

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	小容量の受動素子を適用した三相電力用アクティブフィルタの動作特性解析に基づく制御法の研究
Title(English)	Control Methods Based on Performance Analysis of Three-Phase Active Power Filters Equipped with Reduced Passive Components
著者(和文)	萬年智介
Author(English)	Tomoyuki Mannen
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:甲第10473号, 授与年月日:2017年3月26日, 学位の種別:課程博士, 審査員:藤田 英明,赤木 泰文,千葉 明,安岡 康一,七原 俊也,竹下 隆晴
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:甲第10473号, Conferred date:2017/3/26, Degree Type:Course doctor, Examiner:,,,,,
学位種別(和文)	博士論文
Category(English)	Doctoral Thesis
種別(和文)	要約
Type(English)	Outline

東京工業大学 理工学研究科

<< 博士論文 >>

小容量の受動素子を適用した三相電力用
アクティブフィルタの動作特性解析
に基づく制御法の研究

平成 29 年 2 月
<< 一部要約 >>

指導教員 藤田 英明 准教授

提出者

専攻 電気電子工学専攻

氏名 萬年 智介

目次

第 1 章	序論	1
1.1	本研究の背景	1
1.2	本研究の目的	6
1.3	本論文の構成	8
第 2 章	アクティブフィルタの回路構成と制御法	13
2.1	高調波の発生とその抑制法	13
2.1.1	受動部品を用いた高調波の抑制方法	14
2.1.2	PWM 整流器を用いた高調波の抑制方法	16
2.1.3	高調波補償装置を用いた高調波抑制	17
2.1.4	その他の回路方式	18
2.2	並列型アクティブフィルタによる高調波の補償	20
2.2.1	高調波検出点	20
2.2.2	高調波電流の演算方式	21
2.2.2.1	周波数領域における高調波の演算	21
2.2.2.2	時間領域における高調波の演算	22
2.3	アクティブフィルタの直流コンデンサ	24
2.3.1	直流コンデンサの電圧脈動と静電容量	24
2.3.2	直流コンデンサの電圧フィードバック制御	30
2.3.2.1	周波数領域に着目した直流コンデンサ電圧制御法	30
2.3.2.2	時間領域に着目した直流コンデンサ電圧制御法	31
2.3.3	過渡時の直流コンデンサの電圧変動	32
2.3.4	不平衡時の直流コンデンサ電圧脈動	33
2.3.5	本研究が目標とする過渡時の直流コンデンサの静電容量と電圧変動	33
2.4	スイッチングリップルフィルタの小型化	35
2.4.1	スイッチングリップルフィルタと電流フィードバックの制御特性	35
2.4.2	高次のスイッチングリップルフィルタ	38
2.4.3	高次のスイッチングリップルフィルタを用いた場合の変換器電圧誤差の影響とその補償法	41

2.4.4	高次のスイッチングリップルフィルタを用いたアクティブフィルタの制御特性	43
2.5	本研究の実験システム	44
2.5.1	回路構成	44
2.5.2	制御法	44
2.6	本章のまとめ	46
第3章	直流コンデンサ電圧変動の抑制法	47
3.1	k -step 補償器を用いた高調波検出法	47
3.1.1	負荷急変時の直流コンデンサ電圧変動	48
3.1.2	直流コンデンサ電圧の変動抑制法	51
3.1.2.1	電圧変動の解析	51
3.1.2.2	高調波の検出特性	53
3.1.3	実験検証	56
3.1.4	シミュレーション結果との比較・考察	60
3.1.5	まとめ	63
3.2	直流コンデンサ電圧の原理的な脈動を考慮した制御法	64
3.2.1	従来の直流コンデンサ電圧制御法の解析	64
3.2.1.1	直流コンデンサ電圧フィードバック制御	64
3.2.1.2	蓄積エネルギーフィードバック制御	66
3.2.1.3	ローパスフィルタ $H(s)$ の効果と影響	67
3.2.2	理論的な蓄積エネルギー脈動を考慮した直流コンデンサ電圧制御法	67
3.2.2.1	制御法	67
3.2.2.2	電源電流に残留する高調波の比較	68
3.2.2.3	直流コンデンサ電圧フィードバック制御の安定性の比較	70
3.2.3	実験検証	72
3.2.4	まとめ	78
3.3	本章のまとめ	79
第4章	三相不平衡時の直流コンデンサ電圧脈動とその抑制法	81
4.1	非理論高調波を含む負荷電流に対する高調波補償法	81
4.1.1	7-step 補償器を用いた高調波検出法の高調波検出特性	82
4.1.2	繰り返し制御を応用したアクティブフィルタの制御法	82

4.1.3	繰り返し制御に起因した電圧変動の抑制法	83
4.1.4	実験検証	83
4.1.5	まとめ	85
4.2	3次高調波電流補償に伴う電圧脈動の抑制法	85
4.2.1	高調波補償に伴う直流コンデンサ電圧脈動の解析	87
4.2.2	直流コンデンサ電圧脈動の $2\omega_s$ 成分抑制法	90
4.2.2.1	電圧脈動の抑制原理	90
4.2.2.2	電圧脈動の抑制法	91
4.2.2.3	補償電流演算の実装	92
4.2.3	実験検証	94
4.2.4	まとめ	101
4.3	本章のまとめ	101
第5章	高次のスイッチングリップフィルタに適した制御法	103
5.1	電圧形 PWM 変換器のデッドタイムに起因する電圧誤差の解析と補償 . . .	103
5.1.1	従来のデッドタイム補償法	105
5.1.1.1	デッドタイムによる電圧誤差	105
5.1.1.2	従来の電圧誤差補償法	106
5.1.2	出力容量を考慮した電圧誤差の解析	107
5.1.2.1	実際の変換器電圧波形	107
5.1.2.2	出力容量の影響	108
5.1.2.3	電流リップルと電圧誤差	110
5.1.2.4	三相変換器のターンオフ電流	112
5.1.3	系統連系変換器のターンオフ電流	118
5.1.3.1	ターンオフ電流と変換器電流リップル	118
5.1.3.2	電源力率と電流リップル幅	119
5.1.3.3	系統連系変換器に適した解析結果に基づく補償法	120
5.1.4	実験による検証	122
5.1.4.1	電圧誤差補償法の特性	122
5.1.4.2	系統連系動作時の電圧誤差補償特性	125
5.1.5	まとめ	135
5.2	負荷電流推定を用いた電源電流検出方式	137
5.2.1	従来の高調波検出法とその問題点	137

5.2.1.1	負荷電流検出方式	137
5.2.1.2	電源電流検出方式	139
5.2.2	新しい電源電流検出方式	139
5.2.3	実験検証	139
5.2.4	まとめ	140
5.3	本章のまとめ	143
第 6 章	結論	145
6.1	本研究の成果	145
6.2	今後の展望	149
	謝辞	151
	参考文献	155
	研究業績	171

表目次

2.1	契約電力 1 kW 当たりの高調波流出電流上限値 (一部抜粋) [37]	15
2.2	三相ブリッジ (コンデンサ平滑) の高調波電流発生量 [37]	16
2.3	電力変換器の 1 kW あたりの販売価格 [37]	17
2.4	実験回路のパラメータ	45
3.1	定常状態において負荷電流 i_L と電源電流 i_S に含まれる高調波電流実効値	60

目次

2.1	一般的な汎用インバータの構成: 整流器として回路種別 No. 31: 三相ブリッジ (コンデンサ平滑) リアクトルなし を適用した場合	14
2.2	汎用インバータの整流器を回路種別 No. 32: 三相ブリッジ (コンデンサ平滑) リアクトルあり (交流側) とした場合の構成	14
2.3	汎用インバータの整流器を回路種別 No. 33: 三相ブリッジ (コンデンサ平滑) リアクトルあり (直流側) とした場合の構成	15
2.4	汎用インバータの整流器を回路種別 No. 34: 三相ブリッジ (コンデンサ平滑) リアクトルあり (交・直流側) とした場合の構成	15
2.5	高調波電流の抑制を目的としてパッシブフィルタを適用した場合の回路構成 (整流器を図 2.3(a) と同様に回路種別 No. 33 とした場合)	16
2.6	PWM 変換器を用いた整流回路構成 (回路種別 No. 5: 自励三相ブリッジ)	17
2.7	アクティブフィルタを用いた高調波補償の回路構成 (整流器を図 2.3(a) と同様に回路種別 No. 33 とした場合)	18
2.8	負荷電流検出方式のアクティブフィルタ	19
2.9	電源電流検出方式のアクティブフィルタ	19
2.10	アクティブフィルタの高調波演算方法の分類 [64]	21
2.11	特定高調波検出方式の高調波検出ブロック線図	22
2.12	p-q 理論を用いた一括高調波検出方式の高調波検出ブロック線図	23
2.13	p-q 理論を用いた一括高調波検出方式の高調波検出ブロック線図	23
2.14	直流リアクトルを接続した 10 kW コンデンサ平滑三相ダイオード整流器の負荷電流実測波形	27
2.15	図 2.14 の 10 kW ダイオード整流器の高調波電流を補償した時の直流コンデンサの静電容量と電圧脈動の関係	27
2.16	フィルムコンデンサと電解コンデンサの静電容量とリップル電流定格	28
2.17	図 2.14 と同一の負荷を用いて電源側を不平衡とした場合の 10 kW 負荷電流実測波形	32
2.18	アクティブフィルタの直流コンデンサ容量と負荷急変時の電圧変動の関係	34
2.19	系統連系した電圧形 PWM 変換器の 1 相分の回路構成	35
2.20	電流フィードバック制御のブロック線図	36

2.21	電流フィードバック制御のボード線図 ($T_{\text{smp}} = 25 \mu\text{s}$)	37
2.22	電流フィードバック制御の電圧誤差に対する外乱抑圧特性 ($T_{\text{smp}} = 25 \mu\text{s}$, $K_C = L_{\text{fl}}/T_{\text{smp}}$)	37
2.23	高次のスイッチングリップルフィルタを適用した場合の回路構成	38
2.24	スイッチングリップルフィルタの周波数特性 ($L_S = 80 \mu\text{H}$)	39
2.25	変換器の出力電圧誤差に対する従来の近似補償法の補償電圧 Δv と変換器 電流 i の関係	42
2.26	アクティブフィルタの実験システム	44
2.27	三相アクティブフィルタの主回路構成	45
2.28	アクティブフィルタの制御ブロック線図	46
3.1	一般的な一括高調波検出方式のブロック線図	48
3.2	図 3.1 の一般的な一括高調波検出方式を適用した場合の負荷電流基本波成 分の急変に伴う過渡波形	49
3.3	負荷急変時の電圧変動を抑制できる新しい高調波検出法のブロック線図	52
3.4	k -step 補償器のブロック線図	52
3.5	k -step 補償器と移動平均フィルタの出力信号と入力信号の関係	52
3.6	図 3.3 の提案法に 2-step 補償器を適用した場合の負荷電流基本波成分の急 変に伴う過渡波形	54
3.7	図 3.3 の提案法に 7-step 補償器を適用した場合の負荷電流基本波成分の急 変に伴う過渡波形	55
3.8	図 3.1 の従来の高調波検出法を適用し、直流コンデンサ容量を $C_{\text{dc}} =$ $2200 \mu\text{F}$ とした場合の負荷急変過渡実験波形	56
3.9	図 3.3 の k -step 補償器を用いた高調波検出法を適用し、直流コンデンサ容 量を $C_{\text{dc}} = 2200 \mu\text{F}$ とした場合の負荷急変過渡実験波形	57
3.10	図 3.3 の高調波検出法に 7-step 補償器を適用し、直流コンデンサ容量を $C_{\text{dc}} = 300 \mu\text{F}$ に低減した場合の負荷急変過渡実験波形	58
3.11	図 3.3 の高調波検出法に 7-step 補償器を適用し、直流コンデンサ容量を $C_{\text{dc}} = 300 \mu\text{F}$ に低減した場合の定常実験波形	59
3.12	図 3.1 の従来の高調波検出法を適用し、直流コンデンサ容量を $C_{\text{dc}} =$ $2200 \mu\text{F}$ とした場合の負荷急変過渡シミュレーション波形	61
3.13	図 3.3 の k -step 補償器を用いた高調波検出法を適用し、直流コンデンサ容 量を $C_{\text{dc}} = 2200 \mu\text{F}$ とした場合の負荷急変過渡シミュレーション波形	62

3.14	図 3.3 の高調波検出法に 7-step 補償器を適用し、直流コンデンサ容量を $C_{dc} = 300 \mu\text{F}$ に低減した場合の負荷急変過渡シミュレーション波形	63
3.15	従来の直流コンデンサ電圧フィードバック制御のブロック線図	65
3.16	図 3.15 の従来の直流コンデンサ電圧フィードバック制御を適用した場合のアクティブフィルタの等価ブロック図	65
3.17	蓄積エネルギーフィードバックに基づいた従来の直流コンデンサ電圧フィードバック制御のブロック線図	66
3.18	図 3.17 の蓄積エネルギーフィードバックに基づいた電圧制御を適用した場合のアクティブフィルタの等価ブロック線図	66
3.19	理論的な蓄積エネルギー脈動を考慮した新しい直流コンデンサ電圧制御法のブロック線図	68
3.20	図 3.19 の新しい直流コンデンサ電圧制御法を適用した場合のアクティブフィルタの等価ブロック線図	69
3.21	図 3.17 の制御法において、フィードバックゲインを $K_W = 0.25 \text{ A/J}$ (バンド幅 50 rad/s) として、ローパスフィルタを適用しない $H(s) = 1$ の場合の実験波形	72
3.22	図 3.17 の制御法において、ローパスフィルタを適用せずに $H(s) = 1$ として、フィードバックゲインを $K_W = 5 \text{ A/J}$ (バンド幅 1000 rad/s) に増加させた場合の実験波形	73
3.23	図 3.17 の制御法において、フィードバックゲインを $K_W = 5 \text{ A/J}$ として、カットオフ周波数 $\omega_c = 94 \text{ rad/s}$ のローパスフィルタを適用した場合の実験波形 (バンド幅 307 rad/s , 減衰係数 $\zeta = 0.16$)	74
3.24	Eig. 3.17 の制御法において、フィードバックゲインとフィルタのカットオフ周波数が適切となるよう設計した場合の実験波形 (ゲイン $K_W = 0.75 \text{ A/J}$, カットオフ周波数 $\omega_c = 628 \text{ rad/s}$, バンド幅 307 rad/s , 減衰係数 $\zeta = 1.1$)	75
3.25	図 3.19 の提案法において、フィードバックゲインを $K_W = 10 \text{ A/J}$ (バンド幅 2000 rad/s) とした場合の実験波形	77
3.26	10 kW 負荷から発生する高調波を補償した場合の、負荷電流 i_{Lu} および電源電流 i_{Su} に含まれる高調波スペクトルの実測値	78
4.1	繰り返し制御器を適用したアクティブフィルタの制御ブロック線図	82

4.2	過渡時の電圧変動抑制と定常状態の非理論高調波補償を同時に可能とする アクティブフィルタの制御ブロック線図	82
4.3	図 4.2 の制御法において生じる繰り返し制御に起因した電圧変動の抑制を 可能とする制御法のブロック線図	83
4.4	繰り返し制御器を適用したアクティブフィルタが不平衡条件下で動作する ときの定常実験波形	84
4.5	繰り返し制御器を適用したアクティブフィルタの負荷急変過渡実験波形 . . .	86
4.6	一般的なアクティブフィルタの高調波補償電流演算のブロック線図	89
4.7	直流コンデンサ電圧脈動の $2\omega_S$ 成分を抑制する制御法の高調波補償電流 演算のブロック線図	92
4.8	従来の制御法を用いて三相平衡時の 10 kW ダイオード整流器負荷の高調 波電流を補償した場合の実験結果	94
4.9	従来の制御法を用いて三相不平衡時の 10 kW ダイオード整流器負荷の高 調波電流を補償した場合の実験結果	95
4.10	提案法を $k_e = 1, k_i = 0$ として適用し、三相不平衡時の 10 kW ダイオード 整流器負荷から発生する高調波電流を補償した場合の実験結果	96
4.11	提案方を $k_e = 1, k_i = 1$ として適用し、三相不平衡時の 10 kW ダイオード 整流器負荷から発生する高調波電流を補償した場合の実験結果	97
4.12	三相不平衡な電源に接続された 10 kW ダイオード整流器負荷から発生す る高調波電流を従来の制御法を適用して補償した場合の実験結果	98
4.13	三相不平衡な電源に接続された 10 kW ダイオード整流器負荷から発生す る高調波電流を、提案法に $k_e = 1, k_i = 0$ として適用することにより補償し た場合の実験結果	99
4.14	三相不平衡な電源に接続された 10 kW ダイオード整流器負荷から発生す る高調波電流を、提案法に $k_e = 1, k_i = 1$ として適用することにより補償し た場合の実験結果	100
5.1	三相電圧型変換器から 1 アームを取り出した等価回路	104
5.2	PWM 変換器の零電流付近における変換器電流 i と出力電圧 v の関係	104
5.3	従来の電圧誤差補償法の補償電圧 Δv と変換器電流の関係	106
5.4	デッドタイムを $T_{DT} = 3 \mu s$ と設定し、IGBT を $t = 0$ においてターンオフ した時の変換器電圧の実験波形	107

5.5	デッドタイムに起因した電圧誤差解析に用いる PWM 変換器 1 相分の等価回路	108
5.6	ターンオフ電流ごとの PWM 変換器のゲート信号と変換器の出力電圧 v の関係	109
5.7	デッドタイムに起因する平均電圧誤差とターンオフ電流の関係	110
5.8	電流リップルごとの変換器電流のサンプル値 \bar{i} と電圧誤差 v_{DT} の関係	110
5.9	規格化電流リップル i_r/I_C と各補償法を用いた場合に残留する二乗誤差 ε の関係	112
5.10	閾値電流 i_{th} を固定した場合に補償後に残留する二乗誤差 ε と規格化電流リップル i_{ripple}/I_C の関係	113
5.11	変換器電流の平均値と実測した電圧誤差 v_{DT} の関係	114
5.12	出力容量として 4.7 nF のコンデンサを追加した場合の変換器電流の平均値と実測した電圧誤差 v_{DT} の関係	115
5.13	電流リップル解析に用いる系統連系した三相電圧型変換器の回路図	116
5.14	三角波比較方式を用いた場合の三相電圧型 PWM 変換器の電圧・電流波形	117
5.15	系統連系変換器を $V_{dc} = 330 \text{ V}$ としたときの変換器電流リップル振幅と位相の関係	120
5.16	系統連系変換器の実測した変換器電流とターンオフ電流の関係	121
5.17	三相負荷抵抗に接続した電圧型 PWM 変換器の実験回路構成	122
5.18	抵抗負荷に生じる電圧の実験波形	123
5.19	三相抵抗負荷に生じる電圧 THD と電流振幅の関係	124
5.20	デッドタイムに起因する電圧誤差補償しない場合の電源電流と電圧誤差の実測波形 (力率 $ \cos \phi = 1$ のとき)	126
5.21	デッドタイムに起因する電圧誤差補償しない場合の電源電流と電圧誤差の実測波形 (力率 $ \cos \phi = 0$ のとき)	127
5.22	2 レベル近似補償法を適用した場合の電源電流と補償電圧・電圧誤差の実測波形	128
5.23	直線近似補償法を適用した場合の電源電流と補償電圧・電圧誤差の実測波形	129
5.24	3 レベル近似補償法を適用した場合の電源電流と補償電圧・電圧誤差の実測波形	130
5.25	(5.22) 式を用いた解析結果に基づく補償法を適用した場合の電源電流と電圧誤差の実測波形 (力率 $ \cos \phi = 1$ のとき)	131

