

博士論文

Dual Active Bridge コンバータを用いた  
独立型風力発電システムの高効率化

( Improvement in Conversion Efficiency of  
Standalone Wind Power Generation System  
Using a Dual Active Bridge Converter )

2022 年 3 月

高 山 雄 利

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	地球温暖化と再生可能エネルギー導入拡大の必要性	1
1.1.1	地球温暖化	1
1.1.2	再生可能エネルギー導入拡大の必要性	4
1.2	風力発電システム	7
1.2.1	風力発電の特徴	7
1.2.2	風車の回転原理と発電機の発電原理	10
1.2.3	独立型風力発電システムの特徴と導入動向	16
1.3	研究目的	18
1.4	本論文の概要	18
<b>第 2 章</b>	<b>独立型風力発電システムと DAB コンバータの研究動向</b>	<b>21</b>
2.1	独立型風力発電システムの研究動向	21
2.1.1	ダイオード整流器と昇圧チョップパを用いた独立型風力発電システム <sup>(46,47)</sup>	21
2.1.2	ダイオード整流器と降圧チョップパを用いた独立型風力発電システム <sup>(50)</sup>	23
2.1.3	PWM 整流器を用いた独立型風力発電システム <sup>(51)</sup>	24
2.1.4	検討すべき課題	26
2.2	バッテリーコントローラに適用する電力変換器	27
2.3	DAB コンバータの基本動作	29
2.4	DAB コンバータを用いたバッテリー充放電制御	33
2.5	DAB コンバータの欠点	34
2.5.1	トランス電流ピーク値の増加による効率低下	34
2.5.2	ZVS 不成立による効率低下	34
2.5.3	電力伝送方向反転時の直流偏差重畳	36
2.6	DAB コンバータの欠点の対策法の研究動向	37
2.6.1	PWM 制御による効率改善	38
2.6.2	並列運転による効率改善	39
2.6.3	両側 PWM 制御による直流偏差抑制	40
2.6.4	検討すべき課題	41
2.7	本章のまとめ	42
<b>第 3 章</b>	<b>バッテリー充放電用 DAB コンバータを用いた独立型風力発電システム</b>	<b>43</b>
3.1	システム構成と各電力変換器の制御	43
3.1.1	昇圧チョップパを用いた周速比制御	45
3.1.2	インバータの可変変調率制御	48
3.1.3	DAB コンバータのバッテリー充放電制御	48
3.1.4	降圧チョップパによる余剰電力消費制御	50

3.2	独立型風力発電システムのシミュレーション	51
3.2.1	独立型風力発電システムの動作試験結果	51
3.2.2	三相モータを接続した場合のシステムの動作試験結果	56
3.3	各システムの比較	61
3.3.1	各システムとの電力損失比較	61
3.3.2	図 2.2 のシステムとの交流負荷の駆動時間比較	61
3.4	本章のまとめ	63
<b>第 4 章</b>	<b>DAB コンバータの直流リンク電圧可変制御による軽負荷時の高効率放電動作</b>	<b>65</b>
4.1	BDM 時の DAB コンバータの制御とその課題	65
4.2	軽負荷時の効率改善手法	66
4.3	直流リンク電圧可変制御	68
4.4	バッテリー放電動作の実機検証	72
4.5	直流リンク電圧一定制御と可変制御のトランス電流および効率の比較	77
4.6	本章のまとめ	84
<b>第 5 章</b>	<b>バッテリー充放電用 DAB コンバータの全負荷範囲高効率放電動作を実現する制御法</b>	<b>85</b>
5.1	直流リンク電圧指令値切替制御	85
5.1.1	直流リンク電圧指令値切替制御の動作試験	85
5.1.2	効率改善効果による影響	91
5.2	並列接続 DAB コンバータによる全負荷範囲高効率放電動作の制御法	92
5.2.1	並列接続 DAB コンバータを用いた独立型風力発電システム	92
5.2.2	高効率化を可能にする並列接続 DAB コンバータの動作	94
5.3	本章のまとめ	97
<b>第 6 章</b>	<b>結論</b>	<b>99</b>
	参考文献	103
	発表論文	111
	謝辞	113

## 目次

1.1	世界のエネルギー消費の推移と予測	1
1.2	過去 10,000 年間の大気中の二酸化炭素濃度の推移 <sup>(2)</sup>	2
1.3	地球温暖化のメカニズム	3
1.4	世界の平均気温の推移 <sup>(5)</sup>	4
1.5	2018 年における主要国の一次エネルギー自給率比較	6
1.6	1973 年度, 2010 年度, 2019 年度における日本の一次エネルギー供給構成	6
1.7	形状による風車の分類	8
1.8	ブレードに作用する揚力と抗力	11
1.9	迎え角と揚力係数, 抗力係数, 揚抗比の関係	11
1.10	風車前後の圧力と風速	12
1.11	理想風車の減速比と効率の関係	13
1.12	誘導発電機の原理図	14
1.13	三相同期発電機の原理図	15
1.14	小容量の風力発電設備の単年度設置台数予測	17
1.15	独立型風力発電システムの構成例	18
2.1	先行研究の独立型風力発電システム <sup>(46,47)</sup>	22
2.2	交流負荷を接続したときの図 2.1 の独立型風力発電システム <sup>(46,48,49)</sup>	22
2.3	ダイオード整流器と降圧チョッパを用いた独立型風力発電システム <sup>(50)</sup>	23
2.4	PWM 整流器を用いた独立型風力発電システム <sup>(51)</sup>	24
2.5	図 2.4 の PWM 整流器の制御ブロック図	24
2.6	リニアテクノロジー製マルチセル・バッテリー・バランス IC 「LTC3300-1」を用いたセルバランス回路構成例 <sup>(55)</sup>	26
2.7	双方向絶縁型 DC/DC コンバータの代表的な回路方式	28
2.8	Dual Active Bridge (DAB) コンバータ	29
2.9	DAB コンバータの等価回路	29
2.10	DAB コンバータのスイッチングとトランスの電圧波形	30
2.11	一次側から二次側に電力伝送したときの DAB コンバータの動作波形	31
2.12	位相差 $\phi$ と伝送電力 $p$ の関係	32
2.13	定電流定電圧充電	33
2.14	DAB コンバータの ZVS 動作時における電流経路の遷移	34
2.15	DAB コンバータの ZVS 成立範囲	36
2.16	位相差を $\phi$ から $-\phi$ へ反転させたときの動作波形	37
2.17	片側 PWM 制御の動作波形	39
2.18	$n$ 台並列接続した DAB コンバータ	40
2.19	並列接続した DAB コンバータのパワーフロー	41

2.20	直流偏差抑制法の動作波形	42
3.1	DAB コンバータを用いた独立型風力発電システム	44
3.2	本論文で使用する垂直軸型風車	45
3.3	周速比 $\lambda$ と $C_p$ の関係	46
3.4	山口県産業技術センターにおける風洞実験結果に基づく最適周速比	47
3.5	DAB コンバータの各制御切り替えのフローチャート	50
3.6	山口大学工学部で観測した風速変動 (2022 年 1 月 11 日 14 時 30 分)	51
3.7	図 3.1 のシミュレーション結果	53
3.8	直流リンク電圧と交流負荷電圧	54
3.9	図 3.1 の各部の電力	54
3.10	キャパシタ $C_{rec}$ の有無のシミュレーション結果	55
3.11	三相モータ負荷を接続した場合の独立型風力発電システム	57
3.12	三相モータを接続したシステムのシミュレーション結果	59
3.13	直流リンク電圧とモータ線間電圧	60
3.14	図 3.11 の各部の電力	60
4.1	直流リンク電圧一定制御時の位相差と ZVS 成立範囲	66
4.2	余剰電力分をダンプロードで消費する方法のパワーフロー	67
4.3	発電機の発電電力を抑制する方法のパワーフロー	68
4.4	DAB コンバータとバッテリーを並列に追加する方法の軽負荷時のパワーフロー	69
4.5	(4.1) 式の直流リンク電圧可変制御を行った時のトランス電流波形	69
4.6	図 4.5 の区間 B における DAB コンバータの等価回路	70
4.7	独立型風力発電システムの BDM の実験回路図	72
4.8	BDM 時の独立型風力発電システムの実験装置	74
4.9	DAB コンバータに使用するトランス	75
4.10	$v_{bat} = 40.8 \text{ V}$ 時の直流リンク電圧可変制御の実験結果比較	75
4.11	バッテリー電圧を変化させた時の DAB コンバータの動作試験結果	76
4.12	バッテリー電圧を変化させた時のインバータの動作試験結果	76
4.13	各制御の $v_{bat}-v_{DC}$ のグラフ	77
4.14	シミュレーション回路	78
4.15	$ p_{bat}  = 50 \text{ W}$ , $v_{bat} = 40.8 \text{ V}$ のときの DAB コンバータの波形	80
4.16	直流リンク電圧可変制御によるトランス電流ピーク値低減率	81
4.17	直流リンク電圧一定制御と直流リンク電圧可変制御の電力変換効率	81
4.18	各制御の電力変換効率比較	82
4.19	スイッチング損失を加味した各制御の効率比較	82
4.20	$ p_{bat}  = 50 \text{ W}$ , $v_{bat} = 40.8 \text{ V}$ のときの DAB コンバータの損失分離	83
5.1	直流リンク電圧指令値切替制御を適用した DAB コンバータを用いた独立型風力発電システム	87
5.2	$v_{bat} = 40.8 \text{ V}$ 時の直流リンク電圧一定制御と直流リンク電圧指令値切替制御の効率	88
5.3	直流リンク電圧指令値切替制御の指令値生成部の入出力波形	88
5.4	BCM 時の制御も含めた DAB コンバータの制御のフローチャート	89

---

5.5	直流リンク電圧指令値切替制御のシミュレーション結果 . . . . .	90
5.6	定格電力 50 kW 時の各制御の電力損失差の発電コスト換算値 . . . . .	92
5.7	並列接続 DAB コンバータを用いた独立型風力発電システム . . . . .	93
5.8	並列接続 DAB コンバータを基本動作させたときの一次側電流波形 . . . . .	94
5.9	BDM における重負荷時のパワーフロー . . . . .	95
5.10	BDM における中負荷時 II のパワーフロー . . . . .	96
5.11	BDM における中負荷時 I および軽負荷時のパワーフロー . . . . .	97





# 表目次

1.1	定格出力による風車の分類 . . . . .	9
1.2	定格容量が比較的小さい風力発電の用途例 . . . . .	9
1.3	その他の項目による風車の分類 . . . . .	10
1.4	誘導発電機, 同期発電機の比較 . . . . .	16
2.1	各独立型風力発電システムの比較 . . . . .	26
3.1	図 3.1 の回路定数 . . . . .	52
3.2	図 3.11 の回路定数 . . . . .	58
3.3	各独立型風力発電システムの 900 W 発電時の電力損失 . . . . .	62
3.4	図 2.2 のシステムと DAB コンバータを用いたシステムの 900 W 発電時の電力変換効率 . . . . .	62
4.1	実験回路の回路定数 . . . . .	73
4.2	図 4.14 の回路定数 . . . . .	79



# 第1章 序論

本章では、まず地球温暖化と再生可能エネルギー導入拡大の必要性について述べる。次に、本論文で用いる風力発電について、発電原理と風力発電システムの種類や特長を説明する。最後に、本論文の研究目的と概要について述べる。

## 1.1 地球温暖化と再生可能エネルギー導入拡大の必要性

### 1.1.1 地球温暖化

近年の経済発展により、電力需要が増加している。図 1.1 に、世界のエネルギー消費の推移と予測を示す<sup>(1)</sup>。縦軸のエネルギー消費の単位は石油換算トン (tonne oil equivalent : toe) とし、1 toe = 12 MWh = 42 GJ である。年々エネルギー消費量は増加しており、1980 年には 6.58 Gtoe であったのに対し、2035 年には約 2.7 倍の 17.5 Gtoe になると予想されている。

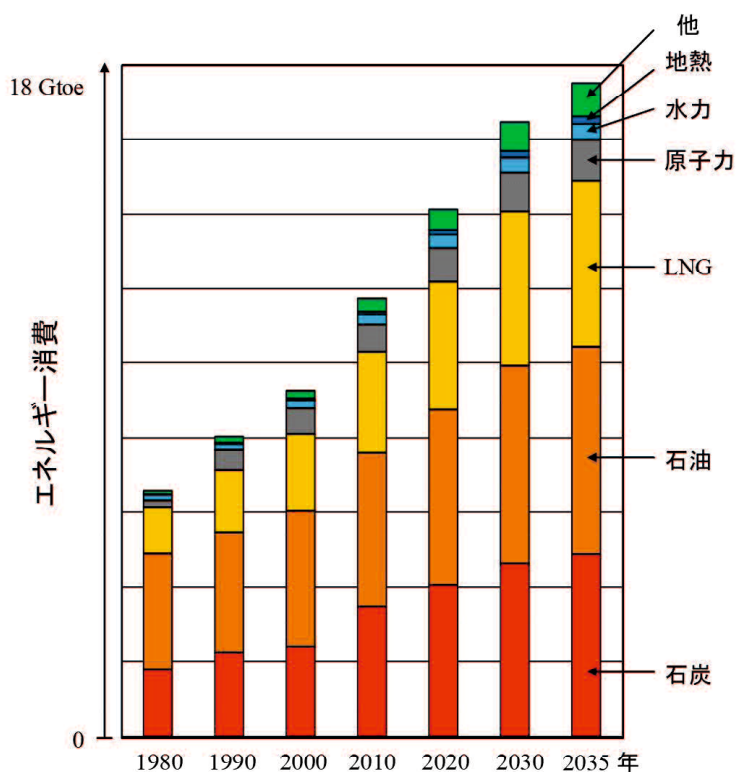


図 1.1 世界のエネルギー消費の推移と予測

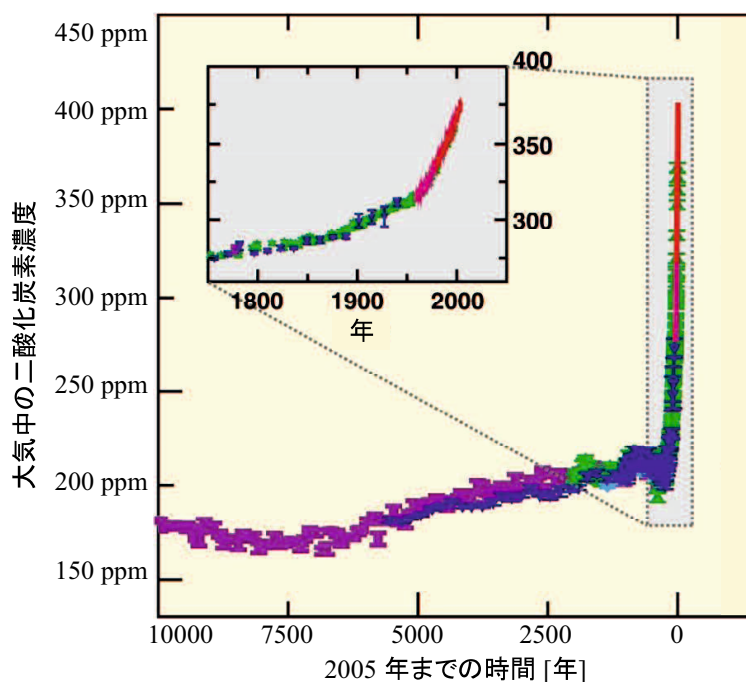
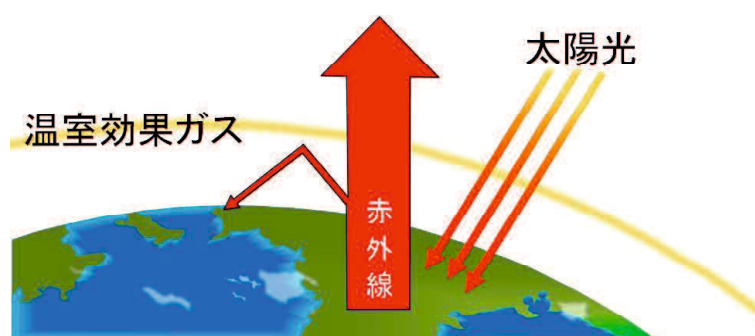
図 1.2 過去 10,000 年間の大気中の二酸化炭素濃度の推移<sup>(2)</sup>

図 1.1 に示すように、現在の生活は大量のエネルギー消費によって成り立っており、そのほとんどが石炭、石油、液化天然ガス (Liquefied Natural Gas ; LNG) の化石燃料に依存している。しかしながら、化石燃料の使用は大量の二酸化炭素を発生させ、二酸化炭素の約 80% が化石燃料の燃焼に起因するとされている。図 1.2 に、過去 10,000 年間の大気中の二酸化炭素濃度の推移を示す<sup>(2)</sup>。縦軸は大気中の二酸化炭素濃度、横軸は 2005 年を 0 年とし、それまでの時間で表している。化学、電気、石油および鉄鋼の分野で技術革新が進んだ 19 世紀の第二次産業革命以降、二酸化炭素濃度は急激に増加し、2000 年には 377 ppm まで達している。400 ppm になると異常気象が発生するといわれており、2015 年 12 月にはこの値以上になっていることが報告されている<sup>(3)</sup>。二酸化炭素やメタン、フロンは、温室効果ガスとよばれ、地球温暖化の原因となる。図 1.3 に、地球温暖化のメカニズムを示す<sup>(4)</sup>。地球に降り注いだ太陽光によるエネルギーは、地表で反射して赤外線となって宇宙へ放出される。ここに二酸化炭素などの温室効果ガスが地球を覆うと、地表からの赤外線を吸収し、一部を再び地表に向けて反射する。その結果、地球の平均気温が上昇する。図 1.4 に、世界の平均気温の推移を示す<sup>(5)</sup>。平均気温は変動を繰り返しながら、100 年あたり 0.72°C の割合で徐々に高くなっていることが分かる。世界の平均気温の基準値 (1991~2020 年の 30 年平均値) に対する 2020 年の偏差は +0.34°C で、1891 年の統計開始以降、2 番目に高い値となっている。また、気候変動に関する政府間パネル (Intergovernmental Panel on Climate Change : IPCC) によって 2001 年に公表された IPCC 第 3 次評価報告書では「20 世紀後半以降の温暖化の主な



≡ 温室効果ガスが増加した場合

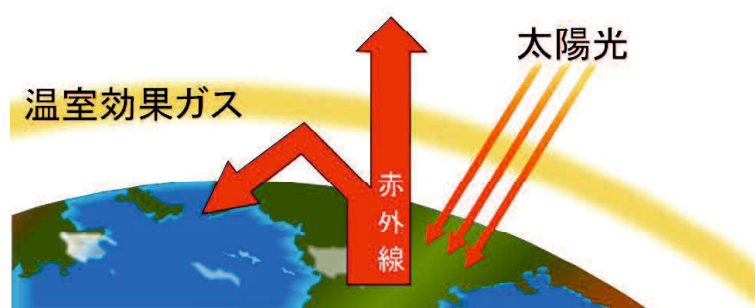
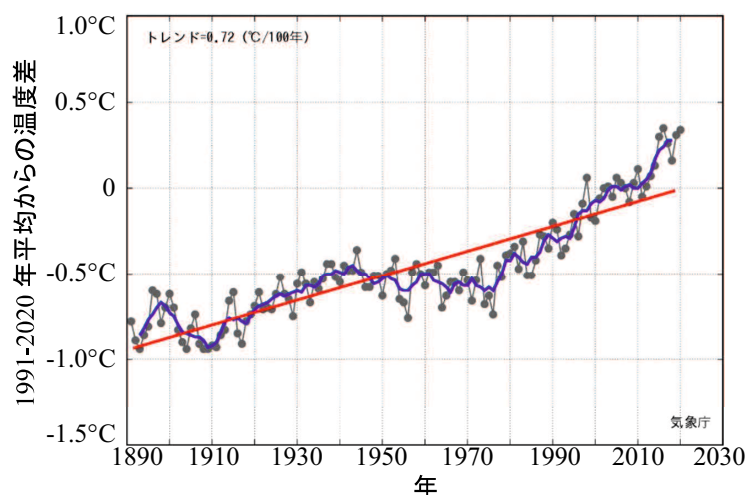


図 1.3 地球温暖化のメカニズム

原因は人間活動である可能性が高い(66～90%)」<sup>(6)</sup>としていたのに対し、2021年に公表された IPCC 第6次評価報告書では「人間の影響が気候システムを温暖化させてきたのは疑う余地がない」<sup>(7)</sup>とはじめて断言した。地球温暖化による自然環境への影響として以下が挙げられる<sup>(2,8)</sup>。

- 氷雪圏への影響  
氷河の後退、永久凍土や海氷、積雪の融解
- 水循環への影響  
河川流量・湖沼水位の変化、水温の上昇
- 生物への影響  
種の絶滅、生息域の変化、成長量の変化

これらの影響を引き起こす地球温暖化が社会問題として重要視され、1997年12月に京都市で開催された第3回国連気候変動枠組条約締約国会議(COP3)で京都議定書が採択された。これにより二酸化炭素やメタンなどの温室効果ガスに対し、先進国における1990年を基準とした削減率を各国に定め、一定期間に目標値を達成することが定められた。日本では、

図 1.4 世界の平均気温の推移<sup>(5)</sup>

1990年比で2008年～2012年の5年間に6%減らすことを目標と定めた<sup>(9)</sup>。しかしながら、東日本大震災による原子力発電所の運転停止等の影響もあり、2008～2012年の日本での実際の総排出量の結果は1.4%の増加となっている<sup>(10)</sup>。その後、先進国だけでなく発展途上国も加わった削減の枠組みが必要となった。このため、2015年12月12日にパリで開催された第21回国連気候変動枠組条約締約国会議(COP21)において、2020年以降の温室効果ガス排出削減等のための196ヶ国が参加する新たな国際枠組みとして、パリ協定が採択された。概要は、世界共通の長期目標として気温上昇を産業革命前に比べて2°C未満に抑えること、また、そのために21世紀後半に世界の温室効果ガス排出を実質ゼロにすることとなっている<sup>(11)</sup>。日本はパリ協定を批准した際に、2030年までに2013年度比で温室効果ガスを26%削減するという中間目標を、そして2050年までに基準年なしで80%削減することを長期目標に掲げた。その後日本では、地球温暖化対策の見直しを開始されるとともに、2050年までに温室効果ガスの排出を全体としてゼロにすることを目指すと菅前首相が2020年10月に宣言している<sup>(12)</sup>。以上より、パリ協定の目標を達成するために図1.1に示すような石炭、石油、LNGの化石燃料に依存している現状を打開する必要がある。

### 1.1.2 再生可能エネルギー導入拡大の必要性

化石燃料の削減に向けて、再生可能エネルギーの導入が注目されている。各法律により再生可能エネルギーには複数の定義がされているが、「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」(エネルギー供給構造高度化法)における定義は、「太陽光、風力、その他非化石エネルギー源のうち、エネルギー源として永続的に利用することができると認められるものとして政令で定めるもの」とされている<sup>(13)</sup>。政令においては、太陽光、風力、水力、地熱、太陽熱、大気中の熱そ

他の自然界に存する熱，バイオマスが挙げられている<sup>(14)</sup>。これら再生可能エネルギーは，温室効果ガスを排出せず国内で生産できるため重要なエネルギー源であり，パリ協定の目標達成に貢献することができる。2021年に経済産業省の資源エネルギー庁が発表した2030年度における長期エネルギー需給見通しでは，2030年の日本の電源構成に占める再生可能エネルギーの割合として36～38%を目標に定めている<sup>(15)</sup>。

文献(16)では，日本における再生可能エネルギー導入拡大の必要性を化石燃料の削減効果だけにとどめず，以下のように整理している。

1. 温室効果ガスの削減等の環境改善
2. エネルギー自給率の向上
3. 化石燃料調達に伴う資金流出の抑制
4. 産業の国際競争力の強化
5. 雇用の創出
6. 地域の活性化
7. 非常時のエネルギーの確保

この中から，1～3と7について以下に詳細に説明する。

### 1. 温室効果ガスの削減等の環境改善

再生可能エネルギーは，化石燃料と異なり利用時に温室効果ガスである二酸化炭素を排出しないため，化石燃料代替による温室効果ガス削減に大きく貢献するものである。再生可能エネルギーで発電を行う場合，設備の建設・廃棄等を含めたライフサイクル全体でも，化石燃料による発電に比べて二酸化炭素排出量を大幅に削減可能である<sup>(17)</sup>。また，化石燃料の再生可能エネルギーへの代替により窒素酸化物排出量が減少して大気汚染防止が実現されるほか，バイオマスの利活用が廃棄物の有効利用を可能にするなど，再生可能エネルギーの利活用は温室効果ガス削減以外の環境改善にもつながる。

### 2. エネルギー自給率の向上

図1.5に，2018年における主要国の一次エネルギー自給率比較<sup>(18)</sup>を示す。日本は，他国に比べて一次エネルギー自給率が11.8%と著しく低く，経済協力開発機構35ヶ国中34位である。自給率が低い大きな原因は，国内のエネルギー資源が乏しいことが挙げられる。エネルギー源として使われる化石燃料は国内にほとんどなく，2019年度の石油，LNG，石炭の海外依存度はそれぞれ99.7%，97.7%，99.5%と海外からの輸入に大きく頼っている<sup>(19)</sup>。特に石油は輸入の約92%を政治情勢が不安定な中東に依存しており，情勢の混迷により日本経済に深刻な影響が及ぶ危険性がある。図1.6に，1973年度，2010年度，2019年度における日

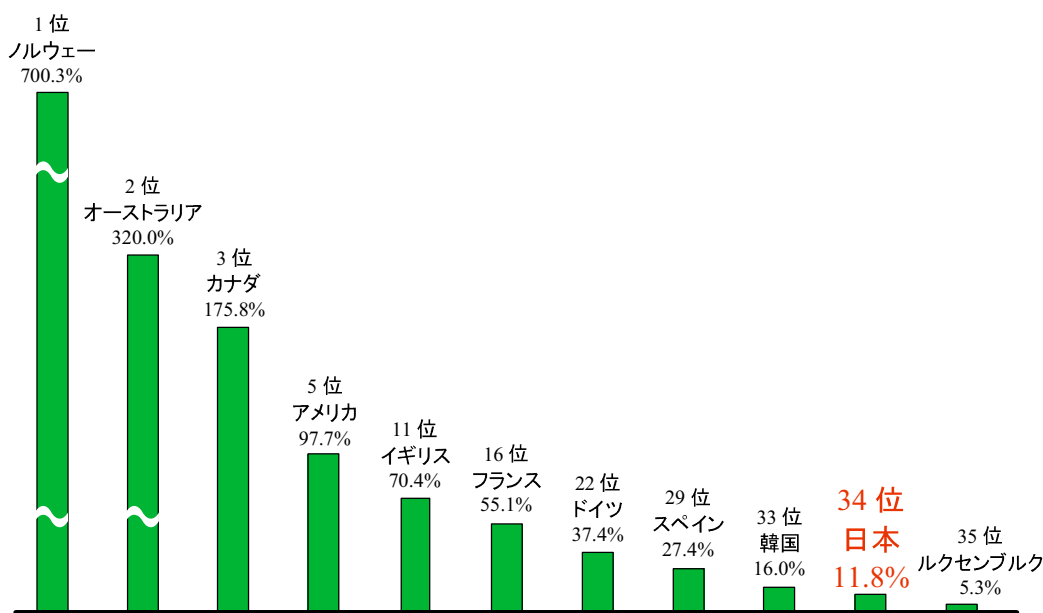


図 1.5 2018 年における主要国の一次エネルギー自給率比較

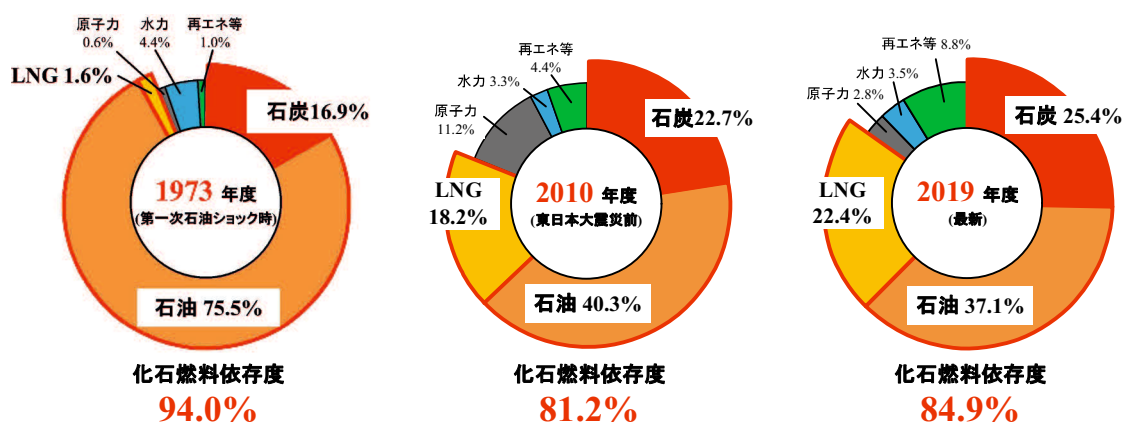


図 1.6 1973 年度，2010 年度，2019 年度における日本の一次エネルギー供給構成

本の一次エネルギー供給構成<sup>(18,20)</sup>を示す。1970年代に起こったオイルショックをきっかけに、化石燃料への依存度を下げようとエネルギー源の分散が進んだが、2011年に起こった東日本大震災の影響で国内の原子力発電所が停止し、再び火力発電が増加している。そのため、2019年度の化石燃料への依存度は84.9%となっている。国産エネルギーである再生可能エネルギーの導入拡大は、一次エネルギー自給率を向上させる。

### 3. 化石燃料調達に伴う資金流出の抑制

東日本大震災以降、火力発電が原子力発電分を穴埋めする形で電力が供給された。化石燃料の輸入量の増加、原油・LNGの市場価格の上昇、為替の円安方向への推移などにより、化石燃料の輸入額は2010年度の約18兆円から2014年度には25兆円と約7兆円増加した<sup>(21)</sup>。再生可能エネルギーは純国産エネルギーであることから、国内での再生可能エネルギー導入



により、化石燃料の輸入金額を削減することができる。再生可能エネルギーの中でも、陸上風力発電、バイオマス発電、地熱発電等の一部の技術においては、現状でも化石燃料を下回るコストでのエネルギー供給が可能である。また、再生可能エネルギーは技術改善余地が大きく残されており、今後の発電設備機器の技術革新、生産工程の改善、生産の大規模化等により、発電コストはさらに低減される見通しである。

### 7. 非常時のエネルギーの確保

多くの再生可能エネルギーは、災害等により火力発電によるエネルギー供給が途絶えた場合でも、火力発電等と異なり燃料の調達が必要ないため、継続的な発電が可能である。また、再生可能エネルギーの多くは分散型で需要地に近接しているため、災害時でも供給を確保しやすい。このため再生可能エネルギーは、災害等の非常時における最低限必要なエネルギーの供給源に活用されることが期待されている。

## 1.2 風力発電システム

本論文では、再生可能エネルギーの中でも風力発電、特に小型垂直軸型風車を用いた独立型風力発電システムを対象とする。以下に、小型垂直軸型風車を中心に、風力発電の特徴や風車の回転原理と発電機の発電原理、風力発電システムの種類と特長を詳細に述べる。

### 1.2.1 風力発電の特徴

風力発電は風の力を活用した発電方法であり、風車によって風のエネルギーを機械エネルギーに変換する。風が持つ運動エネルギー  $P_0$  [W]、風力発電システムにおける風車の機械出力  $P_{wt}$  [W] は次式で表される<sup>(22)</sup>。

$$P_0 = \frac{1}{2} \rho A U^3 \quad (1.1)$$

$$P_{wt} = \frac{1}{2} \rho A C_p U^3 \quad (1.2)$$

ただし、 $\rho$  は空気密度 [kg/m<sup>3</sup>]、 $A$  は受風面積 [m<sup>2</sup>]、 $C_p$  は出力係数、 $U$  は風速 [m/s] である。(1.1) 式と (1.2) 式の関係より、出力係数  $C_p$  が風車の効率に相当する。風速計や風向計、発電機から得たデータを用いて、コントローラにより風車の回転の制御をすることができる。その後、発電機によって機械エネルギーを電気エネルギーに変換する。得られた電気エネルギーは、蓄電するか配電系統に逆流させることができる。また、風力発電導入に関するメリット、デメリットを以下に示す<sup>(23,24)</sup>。

#### メリット

- 資源が風であるため枯渇の心配がない
- 純国産のエネルギー

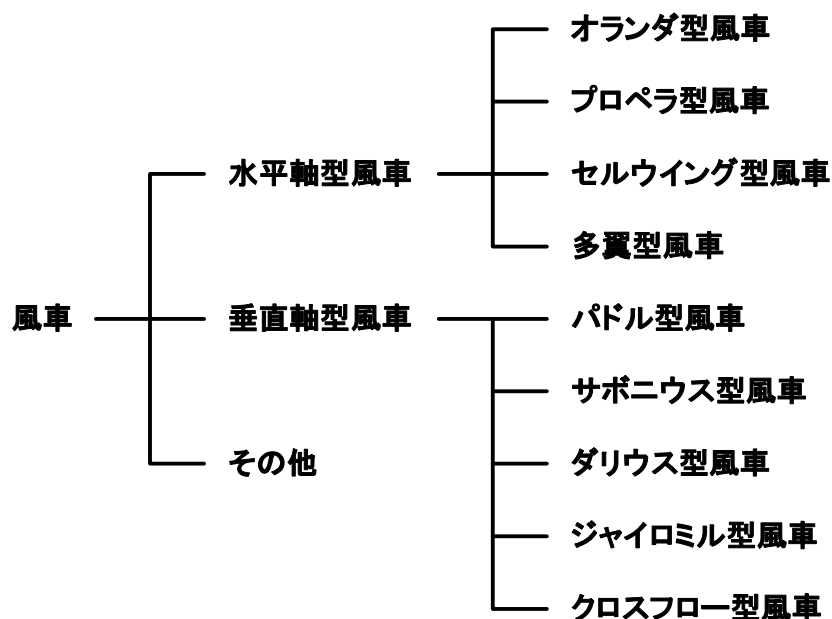


図 1.7 形状による風車の分類

- 二酸化炭素を排出しない
- 安定した風力の得られる海岸線の長い日本に適している
- 風力エネルギーの約 40%を電気エネルギーに変換でき、効率が高い
- 設置コストが年々下がっており、太陽光発電の約 1/5 で済む
- 太陽光発電と比較し、夜間も発電可能
- 陸地だけでなく海上への設置も可能
- 地域のシンボルともなる

#### デメリット

- 風速によって発電量が大きく変動
- 風車から発生する低周波音、機械音による騒音問題
- 落雷による故障の恐れ
- バードストライクなど、生態系への影響
- 景観が名所である観光地や公園などの自然景観障害

ここで、図 1.7 に、形状による風車の分類を示す<sup>(25)</sup>。風車は、回転軸の方向による分類では大きく分けて水平型と垂直型の 2 つに分類される。水平型では、遠心力でブレードに力が加わっても変形が起きにくい、ブレードのサイズ的大型化が容易で効率の向上が望めるなどのメリットがある。しかしながら、大型でブレードが大きい場合、発電機の取り付け位置は高所になるため整備性が低いといったデメリットがある。垂直軸型では、水平式と比較し低

表 1.1 定格出力による風車の分類

分類	定格出力
マイクロ風車	1 kW 未満
小型風車	1 kW～50 kW 未満
中型風車	(1) 50 kW～500 kW 未満
	(2) 500 kW～1000 kW 未満
大型風車	1000 kW 以上

表 1.2 定格容量が比較的小さい風力発電の用途例

	用途
小型風車	灯台, 離島・僻地電源
マイクロ風車	街路灯・監視カメラ・標識の電源・ヨット・通信

所に発電機を取り付けるため、整備性は高い。また、風に対して無指向性であるため風向きに応じてブレードの制御を行う必要がない。本論文では、垂直軸型の中でも小型風車への適用事例が多い<sup>(26)</sup> ジャイロミル型風車を使用する。次に、定格出力による風車の分類と用途例について述べる。風力発電は日本産業規格 (Japanese Industrial Standards : JIS) により風車の規模が定義されている。表 1.1 に、定格出力による風車の分類を示す<sup>(27)</sup>。また、風車の分類は、風車のサイズによっても分類される。国際電気標準会議 (International Electrotechnical Commission : IEC) にて、受風面積が 200 m<sup>2</sup> 未満の風車を小型風車と定義されている。ここで、受風面積とは風車のブレード先端の回転による軌跡が、風向に垂直な平面に投影した面積のことである。表 1.2 に定格容量が比較的小さい風力発電の用途例を示す。メガワットクラスの大規模風力発電は、主に電力インフラの供給を用途としている。これに対し、小規模の風力発電では独立電源の確保を用途とする場合が多く、設置に際する利便性の高さから屋外に設置される機器の電源として活用されている。加えて、電力インフラの整備がされていない非電化地域での使用など幅広い用途にも応用されている。また、表 1.3 にその他の項目による風車の分類を示す<sup>(28)</sup>。

表 1.3 その他の項目による風車の分類

項目	分類	特徴
回転軸の方向	水平軸風車	風車の軸が地上に対して水平向きで、風向変化で性能が変わるため風向に応じた方向制御(ヨー制御)が必要。支持塔(タワー)や発電機などの重量物の設置が複雑。
	垂直軸風車	風車の軸が地上に対して鉛直向きで、風向変化で性能が変わらない。支持塔や発電機などの設置が簡単。
流体からエネルギーを得る仕組み	揚力型風車	主にブレードに作用する揚力から回転力を得る。トルクが小さく高速化により高出力化が可能。
	抗力型風車	主にブレードに作用する抗力から回転力を得る。トルクが大きく低速に対しては高出力を発生する。
周速比 $\lambda$ (ブレード先端の周速度を上流の位置用風速で割ったもの)	高速風車 $3.5 \leq \lambda$	ダリウス風車やプロペラ風車、出力係数が高い。低速時に失速しやすくトルクが小さいため起動性に劣る。
	中速風車 $1.5 < \lambda < 3.5$	オランダ風車、低速・高速風車の中間的な性能。
	低速風車 $\lambda \leq 1.5$	サボニウス風車や多翼型風車、出力係数が低い。低速ながらトルクは高い。
用途	揚水用風車	ポンプ用に高トルクが必要なためブレード枚数を増やす(抗力を増やす)。減速歯車が必要。
	発電用風車	発電機用に高速回転が必要なためブレード枚数を減らす(抗力を減らす)。増速歯車が必要。
大きさ	小型	主として小規模な個人事業用。
	中型	主として中規模な独立電源用(離島などアクセスが困難な場所)。
	大型	主として大規模な公共事業用。

## 1.2.2 風車の回転原理と発電機の発電原理

はじめに、回転原理について説明する。風車は風による揚力と抗力の2つの力で回転する。図 1.8 にブレードに作用する揚力と抗力を示す。流れの方向とブレードの方向の角度を迎え角  $\alpha$  とおく。揚力とは、空気の流れにおかれた風車のブレードに作用する力のうち、流れの方向に垂直な成分のことである。抗力とは、空気の流れにおかれたブレードに作用する力のうち、空気の流れに平行な方向で同じ向きの成分である。揚力  $L$  [kg] を (1.3) 式、抗力  $D$  [kg] を (1.4) 式に示す。

$$L = \frac{1}{2} \rho U^2 S C_L \quad (1.3)$$

$$D = \frac{1}{2} \rho U^2 S C_D \quad (1.4)$$

ただし、 $C_L$  は揚力係数、 $C_D$  は抗力係数、 $\rho$  は空気密度 [kg/m<sup>3</sup>]、 $U$  は風速 [m/s]、 $S$  はブレードの投影面積 [m<sup>2</sup>] である。揚力係数  $C_L$  と抗力係数  $C_D$  は、ブレードの形状や迎え角  $\alpha$ 、流

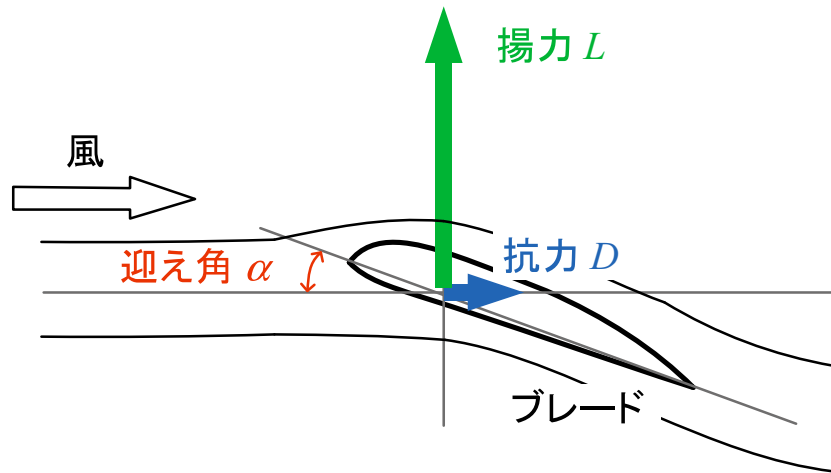


図 1.8 ブレードに作用する揚力と抗力

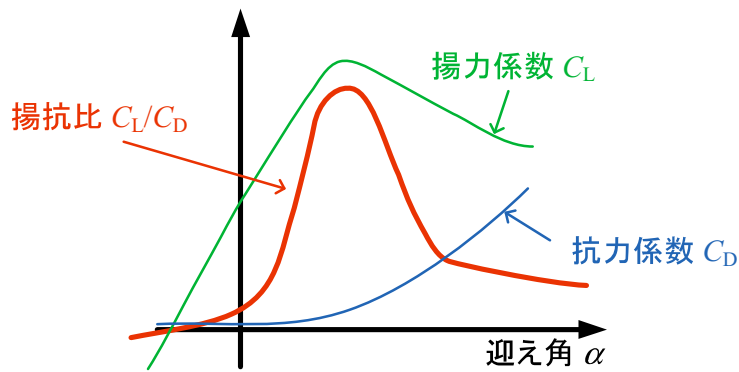


図 1.9 迎え角と揚力係数，抗力係数，揚抗比の関係

体の物性などによって変化する。図 1.9 に、迎え角と揚力係数，抗力係数，揚抗比の関係を示す。揚力係数  $C_L$  は、 $\alpha$  が小さいときは  $\alpha$  に比例して上昇し、 $\alpha$  がある値より大きいときは減少する。抗力係数  $C_D$  は、 $\alpha$  の 2 乗に比例して増加する。ブレードは、揚抗比  $C_L/C_D$  が大きいときに大きな力を受け、回転する。次に、風車の効率を導出する。図 1.10 に、風車前後の圧力と風速を示す。 $v, p$  はそれぞれその場所での風速 [m/s]，圧力 [Pa] を示している。図 1.10 より風車前後に対するベルヌーイの定理は次のように表される<sup>(29)</sup>。

$$\begin{cases} p_0 + \frac{1}{2}\rho v_0^2 = p_1 + \frac{1}{2}\rho v_1^2 \\ p_0 + \frac{1}{2}\rho v_2^2 = p'_1 + \frac{1}{2}\rho v_1^2 \end{cases} \quad (1.5)$$

(1.5) 式より、風車前後の圧力差は次式で表すことができる。

$$p_0 - p'_1 = \frac{1}{2}\rho(v_0^2 - v_2^2) \quad (1.6)$$

$v_2$  は  $v_0$  よりも小さいことから、風車の回転面の直前の圧力は直後の圧力よりも大きく、風車は後方に力を受けていることが分かる。圧力差により風車の受ける力  $F$  [N] は、(1.7) 式で

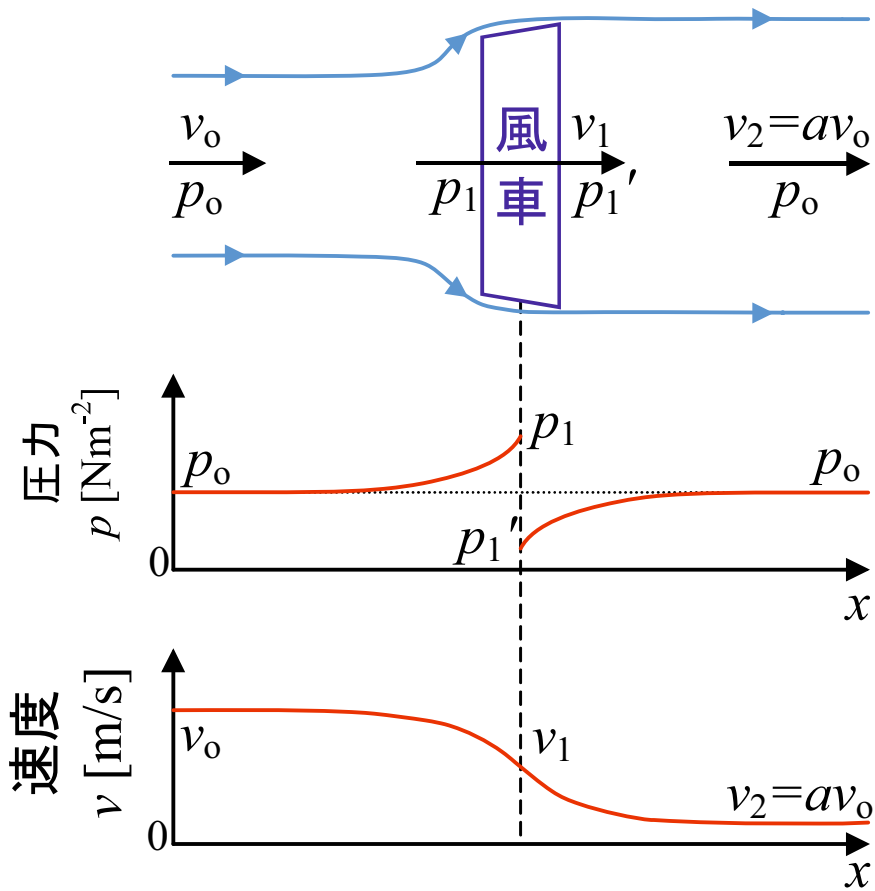


図 1.10 風車前後の圧力と風速

表すことができる。

$$\begin{aligned}
 F &= A(p_0 - p_1') \\
 &= A \frac{1}{2} \rho (v_0^2 - v_2^2)
 \end{aligned} \tag{1.7}$$

また、 $F$  は短時間当たりの運動量の減少に等しいため、次式でも表すことができる。

$$F = \rho v_1 A (v_0 - v_2) \tag{1.8}$$

風車を通過する時の風速  $v_1$  は、(1.7) 式と (1.8) 式より次式となる。

$$\begin{aligned}
 A \frac{1}{2} \rho (v_0^2 - v_2^2) &= \rho v_1 A (v_0 - v_2) \\
 v_1 &= \frac{1}{2} (v_0 + v_2)
 \end{aligned} \tag{1.9}$$

