

瞬時損失最小モード切り替え法による
高効率 Dual Active Bridge コンバータの開発

比嘉 隼

2019年 2月

目次

目次.....	i
図目次.....	v
表目次.....	ix
第1章 序論.....	1
1.1 研究背景.....	1
1.1.1 スマートグリッドの歴史.....	1
1.1.2 直流配電システムに適用する電力変換器.....	8
1.1.3 DAB コンバータから発生する損失.....	11
1.1.4 瞬時損失の定義および瞬時損失低減の必要性.....	17
1.2 研究目的.....	19
1.3 論文概要.....	20
参考文献.....	23
第2章 瞬時損失に着目した DAB コンバータの損失低減手法.....	28
2.1 緒論.....	28
2.2 方形波動作時における DAB コンバータの特性.....	29
2.2.1 電圧変動時におけるインダクタ電流および ZVS 範囲.....	29
2.2.2 位相差変更時のトランス電流の直流重畳.....	39
2.3 DAB コンバータの瞬時損失低減手法.....	42
2.3.1 スイッチングパターン切り替え方式による瞬時損失低減手法.....	43
2.3.2 回路方式による瞬時損失低減手法.....	62

目次

2.3.3	トランスパラメータ切り替え方式による瞬時損失低減手法.....	69
2.3.4	スイッチングタイミング調整方式による瞬時損失低減手法.....	71
2.4	瞬時損失最小モード切り替え法	74
2.5	本研究の位置づけ.....	77
2.6	結論.....	81
	参考文献.....	83
第 3 章	瞬時損失最小モード切り替え法を用いたフライングキャパシタ DAB コンバータ	94
3.1	緒論.....	94
3.2	回路構成.....	97
3.3	各モードの動作解析.....	99
3.3.1	フルブリッジ(FB)モード.....	99
3.3.2	5 レベルモード.....	99
3.3.3	ハーフブリッジ(HB)モード.....	102
3.3.4	モード切り替えによる低損失化.....	102
3.4	各モードの損失定式化.....	105
3.5	制御ブロック図.....	107
3.5.1	フライングキャパシタ電圧制御	107
3.5.2	モード切り替え時のトランス電流直流重畳抑制法.....	110
3.6	瞬時損失最小モード切り替え法による瞬時損失低減効果.....	112
3.6.1	フライングキャパシタ電圧制御	112
3.6.2	各モードの特性および動作波形	116
3.6.3	損失解析結果およびモード切り替え時の瞬時損失低減効果.....	125
3.7	結論.....	129
	参考文献.....	131
第 4 章	瞬時損失最小モード切り替え法による 1 レグ T 形 DAB コンバータ.....	132
4.1	緒論.....	132
4.2	回路構成.....	135

4.3 各モードの動作解析.....	137
4.3.1 フルブリッジ(FB)モード.....	137
4.3.2 ハーフブリッジ(HB)モード.....	144
4.4 瞬時損失最小モード切り替え法に適用する電圧制御法.....	149
4.4.1 負荷変動時のモード切り替え法.....	149
4.4.2 モード切り替え時のトランス電流直流重畳抑制法.....	152
4.5 瞬時損失最小モード切り替え法による瞬時損失低減効果.....	157
4.5.1 定常動作波形.....	159
4.5.2 効率特性.....	161
4.5.3 損失解析結果およびモード切り替え時の瞬時損失低減効果.....	166
4.5.4 負荷ステップ応答.....	169
4.6 結論.....	174
参考文献.....	175
第5章 瞬時損失最小モード切り替え法による等価励磁インダクタ切り替え方式DABコンバータ.....	176
5.1 緒論.....	176
5.2 回路構成.....	179
5.3 等価励磁電流による還流電流の低減効果.....	186
5.4 トランス寄生パラメータを含めた還流電流の低減効果.....	189
5.5 瞬時損失最小化を達成する補助インダクタ切り替え法.....	192
5.5.1 補助インダクタ切り替え時の問題点.....	192
5.5.2 提案する補助インダクタ切り替え法.....	194
5.6 シミュレーション結果.....	197
5.7 瞬時損失最小モード切り替え法による瞬時損失低減効果.....	200
5.7.1 定常動作波形.....	200
5.7.2 補助インダクタ切り替え時の過渡動作波形.....	205
5.7.3 インダクタ電流および効率特性.....	208
5.7.4 損失解析結果およびモード切り替え時の瞬時損失低減効果.....	211

目次

5.8 結論.....	214
参考文献.....	215
第6章 結論.....	217
6.1 本研究の成果.....	217
6.2 各方式の特徴.....	220
6.3 瞬時損失最小モード切り替え法に関する結論.....	223
6.4 今後の課題.....	224
謝辞.....	225
論文目録.....	227
付録 A(等価励磁電流による還流電流低減効果の基本波モデルと方形波モデルの比較)...	232

図目次

図 1.1	長期エネルギー需給の見通し	3
図 1.2	再生可能エネルギー設備容量の推移	4
図 1.3	各主要国のエネルギー自給率の国際比較(2010 年)	4
図 1.4	スマートグリッドシステムの例	7
図 1.5	DC マイクログリッドシステムの例.....	10
図 1.6	双方向絶縁形 DC-DC コンバータの回路方式.....	10
図 1.7	DAB コンバータから発生する損失.....	15
図 1.8	半導体スイッチの電圧電流.....	16
図 1.9	磁性部品の電圧電流.....	16
図 1.10	キャパシタの電圧電流.....	16
図 1.11	本論文の概要図.....	22
図 2.1	DAB コンバータの回路図.....	32
図 2.2	DAB コンバータの等価回路.....	32
図 2.3	方形波動作時におけるスイッチング 1 周期の動作波形.....	33
図 2.4	出力電流に対するトランス電流実効値	34
図 2.5	1 レグに着目した ZVS 動作.....	37
図 2.6	巻数比を考慮した入出力電圧比に対する ZVS 範囲	38
図 2.7	位相シフト量変更時の動作波形	41
図 2.8	回路方式および駆動方式による瞬時損失低減手法	42
図 2.9	パルス幅変調(PWM)による各方式.....	45
図 2.10	SPWM を用いた還流電流低減手法	46
図 2.11	広い電圧変動範囲を考慮した還流電流低減手法	47
図 2.12	線形近似によるスイッチングパターン決定法.....	48

図目次

図 2.13	基本波成分および3次高調波を考慮した位相差に対するゼロ電圧期間の決定法	51
図 2.14	低圧大電流 DAB コンバータに適用するスイッチングパターン決定法	52
図 2.15	電圧条件および負荷による PWM 手法および電流モード切り替え方式	53
図 2.16	低結合率トランスを用いた SPWM および DPWM による ZVS 範囲拡大手法	54
図 2.17	損失最小化を実現するスイッチングパターンおよびスイッチング周波数切り替え方式	56
図 2.18	スイッチング周波数制御および SPWM を用いた ZVS 範囲拡大手法	57
図 2.19	電圧出力期間の midpoint にゼロ電圧期間を挿入する方式	59
図 2.20	不連続電流モードを用いた還流電流抑制手法	60
図 2.21	位相シフト量の更新タイミング変更による直流重畳抑制法	61
図 2.22	ダイオードクランプトポロジーを採用した DAB コンバータ	64
図 2.23	T 形トポロジーを採用した DAB コンバータ	65
図 2.24	直列補償方式を用いた DAB コンバータ	67
図 2.25	三相インバータおよび多巻線トランスを用いたトランス電圧切り替え手法	68
図 2.26	補助巻線によるインダクタンス可変方式	70
図 2.27	双方向スイッチを用いたトランスタップ切り替え手法	70
図 2.28	デューティ比調整による直流重畳抑制法	72
図 2.29	トランス電流検出による直流重畳抑制法	73
図 2.30	等価回路を用いた瞬時損失最小モード切り替え法	76
図 2.31	本研究の位置づけ	80
図 3.1	本章で提案する瞬時損失最小モード切り替え法を用いた DAB コンバータ	96
図 3.2	瞬時損失最小モード切り替え法を適用するフライングキャパシタ(FC)DAB コンバータ	98
図 3.3	スイッチング 1 周期の動作波形	98
図 3.4	各モードの総合力率特性	104
図 3.5	FC インバータ側の制御ブロック図	108
図 3.6	低圧側 2 レベルインバータの制御ブロック図	109
図 3.7	提案するキャリア位相シフト方式の各キャリアおよび各インバータ出力電圧	111

図 3.8	充電動作時における FC 電圧制御適用前後の定常動作波形.....	114
図 3.9	放電動作時における FC 電圧制御適用前後の定常動作波形.....	114
図 3.10	FC 電圧制御適用時の過渡応答.....	115
図 3.11	各モードの動作波形.....	118
図 3.12	各モードのインダクタ電流特性.....	120
図 3.13	各モードの効率特性.....	123
図 3.14	各モードの ZVS 範囲.....	123
図 3.15	入力側電圧変動時の効率特性.....	124
図 3.16	重負荷時の損失解析.....	127
図 3.17	モード切り替え点付近の損失解析.....	127
図 3.18	5 レベルモードから FB モードへの切り替え時における過渡動作波形.....	128
図 3.19	HB モードから 5 レベルモードへの切り替え時における過渡動作波形.....	128
図 4.1	本章で提案する瞬時損失最小モード切り替え法を適用する DAB コンバータ.....	134
図 4.2	瞬時損失最小モード切り替え法を適用する 1 レグ T 形 DAB コンバータ.....	136
図 4.3	各モードのスイッチングパターン.....	136
図 4.4	FB モードのスイッチング 1 周期の動作波形.....	143
図 4.5	HB モードのスイッチング 1 周期の動作波形.....	148
図 4.6	モード切り替えを含めた電圧制御ブロック図.....	151
図 4.7	モード切り替え時の過渡動作波形.....	154
図 4.8	モード切り替えおよび位相差変更時の過渡動作波形.....	156
図 4.9	FB モードを用いた公称電圧時の定格動作波形.....	159
図 4.10	入力電圧 400 V, 出力電圧 150 V 時における各モードの動作波形.....	160
図 4.11	入力電圧 400 V, 出力電圧 100 V 時における各モードの動作波形.....	160
図 4.12	入力電圧 400 V 時における各モードの効率特性.....	163
図 4.13	入力電圧 350 V および 300 V 時における各モードの効率特性.....	165
図 4.14	損失解析結果.....	167
図 4.15	モード切り替え時の瞬時損失低減効果.....	168
図 4.16	出力電圧制御を用いた場合の負荷ステップ応答.....	171

図目次

図 4.17	インダクタンスに誤差がある場合の出力電圧応答波形.....	173
図 5.1	本章で提案する瞬時損失最小モード切り替え法を適用する DAB コンバータ	178
図 5.2	瞬時損失最小モード切り替え法を適用する等価励磁インダクタ切り替え方式 DAB コンバータ	180
図 5.3	DAB コンバータの等価回路.....	180
図 5.4	スイッチング 1 周期の動作波形	185
図 5.5	励磁インダクタンスを考慮した動作波形.....	187
図 5.6	励磁インダクタンスを考慮した DAB コンバータの基本波モデル	187
図 5.7	各トランス電圧および電流のフェーザ図.....	188
図 5.8	高周波トランスの漏れインダクタンスを考慮した基本波モデル.....	190
図 5.9	高周波トランスの結合係数に対する二次側電流実効値特性.....	191
図 5.10	従来の補助インダクタ切り替え時の過渡動作波形.....	193
図 5.11	提案する補助インダクタ切り替え法.....	196
図 5.12	補助インダクタ切り替え時の動作波形.....	198
図 5.13	インダクタ電流特性および ZVS 範囲.....	199
図 5.14	補助インダクタ切り替え前後の動作波形.....	203
図 5.15	HSW および ZVS 動作時の低圧側インバータの MOSFET 端子間電圧.....	204
図 5.16	補助インダクタ切り替え時の過渡動作波形.....	206
図 5.17	補助インダクタ切り替え時の補助インダクタ電圧の過渡動作波形.....	207
図 5.18	補助インダクタ切り替え前後における低圧側インダクタ電流の実効値および ZVS 範囲.....	209
図 5.19	補助インダクタ切り替え前後の効率特性.....	210
図 5.20	軽負荷動作時の損失解析.....	212
図 5.21	モード切り替え時の瞬時損失低減効果.....	213
図 A.1	位相差に対する二次側電流特性	234
図 A.2	基本波成分および高調波を含めた位相差に対する二次側電流特性.....	234

表目次

表 1.1	各蓄電デバイスの特徴.....	7
表 2.1	従来および提案手法の特徴.....	79
表 3.1	FCDAB コンバータの実験条件.....	113
表 3.2	損失解析時の各パラメータ.....	126
表 4.1	1 レグ T 形 DAB コンバータの実験条件.....	158
表 5.1	シミュレーション条件.....	197
表 5.2	実験条件.....	201
表 6.1	第 3 章から第 5 章で検討した方式の特徴.....	222

第1章

序論

1.1 研究背景

1.1.1 スマートグリッドの歴史

近年、電気エネルギーの利用が一般的なものとなり、急速な経済発展をもたらした。それに伴い、わが国を含む先進国の電気エネルギーの利用が急増し、CO₂の大量排出による地球温暖化や化石燃料の枯渇が問題になっている⁽¹⁾。さらに、近年の発展途上国の経済成長により、電気エネルギーの利用はさらに増加していく傾向にある⁽²⁾。したがって、世界の情勢からも電力の省エネルギー化は非常に重要である。これらの問題解決に向け、世界の主要国間で地球温暖化の対策会議が開かれ、国ごとにCO₂の排出量を法的に制限された。特に、1997年に採択された気候変動に関する国際連合枠組条約の京都議定書⁽²⁾では、我が国は1990年ベースで6%の温室効果ガス排出量の削減要求を達成できた。しかし、2011年の東日本大震災以降、停止した原子力発電所はここ数年の間に運転を再開している⁽¹⁾が、それでもなお火力発電所の稼働率が高い⁽²⁾。さらに、パリ協定が発効され、2030年までに温室効果ガス排出量を26%低減(2013年度比)する必要がある。以上のことから、各用途にあわせて電気を効率よく変換するパワーエレクトロニクス技術の重要性が増している⁽³⁾。

パワーエレクトロニクスはIEEE Power Electronics Specialists Conferenceにおいて、アメリカのNewellによって「電力工学」、「電子工学」、「制御工学」を融合させた新しい技術分野として提唱された⁽⁴⁾。具体的には、電圧や電流の情報を検出および処理(電子工学)し、その

第 1 章 序論

情報をもとに半導体スイッチを制御すること(制御工学)で所望の電圧、電流、周波数に変換する(電力工学)技術である。したがって、パワーエレクトロニクス技術は半導体スイッチの開発と密接に関係しており、1957年にアメリカの General Electric 社によって開発されたサイリスタが電力変換技術の基礎となっている⁽⁴⁾⁽⁶⁾。その後、サイリスタと比較して高速にスイッチング可能な GTO (Gate turn-off thyristor)、IGBT (Insulated gate bipolar transistor) や MOSFET (Metal oxide semiconductor field-effect transistor)が開発された。一方、電子工学の分野ではアナログ回路による制御からマイクロコンピュータ(マイコン)や Digital signal processor (DSP)を用いたデジタル制御に置き換わることで複雑な制御を容易に実現できるようになった。これらのパワーエレクトロニクス技術の発展により、安価に高効率かつ高性能な半導体電力変換装置の開発が可能となり、電力、家電、交通、産業応用から再生可能エネルギーまで幅広い分野に適用されている。

特に省エネルギー化の観点から再生可能エネルギーによる発電は大きく注目されており、世界各国でその大量導入が検討されている。

図 1.1 にわが国の長期エネルギー需給の見通しを示す。わが国では 2010 年 6 月に政府が定めた現行のエネルギー基本計画では、2030 年に向けた目標として、再生可能エネルギーを 1990 年比で約 1 割から 2 割に増加させることが見込まれていた⁽²⁾。しかし、東京電力福島第一原発事故を受けて 2012 年に実施された政府のエネルギー・環境会議では、再生可能エネルギーといったグリーンエネルギーの導入を最大限に引き上げるという方針に切り替えられた。

図 1.2 に再生可能エネルギー設備容量の推移⁽²⁾を示す 2012 年に開始された固定価格買い取り制度(FIT 制度)により、再生可能エネルギーの設備容量は 2012 年から 2016 年の 4 年間で 2 倍以上となっている。FIT 制度は再生可能エネルギーによって発電した電力を国の定めた一定の価格で電気事業者が買い取ることを義務付ける制度である。これにより、再生可能エネルギー設備の設置コスト回収の見通しが立ち、再生可能エネルギーの普及に大きく貢献した。このような再生可能エネルギー普及に関する制度は世界各国で導入が進み、2010 年までに 60 か国で導入されている⁽²⁾。

図 1.3 に 2010 年における各主要国のエネルギー自給率を示す。アメリカ、中国、イギリスはまだ化石燃料の割合が高く、再生可能エネルギーの普及拡大を促進するための政策を

導入している。例えば、アメリカでは「New energy for America」計画が2008年に施行され、アメリカ国内における再生可能エネルギー発電量の目標を2025年までに全体の25%まで増加させると発表している⁽⁷⁾。また、中国では「再生可能エネルギー発展第11次5カ年計画(2008)」で、2020年までに一次エネルギーに対する再生可能エネルギーの割合を15%に引き上げる目標を定めた⁽⁷⁾。さらに、イギリスでは、2020年までに電力、熱、運輸部門の最終エネルギー消費に占める再生可能エネルギーの割合を20%までに引き上げる「再生可能エネルギー指令」を2007年に採択している⁽⁷⁾。以上のことから世界各国で再生可能エネルギーの重要性が増している。

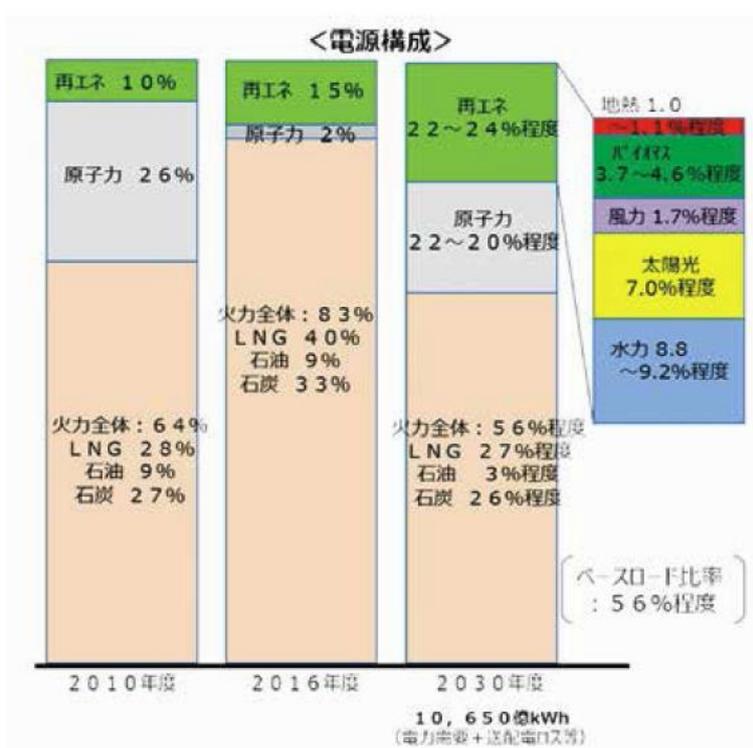


図 1.1 長期エネルギー需給の見通し

(文献(2) 経済産業省・資源エネルギー庁: 「エネルギー白書 2018」より引用)

第1章
序論

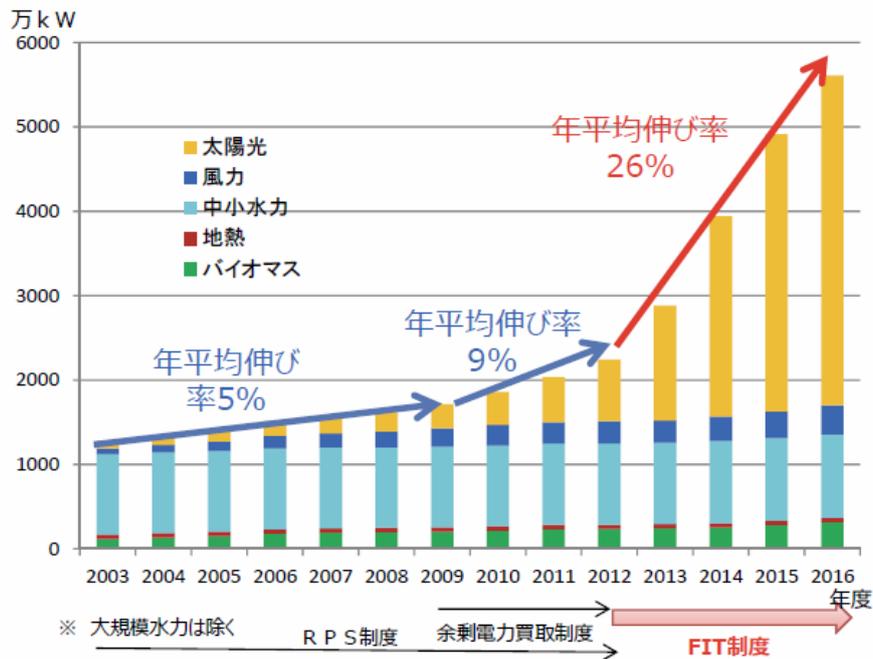


図 1.2 再生可能エネルギー設備容量の推移

(文献(2) 経済産業省・資源エネルギー庁: 「エネルギー白書 2018」より引用)

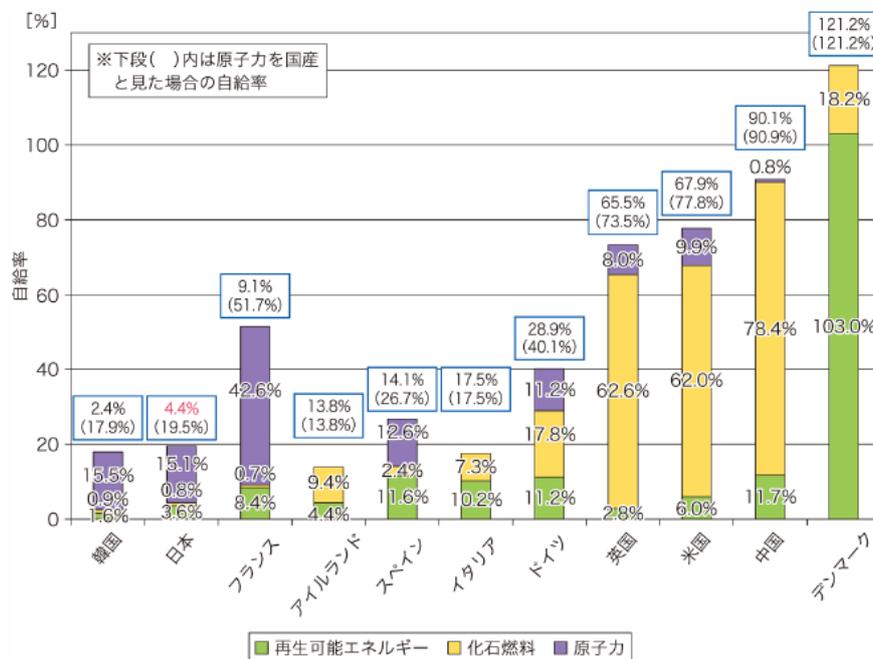


図 1.3 各主要国のエネルギー自給率の国際比較(2010年)

(文献(7) 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」より引用)

再生可能エネルギー発電を用いる上で問題となっているのが天候や気象による発電出力の変動である。昼夜間で需要家の消費電力や再生可能エネルギーの発電電力が異なるため、需給のアンバランスが発生する。このアンバランスは電力会社に売電されるが、さらにアンバランスが大きくなると系統電圧の上昇や周波数変動などの系統異常の原因となる。その対策として、キャパシタやバッテリーなどの蓄電デバイスを用いた電力平準化技術が用いられる。電力平準化技術は再生可能エネルギー発電量と消費電力の差分に応じて、電力変換回路により様々な蓄電デバイスを充放電させることで需給のアンバランスを調整する技術である。さらに、昼間に発電した電力の一部を夜間に移行させる(ピークシフト)ことで電力設備の有効活用と需要家の省エネルギー化が可能である。

表 1.1 に電力平準化装置に適用されている蓄電デバイスの種類を示す⁽⁸⁾。蓄電デバイスによって容量や出力密度が異なる。まず、リチウムイオンバッテリーは化学反応を利用して電気エネルギーに変換しているため、高エネルギー密度である。しかし、化学反応の速度は遅いため、出力密度が非常に低い。これらの特徴から長周期(数時間)の小規模な電力変動の補償⁽⁷⁾、⁽⁹⁾、⁽¹¹⁾や非常時における重要負荷のバックアップ⁽¹²⁾、⁽¹³⁾に使用される。次に、電気二重層キャパシタ(EDLC)は化学反応を使用していないため、高い出力密度と低いエネルギー密度を有する蓄電デバイスである。したがって、短周期(数十秒から数分)の大規模な電力変動の補償に適用されている⁽¹⁴⁾、⁽¹⁵⁾。一方、フライホイールは回転によってエネルギーを貯蔵する方式(機械エネルギー)であり、中周期(数分から数十分)の中から大規模な電力変動の補償に適用されている⁽¹⁶⁾。さらに、複数の蓄電デバイスを用いて広い電力範囲を補償する方式⁽¹⁷⁾、⁽¹⁸⁾も検討されており、広範囲の電力変動補償を少ないデバイス数で実現できる。このように複数の電源が分散して設置されているため、需要家および分散電源が協調して電力制御を行う必要がある。このような需要家および分散型電源の両方から制御し、電力の流れを最適化する送配電システムをスマートグリッドと呼ぶ⁽¹⁹⁾、⁽²⁰⁾。なお、スマートグリッドの中には小さな規模で電力制御を行うシステムをマイクログリッド⁽²¹⁾と呼ぶ。スマートグリッドやマイクログリッドは日本を含む世界各国で試験運用もしくは導入している。例えば、日本の沖縄県の宮古島や鹿児島県の黒島などでマイクログリッドの実証試験を行っている⁽²²⁾。

一方、大規模な配電系統構築に向け、分散型電源および蓄電デバイス間の電力制御を統

第1章 序論

括的に監視および制御することが求められている。近年は電力情報を監視するスマートメーターを需要家に配置し、ICT(情報通信技術)技術を用いて広域の電力系統を監視するネットワークインフラの開発が検討されている⁽²²⁾。

図1.4にスマートグリッドシステムの例を示す。図1.4から再生可能エネルギーおよび蓄電システムを共通の交流系統に連系するため、直流もしくは異なる周波数の交流から交流に変換する電力変換器が必要となる。例えば、直流出力となる太陽電池やバッテリーに適用する電力変換器にはDC-AC変換器(インバータ)を用いる。さらに、太陽電池やバッテリーの仕様によって直流電圧が異なるため、系統連系に要求される電圧に昇圧するDC-DCコンバータも必要となる。また、フライホイールや風力発電は気象や動作条件によって周波数が異なるため、交流から異なる周波数の交流に変換するAC-AC変換器が用いられる。このように蓄電デバイスおよび電圧や周波数などの仕様に合わせるためには電力変換回数が2回必要となり、システム効率の低下や装置の大型化を招く。上記の問題を解決する一手法としてDCマイクログリッドシステムがある⁽²³⁾⁽²⁴⁾。

表 1.1 各蓄電デバイスの特徴⁽⁸⁾

評価項目	電気二重層 キャパシタ	リチウムイオン バッテリー	フライホイール
変換方式	静電気	電気化学	回転運動
エネルギー密度	×	◎	○
出力密度	◎	×	○
貯蔵期間	短期 (秒～分単位)	長期 (時～日単位)	短中期 (分～時単位)
寿命	◎	×	○
出力形式	直流	直流	交流※

※回転数によって周波数変化

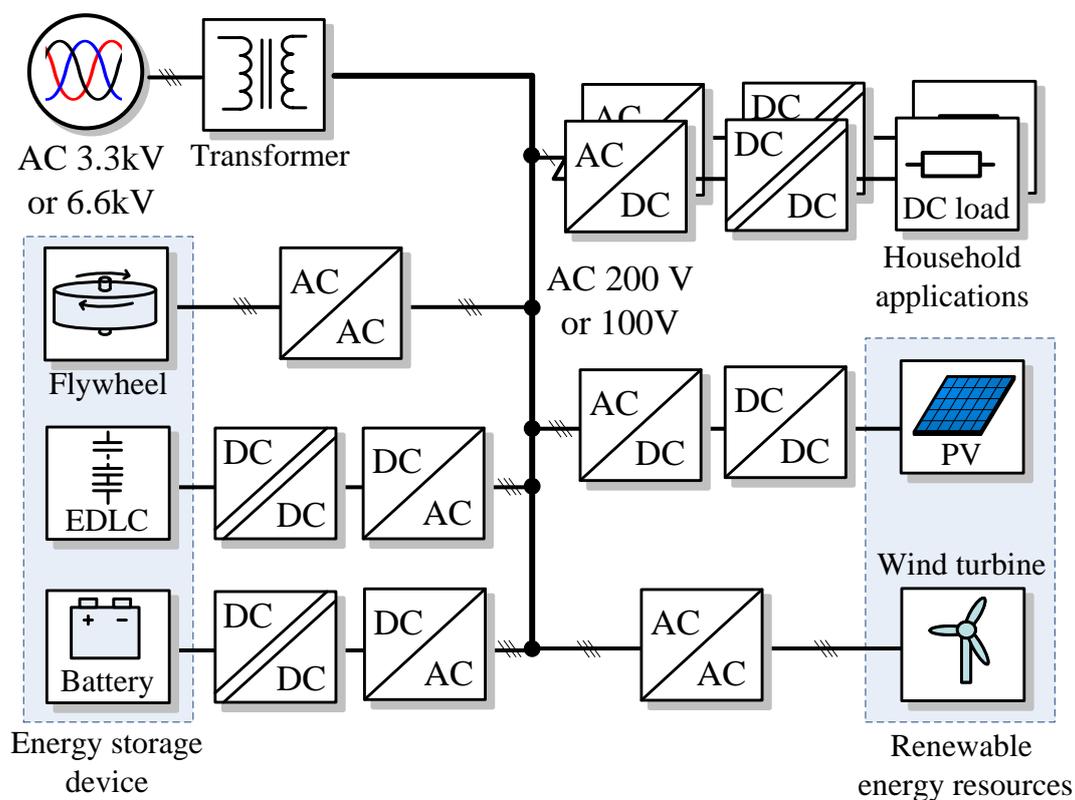


図 1.4 スマートグリッドシステムの例

図 1.5 に DC マイクログリッドシステムの例を示す。DC マイクログリッドはスマートグリッド内の共通バスを交流から直流に変更している点に特徴がある。従来の交流配電と比較して直流配電には(1)AC-DC 変換器もしくはDC-AC 変換器の削減が可能となりシステムの高効率化および小型化可能, (2)共通バスが直流であるため, 交流系統との連系時に必要であった位相制御や周波数制御が不要となり制御の簡単化, (3)系統異常時には連系点で解列し, DC マイクログリッドを独立で運転できるため, 災害時に強い, (4)配線インダクタンスや寄生容量による影響が小さいという利点がある⁽²⁴⁾。このような共通バスを高電圧かつ直流にする方式はデータセンタの省エネルギー化を目的に, 採用されており直流バスを 380V にすることで高圧化および変換回数低減によるシステム効率を改善している⁽²⁵⁾。また, 交流配電と直流配電を組み合わせたシステムもまた提案されている⁽²⁶⁾。

1.1.2 直流配電システムに適用する電力変換器

直流配電システムはこのような多くの利点から国内外で注目を集めており, DC マイクログリッドに適用する電力変換器⁽²⁷⁾, 系統異常時におけるシステムの制御方法⁽²⁸⁾⁻⁽²⁹⁾や統括制御の構築⁽³⁰⁾など多数研究されている。一方, 再生可能エネルギーおよび蓄電デバイスの多くは直流出力であるため, 直流バスと蓄電デバイスおよび再生可能エネルギーを接続するインターフェイスに用いられるコンバータには以下の要求がある。

- (1) 安全の観点からバッテリーや EDLC などの蓄電デバイスと直流バスとの絶縁
- (2) 使用できる面積に制限があるため, 小型化
- (3) 再生エネルギーの発電電力は天候により電圧や電力が変動するため, 広い電圧駆動範囲かつ広い負荷範囲で高効率
- (4) 蓄電デバイスの充放電動作が必要となるため, 双方向動作
- (5) 大容量化が容易

これらの要求から双方向絶縁形 DC-DC コンバータが用いられる。

図 1.6 に双方向絶縁形 DC-DC コンバータの回路方式を示す。なお, 大容量化を想定して, トランス電流を低減するために H ブリッジ構成を採用している。なお, 漏れインダクタンスに流れる電流および励磁電流を総称してトランス電流と定義する。双方向絶縁形 DC-DC コンバータは大きく分けて非共振形と共振形に分けられる。共振形は高周波トランスにキ

ャパシタを直列接続することで共振を利用して駆動する方式である。さらに、スイッチング周波数と共振周波数の関係によって、ゼロ電流スイッチング (ZCS) もしくはゼロ電圧スイッチング(ZVS)を達成できる。共振形はインバータ出力電圧のパルス幅⁽³¹⁾⁽³²⁾, 両側インバータの位相差⁽³¹⁾, スwitching周波数⁽³³⁾の操作もしくは複数の操作⁽³⁴⁾によって、電圧変動に対する高効率化を実現している。しかし、共振形は主電流がすべて共振コンデンサに流れるため、大容量化を想定するとコンデンサを多数接続する必要がある。一方、非共振形の DC-DC コンバータには電圧型と電流型を組み合わせた方式がある⁽³⁵⁾。これは高圧側に電圧形インバータと低圧側に電流形インバータを適用した回路であり、電流形インバータを適用することで出力側の電流リップルを抑制することができる。しかし、漏れインダクタンスと出力インダクタによってサージ電圧が発生するため、低圧側はスナバ回路によって装置が大型化する。さらに、パワーフローによって、スイッチングパターンが大きく異なるため、制御系が複雑化する。また、非共振形の一方式として高圧側、低圧側ともに電圧形インバータを適用した Dual Active Bridge コンバータ(以下、DAB コンバータ)がある⁽³⁶⁾。DAB コンバータでは各インバータ出力電圧 v_1 および v_2 の位相差を用いて、トランスの漏れインダクタンス L_r の電流 i_L によって電力を伝送するため、原理的にサージ電圧が発生しない。さらに、デッドタイム期間中の還流電流により、次にターンオンさせる半導体スイッチの寄生容量の電荷をゼロまで放電できるため、追加部品なしに ZVS を達成できる。加えて、DAB コンバータは各インバータ出力電圧の位相差のみで入出力電圧の大小に関係なく、パワーフローや伝送電力を制御できる。このように、DAB コンバータは簡単な構成で双方向および絶縁が容易に達成できるため、非常に注目されており、国内外で蓄電システムや DC マイクログリッドへの適用が盛んに研究されている^{(14),(37)-(39)}。本論文では、DC マイクログリッド用の電力変換器として DAB コンバータに着目し、特に大容量のシステムにおいて、装置全体の小型、軽量化に貢献できる損失低減について議論する。

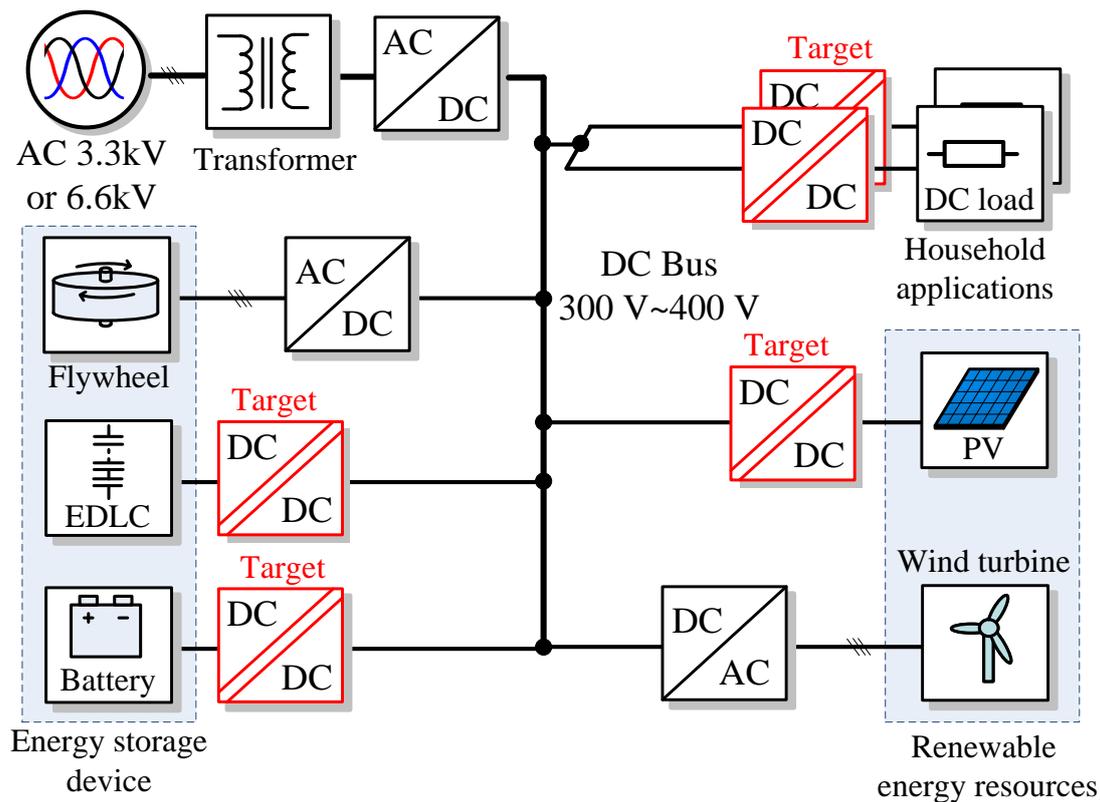


図 1.5 DC マイクログリッドシステムの例

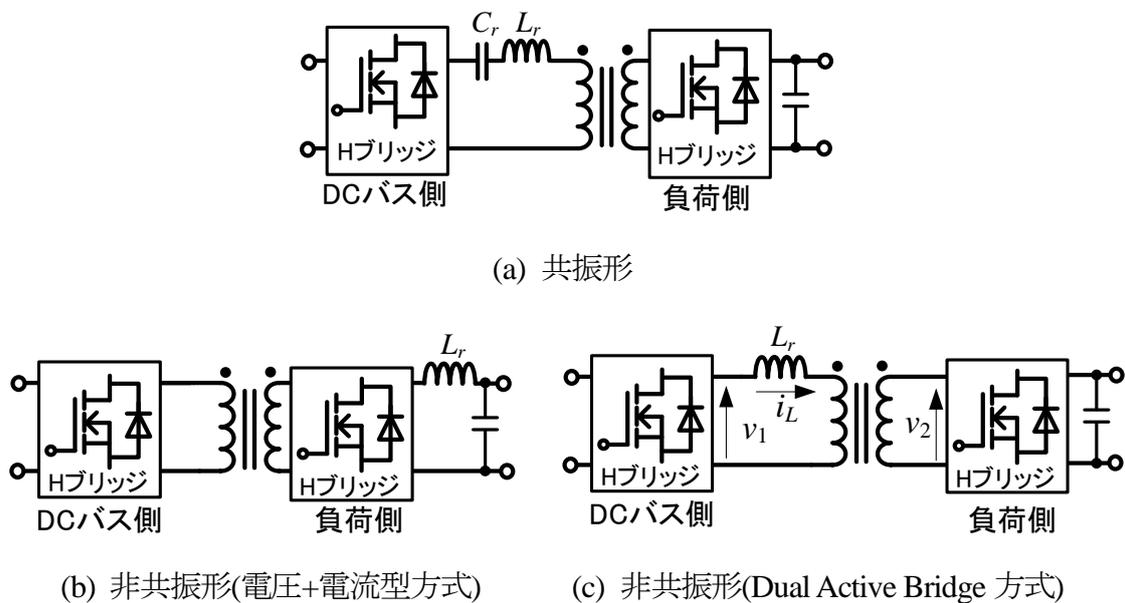


図 1.6 双方向絶縁形 DC-DC コンバータの回路方式

1.1.3 DAB コンバータから発生する損失

図 1.7 に DAB コンバータから発生する損失を示す。DAB コンバータから発生する損失は「半導体スイッチによる損失」、「磁性部品による損失」、「キャパシタによる損失」、「周辺回路による損失」に分類することができ、詳細を下記に示す。

(a) 半導体スイッチによる損失

図 1.8 に半導体スイッチの電圧、電流定義およびスイッチング状態の各波形を示す。半導体スイッチの損失は導通損失およびスイッチング損失に分類できる⁽³⁾。導通損失は、半導体スイッチのオン状態において生じる抵抗成分によって、電流が流れることで電圧降下により発生する損失である。ダイオードの場合も同様に電流が導通するために必要な順方向電圧を有するため、導通時の電流と順方向電圧の積が導通損失となる。一方、スイッチング損失は半導体スイッチがスイッチング時に電圧、電流が瞬時に切り替わらず、電圧と電流の積がゼロにならないため発生する損失である。また、スイッチング損失にはターンオフ時に発生するターンオフ損失とターンオン時に発生するターンオン損失がある。なお、本論文ではデッドタイム期間中に、次にターンオンする素子の負方向(MOS-FET ではソースからドレイン)に電流を流すことによって、寄生容量の電荷をゼロまで放電させた後にターンオンすることを ZVS と定義する。したがって、ZVS 達成に関係なく、ターンオフ時にはスイッチング損失が発生する。また、ZCS は電流がゼロのタイミングでスイッチングしていることを指す。ただし、ZCS 達成時には寄生容量の電荷は放電していないため、ターンオン時に寄生容量に蓄えられたエネルギー分の損失が発生する⁽⁴⁰⁾。DAB コンバータの動作周期はスイッチング周期と等しいため、定常状態における半導体スイッチの損失は半導体スイッチの電圧および電流の積をスイッチング周期 T_{sw} で積分することで導出できるため、(1.1)式で定義する。

$$P_{semi} = \frac{1}{2\pi} \left\{ \int_0^{\theta_{on}} v_{ds(\theta)} i_{d(\theta)} d\theta + \int_{\theta_{on}}^{\theta_{on} + \Delta\theta_{off}} v_{ds(\theta)} i_{d(\theta)} d\theta + \int_{\theta_{on} + \Delta\theta_{off}}^{\theta_{on} + \theta_{off} + \Delta\theta_{off}} v_{ds(\theta)} i_{d(\theta)} d\theta + \int_{\theta_{on} + \theta_{off} + \Delta\theta_{off}}^{\theta_{on} + \theta_{off} + \Delta\theta_{off} + \Delta\theta_{on}} v_{ds(\theta)} i_{d(\theta)} d\theta \right\} \dots\dots\dots(1.1)$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{ds(\theta)} i_{d(\theta)} d\theta$$

ただし、 $\theta_{on} = 2\pi \frac{T_{on}}{T_{sw}}$, $\Delta\theta_{off} = 2\pi \frac{\Delta T_{off}}{T_{sw}}$, $\Delta\theta_{on} = 2\pi \frac{\Delta T_{on}}{T_{sw}}$, $\theta_{off} = 2\pi \frac{T_{off}}{T_{sw}}$

T_{on} はオン期間, T_{off} はオフ期間, ΔT_{on} はターンオン時間, ΔT_{off} はターンオフ時間, T_{sw} はスイッチング周期, $v_{ds}(\theta)$, $i_d(\theta)$ は半導体スイッチの電圧, 電流である。なお, 本検討では, DAB コンバータはスイッチング周波数が増えないと仮定している。(1.1)式の 1 項目は導通損失, 2 項目はターンオフ損失, 4 項目はターンオン損失を示している。ただし, 3 項目にあたる損失はオフ期間中の漏れ電流による損失が非常に小さいとして, 無視している。また, (1.1)式内の 1 項目を導通損失, 2 項目をリカバリ損失, それ以降の項をゼロとすることでダイオード損失も同様に定義できる。これらの損失は半導体スイッチに流れる電流もしくは電圧を小さくすることで低減できる。

(b) 磁性部品による損失

図 1.9 にインダクタおよびトランスに印加される電圧および電流を示す。図 1.9(a)はインダクタ, 図 1.9(b)はトランスの等価回路である。なお, DAB コンバータは配線などの寄生インダクタンスを除けば, インダクタンスはトランスの漏れインダクタンスもしくは定格電力の観点から直列接続したインダクタンスのみとなるため, トランスの漏れインダクタンスとインダクタには同じ電流が流れると仮定している。磁性材料は, 巻線とフェライトや鉄などのコアから構成され, 巻線で発生する銅損とコアで発生する鉄損に分けられる。銅損は巻線に電流が流れることで巻線がもつ交流抵抗によって発生する損失である。(1.1)式と同様に, 定常状態における銅損は交流抵抗とインダクタの電流 $i_L(\theta)$ による電圧降下 $v_{cop}(\theta)$ から(1.2)式で定義できる。

$$P_{cop} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{cop}(\theta) i_L(\theta) d\theta \dots\dots\dots(1.2)$$

なお, 巻線抵抗に流れる電流は高周波であるため, 表皮効果や近接効果により巻線抵抗が直流時より増加する。交流印加時の抵抗を本論文では交流抵抗と呼ぶ。また, 励磁インダクタと漏れインダクタンスは分離できないため, 銅損計算時はインダクタに流れる電流および励磁電流を含めて電圧降下 v_{cop} を導出する。一方, 鉄損は渦電流損失, ヒステリシス損失に分類される。渦電流損失は, コアに磁束が流れることで渦電流により発生する損失である。ヒステリシス損失は, B-H ループにより発生する損失である。なお, 本論文では, 50 kHz 以上のスイッチング周波数を想定しており, フェライトコアの使用を想定する。また, フェライトコアは珪素鋼板に比べて抵抗値が大きいため, 渦電流損が非常に小さく,

本論文ではヒステリシス損のみを考慮する⁽⁴¹⁾。これらの鉄損は等価的に抵抗 R_{core} で表すことができ⁽⁴²⁾⁽⁴³⁾，等価鉄損抵抗に印加される電圧および流れる電流から，(1.3)式で定義できる。

$$P_{core} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{core(\theta)} i_{core(\theta)} d\theta \dots\dots\dots(1.3)$$

等価鉄損抵抗はコア材が変わらないと仮定すると印加される電圧もしくは電流の周波数，大きさ，変動幅を小さくすることで低減できる。なお，トランス一次，二次間の寄生容量や巻線間の寄生容量による損失は駆動周波数と各共振周波数が大きく離れているとして無視している。

(c) キャパシタによる損失

図 1.10 にキャパシタに印加される電圧および電流を示す。コンデンサには，等価直列抵抗(以下，ESR)による損失が発生する。ESR による損失はコンデンサに流れる電流および ESR の電圧降下によって決まる。DAB コンバータはスイッチング周期と動作周期が等しいため，定常状態における ESR による損失はキャパシタに流れる電流 $i_c(t)$ および ESR による電圧降下 $v_{esr(\theta)}$ の積をスイッチング周期で積分することで求めることができ，(1.4)式となる。

$$P_{esr} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{esr(\theta)} i_c(\theta) d\theta \dots\dots\dots(1.4)$$

DAB コンバータでは，共振タンクを持たないため，キャパシタは直流リンクコンデンサのみ使用している。なお，デッドタイム期間中における半導体スイッチの寄生容量の電荷放電時に発生する損失は直流リンクのキャパシタより非常に小さいため放電時間が非常に短いと仮定し，本論文では考慮しない。ESR による損失低減には ESR が小さいフィルムコンデンサもしくはセラミックコンデンサの適用，キャパシタに流れるリップル電流の低減が効果的である。

(d) 周辺回路による損失

周辺回路の損失は主回路内の半導体スイッチを駆動するゲート駆動回路および主回路配線による損失がある。ゲート駆動回路の駆動損失はスイッチング周波数および使用する素子のゲート容量によって決定する。ゲート容量は素子の耐圧および電流容量によって決

まるため、スイッチング周波数が変化しなければ、駆動方法に関わらず一定である。したがって、スイッチング周波数一定かつ使用する素子が変わらないと仮定すれば、DAB コンバータの駆動方法に依存しない。また、主回路配線による損失は寄生抵抗と流れる電流によって発生する。主回路配線がもつ抵抗は配線形状もしくはプリント基板の銅箔を厚くすることで低減できるが、サイズやコストによる制約が大きいので、抵抗値自体の低減には限界がある。しかし、受動部品や半導体スイッチに流れる電流を低減できれば、主回路配線による損失も同様に低減できる。以上のことから、DAB コンバータの発生損失を素子ごとに分類できる。一方、DAB コンバータがもつ特有の問題点として、下記の2点がある。

1. 電圧変動時において入力側に還流する電流の増加(還流電流)⁽⁴⁴⁾および還流電流増加によるZVS範囲の制限
2. 過渡動作時に発生するインダクタ電流および励磁電流の直流重畳⁽⁴⁵⁾

この問題はトランス電流のピーク値の増加および電流方向の変化が発生するため、各素子の損失が増加する。しかし、今までの損失低減手法では、還流電流の低減のみを議論されており、過渡動作時に発生する損失を考慮していなかった。しかし、直流配電システム内の蓄電システムや家電などの一般家庭で使用する負荷では負荷の変動や充放電の切り替えが多いため、定常状態だけでなく過渡状態の損失もシステム効率に大きく影響する。また、直流配電システムでは末端電圧が低下しやすいので、分散電源が必要となるが、各電源が独立で駆動するため、直流配電システムに接続する変換器は負荷変動や電圧変動が多くなり過渡状態が頻繁に発生する。したがって、定常状態だけでなく、過渡状態の損失を含めて損失の評価および低減が必要である。

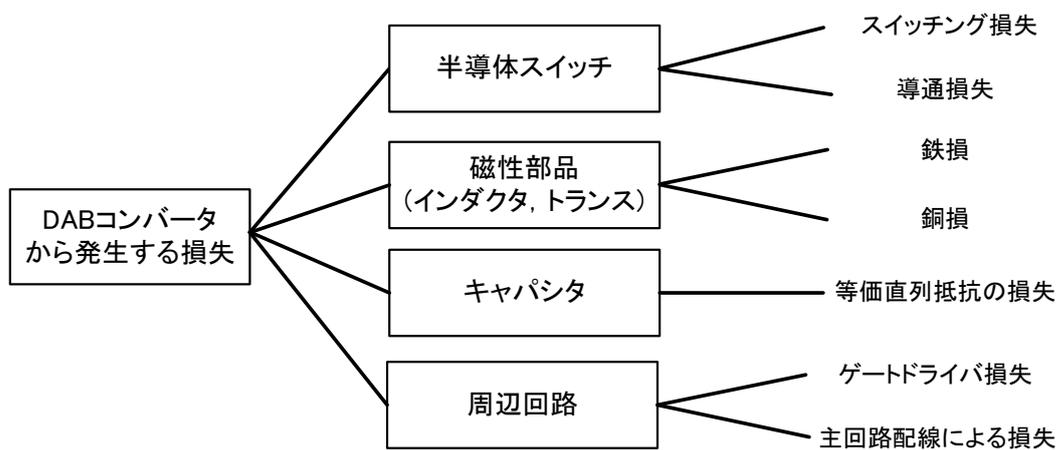


図 1.7 DAB コンバータから発生する損失

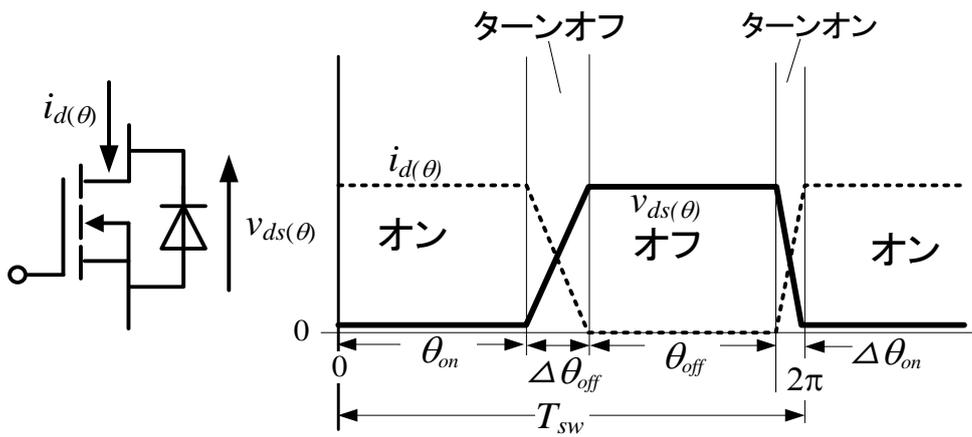
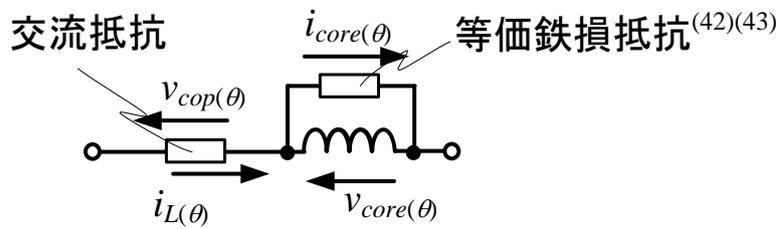
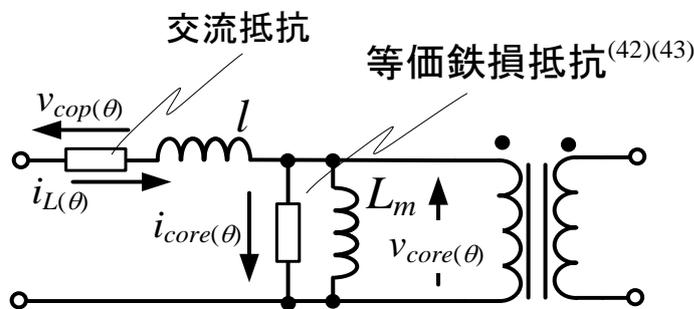


図 1.8 半導体スイッチの電圧電流



(a) インダクタ



(b) トランス

図 1.9 磁性部品の電圧電流

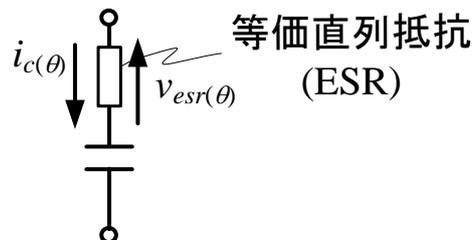


図 1.10 キャパシタの電圧電流

1.1.4 瞬時損失の定義および瞬時損失低減の必要性

前項で説明した通り、今まで議論されてきた損失は定常状態における平均損失しか考慮されていない。そこで本論文では、定常および過渡状態のどちらも考慮できる「瞬時損失」を用いて議論を行う。まず、スイッチング周期の平均損失との違いを明確化するために、半導体スイッチから発生する瞬時損失 $p_{esr(t)}$ 、インダクタの交流抵抗によって発生する瞬時損失 $p_{cop(t)}$ 、等価鉄損抵抗によって発生する瞬時損失 $p_{core(t)}$ 、キャパシタの ESR によって発生する瞬時損失 $p_{esr(t)}$ と定義する。まず、半導体スイッチから発生する瞬時損失 $p_{esr(t)}$ は半導体スイッチの電圧 $v_{ds(t)}$ および電流 $i_{d(t)}$ から(1.5)式で表すことができる。

$$P_{semi(t)} = v_{ds(t)} i_{d(t)} \dots\dots\dots(1.5)$$

次に、交流抵抗から発生する瞬時損失 $p_{cop(t)}$ は交流抵抗に印加する電圧 $v_{cop(t)}$ および電流 $i_{L(t)}$ から(1.6)式で表すことができる。

$$P_{cop(t)} = v_{cop(t)} i_{L(t)} \dots\dots\dots(1.6)$$

DAB コンバータは漏れインダクタンスに対して追加でインダクタを直列接続することが多いため、漏れインダクタンス l とインダクタ L の瞬時損失は同様に表すことができる。次に、等価鉄損抵抗から発生する瞬時損失 $p_{core(t)}$ は等価鉄損抵抗に印加する電圧 $v_{core(t)}$ および電流 $i_{core(t)}$ から(1.7)式で表すことができる。

$$P_{core(t)} = v_{core(t)} i_{core(t)} \dots\dots\dots(1.7)$$

図 1.9(b)から二次側の漏れインダクタンスが励磁インダクタンスより十分小さいと仮定すると等価鉄損抵抗に印加される電圧はインバータの出力電圧となる。また、等価鉄損抵抗は励磁電流に従って増加する⁽⁴²⁾。

次に、ESR から発生する瞬時損失 $p_{esr(t)}$ は ESR に印加する電圧 $v_{esr(t)}$ および電流 $i_{c(t)}$ から(1.8)式で表すことができる。

$$P_{esr(t)} = v_{esr(t)} i_{c(t)} \dots\dots\dots(1.8)$$

DAB コンバータではトランス電流を位相差によって制御するため、各素子に流れる電流はインダクタ電流もしくは励磁電流によって決まる。具体的にはキャパシタ電流はインダクタ電流の絶対値、半導体スイッチに流れる電流はインダクタ電流および励磁電流、等価鉄損抵抗は励磁電流によって決まる。したがって、過渡動作時において、励磁電流とインダクタ電流が増加するとすべての瞬時損失が増加することになる。DAB コンバータの過渡

第1章
序論

状態は定常動作時のトランス電流に直流が重畳した波形となる。したがって、過渡動作時の直流重畳を考慮したインダクタ電流および励磁電流を(1.9)および(1.10)式と定義できる。

$$i_{L(t)} = i_{L_steady(t)} + i_{L_dc(t)} \dots\dots\dots(1.9)$$

$$i_{Lm(t)} = i_{Lm_steady(t)} + i_{Lm_dc(t)} \dots\dots\dots(1.10)$$

ここで、 $i_{L_steady(t)}$ $i_{Lm_steady(t)}$ は定常状態の各電流、 $i_{L_dc(t)}$ および $i_{Lm_dc(t)}$ は過渡動作突入時に発生するインダクタ電流と励磁電流の直流重畳量を示している。なお、それぞれの直流重畳はインダクタと巻線抵抗および半導体スイッチのオン抵抗からなる時定数によりゼロまで低下する。したがって、 $t=\infty$ とすることで定常動作のインダクタ電流および励磁電流となる。高効率化の観点から半導体スイッチの低オン抵抗および磁性部品の巻線抵抗を設計するため、時定数が長くなり磁性部品だけでなく半導体スイッチやキャパシタの瞬時損失増加を招く。半導体スイッチおよび受動部品に流れる電流はすべてインダクタ電流および励磁電流によって決まるため、過渡動作時のトランス電流の直流重畳および電圧変動時の還流電流によって瞬時損失が増加する。さらに、トランス電流の直流重畳によってコアの磁気飽和が発生した場合、トランス電流が大きく増加するため、磁性部品だけでなく半導体スイッチやキャパシタの瞬時損失増加を招く。なお、半導体スイッチに次世代半導体スイッチであるシリコンカーバイド(SiC)やガリウムナイトライド(GaN)の適用、コア材やキャパシタの種類を変更しても各素子の瞬時損失を低減可能であるが、本論文では、材料の性能に依存せずに瞬時損失を低減できるトランス電流に着目する。

1.2 研究目的

本研究では、直流配電システムに適用する DAB コンバータの瞬時損失を最小化可能な回路および駆動法の開発を目的とする。前節でも述べたように、従来の DAB コンバータ特有の課題である過渡動作時におけるトランス電流の直流重畳および電圧変動時における還流電流によって瞬時損失が増加する問題がある。また、直流配電システム内の蓄電システムや家庭内負荷は充放電の切り替えや負荷変動の発生が多いため、定常状態だけでなく過渡状態の損失もシステム効率に大きく影響する。したがって、DAB コンバータの瞬時損失を低減できれば、システム全体の効率改善につながる。本節では、瞬時損失増加の原因およびその低減手法のアプローチを示す。

(a) 電圧変動時の還流電流の増加

DAB コンバータの場合、非共振形であるため、トランス電流と電圧の積が負になる期間が発生する。この期間の電流は入力側に還流してしまうため、トランス電流の増加を招く。今までの手法では、損失が低減できるスイッチングパターン(モード)の検討⁽⁴⁶⁾やマルチレベルトポロジー⁽⁴⁷⁾を適用し、定常損失が最小となるモードが検討されている。しかし、モード間の切り替えもしくは各モード間の負荷変動時におけるスイッチングパターンが議論されていないため、前述した過渡動作時におけるトランス電流の直流重畳が発生する。

(b) 過渡動作時におけるトランス電流の直流重畳

一般的な駆動法である方形波動作時の DAB コンバータでは位相シフト量変化時にトランスおよびインダクタに印可される電圧の時間積がゼロにならず、励磁電流およびインダクタ電流に直流重畳が発生する。今までの手法では、単一のモード⁽⁴⁵⁾においてのみ過渡動作時におけるトランス電流の直流重畳低減を実現している。そのため、従来の DAB コンバータと同様に、電圧変動時に還流電流が増加する。

以上のことから、今までの手法では、瞬時損失の観点では損失低減が不十分である。この問題を解決するために、電圧変動に対して、複数のモードをキャリアと同期して切り替えることで、上記2つの問題点を同時に解決し、瞬時損失の最小化を図る。なお、本論文では、過渡動作時におけるトランス電流の直流重畳抑制かつ還流電流を低減していることを瞬時損失最小と定義する。

1.3 論文概要

図 1.11 に本論文の概要を示す。本論文は全 6 章から構成されており、各章の内容は以下の通りである。

第 1 章では、近年のパワーエレクトロニクス技術の発展および省エネルギー化の観点から DC マイクログリッドなどの直流配電システムの重要性を述べた。また、再生可能エネルギー大量導入と同時に蓄電システムの導入が必要であることを示した。その後、直流配電システムの変換器として、双方向絶縁形 DC-DC コンバータの一方式である DAB コンバータを本論文の対象とし、DAB コンバータが持つ特有の問題点から過渡動作および定常動作の両方で損失を評価できる瞬時損失の低減が必要であることを述べた。

第 2 章では、DAB コンバータの特有の問題点について、等価回路および理論式を用いて説明する。これまで提案されてきた回路および駆動方式について述べ、瞬時損失を十分に低減できていないことを示す。これらの課題を解決するために DAB コンバータの瞬時損失最小モード切り替え法を提案する。この手法は電圧変動に対して複数のモードをキャリアと同期して切り替えることで、瞬時損失の最小化を実現できる。最後に、瞬時損失の観点から従来手法と提案法を比較し、本研究の位置づけを示す。

第 3 章から 5 章では、瞬時損失最小モード切り替え法を適用する具体的な回路方式および駆動方式を述べる。また、提案方式による効果について、試作器を用いた実機検証により明らかにする。

第 3 章では、瞬時損失最小モード切り替え法を適用したフライングキャパシタ DAB コンバータを提案する。本方式はマルチレベルトポロジーの一方式であるフライングキャパシタ（以下、FC）を採用することで、半導体スイッチの低耐圧化に伴う低オン抵抗化が可能であるため、直流電圧が高い条件において効果が大きい。また、3 レベル電圧を出力できる FC 形のレグにより 3 種類のモードが動作可能であることを示す。次に、それぞれのモードについて、負荷や電圧変動によって、モードを切り替えることで瞬時損失増加の原因であるインダクタ電流の還流電流を低減できることを示す。さらに、モード切り替えや負荷変動時におけるトランス電流の直流重畳を抑制する手法を述べる。最後に、実験により瞬時損失の最小化を達成することを示す。

第 4 章では、重負荷時の通過素子数削減に着目し、1 レグ T 形 DAB コンバータに瞬時

損失最小モード切り替え法の適用を検討する。本方式では1レグにのみT形インバータ採用し、2種類のモードを使用する。次に、各モードのZVS条件およびインダクタ電流を解析することで、負荷や電圧条件によってモードを切り替えることで瞬時損失増加の原因であるインダクタ電流の還流電流を低減できることを示す。また、トランス電流の直流偏差抑制法およびモード切り替えのシームレス化を実現する電圧制御系を構築し、1.5kWの試作器を用いた実験により瞬時損失最小化が達成できることを示す。

第5章では、瞬時損失最小モード切り替え法を適用した等価パラメータ方式DABコンバータを提案する。この方式は励磁インダクタンスによって、軽負荷および重負荷時の効率特性が異なることを利用し、補助回路により等価的な励磁インダクタンスを負荷および直流電圧に対して切り替えることで、瞬時損失増加の原因となるインダクタ電流の還流電流を低減する。まず、電圧条件における励磁電流とインダクタ電流の関係をDABコンバータの基本波モデルを用いて解析し、励磁電流および電圧条件によって、還流電流が低減できることを示す。次に、等価励磁インダクタンス切り替えおよび位相差変更時に発生するトランス電流の直流重畳抑制手法を述べる。また、等価励磁インダクタンスの設計法について示す。

第6章では、「瞬時損失最小モード切り替え法」による本論文の成果、3章から5章で提案した方式の総括を述べ、今後の課題についてまとめる。

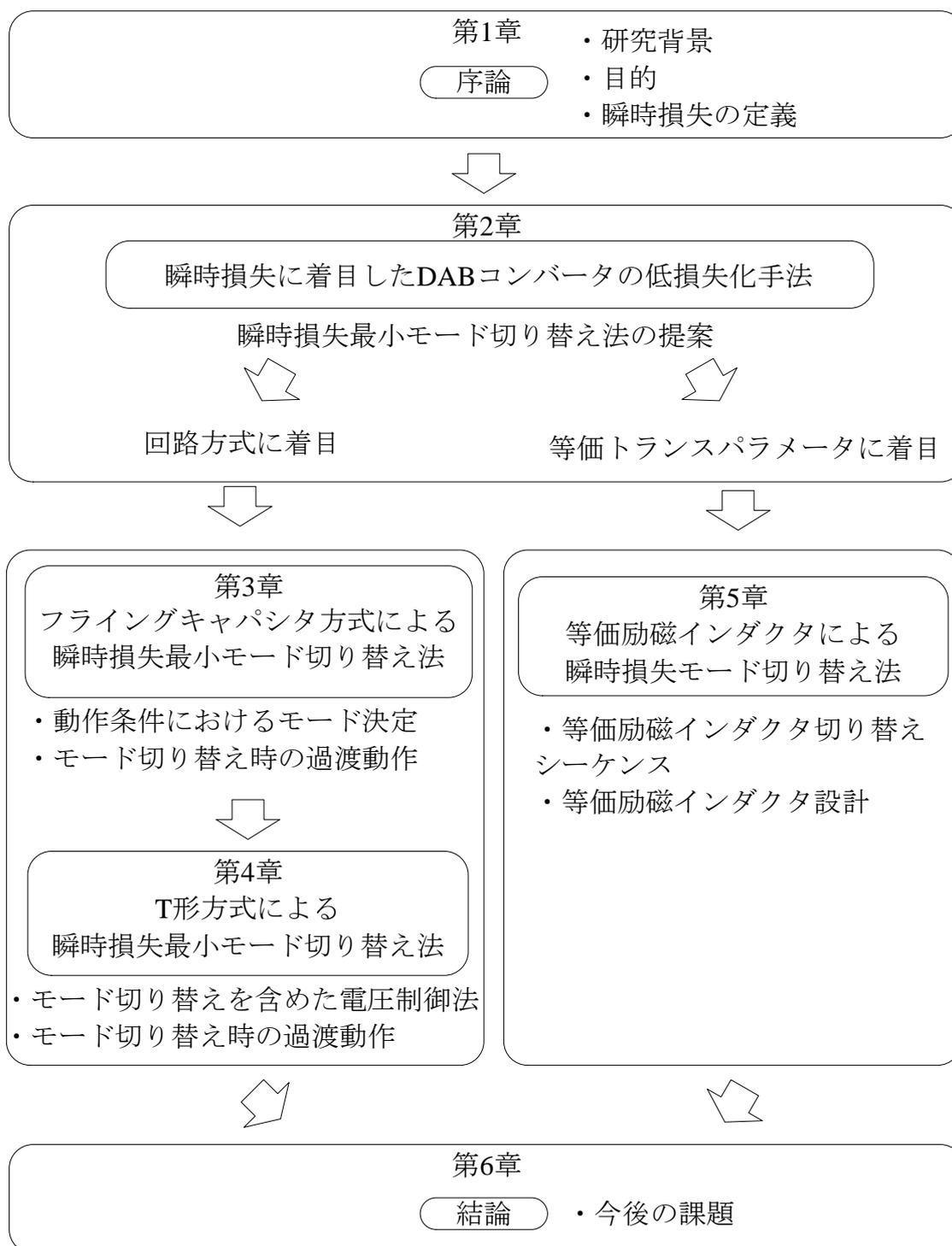


図 1.11 本論文の概要図

参考文献

- (1) 「日本エネルギー経済研究所ホームページ」, <http://eneken.ieej.or.jp/>
- (2) 経済産業省・資源エネルギー庁: 「エネルギー白書 2018」,
<http://www.enecho.meti.go.jp/about/whitepaper/2018pdf/>, (2018)
- (3) 伊東, 伊東, トランジスタ技術 SPECIAL 編集部: 「パワーエレクトロニクス技術教科書」, CQ 出版社, (2014)
- (4) William E. Newell: "Power Electronics --- Emerging from Limbo", Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 6-12 (1973)
- (5) 難波江 章: 「わが国におけるパワーエレクトロニクスの歴史雑感」, パワーエレクトロニクス研究会論文誌, Vol. 2, No. 20, pp. 52-57 (1994)
- (6) 矢野昌雄, 打田良平: 「わが国におけるパワーエレクトロニクスの歴史」, 電気学会論文誌 A, Vol. 121, No. 1, pp. 2-10 (2001)
- (7) 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」, http://www.nedo.go.jp/library/ne_hakusyo_index.html, (2013)
- (8) J. Itoh, D. Sato, T. Nagano, K. Tanaka, N. Yamada: "Development of High Efficiency Flywheel Energy Storage System for Power Load-Leveling", 36th International Communications Energy Conference, CS2-02, (2014)
- (9) 向井達也, 猪狩俊介, 滑川徹 「バッテリー特性を考慮したスマートグリッドの最適エネルギーマネジメント」, 電気学会論文誌 C, Vol. 134, No. 12, pp. 1862-1868 (2001)
- (10) 水谷麻美, 小林武則, 渡辺克典, 和田具記 「蓄電池システムの充放電効率に関する考察」 電気学会論文誌 B, Vol. 136, No. 11, pp.824-832 (2001)
- (11) W. Hong-lei, G. Wei and C. Jian-Xin, "The Dynamic Power Control Technology for the High Power Lithium Battery Hybrid Rubber-Tired Gantry (RTG) Crane," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 66, no. 1, pp. 132-140, 2019.
- (12) 富士電機株式会社ホームページ: 「無停電電源装置 (UPS) 大規模設備向け」,
http://www.fujielectric.co.jp/products/power_supply/ups/large/
- (13) 明電舎 HP: 「無停電電源装置 (UPS)」,
http://www.meidensha.co.jp/products/energy/prod_06/index.html

- (14) N. M. L. Tan, S. Inoue, A. Kobayashi and H. Akagi, "Voltage Balancing of a 320-V, 12-F Electric Double-Layer Capacitor Bank Combined With a 10-kW Bidirectional Isolated DC--DC Converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 6, pp. 2755-2765, 2008.
- (15) H. Zhou and A. M. Khambadkone, "Hybrid Modulation for Dual-Active-Bridge Bidirectional Converter With Extended Power Range for Ultracapacitor Application," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 4, pp. 1434-1442. 2009.
- (16) J. Itoh, K. Tanaka, S. Matsuo, N. Yamada: "Experimental Verification of Flywheel Power Leveling System Oriented to Low Cost and General Purpose Use", *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 35-42 (2013)
- (17) J. Shen and A. Khaligh, "Design and Real-Time Controller Implementation for a Battery-Ultracapacitor Hybrid Energy Storage System," in *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 12, no. 5, pp. 1910-1918, 2016
- (18) Y. Zhang, X. Cheng, C. Yin and S. Cheng, "A Soft-Switching Bidirectional DC--DC Converter for the Battery Super-Capacitor Hybrid Energy Storage System," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 10, pp. 7856-7865, 2018
- (19) G. Lancel et al., "Energy storage systems (ESS) and microgrids in Brittany islands," in *CIRED - Open Access Proceedings Journal*, vol. 2017, no. 1, pp. 1741-1744, 10 2017.
- (20) NEDO 再生可能エネルギー技術白書 9 スマートグリッドの技術の現状とロードマップ ホームページ <http://www.nedo.go.jp/content/100107277.pdf>
- (21) N. Hatziargyriou, H. Asano, R. Iravani, C. Marnay, "Microgrids", *IEEE Power Energy Mag.*, Vol. 6, No. 3, pp. 78-94 2008
- (22) スマートグリッドの導入に向けた動きと我が国の課題
<http://www.ndl.go.jp/jp/diet/publication/refer/pdf/071902.pdf>
- (23) T. Dragičević, X. Lu, 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.
- (24) 綾井直樹 「直流マイクログリッド」
<https://www.sei.co.jp/technology/tr/bn181/pdf/sei10737.pdf>

-
- (25) 山下暢彦, 他「高電圧直流給電システム導入拡大に向けた取り組み」
<http://www.ntt.co.jp/journal/1501/files/jn201501036.pdf>
- (26) Kyohei Kurohane, Tomonobu Senjyu, Atsushi Yona, Naomitsu Urasaki, Tomonori Goya, Toshihisa Funabashi: "A Hybrid Smart AC/DC Power System", IEEE Transactions on Smart Grid, Vol. 1, No. 2, pp. 199-204, 2010
- (27) T. Nakanishi, J. Itoh: "High Power Density Design for a Modular Multilevel Converter With an H-Bridge Cell Based on a Volume Evaluation of Each Component", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 33, No. 3, pp. 1967 - 1984 (2018)
- (28) 柿ヶ野浩明, 三浦友史, 伊瀬敏史, 打田良平: 「超高品質電力供給を可能とする DC マイクログリッドにおける直流電圧制御」, IEEJ Trans. D, Vol. 127, No. 8, pp. 890-897 (2007)
- (29) H. Kakigano, Y. Miura, and T. Ise, "Low-Voltage Bipolar-Type DC Microgrid for Super High Quality Distribution," IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 12, pp. 3066-3075, 2010.
- (30) D. Salomonsson, L. Söder, A. Sannino: "An Adaptive Control System for a DC Microgrid for Data Centers", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 44, No. 6, pp. 1910-1917, (2008)
- (31) G. Raju and S. Doradla : "An LCL resonant converter with PWM control-analysis, simulation and implementation" , IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, No.2, pp. 164-174 (1995).
- (32) B. Lee, J. Kim, S. Kim and J. Lee, "An Isolated/Bidirectional PWM Resonant Converter for V2G(H) EV On-Board Charger," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 66, no. 9, pp. 7741-7750, 2017.
- (33) Ross P. Twinaime, Duleepa J. Thrimawithana, Udaya K. Madawala and Craig A. Baguley: "A Dual-Active Bridge Topology With a Tuned CLC Network", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, No. 12, pp. 6543-6550 (2015).
- (34) Nguyen Duy-Dinh, Nguyen Due Tuyen, Funabashi Toshihisa and Fujita Goro: "Dual-Active-Bridge Series Resonant Converter: A New Control Strategy Using Phase-Shifting Combined Frequency Modulation", 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 1215-1222 (2015).

