

博 士 論 文

不平衡負荷を有する三相4線式配電線における
アクティブパワーラインコンディショナの
電力品質保証

(Power Quality Compensation of
Active Power-Line Conditioner
in Three-Phase Four-Wire Distribution Feeder
with Unbalanced Loads)

2025 年 3 月

佐 飛 優 花

山口大学 大学院創成科学研究科
システム・デザイン工学系専攻

目次

第1章 序論	1
第2章 研究背景	5
2.1 電力系統の構成	5
2.2 配電方式	7
2.3 三相4線式配電方式における課題	9
2.4 配電系統における高調波による障害	12
2.5 三相4線式配電システムのシミュレーション結果	14
2.6 既存の三相4線式配電用 Active Power-Line Conditioner の制御法	16
2.6.1 瞬時有効無効電力理論を用いた補償電流制御法	19
2.6.2 d-q 変換を用いた補償電流検出法	22
2.6.3 直流キャパシタ電圧一定制御を用いた補償電流検出法	23
2.7 マルチレベルインバータ	26
2.7.1 マルチレベル電力変換回路方式	27
2.7.2 カスケード H ブリッジ回路	27
2.7.3 ダイオードクランプ回路	28
2.7.4 フライングキャパシタ回路	29
第3章 三相4線式配電用 APLC の高調波補償法	31
3.1 三相4線式配電用 APLC のシステム構成	31
3.2 補償原理	33
3.3 シミュレーション結果	35
3.4 実験結果	41
3.5 直流キャパシタ電圧一定制御ブロックの出力信号の実験的検討	46
第4章 三相4線式配電用 APLC の各相別基本波力率制御法	53
4.1 各相別 DPF 制御法	53
4.2 シミュレーション結果	58
4.3 実験結果	58
4.4 本章のまとめ	61
第5章 三相4線式配電用 APLC の各相別無効電流制御法	63
5.1 各相別無効電流制御法	63
5.2 シミュレーション結果	66
5.3 実験結果	70
5.4 受電端および送電端電圧不平衡時におけるシミュレーション結果	70
5.5 本章のまとめ	74

第 6 章	APLC を用いた三相 4 線式配電線の各相別基本波無効電流制御法	75
6.1	各相別基本波無効電流制御法	75
6.2	シミュレーション結果	78
6.3	実験結果	81
6.4	各相別基本波無効電流制御法を用いた受電端電圧補償法	84
6.4.1	シミュレーション結果	84
6.4.2	実験結果	89
6.5	本章のまとめ	90
第 7 章	NPC インバータを用いた電力品質保証	91
7.1	各相別無効電流制御法を用いた受電端電圧補償の基本原理	92
7.2	受電端電圧不平衡時におけるシミュレーション結果	97
7.3	負荷変動時のシミュレーション結果	101
7.4	直流キャパシタ電圧の静電容量と THD 値の関係	104
7.5	THD に関する検討	110
7.6	本章のまとめ	111
第 8 章	結論	115
	参考文献	119
	発表論文	127
	謝辞	131

図目次

2.1	電力系統の構成	5
2.2	VPP のイメージ図 ⁽²⁰⁾	6
2.3	低圧配電方式	8
2.4	抜粋した山口大学工学部構内配電系統図	10
2.5	Δ -Y 結線変圧器を有する三相 4 線式配電線の一例	11
2.6	Δ -Y 結線変圧器の一相分の等価回路	11
2.7	補償器未接続時における三相 4 線式配電システム構成	14
2.8	図 2.7 のシミュレーション結果	14
2.9	補償器未接続時における負荷電流の高調波電流の割合	16
2.10	APLC の主回路図	18
2.11	並列形アクティブフィルタの単相等価回路	19
2.12	三相二相変換の概要図	20
2.13	瞬時電力空間ベクトル	21
2.14	瞬時有効無効電力理論を用いた補償電流検出法	22
2.15	d-q 変換をもとにした補償電流検出法	23
2.16	APLC の概略図	25
2.17	直流キャパシタ電圧一定制御を用いた補償電流検出法	25
2.18	レベル別出力波形の違い	27
2.19	一般化されたマルチレベル回路 ⁽⁸⁰⁾	28
2.20	基本的なマルチレベル回路方式	29
3.1	不平衡な負荷が接続された配電系統における APFC のシステム構成図	32
3.2	三相 4 線式配電用 APFC の縮小モデル	36
3.3	高調波補償法を用いた APFC のシミュレーション結果	38
3.4	不平衡な負荷が接続された配電系統における APFC のシステム構成図	42
3.5	実際の実験装置	44
3.6	高調波補償法を用いた APFC の実験結果	45
3.7	直流キャパシタ電圧一定制御系の出力確認用 APFC の縮小モデル	47
3.8	図 3.7 を用いた制御ゲイン $K = 0.0$ の場合の実験結果	49
3.9	図 3.7 を用いた制御ゲイン $K = 1.0$ の場合の実験結果	49
3.10	制御ゲイン K と I_{P1} および I_{P2}	51
4.1	中性線電流抑制機能を有する各相別 DPF 制御法を用いた三相 4 線式配電用 APFC のシステム構成図	54
4.2	図 4.1 を用いたシミュレーション結果	57
4.3	中性線電流抑制機能を有する各相別 DPF 制御法を用いた APFC の縮小モデル	59

4.4	図 4.3 を用いた実験結果	60
5.1	各相別無効電流制御法を用いたシステム構成図	67
5.2	図 5.1 を用いたシミュレーション結果	68
5.3	図 5.1 を用いた実験結果	69
5.4	受電端電圧補償機能を有するシステム構成図	71
5.5	図 5.4 を用いたシミュレーション結果	72
6.1	各相別基本波無効電流制御法を用いたシステム構成図	77
6.2	図 6.1 を用いたシミュレーション結果	80
6.3	各相別基本波無効電流制御法を用いた縮小モデル	82
6.4	図 6.3 を用いた実験結果	83
6.5	受電端電圧降下時におけるシステム構成図	85
6.6	図 6.5 を用いたシミュレーション結果	86
6.7	受電端電圧降下時における縮小モデル	87
6.8	図 6.7 を用いた実験結果	88
7.1	受電端電圧補償機能を有する各相別無効電流制御法を用いたシステム構成図	94
7.2	図 7.1 を用いたシミュレーション結果	98
7.3	受電端電圧が規格から逸脱する場合のシミュレーション結果	100
7.4	a 相負荷変動 (1.0 pu から 0.6 pu) 前後のシミュレーション結果	102
7.5	a 相負荷変動 (0.6 pu から 1.0 pu) 前後のシミュレーション結果	103
7.6	$C_{DC} = 3900 \mu F$ のときのシミュレーション結果	105
7.7	$C_{DC} = 700 \mu F$ のときのシミュレーション結果	106
7.8	$C_{DC} = 700 \mu F$ のときの a 相負荷変動 (1.0 pu から 0.6 pu) 前後のシミュレーション結果	107
7.9	$C_{DC} = 700 \mu F$ のときの a 相負荷変動 (0.6 pu から 1.0 pu) 前後のシミュレーション結果	108
7.10	表 7.10 の負荷条件下における補償器未接続時の高調波電流の割合	111
7.11	図 7.1 における IEC 規格を満足する負荷を用いたシミュレーション結果	112

表 目 次

2.1	三相 4 線式配電方式を採用している国の一例と商用周波数および公称電圧 . . .	9
2.2	高調波が電気設備および機器に与える影響	13
2.3	図 2.8 における THD 値	15
2.4	IEC 61000-3-4 における許容高調波電流の割合 ⁽³⁵⁾	15
2.5	電力品質保証の各種側面 ⁽⁵³⁾	17
2.6	補償対象と検出される瞬時電力成分	23
2.7	補償対象と検出される電流の成分	24
2.8	基本的なマルチレベル回路方式の特徴	29
3.1	負荷の定数	37
3.2	シミュレーションにおける APLC の定数	37
3.3	実験装置における負荷の定数	43
3.4	実験装置における APLC の定数	43
5.1	無効電流補償前後における各相受電端電圧実効値	73
6.1	図 6.1 における負荷の定数	79
6.2	図 6.1 における APLC の定数	79
6.3	図 6.6 における基本波無効電流補償前後における各相受電端電圧実効値 . . .	89
6.4	図 6.8 における基本波無効電流補償前後における各相受電端電圧実効値 . . .	89
7.1	図 7.1 における負荷の定数	95
7.2	図 7.1 における APLC の回路定数	95
7.3	図 7.2 における THD 値	99
7.4	図 7.2 の無効電流補償前後における各相受電端電圧実効値	99
7.5	図 7.3 における THD 値	101
7.6	図 7.3 の無効電流補償前後における各相受電端電圧実効値	101
7.7	図 7.4 および図 7.5 における THD 値	104
7.8	図 7.6 および図 7.7 における THD 値	104
7.9	図 7.8 および図 7.9 における THD 値	109
7.10	図 7.1 における IEC 61000-3-4 を満足する場合の負荷定数	110
7.11	図 7.11 における THD 値	113

第1章 序論

近年、電気製品の普及や IT 技術の進歩・活用により、高品質な電気エネルギーの安定的な供給が以前にもまして重要となっている。文献 (1) によると、1970 年にはおよそ 200 EJ だった世界の一次エネルギー消費量の合計は、2000 年初頭には 400 EJ を超え、2023 年現在では 619.6 EJ となっている。さらに、一次エネルギーに占める電力の比率は 50% 近くを占めており⁽²⁾、二次エネルギーである電気の需要も増加していると言える。電力は、発電所で発電され、送電線、変電所などを經由し、配電線によって需要家に供給される。三相 4 線式配電は、EU 加盟国を中心としたヨーロッパ諸国や中国や韓国、タイなどのアジア諸国において幅広く用いられている配電方式である⁽³⁾。三相 4 線式配電は、単一の配電設備から、三相負荷と単相負荷に同時に給電できるため、日本やアメリカ、カナダなどの北米諸国で用いられている三相 3 線式配電と単相 3 線式配電の併用と比較して、設備コストの大幅な低減が可能である⁽⁴⁾。しかしながら、三相 4 線式配電線に、不特定多数の単相負荷が接続されることにより相電流に不平衡が生じ、中性線に電流が流入する⁽⁵⁾。これにより、変圧器の発熱が生じ、電力損失が増大することが懸念される。特に、コンピュータ用電源のような単相非線形負荷が増加しており、このような負荷は低力率の主電源から歪んだ電流を流出させる。その結果、配電系統における電流は高調波を含み、中性線電流が増大し、系統は低力率となる。これらも、中性線および配電変圧器にかなりの過熱を引き起こすことが懸念される。また、近年では、ダイオード整流器を含む家電機器が普及したことにより、半導体スイッチを用いた電力変換に伴って生じる高調波電流が問題となっている。高調波電流が周辺の電力設備や機器に流入することで、誤動作や過熱、異音等の不具合が生じ、最悪の場合にはシステムの停止や焼損、破壊を招く恐れがある。したがって、高調波対策は必要不可欠である。

電力系統におけるこれらの問題の対策として、電力品質保証装置およびその制御法の研究が数多く報告されている⁽⁶⁻¹⁴⁾。文献 (15) では、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた簡易な制御法によって、不平衡な負荷が接続された場合における基本波無効電流および不平衡電流の補償が可能であることが示されている。また、それと同時に高調波電流の補償が可能であることが、文献 (16) によって明らかにされている。

本論文は、8 章構成としている。

第 2 章では、三相 4 線式配電の構成や特徴、高調波による機器への影響について述べ、電力品質保証装置であるアクティブパワーラインコンディショナ (Active Power-Line Conditioner:

APLC) の制御法の研究動向について述べる。

第 3 章では、非線形負荷が系統に不平衡に接続され、高調波電流が発生した場合における直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相 4 線式 APLC の制御法により、電源側において平衡かつ受電端電圧と同位相な正弦波の電流波形が実現可能であることを、瞬時電力フローを用いた理論検討によって明らかにした。また、計算機シミュレーションおよび実機検証によって、提案する制御法の有効性および実用性を明らかにする。さらに、直流キャパシタ電圧一定制御ブロックの出力信号が負荷電流の基本波有効電流成分と一致することを実験により確認した。

第 4 章では、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相 4 線式配電用 APLC の各相別基本波力率 (Displacement Power Factor: DPF) 制御法について検討を行っている。提案する各相別 DPF 制御法によって、中性線電流を抑制しながら、電源側で不平衡かつ任意の力率となるような無効電流を含む正弦波の電流が実現可能であることを瞬時電力フローを用いた理論検討によって明らかにした。また、計算機シミュレーションおよび実機検証によって提案する制御法の有効性および実用性を明らかにした。

第 5 章では、三相 4 線式配電用 APLC の各相別無効電流制御法について検討を行う。電源側において無効電流を注入し、不平衡な正弦波の電源電流を実現できる電源電流指令値の基本原理解を説明する。算出された電源電流を用いて無効電力制御を行うと、電源側の電流は正弦波となるが、中性線電流は増大する。この問題を解決するため、電源側の有効成分を再分配した。提案する制御法によって、中性線電流を抑制しながら、電源側で不平衡かつ任意の無効電流を含む正弦波の電流が実現可能であることを瞬時電力フローを用いた理論検討によって示した。次に、各相別無効電流制御法の基本原理解をシミュレーションおよび実験にて検討し、その有効性を明らかにした。最後に、受電端電圧および送電端電圧が不平衡な状態においても、受電端電圧補償による三相平衡な電源電流を実現し、中性線電流の抑制も達成したことをシミュレーションにより確認した。

第 6 章では、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相 4 線式配電用 APLC の各相別基本波無効電流制御法について検討を行う。第 5 章において、任意の無効電流を注入し、電源電流を各相別に制御できることが明らかとなっている。本章においては、負荷側の基本波無効電流を制御ブロックにより算出し、それを用いて補償電流指令値を生成する。提案する制御法によって、中性線電流を抑制しながら、電源側において、負荷電流の基本波無効電流成分のみ補償可能であることを瞬時電力フローを用いた理論検討によって明らかにした。また、計算機シミュレーションによって提案する制御法の有効性および実用性を明らかにしている。

第 7 章では、4 レグ中性点クランプ式インバータ (neutral point clamped inverter: NPC インバータ) を用いた各相別無効電流制御法について検討を行う。3 レベルインバータである

NPC インバータは、2 レベルインバータと比べてスイッチング素子の耐圧が低減可能である。また、スイッチングリプルも小さくなることから、LC フィルタの小型化が見込める上に、等価的なスイッチング周波数が高くなるため、高効率な電力変換が可能となる。電源電流指令値は、無効電流成分検出ブロックを通して算出される。電源電流の有効成分を再分配することにより、各相の DPF を 1.00 に保ちながら中性線電流が抑制される。また、計算機シミュレーションによって提案する制御法の有効性および実用性を明らかにする。また、直流キャパシタ容量を低減した場合における検証を行い、提案する制御法の妥当性を明らかにする。

第 8 章では、本論文で得られた研究成果および今後の研究課題について述べる。

第2章 研究背景

2.1 電力系統の構成

電力系統とは、電気エネルギーを発生させ、これを輸送・分配し、かつ需要家で消費するまでの流れを支配する膨大な一連のシステムである⁽¹⁷⁾。したがって、図 2.1 に示すように、電力系統には発電設備、変電設備、送電設備、配電設備および需要家が含まれる。

電気エネルギーは、基本的には貯蔵することが不可能である。したがって、電力系統内での消費電力量と発電電力量を常に等しくなるようにしなければならない、同時同量の原則に基づいて電力の需給調整が行われている。電力会社は、時々刻々と変化する電力需要を予測し、発電所の発電量をコントロールしている。消費量と発電量のバランスが崩れると、系統の電圧と周波数に影響を与え、停電等の大規模な障害が発生する恐れがある。電気事業法⁽¹⁷⁾の第二十六条において、「一般送配電事業者は、その供給する電気の電圧及び周波数の値を経済産業省令で定める値に維持するように努めなければならない。」とされているため、電力会社は電気事業法施行規則⁽¹⁸⁾に従い、電圧および周波数を一定に保っている。近年では、災害時のリスク分散、環境問題に対する意識の高まりや資源枯渇の不安から、化石燃料を必要とせず、発電時に二酸化炭素を排出しない太陽光発電や風力発電といった比較的小規模の再生可能エネルギーによる発電量が増えている⁽¹⁹⁾。再生可能エネルギーは、温室効果ガスを排出せずに国内で生産できることから、エネルギー安全保障にも寄与できるといったメリットがある。一方で、発電量が季節や天候に左右されるため発電量をコントロールできないというデメリットを有し、それによって電力の安定供給の妨げとなる可能性がある。解決策として、マイクログリッドを用いたバーチャルパワープラント (VPP) やディマンドレスポンス

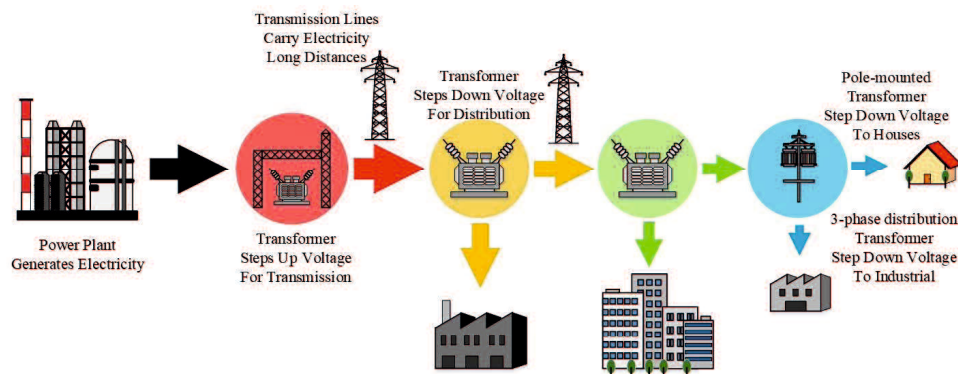
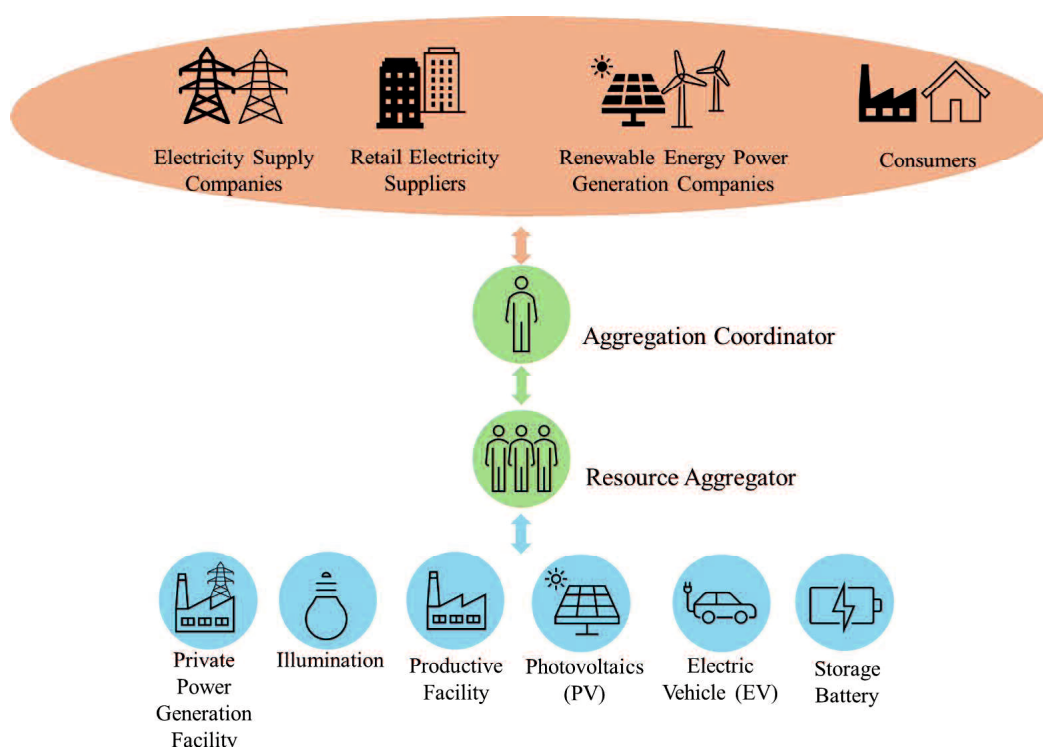


図 2.1 電力系統の構成

図 2.2 VPP のイメージ図⁽²⁰⁾

(DR)⁽²⁰⁾ が挙げられる。マイクログリッドは、1999 年に電力供給信頼性対策連合 (CERTs) が提唱した考え方に基いており、送配電ネットワーク上の分散型電源システム (DGS) を有効活用できるエネルギーシステムである⁽²¹⁻²⁴⁾。図 2.2 に示す VPP は、複数の小規模な発電設備を IoT を活用した技術により遠隔・統合制御することで、あたかも一つの発電所かのように機能する仕組みである。余剰電力は足りないところへ回したり、蓄電池に貯めるなどして、電気を効率良く使うことで、再生可能エネルギーの安定的な運用が期待されている。しかしながら、VPP を維持するためには、電力の需給バランスが必要となる。VPP に欠かせない需給調整の手法が DR である。DR は、電力需要量の増加 (上げ DR) や、電力需要量の減少 (下げ DR) を制御する。送電線に流れる電力量を微調整することで、周波数を一定に保つことができる。また、VPP や DR を用いた事業をエネルギー・リソース・アグリゲーション・ビジネス (ERAB) という。ERAB では、エネルギーソースを統合・制御し、エネルギーサービスを提供する事業者 (リソースアグリゲーターおよびアグリケーションコーディネーター) が、一般送配電事業者、小売電気事業者、需要家および再生可能エネルギー発電事業者といった取引先に対して調整力、インバランス回避、電力料金削減および出力抑制回避等の各種サービスを提供する事業である。電力需給バランスを保つため、分散型エネルギーリソースを用いた VPP・DR を活用することが期待されている。

電力は、電圧と電流の積で表される。電力には損失が生じ、電力損失は電流の 2 乗に比例する。したがって、同じ電力を伝送する場合には電流を小さく、電圧を高くするほど損失は

小さくなる。発電所で発電された電力は、変電所で 500 kV または 275 kV といった超超高压あるいは超高压に昇圧して送電する。その後、需要家の周辺にある変電設備を経て需要家へと供給される。日本では、6.6 kV の配電線から柱上変圧器で 100 V ないし 200 V に降圧され、一般家庭へ電力が供給される。大規模工場や鉄道設備などは、大電力を扱うため、特別高压または高压で受電する場合が多い。

2.2 配電方式

電流の伝送は、主に交流で行われる。簡単な構造の変圧器により昇降圧できるため、容易に高電圧にでき、それにとまって送電時の電力損失を減らせる点や、直流とは異なり、電流が流れないゼロ点が存在するため電力の開閉が容易である点、三相交流を用いることで効率よく電力を輸送できる点、交流機は直流機に対して構造が単純で、メンテナンスを減らすことができる点などがその理由である。近年では、パワーデバイスによる電力変換や開閉器の技術が進歩したことによって、長距離の送電に直流送電を採用する事例が増えている。直流は線路リアクタンスによる電圧降下がないため、長距離の送電においては交流送電に対して優位性がある。また、同電力を送る際に電圧の最大値が交流の場合より小さくなるため、絶縁距離を小さくでき、結果として鉄塔や絶縁物など送電設備の小型化及び低コスト化が達成できる。一方で、複雑な構成の交直変換装置が必要であり、変換時のスイッチングにより高調波が発生するなどのデメリットも存在する⁽²⁵⁾。

配電用変圧設備から電力を消費する需要家への引込口までの伝送線路を、電力系統の中でも特に配電系統と呼ぶ。配電系統には特別高压、高压、低压によるものが存在するが、ここでは低压配電系統について取り扱う。

図 2.3 に主要な低压配電方式を示す。配電方式は主に図 2.3(a) および図 2.3(b) の単相の配電方式と、図 2.3(c) や図 2.3(d) の三相の配電方式とに大別される。図 2.3(a) に示す単相 2 線式配電は家庭用コンセント等に使用されており、我々が電子機器や家電等を使用する際に最も身近な配電形態である。図 2.3(b) の単相 3 線式配電は、相電圧に加えて 2 倍の電圧となる線間電圧も利用することができる。したがって、エアコンや電磁調理器 (IH 調理器) などの比較的大きな電力を必要とする機器を利用する際に用いられることがある。近年では、住宅用太陽光発電システムの系統連系に用いられる機会も多い。図 2.3(c) の三相 3 線式は送電などでも広く用いられており、日本では三相の電力を使用する需要家は三相 3 線式で受電する。振幅、周波数が等しく、それぞれ位相が $\frac{2}{3}\pi$ ずつ異なる対称三相交流は中性点において電流がゼロになるという性質があるため、同一の線材による伝送線路を用い、同じ電力を同じ電圧で送る際に図 2.3(a) の単相 2 線式配電方式に比べて電線重量を小さくすることができる。三相 3 線式配電方式では単相負荷には原則として配電を行わない。したがって、単相負荷に配電する場合には、変圧器を用いて単相の配電設備を別途構築する必要があるが、日本

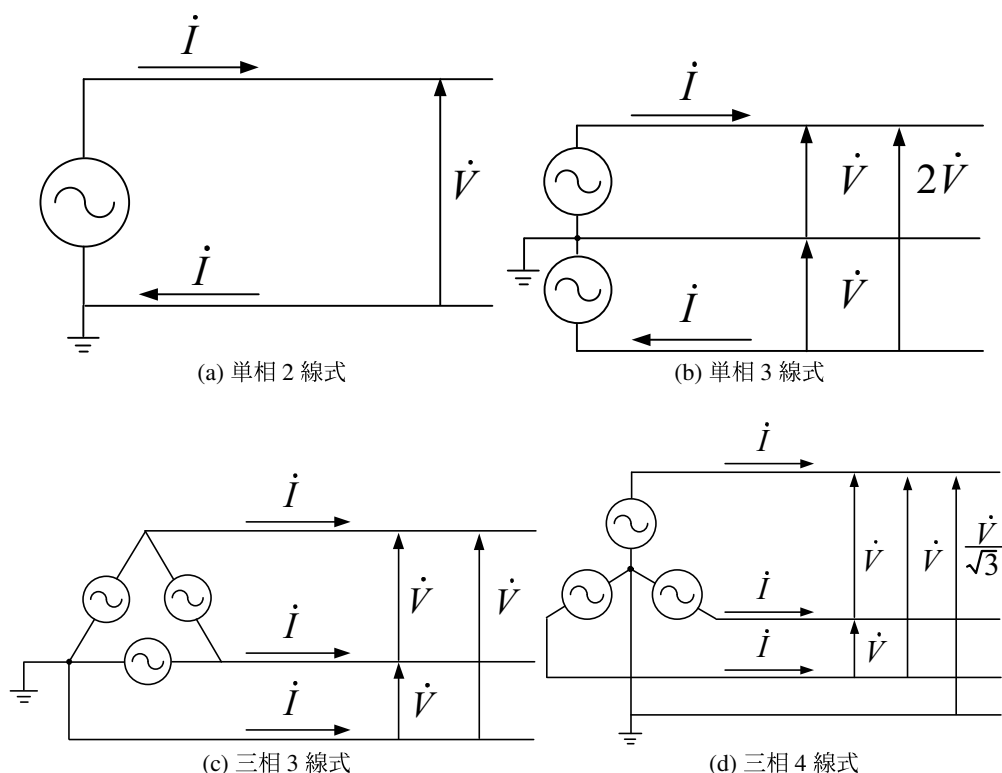


図 2.3 低圧配電方式

では図 2.3(b) の単相 3 線式配電と図 2.3(c) の三相 3 線式配電の併用方式によって単相及び三相の負荷に電力を供給している。ここで、パワーエレクトロニクス特有の単位について説明する。パワーエレクトロニクスは交流-直流間の電力変換が必須の分野であり、交流と直流、すなわち実効値と平均値との区別が必要不可欠である。Vrms/Arms とは、信号を実効値 (RMS) で測定する条件での電圧・電流の単位であり、信号を平均値 (DC) で測定する条件での電圧・電流の単位は Vdc/Adc で表される。

図 2.3(d) の三相 4 線式配電は、三相 3 線式配電に中性線を加えた 4 本の線路で配電する方式である。三相 3 線式配電は三相電力を配電するのみであったが、三相 4 線式配電では相電圧が利用できるため、単一の配電設備から三相負荷のみならず単相負荷に対しても同時に配電することが可能である。したがって、単相 3 線式配電と三相 3 線式配電の併用方式と比べて電線の本数を削減可能であり、三相 4 線式配電は設備にかかるコストを大幅に低減可能である。このことから、表 2.1 で示すようにアジア、ヨーロッパの諸国を中心に広く採用されている⁽²⁶⁾。特に欧州においては、EU 圏で 400 V、50 Hz で規格を統一した大規模な連系が構成されている。世界的に見て最もメジャーな配電方式が、この三相 4 線式配電である。

表 2.1 三相 4 線式配電方式を採用している国の一例と商用周波数および公称電圧

地域	国名	商用周波数	公称電圧
アジア	韓国	60 Hz	380 Vrms
	シンガポール	50 Hz	400 Vrms
	タイ	50 Hz	380 Vrms
	中国	50 Hz	380 Vrms
	フィリピン	60 Hz	480 Vrms
	マレーシア	50 Hz	415 Vrms
オセアニア	オーストラリア	50 Hz	400 Vrms
	ニュージーランド	50 Hz	400 Vrms / 415 Vrms
北米	アメリカ	60 Hz	208 Vrms / 240 Vrms / 480 Vrms
	カナダ	60 Hz	208 Vrms / 600 Vrms
ヨーロッパ	イギリス	50 Hz	400 Vrms
	イタリア	50 Hz	400 Vrms
	スペイン	50 Hz	400 Vrms
	ドイツ	50 Hz	400 Vrms
	フランス	50 Hz	400 Vrms

2.3 三相 4 線式配電方式における課題

前述のとおり、三相 4 線式配電方式は、世界中で広く採用されている配電方式である。しかしながら、日本で用いられている、単相 3 線式配電と三相 3 線式配電の併用方式と比べ、設備コストを大幅に低減可能であるという利点がある一方で、様々な課題も存在する。本節では、三相 4 線式配電方式における課題について説明する。

通常、三相の配線は 3 本の活線と 1 本の中性線で構成される。単相負荷は活線と中性線の間接続されるため、中性線は全ての単相負荷に共通の帰線となる。各相の負荷が平衡であるとき、それぞれ位相が $\frac{2}{3}\pi$ ずつ異なるため、中性線電流は相殺されて零となる。しかしながら、三相 4 線式配電は各相に対して複数の不平衡な単相負荷が接続されることが想定されるため、電流の不平衡が発生する。一般的に、三相に流れる電流と比較して、中性線に流れる電流は圧倒的に電流量が少ない。したがって、配電コストを削減するため、通常は中性線には直径が小さい配電線を用いる。ここで、導体の抵抗率 ρ 、導体の長さ l および導体の断面積 S とおくと、導体の抵抗値 R は次式となる。

$$R = \rho \frac{l}{S} \quad (2.1)$$

上式より、導体の抵抗値 R は導体の断面積 S に反比例するため、配電線の直径が小さくなるほど断面積 S が小さくなり、配電線の抵抗値 R は大きくなる。電力損失は抵抗値に比例するため、配電線に流れる電流が大きくなるほど配電損失が増大する。したがって、不平衡状態による中性線電流の増大を放置すると配電時の損失増加につながる。また、著しく不平

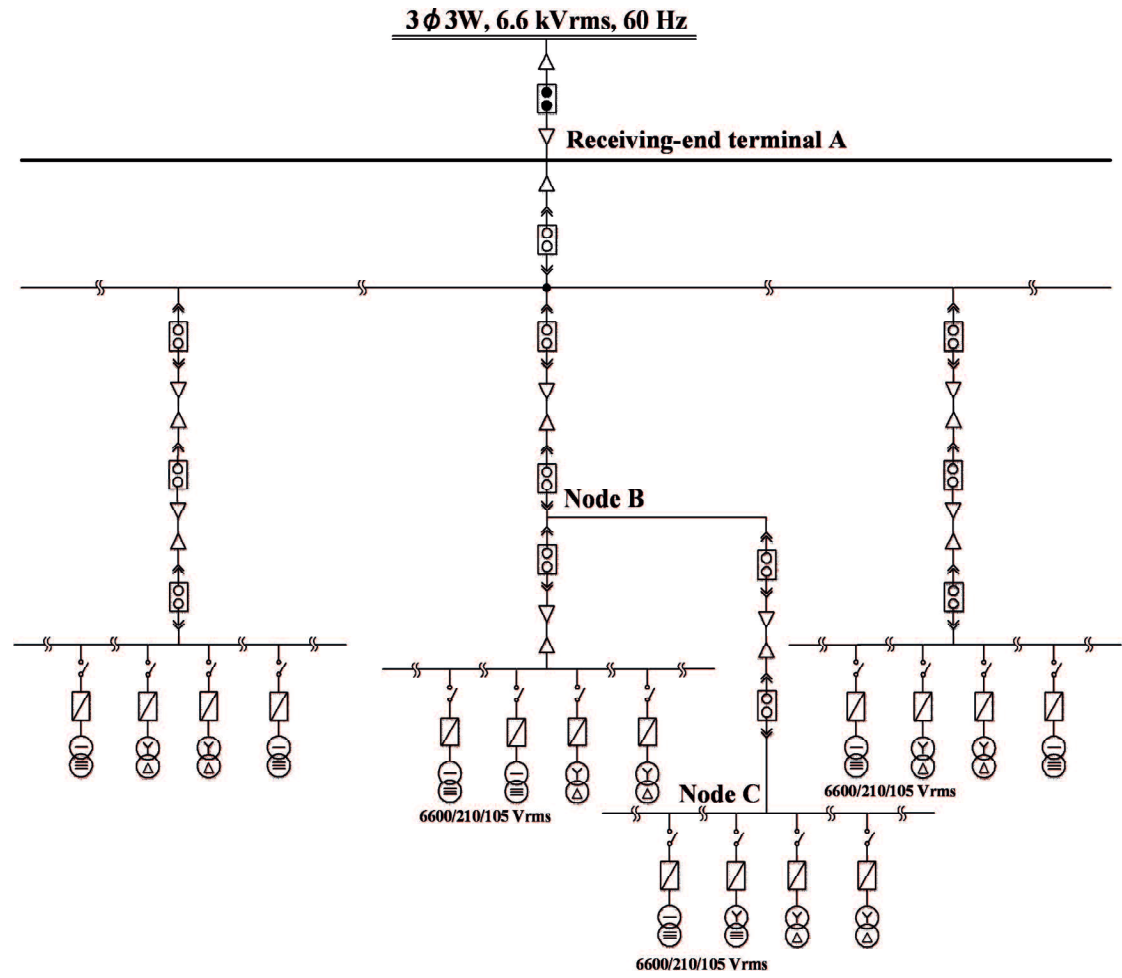
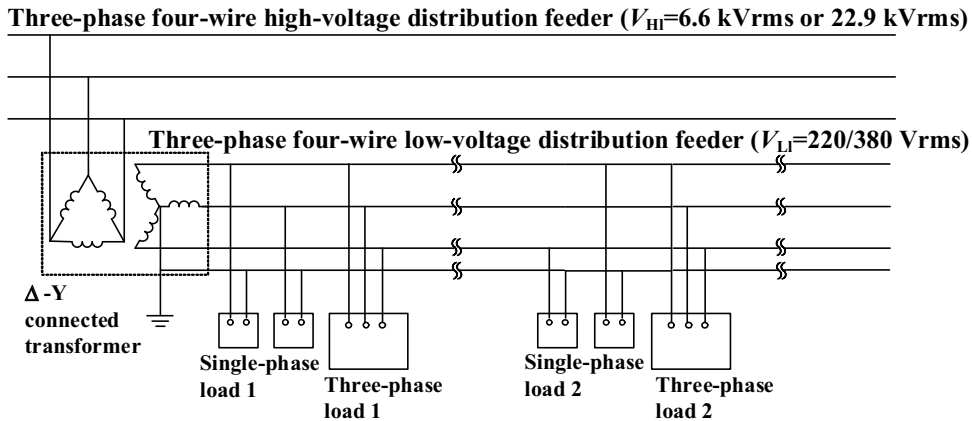
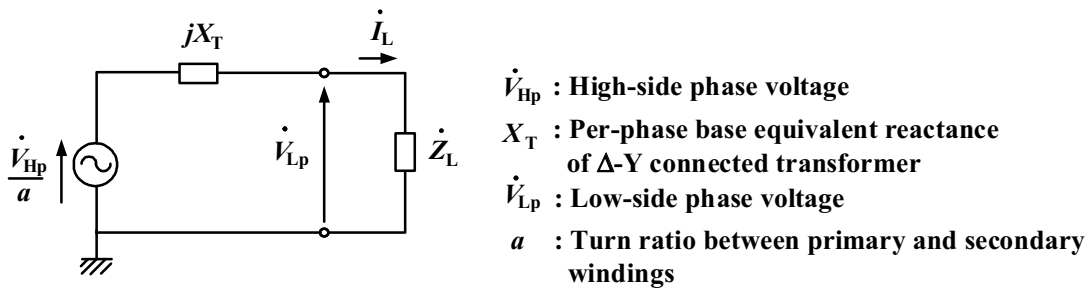


図 2.4 抜粋した山口大学工学部構内配電系統図

図 2.5 Δ -Y-結線変圧器を有する三相 4 線式配電線の一例図 2.6 Δ -Y-結線変圧器の一相分の等価回路

衡な電流は電圧の不均衡につながる可能性がある。電圧の不均衡が生じると、系統全体の機器に対して大きな悪影響を与えることとなる。ここで、国際電気標準会議（International Electrotechnical Commission: IEC）の規格を参考にする。IEC は、電気・電子に関する国際規格を標準化する団体であり、IEC 60038 では最高電圧はシステムの定める電圧から +5% 以上、最低電圧は -10% 以上の差があってはならないと定めている⁽²⁷⁾。（なお、インドネシアをはじめとする東南アジア諸国の電気設備に関する法規は、ほとんど IEC⁽²⁸⁾ などの抜粋から構成されている⁽²⁹⁾。）したがって、中性線電流の増大および不平衡電圧の対策は必須である。中性線電流の抑制方法については、次章以降で説明する。

不平衡電圧の対策としては、無効電力制御が挙げられる。図 2.4 に、抜粋した山口大学工学部の構内配電系統図粋を示す。図 2.4 において、受電端 A で線間電圧は 6.6 kVrms である。このとき、線間電圧は中国電力によって平衡に制御されており、ノード B および C は受電端 A に接続されている。長距離高圧配電線における線電流は不平衡なため、ノード B および C における線間電圧の不均衡を引き起こす可能性がある。

図 2.5 に、 Δ -Y 結線変圧器を有する三相 4 線式配電線の一例を示す。単相負荷および三相負荷が同時に接続されており、このとき高圧側（上記のノード B および C）において Δ -Y 結線変圧器の 1 次側電圧は不平衡状態である。したがって、2 次側電圧もまた不平衡となる。

