

直列形電圧補償装置の開発における
変換器の制御および回路設計に関する研究

中 田 篤 史

目 次

第1章 緒論	1
1. 1 研究の背景	1
1. 2 研究の目的	8
1. 3 論文の構成	9
<参考文献>	10
第2章 直列形電圧補償装置の誤差電圧とその補償	14
2. 1 はじめに	14
2. 2 直列形電圧補償装置の構成と仕様	15
2. 2. 1 システム構成	15
2. 2. 2 順変換器	17
2. 2. 3 インバータ	19
2. 3 誤差電圧	21
2. 3. 1 デッドタイム電圧	21
2. 3. 2 インピーダンス電圧	25
2. 4 補償方法	28
2. 5 シミュレーション	33
2. 6 ミニモデル実験	36
2. 6. 1 実験回路	36
2. 6. 2 定常特性	45
2. 6. 3 過渡特性	48
2. 7 むすび	49
<参考文献>	50
第3章 直列形電圧補償装置の出力電圧非線形性とキャリア周波数決定法	51
3. 1 はじめに	51
3. 2 直列形電圧補償装置の回路構成	52
3. 3 デッドタイムによる出力電圧非線形性	56
3. 3. 1 インバータ出力電圧と変調率	56
3. 3. 2 デッドタイム電圧による電圧低下	58
3. 3. 3 デッドタイムによるゲート信号消失	59

3. 3. 4	変調率の上限値 a_{li} 決定法	63
3. 4	直列形電圧補償装置の回路解析と設計例	65
3. 4. 1	定格電圧を出力するのに必要な変調率	65
3. 4. 2	キャリア周波数決定法と設計例	69
3. 5	直列形電圧補償装置のミニモデル実験	74
3. 5. 1	実験方法	75
3. 5. 2	実験結果	79
3. 6	むすび	81
<参考文献>		82
第4章	直列形電圧補償装置の LCR フィルタ設計法	83
4. 1	はじめに	83
4. 2	電力変換装置のフィルタ設計法	84
4. 3	リップル電流のモデリング法	86
4. 4	LCR フィルタ設計法	92
4. 4. 1	フィルタ L の設計	95
4. 4. 2	フィルタ C の設計	96
4. 4. 3	フィルタ R の設計値	99
4. 5	シミュレーションと実験による検証	101
4. 5. 1	シミュレーションと実験の条件	101
4. 5. 2	シミュレーションによる検証	105
4. 5. 3	実験	109
4. 5. 4	シミュレーション結果と実験結果の検討	110
4. 6	むすび	114
付録	115
<参考文献>		118
第5章	結論	119
<謝辞>		121
<本研究に関する発表論文>		122

第1章 緒論

1. 1 研究の背景

パワーエレクトロニクスとは「電力工学，電子工学および制御工学の技術を総合した電力変換および電力開閉に関する技術分野」とIEC/TC22(国際電気標準会議)は定義している⁽¹⁾。1957年末にゼネラル・エレクトリック社によって開発された半導体素子SCR(Silicon Controlled Rectifier)の出現により，パワーエレクトロニクス技術が発展した⁽²⁾。現在のようなオン/オフ制御可能な電力用半導体素子(パワーデバイス)とは異なり，SCRはオン制御のみ可能なパワーデバイスであったため適用できる範囲が限られていた。しかし，SCRの出現によりモータの可変速制御に関する研究開発は，交流モータで直流発電機を回しその電力で直流モータの可変速制御を行う大がかりなワードレオナード方式⁽³⁾の研究開発から，SCRを用いて交流モータを直接可変速制御する研究開発⁽⁴⁾⁻⁽⁶⁾へと急激に変貌するようになった。

パワーエレクトロニクス技術の最大の成果は，電圧，電流を低損失で制御するだけでなく，それらの周波数を自由に制御できることにある。周波数を自由に制御する技術を用いることによって，電力系統分野へもパワーエレクトロニクス技術を適用することが可能となり，直流送電/異周波連系用の変換装置⁽⁷⁾が開発され，実系統にて運用されている。また，オン時間を自由に制御できるため，位相制御リアクトルを用いた無効電力補償装置も開発⁽⁸⁾され，実系統にて運用されている。

電力変換と制御の技術，すなわちパワーエレクトロニクス技術は，家庭用電気製品，ロボット，工場の生産機械または自動制御機器，オフィス用機器，電車，発電所，送変電所などあらゆる分野に広く使用されている。様々な分野においてパワーエレクトロニクス機器が普及したことによって，パワーエレクトロニクス機器自身が発生する高調波電流，高調波電圧，無効電力，フリッカなどによる障害が，近年問題となってきている。

高調波対策として，通産省資源エネルギー庁は平成6年10月3日付けで「高調波抑制対策ガイドライン」⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾を通達し，電力業界と家電業界に自主規制を求めた。高調波対策の基本的な考え方としては「パワーエレクトロニクス機器の主回路構成または制御法を工夫し，電源高調波の発生量を抑制する」，「高調波発生源の近傍に電力用アクティブフィルタあるいはLCフィルタを設置する」に

大別できる。「高調波抑制対策ガイドライン」で定められた高調波流出量に制限するには、家電品、汎用品、中小容量パワーエレクトロニクス機器に対しては前者が一般的であるが、大容量ダイオード整流器、サイクロコンバータ、アーク炉に対しては経済性を考慮すると後者が一般的となる。

負荷の特性によって発生する電圧変動は、一般的にフリッカと呼ばれている。フリッカによって、照明のちらつきが生じたり、テレビの画面がゆがんだりする現象が生じる。フリッカを生じさせる負荷として、電動機、溶接機、アーク炉などがある。電動機は起動時に大きな電流が流れることにより瞬間的な電圧降下を生じ、溶接機は頻繁に電流の通、断を繰り返すため電圧降下量が頻繁に変動する。また、アーク炉はくず鉄の溶解期において流入する電流が急激に増大し、かつ不規則に動揺するためフリッカを生ずる。

系統の高調波の抑制、無効電力の補償、フリッカ対策、瞬時電圧低下対策を行うために、並列形⁽¹¹⁾⁻⁽¹³⁾または直列形⁽¹⁴⁾⁻⁽¹⁶⁾の電力用アクティブフィルタ(AF)、無効電力補償装置⁽¹⁷⁾⁻⁽¹⁸⁾、フリッカ補償装置⁽¹⁹⁾⁻⁽²⁰⁾などが活発に研究開発されている。高調波電圧の抑制、無効電力、フリッカ、瞬時電圧低下の補償など、様々な電圧擾乱を補償可能な直列形電圧補償装置も開発されている⁽²¹⁾。

特に近年では、瞬時電圧低下対策が注目を浴びている。三重県四日市市内にある中部電力四日市火力発電所で、2010年12月8日、およそ70msの継続期間の瞬時電圧低下が発生した。大規模工場またはビルにおいて、瞬時電圧低下による問題が三重県内で109件、岐阜県内で37件起きたと報告されている⁽²²⁾。2011年2月18日に中部電力は火力発電所内変電施設の「断路器」内でボルト1本とナット2個が脱落して機器内でショートが発生したことを明らかにした⁽²³⁾。

短絡事故あるいは地絡事故により、瞬時電圧低下が発生するとマイクロコントローラで制御されたロボット、数値制御(NC)加工機などのデータが消失し、生産ラインの再起動に時間がかかることは生産現場では良く知られている。短絡事故が発生すると、系統に接続された自家用発電機から事故点へ向けて大電流が流れる。大電流が流れると、系統から切り離す保護シーケンスが働く。系統から発電機が切り離されると、軽負荷になって発電機の回転数が急激に上昇する。回転数が上昇し続けるのを避けるため、発電機を停止させる保護シーケンスが働く。従って、系統連系している自家用発電機を持つ需要家は半導体スイッチを用いた高速遮断器などを系統側に挿入し、瞬時電圧低下を検出後、即座に系統側から自家用発電機と負荷を切り離す必要がある⁽²⁴⁾。そうしない場合、自家用発電機から事故点に向けて大電流が流れ、発電が停止してしまうため、

自家用発電機で瞬時電圧低下対策を行うことができなくなる。生産設備または情報機器に対して瞬時電圧低下対策が必要であるため、対策装置の研究開発は今後さらに活発になると考えられる。

瞬時電圧低下は落雷によって生じることが多い。それらに関する調査研究は全国レベルで実施され「瞬時電圧低下対策」⁽²⁵⁾に報告されている。この報告書から得た瞬時電圧低下の低下度と継続サイクルを表 1.1 に示し、図 1.1 に瞬時電圧低下の電圧低下度、継続サイクル、発生回数をグラフ化して示す。表 1.1 より、年間の瞬時電圧低下の発生回数の平均値は 12 回で、瞬時電圧低下の割合は 10% 以上 20% 以下が 55% であり、20% 以下の割合が比較的多い。図 1.2 に代表的な機器の瞬時電圧低下耐量を示す⁽²⁵⁾。パワーエレクトロニクス応用可変速モータ、水銀灯などの高圧放電ランプ、不足電圧継電器(電圧低下を検出後、系統から遮断器で負荷を解列して予備発電機を起動するのに用いる)では、10% 以上 20% 以下の瞬時電圧低下により、装置停止、消灯、解列などの問題が発生する。

表 1.1 瞬時電圧低下の電圧低下度と継続サイクル⁽²⁵⁾

		電圧低下度[%]				
		10-20	20-40	40-60	60-80	80-100
継続サイクル [サイクル]	0-3	4%	3%	0%	0%	0%
	3-6	29%	12%	7%	4%	2%
	6-9	11%	4%	3%	2%	1%
	9-12	3%	1%	1%	0%	0%
	12-15	1%	0%	0%	0%	0%
	15-18	1%	0%	0%	0%	0%
	18-	6%	2%	1%	1%	1%
合計		55%	22%	12%	7%	4%
発生回数[回/年]		6.6回	2.64回	1.44回	0.84回	0.48回
年間発生回数		12[回/年]				

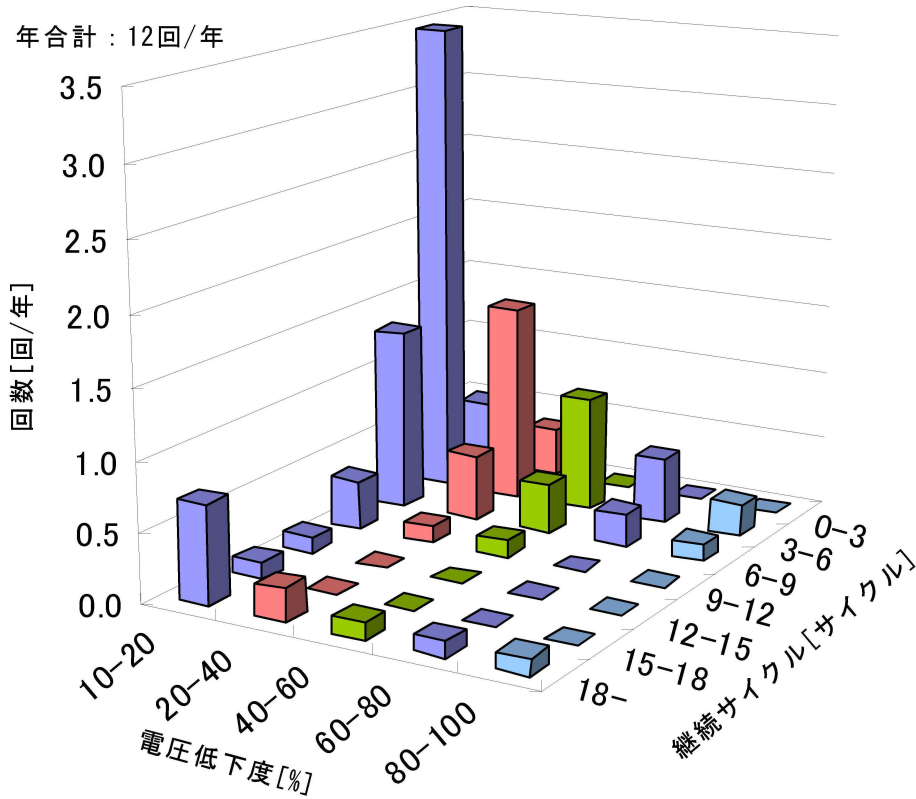


図 1.1 年間の瞬時電圧低下回数の結果⁽²⁵⁾

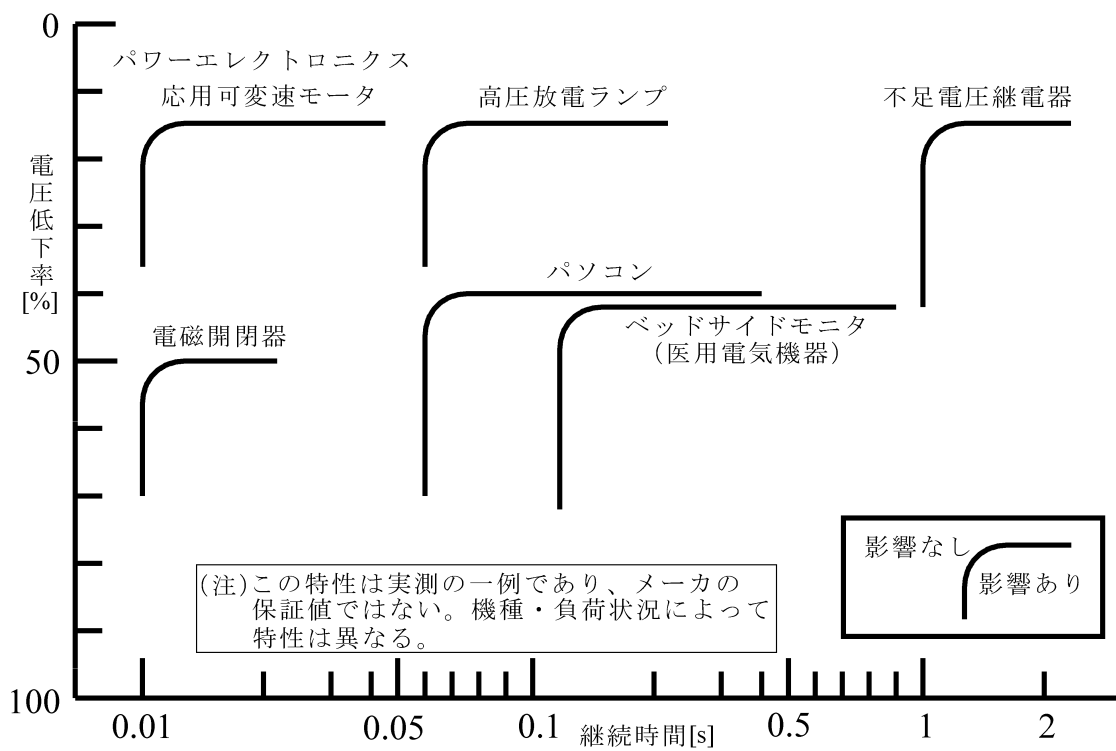


図 1.2 代表的な機器の瞬時電圧低下耐量⁽²⁵⁾

停電または瞬時電圧低下を対策する装置として、無停電電源装置(UPS)がある。

UPSは大別すると常時インバータ給電方式と常時商用給電方式(Standby Power System, 以下 SPS 方式)がある。常時インバータ給電方式では2台の電力変換装置を介して負荷に電力を供給するので、運転損失(10%-15%)が大きい。SPS方式⁽²⁶⁾では、電力変換装置は常時系統に連系しているホットスタンバイ方式⁽²⁷⁾でも1/4サイクル以上の切換時間を必要とする。また、電力変換装置が常時系統から解列して待機状態となっているコールドスタンバイ方式⁽²⁶⁾は、さらに長時間の切換時間が必要となる。

停電または瞬時電圧低下が発生した際、UPSへの電力供給方式として、蓄電池方式⁽²⁸⁾⁻⁽³⁰⁾、フライホイール方式⁽³¹⁾⁻⁽³³⁾、超電導コイル方式⁽³⁴⁾⁻⁽³⁶⁾があげられる。蓄電池には寿命があり、蓄電池の交換、メンテナンス費用がUPSの価格と比較して非常に高価である。また、フライホイールを用いたUPSは、蓄電池のように周囲温度の変化あるいは充電電流の大きさなどにより著しく寿命が劣化することなく、回転部分の摩耗箇所の定期交換を行えば、半永久的な使用に耐える利点がある。しかしながら、フライホイール付電動発電機は蓄電池に比べ電力供給時間が短く、大型化して大重量となる上、風損、機械的損失が大きい問題がある。超電導コイルを用いたUPSもコイルの発する電磁力を支持するための構造物とその材料が大型化の原因となっており、冷却システムのメンテナンス、維持費用もかかるため普及に至っていない。

そこで、長時間の停電を補償せず、短時間の瞬時電圧低下のみの補償に特化した装置が提案されている。半導体式高速遮断器を用いた並列形瞬時電圧低下対策装置⁽³⁷⁾⁻⁽³⁹⁾、直列変圧器を用いた直列形瞬時電圧低下補償装置(Dynamic Voltage Restorer, 以下 DVR)⁽⁴⁰⁾⁻⁽⁴²⁾と直列形電圧補償装置(Series Voltage Compensator, 以下 SVC)⁽⁴³⁾⁻⁽⁴⁴⁾である。

並列形瞬時電圧低下対策装置のエネルギー貯蔵にはキャパシタまたは蓄電池が用いられ、瞬時電圧低下が発生すると、半導体スイッチを用いた高速遮断器によって系統から電力変換装置と負荷を切り離す制御が行われる。電力変換装置から系統側の事故点へ大電流が流れないようにするためである。常時は半導体高速遮断器が導通しており、電力変換装置は同電圧、同位相の電圧出力を行って待機状態となっている。負荷への電力は、系統から半導体高速遮断器を通じて供給されている。UPSのように停電補償を行わず、瞬時電圧低下の補償を行うだけであり、補償期間は短時間であるので、キャパシタまたは蓄電池の容量をUPSに比べ非常に小さくできる。並列形瞬時電圧対策装置の問題点は、半

導体高速遮断機を常時オンしていなければならないため、その損失が大きいことと、半導体高速遮断器をオフした際にサージ電圧が発生することである。

直列形の DVR と SVC は直列に変圧器を系統へ挿入し、並列に接続された順変換器から電力を取り入れて、DC リンク部で接続された逆変換器により出力した電圧を、直列変圧器を通じて系統に重畳させる装置である。DVR, SVC, 直列形アクティブフィルタ⁽⁴⁵⁾⁻⁽⁴⁷⁾, 統合電力潮流制御装置(UPFC)⁽⁴⁸⁾⁻⁽⁵⁰⁾は直列形装置で主回路構成が同様であるため、技術的な課題も共通点が多い。

DVR と SVC それぞれの装置の構成図を図 1.3, 図 1.4 に示し、それぞれの装置の特徴を比較して表 1.2 に示す。

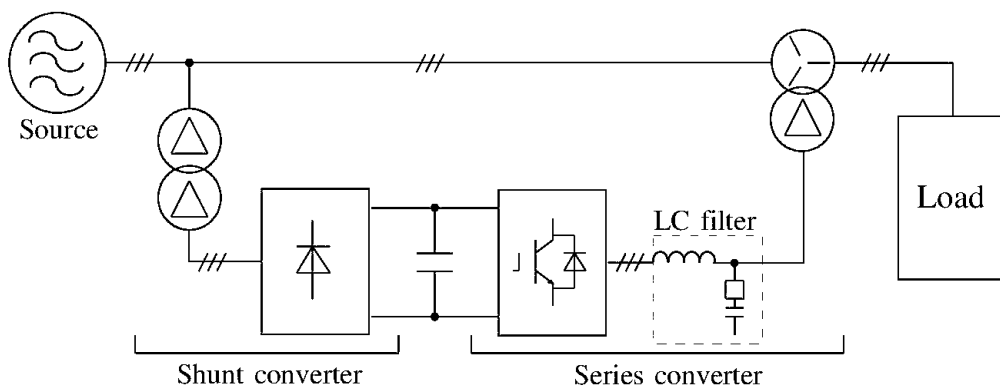


図 1.3 直列形瞬時電圧低下補償装置(DVR)

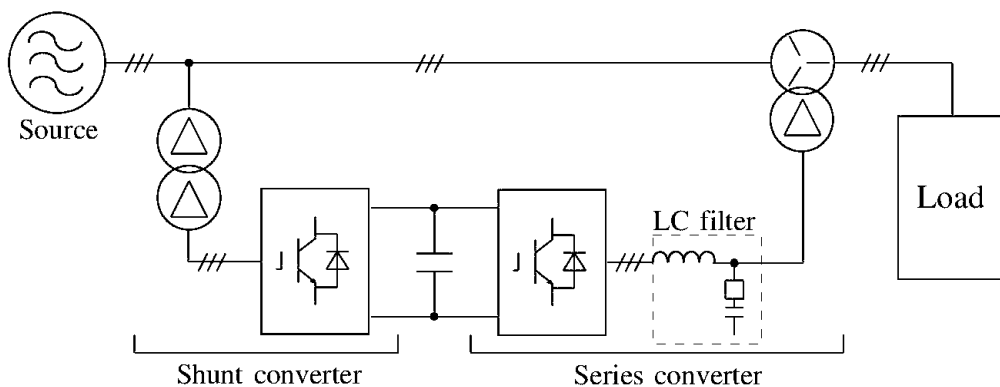


図 1.4 直列形電圧補償装置(SVC)

表 1.2 DVR と SVC の特徴の比較

	DVR (直列形瞬時電圧低下補償装置)	SVC (直列形電圧補償装置)
順変換	ダイオード整流器	PWM整流器
回生動作	不可	可能
直流リンクコンデンサの役割	エネルギー蓄積	直流電圧平滑
補償期間	5～10サイクル	制限なし
補償電圧	0%～100%	0%～20%

第1の相違点は、順変換器が、DVRはダイオード整流器、SVCはパルス幅変調(Pulse width modulation : 以下 PWM)整流器の構成となっていることである。DVRの順変換器はダイオード整流器であるので直流電圧一定制御が不可能であり、回生が行えない。直列部のインバータは負荷電圧を一定にする制御を行うため、系統電流の位相が進みの場合は、負荷電圧を下げる制御が行われて電力を取り込む。DVRの場合、ダイオード整流器であるため進み電流時は回生が行えず、直流過電圧となり、補償が停止する。それに対しSVCの順変換器は、PWM整流器であるので進み電流時でも直流電圧一定制御が行われて回生が行える。

第2の相違点は、DVRは、直流リンクコンデンサの容量を大きくし瞬時電圧低下時はこのコンデンサに蓄えられたエネルギーを用いて直列部のインバータが変圧器を介して補償を行う。SVCは待機時にも直流電圧一定制御を行っており、直流コンデンサの役割はエネルギーを備蓄することではなく、直流電圧を平滑して一定化することである。

第3の相違点は、補償期間が異なることである。瞬時電圧低下が発生したとき、DVRとSVCは補償電圧を出力する。DVRの動作時間は、補償中はコンデンサ電圧が徐々に低下し、出力が電圧低下分を補償できる直流電圧になるまでの時間によって決定される。DVRの動作時間は一般的に5-10サイクルである。DVRは動作時間が短いため、インバータの半導体素子が発生する熱量と直列変圧器が発生する熱量が非常に少ない。DVRでは素子の熱的な限界値までインバータの容量を大きくすることができるため、補償電圧を系統電圧の100%まで行うことができる。それに対し、SVCは並列器にて常時直流電圧一定制御を行っているため、直流電圧の低下がなく動作時間に制限がない。補償中は、順変換器とインバータの両方が動作するため、素子を冷却するための放熱器が大型化する。

SVC は試験装置として製作され、実系統で実証試験データを取るために運用されている⁽²¹⁾⁽⁴³⁾⁽⁴⁴⁾。これらの系統電圧に対する補償電圧の割合は試験場の条件によって様々であるが、瞬時電圧低下は 20%以下の割合が多く、費用/効果を考慮して、SVC は頻度の高い 20%以下の瞬時電圧低下を補償する装置として開発されている。今後、20%の電圧低下を補償する装置として実系統での運用が期待されている。

1. 2 研究の目的

以上のような背景をふまえ、本論文では、瞬時電圧低下を補償する SVC を実用化の上で発生する問題点を明らかにし、その技術的課題を解決するための制御法を提案し、設計法を示す。

SVC の構成要素である電圧形 PWM インバータにおいて、半導体素子の上下アームの短絡防止のため、オン、オフ切り換え時に、デッドタイムを設ける必要がある。電圧形 PWM インバータの環流ダイオードへ電流が流れることによってデッドタイム電圧が発生する。また、リアクトル L と変圧器の内部インピーダンスに電流が流れることによってインピーダンス電圧が発生し、電圧降下が発生する。

SVC は電圧低下を検出後、高速応答で補償電圧を出力する必要がある、応答性に優れたオープンループ制御を用いている。オープンループ制御すると、デッドタイム電圧とインピーダンス電圧は SVC 出力電圧に重畳されて電圧ひずみが発生し、出力電圧が電流によって変化する問題が発生する。本研究ではデッドタイム電圧、および LCR フィルタ電圧と変圧器のインピーダンス電圧の発生量を理論的に求め、フィードフォワード制御を用いて SVC が系統へ補償電圧を加える際に、これらの電圧を打ち消す制御を提案し、シミュレーションと実験によってその効果を確認する。

電磁騒音の低減、制御性能の向上、小型化などを行うために、パワーデバイスのスイッチング損失及びオン/オフ時間が許される限りキャリア周波数を高くすることが主流である。しかし、キャリア周波数を高くすると、デッドタイム電圧によってインバータ出力電圧が低下し、使用できる変調率の上限が制限されることによって出力電圧が変調率に対して非線形になることは一般に知られているが、解析的な検討が行われていない。デッドタイム電圧は電流と逆位相の電圧であり、その大きさは直流電圧、デッドタイム、キャリア周波数に比

例するため、キャリア周波数が高くなると出力電圧が低下する。PWM インバータではキャリアに三角波を用いることが一般的である。三角波比較方式では、指令値と三角波の比較結果はパルス列で出力される。そのパルス幅がデッドタイムより短い時間の場合、ゲート信号から消失するため、出力電圧が非線形となることは一般に知られている⁽⁵¹⁾が解析的な検討は行われていない。本研究では出力電圧が線形、非線形となる条件を理論的に明らかにする。出力電圧が線形となる条件より、PWM インバータのキャリア周波数を決定する手法を提案し、実験によって理論の有用性を確かめる。

これまで学界、産業界ではシミュレーションを行った結果、または実験を行った結果から LCR フィルタの最適値が求められてきた。このような経験的算出法は、電圧、電流、負荷の条件が変わるたびにシミュレーションまたは実験を行う必要があり、最適値を求めるのに時間がかかる。本研究では電圧、電流、負荷の条件が変わった場合でも、解析的に LCR 値の最適値が求まる手法を提案する。電源とインバータの差電圧がフィルタ L にかかることによってリップル電流が発生する。リップル電流と基本波電流の比率からフィルタ L 値を、リップル電圧と出力基本波電圧の比であるひずみ率からフィルタ C を、リップル電圧の除去率と LCR フィルタのステップ応答の整定時間からダンピング抵抗 R を算出する。これらの設計法の妥当性を、シミュレーションと実験により確認する。

本研究の目的は、上記の技術的課題を理論的に明らかにし、解決法を提案し、それらを用いて SVC 開発のための設計法を示すことである。

1. 3 論文の構成

本論文は、直列形電圧補償装置である SVC の開発に関する研究結果をまとめたもので、全体で5章からなっている。

第1章は緒論で、現状における高調波問題、フリッカと系統の電圧変動の問題、瞬時電圧低下の発生原因と頻度に関する調査及び現状におけるその対策法について紹介する。また、現状の瞬時電圧低下対策法の問題点を示し、それらに対する本論文の研究目的を述べる。

第2章では SVC をオープンループ制御した際に生じるデッドタイム電圧の発生、LC フィルタ電圧と変圧器のインピーダンス電圧の発生原因とそれを補償する手法を述べる。理論的にそれらの発生量を求める手法を提案し、フィードフォワード制御を行って補償し、シミュレーションと実験によって定常特性、過

渡特性の検証結果を示す。

第3章では SVC の出力電圧が非線形となる現象を示す。これまでよく知られていなかった出力電圧が線形となる条件を理論的に求め、PWM インバータのキャリア周波数を決定する手法を提案し、実験による検証結果を示す。

第4章では SVC の LCR フィルタ設計法について述べる。本章では電圧、電流、負荷の条件が変わった場合でも、解析的に LCR 値の最適値を求める手法を提案する。シミュレーションと実験によって提案法による設計値の検証を行い、その妥当性を示す。

第5章は結論であり、以上の研究を総括している。

<参考文献>

- (1) International Electrotechnical Commission TC22(Power electronic systems and equipment): 「Semiconductor converters-General requirements and line commutated converters Part 1-1:Specifications of basic requirements」, IEC 60146-1-1 Ed.4.0 (2009-6)
- (2) 深尾正:「パワーエレクトロニクス技術への期待と果たすべき役割」, 電学論 D, Vol.112, No.1, pp.2-5, (1992)
- (3) 前川敏明:「逆転式圧延機の急速加減速制御の研究」, 電気学会雑誌, Vol.82, No.887, pp.1285-1291, (1962-8)
- (4) 佐藤則明:「無整流子電動機の研究」, 電気学会雑誌, Vol.84, No.911, pp.1249-1257, (1964-8)
- (5) 佐藤則明・関長隆:「SCR インバータによる同期電動機の運転」, 電気学会雑誌, Vol.85, No.919, pp.695-704, (1965-4)
- (6) 宮入庄太・常広譲「無整流子電動機の直流機としての解析及びその特性」, 電気学会雑誌, Vol.85, No.924, pp.1585-1594, (1965-9)
- (7) 桜井武一「新信濃周波数変換設備の建設」, 電気学会雑誌, Vol.97, No.12, pp.1108-1111, (1977)
- (8) 林喬・鈴木浩「最近の電力系統における静止形無効電力補償装置の動向」, 電気学会雑誌, Vol.103, No.8, pp.803-806, (1983)
- (9) 通産省資源エネルギー庁公益事業部長通達「高圧又は特別高圧で受電する需要家の高調波対策ガイドライン」, 6 資公部, 第 379 号(1994-10)
- (10)通産省資源エネルギー庁公益事業部長通達「家電・汎用品高調波対策ガイド

- ライン」, 6 資公部, 第 378 号(1994-10)
- (11)赤木泰文・阿藤聡・難波江章・阿部陽一郎・黒田豊・長谷川清「多重電圧形 PWM 変換器を用いた高調波抑制用アクティブフィルタ」, 電学論 B , Vol.105, No.7, pp.573-580, (1985)
 - (12)田中俊彦・赤木泰文「pq 理論を用いた高調波電力検出法とその応用」, 電学論 D, Vol.114, No.4, pp.451-458, (1994)
 - (13)奥清司・中村脩・上村健太「配電系統高調波の測定解析と高調波拡大現象の抑制手法」, 電学論 B , Vol.114, No.3, pp.234-241, (1994)
 - (14)彭方正・赤木泰文・難波江章「新しい原理に基づく高調波抑制装置」, 電学論 D, Vol.109, No.12, pp.897-904, (1989)
 - (15)藤田英明・山寄高裕・赤木泰文「配電系統の高調波拡大現象の抑制を目的としたアクティブ・パッシブ併用フィルタ」, 電学論 D, Vol.118, No.10, pp.1193-1200, (1998)
 - (16)和田圭二・藤田英明・赤木泰文「配電系統の高調波拡大現象の解析—分布定数回路の適用」, 電学論 D, Vol.120, No.11, pp.1335-1342, (2000)
 - (17)正田英介・河村篤男「予測制御手法による負荷無効電力変動の補償方式」, 電学論 B , Vol.99, No.10, pp.643-650, (1979)
 - (18)高橋勲・藤原憲一郎・難波江章「他励サイリスタ変換器を用いた障害電流補償システム」, 電学論 B , Vol.101, No.3, pp.121-128, (1981)
 - (19)大野木幸男・垣本直人・奥本宏三・餘利野直人「配電系統における電圧フリッカの一抑制法」, 電学論 B , Vol.109, No.9, pp.395-402, (1989)
 - (20)藤田英明・三好清人・赤木泰文「直列形アクティブフィルタを用いたフリッカ・高調波抑制システム」, 電学論 D , Vol.115, No.12, pp.1440-1447, (1995)
 - (21)鈴木聡・植田喜延・小金澤竹久・萩原義典・森健二郎・深津尚明:「多機能型電圧補償装置の開発」, 電学論 B, Vol.129, No.1, pp.149-155, (2009)
 - (22)「0.07 秒電圧低下影響大-製油所 1 週間停止、工場減産」, 中日新聞, 12 項, 2010 年 12 月 9 日夕刊
 - (23)「電圧低下・変電所部品にずれ・中電、補償に応じない方針」, 中日新聞, 9 項, 2011 年 2 月 19 日朝刊
 - (24)岡村毅・鈴木伸夫・野尻尚:「6kV 系統用高速限流遮断装置」, 富士時報, Vol.74, No.11, pp.638-641, (2001)
 - (25)瞬時電圧低下対策委員会「瞬時電圧低下対策」, 電気協同研究会, 電気協同研究第 46 巻第 3 号 (1990.6)

- (26)JEM-TR 185-1993「汎用半導体交流無停電電源装置(汎用 UPS)のユーザーズガイドライン」, (社) 日本電機工業会, (1993)
- (27)玉井伸三・山本肇「電力変換技術の電力システムへの応用」, 電学論 D, Vol.121, No.3, pp.296-301, (2001)
- (28)梶川重男・森浦康友・飯田祥二・宮入庄太「単相出力無停電電源装置への電流形インバータ適用の一試案」, 電学論 D, Vol.110, No.5, pp.457-466, (1990)
- (29)松崎薫「大規模無停電電源システムの高信頼化技術」, 電学論 D, Vol.114, No.3, pp.260-267, (1994)
- (30)西方正司・松村毅・片岡昭雄「電圧降下補償を用いた単相 UPS のデジタル制御」, 電学論 D, Vol.118, No.7-8, pp.957-958, (1998)
- (31)高橋勲・安東至「フライホイールエネルギー貯蔵技術を用いた無停電電源装置の開発」, 電学論 D, Vol.112, No.9, pp.877-882, (1992)
- (32)安東至・森山顕・高橋勲「3 アームインバータ/コンバータを用いた高効率フライホイール式 UPS の開発」, 電学論 D, Vol.116, No.11, pp.1153-1158, (1996)
- (33)高橋勲・安東至・伊東洋一・飴井賢治「電解コンデンサレスコンバータ/インバータを用いた長寿命フライホイール式 UPS の開発」, 電学論 D, Vol.118, No.2, pp.173-178, (1998)
- (34)石山敦士・我妻洸・十川忠男「超電導マグネットを用いたエネルギー貯蔵装置の制御方式と充放電実験」, 電学論 B, Vol.102, No.3, pp.137-144, (1982)
- (35)伊瀬敏史・村上吉繁・辻 毅一郎「GTO 電力変換装置を用いた超電導エネルギー貯蔵の有効・無効電力同時制御」, 電学論 B, Vol.106, No.12, pp.1083-1090, (1986)
- (36)村上吉繁・今尾勝三・八杉幸男・西村正太郎「サイリスタ電力変換装置による超電導マグネットの制御」, 電学論 B, Vol.98, No.12, pp.1083-1090, (1986)
- (37)波多野亮介「6.6kV 大容量電気二重層キャパシタ式瞬低補償装置の開発ー瞬低から工場設備を一括して守る新型装置」, 中部電力技術開発ニュース, No.114(2005-5), pp.15-16
- (38)小島鉄也・高内俊彦・伊瀬敏史・伊与田功・河野良之・天満耕司・笹尾博之・山崎清美・井上順介・武内保憲:「高力率整流回路によりキャパシタ容量を低減した並列形瞬時電圧低下補償装置」, 電学論 B, Vol.125, No.1, pp.5-17, (2005)
- (39)藤井幹介・菊池貴之・依田和之:「高圧大容量瞬低対策装置の開発」, 電学論 D, Vol.130, No.2, pp.189-194, (2010)

- (40)五十嵐浩明・赤木泰文「瞬時電圧低下補償装置のシステム構成と運転特性」, 電学論 D, Vol.123, No.9, pp.1021-1028, (2003)
- (41)地道拓志・藤田英明・赤木泰文「エネルギー蓄積要素を大幅に低減できる瞬時電圧低下補償装置の実験的検討」, 電学論 D, Vol.125, No.12, pp.1153-1160, (2005)
- (42)地道拓志・藤田英明・赤木泰文:「直列補償型瞬時電圧低下補償装置に使用する直列変圧器の直流磁束抑制法」, 電学論 D, Vol.127, No.3, pp.308-314, (2007)
- (43)深津尚明・住谷一郎・佐藤達則・前川英洋・甲斐隆章:「配電系統高速電圧制御への直列型電圧補償装置の開発」, 電学論 B, Vol.120, No.12, pp.1713-1722, (2000)
- (44)上野雅史・藤原信行・深津尚明・佐藤達則・前川英洋・中田篤史:「配電線電圧変動補償装置(直列型)の実線路検証」, 電学論 B, Vol.122, No.12, pp.1321-1329, (2002)
- (45)藤田英明・赤木泰文「直列形アクティブフィルタと LC フィルタの併用システム-LC フィルタの最適設計」, 電学論 D, Vol.112, No.2, pp.127-135, (1992)
- (46)田中俊彦・和田圭二・赤木泰文「直列形アクティブフィルタの出力電圧振動とその抑制」, 電学論 D, Vol.117, No.6(1997), pp.680-687
- (47)齋藤真・清水敏久「直列形アクティブフィルタを併用した大容量系統連系インバータ」, 電学論 D, Vol.121, No.9, pp.988-995, (2001)
- (48)渡辺泰広・藤田英明・赤木泰文「UPFC の過渡特性と直流コンデンサ容量の設計」, 電学論 D, Vol.119, No.10, pp.1245-1251, (1999)
- (49)竹下隆晴・黒田岳志・豊田泰延・松井信行「電圧飽和を考慮した UPFC の高速送電電力制御」, 電学論 D, Vol.122, No.9, pp.928-934, (2002)
- (50)益田泰輔・元木啓明・横山明彦「UPFC を用いた最適潮流制御による過渡安定度を考慮した ATC 拡大手法の基礎的検討」, 電学論 B, Vol.127, No.1, pp.53-60, (2007)
- (51)有田寛史(日本航空電子工業株式会社):「PWM 制御装置及びモータ制御装置」, 特許出願 2010-81645, 特許公開 2011-217022

第2章 直列形電圧補償装置の誤差電圧とその補償

2. 1 はじめに

直列形電圧補償装置(Series Voltage Compensator, 以下 SVC と呼ぶこととする)が, 近年注目されており, その背景については第1章で述べた。SVC では電圧低下を補償するための電圧を出力する際に, デッドタイム電圧とインピーダンス電圧(両電圧を併せて誤差電圧と呼ぶ)が生じる。この誤差電圧は SVC 出力電圧を低下させたり高調波電圧を重畳させるなどの悪影響を与えてしまうため, ここでは SVC の誤差電圧補償法について述べる。

SVC は電圧低下を検出後, 高速応答で電圧低下分の補償電圧を出力する必要があるため, 応答性に優れたオープンループ制御を用いており, 誤差電圧の観測が容易である。しかし, SVC のように高速な応答が必要な装置以外では一般的にフィードバック制御が用いられる。この場合, 誤差電圧が打ち消されるため, 誤差電圧に関する問題点は, これまであまり論じられていない。

本章では SVC にオープンループ制御を用いたとき, 問題となる誤差電圧を補償する制御方法について論じる。三相 PWM インバータでのデッドタイム電圧と, LC フィルタと直列変圧器のインピーダンスによって生じる電圧の発生量を理論的に求める。その理論値を使用してフィードフォワード制御を行う。SVC の定常特性と過渡特性をシミュレーションと実験によって検討し, フィードフォワード制御による誤差電圧補償の効果を確かめる。

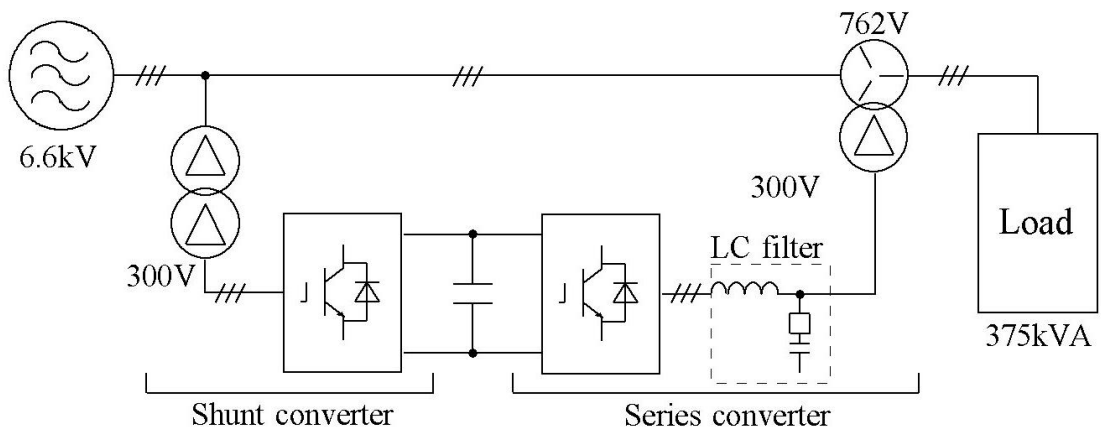
2. 2 直列形電圧補償装置のシステム構成と仕様

2. 2. 1 システム構成

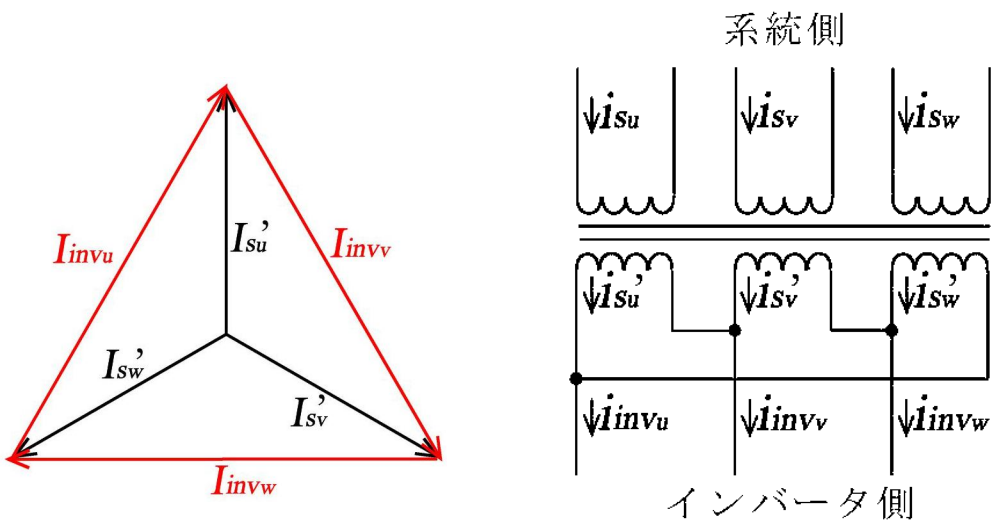
図 2.1 にシステム構成図および電流ベクトルと直列変圧器結線図を示す。同図のシステム定数は表 2.1 に示す値の条件で検討する。

