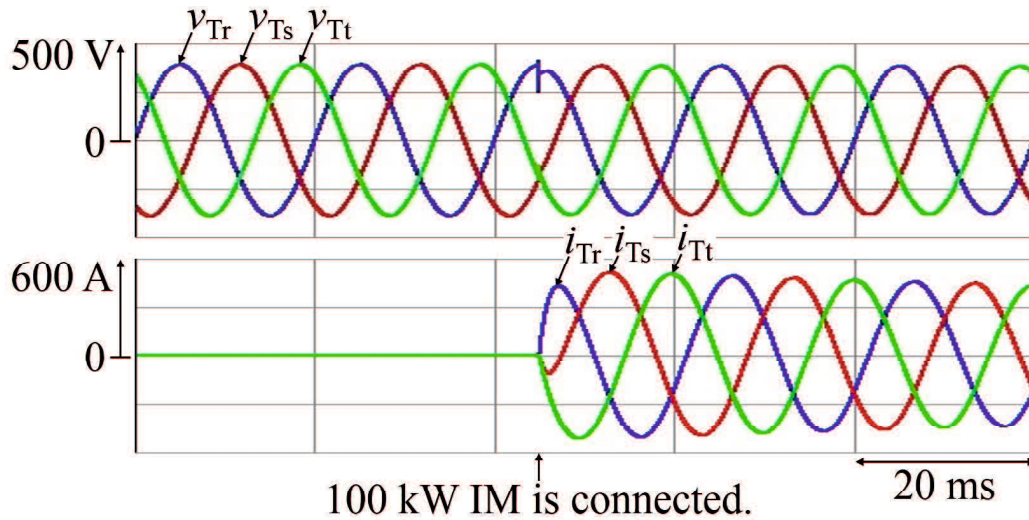


図 2.25 100 kW 誘導機系統並列時の抵抗接続方式の場合のシミュレーション結果

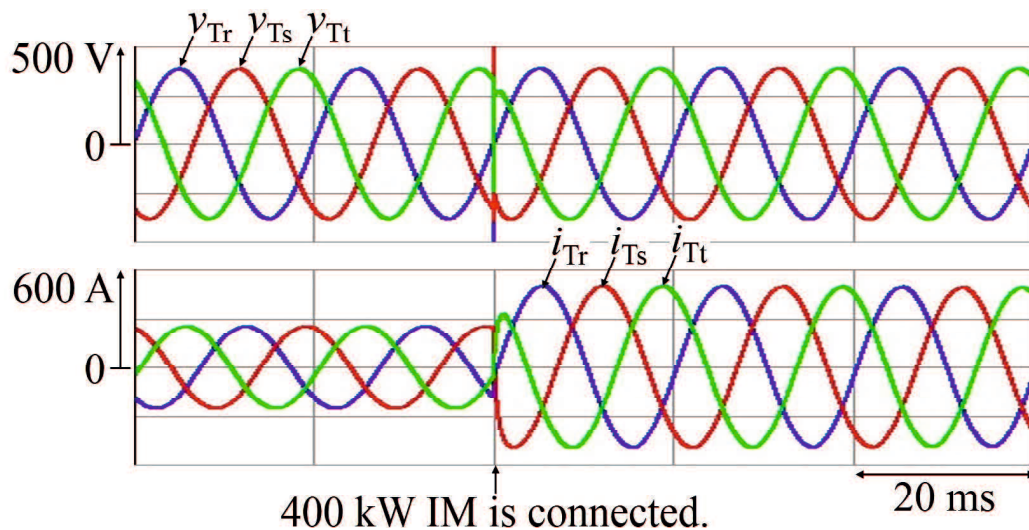


図 2.26 400 kW 誘導機系統並列時の抵抗接続方式の場合のシミュレーション結果

突入電流を抑制するために接続する抵抗は 100 kW 誘導機接続には  $R_{100}=0.518 \Omega$ , 400 kW 誘導機接続時には  $R_{400}=0.718 \Omega$  としている。これは文献 (27) を参考に、各誘導機の固定子抵抗の 40 倍とした。抵抗接続方式では高調波の課題が解決されるが、抵抗による電力損失の課題がある。図 2.25 に 100 kW 誘導機系統並列時の、図 2.26 に 400 kW 誘導機系統並列時の抵抗接続方式を用いた場合の受電端電圧と電源電流を示す。 $v_{Tr}, v_{Ts}$  および  $v_{Tt}$  はそれぞれ r 相, s 相および t 相の受電端電圧,  $i_{Tr}, i_{Ts}$  および  $i_{Tt}$  はそれぞれ r 相, s 相および t 相の電源電流である。図 2.25, 2.26 より、かご形誘導機系統並列時の突入電流を抑制できているが、突入電流抑制時に抵抗により  $I^2R$  の電力損失が発生する。

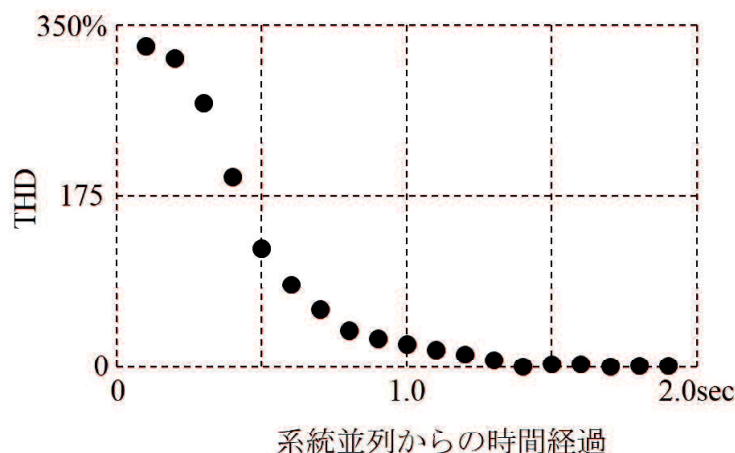


図 2.27 100 kW 誘導機系統並列時のソフトスタート方式を適用した場合の電源電流の THD

## 2.4 検討すべき課題

2.2 節において、かご形誘導機系統並列時の突入電流について確認した。シミュレーションにより、100 kW 誘導機系統並列時には定格の約 7.3 倍、400 kW 誘導機系統並列時には定格の約 4.8 倍の大きさの突入電流が流れていた。また、その突入電流により受電端電圧には瞬時電圧低下が生じることを確認した。瞬時電圧低下とは、電力系統のある地点で電圧が低下し、短時間で復帰する現象である。100 kW 誘導機系統並列時には 11.5%の、400 kW 誘導機系統並列時には 23.2%の瞬時電圧低下が起こっていた。ここで、瞬時電圧低下は電力品質確保に係る系統連系技術要件ガイドライン<sup>(30)</sup>により、「発電設備等の連系時の検討においては、発電設備等の並解列時の瞬時電圧低下は常時電圧の 10%以内とし、瞬時電圧低下対策を適用する時間は 2 秒程度までとすることが適当である。」と規定されている。よって、図 2.6 のシステムをそのまま系統に接続することはできない。

従来の突入電流抑制法としてはソフトスタート方式が提案されている。しかしながら、2.4.1 節でも述べたようにソフトスタート方式にはサイリスタのスイッチングによる電源電流の THD の課題がある。図 2.27 に 100 kW 誘導機系統並列時のソフトスタート方式を適用した場合の電源電流の THD の変化を、図 2.28 に 400 kW 誘導機系統並列時のソフトスタート方式を適用した場合の電源電流の THD の変化を示す。図 2.27, 2.28 は、各誘導機系統並列時から 1.9 秒までの r 相の電源電流の THD を 0.1 秒ごとにプロットしている。サイリスタの位相制御は系統並列からの 2 秒間に全く電流を流さない 180° ずらした状態から、そのまま電流を流す 0° まで変化させている。s 相、t 相の電源電流の THD についてはほぼ r 相と等しいため割愛する。図 2.27 より、100 kW 誘導機系統並列時では最大で電源電流の THD が 328.8%となっている。図 2.28 より、400 kW 誘導機系統並列時では最大で電源電流の THD が 329.6%となっている。コンピュータなどの OA(Office Automation) 機器やインバータなどのパワーエレクトロニクス機器の普及に伴い、高調波が増大し問題となっている。特にパ

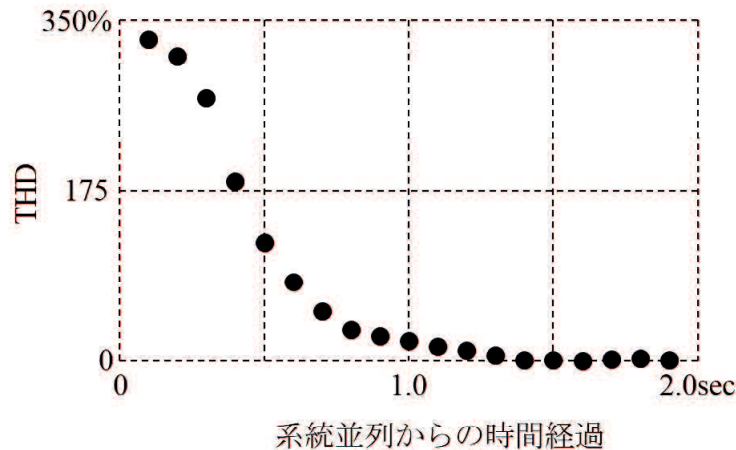


図 2.28 400 kW 誘導機系統並列時のソフトスタート方式を適用した場合の電源電流の THD

ワーエレクトロニクス機器は基本動作が連続的な電力のスイッチングであることから、電源高調波の発生源になる。ダイオードを用いた整流器などの出力電流は高調波の含有率が高く、電源インピーダンスにより高調波電圧を発生し、電力用コンデンサ、インダクタおよび変圧器などの加熱焼損や異常音の発生などの障害を引き起こす原因となる<sup>(41)</sup>。日本においては電力系統の高調波電圧に起因する障害が、1990年代では50～100件程度発生している。平成6年には、名古屋市中区の市科学館の受変電所でリアクトルの焼損が原因による爆発が起こり、負傷者が出る事故があった。これは外部から高調波が流れ込み、リアクトルが加熱され可燃性の絶縁油が気化したことが原因とされており、周辺のビルなどにもリアクトルの事故やトラブルが頻発していた。高調波の対策として、LCフィルタやアクティブフィルタがある。電力用アクティブフィルタには、PWMコンバータを用いたものがあり、これは高調波に対してアクティブフィルタをダンピング抵抗として動作させる<sup>(42)</sup>。

高調波の問題を解決した突入電流抑制法として、文献(27)では抵抗接続方式が提案されている。しかしながら、2.4.2節でも述べたように抵抗接続方式には抵抗による電力損失の課題がある。100 kW 誘導機系統並列時で133.2 kW、400 kW 誘導機系統並列時で178.8 kWの電力損失が生じることとなる。よって、従来の突入電流抑制法であるソフトスタート方式には電源電流の THD の課題があり、抵抗接続方式には電力損失の課題がある。

## 第3章 マトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置

第2章では、かご形式風力発電システムの系統並列時において、突入電流および受電端電圧の瞬時電圧低下が生じることを計算機シミュレータにより明らかにした。また、その突入電流の抑制において、従来の突入電流抑制法としてソフトスタート方式と抵抗接続方式について述べた。しかしながら、ソフトスタート方式には電源電流のTHD、抵抗接続方式には電力損失の課題があることを明らかにした。本章では、マトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置<sup>(43), (44)</sup>を提案し、その有効性を明らかにする。はじめに、突入電流抑制装置として用いるマトリックスコンバータについて述べる。次に、提案するマトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置とその制御法について述べる。計算機シミュレータにより提案した突入電流抑制装置により、かご形誘導機系統並列時の突入電流が抑制され、受電端電圧の瞬時電圧低下を系統連系技術要件ガイドラインの規定を満たすことを明らかにする。最後に、従来法と提案法を比較し、提案法の有用性を明らかにする。

### 3.1 システム構成

前章において、従来の突入電流抑制法であるソフトスタート方式には高調波の課題があり、抵抗接続方式には電力品質の課題があることを述べた。そこで、低高調波、低損失な突入電流の抑制を実現するために、マトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置を提案する。図3.1にマトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置のシステム構成を示す。風力発電システムは、図2.6と同様である。マトリックスコンバータは、入力側を系統と並列に、出力側を誘導機と直列になるように接続している。マトリックスコンバータは9個の双方向スイッチを接続している。大容量の電力変換器ではパワー半導体デバイスを並列接続してスイッチを構成することが多い<sup>(45), (46)</sup>。本論文ではSiC Hybrid IGBT(三菱電機社製CMH1200DC-34S 1700 V, 1200 A, 1.6 V)を4並列して用いることを想定している。スイッチ $S_{100}$ と $S_{400}$ は、それぞれ100 kW 誘導機と400 kW 誘導機の切り替えに用いる。風速が3~8 m/sの場合は $S_{100}$ をオンし、100 kW 誘導機を系統並列する。風速が8.0001~15 m/sの場合は $S_{400}$ をオンし、400 kW 誘導機を系統並列する。どちらかのスイッチがオンのとき、もう片方のスイッチはオフである。風速が8.0001 m/sに達したときにそれまで接続されていた100 kW 誘導機は解列され、400 kW 誘導機が系統並列する。マトリックスコンバータは、

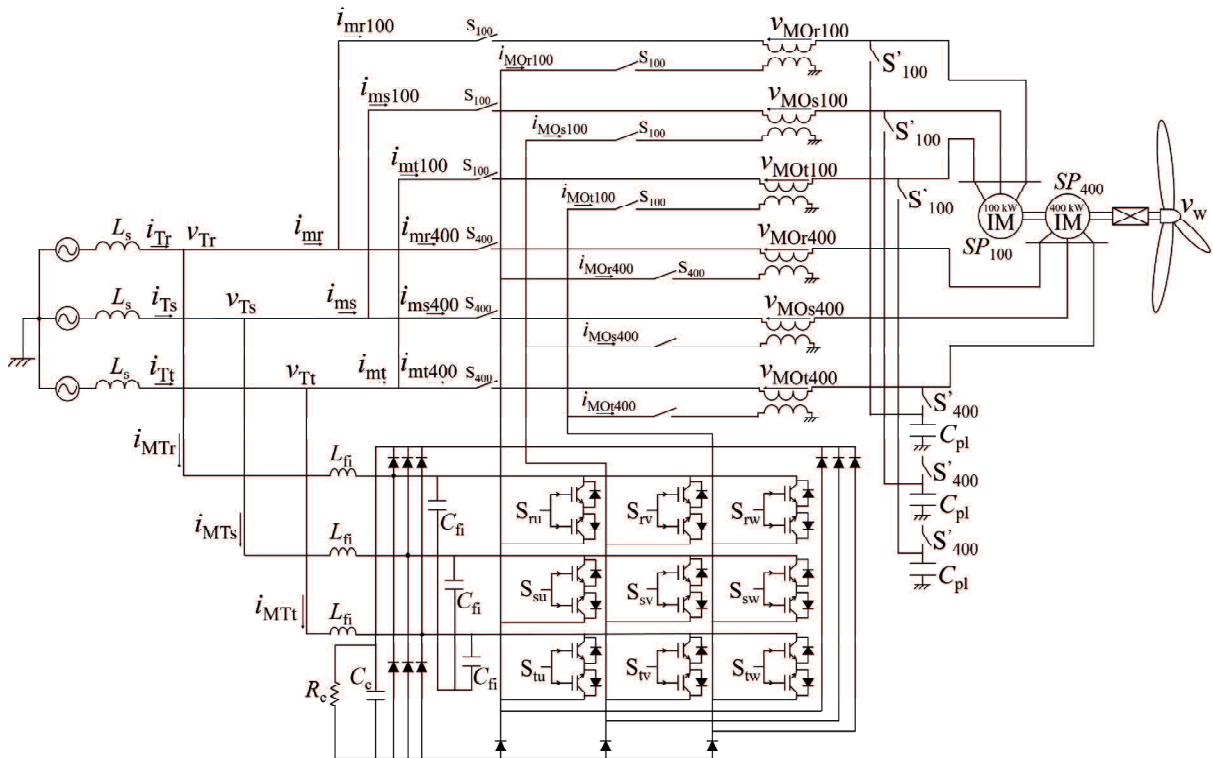


図 3.1 マトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置

表 3.1 図 3.1 の回路定数

Item	Value
Inductance of input filter $L_{fi}$	0.1 mH
Capacitance of input filter $C_{fi}$	250 $\mu$ F
Resistance of input filter $R_{fi}$	0.632 $\Omega$
Capacitance of clamp circuit $C_c$	500 $\mu$ F
Resistance of clamp circuit $R_c$	1 k $\Omega$

9 個の双方向スイッチを格子状に配置している。入力側に LC フィルタ，クランプ回路を接続している。表 3.1 に図 3.1 の回路定数を示す。マトリックスコンバータの出力側と各誘導機間に接続している整合用変圧器の巻数比は 1:1 である。

### 3.1.1 AC/AC 変換回路

電力変換とは、電源と負荷の間で電圧，電流，周波数 (直流を含む)，位相，相数のうち、一つ以上を変えることである。ダイオード，トランジスタ，サイリスタなどパワー半導体デバイスのスイッチ動作によって、理想的には電力損失を伴うことなく電力変換を行う装置を電力変換器という。入出力で必要とされる電力の形態によって、電力の変換方式が異なる。表 3.2 に電力変換の分類を示す<sup>(47)</sup>。

表 3.2 電力変換の分類

出力 入力	直流	交流
交流	順変換 (整流器)	サイクロコンバータ, マトリックスコンバータ
直流	直流変換 (チョッパ)	逆変換 (インバータ)

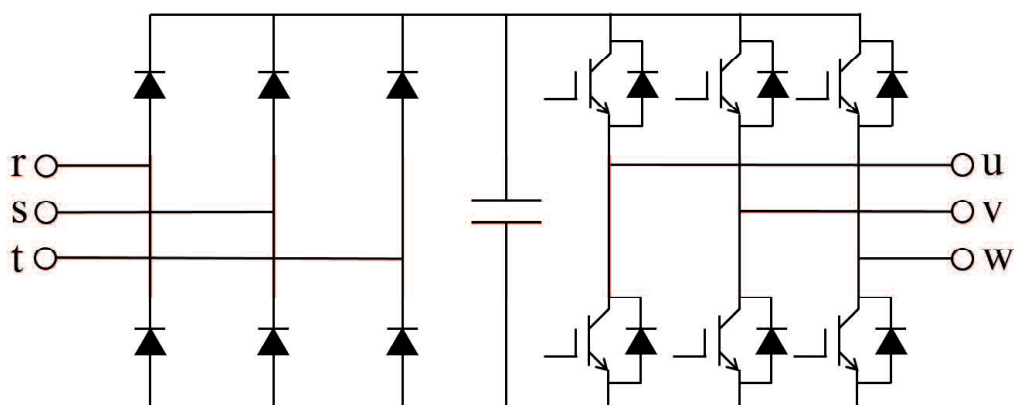


図 3.2 インバータを用いた交流-交流変換回路

図 3.2 にインバータを用いた交流-交流変換回路の例を示す<sup>(48)</sup>。IGBT(Isolated Gate Bipolar Transistor)などのパワー半導体デバイスを6個用いて構成されるインバータは、直流電力を交流電力に変換する回路である。パワー半導体デバイスのオン、オフを切り替えることで直流電力を交流電力に変換すると同時に、交流電力の周波数を制御することができる。インバータを交流-交流変換に用いる場合、インバータの入力部に交流電力を直流電力に変換する整流回路が必要になる。整流回路として広く用いられているのは、ダイオード整流器である。6個のダイオードと直流電力を平滑する大容量電解コンデンサで構成される。ダイオード整流器は安価で高効率という特徴があるが、多くの高調波電流を発生させるという問題がある。以上のことから、インバータを用いた交流-交流変換回路には次の三つの課題がある

- 大容量電解コンデンサが必要なことから外形寸法が大きいこと
- 高調波電流が多く発生すること
- 高調波電流を抑制するために挿入するフィルタなどによりコストが高くなること

### 3.1.2 AC/AC 直接変換回路

3.1.1 節ではインバータを用いた間接形 AC/AC 変換回路について述べたが、前述した課題を克服可能な入力交流から所望の交流を直接出力する AC/AC 直接変換回路がある。AC/AC 直接変換回路として、以下のようなものが挙げられる。

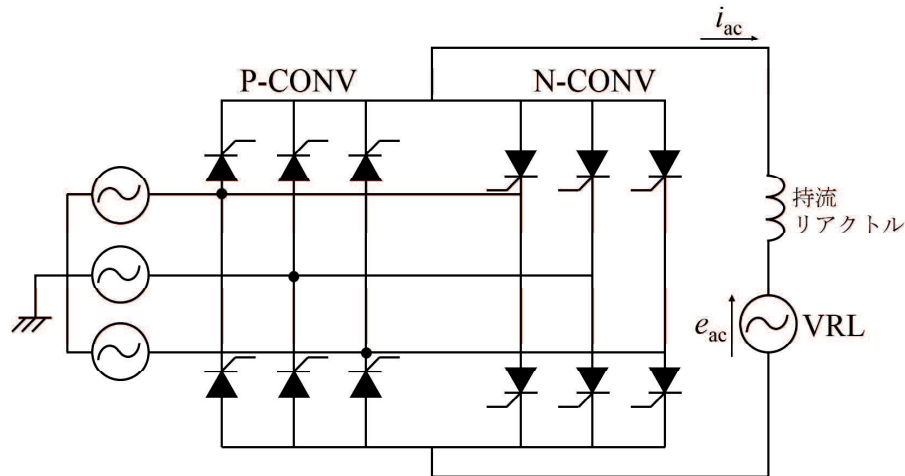


図 3.3 サイクロコンバータのシステム構成

- サイクロコンバータ
- モジュラーマルチレベル変換器
- 交流チョッパ
- マトリックスコンバータ

サイクロコンバータは、サイリスタを用いた他励方式である。図 3.3 に、サイクロコンバータの構成を示す。図 3.3 は、三相ブリッジ制御整流器を 2 個逆並列接続したもので、四象限運転が可能となり単相の交流電源を構成する。正方向の電流を担当する三相ブリッジ制御整流器を正コンバータ (P-CONV) といい、四象限の第 1 と第 2 象限の動作を担う。一方、負方向の電流を担当する三相ブリッジ制御整流器を負コンバータ (N-CONV) といい、四象限の第 3 と第 4 象限の動作を担う。図 3.3 では、単相交流を出力しているが、実際の装置は三相構成が基本であり、負荷も三相の交流電動機などとなる。また、図には持流リアクトルが接続されているが、サイクロコンバータでは連続的に転流動作が行われるため、持流リアクトルは安定な動作に不可欠である<sup>(49)</sup>。図 3.4 に、モジュラーマルチレベル変換器の一種であるモジュラーマトリックスコンバータのシステム構成を示す。図 3.4 では、出力を単相としているが、三相交流出力も可能である。モジュラーマトリックスコンバータは、IGBT により H ブリッジ接続されたキャパシタを 1 つのモジュールとしている。モジュールのキャパシタを 1 つの電圧源として制御を行うことにより、任意の電圧・周波数の出力を得ることが可能である。また、モジュールを直列多重接続することにより多レベル化し、各素子耐圧を低くすることができる<sup>(50)</sup>。交流チョッパについては、第 5 章で述べる。

マトリックスコンバータ<sup>(51)</sup>は交流入力を変換可能な、比較的新しい技術の電力変換器である。前述したように、交流-交流変換器としてはインバータを用いた電力変換が現在広く普及している。また、インバータを持ちいた電力変換器には外形寸法が大きいこと、高調波電流の発生などの課題があることを述べた。このような、インバータを用

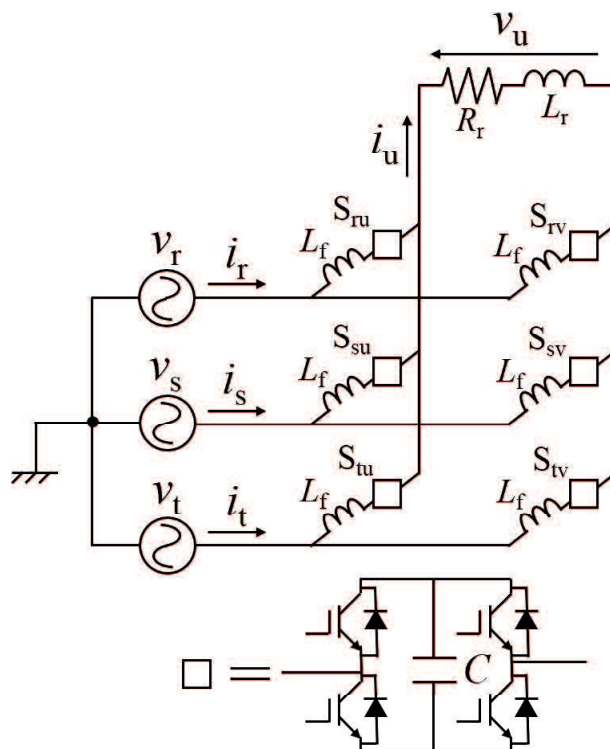


図 3.4 モジュラーマトリックスコンバータのシステム構成

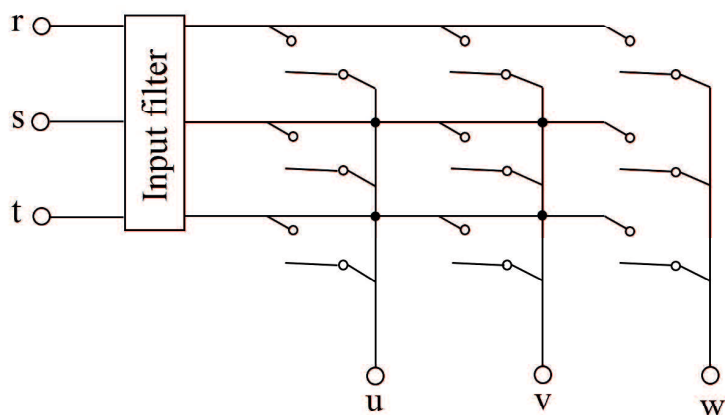


図 3.5 一般的なマトリックスコンバータの構成

いた交流-交流変換回路の課題を解決できる技術として注目されているのがマトリックスコンバータである。マトリックスコンバータでは、インバータを用いたものと比較して、大幅な小型化と高効率化、さらに高調波電流の削減が期待できる。図 3.5 に、マトリックスコンバータを最も一般的な回路構成を示す<sup>(52)</sup>。入力 r 相, s 相および t 相が 3 相交流に、出力 u 相, v 相および w 相が 3 相交流に対応した回路である。スイッチング素子を格子状に 9 個配置し、それぞれのスイッチング素子のオン, オフのタイミングを制御することで、交流電力を振幅や周波数の異なる交流電力に変換する。スイッチング素子を格子状に配置することか



