

高電圧直流電力変換器の安定性向上  
および小型化に関する研究

2023年2月

千葉大学大学院融合理工学府  
基幹工学専攻電気電子工学コース

大井 一伸



(千葉大学審査学位論文)

高電圧直流電力変換器の安定性向上  
および小型化に関する研究

2023年2月

千葉大学大学院融合理工学府  
基幹工学専攻電気電子工学コース

大井 一伸



## 目次

第 1 章 序論.....	1
1.1. 研究背景.....	1
1.2. パワーエレクトロニクス技術の現状.....	2
1.2.1. マルチレベル電力変換技術.....	2
1.2.2. 双方向絶縁形 DC/DC コンバータ.....	6
1.3. 研究の目的.....	7
1.4. 本論文の構成.....	8
1.5. 本研究の想定される適用先.....	9
参考文献.....	11
第 2 章 NPC 型 3 レベルインバータの中性点電位バランス制御.....	15
2.1. NPC 型 3 レベルインバータの基本動作原理.....	15
2.2. 中性点電位のアンバランスによる出力電圧への影響.....	17
2.3. 中性点電流の導出.....	19
2.4. 中性点電流に重畳する脈動.....	23
2.5. 高調波電流による定常的安定性の解析.....	24
2.6. バランス制御法の評価.....	27
2.7. 中性点電位への外乱とバランス制御の試算.....	30
2.7.1. 素子電圧降下ずれ.....	30
2.7.2. デッドタイムずれ.....	31
2.7.3. パルス数ずれ.....	31
2.8. 実験.....	33
2.9. シミュレーション.....	37
2.9.1. $\beta$ による中性点電位の 3 次脈動の抑制.....	37
2.9.2. 5 次高調波電流による中性点電位の 3 次脈動の抑制.....	39
2.9.3. 5 次高調波電流と零相電圧を用いた中性点電位の制御.....	41
2.9.4. 逆相基本波電流と 2 次の零相電圧を用いた中性点電位の制御.....	44
2.10. 中性点電流の異なる解釈.....	46
2.11. 結論.....	47
参考文献.....	48
第 3 章 二相変調型モジュラー・マルチレベル変換器.....	49
3.1. モジュラー・マルチレベル変換器の基本動作と課題.....	49
3.2. MMCC-DSCC とその改良型 MMCC の構成.....	51
3.3. 二相変調型 MMCC の構成・動作原理.....	54

3.4. コンデンサ設計指針の導出 .....	57
3.4.1. 循環電流とセル内コンデンサ電圧リップル .....	57
3.4.2. 直流コンデンサ電圧リップル .....	61
3.4.3. スナバコンデンサのサージ電圧 .....	62
3.5. 二相変調型 MMCC の制御方法 .....	63
3.5.1. 出力電流制御 .....	64
3.5.2. 下アームセル内コンデンサ電圧平均値制御 .....	64
3.5.3. 下アーム側セルモジュール出力電流制御 .....	65
3.5.4. 下アーム個別セル内コンデンサ電圧制御 .....	65
3.6. シミュレーション .....	67
3.6.1. シミュレーション条件 .....	67
3.6.2. 定常波形 .....	69
3.6.3. 無負荷のセル内コンデンサ電圧バランス .....	72
3.6.4. スナバコンデンサの評価 .....	74
3.6.5. 他の構成との比較 .....	74
3.7. 実験結果 .....	76
3.7.1. 実験条件 .....	76
3.7.2. 定常波形 .....	77
3.7.3. 過渡応答 .....	80
3.8. 結論 .....	82
参考文献 .....	83
第 4 章 入出力を直列接続した DAB 方式 DC/DC 変換器 .....	85
4.1. Dual Active Bridge コンバータ .....	85
4.2. DAB コンバータの制御法 .....	86
4.2.1. パルス幅調整による交流電流の最小化 .....	87
4.2.2. トランス磁気飽和対策 .....	90
4.3. 直列 DAB 回路の構成と問題点 .....	92
4.4. 外乱による電圧バランスへの影響 .....	94
4.5. 直列 DAB 用電圧バランス制御 .....	96
4.5.1. 負荷がある場合におけるバランス制御法（モード 1） .....	96
4.5.2. 軽負荷におけるバランス制御法（モード 2） .....	98
4.5.3. 無負荷におけるバランス制御法（モード 3） .....	98
4.6. 電圧バランス制御の階層化 .....	100
4.7. シミュレーション .....	104
4.8. 実験結果 .....	108
4.8.1. モジュール単機でのフィードフォワード動作 .....	108

---

4.8.2. モジュール直列接続における電圧バランス .....	110
4.9. 結論 .....	116
参考文献 .....	117
第 5 章 結論 .....	118
5.1. 各章の成果 .....	118
5.2. コンデンサ電圧バランス制御法の共通概念 .....	119
5.3. 今後の展望 .....	120
謝辞 .....	122
本論文に関連する発表文献 .....	123



# 第 1 章 序論

## 1.1. 研究背景

近年、エネルギー使用量がますます増加しているが、そのエネルギー供給は未だ高い割合で化石燃料に依存している状態が続いている。2022 年には新型コロナウイルス感染症によって停滞していた世界経済が回復しエネルギー需要が増加した。その中で、ロシア軍のウクライナ侵略により化石燃料の供給が低下し、電力価格が大きく変動するなど<sup>(1)</sup>エネルギー供給の化石燃料依存による問題点が浮き彫りとなった。また、化石燃料の使用には温室効果ガスの排出、資源の枯渇という問題もある。温室効果ガスは近年の世界平均気温上昇や大雨、熱波などの異常気象の原因として断定された<sup>(2)</sup>ため、削減が急務である。その取り組みとして 1997 年に京都議定書<sup>(3)</sup>により各国の削減目標が定められた。我が国では 2021 年に地球温暖化対策計画が閣議決定され、2030 年度の温室効果ガス排出量を 2013 年度比で 46 %削減することが目標である<sup>(4)</sup>。

以上の化石燃料にまつわる問題を解決できるエネルギー源の候補が再生可能エネルギーである<sup>(1)</sup>。特に太陽光や風力は我が国においても導入量が増加している。しかし、再生可能エネルギーには以下の問題がある。第一に再生可能エネルギーは出力が天候に左右されるため需給バランスが崩れやすく、電力系統が不安定になる恐れがある<sup>(5)</sup>。この問題の解決には、蓄電デバイスの活用や従来の化石燃料エネルギーとの協調運転が必要である。第二に太陽光など再生可能エネルギーは直流で発電されるものが多く、蓄電デバイスも直流である。既存の負荷や電力系統に接続するためには、商用周波数の交流への変換が必要である。エネルギー使用量の削減には、高効率での変換が求められる。また再生可能エネルギーの導入を促すためには、変換器のコストを低く抑えなければならない。さらに、直流は交流に比べて絶縁が困難であり安全性の確保にも問題がある。第三に再生可能エネルギーは発電に適した場所に制約がある。メガソーラーといった大規模な太陽光発電には面積が必要である。風力は騒音や振動の問題があり、効率と出力の安定性においても洋上での発電が優れる。発電された電力は消費地に送電する必要があり、送電の損失を抑えるためには高電圧化が必要である。以上の問題により再生可能エネルギーの大量導入は未だ困難である。我が国では 2012 年における再生可能エネルギーの導入量は 10.0 %<sup>(5)</sup>、2019 年度で 18.0 %<sup>(6)</sup>に対し、2030 年度の目標は 36~38 %<sup>(1)</sup>であり、達成のためにはより一層の再生可能エネルギーの導入加速が求められる。将来にはさらなる導入量の増加のため、再生可能エネルギーの高圧直流系統同士を相互に接続し、電力需給バランスの改善、より長距離の送電を行うといった用途も考えられる。この実現には、高電圧の直流電力の変換および絶縁、直流系統間での能動的な電力融通制御が必要になると予想される。

また、再生可能エネルギーへの切り替えが困難な負荷が存在することも問題である。その

ような負荷の一例として、自動車がある。2020 年度の運輸部門における二酸化炭素排出量は全体の 17.7 % であり、これは産業部門の 34.0 % に次いで 2 番目に多い。その中でも自動車による排出の割合は 87.6 % と大半を占める<sup>(7)</sup>。化石燃料を使用しない自動車として電気自動車 (EV) が開発され普及し始めている。しかし、EV には航続距離が短い、充電に時間がかかるという問題がある。特に、長距離の移動が求められるトラックなど大型自動車はこの問題により電動化の流れが停滞している。この対策として、充電電圧を従来の 500 V から 1500 V に引き上げ大容量の充電に対応した規格 ChaoJi が提案されている<sup>(8)</sup>。充電器には当然ながら作業者の安全確保のため絶縁も求められる。この規格に準拠した変換器も今後必要となる。

以上示したように、今後の再生可能エネルギーの導入を促進するためには、1500 V 以上の高電圧の直流電力を効率よく変換・絶縁し、また能動的に電力融通を行う手段が求められると考えられる。

## 1.2. パワーエレクトロニクス技術の現状

高電圧の直流電力の変換や絶縁に有効なパワーエレクトロニクス技術を以下に述べる。

### 1.2.1. マルチレベル電力変換技術

これまで電力の直流 - 交流間の変換を行う際に広く用いられている変換器は、2 レベルインバータである。しかし、2 レベルインバータの出力可能な電圧はスイッチング素子の耐圧に直接制限されるため、高電圧の直流電圧の変換が困難である。特に、耐圧 3 kV を超える Si-IGBT はスイッチング損失が大きく、SiC-MOSFET ならばスイッチング損失を低減できる反面、高耐圧品は未だ高価である。また、高電圧の交流電圧を扱うためには商用周波数のトランスが必要となり、大型化・重量増加・高コスト化の要因であった。さらに 2 レベルインバータには交流電流に大きなスイッチングリップルが重畳するという問題もあり、それを除去するためには大型のフィルタが必要となる。これらの問題に対し、マルチレベルインバータが考案された<sup>(9)-(12)</sup>。

マルチレベルインバータはその名の通り直流プラス側レベルとマイナス側レベルの他に中間レベルも出力できるインバータである。出力電圧が多レベル化されることで正弦波に近い出力電圧波形を得ることができる<sup>(11)(12)</sup>。そのためスイッチング周波数を低くしても電流へのスイッチングリップル重畳を抑制でき、フィルタを小型にすることができる。さらに、マルチレベルインバータは低耐圧のスイッチング素子を組み合わせて構成することができる。そのため、導通損失は増加しやすいという問題はあるものの、マルチレベルインバータはスイッチング損失の低減に有効な電力変換器である。その一方で、マルチレベルインバータでは中間電位を直列コンデンサの分圧により得る。ひずみの小さな電圧波形の出力にはコンデンサの電圧バランスの維持が必要であり、バランスが不安定ならば大容量のコンデ

ンサや分圧抵抗，補助回路が必要となり大型化や部品点数増加の原因となる。マルチレベルインバータを使用する上では，優れた安定性を実現する電圧バランス制御法が重要となる。

代表的なマルチレベルインバータの回路構成を以下に示す。

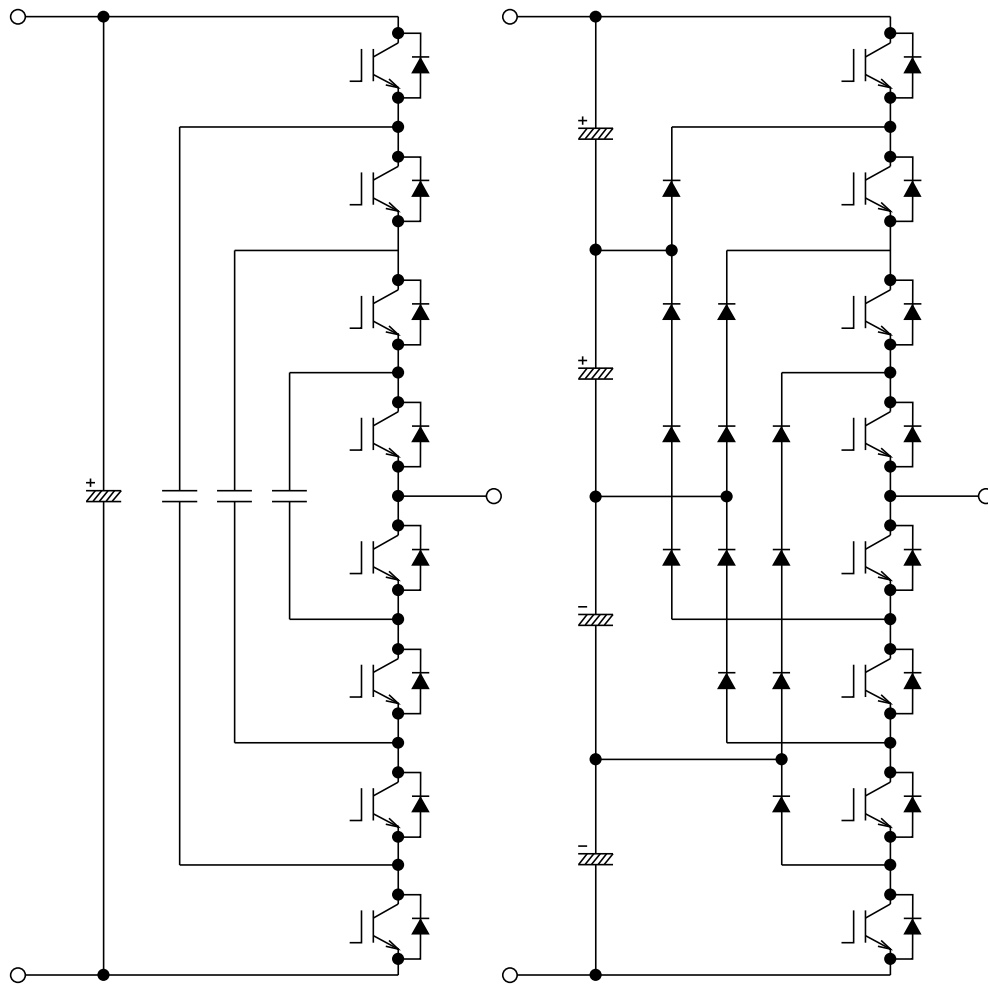
#### 1.2.1.1 フライングキャパシタ（Flying-Capacitor, FC）型<sup>(13)(14)</sup>

図 1-1(a)に FC 型の回路構成を示す。FC 型は直流側電圧レベルを基準としてスイッチング素子によりフライングキャパシタの接続を直列・逆直列で切り替え，所望の出力電圧レベルを得ることができる。FC 型は構成が単純であるためレベル数の増加および高電圧化が容易であり，各フライングキャパシタの電圧バランスが原理的に安定であるという特長がある。しかし，直流側に近いフライングキャパシタほど高い電圧が印加されるため高耐圧品が必要となり，フライングキャパシタごとに異なる部品を選定しなければならない。さらに，フライングキャパシタに求められる容量はスイッチング周波数に反比例し，損失と変換器の容積にトレードオフの関係がある<sup>(14)</sup>。そのため，試験用電源など効率よりも性能が優先され低リプル・低ひずみ・高速応答に厳しい要求がある用途には最適であるが，一般的な系統連系インバータとしての用途には過剰スペックになりやすく高効率と小型化の両立が困難である。

#### 1.2.1.2 中性点クランプ（Neutral-Point-Clamped, NPC）型<sup>(9)</sup>

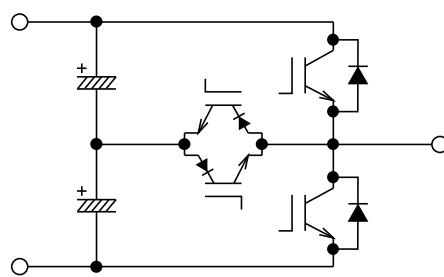
図 1-1(b)に NPC 型の回路構成を示す。NPC 型は直流電圧を直列コンデンサで分圧しダイオードによりクランプして中性点電位を作り，スイッチング素子により交流出力端子と中性点電位を短絡して所望の中間電圧レベルを出力する。FC 型に対する優位点として，各コンデンサの印加電圧は低くかつ均一であり，必要な容量はスイッチング周波数に依存しない。その反面，各コンデンサの電圧バランスを均等に維持する手段が別途必要であり，4 レベル以上では回路の追加が必要となる<sup>(15)-(17)</sup>。3 レベルならば零相電圧を用いた制御によるバランス方法が確立されている<sup>(18)(19)</sup>。そのため，直流 1500 V 程度までならば耐圧 1.7 kV 以内のスイッチング素子による 3 レベルインバータで構成でき，系統連系や大型 EV の充電に適した構成である。しかし，3 レベルにおいても軽負荷など場合によってはバランス維持が困難になり，近年も継続して中性点電位制御の検討が進められている<sup>(20)</sup>。

図 1-1(c)に T 型<sup>(21)(22)</sup>の回路構成を示す。これは 3 レベルの NPC 型の派生であり，中間電圧レベルの出力に逆阻止型スイッチング素子を使用している点に特徴がある。クランプ用のダイオードが不要であり，変換時に電流が通過する素子数が少ないため導通損失を抑えることができる。そのため高効率および部品点数の削減に有効な構成であり，各社から T 型回路を適用した UPS が販売され，効率 97 % 以上を達成している<sup>(23)-(26)</sup>。T 型回路の動作原理は NPC 型と同一であり，同じ中性点電位のバランス制御を適用できる反面，問題点も共通である。



(a) FC 型 5 レベルインバータ

(b) NPC 型 5 レベルインバータ



(c) T 型 3 レベルインバータ

図 1-1 マルチレベルインバータの構成

### 1.2.1.3 モジュラー・マルチレベル (Modular Multilevel Cascaded Converter, MMCC) 型<sup>(27)(28)</sup>

MMCC 型はチョップまたはフルブリッジのインバータを最小単位 (セル) として、複数台のセルをカスケード接続したセルモジュールにより構成された電力変換器である。FC 型と同様に拡張が容易であり、セルを複数台接続することでより高い電圧を扱うことができ、出力電圧のレベル数も増加する。各セルのコンデンサ電圧を均等に維持する制御法は必要であるが、セル台数を増加しても制御のみで維持でき、4 レベル以上の NPC 型とは異なり追加回路は不要である。また、FC 型とは異なる点として各セルの設計は同一でよく要求される耐圧も低い。セルコンデンサには系統周波数の 2 倍のリプルが重畳するため必要な容量が大きくなりやすいという問題点はあるが、スイッチング周波数には依存しない。そのため高電圧の変換に有効な構成であり、直流 1500 V を超える系統連系用途に適する。

図 1-2 にチョップ構成のセルを使用した MMCC-DSCC (Double Star Chopper Cell) 構成<sup>(29)(30)</sup>を示す。MMCC-DSCC は高電圧の直流電力を直接交流電力に変換することができ、セルコンデンサ電圧の制御法も確立されている<sup>(30)</sup>ため、高圧直流送電 (High Voltage DC, HVDC)<sup>(31)-(33)</sup>や洋上風力発電<sup>(34)(35)</sup>にも適用されている。

その一方で、MMCC-DSCC には解決すべき課題が残されている。その課題の 1 つが、セルを多数接続する構成のため必要な部品点数が増加することである。電流が通過するスイッチング素子数も多いため導通損失が増え、他のマルチレベルインバータに比べ損失が大きい<sup>(36)</sup>という 2 つめの課題も生じる。セル台数の削減には、セル内コンデンサ電圧を高くする方法が考えられる。しかし、出力電圧のレベル数減少、等価キャリア周波数の減少、これによる電流リプル増加を抑えるために必要なスイッチング周波数の大幅な増加、さらに高耐圧のスイッチング素子に変更したことによるスイッチング損失の増加、といった問題が重なり、効率への影響が極めて大きい。対策として部品点数を削減すべく、新たな構成が種々提案されている<sup>(37)-(40)</sup>。このような構成の検討では、各々に適用するセルコンデンサ電圧の制御法も重要な要素である。

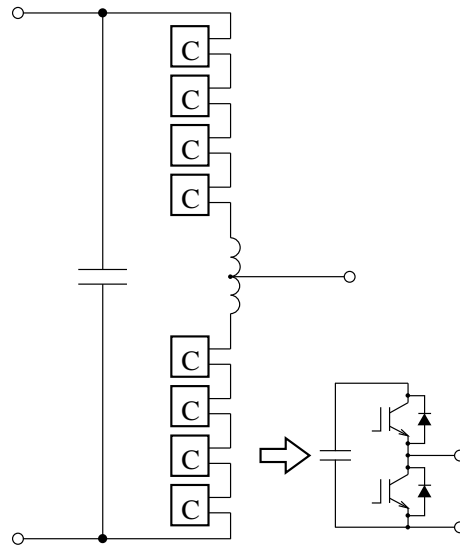


図 1-2 MMCC-DSCC の構成

### 1.2.2. 双方向絶縁形 DC/DC コンバータ

従来では絶縁に商用周波数のトランスが不可欠であり、大型化・重量増加の問題があった。この問題に対し双方向絶縁形 DC/DC コンバータが提案されている。

図 1-3 に DAB (Dual Active Bridge) 方式の双方向絶縁形 DC/DC コンバータ<sup>(41)(42)</sup>の回路構成を示す。この回路では、直流電力をフルブリッジのインバータにより高周波の交流電力に変換し、トランスで絶縁、再び直流電力に戻す。トランスを始め磁気デバイスは鉄心の磁気飽和を防ぐため、飽和磁束密度に達しないよう鉄心の断面積を大きくする必要があった。磁束密度は磁気デバイスに印加される電圧の時間積分により決定される、すなわち周波数に反比例するため、周波数が高いほど鉄心の断面積を小さくでき、磁気デバイスを小型にできる。ただし、高周波数化に伴い鉄損の他にスイッチング損失まで増加してしまう。そこで、SiC-MOSFET といったワイドギャップ半導体素子を適用することで小型化と高効率を両立できる。また、DAB 方式のコンバータは両側のインバータ出力電圧の位相差により融通電力を制御する。低電圧側から高電圧側への融通も可能である<sup>(42)</sup>ため、DAB コンバータは特に能動的な電力融通制御を行う場合において最適な回路構成である。

DAB コンバータの入出力できる直流電圧には限りがあり、使用するスイッチング素子の耐圧に依存する。ただし、DAB コンバータでは絶縁がなされているため、複数台を入出力側両方で直列に接続し、より高い直流電圧間で電力融通を行うことも可能である<sup>(43)</sup>。その際の問題事項として、各 DAB コンバータに印加される直流電圧を均等に維持する方法が必要になることが挙げられる。直列接続した DAB コンバータでは、電荷の移動は単一の DAB コンバータの 1 次・2 次間に限られ、異なる DAB 間での電荷の移動はできない。そのため、例えば制御により 1 次側の直流電圧を均等にした場合、不足する電荷は 2 次側から供給され過剰な電荷は 2 次側に送られるため、2 次側の直流電圧は必ず不均等になる。

この対策として、DAB 方式の補助回路を用いて異なる DAB コンバータ間での電荷の移動経路を確保し電圧をバランスさせる方式<sup>(4)</sup>が提案されている。補助 DAB 回路自体に求められる電力容量は主コンバータの 0.6% 以下と非常に小さいものでよいとされているが、補助回路も耐圧のための絶縁距離が必要となり大型化が懸念される。さらに、ゲート駆動や信号送受信を行う部品・回路も主コンバータ同様に必要となる。再生可能エネルギーの導入を促進させるためには、必要な電力変換器のコスト・サイズを抑える必要があり、そのためには補助回路を省略できる方が望ましい。

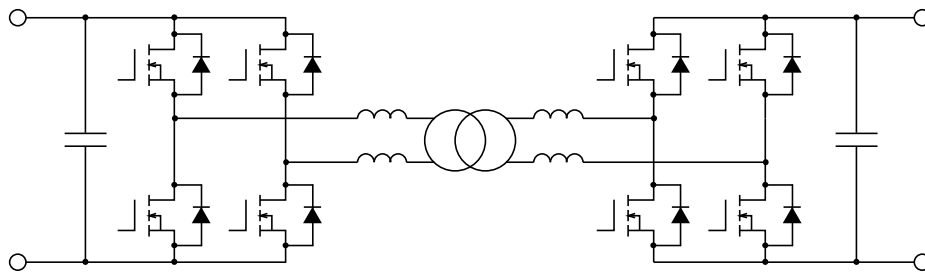


図 1-3 DAB 方式の双方向絶縁形 DC/DC コンバータ

### 1.3. 研究の目的

本研究では、再生可能エネルギーの導入を促進すべく、この候補となる高電圧の直流電力の変換に適したパワーエレクトロニクス技術が現状有している問題を解決することを目的とする。

具体的には、まず大型自動車の電動化に必要な直流 1500 V 対応充電器を主な用途に想定し、交流 - 直流変換に適した NPC 型 3 レベルインバータを取り上げる。この NPC 型インバータには負荷が減少するほど中性点電位のバランス制御の効果が低下し不安定になりやすいという問題点がある。この問題を解決し、無負荷においても安定に動作するバランス制御法を提案する。次に、再生可能エネルギーの長距離送電に必要な高圧直流系統と従来の交流系統との連系を想定し、MMCC 型変換器について検討する。従来の MMCC-DSCC には、部品点数が多く導通損失も増えやすいという問題点がある。本研究では、MMCC-DSCC の片アームを構成するセルモジュールをスナバコンデンサ付き高耐圧スイッチング素子に置換しセル台数を半減した構成、およびこの構成に適用する安定動作に不可欠なセルコンデンサ電圧のバランス制御法を提案する。最後に、以上により得られた直流電圧を安全に取り扱えるよう絶縁、また 2 つの系統を接続し相互に能動的な電力融通を行うことを想定し、DAB コンバータの両側を直列接続した構成を検討する。この構成においても、各 DAB コンバータ間の直流電圧バランスの維持が困難であるという問題がある。そこで、先行研究で必須とされていた補助回路を除去できるバランス維持手段を述べ、負荷の状態により 3 つのモードを組み合わせるバランス制御法を提案する。

## 第 1 章 序論

---

以上の 3 種類の回路構成における共通の課題は、直流コンデンサやセルコンデンサの電圧バランス維持である。特に、いずれの構成も無負荷においてバランスが崩れやすいという問題があり、その安定性向上が重要な課題である。本論文では、最後に各構成における提案バランス制御法の基本的な考え方を示し要素毎に整理する。今後、他の回路構成においてバランス制御法を検討する際の指針となるようまとめを行う。

### 1.4. 本論文の構成

本論文は、以下に示すように 5 章により構成される。

第 1 章では、再生可能エネルギーの導入が必要な背景、解決すべきパワーエレクトロニクス技術の課題を示し、本研究の目的が高電圧直流変換器における部品点数の削減および小型化と直列コンデンサの電圧バランスを改善する手段の提供であることを述べた。

第 2 章では、NPC 型 3 レベルインバータの電圧バランス、すなわち中性点電位について交流出力電圧・電流との関係を導き出す。問題点として、交流系統側のインピーダンス特性が負性抵抗の場合は中性点電位のバランスが崩れやすく、軽負荷ならば零相電圧を用いた既存のバランス制御法の効果が低下することを示す。対策として逆相 2 次高調波を用いたバランス制御法を提案し、他の制御法に比べ小さな電流で高い効果を得られること、零相電圧を用いた制御法とは干渉しないことを示し、その効果の実験による確認結果について議論する。

第 3 章では、高耐圧スイッチング素子にスナバコンデンサを並列接続した二相変調型 MMCC を提案する。この回路の制御方法を述べ、高耐圧スイッチング素子のソフトスイッチングを成立させスナバコンデンサの短絡を防ぐ方法を示す。さらに、安定動作に必要なとなるセルコンデンサ電圧の制御法も合わせて提案し、制御に必要な循環電流とコンデンサ容量を従来構成と比較し、二相変調型 MMCC が小型化に有効であることを示す。

第 4 章では、両側を直列接続した DAB コンバータの電圧バランス制御法を提案する。電力の出力側は原理的に電圧バランスが安定するため、入力側のみバランス制御が必要であることを示し、無負荷では損失を利用した制御法が有効であることを示す。

第 5 章では、本論文の結論として各章を総括する。共通の課題であるバランス制御法に対して提案した手法のまとめを示し、今後の展望を述べる。

## 1.5. 本研究の想定される適用先

図 1-4 に本研究にて検討する電力変換器の系統における位置づけを示す。(a)に示す 1500 V 以下の低圧系統への適用例としては、以下が考えられる。

- (a-1) 約 800 V 程度以下の交流電力を 1500 V 直流電力に変換・絶縁し大型 EV を充電する
- (a-2) 停電などの非常時には交流系統を遮断し、大型 EV から AC マイクログリッドなどの負荷に給電する
- (a-3) DC マイクログリッドの直流電力を昇降圧・絶縁し再生可能エネルギーから大型 EV を直接充電する
- (a-4) DC マイクログリッドと交流系統を接続し、大型 EV や再生可能エネルギーと従来のエネルギー源との連携を行う

マイクログリッドとは小規模な配電網およびその運用システムである。グリッド内で複数の再生可能エネルギーやバッテリーを組み合わせ、電力の需給バランスを維持し安定供給を行う<sup>(45)(46)</sup>。近年では、直流の負荷が増加していることに着目し配電網も直流とすることで電力の変換段数を減少させ効率を向上できる DC マイクログリッド<sup>(47)(48)</sup>が提案され、実証実験も行われている<sup>(49)(50)</sup>。このようなグリッドシステムへの接続用の変換器としても適用可能である。

(b)に示す 10 kV 以下の中圧系統への適用例としては、以下が考えられる。

- (b-1) 10 kV 程度の直流配電系統と既存の 6.6 kV 交流系統を接続する
- (b-2) 風力発電による電力を直流に変換、昇圧し配電系統に接続する
- (b-3) 直流配電系統から電力を入力し、必要な降圧・絶縁・電力制御を行い直流負荷に供給する
- (b-4) DC マイクログリッドと接続し、グリッド内電力の過不足を補償する

DC マイクログリッドが普及が進めば中圧の配電系統も直流で構成することが考えられ、HVDC も含めすべてを直流で一貫して送配電を行う構想もある<sup>(51)</sup>。本研究の成果は、中圧直流配電系統に対しても適用可能と考える。

変換器の耐圧設計など課題も多いが、さらに将来的には(c)に示すように高圧直流送電系統への適用も視野に入る。

- (c-1) 再生可能エネルギーを昇圧し長距離送電を行う
- (c-2) 他の DC 送電系統と接続し、絶縁や電力融通制御を行う
- (c-3) 高圧交流系統と接続する

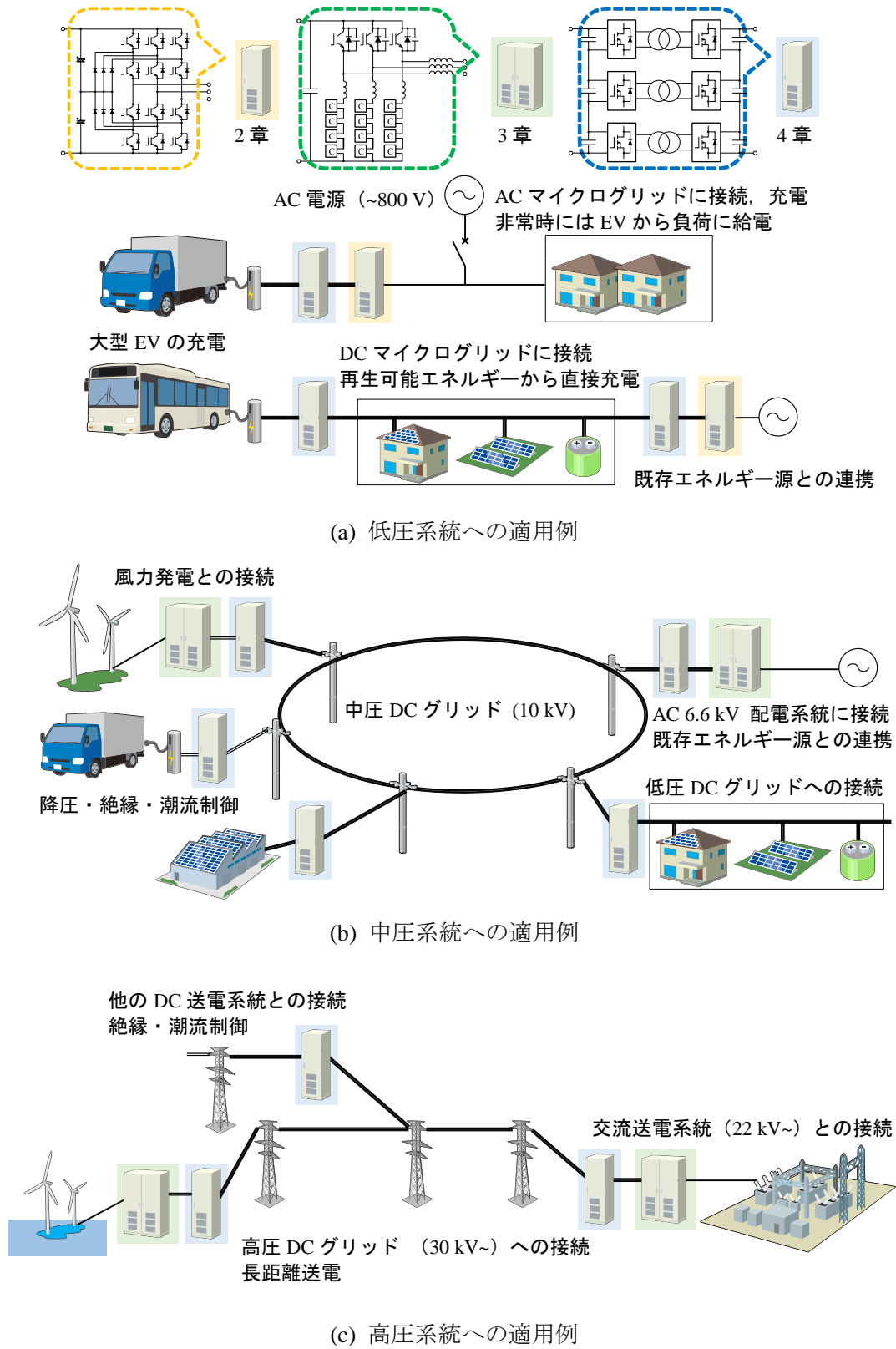


図 1-4 電力系統における本研究の位置づけ

## 参考文献

- (1) 経済産業省：「エネルギー白書 2022」，  
<<https://www.enecho.meti.go.jp/about/whitepaper/2022/pdf/>>
- (2) 経済産業省：「IPCC 第 6 次評価報告書」，  
<<https://www.meti.go.jp/press/2021/08/20210809001/20210809001-1.pdf>>
- (3) 外務省：「京都議定書」，<[https://www.mofa.go.jp/mofaj/gaiko/treaty/pdfs/t\\_020413.pdf](https://www.mofa.go.jp/mofaj/gaiko/treaty/pdfs/t_020413.pdf)>  
環境省：「京都議定書」，<[https://www.env.go.jp/earth/ondanka/mechanism/kpeng\\_j.pdf](https://www.env.go.jp/earth/ondanka/mechanism/kpeng_j.pdf)>
- (4) 環境省：「地球温暖化対策計画」，<<https://www.env.go.jp/earth/ondanka/keikaku/211022.html>>
- (5) 国立研究開発法人 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」，<[https://www.nedo.go.jp/library/ne\\_hakusyo\\_index.html](https://www.nedo.go.jp/library/ne_hakusyo_index.html)>
- (6) 経済産業省 資源エネルギー庁：「日本のエネルギー 2021 年度版 エネルギーの今を知る 10 の質問」，<<https://www.enecho.meti.go.jp/about/pamphlet/energy2021/007/>>
- (7) 国土交通省：「運輸部門における二酸化炭素排出量」，  
<[https://www.mlit.go.jp/sogoseisaku/environment/sosei\\_environment\\_tk\\_000007.html](https://www.mlit.go.jp/sogoseisaku/environment/sosei_environment_tk_000007.html)>
- (8) CHAdemo 協議会：「High Power (ChaoJi)」，  
<<https://www.chademo.com/technology/high-power>>
- (9) A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi: “A new neutral-point-clamped PWM inverter”, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-17, No. 5, pp. 518-523, (1981)
- (10) T. A. Meynard and H. Foch: “Multi-level conversion High voltage choppers and voltage-source inverters”, IEEE PESC’92, pp.397-403 (1992)
- (11) F. Z. Peng: “A Generalized Multilevel Inverter Topology with Self Voltage Balancing”, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 37, No. 2, pp. 2024-2031, (2001)
- (12) J. Rodriguez, J-S, Lai, F. Z. Peng: “Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 4, pp. 724-738, (2002)
- (13) T. A. Meynard, H. Foch, P. Thomas, J. Courault, R. Jakob, and M. Nahrstaedt: “Multicell converters: basic concepts and industry applications,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, pp. 955-964, Oct 2002.
- (14) 小原秀嶺, 釜我昌武, 伊藤拓巳, 佐藤之彦: 「フライングキャパシタマルチレベル変換器におけるキャパシタ選定指針に関する検討」, 電学論 D, 131 卷 12 号, pp.1393-1400 (2011)
- (15) F. Z. Peng, J. S. Lai, J. McKeever, J. VanCoevering: “A Multilevel Voltage-Source Converter System with Balanced DC Voltage”, in Conf. Rec. Power Electronics Specialists Conference 1995 (PESC 1995), pp. 1144-1150, (1995)
- (16) N. Hatti, Y. Kondo, H. Akagi: “Five-Level Diode-Clamped PWM Converters Connected Back-to-Back for Motor Drives,” IEEE Trans. on Industrial Applications, Vol. 44, No. 4, pp. 1268–1276, (2008)

- 
- (17) H. Abu-Rub, J. Holtz, J. Rodriguez, and G. Baoming: “Medium-Voltage Multilevel Converters- State of the Art, Challenges, and Requirements in Industrial Applications”, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol.57, No.8 (2010)
- (18) 小笠原悟司, 沢田 直, 赤木泰文: 「中性点クランプ電圧形 PWM インバータの中性点電位変動の解析」, 電学論 D, 113 巻 1 号, pp.41-48 (1993)
- (19) 神谷 茂, 鈴木 究, 大沢 博, 橋井 真: 「3 レベルインバータ中性点電流の直流分の解析と中性点電位の変動抑制制御」, 平成 5 年電気学会全国大会, 516, pp.5.61-5.62 (1993)
- (20) 田中功太郎, 慶本裕史: 「三相 3 レベル変換器の直流中性点電位制御法」, 平成 30 年電気学会全国大会論文集, 4-033 (2018)
- (21) 小松康佑, 原田孝仁, 中澤治雄: 「アドバンスト NPC 回路用 IGBT モジュール」, 富士時報, Vol.83, No.6, pp.362-365 (2010)
- (22) M. Schweizer, I. Lizama, T. Friedli, J.W. Kolar: “Comparison of the chip area usage of 2-level and 3-level voltage source converter topologies”, IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (2010)
- (23) 三菱電機 MELUPS 9800E,  
<<http://www.mitsubishielectric.co.jp/service/melups/products/9800e/>>
- (24) 富士電機 UPS7000HX-T3 シリーズ,  
<[https://www.fujielectric.co.jp/products/power\\_supply/ups/large/ups7000hx-t3.html](https://www.fujielectric.co.jp/products/power_supply/ups/large/ups7000hx-t3.html)>
- (25) TMEIC TMUPS F200, <[https://www.tmeic.co.jp/product/power\\_electronics/ups/tmups\\_f200/](https://www.tmeic.co.jp/product/power_electronics/ups/tmups_f200/)>
- (26) 明電舎 THYRIC 7000,  
<[https://www.meidensha.co.jp/products/energy/prod\\_06/prod\\_06\\_03/index.html](https://www.meidensha.co.jp/products/energy/prod_06/prod_06_03/index.html)>
- (27) A. Lesnicar and R. Marquardt: “An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range,” 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings, 2003, pp. 23-26.
- (28) 萩原 誠・赤木泰文: 「モジュラー・マルチレベル変換器 (MMC) の PWM 制御法と動作検証」, 電学論 D, 128 巻 7 号, pp.957-965 (2008)
- (29) 赤木泰文・萩原 誠: 「モジュラー・マルチレベル・カスケード変換器(MMCC)の分類と名称」, 平成 22 年電気学会全国大会論文集, No.4-043, pp.71-72 (2010)
- (30) 藤田英明・萩原 誠・赤木泰文: 「MMCC-DSCC 方式モジュラーマルチレベルコンバータのパワーフロー解析と直流コンデンサ電圧の制御」, 電学論 D, 132 巻 6 号, pp.659-665 (2012)
- (31) S. Sato, T. Uchiumi, A. Miura, T. Murao, K. Suzuki: “The Construction of New Hokkaido-Honshu HVDC Link Project”, CIGRE Paris, 2018, B4-132
- (32) T. Westerweller, K. Friedrich, U. Armonies, A. Orini, D. Parquet, and S. Wehn: “Trans Bay cable – world's first HVDC system using multilevel voltage-sourced converter,” CIGRE session, Paris, paper reference B4-101 (2010-8)

- (33) J. Dorn, H. Gambach, J. Strauss, T. Westerweller, and J. Alligan: "Trans bay cable – A Breakthrough of VSC Multilevel Converters in HVDC Transmission," CIGRE SC B4 San Francisco Colloquium, no.B4-8 (2013-3)
- (34) A. Bodin: "HVDC Light - A Preferable Power Transmission System for Renewable Encgies," Int. Youth Conf. on Energetics, pp.1-4 (2011-7)
- (35) V. Hussennether, J. Rittiger, A. Barth, D. Worthington, G. Dell'anna, M. Rapetti, B. Huhnerbein, and M. Siebert: "Projects Borwin2 and Helwinl - Large Scale Multilevel Voltage-Sourced Converter Technology for Bundling of Offshore Windpower," CIGRE session, Paris, paper reference B4-306 (2012-8)
- (36) P. S. Jones and and C. C. Davidson, "Calculation of power losses for MMC-based VSC HVDC stations," Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on, vol., no., pp.1, 10, 2-6 Sept. 2013
- (37) 長谷川隆太・鈴木大地:「中性点クランプ形モジュラー・マルチレベル・コンバータ」, 電気学会産業応用部門大会, 1-29, pp. I-155 - I-160 (2014)
- (38) 新井卓郎・関口 慧・餅川 宏:「中低電圧向け系統連系変換器を想定した中性点クランプ形 MMC の効率検証」, 平成 30 年電気学会全国大会論文集, No.4-038, pp.61 (2018)
- (39) Michaël M. C. Merlin, Paul D. Mitcheson, David R. Trainer, Roger Critchley, Will Crookes, and Fainan Hassan: "The Alternate Arm Converter: A New Hybrid Multilevel Converter With DC-Fault Blocking Capability", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 29, No. 1, February 2014
- (40) 渡邊健太・一瀬雅哉・鳴島じゅん・菊井隆彦・井上重徳・加藤修治:「零相キャンセル形モジュラーマルチレベル変換器における直流偏磁抑制技術の開発」, 電学論 D, 139 巻 3 号, pp.284-295 (2019)
- (41) R. W. D. Doncker, D. M. Divan and M. H. Kheraluwala: "A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications", IEEE Trans on Industry Applications, Vol, 27, No. 1, pp. 63-73 (1991).
- (42) 井上重徳・赤木泰文:「双方向絶縁形 DC/DC コンバータの動作電圧と損失解析」, 電学論 D, Vol.127, No.2, pp.189-197 (2007)
- (43) 林 祐輔・三野正人:「380 V 直流給電システムにおける電源高出力密度化の一手法」, 電学論 D, Vol.132, No.8, pp.817-825 (2012)
- (44) 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」, 電学論 D, Vol.138, No.1, pp.58-66 (2018)
- (45) 経済産業省:「低炭素社会実現のための次世代送配電ネットワークの構築に向けて」, <<https://www.cas.go.jp/jp/seisaku/npu/policy09/pdf/20111108/sankou2.pdf>>
- (46) 国立研究開発法人 新エネルギー・産業技術総合開発機構:「新エネルギー等地域集中導入技術ガイドブック」, <<http://www.nedo.go.jp/content/100083461.pdf>>
- (47) 綾井直樹・久田俊哉・柴田俊和・三好秀和・岩崎 孝・北山賢一:「直流マイクログリッ

- ドシステム」, 住友電工テクニカルレビュー, 7月号, No. 181, pp. 124-128 (2012)
- (48) T. Dragičević, X. Lum J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, “DC Microgrids—Part II: A Review of Power Architectures, Applications, and Standardization Issues”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 5, pp. 3528-3549, 2016.
- (49) 廣瀬圭一:「総論 (国内外の DC マイクログリッド実証例 からみた分散型エネルギー源の活用と課題)」, 太陽エネルギー学誌, Vol.45, No.5, pp.30-38 (2019-5)
- (50) 泉井良夫:「マイクログリッドにおける直流技術の適用と実証実験事例」, 電学論 B, Vol.140, No.9, pp.658-661 (2020)
- (51) 史 明明:「中国における直流送配電技術の進展」, NEDO スマートコミュニティサミット 2019 発表資料, <[https://www.nedo.go.jp/events/report/ZZAT52\\_100016.html](https://www.nedo.go.jp/events/report/ZZAT52_100016.html)>

## 第 2 章 NPC 型 3 レベルインバータの中性点電位 バランス制御

第 1 章では、直流 1500 V 程度までを想定した交流 - 直流間の変換に適した NPC 型 3 レベルインバータの特徴と、軽負荷時における中性点電位のバランス維持に課題があることを述べた。本章では NPC 型 3 レベルインバータの中性点電位に流れ込む電流、すなわち中性点電流を導出し、これを指標として従来の零相電圧を用いた中性点電位制御<sup>(1)-(3)</sup>の問題点を示す。2 次高調波電流を用いた制御法<sup>(4)</sup>を動作させるための条件および必要な電流振幅を定量的に評価し、軽負荷では微量の逆相 2 次高調波電流により中性点電位の安定性を確保できること、両者を組み合わせることができ任意の負荷に対応可能であることを証明する。

### 2.1. NPC 型 3 レベルインバータの基本動作原理

図 2-1 に 1 相あたりの NPC 型 3 レベルインバータの構成を、図 2-2 に 1 相あたりの T 型 3 レベルインバータの構成を示す。NPC 型ではスイッチング素子  $T_1, T_2$  を ON、T 型では  $T_1$  を ON ( $T_2$  は任意) することで  $+V_{DC}/2$  の電圧が出力される。 $-V_{DC}/2$  の電圧を出力するには、NPC 型では  $T_3, T_4$  を ON、T 型では  $T_4$  を ON ( $T_3$  は任意) する。 $T_2, T_3$  が ON の場合は、出力電圧は零となる。図 2-3 に PWM 変調によりゲート信号を生成する方法を示す。振幅 1/2 のキャリア三角波を 2 つ用意し、それぞれ  $\pm 1/2$  のオフセットを重畳する。このキャリア三角波と U 相電圧指令値  $v_U^*$  を比較し、 $v_U^*$  が上側のキャリア三角波を超えたら  $T_1$  を ON、上側のキャリア三角波未満であれば  $T_3$  を ON する。 $v_U^*$  が下側のキャリア三角波を超えたら  $T_2$  を ON、下側のキャリア三角波未満であれば  $T_4$  を ON する。出力電圧に含まれるスイッチング周波数成分のリプルをインバータの出力フィルタにより除去することで、インバータからは指令値  $v_U^*$  通りの U 相出力電圧を得られる。

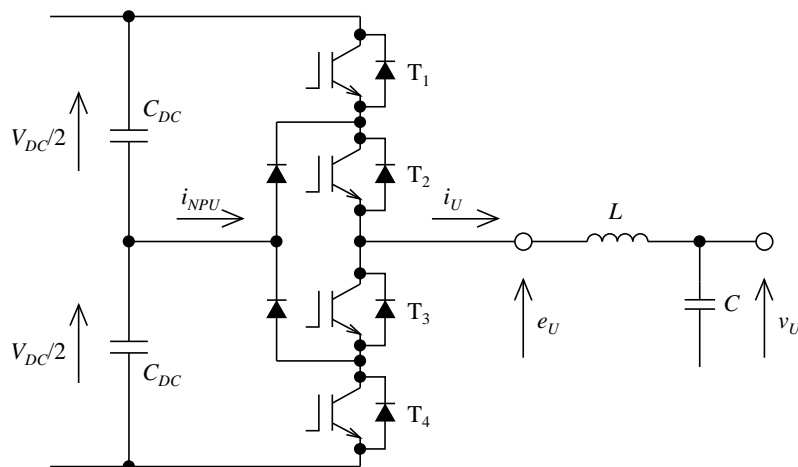


図 2-1 NPC 型 3 レベルインバータ

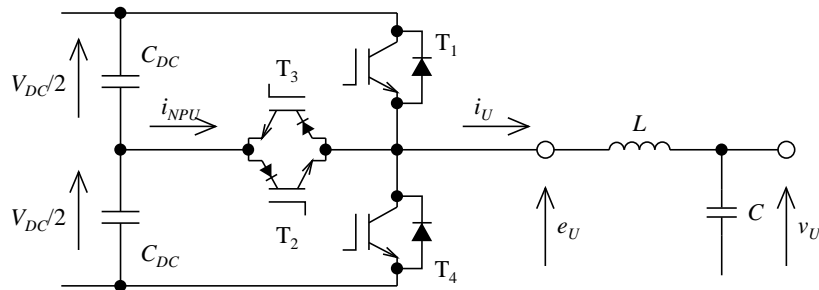


図 2-2 T 型 3 レベルインバータ

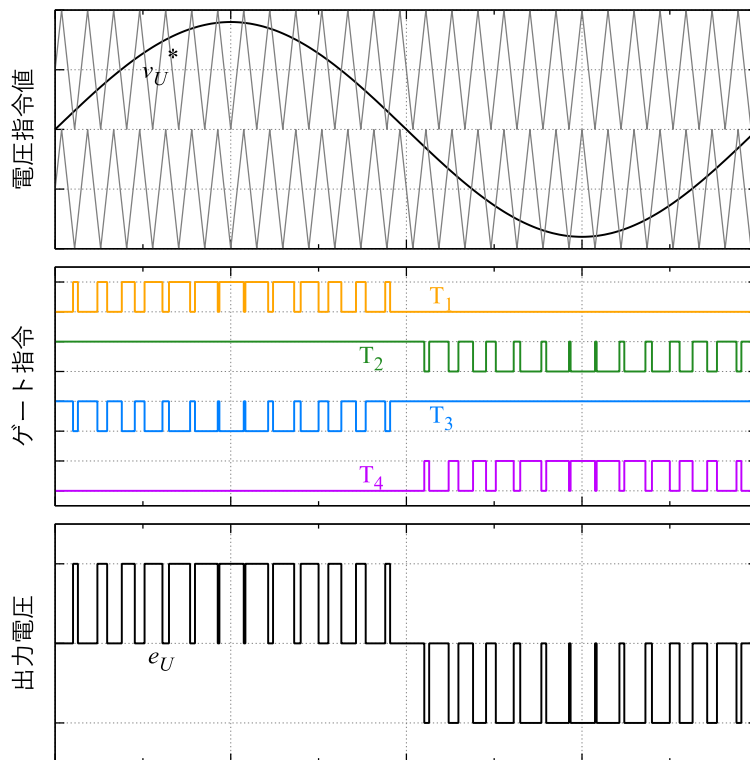


図 2-3 NPC 型・T 型インバータの PWM 変調

NPC 型 3 レベルインバータを正常に動作させるためには、2 直列の直流コンデンサの電圧を均等に保つ、すなわち中性点電位をバランスさせる必要がある。バランスが崩れてしまうと、図 2-4 に示すように出力電圧のプラス側とマイナス側の振幅に差が生じ、ひずみが重畳してしまう。この電圧ひずみはインバータ出力電流のひずみを誘発し、外部に様々な問題を引き起こす。さらに、特定のスイッチング素子に過剰な電圧が印加され、破壊される恐れもある。