- (35) 嶋田尊衛, 谷口輝三彰, 庄司 浩幸: 「双方向絶縁型 DC-DC コンバータの降圧動作範囲拡大する転流重なり期間短縮動作」, IEEJ Trans. D, Vol. 133, No. 9, pp. 885-893 (2013)
- (36) 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).
- (37) Biao Zhao, Qiang Song, Qingguang Yu, Weixin Sun: "Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC-DC Converter for Power Distribution in Microgrid", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, No. 11, pp. 4667-4680, 2014
- (38) Luca Tarisciotti, Alessandro Costabeber, Chen Linglin, Adam Walker, Mikiel Galea: "Evaluation of Isolated DC/DC converter topologies for future HVDC aerospace microgrids", 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 2238-2245, 2017
- (39) 石垣 圭久, 木村 恵敬, 松末 育美, 三好 秀和, 山岸 健太郎: 「自立マイクログリッドシステムの最適運用」, SEI テクニカルレビュー, Vol. 184, pp. 71-76 (2014)
- (40) 檜原有吾, 伊東淳一: 「3 レベルインバータの無負荷の損失の解析」, 電学論 D, Vol. 134, No. 9, pp. 842-843 (2014)
- (41) TDK ホームページ: <https://www.tdk.co.jp/techmag/ferrite02/201003/index2.htm>
- (42) D. Hou, M. Mu, F. C. Lee and Q. Li, "New High-Frequency Core Loss Measurement Method With Partial Cancellation Concept," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 4, pp. 2987-2994, April 2017.
- (43) Mingkai Mu" High Frequency Magnetic Core Loss Study", Ph.D thesis in Virginia Polytechnic Institute and State University, 2013
- (44) Kheraluwala, M.N., Gascoigne, R.W., Divan, D.M., Baumann, E.D.: "Performance Characterization of a High Power Dual Active Bridge dc-to-dc Converter", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 6, pp. 1294-1301, 1992
- (45) Xiaodong Li, Yi-Fan Li: "An Optimized Phase Shift Modulation For Fast Transient Response in a Dual Active Bridge Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, No. 6, pp. 2661-2665, 2014
- (46) Biao Zhao, Qiang Song, Wenhua Liu, Yandong Sun: "Overview of Dual-Active-Bridge Isolated

Bidirectional DC–DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, No. 8, pp. 4091-4106, 2014

- (47) J. Lee, H. Choi, J. Jung: "Three level NPC dual active bridge capacitor voltage balancing switching modulation", 2017 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), pp. 438-443, 2017

第2章

瞬時損失に着目した DAB コンバータの損失低減手法

2.1 緒論

第1章では、再生可能エネルギー発電および蓄電システムとの親和性が高い直流配電システムについて交流配電との相違点を述べた。また、直流配電システムに適用する双方向絶縁形 DC-DC コンバータとして共振方式および非共振方式を比較し、効率かつ制御性の観点から非共振形の一方式であるデュアルアクティブブリッジ(DAB)コンバータの優位性を示した。また、インバータ2台と高周波トランスのみで構成できるため、柱状変圧器を削減するための Solid state transformer⁽¹⁾⁻⁽⁴⁾や電気自動車に使用する蓄電システム⁽⁵⁾⁻⁽⁷⁾や充電器⁽⁸⁾⁻⁽¹⁰⁾、大容量太陽光発電のパワーコンディショナー⁽¹¹⁾⁻⁽¹³⁾への適用が期待されている。

前章で述べたように、方形波動作を用いた DAB コンバータは定常動作の効率だけでなく、過渡動作にも問題があり、瞬時損失の低減が必要であることを明らかにした。また、従来の DAB コンバータの駆動方式では瞬時損失での検討が必要であることを述べた。

本章では、はじめに DAB コンバータの基本的な動作である方形波動作時の基本特性を理論的に説明し、瞬時損失増加の原因となる電圧変動時の還流電流増加および過渡動作時におけるトランス電流の直流重畳のメカニズムを示す。次に、瞬時損失の観点から、今まで提案されてきた DAB コンバータ駆動方式および回路方式について述べる。また、今まで提案されてきた手法について整理し、瞬時損失の低減が不十分であることを説明する。

これらの問題点を解決するため、瞬時損失最小モード切り替え法を提案し、本研究の位置づけを明らかにする。

2.2 方形波動作時における DAB コンバータの特性

本節では、まず、一般的な DAB コンバータの各インバータ出力電圧が方形波かつ各インバータ出力電圧の位相差のみを制御する手法について、瞬時損失増加の原因となるインダクタ電流、ゼロ電圧スイッチング(ZVS)範囲および過渡動作時のトランス電流の直流重畳発生を原理を示す。

2.2.1 電圧変動時におけるインダクタ電流および ZVS 範囲

本項では、DAB コンバータの動作波形から基本特性を導出し、電圧変動時の影響や過渡動作時のトランス電流の直流重畳について理論的に明らかにする。

図 2.1 に DAB コンバータの回路図を示す。DAB コンバータは高周波トランスを挟んで二台の電圧形フルブリッジインバータで構成される。また、DAB コンバータはトランスの漏れインダクタンスのインピーダンスで最大の出力電力が決定されるため、高周波化による小型化が可能である。さらに、デッドタイム期間中の還流電流により、次にターンオンとなるスイッチング素子の寄生容量の電荷をゼロまで放電できるため、追加部品なしに ZVS を達成できる。

図 2.2 に DAB コンバータの等価回路図を示す。等価回路は各インバータが出力する電圧波形をもつ電圧源、追加インダクタンスから構成される。さらに、励磁電流は追加インダクタに流れる電流より十分小さいとして、無視している。方形波動作は DAB コンバータの一般的な駆動方式である⁽¹⁴⁾。図 2.2 のインダクタにかかる電圧は一次側インバータ出力電圧と二次側インバータの差分によって制御する。

図 2.3 にスイッチング周期の DAB コンバータの動作波形を示す。図 2.3(a)は入出力直流電圧が公称値となる場合の動作波形、図 2.3(b)は入出力直流電圧が変動した場合の動作波形である。一次側インバータの出力電圧が二次側に対して進み位相ではパワーフローが一次側から二次側(正方向)、遅れ位相では二次側から一次側(負方向)となる。また、MOSFET の採用による同期整流動作および理想の半導体スイッチと仮定すると、パワーフローによ

第2章

瞬時損失に着目した DAB コンバータの損失低減手法

って各インバータに流れる電流の正負が反転する。それに伴い、還流電流の方向も反転する。また、図 2.3(a)および(b)からインバータ出力電圧の極性に対して逆方向にインダクタ電流が流れる期間が存在する。この期間はトランス電圧と電流の積が負であるため入力側に還流する電流となる。この名称は **back power flow** や無効電流とされているが、本論文では、還流電流と定義する。還流電流の増加により、ピーク電流が増加するため、キャパシタの **ESR** による損失、スイッチング損失およびインダクタの銅損および鉄損の増加を招く。さらに、スイッチング時の電流方向が変化するため、**ZVS** の範囲が制限され、ターンオン損失が発生する。したがって、還流電流の増加は瞬時損失も増加する。図 2.3(b)から電圧変動時には還流電流が増加しているため、効率が低下する。次にインダクタ電流を理論的に導出し、電圧変動時の影響を考える。図 2.3 から **FB** 動作時はスイッチング 1 周期に対して 4 つのスイッチングモードを有する。なお、一次側および二次側のインダクタ電流は交流波形となるため、スイッチング 1/2 周期であるモード **I** とモード **II** を計算するのみでよい。したがって、一次側のインダクタ電流の各モードは(2.1)式および(2.2)式で得られる。

・モード **I** ($0 < \theta < \delta$)

$$i_{HV_I}(\theta) = i_{HV_0} + \frac{(V_{in} + NV_{out})}{\omega L} \theta \dots\dots\dots(2.1)$$

・モード **II** ($\delta < \theta < \pi$)

$$i_{HV_II}(\theta) = i_{HV_I}(\delta) + \frac{(V_{in} - NV_{out})}{\omega L} (\theta - \delta) \dots\dots\dots(2.2)$$

L は漏れインダクタンスと追加インダクタンスの合成インダクタンス、 ω はスイッチング角周波数、 N はトランス巻数比、 V_{in} , V_{out} は入出力直流電圧、 δ は一次側および二次側インバータの出力電圧の位相差である。

一次側のインダクタ電流初期値 i_{HV_0} はモード **II** 終了時の電流 $i_{HV_FB_II}(\pi)$ の絶対値と等しいことから(2.3)および(2.4)式で表すことができる。

$$\begin{aligned} i_{HV_II}(\pi) &= i_{HV_I}(\delta) + \frac{(V_{in} - NV_{out})}{\omega L} (\pi - \delta) \\ &= i_{HV_0} + \frac{(V_{in} + NV_{out})}{\omega L} \delta + \frac{(V_{in} - NV_{out})}{\omega L} (\pi - \delta) \dots\dots\dots(2.3) \\ &= -i_{HV_0} \end{aligned}$$

(2.3)式を一次側のインダクタ電流の初期電流について解くと(2.4)式が得られる。

$$i_{HV_0} = -\frac{1}{\omega L} \left\{ NV_{out} \delta + (V_{in} - NV_{out}) \frac{\pi}{2} \right\} \dots\dots\dots(2.4)$$

また、モード I 終了時の電流は初期電流を用いて、モード I のスイッチングタイミング時の電流 $i_{HV_FB_I}$ は(2.5)式で与えられる。

$$\begin{aligned} i_{HV_FB_I}(\delta) &= i_{HV_0} + \frac{(V_{in} + NV_{out})}{\omega L} \delta \\ &= \frac{1}{\omega L} \left\{ V_{in} \delta - (V_{in} - NV_{out}) \frac{\pi}{2} \right\} \dots\dots\dots(2.5) \end{aligned}$$

なお、二次側の電流は各式に巻数比を積算することで計算できる。次に一次側のインダクタ電流の実効値を導出する。インダクタ電流実効値はスイッチング 1/2 周期中の 2 つのモードから導出できる。したがってモード I およびモード II の電流を用いて、一次側のインダクタ電流実効値 I_{HV} は(2.1)式、(2.2)式、(2.4)式および(2.5)式を用いて(2.6)式となる。

$$\begin{aligned} I_{HV} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \{i_{HV_FB}(\theta)\}^2 d\theta} \\ &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^\delta \{i_{HV_FB_I}(\theta)\}^2 d\theta + \int_\delta^\pi \{i_{HV_FB_II}(\theta)\}^2 d\theta \right]} \dots\dots\dots(2.6) \\ &= \frac{\sqrt{NV_{in}V_{out}}}{\omega L} \sqrt{-\frac{2}{3\pi} \delta^3 + \delta^2 + \frac{\pi^2}{12} \frac{(V_{in} - NV_{out})^2}{NV_{in}V_{out}}} \end{aligned}$$

(2.6)式から巻数比を考慮した出力電圧と入力電圧の差($V_{in}-NV_{out}$)に比例して、インダクタ電流が増加する。

図 2.4 に電圧変動時におけるインダクタ電流と出力電流の関係を示す。図 2.4 から軽負荷時にインダクタ電流が増加していることがわかる。これは還流電流の割合が負荷に寄与する電流に対して増加することが原因である⁽¹⁸⁾。そのため、各素子の瞬時損失を低減するためには電圧変動時の還流電流低減が求められる。

次に、伝送電力を導出する。伝送電力は一次側のインバータ出力電圧とインダクタ電流の積をスイッチング周期で積分することで導出でき、(2.7)式が得られる⁽¹⁷⁾。ここでは、MOSFET と還流ダイオードを理想素子とし、デッドタイム、配線抵抗、トランスの巻線抵抗は無視する。

$$\begin{aligned}
 P_{r_FB} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{HV_FB}(\theta) i_{HV_FB}(\theta) d\theta \\
 &= \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\delta} V_{in} i_{HV_FB_I}(\theta) d\theta + \int_{\delta}^{\pi} V_{in} i_{HV_FB_II}(\theta) d\theta \right] \dots\dots\dots (2.7) \\
 &= \frac{NV_{in}V_{out}}{\omega L} \delta \left\{ 1 - \frac{\delta}{\pi} \right\}
 \end{aligned}$$

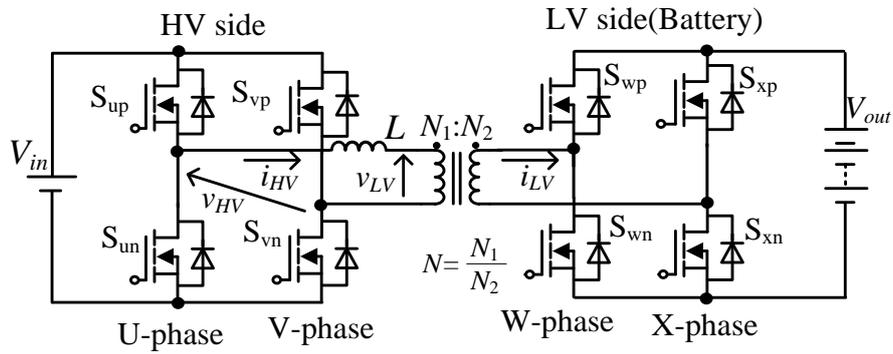


図 2.1 DAB コンバータの回路図

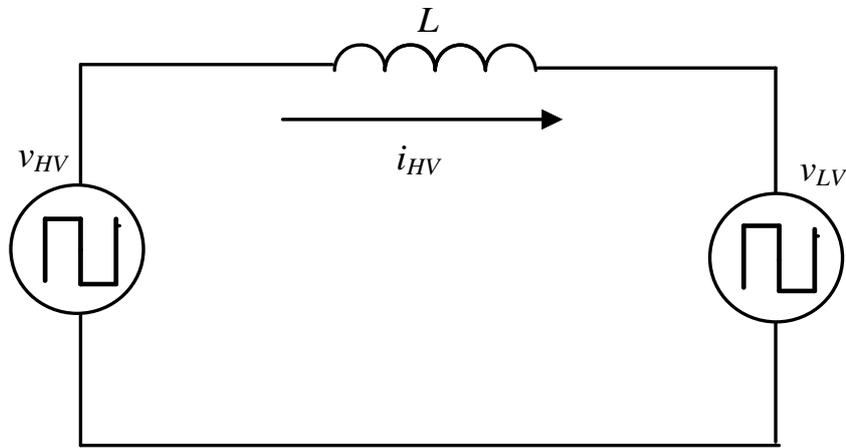
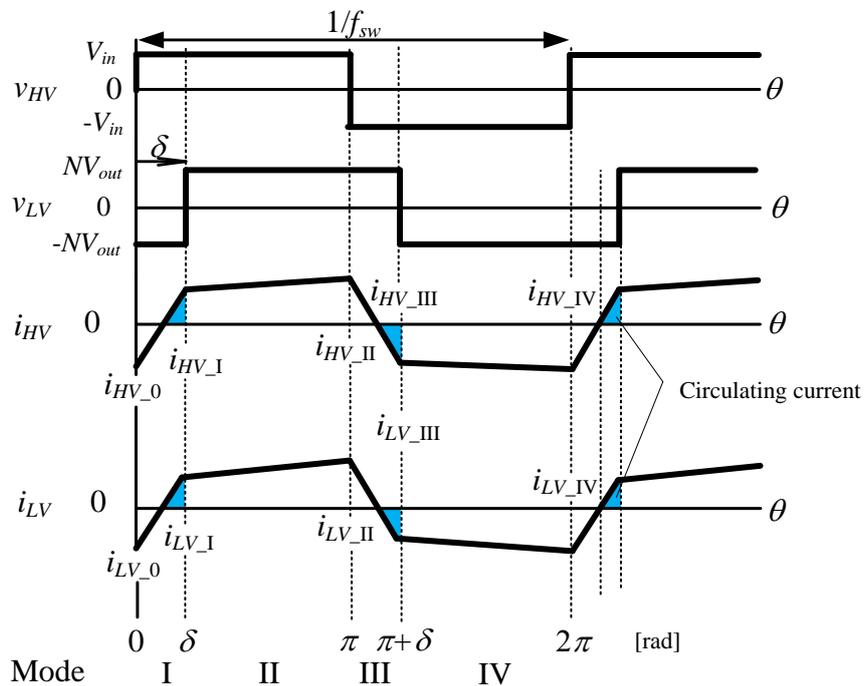
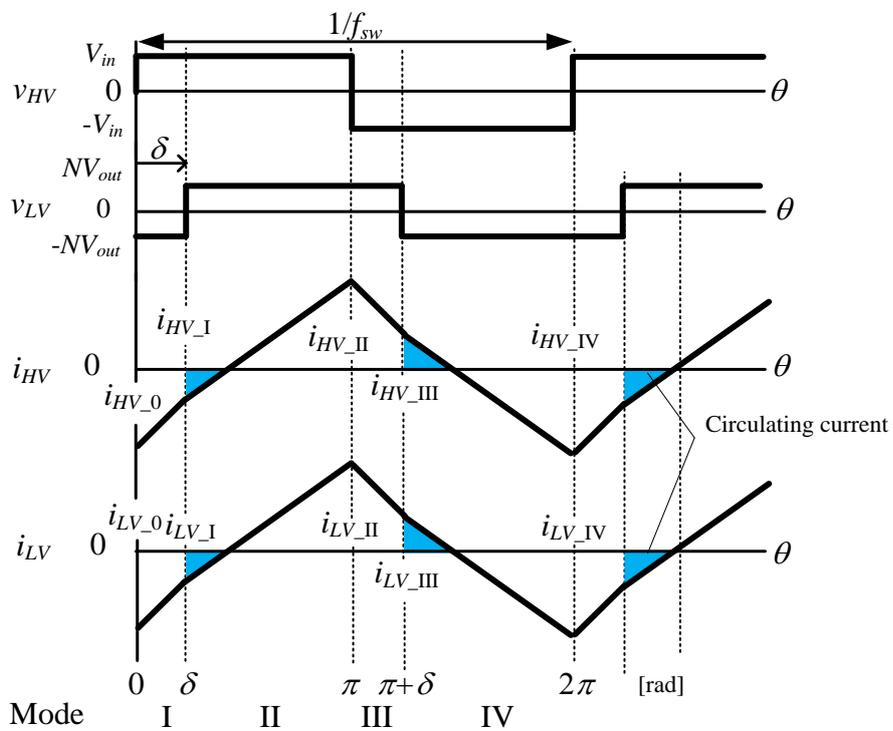


図 2.2 DAB コンバータの等価回路



(a) 公称電圧付近 $V_{in} \approx NV_{out}$



(b) 電圧変動時 $V_{in} > NV_{out}$

図 2.3 方形波動作時におけるスイッチング 1 周期の動作波形

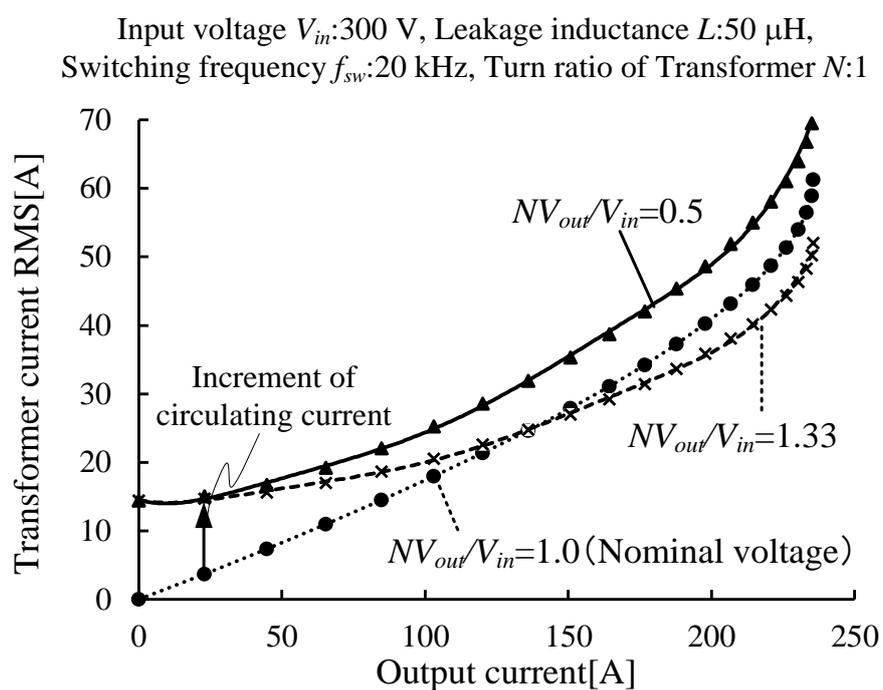


図 2.4 出力電流に対するトランス電流実効値

次に、ZVS 条件を導出するため、1 章で述べた ZVS の定義について 1 レグ分の回路を用いて説明する。

図 2.5 に 1 レグに着目した ZVS の原理図を示す⁽¹⁷⁾。DAB コンバータは漏れインダクタンスに流れている電流によって、半導体スイッチの寄生容量もしくはスナバコンデンサの電荷を放電した後にターンオンすることで ZVS を達成できる。なお、図 2.5 の各レグの出力はトランスに接続されるため、図 2.1 内のインダクタ電流に相当する。以下に詳細な原理を示す。

- (1) 図 2.5(a) : S_1 は OFF 状態, S_2 は ON 状態である。また、インダクタ電流が負方向であり、 S_2 に電流が流れている。
- (2) 図 2.5(b) : S_2 がターンオフレドタイム期間が始まると、インダクタ電流の電流は S_1 の寄生容量の電荷を放電, S_2 の寄生容量の電荷を充電する方向に電流が流れる。
- (3) 図 2.5(c) : 寄生容量の充放電が完了すると、 S_1 の還流ダイオードが導通する。
- (4) 図 2.5(d) : ダイオードの順方向電圧を無視すると S_1 の端子間電圧はゼロであるため、 S_1 の還流ダイオードのオン期間中に S_1 がターンオンすることで ZVS となる。

このように ZVS はインダクタ電流により、デッドタイム期間中にスイッチング素子の寄生容量の電荷をゼロに放電した後にターンオンすることで達成できる。したがって、インダクタ電流の方向および大きさによって ZVS 条件が決まる。また、インダクタ電流が交流波形となるため、スイッチング 1/2 周期のみ考慮すれば全スイッチの ZVS 条件を導出できる。そこで、モード I とモード II 終了時における一次側のインダクタ電流について考える。図 2.3 からモード I 終了時には二次側素子(S_{wp}, S_{xn}), モード II 終了時には一次側素子(S_{un}, S_{vp}) がスイッチングする。したがって、上記 4 つのスイッチが ZVS を達成するにはインダクタ電流の方向が正である必要がある。また、巻数比を考慮した入出力電圧の大小関係によって、電流方向が変化するモードが異なる点に注意する。まず、入力電圧が巻数比を考慮した出力電圧より大きい条件 $V_{in} > NV_{out}$ において、モード I 終了時の電流が入出力電圧の差分 $V_{in} - NV_{out}$ および位相差 δ によって電流方向が変化する。一方、入力電圧が巻数比を考慮した出力電圧より小さい条件 $V_{in} < NV_{out}$ において、モード II 終了時の電流が入出力電圧の差分によって電流方向が変化する。したがって、ZVS 条件となる位相差は各モード終了時の電流式が ZVS 達成できる電流方向となる位相差 δ を計算することで導出でき、(2.8)式および(2.9)

式で得られる。

条件1: $V_{in} \geq NV_{out}$

$$i_{HV_FB_I}(\delta) > 0$$

$$\delta > \left(1 - \frac{NV_{out}}{V_{in}}\right) \frac{\pi}{2} \dots\dots\dots(2.8)$$

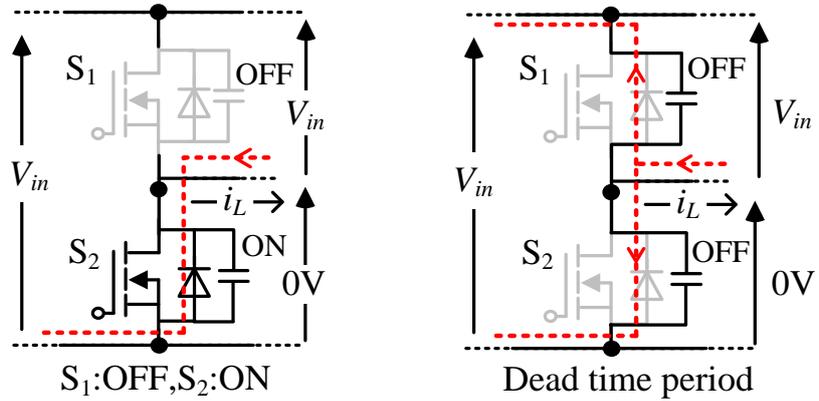
条件2: $V_{in} < NV_{out}$

$$i_{HV_FB_II}(\pi) > 0$$

$$\delta > \left(1 - \frac{V_{in}}{NV_{out}}\right) \frac{\pi}{2} \dots\dots\dots(2.9)$$

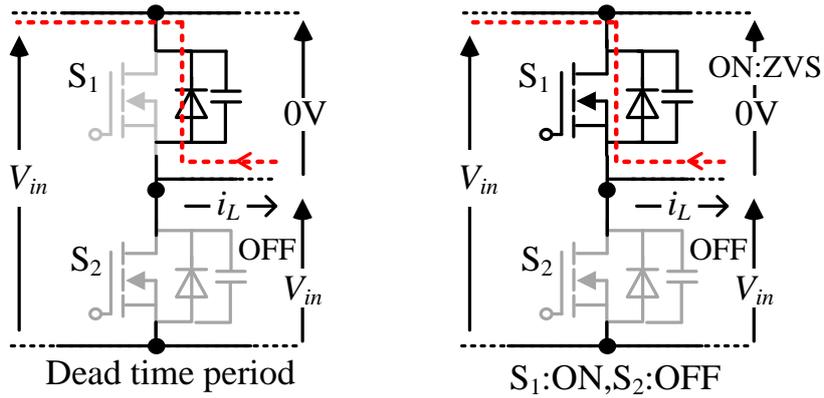
図 2.6 に巻数比を考慮した入出力電圧比に対する ZVS 範囲を示す。巻数比を考慮した入出力電圧比 $NV_{out}/V_{in} > 1$ の場合、一次側のスイッチがハードスイッチングとなり、巻数比を考慮した入出力電圧比 $NV_{out}/V_{in} < 1$ の場合、二次側のスイッチがハードスイッチングとなる。これは還流電流の増加により、スイッチング時のインダクタ電流の方向が変化するためである。また、公称電圧から変動すると ZVS を達成できる位相差の下限値が $\pi/2$ に近づくため、ZVS 達成可能な出力電流が大きくなる。さらに寄生容量を考慮した場合、電荷を引き抜くために電流の大きさも考慮する必要がある⁽¹⁹⁾。

以上のことから電圧変動時において、還流電流が増加することにより、ZVS 範囲が制限され、半導体スイッチの瞬時損失が増加する。



(a) S_1 :OFF, S_2 :ON

(b) 寄生容量の電荷を充電もしくは放電



(c) S_1 ダイオードに還流(デッドタイム期間)

(d) S_1 のターンオン ZVS

図 2.5 1 レグに着目した ZVS 動作

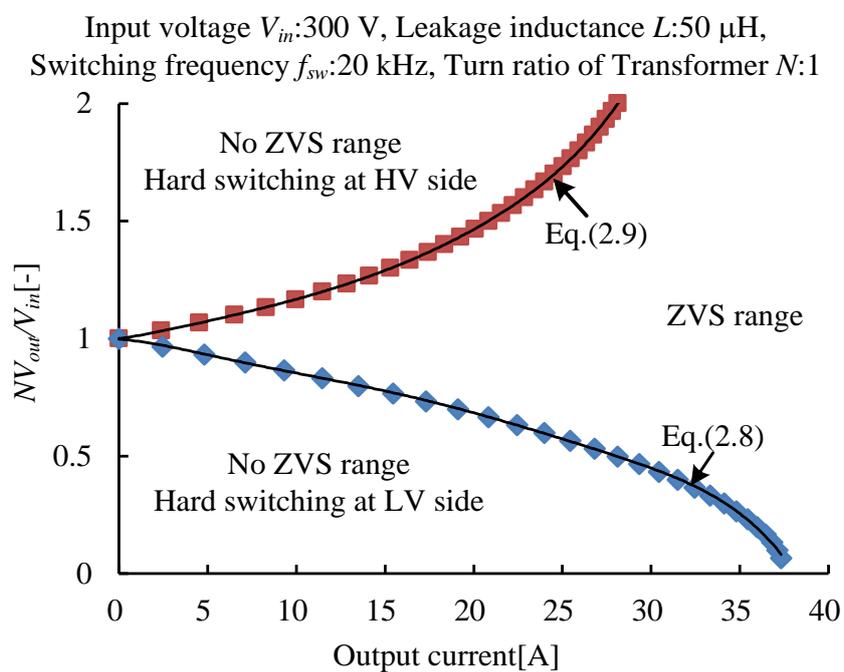


図 2.6 巻数比を考慮した入出力電圧比に対する ZVS 範囲

2.2.2 位相差変更時のトランス電流の直流重畳

本項では、DAB コンバータの方形波動作時に発生する位相差指令値更新時のトランス電流の直流重畳について説明する。

図 2.7 にキャリア位相シフト方式による電圧、電流波形および励磁インダクタンスを考慮した DAB コンバータの等価回路を示す⁽²⁰⁾。この方式では、各インバータの出力電圧の位相差 δ^* となるように一次側インバータのキャリアを基準点に対して $\delta^*/2$ 進み、二次側インバータのキャリアを基準キャリアに対して $\delta^*/2$ 遅れとなるように位相シフト量を与える。しかし、同時に全キャリアの位相シフト量を変更すると位相シフト量の前回値と今回値の差分 $\Delta\delta$ だけ出力電圧の正負の期間が変化する。位相シフト量が進み方向に変化した場合、 $\Delta\delta$ 分だけインバータ出力電圧の正の期間が長くなる。一方、位相シフト量が遅れ方向に変化した場合では、 $\Delta\delta$ 分だけインバータ出力電圧の負の期間が長くなる。したがって、位相シフト量の変化時に、トランスおよびインダクタに印加される電圧の時間積がゼロにならず、トランスの励磁電流およびインダクタ電流に直流重畳が発生する。この直流重畳はトランスの巻線抵抗や半導体スイッチのオン抵抗により減衰するが、過渡時の電流ピーク値が増加するため、瞬時損失の増加を招く。次に位相シフト量の変更時に発生する期間 $\Delta\delta$ は位相差の今回値 δ_k^* 、前回値 δ_{k-1}^* から(2.10)式で表すことができる。

$$\Delta\delta = \frac{\delta_k^* - \delta_{k-1}^*}{2} \dots\dots\dots(2.10)$$

また、位相差指令値急変によるインダクタ電流の直流重畳 i_{L_dc} は $\Delta\delta$ から(2.11)式で表すことができる。

$$i_{L_dc} = \frac{V_{in} + NV_{out}}{2\omega L} \Delta\delta \dots\dots\dots(2.11)$$

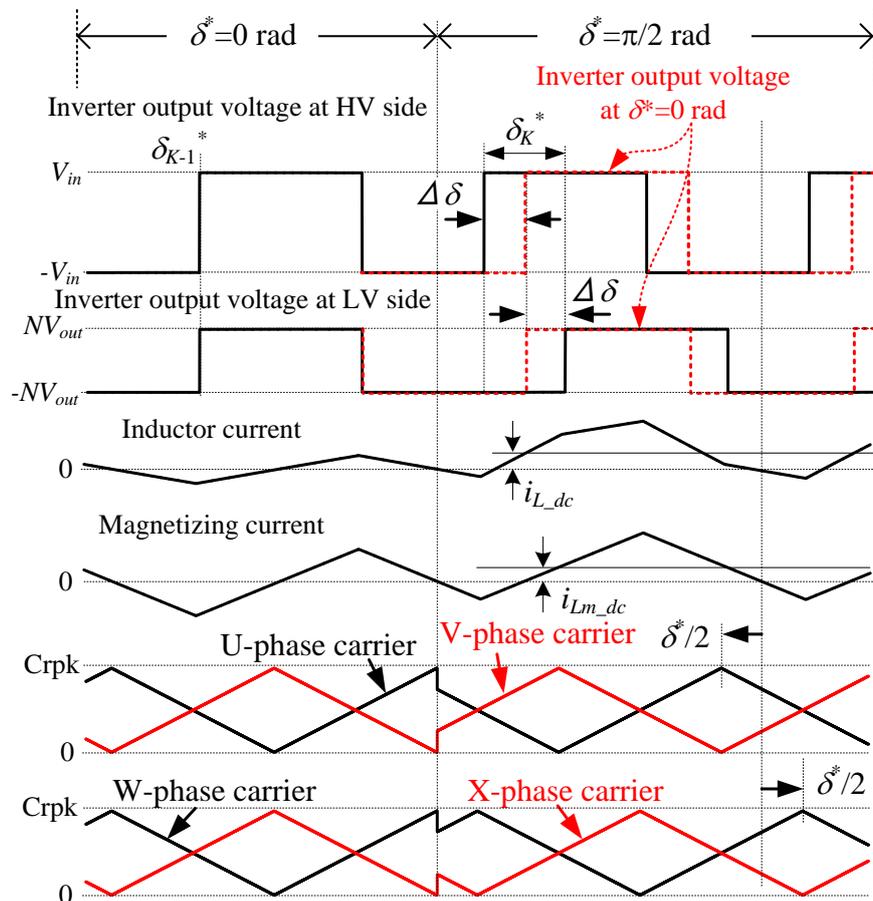
(2.11)式からパワーフローが変わらない場合、各インバータ出力電圧の位相差は $0 \leq \delta \leq \pi/2$ の範囲で使用するため、FB 動作における $\Delta\delta$ が最大となる条件は位相差 δ^* を 0 rad から $\pi/2 \text{ rad}$ に変化した場合である。この直流重畳を抑制するために、位相差の変化量を制限する必要がある、制御系の低速化を招く。また、励磁電流 i_{Lm} も同様に直流重畳 Δi_{Lm} が発生し、(2.12)式から表すことができる。

第2章

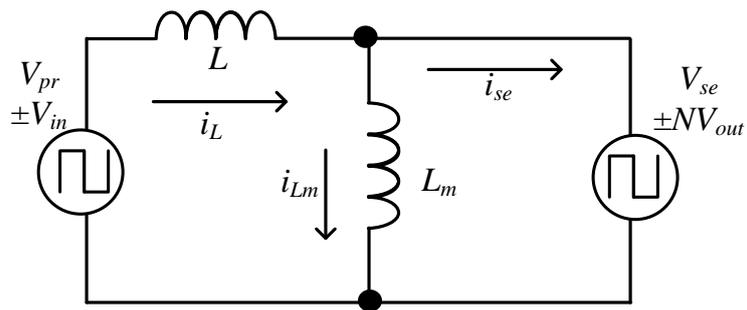
瞬時損失に着目した DAB コンバータの損失低減手法

$$i_{Lm_dc} = \frac{-LN V_{out}}{2\omega LL_m} \Delta\delta \dots\dots\dots(2.12)$$

(2.12)式からインダクタ電流の直流重畳より小さいが、瞬時損失の増加原因となる。また、フィードバック制御の適用を想定すると不安定化によって直流重畳が蓄積し、磁気飽和を招く可能性がある。したがって、直流重畳を抑制する手法が求められる。



(a) 位相シフト量変更時の動作波形



(b) 励磁インダクタンスを含めた DAB コンバータの等価回路

図 2.7 位相シフト量変更時の動作波形

2.3 DAB コンバータの瞬時損失低減手法

本節では、瞬時損失の観点からこれまでに提案されてきた DAB コンバータの回路方式や駆動方式について取り上げる。次に、提案されてきた手法について整理し、それぞれの特徴と問題点を述べる。

図 2.8 に DAB コンバータの回路方式および駆動方式による瞬時損失低減手法を示す。前章でも述べた通り、瞬時損失を低減するためには電圧変動時の還流電流および過渡動作時におけるトランス電流の直流重畳抑制が求められる。今まで提案されてきた手法は大きく分けて「スイッチングパターン切り替え方式」、「回路方式」、「トランスパラメータ切り替え方式」、「スイッチングタイミング調整方式」4 つに分類される。スイッチングパターン切り替え、スイッチングタイミング調整や回路方式による低減手法は電圧や負荷変動に対して、インダクタに印加する電圧を変えることで還流電流の低減もしくはトランス電流の直流重畳抑制を実現している。トランスパラメータ切り替え方式は電圧や負荷によって、還流電流が低減できるトランスパラメータが異なることを利用して、補助回路を用いてトランスパラメータを電圧や負荷変動に対して切り替えることで瞬時損失を低減している。次項から各方式の詳細と問題点について述べる。

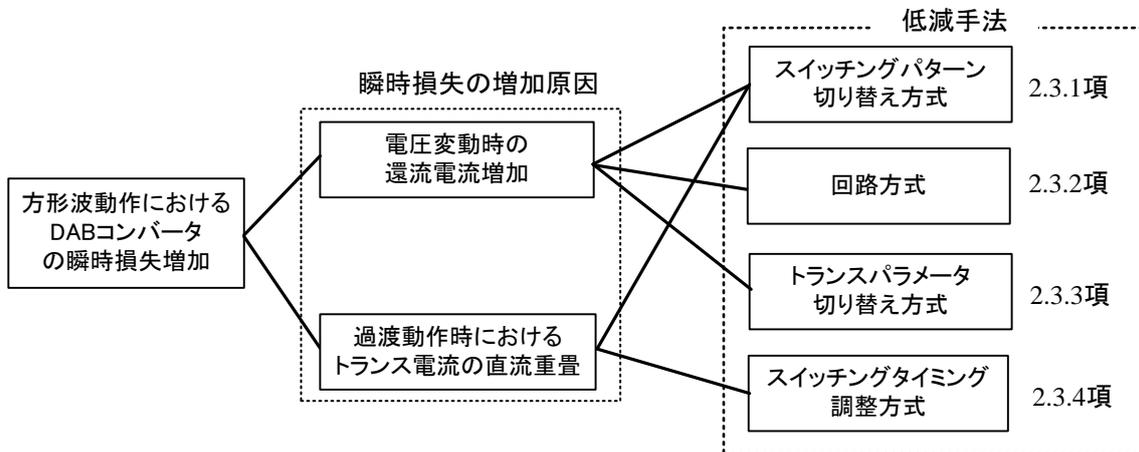


図 2.8 回路方式および駆動方式による瞬時損失低減手法

2.3.1 スイッチングパターン切り替え方式による瞬時損失低減手法

図 2.9 にパルス幅制御を用いた電圧電流波形を示す。スイッチングパターンによって、片側インバータもしくは両側インバータのゼロ電圧期間を制御することで還流低減を達成している⁽²¹⁾。本論文では入出力電圧比および出力電力に対して片側インバータのゼロ電圧期間を制御する方式⁽²²⁾⁻⁽³⁰⁾ (以下, SPWM) および両側インバータのゼロ電圧期間を制御する方式⁽³¹⁾⁻⁽⁴⁷⁾ (以下, DPWM) と呼ぶ。さらに, SPWM および DPWM に加えて, スイッチング周波数も制御する方式が多数提案されている⁽⁴⁸⁾⁻⁽⁵³⁾。そのため, 位相差および各インバータ出力電圧のゼロ電圧期間, 位相差 4 つの自由度がある。そこで, 今まで適用されたスイッチングパターンの選定方法を述べ, 課題および問題点をまとめる。

(a) SPWM を用いた損失低減手法

図 2.10 に無効電流低減に着目して, SPWM のみで駆動する方式を示す⁽²⁸⁾。文献(28)では, 方形波動作時の還流電流を理論的に導出し, 軽負荷動作時の還流電流低減の必要性を述べている。さらに, 図 2.10(a)から(c)の波形のようにゼロ電圧期間および位相差の関係によってモードを 3 つのモードに分け, 斜線部を還流電流と定義し, それが最小となるモードを解析により明らかにしている。また, 図 2.10(d)では負の瞬時電力をスイッチング周期で積分した値を無効電力と定義し, 各スイッチングパターンにおける総合力率を比較している。この方式は軽負荷動作にのみ着目しており, 重負荷時に使用するモードや各モード間の切り替え方法について明らかになっていない。

図 2.11 に負の瞬時電力(文献(29)では Backflow power と記載)がゼロになるようにスイッチングパターンが検討されている⁽²⁹⁾。また, 提案されている方式では図 2.11(a)に示すモードにおける還流電流を負の瞬時電力から導出している。さらに, 図 2.11(b)では, 入出力直流電圧変動に対して, 入出力電圧比から負の瞬時電力が最小となるゼロ電圧および位相差を検討している。

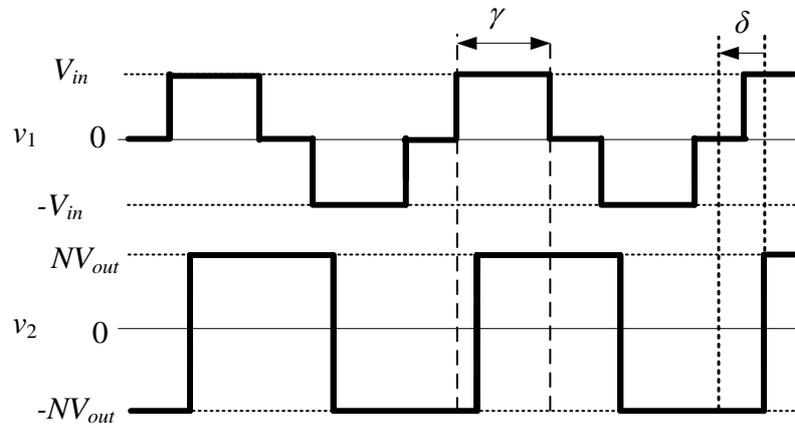
図 2.12 に制御系の構築および半導体スイッチの損失を考慮した SPWM を用いたスイッチングパターンの生成方法を示す⁽³⁰⁾。まず, 図 2.12(a)および(b)に示す位相差とゼロ電圧期間の関係から 2 つのモードについて, スイッチング損失および導通損失をスイッチング電流の平均値および実効値から解析している。また, 平均値最小化法では, 位相差やゼロ電

第2章

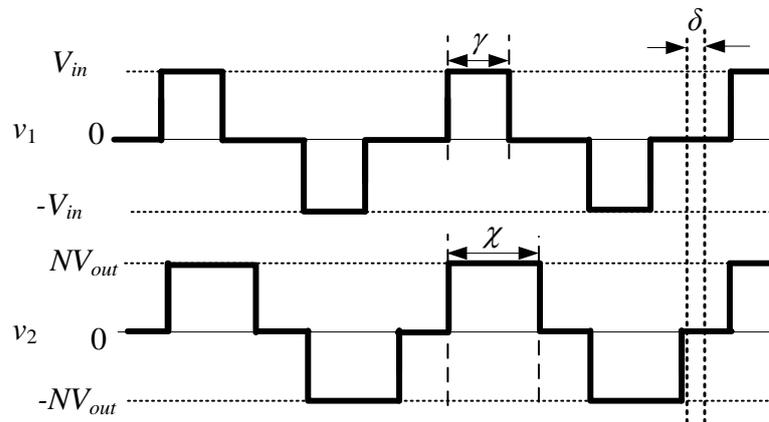
瞬時損失に着目した DAB コンバータの損失低減手法

圧期間が大きい値をとれないため、重負荷の駆動が達成できない。一方、提案しているスイッチングパターンでは重負荷まで駆動できる。また、各モードをシームレスに切り替えるために、入出力電圧比($k=V_{dc1}/nV_{dc2}$)に対する位相差 ϕ の関係を二次式に近似している。図 2.12(c)の電力制御系では、近似式を用いることで PI 制御器の出力である位相差および入出力電圧比から一意にゼロ電圧期間を決定することができる。したがって、複雑なスイッチングパターンを用いずに制御系を構築している。この方式は位相差が $\pi/2$ rad まで使用する前提でスイッチングパターンが決定されているため、定格電力時の位相差が小さい電圧条件における近似方法について検討する必要がある。

これらの手法は電圧変動時の還流電流低減のみに着目しており、過渡動作時に関するトランス電流の影響が明らかになっていない。



(a) 片側インバータのゼロ電圧期間制御(SPWM)

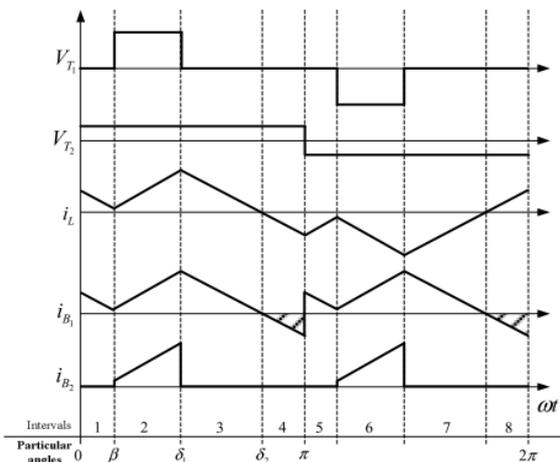


(b) 両側インバータのゼロ電圧期間(DPWM)

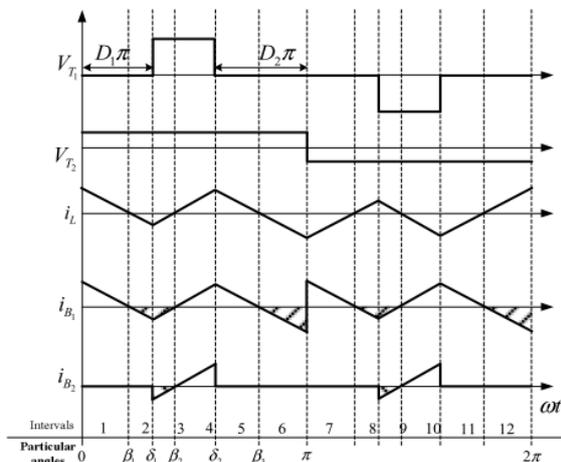
図 2.9 パルス幅変調(PWM)による各方式

第2章

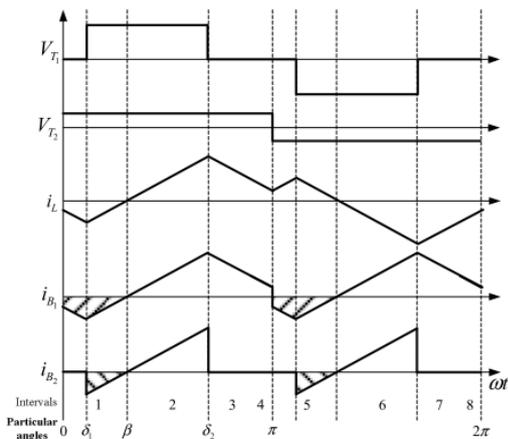
瞬時損失に着目した DAB コンバータの損失低減手法



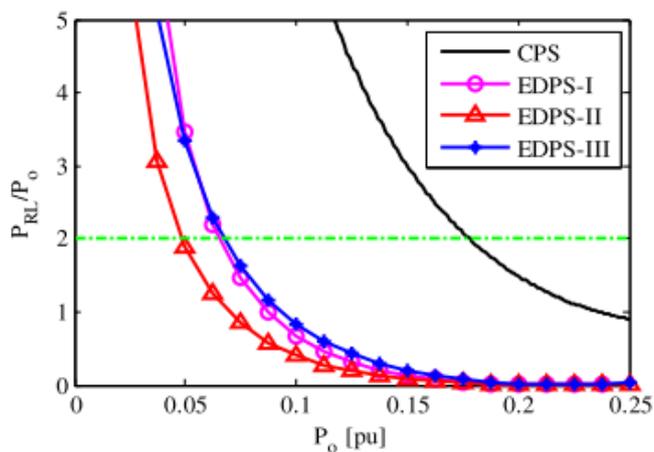
(a) Extend dual phase shift (EPDS) of Mode I



(b) EPDS of Mode II



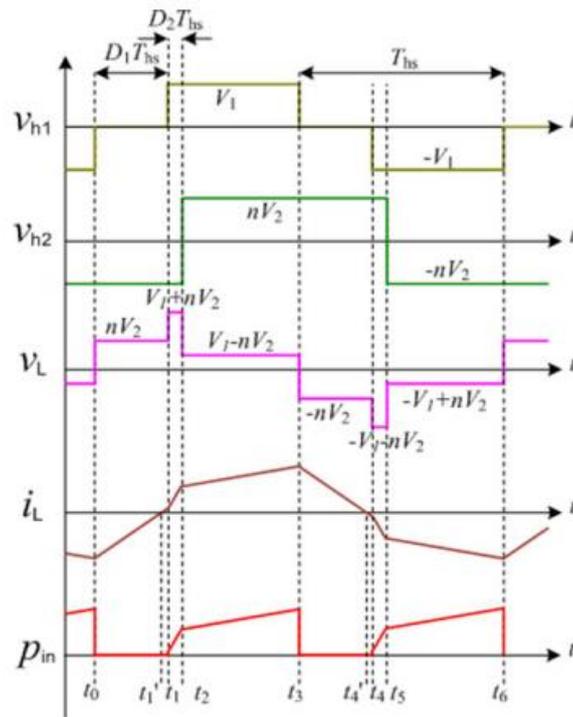
(c) EPDS of Mode III



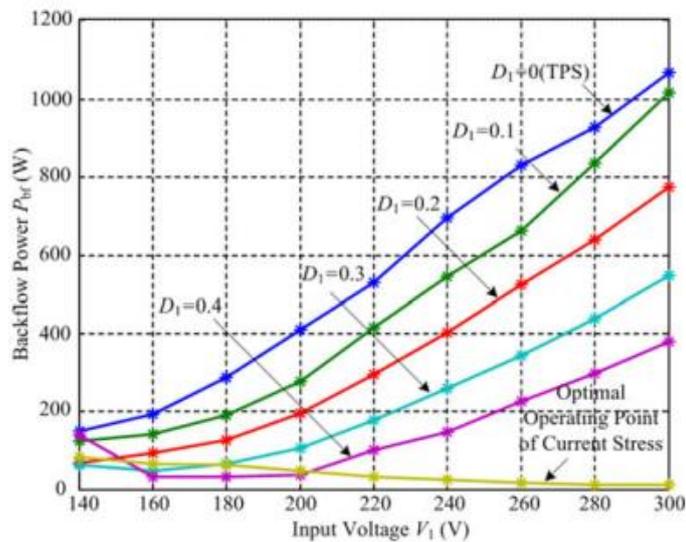
(d) 還流電流の比較結果

図 2.10 SPWM を用いた還流電流低減手法

(文献(28) Jones, B. Smith, C. Maxwell: "Reactive Power Loss Optimization Method for Bi-directional Isolated DC-DC Converters", IPEC-Hiroshima2014, pp. 702-706, 2014 より引用)



(a) 瞬時電力がゼロとなるスイッチングパターン



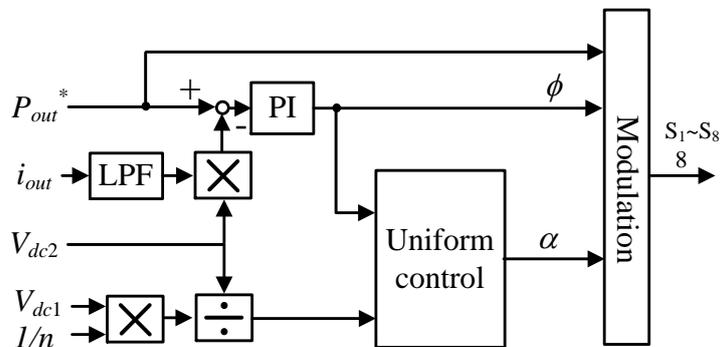
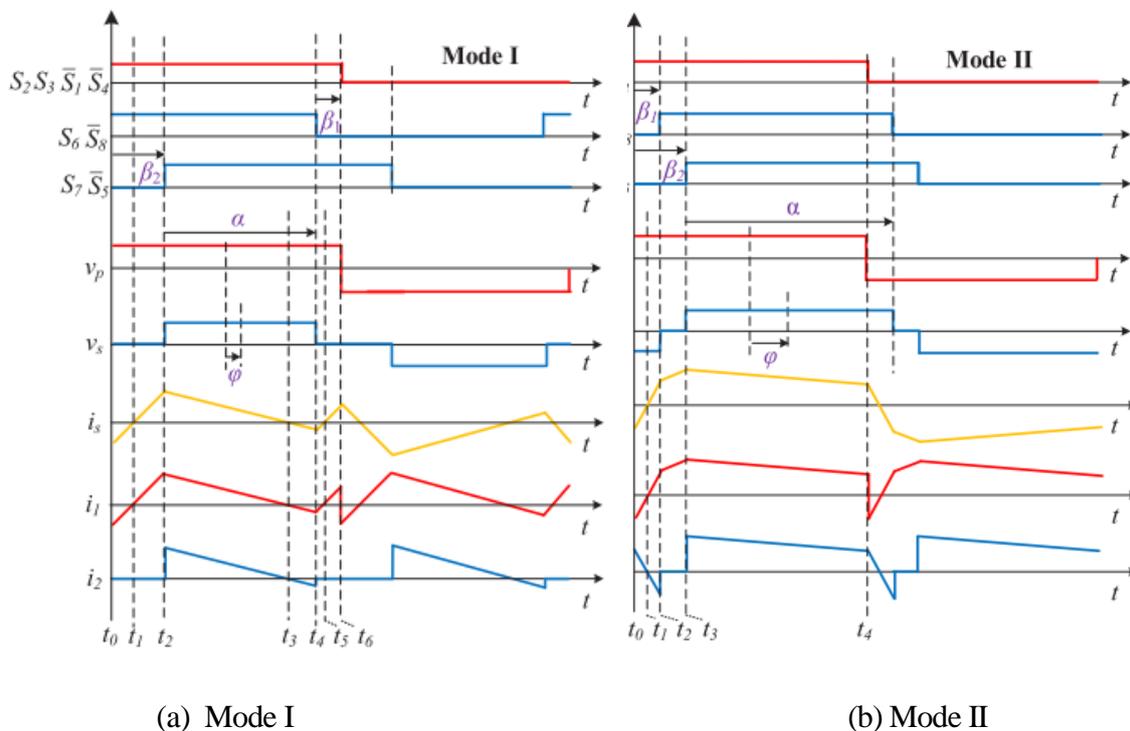
(b) 入力電圧変動および一次側ゼロ電圧期間に対する還流電流(負の瞬時電力で記載)

図 2.11 広い電圧変動範囲を考慮した還流電流低減手法

(文献(29) Biao Zhao, Qiang Song, Qingguang Yu, Weixin Sun: "Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC-DC Converter for Power Distribution in Microgrid", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, No. 11, pp. 4667-4680, 2014 より引用)

第2章

瞬時損失に着目した DAB コンバータの損失低減手法



(c)制御ブロック図

図 2.12 線形近似によるスイッチングパターン決定法

(文献(30) Bochen Liu, Pooya Davari, Frede Blaabjerg: "An Optimized Control Scheme for Reducing Conduction and Switching losses in Dual Active Bridge Converters", 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 623-629, 2018 より引用)

(b) DPWM を用いた損失低減手法

図 2.13 に双方向駆動を実現する ZVS 範囲拡大と無効電流最小化を実現する DPWM 法を示す⁽³¹⁾。この方式では、SPWM および DPWM の各モードにおける ZVS 範囲およびインダクタ電流を解析し、ZVS および無効電流を低減可能なスイッチングパターンが検討されている。図 2.13(a)では、巻数比と入出力直流電圧比 m に対する位相差 ϕ と一次側および二次側インバータのゼロ電圧期間 α_p, α_s の関係をグラフに示している。これらのスイッチングパターンは基本波のみを用いた近似により入出力電圧比および必要な位相差から SPWM および DPWM をシームレスに切り替える方法を明らかにしている。同様に、インバータ電圧もしくはインダクタ電流を各周波数成分による定式化によりスイッチングパターンを導出する方式が報告されている^{(38),(40)}。図 2.13(b)において、SPWM および DPWM を用いた駆動法により、入出力電圧比および PI 制御器の位相差から各ゼロ電圧期間を導出し、定常時の還流電流を低減している。しかし、出力電流を決定するために位相差とゼロ電圧期間と自由度が 3 つあるため、制御系に低速ループ^{(31),(32)}が必要となる。また、負荷ステップ時における過渡動作時のトランス電流の影響が検討されていない。

図 2.14 に高昇降圧比の DAB コンバータの広い電圧駆動範囲を実現するスイッチングパターン決定法を示す⁽³³⁾。この方式は二次側が 12 V から 16 V、一次側が 240 V から 450 V 高昇降比となるアプリケーションに適用している。しかし、電圧変動時の還流電流の増加は昇降圧比が小さい条件より効率が大きく低下する。また、二次側の電圧が非常に低いため、半導体スイッチの寄生容量による損失が低いことを利用して、ゼロ電流がある不連続電流モードを採用することで二次側のスイッチング時には ZCS を実現している。提案されている方式では、フローチャートによりスイッチングパターンを導出しており、変換器の仕様からスイッチングパターンを決定できる。さらに、文献(34)では、決定したスイッチングパターンを用いて電圧制御系を構築している。これは入出力電圧条件および負荷に対してスイッチングパターンをテーブル化することで制御系の構築と高効率化を達成している。しかし、スイッチングパターンが不連続となり、モード切り替え時やトランス電流に直流重畳が発生する。

図 2.15 に ZVS 範囲拡大を目的にゼロ電圧期間を制御するインバータを決定する方式を示す⁽³⁵⁾。この方式では、入出力電圧の条件が数百 V と高いため、スイッチング損失の低減

第2章

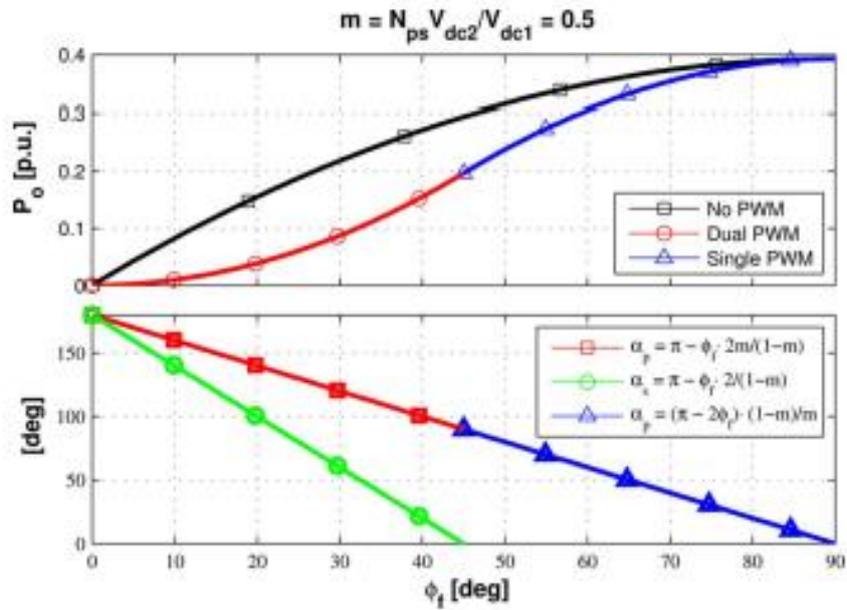
瞬時損失に着目した DAB コンバータの損失低減手法

(ZVS 範囲の拡大)に主眼を置いて、使用するスイッチングパターンを導出している。また、方形波動作(文献(35)中では PSM), SPWM, DPWM および TCM(文献(35)中では TM)の最大伝送電力を理論的に導出し、電圧変動および負荷に対して使用するスイッチングパターンを明らかにしている。また、図 2.15(a)のフローチャートから、入出力電圧比 d および各モードの最大電力から使用する変調法を選択する。図 2.15(b)から、スイッチングパターンの決定法を用いた電圧制御では、入出力電圧および出力電力からパワーフローおよび使用するモードを決定する。さらに、使用するモードおよび PI 制御器出力からスイッチングパターンを決定することで出力電圧制御を実現している。しかし、負荷変動によるオーバーシュート発生時において、ゼロ電圧期間が変化すると位相差も同時に変化させる必要があるため、PI 制御器を低速に設計しなければならない。また、各モード切り替え時の過渡動作が検討されておらず、ゼロ電圧期間や位相差が大きく変更する条件ではトランス電流の直流重畳の発生が懸念される。

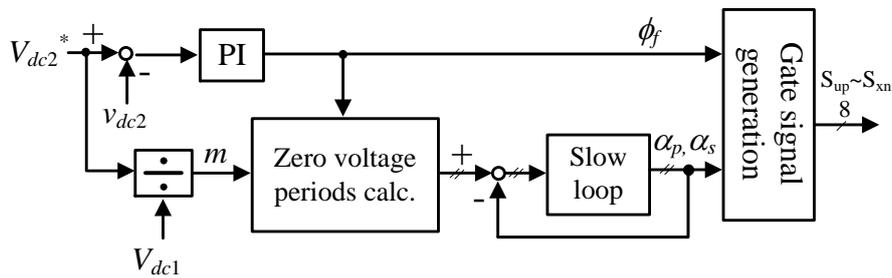
一方、ニューラルネットワークを用いることで損失が最小となるスイッチングパターンを決定する方式⁽⁴⁵⁾や山登り法により損失最小となるゼロ電圧期間を導出する手法⁽⁴⁶⁾も提案されているが、スイッチングパターンが決めるまでの過渡動作が考慮されていない。

図 2.16 に低結合率トランスを用いた SPWM および DPWM による ZVS 範囲拡大手法を示す⁽⁴⁷⁾。この手法では、結合率を低下させることで励磁電流の増加により ZVS 範囲拡大⁽⁵⁴⁾を実現している。また、励磁電流を考慮して、DPWM や SPWM を用いてスイッチングパターンを決定することで電圧変動時の還流電流低減と ZVS 範囲の拡大を達成している。

これらの方式についてはスイッチングパターン切り替え時もしくはモード毎の位相差変更時におけるインダクタ電流およびトランス励磁電流の直流重畳について言及されていない。



(a) SPWM および DPWM のシームレス切り替えを実現する電圧制御系



(b) SPWM および DPWM のシームレス切り替えを実現する電圧制御系

図 2.13 基本波成分および3次高調波を考慮した位相差に対するゼロ電圧期間の決定法

(文献(31) Amit Kumar Jain, Rajapandian Ayyanar, : "PWM Control of Dual Active Bridge: Comprehensive Analysis and Experimental Verification", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, No. 4, pp. 1215-1227, 2011 より引用)

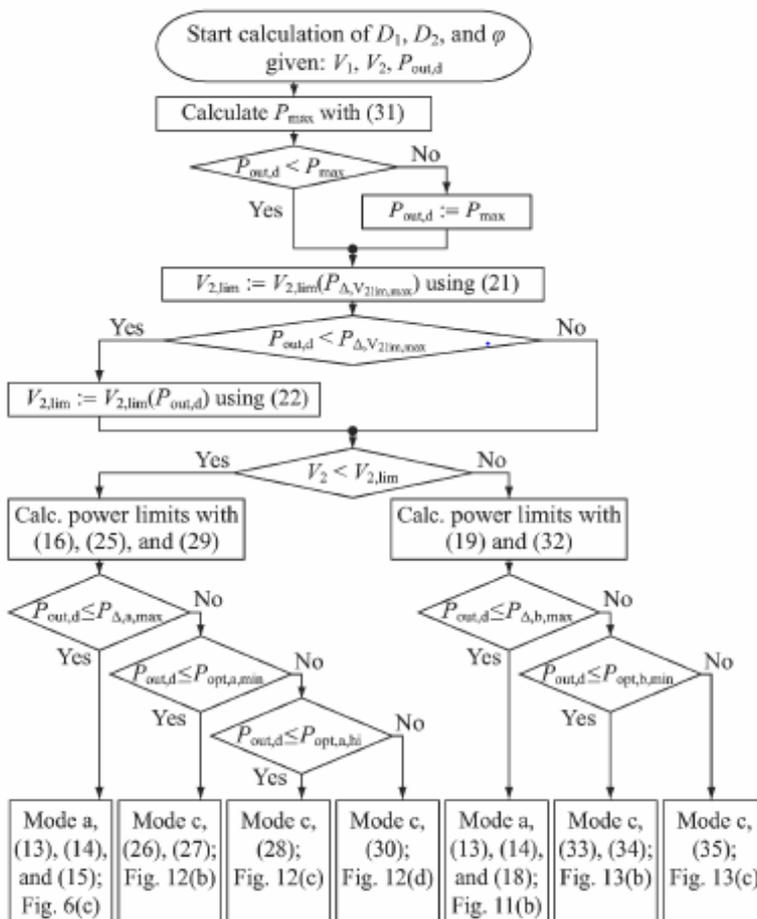
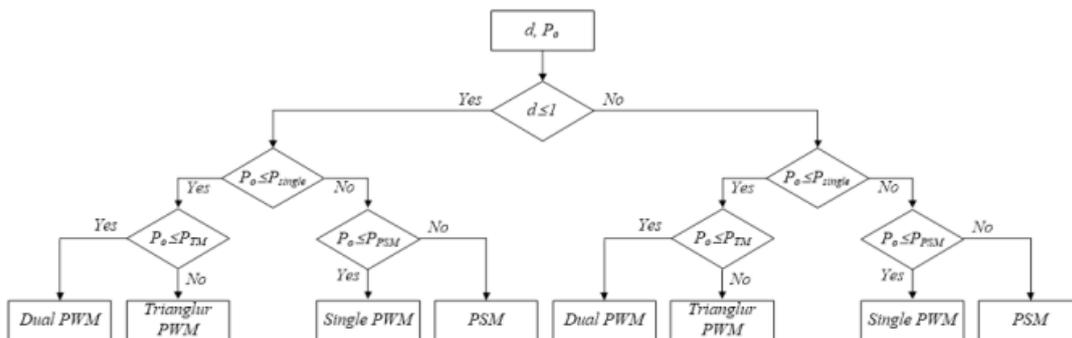
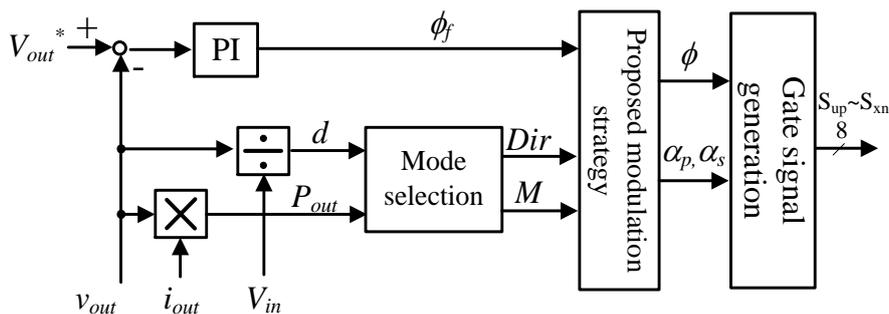


図 2.14 低圧大電流 DAB コンバータに適用するスイッチングパターン決定法

(文献(33) Florian Krismer, Johann W. Kolar: "Efficiency-Optimized High-Current Dual Active Bridge Converter for Automotive Applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, No. 7, pp. 2745-2760, 2012 より引用)

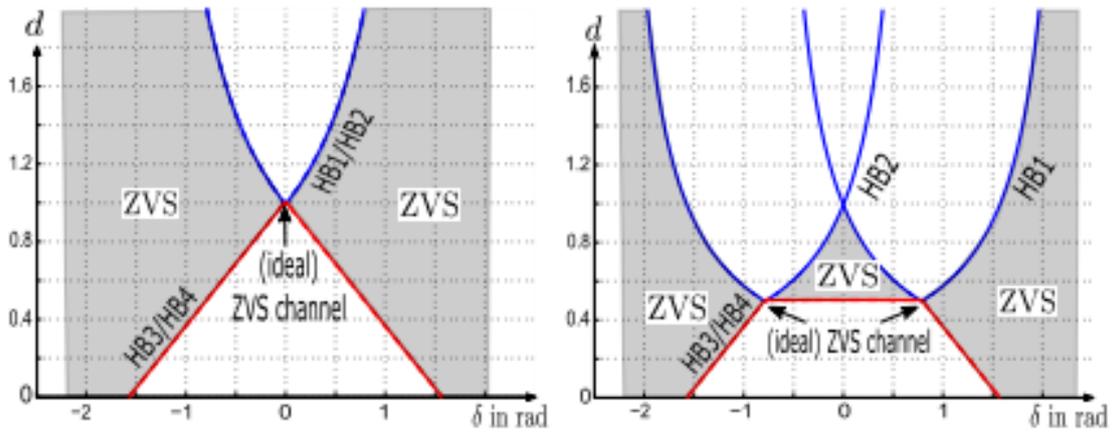


(a) 各 PWM 手法を決めるフローチャート



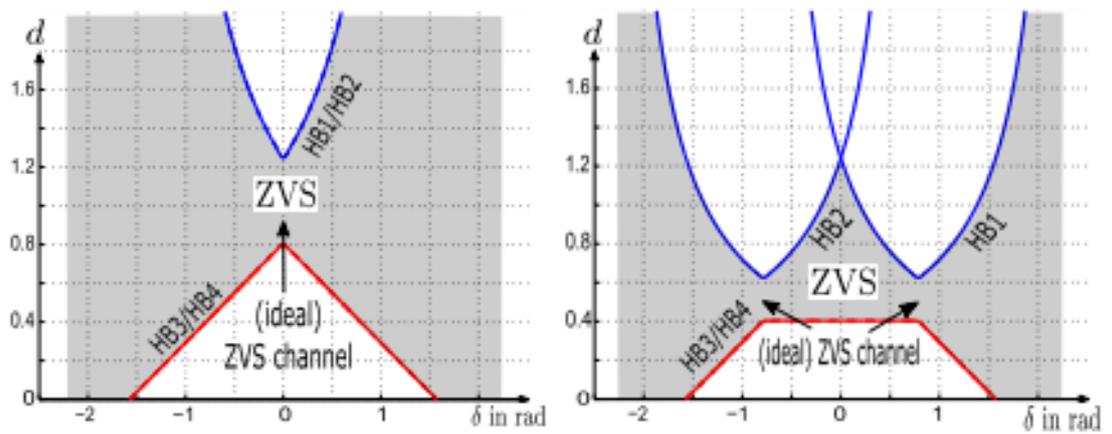
(b)制御ブロック図

図 2.15 電圧条件および負荷による PWM 手法および電流モード切り替え方式
(文献(35) Byeng-Joo Byen, Kyung-Pil Kang, Younhoon Cho, Younhoon Cho: "A High-Efficiency Variable Modulation Strategy for a Dual Active Bridge Converter with a Wide operating Range", 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), 2015 より引用)



(a) 結合率 1.0 方形波動作

(b) 結合率 1.0 SPWM



(c) 結合率 0.8 方形波動作

(d) 結合率 0.8 SPWM

図 2.16 低結合率トランスを用いた SPWM および DPWM による ZVS 範囲拡大手法

(文献(47) J. Riedel, D.G. Holmes, C. Teixeira, B.P. McGrath: "Wide Range ZVS Operation of Dual

Active Bridge DC-DC Converters using Adaptive Modulation and Low Coupling Factor

Transformers", 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16

ECCE Europe), pp. 1-10, 2016 より引用)

(c)スイッチング周波数制御を用いた損失低減手法

図 2.17 に DPWM で検討されているモードにスイッチング周波数の制御を追加した場合のスイッチングパターンの最適化手法を示す⁽⁴⁸⁾。この手法では、方形波動作(本文中には Phase-shift と記載)および SPWM もしくは DPWM により実現できる台形波電流モード(本文中には trapezoidal と記載)や三角波電流モード(本文中には Triangular と記載)で発生する半導体スイッチの損失および受動部品の損失を計算し、損失が最小となるスイッチングパターンを導出している。図 2.17 のフローチャートにより、入出力電圧および仕様からスイッチングパターンおよびスイッチング周波数を導出可能である。また、文献(49)において、損失をスイッチング周波数の関数として定義し、負荷に対して損失が最小となる最適なパターンおよびスイッチングパターンを選択している。しかし、高効率化を実現するために位相差やゼロ電圧期間およびスイッチング周波数を同時に制御するため、過渡動作への影響が検討されていない。そのため、モード切り替え時にトランス電流の直流重畳が発生する可能性がある。