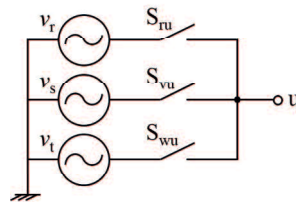


図 3.6 マトリックスコンバータの 1 相分の回路

らマトリックスという名称が付けられた。次に、マトリックスコンバータの動作原理について説明する。出力電圧は、インバータと同様に入力電圧の波形を PWM 制御で切り出すことで所望の振幅と周波数の波形を得る。インバータと異なる点は、インバータは直流電圧を切り出すのに対し、マトリックスコンバータは交流電圧を切り出すという点である。しかしながら、3 相交流電圧も条件によって直流電圧として捉えることができる。ある瞬間において、線間電圧が最も大きい二つの相に着目すると、電圧振幅は常に変化しているが、直流電圧として扱うことができる。マトリックスコンバータの 9 個のスイッチング素子は、線間電圧が最も大きい二つの相を選択するために必要となる。図 3.6 に、マトリックスコンバータの 1 相分の出力に関連する回路を抜き出した図を示す。3 相交流入力各相の交流電圧を  $v_r, v_s$  および  $v_t$  とし、格スイッチング素子  $S_{ru}, S_{su}, S_{tu}$  のデューティ比をそれぞれ  $d_{ru}, d_{su}, d_{tu}$  とすると、u 相の交流出力電圧  $v_u$  は次式で求めることができる。

$$v_u = v_r \cdot d_{ru} + v_s \cdot d_{su} + v_t \cdot d_{tu} \quad (3.1)$$

ただし、デューティ比  $d_{ru}, d_{su}$  および  $d_{tu}$  の間には次式の条件が成り立っていないといけない。

$$d_{ru} + d_{su} + d_{tu} = 1 \quad (3.2)$$

(3.1) 式より、各スイッチング素子のデューティ比である  $d_{ru}, d_{su}$  および  $d_{tu}$  を制御することで、所望の振幅の出力電圧を得られることがわかる。交流入力電流においても同様に PWM 制御による切り出しを行うことで、所望の入力電流波形を得ることが可能である。出力 1 相あたりに関わるスイッチング素子のデューティ比には  $d_{ru}, d_{su}$  および  $d_{tu}$  という三つの変数があるが、(3.2) 式の条件があるため自由に設定できる変数は二つとなる。したがって、マトリックスコンバータでは二つの拘束条件を自由に設定可能になる。一方の拘束条件を出力電圧の制御に、もう一方の拘束条件を入力電流の制御に用いている。このように拘束条件を設定することで、出力電力を正弦波状に制御できることに加え、入力電流も正弦波状に制御でき、さらに入力電圧と入力電流の位相がほぼ同期した、力率が 1 に限りなく近い状態にすることが可能である。マトリックスコンバータに用いるスイッチング素子には、交流電圧が直接印加される。このため、一般的な IGBT をそのまま用いることはできない。図 3.7 に示す

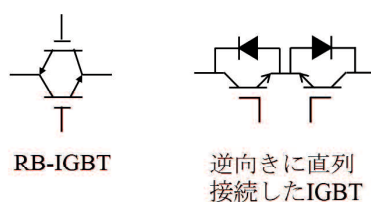


図 3.7 マトリックスコンバータに用いるスイッチング素子

ような逆耐圧を備える RB-IGBT(Reverse Blocking IGBT), または一般的な IGBT とダイオードの組み合わせを逆向きに直列接続した交流スイッチング素子を用いる必要がある。

ここで, インバータを用いた交流-交流変換器と比較した場合のマトリックスコンバータの利点をまとめる。利点は大きく分けて以下の 6 つがある。

(1) 大幅な小型化が可能

その理由はいくつがあるが最も大きな理由として, 直流電力を介さずに交流電力を振幅や周波数が異なる交流電力に変換できるため, 電解コンデンサなどの大型エネルギーバッファが必要ないことである。電解コンデンサの体積は非常に大きく, インバータの用途や出力に依存するが, 装置全体の 20%~40%を占める。さらに, PWM 整流器とインバータを組み合わせた回路では, 昇圧用リアクトルとフィルタ用リアクトル, フィルタ用コンデンサを外付けする必要があるが, マトリックスコンバータではフィルタ用リアクトルとフィルタ用コンデンサの外付けは必要となるが, 昇圧用リアクトルの外付けが必要ないことも小型化に寄与する。また, マトリックスコンバータ本体にフィルタ用コンデンサを内蔵している製品が多く, ほとんどの場合はフィルタ用リアクトルの外付けのみとなる。したがって, マトリックスコンバータを採用したモータ制御を行う場合, 部品点数や配線数を大幅に削減することが可能である。

(2) 長寿命かつほぼメンテナンスフリー

(1)でのべたように大容量の電解コンデンサが不要なため, コンバータ本体の寿命を延ばすことが可能であり, ほぼメンテナンスフリーで運転することができる。高温環境下での運転も可能であり, さらに始動時に電解コンデンサを充電する初期充電回路が必要ないため, 始動シーケンスを簡略化できる。

(3) 変換効率を高められる

最大の理由は, 電力変換の回数が 1 回で済むため, 電源入力から負荷への出力までに通過するスイッチング素子の数が少なくなることである。出力に依存するが, インバータを用いたものと比較し, 損失を約 1/2 削減できる場合もある。

(4) 高調波電流の発生量を抑えられる

この理由は, マトリックスコンバータの動作原理で述べたように, 出力電圧を制御すると同時に入力電流波形も制御できるためである。

## (5) 電力回生が可能

入力側と出力側から見た回路構成が全く同じ形状であるため、電力回生が可能である。電動機が発電モードに切り替わった場合にも、余分な電力損失が発生することなく電源入力側に電力回生できる。

## (6) 1つのスイッチング素子に電流が集中しない

出力電力の周波数が低い場合でも、1つのスイッチング素子に電流が集中して流れない。一般に、インバータでは電動機始動時またはサーボ・ロック時などで直流電力、もしくは低い周波数の交流電力を出力する場合に、1つのスイッチング素子に集中して電流が流れてしまう現象が発生する。1つのスイッチング素子に電流が集中してしまった場合、スイッチング素子のジャンクション(接合部)温度が急激に上昇してしまうため、始動トルクを制限したり、インバータの出力電力容量を増やしたりする対策を行う必要がある。しかしながら、マトリックスコンバータは直流電力を出力する場合においても3相交流入力電力の位相関係によって対応するスイッチング素子が増えるため、1つのスイッチング素子に電流が集中することはない。そのため、同じチップ寸法のスイッチング素子に定常的に多くの電流が流れることになる。大きな電流を突発的に流す必要がなくなるため、小型のチップを使用できるようになり、小型化とコスト低減につながる。

マトリックスコンバータの欠点は、昇圧機能を備えていないことである。マトリックスコンバータの出力電力の振幅は、入力電圧の約86.6%( $1.5/\sqrt{3}$ )に制限される。交流入力電圧のうち2相の線間電圧を直流電圧と見なして切り出しを行い、交流出力電圧を作成しているためである。この直流と見なしている線間電圧は常に変化しており、最大値は $\sqrt{3}$ であり、最小値は1.5となる。よって、交流入力電圧の最大値は $\sqrt{3}$ だが、交流出力電圧は1.5に制限を受ける。したがって、交流入力電圧の0.866倍( $1.5/\sqrt{3}$ )までしか出力できない。インバータでは、直流入力電圧の最大値が交流出力電圧でも得られる。ただし、マトリックスコンバータは出力可能な最大電圧以下であれば、交流入力電圧が低下しても交流出力電圧を一定に制御することが可能である。また、3相交流入力電圧の電圧波形にアンバランスや歪みが発生した場合においても、交流出力電圧に影響が出現しないように制御することも可能である。マトリックスコンバータのもう1つの欠点は、エネルギーバッファ機能を搭載していないため、停電や瞬低(瞬停)が起こった場合に、運転を継続できなくなることである。しかしながら、インバータを用いた場合のように起動時に大容量コンデンサを充電する必要がないため、電源が復帰すれば直ちに運転を再開できる。したがって、電動機のように回転し続けようとする力が働く慣性モーメントが大きな用途では、停電や瞬低の影響が負荷の動作に現れにくい。このため、用途によってこの問題が顕在化しないこともある<sup>(53)</sup>。

次にマトリックスコンバータの制御方式について説明する。マトリックスコンバータの欠点に、制御が複雑なことも挙げられる。これは9個の双方向スイッチング素子を使用し、入

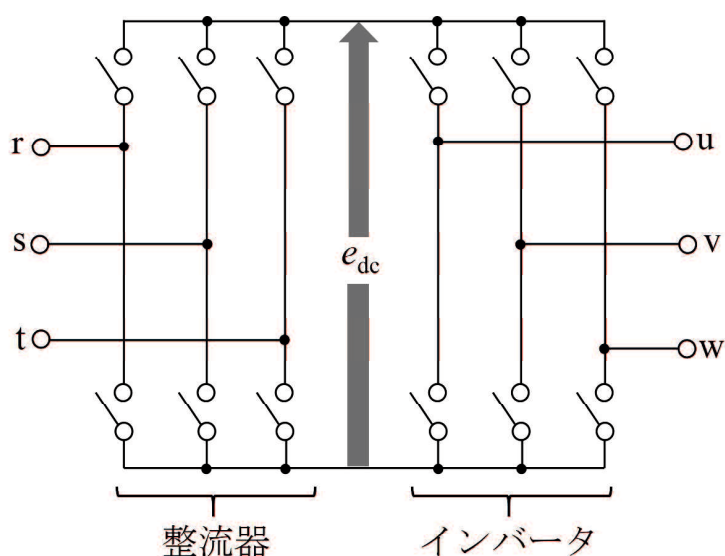


図 3.8 仮想 AC/DC/AC 方式のイメージ図

力電流と出力電圧の両方を制御しなければならないためである。そのため、各スイッチング素子を駆動する制御パルス信号を作成することは困難となる。マトリックスコンバータの制御方式として、様々な方式が提案されている<sup>(54)–(60)</sup>。前述したようにマトリックスコンバータには自由に設定可能な拘束条件があるが、出力電圧を制御する場合には出力電圧指令により対応した周波数と振幅の電圧を出力する。また、入力電流の制御では入力電流指令により、波形を力率1の正弦波に設定する。マトリックスコンバータはこれらの指令に応じて各スイッチング素子のオン、オフを制御する。出力電圧指令と入力電流指令から各スイッチング素子の制御パルス信号を作成する方式として、直接 AC 方式<sup>(61)</sup>と仮想 AC/DC/AC 方式<sup>(62)</sup>がある。直接 AC 方式は、9個のスイッチング素子の制御パルス信号を一括して生成する方式である。具体的には、マトリックスコンバータの出力電圧や周波数が所望する値となるよう、各スイッチング素子のデューティ比を決定し、制御パルス信号を生成する。入力電流については、各スイッチング素子のデューティ比に入力電流指令を適用して制約を設け、電流波形が正弦波状になるように制御する。仮想 AC/DC/AC 方式は、マトリックスコンバータを仮想的に2つの回路に分割し、それぞれの回路におけるスイッチング素子のデューティ比を求めた後に、マトリックスコンバータを構成する9個のスイッチング素子のデューティ比に変換して制御パルス信号を生成する方式である。図 3.8 に仮想 AC/DC/AC 方式のイメージ図を示す。分割後の2つの回路はいずれも6個のスイッチング素子から構成されており、一方が入力部の整流器で、もう一方が出力部のインバータの回路である。両者の間は仮想的な直流部で接続する。直接 AC 方式の利点は、制御パターンの自由度が高く、様々な制御手法を適用できることである。3相交流の入力端子と3相交流の出力端子を同時に3つ接続できるため、27(3×3×3)通りの接続パターンがある。仮想 AC/DC/AC 方式は、間に仮想的な直

流部があることから、入力端子と出力端子を同時に2つまでしか接続できない。このため、接続パターンは $18(3 \times 3 \times 2)$ 通りに制限される。ただし、仮想AC/DC/AC方式は入力部と出力部を分けて考えることができるため、それぞれ個別に制御の工夫を行うことができるという利点がある。直接AC方式と仮想AC/DC/AC方式にはそれぞれ利点と欠点があり、優劣に対する結論は出ていない<sup>(63)</sup>。

### 3.2 発電機系統並列時の突入電流抑制法

マトリックスコンバータを用いた発電機系統並列時の突入電流抑制法について述べる。図3.9にマトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置の概略図を示す。制御回路に与える出力電圧指令値 $v_{MO_n}^*$ は誘導機電流 $i_{mn}$ に制御ゲイン $K$ を乗算した値とする。それによりマトリックスコンバータ出力電圧と誘導機電流は同相となり、マトリックスコンバータは等価的な抵抗として動作することになる。次式に、出力電圧指令値 $v_{MO_n}^*$ 、誘導機電流 $i_{mn}$ および制御ゲイン $K$ の間の関係を示す。

$$v_{MO_n}^* = K \cdot i_{mn} \quad (3.3)$$

(3.3)式からも、マトリックスコンバータが $K$  [ $\Omega$ ]の等価抵抗として動作することがわかる。図3.10に、マトリックスコンバータ出力電圧 $v_{MO_n}$ が、指令値通りに誘導機電流 $i_{mn}$ と同相となった場合の波形を示す。図3.11にマトリックスコンバータの出力部が $K$  [ $\Omega$ ]の抵抗となったイメージ図を示す。制御ゲイン $K$ は可変であり、突入電流抑制動作を行う2秒間のうち、1秒は初期値一定、残り1秒は初期値から0にランプ状に減少させる。図3.12に、制御ゲイン $K$ の変化を示す。図3.12の $K_0$ は、初期値を表し、100 kW 誘導機系統並列時と400 kW 誘導機系統並列時において値は異なる。この初期値については、後述するマトリックスコンバータの等価抵抗値の計算により決定する。

ここで、マトリックスコンバータの等価抵抗を検討する。図3.13に、誘導機を等価回路とした場合の対象とするシステムの1相分の回路を示す。 $V_s$ は送電端電圧、 $L_s$ は系統インピーダンスである。また、 $R_s, L_t, L_{12}, L_m, \frac{L_1}{s}, \frac{L_2}{s}, L_2$ は誘導機の定数を表し、これらの値は基本的に可変とすることはできない。 $K$ は、マトリックスコンバータ等価抵抗を表している。受

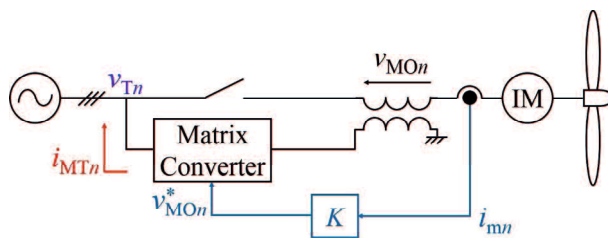


図3.9 マトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置の概略図

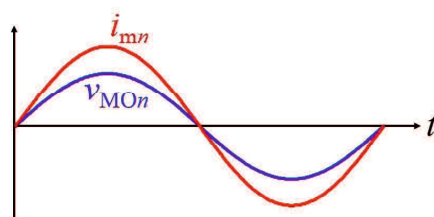


図 3.10 同相に制御されたマトリックスコンバータ出力電圧と誘導機電流

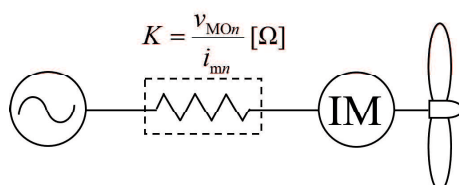


図 3.11 突入電流抑制時の等価回路

電端電圧の常時の最大値は 392 V である。系統連系技術要件ガイドラインより、瞬時電圧低下は常時電圧の 10%以内と規定されているので、10%の瞬時電圧低下が発生した場合、相電圧の最大値は  $392 - (392 \times 0.1) = 352.8$  V となる。100 kW 誘導機の定格電流の最大値は 170 A であり、100 kW 誘導機系統並列時に受電端電圧の瞬時電圧低下を 10%以内とするためのインピーダンス  $Z$  は次式となる。

$$|Z| = \frac{352.8}{170} \approx 2.075 \Omega \quad (3.4)$$

100 kW 誘導機は系統並列前は回転速度 0.95 pu で動作させている。よって、(2.1) 式よりすべり  $s$  は 0.05 となる。図 3.13 の回路定数において、すべり  $s$  の値が用いられている素子に関しては  $s = 0.05$  とし、そのときの 100 kW 誘導機のインピーダンスを算出すると、 $0.317 + j0.346\Omega$  である。よって、図 3.13 のようにマトリックスコンバータ等価抵抗  $K$  を直列に接続した場合、系統より右側は  $0.317 + K + j0.346\Omega$  のインピーダンスとなる。このインピーダンスが (3.4) 式で求めた  $2.075 \Omega$  と等しいとすると、次式のように 100 kW 誘導機系統並列時のマトリックスコンバータ等価抵抗値  $K$  を求めることができる。

$$\begin{aligned} \sqrt{(R + K)^2 + X^2} &= |Z|, \\ K &= \sqrt{2.075^2 - 0.346^2} - 0.317 \\ &\approx 1.73 \Omega \end{aligned} \quad (3.5)$$

同様に、400 kW 誘導機系統並列時のマトリックスコンバータ等価抵抗値も求める。400 kW 誘導機の定格電流の最大値は 680 A であり、400 kW 誘導機系統並列時に受電端電圧の瞬時電圧低下を 10%以内とするためのインピーダンス  $Z$  は次式となる。

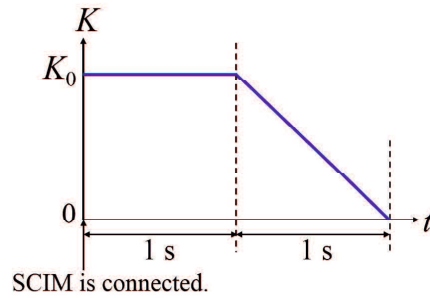
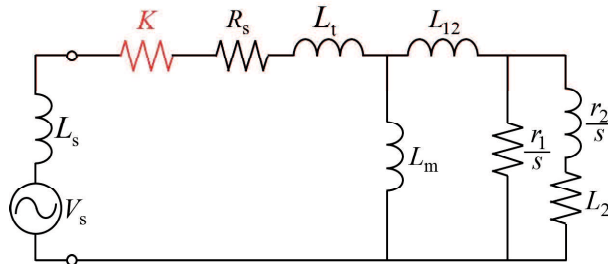
図 3.12 制御ゲイン  $K$  の変化

図 3.13 誘導機を等価回路とした場合の対象システムの 1 相分の回路図

$$|Z| = \frac{352.8}{680} \approx 0.519 \Omega \quad (3.6)$$

400 kW 誘導機も系統並列前は回転速度 0.95 pu で動作させているため、図 3.13 の回路定数にすべり  $s = 0.05$  を代入し、そのときの 400 kW 誘導機のインピーダンスを算出すると、 $0.055 + j0.0686\Omega$  となる。よって、図 3.13 のようにマトリックスコンバータ等価抵抗  $K$  を直列に接続した場合、系統より右側は  $0.055 + K + j0.0686\Omega$  のインピーダンスとなる。このインピーダンスが (3.6) 式で求めた  $0.519 \Omega$  と等しいとすると、次式のように 400 kW 誘導機系統並列時のマトリックスコンバータ等価抵抗値  $K$  を求めることができる。

$$\sqrt{(R + K)^2 + X^2} = |Z|, \quad (3.7)$$

$$K = \sqrt{0.519^2 - 0.0686^2} - 0.055 \\ \approx 0.459 \Omega$$

このマトリックスコンバータ等価抵抗値は受電端電圧の瞬時電圧低下を 10%、誘導機系統並列時の誘導機電流を各誘導機の定格電流をしたときの計算値である。例えば受電端電圧の瞬時電圧低下を 5% と仮定した場合はマトリックスコンバータ等価抵抗値  $K$  は増大し、誘導機電流を定格電流の 2 倍と仮定した場合はマトリックスコンバータ等価抵抗値  $K$  は減少する。また、抵抗接続方式と電氣的に等価であるが、マトリックスコンバータでは誘導機からマトリックスコンバータの出力側に流入する電力を入力側から系統へ回生できるため、突入電流抑制時の電力損失を低減できる。

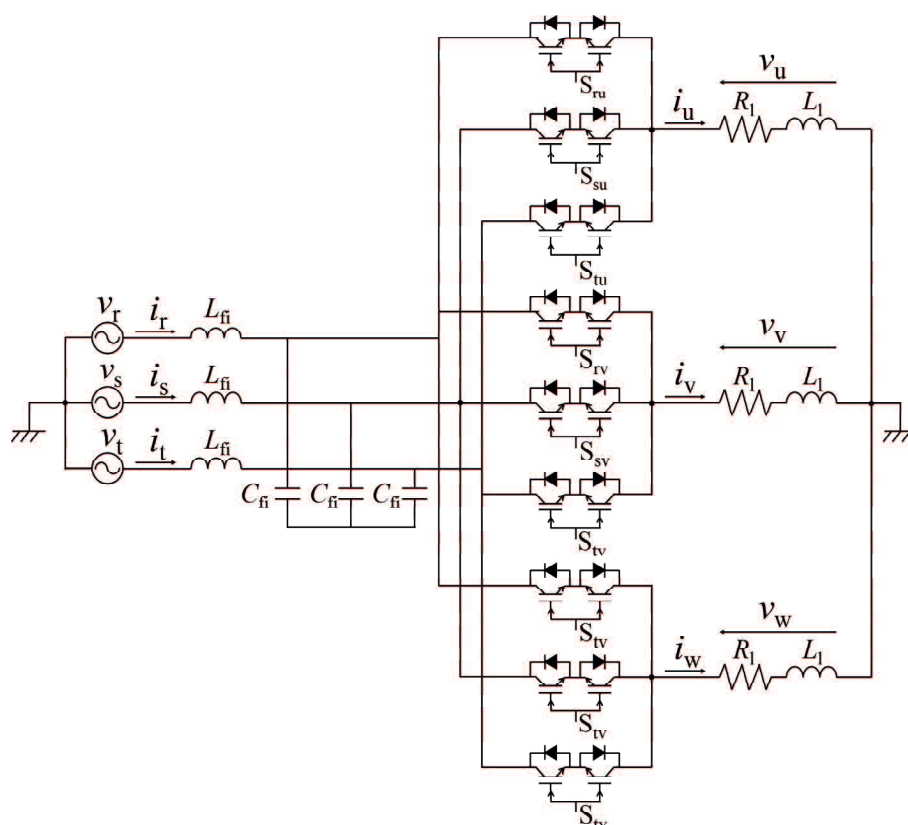


図 3.14 マトリックスコンバータのシステム構成

表 3.3 図 3.14 の回路定数 (仮想 AC/DC/AC 方式)

Item	Value
Source voltage	480 V
Source frequency	50 Hz
Inductance of input filter $L_{fi}$	0.1 mH
Capacitance of input filter $C_{fi}$	250 $\mu$ F
Resistance of load $R_l$	20 $\Omega$
Inductance of load $L_l$	50 mH

### 3.2.1 仮想 AC/DC/AC 方式のマトリックスコンバータを用いた突入電流抑制法

仮想 AC/DC/AC 方式のマトリックスコンバータの動作確認を行う。図 3.14 に動作確認に用いた回路図を示す。表 3.3 にシミュレーションで用いた回路定数を示す。前述したように、仮想 AC/DC/AC 方式は整流器の制御として入力電流指令値，インバータの制御として出力電圧指令値を用いる。整流器，インバータともに三角波比較による PWM 制御を行う。整流器は一般的な電圧形ではなく，電流形の制御とする。本論文では，電圧形と電流形との双対性を用い，電圧形の三角波比較 PWM 発生に双対な電流形の三角波比較 PWM 発生を整流器に使用する。図 3.15 は，文献 (64) により提案されている電流形 PWM 発生論理回路である。