5.26	(5.22) 式を用いた解析結果に基づく補償法を適用した場合の電源電流と電圧誤差の実測波形 (力率 $ \cos \phi = 0$ のとき)	132
5.27	(5.27) 式を用いた解析結果に基づく補償法を適用した場合の電源電流と電圧誤差の実測波形	133
5.28	力率角 ϕ と電源電流に含まれる高調波ひずみ率の関係	134
5.29	350 Hz の高調波電流を指令値として与えた場合の電源電流と補償電圧・電圧誤差の実測波形	136
5.30	負荷電流検出方式を適用したアクティブフィルタの制御ブロック線図 . . .	138
5.31	離散時間表現を用いた繰り返し制御器 G_{RC} の制御ブロック線図	138
5.32	従来の電源電流検出方式を適用したアクティブフィルタの制御ブロック線図	138
5.33	負荷電流推定を用いた新しい電源電流検出方式を適用したアクティブフィルタの制御ブロック線図	140
5.34	負荷電流を推定する新しい電源電流検出方式を適用した場合の定常状態の実験結果	141
5.35	負荷電流推定を用いた電源電流検出方式を適用した場合の負荷急変の過渡実験結果	142
6.1	本研究において達成したアクティブフィルタの直流コンデンサ容量と負荷急変時の電圧変動の関係	149

第 1 章

序論

本章では、本研究の背景と目的を明らかにし、研究方法の概略を示す。また、本論文の章構成を示す。

1.1 本研究の背景

半導体を用いた電力制御素子(パワーデバイス)としてサイリスタ (Thyristor) が 1957 年に GE 社により開発・実用化されてから半世紀を越え、今日では大電力用途から家電製品に至るまでパワーデバイスを用いた電力変換技術が広く普及している。サイリスタを用いた電力変換器がは当初、産業用・電気鉄道用の直流電動機駆動に使われていた [1]。1970 年代後半からはメンテナンス性や制御性向上のために、直流電動機から交流電動機へ移行が始まり、電力変換器を用いた可変速の交流電動機駆動が広く行われるようになった [2]。しかし、自己消弧のできないサイリスタを用いた電力変換器では制御の自由度が低く、より高度な電動機制御を実現するために自己消弧デバイスの登場が望まれていた。これに対して、ほぼ同時期の 1970 年代後半に自己消弧可能なサイリスタである GTO (Gate Turnoff Thyristor) が実用化され、PWM (Pulsewidth Modulation) 制御が可能になるなど半導体電力変換技術が大幅に向上するきっかけとなった [3]。一方、1948 年に発表されたトランジスタを大幅に高耐圧・大電流化させることによって、1970 年代後半にはトランジスタをパワーデバイスとして適用した電力変換器も発表された [4]。しかし、GTO やトランジスタは電流駆動デバイスであるため、駆動電力が大きく、大型の駆動回路を必要とするため、大きな変換損失を生じる [5]。これに対して、小信号用集積回路において用いられる絶縁ゲート技術をパワーデバイスに応用した IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor) が 1980 年代後半に実用化され、パワーデバイスの電圧駆動が可能となった。これにより、駆動電

力が大幅に低減され、変換効率が向上するとともに、駆動回路が大幅に単純化・小型化された。これまでの電力変換技術は、鉄鋼圧延機・製紙プラントや電気鉄道など、比較的容量の大きい用途が中心であった [6] のに対して、電圧駆動可能なパワーデバイスの登場により、比較的小容量の機器への電力変換技術の適用が可能となった。オイルショックや化石燃料枯渇問題、地球温暖化問題への関心の高まりから、1980年代以降、日本国内では環境意識が高まり、産業用機器のほか、家電機器に対しても省エネルギー化が強く求められるようになった。その結果、大容量機器のみならず家電製品等の小容量機器まで、システムの高効率化が可能な電力変換器の導入が広く進んだ。

IGBTの実用化から、これまでに、高速化・高耐圧化・大電流化と低損失化・低価格化が進み、30年程度経った現在では、kWクラスの変換器からMWクラスの変換器まで幅広くIGBTが使われている [7]。また、高性能化に向けた研究が現在でもなされており、今後もIGBTの適用可能範囲が広がってゆくと考えられる。IGBTは、電流の大きさにかかわらず、導通状態の電圧降下が一定(オン電圧)となるため、大電流用途に適しているが、AC100V程度の低電圧用途では電圧降下が相対的に大きくなるため不向きである。これに対して、小信号回路で広く使われていたMOS-FET(Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor)を高耐圧化・大電流化し、パワーデバイスとして適用できるパワーMOSが登場した。パワーMOSは、導通状態において、電流に比例した電圧降下を生じる抵抗(オン抵抗)となるため、低電圧・小電流用途に適する。たとえば、AC100V程度、素子耐圧600V未満の領域では、IGBTよりもパワーMOSの方が有利となる。特に、近年のパワーMOSの技術進歩が著しく、Super Junction構造などパワーデバイスに適した技術が登場したことより、現在では、650V、143Aデバイスのオン抵抗が15mΩ程度まで低減されている [8]。600V IGBTのオン電圧が、小さいものでも1.3V程度 [9] であるため、従来IGBTを使用していた十数kWクラスの変換器まで、近年ではパワーMOSの適用が進められている [10]。

さらに、これまで半導体材料として主流であったシリコン(Si)に代わり、近年では、シリコンカーバイド(SiC)や窒化ガリウム(GaN)等のワイドギャップ半導体を用いたパワーデバイスの研究開発が世界で進められており [11]、我が国においても国策として推進されている [12–14]。ワイドギャップ半導体は、シリコン半導体と比較して、低損失な高耐圧デバイスの作成や高温・高速動作が可能であるという特長がある。これを利用して、SiC-MOSの耐圧は一般流通品で1700V、試作・研究段階では3300Vまで高耐圧化されており、今後、より高耐圧のSiC-MOSが登場すると見込まれる。これにより、従来はSi-IGBTを適用していた電圧階級にSiC-MOSを適用できるようになり、効率向上や高速動作による高性能化が期待されている。実際に、電気鉄道の車両駆動用インバータとして

実用化した例も報告されており、2012年のショットキーバリアダイオードのSiC化[15]と2014年のインバータのフルSiC化[16]によって、駆動システムの損失をそれぞれ2～3割程度低減している。電力変換器の主回路動作には、損失による温度上昇を防ぐための冷却器が必要不可欠であるため、パワーデバイスの損失を低減できると、冷却器の小型化・低コスト化が可能となる。

この一方、電力変換器に用いる受動素子の高性能化も進められている。コンデンサは、誘電体材料の進歩[17,18]と、表面加工技術の向上[19]により、同体積にもかかわらず、電解コンデンサの静電容量と許容リップル電流がこの15年間でどちらも2倍に増加している[20]。また、蒸着技術の向上によって、フィルムコンデンサの薄手高耐電圧化[21]も進んでおり、2000年からの10年間で体積が1/10になったことが報告されている[22]。インダクタは、圧延技術の進歩による電磁鋼板の極薄化[23]やエッジワイズ構造など巻線形状の最適化[24]によって、損失低減・小型化がなされている。また、近年では、純鉄系圧粉コアを用いたインダクタが、従来の珪素鋼板コアと比較して約10%小型・軽量化できたことが報告されている[25]。

さらに、電力変換器の制御技術もこれまでにめまぐるしい進歩を見せている。1970年代まではオペアンプなどを用いたアナログ制御中心であったものが、ロジックICやマイクロプロセッサの登場により、1980年代後半にはフルデジタル制御が導入された[26,27]。1990年代から2000年代にかけて、デジタル信号処理技術の発展および低価格化が急速に進み、積和演算等が高速に行えるように設計されたDSP(Digital Signal Processor)なども登場し、電力変換器に適用されている[28]。以前は、多数の演算回路やロジック回路を組み合わせることで変換器の制御回路を構成していたものが、現在ではワンチップのマイクロコントローラとして普及しており、安価なものは100円以下で販売されている。これにより、電力・産業用などの比較的大容量の変換器のみならず、家電などの小容量の変換器に対してもデジタル制御が導入され、変換器の高性能化・低価格化を後押しした。また、近年ではDSPの演算能力や大容量のメモリの活用、FPGA(Field Programmable Logic Array)等を用いて、より高速・高度な制御を行う場合[29–31]が増えている。これに対して、マイクロコントローラを内蔵したFPGA[32]が発売されるなど、比較的簡単に、より自由度の高い制御を行える環境が整っている。

以上のように、電力変換器を構成する、IGBT等のパワーデバイス、インダクタ・キャパシタなどの受動素子と変換器を制御する制御回路のすべてが日々高性能化・小型化しており、電力変換器の普及に助力している。この一方、電力変換器の導入増加に伴い、電力系統における高調波問題が1980年代後半から指摘されている[33]。高調波が電力系統に流出した場合、他の接続機器に騒音・過熱振動・焼損など[34]が生じたり、電圧高調波に起

因した変換器の誤制御や動作特性の低下が問題となる。特に、1994年3月に名古屋市科学館で発生した爆発事故が、高調波に起因したものであると新聞等で報道されていた[35]ように、電力用のコンデンサ本体および直列リアクトルに過大な電流が流れたことによる事故が、高調波障害報告のうち75%を占めている。各業種の事業者を対象として、高調波の支配的な発生源を調査した結果、66%が産業用機器の整流器、23%が事務用家電機器であると報告されている[33]。すなわち、高調波発生源のほとんどは、安価・堅牢であるという理由から広く整流器として適用されているダイオード整流器に起因したものである。

この事故以前から、電圧ひずみ率を配電系統で5%、特別高圧系統で3%とすることが妥当である[36]と指針が示されていたが、特定需要家向けに高調波電流流出量の目標値を設定し、これを下回るよう奨励するだけであった。すなわち、事務用家電機器のほぼ全てと産業用機器の一部は目標設定の対象外であり、対象となる機器についても効力の薄い目標にすぎなかった。しかし、爆発事故を受けて、1994年9月に「高圧または特別高圧で受電する需要家の高調波抑制対策ガイドライン」[37]や「家電・汎用品高調波抑制対策ガイドライン」[38]等の高調波対策ガイドラインが制定された。これにより、事務用家電機器等も含めたより多くの機器がガイドラインの対象となり、高調波の流出を抑制する取組みが行われている。現在では、これらのガイドラインの見直しを経て、日本工業規格(JIS C-61000-3-2)[39]や2014年に改訂された高調波抑制対策技術指針[40]などとともに運用されている。

電源に流出する高調波を抑制する手段として、リアクトルやパッシブフィルタなどの受動部品を挿入する方法や自励式変換器を用いる方法がある。受動部品を挿入する方法[41]は、比較的安価である反面、高調波の残留量が大い、もしくは装置が大型となる。一方、自励式変換器を用いる方法は、整流器自体を自励式変換器とすることにより、高調波の発生そのものを抑制する方法[42]と、自励式変換器で構成される高調波補償装置(アクティブフィルタ)を高調波発生負荷に接続して高調波を吸収する方法[43]がある。しかし、自励式の整流器は、負荷に供給する全電力を整流する回路構成となるため、変換損失が大きい。これに対して、アクティブフィルタは、自励式変換器を用いて高調波分のみを吸収することにより、電源に残留する高調波を抑制する。このため、アクティブフィルタは、必要とする自励式変換器容量が高調波分のみでよいため、自励式整流器と比較して小型・高効率・安価に導入できるという特長がある。しかし、空調設備の室外機など、高調波発生負荷と同一の筐体内に設置するアクティブフィルタは、設置スペースの制約が強くなるため、さらなる小型化が要求される。

アクティブフィルタ等の電力変換器を構成する部品のうち、パワーデバイスや制御回路など半導体の高性能化・低価格化のスピードは上述したように著しく、今後もこの流れは

続くと考えられる。このため、近年、変換器の体積やコストのうち受動素子が占める割合が相対的に増加しており [44]、変換器の小型化には受動素子の小型化、すなわち容量低減が効果的である。

受動素子の容量低減手法として、パワーデバイスのスイッチング周波数を上昇させる方法があるが、パワーデバイスに生じる損失が増加し冷却器がかえって大きくなるため、変換器全体としての小型化には限界がある [45]。これに対して、スイッチング周波数を上昇させずに、変換器の制御法を変更することによって、受動素子の低減を実現する手法も研究されている [46]。このとき、制御回路に要求される演算量が多くなり、比較的高性能な制御回路や演算装置が必要となる場合もあるが、近年の制御回路や演算装置の著しい低価格化と高性能化により、演算量の増加は十分に許容することができる。制御法による受動素子低減手法は、パワーデバイスや受動素子の特性・性能に依存することなく適用できるため、将来的にパワーデバイスや受動素子の性能が向上した場合にも、有効な手法となる。

アクティブフィルタは高調波の補償に伴って、電源との間で瞬時有効電力をやりとりする。瞬時有効電力の時間平均値は零であるが、周期的な脈動を有するため、アクティブフィルタは瞬時有効電力を吸収・放出する必要がある。すなわち、アクティブフィルタの直流側には原理的にエネルギー蓄積要素が必要となる。従来、電圧形変換器のエネルギー蓄積要素である直流コンデンサには、エネルギー蓄積密度が比較的高い電解コンデンサが広く用いられてきた。しかし、電解コンデンサは、安価であるが、直列等価抵抗 (ESR) が大きく、リップル電流により発熱する。特に、高温下で使用する場合、寿命が著しく低下するため、リップル電流定格を満足するように、静電容量を大きく選定する必要がある。これに対して、フィルムコンデンサは、単位体積あたりの静電容量は小さいが、ESR が低くリップル電流定格が大きいいため、ほとんど発熱することなく長寿命化が期待できる。特に、アクティブフィルタの直流コンデンサは、高調波電流に起因する電力脈動だけを吸収すればよく、定常状態では大きなエネルギー蓄積を必要としない。このため、必要な静電容量のフィルムコンデンサに置き換えれば、装置の小型化、長寿命化が期待できる。

しかし、直流コンデンサの静電容量を大幅に低減すると、定常状態の直流コンデンサ電圧脈動が大きくなる。このとき、負荷や電源が三相平衡かつ定常状態であれば、静電容量を低減しても高調波補償を行うことができる。一方、直流コンデンサの電圧脈動は電圧フィードバック制御に対する外乱となるため、制御特性が低下する。さらに、負荷が急変した場合や三相不平衡の場合に生じる直流コンデンサ電圧変動が大きくなり、過電圧停止や深刻な電圧低下が問題となる。このため、実用的には静電容量の低減は難しく、現在も電解コンデンサが直流コンデンサとして主に用いられる要因となっている。

また、アクティブフィルタを構成する電圧形変換器は、補償電流を制御するために

PWM動作を行い、矩形波電圧パルスを出力する。このとき、補償電流を連続な波形とするために、電圧形PWM変換器の交流側には、電圧パルスを平滑するスイッチングリップルフィルタが必要となる。従来、制御の安定性等を考慮して、スイッチングリップルフィルタには、大容量のインダクタまたは比較的容量の大きなLCフィルタが適用されていた。これに対して、近年では、LCLフィルタなどインダクタとキャパシタを多段接続した高次フィルタをスイッチングリップルフィルタとして適用する手法が提案されている。高次フィルタは、効果的にスイッチングリップルを吸収できるため、インダクタンスを低減することにより、フィルタを小型化することができる。

インダクタを低減した高次フィルタをスイッチングリップルフィルタとして適用した場合でも、アクティブフィルタは高調波を補償することができる。しかし、フィルタキャパシタに流入する電流によって、補償電流を直接制御できないことがあり、高調波補償特性が低下する。また、フィルタインピーダンスが低下するため、電源電圧高調波等の電圧外乱の影響が顕著となり、電流制御特性が低下する。このため、高次フィルタを適用する場合にはセンサ等を追加するか、制御特性の低下を甘受する必要がある。

このように、小容量の受動素子をアクティブフィルタに適用して小型化することは、原理的には可能である。しかし、アクティブフィルタの制御特性や運転継続性能が低下するため、実用的には小容量受動素子の適用は難しい。

1.2 本研究の目的

本研究は、数kVAから20kVAクラスの電力用アクティブフィルタをメインターゲットとして、制御特性や運転継続性能の改善により、小容量の受動素子を適用した場合でも実用に耐えうる性能を有するアクティブフィルタを開発することを目的とする。本研究では、静電容量の小さなフィルムコンデンサとインダクタンスを低減した高次フィルタを適用したアクティブフィルタに対して、大容量の受動素子を適用した従来のアクティブフィルタと同等の制御特性・運転継続性能を実現する。このとき、回路構成の変更およびセンサ等を追加することなく、制御法の改善のみによって実現するため、提案法は、パワーデバイスや受動素子の性能向上に関係なく適用可能である。

本研究において解決すべき課題を、以下に挙げる。

直流コンデンサの静電容量を大幅に低減したアクティブフィルタは、三相平衡かつ定常状態であれば高調波補償を行うことができる。しかし、負荷が変動した場合に生じるコンデンサ電圧変動により、過電圧停止や深刻な電圧低下を生じるため、運転継続が困難である。また、直流コンデンサ電圧制御に対して外乱となる定常状態のコンデンサ電圧脈動が

大きいため、フィードバック制御特性が低下する。

さらに、電源や負荷が三相不平衡の場合には、負荷電流に3次高調波成分や基本波逆相成分が含まれることがある。アクティブフィルタがこれらの成分を補償すると、直流コンデンサ電圧には電源の2倍周波数の脈動が生じる。一般に、これらの電流成分は、主要な5次、7次成分に比べて小さいが、電圧脈動の周波数が1/3であるため、直流コンデンサ電圧脈動としては無視できない大きさとなることがある。このため、電源や負荷の不平衡を考慮すると、定常状態においても過電圧停止や深刻な電圧低下を生じる場合があり、運転継続が難しい。

一方、アクティブフィルタのスイッチングリップルフィルタとして高次フィルタを適用した場合、フィルタインダクタを低減すると、電流制御特性が低下する。また、フィルタキャパシタに流入する電流の影響により、高調波補償特性の低下が生じる。

以上の課題に対して、変換器の動作特性を解析し、この結果に基づき、次の点について提案・検討する。

はじめに、負荷が急変した場合に、三相アクティブフィルタの直流コンデンサに生じる電圧変動を抑制する制御法の開発を行う。これは、電圧変動の原因となる直流コンデンサに流入または流出するエネルギーを抑制する制御法と、広い制御バンド幅を持つ直流コンデンサの電圧フィードバック制御法によって構成される。これによって、直流コンデンサの静電容量を低減した場合にも、負荷急変時に過電圧・電圧低下を生じることなく、アクティブフィルタの運転継続を実現する。

次に、電源や負荷が三相不平衡の場合に、直流コンデンサの電圧脈動を抑制する制御法の開発を行う。これは、過渡的な電圧変動を抑制しながら全ての高調波を補償することができる制御法と、3次高調波補償電流に起因した電圧脈動の抑制法によって構成される。不平衡時の直流コンデンサ電圧脈動を三相平衡の場合と同程度に低減することによって、直流コンデンサの静電容量を低減したアクティブフィルタが、過電圧や電圧低下を生じることなく、不平衡条件下において運転継続が可能となる。

最後に、小容量インダクタを適用した高次のスイッチングリップルフィルタをもつアクティブフィルタの制御特性を向上する。変換器の出力電圧誤差を高精度に補償する電圧誤差補償法を提案し、変換器の電流制御特性を向上させる。また、負荷電流推定を用いた電源電流検出方式を提案し、定常状態の高調波補償特性と過渡時の応答性能を向上させる。これによって、高次のスイッチングリップルフィルタを適用しない場合と同程度の制御特性を得ることができる。

1.3 本論文の構成

本論文は、全6章によって構成されており、各章の概要は以下の通りである。

第1章 序論

本章では、本研究の背景と目的を明らかにし、研究方法の概略を示す。また、本論文の全体構成を明らかにする。

第2章 アクティブフィルタの回路構成と制御法

本章では、アクティブフィルタの回路構成と制御法について、これまでの研究動向を述べ、本研究の位置づけと解決すべき課題を明らかにする。まず、高調波の主たる発生要因である整流器の回路構成と高調波対策の方策について述べる。次に、高調波補償装置であるアクティブフィルタの制御法と回路設計について説明する。この中で、小容量の受動部品を用いたアクティブフィルタに、現在の制御法を適用した場合の問題点について述べる。最後に、本研究の対象となるアクティブフィルタのシステム構成と制御法について説明する。

第3章 直流コンデンサ電圧変動の抑制法

本章では、負荷が急変した場合に、三相アクティブフィルタの直流コンデンサに生じる電圧変動を抑制する制御法の開発を行う。一般には、直流コンデンサの電圧フィードバック制御のゲインを増加することによって、過渡的な電圧変動を抑制する。しかし、アクティブフィルタの場合、直流コンデンサ電圧フィードバック制御に起因して高調波補償特性が低下することがある。このため、電圧変動を十分に抑制できるほどフィードバックゲインを増加させることは難しい。