同図において、SVC の基本的な動作は電圧低下が生じたとき、直列器は系統電圧に同期した出力電圧を発生し、負荷端の電圧を一定にする制御を行う。電圧低下が生じたときなど、負荷端の電圧低下分を SVC が補償する場合を上げ補償と呼ぶこととする。重負荷から軽負荷に急変する場合、あるいは負荷力率が進み力率に急変する場合、負荷端の電圧が上昇する。負荷端の電圧上昇分を SVC が補償する場合を、下げ補償と呼ぶこととする。直列器は負荷電流の位相あるいは潮流方向に応じて、上げ補償のときは有効電力を放出、下げ補償のときは有効電力を吸収する。

系統電圧を 6.6kV、最大負荷容量を 375kVA と想定しているので、系統の線電流は 32.8A となる。ここでは SVC は系統電圧の 20%の電圧低下を補償する装置と決めて設計するので、直列変圧器の系統側(オープン側)の電圧は $762\text{V}(6600/\sqrt{3} \times 20\%)$ となる。系統電流が 32.8A であるため、直列変圧器容量は 75kVA となる。インバータ側を Δ 結線し、系統側を直列に変圧器を接続しオープン結線して系統に連系させる。直列変圧器の巻数比は、系統側：インバータ側 = $762 : 300/\sqrt{3}$ である。インバータ側を Δ 結線しているため、直列変圧器の変圧比は、系統側：インバータ側 = $762 : 300$ となる。図 2.1(b)の相電流と線電流のベクトル図より、系統電流が I_s ならば、インバータ側の線電流は $\sqrt{3}$ ($762/300$) I_s となり、系統電流 I_s より位相が 30 度遅れる。



(a) システム構成



(b) 電流ベクトルと直列変圧器結線図

図 2.1. システム構成と直列変圧器および電流ベクトルと直列変圧器結線図

表 2.1 システム定数

Source voltage	6.6 kV
Frequency	60 Hz
Maximum power system load	375 kVA
Maximum power system current	32.8 A

2. 2. 2 順変換器

図 2.2 に順変換装置部の等価回路図を示す。後に 4 章で詳細に述べるが、順変換装置部の定数は直列器の値を参考とし、表 2.2 の値を用いる。

順変換器に用いる並列変圧器は、6.6kV/300V($\Delta - \Delta$ 結線)で 75kVA と直列変圧器の容量と同容量となる。

図 2.2 において、スイッチング素子には絶縁ゲートバイポーラトランジスタ (Insulated Gate Bipolar Transistor, 以下 IGBT)を用いており、三相電圧形 PWM インバータ回路と同じ構成である。IGBT は 1200V, 600A の素子を想定してデッドタイムを $6\mu\text{s}$ とした。デッドタイムの決め方に関しては 3 章で述べることにする。順変換器は直流電圧一定制御と交流電流制御を行い、直流電圧 V_{dc} が 600V となるように制御する。図 2.2 で直流部に電流源を接続している。電流源の極性が図の方向の場合、SVC は上げ補償を、極性が逆方向の場合は SVC が下げ補償を行うことを意味する。

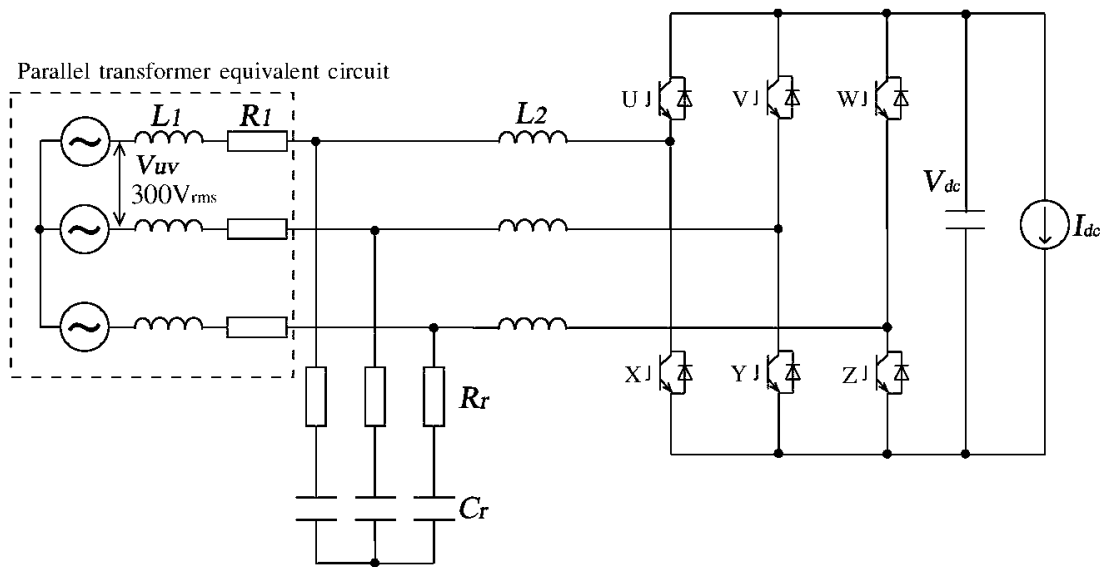


図 2.2 順変換装置部の等価回路図

表 2.2 順変換装置部の定数

(a) 並列変圧器の定数

Source side voltage(Δ -side)	6.6 kV
Source side current(Δ -side)	6.56 A
Rectifier side voltage(Δ -side)	300 V
Rectifier side current(Δ -side)	144.3 A
Rated capacity of transformer	75 kVA
Leakage inductance	2.25%
Leakage inductance(300 V-side) L_l	71.6 μ H
Winding resistance	1%
Winding resistance R_l	12 m Ω

(b) 順変換器の定数

Rated line to line source voltage	300 V
Rated current	144.3 A
Rectifier rating	75 kVA
DC voltage	600 V
Dead-time	6 μ s
Carrier frequency	5 kHz

(c) 順変換器のフィルタ定数

Filter inductor L_2 (6%)	191 μ H
Filter capacitor C_r (3%)	66.3 μ F
Filter damping resistance R_r (Q=3.4)	0.5 Ω

2. 2. 3 インバータ

図 2.3 にインバータ装置部の等価回路図を示す。インバータ装置部の定数は表 2.3 の値とする。キャリア周波数 f_c の決定法については3章で詳細に述べる。LCR フィルタの定数は4章のインバータのフィルタ設計法で詳細に検討を行う。

並列器が直流電圧一定制御を行っており、直流電圧源 V_{dc} は600Vとした。順変換機と同様にIGBTは1200V、600Aの素子を想定してデッドタイムを $6\mu\text{s}$ とした。

直列器では変圧器が系統に直列に挿入されるため、変流器と同じ動作をする。直列変圧器の変流器動作によってインバータ側には変圧比に応じた系統電流が流れる。その動作を模擬するために等価回路に電流源を接続した。

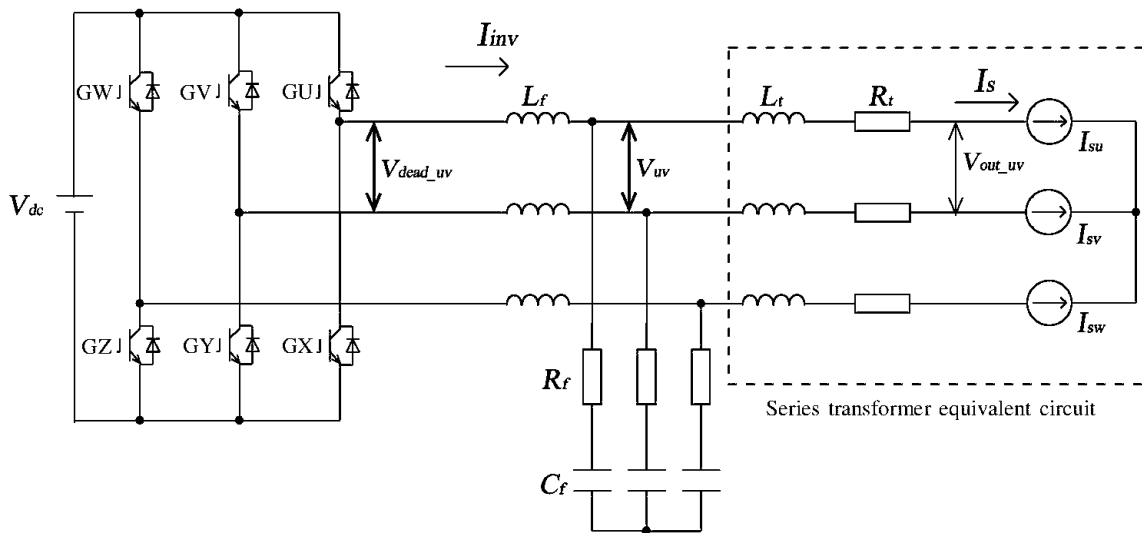


図 2.3 インバータ装置部の等価回路図

表 2.3 インバータ装置部の定数

(a) 直列変圧器の定数

Source side voltage(open-side)	762 V
Source side current(open-side)	32.8 A
Inverter side voltage(Δ -side)	300 V
Inverter side current(Δ -side)	144.3 A
Rated capacity of transformer	75 kVA
Leakage inductance	2.25%
Leakage inductance(300 V-side) L_l	71.6 μ H
Winding resistance	1%
Winding resistance(300 V-side) R_l	12 m Ω

(b) インバータの定数

Rated line to line output voltage	300 V
Rated current	144.3 A
Inverter rating	75 kVA
DC voltage	600 V
Dead-time	6 μ s
Carrier frequency	5 kHz

(c) インバータのフィルタ定数

Filter inductor L_f (6%)	191 μ H
Filter capacitor C_f (3%)	66.3 μ F
Filter damping resistance R_f (Q=3.4)	0.5 Ω

2. 3 誤差電圧

2. 3. 1 デッドタイム電圧

スイッチング素子である IGBT は高速でオン/オフ制御が可能であるが、素子にはターンオン時間とターンオフ時間(以下、両者あわせてスイッチング時間(ST))がある。図 2.4 にデッドタイムのタイムチャートを示す。同図(a)に示すように、1つの相に接続する P 側 IGBT と N 側 IGBT が交互にオン/オフを繰り返すが、素子が同時にオン状態になることを防止するために、ゲート信号の立ち上がりによりデッドタイム T_{dt} を設けなければならない。デッドタイムはスイッチング時間より長くする必要がある。CE 間電圧は IGBT のコレクタ-エミッタ間電圧を意味する。同図(b)に示すように、デッドタイムを設けることによって、素子の同時オンを避けることが可能である。

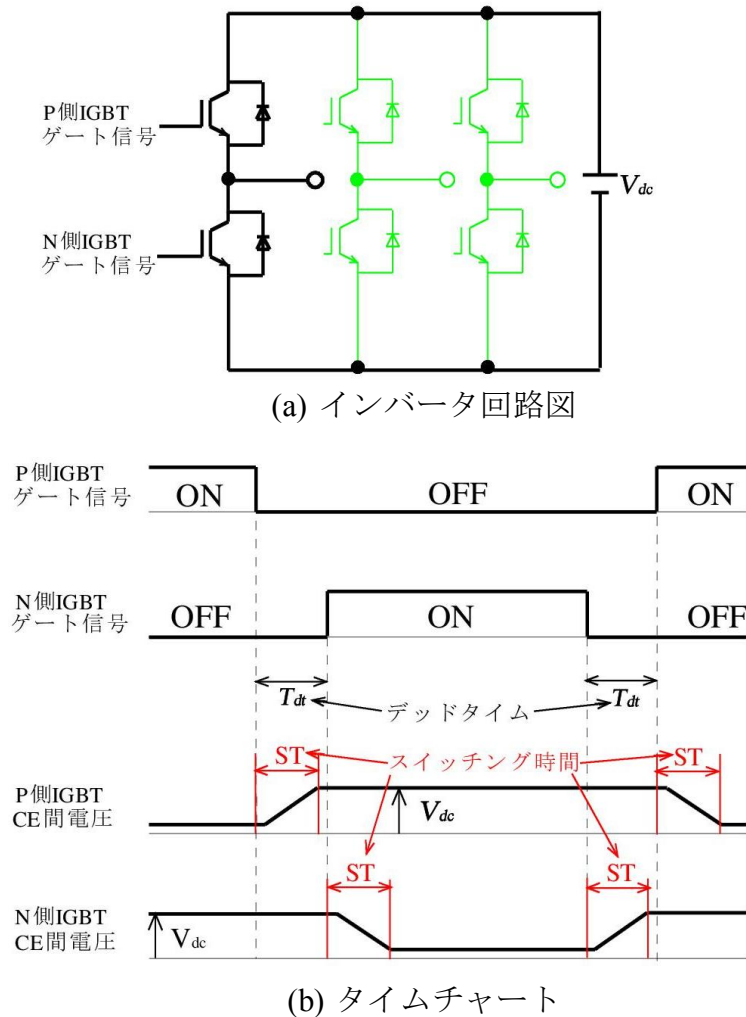
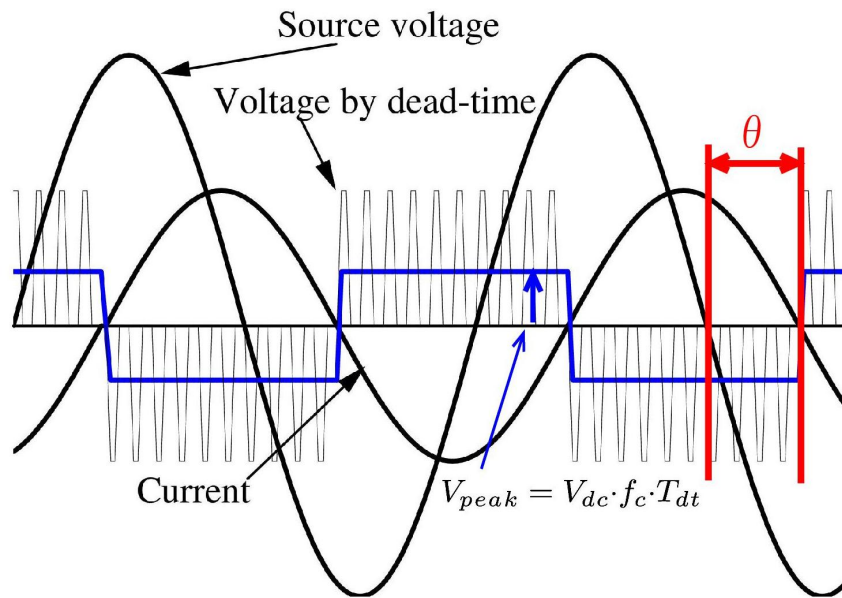


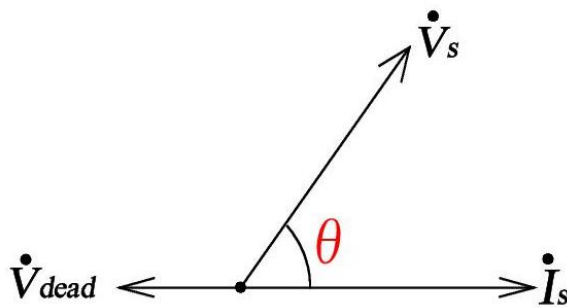
図 2.4 デッドタイムのタイムチャート

図 2.3 に示すように，SVC では系統電流が電流源としてインバータ回路に流れ込む。デッドタイム期間には P 側と N 側の IGBT のどちらもオフしているため，IGBT と逆並列に接続された環流ダイオードへ電流が流れる。デッドタイムの期間，環流ダイオードがオンしてインバータブリッジの交流側の線間に直流電圧が現れる。これをデッドタイム電圧と呼ぶ。

図 2.5 にデッドタイム電圧波形の説明図を示す。SVC の電圧低下の補償電圧は系統電圧 \dot{V}_s と同位相で出力される。ここでは系統電流 \dot{I}_s は系統電圧 \dot{V}_s に対して θ [deg] 遅れの電流を示している。デッドタイムの期間，系統電流 \dot{I}_s に対し逆位相のパルス列電圧が発生する。これがデッドタイム電圧である。このパルス列電圧は方形波電圧で近似することが可能である。デッドタイム電圧の大きさはデッドタイム時間 T_{dt} ，キャリア周波数 f_c ，直流電圧 V_{dc} に依存し，系統電流 \dot{I}_s の大きさには依存しない。その等価平均値を求めると，方形波の振幅は $V_{dc} \cdot f_c \cdot T_{dt}$ となる。



(a) 電圧電流波形



(b) ベクトル図

図 2.5 デッドタイム電圧波形の説明図

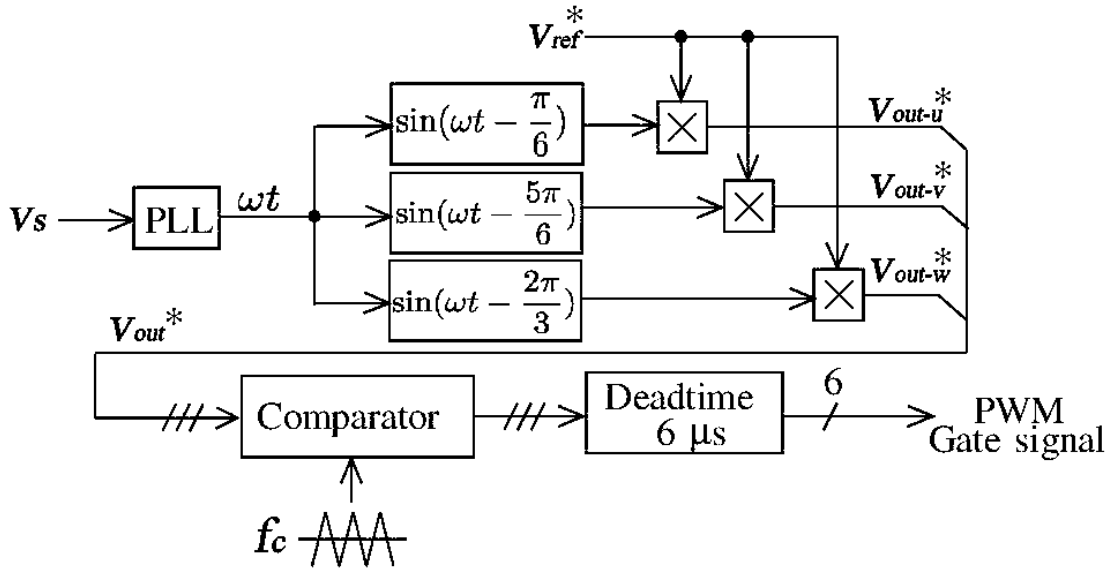


図 2.6 SVC の基本制御ブロック線図

図 2.6 に SVC の基本制御ブロック線図を示す。SVC ではオープンループ制御を用いており、補償電圧を三相インバータで発生させるための制御ブロック線図である。同図の位相同期回路(Phase-locked loop 回路、以下 PLL 回路)は系統相電圧と同期させており、SVC の補償電圧の相電圧の指令値 V_{out-u}^* 、 V_{out-v}^* 、 V_{out-w}^* を出力するために用いている。

V_{ref}^* は SVC の電圧振幅指令値である。誤差電圧を観測するために、ここでは V_{ref}^* は 0V 指令とする。SVC の直列変圧器がオープン- Δ 結線であるため、インバータ線間出力電圧が系統電圧 V_s と同位相となるように、 V_{out-u}^* 、 V_{out-v}^* 、 V_{out-w}^* は系統相電圧より 30 度遅れた位相である。 f_c の三角波と比較し、デッドタイム回路を通して PWM ゲート信号を発生させている。

図 2.5 において、デッドタイムの相電圧は電流と逆位相のパルス列電圧で出力されている。この等価方形波の振幅は $V_{dc} \cdot f_c \cdot T_{dt}$ であり、線間電圧は 120 度導通方形波電圧となる。120 度導通等価方形波と近似したデッドタイム線間電圧の瞬時値は次式で示すことができる。

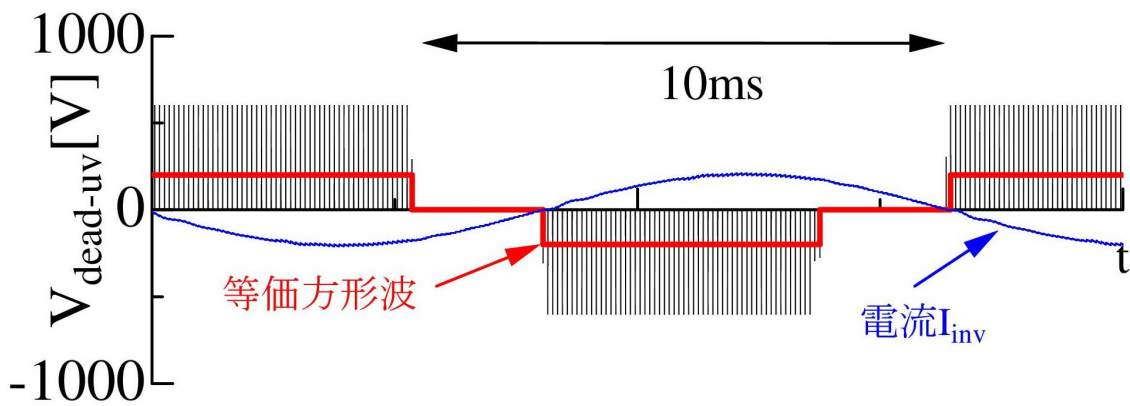
$$v_{dead-uv}(t) = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} V_{dc} \cdot f_c \cdot T_{dt} \left(\sin \omega t + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{(-1)^m}{6m \pm 1} \sin(6m \pm 1) \omega t \right) \dots (1)$$

120 度導通等価方形波電圧のデッドタイム線間電圧の基本波実効値を求めると次式となる。

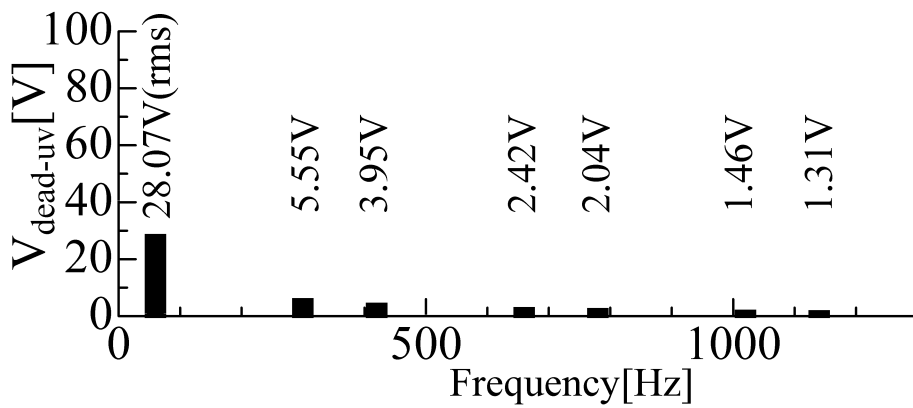
$$V_{dead-uv(1)} = \frac{2\sqrt{6}}{\pi} V_{dc} \cdot f_c \cdot T_{dt} \dots (2)$$

表 2.1 の定数を用い、図 2.6 の SVC の電圧振幅指令値 V_{ref}^* を 0V としたときのシミュレーションによるデッドタイム電圧波形とその FFT 解析結果を図 2.7 に示す。

(2)式に表 2.1 の値を代入してデッドタイム基本波電圧 $V_{dead-uv(1)}$ を求めると 28.07V となる。図 2.7 の FFT 解析結果より、デッドタイム電圧の基本波の実効値は 28.07V となっており、計算値とシミュレーション結果は良く一致している。



(a) デッドタイム電圧波形



(b) デッドタイム電圧の FFT 解析結果

図 2.7 デッドタイム電圧波形とその FFT 解析結果

2. 3. 2 インピーダンス電圧

SVC では系統電流が電流源としてインバータ回路に流れ込む。従って、直列変圧器の内部インピーダンス L_t , R_t とリアクトル L_f に電流が流れ込むことによってインピーダンス電圧が発生する。インピーダンス電圧を定量的に解析するため、単相等価回路で検討することとする。直列器の単相等価回路を図 2.10 に示す。SVC の定格線間出力電圧を 300V としたので、相電圧は $300/\sqrt{3}$ V となる。 L_f と L_t のインピーダンスはそれぞれ 6%, 2.25% であり、電流の位相を基準と考えると、定格電流の場合のそれぞれのインピーダンス電圧 \dot{V}_{L_f} と \dot{V}_{L_t} は(3), (4)式となる。

$$\dot{V}_{L_f} = j0.06 \cdot \frac{300}{\sqrt{3}} = j \frac{18}{\sqrt{3}} [V] \dots\dots\dots (3)$$

$$\dot{V}_{L_t} = j0.0225 \cdot \frac{300}{\sqrt{3}} = j \frac{6.75}{\sqrt{3}} [V] \dots\dots\dots (4)$$

両者の合計%インピーダンスは 8.25% で、インダクタンスによる電圧は $j24.75/\sqrt{3}$ V となる。また、直列変圧器の巻線抵抗の内部インピーダンス R_t が 1% であるため、その抵抗電圧 \dot{V}_{R_t} は(5)式となる。

$$\dot{V}_{R_t} = 0.01 \cdot \frac{300}{\sqrt{3}} = \frac{3}{\sqrt{3}} [V] \dots\dots\dots (5)$$

これらの電圧の合成値 V は(6)式となる。

$$V = \sqrt{\frac{24.75^2 + 3^2}{3}} = \frac{24.93}{\sqrt{3}} [V] \dots\dots\dots (6)$$

図 2.3 の回路で表 2.1 の定数を用いたシミュレーションを行う。図 2.6 の電圧振幅指令値 V_{ref}^* を 0V とし、定格電流が流れたときのそれぞれの電圧を観測する。

図 2.11 に補償がない場合の各部電圧と誤差電圧波形を示す。補償がない場合、電圧振幅指令値 V_{ref}^* が 0V であるので、SVC の出力電圧 V_{out} は誤差電圧となる。図 2.11 では補償がないので、電流が流れるとデッドタイム電圧と、LC フィルタ及び直列変圧器のインピーダンスによるインピーダンス電圧が発生する。両電圧が重畳された結果、出力に誤差電圧が現れる。

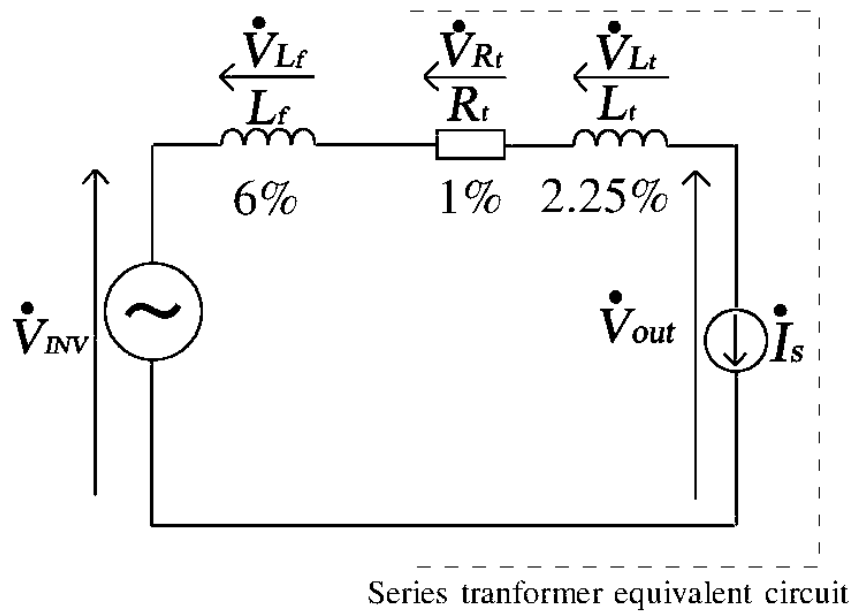


図 2.10 直列器の単相等価回路

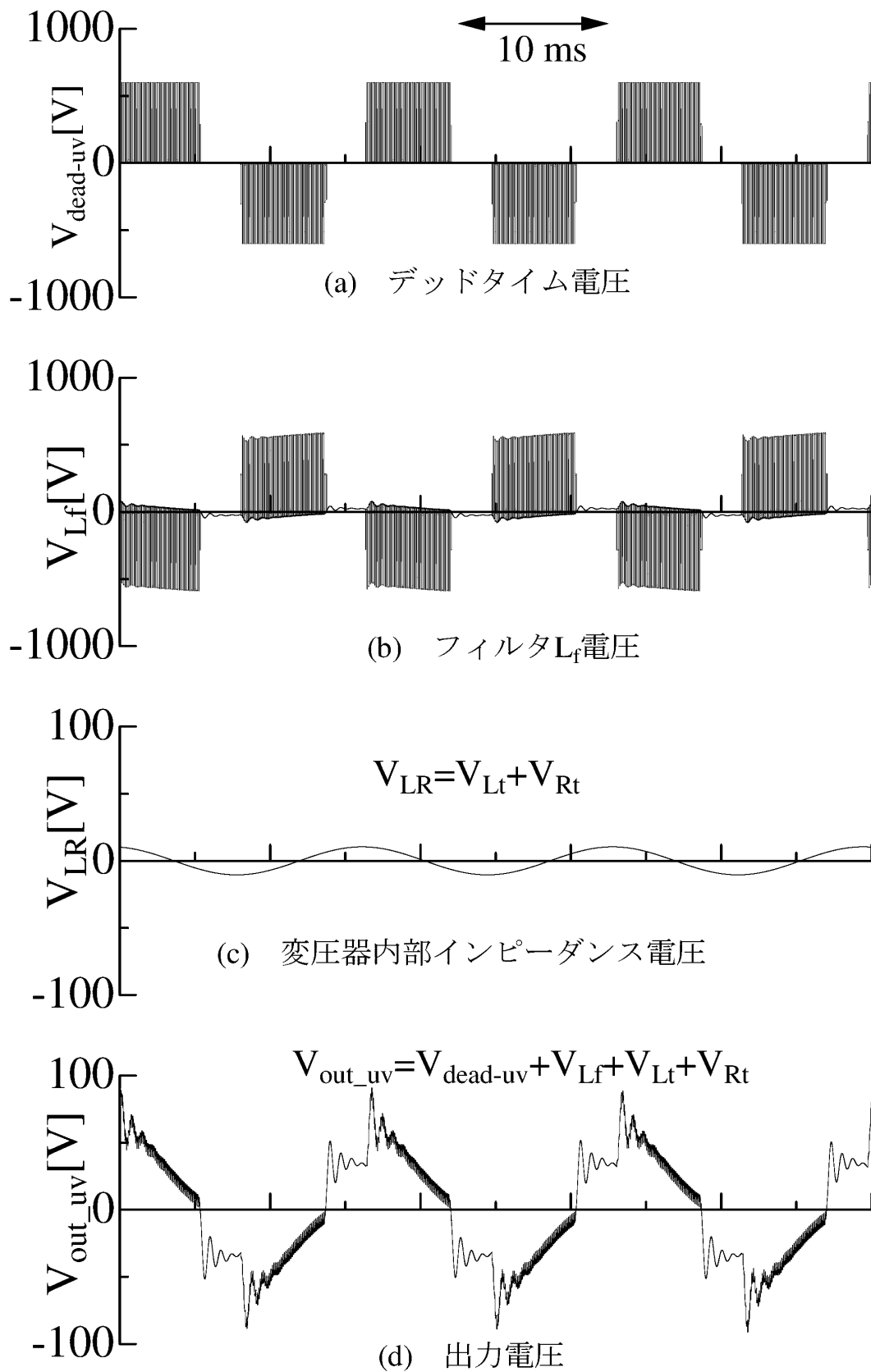


図 2.11 補償がない場合の誤差電圧波形

2. 4 補償方法

前節ではデッドタイム電圧とインピーダンス電圧に関する理論的検証を行った。ここではその補償方法について述べる。

図 2.11(d)の波形より，出力電圧に現れる誤差電圧はデッドタイム電圧によって高調波を含む電圧となる。補償方法を検討するには，基本波電圧と高調波電圧に分けて考える必要がある。

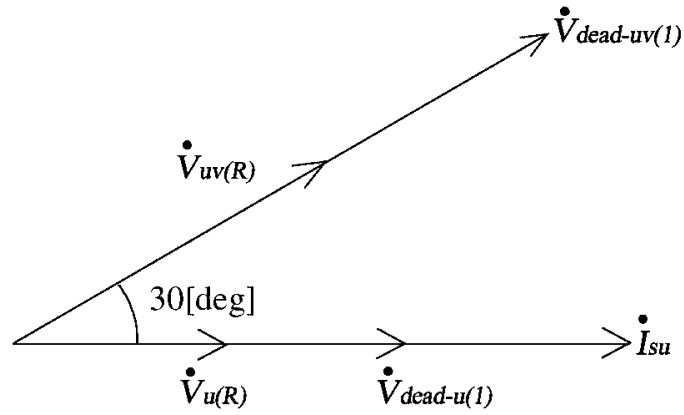
変圧器と LC フィルタのインピーダンス電圧はインバータ電流の大きさに比例する。ただし，図 2.11(b)に示すようにフィルタ L_f 電圧には系統からの基本波電流だけでなく，フィルタ C へのリップル電流も流れる。図 2.3 において，電流源のインピーダンスは無限大であるため，リップル電流はすべてフィルタ C に流れる。従って，図 2.11(b)のフィルタ L_f にはリップル電流が流れ，その電流変化分による電圧が生じる。

デッドタイム電圧の等価平均値は 120 度導通方形波電圧と見なせるので，基本波成分と高調波成分から成り立っている。直流電圧とデッドタイムが一定ならば，キャリア周波数に比例し，電流の大きさには依存しない。

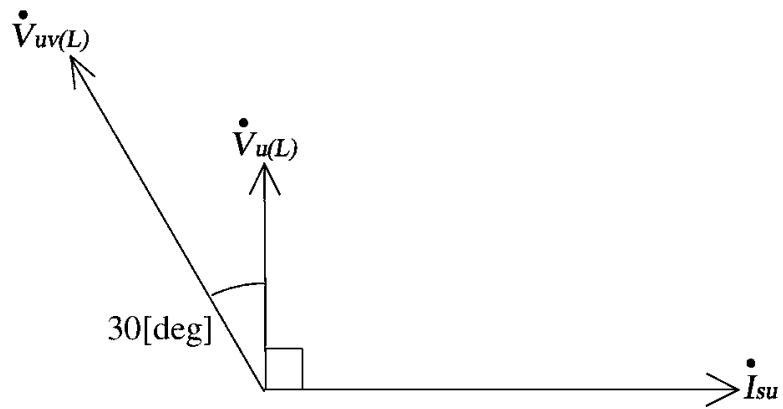
電流を基準としたときの各基本波電圧ベクトルを図 2.12 に示す。図に示すようにデッドタイム基本波電圧 $\dot{V}_{dead-uv(l)}$ ，変圧器巻線抵抗電圧 $\dot{V}_{uv(R)}$ は電流位相より 30 度進んだ電圧となる。デッドタイム基本波電圧 $\dot{V}_{dead-uv(l)}$ は電流の大きさに対して変化しないが，巻線抵抗電圧 $\dot{V}_{uv(R)}$ は電流の大きさに比例する。リアクトル L_f と変圧器の漏れインダクタンス L_l によるインダクタ電圧 $\dot{V}_{uv(L)}$ は線間電圧で表すと，同図(b)より，電流位相に対して 120 度進んだ電圧となる。インダクタ電圧 $\dot{V}_{uv(L)}$ も電流の大きさに比例する。同図(c)より，デッドタイム基本波電圧 $\dot{V}_{dead-uv(l)}$ と巻線抵抗電圧 $\dot{V}_{uv(R)}$ ，インダクタ電圧 $\dot{V}_{uv(L)}$ から基本波誤差電圧 \dot{V}_{err} と位相 θ_1 は求まる。

デッドタイム電圧の高調波成分は(1)式に示すように，高調波次数 n の逆数に比例する。

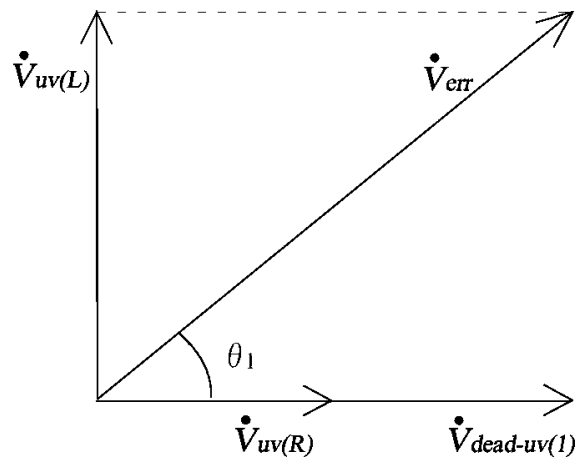
誤差電圧を打ち消すために，補償電圧の基本波成分の振幅と位相をインバータ電流の変化に応じて変化させる必要がある。電流の大きさに応じて補償電圧の基本波成分を求める。補償電圧の基本波振幅値 A_1 を(7)式，位相 θ_1 を(8)式によって求める。デッドタイム電圧の高調波成分 $V_{dead-uv}(n)$ は(9)式によって求められ，それが高調波成分の振幅となる。デッドタイム電圧の高調波成分 $V_{dead-uv}(n)$ は電流の大きさに対して変化しない。



(a) 巻線抵抗電圧とデッドタイム基本波電圧



(b) リアクトルと漏れインダクタンスによるインダクタ電圧



(c) 基本波誤差電圧

図 2.12 電流を基準としたときの、各基本波電圧ベクトル

$$A_1 = 2\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{\sqrt{(V_{dead-uv(1)} + V_{uv(R)})^2 + V_{uv(L)}^2}}{V_{dc}} \dots\dots\dots (7)$$

$$\theta_1 = \tan^{-1} \frac{V_{uv(L)}}{V_{dead-uv(1)} + V_{uv(R)}} \dots\dots\dots (8)$$

$$A_n = 2\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{V_{dead-uv(1)}}{V_{dc}} \cdot \frac{1}{n} \dots\dots\dots (9)$$

図 2.13 に誤差電圧補償制御ブロック線図を示す。電流の大きさに応じて振幅と位相を変化させるため、データテーブル方式を採用した。(7),(8),(9)式より、インピーダンス電圧やデッドタイム電圧は事前に算出可能であるため、データテーブル方式を用いることで、補償電圧の算出が簡易化できる。

V_{FF} はデッドタイム電圧と変圧器と LC フィルタ電圧を打ち消して、誤差電圧成分を 0V にするためのフィードフォワード制御による補償電圧指令である。キャリアには三角波を用いており、図 2.13 において、三角波の振幅は 1 としている。(7)式は V_{FF} の基本波振幅値を算出するための計算式である。また、(8)式は V_{FF} の基本波成分の位相を求めるための計算式である。(9)式は V_{FF} の高調波振幅値の計算式である。

表 2.3 の定数を(7), (8), (9)式に代入してデータテーブルを作成する。表 2.4 に誤差電圧補償のためのデータテーブルを示す。データテーブルのデータは定格電流を 100%とし、75%, 50%, 25%, 10%のときの誤差電圧補償のための振幅と位相差である。図 2.13 において三角波キャリアの振幅を 1 の場合、表 2.2 の 100%負荷時の正弦波振幅は 0.1081 となる。図 2.13 におけるデータテーブルの 2 つのデータ間の補間は、それぞれのテーブル数値の 1 次近似で算出する。例えば、インバータ電流が 85%の場合、100%と 75%間の 1 次補間を行うと、 A_1 が 0.10132、 θ_1 が 34.30 度と算出される。

実効値は瞬時値を 2 乗して平均したものの平方根で求められる。図 2.13 では電流の 2 乗値に移動平均を用い、直流成分を取り出してインバータ電流の実効値を計算している。移動平均の平均区間は電源周波数 60Hz の半周期分の 8.33ms とする。

補償電圧指令値 V_{FF} は三相それぞれの相に入力される。また、PLL はインバータ電流 I_{inv} に同期している。検出する I_{inv} の大きさが小さいと、同期が取れなくなるため、10%以下のインバータ電流では動作しないように、デッドバンド

を設ける。

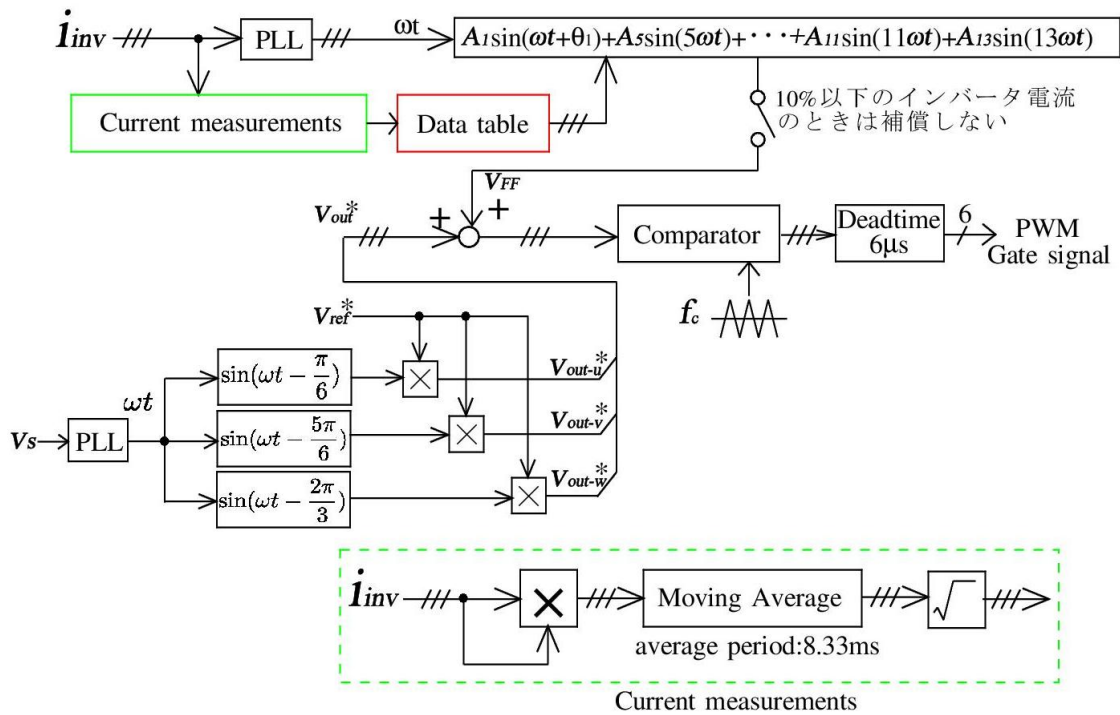


図 2.13 誤差電圧補償制御ブロック線図

表 2.4 誤差電圧補償のためのデータテーブル

(a) 誤差電圧基本波成分の補償のための振幅と位相

Load	A_1	θ_1 [deg]
100%	0.1081	38.54
75%	0.0968	31.48
50%	0.0872	22.71
25%	0.0802	12.12
10%	0.0775	4.99