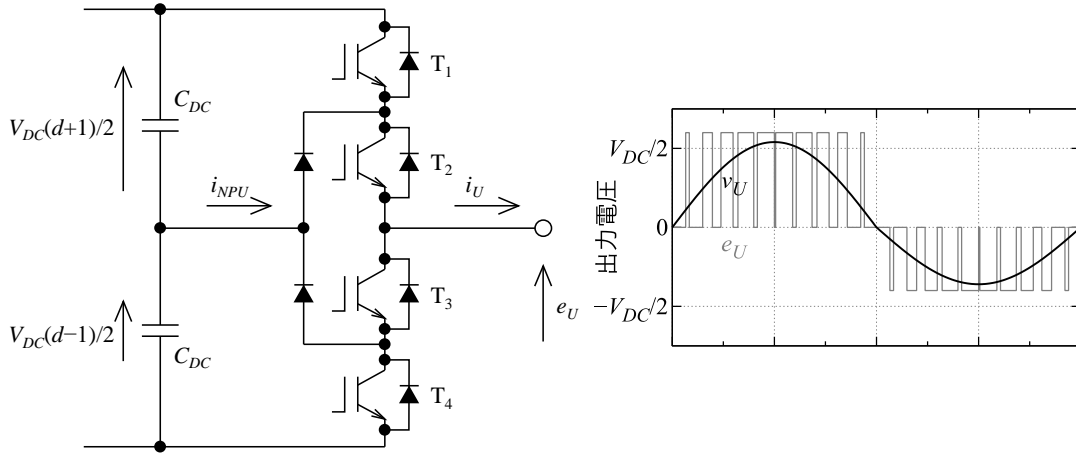


図 2-4 中性点電位アンバランスによる電圧ひずみ

## 2.2. 中性点電位のアンバランスによる出力電圧への影響

図 2-4 の U 相出力電圧  $v_U$  に含まれる高調波成分を評価する。アンバランスの状態を係数  $-1 < d < 1$  により表し、 $v_U$  を以下の式で表す。ただし、 $V$  は  $v_U^*$  の振幅であり PWM キャリア三角波の振幅にあわせ  $0 < V < 1$  である。

$$v_U = \begin{cases} \frac{V_{DC}V(1+d)}{2} \cos \omega t, & \left(-\frac{\pi}{2\omega} < t < \frac{\pi}{2\omega}\right) \\ \frac{V_{DC}V(1-d)}{2} \cos \omega t, & \left(\frac{\pi}{2\omega} < t < \frac{3\pi}{2\omega}\right) \end{cases} \quad (2.1)$$

この式のフーリエ級数展開を行う。係数  $a_n$  は、自然数  $n, m$  を用いて

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{\omega}{\pi} \left\{ \int_{-\frac{\pi}{2\omega}}^{\frac{\pi}{2\omega}} \frac{V_{DC}V(1+d)}{2} \cos \omega t \cos n\omega t dt + \int_{\frac{\pi}{2\omega}}^{\frac{3\pi}{2\omega}} \frac{V_{DC}V(1-d)}{2} \cos \omega t \cos n\omega t dt \right\} \\ &= \begin{cases} \frac{V_{DC}V}{2}, & (n=1) \\ -\frac{V}{\pi(n^2-1)} \left\{ (d-1) \cos \frac{3\pi n}{2} + (3d+1) \cos \frac{\pi n}{2} \right\}, & (n \neq 1) \end{cases} \quad (2.2) \\ &= \begin{cases} \frac{V_{DC}V}{2}, & (n=1) \\ -\frac{2V_{DC}Vd(-1)^{n/2}}{\pi(n^2-1)}, & (n=2m) \\ 0, & (n=2m+1) \end{cases} \end{aligned}$$

となる。 $b_n$  は以下に示す通り零である。

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{\omega}{\pi} \left\{ \int_{-\frac{\pi}{2\omega}}^{\frac{\pi}{2\omega}} \frac{V_{DC}V(1+d)}{2} \cos \omega t \sin n\omega t dt + \int_{\frac{\pi}{2\omega}}^{\frac{3\pi}{2\omega}} \frac{V_{DC}V(1-d)}{2} \cos \omega t \sin n\omega t dt \right\} \\ &= -\frac{V_{DC}V(d-1)}{2\pi(n^2-1)} \left( \sin \frac{3\pi n}{2} + \sin \frac{\pi n}{2} \right) = 0 \end{aligned} \quad (2.3)$$

## 第 2 章 NPC 型 3 レベルインバータの中性点電位バランス制御

よって、アンバランスの状態  $d$  における U 相出力電圧  $v_U$  は  $n=2m$  を代入して(2.4)式により表される。

$$v_U = \frac{V_{DC}Vd}{\pi} + \frac{V_{DC}V}{2} \cos \omega t - \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2V_{DC}Vd(-1)^m}{\pi(4m^2 - 1)} \cos 2m\omega t \quad (2.4)$$

ひずみは次数が低いほど大きく、おおよそ次数の自乗に反比例して小さくなる。V 相, W 相についても位相をずらすことで出力電圧  $v_V, v_W$  を求める。

$$\begin{cases} v_V = \frac{V_{DC}Vd}{\pi} + \frac{V_{DC}V}{2} \cos \omega \left( t - \frac{2\pi}{3} \right) - \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2V_{DC}Vd(-1)^m}{\pi(4m^2 - 1)} \cos 2m\omega \left( t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v_W = \frac{V_{DC}Vd}{\pi} + \frac{V_{DC}V}{2} \cos \omega \left( t + \frac{2\pi}{3} \right) - \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2V_{DC}Vd(-1)^m}{\pi(4m^2 - 1)} \cos 2m\omega \left( t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (2.5)$$

各次数における電圧に重畳するひずみを確認する。次数  $n$  が 6 の倍数の時は、(2.4)式の  $m$  に  $3m$  を代入し、

$$\begin{cases} v_{U(6m)} = -\frac{2V_{DC}Vd(-1)^m}{\pi(36m^2 - 1)} \cos 6m\omega t \\ v_{V(6m)} = -\frac{2V_{DC}Vd(-1)^m}{\pi(36m^2 - 1)} \cos(6m\omega t - 4m\pi) = -\frac{2V_{DC}Vd(-1)^m}{\pi(36m^2 - 1)} \cos 6m\omega t \\ v_{W(6m)} = -\frac{2V_{DC}Vd(-1)^m}{\pi(36m^2 - 1)} \cos(6m\omega t + 4m\pi) = -\frac{2V_{DC}Vd(-1)^m}{\pi(36m^2 - 1)} \cos 6m\omega t \end{cases} \quad (2.6)$$

となり、ひずみ成分はすべての相で位相が揃い、零相成分となる。これは線間電圧には表れない。次数  $n$  が 6 の倍数-2 では、(2.4)式の  $m$  に  $3m-1$  を代入し、

$$\begin{cases} v_{U(6m-2)} = \frac{2V_{DC}Vd(-1)^m}{3\pi(6m-1)(2m+1)} \cos\{(6m-2)\omega t\} \\ v_{V(6m-2)} = \frac{2V_{DC}Vd(-1)^m}{3\pi(6m-1)(2m+1)} \cos\left\{(6m-2)\omega t - \frac{2\pi}{3}\right\} \\ v_{W(6m-2)} = \frac{2V_{DC}Vd(-1)^m}{3\pi(6m-1)(2m+1)} \cos\left\{(6m-2)\omega t + \frac{2\pi}{3}\right\} \end{cases} \quad (2.7)$$

である。U 相に対して V 相が遅れ、正相成分であることを示している。しかし、 $n=6m-4$  では、

$$\begin{cases} v_{U(6m-4)} = -\frac{2V_{DC}Vd(-1)^m}{3\pi(6m-5)(2m-1)} \cos\{(6m-4)\omega t\} \\ v_{V(6m-4)} = -\frac{2V_{DC}Vd(-1)^m}{3\pi(6m-5)(2m-1)} \cos\left\{(6m-4)\omega t + \frac{2\pi}{3}\right\} \\ v_{W(6m-4)} = -\frac{2V_{DC}Vd(-1)^m}{3\pi(6m-5)(2m-1)} \cos\left\{(6m-4)\omega t - \frac{2\pi}{3}\right\} \end{cases} \quad (2.8)$$

となり、V 相と W 相の順序が入れ替わり、これは逆相である。すなわち、中性点電位がアンバランスになると、逆相 2 次、正相 4 次、逆相 8 次、正相 10 次、…の高調波成分が出力電圧に重畳する。これは、次数  $n$  をマイナスの整数まで拡張し 6 の倍数-2 次の高調波と表現できる。インバータ出力電流にも同じ 6 の倍数-2 次の高調波が重畳しやすくなる。

### 2.3. 中性点電流の導出

NPC 型インバータの中性点電流を定量的に評価する。インバータ U 相出力電流  $i_U$  が中性点を通過するか否かは、 $T_1 \sim T_4$  のスイッチングパターンによって決定する。U 相電圧指令値が  $v_U^* = 1$  であれば、常に  $T_1, T_2$  が ON するため電流  $i_U$  は中性点には流れない。 $v_U^* = 0$  ならば、 $T_2, T_3$  が ON になり電流  $i_U$  はすべて中性点を通過する。 $v_U^* = -0.4$  ならば、キャリア 1 周期のうち  $T_2, T_3$  が ON になる時間は 6 割なので、 $i_U$  のうち 6 割が中性点を流れ、残り 4 割は  $T_4$  を流れる。よって、U 相電流が中性点を通過する割合は以下のように表すことができる<sup>(4)</sup>。

$$1 - |v_U^*| \quad (2.9)$$

U 相中性点電流を  $i_{NPU}$  と置くと、 $i_{NPU}$  は(2.10)式で表される。

$$i_{NPU} = (1 - |v_U^*|)i_U \quad (2.10)$$

ここで、 $v_U^*$  と  $i_U$  を(2.11)式のように定義する。

$$\begin{cases} v_U^* = V(\cos \omega t - \beta \cos 3\omega t) \\ v_V^* = V\{\cos(\omega t - 2\pi/3) - \beta \cos 3\omega t\} \\ v_W^* = V\{\cos(\omega t + 2\pi/3) - \beta \cos 3\omega t\} \\ i_U = \sqrt{2}I_n \cos(n\omega t - \phi_n) \\ i_V = \sqrt{2}I_n \cos(n\omega t - 2\pi/3 - \phi_n) \\ i_W = \sqrt{2}I_n \cos(n\omega t + 2\pi/3 - \phi_n) \end{cases} \quad (2.11)$$

$\beta$  は電圧利用率改善のために重畳する 3 次高調波成分<sup>(5)</sup>を示している。利用率を最大にするためには、 $\beta = 1/6$  にすべきことが知られている。 $\omega$  は系統の角周波数、 $t$  は時刻、 $n$  は電流高調波の次数でマイナスも含む整数である。 $I_n$  は  $n$  次高調波電流の振幅、 $\phi_n$  は電圧との位相差である。 $\cos \phi_1$  は基本波力率を示す。 $V$  は電圧指令値の振幅で  $0 < V < 1$  である。(2.11)式を(2.10)式に代入し、 $i_{NPU}$  は(2.12)式のように時刻  $t$  の関数として表現できる。

$$i_{NPU}(t) = \sqrt{2}I_n(1 - V|\cos \omega t - \beta \cos 3\omega t|) \cos(n\omega t - \phi_n) \quad (2.12)$$

しかしこのままでは絶対値の評価が困難であるため、フーリエ級数展開により絶対値を使用せずに表現することを考える。まずは絶対値の場合分けの範囲を考えるため、 $v_U^*$  を  $t$  で微分する。

$$\frac{dv_U^*}{dt} = \omega V(3\beta \sin 3\omega t - \sin \omega t) = -\omega V \sin \omega t \{3\beta(4 \sin^2 \omega t - 3) + 1\} \quad (2.13)$$

$v_U^*$  は  $\sin \omega t = 0$  の他に(2.14)式を満たすときも極値をとる。

$$\sin^2 \omega t = \frac{9\beta - 1}{12\beta} \quad (2.14)$$

ただし、(2.14)式を満たすには(2.15)式の条件が成立しなければならない。

$$0 \leq \frac{9\beta - 1}{12\beta} \leq 1, \beta \leq -\frac{1}{3}, \frac{1}{9} \leq \beta \quad (2.15)$$

(2.14)式を(2.11)式に代入すると、 $v_U^*$  の極値として(2.16)式、(2.17)式が得られる。

$$v_U^* = \frac{V(3\beta + 1)}{3} \sqrt{\frac{3\beta + 1}{3\beta}} \left( \cos \omega t = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{3\beta + 1}{3\beta}} \right) \quad (2.16)$$

$$v_U^* = -\frac{V(3\beta + 1)}{3} \sqrt{\frac{3\beta + 1}{3\beta}} \left( \cos \omega t = -\frac{1}{2} \sqrt{\frac{3\beta + 1}{3\beta}} \right) \quad (2.17)$$

逆に(2.15)式を満たさないときは  $-1 < 3\beta < 1/3$  かつ  $-3 \leq (4\sin^2 \omega t - 3) \leq 1$  が成立するため、(2.13)式の{}内は必ずプラスの値をとる。表 2-1 に、以上より作成した  $v_U^*$  の  $0 \leq \omega t \leq \pi$  における増減表を示す。この範囲外は対称性を持つ。この増減表より、場合分けの境界条件を  $\pm \pi/2$  とするには、 $-1/3 < \beta$  を満たすべきことがわかる。また、 $\omega t = 0$  において  $v_U^* \geq 0$  とするためには、 $\beta \leq 1$  も必要である。 $\beta = -1/3$  において(2.14)式を満たす条件は  $\omega t = \pi/2$  であり、この時  $v_U^* = 0$  となるため  $\beta = -1/3$  も境界条件  $\pm \pi/2$  が成り立つ。

 表 2-1  $v_U^*$  の増減表

$\beta$	$\omega t$	0	...	(2.16)式	...	$\pi/2$	...	(2.17)式	...	$\pi$
1/9 ~	$dv_U^*/dt$	0	+	0	-	-	-	0	+	0
	$v_U^*$	$V(1-\beta)$	↗	+	↘	0	↘	-	↗	$-V(1-\beta)$
-1/3 ~ 1/9	$dv_U^*/dt$	0		-		-		-		0
	$v_U^*$	$V(1-\beta)$		↘		0		↘		$-V(1-\beta)$
~ -1/3	$dv_U^*/dt$	0	-	0	+	+	+	0	-	0
	$v_U^*$	$V(1-\beta)$	↘	-	↗	0	↗	+	↘	$-V(1-\beta)$

以上の結果より、 $-1/3 \leq \beta \leq 1$  に限定すれば位相角  $\pm \pi/2$ 、 $\pm 3\pi/2$  が絶対値の場合分けの境界条件となることが判明した。これを用いて絶対値のフーリエ級数展開を行う。

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{\omega}{\pi} \int_{-\pi/2\omega}^{3\pi/2\omega} |\cos \omega t - \beta \cos 3\omega t| \cos k\omega t \, dt \\ &= \frac{\omega}{\pi} \int_{-\pi/2\omega}^{\pi/2\omega} (\cos \omega t - \beta \cos 3\omega t) \cos k\omega t \, dt \\ &\quad - \frac{\omega}{\pi} \int_{\pi/2\omega}^{3\pi/2\omega} (\cos \omega t - \beta \cos 3\omega t) \cos k\omega t \, dt \\ &= -\frac{\{(3\beta + 1)k^2 - 3\beta - 9\} \cos\left(\frac{3\pi k}{2}\right) + \{(9\beta + 3)k^2 - 9\beta - 27\} \cos\left(\frac{\pi k}{2}\right)}{\pi k^4 - 10\pi k^2 + 9\pi} \end{aligned} \quad (2.18)$$

ここで、 $k$  が奇数の場合  $a_k$  は零になる。そのため  $k=2m$  ( $m$  は零以上の整数) とすると、

$$a_m = -\frac{4(12\beta m^2 + 4m^2 - 3\beta - 9)(-1)^m}{\pi(2m-3)(2m-1)(2m+1)(2m+3)} = -\frac{4(-1)^m}{\pi} \left( \frac{1}{4m^2-1} + \frac{3\beta}{4m^2-9} \right) \quad (2.19)$$

となる。同様に  $b_k$  も求めると、

$$\begin{aligned}
 b_k &= \frac{\omega}{\pi} \int_{-\pi/2\omega}^{3\pi/2\omega} |\cos \omega t - \beta \cos 3\omega t| \sin k\omega t dt \\
 &= \frac{\omega}{\pi} \int_{-\pi/2\omega}^{\pi/2\omega} (\cos \omega t - \beta \cos 3\omega t) \sin k\omega t dt \\
 &\quad - \frac{\omega}{\pi} \int_{\pi/2\omega}^{3\pi/2\omega} (\cos \omega t - \beta \cos 3\omega t) \sin k\omega t dt \\
 &= -\frac{(3\beta k^2 + k^2 - 3\beta - 9)}{\pi(k^2 - 9)(k^2 - 1)} \left\{ \sin\left(\frac{3\pi k}{2}\right) + \sin\left(\frac{\pi k}{2}\right) \right\} = 0
 \end{aligned} \tag{2.20}$$

$k$  が奇数・偶数にかかわらず零になる。よって、

$$\begin{aligned}
 |\cos \omega t - \beta \cos 3\omega t| &= \frac{a_0}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} a_m \cos 2m\omega t \\
 &= \frac{2}{\pi} + \frac{2\beta}{3\pi} - \frac{4(-1)^m}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{4m^2 - 1} + \frac{3\beta}{4m^2 - 9} \right\} \cos 2m\omega t
 \end{aligned} \tag{2.21}$$

得られた式を(2.12)式に代入して、 $i_{NPU}$  は

$$\begin{aligned}
 i_{NPU}(t) &= \sqrt{2}I_n \left( 1 - \frac{2V}{\pi} - \frac{2V\beta}{3\pi} \right) \cos(n\omega t - \phi_n) \\
 &\quad + \frac{4\sqrt{2}I_n V}{\pi} \cos(n\omega t - \phi_n) \sum_{m=1}^{\infty} \left\{ \frac{(-1)^m}{4m^2 - 1} + \frac{3\beta(-1)^m}{4m^2 - 9} \right\} \cos 2m\omega t
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

となる。同様に、位相を  $2\pi/3$  ずつずらして V 相、W 相の中性点電流  $i_{NPV}$ 、 $i_{NPW}$  を求める。

$$\begin{aligned}
 i_{NPV}(t) &= \sqrt{2}I_n \left( 1 - \frac{2V}{\pi} - \frac{2V\beta}{3\pi} \right) \cos\left(n\omega t - \phi_n - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 &\quad + \frac{4\sqrt{2}I_n V}{\pi} \cos\left(n\omega t - \phi_n - \frac{2\pi}{3}\right) \sum_{m=1}^{\infty} \left\{ \frac{(-1)^m}{4m^2 - 1} + \frac{3\beta(-1)^m}{4m^2 - 9} \right\} \cos 2m\omega \left(t - \frac{2\pi}{3\omega}\right)
 \end{aligned} \tag{2.23}$$

$$\begin{aligned}
 i_{NPW}(t) &= \sqrt{2}I_n \left( 1 - \frac{2V}{\pi} - \frac{2V\beta}{3\pi} \right) \cos\left(n\omega t - \phi_n + \frac{2\pi}{3}\right) \\
 &\quad + \frac{4\sqrt{2}I_n V}{\pi} \cos\left(n\omega t - \phi_n + \frac{2\pi}{3}\right) \sum_{m=1}^{\infty} \left\{ \frac{(-1)^m}{4m^2 - 1} + \frac{3\beta(-1)^m}{4m^2 - 9} \right\} \cos 2m\omega \left(t + \frac{2\pi}{3\omega}\right)
 \end{aligned} \tag{2.24}$$

$i_{NPU}$ 、 $i_{NPV}$ 、 $i_{NPW}$  を加算し和  $i_{NPn}$  を計算する。(2.22)式~(2.24)式の第 1 項は互いに打ち消し零になる。

$$\begin{aligned}
 i_{NPn}(t) &= i_{NPu}(t) + i_{NPv}(t) + i_{NPw}(t) \\
 &= \frac{2\sqrt{2}I_n V}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \left\{ \frac{(-1)^m}{4m^2 - 1} + \frac{3\beta(-1)^m}{4m^2 - 9} \right\} \\
 &\quad \times \left[ \cos\left\{(n+2m)\omega t - \phi_n + \frac{4\pi m}{3} + \frac{2\pi}{3}\right\} \right. \\
 &\quad + \cos\left\{(n+2m)\omega t - \phi_n - \frac{4\pi m}{3} - \frac{2\pi}{3}\right\} + \cos\{(n+2m)\omega t - \phi_n\} \\
 &\quad + \cos\left\{(n-2m)\omega t - \phi_n + \frac{4\pi m}{3} - \frac{2\pi}{3}\right\} \\
 &\quad \left. + \cos\left\{(n-2m)\omega t - \phi_n - \frac{4\pi m}{3} + \frac{2\pi}{3}\right\} + \cos\{(n-2m)\omega t - \phi_n\} \right] \quad (2.25)
 \end{aligned}$$

この式の[]内の最初の3項は  $m$  が3の倍数+1において等しくなりそれ以外ならば零になる。同様に、後ろの3項も  $m$  が3の倍数+2においてのみある値をとる。これを利用して式を整理する。最初の3項の  $m$  を  $3m+1$  に、後ろの3項の  $m$  を  $3m+2$  に置換する。この際  $m$  は零を含む。

$$\begin{aligned}
 i_{NPn}(t) &= \frac{6\sqrt{2}I_n V}{\pi} \times \\
 &\quad \left[ \sum_{m=0}^{\infty} \left\{ \frac{3(-1)^m \beta}{(6m+1)(6m+7)} + \frac{(-1)^m}{3(2m+1)(6m+5)} \right\} \cos\{(n-6m-4)\omega t - \phi_n\} \right. \\
 &\quad \left. - \sum_{m=0}^{\infty} \left\{ \frac{3(-1)^m \beta}{(6m-1)(6m+5)} + \frac{(-1)^m}{3(2m+1)(6m+1)} \right\} \cos\{(n+6m+2)\omega t - \phi_n\} \right] \quad (2.26)
 \end{aligned}$$

この式を  $m$  について展開すると、(2.27)式が得られる。

$$\begin{aligned}
 i_{NPn}(t) &= \frac{6\sqrt{2}I_n V}{\pi} \left[ \left( \frac{3\beta}{5} - \frac{1}{3} \right) \cos\{(n+2)\omega t - \phi_n\} \right. \\
 &\quad + \left( \frac{3\beta}{7} + \frac{1}{15} \right) \cos\{(n-4)\omega t - \phi_n\} \\
 &\quad + \left( \frac{3\beta}{55} + \frac{1}{63} \right) \cos\{(n+8)\omega t - \phi_n\} \\
 &\quad - \left( \frac{3\beta}{91} + \frac{1}{99} \right) \cos\{(n-10)\omega t - \phi_n\} \\
 &\quad - \left( \frac{3\beta}{187} + \frac{1}{195} \right) \cos\{(n+14)\omega t - \phi_n\} \\
 &\quad \left. + \left( \frac{3\beta}{247} + \frac{1}{255} \right) \cos\{(n-16)\omega t - \phi_n\} + \dots \right] \quad (2.27)
 \end{aligned}$$

ただし、以上の結果は  $-1/3 \leq \beta \leq 1$  の場合のみ成立する。中性点に流れ込む高調波電流は、 $n$  に近い次数の成分ほど大きくなる様子を確認できる。

## 2.4. 中性点電流に重畳する脈動

(2.27)式の  $n$  に具体的な値を代入し、中性点電流を確認する。中性点にはコンデンサが接続され、コンデンサ電圧の脈動は流入する電流の周波数に反比例して小さくなるため、最も低い次数の中性点電流のみ導出した。また、 $\phi_n$  を以下で置換している。

$$I_{dn} = I_n \cos \phi_n, I_{qn} = I_n \sin \phi_n \quad (2.28)$$

$n=1$  の基本波正相電流を出力しているときの中性点電流は、

$$i_{NP1}(t) = \frac{4\sqrt{2}V(54\beta - 14)I_{d1} \cos 3\omega t + (9\beta - 21)I_{q1} \sin 3\omega t}{\pi \cdot 35} + \dots \quad (2.29)$$

となる。これより、中性点電位には 3 次高調波が重畳しやすいことがわかる。ただし、力率 1 で運転している場合、すなわち  $I_{q1}=0$  においては、 $\beta=7/27$  の場合に 3 次高調波は発生しない。(2.16)式より  $v_U^*$  のピークは、 $\beta=1/6$  において最小の  $\sqrt{3}/2 \cong 0.866$  となるが、 $\beta=7/27$  においては  $64/27\sqrt{7} \cong 0.896$  であり、0.03 の増加で済む。 $I_{q1}$  の項は  $I_{d1}$  よりも係数が大きく、無効電力を出力するとより大きな 3 次高調波の脈動が中性点電位に生じることを示している。 $\beta$  を増加するほど 3 次高調波を低減することができるが効果はわずかであり、(2.27)式が成り立つ  $-1/3 \leq \beta \leq 1$  の範囲では零にできない。

$n=5$  の逆相 5 次高調波を出力する場合の中性点電流は、

$$i_{NP-5}(t) = \frac{2\sqrt{2}V(2268\beta - 1100)I_{d-5} \cos 3\omega t - (1890\beta - 1210)I_{q-5} \sin 3\omega t}{\pi \cdot 1155} + \dots \quad (2.30)$$

であり、この場合も 3 次高調波が発生する。この高調波を零にするための  $\beta$  は、d 軸電流で  $\beta=275/567 \cong 0.485$  であるが、 $v_U^*$  のピークは約 1.06 まで増加してしまい実用的でない。q 軸電流では  $\beta=121/189 \cong 0.640$  まで増加しなければならない。基本波電流の出力により発生した 3 次の中性点電流は、逆相 5 次高調波を出力して打ち消すことも可能である。そのための条件は、

$$\begin{aligned} & \frac{4\sqrt{2}V(54\beta - 14)I_{d1} \cos 3\omega t + (9\beta - 21)I_{q1} \sin 3\omega t}{\pi \cdot 35} \\ & + \frac{2\sqrt{2}V(2268\beta - 1100)I_{d-5} \cos 3\omega t - (1890\beta - 1210)I_{q-5} \sin 3\omega t}{\pi \cdot 1155} = 0 \end{aligned} \quad (2.31)$$

これを満たす  $I_{d-5}$ 、 $I_{q-5}$  は(2.32)式で表される。

$$\begin{cases} I_{d-5} = -\frac{33I_{d1}(27\beta - 7)}{567\beta - 275} \\ I_{q-5} = \frac{99I_{q1}(3\beta - 7)}{5(189\beta - 121)} \end{cases} \quad (2.32)$$

$n=7$  の正相 7 次高調波を出力する場合の中性点電流は、

$$i_{NP7}(t) = \frac{2\sqrt{2}V(17820\beta + 2548)I_{d7} \cos 3\omega t + (20790\beta + 3458)I_{q7} \sin 3\omega t}{\pi \cdot 15015} + \dots \quad (2.33)$$

となり、同様に 3 次高調波が発生するが、 $n=5$  による 3 次高調波よりも小さい。基本波による 3 次高調波も同様に打ち消すことができるが、その条件は

$$\begin{cases} I_{d7} = -\frac{429I_{d1}(27\beta - 7)}{4455\beta + 637} \\ I_{q7} = -\frac{1287I_{q1}(3\beta - 7)}{7(1485\beta + 247)} \end{cases} \quad (2.34)$$

となり、必要な電流振幅は(2.32)式の逆相 5 次高調波を用いた場合よりも増加する。

## 2.5. 高調波電流による定常的安定性の解析

(2.27)式より、出力電流の高調波の次数  $n$  が 6 の倍数-2 においては、中性点電流が直流となる。これが中性点に流れ込むと、中性点電位は電流の積分で決まるため発散する。これは、奇しくも 2.2. 節で導出したアンバランスにより発生する電圧ひずみと同じ次数である。この中性点電流の直流成分を評価する。(2.12)式の  $i_{NPU}$  を積分して基本波 1 周期の平均値  $I_{NPU}$  を求める。

$$\begin{aligned} I_{NPU} &= \frac{\omega}{2\pi} \int_{-\pi/2\omega}^{3\pi/2\omega} i_{NPU}(t) dt = \frac{\omega}{2\pi} \left\{ \int_{-\pi/2\omega}^{\pi/2\omega} (1 - |v_U^*|) i_U dt + \int_{\pi/2\omega}^{3\pi/2\omega} (1 - |v_U^*|) i_U dt \right\} \\ &= \frac{\omega I_n}{\pi\sqrt{2}} \left\{ \int_{-\pi/2\omega}^{\pi/2\omega} (1 - V \cos \omega t + V\beta \cos 3\omega t) \cos(n\omega t - \phi_n) dt \right. \\ &\quad \left. + \int_{\pi/2\omega}^{3\pi/2\omega} (1 + V \cos \omega t - V\beta \cos 3\omega t) \cos(n\omega t - \phi_n) dt \right\} \\ &= \frac{\omega I_n}{\pi\sqrt{2}} \int_{-\pi/2\omega}^{3\pi/2\omega} \cos(n\omega t - \phi_n) dt \\ &\quad + \frac{I_n V}{\pi\sqrt{2}} \left( \frac{3\beta}{n^2 - 9} + \frac{1}{n^2 - 1} \right) \left[ \left\{ \sin\left(\frac{3\pi n}{2}\right) + \sin\left(\frac{\pi n}{2}\right) \right\} \sin \phi_n \right. \\ &\quad \left. + \left\{ \cos\left(\frac{3\pi n}{2}\right) + 3 \cos\left(\frac{\pi n}{2}\right) \right\} \cos \phi_n \right] \end{aligned} \quad (2.35)$$

(2.35)式の第 1 項は、 $n=0$  においてのみ値をとる。第 2 項の {} 内のうち、 $\sin$  を含む方は任意の  $n$  に対して零、 $\cos$  の方は  $n$  が 4 の倍数ならば 4、4 の倍数+2 ならば-4 になる。よって、マイナスを含む整数  $a$  を用いて

$$I_{NPU} = \begin{cases} \frac{2\sqrt{2}I_n V (-1)^{n/2} \cos \phi_n}{\pi} \left( \frac{1}{n^2 - 1} + \frac{3\beta}{n^2 - 9} \right) & (n = 2a) \\ 0 & (n = 2a + 1) \\ -\frac{\sqrt{2}I_n (6V + 2\beta V - 3\pi) \cos \phi_n}{3\pi} & (n = 0) \end{cases} \quad (2.36)$$

となる。同様に、 $I_{NPV}$  を求める。

$$\begin{aligned}
 I_{NPV} &= \frac{\omega I_n}{\pi\sqrt{2}} \left\{ \int_{-5\pi/6\omega}^{7\pi/6\omega} \cos\left(n\omega t - \frac{2\pi}{3} - \phi_n\right) dt \right. \\
 &\quad + \int_{-\pi/2\omega}^{\pi/2\omega} \left(-V \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + V\beta \cos 3\omega t\right) \cos\left(n\omega t - \frac{2\pi}{3} - \phi_n\right) dt \\
 &\quad \left. + \int_{\pi/2\omega}^{3\pi/2\omega} \left(V \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - V\beta \cos 3\omega t\right) \cos\left(n\omega t - \frac{2\pi}{3} - \phi_n\right) dt \right\} \quad (2.37) \\
 &= \frac{\omega I_n}{\pi\sqrt{2}} \int_{-\pi/2\omega}^{3\pi/2\omega} \cos\left(n\omega t - \frac{2\pi}{3} - \phi_n\right) dt \\
 &\quad - \frac{2\sqrt{2}I_n V}{\pi} \left(\frac{3\beta}{n^2-9} + \frac{1}{n^2-1}\right) \cos^2 \frac{\pi n}{2} \sin\left(\phi_n - \frac{\pi(n-1)}{6}\right)
 \end{aligned}$$

この式の第 1 項は時刻  $t$  がずれても任意の 1 周期間を積分すれば(2.35)式の第 1 項に等しくなる。第 2 項の  $\cos$  は  $n$  が偶数で 1 に、奇数では 0 になる。よって、

$$I_{NPV} = \begin{cases} -\frac{2\sqrt{2}I_n V}{\pi} \left(\frac{3\beta}{n^2-9} + \frac{1}{n^2-1}\right) \sin\left(\phi_n - \frac{\pi(n-1)}{6}\right) & (n = 2a) \\ 0 & (n = 2a + 1) \\ \frac{\sqrt{2}(6V + 2\beta V - 3\pi)I_n}{6\pi} (\cos \phi_n + \sqrt{3} \sin \phi_n) & (n = 0) \end{cases} \quad (2.38)$$

$I_{NPW}$  も求めると、

$$I_{NPW} = \begin{cases} \frac{2\sqrt{2}I_n V}{\pi} \left(\frac{3\beta}{n^2-9} + \frac{1}{n^2-1}\right) \sin\left(\phi_n + \frac{\pi(n-1)}{6}\right) & (n = 2a) \\ 0 & (n = 2a + 1) \\ \frac{\sqrt{2}(6V + 2\beta V - 3\pi)I_n}{6\pi} (\cos \phi_n - \sqrt{3} \sin \phi_n) & (n = 0) \end{cases} \quad (2.39)$$

以上を加算し、中性点電流の三相合計値の 1 周期平均値の  $I_{NP}$  を求める。 $n=0$  では、各相の中性点電流が互いに打ち消し合い零になる。

$$\begin{aligned}
 I_{NP} &= I_{NPU} + I_{NPV} + I_{NPW} \\
 &= \begin{cases} \frac{2\sqrt{2}I_n V \cos \phi_n}{\pi} \left(\frac{3\beta}{n^2-9} + \frac{1}{n^2-1}\right) \left\{(-1)^{n/2} + 2 \sin \frac{\pi(n-1)}{6}\right\} & (n = 2a) \\ 0 & (n = 2a + 1, 0) \end{cases} \quad (2.40)
 \end{aligned}$$

{ } 内を評価する。偶数  $n$  が 6 の倍数か 2 あるいは 4 ずれた値か否かにより結果が異なる。

$$(-1)^{n/2} + 2 \sin \frac{\pi(n-1)}{6} = \begin{cases} (-1)^{3a} - \cos a\pi = 0 & (n = 6a) \\ (-1)^{3a-1} - 2 \cos a\pi = -3(-1)^a & (n = 6a - 2) \\ (-1)^{3a} - \cos a\pi = 0 & (n = 6a - 4) \end{cases} \quad (2.41)$$

よって、 $I_{NP}$  は(2.42)式として求められる。

$$I_{NP} = \begin{cases} \frac{6\sqrt{2}I_n V (-1)^{n/2}}{\pi} \left(\frac{1}{n^2-1} + \frac{3\beta}{n^2-9}\right) & (n = 6a - 2) \\ 0 & (n \neq 6a - 2) \end{cases} \quad (2.42)$$

## 第 2 章 NPC 型 3 レベルインバータの中性点電位バランス制御

(2.42)式を定性的に説明する。NPC 型 3 レベルインバータは、特定次数の高調波電流が流れると中性点電位のバランスが崩れてしまう。その次数は、逆相 2 次、正相 4 次、逆相 8 次、正相 10 次、...である。特に、中性点電流は次数の自乗におおよそ反比例する関係にあり、逆相 2 次の影響が最も大きい。ただし、 $\beta=7/27$  において逆相 2 次と正相 4 次による中性点電流は等しくなり、 $\beta>7/27$  では正相 4 次による影響の方が大きくなる。また、中性点電位に影響するのは d 軸電流であり、q 軸電流は関与しない。

図 2-5 に 2 次高調波電流により流れる中性点電流を示す。 $v_U^*$ が零の時は  $i_U$ の大半が中性点を通る。この時、2 次高調波電流が d 軸であれば  $v_U^*$ が零の時の  $i_U$ の向きがすべて等しくなり、中性点電流  $i_{NPU}$ に直流成分が重畳する。電流が正相 2 次高調波ならば、 $i_{NPV}, i_{NPW}$ が  $i_{NPU}$ を打ち消し合計の中性点電流  $i_{NP}$ は(2.27)式の通り 4 次高調波が主成分となり、直流は零になる。しかし、逆相 2 次高調波の場合はすべての相で中性点電流に同じ向きの偏りが生じてしまい、 $i_{NP}$ にも直流成分が残留する。図 2-5 (a)では  $i_{NP}<0$  のため、直流の上側コンデンサが常に放電、下側コンデンサが常に充電され、中性点電位は増加し続けてしまう。

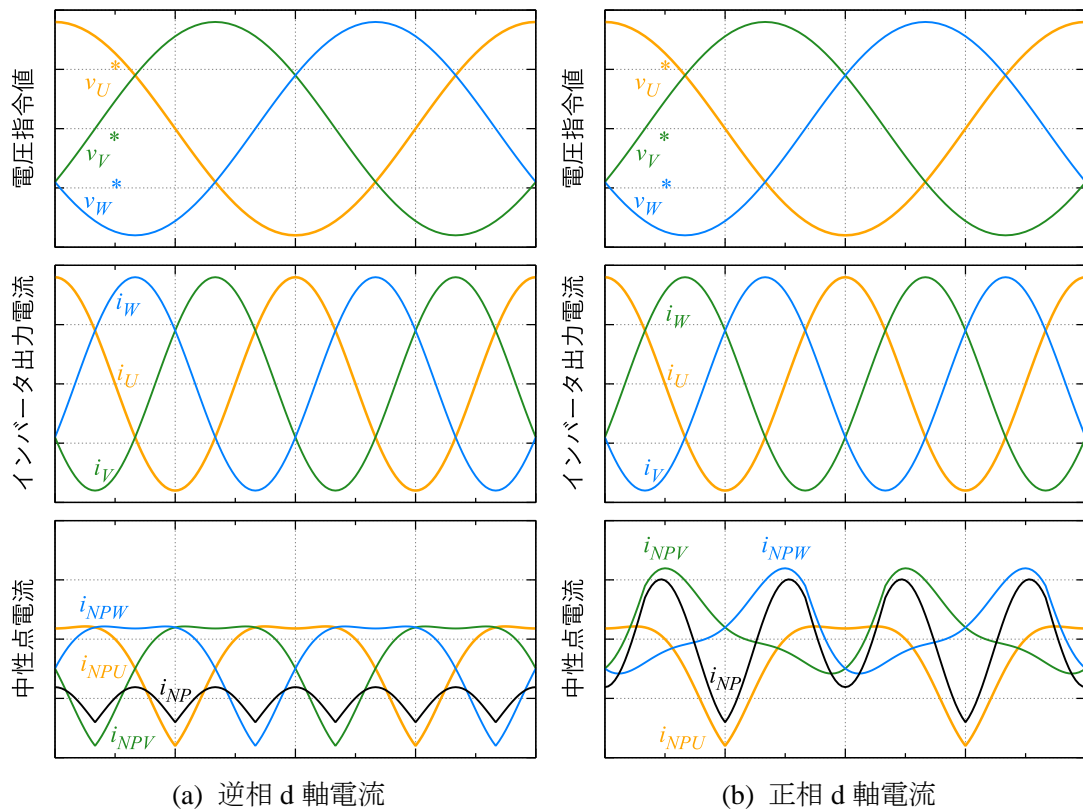


図 2-5 2 次高調波電流と中性点電流の関係

2.2. 節で述べた中性点電位アンバランスにより出力電圧に重畳する 6 の倍数-2 次の電圧ひずみの位相と、本節で判明した中性点電位に影響を及ぼす 6 の倍数-2 次の高調波電流の位相関係を確認する。条件は  $d > 0$  で上側コンデンサが過充電となった場合であり、高調波の次数は最大の電圧ひずみかつ  $\beta < 7/27$  における最大の電流ひずみである逆相 2 次高調波とする。電圧の符号は(2.4)式に  $n=2$  を代入しプラスである。もし電圧と電流の位相が等しければ、(2.42)式に  $n=2$  を代入し中性点電流はマイナスである。この時、中性点電流は直流の上側コンデンサを放電し、下側コンデンサを充電する。これにより中性点電位はバランスする。そのため、逆相 2 次高調波に対するインバータの出力インピーダンス特性が抵抗に近ければ、中性点電位は安定である。しかし、特性がリアクトルやコンデンサに近ければ自発的な安定化作用は小さくなる。特性が負性抵抗ならば、逆に中性点電位は不安定になる。負性抵抗の例としては定電力動作を行うインバータがある。交流電圧が増加するとインバータの入力電流が減少し、負性抵抗の特性を示す。このようなインバータが増加した際にも中性点電位の不安定化を防止するバランス制御法が必要になる。

文献(4)にて提案されているバランス制御法は、この 2 次高調波電流を逆に利用する方式である。本節では、使用すべき 2 次高調波電流は逆相かつ d 軸であることを明らかにした。しかし、適切な位相の 2 次高調波を用いてもバランス維持に大電流を出力する必要があるれば、系統に様々な悪影響を及ぼしてしまう。次節以降では、他のバランス制御法と必要な電流の大きさを比較、また併用が可能であるか検討を行う。

## 2.6. バランス制御法の評価

従来までに提案されてきた中性点電位のバランス制御法として、有効電力の出力中に直流の零相電圧を重畳する方法<sup>(1)</sup>や無効電力の出力中に 6 次高調波の零相電圧を重畳する方法<sup>(2)</sup>がある。これらの制御法の評価を行う。電圧指令値を以下のように定義する。

$$\begin{cases} v_U^* = V(\cos \omega t + \alpha - \beta \cos 3\omega t + \gamma \sin 6\omega t + \delta \cos 6\omega t) \\ v_V^* = V\{\cos(\omega t - 2\pi/3) + \alpha - \beta \cos 3\omega t + \gamma \sin 6\omega t + \delta \cos 6\omega t\} \\ v_W^* = V\{\cos(\omega t + 2\pi/3) + \alpha - \beta \cos 3\omega t + \gamma \sin 6\omega t + \delta \cos 6\omega t\} \\ i_{Un} = \sqrt{2}I_n \cos(n\omega t - \phi_n) \\ i_{Vn} = \sqrt{2}I_n \cos(n\omega t - 2\pi/3 - \phi_n) \\ i_{Wn} = \sqrt{2}I_n \cos(n\omega t + 2\pi/3 - \phi_n) \end{cases} \quad (2.43)$$

ここで、 $\alpha$  は直流の零相電圧、 $\gamma$  と  $\delta$  は 6 次高調波の零相電圧を示している。電流の定義は(2.11)式と同一である。U 相の中性点電流は以下で求められる。

$$i_{NPUn}(t) = \sqrt{2}I_n(1 - V|\cos \omega t + \alpha - \beta \cos 3\omega t + \gamma \sin 6\omega t + \delta \cos 6\omega t|) \cos(n\omega t - \phi_n) \quad (2.44)$$

この  $n=1$  における 1 周期あたりの平均値を求める。ただし、 $\beta$  とは異なり  $\alpha, \gamma, \delta$  が零以外では場合分けの区間が位相角  $\pm\pi/2, \pm 3\pi/2$  とはならない。そのため、(2.45)式により求めた中性点電流は  $\alpha, \gamma, \delta$  が零に近い場合を想定した近似解である。

$$I_{NPU1} = \frac{\omega}{2\pi} \int_{-\pi/2\omega}^{3\pi/2\omega} i_{NPU1}(t) dt \quad (2.45)$$

$$\cong -\frac{2\sqrt{2}I_1 V \alpha \cos \phi_1}{\pi} - \frac{2\sqrt{2}I_1 V \delta \cos \phi_1}{35\pi} - \frac{12\sqrt{2}I_1 V \gamma \sin \phi_1}{35\pi}$$

図 2-6 に(2.45)式の近似による影響を示す。V=0.6,  $\beta=0$  において、数値計算により求めた  $I_{NPU1}$  を基準に(2.45)式の誤差を求めた。誤差は  $\alpha, \gamma$  についてはプラスとなり、(2.45)式による見積もりが実際に流れる中性点電流よりも過剰であることを示している。 $\delta < 0.56$  ではマイナスとなった。ただし、有効電力と直流重畳のバランス制御による中性点電流の誤差は小さく、 $\alpha < 0.5$  まで増加しても誤差 5% 未満である。一方で 6 次重畳の場合は誤差が大きい。無効電力と 6 次重畳の場合、 $\alpha = \beta = \delta = 0$  かつ  $|\gamma| < 1/6$  であれば  $\omega t = \pm\pi/2$  において  $v_U^* = 0$  かつ単調増加・減少となるため(2.45)式は厳密に成り立つ。その反面  $\gamma > 0.17$  では誤差が急激に増加する。近似が成り立つ目安としては、誤差 5% 以内として  $\alpha < 0.52, \gamma < 0.18, \delta < 0.11$  が考えられる。なお、V=0.7, 0.8, 0.9 についても電圧指令値ピークが 1 以内となる範囲で同様に評価を行い、ほぼ同じ結果を得ている。

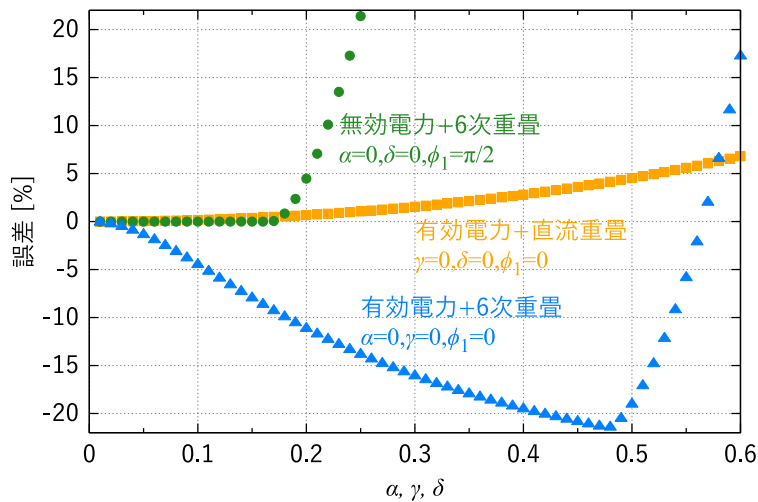


図 2-6 近似による中性点電流の誤差

(2.46)式は、同様にして求めた基本波と主な低次高調波電流が流れているときの三相合計の中性点電流である。

$$\left\{ \begin{array}{l}
 I_{NP1} \cong -\frac{6\sqrt{2}I_1V\alpha \cos \phi_1}{\pi} - \frac{6\sqrt{2}I_1V\delta \cos \phi_1}{35\pi} - \frac{36\sqrt{2}I_1V\gamma \sin \phi_1}{35\pi} \\
 I_{NP-1} \cong 0 \\
 I_{NP-2} \cong \frac{18\sqrt{2}I_{-2}V\beta \cos \phi_{-2}}{5\pi} - \frac{2\sqrt{2}I_{-2}V \cos \phi_{-2}}{\pi} \\
 I_{NP4} \cong \frac{18\sqrt{2}I_4V\beta \cos \phi_4}{7\pi} + \frac{2\sqrt{2}I_4V \cos \phi_4}{5\pi} \\
 I_{NP-5} \cong -\frac{6\sqrt{2}I_{-5}V\alpha \cos \phi_{-5}}{5\pi} - \frac{30\sqrt{2}I_{-5}V\delta \cos \phi_{-5}}{11\pi} + \frac{36\sqrt{2}I_{-5}V\gamma \sin \phi_{-5}}{11\pi} \\
 I_{NP7} \cong \frac{6\sqrt{2}I_7V\alpha \cos \phi_7}{7\pi} - \frac{42\sqrt{2}I_7V\delta \cos \phi_7}{13\pi} - \frac{36\sqrt{2}I_7V\gamma \sin \phi_7}{13\pi} \\
 I_{NP-8} \cong \frac{18\sqrt{2}I_{-8}V\beta \cos \phi_{-8}}{55\pi} + \frac{2\sqrt{2}I_{-8}V \cos \phi_{-8}}{21\pi} \\
 I_{NP10} \cong -\frac{18\sqrt{2}I_{10}V\beta \cos \phi_{10}}{91\pi} - \frac{2\sqrt{2}I_{10}V \cos \phi_{10}}{33\pi} \\
 I_{NP-11} \cong \frac{6\sqrt{2}I_{-11}V\alpha \cos \phi_{-11}}{11\pi} - \frac{66\sqrt{2}I_{-11}V\delta \cos \phi_{-11}}{85\pi} + \frac{36\sqrt{2}I_{-11}V\gamma \sin \phi_{-11}}{85\pi} \\
 I_{NP13} \cong -\frac{6\sqrt{2}I_{13}V\alpha \cos \phi_{13}}{13\pi} + \frac{78\sqrt{2}I_{13}V\delta \cos \phi_{13}}{133\pi} + \frac{36\sqrt{2}I_{13}V\gamma \sin \phi_{13}}{133\pi}
 \end{array} \right. \quad (2.46)$$

$\alpha$  と  $\delta$  は d 軸電流,  $\gamma$  は q 軸電流が流れているときのみ効果を発揮するが, 基本波に限らず特定の高調波に対しても有効である。従来法以外にも, 有効電力の出力中に 6 次の零相電圧を重畳することでも中性点電位を制御することも一応は可能である。ただし, 直流の零相電圧を用いた場合に比べて効果は 1/35 と非常に小さく, 適用する意義はない。しかし, 出力電流が高調波ならば  $\alpha$  よりも  $\delta$  の方が高い効果を得られる。これは  $\gamma$  についても同様であり, 基本波よりも 5 次・7 次高調波電流が流れているときの方が効果は高くなる。また,  $\alpha, \gamma, \delta$  は互いに干渉せず  $\beta$  ととも干渉しない。偶数次高調波電流とも干渉しないため, 零相電圧を用いた制御法と偶数次高調波電流による制御法を組み合わせることも可能である。

ただし, 零相電圧を用いたバランス制御法は出力電流があることを前提とする。そのため, 無負荷での待機中は制御手段を失うことになる。対策として微量の電流を流すことになるが, 基本波 d 軸電流は有効電力であり直流コンデンサ電圧の維持に必要であるため使用することはできない。低周期で入出力を繰り返す方法もあるが, 系統に対し周波数変動やフリッカなどの擾乱を起こす恐れがある。その他の基本波 q 軸電流や高調波電流は使用できるが, 系統の電圧振幅の増減や電圧ひずみの原因となるため, できる限り抑えることが望ましい。これは偶数次高調波に対しても同様である。