本研究では、まず、負荷急変時のアクティブフィルタの動作を解析し、電圧変動の原因となる直流コンデンサに流入または流出するエネルギーを抑制する制御法を開発する。これは、高調波電流を抽出する際に適切な伝達関数を挿入する点に特長がある。これによって、負荷急変に伴って生じる電圧変動を大幅に低減することができる。

さらに、静電容量の小さい直流コンデンサに適した電圧フィードバック制御法を開発する。提案法は、アクティブフィルタの高調波補償に伴って直流コンデンサに生じる電圧脈

動を演算し、フィードバック制御に適用する。これにより、アクティブフィルタの高調波補償特性を低下させることなく、直流コンデンサ電圧のフィードバック制御ゲインを増加させることができるため、負荷急変時の電圧変動を効果的に抑制することができる。従来法では、電圧フィードバック制御のバンド幅が、直流コンデンサ電圧のリプル周波数を超えるようにフィードバックゲインを設定することは原理的にできない。しかし、提案法は、フィードバック制御にローパスフィルタ等を適用する必要がないため、電圧リプルの周波数を超える制御帯域を実現できる。このため、従来法と比較して、提案法は直流コンデンサの電圧変動を効果的に抑制することができる。

その結果、負荷変動に伴う直流コンデンサ電圧変動によって、過電圧停止や深刻な電圧低下を生じることなく、小容量の直流コンデンサをもつアクティブフィルタが、運転継続できることを明らかにする。

第4章 三相不平衡時の直流コンデンサ電圧脈動とその抑制法

本章では、電源や負荷が不平衡となった場合に、アクティブフィルタの直流コンデンサに生じる電圧変動を抑制する制御法の検討および開発を行う。三相平衡のとき、高調波電流は5次および7次成分などの理論高調波成分のみであるのに対して、不平衡となった場合、3次高調波など非理論高調波電流を含む。しかし、第3章において提案した負荷急変時の電圧変動を低減する高調波検出法を適用すると、非理論高調波の検出・補償をすることができない。

これに対して、まず、繰り返し制御と第3章において提案した高調波検出器を2種併用することによって、負荷急変時の電圧変動の抑制と定常状態における非理論高調波の補償を両立できることを明らかにする。このとき、繰り返し制御を適用した場合の直流コンデンサ電圧変動について過渡解析を行い、負荷急変に伴う電圧変動をさらに抑制することができる手法について検討する。

また、アクティブフィルタは、3次高調波電流を補償する必要があるが、これを補償した場合、直流コンデンサ電圧には非常に大きな脈動を生じることがある。これに対して、本研究では、3次高調波電流を補償しながら、直流コンデンサ電圧脈動に含まれる電源の2倍周波数成分を抑制できる新しい制御法を開発する。これは、3次高調波補償電流に伴って生じる直流コンデンサの電力脈動を、基本波の逆相電流を補償電流に注入することによって相殺する点に特長がある。その結果、不平衡状態で動作するアクティブフィルタの直流コンデンサ電圧脈動が三相平衡時の電圧脈動と同程度まで抑制できる。

これにより、小容量の直流コンデンサを持つアクティブフィルタが、三相不平衡の場合

においても、過電圧停止や深刻な電圧低下を引き起こすことなく、高調波補償が可能となることを実証する。

第5章 高次のスイッチングリップフィルタに適した制御法

本章では、高次のスイッチングリップフィルタを用いた場合に適したアクティブフィルタの制御法を開発する。高次のスイッチングリップフィルタは、効果的にスイッチングリップ成分を抑制できるため、フィルタのインダクタンスを低減できる。その一方、アクティブフィルタの補償電流制御特性が低下する恐れがある。

一般には、電流フィードバック制御や繰り返し制御等によって、PWM変換器の電圧誤差の影響を抑制する。しかし、高次フィルタを適用した場合、電流フィードバック制御では電圧誤差の影響を十分に抑制することができず、繰り返し制御では過渡時に電圧誤差の影響を大きく受ける。これに対して、本研究では、アクティブフィルタに適した高精度な電圧誤差の補償法を提案する。提案法は、回路パラメータや出力電圧指令値をもとに補償電圧を演算することにより、変換器の動作状態によらず電流制御性を向上できる点に特長がある。

また、高次のスイッチングリップフィルタを備えたアクティブフィルタでは、電流制御系の安定性の観点から、一般に電源から引き込む補償電流ではなく、変換器電流を検出・制御する。この場合、厳密には補償電流と変換器電流は等しくないため、変換器電流が補償電流指令値に一致したとしても、電源電流には高調波成分が残留する。これに対して、新しい電源電流検出方式を提案する。提案法は、電源電流と変換器電流から負荷電流を推定することによって、過渡時には従来の負荷電流検出方式と同程度の即応性が得られる。また、電源電流の高調波が零となるように制御することにより、定常状態では従来の電源電流検出方式と同程度に電源電流高調波を抑制できるため、高調波補償特性を向上できる。

その結果、提案法を適用することにより、フィルタインダクタを低減した高次のスイッチングリップフィルタを用いることによって低下していたアクティブフィルタの制御特性が、追加センサ等を必要とせずに、高次フィルタを適用しない場合と同程度まで改善できることを明らかにする。

第 6 章 結論

第 3 章から第 5 章において得られた本研究の成果についてまとめるとともに、今後の展望について明らかにする。

第 2 章

アクティブフィルタの回路構成と制御法

本章では、アクティブフィルタの回路構成と制御法について、これまでの研究動向を述べ、本研究の位置づけと解決すべき課題を明らかにする。まず、高調波の主たる発生要因である整流器の回路構成と高調波対策の方策について述べる。次に、高調波補償装置であるアクティブフィルタの制御法と回路設計について説明する。この中で、受動部品の小型化と長寿命化を実現できることを明らかにし、現在の制御法を適用した場合の問題点について述べる。最後に、本研究の対象となるアクティブフィルタのシステム構成と制御法について説明する。

2.1 高調波の発生とその抑制法

主要な高調波発生源である整流器は、電動機駆動の省エネルギー化等を目的として、インバータの構成要素として広く導入されている。図 2.1(a) に、市販されている汎用インバータの基本的な回路構成を示す [47,48]。汎用インバータは、整流器・直流コンデンサ・DC/AC 変換器で構成され、PCC(Point of Common Coupling) で交流電源 v_S に接続する。ただし、 L_S は電源のインピーダンスである。交流電圧をダイオードブリッジ回路によって整流し、直流コンデンサがこれを平滑した後、電圧形 PWM インバータが DC/AC 変換をすることにより、負荷である電動機等を駆動する。図 2.1(b) に電源電流波形の一例を示す。このとき、一定負荷の定常状態であっても、電源電流波形 i_S のピークが基本波実効値 I_{S1} の 2 倍を超えるような、ひずんだ電流が交流電源に流れる。このような高調波を多く含む電流が電源に流出すると、並列接続された他の機器に悪影響を及ぼすことが報告され

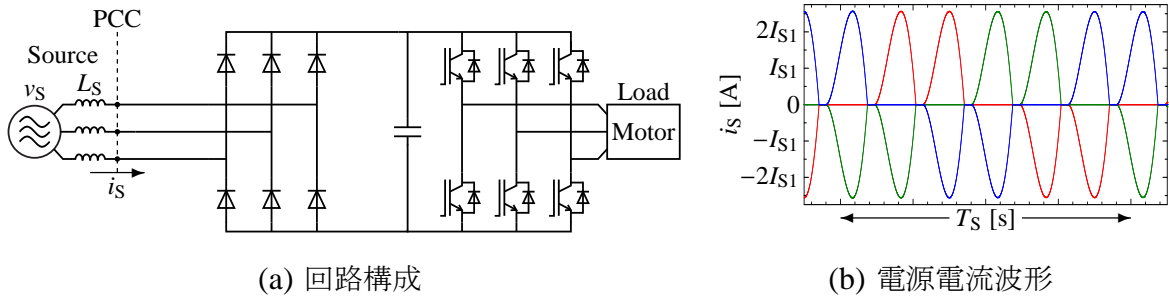


図 2.1: 一般的な汎用インバータの構成: 整流器として回路種別 No. 31: 三相ブリッジ (コンデンサ平滑) リアクトルなしを適用した場合

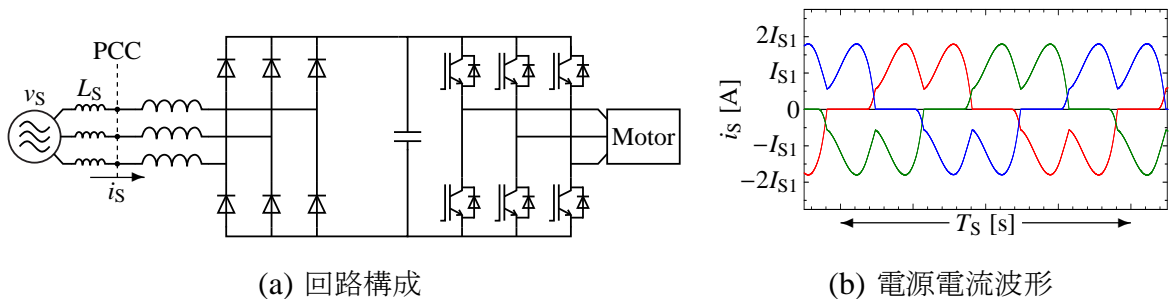


図 2.2: 汎用インバータの整流器を回路種別 No. 32: 三相ブリッジ (コンデンサ平滑) リアクトルあり (交流側) とした場合の構成

ている [33]。このため、電源に流出する高調波電流を規制するガイドライン [37, 39] が設定されており、電力変換器や機器を設置する需要家には流出する高調波抑制が求められている。

2.1.1 受動部品を用いた高調波の抑制方法

これに対して、図 2.2(a)–2.4(a) のように、ダイオードブリッジの交流側または直流側のいずれか一方、もしくは双方にインダクタ (リアクトル) を挿入することにより、高調波電流を抑制する方法が広く用いられている [49, 50]。図 2.2(b)–2.4(b) は図 2.2(a)–2.4(a) の回路構成を適用した場合の電流波形である。図 2.1(b) と比較して、電流波形のピークが小さくなり、波形ひずみは低減されているが、いずれの場合も電源電流に高調波が大きく残留する。

ここで、表 2.1 に「高圧又は特別高圧で受電する需要家の高調波抑制対策ガイドライン [37]」において示されている電源に流出する高調波電流の上限値を示す。また、表 2.2

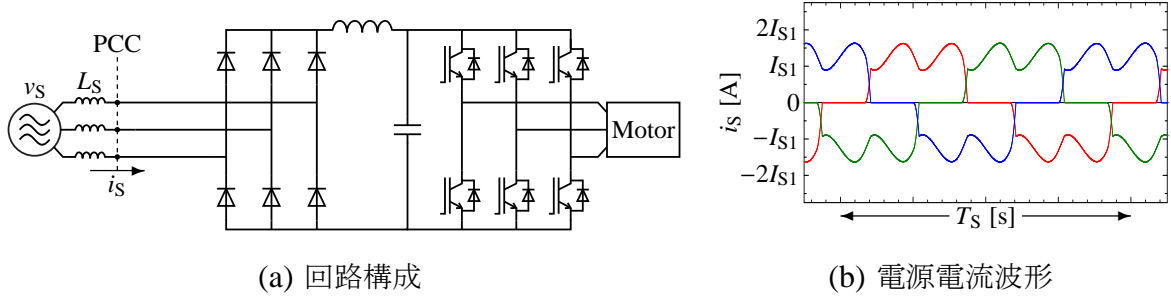


図 2.3: 汎用インバータの整流器を回路種別 No. 33: 三相ブリッジ (コンデンサ平滑) リアクトルあり (直流側) とした場合の構成

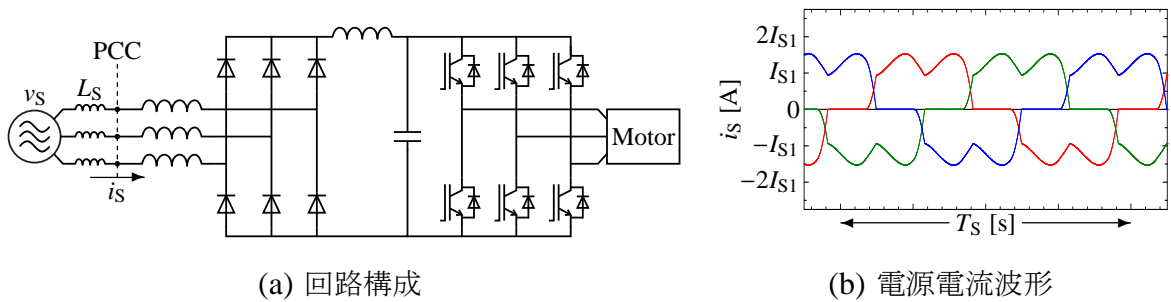


図 2.4: 汎用インバータの整流器を回路種別 No. 34: 三相ブリッジ (コンデンサ平滑) リアクトルあり (交・直流側) とした場合の構成

表 2.1: 契約電力 1 kW 当たりの高調波流出電流上限値 (一部抜粋) [37]

受電電圧	各次の高調波電流 [mA/kW]							
	5 次	7 次	11 次	13 次	17 次	19 次	23 次	23 次超過
6.6 kV	3.5	2.5	1.6	1.3	1.0	0.9	0.76	0.70
22 kV	1.8	1.3	0.82	0.59	0.53	0.47	0.39	0.36
33 kV	1.2	0.86	0.55	0.46	0.35	0.32	0.26	0.24
66 kV	0.59	0.42	0.27	0.23	0.17	0.16	0.13	0.12

には、コンデンサ平滑三相ブリッジ整流器の高調波含有率を示す。これは、電力変換器から生じる高調波電流を見積もるために、高調波抑制対策ガイドライン [37] において規定されたものである。これに基づいて、流出する高調波電流の計算を行うと、たとえば、6.6 kV 受電の工場などに汎用インバータを設置する場合、図 2.2-2.4 に示したインダクタを用いる高調波対策では高調波の残留量が大きく、契約電力の 1/8 程度しかインバータを

表 2.2: 三相ブリッジ (コンデンサ平滑) の高調波電流発生量 [37]

回路種別		各次の高調波含有率 [%]							
No.	構成	5	7	11	13	17	19	23	25
31	リアクトルなし	65.0	41.0	8.5	7.7	4.3	3.1	2.6	1.8
32	リアクトルあり (交流側)	38.0	14.5	7.4	3.4	3.2	1.9	1.7	1.3
33	リアクトルあり (直流側)	30.0	13.0	8.4	5.0	4.7	3.2	3.0	2.2
34	リアクトルあり (交・直流側)	28.0	9.1	7.2	4.1	3.2	2.4	1.6	1.4

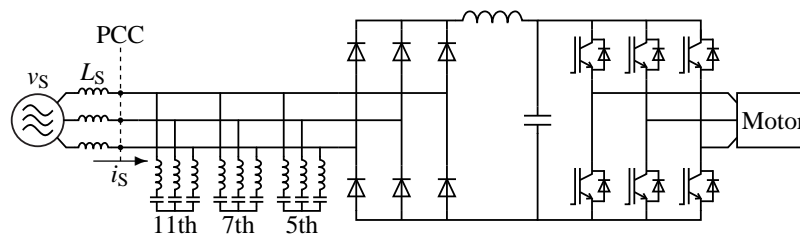


図 2.5: 高調波電流の抑制を目的としてパッシブフィルタを適用した場合の回路構成 (整流器を図 2.3(a) と同様に回路種別 No. 33 とした場合)

設置することができない [51, 52]。

これに対して、電源に流出する高調波を抑制するために、パッシブフィルタを設置する方法がある [41]。図 2.5 にパッシブフィルタによる高調波対策を行った場合の回路構成を示す。パッシブフィルタは、電源への流出を抑制したい高調波周波数に対して、インピーダンスが低くなるように設計した同調フィルタであり、インダクタとキャパシタによって構成される。これを整流器と並列に接続することによって高調波電流を吸収する。パッシブフィルタは、堅牢であり比較的安価に導入できる反面、電源電圧高調波の影響により共振電流が流れることがある。また、吸収する高調波の周波数ごとに個別の同調フィルタが必要となり、その共振周波数も低いため、フィルタの体積が非常に大きくなる。

2.1.2 PWM 整流器を用いた高調波の抑制方法

パッシブフィルタが、高調波を吸収することにより電源への流出を抑制していたのに対して、高調波の発生自体を抑制する方法として、自励式変換器を用いて整流する方法 [42] がある。図 2.6 に自励式変換器である電圧形 PWM 変換器を用いた回路構成を示す。このとき、電源電流を正弦波に制御することができるため、電源に流出する高調波電流を零と

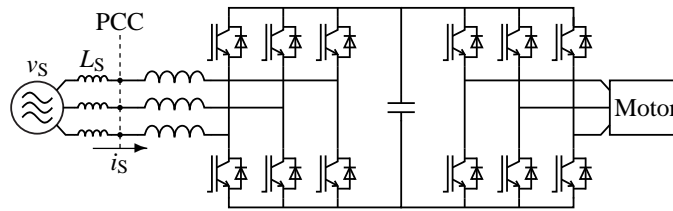


図 2.6: PWM 変換器を用いた整流回路構成 (回路種別 No. 5: 自励三相ブリッジ)

表 2.3: 電力変換器の 1 kW あたりの販売価格 [37]

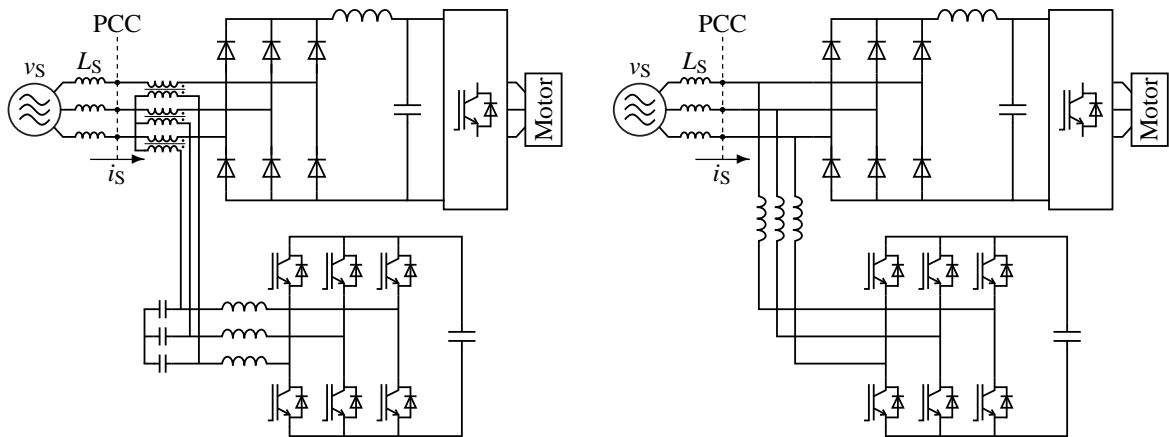
機器	汎用インバータ	PWM 整流器
本体	12000–15000 円/kW	14000 円/kW
交流リアクトル	2000 円/kW	2300 円/kW
直流リアクトル	1200 円/kW	—

することができる。また、PWM 整流器は直流リンク電圧を電源線間電圧よりも高く設定する昇圧動作や、インバータ側から流入した電力を電源に戻す回生動作が可能であるという利点がある。一方、パワーデバイスが数 kHz 以上の高い周波数でスイッチングし、負荷に供給する全電力を整流するため、PWM 整流器の変換損失は大きくなる。また、電源電流の制御と、PWM によるスイッチングリップルを平滑化するために、交流側にはインダクタが必要となる。

表 2.3 は、汎用インバータおよび PWM 整流器とその周辺機器の販売価格 [53] を調査した結果である。汎用インバータと PWM 整流器の本体価格およびリアクトルの価格はそれぞれ同程度となっている。しかし、汎用インバータは単体で交流電動機駆動ができるのに対して、PWM 整流器は、電圧形 PWM 変換器を用いた整流器部分のみで構成されているため、交流電動機駆動には別途インバータが必要となる。このため、PWM 整流器を用いたシステムは、汎用インバータ単体で使用する場合の 2 倍程度のコストが必要となる。したがって、昇圧や回生の必要がなく、電源電流高調波の抑制のみを目的としている場合、PWM 整流器を適用することは得策とは言えない。