風車の機械出力  $P_{wt}$  [W] は、 $F$  と  $v_1$  の積で表されるため (1.10) 式となる。

$$\begin{aligned}
 P_{wt} &= Fv_1 \\
 &= \frac{1}{4}A\rho(v_0 - v_2)(v_0 + v_2)^2 \\
 &= \frac{1}{4}A\rho v_0^3(1 - a)(1 + a)^2
 \end{aligned} \tag{1.10}$$

(1.1) 式, (1.2) 式および (1.10) 式より, 風車の理想効率  $\eta$  は (1.11) 式で求められる。

$$\eta = \frac{P_{wt}}{P_0} = \frac{(1 - a)(1 + a)^2}{2} \tag{1.11}$$

ここで,  $a$  は減速比という。(1.11) 式をグラフで描くと図 1.11 となり, 最大値  $\eta_{\max}$  をとることがわかる。計算すると減速比  $a = 1/3$  のとき  $\eta_{\max} = 0.593$  となり, 理想風車の最大効率が 59.3% となることがわかる。理想風車でも最大効率は 59.3% が限界となり, この限界値をベッツの限界という<sup>(30)</sup>。実際の風車の効率は, 風速によって変化して最大で 40% 台である<sup>(31)</sup>。

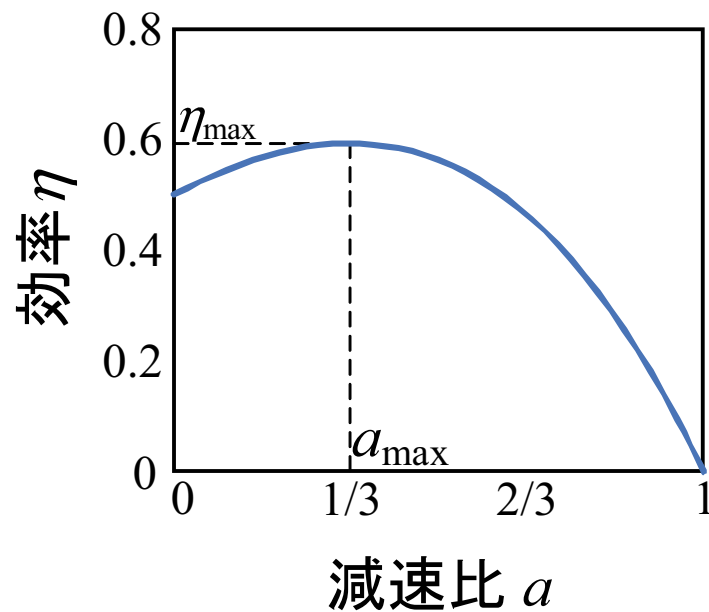


図 1.11 理想風車の減速比と効率の関係

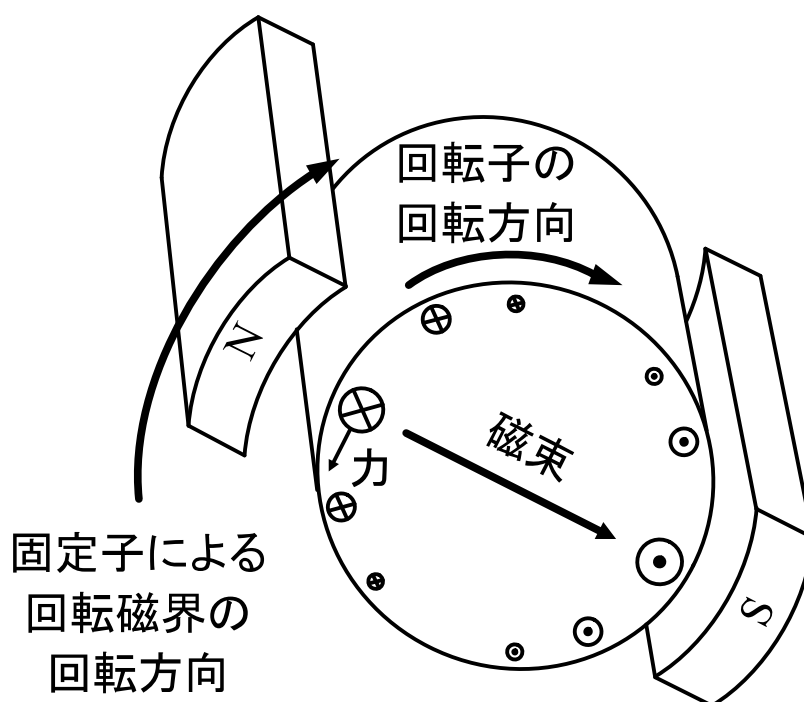


図 1.12 誘導発電機の原理図

次に、発電機の種類と特長について説明する。風力発電は交流発電機を使用し、機械エネルギーを電気エネルギーに変換する。使用する交流発電機は、誘導発電機と同期発電機の二種類に大別される。まず、誘導発電機について説明する。図 1.12 に、誘導発電機の原理図を示す。誘導機は、回転子と、回転磁界を生み出す固定子から構成される。図 1.12 では、固定子で生み出される回転磁界を N と S の磁極で模擬し、時計回りに回転させている。風力発電システムでは、風車にギアを介して発電機の回転子に接続される。時計回りの回転磁界の回転数より大きな回転数で回転子を時計回りに回転させる。相対的に回転磁界を静止状態とすると、回転子は時計回りに回転しているとみなせる。回転子の導体には、フレミングの右手の法則により図の丸やバツで示す方向に起電力が誘導される。この起電力より少し位相が遅れて回転子の導体に短絡電流が流れる。アンペアタンの法則より固定子にはこれと同相の電流が流れ、発電機として作用する。回転子には反時計回りの力が発生するため、風車はこれを上回る力で回転することで、風力エネルギーが電気エネルギーに変換される。

次に、同期発電機について説明する。同期発電機は、界磁巻線に直流電流を流して磁束を作る界磁部と交流電圧を発生する電機子部で構成される。界磁部を固定子とし電機子部を回転子とする回転電機子形と、界磁部を回転子とし電機子部を固定子とする回転界磁形がある。回転界磁形が広く使われており、風力発電でも回転界磁形が使用される。図 1.13 に、三相同期発電機の原理図を示す。界磁極には界磁巻線が巻かれており、これに直流電流を流して磁束を発生させる。固定子には電機子巻線が巻かれており、界磁極が回転する方向(図 1.13 は



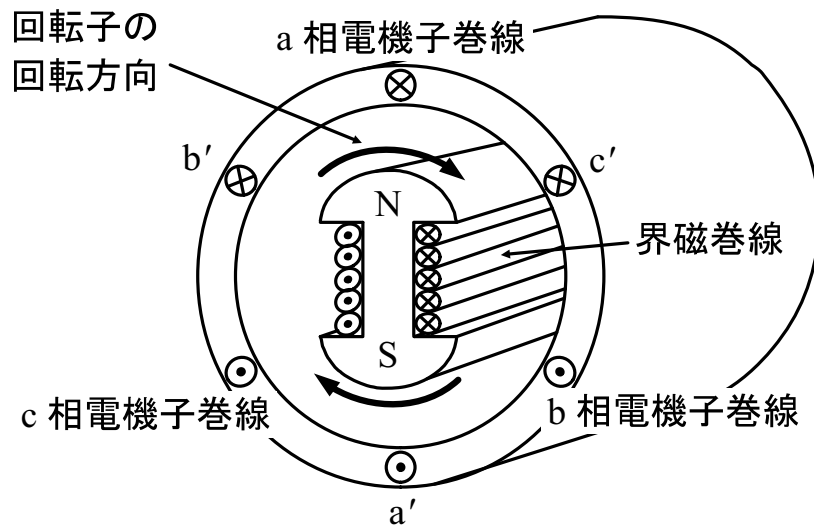


図 1.13 三相同期発電機の原理図

時計回り)に電気角で $120^\circ$ ごとにa相, b相, c相電機子巻線が配置されている。図 1.13 の極対数  $p$  が1であるため, 1回転で電気角は $360^\circ$ となる。界磁極は角速度  $\omega$  で時計回りに回転し, フレミングの右手の法則より正弦波状の電圧が誘導される。a相電機子巻線の位置をN極が通過したとき, 起電力は最大となる。b相, c相電機子巻線はa相電機子巻線に対して $120^\circ$ ,  $240^\circ$ ずれた位置に配置しているため, N極が通過するタイミングも $120^\circ$ ,  $240^\circ$ 遅れる。その結果, 三相同期発電機の起電力は $120^\circ$ ずつずれた三相電圧が得られる。起電力の周波数  $f[\text{Hz}]$  は, 次式で表すことができる<sup>(32)</sup>。

$$f = p N_s \quad (1.12)$$

ただし,  $N_s$  は界磁極の回転数 [rps],  $p$  は極対数である。周波数  $f$  は極対数  $p$  に比例するため,  $p$  を増やすことでギアレス化が可能である。ギアレス化により, 機械的損失を減らすだけでなく, 騒音も小さくすることができる。また, この界磁極を永久磁石に変更することで励磁を不要にし, 損失を減らすことが可能である。この同期発電機は, 永久磁石同期発電機 (Permanent Magnet Synchronous Generator : PMSG) と呼ばれる。

表 1.4 に誘導発電機, 同期発電機の比較を示す<sup>(33)</sup>。誘導発電機は同期発電機と比較し構造が簡易で安価である。しかしながら, 誘導発電機ではその構造上系統からの励磁が必要となり, 単独運転が不可能である。また, 誘導発電機は系統の周波数に依存した一定速での運転が基本となる。そのため, 増速ギアにより発電機の回転数を系統の周波数と同期させる必要があるが, 増速ギアは騒音の原因となる。さらに, 誘導機の出力変動により無効電力変動に伴う系統電圧変動や, 発電機系統並入時に突入電流が発生するなど電力系統に悪影響を及ぼすといった問題がある。一方で, 同期発電機は誘導発電機と比較し構造が複雑, かつ大型であるためコストは高くなる。発電機の出力周波数は風速によって大きく変動するが, 同期発

電機の場合インバータを介して電力系統などに接続し、風速に応じて発電機の回転数を制御する可変速運転が基本である。インバータを経由し電力系統に連系するため、発電に伴う無効電力の障害や系統並入時の突入電流がなく電力品質が良いという特長を有している。また、永久磁石を用いた PMSG では単独運転が可能であり、誘導機と比較して、励磁が不要なことより高効率、かつメンテナンス性に優れる。

表 1.4 誘導発電機，同期発電機の比較

	誘導発電機	同期発電機
構造	簡易	複雑
運転	容易	困難
単独運転	不可	可
可変速運転	不可	可
効率	低	高
騒音	大	小

### 1.2.3 独立型風力発電システムの特徴と導入動向

風力発電システムを含む再生可能エネルギーを用いた発電システムは、発電された電気の使い方によって系統連系型と独立型の2種類に分類される。系統連系型は、発電した電力が電力会社から供給される電力と一体となって利用されるものである。家庭や事業所などに設置される太陽光発電や、ウィンドファームなどに設置される風力発電などがこれに相当する。発電システムが電力系統に接続された状態で稼働するため、発電電力の大きさや品質、システムの故障が他の一般家庭や事業所に影響を及ぼすことになる。したがって、系統連系型の発電システムの設置や運転は、所定の基準を守り、公共の安全確保や発電電力の品質確保に努めることが必要である。一方、独立型は、商用電源が敷設されていない場所などでの電源として独立して使われるものをいう。例として、山小屋での電力確保や、自然公園内のトイレなどの設備で使われる電力の確保など、非電化地域での電源利用のほかに街路灯、無人監視カメラなどの電源としても多く利用されている<sup>(34)</sup>。電力の発生から消費までのすべてが自己の責任の範囲であるため、発電電力の品質などが他の設備に影響を与えることがない。そのため、事故の設備や安全管理さえ十分であれば、所定の届け出と検査の元に自由に設置や運転をすることが可能である。

独立型風力発電システムは、主に小容量の風力発電設備が用いられる。図 1.14 に、小容量の風力発電設備の単年度設置台数予測を示す<sup>(35)</sup>。図 1.14 より、2010 年度の小容量風力発電設備の単年度設置台数 2,000 台のうち独立型が 1,900 台である。それに対し、2020 年度は単年度の設置台数が 30,000 台までのぼり、うち 18,000 台が独立型であると予測している。このことから独立型風力発電システムの市場が増加していくことが予想されている。

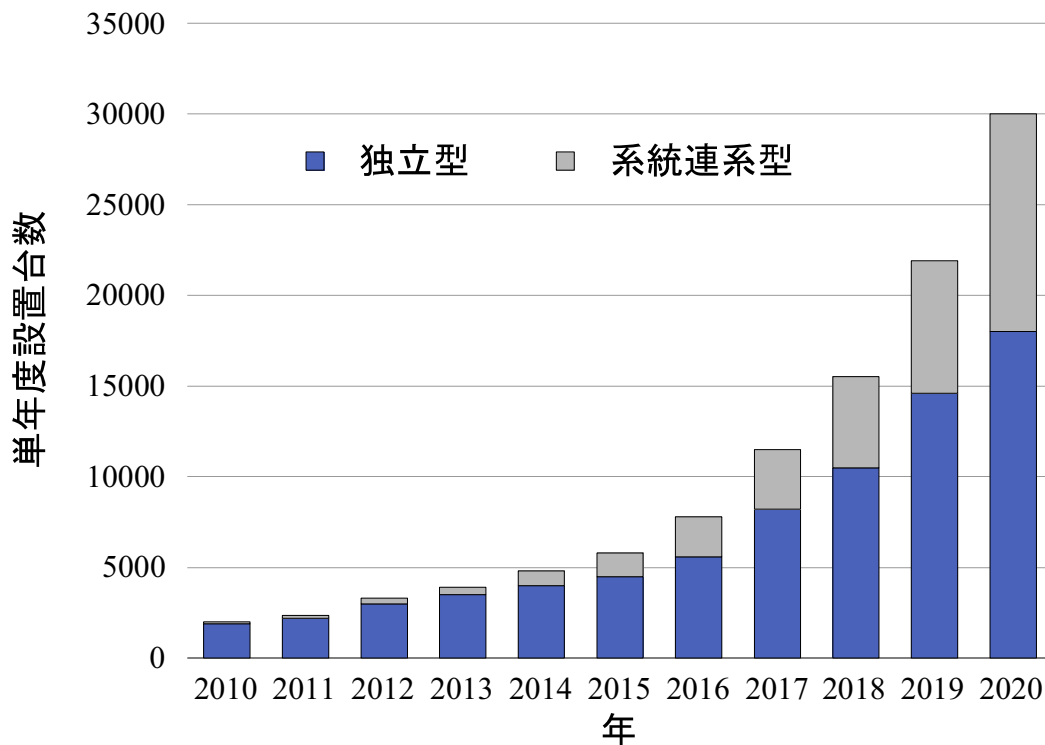


図 1.14 小容量の風力発電設備の単年度設置台数予測

図 1.15 に独立型風力発電システムの構成例を示す。ここでは、交流負荷に電力を供給する。独立型は、天候に左右される発電電力に依存せずに負荷へ電力を供給するため、バッテリー等の蓄電デバイスが必要となる。そのため発電した交流電力を交流のまま負荷へ伝送できず、図 1.15 のように発電した交流電力を整流回路を介して直流に変換し、再びインバータ回路により交流電力へ変換する AC/DC/AC リンク方式が用いられる。AC/DC/AC リンク方式は変換器を 2 つ以上使用するため、コスト増加につながるが、出力変動に関係なく品質の高い電力として負荷に供給できる。また、PMSG は発電電圧の周波数が風速によって変化するため交流のまま負荷へ伝送できず、同様に AC/DC/AC リンク方式が用いる必要がある。上述のとおり PMSG は大型化する半面、ギアが必要ないためメンテナンスを減らすことができ、騒音が小さいという利点がある。特に独立型風力発電システムは市街地に設置されることが多いため、騒音の問題は非常に重要である<sup>(36)</sup>。そのため、風力発電システムの発電機には PMSG が多く用いられている<sup>(37-44)</sup>。

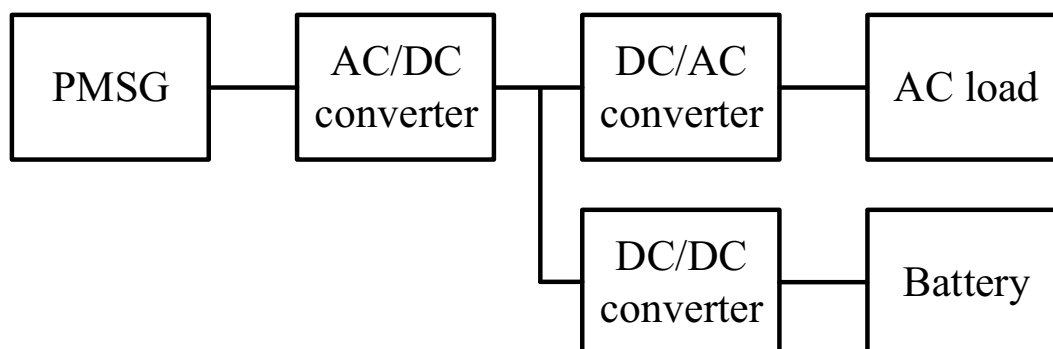


図 1.15 独立型風力発電システムの構成例

### 1.3 研究目的

独立型風力発電システムは、ビル間などの小さなスペースで比較的低所での設置が多い<sup>(45)</sup>。平均風速が低い都市エリアでの設置が想定されるため発電電力が小さく、発電の継続や得られた電力を有効に利用する必要がある。よって、街路灯などの負荷の駆動可能な時間を長くするためには独立型風力発電システムの電力変換効率向上が重要である。本論文では、高効率駆動が可能な独立型風力発電システムを提案する。本研究の目的は、以下のとおりである。

1. Dual Active Bridge (DAB) コンバータを用いた独立型風力発電システムを提案し、その有効性をシミュレーションにより明らかにする。
2. 軽負荷時の DAB コンバータの効率改善が可能な簡易な制御法を提案し、その有効性をシミュレーションにより明らかにする。

### 1.4 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、地球温暖化について述べ、再生可能エネルギーの重要性を説明する。また、風力発電の種類や原理を説明し、特に独立型風力発電システムの特徴と課題を説明する。さらに、本論文の概要について説明する。

第2章では、独立型風力発電システムの研究動向とバッテリーコントローラに適用する DAB コンバータの研究動向について述べ、検討すべき課題を明らかにする。はじめに、他の文献で提案されている独立型風力発電システムおよびそれらのシステムにおける克服すべき課題について述べる。次に、独立型風力発電システム内のバッテリーコントローラに適用する電力変換器の要求事項について述べる。DAB コンバータが適していることを説明し、DAB コンバータの欠点と対策法の研究動向について述べる。これらから、高効率な独立型風力発電シ

システムの開発と電圧変動および負荷変動に対する DAB コンバータの効率改善が必要であることを明らかにする。

第3章では、バッテリー充放電用 DAB コンバータを用いた独立型風力発電システムを検討する。はじめに、DAB コンバータを用いた独立型風力発電システムの構成を示し、各制御について述べる。次に、計算機シミュレータにより、風速に依存せずに交流負荷の消費電力を一定に制御可能であることを明らかにする。また、抵抗で模擬した交流負荷を三相モータ負荷に置き換え、モータ負荷にも同様に一定に電力を供給できることを明らかにする。最後に、先に提案された風力発電システムと提案する DAB コンバータを用いたシステムを比較し、DAB コンバータを用いたシステムが高効率であることを明らかにする。

第4章では、第3章の独立型風力発電システムにおけるバッテリー充放電用 DAB コンバータの直流リンク電圧可変制御を提案し、軽負荷時のバッテリー放電モード時の高効率放電動作について述べる。はじめに、第3章で使用していた DAB コンバータの直流リンク電圧一定制御の課題として、伝送電力が軽負荷ときにおいて放電によるバッテリー電圧低下に伴い電力変換効率を低下することを述べる。次に、バッテリー電圧の低下に応じて直流リンク電圧を低くする直流リンク電圧可変制御によって軽負荷時の効率改善が可能であることを述べ、先に適用されている直流リンク電圧可変制御と提案する直流リンク電圧可変制御の違いを説明する。次に、直流リンク電圧可変制御を適用したバッテリー充放電用 DAB コンバータを用いた独立型風力発電システムのバッテリー放電動作を実機検証し、提案する制御法の有効性およびシステムの正常動作を確認する。最後に、計算機シミュレータにより DAB コンバータの直流リンク電圧一定制御と直流リンク電圧可変制御を比較し、直流リンク電圧可変制御の軽負荷時の効率改善効果を明らかにする。

第5章では、バッテリー充放電用 DAB コンバータの全負荷範囲高効率駆動法を検討する。はじめに、直流リンク電圧指令値切替制御を検討する。第4章の直流リンク電圧可変制御は、軽負荷時の電力変換効率の向上効果がある一方で、重負荷時では直流リンク電圧一定制御の方が高効率である。そのため、DAB コンバータの伝送電力に応じて直流リンク電圧指令値を切り替えることで重負荷時の効率低下なしで軽負荷時の効率が向上する。計算機シミュレータにより、負荷変動に応じて指令値の切替が正常に行えることを明らかにする。その後、DAB コンバータの直流リンク電圧指令値切替制御による効率改善効果による影響を検討する。最後に、今後の検討課題である、バッテリー容量を増大させたシステムのさらなる高効率駆動に向けた並列接続 DAB コンバータの制御法について概要を説明する。定格電力の大きい発電機への変更に伴いバッテリー容量を増加し、DAB コンバータの台数を増加させる。独立型風力発電システムの構成、および DAB コンバータの動作モードを示し、さらなる高効率駆動がさらなる高効率駆動が期待できることを述べる。

第6章では、本論文で得られた研究成果および今後の研究課題について述べる。



## 第2章 独立型風力発電システムとDABコンバータの研究動向

本章では、独立型風力発電システムの研究動向とバッテリーコントローラに適用する Dual Active Bridge (DAB) コンバータの研究動向について述べる。はじめに、独立型風力発電システムの研究動向およびそれらのシステムにおける克服すべき課題について述べる。次に、独立型風力発電システム内のバッテリーコントローラに適用する電力変換器の要求事項について述べ、DAB コンバータが適していることを説明する。最後に、DAB コンバータの欠点と対策法の研究動向について述べる。

### 2.1 独立型風力発電システムの研究動向

本節では、独立型風力発電システムの研究動向と課題について述べる。以下に、周速比制御にダイオード整流器と昇圧チョップを用いたシステム、ダイオード整流器と降圧チョップを用いたシステム、Pulse Width Modulation (PWM) 整流器を用いたシステムについて説明する。周速比制御については、第3章で詳細に述べる。

#### 2.1.1 ダイオード整流器と昇圧チョップを用いた独立型風力発電システム<sup>(46,47)</sup>

図 2.1 に、文献 (46), (47) で用いられている独立型風力発電システムを示す。図 2.1 のシステムは、研究対象の風車、永久磁石同期発電機 (Permanent Magnet Synchronous Generator : PMSG) の後段に、ダイオード整流器、インターリーブ方式昇圧チョップ、フルブリッジ DC/DC コンバータ、バッテリーであり、インターリーブ方式昇圧チョップの出力側に降圧チョップとダンプロードが接続された構成である。ダイオード整流器は、PMSG の三相交流出力を直流に変換するために用いる。インターリーブ方式昇圧チョップは、風から得られる機械出力を最大化するために周速比を制御する。フルブリッジ DC/DC コンバータは、バッテリーの充電制御を行う。降圧チョップは、発電電力が許容電力を超過した際に余剰電力をダンプロードに伝送する制御を行う。

ダンプロードを有する独立型風力発電システムは、ダンプロードおよびその冷却装置によるシステムの大規模化が問題点として挙げられる。そこで、文献 (46) では、発電電力がバッテリーの許容電力を超過するような高風速時は、風車の機械出力を低下させる可変周速比制御

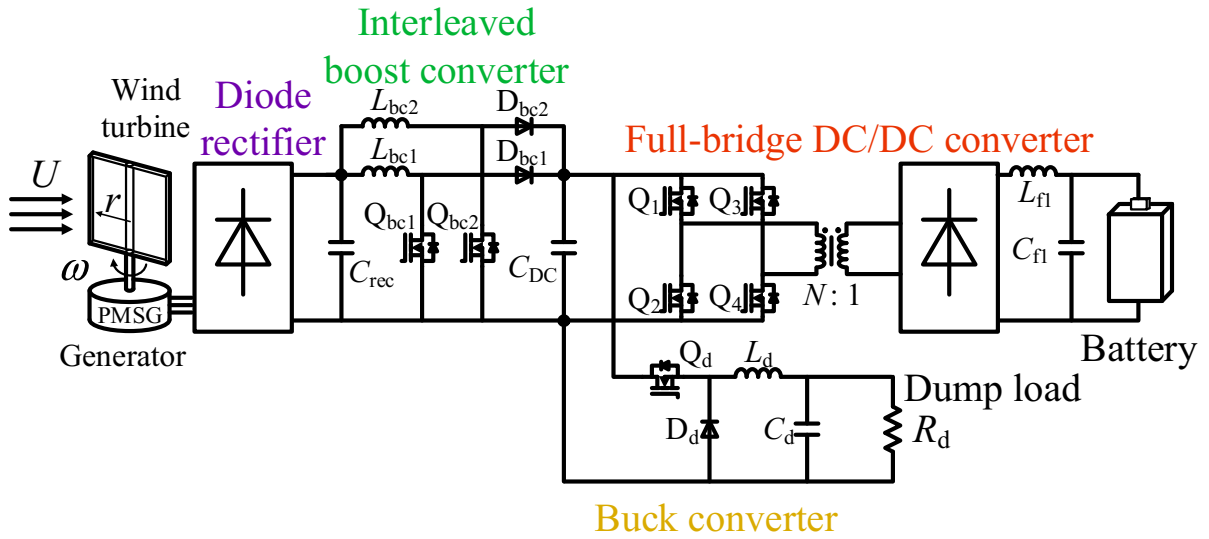


図 2.1 先行研究の独立型風力発電システム (46,47)

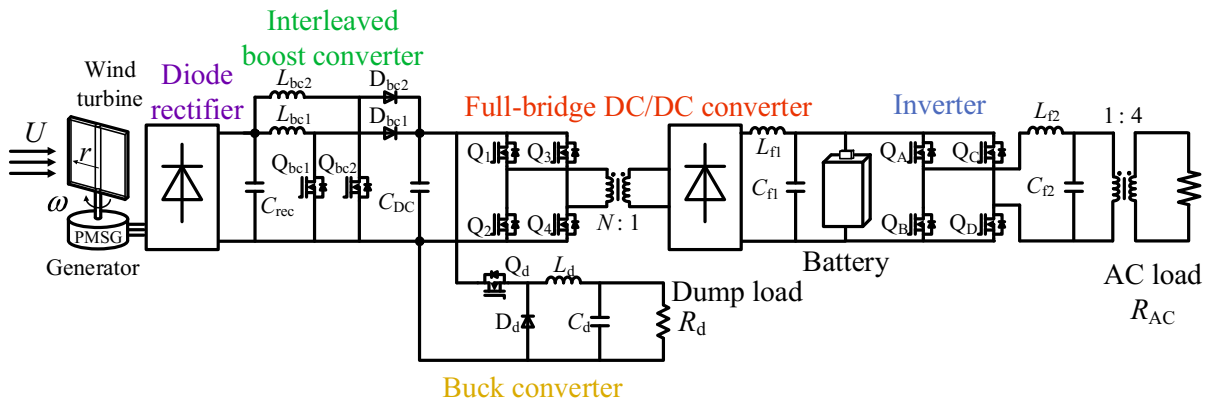


図 2.2 交流負荷を接続したときの図 2.1 の独立型風力発電システム (46,48,49)

を提案している。低風速時は、周速比制御により風車の効率を最大化し、機械出力を最大化して発電する。高風速時は、周速比を変化させてあえて効率を低下させることにより、機械出力を下げ、発電を抑制する。これにより、余剰電力が抑えられてダンプロードで消費する電力が小さくなるため、ダンプロードおよびその冷却装置の小型化を可能としている。

しかしながら、図 2.1 のシステムは、電力損失が大きいという課題を持つ。このシステムは、街路灯や農業用水汲み上げポンプなどの交流負荷の独立電源としての用途を想定している。また、バッテリーの充電と絶縁のために接続されたフルブリッジ DC/DC コンバータは、電力を一方向にしか伝送できない。そのため、バッテリーから交流負荷への電力伝送をする場合、バッテリーと交流負荷の間にインバータを接続しなければならない。図 2.2 に、交流負荷



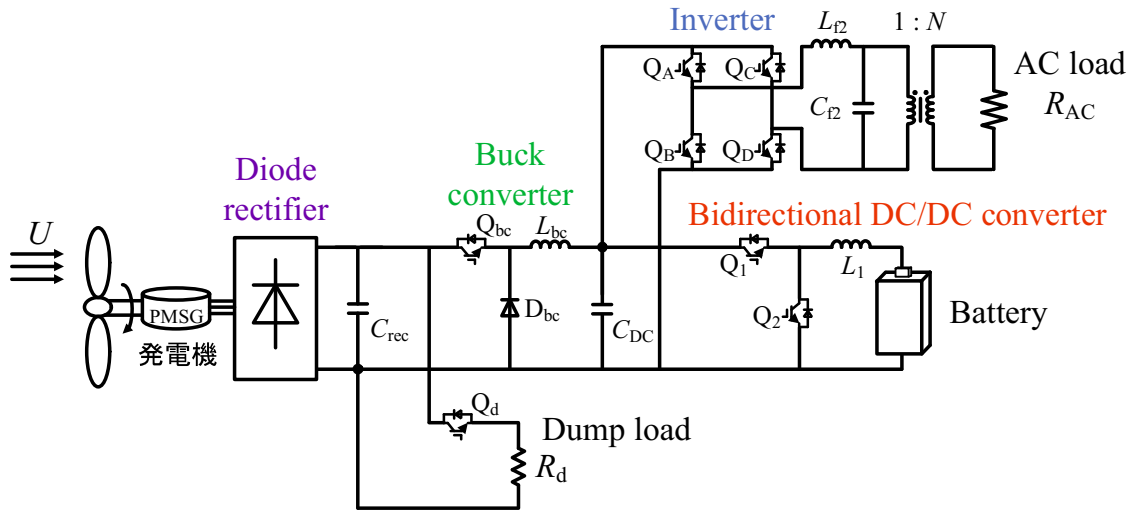


図 2.3 ダイオード整流器と降圧チョップを用いた独立型風力発電システム<sup>(50)</sup>

を接続したときの図 2.1 の独立型風力発電システムを示す。図 2.2 より、発電機-交流負荷間の電力変換器の直列段数は、ダイオード整流器、昇圧チョップ、フルブリッジ DC/DC コンバータ、インバータの 4 段となる。各電力変換器でそれぞれ電力損失が発生するため、電力変換の直列段数の多い図 2.2 のシステムは、発電電力を交流負荷で効率的に利用できない。また、インバータの入力電圧はバッテリー電圧であり、満充電状態でも約 50 Vdc と低電圧である。そのため、交流負荷に定格電力を供給するために電流は大きくなり、インバータでの電力損失が増大してしまう。加えて、出力電圧も 25 Vrms と低く、交流負荷へ実効値 100 Vrms を印加するためには巻数比 1 : 4 の商用トランスによる昇圧が必要となる。その結果、商用トランスによりシステムの大型化につながる。

### 2.1.2 ダイオード整流器と降圧チョップを用いた独立型風力発電システム<sup>(50)</sup>

図 2.3 に、文献 (50) のダイオード整流器と降圧チョップを用いた独立型風力発電システムを示す。風車、発電機の後段に、ダイオード整流器、降圧チョップ、インバータ、トランス、交流負荷が接続されている。また、ダイオード整流器と降圧チョップの間にダンプロード、降圧チョップとインバータの間に双方向チョップとバッテリーが接続されている。図 2.3 のシステムは、発電機-交流負荷間の電力変換器の直列段数が整流器、降圧チョップ、インバータの 3 段であり、図 2.2 の先行研究のシステムより直列段数が 1 段少ない。また、後述の本論文で提案するシステムとは同じ段数である。しかしながら、このシステムはインバータ前段の DC リンク部が低電圧のため、インバータ後段にトランスが必要となる。その結果、図 2.2 の先行研究のシステムと同様に、インバータでの電力損失の増加やトランスによるシステムの大型化につながる。

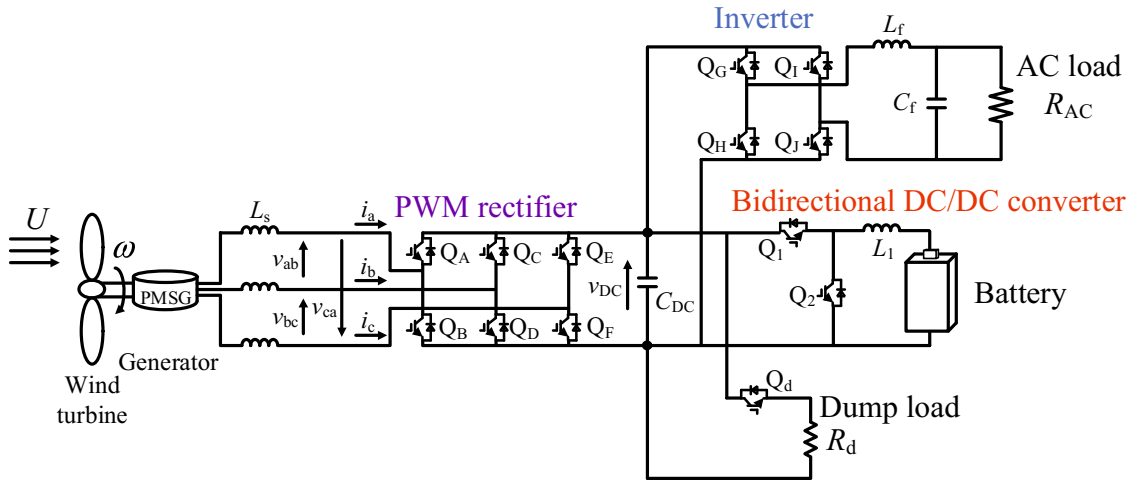


図 2.4 PWM 整流器を用いた独立型風力発電システム<sup>(51)</sup>

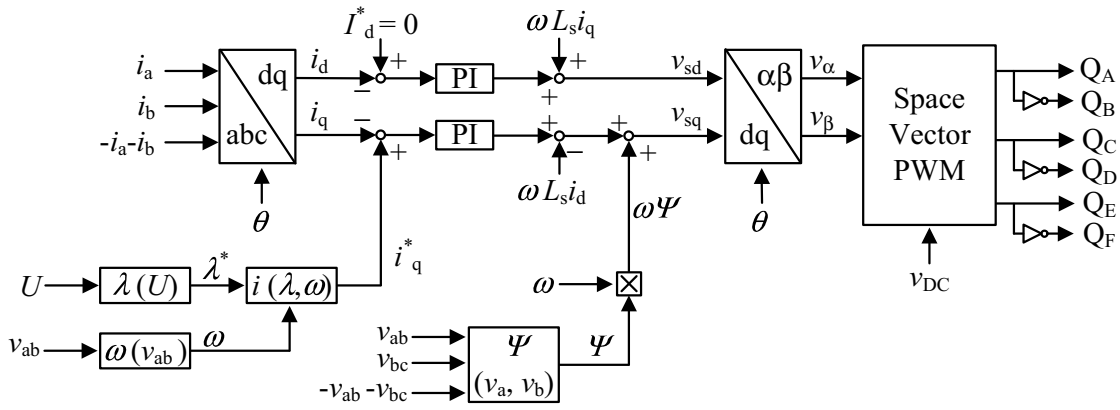


図 2.5 図 2.4 の PWM 整流器の制御ブロック図

### 2.1.3 PWM 整流器を用いた独立型風力発電システム<sup>(51)</sup>

図 2.4 に、文献 (51) の PWM 整流器を用いた独立型風力発電システムを示す。風車、発電機の後段に、PWM 整流器、インバータ、交流負荷が接続されている。また、PWM 整流器とインバータの間の直流リンクキャパシタ  $C_{DC}$  に双方向チョップとバッテリー、ダンプロードが接続されている。図 2.4 のシステムは、発電機-交流負荷間の電力変換器の直列段数が PWM 整流器とインバータの 2 段であり、図 2.2 の先行研究のシステムや後述の本論文で提案するシステムより段数が少ない。そのため、このシステムは発電機-交流負荷間の電力損失が最も小さいことが予想される。しかしながら、このシステムはセンサ数の増加やセルバランス回路の追加が必要となるデメリットがある。このシステムは、PWM 整流器を用いて周速比制御を行う。図 2.5 に、図 2.4 の PWM 整流器の制御ブロック図を示す。はじめに、発電機出力電流  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c (= -i_a - i_b)$  の dq 変換を行って  $i_d$  と  $i_q$  を算出する。 $i_d$  は、 $I_d^*$  との差分を

取って  $i_d = 0$  となるように制御する。 $i_q$  は風速  $U$  と風車の回転角速度  $\omega$  から求めた指令値  $i_q^*$  との差分を取る。風車の回転角速度  $\omega$  は、発電機線間電圧  $v_{ab}$  の周波数を基に算出する。その後、それぞれの PI 補償器出力値に発電機のインダクタンス  $L_s$  や磁束  $\Psi$  などを用いて加減算し、 $v_{sd}$  と  $v_{sq}$  を算出する。磁束  $\Psi$  は、発電機線間電圧  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}(= -v_{ab} - v_{bc})$  を時間積分することで求める。PWM 整流器のスイッチングデバイス  $Q_A \sim Q_F$  のゲート信号は、 $v_{sd}$  と  $v_{sq}$  を逆 dq 変換し、直流リンク電圧  $v_{DC}$  を用いて空間ベクトル変調方式 PWM によって生成する。図 2.2, 図 2.3 のシステムや後述の本論文で提案するシステムなど、ダイオード整流器と昇圧チョップまたは降圧チョップを用いた周速比制御では、使用するセンサ数が  $U$  と  $v_{ab}$  の 2 つである。一方で、PWM 整流器では  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $U$ ,  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{DC}$  の 6 つ使用し、dq 変換や空間ベクトル変調方式 PWM をするため制御が比較的複雑となる。センサ数の低減は、AD 変換などの演算量が低減されて安価な汎用演算装置を使用することが可能になるだけでなく、部品点数の低減により故障率の低下やメンテナンス項目の低減にもつながる。また、残った演算装置の入力チャンネルを利用してキャパシタの劣化診断<sup>(52)</sup> や素子温度の監視などの新たな機能を追加することも可能である。また、図 2.4 のシステムは商用トランスレスで交流負荷に 100 Vrms の電圧を印加するため、直流リンク電圧  $v_{DC}$  が 200 V 程度必要である。そのため、バッテリーの充放電によって電力を伝送する際、双方向チョップの昇降圧比を高くするかバッテリーを多段接続する必要がある。昇降圧比を高くする場合は、双方向チョップの電力損失の増加につながる。バッテリーのセルを多段接続する場合は、バッテリーセルの劣化や環境温度の違いで生じる性能のばらつきによる影響が大きくなる。セル電圧にばらつきが発生すると放電終止電圧や満充電電圧まで使おうとしたとき、セルの過充電や過放電により発煙や発火を引き起こす危険性がある。そのため、一つのセルが放電終止電圧や満充電電圧に到達したとき、放電や充電を停止する必要があるが、実用上のバッテリー容量が低下してしまう。それを防ぐため、各セル電圧を均等化するセルバランス回路が必要となる<sup>(53-55)</sup>。図 2.6 に、リニアテクノロジー製マルチセル・バッテリー・バランス IC 「LTC3300-1」を用いたセルバランス回路構成例を示す<sup>(55)</sup>。各バッテリーセルにそれぞれトランスやスイッチングデバイス、抵抗を接続している。LTC3300-1 は、各セル電圧を検出してスイッチングデバイスのゲート信号を生成する。図 2.6 のセルバランス回路は、電圧の高いセル 6 のエネルギーをフライバックトランスを介して放電し、電圧の低いセル 1 にフライバックトランスを介して充電することで各セル電圧のバランスを制御する。しかしながら、セルバランス回路はセル電圧の均等化による電力損失が現在も課題として挙げられている<sup>(56)</sup>。LTC3300-1 は、電気自動車や電力網エネルギー貯蔵システムなどに利用され、他製品と比較して非常に高効率とされており、その伝送効率は最大で 92 % である<sup>(55,57)</sup>。また、駆動電源はバッテリーを使用し、待機時でも常に数十 mA の電流が必要である<sup>(58)</sup>。以上より、バッテリーセルを多段接続する場合、セルバランス回路によりバッテリーの蓄えたエネルギーが低下するデメリットがある。

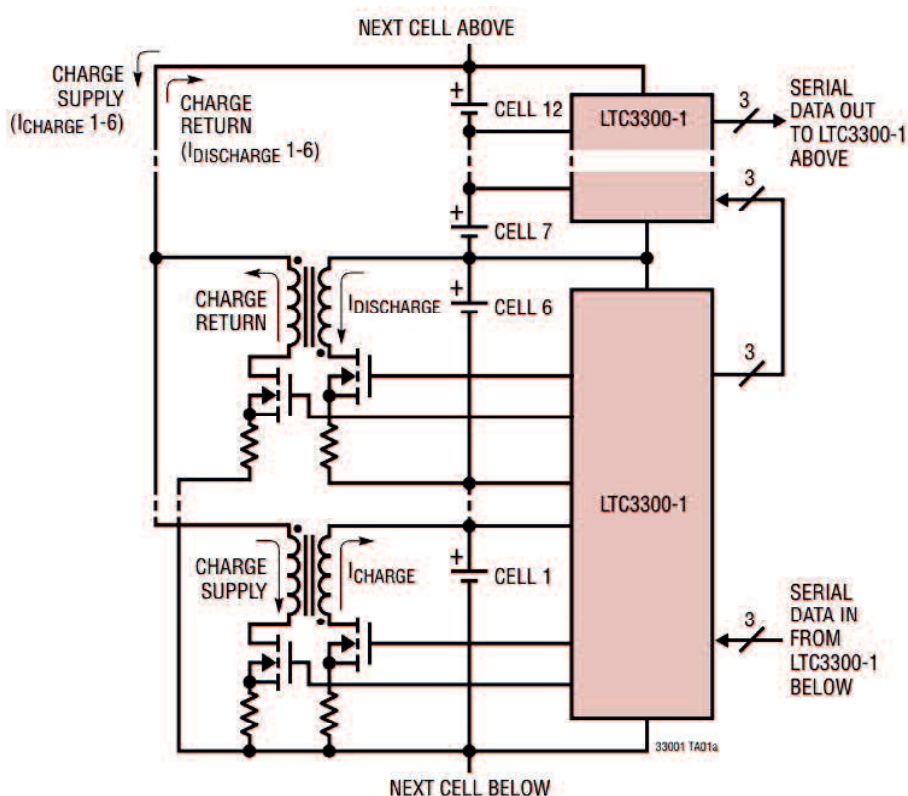


図 2.6 リニアテクノロジー製マルチセル・バッテリー・バランス IC 「LTC3300-1」を用いたセルバランス回路構成例<sup>(55)</sup>

表 2.1 各独立型風力発電システムの比較

	図 2.2 のシステム	図 2.3 のシステム	図 2.4 のシステム
電力変換器直列段数	4 段	3 段	2 段
商用トランスによる昇圧	必要	必要	不要
セルバランス回路	不要	不要	必要

### 2.1.4 検討すべき課題

表 2.1 に、各独立型風力発電システムの比較を示す。図 2.2 のシステムや図 2.3 のシステムは、商用トランスによる昇圧が必要であるため、システムの電力損失が大きい。一方で、電力変換器の直列段数では図 2.4 のシステムが一番少なく高効率化が望めるが、セルバランス回路が必要である。また、周速比制御用のセンサが比較的多く必要である。そのため、独立型風力発電システムを実用化する上での課題として、電力変換器の直列段数の低減による高効率化、センサ数が少ない実用的なシステムの実現が挙げられる。本論文では、周速比制御にダイオード整流器と昇圧チョップを用いることで制御を簡易化し、かつ、図 2.2 のシステムや図 2.3 のシステムと比較して高効率な独立型風力発電システムを検討する。

## 2.2 バッテリコントローラに適用する電力変換器

独立型風力発電システムには、発電電力の変動に依存せずに負荷へ一定電力を供給するため、バッテリーおよびバッテリーコントローラが必須となる<sup>(59)</sup>。文献(60)を参考に、バッテリーコントローラに適用するDC/DCコンバータに要求する項目を以下のとおりに定める。

### 1. 安全性の確保

地絡などの事故が生じた際に影響が波及するのを防ぐことが望まれる。そのためには、トランスを使用して直流リンク部とバッテリーの絶縁を図る必要がある。

### 2. 双方向の電力伝送

バッテリーの充放電動作を可能にするため、直流リンク部とバッテリーの双方向へバッテリー電力を伝送する。

### 3. 大容量化が容易

現在は小容量を対象としているが、今後の風力発電機やバッテリーの大容量化に対応するため、バッテリーコントローラも容易に大容量化が可能である必要がある。

### 4. 小型化が容易

小容量風力発電システムは、比較的狭い接地面積での使用が想定される。そのため、バッテリーコントローラも小型化する必要がある。

### 5. 広い電圧範囲および負荷範囲で高効率

バッテリー電圧は充放電によって変化し、また、風速により発電電力およびバッテリー電力が大きく変動する。そのため、広いバッテリー電圧範囲および負荷範囲で高効率駆動が可能である必要がある。

図 2.3 や図 2.4 で適用している双方向チョップは、前述のとおり昇降圧比を高くするほど低効率となる。加えて、非絶縁型であるため安全性の確保の要件も満たさない。上記の安全性の確保と双方向の電力伝送の要求より、本論文ではバッテリーコントローラに絶縁型双方向DC/DCコンバータを用いる。図 2.7 に、双方向絶縁型DC/DCコンバータの代表的な回路方式を示す。(a)～(c)は、高周波トランスの両端にDC/ACコンバータおよびAC/DCコンバータを接続する方式であり、ここではトランス電流を低減するため各コンバータをフルブリッジで構成している。(a)の共振型方式は、高周波トランスの左右に電圧形コンバータを接続し、また、トランスにキャパシタを直列接続することで共振を利用して駆動する方式である。さらに、スイッチング周波数と共振周波数の関係によって、ソフトスイッチングを達成できる。共振型はコンバータ出力電圧のパルス幅、両側コンバータの位相差、スイッチング周波数の操作もしくは複数の操作によって、電圧変動に対する高効率化を実現している。

