

博士論文

高調波補償機能を有する
静止形無効電力補償装置の制御法

Control Strategies for Static Var Compensator With
Harmonics Compensation

平成31年3月

常盤 歩夢

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
1.1	電力系統と無効電力変動障害	1
1.2	無効電力補償装置の特徴および無効電力補償原理	7
1.2.1	静止形無効電力補償装置 (SVC)	7
1.2.2	自励式無効電力補償装置 (STATCOM)	11
1.3	本研究の目的	12
1.4	本学位論文の概要	14
第 2 章	無効電流および高調波電流補償の研究動向	17
2.1	直列形電力品質保証装置と並列形電力品質保証装置	17
2.1.1	無効電流および高調波発生源の分類	17
2.1.2	電力品質保証装置の分類	19
2.1.3	各マルチレベル変換器の特徴	25
2.2	三相回路における並列形電力品質保証装置の制御法	30
2.3	ハイブリッド静止形無効電力補償装置の研究動向と克服すべき課題	38
2.4	高調波補償機能を有する無効電力補償装置の技術動向と本論文の位置づけ	42
第 3 章	高調波補償機能を有する NPC インバータ方式無効電力補償装置の新しい制御法	43
3.1	主回路構成および NPC インバータ方式無効電力補償装置のパワーフロー	43
3.2	シミュレーション結果	48
3.3	実験結果	56
3.4	本章のまとめ	63
第 4 章	直列形アクティブフィルタを用いた新方式ハイブリッド静止形無効電力補償装置	67
4.1	主回路構成	67
4.2	直列形アクティブフィルタの制御法	72
4.3	シミュレーション結果	77
4.4	本章のまとめ	83
第 5 章	電源電流の検出が不要な直列形アクティブフィルタを用いたハイブリッド静止形無効電力補償装置の新しい制御法	85
5.1	主回路構成および提案する制御法の制御原理	85
5.2	システムインピーダンス変動時の直列形アクティブフィルタの高調波補償特性	89
5.3	シミュレーション結果	89
5.4	本章のまとめ	94
第 6 章	結論	97

参考文献	99
発表論文	107
謝辞	109

目次

1.1	電力システムの構成の概略	2
1.2	アーク炉や圧延機が接続された工場内配電図	4
1.3	交流アーク炉の1相分の等価回路	4
1.4	図1.2の1相分の等価回路	4
1.5	負荷電流の振幅変動時のフェーザ図	5
1.6	負荷電流の位相変動時のフェーザ図	6
1.7	静止形無効電力補償装置接続時の1相分の等価回路	8
1.8	静止形無効電力補償装置接続時のフェーザ図	8
1.9	Thyristor-controlled reactor (TCR) を用いた static var compensator (SVC) の回路構成	9
1.10	TCR を用いた SVC の無効電流補償原理	9
1.11	TCR 電流の波形	10
1.12	3レグインバータを用いた static synchronous compensator (STATCOM) のシステム構成	12
1.13	図1.12の1相分の等価回路	13
1.14	基本波無効電流補償前のフェーザ図	13
1.15	基本波無効電流補償後のフェーザ図	13
2.1	三相コンデンサインプット形ダイオード整流回路とその等価回路	18
2.2	三相サイリスタ整流回路とその等価回路	19
2.3	直列形アクティブフィルタ (active filter : AF) とその等価回路	21
2.4	12パルスダイオード整流回路の回路構成図	21
2.5	LC同調フィルタを接続したサイリスタ整流回路とその等価回路	22
2.6	並列形 AF を接続したサイリスタ整流回路とその等価回路	24
2.7	3レグインバータのスイッチに印加される電圧	25
2.8	Neutral-point-clamped (NPC) 方式の回路構成	26
2.9	多重変圧器を用いた大容量 STATCOM の回路構成	26
2.10	T-type NPC 方式の回路構成	28
2.11	Flying-capacitor (FLC) 方式の回路構成	28
2.12	Modular multilevel cascade converter (MMCC) 方式の回路構成	29
2.13	瞬時有効無効電力理論を用いた並列形電力品質保証装置の主回路構成図 ⁽³³⁾	31
2.14	$d-q$ 変換を用いた並列形電力品質保証装置の制御回路図 ⁽³⁴⁾	33
2.15	Droop 制御を用いた並列形電力品質保証装置の主回路構成 ⁽³⁵⁻³⁹⁾	34
2.16	Droop 制御に用いる変換器と受電端電圧の関係図	35
2.17	直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相4線式配電系統用アクティブロード баланси́ャ (active load balancer : ALB) の主回路構成図 ⁽⁴⁰⁾	37
2.18	直列形 AF を用いたハイブリッド SVC ⁽⁴¹⁻⁴⁵⁾	40

2.19	並列形 AF を用いたハイブリッド SVC の回路構成図 ^(46,47)	41
2.20	STATCOM を用いたハイブリッド SVC の回路構成図 ⁽⁴⁸⁾	41
3.1	提案する制御法を用いた NPC インバータ方式 STATCOM の主回路構成図	44
3.2	受電端電圧 V_T , 電源電流 i_S および負荷電流 i_L のフェーザ図	46
3.3	図 3.1 における $K = \tan(\cos^{-1}(1.00))$ とした NPC インバータ方式 STATCOM の 補償動作開始前後のシミュレーション結果	50
3.4	図 3.1 における $K = \tan(\cos^{-1}(0.90))$ とした NPC インバータ方式 STATCOM の 補償動作開始前後のシミュレーション結果	51
3.5	K と PF の理論値とシミュレーション結果	52
3.6	図 3.1 における $K = \tan(\cos^{-1}(1.00))$ とした 0.6 pu から 1.0 pu への負荷変動時 のシミュレーション結果	53
3.7	NPC インバータ方式 STATCOM の縮小モデルの主回路構成	54
3.8	図 3.7 における $K = \tan(\cos^{-1}(1.00))$ の時のシミュレーション結果	55
3.9	図 3.7 における $K = \tan(\cos^{-1}(0.90))$ の時のシミュレーション結果	57
3.10	図 3.7 における $K = -\tan(\cos^{-1}(0.90))$ の時のシミュレーション結果	58
3.11	図 3.7 における $K = \tan(\cos^{-1}(1.00))$ の時の負荷急変のシミュレーション結果	59
3.12	NPC インバータ方式 STATCOM の実験構成図	60
3.13	図 3.12 における $K = \tan(\cos^{-1}(1.00))$ の時の実験結果	62
3.14	図 3.12 における $K = \tan(\cos^{-1}(0.90))$ の時の実験結果	64
3.15	図 3.12 における $K = -\tan(\cos^{-1}(0.90))$ の時の実験結果	65
3.16	図 3.12 における $K = \tan(\cos^{-1}(1.00))$ の時の負荷急変の実験結果	66
4.1	提案する直列形 AF を用いた新方式ハイブリッド SVC の主回路構成図	68
4.2	三相 phase-locked loop (PLL) のシミュレーション結果	71
4.3	LC 同調フィルタと直列形 AF を直列接続した併用システム ⁽¹²¹⁾	73
4.4	図 4.1 の 1 相分の等価回路図	75
4.5	図 4.4 におけるボード線図	76
4.6	$K_C=10 \Omega$ の時のシミュレーション結果	79
4.7	$K_C=20 \Omega$ の時のシミュレーション結果	80
4.8	$K_C=30 \Omega$ の時のシミュレーション結果	81
4.9	$K_C=30 \Omega$ の時の負荷変動シミュレーション結果	82
5.1	提案する制御法を用いた新方式ハイブリッド SVC の主回路構成図	86
5.2	系統インピーダンス変動時におけるボード線図	90
5.3	$L_S=0.05 \text{ pu}$ の時のシミュレーション結果	91
5.4	$L_S=0.1 \text{ pu}$ の時のシミュレーション結果	92
5.5	$L_S=0.15 \text{ pu}$ の時のシミュレーション結果	93

表目次

3.1	図 3.1 のシミュレーションに用いた回路定数	49
3.2	図 3.7 に用いた回路定数	54
3.3	図 3.12 の実験に用いた回路定数	57
4.1	図 4.1 の回路定数	69
4.2	図 4.1 内の整合用トランス	69
5.1	図 5.1 の回路定数	87

第1章 序論

電力系統に受電設備を介して負荷変動の大きいアーク炉や圧延機などが接続されると、受電端電圧の変動やフリッカなどの無効電力変動障害が発生する問題がある。電力会社から供給される電力は、同じ配電線から複数の需要家へ供給されるため、ある需要家の電気設備が引き起こした無効電力変動障害は同じ配電線路にある需要家にも影響を及ぼす⁽¹⁻⁵⁾。わが国ではこれまで、アーク炉による電圧変動については ΔV_{10} という指標を用いて許容限度値を決めて管理してきた⁽⁶⁾。照明フリッカ基準値調査専門委員会では、 ΔV_{10} を0.45以下にすることを定めている⁽⁷⁾。また、中国電力株式会社は、電気サービス約款で力率(power factor : PF)を0.90以上に保つことを定めている⁽⁸⁾。したがって、電力会社と契約を結ぶ大口需要家は電力品質を改善することが求められる。この対策として、近年、静止形無効電力補償装置が広く使用されている。

本章では、まず電力系統と無効電力変動障害について述べる。次に、無効電力変動障害の解決策である無効電力補償装置の特徴とその無効電力補償原理について説明する。最後に、本論文の研究目的と概要について述べる。

1.1 電力系統と無効電力変動障害

電力系統とは、発電設備、送電設備、変電設備、配電設備、需要家設備などの電力の発生から消費までを行う設備全体のことである。図 1.1 に、電力系統の構成図の概略を示す⁽¹⁾。電力系統は、発電所から消費者の受電設備に至る電気のネットワークの総称であり、配電系統と送電系統の2種類に分類できる。送電系統では、送電損失を減らすために、発電所で発電した電力を超高圧変電所で超高圧(500~187 kV)に昇圧する。そして、超高圧送電線により電力消費地まで長距離送電を行う。一次変電所において超高圧送電線からの電力を特別高圧(154~66 kV)に降圧し、特別高圧送電線によって消費地まで送電される。一部は二次変電所で、特別高圧送電線からの電力を20 kV級特別高圧(33~22 kV)に降圧し、20 kV級送電線により大型ビル、工場プラントなどへ配電される。配電系統では、配電用変電所において通常は154 kVや66 kV、または20 kV級送電線から高圧(6.6~3.3 kV)に降圧し、配電線によって高圧を配電する。さらに、柱上変圧器により高圧電力を低圧(400~100 V)に降圧し、引込線によって各需要家に低圧で電力を配電する。また日本では送電系統および高圧配電系統に三相3線式配電方式が用いられており、低圧配電系統に三相3線式配電方式および单相3線式配電方式が用いら

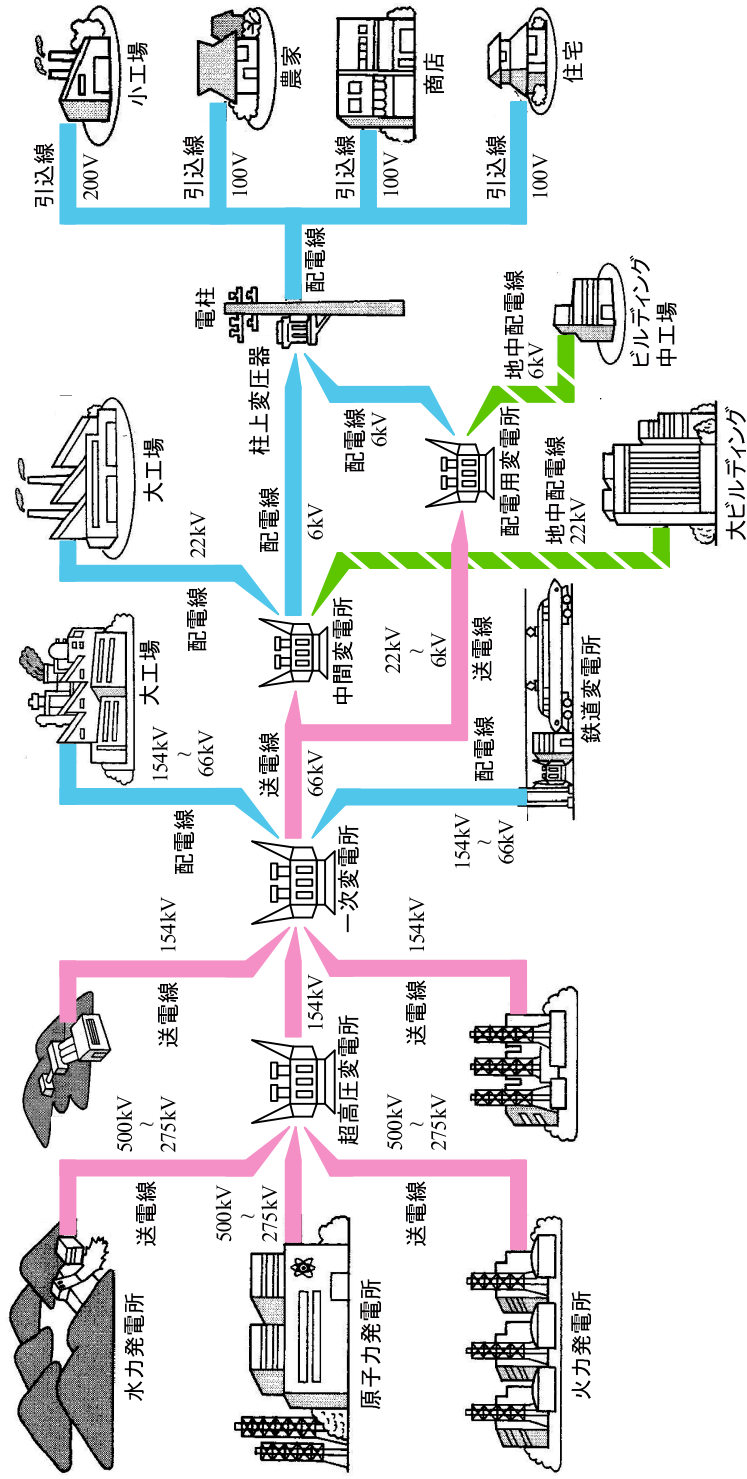


図 1.1 電力系統の構成の概略

れている^(9,10)。

従来、電力品質の保持は電力を配電する立場である電力会社によって基幹送電線の整備や系統規模の拡大、広域運用を目的とした系統間連系の強化など種々の対策が図られてきた。その結果、日本は世界的にみても信頼性の高い高品質な系統が構築され運用されている。しかしながら、近年、負荷変動の大きいアーク炉や圧延機などが電力系統に接続され、負荷電流の振幅や位相が変動し無効電力変動障害が発生する問題がある。無効電力変動障害が発生すると、受電端電圧が変動しフリッカが発生する⁽²⁾。また、受電端電圧変動による回転機のトルク変動および回転数変動により、過渡的に生産ラインのスピードが変化し生産設備に影響を及ぼすこととなる⁽³⁾。

ここで、負荷電流の振幅および位相が変動した場合の、受電端電圧が変動する理由について述べる⁽¹¹⁾。図 1.2 に、アーク炉や圧延機が接続された工場内配電図を示す⁽¹²⁾。図 1.2 では、電力会社から送電されてきた線間電圧 22 kVrms が変圧器を介して線間電圧 6.6 kVrms に降圧されている。線間電圧 6.6 kVrms の配電線に開閉器や変圧器を介して、各種負荷が接続されている。一例として、図 1.3 に交流アーク炉の 1 相分の等価回路を示す。図 1.3 は、電源電圧 \dot{V}_S 、系統インピーダンス \dot{Z}_S 、アーク炉回路インピーダンス \dot{Z}_f 、アーク抵抗 R_a で表される。アーク抵抗 R_a が変動することで、負荷電流 \dot{I}_L は常時変動する⁽¹³⁾。このとき、アーク炉や圧延機などの負荷は電流源で表現できる。図 1.4 に、図 1.2 の 1 相分の等価回路を示す。図 1.4 は、電源電圧 \dot{V}_S 、系統インピーダンス \dot{Z}_S 、アーク炉や圧延機を模擬した電流源 \dot{I}_L で表される。図 1.5 に、負荷電流の振幅変動時のフェーザ図を示す。図 1.5(a) は定常状態、図 1.5(b) は負荷電流の振幅増大時、図 1.5(c) は負荷電流の振幅減少時のフェーザ図を示している。図 1.5(b) より負荷電流の振幅増大時は定常状態より受電端電圧 \dot{V}_T が小さくなり、図 1.5(c) より負荷電流の振幅減少時は定常状態より受電端電圧 \dot{V}_T が大きくなる。図 1.6 に、受電端電圧と負荷電流の位相差変動時のフェーザ図を示す。図 1.6(a) は定常状態、図 1.6(b) は負荷電流の位相差増大時、図 1.6(c) は負荷電流の位相差減少時のフェーザ図を示している。図 1.6(b) より負荷電流の位相差増大時は定常状態より受電端電圧 \dot{V}_T が小さくなり、図 1.6(c) より負荷電流の位相差減少時は定常状態より受電端電圧 \dot{V}_T が大きくなる。以上より、負荷電流の振幅や位相差が変動すると受電端電圧 \dot{V}_T が変動することが確認できる。

電力会社から供給される電力は、同じ配電線から複数の需要家へ供給されるため、ある需要家の電気設備が引き起こした無効電力変動障害は同じ配電線路にある他の需要家にも影響を与える^(1,5)。わが国では、これまで長い間、アーク炉による電圧変動については ΔV_{10} という指標をもって許容限度値を決めて管理してきた⁽⁶⁾。 ΔV_{10} は、以下の式で表される。

$$\Delta V_{10} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cdot \Delta V_n)^2} \quad (1.1)$$

ここで、 ΔV_n は周波数 f の電圧変動分の実効値、 a_n は 10 Hz を 1.0 とした f におけるちら

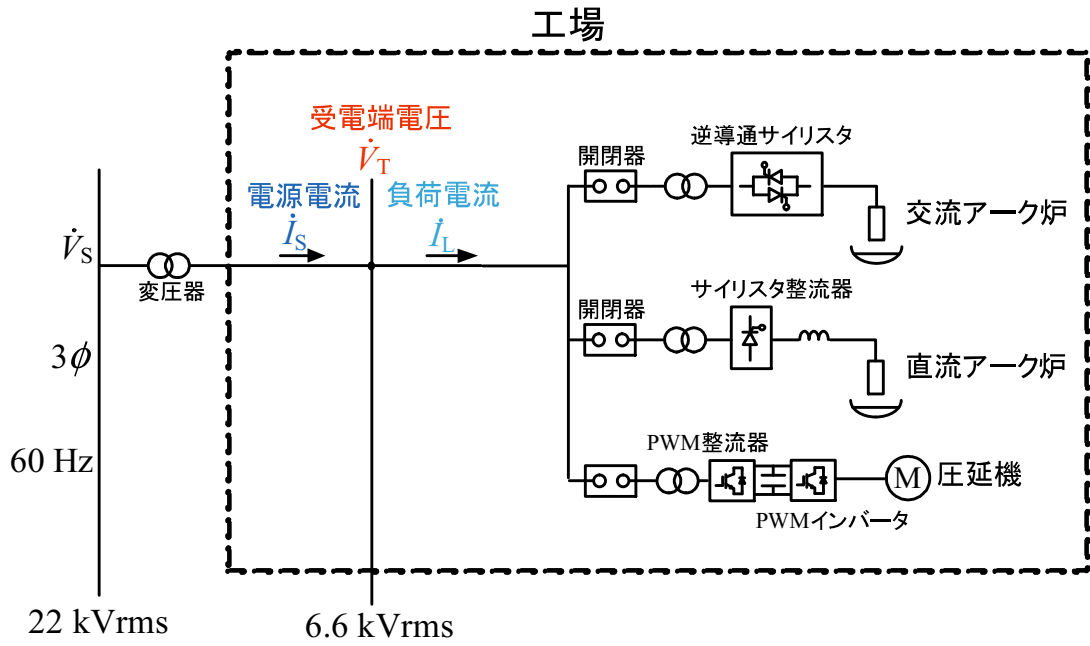


図 1.2 アーク炉や圧延機が接続された工場内配電図

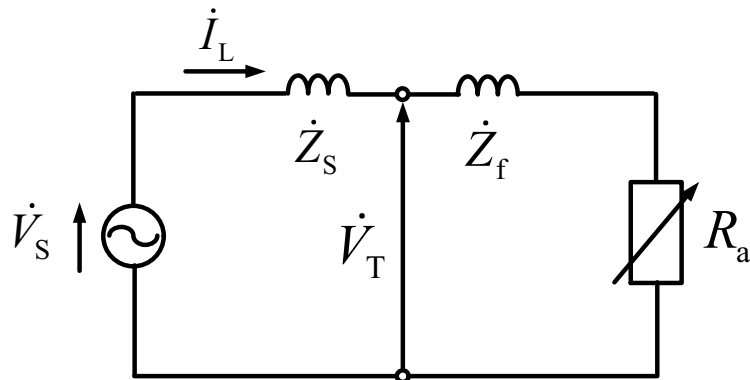


図 1.3 交流アーク炉の1相分の等価回路

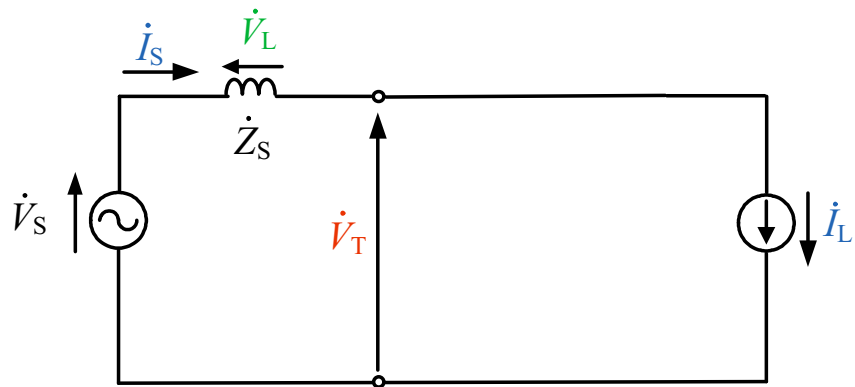


図 1.4 図 1.2 の1相分の等価回路

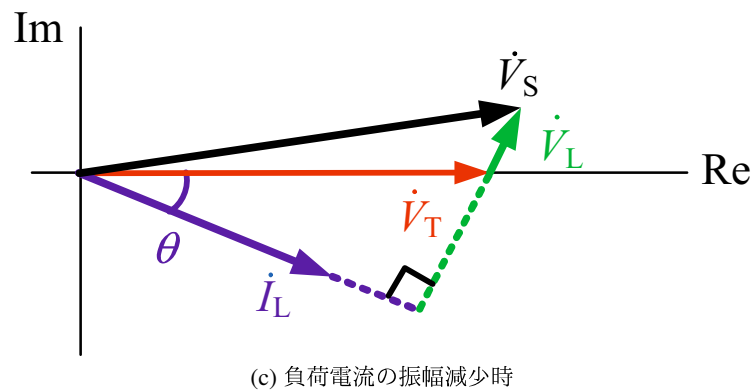
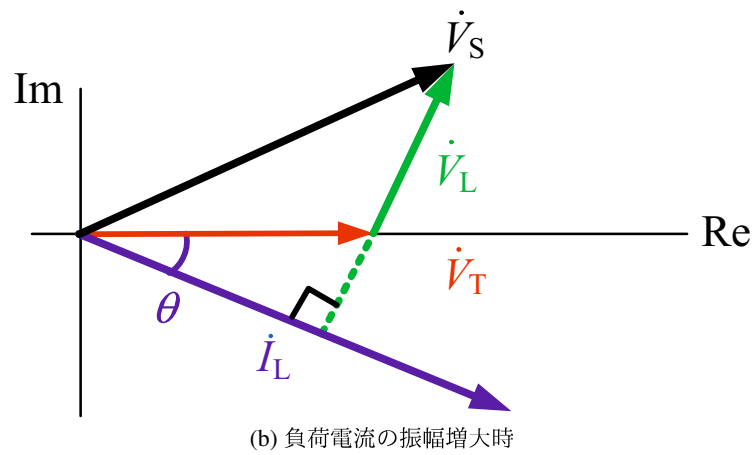
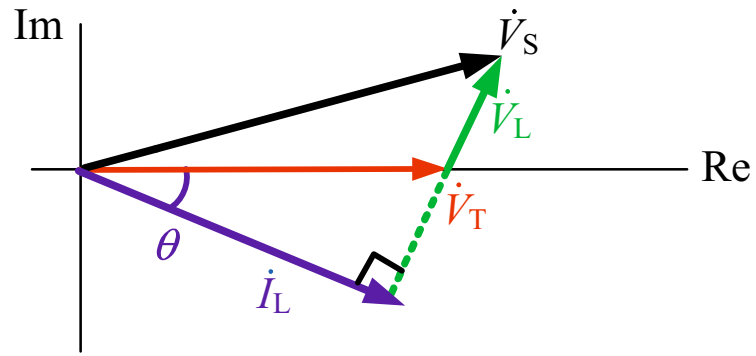


図 1.5 負荷電流の振幅変動時のフェーザ図

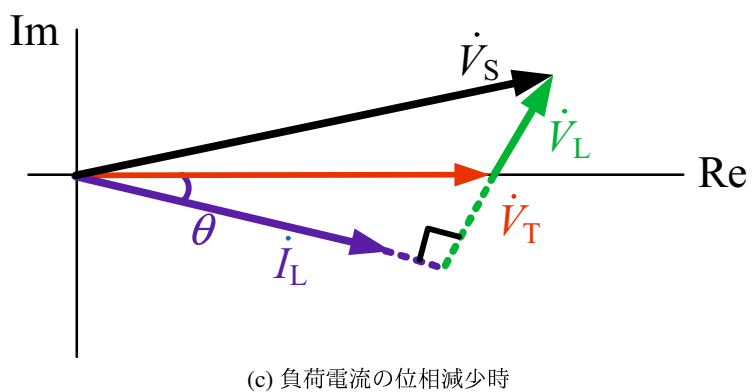
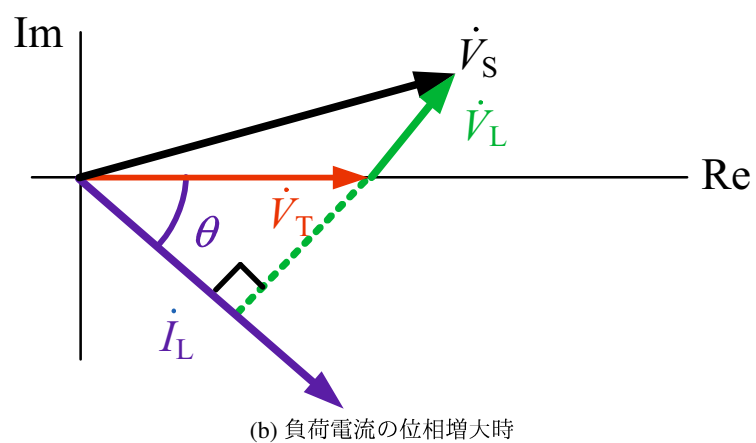
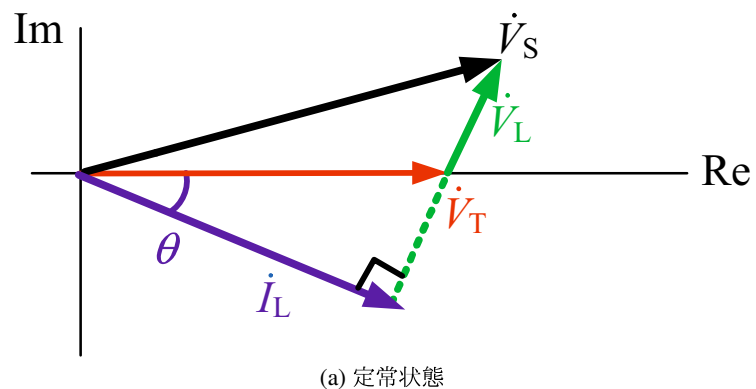


図 1.6 負荷電流の位相変動時のフェーザ図

つき視感度係数である。照明フリッカ基準値調査専門委員会では、 ΔV_{10} を 0.45 以下にすることを定めている⁽⁷⁾。また、中国電力株式会社は、電気サービス約款で PF を 0.90 以上に保つことを定めている⁽⁸⁾。この無効電力変動障害の対策として、静止形無効電力補償装置 (static var compensator : SVC) が普及している。本論文では他励式 SVC を SVC、自励式 SVC を static synchronous compensator (STATCOM) とする。静止形無効電力補償装置を接続した場合において、補償電流を系統側に注入することで受電端電圧変動を抑制する基本原理について述べる。図 1.7 に、図 1.4 に静止形無効電力補償装置を接続した時の等価回路を示す。図 1.8 は、静止形無効電力補償装置接続時の一例として負荷電流の位相差増大時のフェーザ図を示す。図 1.8(a) は定常状態であり、図 1.8(b) は負荷電流の位相差増大時のフェーザ図を示している。図 1.8(b) から、負荷電流の位相差が変動しても静止形無効電力補償装置の補償電流により受電端電圧 \dot{V}_T が定常時と同一振幅であることが確認できる。したがって、静止形無効電力補償装置により受電端電圧 \dot{V}_T の変動を抑制できる。

近年、エネルギー問題の観点から太陽光や風力といった再生可能エネルギーに注目が集まっている。太陽光発電の導入量は、2013 年で 39 GW である⁽¹⁴⁾。また、風力発電の導入量は 2014 年で 369.6 GW である⁽¹⁵⁾。太陽光発電および風力発電の大量導入から、系統への逆潮流による受電端電圧の上昇も問題となっている。静止形無効電力補償装置はその対策としても効果が見込める^(16,17)。さらに、静止形無効電力補償装置は世界各国で年間 4~5 GVA 設置されている⁽¹⁸⁾。以上より、静止形無効電力補償装置は近年注目を集めているといえる⁽¹⁹⁻²⁴⁾。

1.2 無効電力補償装置の特徴および無効電力補償原理

1.2.1 静止形無効電力補償装置 (SVC)

SVC の代表例として、1970 年代に富士電機株式会社がフリッカ補償装置を製品化して以来、現在も多く用いられている thyristor-controlled reactor (TCR)、または thyristor-switched capacitor (TSC) および TCR と TSC を組み合わせた方式が実用化されている⁽¹⁹⁻²³⁾。図 1.9 に、TCR を用いた SVC の回路構成を示す。SVC は進相キャパシタ C および TCR で構成されている。図 1.10 に、TCR を用いた SVC の無効電力補償原理を示す。電流源負荷である誘導性負荷より発生した遅相無効電力に対して進相キャパシタを接続し、負荷と進相キャパシタの合成した電力を進相無効電力とした上で TCR により遅相無効電力を発生させ受電端の無効電力を補償するものである。SVC はサイリスタと受動素子を用いることから比較的安価で、かつ、大容量化が容易である^(25,26)。したがって、現在産業において広く普及している。しかしながら、TCR は逆導通サイリスタを用いているため電源側で高調波を発生するといった問題がある^(27,28)。図 1.11(a) に、TCR 電流の波形を示す。点弧角 α によって TCR 電流は歪電流になる。図 1.11(b) に、点弧角 $\alpha = 20^\circ$ の時の TCR 電流の周波数解析結果を示す。図 1.11(b) から、TCR 電流は低次の高調

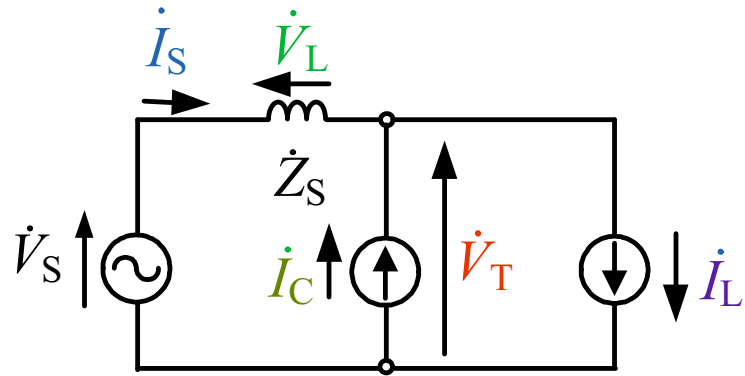


図 1.7 静止形無効電力補償装置接続時の1相分の等価回路

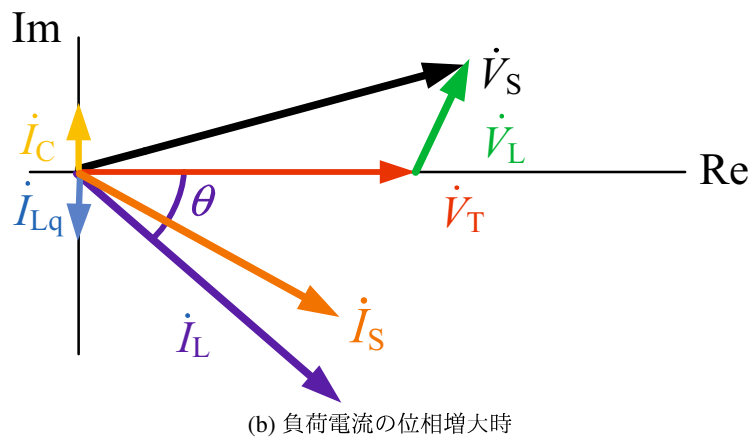
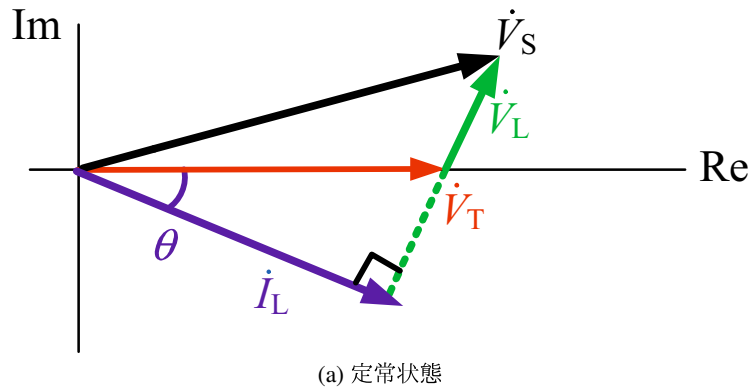


図 1.8 静止形無効電力補償装置接続時のフェーザ図

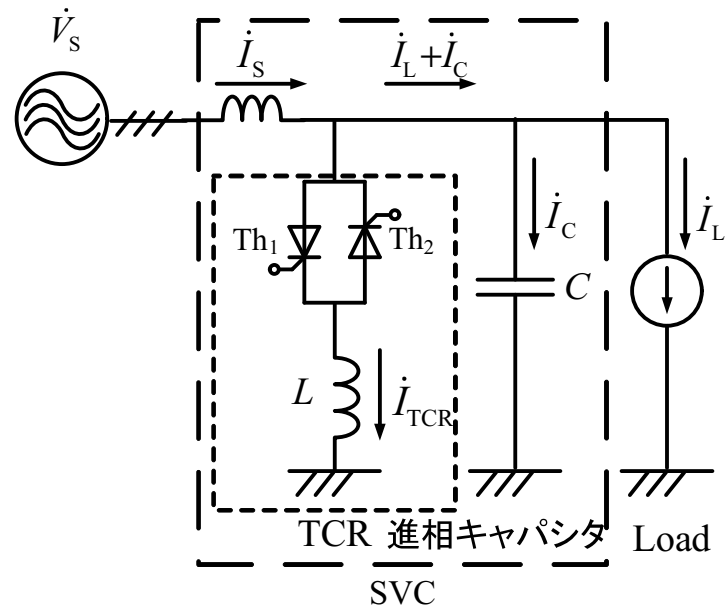


図 1.9 Thyristor-controlled reactor (TCR) を用いた static var compensator (SVC) の回路構成

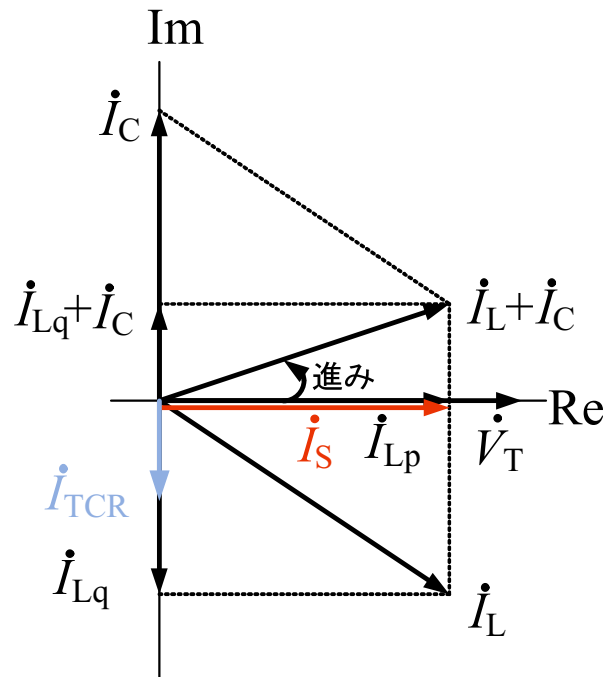
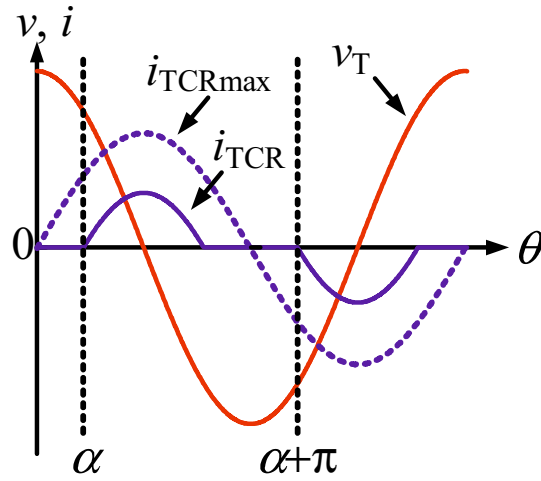
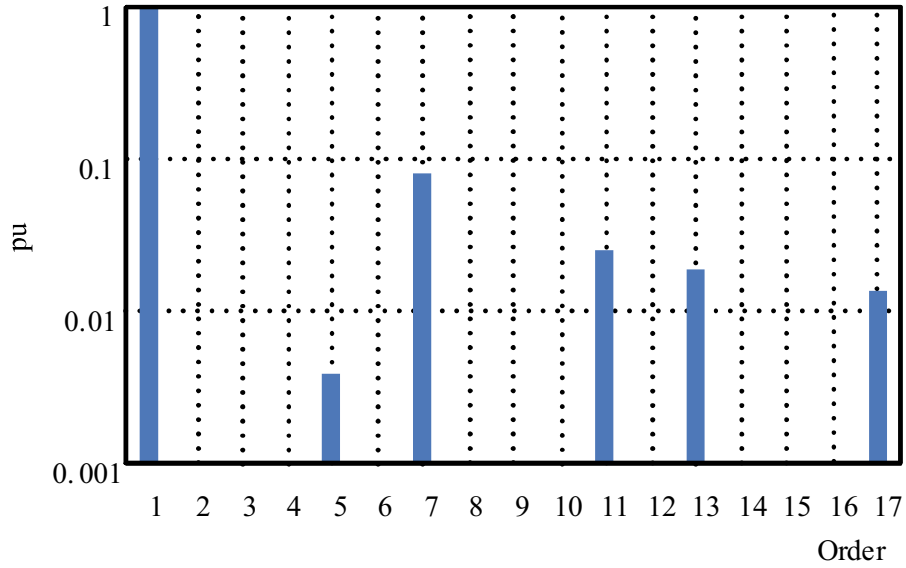


図 1.10 TCR を用いた SVC の無効電流補償原理



(a) TCR 電流の波形



(b) 点弧角 $\alpha = 20^\circ$ の時の TCR 電流の周波数解析結果

図 1.11 TCR 電流の波形

波電流を含むことが確認できる。この高調波を電源側に流出しないために、一般に進相キャパシタと直列に各次数高調波と同調するようリアクトルを接続しフィルタを兼ねている^(29,30)。また、TCR方式ではサイリスタを使用しているため負荷変動などにより指令値変動時の応答速度は約8.4 msである。TSC方式は、無効電力の調整をキャパシタの数によるため段階的な調整となる。このため、高調波の発生がなく電力損失が少ないという特長がある。しかしながら、進相電流だけの調整機能しかない。また、TCRとTSCを組み合わせた方式では、無効電力の連続的な調整が原理的に不可能なTSCの欠点を補うため、可変リアクトルを並列に接続し、装置全体として無効電力を連続調整する方式である。以上の方式は、装置に要求される応答速度、最小調整幅、運転効率、経済性から使い分けられる。しかしながら、制御速度の制約や低次高調波の発生などの問題、ならびに電圧低下領域でのSVCの発生無効電力が電圧の2乗に比例して低下するといった問題点がある⁽¹⁶⁾。

1.2.2 自励式無効電力補償装置 (STATCOM)

近年、注目されているのがSTATCOMである^(16,17,22,24)。一例として、図1.12に示すようにSTATCOMは3レグインバータ構成のものが広く用いられている。STATCOMは、IGBTを使用するためスイッチング周波数が3.6 kHzの場合では、応答速度は約0.28 msである。このため、STATCOMは速い応答が得られる⁽⁴⁾。しかしながら、上記の応答速度は最短で1サンプル遅れで指令値に追従するデッドビート応答である。また、インバータの位相を制御することで遅相無効電流だけでなく、進相無効電流に対しても補償可能であり、不平衡や高調波といった系統電圧の品質を保証できる⁽³¹⁾。系統と並列に設置するため、保護および保守が容易で海外での実用実績が多い^(22,32)。電力品質保証装置の動作原理は第2.1節で詳細に説明するが、STATCOMの制御法は電流フィードバック制御を用いるためSTATCOMは電流源動作である。