図 2.6 に、 Δ -Y-結線変圧器の一相分の等価回路を示す。 V_{Hp} は一相分の高圧側電圧、 X_T は Δ -Y 結線変圧器の等価リアクタンス、 V_{Lp} は一相分の低圧側電圧および n は 1 次側と 2 次側の巻数比を表している。このとき、無効電力 Q_p は次式で表される。

$$Q_p = \frac{V_{Lp}}{X_T} \left(\frac{V_{Hp}}{n} - V_{Lp} \right) \quad (2.2)$$

(2.2) 式より、無効電力 Q_p は低圧側電圧 V_{Lp} に比例する。また、無効電力 Q_p は無効電流に比例するため、無効電流を制御することで、低圧側電圧 V_{Lp} もまた制御可能となる。したがって、高圧側における電圧 V_{Hp} が不平衡状態であるとき、無効電力 Q_p を制御することで、平衡な低圧側電圧 V_{Lp} が実現できる。

2.4 配電系統における高調波による障害

周期 T で繰り返される時間関数 $i(\theta)$ は、フーリエ級数展開によって以下のように表すことができる。

$$i(\theta) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \cos(n\omega t + \phi_n) \quad (2.3)$$

ただし、(2.3) 式において $\omega = 2\pi f$ 、 $f = \frac{1}{T}$ である。このとき、 I_0 は直流分を表し、 $n = 1$ で周波数が f である $\sqrt{2} I_1 \cos(\omega t + \phi_1)$ は基本波を表している。基本周波数 f の整数倍である $n f$ の周波数をもつ成分を、基本波に対して高調波という。一般的には交流の電力回路には変圧器が存在するため、直流分は無視して考えることができる。ある波形が歪んでいる場合、その波形が高調波を含んでいるということである。(2.3) 式で与えられる高調波を含む波形の実効値は以下になる。

$$I = \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (2.4)$$

(2.4) 式は、高調波を含む波形の実効値が基本波の実効値に対して大きくなることを示している。波形の歪みの大小を評価するためのパラメータとして、総合歪み率 (Total Harmonic Distortion: THD) があり、次式で与えられる。

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \times 100[\%] \quad (2.5)$$

一般に、THD は 5% 以内が望ましいとされる⁽³⁰⁾。THD 以外の高調波電流の指標として、Total Demand Distortion: TDD⁽³¹⁾ があり、次式で与えられる。

$$\text{TDD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{50} I_n^2}}{I_{L\text{dem}}} \times 100[\%] \quad (2.6)$$

表 2.2 高調波が電気設備および機器に与える影響

種別	高調波による影響
音響・映像機器	素子の故障，寿命低下，性能低下，ちらつき，雑音
情報機器	システム停止，誤動作，過熱，不良応動
誘導機	回転数の変化，効率低下，過熱
ブレーカ，ヒューズ	誤動作，溶断
制御機器	誤動作
コンデンサ，リアクトル	過熱，異音，振動，焼損

ここで，(2.6) 式における最大需要電流 I_{Ldem} は，過去 12 ヶ月の各月の最大需要に対応する電流値の合計を 12 で割った値である。本研究における実験装置は，常時稼働していないため，毎月の電流値は同じと想定する。そのため， I_{Ldem} を負荷側の定格電流 I_L と近似した。したがって，THD と TDD はほぼ同義となるため，本論文における高調波電流指標は THD のみを用いることとする。

高調波を発生させる代表的な機器としては，モータや発電機等の回転機器，アーク炉をはじめとする電気炉，そして半導体応用機器が挙げられる⁽³²⁾。特に，パワー半導体デバイスを使った電力変換技術であるパワーエレクトロニクス技術の発展に伴い，比較的大きな電力を扱う半導体応用機器が普及したことが高調波がクローズアップされるようになった最大の背景となっている。したがって，従来は先進国の問題とされていたが，今後途上国においても電子機器の急速な普及によって高調波問題が発生することが予測されている。

表 2.2 に高調波が電気設備および機器に与える影響⁽³³⁾を示す。これら高調波による機器の障害の原因は，

1. 実効値，瞬時値の増大
2. 波形の変化
3. 位相への影響
4. 電磁ノイズの放出

である。その他の例として，変圧器の損耗が挙げられる。変圧器に高調波電流が流れると，近接効果により，変圧器の抵抗値が大きくなる。したがって，高調波成分を多く含む電流が変圧器に流れる場合は，変圧器の定格を超えてオーバーヒート状態となり，絶縁の劣化によって変圧器の損耗が早まる。変圧器の障害は火災などにつながる 경우가多く，重大な事態にまで悪化する場合がある。

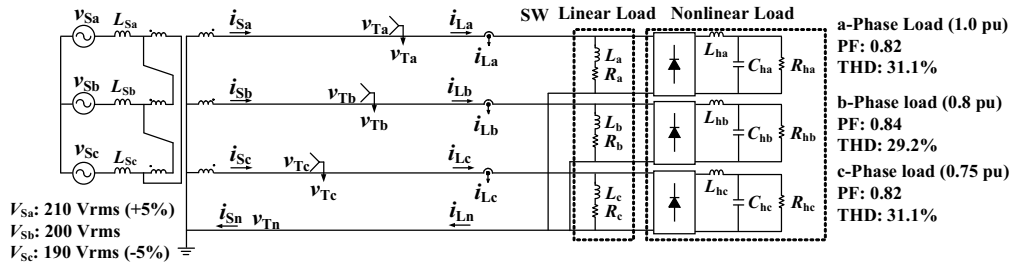


図 2.7 補償器未接続時における三相 4 線式配電システム構成

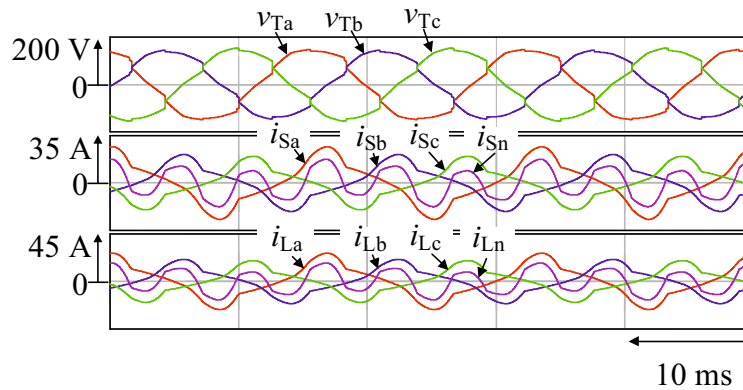


図 2.8 図 2.7 のシミュレーション結果

高調波の対策としては、高調波が発生しない機器を使用すること、中性線のサイズを大きくすること、そして高調波の補正などが挙げられる。高調波が発生する機器を使用しないことや、中性線のサイズ変更は現実的ではないため、最も効果的なのは高調波発生源における対策となる。個々の機器が発生する高調波は微小であるが、系統全体では膨大な数の機器が接続されるため無視できない量の高調波が発生することになる。日本では、1994 年に「家電・汎用品高調波抑制対策ガイドライン」を制定し、高調波対策の指針を定めた⁽³⁴⁾。現在では、商用電源に接続される電気・電子機器に対する規格として JIS C 61000-3-2:2019 に規定された高調波量を順守することが要請されている。しかしながら、機器が発生する高調波を完全になくすことは不可能であり、機器の高調波耐量も向上させるには限界があるため、高調波の伝搬経路となっている送配電系統において高調波が拡散しないよう対策する必要がある。

2.5 三相 4 線式配電システムのシミュレーション結果

図 2.7 に三相 4 線式配電システムのシステム構成を示す。インバータ等の補償器を用いておらず、したがって三相 4 線式配電システムの主回路のみを示している。三相 4 線式配電線には、RL 負荷とダイオード整流器からなる 3 つの不平衡な単相負荷が接続されている。した

表 2.3 図 2.8 における THD 値

THD	v_T	i_S
a-phase	8.05%	28.4%
b-phase	7.87%	28.0%
c-phase	7.33%	30.2%

表 2.4 IEC 61000-3-4 における許容高調波電流の割合⁽³⁵⁾

高調波次数	許容高調波電流
3	21.6%
5	10.7%
7	7.2%
9	3.8%
11	3.1%
13	2%
15	0.7%
17	1.2%
19	1.1%
21	$\leq 0.6\%$
23	0.9%
25	0.8%
27	$\leq 0.6\%$
39	0.7%
31	0.7%
≥ 33	$\leq 0.6\%$

がって、負荷電流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} および i_{Ln} は不平衡となり、大きく歪んだ電流となる。また、変圧器 1 次側に定格インダクタンスの 20% のインダクタを追加した上、変圧器 1 次側の線間電圧を不平衡とし、それぞれ a 相 120 Vrms, b 相 115 Vrms および c 相 110 Vrms とした。上記の設定は、長距離降圧配電線による電圧降下および電圧不平衡状態を模擬している。

図 2.8 に、インバータ等の補償器を用いず、主回路のみを動作させた場合のシミュレーション結果を示す。図 2.8 は、上から受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} , 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} および i_{Sn} , 負荷電流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} および i_{Ln} である。補償器が接続されていないため、電源側と負荷側の電流波形は一致している。表 2.3 より、電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD は 30% に近く、不平衡で大きく歪んでいる。また、中性線電流 i_{Sn} は抑制されていない。電源側における各相電流の実効値はそれぞれ $I_{Sa}=15.0$ Arms, $I_{Sb}=11.9$ Arms, $I_{Sc}=11.0$ Arms である。中性線電流の実効値 I_{Sn} は 10.5 Arms となっており、定格電流の 60% に相当する。各相の

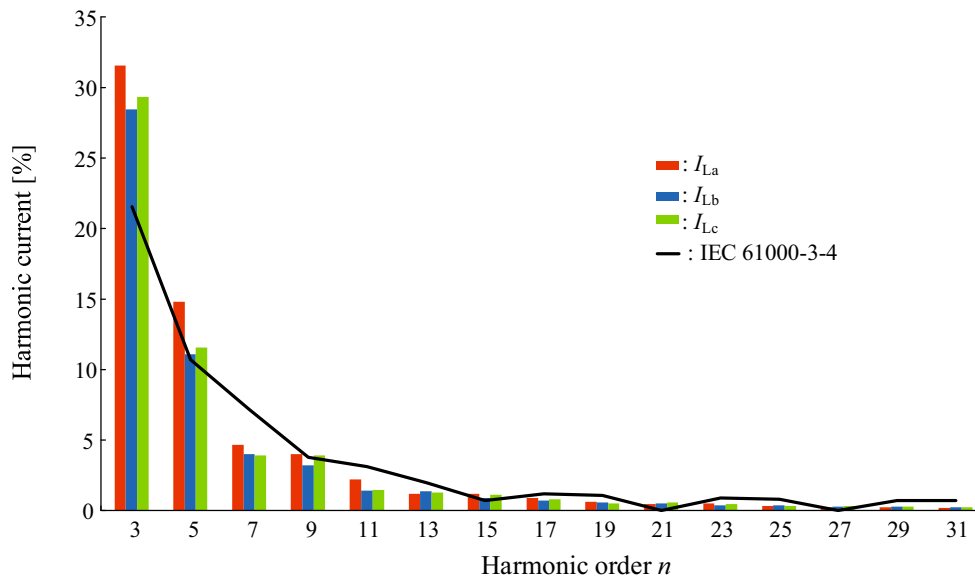


図 2.9 補償器未接続時における負荷電流の高調波電流の割合

DPF の測定値もそれぞれ a 相 0.87, b 相 0.86 および c 相 0.87 となっており, いずれも DPF 1.00 にはほど遠い。また, 受電端電圧の実効値 V_{Ta} , V_{Tb} および V_{Tc} はそれぞれ 108.1 Vrms, 102.3 Vrms および 107.3 Vrms であり, 大きな電圧降下を示している。特に V_{Tb} は, 基準となる 115 Vrms から 11% 降下しており, これは IEC 60038 から逸脱している。

また, 図 2.8 において, IEC の電流規格を考える。電流に関する IEC 規格については, 負荷電流の大きさによって区分があり, 本研究における負荷電流は 16 A を超過しているため, IEC 61000-3-4⁽³⁵⁾ が該当する。表 2.4 に, IEC 61000-3-4 によって決められた各次数ごとの許容高調波電流の割合を示す。図 2.9 に, IEC 61000-3-4 において定められた許容高調波電流割合および補償器未接続時における負荷電流の高調波電流の割合を示す。図 2.9 より, 本研究における負荷は IEC 61000-3-4 を満足しない。IEC 規格を逸脱した場合の条件を想定して, APLC の補償能力を評価するためである。

2.6 既存の三相 4 線式配電用 Active Power-Line Conditioner の制御法

三相 4 線式配電システムは, 単相負荷と三相負荷に同時に電力を供給可能であるというメリットがある一方で, 中性線電流の増大や受電端電圧の不均衡といった課題が存在する。これらの問題を解決するため, 多くの三相インバータ制御による電力品質保証が報告されている⁽³⁶⁻⁵²⁾。ここで, 電力品質とは, 「電気機器の動作に適した, かつ当該の電力供給線, 接地線および他の接続機器と共存できるような電力供給と接地の概念」と定義される⁽⁵³⁾。表 2.5 に電力品質の各種側面を示す。本研究では電圧安定度である電圧低下, 電圧・電流波形であ

表 2.5 電力品質保証の各種側面⁽⁵³⁾

Stability (電圧安定度)	Under voltage (電圧低下)
	Over voltage (電圧上昇)
	Voltage sag (瞬時電圧低下)
	Voltage swell (瞬時電圧上昇)
	Phase shift (位相シフト)
	Flicker (フリッカ)
	Frequency fluctuation (周波数変動)
Reliability (供給信頼度)	Momentary interruption (瞬時停電)
	Temporary interruption (短時間停電)
	Sustained interruption (長時間停電)
Waveform (電圧, 電流波形)	Transient (過渡過電圧)
	Voltage unbalance (電圧不平衡)
	Harmonics voltage (高調波電圧)
	Harmonics current (高調波電流)
	Notch (ノッチ)

る電流不平衡および高調波電流を評価指標とする。三相 4 線式配電システムの制御法は広く研究されており、三相 4 線式配電への無停電電源装置 (Uninterruptible Power Supply: UPS) や PWM 整流器、および三相 4 線式配電システムの制御アプリケーションが提案されている⁽⁴⁰⁻⁴⁹⁾。中でも、本論文においては、電力品質保証に注目したい。三相インバータは、電力品質保証のための補償器として用いられている^(44-52,54)。文献 (52) においては、系統連系インバータを用いて有効電力を再配分し、故障時における三相平衡電流を実現した。高効率・低損失なマイクログリッドを実現させるための分散型発電システム (DGS) における制御法も数多く提案されており、系統連系インバータを用いた非線形および不平衡負荷状態における THD および 力率の改善や、共振の抑制が実現されている⁽⁵⁵⁻⁵⁸⁾。文献 (44) では、電源側において、各相別の電力制御が行われているが、不平衡電圧を模擬していないため、不平衡受電端電圧の補償は確認できず、単なる原理の確認に過ぎない。また、中性線電流を抑制することなく各相電流を不平衡状態にすることで、中性線電流はより一層増大する。文献 (45) においては、Thyristor Switched Capacitor (TSC), LC フィルタおよび D-STATCOM を用いて中性線電流を補償し、電圧フリッカおよび 3, 5, 7 次高調波を補償する。しかしながら、回路構成が複雑で、全高調波を補償することはできない。文献 (46) では、有効電力補償により系統連系モードからアイランドモード、アイランドモードから系統連系モードへの切り替えは可能であるが、三相 4 線式配電システムにおいて、大きな課題である中性線電流と不平衡電圧については考慮されていない。

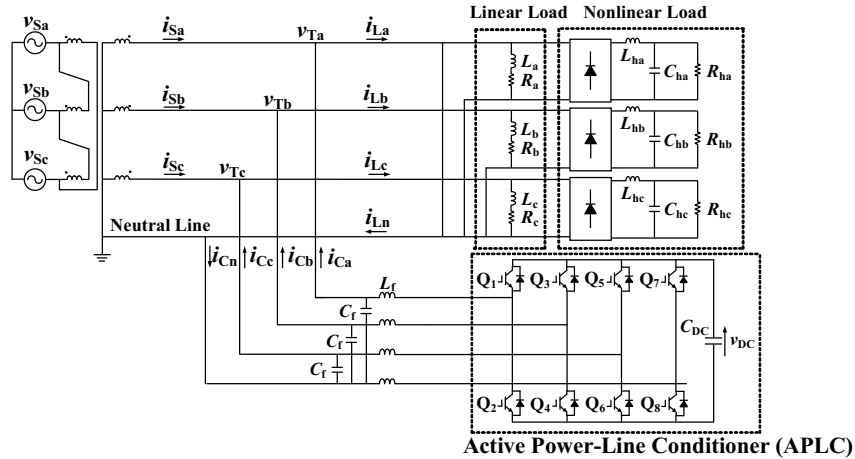


図 2.10 APLC の主回路図

2章4節のような高調波による障害の対策および無効電流補償などを目的とした電力品質保証装置は、パワーエレクトロニクスの重要な研究テーマの一つである。電力品質保証装置には、静止型無効電力補償装置（Static Synchronous Compensator: STATCOM）⁽⁵⁹⁻⁶⁵⁾や二重給電誘導発電機（Doubly Fed Induction Generator: DFIG）^(66,67)、APLCなどが挙げられる。STATCOMは無効電力補償に長けており、最も効果的なソリューションである⁽⁶⁸⁾。本論文では、パワー半導体を用いた自励式スイッチによる電流制御によって一括した補償が可能であるAPLCについて考察する。図2.10に、APLCの主回路構成図を示す。三相4線式配電システムにおいて、中性線電流の増加や不平衡電圧などの様々な課題を解決するために、APLCが提案されている⁽⁶⁹⁻⁷⁶⁾。APLCはPWM整流回路と直流キャパシタで構成される。交直変換器の一種と言われることもあるが、実際には直流側で電力が消費されることはなく、もっぱら交流側における電力調整を目的とした機器である。負荷と並列に接続され、電流源として動作する電力品質保証装置を並列形アクティブフィルタと呼ぶ⁽⁵⁰⁾。APLCはこの並列形アクティブフィルタの一種である。並列形アクティブフィルタの単相等価回路を図2.11に示す。並列形アクティブフィルタは負荷が発生する電流 i_L に含まれる不要な成分を検出し、それらを打ち消すような補償電流 i_C を出力することによって電源電流 i_S の電力品質を保証する。文献(73)-(76)においては、三相4線式配電システムにおいて電源電流を三相平衡とすることで、中性線電流を抑制している。しかしながら、不平衡系統故障時には甚大な中性線電流が発生する。また、STATCOMを用いた無効電力補償においても、不平衡負荷状態や、系統故障時における安定動作に関する研究は行われているものの、不平衡電圧を平衡制御する研究は未だ報告されていない^(61,62)。

このように、不平衡な電源電流条件下での中性線電流の抑制方法は、報告されていない。総じて、三相4線式配電システムの課題である不平衡電圧の補償に関する報告もほとんどされていない。

APLC をはじめとする電力品質保証装置が出力する補償電流 i_C を抽出する手法はいくつかあるが、特に瞬時有効無効電力理論を用いた補償電流検出法および d-q 変換をもとにした補償電流検出法は採用例が多い。

2.6.1 瞬時有効無効電力理論を用いた補償電流制御法

瞬时无効電力理論は、文献 (7) ならびに文献 (8) において赤木氏らによって発表され、p-q 理論とも呼ばれている。瞬时无効電力という用語自体はこれらの論文以前にも文献 (77) などに用いられていた例があるが、これらは単相回路をベースとした概念として定義されており、平均をとることによってしか無効電力を得られないため、本当の意味で「瞬時」無効電力とは言えないものであった。これに対して、瞬時有効無効電力理論は三相二相変換をもとに電流および電圧の瞬時値のみを用いて瞬時実電力および瞬時虚電力を定義したものである。(2.7) 式、(2.8) 式に電圧および電流の三相二相変換を示す。

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

また、図 2.12 に三相二相変換の概要を示す。図 2.12 に示されるように、三相二相変換によって三相交流は $\alpha\beta$ 座標上の直交する 2 つの瞬時ベクトルとして扱うことができるようになる。一般に三相回路において瞬時有効電力は、

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (2.9)$$

で与えられるが、 $\alpha\beta$ 座標上においては v_α と i_α および v_β と i_β の内積の和によって

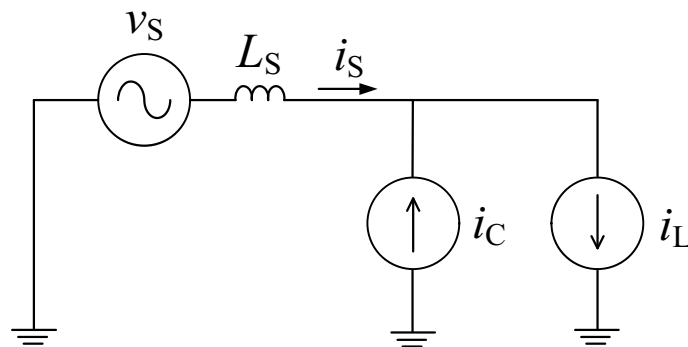


図 2.11 並列形アクティブフィルタの単相等価回路

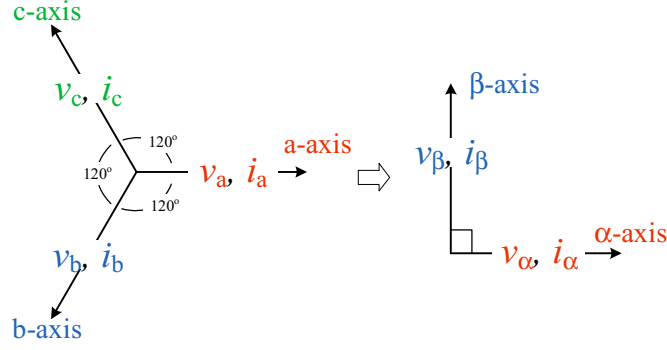


図 2.12 三相二相変換の概要図

$$\begin{aligned} p &= v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \\ &= v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \end{aligned} \quad (2.10)$$

と表される。ここで、瞬時虚電力ベクトル $\mathbf{q}$ を (2.11) 式で定義する。

$$\mathbf{q} = v_\alpha \times i_\beta + v_\beta \times i_\alpha \quad (2.11)$$

瞬時虚電力ベクトルの大きさ、すなわち瞬時虚電力は次式で表される。

$$q = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \quad (2.12)$$

(2.10) 式と (2.12) 式をまとめると、

$$\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

となる。(2.13) 式は、瞬時実電力（以降、瞬时有効電力とする）と瞬時虚電力（以降、瞬时无効電力とする）が電圧および電流の瞬時値から対等な形で定義されることを表している。このとき、瞬时无効電力のベクトルは図 2.13 に示すように電圧および電流の瞬時空間ベクトルと直行したベクトルとなる。このように、p-q 理論は電圧、電流の瞬時空間ベクトルを同一平面上で大きさのみを持つ瞬时有効電力と、直行する瞬时无効電力ベクトルに投影することで電力を理解する理論である。また、(2.13) 式において、電圧 v_α および v_β による行列はゼロではないため、次の関係が成り立つ。

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

さらに、(2.14) 式を p と q で分離すると、

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} p \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} 0 \\ q \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.15)$$

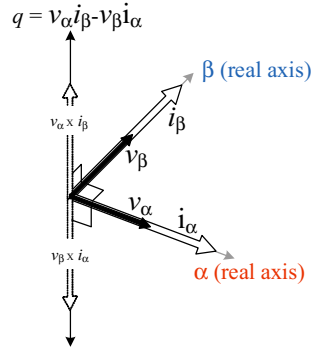


図 2.13 瞬時電力空間ベクトル

となる。ただし、(2.15) 式において、

$$\begin{aligned}
 i_{\alpha p} &= \frac{v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} p \\
 i_{\alpha q} &= -\frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q \\
 i_{\beta p} &= \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} p \\
 i_{\beta q} &= \frac{v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q
 \end{aligned} \tag{2.16}$$

である。(2.16) 式において、 $i_{\alpha p}$ を α 相瞬時有効電流、 $i_{\alpha q}$ を α 相瞬時無効電流、 $i_{\beta p}$ を β 相瞬時有効電流、 $i_{\beta q}$ を β 相瞬時無効電流と呼ぶ。(2.16) 式は、 p および q を決めることで α 相および β 相の有効電流および無効電流を自在に決定できることを示唆している。また、得られた i_{α} と i_{β} を二相三相変換することで三相の電流を任意に決定できる。三相 4 線式配電のように零相を含むシステムにおいても同様に

$$\begin{pmatrix} v_0 \\ v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \tag{2.17}$$

$$\begin{pmatrix} i_0 \\ i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \tag{2.18}$$

と変換されるため、瞬時電力は瞬時零相電力を含む形で次式で与えられる。

$$\begin{pmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_{\alpha} & v_{\beta} \\ 0 & -v_{\beta} & v_{\alpha} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_0 \\ i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix} \tag{2.19}$$

(2.14) 式、(2.15) 式と同様の手順で逆変換を行うと次式のように瞬時零相電流、瞬時有効電流および瞬時無効電流に分離することができる。

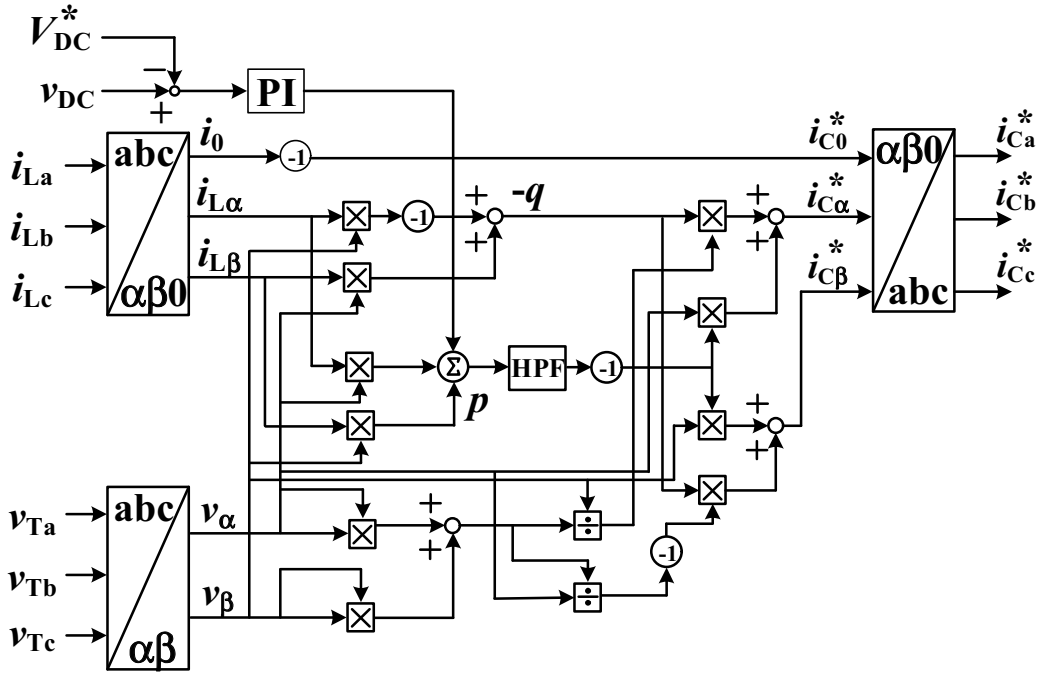


図 2.14 瞬時有効無効電力理論を用いた補償電流検出法

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} i_0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{pmatrix} \quad (2.20)
 \end{aligned}$$

以上の瞬時有効無効電力理論を用いた補償電流の検出法を図 2.14 に示す。瞬時有効電力の脈動分をハイパスフィルタ (HPF) によって検出して、瞬時零相電流および瞬时无効電流とともに回路上の電流を打ち消す位相で補償電流を演算する。瞬時有効電力の脈動分には不平衡電力および高調波による瞬時有効電力が含まれており、平衡な基本波電流は直流分として得られる。瞬時有効無効電力理論による補償電流の検出法では、瞬時電力を個別に演算してから検出を行うため、補償対象を容易に決定できるという利点がある。このとき、補償対象に応じて検出される成分を表に示す。

2.6.2 d-q 変換を用いた補償電流検出法

図 2.15 に、d-q 変換をもとにした補償電流検出法⁽⁶⁾のブロック図を示す。d-q 変換とは、三相交流に対して三相二相変換し、さらに回転座標上に投影することで基本波分を直流量と

表 2.6 補償対象と検出される瞬時電力成分

補償対象	検出される成分
基本波無効電流	q の直流分
不平衡電流	p の 2ω 成分および q の 2ω 成分
高調波電流	p の 2ω 以外の脈動分および q の 2ω 以外の脈動分

して扱うことができるようにするものであり、零相電流を含む電流の d-q 変換は次式で表される。

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta_S & \cos(\theta_S - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_S + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin \theta_S & -\sin(\theta_S - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_S + \frac{2}{3}\pi) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (2.21)$$

ここで、 i_d は有効電流を、 i_q は無効電流を表している。三相交流を二相の直流量として扱えるメリットは、制御が簡単になることや、フィルタによる各成分の検出が容易となる点が挙げられる。d-q 変換をもとにした補償電流検出法では、これらのメリットを利用し、基本波有効電流以外の不要な成分を打ち消すような補償電流を演算する。このとき、検出される成分を表 2.7 に示す。表 2.7 は表 2.6 とよく似ており、 i_d および i_q が p-q 理論における p および q と同等の情報を持っていることがわかる。

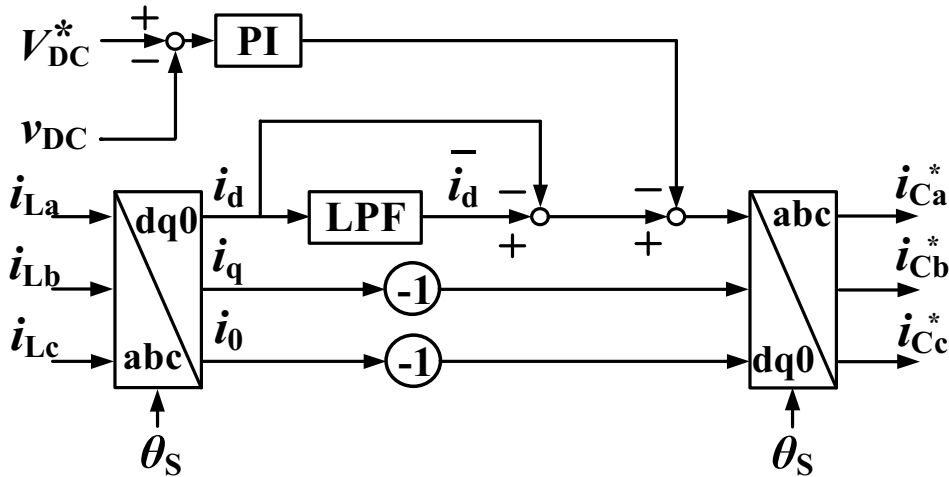


図 2.15 d-q 変換をもとにした補償電流検出法

2.6.3 直流キャパシタ電圧一定制御を用いた補償電流検出法

上記の p-q 理論を用いた補償電流検出法および d-q 変換をもとにした補償電流検出法は、APLC の制御法として広く用いられている。これら 2 つの共通点は、有効電力と無効電力、

表 2.7 補償対象と検出される電流の成分

補償対象	抽出成分
基本波無効電流	i_q の直流分
不平衡電流	i_d の 2ω 成分および i_q の 2ω 成分
高調波電流	i_d の 2ω 以外の脈動分および i_q の 2ω 以外の脈動分

または有効電流と無効電流を演算し、補償成分を検出することで補償電流指令値を決定する点にあるが、次に示す直流キャパシタ電圧一定制御を用いた補償電流検出法は、電力演算を必要としない補償電流の検出法である⁽¹¹⁾。図 2.16 に、APLC の概略図を示す。図 2.16 において、受電端電圧 v_T が次のように与えられるものとする。

$$\begin{aligned} v_{Ta} &= \sqrt{2}V_T \cos \omega t \\ v_{Tb} &= \sqrt{2}V_T \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ v_{Tc} &= \sqrt{2}V_T \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (2.22)$$

このとき、不平衡な負荷が接続されていると仮定する。不平衡な負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} は、(2.23) 式のように表すことができる。

$$\begin{aligned} i_{La} &= \sqrt{2}I_{La} \cos(\omega t - \phi_a) \\ i_{Lb} &= \sqrt{2}I_{Lb} \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \phi_b\right) \\ i_{Lc} &= \sqrt{2}I_{Lc} \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi - \phi_c\right) \end{aligned} \quad (2.23)$$

一方、電源側では AP LC によって電力品質が補償されて平衡状態で正弦波状の力率が 1 である電流が流れているものとする。このとき、電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} は、次式で表される。

$$\begin{aligned} i_{Sa} &= \sqrt{2}I_P \cos \omega t \\ i_{Sb} &= \sqrt{2}I_P \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ i_{Sc} &= \sqrt{2}I_P \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (2.24)$$

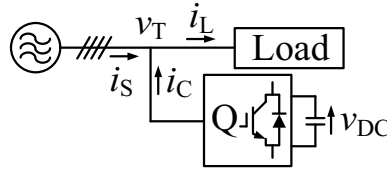


図 2.16 APLC の概略図

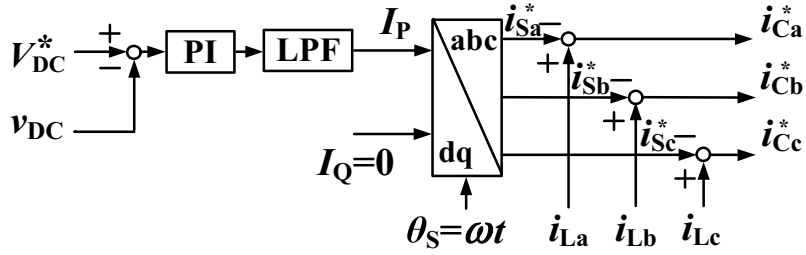


図 2.17 直流キャパシタ電圧一定制御を用いた補償電流検出法

受電端においてキルヒホッフの第一法則より, APLC の補償電流 i_{Ca} , i_{Cb} および i_{Cc} と負荷電流 i_L , 電源電流 i_S の間に次式のような関係が得られる。

$$i_{Ca} = i_{La} - i_{Sa}$$

$$i_{Cb} = i_{Lb} - i_{Sb}$$

$$i_{Cc} = i_{Lc} - i_{Sc}$$

(2.25)

ここで, APLC へ流出入する瞬時電力 p_C は, 各相瞬時電力の和として (2.26) 式のように表される。

$$p_C = v_{Ta}i_{Ca} + v_{Tb}i_{Cb} + v_{Tc}i_{Cc} \quad (2.26)$$

直流キャパシタ電圧一定制御により直流キャパシタ電圧 v_{DC} を一定に制御しているため, 定常状態において APLC へ流出入する有効電力はゼロとなる。すなわち, (2.26) 式で与えられた瞬時電力 p_C の平均値 $\bar{p}_C$ はゼロとなることから次式を得る。

$$I_P = \frac{I_a \cos \phi_a + I_b \cos \phi_b + I_c \cos \phi_c}{3} \quad (2.27)$$

したがって, APLC の制御法として直流キャパシタ電圧一定制御を用いることで (2.24) 式で与えられる力率 1 で平衡した電源電流指令値を得ることができる。さらに, (2.25) 式の関係より図 2.17 のような制御ブロックを用いることで補償電流を演算することが可能である。

広く用いられている p-q 理論を用いた補償電流検出法および d-q 変換をもとにした補償電流検出法は補償対象を明確に区別できる利点がある一方で, 演算量が多くなりがちであるた

め演算負荷が大きい。また、電圧が高調波を含むとき、あるいは不平衡になったときに補償後の電流を正弦波にできないというデメリットが存在する。直流キャパシタ電圧一定制御を用いた補償電流検出法は、補償対象の判別が困難である一方で、演算負荷が小さく、さらに電圧歪みの影響を受けないといったメリットがある。以上より、本研究では直流キャパシタ電圧一定制御を用いた。

2.7 マルチレベルインバータ

近年では省エネや二酸化炭素排出の削減など、環境的な負荷が小さい技術が求められており、電力・産業技術分野では小型で高効率な高圧インバータの需要が高まっている。そのなかでも特に、トランスレス方式のマルチレベル電力変換器に対する注目度は高い^(78,79)。

図 2.18 に、DC/AC 変換器のレベル別出力波形の違いを示す。図 2.18(a) は、2 レベル波形であり、図 2.18(b) は、マルチレベル波形（7 レベル）である。現在使用されている電力変換器の多くが 2 レベル電力変換器であり、図 2.18(a) のように、一相あたりの電圧は 2 値のみ出力され、そのパルス幅を自在に制御する PWM 制御により任意の出力電圧を得ることができる。UPS 装置や系統連系インバータなどの用途においては、高調波や歪みの小さい出力波形が要求されるため、電力変換器の出力側に高調波抑制、スイッチングリップ除去用の LPF を接続する必要がある。しかしながら、この LPF はインダクタやキャパシタといった受動素子で構成されるため、体積や重量が増大するという問題点がある。また、電力変換器はスイッチング時に急峻な電圧または電流の変化によって電磁ノイズが発生する。外部から強力な電磁波が加わると、回路に不要な電流が誘導され、意図しない動作を引き起こしたり、本来の動作を妨げることがある。このような障害を与える電磁波を電磁ノイズといい、しばしば周囲の機器に悪影響を及ぼす。電磁ノイズ対策としてノイズフィルタが用いられるが、これも LPF と同様に体積や重量の増加、損失の増大原因となる。また、制御の観点からは、フィルタのインダクタおよびキャパシタにより位相遅れが発生し、応答速度が遅くなるといった問題点が存在する。一方、マルチレベル変換器は、回路内に複数の異なる電圧を保持し、それらの電圧に対応したスイッチングによって、図 2.18(b) のような、3 値以上の電圧を出力できる変換器である。これにより、フィルタに頼ることなく出力の高調波を低減することが可能となる。また、直列接続されるスイッチングデバイスの個数が増えるほど、素子一つあたりに印加される電圧が低くなり、スイッチング時に変化する電圧幅が小さくなるため、電磁ノイズを低減することができる。したがって、マルチレベル変換器は本質的に発生する高調波や電磁ノイズを抑制することができ、2 レベル変換器と同水準の高調波や電磁ノイズが許容される場合、LPF を小型化または除去することができる。