(b) 誤差電圧高調波成分の補償のための振幅と位相

Order n	A_n	θ_n [deg]
5	0.0153	0
7	0.0109	0
11	0.0069	0
13	0.0059	0

誤差電圧を打ち消す制御を行う場合、デッドタイム電圧に含まれる高調波電圧を何次まで補償するかを決める必要がある。PWM インバータではキャリア周波数 f_c と出力電圧の周波数 f_l との周波数比率によって、出力電圧の精度が決まる。高次高調波電圧を精度よく出力可能な高次高調波電圧の周波数 f_h の上限と、キャリア周波数 f_c の周波数比率について検討する。キャリア周波数 f_c で精度よく出力できる高調波電圧の周波数 f_h の上限を決定するためである。

モータ制御分野において、スイッチング損失を抑制し騒音を低減しつつ出力電圧を精度よく制御するため、基本波 PWM 出力電圧の周波数 f_l とキャリア周波数 f_c の比率に関する研究が文献(1)-(3)で行われている。これらの文献は PWM の f_c/f_l をどこまで下げることができるかを検討したものである。高調波電圧の周波数 f_h の上限を決定するために、これらの文献を参考にする。出力電圧を精度よく制御するには $f_c/f_l \geq 6 \sim 9$ の周波数比が必要であると述べられているため、高調波電圧の周波数 f_h の上限は同様に $f_c/f_h \geq 6 \sim 9$ の周波数比が必要であると考えられる。

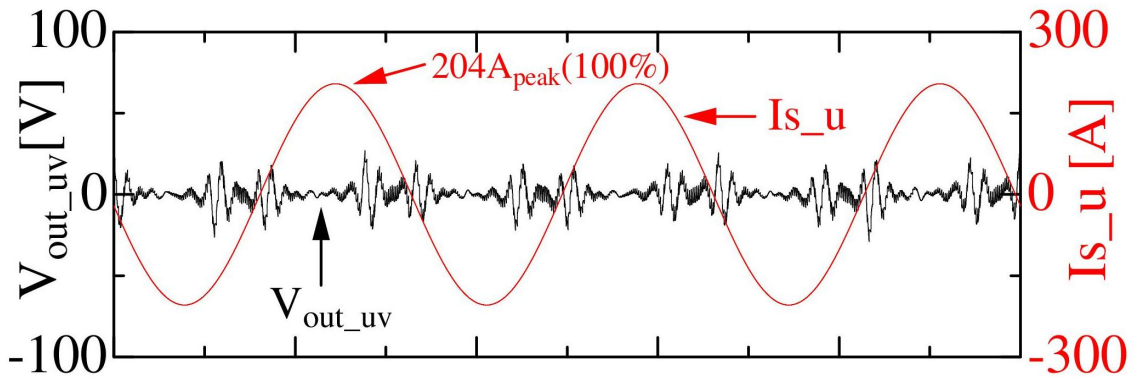
3章のキャリア周波数決定法で詳しく述べるが、表 2.3 より図 2.13 の三角波キャリア周波数を 5kHz とした。PWM 出力補償電圧の精度が出せる f_h は上記文献を参考とすると、 $f_h \leq 556 \sim 833\text{Hz}$ (9.2 次 \sim 13.9 次) となる。ここでは、13 次高調波電圧(780Hz)までを補償対象とし、効果を確認する。

2. 5 シミュレーション

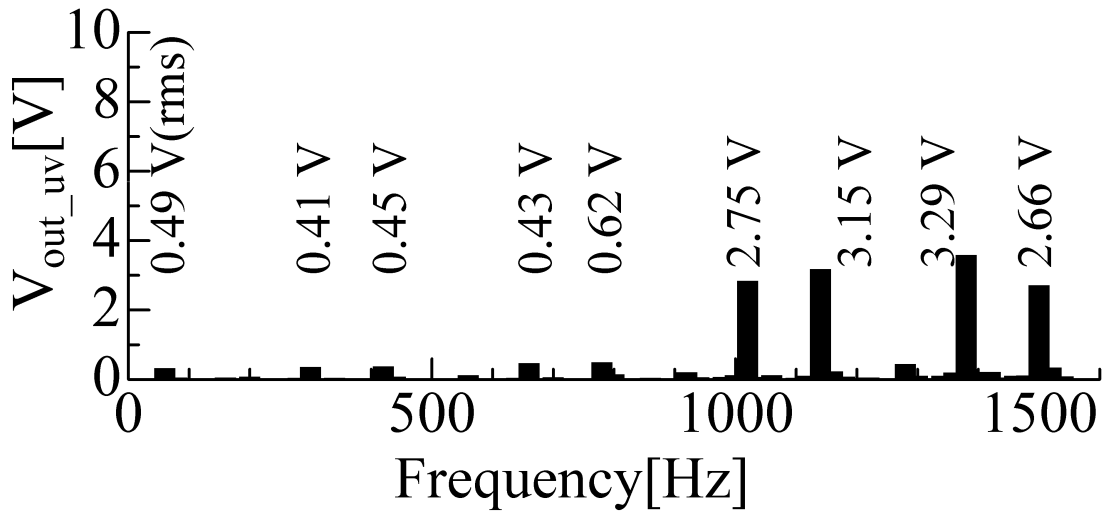
前節で述べた補償法の動作を確認するために、シミュレーションにて検討を行う。シミュレーション回路は図 2.3 で行い、その定数は表 2.3 の値を用いる。

SVC の電圧低下補償にはオープンループ制御を用いており、デッドタイム電圧とインピーダンス電圧の影響を検討するため、電圧指令値 V_{out}^* を 0V として補償法の動作を確認する。

図 2.14 に 100%負荷の場合の出力電圧波形と FFT 解析結果を示す。また、1 次補間による動作を確かめるために、図 2.15 に 85%負荷の場合の出力電圧波形と FFT 解析結果を示す。両図には基準として、u 相電流波形を示す。図 2.14 および図 2.15 の各波形に示すように、17 次以上の高次高調波成分は補償が行われず、多少残っている。2. 4 節で説明したように、基本波の振幅と位相の両方を補償し、高調波については 13 次以下の成分の補償を行っているためである。デッドタイム電圧に含まれている低次高調波成分と基本波成分は十分に抑制されている。また、85%負荷の場合、1 次補間を用いて基本波の振幅と位相を推定して補償を行っているが、低次高調波及び基本波成分共に十分に抑制できていることを確認した。

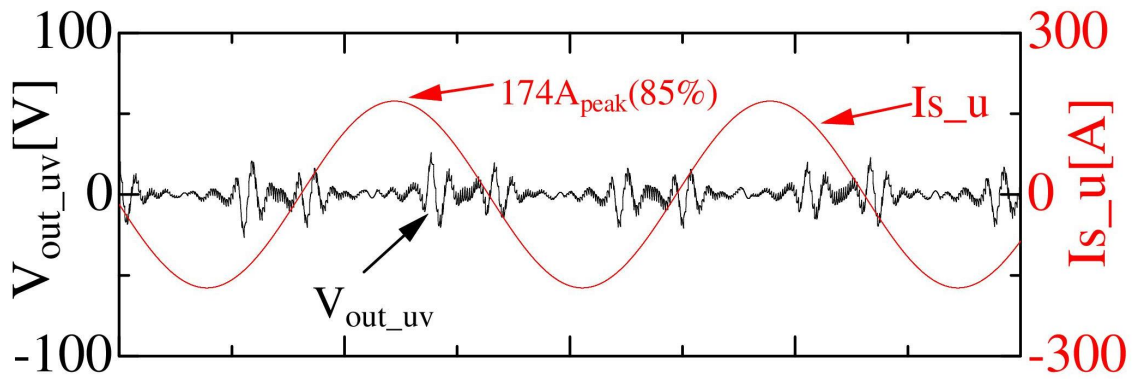


(a) 出力線間電圧波形と u 相電流

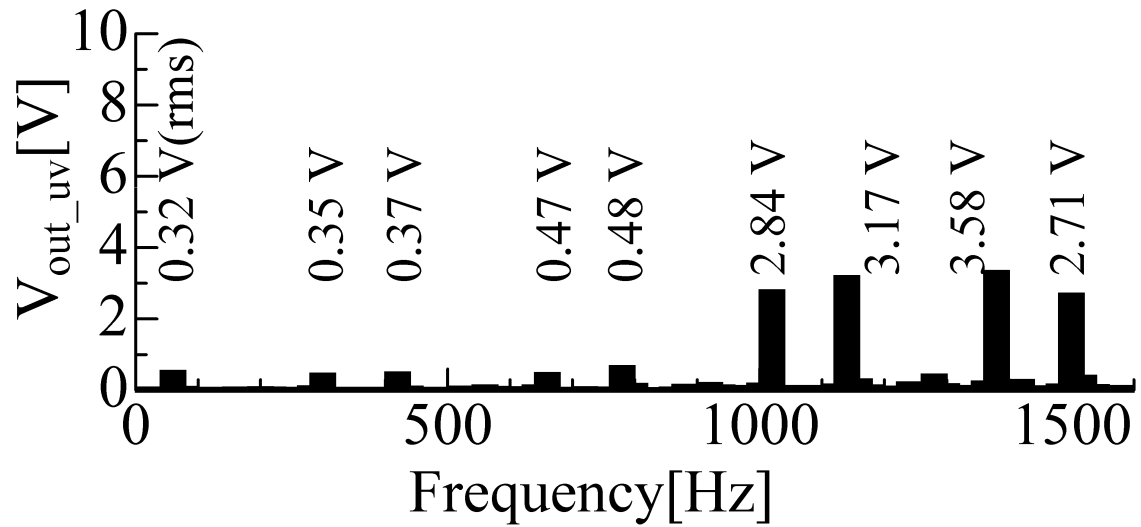


(b) 線間電圧波形の FFT 解析結果

図 2.14 100%負荷の場合の出力電圧波形と FFT 解析結果



(a) 出力線間電圧波形と u 相電流



(b) 線間電圧波形の FFT 解析結果

図 2.15 85%負荷の場合の出力電圧波形と FFT 解析結果

2. 6 ミニモデル実験

2. 6. 1 実験回路

前節までの理論解析とシミュレーション結果を検証するため、定常特性と過渡特性を測定する実験を行う。図 2.16 にミニモデル実験回路構成を示す。また、実験回路の定数を表 2.5 に示す。シミュレーション回路とミニモデル実験回路にパーセントインピーダンス法を用いて回路の等価性を維持する。

表 2.3 より、シミュレーションでは順変換器とインバータの定格出力線間電圧は 300V、 V_{dc} は 600V、定格電流は 144.3A であり、装置容量は 75kVA である。

実験回路は装置出力電圧比が 1/6、直流電圧比は 1/6、電流比は 3/100、容量比は 1/200 のミニモデルを作成する。

図 2.16 において、電源電圧 V_s は線間電圧 50V、60Hz とした。変換器の中間リンクコンデンサ C_{dc} は 2,640 μ F、直流電圧 V_{dc} は 100V とした。順変換器、インバータの定格出力線間電圧は 50V、定格電流は 4.33A、定格装置容量は順変換器、インバータ共に 375VA とした。

並列器の順変換器に用いるフィルタ定数には、基本波電流に対して最大リップル電流の比率を 30%以下にするため、リアクトル L_1 、 L_2 とも 1mH(5.65%)を用いる。系統へ流出するリップル電流を吸収するため C_r は 3.3 μ F(2.51%)を Δ 結線とする。系統電圧のひずみの影響により LC の共振周波数で振動しやすいため、ダンピング抵抗が必要である。しかし、順変換器は電流フィードバック制御を行うため、共振電流を抑制しやすい。共振の鋭さ Q を大きくし電圧リップルを抑制できるように、ダンピング抵抗 R_r は 2 Ω ($Q=5.03$)とする。

直列器のインバータに用いるリアクトル L_f は、シミュレーションの定数よりパーセントインピーダンス法を用いて、1mH(5.65%)とする。基本波電圧に対してリップル電圧の比率(ひずみ率)を 4%以下にするため、 C_f は 3.98 μ F(3%)を Δ 結線とする。系統電流に含まれる高調波成分によって振動しないように、ダンピング抵抗 R_f は 2.78 Ω ($Q=3.29$)とする。

ミニモデル実験では、誤差電圧を補償するための制御を検討するため、図 2.13 の制御ブロック線図における電圧指令値 v_{ref}^* を 0V とする。負荷は抵抗 69.3 Ω を Δ 接続して 2 つの負荷をスイッチで切り替えできるようにする。1 負荷当たり系統電流は 1.25A となり、両負荷をオンした場合を定格電流とする。

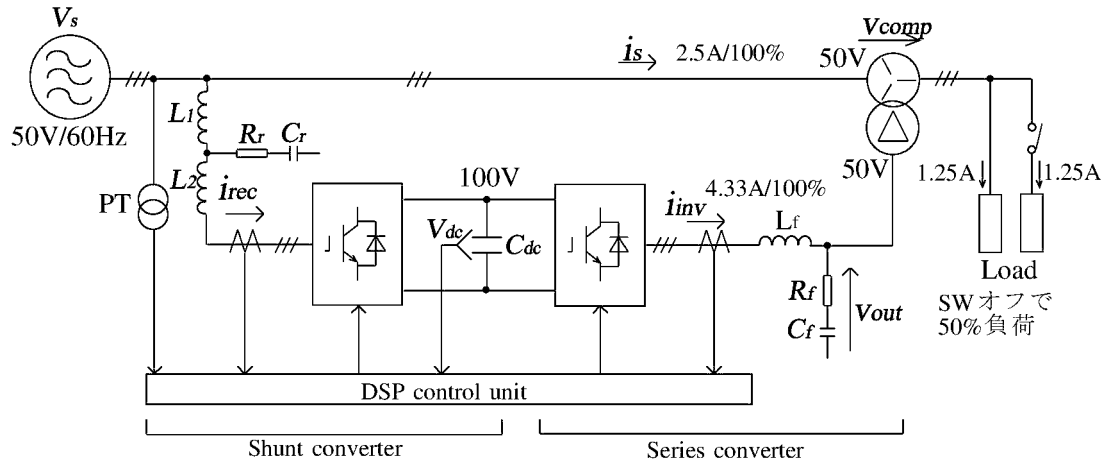


図 2.16 ミニモデル実験回路構成

表 2.5 ミニモデル実験回路の定数

(a) システム定数

System parameters		
Parameters		Experiment
Rated frequency	f_s	60 Hz
Source voltage	V_s	50 V
Load current	I_s	2.5 A

(b) インバータ部の定数

Series converter		
Rated voltage	V_{out}	50 V
Rated current	I_{inv}	4.33 A
DC voltage	V_{dc}	100 V
Smoothing capacitor	C_{dc}	2,640 μ F
Inverter rating	p	375 VA
Dead-time	T_{dt}	6 μ s
Carrier frequency	f_c	5 kHz
Filter L	L_f	942 μ H(5.33%)
Filter C(Δ connecting)	C_f	4.24 μ F(3.2%)
Damping resistance	R_f	2.88 Ω
Trans leakage inductance	L_t	267 μ H(1.51%)
Trans winding resistance	R_t	243 m Ω (3.64%)

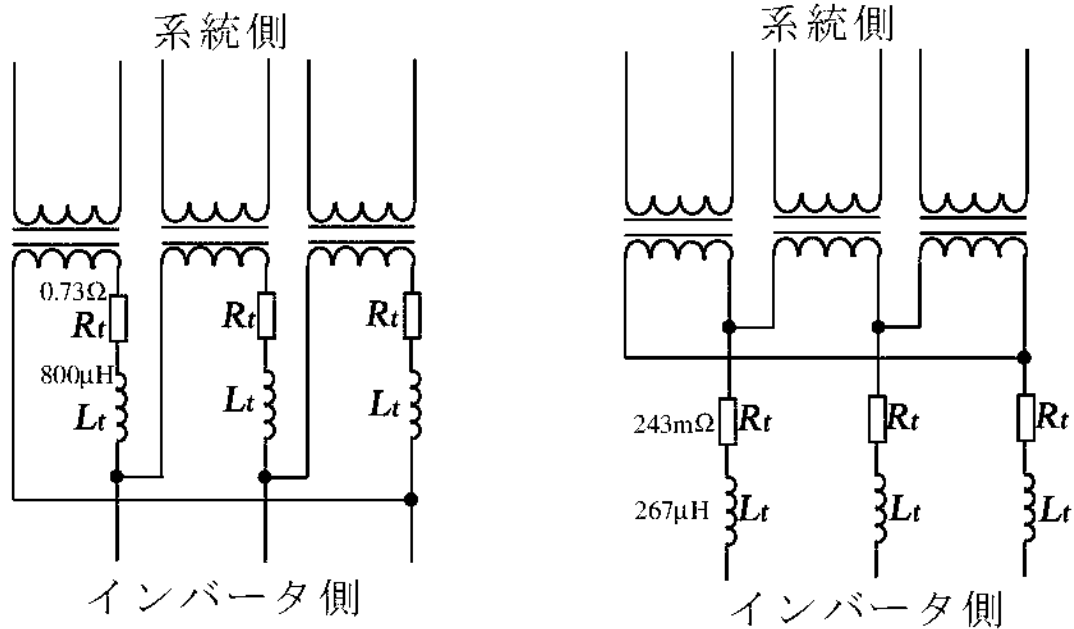
(c) 順変換器部の定数

Shunt converter		
Rated voltage	V_s	50 V
Rated current	I_{rec}	4.33 A
Inverter rating	p	375 VA
Dead-time	T_{dt}	6 μ s
Carrier frequency	f_c	5 kHz
Filter L_1	L_1	1 mH(5.65%)
Filter L_2	L_2	1 mH(5.65%)
Filter C(Δ connecting)	C_r	3.3 μ F(2.51%)
Damping resistance	R_f	2 Ω

直列変圧器は単相変圧器 100V:100V で 500VA 定格を 3 台使用し、図 2.1(b)に示すような変圧器の結線をする。インバータ側を Δ 結線し、系統側を直列に変圧器を接続しオープン結線して系統に連系させる。図 2.1(b)の相電流と線電流のベクトル図より、変圧比は等しいので、オープン側の系統電流が 2.5A の時、インバータ側は Δ 結線であるため、 $4.33\text{A}(2.5\sqrt{3}\text{ A})$ の線電流が流れ、インバータ電流の位相は系統電流より 30 度遅れる。

この変圧器を単相で短絡試験を行った結果、変圧器の定格電流の 5%(0.25A) から 100%電流 (5A) の間で、漏れインダクタンスは $800\mu\text{H}$ で、銅損は 0.73Ω であった。変圧器のインピーダンスは電流値による変化はなく、一定値であった。

図 2.17(a)は単相変圧器の結線図である。インバータ側 Δ 結線、系統側をオープンとしている。この変圧器の結線と短絡試験結果より、インピーダンスを外部においた場合の変圧器等価回路は、図 2.17(b)となる。単相変圧器の短絡試験より得られたインピーダンス値は Δ -Y 変換より 1/3 となり、インバータから見た Δ -オープン変圧器のインピーダンスは、漏れインダクタンス分が $267\mu\text{H}(1.51\%)$ 、抵抗分が $243\text{m}\Omega(3.64\%)$ となる。



(a) 実際の単相変圧器接続図

(b) Δ -Y 変換による変圧器等価回路

図 2.17 単相変圧器 3 台の結線図

インバータのフィルタ L_f として 1mH/10A 定格のリアクトルを使用する。リアクトルのインダクタンス値は電流の大きさに変化するため、短絡試験を行ってその特性を測定する。リアクトル短絡試験の結果を図 2.18 に示す。インバータの定格電流 4.33A を 100%としたとき、100%から 10%の間で、870 μ H から 942 μ H に変化する。これは電流が小さいときは鉄心の初期磁化特性によって、リアクトル鉄心の B-H 非線形特性が変化することにより生じている。なお、リアクトルの抵抗成分は 0.2m Ω と小さく、その影響は無視できるので補償を行わない。

実験回路ではリアクトル L_f のインダクタンス値が鉄心の初期磁化特性の影響により変化するため、電流の大きさに対するインダクタンス値の特性を考慮する必要がある。また、シミュレーションで検討した変圧器に比べて直列変圧器の容量が小さいため、巻線抵抗分が大きい。従って、変圧器の内部インピーダンスもシミュレーション条件とは異なる。故に、フィルタ L_f のインダクタンス値が電流によって変化することを考慮し、実験回路用の変圧器内部インピーダンス値を考慮した、実験回路用の補償電圧データテーブル値を求める必要がある。

図 2.18 から得られたリアクトルの電流の大きさに対するインダクタンス値と図 2.17(b) より求められる変圧器内部インピーダンス値から、インピーダンス電圧を求める。これらのインピーダンス電圧とデッドタイム電圧より得られた基本波補償テーブルの値を表 2.6 に示す。テーブル間の負荷率の場合、1 次補間を用いて、インダクタンス値の変化を補正して基本波補償電圧を求める。

直列形電圧補償装置の並列器は、直列器が上げ補償または下げ補償を行うため、直流電圧一定制御と交流電流制御を用いて力率 1 制御を行う。図 2.19 に順変換器の実験回路用制御ブロック線図を示す。順変換器実験回路の制御定数を表 2.7 に示す。

比例・積分制御を用いている直流電圧制御部及び、比例・微分制御を用いている交流電流制御部に 1 次遅れを設けているのは、リップル成分を除去するためである。交流電流制御部に微分制御を用いているのは、位相を進ませて位相余裕を確保し、制御を安定化させるためである。

交流電流は電源電圧 V_s とインバータ電圧との差電圧で決まるため、電源電圧を外乱とみなして、フィードフォワード制御している。

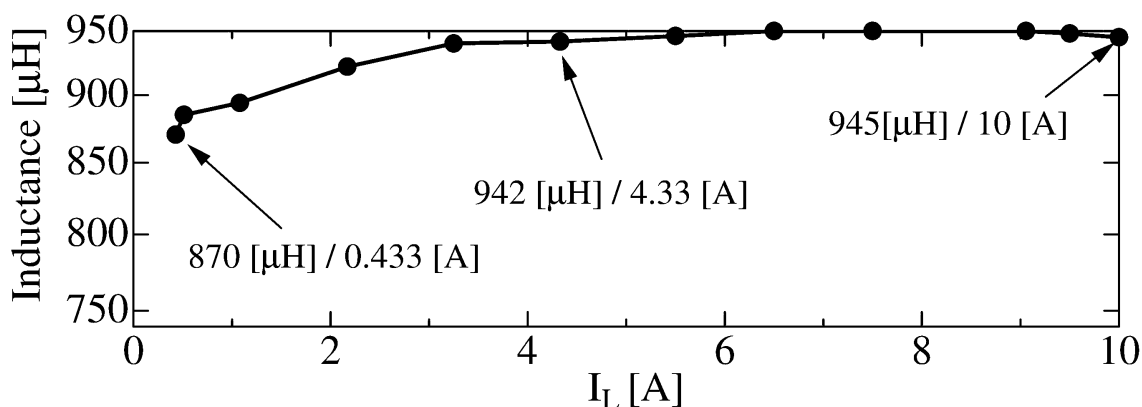


図 2.18 リアクトル短絡試験結果

表 2.6 インダクタンス値の変化分を考慮した基本波補償テーブルの値

Load	V_L [V]	V_R [V]	$V_{dead(l)}$ [V]	A_I	θ_I [deg]
100%	3.420	1.820	4.678	0.1199	27.76
75%	2.561	1.365	4.678	0.1072	22.97
50%	1.680	0.910	4.678	0.0953	16.73
25%	0.821	0.455	4.678	0.0849	9.09
10%	0.322	0.182	4.678	0.0795	3.78

直流電圧 V_{dc} は 100V を 5V とスケールリングし 100V 一定制御を行う。 V_s は相電圧でピーク値を 1V とスケールリングする。 I_{rec} は線電流で 4.33A/2.5V にスケールリングする。

直流電圧制御部の 1 次遅れの時定数 T_1 は 1.5ms としコンデンサに含まれるリップル成分を十分除去できる値とする。また、比例ゲイン K_1 は 3、積分の時定数 T_2 は 3ms とする。

交流電流制御部の 1 次遅れの時定数 T_3 は 4ms とし、交流電流に含まれるリップル成分を十分除去できる値とした。また交流電流制御部の比例ゲイン K_2 は 30、位相を進めるための微分要素の時定数 T_4 は 15ms とした。フィードフォワード制御の比例ゲイン K_3 は 5 とする。

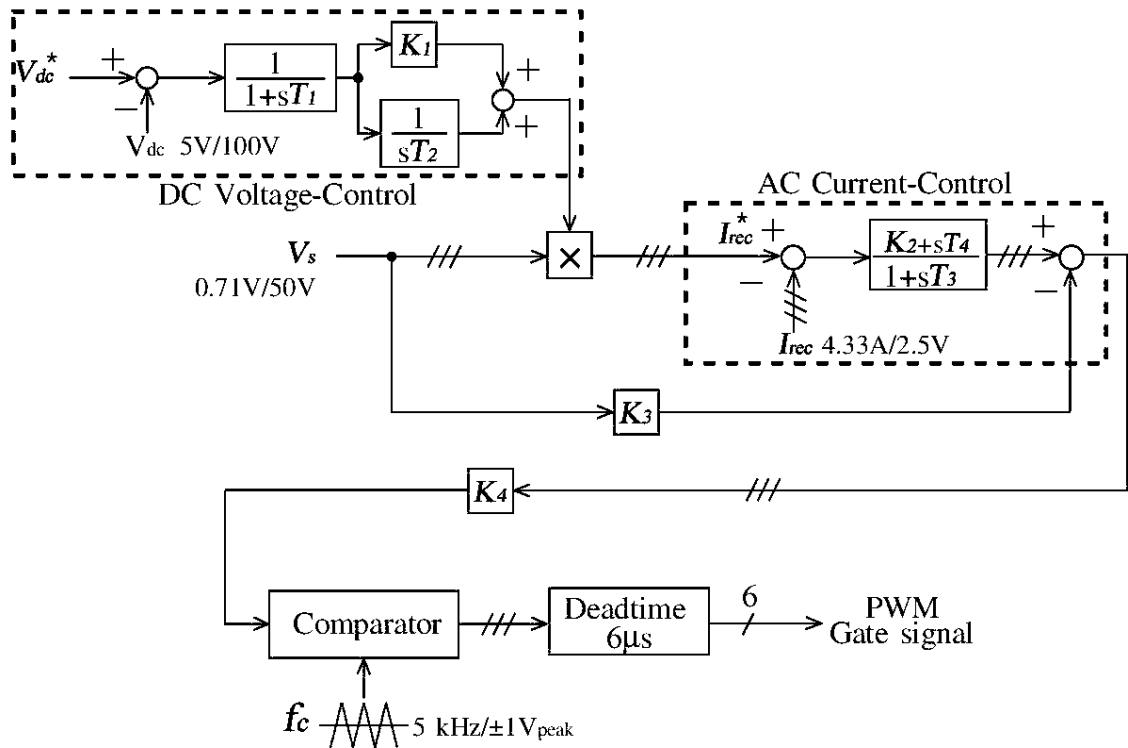


図 2.19 順変換器の実験回路用制御ブロック線図

表 2.7 順変換器実験回路の制御定数

Time constant of first-order lag	T_1	1.5 ms
Proportional gain	K_1	3
Integral time constant	T_2	3 ms
Proportional gain	K_2	30
Time constant of first-order lag	T_3	4 ms
Defferential time constant	T_4	15 ms
Proportional gain	K_3	5
Proportional gain	K_4	-0.1

実験には Myway プラス社製の DSP(Digital Signal processor)ユニットを用いる。一般的に制御を説明する場合は連続時間制御系で説明されているので、図 2.19 のブロック線図は同様に連続時間制御系(アナログ制御系)で説明している。しかし、DSP を用いてデジタル制御を行うため、実際は離散時間制御となる。三角波 f_c の振幅は $\pm 1V$ と DSP 内部で換算される。アナログ制御系でフルスケール $\pm 10V$ で設計しており、 K_4 を 0.1 の比例ゲインとする。

連続時間制御を離散時間制御に変換する必要がある。連続時間系を離散時間系に変換する方法として、線形差分方程式で近似する有限インパルス応答フィルタ(Finite Impulse Response Filter, 以下 FIR フィルタ)と無限インパルス応答フィルタ(Infinite Impulse Response Filter, 以下 IIR フィルタ)がある。FIR フィルタの特徴として、過去のフィルタ出力値を再利用しないため(非再帰形)常に安定であるが、高次のフィルタが必要となり、演算量が増加する問題がある。IIR フィルタの特徴として、過去のフィルタ出力値を再利用するため(再帰形)、伝達関数の極が z 平面の単位円内に存在するときのみ安定(その条件を満たさない場合、不安定となる)であるが、低次のフィルタで演算量が FIR フィルタに比べ 1 桁少なくできるため高速演算が可能である。

DSP の演算量を減らすため、IIR フィルタによる離散時間制御を行うこととする。

キャリア周波数は 5kHz とする。DSP のサンプリング時間 T_s は 5kHz のキャリア周波数周期の 1/2 倍の 100 μ s で行うこととする。連続時間系の伝達関数を双 1 次 z 変換によって離散時間系である IIR フィルタに変換する。双 1 次 z 変換は次式で示される。

$$s \rightarrow \frac{2}{T_s} \cdot \frac{z-1}{z+1} \dots\dots\dots (10)$$

直流電圧制御部の 1 次遅れの伝達関数は次式で示される。

$$G(s) = \frac{1}{1+sT_1} \dots\dots\dots (11)$$

(11)式を双 1 次 z 変換すると、パルス伝達関数は次式となる。

$$H(z) = \frac{\frac{T_s}{T_s+2T_1} + \frac{T_s}{T_s+2T_1}z^{-1}}{1 + \frac{T_s-2T_1}{T_s+2T_1}z^{-1}} \dots\dots\dots (12)$$

従って、1 次遅れの IIR フィルタは次式で示される。

$$y(n) = \frac{T_s}{T_s + 2T_1}x(n) + \frac{T_s}{T_s + 2T_1}x(n-1) - \frac{T_s - 2T_1}{T_s + 2T_1}y(n-1) \dots\dots\dots (13)$$

サンプリング時間 T_s を 100 μ s, 時定数 T_1 を 1.5ms とし, (13)式に代入すると

$$y(n) = 0.032258065x(n) + 0.032258065x(n-1) + 0.935483871y(n-1) \dots\dots (14)$$

となる。

直流電圧制御部の積分の伝達関数は次式で示される。

$$G(s) = \frac{1}{sT_2} \dots\dots\dots (15)$$

(15)式を双1次z変換すると、パルス伝達関数は次式となる。

$$H(z) = \frac{\frac{T_s}{2T_2} + \frac{T_s}{2T_2}z^{-1}}{1 - z^{-1}} \dots\dots\dots (16)$$

従って、積分のIIRフィルタは次式で示される。

$$y(n) = \frac{T_s}{2T_2}x(n) + \frac{T_s}{2T_2}x(n-1) + y(n-1) \dots\dots\dots (17)$$

サンプリング時間 T_s を $100\mu\text{s}$ 、時定数 T_2 を 3ms とし、(17)式に代入すると

$$y(n) = 0.016666667x(n) + 0.016666667x(n-1) + y(n-1) \dots\dots\dots (18)$$

となる。

次に、交流電流制御部の変換を行う。交流電流制御部の1次遅れ+比例の伝達関数は次式で示される。

$$G(s) = \frac{K_2}{1 + sT_3} \dots\dots\dots (19)$$

(19)式を双1次z変換すると、パルス伝達関数は次式となる。

$$y(n) = \frac{T_s \cdot K_2}{T_s + 2T_3}x(n) + \frac{T_s \cdot K_2}{T_s + 2T_3}x(n-1) - \frac{T_s - 2T_3}{T_s + 2T_3}y(n-1) \dots\dots\dots (20)$$

サンプリング時間 T_s を $100\mu\text{s}$ 、時定数 T_3 を 4ms 、比例ゲイン K_2 を 30 とし、(20)式に代入すると

$$y(n) = 0.37037037x(n) + 0.37037037x(n-1) + 0.975308642y(n-1) \dots\dots\dots (21)$$

となる。

次に、微分についての変換を行う。完全微分制御を行うと、スイッチングリップルによって制御が不安定になってしまうため、不完全微分を用いることとする。不完全微分は1次遅れと微分を組み合わせ、高周波のスイッチングリップルを含む信号に対して安定性を持たせた実用的な微分で、一般的に用いられている。

交流電流制御部の不完全微分の伝達関数は次式で示される。

$$G(s) = \frac{sT_4}{1 + sT_3} \dots\dots\dots (22)$$

(22)式を双1次z変換すると、パルス伝達関数は次式となる。

$$H(z) = \frac{\frac{2T_4}{T_s+2T_3} - \frac{2T_4}{T_s+2T_3} z^{-1}}{1 + \frac{T_s-2T_3}{T_s+2T_3} z^{-1}} \dots\dots\dots (23)$$

従って、不完全微分の IIR フィルタは次式で示される。

$$y(n) = \frac{2T_4}{T_s + 2T_3} x(n) - \frac{2T_4}{T_s + 2T_3} x(n-1) - \frac{T_s - 2T_3}{T_s + 2T_3} y(n-1) \dots\dots\dots (24)$$

サンプリング時間 T_s を 100 μ s, 時定数 T_3 を 4ms, 微分時定数 T_4 を 15ms とし、(24)式に代入すると

$$y(n) = 3.703703704x(n) - 3.703703704x(n-1) + 0.993355482y(n-1) \dots\dots\dots (25)$$

となる。

図 2.13 の PLL は電流の位相と同期した正弦波信号を発生させる回路である。この電流にはリップル成分が含まれており、0 クロス点で誤動作を起こす可能性があるため、60Hz のバンドパスフィルタを通した正弦波電流に対して位相同期制御を行うこととする。バンドパスフィルタの伝達関数は次式で示される。

$$G(s) = \frac{\frac{\omega_0}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \dots\dots\dots (26)$$

(26)式を双 1 次 z 変換すると、パルス伝達関数は次式となる。

$$H(z) = \frac{\frac{2\omega_0 T_s}{4Q+2\omega_0 T_s+\omega_0^2 T_s^2 Q} - \frac{2\omega_0 T_s}{4Q+2\omega_0 T_s+\omega_0^2 T_s^2 Q} z^{-2}}{1 + \frac{2Q(\omega_0^2 T_s^2 - 4)}{4Q+2\omega_0 T_s+\omega_0^2 T_s^2 Q} z^{-1} + \frac{4Q-2\omega_0 T_s+\omega_0^2 T_s^2 Q}{4Q+2\omega_0 T_s+\omega_0^2 T_s^2 Q} z^{-2}} \dots\dots\dots (27)$$

従って、バンドパスフィルタの IIR フィルタは次式で示される。

$$y(n) = \frac{2\omega_0 T_s}{4Q + 2\omega_0 T_s + \omega_0^2 T_s^2 Q} x(n) - \frac{2\omega_0 T_s}{4Q + 2\omega_0 T_s + \omega_0^2 T_s^2 Q} x(n-2) - \frac{2Q(\omega_0^2 T_s^2 - 4)}{4Q + 2\omega_0 T_s + \omega_0^2 T_s^2 Q} y(n-1) - \frac{4Q - 2\omega_0 T_s + \omega_0^2 T_s^2 Q}{4Q + 2\omega_0 T_s + \omega_0^2 T_s^2 Q} y(n-2) \dots\dots\dots (28)$$

サンプリング時間 T_s を 100 μ s, Q を 5, ω_0 を 120 π とし、(28)式に代入すると

$$y(n) = 0.003754423x(n) - 0.003754423x(n-2) + 1.991075769y(n-1) - 0.992491153y(n-2) \dots\dots\dots (29)$$

となる。

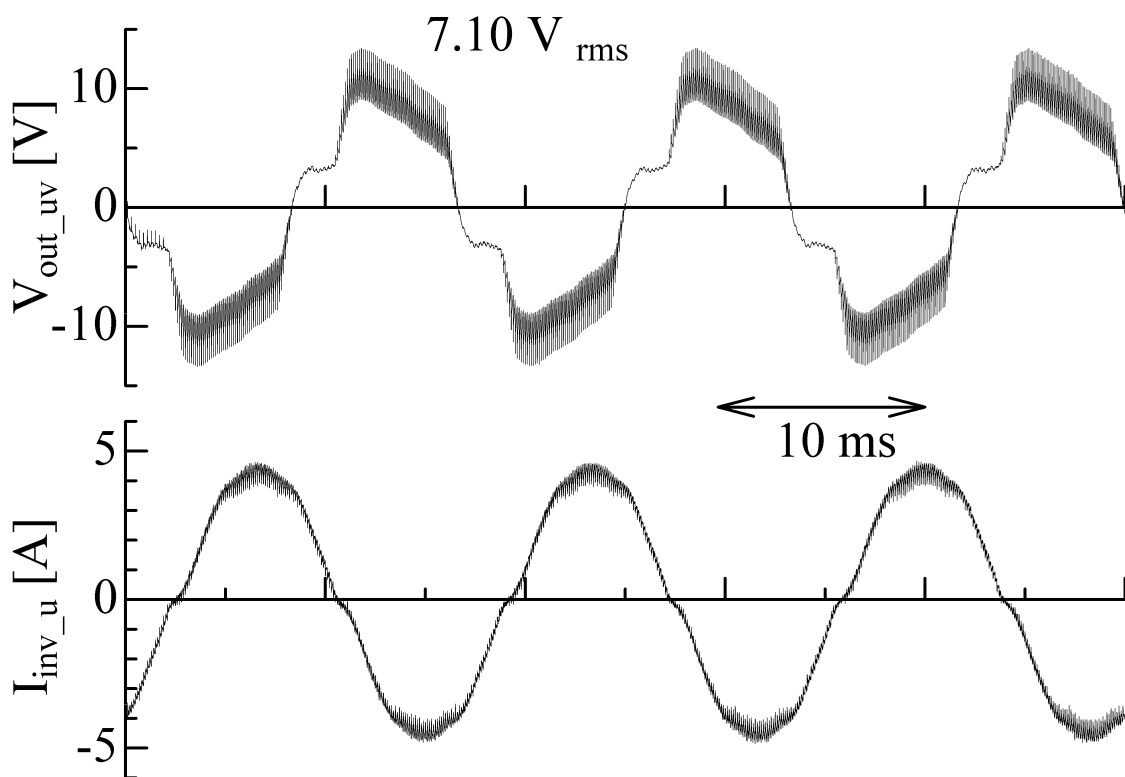
2. 6. 2 定常特性

前項で実験回路の設計を行った。以降では前項で算出した設計値を用いて実験回路を作成して実験を行い、その結果について検討する。

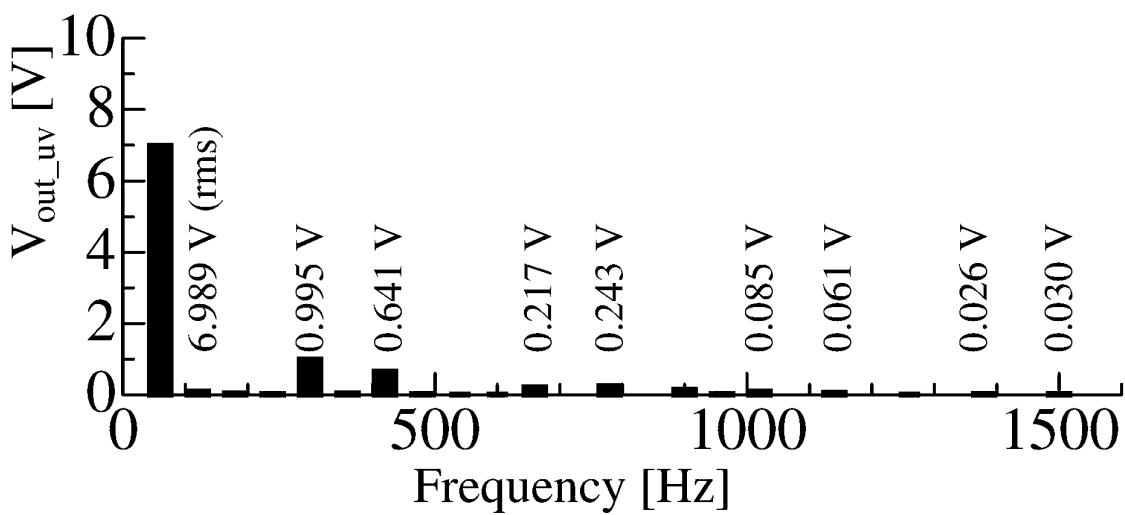
図 2.20 に補償がない場合の出力線間電圧とその FFT 解析結果を示す。この場合、SVC 出力電圧 V_{out} の線間電圧には $7.10V_{rms}$ の誤差電圧が発生する。図 2.21 に補償がある場合の出力線間電圧とその FFT 解析結果を示す。図 2.20 の補償がない場合はシミュレーション結果と同様、大きなデッドタイム電圧とインピーダンス電圧が発生しているが、図 2.21 では補償が行われ、誤差電圧が抑制されていることが分かる。また FFT 解析結果より、7 次以下の高調波成分は補償されていることがわかる。しかし、11 次以上の高調波成分は補償なしの場合も補償ありの場合もほぼ変わらない。SVC 出力の誤差電圧がシステムの負荷電圧に影響し系統電流に影響を与えるため、ミニモデル実験ではインバータ側からみた負荷がシミュレーションとは異なり理想的な電流源とならない。ミニモデル実験では誤差電圧の影響により、図 2.20 のインバータ電流 I_{inv} の 0 付近の di/dt が小さくなり、デッドタイム電圧が台形波状となってひずみが減少する。このため、ミニモデル実験では補償なしの場合でも 11 次以上の高次高調波電圧成分が少ない。SVC 出力の誤差電圧がシステムの負荷電圧に影響し系統電流に影響を与え、実験回路ではデッドタイム電圧による高調波電圧成分が少なかったため、明確な補償効果を比較できなかつた。

図 2.21 で $1.03V_{rms}$ の基本波と高調波を含む実効値が残っているのは素子の順方向電圧、つまり IGBT のコレクタ-エミッタ間飽和電圧 $V_{CE(sat)}$ (実測値 $0.9V$) と環流ダイオードの順方向電圧 V_F (実測値 $1.5V$) が影響しているものと考えられる。ミニモデル実験では素子に発生する順方向電圧を補償していないが、シミュレーションで検討したような実系統回路条件ならばインバータ出力電圧は大きく、素子の順方向電圧を補償せずとも、順方向電圧/出力電圧の比が十分小さくなるため、発生する電圧は無視できる。

2.4 節で述べたようにキャリア周波数 $5kHz$ では、インバータは高次数の電圧が出せないため 13 次以下の補償のみをおこなっているが、定常時において高調波電圧の抑制が十分行われていることを確認できた。