はじめに、実際の三相回路における無効電流の補償について検討する。負荷が平衡三相の線形負荷(高調波を含まない)の場合について説明する。図1.13に、図1.12の1相分の等価回路を示す。 \dot{V}_S は電源電圧、 \dot{V}_T は受電端電圧、 \dot{I}_S は電源電流、 \dot{I}_L は負荷電流そして \dot{I}_C は補償電流のフェーザをそれぞれ示している。まず、STATCOMを接続していない状態では、 $\dot{I}_C=0$ となる。図1.14に、このときのフェーザ図を示す。負荷電流 \dot{I}_L は基本波有効電流 \dot{I}_{LFp} と基本波無効電流 \dot{I}_{LFq} の和で表すことが可能である。このとき、 \dot{I}_L は次式で与えられる。

$$\dot{I}_L = \dot{I}_{LFp} + \dot{I}_{LFq} \quad (1.2)$$

基本波無効電流 \dot{I}_{LFq} を補償しない場合、負荷電流 \dot{I}_L と電源電流 \dot{I}_S が等しくなるため、電源電流 \dot{I}_S にも基本波無効電流分 \dot{I}_{LFq} が含まれる。そこで、STATCOMより補償電流 \dot{I}_C を出力する。図1.15に基本波無効電力補償後のフェーザ図を示す。図1.15に示すように補償電流の指令値 \dot{I}_C^* は基本波無効電流分 \dot{I}'_{LFq} として制御することで、電源電流 \dot{I}_S を基本波有効電流分 \dot{I}_{LFp} と任

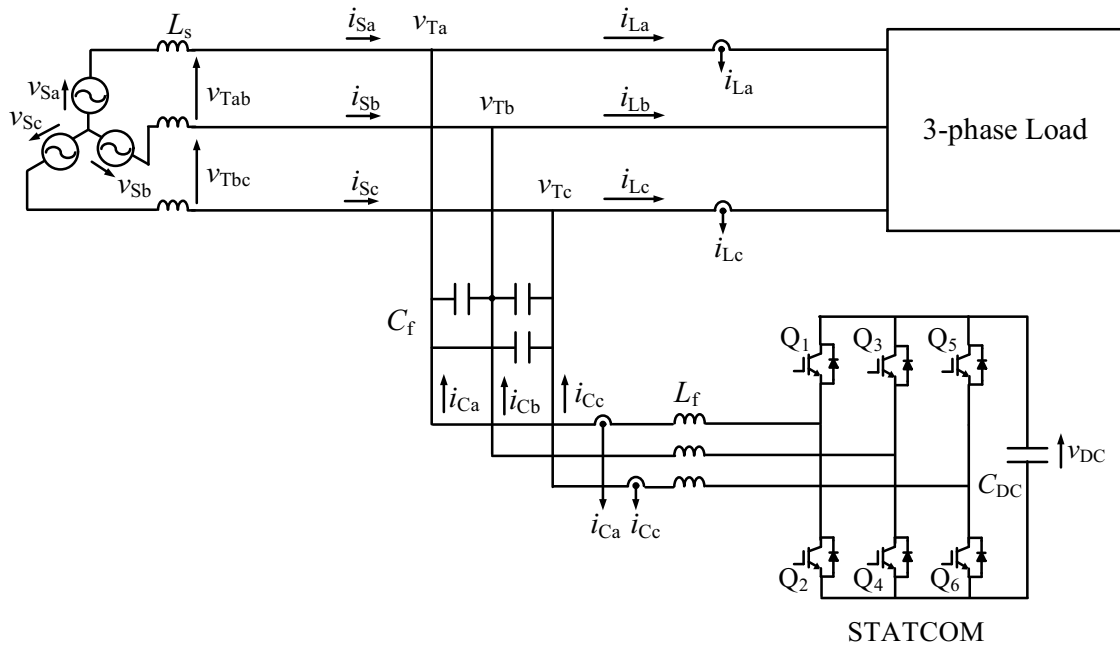


図 1.12 3 レグインバータを用いた static synchronous compensator (STATCOM) のシステム構成

意の基本波無効電流分 I_{LFq}^* にすることが可能である。このとき、

$$\begin{aligned} i_s &= i_L - i_C \\ &= (i_{LFp} + i_{LFq}) - i_{LFq} = i_{LFp} + i_{LFq}^* \end{aligned} \quad (1.3)$$

1.3 本研究の目的

これまで述べたように、アーク炉や圧延機といった大容量の負荷により無効電力変動障害が配電系統に発生し、フリッカや機器の故障といった問題が発生する。また、電力会社の約款により各需要家側が電力品質を保証することが要求されている。近年、パワーエレクトロニクス製品の普及により配電系統内の高調波電流が問題となっている。さらに、上述した TCR は電源側に高調波電流を流出する問題がある。本研究の目的は、これらの問題や要求を解決可能な無効電力補償装置に高調波補償機能を付加した新たな回路構成および制御法を提案し、提案した回路構成および制御法により電源側の基本波無効電流および高調波電流を補償することである。以下に、本研究の概要を示す。

- 基本波無効電力調整および高調波補償機能を有する neutral-point-clamped (NPC) インバータ方式 STATCOM の制御法を提案し、その有効性を計算機シミュレーションおよび実験により確認

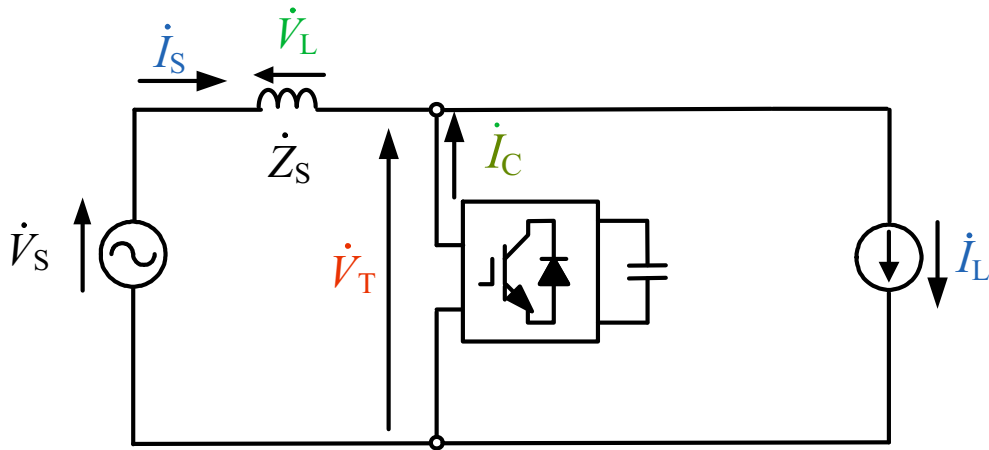


図 1.13 図 1.12 の 1 相分の等価回路

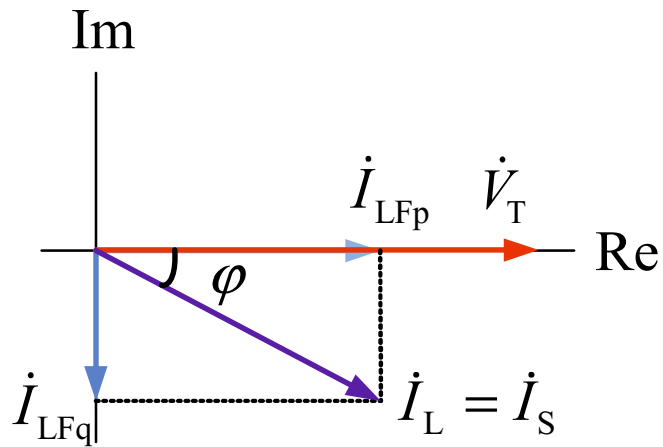


図 1.14 基本波無効電流補償前のフェーザ図

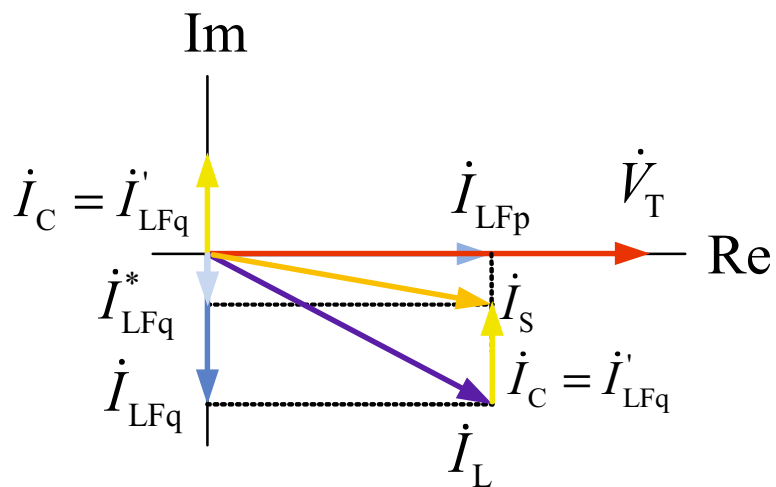


図 1.15 基本波無効電流補償後のフェーザ図

- 直列形アクティブフィルタ (active filter : AF) を用いたハイブリッド SVC の新しい回路構成を提案し、その有効性を計算機シミュレーションにより確認
- 直列形 AF を用いたハイブリッド SVC の新しい制御法を提案し、その有効性を計算機シミュレーションにより確認

1.4 本学位論文の概要

本論文は6章から構成されており、各章の概要は以下の通りである。

第1章では、無効電力変動障害について説明しその対策として無効電力補償装置の特徴とその補償原理について説明する。さらに、本学位論文の概要について説明する。

第2章では、まず高調波負荷の分類および高調波対策について詳細に述べる。次に、これまでに提案されている並列形電力品質保証装置の制御法について詳細に論じる。文献(33)で提案された瞬時有効無効電力理論を用いた高調波補償機能付き無効電力調整制御について説明する。さらに、文献(34)で提案されている d - q 変換を用いた高調波補償機能付き無効電力補償制御および droop control⁽³⁵⁻³⁹⁾ について説明する。また、文献(40)で提案されている直流キャパシタ電圧一定制御を用いた無効電力調整機能付き三相4線式配電システム用アクティブロードバランサー (active load balancer : ALB) についてその主回路構成および制御法について詳細に述べる。これらの文献で提案された制御方式で解決すべき問題点を明らかにする。さらに、国内外で提案されているハイブリッド SVC の研究動向について詳細に論じる⁽⁴¹⁻⁴⁸⁾。また、これらの文献で提案されているハイブリッド SVC の実用化に際して解決すべき問題点を指摘する。これらの課題を詳細に論じ、本学位論文の世界的な研究の位置づけと目的を明らかにしている。

第3章では、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた高調波補償機能を有する NPC インバータ方式 STATCOM の制御法を提案する。提案した制御法は、直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いた簡易な制御法であり負荷側の基本波無効電流および高調波電流を演算するブロックを省略できる点に特長がある。はじめに、NPC インバータ方式 STATCOM に流入する瞬時電力のパワーフローについて詳細に論じる。また、三相回路上の電流フィードバック制御において d - q 座標上で PI 制御をすることで補償電流の検出値が指令値と定常偏差なく追従可能である。パワーエレクトロニクス用回路シミュレータである PSIM を用いた計算機シミュレーションにより、提案した制御法の有効性を確認する。さらに、縮小モデルによる実験回路を構築し実験により提案した制御法の有効性を確認する。シミュレーション結果および実験結果から、直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いた STATCOM により電源側の基本波無効電力を調整しながら高調波電流を補償可能であることを確認する。さらに、シミュレーション結果および実験結果から国際標準規格である IEC61000-3-4⁽⁴⁹⁾ を満足することを確認する。

第4章では、直列形 AF を用いた新方式ハイブリッド SVC を提案する。提案したハイブリッ

ド SVC は、TCR と進相キャパシタを用いた SVC の進相キャパシタに直列形 AF を接続している点に特長があり、これまで提案されているハイブリッド SVC と比較しより実用的な主回路構成となっている。はじめに、提案したハイブリッド SVC の 1 相分の等価回路から高調波補償原理を詳細に論じている。このとき、直列形 AF の高調波補償特性の理論式を導出し、周波数領域において高調波補償特性を明らかにしている。パワーエレクトロニクス用回路シミュレータ PSIM を用いた計算機シミュレーションにより、提案した新ハイブリッド SVC の有効性を確認する。シミュレーション結果から、直列形 AF を用いたハイブリッド SVC により PF が 1.00 でかつ正弦波電流を実現可能であることを確認している。さらに、シミュレーション結果から配電システムの電圧歪に関して定められた国際標準規格である IEEE519-2014⁽⁵⁰⁾ を満足することを確認する。SVC に小容量の電圧形 pulse-width-modulated (PWM) 変換器を付加することで電源側の電力品質を改善可能であり、より実用性の高いハイブリッド SVC を実現可能である。しかしながら、提案したハイブリッド SVC の制御法では電源電流を検出するための電流センサーが必要である。

第 5 章では、電源側の電圧および電流を検出するセンサーが不要なハイブリッド SVC の新しい制御法を提案する。提案した制御法は、負荷電流、TCR 電流および進相キャパシタ電流を検出し電源電流を演算している。したがって、提案制御法は電源側の電圧および電流を検出するセンサーが不要な点に特長がある。はじめに、提案した制御法を 1 相分の等価回路から高調波補償原理を詳細に論じている。さらに、PSIM を用いた計算機シミュレーションにより、提案した制御法の有効性を確認する。シミュレーション結果から、直列形 AF を用いたハイブリッド SVC により PF が 1.00 でかつ正弦波電流を実現可能であることを確認する。また、シミュレーション結果から国際標準規格である IEEE519-2014⁽⁵⁰⁾ を満足することを確認する。提案制御法は、電源側の電圧および電流を検出するセンサーが不要であり電源側の工事が不要である。したがって、より実用的なハイブリッド SVC を実現可能である。

第 6 章では、本研究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 無効電流および高調波電流補償の研究動向

本章では、はじめに配電系統内の無効電流および高調波電流発生源を分類し、それぞれの発生源に適した無効電流および高調波電流補償装置の基本構成について述べる。次に、無効電流および高調波電流補償装置の制御原理について、国内外の研究動向を明らかにする。これまで提案されている無効電流および高調波電流補償装置の制御法として、三相瞬時有効無効電力理論に基づく並列形電力品質保証装置の制御法^(33,34,51-59)、droop制御に基づく並列形電力品質保証装置の制御法⁽³⁵⁻³⁹⁾ および文献(40)で提案されている直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相4線式配電系統用ALBの無効電力制御法とその克服すべき課題について詳細に述べる。次に、自励式変換器を併用したハイブリッドSVCの研究動向⁽⁴¹⁻⁴⁸⁾と克服すべき課題を明らかにする。

2.1 直列形電力品質保証装置と並列形電力品質保証装置

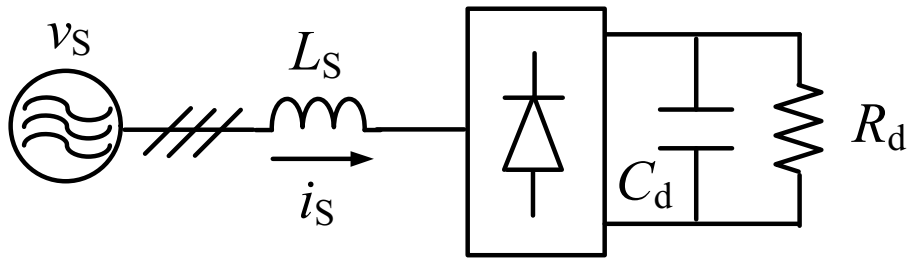
2.1.1 無効電流および高調波発生源の分類

近年、電力用半導体素子を用いた負荷が急速に普及している⁽⁶⁰⁾。これらの負荷により発生する高調波電流によって受電端電圧が歪み、進相キャパシタやリアクトルの加熱および焼損などのさまざまな問題が引き起こされる⁽⁶¹⁻⁶⁵⁾。高調波の補償法は、高調波発生源によって異なる。本節では、高調波電圧源と高調波電流源の2種類に分類される高調波発生源について述べる。

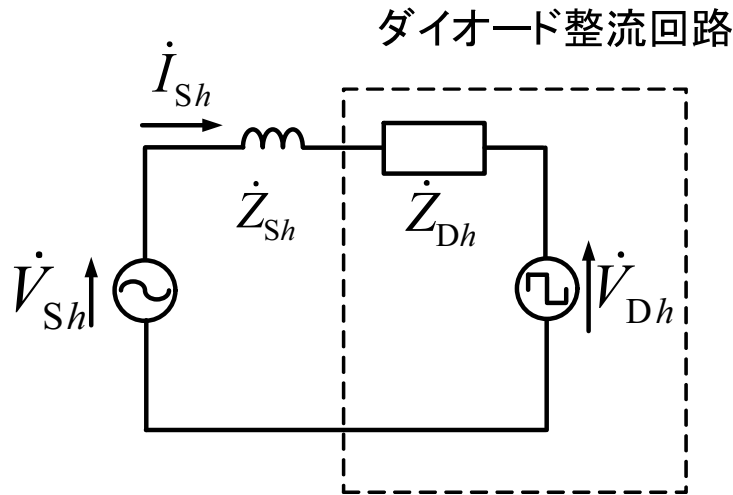
高調波電圧源の代表例は、コンデンサインプット形整流回路である。図2.1に、三相コンデンサインプット形ダイオード整流回路を示す。図2.1(a)は主回路構成、図2.1(b)は高調波成分に対する1相分の等価回路を示している。三相コンデンサインプット形ダイオード整流回路は、大容量の直流機器やインバータと併用してモータの駆動電源などに用いられる⁽⁶⁶⁾。単相コンデンサインプット形ダイオード整流回路回路は、テレビやパソコンなどの家電機器に広く用いられている^(67,68)。

ここで、コンデンサインプット形ダイオード整流回路の電源側と直流側のインピーダンスを考える。一般に、3次、5次および7次などの h 次高調波角周波数 ω_h に対して次式が成り立つ。

$$\omega_h L_S \gg \frac{1}{\omega_h C_d} \quad (2.1)$$



(a) コンデンサインプット形ダイオード整流回路



(b) 1 相分の等価回路

図 2.1 三相コンデンサインプット形ダイオード整流回路とその等価回路

(2.1) 式は、図 2.1(a) のダイオード整流回路では電源側のインダクタンスが変動すると電源電流の高調波成分が大きく変化することを意味している⁽⁶⁹⁾。また、高調波に対して直流側のインピーダンスを無視することができ図 2.1(b) のように高調波発生源 \dot{V}_{Dh} と電源側インピーダンス \dot{Z}_{Sh} を直列にした等価回路で近似できる。以上より、直流側に平滑コンデンサを有するコンデンサインプット形ダイオード整流回路は高調波電圧源として取り扱うことができる。

次に、高調波電流源について説明する。図 2.2 に、三相サイリスタ整流回路を示す。図 2.2(a) は主回路構成、図 2.2(b) は高調波成分に対する 1 相分の等価回路を示している。このような回路は、大容量の同期電動機駆動や直流送電の逆変換装置として応用されている⁽⁷⁰⁾。一般に、図 2.2(a) の回路では h 次高調波角周波数 ω_h に対して次式が成り立つ。

$$\sqrt{R_d^2 + \omega_h L_s^2} \gg \omega_h L_s \quad (2.2)$$

(2.2) 式は、図 2.2(a) の整流回路では、電源側のインダクタンスが変動しても電源電流の高調波成分がほとんど変化しないことを示す。この場合には、図 2.2(a) を図 2.2(b) のような電流源で近似できる⁽⁷¹⁾。以上より、このようなダイオード整流回路は高調波電流源として取り扱うことができる。

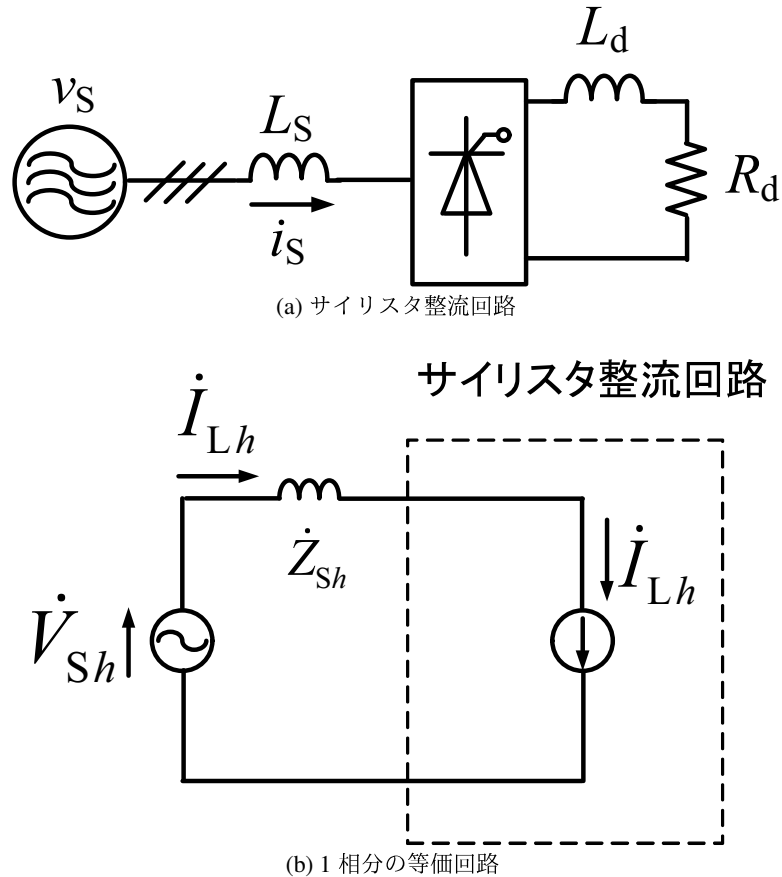


図 2.2 三相サイリスタ整流回路とその等価回路

2.1.2 電力品質保証装置の分類

電源側で高調波を抑制する方法には、直列形 AF、LC 同調フィルタおよび並列形 AF などがある。本学位論文では、原理的に電圧源動作をするものを直列形 AF、電流源動作をするものを並列形 AF と使い分けている^(72,73)。高調波発生源から発生する高調波電流を補償する場合には、高調波発生源が電圧源か電流源かで補償法が異なる。まず、負荷が高調波電圧源である容量性負荷の時の高調波補償法について説明する。このとき、電圧源として動作する直列形 AF を用いる⁽⁷⁴⁾。これは、電流源のインピーダンスは大きく、電圧源のインピーダンスは小さいという電気的特性から高調波電圧源と並列に補償装置である電流源を接続すると、電源側と高調波発生源であるダイオード整流回路の両方に補償電流が流入するためである。この結果として、良好な高調波補償効果を得ることができなかつたりダイオード整流回路が過負荷を引き起こす可能性がある。

図 2.3 に、ダイオード整流回路と直列形 AF を接続した回路構成を示す。図 2.3(a) は主回路構成、図 2.3(b) は高調波成分に対する 1 相分の等価回路を示している。直列形 AF は、三相電圧形 pulse-width modulated (PWM) インバータから構成される。 \dot{V}_{Ch} は、直列形 AF の出力電圧を表している。高調波補償原理は文献 (75) で詳細に論じられている。したがって、ここでは簡

易に説明する。直列形 AF の出力電圧指令値を次式で与える。

$$\dot{V}_{Ch} = K_C \cdot \dot{I}_{Sh} \quad (2.3)$$

これより、電源電流の高調波成分 \dot{I}_{Sh} は次式となる。

$$\dot{I}_{Sh} = \frac{\dot{V}_{Sh} - \dot{V}_{Dh}}{K_C + \dot{Z}_{Sh} + \dot{Z}_{Dh}} \quad (2.4)$$

(2.4) 式において、直列形 AF のコントロールゲイン $K_C \gg \dot{Z}_{Sh} + \dot{Z}_{Fh}$ とすると

$$\dot{I}_{Sh} \approx 0 \quad (2.5)$$

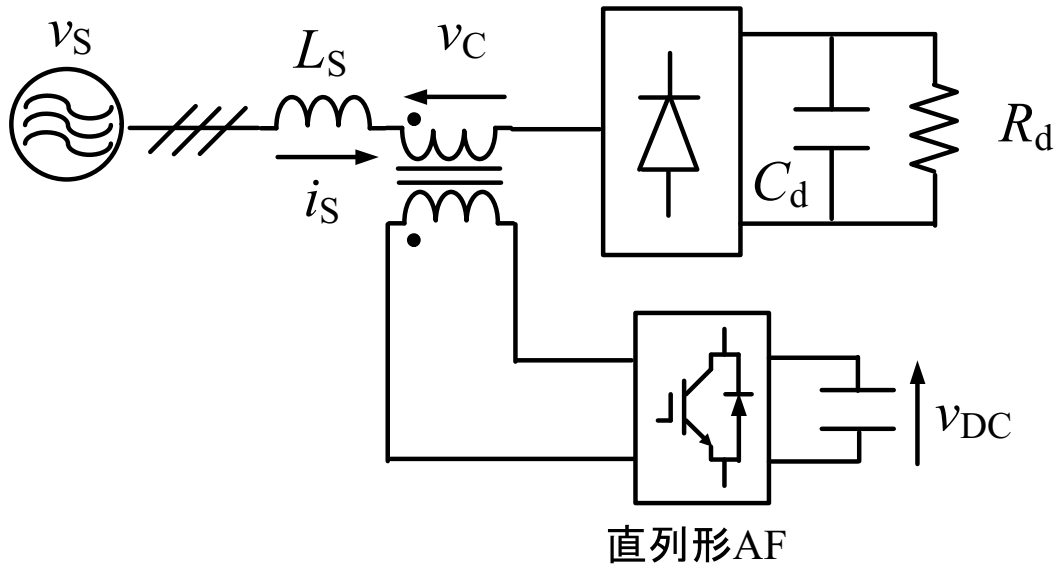
となる。以上より、負荷が高調波電圧源であれば、高調波電流に対して抵抗として動作する直列形 AF により電源電流の高調波成分を抑制可能である。

次に、負荷が高調波電流源の時の高調波補償法について説明する。負荷が高調波電流源で表される誘導性負荷のときは、多パルス化、LC 同調フィルタまたは電流源動作をする並列形 AF を用いる⁽⁸¹⁾。図 2.4 に、12 パルスダイオード整流回路の回路構成図を示す。12 パルスダイオード整流回路は、2 次巻線が Δ 結線と Y 結線の変圧器を 2 台の 6 パルスダイオード整流回路で接続することで直流電圧を生成している。 Δ 結線と Y 結線の変圧器の出力は、位相差が 30° であるため全波整流することで 12 パルス整流回路を生成可能である。6 パルスダイオード整流回路である三相ダイオード整流回路より直流電圧のリプルおよび交流側の高調波成分を低減可能である。しかしながら、変圧器が多数必要であり装置全体の大型化につながる。また、高調波電圧に関する国際標準規格である IEEE519-2014⁽⁵⁰⁾ を満足するためには 18 パルス以上の整流回路が必要であるという報告もある⁽⁷⁶⁾。また、18 パルス以上の整流回路は変圧器の巻線構造の複雑化やケーブル数の増加によるコストの増加が問題である。

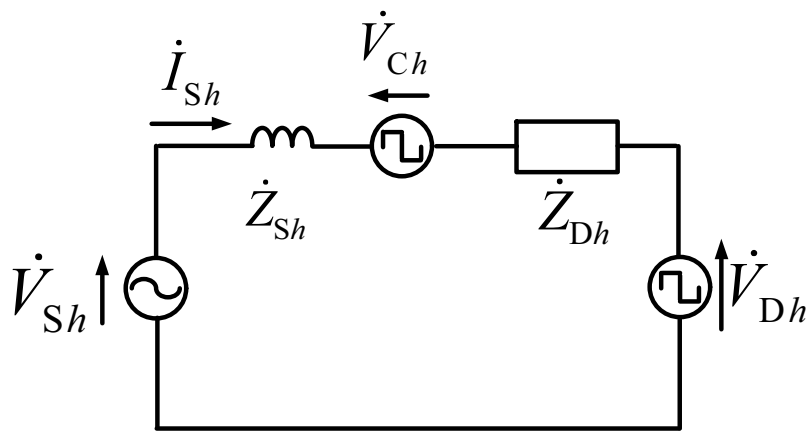
図 2.5 に、サイリスタ整流回路と LC 同調フィルタを接続した回路構成を示す。図 2.5(a) は主回路構成、図 2.5(b) は高調波成分に対する 1 相分の等価回路を示している。図 2.5 のサイリスタ整流回路の高調波電流は、5 次、7 次、11 次、13 次などの次数を含む。このことに着目し、LC 同調フィルタは 5 次および 7 次高調波に対して低インピーダンスとなる同調フィルタと 11 次以上に対して低インピーダンスとなるハイパスフィルタ (high-pass filter : HPF) から構成される。先に述べたように、直流側に平滑リアクトル L_d を有する整流回路は高調波電流源として考えることができる。このことから、サイリスタ整流回路を電流源 \dot{I}_{Lh} で表している。このとき、電源電流の高調波成分 \dot{I}_{Sh} は次式で与えられる。

$$\dot{I}_{Sh} = \frac{\dot{Z}_{Fh} \cdot \dot{I}_{Lh}}{\dot{Z}_{Sh} + \dot{Z}_{Fh}} \quad (2.6)$$

ただし、 \dot{Z}_{Fh} は h 次高調波に対する LC 同調フィルタのインピーダンスを表す。高調波電流に対して $\dot{Z}_{Sh} \gg \dot{Z}_{Fh}$ が成立するとき、電源側に流出する高調波電流を抑制することができる。しかしながら、(2.6) 式から明らかなように LC 同調フィルタの高調波補償特性は電源インピーダンス \dot{Z}_{Sh} の影響を受ける。また、LC 同調フィルタには下記のような問題点がある⁽⁷⁷⁻⁷⁹⁾。



(a) 直列形 AF の主回路構成



(b) 1 相分の等価回路

図 2.3 直列形アクティブフィルタ (active filter : AF) とその等価回路

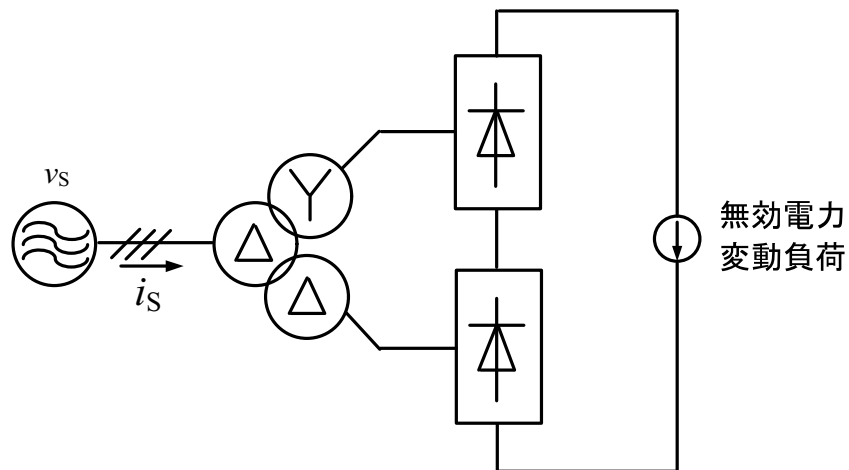


図 2.4 12パルスダイオード整流回路の回路構成図

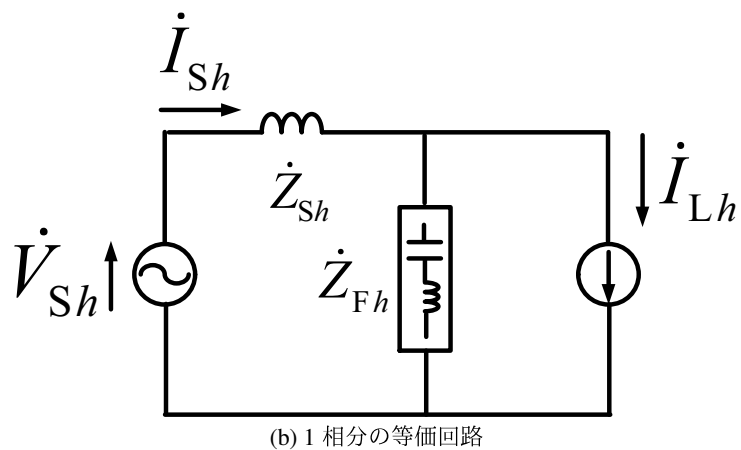
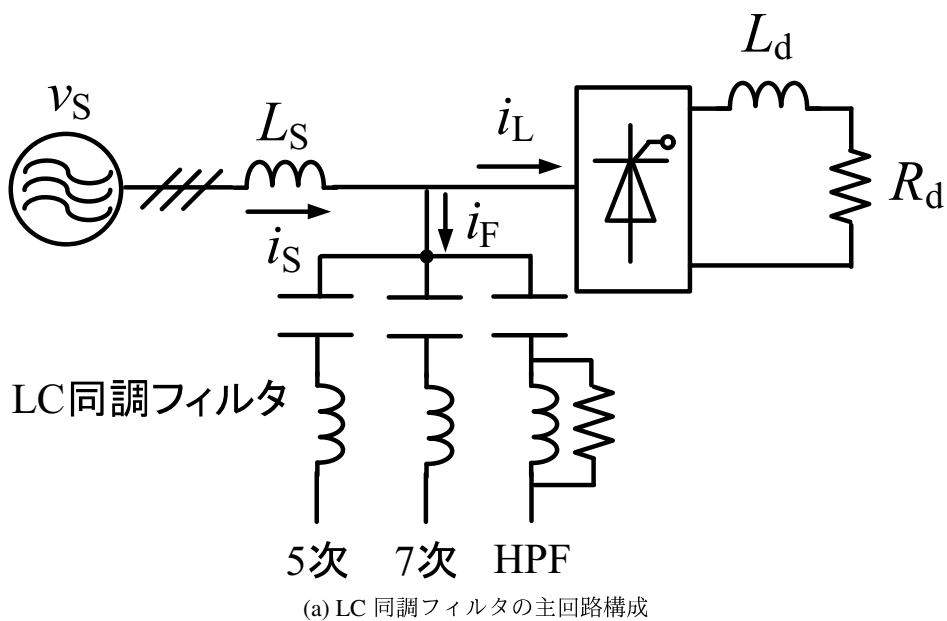


図 2.5 LC 同調フィルタを接続したサイリスタ整流回路とその等価回路

- 上位系統からの高調波電流の流入
- 電源インピーダンス Z_{Sh} と LC 同調フィルタとの間で反共振が発生し、サイリスタ整流回路が発生する高調波電流の電源側での増幅

この問題の解決策として、電流源として動作する並列形電力品質保証装置の一種である並列形 AF が広く用いられている。本研究の対象である高調波補償機能を有する STATCOM も電流源動作をするため、並列形電力品質保証装置の一種であるといえる。図 2.6 に、サイリスタ整流回路と並列形 AF を接続した回路構成を示す。図 2.6(a) は主回路構成、図 2.6(b) は高調波成分に対する 1 相分の等価回路を示している。並列形 AF は、三相電圧形 PWM 変換器から構成される。この三相電圧形 PWM 変換器は電流フィードバック制御を有し、見かけ上電流源として動作する。ここで、サイリスタ整流回路は高調波電流源 \dot{I}_{Lh} であるから、並列形 AF の出力電流 \dot{I}_{Ch} は先に述べた電流源と電圧源の電気的特性によりサイリスタ整流回路には流出しない。したがって、サイリスタ整流回路が発生する高調波電流 \dot{I}_{Lh} を検出し、並列形 AF の出力電流となるように電圧形 PWM 変換器を制御する。このとき、並列形 AF の出力電流は次式で与えられる。

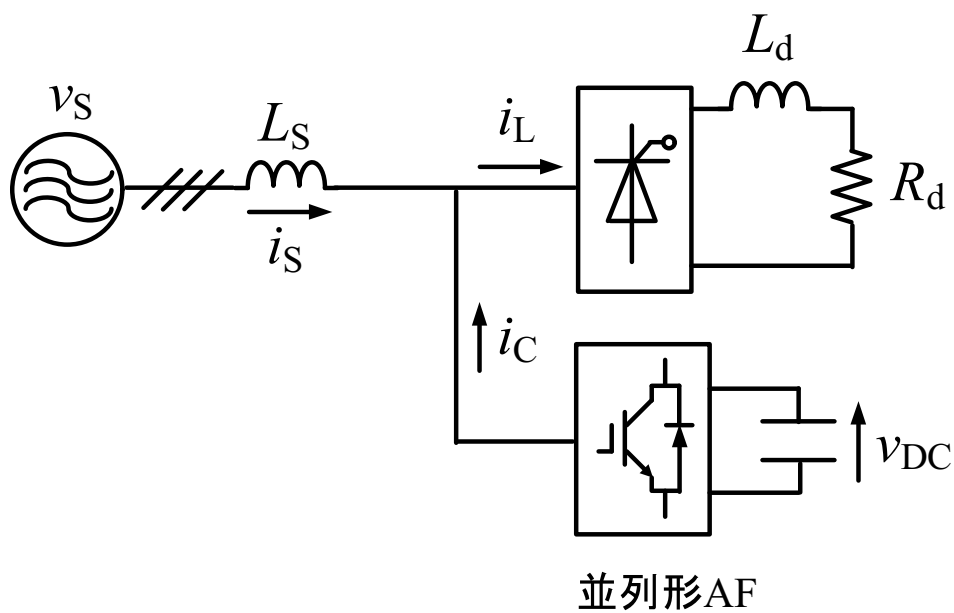
$$\dot{I}_{Ch} = \dot{I}_{Lh} \quad (2.7)$$

これにより、高調波電流 \dot{I}_{Lh} を電源側で補償することができる。電源側の高調波電流 \dot{I}_{Sh} は、次式となる。

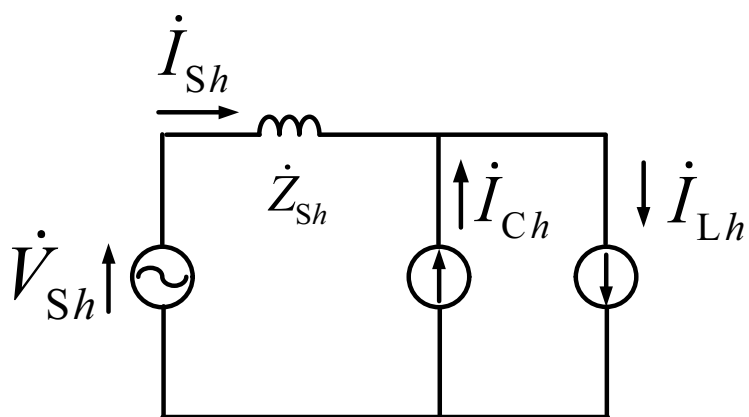
$$\begin{aligned} \dot{I}_{Sh} &= \dot{I}_{Lh} - \dot{I}_{Ch} \\ &= 0 \end{aligned} \quad (2.8)$$

以上より、電源電流 \dot{I}_{Sh} の高調波成分を抑制することができる。

線間電圧 6.6 kVrms の高圧配電系統に 3 レグインバータ方式並列形電力品質保証装置を直接接続する場合、3 レグインバータの直流側の電圧は電流フィードバック制御を行うことを想定すると約 13.5 kVdc である。このため、図 2.7 に示すようにスイッチングデバイスに印加される直流電圧は約 13.5 kVdc である。現在、実用化されている insulated-gate bipolar transistor (IGBT) モジュールは最大直流定格電圧は 6.5 kVdc である⁽⁸⁰⁾。しかしながら、使用範囲は通常 60 % の約 4 kVdc である。そこで、スイッチングデバイスの耐圧が問題となる。線間電圧 6.6 kVrms の高圧配電系統に 3 レグインバータ方式 STATCOM を直接接続する場合、 Q_n ごとに IGBT が 4 直列必要である。スイッチングデバイスを多直列接続した場合には、各スイッチングデバイスのスイッチングタイミングに差が生じたとき、各スイッチングデバイスに印加される電圧がアンバランスとなり特定のスイッチングデバイスに過大な電圧責務がかかるといった問題がある⁽⁸¹⁾。したがって、IGBT を 4 直列する 3 レグインバータの構築は実用上困難である。この解決策と



(a) 並列形 AF の主回路構成



(b) 1 相分の等価回路

図 2.6 並列形 AF を接続したサイリスタ整流回路とその等価回路

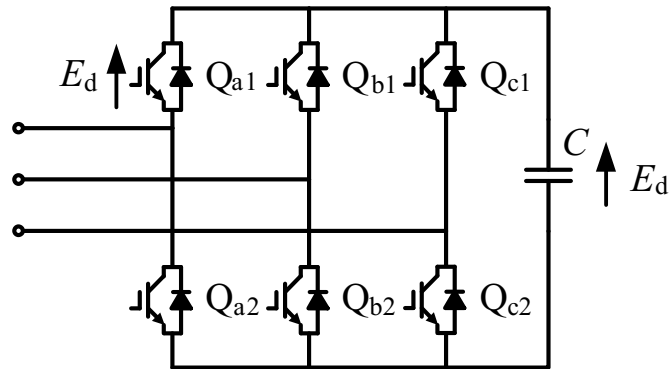


図 2.7 3レグインバータのスイッチに印加される電圧

して、昇圧トランスを用いることで線間電圧 6.6 kVrms まで並列形電力品質保証装置の出力電圧を昇圧して使用している。しかしながら、整合用トランスを用いた場合には、STATCOM 全体のコストの増加および重量の増加が問題となる⁽⁸²⁾。