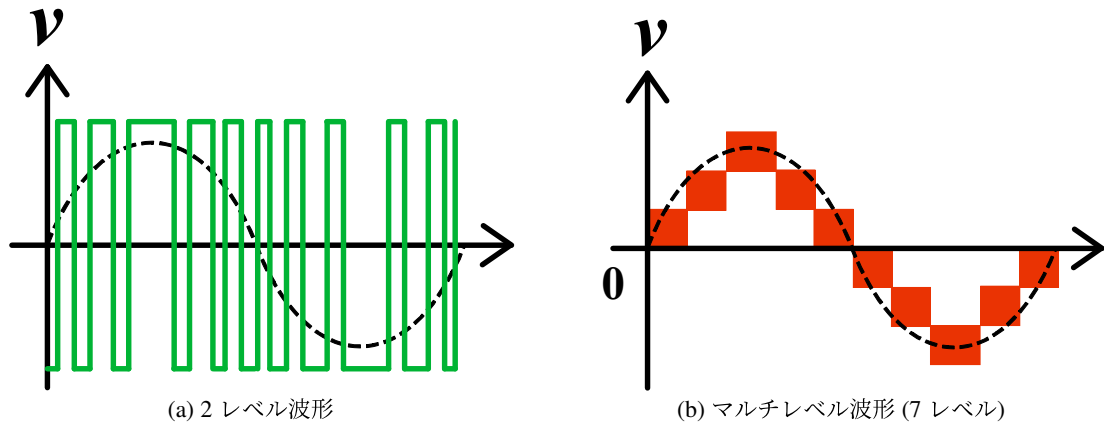


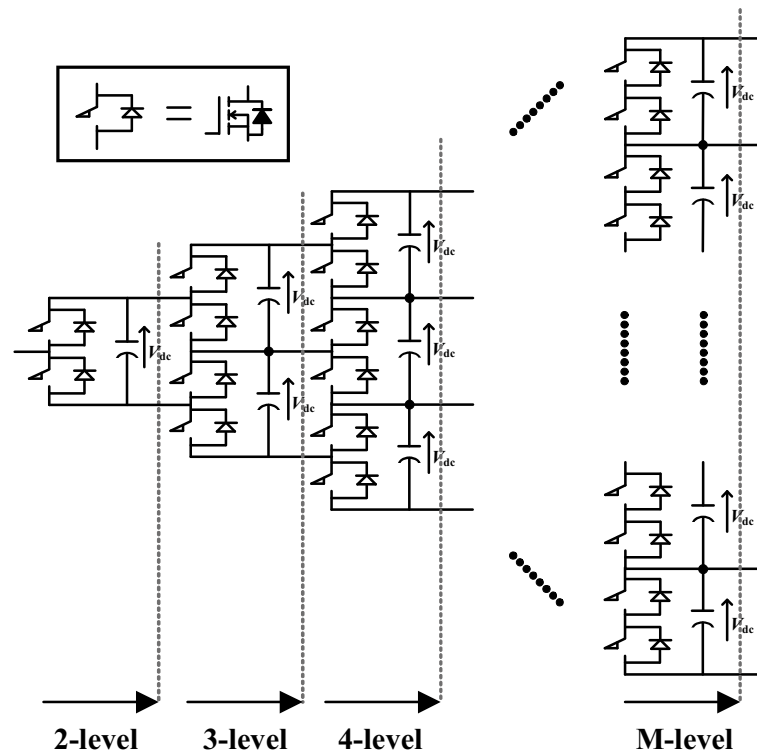
図 2.18 レベル別出力波形の違い

2.7.1 マルチレベル電力変換回路方式

電圧形のマルチレベル電力変換回路の原理として、回路内に複数の異なる電圧をコンデンサ等で保持し、それらの電圧を組み合わせ方を多数用意した主回路スイッチ素子のスイッチング動作制御によって選択することにより、複数の電圧値の出力が可能となる。図 2.19 に、一般化されたマルチレベル回路⁽⁸⁰⁾を示す。すべてのマルチレベル回路方式は、図 2.19 の回路から任意のいくつかの要素を取り除いた回路で実現することができる。図 2.20 に、基本的なマルチレベル回路方式を示す。これらの回路方式は、種々のマルチレベル回路方式の中で最も基本的な方式である。

2.7.2 カスケード H ブリッジ回路

図 2.20(a) に、カスケード H ブリッジ回路を示す。カスケード H ブリッジ回路は、一般的な 2 レベルの H ブリッジ回路をカスケード接続し、各ブリッジの出力電圧の和を出力することでマルチレベル出力電圧を得る回路方式である⁽⁸¹⁻⁸⁵⁾。インバータは、出力電圧のレベルが 2 レベルと、3 レベル以上（マルチレベル）に分類される。マルチレベルインバータでは電圧レベルを多段化することにより、2 レベルのインバータと比較してスイッチング周波数を低く抑えることができる。カスケード接続された各 H ブリッジ回路のグラウンドが異なるため、直流入力電源はそれぞれ絶縁されている必要がある。与えられた直流入力電圧に対して、接続するブリッジの数を増やすほど、出力できる電圧レベル数を増加でき、各主回路スイッチ素子およびキャパシタの耐電圧を低くすることが可能である。すなわち、接続する H ブリッジ回路の数を増やすほど、高電圧を扱うことができる。しかしながら、出力レベル数を増やすほど高調波を抑制できるが、主電流が通過する主回路スイッチ素子数が増加するため導通損が増加する。また、キャリア信号の位相シフトによって等価的な出力スイッチング

図 2.19 一般化されたマルチレベル回路⁽⁸⁰⁾

周波数を上げることができ、デバイスの平均スイッチング周波数を下げることができる。これにより、空冷装置の小型化と損失の低減が可能となる。

2.7.3 ダイオードクランプ回路

図 2.20(b) に、ダイオードクランプ回路を示す。ダイオードクランプ回路は、単一の直流入力電圧を直列に接続した複数のキャパシタ（分圧キャパシタ）により均等に分圧し、任意の分圧点電位をダイオードによりクランプすることでマルチレベル出力電圧を得る回路方式である。分圧キャパシタによりマルチレベル電圧を実現するため、直流入力電源は絶縁する必要がない。素子数を増やしてレベル数を増やキャパシタすほど、耐圧の低い分圧キャパシタおよび主回路スイッチ素子を使用することができるが、主電流が通過する素子数が増加するため導通損が増加する。また、4 レベル以上の回路では動作モードにより各キャパシタの充放電電荷量が均等にならず、電圧アンバランスが生じる。この電圧アンバランスを補償するために、付加回路や電圧フィードバック制御等を行う必要がある。特に 3 レベル NPC インバータは、インバータと整流器の両方を考慮した場合の機器数が少なく、の数も少ないシンプルな電力回路構造であるため、非常に人気がある。

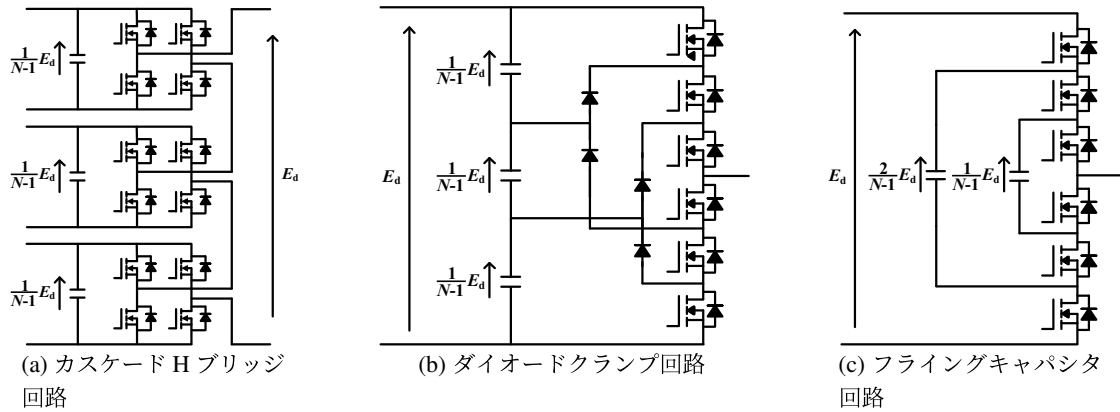


図 2.20 基本的なマルチレベル回路方式

表 2.8 基本的なマルチレベル回路方式の特徴

回路方式	カスケード H ブリッジ	ダイオードクランプ	フライングキャパシタ
DC 入力電圧源の構成	各ブリッジに絶縁電源	単一電源	単一電源
スイッチ素子の所要耐圧	$E_d/(N-1)$	$E_d/(N-1)$	$E_d/(N-1)$
キャパシタの所要耐圧	$E_d/(N-1)$	$E_d/(N-1)$	$V_n = (N-1-n)E_d/(N-1)$
電圧アンバランス	生じない	動作モードにより生じる	生じない
変調方式	キャリア位相シフト, キャリアレベルシフト	キャリアレベルシフト	キャリア位相シフト

2.7.4 フライングキャパシタ回路

図 2.20(c) に、フライングキャパシタ回路を示す。フライングキャパシタ回路は、回路内でフローティングしたキャパシタ（フライングキャパシタ）による複数の異なる電圧を保持し、それらの電圧値の加算及び減算によりマルチレベル出力電圧を得る回路方式である。ダイオードクランプ回路のような付加回路無しでフライングキャパシタの電圧値を規定値に保つことができる。つまり、電圧アンバランスは生じない。カスケード H ブリッジ回路やダイオードクランプ回路方式と同様、レベル数を多くするほど各主回路スイッチ素子の耐電圧を低くすることが可能だが、フライングキャパシタに関しては、各々が異なる電圧を保持し、最も電圧の高いフライングキャパシタは電源電圧に近い電圧値を保持する必要があるため、レベル数を増やしてもキャパシタの耐電圧を下げるできないという欠点がある。また、各フライングキャパシタには負荷電流が直接流れるため、発熱も考慮する必要がある⁽⁸⁶⁾。

表 2.8 に、基本的なマルチレベル回路方式の特徴を示す。表 2.8 について、 E_d は入力直流電源、 N はレベル数、 V_n は入力端から n 番目の電圧値を表している。DC 入力電圧源はカスケード H ブリッジのみ複数の絶縁電源を用いるが、その他の回路については単一電源のみで良い。キャパシタの所要耐圧については、カスケード H ブリッジ、ダイオードクランプについてはレベル数を多くすることで所要耐圧を低くすることができるが、フライングキャパシタについては、入力端から近いキャパシタほど所要耐圧を高くする必要がある。表 2.8

に示した式からもわかるように，入力端に一番近いキャパシタについては，電源電圧と同程度の所要耐圧をもったキャパシタが必要になる。

第3章 三相4線式配電用 APLC の高調波補償法

三相4線式配電系統には平衡三相負荷に加え、各相に单相負荷が複数接続されるため不平衡が発生する。さらに、パワーエレクトロニクスの技術を用いた電力変換器を含む非線形負荷が接続されることで高調波電流が生じる。これらによる影響を送電線や変電設備といった上位の電力系統に拡大させないために、三相4線式配電系統において電力品質を保証する必要がある。第3章では、不平衡な非線形負荷が接続された配電系統に対する、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相4線式配電用 APLC の高調波補償効果を計算機シミュレーションおよび実験によって確認する。

3.1 三相4線式配電用 APLC のシステム構成

図 3.1 に、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた制御法を適応した三相4線式配電用 APLC のシステム構成図を示す。図 3.1 は韓国の配電系統を模擬しており、線間電圧 380 Vrms, 21.0 kVA および周波数 60 Hz として三相4線式配電用 APLC のモデルを構成した。各相にそれぞれ容量の異なる抵抗、インダクタからなる線形負荷およびダイオード整流回路が接続されている。それによって、電源側における電流は不平衡で歪んだ電流波形となっている。制御ブロック図は直流キャパシタ電圧一定制御を用いた制御法となっており、詳細は以下のとおりである。

直流キャパシタ電圧一定制御系によって、負荷電流における有効電流の一相分の平均値 I_p を得る。三相 PLL によって受電端電圧 v_{Ta} に同期した電気角 θ_s を検出する。検出した θ_s および I_p を用いて、受電端電圧と位相の揃った平衡な正弦波の電源電流指令値 i_{Sa}^* , i_{Sb}^* および i_{Sc}^* を生成する。ここで、電源電流指令値 i_{Sa}^* , i_{Sb}^* および i_{Sc}^* と検出した負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} との偏差を取る。それによって負荷電流に含まれる基本波不平衡成分、無効成分および高調波成分を抽出し、これを APLC の補償電流指令値 i_{Ca}^* , i_{Cb}^* および i_{Cc}^* とする。さらに、補償電流指令値 i_{Ca}^* , i_{Cb}^* および i_{Cc}^* と検出した APLC の出力電流、すなわち補償電流の偏差をとり、補償電流の電流フィードバック制御を行う。直流キャパシタの電圧利用率を向上させるために二相変調 (Two-Phase Modulation) を行い、三角波比較方式 PWM 制御によって APLC のスイッチング信号 Q_1 から Q_8 を生成する。

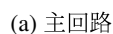


図 3.1 不平衡な負荷が接続された配電系統における APLC のシステム構成図

3.2 補償原理

APLC に流入する瞬時電力の演算を通して、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相 4 線式配電用 AP LC の制御法による高調波補償の基本原理について説明する。

図 3.1 において、受電端における電圧 v_T が次のように与えられるものとする。

$$\begin{aligned} v_{Ta} &= \sqrt{2}V_T \cos \omega t \\ v_{Tb} &= \sqrt{2}V_T \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ v_{Tc} &= \sqrt{2}V_T \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (3.1)$$

ここで、 v_T は三相平衡な正弦波である。不平衡な非線形負荷が接続されたとき、負荷に流れる電流 i_{La} 、 i_{Lb} および i_{Lc} は高調波を含んでおり、次のように表される。ただし、 h は高調波次数である。

$$\begin{aligned} i_{La} &= \sqrt{2}I_{La1} \cos(\omega t - \phi_{a1}) \\ &\quad + \sqrt{2} \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lah} \cos(h\omega t - \phi_{ah}) \\ i_{Lb} &= \sqrt{2}I_{Lb1} \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \phi_{b1}\right) \\ &\quad + \sqrt{2} \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lbh} \cos\left(h\omega t - \frac{2}{3}\pi - \phi_{bh}\right) \\ i_{Lc} &= \sqrt{2}I_{Lc1} \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi - \phi_{c1}\right) \\ &\quad + \sqrt{2} \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lch} \cos\left(h\omega t + \frac{2}{3}\pi - \phi_{ch}\right) \end{aligned} \quad (3.2)$$

また、電源側では AP LC によって電力品質が補償されたとすると、電源電流は受電端電圧に同期し、平衡状態で正弦波の波形であり、力率 1.00 となる。このときの電源電流指令値 i_{Sa}^* 、 i_{Sb}^* および i_{Sc}^* は、次式で表される。

$$\begin{aligned} i_{Sa}^* &= \sqrt{2}I_P \cos \omega t \\ i_{Sb}^* &= \sqrt{2}I_P \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ i_{Sc}^* &= \sqrt{2}I_P \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (3.3)$$

受電端において、キルヒホッフの第一法則より（図 2.16 参照）AP LC の補償電流指令値 i_{Ca}^* 、 i_{Cb}^* および i_{Cc}^* と負荷電流 i_{La} 、電源電流指令値 i_{Sa}^* 、 i_{Sb}^* および i_{Sc}^* の間に次式のような関係が

得られる。

$$\begin{aligned}
 i_{Ca}^* &= i_{La} - i_{Sa}^* \\
 i_{Cb}^* &= i_{Lb} - i_{Sb}^* \\
 i_{Cc}^* &= i_{Lc} - i_{Sc}^*
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

電流フィードバック制御によって補償電流 i_{Ca} , i_{Cb} および i_{Cc} が補償電流指令値 i_{Ca}^* , i_{Cb}^* および i_{Cc}^* に追従していると仮定したとき, (3.4) 式より, 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} も電源電流指令値 i_{Sa}^* , i_{Sb}^* および i_{Sc}^* に追従する。ここで, APLC へ流出入する瞬時電力 p_C は, 各相瞬時電力の和として (3.5) 式のように表される。

$$p_C = v_{Ta}i_{Ca} + v_{Tb}i_{Cb} + v_{Tc}i_{Cc} \tag{3.5}$$

(3.1) 式および (3.5) 式より, 瞬時電力 p_C は

$$\begin{aligned}
 p_C &= v_{Ta}i_{Ca} + v_{Tb}i_{Cb} + v_{Tc}i_{Cc} \\
 &= (I_{La1} \cos \phi_{a1} + I_{Lb1} \cos \phi_{b1} + I_{Lc1} \cos \phi_{c1} - 3I_P)V_T \\
 &\quad + (I_{La1} \cos \phi_{a1} - I_P)V_T \cos 2\omega t + I_{La1} V_T \sin \phi_{a1} \sin 2\omega t \\
 &\quad + \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lah} V_T \cos \phi_{ah} \cos \{(1+h)\omega t\} + \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lah} V_T \cos \phi_{ah} \cos \{(1-h)\omega t\} \\
 &\quad + \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lah} V_T \sin \phi_{ah} \sin \{(1+h)\omega t\} - \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lah} V_T \cos \phi_{ah} \cos \{(1-h)\omega t\} \\
 &\quad + (I_{Lb1} \cos \phi_{b1} - I_P)V_T \cos 2\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) + I_{Lb1} V_T \sin \phi_{b1} \sin 2\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \\
 &\quad + \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lbh} V_T \cos \phi_{bh} \cos \left\{(1+h)\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right)\right\} + \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lbh} V_T \cos \phi_{bh} \cos \left\{(1-h)\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right)\right\} \\
 &\quad + \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lbh} V_T \sin \phi_{bh} \sin \left\{(1+h)\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right)\right\} - \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lbh} V_T \cos \phi_{bh} \cos \left\{(1-h)\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right)\right\} \\
 &\quad + (I_{Lc1} \cos \phi_{c1} - I_P)V_T \cos 2\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right) + I_{Lc1} V_T \sin \phi_{c1} \sin 2\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right) \\
 &\quad + \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lch} V_T \cos \phi_{ch} \cos \left\{(1+h)\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right)\right\} + \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lch} V_T \cos \phi_{ch} \cos \left\{(1-h)\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right)\right\} \\
 &\quad + \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lch} V_T \sin \phi_{ch} \sin \left\{(1+h)\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right)\right\} - \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lch} V_T \cos \phi_{ch} \cos \left\{(1-h)\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right)\right\}
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

となる。ここで, 直流キャパシタ電圧一定制御によって直流キャパシタ電圧 v_{DC} の平均値は一定となるよう制御される。したがって, 定常状態において APLC へ流出入する有効電

力の 1 周期あたりの平均値はゼロとなる。すなわち、(3.6) 式で与えられた瞬時電力 p_C の平均値 $\bar{p}_C$ はゼロとなる。このことから、次式を得る。

$$\begin{aligned}\bar{p}_C &= (I_{La1} \cos \phi_{a1} + I_{Lb1} \cos \phi_{b1} + I_{Lc1} \cos \phi_{c1} - 3I_P)V_T \\ &= 0\end{aligned}\quad (3.7)$$

(3.7) 式を I_P について変形して、次式を得る。

$$I_P = \frac{I_{La1} \cos \phi_{a1} + I_{Lb1} \cos \phi_{b1} + I_{Lc1} \cos \phi_{c1}}{3} \quad (3.8)$$

(3.8) 式は、 I_P が、負荷電流における一相分の有効成分の平均値と等しくなることを示している。 I_P は直流キャパシタ電圧一定制御の出力値であり、時間変化しない。すなわち直流である。その I_P を用いて、(3.3) 式より電源電流指令値 i_{sa}^* 、 i_{sb}^* および i_{sc}^* を生成する。それによって、負荷電流に高調波を含んだ場合においても、APLC の制御法として直流キャパシタ電圧一定制御を用いることで、力率が 1 で平衡した電源電流指令値を得ることができる。さらに、(3.4) 式によって電源電流指令値と負荷電流の検出値の偏差をとり、補償電流指令値 i_{Ca}^* 、 i_{Cb}^* および i_{Cc}^* を決定することで、基本波無効電流、高調波電流および不平衡電流の補償が可能である。

3.3 シミュレーション結果

提案する直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相 4 線式配電用 AP LC の高調波補償法の有効性を示すため、シミュレーションを行った。

図 3.2 に、三相 4 線式配電用 AP LC のシステム構成を示す。三相 4 線式配電方式においては、前述のとおり韓国の配電モデルを考慮している。しかしながら、実験室レベルで実際の配電システムと同規模の実験装置を構築することは困難である。よって、線間電圧 200 Vrms および周波数 60 Hz の縮小モデルを構築し、それを模擬したシミュレーション回路を設計した。表 3.1 に、シミュレーションにおける負荷の回路定数を示す。このとき、各相において RL の線形負荷とチョークインプット整流回路からなる非線形負荷へおよそ 1:1 の電流が流れるようにした。また、a 相に流れる電流 17.4 Arms を定格 (1.0 pu) とする。一般に、設備不平衡率の式は次式で与えられる。

$$Z_U = \frac{\text{各線間に接続される単相負荷相設備容量の最大最小の差}}{\text{総負荷設備容量の } 1/3} \times 100 [\%] \quad (3.9)$$

文献 (87) より、100 kVA 以下の場合、設備不平衡率 30% 以内と定められている。本研究では a 相負荷が 1.0 pu の場合において、b 相および c 相の負荷の容量を設備不平衡率が 30% 以内となるようにそれぞれ 0.8 pu および 0.75 pu として設計した。本研究における総負荷設備

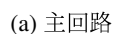


表 3.1 負荷の定数

Item	Symbol	Value
a-phase load (1.0 pu, power factor 0.82)	R_{a1}	17 Ω
	L_{a1}	35 mH
	R_{ah1}	70 Ω
	L_{ah1}	2.7 mH
	C_{ah1}	1500 μF
b-phase load (0.8 pu, power factor 0.84)	R_b	12 Ω
	L_b	25 mH
	R_{bh}	35 Ω
	L_{bh}	2.7 mH
	C_{bh}	1500 μF
c-phase load (0.75 pu, power factor 0.82)	R_c	14 Ω
	L_c	28 mH
	R_{ch}	40 Ω
	L_{ch}	2.7 mH
	C_{ch}	1500 μF

表 3.2 シミュレーションにおける APLC の定数

Item	Symbol	Value
Reference DC capacitor voltage	V_{DC}^*	370 Vdc
DC capacitor	C_{DC}	3900 μF
Filter inductor	L_f	1.6 mH
Filter capacitor	C_f	9.9 μF
Switching frequency	f_{sw}	12 kHz

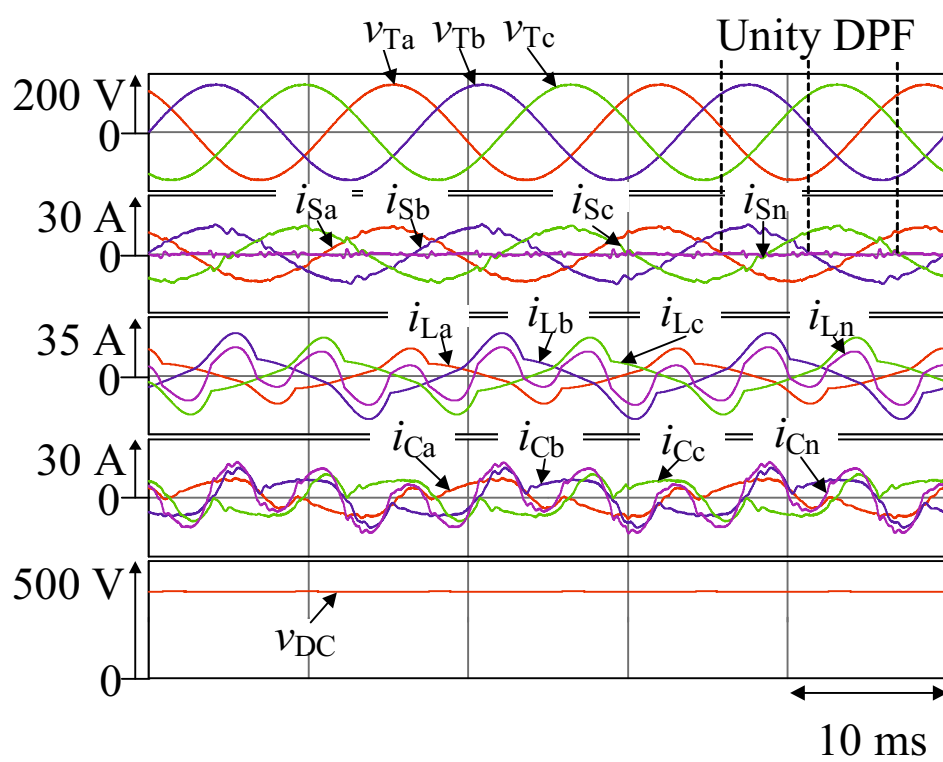


図 3.3 高調波補償法を用いた APLC のシミュレーション結果

容量は、各相 1.0 pu であり、三相で 3.0 pu となる。pu 値はあくまで基準として設定していることから、本分野においては一般に、各相容量の有効数字の桁数を揃えることはしない^(88,89)。a 相負荷を 1.0 pu として b 相負荷および c 相負荷の容量をそれぞれ代入すると、(3.9) 式は

$$\begin{aligned} Z_b &= \frac{1.0 - 0.8}{1.0} \times 100 = 20\% \\ Z_c &= \frac{1.0 - 0.75}{1.0} \times 100 = 25\% \end{aligned} \quad (3.10)$$

となり、これは設備不平衡率 30% 以内を満たしている。

また、電力系統においての高調波を考える。周期 $2L$ の区分的になめらかな周期関数 $f(x)$ を考えると、そのフーリエ級数展開は次式のように表される。

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos \frac{n\pi x}{L} + b_n \sin \frac{n\pi x}{L} \right) \quad (3.11)$$

ただし、フーリエ係数 a_n および b_n は

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{L} \int_{-L}^L f(u) \cos \frac{n\pi u}{L} du \\ b_n &= \frac{1}{L} \int_{-L}^L f(u) \sin \frac{n\pi u}{L} du \end{aligned} \quad (3.12)$$

である。交流回路における電圧・電流波形は半波対称性のある奇関数であり、 $f(x)$ は奇関数となる。このとき、 $\cos \frac{n\pi x}{L}$ は偶関数であるので、 $f(u) \cos \frac{n\pi u}{L}$ は奇関数となる。また、奇関数の定積分は 0 となるため、次式を得る。

$$a_n = \frac{1}{L} \int_{-L}^L f(u) \cos \frac{n\pi u}{L} du = 0 \quad (3.13)$$

したがって、周期関数 $f(x)$ は次式となる。

$$f(x) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin \frac{n\pi x}{L} \quad (3.14)$$

前述のとおり、交流回路における電圧・電流波形は半波対称性を示すため、次式を満たす。

$$f(x) = -f(x + L) \quad (3.15)$$

さらに、

$$\begin{aligned}
 -f(x+L) &= -\sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin \frac{n\pi}{L}(x+L) \\
 &= -\sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin\left(\frac{n\pi x}{L} + n\pi\right) \\
 &= \begin{cases} -\sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin\left(\frac{n\pi x}{L}\right) & (\text{ただし, } n \text{ は偶数}) \\ \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin\left(\frac{n\pi x}{L}\right) & (n \text{ は奇数}) \end{cases} \quad (3.16)
 \end{aligned}$$

であり、(3.15) 式をみたすとき、 n は奇数となる。これは、半波対称性をもつ関数が偶数次高調波を持たないことを示している。したがって、電力系統においては一般的に偶数次の高調波は存在しない。

しかしながら、(3.6) 式については、奇関数同士の積となるため、偶関数である。系統に偶関数は存在しないため、すべて打ち消しあっていることとなる。以上より、(3.6) 式の脈動分はすべて偶数次となる。したがって、ローパスフィルタとして半周期分の移動平均を利用した Moving Average Low-Pass Filter (MALPF) を採用した。MALPF の移動平均点数は 100 点、サンプリング周波数 f_s は 12 kHz であり、フィルタの出力は位相が $\frac{\pi}{2}$ 遅れた正弦波形となる。MALPF は現在および過去の入力値のみで出力が計算される Finite Impulse Response (FIR) デジタルフィルタの一種である⁽⁹⁰⁾。安全性が高く設計が簡易であることに加え、パワーエレクトロニクス分野では直流分に使用することにより位相特性を無視できることから、広く採用されている。また、本研究においては、負荷変動がない場合は遅れが存在しない。サンプリング周波数 $f_s = 12 \text{ kHz}$ で 60 Hz の正弦波形をサンプリングした場合、1 周期分の移動平均点数 N は次式で表される。

$$N = \frac{60\text{Hz の正弦波形の周期}}{\text{サンプリング周期}} = \frac{1/60}{1/12000} = 200 \quad (3.17)$$

すなわち移動平均点数 100 点は、60 Hz 正弦波形の半周期分であり、120 Hz 正弦波形の 1 周期分に相当する。したがって、120 Hz 成分の移動平均は常に 0 となる。さらに、直流キャパシタの電圧利用率を上げることを目的として二相変調を導入した。三相変調と比較して、電圧利用率の向上のみならず、二相変調はパワー半導体のスイッチング回数が 2/3 に減少するため、スイッチング損失が低減される。このようにして得られた変調波をもとに、三角波比較方式 PWM によってスイッチのオンオフ信号を生成する。

シミュレーションは Altair 社のパワーエレクトロニクス用シミュレータ PSIM によって行い、制御ブロックは C 言語で記述したものを DLL (Dynamic Link Library) によって PSIM に反映させた。また、このときの APLC の動作条件を表 3.2 に示す。APLC は 4 レグ構成の PWM 整流回路、直流キャパシタ、リアクトルおよびフィルタキャパシタで構築する。3 レグ構成の PWM 整流回路を用いた場合でも、各相の電力品質を保証することは可能であるが、中性線に流れる電流は補償できない。4 レグ構成の PWM 整流回路を用いることで、各相の

電流および中性線電流をすべて補償することが可能となる⁽⁹¹⁾。三相 4 線式配電において中性線電流は電圧の不安定化や変圧器等での効率低下の要因となるため、4 レグ構成の PWM 整流回路を採用した。シミュレーションにおいて、各インダクタ、キャパシタおよび抵抗の数値や、変圧器の損失、サンプリングや離散化も模擬している。一方で、線路損失、磁気損失、スイッチング損失および導通損失など、主に損失に関するパラメータは模擬していない。

図 3.3 に、シミュレーション結果を示す。図 3.3 は、上から受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} , 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} および i_{Sn} , 負荷電流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} および i_{Ln} , 補償電流 i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc} および i_{Cn} , そして APLC の直流キャパシタ電圧 v_{DC} である。

定常状態において、負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} は無効電流, 不平衡有効電流, さらには高調波電流を含んでおり, THD はそれぞれ 31.5%, 32.0% および 33.4% である。APLC から出力される補償電流により, 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} は平衡状態の正弦波になっており, 力率 1.00 となっている。電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD は, それぞれ 3.9%, 6.5% および 6.4% であり, 負荷電流の THD に対して大幅に改善されている。電源側における電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の実効値はそれぞれ $I_{Sa}=9.64$ Arms, $I_{Sb}=9.63$ Arms および $I_{Sc}=9.66$ Arms であり, これは定格電流の 55% の電流値に相当する。一方で, 中性線電流 I_{Sn} は 0.67 Arms になっており, 定格電流の 4% まで低減できていることを確認した。また, 直流キャパシタ電圧は平均値は指令値の 370 Vdc によく制御されている。

3.4 実験結果

提案する直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相 4 線式配電用 APLC の高調波補償法の有効性を示すため, 実験による検討を行った。図 3.4 に, 実験におけるシステム構成を示す。変圧器二次側において, 線間電圧 200 Vrms, 6.0 kVA および 60 Hz のモデルを構築し実験を行った。このときの負荷の定数を表 3.3 に示す。図 3.5 に, 実際の実験装置を示す。APLC における PWM 整流回路は, Myway プラスのインバータユニット MWINV-9R122B に内蔵された三菱電機製 IPM の PM75RSD060⁽⁹²⁾, および外付けで別途用意した三菱電機製 IGBT モジュール CM100DY-24A⁽⁹³⁾ を用いて 4 レグ構成とした。このインバータユニットのスイッチング周波数 f_{sw} は最大 20 kHz までの任意の値に設定することが可能である。本研究では, APLC はスイッチング素子として IGBT を使用することを想定しているため, スイッチング周波数 f_{sw} を 12 kHz としている。また, 指令値演算や信号の生成は Myway プラスのデジタル制御システム PE-Expert4 を用いた。PE-Expert4 に内蔵されている DSP は TEXAS INSTRUMENTS 製の TMS320C6657⁽⁹⁴⁾ である。制御ブロックは C 言語を用いて DSP に実装され, 14-bit A/D コンバータを介して, DSP に電圧及び電流の検出値が送られる。直流キャパシタ容量は, 実験においてキャパシタに流入するリップル電流が増加する可能性があることなどから, 十分大きな容量のキャパシタを用いることとした。実験に用いた

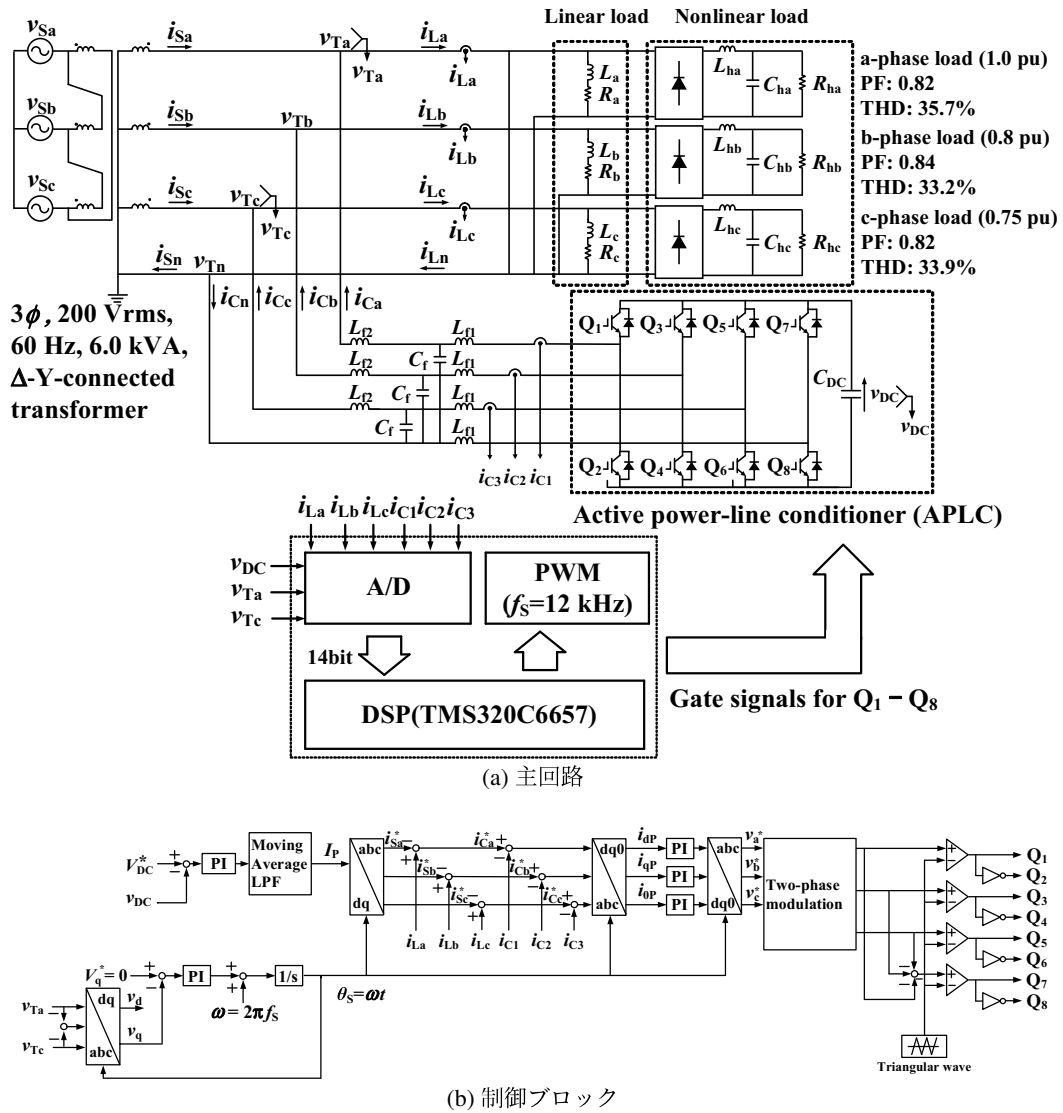


図 3.4 不平衡な負荷が接続された配電系統における APLC のシステム構成図

表 3.3 実験装置における負荷の定数

Item	Symbol	Value
a-phase load (0.6 pu, power factor 0.81)	R_{a2}	18.4 Ω
	L_{a2}	38.2 mH
	R_{ha2}	50 Ω
	L_{ha2}	2.85 mH
	C_{ha2}	1500 μ F
a-phase load (0.4 pu, power factor 0.81)	R_{a1}	26.0 Ω
	L_{a1}	53.5 mH
	R_{ah1}	75 Ω
	L_{ah1}	2.87 mH
	C_{ah1}	1500 μ F
b-phase load (0.8 pu, power factor 0.80)	R_b	13.5 Ω
	L_b	26.8 mH
	R_{bh}	35 Ω
	L_{bh}	2.72 mH
	C_{bh}	1500 μ F
c-phase load (0.75 pu, power factor 0.80)	R_c	14.2 Ω
	L_c	30.9 mH
	R_{ch}	35 Ω
	L_{ch}	2.92 mH
	C_{ch}	1500 μ F

表 3.4 実験装置における APLC の定数

Item	Symbol	Value
Reference DC capacitor voltage	V_{DC}^*	370 Vdc
DC capacitor	C_{DC}	3900 μ F
Filter capacitor	L_{fa}	1.57 mH
	L_{fb}	1.60 mH
	L_{fc}	1.56 mH
	L_{fn}	1.58 mH
Filter capacitor	C_f	9.9 μ F
Switching frequency	f_{sw}	12 kHz