2.1.3 高調波補償装置を用いた高調波抑制

これに対して、高調波補償装置であるアクティブフィルタを用いて高調波抑制を行う方法がある [43]。図 2.7 にアクティブフィルタの代表的な回路構成を示す。図 2.7(a) は、直



(a) 直列型アクティブフィルタ

(b) 並列型アクティブフィルタ

図 2.7: アクティブフィルタを用いた高調波補償の回路構成 (整流器を図 2.3(a) と同様に回路種別 No. 33 とした場合)

列型アクティブフィルタの構成であり、PCC の電圧が正弦波となるように動作する [54]。これにより、電源電流や電圧の高調波を抑制することができる [55]。しかし、高調波発生源が電流源動作の場合、直列型アクティブフィルタによる高調波電流の補償は難しい [33]。一方、図 2.7(b) は、並列型アクティブフィルタである。これは、パッシブフィルタと同様に、整流器によって生じる高調波電流をアクティブフィルタが吸収することにより、電源電流高調波を抑制する [43]。このとき、アクティブフィルタが制御する高調波電流は、整流器に流入する電流の 1/2 から 1/3 程度である。アクティブフィルタは PWM 整流器と同様に、パワーデバイスの高周波スイッチングによる損失を生じるが、高調波電流のみ制御すればよいため、PWM 整流器と比較して損失を低減できる。さらに、アクティブフィルタの交流側に必要なインダクタも、制御する電流が PWM 整流器と比べて小さいため、体積の小型化や損失の低減が可能である。

2.1.4 その他の回路方式

これらの他に、アクティブフィルタとパッシブフィルタを組み合わせたハイブリッドフィルタ [56, 57] による高調波補償も広く研究されている。低次の高調波成分は基本波に対して含有量が多く、アクティブフィルタがこれを補償すると、直流コンデンサに大きな電圧脈動が生じる場合がある。すなわち、アクティブフィルタの変換器容量や直流コンデンサ容量増加の要因となる。これに対して、低次高調波をパッシブフィルタが吸収し、高

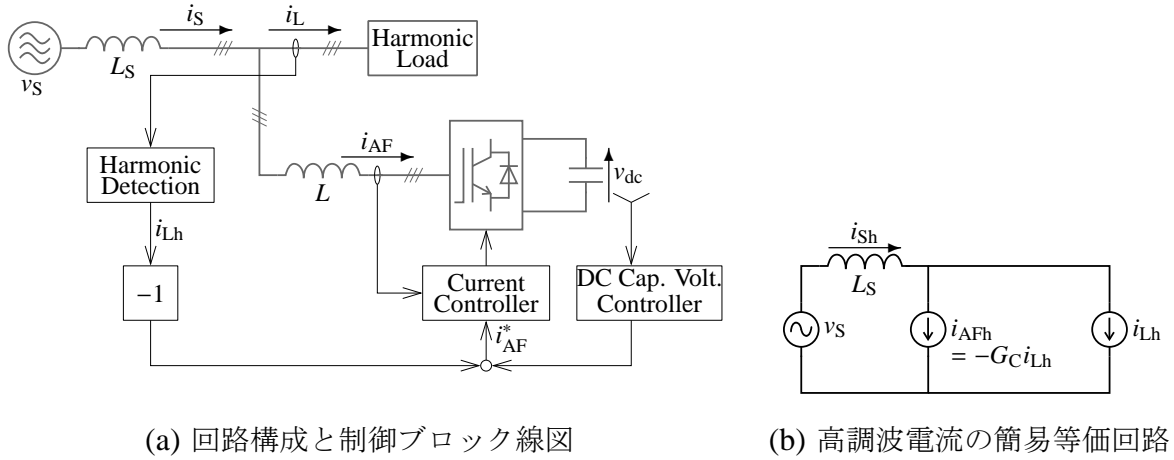


図 2.8: 負荷電流検出方式のアクティブフィルタ

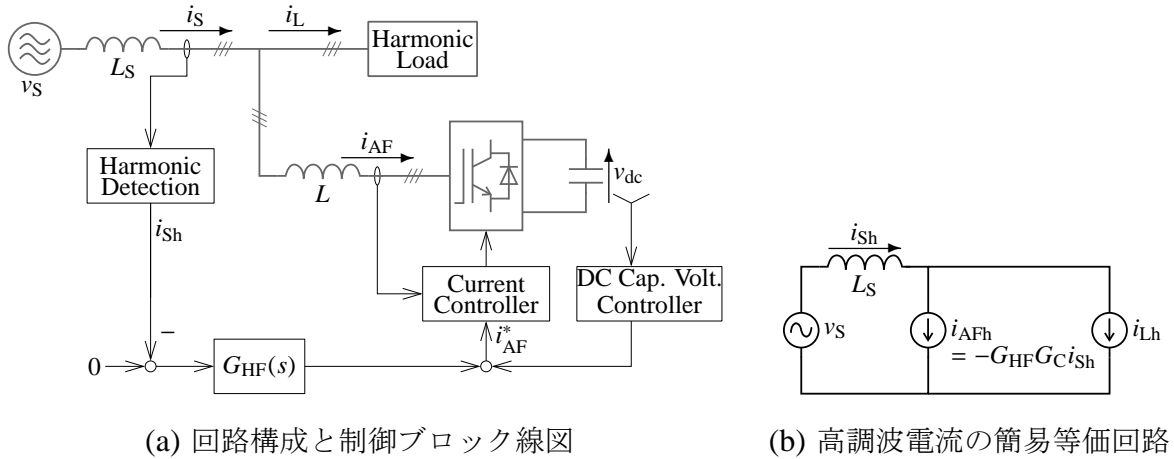


図 2.9: 電源電流検出方式のアクティブフィルタ

次高調波をアクティブフィルタが吸収することにより、比較的小容量のアクティブフィルタを用いて高調波の効果的な抑制が可能となる [58]。特に、アクティブフィルタは、パッシブフィルタと比較して非常に高価であるため、すべての高調波をアクティブフィルタによって補償する場合と比較して、ハイブリッドフィルタは安価に導入することができる。

2.2 並列型アクティブフィルタによる高調波の補償

2.2.1 高調波検出点

アクティブフィルタが高調波電流を補償する際の動作は、高調波電流の検出に利用するセンサの設置点によって大きく異なる。最も基本的なアクティブフィルタの動作は、負荷電流検出方式と電源電流検出方式の2方式に分類される [33]。図 2.8(a) に負荷電流検出方式のアクティブフィルタの制御ブロック線図を、図 2.8(b) に高調波電流に着目した簡易等価回路を示す。負荷電流検出方式は、ダイオードブリッジ等の高調波発生負荷に流入する負荷電流 i_L をセンサ等により検出し、これに含まれる高調波電流をアクティブフィルタが補償する方式である [43]。このとき、アクティブフィルタは、検出した負荷電流に含まれる高調波電流 i_{Lh} を演算し、これと逆位相の電流を補償電流指令値 i_{AF}^* として与える。アクティブフィルタの電流フィードバック制御の伝達特性を $G_C(s) = i_{AF}/i_{AF}^*$ とすると、補償電流の高調波成分は、

$$i_{AFh} = -G_C i_{Lh} \quad (2.1)$$

と表される。よって、電源電流高調波 i_{Sh} は、

$$i_{Sh} = i_{Lh} + i_{Sh} = (1 - G_C) i_{Lh} \quad (2.2)$$

となる。したがって、負荷電流検出方式は、電流制御 G_C が安定であれば、高調波補償も安定に動作する。しかし、電流制御の偏差や遅れが大きい場合、高調波補償特性が低下し、電源電流に高調波が残留する。

一方、電源電流検出方式は、電源電流 i_S を検出し、高調波電流補償を行う方式である [59]。この場合、アクティブフィルタは、検出した電源電流に含まれる高調波電流を演算し、これが零となるようにフィードバック制御を行う。このとき、アクティブフィルタの補償電流の高調波成分は、

$$i_{AFh} = -G_C G_{HF} i_{Lh} \quad (2.3)$$

となる。ただし、 $G_{HF}(s)$ は電源電流に残留する高調波から補償電流指令値を決定する伝達関数であり、フィードバックゲインとみなせる。よって、電源電流高調波 i_{Sh} は、

$$\begin{aligned} i_{Sh} &= i_{Lh} + i_{AFh} = i_{Lh} - G_{HF} G_C i_{Lh} \\ &= \frac{1}{1 + G_{HF} G_C} i_{Lh} \end{aligned} \quad (2.4)$$

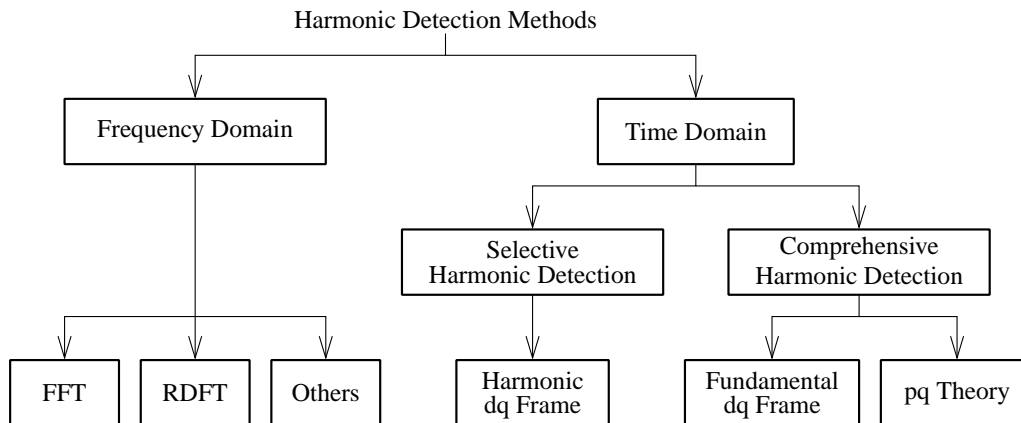


図 2.10: アクティブフィルタの高調波演算方法の分類 [64]

と表せる。ここで、電流制御の伝達関数 $G_C(s)$ は、おおむね 0 から 1 の振幅特性となるので、電源電流の残留高調波を抑制するためには、 $G_{HF}(s)$ を大きな値に設定する必要がある。特に、実際のシステムでは、電流制御に偏差や遅れを生じるが、電源電流高調波を抑制するようにフィードバックが働くため、電源に流出する高調波電流を抑制することができる。しかし、 G_{HF} を高く設定した場合、電流制御による位相遅れ等の影響を受けて、電源電流高調波のフィードバック制御が不安定となる場合がある。このため、 G_{HF} には、無損失共振器 [60] 等を適用することによって、特定の高調波成分に対してのみフィードバックゲインを増加し、補償特性を向上させる必要がある [61,62]。

2.2.2 高調波電流の演算方式

アクティブフィルタは、高調波電流の演算方法によっても、演算量と制御特性が大きく異なる [63]。図 2.10 は、文献 [64] において示されたアクティブフィルタの高調波演算方法の分類である (一部改編)。まず、高調波の演算は、時間領域において行う方法 [65–67] と周波数領域において行う方法 [68–81] に大別される。

2.2.2.1 周波数領域における高調波の演算

周波数領域における演算では、高速フーリエ変換 (FFT) を用いる方法 [65] や再帰的アルゴリズムを用いた離散時間フーリエ変換 (Recursive DFT) を用いる方法 [66] の他、ウェーブレット変換 [67] を用いる方法などが提案されている。これによって、各次数ごとに高調波電流の振幅・位相を演算できるため、電流制御の遅れを相殺するように各次高調波の振

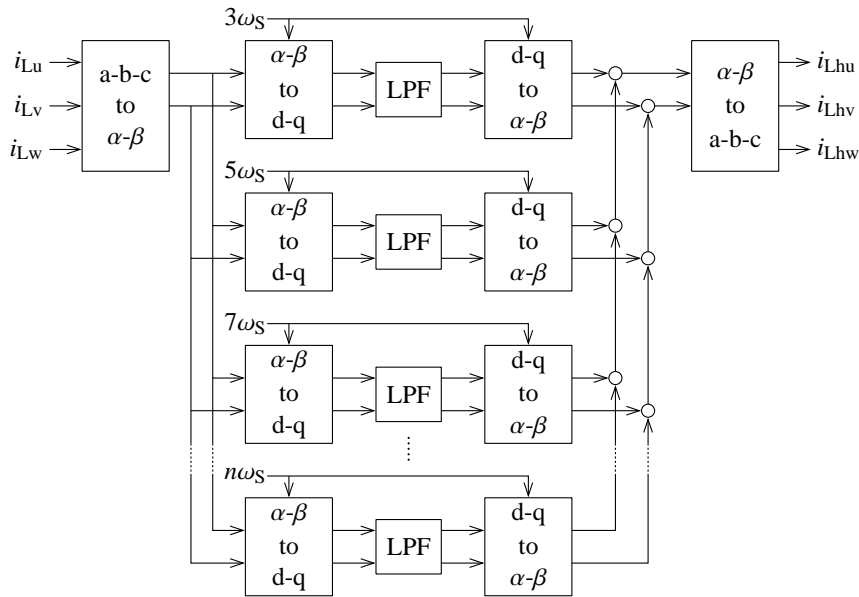


図 2.11: 特定高調波検出方式の高調波検出ブロック線図

幅・位相を調整し、アクティブフィルタの高調波補償特性を向上することができる [33]。また、時間領域における高調波演算法と比較して、各次の高調波電流を高速に検出できることが報告されている [66]。

2.2.2.2 時間領域における高調波の演算

時間領域における演算では、特定の次数の高調波を個別に抽出して足し合わせる特定高調波検出 [68–73] と、ハイパスフィルタ等を用いてすべての高調波を一括して検出する一括高調波検出 [74–82] の 2 方式に分類される。

図 2.11 に特定高調波検出を用いた高調波検出法のブロック線図を示す。ただし、 ω_s は、電源電圧の角周波数である。ここでは、回転座標変換を用いる方法として、まず、センサ等で検出した各相の電流に三相/二相変換および角周波数 $3\omega_s$ で回転する回転座標変換 ($d-q$ 変換) を適用することにより、3 次高調波成分を直流分にその他の成分を交流分に周波数変換する。これにローパスフィルタを適用して直流分を抽出し、逆変換すると三次高調波電流の波形を取り出すことができる。同様にして、各次高調波の角周波数で回転する回転座標変換を適用することにより、対応する高調波成分を個別に演算し、それぞれ足し合わせることによって高調波電流波形を得る [71]。このとき、周波数領域における演算と同様に、各次の高調波電流を個別に検出することができるため、高調波の特定次数成分のみ補償するなど、周波数成分ごとに補償特性の設定や位相補償も可能である [72]。一

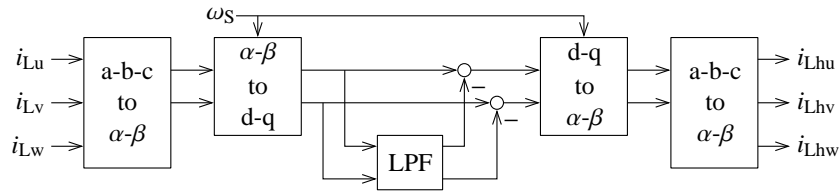


図 2.12: p-q 理論を用いた一括高調波検出方式の高調波検出ブロック線図

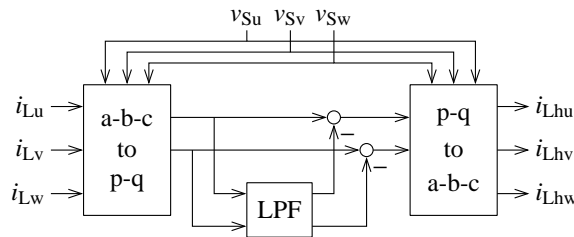


図 2.13: p-q 理論を用いた一括高調波検出方式の高調波検出ブロック線図

方，抽出する高調波成分の種類が増えると，これに比例して演算量が増加する。このため，全ての高調波成分を検出・補償しようとした場合，少なくとも数十回の回転座標変換が必要となり，演算量が大幅に増加する [73]。これに対して，演算量を低減するために共振器 (Generalized Integrator) を用いる方法 [72, 73] も提案されている。

一括高調波検出では，一般に，高調波を含む信号から基本波を抽出し，元の信号から差し引くことにより高調波を演算する。これにより，バターースフィルタ等の一般的なハイパスフィルタを適用して高調波を演算した場合よりも，良好な検出特性を得られる [74]。これは，高調波を位相遅れなく検出することができるためである。また，基本波と高調波の周波数が近いため，基本波の抽出には回転座標変換もしくは pq 理論 [75] が用いられる。

図 2.12 に一括高調波検出法のブロック線図を示す。ここでは，図 2.11 と同様に，回転座標変換を用いた場合 [76–78] を考える。基本波角周波数で回転する回転座標変換 (d-q 変換) を適用することにより，基本波成分を直流分にその他の成分を交流分に周波数変換する。これにローパスフィルタを適用して直流分を抽出し，元の信号から差し引くことにより交流分を演算する。これを逆変換すると高調波電流の波形を取り出すことができる。このとき，回転座標変換に用いる基本波周波数を検出するために Phase Locked Loop (PLL) が必要となる [63]。

一方，pq 理論を用いた場合 [74, 75, 79, 80]，電流・電源電圧がともに基本波の正弦波波形であれば瞬時有効電力・瞬时无効電力はともに直流量となる。したがって，これらの交

流量が零となるようにアクティブフィルタを制御すれば高調波を補償することができる。図 2.13 に pq 理論を用いた高調波検出法のブロック線図を示す。このとき、センサ等で検出した電流と電源電圧から瞬時有効電力と瞬时无効電力を演算する。これにローパスフィルタを適用して直流分を抽出し、元の信号から差し引いて交流分を演算する。最後に、演算した瞬時有効電力・瞬时无効電力の交流分と電源電圧から補償電流を求める。このとき、電源電圧が基本波周波数の情報を持っているため、PLL を用いる必要はない。しかし、電源電圧が高調波ひずみを含む場合、電源電流が正弦波波形とならず、高調波電流が残留する [83]。

2.3 アクティブフィルタの直流コンデンサ

アクティブフィルタが高調波電流を補償する際、補償電流の高調波成分と電源電圧の間で瞬時有効電力を形成する。瞬時有効電力の時間平均値は零であるが、周期的な脈動を有するため、アクティブフィルタは瞬時有効電力を吸収・放出する必要がある。すなわち、アクティブフィルタの直流側には原理的にエネルギー蓄積要素である直流コンデンサが必要となる。

また、アクティブフィルタは、直流コンデンサの電圧を利用して変換器の電流制御を行うため、直流コンデンサ電圧は常に電源の線間電圧よりも大きくななければならない。さらに、変換器のスイッチング動作に伴い、直流コンデンサ電圧またはそれ以上の電圧がパワーデバイスに印加される。このため、パワーデバイスや直流コンデンサの耐圧を超えないように、直流コンデンサの最大電圧を決めて、これらの条件を満たすように、アクティブフィルタの直流コンデンサの静電容量を設計する必要がある。

2.3.1 直流コンデンサの電圧脈動と静電容量

電源のインピーダンスや配線等のインダクタンスを無視して、アクティブフィルタ接続点の電位が v_s であると仮定すると、アクティブフィルタに流入する瞬時有効電力 p は、

$$p = i_{AFu}v_{Su} + i_{AFv}v_{Sv} + i_{AFw}v_{Sw} \quad (2.5)$$

となる。アクティブフィルタ等に生じる電力損失を無視すると、流入した有効電力はすべて直流コンデンサに蓄積される。直流コンデンサの蓄積エネルギー w とコンデンサ電圧 v_{dc} の関係は

$$w = \frac{1}{2}C_{dc}v_{dc}^2 = \int p dt \quad (2.6)$$

と表される。ここで、直流コンデンサの電圧脈動 Δv_{dc} が平均電圧 V_{dc} に対して十分に小さい場合を仮定すると、線形近似を用いて電圧脈動 Δv_{dc} は、

$$\Delta v_{dc} = \frac{\int p dt}{C_{dc} V_{dc}} \quad (2.7)$$

となる。

ここで、三相平衡 6 パルスダイオード整流器負荷の負荷電流について考える。まず、負荷電流を基本波電流と高調波電流の和として、

$$\begin{bmatrix} i_{Lu} \\ i_{Lv} \\ i_{Lw} \end{bmatrix} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{2} I_{L(n)} \begin{bmatrix} \sin(n\omega_s t + \phi_{L(n)}) \\ \sin(n\omega_s t + \phi_{L(n)} - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(n\omega_s t + \phi_{L(n)} + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