ちなみに,  $n=-1$ , すなわち逆相基本波電流の出力中においては直流や 3 次, 6 次の高調波電圧を零相電圧として重畳しても中性点電位を制御することはできない。そこで, (2.47)式のように 2 次の零相電圧を重畳することを考える。

$$\begin{aligned}
 v_U^* &= V(\cos \omega t + \alpha - \beta \cos 3\omega t + \gamma \sin 6\omega t + \delta \cos 6\omega t + \varepsilon \cos 2\omega t + \zeta \sin 2\omega t) \\
 v_V^* &= V\{\cos(\omega t - 2\pi/3) + \alpha - \beta \cos 3\omega t + \gamma \sin 6\omega t + \delta \cos 6\omega t + \varepsilon \cos 2\omega t \\
 &\quad + \zeta \sin 2\omega t\} \\
 v_W^* &= V\{\cos(\omega t + 2\pi/3) + \alpha - \beta \cos 3\omega t + \gamma \sin 6\omega t + \delta \cos 6\omega t + \varepsilon \cos 2\omega t \\
 &\quad + \zeta \sin 2\omega t\}
 \end{aligned} \tag{2.47}$$

そして改めて  $n=-1$  における中性点電流を求めると、(2.48)式が得られる。

$$I'_{NP-1} = -\frac{3\sqrt{2}I_{-1}V\varepsilon \cos \phi_{-1}}{\pi} + \frac{3\sqrt{2}I_{-1}V\zeta \sin \phi_{-1}}{\pi} \tag{2.48}$$

この結果より、逆相基本波電流を出力している場合は零相電圧に 2 次高調波を重畳すれば中性点電位を制御できることがわかる。ちなみに(2.47)式を用いて他の高調波次数における中性点電流を求めると、結果は  $n=-1$  を除き(2.46)式に等しくなる。これは、2 次の零相電圧は  $1\pm 6m$  次高調波電流や  $-2\pm 6m$  次高調波 ( $m$  は整数) とは干渉せず、従来の制御法と併用可能であることを示している。

## 2.7. 中性点電位への外乱とバランス制御の試算

この節では、バランス制御が不可能になる無負荷条件において、中性点電位に対して考えられる外乱と微量の電流を流した際の効果を具体的な例に当てはめて試算する。試算条件として、交流電圧 415 Vrms, 容量 500 kVA, 周波数  $f=50$  Hz, 定格電流 695.6 Arms, 直流電圧  $V_{DC}=700$  V, スイッチング周波数  $f_c=3150$  Hz のインバータを考える。インバータの交流出力端子には 6% のフィルタコンデンサが接続され、無負荷においても 6% の進み無効電力を出力することを想定する。外乱として、以下 3 つを考える。

### 2.7.1. 素子電圧降下ずれ

スイッチング素子の電圧降下にずれがあると、フィードバック制御により電圧指令値が補正される。図 2-7 は電圧降下が大きく、電圧指令値を増加して補正した例である。電圧降下のずれを  $\Delta V_{CE}$ 、出力電圧指令値の補正量を  $\Delta v$  と置くと、

$$\Delta v = \frac{2\Delta V_{CE}}{V_{DC}} \tag{2.49}$$

となる。 $\Delta v$  により、中アームが ON する期間にずれ  $\Delta t$  が生じる。

$$\Delta t = \frac{\Delta V_{CE}}{V_{DC}f_c} \tag{2.50}$$

このずれは、1 s あたり  $2f_c$  回生じる。出力電流絶対値の平均値を  $I_{AVG}$  と置くと、1 相あたりの中性点電流のずれは

$$\Delta t \times 2f_c \times I_{AVG} = \frac{2\Delta V_{CE}I_{AVG}}{V_{DC}} \tag{2.51}$$

となる。試算条件では  $I_{AVG}=695.6 \times 2\sqrt{2}/\pi \times 0.06=37.58 \text{ A}$ ,  $\Delta V_{CE}=1 \text{ V}$  を仮定すると、中性点電流のずれは  $0.1074 \text{ A}$  となる。

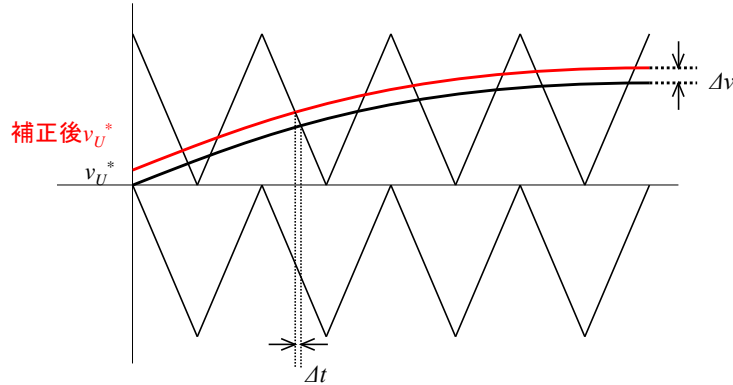


図 2-7 出力電圧指令値の補正量  $\Delta v$  と中アーム ON 期間のずれ  $\Delta t$  との関係

### 2.7.2. デッドタイムずれ

デッドタイムを  $T_D$ , そのずれを  $\Delta T_D$  と置くと、IGBT ターン ON の遅延が  $\Delta T_D$  となりそのまま中アームが ON する期間のずれとなる。このずれはキャリア 1 周期あたり 2 回生じるが、そのうち 1 回では電流がターン ON 素子の逆並列ダイオードを流れるため、電流経路はデッドタイムずれの影響を受けない。1 相あたりの中性点電流のずれは

$$\Delta T_D \times f_c \times I_{AVG} \quad (2.52)$$

となる。同じ条件でデッドタイムずれを  $\Delta T_D=1 \mu\text{s}$  とすると、1 相あたりの中性点電流のずれは  $0.1184 \text{ A}$  となる。

### 2.7.3. パルス数ずれ

図 2-8 に示すように電圧指令値の零クロスとキャリア三角波の頂点の位置が一致するなどの条件では、わずかな差により赤線のようにスイッチングが行われる場合、青線のようにスイッチングしない場合とで分かれることがある。これによっても中性点電流の大きさが変化する。試算条件では 6% の無効電力出力中のため、電圧指令値の零クロスにおいてピーク電流が流れる。これを  $I_{peak}$ , 最小パルス幅をデッドタイムと同じく  $T_D$  と置くと、中アームが ON する期間のずれの最大値は、以下の式で表される。

$$3T_D \times f \times I_{peak} \quad (2.53)$$

$I_{peak}$  としてさらに 10% のスイッチングリップルを加算し、 $I_{peak}=695.6 \times \sqrt{2} \times 0.16=157.4 \text{ A}$  する。この時の 1 相あたりの中性点電流のずれは  $0.0236 \text{ A}$  となる。

以上を 3 相分すべて加算し、最悪の条件における中性点電流のずれの合計値  $\Delta I_{NP}$  を  $0.7482 \text{ A}$  と考える。

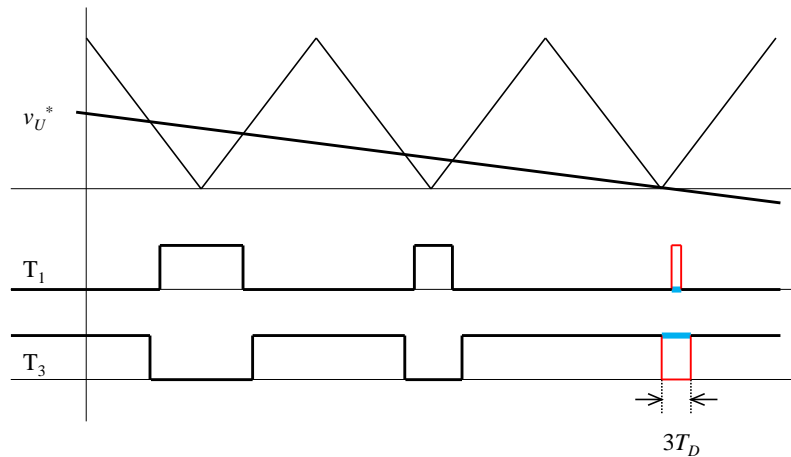


図 2-8 ゲートパルス数にずれが発生した様子

以上により生じた  $\Delta I_{NP}$  を打ち消すのに必要な出力電流を考える。バランス制御法は、以下の 3 種類を検討する。ただし、重畳できる零相電圧には限りがあり電圧指令値のピークが  $\pm 1$  を超えてはならず、さらに出力電流・電圧フィードバック制御などを行うには余裕も必要である。そのため零相電圧の振幅を  $1/6$  とした。これならば(2.45)式の近似も成立する。

- 基本波 q 軸電流 + 6 次高調波重畳 ( $\gamma=1/6, \phi_1=\pi/2$ )
- 逆相 5 次 q 軸高調波電流 + 6 次高調波重畳 ( $\gamma=1/6, \phi_{-5}=\pi/2$ )
- 逆相 2 次 d 軸高調波電流 ( $\phi_{-2}=0, \beta=1/6$ )

(2.46)式より、以上の制御法による中性点電流の絶対値が等しくなる条件を求める。

$$\frac{36\sqrt{2}I_{1\gamma}V\gamma \sin \phi_1}{35\pi} = \frac{36\sqrt{2}I_{-5\gamma}V\gamma \sin \phi_{-5}}{11\pi} = \frac{6\sqrt{2}I_{-2}V \cos \phi_{-2}}{\pi} \left( \frac{1}{3} - \frac{3\beta}{5} \right) \quad (2.54)$$

これを整理すると、

$$\frac{6I_{1\gamma}}{49} = \frac{30I_{-5\gamma}}{77} = I_{-2} \quad (2.55)$$

逆相 2 次高調波電流を用いて試算した外乱最大値 1.217 A に相当する中性点電流を流す条件を求める。試算条件より  $V=415 \times 2 / 700\sqrt{3}=0.6846$  であり、これを(2.46)式に代入すると、 $I_{-2}=1.734 \text{ Arms}=0.249\%$  となる。これを(2.55)式に代入して他の制御法で必要な電流振幅を求める。

表 2-2 に、各制御法で必要な電流の計算結果を示す。逆相 2 次 d 軸高調波電流を用いた制御法では、0.25% と最も小さい電流で必要な中性点電流を得られる。逆相 5 次では 2.5 倍、基本波では 8 倍以上の電流が必要となる。しかし、これはわずか 0.25% でも意図しない 2 次高調波電流が流れると、無負荷の最悪条件に匹敵する外乱が中性点電位に起こることを示している。NPC 型 3 レベルインバータでは、逆相 2 次高調波を制御下に置くことが重要と言える。

表 2-2 所定の中性点電流発生に必要なインバータ出力電流

バランス制御法	必要な出力電流
正相基本波 q 軸電流 + 6 次高調波重畳	2.036 %
逆相 5 次 q 軸高調波電流 + 6 次高調波重畳	0.640 %
逆相 2 次 d 軸高調波電流	0.249 %

## 2.8. 実験

無負荷における中性点電位の安定性を実験で確認した。図 2-9 に実験条件を示す。インバータは容量 500 kVA を想定した T 型 3 レベルインバータであり、中アームを IGBT の逆直列で構成している。キャリア周波数は 3150 Hz である。このインバータを無負荷で運転するが、出力にはフィルタとして 6% のコンデンサが接続されているため、無負荷においても 6% の進み無効電力を出力してコンデンサに供給する。これは前節の試算条件と同じものである。このインバータは有効電力の入力を想定したものであり、直流の零相電圧を電圧指令値に重畳する中性点電位のバランス制御が実装されている。しかし、実験では直流側には何も接続していないため  $\alpha=0$  で固定される。

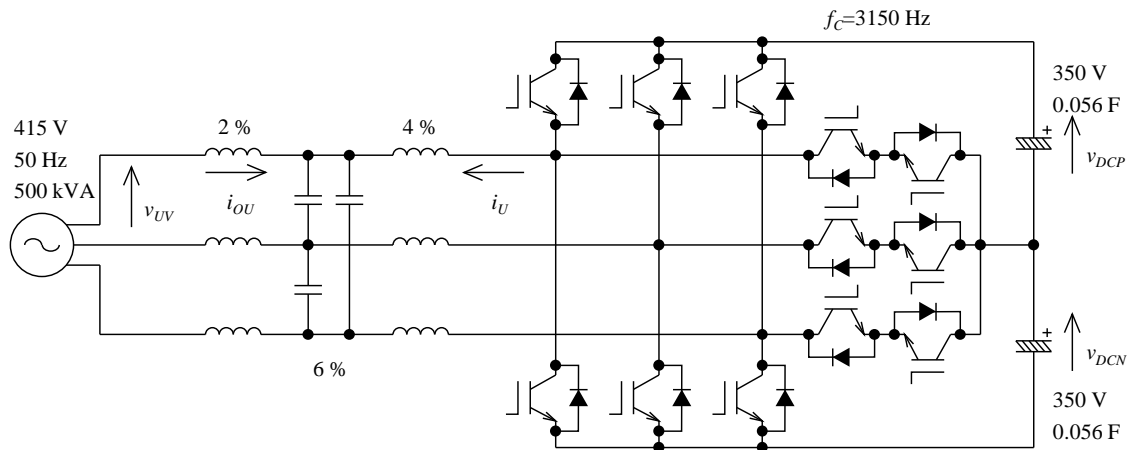


図 2-9 実験に用いたインバータの主回路構成

図 2-10 に本論文で提案するインバータの制御ブロック線図を示す。電流制御として出力電流  $i_U, i_V, i_W$  を検出し正相の基本波回転座標上の PI アンプでフィードバック制御を行う。d 軸電流指令値  $I_{d1}^*$  は直流電圧を 700 V 一定に制御する電圧制御により決定する。q 軸指令  $I_{q1}^*$  はフィルタコンデンサの無効電力をインバータから供給するためのものである。これとは別に逆相 2 次の回転座標を用意し積分アンプによるフィードバック制御も追加する。これにより、電流制御ゲインは正相の基本波と逆相 2 次に対して無限大になり偏差を零にできる。逆相 2 次 d 軸電流指令値  $I_{-2d}^*$  は中性点のアンバランスを PI アンプで増幅し決定する。q 軸電流指令  $I_{-2q}^*$  は零である。出力電圧には、3 次高調波重畳として  $\beta=1/6$  に設定する。なお、実際の運用では有効電力の入力がある際に  $\alpha$  も併用する。

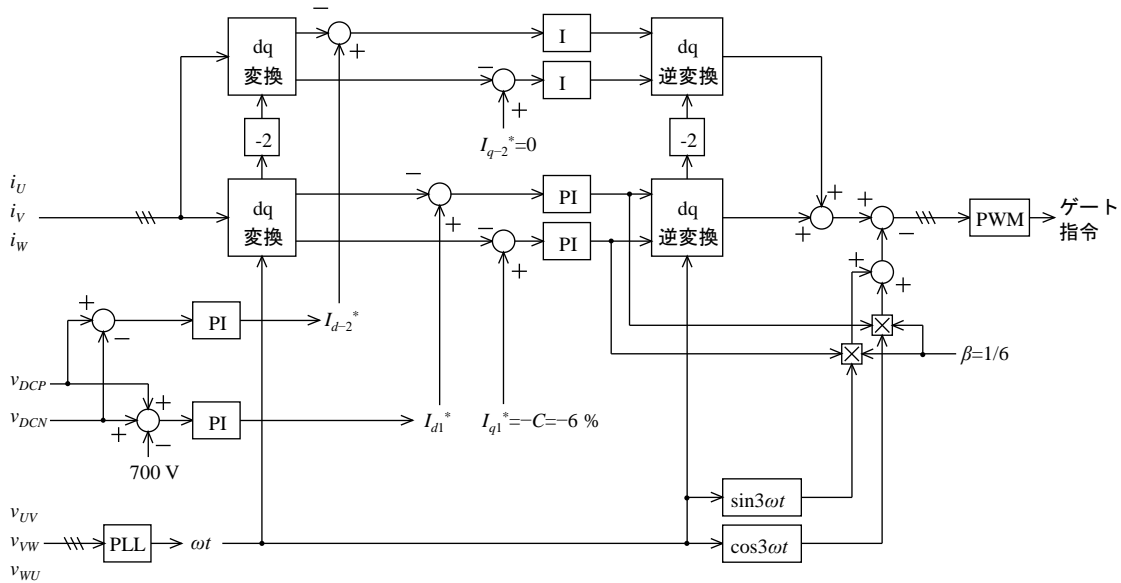


図 2-10 逆相 2 次高調波電流を用いた中性点電位バランス制御を追加した  
3 レベルインバータ制御ブロック線図

図 2-11 に比較対象の制御ブロック線図を示す。図 2-10 とは中性点電位の制御法が異なり、コンデンサに供給する無効電力と 6 次零相電圧重畳により制御を行う。バランス偏差が増加すると、まず  $\pm 10\%$  まで  $\gamma$  を増加させ偏差の抑制を試みる。それでも偏差が残る場合、 $I_{q1}^*$  を操作し進み無効電力の出力を増加する。中性点電位の向きは(2.46)式より  $\gamma$  の符号だけでなく無効電力の進み遅れにも依存する。そのため  $I_{q1}^*$  の符号を抽出し  $\gamma$  にかける依存性を打ち消しているが、この実験では  $I_{q1}^* < 0$  固定のため  $\gamma$  には常に  $-1$  がかかる。図 2-10 との差として、この制御では逆相 2 次高調波電流を使用せず、追加の積分アンプも電流制御に使用しない。逆相 2 次高調波に対する電流制御ゲインは有限のため、意図しない逆相 2 次高調波電流が流れる恐れがある。

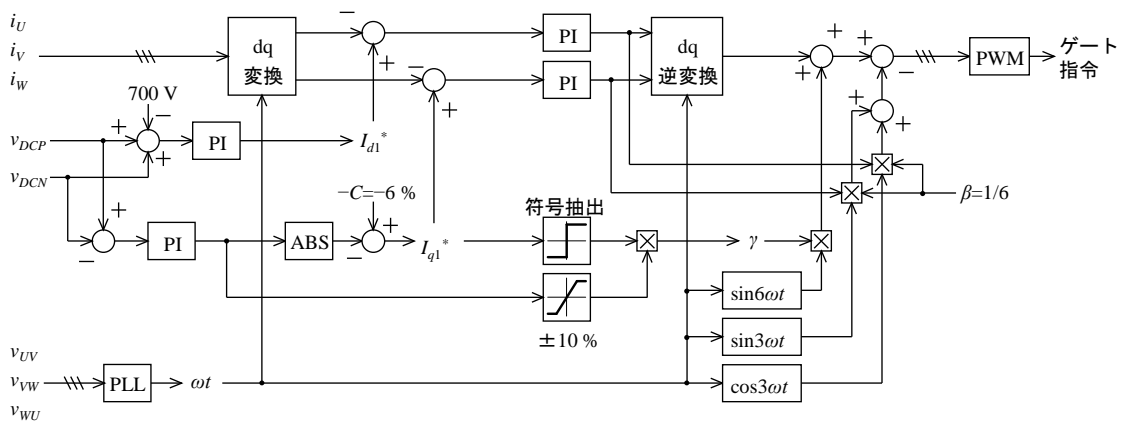


図 2-11 無効電力と 6 次高調波重畳を用いた中性点電位バランス制御を追加した  
3 レベルインバータ制御ブロック線図

## 第 2 章 NPC 型 3 レベルインバータの中性点電位バランス制御

図 2-12、図 2-13 に実験結果として電流  $i_{ou}, i_{ov}, i_{ow}$  の波形を示す。図 2-12 は逆相 2 次高調波による中性点電位制御，図 2-13 は無効電力と 6 次高調波重畳による制御である。図示はないが，両者とも中性点電位はバランスされていることを確認している。そのため，電流振幅が小さいほどバランスが安定しやすく，外部への影響が小さいことを示している。差は明らかであり，図 2-12 は図 2-13 の 1/6 以下の電流で中性点電位をバランスできる。

表 2-3 に出力電流に含まれる無効電力成分と 2 次高調波を示す。図 2-12 は図 2-13 に比べ，無効電力だけでなく 2 次高調波電流も小さい。これは，図 2-13 では意図しない逆相 2 次高調波電流が流れ，中性点電位のバランスを悪化させているためと考えられる。たった 1.4% の 2 次高調波電流による影響を打ち消すために 11% もの無効電力が必要となり，これは表 2-2 に結果にほぼ等しい。逆に図 2-12 では不要な 2 次高調波電流を抑えただけで中性点電位のバランスが安定し，追加の逆相 2 次高調波電流は不要となったことを示している。

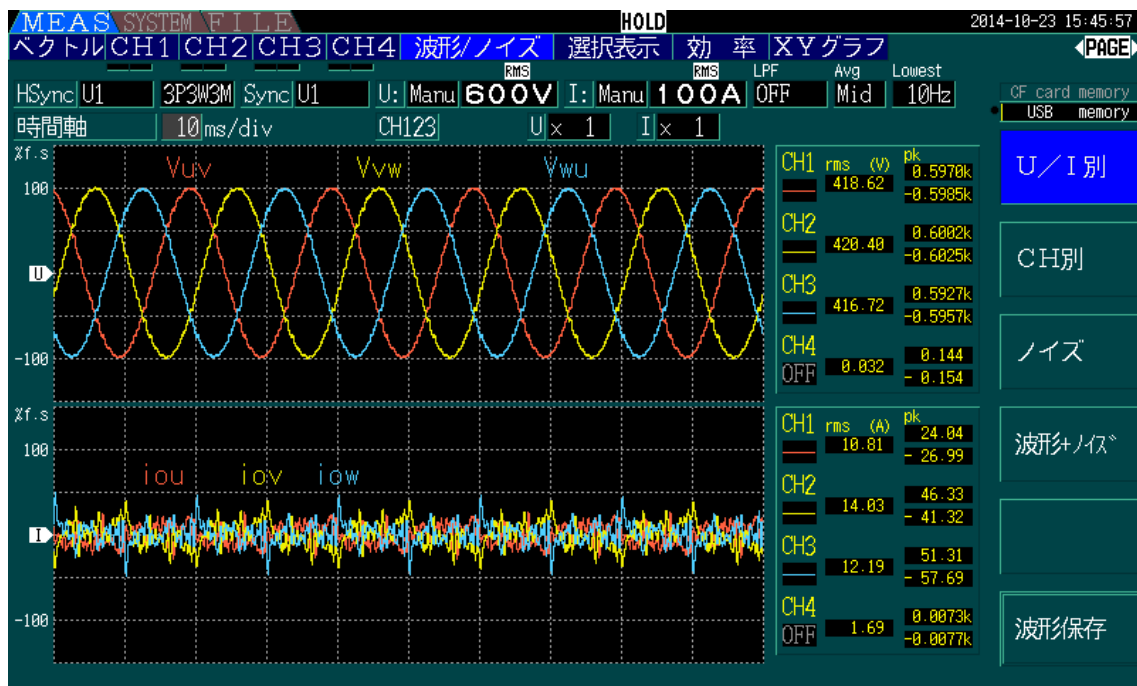


図 2-12 逆相 2 次高調波電流によるバランス制御時の無負荷における出力電流

第 2 章 NPC 型 3 レベルインバータの中性点電位バランス制御

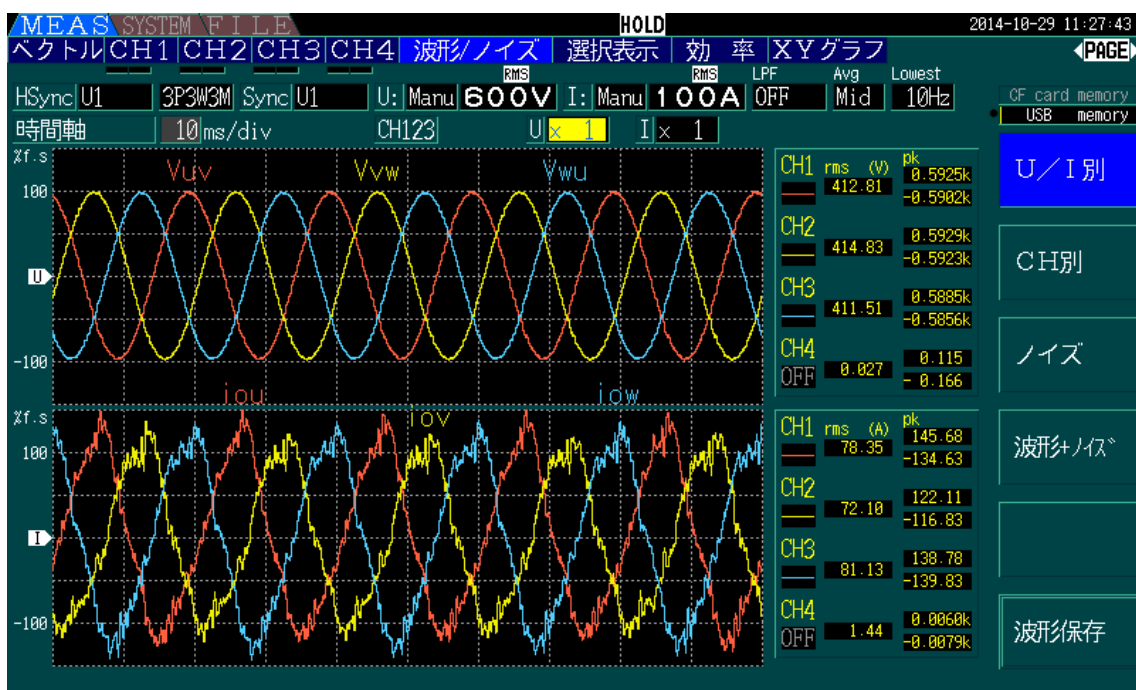


図 2-13 無効電力と 6 次重畳によるバランス制御時の無負荷における出力電流

表 2-3 各制御法における出力電流の比較

制御手段	図 2-12 逆相 2 次高調波電流	図 2-13 無効電力+6 次重畳
電流 (3 相平均)	12.34 Arms	77.19 Arms
進み無効電力	-0.49 %	11.0 %
2 次高調波電流	0.13 %	1.43 %
4 次高調波電流	0.07 %	0.89 %

## 2.9. シミュレーション

この節では、本来の目的である軽負荷時における中性点電位の定常的な安定性とは無関係であるが、解析を通じて判明した安定性および直流コンデンサ容量削減に有効な事象をシミュレーションにより確認したため、その結果を紹介する。図 2-14 にシミュレーション条件を示す。実験条件である図 2-9 との違いとして、インバータを NPC 型に変更、キャリア周波数を 6750 Hz に増加しフィルタリアクトルを半減とした。また、直流電圧を 800 V に増加、直流電圧源を接続し有効電力を扱えるようにした。直流側にはバランス外乱として抵抗を投入できるようにする。実験とは  $i_{ou}$ ,  $i_{ov}$ ,  $i_{ow}$  の向きが異なる点に注意されたい。

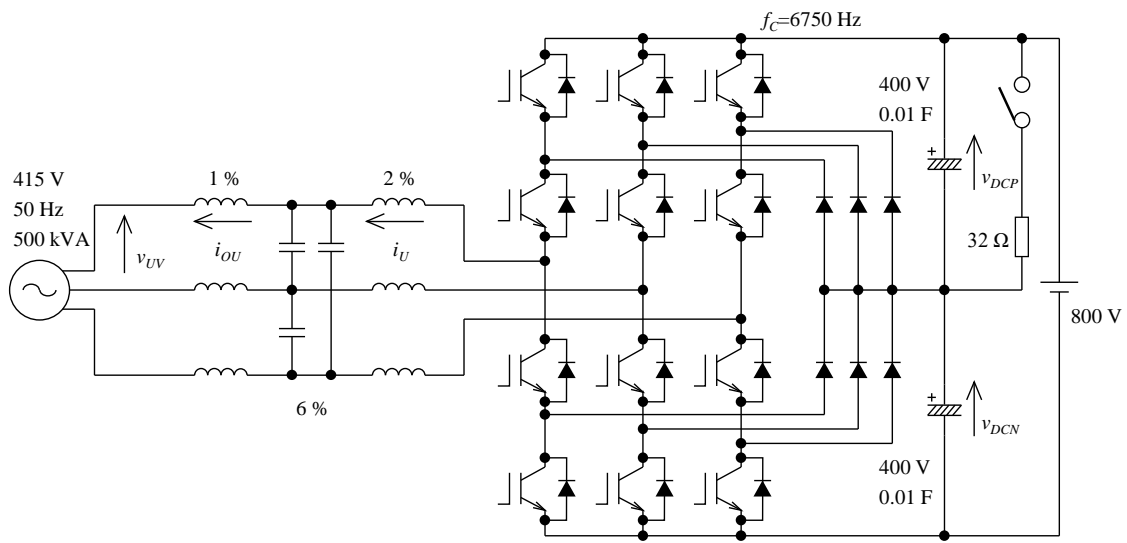


図 2-14 シミュレーション条件

### 2.9.1. $\beta$ による中性点電位の 3 次脈動の抑制

2.4. 節にて力率 1 運転の場合は  $\beta$  により中性点電流の 3 次高調波成分を調整できることを示した。その確認をシミュレーションにて行った。図 2-15 に制御ブロック線図を示す。条件として、インバータは 1 p.u. の有効電力を出力する。ただし、インバータを力率 1 運転とするためフィルタコンデンサの進み無効電力は系統から供給する。時刻 0.05 s にて  $\beta$  を 0 から 1/6 に、時刻 0.15 s にて 7/27 に変化させた。

図 2-16 に結果を示す。 $\beta=0$  の中性点電位脈動を基準に、 $\beta=1/6$  では中性点電位の脈動が 41.1 % に、 $\beta=7/27$  では 13.8 % に低減した。ただし、理論上では(2.29)式より零になるが、この差はデッドタイムやスイッチング素子の電圧降下を打ち消すために電圧指令値が理想的な正弦波ではないためと考えられる。しかしながら、NPC 型 3 レベルインバータでは  $\beta$  は電圧利用率改善の他に中性点電位の 3 次脈動を低減する効果もあることを確認した。電圧指令値への 3 次高調波重畳は直流コンデンサの容量削減に有効であり、三相四線系統への適用などの理由がない限りは実施すべきと言える。

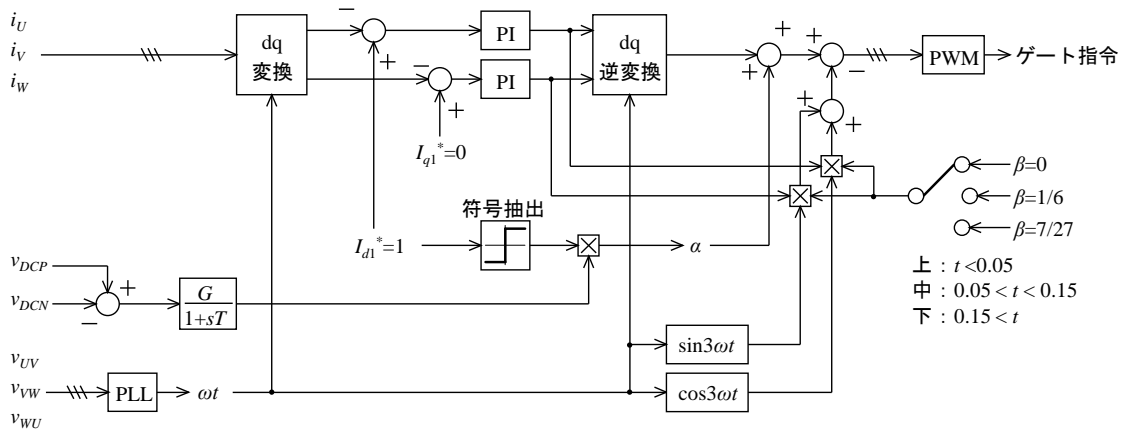


図 2-15  $\beta$  による中性点電位脈動変化の確認用制御ブロック線図

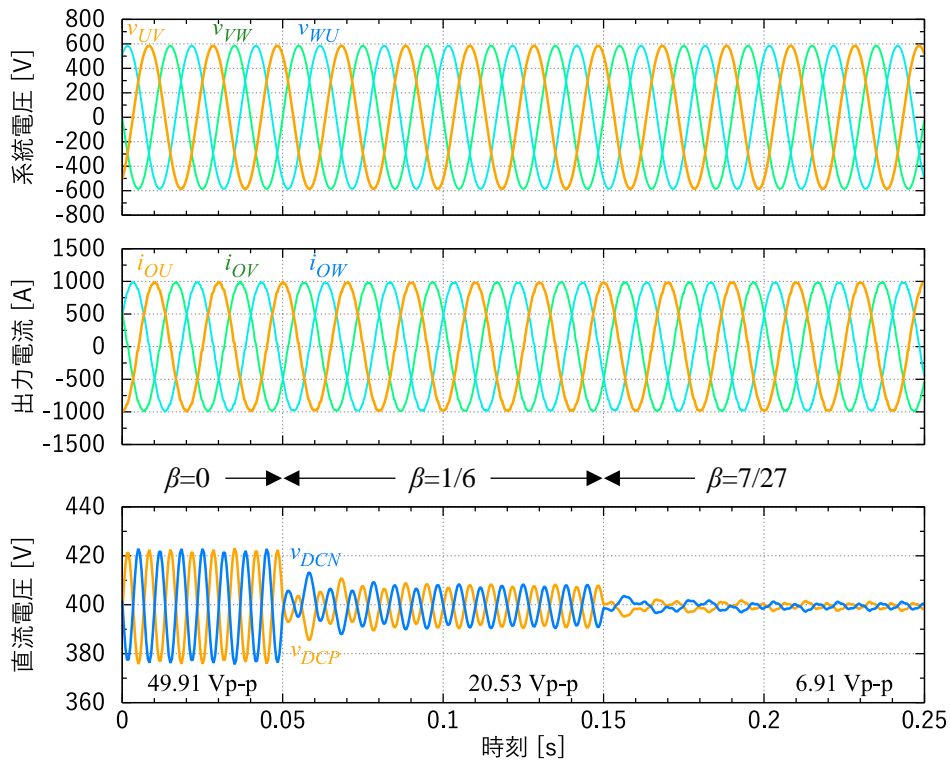


図 2-16 力率 1 運転時の  $\beta$  による中性点電位脈動の変化

2.9.2. 5 次高調波電流による中性点電位の 3 次脈動の抑制

同じく 2.4. 節より，(2.32)式を用いて基本波電流による中性点電位の 3 次脈動を逆相 5 次高調波電流で打ち消すことができることを説明した。この確認をシミュレーションにより実施した。図 2-17 に制御ブロック線図を示す。条件は，インバータから有効電力を 0.56 p.u. 出力，進み無効電力を  $-0.48-0.06$  p.u. 出力，力率はフィルタコンデンサも含めて 0.8 である。 $\beta=1/6$  とした。逆相 5 次高調波電流の重畳は時刻 0.05 s から開始し，量は(2.32)式に基づき有効・無効電力指令に係数をかけて決定する。逆相 5 次高調波の電流制御は，回転座標上で積分アンプを適用することにより偏差を零に抑える。ただし，これだけでは意図しない正相 7 次高調波電流の出力が見られたため，正相 7 次に対して積分アンプを適用する。

図 2-18 に結果を示す。出力電流波形は大きくひずむが，中性点電位の脈動は 1/3 程度に低減している。理論計算とは異なり零とはならないが，これは高調波電流出力のため出力電圧も大きくひずんでいることが原因と考えられる。中性点電位脈動の低減には有効な手段ではあるが，外部に大きくひずんだ電流を出力することは問題がある。そのため，このシミュレーションの結論としては，「出力電流がひずむと意図しない中性点電位の脈動拡大を起こす場合があるため，NPC 型 3 レベルインバータではひずみが起こらないよう気をつけるべき」となる。

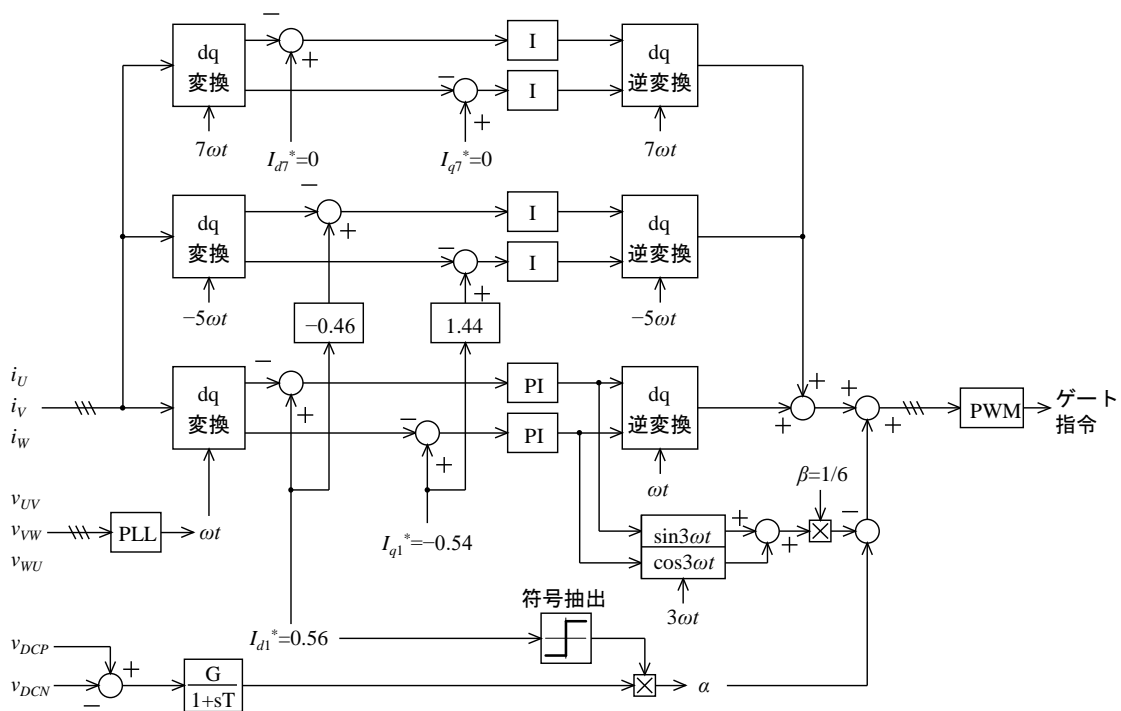


図 2-17 逆相 5 次高調波による中性点電位脈動抑制の確認用制御ブロック線図

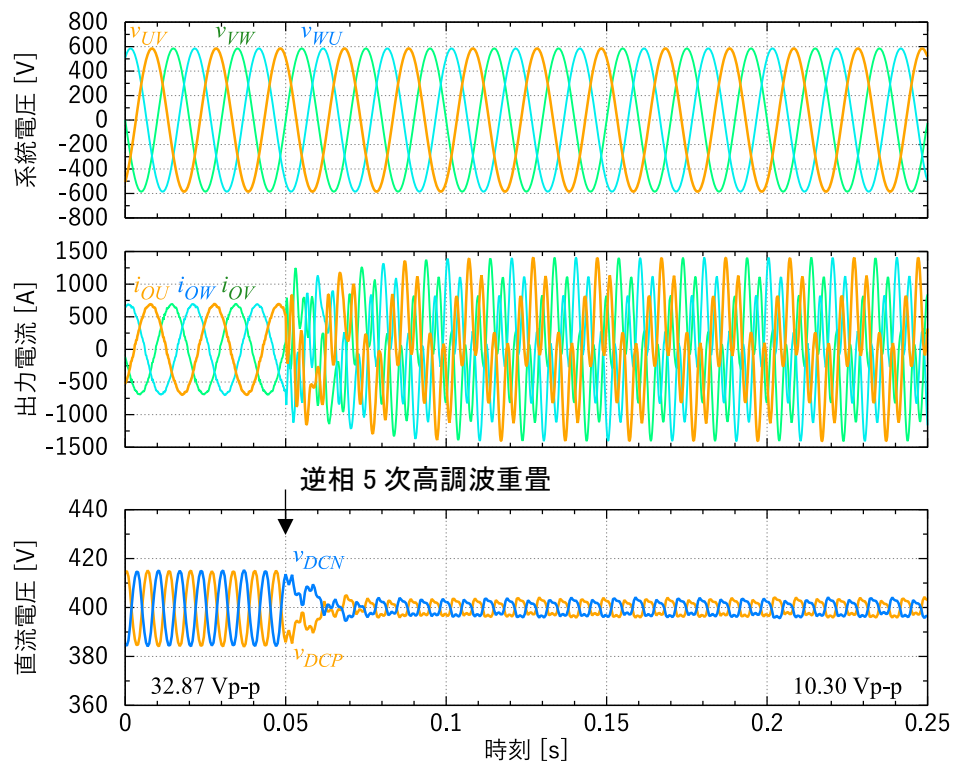


図 2-18 力率 0.8 運転時の逆相 5 次高調波による中性点電位脈動の抑制

### 2.9.3. 5 次高調波電流と零相電圧を用いた中性点電位の制御

従来の中性点電位のバランス制御では、基本波正相電流の出力中に直流や 6 次の零相電圧を重畳する方法を用いていた。(2.46)式より、基本波の代わりに高調波電流を用いてもバランス制御を実現できることが示されていたため、これを確認した。図 2-19 に制御ブロック線図を示す。条件として、高調波電流には逆相 5 次を選定した。逆相 2 次高調波電流を用いた制御は無効としている。d 軸・q 軸の高調波電流を 1 p.u.出力し、時刻 0.05 s にて中性点バランスへの外乱として  $32 \Omega$  の抵抗を投入、時刻 0.15 s でバランス制御を無効化した。

図 2-20 に 1 p.u.の d 軸逆相 5 次高調波電流と直流の零相電圧 ( $\alpha$ ) による中性点電位制御の結果を示す。時刻 0.05 s までならば偏差は零であり、抵抗投入後は偏差が増加するものの一定の値を維持し安定した運転を継続できている。時刻 0.15 s 以降で制御を無効にすると偏差が増加を続け発散した。以上より、高調波を用いても中性点電位をバランスできることが示された。

図 2-21 に同じく 1 p.u.の d 軸逆相 5 次高調波電流と、先ほどとは異なり 6 次の零相電圧 ( $\delta$ ) による中性点電位制御の結果を示す。過渡応答は図 2-20 と同じであり制御の有効性を示すものであるが、抵抗投入時の偏差が減少した。制御条件は同一であり偏差に比例した零相電圧が重畳されるため、d 軸逆相 5 次高調波電流に対しては直流よりも 6 次の方がより小さな振幅の零相電圧で外乱の補償に必要な中性点電流を得られることを示す。(2.46)式より  $I_{NP-5}$  の  $\alpha$  と  $\delta$  の係数の差は 2.27 倍、図 2-20 と図 2-21 の偏差の差は 2.15 倍と非常に近い結果が得られている。

図 2-22 に -1 p.u.の q 軸逆相 5 次高調波電流と 6 次の零相電圧 ( $\gamma$ ) による中性点電位制御の結果を示す。この結果も中性点電位制御が可能であることを示している。しかし、(2.46)式より係数は  $\delta$  よりも  $\gamma$  の方が大きく q 軸の方がより大きな中性点電流を得られるが、偏差は図 2-22 の方が大きい。この理由は、フィルタコンデンサが入力する -0.06 p.u.の無効電力をインバータから供給しているためである。(2.46)式の  $I_{NP1}$  と  $I_{NP-5}$  の  $\gamma$  の項は符号が異なり、無効電力と q 軸逆相 5 次高調波電流による中性点電流が互いに打ち消し合ったことで制御の効果が低下した。この例では高調波電流に対して無効電力が十分小さい上に発生する中性点電流にも 3 倍程度の差があるため、影響は微小である。しかし実際に制御を適用する際には、特定次数の高調波電流のみに着目して重畳する零相電圧の向きを決定すると、他の高調波により想定とは逆向きの中性点電流が流れ不安定になる恐れがあるため、注意が必要である。

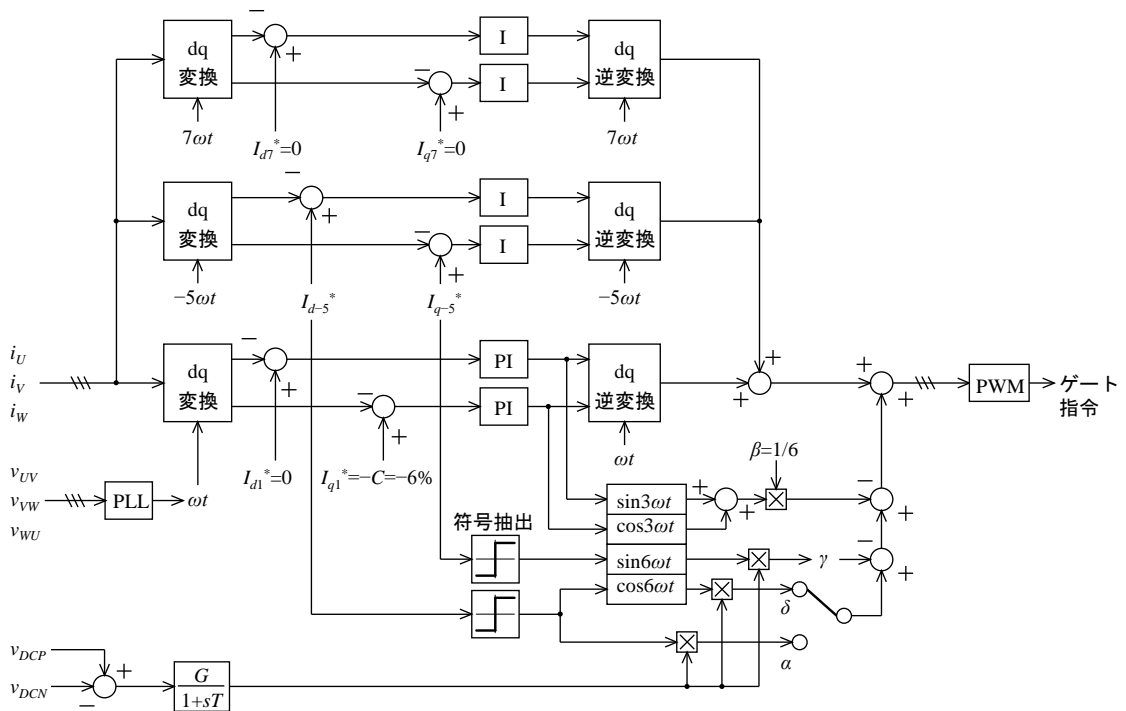


図 2-19 逆相 5 次高調波電流を用いた中性点電位制御ブロック線図

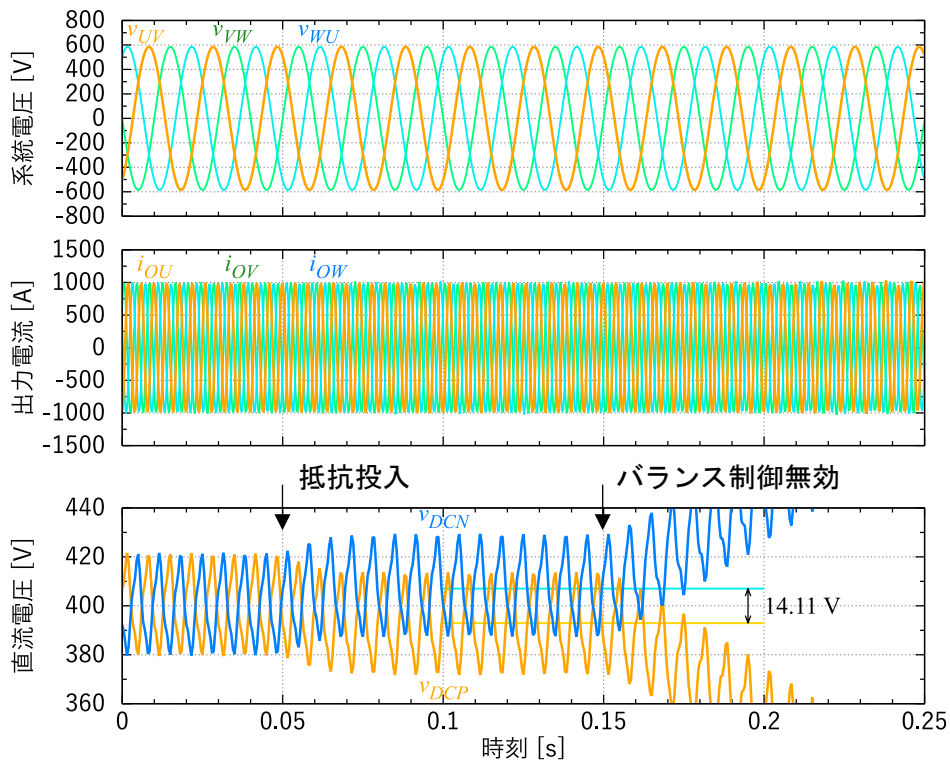


図 2-20 逆相 5 次 d 軸電流と直流の零相電圧によるバランス制御波形

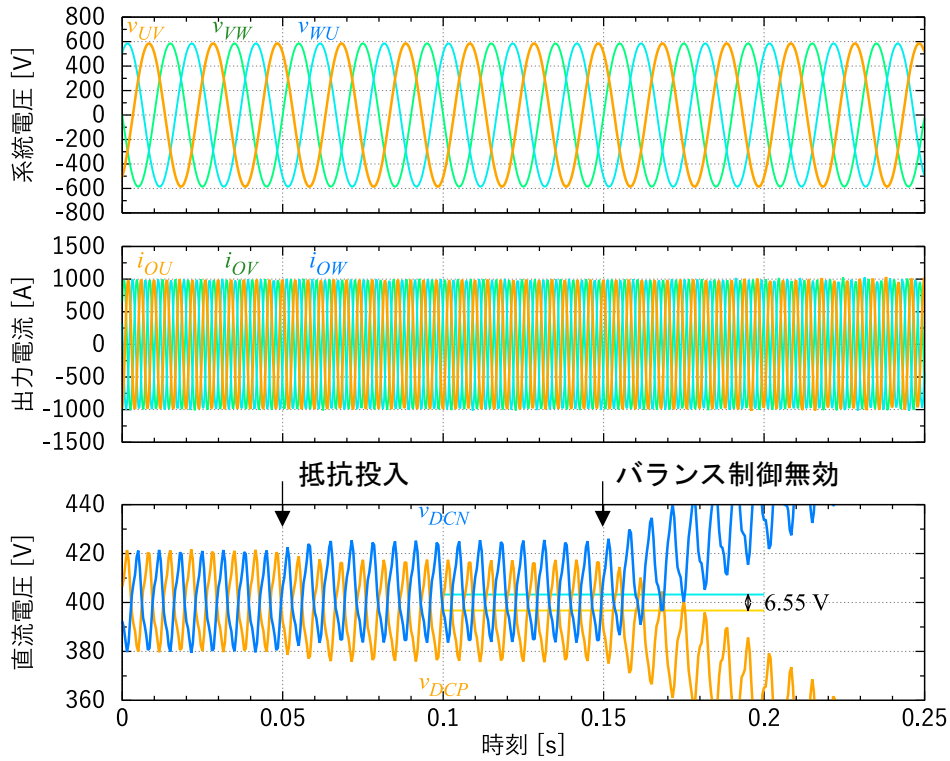


図 2-21 逆相 5 次 d 軸電流と 6 次の零相電圧によるバランス制御波形

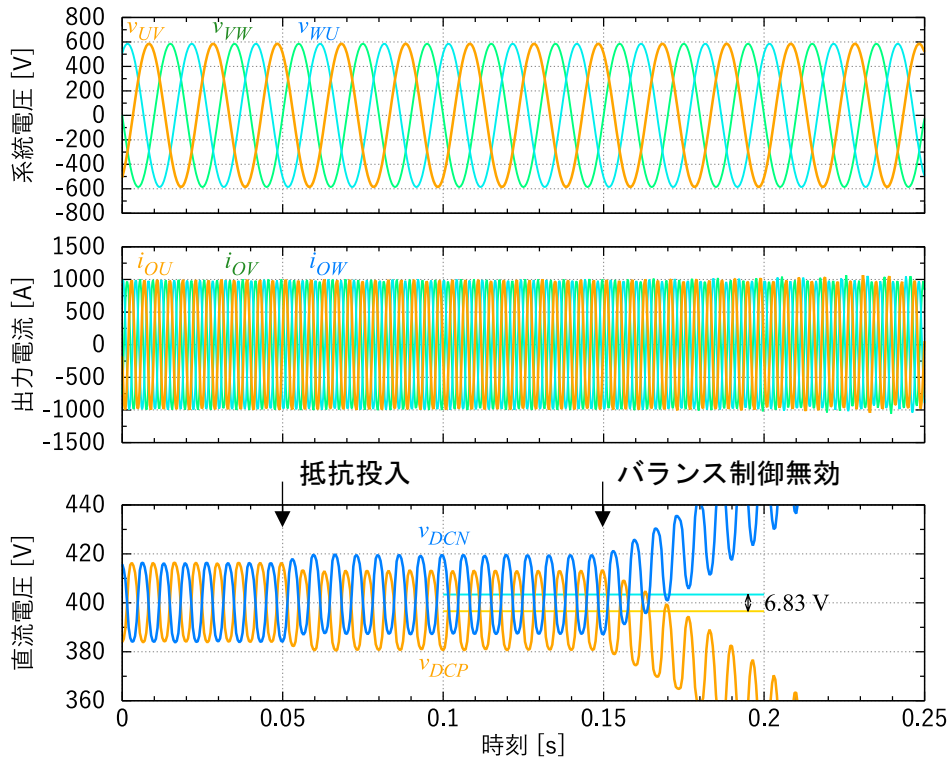


図 2-22 逆相 5 次 q 軸電流と 6 次の零相電圧によるバランス制御波形

2.9.4. 逆相基本波電流と 2 次の零相電圧を用いた中性点電位の制御

(2.48)式が示すように、逆相基本波の出力電流と 2 次の零相の組み合わせによるバランス制御の動作を確認した。図 2-23 に制御ブロック線図を示す。逆相 5 次高調波電流を用いた図 2-19 と同等であるが、電流制御において逆相 5 次・正相 7 次電流の積分アンプを除去し、代わりに逆相基本波電流に対して積分アンプを適用している。