2.1.3 各マルチレベル変換器の特徴

スイッチングデバイスに印加される電圧を低減しながら、等価的にスイッチング周波数を高めることができるマルチレベル変換器が提案されている⁽⁸³⁾。マルチレベル変換器は、出力電圧のレベル数を増大させることによって 2 レベル変換器と同一のスイッチング周波数で高調波を低減することが可能となる。しかしながら、出力電圧のレベル数が高くなるほど主回路構成が複雑になるという問題がある⁽¹⁶⁾。ここでは、これまで報告されているマルチレベル変換器の種類および特徴について述べる。マルチレベル変換器は、大きく分けて NPC 方式⁽⁸⁴⁾、flying-capacitor (FLC) 方式⁽⁸⁵⁾ および modular-multilevel cascade converter (MMCC) 方式⁽⁸⁶⁾ に分類される。

図 2.8 に、NPC 方式の回路構成を示す。直流側には、二つのキャパシタを用いて中性点を設けることで、3 レベルの出力電圧を生成する。上アーム、下アームはどちらも 2 直列のスイッチングデバイスで構成される。2 個のクランプダイオードが接続されることで、一つのスイッチングデバイスの印加電圧を直流キャパシタ電圧一段分にできる。したがって、一つのスイッチングデバイスの印加電圧は直流キャパシタ電圧の半分であるため、同耐圧のスイッチングデバイスを用いた場合には 2 レベル変換器の 2 倍の電圧定格を実現できる^(84,87)。線間電圧 6.6 kVrms の高圧配電系統に NPC インバータ方式 STATCOM を直接接続する場合、IGBT の最大直流定格電圧は 6.5 kVdc であるため、 Q_n ごとに IGBT は 2 直列で実現可能である⁽⁸⁸⁾。また、NPC 方式はハーフブリッジインバータの 3 レグ構成と同様の動作を行うため、三角波比較方式 PWM を容易に実現できる。このため、NPC インバータは現在新幹線用モータドライブ、STATCOM および高圧・大容量用モータドライブなど産業界では広く用いられている⁽⁸⁹⁻⁹²⁾。しかしながら、

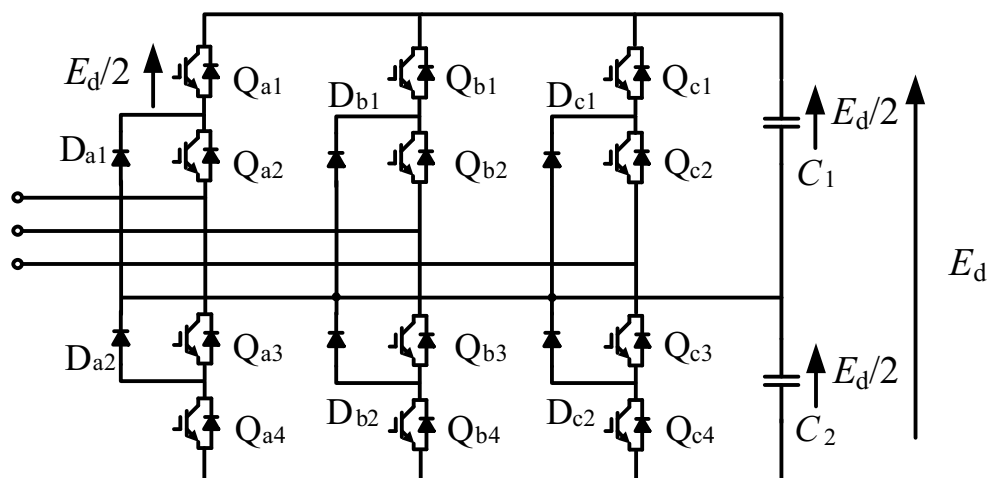


図 2.8 Neutral-point-clamped (NPC) 方式の回路構成

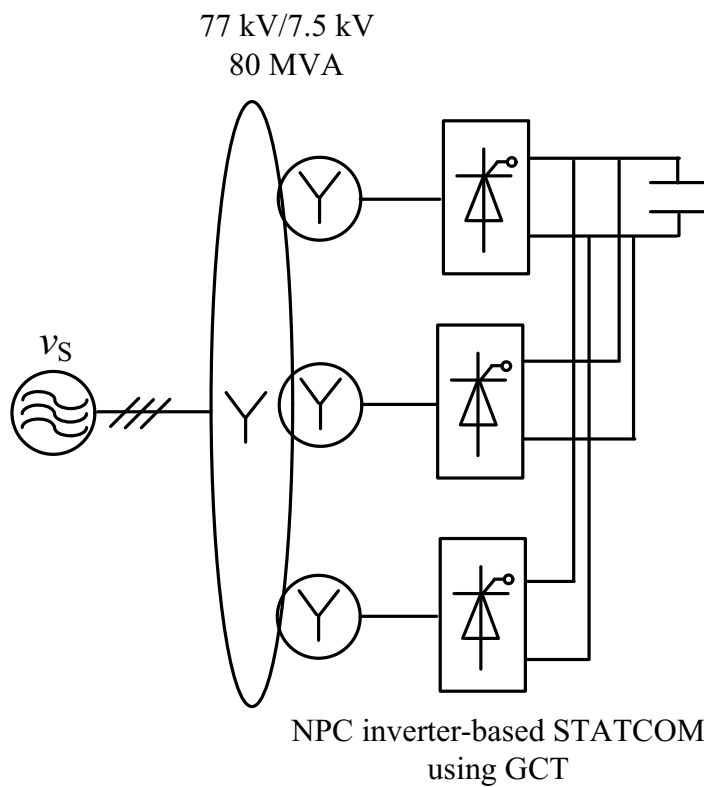


図 2.9 多重変圧器を用いた大容量 STATCOM の回路構成

中性点電位が変動し二つの直流キャパシタ電圧がアンバランスとなる問題点がある⁽⁹³⁾。

NPC インバータ方式 STATCOM は、交流側の変圧器を多重化することで大容量化している⁽⁹⁴⁾。図 2.9 に、多重変圧器を用いた大容量 STATCOM の回路構成を示す。STATCOM は、gate commutated turn-off (GCT) サイリスタを用いた NPC インバータにより構成される。Y 結線の変圧器を複数台使用することで 80 MVA の大容量を実現している。また、NPC インバータを用いているため STATCOM が出力する高調波成分は少ない。しかしながら、複数の変圧器が必要であり装置全体の大型化につながる。

図 2.10 に、NPC 方式から派生した T-type NPC 方式の回路構成を示す⁽⁹⁵⁾。T-type NPC 方式は、中性線に双方向スイッチを接続している。低圧の用途には NPC 方式と比較して高効率を実現可能であるが、高耐圧化には不向きである。東芝三菱電機産業システム株式会社 (TMEIC) が太陽光発電用パワーコンディショナとして実用化している⁽⁹⁶⁾。

図 2.11 に、FLC 方式の回路構成を示す。NPC インバータと同様に上下アームとも 2 直列のスイッチングデバイスで構成されているが、クランプダイオードのかわりにキャパシタが接続されている。FLC 方式のマルチレベルインバータでは、それぞれの直流キャパシタ電圧を制御する必要がある。FLC の実用化例は、著者の知る限りでは報告されていない。

図 2.12 に、MMCC 方式の回路構成を示す。MMCC 方式はカスケード変換器とモジュラー・マルチレベル変換器という用語を統合・整理した構成として知られる。MMCC 方式には 4 種類の回路構成があり、それぞれに名前が付けられている。図 2.12(a) に、single-star bridge-cell (SSBC) の回路構成を示す。SSBC は、単相フルブリッジ変換器のカスケードをスター結線で接続されている。図 2.12(b) に、single-delta bridge-cell (SDBC) の回路構成を示す。SDBC は、単相フルブリッジ変換器のカスケードをデルタ結線で接続されている。SSBC および SDBC の主な用途は、STATCOM や電池電力貯蔵装置である⁽⁹⁶⁾。ABB は、STATCOM として実用化している⁽⁹⁷⁾。図 2.12(c) に、double-star bridge-cell (DSBC) の回路構成を示す。DSBC は、単相フルブリッジ変換器のカスケードを 2 重スター結線で接続されている。DSBC の主な用途は、再生可能エネルギー用パワーコンディショナ、新マトリックスコンバータである。図 2.12(d) に、double-star chopper-cell (DSCC) の回路構成を示す。DSCC は、チョップパ回路のカスケードを 2 重スター結線で接続されている。DSCC の主な用途は、高圧直流送電 (HVDC) や back-to-back (BTB) システムである。TMEIC 他が北海道-本州間連系用 HVDC の開発を進め、2019 年 3 月から運用開始予定である⁽⁹⁸⁾。MMCC 方式では、スイッチングデバイスとキャパシタの個数の増加に加え、各直流キャパシタ電圧がアンバランスとなるため、この対策が不可欠である。また、高圧大容量化には適しているがまだまだ高価である。

以上のマルチレベル変換器に関する研究開発動向から、最も実用化例が多い NPC インバータ方式 STATCOM の制御法を第 3 章では研究対象としている。

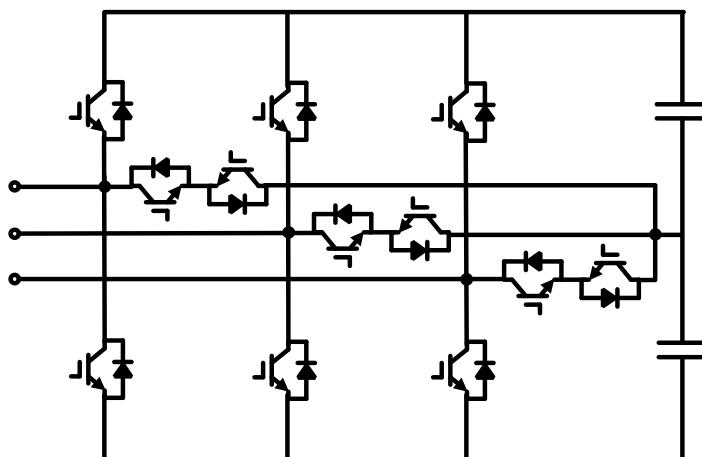


図 2.10 T-type NPC 方式の回路構成

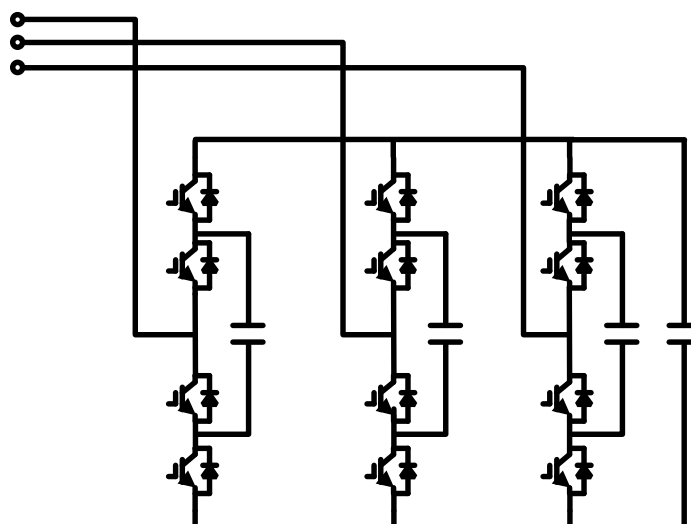


図 2.11 Flying-capacitor (FLC) 方式の回路構成

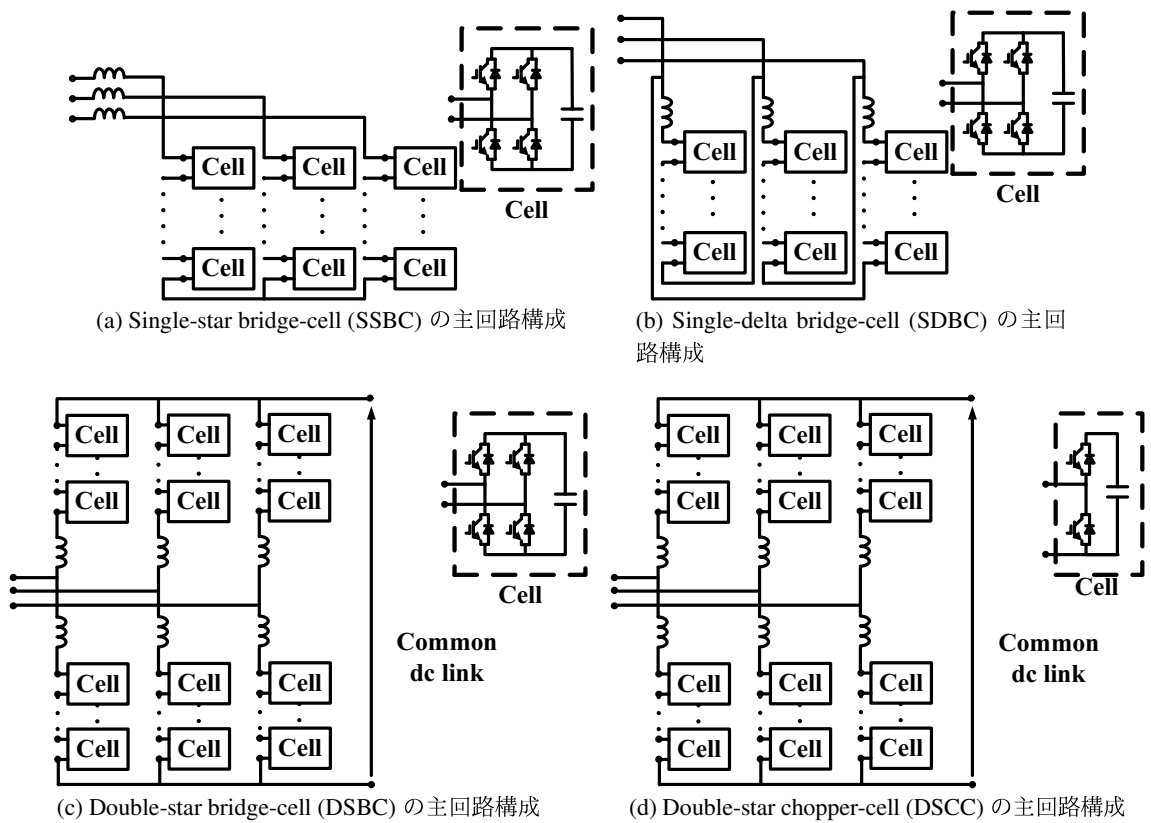


図 2.12 Modular multilevel cascade converter (MMCC) 方式の回路構成

2.2 三相回路における並列形電力品質保証装置の制御法

前章では無効電力変動障害の対策として SVC および STATCOM の特徴について紹介し、前節では高調波対策として直列形 AF および並列形 AF の特徴を紹介した。本節では、三相瞬時有効無効電力理論に基づく並列形電力品質保証装置の制御法の研究動向について詳細に述べる。

並列形電力品質保証装置の制御法は、文献 (33) で提案された瞬時有効無効電力理論を用いた制御法が数多く報告されている⁽⁵¹⁻⁵⁴⁾。瞬時有効無効電力理論⁽³³⁾は、三相電圧および電流の瞬時値のみから世界で初めて瞬時無効電力を一義的に定義し、かつその物理的意味を明快に説明した理論である。これにより、瞬時無効電力を遅れなく瞬時に検出して補償可能である。文献 (33) で提案された瞬時有効無効電力理論を用いた並列形電力品質保証装置の回路構成、その制御法および補償原理について述べる。図 2.13 に、瞬時有効無効電力理論を用いた並列形電力品質保証装置の主回路構成図を示す。並列形電力品質保証装置は、三相電圧形 PWM 変換器から構成される。図 2.13 において、受電端電圧 v_{Ta} 、 v_{Tb} および v_{Tc} は次式で表されるとする。

$$\begin{aligned} v_{Ta} &= \sqrt{2}V_T \cos \omega t \\ v_{Tb} &= \sqrt{2}V_T \cos \left(\omega t - \frac{2}{3}\pi \right) \\ v_{Tc} &= \sqrt{2}V_T \cos \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \end{aligned} \quad (2.9)$$

負荷電流 i_{La} 、 i_{Lb} および i_{Lc} は、基本波無効電流および高調波電流を含むものとする次式で表される。

$$\begin{aligned} i_{La} &= \sqrt{2}I_{L1} \cos(\omega t - \phi_1) + \sqrt{2} \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lh} \cos h(\omega t - \phi_1) \\ i_{Lb} &= \sqrt{2}I_{L1} \cos \left(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \phi_1 \right) + \sqrt{2} \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lh} \cos h \left(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \phi_1 \right) \\ i_{Lc} &= \sqrt{2}I_{L1} \cos \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi - \phi_1 \right) + \sqrt{2} \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lh} \cos h \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi - \phi_1 \right) \end{aligned} \quad (2.10)$$

受電端電圧 v_{Ta} 、 v_{Tb} および v_{Tc} と負荷電流 i_{La} 、 i_{Lb} および i_{Lc} を α - β 座標上に変換すると、瞬時有効無効電力 p および q は次式で与えられる。

$$\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{T\alpha} & v_{T\beta} \\ -v_{T\beta} & v_{T\alpha} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

(2.11) 式より、 α - β 座標上の負荷電流は次式で与えられる。

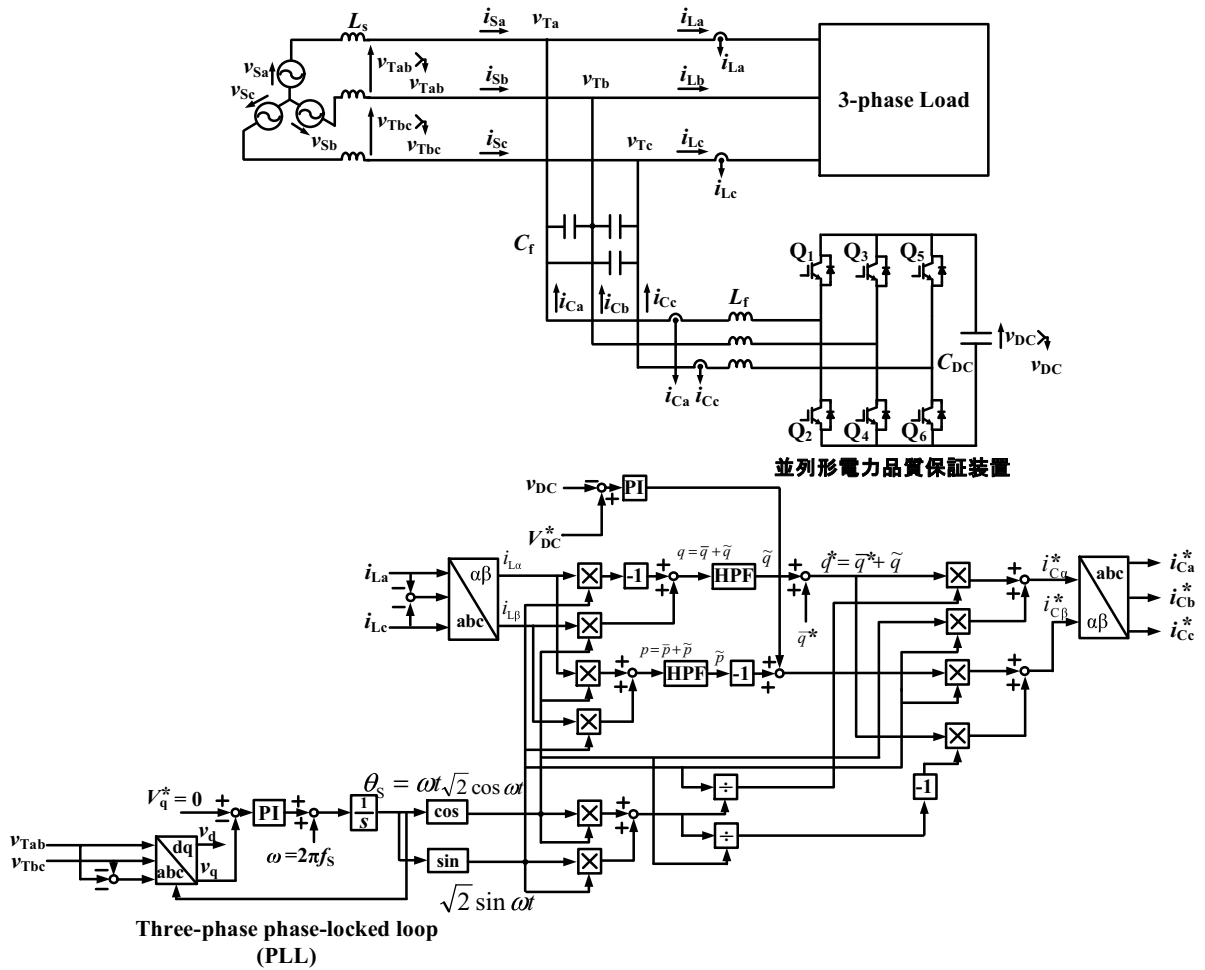


図 2.13 瞬時有効無効電力理論を用いた並列形電力品質保証装置の主回路構成図⁽³³⁾

$$\begin{aligned} i_{L\alpha} &= \frac{v_{T\alpha}}{v_{T\alpha}^2 + v_{T\beta}^2} \bar{p} + \frac{v_{T\alpha}}{v_{T\alpha}^2 + v_{T\beta}^2} \tilde{p} - \frac{v_{T\beta}}{v_{T\alpha}^2 + v_{T\beta}^2} \bar{q} - \frac{v_{T\beta}}{v_{T\alpha}^2 + v_{T\beta}^2} \tilde{q} \\ i_{L\beta} &= \frac{v_{T\beta}}{v_{T\alpha}^2 + v_{T\beta}^2} \bar{p} + \frac{v_{T\beta}}{v_{T\alpha}^2 + v_{T\beta}^2} \tilde{p} + \frac{v_{T\alpha}}{v_{T\alpha}^2 + v_{T\beta}^2} \bar{q} + \frac{v_{T\alpha}}{v_{T\alpha}^2 + v_{T\beta}^2} \tilde{q} \end{aligned} \quad (2.12)$$

ここで、 \bar{p} は負荷電流の基本波成分に起因する瞬時有効電力、 \tilde{p} は負荷電流の高調波成分に起因する瞬時有効電力、 \bar{q} は負荷電流の基本波成分に起因する瞬时无効電力および \tilde{q} は負荷電流の高調波成分に起因する瞬时无効電力を表す。高調波を含む電流は、(2.12) 式より瞬時値として基本波有効電流、高調波有効電流、基本波無効電流および高調波無効電流に分解できる。図 2.13 の並列形電力品質保証装置を用いて、これらのどの成分を補償するかによって並列形電力品質保証装置を以下のように分類できる。

- $q(=\bar{q}+\tilde{q})$ に基づく負荷電流を補償

電源電流は電源電圧に対して基本波力率 (displacement power factor : DPF) が 1.00 となるが、 \tilde{p} に起因する高調波有効電流を補償していないため完全な正弦波電流とならない。この場合、電力品質保証装置はエネルギー蓄積要素を必要としない。

- \tilde{p} および \tilde{q} に基づく項を補償

電源電流は、高調波成分が完全に補償され正弦波電流となる。しかしながら、 \bar{q} に起因する基本波無効電流を補償していないため PF は 1.00 とならない。

- \tilde{p} および \bar{q} に基づく項を同時に補償

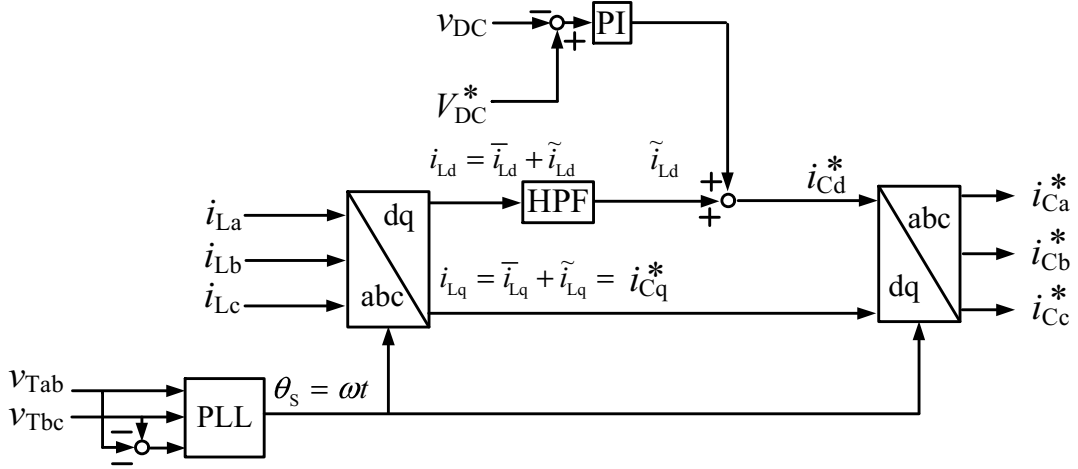
電源電流は、高調波成分が完全に補償され正弦波電流となる。また、 \bar{q} に起因する基本波無効電流を補償しているため PF は 1.00 となる。

- \bar{q}^* を与え、 \tilde{p} および \tilde{q} に基づく項を補償

電源電流は、高調波成分が完全に補償され正弦波電流となる。また、 \bar{q}^* に起因する基本波無効電流を制御することで電源側で任意の PF を実現可能である。これが、瞬時有効無効電力理論に基づく STATCOM の制御法である。

以上より、瞬時有効無効電力理論を用いた制御法は瞬時電力を遅れなく検出し基本波無効電流および高調波電流を電源側で補償可能である。しかしながら、瞬時有効無効電力理論を並列形電力品質保証装置の制御法に適用すると、負荷側の瞬時有効無効電力演算が必要であり制御アルゴリズムが複雑となる。

d - q 変換を並列形電力品質保証装置の制御法に適用した研究も数多く報告されている^(34,55-59)。図 2.14 に、 d - q 変換を用いた並列形電力品質保証装置の制御回路図を示す。負荷電流 i_{La} , i_{Lb}


 図 2.14 d - q 変換を用いた並列形電力品質保証装置の制御回路図⁽³⁴⁾

および i_{Lc} は (2.10) 式で表されるとき, d - q 座標上の負荷電流は次式で表される。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{pmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos\omega t & \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin\omega t & -\sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \bar{i}_{Ld} + \tilde{i}_{Ld} \\ \bar{i}_{Lq} + \tilde{i}_{Lq} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.13)$$

ここで, \bar{i}_{Ld} は負荷電流の基本波成分に起因する瞬時有効電流, \tilde{i}_{Ld} は負荷電流の高調波成分に起因する瞬時有効電流, \bar{i}_{Lq} は負荷電流の基本波成分に起因する瞬时无効電流および \tilde{i}_{Lq} は負荷電流の高調波成分に起因する瞬时无効電流を表す。図 2.14 の制御ブロックでは, \tilde{i}_{Ld} および i_{Lq} を電源側で補償することで PF が 1.00 の正弦波電源電流を実現している。しかしながら, この制御法も先に述べた瞬時有効無効電力理論と同様に負荷側の有効無効電流演算が必要である。また, 図 2.14 の制御ブロックでは電源側で任意の PF を実現することが不可能である。

近年では, 並列形電力品質保証装置の制御法として droop 制御が広く研究されている⁽³⁵⁻³⁹⁾。図 2.15 に, droop 制御を用いた並列形電力品質保証装置の主回路構成を示す。並列形電力品質保証装置は, 同様に三相電圧形 PWM 変換器で構成される。Droop 制御とは, 皮相電力および受電端電圧の垂下特性を持った関係から補償電流指令値を演算する手法である。Droop 制御は, 負荷電流を検出しない特長がある。図 2.16 に, droop 制御に用いる変換器と受電端電圧の関係図を示す。 m_r および n_r は, droop 係数である。 ΔE は, 系統電圧の振幅の偏差である。 $\Delta\omega$ は, 系統電圧の周波数の偏差である。変換器に流し入る有効電力 P_c および無効電力 Q_c は次式で表される。

$$P_c = \frac{1}{m_r} (\omega^* - \omega_g) \quad (2.14)$$

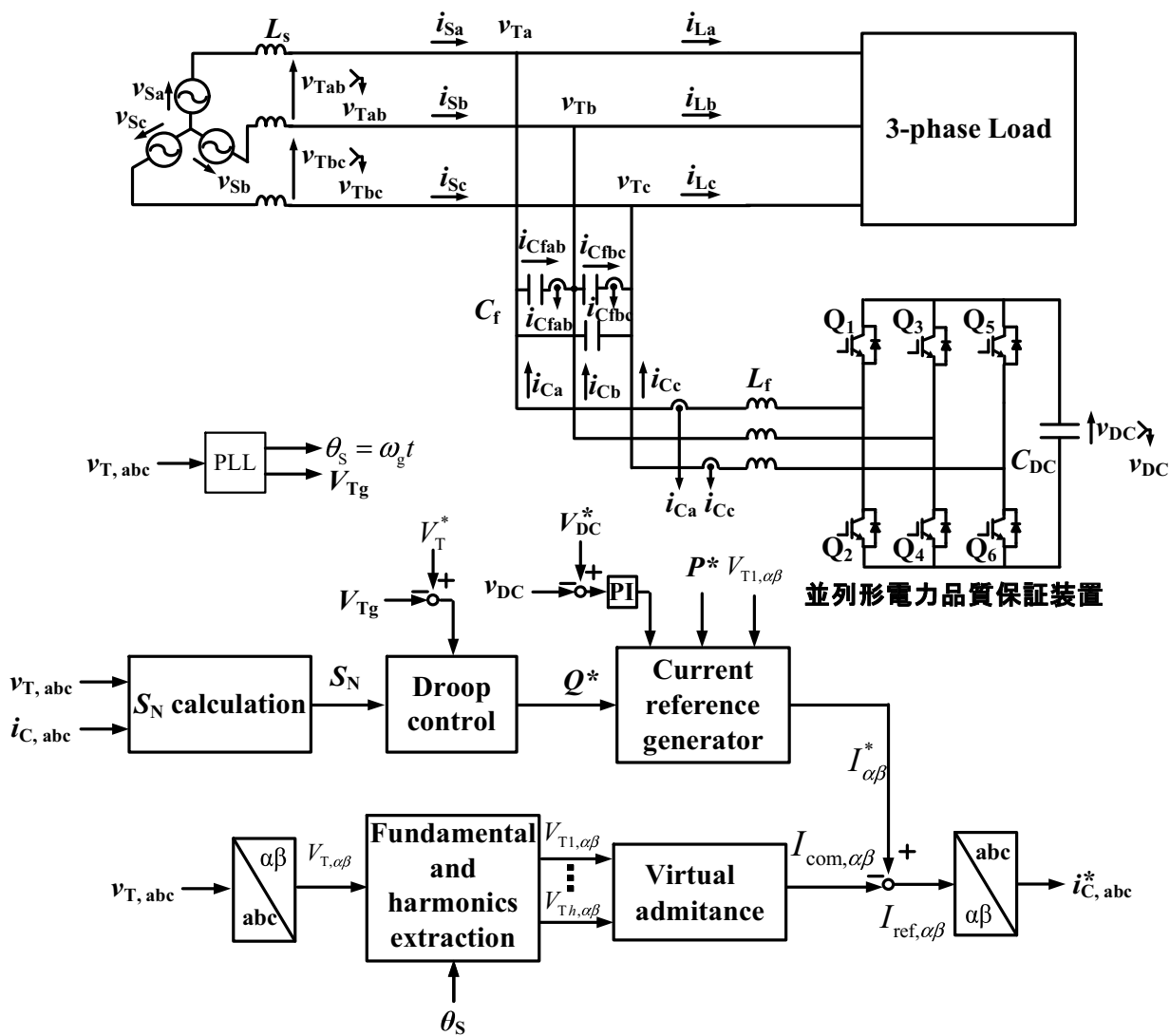
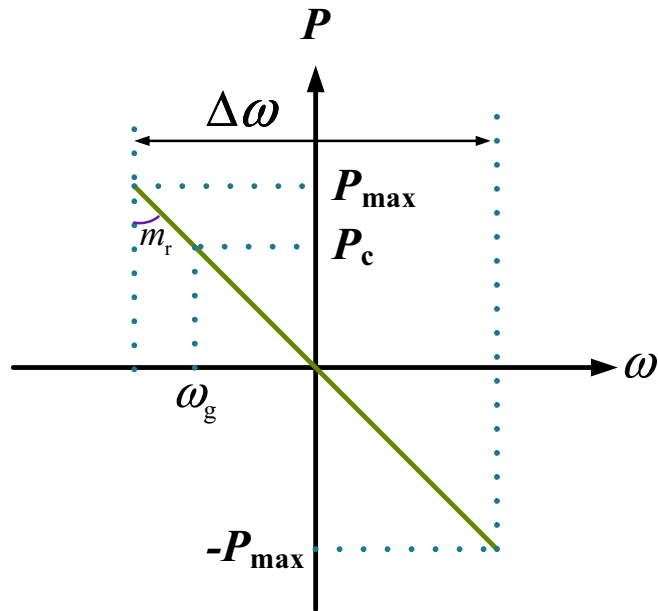
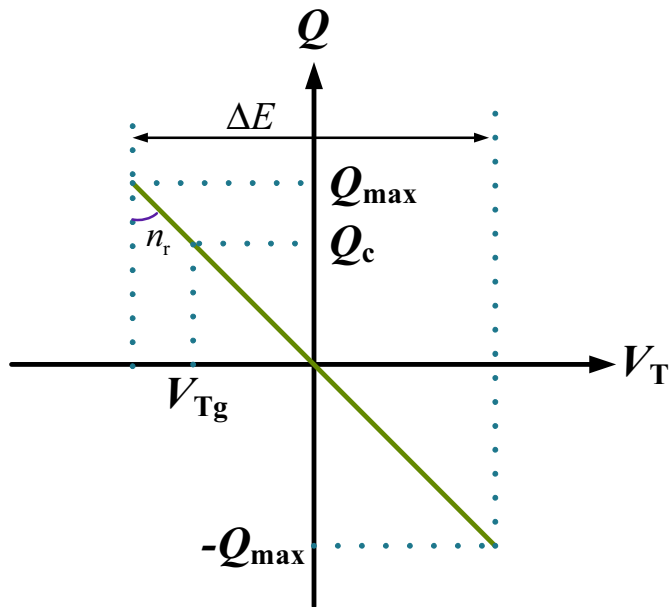


図 2.15 Droop 制御を用いた並列形電力品質保証装置の主回路構成 (35-39)



(a) 電気角および変換器が出力する有効電力の関係図



(b) 受電端電圧および変換器が出力する無効電力の関係図

図 2.16 Droop 制御に用いる変換器と受電端電圧の関係図

$$Q_c = \frac{1}{n_r} (V_T^* - V_{Tg}) \quad (2.15)$$

(3.8) 式および (3.9) 式から，無効電力指令値 Q_c^* は演算される。並列形電力品質保証装置から無効電力を出力することで，無効電力変動障害による受電端電圧変動を抑制している。また，各次数の高調波電流に対するバーチャルアドミタンスを演算することで負荷側で発生した高調波電流を電源側で補償している。しかしながら，droop 制御は先に述べた制御法と同様に基本波有効無効成分および高調波有効無効成分の演算が必要である。また，直流キャパシタ電圧一定制御も必要である。

文献 (40) では，直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相4線式配電システム用 ALB の無効電力制御法が提案されている。三相負荷は，不平衡な線形負荷である。文献 (40) で提案されている制御法は，直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いており負荷側の基本波有効無効電流の演算が不要な点に特長がある。図 2.17 に，直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相4線式配電システム用 ALB の主回路構成図を示す。ALB は，4レグインバータから構成される。ここで，ALB に流出入する瞬時電力を詳細に論じる。受電端電圧は，(2.9) 式で表されるとする。三相負荷は，不平衡な線形負荷であるので次式で表される。

$$\begin{aligned} i_{La} &= \sqrt{2} I_{La} \cos(\omega t - \phi_a) \\ i_{Lb} &= \sqrt{2} I_{Lb} \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \phi_b\right) \\ i_{Lc} &= \sqrt{2} I_{Lc} \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi - \phi_c\right) \end{aligned} \quad (2.16)$$

図 2.17 において，コントロールゲイン K を用いて電源側で基本波無効電流を調整し任意の PF が実現可能であるものとする。このとき，電源電流 i_{Sa} ， i_{Sb} および i_{Sc} は次式となる。

$$\begin{aligned} i_{Sa} &= \sqrt{2} I_S \cos(\omega t - \phi) = \sqrt{2} I_P (\cos \omega t + K \sin \omega t) \\ i_{Sb} &= \sqrt{2} I_S \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \phi\right) = \sqrt{2} I_P \left(\cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) + K \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right)\right) \\ i_{Sc} &= \sqrt{2} I_S \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi - \phi\right) = \sqrt{2} I_P \left(\cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) + K \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right)\right) \end{aligned} \quad (2.17)$$

ただし， $I_P = I_S \cos \phi$ および $K = \tan(\cos^{-1}(\text{PF}))$ である。ALB の出力電流 i_{C1} ， i_{C2} および i_{C3} は次式となる。

$$\begin{aligned} i_{C1} &= i_{La} - i_{Sa} \\ i_{C2} &= i_{Lb} - i_{Sb} \\ i_{C3} &= i_{Lc} - i_{Sc} \end{aligned} \quad (2.18)$$

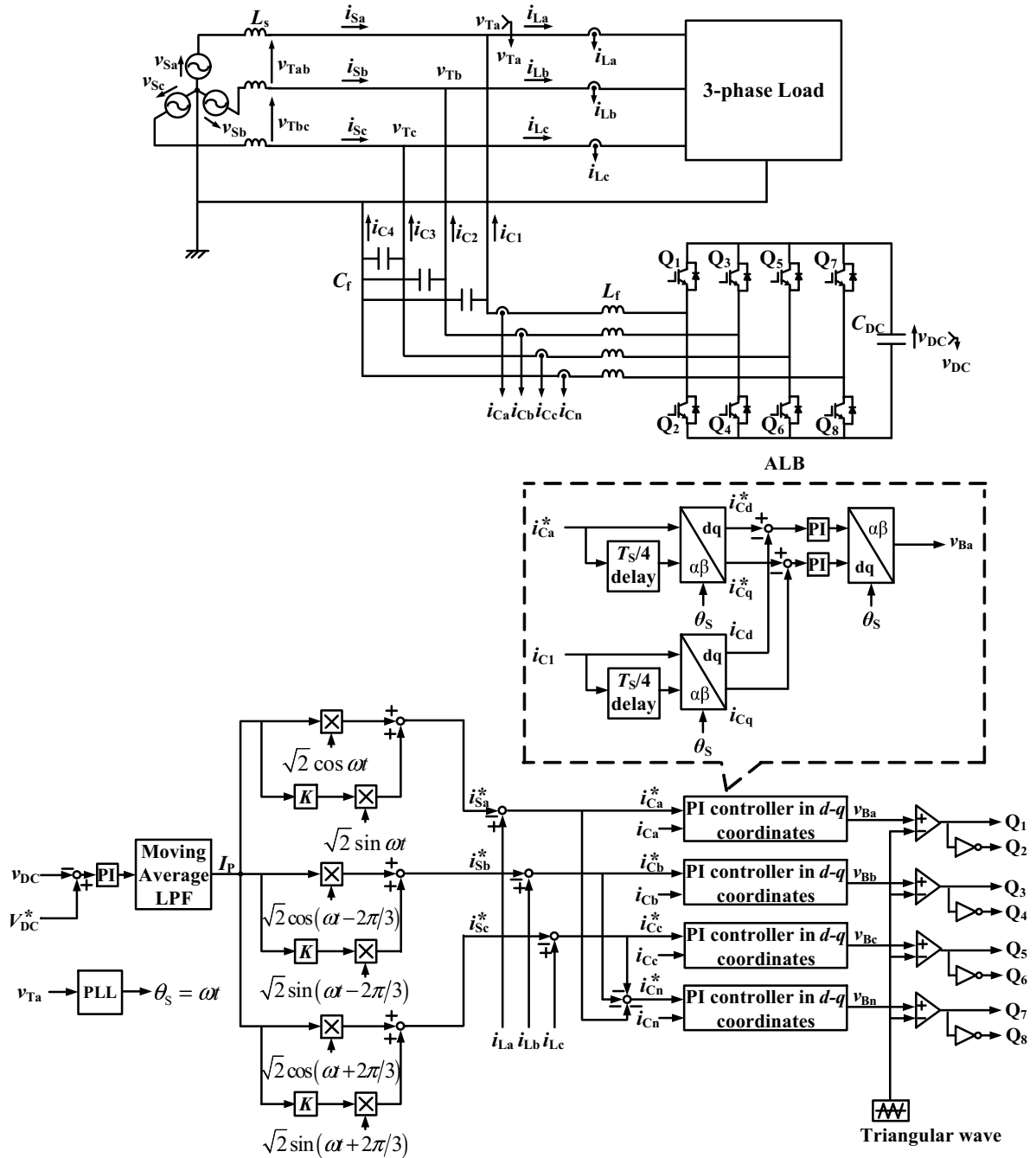


図 2.17 直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相 4 線式配電系統用アクティブロード balancer (active load balancer : ALB) の主回路構成図⁽⁴⁰⁾

ここで、ALBへ流出入する瞬時電力 p_c は次式となる。

$$\begin{aligned} p_c &= v_{Ta} \cdot i_{c1} + v_{Tb} \cdot i_{c2} + v_{Tc} \cdot i_{c3} \\ &= p_{dc} + p_{ac} \end{aligned} \quad (2.19)$$