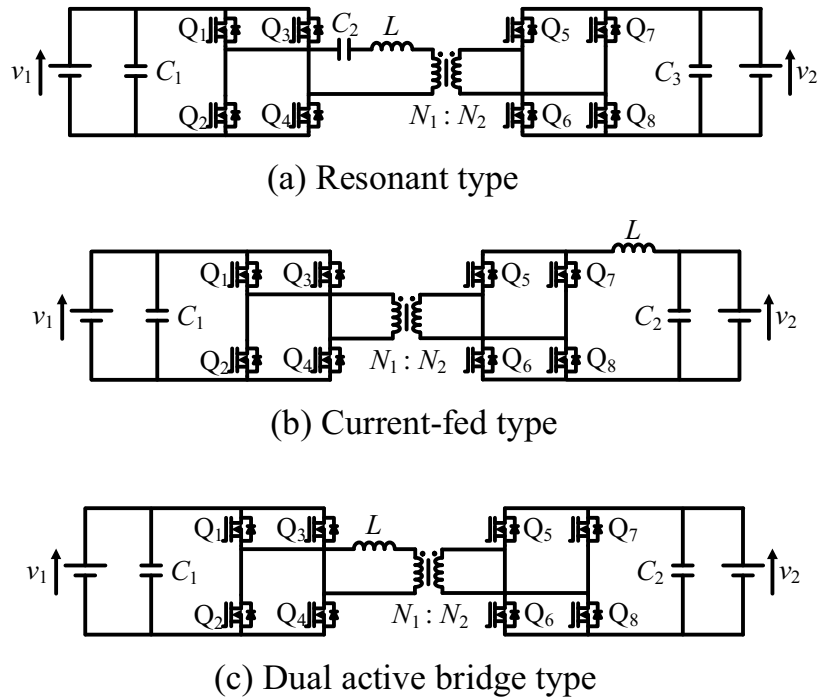


図 2.7 双方向絶縁型 DC/DC コンバータの代表的な回路方式

しかし、共振型は主電流がすべて共振キャパシタ出力  $C_2$  に流れるため、大容量化を想定するとキャパシタを多数接続する必要があり、大型化につながる。(b)の電流形方式は、高压側に電圧形コンバータ、低压側に電流形コンバータを接続する方式である。この方式は、電流形コンバータによって出力側の電流リップ抑制が可能なる点に特長がある。しかし、出力側のインダクタ  $L$  によってサージ電圧が発生する問題がある。電流形コンバータは、オフ時に  $L$  で蓄えたエネルギーがスイッチングデバイスの寄生容量に転流される。この転流により  $v_2$  よりさらに充電されるため、サージ電圧となる。サージ電圧を吸収するためには、電流形コンバータにスナバ回路を接続する必要がある。しかし、スナバ回路での損失が発生するだけでなく、部品点数の増加により大型化につながる。また、伝送方向によってスイッチングパターンが大きく異なるため、制御が複雑化する欠点もある。これらの理由から、共振型方式および電流形方式は小型化が困難である。(c)の Dual active bridge 方式のコンバータ (DAB コンバータ)<sup>(61,62)</sup> は、トランスの左右に電圧形インバータを接続する。位相シフト制御によって電力を伝送するため、サージ電圧がほぼ発生せずスナバ回路は不要である<sup>(63)</sup>。加えて、デッドタイム中の電流によりスイッチングデバイスの寄生容量が充放電されるため、追加部品なしで後述のゼロ電圧スイッチング (Zero-Voltage Switching : ZVS) が可能である。そのため、共振型方式や電流型方式と比較して部品点数が少なく、小型化が容易である。また、電力や伝送方向はスイッチングデバイスの位相シフト角のみで制御するため、制御も簡易な構成となる。絶縁や双方向の電力伝送ができ、大容量化や小型化も容易である点から、

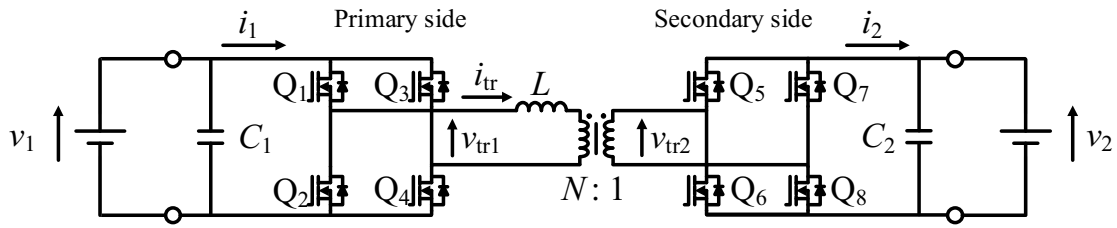


図 2.8 Dual Active Bridge (DAB) コンバータ

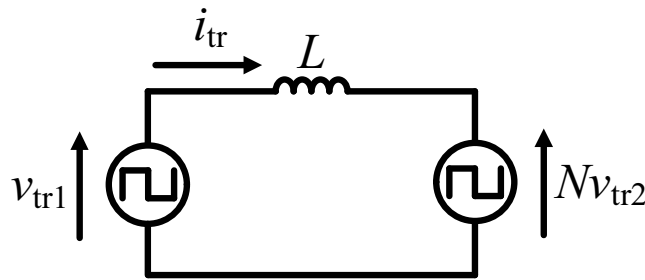


図 2.9 DAB コンバータの等価回路

DAB コンバータは直流送配電用やバッテリーコントローラ用のコンバータとして盛んに研究されている<sup>(64-73)</sup>。以上より、本論文では、バッテリーコントローラ用 DC/DC コンバータとして DAB コンバータを適用する。

### 2.3 DAB コンバータの基本動作

図 2.8 に、DAB コンバータの回路図を示す。インダクタ  $L$  は、トランスの漏れインダクタンスもしくは外付けインダクタである。上述したように、DAB コンバータは、一般に位相シフト制御を用いて電流や電力の制御を行う。ここで、位相シフト制御とは、各スイッチングデバイスのデューティ比を固定し、それぞれのスイッチングデバイスのスイッチングのタイミングのみを変化させる制御法である。この位相シフト制御により、DAB コンバータは一次側コンバータと二次側コンバータでそれぞれデューティ比 0.5 の矩形波の電圧を生成する。そのため、DAB コンバータはインダクタ両端に矩形波電圧源が接続された回路に変換できる。図 2.9 に、DAB コンバータの等価回路を示す。矩形波電圧源  $Nv_{tr2}$  は、トランス二次側電圧  $v_{tr2}$  を一次側換算した値である。これら 2 つの矩形波電圧の位相差  $\phi$  を操作することで電力伝送量と伝送方向を調節することができる。

図 2.10 に DAB コンバータのスイッチングとトランスの電圧波形を示す。図 2.10 は上から、一次側コンバータのスイッチングデバイス  $Q_1$  および  $Q_4$  の動作、 $Q_2$  および  $Q_3$  の動作、

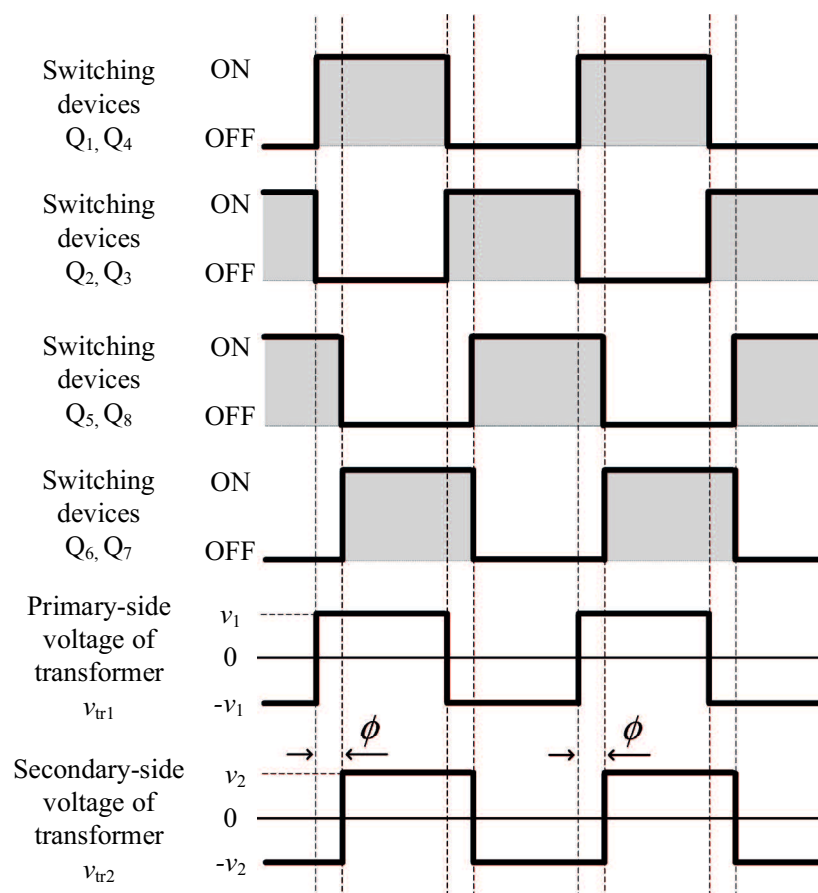


図 2.10 DAB コンバータのスイッチングとトランスの電圧波形

二次側コンバータのスイッチングデバイス  $Q_5$  および  $Q_8$  の動作,  $Q_6$  および  $Q_7$  の動作, トランス一次側の電圧  $v_{tr1}$ , トランス二次側の電圧  $v_{tr2}$  を示す。すべてのスイッチングデバイスはデューティ比 0.5 で固定であり, 操作量は位相シフト角のみである。仮にこの回路構成で通常の PWM で制御した場合, インバータ用の PWM 制御と PWM 整流器用の PWM の二つの制御系を用意しなければならず, センサなどの素子数や制御器の演算量が増加し, 制御系が複雑化する。また, 通常の PWM 制御ではスイッチングのデューティ比が変化するため, 一次側または二次側コンバータのスイッチングデバイスがすべてオフする区間が存在する。すべてのスイッチングデバイスが OFF してしまうと, 回路はハイインピーダンスとなり出力の電位が安定しない。しかし位相シフト制御では, 図 2.10 に示すように, 常にデューティ比 0.5 でスイッチングしているため各コンバータのスイッチングデバイスがすべてオフする区間はデッドタイム以外に存在せず, 安定した動作が可能となる。加えて, トランスに与えられる電圧のパルス幅が一定であるため, トランスの設計が容易というメリットもある。

図 2.11 に, 一次側から二次側に電力伝送したときの DAB コンバータの動作波形を示す。上から, DAB コンバータの一次側電流  $i_1$ , インダクタ  $L$  の一次側電圧  $v_{tr1}$ , 二次側電圧  $N v_{tr2}$ ,



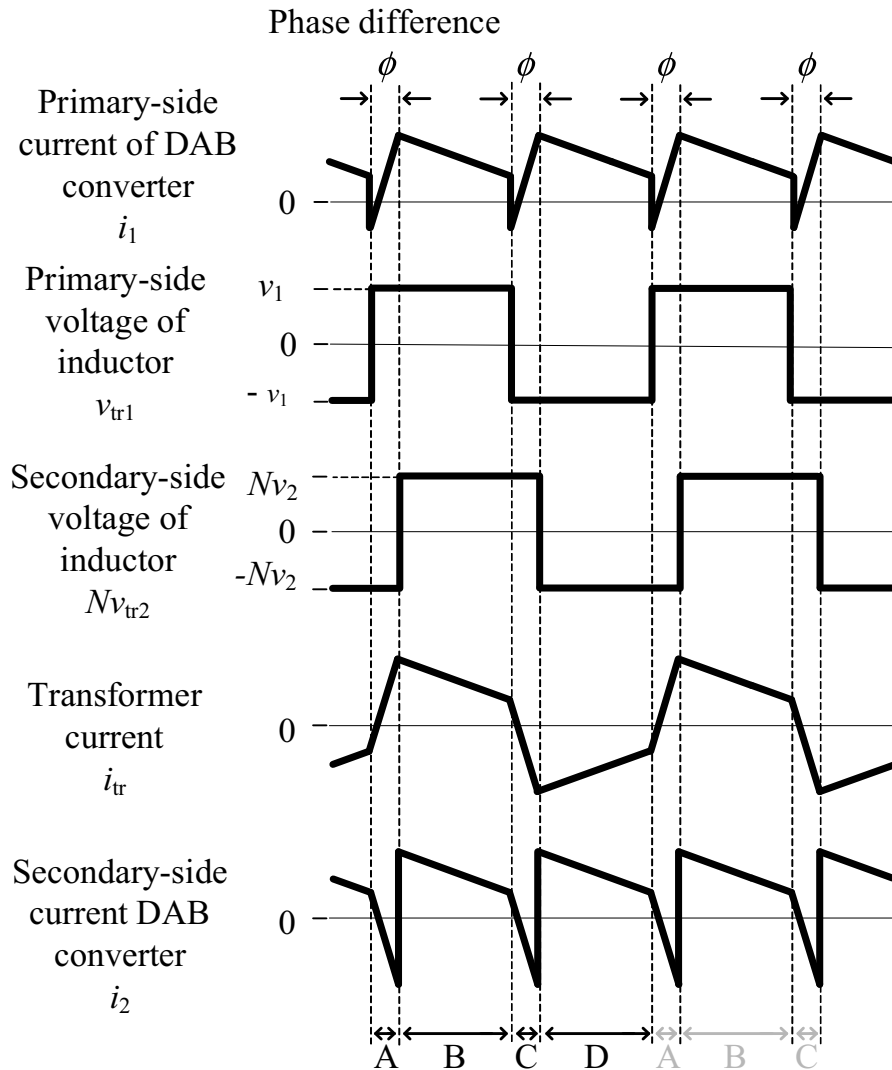


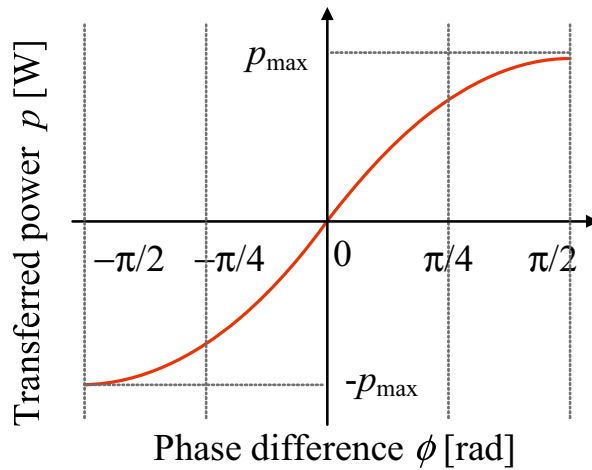
図 2.11 一次側から二次側に電力伝送したときの DAB コンバータの動作波形

トランス電流  $i_{tr}$ 、DAB コンバータの二次側電流  $i_2$  の波形を表す。 $v_{tr1}$  の振幅は DAB コンバータの一次側電圧源の大きさ  $v_1$ 、 $N v_{tr2}$  の振幅は二次側電圧源の大きさ  $N v_2$  であり、正と負の切り替わりが位相差  $\phi$  によってずれる。また、トランス電流  $i_{tr}$  の傾きは、ファラデーの電磁誘導の法則より次式で表される。

$$\frac{di_{tr}}{dt} = \frac{v_{tr1} - N v_{tr2}}{L} \quad (2.1)$$

ただし、トランスは漏れインダクタンス以外が理想状態のトランスとする。電流  $i_{tr}$  は、(2.1) 式より図 2.11 の区間 A ~ D の 4 通りに分けられる。

- 区間 A :  $v_{tr1} - N v_{tr2} = v_1 + N v_2$  によって急激に増加
- 区間 B :  $v_{tr1} - N v_{tr2} = v_1 - N v_2$  によって緩やかに変化


 図 2.12 位相差  $\phi$  と伝送電力  $p$  の関係

このとき、 $v_1 > N v_2$  なら緩やかに上昇、 $v_1 < N v_2$  なら緩やかに減少

- 区間 C:  $v_{tr1} - N v_{tr2} = -v_1 - N v_2$  によって急激に減少
- 区間 D:  $v_{tr1} - N v_{tr2} = -v_1 + N v_2$  によって緩やかに変化

このとき、 $v_1 > N v_2$  なら緩やかに減少、 $v_1 < N v_2$  なら緩やかに増加

区間 A と区間 C は位相差  $\phi$ 、区間 B と区間 D は  $\pi - \phi$  の長さで動作する。つまり、位相差を変化させると  $i_{tr}$  の波形も大きく変化する。DAB コンバータの一次側電流  $i_1$  および二次側電流  $i_2$  では、この  $i_{tr}$  を整流器によって直流に変換した波形が得られる。そのため、位相差を変化させて  $i_{tr}$  を変化させることで DAB コンバータの出力が変化する。DAB コンバータの二次側電流の平均値  $\overline{i_2}$  および伝送電力  $p$  は以下に示す式で表される<sup>(62,74)</sup>。

$$\overline{i_2} = \frac{N v_1}{2\pi f_{sw} L} \phi \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi}\right) \quad (2.2)$$

$$p = \frac{N v_1 v_2}{2\pi f_{sw} L} \phi \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi}\right) \quad (2.3)$$

ここで、 $f_{sw}$  はスイッチング周波数 [Hz] である。図 2.12 に、位相差  $\phi$  と伝送電力  $p$  の関係を示す。 $\phi > 0$  のとき  $p > 0$ 、 $\phi < 0$  のとき  $p < 0$  であることが確認できる。つまり、 $Q_1 \sim Q_4$  のスイッチングの位相に対して  $Q_5 \sim Q_8$  のスイッチングの位相が遅れのときは電力が一次側から二次側へ、進みのときは電力が二次側から一次側へ伝送される。また、(2.2) 式および (2.3) 式より、 $\phi = \pi/2$  で最大となり以下の値をとる。

$$\overline{i_{2(\max)}} = \frac{v_1}{2\pi f_{sw} L} \frac{\pi}{4} \quad (2.4)$$

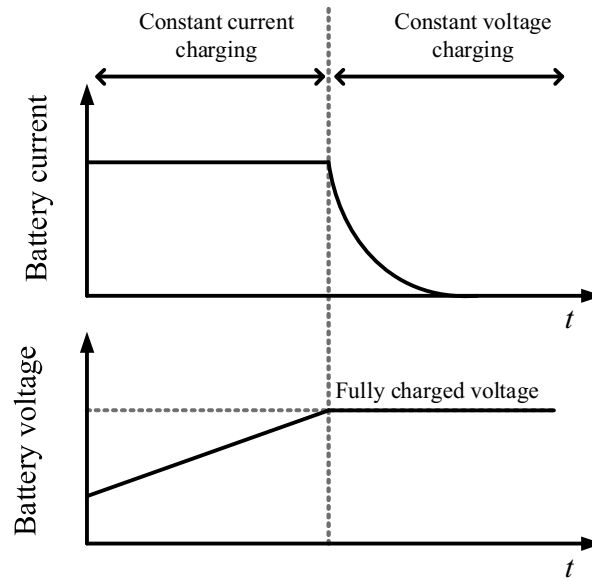


図 2.13 定電流定電圧充電

$$p_{\max} = \frac{N v_1 v_2 \pi}{2\pi f_{\text{sw}} L 4} \quad (2.5)$$

## 2.4 DAB コンバータを用いたバッテリー充放電制御

バッテリーの充電法は、定電流定電圧充電が広く用いられている<sup>(77-79)</sup>。定電流定電圧充電は、バッテリーの充電状態によって定電流充電制御と定電圧充電制御を切り替える制御である。図 2.13 に定電流定電圧充電の概要を示す。バッテリー電圧指令値は、バッテリーの満充電電圧に設定する。動作開始時は定電流充電制御により、満充電電圧に近い電圧に達するまで一定電流で充電する。バッテリー電圧が満充電電圧に近くなると定電圧充電制御へ切り替わり、バッテリー電圧を満充電電圧一定に保つ。切替時にバッテリー電圧と満充電電圧の偏差が大きいか、偏差を埋めるためバッテリー電流が大きくなる。そのため、バッテリー保護の観点から、定電圧制御はバッテリー電圧が満充電電圧に十分近い状態で行う必要がある。

バッテリーの放電方法としては、システムの直流リンク部の電圧の定電圧制御が広く用いられている<sup>(80-82)</sup>。文献(80)～文献(82)では、マイクログリッドの直流バスの電圧が低下する条件下においてバッテリーの放電により定電圧制御を行うことで、直流バス電圧の低下を抑制している。

文献(79)、(80)では、システムの直流リンク部の電圧の状態に応じて充電制御と放電制御の切替を行っている。直流リンク電圧が設定した値を上回ると、DAB コンバータはバッテリー充電制御を行い、電力を直流リンク部からバッテリーへ伝送して充電する。反対に、直流リ

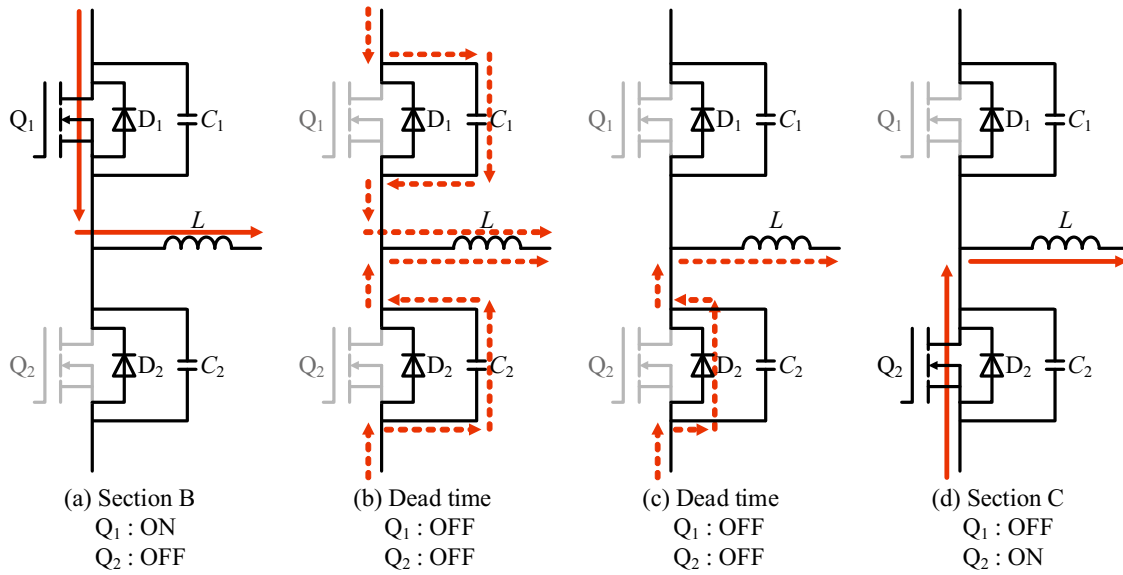


図 2.14 DAB コンバータの ZVS 動作時における電流経路の遷移

リンク電圧が設定した値を下回ると、DAB コンバータはバッテリー放電制御を行い、バッテリーをシステムの電源として電力を直流リンク部へ放電する。

## 2.5 DAB コンバータの欠点

### 2.5.1 トランス電流ピーク値の増加による効率低下

図 2.11 より、DAB コンバータ一次側電流  $i_1$  や二次側電流  $i_2$  は、負の値となる区間が存在する。これは、DAB コンバータには電流が逆流する無効電流が流れることを意味し、電力変換効率の低下に大きく影響する。この無効電流は、(2.1) 式に示すトランス電流  $i_{tr}$  のピーク値に依存する。図 2.11 と (2.1) 式より、区間 B,D で  $i_{tr}$  の傾きは小さくなる。DAB コンバータ一次側電圧  $v_1$  と二次側電圧  $v_2$  の比  $v_1 : v_2$  とトランス巻数比  $N : 1$  の値が同じ場合、区間 B,D の傾きはゼロであり、 $i_{tr}$  は台形波状となる。ここで、 $v_1 : v_2$  の名称は入出力電圧比や昇圧比とされているが、本論文では一次側二次側電圧比と定義する。 $v_1 : v_2$  と  $N : 1$  の値が大きすぎると、区間 B,D でも  $i_{tr}$  の傾きが大きくなり、ピーク値が増加する。その結果、無効電流の値は大きくなる。よって、一次側二次側電圧比  $v_1 : v_2$  とトランス巻数比  $N : 1$  との差が大きいほど、トランス電流ピーク値は大きくなり、DAB コンバータの電力変換効率が低下する。

### 2.5.2 ZVS 不成立による効率低下

図 2.14 に、DAB コンバータの ZVS 動作時における電流経路の遷移を示す<sup>(74,75)</sup>。図 2.14 は、図 2.11 の区間 B から区間 C に移行するときの、スイッチングデバイス  $Q_1$ 、 $Q_2$  から成る

レグとインダクタ  $L$  のみを示している。  $D_1$ ,  $D_2$  は MOSFET  $Q_1$ ,  $Q_2$  のボディダイオード,  $C_1$ ,  $C_2$  は  $Q_1$ ,  $Q_2$  の寄生容量または外付けキャパシタである。  $C_1$ ,  $C_2$  は, デッドタイム期間中に充放電を完了する値に設定する<sup>(76)</sup>。 (a) 区間 B では, スイッチングデバイス  $Q_1$  のドレインからソースを通過してインダクタ  $L$  へ電流が流れている。 その後,  $Q_1$ ,  $Q_2$  がオフ状態の (b) デッドタイムへ移行する。  $L$  に流れていた電流は急激に変化することができないため,  $Q_1$  に流れていた電流は  $C_1$  へ転流して充電され,  $Q_1$  の電圧は傾きをもって上昇する。  $Q_1$  の電圧の上昇時間が電流の下降時間より長ければスイッチング損失が低減されるため,  $Q_1$  のターンオフは ZVS を達成する。 外付けキャパシタの接続により  $C_1$  を大きくするほど電圧の傾きは緩やかになるため ZVS が成立する。 ただし, MOSFET を使用する場合は電流の下降時間が短くて寄生容量は大きいため, 外付けキャパシタなしでも ZVS を実現できる場合が多い<sup>(74)</sup>。 また,  $Q_1$  と  $Q_2$  のレグ全体には DAB コンバータ一次側電圧がかかっており,  $Q_1$  の電圧上昇に伴って  $Q_2$  の電圧は下降する。 これは,  $C_2$  が放電していることを意味する。 よって (b) では,  $L$  の定電流機能により  $C_1$  の充電と  $C_2$  の放電が同時に行われる。  $C_1$ ,  $C_2$  の充放電が完了すると, (c) に示す電流経路へ遷移する。 引き続き  $L$  には電流が流れるため,  $D_2$  が導通する。 デッドタイム期間が終わると,  $Q_2$  がオン状態となり, (d) 区間 C に移る。 電流は  $Q_2$  のソースからドレインを通過して  $L$  へ電流が流れる。  $Q_2$  がターンオンする (c) から (d) への移行時では,  $L$  による  $C_2$  の電荷の引き抜きが完了しており,  $Q_2$  の電圧はほぼゼロとなる。 そのため, スイッチング損失が低減され,  $Q_2$  のターンオンは ZVS を達成する。 DAB コンバータの他のレグも同様の原理で ZVS が行われる。

以上の動作で ZVS 動作が可能となるため, DAB コンバータの ZVS 成立条件は以下の 2 つである。

- スイッチオフ直前に電流がドレインからソースに流れていること
- スイッチオン直前に電流がソースからドレインに流れていること

そのためには, 区間 A から B へ移行時のトランス電流, 区間 B から C へ移行時のトランス電流がどちらも正の値でなければならない。 区間 A から B へ移行時のトランス電流  $i_{tr(A \rightarrow B)}$ , 区間 B から C へ移行時のトランス電流  $i_{tr(B \rightarrow C)}$  を次式に示す。

$$i_{tr(A \rightarrow B)} = \frac{N(2\phi - \pi)v_1 + \pi N^2 v_2}{4\pi f_{sw} l} \quad (2.6)$$

$$i_{tr(B \rightarrow C)} = \frac{N\pi v_1 + (2\phi - \pi)N^2 v_2}{4\pi f_{sw} l} \quad (2.7)$$

以上を整理すると,  $v_1 \geq N v_2$  のとき,

$$|\phi| > \frac{\pi}{2} \left( 1 - \frac{N v_2}{v_1} \right) \quad (2.8)$$

$v_1 \leq N v_2$  のとき,

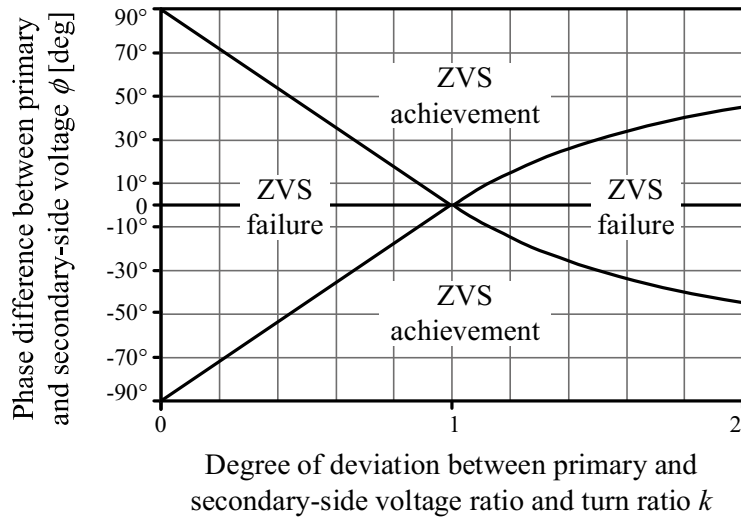


図 2.15 DAB コンバータの ZVS 成立範囲

$$|\phi| > \frac{\pi}{2} \left( 1 - \frac{v_1}{N v_2} \right) \quad (2.9)$$

で ZVS が成立する。図 2.15 に、(2.8) 式と (2.9) 式を基に表した DAB コンバータの ZVS 成立範囲を示す。横軸は一次側二次側電圧比と巻数比のずれの度合い  $k$ ，縦軸はトランスの一次側電圧に対する二次側電圧の位相差  $\phi$  である。ここで、 $k$  を次式に表す。

$$k = N \frac{v_2}{v_1} \quad (2.10)$$

図 2.15 と (2.10) 式より、一次側二次側電圧比  $v_1 : v_2$  とトランス巻数比  $N : 1$  との差が大きいほど、ZVS 成立範囲は狭まる。 $k \neq 1$  時に伝送電力を小さくするため位相差の絶対値  $|\phi|$  を狭めて ZVS が失敗した場合、スイッチング損失が大きくなって DAB コンバータの電力変換効率が低下する。

### 2.5.3 電力伝送方向反転時の直流偏差重畳

DAB コンバータは、スイッチングデバイスの位相シフト角の急激な変化によりトランス電流と磁束密度に直流偏差が重畳する。図 2.16 に、位相差を  $\phi$  から  $-\phi$  へ反転させたときの動作波形を示す。上から、トランスの一次側電圧  $v_{tr1}$ ，二次側電圧  $v_{tr2}$ ，トランス電流  $i_{tr}$ ，DAB コンバータの二次側電流  $i_2$  の波形を表す。定常状態では、一次側コンバータと二次側コンバータでそれぞれデューティ比 0.5 の矩形波電圧を生成し、トランス電流は区間 A で増加したあと、区間 B で僅かに変化して、区間 C で減少する。しかしながら、位相差反転直後は  $v_{tr2}$  のデューティ比が変化するため、区間 B の後にまた区間 A が発生する。そのためトランス電流が増加し、その増加量  $\Delta i_{tr}$  が直流偏差となる。その結果、DAB コンバータの二

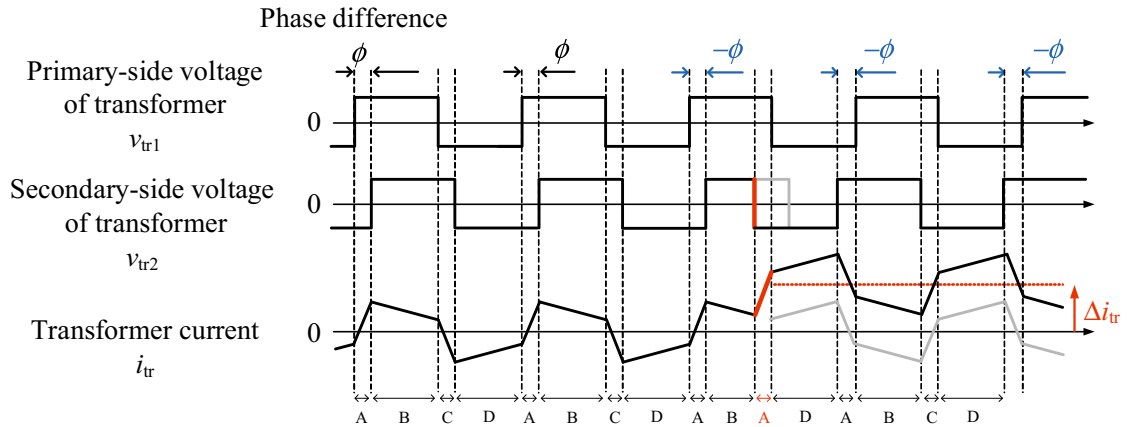


図 2.16 位相差を  $\phi$  から  $-\phi$  へ反転させたときの動作波形

次側電流  $i_2$  が荒れ、(2.2) 式の理論式との誤差が大きくなる。また、このときの  $v_{tr2}$  は、正の期間に対して負の期間が長いので、平均電圧がゼロにならない。トランスの磁束密度は印加される電圧を時間積分した値であるため、電圧に直流分を含む間、磁束密度にも直流偏差が重畳し続ける<sup>(83,84)</sup>。その結果、トランスが磁気飽和を起こす危険性が高まる。電圧に直流分を含まなくなったとき、そのときの偏差で平衡する。

## 2.6 DAB コンバータの欠点の対策法の研究動向

前節のトランス電流ピーク値と ZVS 成立範囲より、DAB コンバータのトランス巻数比  $N:1$  は一次側二次側電圧比  $v_1:v_2$  と同じ値になるように設計する。それによりトランス電流ピーク値は最小となり、ZVS はどの位相差でも達成可能となる。しかしながら、何らかの影響により一次側電圧や二次側電圧が変動した場合、トランス電流ピーク値の増加や ZVS の成立範囲の縮小を引き起こす。さらに軽負荷時には位相差を小さくするため、ZVS 成立範囲から外れてハードスイッチングとなり、損失が増加する<sup>(62)</sup>。そのため、DAB コンバータには、一次側電圧や二次側電圧の変動および軽負荷時に効率が低下するという欠点がある。本論文では DAB コンバータをバッテリーコントローラとして用いるため、バッテリー充放電によるバッテリー電圧の変化への対策が重要となる。また、風速変動による発電電力の変化に伴い DAB コンバータの伝送電力も変化するため、広い負荷範囲での高効率駆動も求められる。加えて、充放電の切替によるトランス電流と磁束密度の直流偏差の重畳抑制を検討する必要がある。効率改善で検討されている手法の例を以下に示す。

### 2.6.1 PWM 制御による効率改善

上述した通常の DAB コンバータの動作では、一次側コンバータと二次側コンバータのスイッチングのタイミングをずらしてトランスの一次側電圧と二次側電圧の間に位相差  $\phi$  を生成し、トランス電流の波形を生成する。このとき、各コンバータは、対角に位置するスイッチングデバイスが同時にオン/オフし、すべてのスイッチングデバイスはデューティ比 0.5 で固定である。その結果、トランスに印加される電圧は正負がそれぞれ  $180^\circ$  の矩形波となる。文献 (85) ~ (88) では、通常の位相シフト制御に PWM 制御を加える手法が検討されている。これは、各コンバータのスイッチングの位相シフト制御に加え、片側もしくは両側のコンバータのレグ間の位相シフト制御をすることで、トランスに 3 レベル PWM 電圧波形を印加させる。片側 PWM 制御では、インダクタ  $L$  に印加する電圧が高い方のコンバータに位相シフト制御を適用する。つまり、 $v_1 > N v_2$  の場合は一次側コンバータ、 $v_1 < N v_2$  の場合は二次側コンバータに適用する。図 2.17 に、片側 PWM 制御の動作波形を示す。ここでは、二次側コンバータを位相シフト制御している。一次側コンバータのスイッチングデバイス  $Q_1 \sim Q_4$  に対して  $Q_5$  と  $Q_6$  の位相を  $\theta_1$  遅らせている。ここで、通常の DAB コンバータの動作では  $Q_5$  と  $Q_6$  と同時に  $Q_7$  と  $Q_8$  をスイッチングするが、この制御では  $Q_5$  と  $Q_6$  に対して  $Q_7$  と  $Q_8$  のスイッチングを  $\theta_2$  遅らせる。これにより、 $Q_5$  と  $Q_7$  が同時にオンする区間や  $Q_6$  と  $Q_8$  が同時にオンする区間が生まれ、このときのトランス二次側電圧  $v_{tr2}$  はゼロとなる。トランス一次側電圧と二次側電圧の間の位相差  $\phi$  は、 $\theta_1 + \theta_2$  となる。DAB コンバータの二次側コンバータの PWM 制御を行うことで、二次側電流  $i_2$  の波形より無効電流は大幅に低減され、また、通常の制御方式より ZVS 成立範囲を広げることが可能である。しかしながら、同じ電力を出力する  $\theta_1$  と  $\theta_2$  の組み合わせは無数に存在し、最適な  $\theta_1$  と  $\theta_2$  の組み合わせを導出しなければならない。また、操作量が増えるため制御が複雑化する。

図 2.17 の片側 PWM 制御では、2つのコンバータのうち二次側コンバータのみを位相シフト制御し、トランス二次側電圧  $v_{tr2}$  を 3 レベル波形に制御している。一方で両側 PWM 制御では、片側 PWM 制御に加え、もう片方のコンバータも位相シフト制御を行う。そのため、トランス一次側電圧  $v_{tr1}$  とトランス二次側電圧  $v_{tr2}$  の両方が 3 レベル波形となる。扱う操作量は、 $Q_1, Q_2$  から成るレグと  $Q_3, Q_4$  から成るレグの位相差、 $Q_3, Q_4$  から成るレグと  $Q_5, Q_6$  から成るレグの位相差、 $Q_5, Q_6$  から成るレグと  $Q_7, Q_8$  から成るレグの位相差の 3 つとなる。片側 PWM 制御よりさらに制御の自由度が増すため、無効電流と ZVS 成立範囲のさらなる改善が期待できるが、3 つの操作量の組み合わせが無数に存在するため最適な組み合わせの導出が困難となり、また、制御もさらに複雑化する。また、通常の制御や片側 PWM 制御と同様に、通常の制御方式より ZVS 成立範囲は広がるが、ZVS が不成立となる範囲が存在する。



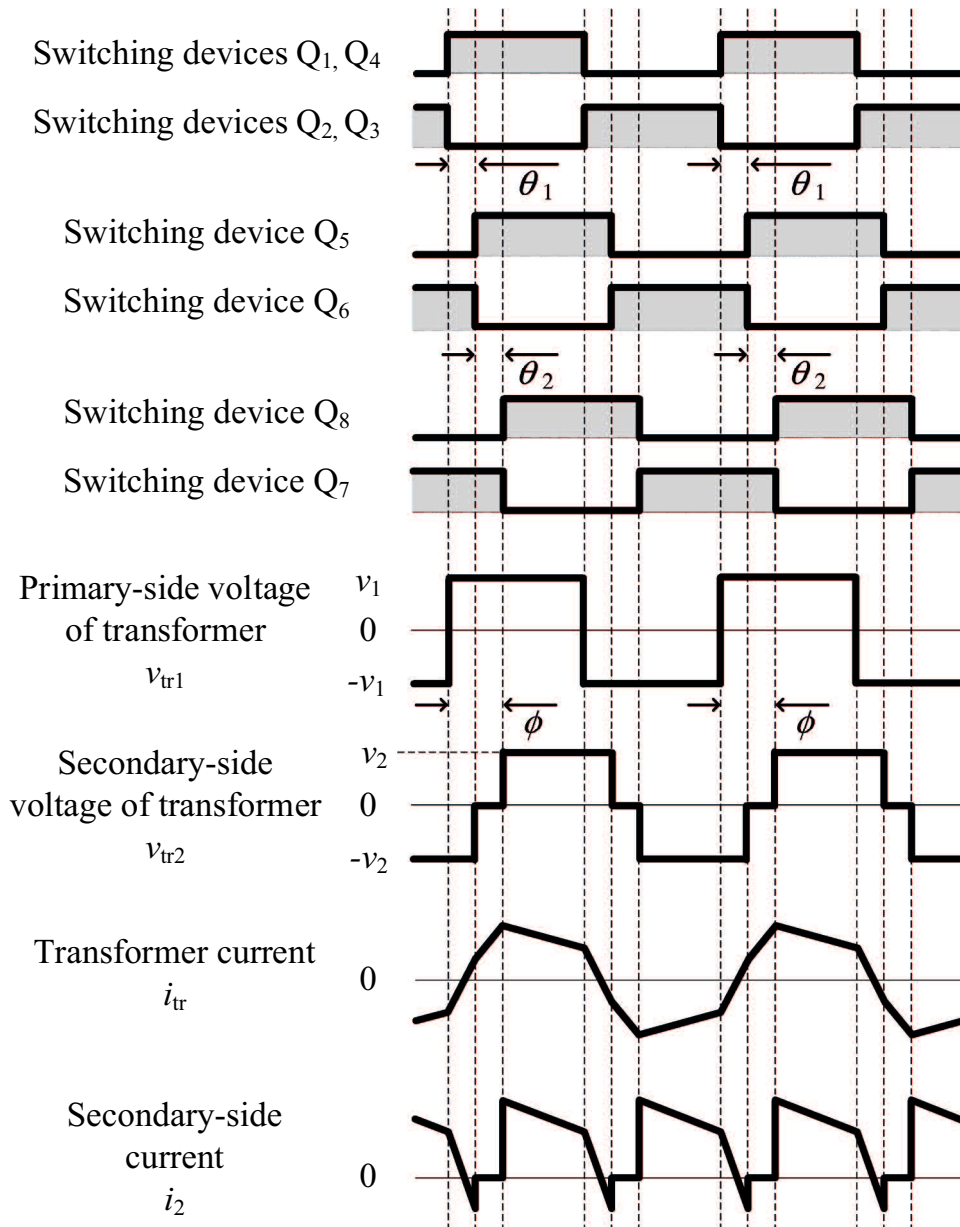


図 2.17 片側 PWM 制御の動作波形

### 2.6.2 並列運転による効率改善

文献 (89) では、並列接続した DAB コンバータを用いて、負荷に応じて運転台数を切り替える制御法を提案している。図 2.18 に、 $n$  台並列接続した DAB コンバータを示す。1 台の DAB コンバータの定格電力は、全体の定格電力を均等に分担し、 $1/n$  に設計する。すべての DAB コンバータが ZVS を達成できる重負荷領域では、全 DAB コンバータを並列運転させる。このとき、スイッチングデバイスの導通損失および銅損の合計は 1 台のみ運転時の  $1/n$  に低減される。ZVS 失敗となる中負荷時には、運転台数を減らすことで 1 台あたりの負荷を重くし、ZVS を達成させる。このように DAB コンバータを並列運転することで ZVS 成

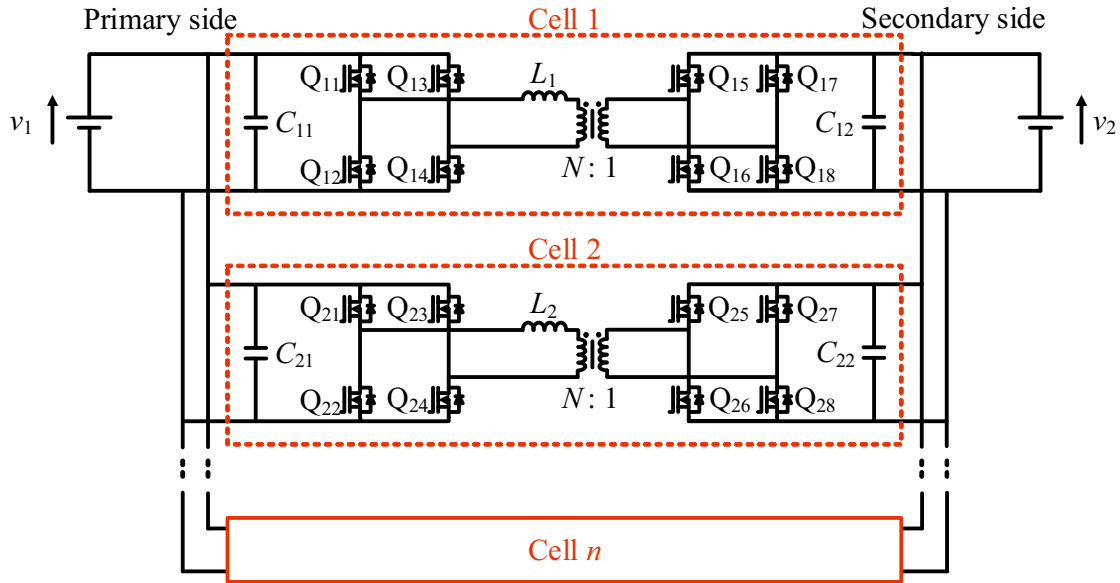


図 2.18  $n$  台並列接続した DAB コンバータ

立範囲を拡大することができる。

文献 (90) では、並列接続した DAB コンバータを用いて全負荷領域 ZVS を実現するパワーフロー制御を提案している。図 2.19 に、並列接続した DAB コンバータのパワーフローの図を示す。重負荷時や中負荷時では運転台数を変更して ZVS を行う。 $n$  台のうち 1 台のみの運転でも ZVS 失敗となるような軽負荷領域には、別の DAB コンバータの電力伝送を逆方向にするように運転する。セル 2 の DAB コンバータを運転させて ZVS に必要な電力  $p_{zvs}$  を出力側から入力側へ伝送する。そうすることで、セル 1 の DAB コンバータの伝送電力は入力電力  $p_{in}$  に  $p_{zvs}$  が加算され、DAB コンバータは 2 つとも ZVS を達成する。しかしながら、出力電力の一部を回生しているため、効率は低下する。

### 2.6.3 両側 PWM 制御による直流偏差抑制

文献 (91) では、両側 PWM 制御を用いて電力伝送方向反転時のトランス電流と磁束密度の直流偏差抑制法を提案している。図 2.20 に、直流偏差抑制法の動作波形を示す。上から、トランスの一次側電圧  $v_{tr1}$ 、二次側電圧  $v_{tr2}$ 、トランス電流  $i_{tr}$  の波形を表す。直流偏差抑制法では、伝送方向反転直後に  $v_{tr1}$  と  $v_{tr2}$  をともにゼロとなるようにスイッチングする。そうすることで、トランス電流は変化せず直流偏差が生じない。また、このときの  $v_{tr1}$  と  $v_{tr2}$  は正の期間と負の期間が同じため、磁束密度にも直流偏差が重畳しない。しかしながら、3 つの操作量を扱うため、効率改善手法での PWM 制御と同様に制御が複雑化する。