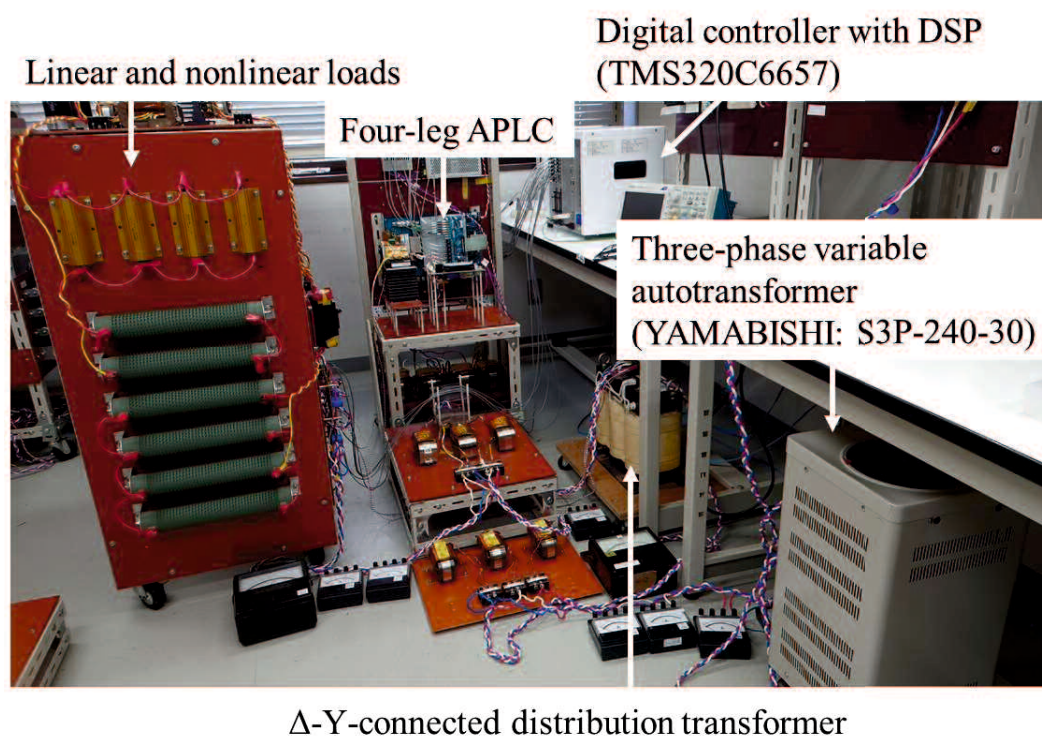


図 3.5 実際の実験装置

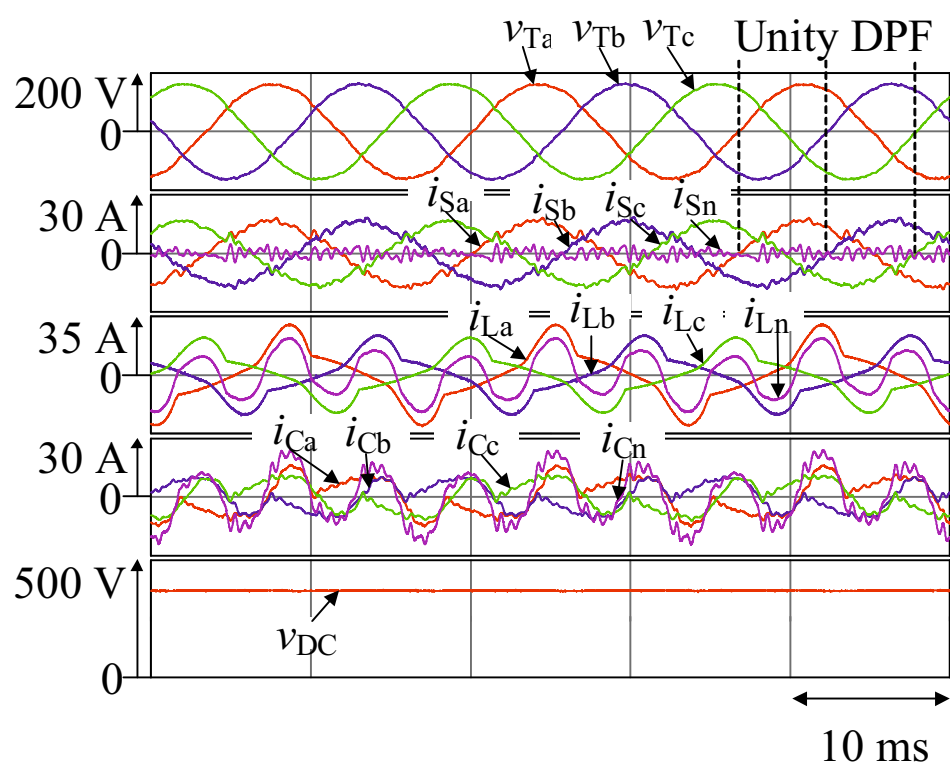


図 3.6 高調波補償法を用いた APLC の実験結果

APLC の定数を表 3.4 に示す。

定常状態における実験結果を、図 3.6 に示す。図 3.6 は、上から受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} , 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} および i_{Sn} , 負荷電流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} および i_{Ln} , 補償電流 i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc} および i_{Cn} , そして APLC の直流キャパシタ電圧 v_{DC} である。定常状態において、負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} は無効電流, 不平衡有効電流, さらには高調波電流を含んでおり, THD はそれぞれ 35.7%, 33.2% および 33.9% である。APLC から出力される補償電流により, 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} は平衡状態の正弦波になっており, 力率が a 相は 1.00, b 相は 1.00, さらに c 相では 0.99 となっている。電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD は, それぞれ 8.8%, 8.3% および 8.9% であり, 負荷電流の THD に対して大幅に改善されている。電源側における電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の実効値はそれぞれ $I_{Sa}=11.6$ Arms, $I_{Sb}=11.4$ Arms および $I_{Sc}=11.3$ Arms であり, これは定格電流の 66% の電流値に相当する。一方で, 中性線電流 I_{Sn} は 2.01 Arms となっており, 定格電流の 12% まで低減できていることを確認した。また, 直流キャパシタ電圧は平均値は指令値の 370 Vdc によく追従しており, 370 Vdc 一定に制御されている。

実験結果とシミュレーション結果を比較すると, シミュレーション結果よりも実験結果の方が THD が悪化していることがわかる。この原因として, センサの誤差が考えられる。電流フィードバック用の電流センサには LEM の LA 55-P⁽⁹⁵⁾ をベースに構築した電流センサを用いたが, LA 55-P は許容差 $\pm 0.9\%$ である。また, 線形誤差が 0.15% となっている。電圧センサは LEM の LV 25-P⁽⁹⁶⁾ をベースに構築した電圧センサを用いた。LV 25-P は許容差 $\pm 0.9\%$ であり, 線形誤差が 0.2% となっている。さらに, これらの誤差に加えて増幅回路に用いた金属皮膜抵抗などの誤差も存在するため, 出力電流に誤差が生じ, THD が悪化することが説明できる。

以上より, 三相4線式配電用 APLC を用いた高調波補償法の有効性を確認した。シミュレーションおよび実験結果は, 負荷側の不平衡有効・無効電流および高調波電流を補償し, 電源側において力率 1.00 の平衡な正弦波電流を実現できることを明らかにした。

3.5 直流キャパシタ電圧一定制御ブロックの出力信号の実験的検討

第3章2節の(3.8)式より, 直流キャパシタ電圧一定制御ブロックの出力電圧は次式で与えられる。

$$3I_P = I_{La1} \cos \phi_{a1} + I_{Lb1} \cos \phi_{b1} + I_{Lc1} \cos \phi_{c1} \quad (3.18)$$

本節では, 直流キャパシタ電圧一定制御ブロックの出力電圧が(3.18)式で与えられることを実験的に確認する。図 3.7 に, 直流キャパシタ電圧一定制御ブロックの出力電圧を実験的に確認するための実験装置のシステム構成図を示す。点線で囲んだブロックを新たに追加し

た。追加したブロックでは、負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} の三相分一括した基本波有効電流分を演算している。その出力 I_{P2} は、理論的には (3.18) 式と等しくなる。ここで、 I_{P2} に乗じている制御ゲイン K は、0.1 秒間で 0.0 から 1.0 へ変化させている。

図 3.8 に、 $K = 0.0$ の場合の実験結果を示す。図 3.8 は、上から受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} , 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} および i_{Sn} , 負荷電流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} および i_{Ln} , 補償電流 i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc} および i_{Cn} , そして APLC の直流キャパシタ電圧 v_{DC} である。定常状態において、負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} は無効電流, 不平衡有効電流, さらには高調波電流を含んでおり, THD はそれぞれ 37.3%, 34.0% および 34.9% である。APLC から出力される補償電流により, 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} は平衡状態の正弦波になっており, 各相の力率は 1.00 となっている。電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD は, それぞれ 8.0%, 7.9% および 8.2% であり, 負荷電流の THD に対して大幅に改善されている。直流キャパシタ電圧は平均値は指令値の 370 Vdc によく追従しており, 370 Vdc 一定に制御されている。また, 制御ゲイン K が 0 であることから, 追加した制御ブロックはまったく動作していない。したがって, 図 3.8 の実験結果では, 図 3.6 の実験結果と全く同じ結果となることが理解できる。

次に、 $K = 1.0$ として実験を行った。図 3.9 に、このときの実験結果を示す。定常状態において、負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} は無効電流, 不平衡有効電流, さらには高調波電流を含んでおり, THD はそれぞれ 37.2%, 34.0% および 35.0% である。APLC から出力される補償電流により, 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} は平衡状態の正弦波になっており, 各相の力率は 1.00 となっている。電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD は, それぞれ 8.0%, 8.0% および 8.2% であり, 負荷電流の THD に対して大幅に改善されている。直流キャパシタ電圧は平均値は指令値の 370 Vdc によく追従しており, 369 Vdc 一定に制御されている。また, 制御ゲイン K が 1 であることから, 直流キャパシタ電圧一定制御はまったく動作していない。しかしながら, 図 3.9 の実験結果は, 図 3.6 および図 3.8 と全く同じ結果となっている。

ここで、 K を 0.1 秒間で 0.0 から 0.1 へ変化させている期間の I_{P1} と I_{P2} を測定した。図 3.10 に、図 3.7 の制御回路内で検出した I_{P1} と I_{P2} を示す。図 3.7 の点線で囲まれた負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} の三相一括した基本波有効電流分の演算ブロックの出力を確認すると、直流キャパシタ電圧一定制御ブロックの出力電圧 I_{P1} が減少していることが確認できる。 $K = 0.0$ では、 I_{P1} の平均値は 10.9 Adc になっているのに対して、 I_{P2} の平均値は 0.0 Adc である。 $K = 0.5$ のときは、 I_{P1} の平均値は 5.4 Adc、 I_{P2} の平均値は 5.5 Adc と、ほぼ等しい値となっている。さらに、 $K = 1.0$ のとき、 I_{P1} の平均値は -0.1 Adc となっているが、 I_{P2} の平均値は 11.0 Adc である。これは、 $K = 0.0$ のときの I_{P1} の値と、 $K = 1.0$ のときの I_{P2} の値が等しくなっている。

このことから、第3章2節で検討した、三相4線式配電用 APLC で用いられている直流キャパシタ電圧一定制御ブロック内の PI コントローラーの出力信号の平均値が、負荷電流

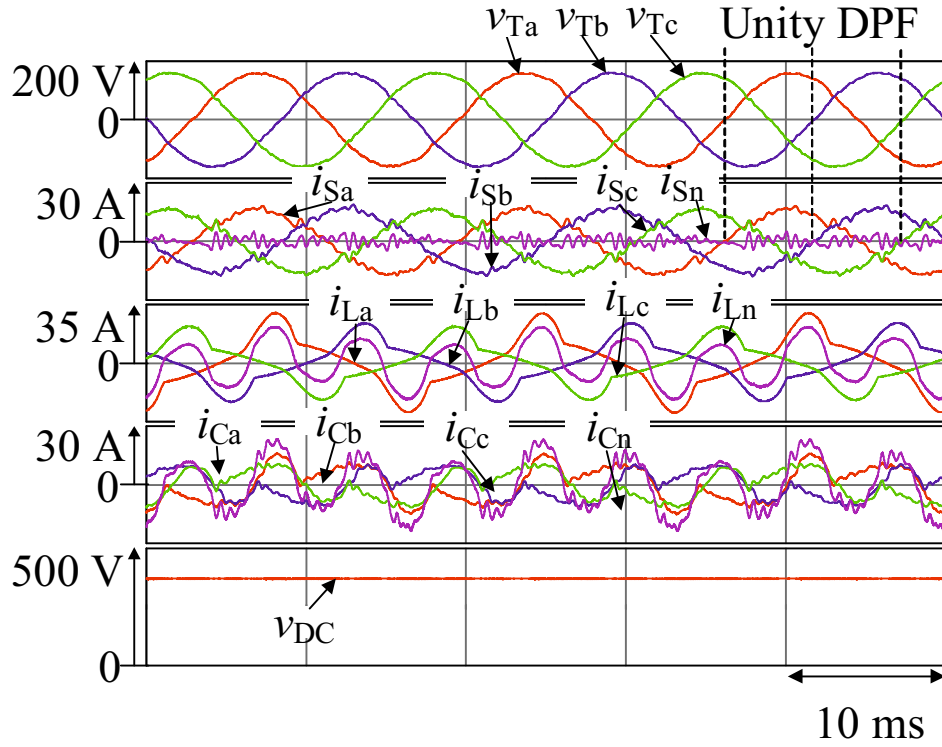


図 3.8 図 3.7 を用いた制御ゲイン $K = 0.0$ の場合の実験結果

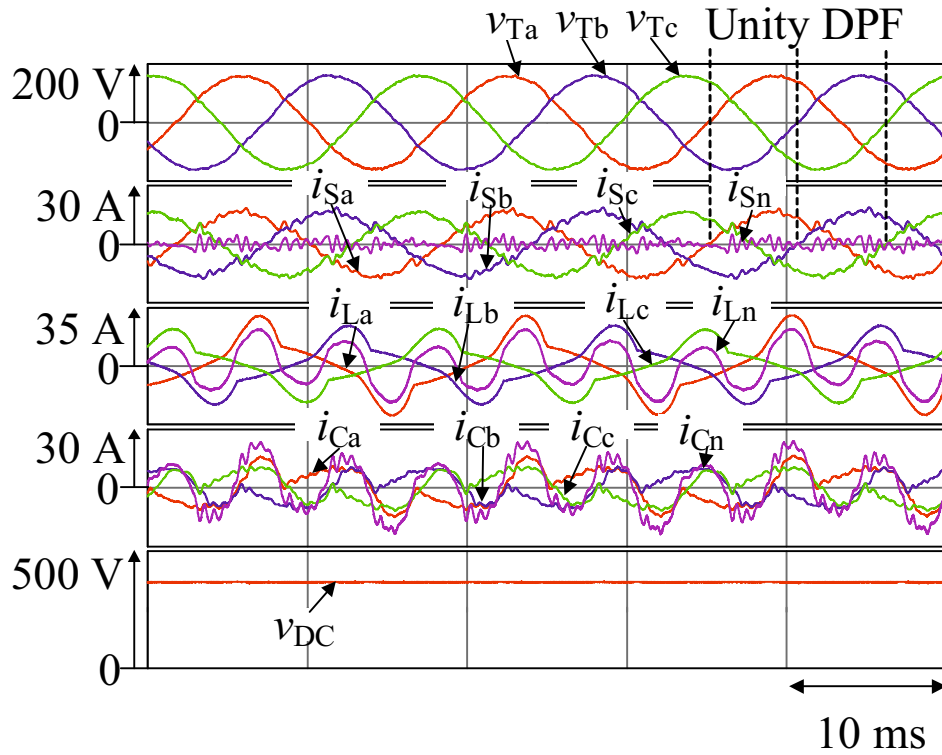


図 3.9 図 3.7 を用いた制御ゲイン $K = 1.0$ の場合の実験結果

i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} の三相分一括した基本波有効電流成分を出力することを確認した。さらに, 直流キャパシタ電圧一定制御の出力値 I_{P1} は, 他の入力値, 本節の場合は I_{P2} などに応じて増減することが分かった。

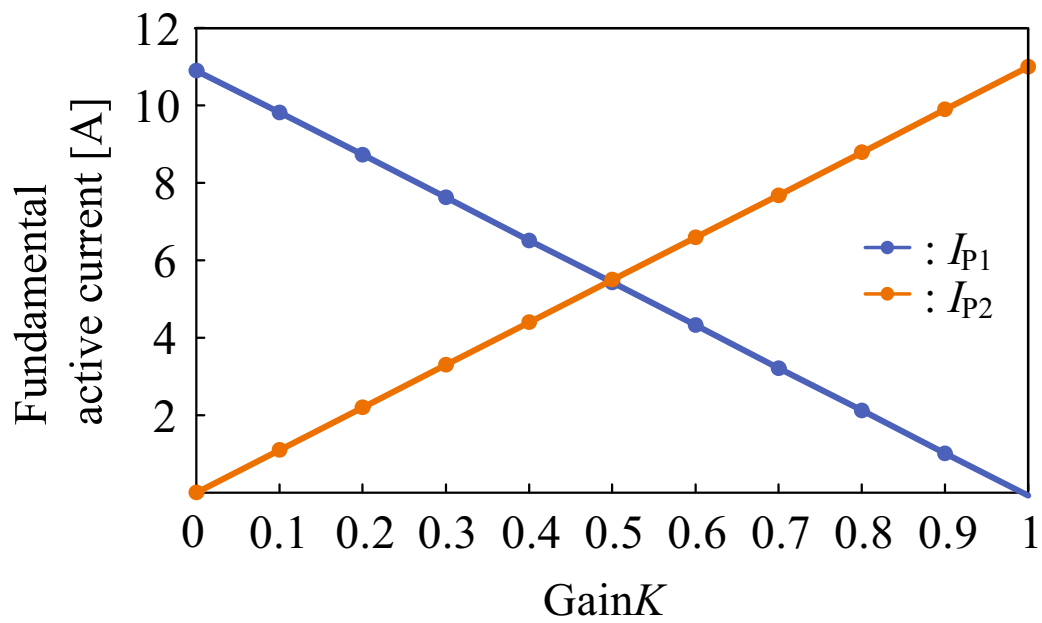


図 3.10 制御ゲイン K と I_{P1} および I_{P2}

第4章 三相4線式配電用 APLC の各相別基本波力率制御法

第3章において、不平衡な非線形負荷が接続された配電系統において、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相4線式配電用 APLC を用いた。シミュレーションおよび実験結果より、電源側で力率が1.00かつ、基本波無効電流、高調波電流および不平衡電流を補償可能であることを示した。しかしながら、三相一括制御であり、各相の電圧および電流が不平衡である状況は考慮されていない。各相別電力制御は、様々なシステムアプリケーションに用いられている^(97,98)。第4章では、電源側において、中性線電流を抑制しながら基本波力率 (Displacement Power Factor : DPF) を任意の値に制御する電源電流指令値を用いたシステム構成にてシミュレーションおよび実験を行い、そのときの電力品質保証効果を検討する。

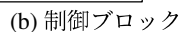
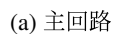
4.1 各相別 DPF 制御法

図4.1に、シミュレーションのシステム構成を示す。主回路における負荷の定数および APLC の動作条件は、第3章の表3.1ならびに表3.2と等しい値とした。電源側において中性線電流を抑制しながら各相ごとに DPF を任意の値に制御するため、本章においては、電源電流指令値を再構築する。第3章における電源電流指令値 i_{Sa}^* 、 i_{Sb}^* および i_{Sc}^* は次式で表される。

$$\begin{aligned} i_{Sa}^* &= \sqrt{2}I_P \cos \omega t \\ i_{Sb}^* &= \sqrt{2}I_P \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ i_{Sc}^* &= \sqrt{2}I_P \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \tag{4.1}$$

このとき、三相平衡であり、各相の電源電流指令値の和は零となる。中性線を流れる電流 i_{Sn}^* は、 $i_{Sn}^* = i_{Sa}^* + i_{Sb}^* + i_{Sc}^*$ であるので、中性線電流 i_{Sn}^* もまた零となる。

しかし、電源側を流れる電流が三相不平衡であるとき、各相の制御ゲインを K_a 、 K_b および K_c とおいた場合の電源電流指令値 i_{Sa}^* 、 i_{Sb}^* および i_{Sc}^* は次式となる。



$$\begin{aligned}
i_{Sa}^* &= \sqrt{2}I_P \cos \omega t + \sqrt{2}K_a I_P \sin \omega t \\
i_{Sb}^* &= \sqrt{2}I_P \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2}K_b I_P \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
i_{Sc}^* &= \sqrt{2}I_P \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2}K_c I_P \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{4.2}$$

(4.1) 式に、無効電流成分の項が追加された。このとき、(4.2) 式において、各式の第 1 項の和は 0 であるため、中性線を通る電流は第 2 項の無効電流成分の和となる。したがって、中性線を通る電流 i_q は

$$i_q = \sqrt{2}K_a I_P \sin \omega t + \sqrt{2}K_b I_P \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2}K_c I_P \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \tag{4.3}$$

となる。(4.3) 式は中性線電流が零ではない、すなわち、抑制されていないことを示している。したがって、 i_q を打ち消すために有効電力を用いる。(4.2) 式に、中性線電流抑制分の i_d を加算する。 i_d は、次式となる。

$$i_d = -i_q = -\sqrt{2}K_a I_P \sin \omega t - \sqrt{2}K_b I_P \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \sqrt{2}K_c I_P \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \tag{4.4}$$

(4.4) 式を有効電流成分で表すため $\cos$ 成分に書き換えると、次式となる。

$$\begin{aligned}
i_d &= \sqrt{2}\frac{2\sqrt{3}}{3}(K_b - K_c)I_P \cos \omega t \\
&\quad + \sqrt{2}\frac{\sqrt{3}}{3}(K_b - K_a)I_P \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
&\quad + \sqrt{2}\frac{\sqrt{3}}{3}(K_a - K_c)I_P \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{4.5}$$

(4.5) 式にて得られた有効電流を (4.2) 式の各相に加算する。したがって、電源電流指令値 i_{Sa}^* , i_{Sb}^* および i_{Sc}^* は、

$$\begin{aligned}
i_{Sa}^* &= \sqrt{2}I_P \cos \omega t + \sqrt{2}K_a I_P \sin \omega t \\
&\quad + \sqrt{2}\frac{2\sqrt{3}}{3}(K_b - K_c)I_P \cos \omega t \\
i_{Sb}^* &= \sqrt{2}I_P \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2}K_b I_P \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
&\quad + \sqrt{2}\frac{\sqrt{3}}{3}(K_b - K_a)I_P \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
i_{Sc}^* &= \sqrt{2}I_P \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2}K_c I_P \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\
&\quad + \sqrt{2}\frac{\sqrt{3}}{3}(K_a - K_c)I_P \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{4.6}$$

となる。(4.6) 式において、各式の第1項の和は0であり、第2項の無効電流成分 i_q と第3項の有効電流成分 i_d は打ち消しあうので、中性線電流 i_{Sn}^* は、 $i_{Sn}^* = i_{Sa}^* + i_{Sb}^* + i_{Sc}^* = 0$ となり、中性線電流の抑制が可能となる。(4.6) 式により電源電流指令値 i_{Sa}^* 、 i_{Sb}^* および i_{Sc}^* を決定することで、中性線電流 i_{Sn}^* を抑制しながら各相別に DPF 制御が可能となる。

ここで、一例として a 相電源電流指令値 i_{Sa}^* の DPF を導出する。 i_{Sa}^* の有効電力分である cos 成分を i_{Sap}^* 、無効電力分である sin 成分を i_{Saq}^* とおくと、

$$\tan \phi = \frac{i_{Saq}^*}{i_{Sap}^*} \quad (4.7)$$

となる。したがって、a 相電源電流指令値 i_{Sa}^* の DPF は次式で与えられる。

$$\text{DPFa} = \cos\left(\tan^{-1} \frac{K_a}{\frac{2\sqrt{3}}{3}(K_b - K_c)}\right) \quad (4.8)$$

b 相電源電流指令値 i_{Sb}^* および c 相電源電流指令値 i_{Sc}^* の DPF も同様に算出し、次式となる。

$$\text{DPFb} = \cos\left(\tan^{-1} \frac{K_b}{\frac{\sqrt{3}}{3}(K_b - K_a)}\right) \quad (4.9)$$

$$\text{DPFc} = \cos\left(\tan^{-1} \frac{K_c}{\frac{\sqrt{3}}{3}(K_a - K_c)}\right) \quad (4.10)$$

ここで、(4.6) 式において求めた電源電流指令値 i_{Sa}^* 、 i_{Sb}^* および i_{Sc}^* の有効電流成分あるいは無効電流成分の係数が負となった場合、電流が遅れることにより誤差が大きくなる。したがって、電源電流指令値の有効電流成分、あるいは無効電流成分の係数はそれぞれ正となる必要がある。制御ゲイン K_a 、 K_b および K_c 以外の定数は全て正であるため、各相の制御ゲイン K_a 、 K_b および K_c が正となるような条件を考えればよいので、条件式は、(4.6) 式より $K_b - K_c > 0$ 、 $K_a > 0$ 、 $K_b - K_a > 0$ 、 $K_b > 0$ 、 $K_b - K_a > 0$ および $K_c > 0$ である。これらをまとめると、

$$K_b > K_a > K_c > 0 \quad (4.11)$$

となり、上式が制御ゲイン K_a 、 K_b および K_c の条件式となる。以上より、各相の DPF を初めに決定し、それにより制御ゲイン K_a 、 K_b および K_c を算出することで各相別 DPF 制御が実現可能となる。

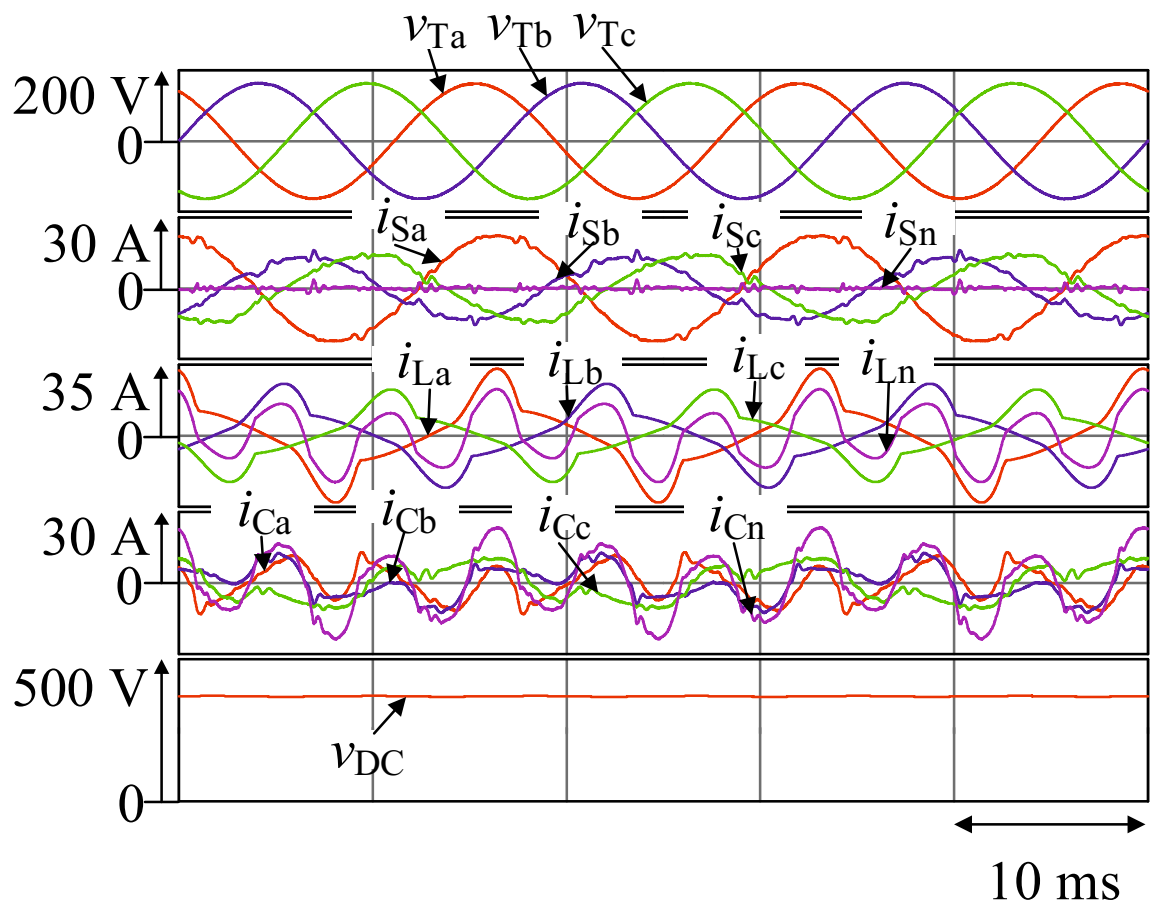


図 4.2 図 4.1 を用いたシミュレーション結果

4.2 シミュレーション結果

提案する制御法の有効性を確認するため、シミュレーションを行った。制御ブロックに原理にて導出した電源電流指令値を反映して DPF を調整できるようにし、電源側の DPF が a 相 0.9, b 相 0.6 および c 相 1.00 となるように各相の制御ゲイン $K_a = 1.30$, $K_b = 1.45$ および $K_c = 0.00$ とした。

図 4.2 に、シミュレーション結果を示す。図 4.2 は、上から受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} , 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} および i_{Sn} , 負荷電流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} および i_{Ln} , APLC の補償電流 i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc} および i_{Cn} および直流キャパシタ電圧 v_{DC} である。定常状態において、負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} は無効電流, 不平衡有効電流, および高調波電流を含んでおり, THD はそれぞれ 37.1%, 32.1% および 33.4% である。APLC から出力される補償電流 i_{Ca} , i_{Cb} および i_{Cc} により, 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} は不平衡状態の正弦波となっている。ここで, 電源側における電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の実効値はそれぞれ $I_{Sa}=18.7$ Arms, $I_{Sb}=11.0$ Arms および $I_{Sc}=11.6$ Arms である。一方で, 中性線電流 I_{Sn} は 0.89 Arms となっており, 定格電流の 5.1% まで低減できていることを確認した。したがって, 中性線電流 i_{Sn} は抑制されており, 本提案制御方式の有効性が確認できる。このとき, a 相の DPF は 0.90, b 相は 0.63, さらに c 相では 1.00 となっている。各相の制御ゲイン $K_a = 1.30$, $K_b = 1.45$, $K_c = 0.00$ に設定しており, 各相の DPF の理論値は, 0.90, 0.60 および 1.00 である。これらの DPF の理論値と実験結果は良く一致している。また, 電源電流の THD は, それぞれ 3.81%, 1.09% および 8.61% となり, 高調波補償効果を確認した。さらに, 直流キャパシタ電圧の平均値は指令値の 370 Vdc とよく追従しており, 370 Vdc 一定に制御されている。

4.3 実験結果

図 4.3 に、実験のシステム構成を示す。主回路は、第 3 章と同じく線間電圧 200 Vrms, 6.0 kVA で周波数が 60 Hz のモデルとした。負荷や APLC の動作条件は、表 3.3 および表 3.4 と同一のものをを用いた。また、電源側の DPF が a 相 0.9, b 相 0.6 および c 相 1.00 となるように各相の制御ゲイン $K_a = 1.30$, $K_b = 1.45$ および $K_c = 0.00$ とした。

図 4.4 に、実験結果を示す。図 4.4 は、上から受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} , 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} および i_{Sn} , 負荷電流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} および i_{Ln} , 補償電流 i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc} および i_{Cn} , APLC の直流キャパシタ電圧 v_{DC} である。定常状態において、負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} は無効電流, 不平衡有効電流, および高調波電流を含んでおり, THD はそれぞれ 35.2%, 33.6% および 33.8% である。APLC から出力される補償電流 i_{Ca} , i_{Cb} および i_{Cc} により, 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} は不平衡状態の正弦波となっている。ここで, 電源側における電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の実効値はそれぞれ $I_{Sa}=18.4$ Arms, $I_{Sb}=11.0$ Arms および $I_{Sc}=11.3$ Arms

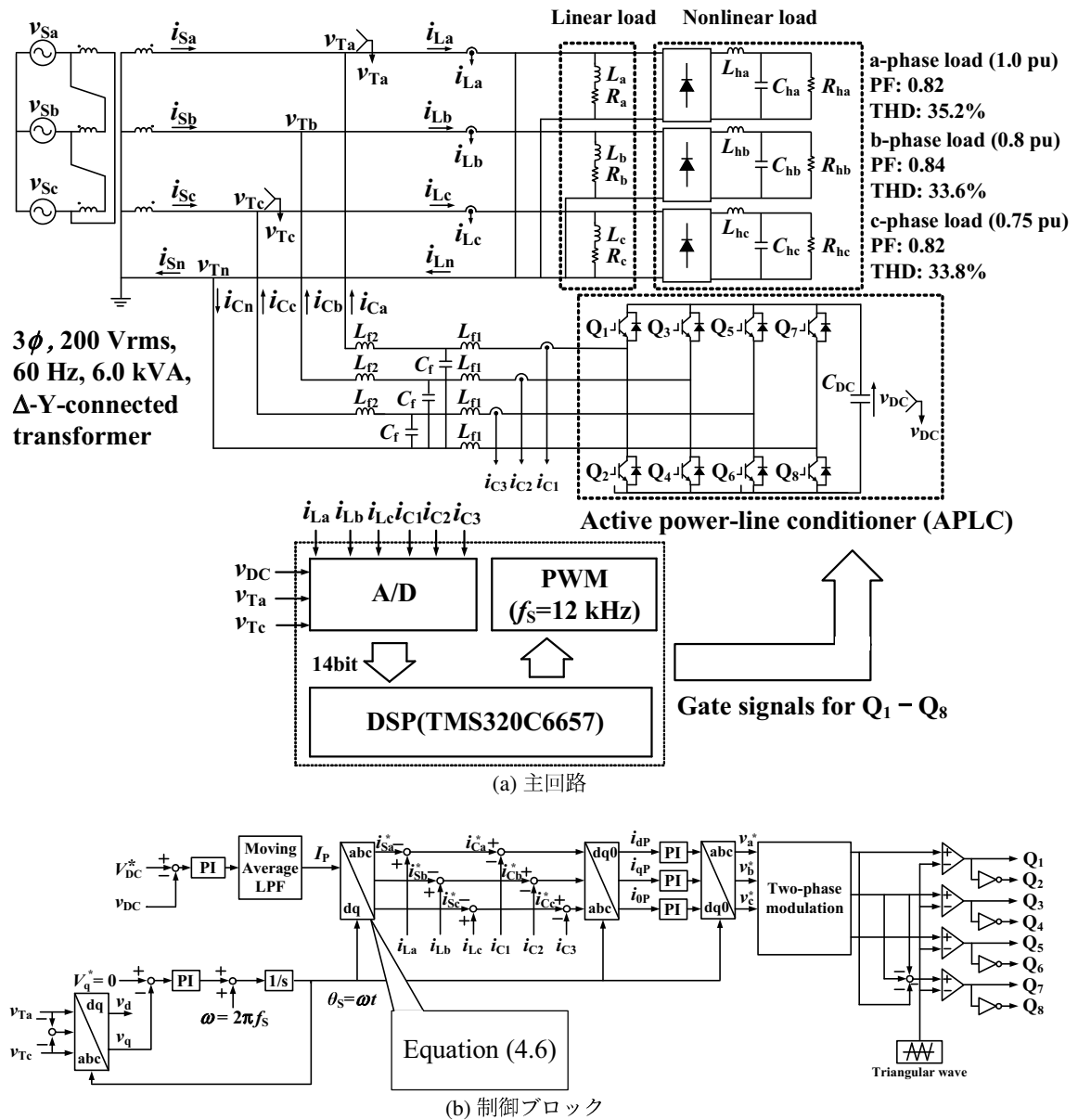


図 4.3 中性線電流抑制機能を有する各相別 DPF 制御法を用いた APLC の縮小モデル

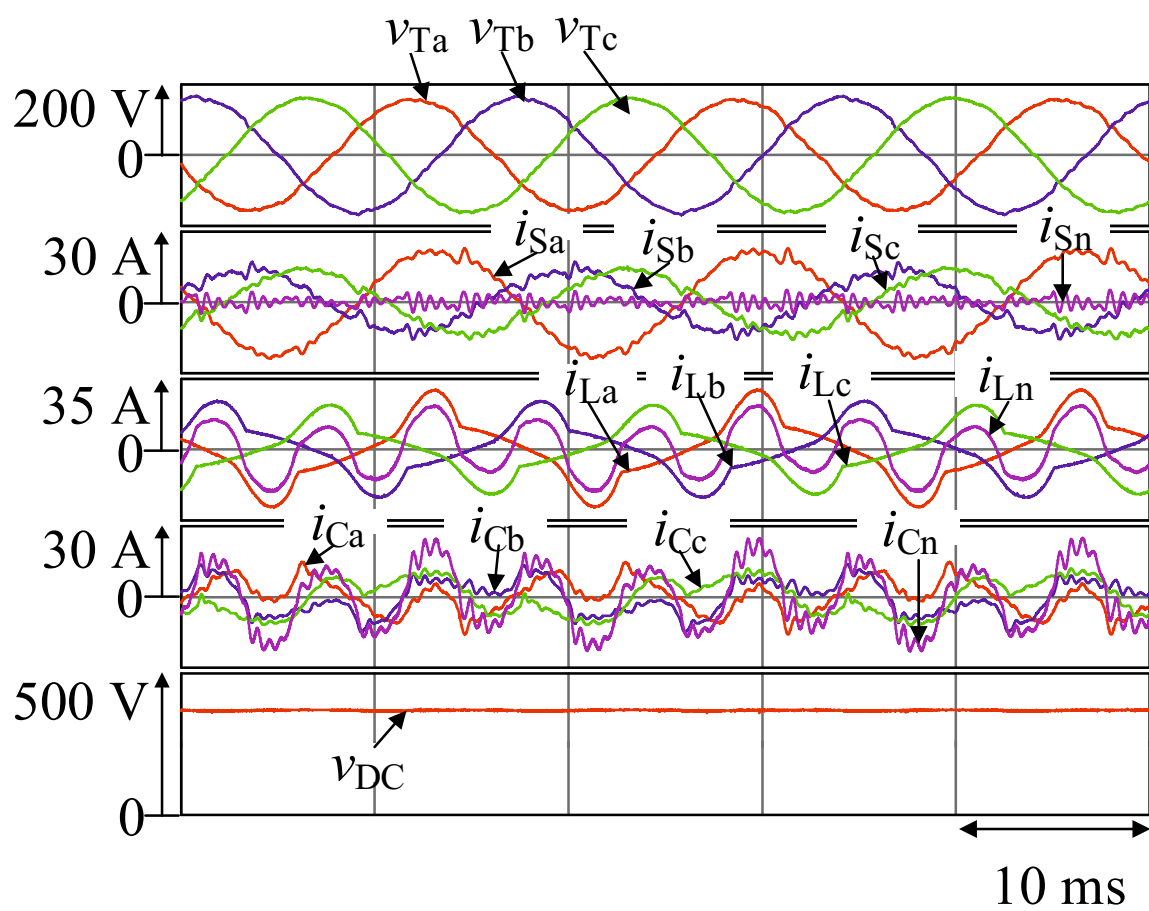


図 4.4 図 4.3 を用いた実験結果

である。一方で、中性線電流 I_{Sn} は 2.33 Arms となっており、定格電流の 13% まで低減できていることを確認した。したがって、中性線電流 i_{Sn} は抑制されており、本提案制御方式の有効性が確認できる。このとき、a 相の DPF は 0.88, b 相は 0.58, さらに c 相では 0.99 となっている。各相の制御ゲイン $K_a = 1.30$, $K_b = 1.45$, $K_c = 0.00$ に設定しており、各相の DPF の理論値は 0.90, 0.60 および 1.00 である。これらの DPF の理論値と実験結果は良く一致している。また、電源電流の THD は、それぞれ 6.96%, 13.9% および 9.17% となった。さらに、直流キャパシタ電圧の平均値は指令値の 370 Vdc とよく追従しており、369 Vdc 一定に制御されている。

以上より、三相 4 線式配電用 APLC を用いた各相別 DPF 制御法の有効性を確認した。シミュレーションおよび実験結果は、負荷側の不平衡有効・無効電流および高調波電流を補償し、電源側において任意の無効電流を注入することで不平衡な正弦波の電源電流を実現できることを明らかにした。

4.4 本章のまとめ

本章では、三相 4 線式配電用 APLC の各相別 DPF 制御法を提案し、その有効性を明らかにした。はじめに、各相別に DPF を制御することで中性線電流を抑制する方法を述べた。DPF を制御することで、無効電力が変動し、結果として受電端電圧を制御できることを確認した。