したがって、瞬時電力 p_c の平均値 \bar{p}_c は次式となる。

$$\bar{p}_c = p_{dc} \quad (2.20)$$

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の平均値が一定となるためには、ALBに流出入する瞬時電力の平均値がゼロとなることである。このため、 $\bar{p}_c=0$ を満足する条件は次式である。

$$I_P = \frac{I_{La} \cos \phi_a + I_{Lb} \cos \phi_b + I_{Lc} \cos \phi_c}{3} \quad (2.21)$$

(2.21) 式より、直流キャパシタ電圧一定制御の出力 I_P は負荷側の有効電流の実効値の平均値である。したがって、文献(40)では、負荷側の有効無効電流を演算することなく直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いることで任意の力率の振幅が等しい正弦波電源電流を実現している。しかしながら、図 2.17 に示すように文献(40)では単相回路における d - q 座標上の電流フィードバック制御を行っている。したがって、8 個の $\frac{T_s}{4}$ デレイブロック、8 個の $\alpha\beta$ - dq 変換ブロックおよび 4 個の dq - $\alpha\beta$ 変換ブロックが必要である。

2.3 ハイブリッド静止形無効電力補償装置の研究動向と克服すべき課題

前章で述べたように、無効電力変動障害の対策として TCR と進相キャパシタを用いた SVC は、安価であるため産業において広く普及している^(25,26)。しかしながら、TCR は逆導通サイリスタを用いているため電源側で高調波を発生するといった問題もある^(27,28)。本節では、この問題の対策としてこれまで提案されている自励式変換器を併用したハイブリッド SVC の研究動向⁽⁴¹⁻⁴⁸⁾ とその克服すべき課題について詳細に論じる。

図 2.18(a) に、直列形 AF を用いたハイブリッド SVC の回路構成図を示す⁽⁴¹⁻⁴⁵⁾。図 2.18(a) のハイブリッド SVC は、TCR と 5 次、7 次および 11 次の LC 同調フィルタから成る SVC と直列形 AF として動作する電圧形 PWM 変換器により構成される。進相容量は、三相負荷に対して 130 % である。直列形 AF は、LC 同調フィルタと整合用変圧器を介して直列に接続される。直列形 AF は電源電流の高調波成分に対して抵抗として動作し、LC 同調フィルタと電源インピーダンスの反共振を抑制している。さらに、LC 同調フィルタの高調波補償特性を改善している。直列形 AF の定格容量は、三相負荷に対して 1.4 % である。したがって、小容量の電圧形 PWM 変換器を LC 同調フィルタと直列に接続することで電源側の電力品質を改善している。しかしながら、図 2.18(a) のハイブリッド SVC は、進相キャパシタのかわりに LC 同調

フィルタを追加する必要がある、回路トポロジーを変更しなければいけないという欠点がある。図 2.18(a) で提案されている回路方式に、文献 (121) で提案されている制御法を適用できる可能性がある。したがって、文献⁽⁴¹⁾ で提案されている高調波補償原理について説明する。図 2.18(b) に、図 2.18(a) の 1 相分の等価回路を示す。直列形 AF の出力電圧は、次式で表される。

$$\dot{V}_{Ch} = K_S \cdot \dot{I}_{Sh} + K_L \cdot \dot{I}_{Lh} \quad (2.22)$$

このとき、電源電流の高調波電流 \dot{I}_{Sh} は、次式で与えられる。

$$\dot{I}_{Sh} = \frac{1}{K_S + \dot{Z}_{Sh} + \dot{Z}_{Fh}} \cdot \dot{V}_{Sh} + \frac{K_L - \dot{Z}_{Fh}}{K_C + \dot{Z}_{Sh} + \dot{Z}_{Ch}} \cdot \dot{I}_{Lh} \quad (2.23)$$

ここで、 $K_S \gg (\dot{Z}_{Sh} + \dot{Z}_{Ch})$ かつ $K_L = \dot{Z}_{Fh}$ とすると、

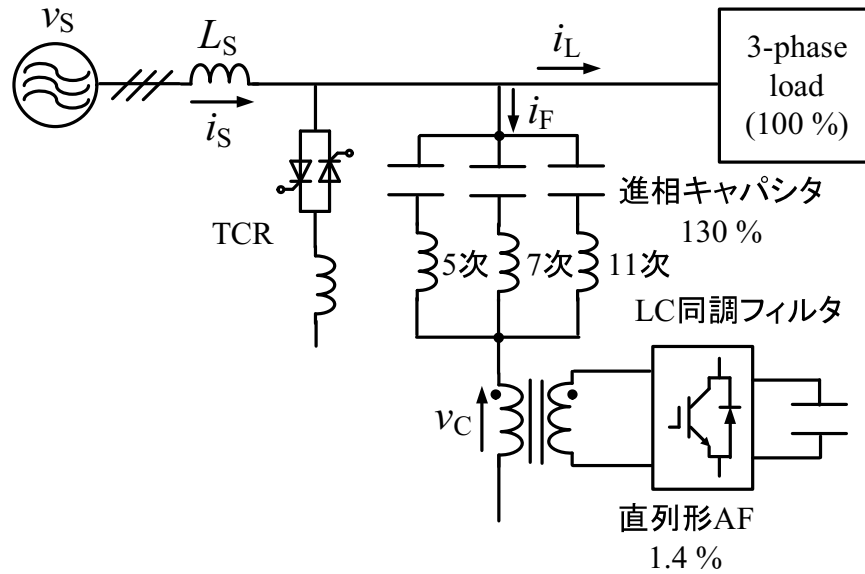
$$\dot{I}_{Sh} \doteq 0 \quad (2.24)$$

となり、電源電流の高調波が補償できる。しかしながら、文献 (121) で提案されている高調波補償原理とは異なり負荷電流を検出する必要がある。また、 $K_L = \dot{Z}_{Fh}$ を求める制御ブロック図は記載されていない。したがって、 $K_L = \dot{Z}_{Fh}$ を求めることは不可能であると考えられる。

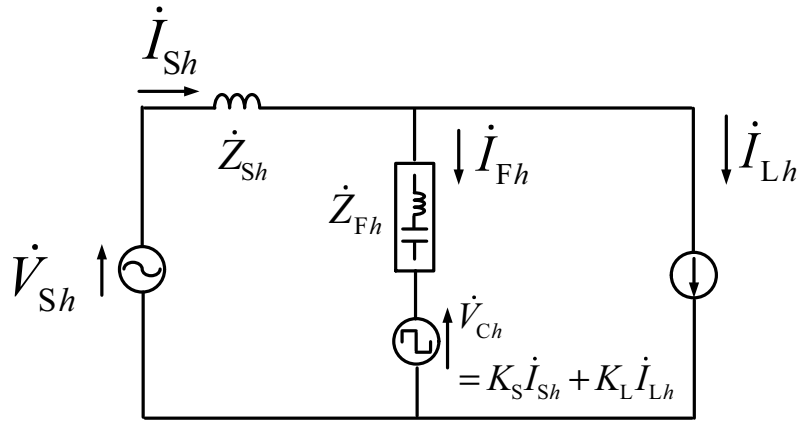
図 2.19 に、並列形 AF を用いたハイブリッド SVC の回路構成図を示す^(46,47)。図 2.19 のハイブリッド SVC は、TCR と進相キャパシタおよび 5 次の LC 同調フィルタから成る SVC と並列形 AF として動作する電圧形 PWM 変換器により構成される。進相容量は、三相負荷に対して 125 % である。並列形 AF は、LC 同調フィルタと直列に接続される。並列形 AF は、電源側に高調波電流を注入し高調波電流を補償している。さらに、LC 同調フィルタの高調波補償特性を改善している。並列形 AF の定格容量は、三相負荷に対して 4.0 % である。したがって、小容量の電圧形 PWM 変換器を LC 同調フィルタと直列に接続することで電源側の電力品質を改善している。しかしながら、図 2.19 のハイブリッド SVC は、TCR と進相キャパシタから構成される SVC に LC 同調フィルタを追加する必要がある、回路トポロジーを変更しなければいけないという欠点がある。

図 2.20 に、STATCOM を用いたハイブリッド SVC の回路構成図を示す⁽⁴⁸⁾。図 2.20 のハイブリッド SVC は、TCR および STATCOM として動作する電圧形 PWM 変換器により構成される。STATCOM は、TCR と並列に接続される。STATCOM は、進相キャパシタの役割および電源側の高調波電流を補償している。したがって、STATCOM の定格容量は三相負荷に対して 80 % である。このことから、図 2.20 のハイブリッド SVC は、高価なハイブリッド SVC といえる。

以上より、進相キャパシタと直列に直列形 AF を接続したハイブリッド SVC の回路構成は著者の知る限り見当たらないようである。



(a) 直列形 AF を用いたハイブリッド SVC の回路構成図



(b) 1 相分の等価回路

図 2.18 直列形 AF を用いたハイブリッド SVC ⁽⁴¹⁻⁴⁵⁾

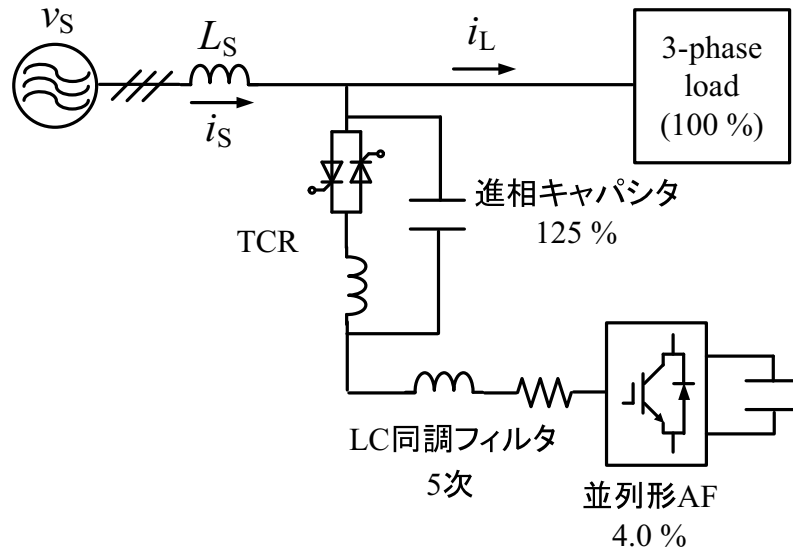


図 2.19 並列形 AF を用いたハイブリッド SVC の回路構成図^(46,47)

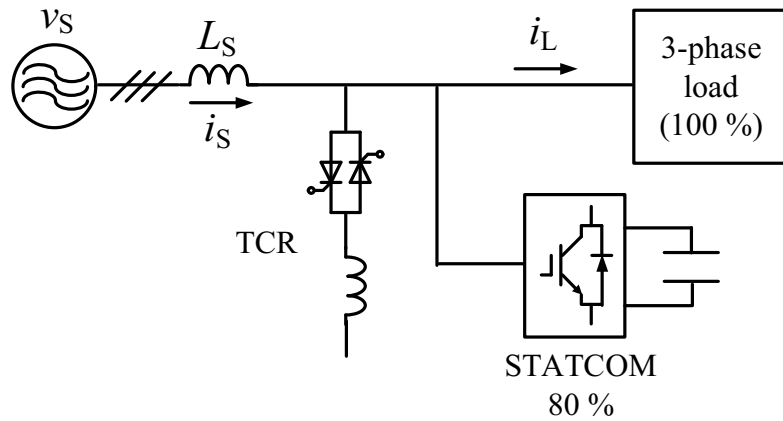


図 2.20 STATCOM を用いたハイブリッド SVC の回路構成図⁽⁴⁸⁾

2.4 高調波補償機能を有する無効電力補償装置の技術動向と本論文の位置づけ

第1章および第2章では、電力品質保証装置の回路構成およびその制御法の技術動向について概説し、無効電力変動障害および高調波障害を同時に解決するためには高調波補償機能を有する無効電力補償装置が適することを示している。線間電圧 6.6 kVrms に STATCOM を接続することを目的とした時、最も実用化例の多い NPC インバータが STATCOM に適することを示している。直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いた STATCOM の高調波補償法は、負荷側の基本波有効無効電流および高調波電流の演算が不要な制御法であり、より実用的な STATCOM を実現可能であると考えられる。

一方、TCR と進相キャパシタで構成される SVC の進相キャパシタと直列に直列形 AF を接続したハイブリッド SVC の回路構成は著者の知る限り見当たらない。SVC の進相キャパシタと直列に直列形 AF を接続したハイブリッド SVC は、LC 同調フィルタの増設が不要である。また、電源側の電圧および電流の検出が不要な制御法を用いることで、より実用的なハイブリッド SVC を実現可能であると考えられる。

以上から、本学位論文で提案する NPC インバータ方式 STATCOM の制御法およびハイブリッド SVC の制御法は、次世代の高調波補償機能を有する無効電力補償装置として有用であると考えられる。

第3章 高調波補償機能を有するNPCインバータ方式無効電力補償装置の新しい制御法

第2.2節では、文献(33)で提案された瞬時有効無効電力理論に基づく並列形電力品質保証装置の制御法および文献(34)で提案された d - q 変換に基づく制御法は、負荷電流の基本波有効無効成分および高調波成分の演算が必要であることを指摘した。文献(38)におけるdroop制御は、先に述べた制御法と同様に基本波有効無効成分および高調波有効無効成分の演算が必要である。また、文献(40)で提案された直流キャパシタ電圧一定制御を用いた三相4線式配電システム用ALBの無効電力制御は各成分の演算が不要であるが、単相回路における d - q 座標上の電流フィードバック制御を行っているため演算が複雑となることを指摘した。

本章では、高調波補償機能を有するNPCインバータ方式STATCOMの新しい制御法⁽⁴⁰⁾を提案し、その有効性を明らかにする。一般に、アクティブパワーラインコンディショナやSTATCOMを構成する電圧形PWM変換器には直流キャパシタ電圧一定制御が必ず含まれる^(34,51-57)。本章で提案する制御法は、直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いて負荷電流の基本波有効無効成分および高調波成分の演算が不必要な点に特長がある。はじめに、NPCインバータ方式STATCOMに流出入するパワーフローを検討し、提案した直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いた基本波無効電流調整機能を有する高調波補償法の基本原理を明らかにする。提案したNPCインバータ方式STATCOMの新しい制御法の有効性を計算機シミュレーションおよび実験により確認する。シミュレーションおよび実験結果から、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り、電源側で任意のPFの正弦波電源電流を実現できることを確認する。

3.1 主回路構成およびNPCインバータ方式無効電力補償装置のパワーフロー

本節では、NPCインバータ方式STATCOMの主回路構成およびNPCインバータ方式STATCOMに流出入するパワーフローを説明する。図3.1に、提案する制御法を用いたNPCインバータ方式STATCOMの主回路構成を示す。電源の線間電圧は、200 Vrmsである。三相負荷は、電流源で模擬しており定格は10 kVAである。負荷側のPFは0.70としている。また、負荷電流は基本波無効電流に加え、5次と7次の高調波電流を含んでいる。NPCインバータ方式STATCOMは、負荷と並列に接続される。

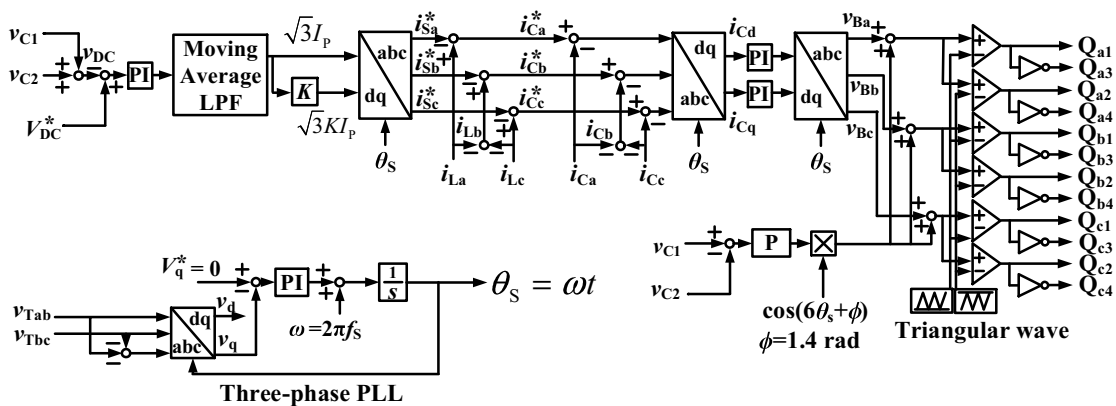
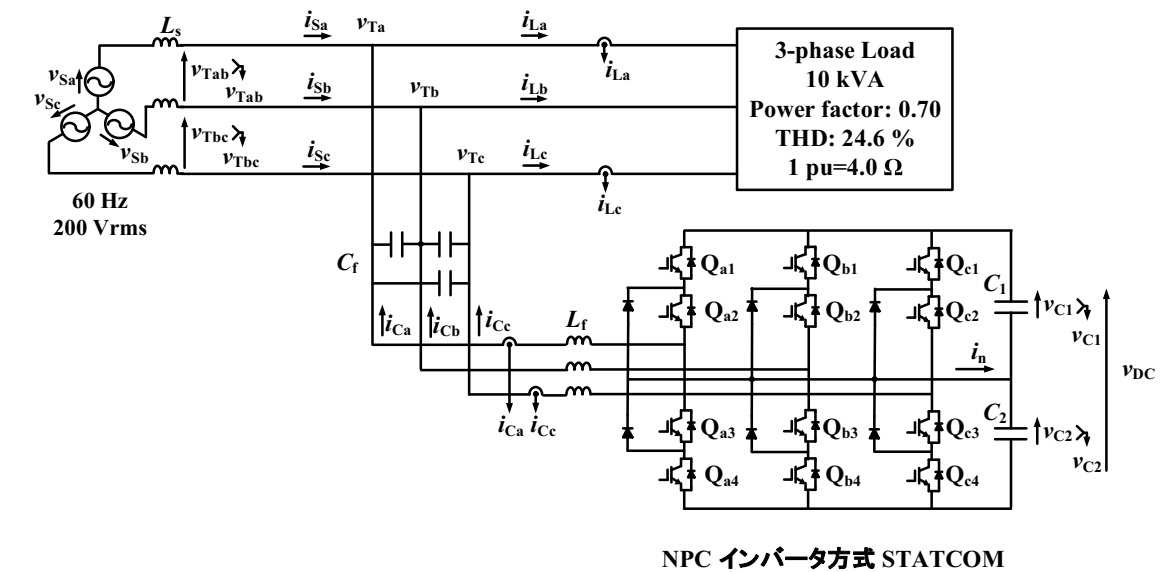


図 3.1 提案する制御法を用いた NPC インバータ方式 STATCOM の主回路構成図

ここで、NPC インバータ方式 STATCOM のパワーフローを詳細に論じる。図 3.1 において、平衡状態を仮定し、受電端電圧 v_{Ta} 、 v_{Tb} および v_{Tc} は次式で表されるとする。

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

負荷電流 i_{La} 、 i_{Lb} および i_{Lc} は、基本波無効電流および高調波電流を含むものとする次式で表される。

$$\begin{aligned} i_{La} &= \sqrt{2}I_{L1} \cos(\omega t - \phi_1) + \sqrt{2} \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lh} \cos h(\omega t - \phi_1) \\ i_{Lb} &= \sqrt{2}I_{L1} \cos \left(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \phi_1 \right) + \sqrt{2} \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lh} \cos h \left(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \phi_1 \right) \\ i_{Lc} &= \sqrt{2}I_{L1} \cos \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi - \phi_1 \right) + \sqrt{2} \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lh} \cos h \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi - \phi_1 \right) \end{aligned} \quad (3.2)$$

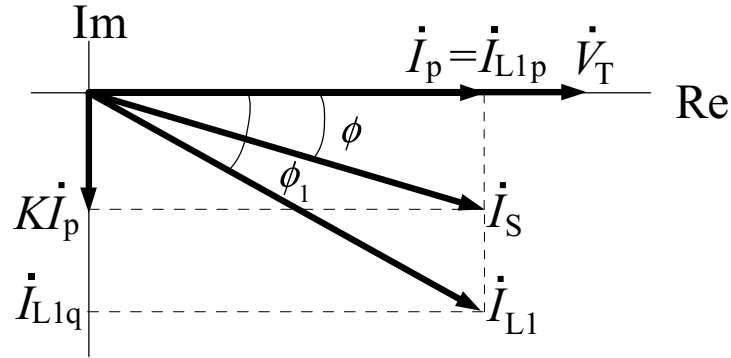
図 3.1 において、コントロールゲイン K を用いて電源側で基本波無効電流を調整し任意の PF の正弦波電流であるものとする。このとき、電源電流 i_{Sa} 、 i_{Sb} および i_{Sc} は次式となる。

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

ただし、 $I_P = I_S \cos \phi$ および $K = \tan(\cos^{-1}(\text{PF}))$ である。NPC インバータ方式 STATCOM の出力電流 i_{Ca} 、 i_{Cb} および i_{Cc} は次式となる。

$$\begin{aligned} i_{Ca} &= i_{La} - i_{Sa} \\ i_{Cb} &= i_{Lb} - i_{Sb} \\ i_{Cc} &= i_{Lc} - i_{Sc} \end{aligned} \quad (3.4)$$

ここで、NPC インバータ方式 STATCOM へ流出入する瞬時電力 p_c は次式となる。


 図 3.2 受電端電圧 \dot{V}_T 、電源電流 \dot{I}_S および負荷電流 \dot{I}_L のフェーザ図

$$\begin{aligned}
 p_c &= v_{Ta} \cdot i_{Ca} + v_{Tb} \cdot i_{Cb} + v_{Tc} \cdot i_{Cc} \\
 &= 2V_T \left(\frac{3}{2} I_{L1} \cos \phi_1 + \cos \omega t \cdot \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lh} \cos h(\omega t - \phi_1) \right. \\
 &\quad \left. + \cos \left(\omega t - \frac{2}{3}\pi \right) \cdot \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lh} \cos h \left(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \phi_1 \right) \right. \\
 &\quad \left. + \cos \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \cdot \sum_{h=2}^{\infty} I_{Lh} \cos h \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi - \phi_1 \right) \right. \\
 &\quad \left. - \frac{3}{2} I_p \right) \tag{3.5}
 \end{aligned}$$

したがって、瞬時電力 p_c の平均値 \bar{p}_c は次式となる。

$$\bar{p}_c = 3V_T (I_{L1} \cos \phi_1 - I_p). \tag{3.6}$$

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の平均値が一定となるためには、NPC インバータ方式 STATCOM に流出入する瞬時電力の平均値がゼロとなることである。このため、 $\bar{p}_c=0$ を満足する条件は次式である。

$$I_p = I_{L1} \cos \phi_1 \tag{3.7}$$

(3.7) 式より、直流キャパシタ電圧一定制御の出力 I_p は負荷電流の基本波有効成分の実効値である。図 3.2 に、受電端電圧 \dot{V}_T 、電源電流 \dot{I}_S および負荷電流 \dot{I}_L のフェーザ図を示す。図 3.2 より、コントロールゲイン K を変更することで電源側で任意の PF を実現可能である。

ここで、NPC インバータ方式 STATCOM の提案する制御法を詳細に説明する。検出してきた直流キャパシタ電圧 v_{C1} および v_{C2} の和 $v_{C1} + v_{C2}$ と直流キャパシタ電圧の指令値 V_{DC}^* の偏差を PI 制御により増幅する。直流キャパシタ電圧一定制御の出力は 6ω 成分を含む。したがって、移動平均ローパスフィルタ (moving-average low-pass filter : LPF) を用いて 6ω 成分を取り除くことで高調波補償特性と応答を改善している⁽¹⁰⁰⁾。また、検出してきた受電端線間電圧 v_{Tab} および v_{Tbc} により三相 phase-locked loop (PLL) を用いて、a 相の受電端電圧 v_{Ta} に同期した電

気角 θ_S を演算している⁽¹⁰¹⁾。前述したように、直流キャパシタ電圧一定制御により I_P が演算される時、 I_P と KI_P を電気角 θ_S を用いて逆 d - q 変換した電源電流指令値 i_{Sa}^* 、 i_{Sb}^* および i_{Sc}^* は次式となる。

$$\begin{aligned} i_{Sa}^* &= \sqrt{\frac{2}{3}} I_P (\cos \omega t + K \sin \omega t) \\ i_{Sb}^* &= \sqrt{\frac{2}{3}} I_P \left(\cos \left(\omega t - \frac{2}{3}\pi \right) + K \sin \left(\omega t - \frac{2}{3}\pi \right) \right) \\ i_{Sc}^* &= \sqrt{\frac{2}{3}} I_P \left(\cos \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi \right) + K \sin \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \right) \end{aligned} \quad (3.8)$$

(3.8) 式は、(3.3) 式で表される電源電流とは異なる。エネルギー保存則を満たすために、提案制御法では直流キャパシタ電圧一定制御は $\sqrt{3}I_P$ を演算している。演算された $\sqrt{3}I_P$ と $\sqrt{3}KI_P$ を電気角 θ_S を用いて逆 d - q 変換することで、任意の PF で正弦波の電源電流指令値 i_{Sa}^* 、 i_{Sb}^* および i_{Sc}^* が得られる。この時の電源電流指令値は、次式となる。

$$\begin{aligned} i_{Sa}^* &= \sqrt{2} I_P (\cos \omega t + K \sin \omega t) \\ i_{Sb}^* &= \sqrt{2} I_P \left(\cos \left(\omega t - \frac{2}{3}\pi \right) + K \sin \left(\omega t - \frac{2}{3}\pi \right) \right) \\ i_{Sc}^* &= \sqrt{2} I_P \left(\cos \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi \right) + K \sin \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \right) \end{aligned} \quad (3.9)$$

演算した電源電流指令値と検出した負荷電流 i_{La} 、 i_{Lb} および i_{Lc} から NPC インバータの出力電流指令値は次式となる。

$$\begin{aligned} i_{Ca}^* &= i_{La} - i_{Sa}^* \\ i_{Cb}^* &= i_{Lb} - i_{Sb}^* \\ i_{Cc}^* &= i_{Lc} - i_{Sc}^* \end{aligned} \quad (3.10)$$

さらに、これらの補償電流指令値と検出した補償電流 i_{Ca} 、 i_{Cb} および i_{Cc} との偏差を PI 制御器を用いて増幅し NPC インバータの出力電流を制御する。基本波成分に同期した d - q 変換により、 a - b - c 座標上での基本波成分は d - q 座標上では直流成分に変換される。また、 a - b - c 座標上での高調波成分は d - q 座標上では交流成分に変換される。PI 制御のゲインを適切に設定しないと、交流成分の位相がそろわず電源側で高調波成分が増幅するように動作する。一般に、NPC インバータは中性点電位が変動し二つの直流キャパシタ電圧がアンバランスとなる問題点がある⁽⁹³⁾。二つの直流キャパシタ電圧のアンバランスを抑制するために、数多くの方法が報告されている⁽¹⁰²⁻¹⁰⁶⁾。中性点電位変動を抑制するために、本研究では 6 次零相成分重畳方式を用いて

いる⁽¹⁰²⁾。直流キャパシタ電圧 v_{C1} , v_{C2} を検出し、偏差を求め、この偏差を P 制御により増幅することで、6 次零相成分を演算する。演算した 6 次零相成分を補償電流の変調波 v_{Ba} , v_{Bb} および v_{Bc} に重畳することで中性点電流を制御し、二つの直流キャパシタ電圧 v_{C1} , v_{C2} をバランスしている。三角波比較方式 PWM 制御は、高調波電流を最小化できる点からダブルキャリアユニポーラ PWM 法を用いている^(107,108)。

以上より、直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いた NPC インバータ方式 STATCOM の制御法は負荷側の基本波有効無効成分および高調波有効無効成分を演算不要である。大容量 STATCOM などでは、主制御に加え保護機能による多くの演算負荷が必要とされる⁽¹⁰⁹⁾。現在は、高性能であるが高価な演算装置が広く用いられている。しかしながら、提案した制御法により主制御の演算量を低減可能になると安価な汎用演算装置を使用できる可能性がある。また、直流キャパシタ電圧の劣化診断⁽¹¹⁰⁾ や素子温度の監視⁽⁹⁶⁾ など更なる機能を追加することも可能となる。

3.2 シミュレーション結果

本章で提案した制御法の有効性を確認するため、PSIM を用いた計算機シミュレーションを行った^(111,112)。シミュレーションで用いた回路構成は、図 3.1 である。負荷側は、基本波無効電流と三相回路で支配的な 5 次調波そして 7 次調波を考慮するため電流源で模擬している。電源の線間電圧は、200 Vrms である。三相負荷は、電流源で模擬しており定格は 10 kVA である。負荷側の PF は、0.70 としている。また、負荷電流は基本波無効電流に加え、5 次と 7 次の高調波電流を含んでいる。負荷電流の基本波の実効値は 28.7 Arms, 5 次調波の実効値は 5.7 Arms, 7 次調波の実効値は 4.1 Arms としている。したがって、負荷電流の全高調波歪率 (total harmonic distortion : THD) は 24.6 % である。表 3.1 に、シミュレーションに用いた回路定数を示す。サンプリング周波数は、7.2 kHz である。1 pu は、4.0 Ω である。各種制御の PI コントローラのゲインは、 M_p 規範によるゲインの調整法、位相余裕によるゲインの調整法および限界感度法がある⁽¹¹⁴⁾。本研究は、広く用いられており精度のよい限界感度法を用いてゲインを算出し、計算機シミュレーションにより微調整している。

図 3.3 に、 $K = \tan(\cos^{-1}(1.00))$ とした NPC インバータ方式 STATCOM の補償動作開始後のシミュレーション結果を示す。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} および i_{Sc} , 負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} , 補償電流 i_{Ca} , i_{Cb} および i_{Cc} , および直流キャパシタ電圧 v_{C1} , v_{C2} である。NPC インバータ方式 STATCOM の補償動作開始前は、受電端電圧と電源電流の PF は 0.70 である。また、電源電流は大きく歪んでいる。このとき、電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 24.6 % である。電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} は、国際標準規格 IEC61000-3-4⁽⁴⁹⁾ を満足しない。また、受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} の THD はそれぞれ 7.8 % である。これは、国際標準規格 IEEE519-2014 を満足していない⁽⁵⁰⁾。NPC インバータ方

表 3.1 図 3.1 のシミュレーションに用いた回路定数

Item	Symbol	Value
Source inductor	L_S	0.80 mH (0.08 pu)
Switching inductor	L_f	1.28 mH (0.12 pu)
Filter capacitor	C_f	6.0 μ F
Reference dc-capacitor voltage	V_{DC}^*	400 Vdc
DC capacitor	C_1, C_2	11200 μ F
Unit capacitance constant ⁽¹¹³⁾	H	44.8 ms
Sampling frequency	f_s	7.2 kHz
Proportional gain for constant dc-capacitor voltage controller	K_P	0.8
Integral gain for constant dc-capacitor voltage controller	T_I	0.05
Proportional gain for current feedback control in d - q coordinates	K_P	0.11
Integral gain for current feedback control in d - q coordinates	T_I	0.01
Proportional gain for PLL	K_P	5
Integral gain for PLL	T_I	0.01

式 STATCOM の補償動作開始後、受電端電圧と電源電流の PF は 1.00 である。電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD は、それぞれ 5.8 %, 5.9 %, 5.8 % である。電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} は、国際標準規格 IEC61000-3-4⁽⁴⁹⁾ を満足する。また、受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} の THD はそれぞれ 1.2 % である。これは、国際標準規格 IEEE519-2014 を満足する⁽⁵⁰⁾。また、直流キャパシタ電圧 v_{C1} , v_{C2} は 200 Vdc でバランスしており、STATCOM の安定な動作が確認できる。

図 3.4 に、 $K = \tan(\cos^{-1}(0.90))$ とした NPC インバータ方式 STATCOM の補償動作開始前後のシミュレーション結果を示す。NPC インバータ方式 STATCOM の補償動作開始前は、受電端電圧と電源電流の PF は 0.70 である。また、電源電流は大きく歪んでいる。このとき、電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 24.6 % である。電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} は、国際標準規格 IEC61000-3-4⁽⁴⁹⁾ を満足しない。また、受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} の THD はそれぞれ 7.8 % である。これは、国際標準規格 IEEE519-2014 を満足していない⁽⁵⁰⁾。NPC インバータ方式 STATCOM の補償動作開始後、受電端電圧と電源電流の PF は 0.90 である。電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD は、それぞれ 5.5 %, 5.6 %, 5.6 % である。電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} は、国際標準規格 IEC61000-3-4⁽⁴⁹⁾ を満足する。また、受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} の THD はそれぞれ 1.2 % である。これは、国際標準規格 IEEE519-2014 を満足する⁽⁵⁰⁾。また、直流キャパシタ電圧 v_{C1} , v_{C2} は 200 Vdc でバランスしており、STATCOM の安定な動作が確認できる。

図 3.5 に、 K と PF の理論値とシミュレーション結果の関係を示す。 K が正の値の時、受電端電圧に対して遅相の電源電流を実現可能である。 K が負の値の時、受電端電圧に対して進相の電源電流を実現可能である。図 3.5 より、コントロールゲイン K を制御することで電源側で

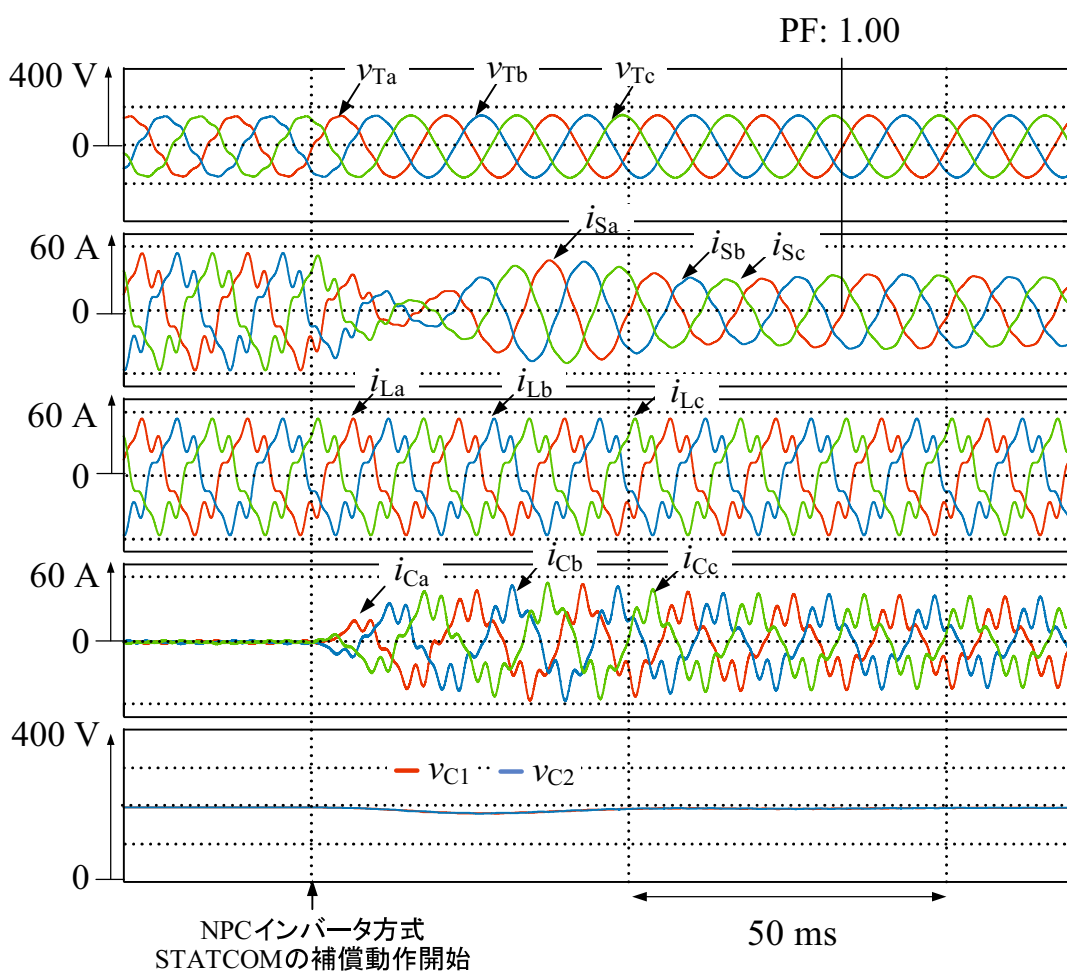


図 3.3 図 3.1 における $K = \tan(\cos^{-1}(1.00))$ とした NPC インバータ方式 STATCOM の補償動作開始前後のシミュレーション結果

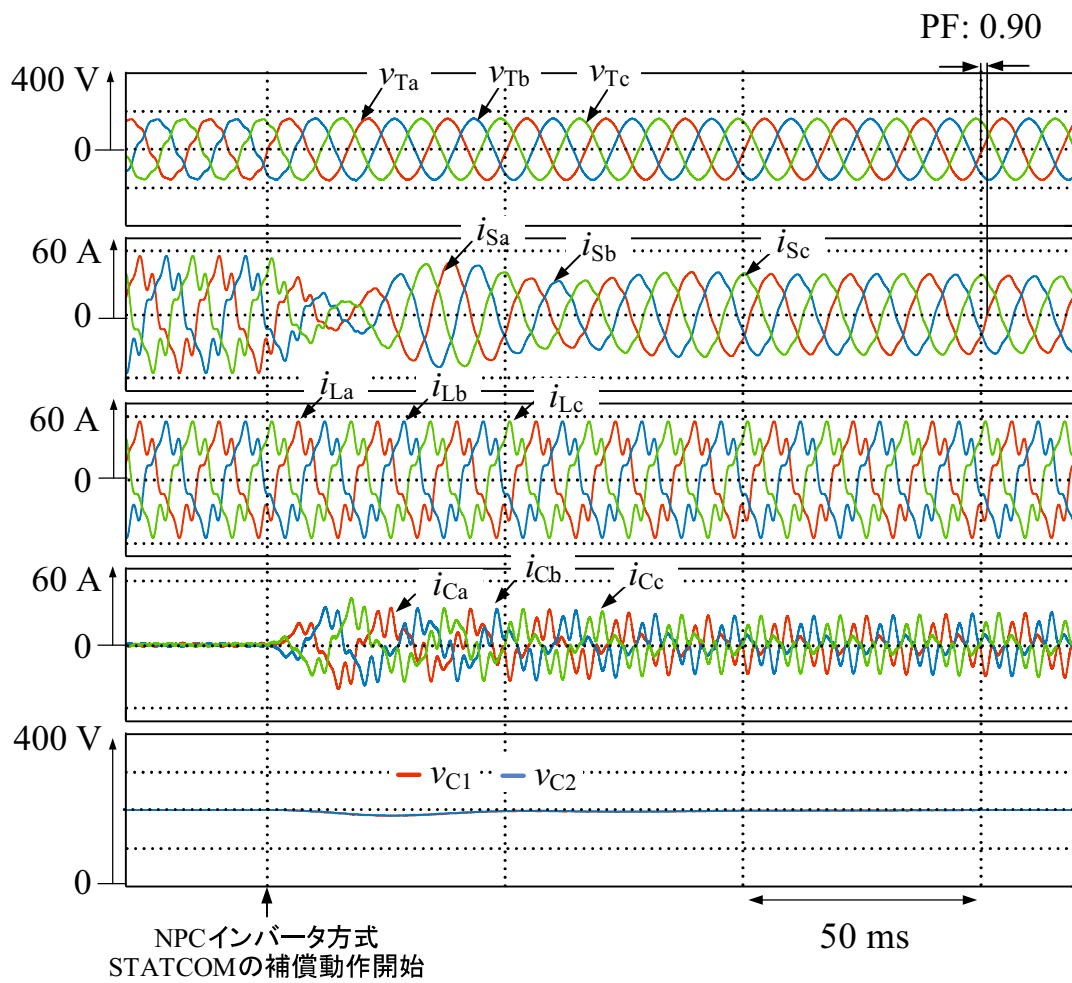


図 3.4 図 3.1 における $K = \tan(\cos^{-1}(0.90))$ とした NPC インバータ方式 STATCOM の補償動作開始前後のシミュレーション結果

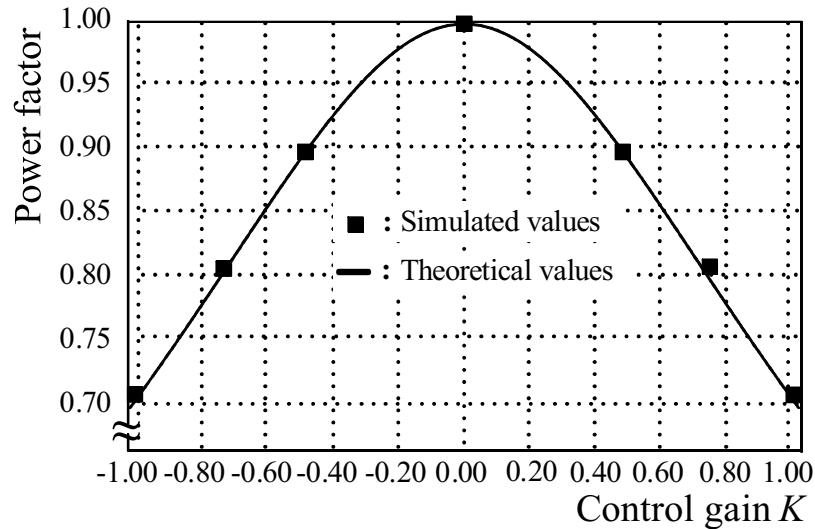


図 3.5 K と PF の理論値とシミュレーション結果

任意の PF を実現可能である。

図 3.6 に、 $K = \tan(\cos^{-1}(1.00))$ とした 0.6 pu から 1.0 pu への負荷変動時のシミュレーション結果を示す。最短で 1 サンプル遅れで指令値に追従するデッドビート応答時、STATCOM の応答速度は約 0.14 ms である。しかしながら、移動平均 LPF による半周期の遅れおよび直流電圧一定制御の過渡現象により電源電流、負荷電流および補償電流は 50 ms で定常状態となる。また、定常状態では電源側の PF が 1.00 かつ正弦波の電源電流となっている。直流キャパシタ電圧 v_{C1} , v_{C2} は指令値である 200 Vdc でバランスしており、STATCOM の安定な動作が確認できた。