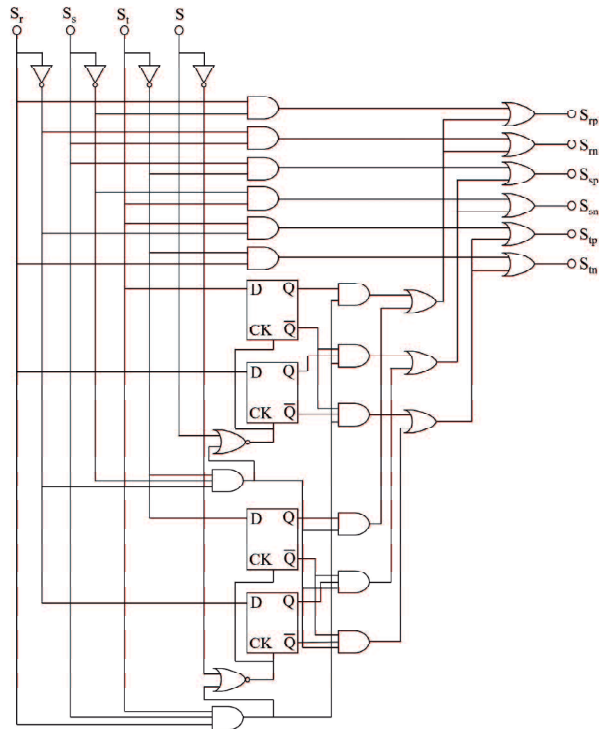


図 3.15 電流形 PWM 発生の論理回路

る。図 3.15 の  $S_r$ ,  $S_s$  および  $S_t$  はそれぞれ電流指令値  $i_r^*$ ,  $i_s^*$  および  $i_t^*$  と三角波との比較により得られた信号である。S は比較に用いた三角波の立ち上がり、立ち下がりを表す信号である。図 3.16 は文献 (62) により提案されている仮想 AC/DC/AC 方式によるマトリクスコンバータの制御回路である。図 3.15 と図 3.16 より得られた合計 12 個の PWM パルス信号をマトリクスコンバータに用いる 9 個のスイッチのパルス信号に変換する。マトリクスコンバータの入力電圧を  $[v_r \ v_s \ v_t]^t$ 、出力電圧を  $[v_u \ v_v \ v_w]^t$  とすると、入出力とスイッチングのパルス信号との関係は次式となる。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ru} & S_{su} & S_{tu} \\ S_{rv} & S_{sv} & S_{tv} \\ S_{rw} & S_{sw} & S_{tw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

仮想 AC/DC/AC 方式では、前述したように分割した 2 つの回路からそれぞれ 6 個の PWM パルスが生成される。合計 12 個の PWM パルスは、次式によりマトリクスコンバータに使用する 9 個の PWM パルスに変換する。

$$\begin{bmatrix} S_{ru} & S_{su} & S_{tu} \\ S_{rv} & S_{sv} & S_{tv} \\ S_{rw} & S_{sw} & S_{tw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{up} & S_{un} \\ S_{vp} & S_{vn} \\ S_{wp} & S_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{rp} & S_{sp} & S_{tp} \\ S_{rm} & S_{sm} & S_{tm} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

(3.9) 式は展開すると、積と和の組み合わせとなる。PWM パルスは全て 0 または 1 の信号であるため、デジタル回路により演算することが可能である。本論文では、マトリクスコンバータの入力電流を  $dq$  変換した値を入力電流指令とする。 $dq$  変換は電源電圧の位相を用

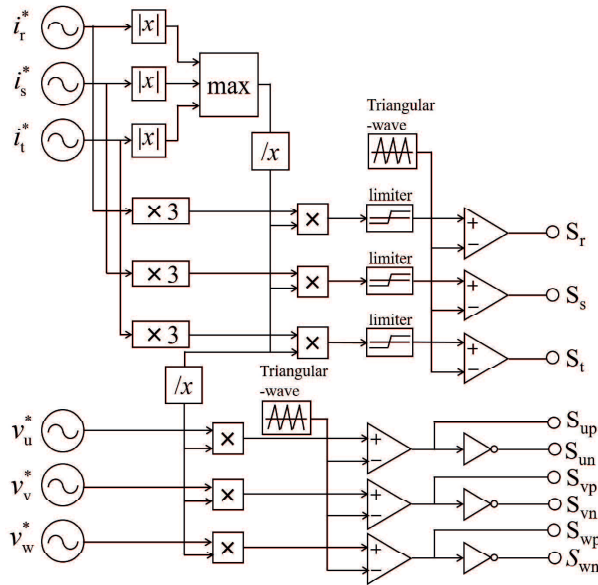


図 3.16 仮想 AC/DC/AC 方式の制御回路

いる。 $i_{in}^*$  を 3 相入力電流指令値とすると、次式により求めた  $i_{rmin}^{**}$  を三角波と比較する。

$$i_{in}^{**} = \text{sign}(3i_{in}^*) \quad (3.10)$$

ただし、 $y = \text{sign}(x)$  は符号関数であり、 $x > 1$  のとき  $y = 1$ 、 $x < -1$  のとき  $y = -1$  となる。入力電流指令値として以下の値を与えている。

$$i^* = \left[ \sqrt{2/3} \sin(\omega t - \pi/6) \quad \sqrt{2/3} \sin(\omega t - 5\pi/6) \quad \sqrt{2/3} \sin(\omega t - 3\pi/2) \right]^t \quad (3.11)$$

また、出力電圧指令値として以下の値を与えている。

$$v^* = [\sin(\omega t) \quad \sin(\omega t - 2\pi/3) \quad \sin(\omega t - 4\pi/3)]^t \quad (3.12)$$

いずれの指令値も周波数は 50 Hz である。整流器側のキャリア振幅 1、周波数 5 kHz の三角波である。インバータ側のキャリアは振幅 1、周波数 10 kHz の三角波である。

図 3.17 に仮想 AC/DC/AC 方式を用いたマトリックスコンバータの出力電圧と出力電流を示す。図 3.17 より、電圧波形、電流波形ともにマトリックスコンバータから所望の 3 相交流が出力されることが確認できる。

次にマトリックスコンバータを突入電流抑制装置として風力発電システムに接続した場合の検討を行う。シミュレーションにより、突入電流および瞬時電圧低下を確認する。マトリックスコンバータの制御に与える入力電流指令値は、マトリックスコンバータの入力電流を  $dq$  変換したものだが、振幅は 1 とする。出力電圧指令値は、誘導機電流に制御ゲイン  $K$  を乗算した値とする。各誘導機が系統並列してから 1 秒間は一定のゲインとするが、その後の 1 秒間で制御ゲイン  $K$  が 0 になるように指令を与える。100 kW 誘導機の場合は、1.125

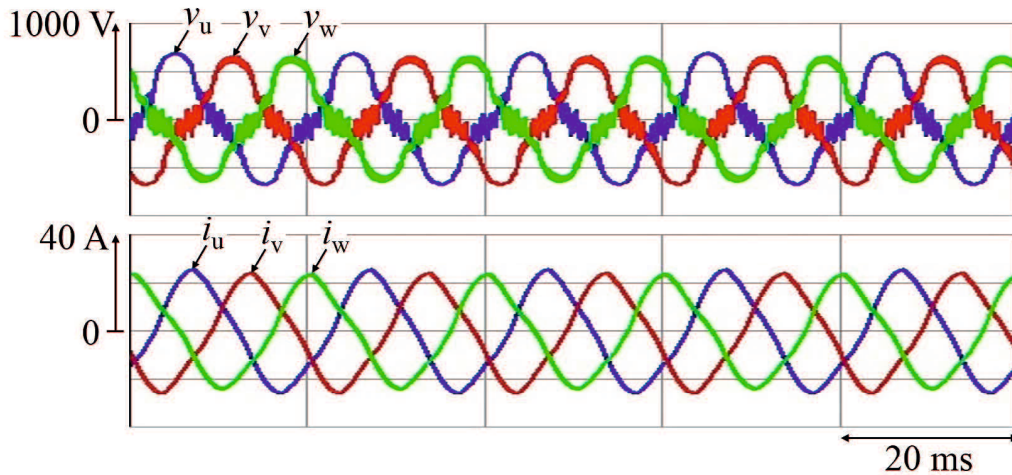


図 3.17 仮想 AC/DC/AC 方式を用いたマトリクスコンバータのシミュレーション結果

秒で系統並列し，1.125～2.125 秒までは制御ゲイン  $K$  を一定とするが，2.125 秒からランプ上に減少させ，3.125 秒で 0 となる。400 kW 誘導機の場合は 6 秒で系統並列し，6～7 秒までは制御ゲイン  $K$  を一定とするが，7 秒からランプ上に減少させ，8 秒で 0 となる。キャリア信号はマトリクスコンバータ単体の動作確認をシミュレーションで行ったときと同様である。図 3.18 に，100 kW 誘導機系統並列時のシミュレーション結果を示す。図 3.18 の波形は上から，r 相の受電端電圧  $v_{Tr}$ ，電源電流  $i_{Tr}$ ，マトリクスコンバータ入力電流  $i_{MTr}$ ，マトリクスコンバータ出力電圧  $v_{MOr100}$ ，誘導機電流  $i_{mr100}$ ，100 kW 誘導機の出力回転速度  $SP_{100}$  および風速  $v_w$  を示している。突入電流は最大で 695 A であり，100 kW 誘導機の定格電流の約 4.1 倍である。瞬時電圧低下は系統並列前と系統並列後を比較すると 7 V 変動しており，約 1.8% 低下している。また，受電端電圧とマトリクスコンバータ入力電流の位相差が  $180^\circ$  あり，マトリクスコンバータを介した電力回生が行われていることが確認できる。誘導機側からマトリクスコンバータに流入する電力は 47.3 kW，マトリクスコンバータから系統側に入出する電力は 44.0 kW であり，流入する電力を 100% とすると，電力回生比率は約 93.0% となる。次に受電端電圧と電源電流の THD について評価する。受電端電圧の THD は次式で計算され，本論文では 23 次高調波までを考慮する。

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_{23}^2}}{V_1} \quad (3.13)$$

(3.13) 式の  $V_n$  はそれぞれの高調波の実効値を表す。電源電流についても  $I_n$  として (3.13) 式と

同様に計算する。受電端電圧の THD は 5.6%，電源電流の THD は 12.3%である。図 3.19 に、400 kW 誘導機系統並列時のシミュレーション結果を示す。図 3.19 の波形は上から、r 相の受電端電圧  $v_{Tr}$ ，電源電流  $i_{Tr}$ ，マトリックスコンバータ入力電流  $i_{MTr}$ ，マトリックスコンバータ出力電圧  $v_{MOr400}$ ，誘導機電流  $i_{mr400}$ ，400 kW 誘導機の出力回転速度  $SP_{400}$  および風速  $v_w$  を示している。突入電流は最大で 2115 A であり，400 kW 誘導機の定格電流の約 3.1 倍である。瞬時電圧低下は系統並列前と系統並列後を比較すると 19 V 変動しており，約 4.9%低下している。また，受電端電圧とマトリックスコンバータ入力電流の位相差が  $180^\circ$  あり，マトリックスコンバータを介した電力回生が行われていることが確認できる。誘導機側からマトリックスコンバータに流入する電力は 120.4 kW，マトリックスコンバータから系統側に流出する電力は 82.2 kW であり，流入する電力を 100%とすると電力回生比率は約 68.3%となる。また，受電端電圧の THD は 12.2%，電源電流の THD は 8.5%である。

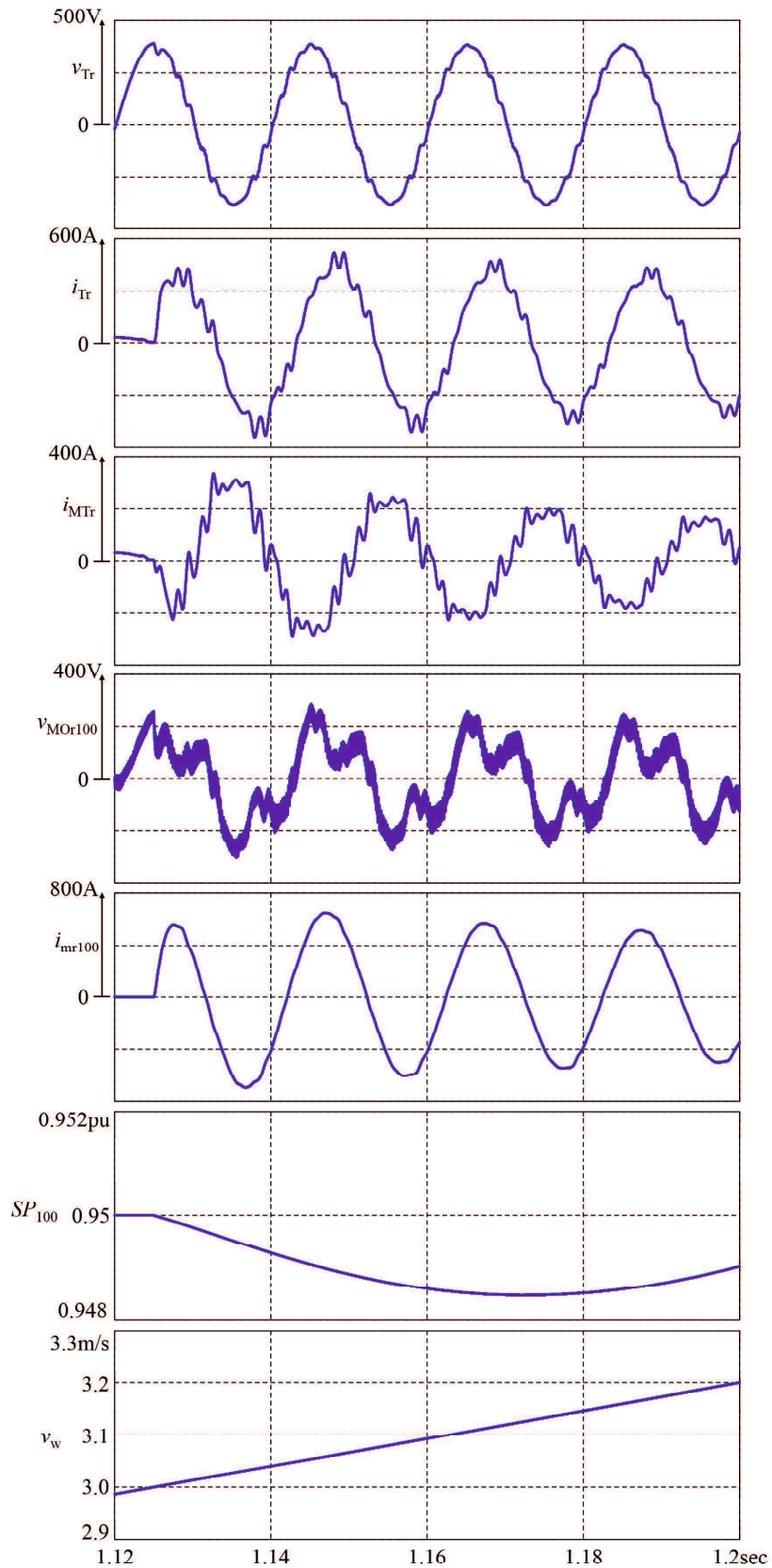


図 3.18 100 kW 誘導機系統並列時における仮想 AC/DC/AC 方式のマトリクスコンバータを用いた突入電流抑制装置のシミュレーション結果

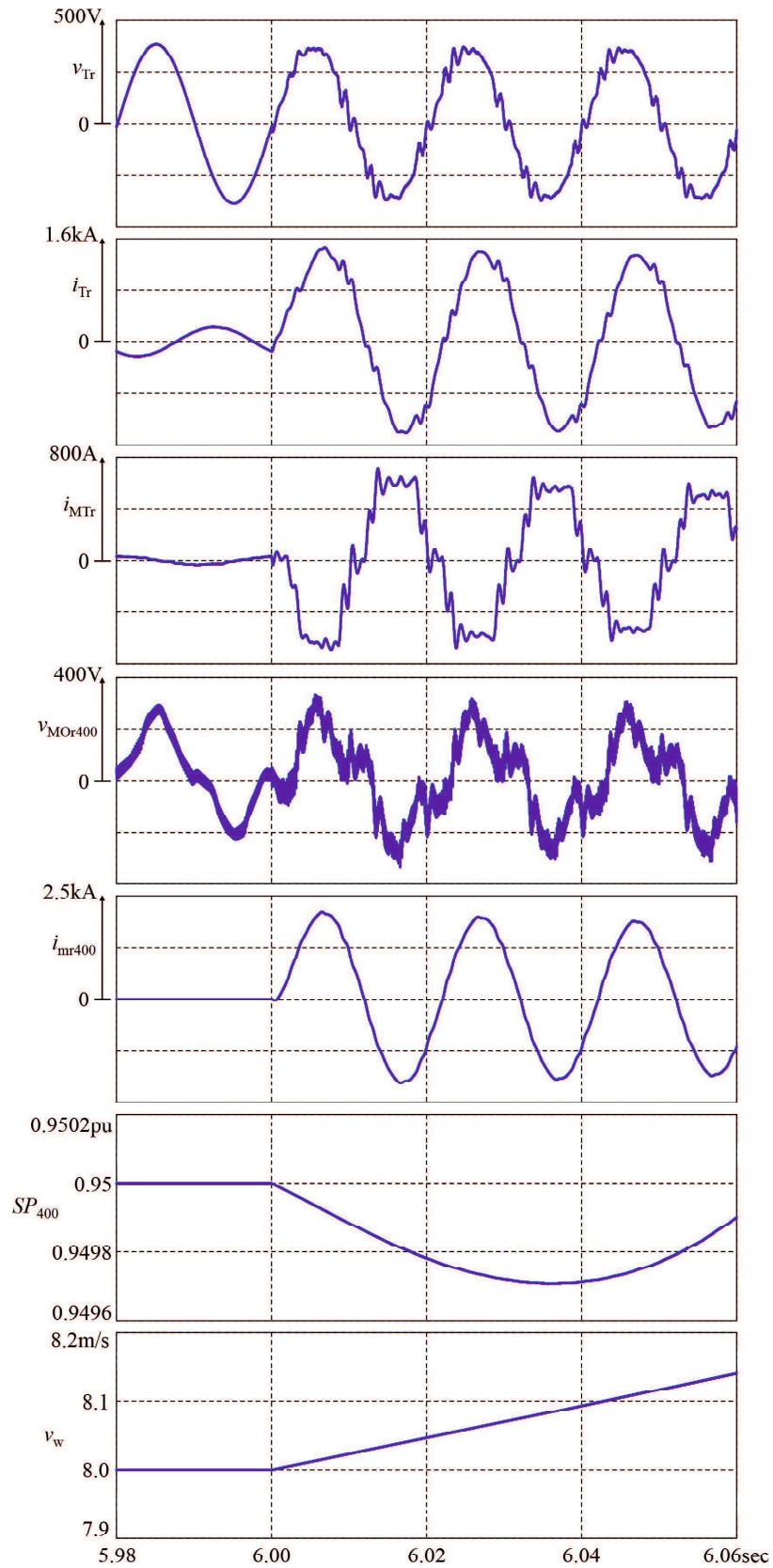


図 3.19 400 kW 誘導機系統並列時における仮想 AC/DC/AC 方式のマトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置のシミュレーション結果

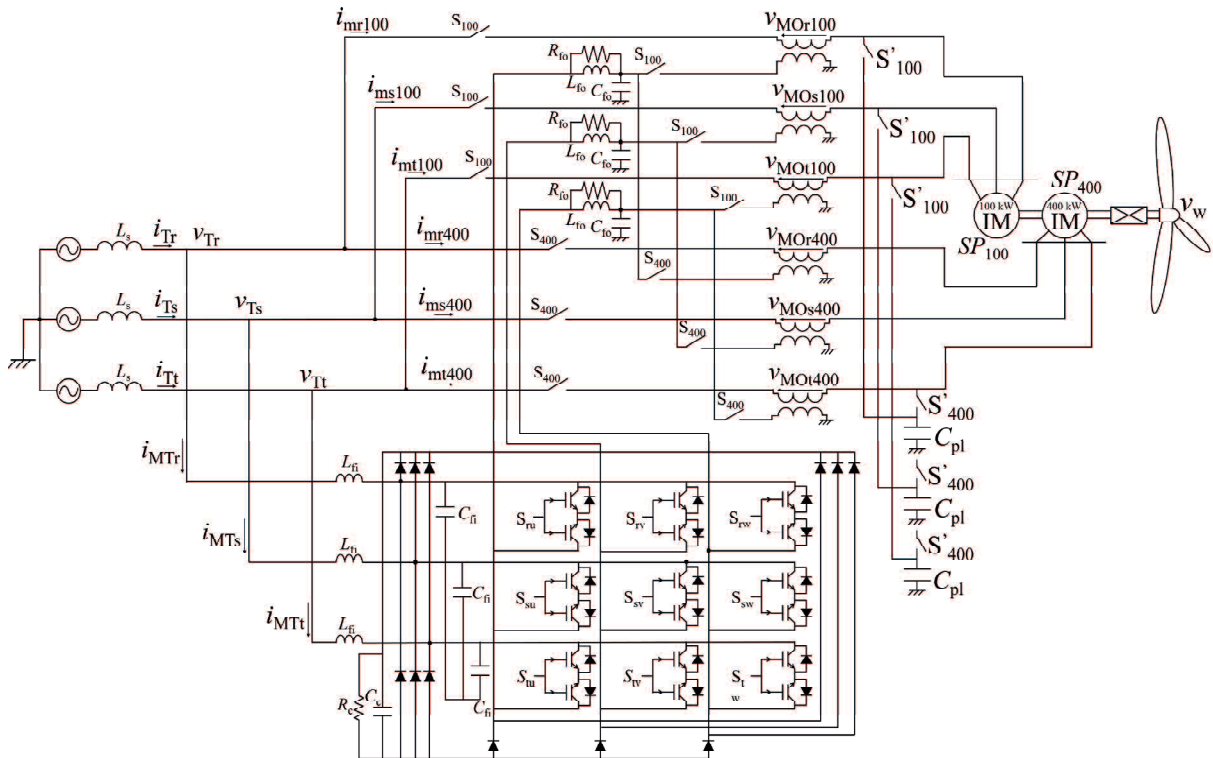


図 3.20 DDRPWM 方式によるマトリックスコンバータを接続した風力発電システムの構成

### 3.2.2 DDRPWM 方式のマトリックスコンバータを用いた突入電流抑制法

図 3.20 に、文献 (65) で提案されている DDRPWM (Direct Duty Ratio Pulse Width Modulation) 方式によるマトリックスコンバータを風力発電システムに接続した場合のシステム構成を示す。風力発電システムについては、図 2.6 と同様である。マトリックスコンバータの接続は図 3.1 と同様に、マトリックスコンバータの入力側を系統と並列に、出力側を誘導機と直列になるように接続している。スイッチ  $S_{100}$  とスイッチ  $S_{400}$  は、それぞれ 100 kW 誘導機と 400 kW 誘導機の切り替えに用いる。風速が 3~8 m/s の場合は  $S_{100}$  をオンし、風速が 8.0001~15 m/s の場合は  $S_{400}$  をオンする。 $S_{100}$ ,  $S_{400}$  どちらかのスイッチがオンのとき、もう片方のスイッチはオフである。マトリックスコンバータは、一般的な構成の 9 個のスイッチを格子状に配置している。マトリックスコンバータの入出力側に LC ローパスフィルタを、また、サージ電圧からの保護などのためクランプ回路を接続している。表 3.4 に図 3.20 の回路定数を示す。マトリックスコンバータ出力側と誘導機の間接続している整合用変圧器の巻数比は 1:1 である。

前節において、仮想 AC/DC/AC 方式によるマトリックスコンバータを接続することで突入電流の抑制を確認した。しかしながら、仮想 AC/DC/AC 方式では高調波が残存しており、受電端電圧の THD が高くなっている。そこで、直接 AC 方式の一つである DDRPWM 方式によるマトリックスコンバータを検討する。DDRPWM 方式は簡単な方程式からデュー

表 3.4 図 3.20 の回路定数

Item	Value
Inductance of input filter $L_{fi}$	1 mH
Capacitance of input filter $C_{fi}$	25 $\mu$ F
Capacitance of clamp circuit $C_c$	500 $\mu$ F
Resistance of clamp circuit $R_c$	1 k $\Omega$
Inductance of output filter $L_{fo}$	0.25 mH
Capacitance of output filter $C_{fo}$	100 $\mu$ F
Resistance of output filter $R_{fo}$	8 $\Omega$

ティ比を算出し、キャリア信号(三角波)と比較し、スイッチング制御パルスを求めることで出力を決定できる。DDRPWM方式では、入力電圧の大小関係によってデューティ比の算出式が異なる。3相の交流入力電圧の最大相を  $MX$ 、中間相を  $MD$ 、最小相を  $MN$  とする。 $MX - MD > MD - MN$  のときを Pattern-I、 $MD - MN > MX - MD$  のときを Pattern-II とする。各出力相  $u$  相、 $v$  相および  $w$  相のデューティ比を次式により求める。

$$d_u = \begin{cases} \frac{v_{ou}^* - MX}{n \cdot MN - n \cdot MD + MD - MN} & \text{for Pattern-I} \\ \frac{v_{ou}^* - (n \cdot MX - n \cdot MD + MD)}{MN - n \cdot MX - MD + n \cdot MD} & \text{for Pattern-II} \end{cases} \quad (3.14)$$

$$d_v = \begin{cases} \frac{v_{ov}^* - MX}{n \cdot MN - n \cdot MD + MD - MN} & \text{for Pattern-I} \\ \frac{v_{ov}^* - (n \cdot MX - n \cdot MD + MD)}{MN - n \cdot MX - MD + n \cdot MD} & \text{for Pattern-II} \end{cases} \quad (3.15)$$

$$d_w = \begin{cases} \frac{v_{ow}^* - MX}{n \cdot MN - n \cdot MD + MD - MN} & \text{for Pattern-I} \\ \frac{v_{ow}^* - (n \cdot MX - n \cdot MD + MD)}{MN - n \cdot MX - MD + n \cdot MD} & \text{for Pattern-II} \end{cases} \quad (3.16)$$