次に、シミュレーションおよび実験により、不平衡な非線形負荷が接続された配電系統において、各相別に DPF 制御を実現し、電源側において中性線電流の抑制の実現を明らかにした。

以上により、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた各相別 DPF 制御法の有効性を明らかにした。

第5章 三相4線式配電用 APLC の各相別無効電流制御法

第4章において、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相4線式配電用 APLC において各相別 DPF 制御法を用いて、電源側において中性線電流を抑制しながら各相別に DPF 制御を実現し、不平衡な正弦波の電流を実現できることをシミュレーションおよび実験より明らかにした。第5章では、まず、電源側において中性線電流を抑制しながら無効電流を注入し、不平衡な正弦波の電源電流を実現できる電源電流指令値の基本原理を説明する。次に、各相別無効電流制御法の基本原理をシミュレーションおよび実験にて検討し、受電端電圧および送電端電圧が不平衡な状態においても同制御法が有効であることを、シミュレーションおよび実験により確認する。

5.1 各相別無効電流制御法

電源側において、中性線電流を抑制しながら各相ごとに無効電流を任意の値に制御するため、本章においては、電源電流指令値を再構築する。第3章における電源電流指令値 i_{Sa}^* , i_{Sb}^* および i_{Sc}^* は次式で表される。

$$\begin{aligned} i_{Sa}^* &= \sqrt{2}I_P \cos \omega t \\ i_{Sb}^* &= \sqrt{2}I_P \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ i_{Sc}^* &= \sqrt{2}I_P \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (5.1)$$

このとき、三相平衡であり、各相の電源電流指令値の和は零となる。中性線を流れる電流 i_{Sn}^* は、 $i_{Sn}^* = i_{Sa}^* + i_{Sb}^* + i_{Sc}^*$ であるので、中性線電流 i_{Sn}^* もまた零となる。

しかし、三相不平衡であるとき、各相ごとに制御可能な無効電流の実効値をそれぞれ I_{qa} , I_{qb} および I_{qc} とおいた場合の電源電流指令値 i_{Sa}^* , i_{Sb}^* および i_{Sc}^* は次式となる。

$$\begin{aligned} i_{Sa}^* &= \sqrt{2}I_P \cos \omega t + \sqrt{2}I_{qa} \sin \omega t \\ i_{Sb}^* &= \sqrt{2}I_P \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2}I_{qb} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{Sc}^* &= \sqrt{2}I_P \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2}I_{qc} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (5.2)$$

(5.2) 式において、各式の第1項の和は0であるため、中性線を流れる電流は第2項の無効電流成分の和となる。したがって、中性線を流れる電流 i_q は

$$i_q = \sqrt{2}I_{qa} \sin \omega t + \sqrt{2}I_{qb} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2}I_{qc} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5.3)$$

となる。(5.3) 式は、中性線電流が零ではない、すなわち、抑制されていないことを示している。 i_q を打ち消すためには、 i_q から i_q の差を取ればよい ($i_q - i_q$)。しかしながら、単純に i_q を減算すると、無効電流成分が打ち消され、各相別無効電流制御の実現が不可能となる。したがって、 i_q を有効電流成分 i_d に変換し、(5.2) 式に加算することで、中性線電流を抑制しながら各相別無効電流制御を実現する。 i_d は次式となる。

$$i_d = -i_q = -\sqrt{2}I_{qa} \sin \omega t - \sqrt{2}I_{qb} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \sqrt{2}I_{qc} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5.4)$$

(5.4) 式を有効電流分で表すため、 $\sin \omega t$, $\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$ および $\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$ をそれぞれ $\cos$ 成分に書き換える。まず、 $\sin \omega t$ を考える。

$$\sin \omega t = \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) = \sin \frac{2\pi}{3} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos \frac{2\pi}{3} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5.5)$$

$$\sin \omega t = \sin\left(-\frac{2\pi}{3} + \left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) = \sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5.6)$$

ここで、 $\sin\left(\pm\frac{2\pi}{3}\right) = \pm\frac{\sqrt{3}}{2}$, $\cos\left(\pm\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2}$ であり、さらに、(5.5) 式および (5.6) 式をそれぞれ足し合わせて変形すると、

$$\begin{aligned} 2 \sin \omega t &= \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \left(-\frac{1}{2}\right) \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \left(-\frac{1}{2}\right) \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2} \left(\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) - \frac{1}{2} \left(\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2} \left(\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) - \frac{1}{2} (-\sin \omega t) \\ (\because \sin \omega t + \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) &= 0 \Leftrightarrow \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) = -\sin \omega t) \\ \Leftrightarrow \frac{3}{2} (\sin \omega t) &= \frac{\sqrt{3}}{2} \left(\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ \therefore \sin \omega t &= \frac{\sqrt{3}}{3} \left(\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{aligned} \quad (5.7)$$

となる。(5.7) 式より、無効電流成分が有効電流成分で表されている。同様に $\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$ は、

$$\begin{aligned}
\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) &= \sin \omega t \cos \frac{2\pi}{3} - \cos \omega t \sin \frac{2\pi}{3} \\
&= \frac{\sqrt{3}}{3} \left(\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \cos \frac{2\pi}{3} - \cos \omega t \sin \frac{2\pi}{3} \\
&= \frac{\sqrt{3}}{3} \left(\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos \omega t + \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \cos \frac{2\pi}{3} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \omega t \\
&\quad \left(\because -\cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) = \cos \omega t + \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\
&= -\frac{\sqrt{3}}{6} 2 \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{\sqrt{3}}{6} \cos \omega t - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \omega t \\
\therefore \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) &= -\frac{\sqrt{3}}{3} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{2\sqrt{3}}{3} \cos \omega t
\end{aligned} \tag{5.8}$$

となる。同様に $\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$ は,

$$\begin{aligned}
\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) &= \sin \omega t \cos \frac{2\pi}{3} + \cos \omega t \sin \frac{2\pi}{3} \\
&= \frac{\sqrt{3}}{3} \left(\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \cos \frac{2\pi}{3} + \cos \omega t \sin \frac{2\pi}{3} \\
&= \frac{\sqrt{3}}{3} \left(-\cos \omega t - \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \cos \frac{2\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \omega t \\
&\quad \left(\because \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) = -\cos \omega t - \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\
&= \frac{\sqrt{3}}{6} 2 \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{\sqrt{3}}{6} \cos \omega t + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \omega t \\
\therefore \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) &= \frac{\sqrt{3}}{3} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{2\sqrt{3}}{3} \cos \omega t
\end{aligned} \tag{5.9}$$

となる。(5.7) 式, (5.8) 式および (5.9) 式をそれぞれ (5.4) 式に代入すると, 有効電流 i_d は,

$$\begin{aligned}
i_d = -i_q &= -\sqrt{2}I_{qa} \sin \omega t - \sqrt{2}I_{qb} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \sqrt{2}I_{qc} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\
&= -\sqrt{2}I_{qa} \left(\frac{\sqrt{3}}{3} \left(\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \right) \\
&\quad - \sqrt{2}I_{qb} \left(-\frac{\sqrt{3}}{3} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{2\sqrt{3}}{3} \cos \omega t \right) \\
&\quad - \sqrt{2}I_{qc} \left(\frac{\sqrt{3}}{3} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{2\sqrt{3}}{3} \cos \omega t \right) \\
&= \sqrt{2} \frac{2\sqrt{3}}{3} (I_{qb} - I_{qc}) \cos \omega t + \sqrt{2} \frac{\sqrt{3}}{3} (I_{qb} - I_{qa}) \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2} \frac{\sqrt{3}}{3} (I_{qa} - I_{qc}) \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{5.10}$$

となる。(5.10) 式にて得られた有効電流を各相に加算する。したがって, 電源電流指令値 i_{sa}^* , i_{sb}^* および i_{sc}^* は,

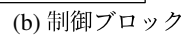
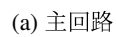
$$\begin{aligned}
 i_{Sa}^* &= \sqrt{2}I_P \cos \omega t + \sqrt{2}I_{qa} \sin \omega t \\
 &\quad + \sqrt{2}\frac{2\sqrt{3}}{3}(I_{qb} - I_{qc})I_P \cos \omega t \\
 i_{Sb}^* &= \sqrt{2}I_P \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2}I_{qb} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 &\quad + \sqrt{2}\frac{\sqrt{3}}{3}(I_{qb} - I_{qa})I_P \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 i_{Sc}^* &= \sqrt{2}I_P \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2}I_{qc} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\
 &\quad + \sqrt{2}\frac{\sqrt{3}}{3}(I_{qa} - I_{qc})I_P \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{5.11}$$

となる。(5.11) 式において各式の第 1 項は三相平衡電流を表しており、その和は 0 となる。第 2 項の無効電流成分 i_q と第 3 項の有効電流成分 $i_d (= -i_q)$ は打ち消しあうので、中性線電流 i_{Sn}^* は、 $i_{Sn}^* = i_{Sa}^* + i_{Sb}^* + i_{Sc}^* = 0$ となり、中性線電流の抑制が可能となる。(5.11) 式により任意の無効電流を注入し、電源電流指令値 i_{Sa}^* 、 i_{Sb}^* および i_{Sc}^* を決定することで、中性線電流 i_{Sn}^* を抑制しながら各相別に無効電流の制御が可能となる。

5.2 シミュレーション結果

図 5.1 に、各相別無効電流制御法を用いた場合のシステム構成を示す。主回路における負荷の定数および APLC の動作条件は、第 3 章の表 3.1 ならびに表 3.2 と等しい値とした。前述した各相別無効電流制御法を用いており、各相ごとに無効電流の制御が可能である。各相の無効電流の指令値は、 $I_{qa} = 7 \text{ Arms}$ 、 $I_{qb} = 11 \text{ Arms}$ および $I_{qc} = 4 \text{ Arms}$ とし、(5.11) 式の電源電流指令値 i_{Sa}^* 、 i_{Sb}^* および i_{Sc}^* を演算した。

図 5.2 に、シミュレーション結果を示す。図 5.2 は、上から受電端電圧 v_{Ta} 、 v_{Tb} および v_{Tc} 、電源電流 i_{Sa} 、 i_{Sb} 、 i_{Sc} および i_{Sn} 、負荷電流 i_{La} 、 i_{Lb} 、 i_{Lc} および i_{Ln} 、補償電流 i_{Ca} 、 i_{Cb} 、 i_{Cc} および i_{Cn} 、APLC の直流キャパシタ電圧 v_{DC} である。定常状態において、負荷電流 i_{La} 、 i_{Lb} および i_{Lc} は無効電流、不平衡有効電流、および高調波電流を含んでおり、THD はそれぞれ 37.1%、32.1% および 33.4% である。APLC から出力される補償電流 i_{Ca} 、 i_{Cb} および i_{Cc} により、電源電流 i_{Sa} 、 i_{Sb} および i_{Sc} は不平衡状態の正弦波となっている。しかしながら、中性線電流 i_{Sn} は抑制されており、本提案制御方式の有効性が確認できる。このとき、 $I_{qa} = 6.6 \text{ Arms}$ 、 $I_{qb} = 10.6 \text{ Arms}$ および $I_{qc} = 3.5 \text{ Arms}$ となっている。これは、各相の無効電流の理論値とよく一致している。また、電源電流の THD は、それぞれ 3.65%、4.21% および 6.67% となり、高調波補償効果を確認した。



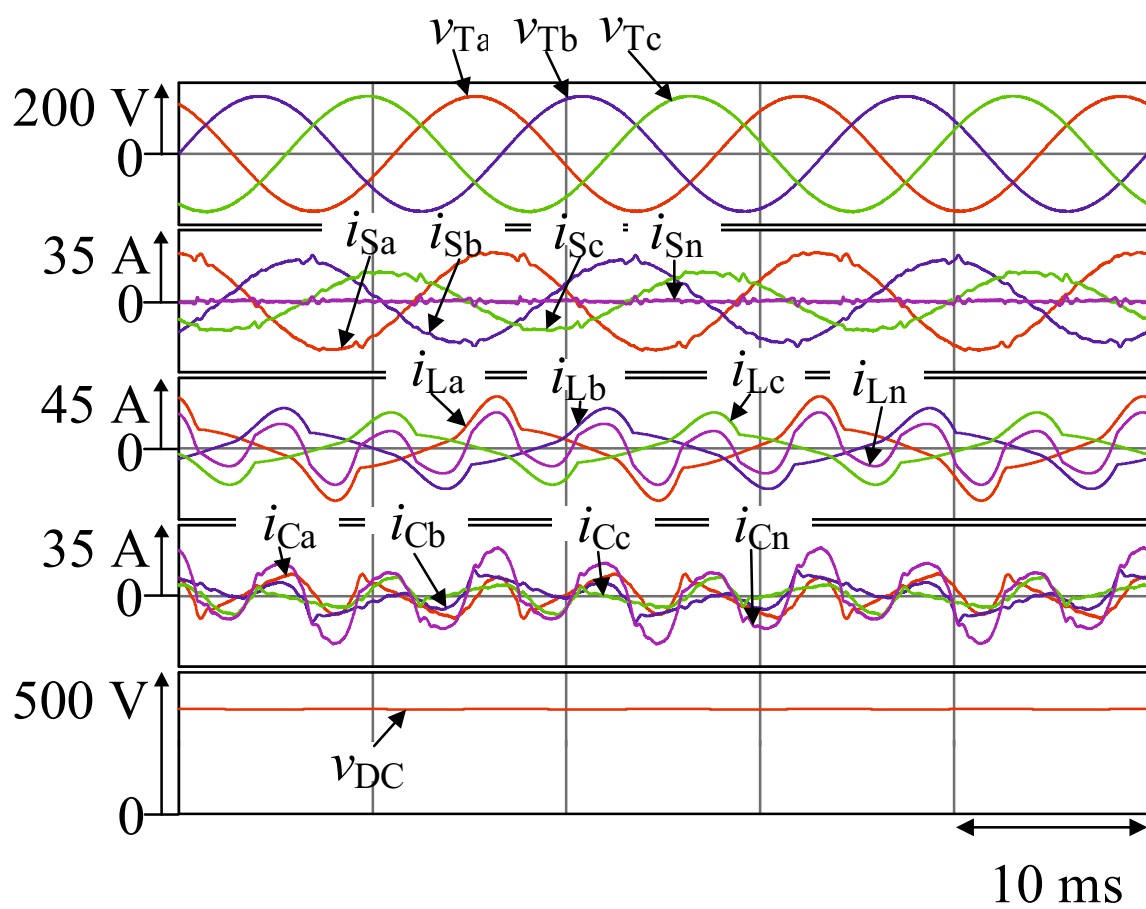


図 5.2 図 5.1 を用いたシミュレーション結果

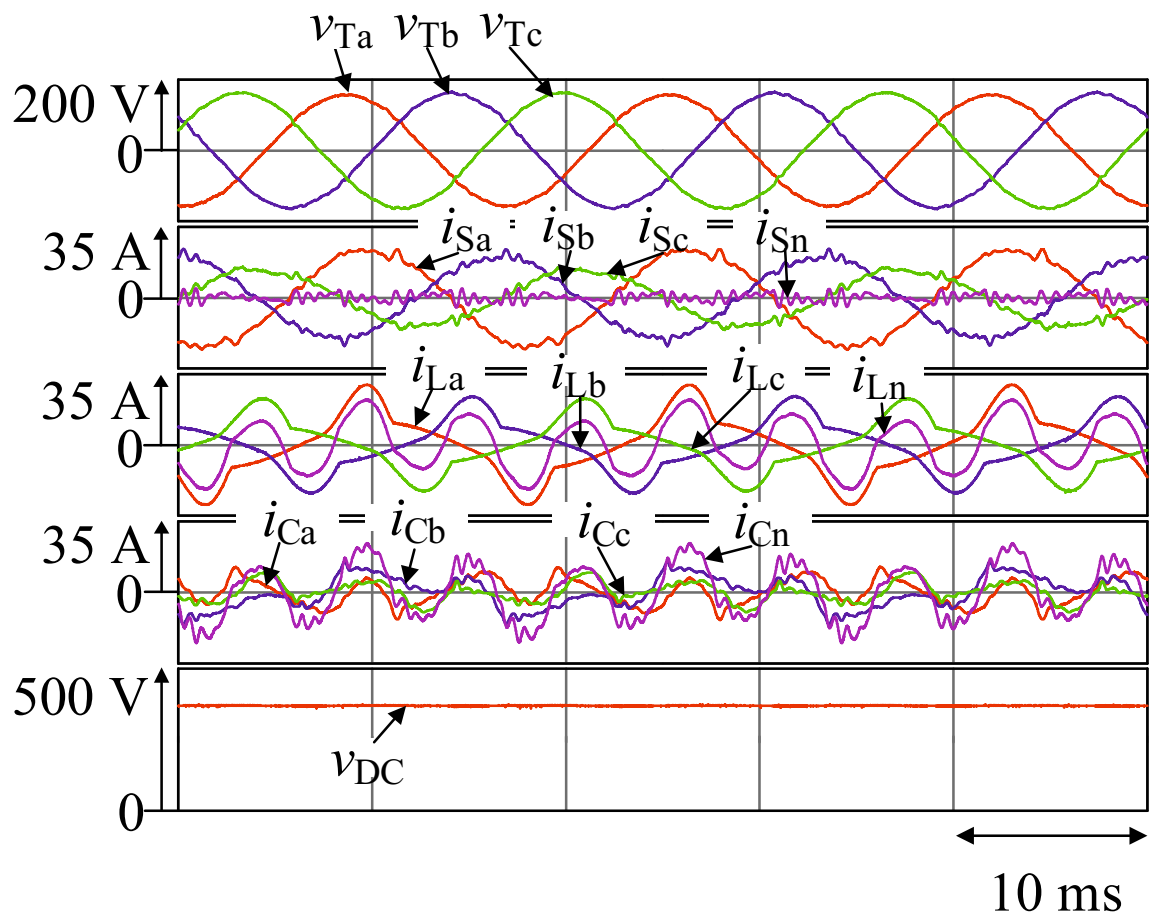


図 5.3 図 5.1 を用いた実験結果

5.3 実験結果

次に、実機による検証を行った。線間電圧 200 Vrms, 6.0 kVA で周波数が 60 Hz のモデルとし、負荷や APLC の動作条件は、表 3.3 および表 3.4 と同一のものをを用いた。各相の無効電流の指令値は、 $I_{qa} = 7$ Arms, $I_{qb} = 11$ Arms および $I_{qc} = 4$ Arms とし、(5.11) 式の電源電流指令値 i_{sa}^* , i_{sb}^* および i_{sc}^* を演算した。

図 5.3 に、実験結果を示す。図 5.3 は、上から受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} , 電源電流 i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} および i_{sn} , 負荷電流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} および i_{Ln} , 補償電流 i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc} および i_{Cn} , APLC の直流キャパシタ電圧 v_{DC} である。定常状態において、負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} は無効電流, 不平衡有効電流, および高調波電流を含んでおり, THD はそれぞれ 36.5%, 34.5% および 34.8% である。APLC から出力される補償電流 i_{Ca} , i_{Cb} および i_{Cc} により, 電源電流 i_{sa} , i_{sb} および i_{sc} は不平衡状態の正弦波となっている。しかしながら, 中性線電流 i_{sn} は抑制されており, 本提案制御方式の有効性が確認できる。このとき, $I_{qa} = 7.2$ Arms, $I_{qb} = 11.2$ Arms および $I_{qc} = 3.6$ Arms となっている。これは, 各相の無効電流の理論値とよく一致している。また, 電源電流の THD は, それぞれ 6.25%, 6.86% および 9.34% となり, 高調波補償効果を確認した。

以上より, 三相 4 線式配電用 APLC を用いた各相別無効電流制御法の有効性を確認した。シミュレーションおよび実験結果は, 負荷側の不平衡有効・無効電流および高調波電流を補償し, 電源側において任意の無効電流を注入することで不平衡な正弦波の電源電流を実現できることを明らかにした。

5.4 受電端および送電端電圧不平衡時におけるシミュレーション結果

前節において, シミュレーションおよび実験によって各相別無効電流制御法の有効性を確認した。しかしながら, あくまで原理確認にとどまっており, 電圧不平衡状態における電力品質保証についての効果は確認されていない。よって, 本章の本節以降では, 電圧不平衡状態においても同様の制御法による補償が可能であることを, シミュレーションおよび実験により確認する。

図 5.4 に, 受電端電圧補償機能を有する各相別無効電流制御法を用いた三相 4 線式配電用 APLC のシステム構成を示す。図 5.1 と比較して, 相違点は 3 点ある。まず, 変圧器 1 次側の線間電圧を不平衡とし, それぞれ a 相 120 Vrms, b 相 115 Vrms および c 相 110 Vrms とした。次に, 定格の 10% のインダクタ L_s を設置した。上記の設定は, 長距離降圧配電線による電圧降下および電圧不平衡状態を模擬している。最後に, 制御回路における無効電流成分検出ブロックを追加した。無効電流 I_{qa} , I_{qb} および I_{qc} の導出について詳細に述べる。受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} にそれぞれ $\sqrt{2} \cos \omega t$, $\sqrt{2} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3})$ および $\sqrt{2} \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3})$

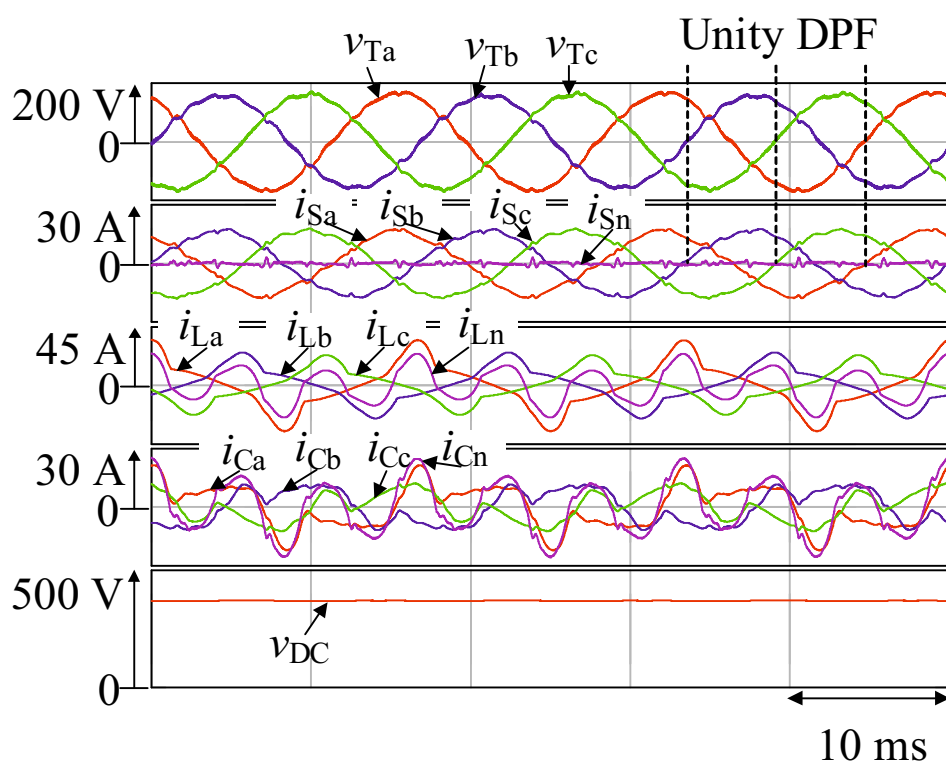


図 5.5 図 5.4 を用いたシミュレーション結果

表 5.1 無効電流補償前後における各相受電端電圧実効値

Secondary-side terminal voltages V_T	Before compensation	After compensation
a-phase	112.6 Vrms	117.3 Vrms
b-phase	106.7 Vrms	112.0 Vrms
c-phase	110.9 Vrms	114.1 Vrms

を掛け合わせると,

$$\begin{aligned}
 v_{Ta} \cdot \sqrt{2} \cos \omega t &= V_{Ta}(1 + \cos 2\omega t) \\
 v_{Tb} \cdot \sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) &= V_{Tb}\left(1 + \cos 2\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\
 v_{Tc} \cdot \sqrt{2} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) &= V_{Tc}\left(1 + \cos 2\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right)
 \end{aligned} \tag{5.12}$$

となる。さらに, (5.12) 式における直流成分を抽出するため MALPF を用いると, 受電端電圧の実効値 V_{Ta} , V_{Tb} および V_{Tc} は次式となる。

$$\begin{aligned}
 \overline{v_{Ta} \cdot \sqrt{2} \cos \omega t} &= V_{Ta} \\
 \overline{v_{Tb} \cdot \sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)} &= V_{Tb} \\
 \overline{v_{Tc} \cdot \sqrt{2} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)} &= V_{Tc}
 \end{aligned} \tag{5.13}$$

最後に, (5.13) 式に PI 制御器によるフィードバックを用いることで, 無効電流 I_{qa} , I_{qb} および I_{qc} を導出する。ここで導出した無効電流を前節の電源電流指令値の式, (5.11) 式に代入することで, 無効電流制御, すなわち不平衡な受電端電圧の補償が可能となる。

図 5.5 に, シミュレーション結果を示す。図 5.5 は, 上から受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} , 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} および i_{Sn} , 負荷電流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} および i_{Ln} , 補償電流 i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc} および i_{Cn} , APLC の直流キャパシタ電圧 v_{DC} である。定常状態において, 負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} は無効電流, 不平衡有効電流, および高調波電流を含んでおり, THD はそれぞれ 38.7%, 31.7% および 33.3% である。一方, 電源側において負荷電流の無効電流成分が補償され, 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 8.06%, 5.98% および 6.11% に改善されており, 高調波補償効果を確認した。また, 表 5.1 に, 補償動作前後の各相の電圧実効値を示す。変圧器 2 次側の相電圧実効値 V_{Ta} , V_{Tb} および V_{Tc} はそれぞれ 117.3 Vrms, 112.0 Vrms および 114.1 Vrms と, 理論値の 115 Vrms 付近まで上昇しており, 受電端における電圧補償効果が確認できる。また, 中性線電流 i_{Sn} の実効値は 0.78 Arms とほとんど抑

制されており、各相の DPF は 1.00 となっている。

5.5 本章のまとめ

本章では、三相4線式配電用 APLC の各相別無効電流制御法を提案した。まず、電源側において無効電流を注入し、不平衡な正弦波の電源電流を実現できる電源電流指令値の基本原理を説明した。その際、有効電流を再分配し、中性線電流の抑制も実現できることを説明した。次に、各相別無効電流制御法の基本原理をシミュレーションおよび実験にて検討し、その有効性を明らかにした。最後に、受電端電圧および送電端電圧が不平衡な状態においても、受電端電圧補償による三相平衡な電源電流を実現し、中性線電流の抑制も達成したことをシミュレーションにより確認した。以上より、実際の系統を模擬した、電圧が不平衡な状態であっても、提案する制御法は有効であり、実用性があることを明らかにした。

第6章 APLC を用いた三相4線式配電線の各相別基本波無効電流制御法

第5章において、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相4線式配電用 APLC において各相別基本波無効電流制御法を用いて、中性線電流を抑制しながら、直接無効電流を注入し、不平衡な正弦波の電源電流を実現できることをシミュレーションおよび実験にて確認した。第6章では、負荷側の基本波無効電流成分を算出し、電源側において、負荷電流の基本波無効電流成分のみの補償をシミュレーションおよび実験にて検討する。

6.1 各相別基本波無効電流制御法

図 6.1 に、各相別基本波無効電流制御法を用いた場合のシステム構成を示す。図 6.1(a) において、受電端における電圧 v_T が次のように与えられるものとする。

$$\begin{aligned} v_{Ta} &= \sqrt{2}V_T \cos \omega t \\ v_{Tb} &= \sqrt{2}V_T \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ v_{Tc} &= \sqrt{2}V_T \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (6.1)$$

不平衡な非線形負荷が接続されたとき、負荷に流れる電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} は高調波を含んでおり、次のように表される。ただし、 h は高調波次数である。

$$\begin{aligned} i_{La} &= \sqrt{2}I_{La} \cos(\omega t - \phi_a) \\ &\quad + \sqrt{2} \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lah} \cos(h\omega t - \phi_a) \\ i_{Lb} &= \sqrt{2}I_{Lb} \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \phi_b\right) \\ &\quad + \sqrt{2} \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lbh} \cos\left(h\omega t - \frac{2}{3}\pi - \phi_b\right) \\ i_{Lc} &= \sqrt{2}I_{Lc} \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi - \phi_c\right) \\ &\quad + \sqrt{2} \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lch} \cos\left(h\omega t + \frac{2}{3}\pi - \phi_c\right) \end{aligned} \quad (6.2)$$

このとき、(6.2) 式を用いて、負荷側における各相の無効電流 I_{Lqa} , I_{Lqb} および I_{Lqc} を算出する⁽¹⁰⁰⁾。一例として、a 相について述べる。a 相の負荷電流 i_{La} と $\sqrt{2} \sin \omega t$ の積を、加法定理を用いて変形すると次式となる。

$$\begin{aligned} i_{La} \times \sqrt{2} \sin \omega t &= (\sqrt{2} I_{La} \cos \phi_a \cos \omega t + \sqrt{2} I_{La} \sin \phi_a \sin \omega t) \times \sqrt{2} \sin \omega t \\ &= 2 I_{La} \cos \phi_a \cos \omega t \sin \omega t + I_{La} \sin \phi_a \sin \omega t \sin \omega t \\ &= \sqrt{2} I_{La} \cos \phi_a \sin 2\omega t + \sqrt{2} I_{La} \sin \phi_a (1 - \cos 2\omega t) \end{aligned} \quad (6.3)$$

(6.2) 式に MALPF を用いて、基本波成分のみを抽出すると、次式となる⁽¹⁰⁰⁾。

$$I_{Lqa} = \sqrt{2} I_{La} \sin \phi_a \quad (6.4)$$

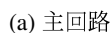
(6.4) 式は、a 相の基本波無効電流の実効値を表している。(6.4) 式を用いて各相別に無効電流を補償すると、補償電流指令値 i_{Ca}^* , i_{Cb}^* および i_{Cc}^* は、

$$\begin{aligned} i_{Ca}^* &= \sqrt{2} I_{Lqa} \sin \omega t \\ i_{Cb}^* &= \sqrt{2} I_{Lqb} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{Cc}^* &= \sqrt{2} I_{Lqc} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (6.5)$$

となる。このとき、 $i_{Cn}^* = i_{Ca}^* + i_{Cb}^* + i_{Cc}^* \neq 0$ となることから、APLC 側に中性線電流 i_{Cn}^* が存在する。第4章と同様に、補償装置側の中性線電流 i_{Cn}^* を抑制するため、補償電流指令値 i_{Ca}^* , i_{Cb}^* および i_{Cc}^* に有効電流成分を再配分すると、

$$\begin{aligned} i_{Ca}^* &= \sqrt{2} I_{Lqa} \sin \omega t + \sqrt{2} \frac{2\sqrt{3}}{3} (I_{Lqb} - I_{Lqc}) \cos \omega t \\ i_{Cb}^* &= \sqrt{2} I_{Lqb} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2} \frac{\sqrt{3}}{3} (I_{Lqb} - I_{Lqa}) \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{Cc}^* &= \sqrt{2} I_{Lqc} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2} \frac{\sqrt{3}}{3} (I_{Lqa} - I_{Lqc}) \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (6.6)$$

となる。さらに、負荷側の中性線電流 i_{Ln} を抑制するため、 i_{Ln} を加算する。ここで、各項に分配するため、係数を $\frac{1}{3}$ とする。



$$\begin{aligned}
 i_{Ca}^* &= \sqrt{2}I_{Lqa} \sin \omega t + \sqrt{2}\frac{2\sqrt{3}}{3}(I_{Lqb} - I_{Lqc}) \cos \omega t + \frac{1}{3}i_{Ln} \\
 i_{Cb}^* &= \sqrt{2}I_{Lqb} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2}\frac{\sqrt{3}}{3}(I_{Lqb} - I_{Lqa}) \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{3}i_{Ln} \\
 i_{Cc}^* &= \sqrt{2}I_{Lqc} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2}\frac{\sqrt{3}}{3}(I_{Lqa} - I_{Lqc}) \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{3}i_{Ln}
 \end{aligned} \tag{6.7}$$

また、直流電圧 v_{DC} を一定に制御するため、PI コントローラーの出力値の直流分 I_{Pc} を各相の補償電流指令値の有効電流として与える。このときも同様に、各項に分配するため、係数を $\frac{1}{3}$ とする。以上より、補償電流指令値 i_{Ca}^* 、 i_{Cb}^* および i_{Cc}^* は次式となる。

$$\begin{aligned}
 i_{Ca}^* &= \sqrt{2}I_{Lqa} \sin \omega t + \sqrt{2}\frac{2\sqrt{3}}{3}(I_{Lqb} - I_{Lqc}) \cos \omega t \\
 &\quad + \frac{1}{3}i_{Ln} - \sqrt{2}\frac{I_{Pc}}{3} \cos \omega t \\
 i_{Cb}^* &= \sqrt{2}I_{Lqb} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2}\frac{\sqrt{3}}{3}(I_{Lqb} - I_{Lqa}) \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 &\quad + \frac{1}{3}i_{Ln} - \sqrt{2}\frac{I_{Pc}}{3} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 i_{Cc}^* &= \sqrt{2}I_{Lqc} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2}\frac{\sqrt{3}}{3}(I_{Lqa} - I_{Lqc}) \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\
 &\quad + \frac{1}{3}i_{Ln} - \sqrt{2}\frac{I_{Pc}}{3} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{6.8}$$

(6.8) 式により補償電流指令値 i_{Ca}^* 、 i_{Cb}^* および i_{Cc}^* を決定することで、中性線電流 i_{Sn}^* を抑制しながら各相別に負荷側の基本波無効電流成分のみの補償が可能となる。

6.2 シミュレーション結果

図 6.1 は韓国の配電系統を模擬しており、線間電圧 380 Vrms, 21.0 kVA および周波数 60 Hz とした。このときの負荷の定数を表 6.1 に示す。各相の定格電流は 31.8 Arms であり、APLC の動作条件を表 6.2 に示す。制御回路は前述の各相別基本波無効電流制御法を用いており、詳細は以下のとおりである。

直流キャパシタ電圧一定制御系によって、負荷電流における有効電流の一相分の平均値 I_{Pc} を得る。三相 PLL によって受電端電圧 v_{Ta} に同期した電気角 θ_s を検出する。検出した θ_s 、 I_{Pc} 、負荷側における各相の無効電流 I_{Lqa} 、 I_{Lqb} および I_{Lqc} および (6.8) 式を用いて、APLC の補償電流指令値 i_{Ca}^* 、 i_{Cb}^* および i_{Cc}^* を算出する。さらに、補償電流指令値 i_{Ca}^* 、 i_{Cb}^* および i_{Cc}^* と検出した APLC の出力電流、すなわち補償電流の偏差をとり、補償電流の電流フィードバック制御を行う。直流キャパシタの電圧利用率を向上させるために二相変調 (Two-Phase Modulation) を行い、三角波比較方式 PWM 制御によって APLC のスイッチング信号 Q_1 か

表 6.1 図 6.1 における負荷の定数

Item	Symbol	Value
a-phase load (1.0 pu, power factor 0.82)	R_{a1}	17 Ω
	L_{a1}	35 mH
	R_{ah1}	70 Ω
	L_{ah1}	2.7 mH
	C_{ah1}	1500 μ F
b-phase load (0.8 pu, power factor 0.84)	R_b	12 Ω
	L_b	25 mH
	R_{bh}	35 Ω
	L_{bh}	2.7 mH
	C_{bh}	1500 μ F
c-phase load (0.75 pu, power factor 0.82)	R_c	14 Ω
	L_c	28 mH
	R_{ch}	40 Ω
	L_{ch}	2.7 mH
	C_{ch}	1500 μ F

表 6.2 図 6.1 における APLC の定数

Item	Symbol	Value
Reference DC-capacitor voltage	V_{DC}^*	780 Vdc
DC-capacitor	C_{DC}	3900 μ F
Filter inductor	L_{f1}	1.6 mH
	L_{f2}	0.175 mH
Filter capacitor	C_f	9.9 μ F
Switching frequency	f_{sw}	12 kHz

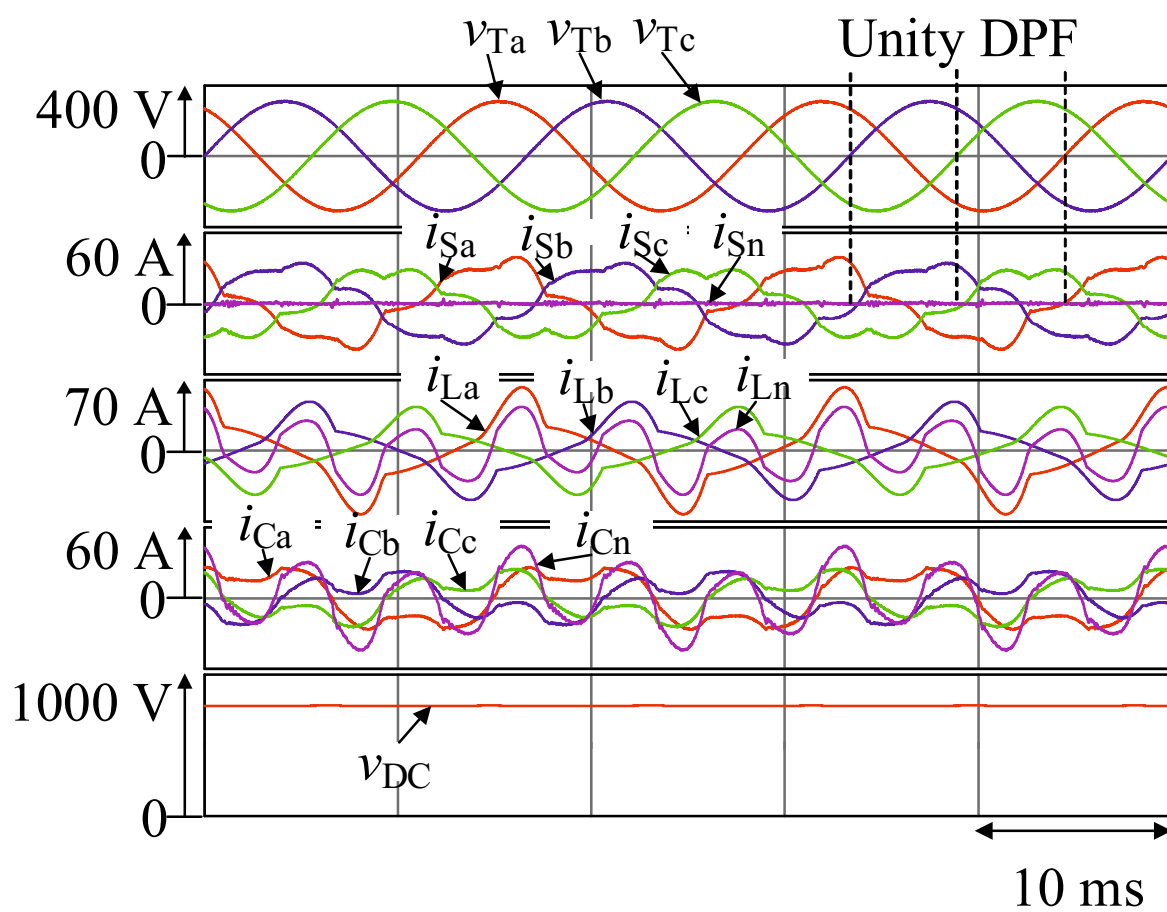


図 6.2 図 6.1 を用いたシミュレーション結果

ら Q_8 を生成する。

図 6.2 に、シミュレーション結果を示す。図 6.2 は、上から受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} , 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} および i_{Sn} , 負荷電流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} および i_{Ln} , 補償電流 i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc} および i_{Cn} , APLC の直流キャパシタ電圧 v_{DC} である。定常状態において、負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} は無効電流, 不平衡有効電流, および高調波電流を含んでおり, THD はそれぞれ 36.8%, 31.9% および 33.3% である。このとき, 受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} と電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の基本波位相が一致しており, DPF はそれぞれ a 相 0.99, b 相 1.00 および c 相 1.00 である。APLC から出力される補償電流 i_{Ca} , i_{Cb} および i_{Cc} により, 電源側において基本波無効電流のみが補償されている。したがって電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} の THD はそれぞれ 19.8%, 14.5% および 19.1% であり, 負荷電流と比べて THD 値が改善されている。また, このとき, 中性線電流 i_{Sn} は抑制されている。さらに, 直流キャパシタ電圧の平均値は指令値の 370 Vdc によく追従しており, 370 Vdc 一定に制御されている。