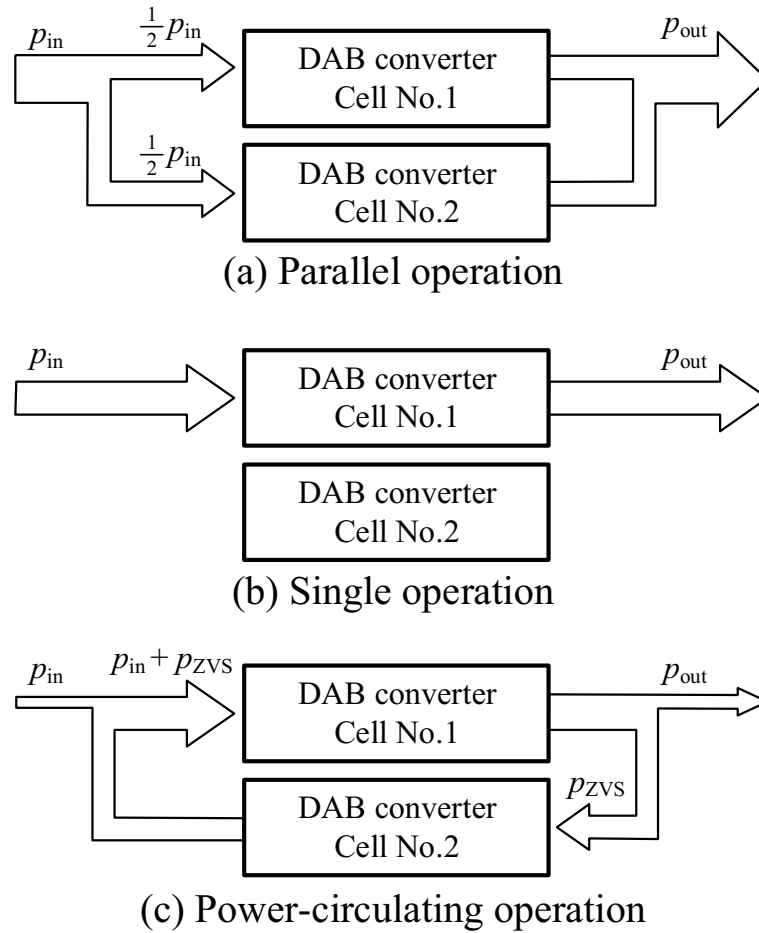


図 2.19 並列接続した DAB コンバータのパワーフロー

#### 2.6.4 検討すべき課題

上記の片側 PWM 制御および両側 PWM 制御では、無効電流の低減や ZVS 成立範囲の拡大を可能にする一方、操作量が増加して制御が複雑化する。また、操作量の組み合わせが無数に存在するため、最適な制御の構築が困難である。並列接続した DAB コンバータの並列運転では、全負荷領域で ZVS が可能であり、また重負荷時の導通損失も低減される。しかしながら、DAB コンバータを複数台接続するため、システムの大型化につながる。また、全負荷領域で ZVS が可能ではあるが、電力を回生する軽負荷時の動作では効率が大幅に低下する。特に回路の大型化は、独立型風力発電システムの設置可能箇所の減少につながるため避けなければならない。そこで本論文の 4 章および 5 章の 5.1 節では、追加部品なしで電圧変動かつ軽負荷時の効率改善を可能にする簡易な制御法について議論する。

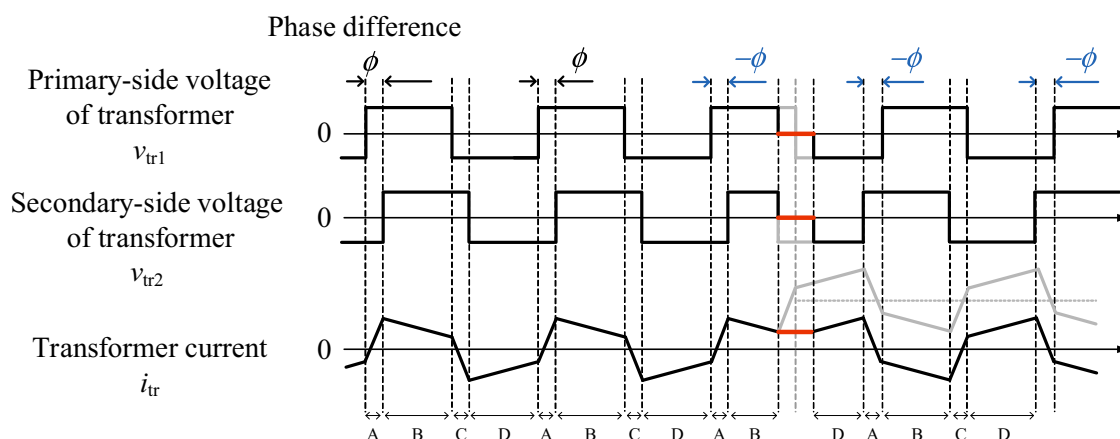


図 2.20 直流偏差抑制法の動作波形

## 2.7 本章のまとめ

本章では、独立型風力発電システムの研究動向とバッテリーコントローラに適用する DAB コンバータの研究動向について述べ、検討すべき課題を明らかにした。はじめに、他の文献で提案されている独立型風力発電システムおよびそれらのシステムにおける克服すべき課題について述べた。PWM 整流器を用いた独立型風力発電システムでは、発電機-交流負荷間の電力変換器の直列段数が少ないため高効率化が望めるが、PWM 整流器を使用するためセンサの数が多く、またセルバランス回路が必要となるを述べた。ダイオード整流器を用いた各システムでは、電力変換器の直列段数や商用トランスによる昇圧により、電力損失が大きいことを述べた。次に、独立型風力発電システム内のバッテリーコントローラに適用する電力変換器の要求事項について述べ、DAB コンバータが適していることを説明した。最後に、DAB コンバータの欠点と対策法の研究動向について述べた。DAB コンバータは電圧変動および負荷変動に伴い効率が低下する欠点があり、対策法として PWM 制御が検討されているが、制御が複雑化して最適な操作量の組み合わせの導出が困難であることを述べた。DAB コンバータの並列運転により効率を向上することが可能であるが、これはシステムの部品点数の増加による大型化につながるため、小容量のシステムに向かないことを説明した。以上より、高効率な独立型風力発電システムの開発と電圧変動および負荷変動に対する DAB コンバータの効率改善が必要であることを明らかにした。

## 第3章 バッテリ充放電用DABコンバータを用いた独立型風力発電システム

第2章では、独立型風力発電システムの研究動向とそれらのシステムの電力変換効率の課題について述べた。また、独立型風力発電システムに用いるバッテリーコントローラはDABコンバータが適していることを明らかにした。本章では、バッテリー充放電用DABコンバータを用いた独立型風力発電システムを提案し、その有効性を明らかにする。はじめに、DABコンバータを用いた独立型風力発電システムの構成を示し、各制御について述べる。次に、計算機シミュレータにより、各電力変換器が正常に動作し、風速変動に依存せずに交流負荷へ一定の電力が供給されることを明らかにする。最後に、図2.2、図2.3、図2.4の風力発電システムと提案するシステムを比較し、提案するシステムの有効性を明らかにする。

### 3.1 システム構成と各電力変換器の制御

図3.1にDABコンバータを用いた独立型風力発電システムの構成を示す。垂直軸型風車PMSGは直結されている。PMSGの後段にダイオード整流器、昇圧チョッパを接続し、昇圧チョッパの出力側にインバータと交流負荷、DABコンバータとバッテリー、ダンプロードを接続した構成である。ダイオード整流器は、PMSGの三相交流出力を直流に変換するために用いる。昇圧チョッパは、周速比制御により風から得られる機械的なエネルギーを最大化する。インバータは、直流リンク部の電力を交流電力に変換して交流負荷に供給するために用いる。DABコンバータは、バッテリーの充放電を制御する。ダンプロードは、発電機から余剰電力が生じた際の過電圧保護のために使用する。また、図3.2に、本論文で使用する垂直軸型風車を示す。回転半径 $r$ が1 m、受風面積 $A$ が4 m<sup>2</sup>、慣性モーメント $J$ が55 kg·m<sup>2</sup>のジャイロミル型風車である。揚力によって回転し、カットイン風速は2.5 m/s、カットアウト風速は15 m/s、出力係数は定格出力時で31%、制動機能はブレーキのみを搭載している。発電機は、スカイ電子製の永久磁石同期発電機SKY-HG350を使用し、極対数 $p$ は20、定格出力は1.16 kWである。発電機後段は、ABB製風力発電インターフェイスユニット4000/7200-WIND-INTERFACE 4 to 7.2 kWの接続を想定しており、キャパシタインプット型ダイオード整流器が内蔵されている。そのため、ダイオード整流器と昇圧チョッパの間にキャパシタ $C_{rec}$ を接続している。また、交流負荷は街路灯やモータ負荷を想定している。特に街路灯は光束が一定<sup>(92)</sup>で負荷変動は生じず、本章では3.2.2項を除いて定格

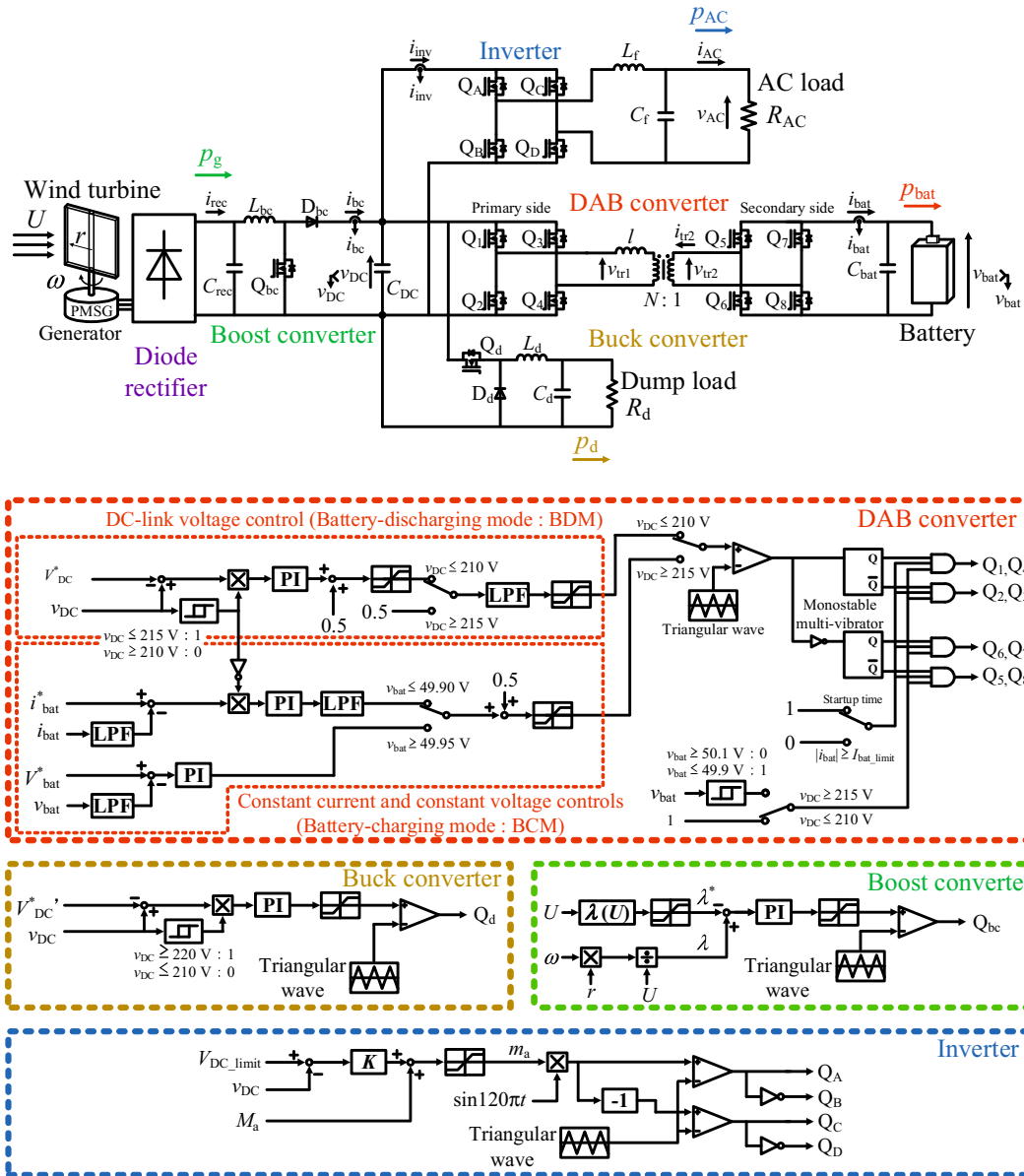


図 3.1 DAB コンバータを用いた独立型風力発電システム

100 Vrms, 500 W の抵抗で模擬する。このシステムでは、図 2.2 の独立型風力発電システムのフルブリッジ DC/DC コンバータを双方向絶縁型 DC/DC コンバータである DAB コンバータに置き換えている。また、図 2.2 で使用されているインターリーブ方式昇圧チョッパは、出力電圧の脈動を小さくできる<sup>(93,94)</sup>が、部品点数の増加によりコストの増加やシステムの大規模化を招く。図 3.1 では、部品点数の増加に対して十分な効果が得られなかったため、一般的な昇圧チョッパを適用する。DAB コンバータによりバッテリーから昇圧チョッパ側への放電が可能のため、インバータを昇圧チョッパの出力側に直接接続することができる。その結果、発電機から交流負荷までの電力変換器の直列段数を 4 段から 3 段に低減し電力損失の低減が可能である。また、インバータの入力電圧である直流リンク電圧  $v_{DC}$  は、後述の制御

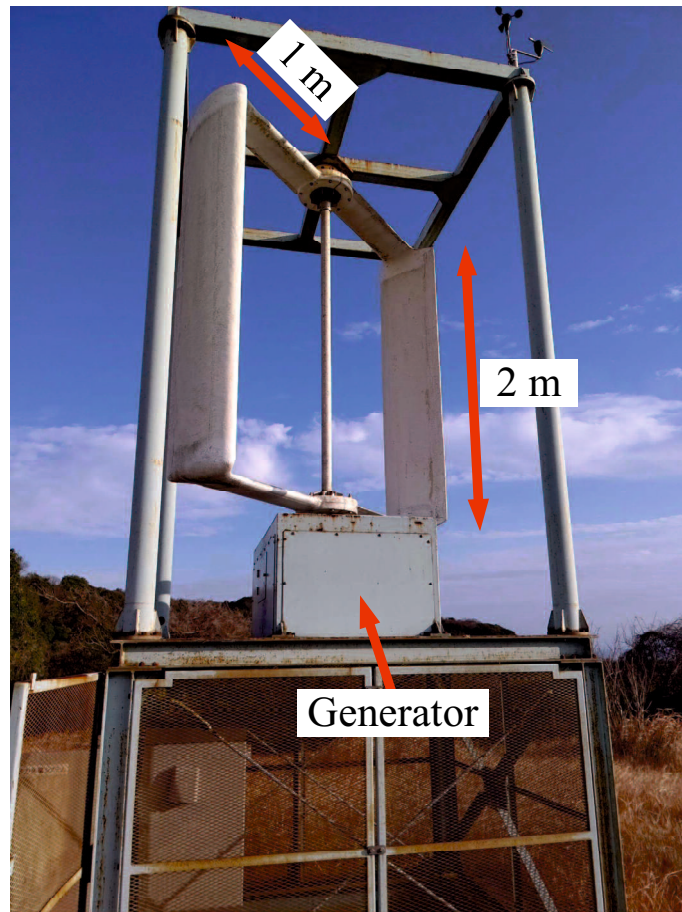


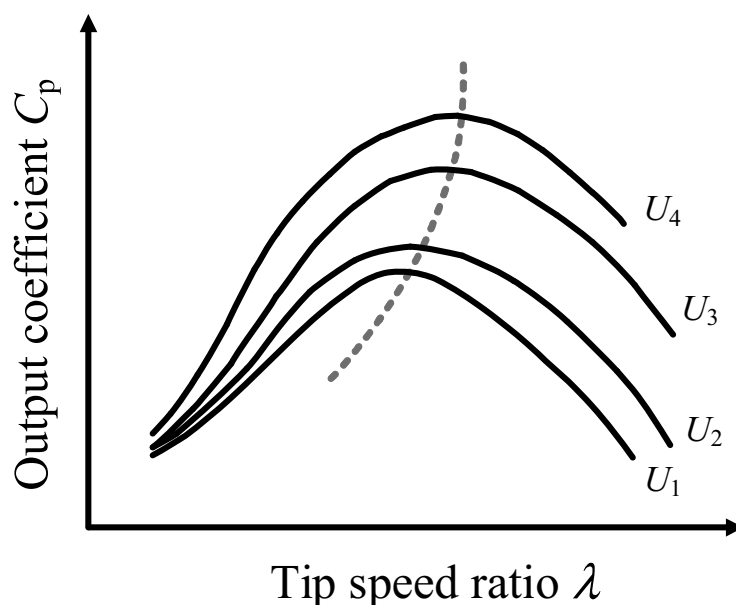
図 3.2 本論文で使用する垂直軸型風車

によって図 2.2, 図 2.3 のシステムの 4 倍程度となる。直流リンクキャパシタ  $C_{DC}$  は高耐圧化により体積が増加し, MOSFET は高耐圧化によりオン抵抗の増加につながる<sup>(95)</sup>が, インバータに流れる電流が図 2.2, 図 2.3 のシステム 4 分の 1 以下に低減される。さらに, インバータの出力電圧を 100 Vrms にできるため, トランスによる昇圧なしで交流負荷へ印加でき, トランスレスも可能である。加えて, 図 2.4 の独立型風力発電システムと違い, PWM 整流器やバッテリーの多段接続, バッテリーのセル電圧のバランス制御が不要であるため, 制御が比較的簡易な構成となる。

### 3.1.1 昇圧チョップパを用いた周速比制御

第 2 章にて, (1.1) 式と (1.2) 式の関係から出力係数  $C_p$  が風車の効率に相当することを述べた。この出力係数  $C_p$  は, 周速比  $\lambda$  に依存する<sup>(96)</sup>。周速比  $\lambda$  は, 風速と風車のブレード先端の回転速度 (周速) の比として次式で表される。

$$\lambda = \frac{r \cdot \omega}{U} \quad (3.1)$$


 図 3.3 周速比  $\lambda$  と  $C_p$  の関係

ただし、 $U$  は風速 [m/s]、 $r$  は風車の回転半径 [m]、 $\omega$  は風車の回転角速度 [rad/s] である。図 3.3 に、周速比  $\lambda$  と  $C_p$  の関係を示す。風速は  $U_1 < U_2 < U_3 < U_4$  とする。図 3.3 より、出力係数は周速比に依存しており、ある周速比で出力係数が最大値をとることが分かる。一般に大型風車においては、 $C_p$  の風速依存性は小さいため風速によらず最大出力が得られる周速比はほぼ一定である。一方で、小型風車では  $C_p$  の風速依存性が大きい<sup>(97)</sup>。そのため、小型風車で風力エネルギーを効率的に得るためには、周速比  $\lambda$  を最適な値となるように発電機の特性を調整し、風車の回転速度を制御する必要がある。風力発電機の運動方程式を次式に示す<sup>(97)</sup>。

$$\begin{aligned}
 J \frac{d\omega}{dt} &= T_{wt} - T_g \\
 &= T_{wt} - K_T i_{rec}
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

$J$  は慣性モーメント [ $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ]、 $\omega$  は風車の回転角速度 [rad/s]、 $T_{wt}$  は風車が風によって受けるトルク [Nm]、 $T_g$  は発電機トルク [Nm]、 $K_T$  はトルク定数、 $i_{rec}$  はダイオード整流器の出力電流 [A] を示す。(3.2) 式より、発電機トルク  $T_g$  を変化させることで風車の回転角速度  $\omega$  を制御することができる。 $T_g$  は、ダイオード整流器の出力電流  $i_{rec}$  によって変化させることができる。 $i_{rec}$  は、発電機後段の回路の動作によって変化する。以上より、発電機後段の回路の動作によって風車の回転角速度を変化させ、周速比を最適な値に制御することで風車の効率を最大化することが可能である。

本システムでは、発電機後段に昇圧チョッパを接続し、昇圧チョッパによって風車の出力係数  $C_p$  が最大となるように制御する。昇圧チョッパを用いた周速比制御では、検出した各



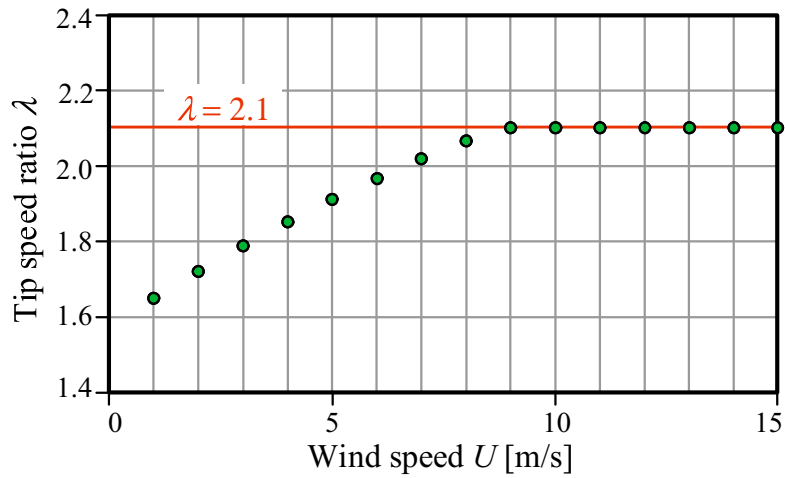


図 3.4 山口県産業技術センターにおける風洞実験結果に基づく最適周速比

値を基に (3.1) 式で導出した周速比  $\lambda$  と周速比指令値  $\lambda^*$  との偏差をとる。その後、PI 補償器からの出力操作量と三角波を比較することで、出力操作量に応じたデューティ比のゲート信号を生成し、昇圧チョッパを動作させる。ここで、周速比指令値  $\lambda^*$  は山口県産業技術センターが行った風洞実験より得られた結果に基づいて算出する。図 3.4 に、山口県産業技術センターにおける風洞実験結果に基づく最適周速比を示す。図 3.4 より、風速 8 m/s 以下の最適な周速比  $\lambda$  と風速  $U$  の関係は次式で表される。

$$\lambda = -0.002U^2 + 0.078U + 1.569 \quad (3.3)$$

(3.3) 式を基に検出した風速での最適周速比を計算し、これを周速比指令値  $\lambda^*$  とする。ただし、発電機の回転速度が定格 300 rpm を超過しないようにするため、 $\lambda^*$  の上限を 2.1 とする。また、周速比導出に使用する風車の回転角速度  $\omega$  は、(1.12) 式より以下の式で表される。

$$\begin{aligned} \omega &= 2\pi n_s \\ &= 2\pi \frac{f_g}{p} \end{aligned} \quad (3.4)$$

ここで、 $n_s$  は発電機の界磁極回転速度 [rps]、 $f_g$  は発電機の起電力の周波数 [Hz]、 $p$  は極対数を示す。(3.4) 式より、発電機-ダイオード整流器間の線間電圧周波数である  $f_g$  を検出することで風車の回転角速度  $\omega$  を算出できる。ただし、本章で行うシミュレーションでは、簡単のため回転角速度センサを使用して直接  $\omega$  を検出する。

### 3.1.2 インバータの可変変調率制御

インバータの出力電圧  $v_{AC}$  を次式に示す。

$$\begin{aligned}
 v_{AC}^* &= m_a v_{DC} \sin 2\pi ft \\
 &= \{M_a + K (V_{DC\_limit} - v_{DC})\} v_{DC} \sin 2\pi ft \\
 &= \{0.678 + 0.00353 (220 - v_{DC})\} v_{DC} \sin 120\pi t \quad (3.5)
 \end{aligned}$$

ただし、 $m_a$  は変調率<sup>(98)</sup>、 $v_{DC}$  は直流リンク電圧 [V] である。電気事業法第 26 条より、一般送配電事業者は供給する電気の電圧および周波数の値を経済産業省令で定める値に維持するように努めなければならないとされており<sup>(99)</sup>、経済産業省令は西日本の商用電源の電圧実効値を  $101 \pm 6$  Vrms、周波数を 60 Hz と定めている<sup>(100)</sup>。周波数の動作保証範囲は、使用する機器によって異なるが概ね基準周波数の 1 ~ 5% となっている<sup>(101)</sup>。日本の中西地域の周波数偏差目標は、 $60 \pm 0.2$  Hz としている。インバータは、これらの値を基に、直流リンク電圧  $v_{DC}$  を実効値 100 Vrms で周波数  $f$  が 60 Hz の交流電圧  $v_{AC}$  に変換して交流負荷  $R_{AC}$  へ出力する。 $v_{DC}$  は後述する制御により定格時において 200 ~ 220 Vdc の間で変動するため、(3.5) 式より変調率  $m_a$  が一定だと  $v_{AC}$  の実効値が変動してしまう。それを防ぐため、可変変調率制御<sup>(102)</sup> を行う。上限値 220 Vdc と検出値  $v_{DC}$  の差分をゲイン  $K = 0.00353$  で増幅する。 $m_a$  は、基本変調率  $M_a = 0.678$  と増幅値の加算によって求める。振幅 1、周波数 60 Hz の正弦波に  $m_a$  を乗算し、三角波比較 PWM によってインバータのスイッチングデバイス  $Q_A \sim Q_D$  のゲート信号を生成する。三角波比較 PWM は、ユニポーラ方式とすることで PWM に起因する交流負荷電流の脈動をバイポーラ方式より小さくする<sup>(103)</sup>。

(3.5) 式より、 $v_{DC} = 200$  V のとき、 $v_{AC}$  の振幅は 149 V となり、 $v_{DC} = 220$  V のときも同様に、 $v_{AC}$  の振幅は 149 V となる。実際はデッドタイム  $0.4 \mu s$  の影響により  $v_{AC}$  の振幅は 141 V になる。よって、 $v_{DC}$  の変動に依存せずに  $v_{AC}$  の実効値を 100 Vrms でほぼ一定に制御可能となる。

### 3.1.3 DAB コンバータのバッテリー充放電制御

本論文では、バッテリーに公称電圧 12 V、1 時間率容量 33 Ah、5 時間率容量 50 Ah の GS ユアサ製鉛蓄電池 EB-50 を 4 直列で使用することを想定する。DAB コンバータの直流リンク側を一次側、バッテリー側を二次側と定義する。つまり、一次側から二次側の電力伝送がバッテリーの充電、二次側から一次側の電力伝送がバッテリーの放電である。風速が低く、発電電力が小さいとき、直流リンク電圧  $v_{DC}$  は低下する。 $v_{DC}$  が低下すると、直流リンクキャパシタ  $C_{DC}$  に並列に接続されるインバータの出力電圧が維持できない。それを防ぐため、DAB コンバータのバッテリー放電モード (Battery-Discharging Mode : BDM) では、 $v_{DC}$  の電圧低下時にバッテリーから放電し、直流リンク電圧一定制御を行う。本章では、指令値  $V_{DC}^*$  を 200 V とする。発電電力の不足分をバッテリーからの放電で補うことで  $v_{DC}$  を一定にし、交流負荷  $R_{AC}$  へ一定の電力を送ることができる。

DAB コンバータのバッテリー充電モード (Battery-Charging Mode : BCM) は、定電流定電圧制御を行う。発電電力  $p_g$  から交流負荷消費電力  $p_{AC}$  を引いた電力をバッテリー電力  $p_{bat}$  として伝送するために、バッテリー電流指令値  $i_{bat}^*$  は BCM 時において次式のように演算する。

$$\begin{aligned} p_{bat} &= \eta (p_g - p_{AC}) \\ v_{bat} i_{bat}^* &= \eta (v_{DC} i_{bc} - v_{DC} i_{inv}) \\ i_{bat}^* &= \frac{\eta v_{DC} (i_{bc} - i_{inv})}{v_{bat}} \end{aligned} \quad (3.6)$$

ただし、 $i_{bat}^*$  は使用するバッテリーの約 0.15C である 5 A を上限とし、それによって生じる余剰電力はダンプロードで消費する。DAB コンバータの電力変換効率  $\eta$  は状態により変化するが、指令値の演算では簡単のため  $\eta = 0.96$  で固定する。 $i_{bat}^*$  を (3.6) 式のように演算することで、基本は  $i_{bat} = 5$  A で充電し、充放電切替時に緩やかに  $i_{bat}$  の大きさおよび向きを変えることができる。バッテリー電圧指令値  $V_{bat}^*$  は、満充電電圧である 50 V とする。充電動作開始時は定電流充電制御により、 $i_{bat}$  を  $i_{bat}^*$  に追従し充電させる。バッテリー電圧  $v_{bat}$  が上昇し、 $V_{bat}^*$  に充分近い 49.95 V に達すると制御を定電圧充電制御に切り替える。また、満充電時に電力を伝送しないように位相差をゼロにしても、入出力電圧比  $v_{DC} : v_{bat}$  とトランスの巻数比  $N : 1$  が違うとわずかに電流が流れ充電し続ける。そのため、 $v_{bat}$  が  $V_{bat}^*$  より少し高い 50.1 V を超えると DAB コンバータのゲートブロックにより充電を止める。スイッチングの再開は、バッテリー充電モードからバッテリー放電モードへの切替時、もしくはバッテリーの自己放電によって  $v_{bat}$  が 49.9 V を下回ったときにするが、本論文では自己放電を考慮しない。図 3.5 に、DAB コンバータの各制御切り替えのフローチャートを示す。発電電力の変動やバッテリーの状態によって、 $v_{DC}$  の値は変化する。そのため、BDM と BCM の切替は  $v_{DC}$  によって行う。初期モードは BDM とする。発電電力が大きく  $v_{DC}$  が 215 V 以上まで上昇したとき、BCM に切り替えて電力をバッテリーへ伝送する。発電電力が小さく  $v_{DC}$  が 210 V 以下まで低下すると、BCM から BDM に切り替えて  $v_{DC}$  を 200 V 一定に保つため発電電力の不足分をバッテリーからの放電で補う。210 V から 215 V の間はその前の制御モードを維持する。充放電の切替時は発電電力  $p_g$  と交流負荷消費電力  $p_{AC}$  の差がゼロであるため、バッテリー電力  $p_{bat}$  はゼロを介して正負が変化する。そのため、DAB コンバータのスイッチングデバイスの位相差を急激に変化させて電力の伝送方向を反転することがなく、トランス電流と磁束密度の直流偏差は抑制される。また、バッテリー電流が設定値  $I_{bat,limit}$  以上となると DAB コンバータに何らかの異常が発生したと判断し、ゲートブロックにより動作を停止する。



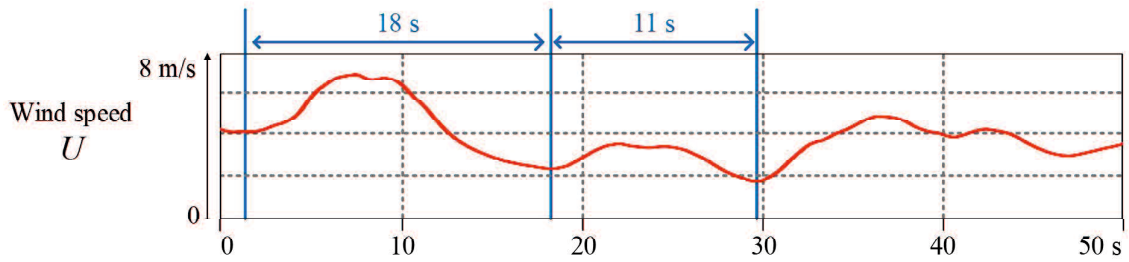


図 3.6 山口大学工学部で観測した風速変動 (2022 年 1 月 11 日 14 時 30 分)

力発電システムでは、スイッチングデバイスとダンプロード  $R_d$  のみの簡易な構成を採用している。これは、部品点数が少ないため小型化につながるが、入力電圧の変動が大きく他の電力変換器の制御に影響を及ぼす可能性がある。そこで、本論文では図 2.2 と同様、保護回路を降圧チョッパとダンプロードで構成する。これにより、 $v_{DC}$  の急激な変化を防止しながら、余剰電力を消費することができる。制御は、 $v_{DC}$  が 220 V 以上になると指令値  $V_{DC}^* = 220$  V の定電圧制御を行う。これにより、 $C_{DC}$  を保護する。以上の DAB コンバータのバッテリー放電モードと降圧チョッパの余剰電力消費制御により、直流リンク電圧  $v_{DC}$  の変動を 200 ~ 220 V の間に抑制できる。また、インバータの可変変調率制御により、この変動は交流負荷の印加電圧には影響しない。

## 3.2 独立型風力発電システムのシミュレーション

### 3.2.1 独立型風力発電システムの動作試験結果

図 3.1 の DAB コンバータを用いたシステムと制御の有効性を確認するために Piece-wise Linear Electrical Circuit Simulation (PLECS) を用いた計算機シミュレーションを行った。表 3.1 に図 3.1 の回路定数を示す。発電機パラメータの慣性モーメントは、シミュレーションの実行時間短縮および PC のメモリ量の関係から 5 分の 1 の  $11 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$  とした。バッテリーは、電気化学インピーダンス法より、内部抵抗とバッテリー容量を考慮し、抵抗とキャパシタの直列回路で模擬した<sup>(104)</sup>。バッテリー容量は値が大きいくほど充電に時間を要する。想定しているバッテリーの静電容量は  $16387.8 \text{ F}$  だが、シミュレーション時間短縮のため十分に小さい  $30 \text{ F}$  とした。また、風車の設置は年平均風速が  $5.5 \text{ m/s}$  または  $7 \text{ m/s}$  以上の場所が推奨されており<sup>(59,105)</sup>、風速は数十秒周期で変動する<sup>(106,107)</sup>。図 3.6 に、山口大学工学部で観測した風速変動 (2022 年 1 月 11 日 14 時 30 分) を示す。風速の山から谷までで最大約  $5 \text{ m/s}$  の変動があり、変動周期は約 18 秒、11 秒となっていることから、実測結果においても数十秒周期で風速が変動している。以上をもとに、シミュレーションでは風速  $U$  を  $7 \sim 13 \text{ m/s}$  の間で 25 秒周期で変動させた。

表 3.1 図 3.1 の回路定数

Item	Symbol	Value
Radius of wind turbine	$r$	1 m
Smoothing capacitor in boost converter	$C_{bc}$	1880 $\mu\text{F}$
Boost converter inductor	$L_{bc}$	60 $\mu\text{H}$
DC-link capacitor	$C_{DC}$	4700 $\mu\text{F}$
Filter inductor	$L_f$	984 $\mu\text{H}$
Filter capacitor	$C_f$	6.52 $\mu\text{F}$
Cut-off frequency of LC filter	$f_c$	1.99 kHz
AC load resistor	$R_{AC}$	20 $\Omega$
Leakage inductance of transformer	$l$	320 $\mu\text{H}$
Turn ratio of transformer	$N:1$	4:1
Smoothing capacitor for battery	$C_{bat}$	47 $\mu\text{F}$
Internal resistance of battery		24 m $\Omega$
Equivalent capacitance of battery		30 F
Damp load inductor	$L_d$	0.5 mH
Damp load capacitor	$C_d$	1 $\mu\text{F}$
Damp load resistor	$R_d$	62.5 $\Omega$
Switching frequency	$f_{sw}$	20 kHz
Reference DC-link voltage in BDM	$V_{DC}^*$	200 V
Reference battery voltage in BCM	$V_{bat}^*$	50 V
Reference DC-link voltage by dump load	$V_{DC}^*$	220 V

図 3.7 に、図 3.1 のシミュレーション結果を示す。上から、風速  $U$ 、周速比  $\lambda$  とその指令値  $\lambda^*$ 、発電電力  $p_g$ 、バッテリー電圧  $v_{bat}$ 、バッテリー電流  $i_{bat}$  とその指令値  $i_{bat}^*$ 、直流リンク電圧  $v_{DC}$  と BDM の直流リンク電圧指令値  $V_{DC}^*$ 、降圧チョップパによる直流リンク電圧指令値  $V_{DC}^{*}$ 、交流負荷電圧  $v_{AC}$  を示す。約 5 秒までは、風車の加速に時間を要して周速比指令値  $\lambda^*$  に追従していないため機械出力が最大化されておらず、 $p_g$  がほぼゼロとなっている。約 5 秒以降は、風速に応じた電力が発電されている。BDM 中は、バッテリー電流  $i_{bat}$  がマイナス方向に流れて放電され、直流リンク電圧  $v_{DC}$  が指令値  $V_{DC}^* = 200 \text{ V}$  に追従していることが確認できる。また、BCM 中は、バッテリー電流  $i_{bat}$  が指令値  $i_{bat}^*$  に追従して充電され、バッテリー電圧  $v_{bat}$  が上昇していることが確認できる。このときの直流リンク電圧  $v_{DC}$  は、降圧チョップパによって直流リンク電圧指令値  $V_{DC}^{*}$  の 220 V に追従している。図 3.8 に、直流リンク電圧と交流負荷電圧を示す。図 3.8 は、左が BDM 時、右が BCM 時の波形である。それぞれ上から、直流リンク電圧  $v_{DC}$ 、変調率  $m_a$ 、交流負荷電圧  $v_{AC}$  を示す。図 3.8 より、インバータの入力電圧である  $v_{DC}$  に応じて変調率  $m_a$  を変化させることで交流負荷電圧  $v_{AC}$  の実効値は  $v_{DC}$  に依存せずに 99.6 Vrms で一定となっている。この値は、指令値 100 Vrms に対して誤差が 0.4% であり、また、商用電源の許容範囲  $101 \pm 6 \text{ Vrms}$  内に収まっている。また、 $v_{AC}$  の周波数は 60.0 Hz である。図 3.9 に、図 3.1 の各部の電力を示す。図 3.9 は、発電電力  $p_g$ 、

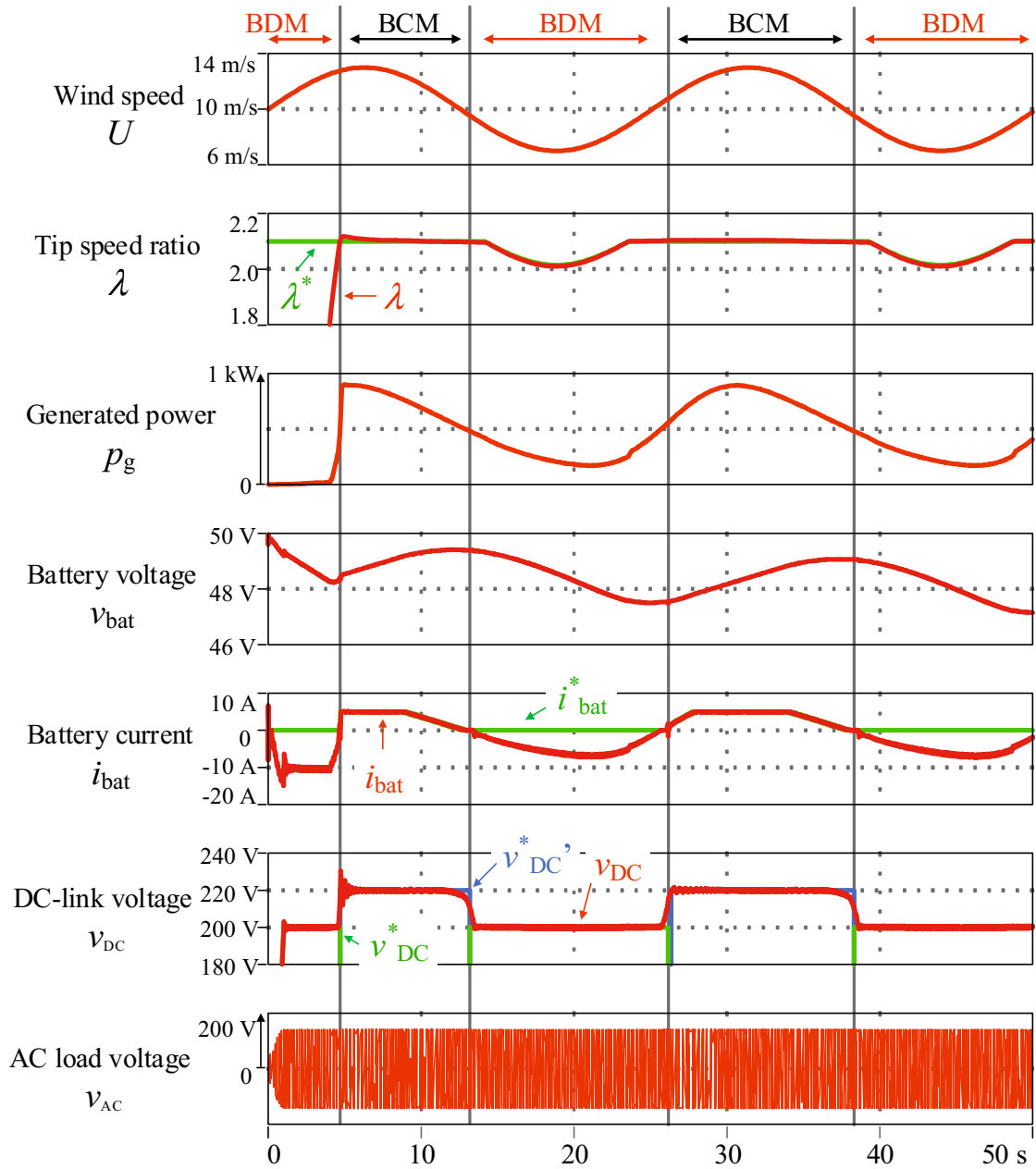


図 3.7 図 3.1 のシミュレーション結果

バッテリー電力  $p_{\text{bat}}$ , ダンプロード消費電力  $p_d$ , 交流負荷の消費電力  $p_{\text{AC}}$  である。図 3.9 より,  $p_g$  の変動に応じて上述の制御で  $p_{\text{bat}}$ ,  $p_d$  を変化させることで,  $p_{\text{AC}}$  の脈動率が 0.423% に抑制され, 風速に依存せずに  $p_{\text{AC}}$  が 496 W でほぼ一定となっている。これは, 定格電力 500 W に対して誤差 0.8% である。以上のシミュレーション結果より, DAB コンバータを用いた独立型風力発電システムが正常に機能することが確認できた。

次に, キャパシタ  $C_{\text{rec}}$  の有無によるシミュレーション結果の違いを検討する。前述のとおり, 昇圧チョッパは (3.2) 式のダイオード整流器の出力電流  $i_{\text{rec}}$  を変化させることで風車の

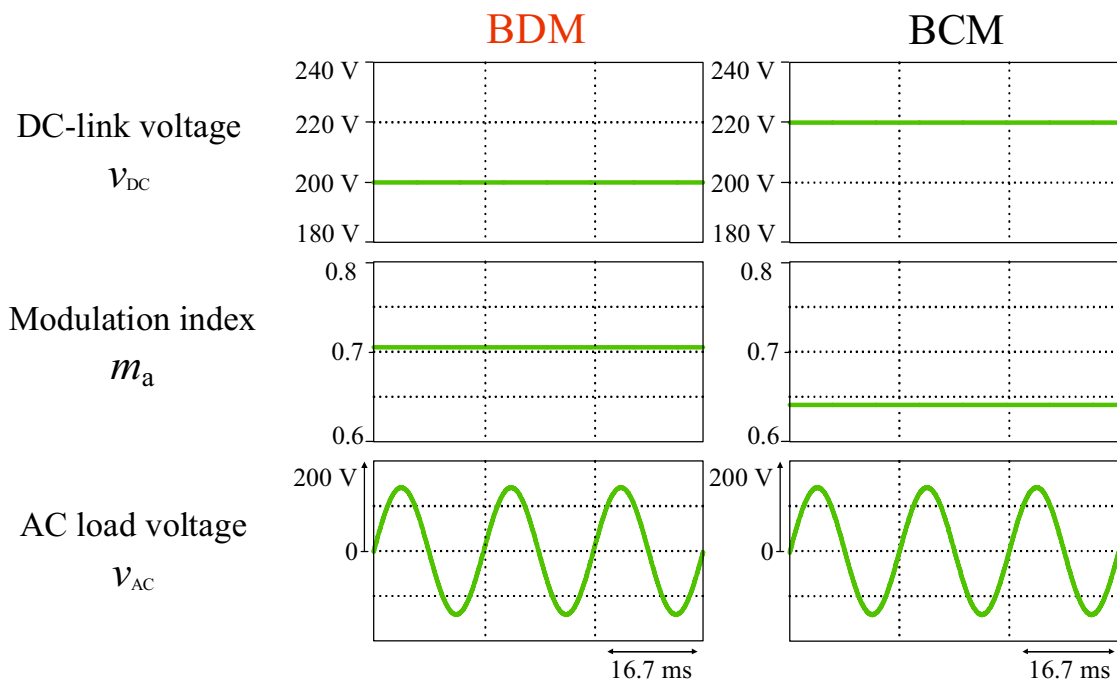


図 3.8 直流リンク電圧と交流負荷電圧

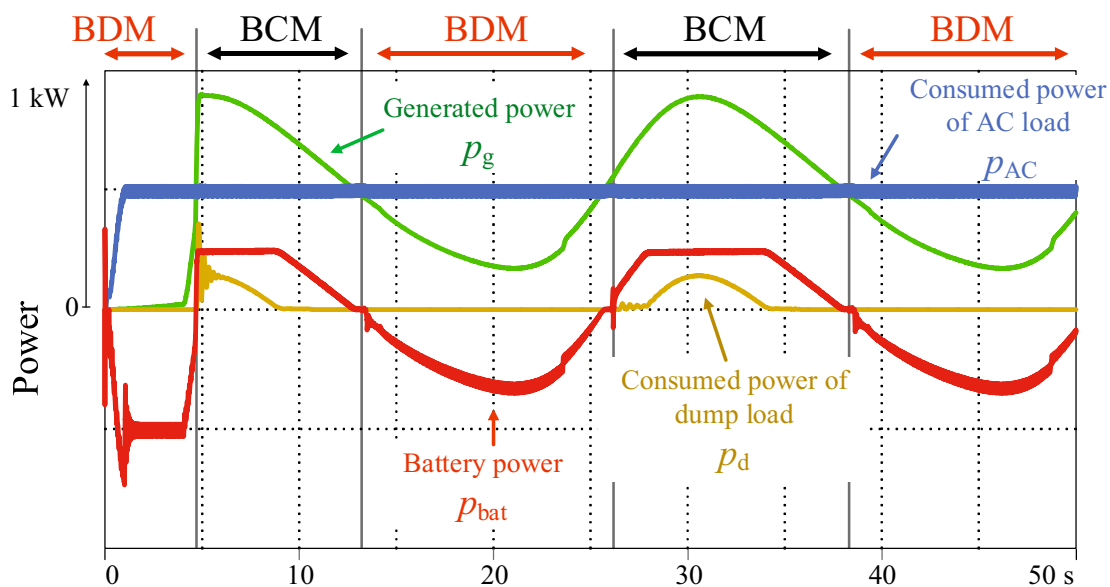


図 3.9 図 3.1 の各部の電力

周速比  $\lambda$  を制御する。本論文では、発電機後段に ABB の風力発電インターフェイスユニット 4000/7200-WIND-INTERFACE 4 to 7.2 kW の接続を想定しているため、ダイオード整流器と昇圧チョップアの間にはキャパシタ  $C_{rec}$  が接続される。キャパシタの有無にかかわらず  $i_{rec}$  の平均値は同じであるため、 $C_{rec}$  は  $\lambda$  に影響を与えない。そこで、 $C_{rec}$  なしでも正常に動作