ただし、 $v_{on}^*$  は出力電圧指令値である。また、 $n$  はキャリア信号である三角波の1周期を  $T_s$ 、三角波の立ち上がり時間を  $T_1$  とすると、 $n = T_1/T_s$  と定義される。図 3.21 に、出力  $u$  相のデューティ比と接続相の関係の例を示す。デューティ比  $d_u$  とキャリア信号  $v_{tri}$  を比較し、Pattern-I でかつ  $T_1$  のとき、 $d_u > v_{tri}$  ならば  $MN$  と、 $v_{tri} > d_u$  ならば  $MX$  と接続する。Pattern-I でかつ  $T_2$  のとき、 $d_u > v_{tri}$  ならば  $MD$  と、 $v_{tri} > d_u$  ならば  $MX$  と接続する。Pattern-II でかつ  $T_1$  のとき、 $d_u > v_{tri}$  ならば  $MN$  と、 $v_{tri} > d_u$  ならば  $MX$  と接続する。Pattern-II でかつ  $T_2$  のとき、 $d_u > v_{tri}$  ならば  $MN$  と、 $v_{tri} > d_u$  ならば  $MD$  と接続する。図 3.21 に示すように、キャリア1周期中にすべての入力相と接続するため、入力電流の歪みを軽減できる。図 3.22 にシミュレーションで用いた DDRPWM 方式の制御回路を示す。図 3.22 に示した回路は、前述した DDRPWM 方式のデューティ比を計算した後の場合分けとスイッチング規則を表したものである。まず初めに、PSCAD/EMTDC 上で DDRPWM 方式を用いたマトリックスコンバータ



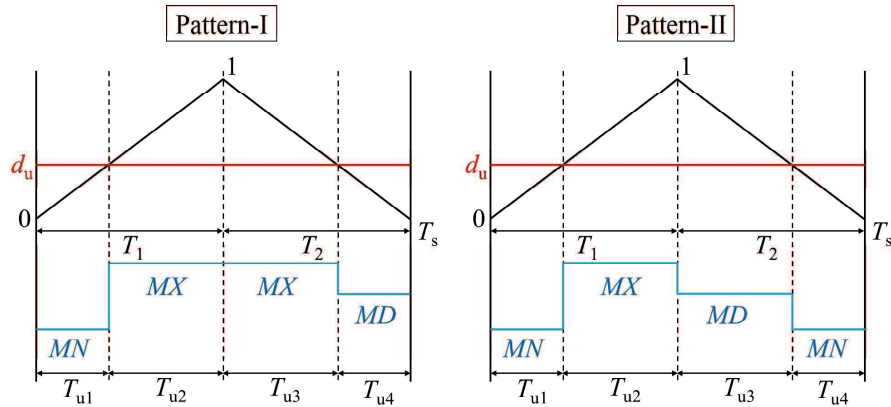


図 3.21 DDRPWM 方式によるスイッチングの規則例

表 3.5 図 3.14 の回路定数 (DDRPWM 変調方式)

Item	Value
Source voltage	480 V
Source frequency	50 Hz
Inductance of input filter $L_{fi}$	0.42 mH
Capacitance of input filter $C_{fi}$	60 $\mu$ F
Resistance of load $R_l$	20 $\Omega$
Inductance of load $L_l$	50 mH

の動作を確認する。シミュレーションで用いた回路は図 3.14 と同様である。表 3.5 にシミュレーションで用いた回路定数を示す。出力電圧指令値は次の値を与えた。

$$v^* = 0.18 [\sin(\omega t) \quad \sin(\omega t - 2\pi/3) \quad \sin(\omega t - 4\pi/3)]^t \quad (3.17)$$

出力電圧指令値の周波数は 50 Hz としている。図 3.23 に、DDRPWM 方式を用いたマトリックスコンバータの出力電圧と出力電流を示す。図 3.23 より、電圧波形、電流波形ともにマトリックスコンバータから所望の 3 相交流が出力されていることが確認できる。

次に DDRPWM 方式のマトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置による突入電流抑制効果の確認を行う。マトリックスコンバータの出力電圧指令値は、誘導機電流に制御ゲイン  $K$  を乗算した値とする。仮想 AC/DC/AC 方式の場合と同様に、各誘導機が系統並列してから 1 秒間は初期値一定のゲインとするが、その後の 1 秒間で制御ゲインを初期値からランプ上に減少させ 0 にする。図 3.24 に 100 kW 誘導機系統並列時のシミュレーション結果を示す。図 3.25 に図 3.24 のかご形誘導機系統並列付近の拡大波形を示す。図 3.25 の波形は上から、r 相の受電端電圧  $v_{Tr}$ 、電源電流  $i_{Tr}$ 、マトリックスコンバータ入力電流  $i_{MTr}$ 、マトリックスコンバータ出力電圧  $v_{MOr100}$ 、誘導機電流  $i_{mr100}$ 、100 kW 誘導機の出力回転速度  $SP_{100}$  および風速  $v_w$  を示している。突入電流は最大で 571 A であり、100 kW 誘導機の定格電流の約 3.4 倍である。受電端電圧の瞬時電圧低下は系統並列前と系統並列後を比較すると

5 V 変動しており、約 1.3% 低下している。また、受電端電圧とマトリックスコンバータ入力電流の位相差が  $180^\circ$  あり、マトリックスコンバータを介した電力回生が行われていることが確認できる。誘導機側からマトリックスコンバータに流入する電力は 42.9 kW、マトリックスコンバータから系統側に流出する電力は 29.0 kW であり、流入する電力を 100% とすると電力回生比率は約 67.6% となる。また、受電端電圧の THD は 3.4%、電源電流の THD は 11.8% である。マトリックスコンバータ出力電圧  $v_{\text{MOr}100}$  はスイッチングリップルにより歪んでいるが、受電端電圧には大きな影響がないことを確認している。図 3.26 に 400 kW 誘導機系統並列時のシミュレーション結果を示す。図 3.27 に図 3.27 のかご形誘導機系統並列付近の拡大波形を示す。図 3.27 の波形は上から、r 相の受電端電圧  $v_{\text{Tr}}$ 、電源電流  $i_{\text{Tr}}$ 、マトリックスコンバータ入力電流  $i_{\text{MTr}}$ 、マトリックスコンバータ出力電圧  $v_{\text{MOr}400}$ 、誘導機電流  $i_{\text{mr}400}$ 、400 kW 誘導機の出力回転速度  $SP_{400}$  および風速  $v_w$  を示している。突入電流は最大で 772 A であり、400 kW 誘導機の定格電流の約 1.1 倍である。受電端電圧の瞬時電圧低下は系統並列前と系統並列後を比較すると 17 V 変動しており、約 4.7% 低下している。また、受電端電圧とマトリックスコンバータ入力電流の位相差が  $180^\circ$  あり、マトリックスコンバータを介した電力回生が行われていることが確認できる。誘導機側からマトリックスコンバータに流入する電力は 108.3 kW、マトリックスコンバータから誘導機側に流出する電力は 71.4 kW であり、流入する電力を 100% とすると電力回生比率は約 65.9% となる。また、受電端電圧の THD は 6.6%、電源電流の THD は 20.2% である。マトリックスコンバータ出力電圧  $v_{\text{MOr}400}$  はスイッチングリップルにより歪んでいるが、受電端電圧には大きな影響がないことを確認している。

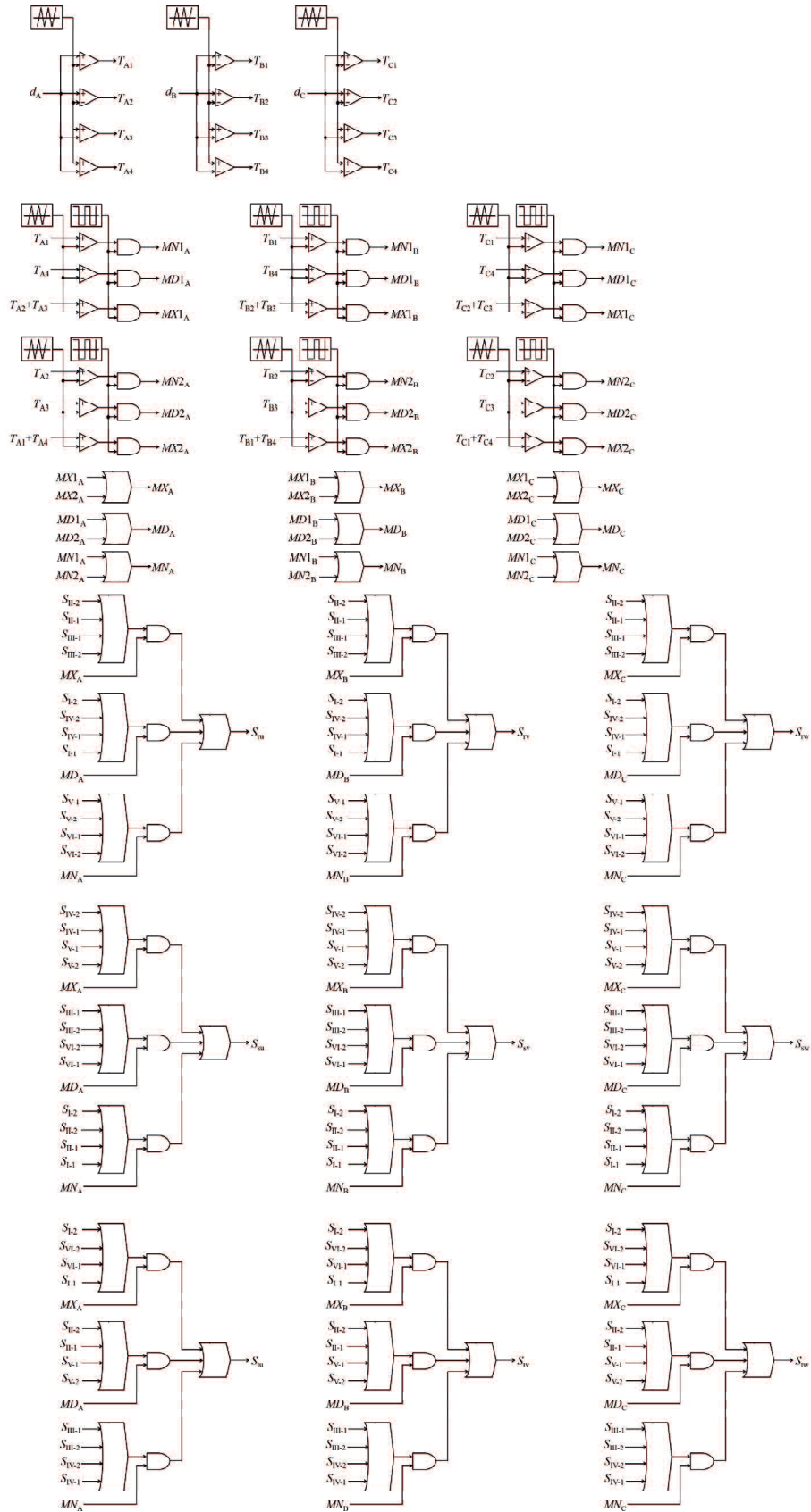


図 3.2 DDRPWM 方式の制御回路

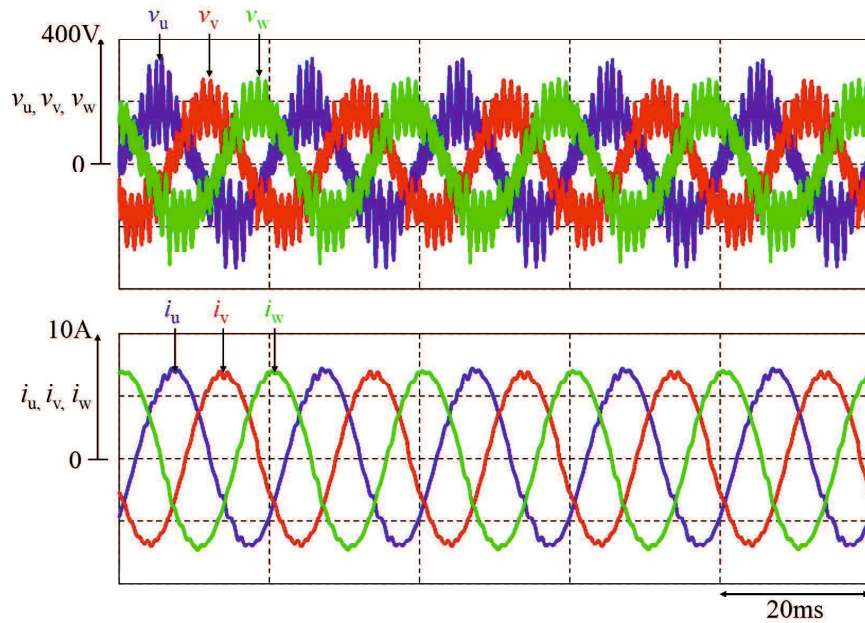


図 3.23 DDRPWM 方式を用いたマトリックスコンバータのシミュレーション結果

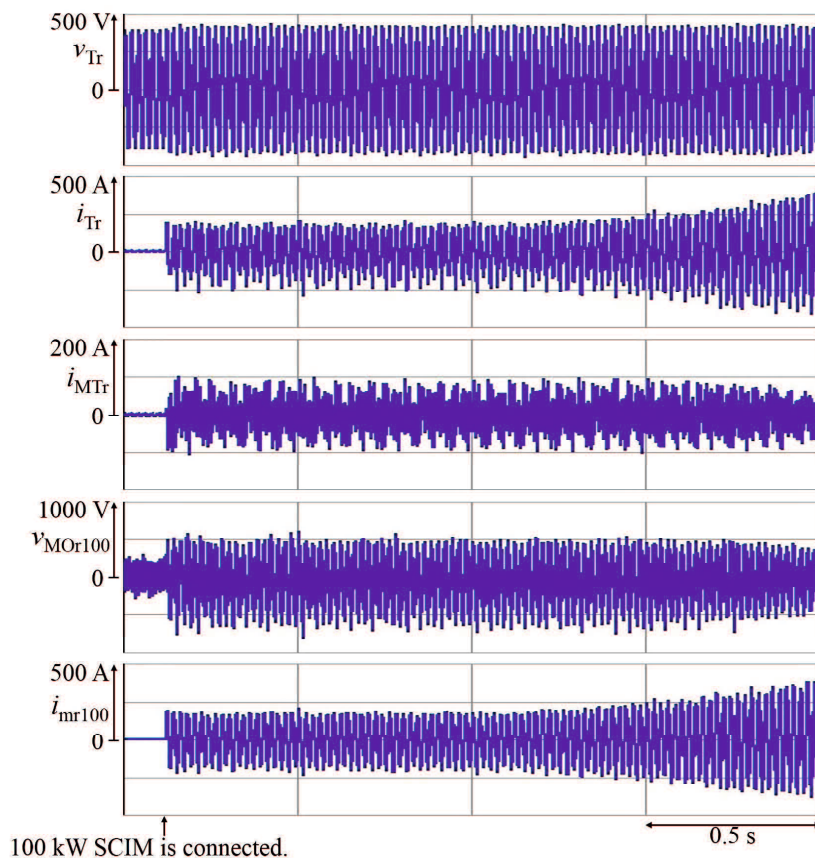


図 3.24 DDRPWM 方式のマトリックスコンバータを接続した場合の 100 kW 誘導機系統並列時のシミュレーション結果

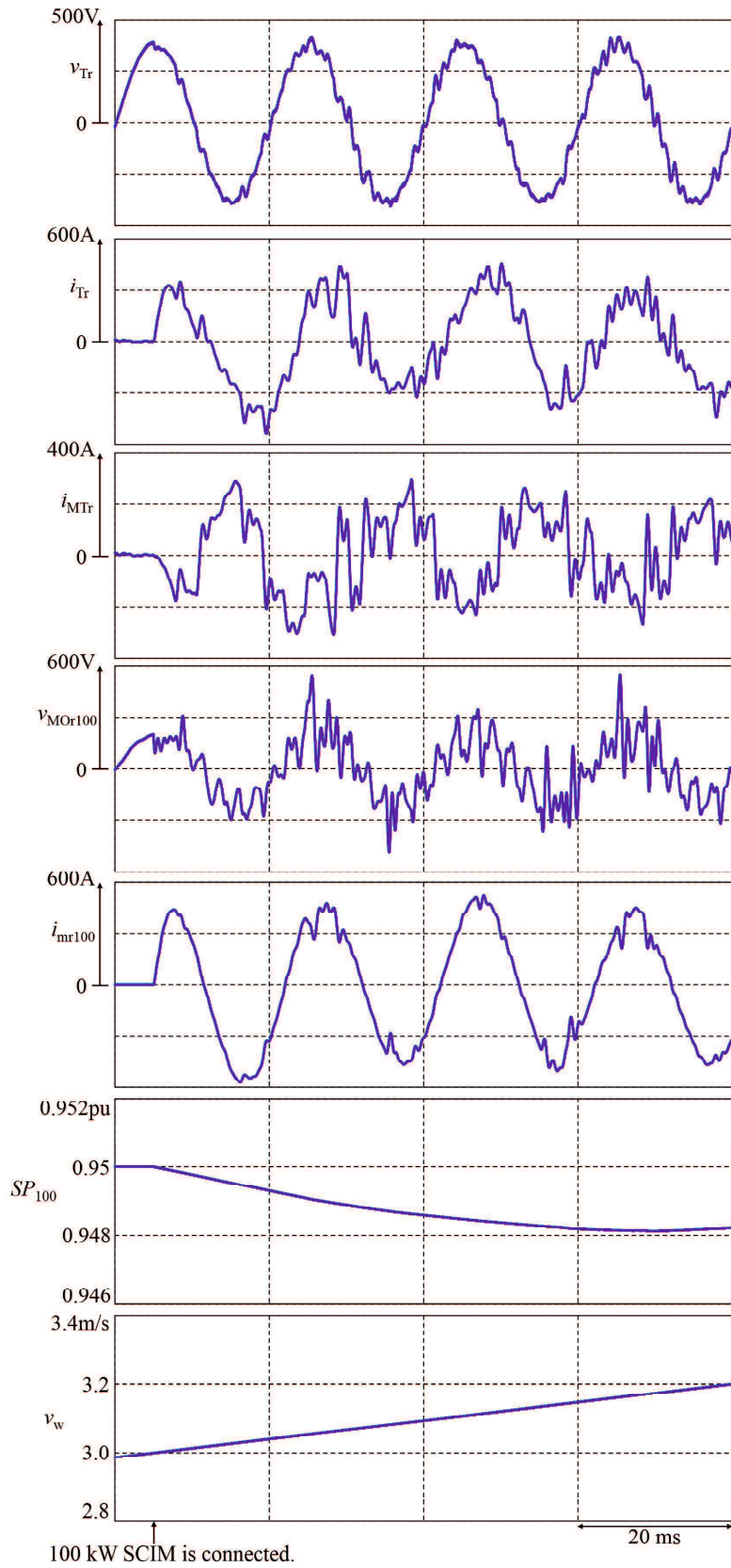


図 3.25 DDRPWM 方式のマトリックスコンバータを接続した場合の 100 kW 誘導機系統並列時のシミュレーション結果 (拡大波形)

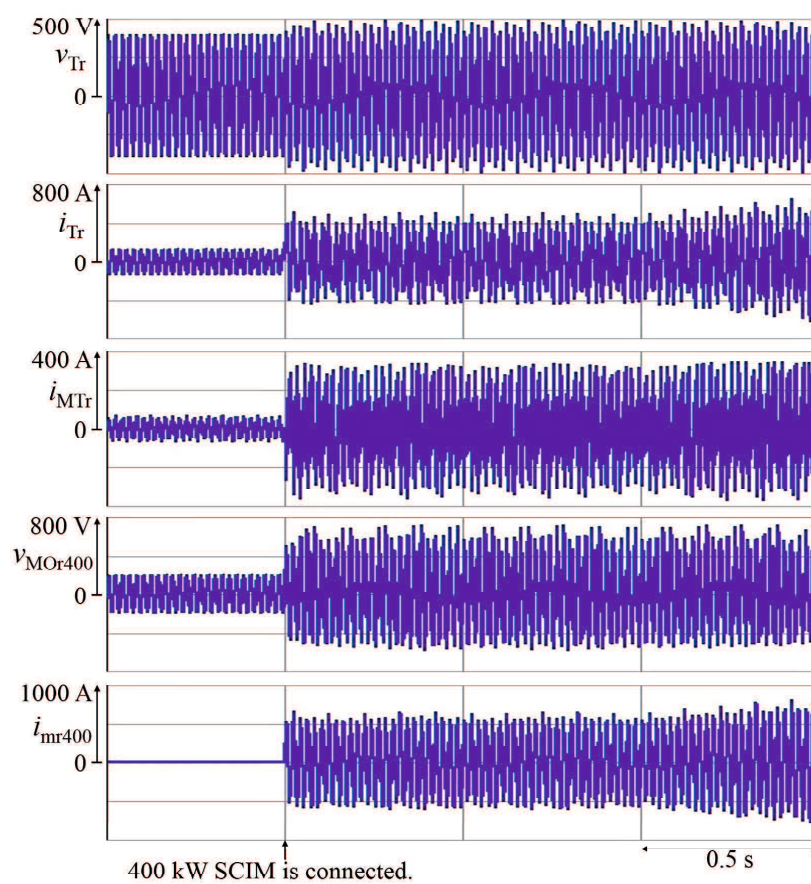


図 3.26 DDRPWM 方式のマトリックスコンバータを接続した場合の 400 kW 誘導機系統並列時のシミュレーション結果

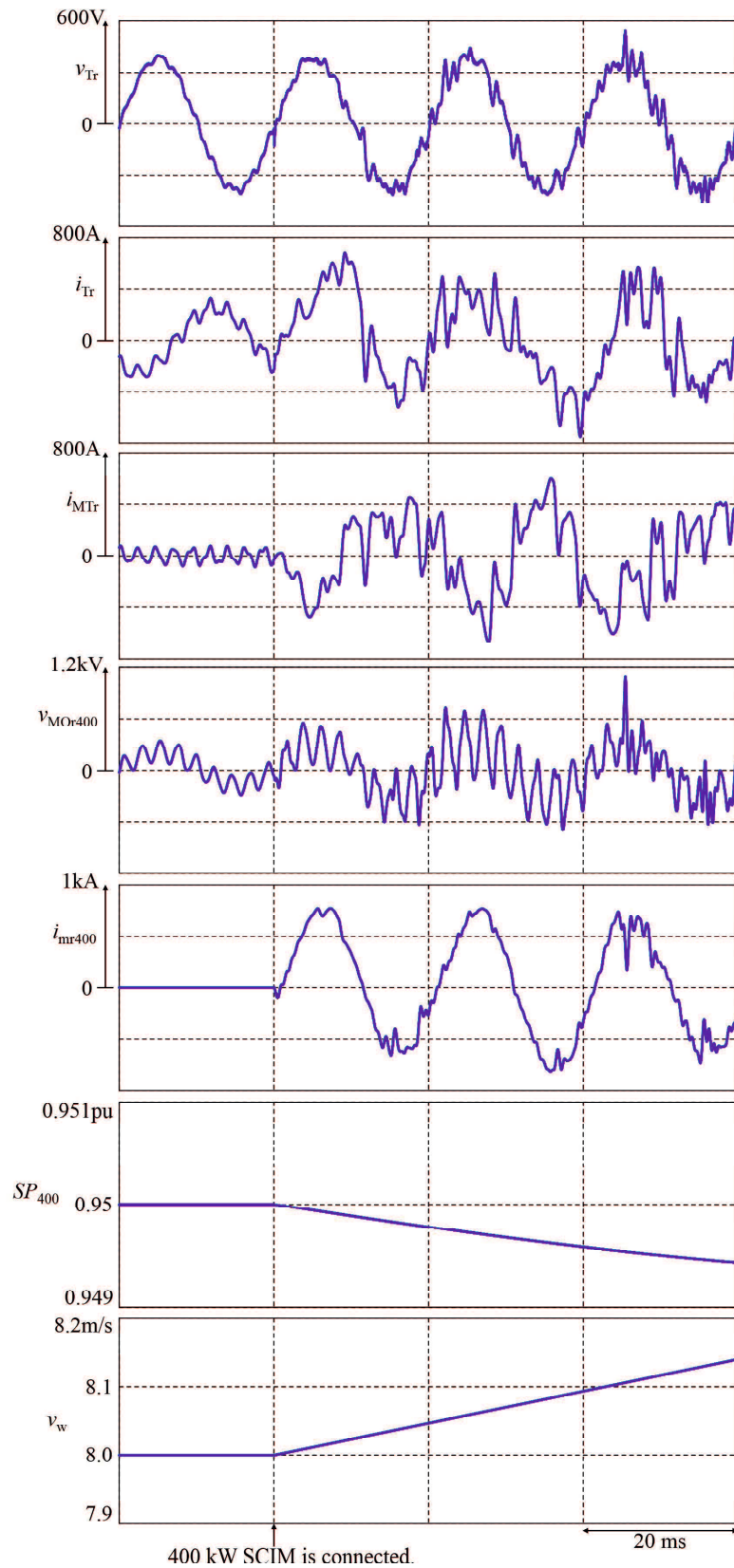


図 3.27 DDRPWM 方式のマトリックスコンバータを接続した場合の 400 kW 誘導機系統並列時のシミュレーション結果 (拡大波形)