図 2.18 に SPWM にスイッチング周波数制御を用いた手法を示す⁽⁵⁰⁾。この手法では図 2.18(a)および(b)に示す2つモードを使用し、電流実効値低減および ZVS 範囲拡大を達成している。また、スイッチング周波数を変更することで検討している電圧条件において全負荷範囲で ZVS を達成している。デッドタイム期間および素子の寄生容量に対するゼロ電圧スイッチングの影響を解析し、半導体スイッチの容量に対して必要なデッドタイムおよび電流値を明らかにしている。さらに、制御系には電流制御をマイナーループにもつ電圧制御で構築している。モードおよびスイッチングパターンの決定には入力電流および入出力電圧からオープンループにより決定し、PI 制御器は位相差 t_f のみを操作量としている。しかし、各モードへの移行時における過渡動作が議論されてない。特に、スイッチング周波数変更時における過渡動作はトランス電流の直流重畳の発生が懸念される。

一方、位相差およびスイッチングパターンのみを制御する方式⁽⁵¹⁾やスイッチングパターン固定とし、スイッチング周波数を変更する方式⁽⁵²⁾⁽⁵³⁾がある。これはゼロ負荷付近のスイッチング周波数が非常に高くなるため、広い負荷範囲での駆動が必要となるアプリケーションには適用できない。

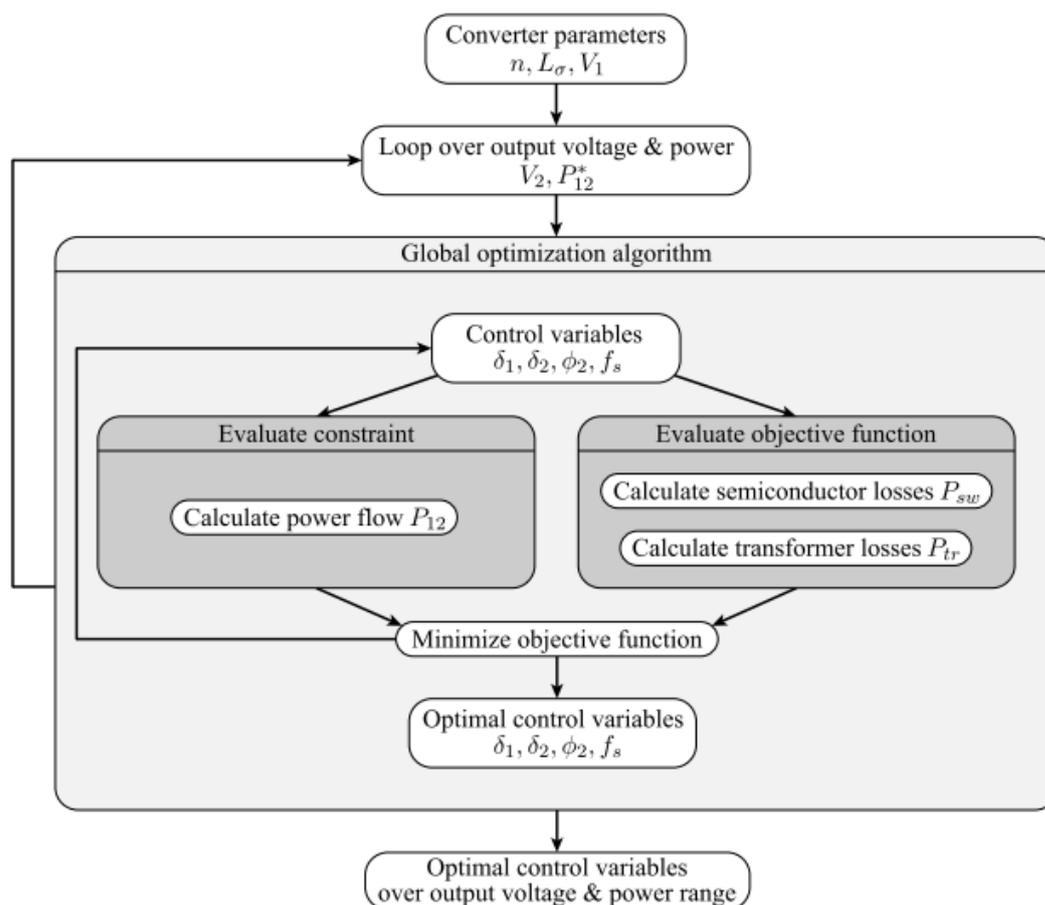
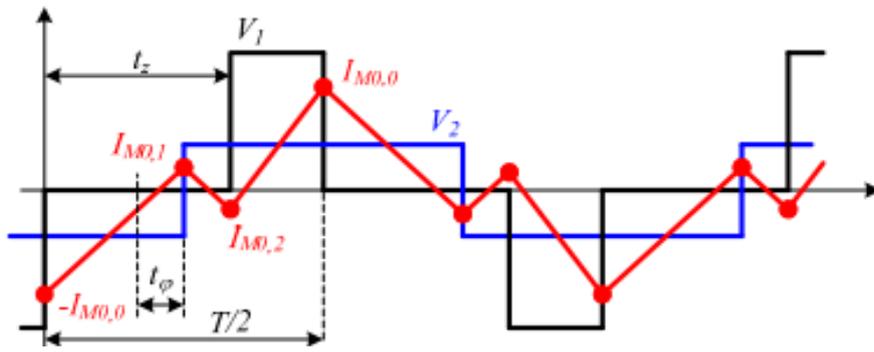
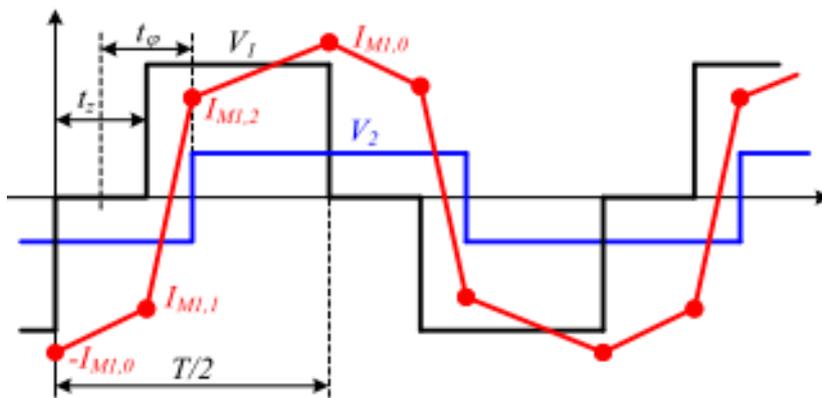


図 2.17 損失最小化を実現するスイッチングパターンおよびスイッチング周波数切り替え方式

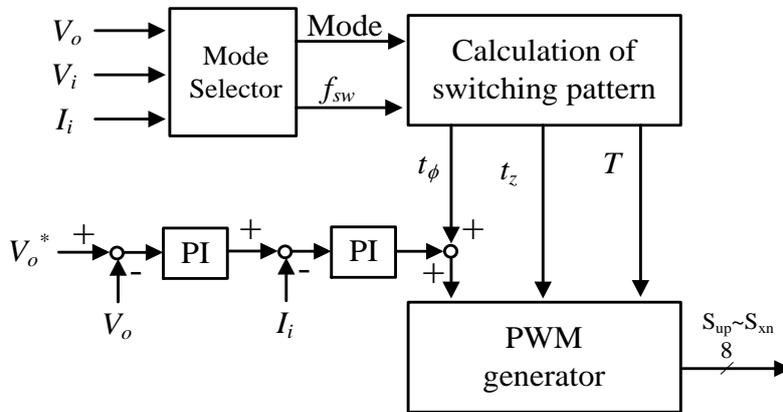
(文献(48) Felix Jauch, Jurgen Biela: "Generalized Modeling and Optimization of a Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter Including Frequency Variation", IEEJ Transactions on Industry Applications, Vol. 4, No. 5, pp. 593-601, 2015 より引用)



(a) Mode 0



(b) Mode 1



(b) 制御ブロック図

図 2.18 スイッチング周波数制御および SPWM を用いた ZVS 範囲拡大手法
(文献(50) Giuseppe Guidi, Atsuo Kawamura, Yuji Sasaki, Tomofumi Imakubo: "Dual Active Bridge Modulation with Complete Zero Voltage Switching Taking Resonant Transitions into Account", 2011 13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'11 ECCE Europe), pp. 1-10, 2011 より引用)

(d) 特殊なスイッチングパターンを用いた損失低減手法

図 2.19 にゼロ電圧期間を電圧出力期間の midpoint に挿入した方式を示す⁽⁵⁵⁾。この方式を軽負荷に使用することで方形波動作と比較して、還流電流の低減および ZVS 範囲を拡大できる。しかし、等価的なスイッチング周波数が 2 倍となるため、デッドタイムの影響を考慮する必要がある。この方式の問題点として、スイッチング周波数の増加によってターンオフ損失の増加および負荷変動時のスイッチングパターンについて議論されていない。したがって、半導体スイッチの損失の瞬時損失増加や直流重畳発生が懸念される。

図 2.20 に不連続電流モードを用いた還流電流低減法を示す⁽⁵⁶⁾。この手法では、巻数比を考慮した入出力電圧比が大きい Hブリッジ側のスイッチがすべてオフとなる期間を挿入することで、ゼロ電流期間を生成する手法である。これにより、電圧変動に対する還流電流を低減している。さらに、ハードスイッチング動作となるスイッチに流れる電流がほぼゼロとなるため、スイッチング損失の低減を達成している。しかし、不連続電流モード中のゼロ電圧期間制御時における過渡動作を検討されていない。

図 2.21 に励磁およびインダクタ電流の直流重畳抑制法を示す⁽⁵⁷⁾。この方式では位相差更新タイミングを各レグで変更するので各電流を抑制できるため、電流センサや複雑な制御を必要としない。また、入出力電圧比と出力電力からデッドタイム誤差と位相差指令値の関係を明らかにし、デッドタイム誤差補償も検討している。さらに、文献(58)では位相差更新時の直流重畳の抑制法を用いて電圧制御を達成している。しかし、方形波動作以外対応していないため、電圧変動時に還流電流が増加する。

以上のことから、還流電流の低減もしくは過渡動作時におけるトランス電流の直流重畳抑制の両立ができておらず、瞬時損失の低減が不十分である。

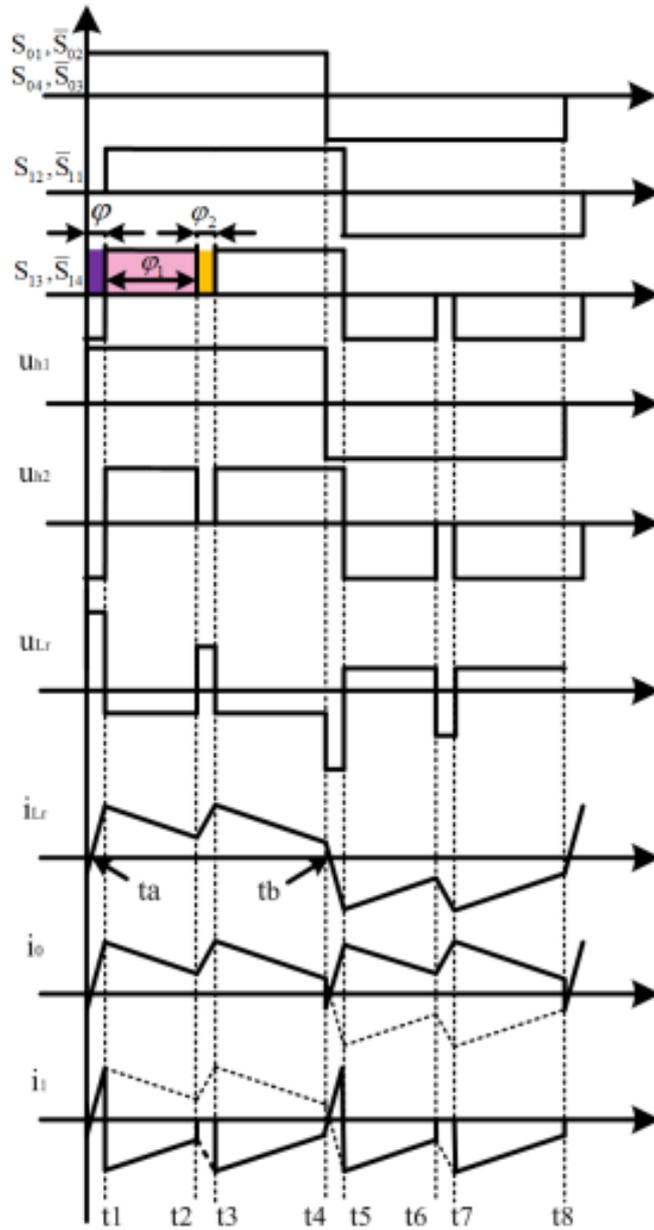


図 2.19 電圧出力期間の midpoint にゼロ電圧期間を挿入する方式

(文献(55) Kun Yan, Hui Wang, Guangzhu Wang: "A Novel switching strategy for isolated Dual-Active-bridge Converter", PEAC2014, pp. 1032-1037, 2014 より引用)

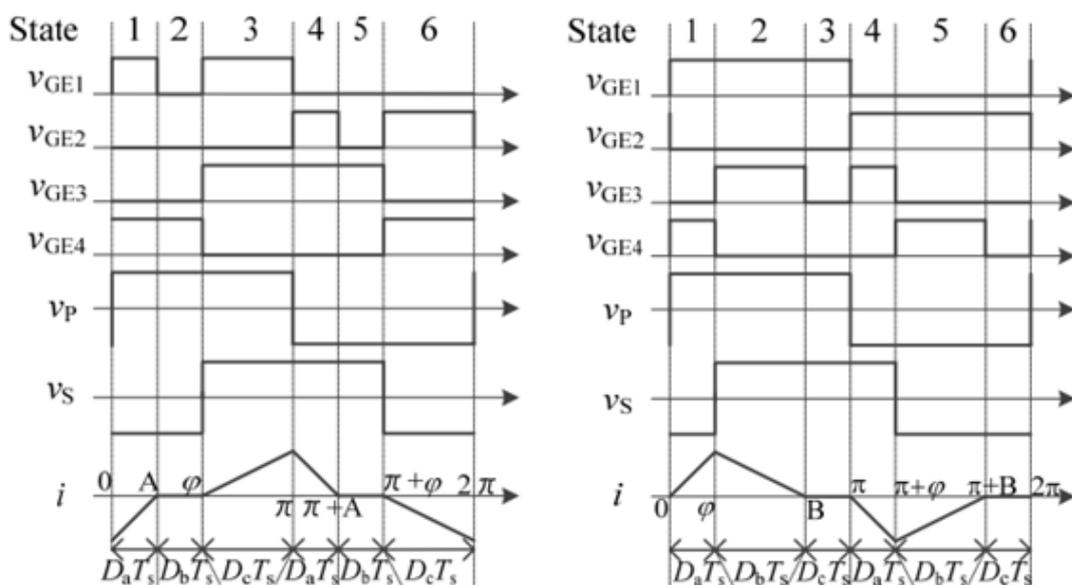
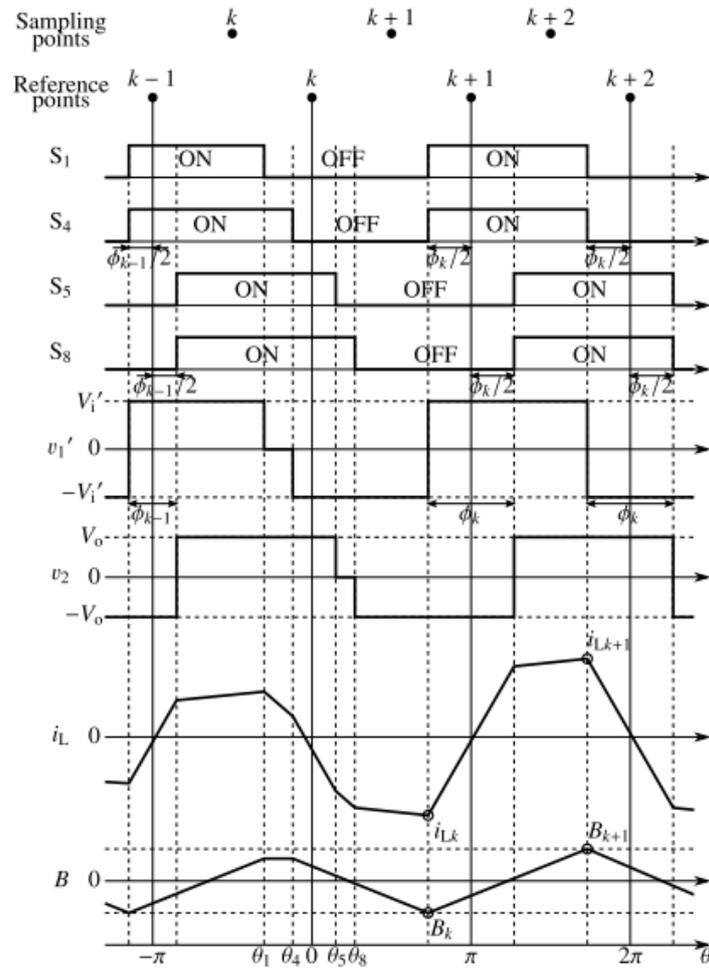
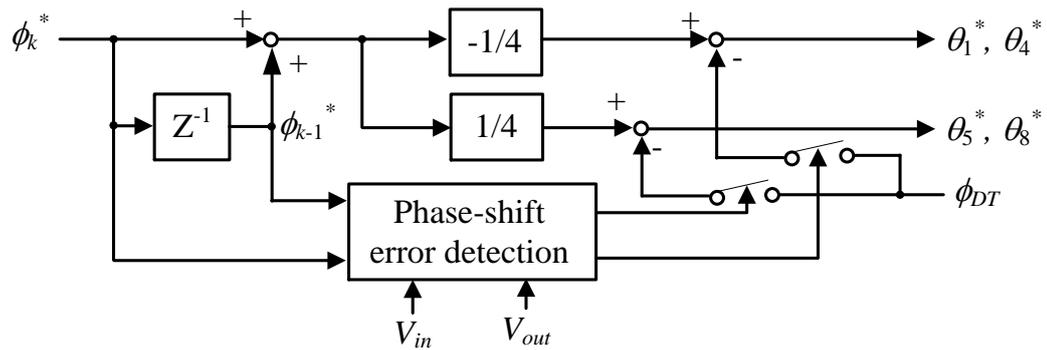


図 2.20 不連続電流モードを用いた還流電流抑制手法

(文献(56) Kun Yan, Hui Wang, Guangzhu Wang: "A Novel switching strategy for isolated Dual-Active-bridge Converter", PEAC2014, pp. 1032-1037, 2014 より引用)



(a) 位相シフト更新時のスイッチングパターン



(b) 制御ブロック図

図 2.21 位相シフト量の更新タイミング変更による直流重畳抑制法

(文献(57) Kazuto Takagi, Hideaki Fujita: "Dynamic Control and Dead-Time Compensation Method of an Isolated Dual-Active-Bridge DC-DC Converter", 2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE Europe), pp. 1-10, 2015 より引用)

2.3.2 回路方式による瞬時損失低減手法

本項では、DAB コンバータに追加回路もしくは両側インバータにマルチレベルトポロジを採用した損失低減手法に関して、瞬時損失の観点から技術的課題を述べる。

(a) マルチレベルトポロジ方式による損失低減手法

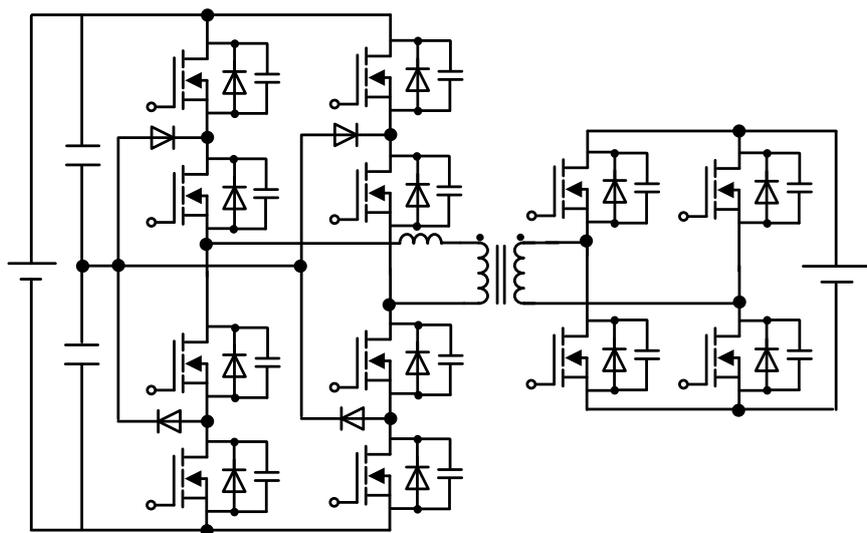
図 2.22 にダイオードクランプ方式を採用した DAB コンバータを示す⁽⁵⁹⁾⁽⁶⁷⁾。なお、両側ブリッジにダイオードクランプ方式を採用した回路方式⁽⁶⁰⁾やハーフブリッジ構成⁽⁶¹⁾と用いた方式もある。ダイオードクランプを適用することで、低耐圧の半導体スイッチを使用することができる⁽⁶²⁾。また、直流電圧が数 kV になるアプリケーションに適用する場合、低耐圧化による効率改善効果が大きい。一般的に、素子を直列に接続するマルチレベル方式では各キャパシタ電圧のアンバランス⁽⁶³⁾が問題となる。さらに、スイッチング周波数増加とともにアンバランス率が増加するため⁽⁶⁴⁾、スイッチング周波数が高周波化する DC-DC コンバータではバランス制御が必須となる。文献⁽⁶⁵⁾および⁽⁶⁶⁾では、3 レベルおよび 4 レベルのダイオードクランプ方式を用いた DAB コンバータのキャパシタ電圧バランス制御法を提案している。また、還流電流を低減するためのスイッチングパターンを決定し、2 レベルインバータに対して効率改善できることを明らかにしている⁽⁶⁷⁾。しかし、デッドタイム期間中のインダクタ電流がスイッチング素子の寄生容量の電荷を放電できる方向であっても、クランプダイオードによって端子電圧がクランプされるため、ZVS が達成できない。なお、ZVS を達成するためにはクランプダイオードにキャパシタを並列接続する必要がある⁽⁶⁰⁾。また、過渡動作時のスイッチングパターンがなく、トランス電流の直流重畳について議論されていない。なお、ハーフブリッジ方式になるとトランスにキャパシタがトランスに直列接続している構成になるため、直流重畳によってトランスの偏磁は発生しないが半導体スイッチに流れる電流には直流重畳による影響を受けるため、瞬時損失が増加する。

図 2.23 に T 形トポロジを採用した DAB コンバータを示す⁽⁶⁸⁾⁽⁶⁹⁾。この方式では、ダイオードクランプ形と比較して、フルブリッジ側の半導体スイッチが低耐圧とならない代わりに方形波動作時の通過素子数がダイオードクランプ方式より少なくなるため、一次側の電圧低下時における効率の低下率が小さい。また、スイッチングパターンの自由度が増えるため、2 レベルインバータより効率改善が可能である。また、文献⁽⁶⁹⁾では T 形 DAB

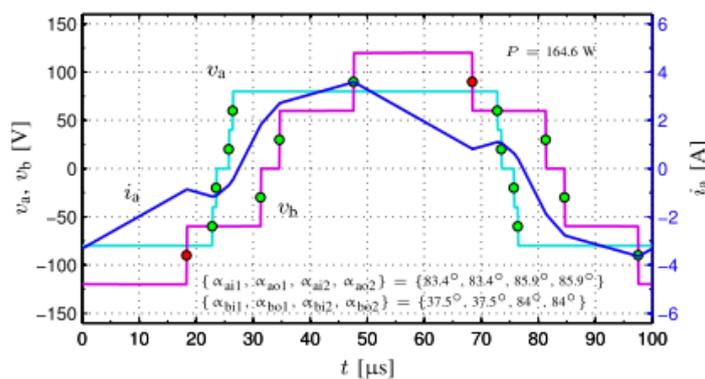
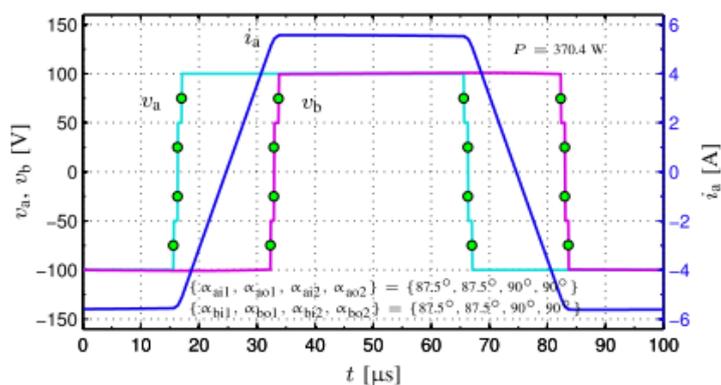
コンバータを DC マイクログリッドに適用する DC-DC コンバータをアプリケーションとし、広い電圧範囲(150 V~800 V)におけるスイッチングパターンを検討している。5 レベル波形にすることで 2 レベル DAB コンバータより効率を改善している。しかしスイッチングパターン変更時の過渡応答が議論されていない。一方、負荷および電圧変動によって各インバータのすべてのスイッチングパターンを決定している方式⁽⁷⁰⁾がある。この方式では励磁インダクタンスを小さくし、励磁電流を含めたスイッチングパターンを検討することで ZVS および還流電流の低減を実現している。また、同じトランスパラメータを用いた DPWM と比較し、損失低減効果を明らかにしている。

一方、追加素子数を低減するために 1 レグのみ T 形方式を用いた方式もある⁽⁷¹⁾。1 レグのみ T 形 DAB コンバータでは、入出力電圧に対して 5 レベル電圧波形の各期間を決定し、位相差のみで負荷変動時のスイッチングパターンを生成している。また、負荷変動時の制御には位相差のみを操作量としているため、電圧制御が容易に実現できる。しかし、位相差指令値変更時の直流重畳が発生するため、直流重畳によるトランスの偏磁を抑制するために片側インバータがハーフブリッジ構成となっている。これはフルブリッジインバータと比べトランス電圧が低下するため、同じ伝送電力を得るために巻数比を大きくする必要があるのであるため、トランス電流の増加を招く。そのため、大容量化には適さない。

以上の方式はスイッチングパターン切り替えや位相差変更時におけるトランス電流の直流重畳が検討されておらず、瞬時損失の低減が不十分である。



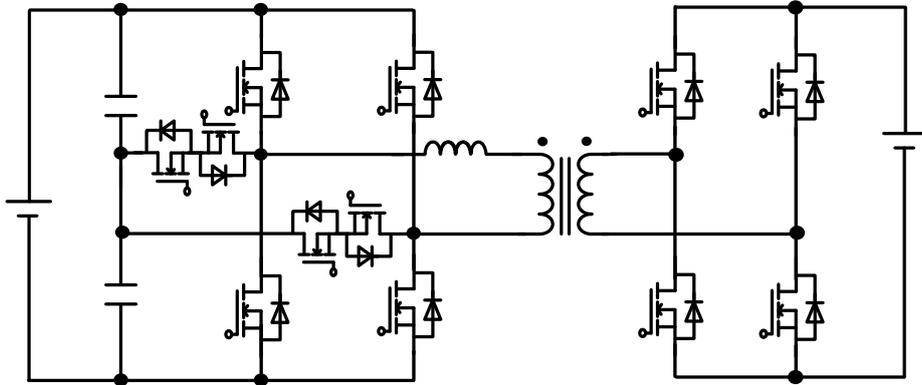
(a) 回路構成



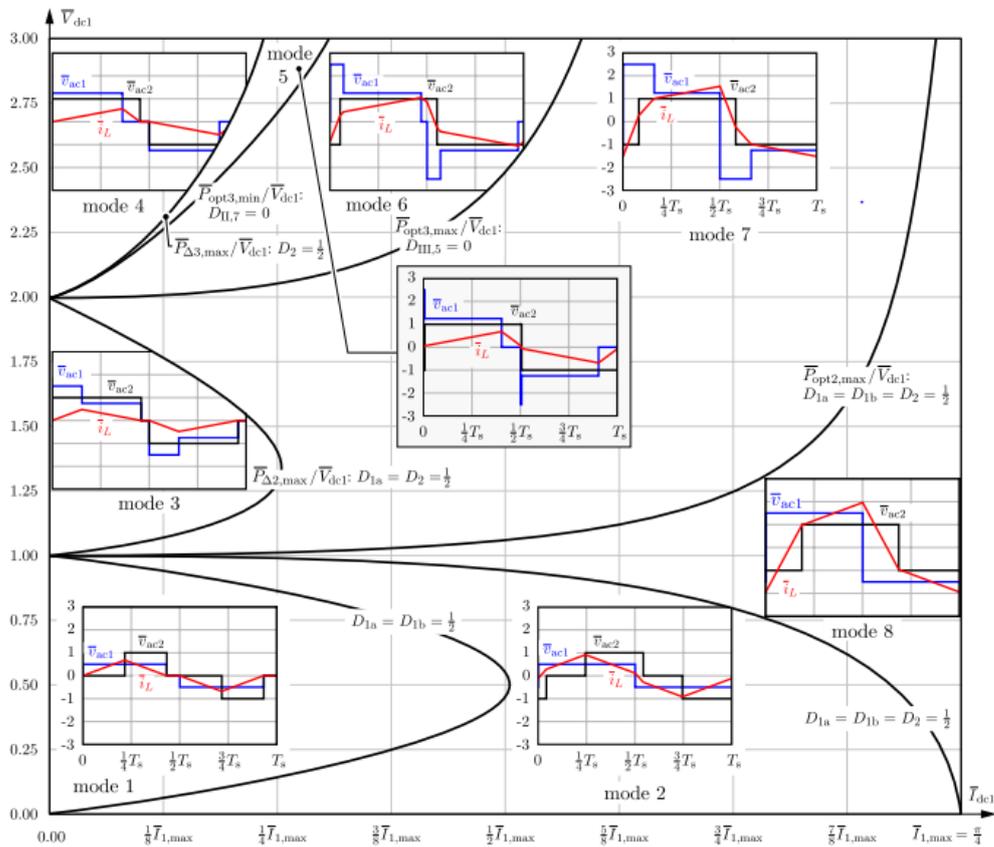
(b) スイッチングパターン

図 2.22 ダイオードクランプトポロジーを採用した DAB コンバータ

(図 2.22(b)のみ文献(67)より A. Filba-Martinez, etc.: "Operating Principle and Performance Optimization of a Three-Level NPC Dual-Active-Bridge DC-DC Converter", IEEE on I.E., Vol. 63, No. 2, pp. 638-690, 2016 引用)



(a) 回路構成



(b) スイッチングパターン

図 2.23 T 形トポロジーを採用した DAB コンバータ

(図 2.23(b)のみ文献(69) P. A. M. Bezerra, F. Krismer, R. M. Burkart, J. W. Kolar: "Bidirectional Isolated Non-Resonant DAB DC-DC Converter for Ultra-Wide Input Voltage Range Applications", PEAC2014, 2014 より引用)

(b)補助回路を追加した損失低減手法

図 2.24 に直列補償方式を用いた DAB コンバータを示す^{(73),(74)}。公称電圧時では DAB コンバータのみを駆動させる。一方、入出力電圧比によって、DAB コンバータ側の電圧と補助回路側の電圧を足し合わせることで、重負荷動作時は還流電流低減、軽負荷動作時は ZVS 範囲拡大を図っている。また、補助回路が印加する電圧と DAB コンバータのインバータが出力する位相差関係からスイッチングパターンを導出している。また、文献(73)では一次側への補償、文献(74)では二次側への補償による損失低減効果を検証している。しかし、公称電圧時には補助回路を停止させるが補助回路の励磁電流によって鉄損が発生する。また、過渡動作時にトランス電流の直流重畳が発生した場合、補助回路のトランスも直流重畳によって偏磁が発生するため、DAB コンバータの方形波動作と比較して瞬時損失が増加する。

図 2.25 にキャパシタと追加トランスを用いた方式を示す⁽⁷⁵⁾。提案されている回路はフルブリッジインバータにトランスとキャパシタを接続した構成となっている。また、入出力電圧の条件にしたがって、各トランスに印加する電圧を変えることで損失低減を達成している。図 2.25(b)では、フルブリッジ側各レグ($S_1 \sim S_4$)のスイッチングパターンの位相差を変えることで各電圧レベルの期間を変更している。しかし、入力電圧の振幅を持つ期間 D_1 には制限があるため、入力電圧の半分の振幅をもつ方形波動作を実現できない。さらに、フルブリッジ側の各レグの位相差をゼロ(方形波動作)としたとしても、補助回路のキャパシタとトランスに電流が流れるため、公称電圧かつ定格電力付近の損失が増加する⁽⁷⁶⁾。また、過渡動作時において、トランス電流に直流重畳が発生した場合、キャパシタがトランスに直列接続される構成となるため、トランスの偏磁は発生しないが半導体スイッチに流れる電流には直流重畳による影響を受けるため、瞬時損失が増加する。

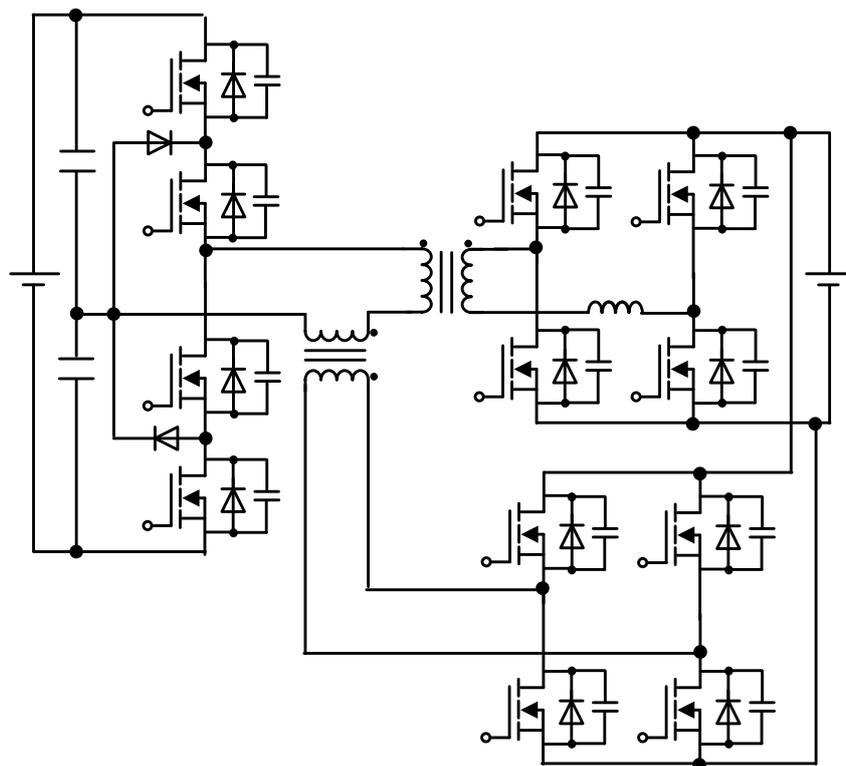
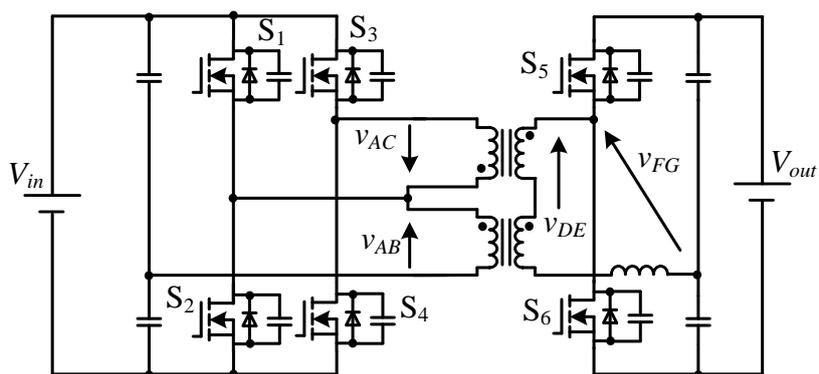
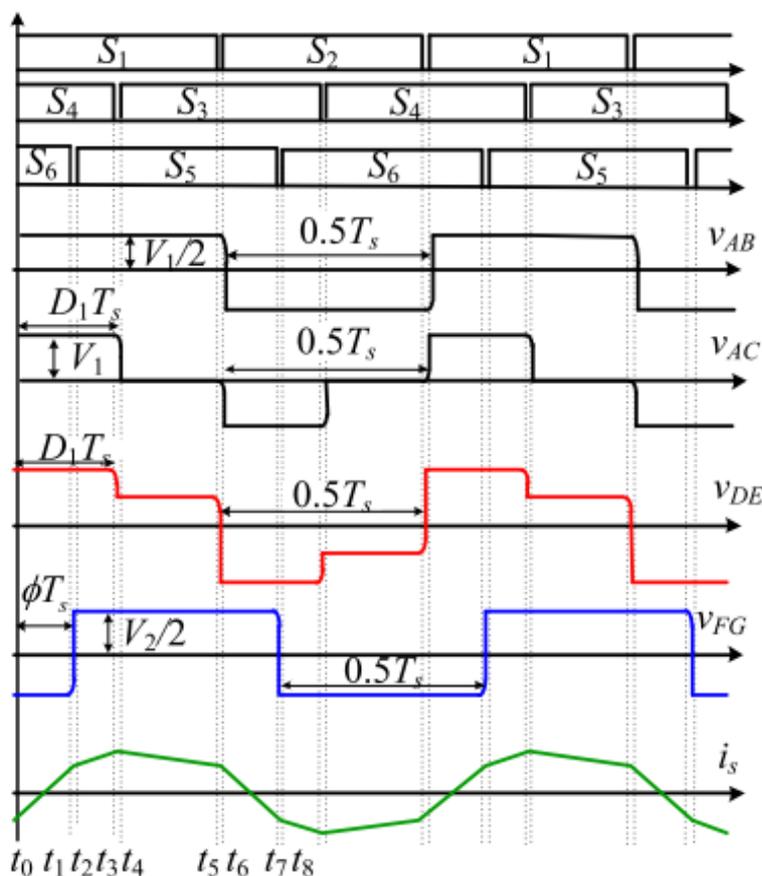


図 2.24 直列補償方式を用いた DAB コンバータ



(a)回路図



(b)スイッチングパターン

図 2.25 三相インバータおよび多巻線トランスを用いたトランス電圧切り替え手法
 (文献(75)Guo Xu, Deshang Sha, Yaxiong Xu, Xiaozhong Liao: "Dual-transformer-based DAB Converter with Wide ZVS Range for Wide Voltage Conversion Gain Application", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 35, No. 4, pp. 3306-3316, 2018 より引用)

2.3.3 トランスパラメータ切り替え方式による瞬時損失低減手法

図 2.26 に補助巻線による可変インダクタ方式を示す⁽⁷⁷⁾。提案されている方式は同一コアに補助巻線を追加し、直流電流によりインダクタンス値を制御する。DAB コンバータはインダクタンスに反比例して還流電流が変化する⁽⁷⁸⁾。そこで、軽負荷ではインダクタンスを大きくすることで還流電流の低減を達成している。しかし、インダクタンスによって最大電力が決定するため、重負荷動作時にはインダクタンスを低下させる。また EE コアにセンターギャップを設け、ギャップの無い脚に補助巻線を巻くことで、小さい電流値でインダクタンスを可変できるため、補助回路の損失を低減できる。

図 2.27 に複数の高周波トランスを用いた巻線切り替え方式を示す⁽⁷⁹⁾。この方式は電圧変動に対して Tap changer によりトランスの巻数比を等価的に変化させる。これにより電圧変動時に巻数比を考慮した入出力電圧比が一致させることが可能となるため、電圧変動に対して電流実効値低減および ZVS 範囲拡大が可能である。タップ切り替えのスイッチには双方向スイッチや機械スイッチを想定している⁽⁷⁹⁾。また、高周波トランスにセンタータップを用いて、電圧変動に対して巻数比や追加インダクタを切り替える方式がある⁽⁸⁰⁾⁻⁽⁸⁴⁾。これらの方式は補助スイッチのスイッチングタイミングによってサージ電圧や直流重畳が発生する。また、全トランス電流がタップ切り替え用の半導体スイッチを通過するため、半導体スイッチの瞬時損失が増加する。

これらの方式は瞬時損失増加の原因であるを両立できておらず、瞬時損失低減の観点から不十分である。

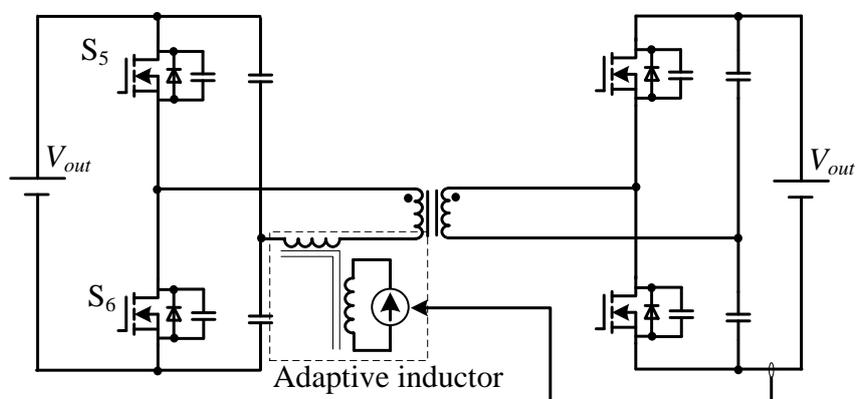


図 2.26 補助巻線によるインダクタンス可変方式

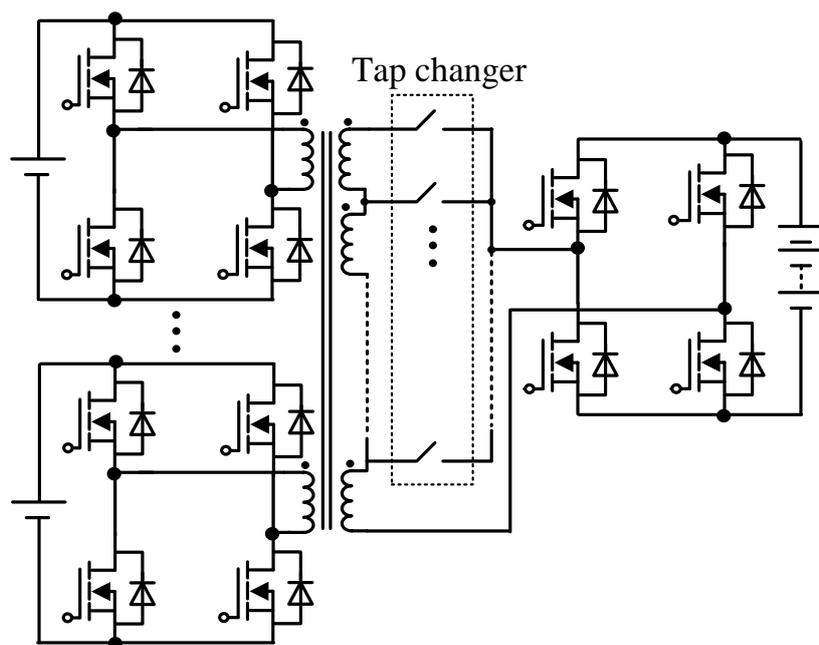


図 2.27 双方向スイッチを用いたトランスタップ切り替え手法

2.3.4 スイッチングタイミング調整方式による瞬時損失低減手法

図 2.28 にデューティ比調整による直流重畳抑制法を示す⁽⁸⁶⁾。図 2.28 から一次側電圧 v_{AB} および二次側電圧 v_{XY} のデューティ比を位相差の前回値と今回値の差分 dT に合わせて変更することでインダクタ電流の直流重畳を抑制する。また、一次側および二次側で変化させるデューティの割合 x は巻数比 n_t および入出力直流電圧 V_1 および V_2 から(2.13)式で表すことができる。

$$x = \frac{V_1}{V_1 + n_t V_2} = \frac{1}{1 + n_t V_2 / V_1} \dots\dots\dots(2.13)$$

(2.13)式を用いてデューティ比を変更することで位相差変更時のインダクタ電流の直流重畳を抑制できる。同様に DPWM 方式適用時の重畳を抑制する手法として、ゼロ電圧期間を調整することで直流重畳を抑制する手法もある^{(87),(88)}。これにより高効率化と過渡応答改善を両立しているが、方形波動作やほかの駆動方式に切り替えた場合の過渡応答が議論されていない。また、トランスの励磁電流の直流重畳については言及されていない。

図 2.29 にトランス電流を検出することで定常値の直流重畳と位相差変更時の過渡的な直流重畳を抑制する手法を示す⁽⁸⁹⁾。図 2.29(a)に DAB コンバータの等価回路および制御ブロック図を示す。図 2.29(a)から一次側インバータにより励磁電流の直流重畳、二次側インバータによりインダクタ電流の直流重畳を抑制している。図 2.29(b)に示すインダクタ電流抑制手法では、出力直流電圧の指令値と検出値の差分を PI 制御器に入力し、その出力が常に高周波電流のピーク値となるよう d_1 と d_2 の期間を制御することで直流重畳を抑制している。次に、図 2.29(c)に示す励磁電流の直流重畳抑制法では、一次側と二次側電流の差分により検出した励磁電流を用いて平均値を導出し、その平均値をゼロにすることで定常的な励磁電流の直流重畳を抑制する。上記以外に、スイッチング半周期ごとトランス電流の理論値と検出値を比較し、差分に応じて位相差を変更する方式がある⁽⁹⁰⁾。しかし、スイッチングタイミングの電流検出が必要となるためスイッチングノイズにより正確な電流値を検出できないことが考えられる。また、高周波化に伴い正確な電流値を検出できない。

文献(91)では大容量 DC-DC コンバータを想定し、補助巻線および補助回路により定常的な直流重畳を抑制する手法を提案している。これは励磁電流を検出し、定常的な直流重畳を打ち消すように補助回路から補助巻線に励磁することで抑制している。この方式は励磁

第2章

瞬時損失に着目した DAB コンバータの損失低減手法

電流指令値と検出した励磁電流の差分をフィードバック制御により、指令値に追従させることで直流重畳を抑制している。しかし、この方式は方形波動作が前提となる方式であるため、電圧変動時の還流電流の観点から低減が不十分である。

以上より、DAB コンバータの回路方式や駆動方式は電圧変動時の還流電流低減もしくは過渡動作時の直流重畳抑制のみに着目しており、瞬時損失の低減が不十分である。

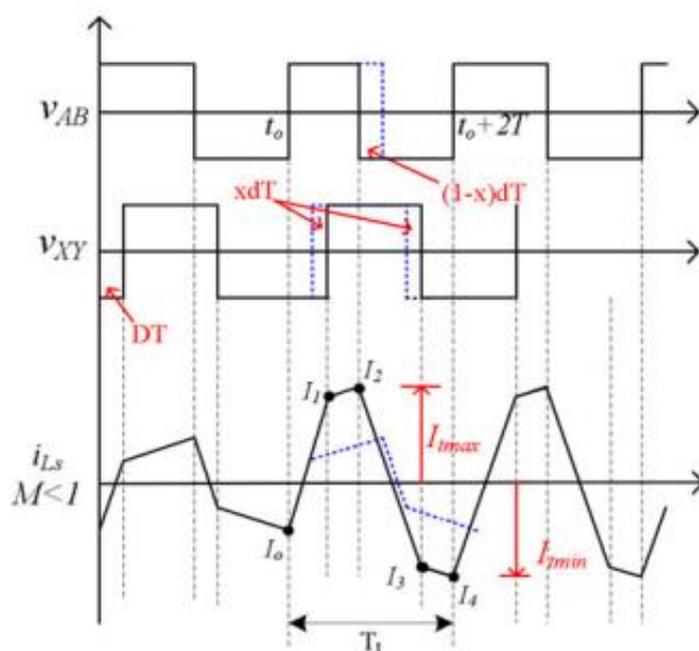
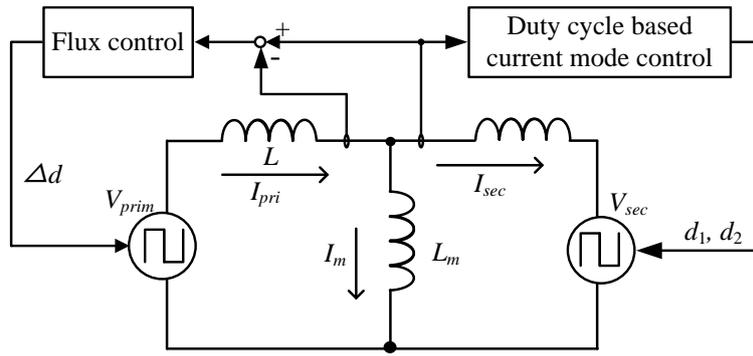
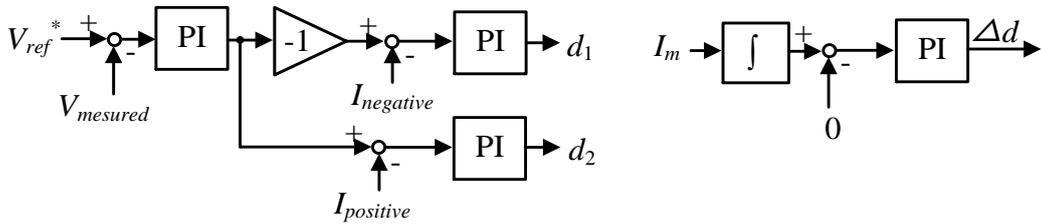


図 2.28 デューティ比調整による直流重畳抑制法

(文献(86)Xiaodong Li, Yi-Fan Li: "An Optimized Phase Shift Modulation For Fast Transient Response in a Dual Active Bridge Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, No. 6, pp. 2661-2665, 2014 より引用)

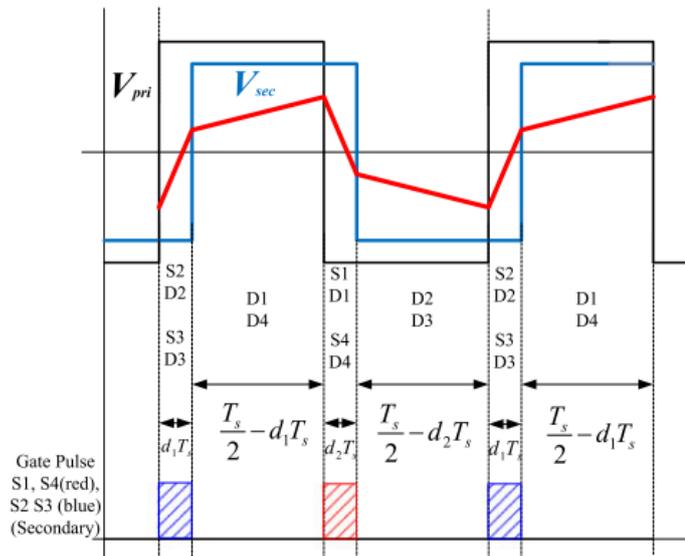


(a) トランス励磁およびインダクタ電流の直流重畳を抑制する制御方式



(b) インダクタ電流直流重畳抑制法

(c) 励磁電流直流重畳抑制法



(d) 動作波形

図 2.29 トランス電流検出による直流重畳抑制法

(文献(89) Sumit Dutta, Subhashish Bhattacharya: "A Method to Measure the DC Bias in High Frequency Isolation Transformer of the Dual Active Bridge DC toDC converter and its removal using Current Injection and PWM switching", 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 1134-1139, 2014 より引用)

2.4 瞬時損失最小モード切り替え法

これまでに提案されてきた損失低減手法では負荷変動時におけるトランス電流の直流重畳抑制および電圧変動時の還流電流低減が両立できていないため、瞬時損失の観点では低減が不十分である。まず、電圧変動時の還流電流の低減に着目した方式では、スイッチングパターンの切り替えることで達成する。しかし、スイッチングパターン切り替え時においてトランス電流に直流重畳が発生する。また、トランス電流の直流重畳によって磁気部品の飽和を招くため、動作磁束密度の設計に制約が発生する。この制約によって、スイッチングパターンだけでなくトランスやインダクタなどの磁気部品の設計を含めた損失低減手法⁽⁹²⁾⁻⁽⁹⁵⁾を適用したとしても磁束密度の設計に直流重畳を考慮してマージンを設ける必要があるため、ギャップや巻数の増加により、要求する仕様で磁気部品を設計できない可能性がある。次に、位相差変更時の直流重畳を抑制する方式では、方形波動作のみに限定されているため、電圧変動時における還流電流の低減に制限がある。そこで本節では、瞬時損失の最小化を達成するモード切り替え法を用いた DAB コンバータを提案する。1章でも述べたとおり、瞬時損失最小化は方形波動作時と比較して電圧変動時の還流電流低減およびトランス電流の直流重畳抑制の両立と定義する。

図 2.30 に等価回路を用いた瞬時損失最小モード切り替え法の概念図を示す。提案方式は電圧変動および負荷変動に対してモードおよび位相差を基準キャリアに同期して切り替えることで、電圧変動に対する還流電流の低減および過渡動作時のトランス電流の直流重畳の抑制を両立する。また、効率が最も高いモードは損失解析により出力電力で表すことができるため、モード切り替えのしきい値を出力電流により決定できる。そのため、負荷および電圧条件の変化に対しても最大効率となるモードを選択できる。そこで本論文では瞬時損失最小モード切り替え法の適用先として、回路方式およびトランスの等価パラメータに着目した DAB コンバータを挙げる。また、各回路の特徴から損失低減効果が高い方式を述べる。

(1)3 章および 4 章：回路方式による瞬時損失最小モード切り替え法

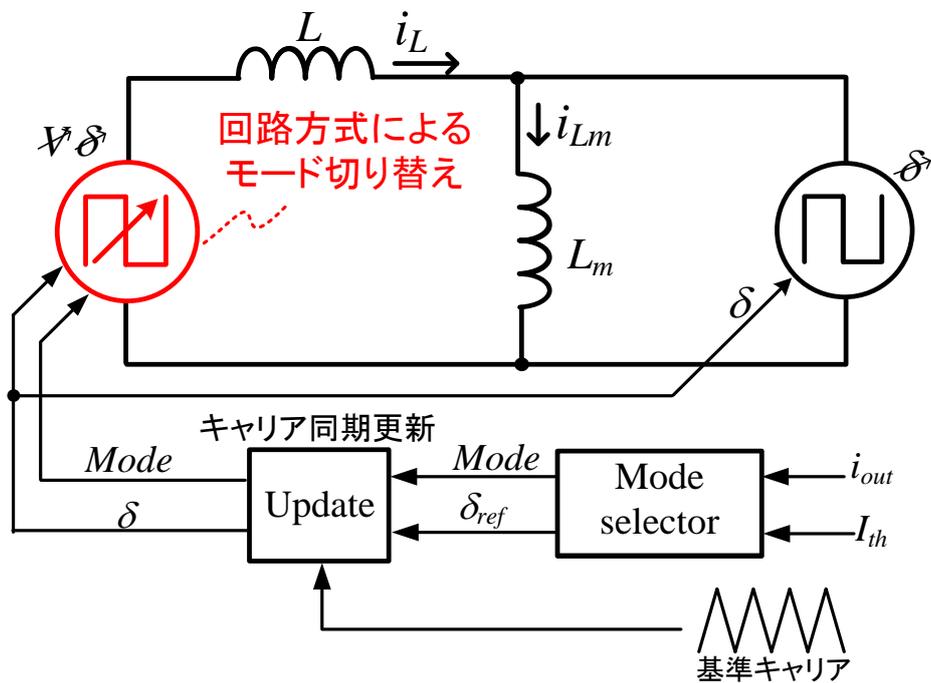
3 章および 4 章では電圧および負荷変動時に変化する特性に対して、マルチレベルトポロジーを採用した DAB コンバータによって瞬時損失最小モード切り替え法を適用する。

2.3 節で述べたように、マルチレベルトポロジー方式を採用した DAB コンバータはスイッ

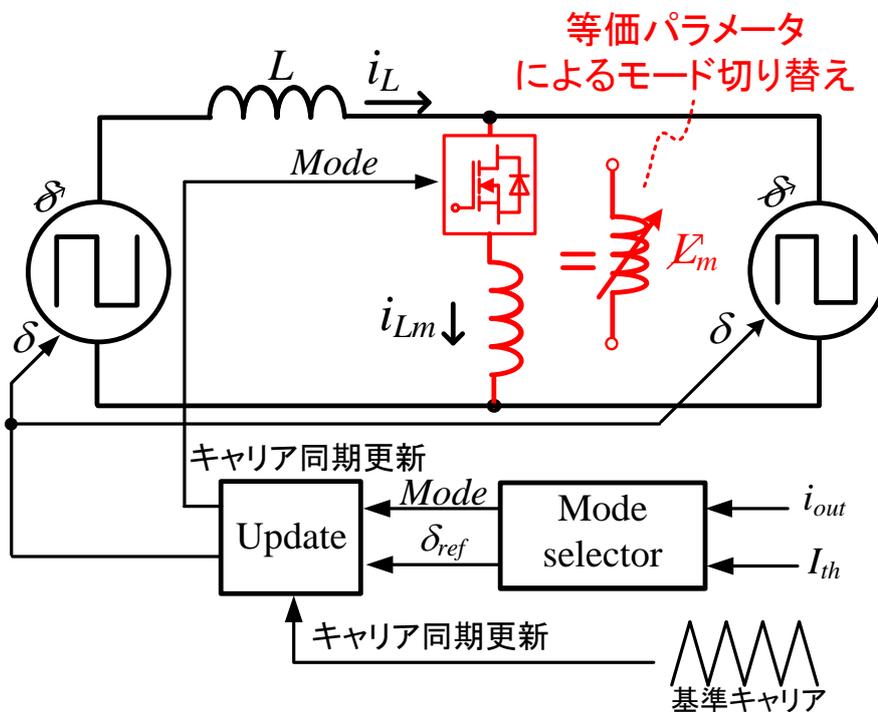
チングパターンにより、電圧変動時の還流電流が低減できることを述べた。しかし、従来のマルチレベルトポロジを採用した DAB コンバータでは、過渡動作時におけるトランス電流への直流重畳に関する検討がされていなかった。そこで提案手法により、入出力電圧および負荷変動に対してキャリアに同期してモードを選択することで電圧変動時における還流電流低減を達成する。さらに、負荷変動に対してキャリアと同期してモードを切り替えることで各モードのシームレス化および過渡動作時のトランス電流の直流重畳抑制を実現できる。

(2)5 章：等価パラメータによる瞬時損失最小モード切り替え法

5 章で提案する等価パラメータによる瞬時損失最小モード切り替え法では、半導体スイッチと補助インダクタを用いることで等価的な励磁インダクタを切り替える。従来の磁気部品切り替えによる損失低減手法では、伝送電力に寄与する漏れインダクタンスやトランス巻数比が大きく変化するため、切り替えタイミングによってインダクタ電流の直流重畳が発生する。また、結合率の設計による ZVS 範囲の拡大手法では、過大な励磁電流により公称電圧値かつ重負荷付近の効率が低下する。一方、瞬時損失最小モード切り替え法を用いた DAB コンバータでは負荷および電圧条件によって還流電流が低減できる励磁インダクタンスが異なる点を利用し、負荷変動に対して等価的な励磁インダクタを切り替える。さらに、駆動中におけるインバータのキャリアと励磁電流の関係を利用し、等価励磁インダクタ切り替え時のサージ電圧や補助インダクタ電流の直流重畳を低減できる。また、各インバータの位相差変更時においてもインダクタ電流の直流重畳を抑制できる。したがって、瞬時損失の最小化を達成できる。



(a) 3章および4章で提案する回路方式による瞬時損失最小モード切り替え法



(a) 5章で提案する等価パラメータによる瞬時損失最小モード切り替え法

図 2.30 等価回路を用いた瞬時損失最小モード切り替え法

2.5 本研究の位置づけ

2.3 節まで DAB コンバータにおける損失低減手法の特徴およびその課題を述べた。本節では、これらの従来手法に対して、2.4 節で提案した瞬時損失最小モード切り替え法の位置づけを明らかにする。

表 2.1 に本章で取り上げた提案方式および従来方式の特徴を示す。各特徴は瞬時損失の観点から比較を行うため、「公称電圧時および電圧変動時の還流電流」、「過渡動作時にトランス電流の直流重畳の発生の有無」で議論する。また、電圧および負荷条件に応じて複数モード切り替える手法ではモード切り替え時と位相差変更時においてスイッチングパターンが異なるため、位相差変更時とモード切り替え時に分けてトランス電流の直流重畳の有無を記載する。まず、マルチレベル方式を用いた方式では、電圧および負荷条件に対して、スイッチングパターンを決定し、方形波動作時より高効率化を達成している。しかし、負荷や電圧に対するスイッチングパターンはオフラインで計算し、ルックアップテーブルを使用するため、スイッチングパターンが不連続となり、モード切り替え時やトランス電流に直流重畳を招く。トランスパラメータを切り替える方式では、パラメータ切り替えタイミングが明確ではなく、補助スイッチサージ電圧や補助トランスやインダクタの直流重畳が発生する。次に、過渡動作時のトランス電流の直流重畳を抑制する方式では、単一のモードでのみの検討されているため、電圧変動時の還流電流の低減が不十分である。したがって、前節までに述べた通り、瞬時損失の低減が十分ではない。一方、提案する手法では、位相差変更時およびモード切り替え時の直流重畳抑制を達成し、電圧変動時の還流電流抑制を両立している。また、提案する瞬時損失最小モード切り替え法を適用した各方式では、各モードのトランス電圧および電流と各インバータを駆動するキャリアの関係を利用して、各モードの切り替えタイミングを決定することで、過渡動作時の直流重畳抑制を実現する。さらに、複数のモードで還流電流を低減できる電圧、電流条件が異なることを利用して、最も損失を低減できるモードを使用する。過渡動作時のトランス電流の直流重畳抑制および電圧変動時の還流電流低減を同時に実現することで、瞬時損失最小化を達成する。

図 2.31 に本研究の位置づけを示す。図 2.31 の縦軸は電圧変動時の還流電流の大きさを表す。また、右半面に位置する手法は過渡動作時におけるトランス電流の直流重畳が抑制可能であることを示す。一方、左半平面に位置する手法は過渡動作時におけるトランス電流

第2章

瞬時損失に着目した DAB コンバータの損失低減手法

の直流重畳が発生する方式であることを示す。したがって、右半平面の上部に位置する手法が瞬時損失最小を達成できる。先にも示した通り、電圧変動時の還流電流低減と過渡動作時の直流重畳抑制は両立できておらず、過渡動作時の損失と定常動作時の損失にトレードオフの関係があり、瞬時損失の観点から低減が不十分である。一方、本論文で提案する瞬時損失最小モード切り替え法では瞬時損失増加の原因となる過渡動作時のトランス電流の直流重畳抑制と電圧変動時の還流電流低減を両立する。まず、提案手法は各モードで還流電流が低減できる動作条件が異なることを利用し、キャリアに同期して還流電流が最小となるモードに切り替えることでトランス電流の直流重畳抑制および電圧変動時の還流電流抑制を実現する。また、瞬時損失の低減することで、位相差の変化量を制限することなく過渡動作時の直流重畳を抑制できるため、磁気部品における磁束密度のマージンやキャパシタにおける容量増加などの制約を受けないため、効率に重きを置いた受動部品の設計ができる。このように、様々な負荷変動や電圧範囲においても、瞬時損失の最小化が可能となり直流配電システムの普及拡大に貢献する。

表2.1 従来および提案手法の特徴

	従来法						瞬時損失最小化モード切り替え法	
	マルチレベル方式 図2.23	低結合率設計 図2.16	トランスタップ 切り替え方式 図2.27	デューティ 調整方式 図2.29	位相更新タイミ ング変更方式 図2.21	マルチレベル方式 (3, 4章)	等価トランス パラメータ方式 (5章)	
駆動方式	DPWM, SPWM, 方形波, マルチレ ベル	SPWM, DPWM	方形波駆動	方形波	方形波	方形波, マルチレベル	方形波	
公称電圧時 還流電流※1	△	×	×	△	△	△	△	
電圧変動時 還流電流※1	○	○	○	△	△	○	○	
トランス電流の直流重 量(位相差変更)※2	×	×	△	○	○	○	○	
トランス電流の直流重 量(モード切り替え)※2	×	×	×	○	○	○		
備考	ルックアップテー ブルを使用	励磁電流: 大	タップ切り替えス イッチよって効率 低下	トランス電流の 検出が必要	トランス電流の 検出無し	トランス電流 検出無し	トランス電流 検出無し	

※1 × 方形波動作より悪化, △ 方形波動作と一致 ○: 方形波動作より低減

※2 ×: 直流重量発生, △: 励磁orインダクタ電流の直流重量抑制, ○: 励磁およびインダクタ電流の直流重量抑制

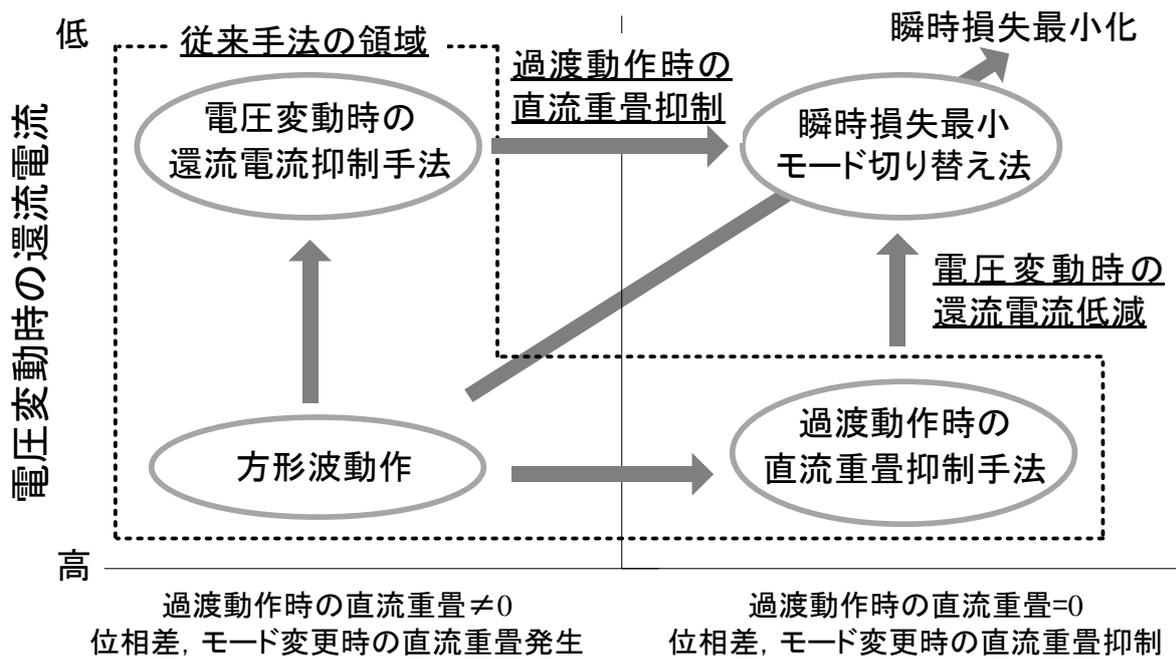


図 2.31 本研究の位置づけ

2.6 結論

本章では、DAB コンバータの基本特性を示し、解決すべき課題を明らかにした。また、これまでに提案されてきた DAB コンバータの低損失化手法について、それらの特徴を瞬時損失の観点から述べ、瞬時損失の低減が十分でないことを示した。その後、瞬時損失を最小化できるモード切り替え法を提案した。最後に、従来手法に対する提案手法の位置づけを明らかにした。以下に本章で得られた結論を示す。

- (1) 従来の方波動作を用いた DAB コンバータの基本特性について、瞬時損失増加の原因である定常時における電圧変動時の還流電流の増加および過渡動作時の直流重畳発生を明らかにした。
- (2) 今まで提案されてきた損失低減手法では回路方式やスイッチングパターンにより生成したモードを電圧や負荷によって切り替えることで電圧変動の還流電流を低減している。しかし、モード切り替え時の過渡動作が議論されておらず、モード切り替え時のトランス電流の直流重畳について課題がある。一方、過渡動作時のトランス電流の直流重畳抑制手法では、単一のモードに限定して検討しているため、従来の駆動法と変わらず、電圧変動時に還流電流が増加する。したがって、従来手法では、電圧変動の還流電流低減および過渡動作時のトランス電流の直流重畳抑制を両立できず、瞬時損失の低減が十分でないことを示した。
- (3) 本論文では、瞬時損失最小化を目的に、瞬時損失最小モード切り替え法を用いた DAB コンバータを提案する。本手法は回路方式や補助回路により生成した複数のモードをキャリアに同期して切り替えることで、電圧変動時の還流電流低減および過渡動作時におけるトランス電流の直流重畳抑制を両立する。
- (4) 提案手法の適用先として、マルチレベル方式を採用した DAB コンバータおよび等価トランスパラメータ切り替え方式を検討する。まず、マルチレベル方式では、出力電圧のレベルが複数あることを利用し、電圧および負荷に対して、使用する電圧レベル(モード)を変更することで還流電流を低減する。また、基準キャリアに同期してモードや位相差を変えることで、モードおよび位相差変更時のトランス電流の直流重畳を抑制する。次に、半導体素子と補助インダクタを用いることで等価的に励磁インダクタンスを制御できる DAB コンバータに瞬時損失最小化モード切り替

第2章

瞬時損失に着目した DAB コンバータの損失低減手法

え法を適用する。この手法では負荷および電圧条件によって還流電流が低減できる。本方式は励磁インダクタンスが異なることを利用して、等価的に励磁インダクタンスを電圧および負荷に対して切り替えることで還流電流を低減する。また、等価励磁インダクタンスの切り替えはインバータを駆動するキャリアに同期することで、過渡動作時のトランス電流の直流重畳抑制を達成できる。

- (5) 本論文で提案する瞬時損失最小モード切り替え法の位置づけとして、従来技術では達成できない瞬時損失の最小化を実現し、直流バスに連系する DAB コンバータの高効率化を目指す。

参考文献

- (1) Johann W. Kolar, Gabriel Ortiz: "Solid-State-Transformers: Key Components of Future Traction and Smart Grid Systems", IPEC-Hiroshima2014, pp. 22-35, 2014
- (2) 北田亮平, 赤木泰文: 「複数台の双方向絶縁型 DC-DC コンバータを用いたマルチレベルカスケード BTB システムの制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 130, No. 12, pp. 1307-1314 (2010)
- (3) Xunwei Yu, Xu She, Alex Huang, Liming Liu: "Distributed Power Balance Strategy for DC/DC Converters in Solid State Transformer", 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014, pp. 989-994, 2014
- (4) Hirofumi Akagi, Tatsuya Yamagishi, Nadia Mei Lin Tan, Shin-ichi Kinouchi, Yuji Miyazaki, Masato Koyama: "Power-Loss Breakdown of a 750-V 100-kW 20-kHz Bidirectional Isolated DC-DC Converter Using SiC-MOSFET/SBD Dual Modules", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 51, No. 1, pp. 420-428, 2015
- (5) Florian Krismer, Johann W. Kolar: "Accurate Power Loss Model Derivation of a High-Current Dual Active Bridge Converter for an Automotive Application", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 3, pp. 881-891, 2010
- (6) Florian Krismer, Johann W. Kolar: "Efficiency-Optimized High-Current Dual Active Bridge Converter for Automotive Applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, No. 7, pp. 2745-2760, 2012
- (7) Lingxiao Xue, Mingkai Mu, Dushan Boroyevich: "The Optimal Design of GaN-based Dual Active Bridge for Bi-Directional Plug-in Hybrid Electric Vehicle (PHEV) Charger", 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 602 - 608, 2015
- (8) L. Xue, D. Boroyevich, P. Mattavelli: "Switching condition and loss modeling of GaN-based dual active bridge converter for PHEV charger", 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 1315-1322, 2016
- (9) Mingkai Mu, Lingxiao Xue, Dushan Boroyevich, Brian Hughes, P. Mattavelli: "Design of integrated transformer and inductor for high frequency dual active bridge GaN Charger for PHEV", 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp.