前述のシミュレーション結果は、負荷を電流源で模擬している。しかしながら、研究室で前述の負荷を構築することは困難である。したがって、次節の実験では負荷を三相インダクタおよび三相ダイオード整流回路で構成している。実験による検討を行う前に、構築した負荷に対する NPC インバータ方式 STATCOM の補償効果を計算機シミュレーションにより確認する。図 3.7 に、NPC インバータ方式 STATCOM の実験構成図を示す。電源の線間電圧は、200 Vrms である。三相負荷は、三相ダイオード整流回路と Y 結線のインダクタから構成される。三相負荷の定格は、6.7 kVA である。負荷側の PF は、0.60 としている。また、負荷電流の THD は 13.6 % である。表 3.2 に、図 3.7 に用いた回路定数を示す。

図 3.8 に、 $K = \tan(\cos^{-1}(1.00))$ とした時のシミュレーション結果を示す。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} および i_{Sc} , 負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} , 補償電流 i_{Ca} , i_{Cb} および i_{Cc} , および直流キャパシタ電圧 v_{C1} , v_{C2} である。受電端電圧と負荷電流の PF は 0.60 であるが、STATCOM から出力される補償電流により受電端電圧と電源電流の PF は 1.00 となっている。負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} の THD は 13.6 % であるが、電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 6.5 %, 6.5 %, 6.4 % である。電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} は、国際標

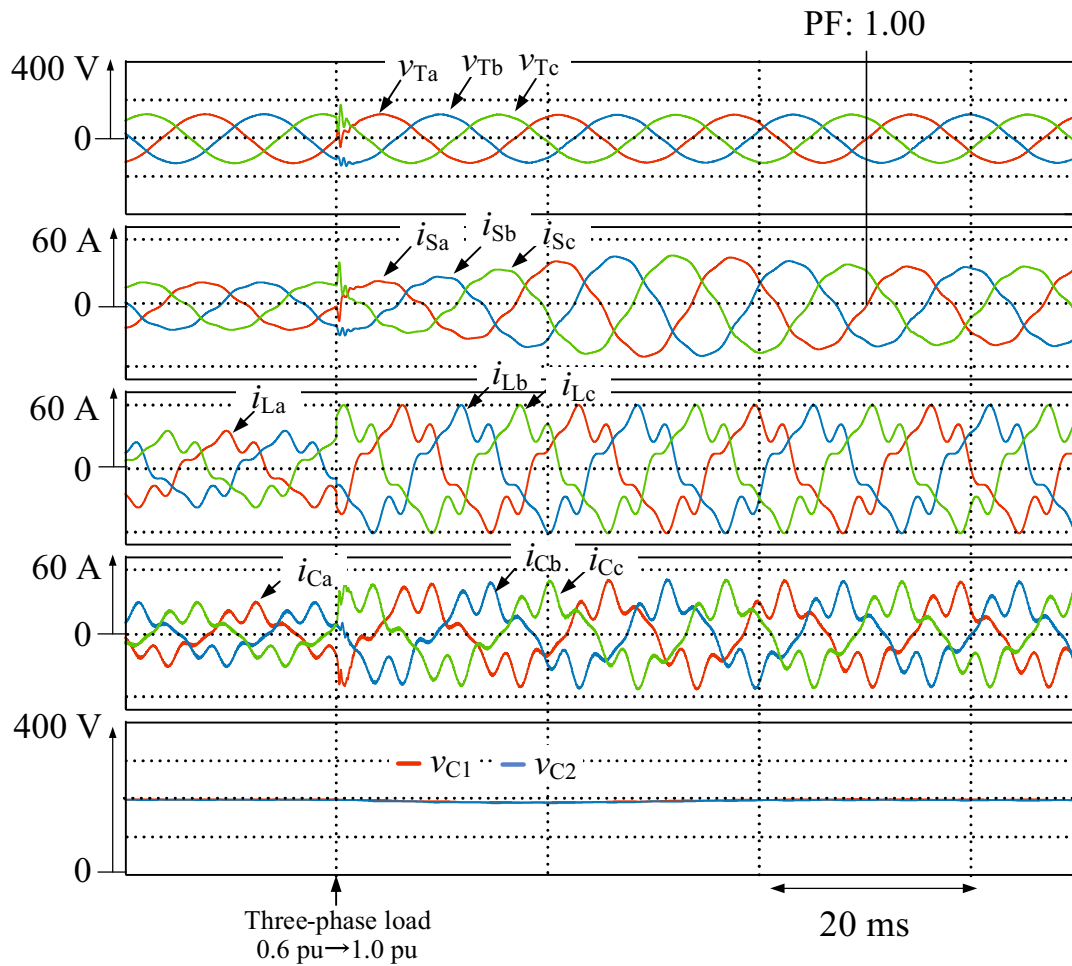


図 3.6 図 3.1 における $K = \tan(\cos^{-1}(1.00))$ とした 0.6 pu から 1.0 pu への負荷変動時のシミュレーション結果

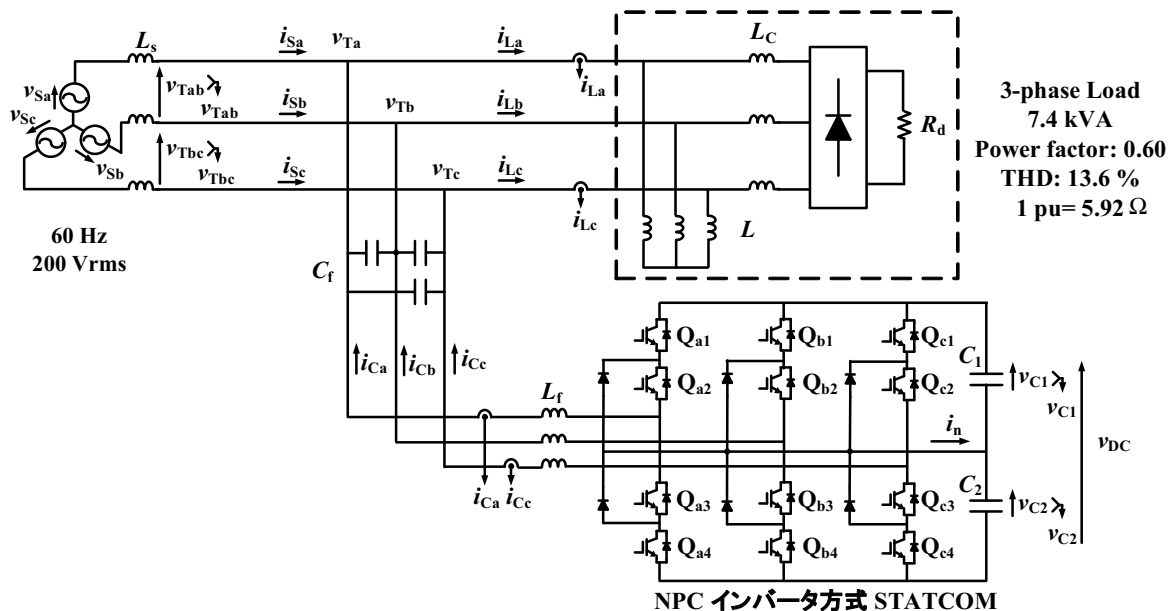


図 3.7 NPC インバータ方式 STATCOM の縮小モデルの主回路構成

表 3.2 図 3.7 に用いた回路定数

Item	Symbol	Value
Source inductor	L_S	0.80 mH (0.05 pu)
Switching inductor	L_f	1.28 mH (0.076 pu)
Filter capacitor	C_f	6.0 μ F
Reference dc-capacitor voltage	V_{DC}^*	400 Vdc
DC capacitor	C_1, C_2	11200 μ F
Unit capacitance constant ⁽¹¹³⁾	H	44.8 ms
Sampling frequency	f_s	7.2 kHz
Inductor	L	20 mH
DC-side resistor of three-phase diode rectifier	R_d	16.7 Ω
AC-side inductor of three-phase diode rectifier	L_C	1.2 mH

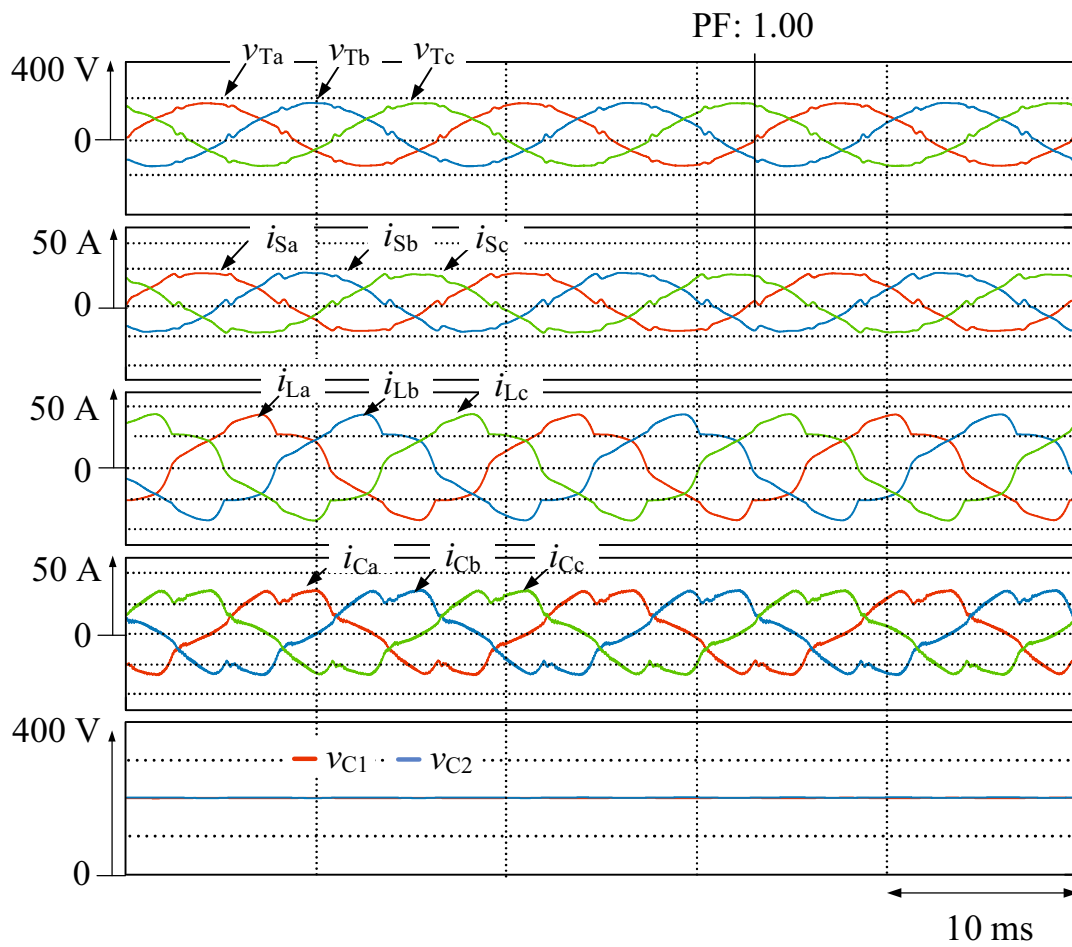


図 3.8 図 3.7 における $K = \tan(\cos^{-1}(1.00))$ の時のシミュレーション結果

準規格 IEC61000-3-4⁽⁴⁹⁾ を満足する。また、直流キャパシタ電圧 v_{C1} , v_{C2} は 200 Vdc でバランスしており、STATCOM の安定な動作が確認できた。

図 3.9 に、 $K = \tan(\cos^{-1}(0.90))$ とした時のシミュレーション結果を示す。受電端電圧と負荷電流の PF は 0.60 であるが、STATCOM から出力される補償電流により受電端電圧と電源電流の PF は 0.90 となっている。負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} の THD は 13.6 % であるが、電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 6.8 %, 6.9 %, 6.8 % である。電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} は、国際標準規格 IEC61000-3-4⁽⁴⁹⁾ を満足する。また、直流キャパシタ電圧 v_{C1} , v_{C2} は 200 Vdc でバランスしており、STATCOM の安定な動作が確認できた。

図 3.3 および図 3.4 と比較して、図 3.8 および図 3.9 の電源電流の THD は悪い。この理由として、図 3.7 では高調波発生源として三相ダイオード整流回路を用いている。系統インピーダンスと三相ダイオード整流回路による重なり角は、電源電流に歪みを与える。この重なり角により電源電流の THD は、悪化したと考えられる。

図 3.10 に、 $K = -\tan(\cos^{-1}(0.90))$ とした時のシミュレーション結果を示す。受電端電圧と負荷電流の PF は 0.60 であるが、STATCOM から出力される補償電流により受電端電圧と電源電流の PF は進みの 0.90 となっている。負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} の THD は 13.6 % であるが、電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 6.7 %, 6.8 %, 6.6 % である。電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} は、国際標準規格 IEC61000-3-4⁽⁴⁹⁾ を満足する。また、直流キャパシタ電圧 v_{C1} , v_{C2} は 200 Vdc でバランスしており、STATCOM の安定な動作が確認できた。

図 3.11 に、 $K = \tan(\cos^{-1}(1.00))$ とした時の負荷急変シミュレーション結果を示す。電源電流、負荷電流および補償電流は 60 ms で定常状態となる。また、定常状態では電源側の PF が 1.00 かつ正弦波の電源電流となっている。直流キャパシタ電圧 v_{C1} , v_{C2} は指令値である 200 Vdc でバランスしており、STATCOM の安定な動作が確認できた。

以上より、提案制御法により電源側で任意の PF の正弦波電源電流を実現可能であり、提案制御法の有効性を計算機シミュレーションにより確認した。

3.3 実験結果

本章で提案した制御法の有効性を実験により確認するため、縮小モデルの実験装置を構築し実験による検討を行った。図 3.12 に、NPC インバータ方式 STATCOM の実験構成図を示す。電源の線間電圧は、200 Vrms である。三相負荷は、三相ダイオード整流回路と Y 結線のインダクタから構成される。三相負荷の定格は、6.7 kVA である。負荷側の PF は、0.60 としている。また、負荷電流の THD は 13.6 % である。表 3.3 に、実験に用いた回路定数を示す。スイッチ Q_{a1} から Q_{c4} には、PDMB75B12 を用いている⁽¹¹⁵⁾。NPC インバータ方式 STATCOM の指令値演算および各制御アルゴリズムの実行には SH7216 (R5F72167ADFA, 200 MHz) を使用した⁽¹¹⁶⁾。検出した受電端線間電圧 v_{Tab} および v_{Tbc} , 負荷電流 i_{La} および i_{Lc} , 補償電流 i_{Ca} およ

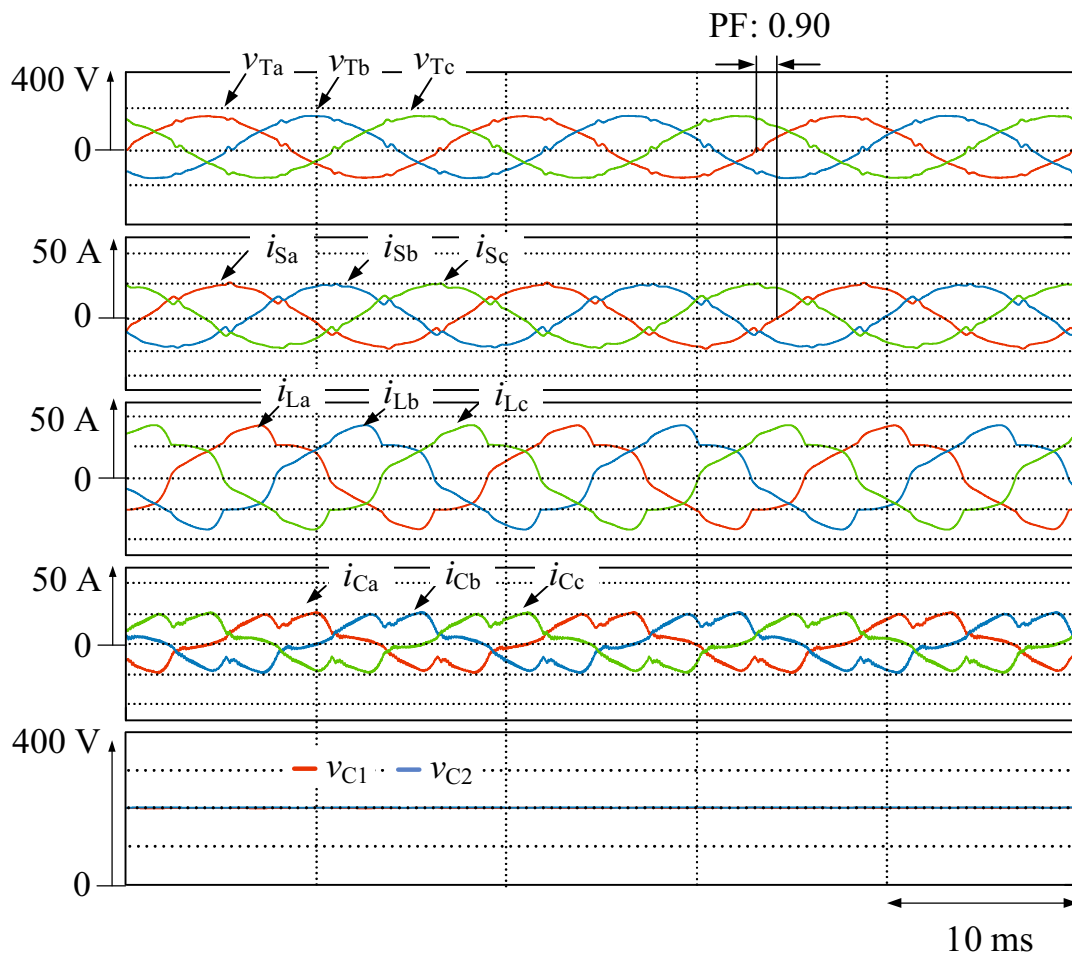


図 3.9 図 3.7 における $K = \tan(\cos^{-1}(0.90))$ の時のシミュレーション結果

表 3.3 図 3.12 の実験に用いた回路定数

Item	Symbol	Value
Switching inductor	L_f	1.28 mH (0.076 pu)
Filter capacitor	C_f	6.0 μ F
Reference dc-capacitor voltage	V_{DC}^*	400 Vdc
DC capacitor	C_1, C_2	11200 μ F
Unit capacitance constant ⁽¹¹³⁾	H	44.8 ms
Sampling frequency	f_s	7.2 kHz
Inductor	L	20 mH
DC-side resistor of three-phase diode rectifier	R_d	16.7 Ω
AC-side inductor of three-phase diode rectifier	L_C	1.2 mH

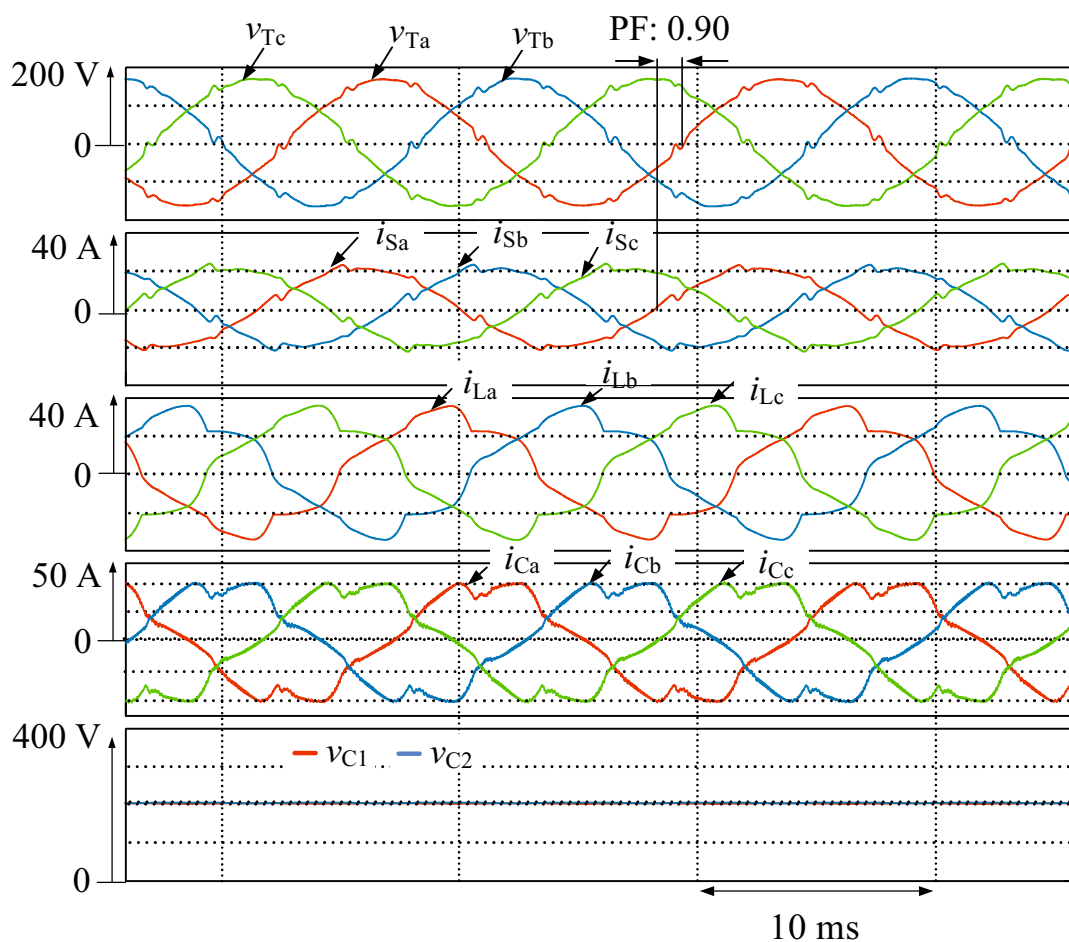


図 3.10 図 3.7 における $K = -\tan(\cos^{-1}(0.90))$ の時のシミュレーション結果

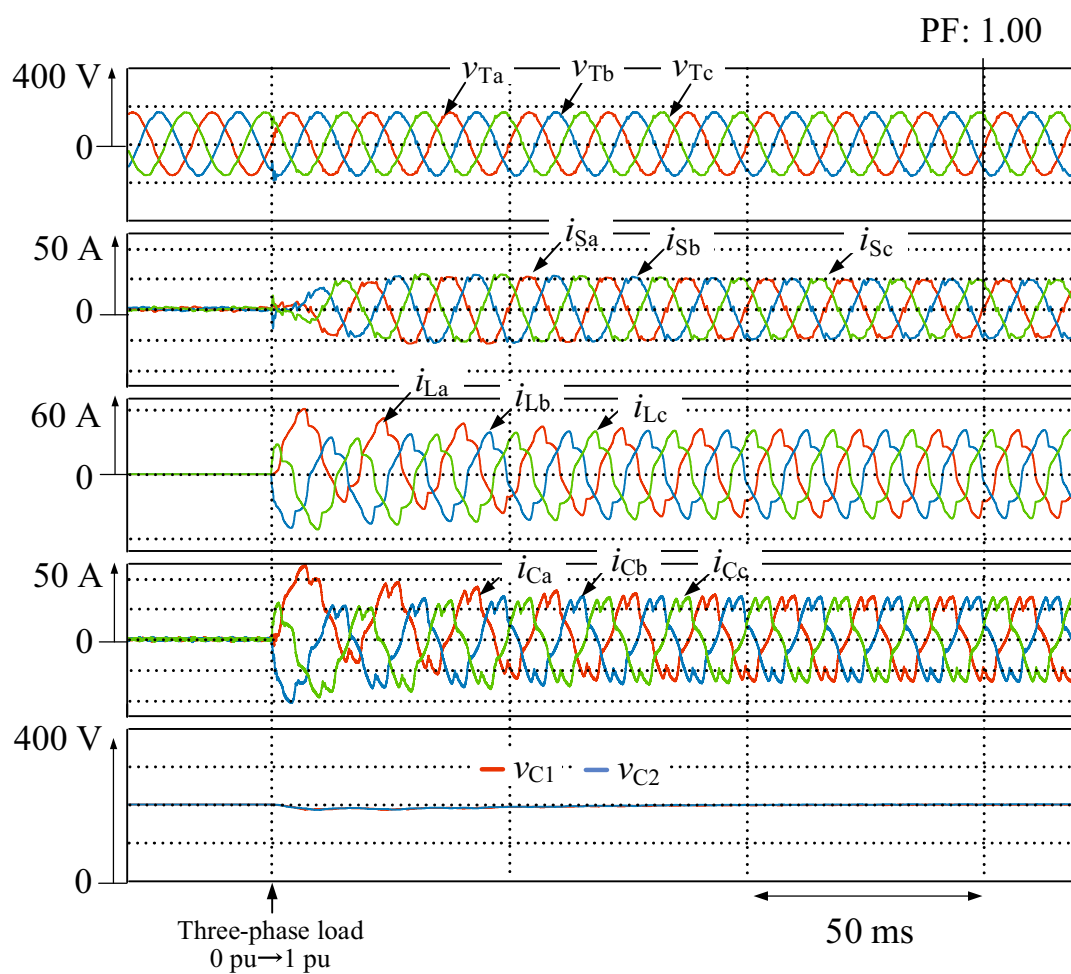


図 3.11 図 3.7 における $K = \tan(\cos^{-1}(1.00))$ の時の負荷急変のシミュレーション結果

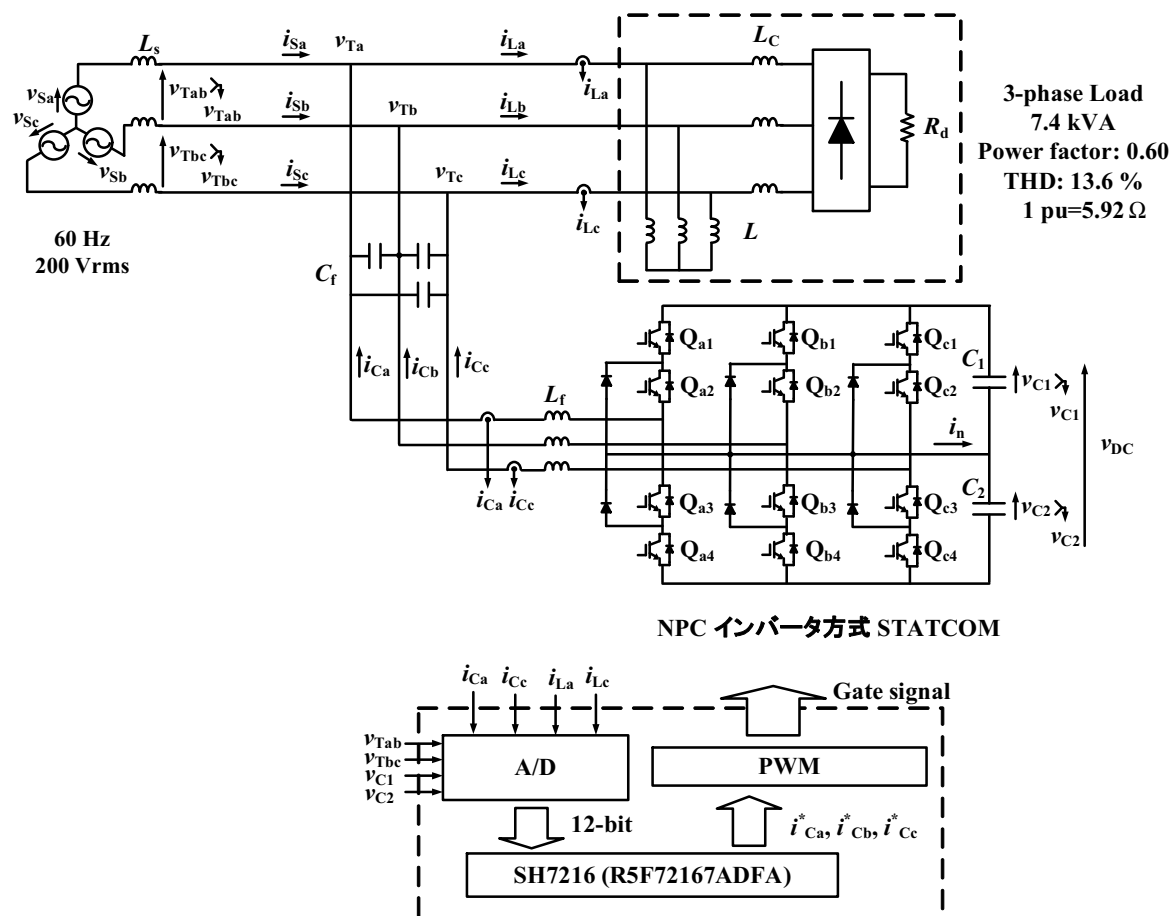


図 3.12 NPC インバータ方式 STATCOM の実験構成図

び i_{Cc} および直流キャパシタ電圧 v_{C1} および v_{C2} は A/D 変換器を用いて 12 bit のデジタル量に変換され、サンプリング周期 0.1 ms ごとに SH マイコンに取り込まれる。この SH マイコン内では、補償電流指令値 i_{Ca}^* , i_{Cb}^* および i_{Cc}^* の演算、直流キャパシタ電圧一定制御、ダブルキャリアユニポーラ PWM 法を行っている。線間電圧 6.6 kVrms の高圧配電系統に NPC インバータ方式 STATCOM を適用した時、スイッチング周波数は 2.88 kHz で駆動可能である^(117,118)。このとき、サンプリング周波数は 5.76 kHz である⁽⁸⁷⁾。補償対象の高調波次数は、国際標準規格 IEC61000-3-4 では 40 次の 2.4 kHz までである⁽⁴⁹⁾。サンプリング周波数が 5.76 kHz であるとき、補償対象の高調波次数はサンプリング定理を満たす。したがって、高圧大容量用途に提案制御法は適用可能である。NPC インバータは大容量であれば低周波で駆動されることが多いが、本章で用いるサンプリング周波数の 7.2 kHz は実現可能な周波数である。

図 3.13 に、 $K = \tan(\cos^{-1}(1.00))$ とした時の実験結果を示す。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} および i_{Sc} , 負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} , 補償電流 i_{Ca} , i_{Cb} および i_{Cc} , および直流キャパシタ電圧 v_{C1} , v_{C2} である。受電端電圧と負荷電流の PF は 0.60 であるが、STATCOM から出力される補償電流により受電端電圧と電源電流の PF は 1.00 となっている。負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} の THD は 13.6 % であるが、電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 9.0 %, 9.0 %, 8.9 % である。電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} は、国際標準規格 IEC61000-3-4⁽⁴⁹⁾ を満足する。また、直流キャパシタ電圧 v_{C1} , v_{C2} は 200 Vdc でバランスしており、STATCOM の安定な動作が確認できた。

図 3.14 に、 $K = \tan(\cos^{-1}(0.90))$ とした時の実験結果を示す。受電端電圧と負荷電流の PF は 0.60 であるが、STATCOM から出力される補償電流により受電端電圧と電源電流の PF は 0.90 となっている。負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} の THD は 13.6 % であるが、電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 8.1 %, 8.5 %, 8.6 % である。電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} は、国際標準規格 IEC61000-3-4⁽⁴⁹⁾ を満足する。また、直流キャパシタ電圧 v_{C1} , v_{C2} は 200 Vdc でバランスしており、STATCOM の安定な動作が確認できた。実験に用いた直流キャパシタ電圧を検出するための電圧センサーは、汎用の LEM モジュールを用いている⁽¹¹⁹⁾。汎用の LEM モジュールの誤差は、0.2 % である。この誤差は、実験結果から確認できるように提案制御法に影響を与えない。したがって、微小な電圧を検出するための高精度な電圧センサーは不要である。

図 3.15 に、 $K = -\tan(\cos^{-1}(0.90))$ とした時の実験結果を示す。受電端電圧と負荷電流の PF は 0.60 であるが、STATCOM から出力される補償電流により受電端電圧と電源電流の PF は進みの 0.90 となっている。負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} の THD は 13.6 % であるが、電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 8.9 %, 8.9 %, 9.0 % である。電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} は、国際標準規格 IEC61000-3-4⁽⁴⁹⁾ を満足する。また、直流キャパシタ電圧 v_{C1} , v_{C2} は 200 Vdc でバランスしており、STATCOM の安定な動作が確認できた。

図 3.16 に、 $K = \tan(\cos^{-1}(1.00))$ とした時の負荷急変実験結果を示す。三相負荷の過渡現象

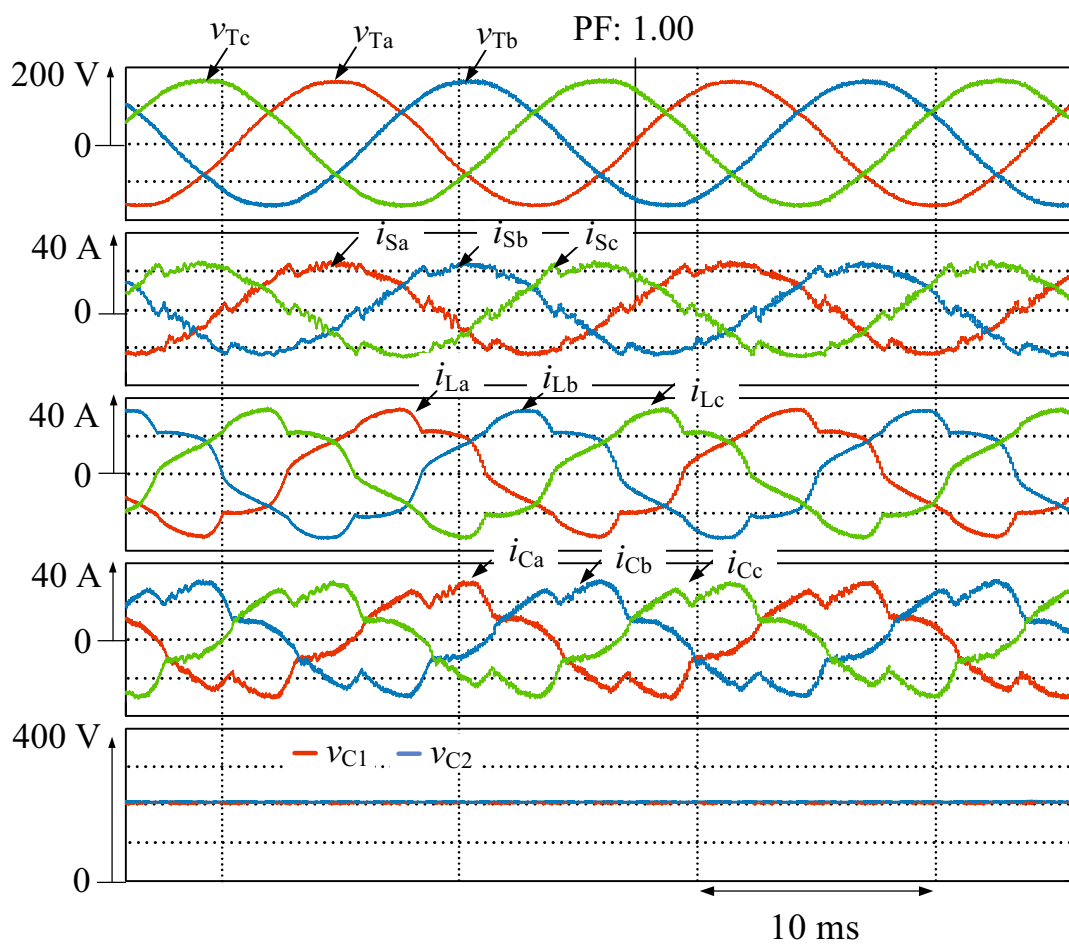


図 3.13 図 3.12 における $K = \tan(\cos^{-1}(1.00))$ の時の実験結果

により、電源電流、負荷電流および補償電流は 100 ms で定常状態となる。また、定常状態では電源側の PF が 1.00 かつ正弦波の電源電流となっている。直流キャパシタ電圧 v_{C1} , v_{C2} は指令値である 200 Vdc でバランスしており、STATCOM の安定な動作が確認できた。

以上より、提案制御法により電源側で任意の PF の正弦波電源電流を実現可能であり、提案制御法の有効性を計算機シミュレーションにより確認した。

3.4 本章のまとめ

本章では、高調波補償機能を有する NPC インバータ方式 STATCOM の新しい制御法を提案し、その有効性を明らかにした。本章で提案した制御法は、直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いて負荷電流の基本波有効無効成分および高調波成分の演算が不必要な点に特長がある。はじめに、NPC インバータ方式 STATCOM に流出入するパワーフローを検討し、提案した直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いた基本波無効電流調整機能を有する高調波補償法の基本原理を明らかにした。NPC インバータ方式 STATCOM に流出入するパワーフローから直流キャパシタ電圧一定制御は、負荷電流および電源電流の基本波有効成分を演算可能であることを明らかにした。計算機シミュレーションおよび実験から、提案制御法により任意の PF の正弦波電源電流が得られることを確認した。また、電源電流は国際標準規格 IEC61000-3-4 を満足する。シミュレーションおよび実験結果はよく一致しており、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り電源側で任意の PF の正弦波電源電流を実現できることを確認した。以上より、直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いた制御法はより実用的な NPC インバータ方式 STATCOM の制御法であると結論付けられる。