図 2-24 に d 軸逆相基本波電流，図 2-25 に q 軸逆相基本波電流を出力したときの結果を示す。結果は同じであり時刻 0.05 s までならば偏差が零，抵抗投入後は一定の偏差を維持し，制御を無効にすると偏差が発散した。以上より，逆相電流補償を行う用途においても NPC 型 3 レベルインバータを適用できることが示された。ただし，(2.27)式が示すように  $n=-1$  においては中性点電流に基本波周波数の脈動が重畳するため，中性点電位の脈動が大幅に増加する。そのため，直流コンデンサ容量の設計には注意を要する。

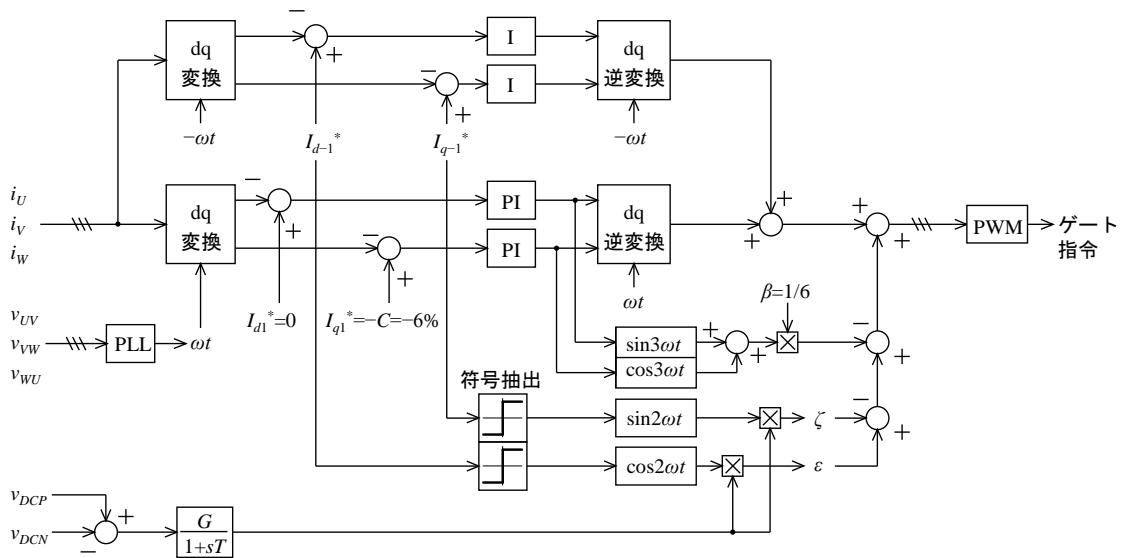


図 2-23 逆相基本波電流を用いた中性点電位制御ブロック線図

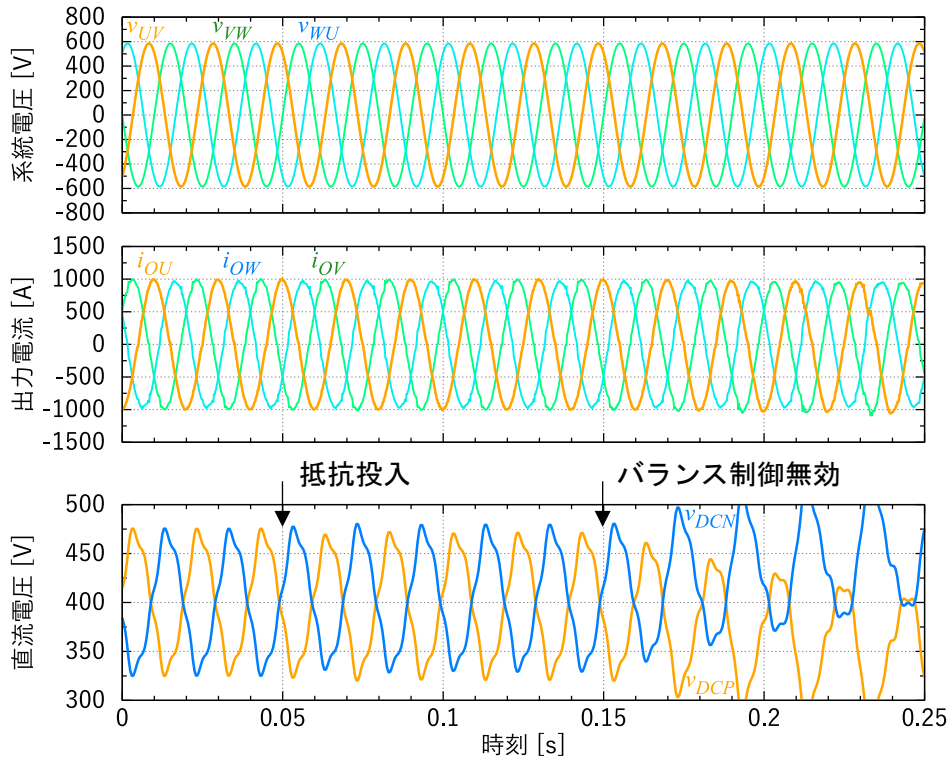


図 2-24 逆相基本波 d 軸電流と 2 次の零相電圧によるバランス制御波形

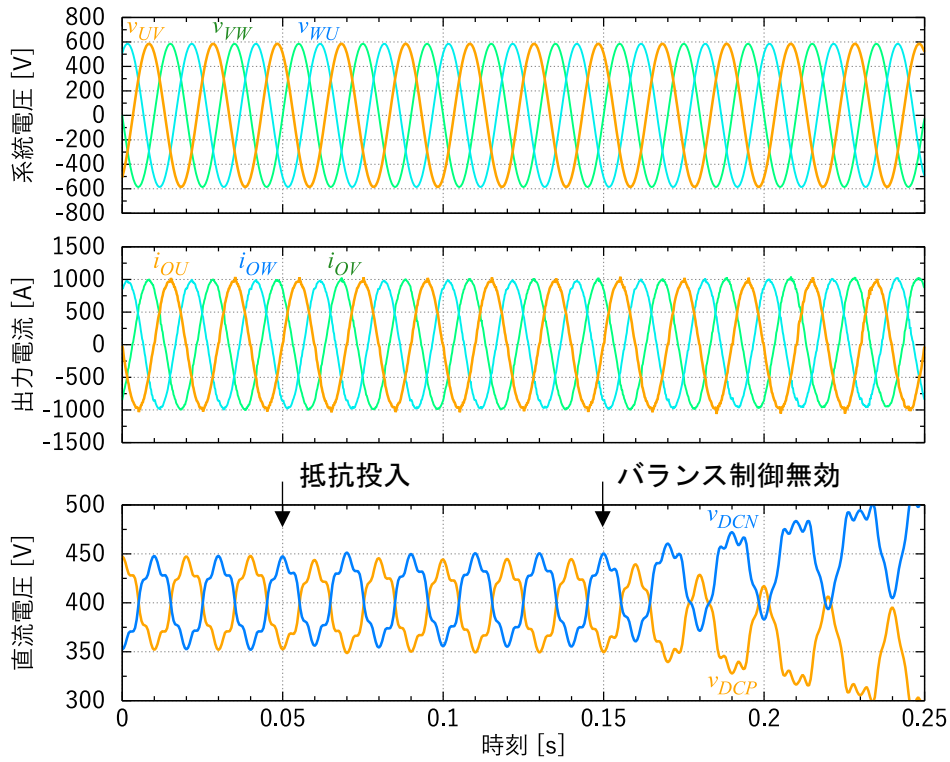


図 2-25 逆相基本波 q 軸電流と 2 次の零相電圧によるバランス制御波形

## 2.10. 中性点電流の異なる解釈

ここまでの議論では中性点電流を指標に用いて進めてきた。この節では、中性点電流の別の解釈を考える。図 2-26 に示すように NPC 型 3 レベルインバータを上下に分割する。 $v_U^* > 0$  においては上部のみが動作し、交流出力電力はすべて上部が負担すると見なすことができる。 $v_U^* < 0$  ならば、出力電力はすべて下部の負担となる。

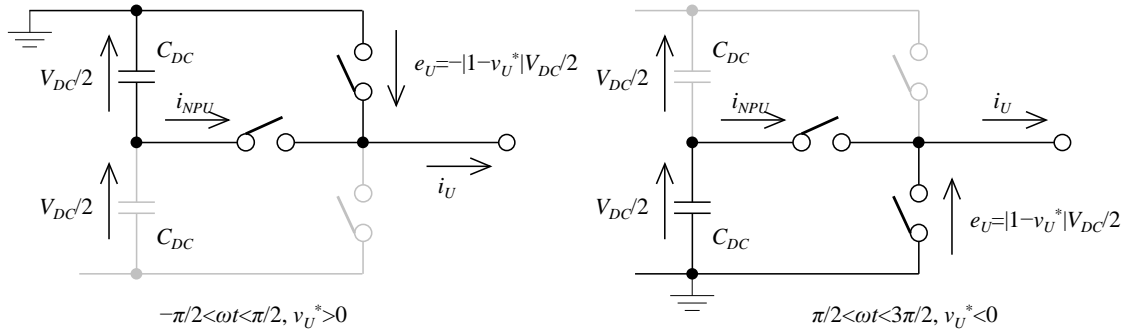


図 2-26 上下に分割した 3 レベルインバータ

(2.35)式についても  $V_{DC}/2$  をかけて変形する。

$$\frac{V_{DC} I_{NPU}}{2} = \frac{\omega}{2\pi} \left\{ \int_{-\pi/2\omega}^{\pi/2\omega} \frac{V_{DC} i_{NPU}(t)}{2} dt + \int_{\pi/2\omega}^{3\pi/2\omega} \frac{V_{DC} i_{NPU}(t)}{2} dt \right\} \quad (2.56)$$

得られた(2.56)式の第 1 項は直流側から見た上部の入力電力の基本波 1 周期あたりの平均値を、第 2 項は下部の出力電力の平均値を示している。(2.56)式の  $i_{NPU}(t)$  に(2.10)式を代入すると、(2.57)式となる。

$$\begin{aligned} \frac{V_{DC} I_{NPU}}{2} &= \frac{\omega}{\sqrt{2}\pi} \left\{ - \int_{-\pi/2\omega}^{\pi/2\omega} \frac{|1 - v_U^*| V_{DC} i_U}{2} dt + \int_{\pi/2\omega}^{3\pi/2\omega} \frac{|1 - v_U^*| V_{DC} i_U}{2} dt \right\} \\ &= -P_{PU} + P_{NU} \end{aligned} \quad (2.57)$$

$|1 - v_U^*| V_{DC}/2$  は図 2-26 に示すように交流側出力電圧であり、(2.57)式の第 1 項は交流側から見た上部の入力電力の平均値を、第 2 項は下部の出力電力の平均値を示している。(2.57)式には上部・下部の出力電力をそれぞれ  $P_{PU}$ 、 $P_{NU}$  と置いた結果も示している。 $I_{NPU}=0$  であれば  $P_{PU}=P_{NU}$  である。これは中性点電位が発散せず安定であること、中性点電流の 1 周期あたりの平均値は零であること、上部・下部の電力分担は等しいこと、この 3 つは等価であることを示している。 $I_{NPU} \neq 0$  ならば上部・下部の電力分担に差が生じ中性点電位が発散する。逆に適切な向きの中性点電流を流すことで崩れてしまった中性点電位を制御できるが、これは上部・下部の電力分担に意図的に差を生じさせることと等価である。中性点電流は、3 レベルインバータの上部と下部の電力分担の差と考えることもできる。

## 2.11. 結論

本章では、NPC 型 3 レベルインバータの安定性の指標として中性点電流を定量的に導出し、評価を行った。本章にて得られた結論を以下に述べる。

- ① 中性点電位にアンバランスが生じると、出力電圧に逆相 2 次，正相 4 次，逆相 8 次，正相 10 次，…の高調波が重畳する。
- ② 中性点電位には 3 次の脈動が重畳しやすいが、力率 1 の運転ならば電圧利用率を向上させる 3 次高調波重畳により脈動を低減でき、直流コンデンサの小型化に有効である
- ③ 3 次の脈動は逆相 5 次や正相 7 次などの高調波電流によっても発生する。電流ひずみを放置すると、中性点電位の脈動が想定以上に悪化する原因となりうる。
- ④ 逆相 5 次や正相 7 次などの高調波電流をきちんと制御すれば、中性点電位の 3 次脈動を打ち消すこともできる。
- ⑤ 出力電流に逆相 2 次，正相 4 次，逆相 8 次，正相 10 次，…の高調波が重畳すると、中性点電位の定常的な安定性に影響する。影響は低次高調波ほど大きい。
- ⑥ 系統インピーダンスが逆相 2 次に対して抵抗であれば中性点電位は安定であるが、負性抵抗ならば不安定になる。
- ⑦ 零相電圧を用いた中性点電位バランス制御は、出力電流がなければ効果を発揮しない。
- ⑧ 同じ出力電流振幅ならば、逆相 2 次高調波を用いた中性点電位バランス制御が最も高い効果を得られる。
- ⑨ 無負荷であれば、最大 0.25 % の逆相 2 次高調波電流で中性点電位をバランスさせることができ、完全に抑制するだけでも安定性はかなり向上する。
- ⑩ 特定の奇数次高調波電流と直流や 6 次の零相電圧を組み合わせることで中性点電位を制御することも可能である。
- ⑪ 基本波逆相電流の出力中は、零相電圧に 2 次高調波を重畳すると中性点電位を制御できる。
- ⑫ 基本波逆相電流を出力すると、中性点電位に基本波成分の脈動が生じ、直流コンデンサの設計に注意を要する。

## 参考文献

- (1) 小笠原悟司, 沢田直, 赤木泰文:「中性点クランプ電圧形 PWM インバータの中性点電位変動の解析」, 電学論 D, 113 巻 1 号, pp.41-48 (1993)
- (2) 神谷茂, 鈴木究, 大沢博, 橋井真:「3 レベルインバータ中性点電流の直流分の解析と中性点電位の変動抑制制御」, 平成 5 年電気学会全国大会, 516, pp.5.61-5.62 (1993)
- (3) 田中 功太郎, 慶本 裕史:「三相 3 レベル変換器の直流中性点電位制御法」,平成 30 年電気学会全国大会論文集, 4-033 (2018)
- (4) 松井幹彦:「3 レベル PWM インバータ方式 SVG の高調波パワフローによる中性点電位安定化」, 平成 6 年電気学会全国大会論文集, 144, pp.607-610 (1994)
- (5) センサレスベクトル制御の整理に関する調査専門委員会:「AC ドライブシステムのセンサレスベクトル制御」, オーム社, pp.54 (2016)

## 第 3 章 二相変調型モジュラー・マルチレベル変換器

第 2 章では直流 1500 V までの変換手段として適した NPC 型 3 レベルインバータについて述べた。本章ではさらなる高電圧の直流・交流電力間の相互変換手段としてモジュラー・マルチレベル変換器 (Modular Multilevel Cascaded Converter, MMCC) を論じる。二相変調型 MMCC は既存の MMCC の課題を解決しうる反面、先行研究では電力変換が片方向に限られるという問題点があった。本章ではスナバコンデンサ付き二相変調型 MMCC を提案する。この回路の動作原理と制御法を紹介し、既存の変換回路との比較により系統連系用途における優位点を示し、シミュレーションと実験により有効電力の双方向変換動作を実証する。

### 3.1. モジュラー・マルチレベル変換器の基本動作と課題

図 3-1 にモジュラー・マルチレベル変換器 (Modular Multilevel Cascaded Converter, MMCC) <sup>(1)(2)</sup>を構成する最小単位のセルの回路構成を示す。代表的なセルには(a)チョップセル、(b)ブリッジセルがある。チョップセルに必要なスイッチング素子は 2 つであり、 $+V_c, 0$  の 2 レベルの電圧を出力できる。ブリッジセルでは必要なスイッチング素子数が 4 に増加するが、出力できる電圧レベルには $-V_c$ が追加される。

図 3-2 にチョップセルを 4 台カスケード接続したセルモジュール構成の出力電圧を示す。位相を均等にシフトしたセル台数分のキャリア三角波を用意し、それぞれ電圧指令値  $v^*$  と比較し PWM 変調を行い各セルから電圧を出力する。セルモジュール全体での出力電圧は  $4V_c \sim 0$  の 5 レベルとなる。セル 1 台あたりのスイッチング周波数を低く設定しても、各セルのスイッチングタイミングをずらすことでセルモジュールの等価スイッチング周波数を高くすることができる。レベル数の高さともまって出力電圧波形は正弦波に近づき、スイッチング損失を低減しつつ流出する高調波電流を小さくできる<sup>(3)</sup>。モジュールのセル台数をさらに増加することでより高い電圧を出力でき、それに合わせて出力レベル数も等価スイッチング周波数も増加するため、スイッチング損失をさらに抑えることができる。その反面、MMCC にはセル台数の増加に伴い必要な部品点数が増加する、電流が通過するスイッチング素子が増えるため導通損失が増加する、という課題がある。特に MMCC は他のマルチレベルインバータに比べ損失が大きく<sup>(4)</sup>、その大半を導通損失が占める。セル台数を削減するには、セル内コンデンサ電圧を増加し耐圧の高いスイッチング素子を適用する方法が考えられる。しかし、セルモジュールの等価スイッチング周波数と出力電圧レベル数の両方が減少するため、セルモジュールの出力する電流高調波を元の水準にまで抑制するためにはスイッチング周波数の大幅な増加が必要である。加えて耐圧 3 kV を超える Si-IGBT はスイッ

### 第 3 章 二相変調型モジュラー・マルチレベル変換器

チング 1 回あたりの損失が非常に大きい。そのため、効率低下は甚大である。MOSFET であればスイッチング損失や電流に依存しない固定の電圧降下も小さく損失低減を見込むことができる。しかし、高耐圧の SiC スwitching 素子はコストが高いという問題がある。もしセル内コンデンサ電圧を低く維持したままセル台数を削減することができれば、上記の課題を解決できる。

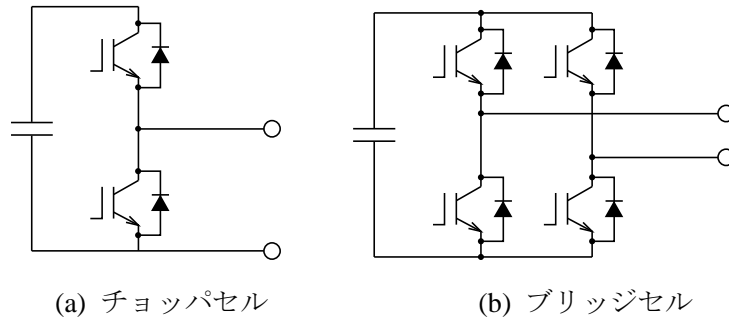


図 3-1 MMCC セルの構成

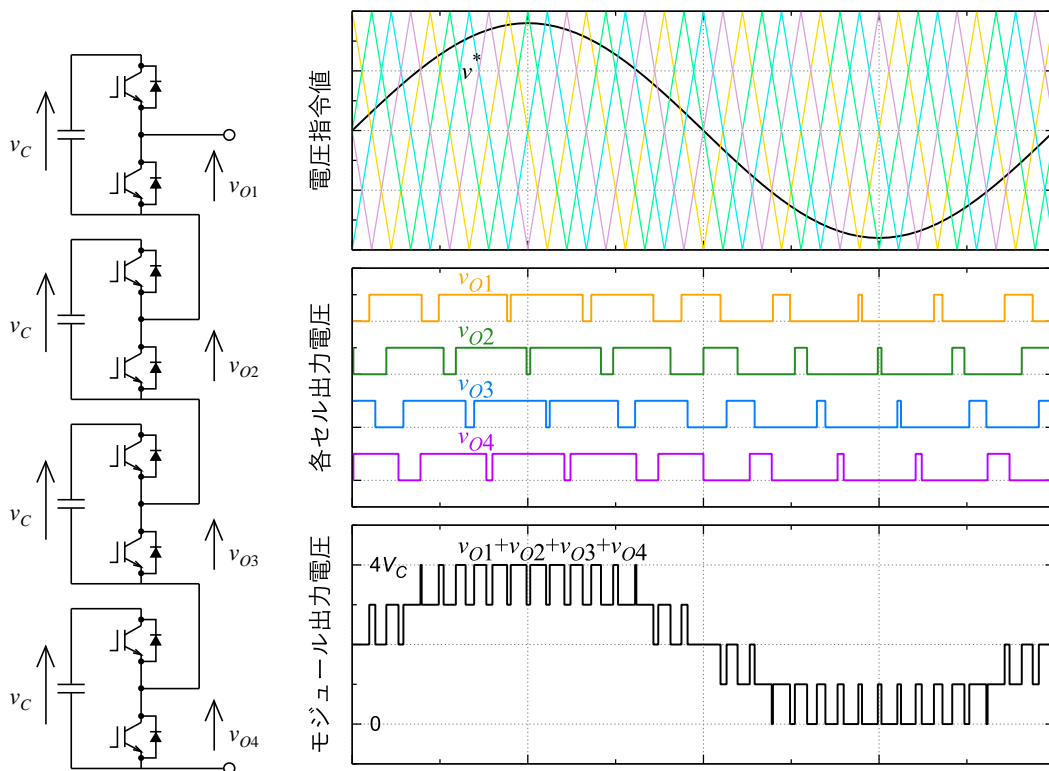


図 3-2 チョップセル 4 台からなる MMCC の出力電圧

### 3.2. MMCC-DSCC とその改良型 MMCC の構成

図 3-3 に MMCC-DSCC (Double Star Chopper Cells) の構成<sup>(5)(6)</sup>を示す。これはチョップパセルからなるセルモジュールを三相分スター結線に接続し、これを上下二重に並べた構成である。DSCC は MMCC の中で直流-交流双方向の変換が可能という特長がある。高電圧の直流電力を直接変換することができ、高圧直流送電に適用される MMCC は多くの場合 DSCC である<sup>(7)(8)</sup>。しかし、前節の MMCC に関する課題は DSCC にも該当する。そのため、これまで DSCC への適用を想定した課題に対する研究がなされてきた<sup>(9)-(15)</sup>。

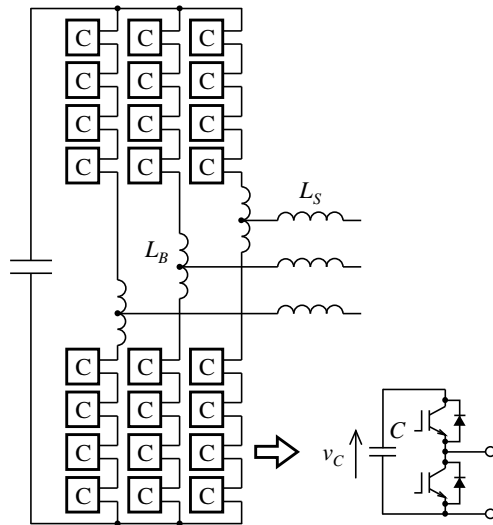


図 3-3 MMCC-DSCC の主回路構成

図 3-4 にこのような DSCC の改良例を示す。(a)は AAC (Alternative Arm Converter)<sup>(9)</sup>の主回路構成、(b)は DSCC を NPC 型に変形した NPC-MMCC<sup>(10)(11)</sup>の構成を示す。両者とも高耐圧スイッチング素子用いてセルコンデンサ電圧を変えずにセル台数を半減した点に特徴がある。また高耐圧スイッチング素子のスイッチング回数を基本波 1 周期あたり 1 回に抑えているため、スイッチング損失は増加しない。

(c)に示す二相変調型 MMCC<sup>(12)(13)</sup>も同様に高耐圧スイッチング素子を活用した一回路として提案された。これは、DSCC の上アーム側セルモジュールを高耐圧スイッチング素子の一種である高耐圧ダイオードに置換しセル内コンデンサ電圧を変えずにセル台数を半減した構成である。NPC 型 MMCC に比べて高耐圧スイッチング素子に求められる耐圧は倍であるが数を 1/4 にでき、AAC に比べ高耐圧スイッチング素子の数を半減できるという特長がある。また、高耐圧スイッチング素子が ON の相はセルモジュールを通過せず電流を出力できるため、導通損失も低減できる。文献(12)は二相変調型 MMCC の先行研究であり、交流から直流への片方向電力変換のシミュレーション検証が行われた。また、高耐圧ダイオードをスイッチに置き換え直流-交流双方向の電力変換の可能性を示している。文献(13)も交流

### 第 3 章 二相変調型モジュラー・マルチレベル変換器

から直流への片方向のみではあるが高耐圧スイッチング素子に IGBT を適用しセル内コンデンサ電圧のバランス制御をシミュレーションにて検証した結果が示されている。また、上記文献において損失の試算およびシミュレーションが行われ、DSCC に比べて導通損失が減少し、他の構成と同様に高耐圧スイッチング素子のスイッチング回数が基本波 1 周期あたり 1 回のみであるため、高効率になるという結果が得られている。

しかし、二相変調型 MMCC には以下 2 点の解決すべき課題がある。1 つめは直流から交流への電力変換動作の検証がシミュレーションにおいてもなされていないことである。単純に高耐圧ダイオードをスイッチング素子に置換した場合、高耐圧スイッチング素子が電流を遮断すると電流は下アームセルモジュールに転流する。しかし、その経路にあるバッファリアクトル  $L_B$  の磁気エネルギーにより非常に大きなサージ電圧が発生し、高耐圧スイッチング素子を破損してしまう。すなわち、検証を阻害する原因は高耐圧スイッチング素子のサージ電圧であり、双方向の電力融通にはサージ電圧の抑制が必須である。2 つめの課題は、コンデンサの大型化である。MMCC ではセル内コンデンサ電圧を一定に保つことが安定動作に必要不可欠である。二相変調型 MMCC では高耐圧スイッチング素子が ON の間に直流コンデンサ  $C_{DC}$  からセルモジュールに循環電流を流すことでセル内コンデンサ電圧を制御できる。しかし ON の期間は系統周波数の 1/3 周期に限られ、残り 2/3 周期の OFF 期間は循環電流を流すことができない。OFF 期間における変換器の入出力電力はすべてセル内コンデンサが負担するため、大容量のセル内コンデンサが必要となる。また、直流電流リップルが増加するため直流コンデンサ  $C_{DC}$  も大容量のものが必要となる。

本章では、MMCC の問題点を解決しうる回路として二相変調型 MMCC に着目し、以上 2 点の課題を解決できる回路構成と制御法を示す。

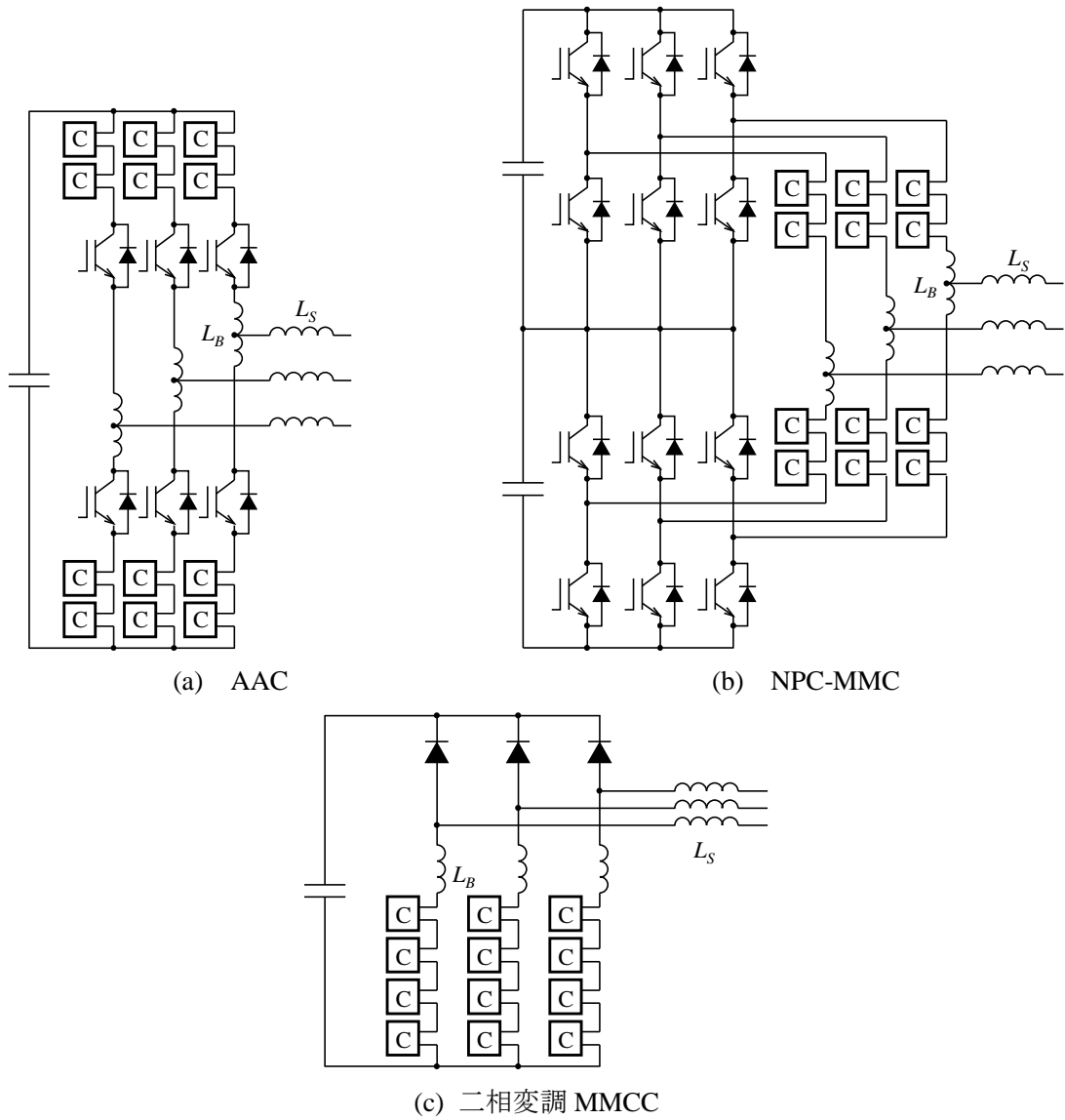


図 3-4 先行研究による DSCC 改良型の主回路構成

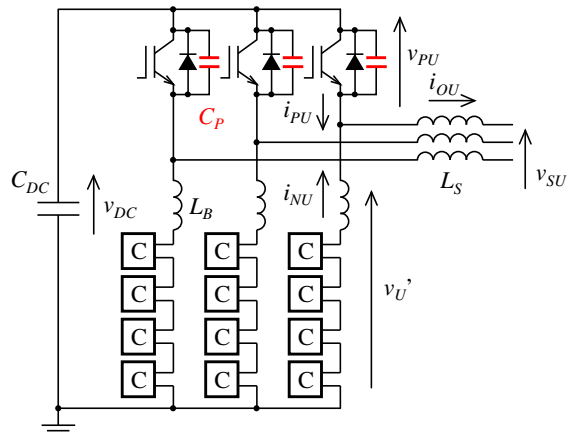


図 3-5 本章にて提案する二相変調型 MMCC の主回路構成

### 3.3. 二相変調型 MMCC の構成・動作原理

図 3-5 に本章で提案する二相変調型 MMCC の構成を示す。セルには DSCC や従来構成と同様に直流コンデンサと 2 個のスイッチング素子からなるチョッパセルを適用する。下アームにはセルを複数台カスケード接続したセルモジュールに、循環電流の制御およびリップル低減の目的でバッファリアクトル  $L_B$  を直列に接続する。出力端には系統へのリップル流出を防ぐため連系インダクタンス  $L_S$  を接続する。下アームのセル直列数と上アームの高耐圧 IGBT 直列数は、印加電圧に応じて調整される。図 3-5 では 4 台のセルでセルモジュールを構成しているため、セルモジュール出力電圧は 5 レベルとなる。上アームの IGBT は、下アームセル 4 直列の合計と同等の耐圧が要求される。

本章では先行研究<sup>(12)(13)</sup>とは異なり高耐圧ダイオードを IGBT で置換し、さらに赤線で示すように高耐圧 IGBT にスナバコンデンサ  $C_P$  を並列に接続することを提案する。スナバコンデンサがない場合、高耐圧 IGBT のターン OFF 可能な条件は上アーム出力電流  $i_{pU} \leq 0$  に限られるため、直流から交流への電力変換動作は困難という課題があった。そこでスナバコンデンサにより高耐圧 IGBT を  $L_B$  によるサージ電圧から保護し、高耐圧 IGBT 導通時のターン OFF を可能にする。ただし、今度はターン ON 時にスナバコンデンサを短絡するという新たな課題が生じるため、対策としてターン ON の前にあらかじめスナバコンデンサを放電する動作を行う。

図 3-6 に出力相電圧  $v'_U, v'_V, v'_W$  の波形を示す。この回路では二相変調<sup>(16)(17)</sup>を適用し、3 相の出力相電圧のうち最大電圧を  $v_{DC}$  に一致させる。このとき高耐圧 IGBT を ON にする。U 相に着目し回路動作を説明する。基本波 1 周期を  $v'_U$  の大きさにより 4 つの期間に分ける。 $v'_U < v_{DC}$  で下アームセルモジュールが電圧  $v'_U$  を出力する期間を(a),  $v'_U = v_{DC}$  で高耐圧 IGBT が ON している期間を(b), 期間(a)から(b)に変化し高耐圧 IGBT をターン ON する期間を(c), (b)から(a)間で高耐圧 IGBT をターン OFF する期間を(c')と定義する。

図 3-7 に各期間における電流の経路を示す。期間(a)において高耐圧 IGBT は OFF である。電流  $i_{oU}$  は下アームから出力しその際の電力はセル内コンデンサが負担する。期間(b)では高耐圧 IGBT が ON になる。電流  $i_{oU}$  はセルが多数接続された下アーム側セルモジュールではなく、高耐圧 IGBT が少数接続された上アームを通過する。そのため導通損失を低減することができる。特に、高力率での運転ならば期間(b)において最大電流が上アームを流れるため、導通損失がより低減される。また、直流バスから上アームを経由して下アーム側セルモジュールに循環電流  $I_c$  を流し、期間(a)の電力負担により変動したセル内のコンデンサ電圧を調整する。期間(c)は(a)から(b)への変化時に挿入され、高耐圧 IGBT をターン ON する。このときスナバコンデンサの短絡を回避する必要がある。まず下アーム出力電流  $i_{nU}$  を交流出力電流  $i_{oU}$  よりも大きくして  $i_{nU} > i_{oU}$  とする。電流の過剰分は連系インダクタンス  $L_S$  により系統には流出せず、上アームのスナバコンデンサを通過して放電する。その後、スナバコンデンサの放電が完了し逆並列ダイオードが導通したことを検出してから高耐圧 IGBT

をターン ON する。これにより短絡回避だけでなくソフトスイッチングも成立する。期間(c')は高耐圧 IGBT のターン OFF により(b)から(a)への変化が行われる。ターン OFF では高耐圧 IGBT の通過電流  $i_{PU}$  はスナバコンデンサに迂回するため、必ずソフトスイッチングが成立する。その際、下アームから  $i_{OU}$  に近い電流を出力し高耐圧 IGBT 通過電流  $i_{PU}$  を低減することで、ターン OFF 中のスナバコンデンサ電圧上昇すなわちサージ電圧を抑え、ソフトスイッチングの効果を高めることができる。期間(c')においても  $i_{NU} > i_{OU}$  として逆並列ダイオードを導通させれば、サージ電圧は零になる。

以上の動作において、循環電流  $I_C$  の流れる期間は(b)のみである。期間(a)の電力入出力および期間(c), (c')の高耐圧 IGBT の逆並列ダイオード導通にはすべてセル内コンデンサのエネルギーを使用するため、大容量のセル内コンデンサが必要である。また、下アーム側セルモジュールは各期間の切り替わりにおいて下アーム電流  $i_{NU}$  を急激に変化させる必要がある。そのため、バッファリアクトル  $L_B$  は制御が不安定にならない範囲で小さいことが求められる。 $L_B$  が小さいと下アームセルモジュールが発生する電流リップルは増加するが、 $L_S$  により交流電流  $i_{OU}$  へのリップル重畳を防ぐことができる。

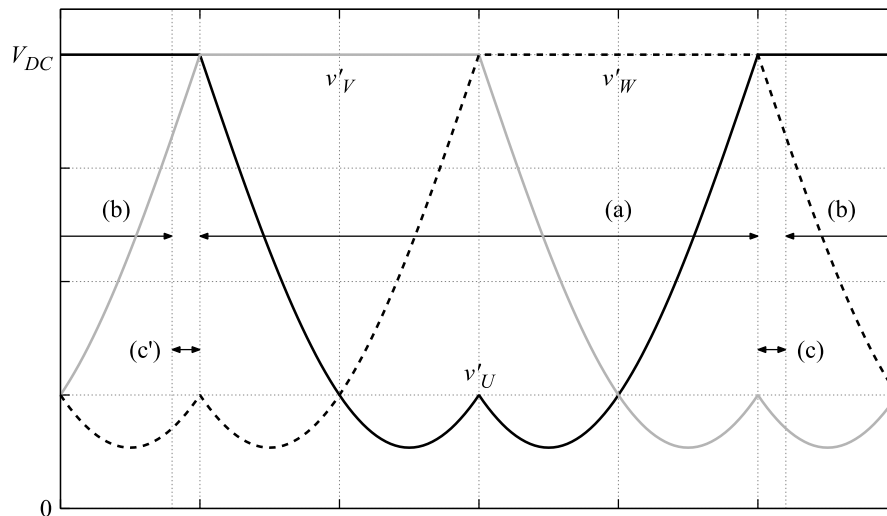


図 3-6 出力相電圧  $v'u, v'v, v'w$  波形

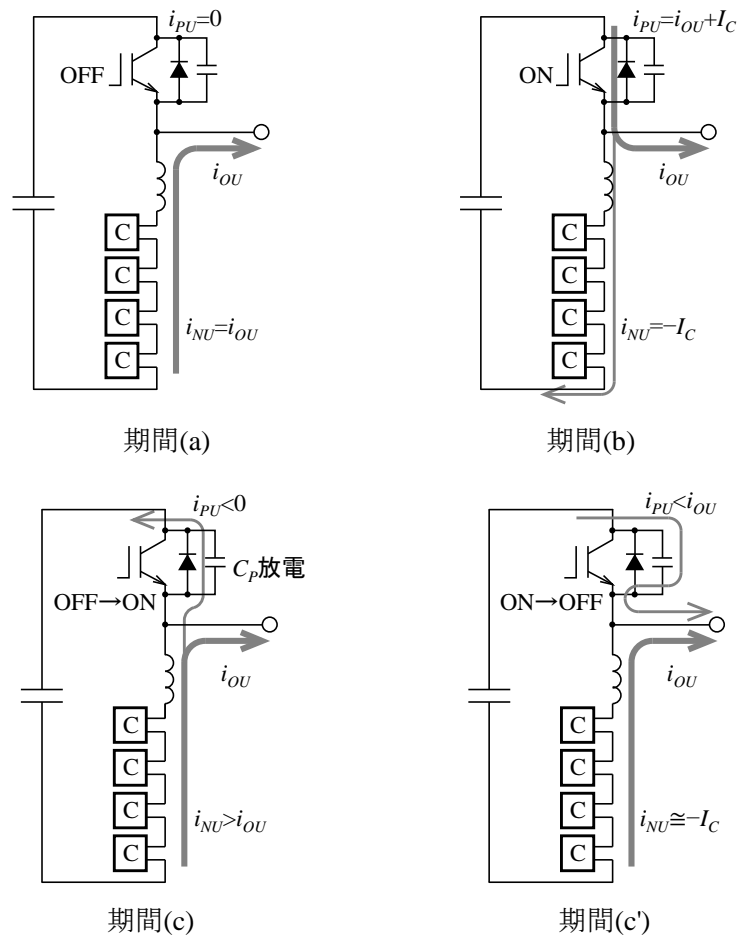


図 3-7 各期間における電流経路

### 3.4. コンデンサ設計指針の導出

二相変調型 MMCC の問題点の 1 つにセル内コンデンサ  $C$  および直流コンデンサ  $C_{DC}$  の大型化がある。この節では、これらのコンデンサの設計に必要な指針を求める。

#### 3.4.1. 循環電流とセル内コンデンサ電圧リプル

二相変調型 MMCC のセル内コンデンサ電圧制御に必要な循環電流を計算する。U 相交流相電圧  $v_{SU}$ , U 相交流電流  $i_{OU}$  を以下のように定義する。

$$\begin{cases} v_{SU} = \sqrt{2/3}V \cos \omega t \\ i_{OU} = \sqrt{2}I \cos(\omega t - \phi) \end{cases} \quad (3.1)$$

二相変調を適用した後の U 相出力電圧  $v'_U$  は、 $L_B, L_S$  を無視すると次式で表される。ただし、 $0 < V < v_{DC}/\sqrt{2}$  である。

$$v'_U = \begin{cases} v_{DC} & \left(-\frac{\pi}{3} < \omega t < \frac{\pi}{3}\right) \\ \sqrt{2}V \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) + v_{DC} & \left(-\pi < \omega t < -\frac{\pi}{3}\right) \\ \sqrt{2}V \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + v_{DC} & \left(\frac{\pi}{3} < \omega t < \pi\right) \end{cases} \quad (3.2)$$

図 3-8 に二相変調型 MMCC のパワーフローを示す。この図では、直流コンデンサを直流電圧源に、下アームセルモジュールを交流電圧源に、上アームをスイッチに置換している。期間(a)ではスイッチが OFF のため直流電圧源の入出力エネルギーは零である。交流端子への出力エネルギー  $E_a$  は、すべて下アームセルモジュールから供給される。 $E_a$  は

$$\begin{aligned} E_a &= \int_{-\pi/\omega}^{-\pi/3\omega} \left\{ 2VI \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \cos(\omega t - \phi) + \sqrt{2}Iv_{DC} \cos(\omega t - \phi) \right\} dt \\ &\quad + \int_{\pi/3\omega}^{\pi/\omega} \left\{ 2VI \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \cos(\omega t - \phi) + \sqrt{2}Iv_{DC} \cos(\omega t - \phi) \right\} dt \quad (3.3) \\ &= \frac{I \cos \phi}{\sqrt{3}\omega} (2\pi V - 3\sqrt{2}v_{DC}) \end{aligned}$$

となる。期間(b)ではスイッチが ON となり、交流端子への出力エネルギー  $E_c$  は直流電圧源から供給される。

$$E_c = \int_{-\pi/3\omega}^{\pi/3\omega} \sqrt{2}Iv_{DC} \cos(\omega t - \phi) dt = \frac{\sqrt{6}Iv_{DC} \cos \theta}{\omega} \quad (3.4)$$

合計出力エネルギー  $E_a + E_c$  の 1 s あたりの積算値は、確かに有効電力に等しくなる。

$$\frac{2\pi(E_a + E_c)}{\omega} = \frac{IV \cos \phi}{\sqrt{3}} = \frac{2\pi}{\omega} \int_0^{2\pi/\omega} v_{SU} i_{OU} dt \quad (3.5)$$

期間(b)においてセルモジュールが一定の電流  $i_{iU} = -I_C$  を出力すると、 $-I_C$  は直流電源を通過しセルモジュールに戻る循環電流となり、セルモジュールはエネルギー  $E_b$  を出力する。 $E_b$  は次式で表される。

$$E_b = - \int_{-\pi/3\omega}^{\pi/3\omega} I_C v_{DC} dt = - \frac{2\pi I_C v_{DC}}{3\omega} \quad (3.6)$$

期間(c), (c')は短時間でありエネルギーは小さいため無視する。二相変調型 MMCC の動作には、基本波 1 周期前後でセル内コンデンサ電圧の変化を零とする必要がある。この条件を満たすとき、セルモジュール出力エネルギー  $E_a + E_b$  は零となる。これにより、必要な循環電流  $I_C$  は(3.7)式で求められる。

$$I_C = \sqrt{3}I \cos \phi \left( \frac{V}{v_{DC}} - \frac{3}{\pi\sqrt{2}} \right) \quad (3.7)$$

任意の力率  $\cos \phi$  において  $I_C = 0$  となる条件を(3.8)式に示す。

$$V/v_{DC} = 3/\pi\sqrt{2} \cong 0.675 \quad (3.8)$$

二相変調型 MMCC は DSCC や他の構成とは異なり、期間(b)においてセルモジュールを介さず直流側から交流側へ直接エネルギー  $E_c$  を伝送できるため、損失を低減することができる。一方、 $E_a$  はセル内コンデンサから供給する必要がある、電圧安定化には大容量のコンデンサが必要になる。しかし、(3.8)式を満たす条件下では必要な循環電流を零にでき、小容量のコンデンサを用いても電圧変動を小さくできる。

図 3-9 に  $\phi=0$  におけるセルモジュールの入出力電力  $v'_U i_{NU}$  の波形を示す。図では、期間(a)を赤、期間(b)を青で示している。基本波 1 周期間におけるセル内コンデンサ電圧の変化を零とするには、プラス側の面積とマイナス側の面積を等しくする必要がある。 $V/v_{DC}$  が(3.8)式に比べて小さい場合、有効電力の出力動作であるにもかかわらず期間(a)の  $i_{NU} < 0$  においてセルモジュールに流入する有効電力の方が多く、期間(b)では過剰な有効電力を放電する必要が生じ循環電流が増加してしまう。しかし、 $V/v_{DC}$  が増加すれば期間(a)に流入する有効電力が小さくなり、(3.8)式の条件では期間(a)内で有効電力の入出力のバランスが釣り合い循環電流は不要になる。さらに  $V/v_{DC}$  が増加すると、今度は期間(b)においてセルモジュールに有効電力の充電が行われる。

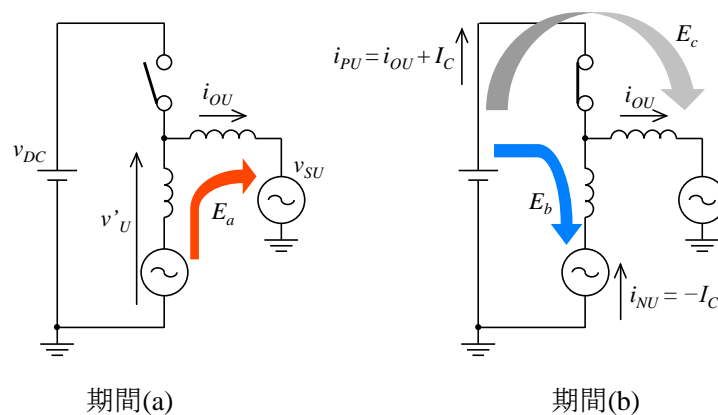


図 3-8 二相変調型 MMCC のパワーフロー

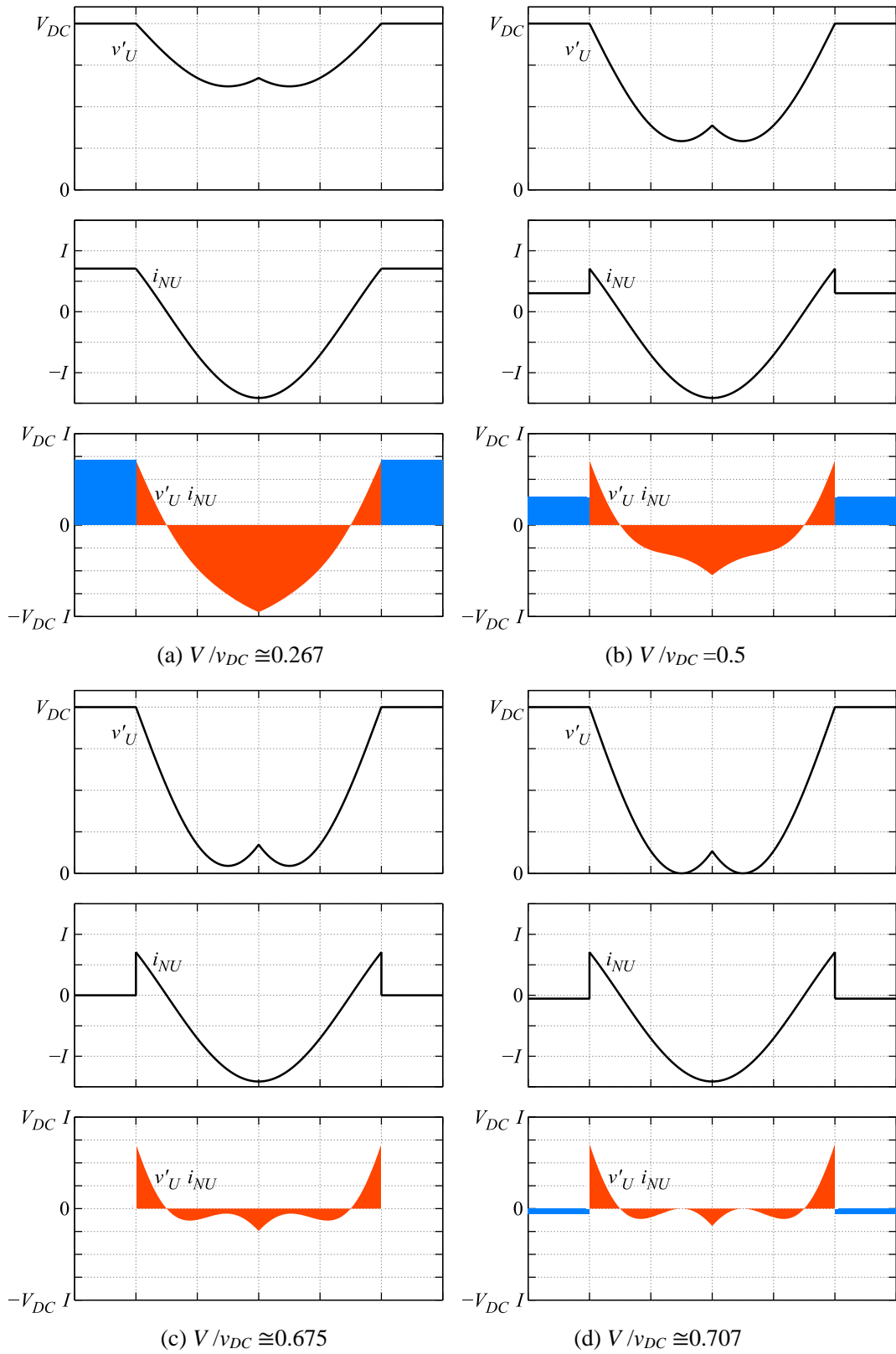


図 3.9 セルモジュールの入出力電力波形

他の MMCC と循環電流の大きさを比較する。DSCC の循環電流  $I_{CD}$  は(3.9)式により<sup>(6)</sup>、NPC 型 MMCC の循環電流  $I_{CN}$  は(3.10)式により<sup>(10)</sup>、AAC の循環電流  $I_{CA}$  は(3.11)式により<sup>(9)</sup> 表される。

$$I_{CD} = \frac{VI}{\sqrt{3}v_{DC}} \cos \phi \quad (3.9)$$

$$I_{CN} = \frac{2I}{\sqrt{3}} \left( \frac{V}{v_{DC}} - \frac{\sqrt{3}}{\pi\sqrt{2}} \right) \cos \phi \quad (3.10)$$

$$I_{CA} = \frac{2I}{\sqrt{3}} \left( \frac{V}{v_{DC}} - \frac{\sqrt{6}}{\pi} \right) \cos \phi \quad (3.11)$$