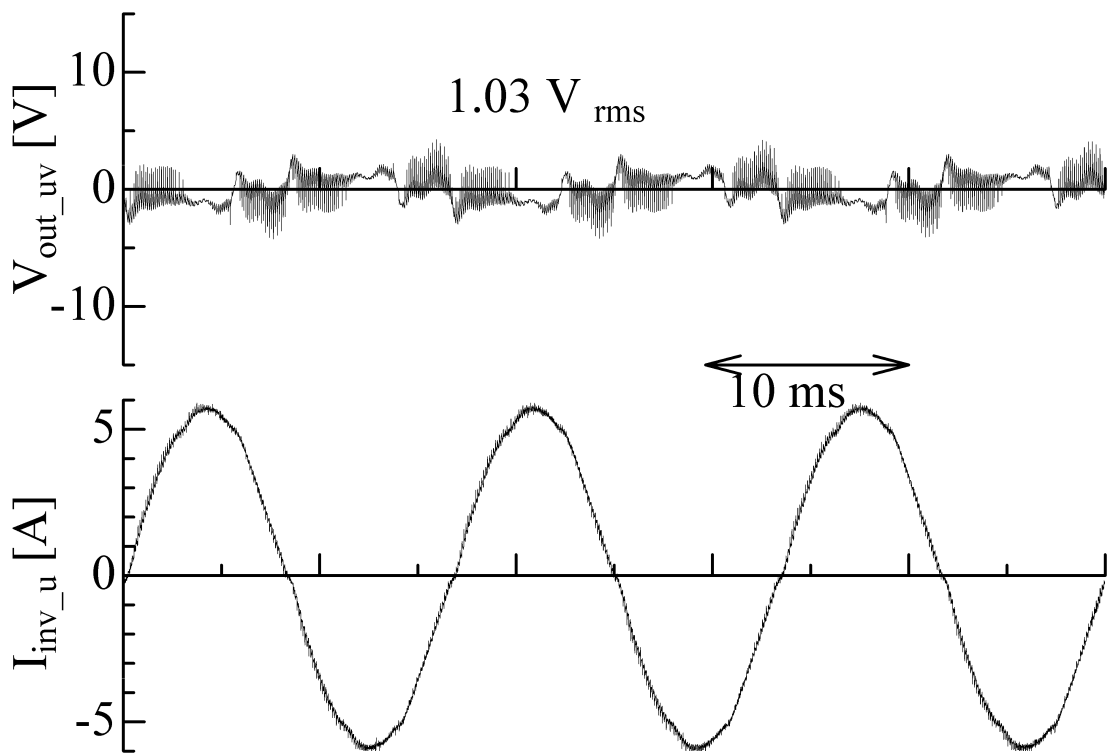


(a) 線間電圧波形と電流波形

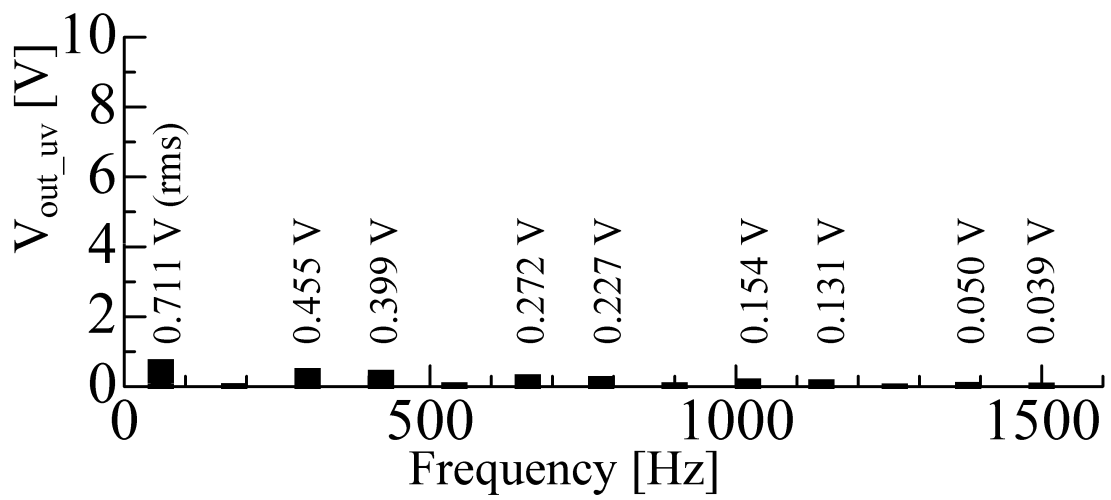


(b) 線間電圧の FFT 解析結果

図 2.20 補償がない場合の出力線間電圧とその FFT 解析結果



(a) 線間電圧波形と電流波形



(b) 線間電圧の FFT 解析結果

図 2.21 補償がある場合の出力線間電圧とその FFT 解析結果

2. 6. 3 過渡特性

前項で定常特性の検討を行った。負荷が急変した場合、1章で述べたように、変電所のLRTや配電系統に挿入されたSVRのタップが切り替わるまでの期間、系統のインピーダンスによって負荷端に電圧低下あるいは電圧上昇が生じ、SVCが動作する。以降では負荷急変が生じた際の特徴を検討するための実験を行い、その結果について検討する。

図2.22に50%から100%へ負荷を変動させた場合の出力線間電圧と電流を示す。負荷変動発生から応答遅れが約10msあるが、10ms程度で動作が定常状態となり安定している。負荷変動の場合でも十分に補償が行われていることが確認できる。誤差電圧補償を行うために、電流の実効値を演算する必要がある。図2.13の電流測定部では、電流を2乗し平均区間が電源電圧の半周期(8.33ms)の移動平均を用いて実効値を演算している。この10ms程度の補償追従遅れは移動平均の応答特性によって生じている。この過渡変動の特性より、補償追従遅れはあるものの、電流の変化によるインピーダンス電圧の補償も、理論通りの動作をしていることが確認できる。

実験によって、過渡特性を評価した。過渡時には移動平均による10ms程度の補償遅れがあるが、電源周期以下であるので充分高応答であるといえる。

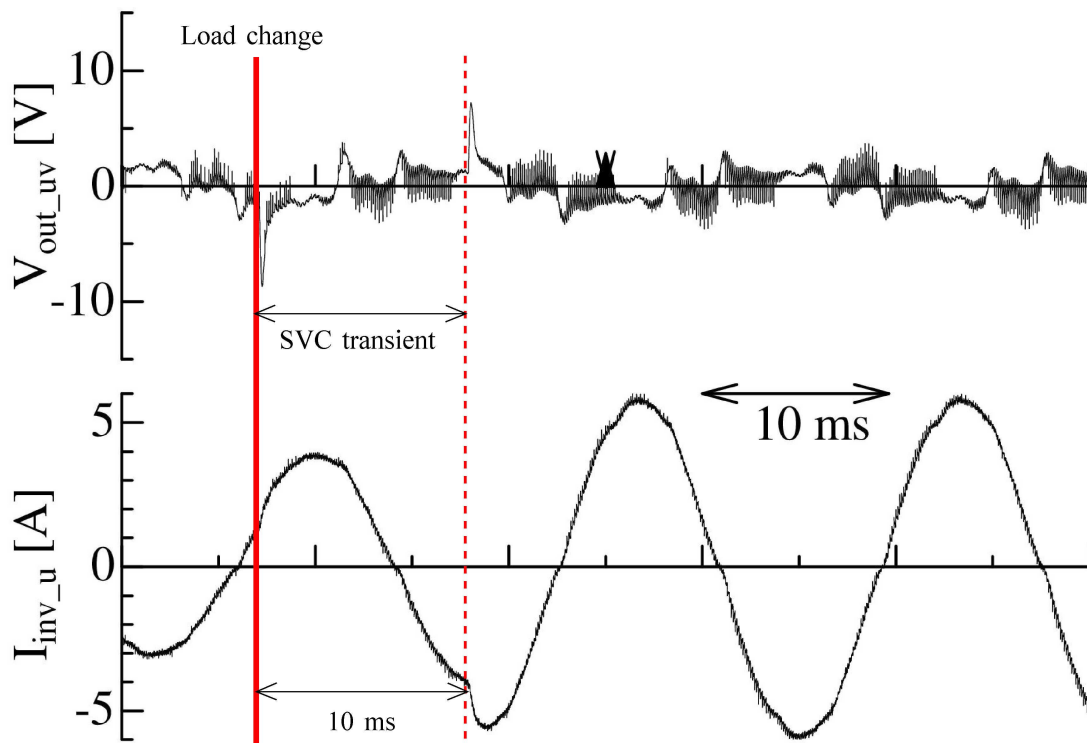


図 2.22 50%から100%へ負荷を変動させた場合の出力線間電圧と電流

2. 7 むすび

SVC のデッドタイム電圧とインピーダンス電圧からなる誤差電圧をフィードフォワード制御で補償するための制御法について述べた。

SVC をオープンループ制御した際に生じるデッドタイム電圧の発生量とインピーダンス電圧の発生量をそれぞれ理論的に算出した。

SVC の出力電圧にはデッドタイム電圧による高調波成分が含まれており、キャリア周波数 f_c が 5kHz の場合、インバータが精度よく出力できる高調波電圧成分は 833Hz(13.9 次)までと記述された文献を参考として検討を行った。シミュレーションにおいて、13 次以下の成分(780Hz)の高調波電圧補償を行い、十分補償できることを確認した。補償を行っていない 17 次以上の高次高調波成分は多少残っているが、13 次以下の高調波電圧と基本波電圧は十分に抑制されており、出力電圧に誤差電圧がほとんど含まれていないことを確認した。また、1 次補間を用いた補償も、低次高調波及び基本波成分共に十分に抑制できていることを確認した。

ミニモデル実験では、キャリア周波数 f_c が 5kHz の場合の 11 次までの高調波電圧の補償の効果を確認した。補償後の SVC 出力電圧には 1.03V の電圧が残っていたが、IGBT のコレクタ-エミッタ間飽和電圧 $V_{CE(sat)}$ (実測値 0.9V)と環流ダイオードの順方向電圧 V_F (実測値 1.5V)が影響しているものと考えられる。シミュレーションで検討したような実系統回路での高い出力電圧では、インバータ出力電圧は大きく、IGBT 素子の飽和電圧と順方向電圧といった素子電圧による影響は出力電圧に対し十分小さいといえる。

ミニモデル実験の過渡特性において、負荷変動時でも十分に補償が行われていることが確認できた。負荷変動発生時から約 10ms 程度の期間、補償が追従していない時間があるが、電流実効値を演算している移動平均の応答特性によるものであり、10ms 程度の高応答で補償できている。過渡特性の実験より、電流の変化による過渡時の誤差電圧の補償も、ほぼ理論通りの動作をしていることが確認できた。

以上をまとめると、誤差電圧を抑制する制御方式を理論的に検討し、シミュレーションと実験によって評価し、定常時と過渡時の特性を明らかにした。シミュレーションと実験結果より、基本波のデッドタイム電圧とインピーダンス電圧が補償でき、デッドタイム電圧の高調波成分も補償できることを確認できた。

<参考文献>

- (1) 杉本英彦・小山正人・玉井伸三:「AC サーボシステムの理論と設計の実際」, 総合電子出版社, pp.43-44(1990.5)
- (2) 松井景樹・佐藤則明:「PLL を用いた PWM インバータにおける変調の一方
式」電学論 B, Vol.104, No.4 pp.201-208 (1984)
- (3) T.Ohnishi and H.Okitsu : "A Novel PWM Thechnique for Three-Phase
Inverter/Converter", T.IEE Japan, Vol.105-B, No.2, pp.176-183 (1985)

第3章 直列形電圧補償装置の出力電圧非線形性とキャリア周波数決定法

3. 1 はじめに

電圧低下時、SVC は瞬時に出力電圧を発生させることが重要であるため、応答性に優れたオープンループ制御を行う必要がある。デッドタイム電圧はデッドタイム期間中に電流が環流ダイオードへ流れるとき、パルス列で生じる。オープンループ制御を用いると、デッドタイム電圧を観測しやすいが、フィードバック制御を用いた場合、デッドタイム電圧を打ち消す制御が行われるため、観測しにくい。このデッドタイム電圧は等価的に方形波電圧とみなすことができ、インバータへ流れ込む電流と逆位相で発生する。

インバータ出力電圧の大きさはキャリアとして用いられる三角波の振幅と出力電圧の指令値として用いられる基本波振幅との比である変調率(基本波振幅/三角波振幅)によって決まる。

三角波と指令値を比較した結果である PWM 信号の立ち上がりをデッドタイム分だけ遅らせてゲート信号を作成するが、デッドタイムより短いパルスの PWM 信号はゲート信号から消失する。同レグ中の一方のスイッチは確実にオフし、他方のスイッチはデッドタイム分だけオフする以外オンとなるため、過変調時のような動作をし、出力電圧が変調率に対して非線形となる⁽¹⁾。デッドタイムによってゲート信号が消失することは知られており、最小オンパルス信号をゲート信号に加える対策⁽²⁾などを行って、出力電圧の非線形性を改善する手法が用いられている。

オープンループ制御で出力電圧の精度を確保するには、変調率と出力電圧の関係が線形であることが重要である。オープンループ制御を用いる場合、その線形範囲だけを使用するために、ゲート信号が消失しない上限の変調率を求め、与える指令値の変調率を、その上限変調率以下としなければならない。また、キャリア周波数に比例するデッドタイム電圧と系統電流の大きさに比例するインピーダンス電圧による電圧降下が系統電流の力率によって最も SVC 出力電圧を低下させる条件を求め、その補償電圧と定格出力電圧を出すのに必要な変調率とキャリア周波数の関係を明らかにする必要がある。

本章ではこれらを解析的に検討し、実験によって検証を行う。

3. 2 直列形電圧補償装置の回路構成

図 3.1 に SVC のシステム構成を示す。表 3.1 に検討対象とするシステムの定数を示す。システム構成は 2 章と同じであり、ここでは簡単に説明することとする。並列部は PWM 整流器で直流電圧一定制御、力率 1 制御を行う。直列部は系統電圧と同位相の正弦波電圧が発生するように制御を行う。直列部では系統へ直列にオープン・ Δ 結線の変圧器が挿入されている。直列変圧器は変流器と同じ振る舞いをするため、系統電流が変圧比に応じてインバータ側に流れ、インバータに電流源が接続されたように動作する。

LC フィルタと変圧器のインピーダンス電圧は系統電流の大きさに比例する。また、インバータの還流ダイオードに電流が流れることによってデッドタイム電圧が発生する。2 章ではこれらの電圧を誤差電圧と定義し、誤差電圧をフィードフォワード制御を用いて打ち消す制御について検討を行い、シミュレーションと実験で検証した。

SVC では電圧低下時、系統側に挿入された直列変圧器から系統電圧と同位相の正弦波電圧を瞬時に発生させる必要があるため、電圧低下分の補償電圧の制御には応答性に優れたオープンループ制御を用いる。2 章では電圧低下分の補償電圧の指令値を 0V とし、出力電圧に生じる誤差電圧を観測した。この評価方法は誤差電圧補償制御の効果を明確にするためであり、SVC 本来の運用方法ではない。SVC は本来、電圧低下分を補償する装置である。本章では誤差電圧補償制御と電圧低下分の補償電圧制御を同時に行って評価する。

図 3.1 の回路構成において系統電圧が 6.6kV、最大負荷容量が 375kVA の場合、最大系統電流は 32.8A となる。1 章で述べたが、電圧低下は 20%以下の割合が多く、費用/効果を考慮して、SVC は頻度の高い 20%以下の電圧低下を補償する装置として開発されている。SVC は系統電圧の 20%の電圧を補償するため、直列変圧器の系統側電圧(オープン側)は 762V、系統電流は 32.8A、直列変圧器の定格容量は 75kVA である。また、インバータは定格出力線間電圧 300V、定格電流 144.3A、直流電圧 600V、定格電力 75kVA である。

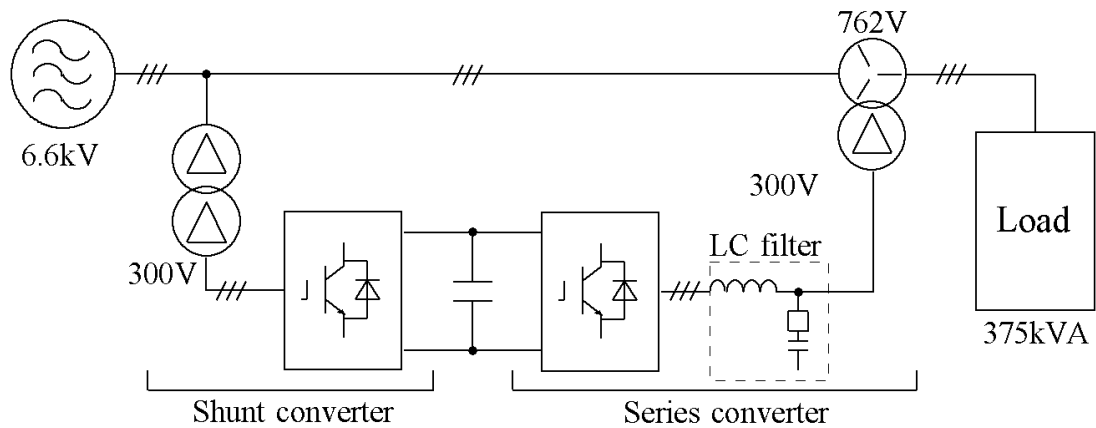


図 3.1 システム構成

表 3.1 システム定数

(a) 系統定数

Parameters of source	
Source voltage	6.6 kV
Frequency	60 Hz
Maximum power system load	375 kVA
Maximum power system current	32.8 A

(b) 直列変圧器定数

Parameters of series transformer(open-delta)	
Source side voltage(open-side)	762 V
Source side current(open-side)	32.8 A
Inverter side voltage(Δ -side)	300 V
Inverter side current(Δ -side)	144.3 A
Rated capacity of transformer	75 kVA
Leakage inductance	2.25%
Leakage inductance(300 V-side) L_l	71.6 μ H
Winding resistance	1%
Winding resistance(300 V-side) R_l	12 m Ω

(c) インバータ定数

Parameters of inverter	
Rated line to line output voltage	300 V
Rated current	144.3 A
Inverter rating	75 kVA
DC voltage	600 V
Dead-time	6 μ s

装置の定格より、インバータに使用する IGBT は 1200V,600A の素子を想定している。1200V,600A の IGBT 素子は大容量であるので、スイッチング時間と呼ばれる素子のターンオン時間とターンオフ時間が長くなる。また、IGBT 素子を駆動するためのゲート回路も大容量となる。ゲート回路には信号と素子とを絶縁するために用いるフォトカプラが必要であり、駆動電流に比例してフォトカプラの伝達遅延は増加する。大容量の素子を駆動する場合、フォトカプラ特性に依存するゲートドライバのオンドライブ遅延時間とオフドライブ遅延時間が長くなる。

2章でデッドタイム T_{dt} を $6\mu\text{s}$ と設定した。ここではデッドタイム T_{dt} を $6\mu\text{s}$ と設定した根拠について述べる。

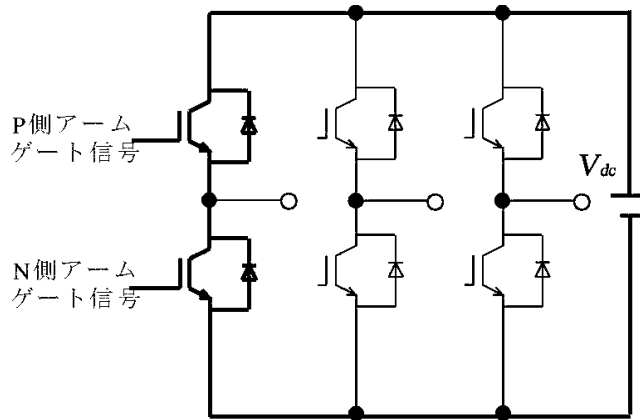
素子のターンオン時間とターンオフ時間はゲート抵抗の大きさによって調節が可能で、ゲート抵抗を大きくすることによって、素子が緩慢なオンあるいはオフをするためサージ電圧が減少し伝導・放射ノイズは低下する。実システムで運用することを想定し、ゲート抵抗を大きくして伝導・放射ノイズの抑制を重視する。ゲート抵抗を大きくしたことによるターンオン時間とターンオフ時間、ゲートドライバのオンドライブ遅延時間とオフドライブ遅延時間を考慮する必要がある。

デッドタイムと等しい最小オンパルス信号をゲート信号に加え、ゲート信号の消失をなくし⁽²⁾、出力電圧の非線形性を改善する手法がよく用いられている。図 3.2 に実際の素子の動作を示す。ロジックレベルの信号を PWM 信号、IGBT のゲートに与えられる信号をゲート信号、IGBT のコレクター-エミッタ間の電圧を CE 間電圧とする。

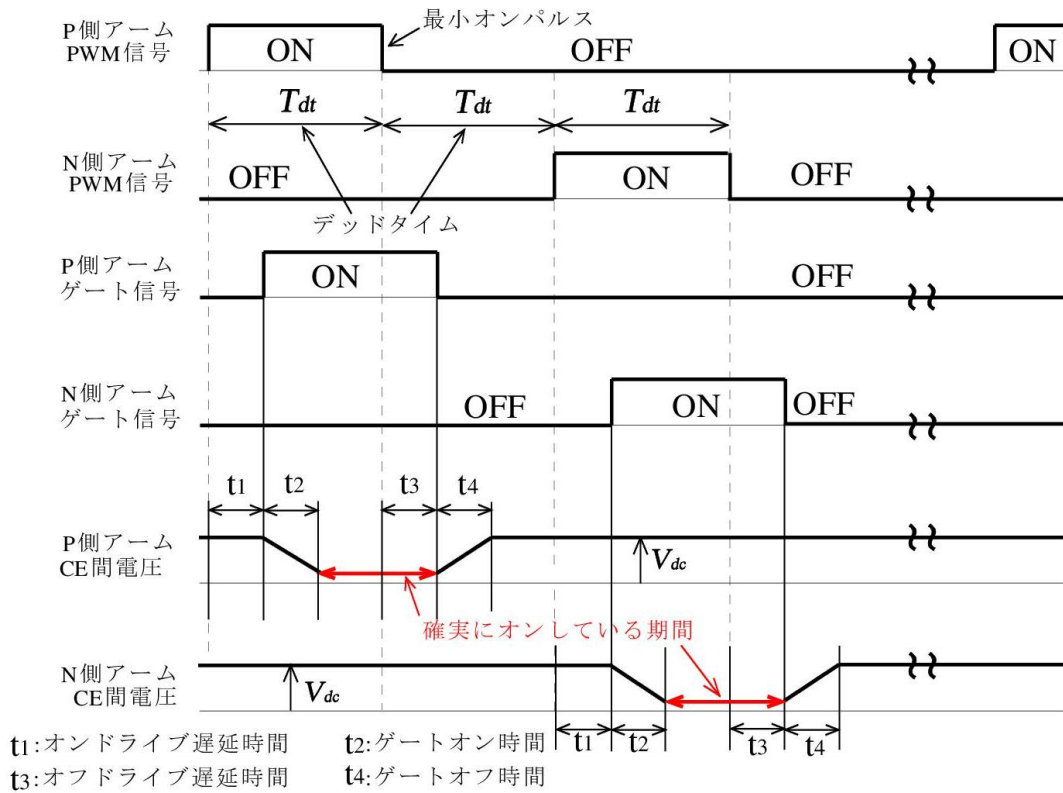
図 3.2(b)で、PWM 信号のオン指令がゲート回路に与えられると、ゲート信号が出力されるまで遅延が生じる。これはオンドライブ遅延時間 t_1 によるものである。ゲート信号によって素子がオンし始めるが、確実にオンするまでターンオン時間 t_2 が必要となる。次に PWM 信号のオフ指令がゲート回路に与えられると、ゲート信号がオフするまで遅延が生じる。これはオフドライブ遅延時間 t_3 によるものである。オフのゲート信号が素子に与えられると、素子はオフし始めるが、確実にオフになるまでターンオフ時間 t_4 が必要となる。

第 6 世代 IGBT 素子として三菱電機製の CM600DXL-24S(1200V,600A)、ゲートドライバとしてイサハヤ電子製の M57962CL-01R を用いることと仮定する。表 3.2 に標準ゲート抵抗を用いた場合の、ゲートドライバと IGBT の遅延時間を示す。これらの遅延時間の積算とゲート抵抗を大きくした影響を考慮し、余裕を

取ってデッドタイム T_{dt} は $6\mu\text{s}$ と設定した。



(a) 回路図



(b) タイムチャート

図 3.2 実際の素子の動作

表 3.2 ゲートドライバと IGBT の遅延時間

ゲートドライバ(M57160AL-01)			IGBT(CM600DXL-24S)		
オンドライブ遅延時間	t1	1 μs	ゲートオン時間	t2	1 μs
オフドライブ遅延時間	t3	1.3 μs	ゲートオフ時間	t4	0.9 μs
合計			4.2 μs		

3. 3 デッドタイムによる出力電圧非線形性

本節では三相 PWM インバータの原理，変調率と出力電圧の関係について述べた後，デッドタイムによる出力電圧非線形性について検討する。

3. 3. 1 インバータ出力電圧と変調率

本章ではインバータ出力電圧と変調率の関係が非線形となる条件について述べるが，一般には出力電圧と変調率の関係が比例となることがよく知られている。出力電圧は変調率に比例するため，電圧を自由に可変することが可能である。

三相電圧形インバータの基本回路を図 3.3(a)，正弦波指令と三角波を同図(b)，インバータ出力電圧を同図(c)に示す。

インバータ出力電圧の基本波の角周波数を ω とすると，相電圧指令値 e_{0-u} ， e_{0-v} は次式で表される。

$$e_{0-u} = V_m \sin(\omega t) \dots \dots \dots (1)$$

$$e_{0-v} = V_m \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \dots \dots \dots (2)$$

キャリア周波数を ω_c とすると，

キャリアに用いる振幅 A_m の三角波 Tri は次式で表される。

$$Tri = \frac{8}{\pi^2} \cdot A_m \left(\sum_{m=1}^{\infty} \frac{(-1)^{m+1}}{(2m-1)^2} \sin(2m-1)\omega_c t \right) \dots \dots \dots (3)$$

図 3.2(b)の場合，三角波の振幅は1であるので， A_m は1である。

変調率 a は基本波振幅/三角波振幅で定義され，次式で表される。

$$a = \frac{V_m}{A_m} \dots \dots \dots (4)$$

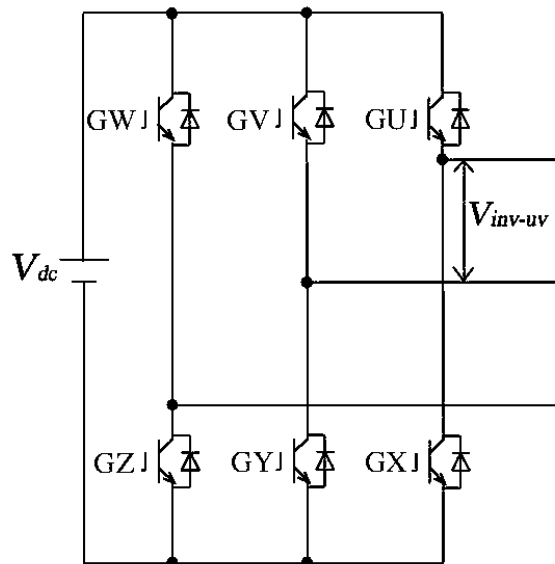
デッドタイムや素子電圧を無視した場合，インバータの出力線間電圧の振幅は次式となる。

$$V_{INV-uv} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot a \cdot V_{dc} \dots \dots \dots (5)$$

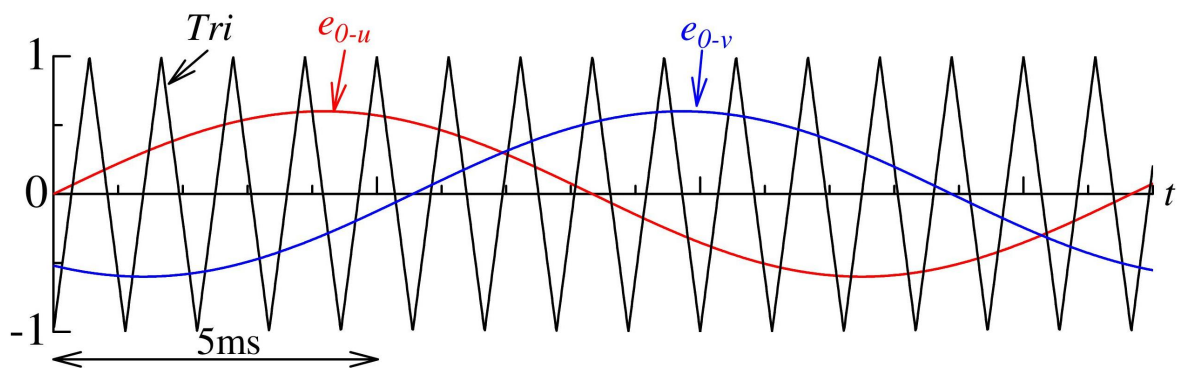
(5)式は(1)-(3)式の交点から PWM 波形の関数を算出し，その PWM 波形を二重フーリエ展開した結果，求められている⁽³⁾。

以上のことを踏まえ，三角波比較方式の電圧形 PWM インバータに電流源負荷を接続した場合において，変調率と出力電圧との関係が非線形となる現象に

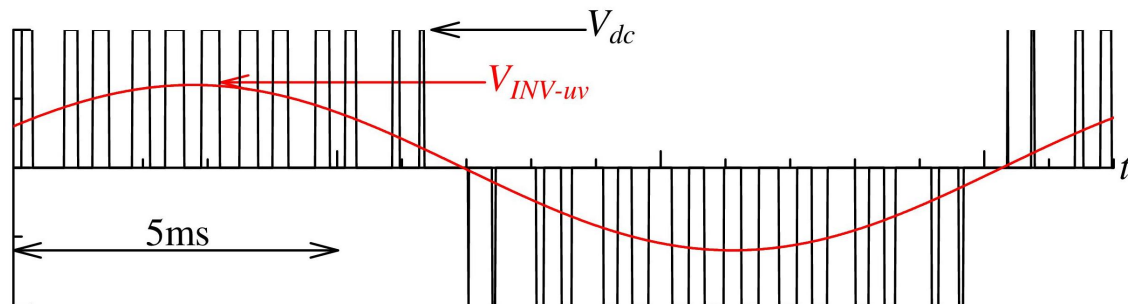
ついて検討を行う。ここでは、SVC の出力電圧が線形出力可能となる変調率の上限値、つまりゲート信号がデッドタイムによって消失しない変調率の上限値を解析的に求める。



(a) インバータ基本回路



(b) 相電圧指令値と三角波キャリア



(c) インバータ出力電圧

図 3.3 三相電圧形インバータの基本回路と波形

3. 3. 2 デッドタイム電圧による電圧降下

図 2.5 にデッドタイム電圧の説明図を示した。デッドタイムによる電圧はデッドタイムの期間パルス列で発生し、その平均値は近似的な方形波電圧とみなすことができる。

デッドタイム電圧は系統電圧と同相である SVC 出力電圧の位相とは無関係であり、系統電流の位相と逆位相で生じる。デッドタイム電圧によって、SVC の出力が電圧降下あるいは電圧上昇するのかを検討する必要がある。

SVC は電圧低下を補償する装置であるので、通常は上げ補償を行う。電圧低下が発生しインバータが上げ補償をする場合、デッドタイム電圧は SVC 出力電圧を下げる働きをする。

SVC が負荷端の電圧上昇分を補償する場合は、下げ補償を行う。下げ補償の場合、デッドタイム電圧が SVC 出力電圧を上げる方向に動作する。

デッドタイム電圧の基本波線間電圧実効値 $V_{uv-dead(1)}$ は直流電圧 V_{dc} とキャリア周波数 f_c とデッドタイム T_{dt} に比例し

$$V_{uv-dead(1)} = \frac{2\sqrt{6}}{\pi} V_{dc} \cdot f_c \cdot T_{dt} \dots\dots\dots (6)$$

で示され、IGBT に逆並列接続された環流ダイオードに電流が流れることで生じる。また、インバータが発生する基本波出力線間電圧実効値 $V_{uv(INV)}$ は

$$V_{uv(INV)} = \frac{\sqrt{3}aV_{dc}}{2\sqrt{2}} \dots\dots\dots (7)$$

で示される。 a は変調率で ± 1 の範囲で変化し、その符号が正の場合は上げ補償、負の場合は下げ補償を意味する。SVC は系統電圧と同位相の電圧を出力する装置であるので、インバータ出力電圧とインバータに流れる電流の位相差は系統の力率角に等しい。系統電圧と系統電流の位相差である力率角を θ とすると、基本波線間出力電圧 V_{uv} の理論式は

$$V_{uv} = V_{uv(INV)} - V_{uv-dead(1)} = \frac{\sqrt{3}aV_{dc}}{2\sqrt{2}} - \frac{2\sqrt{6}}{\pi} V_{dc} \cdot f_c \cdot T_{dt} \cdot \cos \theta \dots\dots\dots (8)$$

となる。(8)式より、出力電圧と電流が同位相(力率 $\cos \theta$ が 1)のとき電圧降下が最も大きくなる。

3. 3. 3 デッドタイムによるゲート信号消失

図 3.4(a)はデッドタイム電圧を評価するためのインバータ等価回路図であり、この回路でシミュレーションを行い、デッドタイム電圧の影響を検討する。定数は表 3.1 より、 I_s を 144.3A、 V_{dc} を 600V、 T_{dt} を $6\mu\text{s}$ とする。

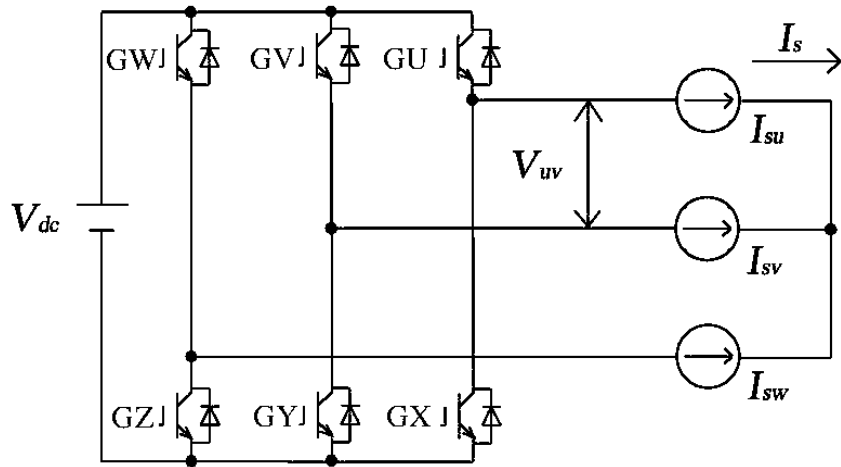
図 3.4(a)の回路において三角波キャリア周波数 f_c は 5kHz と 10kHz で検討を行う。同図(b)に示した帯域通過フィルタを用いて PWM 出力電圧 V_{uv} に含まれる基本波電圧 V_{out} を抽出する。インバータの電圧の位相と電流源の位相は同位相(力率 $\cos \theta$ を 1 とする)とする。

図 3.5(a)に PWM 出力電圧、同図(b)に帯域通過フィルタ出力を示す。帯域通過フィルタの応答特性により、PWM 出力電圧 V_{uv} の基本波電圧 V_{out} の実効値は定常状態で測定する必要がある。図 3.6 に出力電圧の理論値とシミュレーション結果を示す。実線が(8)式の理論値を示し、点がシミュレーション結果を示している。図 3.4(b)に示した帯域通過フィルタを通して十分時間が経過した 267ms 後の出力電圧の基本波実効値を 3 周期(50ms)分で測定した。

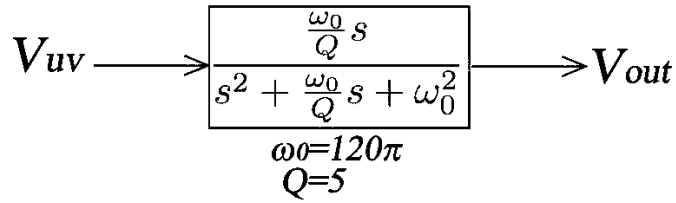
インバータの電圧の位相と電流源の位相は同位相(力率 $\cos \theta$ を 1 とする)としたため、出力電圧が正の場合上げ補償を行い、負の場合下げ補償を行う電圧が発生していることを意味する。図 3.6(b),(c)の拡大図において、キャリア周波数 f_c が 5kHz のとき変調率 a が ± 0.95 を越えると、理論値とシミュレーション結果との差が大きくなっている。同様にキャリア周波数 f_c が 10kHz では変調率 a が ± 0.89 を越えたときとなる。これら変調率以上では変調率と出力電圧の関係が非線形となるが、その他の領域では理論値とシミュレーション結果は一致している。変調率が大きい場合、変調率と出力電圧の関係が線形でなくなるため、(8)式の理論式が成り立つ上限を求める必要がある。

図 3.6 において、ある変調率を越えると出力電圧が非線形となっている。ゲート信号がデッドタイムによって消失するのが原因である。出力電圧が非線形となる動作を、シミュレーションで波形を具体的に示す。

図 3.7 にキャリア周波数 f_c が 10kHz で変調率が 0.95 のシミュレーションによるゲート信号波形を示す。指令値である正弦波が負の最大値付近になると P 側のゲート信号が発生しなくなっている。これは三角波と比較された P 側の PWM 信号がデッドタイム時間 $6\mu\text{s}$ より短いため、ゲート信号が消失しているためである。



(a) シミュレーション回路

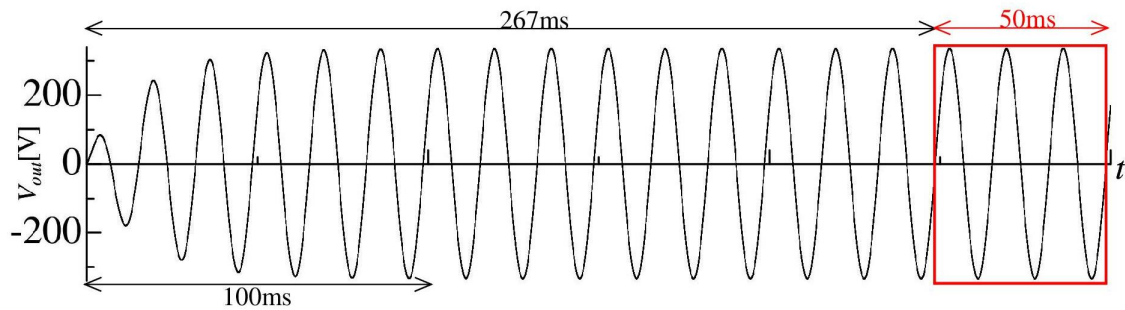


(b) 基本波測定のための帯域通過フィルタ

図 3.4 インバータのシミュレーション回路と測定用フィルタ

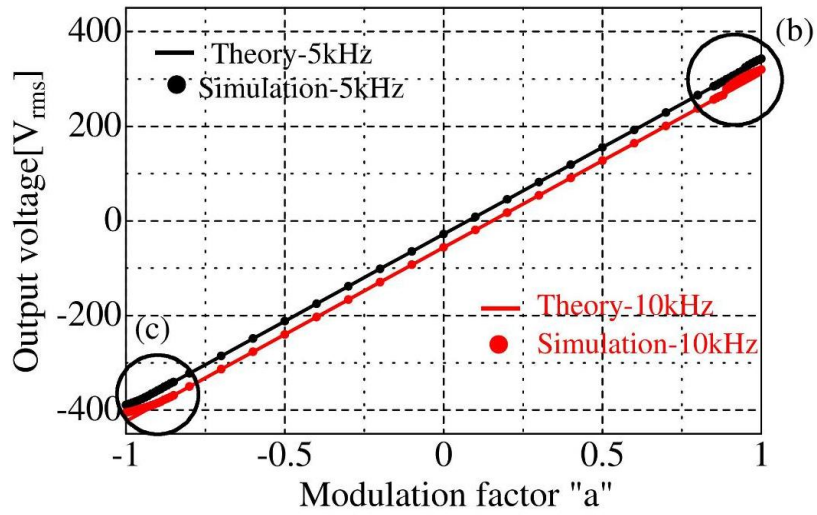


(a) PWM 出力電圧波形

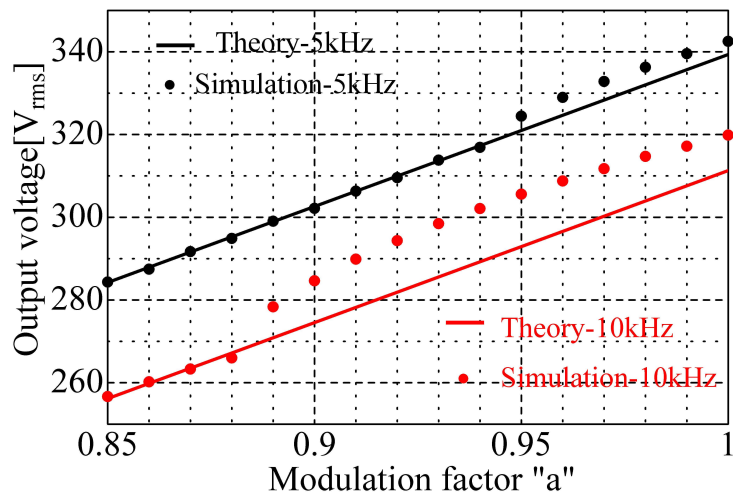


(b) 帯域通過フィルタ出力電圧波形

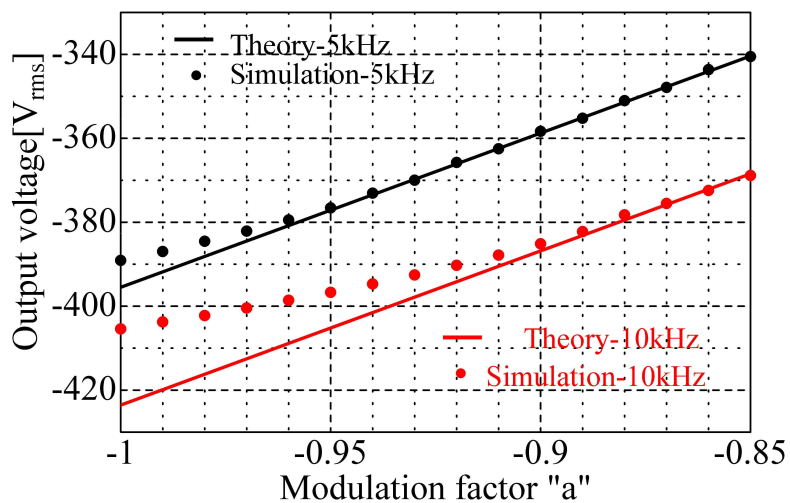
図 3.5 PWM 出力電圧と帯域通過フィルタ出力電圧



(a) 変調率と出力電圧



(b) 変調率が 0.85 以上の場合の拡大図



(c) 変調率が -0.85 以下の場合の拡大図

図 3.6 出力電圧の理論値とシミュレーション結果

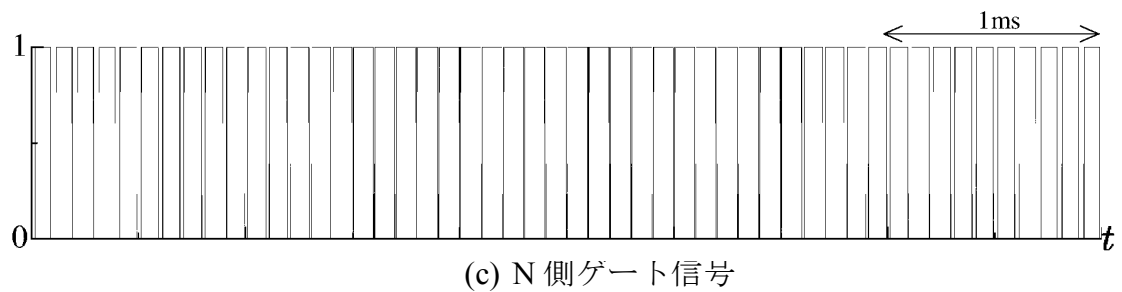
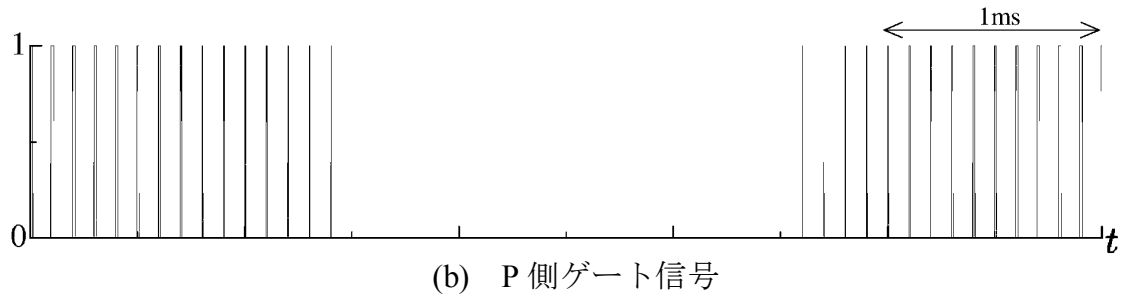
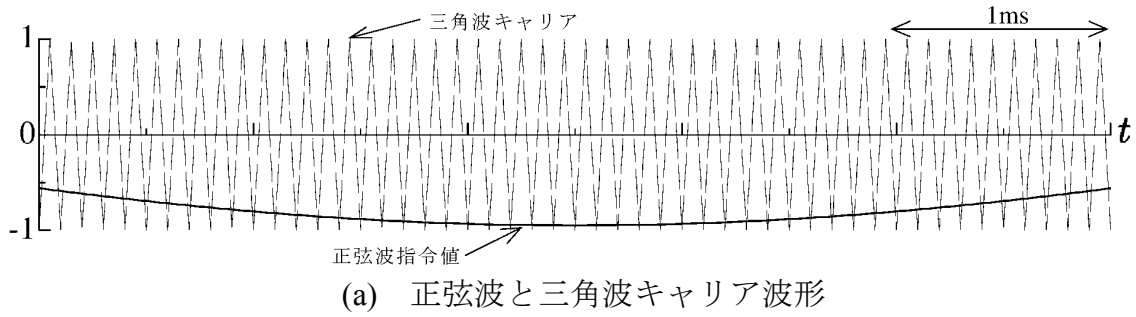