6.3 実験結果

図 6.3 に、実験のシステム構成を示す。実験室レベルで実際の配電系統と同規模の実験装置を構築することは困難である。よって主回路は、第 3 章と同じく線間電圧 200 Vrms, 6.0 kVA で周波数が 60 Hz の縮小モデルを構築した。負荷や APLC の動作条件は、表 3.3 および表 3.4 と同一のものをを用いた。

各相の定格負荷電流は 17.4 Arms である。検出された電圧と電流は、14 bit の A/D コンバーターを通して DSP (TMS320C6657, 1.25GHz) に入力される。APLC の補償電流指令値 i_{Ca}^* , i_{Cb}^* および i_{Cc}^* は、DSP を用いて計算する。サンプリング周波数 f_{sw} は 12 kHz とした。スイッチング信号 $Q_1 \sim Q_8$ のゲート信号は、三角波比較方式 PWM により生成した。

実験結果を図 6.4 に示す。図 6.4 は、上から受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} , 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} および i_{Sn} , 負荷電流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} および i_{Ln} , 補償電流 i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc} および i_{Cn} , APLC の直流キャパシタ電圧 v_{DC} である。

定常状態において、負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} は無効電流, 不平衡有効電流, および高調波電流を含んでいる上, 中性線電流 i_{Ln} も大きい。しかしながら, 電源側においては, 中性線電流 i_{Sn} は抑制されている。また, 受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} と電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の基本波位相が一致しており, DPF はそれぞれ a 相 1.00, b 相 0.99 および c 相 1.00 であり, 各相の DPF は 1.00 付近でよく制御されている。このことから, 各相別基本波無効電流制御法により, 基本波無効電流のみが補償されていることを確認した。さらに, 直流キャパシタ電圧の平均値は 370 Vdc 一定に制御されており, 指令値の 370 Vdc によく追従している。負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} の THD はそれぞれ 35.4%, 33.6% および 34.1% である。一方で, 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} の THD はそれぞれ 18.5%, 16.0% および 17.3% となってお

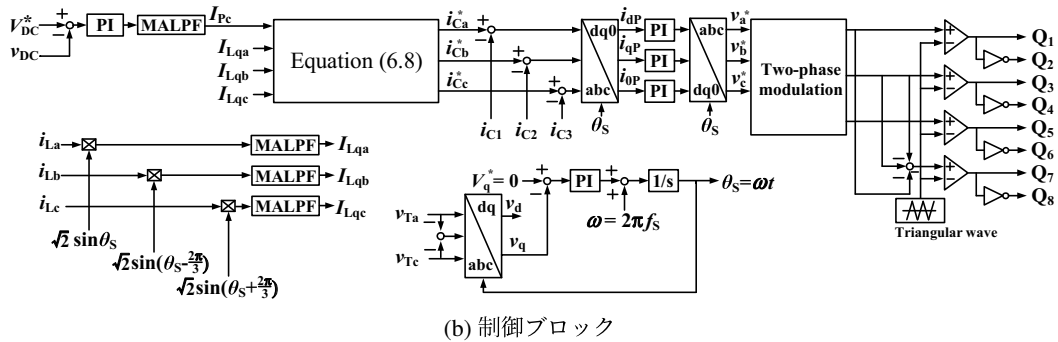
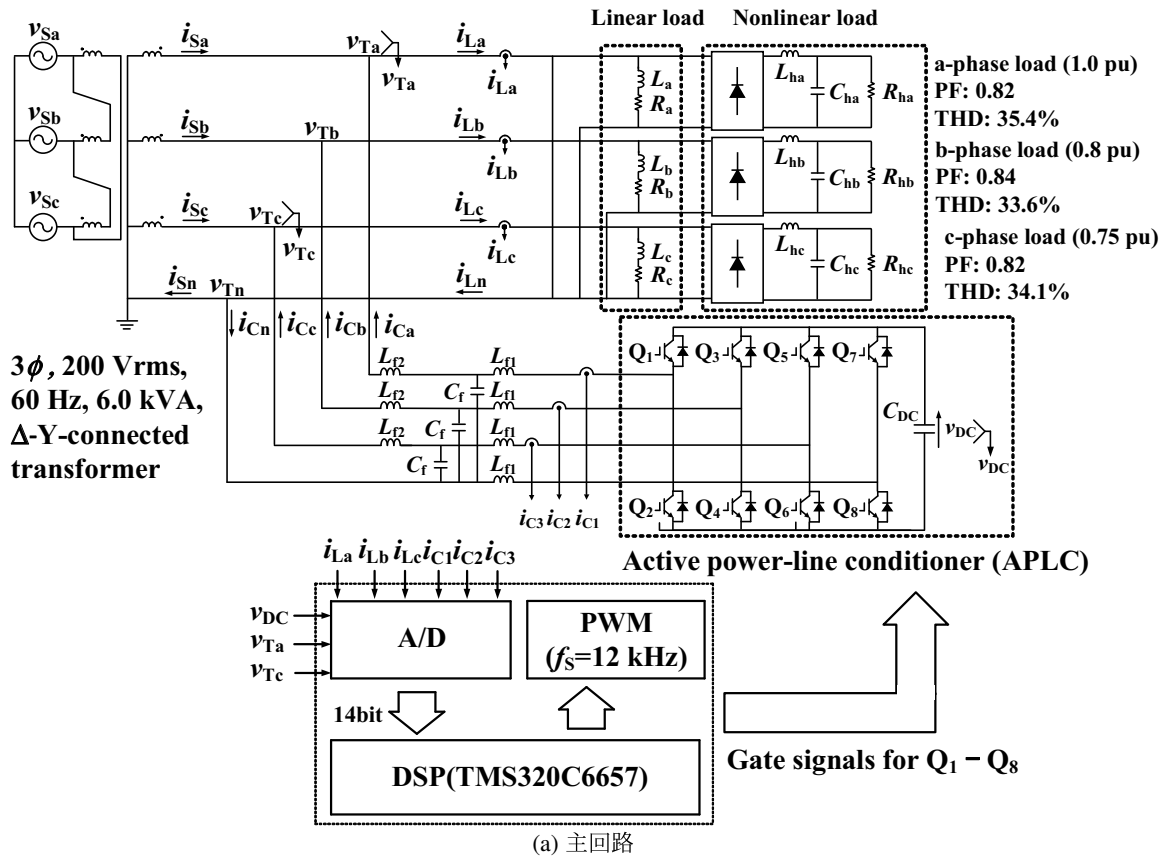


図 6.3 各相別基本波無効電流制御法を用いた縮小モデル

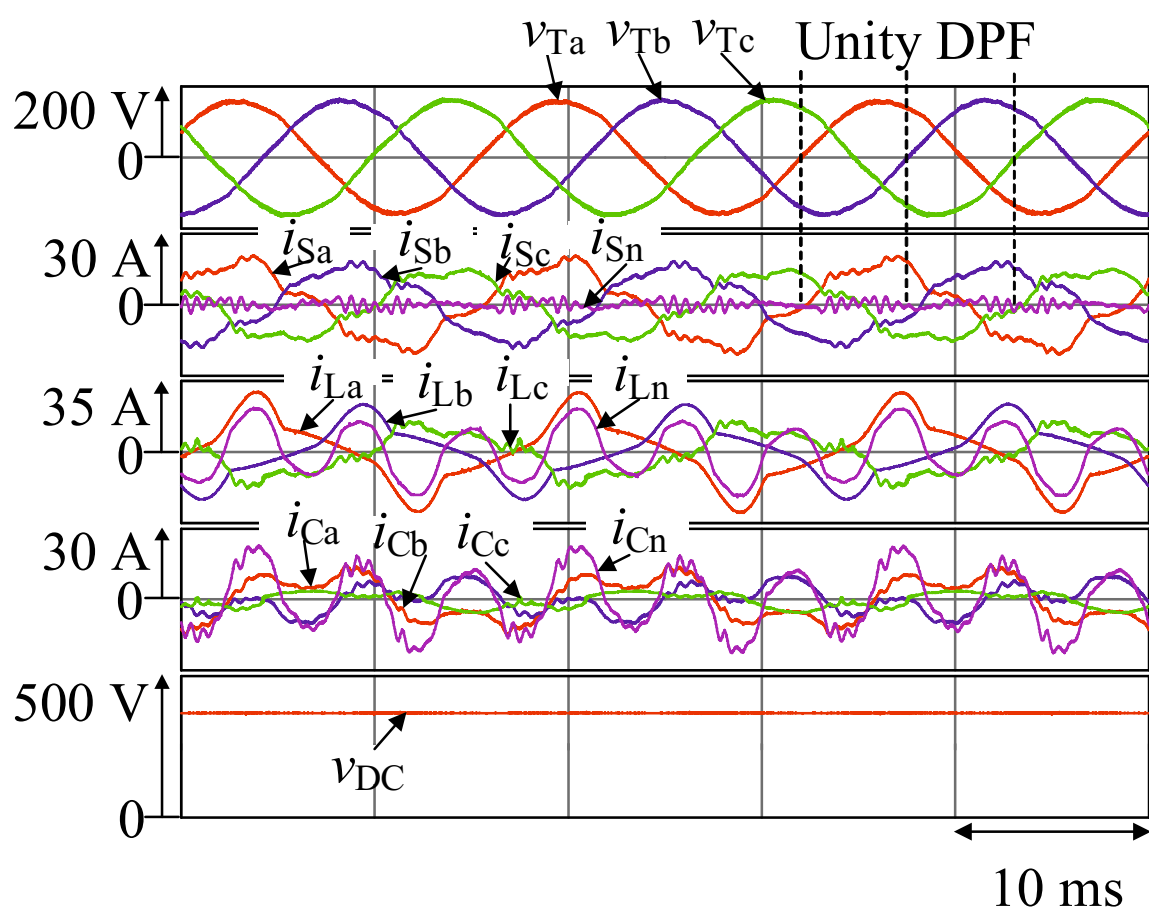


図 6.4 図 6.3 を用いた実験結果

り、THD 値に改善が見られる。図 6.4 の実験結果は、図 6.2 のシミュレーション結果とよく一致している。

以上より、三相 4 線式配電用 APLC を用いた各相別基本波無効電流制御法の有効性を確認した。シミュレーションおよび実験結果は、電源側において、検出した負荷電流の無効電流成分を注入することで負荷側の基本波無効電流のみを補償できることを明らかにした。

6.4 各相別基本波無効電流制御法を用いた受電端電圧補償法

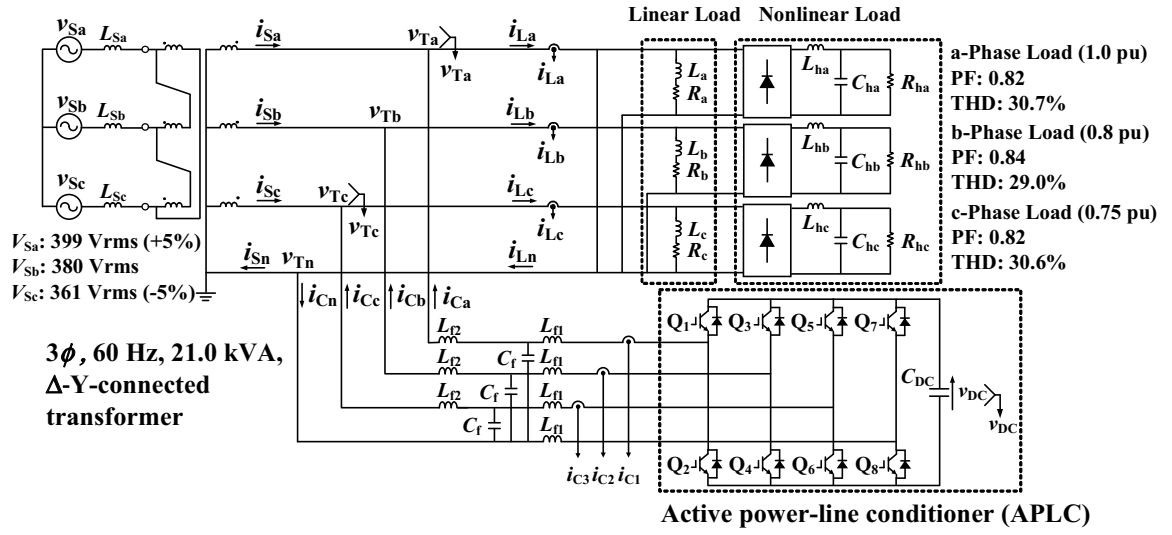
前節において、シミュレーションおよび実験によって各相別基本波無効電流制御法の有効性を確認した。しかしながら、原理確認にとどまっておき、電圧不平衡状態における電力品質保証についての効果は確認されていない。よって、本章の本節以降では、電圧不平衡状態においても同様の制御法による補償が可能であることを、シミュレーションおよび実験により確認する。

6.4.1 シミュレーション結果

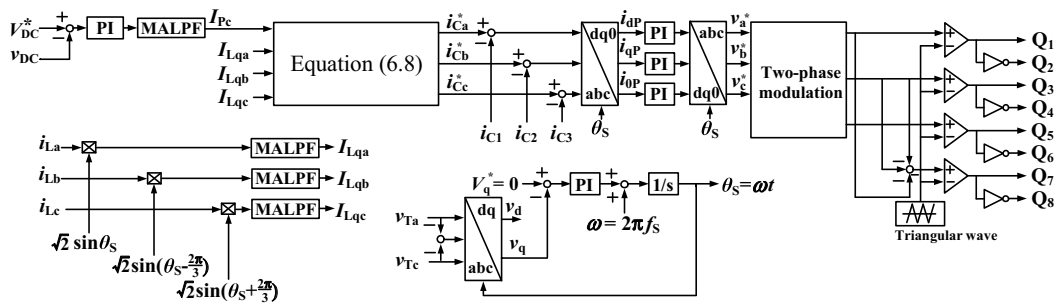
図 6.5 に、受電端電圧不平衡時における各相別無効電流制御法を用いた三相 4 線式配電用 APLC のシステム構成を示す。図 6.1 と同様、韓国の配電系統を模擬しており、線間電圧 380 Vrms, 21.0 kVA および周波数 60 Hz とした。図 6.1 と比較して、定格の 10% のインダクタ L_s が追加された。この設定は、長距離降圧配電線による電圧降下を模擬している。

図 6.6 にシミュレーション結果を示す。図 6.6 は、上から受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} , 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} および i_{Sn} , 負荷電流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} および i_{Ln} , 補償電流 i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc} および i_{Cn} , APLC の直流キャパシタ電圧 v_{DC} である。

負荷電流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} および i_{Ln} は無効電流、不平衡有効電流および高調波電流を含んでおり、THD はそれぞれ 30.7%, 29.0% および 30.6% である。一方、電源側において負荷電流の基本波無効電流成分が補償され、電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 14.1%, 12.1% および 14.5% に改善されている。表 6.3 に、補償動作前後の各相の電圧実効値を示す。変圧器 2 次側の相電圧実効値 V_{Ta} , V_{Tb} および V_{Tc} はそれぞれ 219.7 Vrms, 217.1 Vrms および 218.8 Vrms となっており、電圧降下が改善され、受電端における基本波電圧補償効果が確認できる。また、中性線電流 i_{Sn} の実効値は 0.82 Arms とほとんど抑制されており、各相の DPF は a 相が 0.99, b 相が 1.00, さらに c 相が 1.00 となっている。直流キャパシタ電圧 v_{DC} は、指令値 V_{DC}^* の 780 Vdc に完璧に追従している。



(a) 主回路



(b) 制御ブロック

図 6.5 受電端電圧降下時におけるシステム構成図

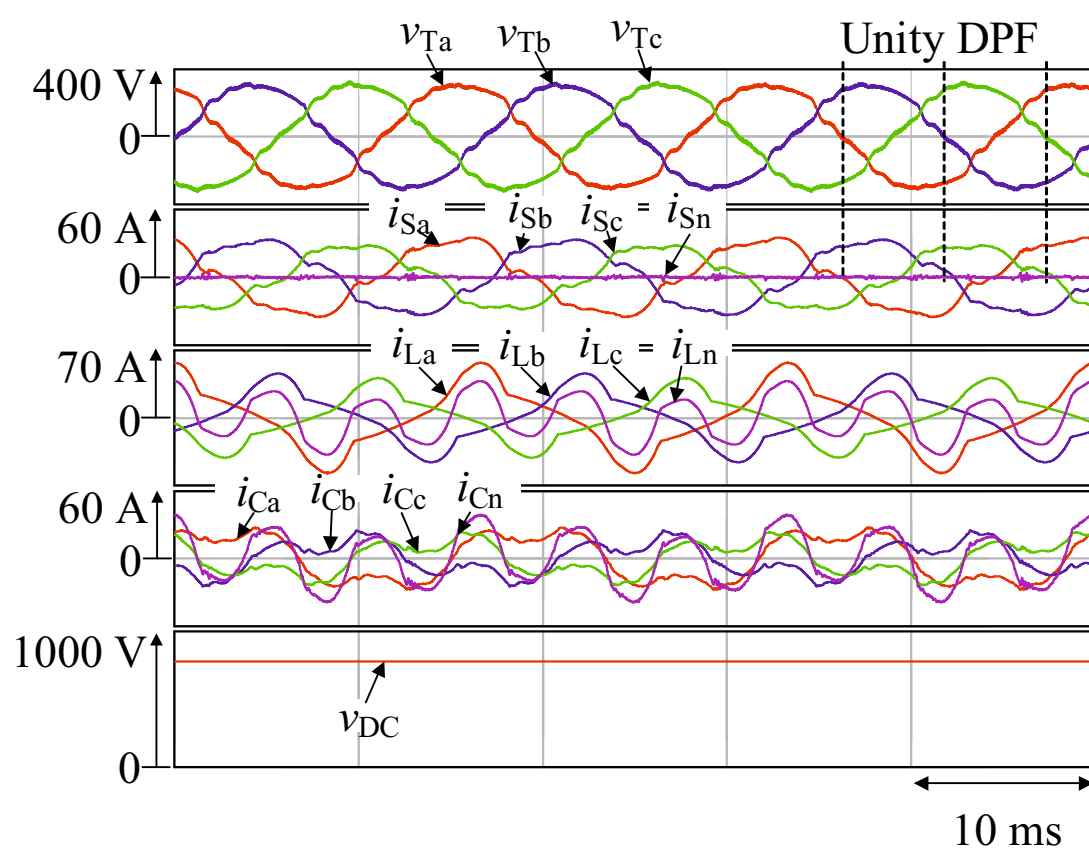


図 6.6 図 6.5 を用いたシミュレーション結果

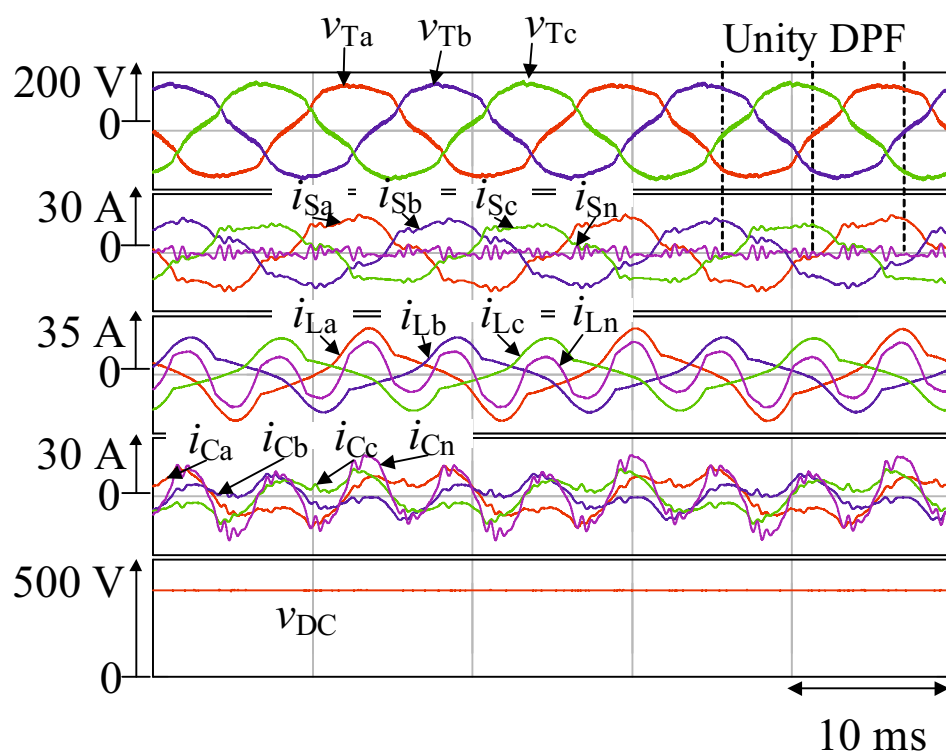


図 6.8 図 6.7 を用いた実験結果

表 6.3 図 6.6 における基本波無効電流補償前後における各相受電端電圧実効値

Secondary-side terminal voltages V_T	Before compensation	After compensation
a-phase	208.9 Vrms	219.7 Vrms
b-phase	208.3 Vrms	217.1 Vrms
c-phase	211.1 Vrms	218.8 Vrms

表 6.4 図 6.8 における基本波無効電流補償前後における各相受電端電圧実効値

Secondary-side terminal voltages V_T	Before compensation	After compensation
a-phase	109.2 Vrms	113.5 Vrms
b-phase	110.4 Vrms	112.8 Vrms
c-phase	112.0 Vrms	115.4 Vrms

6.4.2 実験結果

図 6.7 に、実験のシステム構成を示す。主回路は、線間電圧 200 Vrms, 6.0 kVA で周波数が 60 Hz の縮小モデルを構築した。負荷や APLC の動作条件は、表 3.3 および表 3.4 と同一のものを用いた。シミュレーションと同様に、長距離降圧配電線による電圧降下を模擬するため定格の 10% のインダクタ L_s を追加した。

図 6.8 に、実験結果を示す。図 6.8 は、上から受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} , 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} および i_{Sn} , 負荷電流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} および i_{Ln} , 補償電流 i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc} および i_{Cn} , APLC の直流キャパシタ電圧 v_{DC} である。

i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} および i_{Ln} は無効電流, 不平衡有効電流, および高調波電流を含んでおり, THD はそれぞれ 29.9%, 30.9% および 31.4% である。一方, 電源側において負荷電流の基本波無効電流成分が補償され, 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 15.9%, 15.1% および 17.2% に改善されている。表 6.4 に, 補償動作前後の各相の電圧実効値を示す。変圧器 2 次側の相電圧実効値 V_{Ta} , V_{Tb} および V_{Tc} はそれぞれ 113.5 Vrms, 112.8 Vrms および 115.4 Vrms となっており, 受電端における基本波電圧補償効果が確認できる。また, 中性線電流 i_{Sn} は完全に抑制されており, 各相の DPF は a 相が 1.00, b 相が 0.99, さらに c 相が 1.00 となっている。

6.5 本章のまとめ

本章では、三相 4 線式配電用 APLC の各相別無効電流制御法を提案した。まず、電源側において無効電流を注入し、不平衡な正弦波の電源電流を実現できる電源電流指令値の基本原理を説明する。その際に有効電流を再分配し、中性線電流の抑制も実現できることを説明した。次に、各相別無効電流制御法の基本原理をシミュレーションおよび実験にて検討し、その有効性を明らかにした。最後に、受電端電圧および送電端電圧が不平衡な状態においても、受電端電圧補償による三相平衡な電源電流を実現し、中性線電流の抑制も達成したことをシミュレーションおよび実験により確認した。以上より、実際の系統を模擬した電圧不平衡状態であっても、提案する制御法は有効であり、実用性があることを明らかにした。

第7章 NPC インバータを用いた電力品質保証

前章までは、2 レベルインバータを用いた三相 4 線式配電用 APLC の制御法を提案し、その有効性を確認した。本章では、3 レベル出力が得られる NPC インバータを用いて三相 4 線式配電用 APLC を制御することで電力品質保証を行い、受電端電圧を補償できることを明らかにする。3 レベルインバータである NPC インバータは、2 レベルインバータと比べてスイッチング素子の耐圧が低減可能である。スイッチングノイズも小さくなることから、LC フィルタの小型化が見込める上に、スイッチング周波数を上げられるため、高効率な電力変換が可能となる⁽¹⁰¹⁻¹⁰³⁾。さらに、キャパシタのコストおよび体積の低減も見込める。直流キャパシタ電圧 $V_{DC}^* = 400 \text{ Vdc}$ 、容量 $C_{DC} = 3900 \mu\text{F}$ のキャパシタを使用するとした場合は、2 レベルインバータにおける耐圧は 400 Vdc であり、マージンを考慮すると最大 600 Vdc まで許容する必要がある。この条件を満たすキャパシタとして、Nichicon 製のアルミ電解コンデンサ LNX2W392MSEH⁽¹⁰⁴⁾ が該当し、1 個あたり 12,520 円である。また、LNX2W392MSEH の 1 個あたりの直径は 76.2 mm、高さは 130 mm であり、体積は 2371 cm^3 となる。一方で、3 レベルインバータにおける耐圧は 200 Vdc であり、マージンを考慮しても最大 300 Vdc まで許容すれば良い。この条件を満たすキャパシタとして、Nichicon 製のアルミ電解コンデンサ LLG2C392MELC50⁽¹⁰⁵⁾ が該当し、1 個あたり 1,688 円である。ただし、LLG2C392MELC50 は $3900 \mu\text{F}$ であり、3 レベルインバータは $7800 \mu\text{F}$ のキャパシタを 2 つ直列接続する必要がある。したがって、本キャパシタで 3 レベル NPC インバータを構成する場合は 4 個必要となり、4 個分の価格は 6,752 円となる。さらに、LLG2C392MELC50 の 1 個あたりの直径は 35 mm、高さは 50 mm であり、体積は 192 cm^3 となる。コスト計算と同様に、1 つの NPC インバータに必要な個数を考慮すると、4 個分の体積は 770 cm^3 である。以上より、2 レベルインバータにおいて使用が想定されるキャパシタと比較して、部品点数は多くなるものの、コストは約 1/2、体積は約 1/3 まで低減できる見込みとなる。

本章では NPC インバータを用いて、三相 4 線式配電用 APLC の各相別無効電流制御法の実用性および有効性を確認する。まず、電源側において無効電流を検出および注入し、正弦波の電源電流を実現できる電源電流指令値の基本原則を説明する。次に、各相別無効電流制御法の基本原則をシミュレーションにて検討する。さらに、受電端電圧が不平衡な状態においても、中性線電流を抑制しながら受電端電圧を補償し、三相平衡な電源電流を実現できることをシミュレーションにより確認する。また、負荷変動発生時におけるシステムの動作や、

直流キャパシタ容量の小型化および THD についても検討する。以上より、実際の系統を模擬した、電圧が不平衡な状態であっても、提案する制御法は有効であり、実用性があることを明らかにする。

7.1 各相別無効電流制御法を用いた受電端電圧補償の基本原理解

図 7.1 に、三相 4 線式配電システムの主回路および NPC インバータを用いた APLC の制御ブロック図を示す。APLC は NPC インバータで構成され、4 レグ目は中性線に接続されている。提案する各相別無効電流制御法を用いた受電端電圧制御は、図 7.1 の制御回路に含まれる。図 7.1 における負荷の回路定数を表 7.1 に、APLC の回路定数を表 7.2 に示す。 Δ -Y 結線変圧器の二次側定格は 3ϕ , 6.0 kVA および 60 Hz とし、各相の各相の定格電流は 17.4 Arms である。変圧器 1 次側に定格インダクタンスの 10% のインダクタを追加した。また、変圧器 1 次側の線間電圧を不平衡とし、それぞれ a 相 210 Vrms, b 相 200 Vrms および c 相 190 Vrms とした。上記の設定は、長距離降圧配電線による電圧降下および電圧不平衡状態を模擬している。前章と同じく三相 4 線式配電システムには、RL 負荷とダイオード整流器からなる不平衡な 3 つの単相負荷が接続されている。そのため、負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} は不平衡で歪んだ波形となる。制御回路において、端子電圧 v_{Ta} および v_{Tc} を検出し、三相 PLL を用いて v_{Ta} と同期した電気角 θ_s を生成する。ここで、受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} は以下の式で表される。

$$\begin{aligned} v_{Ta} &= \sqrt{2}V_T \cos \omega t \\ v_{Tb} &= \sqrt{2}V_T \cos \left(\omega t - \frac{2}{3}\pi \right) \\ v_{Tc} &= \sqrt{2}V_T \cos \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \end{aligned} \quad (7.1)$$

不平衡で歪んだ負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} i_{La} &= \sqrt{2}I_{La1} \cos(\omega t - \phi_{a1}) \\ &\quad + \sqrt{2} \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lah} \cos(h\omega t - \phi_{ah}) \\ i_{Lb} &= \sqrt{2}I_{Lb1} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \phi_{b1}\right) \\ &\quad + \sqrt{2} \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lbh} \cos\left(h\omega t - \frac{2\pi}{3} - \phi_{bh}\right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 i_{Lc} = & \sqrt{2}I_{Lc1} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \phi_{c1}\right) \\
 & + \sqrt{2} \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lch} \cos\left(h\omega t + \frac{2\pi}{3} - \phi_{ch}\right)
 \end{aligned} \tag{7.2}$$

電源側において、中性線電流を抑制しながら各相ごとに無効電流を任意の値に制御するため、本章においては、電源電流指令値を再構築する。第3章における電源電流指令値 i_{Sa}^* , i_{Sb}^* および i_{Sc}^* は次式で表される。

$$\begin{aligned}
 i_{Sa}^* &= \sqrt{2}I_P \cos \omega t \\
 i_{Sb}^* &= \sqrt{2}I_P \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 i_{Sc}^* &= \sqrt{2}I_P \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{7.3}$$

このとき、三相平衡であり、各相の電源電流指令値の和は零となる。中性線を通る電流 i_{Sn}^* は、 $i_{Sn}^* = i_{Sa}^* + i_{Sb}^* + i_{Sc}^*$ であるので、中性線電流 i_{Sn}^* もまた零となる。しかし、三相不平衡であるとき、各相ごとに制御可能な無効電流の実効値をそれぞれ I_{qa} , I_{qb} および I_{qc} とおいた場合の電源電流指令値 i_{Sa}^* , i_{Sb}^* および i_{Sc}^* は次式となる。無効電流 I_{qa} , I_{qb} および I_{qc} の導出は後述する。

$$\begin{aligned}
 i_{Sa}^* &= \sqrt{2}I_P \cos \omega t + \sqrt{2}I_{qa} \sin \omega t \\
 i_{Sb}^* &= \sqrt{2}I_P \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2}I_{qb} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 i_{Sc}^* &= \sqrt{2}I_P \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2}I_{qc} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{7.4}$$

(7.4) 式において、各式の第1項の和は0であるため、中性線を通る電流は第2項の無効電流成分の和となる。したがって、中性線を通る電流 i_q は

$$i_q = \sqrt{2}I_{qa} \sin \omega t + \sqrt{2}I_{qb} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2}I_{qc} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \tag{7.5}$$

となる。(7.5) 式は、中性線電流が零ではない、すなわち、抑制されていないことを示している。したがって、 i_q を打ち消すため、有効電力を用いる。(7.4) 式に、中性線電流抑制分の i_d を加算する。 i_d は次式となる。

$$i_d = -i_q = -\sqrt{2}I_{qa} \sin \omega t - \sqrt{2}I_{qb} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \sqrt{2}I_{qc} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \tag{7.6}$$

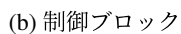
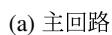


表 7.1 図 7.1 における負荷の定数

Item	Symbol	Value
a-phase load (1.0 pu, power factor 0.82)	R_{a1}	17 Ω
	L_{a1}	35 mH
	R_{ah1}	70 Ω
	L_{ah1}	2.7 mH
	C_{ah1}	1500 μ F
b-phase load (0.8 pu, power factor 0.84)	R_b	12 Ω
	L_b	25 mH
	R_{bh}	35 Ω
	L_{bh}	2.7 mH
	C_{bh}	1500 μ F
c-phase load (0.75 pu, power factor 0.82)	R_c	14 Ω
	L_c	28 mH
	R_{ch}	40 Ω
	L_{ch}	2.7 mH
	C_{ch}	1500 μ F

表 7.2 図 7.1 における APLC の回路定数

Item	Symbol	Value
Reference DC capacitor voltage	V_{DC}^*	400 Vdc
DC capacitor	C_{DC}	3900 μ F
Filter inductance	L_{f1}	1.5 mH
	L_{f2}	0.1 mH
Filter capacitor	C_f	9.9 μ F
Switching frequency	f_{sw}	12 kHz

(7.6) 式を有効電流分で表すため $\cos$ 成分に書き換えると次式となる。

$$\begin{aligned} i_d = & \sqrt{2} \frac{2\sqrt{3}}{3} (I_{qb} - I_{qc}) \cos \omega t \\ & + \sqrt{2} \frac{\sqrt{3}}{3} (I_{qb} - I_{qa}) \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ & + \sqrt{2} \frac{\sqrt{3}}{3} (I_{qa} - I_{qc}) \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (7.7)$$

(7.7) 式にて得られた有効電流を各相に加算する。したがって、電源電流指令値 i_{Sa}^* , i_{Sb}^* および i_{Sc}^* は、

$$\begin{aligned} i_{Sa}^* = & \sqrt{2} I_P \cos \omega t + \sqrt{2} I_{qa} \sin \omega t \\ & + \sqrt{2} \frac{2\sqrt{3}}{3} (I_{qb} - I_{qc}) I_P \cos \omega t \\ i_{Sb}^* = & \sqrt{2} I_P \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + \sqrt{2} I_{qb} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ & + \sqrt{2} \frac{\sqrt{3}}{3} (I_{qb} - I_{qa}) I_P \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ i_{Sc}^* = & \sqrt{2} I_P \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) + \sqrt{2} I_{qc} \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \\ & + \sqrt{2} \frac{\sqrt{3}}{3} (I_{qa} - I_{qc}) I_P \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (7.8)$$

となる。(7.8) 式において各式の第1項の和は0であり、第2項の無効電流成分 i_q と第3項の有効電流成分 i_d は打ち消しあうので、中性線電流 i_{Sn}^* は、 $i_{Sn}^* = i_{Sa}^* + i_{Sb}^* + i_{Sc}^* = 0$ となり、中性線電流の抑制が可能となる。(7.8) 式により無効電流を注入し、電源電流指令値 i_{Sa}^* , i_{Sb}^* および i_{Sc}^* を決定することで、中性線電流 i_{Sn}^* を抑制しながら各相別に無効電流の制御が可能となる。

次に、 I_{qa} , I_{qb} および I_{qc} の導出について詳細に述べる。受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} にそれぞれ $\sqrt{2} \cos \omega t$, $\sqrt{2} \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$ および $\sqrt{2} \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right)$ を掛け合わせると、

$$\begin{aligned} v_{Ta} \cdot \sqrt{2} \cos \omega t &= V_{Ta} (1 + \cos 2\omega t) \\ v_{Tb} \cdot \sqrt{2} \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) &= V_{Tb} \left(1 + \cos 2 \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\ v_{Tc} \cdot \sqrt{2} \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) &= V_{Tc} \left(1 + \cos 2 \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \end{aligned} \quad (7.9)$$

となる。さらに、(7.9) 式における直流成分を抽出するため MALPF を用いると、受電端電圧の実効値 V_{Ta} , V_{Tb} および V_{Tc} は次式となる。

$$\begin{aligned}
v_{Ta} \cdot \sqrt{2} \cos \omega t &= V_{Ta} \\
v_{Tb} \cdot \sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) &= V_{Tb} \\
v_{Tc} \cdot \sqrt{2} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) &= V_{Tc}
\end{aligned} \tag{7.10}$$

最後に、(7.9) 式に PI 制御器によるフィードバックを用いることで、無効電流 I_{qa} , I_{qb} および I_{qc} を導出する。ここで導出した無効電流を (7.8) 式に代入することで、無効電流制御、すなわち不平衡な受電端電圧の補償が可能となる。

図 7.1 の制御回路について説明する。(7.8) 式を用いて、各相の電源電流指令値 i_{Sa}^* , i_{Sb}^* および i_{Sc}^* を計算する。算出した i_{Sa}^* , i_{Sb}^* および i_{Sc}^* と検出した負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} の差を演算し、補償電流指令値 i_{Ca}^* , i_{Cb}^* および i_{Cc}^* を生成する。さらに、補償電流指令値と APLC の出力信号の検出値 i_{Ca} , i_{Cb} および i_{Cc} との差を演算し、PI 制御によるフィードバック制御を行う。三角波比較方式 PWM によって、APLC のスイッチング信号 Q_1 から Q_8 を生成する。

7.2 受電端電圧不平衡時におけるシミュレーション結果

図 7.2 に、受電端電圧制御を用いたシミュレーション結果を示す。図 7.2 は、上から受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} , 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} および i_{Sn} , 負荷電流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} および i_{Ln} , 補償電流 i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc} および i_{Cn} , APLC の直流キャパシタ電圧 v_{DC} である。

図 2.8 において不平衡かつ歪んでいた電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} は、APLC の出力する補償電流 i_{Ca} , i_{Cb} および i_{Cc} によって平衡な正弦波となっている。表 7.3 に示すように、 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} の THD がそれぞれ 36.3%, 31.7% および 32.7% である一方で、 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 5.67%, 4.62% および 4.24% である。このとき、各相の電源電流の実効値 I_{Sa} , I_{Sb} および I_{Sc} はそれぞれ 12.0 Arms, 11.7 Arms および 11.8 Arms である。このときの中性線電流の実効値 I_{Sn} は 1.40 Arms であり、定格電流のわずか 8.0% に相当する。したがって、中性線電流が抑制されていることを示している。加えて、各相の DPF は 1.00 に制御されている。表 7.4 は、補償前と図 7.2 の補償後の各相の受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} の実効値を示す。変圧器 1 次側の相電圧をそれぞれ 120 Vrms, 115 Vrms および 110 Vrms と定めたが、補償前では各相の受電端電圧の実効値が 112.7 Vrms, 106.9 Vrms および 111.0 Vrms であり、長距離降圧配電線による電圧降下が大きい。一方、補償後の受電端電圧の実効値はそれぞれ 117.5 Vrms, 111.7 Vrms および 114.5 Vrms となっている。電圧降下が改善され、受電端電圧の補償を確認した。さらに、直流キャパシタ電圧 v_{DC} は、指令値 V_{DC}^* の 400 Vdc に追従している。