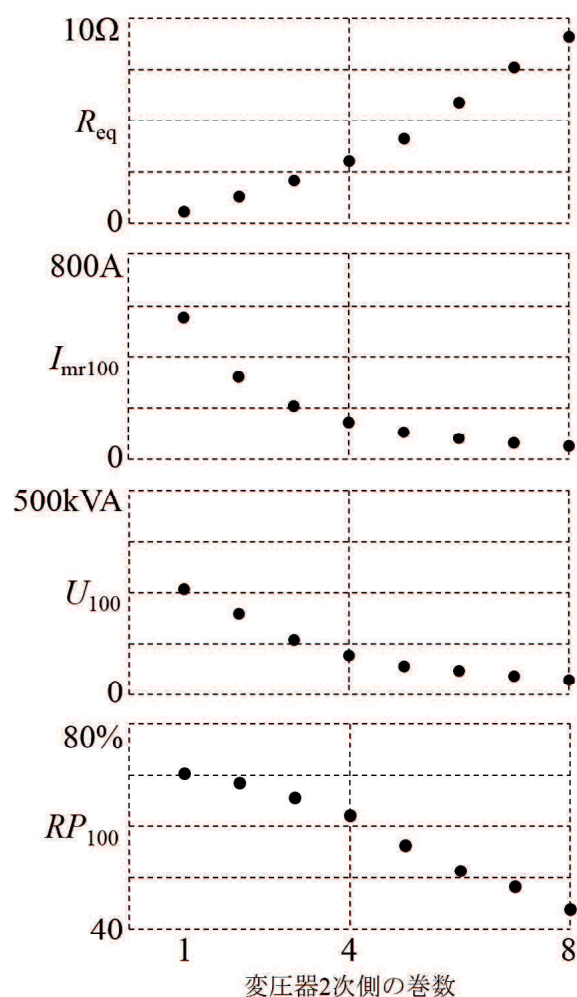


図 3.28 100 kW 誘導機系統並列時の整合用変圧器の巻数比を変更した各シミュレーション結果

### 3.3 変換器容量の検討

これまでのマトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置のシミュレーションでは、マトリックスコンバータの出力側と誘導機の間接続している整合用変圧器の巻数比を 1:1 としていた。ここで、整合用変圧器の巻数比に対する突入電流抑制装置の変換器容量の関係を計算機シミュレーションにより明らかにする。図 3.28 に 100 kW 誘導機系統並列時の整合用変圧器の巻数比を変更した各シミュレーション結果を示す。図 3.28 のグラフは、上からマトリックスコンバータの等価的な抵抗値  $R_{eq}$ 、突入電流の最大値  $I_{mr100}$ 、マトリックスコンバータの変換器容量  $U_{100}$  およびマトリックスコンバータを介した電力回生比率  $RP_{100}$  である。図 3.29 に 400 kW 誘導機系統並列時の整合用変圧器の巻数比を変更した各シミュレーション結果を示す。図 3.29 のグラフは、上からマトリックスコンバータの等価的な抵抗値  $R_{eq}$ 、突入電流の最大値  $I_{mr400}$ 、マトリックスコンバータの変換器容量  $U_{400}$  およびマトリックスコンバータを介した電力回生比率  $RP_{400}$  である。横軸は、整合用変圧器の 1 次側(マトリッ



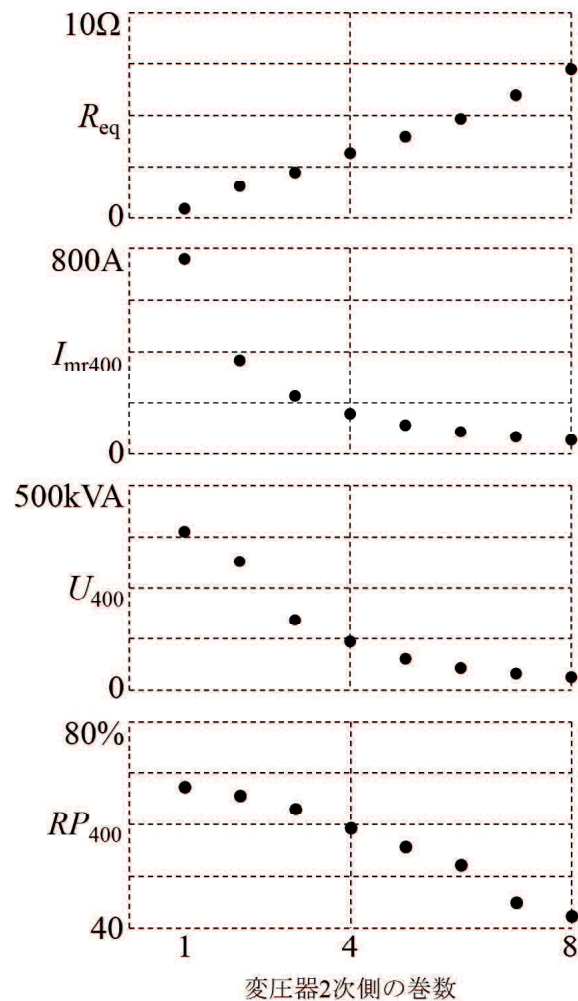


図 3.29 400 kW 誘導機系統並列時の整合用変圧器の巻数比を変更した各シミュレーション結果

クスコンバータ出力側)を1としたときの2次側(誘導機側)の巻数を示している。2次側の巻数が増加することで、マトリックスコンバータの等価的な抵抗値は高くなり、突入電流の抑制効果も大きくなっている。これに伴い、マトリックスコンバータの変換器容量も低下している。しかしながら、マトリックスコンバータを介した電力回生比率も低くなる。ここで、マトリックスコンバータの等価的な抵抗値はほぼ直線的に高くなっているが、突入電流の最大値と変換器容量は巻数比1:4を超えたところで変化が微小となる。よって、マトリックスコンバータを介した電力回生比率の低下を考慮すると、整合用変圧器の巻数比は1:4が妥当と考える。整合用変圧器の巻数比が1:1と1:4の場合のマトリックスコンバータの変換器容量を比較すると、100 kW 誘導機系統並列時では、258.3 kVA から 96.8 kVA と約 62.5%低減できている。400 kW 誘導機系統並列時では、388.2 kVA から 118.7 kVA と約 69.4%低減できている。

前述したように従来の突入電流抑制法であるソフトスタート方式には、サイリスタのス

イッチングによる高調波の課題がある。抵抗接続方式には、抵抗による電力損失の課題がある。ソフトスタート方式の THD と抵抗接続方式の電力損失を、DDRPWM 方式を用いたマトリックスコンバータによる突入電流抑制装置の提案方式と比較する。

2.5 節で述べたように、ソフトスタート方式の場合の 100 kW 誘導機系統並列時の電源電流の THD は 328.8%，400 kW 誘導機系統並列時の電源電流の THD は 329.6% である。DDRPWM 方式を用いたマトリックスコンバータによる突入電流抑制装置の場合では、100 kW 誘導機系統並列時の電源電流の THD は 11.8%，400 kW 誘導機系統並列時の電源電流の THD は 20.2% である。よって、電源電流の THD は 100 kW 誘導機系統並列時では本提案手法を用いた場合約 96.4%，400 kW 誘導機系統並列時では本提案方式を用いた場合約 93.9% 低減できた。

次に抵抗接続方式と DDRPWM 方式を用いたマトリックスコンバータによる突入電流抑制装置の 1 相あたりの損失の比較を行う。DDRPWM 方式を用いたマトリックスコンバータによる提案方式の場合、マトリックスコンバータ出力電圧と誘導機電流から計算されるマトリックスコンバータの等価的な抵抗値は、100 kW 誘導機系統並列時で  $0.518 \Omega$ ，400 kW 誘導機系統並列時で  $0.718 \Omega$  となる。この抵抗値と同様の抵抗を誘導機に対して直列接続した場合の抵抗接続方式による損失と、本提案方式のマトリックスコンバータにおける損失を比較する。抵抗接続方式の場合、1 相あたりの損失は 100 kW 誘導機系統並列時で 70.7 kJ，400 kW 誘導機系統並列時で 161.7 kJ となる。本提案方式では、誘導機側からマトリックスコンバータに流入する電力から、マトリックスコンバータから系統側に流出する電力を減算し、マトリックスコンバータによる損失を算出すると、100 kW 誘導機系統並列時で 13.8 kJ，400 kW 誘導機系統並列時で 22.8 kJ となる。よって、抵抗接続方式と本提案方式の 1 相あたりの損失を比較した場合、100 kW 誘導機系統並列時では約 80.6%，400 kW 誘導機系統並列時では約 85.9% 低減できている。表 3.6 に、直入れ、ソフトスタート方式、抵抗接続方式、仮想 AC/DC/AC 方式を用いたマトリックスコンバータによる突入電流抑制装置および DDRPWM 方式を用いたマトリックスコンバータによる突入電流抑制装置 (整合用変圧器の巻数比が 1:1 と 1.4 の場合) のシミュレーション結果をまとめる。突入電流は直入れ時の値に対して、ソフトスタート方式では最大 52.5% 低減，抵抗接続方式では最大 87.1% 低減，仮想 AC/DC/AC 方式を用いたマトリックスコンバータによる突入電流抑制装置では最大 50.6% 低減，DDRPWM 方式を用いたマトリックスコンバータによる突入電流抑制装置 (整合用変圧器の巻数比 1:1) では最大で 80.0% 低減，DDRPWM 方式を用いたマトリックスコンバータによる突入電流抑制装置 (整合用変圧器の巻数比 1:4) では最大で 95.9% 低減できている。よって、本提案方式により突入電流が抑制できていることが確認できる。また、提案方式による受電端電圧の瞬時電圧低下の値は全て 10% 以内となっており、電力品質確保に係る系統連系技術要件ガイドラインの規定を満たしていることが確認できる。

表 3.6 各方式によるシミュレーション結果の比較

		Inrush current [A]	Voltage sag [%]	THD of source current [%]	Losses [kJ]
Direct connection	100kW SCIM	1367	13.8	0.08	-
	400kW SCIM	3873	20.5	1.1	-
Soft-starter	100kW SCIM	649	6.6	328.8	-
	400kW SCIM	1941	13.8	329.96	-
External resistors	100kW SCIM	507	1.5	1.7	70.7
	400kW SCIM	499	1.0	0.29	161.7
Proposed inrush current suppressor (virtual AC/DC/AC modulation)	100kW SCIM	695	1.8	12.3	-
	400kW SCIM	2115	4.9	8.5	-
Proposed inrush current suppressor (DDRPWM) (turn ratio is 1:1)	100kW SCIM	571	1.3	11.8	-
	400kW SCIM	773	4.7	20.2	-
Proposed inrush current suppressor (DDRPWM) (turn ratio is 1:4)	100kW SCIM	146	1.0	20.9	13.8
	400kW SCIM	158	0.5	23.9	22.8

### 3.4 本章のまとめ

本章では、マトリックスコンバータを用いた突入電流抑制法を提案した。はじめに、マトリックスコンバータを用いた突入電流抑制法について述べた。次に、計算機シミュレーションにより提案手法の有効性を検証した。シミュレーション結果から、突入電流を抑制しながら、誘導機を系統並列し、受電端の瞬時電圧低下も10%以下にできることを明らかにした。さらに、第2章で述べた従来法と本提案方式の比較を行った。ソフトスタート方式の課題であった電源電流のTHD、抵抗接続方式の課題であった電力損失を大幅に低減でき、本提案手法が低高調波で低損失であることを明らかにした。

## 第4章 交流チョッパを用いた突入電流抑制装置

第3章では、マトリックスコンバータを用いた突入電流抑制法を提案し、計算機シミュレーションにより有効性を明らかにした。マトリックスコンバータは、入力側および出力側を同時に制御でき、出力電圧は任意の位相と振幅を生成できる。しかしながら、三相交流入力を直接ACに変換するため、マトリックスコンバータのスイッチングパターンを生成するためには複雑な演算を必要とする。本章では、より簡易な突入電流抑制法として交流チョッパを用いた突入電流抑制法を提案する<sup>(69)</sup>。はじめに、交流チョッパをソフトスタータとして動作させる突入電流抑制法について説明する。次に、提案する交流チョッパを用いた突入電流抑制法の有効性を計算機シミュレーションにより検証する。シミュレーション結果から、提案手法によりマトリックスコンバータを用いた突入電流抑制法と同等の突入電流抑制効果が得られることを明らかにする。

### 4.1 交流チョッパ方式ソフトスタータを用いた突入電流抑制装置

図4.1に、交流チョッパを接続した風力発電システムの構成を示す。交流チョッパは、入力側を系統と並列に、出力側を誘導機と直列に接続する。交流チョッパは1相あたり6個のスイッチと1個のキャパシタから構成されるセルが接続されている。この6個のスイッチを制御することにより、入力交流電圧を昇圧または降圧し、所望の振幅の交流電圧を出力する。交流チョッパの制御には、三角波比較PWM方式を用いる。表4.1に、回路定数を示す。かご形誘導機は、前節までのシミュレーションと同様の回路定数としている。

ソフトスタータは誘導機に印加する電圧を徐々に増加させ、誘導機系統並列時の突入電流を抑制する方法であるが、本論文では交流チョッパの出力電圧を制御することで、ソフトスタータと同等の動作を行い突入電流を抑制する。はじめに、交流チョッパの基本原理について述べる。図4.2に、降圧形交流チョッパの基本回路構成を示す。図4.3に、図4.2の出力の一例を示す。入力電圧が正のとき、 $S_1$ をオンすることで、負荷に入力の一部が印加される。次に $S_1$ をオフ、 $S_2$ をオンすることで、負荷は入力の電源から切り離される。このような動作を高周波で繰り返すことで、負荷に印加される電圧は図4.3の $v_{out}$ の波形のようになる。この $v_{out}$ の波形にフィルタを通すことで $v'_{out}$ 波形のように降圧されることになる。ここで、 $S_1$ のデューティ比を $d_1$ とすると、入力電圧 $v_{in}$ と出力電圧 $v_{out}$ は次式のような関係となる。

$$v_{out} = d_1 v_{in} \quad (4.1)$$

#### 4.1 交流チョップ方式ソフトスタータを用いた突入電流抑制装置

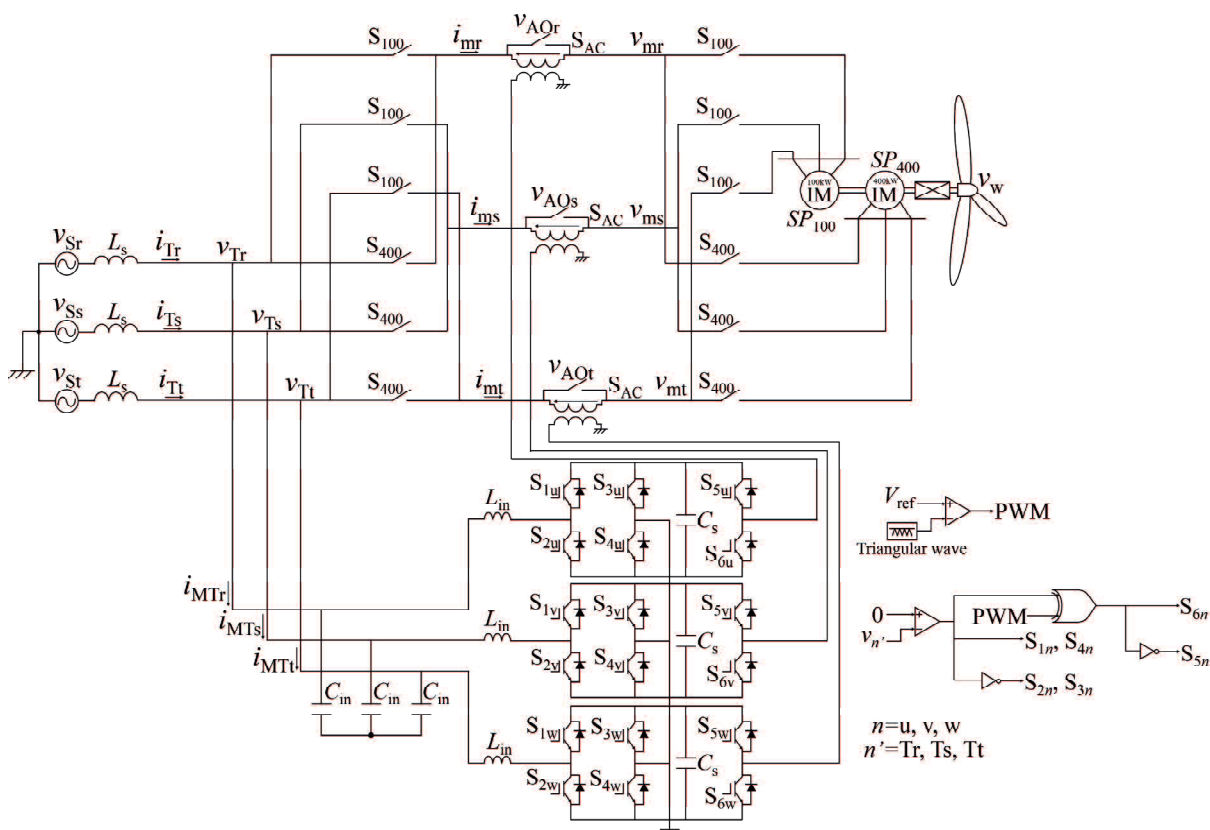


図 4.1 交流チョップを用いた突入電流抑制装置

表 4.1 図 4.1 の回路定数

Item	Value
Source voltage	480 V
Source frequency	50 Hz
Source inductor $L_s$	0.1 mH
Inductance of input filter $L_{in}$	220 $\mu$ H
Capacitance of input filter $C_{in}$	50 $\mu$ F
Capacitor of cell $C_s$	50 $\mu$ F

図 4.4 に、昇圧の交流チョップの基本回路構成を示す。図 4.5 に、図 4.4 の出力の一例を示す。入力電圧が正のとき、 $S_2$  をオンさせることで電源は  $L$  を介して短絡され、 $L$  にはエネルギーが蓄積される。次に、 $S_2$  をオフ、 $S_1$  をオンさせることで負荷には電源と  $L$  に蓄えられたエネルギーの和が印加される。このような動作を高周波で繰り返すことで、負荷に印加される電圧は図 4.5 の  $v_{out}$  の波形のようになる。この  $v_{out}$  の波形にフィルタを通すことで  $v'_{out}$  波形のように昇圧されることになる。ここで、 $S_2$  のデューティ比を  $d_2$  とすると、入力電圧  $v_{in}$  と出力電圧  $v_{out}$  は次式のような関係となる。

$$v_{out} = \frac{1}{1 - d_2} v_{in} \quad (4.2)$$

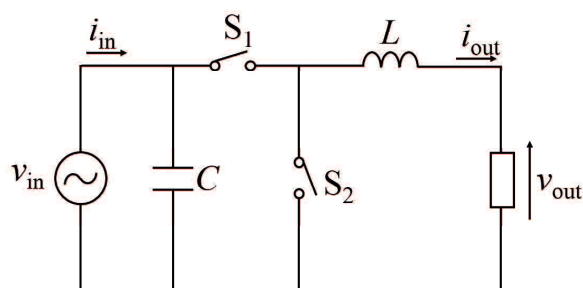


図 4.2 降圧の交流チョップパの基本回路構成

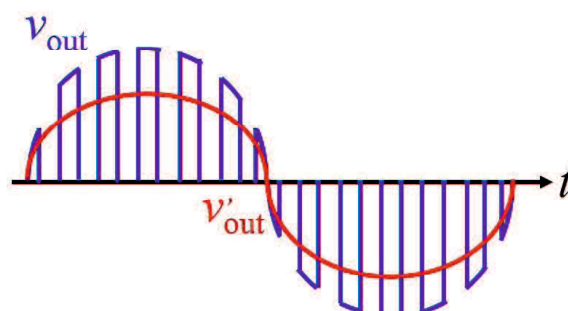


図 4.3 図 4.2 の出力の一例

図 4.6 に、突入電流抑制装置として用いる交流チョップパの構成を示す<sup>(70)</sup>。交流チョップパの基本回路構成である図 4.2, 4.4 とは構成が異なるが、入力電圧の正負と出力電圧の昇降圧動作などにより図 4.6 の 6 個のスイッチが図 4.2, 4.4 の  $S_1, S_2$  の役割を果たす。例えば、降圧動作を行う際において入力電圧が正のときは、図 4.2 の  $S_1$  と図 4.6 の  $S_1, S_5$ 、図 4.2 の  $S_2$  と図 4.6 の  $S_4, S_6$  がそれぞれ対応している。図 4.6 は単相の交流チョップパであり、本論文で提案する突入電流抑制装置として用いる場合は 3 相構成とする。表 4.2 に、シミュレーションで用いた回路定数を示す。突入電流抑制装置では、降圧動作のみ使用するため交流チョップパの降圧動作波形のみを示す。また、制御に与える出力電圧指令値は、デューティ比が 0.5 になるように与えた。

## 4.2 計算機シミュレーション結果

図 4.7 に、交流チョップパ回路のシミュレーション結果を示す。図 4.7 の波形は、上から入力電圧  $v_r, v_s, v_t$ 、入力電流  $i_r, i_s, i_t$ 、出力電圧  $v_u, v_v, v_w$  および出力電流  $i_u, i_v, i_w$  である。図 4.7 より、入力電圧が 163 V に対し、出力電圧が 84 V と出力が約 1/2 となっており、所望の降圧された出力が得られることを確認した。

3 相交流チョップパを用いて突入電流抑制装置を構成する。ただし、交流チョップパは出力電圧の振幅を制御することはできるが、位相を制御できない。このため、マトリックスコンバータのように等価抵抗として動作させるのではなく、交流チョップパの出力電圧を徐々に減少さ

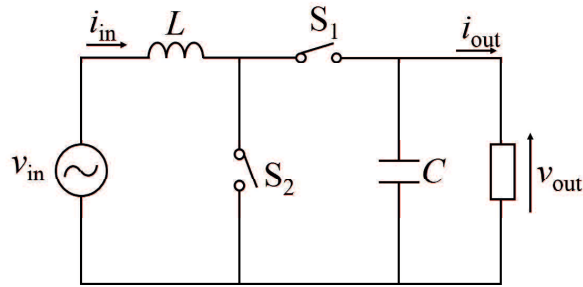


図 4.4 昇圧の交流チョッパの基本回路構成

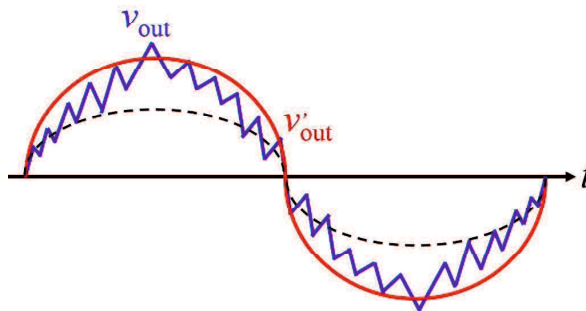


図 4.5 図 4.4 の出力の一例

せることで、誘導機印加電圧を徐々に増加させ、ソフトスタータと同様の動作を行わせることで突入電流を抑制する。図 4.8 に、図 4.1 の 1 相あたりの等価回路を示す。 $v_T$  は受電端電圧、 $v_{AO}$  は交流チョッパ出力電圧、 $v_m$  は誘導機電圧を表す。図 4.8 にキルヒホッフの電圧則を適用すると、以下の関係式が得られる。

$$v_m = v_T - v_{AO} \quad (4.3)$$

(4.3) 式からわかるように、誘導機系統並列時に交流チョッパ出力電圧  $v_{AO}$  を受電端電圧  $v_T$  と等しくすることで、誘導機電圧  $v_m$  は 0 になる。さらに、 $v_{AO}$  を徐々に減少させていくことで、 $v_m$  を徐々に増加させることができる。図 4.9 に、交流チョッパ出力電圧  $v_{AO}$  と誘導機印加電圧  $v_m$  の関係を示す。よって、交流チョッパ出力電圧を制御することで、誘導機に徐々に電圧し、突入電流を抑制する。ただし、図 4.1 の交流チョッパ出力側と誘導機の間接続されている整合用変圧器の巻数比は 1:4(交流チョッパ側：誘導機側) となっているため、交流チョッパ出力電圧は初めに受電端電圧の 1/4 になるように指令値を与える。その後、2 秒後には交流チョッパの出力電圧が 0 になるように指令値をランプ状に減少させる。

図 4.10 に、交流チョッパを接続した場合の 100 kW 誘導機系統並列時のシミュレーション結果を示す。図 4.11 に、図 4.10 のかご形誘導機系統並列付近の拡大波形を示す。図 4.11 の波形は、上から受電端電圧  $v_{Tr}$ ,  $v_{Ts}$ ,  $v_{Tt}$ 、電源電流  $i_{Tr}$ ,  $i_{Ts}$ ,  $i_{Tt}$ 、交流チョッパ出力電圧  $v_{AOr}$ ,  $v_{AOs}$ ,  $v_{AOt}$ 、誘導機電圧  $v_{mr}$ ,  $v_{ms}$ ,  $v_{mt}$  および誘導機電流  $i_{mr}$ ,  $i_{ms}$ ,  $i_{mt}$  である。誘導機系統並列する際に交流チョッパは受電端電圧に等しい電圧を出力しており、交流チョッパのスイッチングに伴うス

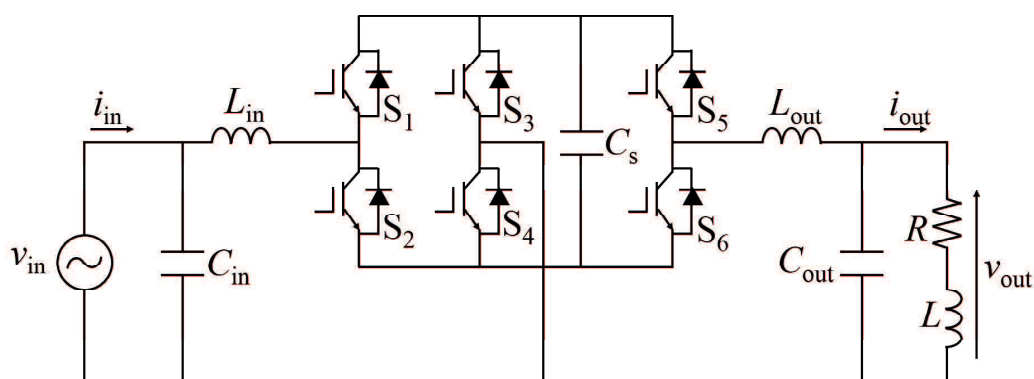


図 4.6 交流チョッパのシステム構成

表 4.2 図 4.6 の回路定数

Item	Value
Source voltage	200 V
Source frequency	60 Hz
Inductor of filter $L_{in}, L_{out}$	220 $\mu$ H
Capacitance of filter $C_{in}, C_{out}$	50 $\mu$ F
Capacitor of cell $C_s$	50 $\mu$ F
Resistor of load $R$	40 $\Omega$
Inductor of load $L$	50 mH
Duty ratio $d$	0.5
Switching frequency $f_{sw}$	16 kHz