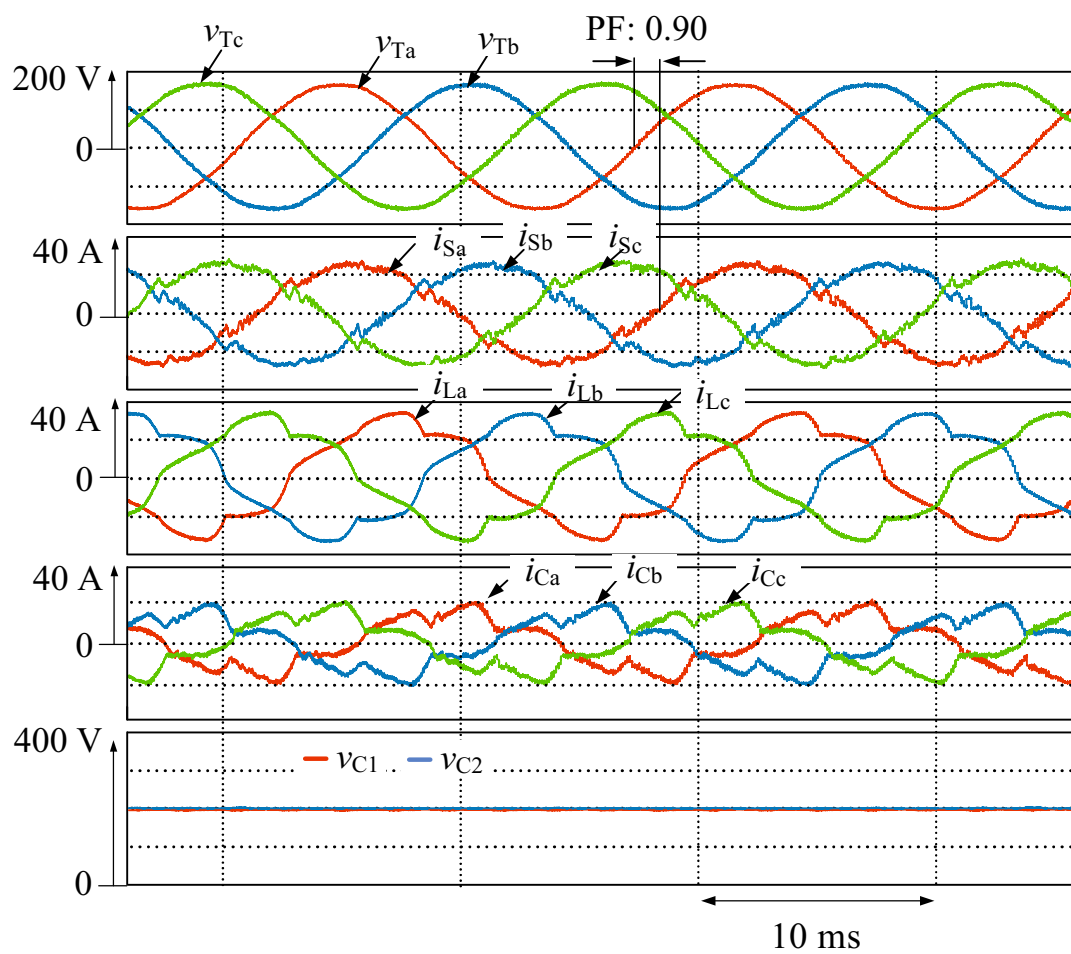


図 3.14 図 3.12 における $K = \tan(\cos^{-1}(0.90))$ の時の実験結果

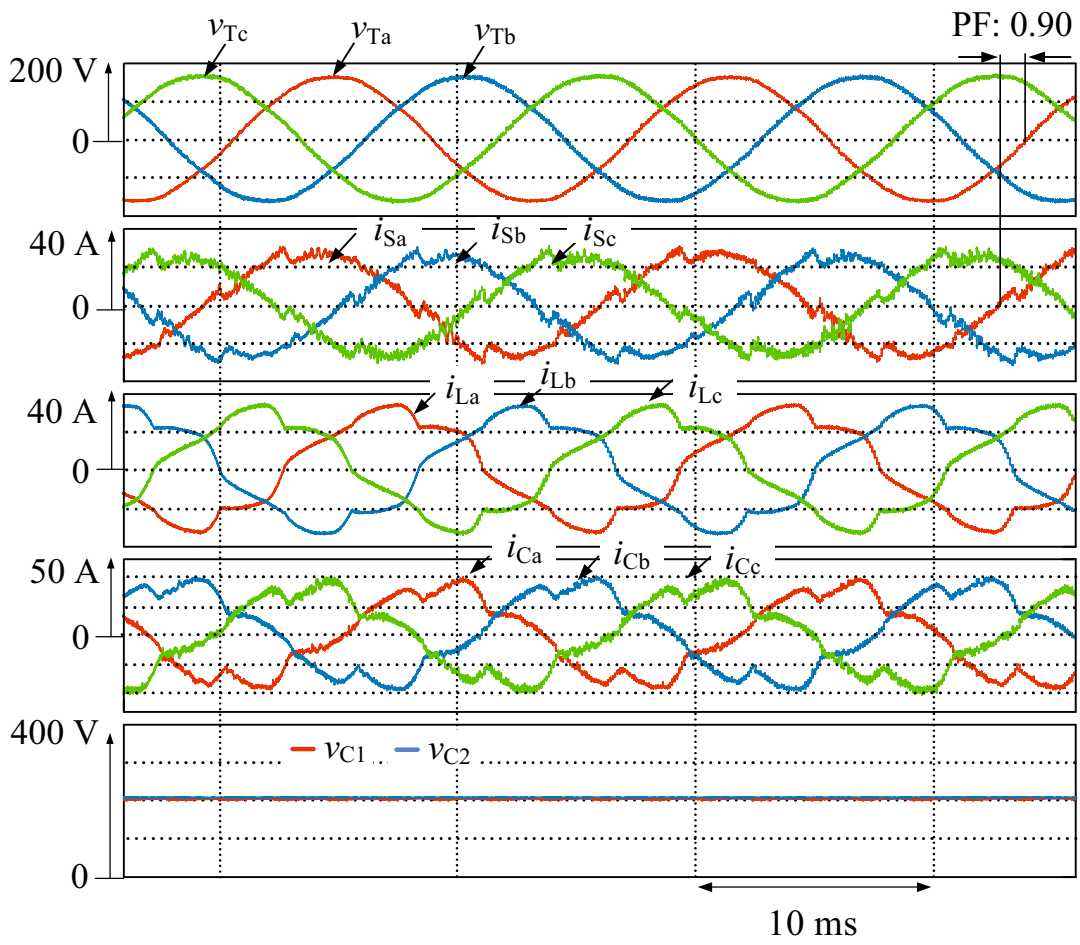


図 3.15 図 3.12 における $K = -\tan(\cos^{-1}(0.90))$ の時の実験結果

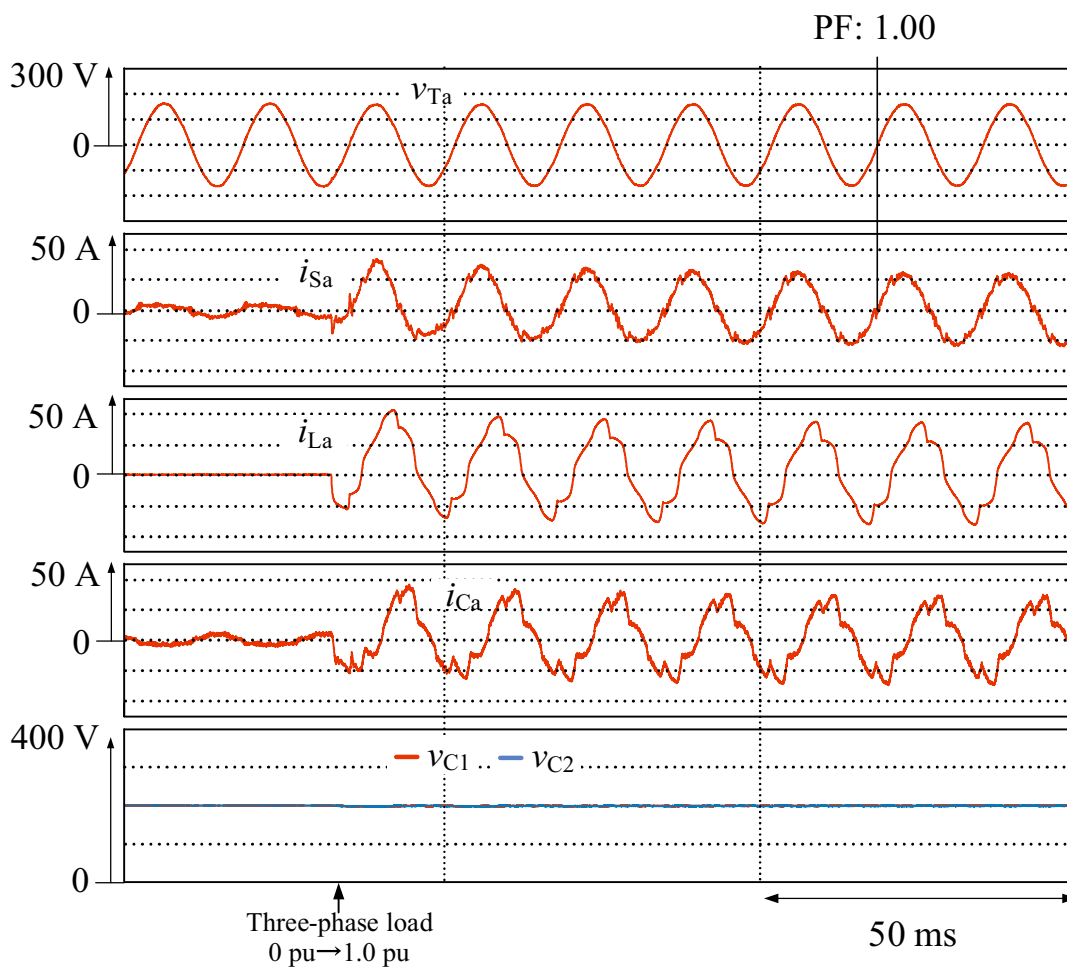


図 3.16 図 3.12 における $K = \tan(\cos^{-1}(1.00))$ の時の負荷急変の実験結果

第4章 直列形アクティブフィルタを用いた新方式ハイブリッド静止形無効電力補償装置

第2.3節では、これまで提案されているハイブリッド SVC の研究動向について詳細に述べた⁽⁴¹⁻⁴⁸⁾。これらのハイブリッド SVC は、LC 同調フィルタと電圧形 PWM 変換器または STATCOM を TCR と併用している。そのため、進相キャパシタの代わりに LC 同調フィルタを追加する必要があることや STATCOM の容量が大きく高価なハイブリッド SVC になるといった課題を指摘した。したがって、進相キャパシタと直列に直列形 AF を接続したハイブリッド SVC の回路構成は著者の知る限り見当たらないようである。

本章では、直列形 AF を用いた新方式ハイブリッド SVC を提案し、その有効性を明らかにする⁽¹²⁰⁾。提案する新方式ハイブリッド SVC では、SVC を構成する進相キャパシタと直列に電圧形 PWM 変換器からなる直列形 AF を接続している点に特長がある。はじめに、主回路構成および直列形 AF の制御ブロックを詳細に説明し、直列形 AF は電源側の高調波電流に対して $K_C \Omega$ の抵抗として動作することを明らかにする。次に、新方式ハイブリッド SVC の 1 相分の等価回路を用いた高調波補償原理および直列形 AF の高調波補償特性を詳細に述べる。このとき、直列形 AF の高調波補償特性の理論式を導出し、周波数領域において高調波補償特性を明らかにしている。提案する新方式ハイブリッド SVC の有効性を PSIM を用いた計算機シミュレーションにより確認する。シミュレーション結果から、小容量の直列形 AF を進相キャパシタと直列に接続することで、電源側で PF が 1.00 の正弦波電源電流を実現可能であることを確認する。さらに、シミュレーション結果から配電系統の電圧歪に関して定められた国際標準規格である IEEE519-2014 を満足することを確認する。

4.1 主回路構成

図 4.1 に、本学位論文で新たに提案する直列形 AF を用いた新方式ハイブリッド SVC の主回路構成を示す。電源は、線間 33 kVrms である。三相負荷は電流源で模擬しており、定格は 176 MVA である。負荷側の PF は 0.75 としている。また、負荷電流は基本波無効電流に加え、5 次と 7 次の高調波電流を含んでいる。TCR のインダクタと進相キャパシタの定格容量は、実際の需要家の稼働状況などにより決定される。したがって、本研究では文献(12)より TCR のインダクタと進相キャパシタの定格容量を決定した。TCR のインダクタの定格容量は、80 MVA である。進相キャパシタの定格容量は、140 MVA である。文献(41)および文献(46)で提案さ

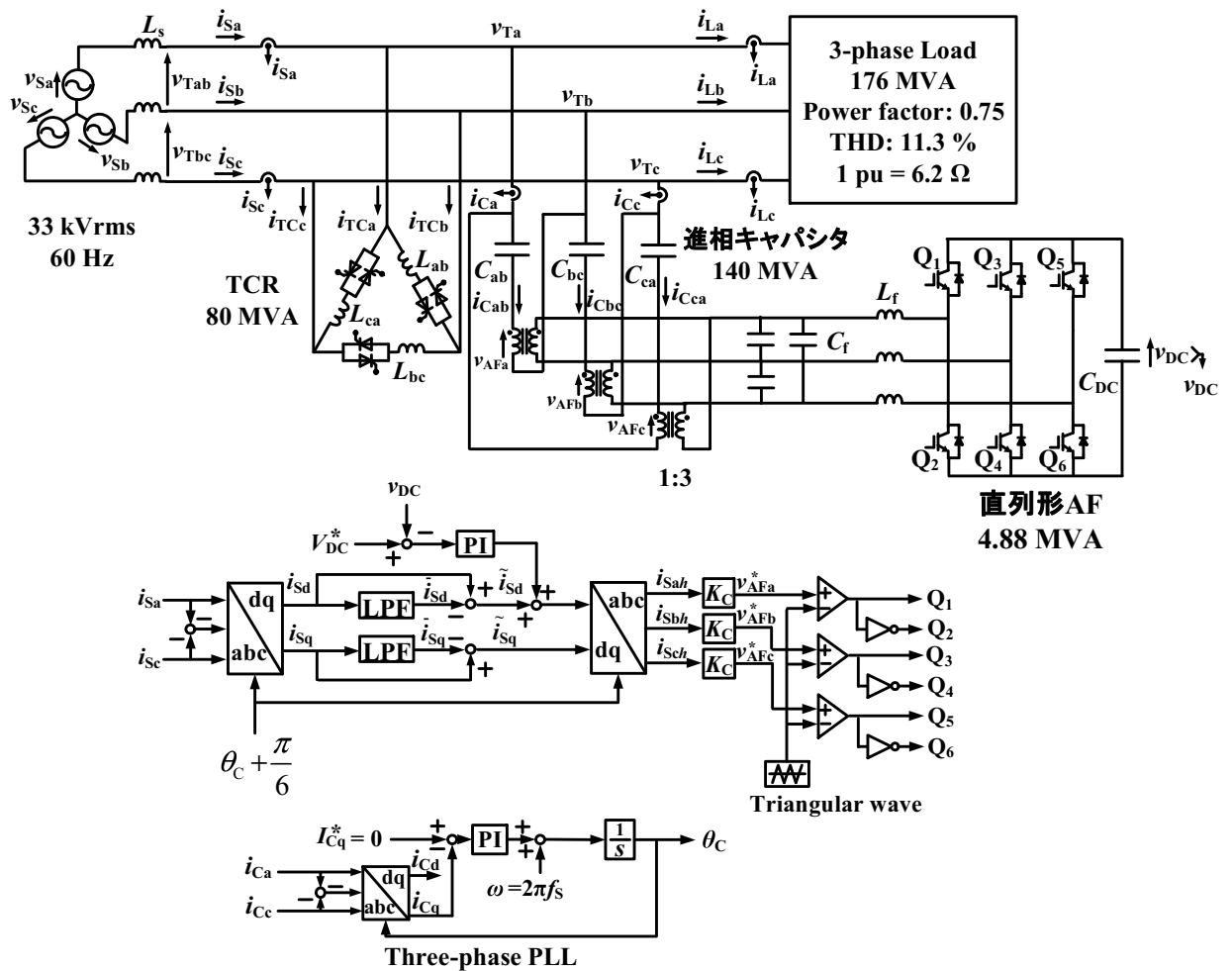


図 4.1 提案する直列形 AF を用いた新方式ハイブリッド SVC の主回路構成図

表 4.1 図 4.1 の回路定数

Item	Symbol	Value
Source inductor	L_S	1.64 mH (0.1 pu)
Filter inductor	L_f	0.066 mH
Filter capacitor	C_f	32 μ F
Inductors of TCR	L_{ab}, L_{bc}, L_{ca}	108 mH
Phase-leading capacitors (PLCs)	C_{ab}, C_{bc}, C_{ca}	114 μ F (0.8 pu)
DC capacitor	C_{DC}	4700 μ F
DC-capacitor voltage	V_{DC}^*	10 kVdc
Switching frequency	f_s	12 kHz
Cut-off frequency of 2nd-order LPF	f_c	179 Hz
Damping factor of 2nd-order LPF	ξ	0.7
Proportional gain for constant dc-capacitor voltage controller	K_P	0.6
Integral gain for constant dc-capacitor voltage controller	T_I	0.01
Proportional gain for PLL	K_P	5
Integral gain for PLL	T_I	0.01
Control gain for series AF	K_C	10 (1.6 pu), 20 (3.2 pu), 30 (4.8 pu) Ω

表 4.2 図 4.1 内の整合用トランス

Primary-side voltage	1.19 kVrms
Primary-side rated current	1.42 kArms
Turn ratio	1:3
No load current	56.8 Arms (4.0 %)
Iron loss	17 kW
Copper loss	34 kW
Impedance voltage	35.6 Vrms (3.0 %)

れたハイブリッド SVC は LC 同調フィルタを用いているため大きな進相容量が必要である。文献 (41) では、三相負荷に対して進相容量は 130 % である。文献 (46) では、三相負荷に対して進相容量は 125 % である。しかしながら、提案するハイブリッド SVC の進相容量は三相負荷に対して 80 % である。したがって、先に提案されたハイブリッド SVC より低コストを実現可能である。直列形 AF は、三相電圧形 PWM 変換器で構成される。直列形 AF は、進相キャパシタと直列に整合用トランスを介して接続される。整合用トランスの巻き数比は、1:3 である。直列形 AF の交流側に L_f および C_f からなるスイッチングリプル除去用フィルタを接続している。直列形 AF の定格は 4.88 MVA である。表 4.1 に、図 4.1 の回路定数を示す。表 4.2 に、図 4.1 内の整合用トランスの詳細な定格を示す。漏れインダクタンス、励磁インダクタンスおよび巻線抵抗を考慮している。提案した回路方式の有効性を明らかにするため、次節の計算機シミュレーションでは理想状態の IGBT を使用している。文献 (121) では、LC 同調フィルタと直列形 AF の併用フィルタとその制御法が提案されている。文献 (121) で提案されている高調波補償原理は、第 4.2 節で詳細に論じる。図 4.1 において、遅れ無効電流を発生する TCR は逆導通サイリスタで制御されるため、高調波電流を発生する。基本波無効電流と高調波電流を発生する三相負荷と TCR を一つの高調波発生源とみなすことで、文献 (121) で提案されている直列形 AF の制御法を図 4.1 のハイブリッド SVC へ適用できる。

制御ブロックについて詳細に説明する。電源電流は、次式で表されるとする。

$$\begin{aligned}
 i_{Sa} &= \sqrt{2}I_{SF} \cos(\omega_{St} - \phi_F) + \sqrt{2} \sum_{h=2}^{\infty} I_{Sh} \cos h(\omega_{St} - \phi_F) \\
 &= i_{SaF} + i_{Sah} \\
 i_{Sb} &= \sqrt{2}I_{SF} \cos\left(\omega_{St} - \frac{2}{3}\pi - \phi_F\right) + \sqrt{2} \sum_{h=2}^{\infty} I_{Sh} \cos h\left(\omega_{St} - \frac{2}{3}\pi - \phi_F\right) \\
 &= i_{SbF} + i_{Sbh} \\
 i_{Sc} &= \sqrt{2}I_{SF} \cos\left(\omega_{St} + \frac{2}{3}\pi - \phi_F\right) + \sqrt{2} \sum_{h=2}^{\infty} I_{Sh} \cos h\left(\omega_{St} + \frac{2}{3}\pi - \phi_F\right) \\
 &= i_{ScF} + i_{Sch}
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

進相キャパシタ電流 i_{Ca} および i_{Cc} を検出し、三相 PLL により電気角 θ_C を演算する⁽¹⁰¹⁾。したがって、 $\theta_C + \frac{\pi}{6}$ は i_{Cab} に同期した電気角である。検出した進相キャパシタ電流 i_{Ca} および i_{Cc} は高調波電流を含むため、三相 PLL によって演算された電気角は歪む可能性がある^(122,123)。歪んだ電気角を用いて d - q 変換を行うと正確な演算ができない。図 4.2 に、三相 PLL のシミュレーション結果を示す。波形は上から、進相キャパシタ電流 i_{Cab} 、演算した電気角 $\theta_C + \frac{\pi}{6}$ および $\theta_C + \frac{\pi}{6}$ を用いて生成した正弦波・余弦波である。図 4.2 より、進相キャパシタ電流 i_{Cab} は歪んでいるが演算した電気角 $\theta_C + \frac{\pi}{6}$ および $\theta_C + \frac{\pi}{6}$ を用いて生成した正弦波・余弦波は歪んでいないため実用上問題ないことが確認できる。 i_{Sa} 、 i_{Sb} および i_{Sc} を検出し $\theta_C + \frac{\pi}{6}$ を用いて d - q 座標上に変換

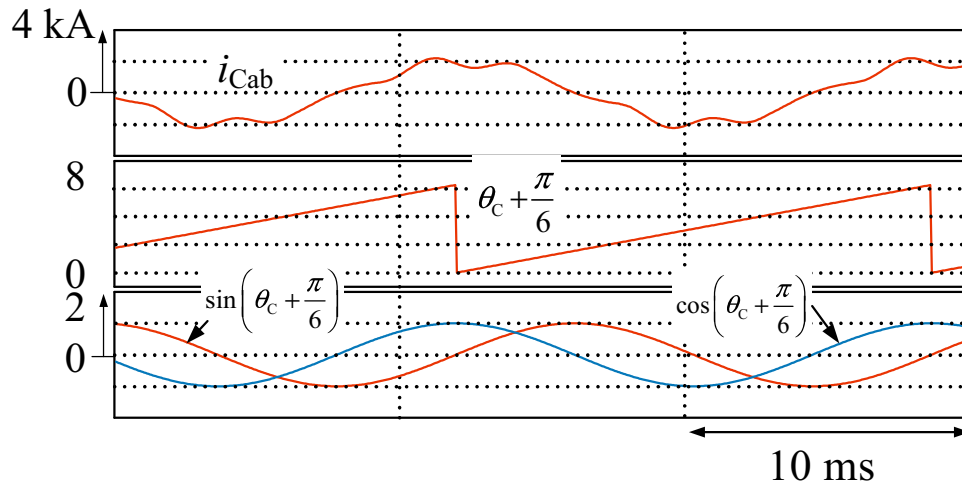


図 4.2 三相 phase-locked loop (PLL) のシミュレーション結果

する。 d - q 座標上の電源電流 i_{sd} および i_{sq} は、次式で表される。

$$\begin{aligned}
 i_{sd} &= \sqrt{3}I_{SF} \cos \phi_F \\
 &+ \frac{2}{\sqrt{3}} \left(\cos \omega_{St} \cdot \sum_{h=2}^{\infty} I_{Sh} \cos h(\omega_{St} - \phi_F) \right. \\
 &+ \cos \left(\omega_{St} - \frac{2}{3}\pi \right) \cdot \sum_{h=2}^{\infty} I_{Sh} \cos h \left(\omega_{St} - \frac{2}{3}\pi - \phi_F \right) \\
 &+ \left. \cos \left(\omega_{St} + \frac{2}{3}\pi \right) \cdot \sum_{h=2}^{\infty} I_{Sh} \cos h \left(\omega_{St} + \frac{2}{3}\pi - \phi_F \right) \right) \\
 &= \bar{i}_{sd} + \tilde{i}_{sd}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 i_{sq} &= -\sqrt{3}I_{SF} \sin \phi_F \\
 &- \frac{2}{\sqrt{3}} \left(\sin \omega_{St} \cdot \sum_{h=2}^{\infty} I_{Sh} \cos h(\omega_{St} - \phi_F) \right. \\
 &+ \sin \left(\omega_{St} - \frac{2}{3}\pi \right) \cdot \sum_{h=2}^{\infty} I_{Sh} \cos h \left(\omega_{St} - \frac{2}{3}\pi - \phi_F \right) \\
 &+ \left. \sin \left(\omega_{St} + \frac{2}{3}\pi \right) \cdot \sum_{h=2}^{\infty} I_{Sh} \cos h \left(\omega_{St} + \frac{2}{3}\pi - \phi_F \right) \right) \\
 &= \bar{i}_{sq} + \tilde{i}_{sq}
 \end{aligned}$$

(4.2)

d - q 座標上の直流成分 \bar{i}_{sd} および \bar{i}_{sq} は、電源電流 i_{sa} , i_{sb} および i_{sc} の基本波成分に起因する。また、 d - q 座標上の交流成分 \tilde{i}_{sd} および \tilde{i}_{sq} は電源電流 i_{sa} , i_{sb} および i_{sc} の高調波成分に起因する。2次の HPF は安定性に課題があるため、2次の LPF を用いた等価的な HPF により交流成分 \tilde{i}_{sd} および \tilde{i}_{sq} を抽出している⁽¹²⁴⁾。直流キャパシタ電圧一定制御は、図 4.1 に示すように

d 軸上加えている。これらの交流分 \tilde{i}_{sd} と \tilde{i}_{sq} を逆 d - q 変換することで電源電流の高調波成分 i_{Sah} , i_{Sbh} および i_{Sch} が得られる。 i_{Sah} , i_{Sbh} および i_{Sch} を K_C 倍して直列形 AF として動作する三相電圧形 PWM 変換器の出力電圧指令値としている。このとき、電圧形 PWM 変換器の出力電圧指令値は、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} v_{AFa}^* &= K_C \cdot i_{Sah} \\ v_{AFb}^* &= K_C \cdot i_{Sbh} \\ v_{AFc}^* &= K_C \cdot i_{Sch} \end{aligned} \tag{4.3}$$

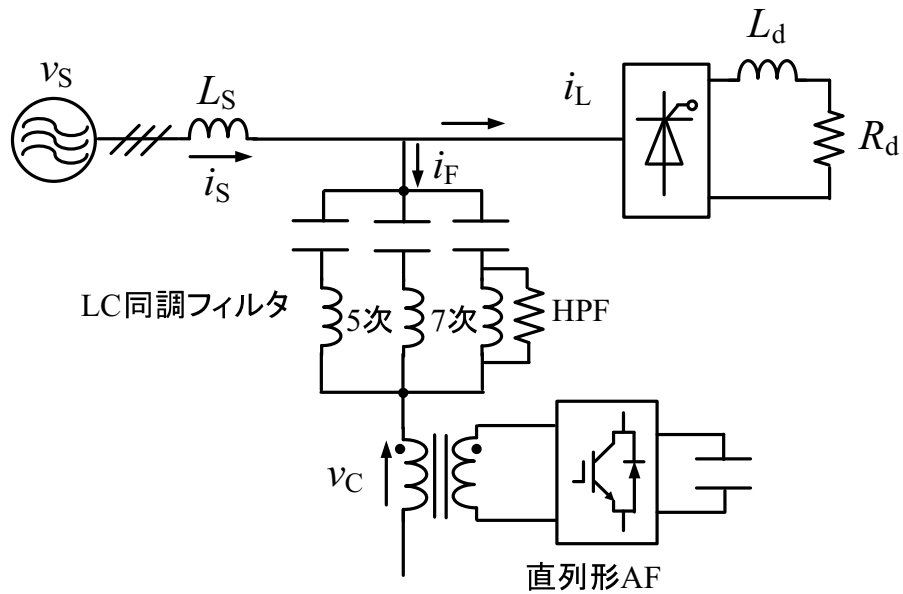
(4.3) 式より、直列形 AF は電源側の高調波成分に対して $K_C \Omega$ の抵抗として動作している。三相電圧形 PWM 変換器が電流源動作すると、電流源のインピーダンスは大きいため電源側の高調波電流を増幅させてしまう。提案手法では、直列形 AF はインピーダンスが小さい電圧源動作かつ電源側の高調波成分に対して抵抗として動作するため、三相負荷と TCR が発生する高調波電流は進相キャパシタに流入する。したがって、電源側への高調波電流の流出を抑制可能である。また、図 2.18(a) および図 2.19 に示される LC 同調フィルタは不必要である。三相電圧形 PWM 変換器は、三角波比較方式 PWM 制御により出力電圧を制御する。このとき、スイッチング周波数は 12 kHz である。

4.2 直列形アクティブフィルタの制御法

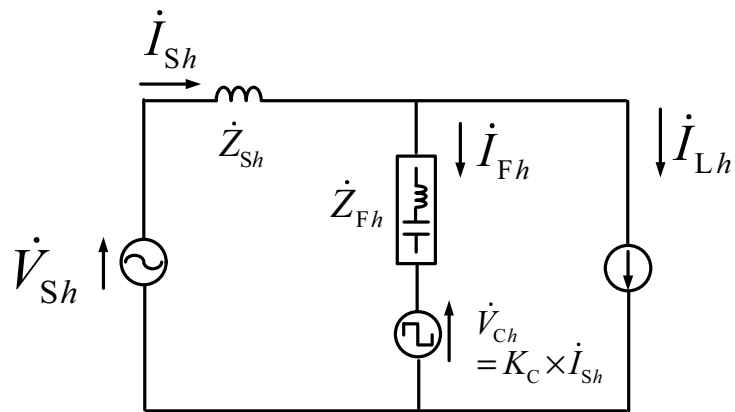
本節では、前節で提案した新方式ハイブリッド SVC の高調波補償原理および直列形 AF の高調波補償特性を詳細に説明する。新方式ハイブリッド SVC の高調波補償原理を論じる前段階として、先に提案されている LC 同調フィルタと直列形 AF の併用システムについて説明する^(121,125-127)。文献(121)では LC 同調フィルタと直列形 AF を直列接続した回路構成が提案されている。図 4.3 に、文献(121)で提案されている LC 同調フィルタと直列形 AF を併用した回路構成を示す。図 4.3(a) は主回路構成、図 4.3(b) は高調波成分に対する 1 相分の等価回路を示している。提案回路は、LC 同調フィルタと直列形 AF を直列接続した点に特長がある。直列形 AF を構成する小容量の三相電圧形 PWM 変換器は、LC 同調フィルタと直列に整合用変圧器を介して接続されている。第 2 章で述べたように、直列形 AF の出力電圧指令値を次式で与える。

$$\dot{V}_{Ch} = K_C \cdot \dot{I}_{Sh} \tag{4.4}$$

このとき、電源電流の高調波成分は \dot{I}_{Sh} は次式で与えられる。



(a) LC 同調フィルタと直列形 AF の主回路構成



(b) 1 相分の等価回路

図 4.3 LC 同調フィルタと直列形 AF を直列接続した併用システム⁽¹²⁾

$$\dot{I}_{Sh} = \frac{\dot{Z}_{Ch} + \dot{V}_{Sh}}{K_C + \dot{Z}_{Sh} + \dot{Z}_{Ch}} \cdot \dot{I}_{Lh} \quad (4.5)$$

ここで、 $K_C \gg \dot{Z}_{Sh} + \dot{Z}_{Ch}$ とすると

$$\dot{I}_{Sh} \approx 0 \quad (4.6)$$

となる。以上より、LC同調フィルタと直列形AFの併用システムにより電源電流の高調波成分を抑制可能である。

図4.4に、図4.1の1相分の等価回路を示す。 \dot{V}_S は電源電圧、 \dot{I}_S は電源電流、 \dot{I}_L は負荷電流、 \dot{I}_{TC} はTCR電流、 \dot{I}_C は進相キャパシタ電流、 \dot{V}_{Ch} は直列形AFの出力電圧、 \dot{Z}_S は系統インピーダンスおよび \dot{Z}_C は進相キャパシタのインピーダンスである。図4.4(a)は、TCRおよび三相負荷の2つの高調波発生源を含む。ここで、第2章でも述べたように電流源のインピーダンスは大きい。したがって、TCRおよび三相負荷の2つの高調波発生源を1つの高調波発生源とみなすことができる。三相負荷とTCRを1つの高調波発生源とすると、図4.4(b)を得る。前述したように、三相負荷とTCRを1つの高調波発生源とみなすことで文献(121)で提案されている高調波補償原理を提案する新方式ハイブリッドSVCに適用可能である。図4.4(b)において、(4.3)式は次式で表される。

$$\dot{V}_{Ch} = K_C \cdot \dot{I}_{Sh} \quad (4.7)$$

図4.4(c)に、負荷の高調波電流に対する等価回路を示す。このとき、電源電流の高調波電流 \dot{I}_{Sh} は、次式で与えられる。

$$\dot{I}_{Sh} = \frac{\dot{Z}_{Ch}}{K_C + \dot{Z}_{Sh} + \dot{Z}_{Ch}} \cdot \dot{I}_{Lh} \quad (4.8)$$

ここで、 $K_C \gg (\dot{Z}_{Sh} + \dot{Z}_{Ch})$ とすると、

$$\dot{I}_{Sh} \approx 0 \quad (4.9)$$

となり、電源電流の高調波が補償できる。さらに、図4.4(d)に、電源電圧の高調波電圧 \dot{V}_{Sh} に対する等価回路を示す。このとき、 \dot{I}_{Sh} は次式となる。

$$\dot{I}_{Sh} = \frac{\dot{V}_{Sh}}{K_C + \dot{Z}_{Sh} + \dot{Z}_{Ch}} \quad (4.10)$$

(4.8)式と同様に、 $K_C \gg (\dot{Z}_{Sh} + \dot{Z}_{Ch})$ とすると

$$\dot{I}_{Sh} \approx 0 \quad (4.11)$$

となる。

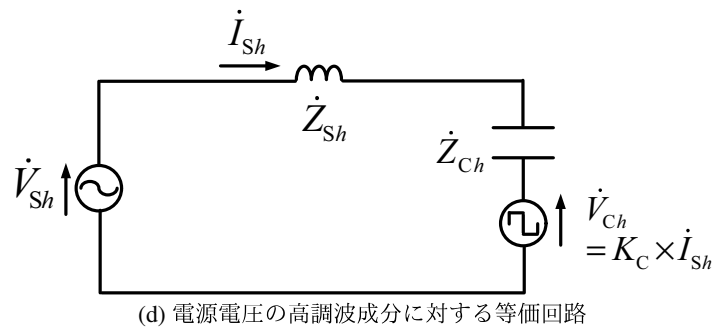
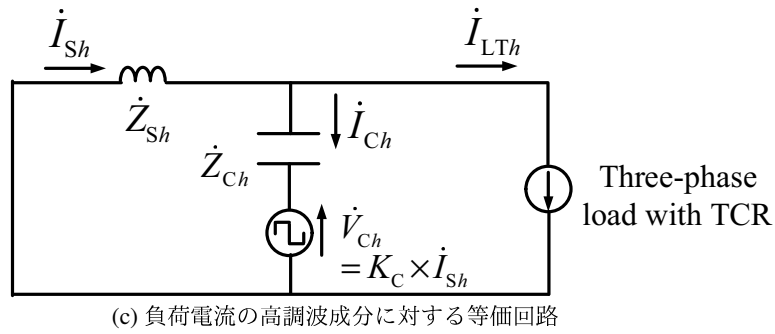
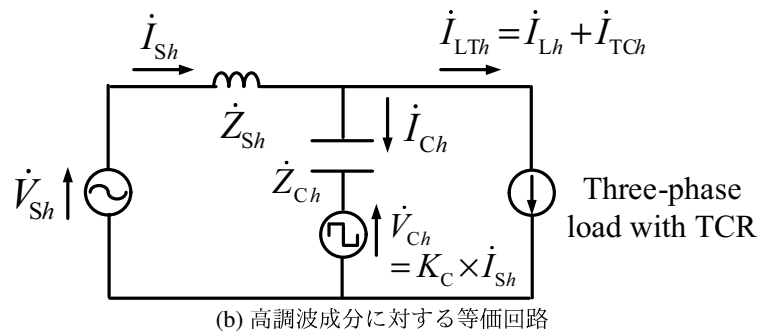
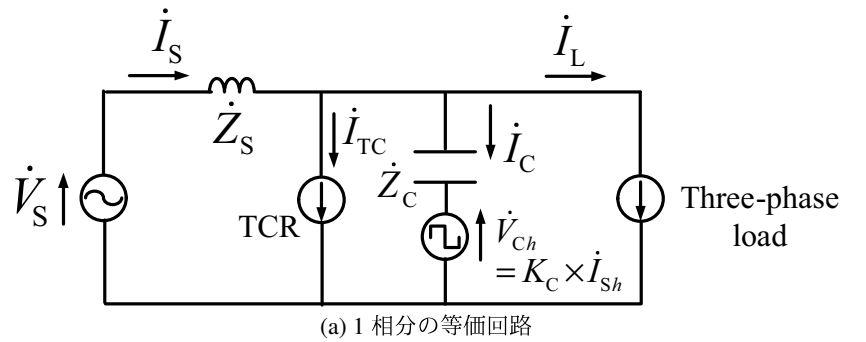
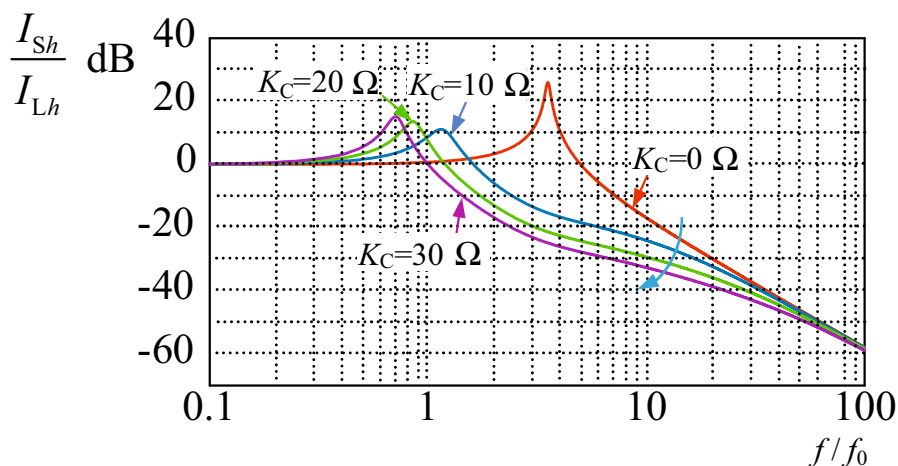
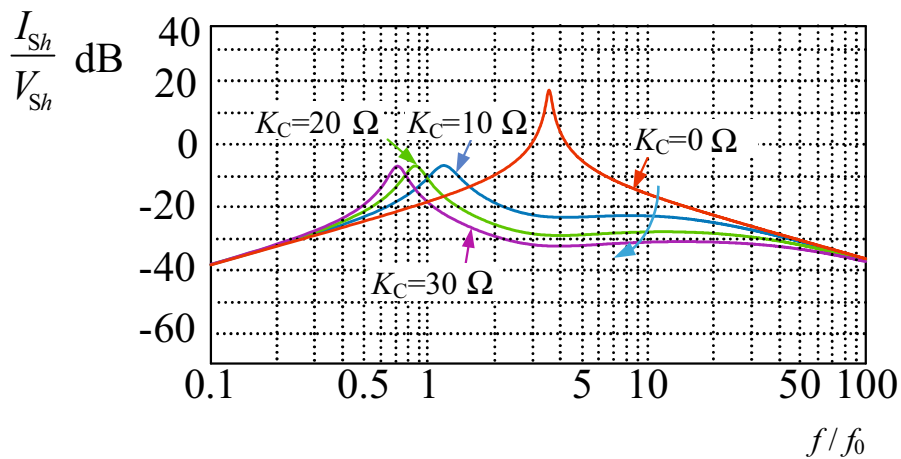


図 4.4 図 4.1 の 1 相分の等価回路図



(a) 負荷電流の高調波成分に対する電源電流の高調波成分の振幅比



(b) 電源電圧の高調波成分に対する電源電流の高調波成分の振幅比

図 4.5 図 4.4 におけるボード線図

次に、直列形 AF の高調波補償特性について検討する。図 4.1 において、HPF を構成する LPF の伝達関数 $G(s)$ を考慮すると、(4.8) 式および (4.10) 式は、次式となる。

$$\dot{I}_{Sh} = \frac{\dot{Z}_C}{K_C \cdot (1 - G(s)) + \dot{Z}_{Sh} + \dot{Z}_{Ch}} \cdot \dot{I}_{Lh} \quad (4.12)$$

$$\dot{I}_{Sh} = \frac{\dot{V}_{Sh}}{K_C \cdot (1 - G(s)) + \dot{Z}_{Sh} + \dot{Z}_{Ch}} \quad (4.13)$$

(4.12) 式および (4.13) 式からボード線図のゲイン特性を求めると図 4.5 となる。このとき、LPF のカットオフ周波数は 179 Hz である。図 4.5(a) に、負荷側の高調波成分に対する電源電流の高調波成分の振幅比を示す。図 4.5(b) に、電源電圧の高調波成分に対する電源電流の高調波成分の振幅比を示す。図 4.5(a) では、 $K_C=0$ のとき 3 次と 4 次の間で反共振が発生している。したがって、基本波から 5 次までの周波数帯の負荷側の高調波成分は電源側で増幅する。しかしながら、 K_C を大きくしていくことで反共振を抑制している。また、 $K_C=30 \Omega$ の時は基本波および高調波成分において正のゲインの領域が存在しない。したがって、 $K_C=30 \Omega$ の時は TCR と三相負荷によって発生する高調波電流を電源側で抑制可能である。図 4.5(b) では、 $K_C=0$ のとき 3 次と 4 次の電源電流の高調波成分が進相キャパシタに流入することを表している。 K_C を大きくしていくことで TCR と三相負荷によって発生する高調波電流を電源側で抑制可能である。以上より、提案する新方式ハイブリッド SVC により電源側で PF が 1.00 の正弦波電源電流を実現可能である。直列形 AF の出力電圧には基本波成分を含まないため、小容量の直列形 AF を構成する電圧形 PWM 変換器を実現可能である。

4.3 シミュレーション結果

本章で提案した新方式ハイブリッド SVC の有効性を確認するため、PSIM を用いた計算機シミュレーションを行った^(111,112)。シミュレーションで用いた回路構成は、図 4.1 である。負荷側は、基本波無効電流と三相回路で支配的な 5 次調波そして 7 次調波を考慮するため電流源で模擬している。回路定数は、表 4.1 を用いている。電源の線間電圧は、33 kVrms である。三相負荷は、電流源で模擬しており定格は 176 MVA である。負荷側の PF は、0.75 としている。また、負荷電流は基本波無効電流に加え、5 次と 7 次の高調波電流を含んでいる。負荷電流の基本波の実効値は 3.1 kArms、5 次調波の実効値は 334 Arms、7 次調波の実効値は 100 Arms としている。したがって、負荷電流の THD は 11.3 % である。コントロールゲイン K_C は、系統インピーダンスと進相キャパシタのインピーダンスの和より十分に大きい値に選んでいる。また、各種制御の PI コントローラのゲインは限界感度法により算出し、計算機シミュレーションにより微調整している。

図 4.6 から図 4.8 に、直列形 AF の補償動作開始前後のシミュレーション結果を示す。直列形 AF の補償動作前は、直流キャパシタ電圧一定制御のみを動作している。したがって、直列