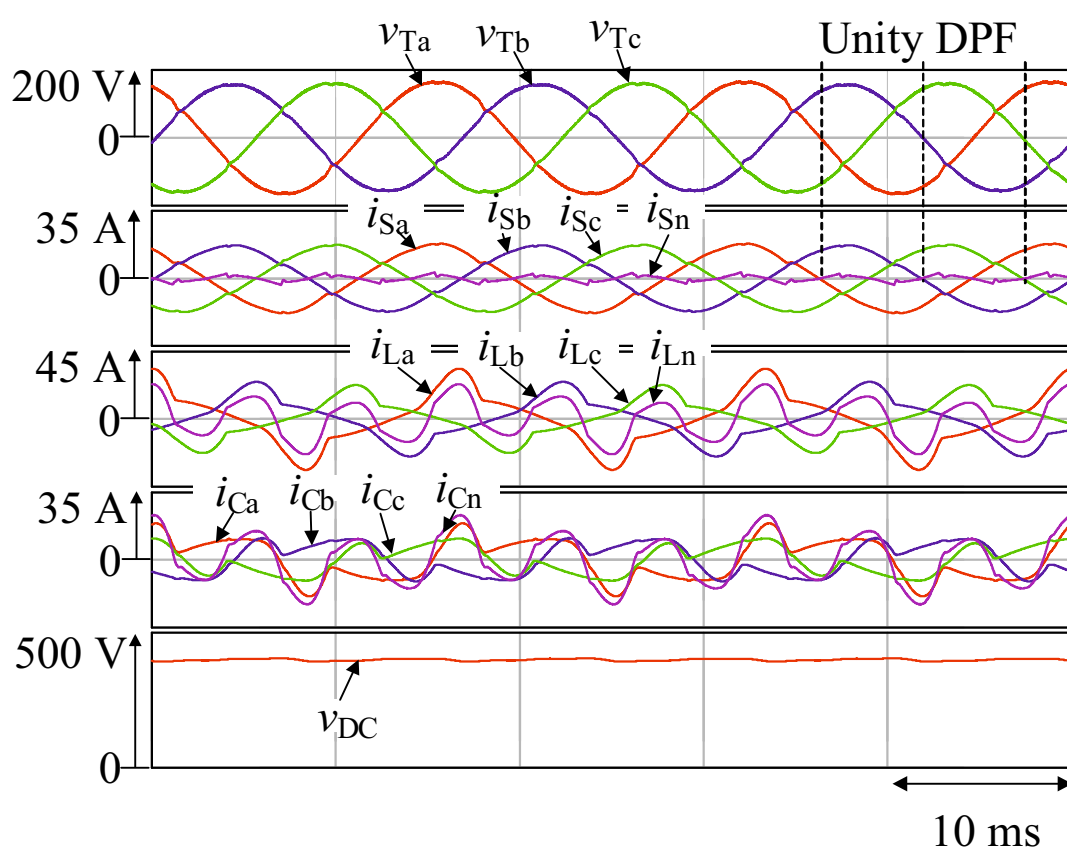


図 7.2 図 7.1 を用いたシミュレーション結果

表 7.3 図 7.2 における THD 値

THD	i_s	i_L
a-phase	5.67%	36.3%
b-phase	4.62%	31.7%
c-phase	4.24%	32.7%

表 7.4 図 7.2 の無効電流補償前後における各相受電端電圧実効値

Secondary-side terminal voltages V_T	Before compensation	After compensation
a-phase	112.7 Vrms	117.5 Vrms
b-phase	106.9 Vrms	111.7 Vrms
c-phase	111.0 Vrms	114.5 Vrms

以上より、提案する各相別無効電流制御法を用いた NPC インバータにより、中性線電流を抑制しながら受電端電圧を補償できることの原理確認を行った。

次に、変圧器 1 次側に定格インダクタンスの 20% のインダクタを追加し、シミュレーションを行う。このとき、未補償時には図 2.8 のように受電端電圧の実効値が指令値より 10% 以上低減しており、規格を満足しない。IEC 60038 から逸脱するような電圧変動発生時においても、提案する制御法が有効であることを確認する。

図 7.3 に、受電端電圧制御を用いたシミュレーション結果を示す。図 7.3 は、上から受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} , 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} および i_{Sn} , 負荷電流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} および i_{Ln} , 補償電流 i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc} および i_{Cn} , APLC の直流キャパシタ電圧 v_{DC} である。

図 2.8 において不平衡かつ歪んでいた電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} は、APLC の出力する補償電流 i_{Ca} , i_{Cb} および i_{Cc} によって平衡な正弦波となっている。

表 7.5 に示すように、 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} の THD がそれぞれ 35.5%, 31.1% および 32.1% である一方で、 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 5.51%, 4.44% および 4.38% である。このとき、各相の電源電流の実効値 I_{Sa} , I_{Sb} および I_{Sc} はそれぞれ 12.6 Arms, 11.9 Arms および 10.7 Arms である。このときの中性線電流の実効値 I_{Sn} は 1.39 Arms であり、定格電流のわずか 8.0% に相当する。したがって、中性線電流が抑制されていることを示している。加えて、各相の DPF は 1.00 に制御されている。表 7.6 は、図 2.8 の補償前と図 7.3 の補償後の各相の受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} の実効値を示す。変圧器 1 次側の相電圧をそれぞれ 120 Vrms, 115 Vrms および 110 Vrms と定めたが、補償前では各相の受電端電圧の実効値が 108.1 Vrms, 102.3 Vrms および 107.3 Vrms であり、長距離降圧配電線による電圧降下が大きい。一方、補償後の受電端電圧の実効値はそれぞれ 117.4 Vrms, 109.4 Vrms および

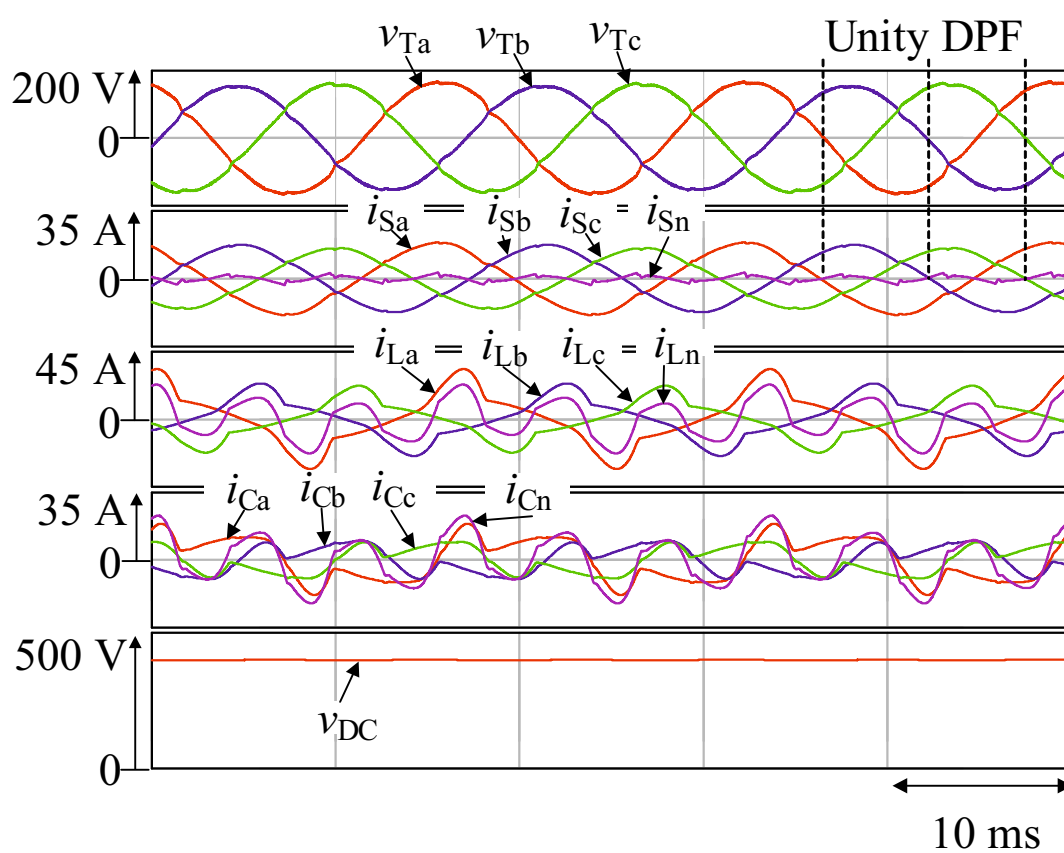


図 7.3 受電端電圧が規格から逸脱する場合のシミュレーション結果

表 7.5 図 7.3 における THD 値

THD	i_s	i_L
a-phase	5.51%	35.5%
b-phase	4.44%	31.1%
c-phase	4.38%	32.1%

表 7.6 図 7.3 の無効電流補償前後における各相受電端電圧実効値

Secondary-side terminal voltages V_T	Before compensation	After compensation
a-phase	108.1 Vrms	117.4 Vrms
b-phase	102.3 Vrms	109.4 Vrms
c-phase	107.3 Vrms	113.8 Vrms

113.8 Vrms となっている。電圧降下が改善され、受電端電圧の補償を確認した。さらに、直流キャパシタ電圧 v_{DC} は、指令値 V_{DC}^* の 400 Vdc に追従している。

以上より、提案する各相別無効電流制御法を用いた NPC インバータにより、受電端電圧が規格から逸脱した場合においても、中性線電流を抑制しながら受電端電圧を補償できることを明らかにした。

7.3 負荷変動時のシミュレーション結果

本節では、負荷変動時における動作をシミュレーションにより確認する。

図 7.4 および図 7.5 に、図 7.1 における a 相負荷変動時のシミュレーション結果を示す。図 7.4 および図 7.5 は、受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} , 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} および i_{Sn} , 負荷電流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} および i_{Ln} , APLC の出力電流 i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc} および i_{Cn} , 直流キャパシタ電圧 v_{DC} , 分割キャパシタ電圧 v_{C1} および v_{C2} である。

図 7.4 は、a 相負荷が 1.0 pu から 0.6 pu に変化したときのシミュレーション結果である。a 相負荷が 0.6 pu のとき、表 7.9 に示すように、 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} の THD がそれぞれ 30.2%, 30.7% および 32.8% である一方で、 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 3.63%, 5.69% および 5.96% であり、THD は低減している。また、各相の DPF は、負荷変動前および負荷変動後ともに 1.00 となっており、負荷変動時においても制御されている。さらに、負荷変動時において $v_{DC}=v_{C1}+v_{C2}$ で表される分割キャパシタ電圧 v_{C1} および v_{C2} はほぼ均一な電圧値であり、 v_{C1} と v_{C2} の電圧値差は 1.1 Vdc と、電圧の偏りはわずか 0.6% 程度にとどまっている。また、 v_{C1} および v_{C2} のリプル率もそれぞれ 2.7% および 2.5% である。

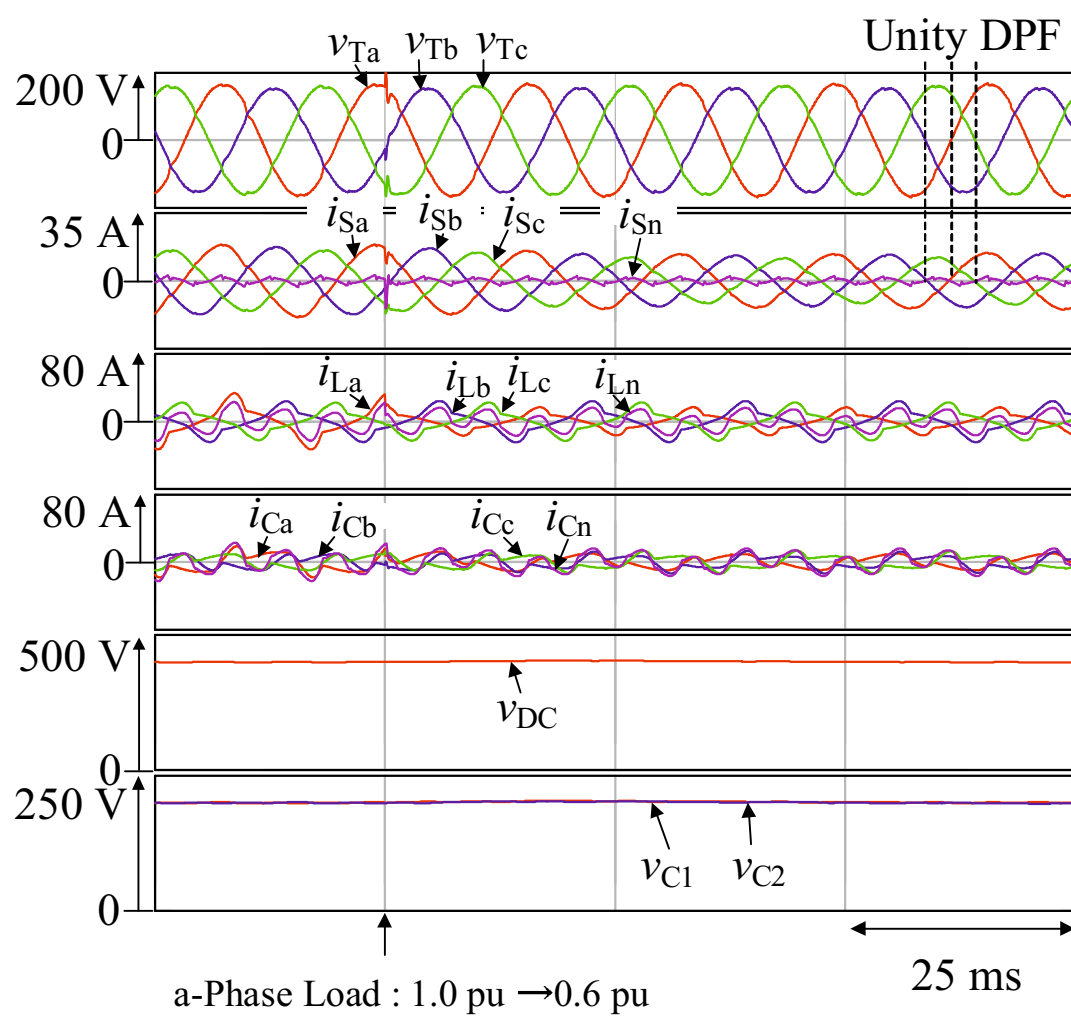


図 7.4 a 相負荷変動 (1.0 pu から 0.6 pu) 前後のシミュレーション結果

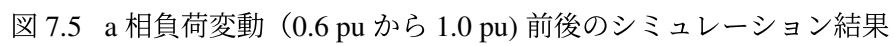


表 7.7 図 7.4 および図 7.5 における THD 値

	図 7.4		図 7.5	
THD	i_s	i_L	i_s	i_L
a-phase	3.63%	30.2%	5.50%	35.5%
b-phase	5.69%	30.7%	4.50%	31.1%
c-phase	5.96%	32.8%	4.43%	32.1%

表 7.8 図 7.6 および図 7.7 における THD 値

	図 7.6		図 7.7	
THD	i_s	i_L	i_s	i_L
a-phase	5.51%	35.5%	6.33%	36.2%
b-phase	4.44%	31.1%	6.39%	32.5%
c-phase	4.38%	32.1%	5.08%	32.8%

図 7.5 は、a 相負荷が 0.6 pu から 1.0 pu に変化したときのシミュレーション結果である。a 相負荷が 1.0 pu のとき、表 7.9 に示すように、 i_{sa} 、 i_{sb} および i_{sc} の THD はそれぞれ 5.50%、4.50% および 4.43% であり、THD は 1/6 程度に低減している。また、各相の DPF は、負荷変動前および負荷変動後ともに 1.00 となっている。さらに、負荷変動時において $v_{DC}=v_{C1}+v_{C2}$ で表される分割キャパシタ電圧 v_{C1} および v_{C2} はほぼ均一な電圧値であり、 v_{C1} と v_{C2} の電圧値差はわずか 4.2 Vdc である。また、 v_{C1} および v_{C2} のリップル率もそれぞれ 7.3% および 6.5% である。

以上より、負荷変動発生時においても、 v_{C1} および v_{C2} の電圧変動・偏重はほとんどないことを確認した。また、図 7.4 において、直流キャパシタ電圧 v_{DC} の最大値は 405.8 Vdc、最小値は 398.6 Vdc である。図 7.5 における直流キャパシタ電圧 v_{DC} の最大値は 407.2 Vdc、最小値は 382.9 Vdc である。これは、直流キャパシタ電圧の変動率を 10% 以内に抑えることができ、実用的であることを意味する。以上より、負荷変動時にも素早い復帰が見られ、システムが正常に動作することを確認した。

7.4 直流キャパシタ電圧の静電容量と THD 値の関係

本節では、直流キャパシタ容量 $C_{DC}=C_p+C_q$ と THD の関係を示す。本節では、直流キャパシタ容量 $C_{DC}=700 \mu\text{F}$ に設定し、シミュレーションを行った。

図 7.6 および図 7.7 に、直流キャパシタ容量 C_{DC} がそれぞれ異なる場合において各相別無効電流制御法を用いたシミュレーション結果を示す。図 7.6 および図 7.7 の波形はそれぞれ、

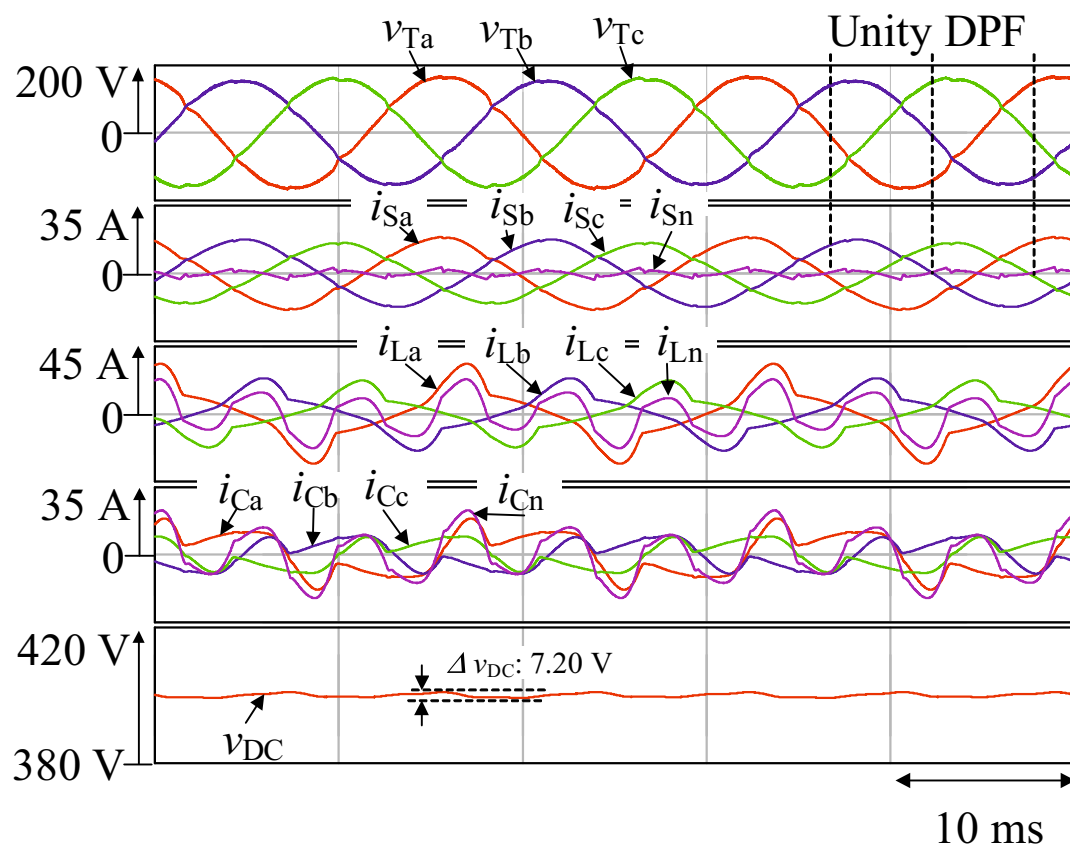


図 7.6 $C_{DC} = 3900 \mu\text{F}$ のときのシミュレーション結果

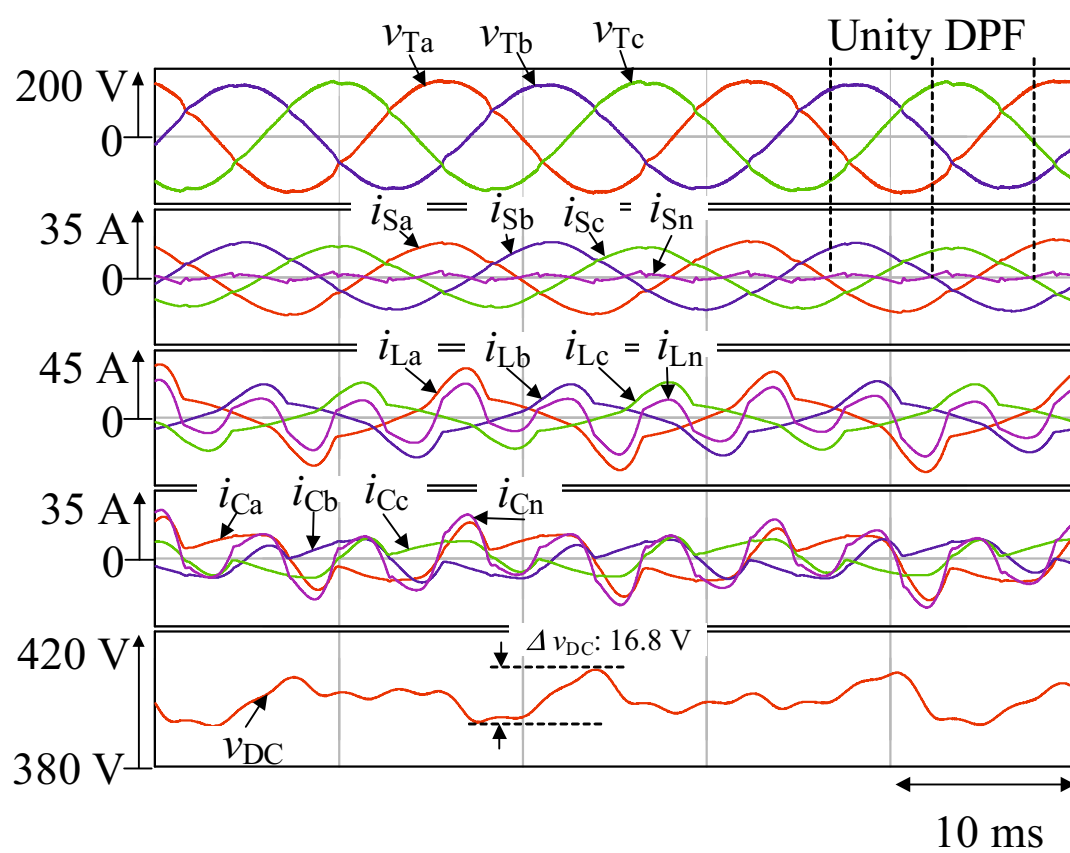


図 7.7 $C_{DC} = 700 \mu\text{F}$ のときのシミュレーション結果

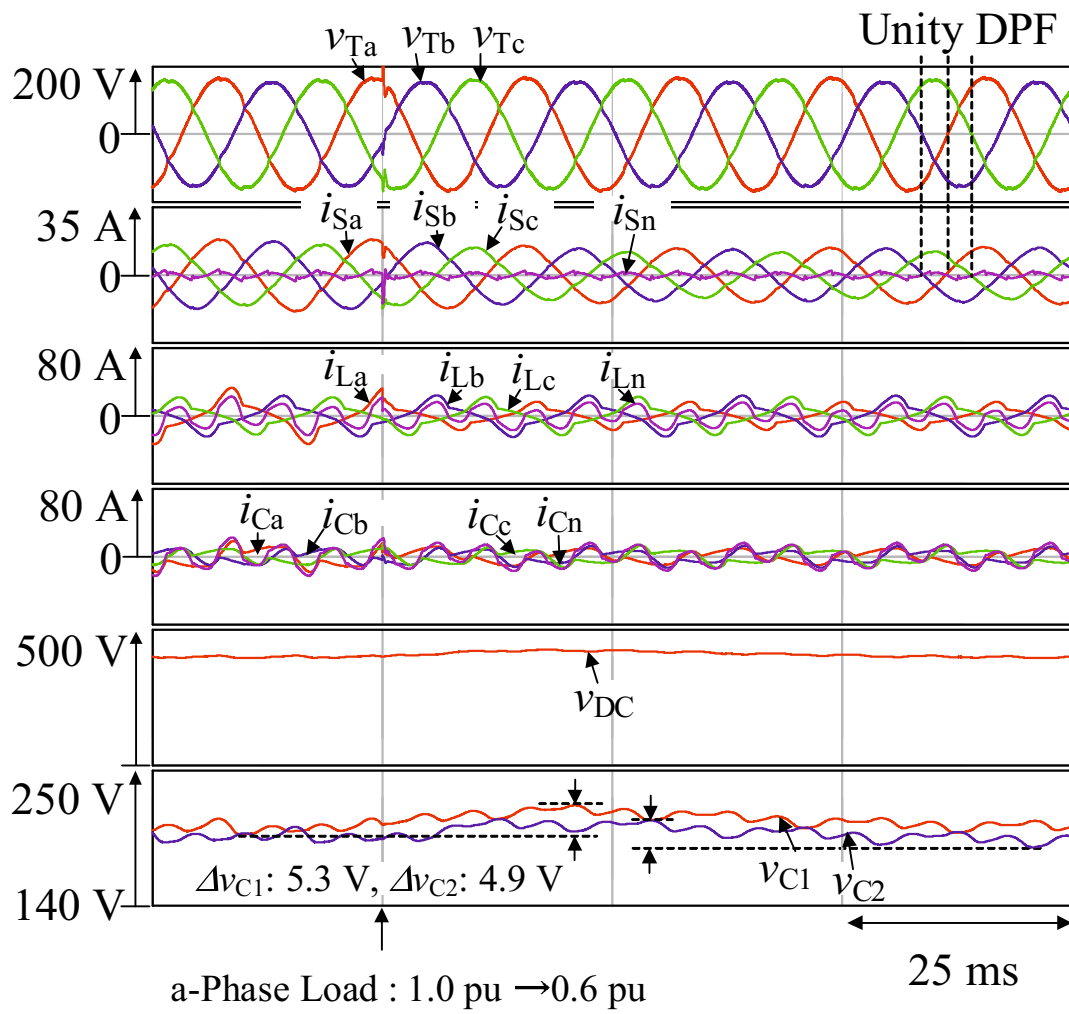


図 7.8 $C_{DC} = 700 \mu\text{F}$ のときの a 相負荷変動 (1.0 pu から 0.6 pu) 前後のシミュレーション結果

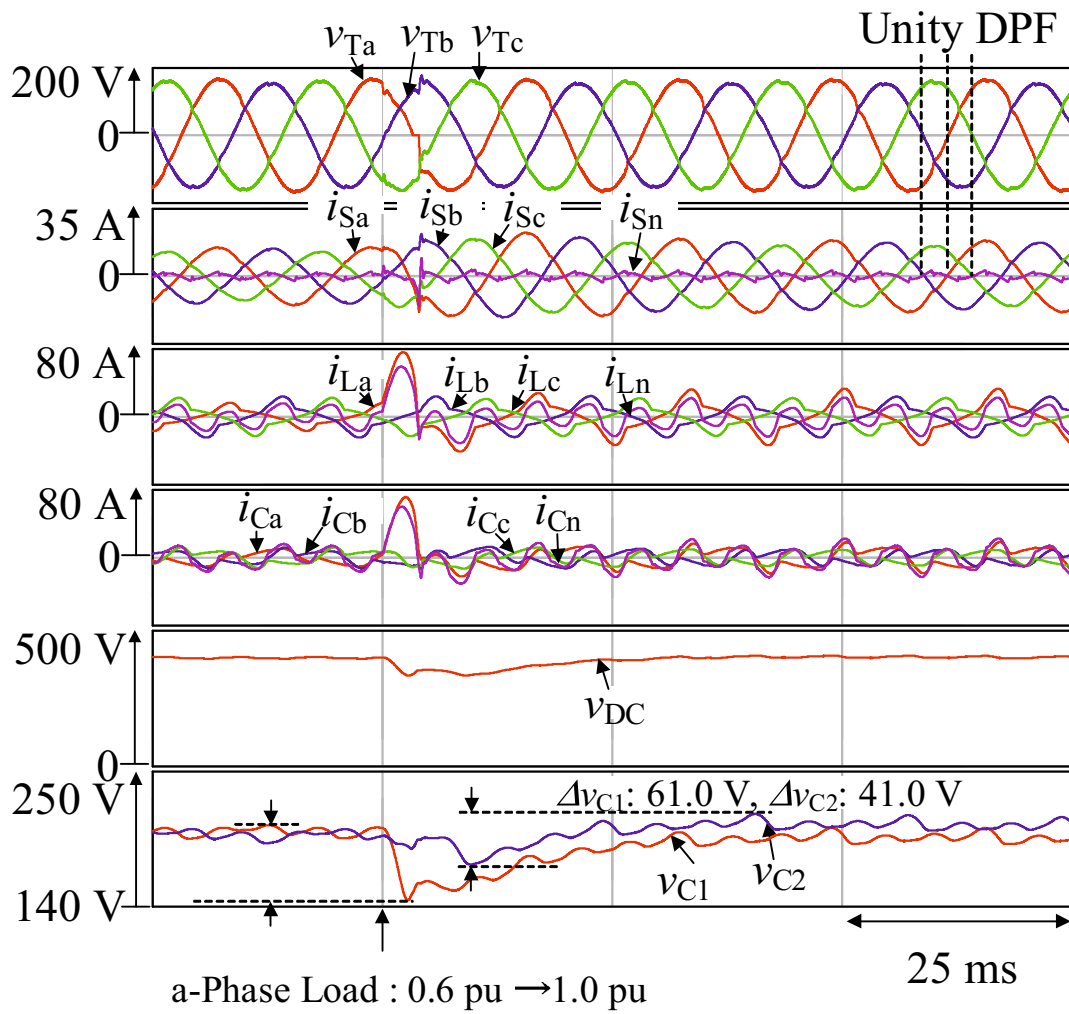


図 7.9 $C_{DC} = 700 \mu F$ のときの a 相負荷変動 (0.6 pu から 1.0 pu) 前後のシミュレーション結果

表 7.9 図 7.8 および図 7.9 における THD 値

	図 7.8		図 7.9	
THD	i_s	i_L	i_s	i_L
a-phase	4.31%	30.6%	5.16%	35.6%
b-phase	5.69%	30.9%	4.51%	31.1%
c-phase	5.52%	32.5%	4.48%	32.1%

受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} , 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} および i_{Sn} , 負荷電流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} および i_{Ln} , APLC の出力電流 i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc} および i_{Cn} , 直流キャパシタ電圧 v_{DC} である。

図 7.6 において、各相の DPF は 1.00 であり、指令値に追従している。中性線電流の実効値 I_{Sn} は 1.39 Arms と、定格電流のわずか 8.0% に相当する。また、表 7.8 に示すように、 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 5.51%, 4.44% および 4.38% であり、低減している。

図 7.7 においても、各相の DPF は 1.00 であり、指令値に追従している。中性線電流の実効値 I_{Sn} は 1.39 Arms と、定格電流のわずか 8.0% に相当する。また、表 7.8 に示すように、 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 5.98%, 5.31% および 4.74% であり、THD は 1/5 程度に低減している。

以上より、図 7.6 および図 7.7 の波形および数値はほとんど一致しており、 C_{DC} を 700 μF とした場合においても、3900 μF の場合と同様の結果が得られるため、直流キャパシタ容量の小型化に成功したと言える。

次に、 $C_{DC}=700 \mu F$ における負荷変動時のシステムの動作を確認する。図 7.8 および図 7.9 に、図 7.1 における a 相負荷変動時のシミュレーション結果を示す。図 7.4 および図 7.5 は、受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} , 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} および i_{Sn} , 負荷電流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} および i_{Ln} , APLC の出力電流 i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc} および i_{Cn} , 直流キャパシタ電圧 v_{DC} , 分割キャパシタ電圧 v_{C1} および v_{C2} である。

図 7.8 は、a 相負荷が 1.0 pu から 0.6 pu に変化したときのシミュレーション結果である。a 相負荷が 0.6 pu のとき、表 7.9 に示すように、負荷電流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} の THD がそれぞれ 30.6%, 30.9% および 32.5% である一方で、電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 4.31%, 5.69% および 5.52% と、負荷側と比べて低減している。また、各相の DPF は、負荷変動前および負荷変動後ともに各相 1.00 となっており、負荷変動時においても DPF はよく制御されている。さらに、 $v_{DC}=v_{C1}+v_{C2}$ で表される分割キャパシタ電圧 v_{C1} および v_{C2} はほぼ均一な電圧値であり、 v_{C1} と v_{C2} の電圧値差は 5.5 Vdc と、電圧の偏りは 2.8% 程度にとどまっている。また、 v_{C1} および v_{C2} のリプル率はそれぞれ 8.2% および 8.8% である。

図 7.9 は、a 相負荷が 0.6 pu から 1.0 pu に変化したときのシミュレーション結果である。a 相負荷が 1.0 pu のとき、表 7.9 に示すように、電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ

れ 5.16%, 4.51% および 4.48% であり, 負荷電流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} と比較して低減している。また, 各相の DPF は, 負荷変動前および負荷変動後ともに 1.00 となっている。さらに, 直流キャパシタ電圧 v_{C1} および v_{C2} はほぼ均一な電圧値であり, v_{C1} と v_{C2} の電圧値差は 29.1 Vdc である。また, v_{C1} および v_{C2} のリプル率はそれぞれ 30.5% および 20.5% である。

以上より, 負荷変動発生時においても, v_{C1} および v_{C2} の電圧変動・偏重はほとんどないことを確認した。また, 図 7.8 および図 7.9 において, 直流キャパシタ電圧 v_{DC} の最大値は 427.3 Vdc, 最小値は 395.5 Vdc である。これは, 直流キャパシタ電圧の変動率を 10% 以内に抑えることができ, 提案する制御法が実用的であることを意味する。以上より, 負荷変動時にも素早い復帰が見られ, システムが正常に動作することを確認した。

7.5 THD に関する検討

これまで, 三相 4 線式配電用 APLC を用いた制御法について検討を行った。各章において異なる制御法の有効性を確認し, 電力品質保証を実現した。本研究における負荷は IEC 61000-3-4⁽³⁵⁾ を満足していない。IEC 規格を逸脱した場合の条件を想定して APLC の補償能力を評価するためであり, IEC 規格を逸脱した場合においても, 電力品質保証効果が得られたことは実証済みである。しかしながら, 多くの結果において, THD は系統連系規格⁽³⁰⁾ によって定められた 5% 以下という指標を超過している。そこで本節において, THD の妥当

表 7.10 図 7.1 における IEC 61000-3-4 を満足する場合の負荷定数

Item	Symbol	Value
a-phase load	R_{a1}	17 Ω
	L_{a1}	35 mH
	R_{ah1}	70 Ω
	L_{ah1}	10.5 mH
	C_{ah1}	1500 μ F
b-phase load	R_b	12 Ω
	L_b	25 mH
	R_{bh}	35 Ω
	L_{bh}	10.5 mH
	C_{bh}	1500 μ F
c-phase load	R_c	14 Ω
	L_c	28 mH
	R_{ch}	40 Ω
	L_{ch}	10.5 mH
	C_{ch}	1500 μ F

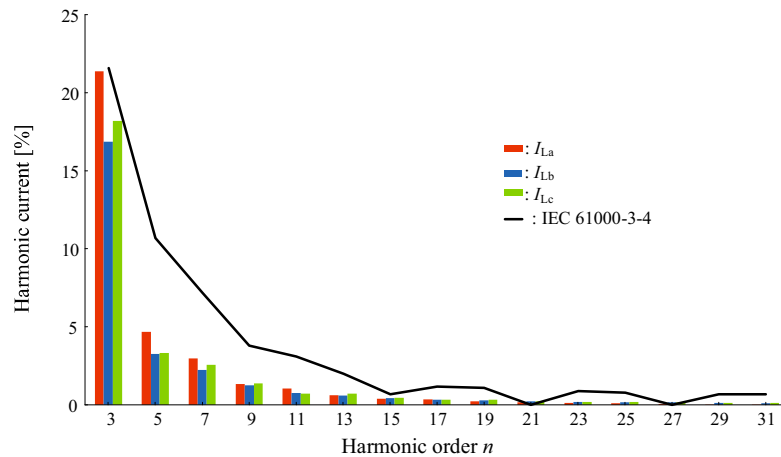


図 7.10 表 7.10 の負荷条件下における補償器未接続時の高調波電流の割合

性について検討する。表 7.10 に、図 7.1 における IEC 61000-3-4 を満足する場合の負荷定数を示す。表 7.1 と比べて、インダクタの値が変化している。図 7.10 に、IEC 61000-3-4 において定められた許容高調波電流割合と表 7.10 の負荷条件下における補償器未接続時の高調波電流の割合を示す。図 7.10 より、表 7.10 の負荷条件下においては IEC 61000-3-4 を満足することがわかる。

図 7.11 に、図 7.1 において IEC 61000-3-4 を満足する負荷を用いたシミュレーション結果を示す。図 7.11 は、受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} , 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} および i_{Sn} , 負荷電流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} および i_{Ln} , APLC の出力電流 i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc} および i_{Cn} , 直流キャパシタ電圧 v_{DC} , 分割キャパシタ電圧 v_{C1} および v_{C2} である。図 2.8 において不平衡かつ歪んでいた電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} は、APLC の出力する補償電流 i_{Ca} , i_{Cb} および i_{Cc} によって平衡な正弦波となっている。

表 7.11 に示すように、 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} の THD がそれぞれ 22.1%, 17.4% および 18.8% である一方で、 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 3.97%, 2.98% および 3.30% である。各相において THD 5% 以下であり、規定値内の THD を実現した。さらに、中性線電流 i_{Sn} は抑制されており、各相の DPF は 1.00 に制御されている。直流キャパシタ電圧 v_{DC} は、指令値 V_{DC}^* の 400 Vdc に追従している。

以上より、提案する各相別無効電流制御法を用いて、IEC 61000-3-4 を満足する負荷条件下においては、規定値内の THD が実現できることを明らかにした。

7.6 本章のまとめ

本章では、4 レグ NPC インバータを用いた各相別無効電流制御法を提案した。電源電流指令値は、無効電流成分検出ブロックを通して算出される。この算出された電源電流を用いて無効電力制御を行うと、電源側の電流は正弦波となるが、中性線電流は増大する。本章で