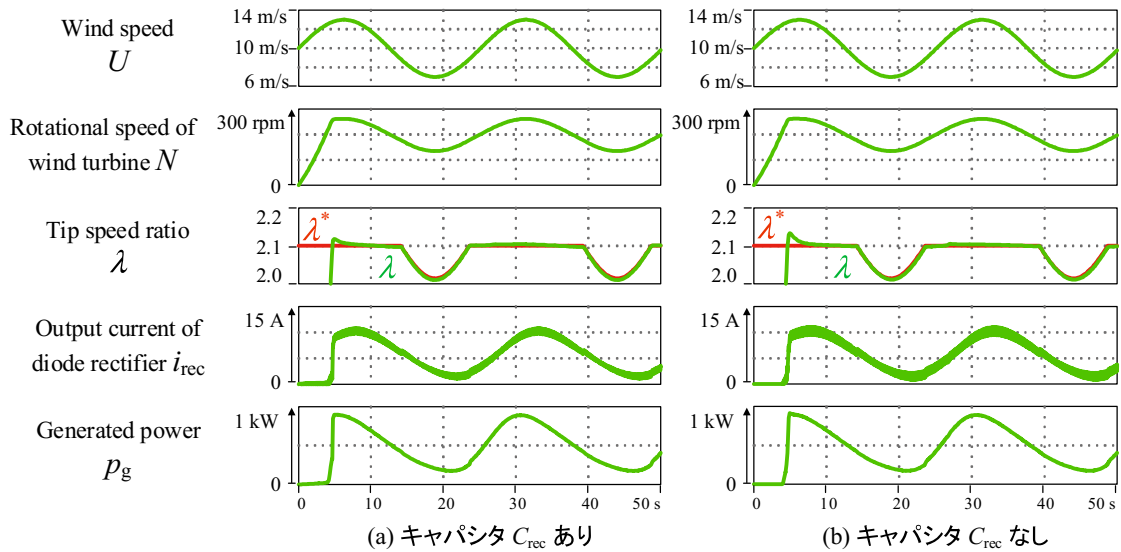


図 3.10 キャパシタ  $C_{rec}$  の有無のシミュレーション結果

可能か確認し、また、 $C_{rec}$  の有無による発電電力の違いを検討する。図 3.10 に、キャパシタ  $C_{rec}$  の有無のシミュレーション結果を示す。左が (a)  $C_{rec}$  ありで右が (b)  $C_{rec}$  なしのシミュレーション結果であり、それぞれ上から、風速  $U$ 、風車の回転速度  $N$ 、周速比  $\lambda$ 、ダイオード整流器の出力電流  $i_{rec}$ 、発電電力  $p_g$  である。風速  $U$  は、図 3.7 と同様に 7～13 m/s の間で変動させた。図 3.10 より、(a) は周速比  $\lambda$  が指令値  $\lambda^*$  に到達するまでの時間が 4.68 秒であり、その後  $\lambda$  が 2.12 までオーバーシュートしている。一方で (b) は、 $\lambda$  が  $\lambda^*$  に到達するまでの時間が 4.64 秒であり、その後  $\lambda$  が 2.13 までオーバーシュートしている。このときの回転速度  $N$  は、(a) が 259 rpm で (b) が 261 rpm であり、大きな差異はない。シミュレーション開始 10 秒以降も  $\lambda$  の追従に大きな差異はないため、発電電力  $p_g$  は同じ結果となっている。以上より、 $C_{rec}$  なしでも正常に動作可能であり、 $C_{rec}$  の有無で発電電力に差は生じないことを確認した。

### 3.2.2 三相モータを接続した場合のシステムの動作試験結果

抵抗で模擬した交流負荷を三相モータ負荷に置き換え、モータ負荷にも一定に電力を供給できることをシミュレーションにより確認する。図 3.11 に三相モータ負荷を接続した場合の独立型風力発電システム構成、表 3.2 に回路定数を示す。図 3.1 の単相インバータを三相インバータに置き換えており、直流リンク電圧を周波数 60 Hz、実効値 100 Vrms の三相交流電圧に変換する。また、インバータ後段に巻数比 1:2 のトランスを接続し、モータ負荷に印加する線間電圧を 200 Vrms に昇圧する。モータ負荷は、PLECS によるシミュレーションにおいて原理確認を目的として無負荷運転を模擬する。風車と発電機、ダイオード整流器、昇圧チョッパ、DAB コンバータとバッテリー、降圧チョッパおよびダンプロードは、図 3.1 のシステムと同じである。三相インバータは、図 3.1 のシステムと同様に可変変調率制御を行う。 $v_{DC} = 220 \text{ Vdc}$  時のインバータの変調率を基本変調率  $M_a = 0.78$  とし、 $v_{DC}$  の検出値と 220 の偏差に比例した値を  $M_a$  に加算する。この値を変調率  $m_a$  とし、三角波比較方式 PWM によりスイッチングを行い、三相交流電圧を出力する。 $v_{DC}$  の変動に応じて  $m_a$  を変動させることでインバータの出力電圧の実効値を 100 Vrms 一定にし、モータ線間電圧を 200 Vrms 一定にする。

図 3.12 に、三相モータを接続したシステムのシミュレーション結果を示す。上から、風速  $U$ 、周速比  $\lambda$  とその指令値  $\lambda^*$ 、発電電力  $p_g$ 、バッテリー電圧  $v_{bat}$ 、バッテリー電流  $i_{bat}$  とその指令値  $i_{bat}^*$ 、直流リンク電圧  $v_{DC}$  と BDM の直流リンク電圧指令値  $V_{DC}^*$ 、降圧チョッパによる直流リンク電圧指令値  $V_{DC}^{*'}$ 、モータ線間電圧  $v_{uv}$ 、 $v_{vw}$ 、 $v_{wu}$  を示す。約 5 秒までは、風車の加速に時間を要して周速比指令値  $\lambda^*$  に追従していないため機械出力が最大化されておらず、 $p_g$  がほぼゼロとなっている。約 5 秒以降は、風速に応じた電力が発電されている。BDM 中は、バッテリー電流  $i_{bat}$  がマイナス方向に流れて放電され、直流リンク電圧  $v_{DC}$  が指令値  $V_{DC}^* = 200 \text{ V}$  に追従していることが確認できる。また、BCM 中は、バッテリー電流  $i_{bat}$  が指令値  $i_{bat}^*$  に追従して充電され、バッテリー電圧  $v_{bat}$  が上昇していることが確認できる。このとき、バッテリー電流指令値  $i_{bat}^*$  は、(3.6) 式で演算を行っており、簡単のため実際の電力変換効率  $\eta$  は計算せずに 0.96 で固定している。そのため、約 25 秒~30 秒の区間は誤差によってバッテリーに伝送できない電力が生じており、直流リンク電圧  $v_{DC}$  がゆるやかに上昇している。直流リンク電圧  $v_{DC}$  の値が 220 V まで上昇したところで、降圧チョッパによって直流リンク電圧指令値  $V_{DC}^{*'}$  の 220 V に追従している。図 3.13 に、直流リンク電圧とモータ線間電圧を示す。図 3.13 は、左が BDM 時、右が BCM 時の波形である。それぞれ上から、直流リンク電圧  $v_{DC}$ 、変調率  $m_a$ 、モータ線間電圧  $v_{uv}$ 、 $v_{vw}$ 、 $v_{wu}$  を示す。図 3.13 より、インバータの入力電圧である  $v_{DC}$  に応じて変調率  $m_a$  を変化させることで  $v_{uv}$ 、 $v_{vw}$ 、 $v_{wu}$  の実効値は  $v_{DC}$  に依存せずに 200 Vrms で一定となっている。また、周波数はいずれも 60.0 Hz である。図 3.14 に、図 3.11 の各部の電力を示す。図 3.14 は、発電電力  $p_g$ 、バッテリー電力  $p_{bat}$ 、ダンプロード

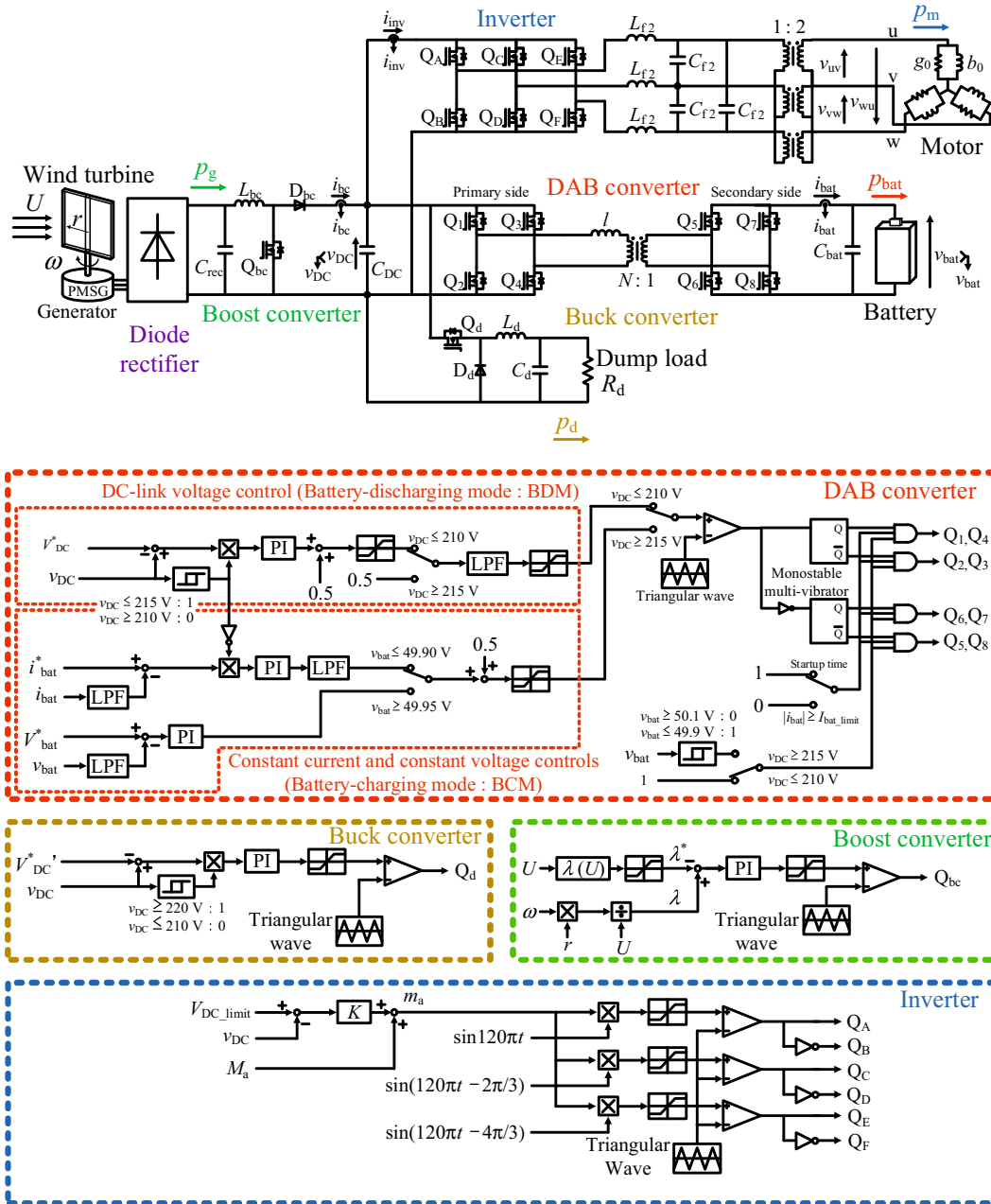


図 3.11 三相モータ負荷を接続した場合の独立型風力発電システム

ド消費電力  $p_d$ , モータ負荷の消費電力  $p_m$  である。図 3.14 より,  $p_g$  の変動に応じて  $p_{bat}$ ,  $p_d$  を変化させることで,  $p_m$  の脈動率が 1.65% に抑制され, 風速に依存せずに  $p_m$  が 48.4 W でほぼ一定となっている。以上より, 独立型風力発電システムにおける DAB コンバータを用いたバッテリー充放電制御がモータ負荷にも一定に電力を供給可能なことを確認した。

表 3.2 図 3.11 の回路定数

Item	Symbol	Value
Radius of wind turbine	$r$	1 m
Smoothing capacitor in boost converter	$C_{bc}$	1880 $\mu$ F
Boost converter inductor	$L_{bc}$	60 $\mu$ H
DC-link capacitor	$C_{DC}$	4700 $\mu$ F
Filter inductor	$L_f$	984 $\mu$ H
Filter capacitor	$C_f$	6.52 $\mu$ F
Cut-off frequency of LC filter	$f_c$	1.99 kHz
Susceptance for induction machine	$g_0$	1.21 mS
Conductance for induction machine	$b_0$	33.8 mS
Leakage inductance of transformer	$l$	320 $\mu$ H
Turn ratio of transformer	$N:1$	4:1
Smoothing capacitor for battery	$C_{bat}$	47 $\mu$ F
Internal resistance of battery		24 m $\Omega$
Equivalent capacitance of battery		30 F
Damp load inductor	$L_d$	0.5 mH
Damp load capacitor	$C_d$	1 $\mu$ F
Damp load resistor	$R_d$	62.5 $\Omega$
Switching frequency	$f_{sw}$	20 kHz
Reference DC-link voltage in BDM	$V_{DC}^*$	194.4 V
Reference battery voltage in BCM	$V_{bat}^*$	48 V
Reference DC-link voltage by dump load	$V_{DC}^{*}$	220 V
Dead time		0.4 $\mu$ s

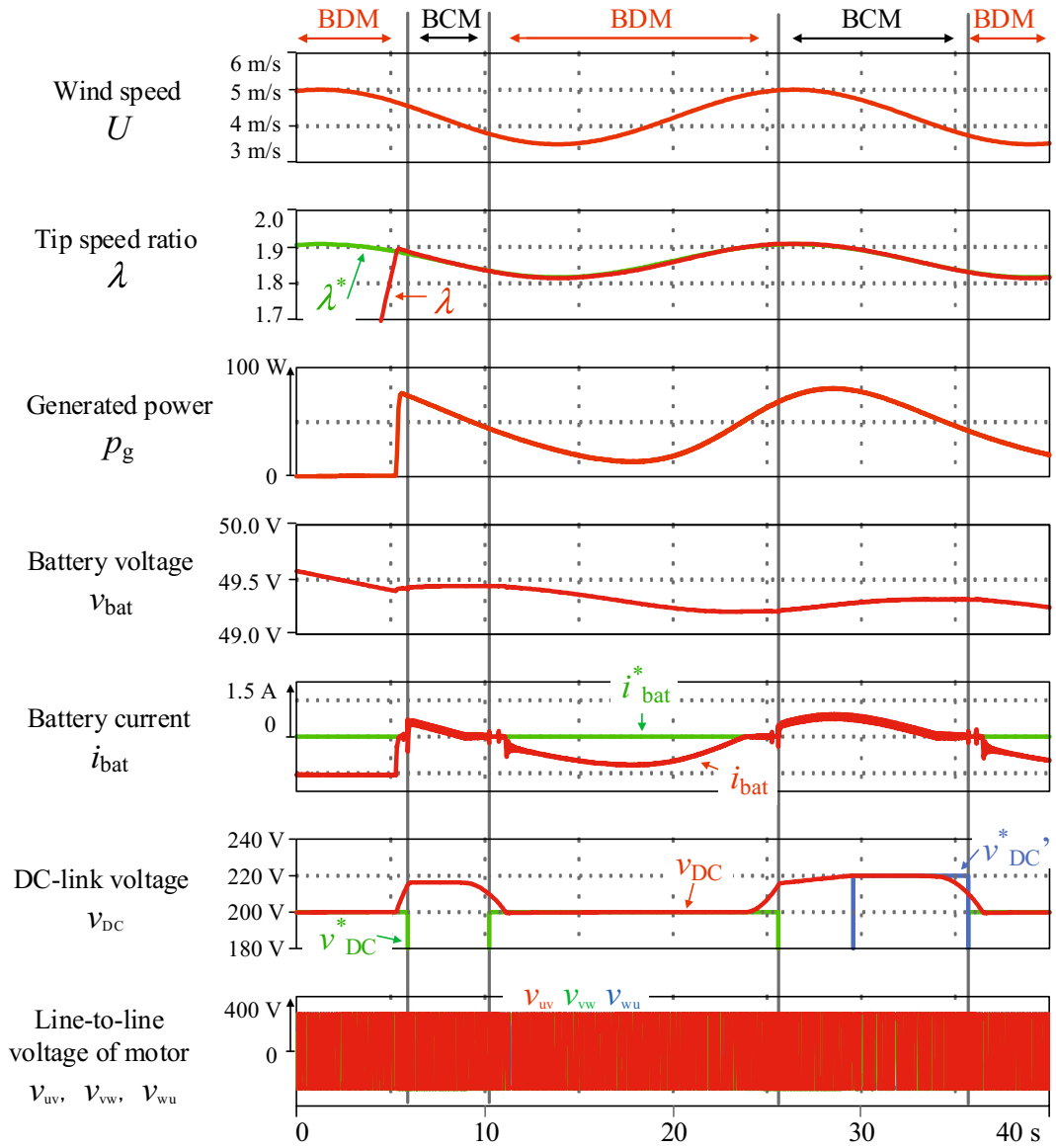


図 3.12 三相モータを接続したシステムのシミュレーション結果

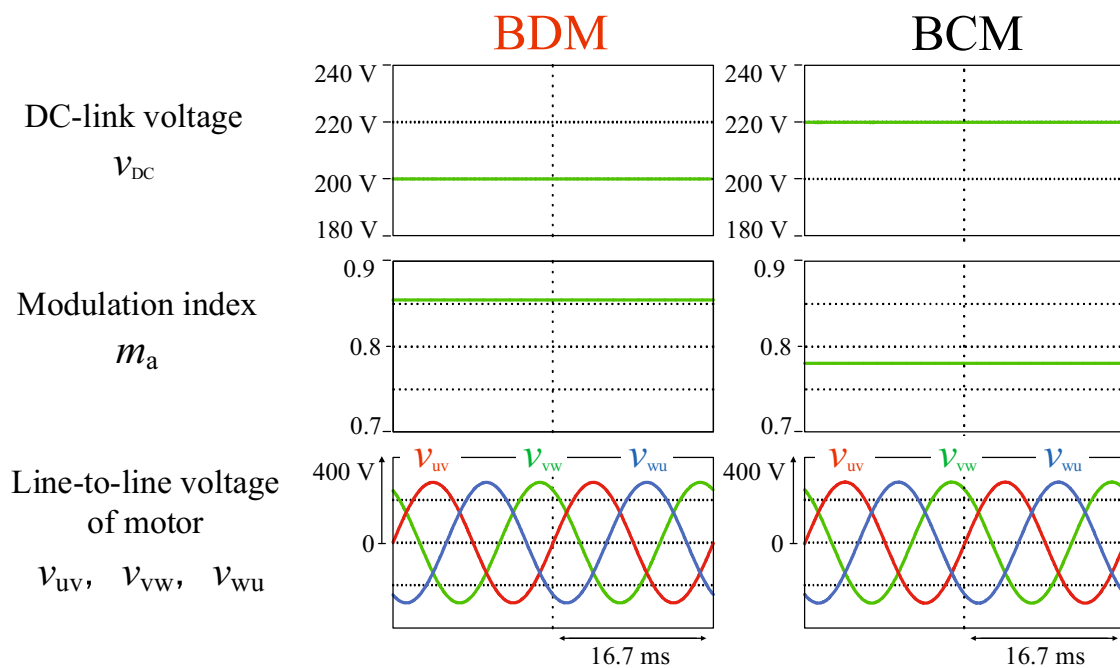


図 3.13 直流リンク電圧とモータ線間電圧

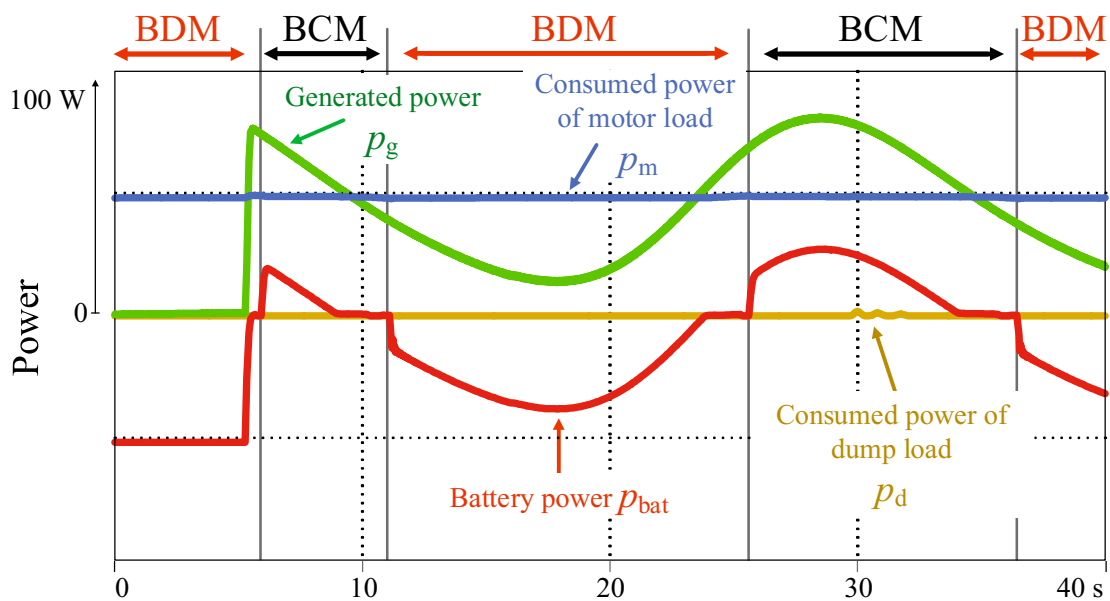


図 3.14 図 3.11 の各部の電力

### 3.3 各システムの比較

#### 3.3.1 各システムとの電力損失比較

表 3.3 に、各独立型風力発電システムの 900 W 発電時の電力損失を示す。ただし、本論文では発電機の効率を考慮していない。スイッチングデバイスはすべて MOSFET を使用し、オン抵抗は 22 mΩ とした。ダイオードはオン抵抗 58.8 mΩ、順電圧 0.9 V、ダイオード整流器はオン抵抗 5 mΩ、順電圧 0.9 V とし、シミュレーションを行った。スイッチングデバイスの導通損失は、シミュレーション上の各電力変換器の入力電力と出力電力の差分で計算している。スイッチングデバイスのスイッチング損失  $P_{sw}$  は、電圧と電流が線形で変化すると仮定し、(3.7) 式で計算している。

$$P_{sw} = \int v_{DS} i_D dt$$

$$\simeq \frac{1}{6} (t_{ON} + t_{OFF}) V_{DS(OFF)} I_{D(ON)} f_{sw} \quad (3.7)$$

ここで、 $v_{DS}$  はドレイン-ソース間電圧 [V]、 $i_D$  はドレイン電流 [A]、 $t_{ON}$  はターンオン時間 [s]、 $t_{OFF}$  はターンオフ時間 [s]、 $V_{DS(OFF)}$  はオフ時のドレイン-ソース間電圧 [V]、 $I_{D(ON)}$  はオン時のスイッチングデバイスに流れるドレイン電流 [A]、 $f_{sw}$  はスイッチング周波数 [Hz] を示す。各スイッチングデバイスの  $V_{DS(OFF)}$ 、 $I_{D(ON)}$  はそれぞれシミュレーションによって求め、 $t_{ON}$ 、 $t_{OFF}$  は、それぞれローム製 SiC-MOSFET の SCT3022AL のデータシート記載値である 78 ns、96 ns としている。表 3.3 より、図 2.2 のシステムは、発電機-交流負荷間の電力変換器の直列数は 4 段であり、発電機-交流負荷間の電力損失の合計が 84.6 W となっている。図 2.3 のシステムは合計 64.7 W、図 2.4 のシステムは合計 17.5 W となった。一方で、DAB コンバータを用いたシステムは発電機-交流負荷間の電力変換器の直列数が 3 段であり、同じ風速条件で 900 W 発電したときの電力損失の合計は 27.4 W となっている。表 3.3 より、DAB コンバータを用いたシステムの電力損失は、図 2.4 のシステムの次に小さく、図 2.2 のシステムの 32.4%、図 2.3 のシステムの 42.3% まで低減されている。

#### 3.3.2 図 2.2 のシステムとの交流負荷の駆動時間比較

表 3.4 に、図 2.2 のシステムと DAB コンバータを用いたシステムの 900 W 発電時の電力変換効率を示す。電力変換効率は、シミュレーション上の各電力変換器の入力電力と出力電力の差分で計算しているため、スイッチング損失は考慮していない。表 3.4 の電力変換効率を用いて交流負荷の駆動時間の比較を行う。各電力変換器の電力変換効率は伝送する電力の大きさによって異なるが、ここでは簡単な比較のため 900 W 発電時の電力変換効率を使用する。始めに、517.0 W 発電時の交流負荷の駆動時間を比較する。図 2.2 のシステムでは、発電機で発電した 517.0 W の電力はダイオード整流器で 10.9 W、昇圧チョッパで 4.0 W、フル

表 3.3 各独立型風力発電システムの 900 W 発電時の電力損失

システム	電力変換器	導通損失 [W]	スイッチング 損失 [W]	合計損失 [W]
図 2.2 の システム	ダイオード整流器	16.1	-	16.1
	インターリーブ方式昇圧チョッパ	9.64	0.240	9.88
	フルブリッジ DC/DC コンバータ	21.9	4.69	26.6
	インバータ	30.4	1.67	32.1
	(発電機-交流負荷間)	78.0	6.60	84.6
図 2.3 の システム	ダイオード整流器	16.4	-	16.4
	降圧チョッパ	15.4	0.524	15.9
	インバータ	30.4	1.94	30.9
	(発電機-交流負荷間)	62.2	2.46	64.7
図 2.4 の システム	PWM 整流器	14.2	0.524	14.7
	インバータ	2.30	0.516	2.31
	(発電機-交流負荷間)	16.5	1.04	17.5
DAB コンバータを用いた システム	ダイオード整流器	16.3	-	16.3
	昇圧チョッパ	8.36	0.283	8.64
	インバータ	2.30	0.516	2.31
	(発電機-交流負荷間)	27.0	0.412	27.4

表 3.4 図 2.2 のシステムと DAB コンバータを用いたシステムの 900 W 発電時の電力変換効率

システム	電力変換器	電力変換効率 [%]
図 2.2 の システム	ダイオード整流器	97.9
	インターリーブ方式昇圧チョッパ	99.2
	フルブリッジ DC/DC コンバータ	95.4
	インバータ	96.6
DAB コンバータを用いた システム	ダイオード整流器	97.9
	昇圧チョッパ	99.0
	インバータ	99.8

ブリッジ DC/DC コンバータで 23.1 W の電力損失が生じ、バッテリー前段には 479.0 W まで減少する。バッテリーは 31.7 W 放電することで、バッテリーの後段の電力が 510.7 W となり、インバータで 10.7 W の電力損失が発生し、交流負荷へ 500.0 W の電力を供給することができる。常に 517.0 W 発電しバッテリーが満充電状態から 31.7 W の放電を続ける場合、62 時間後にはバッテリーが放電終止電圧となり交流負荷への電力供給が停止する。一方で、DAB コンバータを用いたシステムでは、発電機で発電した 517.0 W の電力はダイオード整流器で 10.9 W、昇圧チョッパで 5.1 W、インバータで 1.0 W の電力損失が発生し、交流負荷へ 500.0 W の電



力が供給される。バッテリーの放電が必要ないため、交流負荷に常に 500.0 W の電力を供給することができる。その結果、常に 517.0 W 発電している条件下でシステムを比較した場合、図 2.2 のシステムでは交流負荷の駆動時間は 62 時間であるのに対し、DAB コンバータを用いたシステムでは永久に駆動可能となる。

次に、発電停止時の交流負荷の駆動時間を比較する。図 2.2 のシステムのバッテリー-交流負荷間の電力変換器の段数は、インバータの 1 段である。図 2.2 のシステムでは、バッテリーが 510.7 W 放電することで、インバータで 10.7 W の電力損失が発生し、交流負荷へ 500.0 W の電力を供給することができる。バッテリーが満充電状態から常に 510.7 W の放電をした場合、4.86 時間後にはバッテリーが放電終止電圧となり交流負荷への電力供給が停止する。一方で、DAB コンバータを用いたシステムのバッテリー-交流負荷間の電力変換器の段数は、DAB コンバータとインバータの 2 段である。DAB コンバータを用いたシステムでは、バッテリーが 505.7 W の放電をすることで、DAB コンバータで 4.7 W、インバータで 1.0 W の電力損失が発生し、交流負荷へ 500.0 W の電力を供給することができる。ここで、DAB コンバータの電力変換効率は 900 W 発電時のシミュレーション結果より 99.0% 一定としている。バッテリーが満充電状態から常に 505.7 W の放電をした場合、4.94 時間後にはバッテリーが放電終止電圧となり交流負荷への電力供給が停止する。DAB コンバータを用いたシステムは図 2.2 のシステムよりバッテリー-交流負荷間の電力変換器の段数が多いが、3.1 節で述べたようにインバータでの電力損失が大幅に低減されている。その結果、発電停止時のシステムを比較した場合、図 2.2 のシステムでは交流負荷の駆動時間は 4.86 時間、DAB コンバータを用いたシステムでは 4.94 時間となり、駆動時間はほぼ同じである。以上より、DAB コンバータを用いた独立型風力発電システムの有効性を確認した。

### 3.4 本章のまとめ

本章では、バッテリー充放電用 DAB コンバータを用いた独立型風力発電システムを提案した。はじめに、DAB コンバータを用いた独立型風力発電システムの構成を示し、各制御について述べた。PMSG の後段にダイオード整流器、昇圧チョッパを接続し、昇圧チョッパの出力側にインバータと交流負荷、DAB コンバータとバッテリー、ダンプロードを接続した構成である。次に、計算機シミュレータにより、風速変動に依存せずに交流負荷へ一定の電力が供給されることを確認した。風速を 7 ~ 13 m/s の間で変動させたとき、交流負荷の消費電力の平均値は 496 W、平均値に対しての脈動率が 0.423% であり、風速に依存せずに交流負荷の消費電力を一定に制御可能であることを明らかにした。また、抵抗で模擬した交流負荷を三相モータ負荷に置き換え、モータ負荷にも同様に一定に電力を供給できることを明らかにした。最後に、先に提案された風力発電システムと提案する DAB コンバータを用いた

システムを比較し、DAB コンバータを用いたシステムが高効率であることを明らかにした。900 W 発電時の電力損失の合計は、図 2.2 の風力発電システムが 84.6 W、図 2.3 の風力発電システムが 64.7 W であったのに対し、DAB コンバータを用いたシステムは 27.4 W となった。これにより、DAB コンバータを用いたシステムの 900 W 発電時の電力損失は、図 2.2 の 32.4%、図 2.3 の 42.3% まで低減されることを明らかにした。また、517.0 W 発電時の交流負荷の駆動時間比較では、常に 517.0 W 発電している条件下でシステムを比較した場合、図 2.2 のシステムでは交流負荷の駆動時間は 62 時間であるのに対し、DAB コンバータを用いたシステムでは永久に駆動可能であることを述べた。発電停止時の交流負荷の駆動時間比較では、図 2.2 のシステムでは交流負荷の駆動時間は 4.86 時間、DAB コンバータを用いたシステムでは 4.94 時間となり、駆動時間はほぼ同じとなった。以上より、DAB コンバータを用いた独立型風力発電システムの有効性を明らかにした。

## 第4章 DAB コンバータの直流リンク電圧可変制御による軽負荷時の高効率放電動作

第3章では、バッテリー充放電用 DAB コンバータを用いた独立型風力発電システムについて述べ、図 2.2、図 2.3 のシステムより発電機-交流負荷間が高効率であることを明らかにした。また、発電が停止したバッテリー放電モード (Battery-Discharging Mode : BDM) 時の交流負荷駆動時間の比較では、図 2.2 のシステムとほぼ同じ駆動時間となることが明らかになった。本章では、発電機-交流負荷間の高効率化ではなく、BDM 時の DAB コンバータの高効率化を目的とする。バッテリー充放電用 DAB コンバータの直流リンク電圧可変制御を提案し、軽負荷時の BDM の高効率放電動作について述べる。はじめに、第3章で使用していた DAB コンバータの直流リンク電圧一定制御の課題について述べる。次に、直流リンク電圧可変制御について述べ、先に適用されている制御と提案する制御法の違いを説明する。次に、直流リンク電圧可変制御を適用したバッテリー充放電用 DAB コンバータを用いた独立型風力発電システムのバッテリー放電動作を実機検証し、提案する制御法の有効性およびシステムの正常動作を確認する。最後に、DAB コンバータの直流リンク電圧一定制御と直流リンク電圧可変制御を比較して軽負荷時の効率が改善されることを明らかにする。

### 4.1 BDM 時の DAB コンバータの制御とその課題

前章の BDM 時の制御では、DAB コンバータの二次側に接続されているバッテリーから一次側へ放電し、 $v_{DC}$  の直流リンク電圧一定制御を行っている。本章では、直流リンク電圧一定制御の指令値  $V_{DC}^*$  を 194.4 V とする。この制御では、DAB コンバータ一次側の電圧である直流リンク電圧  $v_{DC}$  は二次側の電圧であるバッテリー電圧  $v_{bat}$  の変動に依存せず常に一定である。そのため第 2.5 節で述べた通り、トランス電流ピーク値の増加や ZVS の成立範囲の縮小などにより効率を低下させる。

図 4.1 に、直流リンク電圧一定制御時の位相差と ZVS 成立範囲を示す。横軸はバッテリー電圧  $v_{bat}$ 、縦軸は位相差  $\phi$  である。図 2.15 の横軸を一次側二次側電圧比と巻数比のずれの度合い  $k$  からバッテリー電圧  $v_{bat}$  に置き換え、各条件のときの位相差  $\phi$  をプロットしている。図 4.1 より、伝送電力の絶対値  $|p_{bat}|$  が 200 W から 500 W の重負荷時では、位相差の絶対値が大きいためバッテリー電圧の変動によらず (2.8) 式を満たし、常に ZVS を達成する。一方で 50 W から 150 W の軽負荷時では、位相差の絶対値が小さいためバッテリーの放電によりバツ

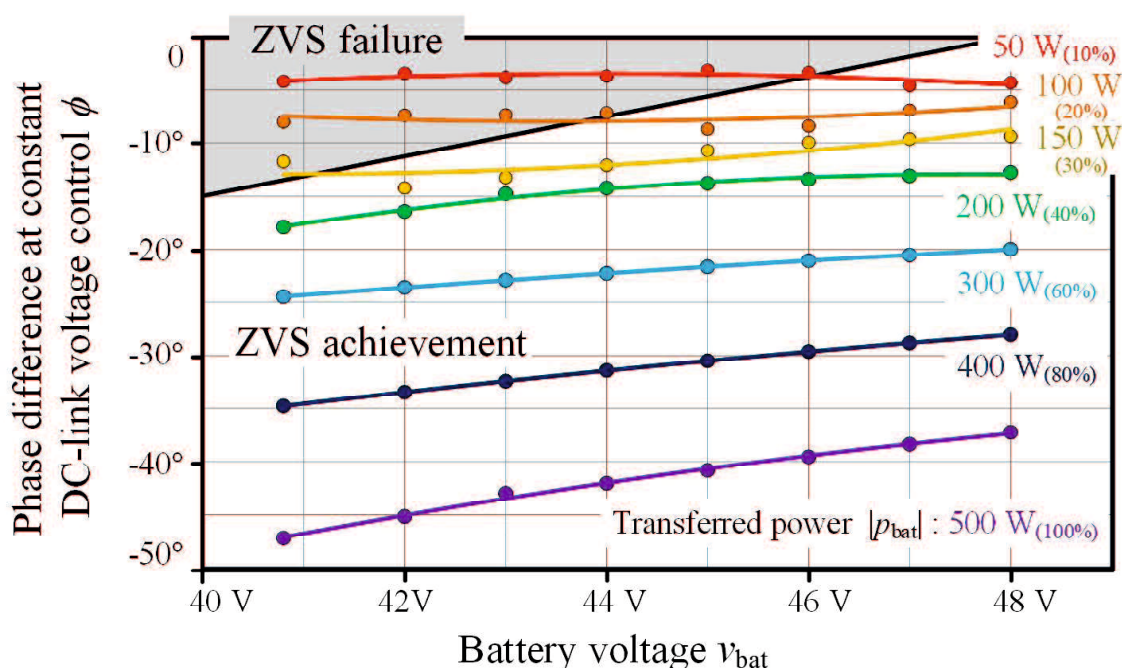


図 4.1 直流リンク電圧一定制御時の位相差と ZVS 成立範囲

テリ電圧が低下すると (2.8) 式を満たせず, ZVS が失敗する。このとき, DAB コンバータの一次側のスイッチングデバイス  $Q_1 \sim Q_4$  がハードスイッチングとなる。伝送電力が 50 W のときは  $v_{bat}$  が 46 V 以下で ZVS 不成立, 伝送電力が 100 W のときは  $v_{bat}$  が 44 V 以下で ZVS 不成立, 伝送電力が 150 W のときは  $v_{bat}$  が 40.8 V で ZVS 不成立となっている。以上より, 直流リンク電圧一定制御は, バッテリ電圧低下時に DAB コンバータの電力変換効率が低下させ, かつ伝送電力が軽負荷の場合はさらに電力変換効率を低下させる。

## 4.2 軽負荷時の効率改善手法

バッテリ電圧  $v_{bat}$  が低電圧かつ伝送電力が軽負荷の場合, ZVS 不成立により電力変換効率が低下する。制御が複雑化する片側 PWM 制御および両側 PWM 制御を用いず, 通常の位相シフト制御で ZVS を達成するためには, 伝送電力を大きくする, または,  $v_{DC}$  を低くする方法の 2 つがある<sup>(108)</sup>。

伝送電力を大きくした場合, 図 4.1 より位相差を ZVS 成立範囲まで広げることができる。しかしながら, 発電機の発電電力と交流負荷の消費電力の関係からバッテリから放電する電力が決定するため, DAB コンバータは余分に電力を伝送することになる。そのため, DAB コンバータの余剰電力分の対策が必要となる。DAB コンバータの伝送電力を大きくする場合の対策は, 以下の方法が考えられる。

- 余剰電力分をダンプロードで消費

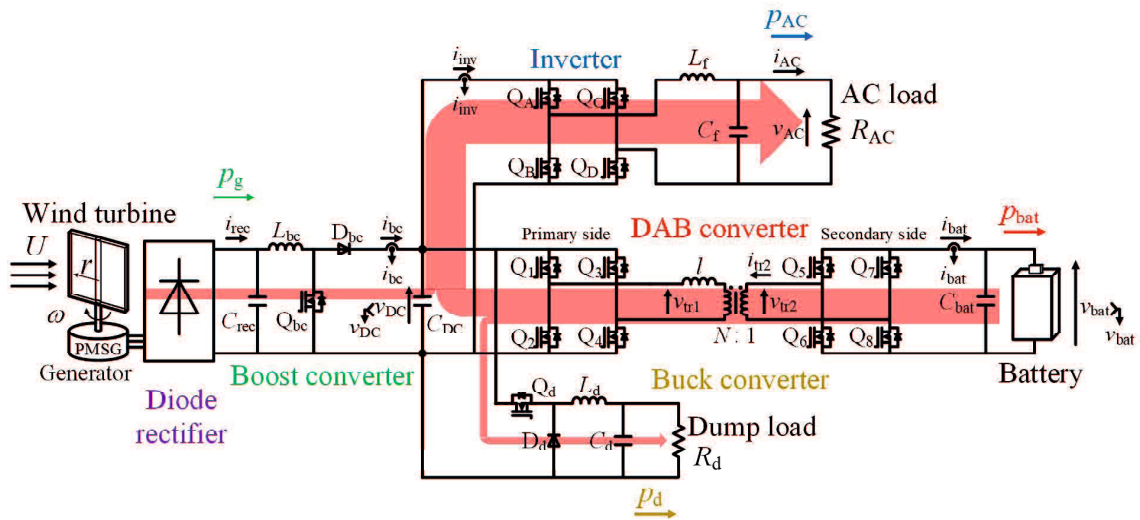


図 4.2 余剰電力分をダンプロードで消費する方法のパワーフロー

- 発電機の発電電力を抑制
- DAB コンバータとバッテリーを並列に追加し、余剰電力分を追加のバッテリーに伝送

図 4.2 に、余剰電力分をダンプロードで消費する方法のパワーフローを示す。まず、余剰電力をダンプロードで消費する方法は、 $v_{DC}$  が余剰電力により上昇したとき、降圧チョップを駆動させる。第 3 章の降圧チョップと同じ制御であるため、制御を変更せずに DAB コンバータの ZVS を達成することが可能である。しかしながら、ダンプロードに伝送する余剰電力分がそのまま損失となるため、DAB コンバータの電力変換効率は向上するがシステム全体の効率は低くなる。図 4.3 に、発電機の発電電力を抑制する方法のパワーフローを示す。これは、昇圧チョップの変速制御<sup>(46)</sup>により行うことができる。3 章の昇圧チョップの周速比制御では、風車の機械出力が最大となる周速比になるように制御することで、発電電力を最大化していた。そこで、周速比の値を機械出力が最大となる値からずらすことで発電電力を抑制することができる。交流負荷に供給する電力と DAB コンバータの伝送電力の差分を発電電力とするように周速比を可変に制御することで、DAB コンバータの ZVS を達成しながら余剰電力の発生を防ぐことが可能となる。しかしながら、この方法は風のエネルギーを最大限に有効活用しないため最適とはいえない。図 4.4 に、DAB コンバータとバッテリーを並列に追加する方法の軽負荷時のパワーフローを示す。軽負荷時では、DAB コンバータ 1 は放電動作をし、DAB コンバータ 2 は充電動作を行う。DAB コンバータ 1 の伝送電力は、発電電力の不足分に ZVS 達成に必要な電力を加算した値とする。DAB コンバータ 2 は、DAB コンバータ 1 の伝送電力の余剰分を伝送するため、伝送電力は ZVS 達成に必要な電力となる。そのため、DAB コンバータ 1、DAB コンバータ 2 の 2 台とも ZVS が達成となる。ただし、この軽負荷時の動作は ZVS によりスイッチング損失をほぼゼロにできるが、導通損失

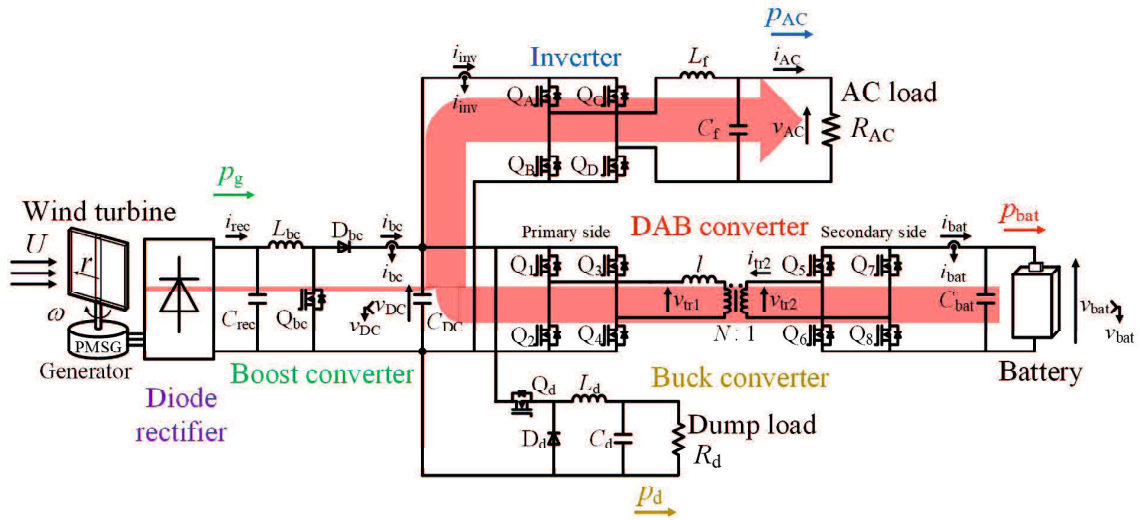


図 4.3 発電機の発電電力を抑制する方法のパワーフロー

が大幅に増加し、効率は逆に低下することが予想される。

次に、伝送電力は大きくせず  $v_{DC}$  を低くすることで ZVS を達成する手法について述べる。DAB コンバータの二次側電圧であるバッテリー電圧  $v_{bat}$  の低下に応じて、一次側電圧である直流リンク電圧  $v_{DC}$  の値を低くなるように DAB コンバータを制御する。それにより、DAB コンバータの一次側二次側電圧比とトランス巻数比を同じ値することができるため、トランス電流は (2.1) 式より常に台形波状となる。トランス電流が常に台形波状の場合、図 2.11 の区間 A から B へ移行時のトランス電流、B から C へ移行時のトランス電流がどちらも常に正の値となるため、2.5.2 項より全負荷範囲で ZVS が可能となる。また、余剰電力が発生しないため昇圧チョップおよび降圧チョップの制御を変更する必要がなく、 $v_{DC}$  の変動はインバータの可変変調率制御によって交流負荷に影響しない。よって、軽負荷時の効率改善手法として、本論文では  $v_{bat}$  の低下に応じて  $v_{DC}$  を低くすることで ZVS を達成する手法を採用する。

### 4.3 直流リンク電圧可変制御

文献 (109)、文献 (110) では、直流リンク電圧指令値  $v_{DC}^*$  を (4.1) 式で制御する直流リンク電圧可変制御を行っている。

$$v_{DC}^* = N v_{bat} \quad (4.1)$$

図 2.11 と (2.1) 式より、理想トランスに流れるトランス電流を常に台形波状にでき、全負荷領域で ZVS が達成される。しかしながら、理想トランスではトランス電流が台形波状とな