579-585, 2015

- (10) S. Inoue and H. Akagi, "A bidirectional dc-dc converter for an energy storage system with galvanic isolation," IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 22, No. 6, pp. 2299–2306, Nov. 2007.
- (11) M. A. Moonem and H. Krishnaswami, "Control and configuration of three-level dual-active bridge DC-DC converter as a front-end interface for photovoltaic system," 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014, pp. 3017-3020. 2014
- (12) Yangjun Lu, Hongfei Wu, Yan Xing, Kai Sun: "A Dual-Active-Bridge Converter-Based High Step-up Converter with Voltage-Multiplier for High-Efficiency PV Application", 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 1112-1117, 2015
- (13) M.E. Glavin, Paul K.W. Chan, S. Armstrong, W.G Hurley: "A Stand-alone Photovoltaic Supercapacitor Battery Hybrid Energy Storage System", 2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, pp. 1688-1695, 2008
- (14) Rik W.A.A. De Donker, Deepakaraj M. Divan, Mustansir H Kheraluwala: "A Three-Phase Soft Switched High-Power-Density dc/dc Converter for High-Power Applications ", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No. 1, pp. 63-73, 1991
- (15) Shigenori Inoue, Ahirofumi Akagi: "Operation Voltage and Loss Analysis of a Bi-Directional Isolated DC-DC converter", IEEJ Transactions on Industry Applications, Vol. 127, No. 2, pp. 188-197, 2007
- (16) S. Inoue and H. Akagi, "A bidirectional isolated dc–dc converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system" , IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 22, No. 2, pp. 535-542 2007.
- (17) 井上重徳, 赤木泰史: 「双方向絶縁型 DC-DC コンバータの動作電圧と損失解析」, 電気学会論文誌 D, Vol. 127, No. 2, pp. 188-197, 2007.
- (18) F. Krismer, J. Biela, and J. W. Kolar, "A comparative evaluation of iso-lated bidirectional dc/dc converters with wide input and output voltagerange," in Proc. 40th Annu. Conf. IEEE Ind. Appl. Soc. pp. 599–606 2005.
- (19) Kheraluwala, M.N., Gascoigne, R. W. Divan, D.M., Baumann, E.D.: "Performance Characterization of a High Power Dual Active Bridge dc-to-dc Converter", IEEE Transactions

- on Industry Applications, Vol. 28, No. 6, pp. 1294-1301, 1992
- (20) 高木一斗, 藤田英明: 「Dual Active Bridge を用いた絶縁形 DC-DC コンバータの過渡特性の改善」, 電気学会論文誌 D, Vol. 136, No. 9, pp. 622-628 (2016)
- (21) Biao Zhao, Qiang Song, Wenhua Liu, Yandong Sun: "Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC-DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, No. 8, pp. 4091-4106, 2014
- (22) Milad Khani: "Modulation Scheme to Improve the Efficiency for Low Load Operating Points for a Dual Active Bridge DC/DC-Converter", 2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe), pp. 1-10, 2017
- (23) Woojin Choi, Bo-Hyung Cho: "Fundamental Duty Modulation of Dual-Active-Bridge Converter for Universal Reduced Conduction", 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 615-622, 2015
- (24) Milad Khani: "Modulation Scheme to Improve the Efficiency for Low Load Operating Points for a Dual Active Bridge DC/DC-Converter", 2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe), pp. 1-10, 2017
- (25) Germán G. Oggier, Guillermo O. García, Alejandro R. Oliva: "Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, No. 7, pp. 1826-1838, 2009
- (26) G. G. Oggier, G. O. Garcia, and A. R. Oliva, "Modulation strategy to operate the dual active bridge dc-dc converter under soft switching in the whole operating range," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, No. 4, pp. 1228-1236, 2011.
- (27) Hua Bai, Chris Mi: "Eliminate Reactive Power and Increase System Efficiency of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC-DC Converters Using Novel Dual-Phase-Shift", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, No. 6, pp. 2905-2914, 2008
- (28) Jones, B. Smith, C. Maxwell: "Reactive Power Loss Optimization Method for Bi-directional Isolated DC-DC Converters", IPEC-Hiroshima2014, pp. 702-706, 2014
- (29) Biao Zhao, Qiang Song, Qingguang Yu, Weixin Sun: "Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC-DC Converter for Power Distribution in Microgrid", IEEE Transactions on

- Power Electronics, Vol. 27, No. 11, pp. 4667-4680, 2014
- (30) Bochen Liu, Pooya Davari, Frede Blaabjerg: "An Optimized Control Scheme for Reducing Conduction and Switching losses in Dual Active Bridge Converters", 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 623-629, 2018
- (31) Amit Kumar Jain, Rajapandian Ayyanar, : "PWM Control of Dual Active Bridge: Comprehensive Analysis and Experimental Verification", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, No. 4, pp. 1215-1227, 2011
- (32) Jun Huang, Yue Wang, Zhuoqiang Li, Wanjun Lei: "Unified Triple-Phase-Shift Control to Minimize Current Stress and Achieve Full Soft-Switching of Isolated Bidirectional DC-DC Converter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 63, No. 7, pp. 4169 - 4179, 2016
- (33) Florian Krismer, Johann W. Kolar: "Efficiency-Optimized High-Current Dual Active Bridge Converter for Automotive Applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, No. 7, pp. 2745-2760, 2012
- (34) Florian Krismer, Johann W. Kolar: "Closed Form Solution for Minimum Conduction Loss Modulation of DAB Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, No. 1, pp. 174-188, 2012
- (35) Byeng-Joo Byen, Kyung-Pil Kang, Younghoon Cho, Younghoon Cho: "A High-Efficiency Variable Modulation Strategy for a Dual Active Bridge Converter with a Wide operating Range", 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), 2015
- (36) Ying Cui, Ruoyu Hou, Pawel Malysz, Ali Emadi: "Improved Combined Modulation Strategy for Dual Active Bridge Converter in Electrified Vehicles", ITEC2017, pp. 101-107, 2017
- (37) 松田朋浩, Giuseppe Guidi, 河村篤男, 今久保知史, 佐々木裕司, 軸丸武弘: 「交流端電圧のPWM制御を用いたデュアルアクティブブリッジDC-DCコンバータの高効率化に関する検討」, 産業応用部門大会, Vol. 1, No. 55, pp. 307-312, 2011
- (38) Biao Zhao, Qiang Song, Wenhua Liu, Yuming Zhao: "Universal High-Frequency-Link Characterization and Practical Fundamental-Optimal Strategy for Dual-Active-Bridge DC-DC Converter under PWM plus Phase-Shift Control", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.

- 30, No. 12, pp. 6488 - 6494, 2015
- (39) 近藤 亮太, 檜垣 優介, 山田 正樹: 「電気自動車充放電用双方向絶縁型 DCDC コンバータの提案と動作検証」, 電気学会論文誌 D, Vol. 136, No. 1, pp. 61-70 (2016)
- (40) M. Blanc, Y. Lembeye, J. Ferrieux, C. Rizet, A. Mahe, T. Bensalah: "Optimization of a DCDC Dual Active Bridge Converter for Aircraft Application", PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics , pp. 1-7, 2017
- (41) A. Tong, L. Hang, G. Li: "Optimized control strategy for minimum ohmic loss of dual active bridge converter", 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 1103-1110, 2017
- (42) X. Ma, A. Tong, B. Li, L. Hang, G. Li, P. Shen: "ZVS operation of DAB converter based on triple-phase-shift modulation scheme with optimized inductor current", IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 4702-4707, 2017
- (43) M. H. A. B. A. Malek, H. Kakigano, K. Takaba: "Modulation strategy of dual active bridge DC-DC converter for a complete zero voltage switching operation", 2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe), pp. 1-10, 2017
- (44) Deshang Sha, Jiankun Zhang, Yaxiong Xu: "Improved Boundary Operation for Voltage-Fed Semi-DAB With ZVS Achievement and Nonactive Power Reduction", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 64, No. 8, pp. 6179-6189, 2017
- (45) H. Zhang, X. Tong, J. Yin: "Optimal triple-phase-shift controller design of isolated bidirectional DC-DC converter based on ant colony algorithm and BP neural network", IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 8802-8807, 2017
- (46) Vesa Väisänen, Jani Hiltunen: "Maximum Efficiency Point Tracking Algorithm for Dual Active Bridge Converters", 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 623-629, 2015
- (47) J. Riedel, D.G. Holmes, C. Teixeira, B.P. McGrath: "Wide Range ZVS Operation of Dual Active Bridge DC-DC Converters using Adaptive Modulation and Low Coupling Factor Transformers", 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), pp. 1-10, 2016.

- (48) Felix Jauch, Jurgen Biela: "Generalized Modeling and Optimization of a Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter Including Frequency Variation", IEEJ Transactions on Industry Applications, Vol. 4, No. 5, pp. 593-601, 2015.
- (49) Xiao-Fei He, Zhiliang Zhang, Yong-Yong Cai, Yan-Fei Liu: "A Variable Switching Frequency Hybrid Control for ZVS Dual Active Bridge Converters to Achieve High Efficiency in Wide Load Range", APEC2014, pp. 1095-1099, 2014.
- (50) Giuseppe Guidi, Atsuo Kawamura, Yuji Sasaki, Tomofumi Imakubo: "Dual Active Bridge Modulation with Complete Zero Voltage Switching Taking Resonant Transitions into Account", 2011 13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'11 ECCE Europe), pp. 1-10, 2011.
- (51) J. Hiltunen, V. Väisänen, R. Juntunen, P. Silventoinen: "Variable-Frequency Phase Shift Modulation of a Dual Active Bridge Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, No. 12, pp. 7138-7148, 2015.
- (52) Majid Pahlevani, Alireza Bakhshai, Praveen Jain: "A Novel Digital Peak-Current-Mode Self-Sustained Oscillating Control (PCM-SSOC) Technique for a Dual-Active Bridge DC/DC Converter", 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 3150-3156, 2015.
- (53) Iman Askarian, Majid Pahlevani, Alireza Bakhshai: "Phase-shift frequency-variant control for single stage dual active bridge DC/DC converter over a wide input voltage range", 2015 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), pp. 1-5, 2015.
- (54) 日下佳祐, 伊東淳一: 「Dual Active Bridge Converter 動作を応用した非共振型非接触給電システムの基礎検証」, 電気学会論文誌 D, Vol. 136, No.2, pp. 189-197, 2016.
- (55) Kun Yan, Hui Wang, Guangzhu Wang: "A Novel switching strategy for isolated Dual-Active-bridge Converter", PEAC2014, pp. 1032-1037, 2014.
- (56) Shun Nagata, Mika Takasaki, Yutaka Furukawa, Toshiro Hirose, Yoichi Ishizuka: "A Static Characteristic Analysis of Proposed Bi-Directional Dual Active Bridge DC-DC Converter", IPEC-Hiroshima 2014, pp. 2252-2259, 2014.
- (57) Kazuto Takagi, Hideaki Fujita: "Dynamic Control and Dead-Time Compensation Method of an

- Isolated Dual-Active-Bridge DC-DC Converter", 2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE Europe), pp. 1-10, 2015.
- (58) Kazuto Takagi, Hideaki Fujita: "Dynamic Control and Performance of a Dual-Active-Bridge DC-DC Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 33, No. 9, pp. 7858-7866, 2018.
- (59) Moonem, M.A, Krishnaswami "Control and Configuration of Three-Level Dual-Active Bridge Converter as a Front-end Interface for Photovoltaic System", APEC2014, pp. 3017-3020, 2014
- (60) L. Jin, B. Liu and S. Duan, "ZVS Soft Switching Operation Range Analysis of Three-Level Dual Active Bridge DC-DC Converter under Phase Shift Control Strategy," IEEE Transactions on Industry Applications. (Early Access)
- (61) Penghui Jing, Cong Wang, Wei Jiang and Guopeng Zhang, "Performance analysis of isolated three-level half-bridge bidirectional DC/DC converter," Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference, pp. 1527-1531, 2012.
- (62) A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi: "A new neutral-point-clamped PWM inverter", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-17, No. 5, pp. 518-523, 1981.
- (63) F. Z. Peng and J. S. Lai, "A static var generator using a staircase wave-form multilevel voltage-source converter," in Proc. Seventh Int. Power Quality Conf., pp. 58-66, 1994.
- (64) 小原秀嶺, 佐藤之彦: 「フライングキャパシタマルチレベル変換器のキャパシタ電圧バランスに関する基礎検討」, 平成 23 年産業応用部門大会, 2011.
- (65) A.Filva-Martinez, S. Busquets-Monge, J. Bordonau: "Modulation and Capacitor Voltage Balancing Control of a Three-Level NPC Dual-Active-Bridge DC-DC Converter", IECON2013, pp. 6251-6256, 2013.
- (66) Alber Filba-Martinez, Sergio Busquets-Monge, Josep Bordonau: "Modulation and Capacitor Voltage Balancing Control of a Four-Level Active-Clamped Dual-Active-Bridge DC-DC Converter", 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), pp. 1 - 10, 2016.
- (67) Alber Filba-Martinez, Sergio Busquets-Monge, Joan Nicolas-Apruzzese, Josep Bordonau: "Operating Principle and Performance Optimization of a Three-Level NPC Dual-Active-Bridge

- DC-DC Converter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 63, No. 2, pp. 638-690, 2016
- (68) Ralph M. Burkart, Johann W. Kolar: "Comparative Efficiency-power density-costs Pareto Optimization of Si and SiC Multi-Level Dual Active Bridge Topologies with Wide Input Voltage Range", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32, No. 7, pp. 5258-5270, 2017
- (69) P. A. M. Bezerra, F. Krismer, R. M. Burkart, J. W. Kolar: "Bidirectional Isolated Non-Resonant DAB DC-DC Converter for Ultra-Wide Input Voltage Range Applications", PEAC2014, 2014
- (70) G. E. Sfakianakis, J. Everts, H. Huisman, E. A. Lomonova: "ZVS modulation strategy for a 3 - 5 level bidirectional Dual Active Bridge DC - DC converter", EVER2016., pp. 1-9, 2016
- (71) Guo Xu, Deshang Sha, Yaxiong Xu, Xiaozhong Liao: "Hybrid-Bridge-Based DAB Converter with Voltage Match Control for Wide Voltage Conversion Gain Application", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 33, No. 2, pp. 1378-1388, 2017
- (72) G. E. Sfakianakis, J. Everts, H. Huisman, T. Borrias, C. G. E. Wijnands, E. A. Lomonova: "Charge-based ZVS modulation of a 3-5 level bidirectional dual active bridge DC-DC converter", 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 1-10, 2016
- (73) Awneesh Tripathi, Krishna Mainali, Subhashish Bhattacharya: "A Series Compensation Enabled ZVS Range Enhancement of a Dual Active Bridge Converter for Wide Range Load Conditions", 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 5384-5391, 2014
- (74) Awneesh Tripathi, Krishna Mainali, Sachin Madhusoodhanan, Kamalesh Hatua: "A Novel ZVS Range Enhancement Technique of a High Voltage Dual Active Bridge Converter Using Series Injection", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32, No. 6, pp. 4231-4245, 2016
- (75) Guo Xu, Deshang Sha, Yaxiong Xu, Xiaozhong Liao: "Dual-transformer-based DAB Converter with Wide ZVS Range for Wide Voltage Conversion Gain Application", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 35, No. 4, pp. 3306-3316, 2018
- (76) 中澤亮太, 宅間春介, 比嘉隼, 伊東淳一: 「広い電圧範囲に対応した巻線切替機能をもつ Dual Active Bridge コンバータの検証」, 半導体電力変換/家電・民生/自動車合同研究会, No. SPC-17-192, HCA-17-54, VT-17-34, pp. 23-28 (2017)
- (77) Haifeng Fan, Hui Li: "A Novel Phase-Shift Bidirectional DC-DC Converter with an Extended

- High- Efficiency Range for 20 kVA Solid State Transformer", 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 3870 - 3876, 2010
- (78) G. Guidi, M. Pavlovsky, A. Kawamura, T. Imakubo, Y. Sasaki: "Efficiency Optimization of High Power Density Dual Active Bridge DC-DC Converter", The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -, pp. 981-986, 2010
- (79) Silvano Taraborrelli, Ren`e Spenke, Rik W. De Doncker: "Bidirectional DC-DC Converter based on a Dual Active Bridge with Tap Changer", 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), pp.1-10, 2016
- (80) Xiaofeng Sun, Yanfeng Shen, Wuying Li, Baocheng Wang, Lu Wang, Xin Li: "Center-Tapped Transformer Based Bidirectional DC-DC Converter With Wide Input Voltage Range", 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition , pp. 5910-5917, 2015
- (81) Shiva S.M., Naga Brahmendra Yadav Gorla, Pritam Das, Sanjib Kumar Panda: "Tap Changing Transformer based Dual Active Bridge Bi-Directional DC-DC Converter", 9th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia , pp. 2025-2030, 2015
- (82) Martin Wattenberg: "A Dual Active Bridge Topology with Increased Voltage Conversion Range", 2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe), pp. 1-10, 2018
- (83) G. Xu, D. Sha, J. Zhang, X. Liao: "Unified Boundary Trapezoidal Modulation Control Utilizing Fixed Duty Cycle Compensation and Magnetizing Current Design for Dual Active Bridge DC-DC Converter ", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32, No. 3, pp. 2243-2252, 2017
- (84) G. Guidi, M. Pavlovsky, A. Kawamura, T. Imakubo, Y. Sasaki: "Improvement of Light Load Efficiency of Dual Active Bridge DC-DC Converter by Using Dual Leakage Transformer and Variable Frequency", 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 830-837, 2010
- (85) Biao Zhao, Qiang Song,, Wenhua Liu, Yandong Sun: "Dead-Time Effect of the High-Frequency Isolated Bidirectional Full-Bridge DC-DC Converter:Comprehensive Theoretical Analysis and Experimental Verification", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, No. 4, pp.

1667-1680, 2014

- (86) Xiaodong Li, Yi-Fan Li: "An Optimized Phase Shift Modulation For Fast Transient Response in a Dual Active Bridge Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, No. 6, pp. 2661-2665, 2014
- (87) Biao Zhao, Qiang Song, Wenhua Liu, Yuming Zhao: "Transient DC Bias and Current Impact Effects of High-Frequency-Isolated Bidirectional DC-DC Converter in Practice", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 31, No. 4, pp. 3203-3216, 2016
- (88) Miloš Stojadinović, Evangelos Kalkounis, Felix Jauch, Jürgen Biela: "Generalized PWM Generator with Transformer Flux Balancing for Dual Active Bridge Converter", 2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe), pp. 1-10, 2017
- (89) Sumit Dutta, Subhashish Bhattacharya: "A Method to Measure the DC Bias in High Frequency Isolation Transformer of the Dual Active Bridge DC toDC converter and its removal using Current Injection and PWM switching", 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 1134-1139, 2014
- (90) I. Askarian, M. Pahlevani, A. Bakhshai: "Digital Geometric-Sequence Control (GSC) approach for dual-active-bridge converters", 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 2027-2034, 2017
- (91) Gabriel Ortiz, Lukas Fassler, Johann Walter Kolar, Oscar Apeldoorn: "Flux Balancing of Isolation Transformers and Application of The Magnetic Ear for Closed Loop Volt Second Compensation", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, No. 8, pp. 4078-4090, 2014
- (92) Jordi Everts: "Closed-Form Solution for Efficient ZVS Modulation of DAB Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32, No. 10, pp. 7561-7576, 2017
- (93) G. Guidi, M. Pavlovsky, A. Kawamura, T. Imakubo, Y. Sasaki: "Efficiency Optimization of High Power Density Dual Active Bridge DC-DC Converter", The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -, pp. 981-986, 2010
- (94) Z. Zhang, Michael A. E. Andersen: "High Frequency AC Inductor Analysis and Design for Dual Active Bridge (DAB) Converters", 2016 IEEE Applied Power Electronics conference and

Exposition (APEC), pp. 1090-1095, 2016

(95) Jordi Everts, Florian Krismer, Jeroen Van den Keybus, Johan Driesen, Johann W.

Kolar: "Optimal ZVS Modulation of Single-Phase Single-Stage Bidirectional DAB AC-DC Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, No. 8, pp. 3954-3970, 2014

第3章

瞬時損失最小モード切り替え法を用いた フライングキャパシタ DAB コンバータ

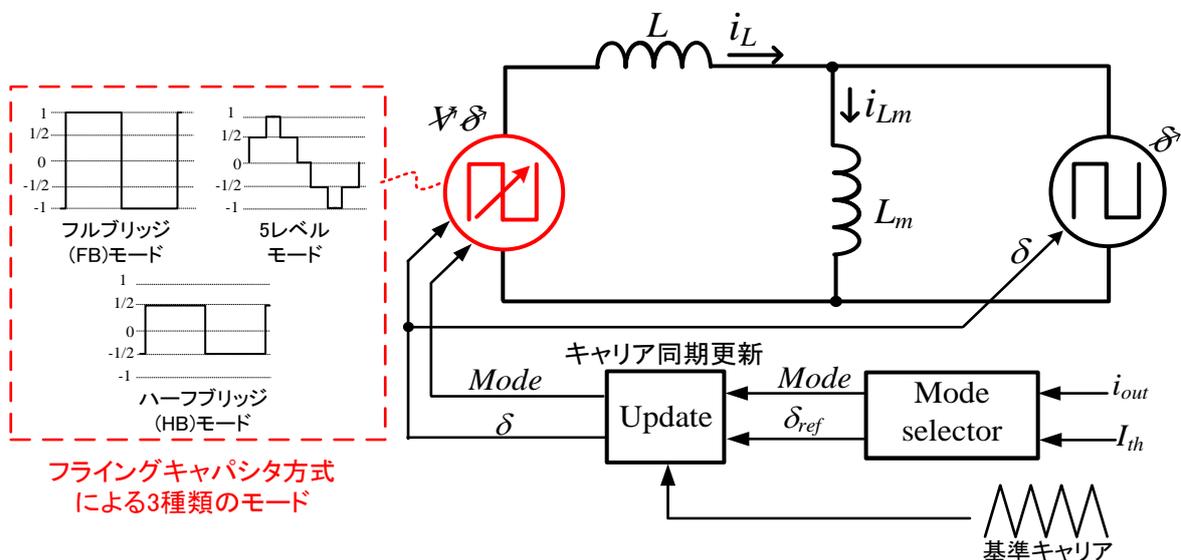
3.1 緒論

DC マイクログリッドや大容量の再生可能エネルギー利用のために、マルチレベルトポロジを適用した DAB コンバータが提案されている⁽¹⁾⁽²⁾。マルチレベルトポロジは半導体スイッチの低耐圧化に伴う、低オン抵抗化が可能である。また、スイッチングパターンや出力電圧の自由度が向上するため、電圧変動に対して還流電流低減でき、高効率化が可能である。しかし、ダイオードクランプ形⁽³⁾を適用した DAB コンバータはデッドタイム期間中の寄生容量の放電がダイオードクランプによって制限されるため、ZVS を達成できない。また、スイッチングパターン切り替え時の過渡動作が考慮されていないため、モード切り替え時にトランス電流の直流重畳が発生する可能性がある。

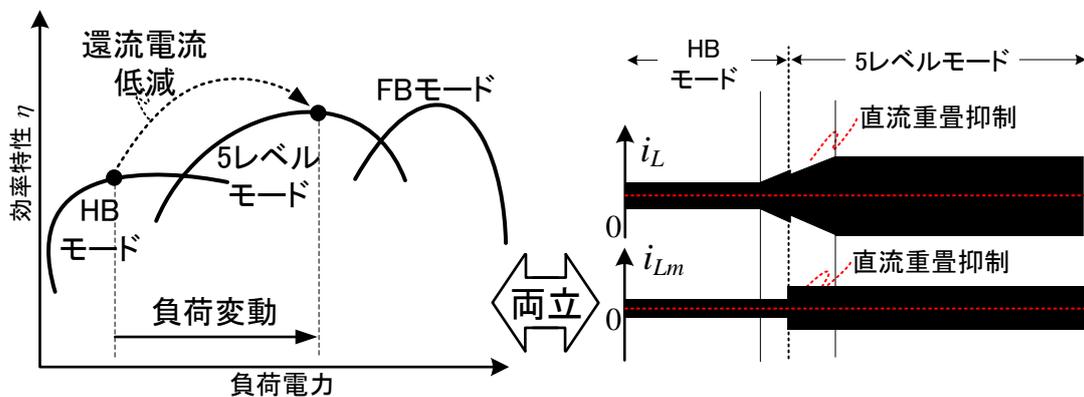
図 3.1 に本章で提案する瞬時損失最小モード切り替え法を適用するマルチレベルトポロジ方式 DAB コンバータを示す。この方式では一次側変換器に FC トポロジを適用することで3つのモードを実現でき、電圧変動及び負荷変動に対してモードを最適化することで電圧変動時におけるインダクタ電流の還流電流の低減および ZVS 範囲の拡大できる。このことから、電圧変動に対して広い負荷範囲で還流電流の低減が可能である。さらに、位相シフトやモードを基準キャリアに同期して駆動することで位相差指令値変更および各モードの切り替え時におけるトランス電流の直流重畳抑制を達成できる。以上の検討から瞬

瞬時損失最小化を実現する。

まず、本章の 3.2 節および 3.3 節では、5 レベル DAB コンバータの回路構成および各モードを説明し、各モードの出力電力、インダクタ電流から負荷に対して効率が最大となるモードが異なる理由を述べる。また、3.4 節では効率改善に必要な半導体スイッチおよび受動部品的设计指針を明らかにするため、半導体スイッチおよび受動部品の損失定式化手法について述べる。その後、FC 電圧制御を含めた 5 レベル DAB コンバータの制御ブロック図を説明する。次に、位相差指令値およびモード切り替え時におけるトランス電流の直流重畳抑制法を示す。3.6 節では、1 kW の試作器を用いて実機検証を行い、瞬時損失最小モード切り替え法を適用した 5 レベル DAB コンバータの妥当性を検証する。



(a) 回路方式による瞬時損失最小モード切り替え法



(b) 瞬時損失最小モード切り替え法を用いたフライングキャパシタ方式による効果

図 3.1 本章で提案する瞬時損失最小モード切り替え法を用いた DAB コンバータ

3.2 回路構成

図 3.2 に瞬時損失最小モード切り替え法を用いた FC 形 5 レベル DAB コンバータの構成図を示す。この回路は高圧側に FC 形を適用した 3 レベルインバータ、低圧側に 2 レベルインバータ、高周波トランスで構成される。FC 形 3 レベルインバータは 2 レベルインバータと比較して、素子耐圧を半分にできるため、低オン抵抗の MOSFET を選定できる。また、素子一つあたりに印加される電圧が小さくなるため、ZVS を達成できるインダクタ電流の下限値を低減できる⁽¹⁾。さらに、負荷変動および電圧変動に対して、FC 形 3 レベルインバータの出力電圧波形を変えることで 2 レベル DAB コンバータと比較して、インダクタ電流の低減および ZVS 範囲の拡大が可能である。

提案回路の高圧側回路は 3 レベル電圧を出力できる FC 形のレグにより、フルブリッジで構成しているため、各レグの出力モードの組み合わせにより、(1)トランスに印加される電圧波形が 5 レベルとなる 5 レベルモード、(2)入力電圧の振幅をもつ方形波がトランスに印加されるフルブリッジ(FB)モード、(3)入力電圧の 1/2 の振幅をもつ方形波がトランスに印加されるハーフブリッジ(HB)モードが可能である。提案回路の低圧側は方形波で動作させる。電圧変動に対するモードはフライングキャパシタで補償しているため、トランス電流低減の観点から最も大きい方形波電圧を出力する。また、MOSFET の採用による同期整流およびデッドタイムがゼロと仮定すると、パワーフローによって各インバータに流れる電流が正負反転するのみである。それに伴い、還流する電流の方向も反転する。

図 3.3 にキャリア 1 周期の 5 レベル DAB コンバータの動作波形を示す。図 3.3 からアーム電圧の $1/2V_{in}$ を出力する期間 α と各アーム電圧 v_{1u}, v_{1v} の位相差 β により各電圧レベルの期間を決定する。次節から各モードの解析を行い、各モードにおける出力電力と位相角（スイッチングタイミング）の関係およびインダクタ電流を明らかにする。また、電圧および負荷変動における各モードの総合力率を明らかにすることで、モード切り替えによりインダクタ電流を低減できることを示す。

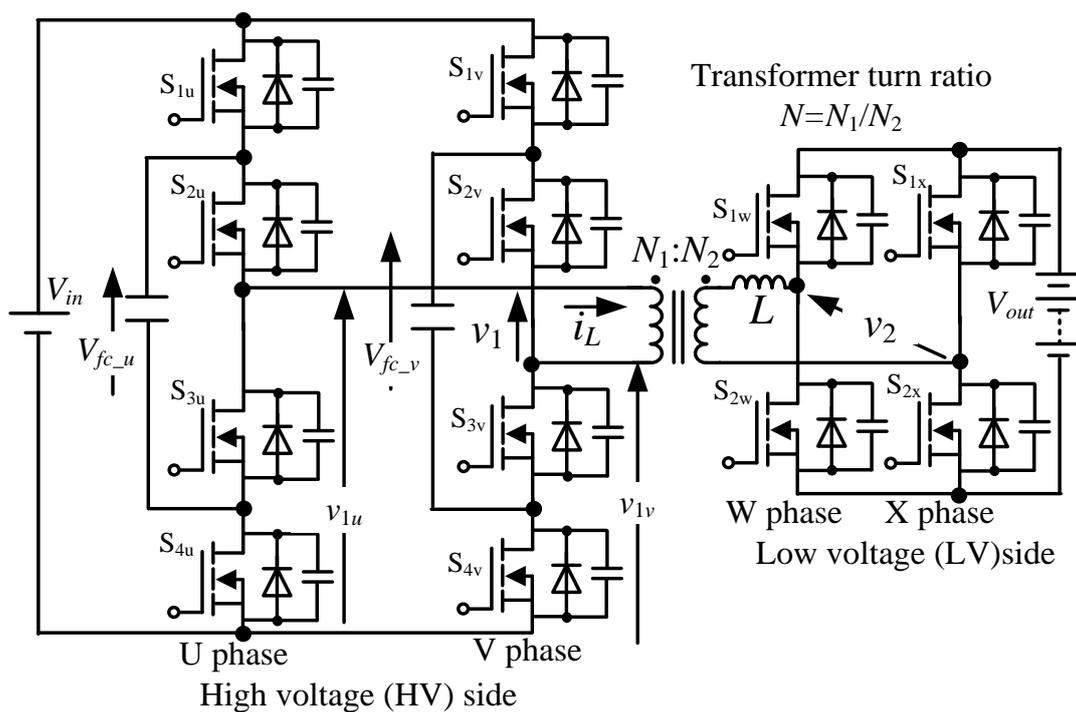


図 3.2 瞬時損失最小モード切り替え法を適用するフライングキャパシタ(FC)DAB コンバ

ータ

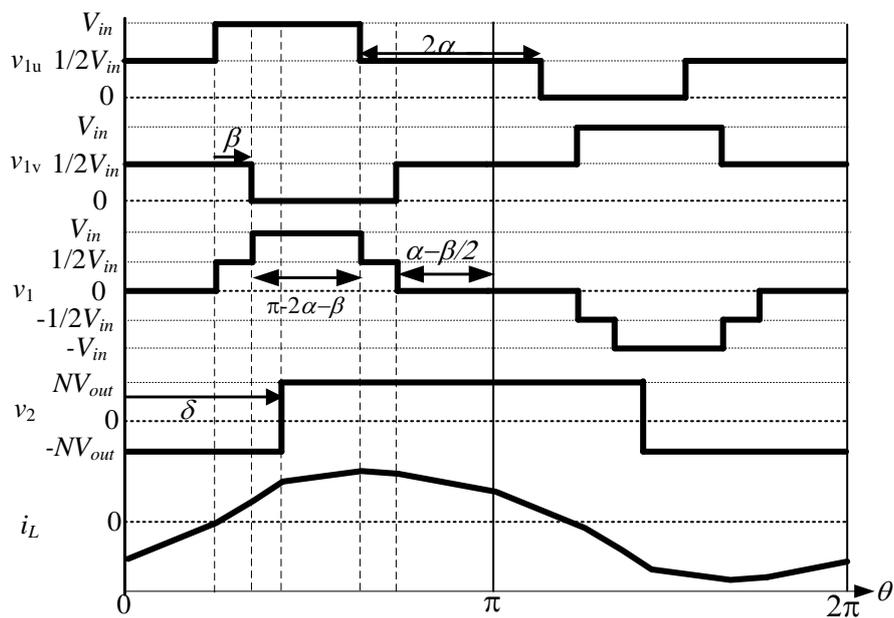


図 3.3 スイッチング 1 周期の動作波形

3.3 各モードの動作解析

3.3.1 フルブリッジ(FB)モード

図 3.2 から $\alpha=0$ rad, $\beta=0$ rad にすることで FB モードを達成できる。各インバータ出力電圧の位相差 δ に対する出力電力 P_{out} は(3.1)式で得られる⁽²⁾。なお, V_{in} , V_{out} はそれぞれ入出力の直流電圧である。ただし, ここでは, MOSFET と還流ダイオードを理想素子とし, デッドタイム, 配線抵抗, トランスの巻線抵抗は無視するものとする。

$$P_{out} = \frac{V_{in} V_{out}}{N\omega L} \delta \left\{ 1 - \frac{|\delta|}{\pi} \right\} \dots\dots\dots(3.1)$$

(3.1)式から明らかなように位相差が $\pi/2$ rad の場合に出力電力が最大となる。次に, ZVS を達成できる出力電力の条件を(3.2)式で示す。

$$\frac{V_{in} V_{out} \pi}{N\omega L 4} \left\{ 1 - \left(\frac{NV_{out}}{V_{in}} \right)^2 \right\} \leq P_{out} \leq \frac{V_{in} V_{out} \pi}{N\omega L 4} \dots\dots\dots(3.2)$$

ただし, ここでは, デッドタイムおよび寄生容量による影響は無視するものとする。(3.2)式から, 巻数比を考慮した入出力電圧比 $NV_{out}/V_{in} \neq 1$ とならない場合に ZVS を達成できる出力電力の下限値が増加する。また, FB モード時のインダクタ電流実効値 I_L は(3.3)式で表される⁽³⁾。

$$I_L = \frac{\sqrt{V_{in} V_{out}}}{\sqrt{N\omega L}} \sqrt{-\frac{2}{3\pi} \delta^3 + \delta^2 + \frac{\pi^2}{12} \frac{(V_{in} - NV_{out})^2}{NV_{in} V_{out}}} \dots\dots\dots(3.3)$$

この式から巻数比を考慮した出力電圧と入力電圧の差($V_{in}-NV_{out}$)に比例して, インダクタ電流が増加する。したがって, FB モードは入出力電圧比と巻数比が一致する場合に使用することで広い負荷範囲で高効率を達成できる。

3.3.2 5 レベルモード

5 レベルモードでは, 位相差 δ とアーム電圧の $1/2V_{in}$ を出力する期間 α と各アーム電圧 v_{1u} , v_{1v} の位相差 β の関係から 3 種類のモードが存在する。以下に各モードの条件と出力電力を(3.4)から(3.6)式に示す。

第3章

瞬時損失最小モード切り替え法を用いたフライングキャパシタ DAB コンバータ

Mode1($0 < \delta < \alpha - \beta/2$)

$$P_{out} = \frac{V_{in}V_{out}}{N\omega L} \delta \left(1 - \frac{2\alpha}{\pi}\right) \dots\dots\dots(3.4)$$

Mode2($\alpha - \beta/2 < \delta < \alpha + \beta/2$)

$$P_{out} = \frac{V_{in}V_{out}}{N\omega L} \left\{ \delta - \frac{\delta^2}{2\pi} - \frac{\delta(\alpha + \beta/2)}{\pi} - \frac{(\alpha - \beta/2)^2}{2\pi} \right\} \dots\dots\dots(3.5)$$

Mode3($\alpha + \beta/2 < \delta < \pi/2$)

$$P_{out} = \frac{V_{in}V_{out}}{N\omega L} \left\{ \delta - \frac{\delta^2}{\pi} - \frac{(\alpha^2 + \beta^2/4)}{\pi} \right\} \dots\dots\dots(3.6)$$

位相差が $\pi/2$ rad の場合、(3.6)式から最大の出力電力が FB モードより小さくなる。
 また、5 レベルモード時の各モードにおける高圧側のインダクタ電流実効値 I_L を(3.7)から(3.9)式に示す。

Mode1($0 < \delta < \alpha - \beta/2$)

$$I_L = \frac{\sqrt{V_{in}V_{out}}}{\sqrt{12\pi N\omega L}} \left\{ \begin{array}{l} \pi^3 \left(\frac{(V_{in} - NV_{out})^2}{NV_{out}V_{in}} \right) + 8\alpha^3 \left(-1 + 2\frac{V_{in}}{NV_{out}} \right) \\ + 12\pi \left(\alpha^2 - \frac{\alpha\beta^2}{2\pi} + \frac{\beta^2}{4} \right) \left(1 - \frac{V_{in}}{NV_{out}} \right) + \frac{V_{in}}{NV_{out}} \beta^3 + (-2\alpha + \pi) 12\delta^2 \end{array} \right\}^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots(3.7)$$

Mode2($\alpha - \beta/2 < \delta < \alpha + \beta/2$)

$$I_L = \frac{\sqrt{V_{in}V_{out}}}{\sqrt{12\pi N\omega L}} \left\{ \begin{array}{l} \pi^3 \left(\frac{(V_{in} - NV_{out})^2}{NV_{out}V_{in}} \right) - 4 \left(\alpha + \frac{\beta}{2} \right)^3 + 2\delta^2 (-2\delta + 6\pi - 6\alpha - 3\beta) \\ + (12\alpha^2 + 3\beta^2) \left(\pi - \delta - \pi \frac{V_{in}}{NV_{out}} \right) + \frac{V_{in}}{NV_{out}} (16\alpha^3 + 6\alpha\beta^2 + \beta^3) \\ + 12\alpha\beta\delta \end{array} \right\}^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots(3.8)$$

Mode3($\alpha+\beta/2<\delta<\pi/2$)

$$I_L = \frac{\sqrt{V_{in}V_{out}}}{\sqrt{12\pi N\omega L}} \left\{ \begin{array}{l} \pi^3 \left(\frac{(V_{in} - NV_{out})^2}{NV_{out}V_{in}} \right) + \frac{V_{in}}{NV_{out}} (16\alpha^3 + 6\alpha\beta^2 + \beta^3) \\ + (12\alpha^2 + 3\beta^2) \left(\pi - 2\delta - \pi \frac{V_{in}}{NV_{out}} \right) + 4\delta^2 (-2\delta + 3\pi) \end{array} \right\}^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots(3.9)$$

また、5 レベルモード時において、各モードの ZVS 達成条件となる α , β , δ の条件を (3.10) から (3.12) 式に示す。

Mode1($0<\delta<\alpha-\beta/2$)

$$\delta = \frac{N\omega LP_{out}}{V_{in}V_{out} \left(\frac{\pi}{2} - \alpha \right)} \dots\dots\dots(3.10)$$

$$\beta < 2 \left(\frac{\pi}{2} - \alpha \right) \left(\frac{V_{in}}{NV_{out}} - 1 \right) - 2\delta, \beta < 2(\alpha - \delta)$$

Mode2($\alpha-\beta/2<\delta<\alpha+\beta/2$)

$$\delta = (\pi - \alpha - \beta/2) - \left\{ (\alpha + \beta/2 - \pi)^2 - (\alpha - \beta/2)^2 - \frac{8N\omega L}{V_{in}V_{out}} P_{out} \right\}^{\frac{1}{2}}$$

$$\beta > 2\pi \left(1 - \frac{NV_{out}}{V_{in}} \right) - 2\alpha - 2\delta \dots\dots\dots(3.11)$$

$$\beta > \frac{2\delta}{\left(\frac{V_{in}}{NV_{out}} - 1 \right)} + \pi - 2\alpha, \beta > 2 \left(1 - \frac{V_{in}}{NV_{out}} \right) + 2\alpha \left(1 + \frac{V_{in}}{NV_{out}} \right) - 2\delta$$

Mode3($\alpha+\beta/2<\delta<\pi/2$)

$$\beta = 2 \sqrt{\left(-\frac{4N\omega L}{V_{in}V_{out}\pi} P_{out} + 2\delta - \delta^2 - \alpha^2 \right)}, \pi - 2\alpha - \beta < \frac{2\delta}{\left(\frac{V_{in}}{NV_{out}} - 1 \right)}$$

$$\delta > \left(1 - \frac{V_{in}}{NV_{out}} \right) \frac{\pi}{2} + (\alpha + \beta/2) \left(1 + \frac{V_{in}}{NV_{out}} \right), \delta > \left(1 - \frac{V_{in}}{NV_{out}} \right) \frac{\pi}{2} + \alpha \left(1 + \frac{V_{in}}{NV_{out}} \right) - \beta/2$$

.....(3.12)

ただし、ここでは、デッドタイムおよび寄生容量による ZVS 範囲の影響は無視するものとする。各電圧レベルの期間を変えることでデッドタイム期間中の還流電流を半

第3章

瞬時損失最小モード切り替え法を用いたフライングキャパシタ DAB コンバータ

導体スイッチの寄生容量を放電する方向に変えることができ、FB モードおよび HB モードがハードスイッチングとなる負荷領域でも ZVS を達成できる。

3.3.3 ハーフブリッジ(HB)モード

図 3.2 から $\alpha = \pi/4$ rad, $\beta = \pi/2$ rad にすることで、HB モードを達成できる。HB モードの最大の出力電力は FB モードの半分となる。これは、トランスに印加される電圧波形の振幅が FB モードの半分となるためである。また、HB モード時の ZVS を達成できる出力電力の条件を(3.13)式に示す。

$$\frac{V_{in} V_{out}}{N \omega L} \frac{\pi}{8} \left\{ \left| 1 - \left(2 \frac{N V_{out}}{V_{in}} \right)^2 \right| \right\} \leq P_{out} \leq \frac{V_{in} V_{out}}{N \omega L} \frac{\pi}{8} \dots\dots\dots(3.13)$$

ただし、ここでは、デッドタイムおよび寄生容量による ZVS 範囲の影響は無視するものとする。(3.13)式から、巻数比を考慮した入出力電圧比 $NV_{out}/V_{in}=0.5$ となる場合、FB モードと比較して軽負荷で ZVS を達成できる。また、HB モード時のインダクタ電流実効値 I_L は(3.14)式で表される。

$$I_L = \frac{\sqrt{V_{out} V_{in}}}{\sqrt{N \omega L}} \sqrt{-\frac{1}{3} \frac{\delta^3}{\pi} + \frac{1}{2} \delta^2 + \frac{\pi^2}{12} \frac{(V_{in} / 2 - N V_{out})^2}{N V_{out} V_{in}}} \dots\dots\dots(3.14)$$

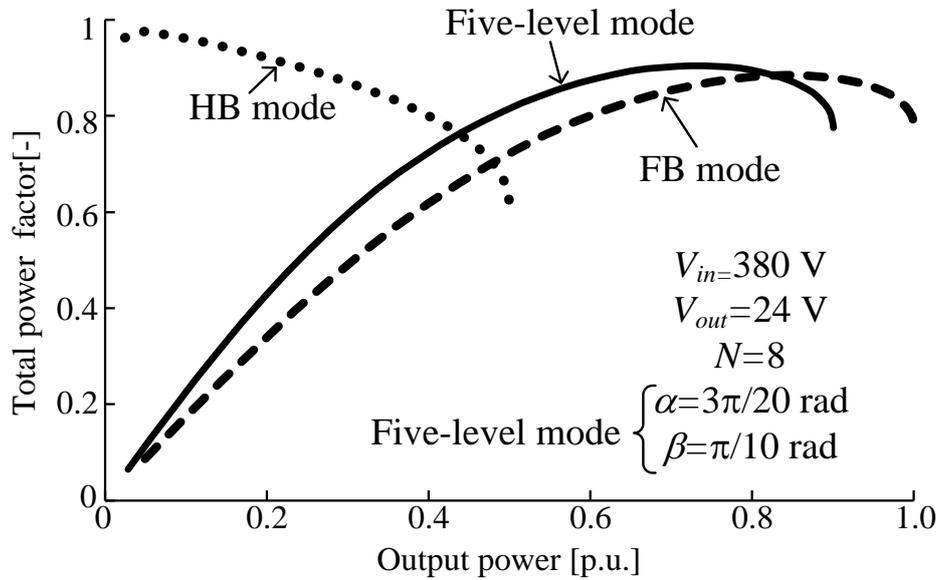
この式から巻数比を考慮した入出力電圧比 $NV_{out}/V_{in}=0.5$ の場合、HB モードを使用することでインダクタ電流が最小となる。

3.3.4 モード切り替えによる低損失化

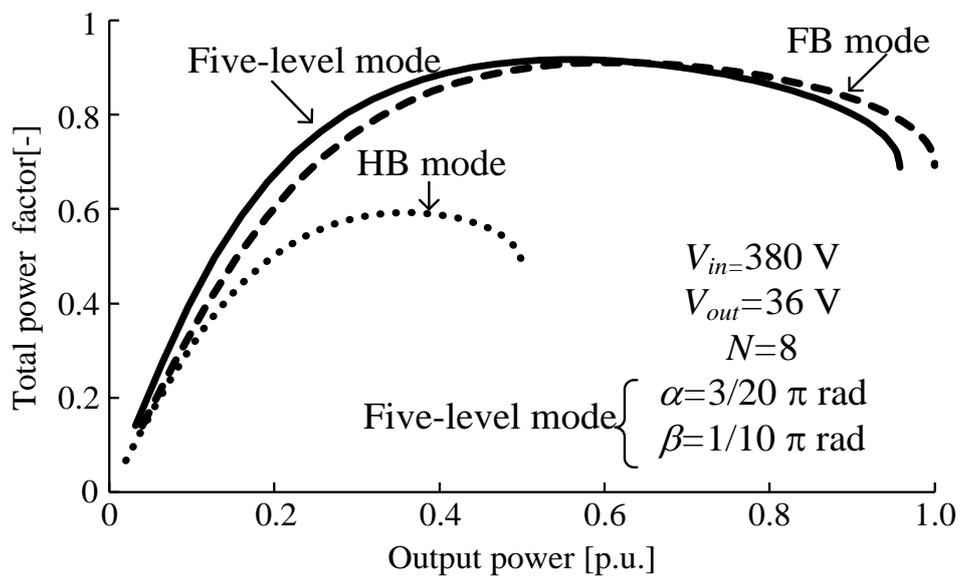
図 3.4 に各モードにおけるトランスの総合力率を示す。図 3.4(a)は巻数比を考慮した入出力電圧比 $NV_{out}/V_{in}=0.76$, 図 3.4(b)は $NV_{out}/V_{in}=0.51$ の特性である。ただし、5 レベルモードではバッテリーの電圧変動に対して、巻数比を考慮した各インバータ出力電圧の実効値が一致するようにアーム電圧の $1/2V_{in}$ を出力する期間 α と各アーム電圧の位相差 β を設定している。なお、インダクタ電流が最小かつ ZVS 範囲が最大とならないインダクタ電流や ZVS 範囲やインダクタ電流の低減を両立する α と β の導出は非常に複雑となるため、今後の課題とする。充電動作の場合、総合力率 $\cos\theta$ は低圧側インバータ出力電圧の実効値 V_2 , 巻数比 N , 高圧側インダクタ電流実効値 I_L から(3.15)式により導出している。

$$\cos \theta = \frac{P_{out}}{NV_2 I_L} \dots\dots\dots(3.15)$$

また、FB モード時に各インバータ出力電圧の位相差が $\pi/2$ rad の出力電力を 1 p.u.として
 いる。巻数比を考慮した入出力電圧比 NV_{out}/V_{in} によって総合力率が最大となるモードが異
 なる。まず、 $NV_{out}/V_{in}=1$ の場合では、FB モードを使用する。FB モードでは、漏れインダ
 クタンスの電流波形が台形波、トランス電圧が方形波となるため、他のモードと比較して
 総合力率が高いことに加え、(3.2)式から ZVS 範囲が最大となる。一方、図 3.4(a)および図
 3.4(b)の条件($NV_{out}/V_{in}<1$)では、負荷ごとに総合力率が最大となるモードを選択することで、
 インダクタ電流を低減できる。したがって、電圧条件および負荷によってモードを切り替
 えることで広い負荷範囲で還流電流の低減を達成できる。



(a) $NV_{out}/V_{in} = 0.76$



(b) $NV_{out}/V_{in} = 0.51$

図 3.4 各モードの総合力率特性

3.4 各モードの損失定式化

FCDAB コンバータの半導体損失はターンオン損失，ターンオフ損失，導通損失に分けられる。なお，高圧，低圧側ともに MOSFET を使用しているため，還流ダイオードの導通損失はゼロと仮定している。さらに，ZVS を達成できる条件ではターンオン損失をゼロとしている。

次に導通損失 P_{cond} はインダクタ電流実効値 I_L から(3.16)式で表される。

$$P_{cond} = kR_{on} I_L^2 \dots\dots\dots(3.16)$$

なお， R_{on} は MOSFET のオン抵抗，係数 k は電流が半周期に通過する半導体スイッチの数を表しており，高圧側で4つ，低圧側で2つのスイッチとなる。次に，素子1つスイッチング損失 P_{sw} はスイッチング時のインダクタ電流 i_L ，スイッチング素子のターンオフ，ターンオン1回あたりのエネルギー E_{on} , E_{off} から(3.17)式で表される。

$$P_{sw} = (E_{on}(V, i_L) + E_{off}(V, i_L)) f_{sw} \dots\dots\dots(3.17)$$

ここで， f_{sw} はスイッチング周波数である。なお，デッドタイム期間中のインダクタ電流が半導体スイッチの寄生容量の電荷を充電する方向に流れている場合，ハードスイッチング動作となる。

トランスで発生する損失は，コアの磁束変化により発生する鉄損と巻線の抵抗成分による銅損に分離できる。まず，鉄損は電圧変化によりトランスに発生する磁束密度と，コアの特性によって決まる。

トランス鉄損は Improved Generalized Steinmetz Equation(iGSE)⁽⁴⁾を用いて計算する。トランスの動作磁束密度 B から体積当たりのコアロス値 P_{cv} は(3.18)式となる。

$$P_{cv} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} k_i \left| \frac{dB}{d\theta} \right|^{\alpha_s} \left\{ \frac{2V_{in}(\pi - 2\alpha - \beta) + V_{in}\beta}{4\omega NA_c} \right\}^{\beta_s - \alpha_s} d\theta \dots\dots\dots(3.18)$$

A_c はコアの実効断面積， k_i ， α_s ， β_s はスタインメッツ係数である。本論文では，コアのデータシートから導出している。(3.18)式とコアの実効体積の乗算により鉄損を計算できる。

次に，銅損は直流抵抗，表皮効果と近接効果に分けられる。リッツ線を使用した場合，表皮効果による損失 P_{copper_skin} および近接効果による損失 P_{copper_prox} はインダクタ電流の x 次高調波成分 $I_L(x)$ から(3.19)および(3.20)式で表される⁽⁴⁾。

$$P_{copper_skin} = \sum_{x=1}^{\infty} nR_{DC} F_R(xf_{sw}) f_{sw} (I_L(x)/n)^2 \dots\dots\dots(3.19)$$

$$P_{copper_prox} = \sum_{x=1}^{\infty} nR_{DC} G_R(xf_{sw}) I_L(x)^2 \left(N_L^2 \frac{4M_L^2 - 1}{12b_F^2} + \frac{1}{2\pi^2 d^2} \right) \dots\dots\dots(3.20)$$

$$\text{ただし, } I_L(x) = \frac{1 - \cos(x\pi)}{x^2 \pi^2 f_{sw} L} \left\{ \begin{array}{l} \left\{ V_{in} \cos(x\alpha) \cos(x\beta/2) \right\}^2 + (NV_{out})^2 \\ -2NV_{out} V_{in} \cos(x\alpha) \cos(x\beta/2) \cos(x\delta) \end{array} \right\}^{\frac{1}{2}}$$

ここで、 b_F は巻線の高さ、 n はリッツ線の素線数、 R_{DC} は巻線の直流抵抗、 M_L は巻線の層数、 N_L は一層あたりの巻数である。なお、 $F_R(f_{sw})$ は近接効果、 $G_R(f_{sw})$ は表皮効果による抵抗の増加量を表す係数であり、ケルビン関数を用いて(3.21)および(3.22)式で求められる⁽⁶⁾。

$$F_R(f_{sw}) = \frac{\xi}{4\sqrt{2}} \left\{ \frac{ber_0(\zeta)(bei_1(\zeta) - ber_1(\zeta)) - bei_0(\zeta)(ber_1(\zeta) - bei_1(\zeta))}{ber_1(\zeta)^2 + bei_1(\zeta)^2} \right\} \dots\dots\dots(3.21)$$

$$G_R(f_{sw}) = \frac{\xi \pi^2 d^2}{2\sqrt{2}} \left\{ \frac{-ber_2(\zeta)(ber_1(\zeta) + bei_1(\zeta)) - bei_2(\zeta)(bei_1(\zeta) - ber_1(\zeta))}{ber_0(\zeta)^2 + bei_0(\zeta)^2} \right\} \dots\dots\dots(3.22)$$

$$\text{ただし, } \zeta = \frac{d}{\sqrt{2}\varepsilon} \varepsilon = \frac{1}{\sqrt{\pi\sigma\mu_0} f_{sw}}$$

また、係数 ζ は巻線の伝導率 σ 、リッツ線内の各素線で発生する浸透深さ ε およびリッツ線内の素線直径 d から導出することができる。

FCDAB コンバータには、フライングキャパシタと入出力コンデンサがある。コンデンサ損失は等価直列抵抗 R_c とコンデンサに充放電される電流から求められる。入出力コンデンサにはインダクタ電流の絶対値に対して入力電流 I_{in} をゼロとして充放電されるため、キャパシタ損失 P_c は(3.23)式で表される。

$$P_c = R_c \frac{1}{\pi} \int_0^\pi (|i_L| - I_{in})^2 d\theta \dots\dots\dots(3.23)$$

なお、フライングキャパシタは充放電時間が短く、高圧側（低電流側）にあるためフラ

フライングキャパシタの損失をゼロと仮定している。

3.5 制御ブロック図

3.5.1 フライングキャパシタ電圧制御

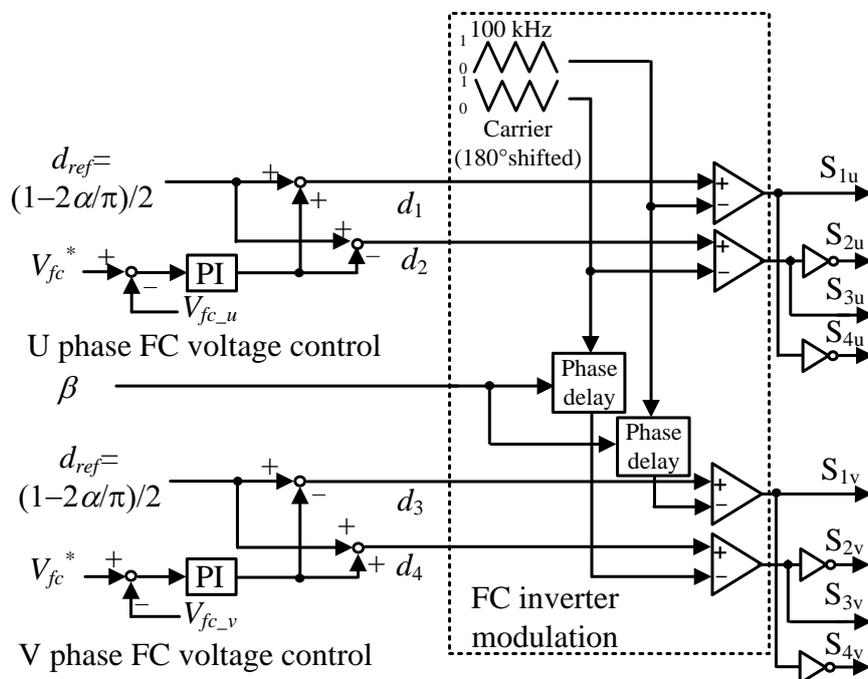
図 3.5 に提案回路の高圧側の制御ブロック図を示す。図 3.5(a)はバッテリー充電動作時、図 3.5(b)はバッテリー放電動作時の制御ブロック図である。各相のアーム電圧は $1/2V_{in}$ を出力する期間 α から計算したデューティ指令値を用いて、キャリア比較により制御される。ここでは、 S_{1u} および $S_{1v}(S_{1u}, S_{1v})$ とそれぞれ相補的に動作させる (S_{4u}, S_{4v}) のオン時間を決定するためのキャリアと、 S_{2u} および $S_{2v}(S_{2u}, S_{2v})$ とそれぞれ相補的に動作させる (S_{3u}, S_{3v}) のオン時間を決定するための 2 つのキャリアに 180 度の位相差を与える⁽⁵⁾。さらに位相シフト制御を用いて U 相に対して V 相の 2 つのキャリアを遅延させることで所望の出力電圧波形を得る。一方、FC 形の 3 レベル以下では、FC のバランス回路は不要である⁽⁷⁾。しかし、ゲートドライバの遅延等で発生する半導体スイッチのオン時間のばらつきにより、フライングキャパシタ電圧が直流リンク電圧の半分にならず、アンバランスが発生する⁽⁷⁾。また、スイッチング周波数および負荷の増加に従い、直流電圧の半値との差が大きくなる⁽⁷⁾。そこで、本制御では、PI 制御器を用いて各相の FC 電圧を独立に制御する。これは、片側の相のデューティが変化した場合に、インダクタ電流が変化し、各相で制御が干渉するためである。図 3.5(a)の充電動作では PI 制御器の出力をデューティ指令値 d_1, d_2, d_3, d_4 と計算することで FC 電圧制御を達成する。一方、図 3.5(b)の充放電動作ではインダクタ電流経路に $S_{2u}, S_{3u}, S_{1v}, S_{4v}$ の還流ダイオードがあるため、スイッチのオン時間にかかわらず FC に電流が流れるスイッチングパターンが存在する。そのため、デューティ指令値 d_2, d_3 を変えたとしても FC 電圧を制御できない。したがって、 $S_{1u}, S_{2v}(S_{1u}, S_{2v})$ とそれぞれ相補的に動作させる (S_{4u}, S_{4v}) のスイッチング信号を生成するデューティ指令値 d_1 と d_3 と PI 制御器の出力を計算することで FC 電圧を制御できる。また、各相の PI 制御器出力とデューティ指令値の和と差が入れ替わっている。これはインダクタ電流の極性と FC の充放電の関係が反転するためである。

図 3.6 に低圧側 2 レベルインバータの制御ブロック図を示す。低圧側のキャリアの位相

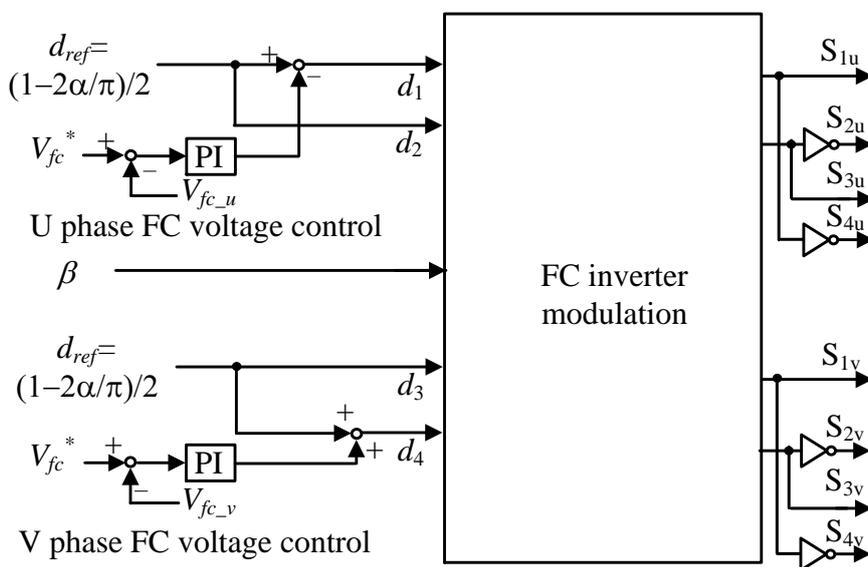
第3章

瞬時損失最小モード切り替え法を用いたフライングキャパシタ DAB コンバータ

を変えることで高圧側インバータの出力電圧および低圧側インバータの出力電圧の位相差 δ を制御している。



(a) 充電動作



(b) 放電動作

図 3.5 FC インバータ側の制御ブロック図

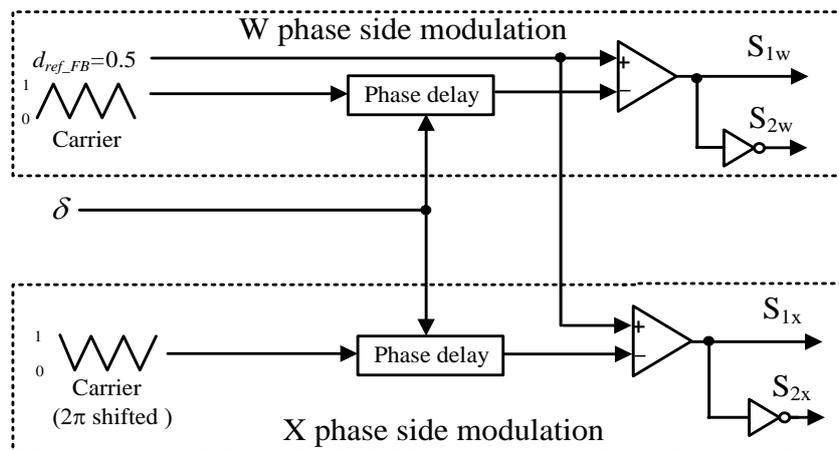


図 3.6 低圧側 2 レベルインバータの制御ブロック図

3.5.2 モード切り替え時のトランス電流直流重畳抑制法

図 3.7 に提案するキャリア位相シフト方式の各キャリアおよび各インバータ出力電圧を示す。提案法に使用するキャリアは位相シフト量の更新タイミングの基準となる基準キャリア、FC インバータの 1 レグに 180 度の位相差をもつ 2 つのキャリア⁽⁵⁾、2 レベルインバータの各レグに 180 度の位相差をもつ 2 つのキャリアを用いる。なお、キャリアはアップダウンカウントにより生成し、位相シフトキャリアはあるタイミングでカウント値を更新することで達成する。一方、各相の V_{in} の半値を出力する期間 α はデューティ指令値 $d_{ref,u}$, $d_{ref,v}$ により、各アーム電圧の位相差 β は U 相および V 相反転キャリアの位相差により達成する。図 3.7 から提案する位相シフト量の変更方法は基準キャリアの山(図 3.7 中 A 点)で U 相キャリア、V 相反転キャリアおよび W 相キャリアの位相シフト量を更新し、基準キャリアの谷(図 3.7 中 B 点)で U 相反転キャリア、V 相キャリアおよび X 相キャリアの位相シフト量を更新する。ただし、カウント値変更後にダウンカウントにすることで進み位相、アップカウントにより遅れ位相となる。なお、FC インバータの各キャリアは位相差 β , δ から位相シフト量を決定するため、 β と δ の大小関係によって位相シフト量および方向が変化する。まず、位相差条件 $\beta \leq |\delta|$ における各キャリアの位相シフト指令値を達成するカウント値は(3.24)式および(3.25)式となる。

$$\begin{aligned} Cnt_u &= (1 - \beta / 2\pi - |\delta| / 2\pi) \begin{cases} \delta \geq 0: \text{Down count} \\ \delta < 0: \text{Up count} \end{cases} \dots\dots\dots (3.24) \\ Cnt_v &= (1 + \beta / 2\pi - |\delta| / 2\pi) \begin{cases} \delta < 0: \text{Up count} \\ \delta \geq 0: \text{Down count} \end{cases} \end{aligned}$$

$$Cnt_{w,x} = (1 - |\delta| / 2\pi) \begin{cases} \delta > 0: \text{Up count} \\ \delta \leq 0: \text{Down count} \end{cases} \dots\dots\dots (3.25)$$

Cnt_u, Cnt_v は U, V 相の各キャリアのカウント値、 $Cnt_{w,x}$ は W 相および X 相キャリアのカウント値である。なお、各相のキャリアと反転キャリアの更新タイミングが 180 度異なるため、同じカウント値を設定したとしても 180 度の位相差をもつ 2 つのキャリアを生成できる。一方、位相差条件 $\beta > |\delta|$ では、(3.24)式内の Cnt_v の β , δ 項の正負が反転し、位相差 δ の正負に対するアップおよびダウンカウントの関係が入れ替わる。また、モードの切り替え時の位相シフト量およびデューティ指令値の更新によって、デューティ指令値とキャリアのカウント値の大小関係が変化しないため、ショートパルスは発生しない。

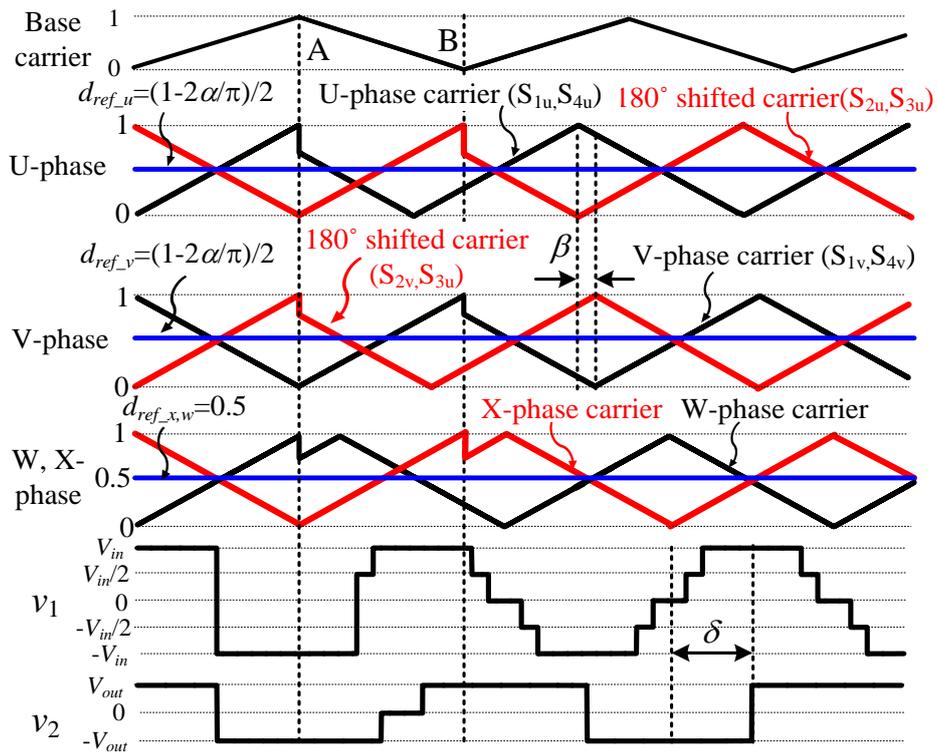


図 3.7 提案するキャリア位相シフト方式の各キャリアおよび各インバータ出力電圧

3.6 瞬時損失最小モード切り替え法による瞬時損失低減効果

3.6.1 フライングキャパシタ電圧制御

本節では、5 レベル DAB コンバータと提案する瞬時損失最小モード切り替え法の妥当性を検証するため、1kW の試作器を用いて、実機検証を行う。表 3.1 に実験条件を示す。高圧側の電圧が 380V、低圧側の電圧が 24V から 48V、トランスの巻数比は 8 とした。所望の定格電力を達成するために、空芯インダクタを高周波トランスの低圧側に直列接続している。トランスの設計の観点では、モード切り替えによりトランスに印加する電圧を低減できる。したがって、軽負荷時において損失割合が大きい鉄損が低減するため、トランスの巻数を少なく設計できる⁽⁸⁾。これは交流抵抗の低減につながり、重負荷時の銅損低減も可能となる。

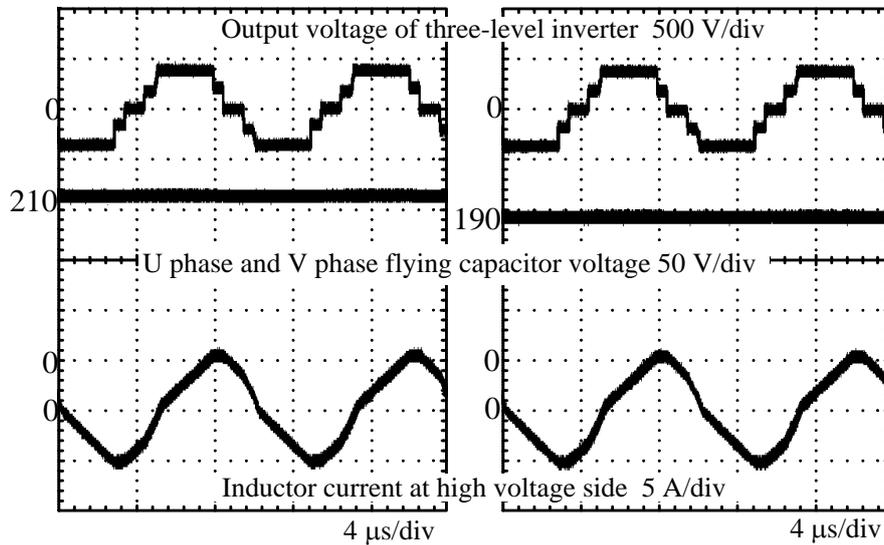
図 3.8 にバッテリー充電動作時の FC 電圧制御適用前後の動作波形を示す。図 3.8(a)が FC 電圧制御適用なしの場合、図 3.8(b)が FC 電圧制御適用ありの動作波形である。なお、FC 電圧指令値は入力電圧 380V の半分である 190V としている。図 3.8(a)では FC 電圧が 210V となり入力電圧の半値を超えている。一方、図 3.8(b)では FC 電圧が入力電圧の半値 (190V) に制御できることがわかる。

図 3.9 にバッテリー放電動作時の FC 電圧制御適用前後の動作波形を示す。図 3.9(a)が FC 電圧制御適用なしの場合で、図 3.9(b)が FC 電圧制御適用ありの動作波形である。図 3.9(a)では FC 電圧が 210V となり、FC 電圧が入力電圧の半値である 190V を超えている。一方、図 3.9(b)では充電動作と同様に FC 電圧が入力電圧の半値である 190V 一定に制御できることがわかる。

図 3.10 に FC 電圧制御適用前後の過渡応答波形を示す。図 3.10(a)は低圧バッテリーの充電動作時、図 3.10(b)は低圧バッテリーの放電動作時の波形である。運転中に FC 電圧制御を適用したとしても、所望の電圧に制御されている。以上の結果から、FC 電圧制御により変換器の駆動中であっても FC 電圧を入力電圧の半値に制御できる。

表 3.1 FCDAB コンバータの実験条件

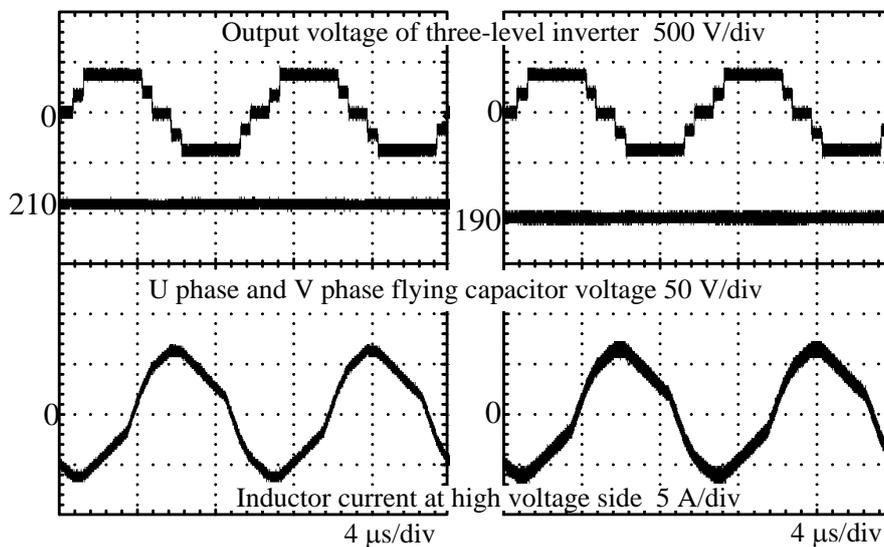
Input voltage V_{in}	380 V	Inductor L	1.3 μ H
Output voltage V_{out}	24 to 48 V	Nominal voltage of output voltage	36 V
Switching frequency f_{sw}	100 kHz	Nominal voltage of input voltage	380 V
Flying capacitor C_{fc}	6 μ F	Turn ratio of transformer N	8
Dead time (High voltage side)	150 ns	Dead time (Low voltage side)	250 ns
Rated power	1000 W		
High voltage side		Low voltage side MOS-FET	
MOS-FET	SCH2080KE(Rohm)	MOS-FET	IRFP4568PbF (IR)
On-resistance	80 m Ω	On-resistance	4.8 m Ω
Transformer		Inductor	
Core	EC90 \times 90 \times 30(MB30)	Core	Air core