と定義する。ただし、 n を任意の整数として、 $I_{L(n)}$ は負荷電流の角周波数 $n\omega_s$ 成分の実効値、 $\phi_{L(n)}$ はその位相角である。このとき、 $n = 1$ と $n = -1$ はともに基本波成分であるが、それぞれ正相および逆相成分を意味する。また、各次高調波に対して、 n が正と負の 2 成分が存在する。

このとき、三相三線式の負荷電流は

$$i_{Lu} + i_{Lv} + i_{Lw} = 0 \quad (2.9)$$

であるため、任意の整数 m に対して、 $n = 3m$ の成分の高調波実効値は

$$I_{L(3m)} = 0 \quad (2.10)$$

となる。また、各相の負荷電流が正負対称な波形、すなわち

$$i_L(t) = -i_L\left(t - \frac{1}{2}T_s\right) \quad (2.11)$$

となるので、 $n = 2m$ の成分の高調波実効値も

$$I_{L(2m)} = 0 \quad (2.12)$$

である。さらに、各相の負荷電流はそれぞれ電源の $1/3$ 周期ずつ遅れた波形、

$$i_{Lu}(t) = i_{Lv}\left(t - \frac{1}{3}T_s\right) = i_{Lw}\left(t - \frac{2}{3}T_s\right) \quad (2.13)$$

となるので、 $n = 3m + 2$ の成分の高調波実効値も

$$I_{L(3m+2)} = 0 \quad (2.14)$$

である。したがって、(2.10)式、(2.12)式および(2.14)式を整理すると、

$$I_{L(n)} = 0 \quad (n \neq 6m + 1) \quad (2.15)$$

となり、三相平衡6パルスダイオード整流器負荷の負荷電流は、 $n = 6m + 1$ の成分のみで構成される。

アクティブフィルタの補償電流 i_{AF} は、負荷電流高調波と逆位相の電流に制御される。このときのアクティブフィルタの補償電流 i_{AF} は、

$$\begin{bmatrix} i_{AFu} \\ i_{AFv} \\ i_{AFw} \end{bmatrix} = - \sum_{m \neq 0} \sqrt{2} I_{L(6m+1)} \begin{bmatrix} \sin \{ (6m+1)\omega_S t + \phi_{L(6m+1)} \} \\ \sin \{ (6m+1)\omega_S t + \phi_{L(6m+1)} - \frac{2}{3}\pi \} \\ \sin \{ (6m+1)\omega_S t + \phi_{L(6m+1)} + \frac{2}{3}\pi \} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

となる。ここで、簡単のため、電源電圧を実効値 V_S の三相平衡正弦波

$$\begin{bmatrix} v_{Su} \\ v_{Sv} \\ v_{Sw} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_S \begin{bmatrix} \sin(\omega_S t) \\ \sin(\omega_S t - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\omega_S t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

と仮定する。このとき、APFに流入する瞬時有効電力 p は、

$$p = -\sqrt{3} V_S \sum_{m \neq 0} I_{L(6m+1)} \cos(6m\omega_S t + \phi_{L(6m+1)}) \quad (2.18)$$

であり、直流コンデンサの電圧脈動 Δv_{dc} は、(2.7)式から

$$\begin{aligned} \Delta v_{dc} &= -\frac{\sqrt{3} V_S}{C_{dc} V_{dc}} \sum_{m \neq 0} \frac{I_{L(6m+1)}}{6m\omega_S} \sin(6m\omega_S t + \phi_{L(6m+1)}) \\ &= -\frac{\sqrt{3} V_S}{C_{dc} V_{dc}} \sum_{l=1}^{\infty} \left\{ \frac{I_{L(6l+1)}}{6l\omega_S} \sin(6l\omega_S t + \phi_{L(6l+1)}) + \frac{I_{L(-6l+1)}}{6l\omega_S} \sin(6l\omega_S t - \phi_{L(-6l+1)}) \right\} \end{aligned} \quad (2.19)$$

となる。このとき、高調波電流の $n = 6l + 1$ の成分と $n = -6l + 1$ の成分はともに $6l\omega_S$ の電圧脈動を作るため、この2つの高調波電流成分の位相によって電圧脈動の大きさが変化する。たとえば、表2.2に示す各次高調波電流の含有割合をもとにして、直流コンデンサ電圧脈動を見積もろうとしても、位相情報がないため、正確な電圧脈動の見積もりはできない。よって、直流コンデンサ電圧脈動の正確な見積もりには、負荷電流の高調波電流振幅 $I_{L(n)}$ とその位相 $\phi_{L(n)}$ の2つの情報が必要となる。

ダイオード整流器の動作を理論的に解析し、生じる負荷電流波形に含まれる高調波電流を求めることもできる [84, 85] が、複雑な計算を必要とするため、電圧脈動が最大となる

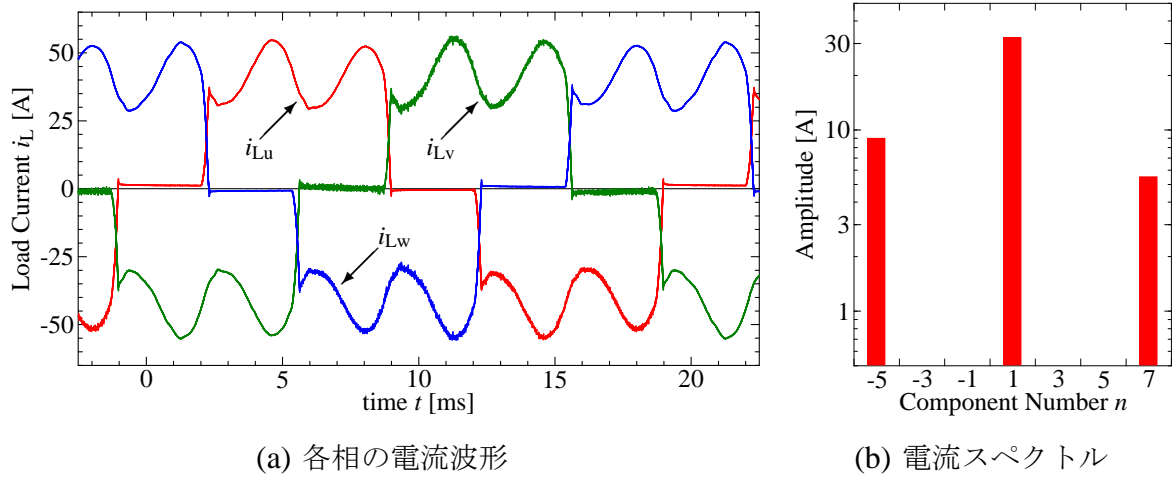


図 2.14: 直流リアクトルを接続した 10 kW コンデンサ平滑三相ダイオード整流器の負荷電流実測波形

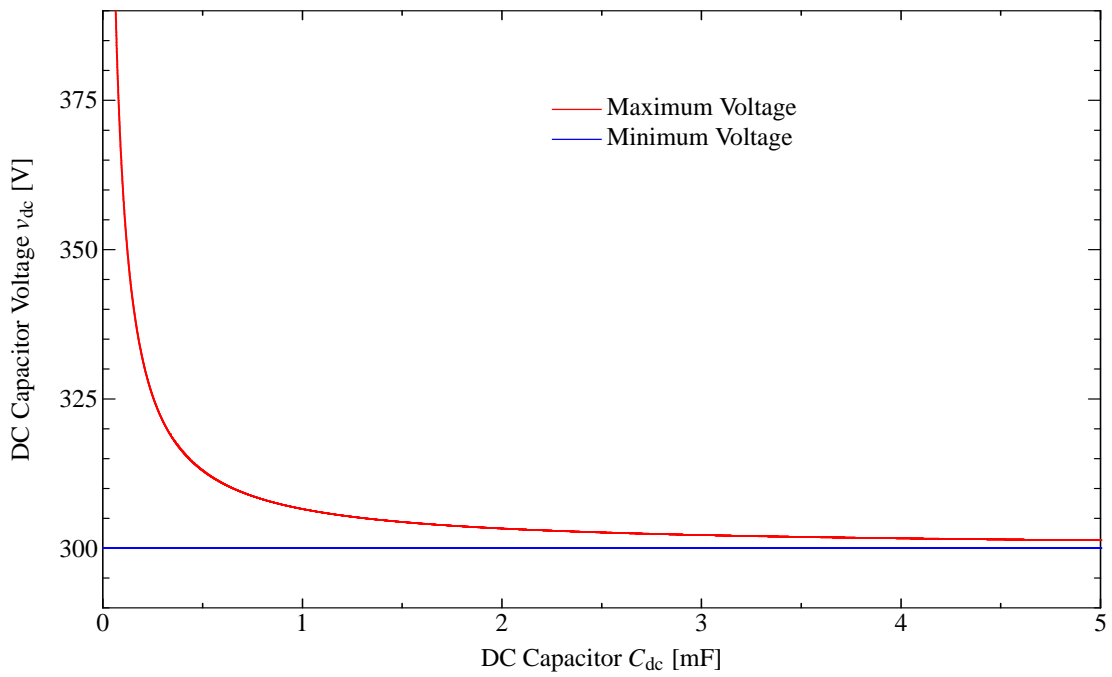


図 2.15: 図 2.14 の 10 kW ダイオード整流器の高調波電流を補償した時の直流コンデンサの静電容量と電圧脈動の関係

周波数成分のみに着目した計算方法 [86, 87] やシミュレーションを用いた評価方法 [88] を用いる場合が多い。

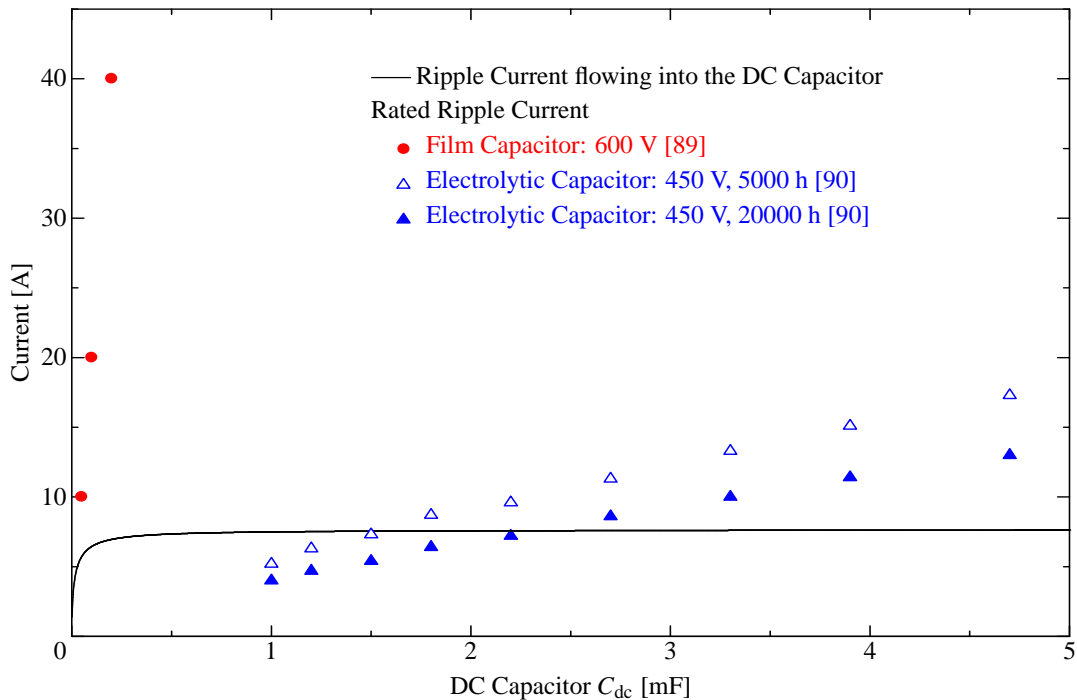


図 2.16: フィルムコンデンサと電解コンデンサの静電容量とリップル電流定格

図 2.14 に直流リアクトル付きコンデンサ平滑三相ダイオード整流器の 10 kW 負荷電流波形とその周波数スペクトルを示す。また、図 2.15 に、図 2.14 の高調波電流をアクティブフィルタがすべて補償した場合に生じる直流コンデンサの電圧脈動と静電容量の関係を示す。ただし、図 2.15 は、直流コンデンサの電圧脈動を考慮して、最低電圧が 300 V となるように設定した。このとき、電圧脈動幅は直流コンデンサ容量に反比例する。よって、脈動する直流コンデンサ電圧の最大値と最小値が、許容できる電圧の範囲内に収まるように静電容量を設計すればよい。

これに加えて、実際のシステムでは、コンデンサを充放電する電流が、コンデンサの許容リップル電流定格を満足するように静電容量を設計する必要がある。図 2.16 に図 2.15 と同様にして求めた、直流コンデンサに流入するリップル電流実効値とコンデンサの許容リップル電流定格 [89, 90] の値を示す。直流コンデンサに流入するリップル電流は、静電容量が小さい時ほど小さくなる。これは、直流コンデンサの平均電圧が上昇するためである。一方、静電容量が十分に大きいときのリップル電流は 7.6 A となる。ただし、このとき、PWM 変換器のスイッチングリップルに起因したリップル電流成分は考慮していないため、実際のリップル電流はさらに大きくなる。

ここで、コンデンサの許容リップル電流定格は、コンデンサの種類および耐圧が同じであ

れば、静電容量に依存する。電解コンデンサを直流コンデンサとして適用した場合、許容リップル電流定格を満足するためには、静電容量 C_{dc} を $1800 \mu\text{F}$ 以上とする必要がある。すなわち、コンデンサやスイッチング素子の電圧定格に余裕がある場合でも、静電容量を低減することができない。特に、このような許容リップル電流定格付近で使用する場合には、動作時間が 5000 時間となる [90]。コンデンサの長寿命化のためには、リップル電流に余裕を持った設計が必要となり、 20000 時間の稼働を想定した場合は、静電容量 C_{dc} を $2700 \mu\text{F}$ 以上にしなければならない。一方、フィルムコンデンサを直流コンデンサとして適用した場合、許容リップル電流定格が十分に大きいいため、コンデンサやスイッチング素子の電圧定格にあわせて電圧脈動を許容すれば、静電容量を低減することができる。さらに、許容リップル電流定格に対して余裕を持った設計ができるため、電解コンデンサと比較してコンデンサの温度上昇が小さく、さらなる長寿命化を期待できる。

直流コンデンサ電圧脈動の大きさは、平均電圧 V_{dc} の $\pm 1\%$ 以下とする場合 [86]、 2% 以下とする場合 [88,91]、 $2\sim 5\%$ とする場合 [92]、 10% 以下とする場合 [87] など、それぞれの文献によって設計が大きく異なる。これは、コンデンサの許容リップル電流を考慮した結果であると考えられる。たとえば、平均電圧の $\pm 1\%$ 以下と設計する場合、図 2.15 から必要な静電容量 C_{dc} を $2200 \mu\text{F}$ と求めることができ、これは電解コンデンサの許容リップル電流定格をもとにして求めた静電容量の最小値とおよそ一致する。これに対して、平均電圧の 10% 以下のように、大きな電圧脈動を許容する場合は、フィルムコンデンサの適用が前提であると考えられる。

ここで、直流コンデンサとしてフィルムコンデンサを適用し、平均電圧の $\pm 10\%$ 程度の電圧脈動を許容した場合について考える。このとき、直流コンデンサの静電容量は $C_{dc} = 200 \mu\text{F}$ でよく、最大電圧は 360 V となる。また、コンデンサの体積は、データシート [89] から 600 V 耐圧であれば 374 cm^3 であり、耐圧 450 V 、 $1800 \mu\text{F}$ の電解コンデンサ [90] の体積 266 cm^3 よりも大きく、 $2700 \mu\text{F}$ の電解コンデンサ [90] の体積 412 cm^3 よりも小さい。しかし、フィルムコンデンサを 450 V 耐圧として実装すると、 210 cm^3 に小型化が見込まれる。よって、アクティブフィルタの直流コンデンサとしてフィルムコンデンサを適用すると、適切な耐圧・静電容量の設計をすることによって、電解コンデンサを適用した場合と比較して、体積を 20% 以上低減することができる。

文献 [86–88,91,92] のいずれの場合も定常状態の電圧脈動のみを考慮した設計である。電源や負荷が三相平衡かつ定常状態であれば、静電容量の小さいフィルムコンデンサを直流コンデンサとして適用しても、高調波補償を行うことができる。しかし、直流コンデンサの定常的な電圧脈動が増加するため、電圧フィードバック制御への外乱となる。また、負荷が変動した場合には、過渡的に電圧変動を生じることがあり、静電容量低減時には電

圧変動が増加する。さらに、電源や負荷に不平衡がある場合、定常状態においてもコンデンサの電圧脈動が増加する。このため、フィルムコンデンサを直流コンデンサとして適用した場合でも、コンデンサ電圧や静電容量に大きなマージンを設けなければ、過電圧停止を生じる、または深刻な電圧低下によってアクティブフィルタの制御特性が低下する [93]。

2.3.2 直流コンデンサの電圧フィードバック制御

アクティブフィルタは、直流コンデンサに外部電源を持たないため、フィードバック制御等によって、直流コンデンサ電圧の平均値を一定に制御する必要がある [94]。このとき、アクティブフィルタは、補償電流に電源電圧と同相の基本波電流を重畳することによって、高調波補償動作に影響を与えず、直流コンデンサに流入または流出するエネルギーを制御し、電圧平均値を一定に制御する。しかし、アクティブフィルタのように直流コンデンサ電圧が脈動を含むとき、高いフィードバックゲインを適用すると、補償電流に重畳する基本波電流の振幅が変化し、不要な高調波電流が電源電流に注入されることがある [95]。また、高調波発生負荷が急変すると、直流コンデンサの電圧が大きく変動することがあり [96]、低いフィードバックゲインを適用していると、過渡応答が遅いため電圧変動を抑制できなくなる。これは、特に直流コンデンサの静電容量を低減した場合に顕著となり、変換器に深刻な電圧低下や過電圧を引き起こす。このため、定常状態の高調波補償特性維持と負荷急変時の電圧変動抑制のために、一般には、大容量の電解コンデンサが直流コンデンサとして適用されている。

アクティブフィルタの直流コンデンサの電圧フィードバック制御法として、これまでにさまざまな手法が提案されている [93,97-106]。これらの制御法は、直流コンデンサ電圧脈動の影響を低減するために、周波数領域または時間領域において脈動を分離し、制御特性の向上を図っている。

2.3.2.1 周波数領域に着目した直流コンデンサ電圧制御法

周波数領域に着目した制御法は、ローパスフィルタなどを用いて、直流コンデンサ電圧の平均値を抽出もしくは推定する [93,97-103]。センサ等を用いて検出した直流コンデンサ電圧にローパスフィルタを適用することにより、フィードバック信号に含まれる電圧脈動を除去することができる。これにより、重畳する基本波電流の振幅変化を低減し、不要な高調波電流の注入を抑制できるため、フィードバックゲインを高く設定し、過渡応答を向上させることができる。しかし、ローパスフィルタのカットオフ周波数は、除去する電

圧脈動の周波数よりも低く設定する必要がある [98,99]。たとえば、直流コンデンサ電圧脈動の支配的な周波数成分は 300 Hz であるため、ローパスフィルタのカットオフ周波数は 30 Hz 付近に設定される。これに伴い、直流コンデンサ電圧フィードバック制御のバンド幅は、安定性の観点からカットオフ周波数 30 Hz よりも低くなる。