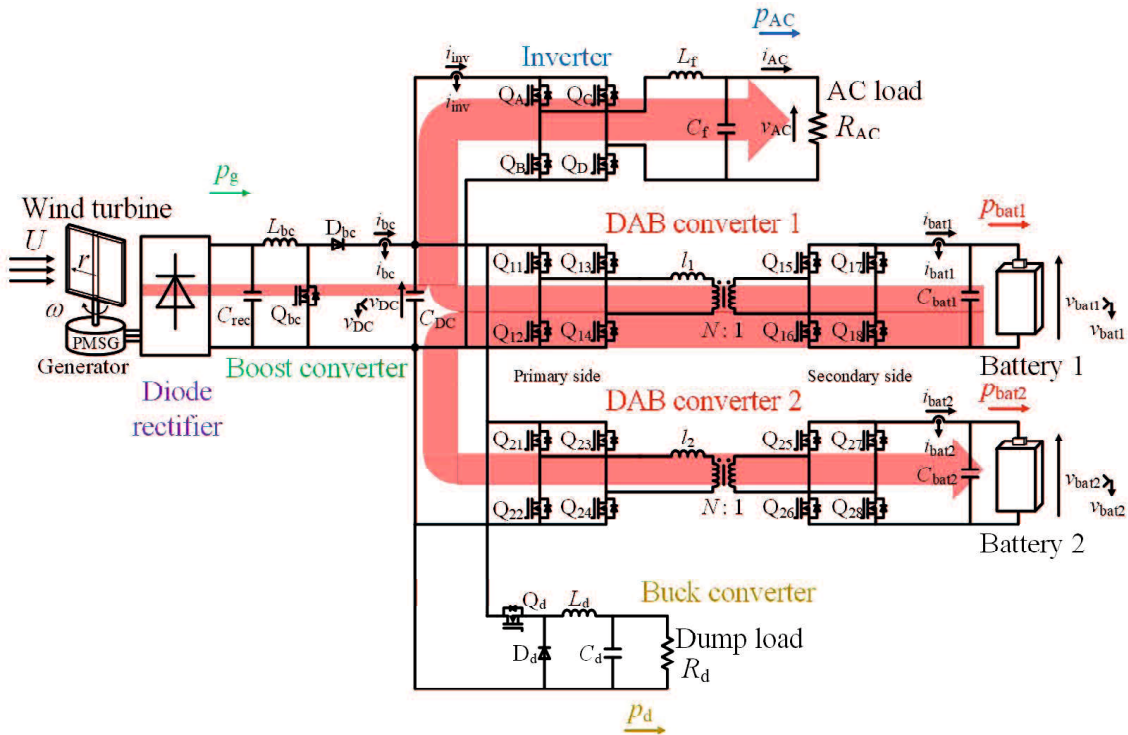


図 4.4 DAB コンバータとバッテリーを並列に追加する方法の軽負荷時のパワーフロー

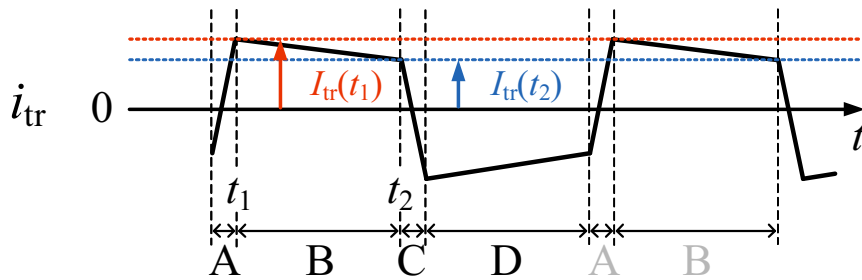


図 4.5 (4.1) 式の直流リンク電圧可変制御を行った時のトランス電流波形

るが、実際はトランスの励磁インピーダンスなどの影響でトランス電流が完全な台形波状にならない。図 4.5 に、(4.1) 式の直流リンク電圧可変制御を行った時のトランス電流波形を示す。図 4.5 より、区間 B のトランス電流に傾きが生じている。そのため、軽負荷時には  $I_{tr}(t_2) < 0$  となって ZVS 不成立となる範囲が存在している。そこで、実際のトランスに流れる電流を完全に台形波状にするため、励磁インピーダンスなどを考慮した直流リンク電圧可変制御を提案する。

はじめに、図 4.5 の区間 B におけるトランス電流の傾きがゼロとなる条件を導出する。図 4.6 に、図 4.5 の区間 B における DAB コンバータの等価回路を示す。 $Z_1$  はトランスの一次側巻線抵抗と一次側励磁インダクタンスの合成インピーダンス、 $Z_2$  は二次側巻線抵抗  $r_2$  と二次側励磁インダクタンス  $l_2$  の合成インピーダンス、 $Z_0$  は励磁インピーダンスである。重

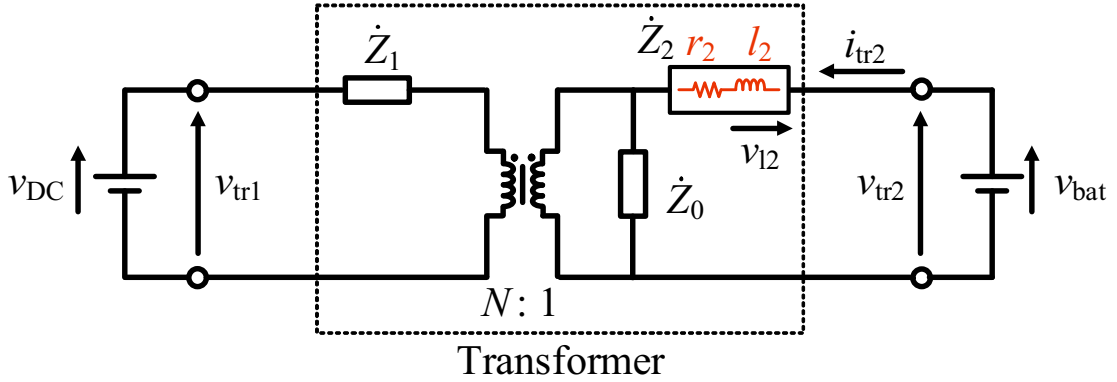


図 4.6 図 4.5 の区間 B における DAB コンバータの等価回路

ね合わせの理より， $i_{tr2}$  は次式で表される。

$$i_{tr2} = \frac{(N^2 \dot{Z}_0 + \dot{Z}_1)v_{bat} - N\dot{Z}_0 v_{DC}}{\dot{Z}_1 \dot{Z}_2 + N^2 \dot{Z}_2 \dot{Z}_0 + \dot{Z}_0 \dot{Z}_1} \quad (4.2)$$

ここで，本章および第5章では DAB コンバータの BDM のみを検討するため， $i_{tr2}$  は二次側から一次側の向きを正とする。ファラデーの電磁誘導の法則より，二次側電流の傾き  $di_{tr2}/dt$  は次式となる。

$$\begin{aligned} \frac{di_{tr2}}{dt} &= \frac{1}{l_2} v_{l2}, \\ &= \frac{1}{l_2} \left( v_{bat} - r_2 i_{tr2} - \frac{\dot{Z}_0}{\frac{1}{N^2} \dot{Z}_1 + \dot{Z}_0} \frac{1}{N} v_{DC} \right) \\ &= \frac{\left( 1 - \frac{N^2 r_2 \dot{Z}_0 + r_2 \dot{Z}_1}{\dot{Z}_1 \dot{Z}_2 + N^2 \dot{Z}_2 \dot{Z}_0 + \dot{Z}_0 \dot{Z}_1} \right) v_{bat} - \left( \frac{N \dot{Z}_0}{\dot{Z}_1 + N^2 \dot{Z}_0} - \frac{N r_2 \dot{Z}_0}{\dot{Z}_1 \dot{Z}_2 + N^2 \dot{Z}_2 \dot{Z}_0 + \dot{Z}_0 \dot{Z}_1} \right) v_{DC}}{l_2} \end{aligned} \quad (4.3)$$

したがって， $v_{DC}$  が (4.1) 式を満たしていても区間 B で  $di_{tr2}/dt$  はゼロにならず，図 4.5 に示す波形となる。(4.3) 式より， $di_{tr2}/dt = 0$  の条件は，

$$v_{DC} = \frac{(N^2 \dot{Z}_0 + \dot{Z}_1)(\dot{Z}_1 \dot{Z}_2 + N^2 \dot{Z}_2 \dot{Z}_0 + \dot{Z}_0 \dot{Z}_1) - r_2 (N^2 \dot{Z}_0 + \dot{Z}_1)^2}{N \dot{Z}_0 (\dot{Z}_1 \dot{Z}_2 + N^2 \dot{Z}_2 \dot{Z}_0 + \dot{Z}_0 \dot{Z}_1) - N r_2 \dot{Z}_0 (N^2 \dot{Z}_0 + \dot{Z}_1)} v_{bat} \quad (4.4)$$

となる。ここで，簡単のため  $r_2 = 0$  とすると， $v_{DC}$  は，

$$\begin{aligned} v_{DC} &= \frac{(N^2 \dot{Z}_0 + \dot{Z}_1)(\dot{Z}_1 \dot{Z}_2 + N^2 \dot{Z}_2 \dot{Z}_0 + \dot{Z}_0 \dot{Z}_1)}{N \dot{Z}_0 (\dot{Z}_1 \dot{Z}_2 + N^2 \dot{Z}_2 \dot{Z}_0 + \dot{Z}_0 \dot{Z}_1)} v_{bat} \\ &= \left( N + \frac{\dot{Z}_1}{N \dot{Z}_0} \right) v_{bat} \end{aligned} \quad (4.5)$$

になる。 $v_{DC}$  が (4.5) 式を満たすとき，トランス電流は台形波状となり，全負荷範囲で ZVS が達成される。



以上を基に、提案する可変直流リンク電圧制御の指令値  $v_{DC}^*$  を次式に示す。

$$v_{DC}^* = \left( N + \frac{|Z_1|}{N|Z_0|} \right) v_{bat} \quad (4.6)$$

(4.1) 式の直流リンク電圧可変制御指令値に対して、励磁インピーダンスなどを考慮した補正值を加えている。ただし、トランス二次側巻線抵抗  $r_2$  や DAB コンバータのスイッチングデバイス  $Q_1 \sim Q_8$  のオン抵抗による電圧降下を考慮していないため、実際の補正值は実験を通して微調整をする必要がある。また、これらの値は温度によって変化するため、実験開始から十分に時間が経過したときにトランス電流が台形波状となるように微調整する。直流リンク電圧を (4.6) 式で制御することで、トランス二次側電流  $i_{tr2}$  のピーク値を抑えることができる。また、図 2.15 の  $k$  は常に 1 となるため、ZVS 不成立によるスイッチング損失の増加が起こらない。しかしながら、直流リンク電圧可変制御指令値  $v_{DC}^*$  は、直流リンク電圧一定制御指令値  $V_{DC}^*$  より低くなる。そのため、DAB コンバータの出力電流が大きくなり、重負荷の条件下では効率は逆に低下する。重負荷時の効率に関しては、第 5 章にて検討する。

なお、バッテリー充電制御時においても (4.5) 式を満たすとき DAB コンバータの効率が上昇するが、そのためには DAB コンバータでなく降圧チョップアの余剰電力消費制御によって直流リンク電圧を制御する必要がある。降圧チョップアによって直流リンク電圧を下げるとダンプロードで消費する電力が大きくなるため、システム全体の効率は低下する。よって、DAB コンバータのバッテリー充電制御時においては、直流リンク電圧可変制御を適用しない。

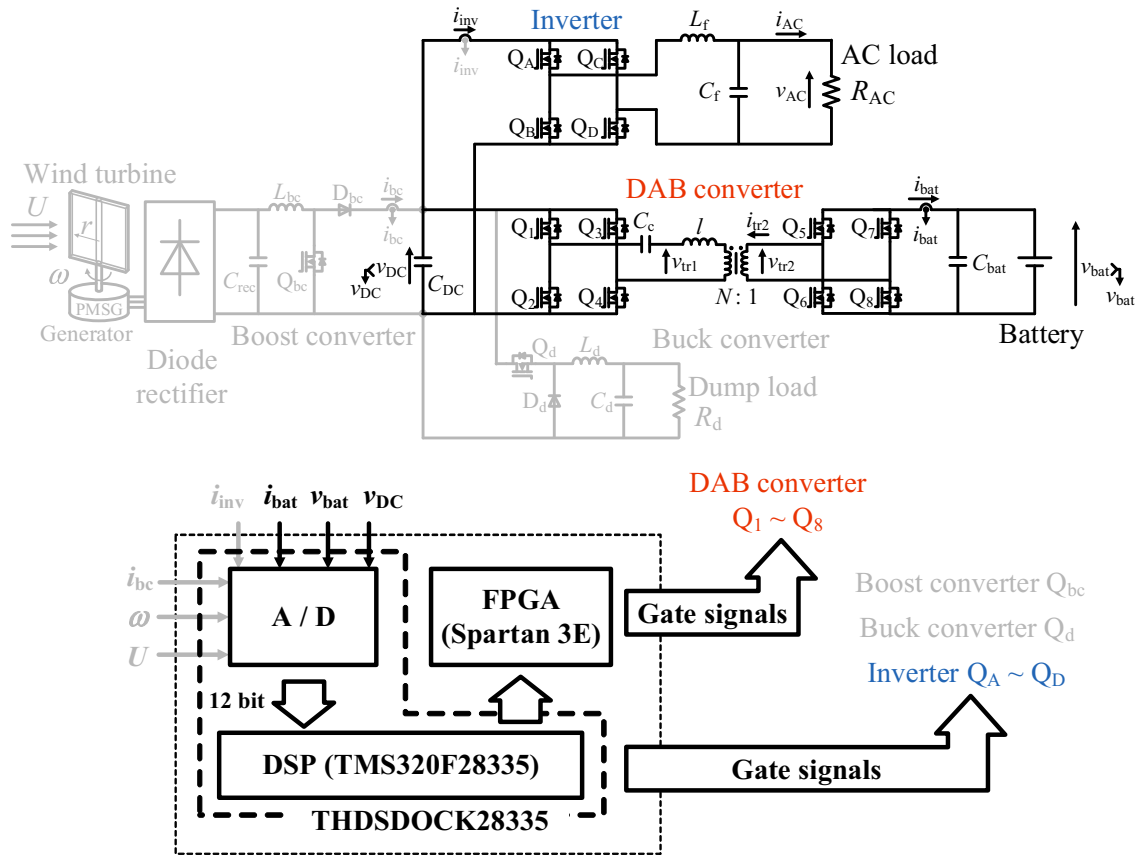


図 4.7 独立型風力発電システムの BDM の実験回路図

#### 4.4 バッテリ放電動作の実機検証

提案する直流リンク電圧可変制御を適用した独立型風力発電システムのバッテリー放電動作を実機検証し、制御法の有効性およびシステムの正常動作を確認した。次式に (4.6) 式を基に設定した可変直流リンク電圧制御の指令値  $v_{DC}^*$  を示す。

$$v_{DC}^* = 4.05 v_{bat} \quad (4.7)$$

また、比較に用いる補正值なしの可変直流リンク電圧制御は、 $v_{DC}^* = 4 v_{bat}$  とした。この実験では、発電機の発電電力がゼロであり、バッテリーから交流負荷へ電力を供給するモードで動作する。図 4.7 に BDM 時の独立型風力発電システムの実験回路図、図 4.8 に実験装置を示す。実験装置は、直流安定化電源、平滑キャパシタ、DAB コンバータ、直流リンクキャパシタ、インバータ、LPF、抵抗のみを接続している。表 4.1 に、回路定数を示す。バッテリーは直流安定化電源で模擬し、交流負荷  $R_{AC}$  は  $100 \Omega$  の抵抗とすることで伝送電力を  $100 \text{ W}$  としている。スイッチングデバイスはすべて SiC-MOSFET(SCT3022AL) を使用している。スイッチング電源は電圧センサや電流センサ、各スイッチングデバイスのゲートドライバ

表 4.1 実験回路の回路定数

Item	Symbol	Value
DC power supply	$v_{\text{bat}}$	40.8 to 48.0 V
Smoothing capacitor	$C_{\text{bat}}$	4700 $\mu\text{F}$
Turn ratio of transformer	$N : 1$	4:1
Leakage inductance of transformer	$l$	372 $\mu\text{H}$
Winding resistance of transformer		123 m $\Omega$
Exciting conductance of transformer		1.38 mS
Exciting susceptance of transformer		8.13 mS
Coupling capacitor	$C_c$	3 $\mu\text{F}$
DC-link capacitor	$C_{\text{DC}}$	4700 $\mu\text{F}$
Filter inductor	$L_f$	984 $\mu\text{H}$
Filter capacitor	$C_f$	6.52 $\mu\text{F}$
Cut-off frequency of LC filter	$f_c$	1.99 kHz
Resistance load	$R_{\text{AC}}$	100 $\Omega$
Switching frequency	$f_{\text{sw}}$	20.0 kHz
Dead time		0.4 $\mu\text{s}$

回路用の電源として使用する。Digital Signal Processor (DSP)(TMDSDOCK28035)は、インバータのゲート信号やDABコンバータの位相シフト角に相当するパルスを生成する。Field Programmable Gate Array (FPGA)(Basys2 with Spartan-3E)は、DSPの出力パルスを基にDABコンバータのゲート信号を生成する。図4.9に、DABコンバータに使用するトランスを示す。コア材は、日立金属株式会社のナノ結晶軟磁性材料であるFINEMET FT-3Mを使用する。コア形状のタイプは、日本カットコアトランス株式会社のSC-10とする。

図4.10に、 $v_{\text{bat}} = 40.8 \text{ V}$ 時の直流リンク電圧可変制御の実験結果比較を示す。左が補正值なしで制御したときの実験結果、右が補正值ありで制御したときの実験結果である。それぞれ上から、DABコンバータのトランス二次側電圧 $v_{\text{tr}2}$ 、一次側電圧 $v_{\text{tr}1}$ 、二次側電流 $i_{\text{tr}2}$ 、直流リンク電圧 $v_{\text{DC}}$ を示している。補正值なしでは $i_{\text{tr}2}$ が台形波状になっていないのに対し、補正值ありでは $i_{\text{tr}2}$ が台形波状になっている。図4.10より、補正值を追加した提案する直流リンク電圧可変制御により、ZVS成立範囲が拡大されることが確認できる。

図4.11に、バッテリー電圧を変化させた時のDABコンバータの動作試験結果を示す。左がバッテリー電圧 $v_{\text{bat}}$ が満充電電圧48.0Vの実験結果、右が放電終止電圧40.8Vの実験結果である。それぞれ上から、DABコンバータのトランス二次側電圧 $v_{\text{tr}2}$ 、一次側電圧 $v_{\text{tr}1}$ 、二次側電流 $i_{\text{tr}2}$ 、直流リンク電圧 $v_{\text{DC}}$ を示している。 $v_{\text{bat}} = 48.0 \text{ V}$ 時では、 $v_{\text{tr}1}$ に対する $v_{\text{tr}2}$ の位

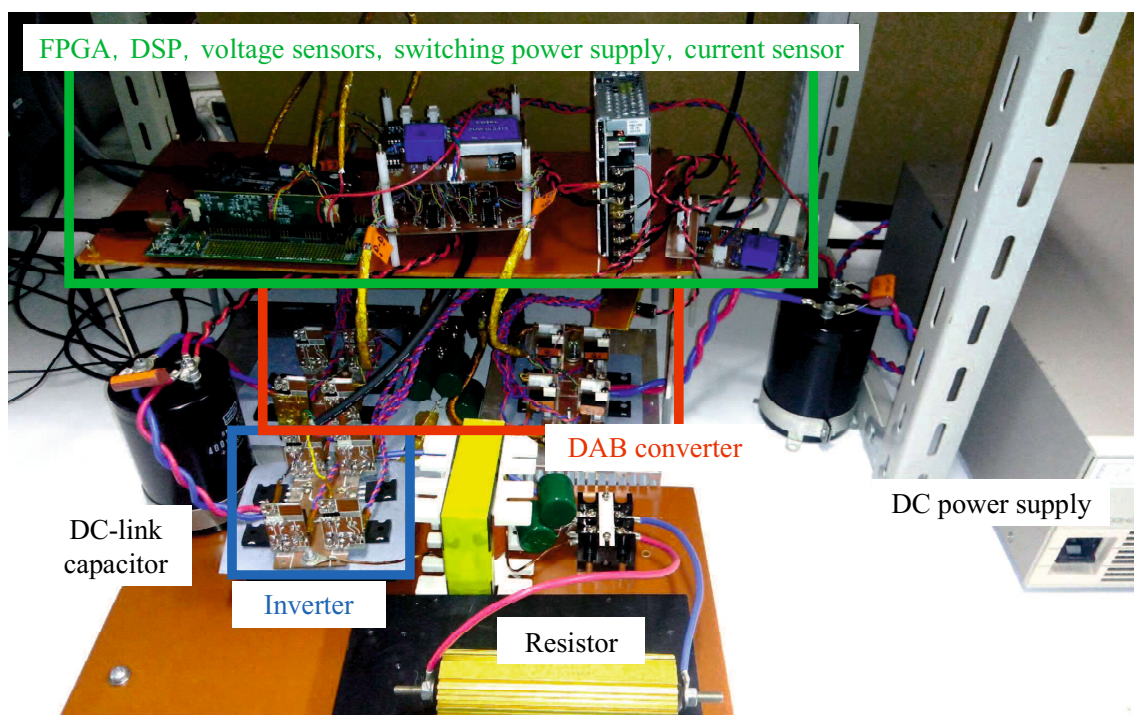


図 4.8 BDM 時の独立型風力発電システムの実験装置

相差  $\phi$  は  $-6.91^\circ$  であり、 $v_{DC}$  の平均値は  $192\text{ V}$  となっている。この値は、指令値  $194.4\text{ V}$  に対して誤差  $1.03\%$  であるため正常に追従できている。 $v_{bat} = 40.8\text{ V}$  時では、 $\phi$  は  $-8.64^\circ$  であり、 $v_{DC}$  の平均値は  $163\text{ V}$  である。この値も、指令値  $165.2\text{ V}$  に対して誤差  $1.21\%$  であるため正常に追従できている。 $v_{bat}$  の変動に応じて  $v_{DC}$  を変化できているため、 $i_{tr2}$  は  $v_{bat}$  の全範囲で台形波状になっている。図 4.11 より、提案する直流リンク電圧可変制御の有効性を確認した。

次に、図 4.12 にバッテリー電圧を変化させた時のインバータの動作試験結果を示す。それぞれ上から、直流リンク電圧  $v_{DC}$ 、インバータの入力電流  $i_{inv}$ 、交流負荷電圧  $v_{AC}$ 、交流負荷電流  $i_{AC}$  である。DAB コンバータの直流リンク電圧可変制御により、満充電電圧時は  $v_{DC} = 192\text{ V}$ 、放電終止電圧時は  $v_{DC} = 163\text{ V}$  となっている。 $v_{DC} = 192\text{ V}$  時の交流負荷電圧は実効値  $107\text{ Vrms}$ 、周波数  $60\text{ Hz}$  となっており、 $v_{DC} = 163\text{ V}$  時の交流負荷電圧は実効値  $103\text{ Vrms}$ 、周波数  $60\text{ Hz}$  となっている。したがって、インバータの可変変調率制御によって、直流リンク電圧の変動に対して交流負荷電圧の変動を  $101 \pm 6\text{ V}$  範囲内に抑制されることを確認した。

以上の DAB コンバータの直流リンク電圧可変制御とインバータの可変変調率制御の実験結果より、提案する直流リンク電圧可変制御およびシステムのバッテリー放電動作が正常に動作することを確認した。



図 4.9 DAB コンバータに使用するトランス

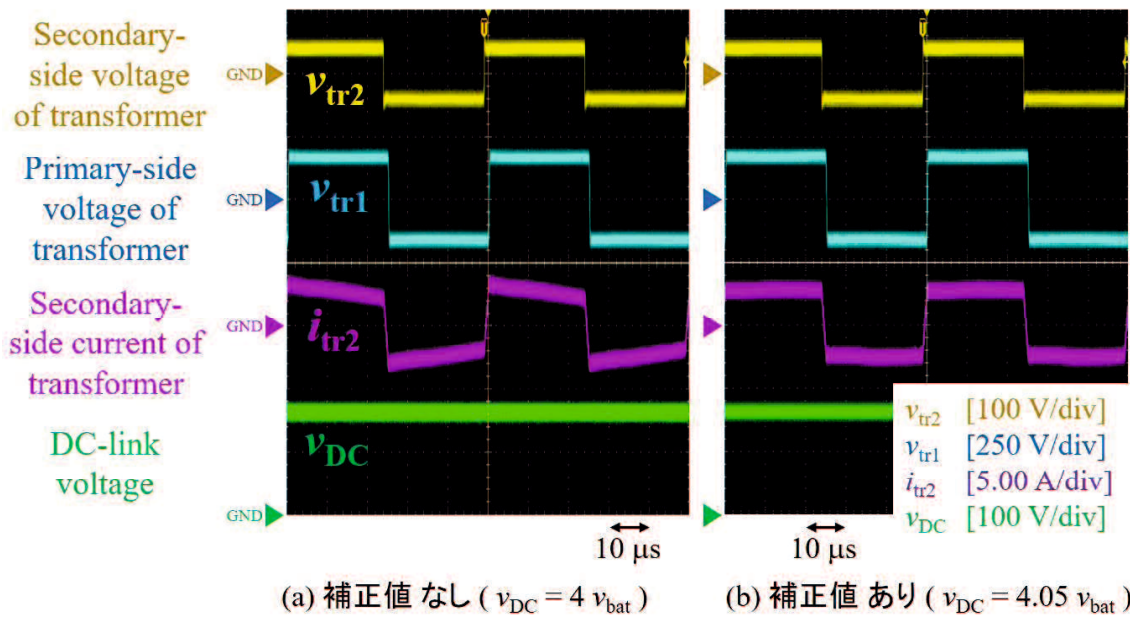


図 4.10  $v_{bat} = 40.8 \text{ V}$  時の直流リンク電圧可変制御の実験結果比較

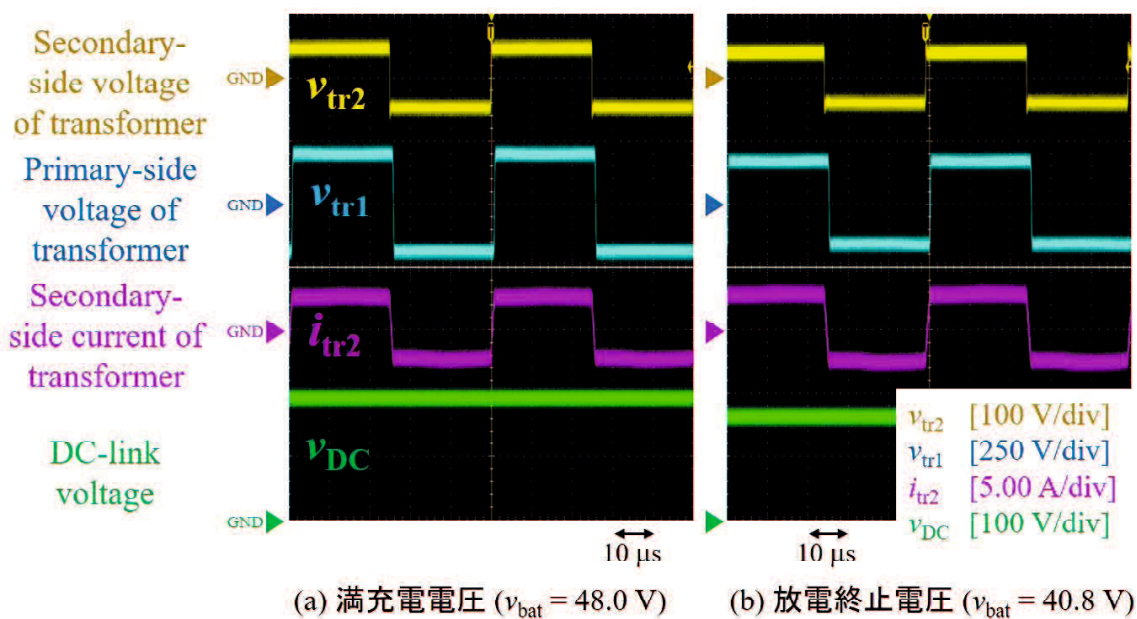


図 4.11 バッテリ電圧を変化させた時の DAB コンバータの動作試験結果

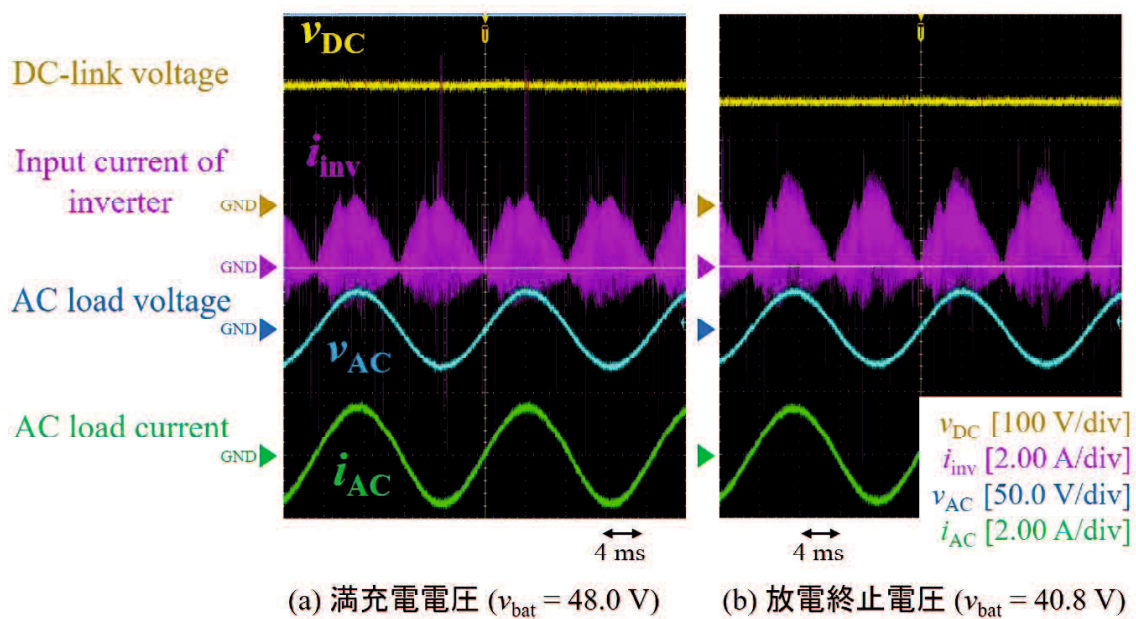
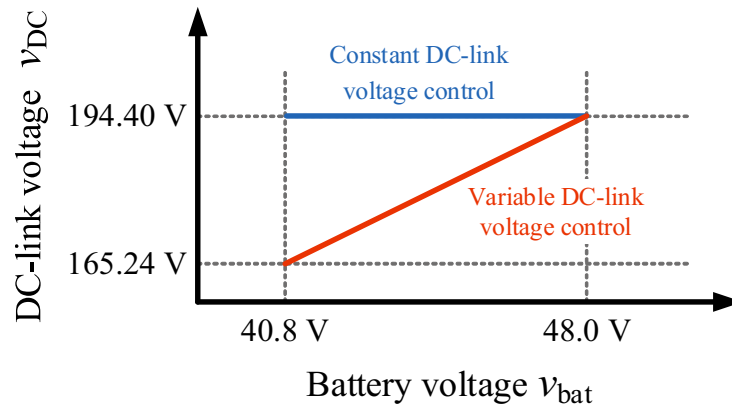


図 4.12 バッテリ電圧を変化させた時のインバータの動作試験結果

図 4.13 各制御の  $v_{\text{bat}}-v_{\text{DC}}$  のグラフ

#### 4.5 直流リンク電圧一定制御と可変制御のトランス電流および効率の比較

直流リンク電圧一定制御と直流リンク電圧可変制御のトランス電流ピーク値および電力変換効率を比較するために PLECS を用いた計算機シミュレーションを行った。図 4.13 に、各制御の  $v_{\text{bat}}-v_{\text{DC}}$  のグラフを示す。直流リンク電圧一定制御はバッテリー電圧に依存せずに  $v_{\text{DC}} = 194.4$  一定に制御，直流リンク電圧可変制御は  $v_{\text{DC}} = 4.05v_{\text{bat}}$  に制御し， $v_{\text{bat}} = 48.0 \text{ V}$  で各制御の  $v_{\text{DC}}$  が同値となる。図 4.14 にシミュレーション回路，表 4.2 に回路定数を示す。実際は発電電力により DAB コンバータの伝送電力  $|p_{\text{bat}}|$  が変化するが，ここでは簡単のため発電電力をゼロとし，交流負荷  $R_{\text{AC}}$  を  $200 \Omega \sim 20 \Omega$  で変動させることで， $|p_{\text{bat}}|$  を定格電力の 10% (50 W)  $\sim$  100% (500 W) で変化させる。図 4.15 に， $|p_{\text{bat}}| = 50 \text{ W}$ ， $v_{\text{bat}} = 40.8 \text{ V}$  のときの DAB コンバータの波形を示す。左が直流リンク電圧一定制御時，右が直流リンク電圧可変制御時の波形であり，それぞれ上からトランス二次側電圧  $v_{\text{tr}2}$ ，トランス一次側電圧  $v_{\text{tr}1}$ ，トランス二次側電流  $i_{\text{tr}2}$ ，直流リンク電圧  $v_{\text{DC}}$  である。直流リンク電圧一定制御では， $v_{\text{DC}}$  が 194 V で指令値に追従しており， $i_{\text{tr}2}$  のピーク値は 5.93 A である。直流リンク電圧可変制御では， $v_{\text{DC}}$  が 165 V で指令値に追従している。出力電圧である  $v_{\text{DC}}$  が直流リンク電圧一定制御時より低いため出力電流は大きくなるが， $i_{\text{tr}2}$  は台形波状になっておりピーク値は 1.55 A である。よって，負荷 10% (50 W) 時に  $i_{\text{tr}2}$  のピーク値が 73.9% 低減されることから，軽負荷時での直流リンク電圧可変制御のトランス電流ピーク値抑制効果を確認した。図 4.16 に，直流リンク電圧可変制御によるトランス電流ピーク値低減率を示す。横軸はバッテリー電圧  $v_{\text{bat}}$ ，縦軸は直流リンク電圧可変制御によるトランス二次側電流ピーク値の低減率  $\Delta I$  である。図 4.16 より，軽負荷時は  $\Delta I$  が大きくなっている。反対に，重負荷時では  $\Delta I$  が小さくなり，負荷が 100% (500 W) のときはほぼ 0 になっている。これは DAB コンバータの出力電流が大きくなる影響が顕著に表れたためである。また， $v_{\text{bat}} = 48.0 \text{ V}$  のときは，各制御

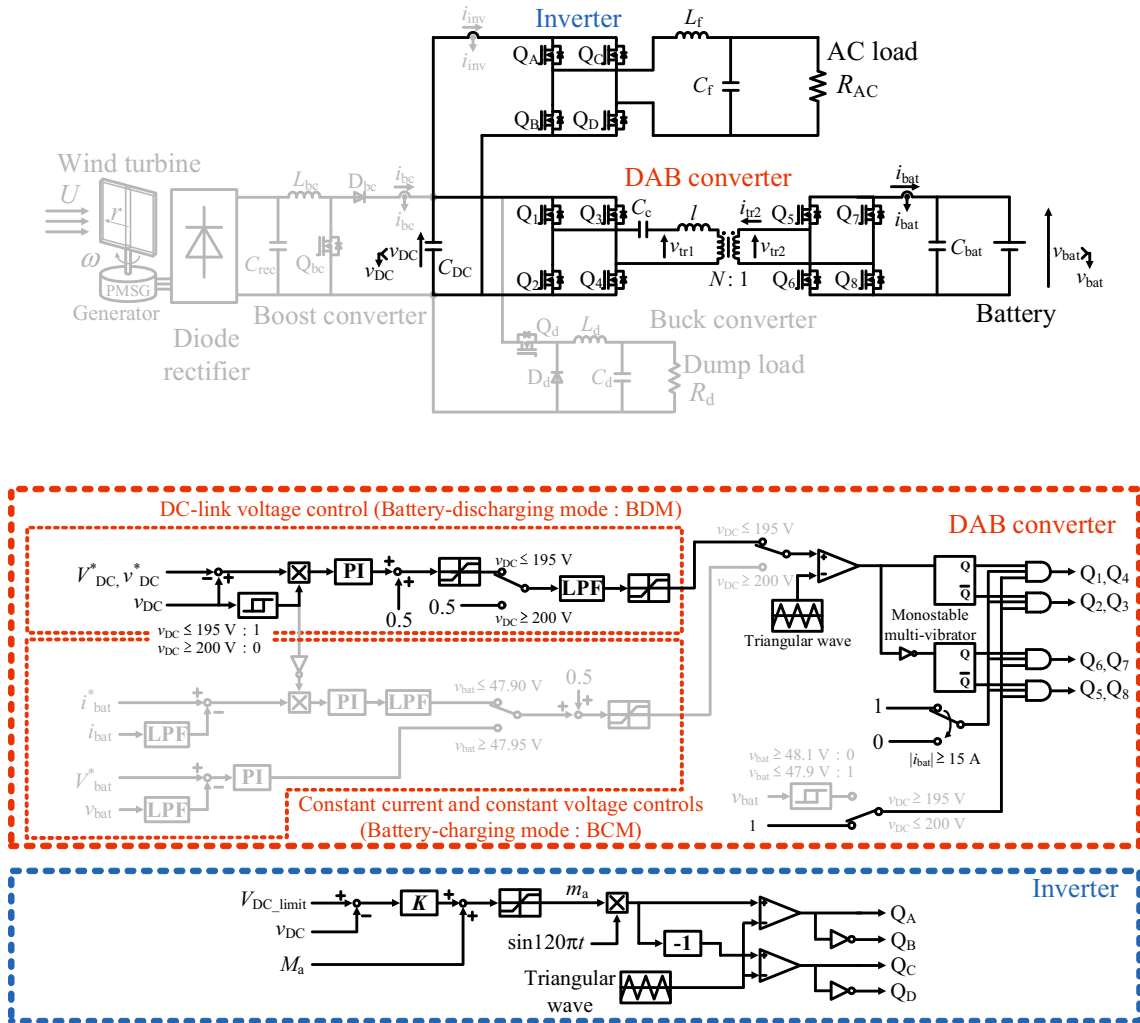


図 4.14 シミュレーション回路

の指令値が一致するため  $\Delta I = 0$  となる。図 4.16 より、すべての条件でトランス電流ピーク値が直流リンク電圧一定制御時以下になることを確認した。

図 4.17 に直流リンク電圧一定制御と直流リンク電圧可変制御の電力変換効率，図 4.18 に各制御の電力変換効率比較を示す。効率は，DAB コンバータの入出力電力の差によって導出し，スイッチング損失は考慮されていない。図 4.17 は，横軸がバッテリー電圧  $v_{bat}$ ，縦軸が電力変換効率  $\eta$  である。図 4.18 は，横軸がバッテリー電圧  $v_{bat}$ ，縦軸が直流リンク電圧可変制御の効率と直流リンク電圧一定制御の効率の差分  $\Delta\eta$  である。 $\Delta\eta > 0$  の場合は直流リンク電圧可変制御が高効率， $\Delta\eta < 0$  の場合は直流リンク電圧一定制御が高効率である。 $|p_{bat}| = 50 \text{ W}$ ， $v_{bat} = 40.8 \text{ V}$  のとき，直流リンク電圧可変制御によるトランス電流のピーク値抑制の効果で  $\Delta\eta = 1.12\%$  と最大となっている。反対に， $|p_{bat}| = 500 \text{ W}$ ， $v_{bat} = 40.8 \text{ V}$  のとき，直流リンク電圧可変制御による DAB コンバータの出力電流増加の影響が顕著に表れ  $\Delta\eta = -0.822\%$  で最小である。 $v_{bat}$  が  $48.0 \text{ V}$  のときは各制御の指令値が一致するため， $\Delta\eta = 0$  である。図 4.18



表 4.2 図 4.14 の回路定数

Item	Symbol	Value
Battery voltage	$v_{\text{bat}}$	40.8 V to 48.0 V
Smoothing capacitor	$C_{\text{bat}}$	4700 $\mu\text{F}$
Turn ratio of transformer	$N : 1$	4:1
Leakage inductance of transformer	$l$	320 $\mu\text{H}$
Winding resistance of transformer		123 m $\Omega$
Exciting conductance of transformer		1.38 mS
Exciting susceptance of transformer		8.13 mS
Coupling capacitor	$C_{\text{c}}$	3 $\mu\text{F}$
DC-link capacitor	$C_{\text{DC}}$	4700 $\mu\text{F}$
Filter inductor	$L_{\text{f}}$	984 $\mu\text{H}$
Filter capacitor	$C_{\text{f}}$	6.52 $\mu\text{F}$
Cut-off frequency of LC filter	$f_{\text{c}}$	1.99 kHz
Resistance load	$R_{\text{AC}}$	20 $\Omega$ to 200 $\Omega$
Switching frequency	$f_{\text{sw}}$	20.0 kHz
Dead time		0.4 $\mu\text{s}$

より、負荷 40% (200 W) 時は  $\Delta\eta$  がほぼゼロであり、40% (200 W) 未満で直流リンク電圧可変制御が高効率、40% (200 W) 以上で直流リンク電圧一定制御が高効率となっている。ただし、このシミュレーションではスイッチング損失は考慮されていない。直流リンク電圧可変制御ではすべてのバッテリー電圧範囲で ZVS が可能だが、直流リンク電圧一定制御では軽負荷時において ZVS 不成立となるバッテリー電圧範囲が存在する。そこで、ZVS 不成立時に発生するスイッチング損失を計算により求める。ハードスイッチングにより DAB コンバータ全体で生じるスイッチング損失  $p_{\text{sw}}[\text{W}]$  は、(3.7) 式を基に、次式で計算する。

$$p_{\text{sw}} = \frac{2}{3} (t_{\text{ON}} + t_{\text{OFF}}) |p_{\text{bat}}| f_{\text{sw}} \quad (4.8)$$

ここで、 $t_{\text{ON}}$  はターンオン時間 [s]、 $t_{\text{OFF}}$  はターンオフ時間 [s]、 $f_{\text{sw}}$  はスイッチング周波数 [Hz] を示す。 $Q_1 \sim Q_4$  がハードスイッチングとなるため、1つのスイッチングデバイスで生じるスイッチング損失を4倍にして計算している。 $t_{\text{ON}}$ 、 $t_{\text{OFF}}$  は、それぞれ SCT3022AL (ROHM) データシート記載の 78 ns、96 ns としている。(4.8) 式より、 $|p_{\text{bat}}| = 50 \text{ W}$  のとき  $p_{\text{sw}} = 116 \text{ mW}$ 、 $|p_{\text{bat}}| = 100 \text{ W}$  のとき  $p_{\text{sw}} = 232 \text{ mW}$ 、 $|p_{\text{bat}}| = 150 \text{ W}$  のとき  $p_{\text{sw}} = 348 \text{ mW}$  となる。図 4.19 に、スイッチング損失を加味した各制御の効率比較を示す。図 4.19 は、横軸がバッテリー電圧  $v_{\text{bat}}$ 、縦軸が直流リンク電圧可変制御の効率と直流リンク電圧一定制御の効率の差分  $\Delta\eta$  である。ソフトスイッチング成立時のスイッチング損失はゼロとし、不成立時のみ損失に  $p_{\text{sw}}$  を加算している。図 4.19 より、スイッチング損失を加味することで図 4.18 と比較して軽負荷時時の  $\Delta\eta$  がさらに向上することが分かる。図 4.20 に、 $|p_{\text{bat}}| = 50 \text{ W}$ 、 $v_{\text{bat}} = 40.8 \text{ V}$  のとき

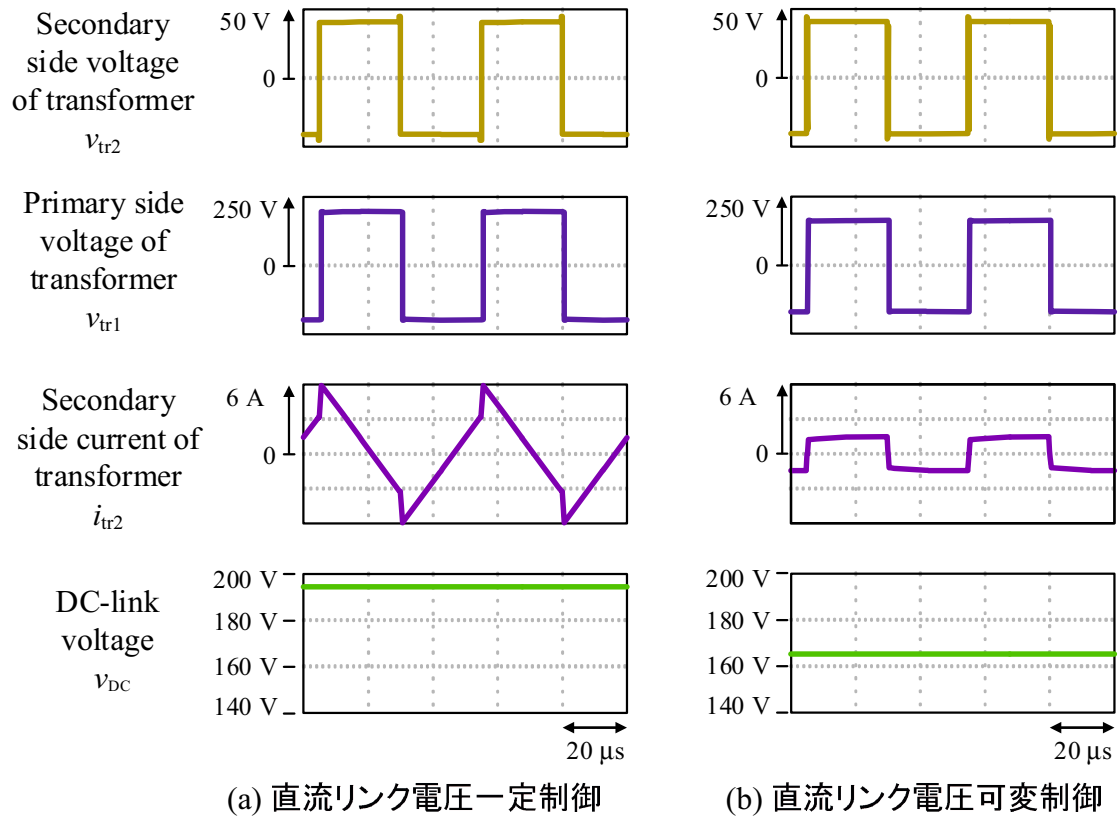


図 4.15  $|p_{\text{bat}}| = 50 \text{ W}$ ,  $v_{\text{bat}} = 40.8 \text{ V}$  のときの DAB コンバータの波形

の DAB コンバータの損失解析を示す。左が直流リンク電圧一定制御時の損失，右が直流リンク電圧可変制御時の損失である。トランスの鉄損  $P_{\text{iron}} [\text{W}/\text{m}^3]$  は次式のスタインメッツの実験式が表す通り電流に依存しないため，ほぼ変化はない。

$$P_{\text{iron}} = K_h f_{\text{sw}} B_m^{1.6} \quad (4.9)$$

$K_h$  はコアの材質や形状で与えられるヒステリシス定数， $f_{\text{sw}}$  はスイッチング周波数 [Hz]， $B_m$  は最大磁束密度 [T] である。スイッチングデバイスの導通損失やトランスの銅損は電流の二乗に比例するため，直流リンク電圧可変制御により低減されている。以上より，直流リンク電圧可変制御が軽負荷時の電力変換効率向上に有効であることを確認した。