(a) FC 電圧制御なし

(b) FC 電圧制御あり

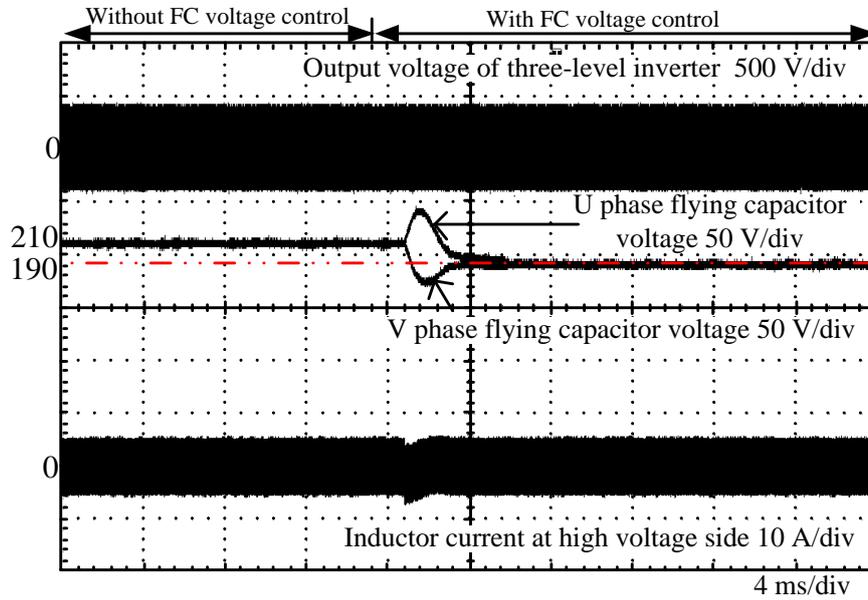
図 3.8 充電動作時における FC 電圧制御適用前後の定常動作波形



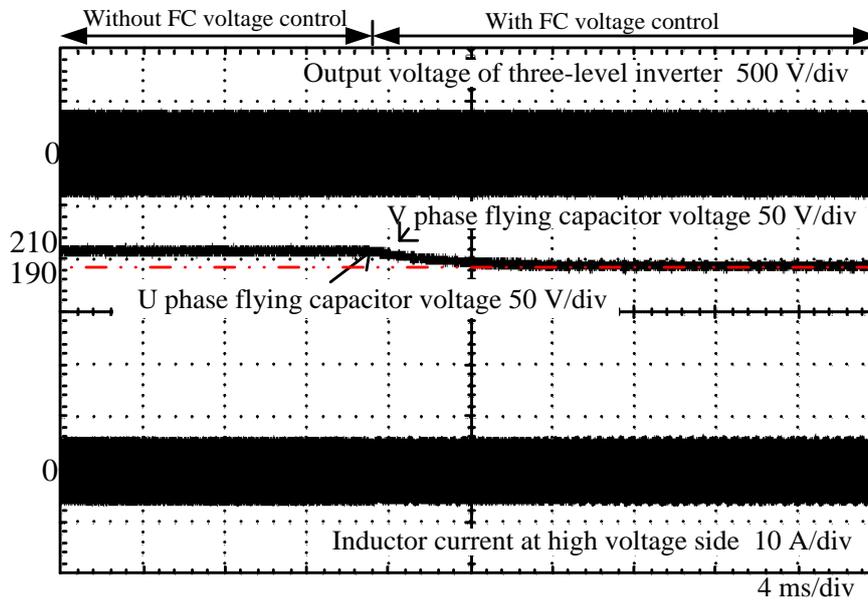
(a) FC 電圧制御なし

(b) FC 電圧制御あり

図 3.9 放電動作時における FC 電圧制御適用前後の定常動作波形



(a) 充電動作

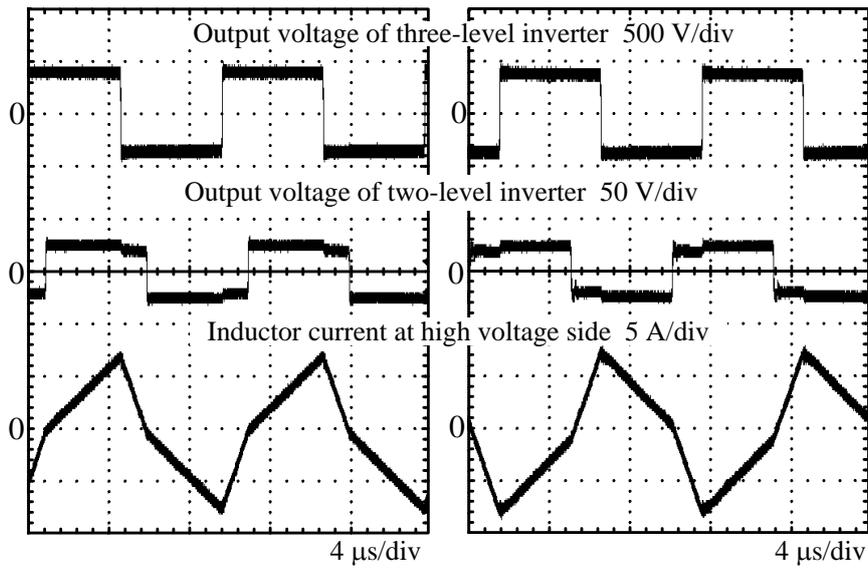


(b) 放電動作

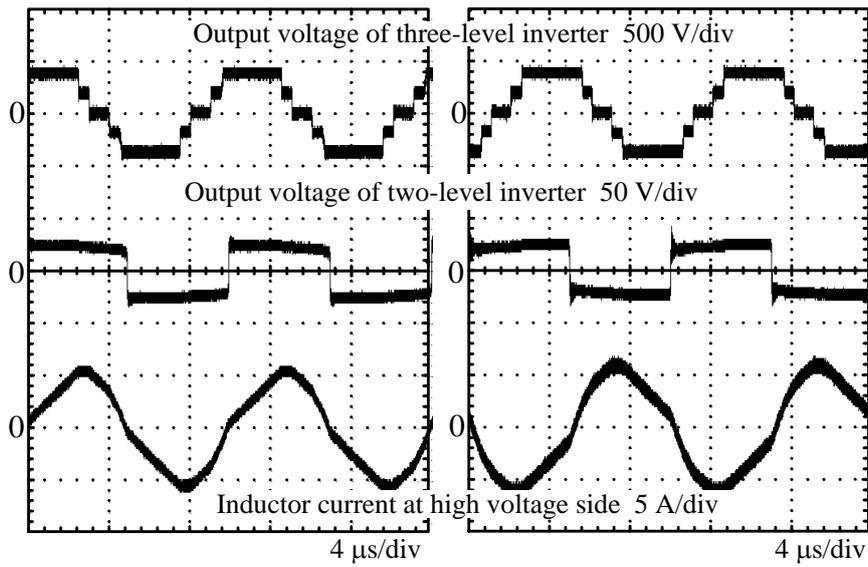
図 3.10 FC 電圧制御適用時の過渡応答

3.6.2 各モードの特性および動作波形

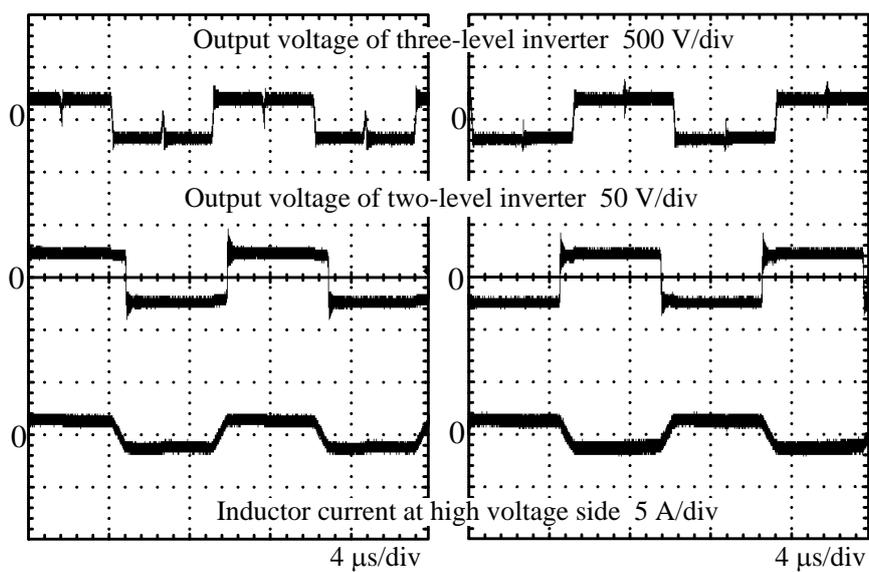
図 3.11 に入力電圧 380 V, 出力電圧 24 V における各モードの動作波形を示す。図 3.11(a) がバッテリー充電動作時の FB モード, 図 3.11(b) がバッテリー放電動作時の FB モード, 図 3.11(c) がバッテリー充電動作時の 5 レベルモード, 図 3.11(d) がバッテリー放電動作時の 5 レベルモード, 図 3.11(e) がバッテリー充電動作時の HB モード, 図 3.11(f) がバッテリー放電動作時の HB モードである。各モードのインダクタ電流からモードによってインダクタ電流の傾きが変化している。インダクタ電流の傾きは巻数比を考慮した各インバータ出力電圧の差分とインダクタのインピーダンスによって決定するため, モードと出力電圧の大小関係によってインダクタ電流の傾きが変化する。したがって, 図 3.11(e), (f) では巻数比を考慮した各インバータの出力電圧振幅が一致するため, インダクタ電流が一定となる期間がある。図 3.11 から一次側電圧と二次側電圧の位相差 δ を制御することで各モードにおいて双方向動作を達成している。しかし, 半導体スイッチの寄生容量のみでターンオフしているため, 低圧側インバータの出力電圧にサージが発生している。このサージは各 MOSFET にスナバキャパシタを並列接続することで改善できる。また, HB モードの場合に FC 形 3 レベルインバータの出力電圧にパルス欠けが発生している。これはデッドタイム期間中に MOSFET の還流ダイオードにより, インダクタ電流の電流経路が変わり, FC インバータの出力電圧が充電動作時ではゼロ電圧, 放電動作時では入力電圧にクランプされるためである。



(a) 充電時の FB 動作 ($P_{out}=685\text{ W}$) (b) 放電時の FB 動作 ($P_{out}=-685\text{ W}$)



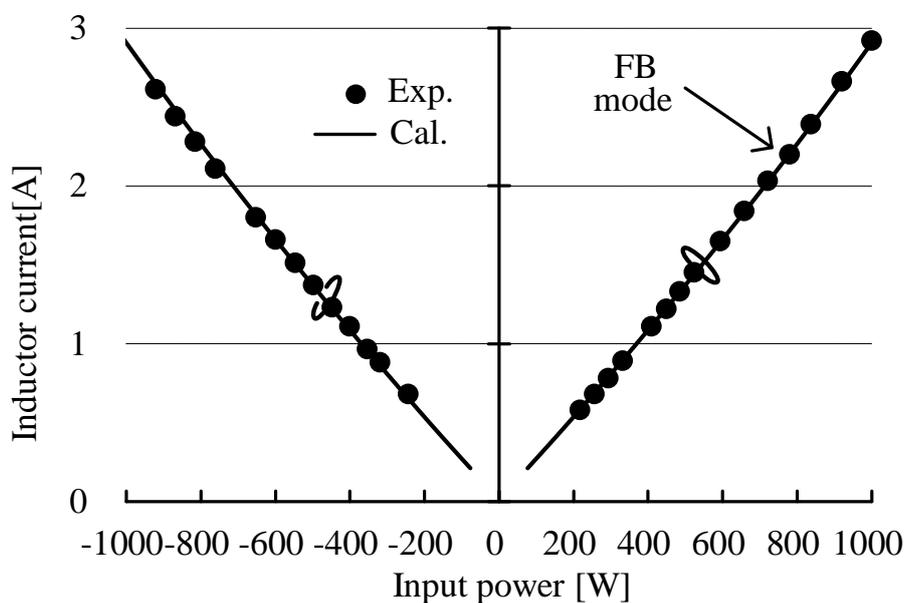
(c) 充電時の 5 レベルモード ($P_{out}=655\text{ W}$) (d) 放電時の 5 レベル ($P_{out}=-655\text{ W}$)



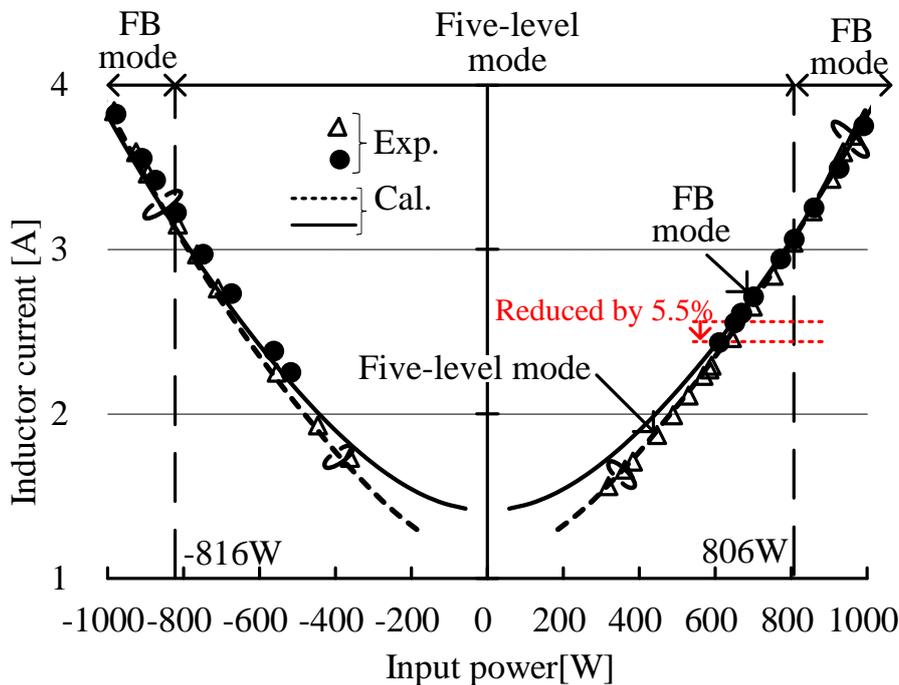
(e)充電時の 5 レベルモード($P_{out}=200\text{ W}$) (f)放電時の 5 レベルモード($P_{out}=-200\text{ W}$)

図 3.11 各モードの動作波形

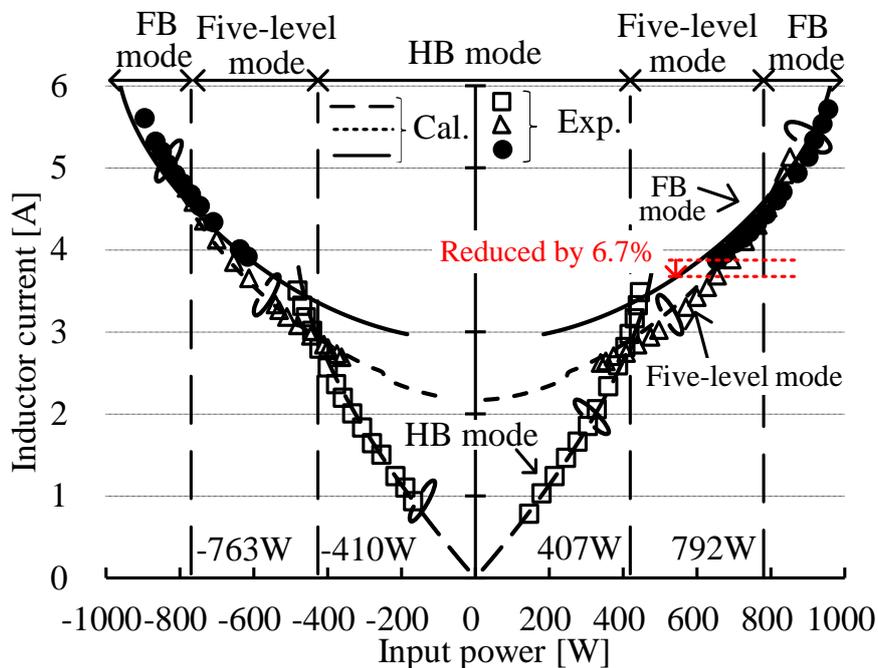
図 3.12 に充放電動作時における入力電力に対する高圧側のインダクタ電流特性を示す。図 3.12(a)は入力電圧 380 V，出力電圧が 48 V 時の特性，図 3.12(b)は入力電圧 380 V，出力電圧が 36 V 時の特性，図 3.12(c)は入力電圧 380 V，出力電圧が 24 V 時の特性である。ただし，各モードの電力式は損失を考慮していないため，入力電力に対するインダクタ電流特性を用いて計算結果と実験結果を比較している。図 3.14 から計算結果と実験結果を比較すると最大誤差 5.6%で一致している。これにより，インダクタ電流式の妥当性がわかる。また，図 3.12(b)の軽負荷では，図 3.12(a)と比較して FB モードのインダクタ電流が増加しているが 5 レベルモードに切り替えることでインダクタ電流を最大 5.5%低減している。さらに，図 3.12(c)ではモードを切り替えることで FB モードのみと比較してインダクタ電流を最大 6.7%低減している。



(a) $V_{in}=380\text{ V}$, $V_{out}=48\text{ V}$, $NV_{out}/V_{in}=1.0$



(b) $V_{in}=380\text{ V}$, $V_{out}=36\text{ V}$, $NV_{out}/V_{in}=0.76$



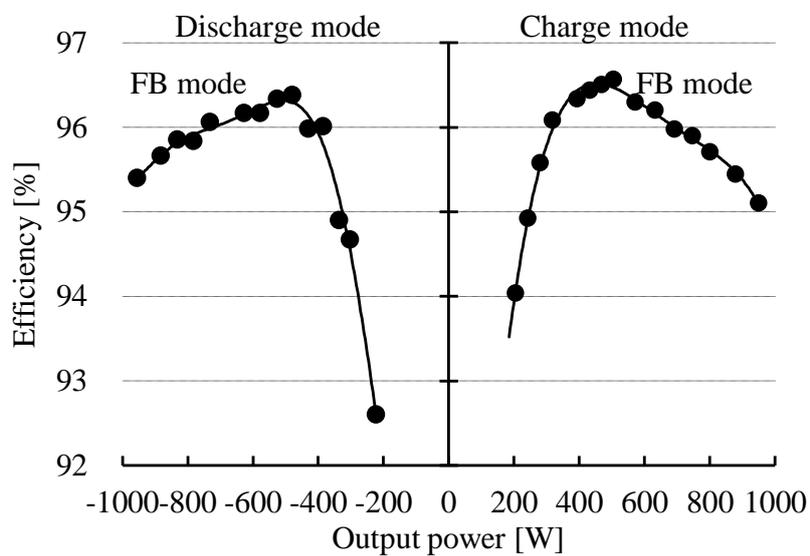
(c) $V_{in}=380\text{ V}$, $V_{out}=24\text{ V}$, $NV_{out}/V_{in}=0.5$

図 3.12 各モードのインダクタ電流特性

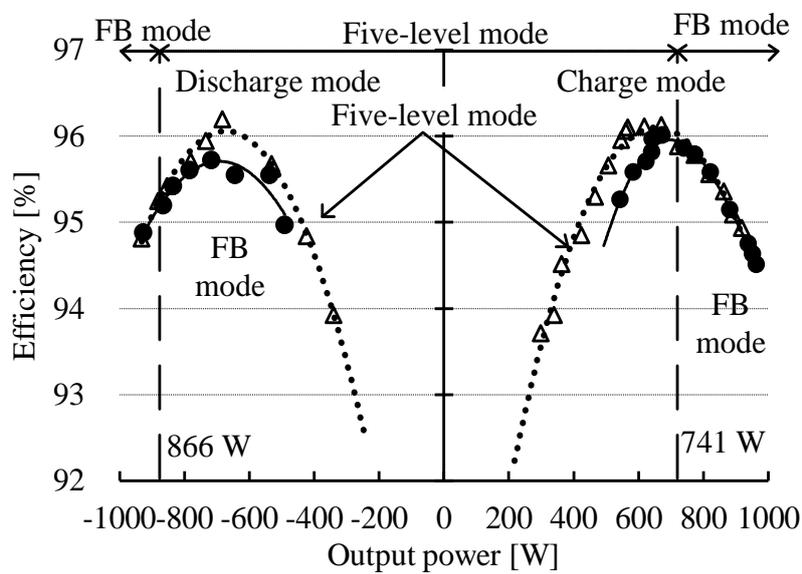
図 3.13 に各モードの効率特性を示す。図 3.13(a)は入力電圧 380 V，出力電圧 48 V，図 3.13(b)は入力電圧 380 V，出力電圧 36 V 時の効率特性，図 3.13(c)は入力電圧 380 V，出力電圧 24 V の効率特性である。なお，図 3.13 内の点線は各モードにおける効率の大小関係が入れ替わる出力電力値を示している。図 3.13(a)から充電動作時では，433 W 時に最大効率 96.5%を達成している。また，放電動作時においても，526 W 時に最大効率 96.4%を達成している。出力電圧 V_{out} が 36 V である図 3.13(b)では，出力電力 741 W 時に FB モードと 5 レベルモードにおける効率の切り替え点があり，モードを切り替えることで損失を最大 20%低減し，中負荷および軽負荷の効率を改善している。また，放電動作時も同様に，モードを最適化することで FB モードのみと比較して，最大 15%損失を低減している。さらに，図 3.13(c)では，HB モードと 5 レベルモードでは出力電力 313 W，5 レベルモードと FB モードでは出力電力 708 W においてモードの効率切り替え点があり，切り替え点でモードを最適化することにより損失を最大 23%低減し，最大効率 94.4%を達成している。しかし，図 3.13(c)から HB モードの効率が低い。これはデッドタイムによるパルス欠けが発生した後にスイッチングする半導体スイッチがハードスイッチング動作することによるスイッチング損失の増加が原因である。また，双方向動作において効率特性が異なる。これは双方向動作でスイッチング時のインダクタ電流が異なることによるスイッチング損の差である。

図 3.14 に各モードの ZVS 範囲を示す。図 3.14 から，モードを切り替えることで FB モードのみと比較して ZVS 範囲を最大 19%拡大していることがわかる。一方，HB モードでは，出力電圧がパルス欠けから復帰するスイッチング時にハードスイッチングとなるため，軽負荷の ZVS 範囲が拡大していない。しかし，出力電圧が 24 V の軽負荷において FB モードと比較するとスイッチング 1 周期にハードスイッチングとなる素子数を 4 個から 2 個に低減できるため，スイッチング損失を低減できる

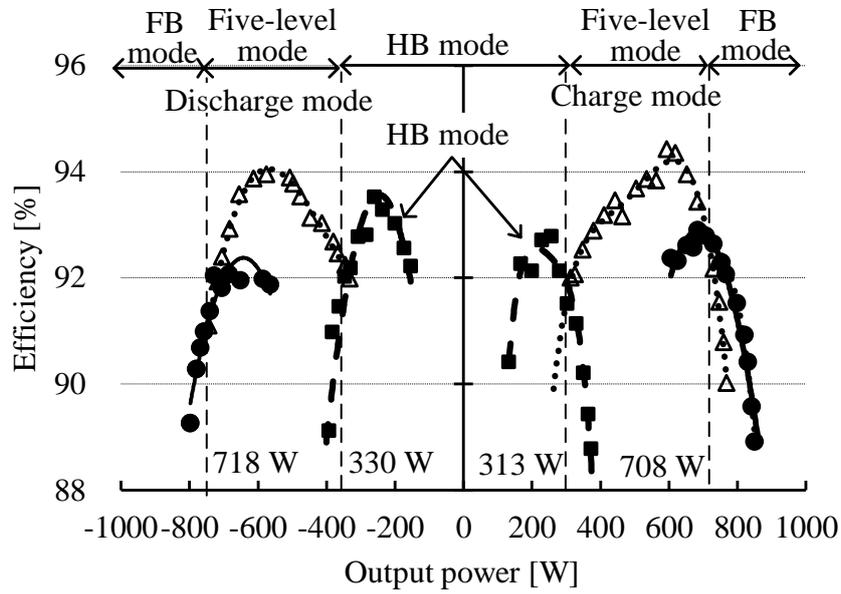
図 3.15 に入力電圧変動時の効率特性を示す。図 3.15(a)は入力電圧 400 V，出力電力 500 W および 700 W，図 3.15(b)は入力電圧 300 V，出力電力 500 W および 700 W が実験条件である。図 3.15 から入力電圧変動に対して，モードを最適化することで最大 96.5%の効率を達成している。



(a) $V_{in}=380\text{ V}$, $V_{out}=48\text{ V}$, $NV_{out}/V_{in}=1.0$



(b) $V_{in}=380\text{ V}$, $V_{out}=36\text{ V}$, $NV_{out}/V_{in}=0.76$



(c) $V_{in}=380\text{ V}$, $V_{out}=24\text{ V}$, $NV_{out}/V_{in}=0.5$

図 3.13 各モードの効率特性

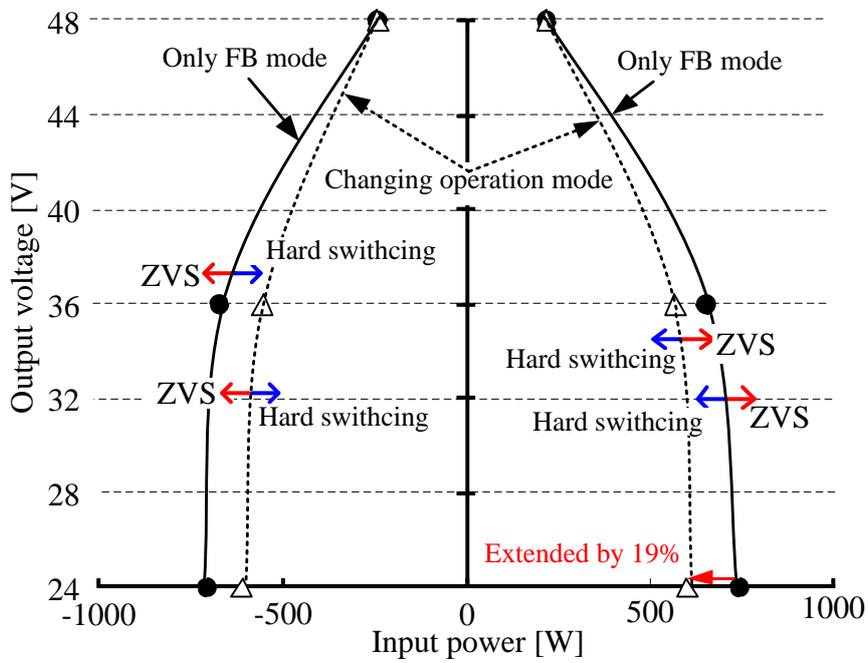
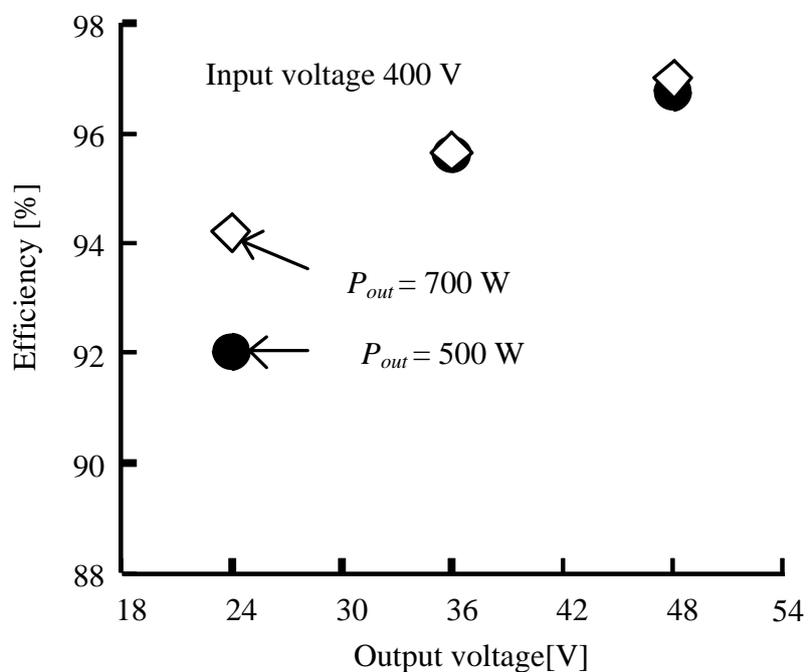
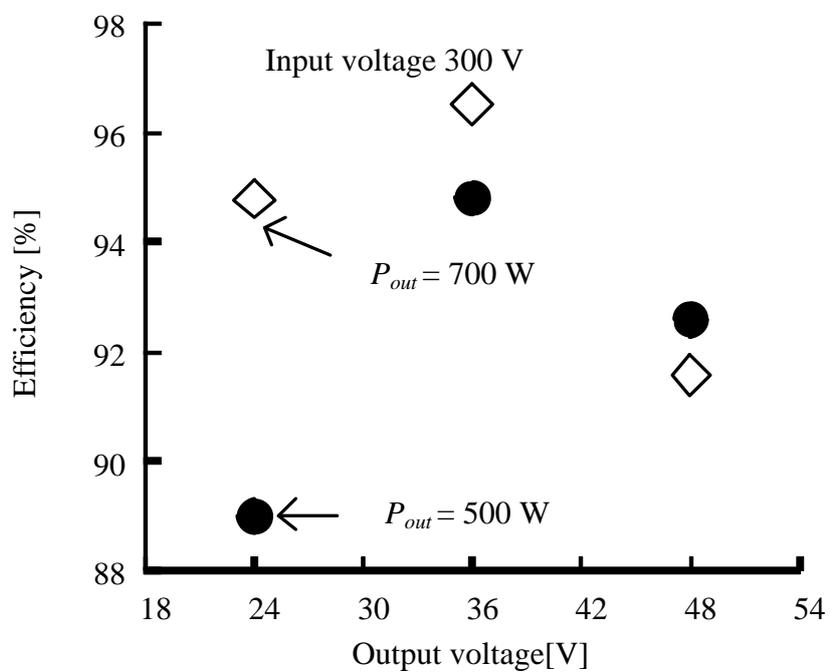


図 3.14 各モードの ZVS 範囲



(a) 入力電圧 400 V



(b) 入力電圧 300 V

図 3.15 入力側電圧変動時の効率特性

3.6.3 損失解析結果およびモード切り替え時の瞬時損失低減効果

図 3.16 に重負荷動作時の損失解析結果を示す。損失解析はデータシートによりスイッチング損失と導通損失を素子のスイッチング毎に計算した。なお、損失解析は表 3.2 に示すパラメータを用いた。また、トランスとインダクタの銅損は表皮効果と近接効果を考慮して計算している⁽⁶⁾。一方、鉄損はスタインメッツ方程式を用いて計算している⁽⁶⁾。図 3.16 から実験結果と計算結果の誤差が 6%以内で一致していることから損失解析の妥当性を確認できる。また、低圧側の電圧が低下した場合($V_{out}=24\text{ V}$)、重負荷ではインダクタ電流が増加するため、低圧側の導通損失が支配的である。一方、出力電圧が 48V の場合、ターンオフ損失が支配的である。以上の結果から、電圧変動に対してさらに効率を改善するためには、低オン抵抗の特性をもつ MOSFET の選定およびスナバキャパシタの設計が必要である。

図 3.17 に出力電圧 24 V 時の各モードの効率切り替え点付近の損失解析結果を示す。図 3.17 から軽負荷では低圧側のターンオフ損失が支配的である。これは、HB モードの場合、他のモードと比較してターンオフ時のインダクタ電流が大きいためである。一方、重負荷では、低圧側の導通損失が支配的である。したがって、さらなる効率改善を達成するためにはこれらの損失を考慮して設計する必要がある。

図 3.18 に 5 レベルモードから FB モードへの切り替え時における過渡動作波形を示す。なお、励磁電流は電流プローブに高圧側の電流を 8 ターン、低圧側の電流を 1 ターン通し、高圧側と低圧側インダクタ電流の差分から測定した⁽⁹⁾。従来方式は基準キャリアの山で全キャリアの位相シフト量を更新し、モード切り替え時の位相差 δ は $\pi/5\text{ rad}$ から $2\pi/5\text{ rad}$ に変更する。図 3.12 のインダクタ電流ピーク値から、提案法により直流重畳を 18%低減している。一方、5 レベルモードと FB モードで電圧実効値の変化が小さいため、従来法であっても励磁電流の直流重畳が小さい。

図 3.19 に HB モードから 5 レベルモードへの切り替え時における過渡動作波形を示す。なお、位相差 δ の条件は図 3.18 と同様である。図 3.19 の電流ピーク値から、モード切り替え時における直流重畳を最大 24%低減している。この結果から瞬時損失増加の原因となるトランス電流の直流重畳を抑制しており、瞬時損失最小化を達成している。

表 3.2 損失解析時の各パラメータ

Element	Symbol	Value
Input voltage	V_{in}	380 V
Output voltage	V_{out}	36 V or 24 V
Switching frequency	f_{sw}	100 kHz
Rated power	P	1000 W
Additional inductance (air coil)	L	1.3 μ H
MOS-FET on-resistance (HV side)	R_{on_high}	80 m Ω
MOS-FET on-resistance (LV side)	R_{on_low}	4.9 m Ω
Transformer core shape and material	EC90 MB3(JFE)	
Core effective cross-section	A_c	280 mm ²
Core effective volume	V_e	40420 mm ³
Transformer turn ratio	N	8 ($N_1:N_2=24:3$)
Length of coil (LV side of transformer)	b_{F_Low}	18.6 mm
Length of coil (HV side of transformer)	b_{F_High}	27.1 mm
Length of coil (Additional inductor)	b_{F_L}	24.1 mm
ESR of input capacitor	R_{c_high}	30 m Ω
ESR of output capacitor	R_{c_low}	14 m Ω
HV side wire resistance ($\phi 0.65 \times 3$)	R_{DC_high}	1.9 m Ω
LV side wire resistance ($\phi 0.1 \times 920$)	R_{DC_low}	0.3 m Ω
Wire resistance of L ($\phi 0.1 \times 720$)	R_{DC_L}	0.2 m Ω
Dead-time	T_d	200 ns
Parasitic capacitance of HV side	C_{ds_high}	35 pF
Parasitic capacitance of LV side	C_{ds_low}	1.5 nF

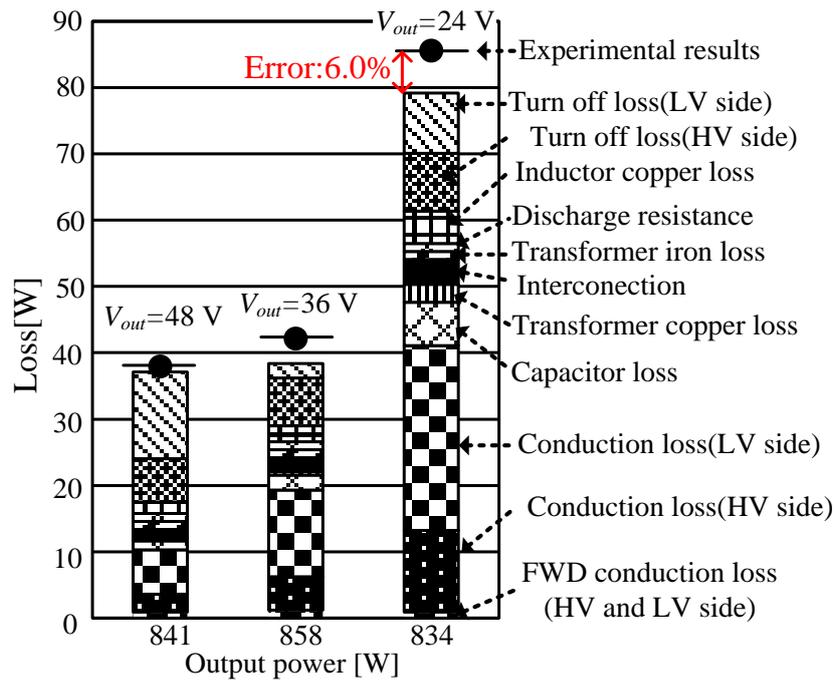


図 3.16 重負荷時の損失解析

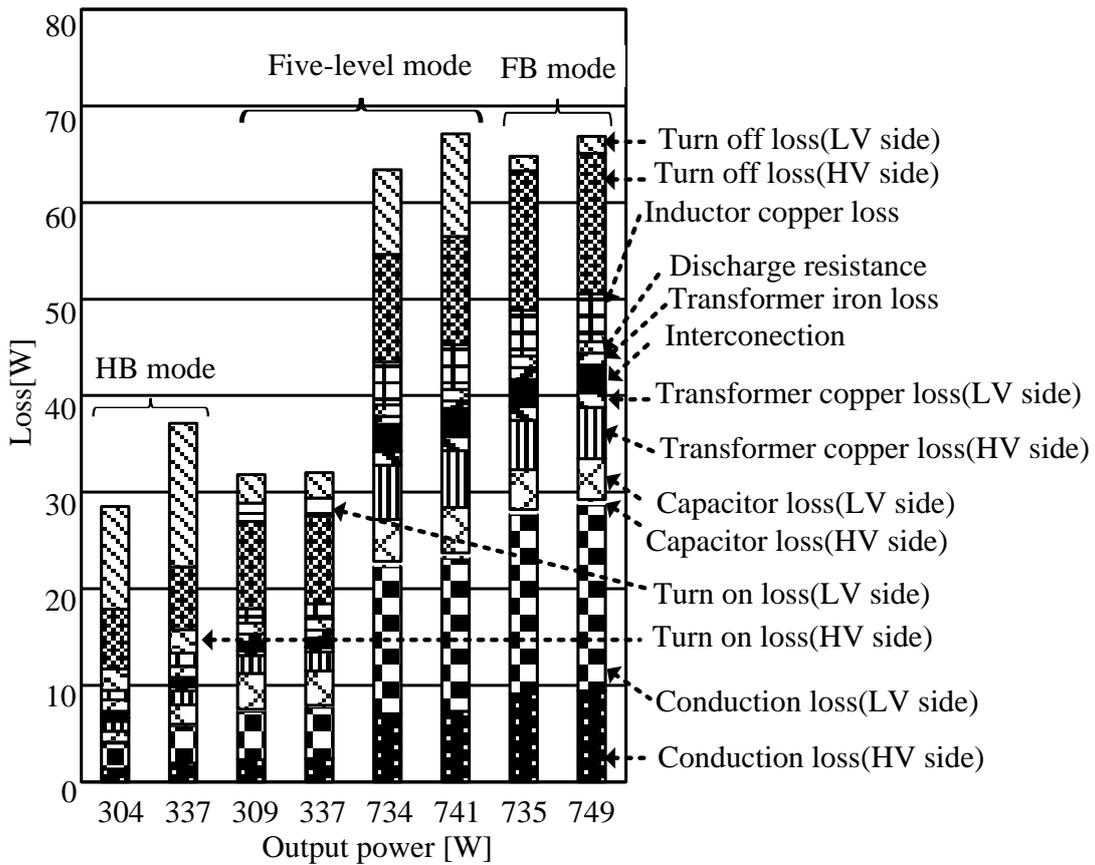
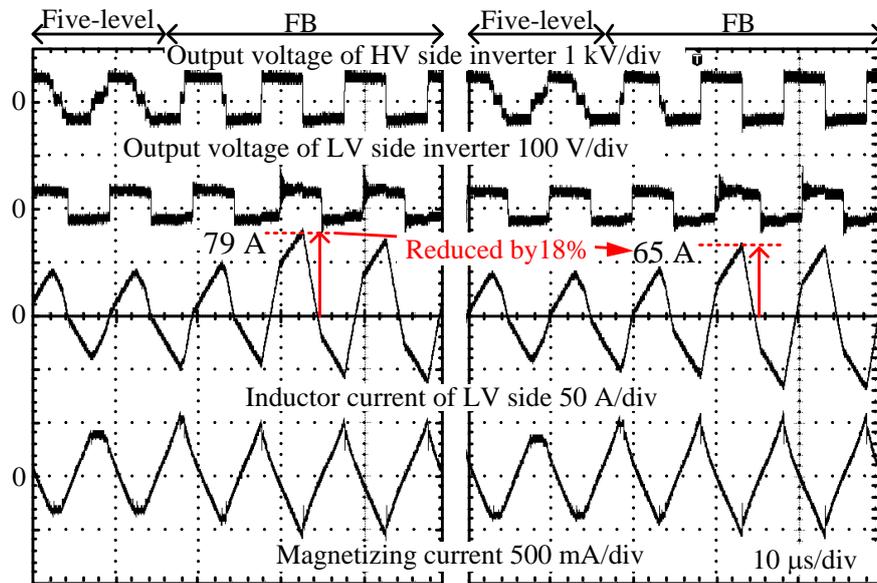


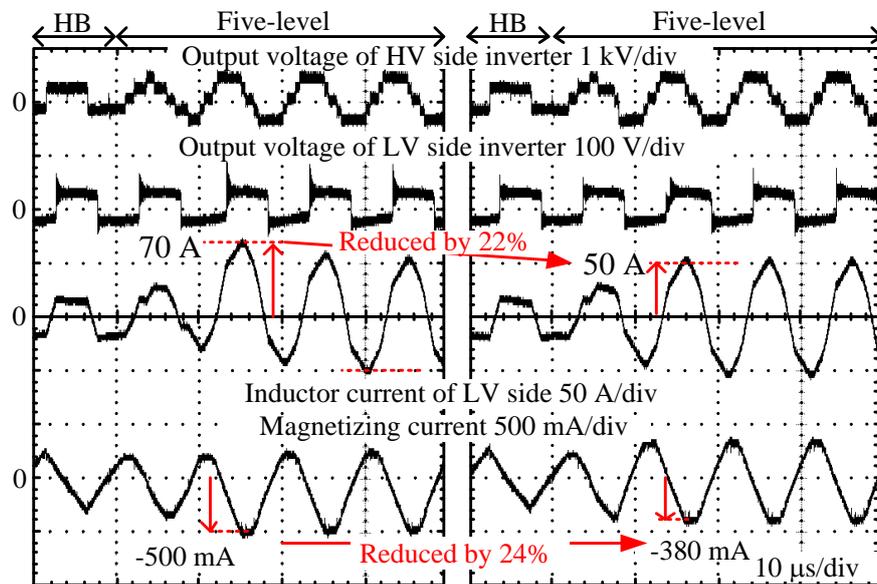
図 3.17 モード切り替え点付近の損失解析



(a) 従来手法

(b) 提案手法

図 3.185 レベルモードから FB モードへの切り替え時における過渡動作波形



(a) 従来手法

(b) 提案手法

図 3.19 HB モードから 5 レベルモードへの切り替え時における過渡動作波形

3.7 結論

第3章では、瞬時損失最小モード切り替え法の適用先として、高い直流電圧において優位性があるマルチレベル方式に着目し、瞬時損失最小モード切り替え法を検証した。今までのマルチレベルトポロジーを適用した DAB コンバータでは、スイッチング素子の低耐圧素子を適用することで高効率化が可能である。また、スイッチングパターンや出力電圧の自由度が向上するため、電圧変動に対して広い負荷範囲での高効率化が実現されている。しかし、スイッチングパターン切り替え時の過渡動作に関して議論されておらず、負荷変動時やモード切り替え時において、トランス電流に直流重畳が発生する。したがって、瞬時損失の増加が問題である。そこで、本章では、電圧変動時の還流電流の低減およびモード切り替え時のトランス電流直流重畳の抑制を両立する FC 形 5 レベル DAB コンバータを提案した。以下に本章で得られた結論を示す。

- (1) FC 形 5 レベル DAB コンバータが実現できる 3 種類のモードについて、電圧および負荷によってインダクタ電流および ZVS 範囲を明らかにし、負荷や電圧によって、モードを切り替えることで電圧変動時の還流電流を低減できることを明らかにした。
- (2) 受動部品および半導体スイッチの設計指針を明らかにするために、受動部品および半導体スイッチの損失定式化を行った。
- (3) モード切り替えおよび位相差変更時の直流重畳が発生することを示し、提案手法では基準キャリアに同期して位相シフト量の更新タイミングを分けることでモード切り替えおよび位相差変更時に発生するトランス電流の直流重畳の抑制手法を述べた。
- (4) 1 kW の試作機を用いて実機検証を行い、FC 電圧制御および瞬時損失最小モード切り替え法を適用した 5 レベル DAB コンバータの基本動作を確認した。その結果、各モード間および負荷変動時のトランス電流の直流重畳を最大 24% 低減した。次に、インダクタ電流特性から計算値と実験値が最大誤差 5.6% で一致し、インダクタ電流式の妥当性を確認した。さらに、出力電圧 24 V に低下したとしても瞬時損失最小モード切り替え法を用いることで最大効率 94.4% を達成した。さらに、損失解析から、電圧低下時には低圧側素子の導通損失が支配的であることを明ら

第3章

瞬時損失最小モード切り替え法を用いたフライングキャパシタ DAB コンバータ

かにした。同時に、各モードの切り替え点において最大誤差 2.8% で一致し、妥当性を確認した。

以上のことから、電圧変動時の還流電流低減および過渡動作時のトランス電流の直流重畳抑制を両立により、瞬時損失の最小化を達成できていることを明らかにした。

参考文献

- (1) P. A. M. Bezerra, F. Krismer, R. M. Burkart, J. W. Kolar: "Bidirectional Isolated Non-Resonant DAB DC-DC Converter for Ultra-Wide Input Voltage Range Applications", PEAC2014 (2014)
- (2) Alber Filba-Martinez, Sergio Busquets-Monge, Joan Nicolas-Apruzzese, Josep Bordonau: "Operating Principle and Performance Optimization of a Three-Level NPC Dual-Active-Bridge DC-DC Converter", IEEE Trans. IE., Vol. 63, No. 2, pp. 638-690 (2016)
- (3) M.N. Kheraluwala, R.W. Gascoigne, D.M. Divan, E.D. Baumann, "Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 6, pp.1294-1301 (1992)
- (4) S. Inoue, H. Akagi: "A Bi-directional DC/DC Converter for an Energy Storage System", Applied Power Electronics Conference, APEC 2007, pp.761-767 (2007)
- (5) 井上重徳, 赤木泰史: 「双方向絶縁型 DC-DC コンバータの動作電圧と損失解析」, 電気学会論文誌 D, Vol. 127, No. 2, pp. 188-197 (2007)
- (6) J. Mühlethaler; J. W. Kolar; A. Ecklebe "Loss Modelling of Inductive Components Employed in Power Electronic Systems", ECCE Asia 2011 (ICPE), pp. 945-952 (2011)
- (7) 松浦浩一, 伊東淳一 「低インダクタによる高昇圧比向け DC-DC コンバータの基礎検討」, 電気学会半導体電力変換研究会, SPC-10-104 (2010)
- (8) 宮脇 慧, 伊東淳一, 岩谷一生: 「電流共振形ハーフブリッジコンバータの損失解析に基づく回路設計法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 133, No. 3, pp.360-367 (2013)
- (9) Hidemine Obara, Yukihiro Sato "Development of high power density flying capacitor multi-level converters with balanced capacitor voltage" ECCE2012 (2012) pp.330-336
- (10) 高木一斗, 藤田英明: 「Dual Active Bridge を用いた絶縁形 DC-DC コンバータの過渡特性の改善」 電学論 D Vol 136, pp.622-628 (2016)

第4章

瞬時損失最小モード切り替え法による1 レグT形DABコンバータ

4.1 緒論

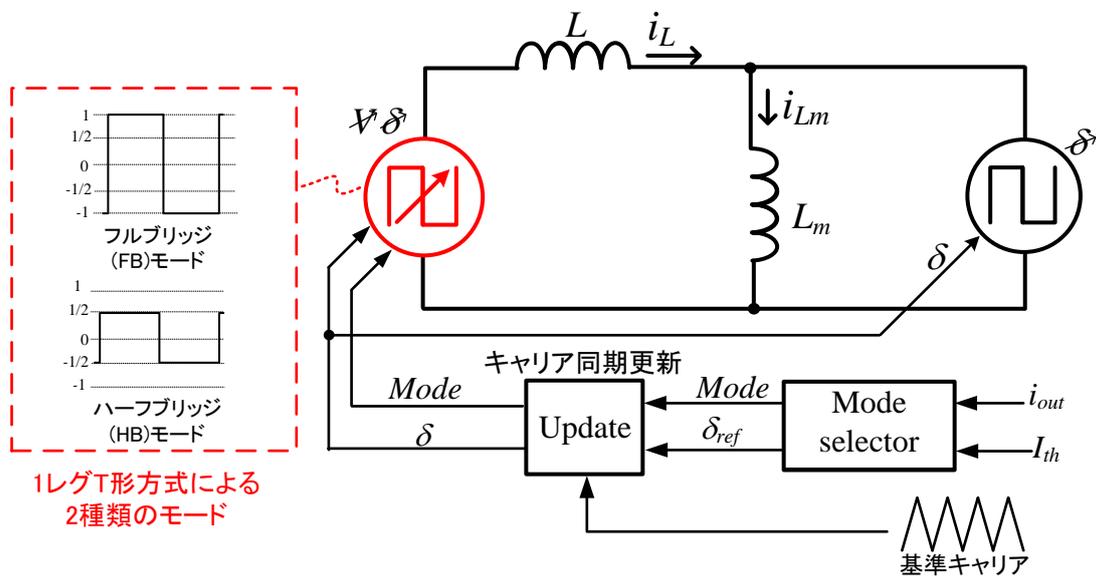
第3章では、瞬時損失最小モード切り替え法を適用したFC形DABコンバータを提案した。この方式は3つモードに対して電圧、負荷変動時の還流電流低減およびトランス直流重畳の観点から瞬時損失最小化を実現した。しかし、この方式は追加する半導体スイッチの数が多く、通過素子数が増えるため、直流電圧が低い条件では電圧変動に対する効率改善効果が小さい。

一方、従来の1レグのみT形を適用したDABコンバータについて、電圧変動に対して高効率化を実現するスイッチングパターンが提案されている⁽¹⁾。しかし、二次側がハーフブリッジ方式となるため、巻数比を大きくすることでフルブリッジ方式と同じ出力電力を得られるがトランス電流の増加を招く。大容量化を想定するとトランス電圧低下はそのまま銅損および半導体スイッチの導通損失増加につながるため、高効率化が困難である。また、この回路方式では二次側にフルブリッジ方式を適用するとトランス電流に直流重畳が発生するため、トランスの偏磁を防止するためにキャパシタを直列接続する必要がある。また、直列接続するキャパシタはスイッチング周波数に対して十分小さいカットオフ周波数となるように設計する必要があるため、装置の大型化が懸念される。また、半導体スイッチや受動部品には直流重畳により増加した電流が流れるため、瞬時損失の増加にもつな

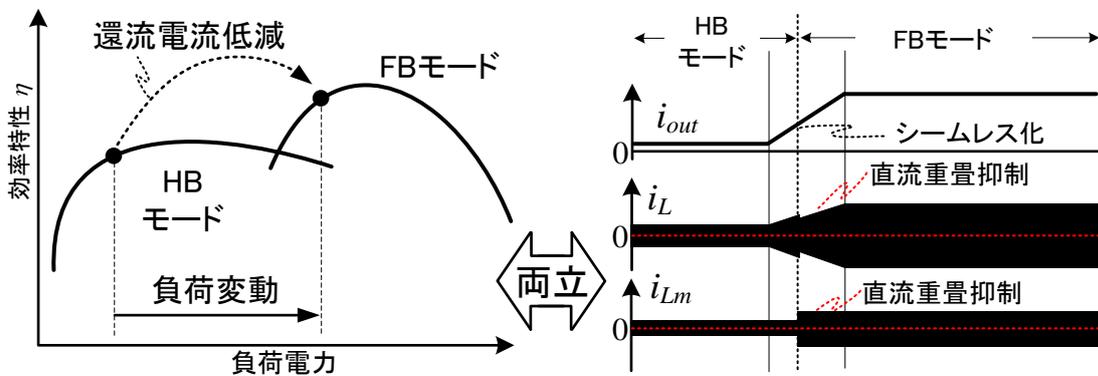
がる。そこで、第4章では、マルチレベル回路でも追加および通過素子数が少ない1レグT形インバータに着目して、瞬時損失最小モード切り替え法を適用する。提案法により、トランス電流の直流重畳の抑制ができるため、低圧側はフルブリッジインバータで構成可能となる。

図4.1に本章で提案する瞬時損失最小モード切り替え法を適用するマルチレベルトポロジー方式DABコンバータを示す。提案方式は電圧変動に対して2つのモードを最適化することで高効率化を達成する。また、片側インバータはフルブリッジ構成を採用しているため、重負荷効率を改善できる。さらに、駆動中における過渡動作時のトランス電流の直流重畳抑制および最適効率の駆動をシームレスに行う方式を提案し、大きな過渡現象を伴わない電圧制御系を構築する。

本章では、瞬時損失最小モード切り替え法を適用した1レグT形DABコンバータの有用性を明らかにするために1.5kWの試作器による実機検証を行う。まず、4.2節では、提案法を適用する1レグT形DABコンバータの回路構成と各モードの特性を説明する。4.3節では、負荷および電圧条件によって、還流電流が最小となるモードが異なることを説明する。次に、4.4節では、位相差指令値やモード変更時においてトランス電流の直流重畳を抑制する手法について説明する。また、モード切り替え時に大きな過渡現象を伴わない電圧制御系について述べる。最後に、4.5節では定格1.5kWの試作器を用いた実験およびシミュレーションにより、効率、負荷ステップ応答から瞬時損失最小化が達成できていることを明らかにする。



(a) 回路方式による瞬時損失最小モード切り替え法



(b) 瞬時損失最小モード切り替え法を用いた1レグT形方式による効果

図4.1 本章で提案する瞬時損失最小モード切り替え法を適用するDABコンバータ

4.2 回路構成

図4.2に瞬時損失最小モード切り替え法を適用するT形DABコンバータの構成図を示す。本回路は1レグのみT形インバータを適用したフルブリッジインバータ、漏れインダクタおよび励磁インダクタを考慮した高周波トランス、追加インダクタ、2レベルインバータで構成される。T形レグのキャパシタは上下の電圧バランスのみを考えればよいので、小容量でよい。T形レグのスイッチングパターンを用いることでモードを切り替えることができる。本回路方式の低圧側は方形波で駆動させる。電圧変動に対するモードは1レグT形で補償しているため、トランス電流低減の観点から最も大きい方形波電圧を出力する。また、MOSFETの採用による同期整流およびデッドタイムがゼロと仮定すると、パワーローによってインダクタ電流の正負が反転する。それに伴い、還流電流の方向も反転する。

図4.3にT形DABコンバータの各モードのスイッチングパターンを示す。高圧側回路は1レグにのみT形インバータとなっているため、T形レグ内の双方向スイッチおよび上下アームスイッチのスイッチング状態により、(1)トランスに印加される電圧波形が入力電圧の振幅をもつ方形波となるフルブリッジ(FB)モード、(2)入力電圧の1/2の振幅をもつ方形波となるハーフブリッジ(HB)動作が可能である。FBモードでは双方向スイッチ S_{ucp} 、 S_{ucn} を常にオフ状態にし、フルブリッジインバータ側のスイッチ S_{up} 、 S_{un} 、 S_{vp} 、 S_{vn} をデューティ比50%でスイッチングすることで、インバータ出力電圧の振幅が入力電圧値と等しくなる。一方、図4.3(b)のHBモードでは、双方向スイッチ S_{ucp} 、 S_{ucn} を常時オン、インバータ側スイッチ S_{up} 、 S_{un} は常時オフ、 S_{vp} 、 S_{vn} をデューティ比50%でスイッチングすることによって、インバータ出力電圧の振幅が入力電圧の1/2となる。

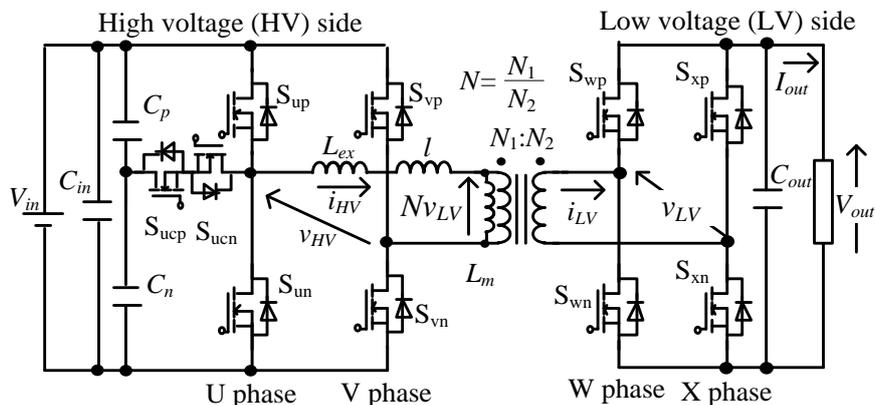


図 4.2 瞬時損失最小モード切り替え法を適用する 1 レグ T 形 DAB コンバータ

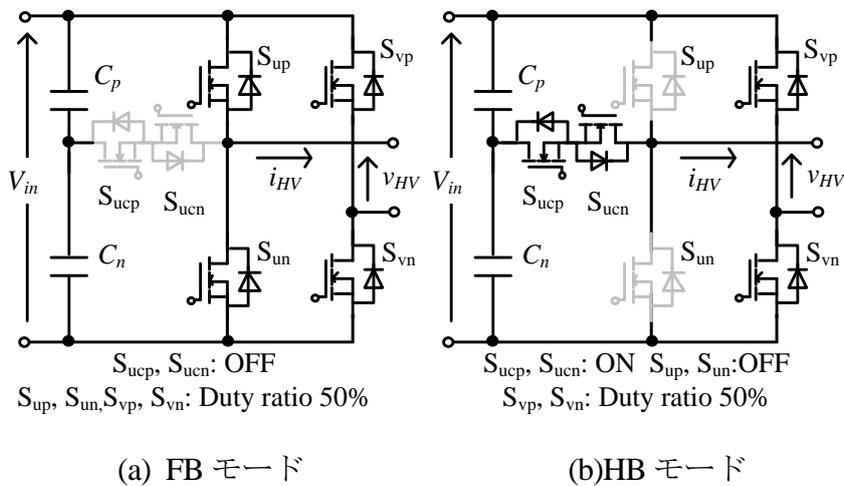


図 4.3 各モードのスイッチングパターン

4.3 各モードの動作解析

本章では、各モードの解析を行い、各モードの位相差に対する伝送電力、ZVS範囲、高圧側および低圧側のインダクタ電流の関係を明らかにし、負荷変動および電圧変動に対する高効率化の観点からモード切り替えの必要性を示す。

4.3.1 フルブリッジ(FB)モード

図4.4にFBモードにおけるスイッチング周期の動作波形を示す。図4.4(a)はパワーフローが高圧側から低圧側(以下、正方向)、図4.4(b)は低圧側から高圧側(以下、負方向)の動作波形である。なお、高圧側のインバータ出力電圧が低圧側に対して、進み位相ではパワーフローが正方向、遅れ位相では負方向となる。図4.4からFBモード時においてスイッチング1周期に対して4つのモードで構成される。なお、高圧側および低圧側のインダクタ電流は交流波形となるため、スイッチング1/2周期であるモードIとモードIIを計算するのみでよい。したがって、各パワーフローにおける高圧側のインダクタ電流の各モードは(4.1)式から(4.4)式で得られる。ただし、励磁電流は外付けインダクタと漏れインダクタンスに流れる電流より非常に小さいと仮定し、無視している。なお、高圧側と低圧側のインダクタ電流は振幅が巻数比倍異なるのみである。

・モードI($0 < \theta < \delta$) パワーフロー：正方向

$$i_{HV_FB_I}(\theta) = i_{HV_FB}(0) + \frac{(V_{in} + NV_{out})}{\omega L} \theta \dots\dots\dots(4.1)$$

・モードII($\delta < \theta < \pi$) パワーフロー：正方向

$$i_{HV_FB_II}(\theta) = i_{FB_HV_I}(\delta) + \frac{(V_{in} - NV_{out})}{\omega L} (\theta - \delta) \dots\dots\dots(4.2)$$

・モードI($0 < \theta < \delta$) パワーフロー：負方向

$$i_{HV_FB_I}(\theta) = i_{HV_FB}(0) - \frac{(V_{in} + NV_{out})}{\omega L} \theta \dots\dots\dots(4.3)$$

・モードII($\delta < \theta < \pi$) パワーフロー：負方向

$$i_{HV_FB_II}(\theta) = i_{FB_HV_I}(\delta) + \frac{(V_{in} - NV_{out})}{\omega L} (\theta - \delta) \dots\dots\dots(4.4)$$

第4章

瞬時損失最小モード切り替え法による1レグT形DABコンバータ

L は漏れインダクタンスと追加インダクタンスの合成インダクタンス、 ω はスイッチング角周波数、 N はトランス巻数比、 V_{in} 、 V_{out} は入出力直流電圧である。

各パワーフローにおける高圧側のインダクタ電流初期値 $i_{HV_FB}(0)$ はモード II 終了時の電流 $i_{HV_FB_II}(\pi)$ の絶対値と等しいことから(4.5)式および(4.6)式で表すことができる。

・ パワーフロー：正方向

$$\begin{aligned} i_{HV_FB_II}(\pi) &= i_{FB_HV_I}(\delta) + \frac{(V_{in} - NV_{out})}{\omega L}(\pi - \delta) \\ &= i_{HV_FB}(0) + \frac{(V_{in} + NV_{out})}{\omega L}\delta + \frac{(V_{in} - NV_{out})}{\omega L}(\pi - \delta) \dots\dots\dots(4.5) \\ &= -i_{HV_FB}(0) \end{aligned}$$

・ パワーフロー：負方向

$$\begin{aligned} i_{HV_FB_II}(\pi) &= i_{FB_HV_I}(\delta) + \frac{(V_{in} - NV_{out})}{\omega L}(\pi - \delta) \\ &= i_{HV_FB}(0) - \frac{(V_{in} + NV_{out})}{\omega L}\delta + \frac{(V_{in} - NV_{out})}{\omega L}(\pi - \delta) \dots\dots\dots(4.6) \\ &= -i_{HV_FB}(0) \end{aligned}$$

(4.5)式および(4.6)式を高圧側のインダクタ電流の初期電流について解くと(4.7)式および(4.8)式で得られる。

・ パワーフロー：正方向

$$i_{HV_FB}(0) = -\frac{1}{\omega L} \left\{ NV_{out}\delta + (V_{in} - NV_{out})\frac{\pi}{2} \right\} \dots\dots\dots(4.7)$$

・ パワーフロー：負方向

$$i_{HV_FB}(0) = -\frac{1}{\omega L} \left\{ -V_{in}\delta + (V_{in} - NV_{out})\frac{\pi}{2} \right\} \dots\dots\dots(4.8)$$

また、モード I 終了時の電流は初期電流を用いて(4.9)式および(4.10)式で得られる。

・ パワーフロー：正方向

$$\begin{aligned} i_{HV_FB_I}(\delta) &= i_{HV_FB}(0) + \frac{(V_{in} + NV_{out})}{\omega L}\delta \\ &= \frac{1}{\omega L} \left\{ V_{in}\delta - (V_{in} - NV_{out})\frac{\pi}{2} \right\} \dots\dots\dots(4.9) \end{aligned}$$

・パワーフロー：負方向

$$\begin{aligned}
 i_{HV_FB_I}(\delta) &= i_{HV_FB}(0) - \frac{(V_{in} + NV_{out})}{\omega L} \delta \\
 &= -\frac{1}{\omega L} \left\{ NV_{out} \delta + (V_{in} - NV_{out}) \frac{\pi}{2} \right\} \dots\dots\dots(4.10)
 \end{aligned}$$

次に、FBモードの伝送電力を導出する。伝送電力は高圧側のインバータ出力電圧とインダクタ電流の積をスイッチング周期で積分することで導出でき、(4.11)式で得られる。ここでは、MOSFETと還流ダイオードを理想素子とし、デッドタイム、配線抵抗、トランスの巻線抵抗は無視する。

$$\begin{aligned}
 P_{tr_FB} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{HV_FB}(\theta) i_{HV_FB}(\theta) d\theta \\
 &= \frac{1}{\pi} \left[\int_0^\delta V_{in} i_{HV_FB_I}(\theta) d\theta + \int_\delta^\pi V_{in} i_{HV_FB_II}(\theta) d\theta \right] \dots\dots\dots(4.11) \\
 &= \frac{NV_{in}V_{out}}{\omega L} \delta \left\{ 1 - \frac{\delta}{\pi} \right\}
 \end{aligned}$$

また、パワーフローが負方向の場合は伝送電力が負となる。したがって、各インバータ出力電圧の位相差に応じて伝送電力およびパワーフローを制御することができる。

次に、ZVS条件を導出する。ZVSはインダクタ電流により、デッドタイム期間中に半導体スイッチの寄生容量の電荷をゼロに放電した後にターンオンすることで達成できる。したがって、インダクタ電流の方向および大きさによってZVS条件が決まる。また、インダクタ電流が交流波形となるため、スイッチング1/2周期のみ考慮すれば全スイッチのZVS条件を導出できる。そこで、パワーフローが正方向のモードIとモードII終了時における高圧側のインダクタ電流について考える。図4.4(a)からモードI終了時には低圧側の半導体スイッチ(S_{wp}, S_{xn})、モードII終了時には高圧側の半導体スイッチ(S_{un}, S_{vp})がスイッチングする。したがって、上記4つのスイッチがZVSを達成するにはインダクタ電流の方向が正である必要がある。次に、パワーフローが負方向の場合、図3(b)からモードI終了時には高圧側の半導体スイッチ(S_{up}, S_{vn})、モードII終了時には低圧側の半導体スイッチ(S_{wn}, S_{xp})がスイッチングする。したがって、4つの半導体スイッチ(S_{up}, S_{vn}, S_{wn}, S_{xp})がZVSを達成するにはインダクタ電流の方向が負である必要がある。ただし、巻数比を考慮した入出力電圧の大小関係によって、電流方向が変化するモードが異なる点に注意する。まず、入力電圧が

第4章

瞬時損失最小モード切り替え法による1レグT形DABコンバータ

巻数比を考慮した出力電圧より大きい条件 $V_{in} > NV_{out}$ において、モードI終了時(パワーフローが負方向の場合はモードII終了時)の電流が入出力電圧の差分 $V_{in} - NV_{out}$ および位相差 δ によって電流方向が変化する。一方、入力電圧が巻数比を考慮した出力電圧より小さい条件 $V_{in} < NV_{out}$ において、モードII終了時(パワーフローが負方向の場合はモードI終了時)の電流が入出力電圧の差分によって電流方向が変化する。したがって、ZVS条件となる位相差は各モード終了時の電流式がZVS達成できる電流方向となる位相差 δ を計算することで導出でき、(4.12)式から(4.15)式で得られる。

条件1: $V_{in} \geq NV_{out}$ パワーフロー：正方向

$$i_{HV_FB_I}(\delta) > 0$$

$$\delta > \left(1 - \frac{NV_{out}}{V_{in}}\right) \frac{\pi}{2} \dots\dots\dots(4.12)$$

条件2: $V_{in} < NV_{out}$ パワーフロー：正方向

$$i_{HV_FB_II}(\pi) > 0$$

$$\delta > \left(1 - \frac{V_{in}}{NV_{out}}\right) \frac{\pi}{2} \dots\dots\dots(4.13)$$

条件3: $V_{in} \geq NV_{out}$ パワーフロー：負方向

$$i_{HV_FB_II}(\pi) < 0$$

$$\delta > \left\{1 - \frac{NV_{out}}{V_{in}}\right\} \frac{\pi}{2} \dots\dots\dots(4.14)$$

条件4: $V_{in} < NV_{out}$ パワーフロー：負方向

$$i_{HV_FB_I}(\delta) < 0$$

$$\delta > \left\{1 - \frac{V_{in}}{NV_{out}}\right\} \frac{\pi}{2} \dots\dots\dots(4.15)$$

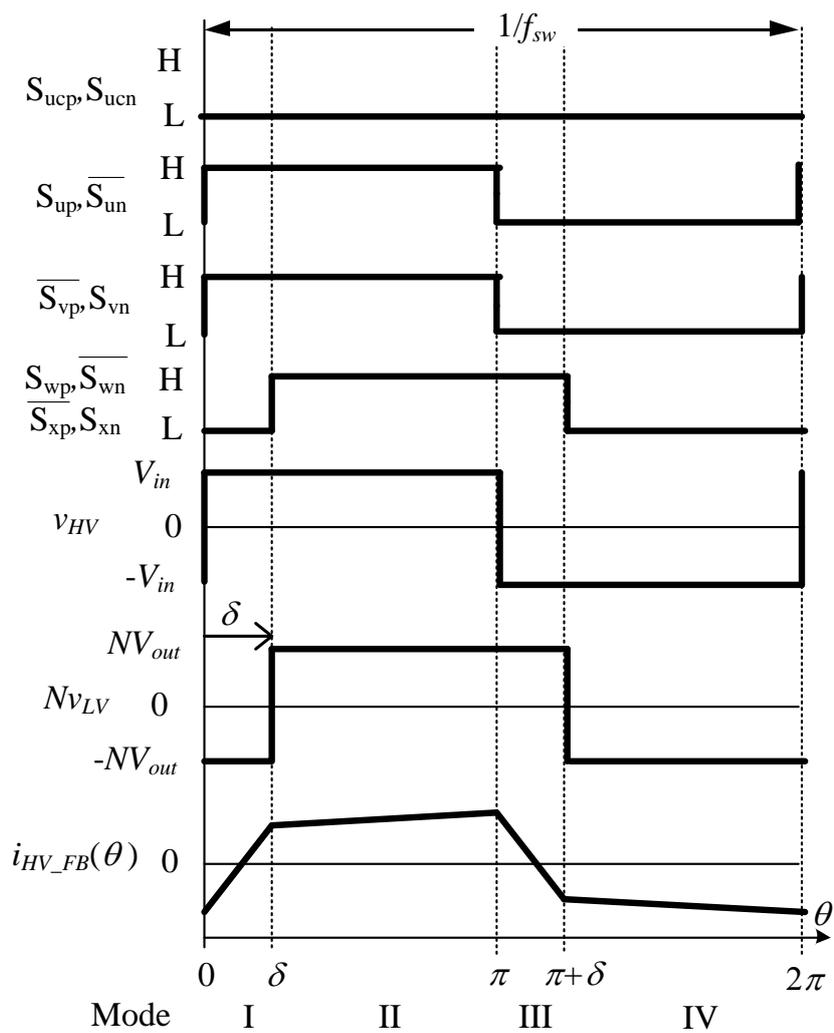
ここでは、寄生容量、デッドタイムおよび励磁電流によるインダクタ電流の影響は無視するものとする。(4.12)式から(4.15)式により、パワーフローに関わらず、電圧の大小関係によるZVS条件は同じとなる。また、巻数比を考慮した入出力電圧比 $NV_{out}/V_{in} \neq 1$ の場合にZVSを達成できる位相差の下限値が $\pi/2$ に近づくため、ZVS範囲が制限される。

次に高圧側のインダクタ電流実効値を導出する。高圧側のインダクタ電流実効値はスイ

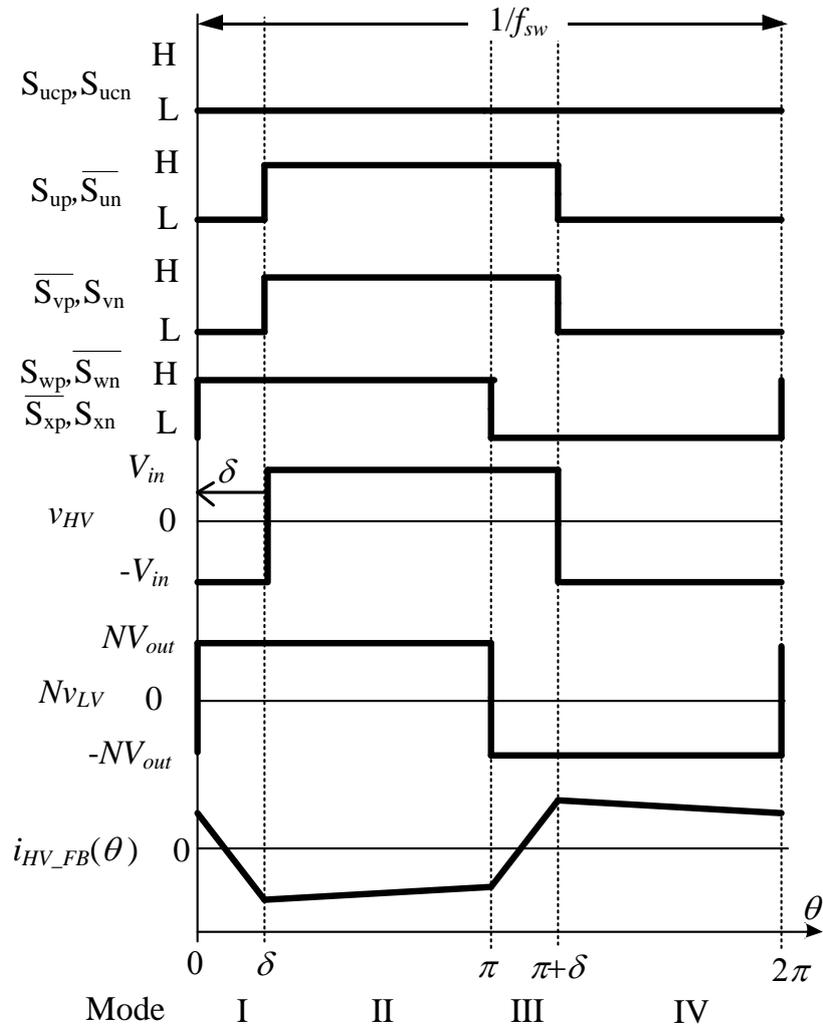
ツチング 1/2 周期中の 2 つのモードから導出できる。したがってモード I およびモード II の電流を用いて、双方向動作における高圧側のインダクタ電流実効値 I_{HV_FB} は(4.16)式で表される⁽²⁾。

$$\begin{aligned}
 I_{HV_FB} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \{i_{HV_FB}(\theta)\}^2 d\theta} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\delta} \{i_{HV_FB_I}(\theta)\}^2 d\theta + \int_{\delta}^{\pi} \{i_{HV_FB_II}(\theta)\}^2 d\theta \right]} \dots\dots\dots(4.16) \\
 &= \frac{\sqrt{NV_{in}V_{out}}}{\omega L} \sqrt{-\frac{2}{3\pi} \delta^3 + \delta^2 + \frac{\pi^2}{12} \frac{(V_{in} - NV_{out})^2}{NV_{in}V_{out}}}
 \end{aligned}$$

(4.16)式より、パワーフローに関わらず同じ電流実効値となる。巻数比を考慮した出力電圧と入力電圧の差 $V_{in} - NV_{out}$ に比例して、高圧側のインダクタ電流が増加する。したがって、FB モードは入出力電圧比と巻数比が一致する条件において広い負荷範囲で還流電流低減を達成できる。



(a) パワーフロー高圧側から低圧側(正方向)



(b) パワーフロー低圧側から高圧側(負方向)

図 4.4 FB モードのスイッチング 1 周期の動作波形

4.3.2 ハーフブリッジ(HB)モード

図4.5にHBモードにおけるスイッチング周期の動作波形を示す。HBモードのインバータ出力電圧振幅はFBモードに対して1/2となるため、FBモードの理論式にある入力電圧の項に1/2をかけることでHBモードの各理論式を導出できる。なお、FBモードと同様に、高圧側のインダクタ電流はスイッチング1/2周期であるモードIとモードIIを計算するのみでよい。2つのモードにおける高圧側のインダクタ電流 i_{HV_HB} は(4.17)式から(4.20)式で得られる。

・モードI($0 < \theta < \delta$) パワーフロー：正方向

$$i_{HV_HB_I}(\theta) = i_{HV_HB}(0) + \frac{(V_{in}/2 + NV_{out})}{\omega L} \theta \dots\dots\dots(4.17)$$

・モードII($\delta < \theta < \pi$) パワーフロー：正方向

$$i_{HV_HB_II}(\theta) = i_{HV_HB_I}(\delta) + \frac{(V_{in}/2 - NV_{out})(\theta - \delta)}{\omega L} \dots\dots\dots(4.18)$$

・モードI($0 < \theta < \delta$) パワーフロー：負方向

$$i_{HV_HB_I}(\theta) = i_{HV_HB}(0) - \frac{(V_{in}/2 + NV_{out})}{\omega L} \theta \dots\dots\dots(4.19)$$

・モードII($\delta < \theta < \pi$) パワーフロー：負方向

$$i_{HV_HB_II}(\theta) = i_{HV_HB_I}(\delta) + \frac{(V_{in}/2 - NV_{out})(\theta - \delta)}{\omega L} \dots\dots\dots(4.20)$$