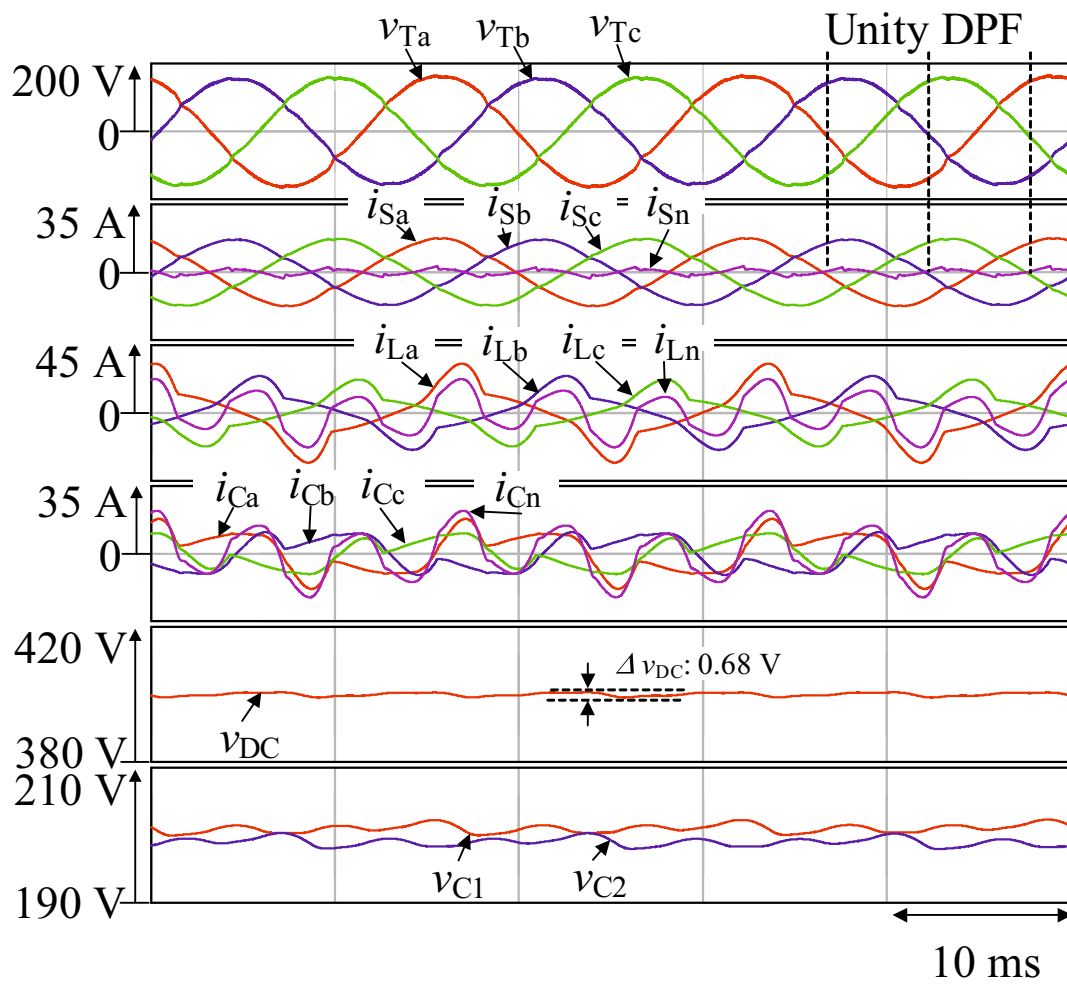


図 7.11 図 7.1 における IEC 規格を満足する負荷を用いたシミュレーション結果

表 7.11 図 7.11 における THD 値

THD	i_s	i_L
a-phase	3.97%	22.1%
b-phase	2.98%	17.4%
c-phase	3.30%	18.8%

は、この問題を解決するため、電源側の有効成分を再分配した。電源電流の有効成分を再分配することにより、各相の DPF を 1.00 に保ちながら中性線電流が抑制される。シミュレーション結果より、提案した各相別無効電流制御法により、受電端電圧を補償し、各相の DPF を 1.00 とする正弦波の電源電流を実現しながら、中性線電流の抑制を実現した。また、提案したシステムは、負荷変動発生時においても速やかに回復し、その後正常に動作することを確認した。直流キャパシタ容量を小さくしても THD や DPF は直流キャパシタ容量低減前と同等であり、直流キャパシタ容量の小型化が可能であることを実証した。さらに、IEC 60038 の規格を満たさない負荷条件下においても、提案する制御法を用いることで電圧変動を規格内におさめることを確認し、IEC 61000-3-4 の規格を満足する負荷条件下においては、THD が推奨されている割合におさまることを確認した。

第8章 結論

本論文では、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相4線式配電用APLCの制御法を提案し、計算機シミュレーションおよび実験による検討を行った。

はじめに、第2章において三相4線式配電の特徴と課題を明らかにした。三相4線式配電は単一の配電系統から三相負荷と単相負荷に同時に配電できるため、日本で用いられている三相3線式配電と単相3線式配電の併用方式と比較して、変圧器や電線などの設備コストを削減することができる。したがって、ヨーロッパ諸国やアジア諸国を中心に世界中で広く採用されている配電方式である。一方で、三相4線式配電に接続される単相負荷により不平衡状態となり、中性線電流が増加することによって配電効率が低下するデメリットがある。また、パワーエレクトロニクスの技術を用いた機器が普及したことにより、高調波による問題も無視できなくなっている。高調波は周囲の機器の誤動作や発熱、最悪の場合には破損につながる恐れがあるため、電力系統内で拡散しないように対策を講じる必要がある。配電系統内で不平衡および高調波を補償する方法としてAPLCが提案されており、その制御法の例として、瞬時有効無効電力理論を用いた制御法、 $d-q$ 変換を用いた制御法、そして直流キャパシタ電圧一定制御を用いた制御法を示した。直流キャパシタ電圧一定制御を用いた制御法は負荷電流の不平衡有効成分、無効成分、高調波成分の演算を必要としないため、演算負荷を低減できる制御法である。

第3章では、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相4線式APLCの高調波補償法による電力品質保証効果を検討した。まず、APLCに流入する瞬時電力を計算することによって、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた制御法によって高調波を含む電力系統において力率1.00で平衡した正弦波の電源電流指令値を得られることを確認した。次に、PSIMを用いた計算機シミュレーションおよび縮小モデルによる実験により、負荷側電流に含まれる不平衡有効電流、無効電流および高調波電流を補償可能であることを確認した。また、直流キャパシタ電圧一定制御系ブロックの出力が、負荷電流の基本波有効電流成分と一致することの実験的な検討を行った。

第4章では、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相4線式配電用APLCの各相別DPF制御法を提案した。また、瞬時電力フローの演算より、この場合においても三相4線式配電系統において電力品質保証が可能であることを確認した。次に、計算機シミュレーションおよび実験によって電源側において、中性線電流を抑制しながら高調波電流および不平衡電流

を補償し、各相ごとに設定した基本波力率となるよう制御可能であることを確認した。

第 5 章では、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相 4 線式配電用 APLC の各相別無効電流制御法を提案した。第 4 章と同様に、電源電流指令値を導出し、各相ごとに任意の無効電流を制御した。計算機シミュレーションおよび実験によって、電源側において、中性線電流を抑制しながら高調波電流および不平衡電流を補償し、各相ごとに無効電流を制御可能であることを確認した。

第 6 章では、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相 4 線式配電用 APLC の各相別基本波無効電流制御法を提案した。また、瞬時電力フローの演算より、この場合においても三相 4 線式配電系統において電力品質保証が可能であることを確認した。次に、計算機シミュレーションによって、負荷電流の基本波無効電流計算ブロックを用いて算出した負荷電流の基本波無効電流の実効値を用いて APLC の補償電流指令値を生成し、電源側において負荷電流の基本波無効電力のみを補償可能であることを確認した。

第 7 章では、4 レグ NPC インバータを用いた三相 4 線式配電用 APLC の各相別無効電流制御法を提案した。計算機シミュレーションにより、受電端電圧を補償し、中性線電流を抑制しながら、各相の DPF を 1.00 とする正弦波の電源電流を実現できることを明らかにした。また、負荷変動発生時における直流キャパシタ電圧の変動および電流の THD の解析結果から直流キャパシタ容量の小型化が可能であることを実証した。さらに、IEC 60038 の規格を満たさない負荷条件下においても、提案する制御法を用いることで電圧変動を規格内におさめることを確認し、IEC 61000-3-4 の規格を満足する負荷条件下においては、THD が推奨されている割合におさまることを確認した。

以上より本論文は、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相 4 線式 APLC の高調波補償法、各相別 DPF 制御法、各相別無効電流制御法および各相別基本波無効電流制御法を提案し、計算機シミュレーションおよび実験により提案する制御法の有効性を明らかにした。したがって、実用的な APLC を構成可能であり、特に電力の供給が安定していない発展途上国に導入することで、世界の電力品質保証に貢献できる技術であると結論付ける。

最後に、本研究における今後の検討課題として、以下を挙げる。

- 第 7 章のシステム構成における実機検証
- 直列電力変換器を用いたより高精度な電圧補償の検討

第 5 章および第 7 章で提案した受電端電圧補償法について、受電端電圧の指令値に対する追従性が低いという問題点があった。その対策として、現行の並列型インバータに加えて直列型インバータを追加し、補償動作を実現させたい。直列型インバータは出力が電圧であるため、並列型インバータと比較して電圧制御が容易であるという利点を有している。したがって、直並列ハイブリッドのインバータを用いた補償器によって、受電端電圧のより高度な補

償が可能となる,

- 5 レベル NPC インバータを用いた PV 用パワーコンディショナの実現

5 レベルインバータを採用することで、現行の 3 レベルインバータと比較して部品点数は増えるものの、より高品質な電力品質保証が可能となる。一方で、5 レベルインバータの制御が課題となる。NPC インバータは 4 レベル以上からキャパシタ間での電圧不平衡が見られるようになるため、キャパシタ電圧のバランスをとる必要がある。実用化への課題としては、電流センサの取付位置が挙げられる。特に大規模な工場などの単相・三相負荷が複数ある場面においては、負荷電流の検出位置の選定が困難である。配電盤近傍にセンサを設置する必要があるが、センサのサイズも考慮する必要がある。

参考文献

- (1) 日本原子力文化財団：「エネ百科 原子力・エネルギー図面集,【1-1-07】世界の一次エネルギー消費量の推移」, [Online] <https://www.ene100.jp/zumen/1-1-7> (2024)
- (2) 日本原子力文化財団：「エネ百科 原子力・エネルギー図面集,【1-2-09】一次エネルギーに占める電力の比率」, [Online] <https://www.ene100.jp/zumen/1-2-9> (2024)
- (3) World population review, [Online] <https://worldpopulationreview.com/country-rankings/voltage-by-country> (2024)
- (4) 安本浩二・滝沢歩・王芳芳：「三相 4 線式無停電電源装置を活用した高効率電源システム」, 富士電機技報 2019, Vol. 92, No. 1, pp. 54-59 (2019)
- (5) Z. Hu, Y. Han, A. S. Zalhaf, S. Zhou, E. Zhao and P. Yang: “Harmonic sources modeling and characterization in modern power systems: a comprehensive overview,” *Electr. Power Syst. Res.*, Vol. 218, pp. 1-25 (2023)
- (6) 矢野昌雄・杉本英彦・川岸堅至・宇高正晴・西内信実：「PWM 制御電力変換器による瞬時無効電力補償の一方法」, 電気学会半導体電力変換研究会, SPC-83-36 (1983)
- (7) 赤木泰文・金澤喜平・藤田光悦・難波江章：「瞬時無効電力の一般化理論とその応用」, 電気学会論文誌, Vol. B-103, No. 7, pp. 483-490 (1983)
- (8) H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae: “Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. IA-20, No. 3, pp. 625-630 (1984)
- (9) 戸賀澤智・村瀬剛・中野博民・難波江章：「クロスベクトル理論による無効電力補償」, 電気学会論文誌, Vol. D-114, No. 3, pp. 340-341 (1994)
- (10) A. Cavallini and G. C. Montanari: “Compensation strategies for shunt active-filter control,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 9, No. 6, pp. 587-593 (1994)
- (11) 村岡一史・金山武司・福田昭治：「高調波成分の抽出不要なアクティブフィルタの提案」, 平成 15 年電気学会産業応用部門大会, Y-54, 東京都八王子市 (2003)
- (12) T. S. Win, E. Hiraki, M. Okamoto, S. R. Lee and T. Tanaka: “Novel control algorithm for active load balancer in three-phase fourwire distribution systems,” *IEEJ Journal of Industry Application*, Vol. 3, No. 3, pp. 286-287 (2014)
- (13) R. I. Bojoi, L. R. Limongi, D. Ruiu and A. Tenconi: “Enhanced power quality control strategy for single-phase inverters in distributed generation systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 3, pp. 798-806 (2011)
- (14) S. Dasgupta, S. K. Sahoo and S. K. Panda: “Single-phase inverter control techniques for interfacing renewable energy sources with microgrid—part I: parallel-connected inverter

- topology with active and reactive power flow control along with grid current shaping,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 3, pp. 717-731 (2011)
- (15) 彦坂征太・山田洋明・田中俊彦・池田風花・岡本昌幸・Seong Ryong Lee：「直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相４線式配電用アクティブパワーラインコンディショナの実出力電流制御法」，平成 30 年度電気・情報関連学会中国支部連合大会，R18-04-01，広島県広島市 (2018)
 - (16) 関根泰次：「電力系統工学」，電気書院，pp. 14-19 (1976)
 - (17) 経済産業省資源エネルギー庁：「電気事業法」，2021 年 4 月 1 日施行
 - (18) 経済産業省：「電気事業法施行規則」，2021 年 4 月 16 日施行
 - (19) IEA, WEO2016, p. 407 (2016)
 - (20) 経済産業省資源エネルギー庁：「バーチャルパワープラント (VPP)・デマンドリスポンス (DR) とは」，[Online] https://www.enecho.meti.go.jp/category/saving_and_new/advanced_systems/vpp_dr/about.html (2023)
 - (21) 経済産業省資源エネルギー庁：「地域マイクログリッド構築のてびき」，[Online] https://www.meti.go.jp/shingikai/energy_environment/energy_resource/pdf/015_s01_00.pdf (2021)
 - (22) NTT：「マイクログリッドとは？エネルギーの地産地消に貢献！停電被害も軽減する仕組み」，[Online] <https://www.rd.ntt/se/media/article/0013.html> (2023)
 - (23) S. K. Sahoo, A. K. Sinha and N. K. Kishore: “Control techniques in AC, DC, and hybrid AC-DC microgrid: a review,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 6, No. 2, pp. 738-759 (2018)
 - (24) Q. Wu, R. Guan, X. Sun, Y. Wang and X. Li: “SoC balancing strategy for multiple energy storage units with different capacities in islanded microgrids based on droop control,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 6, No. 4, pp. 1932-1941 (2018)
 - (25) 安岡康一：「基本を学ぶ電力工学」，オーム社，pp. 145-148 (2012)
 - (26) 株式会社エヌエフ回路設計ブロック：「電源電圧について 海外の電源電圧」，[Online] <https://www.nfcorp.co.jp/techinfo/keisoku/power/#2> (参照 2024-11-24)
 - (27) IEC 60038; Standard voltages, IEC, Geneva, Switzerland (2009)
 - (28) IEC, [Online] <https://www.iec.ch/homepage> (参照 2024-12-12)
 - (29) 蒲池 真：「海外の電気設備の現状」，電気設備学会誌，Vol. 28, Np. 3, pp. 201-205 (2008)
 - (30) 日本電気協会 系統連系専門部会：「系統連系規格 (電気技術規定系統連系編) JEAC 9701-2019」，一般社団法人日本電気協会，pp. 42-43 (2019)
 - (31) IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992); “IEEE recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems,” IEEE, New York, NY, USA (2014)

- (32) H. Xu, J. Hu and Y. He: "Operation of wind-turbine-driven DFIG systems under distorted grid voltage conditions: analysis and experimental validations," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 5, pp. 2354-2366 (2012)
- (33) 工場・ビル構内電源品質確保調査専門委員会:「工場・ビルにおける電源品質確保の現状と対策」, 電気学会技術報告, No. 581 (1996)
- (34) 経済産業省資源エネルギー庁:「家電・汎用品高調波抑制対策ガイドライン」, 1994年9月30日制定
- (35) IEC 61000-3-4; 1998, IEC, Geneva, Switzerland (1998)
- (36) S. Chakraborty, S. Mukhopadhyay and S. K. Biswas: "A hybrid compensator for mitigation of power quality Issues in distribution systems," in *Proc. of the 2022 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid, and Renewable Energy (PESGRE)*, pp. 1-6, Trivandrum, India (2022)
- (37) H. Tanaka, S. Saito and K. Matsuse: "Capacitor voltage balancing control of four-leg inverter for two vector-controlled induction motor drives," *IEEE Journal of Industry Applications*, Vol. 3, No. 4, pp. 310-317 (2013)
- (38) J. Sun: "Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 11, pp. 3075-3078 (2011)
- (39) D. Dong, B. Wen, D. Boroyevich, P. Mattavelli and Y. Xue: "Analysis of phase-locked loop low-frequency stability in three-phase grid-connected power converters considering impedance interactions," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 1, pp. 310-321 (2015)
- (40) T. -F. Wu, T. -C. Chou, K. -H. Chen and C. -H. Chang: "Capacitor-current compensation with fast voltage loop for D- Σ digital control based three-phase four-wire inverter," in *Proc. of the 2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*, pp. 1-6, Taipei, Taiwan (2015)
- (41) R. Ghosh and G. Narayanan: "Control of three-phase, four-wire PWM rectifier," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, No. 1, pp. 96-106 (2008)
- (42) Q. -C. Zhong, J. Liang, G. Weiss, C. Feng and T. C. Green: " H^∞ control of the neutral point in four-wire three-phase DC-AC converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, Np. 5, pp. 1594-1602 (2006)
- (43) A. Lidozzi, C. Ji, L. Solero, F. Crescimbeni and P. Zanchetta: "Load-adaptive zero-phase-shift direct repetitive control for stand-alone four-leg VSI," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 52, No. 6, pp. 4899-4908 (2016)
- (44) Y. -C. Li, T. -W. Tsai, C. -J. Yang, Y. -M. Chen and Y. -R. Chang: "Per-phase control strategy of the three-phase four-wire inverter," in *Proc. of the 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, pp. 883-888, Niigata, Japan (2018)
- (45) S. Chakraborty, S. Mukhopadhyay and S. K. Biswas: "A hybrid compensator for unbalanced AC distribution system with renewable power," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 59, No. 1, pp. 544-553 (2023)

- (46) A. Hintz, U. R. Prasanna and K. Rajashekara: "Comparative study of the three-phase grid-connected inverter sharing unbalanced three-phase and/or single-phase systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 52, No. 6, pp. 5156-5164 (2016)
- (47) N. Patel, N. Gupta and B. C. Babu: "Photovoltaic system operation as DSTATCOM for power quality improvement employing active current control," *IET Generation, Transmission & Distribution*, Vol. 14, No. 17, pp. 3518-3529 (2020)
- (48) V. Khadkikar and A. Chandra: "An independent control approach for three-phase four-wire shunt active filter based on three H-bridge topology under unbalanced load conditions," in *Proc. of the 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 4643-4649, Rhodes, Greece (2008)
- (49) H. Xiong and C. Wu: "Control strategy of three-phase four-wire three-leg inverters," in *Proc. of the 2019 IEEE 10th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 75-78, Xi'an, China (2019)
- (50) E. L. L. Fabricio, C. B. Jacobina, G. A. A. Carlos and M. B. R. Correa: "Four H-bridge based shunt active power filter for three-phase four wire system," in *Proc. of the 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 3641-3647, Long Beach, CA, USA (2016)
- (51) C. -H. Shih, W. -Y. Li and Y. -M. Chen: "Analysis of neutral line current ripple effective value for three-phase four-wire grid-connected inverters," in *Proc. of the 2023 IEEE International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)*, pp. 532-537, Sydney, Australia (2023)
- (52) T. -W. Tsai, Y. -C. Li, C. -J. Yang and Y. -M. Chen: "Per-phase active power distribution strategy for three-phase grid-tied inverters under unbalanced conditions without DC sources," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 9, No. 6, pp. 6624-6636 (2021)
- (53) 林祐輔・伊瀬敏史・辻穀一郎:「品質別電力供給における電力品質の定義と交流形電力改質センターの構成」, 電気学会論文誌 B 分冊, Vol. 122, No. 12, pp. 1384-1394 (2002)
- (54) E. L. L. Fabricio, C. B. Jacobina, M. A. Vitorino and M. B. de Rossiter Corrêa: "Y-connected three-leg converters applied in three or four-wire shunt compensator," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 52, No. 4, pp. 3245-3254 (2016)
- (55) Z. Zeng, H. Yang, S. Tang and R. Zhao: "Objective-oriented power quality compensation of multifunctional grid-tied inverters and its application in microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 30, No. 3, pp. 1255-1265 (2015)
- (56) L. Wang, C. -S. Lam and M. -C. Wong: "Analysis, control, and design of a hybrid grid-connected inverter for renewable energy generation with power quality conditioning," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 33, No. 8, pp. 6755-6768 (2018)
- (57) X. Zhou et al.: "Robust grid-current-feedback resonance suppression method for LCL-type grid-connected inverter connected to weak grid," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 6, No. 4, pp. 2126-2137 (2018)
- (58) A. Saim, A. Houari, M. A. Ahmed, A. Djerioui, M. Machmoum and J. M. Guerrero: "Adaptive reference trajectory for power quality enhancement in three-phase four-wire standalone power supply systems with nonlinear and unbalanced loads," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 8, No. 2, pp. 1593-1603 (2020)

- (59) C. Li, R. Burgos, B. Wen, Y. Tang and D. Boroyevich: "Stability analysis of power systems with multiple STATCOMs in close proximity," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 35, No. 3, pp. 2268-2283 (2020)
- (60) L. K. Haw, M. S. A. Dahidah and H. A. F. Almurib: "A new reactive current reference algorithm for the STATCOM system based on cascaded multilevel inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 30, No. 7, pp. 3577-3588 (2015)
- (61) J. -J. Jung, J. -H. Lee, S. -K. Sul, G. T. Son and Y. -H. Chung: "DC capacitor voltage balancing control for delta-connected cascaded H-bridge STATCOM considering unbalanced grid and load conditions," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 33, No. 6, pp. 4726-4735 (2018)
- (62) D. Lu, S. Wang, J. Yao, T. Yang and H. Hu: "Cluster voltage regulation strategy to eliminate negative-sequence currents under unbalanced grid for star-connected cascaded H-bridge STATCOM," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 34, No. 3, pp. 2193-2205 (2019)
- (63) Fang Zheng Peng and Jih-Sheng Lai: "Dynamic performance and control of a static Var generator using cascade multilevel inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 33, No. 3, pp. 748-755 (1997)
- (64) Y. Cheng, C. Qian, M. L. Crow, S. Pekarek and S. Atcitty: "A comparison of diode-clamped and cascaded multilevel converters for a STATCOM with energy storage," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 5, pp. 1512-1521 (2006)
- (65) D. Lu, H. Hu, Y. Xing, X. He, K. Sun and J. Yao: "Studies on the clustered voltage balancing mechanism for cascaded H-bridge STATCOM," in *Proc. of the 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2194-2199, Long Beach, CA, USA (2016)
- (66) H. Djeghloud, A. Bentounsi and H. Benalla: "Simulation of a DFIG-based wind turbine with active filtering function using Matlab/Simulink," in *Proc. of the XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM 2010)*, pp. 1-7, Rome, Italy (2010)
- (67) A. Gaillard, P. Poure and S. Saadate: "Active filtering capability of WECS with DFIG for grid power quality improvement," in *Proc. of the 2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 2365-2370, Orlando, FL, USA (2008)
- (68) C. Wessels, N. Hoffmann, M. Molinas and F. W. Fuchs: "StatCom control at wind farms with fixed-speed induction generators under asymmetrical grid faults," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 7, pp. 2864-2873 (2013)
- (69) M. Aredes, J. Hafner and K. Heumann: "Three-phase four-wire shunt active filter control strategies," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 12, No. 2, pp. 311-318 (1997)
- (70) A. Nava-Segura and G. Mino-Aguilar: "Four-branches-inverter-based-active-filter for unbalanced 3-phase 4-wires electrical distribution systems," in *Cof. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 1-6, Rome, Italy (2000)
- (71) R. R. Sawant and M. C. Chandorkar: "A multifunctional four-leg grid-connected compensator," *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Vol. 45, No. 1, pp. 249-259 (2009)
- (72) M. M. El-Sotouhy, A. M. Zaki, A. A. Mansour, A. A. El-Sattar and M. I. Marei: "Active filter based on four-leg inverter and PQ theory," in *Proc. International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, pp. 1057-1062, Cairo, Egypt (2019)

- (73) J. -C. Wu, H. -L. Jou, H. -H. Hsaio and S. -T. Xiao: "A new hybrid power conditioner for suppressing harmonics and neutral-line current in three-phase four-wire distribution power systems," *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 29, No. 4, pp. 1525-1532 (2014)
- (74) R. A. Modesto, S. A. O. de Silva, A. A. de Oliveira and V. D. Bacon: "A versatile unified power quality conditioner applied to three-phase four-wire distribution systems using a dual control strategy," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, No. 8, pp. 5503-5514 (2016)
- (75) L. B. G. Campanhol, S. A. O. da Silva, A. A. de Oliveira and V. D. Bacon: "Power flow and stability analyses of a multifunctional distributed generation system integrating a photovoltaic system with unified power quality conditioner," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 34, No. 7, pp. 6241-6256 (2019)
- (76) Z. Shuai, M. Xiao, J. Ge and Z. J. Shen: "Overcurrent and its restraining method of PQ-controlled three-phase four-wire converter under asymmetrical grid fault," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 7, No. 3, pp. 2057-2069 (2019)
- (77) F. Harashima, H. Inaba and K. Tsuboi: "A closed-loop control system for the reduction of reactive power required by electronic converters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics and Control Instrumentation*, Vol. 23, No. 2, pp. 162-166 (1976)
- (78) 長谷川 勇・濱田 鎮教・小堀 賢司・庄司 豊:「トランスレスマルチレベル高圧インバータの開発」, 明電時報, 通巻 352 号, No. 3 (2016)
- (79) S. Kouro et al.: "Recent advances and industrial applications of multilevel converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, No. 8, pp. 2553-2580 (2010)
- (80) F. Z. Peng: "A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 37, No. 2, pp. 611-618 (2001)
- (81) E. Villanueva, P. Correa and J. Rodriguez: "Control of a single phase H-bridge multilevel inverter for grid-connected PV applications," in *Proc. of the 2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC)*, pp. 466-470, Poznan, Poland (2008)
- (82) S. Kouro, B. Wu, A. Moya, E. Villanueva, P. Correa, and J. Rodriguez: "Control of a cascaded H-bridge multilevel converter for grid connection of photovoltaic systems," in *Proc. of the 35th Annual Conference IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2009)*, pp. 4012-4018, Porto, Portugal (2009)
- (83) H. -C. Chen, P. -H. Wu, C. -T. Lee, C. -W. Wang, C. -H. Yang and P. -T. Cheng: "Zero-sequence voltage injection for DC capacitor voltage balancing control of the star-connected cascaded H-bridge PWM converter under unbalanced grid," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 51, No. 6, pp. 4584-4594 (2015)
- (84) H. Akagi, S. Inoue and T. Yoshii: "Control and performance of a transformerless cascade PWM STATCOM with star configuration," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 43, No. 4, pp. 1041-1049 (2007)
- (85) L. Tan et al.: "High performance controller with effective voltage balance regulation for a cascade STATCOM with star configuration under unbalanced condition," in *Proc. of the 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pp. 1-10, Lille, France (2013)

- (86) 小原 秀嶺・釜我 昌武・伊藤 拓巳・佐藤 之彦：「フライングキャパシタマルチレベル変換器におけるキャパシタ選定指針に関する検討」，電学論 D, 131 巻 12 号, pp. 1393-1400 (2011)
- (87) 日本電気協会：「内線規定 JEAC8001」， pp. 35-37 (2016)
- (88) T. Nakanishi, J. Itoh: “Control strategy for modular multilevel converter based on single-phase power factor correction converter,” *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 6, No. 1, pp. 46-57 (2016)
- (89) H. Akagi: “Classification, terminology, and applications of the modular multilevel cascade converter (MMCC),” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 11, pp. 3119-3130 (2011)
- (90) 三谷政昭：「デジタルフィルタデザイン」，株式会社昭和堂 (1989)
- (91) A. Nava-Segura and G. Mino-Aguilar: “Four-branches-inverter-based-active-filter for unbalanced 3-phase 4-wires electrical distribution systems,” *IEEE Industry Application Conference*, Vol. 4, pp. 2503-2508 (2000)
- (92) 三菱電機：「PM75RSD060 データシート」
- (93) 三菱電機：「CM100DY-24A データシート」
- (94) TEXAS INSTRUMENTS: “TMS320C6655 and TMS320C6657 fixed and floating-point digital signal processor datasheet.”
- (95) LEM: “Current transducer LA 55-P datasheet.”
- (96) LEM: “Voltage transducer LV 25-P datasheet.”
- (97) W. F. Souza, M. A. Severo-Mendes and L. A. C. Lopes: “Analysis of a microgrid with unbalanced load comparing three-phase and per-phase voltage droop control,” in *Proc. of the 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, pp. 1-7, Fortaleza, Brazil (2015)
- (98) C. D. Townsend, Y. Yu, G. Konstantinou and V. G. Agelidis: “Cascaded H-bridge multilevel PV topology for alleviation of per-phase power imbalances and reduction of second harmonic voltage ripple,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, No. 8, pp. 5574-5586 (2016)
- (99) A. Abellán, G. Garcera and J. M. Benavet: “A new control method for obtaining reference currents of shunt active filters in unbalanced and non-sinusoidal conditions,” in *Proc. of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'99)*, Vol. 2, pp. 831-836, Bled, Slovenia (1999)
- (100) A. Nabae, L. Y. Cao and T. Tanaka: “A universal theory of instantaneous active-reactive current and power including zero sequence Ccomponent,” in *Proc. of the IEEE-ICHQP*, pp. 1089-1095 (1997)
- (101) macnica：「3 レベルインバータと SiC パワーモジュール」，[Online] <https://www.macnica.co.jp/business/semiconductor/articles/microchip/140603/> (2022)

- (102) 高野明夫：「マルチレベルインバータの VFM 制御」，沼津工業高等専門学校研究報告第 55 号，pp. 15-17 (2021)
- (103) M. Sharifzadeh, A. Sheikholeslami, H. Vahedi, H. Ghoreishy, P. -A. Labbé and K. A. - Haddad: “Optimised harmonic elimination modulation extended to four-leg neutral-point-clamped inverter,” *IET Power Electronics*, Vol. 9, No. 3, pp. 441-448 (2016)
- (104) Nichicon: “Aluminum electrolytic capacitors LNX2W392MSEH datasheet.” [Online] https://www.mouser.com/datasheet/2/293/e_lnx-3082245.pdf (参照 2025-01-31)
- (105) Nichicon: “Aluminum electrolytic capacitors LLG2C392MELC50 datasheet.” [Online] https://www.mouser.com/datasheet/2/293/e_llg-3082233.pdf (参照 2025-01-31)

発表論文

学術論文

- (1) Yuka Sabi, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, Fuka Ikeda, Masayuki Okamoto, and Seong Ryong Lee: “ Experimental confirmation of constant DC-capacitor voltage-control-based strategy for an active power-line conditioner,” *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 11, No. 5, pp. 711-712 (2022)
- (2) Yuka Sabi, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, Fuka Ikeda, Masayuki Okamoto, and Seong Ryong Lee: “ Validation of a constant DC-capacitor voltage control strategy for a four-leg active power-line conditioner: a simulation and experimental study,” *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 13, No. 1, pp. 61-69 (2024)
- (3) Yuka Sabi and Hiroaki Yamada: “ Receiving-end voltage compensation method with NPC-inverter-based active power line conditioner in three-phase four-wire distribution feeder, ” *Electricity* 5, No. 4, pp. 770-784 (2024)

国際会議

- (1) Yuka Sabi, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, Fuka Ikeda, Masayuki Okamoto, and Seong Ryong Lee: “ Individual-phase displacement power factor control strategy of an active power-line conditioner in three-phase four-wire distribution feeders, ” in *Proc. of the 2022 International Power Electronics Conference (IPEC-Himeji 2022- ECCE Asia)*, pp. 2207-2212, Himeji, Japan (2022)
- (2) Yuka Sabi, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, Fuka Ikeda, Masayuki Okamoto, and Seong Ryong Lee: “ Individual-phase direct reactive current control strategy for an active power-line conditioner in three-phase four-wire distribution feeders, ” in *Proc. of the 11th International Conference on Power Electronics (ICPE2023-ECCE-Asia)*, pp. 799-804, Jeju, Korea (2023)
- (3) Yuka Sabi, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, Fuka Ikeda, Masayuki Okamoto, and Seong Ryong Lee: “ Individual-phase fundamental reactive current control strategy with suppressed

neutral-line current for an active power-line conditioner in three-phase four-wire distribution feeders,” in *Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2023)*, pp. 972-977, Nashville, TN, USA (2023)

口頭発表

- (1) 佐飛 優花・木原 侑也・山田 洋明・田中 俊彦・池田 風花・岡本 昌幸・Seong Ryong Lee : 「三相 4 線式配電用 APLC の簡易な制御法」, 2021 年電気学会産業応用部門大会, Y-35, オンライン (2021)
- (2) 佐飛 優花・木原 侑也・山田 洋明・田中 俊彦・池田 風花・岡本 昌幸・Seong Ryong Lee : 「直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相 4 線式配電用 APLC の簡易な制御法」, 第 23 回 IEEE 広島支部学生シンポジウム (HISS 23 rd), pp. 167-168, オンライン (2021)
- (3) Yuka Sabi, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, Fuka Ikeda, Masayuki Okamoto, and Seong Ryong Lee: “ Individual-phase displacement power factor control strategy for an active power-line conditioner in three-phase four-wire distribution feeders,” in *Proc. of the 11th International Conference of Innovative Application Research and Education (ICIARE2021)*, OS 1-1, 4 pages, Online (2021)
- (4) 佐飛 優花・山田 洋明・田中 俊彦・池田 風花・岡本 昌幸・Seong Ryong Lee : 「直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相 4 線式配電用 APLC の各相別基本波力率制御法」, 令和 4 年電気学会全国大会, 4-047, pp. 76-77, オンライン (2022)
- (5) 佐飛 優花・山田 洋明・田中 俊彦・池田 風花・岡本 昌幸・Seong Ryong Lee : 「直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相 4 線式配電用 APLC の各相別無効電流制御法」, 2022 年電気学会産業応用部門大会, 1-73, pp. 295-296, 東京都千代田区 (2022)
- (6) 佐飛 優花・山田 洋明・田中 俊彦・池田 風花・岡本 昌幸・Seong Ryong Lee : 「直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相 4 線式配電用 APLC の制御法の実機検証」, 2022 年度 (第 73 回) 電気・情報関連学会中国支部連合大会, R22-04-07, 2pages, オンライン (2022)
- (7) Yuka Sabi, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, and Seong Ryong Lee: “ Individual-phase reactive current control strategy of an active power-line conditioner in three-phase four-wire distribution feeders,” in *Proc. of the 24th IEEE Hiroshima Section Student Symposium (HISS 24th)*, TP-B-1, pp. 58-61, Online (2022)

- (8) Yuka Sabi, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, Fuka Ikeda, Masayuki Okamoto, and Seong Ryong Lee: “ Experimental validation of constant DC-capacitor voltage-control-based strategy for an active power-line conditioner, ” in *Proc. of the 12th International Conference of Innovative Application Research and Education (ICIARE2022)*, OS2-2, 4 pages, Online (2022)
- (9) 佐飛 優花・山田 洋明・田中 俊彦・池田 風花・岡本 昌幸・Seong Ryong Lee :「三相 4 線式配電用 APLC の中性線電流抑制機能を有する各相別基本波無効電流制御法」, 令和 5 年電気学会全国大会, 4-106, pp. 185-186, 愛知県名古屋市 (2023)
- (10) 佐飛 優花・山田 洋明・田中 俊彦・池田 風花・岡本 昌幸・Seong Ryong Lee :「中性線電流抑制機能を有する三相 4 線式配電用 APLC の各相別基本波無効電流制御法」, 2023 年電気学会産業応用部門大会, 1-51, pp. 237-240, 愛知県名古屋市 (2023)
- (11) 佐飛 優花・山田 洋明・田中 俊彦・池田 風花・岡本 昌幸・Seong Ryong Lee :「三相 4 線式配電用 APLC を用いた受電端基本波電圧補償」, 2023 年度（第 74 回）電気・情報関連学会中国支部連合大会, R23-04-01, 2pages, オンライン (2023)

謝辞

本論文を作成するにあたり、共に研究し、適切なお指導と多くのご助言を頂きました山口大学 大学院創成科学研究科 山田洋明 准教授に厚く御礼申し上げます。論文執筆などの貴重な機会を多くいただきました。また、研究のみならず学生生活を送るにあたっても、手厚くサポートしていただきました。良いことも悪いことも常に冷静に受け止め、温かく見守ってくださったと感じています。数多くのご心配とご心労をおかけしたことをお詫びするとともに、心より深く感謝申し上げます。

また、ご多忙の中、丁寧なお指摘・ご助言を賜りました本学位論文審査員の山口大学 大学院創成科学研究科 若佐裕治 教授，田村慶信 教授，山口真悟 教授ならびに森田実 准教授に厚く御礼申し上げます。

学生のことを第一に考え、何事にも迅速に対応していただいた山田陽一 教授，大原渡 教授および工学部学務課の皆様にご心より御礼申し上げます。その他、我々学生が講義や研究をはじめとする大学での活動続けるために尽力してくださった山口大学のすべての関係者の方々に感謝申し上げます。

さらに、研究室で長い時間を共に過ごし、互いに助け合い高めあった江本嶺鷹 氏，石川 瑚太郎 氏，東佳一郎 氏，安部祐矢 氏，芳村涼 氏に感謝申し上げます。公私を共にし、苦楽を分かち合うかけがえのない時間を過ごしました。また、江藤小夏 氏，吉田夕希菜 氏，藤村明日香 氏をはじめとする研究室の皆様に御礼申し上げます。学年や出身などに関わらず、和気藹々とした雰囲気、とても楽しい研究室生活を送ることができました。

学部生の頃から同期として助け合い、競い合った宮本翔一郎 氏に御礼申し上げます。来年度からは同僚として切磋琢磨しあえる日々を待ち遠しく思います。

最後に、福井から送り出し、長年にわたり経済的・精神的に支援し続け、私の活躍を喜びそして見守ってくださった父 康央，母 洋子，姉 みずき，弟 健心，弟 慎太郎ならびに妹 仁美・両祖父母・各いところ・各叔父叔母・その他親族，日々の癒しとなり支えてくれた愛犬ボブおよび愛兎大福に心より感謝いたします。