文献 [93] では、ローパスフィルタのカットオフ周波数を 130 Hz と高く設定することによって、負荷急変時の過渡応答を向上し、カットオフ周波数を 30 Hz とした場合と比較して、電圧静定時間を 1/4 に低減している。また、周波数領域において最適な応答を設計する方法 [100] や、電圧フィードバック制御の閉ループ伝達関数が 300 Hz と 600 Hz に対してノッチフィルタとして働くように極配置法を用いて設計する方法 [93] が提案されている。これによって、130 Hz のローパスフィルタを適用した場合と比較して、電圧静定時間を 6 割に低減できることが報告されている。

いずれの方法に対してフィードバックゲインを高く設定した場合でも、過渡応答の向上は限定的であり、特に直流コンデンサが小容量の場合には、十分な効果が得られないことがある。

2.3.2.2 時間領域に着目した直流コンデンサ電圧制御法

時間領域に着目した方法では、過渡時と定常状態において異なる制御法や制御ゲインを適用する [104–106]。たとえば、スライディングモードコントローラは、偏差が大きいときに高いフィードバックゲインとなり、過渡応答の向上を図る一方、偏差が小さい場合には低いフィードバックゲインとなり、定常状態における不要な高調波電流の注入を抑制する。これにより、スライディングモードコントローラを適用すると、PI 制御を適用した場合に比べ、直流コンデンサ電圧フィードバック制御の応答を高速化できる [105]。

しかし、直流コンデンサ電圧の偏差がモード遷移の閾値付近にあるとき、頻繁にゲインが変化するチャタリングを生じる場合がある。文献 [106] では、スライディングモードコントローラと PI 制御を組み合わせることにより、ゲイン切り替え時のチャタリングを抑制する方法が提案されている。

スライディングモードコントローラは、可変フィードバックゲインと考えることができ [104–106]、一般に位相平面軌跡を描いて設計する。しかし、直流コンデンサ容量を低減し、電圧脈動が大きくなる場合、的確な位相平面軌跡を描くことは難しい。また、定常状態の電圧脈動によってゲインが変化しないように、モード遷移の閾値は、定常状態の電圧脈動よりも大きく設定する必要がある。このとき、負荷急変などに起因して電圧変動を生じ、モード遷移の閾値を超えると、アクティブフィルタの高調波補償特性が低下する。

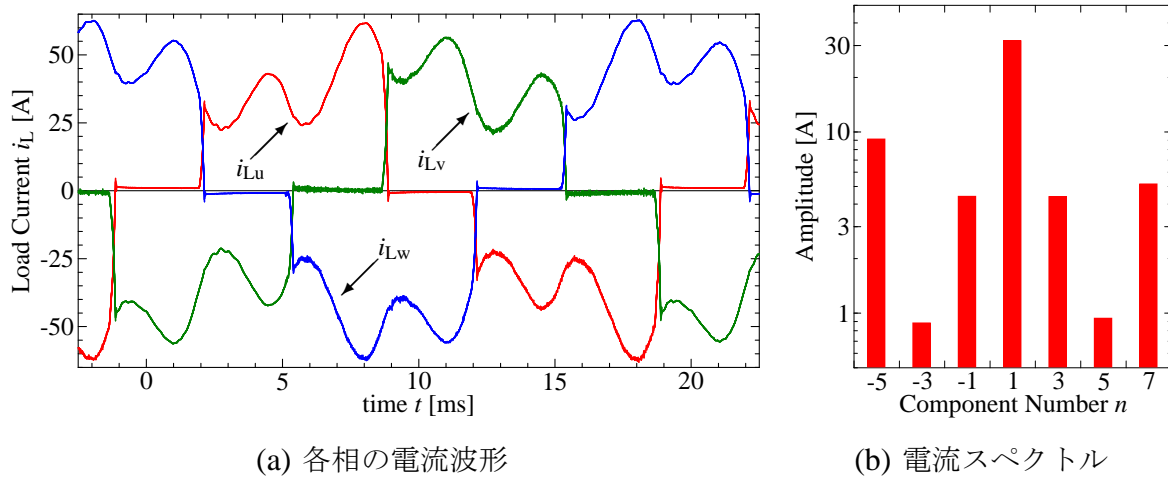


図 2.17: 図 2.14 と同一の負荷を用いて電源側を不平衡とした場合の 10 kW 負荷電流実測波形

2.3.3 過渡時の直流コンデンサの電圧変動

負荷が変動した場合の直流コンデンサ電圧変動は、高調波を抽出する際のフィルタの遅れに起因している [107]。負荷変動等が生じると、高調波を過渡的に正しく検出することができないため、一時的に補償電流が増加し、直流コンデンサ不必要な充放電が発生する。特に、基本波成分は、高調波成分に比べて振幅が大きいため、フィルタ遅れに起因して基本派の誤検出も大きくなり、直流コンデンサに大きな電圧変動を生じる。これに対して、一般にはスタートアップ時に徐々に補償を開始するソフトスタートや高調波抽出に用いるフィルタの応答を改善することにより、電圧変動を低減している。

しかし、アクティブフィルタの運転中に負荷が変化する場合、たとえば 50% から 100% に負荷が増加する等のときは、ソフトスタートにより電圧変動を抑制することは難しい。一方、ローパスフィルタとして、電源 1/6 周期の移動平均フィルタを適用する手法 [107] が提案されており、定常偏差を零とできるだけでなく、高調波の検出遅れを低減できる。この場合でも、定常状態における電圧脈動より過渡時の電圧変動の方が倍以上大きくなり、静電容量低減時には過電圧や電圧低下により運転継続が難しい。

2.3.4 不平衡時の直流コンデンサ電圧脈動

電源および負荷が三相平衡である場合、負荷電流に含まれる高調波成分は (2.15) 式のように、 $n = 6n + 1$ の成分のみとなる。このため、直流コンデンサには、高調波補償に伴って電源の 6 倍周波数の電圧脈動を生じる。一方、電源や負荷が不平衡である場合、負荷電流は 3 次高調波成分や不平衡を含む。図 2.17(a) は、図 2.14 と同一の負荷を用いて、電源側を不平衡とした場合の負荷電流波形を、この時の電流スペクトルを図 2.17(b) に示す。図 2.14(b) の三相平衡の場合と比較して、 $n = 7$ や $n = -5$ の成分はほとんど変わらないが、 $n = 3$ の成分や $n = -1$ の成分が増えている。アクティブフィルタがこれらの成分を補償すると、直流コンデンサの電圧脈動には電源の 6 倍周波数成分に加えて、 $n = 3$ や $n = -1$ の成分に起因した 2 倍周波数成分が生じるため、電圧脈動が増加する。特に、補償電流の $n = 3$ や $n = -1$ の成分に起因した電圧脈動は周波数が $1/3$ と低いため、補償電流としては小さくても大きな電圧脈動となる。

これに対して、アクティブフィルタの補償特性を制限する制御法 [108–110] が提案されている。文献 [109] では、アクティブフィルタの補償容量が変換器容量を超えないように、高調波・不平衡・力率の 3 成分に対するアクティブフィルタの補償特性を個別に制限している。このとき、基本波逆相成分は高調波電流ではないので、これを補償しない場合でも、高調波補償特性には影響しない。一方、三相 3 線式のシステムにおいて、3 次高調波電流が単相負荷間を循環することに着目して、これを補償しない方法も提案されている [110]。しかし、この手法を三相アクティブフィルタに適用すると高調波補償特性が低下するなど、適用範囲は限定的である。三相アクティブフィルタは、3 次高調波成分を補償する必要があるため、電源や負荷の不平衡を考慮すると、直流コンデンサの電圧脈動が三相平衡の場合と比較して大きくなる。このため、三相平衡の場合と比較して大容量の直流コンデンサを適用しなければ、定常状態においても過電圧停止や過度な電圧低下を生じる場合がある。

2.3.5 本研究が目標とする過渡時の直流コンデンサの静電容量と電圧変動

図 2.18 に、アクティブフィルタの直流コンデンサの静電容量と、負荷急変時の電圧変動の関係を示す。これは、これまでに発表された論文において示された実験結果をもとに作成したものである。アクティブフィルタの直流コンデンサは、負荷の大きさや平均電圧によって必要な静電容量が異なる。このため、図 2.18 では、規格化した静電容量となるよう

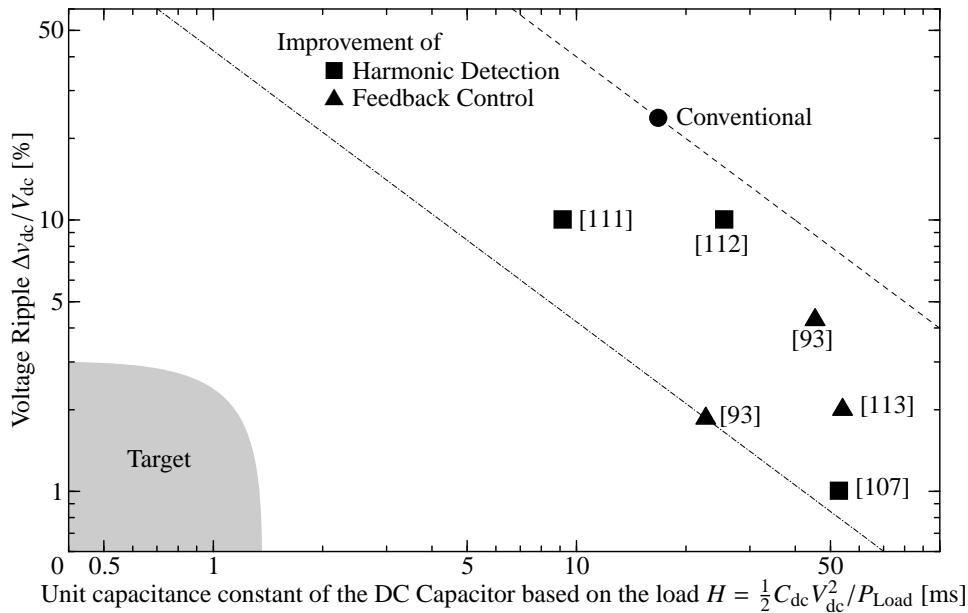


図 2.18: アクティブフィルタの直流コンデンサ容量と負荷急変時の電圧変動の関係

に、平均電圧における蓄積エネルギーを負荷容量で除した静電容量定数を横軸とし、縦軸の電圧変動は平均電圧に対する変化量としている。このとき、電圧変動率は静電容量とほぼ反比例の関係となるため、各制御法のもつ電圧変動の抑制能力が同等であれば、両対数グラフでは同一直線上に存在し、これが原点に近づくほど高性能であることを意味する。

負荷急変時の電圧変動を抑制する手法は、高調波検出における検出誤差を低減する方法と直流コンデンサ電圧フィードバック制御の応答を向上する方法に大別される。文献 [107] では、直流コンデンサ容量 53 ms に対して電圧変動が 1%、文献 [93] では、23 ms に対して 2% の電圧変動が生じるという実験結果が示されている。しかし、第 2.3.1 節におけるフィルムコンデンサの静電容量設計を適用した場合、静電容量は 1.1 ms となり、電圧変動が 42% を超える。第 2.3.1 節では、最低電圧を 300 V と設計しているため、電源線間電圧と電流制御に必要な電圧マージンを考えれば、許容できる電圧変動は大きくとも 3% 程度である。このため、文献 [107] や [93] の制御法を適用しても電圧変動の抑制が十分ではなく、負荷急変時に過電圧停止や深刻な電圧低下を生じる。

アクティブフィルタの直流コンデンサは、定常状態であっても高調波補償に伴う電圧脈動を生じる。特に、静電容量を低減した場合には電圧脈動が顕著となるが、これを許容すれば高調波の補償を行うことができる。しかし、負荷急変等に伴う不要な電圧変動が過渡的に生じるため、静電容量を低減すると過電圧停止や深刻な電圧低下を引き起こし、運転継続が困難になる。これに対して、過渡時の電圧変動を十分に抑制できれば、直流コンデ

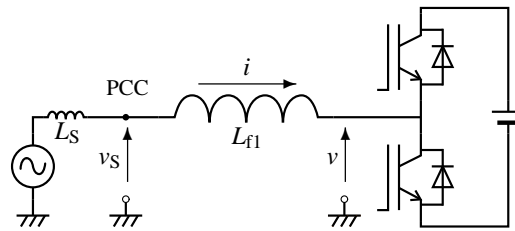


図 2.19: 系統連系した電圧形 PWM 変換器の 1 相分の回路構成

ンサの静電容量を必要最小限とすることができる。すなわち、静電容量低減には、過渡時の電圧変動抑制がさらに必要である一方、これが実現できると、定常状態の電圧脈動のみ考慮すれば、静電容量の設計が行えるようになる。

2.4 スイッチングリップルフィルタの小型化

電圧形 PWM 変換器は、交流側端子に矩形波状のパルス電圧が出力されるため、連続な電流波形を得るには、交流側端子にインダクタが必要となる。このとき、インダクタはローパスフィルタとして働き、スイッチングリップルの流出を抑制する。図 2.19 に系統連系した電圧形 PWM 変換器の 1 相分を取り出した回路図を示す。ここでは、スイッチングリップルフィルタとして、インダクタ 1 段の L フィルタを適用する。また、電源インピーダンス L_S による電圧降下を無視して、PCC の電圧が v_S であると仮定する。このとき、変換器の PWM 出力である矩形波電圧 v と PCC の電圧 v_S の差分がインダクタ L_{f1} に印加され、変換器には PWM のスイッチング周波数成分のリプルを含む電流 i が流れる。ここで、電流リプルが大きくなると、変換器損失の増加や電源に並列接続された他の機器に影響を及ぼすことがある [74]。このため、フィルタインダクタ L_{f1} を適切に設計する必要がある。

電流リプルを十分に低減するために、インダクタンスを大きくすると、体積・コストの増加や制御応答性が低下することが報告されている [114]。また、インダクタンスを変えずにスイッチング周波数を高く設定すると、変換器の損失が大幅に増加する [115, 116]。

2.4.1 スイッチングリップルフィルタと電流フィードバックの制御特性

図 2.20 に電流フィードバック制御のブロック線図を示す [117]。ここでは、スイッチングリップルフィルタとして図 2.19 の L フィルタの場合を考える。まず、検出した変換器電流 i と電流指令値 i^* の偏差に電流フィードバックゲイン K_C を乗じて、インダクタ L_{f1} に

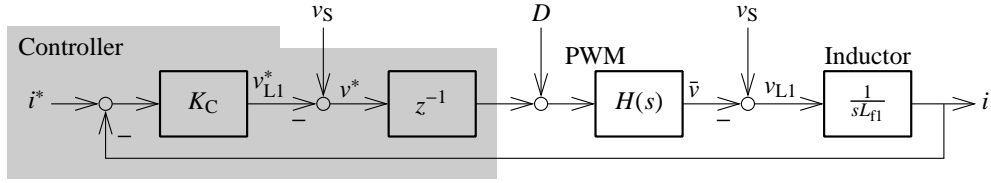


図 2.20: 電流フィードバック制御のブロック線図

印加すべき電圧を演算する。次に電圧センサによって検出した PCC の電圧 v_s を電圧指令値 v^* のフィードフォワード項として与える。コントローラにおける演算時間等を考慮すると、1 制御周期 T_{smp} の遅延の後、PWM 信号として変換器電圧が出力される。ここでは、変換器電圧を PWM によって生成される矩形波電圧 v ではなく、 v と 1 制御周期の平均が一致する一定電圧 \bar{v} が出力されると近似し、出力電圧 \bar{v} とホールド関数 $H(s)$ で表す。出力電圧 \bar{v} と PCC の電圧 v_s の差分がインダクタ L_{f1} に印加されることにより、変換器電流 i が制御される。このとき、後退差分を用いて離散化した電流フィードバック制御の伝達関数は、

$$\frac{i(z)}{i^*(z)} = \frac{K_C \frac{T_{\text{smp}}}{L_{f1}}}{z^2 - z + K_C \frac{T_{\text{smp}}}{L_{f1}}} \quad (2.20)$$

と表される。よって、電流フィードバック制御の極は

$$z = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 4K_C \frac{T_{\text{smp}}}{L_{f1}}}}{2} \quad (2.21)$$

に存在する。フィードバックが安定となるための条件は $|z| \leq 1$ であるため、フィードバックゲイン K_C の安定限界は

$$K_C = \frac{L_{f1}}{T_{\text{smp}}} \quad (2.22)$$

となる。同様に、減衰係数 $\zeta = 1$ となり、オーバーシュートを生じない臨界ゲインは

$$K_C = \frac{L_{f1}}{4T_{\text{smp}}} \quad (2.23)$$

となる。よって、制御周期 T_{smp} が同じであれば、インダクタ L_{f1} によって安定なフィードバックゲインが決まる。図 2.21 に電流フィードバック制御のボード線図を示す。フィードバックゲインが臨界ゲインよりも低い場合、電流制御バンド幅は狭くなるが、電流制御ゲイン特性にピークを持たない。一方、フィードバックゲインを臨界ゲインよりも高く設

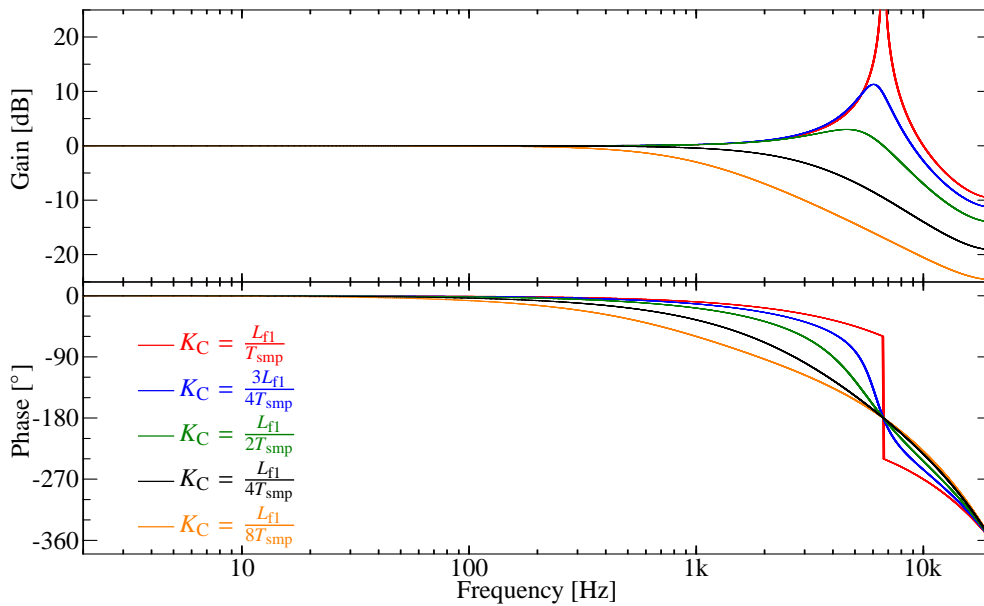


図 2.21: 電流フィードバック制御のボード線図 ($T_{\text{smp}} = 25 \mu\text{s}$)

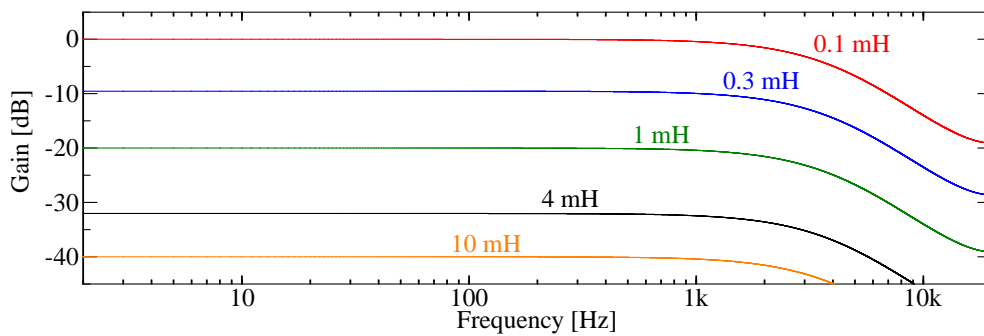


図 2.22: 電流フィードバック制御の電圧誤差に対する外乱抑圧特性 ($T_{\text{smp}} = 25 \mu\text{s}$, $K_C = L_{f1}/T_{\text{smp}}$)

定すると、電流制御バンド幅が広がる反面、電流制御の応答は振動的となり、ゲイン特性にピークを持つ。このため、あまり高いフィードバックゲインを設定することはできず、臨界ゲインの2倍程度 [116] に設定することが多い。