図 3-10 に循環電流の比較結果を示す。横軸は  $v_{DC}$  に対する系統電圧振幅  $V$  の比であり、縦軸は  $I \cos \phi$  で正規化した。DSCC の必要な循環電流は、系統電圧に比例して増加する。NPC 型 MMCC における循環電流を零とするために必要な直流電圧は、二相変調型 MMCC の 1.7 倍である。AAC における循環電流を零とするために必要な直流電圧は、 $\sqrt{2}V$  よりも低い。そのためこの条件での動作にはチョップセルではなくブリッジセルが必要となり、セル内 IGBT 数および導通損失が 2 倍となる。二相変調型 MMCC は  $0.707 > V/v_{DC} > 0.561$  において他の構成よりも循環電流が小さくなる。二相変調型 MMCC は系統連系のようにある程度高い電圧を連続して出力する用途において、循環電流を削減できセル内コンデンサ容量の増加を抑えられ、効率向上も期待できる。

1 相あたりのセル台数を  $n$ 、セル内コンデンサ電圧の定格値を  $V_C$  としたときの力率 1 における期間(a)のセル内コンデンサ電圧の変動  $\Delta v_C$  を求める。力率 1 では  $\omega t = \pm\pi/2$  において  $i_{OU}$  が零、すなわちセルモジュール入出力電力が零となり、その時間積分であるエネルギーは極値となる。この極値間で充放電されるエネルギーは(3.12)式で表される。

$$\frac{1}{n} \left( \int_{-\pi/\omega}^{-\pi/2\omega} v_U' i_{OU} dt + \int_{\pi/2\omega}^{\pi/\omega} v_U' i_{OU} dt \right) = \frac{I(4\sqrt{2}v_{DC} - \sqrt{3}\pi V - 2V)}{2\omega n} \quad (3.12)$$

このエネルギーにより  $\Delta v_C$  が生じると考える。(3.13)式は  $\Delta v_C$  により生じるセル内コンデンサのエネルギーの差を表したものである。

$$\frac{C(V_C + \Delta v_C)^2}{2} - \frac{C(V_C - \Delta v_C)^2}{2} = 2CV_C \Delta v_C \quad (3.13)$$

(3.12)式と(3.13)式を等号で結ぶことにより、 $\Delta v_C$  を求めることができる。

$$\Delta v_C = \frac{I(\sqrt{3}\pi V + 2V - 4\sqrt{2}v_{DC})}{4\omega n C V_C} \quad (3.14)$$

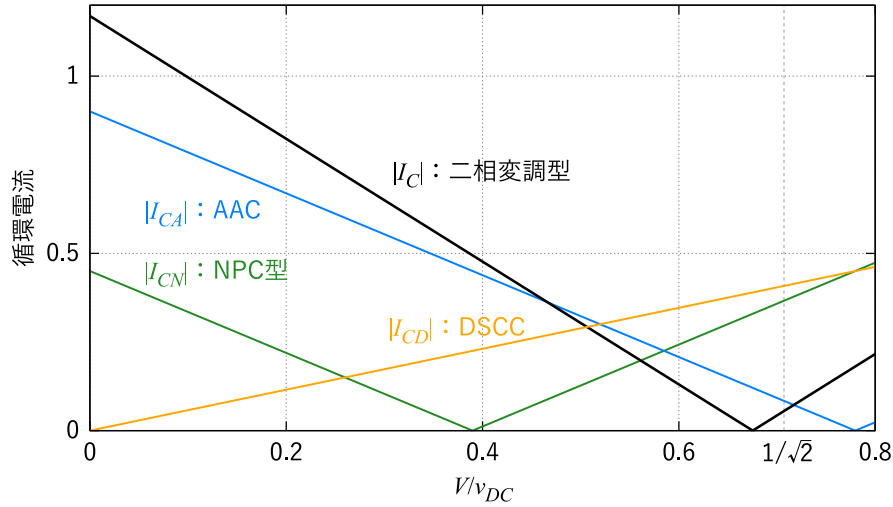


図 3-10 各 MMCC 回路における循環電流の比較

### 3.4.2. 直流コンデンサ電圧リプル

二相変調型 MMCC の直流リンクに必要なコンデンサ  $C_{DC}$  の容量を評価するため、 $C_{DC}$  の電圧リプルを求める。U 相交流電流  $i_{OU}$  を(3.15)式のように定義し直す。

$$i_{OU} = \sqrt{2}I_d \cos \omega t + \sqrt{2}I_q \sin \omega t \quad (3.15)$$

U 相に着目すると直流電流  $i_{DC}$  は期間(b)のみ流れ、(3.15)式と(3.7)式の和に一致する。

$$i_{DC} = i_{OU} + I_C \quad (\pi/3 < \omega t < \pi/3) \quad (3.16)$$

期間(a)では V 相や W 相により同じ電流が流れる。そのため  $i_{DC}$  は基本波の 3 倍の周波数で周期性を持つ。 $i_{DC}$  から  $I_C$  を除いてフーリエ級数展開を行うと、係数  $a_k, b_k$  はそれぞれ以下のように求められる。

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{3\omega}{\pi} \int_{-\pi/3\omega}^{\pi/3\omega} \sqrt{2}(I_d \cos \omega t + I_q \sin \omega t) \cos 3k\omega t dt \\ &= \frac{3\sqrt{2}I_d(3k \sin k\pi - \sqrt{3} \cos k\pi)}{\pi(9k^2 - 1)} = -\frac{3\sqrt{6}(-1)^k}{\pi(9k^2 - 1)} I_d \end{aligned} \quad (3.17)$$

$$\begin{aligned} b_k &= \frac{3\omega}{\pi} \int_{-\pi/3\omega}^{\pi/3\omega} \sqrt{2}(I_d \cos \omega t + I_q \sin \omega t) \sin 3k\omega t dt \\ &= \frac{3\sqrt{2}I_q(\sin k\pi - 3\sqrt{3}k \cos k\pi)}{\pi(9k^2 - 1)} = -\frac{9\sqrt{6}(-1)^k k}{\pi(9k^2 - 1)} I_q \end{aligned} \quad (3.18)$$

よって、 $i_{DC}$  は

$$i_{DC} = -\sum_{k=1}^{\infty} \frac{3\sqrt{6}(-1)^k}{\pi(9k^2 - 1)} I_d \cos 3k\omega t - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{9\sqrt{6}(-1)^k k}{\pi(9k^2 - 1)} I_q \sin 3k\omega t + \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} I_d + I_C \quad (3.19)$$

となる。ここでは最も厳しい条件として、 $C_{DC}$  には  $i_{DC}$  の交流分すべてが流れ、別途接続された電源には直流分しか流れないことを想定する。 $C_{DC}$  の電圧変動  $\Delta v_{DC}$  は(3.20)式として求められる。

$$\Delta v_{DC} = - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sqrt{6}(-1)^k}{\pi k(9k^2 - 1)\omega C_{DC}} I_d \sin 3k\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{3\sqrt{6}(-1)^k}{\pi(9k^2 - 1)\omega C_{DC}} I_q \cos 3k\omega t \quad (3.20)$$

$\Delta v_{DC}$ において最も振幅が大きい次数は  $k=1$  の 3 次であり,  $I_d$ , すなわち有効電力の入出力中ならばおおよそ  $k^3$  に反比例して減少する。 $I_q$ , すなわち無効電力を出力している場合においても  $k^2$  に反比例する。そのため(3.21)式に示すように  $k=1$  の評価のみで電圧リップルを精度よく求めることができる。

$$\Delta v_{DC} \cong \frac{\sqrt{6}}{8\pi\omega C_{DC}} I_d \sin 3\omega t - \frac{3\sqrt{6}}{8\pi\omega C_{DC}} I_q \cos 3\omega t \quad (3.21)$$

### 3.4.3. スナバコンデンサのサージ電圧

サージ電圧は, 遮断する高耐圧 IGBT のスナバコンデンサ  $C_P$  と電流の転流経路にあるインダクタンスである  $L_B$  によって決定される。寄生インダクタンスは  $L_B$  に比べて十分小さいため無視する。上アーム高耐圧 IGBT で遮断した電流は最終的に  $L_B$  を通過するが, これに必要なエネルギーは直流コンデンサ  $C_{DC}$  からいったんスナバコンデンサ  $C_P$  に蓄積され, サージ電圧となる。ここでは簡易的に  $C_P$  と  $L_B$  のエネルギーが等しいと仮定し, 電力源や導通損失などによるエネルギー増減を無視することで, サージ電圧  $v_{PU}$  は(3.22)式を用いて求められる。

$$v_{PU} = \sqrt{\frac{L_B}{C_P}} i_{PU} + v_{DC} - v'_U \quad (3.22)$$

サージ電圧低減には,  $L_B$  を小さく,  $C_P$  を大きくする必要がある。

### 3.5. 二相変調型 MMCC の制御方法

図 3-11 に U 相の二相変調型 MMCC の制御ブロック線図を示す。二相変調型 MMCC では、セルモジュールは期間(a)において出力電流を制御、期間(b)ではセル内コンデンサ平均電圧の制御、期間(c), (c')では高耐圧 IGBT の逆並列ダイオード導通、とそれぞれ異なる動作を行う。そのため期間によって制御法を切り替える時分割制御を適用する。この節では、それぞれの制御の詳細を説明する。

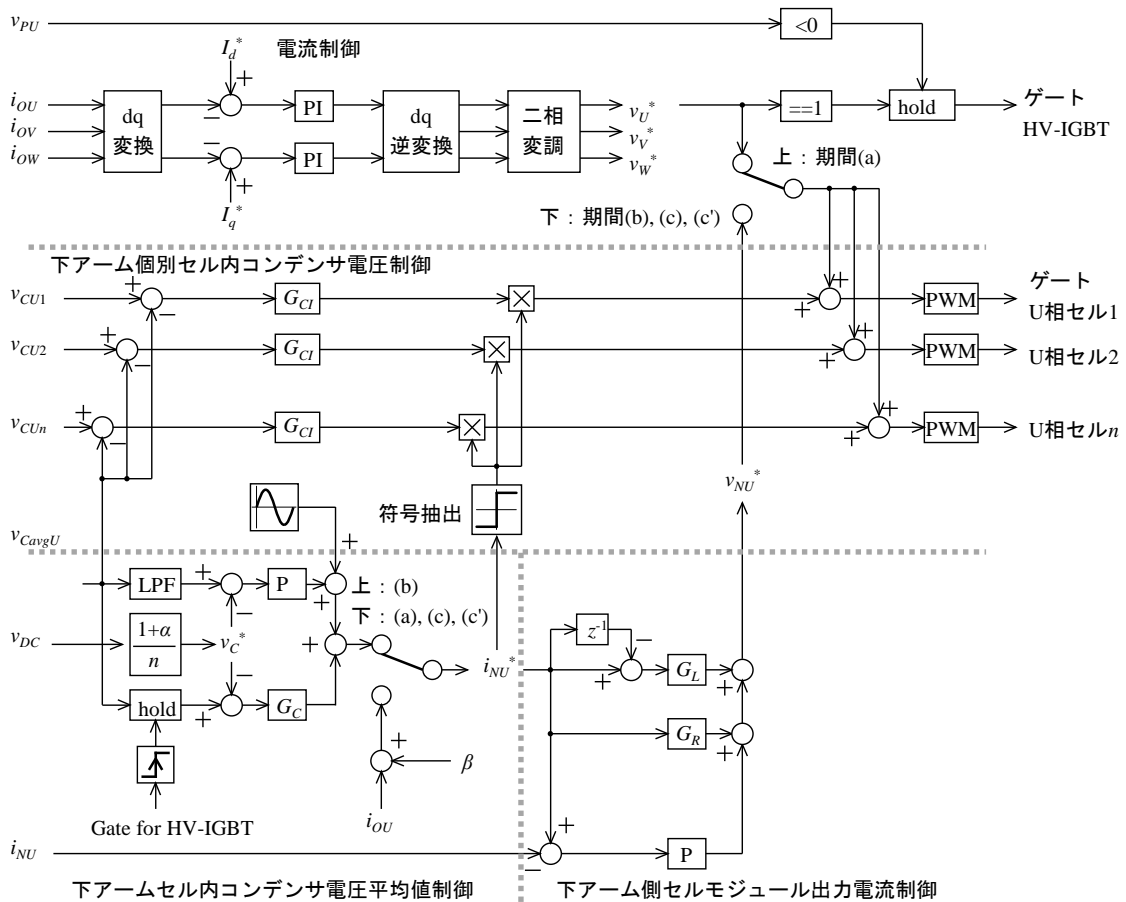


図 3-11 1 相あたりの二相変調 MMCC の制御ブロック線図

### 3.5.1. 出力電流制御

出力電流制御は一般的な三相インバータのものを使用する。 $i_{ou}$ ,  $i_{ov}$ ,  $i_{ow}$ を dq 変換し, 電流指令値  $I_d^*$ ,  $I_q^*$ の偏差を比例積分アンプで増幅し, 得られた電圧指令値を dq 逆変換して二相変調を適用する。二相変調や零相電圧重畳を除けば, 図 2-11 のものと同一である。上アーム高耐圧 IGBT ゲート制御は, 二相変調後の電圧指令値  $v_U^*$ ,  $v_V^*$ ,  $v_W^*$ と上アーム電圧検出値  $v_{PU}$ ,  $v_{PV}$ ,  $v_{PW}$ を入力する。 $v_U^*$ ,  $v_V^*$ ,  $v_W^*$ が 1 に等しければ該当する相の ON 指令を, 1 未満で OFF 指令を出力する。ゲート信号の切り替えは  $v_{PU}$ ,  $v_{PV}$ ,  $v_{PW} < 0$  でのみ行い, ターン ON 時のスナバコンデンサの短絡とターン OFF 時のサージ電圧を抑制する。下アーム電圧指令値  $v_{U2}^*$ は, 期間(a)において  $v_U^*$ , それ以外の期間において後述する下アーム側セルモジュール出力電流制御の出力する電圧指令値  $v_{NU}^*$ とする。変換器の停止時は, 例えば U 相上アームゲート信号が ON ならば一時的に  $v_{U2}^*=1$  に設定してから上アームゲート信号を OFF, その後下アームゲート信号を OFF することで, 上アームサージ電圧を抑制する。

### 3.5.2. 下アームセル内コンデンサ電圧平均値制御

MMCC の動作には, 各セルのコンデンサ電圧を適切な値に維持することが重要である。ここでは, U 相の下アームセル内コンデンサ電圧の平均値制御に必要な下アーム電流指令値  $i_{NU}^*$ を計算する。まず U 相すべてのセル内コンデンサ電圧  $v_{CU1}$ ,  $v_{CU2}$ ,  $\dots$ ,  $v_{CUn}$ を検出し, 合計を 1 相あたりのセル台数  $n$  で割り平均値  $v_{CavgU}$ を求め, 期間(b)開始時の値でホールドする。次にコンデンサ電圧の指令値  $v_C^*$ との偏差を演算する。ここでは, 期間(c), (c')における高耐圧 IGBT 逆並列ダイオード導通を可能にするため, 1 相あたりのセル内コンデンサ電圧の総和が  $v_{DC}$ よりも大きくなるよう制御する。そのため  $v_C^*$  は  $v_{DC}$ を台数  $n$  で割った値よりも過剰な値とする。ここでは過剰分を  $\alpha$  とした。 $v_C^*$ および期間(b)の時間  $\Delta t_{(b)}$ を用いて (3.23)式より必要な充放電電流を求める。

$$i_{NU}^* = \frac{C}{\Delta t_{(b)}} \left( \sum_{k=1}^n \frac{v_{CUk}}{n} - \frac{v_{DC}(1+\alpha)}{n} \right) = G_C (v_{CavgU} - v_C^*) \quad (3.23)$$

並列してセル内コンデンサ容量の誤差による充電の過不足を補正する制御を行う。 $v_{CavgU}$ から系統周波数の脈動をフィルタで除去し,  $v_C^*$ との偏差を比例アンプで増幅する。比例アンプ出力に(3.23)式で計算した  $i_{NU}^*$ を加算する。期間(b)において  $i_{NU}^*$ に等しい電流を下アーム側セルモジュールから出力することで, セル内コンデンサ電圧の平均値を制御する。期間(b)では  $i_{NU}^*$ にさらに正弦波を重畳するが, これは 3.5.4. 節にて説明する無負荷においての個別セル内コンデンサ電圧制御のためであり, 重畳は無負荷に限定して行う。

期間(c), (c')では, 上アームの逆並列ダイオードを導通させる。このためには  $i_{NU}^*$ は出力電流  $i_{ou}$ よりも少しだけ大きな値に設定する必要がある, 過剰分  $\beta$ を加算する。この動作を確実に行うためには期間(c), (c')への切り替え手段が重要となる。今回は, U 相を例にすると期間(c)へは  $v_U^*$ の 1 付近への増加を検出して, 期間(c)へは期間(b)の経過時間が 1/3 周期に到達または  $v_V^*$ の 1 付近への到達を検出して切り替える。

### 3.5.3. 下アーム側セルモジュール出力電流制御

先に求めた  $i_{NU}^*$  に等しい電流を下アーム側セルモジュールから出力するための制御法を説明する。基本は  $i_{NU}^*$  と実際の下アーム電流検出値  $i_{NU}$  を比較するフィードバックを適用する。しかし、期間(c), (c')において逆並列ダイオード導通、期間(b)においてセル内コンデンサの電圧制御を行うため電流を急変させる必要があり、高速な電流制御を行うためフィードフォワードも併用する。電流指令値  $i_{NU}^*$  の出力に必要な電圧  $v_{NU}^*$  は、以下のように  $i_{NU}^*$  と  $L_B$ , 寄生抵抗  $R$  により求められる。

$$v_{NU}^* = Ri_{NU}^* + \frac{L}{\Delta t_c} \Delta i_{NU}^* = G_R i_{NU}^* + G_L \Delta i_{NU}^* \quad (3.24)$$

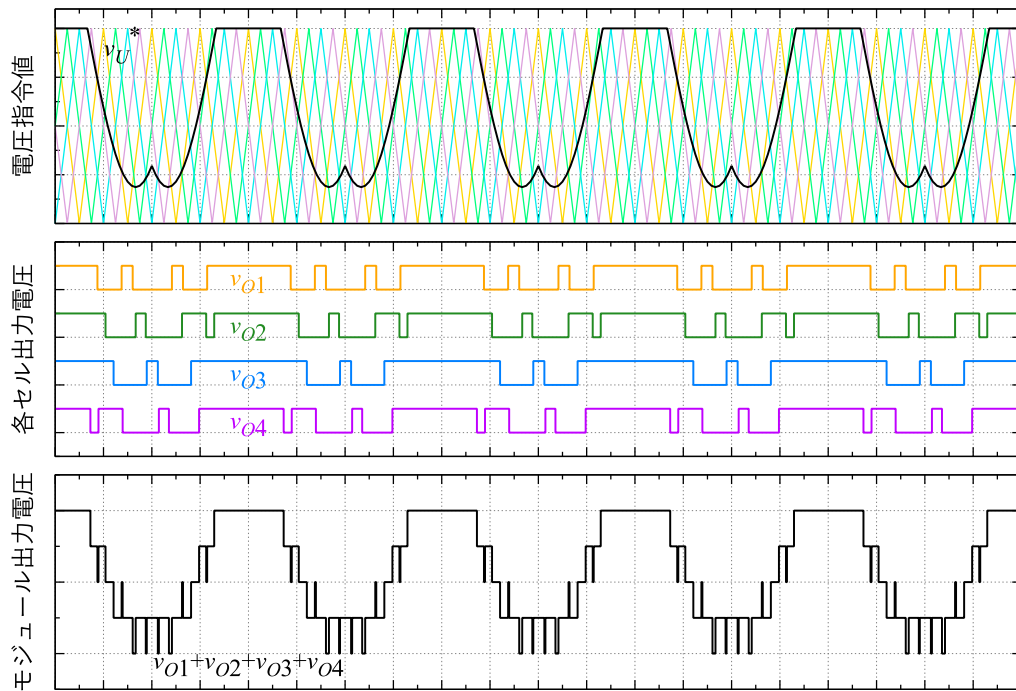
これに電流フィードバック制御の出力を加算する。

### 3.5.4. 下アーム個別セル内コンデンサ電圧制御

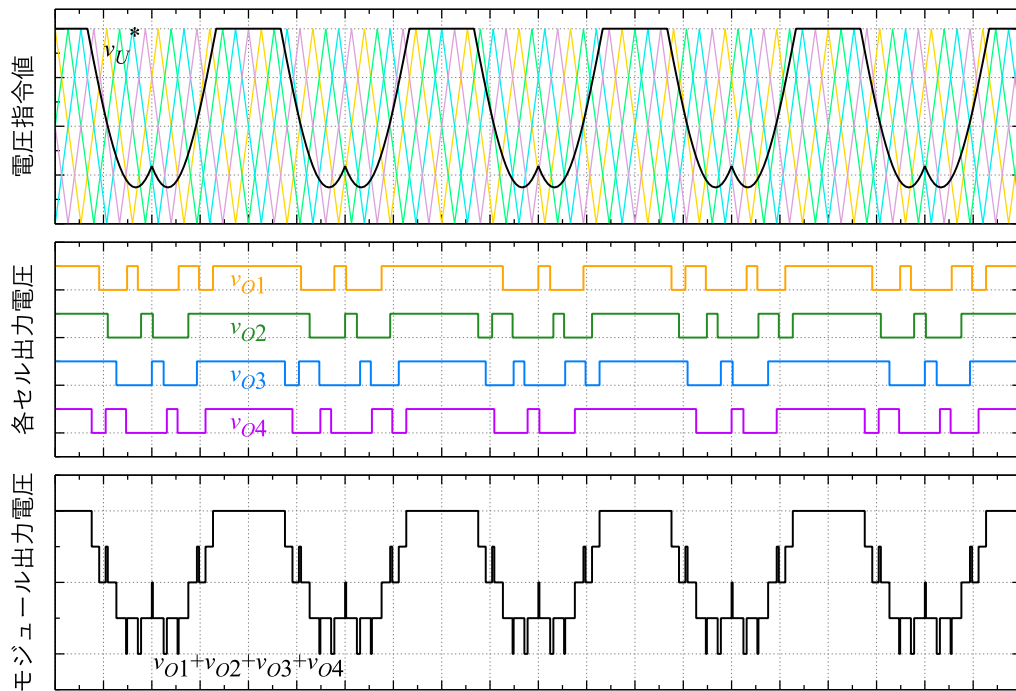
個別セルのコンデンサ電圧制御は、電力責務の均等化、電圧調整手段、無負荷時の対応の 3 要素からなる。まず、責務の均等化はキャリア三角波の周波数を調整することで行う。図 3-12 にセル 4 台で構成されたモジュールの出力電圧を示す。(a)はキャリア周波数を系統周波数の 4 倍に設定した。この時、セル 3 のみ他のセルに比べスイッチング回数が低く  $+V_C$  の電圧を出力する期間が長くなる。このようにセル間で責務に差が生るためコンデンサ電圧制御が困難になる。(b)はキャリア周波数を系統の  $15/4$  倍に設定した。最初の周期ではセル 2, 3 のスイッチング回数が低い、次の周期ではセル 3 ではなく 1 のスイッチング回数が減少し、4 周期間ではすべてのセルでスイッチング回数が等しくなる。 $+V_C$  の電圧を出力する期間も等しく、各セルの責務を均一にできる。さらに等価キャリア周波数は系統周波数の整数倍になるため、モジュール出力電圧は系統周波数と同じ周期性を持ち次数間高調波を抑制できる。

電圧調整の動作原理は、文献(18)と同一である。すなわち U 相 1 番目セルを例に挙げると、セル内コンデンサ電圧検出値  $v_{CU1}$  が U 相セル内コンデンサ電圧平均値  $v_{CavgU}$  よりも大きい場合かつ  $i_{NU} > 0$  の場合は、1 番目セル出力電圧を増加して有効電力の出力を促す。 $i_{NU} < 0$  ならば 1 番目セル出力電圧を減少して有効電力入力を抑制する。得られた結果をこれまでの制御で得られた電圧指令値に加算し PWM 変調を行うことで U 相 1 番目セルゲート指令を得る。

ただし、この方法は  $i_{NU} \neq 0$  のみ有効である。電流が零であればバランスを崩す外乱も小さいが、出力電圧を調整しても有効電力を変化させることはできない。そのため無負荷かつセルの漏れ電流に差がある場合には、セル内コンデンサ電圧のバランスを維持できない。対策として無負荷あるいは各セルのバランス偏差が大きい場合には、期間(b)において  $i_{NU}^*$  に系統周波数の 3 倍の交流成分を重畳する。この電流は期間(b)でちょうど 1 周期となり直流オフセットは重畳しないため流してもセル内コンデンサ電圧の平均値は一定に保たれる。この電流と文献(18)を併用して無負荷における個別セルのバランスを改善する。



(a) 基本波 50 Hz, キャリア周波数 200 Hz



(b) 基本波 50 Hz, キャリア周波数 187.5 Hz

図 3-12 キャリア周波数による各セルの責務の変化

## 3.6. シミュレーション

### 3.6.1. シミュレーション条件

二相変調型 MMCC を 6.6 kV 系統に連系した場合を想定したシミュレーションを実施した。図 3-13 にシミュレーション回路図を、表 3-1 にシミュレーション条件を示す。連系インダクタンス  $L_S$  は THD が 3 % となる値を、バッファリアクトル  $L_B$  は循環電流の制御が安定する最小の値を選定した。セル内コンデンサ電圧の定格値は 875 V とし、セルモジュールから最大電圧を出力するとき  $L_B$  には 500 V が印加され、期間(b)の 1/10 以下の 341  $\mu\text{s}$  で定格ピークの循環電流の向きを変えることができる。チョップセル内の IGBT には 1700 V 耐圧品を用いることを想定し、セルモジュールはセル 12 台のカスケード接続構成とした。等価キャリア周波数 3250 Hz は系統周波数に同期するがセル台数 12 の倍数でない値とした。これにより各セルの電力責務の均等化を促す。上アームは 6500 V 耐圧 IGBT を 2 直列とし、各 IGBT には 0.54  $\mu\text{F}$  のスナバコンデンサ  $C_P$  を並列に接続する。 $C_P$  と  $L_B$  間の共振周波数は等価キャリア周波数の 3.59 倍であり、十分大きくかつ整数倍付近を避けた値に設定した。セル内コンデンサ  $C$  は、(3.14)式より力率 1 において定格電流出力時に期間(a)の電圧変動が  $\pm 33.0$  V になる値を選定した。3.6.3. 節の無負荷時のセル内コンデンサ電圧バランスの確認のみ、バランス外乱として U 相セル 1 に 0.4 % 相当の漏れ電流を発生させる。さらに、セル内コンデンサ電圧平均値制御の動作を防ぐため、U 相セル 2 に同じく 0.4 % の充電電流を流す。直流コンデンサ  $C_{DC}$  は、(3.21)式を用いて同じく力率 1・定格電流出力時に電圧変動が  $\pm 2.5$  % になる値を選定した。有効電力源として、 $\pm 100$  A の定電流源を  $C_{DC}$  に並列に接続した。出力電流指令値は、 $I_d^*$  (有効電力) は  $v_{DC}=10$  kV 一定となるようフィードバック制御により決定し、 $I_q^*$  (無効電力) は零である。

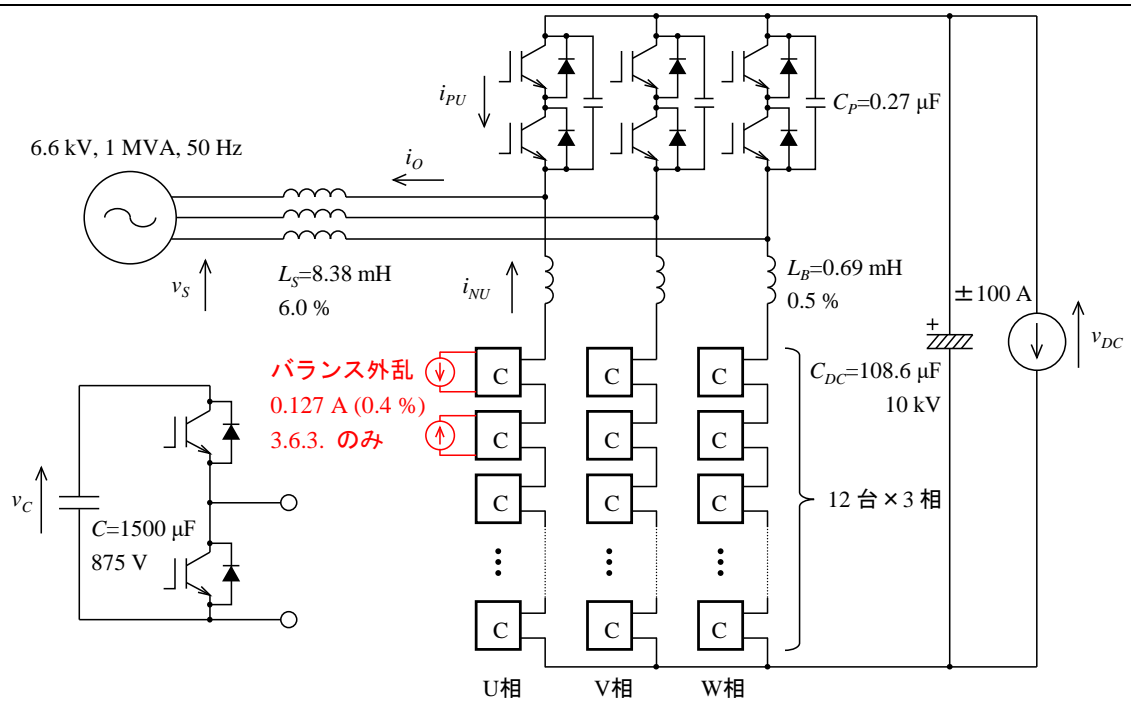


図 3-13 シミュレーション回路

表 3-1 シミュレーション条件

定格電流	87.48 A
定格直流電圧 ( $v_{DC}$ )	10 kV
直流コンデンサ静電容量時定数 ( $H_{DC}$ )	5.43 ms
交直電圧比 ( $V/v_{DC}$ )	0.66
セル内コンデンサ定格電圧 ( $V_C$ )	$1.05 \times v_{DC}/12$
セル内コンデンサ静電容量時定数 ( $H$ )	20.7 ms
キャリア周波数	270.833 Hz
等価キャリア周波数	3250 Hz
$L_B, C_P$ 共振周波数	11.66 kHz

### 3.6.2. 定常波形

図 3-14 に定格有効電力を交流側に出したときの定常時における動作波形を、図 3-15 に定格有効電力を交流側から入力したときの波形を示す。この条件ではバランス外乱を与えていない。上アーム電流  $i_{PU}$ 、下アーム電流  $i_{NU}$  には、期間(b)ではスイッチングリップルが、それ以外の期間では  $C_P$  と  $L_B$  との共振電流が重畳している。しかし、出力電流  $i_o$  にはこれらの脈動は重畳せず、THD は有効電力出力時に 2.8 %、入力時に 2.9 %であった。また、期間(c), (c')において  $i_{PU}$  がマイナスとなり、逆並列ダイオードが導通していることを確認できる。図 3-14, 図 3-15 の下から 2 段目に U 相セル内コンデンサ電圧を示す。動作原理上、セル内コンデンサ電圧は系統周波数と同じ 50 Hz で振動する。平均値の振動はピークピーク値で最大 77 V となり、設計値 66 V を超過した。この原因はセルモジュールを理想電圧源と見なして(3.14)式を導出したが、実際には低い周波数でのスイッチングにより想定との差が大きくなったためである。しかし誤差は 20 %以内であり、かつ安定したセル内コンデンサ電圧制御を実現できている。最大値と最小値は平均値に対し偏差があるがほぼ一定であり、個別セル内コンデンサ電圧制御が有効であることを示している。最大値と最小値の差は 63 V 以内である。最下段は直流電圧波形である。振動の主成分は(3.20)式で求めたとおり 150 Hz で系統周波数の 3 倍である。しかし高周波成分も重畳し、特に図 3-15 の期間(c), (c')において傾きが急変している。これは(3.16)式の想定とは異なり  $I_c$  にスイッチングリップルが重畳すること、 $I_c$  が流れない期間(c), (c')が存在すること、直流電圧脈動の影響を受け  $I_c$  が一定にならないことが原因である。振動はピークピーク値で 707 V ( $\pm 3.5\%$ ) となり設計値は超過したが、動作は安定であった。

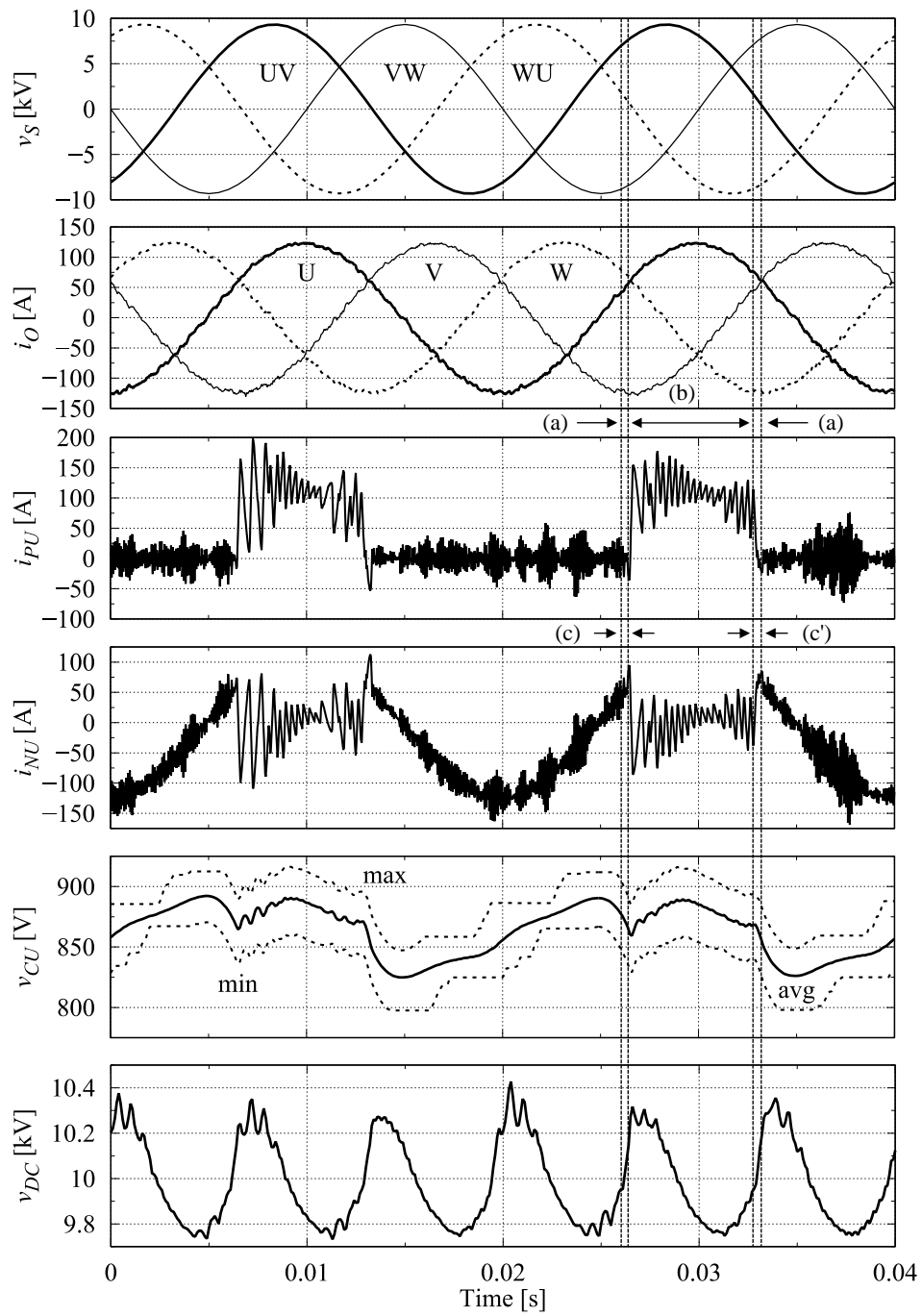


図 3-14 シミュレーション結果 (定格有効電力出力)

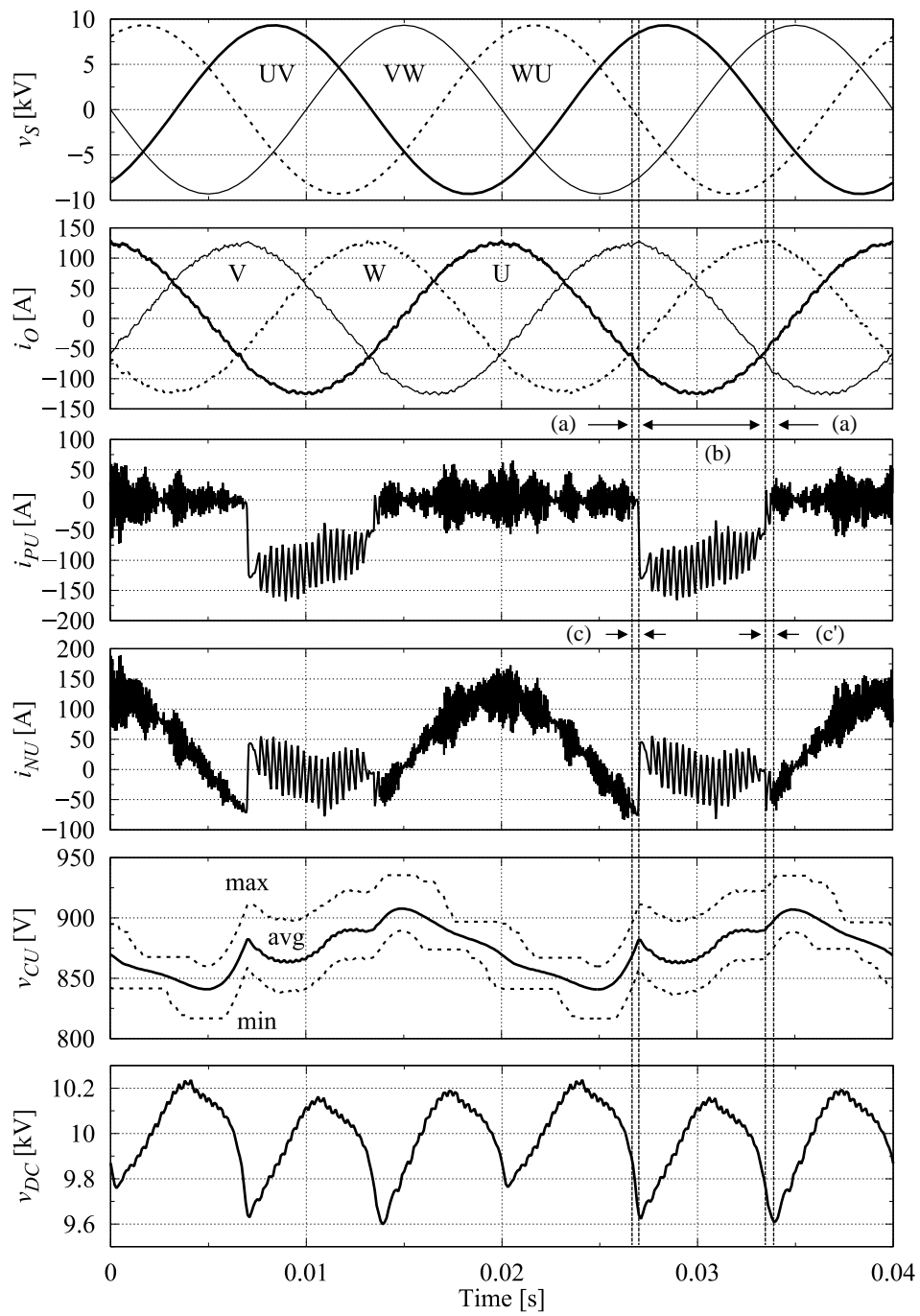


図 3-15 シミュレーション結果 (定格有効電力入力)

### 3.6.3. 無負荷のセル内コンデンサ電圧バランス

図 3-16 に無負荷の定常状態における波形を示す。ただし、この条件のみ U 相セル 1,2 コンデンサに電流源によるバランス外乱を与え、期間(b)の循環電流に 150 Hz, 25 %の交流電流を重畳している。 $i_{pU}$ ,  $i_{nU}$  にはスイッチングリップルが重畳し循環電流の交流成分の判別が難しいが、コンデンサ電圧を見ると期間(b)の前半で電圧が上昇、後半で電圧が下降している。期間(b)の始まりと終わりでコンデンサ電圧は元に戻り、流れている循環電流が交流で

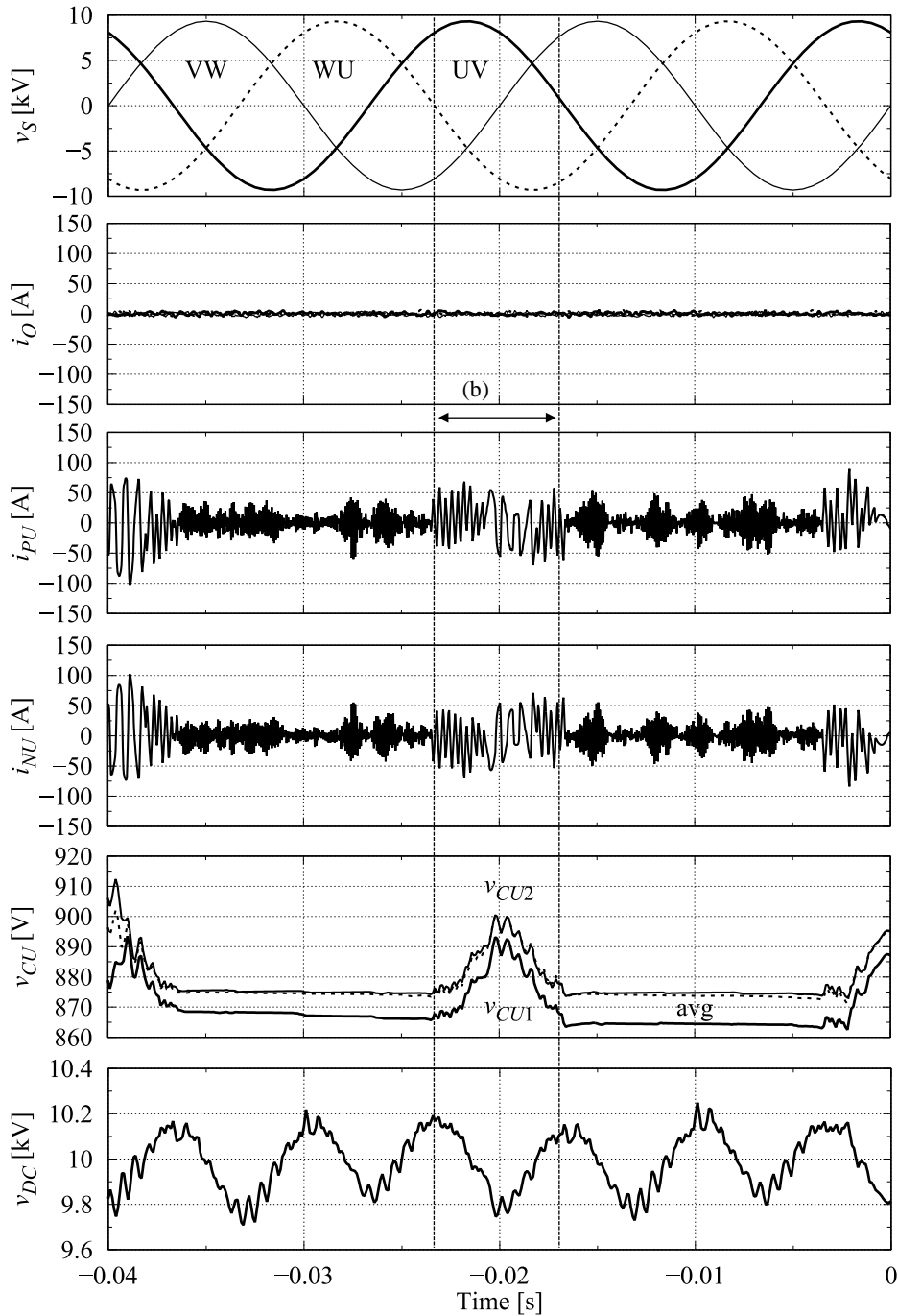


図 3-16 シミュレーション結果（無負荷・循環電流に 25 %の交流重畳）

あることを示している。漏れ電流のある  $v_{CU1}$  は平均値よりも低く偏差はあるが一定である。充電電流の流れる  $v_{CU2}$  はほぼ平均値に等しい状態を維持している。

図 3-17 に同条件で時刻 0 s において循環電流への交流重畳を停止したときの波形を示す。停止直後は  $v_{CU}$ ,  $v_{DC}$  両方のリップルが減少する。しかし、セル内コンデンサ電圧の偏差が徐々に増加し、時刻 0.6 s では循環電流に大きなリップルが重畳した。この電流によりセル内コンデンサ電圧のバランスは一時的に改善するが、再度悪化し時刻 1.4 s にて循環電流が増加した。この状態においても運転は可能ではあるが、循環電流や  $v_{DC}$  のリップルは定格負荷の場合よりも増加してしまう。以上より、無負荷においても循環電流に交流成分を重畳することによりセル内コンデンサ電圧のバランスを維持できることを確認した。

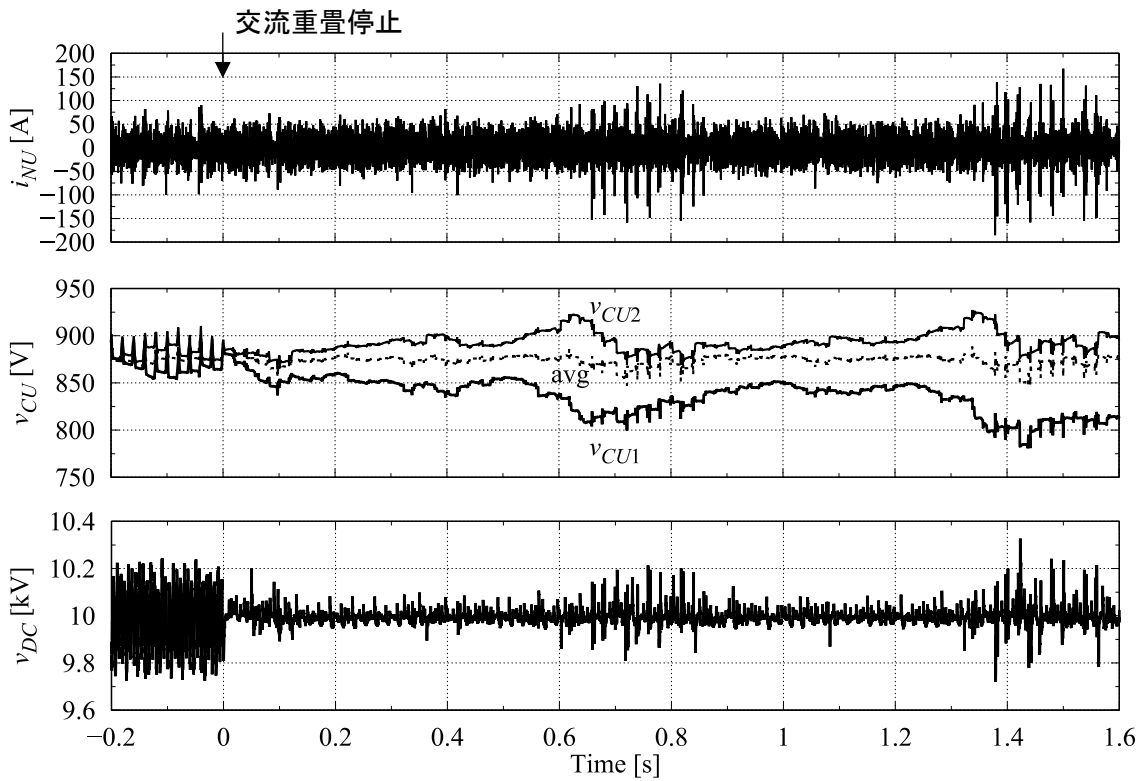


図 3-17 無負荷において循環電流への交流重畳を停止したときの過渡波形

### 3.6.4. スナバコンデンサの評価

期間(c)において電流が高耐圧 IGBT を通過中にターン OFF した例を用いて、スナバコンデンサのサージ電圧低減効果を評価する。下アームセルモジュール出力電圧は  $v'_U = v_{DC}$  を想定する。期間(c)は位相  $\omega t = \pi/3$  で現れるため、遮断電流は  $i_{pU} = 61.86 \text{ A}$  である。サージ電圧は(3.22)式より  $3127 \text{ V}$  であり、絶対定格  $13 \text{ kV}$  に対して十分余裕がある。サージ電圧を  $13 \text{ kV}$  まで許容すると、 $257.2 \text{ A}$  を遮断することができ、これは定格ピーク電流の  $207.9\%$  に相当する。仮にセル 2 台が短絡故障し  $v'_U = 8750 \text{ V}$  に制限された場合においても、定格ピーク電流の  $187.8\%$  を遮断できる。一方、スナバコンデンサなしで遮断する場合、出力容量  $0.01 \mu\text{F}$  の高耐圧 IGBT 2 直列を例に  $61.86 \text{ A}$  遮断時のサージ電圧を計算すると  $23.0 \text{ kV}$  に達し、絶対定格を大幅に超過する。