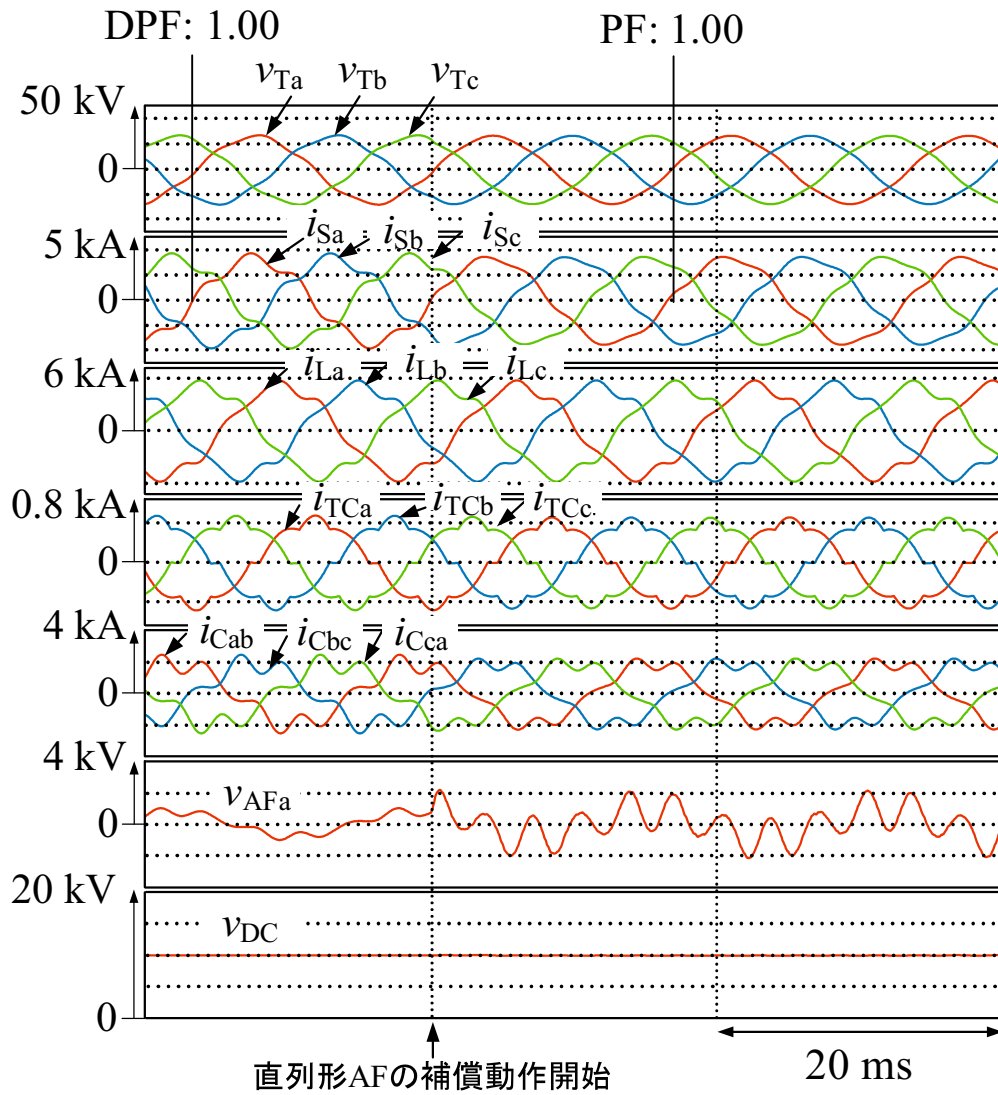
形 AF は L_f および C_f からなるスイッチングリプル除去用フィルタの過渡現象が発生することなく補償動作を開始している。シミュレーション波形は、上から受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} , 電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} , 負荷電流 i_{La} , i_{Lb} および i_{Lc} , TCR 電流 i_{TCa} , i_{TCb} および i_{TCc} , 進相キャパシタ電流 i_{Cab} , i_{Cbc} および i_{Cca} , a 相における直列形 AF の出力電圧 v_{AFa} および直流キャパシタ電圧 v_{DC} である。直列形 AF の補償動作開始前は、負荷電流の基本波無効電流を TCR と進相キャパシタにより補償し、受電端電圧と電源電流の DPF は 1.00 である。しかしながら、TCR 電流と負荷電流の高調波電流が電源側に流出し電源電流は大きく歪んでいる。このとき、電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 14.7 % である。また、受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} の THD はそれぞれ 5.6 % である。これは、国際標準規格 IEEE519-2014 を満足していない⁽⁵⁰⁾。直列形 AF の補償動作開始後、受電端電圧と電源電流の PF は 1.00 である。図 4.6 において、 $K_C=10 \Omega$ のとき電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 7.1 % である。また、受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} の THD はそれぞれ 2.9 % である。これは、国際標準規格 IEEE519-2014 を満足する⁽⁵⁰⁾。直流キャパシタ電圧は、指令値である 10 kVdc に一定に制御されている。図 4.7 において、 $K_C=20 \Omega$ のとき電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 4.0 % である。また、受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} の THD はそれぞれ 1.6 % である。同様に、国際標準規格 IEEE519-2014 を満足する⁽⁵⁰⁾。直流キャパシタ電圧は、指令値である 10 kVdc に一定に制御されている。図 4.8 において、 $K_C=30 \Omega$ のとき電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 2.7 % である。また、受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} の THD はそれぞれ 1.1 % である。同様に、国際標準規格 IEEE519-2014 を満足する⁽⁵⁰⁾。直流キャパシタ電圧は、指令値である 10 kVdc に一定に制御されている。図 4.9 に、 $K_C=30 \Omega$ の時の 0.6 pu から 1.0 pu への負荷変動シミュレーション結果を示す。電源電流、TCR 電流および直列形 AF の出力電圧が約 60 ms で定常状態となり、負荷変動前後で電源側の PF は 1.00 かつ正弦波の電源電流である。また、直流キャパシタ電圧は、指令値である 10 kVdc に一定に制御されている。

図 4.1 において、電源電圧 v_{Sa} , v_{Sb} および v_{Sc} は正弦波電圧で検討している。しかしながら、文献(50)に示されているように実際の配電系統では高調波成分が含まれている。したがって、電源電圧に高調波成分が含まれていると図 4.5(b) からわかるように進相キャパシタに高調波電流が流入する可能性がある。したがって、直列形 AF は常に動作しておくことが望ましい⁽¹²⁰⁾。

前述したように、 $K_C=30 \Omega$ のとき直列形 AF は全ての次数の高調波電流を電源側で抑制可能である。したがって、 $K_C=30 \Omega$ のときの直列形 AF の容量を求める。直列形 AF の容量は、次式で表される。

$$S_{AF} = V_{AFa} \cdot I_{Cab} + V_{AFb} \cdot I_{Cbc} + V_{AFc} \cdot I_{Cca} \quad (4.14)$$

ここで V_{AFa} , V_{AFb} , V_{AFc} , I_{Cab} , I_{Cbc} および I_{Cca} は実効値である。図 4.8 のシミュレーション結果から、 S_{AF} は 4.88 MVA となる。これは、負荷の定格の 2.77 % であり、小容量の電圧形 PWM 変換器を SVC の進相キャパシタと直列に接続することで、安価に電源側の電力品質を改善で

図 4.6 $K_C=10 \Omega$ の時のシミュレーション結果

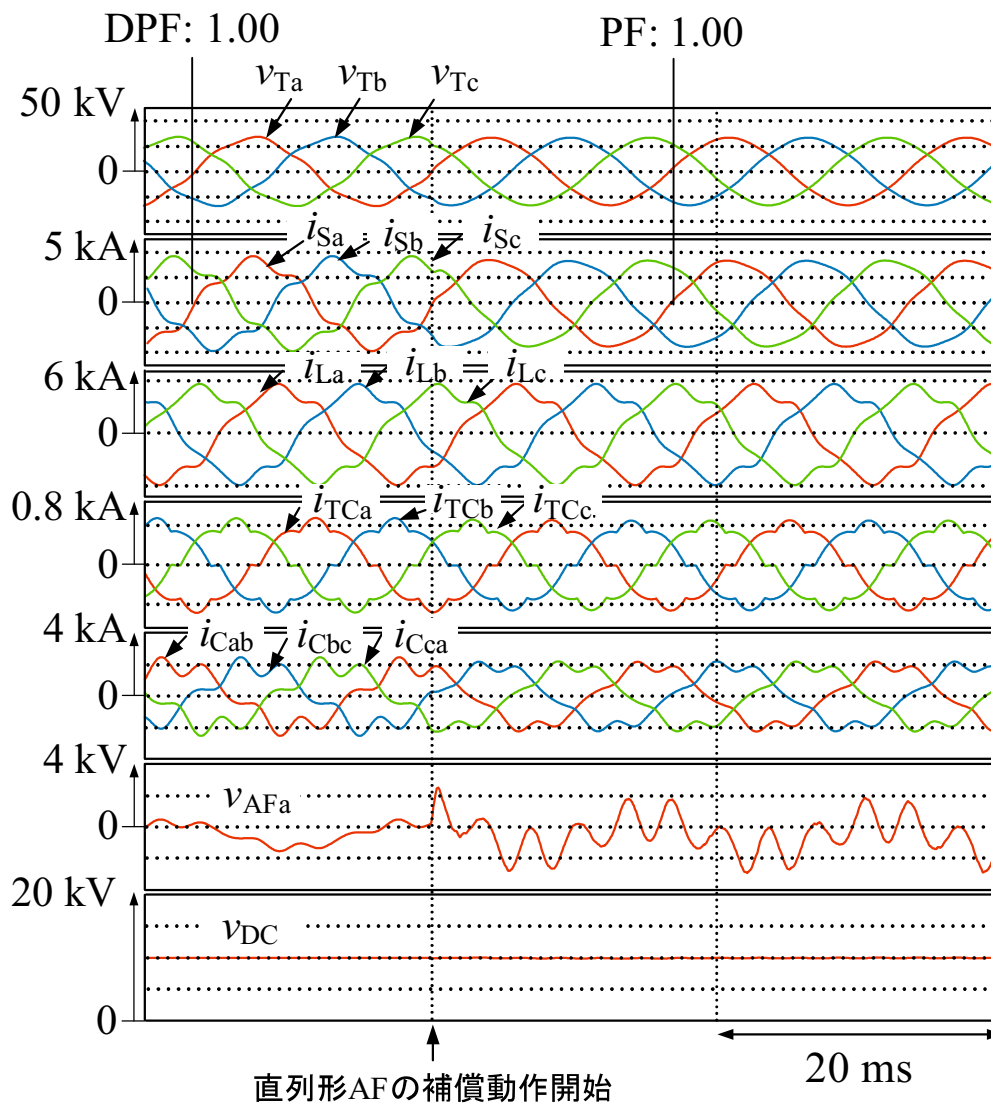


図 4.7 $K_C=20 \Omega$ の時のシミュレーション結果

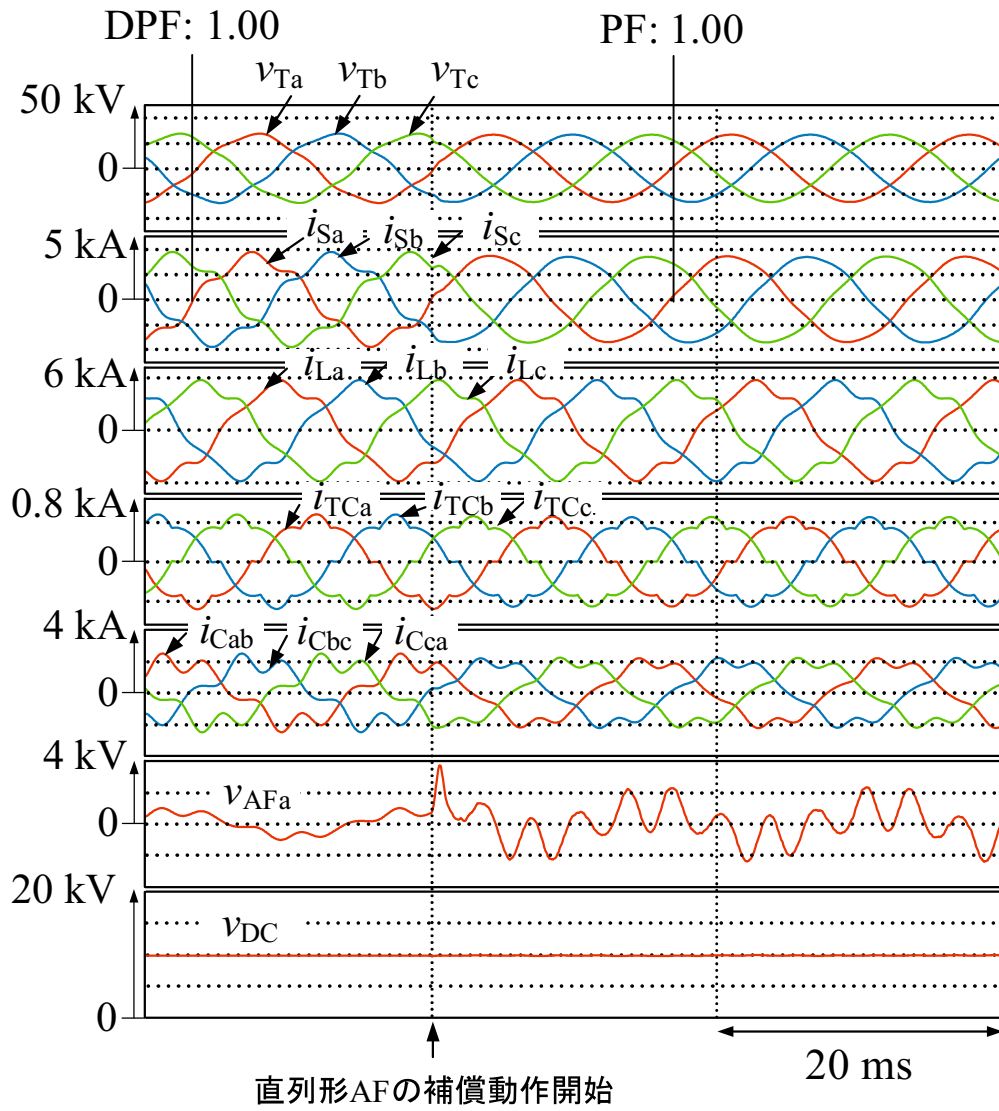


図 4.8 $K_C=30 \Omega$ の時のシミュレーション結果

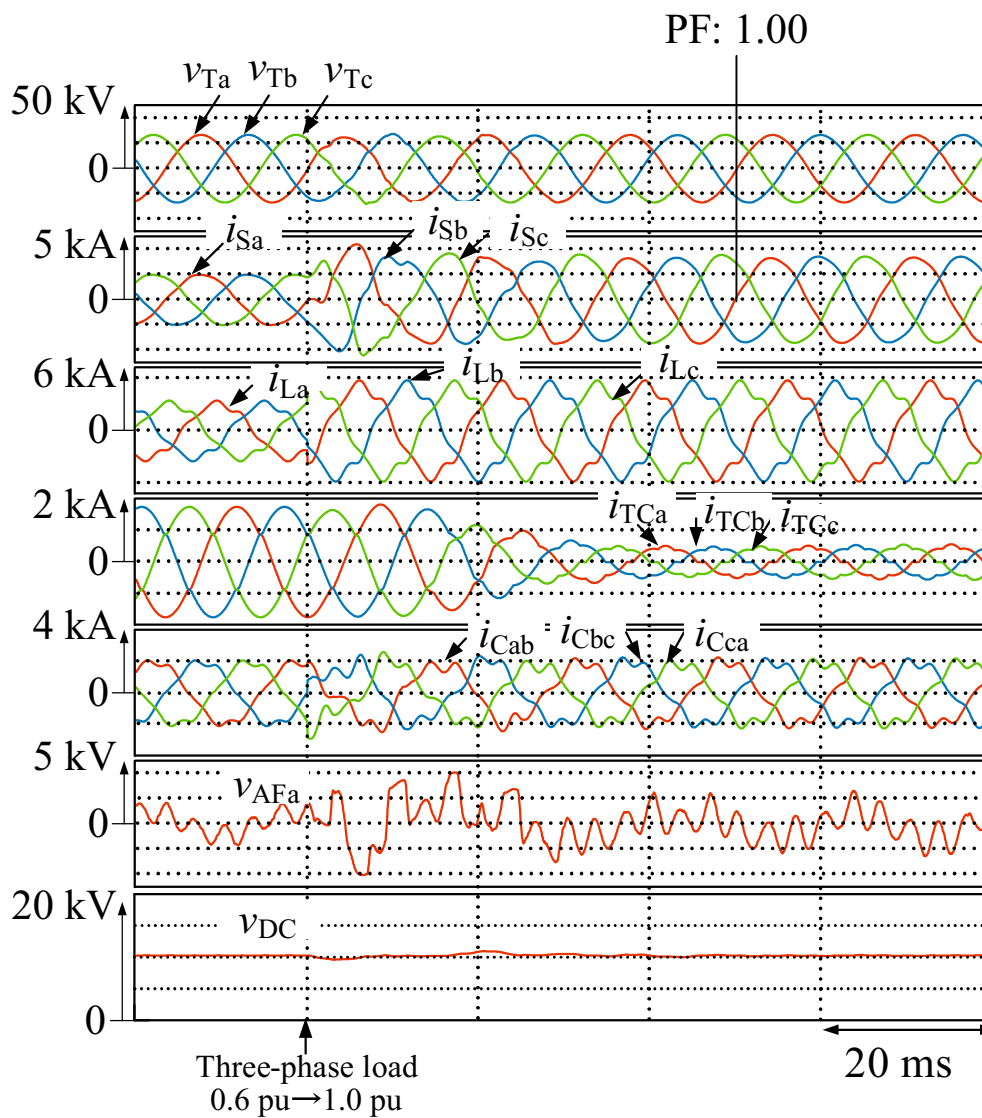


図 4.9 $K_C=30 \Omega$ の時の負荷変動シミュレーション結果

きるハイブリッド SVC を構築できる。

4.4 本章のまとめ

本章では、直列形 AF を用いた新方式ハイブリッド SVC を提案し、その有効性を明らかにした。提案する新方式ハイブリッド SVC では、SVC を構成する進相キャパシタと直列に直列形 AF を接続している点に特長がある。はじめに、主回路構成および直列形 AF の制御ブロックを詳細に説明し、直列形 AF は電源側の高調波電流に対して $K_C \Omega$ の抵抗として動作していることを明らかにした。次に、新方式ハイブリッド SVC の 1 相分の等価回路を用いた高調波補償原理および直列形 AF の高調波補償特性を詳細に述べた。高調波補償原理および直列形 AF の高調波補償特性から、電源側で反共振および高調波電流を抑制可能であることを理論的に明らかにした。提案する新方式ハイブリッド SVC の有効性を計算機シミュレーションにより確認した。シミュレーション結果から、電源側で PF が 1.00 の正弦波電源電流を実現可能であることを確認した。SVC に小容量の電圧形 PWM 変換器を付加することで電源側の電力品質を改善可能であり、より実用性の高いハイブリッド SVC を実現可能である。しかしながら、直列形 AF の制御ブロックでは電源側の高調波成分を演算するために電源電流を検出するための電流センサーが電源側に必要である。第 5 章では、電源電流を検出するための電流センサーを不要とする実用性の高い新たな制御法について検討する。

第5章 電源電流の検出が不要な直列形アクティブフィルタを用いたハイブリッド静止形無効電力補償装置の新しい制御法

第4章では、直列形 AF を用いた新方式ハイブリッド SVC を提案し、その有効性を計算機シミュレーションにより確認した⁽¹²⁸⁾。提案したハイブリッド SVC の高調波補償原理および制御法は、TCR と三相負荷の2つの高調波発生源を1つの高調波発生源とみなすことで文献(121)で提案されている高調波補償原理および制御法を適用可能である。しかしながら、文献(121)で提案されている制御法および第4章で用いた制御法は電源電流を検出するための電流センサーが電源側に必要である。

本章では、直列形 AF を用いたハイブリッド SVC の新しい制御法を提案する。提案する制御法は、電源側の電圧および電流を検出するためのセンサーが不要である点に特長がある。したがって、ハイブリッド SVC は電源側の工事を必要としないより実用的な回路方式である。はじめに、ハイブリッド SVC の主回路構成および提案する直列形 AF の制御原理について詳細に説明する。次に、系統インピーダンス変動時の直列形 AF の高調波補償特性について検討する。提案する直列形 AF の新しい制御法の有効性および系統インピーダンス変動時の直列形 AF の高調波補償特性を計算機シミュレーションにより確認する。シミュレーション結果から、提案する直列形 AF の新しい制御法により電源側で PF が 1.00 の正弦波電源電流を実現可能であることを確認する。

5.1 主回路構成および提案する制御法の制御原理

図 5.1 に、提案する制御法を用いたハイブリッド SVC の主回路構成を示す。電源は、線間 33 kVrms である。三相負荷は、電流源で模擬しており定格は 176 MVA である。負荷側の PF は 0.75 としている。また、負荷電流は基本波無効電流だけでなく、5 次と 7 次の高調波電流を含んでいる。TCR のインダクタの定格容量は、80 MVA である。進相キャパシタの定格容量は、140 MVA である。直列形 AF は、三相電圧形 PWM 変換器で構成される。直列形 AF は、進相キャパシタと直列に整合用トランスを介して接続される。整合用トランスの巻き数比は、1:3 である。直列形 AF の交流側に L_f および C_f からなるスイッチングリプル除去用フィルタを接続している。直列形 AF の定格は、4.72 MVA である。図 5.1 の回路定数を表 5.1 に示す。文

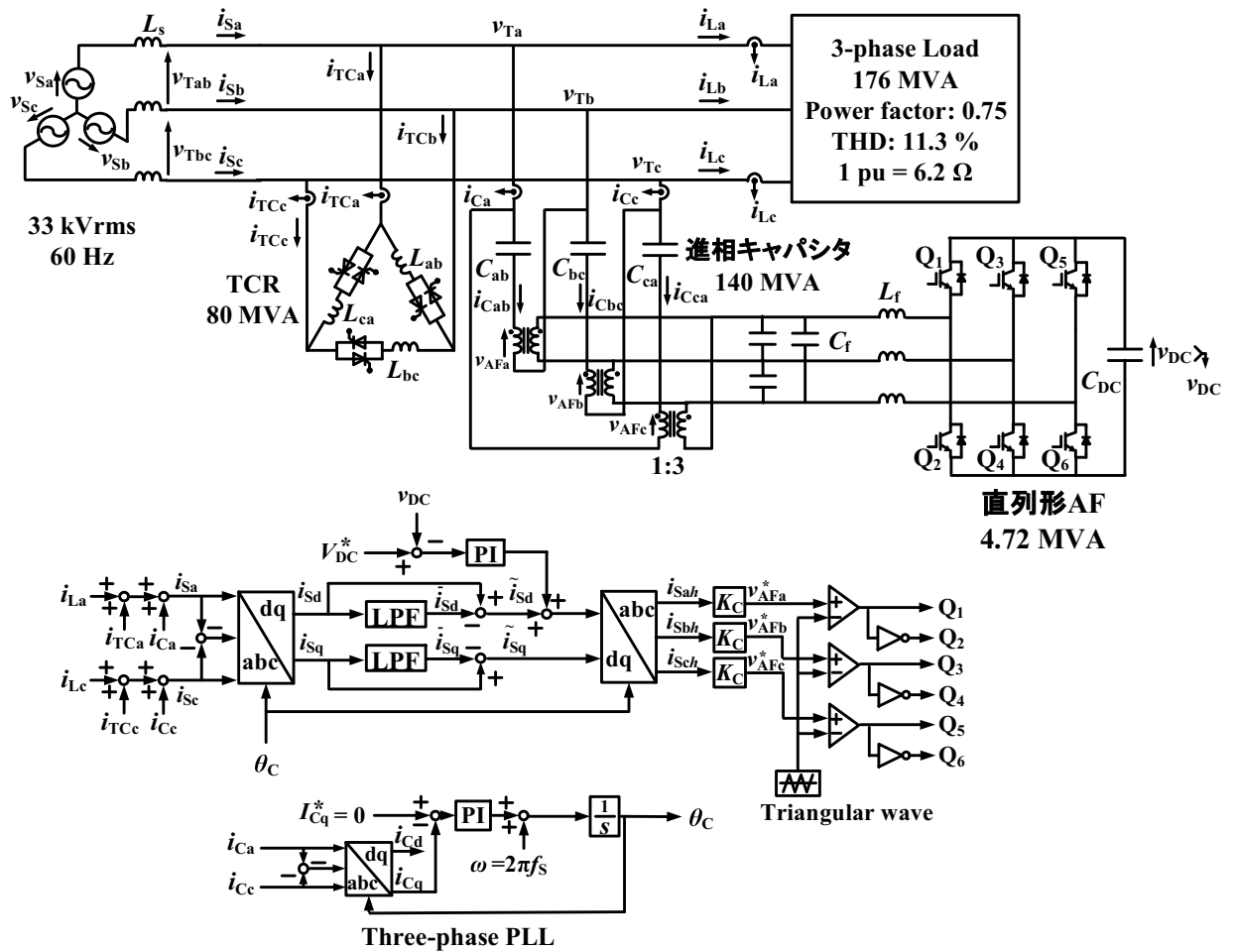


図 5.1 提案する制御法を用いた新方式ハイブリッド SVC の主回路構成図

表 5.1 図 5.1 の回路定数

Item	Symbol	Value
Source inductor	L_S	0.82 mH (0.05 pu), 1.64 mH (0.1 pu), 2.46 mH (0.15 pu)
Filter inductor	L_f	0.066 mH
Filter capacitor	C_f	32 μ F
Inductors of TCR	L_{ab}, L_{bc}, L_{ca}	108 mH
PLCs	C_{ab}, C_{bc}, C_{ca}	114 μ F (0.8 pu)
DC capacitor	C_{DC}	4700 μ F
DC-capacitor voltage	V_{DC}^*	10 kVdc
Switching frequency	f_s	12 kHz
Cut-off frequency of 2nd-order LPF	f_c	179 Hz
Damping factor of 2nd-order LPF	ξ	0.7
Proportional gain for constant dc-capacitor voltage controller	K_P	0.9
Integral gain for constant dc-capacitor voltage controller	T_I	0.01
Proportional gain for PLL	K_P	5
Integral gain for PLL	T_I	0.01
Control gain for series AF	K_C	30 (4.8 pu) Ω

献(121)で提案されている制御法および第4章で用いた制御法は、電源電流を検出している。しかしながら、図5.1ではTCR電流 i_{TCa} 、 i_{TCb} および i_{TCc} 、進相キャパシタ電流 i_{Ca} 、 i_{Cb} および i_{Cc} および負荷電流 i_{La} 、 i_{Lb} および i_{Lc} を検出することでキルヒホッフの電流則により電源電流 i_{Sa} 、 i_{Sb} および i_{Sc} を演算している。したがって、電源電流は次式で表される。

$$\begin{aligned} i_{Sa} &= i_{TCa} + i_{Ca} + i_{La} \\ i_{Sb} &= i_{TCb} + i_{Cb} + i_{Lb} \\ i_{Sc} &= i_{TCc} + i_{Cc} + i_{Lc} \end{aligned} \tag{5.1}$$

ここで、直列形AFに必要な電流センサー数について検討する。図4.1では、直列形AFの制御用に電源電流および進相キャパシタ電流のセンサーが必要である。また、TCRの点弧角を演算するために負荷電流の検出が必要である。図5.1では、TCRと直列形AFの制御用にTCR電流、進相キャパシタ電流および負荷電流の検出が必要である。したがって、図4.1および図5.1の電流センサー数は同一である。

第4章と同様に、基本波無効電流と高調波電流を発生する三相負荷とTCRを一つの高調波発生源とみなすことで、文献(121)で提案されている直列形AFの制御法を図5.1のハイブリッドSVCへ適用できる。したがって、直列形AFの高調波補償原理は第4章と等しくなる。進相キャパシタ電流 i_{Ca} および i_{Cb} を検出し、三相PLLにより電気角 θ_C を演算する⁽¹⁰¹⁾。したがって、図5.1のハイブリッドSVCは電源側の電圧および電流センサーが不要であり電源側の工事を必要としない。演算した電源電流 i_{Sa} 、 i_{Sb} および i_{Sc} および電気角 θ_C を用いて d - q 座標上に変換する。2次のLPFを用いたHPFにより交流成分 \tilde{i}_{Sd} および \tilde{i}_{Sq} を抽出している⁽¹²⁴⁾。図4.1では、 $\theta_C + \frac{\pi}{6}$ による d - q 座標上で直流キャパシタ電圧一定制御の出力を \tilde{i}_{Sd} に加算している。一方で、図5.1では θ_C を用いて d - q 変換および逆 d - q 変換を行っている。したがって、図5.1の \tilde{i}_{Sd} は図4.1の \tilde{i}_{Sd} より小さくなる。しかしながら、直流キャパシタ電圧一定制御のPIコントローラのゲインを調節することで実用上問題ない。以上より、図5.1の制御ブロックでは $\theta_C + \frac{\pi}{6}$ の演算が不必要である。抽出した交流分 \tilde{i}_{Sd} と \tilde{i}_{Sq} を逆 d - q 変換することで電源電流の高調波成分 i_{Sah} 、 i_{Sbh} および i_{Sch} が得られる。 i_{Sah} 、 i_{Sbh} および i_{Sch} を K_C 倍して直列形AFとして動作する三相電圧形PWM変換器の指令値としている。このとき、電圧形PWM変換器の指令値は、(4.3)式で与えられる。(4.3)式より、直列形AFは電源側の高調波成分に対して $K_C \Omega$ の抵抗として動作している。三相電圧形PWM変換器は、三角波比較方式PWM制御により出力電圧を制御する。このとき、スイッチング周波数は12 kHzである。

5.2 系統インピーダンス変動時の直列形アクティブフィルタの高調波補償特性

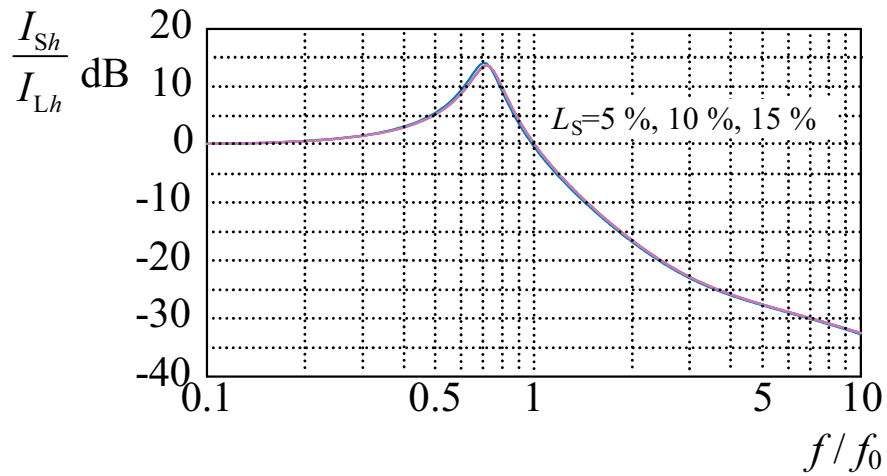
第4章では、系統インピーダンスを三相負荷に対して0.1 puとし検討を行っていた。しかしながら、系統インピーダンスは変圧器の経年劣化や線路長により変動する恐れがある⁽¹²⁹⁾。本節では、系統インピーダンス変動時における直列形AFの高調波補償特性について検討する。

図5.2に、系統インピーダンス変動時における(4.12)式および(4.13)式のボード線図のゲイン特性を示す。直列形AFのコントロールゲイン K_C は $30\ \Omega$ に選んでいる。図5.2より、系統インピーダンス変動時において直列形AFの補償特性は同一であるということが分かる。これは、直列形AFのコントロールゲイン K_C が $K_C \gg (\dot{Z}_{Sh} + \dot{Z}_{Ch})$ となっているためであると考えられる。したがって、系統インピーダンス変動時においても直列形AFのコントロールゲイン K_C およびLPFの再設計は不要であるといえる。本節のボード線図による検討は、次節の計算機シミュレーションにより妥当性を確認する。

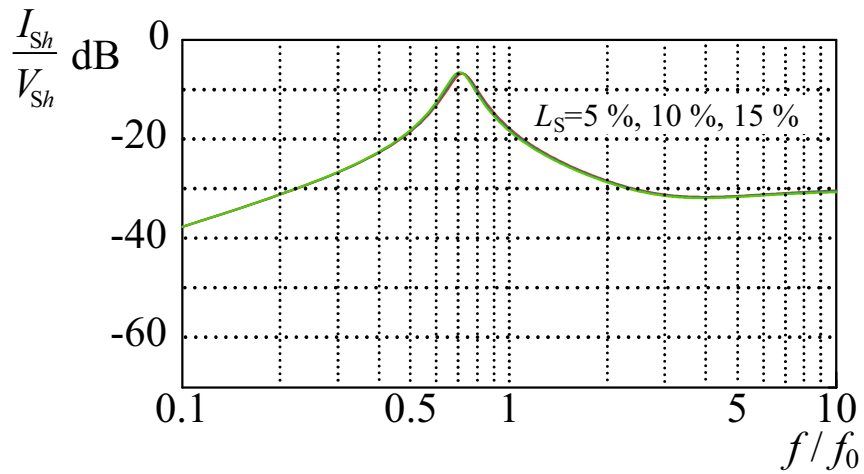
5.3 シミュレーション結果

本章で提案したハイブリッドSVCの新しい制御法の有効性を確認するため、PSIMを用いた計算機シミュレーションを行った^(111,112)。シミュレーションで用いた回路構成は、図5.1である。負荷側は、基本波無効電流と三相回路で支配的な5次調波そして7次調波を考慮するため電流源で模擬している。回路定数は、表5.1を用いている。電源の線間電圧は、33 kVrmsである。三相負荷は、電流源で模擬しており定格は176 MVAである。負荷側のPFは、0.75としている。また、負荷電流は基本波無効電流に加え、5次と7次の高調波電流を含んでいる。負荷電流の基本波の実効値は3.1 kArms、5次調波の実効値は334 Arms、7次調波の実効値は100 Armsとしている。したがって、負荷電流のTHDは11.3%である。コントロールゲイン K_C は系統インピーダンスと進相キャパシタのインピーダンスの和より十分に大きい $30\ \Omega$ に選んでいる。

図5.3から図5.5に、系統インピーダンス変動時の直列形AFの補償動作開始前後のシミュレーション結果を示す。直列形AFの補償動作開始前は、直流キャパシタ電圧一定制御のみを動作している。シミュレーション波形は、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} および i_{Sc} 、負荷電流 i_{La} 、 i_{Lb} および i_{Lc} 、TCR電流 i_{TCa} 、 i_{TCb} および i_{TCc} 、進相キャパシタ電流 i_{Cab} 、 i_{Cbc} および i_{Cca} 、a相における直列形AFの出力電圧 v_{AFa} および直流キャパシタ電圧 v_{DC} である。図5.3では、直列形AF動作前は系統インピーダンスと進相キャパシタの反共振により、負荷電流およびTCR電流の高調波成分が電源側で増幅している。このとき、電源電流 i_{Sa} 、 i_{Sb} および i_{Sc} のTHDはそれぞれ93.0%である。また、受電端電圧 v_{Ta} 、 v_{Tb} および v_{Tc} のTHDはそれぞれ17.6%である。これは、国際標準規格IEEE519-2014を満足していない⁽⁵⁰⁾。



(a) 負荷電流の高調波成分に対する電源電流の高調波成分の振幅比



(b) 電源電圧の高調波成分に対する電源電流の高調波成分の振幅比

図 5.2 系統インピーダンス変動時におけるボード線図

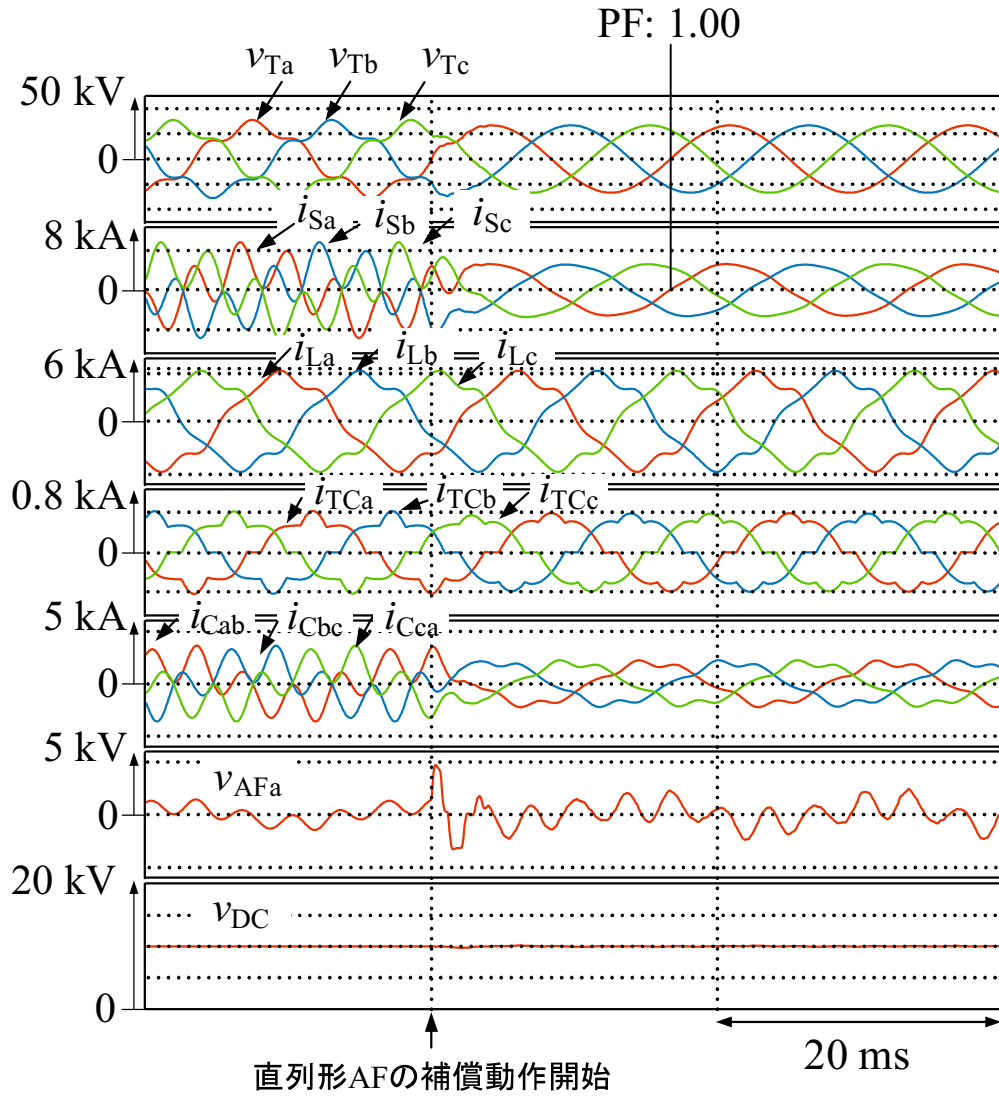


図 5.3 $L_S=0.05$ pu の時のシミュレーション結果

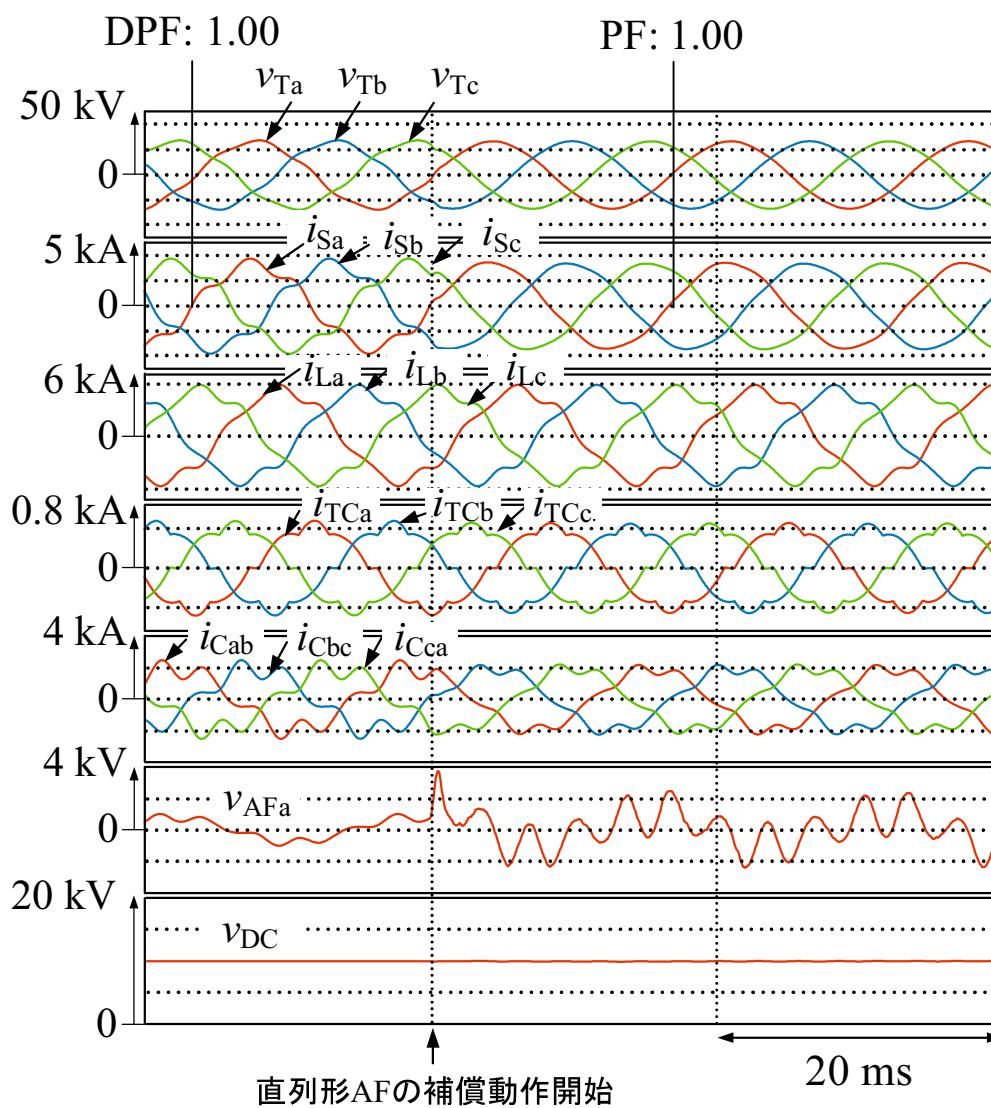


図 5.4 $L_S=0.1$ pu の時のシミュレーション結果

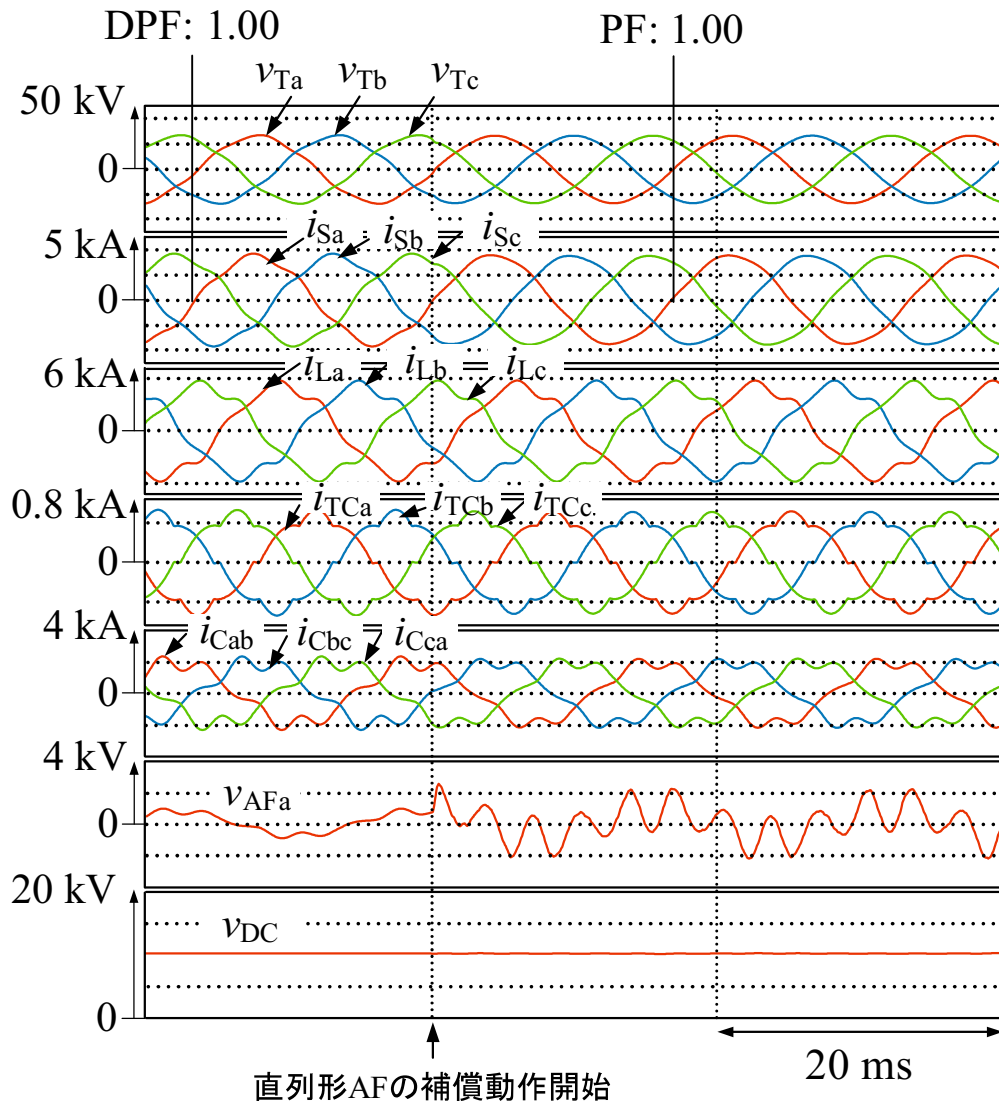


図 5.5 $L_S=0.15$ pu の時のシミュレーション結果

直列形 AF 補償動作開始後は反共振を抑制し、負荷電流の基本波無効電流を TCR と進相キャパシタにより受電端電圧と電源電流の PF は 1.00 である。電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 3.0 % である。また、受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} の THD はそれぞれ 1.2 % である。これは、国際標準規格 IEEE519-2014 を満足する⁽⁵⁰⁾。直流キャパシタ電圧は、指令値である 10 kVdc に一定に制御されている。図 5.4 のとき、直列形 AF の補償動作開始前は第 4 章と同様に、負荷電流の基本波無効電流を TCR と進相キャパシタにより補償し受電端電圧と電源電流の DPF は 1.00 である。しかしながら、TCR 電流と負荷電流の高調波電流が電源側に流出し電源電流は大きく歪んでいる。このとき、電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 14.7 % である。また、受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} の THD はそれぞれ 5.6 % である。これは、国際標準規格 IEEE519-2014 を満足していない⁽⁵⁰⁾。図 5.5 のとき、直列形 AF の補償動作開始前は同様に、負荷電流の基本波無効電流を TCR と進相キャパシタにより補償し受電端電圧と電源電流の DPF は 1.00 である。しかしながら、TCR 電流と負荷電流の高調波電流が電源側に流出し電源電流は大きく歪んでいる。このとき、電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 7.1 % である。また、受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} の THD はそれぞれ 4.4 % である。これは、国際標準規格 IEEE519-2014 を満足している⁽⁵⁰⁾。直列形 AF 補償動作開始後、図 5.4 および図 5.5 ともに受電端電圧と電源電流の PF は 1.00 である。図 5.4 では、電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 2.9 % である。また、受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} の THD はそれぞれ 1.2 % である。これは、国際標準規格 IEEE519-2014 を満足する⁽⁵⁰⁾。直流キャパシタ電圧は、指令値である 10 kVdc に一定に制御されている。図 5.5 では、電源電流 i_{Sa} , i_{Sb} および i_{Sc} の THD はそれぞれ 2.7 % である。また、受電端電圧 v_{Ta} , v_{Tb} および v_{Tc} の THD はそれぞれ 1.1 % である。これは、国際標準規格 IEEE519-2014 を満足する⁽⁵⁰⁾。直流キャパシタ電圧は、指令値である 10 kVdc に一定に制御されている。