インダクタ電流の初期値 $i_{HV_HB}(0)$ はモードII終了時の電流 $i_{HV_HB_II}(\pi)$ の絶対値と等しいことから(4.21)式および(4.22)式で得られる。

・パワーフロー：正方向

$$\begin{aligned} i_{HV_HB}(0) &= -i_{HV_HB_II}(\pi) \\ &= -\frac{1}{\omega L} \left\{ NV_{out}\delta + (V_{in}/2 - NV_{out})\frac{\pi}{2} \right\} \dots\dots\dots(4.21) \end{aligned}$$

・パワーフロー：負方向

$$i_{HV_HB}(0) = -i_{HV_HB_II}(\pi)$$

$$i_{HV_HB}(0) = -\frac{1}{\omega L} \left\{ -V_{in} \delta + (V_{in}/2 - NV_{out}) \frac{\pi}{2} \right\} \dots\dots\dots(4.22)$$

また、モードI終了時の電流は初期電流を用いて(4.23)式および(4.24)式で得られる。

・パワーフロー：正方向

$$i_{HV_HB_I}(\delta) = i_{HV_HB}(0) + \frac{(V_{in}/2 + NV_{out})}{\omega L} \delta$$

$$= \frac{1}{\omega L} \left\{ V_{in}/2 \delta - (V_{in}/2 - NV_{out}) \frac{\pi}{2} \right\} \dots\dots\dots(4.23)$$

・パワーフロー：負方向

$$i_{HV_HB_I}(\delta) = i_{HV_HB}(0) - \frac{(V_{in}/2 + NV_{out})}{\omega L} \delta$$

$$= -\frac{1}{\omega L} \left\{ NV_{out} \delta + (V_{in}/2 - NV_{out}) \frac{\pi}{2} \right\} \dots\dots\dots(4.24)$$

次に、伝送電力を導出する。FBモードと同様にインバータ出力電圧とインダクタ電流の積をスイッチング周期で積分することで導出すると、(4.25)式となる。

$$P_{tr_HB} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{HV_HB}(\theta) i_{HV_HB}(\theta) d\theta$$

$$= \frac{NV_{in} V_{out}}{2\omega L} \delta \left\{ 1 - \frac{|\delta|}{\pi} \right\} \dots\dots\dots(4.25)$$

また、パワーフローが負方向の場合は伝送電力が負となる。したがって、(4.25)式からHBモードの伝送電力はFBモードの半分となる。

次に、ZVS条件を導出する。FBモードと同様に入出力電圧の大小関係によって、電流方向が変化するモードが異なる。したがって、ZVSを達成できる位相差は(4.21)式および(4.22)式の電流方向が正、(4.23)式および(4.24)式の電流方向が負となる位相差 δ を解くことで導出でき、(4.26)式から(4.29)式となる。

第4章

瞬時損失最小モード切り替え法による1レグT形DABコンバータ

条件1: $V_{in}/2 \geq NV_{out}$ パワーフロー：正方向

$$i_{HV_HB_I}(\delta) > 0$$

$$\delta > \left(1 - \frac{2NV_{out}}{V_{in}}\right) \frac{\pi}{2} \dots\dots\dots(4.26)$$

条件2: $V_{in}/2 < NV_{out}$ パワーフロー：正方向

$$i_{HV_HB_II}(\pi) > 0$$

$$\delta > \left(1 - \frac{V_{in}}{2NV_{out}}\right) \frac{\pi}{2} \dots\dots\dots(4.27)$$

条件3: $V_{in}/2 \geq NV_{out}$ パワーフロー：負方向

$$i_{HV_HB_II}(\pi) < 0$$

$$\delta > \left(1 - \frac{2NV_{out}}{V_{in}}\right) \frac{\pi}{2} \dots\dots\dots(4.28)$$

条件4: $V_{in}/2 < NV_{out}$ パワーフロー：負方向

$$i_{HV_HB_I}(\delta) < 0$$

$$\delta > \left(1 - \frac{V_{in}}{2NV_{out}}\right) \frac{\pi}{2} \dots\dots\dots(4.29)$$

ただし、FBモードの場合と同様にデッドタイムおよび寄生容量によるZVS範囲の影響は無視するものとする。(4.26)式から(4.29)式により、巻数比を考慮した入出力電圧比 $NV_{out}/V_{in}=0.5$ となる場合、FBモードと比較して軽負荷でZVSを達成できる。

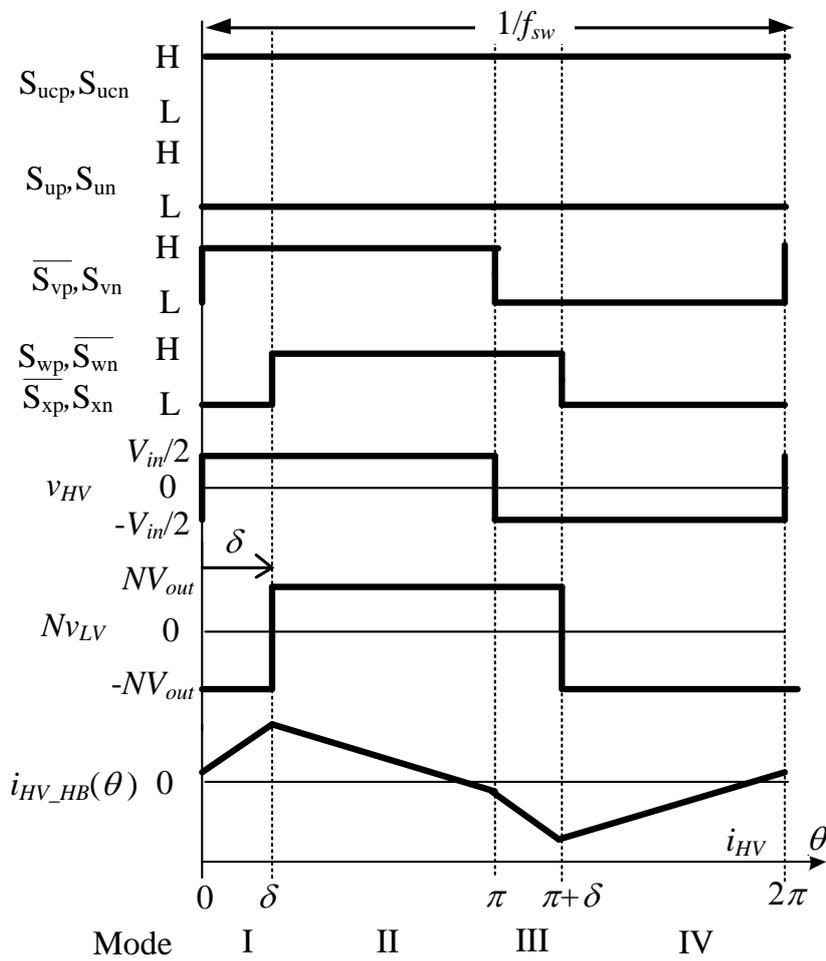
次に、高圧側のインダクタ電流の実効値を導出する。インダクタ電流実効値はスイッチング1/2周期中の2つのモードから導出できる。したがって、モードIおよびモードIIの電流を用いて、双方向動作における高圧側のインダクタ電流実効値 I_{HV_FB} は(4.30)式で表される。

$$I_{HV_HB} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \{i_{HV_HB}(\theta)\}^2 d\theta}$$

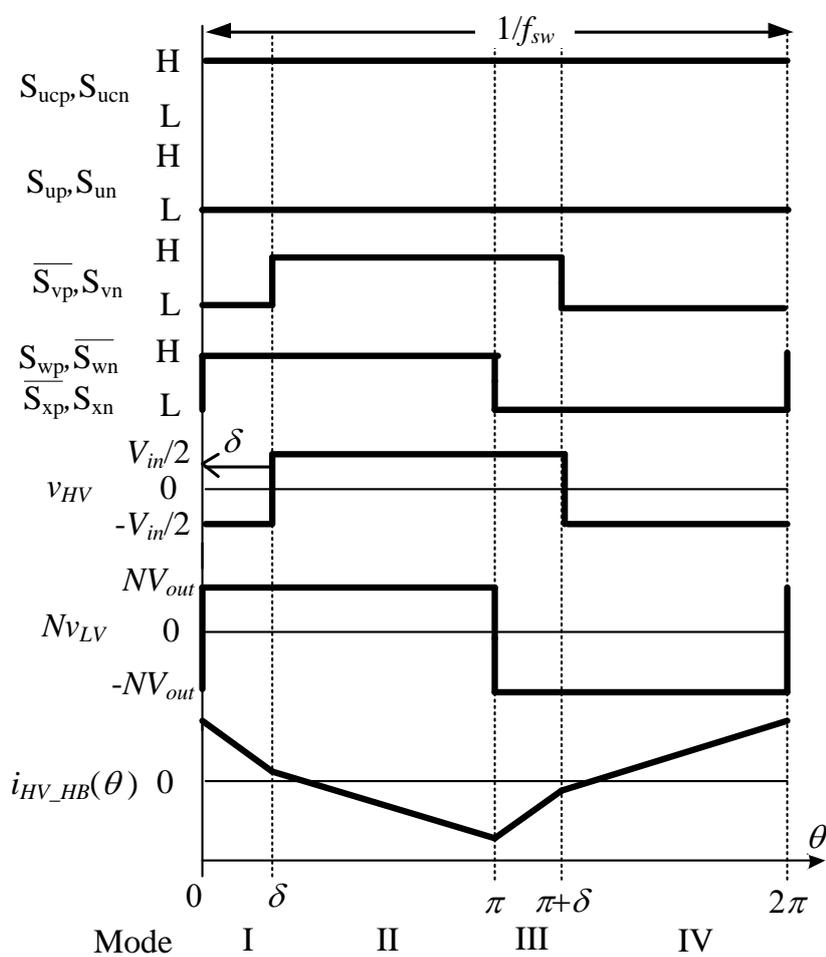
$$= \frac{\sqrt{NV_{out}V_{in}}}{\omega L} \sqrt{-\frac{\delta^3}{3\pi} + \frac{\delta^2}{2} + \frac{\pi^2}{12} \frac{(V_{in}/2 - NV_{out})^2}{NV_{out}V_{in}}} \dots\dots\dots(4.30)$$

(4.30)式より、巻数比を考慮した入出力電圧比 $NV_{out}/V_{in}=0.5$ の場合、HBモードさせるこ

とでインダクタ電流が最小となる。このように、入出力電圧比の変化に対して、FBモードとHBモード間で切り替えることによりZVS範囲の拡大、インダクタ電流の低減が可能である。



(a) パワーフロー高圧側から低圧側(正方向)



(b) パワーフロー低圧側から高圧側(負方向)

図 4.5 HB モードのスイッチング 1 周期の動作波形

4.4 瞬時損失最小モード切り替え法に適用する電圧制御法

4.4.1 負荷変動時のモード切り替え法

図4.6に瞬時損失最小モード切り替えを適用した電圧制御の制御ブロック図を示す。DSPでは電圧制御、モード切り替えのフラグおよび位相差の計算を行う。一方、field-programmable gate array (FPGA)ではアップダウンカウンタを用いたキャリア、位相シフトキャリア、スイッチング信号の生成を行う。モード切り替えを含めた電圧制御系はPI制御器により構成し、PI制御器の出力を電流指令値として各モードの位相差を計算する。まず、各モードの出力電流は各モードの伝送電力の理論式である(4.12)式および(4.25)式を出力電圧 V_{out} により除算することで導出できる。したがって、各パワーフローにおける各モードの位相差を δ_{FB} 、 δ_{HB} とすると、各モードの出力電流 I_{out_FB} 、 I_{out_HB} は(4.31)式および(4.32)式となる。

$$I_{out_FB} = \frac{P_{r_FB}}{V_{out}} = \frac{NV_{in}}{\omega L} \left\{ \delta_{FB} - \frac{\delta_{FB}^2}{\pi} \right\} \dots\dots\dots(4.31)$$

$$I_{out_HB} = \frac{P_{r_HB}}{V_{out}} = \frac{NV_{in}/2}{\omega L} \left\{ \delta_{HB} - \frac{\delta_{HB}^2}{\pi} \right\} \dots\dots\dots(4.32)$$

ただし、パワーフローが負方向となる場合は出力電流が負となる。なお、(4.31)式および(4.32)式から位相差 δ_{FB} 、 δ_{HB} の二乗項があるため、DABコンバータのモデルは非線形となる。そのため、制御器内で非線形性を補償する必要がある。そこで、(4.31)式および(4.32)式を各モードの位相差について解くと各パワーフローにおける所望の出力電流となる各モードの位相差 δ_{FB} 、 δ_{HB} は(4.33)式から(4.36)式で表される。

条件1 パワーフロー：正方向($I_{out_FB} > 0$, $I_{out_HB} > 0$)

$$\delta_{FB} = \frac{\pi}{2} \left\{ 1 - \sqrt{1 - \frac{8f_{sw}L|I_{out_FB}|}{NV_{in}}} \right\} \dots\dots\dots(4.33)$$

$$\delta_{HB} = \frac{\pi}{2} \left\{ 1 - \sqrt{1 - \frac{16f_{sw}L|I_{out_HB}|}{NV_{in}}} \right\} \dots\dots\dots(4.34)$$

条件2 パワーフロー：負方向 ($I_{out_FB} < 0, I_{out_HB} < 0$)

$$\delta_{FB} = -\frac{\pi}{2} \left\{ 1 - \sqrt{1 - \frac{8f_{sw}L|I_{out_FB}|}{NV_{in}}} \right\} \dots\dots\dots(4.35)$$

$$\delta_{HB} = -\frac{\pi}{2} \left\{ 1 - \sqrt{1 - \frac{16f_{sw}L|I_{out_HB}|}{NV_{in}}} \right\} \dots\dots\dots(4.36)$$

PI制御器の出力を所望の出力電流として(4.33)式および(4.36)式に代入することで、DABコンバータ回路モデルの非線形を補償できる。次に、各モードをシームレスに切り替えるためにはモード切り替え時の出力電流が一致すればよい。そこで、モード切り替え時に同じ出力電流となるように位相差を変えることでシームレスにモードを切り替えることができる。したがって、提案制御は非線形補償およびシームレスなモード切り替えにより、モードに関係なく電圧制御のPIゲインと出力側キャパシタのみで応答を決定することができる。

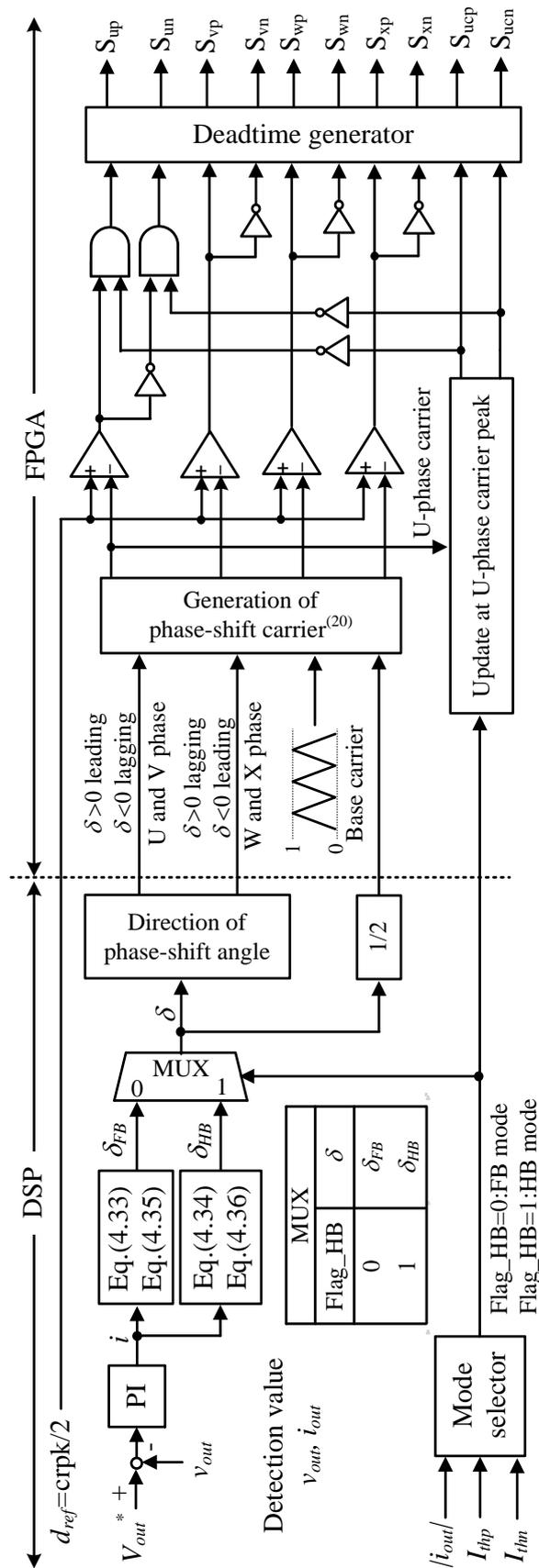


図4.6 モード切り替えを含めた電圧制御ブロック図

4.4.2 モード切り替え時のトランス電流直流重畳抑制法

各モード切り替え時にはキャパシタ C_p, C_n の短絡を防止するために、双方向スイッチ S_{ucp}, S_{ucn} と上下アーム S_{up}, S_{un} のゲート信号にデッドタイムを設ける。また、モード切り替え時および位相差指令値変更時に直流重畳が発生する。モード切り替え時の直流重畳を抑制するために、モード切り替え前後で高圧側および低圧側のインダクタ電流の瞬時値が一致する位相 θ を導出する。まず、各モードにおけるモード II の電流値が一致する位相 θ について解くことで(4.37)式および(4.38)式となる。

パワーフロー：正方向

$$i_{HV_FB_II}(\theta) = i_{HV_HB_II}(\theta) \dots\dots\dots(4.37)$$

$$\theta = \frac{\pi}{2}$$

パワーフロー：負方向

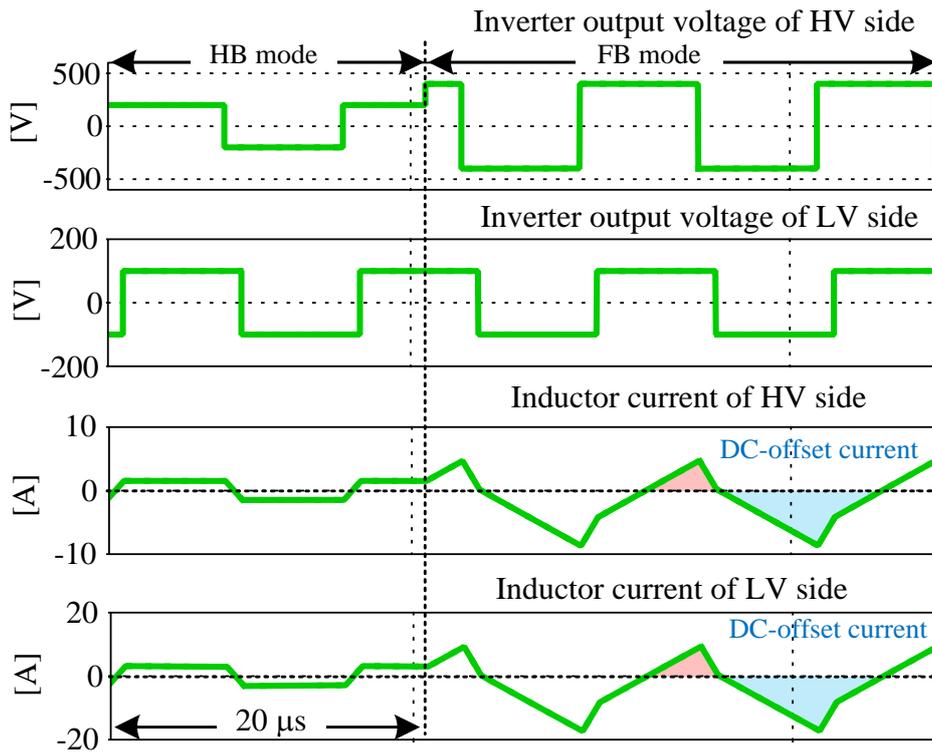
$$i_{HV_FB_II}(\theta) = i_{HV_HB_II}(\theta) \dots\dots\dots(4.38)$$

$$\theta = \frac{\pi}{2} + \delta$$

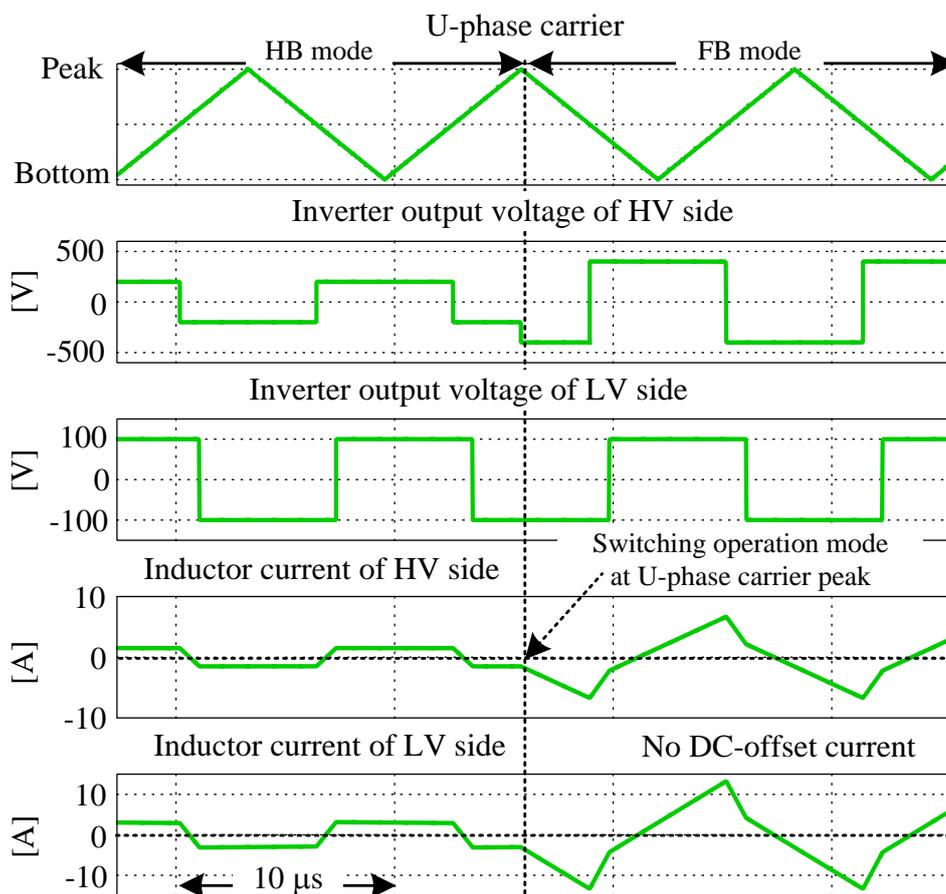
(4.37)式および(4.38)式から入出力電圧やインダクタンスのパラメータに関係なく **HB** モードと **FB** 動作の電流値が一致する。さらに、交流波形であるため、半周期後にも各モードの電流瞬時値が一致する。また、図 4.4 および図 4.5 から位相差に関わらず、各タイミングは U 相キャリアピークおよびボトムタイミングとなり、これらのタイミングでモードを切り替えることで位相差に関わらず、直流重畳を抑制できる。

図 4.7 にモード切り替え時の過渡動作波形を示す。図 4.7(a)では切り替えのタイミングが U 相キャリアのピークと同期しない波形、図 4.7(b)は切り替えのタイミングが U 相キャリアのピークと同期した波形である。図 4.7(b)のようにインダクタ電流の瞬時値を考慮せずにモードを切り替えるとインダクタ電流に直流重畳が発生する。ただし、モード切り替えにより発生した直流重畳は磁気部品や半導体スイッチが持つ抵抗により定常状態ではゼロとなる。なお、測定時間はモード切り替え時に発生する直流重畳を確認するために直流重畳がゼロに低減するまでの時間より非常に短い。しかし、**HB** モードから **FB** モードへの切り替えでは、キャパシタ C_p, C_n がトランスに対して直列接続とならず、直流成分は磁気部

品に重畳するため、磁気部品や半導体スイッチの瞬時損失増加を招く。一方、図4.7(b)のようにU相キャリアピークのタイミングでモードを切り替えることでモード切り替え時の直流重畳を抑制できる。



(a) モード切り替えタイミング：キャリア非同期



(b)モード切り替えタイミング：キャリアピーク同期

図 4.7 モード切り替え時の過渡動作波形

図4.8にモード切り替えおよび位相差変更時の過渡動作波形を示す。キャリアの生成はFPGAによるアップダウンカウントにより生成し、位相差指令値の変更はキャリアのピークもしくはボトムのタイミングでカウント値を変えることで達成している。また、進み位相のキャリアはカウント値変更後にダウンカウント、遅れ位相ではカウント値変更後にアップカウントを用いることで生成できる。

提案制御法に使用する位相指令値更新方法は高圧側キャリアと低圧側キャリアの位相差が指令値 δ と一致するように高圧側インバータのキャリアであるU相およびV相キャリアを基準キャリアに対して $\delta/2$ 進み、低圧側インバータのキャリアであるW相およびX相キャリアを基準キャリアに対して $\delta/2$ 遅れとなるように与える。さらに、基準キャリアピークのタイミングでU相とW相キャリア、基準キャリアボトムのタイミングでV相とX相キャリアの位相を更新することで位相差指令変更時におけるインダクタ電流の直流重畳を抑制できる^③。なお、電力方向が反転すると位相シフト量は高圧側インバータキャリアが $\delta/2$ 遅れ、低圧側インバータキャリアが $\delta/2$ 進みとなるように与える。モード切り替え前後で同じ伝送電力を出力するため、スイッチング1周期中にモード切り替えと位相差指令値の変更が必要である。したがって、モード切り替え時にU相キャリアピークのタイミングで1回、位相差指令値変更時に基準キャリアピークとボトムのタイミングで2回となり、合計3回に分けて変更する。なお、モード切り替えのタイミングと位相差の更新タイミングは異なるため、位相差指令値の変更とモード切り替えおよび位相差指令値の変更がスイッチング1周期中に発生しても直流重畳を抑制できる。

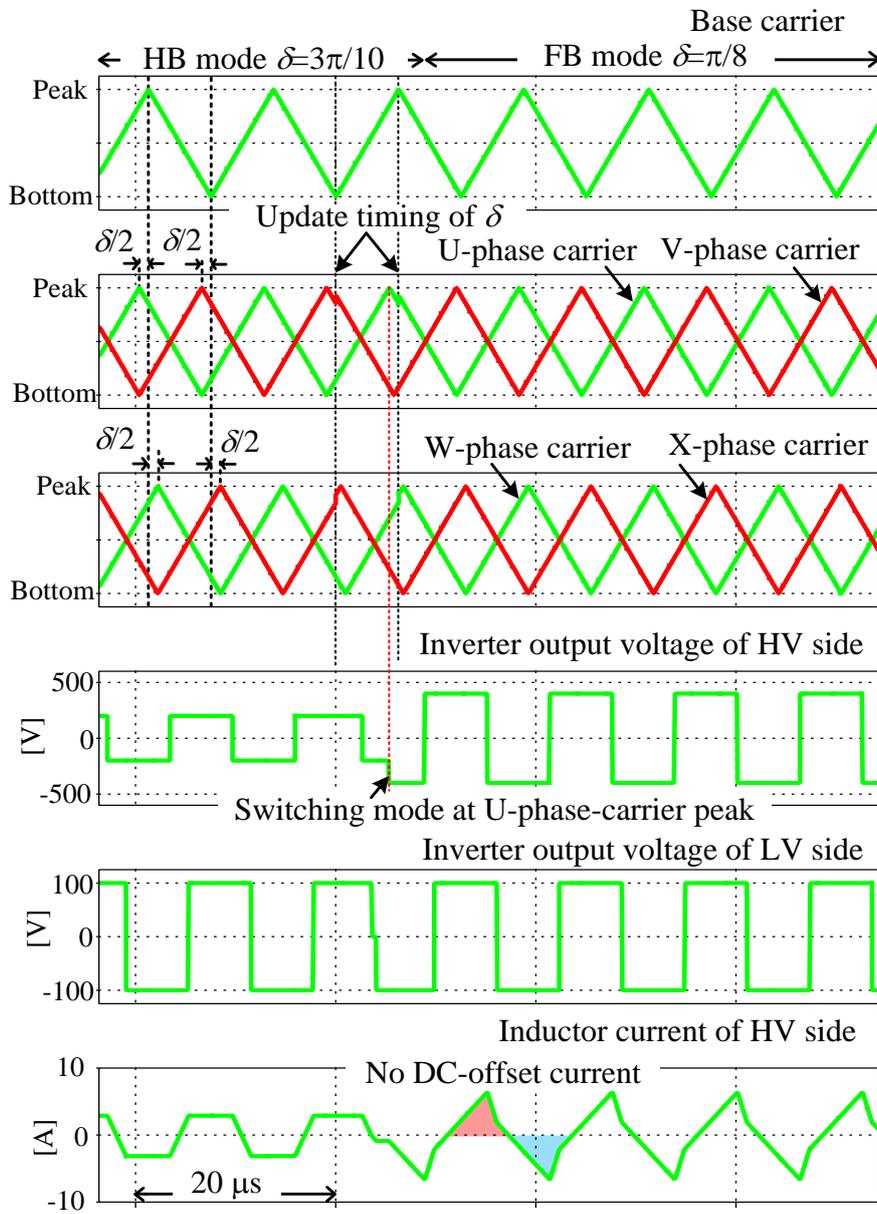


図4.8 モード切り替えおよび位相差変更時の過渡動作波形

4.5 瞬時損失最小モード切り替え法による瞬時損失低減効果

本章では、表 4.1 に示す実験条件を用いた定格 1.5kW の試作器により提案制御の妥当性を検証する。試作器では、高周波トランスを密結合に設計しており、漏れインダクタンスのみでは定格電力となる位相差が小さく、位相シフト量の分解能が低下するため、追加インダクタンスをトランスの高圧側に直列接続している。また、モードに関わらず、比例ゲインを 0.2 A/V、積分時間を 100 ms に設定している。なお、モード切り替え時のしきい値は 4.5 A とし、ヒステリシス幅を考慮すると FB モードから HB モードへの切り替えでは 4 A、HB モードから FB モードへの切り替えでは 5 A に設定している。ただし、切り替え点となる出力電流は実験的に導出している。損失解析による切り替え点の導出は今後の課題とする。試作器の高圧側には SCH2080KE(定格電圧 1200 V、定格電流 40 A、オン抵抗 80 mΩ, ROHM Semiconductor)、低圧側には SCT3030AL(定格電圧 650 V、定格電流 70 A、オン抵抗 30 mΩ, ROHM Semiconductor)を採用している。

表 4.1 1 レグ T 形 DAB コンバータの実験条件

Element	Symbol	Value
Rated power	P_{rated}	1.5 kW@ $V_{out}=200$ V
DC voltage in HV side	V_{in}	400 V
DC voltage in LV side	V_{out}	200 V, 100V
Dead time at HV side	$T_{d_{HV}}$	125 ns
Dead time at LV side	$T_{d_{LV}}$	100 ns
External inductance	L_{ex}	101 μ H
Leakage inductance	l	23.1 μ H
Magnetizing inductance	L_m	10.8 mH
Swiching frequency	f_{sw}	80 kHz
Sampling frequency	f_{samp}	20 kHz
Propotional gain	K_p	0.2 A/V
Integral time	T_i	100 ms
Output capacitance	C_{out}	40 μ F
Unit capacitance constant ⁽⁵⁾	H	267 μ s @ $V_{out}=100$ V, $P_{out}=750$ W
Threshold output current for switching operation mode		4.5 A \pm 0.5 A(Hysteresis width)
Transformer		HV side: Litz wire $\phi 0.1*150$ LV side: Litz wire $\phi 0.1*150*2$ N87 ETD 59 (EPCOS) $N_1:N_2=38:19$
External Inductor		Litz wire $\phi 0.1*150$ N87 ETD 59 (EPCOS) Gap: 2.5 mm, Turn number: 23

4.5.1 定常動作波形

図4.9に公称電圧時の定格動作波形を示す。図4.9からFBモードにより定格電力での動作を達成していることがわかる

図4.10に入力電圧400V、出力電圧150V時における各モードの波形を示す。ここで、図4.10(a)はFBモード、図4.10(b)はHBモードとなる。図4.10より、高圧側インバータ出力電圧の振幅がモードによって変化していることがわかる。また、HBモードに切り替えたとしてもFBモードに比べて高圧側および低圧側のインダクタ電流実効値が増加する。これは各モードの電流実効値を表す(4.16)式および(4.30)式からトランス印加電圧低下による電流の増加量が大きいため、高圧側および低圧側のインダクタ電流が増加している。

図4.11に出力電圧条件を100Vに変更した際の各モードの波形を示す。図4.11より、出力電圧が1/2に低下した条件であっても、HBモードに切り替えることでFBモードと比較して高圧側のインダクタ電流実効値を39.5%低減していることを確認した。これは(4.30)式からHBモード時では巻数比を考慮した入出力電圧の差 $V_{in}/2 - NV_{out}$ がゼロとなり、FBモードに比べて電流実効値が低減できるためである。

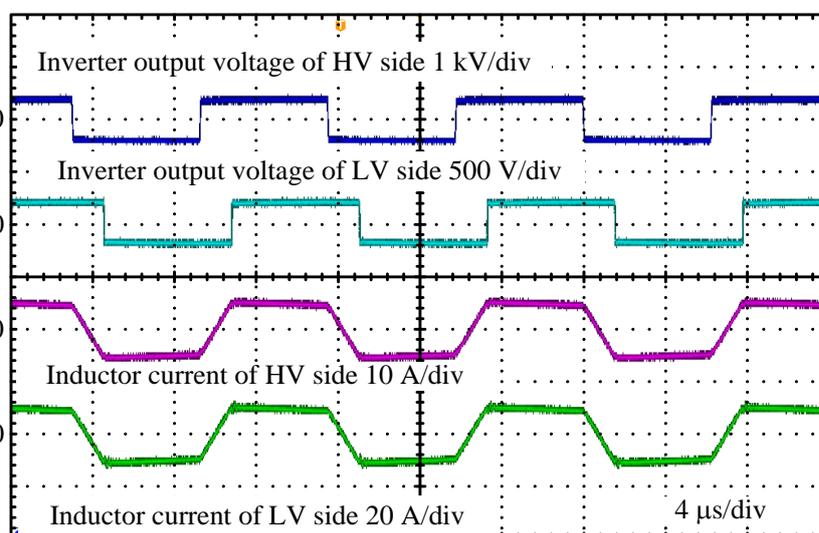
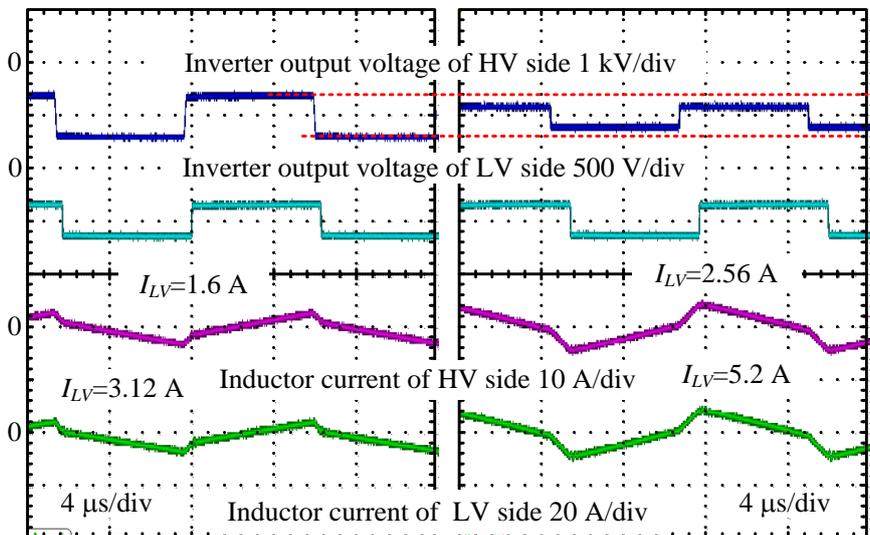
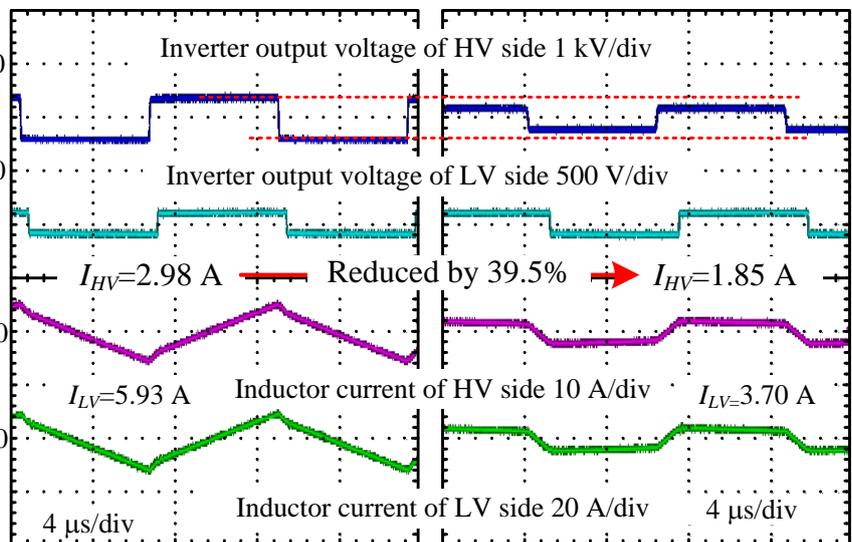


図4.9 FBモードを用いた公称電圧時の定格動作波形



(a) FB モード@ $P_{out}=300\text{ W}$ (b) HB モード@ $P_{out}=300\text{ W}$

図 4.10 入力電圧 400 V, 出力電圧 150 V 時における各モードの動作波形



(a) FB モード@ $P_{out}=350\text{ W}$ (b) HB モード@ $P_{out}=350\text{ W}$

図 4.11 入力電圧 400 V, 出力電圧 100 V 時における各モードの動作波形

4.5.2 効率特性

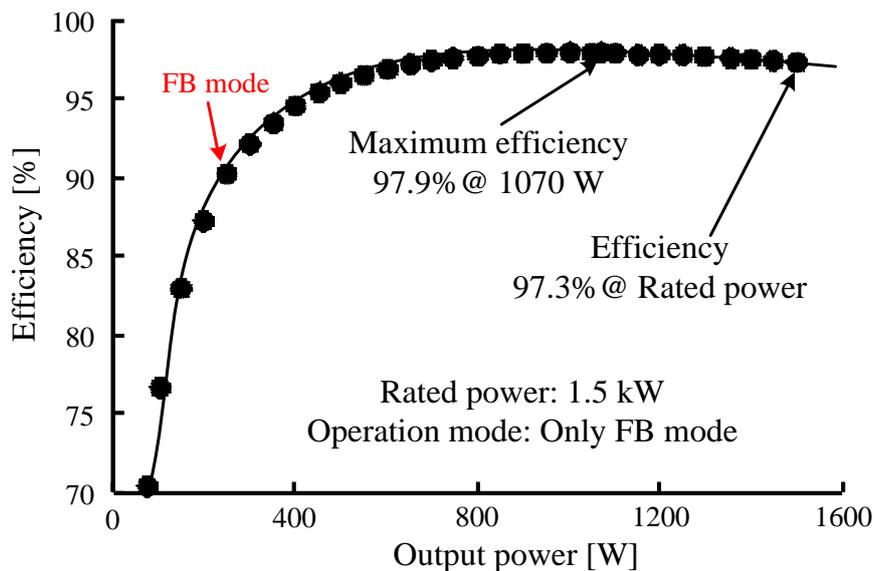
図 4.12 に出力電圧の変動に対する効率特性を示す。図 4.12(a)は出力電圧 200V 時、図 4.12(b)は出力電圧 150V 時、図 4.12(c)は出力電圧 100V 時の効率特性である。図 4.12(a)から公称電圧時に出力電力 947W にて最大効率 97.9%、定格電力時にて効率 97.3%を達成した。また、図 4.12(b)では、最大効率 98.2%を達成した。しかし、全負荷領域で HB モードより FB モードの効率が高い。これは導通損失およびスイッチング損失増加が FB モードの効率低下の要因である。まず、巻数比を考慮した入出力電圧比(V_{in}/NV_{out})が 1 に近いため、HB モードによる高圧側および低圧側のインダクタ電流の低減により、トランス電圧の低下による高圧側および低圧側のインダクタ電流の増加量が大きいため、導通損失が増加する。さらに、図 4.12(a)および(b)から HB モードでは高圧側スイッチ、FB モードでは低圧側スイッチがハードスイッチングとなる。また、スイッチング時の電流もほぼ同じであるため、高圧側がハードスイッチングとなる HB モードのスイッチング損失が増加する。一方、図 4.12(c)では、出力電圧が 1/2 に低下したとしても HB モードに適用することで FB モードと比較して、出力電力 250W 時の損失を最大 62.3%低減していることを確認した。また、出力電力 500W に各モードの効率切り替え点があり、その点でモードを切り替えることで広い負荷範囲で高効率なモードを達成できる。さらに、HB モードを適用することで FB モードのみと比較して ZVS 範囲を拡大している。

図 4.13 に入力電圧 350V および 300V 時における効率特性を示す。図 4.13(a)は入力電圧 350V、出力電圧 150V、図 4.13(b)は入力電圧 350V、出力電圧 100V、図 4.13(c)は入力電圧 300V、出力電圧 150V、図 4.13(d)は入力電圧 300V、出力電圧 100V 時の効率特性である。なお、図 4.13(a)および(c)の実験条件では入出力電圧比が 1 に近いため、FB モードのみを使用し、最大効率 98.2%を達成している。次に、図 4.13(b)から、入力電圧が変動したとしても HB モードを適用することで軽負荷動作時の損失を最大 43.4%低減している。また、出力電力 407W に各モードの効率切り替え点があり、その点でモードを切り替えることで広い負荷範囲で高効率化を達成できる。しかし、図 4.13(d)では、入出力電圧比が 0.5 付近であっても FB モードと HB モードの効率がほぼ一致している。この理由として、軽負荷領域では電流低減効果があったとしても、HB モード時にハードスイッチングとなるインバータが高圧側となるため、スイッチング損失の増加が原因である。次に、HB モードにお

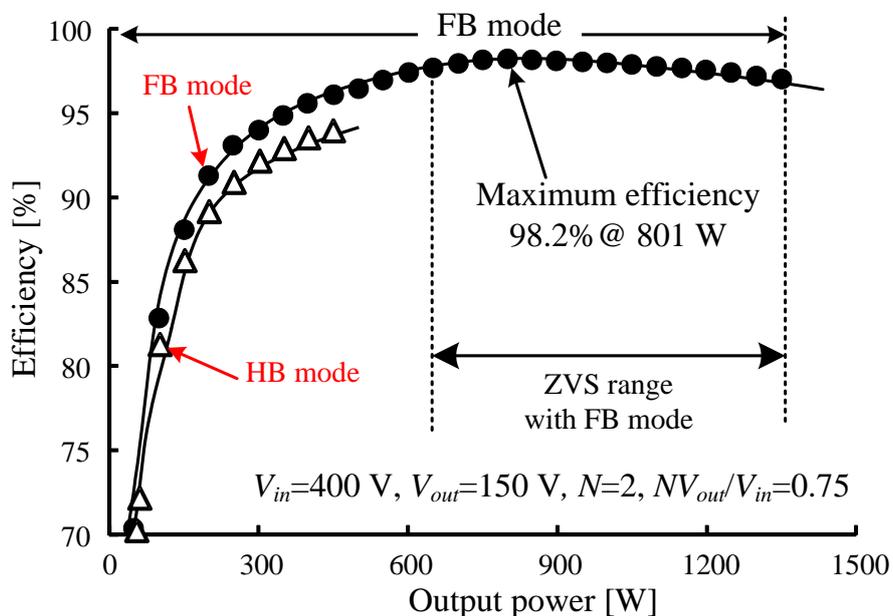
第4章

瞬時損失最小モード切り替え法による1レグT形DABコンバータ

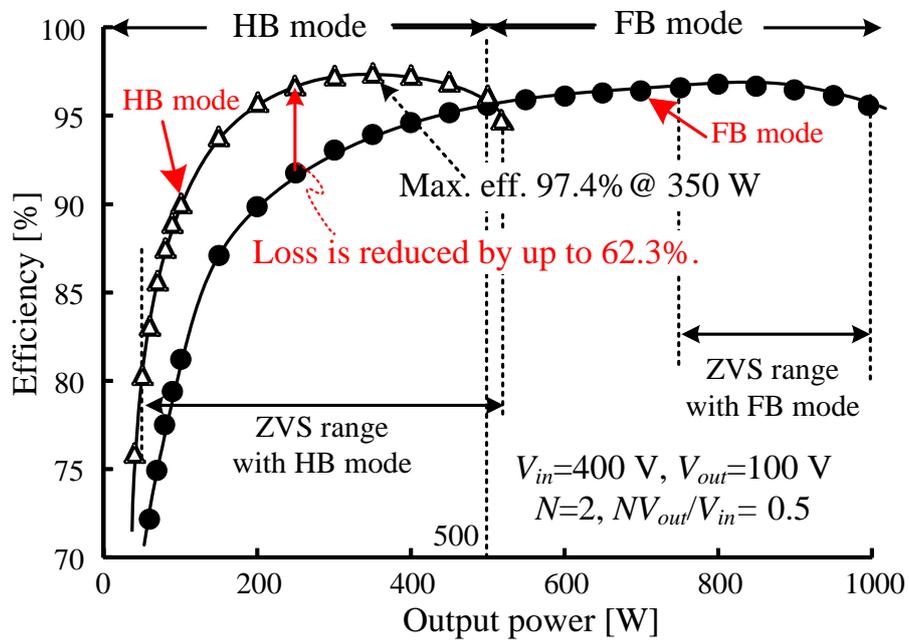
いてZVSを達成している中負荷領域では、同じ電力の場合、HBモードはFBモードに対して電流実効値が大きくなるため、導通損失が増加する。なお、試作器では、高圧側インバータすべて同じスイッチを使用しているため、双方向スイッチには低耐圧スイッチを適用できるため、低オン抵抗化によりHBモードの効率改善が可能である。



(a) $V_{in}=400\text{ V}$, $V_{out}=200\text{ V}$, $NV_{out}/V_{in}=1.0$

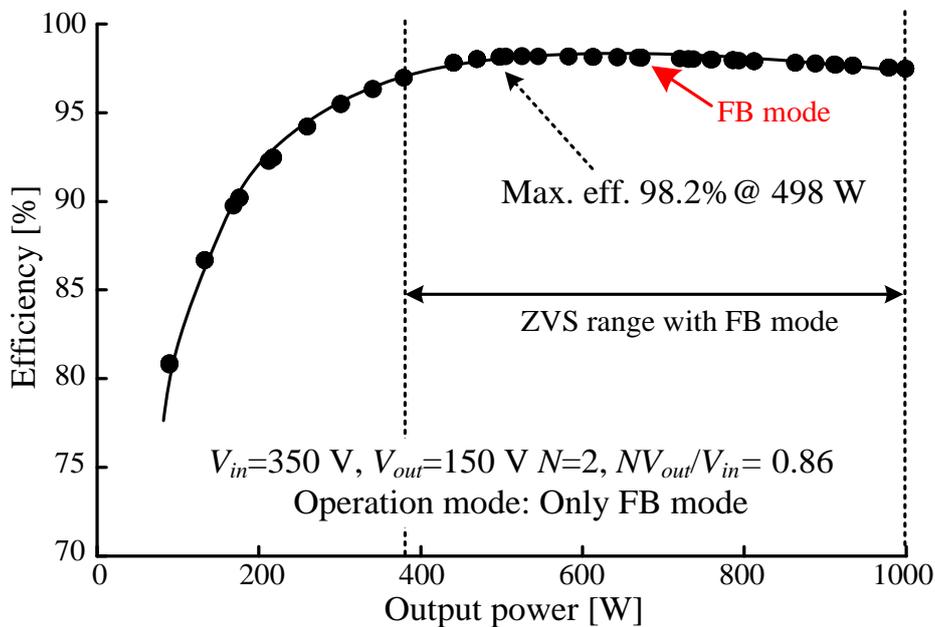


(b) $V_{in}=400\text{ V}$, $V_{out}=150\text{ V}$, $NV_{out}/V_{in}=0.75$

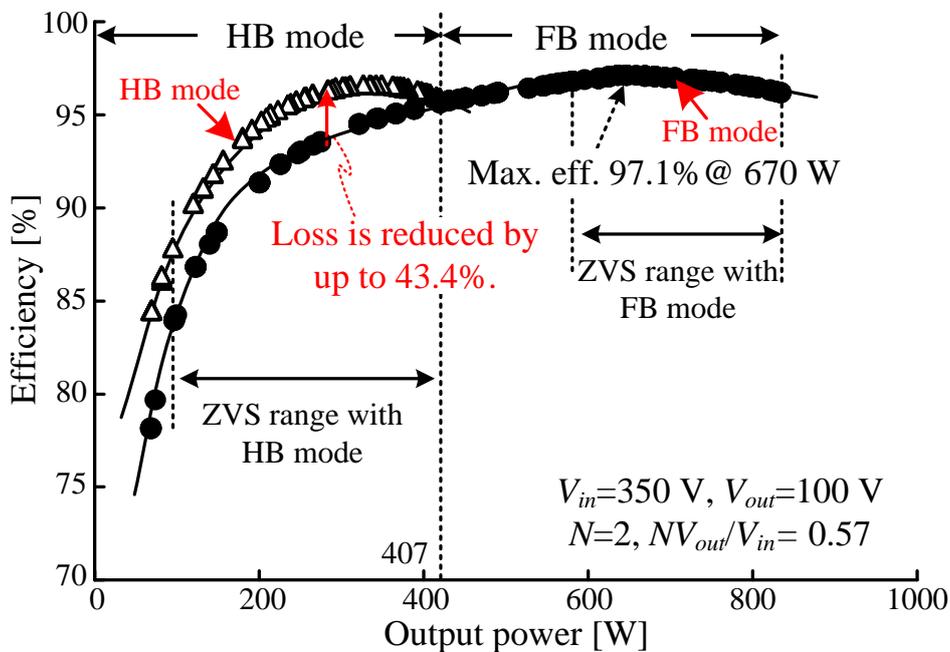


(c) $V_{in}=400\text{ V}, V_{out}=100\text{ V}, NV_{out}/V_{in}=0.5$

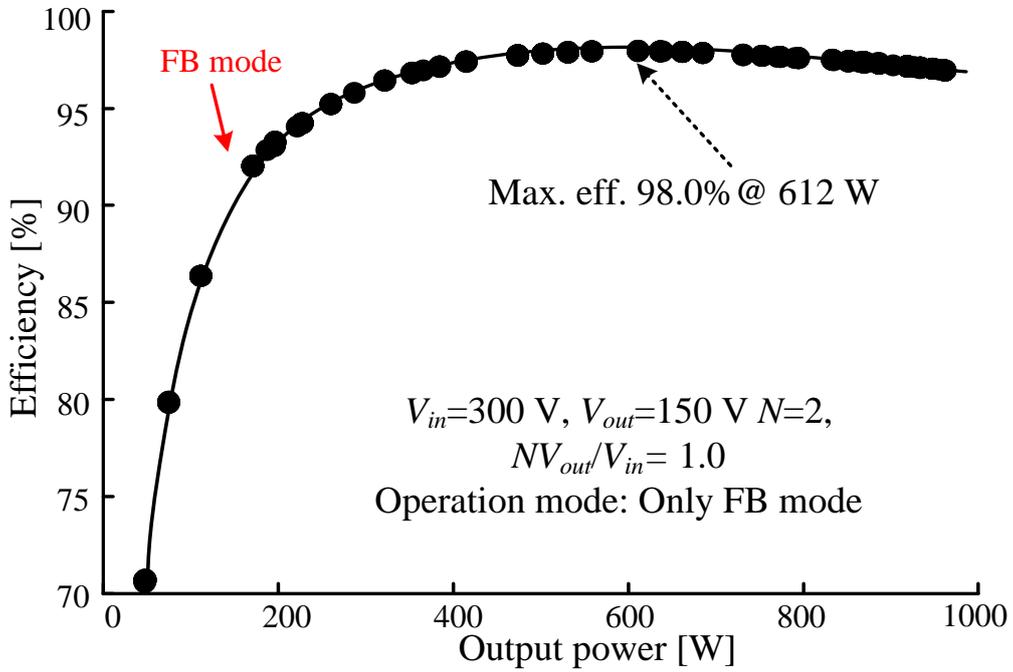
図 4.12 入力電圧 400V 時における各モードの効率特性



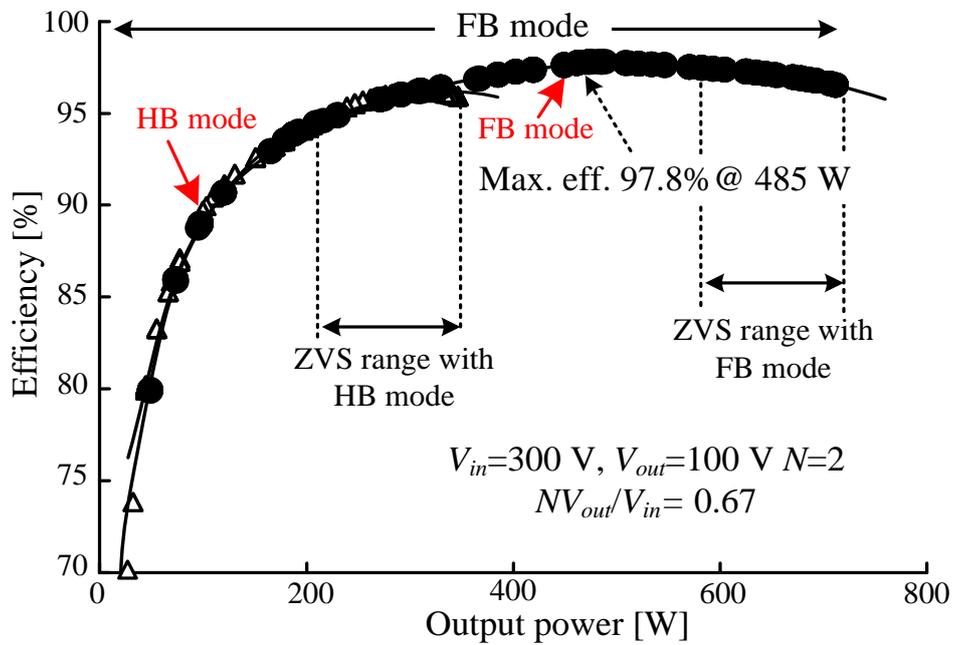
(a) $V_{in}=350 \text{ V}, V_{out}=150 \text{ V}, NV_{out}/V_{in}=0.86$



(b) $V_{in}=350 \text{ V}, V_{out}=100 \text{ V}, NV_{out}/V_{in}=0.57$



(c) $V_{in}=300\text{ V}, V_{out}=150\text{ V}, NV_{out}/V_{in}=1.0$



(d) $V_{in}=300\text{ V}, V_{out}=100\text{ V}, NV_{out}/V_{in}=0.67$

図 4.13 入力電圧 350 V および 300 V 時における各モードの効率特性

4.5.3 損失解析結果およびモード切り替え時の瞬時損失低減効果

図4.14に軽負荷動作時におけるFBモードとHBモードの損失解析結果を示す。なお、解析の条件は図4.12(c)の実験条件を用いている。また、半導体の導通損失は4.3節で導出した電流実効値および半導体スイッチのオン抵抗から導出している。次に、スイッチング損失は4.3節で導出したスイッチング時の電流および直流電圧値を用いて、半導体スイッチのスイッチング損失のデータシートに基づいて導出した。一方、磁気部品の損失はGecko Magnetics[®]を用いて表皮効果および近接効果を考慮した銅損および非正弦波励磁を考慮した鉄損を導出している。図4.14からFBモードでは高圧側と低圧側のスイッチング損失が大きいことがわかる。これは、還流電流の増加によって高圧側のターンオフ損失増加および低圧側のハードスイッチング動作となることが原因である。一方、HBモードを用いることで、還流電流を低減することでスイッチング損失を低減している。これにより、軽負荷時の瞬時損失の増加の原因である還流電流を低減し、全体の効率を改善していることがわかる。

図4.15に瞬時損失最小モード切り替え法を用いた場合のモード切り替え時の瞬時損失低減効果を示す。また、図4.15(a)はT形レグのキャリアの midpoint でモードを切り替えた結果、図4.15(b)に提案するT形レグのキャリアピークでモードを切り替えた結果である。なお、モード切り替え前後で伝送電力を一致させるために、HBモードからFBモードへの切り替え時に位相差指令値を半分になっている。図4.15(a)ではモード切り替え時においてトランス電流に直流重畳が発生し、切り替え時の電流ピーク値が定常動作の電流ピーク値に対して2倍に増加している。一方、図4.15(b)は提案する瞬時損失最小モード切り替え法によりモード切り替え時の直流重畳抑制でき、ピーク値は定常時と一致している。また、モード切り替えはスイッチング周期の半分で整定していることがわかる。

以上のことから、瞬時損失増加の原因となる電圧変動時の還流電流低減かつモード切り替え時のトランス電流の直流重畳抑制を両立し、瞬時損失の最小化を達成している。

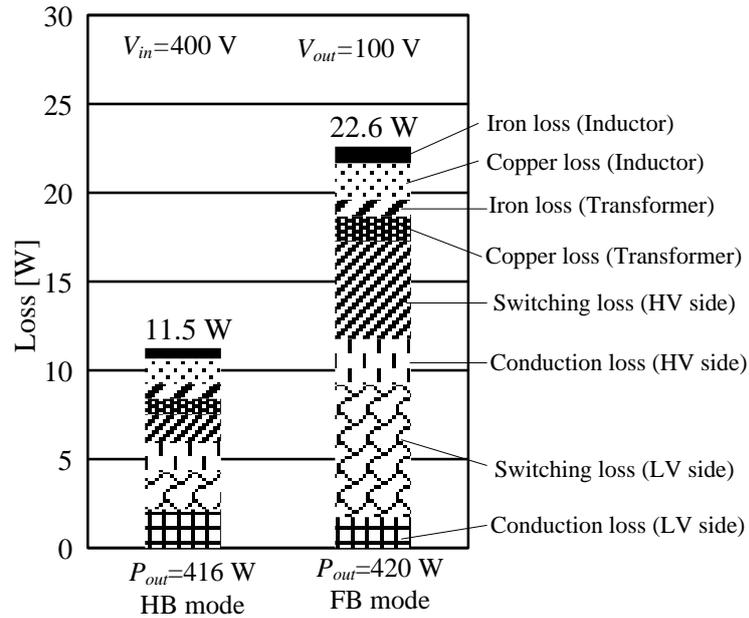
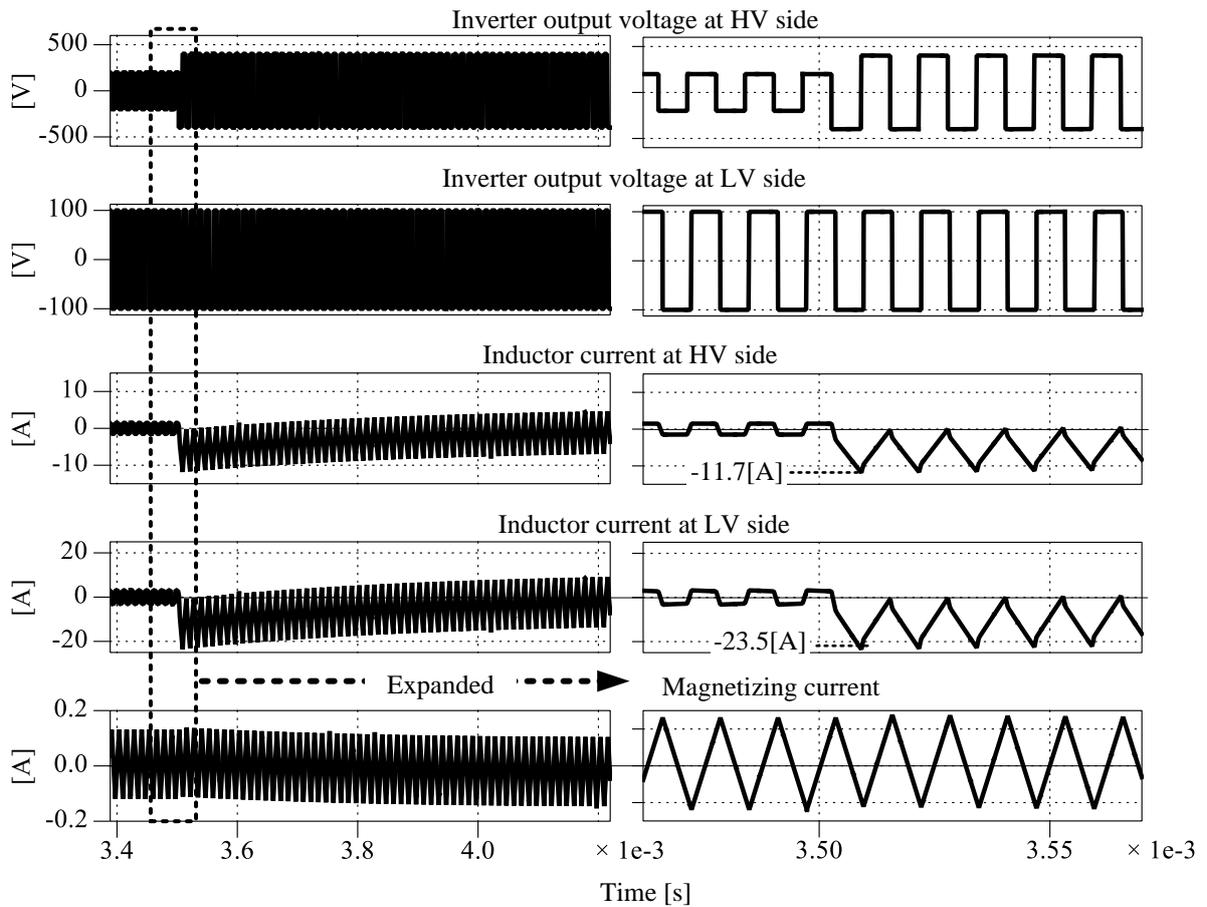
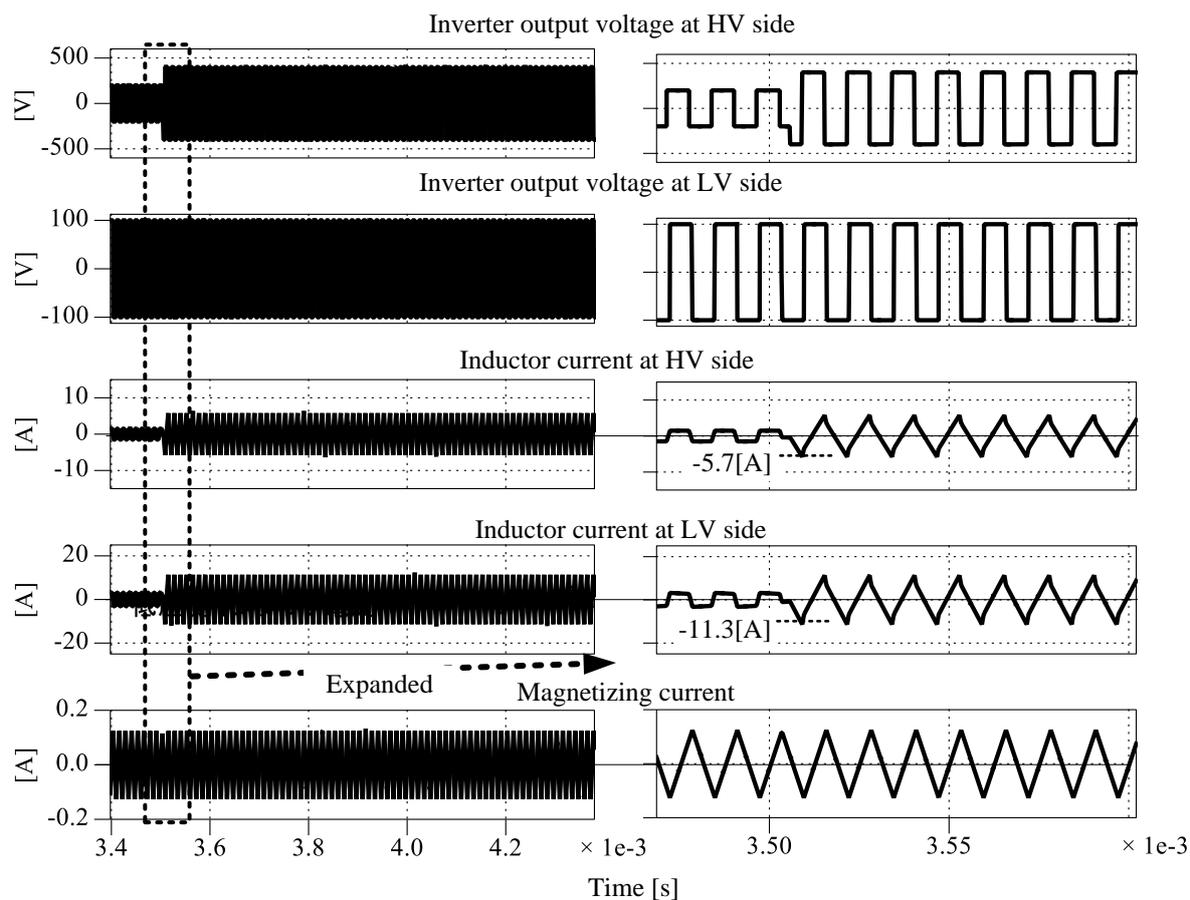


図 4.14 損失解析結果



(a) 従来法によるモード切り替え時の過渡応答



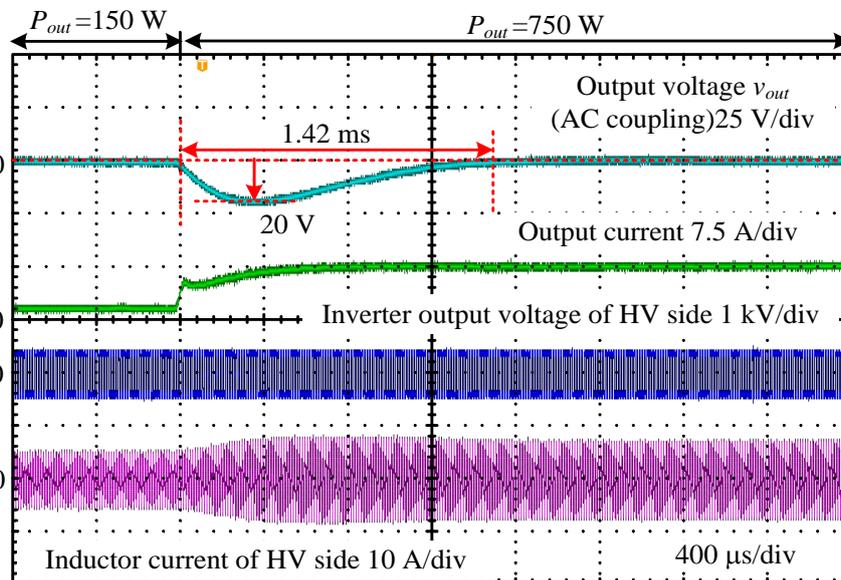
(b) 瞬時損失最小モード切り替え法によるモード切り替え時の過渡応答

図 4.15 モード切り替え時の瞬時損失低減効果

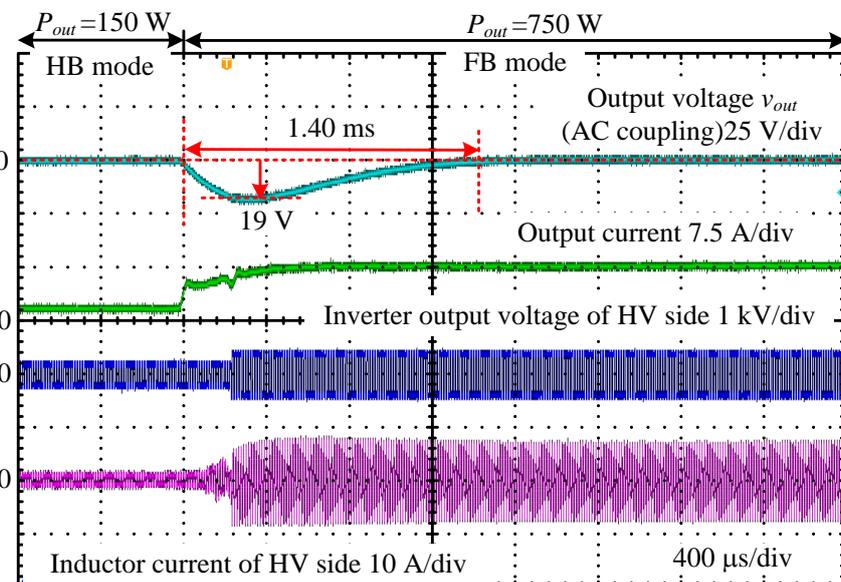
4.5.4 負荷ステップ応答

図 4.16 に瞬時損失最小モード切り替え適用前後における負荷変動時の出力電圧応答を示す。図 4.16(a)および(b)は軽負荷から重負荷にステップ応答である。一方、図 4.16(c) および(d)は重負荷から軽負荷のステップ応答である。なお、図 4.16(a)および(c)はFBモードのみ、図 4.16(b)および(d)はモード切り替えを用いた結果である。ただし、実験条件は入力電圧 400V、出力電圧 100V である。図 4.16(a)および(b)を比較すると、出力電圧のアンダーシュート量および整定時間が誤差 5%以下で一致した。また、モード切り替え時に高圧側のインダクタ電流の直流重畳や出力電流に大きな変化がないことから、シームレスなモード切り替えを達成できていることがわかる。図 4.16(c)および(d)も同様に、モード切り替え法とFBモードのみを比較すると出力電圧のオーバーシュート量および整定時間が最大誤差 7%以下で一致した。以上の結果から、モード切り替え時においても電圧制御の応答が大きく変化しないことがわかる。なお、提案制御法は各モードの位相差を計算する際にインダクタンスを必要とする。しかし、一般的にコアは温度や形状によってインダクタンス値が大きく変化する。そのため、インダクタンスが設計値に対して誤差がある場合の電圧制御への影響を実験的に検証する。

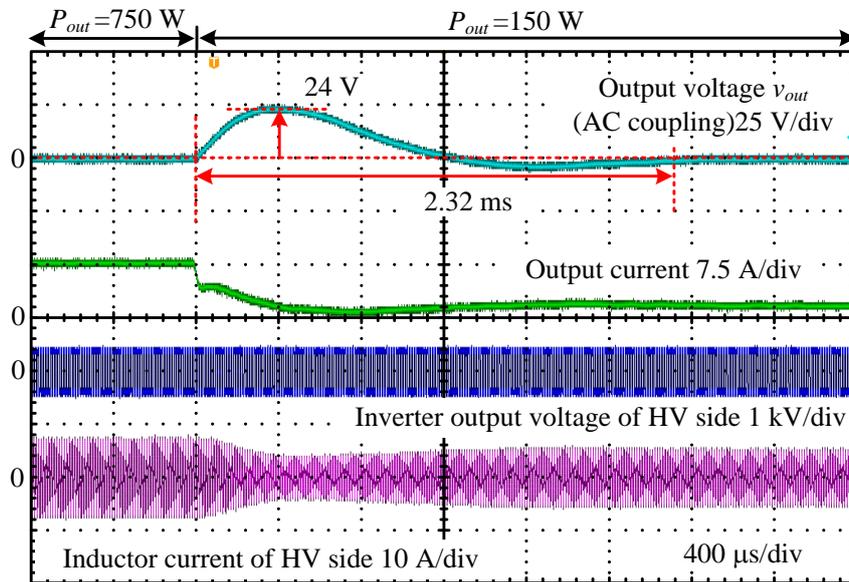
図 4.17 にインダクタンスに誤差がある場合の出力電圧応答波形を示す。なお、表 4.1 に記載している追加インダクタンスと漏れインダクタの合成インダクタンスを公称値とする。図 4.17(a)および(b)は公称値に対して-20% (103 μH)の誤差、図 4.17(c)および(d)は公称値に対して+20%の誤差(148 μH)がある場合の過渡応答波形である。なお、誤差率は使用しているフェライトコア(N87)のデータシートに記載している比透磁率の変動率を参考に決定している⁽⁴⁾。図 4.17 からインダクタンスが公称値に対して誤差を有しても、モードをシームレスに切り替え、発散することなく出力電圧制御を達成していることがわかる。しかし、インダクタンスに誤差がある出力電圧応答は、図 4.16(b)および(d)のインダクタンスに誤差がない出力電圧応答に対して、整定時間およびオーバーシュート量(アンダーシュート量)が大きく変化している。これは(4.33)式および(4.34)式からインダクタンスが公称値と異なる場合、各モードの電流から位相差の非線形性を補償できず、等価的にゲインが変化したためである。