図 3.7 シミュレーションによるゲート信号波形

出力電圧が非線形となる影響を軽減するために、ゲート信号に最小オンパルス信号(デッドタイムと等しい)を加えるなど⁽²⁾の対策が行われている。ゲート信号が消失するのを防止する対策によって、出力電圧が変調率に対し急激に変化するのを抑制され、非線形性が改善する。しかし、実際の素子の動作は図 3.2(b)の動作となる。素子が確実にオンしている期間はデッドタイムより短い。素子を確実にオンする期間を増やすために、ゲート信号が消失しない上限の変調率を求め、その変調率以下で制御を行う必要がある。

3. 3. 4 変調率の上限値 a_{li} 決定法

力率 $\cos \theta$ が 1 の場合, (8)式を変形して変調率 a について求めると次式となる。

$$a = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{3}V_{dc}} \cdot V_{uv} + \frac{8}{\pi} \cdot f_c \cdot T_{dt} \dots\dots\dots (9)$$

図 3.8 に三角波とデッドタイムの説明図を示す。PWM 信号は三角波と指令値を比較した波形で、立ち上がり信号を T_{dt} 分だけ遅らせるデッドタイム回路を通す前の波形である。(4)式に示す通り、変調率は「電圧指令の振幅値」と「三角波の振幅値」の比である。三角波の振幅値を 1[V]とし、電圧指令の振幅値を a [V]とすれば、変調率は a となる。三角波の傾きから、 T_{dt} によってゲート信号が消失しない条件、つまり線形出力範囲の変調率の上限値 a_{li} は

$$a_{li} = 4f_c \left(\frac{1}{4f_c} - \frac{T_{dt}}{2} \right) = 1 - 2f_c T_{dt} \dots\dots\dots (10)$$

となる。この式で求まる上限値を超える場合、変調率とインバータ出力電圧の関係は、非線形となる。デッドタイム電圧だけを考慮した場合、定格線間電圧を出すのに必要なキャリア周波数の上限値 f_{c_li} は(9)式と(10)式より

$$f_{c_li} = \frac{1 - \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{3}V_{dc}} V_{uv}}{\left(\frac{8}{\pi} + 2\right)T_{dt}} \dots\dots\dots (11)$$

となる。

表 3.1 より、定格出力線間電圧 V_{uv} が 300V、直流電圧 V_{dc} が 600V、デッドタイム T_{dt} が 6 μ s とし、図 3.4(a)の回路のようにインピーダンスによる電圧降下を無視した場合、(11)式より $f_c=6,727$ Hz となる。この結果を(10)式に代入すると変調率の上限値 a_{li} は 0.919 となる。

(10)式と(11)式の結果より、電流源とインバータの回路構成では、キャリア周波数が 6,727Hz 以下で変調率が 0.919 以下であれば、インバータ出力電圧を線形出力できる。

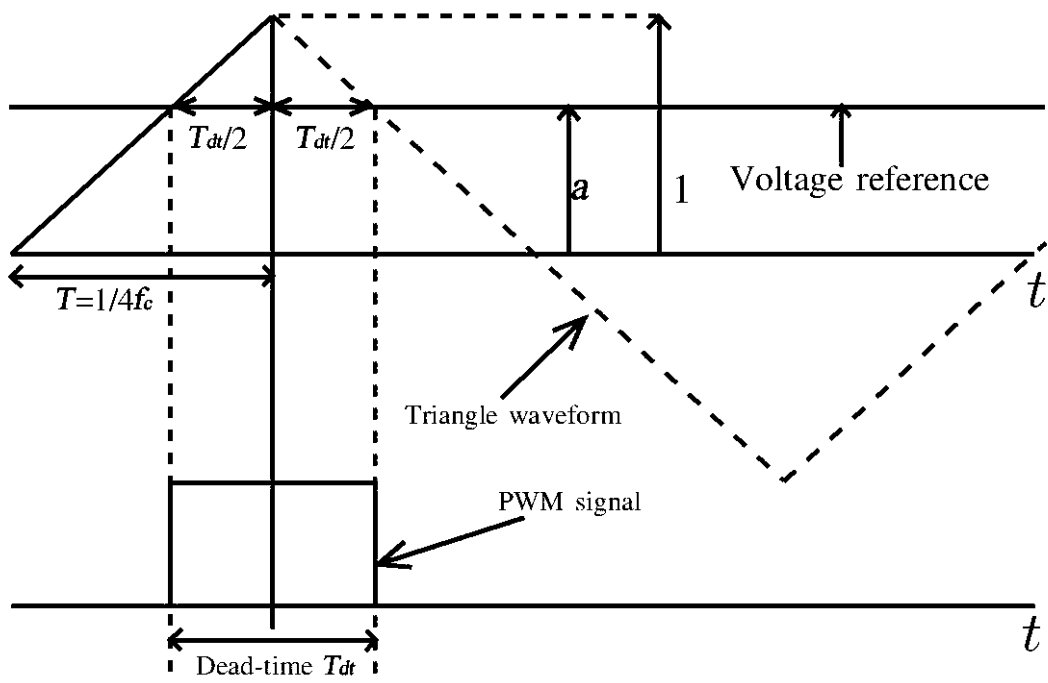


図 3.8 三角波とデッドタイムの説明図

3. 4 直列形電圧補償装置の回路解析と設計例

前節で、インピーダンス電圧を無視し、デッドタイム電圧を考慮し、出力電圧が線形となる変調率の上限と最大キャリア周波数を求めた。インピーダンス電圧は電流値に比例し、デッドタイム電圧はキャリア周波数に比例する。本節ではこれらの電圧を考慮して、出力電圧が変調率に対して線形となるキャリア周波数を定める。

3. 4. 1 定格電圧を出力するのに必要な変調率

本項では SVC がインピーダンス電圧とデッドタイム電圧からなる誤差電圧補償制御を行いつつ、力率角を変化させた場合に、定格電圧を出力するのに必要な変調率の最大値 a_m を求める手法を検討する。

図 3.9 に直列部の等価回路を示す。同図のフィルタの並列部 R_f, C_f はリプル電流を吸収する役割をする。また、フィルタ L_f と直列変圧器の内部インピーダンスによって電圧降下が発生するため、この降下するインピーダンス電圧もインバータが補償して、出力線間電圧 V_{out_uv} が定格電圧となるように制御をしなければならない。

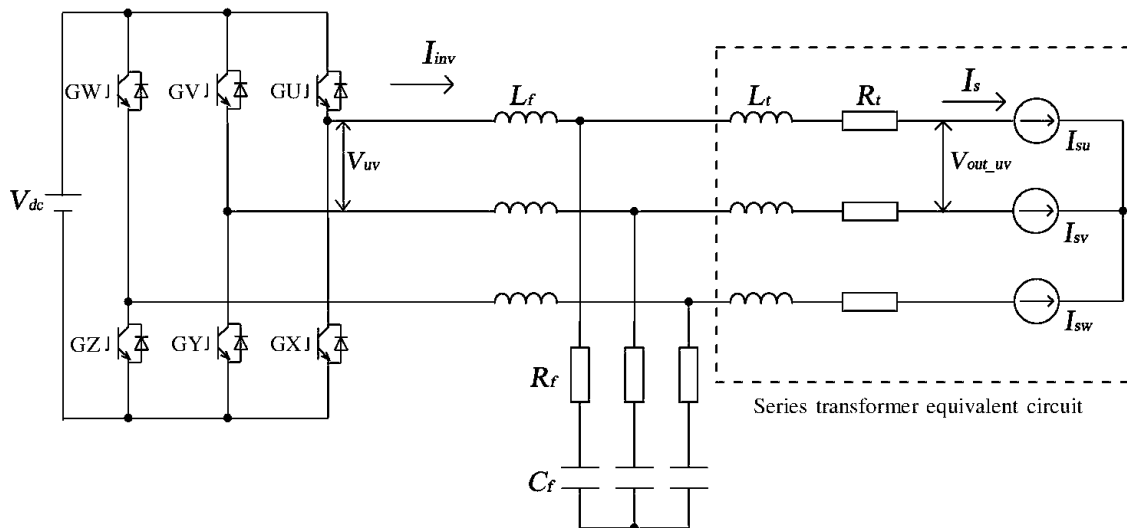


図 3.9 直列部の等価回路

インピーダンス電圧とデッドタイム電圧を検討するため、フィルタの並列接続部 R_f, C_f を無視すると、単相等価回路は図 3.10 で示すことができる。ここで扱う電圧は相電圧である。

インバータ出力電圧 \dot{V}_{IGBT} は電圧低下分の補償電圧と誤差電圧を打ち消すための電圧である。電圧低下分の補償電圧は、系統電圧と同期した正弦波電圧 \dot{V}_{out} (目的とする出力電圧) である。デッドタイム電圧 \dot{V}_{dead} は基本波電圧 $\dot{V}_{dead(1)}$ と高調波電圧 $\dot{V}_{dead(h)}$ から成り立っている。誤差電圧はデッドタイム電圧 \dot{V}_{dead} 、フィルタ電圧降下 \dot{V}_{Lf} 、変圧器インピーダンス電圧 \dot{V}_{Rt} (巻線抵抗分)、 \dot{V}_{Lt} (漏れインダクタンス分) である。デッドタイム電圧 \dot{V}_{dead} は系統電流 \dot{I}_s と同位相であるため、その等価方形波電圧の振幅値をツェナーダイオード(ツェナー電圧は V_z) でモデル化した。系統電源の相電圧を基準位相とした場合、出力電圧 \dot{V}_{out} は系統の相電圧と同相に制御するため、次式となる。

$$\dot{V}_{out} = V_{out} \dots\dots\dots (12)$$

電流 \dot{I}_s の系統電圧に対する位相を θ (遅れを正) とすると、電流は次式となる。

$$\dot{I}_s = I_s (\cos \theta - j \sin \theta) \dots\dots\dots (13)$$

図 3.10 におけるデッドタイム電圧 \dot{V}_{dead} の振幅値をツェナー電圧 V_z とした場合、次式となる。

$$V_z = V_{dc} \cdot f_c \cdot T_{dt} \dots\dots\dots (14)$$

このツェナー電圧が方形波電圧の振幅値となるので、方形波電圧であるデッドタイム電圧の基本波 $\dot{V}_{dead(1)}$ は次式となる。

$$\dot{V}_{dead(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_z (\cos \theta - j \sin \theta) = V_{dead(1)} (\cos \theta - j \sin \theta) \dots\dots\dots (15)$$

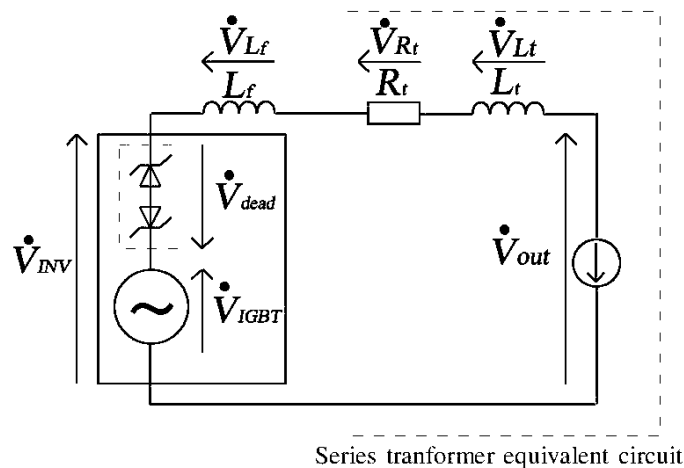


図 3.10 単相等価回路

電源角周波数を ω_s とすると、フィルタ L_f と変圧器の漏れインダクタンス L_t による電圧は次式で表現される。

$$\dot{V}_L = j\omega_s I_s (L_f + L_t) (\cos \theta - j \sin \theta) = (V_{L_f} + V_{L_t}) (\sin \theta + j \cos \theta) \dots\dots\dots (16)$$

巻線抵抗に発生する電圧 \dot{V}_{R_t} は次式で表現される。

$$\dot{V}_{R_t} = R_t \cdot I_s (\cos \theta - j \sin \theta) = V_{R_t} (\cos \theta - j \sin \theta) \dots\dots\dots (17)$$

図 3.10 の回路の電圧平衡式は次式で示される。

$$\dot{V}_{IGBT} = \dot{V}_{dead(1)} + \dot{V}_{L_f} + \dot{V}_{L_t} + \dot{V}_{R_t} + \dot{V}_{out} \dots\dots\dots (18)$$

3.3 で変調率と出力電圧の関係を述べ、線間電圧と変調率の関係を(7)式として示した。ここでは相電圧と変調率の関係について検討する。インバータ出力電圧 \dot{V}_{IGBT} は相電圧であり、出力電圧 \dot{V}_{out} の位相を基準に変調率の実軸成分を a_{Re} 、虚軸成分を a_{Im} とすると、次式となる。

$$\dot{V}_{IGBT} = \frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}} \cdot (a_{Re} + ja_{Im}) \dots\dots\dots (19)$$

(18),(19)式より、インバータが出力すべき電圧の実軸成分と虚軸成分の変調率を解くと次式となる。

$$a_{Re} = \frac{2\sqrt{2}}{V_{dc}} [V_{out} + \cos \theta (V_{R_t} + V_{dead(1)}) + \sin \theta (V_{L_f} + V_{L_t})] \dots\dots\dots (20)$$

$$ja_{Im} = j \frac{2\sqrt{2}}{V_{dc}} [-\sin \theta (V_{R_t} + V_{dead(1)}) + \cos \theta (V_{L_f} + V_{L_t})] \dots\dots\dots (21)$$

V_{out} , $V_{dead(1)}$, V_{R_t} , V_{L_f} , V_{L_t} は各相電圧の実効値を示しており、スカラ量である。(20),(21)式はインバータの出力電圧の実軸成分と虚軸成分の変調率であるので、これらを合成すると変調率 a は次式となる。

$$a = \sqrt{a_{Re}^2 + a_{Im}^2} \dots\dots\dots (22)$$

変調率の最大値 a_m を求めることが目的であるので、力率角 θ を変化させたときの(22)式の最大値を求める必要がある。(22)式を計算するために、(20), (21)式の二乗を求めると次式となる。

$$a^2_{Re} = \frac{8}{V_{dc}^2} \left\{ V_{out}^2 + V_{out} \alpha \cos \theta + V_{out} \beta \sin \theta + V_{out} \alpha \cos \theta + \alpha^2 \cos^2 \theta + \alpha \beta \sin \theta \cos \theta + V_{out} \beta \sin \theta + \alpha \beta \sin \theta \cos \theta + \beta^2 \sin^2 \theta \right\} \dots\dots\dots (23)$$

$$a^2_{I_m} = \frac{8}{V_{dc}^2} \left\{ \alpha^2 \sin^2 \theta - 2\alpha \sin \theta \cos \theta + \beta^2 \cos^2 \theta \right\} \dots\dots\dots (24)$$

ただし、 α 、 β は(25)、(26)式とする。

$$\alpha = V_{dead(1)} + V_{Rt} \dots\dots\dots (25)$$

$$\beta = V_{Lf} + V_{Lt} \dots\dots\dots (26)$$

(23)、(24)式を(22)式に代入して変調率 a を求めると

$$a = \frac{2\sqrt{2}}{V_{dc}} \sqrt{V_{out}^2 + \alpha^2 + \beta^2 + 2V_{out}(\alpha \cos \theta + \beta \sin \theta)} \dots\dots\dots (27)$$

となる。(27)式を

$$a = \frac{2\sqrt{2}}{V_{dc}} \sqrt{u} \dots\dots\dots (28)$$

$$u = V_{out}^2 + \alpha^2 + \beta^2 + 2V_{out}\alpha \cos \theta + \beta \sin \theta \dots\dots\dots (29)$$

とおき、力率角 θ に対する変調率の最大値 a_m を求めるために、 $da/d\theta$ を求めると次式となる。

$$\frac{da}{du} = \frac{1}{V_{dc}} \sqrt{\frac{2}{u}} \dots\dots\dots (30)$$

$$\frac{du}{d\theta} = 2V_{out}(\beta \cos \theta - \alpha \sin \theta) \dots\dots\dots (31)$$

$$\frac{da}{d\theta} = \frac{da}{du} \cdot \frac{du}{d\theta} = \frac{2V_{out}\{\beta \cos \theta - \alpha \sin \theta\}}{V_{dc}} \cdot \sqrt{\frac{2}{V_{out}^2 + \alpha^2 + \beta^2 + 2V_{out}(\alpha \cos \theta + \beta \sin \theta)}} \dots\dots\dots (32)$$

(32)式より、 $da/d\theta=0$ となる条件を求めると

$$\beta \cos \theta - \alpha \sin \theta = (V_{Lf} + V_{Lt}) \cos \theta - (V_{dead(1)} + V_{Rt}) \sin \theta = 0 \dots\dots (33)$$

となり、変調率 a が最大値となるときの θ を θ_m とすると

$$\theta_m = \tan^{-1} \frac{V_{Lf} + V_{Lt}}{V_{dead(1)} + V_{Rt}} \dots\dots\dots (34)$$

となる。(34)式が成り立つとき、(34)式を(21)式に代入すると、 a_{Im} は0となり、変調率の実軸成分のみとなるため、変調率の最大値 a_m は次式となる。

$$a_m = a_{Re} = \frac{2\sqrt{2}}{V_{dc}} [V_{out} + (V_{dead(1)} + V_{Rt}) \cos \theta_m + (V_{Lf} + V_{Lt}) \sin \theta_m] \dots\dots\dots (35)$$

第一の目的である変調率の最大値 a_m は(35)式により求めた。出力電圧が変調率に対して線形出力可能となる変調率の上限値 a_{li} は(10)式により求まっている

る。最終目的は、 $a_m \leq a_{li}$ を満たすキャリア周波数を求めることであり、次項で具体的に設計する。

3. 4. 2 キャリア周波数決定法と設計例

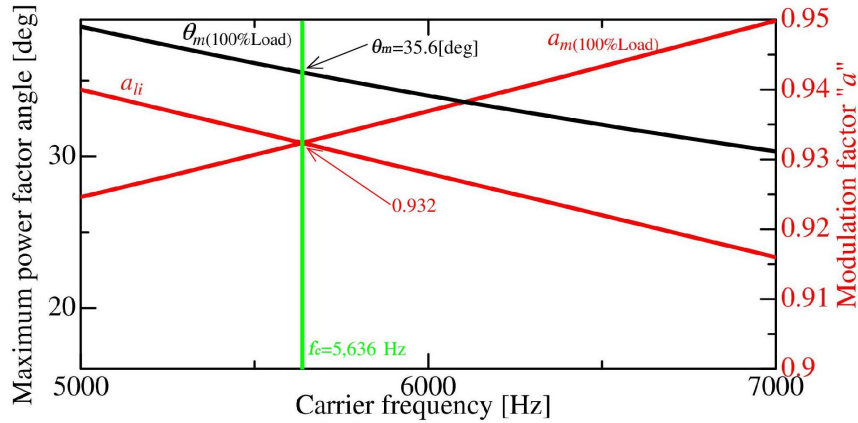
前項では SVC の等価回路から、定格電圧を出力するのに必要な変調率の最大値 a_m を解析的に算出する検討を行った。本項では(10)式の線形出力範囲の変調率の上限値 a_{li} と(35)式の変調率の最大値 a_m の交点から、キャリア周波数を求める。

以下では、表 3.1 の回路定数を用いてキャリア周波数を変化させたときの変調率の上限値 a_{li} と変調率の最大値 a_m の交点を求め、その交点からキャリア周波数を具体的に設計する。デッドタイム電圧には基本波成分以外に高調波成分が含まれるが、高調波成分は変調率の指令信号に影響がないため、ここでは基本波成分で検討することとする。

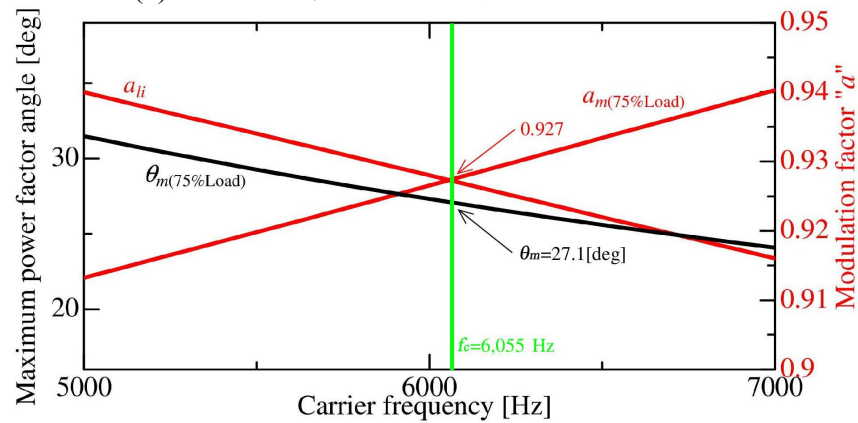
定格出力電圧(線間)は 300V であるので、相電圧の定格出力 V_{out} は 173.2V となる。定格電流が流れた場合、変圧器の内部インピーダンスによって生じる電圧は、変圧器漏れインダクタンス L_t の%インピーダンス $\{ \%L_t \}$ (p.84 参照)が 2.25% であるので、変圧器漏れインダクタンス電圧 V_{L_t} は 3.897V となる。変圧器巻線抵抗 R_t の%インピーダンス $\{ \%R_t \}$ は 1% であるので、変圧器巻線抵抗電圧 V_{R_t} は 1.732V となる。4 章で検討を行うが、フィルタのリアクトル L_f の%インピーダンス $\{ \%L_f \}$ は基本波電流の振幅値に対して最大のリップル電流の比率を 30% 以下で設計するので、6% とする。フィルタ L_f が 6% で定格電流が流れた場合、フィルタのリアクトル L_f に発生するリアクトル電圧 V_{L_f} は 10.392 V となる。

図 3.10 の単相等価回路において、変圧器巻線抵抗電圧 V_{R_t} 、変圧器漏れインダクタンス電圧 V_{L_t} 、フィルタリアクトル電圧 V_{L_f} は系統電流 I_s の大きさに比例するが、キャリア周波数 f_c には依存しない。デッドタイム基本波電圧 $V_{dead(l)}$ は系統電流 I_s の大きさに依存しないが、キャリア周波数 f_c に比例する。系統電流 I_s によって変化する変数 (V_{R_t} , V_{L_t} , V_{L_f}) とキャリア周波数 f_c によって変化する変数 ($V_{dead(l)}$) が存在するが、その 4 つの変数を用いて(27)式より変調率が最大となる力率角 θ_m を求める。求めた最大力率角 θ_m を代入した(28)式の変調率の最大値 a_m と、(10)式の変調率の上限値 a_{li} とが一致するキャリア周波数 f_c が、求めるべきキャリア周波数の上限値 f_{c_m} となる。以下で表 3.1 の値を用いて具体的な設計を行う。

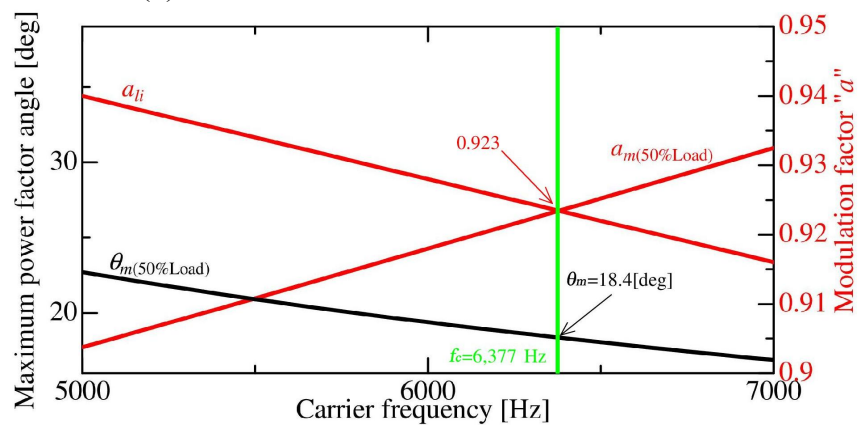
図 3.11 に 100%負荷の場合、75%負荷の場合、50%負荷の場合のキャリア周波数の上限値を求めた図を示す。キャリア周波数 f_c を変化させ、(10)式の線形出力範囲の変調率の上限値 a_{li} と、(28)式の変調率の最大値 a_m の交点を求める。この交点での周波数がキャリア周波数の上限値 f_{c_m} である。これらの図では、そのときの変調率の最大値 a_m と変調率が最大となる力率角 θ_m を求めている。



(a) 100%負荷の場合の最大キャリア周波数



(b) 75%負荷の場合の最大キャリア周波数



(c) 50%負荷の場合の最大キャリア周波数

図 3.11 変調率の上限値と最大値の交点から求めた最大キャリア周波数

負荷が変化したとき、最も大きな変調率を必要とするのは 100%負荷時である。図 3.11(a)の 100%負荷時で求めたキャリア周波数の上限値 f_{c_m} は 5,636Hz であった。

キャリア周波数が 5,636Hz で負荷が 100%, 75%, 50%とした場合の、力率角の変化に対する最大変調率 a_m および最大力率角 θ_m を求め、図 3.12 に示す。また、負荷を 0%から 100%まで変化させたときの各インピーダンス電圧の実効値を図 3.13(a)に、最大変調率 a_m と最大力率角 θ_m を図 3.13(b)に示す。

図 3.13(a)に示すように、デッドタイム電圧は負荷率に依存せず、キャリア周波数のみに依存する。最も大きな変調率を必要とするのは 100%負荷の場合で(27)式の最大力率角となる条件のときである。図 3.12 と図 3.13(b)より、100%負荷の場合で力率角が 35.6 度のとき、5,636Hz 以下のキャリア周波数かつ 0.932 以下の変調率でなければ、変調率に対して出力電圧が線形性を維持できないといえる。

これらの理論的な検証によって求めたキャリア周波数と変調率は、デッドタイムによってロジックレベルで PWM 信号が消失しない条件の上限値である。図 3.2(b)で示したが、実際の素子はゲートドライバの遅延や素子のスイッチング時間の影響で確実にオンする期間はデッドタイムより短い。確実に素子をオンさせるには、変調率の上限 a_{li} と変調率の最大値 a_m との差に余裕が必要である。変調率に余裕を持たせるため、キャリア周波数は 5kHz とする。

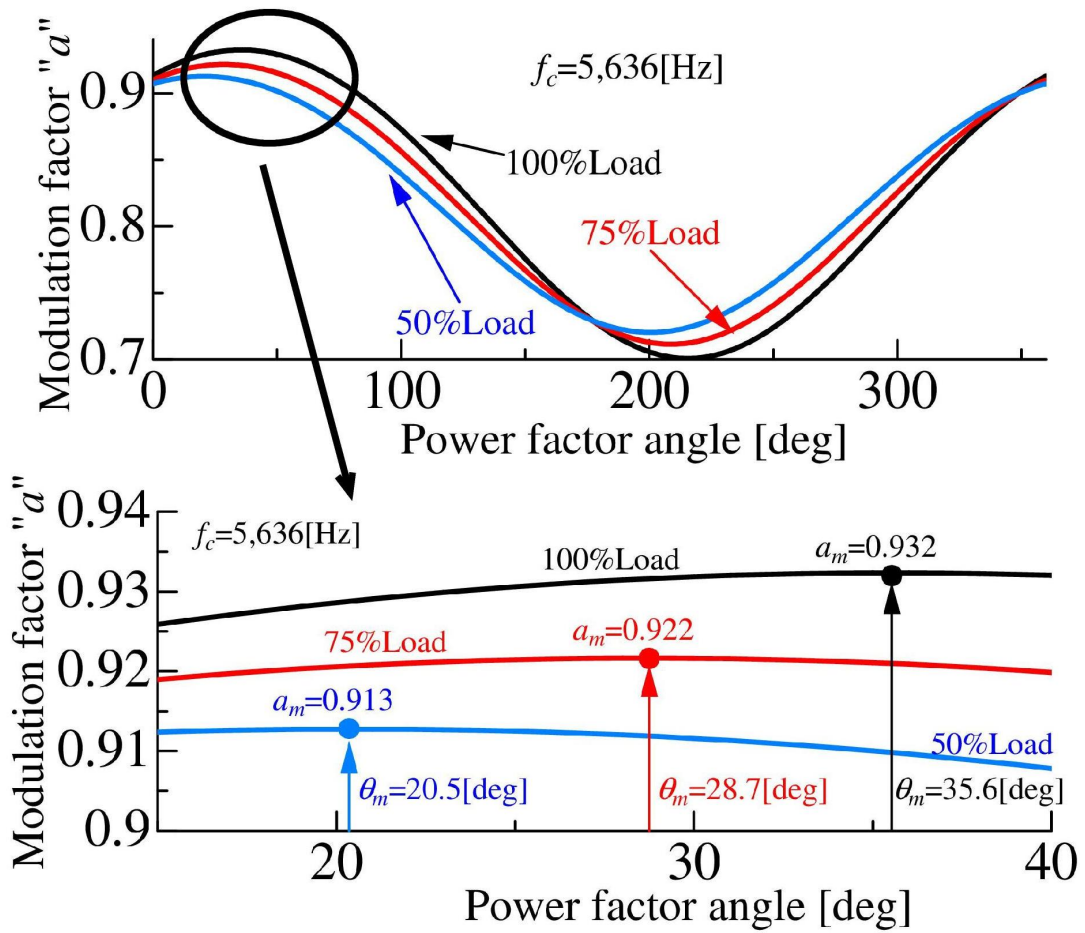
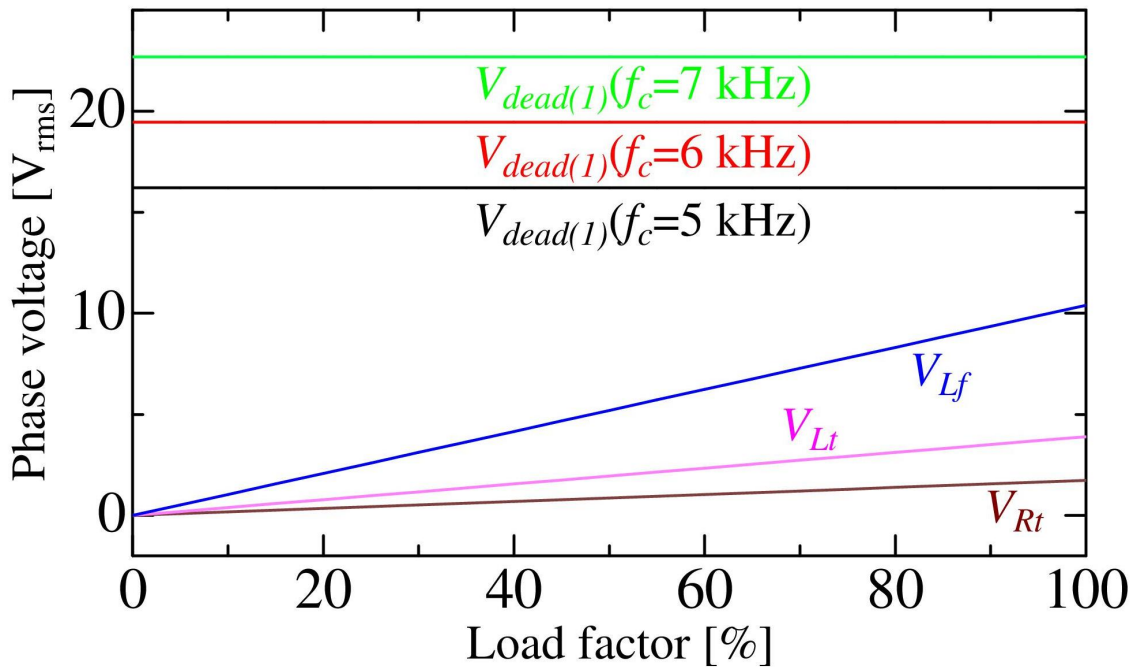
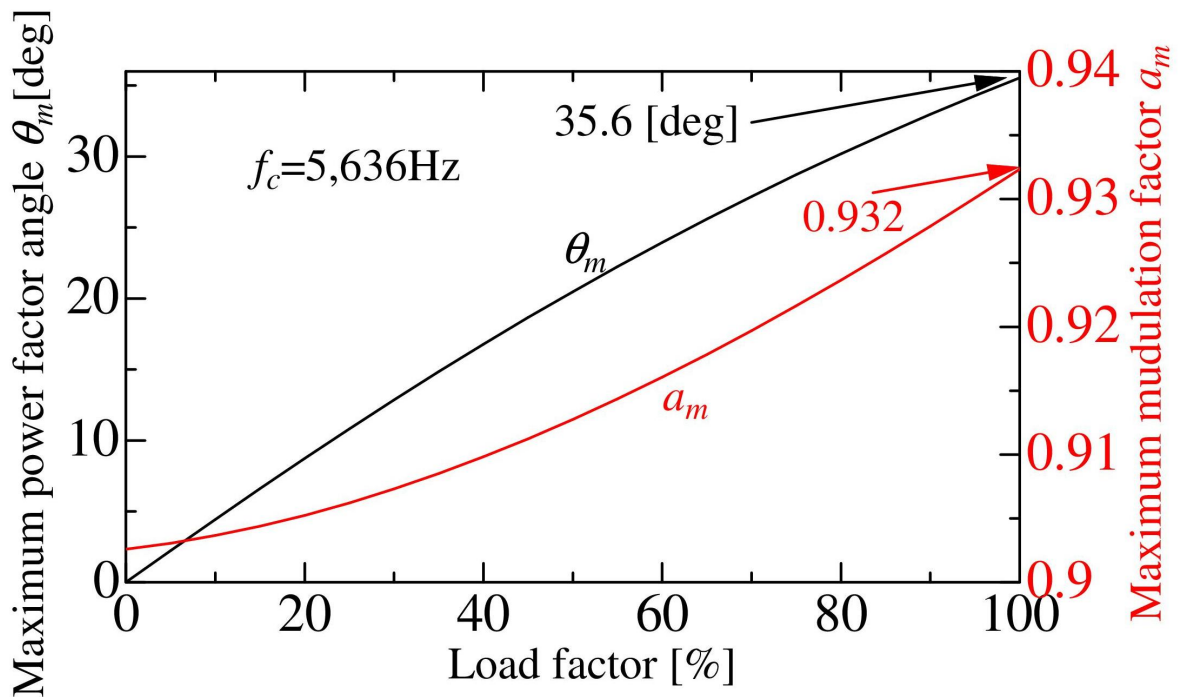


図 3.12 最大キャリア周波数の場合の最大変調率と力率角



(a) 各誤差電圧



(b) 最大変調率と最大力率角 θ_m

図 3.13 負荷を変えたときの各誤差電圧と最大力率角

3. 5 直列形電圧補償装置のミニモデル実験

前節でキャリア周波数の決定法を述べた。以下では実験によってキャリア周波数の決定法の検証を行う。表 3.1 のシステム定数は 2 章で述べたミニモデル回路構成とはほぼ同様であり、実験回路定数は表 3.1 のシステム定数に対し電圧比を 1/6、電流比を 3/100 とする。

図 3.14 にミニモデル実験回路を示す。図 2.16 と異なる箇所は、負荷変動試験を行うための負荷切り替えスイッチがない点と、力率を変化させるために摺動抵抗と電圧を変化させるためのスライダックとリアクトルを組み合わせ遅れ電流を調節できるようにした点である。これらの負荷によって、系統電流の力率と大きさを調整する。

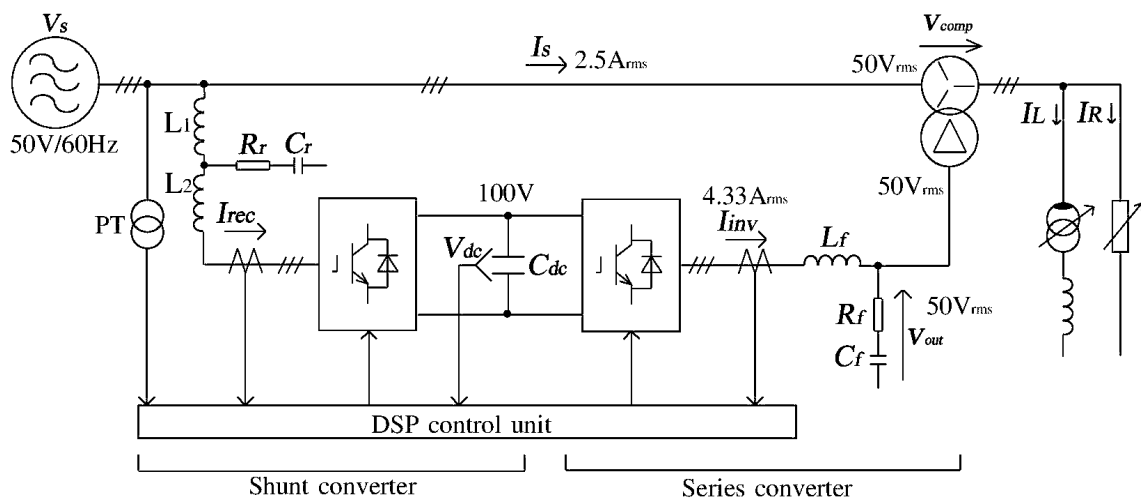


図 3.14 ミニモデル実験回路

3. 5. 1 実験方法

実験方法および実験定数について述べる。実験回路の定数については 2. 6 に示した値を用いた。ここでは簡単に説明する。

表 3.3 に回路定数を示す。電源電圧 V_s は 50V/60Hz とする。変換器の中間リンクコンデンサ C_{dc} は 2,640 μ F とし、直流電圧 V_{dc} は 100V とする。インバータの定格出力電圧(線間)は 50V とし、定格線電流 I_{inv} は 4.33A とする。

2 章で述べたが、直列変圧器は単相変圧器 100V:100V で 500VA 定格を 3 台用いてインバータ側を 1 次、系統側を 2 次として使用し、1 次側を Δ 結線し、2 次側をオープンにして系統に直列に挿入する。表 3.3 のフィルタ L_f 、変圧器の漏れインダクタンス L_t 、巻線抵抗 R_t は本実験回路の定格電流 4.33A で短絡試験を行い、実測値から求めた。変圧器のインピーダンスはインバータ側からみたインピーダンスを示している。なおフィルタ L_f の巻線抵抗は短絡試験の結果 0.2m Ω と非常に小さいため、無視する。

誤差電圧補償を行う制御ブロック線図は図 3.15 で示される。デッドタイム電圧とインピーダンス電圧の補償電圧 v_{FF} は 2 章で述べた設計法より、次式で求められる。

$$A_1 = \frac{2\sqrt{2}}{V_{dc}} \cdot \sqrt{(V_{dead(1)} + V_R)^2 + (V_{L_f} + V_{L_t})^2} \dots\dots\dots (29)$$

$$\theta_1 = \tan^{-1} \frac{V_{L_f} + V_{L_t}}{V_{dead(1)} + V_{R_t}} \dots\dots\dots (30)$$

$$A_n = \frac{8}{n\pi} \cdot f_c T_{dt} \dots\dots\dots (31)$$

$$V_{dead(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{dc} f_c T_{dt} \dots\dots\dots (32)$$

(31)式の n は高調波の次数を意味する。(29)-(32)式から補償電圧を求め、その値を用いてデータテーブルを作成し、フィードフォワード電圧指令値 v_{FF} でデッドタイム電圧とインピーダンス電圧を補償する。

デッドタイム電圧はキャリア周波数 f_c の大きさに比例し誤差電圧補償に大きな影響を与えるので、異なるデッドタイム電圧の条件とするためにキャリア周波数 f_c が 10kHz と 5kHz の場合で検討する。キャリア周波数 f_c が 10kHz の場合と 5kHz の場合の、定格電流時の v_{FF} の指令値を表 3.4 に示す。デッドタイム電圧とインピーダンス電圧は相電圧実効値である。

表 3.3 ミニモデル実験回路の定数

(a) 実験システム条件

Parameters		Experiment
Rated frequency	f_s	60 Hz
Source voltage	V_s	50 V
Load current	I_s	2.5 A

(b) 負荷条件

Load current I_S	Power factor angle	Resistance current I_R	Inductor current I_L
2.5 A	0 deg	2.5 A	0 A
2.5 A	17 deg	2.39 A	0.73 A
2.5 A	27.7 deg	2.21 A	1.17 A