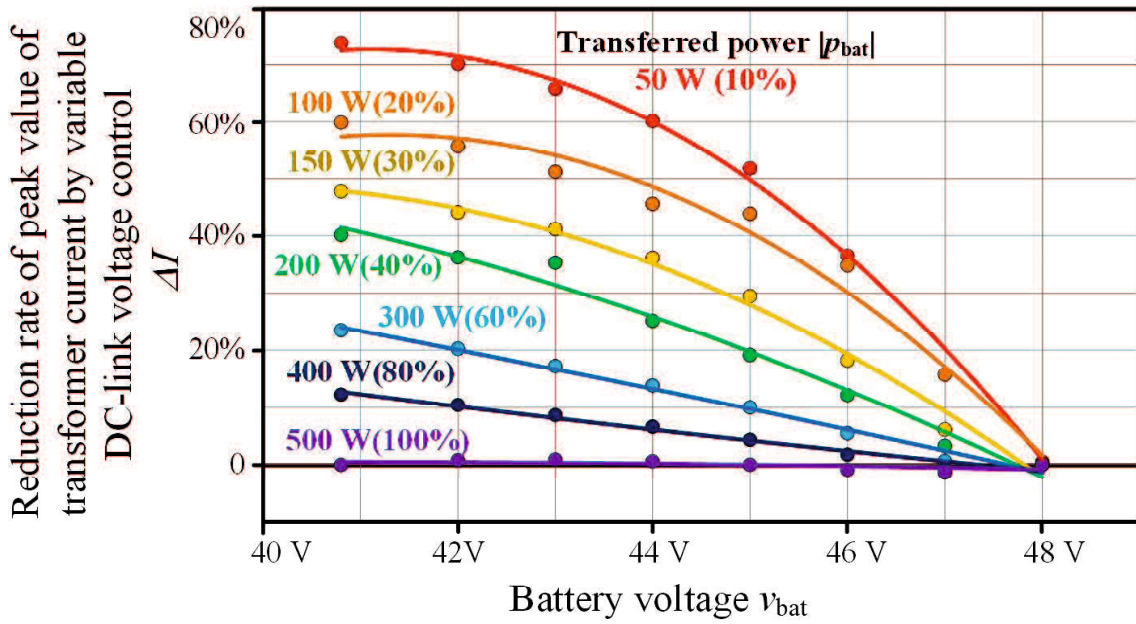


図 4.16 直流リンク電圧可変制御によるトランス電流ピーク値低減率

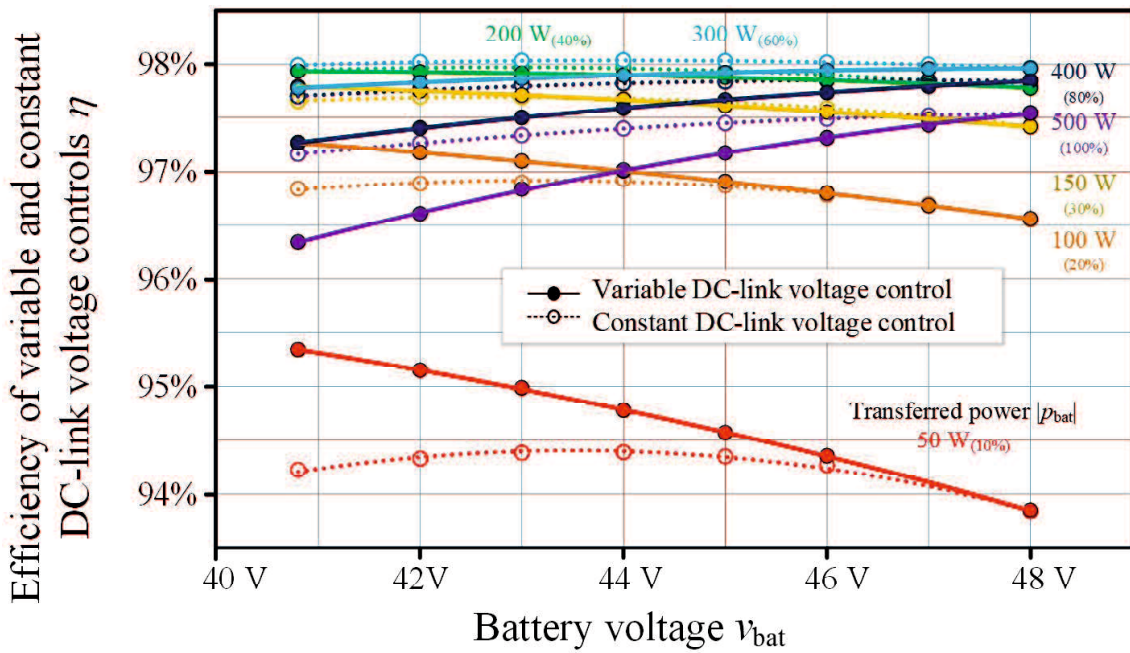


図 4.17 直流リンク電圧一定制御と直流リンク電圧可変制御の電力変換効率

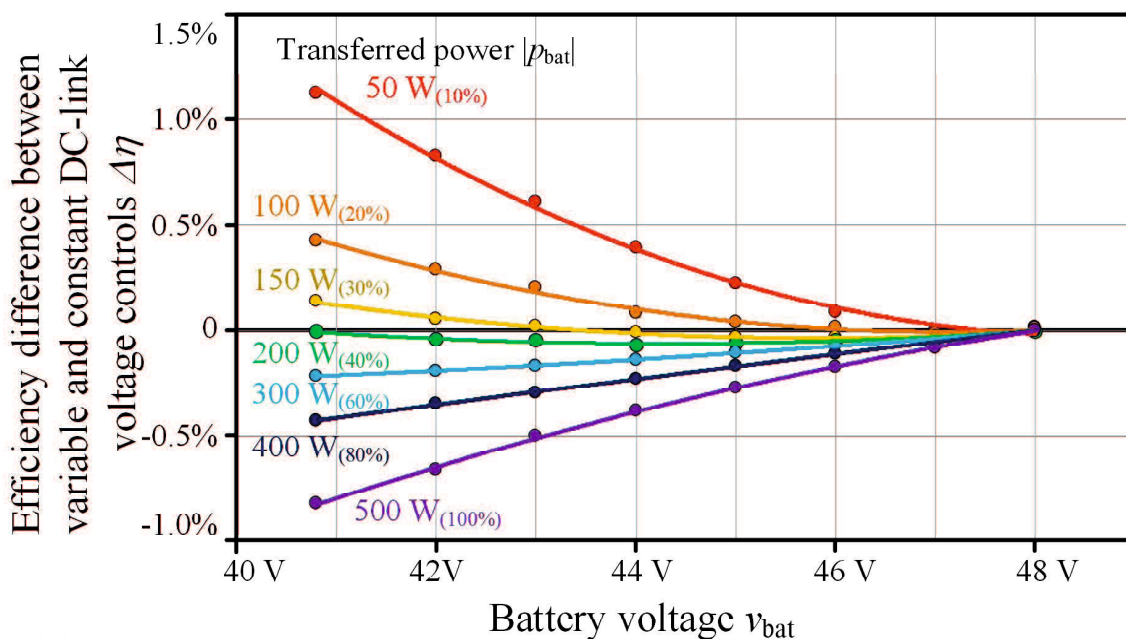


図 4.18 各制御の電力変換効率比較

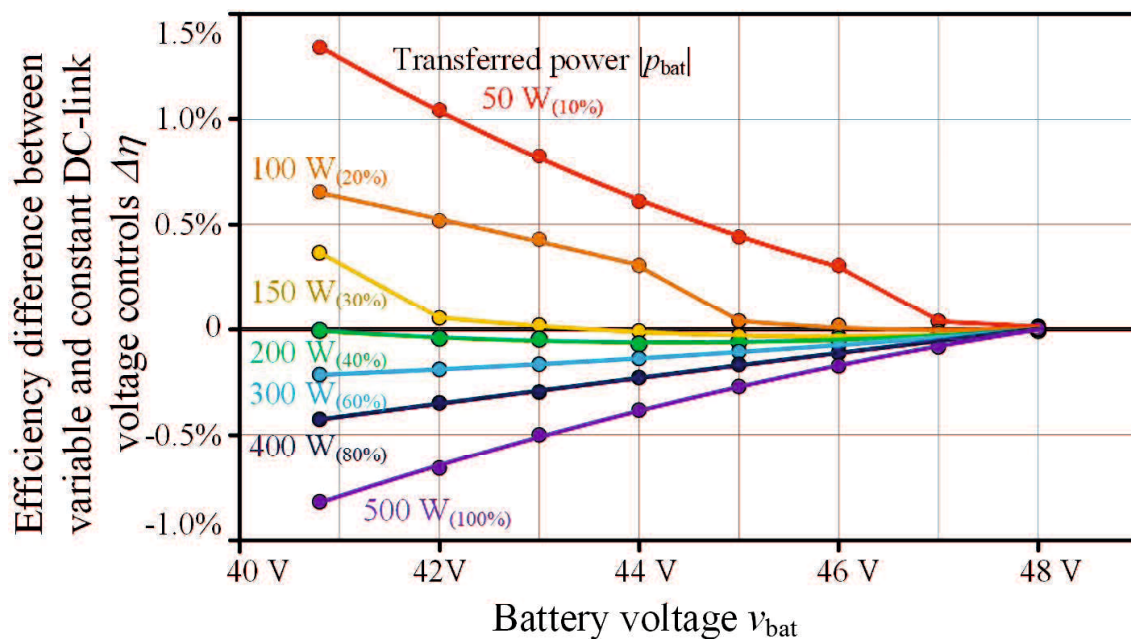


図 4.19 スイッチング損失を加味した各制御の効率比較

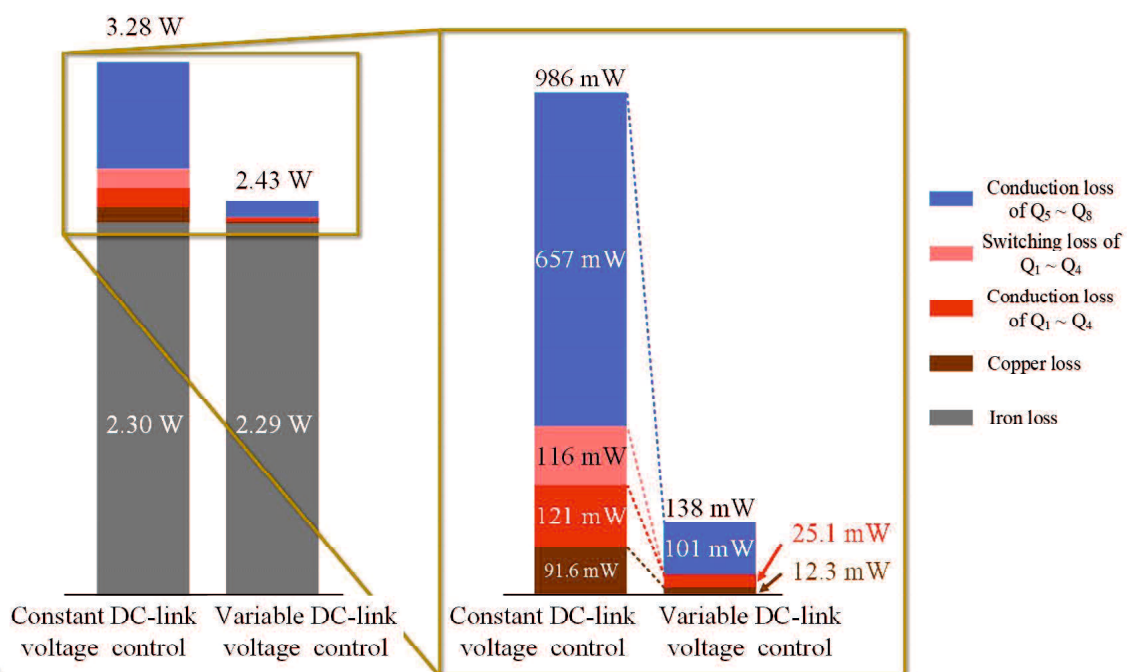


図 4.20  $|p_{\text{bat}}| = 50 \text{ W}$ ,  $v_{\text{bat}} = 40.8 \text{ V}$  のときの DAB コンバータの損失分離

## 4.6 本章のまとめ

本章では、第3章の独立型風力発電システムにおけるバッテリー充放電用 DAB コンバータの直流リンク電圧可変制御を提案し、軽負荷時のバッテリー放電モード時の高効率放電動作について述べた。はじめに、第3章で使用していた DAB コンバータの直流リンク電圧一定制御の課題として、伝送電力が軽負荷時において放電によるバッテリー電圧低下に伴い電力変換効率を低下することを述べた。次に、バッテリー電圧の低下に応じて直流リンク電圧を低くする直流リンク電圧可変制御によって軽負荷時の効率改善が可能であることを述べ、先に適用されている直流リンク電圧可変制御と提案する直流リンク電圧可変制御の違いを説明した。直流リンク電圧可変制御は、バッテリー電圧の低下に応じて直流リンク電圧を低下させることで、DAB コンバータの一次側二次側電圧比とトランス巻数比が常にほぼ同じ値となり、トランス電流が台形波状となる。その結果、トランス電流ピーク値が低減され、また、全負荷範囲で ZVS 達成される。しかしながら、先に適用されている直流リンク電圧可変制御は、トランスの励磁インピーダンスなどが考慮されておらず、トランス電流が完全な台形波状になっていない。そこで、提案する直流リンク電圧可変制御は、励磁インピーダンスなどを考慮した補正値を追加した。次に、直流リンク電圧可変制御を適用したバッテリー充放電用 DAB コンバータを用いた独立型風力発電システムのバッテリー放電動作を実機検証し、提案する制御法の有効性およびシステムの正常動作を確認した。補正値を追加した直流リンク電圧可変制御により、バッテリー電圧の全範囲でトランス二次側電流が台形波状になることを明らかにした。最後に、計算機シミュレータにより DAB コンバータの直流リンク電圧一定制御と直流リンク電圧可変制御を比較した。伝送電力が定格電力の 40% (200 W) 未満の軽負荷時で、直流リンク電圧可変制御が直流リンク電圧一定制御高効率より高効率となることを明らかにした。以上より、直流リンク電圧可変制御の軽負荷時の効率改善効果を明らかにした。

## 第5章 バッテリ充放電用DABコンバータの全負荷範囲高効率放電動作を実現する制御法

第4章では、バッテリ充放電用DABコンバータの直流リンク電圧可変制御を提案し、軽負荷時の効率が改善されることを明らかにした。しかしながら、可変制御は軽負荷時の効率が改善される一方で、重負荷時の効率が低下することが明らかになった。本章では、バッテリ充放電用DABコンバータの全負荷範囲高効率放電動作を実現する制御法を検討する。はじめに、直流リンク電圧指令値切替制御を検討する。第4章の直流リンク電圧可変制御は、軽負荷時の電力変換効率の向上効果がある一方で、重負荷時では直流リンク電圧一定制御の方が高効率である。そのため、DABコンバータの伝送電力に応じて直流リンク電圧指令値を切り替えることで全負荷範囲で高効率駆動を可能にする。次に、計算機シミュレータにより、負荷変動に応じて指令値の切替が正常に行えることから全負荷範囲で高効率駆動が可能であることを明らかにする。その後、DABコンバータの直流リンク電圧指令値切替制御による効率改善効果による影響を検討する。最後に、今後の検討課題である、バッテリ容量を増大させたシステムの高効率化について概要を説明する。独立型風力発電システムは、高風速時やバッテリ満充電時に余剰電力が発生し、余剰電力をダンプロードで消費する。そのため、風力エネルギーを最大限有効活用するには、余剰電力の発生頻度を下げる必要がある。そこで、余剰電力の発生頻度を抑制するためにバッテリ容量を増大させ、バッテリ容量を増大させたシステムの高効率化を図る。独立型風力発電システムの構成、およびDABコンバータの動作を示し、さらなる高効率駆動が期待できることを述べる。

### 5.1 直流リンク電圧指令値切替制御

#### 5.1.1 直流リンク電圧指令値切替制御の動作試験

直流リンク電圧可変制御は軽負荷時の電力変換効率の向上効果があることを4章により明らかにした。一方で、重負荷時では直流リンク電圧一定制御の方が高効率である。そこで、DABコンバータの伝送電力  $|p_{\text{bat}}|$  を考慮した直流リンク電圧指令値切替制御を行う。図5.1に、直流リンク電圧指令値切替制御を適用したDABコンバータを用いた独立型風力発電シ

システムを示す。図 5.1 の直流リンク電圧指令値切替制御の指令値  $v_{DC}^*$  を次式に示す。

$$v_{DC}^* = \begin{cases} 4.05 v_{bat} & (0 \leq |p_{bat}| \leq 150) \\ 194.4 & (200 \leq |p_{bat}| \leq 500) \end{cases} \quad (5.1)$$

ただし、 $150 < |p_{bat}| < 200$  は、前の  $v_{DC}^*$  の値を維持する。切替条件に使用する伝送電力  $|p_{bat}|$  は、バッテリー電圧  $v_{bat}$  とバッテリー電流  $i_{bat}$  の積の絶対値で計算する。ここで、システム始動時の直流リンク電圧  $v_{DC}$  はゼロとする。DAB コンバータの伝送電力  $|p_{bat}|$  の絶対値は、(2.3) 式より  $v_{DC}$  に比例して増加するため、始動時の伝送電力は  $v_{DC}$  の増加とともにゆるやかに増えていく。そのため、システム始動時の直流リンク電圧指令値は  $4.05 v_{bat}$  とする。伝送電力  $|p_{bat}|$  が 200 W 以上まで上昇した場合、直流リンク電圧指令値を  $4.05 v_{bat}$  から 194.4 一定に切り替える。その後、伝送電力が 150 W 以下まで低下すると、指令値を  $4.05 v_{bat}$  に戻す。図 5.2 に、 $v_{bat} = 40.8$  V 時の直流リンク電圧一定制御と直流リンク電圧指令値切替制御の効率を示す。横軸が DAB コンバータの伝送電力  $|p_{bat}|$ 、縦軸が電力変換効率  $\eta$  である。直流リンク電圧指令値切替制御により、重負荷時の効率低下なしで軽負荷時の効率が向上される。また、図 5.3 に、直流リンク電圧指令値切替制御の指令値生成部の入出力波形を示す。指令値の切替によりトランスの一次側電圧と二次側電圧の位相差が急激に変化すると、トランス電流に直流偏差が生じるだけでなく、 $|p_{bat}|$  が上下に大きく脈動してヒステリシスを持った閾値の範囲を超過し、正常に切替ができない。それを防ぐため、切替時は指令値を緩やかに変化させる。図 5.4 に、バッテリー充電モード (Battery-Charging Mode : BCM) 時の制御も含めた DAB コンバータの制御のフローチャートを示す。

PLECS を用いたコンピュータシミュレーションにより直流リンク電圧指令値切替制御の動作を確認した。シミュレーション回路および回路定数は、図 4.14、表 4.2 と同じである。バッテリー電圧は放電終止電圧 40.8 V 一定とした。つまり、 $4.05 v_{bat}$  は 165.24 V で一定となる。交流負荷  $r_{AC}$  は、時間によって  $33.3 \Omega \sim 100 \Omega$  の間で変化させることで伝送電力を 100 W から 300 W の間で変動させ t あ。

図 5.5 に、直流リンク電圧指令値切替制御のシミュレーション結果を示す。上から、交流負荷  $r_{AC}$ 、伝送電力  $|p_{bat}|$ 、直流リンク電圧  $v_{DC}$ 、トランス二次側電圧  $v_{tr2}$ 、トランス一次側電圧  $v_{tr1}$ 、トランス二次側電流  $i_{tr2}$  である。直流リンク電圧の指令値は、伝送電力  $|p_{bat}|$  に応じて切替が行われている。また、切替により直流リンク電圧  $v_{DC}$  がゆるやかに変化している。この時、直流リンクキャパシタ  $C_{DC}$  の充電および放電により、 $|p_{bat}|$  が一時的に値が変化するが、ヒステリシスを持った閾値の範囲を超過せずに切替できる。以上より、直流リンク電圧指令値切替制御の正常動作を確認した。



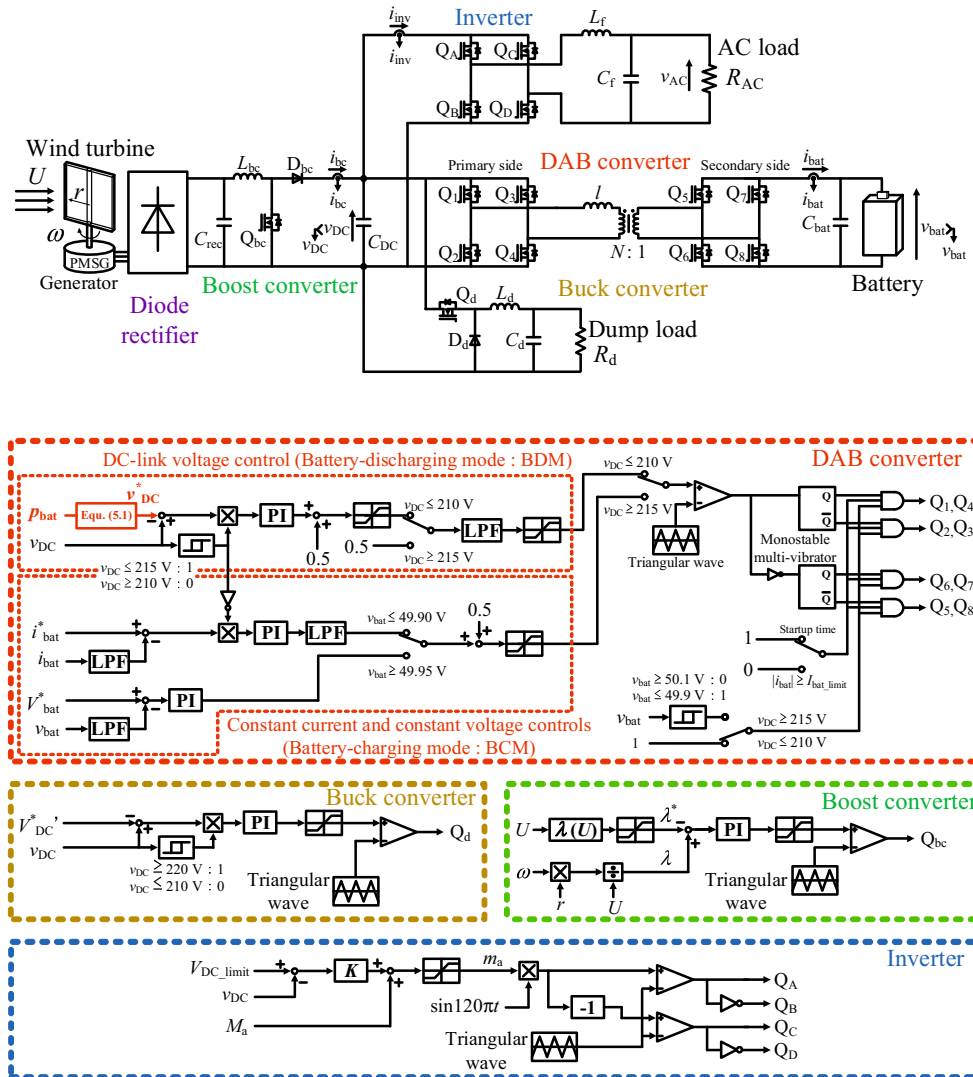


図 5.1 直流リンク電圧指令値切替制御を適用した DAB コンバータを用いた独立型風力発電システム

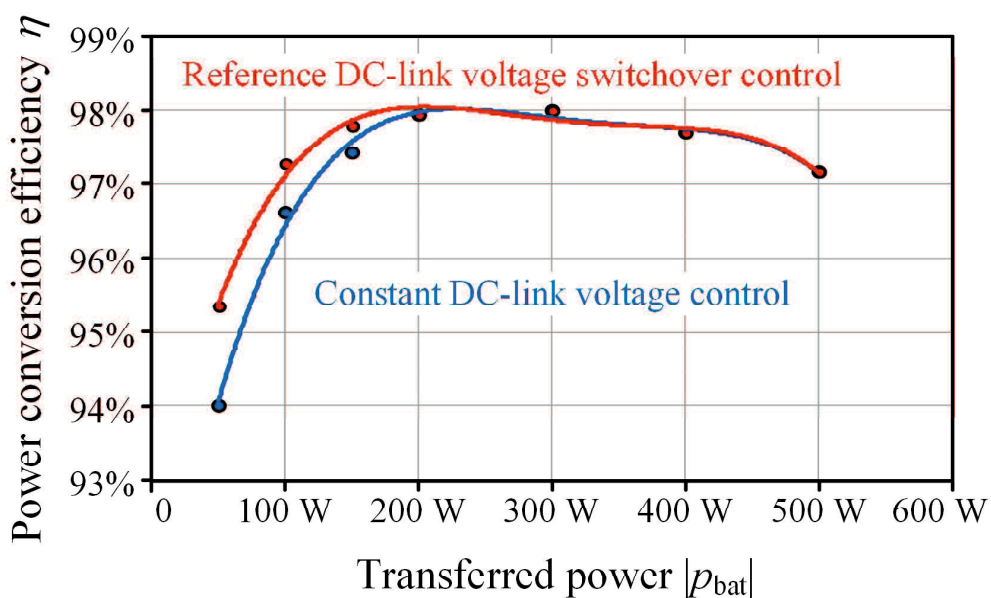


図 5.2  $v_{bat} = 40.8$  V 時の直流リンク電圧一定制御と直流リンク電圧指令値切替制御の効率

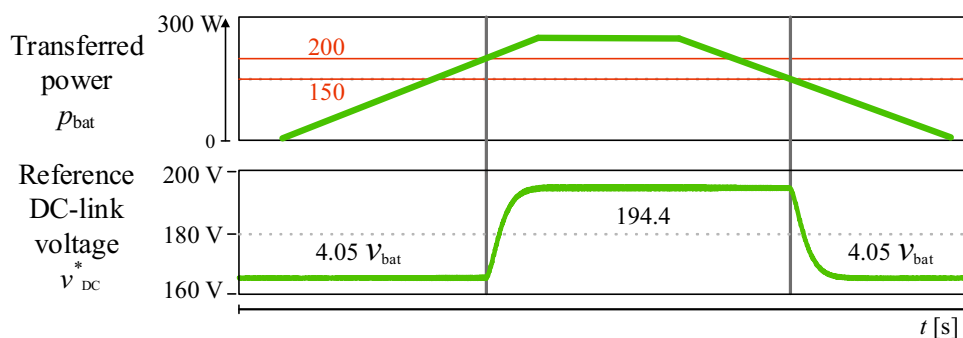


図 5.3 直流リンク電圧指令値切替制御の指令値生成部の入出力波形



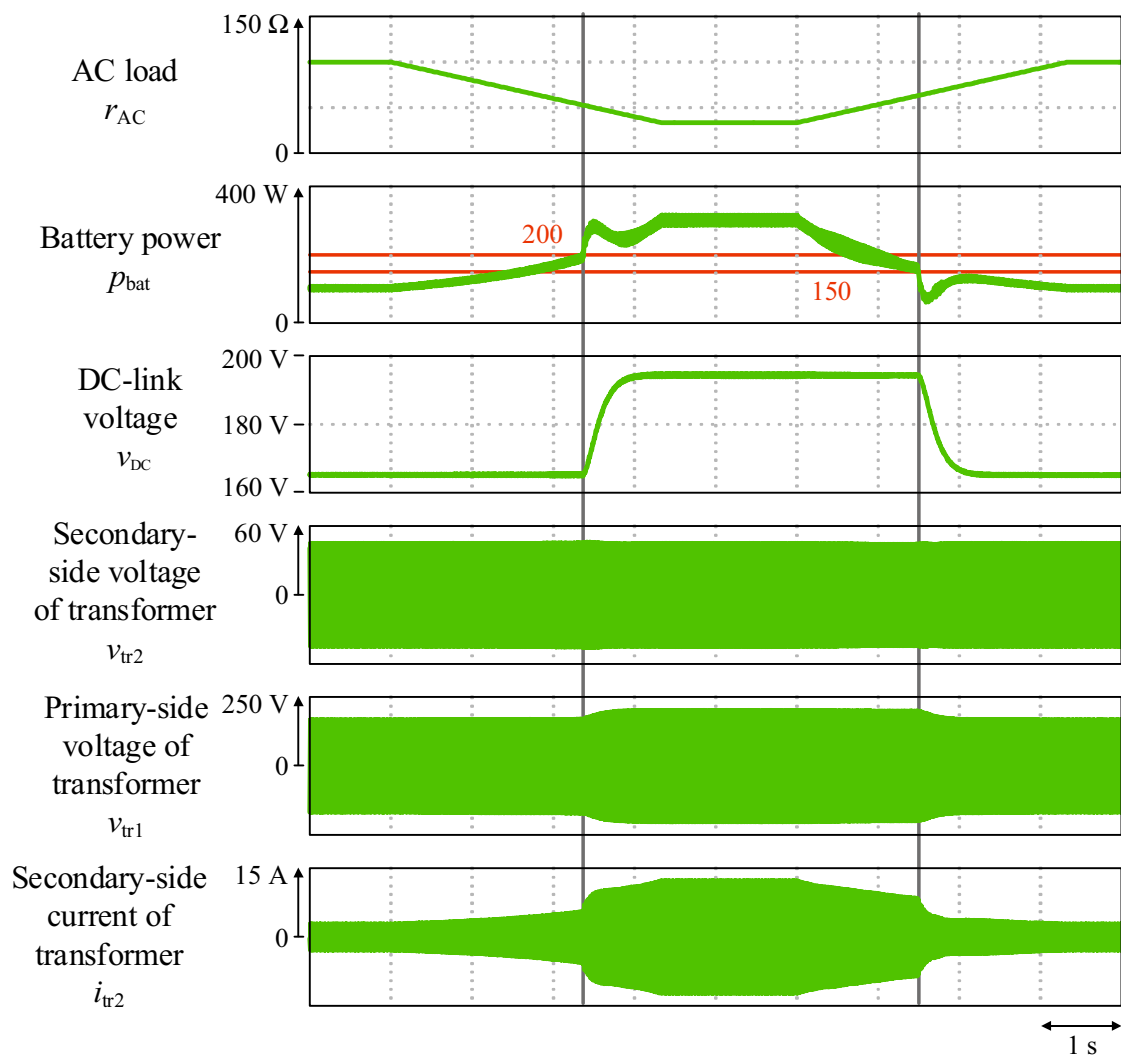


図 5.5 直流リンク電圧指令値切替制御のシミュレーション結果

### 5.1.2 効率改善効果による影響

直流リンク電圧一定制御と可変制御の電力変換効率の差分は、DAB コンバータの定格電力が変化しても同じ傾向にある。本論文では、発電電力が 50 kW 未満の小型風車を研究対象としているため、DAB コンバータの伝送電力の上限も同様に 50 kW 未満となる。DAB コンバータの直流リンク電圧指令値切替制御による定格電力 50 kW 時の効率改善効果の影響を検討する。ここでは電力損失差を風力発電の発電コストに換算して検討する。図 5.6 に、定格電力 50 kW 時の各制御の電力損失差の発電コスト換算値を示す。横軸がバッテリー電圧  $v_{\text{bat}}$ 、縦軸が直流リンク電圧一定制御から直流リンク電圧可変制御に変更することで低減される電力損失の発電コスト換算値  $\Delta M$  である。 $\Delta M > 0$  の場合は可変制御により  $\Delta M$  分の電力損失が削減されることを表しており、 $\Delta M < 0$  の場合は可変制御により  $\Delta M$  分の電力損失が増加されることを表している。直流リンク電圧一定制御と可変制御の効率差より、 $h$  時間の発電コストの差  $\Delta M$  [円] は次式で表される。

$$\Delta M = |p_{\text{bat}}| \Delta \eta h m \quad (5.2)$$

ただし、 $\Delta \eta$  は伝送電力  $|p_{\text{bat}}|$  時の直流リンク電圧一定制御と可変制御の電力変換効率の差分、 $m$  は 1 kWh あたりの発電コスト [円/kWh] である。定格電力が 50 kW の場合、伝送電力  $|p_{\text{bat}}|$  が定格の 10%(5 kW) の軽負荷でバッテリー電圧が 40.8 V のとき、効率差  $\Delta \eta$  は 1.12% となる。(5.2) 式より、電力損失の差  $|p_{\text{bat}}| \Delta \eta$  は 56.0 W であり、バッテリーによる放電を 1 日 12 時間行うと仮定すると、1 日の電力量の差は 672 Wh となる。1 年間では 245 kWh の電力量が節電され、文献 (111) より発電コスト  $m$  を 19 円/kWh とすると 4,655 円に相当する。一方で、伝送電力が定格の 100%(50 kW) の重負荷でバッテリー電圧が 40.8 V のとき、一定制御と可変制御の効率差は -0.822% となる。重負荷時ほど効率差  $\Delta \eta$  による損失の影響が顕著に表れるが、直流リンク電圧指令値切替制御は、重負荷時において直流リンク電圧一定制御として動作する。そのため、直流リンク電圧指令値切替制御と一定制御の効率差は発生しない。よって、直流リンク電圧指令値切替制御により全負荷範囲で高効率駆動が可能であり、一定制御と比較して軽負荷時の電力損失を低減することができる。以上より、DAB コンバータの直流リンク電圧指令値切替制御の有効性を確認した。

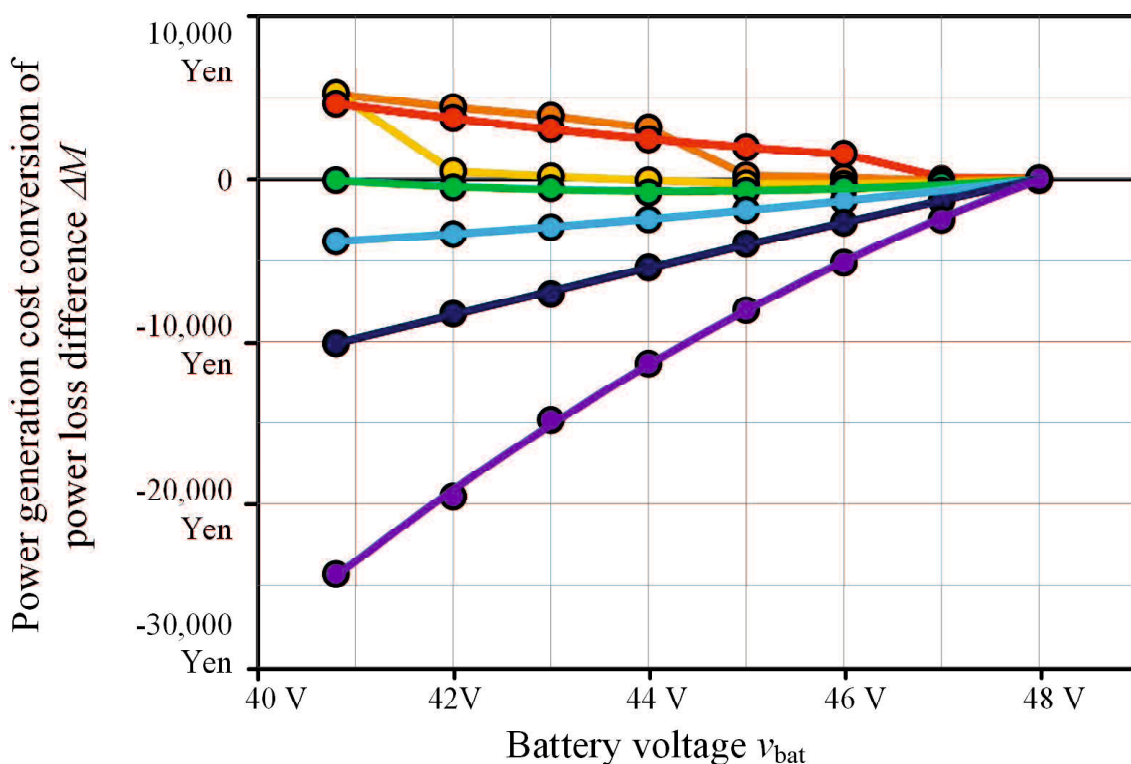


図 5.6 定格電力 50 kW 時の各制御の電力損失差の発電コスト換算値

## 5.2 並列接続 DAB コンバータによる全負荷範囲高効率放電動作の制御法

独立型風力発電システムは、高風速時やバッテリー満充電時に余剰電力が発生し、余剰電力をダンプロードで消費する。そのため、風力エネルギーを最大限有効活用するには、余剰電力の発生頻度を下げる必要がある。そこで、余剰電力の発生頻度を抑制するためにバッテリー容量を増大させ、バッテリー容量を増大させたシステムの高効率化を検討する。

### 5.2.1 並列接続 DAB コンバータを用いた独立型風力発電システム

図 5.7 に、並列接続 DAB コンバータを用いた独立型風力発電システムを示す。システムに接続するバッテリー容量は、以下の手順で検討する。

1. 交流負荷の使用時間、使用時電力量の調査
2. 無風状態が継続する日数の仮定 (通常 1, 3, 7 日程度<sup>(59)</sup>)
3. 設定日数の駆動が可能なバッテリー容量を算出
4. フィールド試験により実際の風車の運転パターンを測定し、最適なバッテリー容量に調整

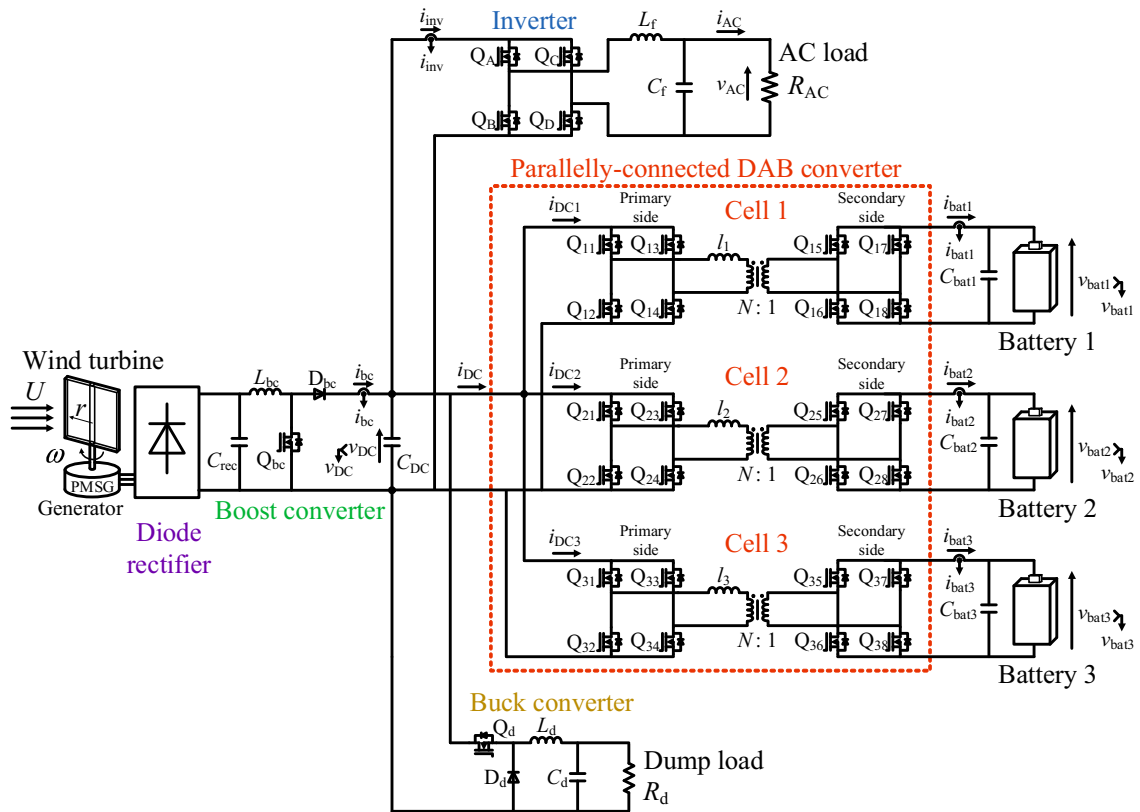


図 5.7 並列接続 DAB コンバータを用いた独立型風力発電システム

この手順で増大させるバッテリー容量を検討し、それに伴い DAB コンバータとバッテリーを並列接続する。図 3.1 では例として並列接続する台数を 3 台としている。また、図 2.18 の並列運転の図に対して、各 DAB コンバータセルの二次側同士を接続せずにそれぞれバッテリーを接続している点に違いがある。並列接続 DAB コンバータを使用することで、以下のことが可能になると考えられる。

- 並列接続 DAB コンバータ一次側電流の脈動低減
- 重負荷、中負荷時の導通損失の低減
- ZVS 成立範囲の拡大
- 各バッテリーの簡易バランス制御

並列接続 DAB コンバータの一次側電流の脈動低減は、各セルのスイッチングの位相をずらすことで可能となる。図 5.8 に、並列接続 DAB コンバータを基本動作させたときの一次側電流波形を示す。図 2.11 でも示したように、DAB コンバータの一次側電流および二次側電流はノッチが発生し大きく脈動する。そこで、各セルのスイッチングの位相をずらすことで  $i_{DC1} \sim i_{DC3}$  のノッチの発生するタイミングをずらす。並列接続 DAB コンバータの一次側

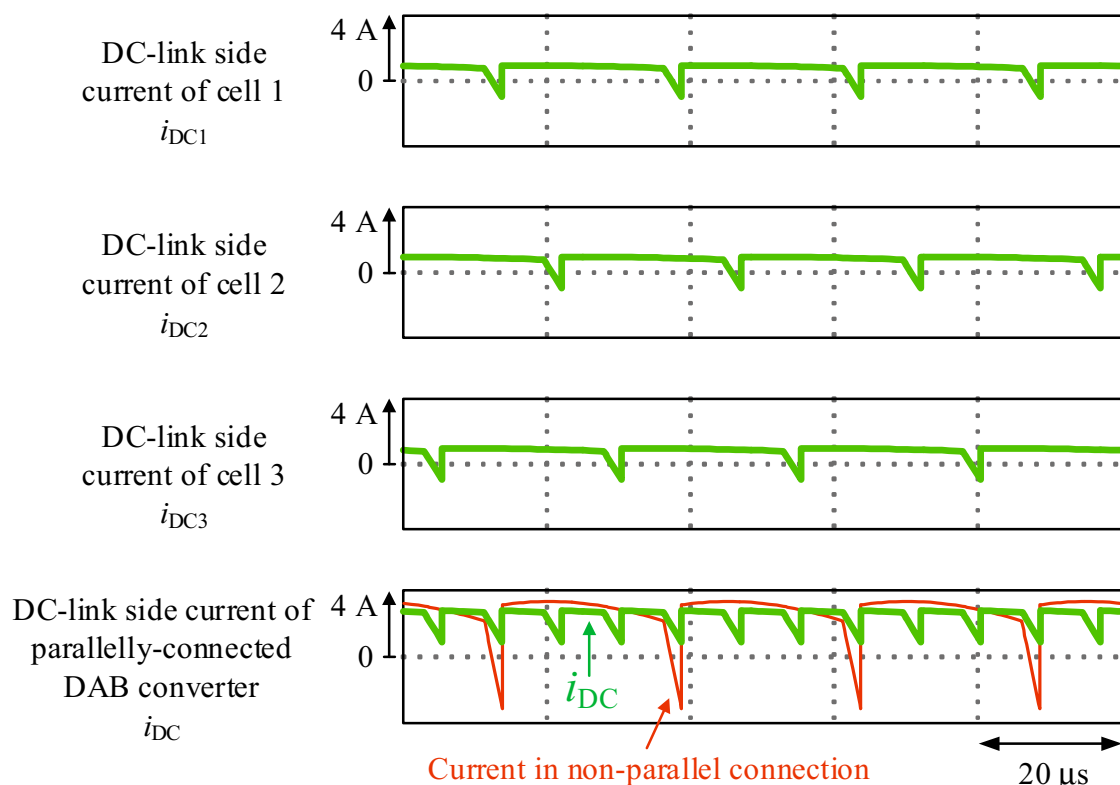


図 5.8 並列接続 DAB コンバータを基本動作させたときの一次側電流波形

電流  $i_{DC}$  は  $i_{DC1} \sim i_{DC3}$  の総和であるため、脈動は図 5.8 のように低減される。セルの運転台数を  $n$  とすると、ノッチによる脈動幅は通常の  $1/n$  となる。 $i_{DC}$  の脈動低減は、直流リンクキャパシタ  $C_{DC}$  の低容量化や、 $C_{DC}$  に使用する電解キャパシタの温度上昇抑制に伴う長寿命化<sup>(112)</sup> などの効果につながる。

次に、重負荷時や中負荷時の導通損失の低減と ZVS 成立範囲の拡大ができ、高効率化が可能である。以下に DAB コンバータの動作を示し、高効率駆動が可能であることを説明する。また、各バッテリーの簡易バランス制御も合わせて説明する。

### 5.2.2 高効率化を可能にする並列接続 DAB コンバータの動作

各 DAB コンバータセルは、図 5.4 のバッテリー充放電制御を行う。並列接続 DAB コンバータ全体の伝送電力を  $|p_{bat}|$ 、セル 1 の伝送電力を  $|p_{bat1}|$ 、セル 2 の伝送電力を  $|p_{bat2}|$ 、セル 3 の伝送電力を  $|p_{bat3}|$ 、1 台の DAB コンバータセルが ZVS に必要な電力を  $|p_{zvs}|$  とする。並列接続 DAB コンバータは、全体の伝送電力  $|p_{bat}|$  と ZVS に必要な電力  $|p_{zvs}|$  の関係に応じて運転台数を以下のように切り替える。