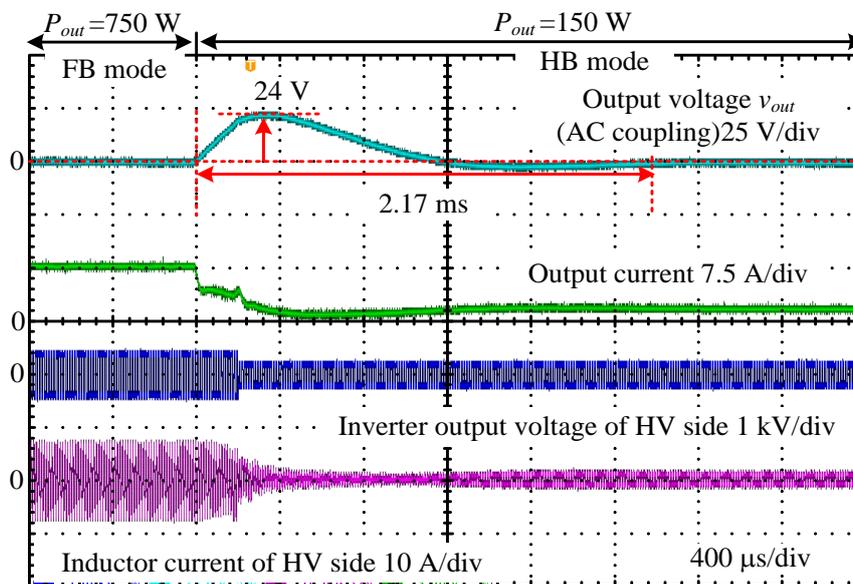
(a) 150W から 750W の負荷ステップ応答(FB モードのみ)



(b) 150W から 750W の負荷ステップ応答(瞬時損失最小モード切り替えあり)

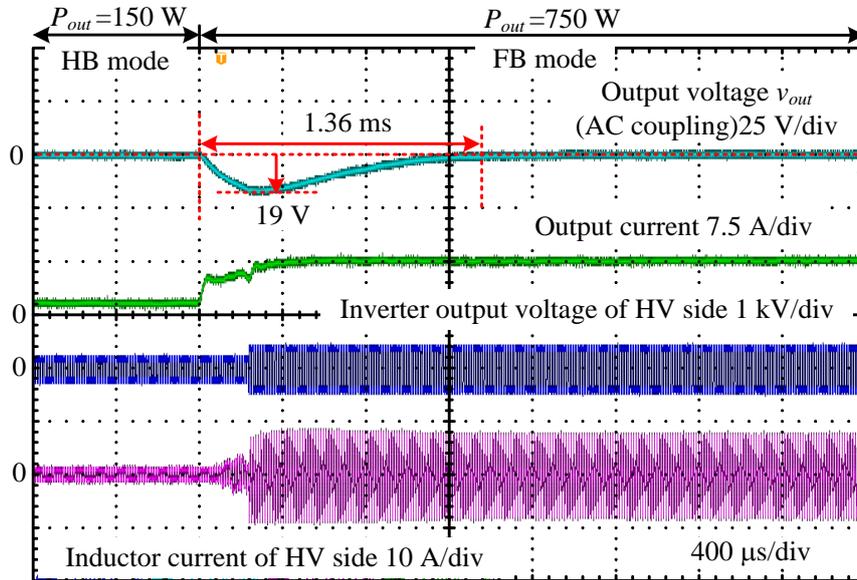


(c) 750W から 150W の負荷ステップ応答(FB モードのみ)

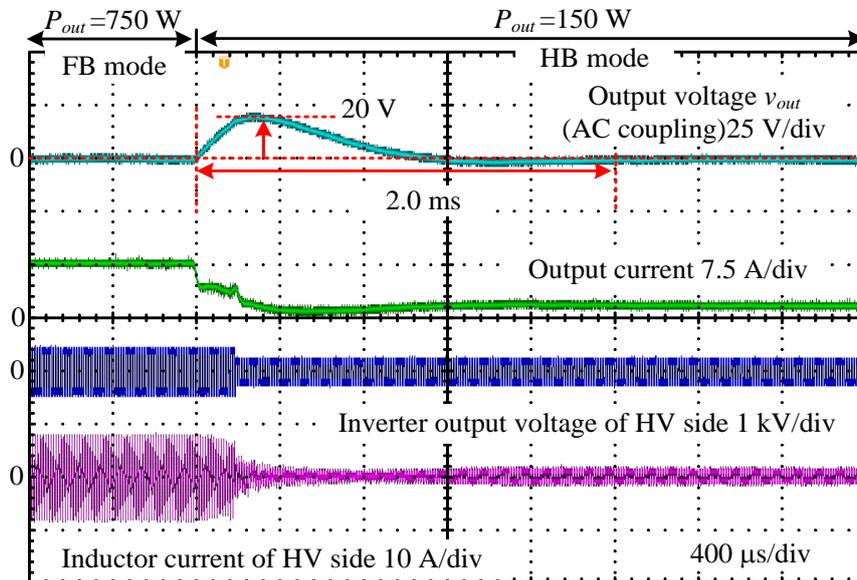


(d) 750W から 150W の負荷ステップ応答(瞬時損失最小モード切り替えあり)

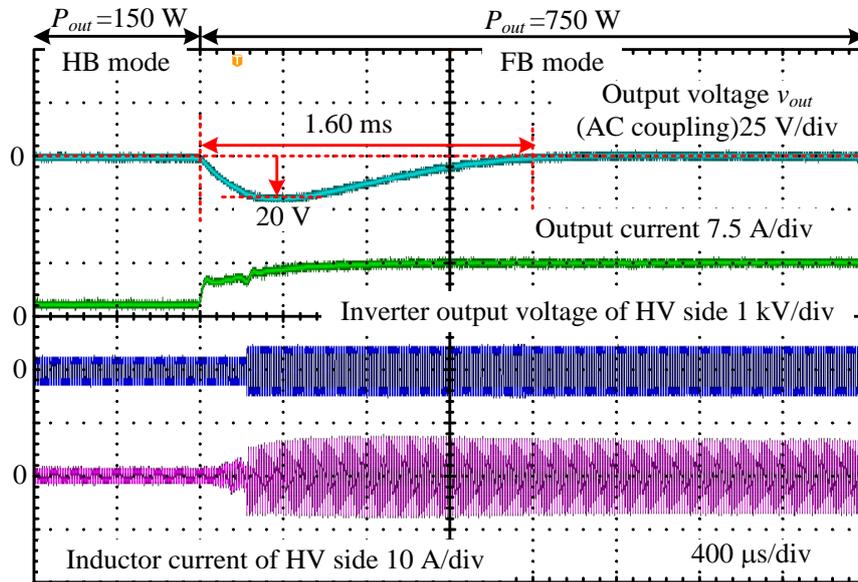
図 4.16 出力電圧制御を用いた場合の負荷ステップ応答



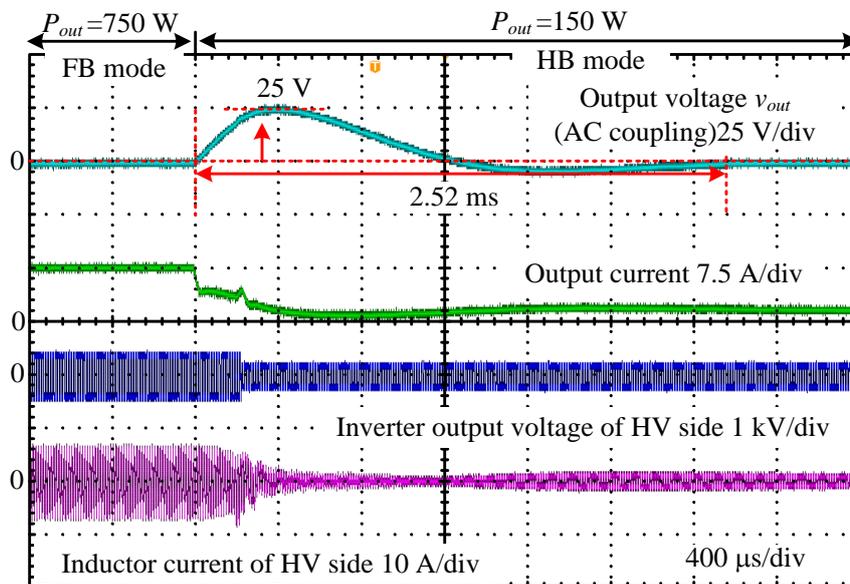
(a) 150W から 750W の負荷ステップ応答(インダクタンス : 公称値の 80%)



(b) 750W から 150W の負荷ステップ応答(インダクタンス : 公称値の 80%)



(c) 150W から 750W の負荷ステップ応答(インダクタンス : 公称値の 120%)



(d) 750W から 150W の負荷ステップ応答(インダクタンス : 公称値の 120%)

図 4.17 インダクタンスに誤差がある場合の出力電圧応答波形

4.6 結論

第4章では、高圧側の電圧が低い条件において、重負荷時の通過素子数の低減することが可能となる1レグT形方式に着目し、その有用性をシミュレーションおよび実験にて検証した。従来の1レグT形方式では、二次側がハーフブリッジ方式となるため、巻数比を大きくすることでフルブリッジ方式と同じ出力電力を得られるがトランス電流の増加を招く。また、従来方式では二次側にフルブリッジ方式を適用すると位相シフト量変更時に直流重畳が発生するため、瞬時損失が増加する問題があった。この問題を解決するために、瞬時損失最小モード切り替え法を適用し、電圧変動時の還流電流低減とモード切り替え時のトランス電流の直流重畳低減を実現した。以下に本章で得た結論を示す。

- (1) 各モードのZVS範囲およびインダクタ電流を導出し、電圧および負荷ごとのZVS範囲拡大および還流電流低減が実現できるモードが異なることを明らかにした。そのため、電圧および負荷によってモードを切り替えることで電圧変動時の還流電流低減を実現できる。
- (2) モード切り替え時のトランス電流を解析し、位相差およびモード切り替え時においてトランス電流の直流重畳が発生することを明らかにした。また、T形レグのキャリアピークでモードを切り替えることで瞬時損失増加の原因であるトランス電流の直流重畳を抑制できることを示した。また、第3章と同様にキャリアに同期してモードを切り替えることで負荷変動時のトランス電流の直流重畳を抑制できる。
- (3) 1.5kWの試作機により実験を行い、最大効率98.2%、定格動作時の効率97.3%を達成した。さらに、出力電圧が半分に低下した条件において、軽負荷損失を最大62.3%低減できることを明らかにした。また、モード切り替え時において、トランス電流の直流重畳抑制を達成した。最後に、モード切り替え時に大きな過渡現象を伴わない電圧制御系を構築し、モード切り替え有無でオーバーもしくはアンダーシュートと整定時間の誤差が最大7%で一致した。

以上のことから、電圧変動時の還流電流低減および過渡動作時におけるトランス電流直流重畳抑制を両立し、瞬時損失最小モード切り替えの有用性を明らかにした。

参考文献

- (1) Guo Xu, Deshang Sha, Yaxiong Xu, Xiaozhong Liao: "Hybrid-Bridge-Based DAB Converter with Voltage Match Control for Wide Voltage Conversion Gain Application", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 33, No. 2, pp. 1378-1388, 2017
- (2) S. Inoue and H. Akagi, "A bidirectional isolated dc-dc converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 22, No. 2, pp. 535-542 (2007).
- (3) 比嘉隼, 伊東淳一: 「フライングキャパシタ形DABコンバータの動作モード切り替え時の過渡応答改善」, 平成29年電気学会全国大会, Vol. 4, No. 160, pp. 278-279 (2017).
- (4) [Online]<https://en.tdk.eu/download/528882/3226013b0ed82a6a2af3666f537cbf83/pdf-n87.pdf>.
- (5) H. Fujita, S. Tominaga, and H. Akagi "Analysis and design of a dc voltage-controlled static var compensator using quad series voltage-source inverters" IEEE Trans. Industry Applications Vol.32, No. 4, pp.970-977 (1996).
- (6) Gecko Magnetics ホームページ <http://gecko-simulations.com/geckomagnetics.html>

第 5 章

瞬時損失最小モード切り替え法による 等価励磁インダクタ切り替え方式 DAB コンバータ

5.1 緒論

本章では、高周波トランスの等価パラメータを変化させる手法に着目し、瞬時損失最小モード切り替え法を適用する。2.3.3 項で述べた補助スイッチによりトランスパラメータの切り替え方式や磁気部品による設計手法⁽¹⁾⁻⁽³⁾では、伝送電力に寄与する漏れインダクタンスやトランスの巻数比が大きく変化するため、補助回路の切り替え時における過渡動作を考慮しなければならない。さらに、トランス電流の主経路に半導体スイッチが 2 つ通るため、導通損失が支配的になる重負荷動作時の効率が低下する。また、トランス設計により低い結合率により ZVS 範囲を拡大する手法⁽⁴⁾⁻⁽⁶⁾では、過大な励磁電流により、インダクタ電流のみで ZVS を達成できる公称電圧値かつ重負荷付近の効率が低下する。

図 5.1 に本章で提案する等価パラメータによる瞬時損失最小モード切り替え法を用いた DAB コンバータを示す。提案方式は、励磁インダクタンスによって、電圧変動時の還流電流が変化することを利用し、補助回路を用いて、等価的に励磁インダクタンスを切り替える。さらに、低圧側インバータのキャリアに同期して補助インダクタを切り替えることで、補助スイッチのサージ電圧および補助インダクタ電流の直流重畳抑制を実現できるため、

等価励磁インダクタンスの切り替え時に瞬時損失が増加しない。また、本回路では方形波動作を基本とし、励磁インダクタンスによって原理的に伝送電力が変化しないため、今までの位相差変更時における直流重畳抑制手法を適用できる。

本章では、まず、等価トランスパラメータの瞬時損失最小モード切り替え法を適用する DAB コンバータの回路構成および励磁インダクタンスが異なる条件における動作を解析する。次に、励磁電流による還流電流低減および ZVS 範囲拡大の原理を述べる。また、トランス寄生パラメータである漏れインダクタンスによる電圧変動時の効率改善効果を明らかにする。次に、サージ電圧や直流偏差が発生しない補助インダクタ切り替えシーケンスを説明する。最後に試作器を用いた実機検証およびシミュレーションにより瞬時損失の最小化を達成できることを確認する。

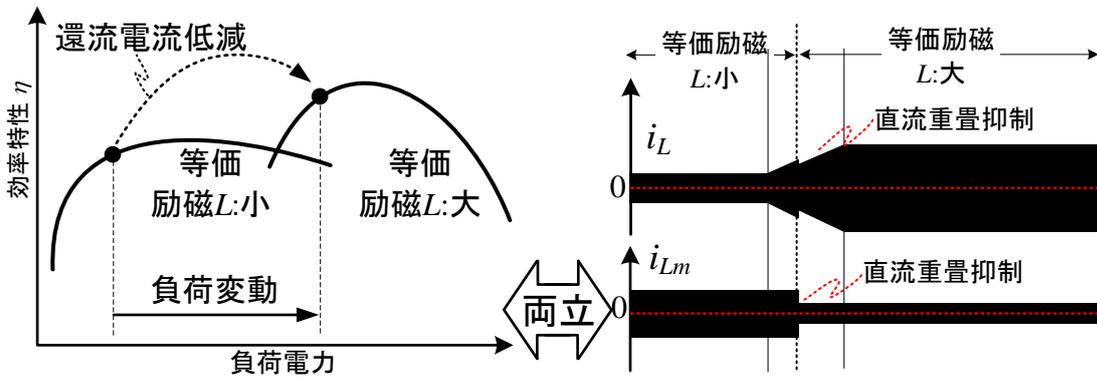
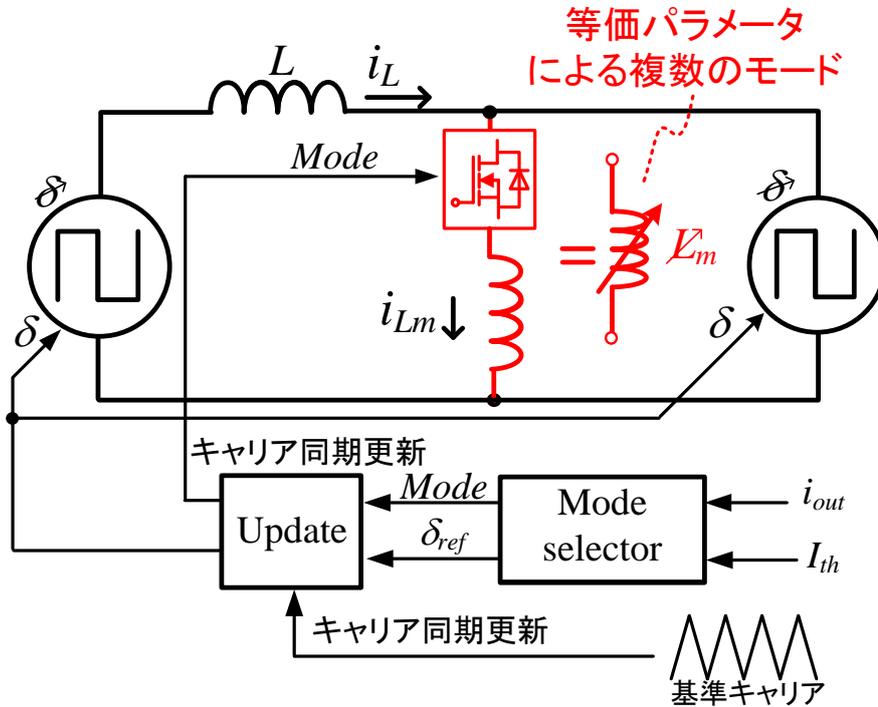


図 5.1 本章で提案する瞬時損失最小モード切り替え法を適用する DAB コンバータ

5.2 回路構成

図 5.2 に補助インダクタによる等価励磁電流切り替え方式を適用した DAB コンバータの構成図を示す。この回路は 2 台の 2 レベルインバータ、追加のインダクタ L_{ex} 、漏れインダクタ l および励磁インダクタ L_m を考慮した高周波トランス、2 つのスイッチ $S1$, $S2$ を逆直列接続した双方向スイッチおよび補助インダクタ L_{aux} から構成される。なお、本論文では、パワーフローが高圧側から低圧側を充電動作、低圧側から高圧側を放電動作と呼ぶ。また、追加するスイッチは等価励磁電流のみが流れるため、補助回路による導通損失は小さい。本回路方式の高圧側および低圧側は方形波で動作させる。また、MOSFET の採用による同期整流およびデッドタイムがゼロと仮定すると、パワーフローによってインダクタ電流の正負が反転する。それに伴い、還流電流の方向も反転する。

図 5.3 に DAB コンバータの等価回路を示す。2 台のフルブリッジインバータは方形波電圧を出力し、各インバータ出力電圧の位相差 δ により電流方向および漏れインダクタや追加インダクタに印加される電圧を制御する。したがって、等価回路は両側インバータの出力電圧である方形波電圧源の間に等価励磁インダクタンス L_{eq} および追加インダクタンス L_{ex} がある構成となる。なお、漏れインダクタンスは等価励磁インダクタンスより十分小さいとして無視している。

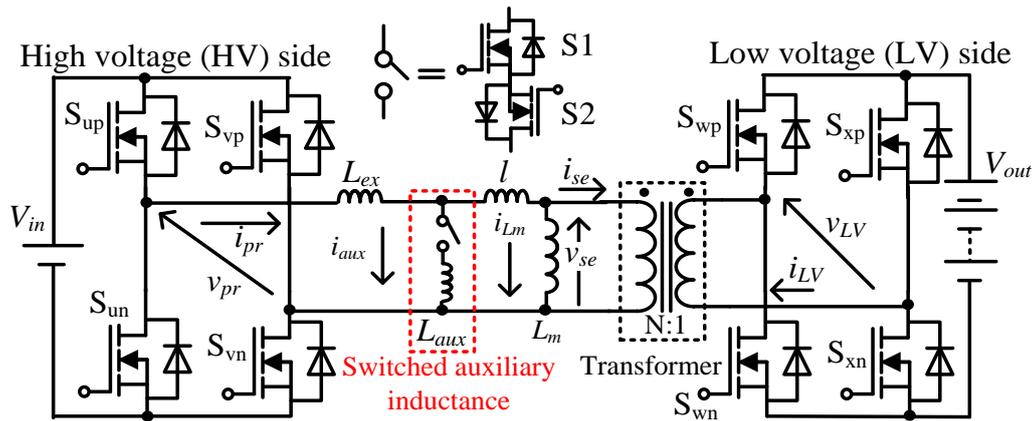


図 5.2 瞬時損失最小モード切り替え法を適用する等価励磁インダクタ切り替え方式 DAB コンバータ

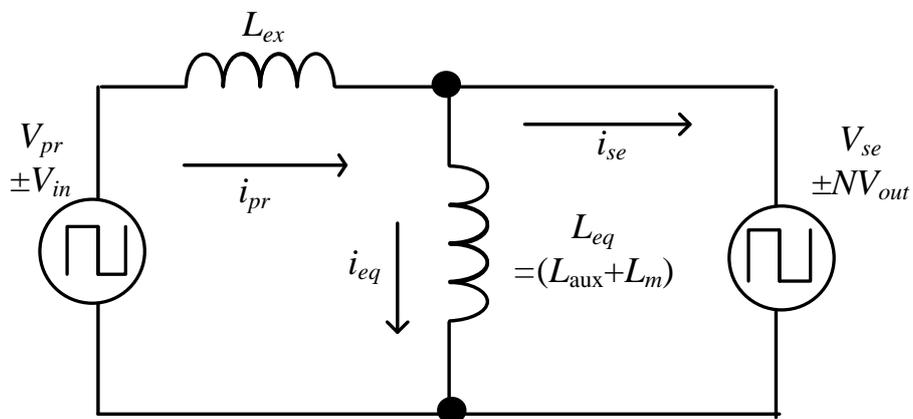


図 5.3 DAB コンバータの等価回路

図 5.4 にスイッチング 1 周期の動作波形を示す。スイッチング周期の動作は 4 つのモードから構成される。インダクタ電流および励磁電流は交流波形となるため、スイッチング 1/2 周期を計算することで全電流波形を表すことができる。したがって、一次側インダクタ電流と二次側インダクタ電流のモード I とモード II の電流式を(5.1)から(5.8)式に示す。

・ 充電動作 モード I ($0 \leq \theta \leq \delta$)

$$i_{pr_I(\theta)} = \frac{V_{in} + NV_{out}}{\omega L_{ex}} \theta + i_{pr(0)} \dots\dots\dots (5.1)$$

$$i_{se_I(\theta)} = \frac{L_{eq}(V_{in} + NV_{out}) + L_{ex}NV_{out}}{\omega L_{eq}L_{ex}} \theta + i_{se(0)} \dots\dots\dots (5.2)$$

・ 充電動作 モード II ($\delta \leq \theta \leq \pi$)

$$i_{pr_II(\theta)} = \frac{V_{in} - NV_{out}}{\omega L_{ex}} (\theta - \delta) + i_{pr_I(\delta)} \dots\dots\dots (5.3)$$

$$i_{se_II(\theta)} = \frac{L_{eq}V_{in} - (L_{ex} + L_{eq})NV_{out}}{\omega L_{ex}L_{eq}} (\theta - \delta) + i_{se_I(\delta)} \dots\dots\dots (5.4)$$

・ 放電動作 モード I ($0 \leq \theta \leq \delta$)

$$i_{pr_I(\theta)} = -\frac{V_{in} + NV_{out}}{\omega L_{ex}} \theta + i_{pr(0)} \dots\dots\dots (5.5)$$

$$i_{se_I(\theta)} = -\frac{L_{eq}(V_{in} + NV_{out}) + L_{ex}NV_{out}}{\omega L_{eq}L_{ex}} \theta + i_{se(0)} \dots\dots\dots (5.6)$$

・ 放電動作 モード II ($\delta \leq \theta \leq \pi$)

$$i_{pr_II(\theta)} = \frac{V_{in} - NV_{out}}{\omega L_{ex}} (\theta - \delta) + i_{pr_I(\delta)} \dots\dots\dots (5.7)$$

$$i_{se_II(\theta)} = \frac{L_{eq}V_{in} - (L_{ex} + L_{eq})NV_{out}}{\omega L_{ex}L_{eq}} (\theta - \delta) + i_{se_I(\delta)} \dots\dots\dots (5.8)$$

ω はスイッチング角周波数、 N はトランス巻数比である。

次に一次側および二次側電流の初期値はモード II 終了時における電流の絶対値と等しい。そこで、モード I 終了時の電流をモード II 終了時の電流式に代入し、初期値 $i_{pr(0)}$, $i_{se(0)}$ について解くことで(5.9)式から(5.12)式のように導出できる。

第5章

瞬時損失最小モード切り替え法による等価励磁インダクタ切り替え方式 DAB コンバータ

・充電動作

$$i_{pr_II}(\pi) = -i_{pr(0)} = \frac{V_{in} - NV_{out}}{\omega L_{ex}} (\pi - \delta) + i_{pr_I}(\delta)$$

$$i_{pr(0)} = -\frac{(V_{in} - NV_{out})\pi + 2NV_{out}\delta}{2\omega L_{ex}} \dots\dots\dots(5.9)$$

$$i_{se_II}(\pi) = -i_{se(0)} = \frac{L_{eq}V_{in} - (L_{ex} + L_{eq})NV_{out}}{\omega L_{ex}L_{eq}} (\pi - \delta) + i_{se_I}(\delta)$$

$$i_{se(0)} = -\frac{\pi L_{eq}V_{in} - (\pi - 2\delta)(L_{ex} + L_{eq})NV_{out}}{2\omega L_{ex}L_{eq}} \dots\dots\dots(5.10)$$

・放電動作

$$i_{pr_II}(\pi) = -i_{pr(0)} = \frac{V_{in} - NV_{out}}{\omega L_{ex}} (\pi - \delta) + i_{pr_I}(\delta)$$

$$i_{pr(0)} = -\frac{(V_{in} - NV_{out})\pi - 2V_{in}\delta}{2\omega L_{ex}} \dots\dots\dots(5.11)$$

$$i_{se_II}(\pi) = -i_{se(0)} = \frac{L_{eq}V_{in} - (L_{ex} + L_{eq})NV_{out}}{\omega L_{ex}L_{eq}} (\pi - \delta) + i_{se_I}(\delta)$$

$$i_{se(0)} = -\frac{(\pi - 2\delta)L_{eq}V_{in} - \pi NV_{out}(L_{ex} + L_{eq})}{2\omega L_{ex}L_{eq}} \dots\dots\dots(5.12)$$

各初期値の電流をモード I の電流にそれぞれ代入することでモード I 終了時の電流を導出でき、(5.13)式から(5.16)式に示す。

・充電動作

$$i_{pr_I}(\delta) = \frac{2V_{in}\delta + (NV_{out} - V_{in})\pi}{2\omega L_{ex}} \dots\dots\dots(5.13)$$

$$i_{se_I}(\delta) = \frac{(L_{ex} + L_{eq})NV_{out}\pi - L_{eq}V_{in}(\pi - 2\delta)}{2\omega L_{ex}L_{eq}} \dots\dots\dots(5.14)$$

・放電動作

$$i_{pr_I}(\delta) = \frac{-V_{in}\pi + NV_{out}(\pi - 2\delta)}{2\omega L_{ex}} \dots\dots\dots(5.15)$$

$$i_{se_I(\delta)} = \frac{-V_{in}L_{eq}\pi + NV_{out}(L_{ex} + L_{eq})(\pi - 2\delta)}{2\omega L_{eq}L_{ex}} \dots\dots\dots(5.16)$$

次に、ZVS 条件を導出する。ZVS はデッドタイム終了時にターンオンする素子の電荷を引き抜くことで達成できる。したがって、インダクタ電流の方向と電流値により決まる⁷⁾。また、インダクタ電流が交流波形となるため、スイッチング 1/2 周期のみ考慮すれば全スイッチの ZVS 条件を導出できる。なお、本検討ではスイッチング素子の寄生容量が非常に小さいと仮定し、電流方向のみを考慮する。まず、図 5.4(a)から、モード I のデッドタイム終了時には S_{up} , S_{vn} がターンオンとなるため、ZVS を達成する条件はインダクタ電流の方向が負の条件である。一方、モード II のデッドタイム終了時にターンオンとなる S_{wp} , S_{xn} が ZVS を達成する条件はインダクタ電流の方向が正の場合である。ただし、入出力電圧の大小関係によって、ハードスイッチングとなるブリッジが変化する点に注意する。充電動作の場合、入出力電圧比が $NV_{out} \leq V_{in}$ の条件では、モード I 開始は位相差に関わらず電流方向が負となり、モード II 開始時の電流方向は位相差によって変化する。したがって、モード II の電流式である(5.4)式が ZVS 達成条件の下限值となる。一方、 $NV_{out} > V_{in}$ の条件では、モード I 開始付近である(5.1)式が ZVS 達成の下限值となる。また、放電動作では入出力電圧比と ZVS 達成の下限值となるモードが入れ替わる。以上のことから、ZVS 条件はモード I および II の電流式から電流方向が正もしくは負となる位相差を計算することで導出でき、(5.17)式から(5.20)式となる。

条件 1: $NV_{out} \leq V_{in}$. 充電動作

$$i_{se_II(\delta_{dLV} + \delta_{ZVS})} \Big|_{\delta = \delta_{ZVS}} > 0$$

$$\delta_{ZVS} > \left\{ 1 - \frac{L_{ex} + L_{eq}}{L_{eq}} \frac{NV_{out}}{V_{in}} \right\} \left\{ \frac{\pi}{2} - \delta_{dLV} \right\} \dots\dots\dots(5.17)$$

条件 2: $NV_{out} > V_{in}$. 充電動作

$$i_{pr_I(\delta_{dHV})} \Big|_{\delta = \delta_{ZVS}} < 0$$

$$\delta_{ZVS} > \left(1 - \frac{V_{in}}{NV_{out}} \right) \frac{\pi}{2} - \left(1 + \frac{V_{in}}{NV_{out}} \right) \delta_{dHV} \dots\dots\dots(5.18)$$

第 5 章

瞬時損失最小モード切り替え法による等価励磁インダクタ切り替え方式 DAB コンバータ

条件 3: $NV_{out} \leq V_{in}$ 放電動作

$$i_{se-I}(\delta_{dLV}) \Big|_{\delta=\delta_{ZVS}} > 0$$

$$\delta_{ZVS} > \frac{\pi}{2} \left\{ 1 - \frac{NV_{out}}{V_{in}} \frac{L_{eq} + L_{ex}}{L_{eq}} \right\} + \delta_{dLV} \left\{ 1 + \frac{NV_{out}}{V_{in}} \frac{L_{eq} + L_{ex}}{L_{eq}} \right\} \dots\dots\dots(5.19)$$

条件 4: $NV_{out} > V_{in}$: 放電動作

$$i_{pr-II}(\delta_{ZVS} + \delta_{dHV}) \Big|_{\delta=\delta_{ZVS}} < 0$$

$$\delta_{ZVS} > \left\{ 1 - \frac{V_{in}}{NV_{out}} \right\} \left\{ \frac{\pi}{2} - \delta_{dHV} \right\} \dots\dots\dots(5.20)$$

ただし、 δ_{dLV} は低圧側インバータ、 δ_{dHV} は高圧側インバータのデッドタイムを位相差に換算したものである。デッドタイムを位相差に換算する式は(21)式で表すことができる。

$$\delta_d = 2f_{sw} T_d \pi \dots\dots\dots(5.21)$$

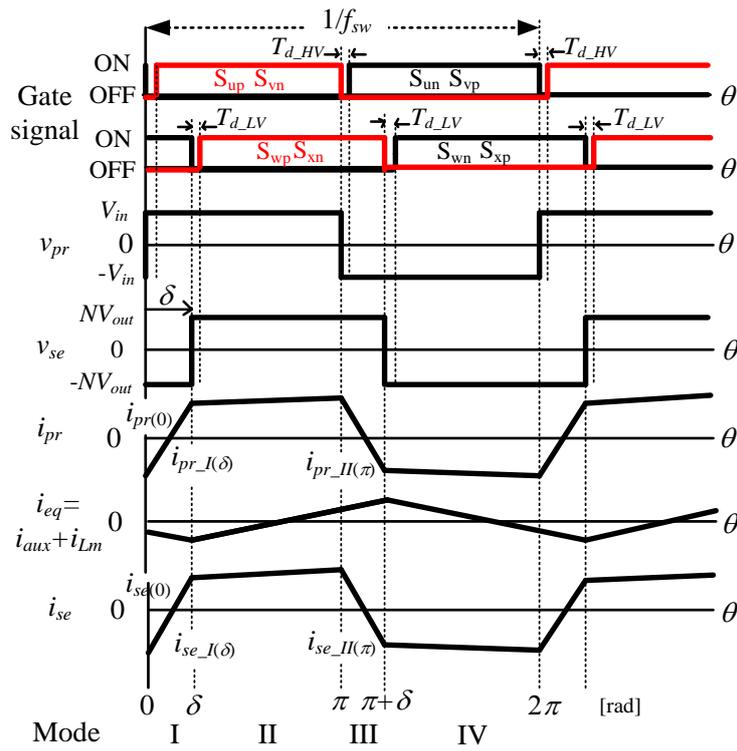
T_d はデッドタイム、 f_{sw} はスイッチング周波数である。

(5.17)式から(5.20)式より、電圧変動によって、ZVS 条件を満たす最小の位相差が最大の伝送電力となる $\pi/2$ rad に近づくため、ZVS 範囲が制限される。しかし、(5.17)式および(5.19)式より電圧条件が $NV_{out} \leq V_{in}$ に限り、等価励磁インダクタンス L_{eq} を小さくできれば、ZVS 範囲を拡大できる。そこで、軽負荷時に双方向スイッチをオン状態にし、等価励磁インダクタンスを減少させることで等価励磁電流を増加させる。一方、インダクタ電流のみで ZVS を達成できる重負荷では双方向スイッチをオフ状態にし、等価励磁インダクタンスを増加させることで等価励磁電流を低減させる。

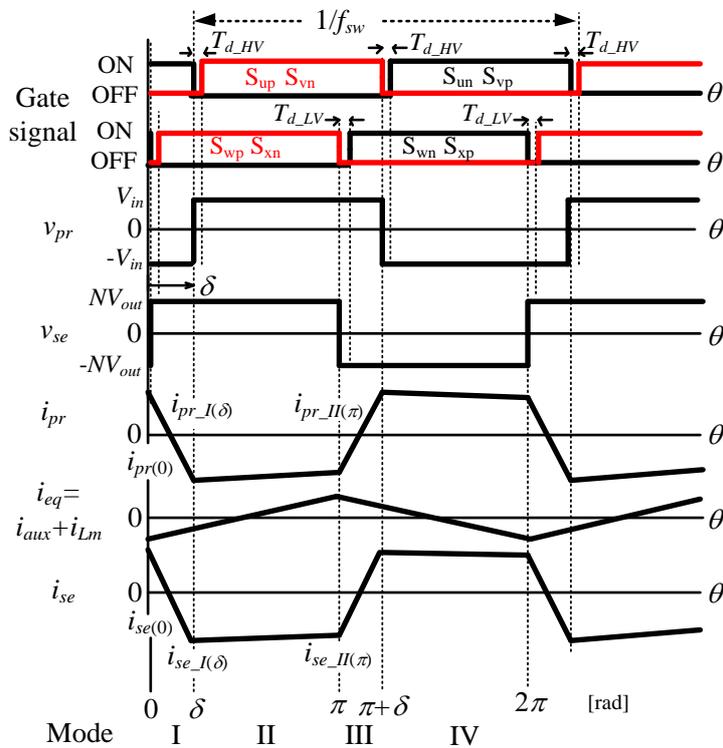
次に、伝送電力を導出する。各モードのインバータ出力電圧とインダクタ電流の積により伝送電力を導出できる。したがって、DAB コンバータの伝送電力は入出力の直流電圧 V_{in} 、 V_{out} および位相差 δ を用いて(5.22)式で得られる^{(7),(8)}。ただし、ここでは、MOSFET と還流ダイオードを理想素子とし、励磁電流、デッドタイム、配線抵抗、トランスの巻線抵抗は無視する。

$$P_{out} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{pr(\theta)} i_{pr(\theta)} d\theta = \frac{NV_{in}V_{out}}{\omega L_{ex}} \delta \left\{ 1 - \frac{|\delta|}{\pi} \right\} \dots\dots\dots(5.22)$$

(5.22)式から各インバータ出力電圧の位相差に応じて伝送電力およびパワーフローを制御することができる。



(a)充電動作



(b)放電動作

図 5.4 スイッチング 1 周期の動作波形

5.3 等価励磁電流による還流電流の低減効果

図 5.5 に励磁インダクタンスを考慮した動作波形を示す。図 5.5(a)は励磁インダクタンスが大きい場合、図 5.5(b)は小さい場合の波形である。図 5.5(b)では励磁電流が増加し、低圧側電流を低減する。この理由および条件について、各インバータ出力電圧の基本波成分のみを考慮した正弦波モデルを用いて説明する。

図 5.6 に励磁インダクタンスを考慮した DAB コンバータの基本波モデルを示す。このモデルは各インバータ出力電圧の基本波成分の電圧源、追加インダクタ L_{ex} および補助インダクタと励磁インダクタの合成インダクタンスである等価励磁インダクタ L_{eq} から構成される。ただし、励磁電流増加による還流電流の低減理由を簡単に説明するために、漏れインダクタンスが励磁インダクタンス L_m より十分小さいと仮定し、無視している。

図 5.7 に各電圧、電流のフェーザ図を示す。正弦波モデルの DAB コンバータでは、一次側インバータ電圧、二次側インバータは二次側電圧を基準にした場合、(5.23)および(5.24)式で表す。

$$\dot{V}_{pr} = V_{1\alpha} + jV_{1\beta} \dots\dots\dots(5.23)$$

$$\dot{V}_{se} = V_{2\alpha} \dots\dots\dots(5.24)$$

$V_{1\alpha}$, $V_{2\alpha}$ は実軸成分, $V_{1\beta}$ は虚軸成分を表す。

なお, DAB コンバータのトランス電圧は方形波電圧であるため, 正確に計算するためには高調波成分を考慮する必要がある。 n 次高調波となる各トランス電圧の成分は(5.25)式から(5.27)式で表すことができる。

$$V_{1an} = \frac{\sqrt{2}V_{in}}{\pi} \frac{\{1 - (-1)^n\} \cos(n\delta)}{n} \dots\dots\dots(5.25)$$

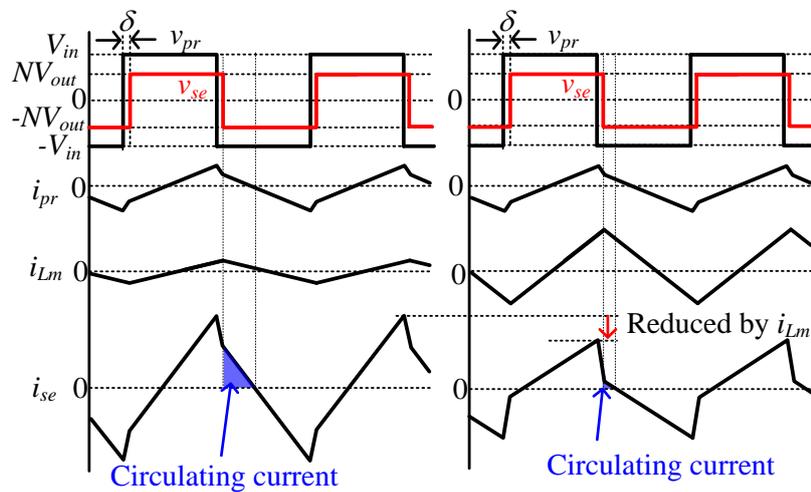
$$V_{1\beta n} = \frac{\sqrt{2}V_{in}}{\pi} \frac{\{1 - (-1)^n\} \sin(n\delta)}{n} \dots\dots\dots(5.26)$$

$$V_{2an} = \frac{\sqrt{2}NV_{out}}{\pi} \frac{\{1 - (-1)^n\}}{n} \dots\dots\dots(5.27)$$

ここでは, 等価励磁インダクタンスの減少にともない, 二次側電流を減少することについて考察するだけなので, 基本波モデルにて説明する。二次側電流は一次側電流および等価励磁電流から(5.28)式となる。

$$\dot{I}_{se} = \dot{I}_{pr} - \dot{I}_{Leq} = \frac{V_{1\beta}}{\omega L_{ex}} + j \left\{ \frac{V_{2\alpha} - V_{1\alpha}}{\omega L_{ex}} - \left(-\frac{V_{2\alpha}}{\omega L_{eq}} \right) \right\} \dots\dots\dots(5.28)$$

(5.28)式から一次側電圧の実軸成分 $V_{1\alpha}$ が二次側の実軸成分 $V_{2\alpha}$ より大きい場合、二次側電流の還流電流を低減できる。この還流電流の低減は、一次側電圧が二次側電圧より高い条件のみ成立する。また、(5.25)式から位相差 δ が小さい(軽負荷)ほど $V_{1\alpha}$ が大きくなるため、還流電流を低減するためには等価励磁電流を増加させる必要がある。したがって、補助インダクタにより等価的に励磁インダクタンスを小さくすることで、低圧側電圧低下時の軽負荷効率を改善できる。



(a) 励磁インダクタンス : 大 (b) 励磁インダクタンス : 小

図 5.5 励磁インダクタンスを考慮した動作波形

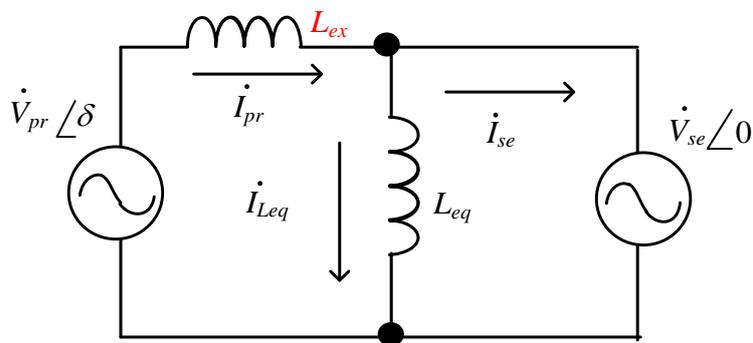


図 5.6 励磁インダクタンスを考慮した DAB コンバータの基本波モデル

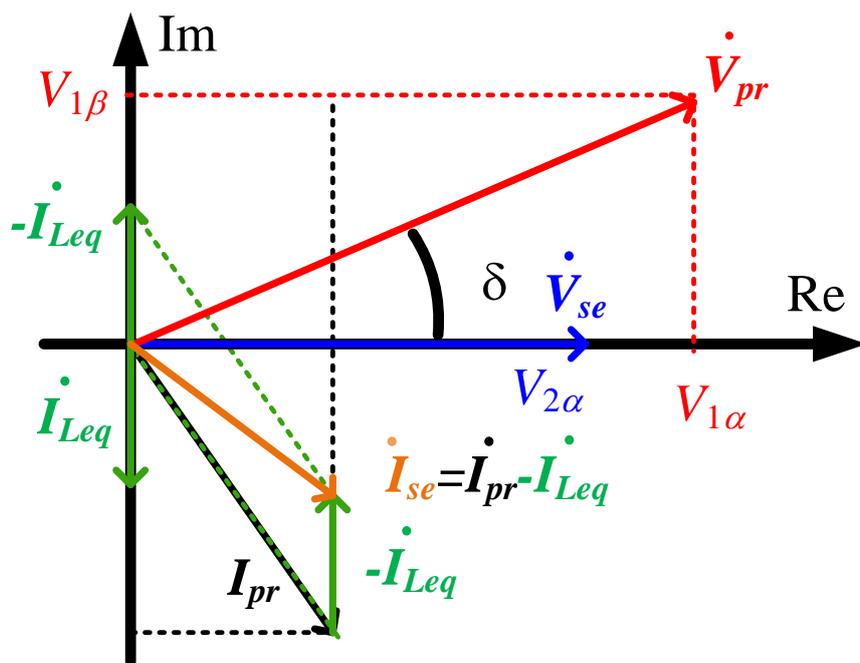


図 5.7 各トランス電圧および電流のフェーザ図

5.4 トランス寄生パラメータを含めた還流電流の低減効果

図 5.8 に高周波トランスの漏れインダクタンスを考慮した基本波モデルを示す。この等価回路は励磁インダクタ、補助インダクタ間にトランスの漏れインダクタがあると仮定すると励磁インダクタンスと漏れインダクタンスは結合率 k および自己インダクタンス L_s から(5.29)式および(5.30)式で表すことができる。

$$L_m = kL_s \dots\dots\dots(5.29)$$

$$l = (1-k)L_s \dots\dots\dots(5.30)$$

図 5.8 から、一次側および二次側電流は(5.31)式および(5.32)式から導出できる。

$$\begin{aligned} \dot{I}_{pr} = & \frac{V_{1\beta}}{\omega(L_{ex} + L_{aux})} \left\{ 1 + \frac{L_{aux}^2}{(L_{ex}L_{aux} + L_{ex}l + L_{aux}l)} \right\} \\ & + \frac{-j}{\omega(L_{ex} + L_{aux})} \left\{ \frac{L_{aux}^2 V_{1\alpha} - L_{aux}(L_{aux} + L_{ex})V_{2\alpha}}{(L_{ex}L_{aux} + L_{ex}l + L_{aux}l)} + V_{1\alpha} \right\} \dots\dots\dots(5.31) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{I}_{se} = & I_{se_a} + jI_{se_b} \\ = & \frac{V_{1\beta}L_{aux} + j\{L_{aux}V_{1\alpha} - V_{2\alpha}(L_{aux} + L_{ex})\}}{\omega(L_{aux}l + L_{ex}l + L_{ex}L_{aux})} - j\frac{V_{2\alpha}}{\omega L_m} \dots\dots\dots(5.32) \end{aligned}$$

(5.32)式から、二次側の複素電力は(5.33)式で求められる。

$$\dot{S} = P + jQ = V_{se_a}I_{se_a} + jV_{se_a}I_{se_b} \dots\dots\dots(5.33)$$

図 5.9 に(5.29)式から(5.33)式を用いて高周波トランスの結合係数に対する二次側電流実効値特性を示す。図 5.9(a)は巻数比を考慮した入出力電圧比が 0.76, 図 5.9(b)は 0.63 の結果である。なお、高周波トランスの結合率は重ね巻きにすることで約 0.99⁽⁹⁾となるため、今回の解析では結合率 1 から 0.98 までの電流特性を比較している。図 5.8 より、等価励磁インダクタンスを無視した場合(図中黒線)と比較して、提案方式では軽負荷時の二次側電流を低減できることがわかる。さらに、結合率が低下しても、軽負荷領域の二次側電流を低減できる。しかし、結合率の低下に従って漏れインダクタンスが増加するため、出力可能な最大電力が低下する。しかし、DAB コンバータは公称電圧時における効率と位相差の分解能の観点から定格電力出力時の位相差を $\pi/6\text{rad}$ から $\pi/3\text{rad}$ ⁽¹⁰⁾となるように漏れインダクタンスに合わせて追加のインダクタを高周波トランスに直列接続するため、0.99 付近の結合率の変化は問題とならない。

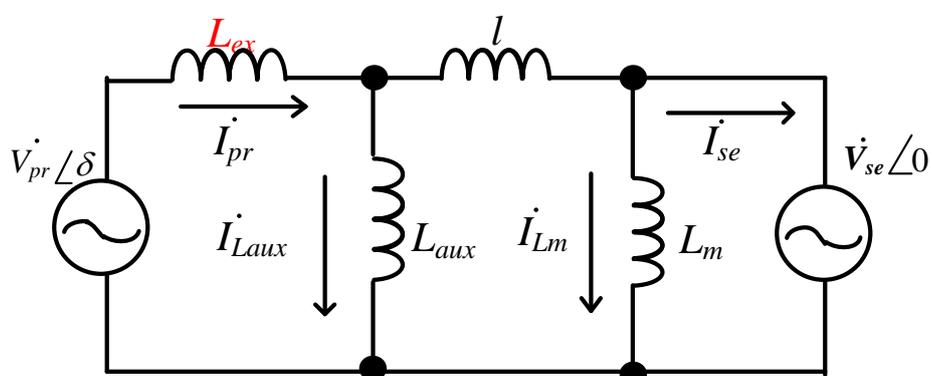
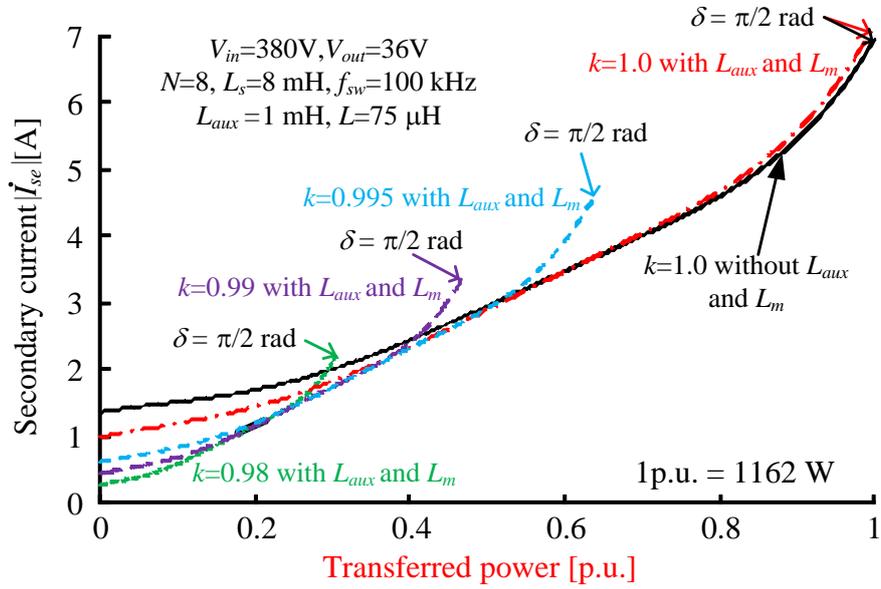
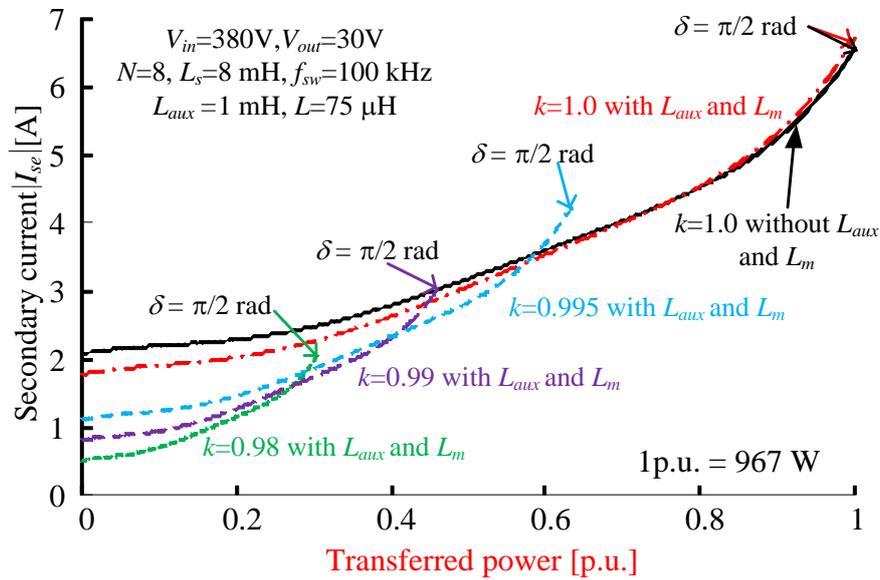


図 5.8 高周波トランスの漏れインダクタンスを考慮した基本波モデル



(a) $NV_{out}/V_{in}=0.76$



(b) $NV_{out}/V_{in}=0.63$

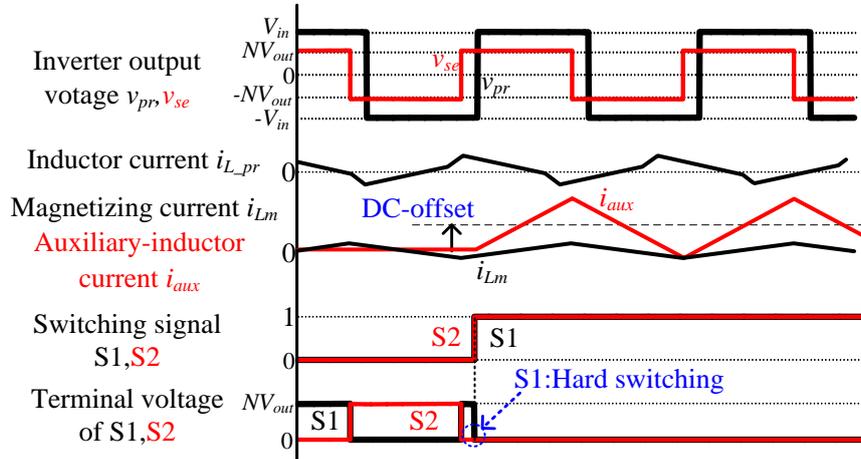
図 5.9 高周波トランスの結合係数に対する二次側電流実効値特性

5.5 瞬時損失最小化を達成する補助インダクタ切り替え法

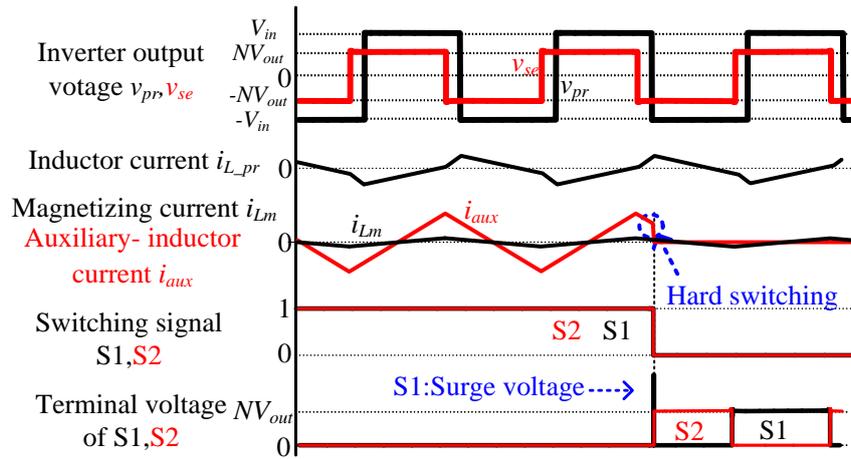
補助回路に使用する双方向スイッチのターンオン時には励磁電流のゼロ点でスイッチング、ターンオフ時には補助インダクタ電流の連続性を保つようにスイッチングする必要がある。したがって、補助インダクタの切り替えを達成するためには励磁電流と補助電流の情報が必要になる。しかし、電流センサを用いて切り替えシーケンスを構築した場合、追加センサによる高コスト化が懸念される。そこで本論文では電流センサレスで補助インダクタを切り替える手法について述べる。

5.5.1 補助インダクタ切り替え時の問題点

図 5.10 に従来の補助インダクタ切り替え時の過渡動作波形を示す。図 5.10(a)は双方向スイッチがターンオン時、図 5.10(b)はターンオフ時の波形である。図 5.10(a)のように励磁電流のゼロ点と同期せずに双方向スイッチをターンオンした場合、補助インダクタ電流にスイッチングタイミングに応じたオフセットが発生する。さらに、双方向スイッチを構成する逆直列に接続したスイッチのどちらかがハードスイッチング(HSW)となる。これは補助インダクタの大型化や双方向スイッチに適用する素子の電流容量の増加を招く。一方、ターンオフでは図 5.10(b)のように、電流連続性を保たずに双方向スイッチをターンオフした場合、補助インダクタ電流を遮断するため、双方向スイッチに大きなサージ電圧が発生する。これらのサージ電圧を抑制するために、スナバ回路もしくは高耐圧素子が必要となるため、回路の大型化やスナバ損失による効率低下が問題となる。



(a) 双方向スイッチのターンオン時

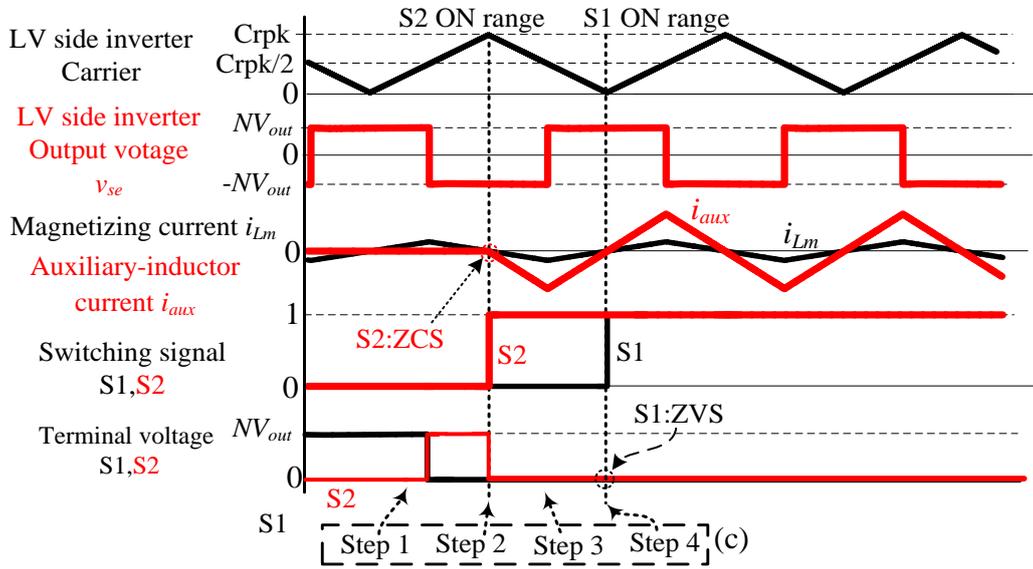


(b) 双方向スイッチのターンオフ時

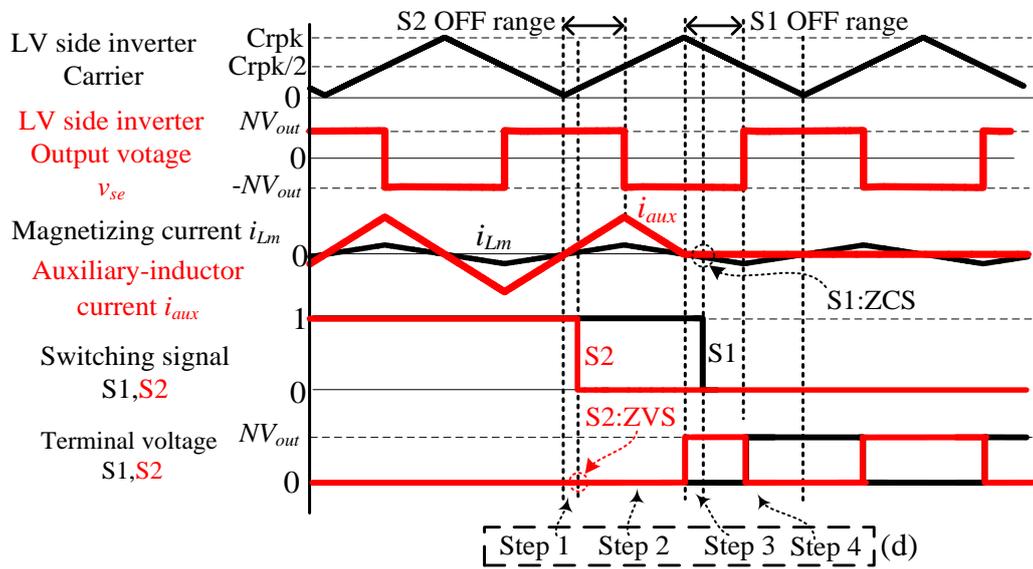
図 5.10 従来の補助インダクタ切り替え時の過渡動作波形

5.5.2 提案する補助インダクタ切り替え法

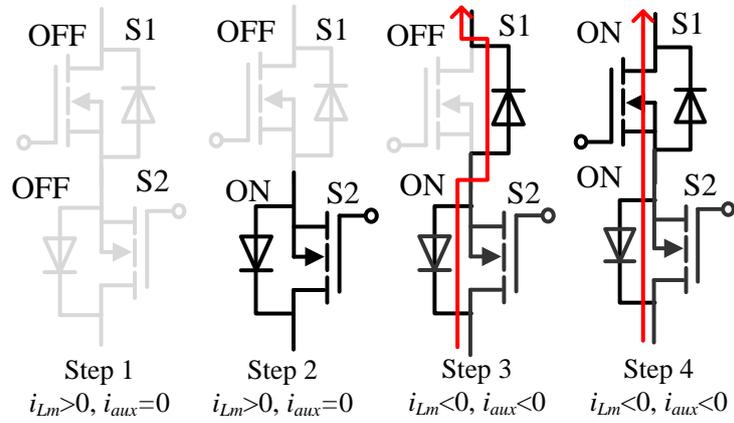
図 5.11 に提案する補助インダクタ切り替え法および切り替え時の過渡応答波形を示す。図 5.11 (a)は提案する補助インダクタのターンオン、図 5.11(b)は補助インダクタのターンオフシーケンス、図 5.11(c)および(d)は双方向スイッチのオン、オフ状態および補助インダクタ電流の経路を示している。提案するスイッチングシーケンスはターンオフ、ターンオンともに 4 つのステップから構成される。まず、図 5.11(a)および(c)のステップ 1 ではすべてのスイッチがオフ状態から開始する。次のステップ 2 では、キャリアピークにおいて、S2 をターンオンすることで励磁電流のゼロ点でスイッチングできるため、ZCS を達成できる。次に、ステップ 3 では励磁電流方向が負となり、S1 の還流ダイオードがターンオンとなる。還流ダイオードのターンオンは自然転流であるため、リカバリ電流および補助電流にオフセットは原理的に発生しない。最後に、キャリアボトムタイミングでは S1 の還流ダイオードがオン状態であるため、S1 のターンオンは ZVS を達成できる。図 5.11(b)および(d)から、双方向スイッチがオン状態からキャリアボトムタイミングで S2 をターンオフしたとしても S2 の還流ダイオードによって、補助インダクタ電流の連続性を保てるため、サージ電圧が発生しない。次のステップ 3 では励磁電流がゼロになると同時に S2 の還流ダイオードがターンオフとなる。最後のステップ 4 では励磁電流の方向が負になる期間中(キャリアボトムからキャリアピークの半値まで)に S1 をターンオフすることで ZCS を達成できる。



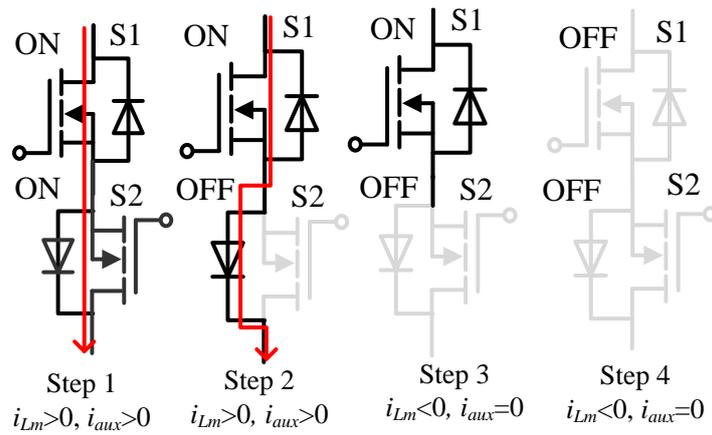
(a) 双方向スイッチターンオン



(b) 双方向スイッチターンオフ



(c) 双方向スイッチターンオン時のスイッチングモード



(d) 双方向スイッチターンオフ時のスイッチングモード

図 5.11 提案する補助インダクタ切り替え法

5.6 シミュレーション結果

本節では表 5.1 の条件を用いて、シミュレーションによりモード切り替えによる等価励磁電流切り替え法の妥当性を評価する。補助インダクタは $700\ \mu\text{H}$ 、補助インダクタを用いない条件の ZVS を達成する負荷条件は(5.17)式から $311\ \text{W}$ である。

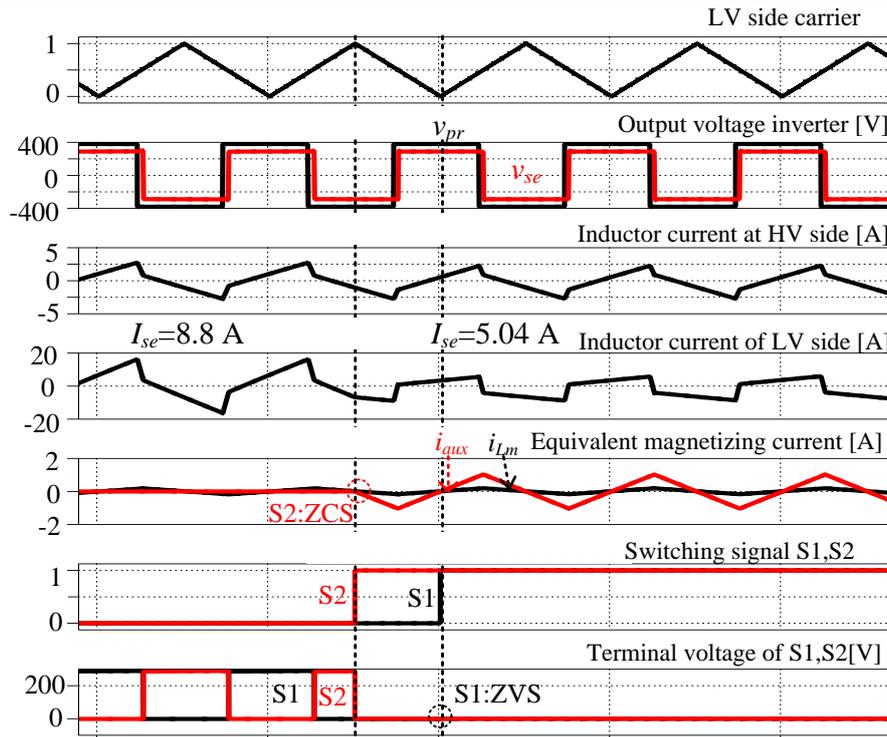
図 5.12 に出力電力が $173\ \text{W}$ 時における補助インダクタの切り替え前後の波形を示す。図 5.12(a)は双方向スイッチがオフ状態からオン状態の過渡応答波形、図 5.12(b)は双方向スイッチがオン状態からオフ状態に変わった場合の過渡応答波形である。図 5.12(a)から S2 のターンオン時に ZCS、S1 のターンオン時に ZVS を達成していることがわかる。また、補助インダクタ電流に直流偏差が発生していない。一方、図 5.12(b)から S2 のターンオフ時に ZVS、S1 のターンオフ時に ZCS を達成していることがわかる。さらに、2つのスイッチの両端電圧にサージ電圧は発生していない。また、補助インダクタ電流により等価励磁電流を増やすことで低圧側のインダクタ電流を 43%低減していることがわかる。

図 5.13 に補助インダクタの有無による ZVS 範囲および低圧側インダクタ電流の特性を示す。まず、補助インダクタにより軽負荷時の等価励磁電流を増加させることで ZVS 範囲は 32%拡大している。さらにインダクタ電流を最大 46.9%拡大していることがわかる。

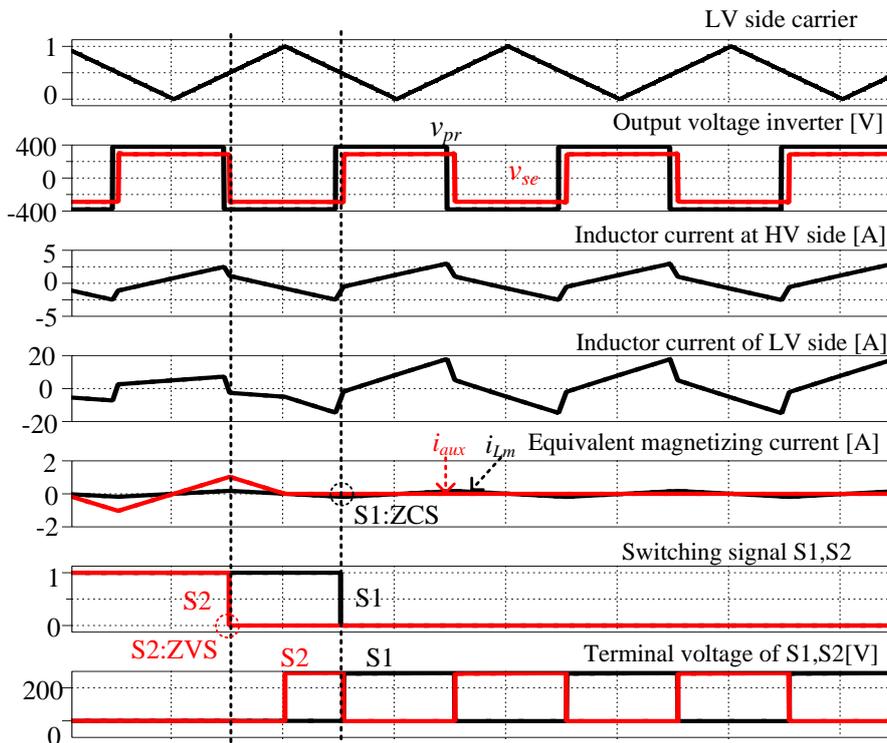
以上のことから、負荷に従って、等価励磁電流を切り替えることで広い負荷範囲で高効率化を達成できる。

表 5.1 シミュレーション条件

Input voltage V_{in}	380 V	Additional inductance L	$150\ \mu\text{H}$
Output voltage V_{out}	36 V	Rated power	750 W
Switching frequency f_{sw}	100 kHz	Exciting inductance L_m	4 mH
Dead-time T_d	100 ns	Turn ratio of transformer N	8
Auxiliary inductance	$700\ \mu\text{H}$	Battery voltage range	36 V to 60 V



(a) 双方向スイッチのターンオン



(b) 双方向スイッチのターンオフ

図 5.12 補助インダクタ切り替え時の動作波形

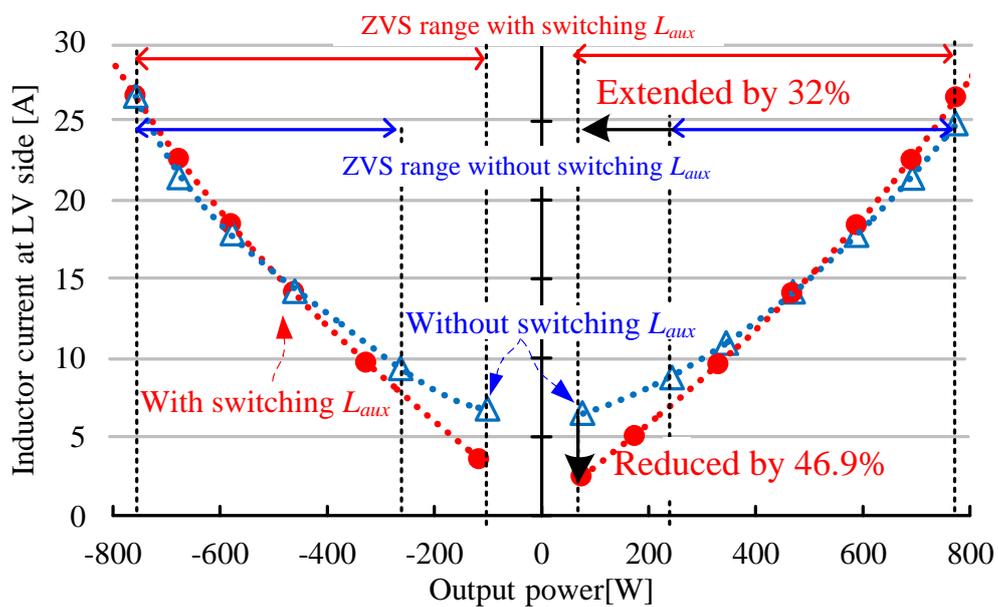


図 5.13 インダクタ電流特性および ZVS 範囲

5.7 瞬時損失最小モード切り替え法による瞬時損失低減効果

本章では、図 5.2 に示す試作器を構成し、実験により提案法の妥当性を検証する。表 5.2 に示す実験条件を用いて、実験を行う。なお、試作器では、補助インダクタを $378\mu\text{H}$ 、追加のインダクタを高周波トランスの一次側に直列接続している。高圧側素子には SCT3012AL(定格電圧 650 V, 定格電流 21 A, オン抵抗 $120\text{ m}\Omega$, ROHM Semiconductor), 低圧側には IRFP4110PbF(定格電圧 100 V, 定格電流 180 A, オン抵抗 $3.7\text{ m}\Omega$, Infineon Technologies)を採用している。

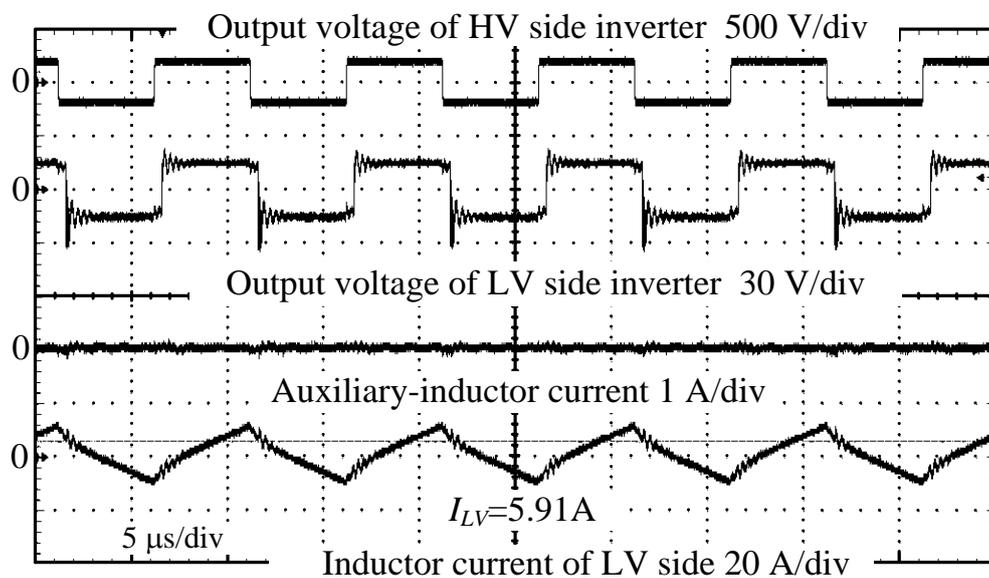
5.7.1 定常動作波形

図 5.14 に巻数比を考慮した入出力電圧比が 0.63 の条件における補助インダクタ切り替え前後の動作波形を示す。図 5.14(a)および(b)は軽負荷動作(出力電力 55.0 W および出力電力 57.3 W)の波形である。また、図 5.14(c)および(d)は重負荷動作(出力電力 123 W および出力電力 124 W)の波形である。図 5.14(a)および(b)から、補助インダクタにより等価的に励磁電流を増加させることで低圧側の電流を 26.5%低減している。一方、重負荷領域では、等価励磁電流の増加によって、低圧側電流が増加している。これは 5.3 節で述べたとおり、位相差が大きい重負荷領域では、等価励磁電流により、還流電流が増加するためである。