(c) 直列器の回路定数

Parameters		Experiment
Rated voltage	V_{out}	50 V
Rated current	I_{inv}	4.33 A
DC voltage	V_{dc}	100 V
Smoothing capacitor	C_{dc}	2,640 μ F
Inverter rating	p	375 VA
Dead-time	T_{dt}	6 μ s
Carrier frequency	f_c	5 kHz
Filter L	L_f	942 μ H(5.33%)
Filter C(Δ connecting)	C_f	4.24 μ F(3.2%)
Damping resistance	R_f	2.88 Ω
Trans leakage inductance	L_t	267 μ H(1.51%)
Trans winding resistance	R_t	243 m Ω (3.64%)

(d) 並列器の回路定数

Parameters		Experiment
Rated voltage	V_s	50 V
Rated current	I_{rec}	4.33 A
Inverter rating	p	375 VA
Dead-time	T_{dt}	6 μ s
Carrier frequency	f_c	5 kHz
Filter L_1	L_1	1 mH(5.65%)
Filter L_2	L_2	1 mH(5.65%)
Filter C(Δ connecting)	C_r	3.3 μ F(2.51%)
Damping resistance	R_f	2 Ω

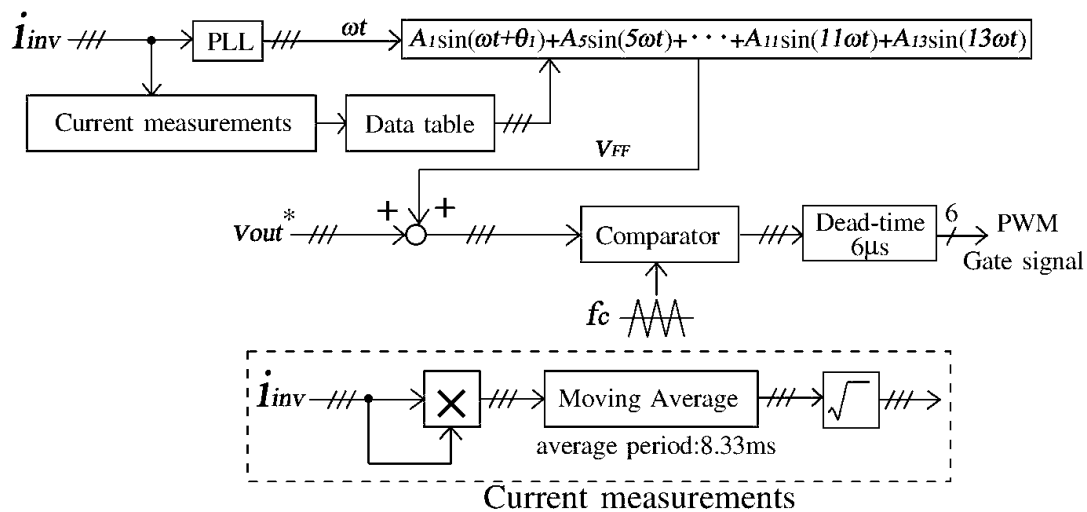


図 3.15 制御ブロック線図

表 3.4 キャリア周波数 10kHz, 5kHz の場合の v_{FF} 補償電圧

(a) 誤差電圧補償指令値

	A_1	θ_1 [deg]	A_5	A_7	A_{11}	A_{13}
$f_c = 10 \text{ kHz}$	0.1909	17.00	0.0306	0.0218	0.0139	0.0118
$f_c = 5 \text{ kHz}$	0.1199	27.74	0.0153	0.0109	0.0069	0.0059

(b) 回路定数と回路各部の相電圧実効値

						$f_c = 10 \text{ kHz}$	$f_c = 5 \text{ kHz}$
L_f [μH]	L_t [μH]	R_t [$\text{m}\Omega$]	V_{L_f} [V_{rms}]	V_L [V_{rms}]	V_{R_t} [V_{rms}]	$V_{dead(1)}$ [V_{rms}]	$V_{dead(1)}$ [V_{rms}]
942	267	243	1.538	0.436	1.052	5.402	2.701

表 3.4 の定数を図 3.15 の v_{FF} に用いて実験を行う。なお、定格時の線間出力電圧を 50V とするので、出力の相電圧 V_{out} が 28.87 V となるように相電圧出力指令値 v_{out}^* の振幅は 0.8165 とした。図 2.1(b) に示した (p16 参照) ように、直列変圧器が Δ -オープン接続であるため、変圧器のインバータ側の電圧に対し系統側の電圧ベクトルは 30 度進む。SVC のインバータ線間出力電圧が系統の相電圧と同期していなければならないので、相電圧出力指令値 v_{out}^* の位相は系統相電圧より、30 度遅れた位相とする。

表 3.5 に実験条件と変調率の計算結果を示す。実験 1, 2 はキャリア周波数が 10kHz の場合、実験 3, 4 はキャリア周波数が 5kHz の場合である。負荷電流 I_s

が 2.5A 一定でかつ力率角 θ が 0 度、力率角 θ_m が 17.0 度と 27.7 度となるように負荷電流を調節している。実験 1~4 の条件における変調率の上限値 a_{li} 、変調率の実軸成分を a_{Re} と虚軸成分を a_{Im} とその合成結果である変調率 a の計算結果を示している。

インバータが最大の変調率を必要とするのは、変調率の虚軸成分 ja_{Im} が 0 となるときであり、(27)式より力率角 θ_m が求まる。表 3.3(b)と表 3.5 に示したが、この条件が成り立つのは、 f_c が 10kHz の場合で力率角 θ_m が 17.0 度、 f_c が 5kHz の場合で θ_m が 27.7 度のときである。(10)式より、線形性が維持できる変調率の上限値 a_{li} は $a_m \leq a_{li}$ を満たす必要がある。

実験 1, 2 ではキャリア周波数 f_c が 10kHz であり、変調率は 1 を超え過変調となる。キャリア周波数 f_c が 10kHz の場合、変調率の上限値 a_{li} は 0.88 である。変調率が 0.88 以上で変調率と出力電圧の関係が非線形となり、SVC は定格出力電圧まで線形に出力できない。

実験 3, 4 ではキャリア周波数 f_c が 5kHz であり、変調率の上限値 a_{li} は 0.94 となる。変調率が最も大きくなる条件は力率角が 27.7 度の場合である。力率角が 27.7 度のとき、最大変調率 a_m は 0.936 であり、 $a_m \leq a_{li}$ を満たし、定格出力電圧まで線形に出力可能である。

これらの設計法によって求めた結果を検証するため、表 3.5 の実験 1, 3, 4 を行う。

- ・ 実験 1 : f_c が 10kHz で力率角 0 度、つまり I_R が 2.5A で I_L が 0A 負荷としたとき。
- ・ 実験 3 : f_c が 5kHz で力率角 0 度、つまり I_R が 2.5A で I_L が 0A 負荷としたとき。
- ・ 実験 4 : f_c が 5kHz で力率角 27.7 度、つまり I_R が 2.21A で I_L が 1.17A 負荷としたとき。

実験 2 は変調率が 1 を超え過変調となるため、実験 1 と同様の結果となる。それ故に、実験を行わなかった。 I_R と I_L の合成電流値は 2.5A としている。実験 4 では I_R は摺動抵抗を使用して 2.21A となるように調整する。 I_L は三相スライダックの 2 次側に 200mH のリアクトルを Δ 接続し、1 次側の電流を 1.17A となるように調節する。

表 3.5 実験条件と変調率の計算結果

Experiment	Conditions				Calculated results			
	f_c [kHz]	θ [deg]	I_R [A _{rms}]	I_L [A _{rms}]	a_{li}	a_{Re}	a_{Im}	a
1	10	0.0	2.5	0	0.880	0.999	0.056	1.006
2	10	17.0	2.39	0.73	0.880	1.007	0	1.007
3	5	0.0	2.5	0	0.940	0.923	0.056	0.924
4	5	27.7	2.21	1.17	0.940	0.936	0	0.936

3. 5. 2 実験結果

実験 1, 3, 4 のインバータ電流 i_{inv_u} と出力電圧 v_{out_uv} 波形を図 3.16, 図 3.17, 図 3.18 に示す。

キャリア周波数 f_c が 10kHz の実験波形を示した図 3.16 では出力電圧が定格電圧 50V に対して 42.8V(85.6%)しか出力されていない。これはデッドタイム電圧による電圧降下が大きいため、出力電圧が不足するためである。これに対し、キャリア周波数 f_c が 5kHz の実験波形の図 3.17 及び図 3.18 では、計算通りほぼ定格電圧まで出力されている。なお、図 3.17 と図 3.18 の出力電圧が 0.9V 異なるのは、測定誤差の影響と思われる。

以上の結果より、キャリア周波数決定法によって求めた 5kHz のキャリア周波数の場合、定格出力電圧まで変調率に対して線形に出力可能であることが実験により検証できた。

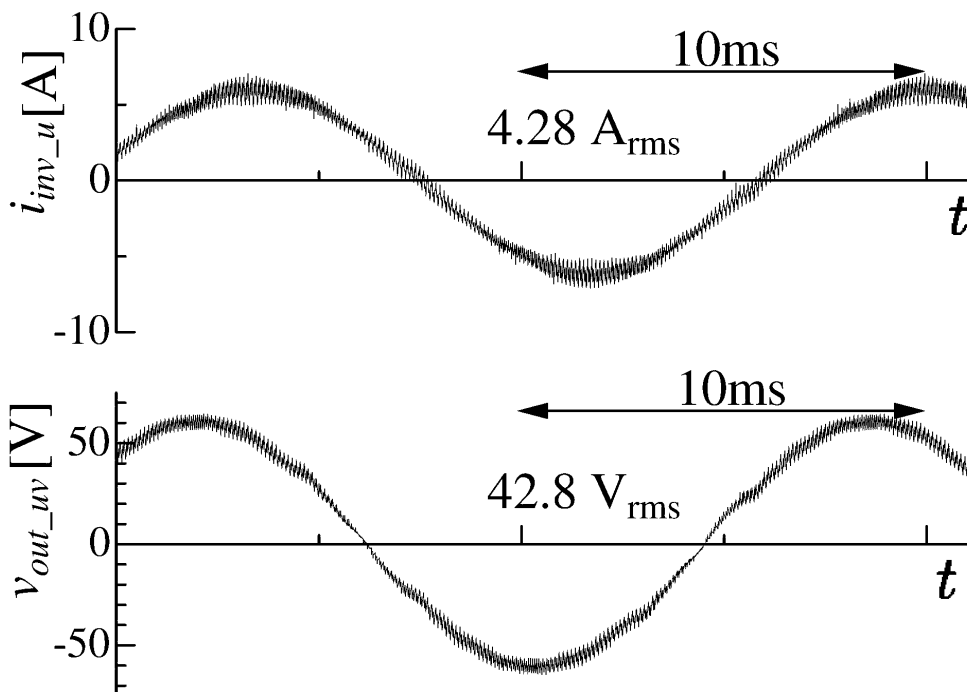


図 3.16 実験 1 のインバータ電流と出力電圧波形

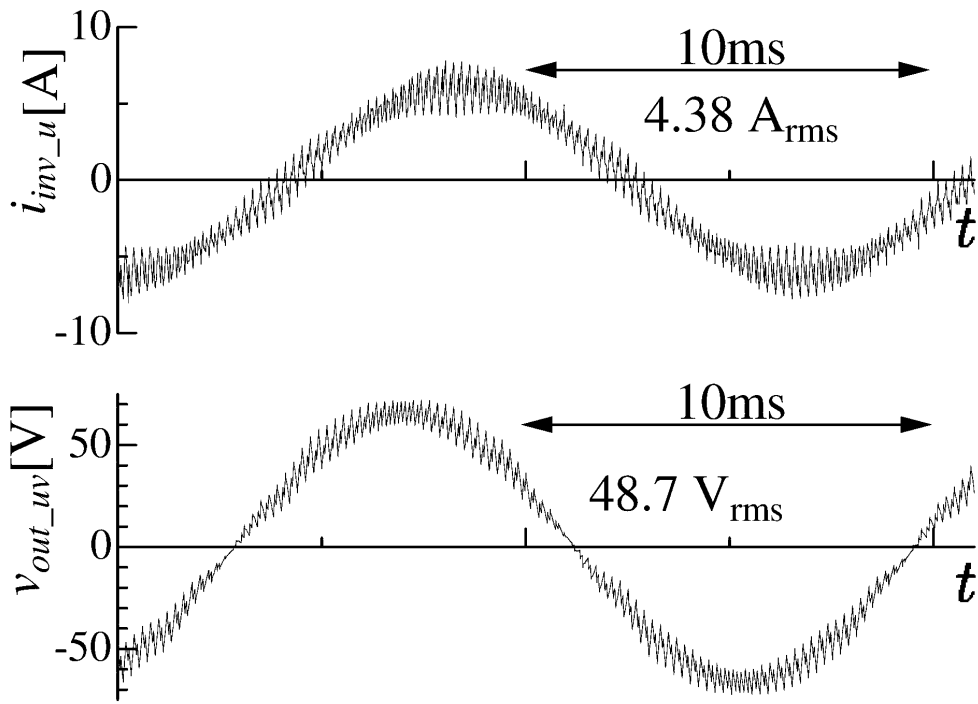


図 3.17 実験 3 のインバータ電流と出力電圧波形

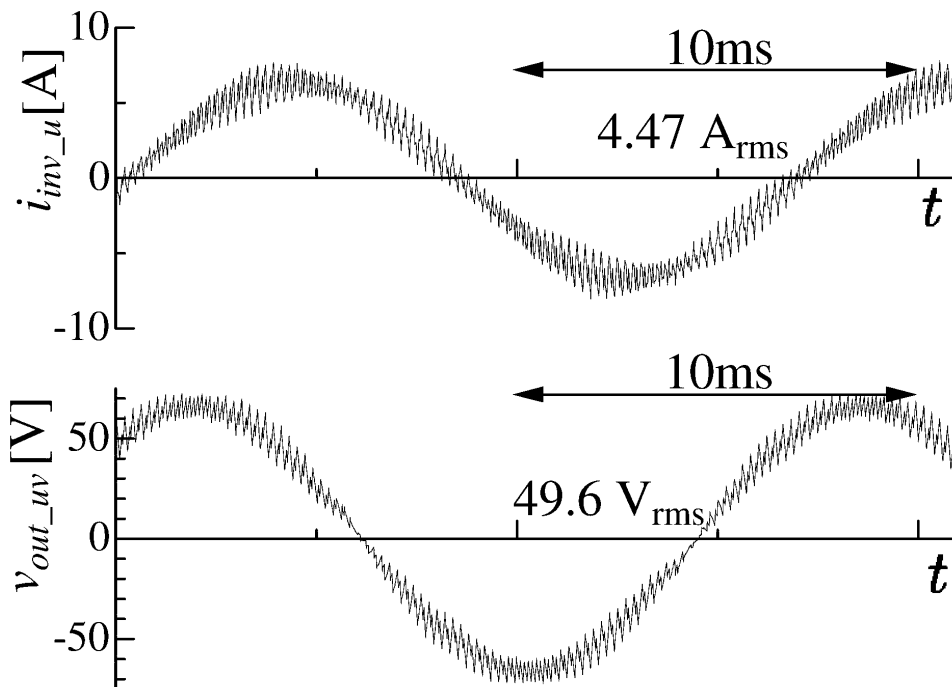


図 3.18 実験 4 のインバータ電流と出力電圧波形

3. 6 むすび

高速応答が必要な SVC にはオープンループ制御が用いられる。オープンループ制御でインバータ出力電圧の精度を確保するには、変調率と出力電圧の関係が線形であることが重要である。その線形範囲だけを使用するために、ゲート信号が消失しない上限の変調率を求め、与える指令値の変調率を、その上限変調率以下としなければならない。従って、SVC の出力電圧が線形出力可能となる変調率の上限値、つまりゲート信号がデッドタイムによって消失しない変調率の上限値を解析的に求めた。

PWM インバータの変調方式には様々な種類があるが、よく用いられる三角波比較方式の電圧形 PWM インバータに電流源負荷を接続した場合において、変調率と出力電圧との関係が非線形となる現象について検討を行った。

オープンループ制御のとき、問題となる誤差電圧はデッドタイム電圧とインピーダンス電圧から成り立っている。系統電流の力率角を変化させたとき、キャリア周波数に比例するデッドタイム電圧と系統電流の大きさに比例するインピーダンス電圧による電圧降下が最も SVC 出力電圧を低下させる条件を求めた。その最も出力電圧が低下する条件で、補償電圧と定格出力電圧を出すための最大変調率とキャリア周波数を決定する必要がある。

電圧低下が生じたとき、系統電圧と同期した出力電圧を SVC が補償すべき電圧低下量に応じて、定格電圧まで線形に出力する必要がある。電圧低下分を補償するための定格電圧を出力するのに必要な変調率と、誤差電圧を補償するための電圧を出すのに必要な変調率を合成し、合成した変調率が線形となる変調率の上限値を求め、最大変調率との交点からキャリア周波数を解析的に求めた。

上述の設計法を用いて SVC を設計し、ミニモデル実験による検証を行った。実験による検証の結果、設計条件を満たす場合は定格電圧まで出力可能であるが、条件を満たさない場合は定格電圧まで出力ができないことを確認した。これらの結果より、設計法の妥当性を検証できた。

<参考文献>

- (1) A. Munoz-Garcia, T.A. Lipo : "On-Line Dead-Time Compensation Technique for Open-Loop PWM-VSI Drives", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.40, No.4, pp683-689, 1999
- (2) 有田寛史 (日本航空電子工業株式会社) : 「PWM 制御装置及びモータ制御装置」, 特許出願 2010-81645, 特許公開 2011-217022
- (3) 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編 : 「半導体電力変換回路」, オーム社, pp.113-120, 1993 年 3 月

第4章 直列形電圧補償装置のLCRフィルタ設計法

4.1 はじめに

SVCは瞬時電圧低下が発生した際、系統電圧と同期した電圧をPWMインバータによって発生させ、系統へ直列に挿入した変圧器を介して不足分電圧を重畳する装置である。SVCに用いられているPWMインバータ出力はパルス電圧であり、基本波電圧成分以外に高調波電圧成分が含まれている。このパルス電圧に含まれる高調波電圧成分を除去するため、ダンピング抵抗付きのLCフィルタ(以下LCRフィルタと呼ぶ)が用いられているが、SVC用フィルタのLCR値の明確な設計手法は確立されていない。

SVCの直列器は無停電電源装置のCVCF(Constant Voltage Constant Frequency)インバータと同様に周波数一定の電圧制御装置であるが、オープンループ制御である点と基本波出力電圧を連続的に変化させる点が異なる。SVCの場合、直列変圧器が変流器(CT)と同じ動作をするため、インバータ側から見ると負荷は電流源となる。電流源電流が流れこむことによってSVCの出力電圧を減じる電圧降下 V_L がフィルタLに生じるため、できる限りフィルタのLは小さい方が望ましい。また、直列形の回路構成であるため、ゲート・オフしてインバータ動作を停止させるとCT動作をする変圧器のインバータ側を開放することと同じ動作となり、高電圧が発生する問題がある。高電圧発生を防ぐために、負荷側で短絡事故が発生したときにはSVCの回路を短絡してインバータの過電流保護を行わなければならない。その際に、高速に動作可能な半導体スイッチである短絡サイリスタを用いて回路を短絡させるが、フィルタCの容量が大きいと、短絡サイリスタに流れる電流が大きくなり、サイリスタにとっては厳しい条件となる。従って、Cの容量もできるだけ小さい方が望ましい。SVCではLCRフィルタ通過後の出力電圧に重畳するリップル電圧成分ができるだけ少なく、かつ可能な限り小さいLとCの値に設計する必要がある。また、系統負荷の電流がひずんでいる場合があり、系統電流に含まれる高調波の影響で共振しないダンピング抵抗Rに設計する必要がある。

PWMインバータ出力電圧はパルス幅が刻々と変化するパルス列電圧であるため、リップル電流は振幅変動する三角波状の波形となる。本研究では三角波状のリップル電流を振幅変動する三角波で近似する手法を提案する。そして電流に含まれる最大リップル電流の比率からフィルタL値を求める。次に、出力電圧の

ひずみ率からフィルタ C 値を決定する。最後に、ダンピング抵抗 R に発生するリップル電圧と整定時間から共振の鋭さ Q 値の評価を行い、R 値を求める。そしてこの設計法の妥当性を、シミュレーションと実験によって検証を行い、評価する。

4. 2 電力変換装置のフィルタ設計法

電力変換装置には PWM 整流器、電力用アクティブフィルタ、無停電電源装置用 CVCF インバータなどがある。これらの電力変換装置に対する LCR フィルタ設計法は文献[1]~[6]に示されている。しかし SVC のフィルタ設計に関する解析的な研究はこれまでされていなかった。SVC のフィルタ設計法を検討する前に、これまでに文献[1]~[6]で検討された PWM 整流器、電力用アクティブフィルタ、無停電電源装置用 CVCF インバータのフィルタ設計法について整理して述べる。

文献(1)-(6)の装置では電圧形三相 PWM 変換器を対象としたフィルタ設計法が検討されている。フィルタのリアクトル L およびコンデンサ C の容量の大きさは、インピーダンスの大きさを基準容量と基準電圧を利用して無次元化した単位法、もしくは百分率で表すパーセントインピーダンス法による表現[†]が良く用いられている⁽¹⁾⁻⁽⁶⁾。L が直列に C が並列に接続されるため、本論文では L に生じる電圧降下の割合 $\{ \%Z \}$ を $\{ \%L \}$ と表現し、C に流れる電流の割合 $\{ \%Y \}$ を $\{ \%C \}$ と表現する。

文献(1)-(2)には PWM 整流器のフィルタ設計法が述べられており、PWM 方式は三角波比較方式が用いられている。 $\{ \%L \}$ は 6-10%でスイッチング周波数 f_{sw} は 10-13.4kHz と高めで、電流は正弦波となるように制御され、リップル電流抑制を重視して設計されている。さらに文献(1)ではリップル電流を吸収するために $\{ \%C \}$ が 3%の LC フィルタが用いられている。文献(3)-(4)には電力用アクティブフィルタ(AF)の L の設計法が述べられており、 $\{ \%L \}$ は 8.8-11.8%で設計され、PWM 方式は電流追従ヒステリシスコンパレータ方式⁽³⁾または瞬時空間電流ベクトル

[†]インピーダンスの大きさは、そのインピーダンスに定格電流が流れたときに生じる電圧降下の定格電圧に対する割合： $\%インピーダンス\{ \%Z \}$ で表すことができる。本論文では、これと対の概念として、並列素子の場合のアドミタンスの大きさを、そのアドミタンスに定格電圧を印加したときに流れる電流の定格電流に対する割合： $\%アドミタンス\{ \%Y \}$ で表すこととする。

方式⁽⁴⁾が用いられている。これらの制御方式では、制御する電流と電流指令値との偏差の極性が変わるまで変換器の素子はオンまたはオフし続けるため、電流指令値の di/dt が急峻な箇所では結果的に f_{sw} が低くなり、電流指令値の di/dt が平坦な箇所では結果的に f_{sw} が高くなる。平均スイッチング周波数は 1.5-3.5kHz と低くなり、追従性とリップル電流の抑制を両立させる設計となっている。文献(5)-(6)では、無停電電源装置に用いられる定電圧源として制御された CVCF インバータのフィルタ設計法を述べている。これらは文献(1)-(4)のインバータを用いた電流制御とは異なり、フィルタ通過後の出力交流電圧が一定となる電圧制御が行われている。負荷としてコンデンサインプット形整流器が接続されたとき、CVCF インバータの出力電圧、つまり LC フィルタを通過させた出力端であるコンデンサ C の電圧のひずみ率をできるだけ少なくする目的で設計が行なわれている。この場合、負荷の高調波電流に影響されにくいように $\{ \%L \}$ は 3.1-5% と小さく、 $\{ \%C \}$ は 5-12% と大きく、 f_{sw} は 10-15.6kHz と高めで設計されている。

以上に述べたように、電圧形三相 PWM 変換器を用いた装置は、電流制御と電圧制御に大別することができる。電流制御ではリップル電流の発生量を減らすために、フィルタリアクトル L のパーセントインピーダンスを 6-12%程度と大きくし、スイッチング周波数を低くするのが一般的である。それに対し、電圧制御では、フィルタリアクトル L のパーセントインピーダンスを 3-5%程度と小さくし、スイッチング周波数を高くし、発生したリップル電流をパーセントアドミッタンスが 5-12%であるフィルタコンデンサに吸収させて、リップル電圧の発生量を減らすのが一般的である。

2章、3章では SVC のフィルタ定数およびスイッチング周波数を各章の検討に必要であるため示したが、その設計方法は本章で検討する。SVC は CVCF インバータと同じ電圧制御装置の一種である。CVCF インバータは出力電圧が一定となるようにフィードバック制御が行われるが、SVC はオープンループ制御で出力電圧を連続的に変化させる。SVC のフィルタリアクトル設計では、電流制御装置におけるリップル電流の抑制の考え方と、電圧制御装置におけるリアクトルでの電圧降下の考え方の両方を考慮する必要がある。また、SVC では保護時にインバータ側を短絡させ、フィルタコンデンサから短絡サイリスタに流れる電流を抑制させる必要があるため、フィルタコンデンサの容量はできるだけ小さい方が望ましい。SVC のフィルタコンデンサ設計では、電流制御装置のアクティブフィルタにおける LCR フィルタ振動抑制の考え方と、電圧制御装置における出力電圧のひずみ率抑制の考え方の両方を考慮する必要がある。これら

を考慮して、本章では SVC のフィルタリアクトル L とコンデンサ C の設計手法を検討する。

4. 3 リプル電流のモデリング法

PWM インバータによって発生するリプル電流は主にスイッチング周波数成分であり、この成分を抑制するのが LCR フィルタの役割である。コンデンサには電流が流れて発熱するため、最大許容リプル電流が決められている。発生する熱は電流実効値によって決まる。また、基本波電流実効値とリプル電流実効値の比率で求まるひずみ率でフィルタ C 容量が決まるため、リプル電流実効値を求めることが重要である。インバータによって発生するリプル電流をモデリングして解析的にリプル電流実効値を求める手法について検討する。

瞬時電圧低下が発生したとき、SVC は電圧低下分を補償するために、直列器で三相 PWM インバータを用いて補償電圧を出力する。パルス幅が変化するパルス列電圧がフィルタリアクトルにかかるため、リプル電流はそのパルス列電圧を積分した波形となる。パルス幅が変化するパルス列電圧を積分すると、リプル電流は振幅変動する三角波状の波形となる。以下では、インバータ電圧とリプル電流の関係を明らかにした上で、リプル電流を振幅変動する三角波で近似してモデリングし、解析的に実効値を求める。

図 4.1 に直列形電圧補償装置のシステム構成を示す。並列器は直流電圧一定制御、力率 1 制御を行う PWM 整流器である。直列器は系統の相電圧と同位相電圧を PWM インバータによって発生させ、直列変圧器によって系統へ不足分電圧を加える。PWM インバータの出力電圧に含まれるスイッチング成分を減じるために LCR フィルタが用いられ、変圧器にかかる電圧はほぼ基本波の正弦波となる。

系統の負荷側で事故等が発生した場合、直列器である SVC では保護シーケンスとしてインバータの P 側アームオンと短絡サイリスタ TS、短絡電磁接触器 MC のオン指令を同時に送る。しかし MC に比べ動作の速い TS には C から過大な電流が流れるため、フィルタ C の容量をできるだけ小さくする必要がある。また、 L に生じる電圧降下の影響があるためフィルタ L もできるだけ小さくする必要がある。

SVC は不足した分の電圧を系統に重畳する装置であるため、応答性に優れたオープンループ制御が用いられる。また、出力電圧をオープンループ制御で線

形出力できる三角波比較方式の PWM インバータを用いる。以下では三角波比較方式を用いた三相 PWM インバータのリプル電流について検討を行う。

図 4.2 にインバータのリプル電流を検討するためシミュレーション回路を示す。図 4.1 の場合，図 4.2 のリアクトル L_f に相当する LCR フィルタのリアクトル L に流れる電流は， PWM インバータ出力電圧とフィルタ CR 電圧との差電圧を積分しインダクタンス値 L で除した値となる。また，図 4.2 の場合，リアクトル L_f に流れる電流は PWM インバータ出力電圧と負荷抵抗電圧 V_R との差電圧を積分しインダクタンス値 L_f で除した値となる。PWM 出力電圧のリプル電圧成分に比べて図 4.1 のフィルタ CR 電圧および図 4.2 の負荷抵抗 R 電圧ともリプル電圧成分は少ないため，両者のリプル電流発生量に違いはほとんど無い。回路構成を単純化した方が動作を把握しやすいため，図 4.2 に示すように，以下では図 4.1 のフィルタ CR を接続しない回路で検討する。抵抗負荷とフィルタリアクトルを接続した図 4.2 の回路でシミュレーションを行う。シミュレーションに用いる定数を表 4.1 に示す。PWM インバータの出力するパルス列電圧をフィルタリアクトル L_f と負荷抵抗 R から成る 1 次遅れのフィルタに加えることによって，基本波電流とリプル電流が生じる。定格電圧が出力されているとき，電流の基本波振幅に対しリプル電流の最大値の振幅(以下，リプル率と呼ぶ)は一般的に 10%~30%の間に設定される。

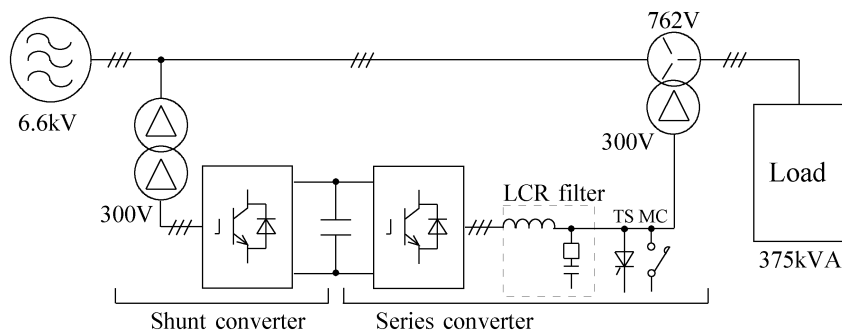


図 4.1 直列形電圧補償装置のシステム構成

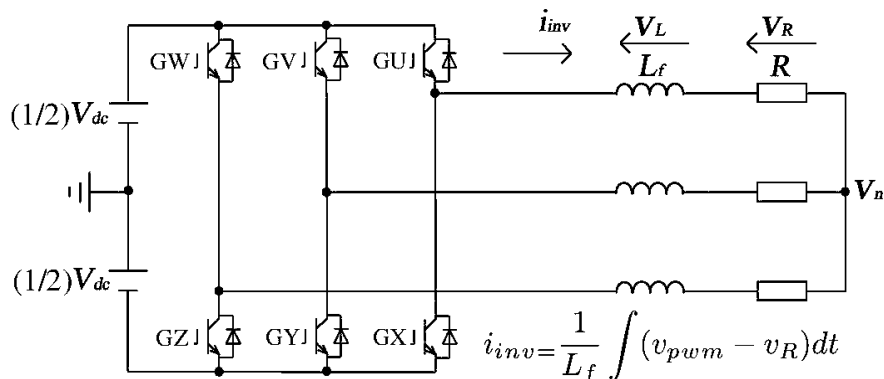


図 4.2 リプル電流をシミュレーションするための PWM インバータ回路

表 4.1 リプル電流をシミュレーションするための PWM インバータ定数

DC voltage	V_{dc}	100 V
Modulation factor	a	0.9
Carrier frequency	f_c	2400 Hz
Fundamental frequency	f_1	60 Hz
Frequency ratio	f_c/f_1	40
Resistance	R	45 Ω
Inductance	L_f	18 mH
Time constant	L_f/R	400 μ s

ここではリプル電流の波形を検討するが、キャリア周波数 f_c は低い方が観測しやすいため 2400Hz とした。変調率を 0.9 程度にして定格電圧を出力させることが多く、基本波電流の振幅値を 1A とするため、負荷抵抗 R を 45 Ω とした。PWM インバータ出力電圧に含まれるスイッチング成分はフィルタリアクトル L_f と負荷抵抗 R によって構成される 1 次遅れフィルタで低減され、振幅変動する三角波状のリプル電流となる。リプル率を 10%~30% の中間である 15% とするために L_f を 18mH とした。一次遅れの時定数 L_f/R は 400 μ s とする。

この回路をシミュレーションし、図 4.3 にフィルタリアクトルと抵抗負荷を接続した場合の PWM 電圧波形と電流波形を示す。図 4.3 のリプル電流 $i_{inv_u_rip}$ 波形は、帯域阻止フィルタを用いてインバータ電流 i_{inv_u} 波形から基本波成分を除去した波形である。

リプル電流の検討は相電圧基準で行うため、三相 PWM インバータの相電圧は中性点電位を考慮する必要がある。三相 PWM インバータの相電圧の瞬時値 v_{PWM_u} は次式で示される。

$$v_{PWM_u} = v_u - v_n = v_u - \frac{v_u + v_v + v_w}{3} \dots\dots\dots (1)$$

v_u, v_v, v_w は各相出力電圧であり、 v_n は中性点電位である。相電圧は(1)式に示すように、各相出力電圧から中性点電位を差し引いた値で示される。

リアクトル L_f に PWM インバータ電圧と抵抗負荷電圧との差電圧が加えられたとき、リプルを含んだインバータ電流 i_{inv_u} が流れる。図 4.3 に示すようにインバータ電流は基本電流に振幅変動する三角波状のリプル電流 $i_{inv_u_rip}$ が重畳した波形となる。

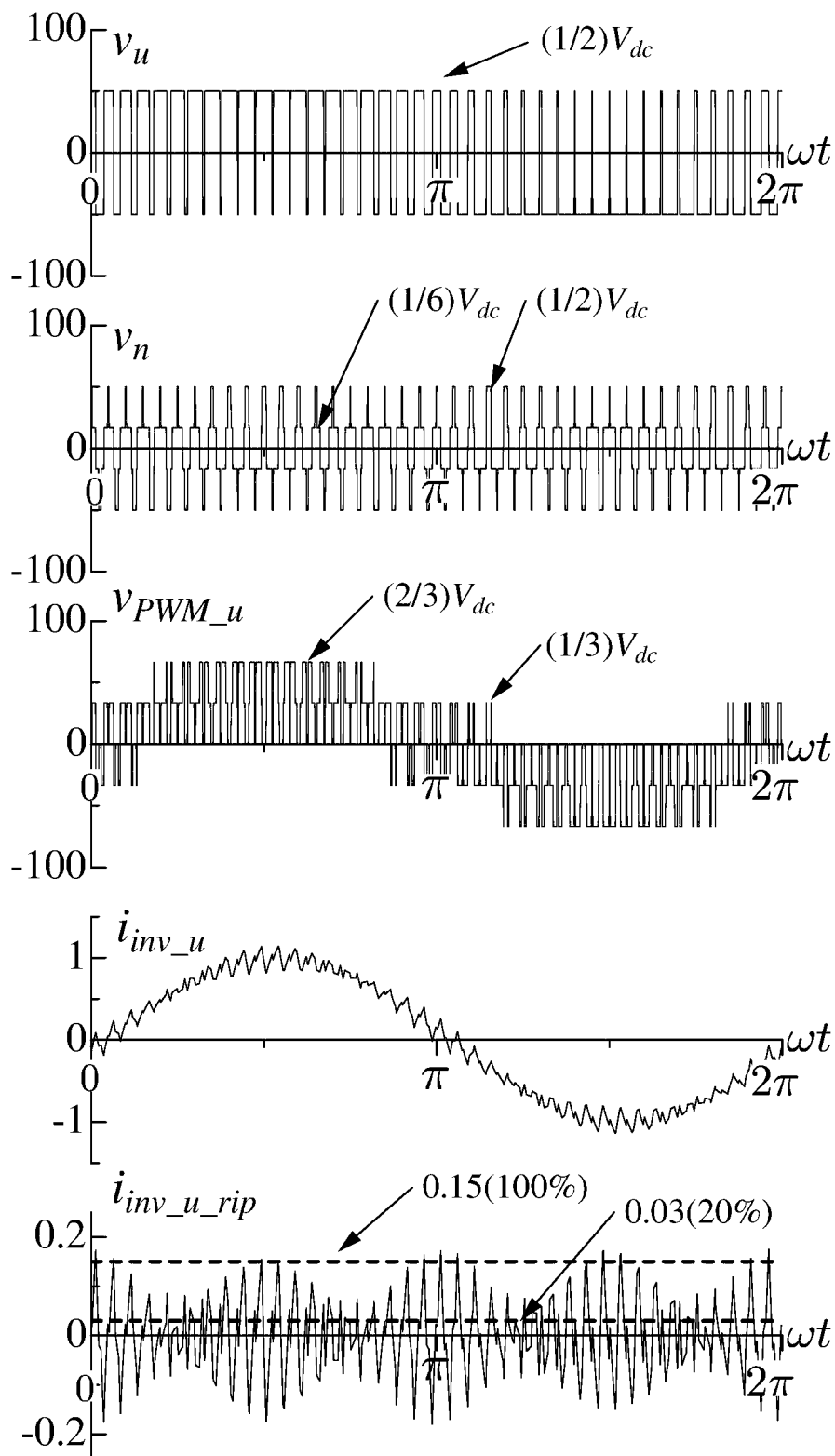


図 4.3 フィルタリアクトルと抵抗負荷を接続した場合の PWM 電圧波形と電流波形

表 4.2 PWM 出力パターン

mode	1	2	3	4	5	6	7	8
v_u	$(1/2)V_{dc}$	$(1/2)V_{dc}$	$(1/2)V_{dc}$	$(1/2)V_{dc}$	$-(1/2)V_{dc}$	$-(1/2)V_{dc}$	$-(1/2)V_{dc}$	$-(1/2)V_{dc}$
v_n	$(1/6)V_{dc}$	$(1/2)V_{dc}$	$-(1/6)V_{dc}$	$-(1/2)V_{dc}$	$(1/6)V_{dc}$	$(1/2)V_{dc}$	$-(1/6)V_{dc}$	$-(1/2)V_{dc}$
v_{PWM_u}	$(1/3)V_{dc}$	0	$(2/3)V_{dc}$	none	$-(2/3)V_{dc}$	none	$-(1/3)V_{dc}$	0

図 4.3 では、u 相出力電圧 v_u はキャリアの周波数 f_c でスイッチングする $\pm(1/2)V_{dc}$ の 2 値で出力され、中性点電位 v_n は $\pm(1/6)V_{dc}$, $\pm(1/2)V_{dc}$ の 4 値で変化している。インバータ相電圧 v_{PWM_u} は表 4.2 に示す $\pm(1/3)V_{dc}$, $\pm(2/3)V_{dc}$, 0 の 5 値で出力される。

図 4.3 に示された電流 i_{inv_u} は基本波電流にリップル電流が重畳した波形である。PWM 出力のパルス電圧は、時定数 L_f/R の 1 次遅れによって高周波成分が低減され、リップル電流は振幅が変化する三角波状の波形となる。リップル電流が振幅変動する三角波状の波形となるには、キャリア周波数/基本波周波数の比が十分大きく、フィルタのパーセントインピーダンス $\{ \%L_f \}$ は数%以上の大きさが必要である。今回検討した表 4.1 の条件はキャリア周波数/基本波周波数の比は 40、フィルタのパーセントインピーダンス $\{ \%L_f \}$ は 15%であり、前述の条件は満たしている。

インバータ電流 i_{inv} の瞬時式は(2)式で表すことができる。

$$i_{inv} = \sqrt{2}I_s \sin \omega_1 t + i_{rip} \dots \dots \dots (2)$$

I_s は基本波電流の実効値を示す。リップル電流 i_{rip} を振幅変動する三角波と近似し、(3)式でモデリングする。 $f(t)$ は振幅変動の関数、 $g(t)$ は三角波の関数を表している。

$$i_{rip} = f(t) \cdot g(t) \dots \dots \dots (3)$$

$f(t)$ は振幅変動の関数であり、次式で表わされる。

$$f(t) = \frac{1 + A_{min}}{2} + \frac{1 - A_{min}}{2} \cos 4\omega_1 t \dots \dots \dots (4)$$

A_{min} は振幅変動する三角波振幅の最大値に対する最小値の割合を意味し、振幅変動率と呼ぶこととする。

$g(t)$ は三角波のフーリエ級数で、次式で表される。

$$g(t) = \frac{8}{\pi^2} \cdot \sqrt{2}I_s \{ \%I_{rip} \} \left(\sum_{m=1}^{\infty} \frac{(-1)^{m+1}}{(2m-1)^2} \sin(2m-1)\omega_c t \right) \dots \dots \dots (5)$$

三角波の振幅は $\sqrt{2} I_s \{ \%I_{rip} \}$ である。 $\{ \%I_{rip} \}$ は基本波のピーク値に対するリップル電流の最大値の比率を意味する。

シミュレーションで検討した結果、リップル電流の振幅変動の最小値の割合 A_{min}

は変調率に依存し、図 4.3 のリップル電流 $i_{inv_u_rip}$ 波形で示したように変調率 a が 0.9 のときは、およそ振幅変動率 A_{min} は 20% となる。

図 4.3 より、力率 1 の負荷では i_{inv_u} のリップル電流は 0 度、90 度、180 度、270 度で最大となり、45 度、135 度、225 度、315 度付近で最小値つまり最大時の 20% の振幅となっていることが分かる。三角波の振幅が電源周波数 f_s の 4 倍で変化しているため、(4)式では振幅変動周波数を $\cos 4\omega t$ で模擬した。

$\{ \%I_{rip} \}$ を 15%、 A_{min} を 20%、 I_s を $0.707A_{rms}$ とし、(2)-(5)式に代入したモデリング波形 i_{inv} を図 4.4 に示す。図 4.3 のインバータ電流 i_{inv_u} と図 4.4 のモデリング波形 i_{inv} はほぼ相似であり、以降はこのモデリング法を用いて検討を行う。

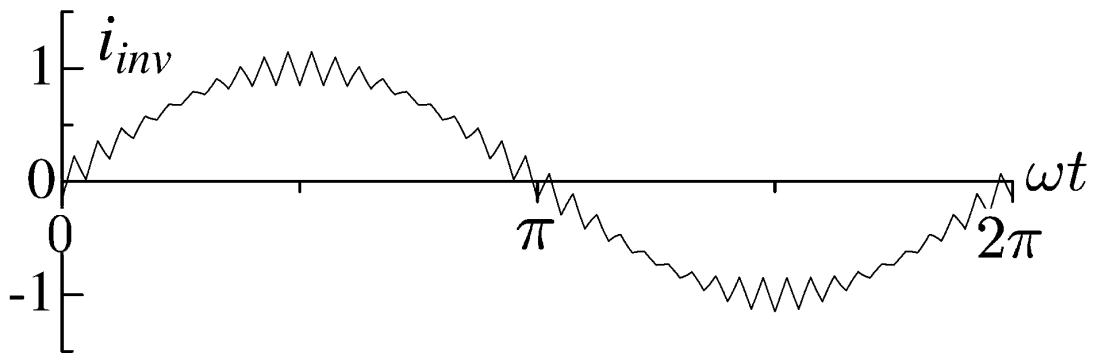


図 4.4 モデリングした i_{inv} 波形

4. 4 LCR フィルタ設計法

PWM インバータの出力には基本波成分以外にスイッチング周波数に由来する高調波成分が含まれている。LCR フィルタの設計を行う際、フィルタの出力電圧にこの高調波成分ができるだけ少なくなるようにするのが望ましい。