イッチングリプルが重畳しているが誘導機印加電圧はほぼ 0 Vrms となっている。これにより、突入電流を生じることなく、誘導機を系統並列できている。図 4.11 より、突入電流は 25 A となっており、直入れ時と比較すると 98%低減されている。受電端電圧の瞬時電圧低下は 3.1%となっており、こちらも直入れ時と比較すると 73%低減されている。図 4.12 に、交流チョッパを接続した場合の 400 kW 誘導機系統並列時のシミュレーション結果を示す。図 4.13 に、図 4.12 のかご形誘導機系統並列付近の拡大波形を示す。図 4.13 の波形は、上から受電端電圧  $v_{Tr}, v_{Ts}, v_{Tt}$ 、電源電流  $i_{Tr}, i_{Ts}, i_{Tt}$ 、交流チョッパ出力電圧  $v_{AOr}, v_{AOs}, v_{AOt}$ 、誘導機電圧  $v_{mr}, v_{ms}, v_{mt}$  および誘導機電流  $i_{mr}, i_{ms}, i_{mt}$  である。誘導機系統並列する際に交流チョッパは受電端電圧に等しい電圧を出力しており、交流チョッパのスイッチングに伴うスイッチングリプルが重畳しているが誘導機印加電圧はほぼ 0 Vrms となっている。これにより、突入電流を生じることなく、誘導機を系統並列できている。図 4.13 より、突入電流は 88 A となっており、直入れ時と比較すると 97%低減されている。受電端電圧の瞬時電圧低下は 7.7%となっており、直入れ時と比較すると 67%低減されている。



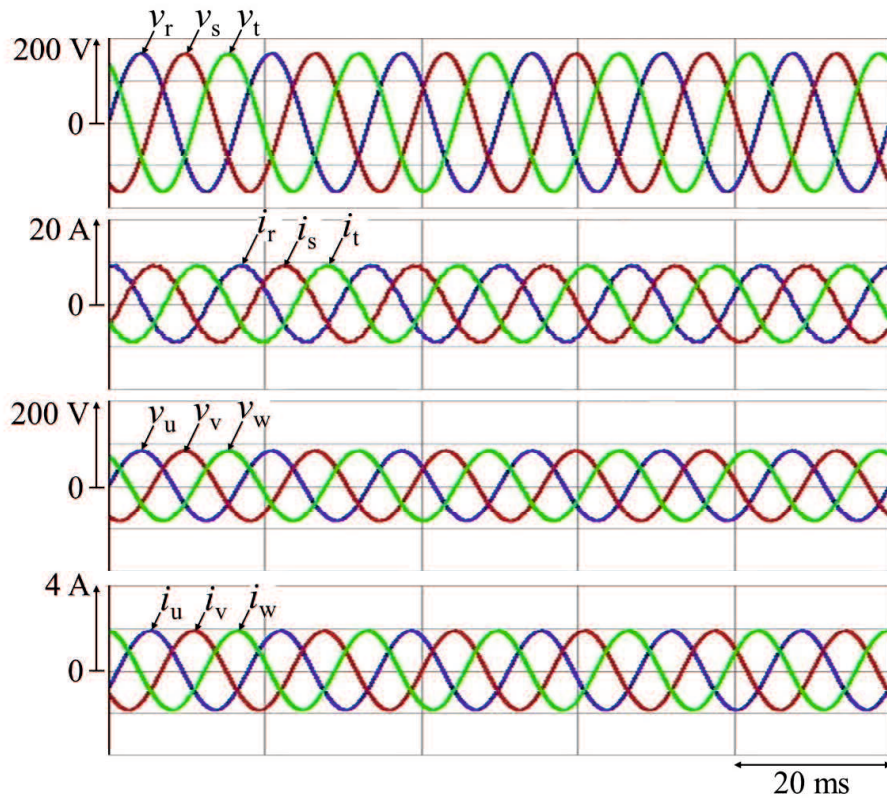


図 4.7 交流チョッパのシミュレーション結果

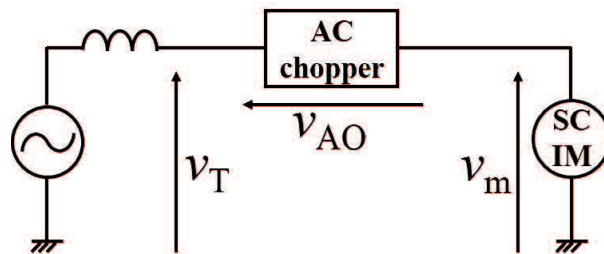


図 4.8 交流チョッパを接続した風力発電システムの1相の等価回路

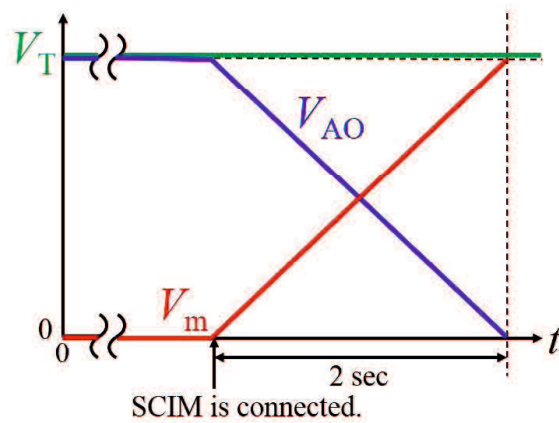


図 4.9 交流チョッパ出力電圧と誘導機電圧の関係

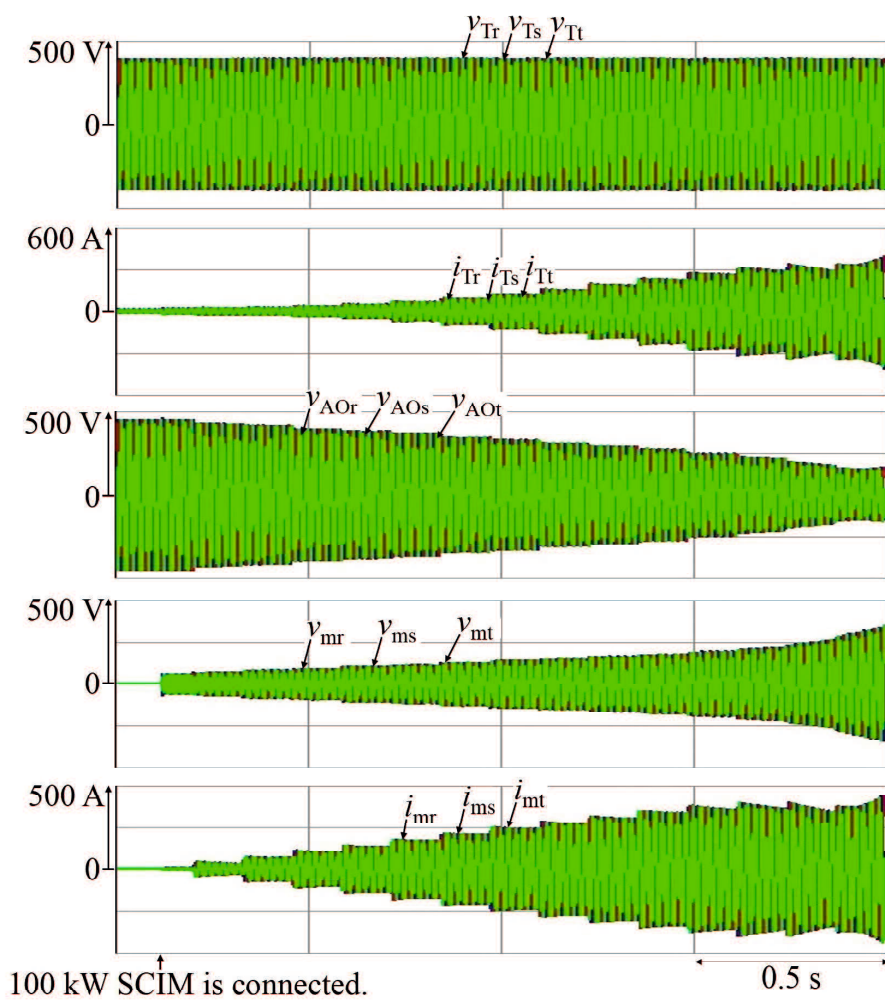


図 4.10 交流チョッパを接続した場合の 100 kW 誘導機系統並列時のシミュレーション結果

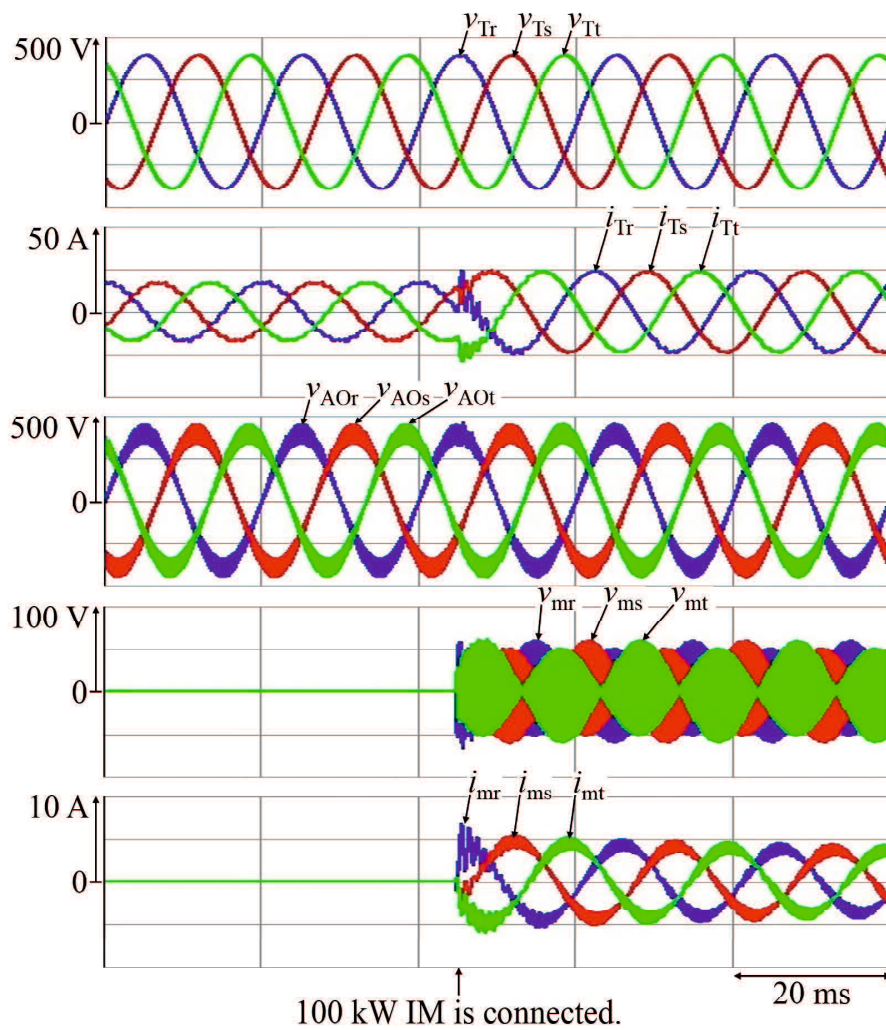


図 4.11 交流チョッパを接続した場合の 100 kW 誘導機系統並列時のシミュレーション結果 (拡大波形)

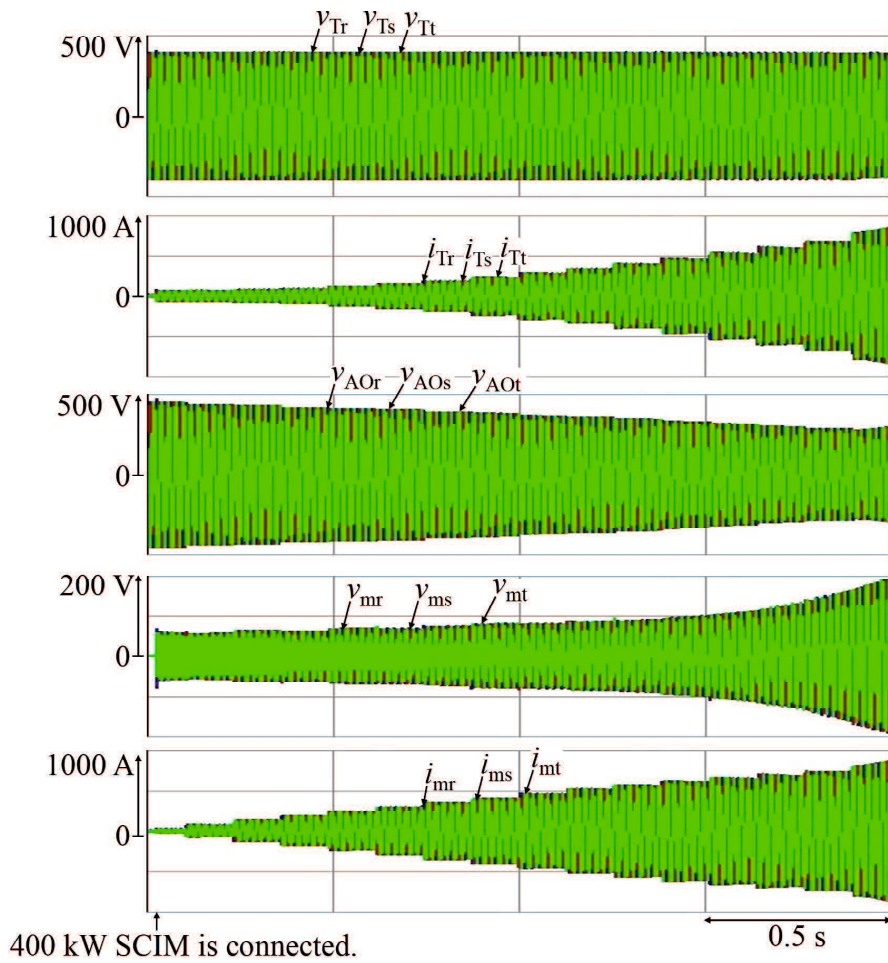


図 4.12 交流チョッパを接続した場合の 400 kW 誘導機系統並列時のシミュレーション結果

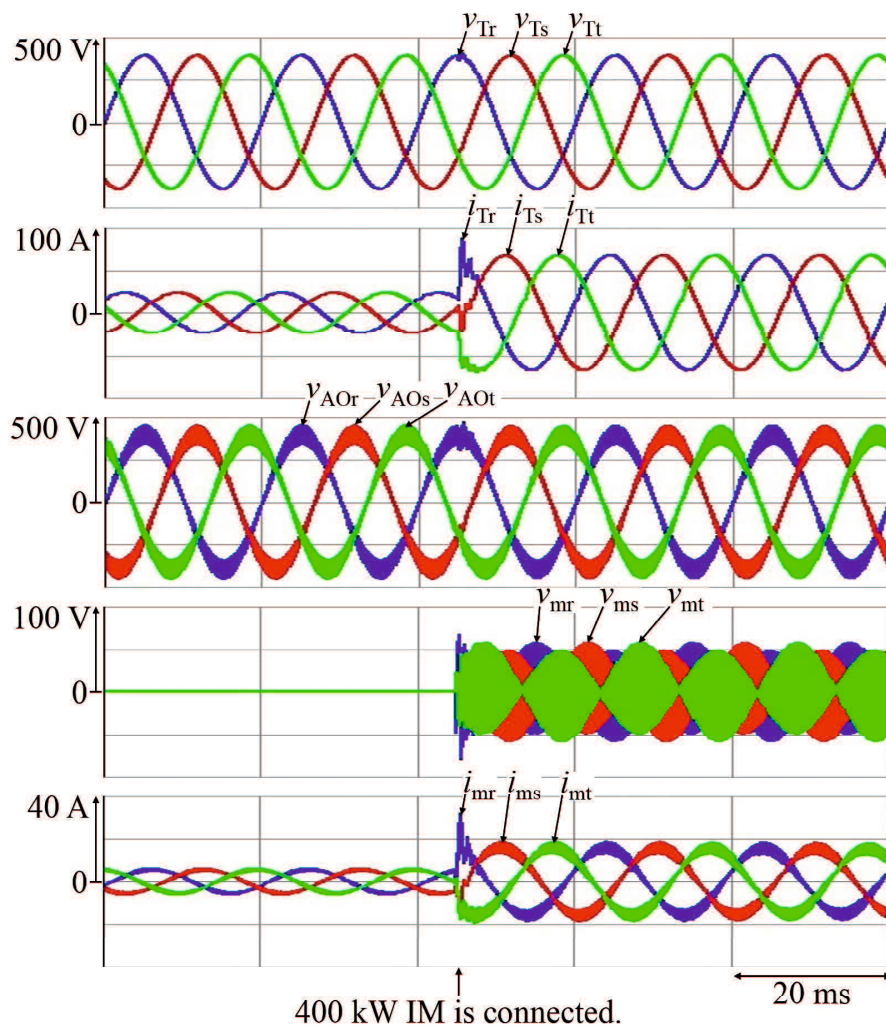


図 4.13 交流チョッパを接続した場合の 400 kW 誘導機系統並列時のシミュレーション結果 (拡大波形)

表 4.3 マトリックスコンバータ方式と交流チョッパ方式の比較

		Inrush current [A]	Voltage sag [%]	THD of source current [%]	Capacity of converter [kVA]	Losses [kJ]
Proposed inrush current suppressor (using matrix converter)	100kW SCIM	146	1.0	20.9	96.8	13.8
	400kW SCIM	158	0.5	23.9	118.7	22.8
Proposed inrush current suppressor (using AC chopper)	100kW SCIM	25	3.1	2.5	189.6	27.5
	400kW SCIM	88	7.7	1.3	416.2	39.0

### 4.3 突入電流抑制装置の変換器容量の比較

表 4.3 に、DDRPWM 方式のマトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置と交流チョッパを用いた突入電流抑制装置の各シミュレーション結果をまとめる。図 4.11, 4.13 を見るとわかるように、交流チョッパの出力側にはフィルタを設けていないため、誘導機電圧にスイッチングリップルが重畳している。しかしながら、表 4.3 より交流チョッパを用いた突入電流抑制装置において電源電流の THD は低く、交流チョッパ出力側をフィルタレスで構成できる。突入電流は直入れ時と比較し、約 90%抑制できており、受電端電圧の瞬時電圧低下も 10%以内に抑制できている。したがって、電力品質確保に係る系統連系技術要件ガイドラインの規定を満たしている。交流チョッパ方式の突入電流抑制装置では、マトリックスコンバータ方式と比較して、電源電流の THD が低い、変換器容量が増加している。変換器容量は、100 kW 誘導機系統並列時でマトリックスコンバータ方式に対して交流チョッパ方式は約 2.0 倍に、400 kW 誘導機系統並列時でマトリックスコンバータ方式に対して交流チョッパ方式は約 3.5 倍となった。変換器容量はマトリックスコンバータ方式が有利であるが、電源電流の THD を大幅に低減できる点で交流チョッパ方式は有利である。

### 4.4 本章のまとめ

本章では、交流チョッパを用いた突入電流抑制法を提案した。はじめに、交流チョッパを用いた突入電流抑制法について述べた。次に、計算機シミュレーションにより提案手法の有効性を検証した。シミュレーション結果から、突入電流を抑制しながら誘導機を系統並列し、抑制時の電源電流の THD を約 3%以下にできることを明らかにした。さらに、マトリックスコンバータ方式と交流チョッパ方式の比較を行った。抑制装置の変換器容量はマトリックスコンバータが小さいが、突入電流の抑制効果や電源電流の THD は交流チョッパ方式が有利であることを明らかにした。



## 第5章 進相キャパシタ投入時の突入電流抑制法

第3章では、かご形誘導機式風力発電システムの系統並列時における突入電流を提案するマトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置により、低高調波かつ低損失で抑制することを明らかにした。本章では、かご形誘導機発電時の遅れ無効電力を補償する進相キャパシタ投入時の突入電流抑制について述べる。はじめに、発電時にかご形誘導機が発生する遅れ無効電力を補償する進相キャパシタ投入時の突入電流の発生原理について述べる。次に、第3章で提案したマトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置を進相キャパシタ投入時に動作させる突入電流抑制法を提案する。進相キャパシタ投入時の等価回路から、等価抵抗値の検討を行い、計算機シミュレーションにより提案手法の妥当性を明らかにする。

### 5.1 進相キャパシタ投入時の突入電流

かご形誘導機は発電時に有効電力だけでなく、遅れ無効電力を発生する。このため、一般に風力発電システムには遅れ無効電力を補償する進相キャパシタを接続している。進相キャパシタを接続するのは、各かご形誘導機系統並列時の突入電流抑制動作を行った後であり、進相キャパシタのインピーダンスが突入電流抑制動作時に影響することはない。図5.1に、100 kW 誘導機が定格出力 100 kW で発電している場合の受電端電圧  $v_{Tr}$  と電源電流  $i_{Tr}$  を示す。図5.1より、受電端電圧と電源電流に位相差が生じていることが確認できる。電源電流は受電端電圧に対して  $48^\circ$  遅れとなっている。位相差を  $\theta$  とすると、力率  $PF$  は次式によ

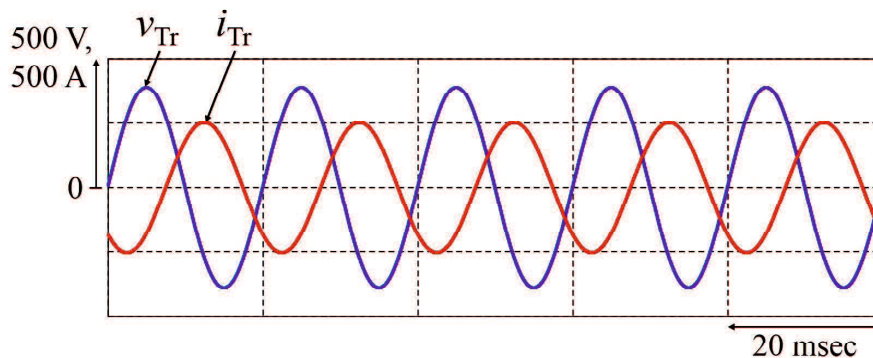


図 5.1 100 kW 誘導機定格発電時の受電端電圧と電源電流



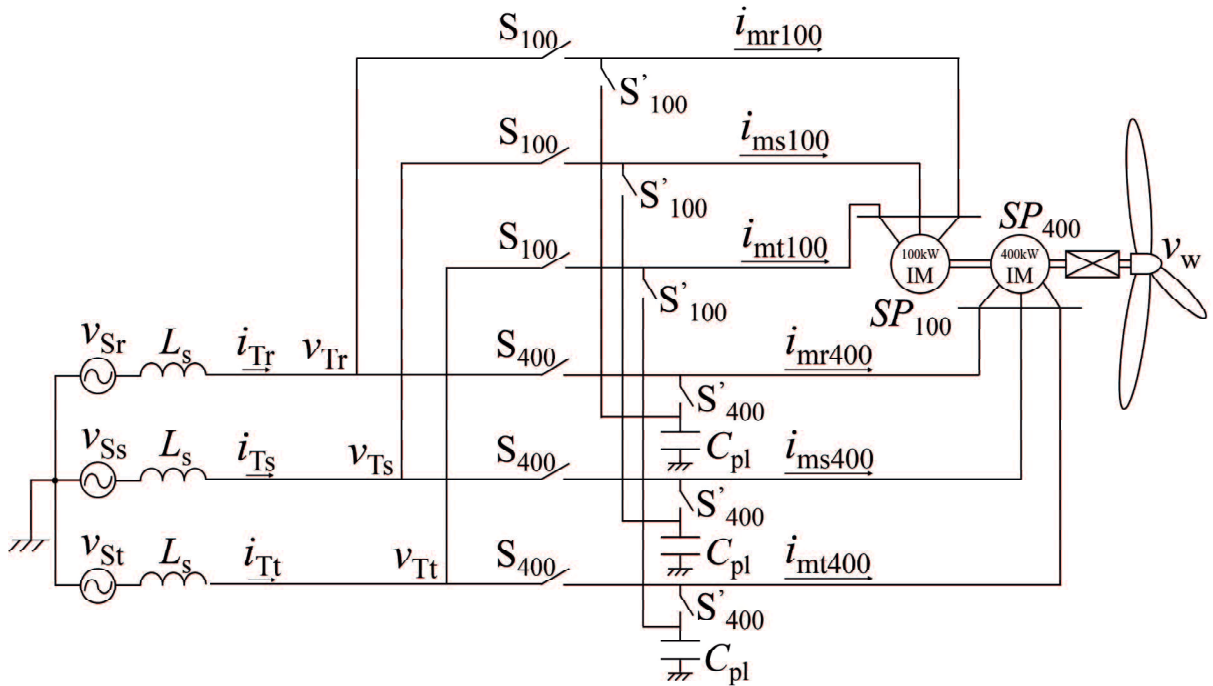


図 5.2 進相キャパシタを挿入したかご形誘導機式風力発電システムの構成

て算出される。

$$PF = \cos \theta \quad (5.1)$$

上式より、 $PF=0.69$ となる。ここで、電力品質確保に係る系統連系技術要件ガイドライン<sup>(30)</sup>より、受電端の力率は0.85以上とし、かつ系統側から見て進み力率とはならないようにしなければならない。よって、対象とする風力発電システムでは力率の条件を満たしていない。そこで、力率改善のためにシステムに進相キャパシタを挿入する。図5.2に進相キャパシタ $C_{pl}$ を接続した場合のかご形誘導機式風力発電システムの構成を示す。進相キャパシタは、それぞれの誘導機が系統並列してから2秒後にスイッチ $S'_{100}$ または $S'_{400}$ によって接続する。次に進相キャパシタの容量について検討する。ただし、100 kW 誘導機定格出力時の受電端電圧と電源電流の力率の方が400 kW 誘導機定格出力時の力率より悪かったため、容量の検討においては100 kW 誘導機定格出力時の力率を用いることとする。まず次式により、進相キャパシタによって補償しなければならない無効電力 $Q$ を計算する<sup>(66)</sup>。

$$Q = P_e \cdot \left( \frac{\sqrt{1 - \cos^2 \theta_1}}{\cos \theta_1} - \frac{\sqrt{1 - \cos^2 \theta_2}}{\cos \theta_2} \right) \quad (5.2)$$