(4.14) 式および図 5.4 のシミュレーション結果から、直列形 AF の容量は 4.72 MVA である。これは、負荷の定格の 2.77 % である。シミュレーション結果から、系統インピーダンス変動時において直列形 AF の高調波補償特性は同一であり前節の検討事項の妥当性を確認した。また、電源側で基本波無効電流および高調波電流を補償していることから提案制御法の有効性を確認した。

5.4 本章のまとめ

本章では、直列形 AF を用いたハイブリッド SVC の新しい制御法を提案し、その有効性を明らかにした。提案する制御法は、電源側の電圧および電流を検出するためのセンサーが不要である点に特長がある。はじめに、ハイブリッド SVC の主回路構成および提案した直列形 AF の制御原理について詳細に説明した。次に、系統インピーダンス変動時の直列形 AF の高調波補償特性について検討した。提案した直列形 AF の新しい制御法の有効性および系統インピーダ

ンス変動時の直列形 AF の高調波補償特性を計算機シミュレーションにより確認した。シミュレーション結果から、提案する直列形 AF の新しい制御法により電源側で PF が 1.00 の正弦波電源電流を実現可能であることを確認した。提案した制御法では、電源側の電圧および電流を検出するためのセンサーが不要であり電源側の工事が不要である。したがって、より実用的なハイブリッド SVC を実現可能である。

第6章 結論

本論文では、高調波補償機能を有する静止形無効電力補償装置の新しい制御法を提案し、その制御法の有効性を明らかにした。

第1章では、アーク炉や圧延機といった大容量の負荷による無効電力変動障害の概要を紹介し、電気供給約款などの規格から無効電力変動障害を需要家側で補償する必要があることを指摘した。その対策として広く用いられている SVC および STATCOM の特徴について述べた。

第2章では、まず高調波負荷の分類およびその対策である同調フィルタや AF について述べた。研究対象である無効電力補償装置に、高調波補償機能を追加する必要性について検討した。次に、先行研究としてこれまで提案されている並列形電力品質保証装置の制御法とハイブリッド SVC の特徴および課題について述べた。これまで提案されている並列形電力品質保証装置の制御法は、負荷側の瞬時有効無効電力演算が必要であり演算過程が複雑となるといった課題を指摘した。これまでに提案されているハイブリッド SVC では、進相キャパシタの代わりに LC 同調フィルタを追加する必要がある、回路トポロジーを変更しなければいけないことがハイブリッド SVC のコスト増の要因となることにつながるといった課題を指摘した。

第3章では、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた高調波補償機能を有する NPC インバータ方式 STATCOM の制御法を提案した。提案した制御法は、直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いた簡易な制御法であり負荷側の基本波無効電流および高調波電流を演算の演算が不要な点に特長がある。はじめに、NPC インバータ方式 STATCOM に流出入する瞬時電力のパワーフローについて詳細に論じた。NPC インバータ方式 STATCOM に流出入する瞬時電力のパワーフローから、直流キャパシタ電圧一定制御は負荷電流の基本波成分の実効値を演算可能であることを理論的に明らかにした。パワーエレクトロニクス用回路シミュレータである PSIM を用いた計算機シミュレーションにより、提案した制御法の有効性を確認した。さらに、縮小モデルによる実験回路を構築し実験により提案した制御法の有効性を確認した。シミュレーション結果および実験結果から、直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いた STATCOM により電源側の基本波無効電力を調整しつつ高調波電流を補償可能であることを確認した。また、電源電流は国際標準規格である IEC61000-3-4 を満足しており、提案した制御法の有用性を明らかにした。

第4章では、直列形 AF を用いた新方式ハイブリッド SVC を提案した。提案したハイブリッド SVC は、TCR と進相キャパシタを用いた SVC の進相キャパシタに直列形 AF を接続してい

る点に特長がある。はじめに、提案したハイブリッド SVC の 1 相分の等価回路から高調波補償原理を詳細に説明した。1 相分の等価回路から、提案したハイブリッド SVC により電源側で高調波電流を補償できることを理論的に明らかにした。また、ボード線図を用いた直列形 AF の高調波補償特性より、適切な制御ゲインを決定した。PSIM を用いた計算機シミュレーションにより、提案した新ハイブリッド SVC の有効性を確認した。シミュレーション結果から、直列形 AF を用いたハイブリッド SVC により PF が 1.00 でかつ正弦波電流を実現可能であることを確認した。また、シミュレーション結果から受電端電圧は国際標準規格である IEEE519-2014 を満足していた。したがって、SVC の進相キャパシタに小容量の電圧形 PWM 変換器を付加することで電源側の電力品質を改善可能であり、より実用性の高いハイブリッド SVC を実現可能である。しかしながら、第 4 章で提案した直列形 AF の制御法では電源電流を検出するためのセンサーが必要である。

第 5 章では、電源側の電圧および電流を検出するセンサーが不要な新しい制御法を提案した。提案した制御法は、負荷電流、TCR 電流および進相キャパシタ電流を検出し、これらの検出値から電源電流を演算している。したがって、提案制御法は電源側の電圧および電流を検出するセンサーが不要な点に特長がある。はじめに、提案した制御法を詳細に説明した。負荷電流、TCR 電流および進相キャパシタ電流から電源電流が演算可能であることを明らかにした。また、系統インピーダンスが変動しても直列形 AF の高調波補償特性は不変であることをボード線図により確認した。PSIM を用いた計算機シミュレーションにより、提案した制御法の有効性を確認した。シミュレーション結果から、直列形 AF を用いたハイブリッド SVC により PF が 1.00 でかつ正弦波電流を実現可能であることを確認した。したがって、提案した制御法は電源側の電圧および電流を検出するためのセンサーが不要であり電源側の工事を必要としないより実用性の高いハイブリッド SVC を実現可能である。

以上より、本論文では高調波補償機能を有する静止形無効電力補償装置の制御法を提案し、その制御法の有効性を明らかにした。提案した静止形無効電力補償装置の制御法により、三相 3 線式配電系統の電力品質を保証することで国際標準規格などに挙げられる基準を満足することが可能であり、今後の世界の配電系統に適応可能であると結論付けられる。

最後に、本研究の今後の研究課題を以下に列挙する。

- 不平衡負荷時における直流キャパシタ電圧一定制御を用いた NPC インバータ方式 STATCOM の電力品質保証特性の検討
- 提案したハイブリッド SVC の縮小モデルを用いた実験による検証
- 複数負荷接続時におけるハイブリッド SVC の電力品質保証特性の検討
- 同一条件下におけるハイブリッド SVC および STATCOM の比較

参考文献

- (1) 道上勉：「送電・配電改訂版」，電気学会，pp. 5-16, pp. 161-163, 2001.
- (2) 「電力品質に関する動向と将来展望」，電気協同研究，vol. 55, no. 3, p. 8, 2000.
- (3) 「特別高圧需要家受電設備」，電気協同研究，vol. 47, no. 5, p. 13, 1992.
- (4) 「電力品質調整用パワーエレクトロニクスの適用動向」，電気学会技術報告，no. 978, p. 4, 12, 17, 2004.
- (5) 「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, p. 42, 1996.
- (6) 「電圧変動評価手法の問題点と今後の課題 - ΔV_{10} メータと IEC フリッカメータの比較 - 」，電力中央研究所報告，p. 1, 2000.
- (7) 照明フリッカ基準値調査専門委員会：「アーク炉による照明フリッカ許容値」，電気共同研究，vol. 20, no. 8, p. 64, 1964.
- (8) 中国電力株式会社：「電気サービス約款」，p. 10, 2016年1月1日施行.
- (9) 梶原拓也：「海外の現状と展望 海外の電力事情」，建築設備士，pp. 9-13, 2016.
- (10) 倉田栄治：「海外の電力事情 (アジアを中心に)」，電気設備学会誌，vol. 28, no. 3, pp. 171-177, 2008.
- (11) 松浦虔士：「電気エネルギー伝送工学」，株式会社オーム社，pp. 34-35, 1999.
- (12) 小西茂雄，馬場謙二，大宮司充：「無効電力補償装置」，富士時報，vol. 74, no. 5, pp. 289-295, 2001.
- (13) 古橋治義，曾根定家，志知啓一：「大電力製鋼アーク炉の電氣的考察」，電気製鋼，vol. 39, no. 1, pp. 16-32, 1968.
- (14) 独立行政法人新エネルギー・産業技術総合開発機構：「太陽光発電開発戦略」，p. 7, 2014.
- (15) Global Wind Energy Council : <http://www.gwec.net/wp-content/upload/2015/03/GWECGlobalWind2014ReportLR.pdf>
- (16) 武田秀雄，吉野輝雄，桑原隆：「自励式変換器による電力系統用パワーエレクトロニクスの適用拡大」，東芝レビュー，vol. 55, no. 8, pp. 16-19, 2000.
- (17) 葛巻淳彦，餅川宏，村尾武：「再生可能エネルギーの有効活用に役立つスマートグリッド用 STATCOM」，東芝レビュー，vol. 66, no. 12, pp. 36-39, 2011.

- (18) 矢内銀次郎：「大容量電力変換装置の現状と動向」，富士時報，vol. 74，no. 5，pp. 261-264，2001.
- (19) 横川純男，谷本充，土屋俊克：「電力系統における無効電力補償装置の適用」，富士時報，vol. 56，no. 10，pp. 638-643，1983.
- (20) 久保田勉，岡崎金造，大谷裕史，桑山仁平：「産業設備における無効電力補償装置の適用」，富士時報，vol. 56，no. 10，pp. 644-651，1983.
- (21) J. C. Montano, J. Gutierrez, A. Lopez, and M. Castilla, "Effects of voltage-waveform distortion in TCR-type compensators," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 40, no. 3, pp. 373-383, June 1993.
- (22) 「静止形無効電力補償装置の現状と動向」，電気学会技術報告，vol. 874，pp. 59-63，2002.
- (23) 河崎吉則，川上了司，佐野耕市：「電力品質を改善する製品」，日新電機技報，vol. 59，no. 2，pp. 37-43，2014.
- (24) 加藤哲也，相原孝志，伊藤智道，生田目覚：「フリッカ抑制機能付き自励式無効電力補償装置の開発」，日立評論，vol. 89，no. 02，pp. 58-61，2007.
- (25) L. Gyugyi, R. A. Otto, and T. H. Putman, "Principles and applications of static, thyristor-controlled shunt compensators," *IEEE Trans. Power App. Syst.*, vol. PAS-97, pp. 1935-1945, Sept./Oct. 1978.
- (26) J. H. Chen, W. J. Lee, and M. S. Chen, "Using a static var compensator to balance a distribution system," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 2, pp. 298-304, Jan./Feb. 1999.
- (27) W. Xu, J. R. Marti, and H. W. Dommel, "Harmonic analysis of systems with static compensators," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 6, no. 1, pp. 183-190, Feb. 1991.
- (28) A. Luo, Z. Shuai, W. Zhu, and Z. Shen, "Combined system for harmonic suppression and reactive power compensation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 2, pp. 418-428, 2009.
- (29) 原力，元吉攻，小西茂雄，向峰清：「無効電力補償装置の構成機器」，富士時報，vol. 56，no. 10，pp. 652-658，1983.
- (30) 宮田紀夫，村上昇太郎，渡辺徳行：「電力分野におけるパワーエレクトロニクス応用機器の動向」，電学論D，vol. 115，no. 4，pp. 365-369，1995.
- (31) 川村逸生，笹川清明：「産業用パワーエレクトロニクスの現状と展望」，富士時報，vol. 80，no. 2，pp. 100-105，2007.
- (32) 「配電系統に適用されるパワーエレクトロニクスの最新技術」，電気学会技術報告，no. 1093，p. 31，2007.
- (33) H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, no. 3, pp. 625-630, May/June 1984.
- (34) V. Soares, P. Verdelho and G. Marques, "Active power filter control circuit based on the instantaneous active and reactive current id-iq method," in *proc. of IEEE Power Electron. Specialists Conf.*, 1997, pp. 1096-1101.

- (35) Q. C. Zhong, "Harmonic droop controller to reduce the voltage harmonics of inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 3, pp. 936-945, March 2013.
- (36) J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, M. Savaghebi, J. E.-Garcia, and R. Teodorescu, "Modeling, analysis, and design of stationary-reference-frame droop-controlled parallel three-phase voltage source inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 4, pp. 1271-1280, April 2013.
- (37) D. Wu, F. Tang, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, G. Chen, and L. Sun, "Autonomous active and reactive power distribution strategy in islanded microgrids," in *Proc. of 29th Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, 2014, pp. 2126-2131.
- (38) Y. Han, H. Li, P. Shen, E. A. A. Coelho, and J. M. Guerrero, "Review of active and reactive power sharing strategies in hierarchical controlled microgrids," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 3, pp. 2427-2451, 2017.
- (39) S. Y. M. Mousavi, A. Jalilian, M. Savaghebi, and J. M. Guerrero, "Autonomous control of current- and voltage-controlled DG interface inverters for reactive power sharing and harmonics compensation in islanded microgrids," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 11, pp. 9375-9386, Nov. 2018.
- (40) T. S. Win, E. Hiraki, M. Okamoto, S. R. Lee, and T. Tanaka, "Reactive power control strategy based on dc capacitor voltage control for active load balancer in three-phase four-wire distribution system," in *Proc. of IPEC 2014*, pp. 3292-3297.
- (41) L. Zhou, S. Qi, L. Huang, Z. Zhou, and Y. Zhu, "Design and simulation of a control system with a comprehensive power quality in power system," in *Proc. of the Int. Conf. on Electr. Mach. and Syst. (ICEMS)*, 2007, pp. 376-381.
- (42) X. Zhang, Y. Wang, W. Lei, J. Yang, X. Tang, W. Si, and J. Hou, "A comprehensive power quality controller for substations in power system," in *Proc. of the Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Expo.*, 2006, pp. 1758-1762.
- (43) A. Luo, Z. Shuai, W. Zhu, and Z. J. Shen, "Combined system for harmonic suppression and reactive power compensation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 2, pp. 418-428, Feb. 2009.
- (44) A. Luo, S. Peng, C. Wu, J. Wu, and Z. Shuai, "Power electronic hybrid system for load balancing compensation and frequency-selective harmonic suppression," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 723-732, Feb. 2012.
- (45) L. Wang, C. S. Lam, M. C. Wong, "Hybrid structure of static var compensator and hybrid active power filter (SVC//HAPF) for medium-voltage heavy loads compensation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 6, pp. 4432-4442, June 2018.
- (46) S. Rahmani, A. Hamadi, K. Al-Haddad, and L. A. Dessaint, "A combination of shunt hybrid power filter and thyristor-controlled reactor for power quality," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 5, pp. 2152-2164, May. 2014.
- (47) J. Yang, Y. Wang, Y. Duan, Z. Fu, and Z. Wang, "A three-phase comprehensive reactive power and harmonics compensator based on a comparatively small rating APF," in *Proc. of the Appl. Power Electron. Conf. and Expo.*, (APEC'04), 2004, pp. 204-209.
- (48) A. H. Al-Mubarak, B. Thorvaldsson, M. Halonen, and M. Z. Al-Kadhem, "Hybrid and classic SVC technology for improved efficiency and reliability in Saudi transmission grid," in *Proc. of the Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Expo.*, 2014, pp. 1-8.

- (49) IEC 61000-3-4, “Rapport technique technical report,” 1998.
- (50) IEEE519-2014, “IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems,” 2014.
- (51) F. Z. Peng, G. W. Ott, and D. J. Adams, “Harmonic and reactive power compensation based on the generalized instantaneous reactive power theory for the three-phase four-wire systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 6, pp. 1174-1181, 1998.
- (52) A. Nava-Segura and G. Mino-Aguilar, “Four-branches-inverter-based-active-filter for unbalanced 3-phase 4-wires electrical distribution systems,” in *Proc. of the IEEE Ind. Appl. Conf.*, 2000, pp. 2503-2508.
- (53) B. N. Singh and P. Rast, “A new topology of active filter to correct power-factor, compensate harmonics, reactive power and unbalance of three-phase four-wire loads,” *IEEE Appl. Power Electron. and Expo.*, vol. 1, pp. 141-147, 2003.
- (54) A. Adya, A. P. Mittal, and J. R. P Gupta, “Modeling and control of DSTATCOM for three-phase four-wire distribution systems,” in *Conf. Rec. of the 40th IEEE-IAS Annu. Meet.*, Hong Kong, China, pp. 2428-2434, 2005.
- (55) J. W. Dixon, J. J. Garcia, and I. Moran, “Control system for three-phase active power filter which simultaneously compensates power factor and unbalanced loads,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 42, no. 6, pp. 636-641, 1995.
- (56) A. Abllan, G. Garcera, M. Pascual, and E. Figueres, “A new current controller applied to four-branch inverter shunt active filters with UPF control method,” in *Proc. of PESC’ 01*, vol. 3, pp. 1402-1407, 2001.
- (57) N. Geddada, S. B. Karanki, M. K. Mishra, and B. K. Kumar, “Modified four leg DSTATCOM topology for compensation of unbalanced and nonlinear loads in three phase four wire system,” in *Proc. of EPE’ 11*, 2011, pp. 1-10.
- (58) R. S. Herrera, P. Salmern, and H. Kim, “Instantaneous reactive power theory applied to active power filter compensation: different approaches, assessment, and experimental results,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 1, pp. 184-196, 2008.
- (59) X. Wei, G. Zhu, J. Lu, W. Li, and E. Qi, “Improved reactive current detection method of SVG,” *Energies*, vol. 10, no. 9, 11 pages, 2017.
- (60) 藤平龍彦, 宝泉徹, 栗原俊治: 「パワー半導体の現状と展望」, 富士電機技報, vol. 89, no. 4, pp. 226-233, 2016.
- (61) 井上彬: 「高調波による障害事例と設備側での対策」, 電気設備学会誌, vol. 25, no. 10, pp. 772-775, 2005.
- (62) 電気事業連合会: 「2011年度 電力系統における高調波の実態」, 電気用品調査委員会, no. 9-2, pp. 6-7, 2011.
- (63) 淀川変圧器株式会社: 「高調波対策のご提案」, <http://www.yodohen.co.jp/product/data/material02.pdf>
- (64) 廣塚功, 坪井和男, 中村敬就, 石橋文徳: 「かご形誘導機の高調波電圧による電磁振動発生に関する考察」, 電学論D, vol. 113, no. 3, pp. 394-402, 1993.

- (65) 電気学会 SC77A 国内委員会 77 小委員会：「家電・汎用品高調波抑制対策ガイドライン実施状況報告書—2002 年度電力系統における高調波の実態」, 2003. <https://www.fujiyusoki.com/>
- (66) 不二輸送機株式会社ホームページ : <https://www.fujiyusoki.com/>
- (67) M. Uesugi, H. Kanazawa, A. Hiruma, H. Miyuzaki, and T. Kanbe, “Single-phase twice voltage PFC converter for air conditioner,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 119, pp. 592-598, 1999.
- (68) Panasonic ホームページ : <https://ac-blog.panasonic.co.jp>
- (69) 赤木泰文：「電源高調波規制に対応するパワーエレクトロニクス技術」, 電学論 D, vol. 115, no. 9, pp. 1089-1091, 1995.
- (70) 金東海：「パワースイッチング工学」, 電気学会, pp. 219-220, 2014.
- (71) 田中俊彦, 赤木泰文：「ダイオード整流回路の交流側高調波電流に対する新しい等価回路」, 電学論 D, vol. 113, no. 4, pp. 453-460, 1993.
- (72) H. Akagi, “Trends in active power line conditioners,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 9, no. 3, pp. 263-268, May 1994.
- (73) W. U. K. Tareen, M. Aamir, S. Mekhilef, M. Nakaoka, M. Seyedmahmoudian, B. Horan, M. A. Memon, and N. A. Baig, “Mitigation of power quality issues due to high penetration of renewable energy sources in electric grid systems using three-phase APF/STATCOM technologies: A review,” *Energies*, vol. 11, no. 6, 41 pages, 2018.
- (74) 彭方正, 木幡雅一, 赤木泰文：「並列形アクティブフィルタと直列形アクティブフィルタの補償特性の検討」, 電学論 D, vol. 113, no. 1, pp. 33-40, 1993.
- (75) F. Z. Peng, “Application issues of active power filters,” *IEEE Ind. Appl. Magazine*, vol. 4, no. 5, pp. 21-30, 1998.
- (76) G. L. Skibinski, N. Guskov, and D. Zhou, “Cost effective multi-pulse transformer solutions for harmonic mitigation in AC drives,” in *Proc. of IEEE 38th IAS Annual Meeting*, vol. 3, 2003, pp. 1488-1497.
- (77) 彭方正, 赤木泰文, 難波江章：「直列形アクティブフィルタと LC フィルタの併用システム」, 電学論 D, vol. 110, no. 5, pp. 542-550, 1990.
- (78) 植田明照：「電力システムの高調波問題と対策技術」, 中部電力技術開発ニュース, no. 128, pp. 3-4, 2007.
- (79) 能見和司：「高調波実践講座」, 科学情報出版株式会社, p. 50, 2015.
- (80) Infineon, FZ750R65KE3 datasheet, 2014.
- (81) 阿部康, 丸山宏二：「高圧 IGBT 多直列技術」, 富士時報, vol. 75, no. 8, pp. 464-467, 2002.
- (82) 株式会社東芝, 東芝トップランナー油入変圧器 datasheet, 2014.

- (83) K. Fujii, U. Schwarzer, and R. W. D. Doncker, "Comparison of hard-switched multi-level inverter topologies for STATCOM by loss-implemented simulation and cost estimation," in *Proc. of IEEE PESC*, June 2005, pp. 340-346.
- (84) A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral-point-clamped PWM inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-17, no. 5, pp. 518-523, Sep./Oct. 1981.
- (85) T. A. Meynard and H. Foch, "Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters," in *Proc. of IEEE PESC*, Jun/Jul. 1992, pp. 397-403.
- (86) H. Akagi, "Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 11, pp. 3119-3130, 2011.
- (87) 畑田高明, 赤木泰文: 「3レベルダイオードクランプPWMコンバータを採用したトランスレス・ハイブリッドフィルタ」, *電学論D*, vol. 127, no. 11, pp. 1164-1170, 2007.
- (88) 執行正謙, 永田寛, 小林健二, 加藤修治: 「熱間圧延設備向け15MVA高圧大容量IGBTインバータドライブシステム」, *日立評論*, vol. 90, no. 12, pp. 80-83, 2008.
- (89) J. Steinke, "Switching frequency optimal PWM control of a three-level inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 7, no. 3, pp. 487-496, 1992.
- (90) R. Rojas, T. Ohnishi, and T. Suzuki, "An improved voltage vector control method for neutral-point-clamped inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, no. 6, pp. 666-672, 1995.
- (91) G. C. Cho, G. H. Jung, N. S. Choi, and G. H. Cho, "Analysis and controller design of static var compensator using three-level GTO inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, no. 1, pp. 57-65, 1996.
- (92) Y. H. Lee, B. S. Suh, and D. S. Hyun, "A novel PWM scheme for a three-level voltage source inverter with GTO thyristors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 2, pp. 260-268, 1996.
- (93) 小笠原悟司, 沢田直, 赤木泰文: 「中性点クランプ電圧形PWMインバータの中性点電位変動の解析」, *電学論D*, vol. 113, no. 1, pp. 41-48, 1993.
- (94) 森島直樹, 船橋眞男, 米沢比呂志, 高山大輔, 新木依子, 藤井俊行, 樗木博一, 寺本仁志: 「大容量高効率STATCOMの運転実績」, 平成18年電気学会全国大会, 4-157, pp. 253-254, 2006.
- (95) V. Guennegues, B. Gollentz, F. M. Tabar, S. Rarl, and L. Leclere, "A converter topology for high speed motor drive applications," in *Proc. of IEEE EPE*, Sep. 2009, pp. 1-8.
- (96) 東芝三菱電機産業システム株式会社ホームページ: <https://www.tmeic.co.jp>
- (97) B. Oedegard and M. Monge, "A new STATCOM modular multilevel converter technology," *ABB REVIEW* 4/2017, pp. 42-49.
- (98) 柏木航平, 伊村正幸, 川上紀子, 鈴木大地, 三浦昭彦: 「新北海道本州間連系設備に適用する自励式HVDC変換器の開発」, 平成30年電気学会産業応用部門大会, 1-52, pp. 193-196, 2018.
- (99) A. Tokiwa, Y. Satake, H. Yamada, T. Tanaka, and M. Fukuda, "Harmonic current compensation using constant dc-capacitor voltage-control-based strategy of three-level neutral-point-clamped

- inverter-based STATCOM with reactive power control,” *IEEJ Journal of Ind. Appl.*, vol. 8, no. 2, pp. 352-358, 2019.
- (100) N. Ishikura, K. Ishibashi, E. Hiraki, and T. Tanaka, “A constant dc voltage control-based strategy for an active power quality compensator in electrified railways with improved response,” *IEEJ Trans. on E. E. E.*, vol. 7, pp. 1388-1395, 2008.
- (101) L. N. Arruda, S. M. Silva, and B. J. C Filho, “PLL structure for utility connected systems,” in *Conf. Rec. of the 36th IEEE-IAS Annu. Meet.*, Chicago, USA, pp. 2655-2660, 2001.
- (102) 近藤亮太, 赤木泰文: 「トランスレス・ハイブリッドフィルタにおける3レベルPWMコンバータの中性点電位制御」, 電学論D, vol.128, no.12, pp.1388-1395, 2008.
- (103) 中沢洋介, 内藤治夫: 「NPCインバータのパルス幅制限による波形ひずみをなくすPWM方式と中性点電位制御」, 電学論D, vol.116, no.4, pp.412-419, 1996.
- (104) C. Xia, H. Shao, Y. Zhang, and X. He, “Adjustable proportional hybrid SVPWM strategy for neutral-point-clamped three-level inverters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 10, pp. 4234-4242, Oct. 2013.
- (105) W. D. Jiang, S. W. Du, L. C. Chang, Y. Zhang, and Q. Zhao, “Hybrid PWM strategy of SVPWM and VSVPWM for NPC three-level voltage-source inverter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 10, pp. 2607-2619, Oct. 2010.
- (106) A. Choudhury, P. Pillay, and S. S. Williamson, “Modified dc-bus voltage-balancing algorithm based three-level neutral-point-clamped IPMSM drive for electric vehicle applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 2, pp. 761-772, Feb. 2016.
- (107) 田中茂, 三浦和敏, 渡辺鉄雄, 多田隈進, 池田春男: 「中性点クランプ式インバータのPWM制御法の検討」, 電学論D, vol. 112, no. 6, pp. 553-560, 1992.
- (108) 福田昭治, 鈴木邦生: 「キャリア波を用いたマルチレベルPWM法の高調波特性評価」, 電学論D, vol. 119, no. 6, pp. 316-321, 2012.
- (109) 齋藤涼夫, 渡辺陽三: 「パワーエレクトロニクス技術の動向」, 東芝レビュー, vol. 55, no. 7, pp. 2-6, 2000.
- (110) 長谷川一徳, 大村一郎, 西澤伸一: 「ダイオード整流器・三相PWMインバータシステムにおける直流リンクコンデンサのモニタリング手法」, 平成30年電気学会産業応用部門大会, 1-36, pp. 141-144, 2018.
- (111) H. Jin, “Computer simulation of power electronic circuits and systems using PSIM,” in *Proc. of the International Conference on Power Electronics (ICPE)*, 1995, pp. 79-84.
- (112) Powersim website [Online] Available: <https://powersimtech.com>
- (113) H. Fujita, S. Tominaga, and H. Akagi, “Analysis and design of a dc voltage-controlled static var compensator using quad-series voltage-source inverters,” *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 32, no. 4, pp. 970-1025, July/Aug. 1996.
- (114) 小林伸明: 「基礎制御工学」, 共立出版株式会社, pp. 166-170, 2013.
- (115) 日本インター株式会社, “PDMB75B12 データシート,” 2010.

- (116) ルネサスエレクトロニクス SH7216:<https://www.renesas.com/jp/ja/products/microcontrollers-microprocessors/superh/sh7216/sh7216.html>
- (117) S. Dieckerhoff, S. Bernet, and D. Krug, "Power loss-oriented evaluation of high voltage IGBTs and multilevel converters in transformerless traction applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 6, pp. 1328-1336, Nov. 2005.
- (118) K. Fujii, U. Schwarzer, and R. W. D. Doncker, "Comparison of hard-switched multi-level inverter topologies for STATCOM by loss-implemented simulation and cost estimation," in *Proc. of the 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, 2005, pp. 340-346.
- (119) Digikey electronics, "LV25-P データシート,"2014.
- (120) A. Tokiwa, H. Yamada, T. Tanaka, M. Watanabe, M. Shirai, and T. Teranishi, "New hybrid static var compensator with series active filter," *Energies*, vol. 10, no. 10, 14 pages, 2017.
- (121) H. Fujita and H. Akagi, "A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 27, no. 6, pp. 1020-1025, Nov./Dec. 1991.
- (122) S. Lee, J. Kang, and S. Sul, "A New Phase Detecting Method for Power Conversion Systems Considering Distorted Conditions in Power System," in *Proc. of IAS Annual Meeting*, 1999, pp. 2167-2172.
- (123) Y. Yang, K. Zhou, and F. Blaabjerg, "Exploitation of Digital Filters to Advance the Single-Phase $T/4$ Delay PLL System," in *Proc. of 2nd IEEE Southern Power Electronics Conference (IEEE SPEC 2016)*, 2016, S16, 487.
- (124) S. Srianthumrong, H. Fujita, and H. Akagi, "Stability analysis of a series active filter integrated with a double-series diode rectifier," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 1, pp. 117-124, Jan. 2002.
- (125) F. Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, "A new approach to harmonic compensation in power systems-A combined system of shunt passive and series active filters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 26, no. 6, pp. 983-990, Nov./Dec. 1990.
- (126) F. Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, "Compensation characteristics of the combined system of shunt passive and series active filters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, no. 1, pp. 144-152, Jan./Feb. 1993.
- (127) 藤田英明, 赤木泰文, 難波江章: 「LC フィルタを直列接続した電力用アクティブフィルタの制御法と補償特性」, 電学論 D, vol. 110, no. 6, pp. 637-645, 1990.
- (128) 佐竹幸栄, 常盤歩夢, 山田洋明, 田中俊彦, 福田光則: 「直列形アクティブフィルタを用いたハイブリッド静止形無効電力補償装置の新しい制御法」, 平成 30 年電気学会産業応用部門大会, 1-23, pp. 93-94, 2018.
- (129) 総研電気株式会社ホームページ: <http://www.soken-jp.com/>

発表論文

学術論文

- (1) Ayumu Tokiwa, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, Makoto Watanabe, Masanao Shirai, and Yuji Teranishi, “New Hybrid Static VAR Compensator with Series Active Filter,” *MDPI Energies*, vol.10, no. 10, 14 pages, 2017.
- (2) Ayumu Tokiwa, Yukiharu Satake, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, and Mitsunori Fukuda, “Harmonic Currents Compensation Using Constant DC-Capacitor Voltage-Control-Based Strategy of Three-Level Neutral-Point-Clamped Inverter-Based STATCOM with Reactive Power Control,” *IEEJ Journal of Ind. Appl.*, vol. 8, no. 2, pp. 352-358, 2019.

国際会議

- (1) Ayumu Tokiwa, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, Makoto Watanabe, Masanao Shirai, and Yuji Teranishi, “New Hybrid Static Var Compensator With Series Active Filter,” in *Proc. of the 12th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (IEEE PEDS)*, Hawaii, USA, 15th Dec. 2017, pp. 901-906.
- (2) Ayumu Tokiwa, Yukiharu Satake, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, and Mitsunori Fukuda, “Constant DC-Capacitor Voltage-Control-Based Reactive Power Control Strategy of Three-Level NPC Inverter-Based STATCOM,” in *Proc. of the 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Jeju, Korea, 10th Oct. 2018, pp. 2039-2044.

口頭発表

- (1) 常盤歩夢, 山田洋明, 田中俊彦, 白井昌尚, 寺西雄二, 岡本昌幸: 「NPC インバータ無効電力補償装置のスナバ回路の検討」, 平成 28 年電気学会産業応用部門大会, Y-60, 2016.
- (2) Ayumu Tokiwa, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, Masanao Shirai, Yuji Teranishi, and Masayuki Okamoto, “Experimental Verification of Static Synchronous Compensator With

Neutral-Point-Clamped Inverter,” in *Proc. of International Conference on Innovative Application Research Education (ICIARE)*, 2016, pp. 39-40.

- (3) 常盤歩夢, 山田洋明, 田中俊彦, 渡邊誠, 白井昌尚, 寺西雄二: 「NPC インバータを用いた無効電力補償装置の高調波補償法」, 平成 29 年電気学会全国大会, vol. 4, no. 4-165, pp. 287-288, 2017.
- (4) 常盤歩夢, 山田洋明, 田中俊彦, 渡邊誠, 白井昌尚, 寺西雄二: 「直列形アクティブフィルタを用いたハイブリッド静止型無効電力補償装置」, 平成 29 年電気学会産業応用部門大会, 1-64, pp. 317-320, 2017.
- (5) Ayumu Tokiwa, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, Makoto Watanabe, Masanao Shirai, and Yuji Teranishi, “New Topology of Hybrid Static Var Compensator, ” in *Proc. of 19th IEEE Hiroshima Section Student Symposium (19th HISS)*, A1-1 2017, pp. 1-2.

謝辞

パワーエレクトロニクス研究室配属以来、全過程を通して適切なお指摘ならびに多くのご助言をいただきました山口大学 大学院創成科学研究科システム・デザイン工学系専攻 山田洋明准教授に心から感謝の意を表すとともに厚く御礼を申し上げます。山田洋明准教授には、週一回の定例ミーティングで様々な角度から意見をいただき、大変勉強になりました。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 田中俊彦教授には、毎朝のミーティングにより自身の研究だけでなく様々な知識をつける機会を提供していただき自身の成長に大きく繋げることができ、心から感謝の意を表すとともに厚く御礼を申し上げます。

本論文をまとめるにあたり、ご多忙中にも関わらず数多くのご意見ならびにご指摘をいただきました本学位論文審査員の山口大学 大学院創成科学研究科 久保洋教授，山口真悟教授，中島翔太講師に厚く御礼を申し上げます。さらに、外部審査員として本学位論文を審査していただきました九州工業大学 大学院生命体工学研究科 長谷川一徳准教授に心から御礼を申し上げます。

毎月の定例ミーティングの際、適切な御指導ならびに御指導をいただきました宇部工業高等専門学校 岡本昌幸教授に心から感謝の意を感謝の意を表すとともに厚く御礼申しあげます。

山口大学との共同実施契約のもと、メーカーサイドの視点から数多くのご助言ならびにご指導をいただきました中国電機製造株式会社 中本幸治氏，山路昭久氏ならびに福田光則氏に深く御礼申しあげます。

研究活動だけでなく、学会に参加する時など様々な面で適切に優しくお指摘ならびにご助言をいただきました池田風花氏（現，宇部工業高等専門学校助教）に厚く御礼を申し上げます。

山口大学工学部から大学院創成科学研究科博士後期課程まで、研究面だけでなく私生活においても数多くの有益なお意見ならびにご助言をいただきました渡邊誠氏（現，中国電機製造株式会社）ならびに柴田翔氏（現，株式会社明電舎）に厚く御礼を申し上げます。また、著者の研究生活に多くのご支援を賜りました諸先輩方に深く感謝いたします。

博士後期課程と一緒に進学し、研究のみならず様々な面で一緒に苦楽をともした司城卓也氏ならびに西川慧氏に厚く御礼申しあげます。また、日々切磋琢磨しながら研究室生活を共に過ごした同期である、谷本琢真氏，成定佑樹氏，半田湧一氏，堀昂平氏ならびに三谷彰氏に厚く御礼申しあげます。メーカーサイドから数多くの有益なお助言ならびにご指摘を頂きました博士後期課程の野田勇二郎氏に厚く御礼を申し上げます。さらに、研究室生活を共にすごした

パワーエレクトロニクス研究室の修士課程ならびに学部の皆様に厚く御礼申し上げます。

最後に、長年に渡り著者の学生生活にご理解とご協力をいただき、著者が博士後期課程への進学を決意した際にも多大な応援ならびにご支援をしていただき、最後まで暖かく見守ってくださった父陽司，母嘉恵，弟飛翔ならびに親族一同に心より感謝いたします。また，これまで著者をご支援いただいた全ての方に深く感謝いたします。