以下では相電圧基準でフィルタの設計を行う。PWM インバータの相電圧に含まれる基本波成分、高調波成分を検討するために、表 4.1 の定数を用いてシミュレーションを行い、変調率に対する各周波数成分の振幅値を検討する。図 4.5 に図 4.3 のインバータ相電圧 v_{PWM_u} 波形の変調率に対する出力電圧のスペクトル図を示す。図 4.5 に示した、周波数の高い $2\omega_c \pm \omega_l$ 成分は LC フィルタによる減衰が十分大きいので、SVC 出力電圧に含まれるリップルは $\omega_c \pm 2\omega_l$ 成分が支配的となる。一般的に定格電圧を出力するときの変調率は 0.9 程度とすることが多い。定格電圧を出すための変調率が 0.9 の場合、図 4.5 より基本波成分に対して $\omega_c \pm 2\omega_l$ 成分と $2\omega_c \pm \omega_l$ 成分の比率はほぼ等しいが、 $2\omega_c \pm \omega_l$ 成分は LC フィルタによる減衰率が大きいので無視できる。

図 4.2 ではフィルタリアクトル L_f と負荷抵抗 R の回路で検討した。しかし SVC の場合、直列変圧器は変流器として動作し、インバータ側から見ると電流源と見なせるので、インピーダンスが非常に高くなる。その結果、リアクトルだけで構成されたフィルタの場合、抵抗 R に相当するインピーダンスが電流源のインピーダンス、つまり無限大となるので、時定数 L_f/R が 0 となり、フィルタの効果がなくなる。そこでリップル電流を吸収させるために CR フィルタを接続する必要がある。

図 4.6 に LCR フィルタが接続されたインバータの回路図を示し、図 4.7 にその単相等価回路とブロック線図を示す。フィルタ設計を検討する際は、変圧器のインピーダンスは SVC 出力電圧を低下させる影響はあるが、フィルタの周波数特性には影響しないので無視できる。また、フィルタリアクトル L_f とフィルタコンデンサ C_f を解析するときは、計算の煩雑さを避けるため、ダンピング抵抗 R_f を 0 として考えることとする。

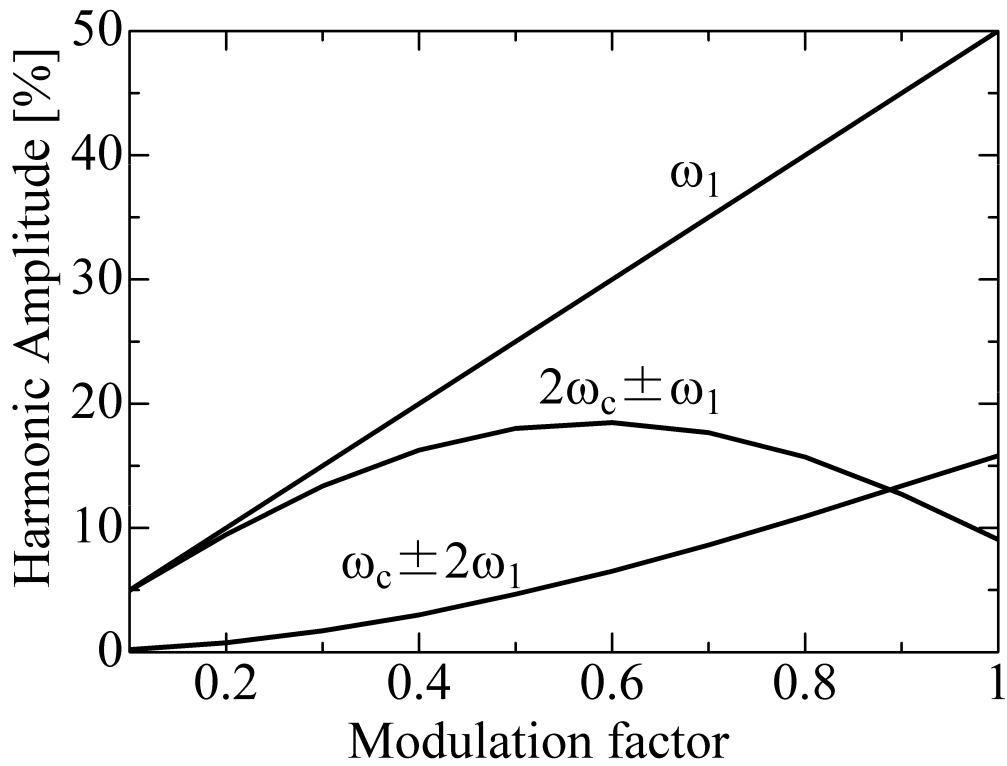


図 4.5 インバータ相電圧 v_{PWM_u} 波形の変調率に対する出力電圧のスペクトル図

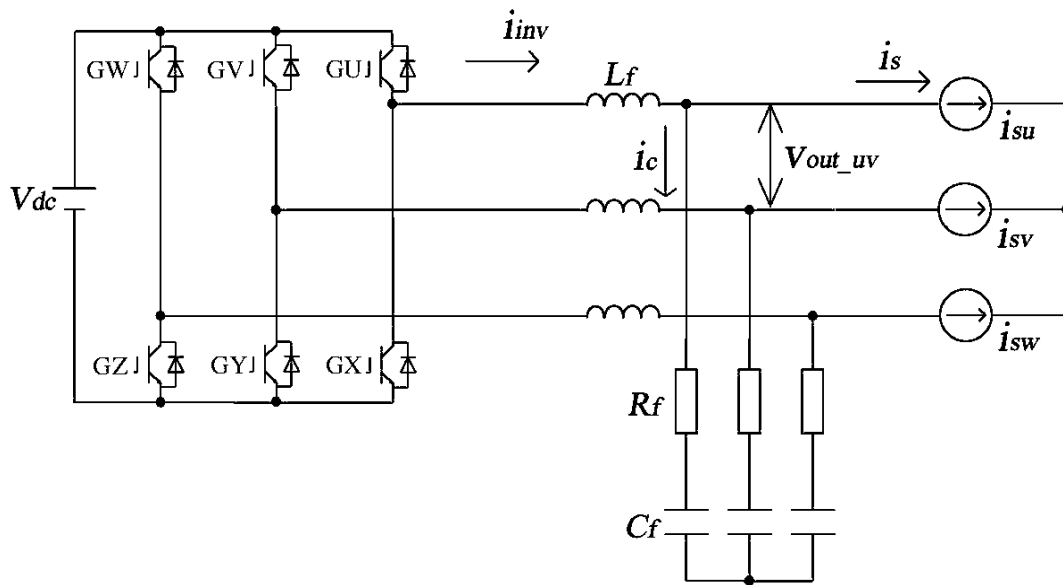
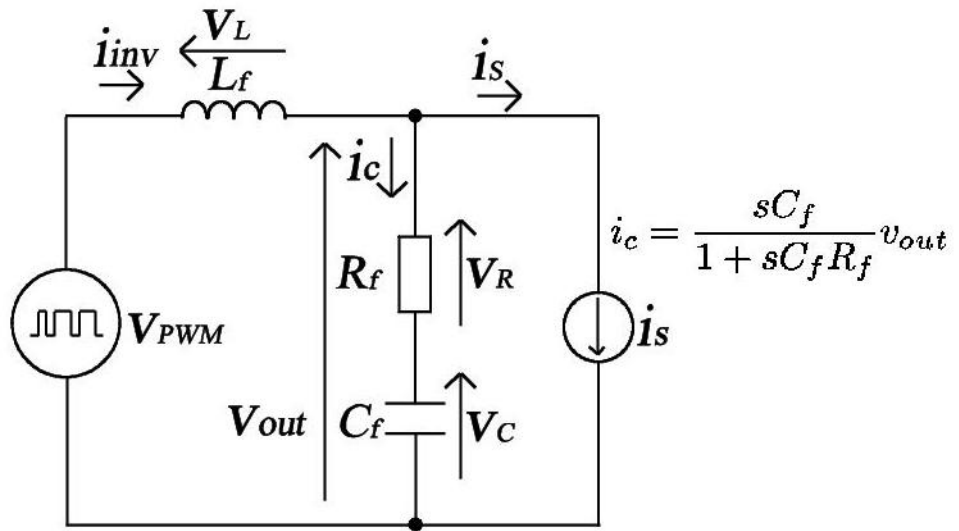
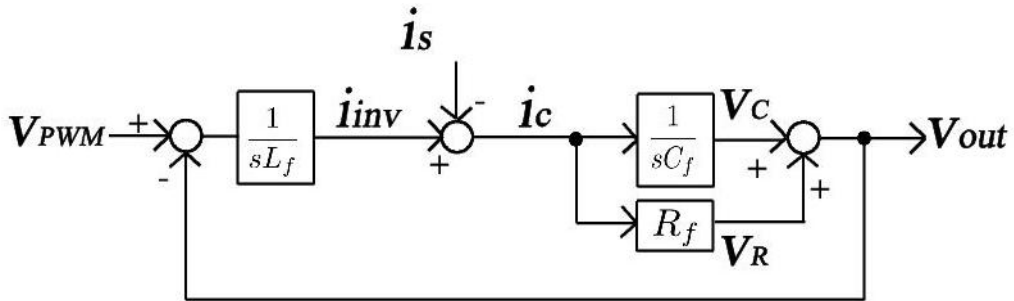


図 4.6 LCR フィルタが接続されたインバータの回路



(a) 単相等価回路



(b) 等価回路のブロック線図

図 4.7 単相等価回路とブロック線図

4. 4. 1 フィルタ L の設計

ここでは LCR フィルタのフィルタリアクトル L_f について検討する。

I_s を基本波電流実効値, $\{\%I_{rip}\}$ を基本波電流の振幅値に対するリップル電流のピーク値, f_c をキャリア周波数とし, 図 4.8 に示すようにリップル電流を三角波と近似する。三角波の傾き di/dt は立ち上がり時と立ち下がり時に符号が変化するが, 立ち上がり時で規定すると次式となる。

$$\frac{di_{rip}}{dt} = \sqrt{2}I_s\{\%I_{rip}\} \cdot 4f_c \dots\dots\dots (6)$$

また, 図 4.7(b) のブロック線図に示すように L_f を流れるリップル電流は R_f を 0 と考えればフィルタ C_f の電圧 v_c と方形波パルスの PWM 出力電圧 v_{PWM} の差電圧から生じる。図 4.3 より, i_{inv} の基本波成分の di/dt が 0 でリップル電流の振幅変動が最大となるのは相電圧が 90 度の位相のときであり, この時 PWM 相電圧のピーク値が $(2/3)V_{dc}$ で, フィルタ C_f のピーク電圧が SVC の定格出力線間電圧 V_{rms} の相電圧ピーク値と等しいと考えたとき, リップル電流の傾き di/dt はそれぞれのピーク値の差電圧を L_f で除した次式となる。

$$\frac{di_{rip}}{dt} = \frac{di_{inv}}{dt} = \frac{\frac{2}{3}V_{dc} - \sqrt{\frac{2}{3}}V_{rms}}{L_f} \dots\dots\dots (7)$$

(6)式に示した三角波で近似した振幅変動が最大となるリップル電流の傾き di/dt と, (7)式に示した相電圧の 90 度付近における最大となる差電圧を L_f で除した最大電流変化率 di/dt が等しいと考えると, L_f の設計式は次式となる。

$$L_f = \frac{\frac{2}{3}V_{dc} - \sqrt{\frac{2}{3}}V_{rms}}{\sqrt{2}I_s\{\%I_{rip}\} \cdot 4f_c} \dots\dots\dots (8)$$

SVC の仕様が決めれば装置定格 V_{rms} , I_s , V_{dc} は決まる。(8)式で示すようにフィルタ L_f は $\{\%I_{rip}\}$ を何%にするかを定めることで設計可能となる。

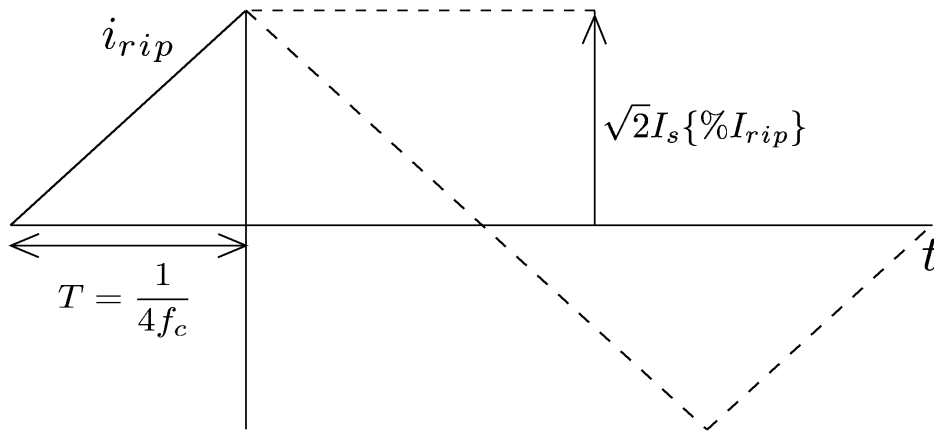


図 4.8 三角波で近似したリップル電流

4. 4. 2 フィルタ C の設計

図 4.6 より，インバータ電流 i_{inv} は電流源 i_s とコンデンサ電流 i_c から成り立ち，(9)式となる。負荷はインピーダンスの高い電流源であり，リップル電流 i_{rip} はすべて C_f に流れるとみなせるので，(10)式と表すことができる。 i_{c1} はフィルタ C_f に流れる基本波電流である。

$$i_{inv} = i_c + i_s \dots\dots\dots (9)$$

$$i_c = i_{c1} + i_{rip} \dots\dots\dots (10)$$

(4)式の振幅変動を表す $f(t)$ の実効値を F とすると，

$$F = \sqrt{\left(\frac{1 + A_{min}}{2}\right)^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{1 - A_{min}}{2}\right)^2} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{3(A_{min})^2 + 2A_{min} + 3}{2}} \dots\dots\dots (11)$$

となる。また，(5)式の三角波の振幅は $\sqrt{2} I_s \{ \% I_{rip} \}$ であるので，三角波を表す $g(t)$ の実効値 G を求めると

$$G = \frac{\sqrt{2} I_s \{ \% I_{rip} \}}{\sqrt{3}} \dots\dots\dots (12)$$

となる。(3)式より振幅変動する三角波の関数 $i_{rip}(t)$ は振幅変動の関数 $f(t)$ と，三角波の関数 $g(t)$ の積で表される。キャリアの基本波角周波数を ω_c ，電源電圧の角周波数を ω_l とし，振幅変動する三角波の関数 $i_{rip}(t)$ の実効値を I_{rip} とすると， $\omega_c \geq 3\omega_l$ のとき，

$$I_{rip} = F \cdot G \dots\dots\dots (13)$$

が成り立つ⁽⁷⁾(導出過程は付録参照)。(13)式の結果を用いて振幅変動するリップル電流実効値 I_{rip} を求めると

$$I_{rip} = \frac{I_S \{\%I_{rip}\}}{2} \sqrt{\frac{3(A_{min})^2 + 2A_{min} + 3}{3}} \dots\dots\dots (14)$$

となる。(10)式の C_f に流れる基本波電流実効値 I_{C1} による基本波相電圧実効値 V_{C1} を求めると

$$V_{C1} = \frac{I_{C1}}{2\pi f_1 C_f} = \frac{V_{rms}}{\sqrt{3}} \dots\dots\dots (15)$$

となる。

次に、リップル電流実効値 I_{rip} によるリップル電圧実効値 V_{Crip} を求める。(5)式より、三角波の3次以上の振幅は次数の2乗の逆数となり、リップル電流の実効値は基本波成分が支配的となる。また、フィルタ C_f のインピーダンスは $1/(\omega C_f)$ であるので、リップル電流によってフィルタ C_f に発生する3次成分以上のリップル電圧はさらに小さくなる。

(5)式より、三角波の振幅値を1とすると、

$$i_{rip} = \frac{8}{\pi^2} \left(\sin \omega ct - \frac{1}{3^2} \sin 3\omega ct + \frac{1}{5^2} \sin 5\omega ct + \dots \right) \dots\dots\dots (16)$$

となる。(16)式より実効値を求めると

$$I_{rip} = \frac{8}{\pi^2} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{3^4} + \frac{1}{5^4} + \dots \right)} = \frac{1}{\sqrt{3}} \dots\dots\dots (17)$$

(17)式より、三角波のひずみ率 THD を求めると

$$THD = \sqrt{\frac{\frac{1}{3^4} + \frac{1}{5^4} + \dots}{1}} = \sqrt{0.014678} = 0.1212 \dots\dots\dots (18)$$

となる。三角波のひずみ率は(18)式より 12.12%である。三角波のひずみ率 THD が 12.12%と大きいので、三角波の実効値と三角波に含まれる基本波の実効値を比較し、どの程度の差があるか検討する。

(17)式より三角波の実効値は $1/\sqrt{3} \text{ A} = 0.5774 \text{ A}$ となる。三角波に含まれる高調波を無視し、基本波の実効値を求めると $4\sqrt{2} / \pi^2 \text{ A}$ であり、三角波の基本波の実効値は 0.5732 A である。三角波の高調波成分は多くひずみ率は 12.12%であるが、三角波の実効値と三角波の基本波成分実効値の比は $0.5774/0.5732=1.0073$ であり、三角波の実効値は三角波の基本波成分実効値で近似できる。

リップル電流の実効値は三角波の基本波周波数 f_c の成分で近似できるので、高調波成分を無視してリップル電圧 V_{Crip} を求めると

$$V_{Crip} \approx \frac{I_{rip}}{2\pi f_c C_f} \dots\dots\dots (19)$$

となる。

基本波相電圧の実効値に対する近似したリップル電圧の実効値の割合より、フィルタコンデンサ電圧 V_C のひずみ率 $\{\%V_{Cdis}\}$ を求めると

$$\{\%V_{Cdis}\} \approx \frac{V_{Crip}}{V_{C1}} = \frac{\sqrt{3}}{V_{rms}} \cdot \frac{I_{rip}}{2\pi f_c C_f} \dots\dots\dots (20)$$

となる。よって、フィルタ C_f の設計値は

$$C_f \approx \frac{I_S \cdot \{\%I_{rip}\} \sqrt{3(A_{min})^2 + 2A_{min} + 3}}{4\pi \cdot V_{rms} \cdot f_c \cdot \{\%V_{Cdis}\}} \dots\dots\dots (21)$$

となる。

3章で詳細に検討した結果、インバータのキャリア周波数 f_c は設計上、余裕をとって 5kHz とした。以降ではキャリア周波数 f_c を 5kHz で設計を行う。SVC ではリップル率 $\{\%I_{rip}\}$ が 10%以下で設計すると L_f による電圧降下の影響が無視できなくなる。またリップル率 $\{\%I_{rip}\}$ が 30%以上ではリップル電流の増加によって、フィルタリアクトル L_f の鉄損が増加するだけでなくフィルタコンデンサ C_f に生じるリップル電圧も増加する。よって SVC ではリップル率 $\{\%I_{rip}\}$ は 10%から 30%程度の範囲内で設計する。電圧降下の影響が少なく、かつ鉄損も少なくするために、ここでは代表例としてリップル率 $\{\%I_{rip}\}$ を 20%とした場合で設計を行う。直流電圧 V_{dc} が 600V、定格出力電圧 V_{rms} が 300V、負荷電流 I_S が 144A、リップル率 $\{\%I_{rip}\}$ が 20%、キャリア周波数 f_c が 5kHz とすると、(8)式より、フィルタリアクトル L_f は 190.3 μ H ($\{\%L\}$ は 5.98%) となる。

次に、フィルタ電圧 V_C のひずみ率 $\{\%V_{Cdis}\}$ は 5%以下で設計する。出力電圧のひずみ率が 5%以下ならば正弦波状であるとみなせるという基準は、一般的に用いられている⁽⁶⁾。ひずみ率 $\{\%V_{Cdis}\}$ が 5%以上では電圧リップル分が多いため、正弦波とみなすことができず、(8)式が成り立たなくなる。ひずみ率 $\{\%V_{Cdis}\}$ が 5%より十分小さい設計では(8)式の成立には問題ないが、C 値が大きくなりすぎると短絡サイリスタ TS に流れる電流の問題が発生する。前述したひずみ率 5%以下を満足させるために、ここでは代表例としてひずみ率 $\{\%V_{Cdis}\}$ を 4%とした場合で設計を行う。定格電圧を出力するのに必要な変調率は 0.9 程度であり、変調率が 0.9 のときの振幅変動率 A_{min} は 20%(4.3, p.91 参照)である。ひずみ率 $\{\%V_{Cdis}\}$ を 4%、振幅変動率 A_{min} を 20%、リップル率 $\{\%I_{rip}\}$ を 20%とすれば、(21)式よりフィルタコンデンサ C_f は 71.7 μ F ($\{\%C\}$ は 3.24%) となる。

4. 4. 3 フィルタ R の設計値

ここまでは、ダンピング抵抗 R_f を 0 として設計を行ってきた。以降ではダンピング抵抗 R_f について検討を行う。図 4.7 より、ダンピング抵抗 R_f が 0 に近いと、コンデンサ電流 i_c は分子の微分項のみとなり、出力電圧 v_{out} に含まれるリップル成分によって i_c が LC の共振周波数で振動を起し不安定となる⁽⁸⁾。しかし、ダンピング抵抗 R_f が大きいとリップル電流がダンピング抵抗 R_f へ流れるため、ダンピング抵抗 R_f に発生するリップル電圧 v_R が無視できなくなる。従って、振動を起さず、かつ出力電圧 v_{out} に含まれるリップル電圧成分が少なくなる、適切なダンピング抵抗値 R_f を求める必要がある。

本項では PWM インバータの出力電圧 v_{PWM} に含まれるリップル電圧成分を LCR フィルタによってどの程度減衰させることができるのか、どの程度の時間で定常状態に落ち着くのかを検討するために入出力特性を示す LCR フィルタの伝達関数を求める。LCR フィルタの特性はフィルタのインダクタンス値 L_f 、静電容量値 C_f 、ダンピング抵抗値 R_f によって決まる。4.4.1 で L_f 値を 4.4.2 で C_f 値を求めたので、 R_f 値を変化させて共振の鋭さ Q を求め、LCR フィルタのリップル電圧減衰特性、応答特性(振動抑制)を検討し、ダンピング抵抗値を決める。

次式は LCR フィルタの伝達関数を示す。

$$\frac{v_{out}}{v_{PWM}} = \frac{\frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \dots\dots\dots (22)$$

$$Q = \frac{1}{R_f} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \dots\dots\dots (23)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \dots\dots\dots (24)$$

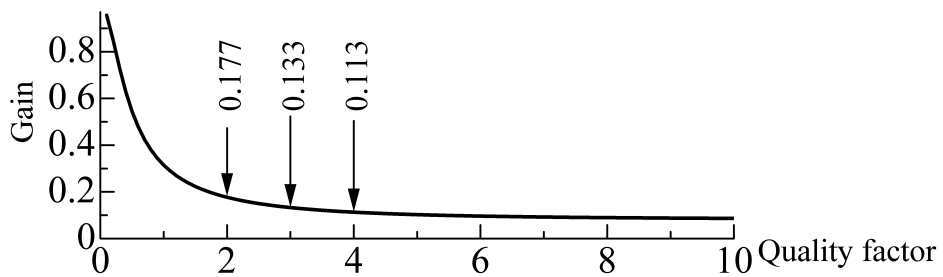
(22)式の伝達関数のステップ応答で、最終値の±5%になるまでの整定時間 T_s は次式で示される。

$$T_s = \frac{2Q}{\omega_0} \ln 20 \dots\dots\dots (25)$$

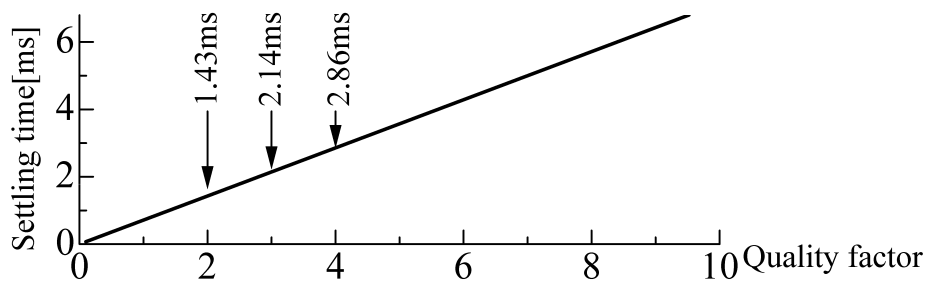
フィルタリアクトル L_f が 190.3μH ， フィルタコンデンサ C_f が 71.7μF でキャリア周波数 f_c が 5kHz の時、共振の鋭さ Q (共振周波数は 1335Hz)に対する(22)式の 5kHz のゲイン、(25)式の整定時間を、それぞれ図 4.9(a)、同図(b)に示す。同図(a)より、リップル電圧を除去するゲインは共振の鋭さ Q が 2 以下で急激に大きくなるため、共振の鋭さ Q は 2 以上が望ましい。しかし、共振の鋭さ Q が 2 の

時は PWM の 5kHz のスイッチング成分の 82.3%は除去されるが、17.7%は残る。同図(b)より、LC 共振電流の振動減衰時間である整定時間 T_s は共振の鋭さ Q 値に比例し、共振の鋭さ Q が 4 の時、整定時間 T_s は 2.86ms であり、共振の鋭さ Q が 2 の時より 2 倍の減衰時間となる。

ゲインが小さく、整定時間 T_s が小さい範囲は共振の鋭さ Q が 3 前後であることが分かる。系統電流に高調波が多く含まれる場合は共振の鋭さ Q が 2 程度、高調波が少なく、リップル電圧抑制を重視する場合は共振の鋭さ Q が 4 程度で設計すればよい。フィルタの応答特性を短くしつつリップル電圧の含有率を抑制することを両立させるために、ここでは共振の鋭さ Q は 3 で設計を行い、(23)式よりダンピング抵抗 R_f は 0.543Ω となる。表 4.3 に LCR フィルタ設計結果を示す。



(a) 5kHz のゲイン特性



(b) 整定時間

図 4.9 Q が変化したときの LCR フィルタ特性

表 4.3 LCR フィルタ設計結果

Filter inductor	L_f	190.3 μH
Filter capacitor	C_f	71.7 μF
Resonance frequency	f_0	1335 Hz
Quality factor	Q	3
Damping resistor	R_f	0.543 Ω

4. 5 シミュレーションと実験による検証

4. 5. 1 シミュレーションと実験の条件

前節までに述べた設計手法および設計値をシミュレーションと実験によって検証する。

図 4.10 にシミュレーションと実験で用いる制御ブロック線図を示す。SVC では瞬時電圧低下分の補償電圧を出力するために、オープンループ制御を用いる。また、誤差電圧を打ち消す制御を行うために、フィードフォワード制御を用いる。フィードフォワード制御指令値 v_{FF} は誤差電圧を打ち消すための指令値で、2 章、3 章と同じである。基本波振幅 A_1 、基本波位相 θ_1 はデッドタイム電圧とフィルタリアクトル L_f による電圧降下の合成電圧(誤差電圧)を補償する振幅値と位相である。高調波振幅 A_n はデッドタイム電圧の高調波成分を補償する振幅値で、13 次までを補償対象とする。

シミュレーションと実験は、インバータ出力が定格電圧と定格電流の場合で検討する。シミュレーションでは設計条件であるリップル率 $\{ \%I_{rip} \}$ に応じてフィルタリアクトル L_f の設計値が変化するため、誤差電圧補償制御の基本波振幅 A_1 、基本波位相 θ_1 を変える必要がある。

シミュレーション、実験のいずれも誤差電圧補償制御を行うが、フィルタ特性に関する検討のため、シミュレーションでは変圧器の内部インピーダンス L_t 、 R_t を無視し、変圧器内部インピーダンスの誤差電圧補償制御を行わない。実験では系統電流が直列変圧器に流れて変圧器内部インピーダンス分による電圧降下が生じるため、変圧器内部インピーダンス分の補償を含んだ誤差電圧補償制御を行う。

シミュレーション条件を表 4.4 に示す。電源周波数 f_s は 60Hz、負荷電流 I_s は 144.3A、直流電圧 V_{dc} は 600V、キャリア周波数 f_c は 5kHz、デッドタイム T_{dt} は 6 μ s とする。出力線間電圧 V_{out_uv} は 300V とするため、図 4.10 の基本波電圧指令 v_{out}^* を 0.8165 の振幅の正弦波とし、インバータ電流 i_{inv} と同位相(力率 1)とする。ひずみ率 $\{ \%V_{Cdis} \}$ は 4%、振幅変動率 A_{min} は 20%、共振の鋭さ Q は 3 とする。

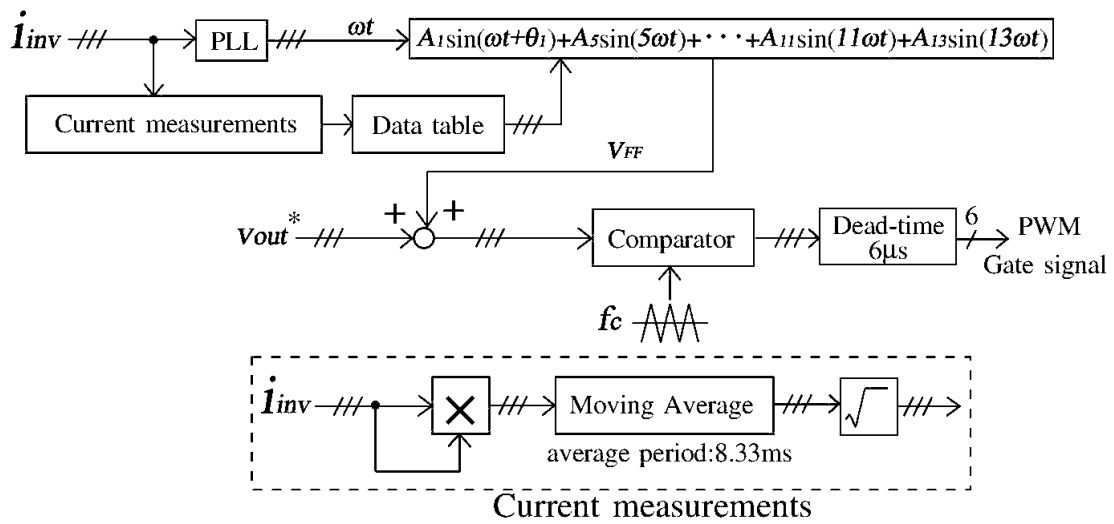


図 4.10 SVC 直列部の制御ブロック線図

表 4.4 シミュレーション条件

Parameters		
Source frequency	f_s	60 Hz
Rated voltage	V_{out}	300 V
Rated current	I_{inv}	144.3 A
DC voltage	V_{dc}	600 V
Inverter rating	p	75 kVA
Dead time	T_{dt}	6 μs
Carrier frequency	f_c	5 kHz
Voltage reference	v_{out}^*	0.8165
Power factor	$\cos \theta$	1
Amplitude variation rate	A_{min}	20%
Resonance sharpness	Q	3
Ripple rate	$\{ \% I_{rip} \}$	10-30 %
Distortion factor	$\{ \% V_{Cdis} \}$	4%
Filter L	L_f	126.9-380.7 μH
Filter C(Δ connecting)	C_f	35.8-107.5 μF
Damping resistance	R_f	0.362-1.086 Ω

図 4.11 に実験回路を示す。基本的には 2 章の回路構成と同じである。シミュレーションではリップル率 $\{\%I_{rip}\}$ を 10%, 20%, 30%の場合で検討するが、実験回路ではそのうちリップル率 $\{\%I_{rip}\}$ を 20%の場合で検討する。シミュレーション回路と実験回路の比較を行うため、リップル率 $\{\%I_{rip}\}$ が 20%の場合の、シミュレーション回路と実験回路の定数を表 4.5(a)に示す。順変換器の定数は表 2.5 の値を用いた。

表 4.5 で示した LCR フィルタのシミュレーション値は実機を想定したものであるが、その LCR 値を実験回路用の LCR フィルタ値に換算する。抵抗 R やコンデンサ C の定数値として一般的に用いられる E6 系列の組み合わせによる値の中から換算値に近い値を選び、実験の回路定数を決定する。直流電圧 V_{dc} が 100V、定格出力電圧 V_{rms} は 50V、負荷電流 I_s は 4.33A、リップル率 $\{\%I_{rip}\}$ は 20%、キャリア周波数 f_c は 5kHz とし(8)式を用いてフィルタリアクトルのインダクタンス値を換算すると、1.055mH となる。また、振幅変動率 A_{min} を 20%、ひずみ率 $\{\%V_{Cdis}\}$ を 4%とし、(21)式を用いてフィルタコンデンサの静電容量値を換算すると、12.93 μ F となり、 Δ 結線するとフィルタコンデンサ C_f は 4.31 μ F となる。換算値にできるだけ近い定数にするため、実験回路のフィルタリアクトル L_f には 1mH/10A 定格($\{\%L\}$ は 5.65%)を使用し、フィルタコンデンサ C_f には 4.24 μ F($\{\%C\}$ は 3.2%)のフィルムコンデンサを Δ 結線して使用した。共振の鋭さ Q を 3 とすると、(23)式よりダンピング抵抗の実験用換算値 R_f は 2.96 Ω となった。実験回路ではダンピング抵抗 R_f を 2.88 Ω ($Q=3.08$)とした。

表 4.5(b)に直列器インバータのフィルタ定数としてシミュレーション定数、実験用換算値、実験定数の順で示した。実験回路において、1mH/10A 定格のインダクタ(無方向性電磁鋼板を用いたギャップ付き L-1-10:山菱電機)をフィルタリアクトル L_f に用いた。表 4.5 でパーセントインピーダンス法による比較を行った結果、シミュレーション条件と実験回路のパーセントインピーダンス値と共振の鋭さ Q がほぼ一致し、等価性があることを確認した。

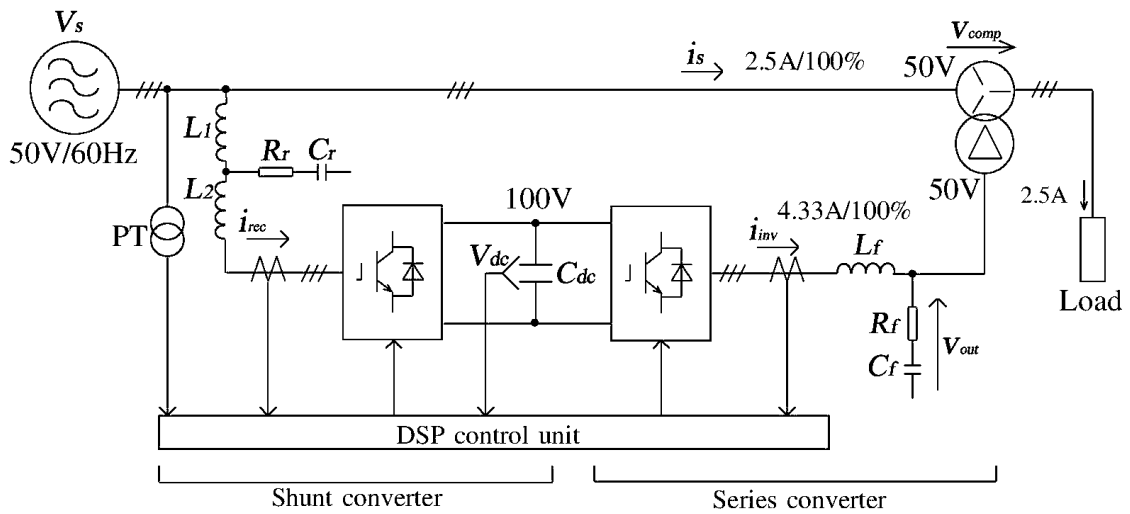


図 4.11 実験回路

表 4.5 シミュレーションと実験の定数

(a) 回路定数

定数		シミュレーション	実験
Source frequency	f_s	60 Hz	60 Hz
Rated voltage	V_{out}	300 V _{rms}	50 V _{rms}
Rated current	I_{inv}	144.3 A _{rms}	4.33 A _{rms}
DC voltage	V_{dc}	600 V	100 V
Inverter rating	p	75 kVA	375 VA
Dead time	T_{dt}	6 μ s	6 μ s
Carrier frequency	f_c	5 kHz	5 kHz

(b) フィルタ定数

定数		シミュレーション	実験用概算値	実験
Filter L	L_f	190.3 μ H(5.98%)	1.055mH	1 mH(5.65%)
Filter C(Δ connecting)	C_f	23.9 μ F(3.24%)	4.31 μ F	4.24 μ F(3.2%)
Damping resistance	R_f	0.543 Ω (Q=3)	2.96 Ω	2.88 Ω (Q=3.08)

4. 5. 2 シミュレーションによる検証

LCR フィルタ設計には、リップル電流の実効値 I_{rip} とリップル電流のピーク値 I_{peak} が必要であり、これらの理論値とシミュレーション結果を比較検討する。

表 4.4 の値を用いて図 4.6 の回路でシミュレーションを行う。表 4.6 に、リップル率 $\{\%I_{rip}\}$ を 10% から 30% と変化させた条件における、回路定数であるフィルタリアクトル L_f 、フィルタコンデンサ C_f 、ダンピング抵抗 R_f の設計値を示す。また、制御定数である基本波振幅 A_1 、基本波位相 θ_1 の設計値を示す。

図 4.12 から図 4.14 にリップル電流 $i_{inv_u_BEF}$ と出力線間電圧 v_{out_uv} のシミュレーション結果を示す。それぞれの図は、リップル率 $\{\%I_{rip}\}$ が 10%、20%、30% の場合に対応する。リップル電流 $i_{inv_u_BEF}$ はインバータ電流 i_{inv_u} から帯域阻止フィルタを用いて基本波を除去して示している。

表 4.6 に、(14)式より求まるリップル電流実効値 I_{rip} の理論値とシミュレーション結果、リップル率より求まるピーク値の理論値 I_{peak} とシミュレーション結果を示す。図 4.13 のリップル率 $\{\%I_{rip}\}$ が 20% の場合における、リップル電流のピーク値 I_{peak} とリップル電流の実効値 I_{rip} の理論値について説明する。図 4.13 のインバータ電流の基本波のピーク値は $204\text{A}(144.3\sqrt{2})$ であり、リップル率 $\{\%I_{rip}\}$ を 20% とすればリップル電流のピーク値は理論上 $40.8\text{A}(0.2 \times 144.3\sqrt{2})$ である。図 4.13 のリップル電流 i_{inv_BEF} のピーク値は 43.5A で、理論値に近い値が得られた。表 4.6 に示した結果より、リップル電流のピーク値 I_{peak} の比率 $\{\%I_{rip}\}$ からフィルタリアクトル L_f を算出する(8)式的设计法の妥当性を検証できた。

リップル率 $\{\%I_{rip}\}$ に応じて、フィルタリアクトル L_f 、フィルタコンデンサ C_f 、ダンピング抵抗 R_f などの回路定数、基本波振幅 A_1 、基本波位相 θ_1 などの制御定数が変わっても、リップル電流実効値 I_{rip} の理論値とリップル電流ピーク値の理論値 I_{peak} 、シミュレーションによる I_{rip} と I_{peak} の結果はほぼ一致する。

理論値とシミュレーション結果の比較により、(14)式の振幅変動するリップル電流の実効値 I_{rip} を算出する近似式の妥当性を検証できた。

表 4.6 シミュレーション条件および理論値とシミュレーション結果

Condition $\{\%I_{rip}\}$ [%]	Circuit parameters			Control parameters		Results			
	L_f [μH]	C_f [μF]	R_f [Ω]	A_1	θ_1 [deg]	Theoretical I_{rip} [A_{rms}]	Simulation I_{rip} [A_{rms}]	Theoretical I_{peak} [A]	Simulation I_{peak} [A]
10	380.7	35.8	1.086	0.1238	51.9	7.8	7.9	20.4	20.0
20	190.3	71.7	0.543	0.1016	41.3	15.6	15.8	40.8	43.5
30	126.9	107.5	0.362	0.0917	33.6	23.4	23.5	61.2	60.5