ただし、 $\cos \theta_1$ は改善前の力率、 $\cos \theta_2$ は改善後の力率、 $P_e$ は発電機の出力である。よって、 $\cos \theta_1 = 0.69, \cos \theta_2 = 0.85, P_e = 100$ を代入すると進相キャパシタによって補償しなければならない無効電力 $Q \approx 42.9$  kVarとなる。次に無効電力 $Q$ と進相キャパシタ $C_{pl}$ には次式の

ような関係がある。

$$\begin{aligned}
 Q &= \frac{VI}{X_C} & (5.3) \\
 &= \frac{V^2}{\frac{1}{2\pi f_s C_{pl}}} \\
 &= 2\pi f_s C_{pl} V^2
 \end{aligned}$$

ただし、 $V$ はそのときの受電端電圧の実効値、 $I$ は電源電流の実効値、 $f_s$ は電源周波数である。よって、(5.4)式に  $Q=42.9$  kVar、 $V=277$  V、 $f_s=50$  Hz を代入し、 $C_{pl}$ について解くと、 $C_{pl} \approx 1.78$  mF となる。対象とするかご形誘導機式風力発電システムに 1.78 mF の進相キャパシタを接続することで、各誘導機定格出力時に受電端電圧と電源電流の位相が 0.85 以上となり、かつ進み力率にはならないことを確認した。しかしながら、進相キャパシタ投入時にも突入電流が生じる問題がある。進相キャパシタを配電線に接続した直後には、定常時の電流と比較して、振幅が大きく、周波数も系統周波数より高い突入電流が流れる。この突入電流のため、キャパシタ内部への過大な電磁力の繰り返し印加、電磁力による投入不良、保護用限流ヒューズがある場合には可溶片の劣化などの障害が発生する可能性がある<sup>(67)</sup>。図 5.3 に 100 kW 誘導機が発電しているときの進相キャパシタ投入時のシミュレーション結果を示す。 $v_{Tr}$  は r 相の受電端電圧、 $i_{Tr}$  は電源電流、 $i_{mr100}$  は誘導機電流である。図 5.3 より、電流は進相キャパシタ投入時に振幅が 1185 A の突入電流が生じており、常時電流と比較すると約 4.3 倍となっている。受電端電圧については、進相キャパシタ投入前の振幅が 386 V であるのに対して、進相キャパシタ投入後に減少方向には 0 V に、増加方向には 669 V に変動している。図 5.4 に 400 kW 誘導機が発電しているときの進相キャパシタ投入時のシミュレーション結果を示す。図 5.4 より、電流は進相キャパシタ投入時に振幅が 1133 A の突入電流が生じており、常時電流と比較すると約 2.2 倍となっている。受電端電圧については、進相キャパシタ投入前の振幅が 380 V であるのに対して、進相キャパシタ投入後に減少方向には 0 V に、増加方向には 665 V に変動している。

進相キャパシタ投入時の電圧低下に関しては、文献 (68) の IEEE Std 519TM-2014 の規定を用いて評価を行う。文献 (68) では、電圧低下を深さ、面積の観点から規定されている。図 5.5 は文献 (68) の規定を図で示したものである。文献 (68) では、線間電圧の深さ [%] とその深さと時間の乗算から求められる面積 [ $V\mu s$ ] によって規定されている。表 5.1 に深さと面積の規定値を示す。表 5.1 では、3 つのシステムに分けて規定がされているが、本システムは General System にあたる。100 kW 誘導機発電時の進相キャパシタ投入時の r 相と s 相の受電端電圧の線間電圧で、電圧低下の深さと面積を評価すると、それぞれ 27.9% と 50,009  $V\mu s$  であった。よって、深さと面積の両方を満たしていない。同様に、400 kW 誘導機発電時の進相キャパシタ投入時の r 相と s 相の受電端電圧の線間電圧で、電圧低下の深さと面積を評価すると、それぞれ 17.0% と 52,689  $V\mu s$  であった。よって、面積の方を満たしていない。

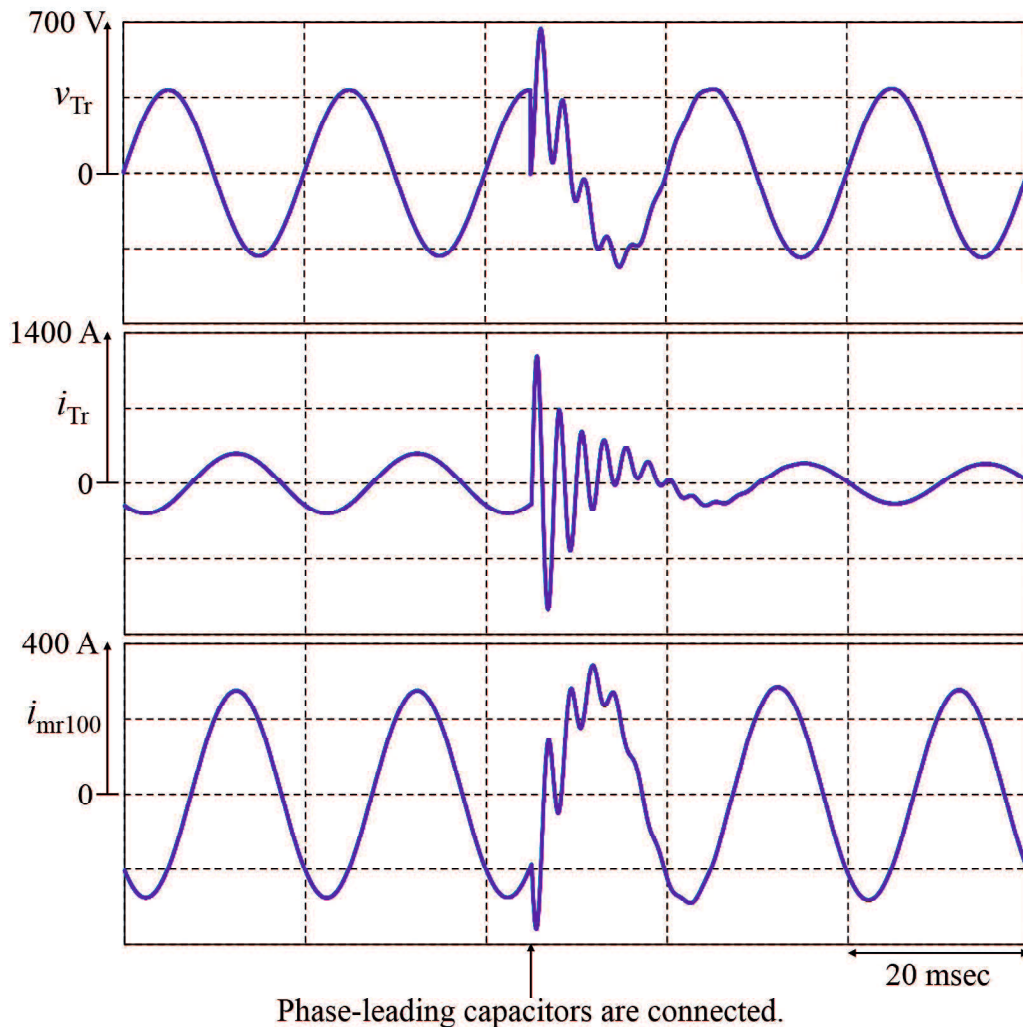


図 5.3 100 kW 誘導機発電の場合の進相キャパシタ投入時のシミュレーション結果

表 5.1 IEEE519 の電圧低下の規定値

	Special Applications	General System	Dedicated System
Notch Depth	10%	20%	50%
Notch Area	16,400 V $\mu$ s	22,800 V $\mu$ s	36,500 V $\mu$ s

## 5.2 制御ゲインの検討

進相キャパシタ投入時の突入電流も発電機系統並列時同様、マトリックスコンバータの出力電圧指令値に誘導機電流を用い、マトリックスコンバータ出力電圧と誘導機電流を同位相とすることでマトリックスコンバータを等価的な抵抗として動作させる。出力電圧指令値は、誘導機電流に制御ゲイン  $K$  を乗算した値とする。よって、マトリックスコンバータは等価抵抗  $K$  [ $\Omega$ ] として動作する。まず発電機系統並列後、2 秒間の間は前節で述べたように発電機系統並列時の突入電流を抑制する。発電機系統並列の 2 秒後には制御ゲイン  $K$  が 0 になっ

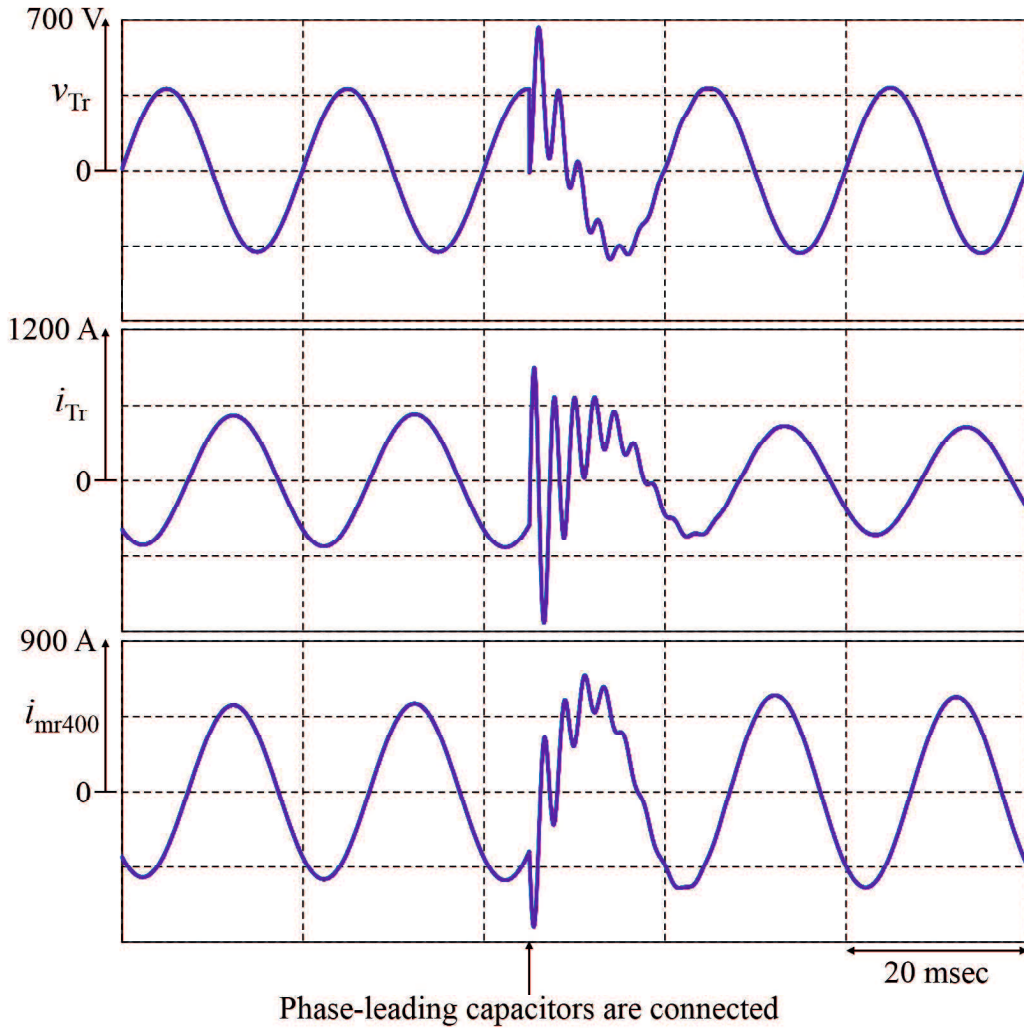


図 5.4 400 kW 誘導機発電の場合の進相キャパシタ投入時のシミュレーション結果

ているが、それから再び制御ゲイン  $K$  を進相キャパシタ投入時の突入電流を抑制するための初期値に変更する。電源周期 1 周期に相当する 0.02 秒後に制御ゲイン  $K$  はランプ状に減少させる。これは、進相キャパシタ投入時のシミュレーション結果より、突入電流の影響は 1 周期で収束することを確認したためである。

次に制御ゲイン  $K$  の初期値について検討する。図 5.6 に図 3.20 の進相キャパシタが投入された際の 1 相あたりの等価回路を示す。抵抗  $K$  は、マトリックスコンバータの等価抵抗を表している。図 5.6 より、進相キャパシタ投入時に誘導機前段は等価的に RLC 直列回路とみなせる。RLC 直列回路の過渡電流を考えると以下のような臨界条件が成り立つ。

$$K = 2 \sqrt{\frac{L_s}{C_{pl}}} \quad (5.4)$$

マトリックスコンバータ等価抵抗値を臨界条件以上にすることで突入電流の振動を抑制することができる。(5.4) 式にシミュレーションで用いた、 $L_s=0.1$  mH、 $C_{pl}=1.78$  mF を代入する

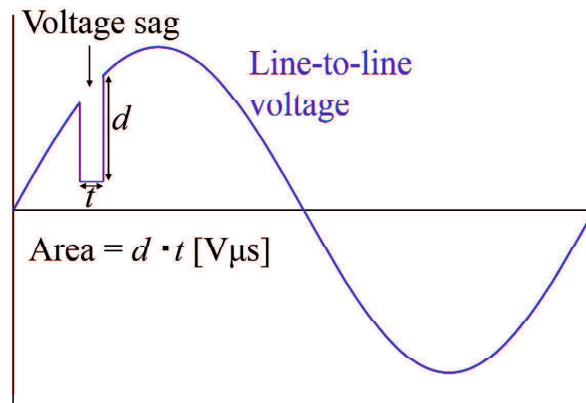


図 5.5 IEEE519 の規定

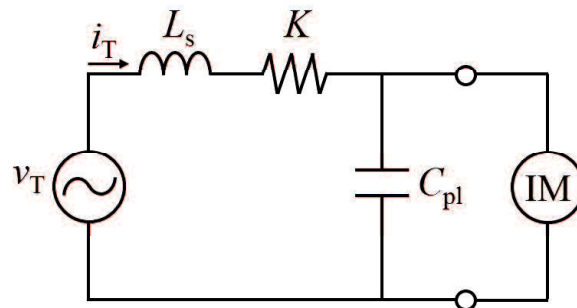


図 5.6 進相キャパシタ投入時の 1 相あたりの等価回路

と  $K \approx 0.48 \Omega$  となる。よって、制御ゲイン  $K$  の初期値は、 $K > 0.48$  とすればよい。本論文では、十分な余裕を持ってマトリックスコンバータの等価抵抗値が  $0.48 \Omega$  の倍程度になるように制御ゲイン  $K$  の初期値を調整する。

### 5.3 シミュレーション結果

図 5.7 に、100 kW 誘導機系統並列時の進相キャパシタ投入時のマトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置のシミュレーション結果を示す。図 5.7 の波形は、上から  $r$  相の受電端電圧  $v_{Tr}$ 、電源電流  $i_{Tr}$ 、マトリックスコンバータ入力電流  $i_{MTr}$ 、マトリックスコンバータ出力電圧  $v_{MO_r}$  および誘導機電流  $i_{mr}$  である。マトリックスコンバータ出力電圧と誘導機電流が同位相となっていることから、マトリックスコンバータが等価抵抗として動作していることが確認できる。マトリックスコンバータ出力電圧と誘導機電流の値からマトリックスコンバータの等価抵抗値を求めると  $0.92 \Omega$  であり、臨界条件であった  $0.48 \Omega$  の約 2 倍となっている。突入電流は最大で 250 A となっており、常時電流と比較すると 0.88 倍となっている。受電端電圧瞬時電圧低下は、進相キャパシタ投入前と投入後を比較して、減少方向には 36.9% 変動、増加方向には 8.8% 変動していた。直入れ時の瞬時電圧低下と比較すると、減少方向の変動は 63.1% 抑制、増加方向の変動は 88.0% 抑制できている。次に、受電端電圧の低

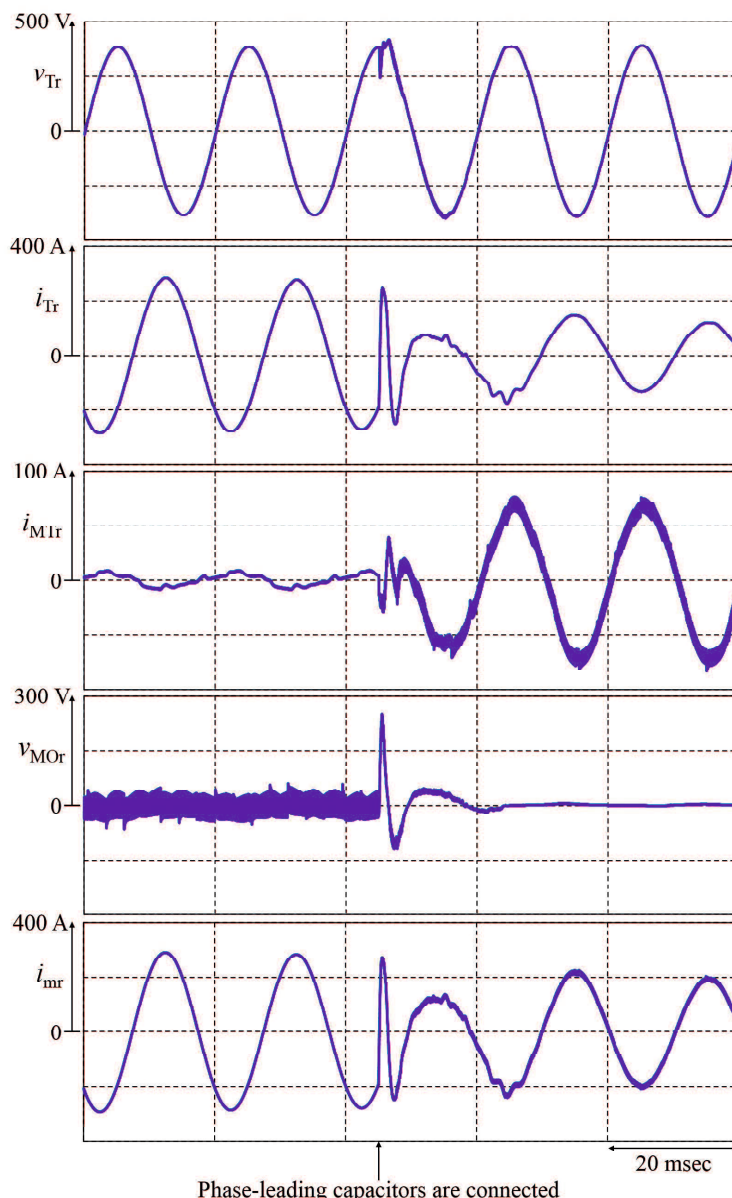


図 5.7 100 kW 誘導機系統並列時の進相キャパシタ投入時のマトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置のシミュレーション結果

下に関して文献 (68) の規定と比較を行う。r 相と s 相の受電端電圧の線間電圧の低下は、進相キャパシタ投入時に深さが 12.6%，面積が 17,885 V $\mu$ s となる。よって，突入電流抑制装置を用いることで文献 (68) の規定を満たすことができる。また，進相キャパシタ投入時のマトリックスコンバータの変換器容量は 103 kVA であり，100 kW 誘導機系統並列時の突入電流抑制時のマトリックスコンバータの変換器容量は 258 kVA であるため，変換器容量は進相キャパシタ投入時のほうが小さい。図 5.8 に，400 kW 誘導機系統並列時の進相キャパシタ投入時のマトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置のシミュレーション結果を示す。マトリックスコンバータ出力電圧と誘導機電流が同位相となっていることから，マト

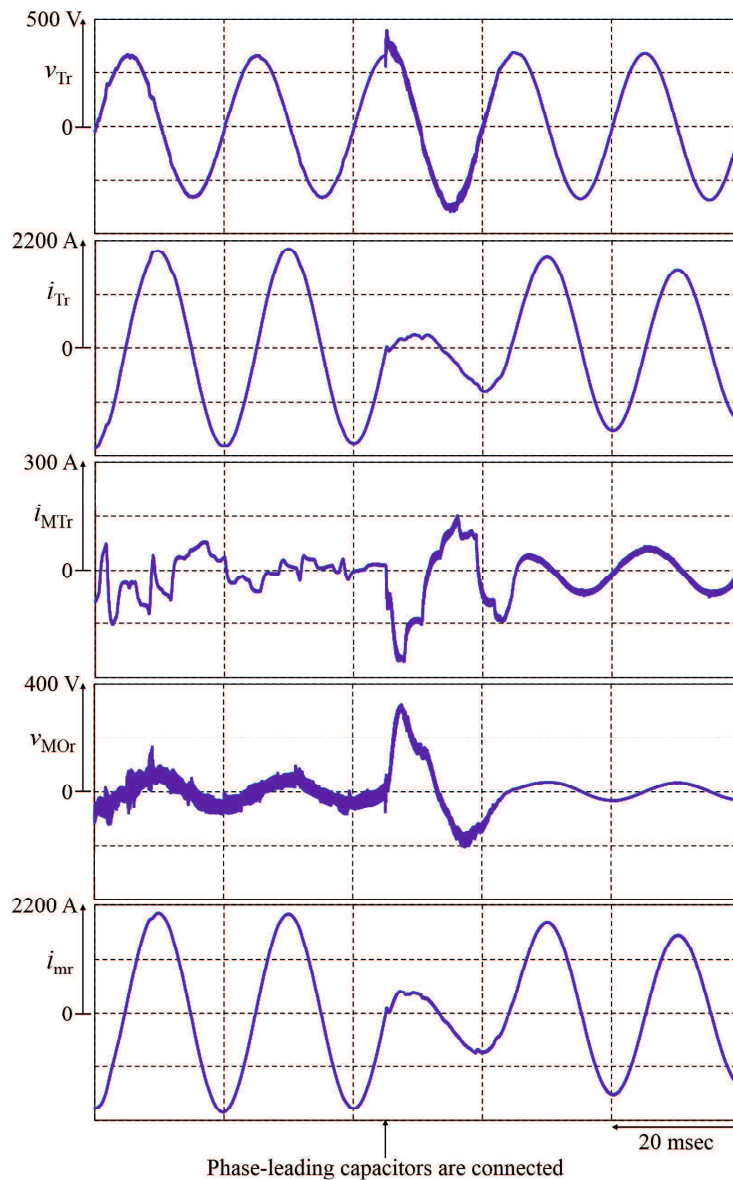


図 5.8 400 kW 誘導機系統並列時の進相キャパシタ投入時のマトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置のシミュレーション結果

リックスコンバータが等価抵抗として動作していることが確認できる。マトリックスコンバータ出力電圧と誘導機の値からマトリックスコンバータの等価抵抗値を求めると  $0.73 \Omega$  であり、臨界条件であった  $0.48 \Omega$  の約 1.5 倍となっている。突入電流は最大で 881 A となっており、常時電流と比較すると 0.44 倍となっている。受電端電圧の瞬時電圧低下は、進相キャパシタ投入前と投入後と比較して、減少方向には 16.2% 変動，増加方向には 34.2% 変動していた。直入れ時の瞬時電圧低下と比較すると，減少方向の変動は 83.8% 抑制，増加方向の変動は 54.4% 抑制できている。次に，受電端電圧の低下に関して文献 (68) の規定と比較を行う。r 相と s 相の受電端電圧の線間電圧の低下は，進相キャパシタ投入時に深さが 11.6%，面積が  $14,900 \text{ V}\mu\text{s}$  となる。よって，突入電流抑制装置を用いることで文献 (68) の規定を満

表 5.2 各誘導機系統並列時と進相キャパシタ投入時の突入電流抑制装置の変換器容量

	100 kW Squirrel-Cage Induction Machine	400 kW Squirrel-Cage Induction Machine
Capacity of matrix converter when Induction machine is connected	258 kVA	388 kVA
Capacity of matrix converter when Phase-leading capacitor is connected	103 kVA	216 kVA

たすことができる。また、進相キャパシタ投入時のマトリックスコンバータの変換器容量は 216 kVA であり、400 kW 誘導機系統並列時の突入電流抑制時のマトリックスコンバータの変換器容量は 388 kVA であるため、変換器容量は進相キャパシタ投入時のほうが小さい。表 5.2 に、各誘導機の系統並列時と進相キャパシタ投入時の変換器容量を示す。

#### 5.4 本章のまとめ

本章では、かご形誘導機発電時の遅れ無効電力を補償する進相キャパシタ投入時の突入電流抑制について述べた。誘導機系統並列時の突入電流抑制と同様に、突入電流抑制装置として用いているマトリックスコンバータを等価抵抗として動作させ、進相キャパシタ投入時の突入電流を抑制する。はじめに、進相キャパシタ投入時のシステムの 1 相分の等価回路からマトリックスコンバータによる突入電流抑制に必要な等価抵抗値を検討し、RLC 直列回路の過渡電流の臨界条件より、 $0.48 \Omega$  以上とした。次に、計算機シミュレーションにより、100 kW 誘導機発電時および 400 kW 誘導機発電時の進相キャパシタ投入時の突入電流を十分に抑制できることを確認した。提案する突入電流抑制装置によって、IEEE Std 519TM-2014 で規定されている受電端電圧の低下の深さおよび面積の規定値を満足できることを明らかにした。





## 第6章 結論

本論文では、大容量かご形誘導機式風力発電システムにおける突入電流抑制装置を提案し、その制御法の有用性を明らかにした。

第1章では、世界のエネルギー資源と消費の現状、再生可能エネルギーの導入見通しについて述べた。また、電気エネルギー伝送システムについて述べ、送配電線路の等価回路と特徴について述べた。さらに、風力発電システムの現状と運用時の課題について述べ、2050年には世界の再生可能エネルギーの15%を賄う見通しであり、風力発電の重要性について述べた。