期間(c)においてはスナバコンデンサを短絡してしまう危険性がある。3.5.1. 節で示した通りターン ON はスナバコンデンサの放電確認後となるが、セル内コンデンサ電圧の低下により放電不可能に陥る事態も想定される。ただし、通常運転ならば  $v'_U$  は連続であるため、短絡電圧は小さい。セル 1 台相当  $875 \text{ V}$  を短絡した場合の損失は  $0.103 \text{ J}$  であり、連続しても  $5.15 \text{ W}$  と小さい。期間(c)において、FRT 要件で運転継続が求められている  $41^\circ$  の位相跳躍が発生し  $6123.5 \text{ V}$  を短絡した場合の損失は  $5.06 \text{ J}$  であり、これも頻発しなければ問題にならない。しかし、短絡電流による高耐圧 IGBT 破損の恐れは今後検討すべき課題であり、低いゲート電圧での駆動による短絡電流の制限を検討中である。

### 3.6.5. 他の構成との比較

セル内コンデンサ容量と直流コンデンサ容量について、他の構成と比較する。合わせて循環電流の制御に用いるバッファリアクトル  $L_B$  も比較する。指標には、セル内コンデンサは静電容量時定数  $H$ 、直流コンデンサも同様に  $H_{DC}$ 、リアクトルはパーセントインピーダンスと台数を使用した。

表 3-2 に比較結果を示す。文献(2)(6)は DSCC のバランス制御原理のシミュレーション検証結果を引用したが、これらに比べて十分小さなセル内コンデンサ容量での安定動作を確認することができた。NPC 型<sup>(10)(11)</sup>は、セル内コンデンサ容量はほぼ同等であるが、直流コンデンサ容量は二相変調型よりも小さい。特に二相変調型では(3.20)式に示すように無効電力出力時には 3 倍の容量を必要とする。そのため直流コンデンサのリプル電圧低減が今後の課題となる。AAC<sup>(9)</sup>は半分のセル内コンデンサ容量を実現している。ただしスイッチング周波数の記述がなく、ブリッジセルを用いているため等価キャリア周波数が 2 倍になり制御性能が高く大きな電圧変動も許容しやすいという差異がある。二相変調型 MMCC は循環電流の流れる期間が限定されるため、他の構成よりも大容量のセル内コンデンサが必要である。しかし、直流電圧を適切に設計することで、他の構成と同等の容量を実現できる。

バッファリアクトル  $L_B$  についても、他の構成に比べて小さい。ZC (Zero-sequence Cancelling) 型 MCCC<sup>(14)</sup>では用途上必要となるトランスの漏れインピーダンスを活用し  $L_B$  を省略、FC

(Flying Capacitor) 型 MMCC<sup>(15)</sup>では磁気結合を採用し  $L_B$  を小型化した例である。これらの構成と比較しても二相変調型 MMCC には小さい  $L_B$  が要求される。これは高耐圧 IGBT のサージ電圧を低減するため、また電流急変がスナバコンデンサ放電動作に必要となるためである。二相変調型 MMCC では、 $L_B$  を増加させることによる循環電流の制御安定性向上やリップル低減ができない。適用できる手段はセル台数増加とスイッチング周波数増加に限られる。しかし、270.83 Hz という低いスイッチング周波数にて安定動作を確認した。小さな  $L_B$  が必要という点は、部品の電流責務超過など別の問題が起こらない限り、コストや重量の面においてメリットになり得る。

二相変調型 MMCC の先行研究と比較すると、文献(12)ではセル内コンデンサ容量は小さく直流コンデンサも不要である反面、大きなリアクトルを必要とする。文献(13)も同様である。(3.22)式より上アーム高耐圧スイッチング素子のサージ電圧は  $L_B$  の平方根に比例するため、仮に同等のスナバコンデンサを用いても直流から交流への電力変換では本論文の 10 倍を超えるサージ電圧が発生する。本論文では、力率 1 運転であればセル内コンデンサよりも静電容量時定数の小さい直流コンデンサを適用しても、安定動作できることを確認した。

表 3-2 他の MMCC との受動部品の比較結果

引用文献	$H$	$H_{DC}$	$L_B$
(2) DSCC	115 ms	記載なし(不要)	3.1 % × 6
(6) DSCC	52 ms	記載なし(不要)	30 % × 3
(10) NPC	18 ms	4.2 ms	記載なし
(11) NPC	30 ms	2.5 ms	0.8 % × 6
(9) AAC	11.8 ms	8.4 ms	1.3 % × 6
(14) ZC	41 ms	記載なし(不要)	5 % (トランス)
(15) FC	140 ms	20 ms (FC)	1.3 % × 6
(12)二相変調	12 ms	記載なし(不要)	113 % × 1
(13)二相変調	54 ms	記載なし(不要)	74 % × 3
本論文	20.7 ms	5.4 ms	0.5 % × 3

### 3.7. 実験結果

#### 3.7.1. 実験条件

二相変調型 MMCC の基本動作および有効電力の入出力動作を確認するため、415 V, 15 kVA の変換器による実験検証を行った。条件を図 3-18、表 3-3 に示す。直流リンク部には直流電源として明電舎製コンバータ CV240S-018H を接続し、直流電圧一定制御を適用した。IGBT には、上アームと下アーム側セルモジュール両方に 1200 V 耐圧品を使用した。下アームはセル 4 台で構成した。等価キャリア周波数 3075 Hz は実験ソフトの準備の都合上、系統周波数ではなくその 2 周期に同期する。実験においても各セルの電力責務の均等にできるようにセル台数 4 の倍数でない値を選定した。セル内コンデンサ  $C$  は、(3.14)式より力率 1・定格運転において期間(a)の電圧変動が  $\pm 2.6$  V となる値を選定した。上アームは IGBT を 1 台のみ接続し、スナバコンデンサ  $C_p$  は容量  $0.33 \mu\text{F}$  を、バッファリアクトル  $L_B$  は  $0.38 \text{ mH}$  を選択した。このとき、期間(b)の約 1/10 である  $690 \mu\text{s}$  で定格ピークの循環電流の向きを変更できる。期間(c)で  $14.76 \text{ A}$  を遮断した際のサージ電圧の設計値は  $500.8 \text{ V}$  である。 $C_p$  と  $L_B$  間の共振周波数は等価キャリア周波数の 4.62 倍である。

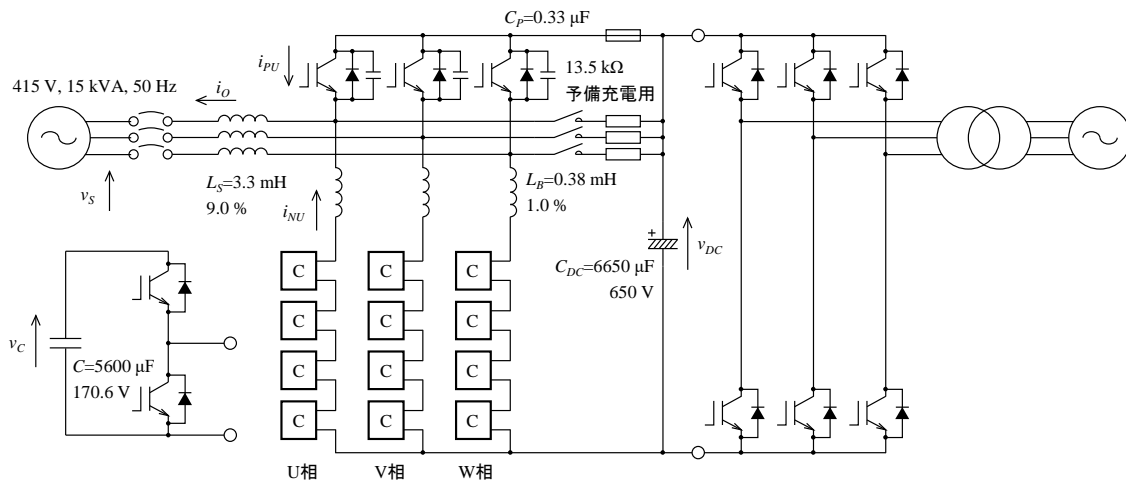


図 3-18 実験回路

表 3-3 実験条件

定格電流	20.87 A
定格直流電圧 ( $v_{DC}$ )	650 V
直流コンデンサ静電容量時定数 ( $H_{DC}$ )	93.7 ms
交直電圧比 ( $V/v_{DC}$ )	0.638
セル内コンデンサ定格電圧 ( $V_C$ )	$1.05 \times v_{DC}/4$
セル内コンデンサ静電容量時定数 ( $H$ )	65.2 ms
キャリア周波数	768.75 Hz
等価キャリア周波数	3075 Hz
$L_B, C_P$ 共振周波数	14.21 kHz

### 3.7.2. 定常波形

図 3-19 に定格有効電力を交流側に出力したときの定常動作波形を、図 3-20 に有効電力を交流側から入力したときの波形を示す。上アーム電流  $i_{PU}$ 、下アーム電流  $i_{NU}$  には、シミュレーションと同様にスイッチングリップルや共振電流が重畳している。これらのリップルが出力電流  $i_o$  にほとんど影響しないことも同様であり、THD は出力時・入力時ともに 4.6 % であった。実験においても期間(c)にて  $i_{PU}$  がマイナスとなる。また  $i_{NU}$  が期間(b)の 6.67 ms 間において 2 度の電流急変を実現している。以上から、スナバコンデンサの放電および  $i_{NU}$  の電流制御が正常に行われていることを確認できる。図 3-19、図 3-20 の最下段に U 相セル内コンデンサ電圧と 1/4 倍した直流電圧である  $v_{DC}/4$  を示す。セル内コンデンサ電圧は特に図 3-19 において指令値 170.6 V よりも低く偏差が大きいが、これは図 3-11 のセル内コンデンサ電圧平均値制御において積分アンプを用いずゲインが有限であることが原因である。振動のピークピーク値は図 3-19 において 5.0 V と設計に近い値だが、図 3-20 では 7.0 V と設計値を超過した。この原因は期間(c)前半において  $i_{NU}$  にマイナス側の過剰電流が流れ、セル内コンデンサ電圧が増加したためである。制御調整の余地が残されているが、期間(c)後半では  $i_{PU}$  がマイナスとなり逆並列ダイオードが導通できている。また、期間(c)、(c)直後において  $v_{DC}/4$  よりも高く維持されているためスナバコンデンサ放電および遮断電流低減が可能である。個別のセル内コンデンサ電圧は、図 3-19 では U 相の最大値・最小値が平均値にほぼ重なり、図 3-20 においても偏差は残るものの長時間運転を続けても偏差が一定となり、実験においてもセル内個別コンデンサ電圧制御の有効性を確認した。

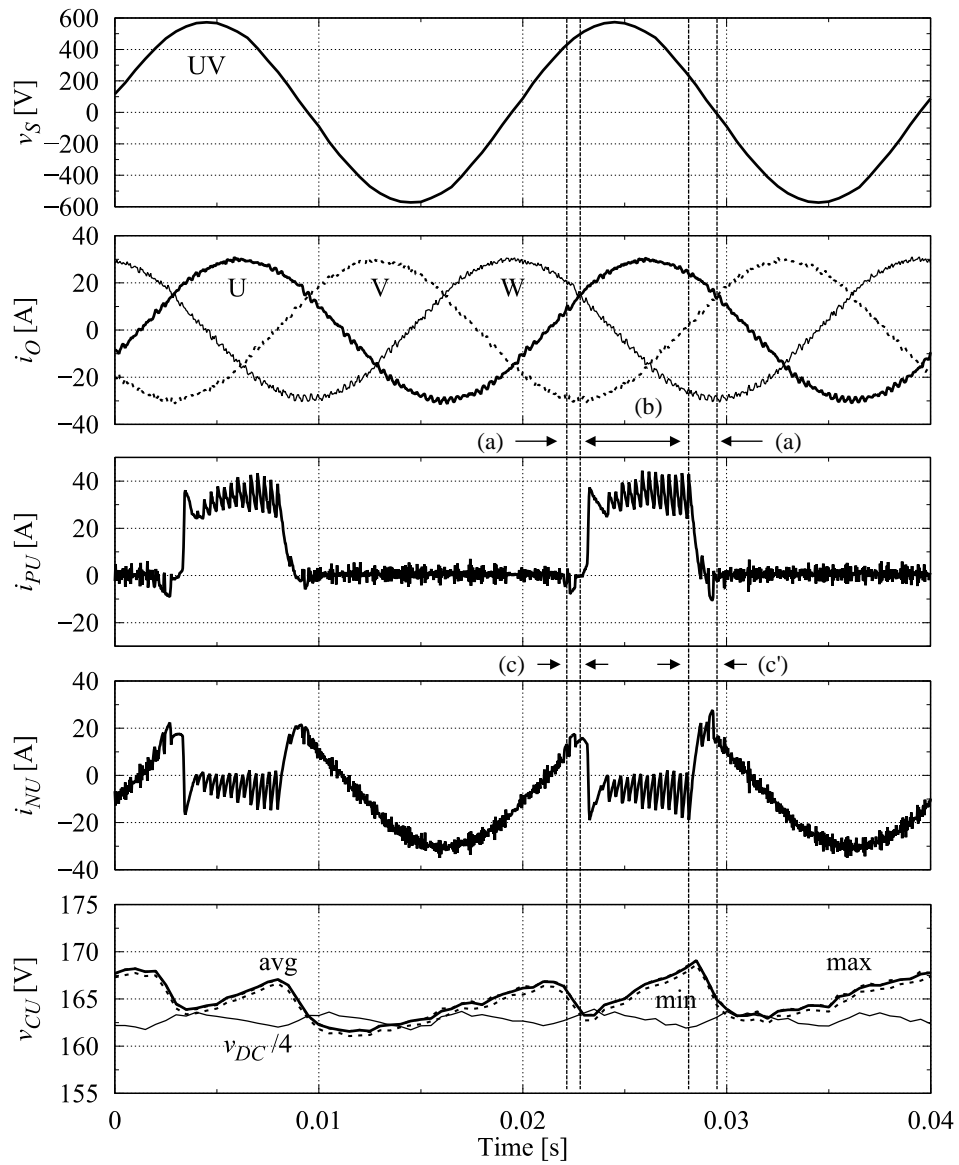


図 3-19 実験結果 (定格有効電力出力)

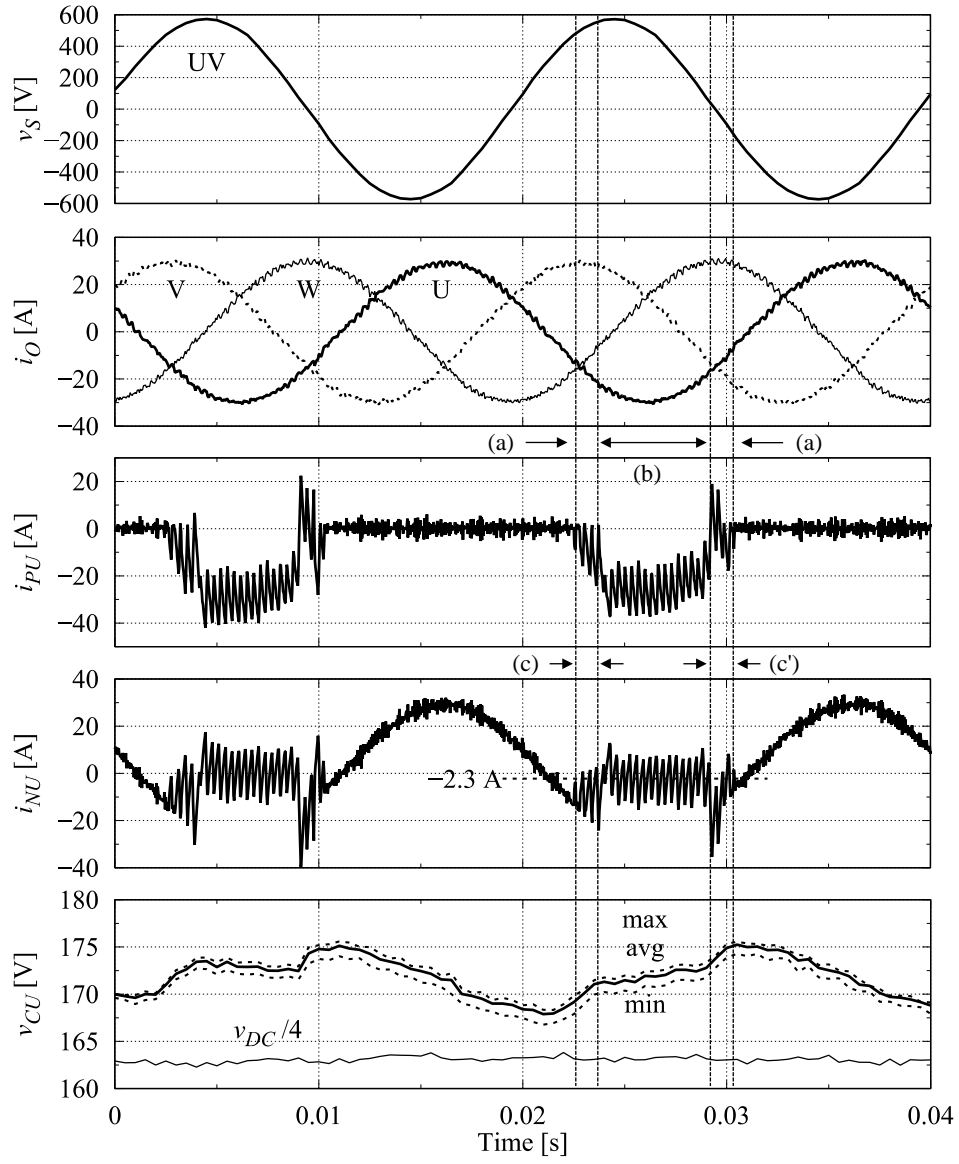


図 3-20 実験結果 (定格有効電力入力)

### 3.7.3. 過渡応答

図 3-21 に交流側基本波 6 周期の時間をかけて定格有効電力の変換方向を交流側出力から入力に切り替えたときの波形を示す。過渡状態においても出力電流  $i_o$  のひずみは小さい。直流負荷として用意したインバータの応答速度が遅いため  $v_{DC}$  が増加しているが、セル内コンデンサ電圧は  $v_{DC}$  に追従し、セル内コンデンサ電圧平均値制御の有効性を確認した。最大値・最小値ともに平均値にほぼ等しく安定である。

期間(b)における  $i_{NU}$  はセル内コンデンサ電圧制御に必要な循環電流である。図 3-20 の  $i_{NU}$  平均値は  $-2.3 \text{ A}$  であるのに対し、図 3-21 の時刻  $0.07 \text{ s}$  付近では  $-8.3 \text{ A}$  まで絶対値が増加した。これは  $v_{DC}$  が増加したためである。(3.8)式より  $415 \text{ V}$  系統において  $v_{DC} = 615 \text{ V}$  の時に循環電流が零となる。しかし、図 3-20 では  $v_{DC} = 653 \text{ V}$ 、図 3-21 の時刻  $0.07 \text{ s}$  では  $v_{DC} = 752 \text{ V}$  まで増加し、必要な循環電流も増加した。以上は 3.4.1. 節の検証結果と同じ傾向であり、セル内コンデンサ電圧制御に必要な循環電流は直流電圧に依存すること、適切に直流電圧を設計すれば循環電流を低減でき効率向上の可能性を示した。

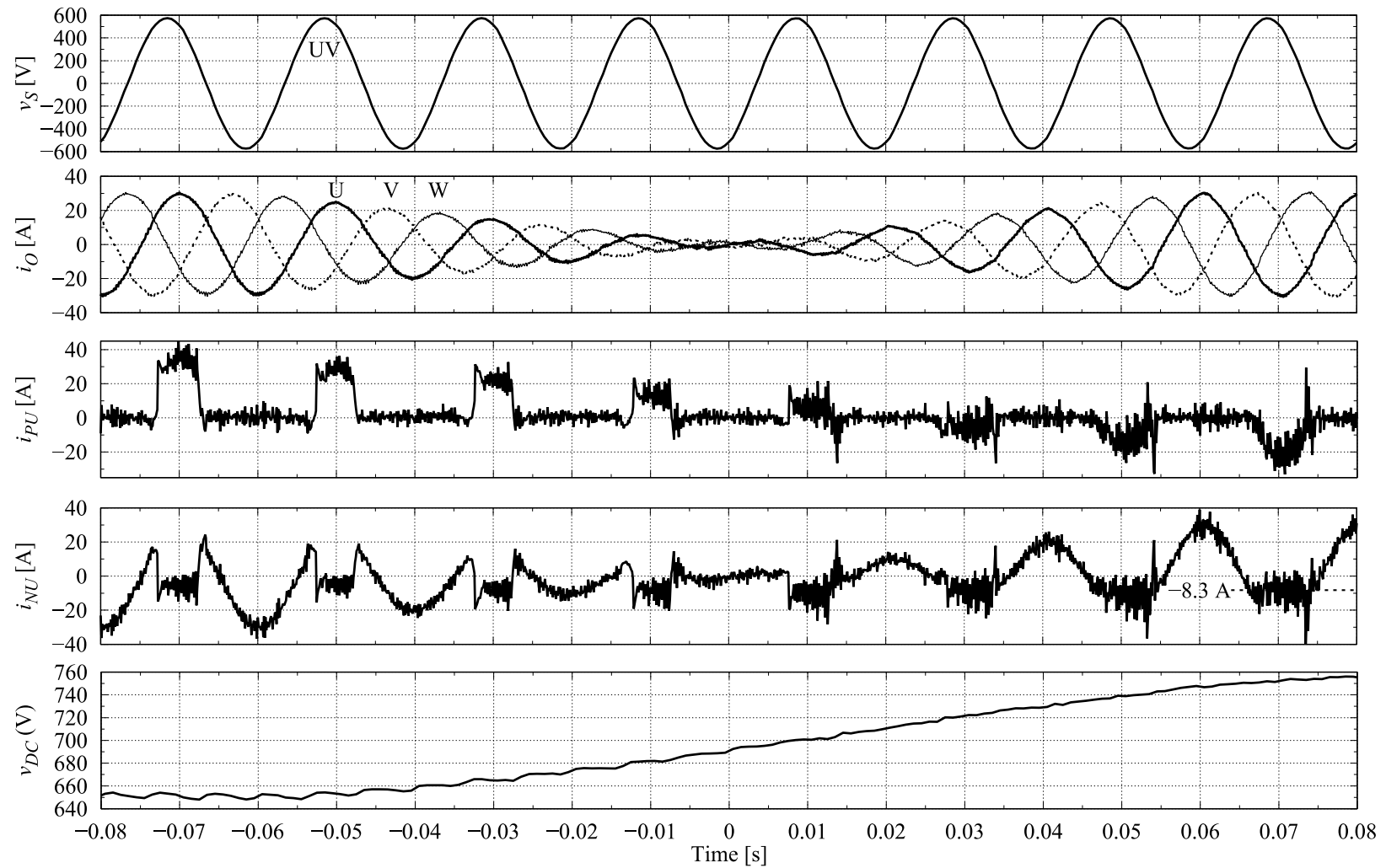


図 3-21 過渡応答実験結果 (定格有効電力出力→入力)

### 3.8. 結論

本章では部品点数と電流の通過する素子数の低減に適した構成として二相変調型 MMCC を取り上げ、有効電力の双方向変換に対応した回路構成と制御法を検討した。二相変調型 MMCC には直流から交流への電力変換、大容量のコンデンサがセル内および直流リンク部に必要という 2 つの問題点があった。これら問題点に対し、以下の対策を示した。

- 高耐圧 IGBT にスナバコンデンサを接続することで直流から交流への電力変換に対応できるが、新たにサージ電圧、スナバコンデンサ短絡の問題を生じる。
  - スナバコンデンサ短絡は、高耐圧スイッチング素子ターン ON 直前にセルモジュールから交流出力電流よりも大きな電流を出力する放電制御により防ぐことができる。
  - バッファリアクトル削減は、放電制御に必要である。
  - バッファリアクトル削減は、サージ電圧低減にも有効である。
  - 放電失敗時のスナバコンデンサ短絡による損失は、系統電圧の位相跳躍が頻発しない限り非常に小さい。
- セル内コンデンサ容量は、系統電圧に対して変換器の直流電圧を適切に設計することで、他の構成と同等の容量に削減できる。
- 直流コンデンサ容量も許容電圧変動から設計でき、力率 1 運転ならば容量を小さくできる。
- 無負荷においても、循環電流に系統周波数の 3 倍の交流を重畳することにより個別セル内コンデンサのバランスを維持できる。

また、6.6 kV 系統への連系を想定したシミュレーションおよび 400 V ミニモデルでの実験により上記対策の有効性を実証した。二相変調型 MMCC の実用性を高めるための課題としては、低力率運転時の直流コンデンサ容量の削減、スナバコンデンサ放電失敗時の短絡電流抑制がある。

## 参考文献

- (1) A. Lesnicar and R. Marquardt: “An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range,” 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings, 2003, pp. 23-26.
- (2) 萩原 誠・赤木泰文:「モジュラー・マルチレベル変換器 (MMC) の PWM 制御法と動作検証」, 電学論 D, 128 巻 7 号, pp.957-965 (2008)
- (3) Jiantao Liu, Jianguo Yao, Shengchun Yangm, and Ke Wang: “Loss analysis of two kinds of flexible HVDC converters,” Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International, vol.3, no, pp.1669, 1674, 2-5 June 2012
- (4) Jones, P.S. and Davidson, C.C., “Calculation of power losses for MMC-based VSC HVDC stations,” Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on, vol., no., pp.1, 10, 2-6 Sept. 2013
- (5) 赤木泰文・萩原 誠:「モジュラー・マルチレベル・カスケード変換器(MMCC)の分類と名称」, 平成 22 年電気学会全国大会, No.4-043, pp.71-72 (2010)
- (6) 藤田英明・萩原 誠・赤木泰文:「MMCC-DSCC 方式モジュラーマルチレベルコンバータのパワーフロー解析と直流コンデンサ電圧の制御」, 電学論 D, 132 巻 6 号, pp.659-665 (2012)
- (7) S. Sato et al. “The Construction of New Hokkaido-Honshu HVDC Link Project“, CIGRE Paris, 2018, B4-132
- (8) T. Westerweller, K. Friedrich, U. Armonies, A. Orini, D. Parquet, and S. When, “Trans bay cable - world’s first HVDC system using multilevel voltage-sourced converter”, Cigre session, no. B4-101 (2010-8)
- (9) Michaël M. C. Merlin, Paul D. Mitcheson, David R. Trainer, Roger Critchley, Will Crookes, and Fainan Hassan: “The Alternate Arm Converter: A NewHybrid Multilevel Converter With DC-Fault Blocking Capability” , IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 29, No. 1, February 2014
- (10) 長谷川隆太・鈴木大地:「中性点クランプ形モジュラー・マルチレベル・コンバータ」, 電気学会産業応用部門大会, 1-29, pp. I-155 - I-160 (2014)
- (11) 新井卓郎・関口 慧・餅川 宏:「中低電圧向け系統連系変換器を想定した中性点クランプ形 MMC の効率検証」, 平成 30 年電気学会全国大会, No.4-038, pp.61 (2018)
- (12) D. Woldegiorgis, J. Outram, E. Amankwah, D Trainer, and J. Clare, “The star-switched MMC (SSMMC) - A hybrid VSC for HVDC applications,” in 8th IET International Conference on Power Electronics Machines and Drives 2016 (PEMD 2016), pp. 19-22, April 2016.
- (13) D. Soto, F. Neira, R. Peña, R Blasco-Gimenez, and J. Riedemann, “Control strategy for an AC/DC asymmetric alternate arm converter,” in 2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe), pp. 1-8, Sept. 2018.

- (14) 渡邊健太・一瀬雅哉・鳴島じゅん・菊井隆彦・井上重徳・加藤修治：「零相キャンセル形モジュラーマルチレベル変換器における直流偏磁抑制技術の開発」, 電学論 D, 139 巻 3 号, pp.284-295 (2019)
- (15) Duc Dung Le and Dong-Choon Lee, “Integration of Coupled Inductors for Compact Design of Flying-Capacitor Modular Multilevel Converters,” in Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2019, pp. 5922–5927.
- (16) K. Taniguchi, Y. Ogino, and H. Irie: “PWM technique for power MOS-FET inverter,” IEEE Trans. Power Electron., July 1988, pp. 328-334.
- (17) 入江寿一, 谷口勝則：「転流回数の少ない三相正弦波 PWM インバータ」, 電学論 B, Vol.105, No.10, pp.880-886 (1985)
- (18) 吉井 剣・井上重徳・赤木泰文：「6.6kV トランスレス・カスケード PWM STATCOM」, 電学論 D, Vol.127, No.8, pp.781-788 (2007)

## 第 4 章 入出力を直列接続した DAB 方式 DC/DC 変換器

前章まででは高電圧の交流 - 直流変換手段について述べた。第 4 章では変換により得られた直流電力を絶縁し別の直流系統と相互に電力融通を行う手段を論じる。絶縁および相互の電力融通に適した構成としては Dual Active Bridge (DAB) 方式の DC/DC コンバータが存在する。これを高電圧に対応させるため 1 次側・2 次側両方の直列接続を行い、必要な電圧バランス制御を検討し、その効果を実証する。

### 4.1. Dual Active Bridge コンバータ

図 4-1 に DAB 方式<sup>(1)</sup>の DC/DC コンバータの回路図を示す。DAB コンバータは 2 台のフルブリッジインバータおよび高周波トランスにより構成され、直流電力をいったん高周波の交流電力に変換し絶縁を行う。トランスは鉄心の磁気飽和を防ぐため鉄心の断面積に余裕を持たせて設計するが、磁束密度は印加電圧の周波数に反比例するため、周波数が高いほど鉄心の断面積を小さくでき、トランスを小型にできる。

図 4-2 に DAB コンバータの等価回路を示す。高周波トランスはインダクタンス  $L$  で表し、励磁インダクタンスは無視している。インバータ 2 台は交流電圧源  $\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2$  で置換した。この 2 つの電源間を流れる電力を求める。 $\mathbf{V}_2$  の位相を基準に取り、 $\mathbf{V}_1$  と  $\mathbf{V}_2$  の位相差を  $\theta$  と置く。 $\theta > 0$  ならば  $\mathbf{V}_1$  は  $\mathbf{V}_2$  に対して進み、 $q$  軸 (虚軸) を  $d$  軸 (実軸) に対して進みと定義する。 $\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2$  は次式で表される。

$$\begin{cases} \mathbf{V}_1 = V_{1d} + jV_{1q} = |\mathbf{V}_1| \cos \theta + j|\mathbf{V}_1| \sin \theta \\ \mathbf{V}_2 = V_{2d} \end{cases} \quad (4.1)$$

インダクタンス  $L$  の印加電圧  $\mathbf{V}_L$ 、通過電流  $\mathbf{I}_L$  は(4.2)式となる。

$$\begin{cases} \mathbf{V}_L = V_{1d} - V_{2d} + jV_{1q} \\ \mathbf{I}_L = \frac{\mathbf{V}_L}{j\omega L} = \frac{V_{1q}}{\omega L} - j \frac{V_{1d} - V_{2d}}{\omega L} \end{cases} \quad (4.2)$$

$\mathbf{V}_2$  が受け取る電力  $P_2$  は(4.3)式で計算できる。

$$P_2 = \Re(\mathbf{V}_2 \bar{\mathbf{I}}_L) = \frac{V_{1q} V_{2d}}{\omega L} = \frac{|\mathbf{V}_1| |\mathbf{V}_2|}{\omega L} \sin \theta \quad (4.3)$$

この式より、 $\theta$  を調整することで  $P_2$  を自由に変更できること、たとえ  $|\mathbf{V}_1| < |\mathbf{V}_2|$  であっても  $\theta > 0$  ならば  $\mathbf{V}_1$  から  $\mathbf{V}_2$  へ電力を融通できることがわかる。そのため、DAB コンバータは電圧に依存しない能動的な電力融通手段として最適である。

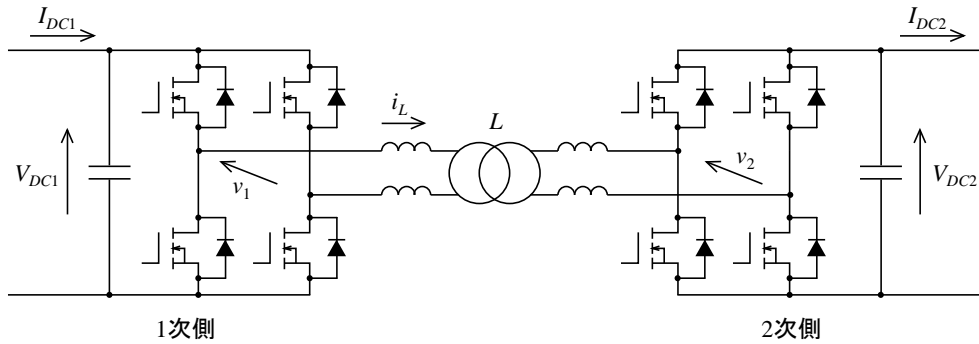


図 4-1 DAB コンバータの回路

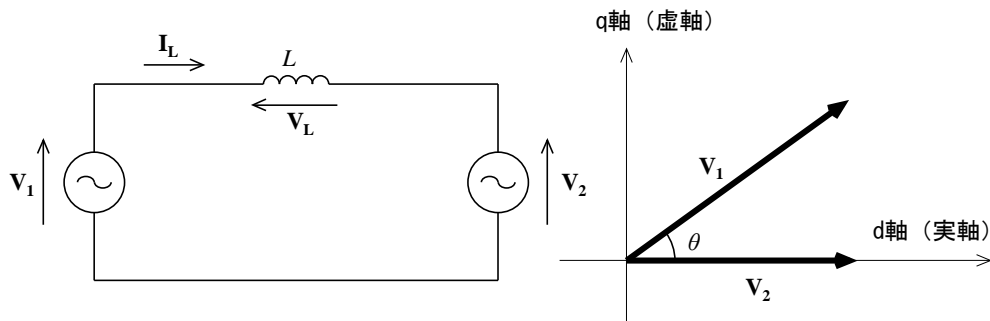


図 4-2 DAB コンバータの等価回路

## 4.2. DAB コンバータの制御法

DAB コンバータではスイッチング素子にスナバコンデンサを並列に接続し、ソフトスイッチングを適用できることが知られている。しかし、本論文ではスナバコンデンサを使用しない。この理由は、1次・2次のうち直流電圧の低電圧側から高電圧側に電力を融通する際に、位相差に対して電圧差が大きな条件ではソフトスイッチングが成立せずスナバコンデンサの短絡が生じ、損失が大幅に増加するためである。また、交流電流が小さい場合においてもソフトスイッチングが不完全となりスナバコンデンサの短絡が起こる<sup>(1)</sup>。本論文ではスナバコンデンサを使用しないことで短絡を回避し、電圧変動の大きな条件での電力融通に対応することを目的とする。そのためソフトスイッチングの効果は低下するが、最近普及が進む SiC-MOSFET といった高速スイッチング素子を適用することで、スイッチング損失の増加を抑える。

## 4.2.1. パルス幅調整による交流電流の最小化

高速スイッチング素子の適用だけでは損失抑制効果が不十分となる恐れがある。そこでパルス幅を調整することにより 1 次・2 次両側の直流電圧が異なる場合において交流電流の基本波成分を最小化<sup>(2)</sup>し、導通損失と銅損を抑制することを検討した。電流振幅は(4.2)式より

$$|\mathbf{I}_L|^2 = \frac{V_{1q}^2 + (V_{1d} - V_{2d})^2}{\omega^2 L^2} \quad (4.4)$$

であるため、これを最小にするには  $V_{1d}=V_{2d}$  を満たせばよい。このとき  $\mathbf{I}_L$  の虚部は零となり  $\mathbf{V}_2$  と同じ位相になる。また、 $|\mathbf{V}_1|>|\mathbf{V}_2|$  が必要となる。すなわち、交流側電流を最小にするには振幅の小さな交流電圧源を力率 1 で動かせばよい。

図 4-3 に DAB コンバータの交流側電圧・電流波形を示す。以上の検討を矩形波に対して適用し、交流側電流の基本波成分を最小にするためのパルス幅  $W_1, W_2$  の決定方法を説明する。1 次側直流電圧を  $V_{DC1}$ 、2 次側直流電圧を  $V_{DC2}$  と置き、先の検討に合わせ  $V_{DC1}>V_{DC2}$  とする。2 次側の位相を基準にとり、交流電圧  $v_2$  を次式により表す。

$$v_2 = \begin{cases} V_{DC2} & \{-\pi W_2/2 < \omega t < \pi W_2/2\} \\ -V_{DC2} & \{-\pi < \omega t < -\pi(1-W_2)/2, \pi(1-W_2)/2 < \omega t < \pi\} \\ 0 & \end{cases} \quad (4.5)$$

ただし、 $0 < W_2 \leq 1$  である。 $v_2$  をフーリエ級数展開すると係数  $a_n$  は、

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{\omega V_{DC2}}{\pi} \left( -\int_{-\frac{\pi}{\omega}}^{-\frac{\pi(2-W_2)}{2\omega}} \cos n\omega t \, dt + \int_{-\frac{\pi W_2}{2\omega}}^{\frac{\pi W_2}{2\omega}} \cos n\omega t \, dt - \int_{\frac{\pi(2-W_2)}{2\omega}}^{\frac{\pi}{\omega}} \cos n\omega t \, dt \right) \\ &= -\frac{2V_{DC2}}{n\pi} \left\{ (\cos n\pi - 1) \sin \frac{n\pi W_2}{2} - \left( \cos \frac{n\pi W_2}{2} - 1 \right) \sin n\pi \right\} \\ &= \frac{2\{1 - (-1)^n\} V_{DC2}}{n\pi} \sin \frac{n\pi W_2}{2} \quad (n > 0), 0 \quad (n = 0) \end{aligned} \quad (4.6)$$

$b_n$  は零である。よって、 $v_2$  の基本波成分の実効値  $V_{2rms}$  は、

$$V_{2rms} = \frac{2\sqrt{2}V_{DC2}}{\pi} \sin \frac{\pi W_2}{2} \quad (4.7)$$

1 次側についても基本波成分の実効値  $V_{1rms}$  とパルス幅  $W_1$  は同じ関係が成り立つ。

$$V_{1rms} = \frac{2\sqrt{2}V_{DC1}}{\pi} \sin \frac{\pi W_1}{2} \quad (4.8)$$

融通電力は、(4.7)式、(4.8)式を(4.3)式に代入して、

$$P_2 = \frac{|\mathbf{V}_1||\mathbf{V}_2|}{\omega L} \sin \theta = \frac{V_{1rms}V_{2rms}}{\omega L} \sin \theta = \frac{8V_{DC1}V_{DC2}}{\pi^2 \omega L} \sin \frac{\pi W_1}{2} \sin \frac{\pi W_2}{2} \sin \theta \quad (4.9)$$

となる。導出した(4.9)式は、先行研究<sup>(1)</sup>で使用されている(4.10)式とは異なる。

$$P = \frac{V_{DC1}V_{DC2}}{\omega L} \theta \left(1 - \frac{|\theta|}{\pi}\right) \quad (4.10)$$

(4.10)式はパルス幅が 1 の場合のみ成立するが、 $W_1=W_2=1$  としても(4.9)式に一致しない。これは、(4.9)式では高調波を無視しているためである。パルス幅が十分 1 に近ければ、電圧に含まれる  $n$  次高調波の振幅は  $1/n$  と見なせる。そして電源間はインダクタンスで接続されているため、電流の  $n$  次高調波振幅は  $1/n^2$  となる。例えば 3 次高調波による電力への影響は、 $1>W_1, W_2>2/3$  である限り基本波の  $1/27 \cong 3.7\%$  以下となり十分小さい。ただし、実際には 5 次以降の高調波による影響も含まれる。図 4-4 に  $W_1=W_2=1$  における  $P$  と  $P_2$  との比較結果を示す。横軸は  $\theta$ 、縦軸の電力は  $V_{DC1}V_{DC2}/\omega L$  で正規化している。差は 0.0334 以内に収まり、仮に  $\theta=\pi/3$  で定格電力を融通する設計の場合、最大誤差は定格の 4.8% である。

交流電流の基本波成分を最小化するために必要なパルス幅の計算方法を説明する。 $V_{DC1}>V_{DC2}$  を仮定し  $W_2$  はあらかじめ決められていることを想定する。 $W_1$  が満たすべき条件は(4.4)式より  $V_{1d}=V_{2d}$  であるので、

$$\sin \frac{\pi W_1}{2} = \frac{V_{DC2}}{V_{DC1}} \frac{\sin(\pi W_2/2)}{\cos \theta} \quad (4.11)$$

$\theta$  は(4.11)式を(4.9)式に代入することで(4.12)式を得られる。

$$\theta = \text{atan} \frac{P_2 \pi^2 \omega L}{8V_{DC2}^2 \sin^2(\pi W_{lim}/2)} \quad (4.12)$$

ただし(4.11)式の右辺が 1 を超えた場合は、 $V_{DC1}$  が小さすぎ  $W_1=1$  としても 2 次側を力率 1 で運転できないことを示している。このときは、 $W_1=1$  として  $\theta$  を求め直す必要がある。(4.9)式を満たせば電力  $P_2$  を融通できるので、(4.9)式を用いて位相差  $\theta_b$  を求め直すと

$$\theta_b = \text{asin} \frac{\omega L P_2}{V_{11rms} V_{21rms}} = \text{asin} \frac{\pi^2 \omega L P_2}{8V_{DC1} V_{DC2} \sin(\pi W_1/2) \sin(\pi W_2/2)} \quad (4.13)$$

(4.11)式の右辺が 1 以下ならば、 $\theta_b = \theta$  である。

本論文では、DAB コンバータの制御に以下の手順を用いる。

- ① 1 次側・2 次側の直流電圧を検出する
- ② 電力指令値  $P_2$  とあらかじめ決められた低電圧側のパルス幅  $W_2$  から、指令通りの融通に必要な位相差  $\theta$  を(4.12)式より求める
- ③ (4.11)式を用いて高電圧側のパルス幅  $W_1$  を求める
- ④ 高電圧側のパルス幅が求められない場合、 $W_1=1$  として(4.13)式より位相差  $\theta_b$  を求め直す

以上により求めた  $W_1, \theta_b$  を適用することで、理論上は交流電流を検出せずに  $L$  の基本波成分を最小にでき、高い応答速度で融通電力をほぼ指令値通りにできる。しかし、実際にはトランスの製造誤差による  $L$  のずれや検出誤差が存在する。特に、(4.9)式では高調波による電力融通や損失を考慮していないため、融通電力には必ずずれが生じる。この電力のずれはフィードバック制御の併用により抑制する。

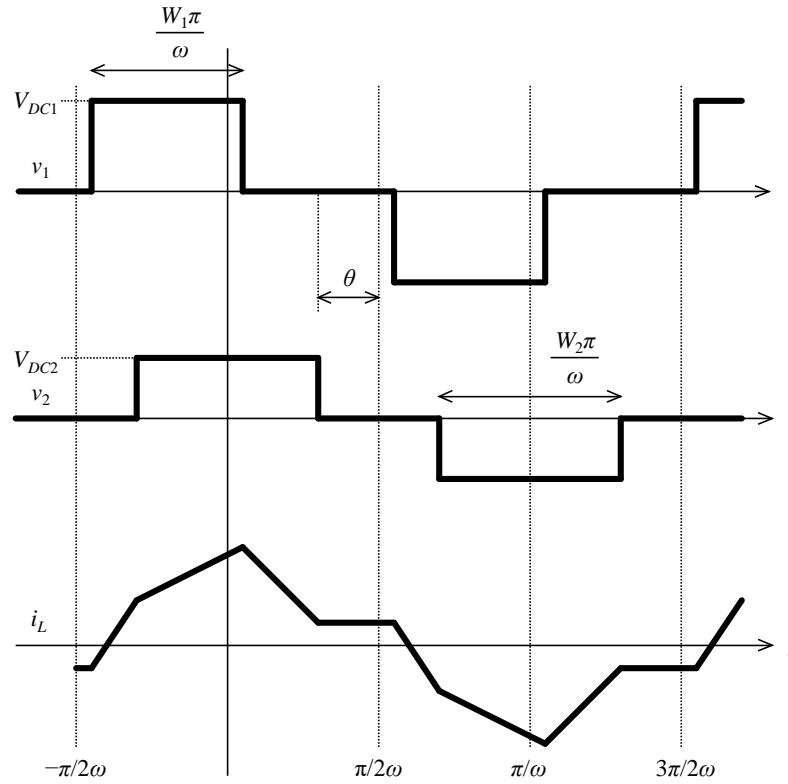


図 4-3 DAB コンバータの交流側電圧・電流波形

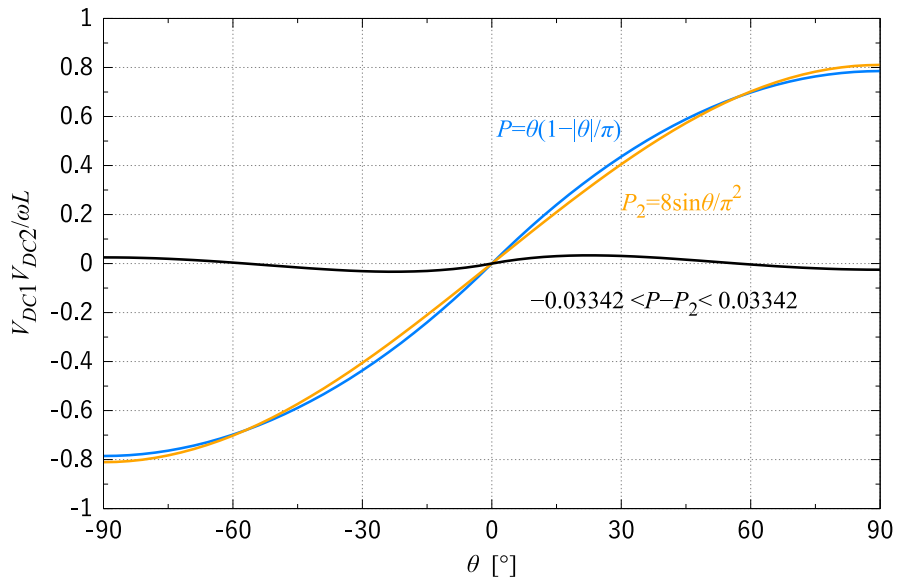
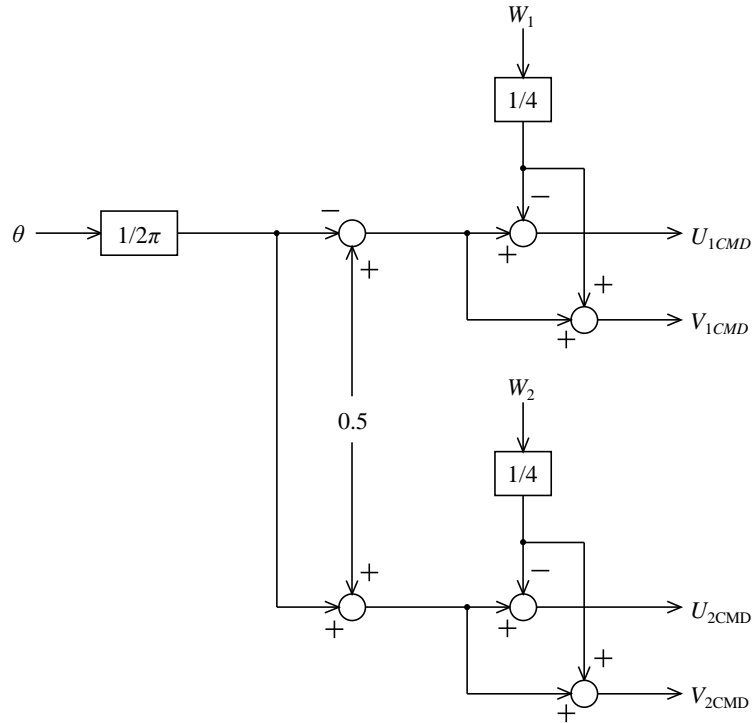


図 4-4 電力導出式において高調波を無視した影響

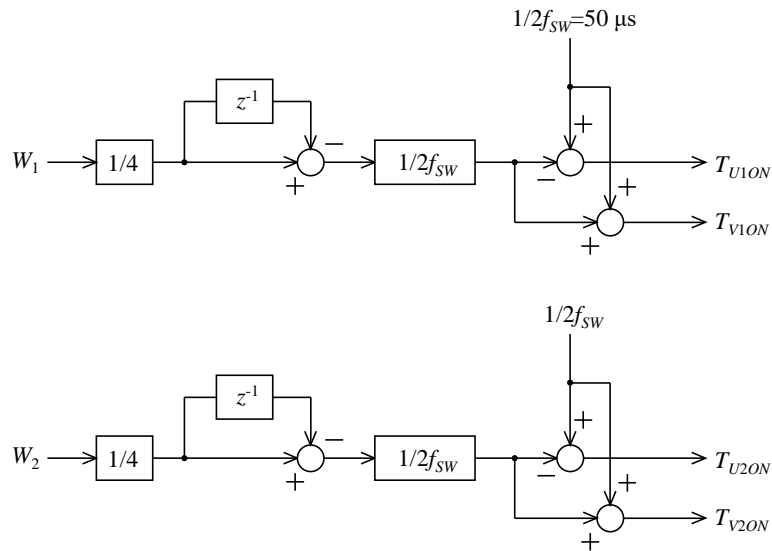
#### 4.2.2. トランス磁気飽和対策

前節により求めた位相差・パルス幅を適用することにより、指令値にほぼ等しい融通電力を数周期で得られ、応答速度を上げることができる。その反面、位相差やパルス幅を急変させると交流側電圧に直流オフセットが一時的に重畳することがある。電圧には一時的であっても、交流側電流には直流オフセットが長時間にわたり重畳され、導通損失や銅損増加の原因となる。さらに交流側電流の直流オフセットが増加すれば、トランスが磁気飽和を起こし電力融通動作に支障を来す上に突入電流によりスイッチング素子が破壊される恐れも生じる。ここでは、その対策として交流側電圧への直流オフセット除去方法を紹介する。

図 4-5 に本論文で適用する DAB コンバータのゲート信号生成ブロック線図を、図 4-6 に生成される  $v_1, v_2$  の例を示す。ここでは例としてスイッチング周波数を 10 kHz としている。与えられた位相差とパルス幅に応じて 4 つのしきい値を設定し、各インバータのレグに割り当てる。しきい値とノコギリ波を比較し、交差したら該当レグの上アームを半周期間 ON する。この方法ならば、位相差が急変しても両インバータの出力電圧に直流オフセットは重畳しない。しかし、これだけではパルス幅が急変すると直流オフセットが重畳してしまう。そこで、パルス幅の変化分により上アームの ON 時間を調整する<sup>(3)</sup>。これにより出力電圧の直流オフセットを除去することができ、融通電力の急変にも対応することができる。