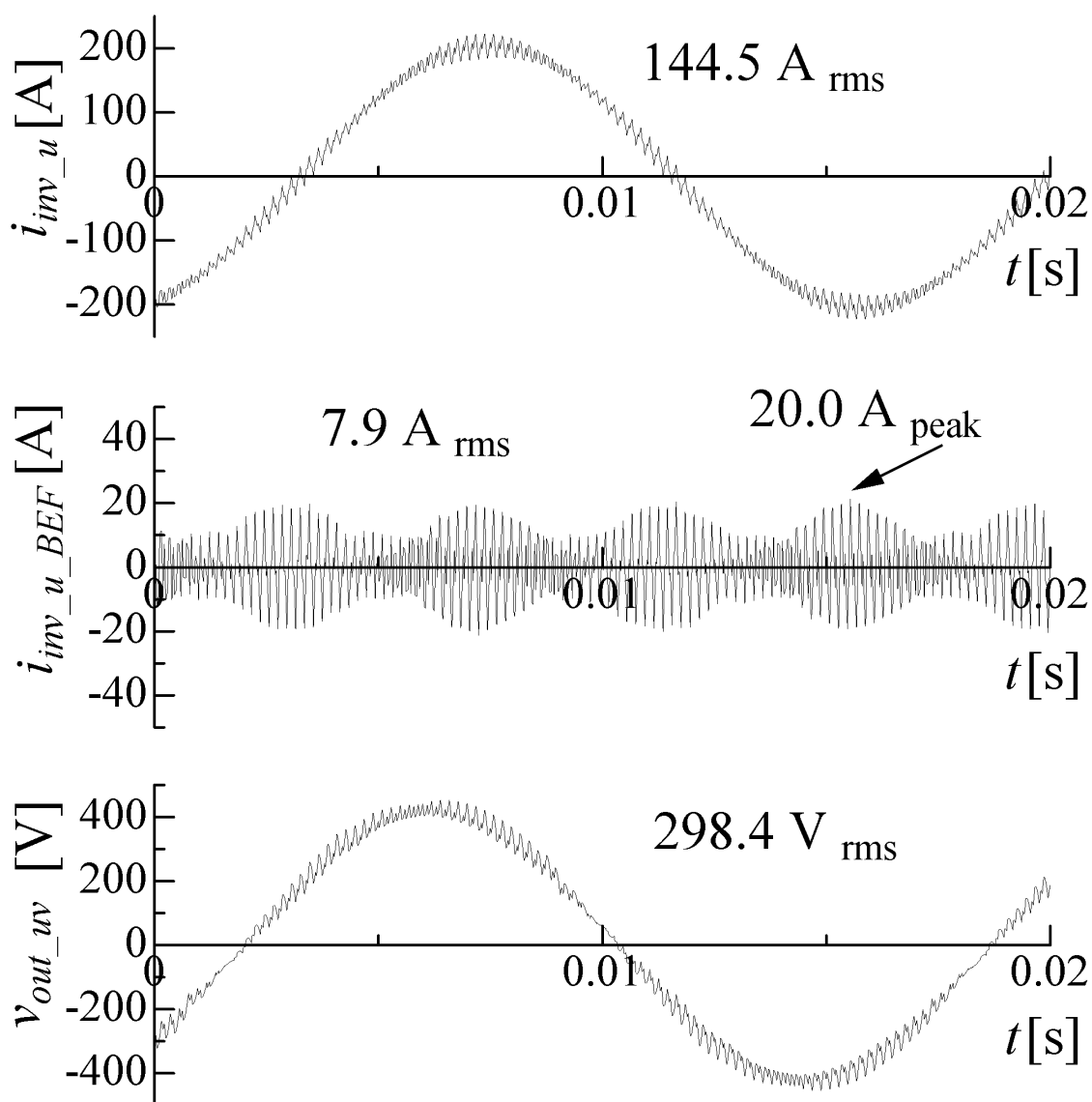


図 4.12 リプル率 10% の場合のシミュレーション結果

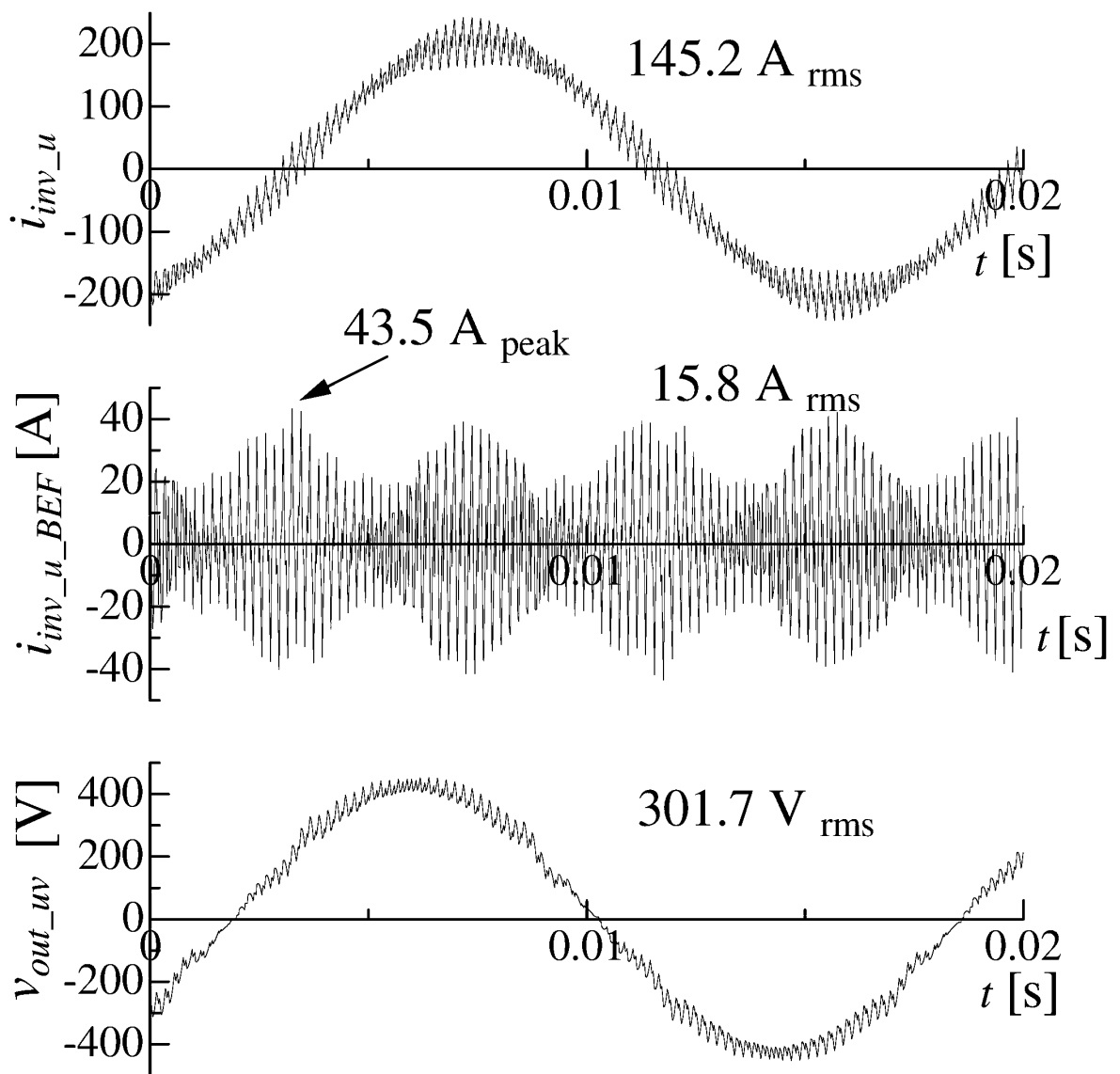


図 4.13 リプル率 20% の場合のシミュレーション結果

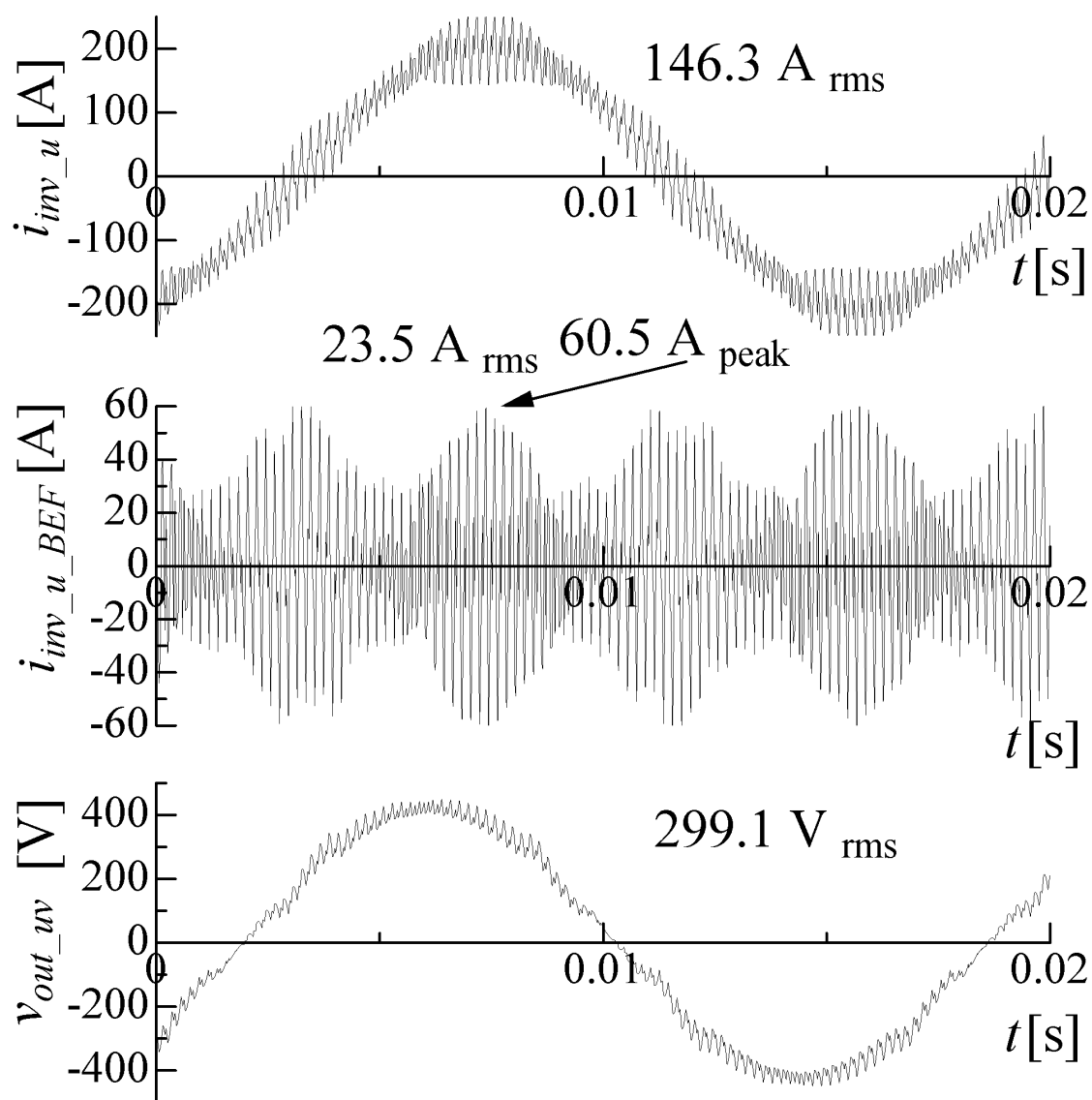


図 4.14 リプル率 30%の場合のシミュレーション結果

4. 5. 3 実験

実験は図 4.11 に示した実験回路に表 4.5 に示した実験定数を用いて行った。図 4.15 に実験回路による電流と出力電圧を示す。なお，実験回路において，リップル電流 $i_{inv_u_BEF}$ はインバータ電流 i_{inv_u} を帯域阻止フィルタに通して基本波成分を除去して測定する。

実験の結果，インバータ電流の実効値は 4.38A，リップル電流 $i_{inv_u_BEF}$ の実効値は 0.673A でピーク値は 1.75A，出力線間電圧の実効値は 48.7V となった。

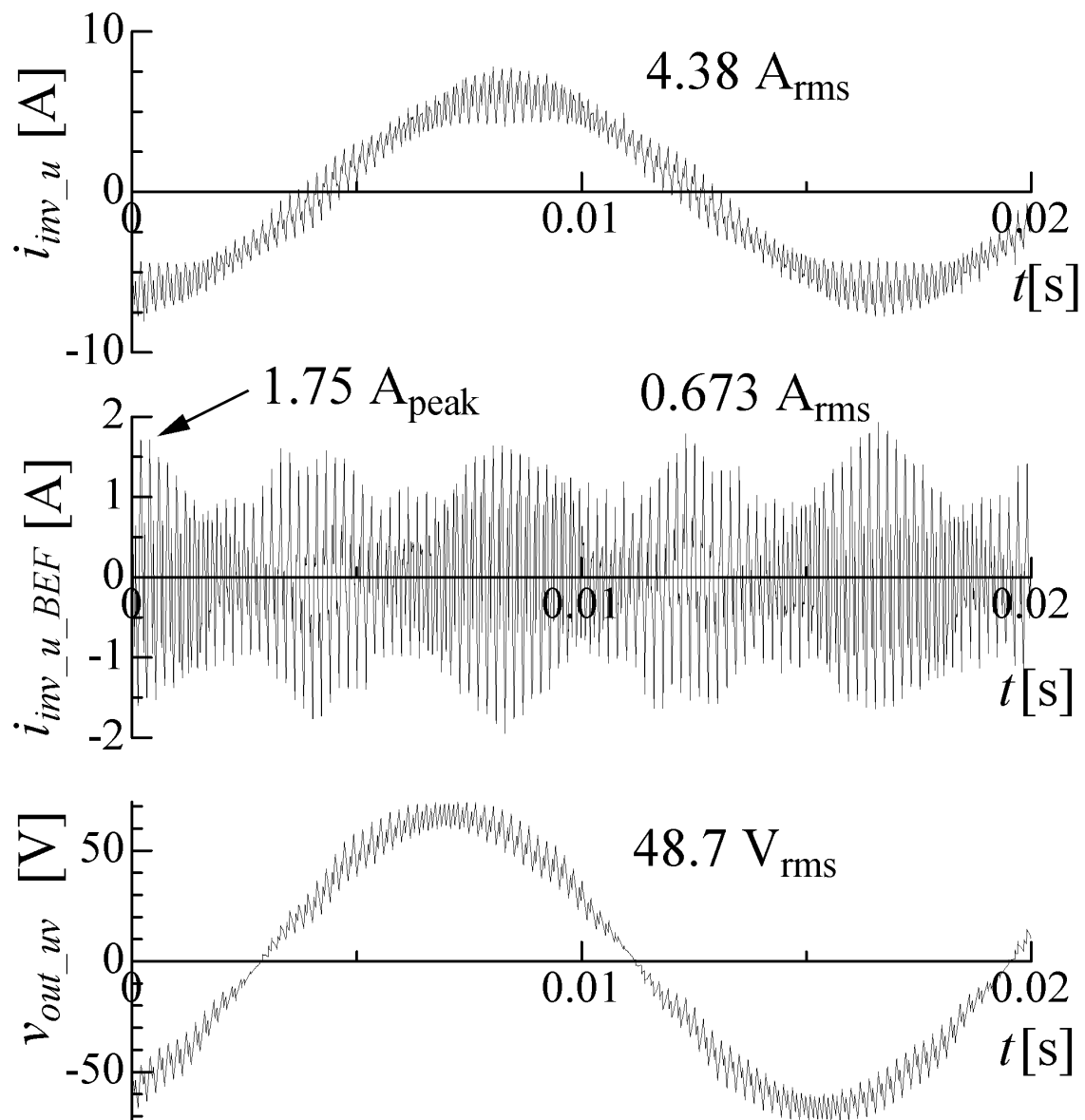


図 4.15 実験回路による電流と出力電圧

4. 5. 4 シミュレーション結果と実験結果の検討

表 4.7(a)にリップル電流実効値 I_{rip} の理論値とシミュレーション結果と実験結果を示す。また、表 4.7(b)にリップル電流ピーク値 I_{peak} の理論値とシミュレーション結果と実験結果を示す。リップル率 $\{\%I_{rip}\}$ が 20%の場合で、シミュレーションと実験結果を比較する。

シミュレーションの場合、リップル電流実効値 I_{rip} とリップル電流ピーク値 I_{peak} の理論値とシミュレーション結果はほぼ合っている。

表 4.7(a),(b)のシミュレーション結果と理論値はほぼ一致するので、理論式には妥当性があるといえる。しかし、補正がない場合の実験結果と理論値は大きく異なる。以下でこの結果について考察する。

表 4.7 理論値およびシミュレーション結果と実験結果

(a) リップル電流実効値 I_{rip}

項目	L_f [μ H] at 5 kHz	$\{\%I_{rip}\}$ [%]	I_s [A_{rms}]	Theoretical	Simulation	Experiment
				I_{rip} [A_{rms}]	I_{rip} [A_{rms}]	I_{rip} [A_{rms}]
シミュレーション	190.3	20	144.3	15.6	15.8	—
実験(補正なし)	1000.0	20	4.33	0.469	—	0.673
実験(補正あり)	748.0	28.2	4.33	0.657	—	0.673

(b) リップル電流ピーク値 I_{peak}

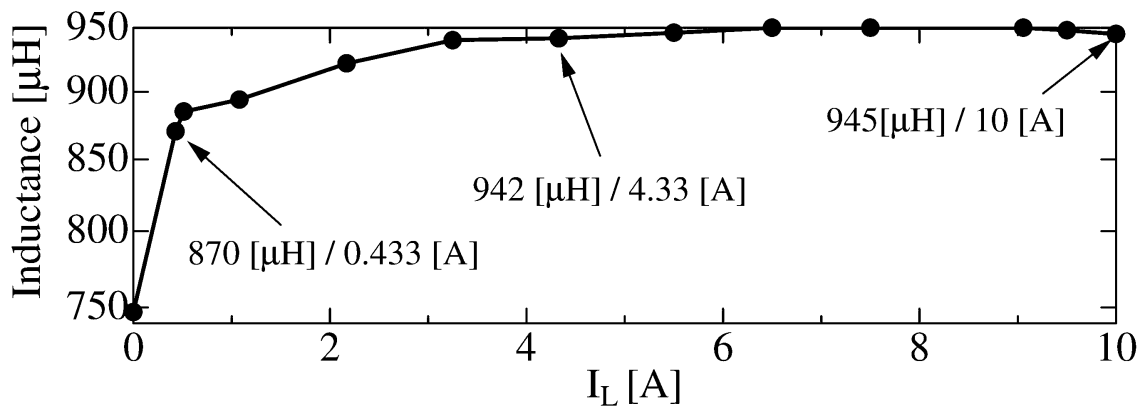
項目	L_f [μ H] at 5 kHz	$\{\%I_{rip}\}$ [%]	I_s [A_{rms}]	Theoretical	Simulation	Experiment
				I_{peak} [A]	I_{peak} [A]	I_{peak} [A]
シミュレーション	190.3	20	144.3	40.8	43.5	—
実験(補正なし)	1000.0	20	4.33	1.29	—	1.75
実験(補正あり)	748.0	28.2	4.33	1.73	—	1.75

リップル電流のピーク値 I_{peak} は(8)式を変形した次式で計算できる。

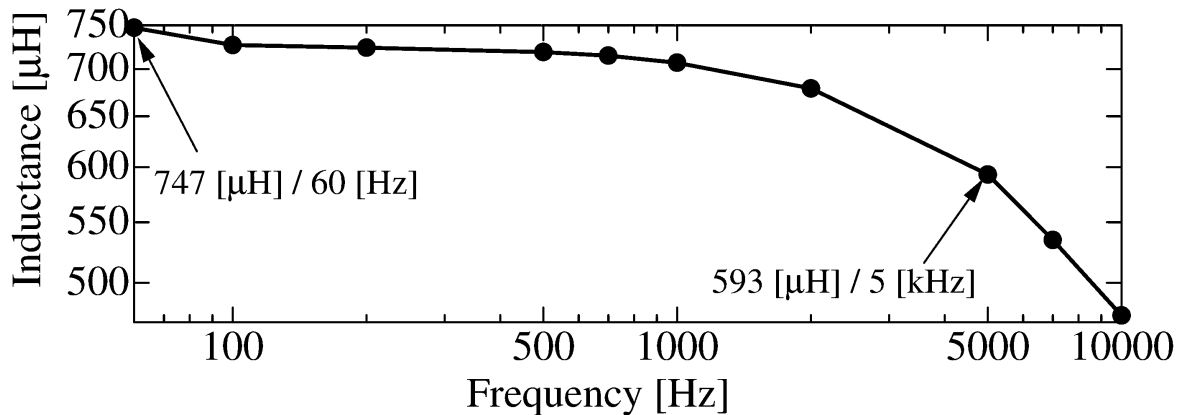
$$I_{peak} = \frac{\frac{2}{3}V_{dc} - \sqrt{\frac{2}{3}}V_{rms}}{4f_c L_f} \dots\dots\dots (26)$$

(26)式を用いて理論値を求めると、1.29A となる。しかし、実験結果の I_{peak} 値は 1.75A であった。(26)式より I_{peak} 値は V_{dc} , V_{rms} , f_c , L_f で決まり、実験結果において、直流電圧 V_{dc} は 100V、出力電圧 V_{rms} は約 50V、キャリア周波数 f_c は 5kHz であった。従って、 I_{peak} 値の誤差の原因はフィルタリアクトル L_f であると推測できる。公称値 1mH であるリアクトルが原因と考えられるので、そのリアクトルの正確なインダクタンス値を測定する必要がある。

2章で述べた短絡試験によるインダクタンス値と周波数に対するインダクタンス値を測定して検討する。図 4.16(a)にリアクトル短絡試験の結果を示しており、60Hz で 4.33A 流れたときのインダクタンス値は 942 μ H であった。電流が小さいときは鉄心の初期磁化特性によってインダクタンス値が小さくなっている。なお、図 4.16(a)の 0A の場合の測定値は周波数が 60Hz の場合の LCR メータの値を用いている。また、LCR メータで発振周波数を 60Hz から 10kHz に変えたときのインダクタンス値の測定結果を図 4.16(b)に示す。60Hz の場合インダクタンス値は 747 μ H、5kHz の場合インダクタンス値は 593 μ H となった。リアクトルの周波数依存性は鉄心に発生する渦電流によって、高周波の磁束が鉄心表面しか通過しなくなること(磁束の表皮効果)、つまり等価的に鉄心の有効断面積が、周波数が高くなるにつれて小さくなることによって生じる⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。鉄心の初期磁化特性と周波数特性より、インダクタンス値は電流値と周波数によってそれぞれ非線形な特性を示す。図 4.16(a),(b)から得られた結果より、SVC の定格電流 4.33A が流れたときの 5kHz の周波数に対するインダクタンス値の推定値は (593 μ H/747 μ H)・942 μ H=748 μ H となる。



(a) リアクトル短絡試験の結果



(b) LCR メータによるリアクトルの周波数特性

図 4.16 短絡試験と周波数変化によるリアクトルのインダクタンス値

実験に用いたリアクトル値は電流の大きさや周波数によって変化し、非線形特性を持つ。非線形補正したフィルタリアクトル L_f の値 $748 \mu\text{H}$ (以下、補正した L_f の値)を(8)式に代入してリップル率 $\{ \%I_{rip} \}$ を求めると、 28.2% となる。補正した L_f の値を(26)式に代入してリップル電流のピーク値 I_{peak} を求めると 1.73A_{peak} となり、実験結果 1.75A_{peak} とほぼ一致する。また、補正した L_f の値を(14)式に代入すると、リップル電流の実効値 I_{rip} は 0.657A となり、実験結果 0.673A とほぼ合っている。従って、補正した L_f の値の場合、理論値と実験結果はほぼ一致するといえる。

フィルタリアクトル L_f の値が基本波周波数とキャリア周波数で異なることを考慮すれば、実験結果と非線形補正した理論値がよく合う。

上述した周波数変化に対する非線形補正を考慮した SVC の設計手順を以下に示す。

- (1) SVC の定格電圧，定格電流を決める。
- (2) IGBT の特性より，直流電圧とデッドタイムを決める。
- (3) 3章のキャリア周波数決定法を用いて，キャリア周波数を決める。
- (4) SVC で使用するフィルタリアクトル，あるいはそれと同じ鉄心材料を用いたリアクトルのインダクタンス値を LCR メータで電源周波数 f_s とキャリア周波数 f_c で測定し，その変化率 $K_{L_f} = L_{f(f_c)} / L_{f(f_s)}$ を求める。
- (5) リプル率 $\{\%I_{rip}\}$ ，ひずみ率 $\{\%V_{Cdis}\}$ の目標値 a, b を設定する。
 K_{L_f} の影響を考慮し， $\{\%I_{rip}\} = a \cdot K_{L_f}$ ， $\{\%V_{Cdis}\} = b \cdot K_{L_f}$ と補正を行う。
- (6) (8)式よりフィルタリアクトル L_f を求める。
- (7) (21)式よりフィルタコンデンサ C_f を求める。
- (8) リプル電圧抑制重視か系統高調波電流による振動電圧抑制重視かによって共振の鋭さ Q を決定し，求めた L_f, C_f の値を(23)式に代入して R_f を求める。

上記の周波数変化に対する非線形補正を考慮したフィルタ設計を行うことによって，リプル電流ピーク値 I_{peak} とリプル電流実効値 I_{rip} の値が理論値とよく合う。

周波数変化によるインダクタンス値の変化は検討したが，リアクトルのインダクタンス値の精度も検討が必要である。実機の設計を行う場合，電力変換装置に用いられるリアクトルのインダクタンス値の公称値と実測値との違いを把握しておくことが重要である。電力変換装置に用いるフィルタの規格は「JEC-2410 半導体電力変換装置」⁽¹¹⁾ に定められている。この規格では，LCR フィルタに用いるリアクトル L はリアクトルの規格「JEC-2210 直列リアクトル」⁽¹²⁾ に準じると記述されている。直列リアクトルは主に力率改善用進相コンデンサと共に用いられるリアクトルであり，基本波周波数でのリアクタンス裕度(指定したリアクタンス値と試験結果との誤差率)は基本波周波数の定格電流を流したとき 0～+20%以内と決められている。インダクタンスの公称値に対し実際の値が 20%大きくなる可能性があるため，周波数変化による補正(実験用では約 20%小さくなった)とインダクタンスの精度を考慮したフィルタ設計を行う必要がある。

4. 6 むすび

SVC の LCR フィルタ設計法を述べ、シミュレーションと実験によって検証を行った。

PWM インバータが発生するパルス列の電圧とフィルタコンデンサの正弦波状の出力電圧との差電圧がフィルタリアクトルにかかることによって、リップルを含む電流が流れる。そのリップル電流は電源周波数の 4 倍の周波数の正弦波で振幅変動する三角波状の波形となる。本章でそのリップル電流を振幅変動の関数と三角波の関数の積でモデリングする手法を提案した。

正弦波とした振幅変動する関数の周波数と、リップル関数(三角波)の基本波周波数が 3 倍以上離れていれば、その積より求まる関数の実効値を解析的に求めることができることを明らかにした。この解析的に求めたリップル電流実効値をシミュレーション結果と比較し、ほぼ一致することを確認した。これにより、リップル電流の実効値を解析的に求めることができるようになった。これらの解析的手法を用いて、LCR フィルタを設計した。リアクトル L は、電流に含まれる最大リップル電流の比率から求めた。また、フィルタコンデンサ C は、コンデンサに流れる解析的に求めたリップル電流実効値と基本波電流実効値との比率による出力電圧のひずみ率から求めた。ダンピング抵抗 R は、フィルタに発生するリップル電圧と LC 共振による振動が減衰する整定時間より共振の鋭さ Q 値の評価を行って求めた。

求めた LCR フィルタの設計値でシミュレーションと実験を行った。シミュレーションを行った結果、設計値とシミュレーション結果はほぼ合うことを確認した。

リアクトル鉄心の初期磁化特性により電流の大きさによってインダクタンス値が変化する。また周波数によって磁束が鉄心の面積全体に通らない表皮効果があり、インダクタンス値が変化する。設計時にはこれらの非線形性を考慮する必要がある、これらの特性を考慮した補正值を入れることによって設計値と実験値もほぼ合うことを確認した。

SVC の LCR フィルタ設計法をシミュレーションと実験により検証して、その有用性を確認できた。

付 録

$i_{rms}(\omega t) = f(\omega t) \cdot g(\omega t)$ のとき、振幅変動する関数の角周波数を ω_1 、リップル関数の基本波角周波数を ω_c 、とし、 $i_{rms}(\omega t)$ の実効値を I_{rms} とすると、

$\omega_c \geq 3\omega_1$ のとき、

$$I_{rms} = F \cdot G \dots\dots\dots (付 0)$$

が成り立つことを以下で証明する。 F は $f(\omega t)$ の実効値を、 G は $g(\omega t)$ の実効値を意味する。

(付 0) 式を証明するため、振幅変動分を表現するための正弦波の振幅関数を $f(\omega t)$ 、三角波などを表現するためのリップル関数を $g(\omega t)$ 、これらの積である振幅変動する電流の瞬時式を $i_{rms}(\omega t)$ とすると次式となる。

$$f(\omega t) = f_0 + f_1 \sin(\omega t + \phi_{f1}) \dots\dots\dots (付 1)$$

$$g(\omega t) = g_0 + \sum_{k=1}^{\infty} g_k \sin(rk\omega t + \phi_{gk}) \dots\dots\dots (付 2)$$

$$i_{rms}(\omega t) = f(\omega t) \cdot g(\omega t) \dots\dots\dots (付 3)$$

f_0, g_0 は直流成分、 f_1, g_k は交流成分の振幅を意味する。(付 2) 式の k は整数で次数を意味する。 r は(付 1) 式の振幅変動する関数の周波数と(付 2) 式のリップル関数の基本波周波数との周波数比で正の実数であるが(PWM のキャリアが非同期の場合は整数でない)、ここでは整数のみを検討することとする。

(付 3) 式の 2 乗を計算すると以下の結果となる。

$$i_{rms}^2(\omega t) = f^2(\omega t) g^2(\omega t) = f_0^2 g_0^2 \dots\dots\dots (付 4)$$

$$+ 2f_0^2 g_0 \sum_{k=1}^{\infty} g_k \sin(kr\omega t + \phi_{gk}) \dots\dots\dots (付 5)$$

$$+ 2f_0 f_1 g_0^2 \sin(\omega t + \phi_{f1}) \dots\dots\dots (付 6)$$

$$- 2f_0 f_1 g_0 \sum_{k=1}^{\infty} g_k \left\{ \cos[(1 + kr)\omega t + \phi_{f1} + \phi_{gk}] \dots\dots\dots (付 7) \right.$$

$$\left. - \cos[(1 - kr)\omega t + \phi_{f1} - \phi_{gk}] \right\} \dots\dots\dots (付 8)$$

$$- \frac{f_0^2}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{l=1}^{\infty} g_k g_l \left\{ \cos[(k + l)r\omega t + \phi_{gk} + \phi_{gl}] \dots\dots\dots (付 9) \right.$$

$$-\cos[(k-l)r\omega t + \phi_{gk} - \phi_{gl}] \Big\} \dots\dots\dots (付 10)$$

$$-\frac{f_1^2 g_0^2}{2} \left\{ \cos(2\omega t + 2\phi_{f1}) \dots\dots\dots (付 11)$$

$$-1 \Big\} \dots\dots\dots (付 12)$$

$$-\frac{f_0 f_1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{l=1}^{\infty} g_k g_l \left\{ \sin[(1+(k+l)r)\omega t + \phi_{f1} + \phi_{gk} + \phi_{gl}] \dots\dots\dots (付 13)$$

$$+\sin[(1-(k+l)r)\omega t + \phi_{f1} - \phi_{gk} - \phi_{gl}] \dots\dots\dots (付 14)$$

$$-\sin[(1+(k-l)r)\omega t + \phi_{f1} + \phi_{gk} - \phi_{gl}] \dots\dots\dots (付 15)$$

$$-\sin[(1-(k-l)r)\omega t + \phi_{f1} - \phi_{gk} + \phi_{gl}] \Big\} \dots\dots\dots (付 16)$$

$$-\frac{f_1^2 g_0}{2} \sum_{k=1}^{\infty} g_k \left\{ \sin[(2+kr)\omega t + 2\phi_{f1} + \phi_{gk}] \dots\dots\dots (付 17)$$

$$-\sin[(2-kr)\omega t + 2\phi_{f1} - \phi_{gk}] \dots\dots\dots (付 18)$$

$$-2\sin[kr\omega t + \phi_{gk}] \Big\} \dots\dots\dots (付 19)$$

$$+\frac{f_1}{8} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{l=1}^{\infty} g_k g_l \left\{ \cos[(2+(k+l)r)\omega t + 2\phi_{f1} + \phi_{gk} + \phi_{gl}] \dots\dots\dots (付 20)$$

$$+\cos[(2-(k+l)r)\omega t + 2\phi_{f1} - \phi_{gk} - \phi_{gl}] \dots\dots\dots (付 21)$$

$$-\cos[(2+(k-l)r)\omega t + 2\phi_{f1} + \phi_{gk} - \phi_{gl}] \dots\dots\dots (付 22)$$

$$-\cos[(2-(k-l)r)\omega t + 2\phi_{f1} - \phi_{gk} + \phi_{gl}] \Big\} \dots\dots\dots (付 23)$$

$$+\frac{f_1^2}{4} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{l=1}^{\infty} g_k g_l \left\{ -\cos[(k+l)r\omega t + \phi_{gk} + \phi_{gl}] \dots\dots\dots (付 24)$$

$$+\cos[(k-l)r\omega t + \phi_{gk} - \phi_{gl}] \Big\} \dots\dots\dots (付 25)$$

i, k, l は $g(\omega t)$ 関数の次数であり、2 乗した結果、それぞれ次数が同じ値となる場合と、異なる値となる場合が生じる。正弦波と余弦波の ωt の係数 N が 0 でない場合、下記式の定積分は 0 となる。

$$S = \int_0^{2\pi} \sin(N\omega t + \phi) d\omega t = 0 \dots\dots\dots(付 26)$$

$$C = \int_0^{2\pi} \cos(N\omega t + \phi) d\omega t = 0$$

(付 26)式が常に成り立つのは、(付 5),(付 6),(付 7),(付 9),(付 11),(付 13),(付 17),(付 21)式である。これは無条件で $N \neq 0$ となり、8 項存在する。

$k \neq l$ かつ周波数比 r が 3 以上の場合、(付 1)、(付 2)式の実効値をそれぞれ F, G とすると(付 27)が成り立つ。

$$I_{rms} = \sqrt{\left(f_0^2 + \frac{f_1^2}{2}\right) \left(g_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} g_k^2\right)} = F \cdot G \dots\dots\dots(付 27)$$

$k=l$ の場合、(付 3)式の振幅変動する電流の実効値の 2 乗を計算すると次式となる。

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f^2(\omega t) g^2(\omega t) d\omega t \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(f_0^2 g_0^2 + \frac{f_0^2}{2} \sum_{k=1}^{\infty} g_k^2 + \frac{f_1^2 g_0^2}{2} + \frac{f_1^2}{4} \sum_{k=1}^{\infty} g_k^2 \right) d\omega t \\ & \quad + \frac{f_0 f_1 g_0}{\pi} \int_0^{2\pi} \sum_{k=1}^{\infty} g_k \cos[(1 - kr)\omega t + \phi_{f1} - \phi_{gk}] d\omega t \\ & \quad + \frac{f_1^2 g_0}{4\pi} \int_0^{2\pi} \sum_{k=1}^{\infty} g_k \sin[(2 - kr)\omega t + 2\phi_{f1} - \phi_{gk}] d\omega t \\ & \quad + \frac{f_1^2}{16\pi} \int_0^{2\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{l=1}^{\infty} g_k g_l \cos[(2 - 2kr)\omega t + 2\phi_{f1} - \phi_{gk} - \phi_{gl}] d\omega t \\ & \dots\dots\dots(付 28) \end{aligned}$$

周波数比 r が 3 以上であるので、(付 28)式の右辺 2,3,4 項は 0 となり、(付 27)が成り立つ。

<参考文献>

- (1) 大島正明・正田英介：「三相デジタル電流制御 PWM とその動作解析」，電学論 D，Vol.123-D, No.5, pp.533-546 (2003-5)
- (2) 小笠原悟司・山岸直行・戸塚弘之・赤木泰文：「瞬時電力のフィードフォワード制御を付加した電圧形 PWM 整流器・インバータ」，電学論 B，Vol.111-D, No.11 pp.937-944 (1991-11)
- (3) 金澤喜平・難波江章：「電圧形 PWM 変換器を用いた無効電力補償装置の動作解析と設計法」，電学論 B，Vol.106-B, No.4 pp.323-330 (1986-4)
- (4) 赤木泰文・難波江章・塚本幸史：「直列多重電圧形 PWM 変換器を用いた電力用能動フィルタの設計法」，電学論 D，Vol.107-D, No.9 pp.1145-1152 (1987-9)
- (5) 大島正明・中村文則・玉井伸三・山本融真・吉田幸一：「誤差追従式 PWM を電流マイナーループとする三相 UPS インバータ」，電学論 D，Vol.125-D, No.2, pp.164-173 (2005-2)
- (6) 横山智紀・河村篤男：「外乱オブザーバとデッドビート制御を組合せた UPS 用三相 PWM インバータのデジタル制御」，電学論 D，Vol.113-D, No.5 pp.617-624 (1993-5)
- (7) 中田篤史・鳥井昭宏・植田明照：「電力変換装置の周期的に振幅変動するリップル電流の実効値算出法」，平成 23 年電気学会産業応用部門大会，Vol.1-70,I.359-362 (2011)
- (8) 田中俊彦・和田圭二・赤木泰文：「直列形アクティブフィルタの出力電圧振動とその抑制」，電学論 D，Vol.117-D, No.6 pp.680-687 (1997-6)
- (9) 高木亀一：「鉄心入りコイルの動特性」，電気学会雑誌，Vol.74, No.790, pp.779-784 (1954-7)
- (10) 開道力・脇坂岳顕：「無方向性電磁鋼板の鉄損に及ぼす素材要因の影響」，電学論 A，Vol.117-A, No.7, pp.685-690 (1997-7)
- (11) 電気学会電気規格調査会編：「JEC-2410 半導体電力変換装置」，電気書院，2011 年 6 月
- (12) 電気学会電気規格調査会編：「JEC-2210 リアクトル」，電気書院，2004 年 12 月

第5章 結 論

瞬時電圧低下を補償する直列形電圧補償装置(SVC)を開発するにあたって、実用化する上で発生する変換器の制御の問題と回路設計の問題を明らかにした。それらの問題を解決するための変換器の制御法と回路設計法を提案し、検討を行った。

第1章は緒論で、研究の背景として現状における高調波やフリッカや系統の電圧変動の問題、瞬時電圧低下の発生原因や頻度に関しての調査及び現状におけるその対策法について紹介し、現状の対策法についての問題点を示し、それらに対する本論文の研究目的と本論文の構成について述べた。

2章では SVC のデッドタイム電圧とインピーダンス電圧からなる誤差電圧をフィードフォワード制御で補償するための制御法について述べた。SVC をオープンループ制御した際に生じるデッドタイム電圧の発生量とインピーダンス電圧の発生量をそれぞれ理論的に算出した。シミュレーションにおいて、13次以下の成分(780Hz)の高調波電圧補償を行い、十分補償できることを確認した。ミニモデル実験では、キャリア周波数 f_c が 5kHz の場合の 11 次までの高調波電圧の補償の効果を確認した。ミニモデル実験の過渡特性において、負荷変動時でも十分に補償が行われていることが確認できた。負荷変動発生時から約 10ms 程度の期間、補償が追従していない時間があるが、電流実効値を演算している移動平均の応答特性によるものであり、10ms 程度の高応答で補償できている。過渡特性の実験より、電流の変化による過渡時の誤差電圧の補償も、ほぼ理論通りの動作をしていることが確認できた。

3章では SVC の出力電圧非線形性とキャリア周波数決定法について述べた。インバータ出力電圧が線形出力可能となる変調率の上限値、つまりゲート信号がデッドタイムによって消失しない変調率の上限値を解析的に求めた。系統電流の力率角を変化させたとき、キャリア周波数に比例するデッドタイム電圧と系統電流の大きさに比例するインピーダンス電圧による電圧降下が最も SVC 出力電圧を低下させる条件を求めた。定格電圧を出力するのに必要な変調率と、誤差電圧を補償するのに必要な変調率を合成し、合成した変調率が線形となる変調率の上限値を求め、最大変調率との交点からキャリア周波数を解析的に求めた。上述の設計法を用いて SVC を設計し、ミニモデル実験による検証を行った。実験による検証の結果、設計条件を満たす場合は定格電圧まで出力可能であるが、条件を満たさない場合は定格電圧まで出力ができないことを確認した。

これらの結果より、設計法の妥当性を検証できた。

第4章では SVC の LCR フィルタ設計法を述べ、シミュレーションと実験によって検証を行った。リップル電流は電源周波数の 4 倍の周波数の正弦波で振幅変動する三角波状の波形となる。本章でそのリップル電流を振幅変動の関数と三角波の関数の積でモデリングする手法を提案し、リップル電流を解析的に求めた。解析的に求めたリップル電流を用いて LCR フィルタを設計した。リアクトル L は、電流に含まれる最大リップル電流振幅値と基本波電流の振幅値の比率から設計した。フィルタコンデンサ C は、コンデンサに流れる解析的に求めたリップル電流実効値と基本波電流実効値との比率による出力電圧のひずみ率から設計した。ダンピング抵抗 R は、フィルタに発生するリップル電圧と LC 共振による振動が減衰する整定時間より共振の鋭さ Q 値の評価を行って設計した。提案した LCR フィルタ設計法による設計値でシミュレーションと実験を行った。シミュレーションを行った結果、設計値とシミュレーション結果はほぼ合うことを確認した。リアクトル鉄心の初期磁化特性により電流の大きさによってインダクタンス値が変化する。また周波数によって磁束が鉄心の面積全体に通らない表皮効果があり、インダクタンス値が変化するることによってリップル電流が設計値と実験値で異なった値となる。設計時にはこれらの非線形性を考慮する必要がある、これらの特性を考慮して補正值を入れることによってリップル電流の設計値と実験値もほぼ合うことを確認した。

以上述べた成果は、様々な容量の SVC を開発するための設計指針となると考えている。また、本研究で提案した設計手法は、直列形瞬時電圧低下補償装置 (DVR) や統合電力潮流制御装置 (UPFC) などにも適用可能であると考えられ、電力系統を制御するための電力変換装置の今後の発展に寄与することが期待できる。

< 謝 辞 >

本研究と博士論文の作成について、また博士後期課程への社会人入学から3年間、終始熱心な御指導と御教示を頂きました愛知工業大学工学部 教授 植田 明照 先生、同教授 鳥井 昭宏 先生に心から厚く御礼申し上げます。

本博士論文を精読し、数々の御教示を頂きました愛知工業大学工学部 教授 一柳 勝宏 先生、同教授 村瀬 洋 先生に深く感謝の意を表します。

本研究は著者らが株式会社明電舎において開発した装置に始まります。著者にとっては配属されて最初に与えられた開発テーマで、皆で共に開発・設計・実験を行いました。当時新人であった著者に対し、開発設計上の御指導と御協力を頂いた株式会社明電舎 沼津事業所 電力変換装置工場 専任部長 前川 英洋 氏、同技師長 鎌仲 吉秀 氏、故 速水 一夫 氏、故 渋谷 忠士 氏に深く感謝の意を表します。

その後、家業である有限会社桃園電設の代表取締役となり、主な業務であるFA 制御盤設計製作および電気工事業の他に、株式会社明電舎の外注先として電力変換装置の開発設計を行いました。それらの業務の傍ら本研究のアイデアを温め、有限会社桃園電設に所属する著者の名前で、研究成果を学会発表いたしました。零細企業であったため、あらゆる業務を自分でしないとけませんでした。著者の研究時間を捻出するために、業務を代行してくれた両親そして妻・薫に深く感謝の意を表します。

温めていたアイデアを実現するために、有限会社桃園電設の代表取締役をしながら、愛知工業大学大学院博士後期課程へ社会人入学しました。業務の合間には学校へ行くことができなかつたため、著者は実験計画の策定、実験装置の回路設計や部品選定、制御用プログラムの作成を担当し、実験装置の製作や実験データ採取は主に愛知工業大学の学生に担当していただきました。実験装置の製作や実験データ採取をしてくれた愛知工業大学工学部 大学院生 野寄 正浩氏（現東洋電機製造株式会社）に深く感謝いたします。

最後に、本研究の遂行途上において多大な御助力を賜った関係諸氏に御礼申し上げます。

<本研究に関する発表論文>

論文題目	公表の方法及び時期	著者	関連の章
① A Method of Reducing Dead Time Voltage in Series Voltage Compensator	2010 International Power Electronics Conference (IPEC-Sapporo), pp.2684-2689 (2010年6月)	Atsushi Nakata Akihiro Torii Akiteru Ueda	第2章
② 直列形電圧補償装置のデッドタイム電圧とインピーダンス電圧の抑制法	電気学会論文誌D, Vol.131, No.10, pp.1225-1231 (2011年10月)	中田篤史 野寄正浩 鳥井昭宏 植田明照	第2章
③ 直列形電圧補償装置におけるLCRフィルタ設計法	電気学会論文誌D, Vol.132, No.6, pp.642-650 (2012年6月)	中田篤史 野寄正浩 鳥井昭宏 植田明照	第4章
④ Design Strategy for the LCR Filter and Carrier Frequency in a Series Voltage Compensator	The International Conference on Electrical Engineering 2012 (Kanazawa Japan), PE1-3, pp.478-482 (2012年7月)	Atsushi Nakata Akihiro Torii Akiteru Ueda	第3章 第4章