しかし、電圧形 PWM 変換器では、上下アームのスイッチング素子による直流リンクの短絡を防止するため、導通状態を切り替える際に上下アームのスイッチング素子が同時にオフするデッドタイム期間を設ける必要がある。デッドタイム期間中の電圧形 PWM 変換器の出力電圧は、スイッチング素子を流れる電流に依存して決まる [118]。このため、電圧形変換器の出力電圧 \bar{v} は、電圧指令値 v^* と一致しない場合がある。この電圧誤差を D

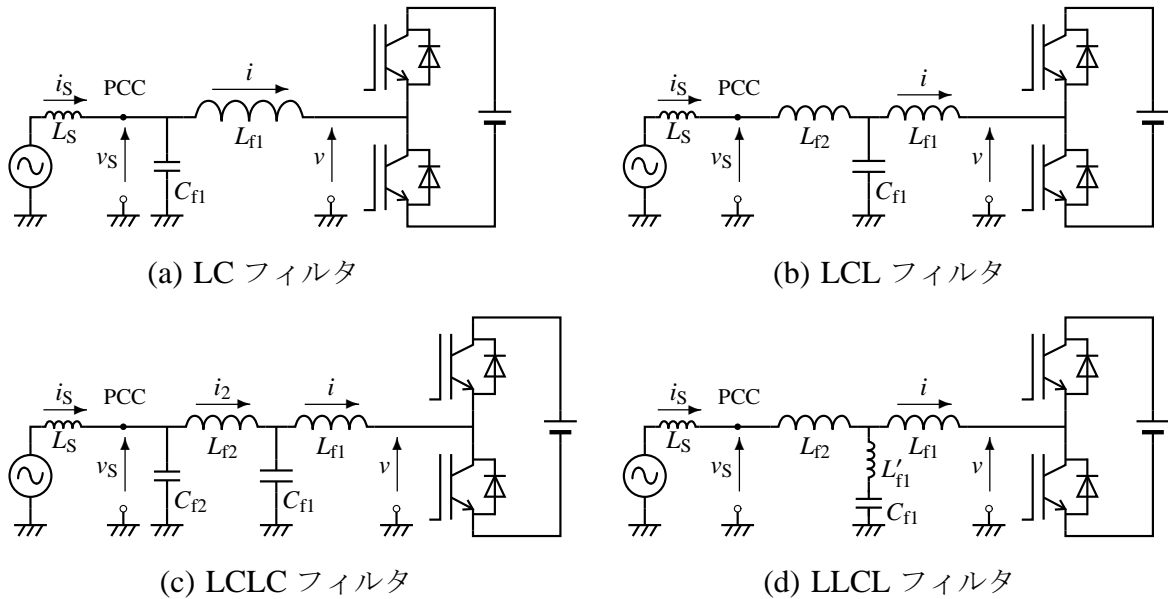


図 2.23: 高次のスイッチングリップルフィルタを適用した場合の回路構成

として、電流フィードバック制御に対する影響を求めると、

$$\frac{i(z)}{D(z)} = \frac{z \frac{T_{\text{smp}}}{L_1}}{z^2 - z + K_C \frac{T_{\text{smp}}}{L_1}} \quad (2.24)$$

となる。図 2.22 に電圧誤差 D から変換器電流 i までの伝達特性を示す。このとき、インダクタ L_{f1} に関わらず電流制御特性が等しくなるように、フィードバックゲインを臨界ゲインと設定した。電流制御特性が同じであっても、インダクタンス L_{f1} を低減するほど、変換器電流は電圧誤差の影響がを大きく受け、波形ひずみを生じる。

2.4.2 高次のスイッチングリップルフィルタ

スイッチングリップルを効果的に低減する方法として、インダクタとキャパシタを多段接続した高次フィルタをスイッチングリップルフィルタとして適用する方法が一般に用いられている。図 2.23 に高次のスイッチングリップルフィルタの構成例を、図 2.24 にフィルタの周波数特性を示す。

図 2.23(a) は LC フィルタを適用した場合 [75] であり、電源インピーダンスを考慮すると 3 次のローパスフィルタを構成する。これにより、インダクタ 1 段の L フィルタと比較してスイッチングリップルを大幅に低減することができる。すなわち、スイッチング周波数成分のリップル減衰率が同程度のとなるように設計すると、インダクタを大幅に小型化で

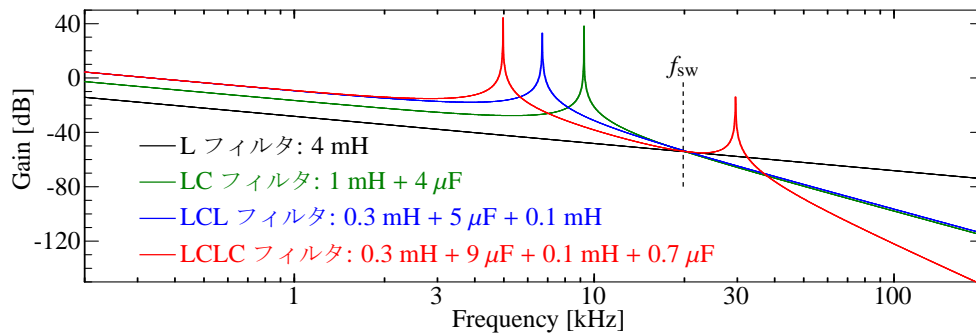


図 2.24: スイッチングリップルフィルタの周波数特性 ($L_S = 80 \mu\text{H}$)

きる。LC フィルタを適用した場合でも、L フィルタの場合と同様にして電流制御が可能であるが、電流制御特性向上のために、LC フィルタを適用した場合のデッドビート制御法も報告されている [119]。しかし、電源インピーダンスがフィルタ特性に与える影響が大きいため [74]、適切なフィルタ設計には、電源インピーダンスが既知であることが望ましい。

図 2.23(b) は LCL フィルタを適用した場合 [120] であり、図 2.23(a) の LC フィルタと同様に 3 次のフィルタとなる。このとき、電源側のフィルタインダクタ L_{f2} と電源インピーダンス L_S が直列接続されるため、フィルタインダクタ L_{f2} が電源インピーダンスと比べて十分に大きい $L_{f2} \gg L_S$ のとき、LCL フィルタの周波数特性は電源インピーダンスに依存しない [114, 116]。これにより、LC フィルタを適用した場合と比較して、電源インピーダンスが制御特性に与える影響を低減できる。一方、LCL フィルタを適用すると、電流制御に用いるセンサの設置位置によっては不安定となる場合があり、フィルタキャパシタ C_{f1} に流入する電流の影響によって、電流制御が複雑になる [116, 121]。

このとき、電源電流 i_S ではなく、変換器電流 i をフィードバックして制御する方が、広いバンド幅を得られることが報告されている [122]。一方、LCL フィルタをモデル化することによって、センサ等を追加することなく、電源電流 i_S を直接フィードバックし、基本波に制御する手法も提案されている [123]。しかし、フィルタキャパシタ C_{f1} とフィルタインダクタが共振するため、電源電流 i_S を制御すると、電流制御伝達特性にピークを持つことが報告されている [120]。また、LCL フィルタは、電源側から変換器を見たときのインピーダンスが低くなるため、電源電圧高調波の影響を大きく受ける [115]。これらの影響を抑制するために、フィルタキャパシタ C_{f1} と直列に抵抗を挿入する方法 [114, 123] や、 C_{f1} の電流や電圧等をフィードバックして共振を抑制するように変換器を制御するダンピング制御 [124, 125] が提案されている。しかし、ダンピング制御を導入する場合、 C_{f1}

の電流や電圧などの検出が新たに必要となるため、センサ数が増加しコスト増加の要因となる。これに対して、ダンピング制御に遺伝的アルゴリズムを適用することによって、追加のセンサを必要としない制御法が提案されている [126]。また、電流制御特性向上のため、LCL フィルタを適用した場合のデッドビート制御 [127] や適応フィルタによる制御法 [128] も提案されている。

図 2.23(c) は LCLC フィルタを適用した場合 [129] であり、電源インピーダンスを考慮すると 5 次のフィルタを構成する。このため、LCL フィルタよりもスイッチングリップルを効果的に低減できる。一方、LCL フィルタの出力端にフィルタキャパシタ C_{f2} を挿入した形であるため、LCL フィルタの制御法や設計法が応用できる。

アクティブフィルタに LCL フィルタを適用する場合、電流制御特性に影響を及ぼさないように、LCL フィルタの共振周波数は、電流制御バンド幅の 3 倍以上に高く設計する [130]。一方、電流制御バンド幅は、一般にスイッチング周波数の 1/10 程度 [117, 131] となる。このため、スイッチング周波数を 20 kHz とすると、共振周波数は 6 kHz 程度となるので、スイッチング周波数成分を効果的に抑制できる。LCLC フィルタを適用した場合は、2 つの共振周波数を有するため、これらがスイッチング周波数成分と一致しないように設定する必要がある。このため、1 つ目の共振周波数をやや低めに設定し、2 つ目の共振周波数をスイッチング周波数成分よりも高く設定すると、良好な特性を得ることができる。このとき、LCLC フィルタのリプル低減効果は、スイッチング周波数成分よりも高い周波数において顕著である。特に、三相 PWM 変換器では、スイッチング周波数成分のリプルが相殺されるため、スイッチングリップルは、側帯波成分とスイッチング周波数の整数倍の付近の周波数を持つ成分によって構成される。このため、LCLC フィルタのリプル低減効果を良好に得ることができる。

また、さらにフィルタ段数を増加する方法 [132] も考えられるが、電流制御特性と共振周波数の制約の観点から、スイッチングリップル周波数よりも高い共振周波数に設定する必要がある。このため、スイッチングリップル周波数成分の抑制には効果が薄く、スイッチングリップルフィルタのさらなる小型化は難しい。近年では、LCL フィルタのキャパシタ C_{f1} の代わりに LC 直列共振回路を適用した LLCL フィルタ [133, 134] に関する研究も行われている。これは、LC 直列共振回路がスイッチング周波数成分を吸収する同調フィルタとして働くことにより、スイッチングリップルを効果的に抑制する。しかし、フィルタのパラメータ誤差等により、共振周波数の変化が生じるとフィルタの特性が大幅に低下する。

いずれの高次フィルタを適用した場合も、フィルタキャパシタに流入する電流が存在するため、変換器電流を検出・制御すると、補償電流を直接制御することができず高調波補償特性が低下する。また、フィルタインダクタを低減すると、電源電圧のひずみや変換器

の出力電圧誤差等に起因した電流波形のひずみが大きくなる。これは、電流制御系に対する外乱となるため、アクティブフィルタの電流制御特性が低下する。

これに対して一般には、電流センサ等を追加し、補償電流や電源電流を直接制御することによって、高調波補償特性の改善を図る方法 [130] や、電流フィードバック制御に共振器や繰り返し制御器を適用することによって、定常状態の電流制御特性の改善を図る方法 [68] が提案されている。しかし、センサ等を追加する場合はアクティブフィルタのコストが増加し、共振器や繰り返し制御器では過渡的な応答が遅い。このため、これらの方法を適用しても、インダクタ 1 段の L フィルタを用いた場合と比較して、センサのコスト増加や制御特性の低下が生じる。

2.4.3 高次のスイッチングリップルフィルタを用いた場合の変換器電圧誤差の影響とその補償法

LCL や LCLC フィルタなどの高次フィルタをスイッチングリップルフィルタとして適用した場合、フィルタキャパシタに流入する電流により共振が生じる。これに対して、一般には、センサ等を追加してダンピング制御等を適用することにより共振を抑制し、電流制御特性向上が行われている。しかし、電流フィードバック制御の原理は、インダクタ 1 段の L フィルタを適用した場合と同様、フィルタインダクタに印加される電圧を制御することによって、電流を制御する。このため、電流フィードバック制御の安定限界や臨界ゲインも、変換器に接続されているフィルタインダクタ L_{f1} もしくは、フィルタインダクタの和 $L_{f1} + L_{f2}$ に依存すると考えられる。これは、デッドビート制御等 [135] を用いて、電流制御バンド幅を拡大した場合も同様である。

このため、高次フィルタの適用によってインダクタを低減すると、電流制御が安定となるフィードバックゲインも同時に低下するため、これに合わせてゲイン設定を引き下げる必要がある。このとき、電流フィードバック制御は、指令値に対する応答が同じであっても、図 2.22 のように、電源電圧のひずみや変換器の出力電圧誤差などの電圧外乱に対する抑圧特性は低下する。この結果、変換器電流の制御偏差が大きくなり、アクティブフィルタの高調波補償特性が低下する。

特に、電源電圧ひずみは、不平衡や 5 次、7 次高調波といった周波数の比較的低い成分が支配的であり、これらの成分は、電源電圧を検出する電圧センサを用いたフィードフォワード補償が可能である。一方、スイッチング素子のオン電圧降下やデッドタイムに起因した変換器の出力電圧誤差は、PWM のスイッチング周波数成分を含むため、一般的なセンサとコントローラを用いて検出・補償することは難しい。このため、変換器の出力

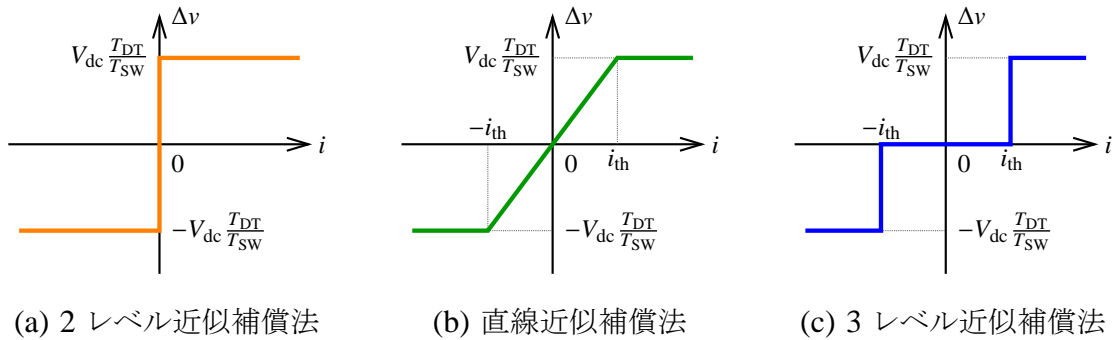


図 2.25: 変換器の出力電圧誤差に対する従来の近似補償法の補償電圧 Δv と変換器電流 i の関係

電圧誤差が電流制御に対する外乱となり、この影響をフィードバック制御によって抑圧する必要がある。しかし、フィルタインダクタ低減時の外乱抑圧特性は十分ではなく、電流制御特性が大幅に低下していた。したがって、電圧誤差を補償し、高精度な変換器の出力電圧を得られるようにする必要がある。

PWM 変換器の電圧誤差は、デッドタイムに起因する誤差が支配的な要因となる。これまでに、一般的な電圧形 PWM 変換器の電圧誤差を補償することを目的として種々の補償法が研究されてきた [118, 136–142]。これらは、大きく 3 方式に分けられ、本研究ではそれぞれ 2 レベル近似補償法 [118, 136–138]、直線近似補償法 [139]、3 レベル近似補償法 [140, 141] と呼ぶ。図 2.25 に 3 方式の近似補償法の変換器電流と補償電圧の関係を示す。図 2.25(a) の 2 レベル近似補償法は、変換器電流の極性により逆並列ダイオードの導通状態を判定し、2 値の補償電圧を用いる方法である。従来から広く用いられてきたが、電流極性判定に誤差や遅れなどがある場合、比較的大きな電流波形ひずみを生じることがある。これに対して、図 2.25(b) の直線近似補償法は、零電流付近の補償電圧を直線的に補間するもので、2 レベル近似補償法のような誤差や遅延の影響が少ない。図 2.25(c) の 3 レベル近似補償法では、変換器電流の電流リップルを考慮し、零電流近傍では電圧誤差を生じないことに着目して 3 値の補償電圧を用いる。スイッチングリップルフィルタとして高次フィルタを適用した場合、スイッチングリップルフィルタを通過する前の変換器電流には、比較的大きなスイッチングリップルを含むため、零電流近傍を通過する時間が長く、2 レベル近似や直線近似補償法では十分な補償効果を得ることが難しい。

これに対して、デッドタイム期間にすべての逆並列ダイオードがオフとなる零電流クランプ [138, 140] 状態などを考慮し、これを動的に判定して零電流近傍の補償特性を改善する方法 [142] や、スイッチング素子の出力容量を考慮した補償法 [143–145] などが提案さ

れている。文献 [143] では、デッドタイム期間の変換器端子電圧の実測波形から電圧誤差を指数関数にフィッティングする補償法が報告されている。一方、文献 [144] では、ターンオフ電流による出力容量の充放電の過渡現象をシミュレーションにより求め、これを基にルックアップテーブルもしくは一次近似を用いてフィードフォワードにより補償電圧を与える方式が提案されている。

これに対して、文献 [145] では、出力容量による電圧誤差の実測結果が報告されており、電流リップルに伴って、補償電圧の平均電流に対する電圧誤差の関係が変化することが述べられている。これは、一定の電流リップルを仮定した関数フィッティングやルックアップテーブルを用いた方式では、変換器の変調率や負荷力率が変化する場合には正確な補償電圧を演算することは困難であることを示唆している。例えば、ターンオフ時の電流や変換器電圧のエッジを検出 [146] できればこのような問題を解決できると考えられるが、高速な A/D 変換器や FPGA 等を用いた制御回路が必要となり、一般的なマイクロコントローラに実装することは難しい。

これらの電圧誤差補償法は、主にインダクタンスが大きく電流リップルの小さい回転機制御を想定したものと、インダクタンスが小さく電流リップルの大きい系統連系変換器を想定したものに大別される。しかし、系統連系変換器は、PV インバータなどを想定した力率 1 の場合に注目して研究が進められている [142] が、系統連系変換器は、力率 1 付近だけで用いられるわけではない。例えば、無効電力補償装置 (STATCOM) は常に力率 $\cos \phi = 0$ 付近で動作する。また、アクティブフィルタが補償する高調波電流に対しては、力率そのものを定義することができない。そのため、さまざまな力率や運転状態に対するデッドタイムに起因した電圧誤差の補償特性を検討する必要がある。

2.4.4 高次のスイッチングリップルフィルタを用いたアクティブフィルタの制御特性

アクティブフィルタに高次のスイッチングリップルフィルタを適用する場合、電流制御バンド幅と安定性の観点から変換器電流 i をフィードバック・制御する。このとき、変換器電流が補償電流指令値に一致するように制御しても、フィルタキャパシタに流入する電流が存在し、補償電流と変換器電流が厳密には等しくないため、電源電流には高調波成分が残留することがある。

文献 [150] では、キルヒホッフの電流則 (KCL) を用いて負荷電流検出と電源電流検出の等価性が証明され、これに基づいた電源電流検出法の過渡応答の改善が報告されている。しかし、この等価性は、補償電流を検出して制御できる場合に成立するもので、高次

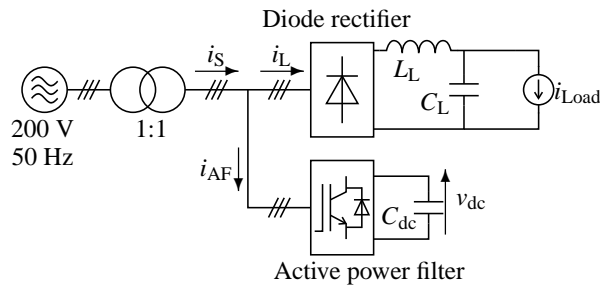


図 2.26: アクティブフィルタの実験システム

のスイッチングリップフィルタを接続して変換器電流を検出・制御する場合には適用できない。このように、高次フィルタをスイッチングリップフィルタとして適用した場合、インダクタ 1 段の L フィルタを適用した場合と比較して、アクティブフィルタの過渡応答特性もしくは定常状態における高調波補償特性が低下する。