(a) しきい値演算



(b) ON 時間補正

図 4-5 ゲート信号生成ブロック線図

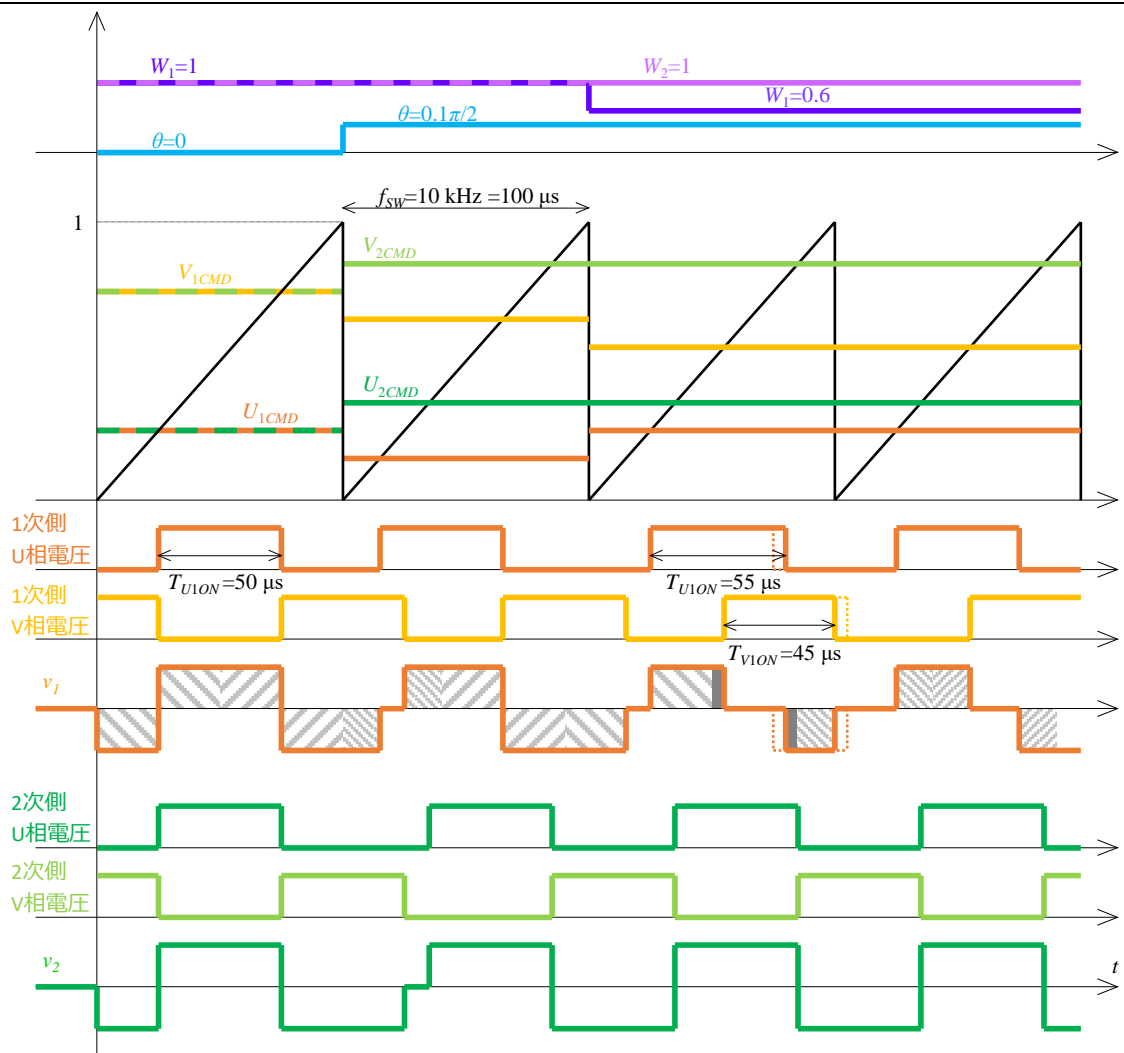


図 4-6 生成される交流側電圧  $v_1, v_2$  波形

### 4.3. 直列 DAB 回路の構成と問題点

図 4-7 に本論文で提案する 1 次側・2 次側両方を直列接続した DAB コンバータの構成を示す。DAB コンバータは 1 次・2 次間が絶縁されているため、自由に直並列に接続することができる。同一構成の DAB コンバータモジュールを複数台直列接続することで、各モジュールは低耐圧の部品を用いつつも必要な耐圧を確保でき、コストおよび拡張性に優れる。モジュールをあらかじめ過剰に接続することで、一部モジュールに故障が生じても該当モジュールを短絡し運転を継続することもできる。しかし、直列接続構成では電圧バランスの維持が課題となる。電圧バランスが崩れれば一部モジュールに絶対定格を超える電圧が印加される危険性が高まる。特に、出力インピーダンスの高いモジュールに電圧責務が集中することが知られている<sup>(4)</sup>。これを防ぐためモジュール台数を増加するとコストとサイズの両面で不利となる。

直列接続した DAB コンバータの先行研究<sup>(5)</sup>では、各モジュールの電圧バランス制御に同じく DAB 方式の補助回路を用いている。補助 DAB 回路自体に求められる電力容量は主モジュールの 0.6% 以下と非常に小さいものでよいとされているが、補助回路も耐圧のための絶縁距離確保が必要となり大型化が懸念される。さらに、ゲート駆動や信号送受信を行う部品・回路も主モジュール同様に必要となる。そのため、補助回路を用いずに電圧バランス維持を実現できればコスト・サイズの両方を削減できる。DAB ではないが直列接続した DC/DC コンバータの先行研究もあり、2 次側の電圧バランスを制御対象としたものとして 1 次側の電圧偏差に応じて 2 次側の電圧バランスに意図的に偏差を生じさせる方式<sup>(6)</sup>、2 次側の電圧バランスにドロー特性を持たせる方式<sup>(7)</sup>がある。また、補助 MOSFET により放電電流を流して電圧を低下させる方式<sup>(8)</sup>も提案されている。しかし、これらの方式は電力の融通方向が 1 次側から 2 次側への一方向に限定されており、DAB 方式とは異なり双方向の電力融通に対応しない。

本章では、図 4-7 に示す直列 DAB コンバータの電圧バランス制御法を示す。まず電圧外乱の影響および電圧バランス制御の方法を説明する。次にモジュール間で授受される信号数の削減のため制御の階層化を検討する。最後に 10 kV 送電システムを想定したモジュール 12 台構成のシミュレーション、およびモジュール 3 台構成ではあるが実験により電圧バランス制御法の有効性を確認する。

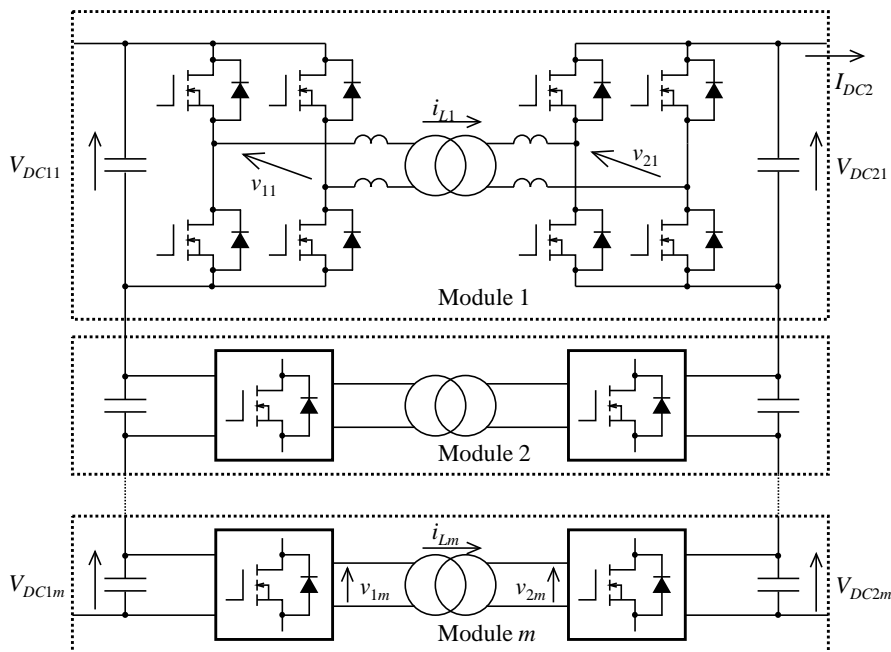


図 4-7 DAB コンバータの 1 次・2 次両側直列接続構成

#### 4.4. 外乱による電圧バランスへの影響

図 4-8 に DAB モジュール 1 台分の 1 次側回路を示す。この図を用いて電圧バランス制御の基本原理を説明する。 $m$  台あるモジュールのうち  $k$  番目 ( $1 \leq k \leq m$ ) モジュールの 1 次側電圧  $V_{DC1k}$  に外乱が生じた場合を考える。外乱は無次元の微小量  $\Delta(t)$  を用いて表し、 $V_{DC1k}$  は外乱により  $V_{DC1k}\{1+\Delta(t)\}$  に変化する。その後の電圧外乱  $\Delta(t)V_{DC1k}$  の時間変化を求める。(4.3)式より DAB において融通電力  $P$  は主に位相差により決定されるため、バランス制御を行わず位相差を操作しない条件下では  $V_{DC1k}$  の変化後も直流電源からの入力電流  $I_{DC1}$ 、DAB が融通する電力  $P=V_{DC1k}I_{DC1}/m$  を一定と仮定できる。このとき、DAB に流れる電流  $I_{DAB1k}$  は、

$$I_{DAB1k} = \frac{P}{V_{DC1k}\{1+\Delta(t)\}} \cong I_{DC1}\{1-\Delta(t)\} \quad (4.14)$$

1 次側直流コンデンサ  $C_{DC1}$  に流れ込む電流  $I_{C1k}$  は、

$$I_{C1k} = I_{DC1} - I_{DAB1k} = \frac{I_{DC1}\Delta(t)}{1+\Delta(t)} \cong I_{DC1}\Delta(t) \quad (4.15)$$

微小量  $\Delta(t)$  は、

$$C_{DC1}V_{DC1k}\Delta(t) = \int I_{C1k}dt \cong I_{DC1} \int \Delta(t)dt \quad (4.16)$$

となり、それぞれ  $\Delta(t)$  が十分零に近い場合は近似することができる。(4.16)式は近似により一般解がある一階線形斉次常微分方程式に変形でき、電圧外乱  $\Delta(t)V_{DC1k}$  は時刻  $t$  の関数として以下の式で表される。ただし、 $C$  は積分定数である。

$$\Delta(t)V_{DC1k} \cong CV_{DC1k}e^{\frac{I_{DC1}}{C_{DC1}V_{DC1k}}t} \quad (4.17)$$

(4.17)式より、入力電流  $I_{DC1}>0$  において  $\Delta(t)V_{DC1k}$  は時間経過により発散し不安定になる。この時  $I_{DC1}$  が大きく  $C_{DC1}$  が小さいほど発散速度が増加する。一方で、 $I_{DC1}<0$  すなわち DAB の出力側においては、 $\Delta(t)V_{DC1k}$  は時間が経過するほど零に収束し安定であることを示している。ただし、 $I_{DC1}$  が零に近づくほど収束にかかる時間は増加する。

図 4-9 に  $\Delta(t)$  の近似式(4.17)と近似を用いず数値計算により微分方程式を解いた結果の比較を示す。ただし、 $I_{DC1}/C_{DC1}V_{DC1k}=1$  で正規化し積分定数を  $C=0.01$  としている。 $\Delta(t)>0.1$  では厳密解の発散速度が近似式に比べて低下するが、増加傾向であることは同じであり不安定であることを示している。 $I_{DC1}<0$  では時刻がマイナス側に進むことと等価であるが、この場合は近似式と厳密解でほぼ一致し収束、安定である。安定性を判断するにあたり、(4.17)式に用いた近似は妥当であると言える。

以上を定性的に説明する。バランス制御を適用しない条件で  $I_{DC1}>0$  において  $k$  番目モジュールの 1 次側電圧  $V_{DC1k}$  が他のモジュールよりも  $\Delta(t)V_{DC1k}$  増加した場合を考える。 $\Delta(t)$  は微小量である。このとき、 $k$  番目モジュールが直流側から受け取る電力は  $\Delta(t)V_{DC1k}I_{DC1}$  増加する。2 次側へ送る電力が一定であると仮定しているため、電力  $\Delta(t)V_{DC1k}I_{DC1}$  は  $C_{DC1}$  に入力され、電圧外乱  $\Delta(t)V_{DC1k}$  が増加する。これにより直流側から受け取る電力はさらに増加

し  $\Delta(t)V_{DC1k}$  は発散する。これを防ぐためには 2 次側へ送る電力も  $\Delta(t)V_{DC1k} I_{DC1}$  増加し  $V_{DC1k}$  を一定に保つバランス制御が必要となる。 $I_{DC1} < 0$  の場合、まず先の結論に基づき 2 次側にバランス制御を適用したことを想定する。これにより 2 次側において直流側から受け取る電力は全モジュールで等しくなり、1 次側が 2 次側から受け取る電力も一定になる。電圧外乱  $\Delta(t)V_{DC1k}$  により  $k$  番目モジュールが直流側へ送り出す電力は  $\Delta(t)V_{DC1k} I_{DC1}$  増加する。2 次側から受け取る電力は一定であるため電力  $\Delta(t)V_{DC1k} I_{DC1}$  は  $C_{DC}$  から出力され  $\Delta(t)V_{DC1k}$  は減少、収束する。そのため 1 次側のバランス制御は不要である。以上より、 $I_{DC1} > 0$  ならば 1 次側でバランス制御を行い  $I_{DC1} < 0$  ならば 2 次側をバランス制御の対象にすれば良いことがわかる。

$|I_{DC1}| \cong 0$  では、外乱による電力の変化  $\Delta(t)V_{DC1k} I_{DC1}$  は零に近づくため、発散スピードは低下するが、収束もしにくくなる。この時にコンデンサ漏れ電流や鉄損の差など  $V_{DC1k}$  に積分で作用する外乱が増加すると不安定になる。そこで、意図的に電圧偏差を増加させ  $\Delta(t)V_{DC1k} I_{DC1}$  を調整し安定性を向上させる。 $I_{DC1} = 0$  では、外乱は発散しないが収束もしない。そのため  $V_{DC1k}$  に積分で作用する外乱に対しては脆弱になる。対策として、損失を利用して過剰な蓄積エネルギーを放電する。

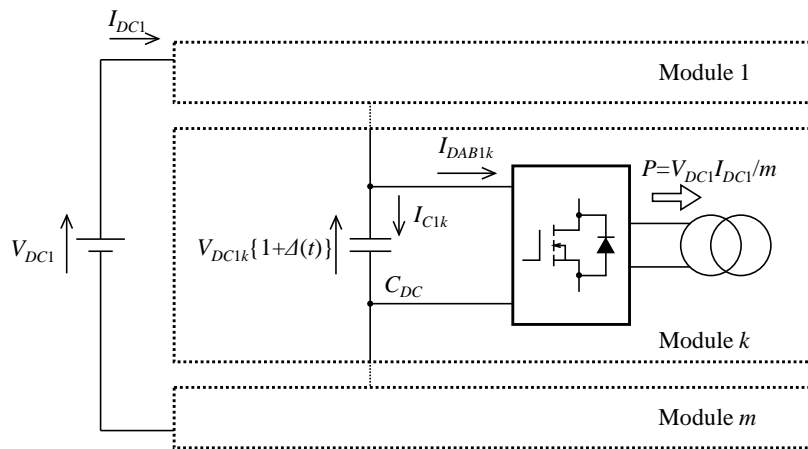


図 4-8 直流電圧に微小外乱  $\Delta(t)$  が重畳した際の DAB モジュール 1 台分の 1 次側回路

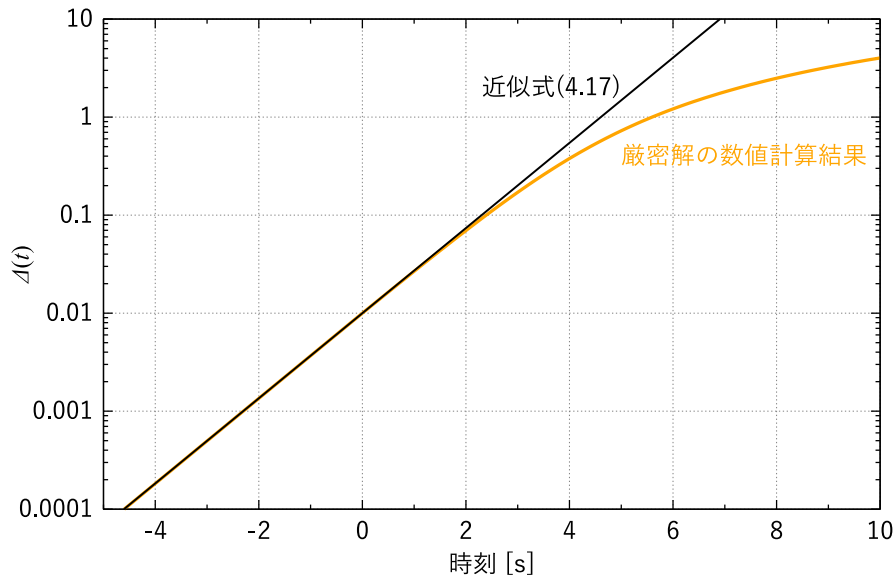


図 4-9 近似式(4.17)と数値計算による厳密解との差

## 4.5. 直列 DAB 用電圧バランス制御

提案するバランス制御は、3つの動作モードがある。モード1は1次・2次のうち不安定である電力融通の入力側の電圧が均一になるよう融通量を調整し、原理的に安定である出力側は制御を行わない。モード2は軽負荷において適用し、出力側の直流電圧が過剰である場合に入力側の直流電圧を減少させ入力電力を制限することで、出力側の直流電圧を低減する。モード3は無負荷用のモードであり、交流電圧のパルス幅を操作して交流電流の振幅を増加させ、導通損失・銅損により過剰な直流電圧を放電しバランスを維持する。以上の動作モードを負荷の大きさに応じて切り替える。

### 4.5.1. 負荷がある場合におけるバランス制御法（モード1）

まずモード1の制御を説明する。図4-10に動作モード1,2のk番目モジュール用バランス制御ブロック線図を示す。ここでは1次側の直流入力電流  $I_{DC1}$  が指令値  $I_{DC1}^*$  に等しいことを前提とする。モード1では最初に  $I_{DC1}^*$  の値から不安定である電力融通の入力側を判別する。 $I_{DC1}^* > 0$  ならば1次側が入力側であり、係数  $\alpha_1 = 1$  に設定し1次側をバランス制御の対象とする。このとき  $V_{DC1k}$  と全モジュールの1次側電圧平均値  $V_{DC1avg}$  との偏差がアンプで増幅され  $\theta_{kc}$  が決定する。 $V_{DC1k}$  が過剰ならば  $\theta_{kc}$  が大きくなり、融通電力が増加し  $V_{DC1k}$  が減少する。 $I_{DC1}^* < 0$  ならば  $\alpha_1 = 0$  となり、2次側が制御対象になる。 $I_{DC1}^* = 0$  では  $\alpha_1 = 1/2$  となりアンプへの入力信号は

$$\frac{(V_{DC1k} - V_{DC2k}/n) - (V_{DC1avg} - V_{DC2avg}/n)}{2} \quad (4.18)$$

となり、1 次側電圧と 2 次側電圧の差分が他のモジュールに等しくなるよう制御される。 $V_{DCav1}^*$  は 4.5.2. 節のモード 2 で使用し、この節では零とする。 $k$  番目モジュールの交流電圧位相差  $\theta_k$  は、 $\theta_{kc}$  と(4.13)式により求めた  $\theta_b$ 、 $I_{DC1}$  のフィードバック制御をあわせた(4.19)式により決定する。

$$\theta_k = \theta_{kc} + \theta_b + (I_{DC1}^* - I_{DC1}) \left( P_C + \frac{1}{sT_C} \right) \quad (4.19)$$

フィードバック制御は理想的には不要であるが、損失や(4.13)式で無視した高調波による電力融通の誤差、インダクタンス  $L$  の製造誤差を補正する。 $I_{DC1}^* > 0$  においてモード 1 の制御で生じる 2 次側直流電圧の偏差を  $\delta_k V_{DC2k}$  と表し、無次元の微小量  $\delta_k$  を評価する。1 次側は制御により  $V_{DC1k} = V_{DC1avg}$  が成立しているとみなす。外乱がない状態でモジュール  $k$  が 2 次側から出力する電力  $P$  は以下である。

$$P = V_{DC2k} I_{DC2} \quad (4.20)$$

今、外乱としてモジュール  $k$  のみ内部で損失  $P_{lossk}$  が発生したとする。このとき以下の関係式が成り立つ。

$$P - P_{lossk} = V_{DC2k} (1 + \delta_k) I_{DC2} \quad (4.21)$$

よって  $\delta_k$  は以下の式で表される。

$$\delta_k = -\frac{P_{lossk}}{P} \quad (4.22)$$

損失  $P_{lossk}$  が  $P$  に比例するならば、 $\delta_k$  は一定である。しかし、 $P_{lossk}$  が鉄損や漏れ電流など  $P$  に依存せず常に一定の損失である場合は、 $P$  が零に近づくほど  $\delta_k$  は反比例して増加する。すなわちモード 1 には軽負荷において電圧バランスが崩れやすくなるという問題がある。

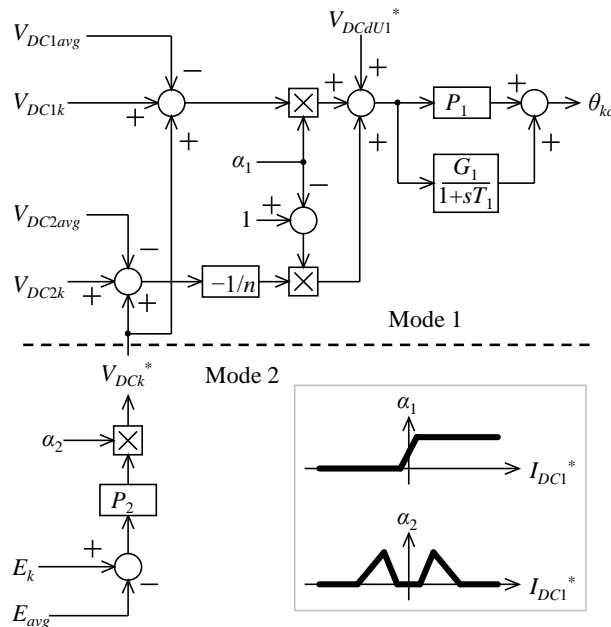


図 4-10 モード 1, 2 のバランス制御ブロック線図

#### 4.5.2. 軽負荷におけるバランス制御法（モード 2）

次に軽負荷における電圧バランス改善のため、モード 2 を検討した。まず  $I_{DC1}^*$  の絶対値が小さくかつ零ではないこと、すなわち無負荷ではなく軽負荷であることを検出し係数  $\alpha_2 > 0$  を設定する。次に、制御入力として偏差  $E_k - E_{avg}$  を求める。 $E_k$  はモジュール  $k$  の蓄積エネルギーであり  $V_{DC1k}, V_{DC2k}$  と両側の直流コンデンサ  $C_{DC1}, C_{DC2}$  から(4.23)式により、指令値  $E_{avg}$  は各モジュールの蓄積エネルギーの平均値であり(4.24)式により求める。

$$E_k = \frac{C_{DC1}V_{DC1k}^2 + C_{DC2}V_{DC2k}^2}{2} \quad (4.23)$$

$$E_{avg} = \sum_{k=1}^m \frac{E_k}{m} = \sum_{k=1}^m \frac{C_{DC1}V_{DC1k}^2 + C_{DC2}V_{DC2k}^2}{2m} \quad (4.24)$$

入力側の直流電圧はモード 1 によりバランスするため、出力側の直流電圧が過剰であれば  $E_k$  の増加として検出できる。次に偏差  $E_k - E_{avg}$  に係数  $\alpha_2$  をかけ増幅することで、軽負荷時のみ  $V_{DCk}^*$  を得る。 $V_{DCk}^*$  はモード 1 制御対象側に与える偏差指令値である。 $E_k$  が大きい場合はモード 1 の指令値  $-(V_{DC1avg} - V_{DCk}^*)$  または  $-(V_{DC2avg} - V_{DCk}^*)$  が小さく設定され、モード 1 により入力側直流電圧が減少する。これにより直流側からの入力電力も減少するため  $E_k$  は充電が抑えられ  $E_{avg}$  に近づく。入力側直流電圧の減少に伴い電荷は出力側に移動するため出力側直流電圧は一時的に増加する。しかし、出力電力の増加も促されるため出力側直流電圧は速やかに減少し、2 次側のバランス偏差を抑制する。ただし、負荷が十分大きい場合はモード 1 単独で十分電圧偏差を小さくできるため、 $\alpha_2$  を小さくする。また、モード 2 も軽負荷ながら電力融通が行われていることを前提とした制御であるため  $I_{DC1}^* = 0$  においては電圧バランスの維持はできない。そのため、 $I_{DC1}^* = 0$  ではゲイン  $\alpha_2$  を零にしてモード 2 を無効化する。無負荷ではモード 3 によるバランス制御を行う。

#### 4.5.3. 無負荷におけるバランス制御法（モード 3）

図 4-11 は無負荷時のバランス制御を実現するモード 3 のブロック線図である。この図では  $V_{DC1k} > V_{DC2k}$ ,  $W_{1k} < W_{2k}$  を想定した構成を示す。まず  $I_{DC1}^*$  の絶対値が零に近いことを検出し、係数  $\alpha_3 > 0$  に設定する。モード 3 においても制御入力には  $E_k$  を使用する。指令値には各モジュール蓄積エネルギーの最小値  $E_{min}$  を使用し、比較することで直流電圧が過剰であることを検出する。 $E_{av1}^*$  は図 4-10 の  $V_{DCav1}^*$  同様次節で使用する。偏差  $E_k - E_{min}$  には係数  $\alpha_3$  をかけ無負荷においてのみアンプで増幅する。得られた値は  $V_{DC1k} > V_{DC2k}$  においてあらかじめ設定した  $W_{2k}$  と(4.11)式で求めた  $W_{1k}$  を操作する。 $E_k = E_{min}$  ならば  $W_{1k}, W_{2k}$  を変更しない。このとき  $I_{Lk}$  の基本波成分は最小となりエネルギーの放電を抑制する。 $E_k > E_{min}$  ならば  $W_{1k}$  を操作する。操作の対象と向きはどちらでもよいが、パルス幅を極端に小さくすると電力融通動作に支障を来すため、まずは  $W_{1k}$  を増加させる。これにより無効電力が増加し  $I_{Lk}$  の基本波成分も増加するため、銅損および導通損失を意図的に増加でき、蓄積エネルギーを放電する。 $W_{1k}$  が 1 に達した上でさらなる損失増加が必要ならば  $W_{2k}$  を減少させる。モード 3 を適

第 4 章 入出力を直列接続した DAB 方式 DC/DC 変換器

用すると、無負荷損失の最も大きなモジュールに合うように他のモジュールの損失が増加する。モード 3 は負荷がある場合においても有効であるが、モード 1 や 2 により十分電圧偏差を小さくできるため、負荷増加時には  $\alpha_3$  を零に設定してモード 3 を無効化し損失増加を抑制する。

表 4-1 に、それぞれの負荷状態で適用するバランス制御法を示す。負荷が十分大きい場合は、モード 1 を適用し電力融通の入力側の電圧をバランスさせる。入力側のバランスが確立していれば電圧外乱は速やかに収束するため、出力側のバランスもモード 1 のみで十分安定する。負荷が小さくなると、モード 1 単独では出力側電圧に収束速度の低下や定常偏差の増加が発生する。そこでモード 2 を併用、入力側のバランス偏差は悪化するが出力側の偏差を改善する。モード 3 も有効にすれば両側のバランス偏差を小さくできるが、損失増加を抑えるためゲイン  $\alpha_3$  を小さな値に設定する。無負荷ではモード 3 を有効にし、損失のみでバランス維持を行う。この時モード 1 も有効であるが、1 次側・2 次側の直流電圧の偏りを防ぐのが目的である。無負荷ではモード 1 に直流電圧をバランスさせる効果はない。

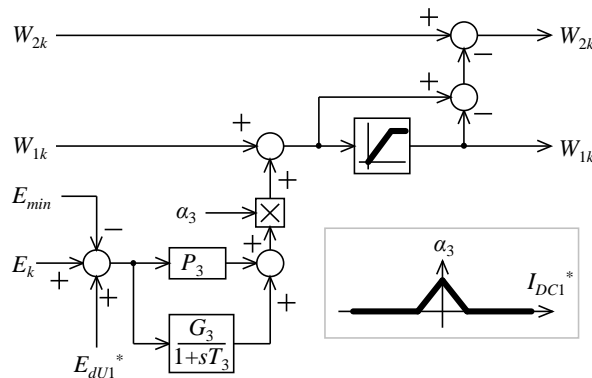


図 4-11 モード 3 のバランス制御ブロック線図

表 4-1 負荷条件における使用制御モードの対応表

	モード 1	モード 2	モード 3
重負荷	○	×	×
軽負荷	○	○	$\Delta (\alpha_3 < 1)$
無負荷	$\Delta (\alpha_1 = 1/2)$	×	○

## 4.6. 電圧バランス制御の階層化

前節までで提案したバランス制御では、平均値や最小値の計算に全モジュールの直流電圧検出信号が必要である。また、求めた値は全モジュールに送信する必要もある。より高い電圧の直流系統への適用を想定した場合ではモジュール台数が増加するため、制御回路の規模が増大し実装が困難となる恐れがある。この節ではその対策としてバランス制御の階層化を検討し、適用前後でのモジュール間で授受される信号数を評価・比較した。

図 4-12 に検討対象の主回路と制御回路の概略図を示す。図 4-7 との差異は DAB モジュール台数が増加した点のみであるが、モジュール  $m$  台の直列接続構成を 1 台のユニットとして、そのユニット  $l$  台が直列接続された階層構成と見なす点が特徴である。同一ユニット内モジュール間での電圧バランス制御は図 4-10, 図 4-11 を使用する。図 4-12 の緑線はユニット内部の信号授受の系統を表している。線は授受が必要な信号の経路を示し、コントローラはモジュールごとに異なる 2 個の信号  $V_{DC1k}, V_{DC2k}$  を入力する。またコントローラは  $V_{DC1k}, V_{DC2k}$  とこの 2 つから求めた  $E_k$  を用いて  $V_{DC1avg}, V_{DC2avg}, E_{avg}, E_{min}$  を計算し、各モジュールに  $I_{DC1}^*$  をあわせた 5 つの共通の信号を出力する。この信号系統は制御階層化の有無によらず存在し、階層化を適用しない場合は全モジュール  $lm$  台との信号授受が必要になる。しかし階層化を適用すれば、信号授受はモジュール  $m$  台のみで完結する。モジュール間の電圧バランス制御は他のユニットの状態を検出せず動作できる。ただし、別途ユニット間の電圧バランスを維持する手段が必要となる。その手段もこれまでと全く同じ制御法を適用する。

図 4-13 にユニット 1 を制御対象としたユニット間の電圧バランス制御ブロック線図を示す。出力はユニット 1 所属モジュールの偏差指令値  $V_{DCu1}^*$  であるが、これはアンプ  $P_1, G_1$  を除きモード 1 と同一の方法で求める。動作も同一であり、モード 1 ではユニット 1 の電力融通入力側の直流電圧と全ユニット直流電圧の平均値を比較する。ユニット 1 の入力側直流電圧が過剰ならば  $V_{DCu1}^*$  が増加する。ユニット 1 では内部の全モジュールの位相差が大きく設定され融通電力が増加し入力側直流電圧が減少する。 $V_{DCu1}^*$  はモジュール  $m$  台すべてに作用するため、 $m$  で除して操作量を適正な値にする。軽負荷においては、モード 2 により次式でユニット 1 内コンデンサ蓄積エネルギー  $E_{U1}$  と全ユニット蓄積エネルギー平均値  $E_{Uavg}$  を求める。

$$E_{U1} = \sum_{k=1}^m \frac{C_{DC1} V_{DC1k}^2 + C_{DC2} V_{DC2k}^2}{2} \quad (4.25)$$

$$E_{Uavg} = \sum_{i=1}^l \frac{E_{Ui}}{l} = \sum_{i=1}^{lm} \frac{C_{DC1} V_{DC1i}^2 + C_{DC2} V_{DC2i}^2}{2l} \quad (4.26)$$

$E_{U1}$  と  $E_{Uavg}$  を比較し偏差に応じてユニット 1 電圧指令値  $V_{DCu1}^*$  を調整する。ユニット 1 の蓄積エネルギーが過剰ならば  $V_{DCu1}^*$  および  $V_{DCu1}$  が増加し、ユニット 1 内全モジュールの融通電力が増加し入力側直流電圧が減少、出力側直流電圧が増加することでエネルギーが

放電される。無負荷用のモード 3 における作業は  $E_{U1}$  と最小値  $E_{Umin}$  を比較して  $E_{du1}^*$  を求めるのみであり、アンプによる増幅は図 4-11 で行う。ユニット 1 の蓄積エネルギーが過剰ならば  $E_{du1}^*$  が増加し、ユニット 1 内全モジュールのパルス幅が操作され損失が増加する。

図 4-12 の青線は、図 4-13 の実装に必要なユニット間の信号授受系統を表したものである。平均値・最小値の計算には、 $V_{DCU1l}$ ,  $V_{DCU2l}$  に  $E_{U1}$  を加えたユニットごとに異なる 3 個の信号を入力する。計算により得られた  $V_{DCU1avg}$ ,  $V_{DCU2avg}$ ,  $E_{Uavg}$ ,  $E_{Umin}$  は、 $I_{DC1}^*$  とあわせて全ユニットコントローラに共通の 5 個の信号として出力する。この際、青線はユニット内の各モジュールとは接続しない。ユニット間の電圧バランス制御では、モジュール個別の検出信号が不要となる。

表 4-2 にモジュール間での授受が必要な信号数を示す。制御の階層化を行わない場合、信号系統は 1 本でよいがモジュール  $lm$  台との信号授受が必要になる。ユニットコントローラが受信する信号はモジュールごとに異なり合計  $2lm$  個、送信する信号は共通で 5 個、コントローラは合計  $2lm+5$  の信号を扱う。階層化を適用すると、まずモジュール間の信号系統は  $l$  本に増加するが、モジュール台数は  $m$  台に減少する。ユニットコントローラを送信信号には  $V_{DCdu1}^*$ ,  $E_{du1}$  が追加されモジュール 1 台あたり 7 個に増加するが、受信も含めた合計の信号数は  $2m+7$  に減少する。また、別途青線で示すユニット間の信号系統が 1 本必要になる。この系統で扱う信号数は、入力に  $E_{U1}$  が追加され  $3l+5$  である。例えば提案するバランス制御法を 1 信号あたり配線 1 本で実装する場合、階層化を適用しない場合は 1 枚のユニットコントローラ基板に非常に多くの配線を接続する必要がある。階層化を適用すれば、 $m$  枚のコントローラ基板は同一のものを利用でき 1 枚あたりのコネクタ数も削減できる。信号系統 1 本をデিজチェーンで実装する場合を想定しても、階層化を適用することにより系統数は  $l+1$  本に増えるが、信号系統内を通過する信号数をモジュール間ではおよそ  $1/l$  に、ユニット間では約  $3/2m$  に低減できる。これにより、モジュール台数増加に伴う信号系統の速度向上の必要性や伝送遅延の増加による制御の安定性低下などの悪影響を抑えることができ、実装の容易化が見込まれる。モジュール台数のさらなる増加時には 3 段以上の階層化も考えられる。しかし、階層段数が増加すれば伝送遅延が増加する。これは今後検討すべき課題である。

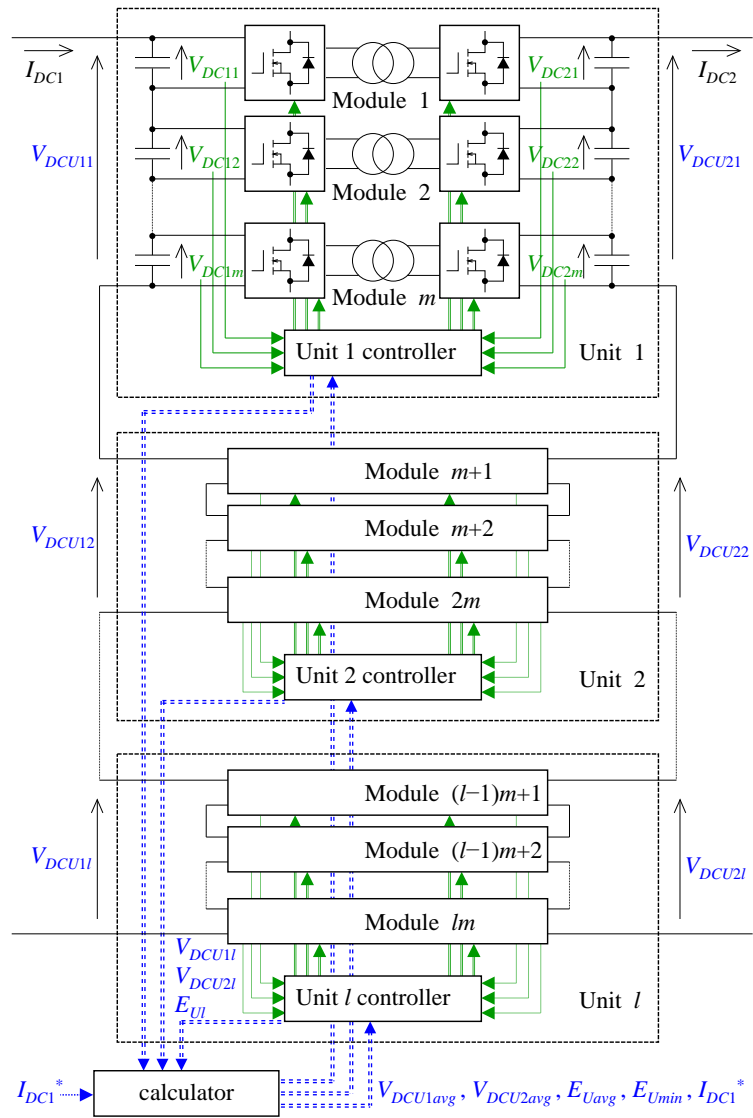


図 4-12 階層バランス制御を適用する DAB コンバータ直列接続回路

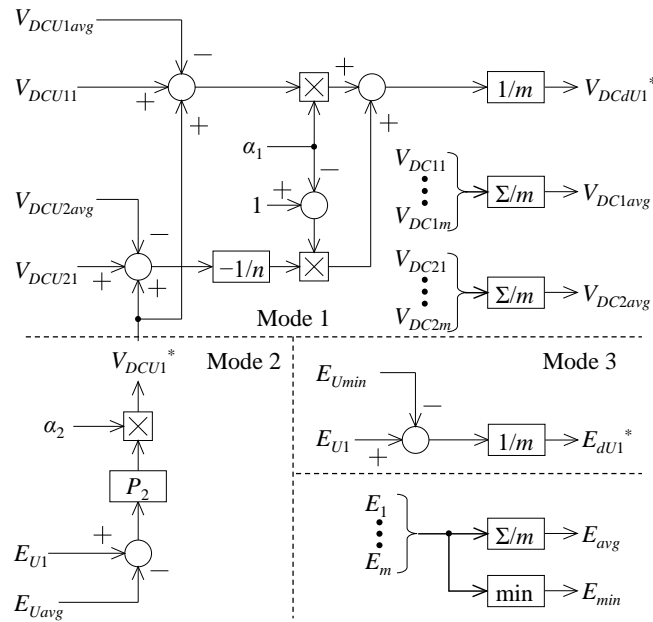


図 4-13 ユニット 1 に適用する階層化バランス制御ブロック線図

表 4-2 電圧バランス制御に必要な信号数

	階層化なし	階層化あり	
		モジュール間	ユニット間
信号系統	1	$l$	1
ユニット数	1	-	$l$
モジュール数	$lm$	$m$	-
受信信号数	$2lm$	$2m$	$3l$
送信信号数	5	7	5
信号系統 1 つあたりの信号数	$2lm+5$	$2m+7$	$3l+5$
合計信号数	$2lm+5$	$3l+2m+12$	

## 4.7. シミュレーション

10 kV 直流電圧系統への接続を想定した条件でシミュレーションを行い、提案するバランス制御の負荷変動に対する動作を確認した。図 4-14、表 4-3 に条件を示す。1 次・2 次の直流電圧の定格は 10 kV を想定し高周波トランスの巻数比は 1:1、1 次側は電圧変動が生じた場合を模擬するため 7000 V の電圧源を接続し、2 次側には定格に等しい 10 kV 電圧源を接続した。構成はユニット 1 台あたり DAB モジュール 3 台を直列接続、ユニットを 4 台直列接続し、合計モジュール台数を 12 とした。各モジュールではスイッチングタイミングを 15° ずつシフトする。与えた電圧バランス外乱を図 4-14 内に赤で示す。モジュール 1 の 1 次側に 816.7 Ω の抵抗を並列に接続し、負荷の状態に依存しない  $P_{loss1}=1\%$  一定の損失を発生させている。モジュール 2 では高周波トランスの巻線抵抗を 2 倍の 333mΩ に設定し、負荷に比例する損失を発生させる。モジュール 3 は損失以外の外乱として 1 次側直流コンデンサ  $C_{DC1}$  を 10% 増加した。ユニット 2 では、制御階層化に対する外乱として 2 次側に 5 kΩ の抵抗を並列に接続した。これによりモジュール 4~6 においても 1% の無負荷損失が発生することになる。モジュール 7~12 には外乱を与えない。以上のように様々な外乱条件下でのバランス維持の可否を確認した。制御条件として、各モジュールの交流電圧位相差は提案バランス制御のモード 1, 2 による  $\theta_k$ 、(4.13) 式の  $\theta_b$  に、(4.19) 式とは異なり  $I_{DC1}$  ではなく  $I_{DC2}$  に対してフィードバック制御を実施して求める。電圧の低い 1 次側交流電圧パルス幅は 67% 負荷以上で 1、無負荷においては 0.5 とし、間は線形で変化させる。2 次側交流電圧パルス幅は(4.11)式により計算し、さらにモード 3 により両側のパルス幅を操作する。(4.11)式、(4.13)の計算はモジュール毎に行う。図 4-15 に各モードの切り替え用ゲイン  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  と  $I_{DC2}^*$  との関係を示す。本シミュレーションでは  $|I_{DC2}^*|>20\%$  においてモード 3 の損失増加によるバランス制御が停止する。したがって、モード 1 単独で理論上の最大偏差が(4.22)式より 20% 負荷における 5% であり、バランス制御が適切ならば偏差はこれ以内となる。

表 4-3 シミュレーション条件

定格容量 $P$	500 kW
2 次側定格直流電流	50 A
直流コンデンサ静電容量時定数	0.993 ms
スイッチング周波数	10 kHz
モード 1 比例ゲイン $P_1$	1
モード 1 LPF ゲイン $G_1$	2
モード 1 LPF 時定数 $T_1$	10 ms
モード 2 比例ゲイン $P_2$	1.3
モード 3 比例ゲイン $P_3$	20
モード 3 LPF ゲイン $G_3$	20
モード 3 LPF 時定数 $T_3$	5 ms

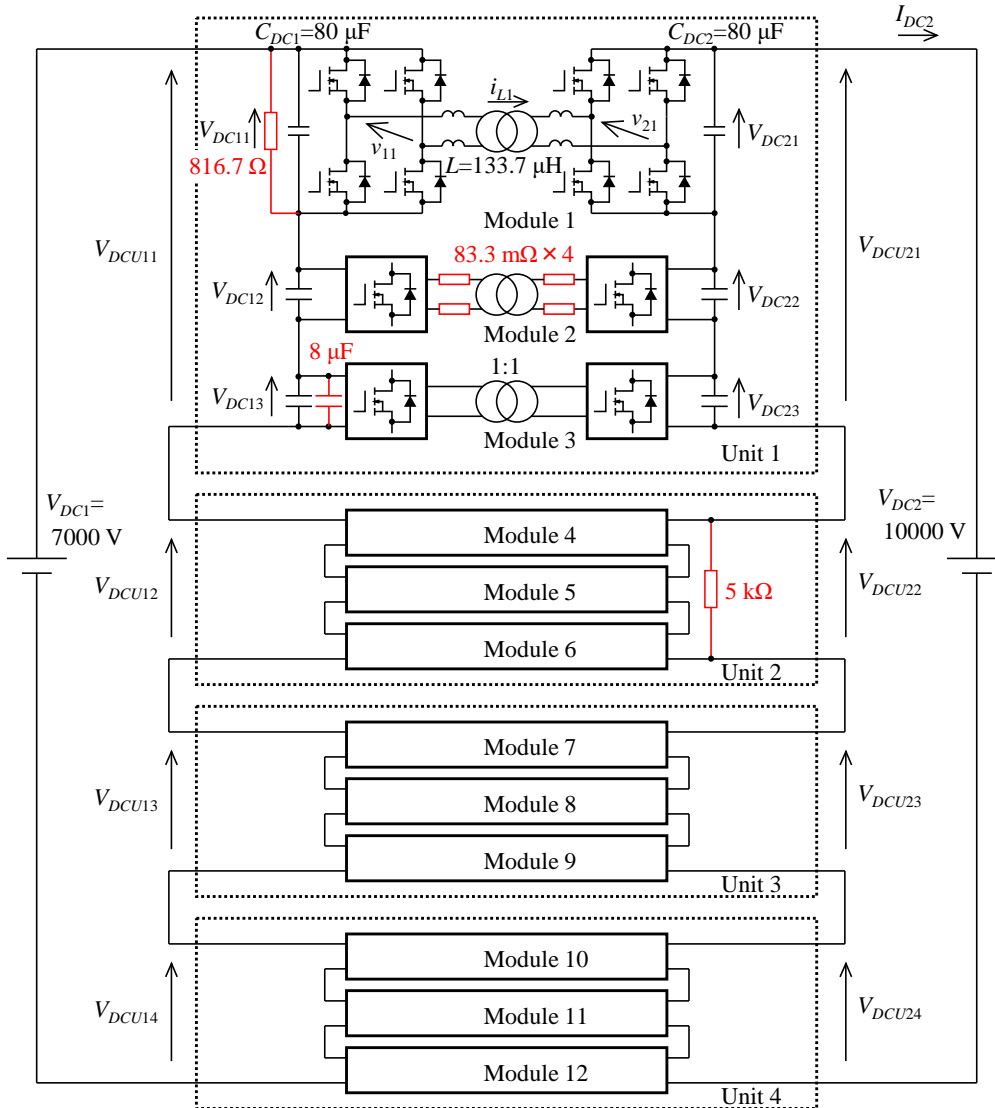


図 4-14 シミュレーション回路

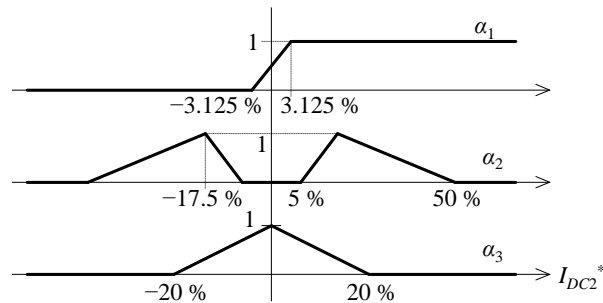


図 4-15 シミュレーション用ゲイン  $a_1, a_2, a_3$

#### 第 4 章 入出力を直列接続した DAB 方式 DC/DC 変換器

図 4-16 にシミュレーションで得られた直流電圧波形および負荷である  $I_{DC2}$  波形を示す。ただし、直流波形からは 20 kHz 以上のリップルを除去している。負荷として、時刻 0.1 s までは定格で 1 次から 2 次に電力を融通し、その後 0.25 s かけて零に低下させる。無負荷での待機運転を 0.15 s 間行い、時刻 0.5 s においてステップ変化により 2 次から 1 次への定格融通に切り替える。時刻 0.2 s まではモード 1 制御により 1 次側の電圧偏差が抑制される。2 次側は無効のため偏差が発生する。負荷 50 % 以下では軽負荷用のモード 2 が有効になり 1 次側の偏差は増加するが、これにより 1 次側電圧源から受け取る電力を調整し 2 次側電圧バランス偏差を抑制する。無負荷では両側の電圧が均等になりモード 3 による交流電流を増加させる動作に移行する。バランス偏差は両側で発生しているが安定を維持している。時刻 0.5 s のステップ変化では、一時的に直流電圧が大きく変動する。その後は 2 次側がモード 1 制御の対象となり偏差は 1 次側に発生する。各外乱の影響を確認すると、まず  $C_{DC1}$  を 10 % 増加したモジュール 3 は過渡応答を除き外乱なしの他モジュールに近い波形を示した。モジュール間でコンデンサ容量にずれがある場合でも、各モジュールの融通電力に差がなければ電圧アンバランスは発生せず、容量ずれによる電圧バランスへの影響は軽微である。一方で、他の外乱は定常的な融通電力の差を生じさせ、大きな影響となる。巻線抵抗を 2 倍としたモジュール 2 は、負荷  $\pm 100\%$  において大きな偏差が生じる。しかし外乱は融通電力に依存するため、負荷が零に近づくほど偏差も減少し、無負荷での波形はモジュール 3 とほぼ重なり外乱の影響は非常に小さくなる。1 % の無負荷損失を与えたモジュール 1 は、(4.22) 式で示すように逆に負荷が零に近づくほど偏差が増加する。同じく無負荷損失を増加したユニット 2 も、定常状態ではモジュール 1 とほぼ同じ波形となる。過渡における波形の差は、ユニット 2 ではユニット 1 とは異なり外乱が等しくユニット間のバランス制御のみが動作するためである。以上、負荷 100 % から -100 % への変化においてバランス偏差の最大値はステップ変化時において定格 833 V の -4.3 % であり、負荷損・無負荷損・コンデンサ容量のずれに対し電圧バランス制御は適切に動作した。各外乱を個別に加えた場合と同様の結果が得られている。