第2章では、定格出力100 kW 誘導機と定格出力400 kW 誘導機を風速により切り替える風力発電システムと始動時の問題点について述べた。シミュレーションにより、100 kW 誘導機系統並列時においては定格電流の約7倍、400 kW 誘導機系統並列時においては定格の約5倍もの突入電流が流れることを確認した。また、その突入電流の影響により、100 kW 誘導機系統並列時では受電端電圧に約11.5%、400 kW 誘導機系統並列時では受電端電圧に約23.2%の瞬時電圧低下の発生を確認した。電力品質確保に係る系統連系技術要件ガイドラインにより、発電設備等の並解列時の瞬時電圧低下は常時電圧の10%以内と規定されている。したがって、対象とする風力発電システムにおいて、突入電流による瞬時電圧低下が電力系統に障害を与える可能性があることを明らかにした。従来 of 突入電流抑制法として利用されるソフトスタート方式と抵抗接続方式について述べ、突入電流抑制原理と抑制時の問題点を明らかにした。

第3章では、マトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置を提案し、その有用性を明らかにした。マトリックスコンバータは入力側を系統と並列に、出力側を誘導機と直列に接続するUPFCと同様の接続方式としている。本論文では、マトリックスコンバータの出力電圧を誘導機電流と同位相に制御することで、マトリックスコンバータを等価抵抗として動作させる突入電流抑制法を提案した。提案する突入電流抑制装置は、マトリックスコンバータを等価的に抵抗として動作させた際に流入する電力を系統へ回生でき、抵抗接続方式と比較して電力損失を大幅に低減できる特長を有する。両制御方式ともに、突入電流を50%以上抑制でき、瞬時電圧低下は系統連系技術要件ガイドラインの規定である10%以内に低減できることを確認した。また、マトリックスコンバータ出力側と誘導機の間接続する整合用変圧器の巻数比とマトリックスコンバータの変換器容量の関係をシミュレーションにより明

---

らかにし、整合用変圧器の巻数比は 1:4 が最も適していることを明らかにした。最後に、マトリックスコンバータを用いた本提案手法と従来法を比較し、THD はソフトスタート方式と比べて 90%以上低減することができ、電力損失は抵抗接続方式と比べて 90%以上低減できることを明らかにした。

第 4 章では、簡易な突入電流抑制装置の実現を目的として交流チョッパを用いた突入電流抑制装置を提案した。はじめに、交流チョッパの入力側を系統と並列に、出力側を誘導機に対して直列に接続し、交流チョッパの出力電圧を制御することで、ソフトスタータと同様に誘導機印加電圧を徐々に増加させる突入電流抑制法について述べた。次に、計算機シミュレータにより突入電流抑制の効果を確認する。突入電流は約 90%抑制でき、受電端電圧の瞬時電圧低下は系統連系技術要件ガイドラインに規定されている 10%以内を満たすことを明らかにした。最後に、第 3 章で述べたマトリックスコンバータ方式と交流チョッパ方式の比較を行い、交流チョッパ方式は簡易な突入電流抑制を実現しながら、電源電流の THD を大幅に低減できることを明らかにした。

第 5 章では、かご形誘導機式風力発電システムの進相キャパシタ投入時の突入電流の抑制について述べた。はじめに、発電時に誘導機が発生する遅れ無効電力を補償する進相キャパシタ投入時に過渡現象によって突入電流が発生する原理について述べた。次に、第 3 章で提案したマトリックスコンバータを用いた突入電流抑制装置を進相キャパシタ投入時に動作させる突入電流抑制法を提案した。進相キャパシタ投入時の等価回路から、等価抵抗値の検討を行い、計算機シミュレーションにより提案手法の妥当性を明らかにした。シミュレーション結果から、進相キャパシタ投入時の突入電流による受電端電圧の瞬時電圧低下は、IEEE519 Std 519TM-2014 に示されている、電圧低下の深さと面積の規定値を満たし、進相キャパシタに対する突入電流抑制効果の有効性を明らかにした。

以上より、提案したマトリックスコンバータ方式と交流チョッパ方式の突入電流抑制装置は、かご形誘導機式風力発電システムにおける突入電流の抑制に有効であることを明らかにした。本研究における今後の検討課題として以下が挙げられる。

- マトリックスコンバータ方式における電源電流の THD 低減手法の検討
- 交流チョッパ方式におけるスイッチングデバイス低減手法の検討
- 突入電流抑制装置の無効電力補償機能の付加に関する検討

## 参考文献

- (1) International Renewable Energy Agency, “Perspectives for the energy transition ”: <http://www.irena.org/publications/2017/Mar/Perspectives-for-the-energy-transition-Investment-needs-for-a-low-carbon-energy-system>
- (2) Grobal Wind Energy Council, “Grobal Wind Energy Outlook 2016 ”: <http://gwec.net/publications/global-wind-energy-outlook/global-wind-energy-outlook-2016/>
- (3) 八坂保能：「電気エネルギー工学」，森北出版，pp. 4-6, 119-121 (2008)
- (4) BP, “Statistical Review of World Energy 2017 ” : <https://www.bp.com/content/dam/bp/en/corporate/pdf/energy-economics/statistical-review-2017/bp-statistical-review-of-world-energy-2017-full-report.pdf>
- (5) 経済産業省 資源エネルギー省：「エネルギーに関する年次報告」， p. 175 (2017)
- (6) 経済産業省 資源エネルギー庁：「エネルギー白書 2015」， pp. 158-202 (2015)
- (7) 全国地球温暖化防止活動推進センター (Japan Center for Climate Change Actions) : [http://www.jccca.org/global\\_warming/knowledge/kno02.html](http://www.jccca.org/global_warming/knowledge/kno02.html)
- (8) IPCC 第 5 次評価報告書特設ページ : <http://www.jccca.org/ipcc/index.html>
- (9) 経済産業省 資源エネルギー省 : [http://www.enecho.meti.go.jp/category/saving\\_and\\_new/saiene/renewable/outline/index.html](http://www.enecho.meti.go.jp/category/saving_and_new/saiene/renewable/outline/index.html)
- (10) 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」，森北出版，pp. 8-9, 173-174 (2014)
- (11) 安岡康一：「基本を学ぶ 電力工学」，オーム社，pp. 61-65 (2012)
- (12) 合田忠弘，庄山正仁：「再生可能エネルギーにおけるコンバータ原理と設計法」，科学情報出版，pp. 83-85 (2016)
- (13) Global Wind Energy Council : [http://www.gwec.net/wp-content/upload/2015/03/GWEC\\_Global\\_Wind\\_2014\\_Report\\_LR.pdf](http://www.gwec.net/wp-content/upload/2015/03/GWEC_Global_Wind_2014_Report_LR.pdf)
- (14) 経済産業省 長期エネルギー需給見通し : [http://www.meti.go.jp/press/2015/07/20150716004/20150716004\\_2.pdf](http://www.meti.go.jp/press/2015/07/20150716004/20150716004_2.pdf)
- (15) 新エネルギー・産業技術総合開発機構：「風力発電導入ガイドブック 2008」，[www.nedo.go.jp/content/100079735.pdf](http://www.nedo.go.jp/content/100079735.pdf)，pp. 54-56 (2008)

- (16) 電力系統利用協議会：「電力系統利用協議会 (ESCJ) における検討状況について (報告)」, 資源エネルギー庁・次世代送配電システム制度検討会第1ワーキンググループ, 第8回資料 (2011)
- (17) F. V. Hulle, et al. : “Powering Europe : wind energy and the electricity grid,” A report by the European Wind Energy Association, [http://ewea.org/fileadmin/ewea\\_documents/documents/publications/reports/Grids\\_Report\\_2010.pdf](http://ewea.org/fileadmin/ewea_documents/documents/publications/reports/Grids_Report_2010.pdf) (2010)
- (18) 北海道電力, 東北電力, 東京電力 : 「北海道地域内, 東北地域内における風力発電導入拡大の実証試験について」, [http://www.hepco.co.jp/info/2009/1186678\\_1070.html](http://www.hepco.co.jp/info/2009/1186678_1070.html) (2009)
- (19) 北海道電力, 東北電力, 東京電力 : 「北海道地域内, 東北地域内における風力発電導入拡大に向けた実証試験の実施および風力発電事業者の募集について」, <http://www.tepco.co.jp/cc/press/11093002-j.html> (2011)
- (20) 吉田隆 : 「スマートエネルギーネットワーク最前線 新エネルギー促進、制御技術からシステム構築、企業戦略、自治体実証試験まで」, 株式会社エヌ・ティー・エス, pp. 55-66 (2012)
- (21) 日本規格協会 : 「JIS ハンドブック 70 電磁両立性 (EMC)」 (2005)
- (22) 電気協同研究会 : 「瞬時電圧低下対策」, 電気協同研究会, p. 29 (1990)
- (23) 坂本幸治, 阿部実 : 「瞬時電圧低下現象」, 電学誌, Vol. 128, No. 9, pp. 598-601 (2008)
- (24) 甲斐隆章 : 「風力発電の系統連系について」, 電学誌, Vol. 124, No. 1, pp. 27-31 (2004)
- (25) 佐々木裕治, 原田憲朗, 甲斐隆章, 佐藤達則 : 「風力発電システムの系統並列時の瞬時電圧低下とその対策について」, 電学論 B, Vol. 120, No. 2, pp. 180-186 (2000)
- (26) Y. Sasaki, N. Harada, T. Kai, and T. Sato, “A Countermeasure against the Voltage Sag due to a Inrush Current of Wind Power Generation System Interconnecting to a Distribution Line,” *T.EE Japan*, Vol. 120-B, No. 2, pp. 180-186 (2000)
- (27) T. Thiringer, “Grid-Friendly Connecting of Constant-Speed Wind Turbines Using External Resistors,” *IEEE Transaction on Energy Conversion*, Vol. 17, No. 4, pp. 537-542 (2002)
- (28) 甲斐隆章, 藤本敏朗 : 「太陽光・風力発電と系統連系技術」, オーム社, pp. 57-76 (2015)
- (29) 宮入庄太 : 「最新電気機器」, 丸善出版, p. 171 (1979)
- (30) 資源エネルギー庁 : 「電力品質確保に係る系統連系技術要件ガイドライン」, [www.meti.go.jp/policy/tsutatsutou/tuuti1/aa501.pdf](http://www.meti.go.jp/policy/tsutatsutou/tuuti1/aa501.pdf), p. 8 (2015)
- (31) 尾崎弘 : 「大学課程 電気回路 (2)」, オーム社, pp. 97-101 (2000)
- (32) M. Benbouzid, B. Beltran, Y. Amirat, G. Yao, J. Han, and H. Mangel, “Second-Order Sliding Mode Control for DFIG-Based Wind Turbines Fault Ride-Through Capability Enhancement,” *ISA Transactions, Elsevier*, 53(3), pp. 827-833 (2014)
- (33) B. Beltran, M. E. H. Benbouzid, and T. Ahmed-Ali, “Second-Order Sliding Mode Control of a Doubly Fed Induction Generator Driven Wind Turbine,” *IEEE Transactions on energy conversion*, Vol. 27, No. 2, pp. 261-269 (2012)

- (34) M. J. Morshed, and A. Fekih, "Second Order Integral Terminal Sliding Mode Control for Voltage Sag Mitigation in DFIG-based Wind Turbines," Published in *Control Technology and Applications (CCTA), 2017 IEEE Conference on*, pp. 614-619 (2017)
- (35) 篠原勝次, 新羽坪蔵人:「風力発電システムのPWMインバータ付加による高調波電流補償」, 平成14年電気学会産業応用部門大会, No. 223, pp. 969-970 (2002)
- (36) 篠原勝次, 新羽坪蔵人, 飯盛憲一, 山本吉朗, 猿喰考倫, 山衛守貴博:「風力発電システムへのPWMインバータ付加による高調波電流・無効電力補償」, 電学論D, Vol. 124, No. 12, pp. 1173-1181 (2004)
- (37) 篠原勝次, 山本吉朗, 飯盛憲一, 実成義孝, 坂田靖, 三宅道男:「PWMインバータを用いた変圧器励磁突入電流補償に関する検討」, 電学論D, Vol. 121, No. 7, pp. 730-738 (2001)
- (38) S. S. H. Bukhari, S. Atiq, and B. Kwon, "An Inrush Current Elimination Technique for a Voltage Sag Compensator While Powering Transformer-Coupled Loads," *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2710-2714 (2015)
- (39) S. S. H. Bukhari, S. Atiq, and B. Kwon, "A Sag Compensator That Eliminates the Possibility of Inrush Current While Powering Transformer-Coupled Loads," *IEEE Journal of Emerging and selected Topics in Power Electronics*, Vol. 5, No. 2, pp. 891-900 (2017)
- (40) I. A. Pires, A. Machado, and B. J. C. Filho, "Mitigation of Electric Arc Furnace Transformer Inrush Current using Soft-Starter-Based Controlled Energization," *Industry Applications Society Annual Meeting, 2017 IEEE, 2017-METC-0707*, 12pages (2017)
- (41) 地福順人:「パワーエレクトロニクス機器におけるEMC技術I. 総論:パワーエレクトロニクス機器とEMC」, 電学論D, Vol. 116, No. 5, pp. 509-511 (1996)
- (42) 彭方正, 赤木泰文, 難波江章:「直列形アクティブフィルタとLCフィルタの併用システム-安定性と補償特性の検討-」, 電学論D, Vol.110, No.5, (1990)
- (43) Sho Shibata, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, and Masayuki Okamoto, "Reduced-capacity Inrush Current Suppressor using Matrix Converter in Wind Power Generation System with Squirrel-cage Induction Machines," *Energies*, Vol. 9, No. 223, 17pages (2016)
- (44) 柴田翔, 山田洋明, 田中俊彦, 岡本昌幸:「マトリックスコンバータを用いたかご形誘導機式風力発電システムの突入電流抑制装置」, パワーエレクトロニクス学会誌, Vol. 41, pp. 72-79 (2016)
- (45) 堀口剛司, 塚本剛平, 富永真志, 西村正, 藤田英明, 赤木泰文, 木ノ内伸一, 大井健史, 小山正人:「物理モデルに基づく並列接続IGBTのPWM連続動作時における接合温度解析」, 電学論D, Vol. 134, No. 5, pp. 486-495 (2014)
- (46) 昆野賢太郎, 葛本昌樹, 萩原誠, 赤木泰文, 椋木康滋, 堀口剛司, 中山靖:「熱不平衡時におけるSiC-MOSFET並列駆動のスイッチング動作解析」, 平成29年電気学会産業応用部門大会, 1-134, pp. 585-586 (2017)
- (47) 堀孝正:「パワーエレクトロニクス」, オーム社, pp. 5-6 (2008)
- (48) 大野榮一:「パワーエレクトロニクス入門」, オーム社, p. 256 (2006)

- (49) 金東海：「パワースイッチング工学 [改訂版] -パワーエレクトロニクスの中核理論-」，オーム社，p. 223 (2014)
- (50) 林佑磨，竹下隆晴，宗島正和，只野裕吾，小倉和也：「モジュラーマトリックスコンバータの制御」，平成 24 年電気学会産業応用部門大会，pp. 237-240 (2012)
- (51) A. Alesina, and G. B. Venturini, “Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters,” *IEEE Transaction on power electronics*, Vol. 4, No. 1, pp. 101-112 (1989)
- (52) 酒井祐之：「基本から学ぶ パワーエレクトロニクス」，オーム社，pp. 207-211 (2012)
- (53) 伊東淳一：「電力変換技術の救世主登場 大幅な小型化/高効率化を実現へ」，NIKKEI ELECTRONICS, pp. 150-158 (2008)
- (54) 篠原勝次，山本吉朗：「直接形交流電力変換回路の技術動向」，電学論 D, Vol. 126, No. 9, pp. 1161-1170 (2006)
- (55) 只野裕吾，濱田鎮教，漆畑正太，野村昌克，佐藤之彦，石田宗秋：「出力制御性能の向上に着目したマトリックスコンバータの空間ベクトル変調法」，電学論 D, Vol. 128, No. 5, pp. 632-631 (2008)
- (56) J. Ito, I. Sato, A. Odaka, H. Ohguchi, H. Kodachi and N. Eguchi, “A Novel Approach to Practical Matrix Converter Motor Drive System With Reverse Blocking IGBT,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 20, No. 6, pp. 1356-1363 (2005)
- (57) 綾野秀樹，伊君高志，稲葉博美，小笠原悟司：「Venturini 変調法を用いたマトリックスコンバータの制御演算方法と出力安定化に関する検討」，電学論 D, Vol. 126, No. 3, pp. 292-299 (2006)
- (58) K. M. Reddy, O. Hemakesavulu and M. P. Lalitha, “Advanced Direct Power Control of Matrix Converter Based Unified Power-Flow Controller,” *IJERT*, Vol. 3, No. 3, pp. 53-63 (2012)
- (59) J. Rodriguez, M. Rivera, J. W. Kolar and P. W. Wheeler, “A Review of Control and Modulation Methods for Matrix Converters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 59, No. 1, pp.58-70 (2012)
- (60) 伊東淳一，小高章弘，佐藤以久也，大口英樹，江口直也：「マトリックスコンバータにおける PWM パターンの比較」，電学論 D, Vol. 126, No. 9, pp. 1178-1184 (2006)
- (61) J. Oyama, T. Higuchi, E. Yamada, and T. Lipo, “NEW CONTROL STRATEGY FOR MATRIX CONVERTER,” in *Proc. Power Electronics Society Conf.*, Vol. 1, pp. 360-367 (1989)
- (62) 伊東淳一，佐藤以久也，大口英樹，佐藤和久，小高章弘，江口直也：「キャリア比較方式を用いた仮想 AC/DC/AC 変換方式によるマトリックスコンバータの制御法」，電学論 D, Vol. 124, No. 5, pp. 457-463 (2004)
- (63) 伊東淳一：「AC 直接方式と仮想間接方式 最適な制御方式を探る」，NIKKEI ELECTRONICS, pp. 112-121 (2009)
- (64) 竹下隆晴，外山浩司，松井信行：「電流形三相インバータ・コンバータの三角波比較方式 PWM 制御」，電学論 D, Vol. 116, No. 1, pp. 106-107 (1996)

- (65) Y. Li, N. S. Choi, B. M. Han, K. M. Kim, B. Lee, and J. H. Park, "Direct Duty Ratio Pulse Width Modulation Method for Matrix Converters," *International Journal of Control, Automation, and Systems*, Vol. 6, No. 5, pp. 660-669 (2008)
- (66) 長谷川淳, 齊藤浩海, 大山力, 北裕幸, 三谷康範:「電力系統工学」, オーム社, pp. 54-56 (2002)
- (67) 鬼頭幸生, 水野保:「高圧コンデンサ投入時の過渡電流の実態調査」, 電学論 B, Vol. 109, No. 12 (1989)
- (68) IEEE Std. 519TM-2014, "IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power System,"(2014)
- (69) 柴田翔, 山田洋明, 田中俊彦:「大容量風力発電システムにおける交流チョッパを用いた突入電流抑制装置」, 電気学会研究会(半導体電力変換 家電・民生 自動車 合同研究会), SPC-17-200, HCA-17-62, VT-17-42, pp. 25-30 (2017)
- (70) 大熊康浩:「交流チョッパ技術に基づく PWM 制御交流電源とその適用例」, 電学論 D, Vol. 119, No. 3, pp. 412-418 (1999)





## 発表論文

### 学術論文

- (1) 柴田翔, 山田洋明, 田中俊彦, 岡本昌幸:「マトリックスコンバータを用いたかご形誘導機式風力発電システムの突入電流抑制装置」, パワーエレクトロニクス学会誌, Vol. 41, pp. 72-79 (2016)
- (2) Sho Shibata, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, and Masayuki Okamoto, “Reduced-capacity Inrush Current Suppressor using Matrix Converter in Wind Power Generation System with Squirrel-cage Induction Machines,” *Energies*, Vol. 9, No. 223, 17pages (2016)
- (3) Sho Shibata, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, and Masayuki Okamoto, “AC Chopper Based Inrush Current Suppressor in a Wind Power Generation System With Squirrel-Cage Induction Machines,” *Energies*, Vol. 11, No. 2, 14pages (2018)

### 国際会議

- (1) Sho Shibata, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, and Masayuki Okamoto, “REDUCED-CAPACITY INRUSH CURRENT SUPPRESSOR USING MATRIX CONVERTER IN WIND POWER GENERATION SYSTEM WITH SQUIRREL-CAGE INDUCTION MACHINES,” 5<sup>th</sup> Asia-Pacific Forum on Renewable Energy (AFORE), P-WE-014, 1page (2015)
- (2) Sho Shibata, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, and Masayuki Okamoto, “An Inrush Current Suppressor for Squirrel-Cage Induction Machines with Phase-Leading Capacitors Using a Matrix Converter in a Large-Capacity Wind Power Generation System,” The 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2016), DS6G-4-10, 6pages (2016)
- (3) Sho Shibata, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, and Masayuki Okamoto, “Required-Rating of the Inrush Current Suppressor for Squirrel-Cage Induction Machines with Phase-Leading Capacitors using Matrix Converter in Large-Capacity Wind Power Generation System,” Innovative Application Research and Education 2016 (ICIARE 2016), A-9, (2016)

## 口頭発表

- (1) 柴田翔, 山田洋明, 田中俊彦, 岡本昌幸:「マトリックスコンバータを用いたかご形誘導機式風力発電システムの突入電流抑制装置」, パワーエレクトロニクス学会第 209 回定例研究会, JIPE-41-10, 6pages (2015)
- (2) 柴田翔, 山田洋明, 田中俊彦, 岡本昌幸:「マトリックスコンバータを用いたかご形誘導機式風力発電システムにおける変換器容量の検討」, 平成 27 年度 (第 66 回) 電気・情報関連学会中国支部連合大会, 4-5, 2pages (2015)
- (3) 柴田翔, 山田洋明, 田中俊彦, 岡本昌幸:「かご形誘導機式風力発電システムにおけるマトリックスコンバータを用いた進相キャパシタ投入時の突入電流抑制」, 平成 28 年電気学会産業応用部門大会, JB-1, 1-49, 2pages (2016)
- (4) 柴田翔, 山田洋明, 田中俊彦, 岡本昌幸:「マトリックスコンバータを用いた風力発電システムにおける突入電流抑制装置の瞬時電圧低下の抑制効果」, 平成 28 年度 (第 67 回) 電気・情報関連学会中国支部連合大会, R16-04-03, 2pages (2016)
- (5) Sho Shibata, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, and Masayuki Okamoto, “Required-Rating of the Inrush Current Suppressor for Squirrel-Cage Induction Machines with Phase-Leading Capacitors using a Matrix Converter in a Wind Power Generation System, ”The 18th IEEE Hiroshima Section Student Symposium (HISS 18<sup>th</sup>), B1-06, 3pages (2016)
- (6) 柴田翔, 山田洋明, 田中俊彦:「大容量風力発電システムにおける交流チョッパを用いた突入電流抑制装置」, 電気学会研究会 (半導体電力変換 家電・民生 自動車 合同研究会), SPC-17-200, HCA-17-62, VT-17-42, pp. 25-30 (2017)

## 謝辞

本学位論文の作成にあたり，山口大学工学部電気電子工学科4年次にパワーエレクトロニクス研究室に配属以来，研究の遂行，論文の執筆などを懇切丁寧にご指導を賜りました山口大学 大学院創成科学研究科 山田洋明 講師に心より感謝するとともに厚く御礼申し上げます。研究室に配属されてすぐは研究の進め方について右も左もわからない状態でしたが，山田講師は激励とともに辛抱強く導いてくださいました。学会，論文誌の論文執筆の際にも何度も論文を読んでいただき，推敲をしていただきました。

本研究を遂行するにあたり，研究の方向，課題などを的確にご指摘，また有益なご助言をいただき，多くのご支援を賜りました山口大学 大学院創成科学研究科 田中俊彦 教授に心より感謝するとともに厚く御礼申し上げます。

また，宇部工業高等専門学校 電気工学科 岡本昌幸 教授には定例の研究報告会，学会発表の練習などで常に的確なご指摘とご助言をいただき大変感謝しております。

本学位論文をまとめるにあたり，ご多忙中にも関わらず数多くのご意見ならびにご助言をいただきました山口大学 大学院創成科学研究科 山口真悟 教授，久保洋 教授，藤井文武 准教授に厚く御礼申し上げます。

山口大学工学部から大学院博士後期課程在籍時，有益なご意見ならびにご助言をいただき，著者の研究生活に多くのご支援を賜りました田中秀典 氏(現：富士電機株式会社)，林田聡司 氏(現：マツダ株式会社)をはじめとする諸先輩方に深く感謝いたします。

パワーエレクトロニクス研究室で本研究を遂行するにあたり，多くの議論やご支援をいただき，日々励まし合い切磋琢磨しながらともに研究生活を過ごした同期の池田風花 氏，後田光優 氏，片元優太 氏，倉地真也 氏，吉竹拓也 氏に深く感謝の意を表します。パワーエレクトロニクス研究室の博士後期課程の野田勇二郎 氏，司城卓也 氏，西川慧 氏，常盤歩夢 氏には，定例の研究報告会，論文執筆の際などに忌憚なく意見を交わし合い，研究を進める一助となり大変感謝いたします。また，パワーエレクトロニクス研究室の修士課程，学部の方々にも感謝いたします。

最後に，長年に渡り筆者の学生生活にご理解とご協力をいただき，著者が博士後期課程への進学を決意した際にも一番応援していただき，最後まで暖かく見守ってくださった父 浩司，母 かおる，弟 祐ならびに親族一同に心より感謝いたします。また，これまで著者をご支援いただいた全ての方に深く感謝いたします。