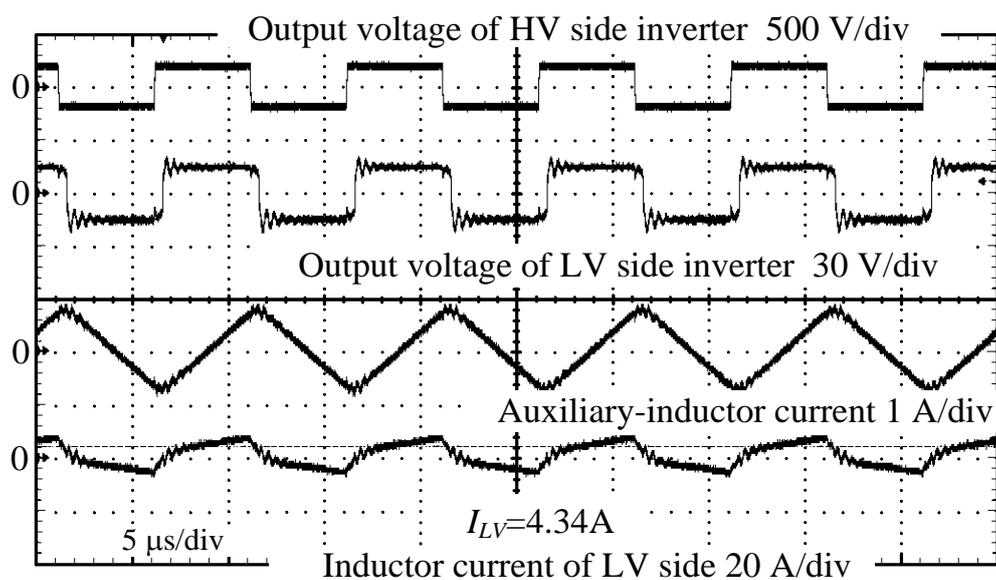
図 5.15 に HSW および ZVS 達成時の低圧側インバータの MOSFET 端子間電圧を示す。図 5.15(a)は HSW 時、図 5.15(b)は ZVS 達成時のスイッチング波形である。図 5.15(a)から、ターンオンとなる閾値電圧のタイミングにおいて、MOSFET の端子電圧がゼロではないため、HSW となっていることがわかる。さらに、リカバリ電流および配線インダクタンスにより、下側スイッチに大きなサージ電圧が発生している⁽¹¹⁾。選定した MOSFET ではターンオフ時の di/dt よりリカバリ電流の di/dt が大きいため、HSW 時のサージ電圧が大きくなる。一方、図 5.15(b)から、ZVS によりリカバリ電流が発生しないため、サージ電圧を低減できる。

表 5.2 実験条件

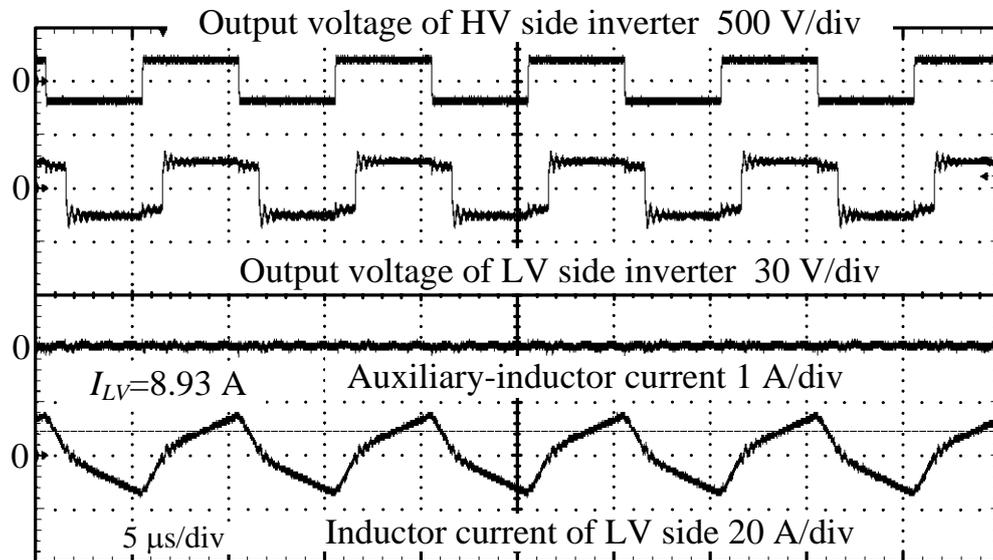
Element	Symbol	Value
Rated power	P_{rated}	200 W
DC voltage in HV side	V_{in}	190 V
DC voltage in LV side	V_{out}	15 V, 18 V
Dead time at HV side	$T_{d_{HV}}$	100 ns
Dead time at LV side	$T_{d_{LV}}$	150 ns
External inductance	L_{ex}	128 μ H
Auxiliary inductance	L_{aux}	378 μ H
Leakage inductance	l	17 μ H
Magnetizing inductance	L_m	5.2 mH
Swiching frequency	f_{sw}	100 kHz
Transformer turn ratio	N	$N_1:N_2=32/4$
Auxiliary inductor		Litz wire $\phi 0.1*150$ N87 ETD 59 (EPCOS) Gap: 3.4 mm, Turn number: 53
Transformer		HV side: Litz wire $\phi 0.1*150$ LV side: Litz wire $\phi 0.1*504$ N87 ETD 59 (EPCOS)
External Inductor		Litz wire $\phi 0.1*150$ N87 ETD 59 (EPCOS) Gap: 1.5 mm, Turn number: 23
MOSFET HV side		SCT3120AL 650 V 21 A 120 m Ω
MOSFET LV side		IRFP4110PBF 100 V 180 A 3.7 m Ω



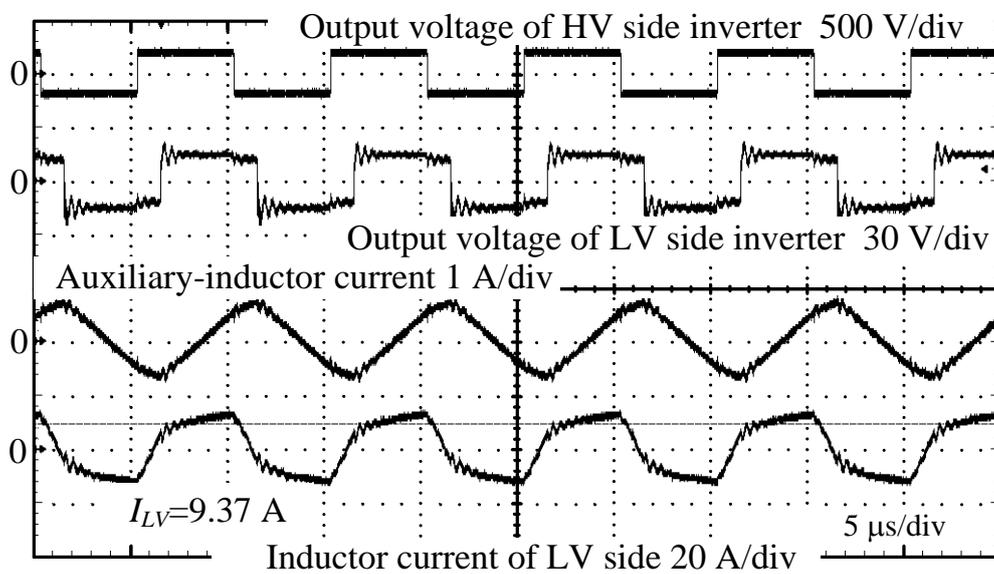
(a) 出力電力 55 W 補助インダクタ無



(b) 出力電力 57.3 W 補助インダクタ有

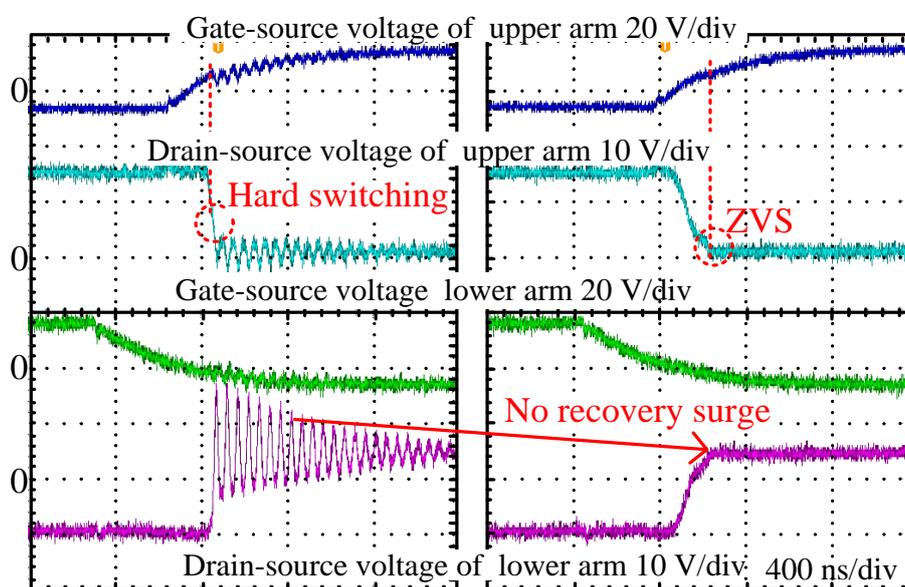


(c) 出力電力 123 W 補助インダクタ無



(d) 出力電力 124 W 補助インダクタ有

図 5.14 補助インダクタ切り替え前後の動作波形



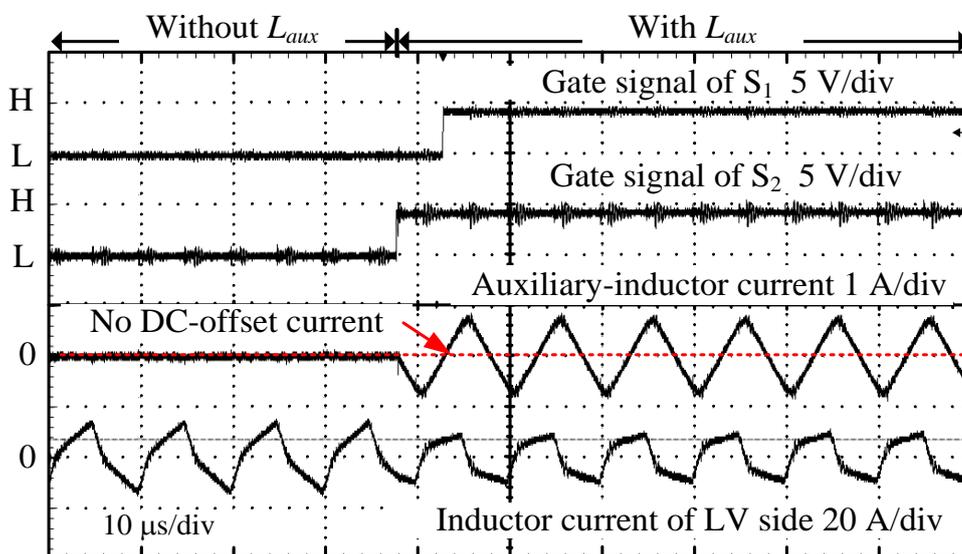
(a) 補助インダクタ無 (b) 補助インダクタ有

図 5.15 HSW および ZVS 動作時の低圧側インバータの MOSFET 端子間電圧

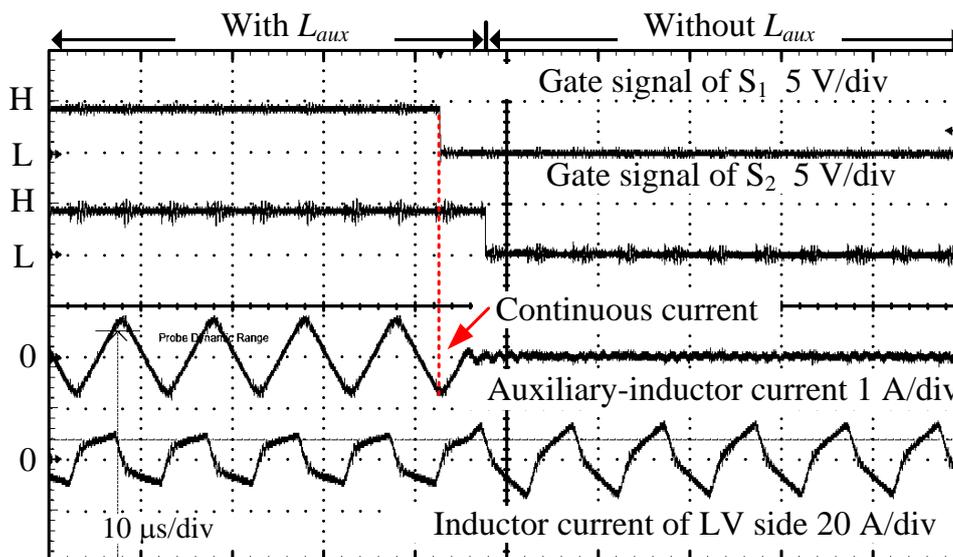
5.7.2 補助インダクタ切り替え時の過渡動作波形

図 5.16 に補助インダクタ切り替え時の過渡応答波形を示す。図 5.16(a)はターンオン時の過渡応答波形，図 5.16(b)はターンオフの過渡応答波形である。図 5.16(a)から双方向スイッチのオンタイミングをキャリアのピークもしくはボトムと同期することで，ターンオン時の補助インダクタ電流にオフセットが発生していない。さらに，図 5.16(b)では，S1 がオフしたとしても補助インダクタ電流の方向が負であるため，S1 がターンオフしたとしても還流ダイオードによって，電流の連続性を保っている。次のステップで補助インダクタ電流がゼロになった後に，S1 の還流ダイオードがオフ状態となり，補助インダクタ電流が流れないため，S2 のターンオフは ZCS を達成している。以上のことからスイッチングタイミングをキャリアのピークとボトムに同期することで電流検出を用いずに補助インダクタ電流の切り替え時におけるサージ電圧および補助インダクタの電流オフセットを抑制することができる。

図 5.17 に補助インダクタ切り替え時の補助インダクタ電圧の過渡応答波形を示す。なお，双方向スイッチに電圧プローブを接続するとプローブの寄生容量により，共振周波数に変化し，切り替え動作に影響があるため，本測定では補助インダクタ電圧を測定している。図 5.17 から，補助インダクタオン時の電圧よりインダクタ電圧が小さいため，大きなサージ電圧が発生してないことがわかる。



(a) 双方向スイッチターンオン



(b) 双方向スイッチターンオフ

図 5.16 補助インダクタ切り替え時の過渡動作波形

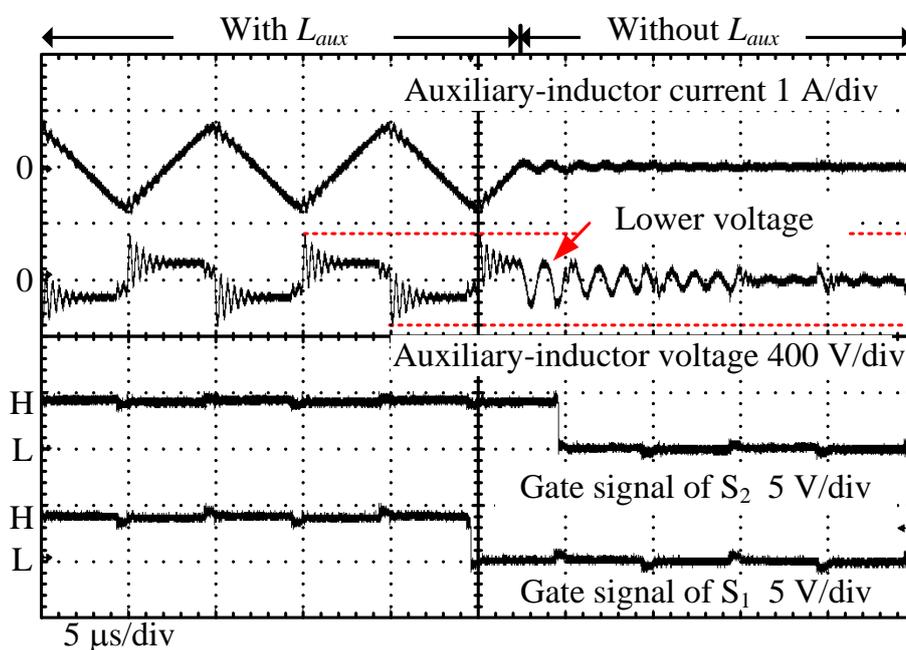
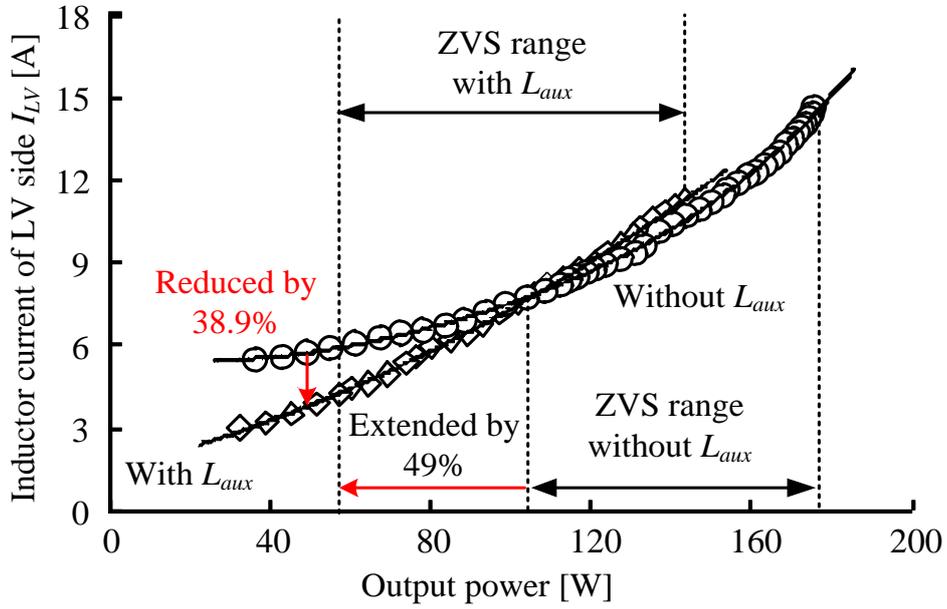


図 5.17 補助インダクタ切り替え時の補助インダクタ電圧の過渡動作波形

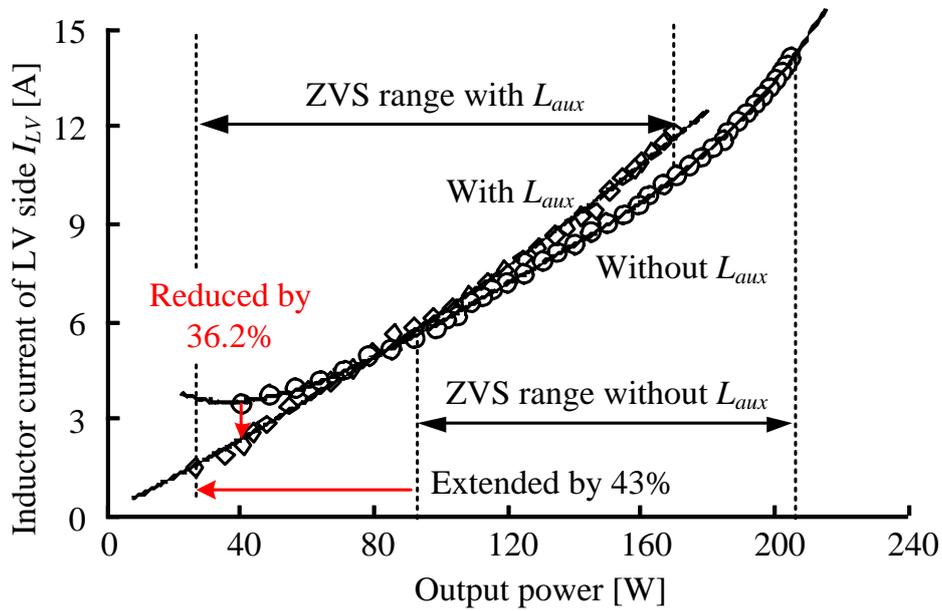
5.7.3 インダクタ電流および効率特性

図 5.18 に等価励磁インダクタの違いによる低圧側インダクタ電流の実効値および ZVS 範囲を示す。図 5.18(a)は巻数比を考慮した入出力電圧比が 0.63, 図 5.18(b)は 0.76 の結果である。図 5.18 から補助インダクタにより, 等価励磁電流を増加させることで軽負荷時の還流電流を低減でき, 低圧側インダクタ電流を最大 38.9%低減している。また, 負荷に従って等価励磁インダクタンスを切り替えることで広い負荷範囲で低圧側電流を低減していることがわかる。さらに等価励磁電流の増加によって軽負荷動作時の ZVS を達成し, 電圧変動時においても, ZVS 範囲を最大 49%拡大している。

図 5.19 に等価励磁インダクタの違いによる効率特性を示す。図 5.19(a)は巻数比を考慮した入出力電圧比 NV_{out}/V_{in} が 0.63, 図 5.19(b)は 0.76 の結果である。図 5.19 から, 補助インダクタにより, 等価的に励磁電流を増加させることで軽負荷領域の損失を低減でき, 最大 36.1%低減していることがわかる。また, 図 5.19(a)では出力電力 98.7 W, 図 5.19(b)では出力電力 71.2 W 時に, 補助インダクタを切り替えることで広い負荷範囲での高効率化を達成できる。

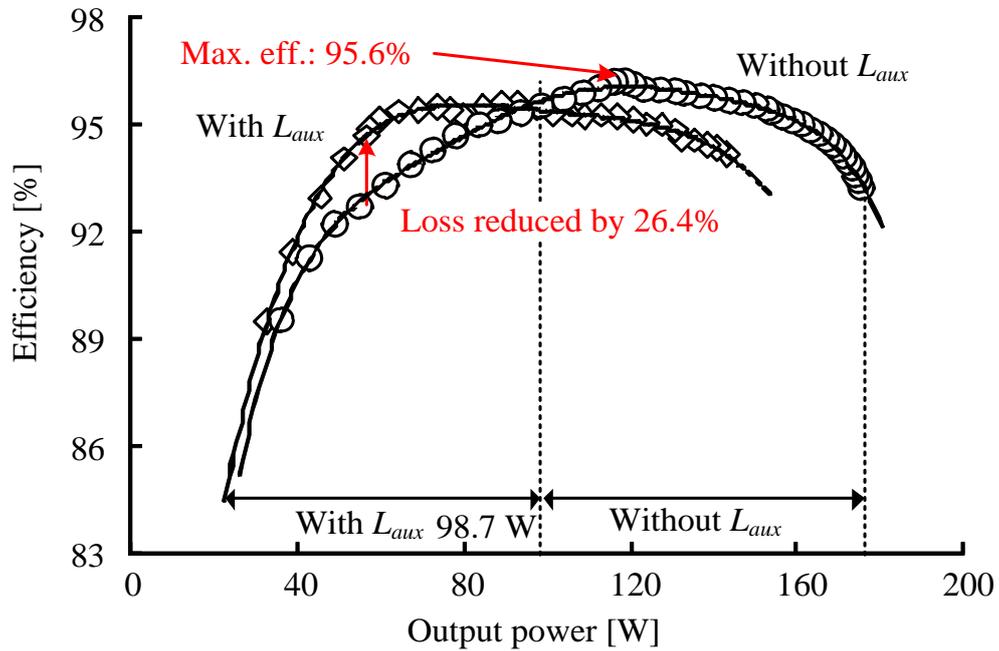


(a) $V_{in}=190\text{ V}$, $V_{out}=15\text{ V}$, $NV_{out}/V_{in}=0.63$

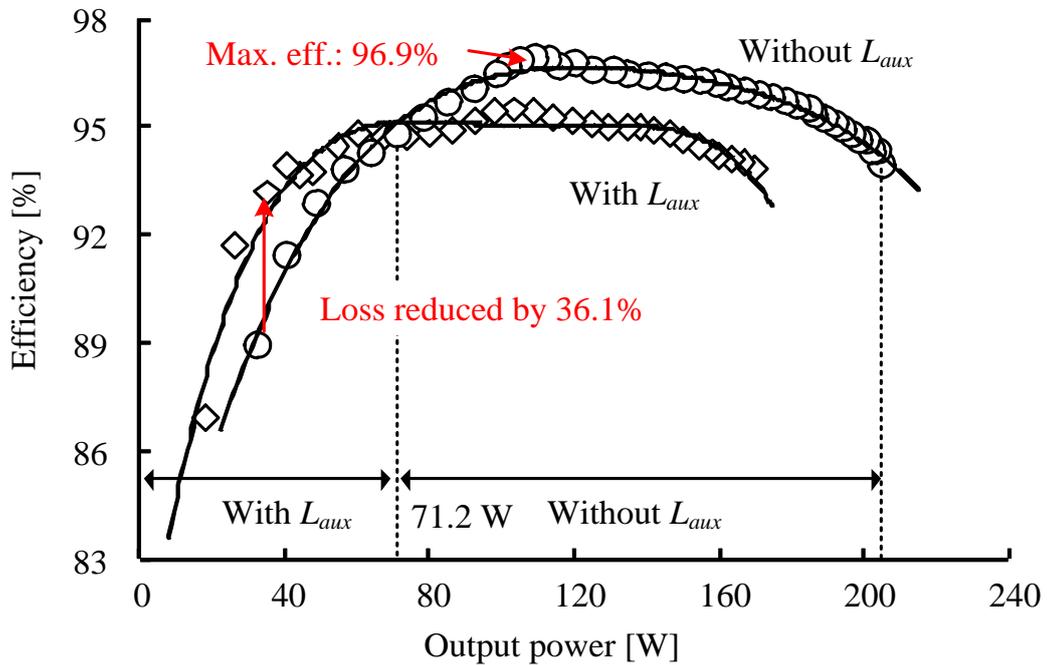


(b) $V_{in}=190\text{ V}$, $V_{out}=18\text{ V}$, $NV_{out}/V_{in}=0.76$

図 5.18 補助インダクタ切り替え前後における低圧側インダクタ電流の実効値および ZVS 範囲



(a) $V_{in}=190\text{V}$, $V_{out}=15\text{V}$, $NV_{out}/V_{in}=0.63$



(b) $V_{in}=190\text{V}$, $V_{out}=18\text{V}$, $NV_{out}/V_{in}=0.76$

図 5.19 補助インダクタ切り替え前後の効率特性

5.7.4 損失解析結果およびモード切り替え時の瞬時損失低減効果

図 5.20 に軽負荷動作時における補助インダクタ切り替え前後の損失解析結果を示す。なお、解析の条件は図 5.20(a)の実験条件を用いている。また、半導体スイッチの導通損失は実験から取得した電流実効値および半導体スイッチのオン抵抗から導出している。次に、スイッチング損失は実験により導出したスイッチング時の電流および直流電圧値を用いて、半導体スイッチのスイッチング損失のデータシートに基づいて導出した。一方、磁気部品の損失は Gecko Magnetics⁽¹²⁾を用いて表皮効果および近接効果を考慮した銅損および非正弦波励磁を考慮した鉄損を導出している。図 5.20 から等価励磁電流を増加させることで低圧側のスイッチング損失が大きく低減していることがわかる。これは、ハードスイッチング動作時の電流が小さくなるため、スイッチング損失が低減しているためである。同様に、銅損や導通損も低減しており、補助回路の損失を含めても、全体の効率が改善していることがわかる。これにより、等価的に励磁電流を大きくすることで、軽負荷時の瞬時損失の増加の原因である還流電流を低減し、全体の効率を改善していることがわかる。

図 5.21 に瞬時損失最小モード切り替え法を用いた場合のモード切り替え時の瞬時損失低減効果を示す。なお、切り替え前後で伝送電力が一致している。また、等価励磁インダクタ図 5.21(a)は低圧側インバータレグのキャリア中点で切り替えた結果、図 5.21(b)に提案する低圧側インバータレグのキャリアピークでモードを切り替えた結果である。図 5.21(a)はモード切り替え時に直流重畳が発生し、ピーク電流が-1.44A である。一方、図 5.21(b)は提案する瞬時損失最小モード切り替え法によりモード切り替え時の直流重畳抑制でき、ピーク値は-0.75A と定常時と一致している。また、モード切り替えはスイッチング周期の半分で整定していることがわかる。

以上のことから瞬時損失増加の原因となる電圧変動時の還流電流低減かつモード切り替え時のトランス電流の直流重畳抑制を両立し、瞬時損失の最小化を達成している。

第5章

瞬時損失最小モード切り替え法による等価励磁インダクタ切り替え方式 DAB コンバータ

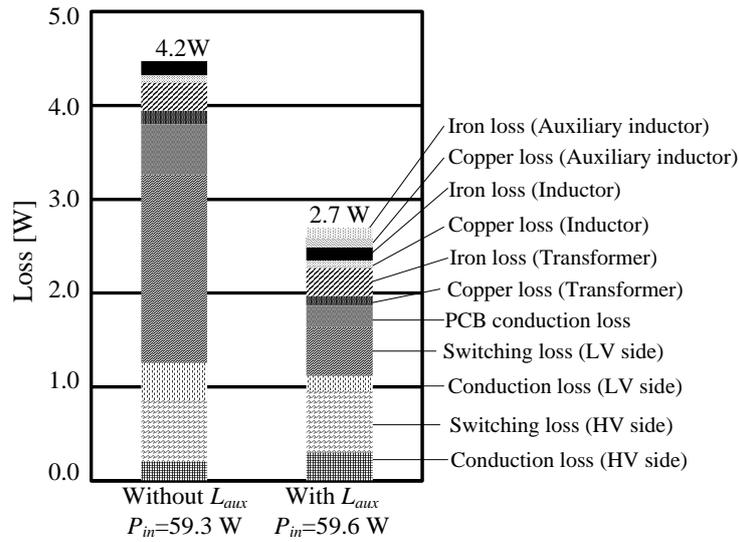
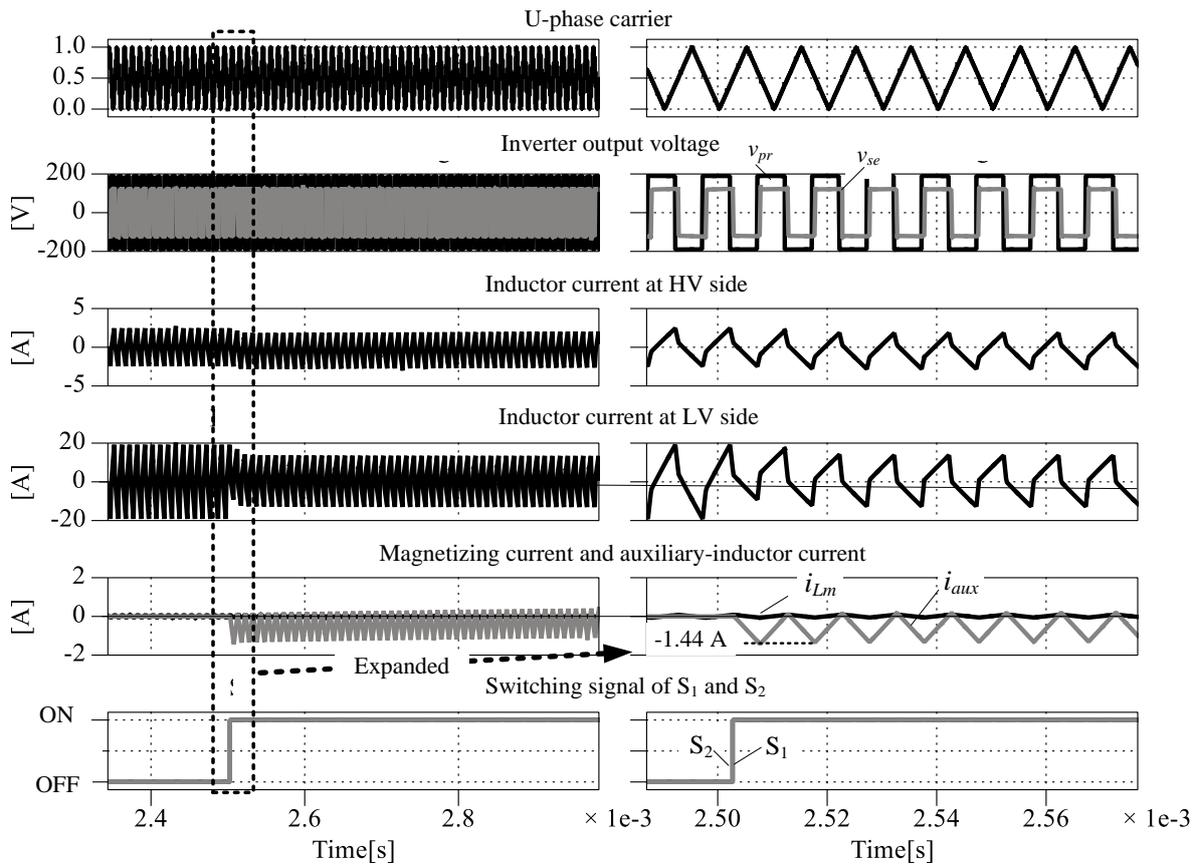
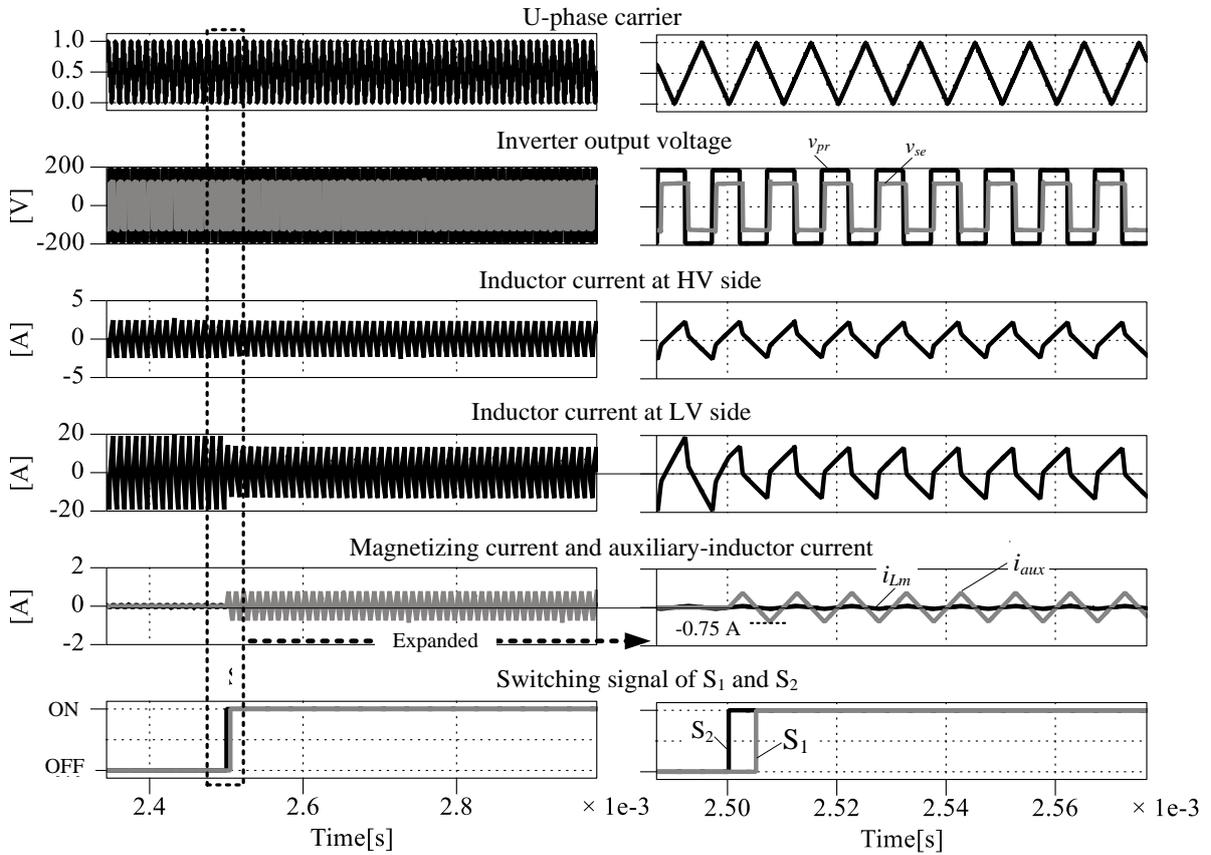


図 5.20 軽負荷動作時の損失解析($V_{in}=190V$, $V_{out}=15V$, $NV_{out}/V_{in}=0.63$)



(a) 従来の補助インダクタ切り替え時の動作波形



(b) 瞬時損失最小モード切り替え法による補助インダクタ切り替え時の動作波形

図 5.21 モード切り替え時の瞬時損失低減効果

5.8 結論

第 5 章では、等価パラメータに着目し、負荷や電圧条件によって等価パラメータを切り替える方式を検証した。従来の方式では、等価的に漏れインダクタンスや巻数比を切り替える方式を用いて、電圧変動時の還流電流低減を図っていたが切り替え時の過渡動作や通過素子数の増加によって、瞬時損失の低減が十分でなかった問題があった。そこで、本章では提案した瞬時損失最小モード切り替え法の適用先として等価的に励磁インダクタンスを切り替える手法に着目した。その結果、電圧変動時の還流電流低減とモード切り替え時のトランス電流の直流重畳低減を実現した。以下に本章で得た結論を示す。

- (1) 励磁インダクタンスによるインダクタ電流について基本波モデルを用いて解析し、電圧変動時の還流電流低減の原理を明らかにした。さらに、励磁インダクタを含めた ZVS 条件を導出した。その結果、負荷および電圧によって等価励磁インダクタ切り替えの必要性を示した。
- (2) モード切り替えタイミングに対する補助インダクタ電流への影響を解析し、モード切り替えタイミングによってトランス電流の直流重畳が発生することを明らかにした。そこで、低圧側インバータのキャリアピークで等価励磁インダクタンスを切り替えることで瞬時損失増加の原因であるトランス電流の直流重畳を抑制できることを示した。また、第 3 章と同様にキャリアに同期して位相差を変えることで位相差変更時のトランス電流の直流重畳も抑制できる。
- (3) 試作器を用いた実験により、電圧変動時のインダクタ電流を最大 38.9% 低減できることを明らかにした。さらに、提案するスイッチングシーケンスを用いて、切り替え時の電流オフセットおよびサージ電圧を抑制できることを確認した。最後に、提案法により軽負荷動作時の損失を最大 36.1% 低減できることを示した。

以上の結果から、モード切り替え時のトランス電流の直流重畳抑制と電圧変動時の還流電流低減を両立し、等価パラメータによる瞬時損失最小モード切り替え法を適用した DAB コンバータの有用性を確認した。

参考文献

- (1) Shiva S.M., Naga Brahmendra Yadav Gorla, Pritam Das, Sanjib Kumar Panda: "Tap Changing Transformer based Dual Active Bridge Bi-Directional DC-DC Converter", 9th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia , pp. 2025-2030, 2015
- (2) Xiaofeng Sun, Yanfeng Shen, Wuying Li, Baocheng Wang, Lu Wang, Xin Li: "Center-Tapped Transformer Based Bidirectional DC-DC Converter With Wide Input Voltage Range", 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition , pp. 5910-5917, 2015
- (3) Silvano Taraborrelli, René Spenke, Rik W. De Doncker: "Bidirectional DC-DC Converter based on a Dual Active Bridge with Tap Changer", 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), pp.1-10, 2016
- (4) J. Riedel, D.G. Holmes, C. Teixeira, B.P. McGrath: "Wide Range ZVS Operation of Dual Active Bridge DC-DC Converters using Adaptive Modulation and Low Coupling Factor Transformers", 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), pp. 1-10, 2016
- (5) G. Xu, D. Sha, J. Zhang, X. Liao: "Unified Boundary Trapezoidal Modulation Control Utilizing Fixed Duty Cycle Compensation and Magnetizing Current Design for Dual Active Bridge DC-DC Converter ", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32, No. 3, pp. 2243-2252, 2017
- (6) Jordi Everts: "Closed-Form Solution for Efficient ZVS Modulation of DAB Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32, No. 10, pp. 7561-7576, 2017
- (7) M.N. Kheraluwala, R.W. Gascoigne, D.M. Divan, and E.D. Baumann: "Performance Characterization of a High Power Dual Active Bridge dc-to-dc Converter", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 6, pp. 1294-1301 (1992).
- (8) 井上重徳・赤木泰史:「双方向絶縁型 DC-DC コンバータの動作電圧と損失解析」, IEEJ Trans. D, Vol. 127, No. 2, pp. 188-197 (2007).
- (9) M. Hirakawa, Y. Watanabe, M. Nagano, K. Andoh, I. Nakatomi, S. Hashino, and T. Shimizu : "High power DC/DC converter using extreme close-coupled inductors aimed for electric vehicles", The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA , pp. 2941-2948 (2010).

- (10) 山岸達也・赤木泰史・木ノ内伸一・宮崎裕二・小山正人：「SiC-MOSFET/SBD モジュールを用いた 750V,100kW, 20kHz 双方向絶縁形 DC/DC コンバータ」, IEEJ Trans. D, Vol. 134, No. 5, pp. 544-553 (2014).
- (11) M. Takasaki, Y. Ishizuka, T. Ninomiya, Y. Furukawa, and T. Hirose: “Switching surge reduction of a bi-directional dual active bridge DC-DC converter with a digital operation”, 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), pp. 1-10 (2013).
- (12) Gecko Magnetics ホームページ <http://gecko-simulations.com/geckomagnetics.html>

第6章

結論

6.1 本研究の成果

本研究では、省エネルギー化の観点から導入が期待されている DC マイクログリッドに適用する双方向絶縁形 DC-DC コンバータの一方式である DAB コンバータに着目した。また、様々なアプリケーションへの適用を想定し、負荷変動や電圧条件に対して低損失化を達成するために、定常状態および過渡状態の損失両方を考慮できる「瞬時損失」を用いて議論した。さらに、瞬時損失の最小化を実現するモード切り替え法を提案し、3つの回路方式に適用し、提案法の有用性を示した。本章では、第1章から第5章までの結果をまとめ、本研究の結論とする。

第1章では、要求されている低炭素社会の実現のために一般的な配電システムである交流より効率システムが改善可能である直流配電システムが注目されていることを述べ、その直流配電に適用する DC-DC コンバータについて、大容量化および公称電圧時の高効率化の観点から絶縁形 DC-DC コンバータの一方式である DAB コンバータ方式に着目した。また、直流配電システム内の蓄電システムや家庭内負荷のように負荷の変動や充放電の切り替えが多いため、定常状態だけでなく過渡状態の損失もシステム効率に大きく影響することから、両方の観点からみた損失の評価および低減が必要であることを述べた。また、各スイッチング素子および受動部品の等価抵抗の電圧および電流を用いて瞬時損失を定義し、DAB コンバータが持つ問題点である電圧変動時の還流電流増加および過渡動作時のトランス電流の直流重畳によって瞬時損失が増加することを述べた。以上を踏まえて、本研究

の目的と論文の概要を示した。

第2章では、従来の方形波動作を用いた DAB コンバータの基本特性を示し、瞬時損失増加の原因である電圧変動時の還流電流増加および過渡動作時のトランス電流の直流重畳について理論的に明らかにした。また、瞬時損失の観点からこれまでに提案されてきた DAB コンバータの損失低減手法では瞬時損失の低減が十分でないことを述べた。次に、瞬時損失最小モード切り替えを提案した。最後に、従来手法に対する提案する瞬時損失最小モード切り替え法の位置づけを明らかにした。以下に第2章で得られた成果を示す。

- (1) 従来の方形波動作時の DAB コンバータについて基本的な特性を示し、電圧変動時における還流電流の増加および位相差変更時におけるトランス電流の直流重畳が瞬時損失の増加の原因であることを述べた。
- (2) (1)で提起された課題を達成するために、今まで提案されてきた低損失化手法について示した。しかし、従来の損失低減手法では定常時のスイッチングパターンのみ考慮しているため、スイッチングパターン切り替え時におけるトランス電流の直流重畳を抑制できない問題がある。一方、位相差変更時における直流重畳の抑制に着目した手法では、あるスイッチングパターンに限定しているため、電圧変動時における還流電流の低減には限界がある。このように従来手法では瞬時損失の低減が不十分であることが言える。
- (3) 本研究では、瞬時損失の最小化を目的に、複数のモードを用いた場合にも過渡動作を考慮した瞬時損失最小モード切り替え手法を提案する。提案手法は負荷および電圧変動に対して、還流電流が最も小さいモードをキャリアと同期して変更することで電圧変動時の還流電流低減および過渡動作時に発生するトランス電流の直流重畳抑制を同時に達成できる。また、提案手法の適用先として、マルチレベルトポロジおよびトランスパラメータ切り替え方式に着目した。
- (4) 従来手法に対する提案する瞬時損失最小モード切り替え法の位置づけを明らかにし、本研究の意義を示した。

第3章から第5章では、提案手法を適用した回路方式および等価パラメータ切り替え方式について詳細を述べた。

第3章では、フライングキャパシタ DAB コンバータに着目し、提案する瞬時損失最小モード切り替え法を適用した。従来のマルチレベル方式では、スイッチングパターンを切り替え時のトランス電流の直流重畳に関して検討されておらず、瞬時損失の低減が不十分であった。一方、提案手法では位相シフトキャリアの位相シフト量の更新を2回に分けることでモード切り替え時におけるトランス電流の直流重畳抑制を実現できる。また、フライングキャパシタ DAB コンバータにより3種類のモードを電圧および負荷によって切り替えることで電圧変動時の還流電流の低減可能であることを明らかにした。1kWの試作器を用いた実験結果によりモード切り替え時のトランス電流の直流重畳を最大24%低減した。さらに、出力電圧24Vに低下したとしても最大効率94.4%を達成した。また、損失解析を行い、損失の内訳も明らかにした。

第4章では、重負荷における通過素子数に着目し、1レグT形方式に瞬時損失最小モード切り替え法を適用した。従来の1レグT形方式では、二次側にフルブリッジ方式を適用すると位相シフト量変更時に直流重畳が発生するため、瞬時損失が増加する問題があった。提案方式ではT形レグのキャリアに同期してモードを切り替えることでモード切り替え時のトランス電流の直流重畳を抑制可能であることを述べた。また、1レグT形DABコンバータが出力できる2種類のモードを用いて電圧変動時の還流電流低減が可能である。1.5kWの試作機により実験を行った結果、最大効率98.2%、定格動作時の効率97.3%を達成した。さらに、出力電圧が1/2に低下した条件においてモードを最適化により軽負荷損失を最大62.3%低減できることを明らかにした。最後に、提案方式によりモード切り替え時において、トランス電流の直流重畳を抑制できることを確認した。

第5章では、等価トランスパラメータに着目し、瞬時損失最小モード切り替えを適用した。本方式は、励磁インダクタンスによって、電圧変動時の還流電流が変化することを利用し、補助回路により等価的に励磁インダクタンスを切り替えることで還流電流の低減およびZVS範囲の拡大を達成できることを述べた。次にトランス寄生パラメータによる等価励磁インダクタンスの影響を導出した。また、補助インダクタ切り替え時にサージ電圧や電流オフセットが発生しない切り替え法を述べた。試作器を用いた実験により、電圧変動時のインダクタ電流を最大38.9%低減できることを明らかにした。さらに、提案する切り替え法により補助インダクタの直流重畳およびサージ電圧を抑制できることを確認した。

また、軽負荷動作時の損失を最大 36.1%低減できることを示した。

以上のように、複数のモードを有する DAB コンバータに瞬時損失最小モード切り替え法を適用することで、電圧変動時における還流電流の低減およびモード切り替え時におけるトランス電流の直流重畳抑制を両立し、瞬時損失の最小化を達成した。この結果、直流配電に適用する絶縁形 DC-DC コンバータに DAB コンバータを用いることで、定常状態の損失だけでなく過渡状態の損失低減を実現でき、直流配電の普及の一助として貢献したと考える。

6.2 各方式の特徴

表 6.1 に第 3 章から 5 章で提案手法を適用した各方式の特徴を示す。

第 3 章および第 4 章で検討を行ったマルチレベル方式について述べた。まず、第 3 章で議論したフライングキャパシタ方式では素子の耐圧を低減できるため、メガソーラーなど直流電圧が高くなるアプリケーションにおいて、提案手法による損失低減効果が大きい。また、3 種類のモードにより、入出力電圧の変動が小さい場合にも各電圧レベルを調節できる。一方、通過素子数が増加するため、直流電圧低下時における重負荷動作の損失低減効果が小さい欠点を有する。次に、第 4 章で議論した 1 レグ T 形方式では、FB モード使用時の通過素子数を低減できるため、高耐圧の素子を必要としない直流電圧が低いアプリケーションが適している。一方、1 レグ T 形方式の出力電圧は入力電圧もしくは入力電圧の半分の振幅をもつ方形波のみを出力するため、小さな電圧変動に対しては提案手法による損失低減効果が小さい欠点を有する。また、各マルチレベル方式において、低圧側の出力電圧低下時における軽負荷時に HB モードトランスに印加する電圧が小さくなるため、トランスの励磁電流が低減できる。これは軽負荷時における鉄損の低減につながるため、銅損低減に主眼を置いてトランスの巻数を減らすことで提案手法の損失低減効果が大きくなる。次に、第 5 章にて検討した等価パラメータ切り替え方式では、トランスに並列に接続した双方向スイッチと補助インダクタによって、等価的に励磁電流を変えることで還流電流を低減している。また、この方式は高圧側に補助回路を接続することで、小さな補助インダクタ電流であっても巻数比に比例して還流電流を低減できるため、入出力電圧比が大きいアプリケーションに適している。また、トランスの設計では、トランスの励磁イン

ダクタンスと補助インダクタンスの差が大きいほど、低圧側直流電圧低下時の還流電流を低減できるためトランスの結合率を高く設計することで提案手法の損失低減効果が大きくなる。一方、この方式は補助回路がオフ時において、スイッチング素子の寄生容量と補助インダクタの間で共振が発生するため、寄生容量が小さい素子を選定する必要がある。

表6.1 第3章から第5章で検討した方式の特徴

	特徴	欠点	各手法に適したトランス設計
<p>瞬時損失最小モード切り替え法の適用先</p> <p>3種類のモードを有する フライイングキヤパクタ(FC)方式 (第3章)</p>	<ul style="list-style-type: none"> ・低耐圧素子が使用可能 ・5レベルモードにより、電圧変動範囲が小さい条件でも低損失化可能 	<ul style="list-style-type: none"> ・通過素子数の増加 	<ul style="list-style-type: none"> ・モード切り替えにより鉄損を低減できるため、巻数を少なく設計
<p>2種類のモードを有する 1レグT形方式 (第4章)</p>	<ul style="list-style-type: none"> ・FBモード時の通過素子数がFC方式より低減可能 ・大きな過渡現象を伴わない電圧制御系を構築可能 	<ul style="list-style-type: none"> ・入出力電圧比が1に近い条件において、提案手法による損失低減効果の低下 	<ul style="list-style-type: none"> ・モード切り替えにより鉄損を低減できるため、巻数を少なく設計
<p>等価励磁インダクタンス切り替え方式 (第5章)</p>	<ul style="list-style-type: none"> ・入出力電圧比が大きい条件にて損失低減効果が高い 	<ul style="list-style-type: none"> ・補助インダクタンスと補助回路の寄生容量との共振が発生するため、選定素子に制限あり 	<ul style="list-style-type: none"> ・高周波トランスは結合率を高く設計

6.3 瞬時損失最小モード切り替え法に関する結論

本研究では、複数モードを有する DAB コンバータを用いて、過渡状態の損失および定常状態の損失を同時に低減できる瞬時損失最小モード切り替えを提案した。第3章ではフライングキャパシタ形トポロジを DAB コンバータに対して、提案する瞬時損失最小モード切り替え法により、電圧変動時の還流電流低減およびトランス電流の直流重畳抑制を達成できることを明らかにした。第4章では、重負荷動作時の通過素子数に着目して、瞬時損失最小モード切り替え法を1レグ T 形 DAB コンバータに適用した。本方式では、2種類のモードを電圧変動および負荷変動に対して T 形レグのキャリアに同期してモードを切り替えることで電圧変動時の還流電流低減およびトランス電流の直流重畳抑制を達成できることを明らかにした。さらに、各モードの切り替え時に大きな過渡現象を伴わない電圧制御系を構築した。最後に、第5章では等価的なトランスパラメータ切り替え機能をもつ DAB コンバータに着目して、瞬時損失最小モード切り替えを適用した。ここでは、励磁電流によって効率特性が異なることを利用して、電圧および負荷にしたがって、還流電流を低減できる等価励磁インダクタンスを選択する。それと同時に、サージ電圧およびトランス電流の直流重畳の抑制できることを示した。以上のことから、瞬時損失最小モード切り替え手法により、電圧変動時の還流電流低減およびモード切り替え時のトランス電流の直流重畳抑制が両立できることを明らかにした。

6.4 今後の課題

本研究では、DAB コンバータの過渡状態および定常状態の損失を考慮した瞬時損失低減を目的に、瞬時損失最小モード切り替え法を提案した。一方、提案する瞬時損失最小モード切り替えをさらなる技術的発展のためには次のような課題が残されている。

(1) さらなるモード数増加による瞬時損失最小モード切り替えの実現

第2章で述べた通り、PWM 手法による多くのスイッチングパターンを考慮して、スイッチングパターンを最適化することで、最大となる高効率化を実現するスイッチングパターンは素子の損失から解析的に導出している。また第3章から第5章まで検討した方式では、さらに自由度が増加させた場合のモードについて検討し、瞬時損失最小モード切り替え法によりモード切り替え時の直流重畳を抑制することで、さらなる効率改善が見込める。

(2) 磁気部品小型化に向けた設計法の明確化

本論文で提案した瞬時損失最小モード切り替えを適用することで、定常状態だけでなく、過渡状態で発生する損失低減を実現した。しかし、高効率化だけでなく電力変換器の小型化すなわち高パワー密度化も同様に要求される。さらに、提案する瞬時損失最小モード切り替え法によって、トランス電流の直流重畳を抑制できるため、磁束密度を大きく設計できるため、コアの小型化が可能である。一方、本検討の試作器に用いた高周波トランスは密結合に設計しており、漏れインダクタンスのみでは定格電力となる位相差が非常に小さい。そのため、インダクタをトランスの高圧側もしくは低圧側に直列接続しており、コアを2個用いている。そこで巻線構造と漏れインダクタンスの関係を明らかにし、1つのコアで共通化できれば、さらなる小型化が可能である。

(3) アプリケーション拡大に向けた駆動法の構築

本論文では、本検討では負荷側の電圧制御にのみ着目して検討を行っていたが、実際にバッテリーや様々な負荷に接続することを想定すると、パワーフローが変化した場合の電圧制御系を検討する必要がある。また、DAB コンバータはパワーフロー変更時にもトランス電流に直流重畳が発生するため、抑制手法を検討する必要がある。さらに、バッテリーの充放電では充電開始時には一定電流動作での充電、満充電付近では一定電圧充電を行う必要がある。したがって、アプリケーションに合わせた制御方式の検討が必要である。

謝辞

本研究を進めるにあたり、直接ご指導を賜りました長岡技術科学大学 伊東淳一教授に心から感謝し、厚く御礼申し上げます。学部3年生から研究室に配属されて以来、研究の考え方、博士課程の在り方など多くのことを学ぶことができました。また、学外より学位審査に携わっていただいた神戸大学 三島智和准教授、日頃から有益なご意見、ご助言を賜りました長岡技術科学大学 近藤正示名誉教授、大石潔教授、宮崎敏昌准教授、芳賀仁准教授、横倉勇希助教、日下佳祐助教、渡辺大貴産学官連携研究員、田中徹技術職員、北海道大学 折川幸司助教に厚く御礼申し上げます。

異分野チーム編成融合型グローバルリーダー養成コースを通して、留学の機会と研究の場を与えていただいた National Tsing-Hua University Po-tai Cheng 教授に心より厚く御礼申し上げます。また、留学期間中、技術面だけでなく私生活においても多くのご協力をいただきました博士課程学生の Ping-Heng Wu 氏, Meng-Jiang Thai 氏, Yu-Chen Su 氏, Jiuyang Zhou 氏および電力制御研究室の学生諸氏にも深く御礼申し上げます。

長い研究生生活の間、苦楽をともにしたパワー研の先輩、同輩および後輩諸氏に感謝致します。私が学部3年生の時に研究室に配属され、長い研究生生活の間、学会などの様々な場面で多くのご助言をいただいた加藤康司氏、春名順之介氏、星野哲馬氏、Goh Tech Chiang 氏、大沼喜也氏、宮脇慧氏、檜原有吾氏、野下裕市氏、小岩一広氏、中田祐樹氏、Asmarashid Bin Ponniran 氏、加藤尚和氏、佐藤大介氏にも心より感謝し、御礼申し上げます。また、未熟であった学部、修士および博士時代に惜しみなくご助言、議論していただいた高橋広樹氏、中西俊貴氏、長野剛氏にも心より感謝し、御礼申し上げます。さらに、同じデュアルアクティブブリッジコンバータの研究を進めるにあたり、多くの議論に応じてくれた河

謝辞

内謙吾氏にも心よりお礼申し上げます。諸先生，先輩方はもちろんのこと，学部から博士課程の7年間を支えあった大沼渚氏，Le Hoai Nam 氏，矢吹明紀氏，北九州工業専門学校竹崎太一助教，学部から修士課程修了まででともに研究に打ち込んだ米田一己氏，門嶋祥之氏およびパワー研同期の方々にも心より御礼申し上げます。

最後に，本学の博士課程まで学ぶ機会を与えていただき，これまでに学業に専念できるように理解と協力を惜しまなかつた祖父母，両親，妹に心から感謝致します。

論文目録

本論文に関する発表論文

学術論文

- (1) **比嘉隼**, 伊東淳一:「負荷に応じた動作モード切替によるフライングキャパシタ形 DAB コンバータの開発」, 電気学会論文誌 D, Vol. 137, No. 10, pp. 760-768 (2017)
- (2) **比嘉隼**, 伊東淳一:「等価励磁インダクタンス切り替え方式を用いたデュアルアクティブブリッジコンバータの実機検証」, 電気学会論文誌 D, Vol. 139, No. 1, pp. 40-50. (2019)
- (3) **比嘉隼**, 宅間春介, 日下佳祐, 伊東淳一:「広い電圧駆動範囲に対して動作モード切り替え法を適用した T-type Dual Active Bridge DC-DC コンバータの開発」, 電気学会論文誌 D, Vol. 139, No. 4, pp. 388-400. (印刷中)
- (4) **比嘉隼**, 伊東淳一:「フライングキャパシタ形 DAB コンバータの動作モード切り替え時におけるトランス電流の直流偏差抑制法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 139, No. 3 2 ページ(印刷中)

国際会議における口頭発表論文

- (1) **Hayato Higa**, Sunsuke. Takuma, Koji. Orikawa and Jun-ichi Itoh, “Dual active bridge DC-DC converter using both full and half bridge topologies to achieve high efficiency for wide load,” 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 6344-6351 (2015)
- (2) **Hayato Higa** and Jun-ichi Itoh, “Derivation of operation mode for flying capacitor topology applied to three-level DAB converter,” 2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics

- Conference (IFEEC), pp. 1-6 (2015)
- (3) **Hayato Higa** and Jun-ichi Itoh, “Zero voltage switching over entire load range and wide voltage variation of parallelly-connected dual-active-bridge converter using power-circulating operation,” 2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia), Kaohsiung, pp. 506-511 (2017)
- (4) **Hayato Higa** and Jun-ichi Itoh, “Extension of zero-voltage-switching range in dual active bridge converter by switched auxiliary inductance,” 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 5324-5331 (2017)
- (5) **Hayato Higa** and Jun-ichi Itoh, “Achievement of Zero Voltage Switching at Light Load for Parallelly-Connected Dual Active Bridge Converter using Power-Circulating Operation”, S2PC2017, No. JP20 (2017)

国内会議における口頭発表論文

- (1) **比嘉隼**, 伊東淳一:「フライングキャパシタトポロジーを適用した DAB コンバータの ZVS 範囲拡大に関する基礎検討」, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会, Vol. 1, No. 17, pp. 58-62 (2015)
- (2) **比嘉隼**, 伊東淳一:「負荷に応じた動作モード切替をもつフライングキャパシタ形 DAB コンバータの実機検証」, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, No. SPC-16-038 MD-16-038, pp.57-61 (2016)
- (3) **比嘉隼**, 伊東淳一:「フライングキャパシタ形 DAB コンバータの動作モード切替点の明確化」, 平成 28 年電気学会産業応用部門大会, Vol. 1 No. 20, pp.61-64 (2016)
- (4) **比嘉隼**, 伊東淳一:「フライングキャパシタ形 DAB コンバータの動作モード切り替え時の過渡応答改善」, 平成 29 年電気学会全国大会, Vol. 4, No. 160, pp. 278-279 (2017)
- (5) **比嘉隼**, 伊東淳一:「全負荷領域 ZVS を実現する電力還流動作を用いた並列接続 Dual-Active-Bridge DC-DC コンバータの実機検証」, 平成 29 年電気学会産業応用部門大会, Vol. 1, No. 68, pp. 331-334 (2017) 【電気学会優秀論文発表賞 A】
- (6) **比嘉隼**, 伊東淳一:「等価励磁電流切り替え方式を用いた Dual Active Bridge DC-DC コンバータの実機検証」, 平成 30 年電気学会全国大会, Vol. 4, No. 88, pp. 140-141 (2018)

- (7) 比嘉隼, 宅間春介, 日下佳祐, 伊東淳一: 「広い電圧駆動範囲に対して動作モード切り替え法を用いた T-type Dual Active Bridge DC-DC コンバータの電圧制御法」, 平成 30 年電気学会産業応用部門大会, Vol. 1, No. 3, pp. 15-20 (2018)
- (8) 比嘉隼, 渡辺大貴, 日下佳祐, 伊東淳一: 「インダクタンス誤差を有する 1 レグ T 形 Dual Active Bridge DC-DC コンバータの非線形補償法」, 平成 31 年電気学会全国大会 (発表予定)

参考論文

学術論文

- (1) 河内謙吾, 比嘉隼, 日下佳祐, 伊東淳一 「3 レベル駆動による Dual Active Bridge コンバータの電力誤差補償法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 138, No. 12, pp. 944-945 (2018)

国際会議における口頭発表論文

- (1) Jun-ichi Itoh, Hayato Higa and Tuyoshi Nagano, “A Novel Control Method focusing on reactive power for a dual active bridge converter,” 2014 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC2014), pp. 1020-1025 (2014)
- (2) Sunsuke, Takuma, Hayato Higa, Koji. Orikiawa and Jun-ichi Itoh: "Optimum Inductance for Isolated DC to Three-phase AC Converter using Indirect Matrix Converter", 2015 Symposium on Semiconductor Power Conversion (S2PC), No. JP18, pp. 152-153 (2015)
- (3) Jun-ichi Itoh, Takumi Masuda, Tuyoshi Nagano and Hayato Higa: “Hybrid six-step operation for matrix converter in flywheel energy storage system,” 2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 1-6 (2016)
- (4) Nagisa Takaoka, Keisuke Kusaka, Hayato Higa and Jun-ichi Itoh: “Novel DC to Single-Phase Isolated AC Converter using Coupled Inductor with Power Decoupling Capability”, 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE2018), pp. 1-10 (2018)
- (5) Jun-ichi Itoh, Kengo. Kawauchi and Hayato Higa: “Dead-time Compensation with DC Offset Current Elimination Method using Three-level Operation for Dual Active Bridge DC-DC

- Converter”, Energy Conversion Congress Exposition 2018, pp.6299-6306 (2018)
- (6) Mituru Miyashita, **Hayato Higa**, Jun-ichi Itoh, Yuichi Noge and Masaki Ishibashi: ” Voltage Balance Control Method for Multi-port Grid-tied Inverter with Square-wave-voltage Multilevel Converter and Active Power Filter Connected in Series”, 2018 Symposium on Semiconductor Power Conversion (S2PC), No. JP4, pp.26-27 (2018)
- (7) **Hayato Higa**, Akira Sagawa and Jun-ichi Itoh: “Improvement of Light Load Efficiency for Buck-Boost DC-DC converter with ZVS using Switched Auxiliary Inductors,” 2018 International Power Electronics and Application Conference and Exposition, pp. 1-6 (2018)
[Excellent paper award]

国内学会における口頭発表論文

- (1) **比嘉隼**, 高橋広樹, ゴーテックチャン, 伊東淳一: 「短絡電流抑制機能を付加した高電圧発生電源装置の開発」, 平成 25 年度電気関係学会北陸支部連合大会, No. A3-20 (2013)
- (2) **比嘉隼**, 長野剛, 伊東淳一: 「無効電流に着目したデュアルアクティブブリッジコンバータの制御方式の基礎検討」, 平成 26 年電気関係学会関西連合大会, No. G4-3 (2014)
【電気関係学会関西連合大会奨励賞】
- (3) **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, Vol. 4 No. 77, pp. 130-131 (2015)
- (4) 宅間春介, **比嘉隼**, 折川幸司, 伊東淳一: 「双方向大容量絶縁型 DC-AC コンバータにおけるスイッチング損失低減手法」, 電気学会自動車研究会, No. VT-16, pp. 41-46 (2016)
- (5) 河内謙吾, **比嘉隼**, 伊東淳一: 「3 レベル動作による電流不連続モードを用いた Dual Active Bridge コンバータの電力誤差補償の基礎検討」, 平成 29 年度電気関係学会関西連合大会, No. G4-0307 (2017)
- (6) 宅間春介, **比嘉隼**, 伊東淳一: 「電圧および負荷運転範囲に着目した双方向絶縁形 DC-DC コンバータトポロジーの比較検討」, 半導体電力変換研究会, No. SPC-17-148, pp. 99-104 (2017)

- (7) 河内謙吾, 比嘉隼, 伊東淳一: 「Dual Active Bridge コンバータの3レベル動作による電力誤差補償法」, 平成29年度電気学会東京支部新潟支所研究発表会, No. NGT-17-204 (2017)
- (8) 中澤亮太, 宅間春介, 比嘉隼, 伊東淳一: 「広い電圧範囲に対応した巻線切替機能をもつ Dual Active Bridge コンバータの検証」, 半導体電力変換/家電・民生/自動車合同研究会, No. SPC-17-192, HCA-17-54, VT-17-34, pp. 23-28 (2017)
- (9) 河内謙吾, 比嘉隼, 伊東淳一: 「軽負荷時の動作モード切り替え時における Dual Active Bridge コンバータの過渡電流応答改善」, 平成30年電気学会全国大会, Vol. 4, No. 93, pp. 149-150 (2018)
- (10) 佐川啓, 比嘉隼, 日下佳祐, 伊東淳一: 「インダクタ切り替え方式による双方向非絶縁形 DC-DC コンバータの軽負荷効率改善」, 平成30年電気学会全国大会, Vol. 4, No. 097, pp. 156-157 (2018)
- (11) 宮下充, 比嘉隼, 伊東淳一, 野下裕市, 石橋正基: 「多重方形波インバータとアクティブフィルタを直列接続したマルチポート系統連系インバータに関する基礎検討」, 平成30年電気学会産業応用部門大会, Vol. 1, No.26, pp.103-106 (2018)
- (12) 宮下充, 比嘉隼, 伊東淳一, 野下裕市, 石橋正基: 「多重方形波インバータとアクティブフィルタを直列接続したマルチポート系統連系インバータの損失解析」, 電気関係学会北陸支部連合大会, No. A3, pp.11 (2018)
- (13) 宮下充, 比嘉隼, 伊東淳一, 野下裕市, 石橋正基: 「多重方形波インバータとアクティブフィルタを直列接続したマルチポートコンバータの動作検証」, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, No. SPC-19-033, MD-19-033, pp.13-18(2019)
- (14) 柳澤 佑太, 桑原 克和, 三輪 明寛, 小林 宏泰, 飯嶋 竜司, 山口 大輝, 萬年 智介, 宅間 春介, 永井 悟司, 西澤 是呂久, 比嘉隼, 古川 啓太, 鈴木 一馬, 小原 秀嶺: 「Ph.D. candidates of Power Electronics in Japan (PPEJ) の国際交流活動- Students and Young Engineers Meeting in IPEC-Niigata 2018 から見る若手パワーエレクトロニクス人材を取り巻く環境 -」 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, No. SPC-19-011, MD-19-011, pp. 51-56 (2019)

付録 A(等価励磁電流による還流電流低減効果の基本波モデルと方形波モデルの比較)

本章では, 第 5 章で提案した等価励磁電流によってインダクタ電流の低減効果について, 基本波成分のみの解析と高調波成分を考慮した解析を比較する。

図 5.7 に示した励磁インダクタを考慮した DAB コンバータの基本波モデルおよびフェーザ図において, 二次側電圧を基準とした場合, n 次高調波成分における一次側インバータの出力電圧と二次側インバータの出力電圧をそれぞれ(A.1)式, (A.2)式に示す。

$$\dot{V}_{prn} = V_{1\alpha n} + jV_{1\beta n} \dots\dots\dots (A.1)$$

$$\dot{V}_{sen} = V_{2\alpha n} \dots\dots\dots (A.2)$$

n 次高調波成分の一次側電圧および二次側電圧は(5.25)式から(5.27)式で計算できる。さらに n 次高調波成分の二次側インダクタ電流は一次側電圧と二次側電圧の各成分を用いて(A.3)式で表される。

$$\dot{I}_{sen} = \dot{I}_{prn} - \dot{I}_{Leqn} = I_{sen_α} + jI_{sen_β} = \frac{V_{2\beta n}}{n\omega L_{ex}} + j \left\{ \frac{V_{2\alpha n} - V_{1\alpha n}}{n\omega L_{ex}} - \left(-\frac{V_{2\alpha n}}{n\omega L_{eq}} \right) \right\} \dots\dots\dots (A.3)$$

各高調波成分により方形波動作時の二次側電流 I_{se} は(A.4)式で表すことができる。

$$I_{se} = \sum_{n=1,2,3}^{\infty} \left| \dot{I}_{sen} \right| \dots\dots\dots (A.4)$$

$$\text{ただし, } \left| \dot{I}_{sen} \right| = \sqrt{I_{sen_a}^2 + I_{sen_b}^2} \quad (\text{A.5})$$

図 A.1 に位相差に対する二次側電流特性を示す。なお、二次側電流の計算結果は(A.4)式により、50 次高調波まで含めて計算している。また、シミュレーション結果は方形波電圧源を使用している。図 A.1 から位相差のすべての領域で計算結果とシミュレーション結果が一致していることがわかる。そのため、各高調波成分から計算導出する(A.4)式の妥当であることがわかる。

図 A.2 に基本波成分および高調波を含めた位相差に対する二次側電流特性を示す。図 A.2 から方形波モデルと基本波モデルを比較して、二次側電流が最大誤差 4.2% で一致しているため、基本波モデルでの妥当性がわかる。ただし、ゼロ電圧期間を含んだ 3 レベル波形を用いた場合、高調波成分に対して基本波成分が小さくなるため、基本波モデルと方形波モデルの誤差が増加する点に注意する。

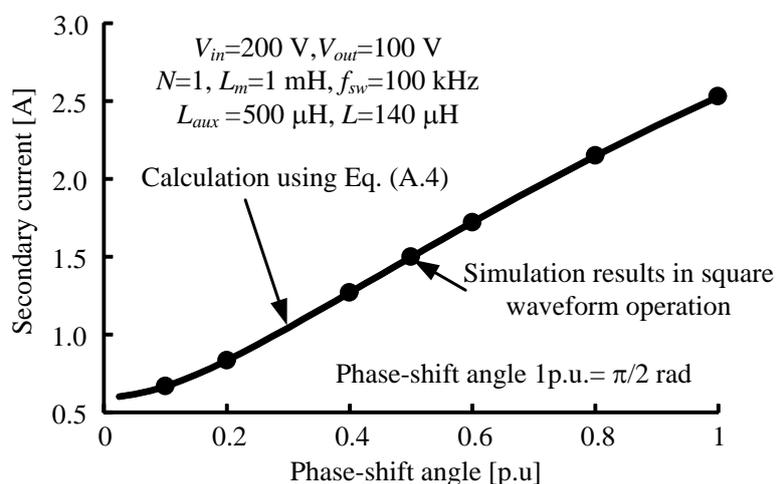


図 A.1 位相差に対する二次側電流特性

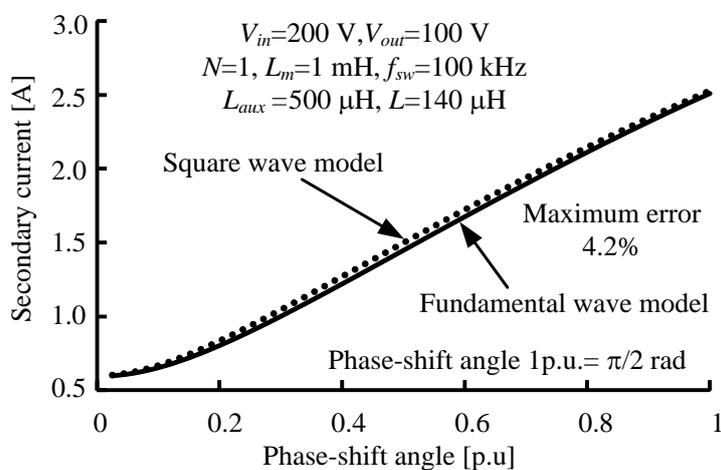


図 A.2 基本波成分および高調波を含めた位相差に対する二次側電流特性