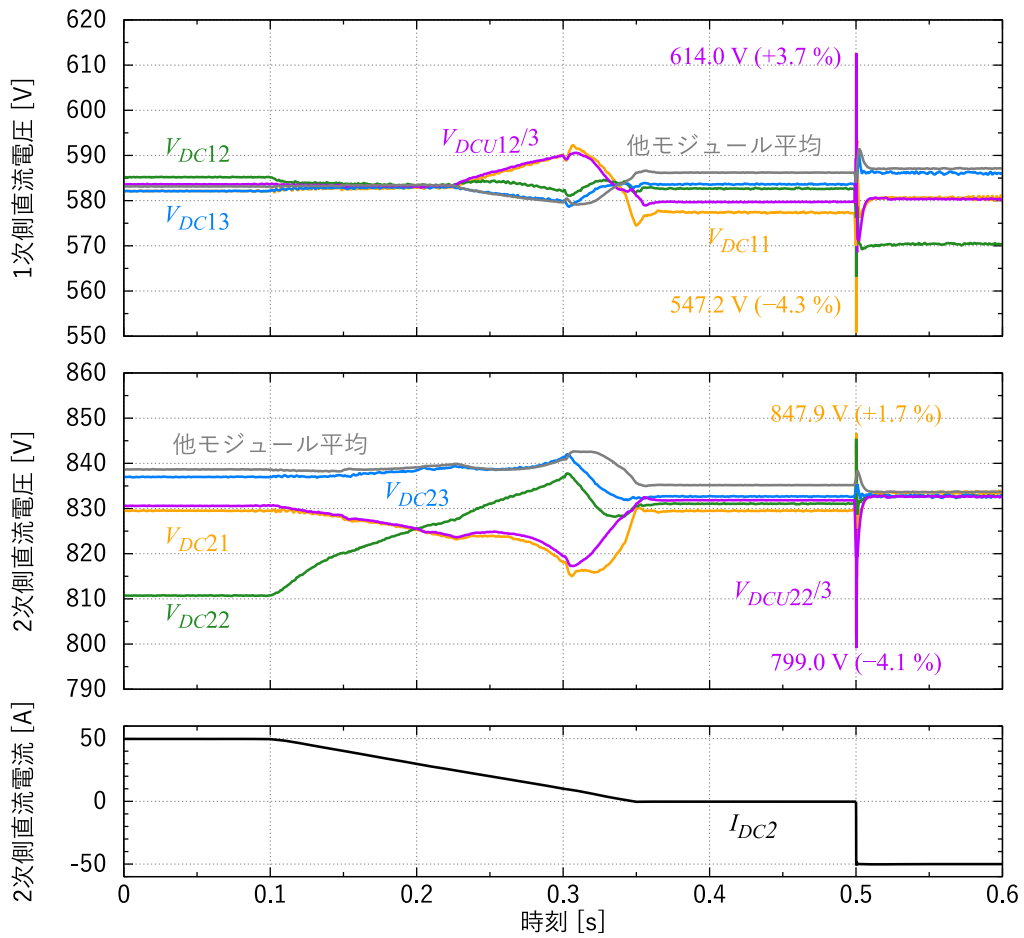


図 4-16 バランス制御シミュレーション結果

図 4-17 に、ステップ変化前後における 1% の無負荷損失があるモジュール 1 と、外乱がなく 30° の位相差を設定したモジュール 7 の交流側波形を示す。時刻 0.5 s 以前は無負荷の定常波形である。 $v_{11}$ ,  $v_{17}$  とともにパルス幅が 0.5 に設定され、 $v_{21}$  はさらにパルス幅が短く交流電流  $i_{L1}$  の基本波成分は零である。一方  $v_{27}$  のパルス幅は広く、 $i_{L7}$  が増加している。 $i_{L7}$  と  $v_{17}$ ,  $v_{27}$  の位相差はほぼ 90° でありほぼすべてが無効電力、 $i_{L7}$  は直流電力の融通には関与していない。これは銅損・導通損失増加の要因となり、一般的には望ましくない動作である。しかし、提案制御ではこの損失を利用して電圧バランスを維持することを目的としており、その通りの動作を実現できている。時刻 0.5 s のステップ変化に対しては 2 周期で追従し、 $i_{L1}$ ,  $i_{L7}$  の直流成分も 1 周期でほぼ収束した。DAB の直列接続構成においても負荷急変が可能である。

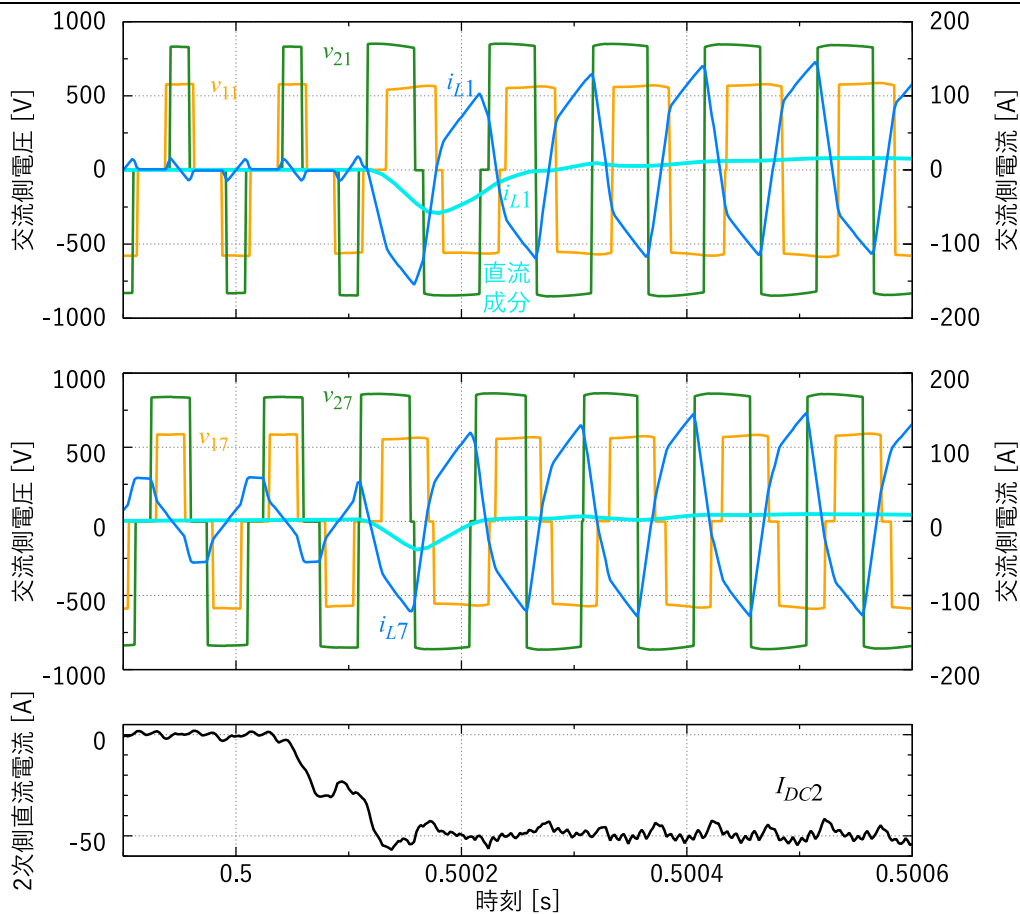


図 4-17 負荷急変時の拡大波形

## 4.8. 実験結果

### 4.8.1. モジュール単機でのフィードフォワード動作

4.1. 節で論じた交流電流最小化の効果を実験で確認した。図 4-18 に実験回路を、表 4-4 に条件を示す。モジュールは 1 台で  $I_{DC1}$  や  $I_{DC2}$  のフィードバック制御とバランス制御は適用せず、(4.11)式、(4.12)式による位相差・パルス幅を適用した。1 次側には直流電源を接続し、電圧を 475 V に設定した。2 次側には負荷としてチョッパ回路を接続し、1 次側に電力を回生する。チョッパでは 2 次側直流電圧のフィードバック制御を行い 150 V に設定した。巻数比 3/4 を考慮すると、電圧差は約 0.42 倍である。スイッチング素子には DAB の他チョッパも含めて SiC-MOSFET である FMF400BX-24 A を使用した。

図 4-19 に  $I_{DC2}^* = 62.5 \text{ A}$  における交流側波形を示す。直流電圧の大きな 1 次側の電圧パルス幅が減少した。直流電圧の低い 2 次側の交流電圧と交流電流それぞれの基本波成分の位相差は  $4.0^\circ$  となった。2 次側の基本波力率は 0.998 であり、不要な無効電力は非常に小さく交流電流がほぼ最小であることを示している。一方、得られた出力電流は  $I_{DC2} = 51.5 \text{ A}$  であ

第 4 章 入出力を直列接続した DAB 方式 DC/DC 変換器

り指令値に対して 17.7% 小さい。この誤差の原因は、測定より 4.6% が損失、損失を除去した同条件のシミュレーションより高調波による電力融通のずれは 1.1% と推測でき、残り 11.9% が計算に用いたインダクタンスのずれである。この誤差を抑えるため、次節の実験ではシミュレーション同様に  $I_{DC2}$  のフィードバック制御を併用する。

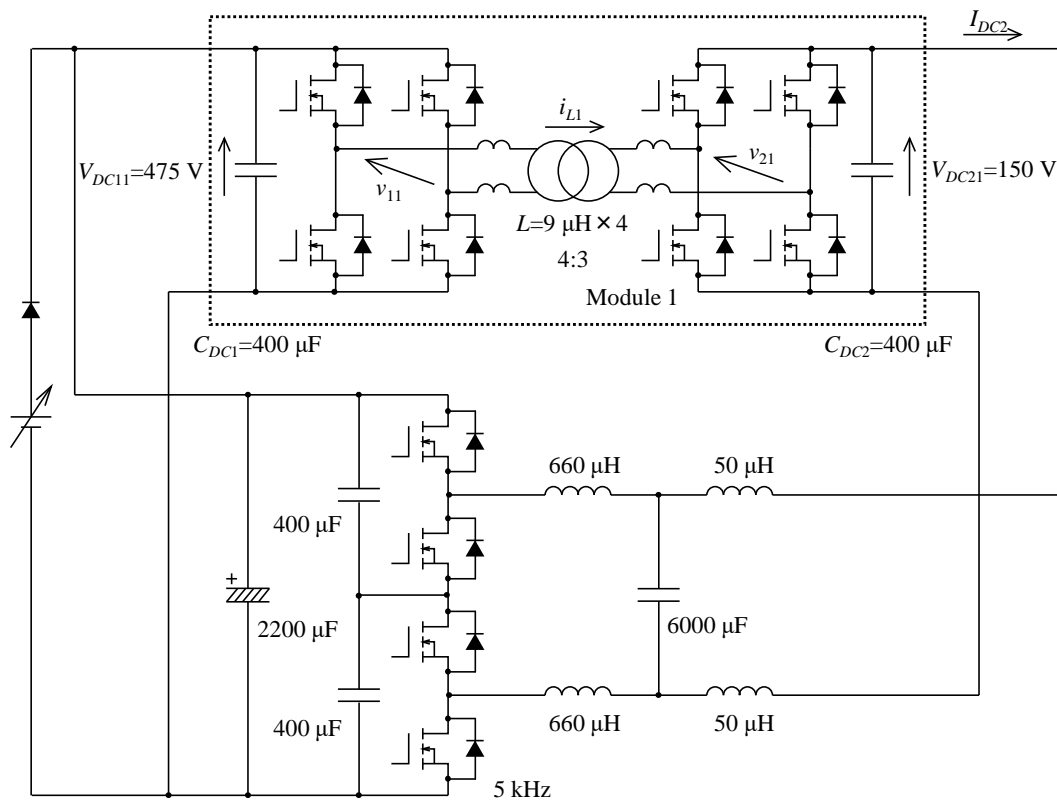


図 4-18 単機フィードフォワード動作の実験回路

表 4-4 単機フィードフォワード動作の実験条件

定格電力 ( $P$ )	9.375 kW
2 次側定格直流電流	62.5 A
1 次側直流電圧 ( $V_{DC1}$ )	475 V
2 次側直流電圧 ( $V_{DC2}$ )	150 V
高周波トランス巻数比 ( $1:n$ )	1 : 3/4
1 次側換算交流インダクタンス ( $L$ )	50 $\mu$ H
DAB スイッチング周波数	10 kHz

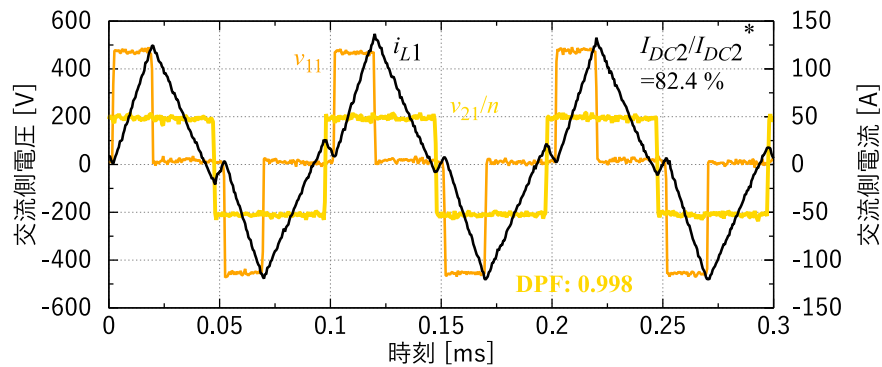


図 4-19 単機フィードフォワード動作の  $I_{DC2}^* = 62.5 \text{ A}$  における交流側波形

#### 4.8.2. モジュール直列接続における電圧バランス

外乱投入に対する電圧バランス制御の安定性を確認するため、実験検証を行った。図 4-20 に実験回路を、表 4-5 に実験条件を示す。DAB は図 4-18 と同一のモジュールを使用し 3 台の直列接続とした。台数が少なく制御階層化は適用していないため、実験の目的は電圧バランス制御の実現性確認のみに留まる。各モジュールのスイッチングタイミングは  $120^\circ$  ずつシフトする。バランス外乱として、図 4-20 の赤で示したようにモジュール 3 の 1 次側に  $333 \Omega$  の抵抗を接続し、スイッチで投入できるようにした。外乱抵抗による損失は  $P_{loss3} = 3.07\%$  である。実験ではスイッチ投入による直流電圧の変化を測定した。制御条件におけるシミュレーションとの差異として、2 次側パルス幅の最大値は常に 1 固定である。また、演算負荷の制約のため(4.11)式、(4.13)式に用いる直流電圧はモジュール 3 台の平均値を使用し、結果の位相差とパルス幅をモジュール 3 台で共通とした。図 4-21 にゲイン  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  と  $I_{DC2}^*$  との関係を示す。本実験では  $|I_{DC2}^*| > 10\%$  においてモード 3 が停止するため、電圧偏差が  $30.7\%$  以内ならば電圧バランス制御は適切と言える。1 次側には直流電源を接続し、電圧を  $720 \text{ V}$  に設定した。2 次側には図 4-18 と同様にチョッパ回路を接続し、 $270 \text{ V}$  一定になるようにフィードバック制御を行う。巻数比  $3/4$  を考慮すると、電圧差は  $0.5$  倍である。

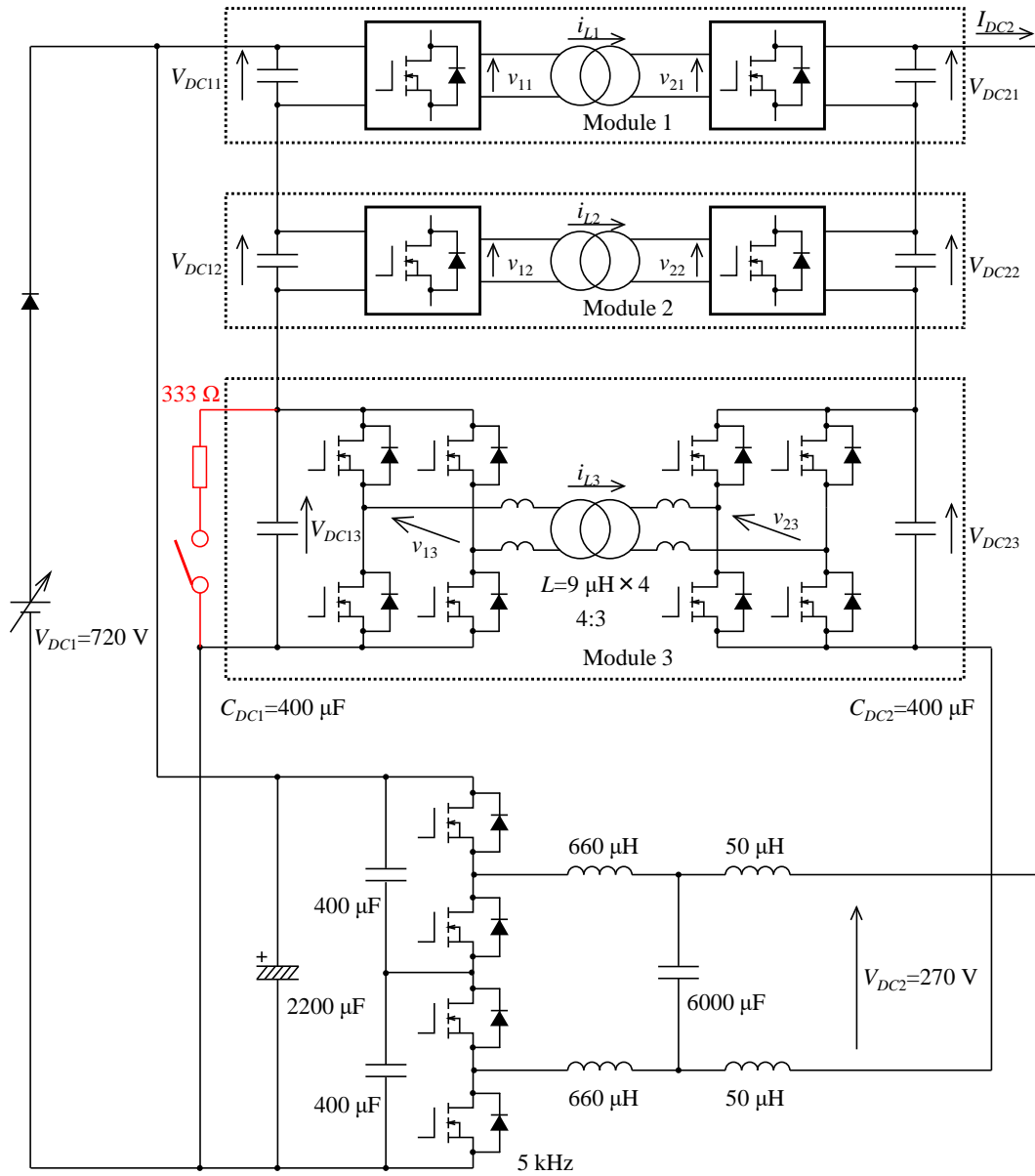


図 4-20 直列 DAB の実験回路

表 4-5 直列 DAB の実験条件

定格電力 ( $P$ )	16.875 kW
2 次側定格直流電流	62.5 A
1 次側直流電圧 ( $V_{DC1}$ )	720 V
2 次側直流電圧 ( $V_{DC2}$ )	270 V
直流コンデンサ静電容量時定数	2.34 ms
高周波トランス巻数比 ( $1:n$ )	1 : 3/4
1 次側換算交流インダクタンス ( $L$ )	50 $\mu$ H
DAB スイッチング周波数	10 kHz
モード 1 比例ゲイン $P_1$	1.5
モード 1 LPF ゲイン $G_1$	5
モード 1 LPF 時定数 $T_1$	2.6 ms
モード 2 比例ゲイン $P_2$	3
モード 3 比例ゲイン $P_3$	2
モード 3 LPF ゲイン $G_3$	5
モード 3 LPF 時定数 $T_3$	1 ms

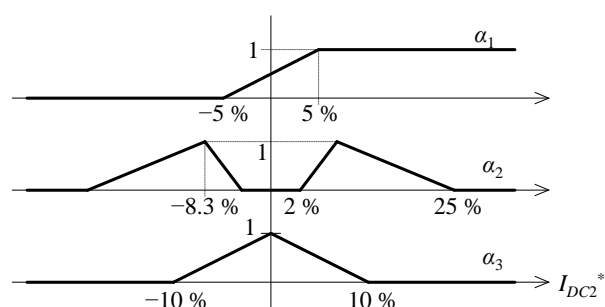
図 4-21 実験用ゲイン  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 

図 4-22 に  $I_{DC2} = 62.5$  A, 定格負荷における直流電圧波形を示す。波形からは 20 kHz 以上のリップルを除去している。外乱抵抗は時刻 0 s において投入した。実験結果では、制御の有無による波形の違いはない。この理由を説明する。4.3. 節では、バランス制御を適用しない場合は直流電圧が変動しても融通電力は変化しないと仮定した。シミュレーションでは直流電圧が変動しても交流電圧の基本波成分が一定となるようモジュール毎に(4.11)式のパルス幅を計算するため、仮定は成立し融通電力は一定となる。しかし実験では(4.11)式のパルス幅を全モジュール共通としたため、交流電圧は直流電圧変動の影響を受ける。さらに定格負荷では位相差が大きく、(4.9)式より融通電力に及ぶ影響が大きくなる。そのため入力側直流電圧が減少すれば、融通電力も減少し、放電が抑制される。またスイッチング損失も理由の 1 つである。直流電圧が減少すればスイッチング損失も減少する。さらに本論文ではスナ

バコンデンサを接続せずソフトスイッチング成立を考慮していない。そのため定格負荷においては直流電圧の変動とスイッチング損失による 2 つの自発的なバランス作用が働く。スイッチング損失の存在しないシミュレーションとは異なり、特に実機においては制御がなくても電圧バランスの安定性が高い。

図 4-23 に  $I_{DC2} = 15 \text{ A}$ , 24 % 負荷における波形を示す。バランス制御無効時には、抵抗投入後に両側の偏差が増加する。負荷が小さくなると位相差も小さく設定され、直流電圧が変動した際の融通電力の変化は小さくなる。また交流電流が小さくなるためスイッチング損失も減少する。そのためバランス制御を適用しない場合は安定性が低下する。しかしバランス制御が有効ならば、1 次側は制御対象のため抵抗投入前後で偏差は変化しない。2 次側は制御対象外であり偏差は増加するが、制御を無効とした場合よりも偏差を抑制できる。融通電力が小さくなるほど、バランス制御の必要性は増加する。

図 4-24 に  $I_{DC2} = 0 \text{ A}$ , 無負荷における波形を示す。バランス制御無効において偏差は増加を続け発散し、運転継続が不可能である。しかしバランス制御を有効とした場合は、負荷のある場合に比べると偏差は増加するが発散を抑え安定した動作が可能である。

図 4-25 は無負荷における抵抗投入前後の交流側波形を比較したものである。この波形のみ 20 kHz リプルを除去していない。時刻 0 s における抵抗投入の直前(a)ではモジュール 2, 3 とともに高電圧側である  $v_{12}$ ,  $v_{13}$  パルス幅が狭まり、交流電流の主成分は 3 次以上の高調波である。(b)に示すモジュール 3 への抵抗投入後は  $v_{12}$  パルス幅が広がり  $i_{L2}$  振幅が増加した。一方で  $i_{L3}$  振幅は変化しない。シミュレーション同様、損失を用いた電圧バランスが有効であることを示した。なお、外乱がさらに増加した場合には  $v_{22}$  のパルス幅が狭まることで  $i_{L2}$  をさらに増加させるため、より大きな外乱にも耐えられる。

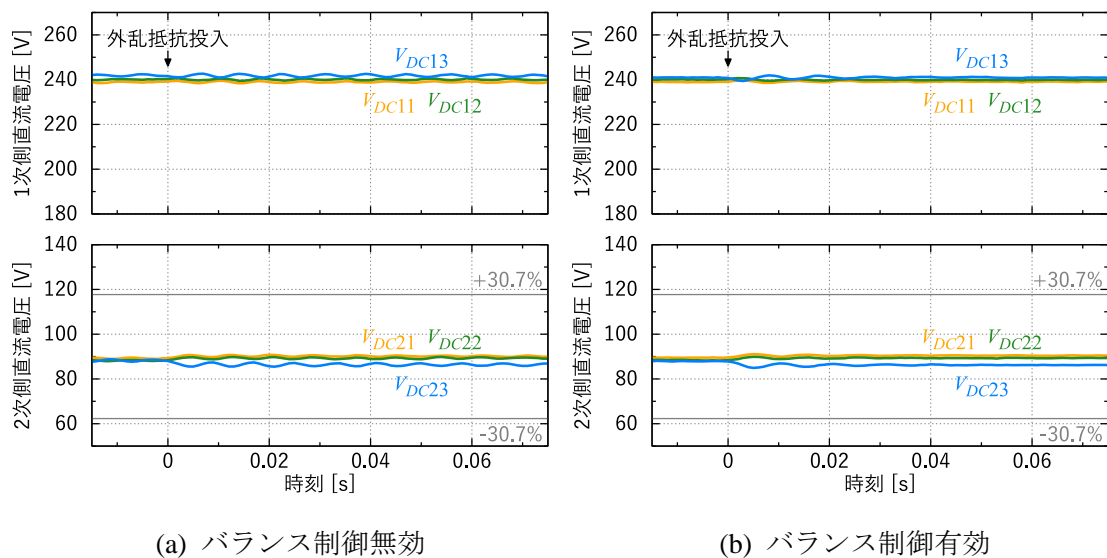


図 4-22  $I_{DC2} = 62.5 \text{ A}$  (100 %) における電圧バランス実験結果

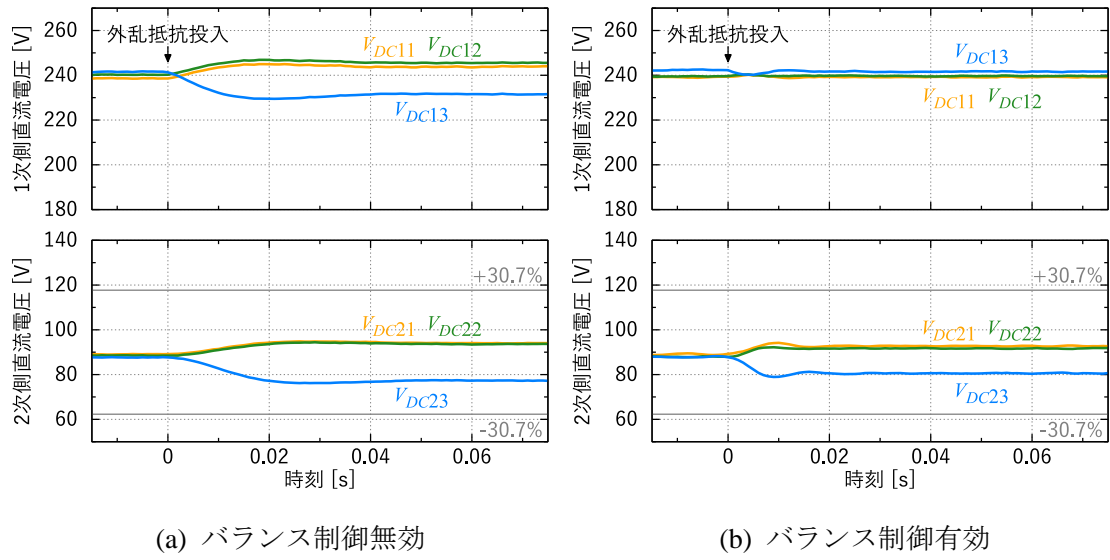


図 4-23  $I_{DC2} = 15 \text{ A}$  (24%) における電圧バランス実験結果

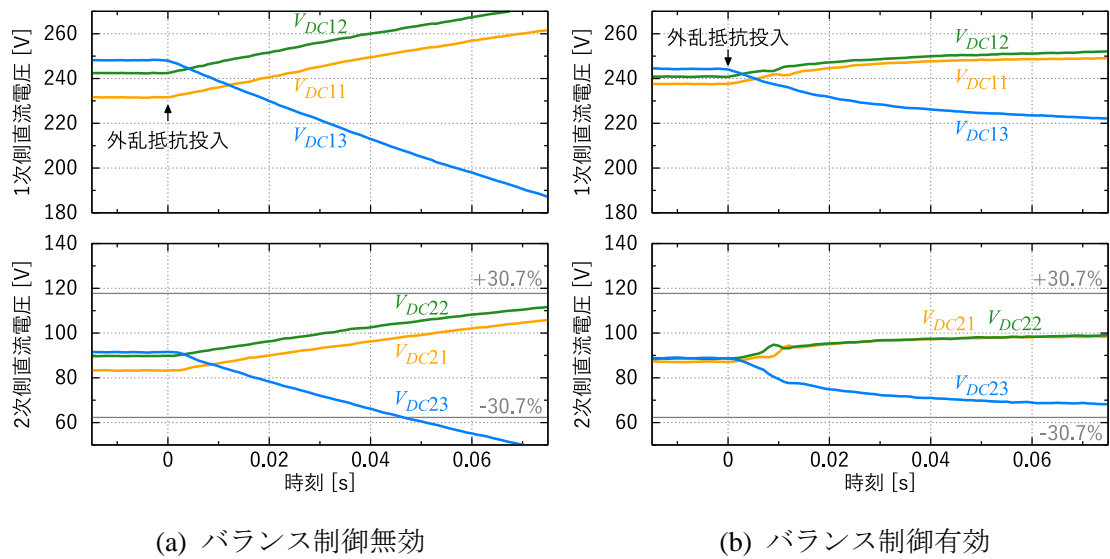
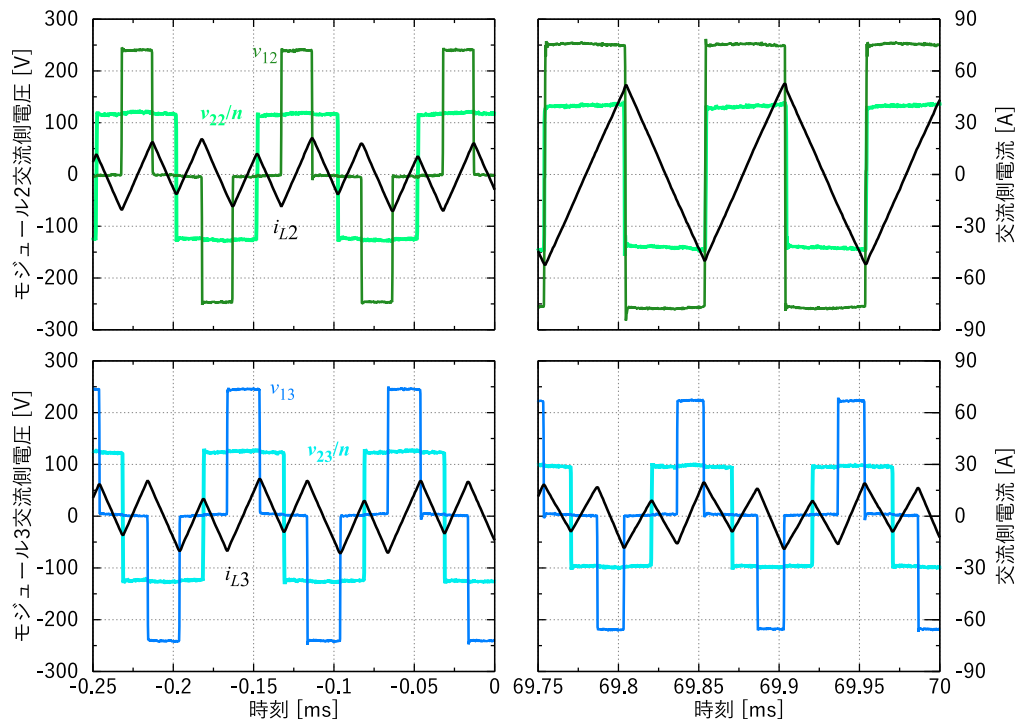
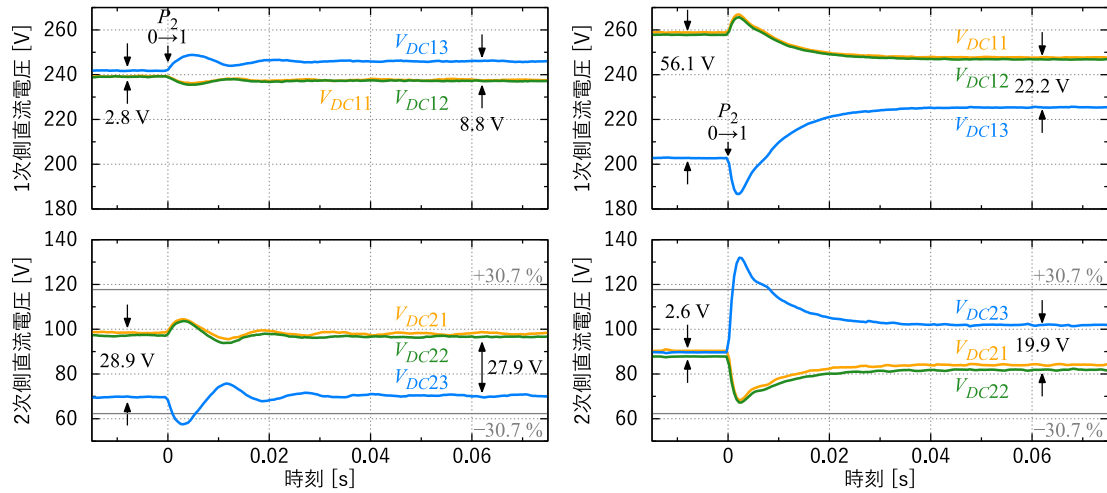


図 4-24  $I_{DC2} = 0 \text{ A}$  における電圧バランス実験結果



(a) 外乱抵抗投入前 (b) 外乱抵抗投入後

図 4-25  $I_{DC2} = 0 \text{ A}$  におけるバランス制御有効時の交流側波形



(a)  $I_{DC2} = +6 \text{ A}$  (+9.6%) (b)  $I_{DC2} = -6 \text{ A}$  (-9.6%)

図 4-26 軽負荷におけるモード 2 制御切り替え時の直流電圧波形

図 4-26 は  $I_{DC2} = \pm 6 \text{ A}$ , 9.6% 負荷における波形である。この条件では外乱抵抗は投入済みである。代わりに時刻 0 s においてゲイン  $P_2$  を 0 から 1 に変化させ、モード 2 の動作を確

## 第 4 章 入出力を直列接続した DAB 方式 DC/DC 変換器

認した。(a)では電力が1次側から2次側に流れるため、バランス制御対象外の2次側偏差が大きく $V_{DC23}$ は最小、蓄積エネルギーは $E_3$ が最小である。 $P_2$ を1に切り替えると、 $V_{DC13}$ が増加する。そのための電荷は2次側から供給されるため $V_{DC23}$ は一時的に減少する。しかし、モジュール3が1次側から入力する電力が増加するため、 $V_{DC23}$ を増加させることができる。波形より動作は設計通りであることを確認した。その一方で、効果を定量評価すると1次側は6.0 Vの偏差増加に対して2次側は1.0 Vの改善であり全体では悪化である。これは制御入力を電圧の二乗に比例する蓄積エネルギーとしたためである。低電圧側の電圧アンバランスに対しては蓄積エネルギーの偏差としては小さく、高電圧側の電圧の微小な変化のみでエネルギー偏差が抑えられてしまい低電圧側の電圧はほとんど変化しない。しかし、(b)に示すように電力の融通方向を逆とした場合においては、2次側は17.3 Vの偏差増加に対して1次側は33.9 V改善した。特に高電圧側は電圧アンバランスによりスイッチングサージが素子の絶対定格を超過する危険性が高くなり、低電圧側よりも偏差を抑える必要性が高い。提案制御は低電圧側から高電圧側に電力を融通する場合に高い効果を発揮する。なお、この実験では動作確認を目的としてゲイン $P_2$ を急変させているため時刻0 sにおいて大きな偏差が発生する。実際には電流指令値などにあわせて $\alpha_2$ を連続的に変化させることで過渡的な偏差の発生を抑制できる。

以上、100%、24%負荷および9.6%の軽負荷と無負荷における外乱投入に対し、電圧バランス偏差はFig.17の過渡変化を除き目標値である30.7%以内を達成した。

### 4.9. 結論

本章では、1次・2次両側を直列接続したDAB方式コンバータにおいて、補助回路が不要となる電圧バランス制御法とその階層化を提案した。シミュレーションによる制御回路の階層化を適用した12直列での動作を検証し、電圧バランスを維持できることを示した。また階層化によるモジュール間を授受される信号数を確認し、その変化から実装容易化の可能性を示した。あわせて階層化を適用しない3直列での条件ではあるが、実験による動作検証も実施した。その結果として、負荷が十分大きいときは直流電圧変動とスイッチング損失により制御を適用しなくても自発的に電圧がバランスする。この安定性は負荷減少に伴い低下する。そこで、融通電力入力側の電圧をバランスさせる提案制御法を適用することにより、出力側も含めバランスを維持できる。軽負荷では、電力を低電圧側から高電圧側へ融通する場合に限り、低電圧側の電圧バランスを意図的に崩すことで高電圧側のバランスを大きく改善することができる。無負荷では損失増加による電圧バランス維持が有効である。以上、シミュレーションと実験により1次側・2次側の直流電圧が異なる場合においても電圧バランスの維持と双方向の電力融通が行えることを示した。

## 参考文献

- (1) 井上重徳・赤木泰文：「双方向絶縁形 DC/DC コンバータの動作電圧と損失解析」, 電学論 D, Vol.127, No.2, pp.189-197 (2007)
- (2) 比嘉 隼・長野 剛・伊東淳一：「デュアルアクティブブリッジコンバータの制御法に応じたトランスの低損失化に関する検討」, 平成 27 年電気学会全国大会, No.4-077, pp.130-131 (2015)
- (3) 比嘉 隼・森田一徳・大井一伸・漆畑正太・只野裕吾：「パルス幅制御を適用した Dual Active Bridge 方式におけるトランス電流の直流重畳抑制法」, 令和 3 年電気学会全国大会, No.4-052, pp.89-90 (2021)
- (4) 林 祐輔・三野正人：「380 V 直流給電システムにおける電源高出力密度化の一手法」, 電学論 D, Vol.132, No.8, pp.817-825 (2012)
- (5) 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」, 電学論 D, Vol.138, No.1, pp.58-66 (2018)
- (6) Chen, W., Wang, G.: “Decentralized voltage-sharing control strategy for fully modular input-series-output-series system with improved voltage regulation,” IEEE Trans. Ind. Electron. 2015, 62, (5), pp. 2777-2787
- (7) Sha, D., Guo, Z., Luo, T., et al.: “A general control strategy for input-series-output-series modular DC-DC converters,” IEEE Trans. Power Electron, 2014, 29, (7), pp. 3766-3775
- (8) Lu Qu, Donglai Zhang: “Input voltage sharing control scheme for input series and output series DC/DC converters using paralleled MOSFETs,” Power Electronics IET, vol. 11, no. 2, pp. 382-390, 2018.

## 第 5 章 結論

本研究では、再生可能エネルギーの導入を促進するためには高電圧の直流電力を効率よく変換、絶縁、能動的に電力融通を行う技術が求められると判断した。その候補となるパワーエレクトロニクス技術を活用するにあたり、変換器の部品点数削減や小型化、および内部の直列コンデンサおよびカスケード接続セルコンデンサの電圧バランスの維持が必要不可欠である。変換器の適用先として 3 つの例を挙げ、それぞれの目的に合わせた小型化に有効な構成とその構成に適したコンデンサ電圧のバランス制御法を提案した。

### 5.1. 各章の成果

第 1 章では、再生可能エネルギーの導入が必要な背景、解決すべきパワーエレクトロニクス技術の課題を示し、本研究の目的である電圧バランスの維持の必要性を述べた。

第 2 章では、直流 1500 V までの交流 - 直流変換に適した NPC 型 3 レベルインバータを取り上げた。この構成では、電圧バランスとして中性点電位のバランス維持が重要であり、その安定性を定量的に解析した。その結果、電圧利用率改善のための 3 次高調波重畳がコンデンサ容量削減に有効であること、中性点電位の安定性には逆相 2 次高調波電流が深く関係すること、系統インピーダンス特性が負性抵抗ならば不安定になりやすいこと、従来の零相電圧を用いたバランス制御法では軽負荷時に効果が大幅に低下することを確認した。さらに、軽負荷時には逆相 2 次高調波電流を用いた制御法が有効であり、不要な逆相 2 次高調波電流をブロックすることで中性点電位の安定性を大幅に改善できることを実証した。

第 3 章では、直流 1500 V を超える交流 - 直流変換に適したモジュラー・マルチレベル変換器を扱った。その中でも MMCC-DSCC は実用例があるが、セル台数の増加という課題もあることを示し、その解決策である二相変調型 MMCC について基本動作原理を検討した。まず先行研究に対して高耐圧ダイオードをスイッチング素子に置換し、さらにスナバコンデンサを並列に接続することを提案した。これにより、先行研究では不可能だった直流から交流への電力変換ができることを実証した。MMCC-DSCC やその改良構成ではセルコンデンサ電圧制御に循環電流を用いるが、二相変調型 MMCC はその中でも系統連系用途において必要な循環電流を小さくできることを定量的に示した。また、二相変調型 MMCC は必要なコンデンサ容量も他の回路構成や先行研究に比べて比較的小さいこと、無負荷においてはバランス維持が困難となるが交流の循環電流を流すことで解決できることを確認した。

第 4 章では、以上により得られた高電圧の直流電力を活用するにあたり必須となる絶縁方法について述べた。具体的には DAB コンバータの直列接続構成を検討した。しかし、この構成では各 DAB 間での電荷の授受が不可能であり、安定動作に必要な電圧バランス維持が困難という問題がある。これに対し、電力の出力側が原理的に安定であることを示し、この原理を用いた 3 モードからなるバランス制御法を提案した。第 1 のモードでは、入力側

でのみバランス制御を行う。第 2 のモードは軽負荷における補助を目的とし、入力側のバランスを意図的に崩し出力側のバランスを改善する。このモードは出力側の電圧が高いときに有効である。第 3 のモードでは、無負荷において意図的に損失を増加させ過剰な電圧を放電する。以上のバランス制御法を適用することにより、3%を超えるバランス外乱にも補助回路なしで耐えられることを実証した。さらにバランス制御の階層化を提案し、シミュレーションではあるがセル 12 台直列構成の運転が可能であることを示した。

## 5.2. コンデンサ電圧バランス制御法の共通概念

以上の 3 種類の構成では、いずれもコンデンサ電圧バランスの維持が安定動作に不可欠である。各構成のコンデンサ電圧バランス制御法に共通した基本的な考え方は、直列接続された各コンデンサの電力責務を均一に保つことである。NPC 型マルチレベルインバータでは中性点電流を指標に議論を行ったが、これは 2.10. 節より上下のコンデンサ責務の差分と等価である。各コンデンサの電力責務を均一に保つ手段は、以下の 3 つがある。

- ① 不安定化防止：電力責務に差を生じさせる外乱を抑制する
- ② 積極的制御：意図的に電力責務に差を生じさせ、崩れたバランスを元に戻す
- ③ 無負荷対応：制御効果が低下する条件における対策

表 5-1 に本論文での提案および先行研究におけるバランス制御の分類結果を示す。青文字の項目は先行研究のない制御法である。先行研究にて提案されてきた制御法は②に集中し、①や③の検討例が少ない。①を考慮しなければ外乱が②による制御能力を超過する場合において、電圧バランスが崩壊してしまう。③の低下条件とその対策が考慮されていない場合、その条件における変換器の運転が不可能となる。今回検討した 3 種類の構成は、共通して無負荷が該当する。運転条件に制約を生じさせないためには、①や③の制御法が重要である。

第 2 章の NPC 型 3 レベルインバータでは、先行研究の時点で 2 次高調波電流が中性点電位制御に有効であることは明らかにされていた。本論文では、該当 2 次高調波電流が逆相であること、電圧アンバランスにより逆相 2 次高調波電流によるひずみが誘発され系統インピーダンスが負性抵抗の場合において不安定になること、逆相 2 次高調波電流を抑制することで無負荷時のバランス安定性が大幅に改善することを新たに示した。特に最近では再生可能エネルギー導入量の増加に伴い系統に接続されるインバータが増加するため、系統インピーダンスが負性抵抗になりやすくなる。本論文の制御法により、このような条件下においても NPC 型 3 レベルインバータを適用できる。

第 3 章にて提案した二相変調型 MMCC は DSCC や AAC, NPC とは異なりセルモジュールが片側のみに配置された構成である。そのため、上下のセルモジュール間バランスを維持

## 第 5 章 結論

する必要がなくバランス制御の難易度が低下する。循環電流の流せる期間は高耐圧 IGBT が ON の間に限定されるが、その反面循環電流の自由度が非常に高い。本論文では、この自由度を活用し無負荷においても交流の循環電流を流すことで安定性を向上させた。この自由度の高さが二相変調型 MMCC の特長と言える。

第 4 章では、電力入力側の電圧バランスのずれが外乱となること、出力側では自発的に電圧がバランスする作用があることを明らかにし、これを制御に組み込んだ。また、無負荷時には損失を活用することで、補助回路の除去を実現した。

本論文では、以上示したように各構成において方法は異なるが各要素に対応した制御手段を用意した。そのため安定性が格段に向上し、無負荷においてもバランス制御を成立させることが可能となった。

この論文では触れなかった FC 型については、3 レベルならばコンデンサの直列接続構成自体が存在せず、4 レベル以上においてもスイッチングパターンにより自由にコンデンサの充電・放電状態を切り替えることができる。無負荷においても任意の周波数の電流をごくわずかに注入することでコンデンサの充放電ができ、電力責務調整の自由度が極めて大きい。それ故に原理的に安定と考えられる。

### 5.3. 今後の展望

電力の直流 - 交流変換および絶縁は、再生可能エネルギーの活用に必須となる機能である。本研究により、これらの機能の実装にあたり変換器の安定性の向上および部品点数の削減が可能となり、少なからず再生可能エネルギー普及に貢献できるものとする。しかしながら、再生可能エネルギーを快適に活用するにはフォルト・ライド・スルー要件の達成、回路の一部が故障した際の運転継続性などの他に、さらなる高効率・部品点数削減・小型化の達成に対しても根強い期待がある。今後も、これらの課題について継続した検討が必要である。

表 5-1 本論文で提案した各変換器本論文で提案した各変換器構成における電圧バランス制御の要素

		①不安定化防止	②積極的制御	③無負荷対応
本論文にて提案	2章：NPC型	逆相2次高調波電流のブロック	零相電圧重畳 2次高調波電流注入	逆相2次高調波電流のブロック 微量の逆相2次高調波電流を注入
	3章：MMCC モジュール平均	変調率調整	循環電流	循環電流
	3章：MMCC 個別セル	中途半端なキャリア周波数	各セルの出力電圧調整	交流の循環電流
	4章：直列DAB	入力側の電圧バランス制御	出力側の自発的なバランス作用	損失増加
先行研究	2章：NPC型	-	零相電圧重畳 <sup>(1)(2)(3)</sup> 2次高調波電流注入 <sup>(3)</sup>	2次高調波電流注入 <sup>(3)</sup>
	3章：MMCC モジュール平均	変調率調整 <sup>(9)(10)</sup>	循環電流 <sup>(2)(6)(10)(12)</sup> 不平衡電流 <sup>(13)(14)</sup> 経路変更による電力再分配 <sup>(15)</sup> 零相電圧 <sup>(18)</sup>	循環電流 <sup>(2)(6)(10)(12)</sup>
	3章：MMCC 個別セル	ゲート信号周期切り替え <sup>(12)</sup>	各セルの出力電圧調整 <sup>(2)(6)(14)(18)</sup>	-
	4章：直列DAB	-	補助回路 <sup>(5)(8)</sup> 補助回路のない側をバランス制御 <sup>(5)</sup> 出力側電圧の偏差を制御 <sup>(6)(7)</sup>	補助回路 <sup>(5)(8)</sup>

※文献参照番号は各章のもの

## 謝辞

本研究の遂行および本論文の執筆にあたり、ご指導ご教示を賜りました千葉大学大学院工学研究院 佐藤之彦教授に厚く御礼申し上げます。本論文をまとめるにあたり、千葉大学大学院工学研究院 劉 康志教授、宮城大輔教授、関屋大雄教授、早乙女英夫准教授からは貴重なご助言を賜りました。深く感謝いたします。千葉大学大学院工学研究院 名取賢二准教授には研究室の発表会にお誘い下さりご指導をいただいたほか、IPEC 論文投稿の際もお世話になりました。

業務の一環として本研究活動を許可しご協力下さった株式会社 明電舎の多くの方に感謝の意を表します。小金澤竹久執行役員には、社会人博士課程への進学を勧めていただきました。宮澤秀毅常務執行役員、渡邊勝之常務執行役員、長 輝通研究所長、小倉和也研究所長には、進学・研究活動にご理解・ご協力をいただきました。只野裕吾部長には、佐藤先生との技術交流会にお誘い下さり、進学に踏み出せない私に第一歩として論文投稿を勧め書き方を指導して下さいました。漆畑正太課長には、日常の業務管理に加えて文献調査や投稿論文の添削など非常に多くのご支援をいただきました。馬場久和課長には、2章の実験で開発用実験機を提供していただきました。井上貴義技師には、ソフト作成から実験作業までご尽力下さいました。高所健太氏には3章の実験装置製作にご協力いただきました。森田一徳技師には4章にて取り上げた DAB の単機基礎研究を完了し実験準備を進めて下さいました。比嘉 隼主任には、加えて直列の課題提案と実験作業のご協力をいただきました。齋木 邦彦技師には、論文執筆中の業務量を調整していただきました。森田寛美氏には、業務の一部を負担していただきました。

最後に、論文執筆中に骨折した私を生活面・精神面から支えて下さいました家族に心より感謝致します。皆様、本当にありがとうございました。

## 本論文に関連する発表文献

### 学術論文

- (1) 大井一伸・漆畑正太・只野裕吾・佐藤之彦：「双方向電力変換可能な二相変調型モジュラー・マルチレベル変換器の実験検証」，電学論 D, Vol.141, No.4, pp.293-303 (2021)
- (2) 大井一伸・比嘉 隼・森田一徳・漆畑正太・只野裕吾・佐藤之彦：「入出力を直列接続した DAB 方式 DC/DC 変換器の補助回路を不要とした電圧バランス制御法」，電学論 D, Vol.142, No.11, pp.866-878 (2022)

### 国際会議における発表論文

- (1) K. Oi, K. Takasho, Y. Tadano: “Modular Multilevel Converter Replaced One Module with High Voltage IGBT”, 2018 Int. Power Electron. Conf. (IPEC 2018)- ECCE Asia - (2018)
- (2) K. Oi, H. Higa, K. Morita, S. Urushibata, Y. Tadano, Y. Sato: “Voltage Balancing Control of Bidirectional Input-Series Output-Series Dual Active Bridge DC/DC Converters without Auxiliary Circuits”, 2022 Int. Power Electron. Conf. (IPEC 2022)- ECCE Asia - (2022)

### 国内学会における発表論文

- (1) 大井一伸・濱田鎮教・小堀賢司・近藤 猛：「中性点クランプ式 3 レベルインバータの高調波電流による中性点電位脈動抑制」，平成 29 年電気学会全国大会, No.4-102, pp.171-172 (2017)
- (2) 大井一伸・濱田鎮教・小堀賢司・近藤 猛：「中性点クランプ式 3 レベルインバータの高調波電流を用いた中性点電位制御の解析」，電気学会産業応用部門大会, 1-100, pp. I-455 - I-458 (2017)
- (3) 大井一伸・漆畑正太・只野裕吾：「双方向電力変換可能な二相変調型モジュラー・マルチレベル変換器の実験検証」，電気学会研究会資料, SPC-20-013/MD-20-013, pp.73-78 (2020)
- (4) 大井一伸・漆畑正太・只野裕吾：「高調波電流出力時における中性点クランプ型 3 レベルインバータの中性点電位制御」，令和 5 年電気学会全国大会（発表予定）