- 重負荷時 ( $3 |p_{zvs}| < |p_{bat}|$ ) : 全台並列運転

図 5.9 に、バッテリー放電モード (Battery-Discharging Mode : BDM) における重負荷時の



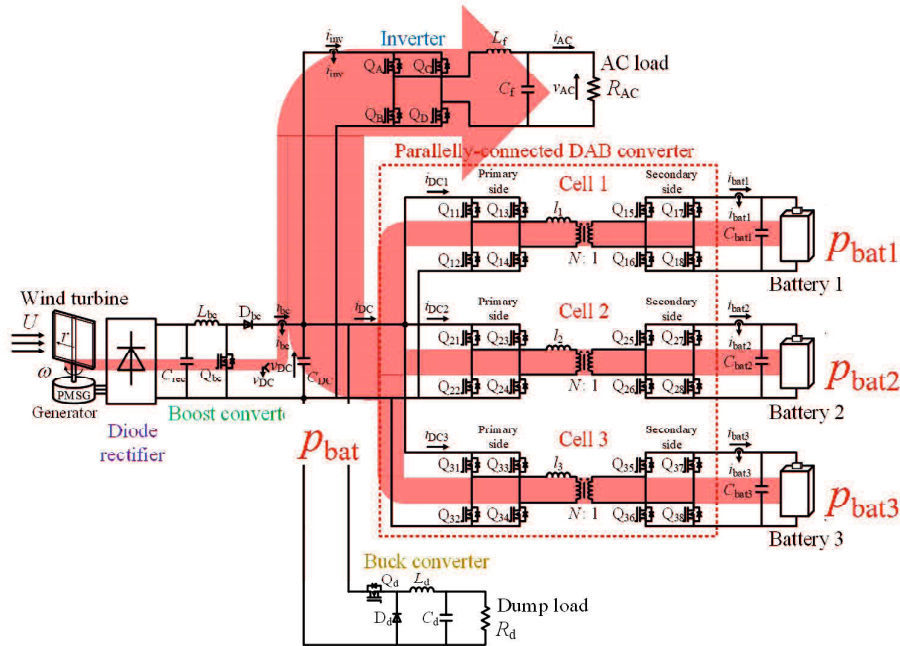


図 5.9 BDM における重負荷時のパワーフロー

パワーフローを示す。伝送電力  $|p_{bat}|$  を 3 等分してもすべての DAB コンバータセルが ZVS を達成できる重負荷時は、全セルを運転させる。各伝送電力は、 $|p_{bat1}| = |p_{bat2}| = |p_{bat3}| = \frac{1}{3}|p_{bat}|$  とする。これにより、各セルに流れる電流は、並列接続 DAB コンバータ全体の 3 分の 1 ずつに分流される。そのため、導通損失および銅損が単体運転時の 3 分の 1 に低減される。ただし、BDM 時においてはバッテリーが放電終止電圧、BCM 時においては満充電電圧に達したとき、そのバッテリーに接続している DAB コンバータセルは重負荷時であっても運転を停止させなければならない。その機会を減らすためため、各バッテリー電圧はバランスがとれていることが望ましい。

- 中負荷時 II ( $2|p_{zvs}| < |p_{bat}| < 3|p_{zvs}|$ ) : 2 台並列運転

図 5.10 に BDM における中負荷時 II のパワーフローを示す。セル全台を運転させると ZVS が失敗となる中負荷時 II は、運転台数を 3 台から 2 台に減らす。各伝送電力は、 $|p_{bat1}| = |p_{bat2}| = \frac{1}{2}|p_{bat}|$ ,  $|p_{bat3}| = 0$  とする。並列接続 DAB コンバータ全体の伝送電力  $|p_{bat}|$  が小さくても運転台数を減らすことにより、セル 1 台あたりの負荷を重くして ZVS を達成することができる。このとき、運転停止するセルは、BDM 時においては電圧が一番低いバッテリーを接続しているセル、BCM 時においては電圧が一番高いバッテリーを接続しているセルとする。これにより、各バッテリー電圧のバランスをある程度とることができる。また、バッテリーが BDM 時において放電終止電圧、BCM 時において満充電電圧に達したセルは、運転停止して代わりに別のセルを運転させる。

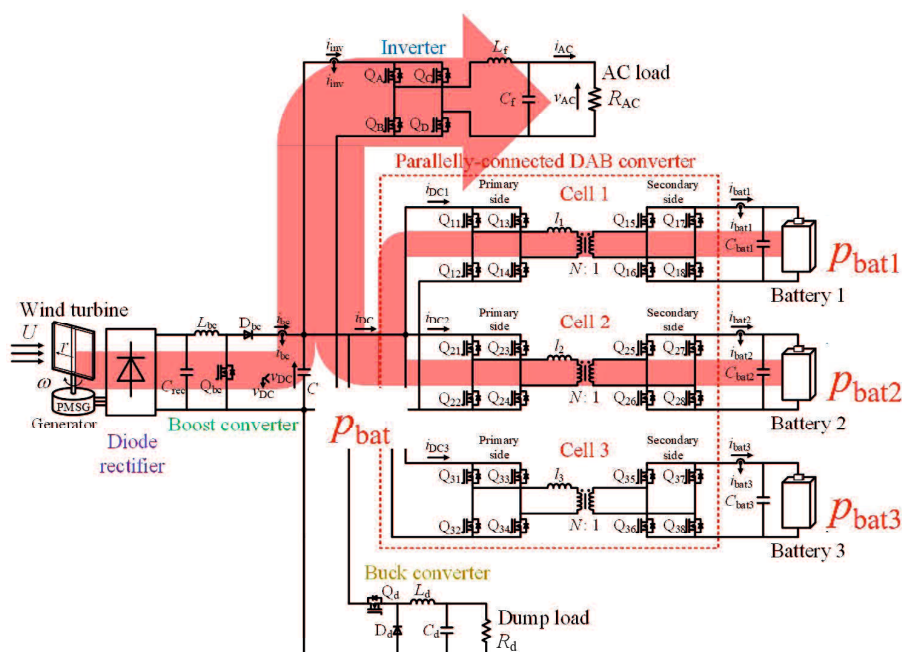


図 5.10 BDM における中負荷時 II のパワーフロー

- 中負荷時 I ( $|p_{zvs}| < |p_{bat}| < 2|p_{zvs}|$ ) : 単体運転

図 5.11 に BDM における中負荷時 I および軽負荷時のパワーフローを示す。2 台の運転でも ZVS が失敗となる中負荷時 I は、運転台数を 2 台から 1 台に減らす。中負荷時 I での各伝送電力は、 $|p_{bat1}| = |p_{bat}|$ ,  $|p_{bat2}| = |p_{bat3}| = 0$  とする。中負荷時 II と同様に、運転台数を減らすことでセル 1 台の負荷を重くして ZVS を達成することができる。

- 軽負荷時 ( $|p_{bat}| < |p_{zvs}|$ ) : 単体運転

軽負荷時では、1 台のみの運転でも ZVS が不成立となる。以上の様に運転台数を制御することで、重負荷から中負荷 I の負荷範囲まで ZVS 成立範囲の拡大することができる。ここで、BDM の場合においては、DAB コンバータは直流リンク電圧指令値切替制御により直流リンク電圧指令値を 194.4 から  $4.05 v_{bat}$  に切替を行う。そのため、直流リンク電圧が可変に制御され、軽負荷時でも ZVS が達成される。

以上の並列接続 DAB コンバータの動作により、BDM において全負荷範囲で ZVS が達成可能となる。また、BCM の場合は、同様に運転台数を制御することで、重負荷から中負荷 I の負荷範囲まで ZVS 成立範囲の拡大することができる。さらに、重負荷時と中負荷時 II では、スイッチング損失に加えて導通損失および銅損も低減される。よって、並列接続 DAB コンバータを用いた独立型風力発電システムにより全負荷範囲で高効率放電動作が可能である。

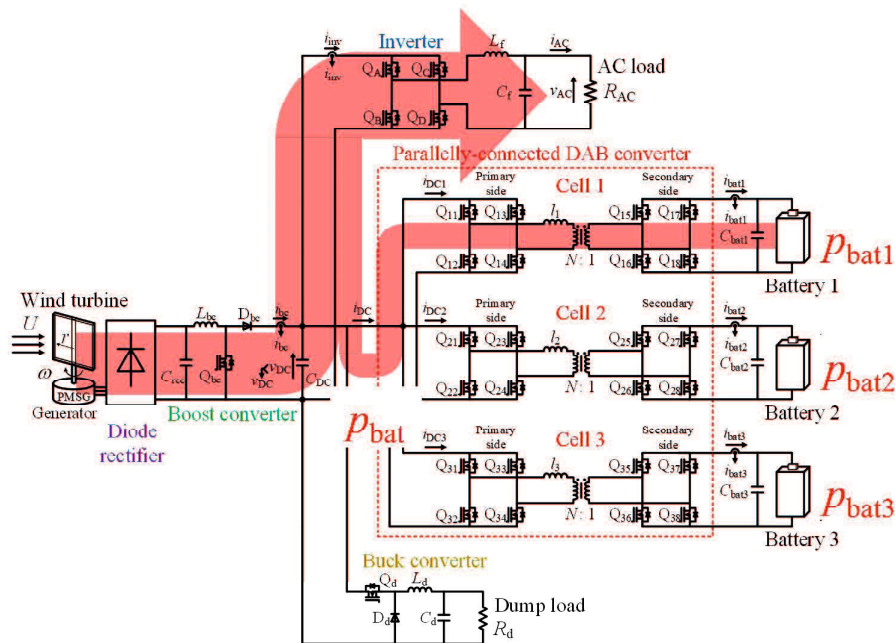


図 5.11 BDM における中負荷時 I および軽負荷時のパワーフロー

### 5.3 本章のまとめ

本章では、バッテリー充放電用 DAB コンバータの全負荷範囲高効率駆動法を検討した。はじめに、バッテリー充放電用 DAB コンバータの直流リンク電圧指令値切替制御を検討した。直流リンク電圧可変制御は、軽負荷時の電力変換効率の向上効果がある一方で、重負荷時には直流リンク電圧一定制御の方が高効率である。そのため、DAB コンバータの伝送電力に応じて直流リンク電圧指令値を切り替えることで重負荷時の効率低下なしで軽負荷時の効率が向上することを述べた。システム始動時の直流リンク電圧指令値は  $4.05 v_{bat}$  とする。伝送電力が  $200 \text{ W}$  以上まで上昇した場合、指令値を  $194.4$  一定に切り替える。その後、伝送電力が減少して  $150 \text{ W}$  以下まで低下すると指令値を  $4.05 v_{bat}$  に戻す。また、指令値の切替によりトランスの一次側電圧と二次側電圧の位相差が急激に変化すると、トランス電流に直流偏差が生じるため、切替時は指令値を緩やかに変化させる。計算機シミュレータにより、負荷変動に応じて指令値の切替が正常に行えることを明らかにした。次に、DAB コンバータの直流リンク電圧指令値切替制御による効率改善効果による影響を検討した。削減される電力損失の発電コスト換算をした結果、 $10\%$ の軽負荷時において最大  $4,655$  円程度の削減効果があることを明らかにした。以上より、直流リンク電圧指令値切替制御の有効性を明らかにした。最後に、今後の検討課題である、バッテリー容量を増大させたシステムのさらなる高効率駆動に向けた並列接続 DAB コンバータの制御法について概要を説明した。独立型風力発電システムの構成、および DAB コンバータの動作を示し、高効率駆動が期待できることを述べた。



## 第6章 結論

本学位論文では、独立型風力発電システムにおける DAB コンバータを用いたバッテリー充放電制御法を提案し、その有効性を明らかにした。

第1章では、地球温暖化について述べ、再生可能エネルギーの重要性を説明した。2015年には大気中の二酸化炭素濃度が400 ppmに達しており、世界の平均気温は100年あたり0.72°Cの割合で上昇している。日本は2050年までに温室効果ガスの排出を全体としてゼロにすることを目指しているため、化石燃料に依存している現状を打開すべく再生可能エネルギーの導入拡大が必要であることを述べた。また、風力発電の種類や回転原理、発電原理を説明し、特徴を述べた。特に、独立型風力発電システムの利用例や構成例を示し、課題を説明した。独立型風力発電システムは平均風速が低い都市エリアでの設置が想定されるため発電電力が小さく、発電の継続や得られた電力を有効に利用する必要がある。そのため、街路灯などの負荷の駆動可能な時間を長くするためには独立型風力発電システムの電力変換効率向上が重要であることを述べた。

第2章では、独立型風力発電システムの研究動向とバッテリーコントローラに適用する DAB コンバータの研究動向について述べ、検討すべき課題を明らかにした。はじめに、他の文献で提案されている独立型風力発電システムおよびそれらのシステムにおける克服すべき課題について述べた。PWM 整流器を用いた独立型風力発電システムでは、発電機-交流負荷間の電力変換器の直列段数が少ないため高効率化が望めるが、PWM 整流器を使用するためセンサの数が多く、またセルバランス回路が必要となるを述べた。ダイオード整流器を用いた各システムでは、電力変換器の直列段数や商用トランスによる昇圧により、電力損失が大きいことを述べた。次に、独立型風力発電システム内のバッテリーコントローラに適用する電力変換器の要求事項について述べ、DAB コンバータが適していることを説明した。最後に、DAB コンバータの欠点と対策法の研究動向について述べた。DAB コンバータは電圧変動および負荷変動に伴い効率が低下する欠点があり、対策法として PWM 制御が検討されているが、制御が複雑化して最適な操作量の組み合わせの導出が困難であることを述べた。DAB コンバータの並列運転により効率を向上することが可能であるが、これはシステムの部品点数の増加による大型化につながるため、小容量のシステムに向かないことを説明した。以上より、高効率な独立型風力発電システムの開発と電圧変動および負荷変動に対する DAB コンバータの効率改善が必要であることを明らかにした。

第3章では、バッテリー充放電用 DAB コンバータを用いた独立型風力発電システムを提案した。はじめに、DAB コンバータを用いた独立型風力発電システムの構成を示し、各制御について述べた。PMSG の後段にダイオード整流器、昇圧チョッパを接続し、昇圧チョッパの出力側にインバータと交流負荷、DAB コンバータとバッテリー、ダンプロードを接続した構成である。次に、計算機シミュレータにより、風速変動に依存せずに交流負荷へ一定の電力が供給されることを確認した。風速を 7 ~ 13 m/s の間で変動させたとき、交流負荷の消費電力の平均値は 496 W、平均値に対しての脈動率が 0.423% であり、風速に依存せずに交流負荷の消費電力を一定に制御可能であることを明らかにした。また、抵抗で模擬した交流負荷を三相モータ負荷に置き換え、モータ負荷にも同様に一定に電力を供給できることを明らかにした。最後に、先に提案された風力発電システムと提案する DAB コンバータを用いたシステムを比較し、DAB コンバータを用いたシステムが高効率であることを明らかにした。900 W 発電時の電力損失の合計は、図 2.2 の風力発電システムが 84.6 W、図 2.3 の風力発電システムが 64.7 W であったのに対し、DAB コンバータを用いたシステムは 27.4 W となった。これにより、DAB コンバータを用いたシステムの 900 W 発電時の電力損失は、図 2.2 の 32.4%、図 2.3 の 42.3% まで低減されることを明らかにした。また、517.0 W 発電時の交流負荷の駆動時間比較では、常に 517.0 W 発電している条件下でシステムを比較した場合、図 2.2 のシステムでは交流負荷の駆動時間は 62 時間であるのに対し、DAB コンバータを用いたシステムでは永久に駆動可能であることを述べた。発電停止時の交流負荷の駆動時間比較では、図 2.2 のシステムでは交流負荷の駆動時間は 4.86 時間、DAB コンバータを用いたシステムでは 4.94 時間となり、駆動時間はほぼ同じとなった。以上より、DAB コンバータを用いた独立型風力発電システムの有効性を明らかにした。

第4章では、第3章の独立型風力発電システムにおけるバッテリー充放電用 DAB コンバータの直流リンク電圧可変制御を提案し、軽負荷時のバッテリー放電モード時の高効率放電動作について述べた。はじめに、第3章で使用していた DAB コンバータの直流リンク電圧一定制御の課題として、伝送電力が軽負荷時において放電によるバッテリー電圧低下に伴い電力変換効率を低下することを述べた。次に、バッテリー電圧の低下に応じて直流リンク電圧を低くする直流リンク電圧可変制御によって軽負荷時の効率改善が可能であることを述べ、先に適用されている直流リンク電圧可変制御と提案する直流リンク電圧可変制御の違いを説明した。直流リンク電圧可変制御は、バッテリー電圧の低下に応じて直流リンク電圧を低下させることで、DAB コンバータの一次側二次側電圧比とトランス巻数比が常にほぼ同じ値となり、トランス電流が台形波状となる。その結果、トランス電流ピーク値が低減され、また、全負荷範囲で ZVS 達成される。しかしながら、先に適用されている直流リンク電圧可変制御は、トランスの励磁インピーダンスなどが考慮されておらず、トランス電流が完全な台形波状になっていない。そこで、提案する直流リンク電圧可変制御は、励磁インピーダンスなどを考

---

慮した補正値を追加した。次に、直流リンク電圧可変制御を適用したバッテリー充放電用 DAB コンバータを用いた独立型風力発電システムのバッテリー放電動作を実機検証し、提案する制御法の有効性およびシステムの正常動作を確認した。補正値を追加した直流リンク電圧可変制御により、バッテリー電圧の全範囲でトランス二次側電流が台形波状になることを明らかにした。最後に、計算機シミュレータにより DAB コンバータの直流リンク電圧一定制御と直流リンク電圧可変制御を比較した。伝送電力が定格電力の 40% (200 W) 未満の軽負荷時で、直流リンク電圧可変制御が直流リンク電圧一定制御高効率より高効率となることを明らかにした。以上より、直流リンク電圧可変制御の軽負荷時の効率改善効果を明らかにした。

第 5 章では、バッテリー充放電用 DAB コンバータの全負荷範囲高効率駆動法を検討した。はじめに、バッテリー充放電用 DAB コンバータの直流リンク電圧指令値切替制御を検討した。直流リンク電圧可変制御は、軽負荷時の電力変換効率の向上効果がある一方で、重負荷時では直流リンク電圧一定制御の方が高効率である。そのため、DAB コンバータの伝送電力に応じて直流リンク電圧指令値を切り替えることで重負荷時の効率低下なしで軽負荷時の効率が向上することを述べた。システム始動時の直流リンク電圧指令値は  $4.05 v_{bat}$  とする。伝送電力が 200 W 以上まで上昇した場合、指令値を 194.4 一定に切り替える。その後、伝送電力が減少して 150 W 以下まで低下すると指令値を  $4.05 v_{bat}$  に戻す。また、指令値の切替によりトランスの一次側電圧と二次側電圧の位相差が急激に変化すると、トランス電流に直流偏差が生じるため、切替時は指令値を緩やかに変化させる。計算機シミュレータにより、負荷変動に応じて指令値の切替が正常に行えることを明らかにした。次に、DAB コンバータの直流リンク電圧指令値切替制御による効率改善効果による影響を検討した。削減される電力損失の発電コスト換算をした結果、10%の軽負荷時において最大 4,655 円程度の削減効果があることを明らかにした。以上より、直流リンク電圧指令値切替制御の有効性を明らかにした。最後に、今後の検討課題である、バッテリー容量を増大させたシステムのさらなる高効率駆動に向けた並列接続 DAB コンバータの制御法について概要を説明した。独立型風力発電システムの構成、および DAB コンバータの動作を示し、高効率駆動が期待できることを述べた。

以上より、提案した DAB コンバータのバッテリー充放電制御が、独立型風力発電システムの効率改善に有効であることを明らかにした。よって、本学位論文で提案したシステムにより独立型風力発電システムの導入が促進され、温室効果ガス排出量削減による環境改善に貢献できると考えられる。

最後に、本研究における今後の検討課題として、以下のことが挙げられる。

- 制御装置やドライブ回路を含めた全体の電力損失検討
- 並列接続 DAB コンバータを用いた独立型風力発電システムの制御の構築・検証





## 参考文献

- (1) 日本エネルギー研究所：「第 410 回定例研究報告会」， p.138， 2012
- (2) Intergovernmental Panel on Climate Change：「Fourth Assessment Report Climate Change 2007: Synthesis Report」， p.13(Page 4 of 8(Topic 2))， 2007
- (3) 環境省：「全大気平均二酸化炭素濃度が初めて 400 ppm を超えました ～温室効果ガス観測技術衛星「いぶき」(GOSAT) による観測速報～」， [Online] <http://www.env.go.jp/press/102550.html>， (参照 2021.10.24)
- (4) 電気事業連合会：「地球温暖化対策-環境への取り組み」， [Online] <https://www.fepc.or.jp/environment/warming/about/index.html>， (参照 2021.10.24)
- (5) 気象庁：「世界の年平均気温」， [Online] [https://www.data.jma.go.jp/cpdinfo/temp/an\\_wld.html](https://www.data.jma.go.jp/cpdinfo/temp/an_wld.html)， (参照 2021.10.24)
- (6) 環境省：「IPCC 第三次評価報告書 第一作業部会報告書」， 2001
- (7) 環境省：「IPCC 第六次評価報告書 第一作業部会報告書」， 2021
- (8) 環境省：「IPCC 第四次評価報告書 統合報告書概要(公式版)」， pp.11-25， 2007
- (9) 国連気候変動枠組条約締約国会議 (COP3)：「気候変動に関する国際連合枠組条約の京都議定書」， p.46， 1997
- (10) 国立環境研究所 地球環境研究センター：「京都議定書第一約束期間終了～基準年比 6 % 削減の目標は達成の見込み～」， 地球環境研究センターニュース， vol.24， no.10， pp.2-4， 2014
- (11) 国連気候変動枠組条約締約国会議 (COP21)：「パリ協定」， pp.4-6， 2015
- (12) 日本エネルギー研究所：「第 437 回定例研究報告会 2021 年の温暖化政策の展望と課題〈報告要旨〉」， p.2， 2020
- (13) e-Gov 法令検索：[Online] <https://elaws.e-gov.go.jp/document?lawid=421AC0000000072>， (参照 2021.10.30)
- (14) e-Gov 法令検索：[Online] <https://elaws.e-gov.go.jp/document?lawid=421C00000000222>， (参照 2021.10.30)
- (15) 経済産業省 資源エネルギー庁：「2030 年度におけるエネルギー需給の見通し(関連資料)」， p.3， 2021

- (16) 環境省：「平成 25 年度 2050 年再生可能エネルギー等分散型エネルギー普及可能性検証検討報告書」, pp.3-19, 2015
- (17) 電力中央研究所：「日本における発電技術のライフサイクル CO2 排出量総合評価」, pp.ii-iii, 2016
- (18) 経済産業省 資源エネルギー庁：「日本のエネルギー 2020 エネルギーの今を知る 10 の質問」, p.1, 2021
- (19) 経済産業省 資源エネルギー庁：「2020—日本が抱えているエネルギー問題（前編）」, [Online] [https://www.enecho.meti.go.jp/about/special/johoteikyo/energyissue2020\\_1.html](https://www.enecho.meti.go.jp/about/special/johoteikyo/energyissue2020_1.html), (参照 2021.10.24)
- (20) 経済産業省 資源エネルギー庁：「令和元年度 (2019 年度) におけるエネルギー需給実績 (確報)」, pp.34-35, 2021
- (21) 経済産業省 資源エネルギー庁：「平成 26 年度エネルギーに関する年次報告 (エネルギー白書 2015)」, [Online] <https://www.enecho.meti.go.jp/about/whitepaper/2015html/1-3-1.html>, (参照 2021.10.24)
- (22) 奥田教海：「風車の基礎理論について」, 風力エネルギー, vol.3, no.2, pp.21-26, 1979
- (23) 一般財団法人 新エネルギー財団：「風力発電」, [Online] <https://www.nef.or.jp/energy/windpower/merit01.html>, (参照 2021.10.25)
- (24) 牛山泉：「風車工学入門第 2 版」, 森北出版, pp.156-162, 2013
- (25) 公益社団法人 日本電機技術者協会：「電気技術解説講座 風力発電システム」, [Online] [https://jeea.or.jp/course/contents/03402/index\\_small.html](https://jeea.or.jp/course/contents/03402/index_small.html), (参照 2021.10.26)
- (26) 金綱均, 松本文雄：「風力発電機製作ガイドブック [改訂版]」, パワー社, p.7, 2008
- (27) 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第 2 版第 3 章」, p.5, 2014
- (28) 箕田充志, 原豊, 上代良文：「スッキリ！ がってん！ 風力発電の本」, 電気書院, p.64, 2018
- (29) 本間琢也：「風車の基礎理論」, 風力エネルギー, vol.4, no.2, pp.36-42, 1980
- (30) 西方正司, 甲斐隆章：「わかりやすい風力発電」, オーム社, pp.41-45, 2013
- (31) 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, p.14, 2015
- (32) 宮入庄太：「大学講義 最新電気機器学 改訂増補」, 丸善出版, p.154, 1979
- (33) 川上紀子：「新エネルギーとパワーエレクトロニクス技術～太陽光発電と風力発電～」, 平成 21 年電気学会全国大会, 4-S23-1, pp.S23(1)-S23(4), 2009

- (34) 徳山榮基：「小型風車の現状と将来」，電気学会誌，vol.131，no.7，pp.420-421，2011
- (35) 小形風力発電協会：「小形風力発電機市場の拡大」，p.18，2011
- (36) 牛山泉，日本自然エネルギー：「風力発電マニュアル 2005」，エネルギーフォーラム，p.82，2005
- (37) 真下明秀，星昌博，梅田望緒：「風力発電用永久磁石同期発電機」，富士電機技報，vol.86，no.2，pp.129(45)-133(49)，2013
- (38) 安保達明，左右田学：「大容量風力発電とパワーエレクトロニクス」，電気学会誌，vol.129，no.5，pp.291-294，2009
- (39) 袈裟丸勝巳，大野義弘，園田大輔：「PMSG を用いた小型風力発電システムの FEM シミュレーション」，電気学会論文誌 D(研究開発レター)，vol.128，no.1，pp.83-84，2008
- (40) 千住智信，浜野拓也，浦崎直光，上里勝実，舟橋俊久，藤田秀紀：「永久磁石同期発電機を用いた風力発電システムの最大出力点追従制御」，電気学会論文誌 B，vol.122，no.12，pp.1403-1409，2002
- (41) 森本茂雄，中村智彦，武田洋次：「永久磁石同期発電機を用いた可変速風力発電システムのセンサレス出力最大化制御」，電気学会論文誌 B，vol.123，no.12，pp.1573-1579，2003
- (42) 森本茂雄，武田洋次：「永久磁石同期機の技術動向」，電気学会誌，vol.122，no.11，pp.761-764，2002
- (43) 大山和宏，坂元剛，有永真司，山下幸生：「昇圧チョッパ回路を用いた永久磁石同期発電機可変速風力発電システムのシミュレーション」，電気学会論文誌 D，vol.128，no.3，pp.161-175，2008
- (44) 久保敏裕，黒田和宏，荻原義也，平崎敬朗，長崎則久：「洋上風力発電所側にダイオード整流器を用いた直流送電方式の基礎検討」，日新電機技報，vol.63，no.2，pp.44-49，2018
- (45) 徳山榮基，西沢良史，牛山泉：「マイクロ風力発電機の市街地フィールド実験における出力性能評価に関する研究」，風力エネルギー，vol.33，no.1，pp.101-105，2009
- (46) 谷口大騎，成定佑樹，山田洋明，田中俊彦，田村智弘，山田誠治，岡本昌幸：「小型風車を用いた独立型風力発電システムの可変周速比制御の検討」，パワーエレクトロニクス学会誌，vol.43，pp.43-49，2018
- (47) Shamik Bhattacharyya, Susovon Samanta, “DC Link Voltage Control based Power Management Scheme for Standalone PV Systems,” in *Proc. of 2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 5pages, 2019
- (48) Joanne C. Y. Hui, Alireza Bakhshai, Praveen K. Jain, “A Sensorless Adaptive Maximum Power Point Extraction Method With Voltage Feedback Control for Small Wind Turbines in Off-Grid Applications,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol.3, no.3, pp.817-828, 2015

- (49) Miloud Rezkallah, Sanjeev Singh, Ambrish Chandra, Bhim Singh, Marco Tremblay, Maarouf Saad, Hua Geng, “Comprehensive Controller Implementation for Wind-PV-Diesel Based Standalone Microgrid,” *IEEE Trans. Industry Applications*, vol.55, no.5, pp.5416-5428, 2019
- (50) Chongyi Tian, Chenghui Zhang, Ke Li, Xiaoguang Chu, Naxin Cui, and Jihong Wang, “Control Strategy for Bi-Directional DC/DC Converter of a Stand-Alone Wind Power System,” in *Proc. of 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems 2012*, pp.297-300, 2012
- (51) Nora Lachguer and Moulay, “Control Strategy of Permanent Magnet Synchronous Generator for Stand Alone Wind Power Generation System,” in *Proc. of International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion*, pp.392-397, 2011
- (52) 長谷川一徳, 大村一郎, 西澤伸一:「ダイオード整流器・三相PWMインバータシステムにおける直流リンクコンデンサのモニタリング手法」, 平成30年電気学会産業応用部門大会, 1-36, pp.141-144, 2018
- (53) 西嶋仁浩, 坂本浩, 原田耕介:「直列接続されたバッテリーの電圧バランス回路」, 電子情報通信学会論文誌B, vol.J84-B, no.9, pp.1701-1708, 2001
- (54) 鶴野将年, 田中孝治:「直列接続された蓄電セルの一石式バランス充電器」, 電気学会論文誌D(研究開発レター), vol.130, no.9, pp.1119-1120, 2010
- (55) LINEAR TECHNOLOGY:「LTC3300-1 データシート」, [Online] <https://www.analog.com/media/jp/technical-documentation/data-sheets/j33001fb.pdf>, (参照 2022.1.16)
- (56) 科学情報出版:「EV-tech.jp」, [Online] <https://ev-tech.jp/catalog/eba/eba0020004.html#eba05>, (参照 2022.1.15)
- (57) 日経 xTECH:「バッテリー性能を高めるアクティブ・バランス」, [Online] [https://special.nikkeibp.co.jp/atcl/NXT/21/analog0326/?\\_fsi=FNGZMk1o](https://special.nikkeibp.co.jp/atcl/NXT/21/analog0326/?_fsi=FNGZMk1o), (参照 2022.1.15)
- (58) トランジスタ技術編集部:「MOTOR エレクトロニクス No.10」, CQ 出版, p.56, 2019
- (59) 一般社団法人 日本小形風力発電協会:「小形風車導入手引書」, pp.9-64, 2012
- (60) 小倉正嗣, 前地洋明, 栗尾信広, 西村実, 松原克夫:「絶縁型双方向 DC-DC コンバータの開発」, 日新電機技報, vol.65, no.1, pp.47-51, 2020
- (61) R.W.A.A. De Doncker, D.M.Divan, M.H.Kheraluwala, “A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.27, no.1, pp.63-73, 1991
- (62) M. N. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, D. M. Divan, E. D. Baumann, “Performance Characterization of a High-Power Dual Active Bridge dc-to-dc converter,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.28, no.6, pp.1294-1301, 1992

- (63) 平地克也：「DAB 方式双方向 DC/DC コンバータ」, 平地研究室技術メモ, No.20140310, [Online] <http://hirachi.cocolog-nifty.com/kh/files/20140310-1.pdf>, (参照 2022.1.16)
- (64) 石橋卓治, 地道拓志, 森修：「大規模洋上風力発電の直流送配電システム向け高圧大容量 DC/DC 変換器の回路方式と制御法」, 電気学会論文誌 D, vol.138, no.1, pp.58-66, 2018
- (65) 黒田和宏, 加茂章太郎, 牧尚子, 栗尾信広, 高野知宏：「直流配電システムの開発」, 日新電機技報, vol.65, no.1, pp.33-41, 2020
- (66) Philipp Joebges, Jingxin Hu, Rik W. De Doncker, “Design method and efficiency analysis of a DAB converter for PV integration in DC grids,” in *Proc. of 2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, 16656044, 2016
- (67) Stefan P. Engel, Marco Stieneker, Nils Soltau, Sedigheh Rabiee, Hanno Stagge, Rik W. De Doncker, “Comparison of the Modular Multilevel DC Converter and the Dual-Active Bridge Converter for Power Conversion in HVDC and MVDC Grids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.30, no.1, pp.124-137, 2015
- (68) Marco Stieneker, Rik W. De Doncker, “Dual-active bridge dc-dc converter systems for medium-voltage DC distribution grids,” in *Proc. of 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, 15822015, 2015
- (69) 近藤亮太, 檜垣優介, 山田正樹：「無効電力を抑制した電気自動車充放電用双方向絶縁型 DC/DC コンバータの損失低減効果実証」, 電気学会論文誌 D, vol.137, no.8, pp.673-680, 2017
- (70) 奥田達也, 檜垣優介, 嘉藤貴洋, 泉喜久夫, 土本直秀：「EV 用パワーコンディショナの制御技術」, 三菱電機技報, vol.91, no.7, pp.47(413)-50(416), 2017
- (71) Peiwen He, Alireza Khaligh, “Comprehensive Analyses and Comparison of 1 kW Isolated DC-DC Converters for Bidirectional EV Charging Systems,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol.3, no.1, pp.147-156, 2017
- (72) Gierry Waltrich, Marcel A.M.Hendrix, Jorge L.Duarte, “Three-Phase Bidirectional DC/DC Converter With Six Inverter Legs in Parallel for EV Applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.63, no.3, pp.1372-1384, 2016
- (73) Seyed Amir Assadi, Hirokazu Matsumoto, Mazhar Moshirvaziri, Miad Nasr, Mohammad Shawkat Zaman, Olivier Trescases, “Active Saturation Mitigation in High-Density Dual-Active-Bridge DC-DC Converter for On-Board EV Charger Applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.35, no.4, pp.4376-4387, 2020
- (74) 平地克也：「DC/DC コンバータの基礎から応用まで」, 電気学会, p.136, 2015
- (75) 鵜野将年：「パワーエレクトロニクスにおけるコンバータの基礎と設計法-小型化・高効率化の実現-」, 科学情報出版, pp.83-89, 2020

- (76) 山岸達也, 赤木泰文, 木ノ内伸一, 宮崎裕二, 小山正人: 「SiC-MOSFET/SBD モジュールを用いた 750 V, 100 kW, 20 kHz 双方向絶縁形 DC/DC コンバータ」, 電気学会論文誌 D, vol.134, no.5, pp.544-553, 2014
- (77) Yen-Ching Wang, Yen-Chun Wu, Tzung-Lin Lee, “Design And Implementation Of A Bidirectional Isolated Dual-Active-Bridge-Based DC/DC Converter With Dual-Phase-Shift Control For Electric Vehicle Battery,” in *Proc. of 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp.5468-5475, 2013
- (78) Sandra Zeljkovic, Radovan Vuletic, Andreas Miller, Alann Denais, “Control of SiC-based dual active bridge in high power three phase on-board charger of EVs,” in *Proc. of 2015 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS)*, 8pages, 2015
- (79) Dong-Keun Jeongl, Ho-Sung Kim, Ju-Won Baek, Ju-Yong Kim, Hee-Je Kiml, “Dual Active Bridge converter for Energy Storage System in DC Microgrid,” in *Proc. of 2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, pp.152-156, 2016
- (80) W. W. A. G. Silva, P. F. Donoso-Garcia, S. I. Seleme Jr., T. R. Oliveira, C. H. G. Santos, A. S. Bolzon, “STUDY OF THE APPLICATION OF BIDIRECTIONAL DUAL ACTIVE BRIDGE CONVERTERS IN DC NANOGRIID ENERGY STORAGE SYSTEMS,” in *Proc. of 2013 Brazilian Power Electronics Conference*, pp.609-614, 2013
- (81) 黒田和宏, 小倉正嗣, 前地洋明, 麻植実, 豊田元紀, 栗尾信広: 「再エネ導入促進, 電力レジリエンス強化を実現する直流配電システム」, 2020年7月・SEIテクニカルレビュー・第197号, pp.57-62, 2020
- (82) Sara J. Ríos, Daniel J. Pagano, Kevin E. Lucas, “Bidirectional Power Sharing for DC Microgrid Enabled by Dual Active Bridge DC-DC Converter,” *Energies*, vol.14, no.2, 404, 24pages, 2021
- (83) 高須伸夫, 宮脇文彦, 斎藤達, 藤原康夫: 「地磁気誘導電流による変圧器の直流偏磁減少の検討」, 電気学会論文誌 B, vol.113, no.4, pp.435-444, 1993
- (84) 塩田広, 辻良夫, 金井丈雄: 「パワーエレクトロニクスのための変圧器工学」, オーム社, p.178, 2021
- (85) K.Vangen, T.Melaa, S.Bergsmark, R.Nilsen, “Efficient high-frequency soft-switched power converter with signal processor control,” in *Proc. of 13th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC 1991)*, pp.631-639, 1991
- (86) K Vangen, T Melaa, AK Adnanes, “Soft-switched high-frequency, high power DC/AC converter with IGBT,” in *Proc. of 23rd IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC 1992)*, vo.1, pp.26-33, 1992
- (87) AK Jain, R Ayyanar, “PWM control of dual active bridge: Comprehensive analysis and experimental verification,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.26, no.4, pp.1215-1227, 2011

- (88) Edivan Laercio Carvalho, Carla Aparecida Felipe, Lucas Vizzotto Bellinaso, Carlos Marcelo de Oliveira Stein, Rafael Cardoso, Leandro Michels, “Asymmetrical-PWM DAB Converter With Extended ZVS/ZCS Range and Reduced Circulating Current for ESS Applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.36, no.11, pp.12990-13001, 2021
- (89) Yeh Ting, Sjoerd de Haan, Braham Ferreira, “Modular Single-Active Bridge DC-DC Converters: Efficiency Optimization over a Wide Load Range,” *IEEE Industry Applications Magazine*, vol.22, no.5, pp.43-52, 2016
- (90) 比嘉隼, 伊東淳一:「全負荷領域 ZVS を実現する電力環流動作を用いた並列接続 Dual-Active-Bridge DC-DC コンバータの実機検証」, 平成 29 年電気学会産業応用部門大会, vol.1, pp.331-334, 2017
- (91) 高木一斗, 藤田英明:「Dual Active Bridge を用いた絶縁形 DC-DC コンバータの電力伝送方向反転時の過渡特性の改善」, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会, 1-56, pp.255-260, 2015
- (92) GS ユアサ:「道路・街路用 LED 照明 カタログ」, [Online] [https://lighting.gs-yuasa.com/LED/download/pdf/GYPS\\_L003.pdf](https://lighting.gs-yuasa.com/LED/download/pdf/GYPS_L003.pdf), (参照 2022.1.16)
- (93) 大野榮一, 小山正人:「パワーエレクトロニクス入門 改訂 5 版」, オーム社, pp.89-91, 2014
- (94) 山本真義, 川島崇宏:「パワーエレクトロニクス回路における小型・高効率設計法」, 科学情報出版, pp.27-53, 2014
- (95) 谷内利明, 松本寿彰, 小倉常雄, 小谷和也, 田井裕通, 竹内宏行:「実践パワーエレクトロニクス入門パワー半導体デバイス」, オーム社, pp.56-63, 2016
- (96) 天野耀鴻, 梶原宏之:「可変速小型風力発電機の最大出力制御システム」, 電気学会論文誌 B, vol. 127, no. 4, pp.559-565, 2007
- (97) 田村智弘, 山田誠治:「小型風力発電機用汎用コントローラの開発」, 山口県産業技術センター研究報告, vol.25, pp.15-20, 2013
- (98) 高木茂行:「エンジニアの悩みを解決 パワーエレクトロニクス」, コロナ社, p.151, 2020
- (99) e-Gov 法令検索: [Online] [https://elaws.e-gov.go.jp/document?lawid=339AC0000000170\\_20231211\\_502AC0000000049](https://elaws.e-gov.go.jp/document?lawid=339AC0000000170_20231211_502AC0000000049), (参照 2021.10.27)
- (100) e-Gov 法令検索: [Online] <https://elaws.e-gov.go.jp/document?lawid=407M50000400077>, (参照 2021.10.27)
- (101) 東京電力株式会社:「電力会社における周波数調整と会社間連系について」, pp.9-10, 2003
- (102) Kensuke Shimizu, Hiroaki Yamada and Toshihiko Tanaka, “A simplified output voltage control method of a UPS under load variation,” in *Proc. of 19th IEEE Hiroshima Section Student Symposium*, pp.150-153, 2017

- (103) 西田克美：「インバータ 制御技術と実践」，科学情報出版，pp.25-30，2016
- (104) 板垣昌幸：「電気化学インピーダンス (1) 総論」，*Electrochemistry*，vol.78，no.9，pp.783-785，2010
- (105) 牛山泉：「我が国の風力発電の将来展望と課題」，風力エネルギー，vol.34，pp.141-144，2010
- (106) 鉄道強風対策協議会：「風観測の手引き」，p.8，2006
- (107) 気象庁：「気象庁における瞬間風速の観測方法の変更について」，報道発表資料平成 19 年 10 月 26 日，2007
- (108) 平地克也：「DAB コンバータの片側 PWM 制御について」，平地研究室技術メモ ， No.20190108，[Online]<http://hirachi.cocolog-nifty.com/kh/files/20190108-1.pdf>，(参照 2022.1.16)
- (109) 阿部敬宏，ナディア メイ リン タン，赤木泰文：「双方向絶縁形 DC/DC コンバータを用いた 6 kW，2 kWh 電池電力貯蔵システムの実験的検討」，電気学会論文誌 D，vol.132，no.2，pp.233-240，2012
- (110) 佐藤大輔，栗坂昌克，水川雄太：「V2X 双方向充電器の開発」，GS ユアサテクニカルレポート，vol.16，no.2，pp.15-20，2019
- (111) 経済産業省発電コスト検証ワーキンググループ：「発電コスト検証に関するこれまでの議論について」，総合資源エネルギー調査会資料 2，p.5，2021
- (112) 日本ケミコン：「TECHNICAL NOTE -アルミ電解コンデンサの上手な使い方-」，pp.7-8，2021



## 発表論文

### 学術論文

- (1) 高山雄利, 山田洋明:「独立型風力発電システムにおけるバッテリー充放電用 DAB コンバータの制御法」, パワーエレクトロニクス学会誌, vol.45, pp.90-97, 2020
- (2) Yuto Takayama and Hiroaki Yamada, “Variable DC-Link Voltage Control of Dual Active Bridge Converter in a Standalone Wind Power Generation System for High-Efficiency Battery-Discharging Operation,” *Energies*, vol.14, no.20, 6786, 17pages, 2021

### 国際会議

- (1) Yuto Takayama, Hiroaki Yamada, “Dual Active Bridge Converter Based Battery Charger in Stand-Alone Wind Power Generation System With High-Inertia Wind Turbine,” in *Proc. of the 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS2019)*, 1570545226, 5pages, 2019
- (2) Yuto Takayama, Hiroaki Yamada, “Experimental Verification of Dual Active Bridge Converter Based Battery Charger in a Stand-Alone Wind Power Generation System,” in *Proc. of the 23rd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS2020)*, pp.1022-1026, 2020

### 口頭発表

- (1) 高山雄利, 山田洋明:「独立型風力発電システムにおけるバッテリー充放電用 DAB コンバータの制御法」, パワーエレクトロニクス学会 2019 年度第 228 回定例研究会, JIPE-45-06, 6pages, 2019
- (2) 高山雄利, 山田洋明:「バッテリー充放電用 Dual Active Bridge コンバータを用いた独立型風力発電システムによる電力損失の低減」, 第 21 回 IEEE 広島支部学生シンポジウム (HISS21st), B1-2, pp.265-268, 2019

- (3) Yuto Takayama and Hiroaki Yamada, “Power Loss Analysis of DAB Converter Based Battery Charger in a Stand-Alone Wind Power Generation System,” in *Proc. of the 22nd IEEE Hiroshima Section Student Symposium (HISS22nd)*, B-5, pp.159-164, 2020
- (4) Yuto Takayama and Hiroaki Yamada, “Variable Modulation Index Control of the VSI in Stand-Alone Wind Power Generation System With DAB Converter Based Battery Charger,” in *Proc. of the 10th International Conference on Innovation Application Research and Education (ICIARE2020)*, OS1-1, pp.159-160, 2020
- (5) 高山雄利, 山田洋明:「DAB コンバータを用いた独立型風力発電システムのバッテリー放電動作」, 令和3年電気学会全国大会, 4-059, pp.102-103, 2021
- (6) 高山雄利, 山田洋明:「DAB コンバータを用いた独立型風力発電システムにおけるバッテリー放電時の直流リンク電圧制御」, 2021年度(第72回)電気・情報関連学会中国支部連合大会, R21-04-03, 2pages, 2021
- (7) 高山雄利, 山田洋明:「独立型風力発電システムにおける Dual Active Bridge コンバータを用いたバッテリー放電動作の高効率化」, 第23回IEEE広島支部学生シンポジウム(HISS23rd), TP-A-3, pp.9-12, 2021

## 謝辞

山口大学 工学部 電気電子工学科 4年時にパワーエレクトロニクス研究室に配属以来、研究のご指導をいただきました山口大学 大学院創成科学研究科 山田洋明 准教授に心から感謝するとともに厚くお礼申し上げます。配属直後はパワーエレクトロニクスの知識が浅いだけでなく、研究の進め方、発表資料の作成などに不出来な点が多々ありましたが、山田洋明 准教授は辛抱強く懇切丁寧に指導してくださいました。また、論文執筆や国内外の学会発表に参加する貴重な機会を多くいただきましたことを大変感謝しております。研究を通じて得た経験を基に、今後もより一層努力していく所存です。

本研究を遂行するにあたり、研究課題の多くのご指摘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 田中俊彦 教授に厚くお礼申し上げます。厳しくご指導いただくことで私の至らなさを実感できたことは今後の努力の糧になります。

また、定例の研究報告会や学会発表の練習などで、宇部工業高等専門学校 電気電子工学科 岡本昌幸 教授、池田風花 助教、博士後期課程 野田勇二郎 氏には多くのご指摘とご助言をいただきましたことを感謝いたします。

本学位論文の作成にあたり、ご多忙の中数多くのご意見ならびにご指摘をいただきました本学位論文審査員の山口大学 大学院創成科学研究科 山口真悟 教授、田村慶信 教授、若佐裕治 教授、外部審査員として審査していただきました九州工業大学 大学院工学研究院 長谷川一徳 准教授に厚くお礼申し上げます。さらに、ご多忙中にも関わらず博士学位論文公聴会に参加していただいた株式会社日立製作所 河口祐樹 氏、日新電機株式会社 栗尾信広 氏、清水健介 氏、東芝三菱電機産業システム株式会社 常盤歩夢 氏に心からお礼申し上げます。

パワーエレクトロニクス研究室に配属以来、研究室の先輩として研究生活に多くのご支援を賜りました常盤歩夢 氏(現：東芝三菱電機産業システム株式会社)、西川慧 氏(現：東芝インフラシステムズ株式会社)、司城卓也 氏(現：東洋電機製造株式会社)、山中悠広 氏(現：三菱電機株式会社)、谷口大騎 氏(現：関西電力株式会社)をはじめ、諸先輩方に厚く感謝いたします。先輩方には、研究の些細なことから相談に乗っていただきました。また、同期の赤田隆浩 氏(現：イーブル工業株式会社)は、講義や雑務などの研究活動以外においても協力していただき、支えていただきました。研究活動に注力することができ、円滑に研究を進めることができました。厚くお礼申し上げます。さらに、土日祝日や昼夜関係なく励まし合い、切磋琢磨して共に研究を遂行した博士前期課程、学部の方々にも感謝いたします。

最後に、長年にわたり私の学生生活を温かく見守り、支援し続けていただいた、父 修，母 有香，ならびに兄 玲弥に心から感謝申し上げます。また、これまで私をご支援いただいたすべての方に感謝いたします。