2.5 本研究の実験システム

2.5.1 回路構成

図 2.26 に三相アクティブフィルタの実験システム全体構成を、図 2.27 にアクティブフィルタの主回路構成を、実験に使用した回路パラメータを表 2.4 に示す。アクティブフィルタの主回路は、Intelligent Power Module (IPM: PS21869, 600 V, 50 A, Mitsubishi) を用いた定格 5 kVA の三相電圧形変換器であり、スイッチング周波数を $f_{sw} = 20 \text{ kHz}$ とした。変換器の直流側には直流コンデンサ C_{dc} を接続し、交流側には交流インダクタ L_{f1} , L_{f2} とフィルタキャパシタ C_{f1} , C_{f2} で構成したリップフィルタを接続する。

実際のモータドライブシステムを想定し、平滑コンデンサ C_L と直流リアクトル L_L を接続したコンデンサ平滑三相ダイオード整流器を高調波発生源として用い、電子負荷装置 i_{Load} または負荷抵抗器と半導体スイッチによって制御した。アクティブフィルタの直流コンデンサは、10 kW 負荷のときに生じる高調波電流をもとに静電容量を設計した。このとき、電解コンデンサは許容リップル電流定格を満足するように $2200 \mu\text{F}$ とし、フィルムコンデンサの場合は電圧脈動が平均電圧の $\pm 10\%$ となるように $200 \mu\text{F}$ とした。

2.5.2 制御法

図 2.28 に本実験システムのアクティブフィルタの制御ブロック線図を示す。実験では、LCLC フィルタのうち、変換器電流 i を検出・制御した。このとき、電流制御には比例制

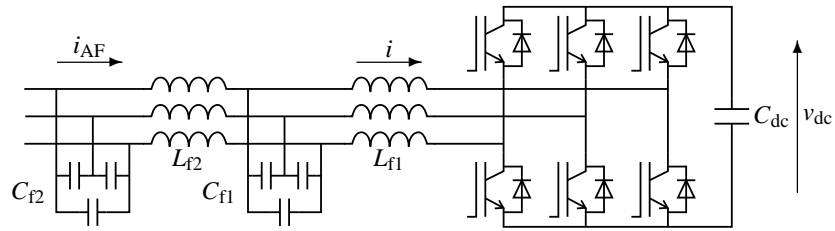


図 2.27: 三相アクティブフィルタの主回路構成

表 2.4: 実験回路のパラメータ

Source Line-to-Line Voltage	V_S	200 V
Source Frequency	f_S	50 Hz
	ω_S	314 rad/s
	T_S	20 ms
Switching Ripple Filter	L_{f1}	0.3 mH
	C_{f1}	3 μ F
	L_{f2}	0.1 mH
	C_{f2}	0.22 μ F
Switching Frequency	f_{sw}	20 kHz
	T_{sw}	50 μ s
Deadtime	T_{DT}	3 μ s
Sampling Frequency	f_{smp}	40 kS/s
	T_{smp}	25 μ s
DC Capacitor for a 10 kW Load	C_{dc}	2200 μ F Electrolytic Cap. 200 μ F Film Cap.
	DC Capacitor Voltage	V_{dc}^*

御を適用し、サンプリング周波数を $f_{smp} = 40 \text{ kS/s}$ 、電流制御ゲインを $K_C = 4 \text{ V/A}$ とした。また、定常状態の電流制御特性を向上させるため、繰返し制御器を適用した。繰返し制御器は、現時点における指令値との偏差 Δi に基づいて、次周期以降に制御偏差を抑制するように、その出力信号 i_{RC}^* をゲイン K_{RC} を用いて次第に調整する。その結果、繰返し制御器によって、変換器電流 i とその指令値 i^* の定常偏差を抑制することができる。

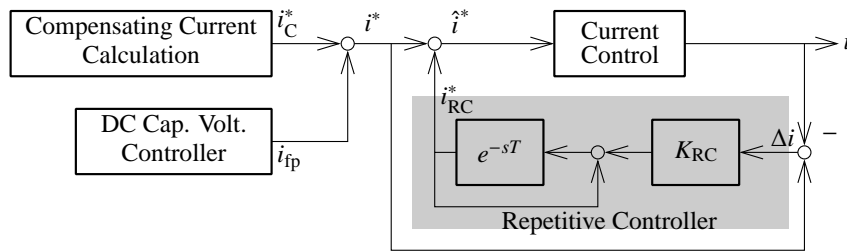


図 2.28: アクティブフィルタの制御ブロック線図

2.6 本章のまとめ

本章では、アクティブフィルタに関する研究動向を述べ、本研究の位置づけと解決すべき課題を明らかにした。高調波補償装置であるアクティブフィルタは、パッシブフィルタと比べて小型・高性能であり、PWM 整流器よりも安価・小型・高効率であるという特長を持つ。アクティブフィルタは、高調波電流の補償に伴って瞬時有効電力を吸収・放出するため、エネルギーバッファとなる直流コンデンサが必要となる。従来、大容量の電解コンデンサが直流コンデンサとして用いられていたが、これに静電容量の小さい小型・長寿命なフィルムコンデンサを適用することにより、体積を 20% 以上小型化可能である。しかし、静電容量を低減すると、負荷急変時の電圧変動が極めて大きくなり、深刻な過電圧・電圧低下を生じるため、静電容量の低減が困難であった。また、高次フィルタをスイッチングリップルフィルタとして適用すると、インダクタを小型化できる一方、変換器出力電圧誤差の影響が大きくなり、電流制御性が低下する。これに加えて、フィルタキャパシタに流入する電流によって、アクティブフィルタの高調波補償特性が低下する場合があった。

第3章

直流コンデンサ電圧変動の抑制法

本章では、負荷急変時のアクティブフィルタの直流コンデンサ電圧変動を抑制できる制御法を提案する。従来の制御法では、アクティブフィルタの動作中に高調波発生負荷が急変すると、直流コンデンサ電圧が大きく変動し、深刻な電圧低下や過電圧を生じるため、運転継続や静電容量の低減が困難であった。これに対して、まず、負荷急変時に直流コンデンサに流入・流出する電力を抑制できる制御法を提案し、直流コンデンサの電圧変動を従来法の $1/144$ に抑制する。次に、直流コンデンサ電圧フィードバック制御とアクティブフィルタの高調波補償特性のトレードオフ関係を解決する制御法を提案し、高調波補償特性を低下させることなく、直流コンデンサ電圧制御の制御バンド幅を大幅に向上する。これにより、負荷が急変した場合でも、直流コンデンサ電圧の平均値を一定に制御することができることを明らかにする。

3.1 k -step 補償器を用いた高調波検出法

まず、本節では、負荷急変時のアクティブフィルタの動作を過渡解析し、直流コンデンサに流入・流出する電力を明らかにする。解析結果に基づいて、負荷急変時に直流コンデンサに流入・流出する電力を抑制できる制御法を提案し、直流コンデンサの電圧変動を従来法の $1/144$ に抑制する。その結果、直流コンデンサの静電容量を従来の $1/7$ に低減しても、過電圧・電圧低下により停止することなく、連続動作可能となることを実験によって確認する。

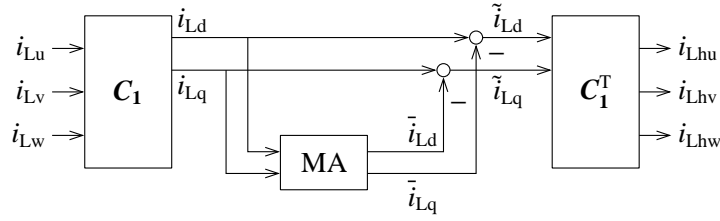


図 3.1: 一般的な一括高調波検出方式のブロック線図

3.1.1 負荷急変時の直流コンデンサ電圧変動

図 3.1 に d-q 変換と移動平均を用いた一般的な一括高調波検出方式のブロック線図を示す [107]。まず、検出した負荷電流 i_L に変換行列 C_1 で表される回転座標変換を適用し、 i_{Ld} , i_{Lq} を演算する。ただし、 C_1 は一般的な三相/二相変換と電源角周波数の回転座標変換 (d-q 変換) の組み合わせであり、

$$C_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega_s t) & \sin\left(\omega_s t - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\omega_s t + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos(\omega_s t) & \cos\left(\omega_s t - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\omega_s t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

と表される。このとき、負荷電流の基本波正相成分は i_{Ld} , i_{Lq} の直流分に、その他の成分は交流分に変換される。次に、移動平均フィルタを適用して直流分 \bar{i}_{Ld} , \bar{i}_{Lq} を抽出し、 i_{Ld} , i_{Lq} から差し引くことにより交流分 \tilde{i}_{Ld} , \tilde{i}_{Lq} を演算する。これに逆変換行列 C_1^T を用いて逆変換することにより、高調波電流 i_{Lhu} , i_{Lhv} , i_{Lhw} を検出する。ここで、逆変換行列 C_1^T は、逆行列ではなく (3.1) 式の C_1 の転置行列であることに注意されたい。

図 3.1 の中の時間遅れ要素は、移動平均フィルタだけである。高調波成分は、移動平均フィルタを通過しないため、遅れなく検出することができる。一方、基本波正相成分は、移動平均フィルタで遅れて検出される。したがって、図 3.1 の高調波検出方式では、過渡時に基本波成分が高調波として検出される。

図 3.2 は、負荷電流の基本波成分が急変した場合の電圧・電流波形である。図 3.2 では、負荷電流を

$$\begin{bmatrix} i_{Lu} \\ i_{Lv} \\ i_{Lw} \end{bmatrix} = \sqrt{2} I_{L1} \begin{bmatrix} \sin(\omega_s t + \phi_1) \\ \sin\left(\omega_s t - \frac{2}{3}\pi + \phi_1\right) \\ \sin\left(\omega_s t + \frac{2}{3}\pi + \phi_1\right) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

によって表される平衡三相の基本波とし、その振幅 I_{L1} を

$$I_{L1} = \begin{cases} I_f & (0 \leq t < \frac{3}{2}T_s) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (3.3)$$

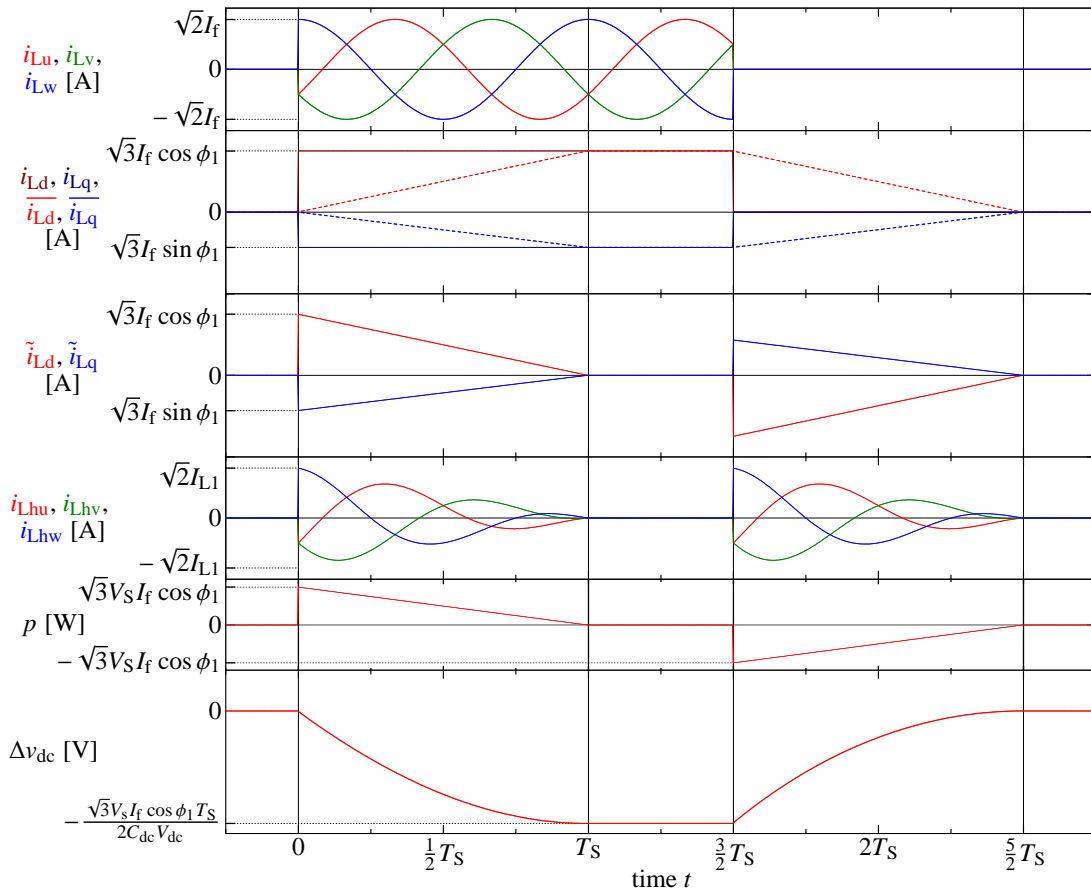


図 3.2: 図 3.1 の一般的な一括高調波検出方式を適用した場合の負荷電流基本波成分の急変に伴う過渡波形

のように電源 1.5 周期の幅をもつ矩形波状に変化させる。ここで、 \mathbf{C}_1 の回転座標変換を適用すると、負荷 d 軸電流および負荷 q 軸電流は

$$i_{Ld} = \begin{cases} \sqrt{3}I_f \cos \phi_1 & (0 \leq t < \frac{3}{2}T_s) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (3.4)$$

$$i_{Lq} = \begin{cases} \sqrt{3}I_f \sin \phi_1 & (0 \leq t < \frac{3}{2}T_s) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (3.5)$$

と表される。ここで、 $t = 0$ でのステップ変化に注目すると、d 軸電流の移動平均 \bar{i}_{Ld} は、

$$\bar{i}_{Ld}(t) = \int_{t-T_s}^t i_{Ld} dt = \begin{cases} 0 & (t < 0) \\ \sqrt{3}I_f \cos \phi_1 \frac{t}{T_s} & (0 \leq t < T_s) \\ \sqrt{3}I_f \cos \phi_1 & (t \geq T_s) \end{cases} \quad (3.6)$$

となる。これを i_{Ld} から差し引くと、 d 軸電流の交流分 \tilde{i}_{Ld} は、

$$\tilde{i}_{Ld}(t) = i_{Ld}(t) - \bar{i}_{Ld}(t) = \begin{cases} 0 & (t < 0, T_S \leq t < \frac{3}{2}T_S) \\ \sqrt{3}I_f \cos \phi_1 \left(1 - \frac{t}{T_S}\right) & (0 \leq t < T_S) \end{cases} \quad (3.7)$$

となる。このとき、負荷電流には高調波成分が含まれていないにもかかわらず、 $0 \leq t < T_S$ の期間では基本波成分が交流分として現れる。また、 q 軸電流も同様に、

$$\tilde{i}_{Lq}(t) = i_{Lq}(t) - \bar{i}_{Lq}(t) = \begin{cases} 0 & (t < 0, T_S \leq t < \frac{3}{2}T_S) \\ \sqrt{3}I_f \sin \phi_1 \left(1 - \frac{t}{T_S}\right) & (0 \leq t < T_S) \end{cases} \quad (3.8)$$

となる。 \tilde{i}_{Ld} および \tilde{i}_{Lq} に \mathbf{C}_1^T の逆変換行列を適用すると、負荷電流高調波 i_{Lhu} , i_{Lhv} , i_{Lhw} を得られるが、図 3.2 のように、負荷電流の基本波成分が高調波電流として誤検出される。

このとき、 $0 \leq t < T_S$ の間にアクティブフィルタに流入する電力 p は、

$$p = v_d \tilde{i}_{Ld} + v_q \tilde{i}_{Lq} = -\sqrt{3}V_s I_f \cos \phi_1 \left(1 - \frac{t}{T_S}\right) \quad (3.9)$$

であるので、直流コンデンサの蓄積エネルギーは、

$$\Delta w = \int_0^t p \, dt = -\sqrt{3}V_s I_f \cos \phi_1 \left(1 - \frac{t}{2T_S}\right)t \quad (3.10)$$

だけ変化・減少する。基本波成分が誤検出されなくなる $t = T_S$ までには、

$$\Delta w = -\frac{\sqrt{3}}{2}V_s I_f \cos \phi_1 \quad (3.11)$$

の蓄積エネルギー変化を生じるため、直流コンデンサ電圧 v_{dc} は、

$$\Delta v_{dc} \approx -\frac{\sqrt{3}V_s I_f \cos \phi_1 T_S}{2C_{dc}V_{dc}} \quad (3.12)$$

だけ変化する。したがって、 $t = 0$ のステップ変化のように負荷電流基本波が急増した場合 v_{dc} は低下する。また、 $t = 3T_S/2$ のステップ変化についても同様に、負荷電流基本波の急減に伴って v_{dc} が上昇する。

このように、負荷電流基本波の変化は直流コンデンサに大きな電圧変動を引き起こす。生じた電圧変動は、直流コンデンサ電圧のフィードバック制御等により指令値 V_{dc}^* に復帰させることができるが、これにはある程度の時間を要するため [151]、負荷急変の直後には (3.12) 式の電圧変動が現れる。特に、負荷電流基本波が急減した場合には、過電圧を生じる恐れがある。

3.1.2 直流コンデンサ電圧の変動抑制法

図 3.3 に新しい高調波検出法のブロック線図を示す。図 3.1 と比較して、過渡状態で生じる直流コンデンサの電圧変動を抑制するために、 k -step 補償器を追加している点異なる。図 3.4 に k -step 補償器のブロック線図を示す。 k -step 補償器は、 $k-1$ 素子の遅延要素で構成される。図 3.4 より、 k -step 補償器の出力 i_{Ldr} , i_{Lqr} は、

$$i_{Ldr}(t) = \frac{i_{Ld}(t) + i_{Ld}(t - T_s)}{2(k-1)} + \frac{\sum_{i=1}^{k-2} i_{Ld}\left(t - \frac{i}{k-1}T_s\right)}{(k-1)} \quad (3.13)$$

$$i_{Lqr}(t) = \frac{i_{Lq}(t) + i_{Lq}(t - T_s)}{2(k-1)} + \frac{\sum_{i=1}^{k-2} i_{Lq}\left(t - \frac{i}{k-1}T_s\right)}{(k-1)} \quad (3.14)$$

と記述できる。ただし、 k は補償器のステップ数である。負荷電流が $t = 0$ においてステップ変化した場合の k -step 補償器と移動平均の入出力信号の関係を図 3.5 に示す。入力信号がステップ変化した場合、移動平均の出力はランプ波形となるため、従来の高調波検出法では (3.7) 式の大きな検出誤差を生じる。一方で、 k -step 補償器は、移動平均により生じる基本波電流の検出遅延に合わせて負荷電流検出値を遅らせる。これにより、 k -step 補償器の出力は階段波形となるため、入力信号のステップ波形よりも移動平均の出力であるランプ波形に近づく。(3.6) 式を (3.13) 式に代入すると、提案法の検出誤差は

$$\begin{aligned} \tilde{i}_{Ld}(t) &= i_{Ld}(t) - \bar{i}_{Ld}(t) \\ &= \begin{cases} 0 & (t < 0, T_s \leq t < \frac{3}{2}T_s) \\ \frac{\sqrt{3}}{k-1} I_f \cos \phi_1 \left\{ \frac{1}{2} - \left(\frac{(k-1)t}{T_s} - \lfloor \frac{(k-1)t}{T_s} \rfloor \right) \right\} & (0 \leq t < T_s) \end{cases} \end{aligned} \quad (3.15)$$

となる。ただし、 $\lfloor (k-1)t/T_s \rfloor$ は $(k-1)t/T_s$ の床関数である。(3.15) 式の検出誤差は (3.7) よりも小さい。したがって、 k -step 補償器は、誤検出される基本波成分を低減し、直流コンデンサ電圧の変動を抑制することができる。

3.1.2.1 電圧変動の解析

提案法を適用した場合、直流コンデンサが蓄積するエネルギーの変化 Δw は、(3.15) 式を (3.9) 式に代入し、(3.10) 式と同様に積分すれば、

$$\Delta w = \int_0^t p \, dt = -\frac{\sqrt{3}V_s I_f \cos \phi_1 T_s}{2(k-1)^2} \left(\frac{(k-1)t}{T_s} - \lfloor \frac{(k-1)t}{T_s} \rfloor \right) \left\{ 1 - \left(\frac{(k-1)t}{T_s} - \lfloor \frac{(k-1)t}{T_s} \rfloor \right) \right\} \quad (3.16)$$

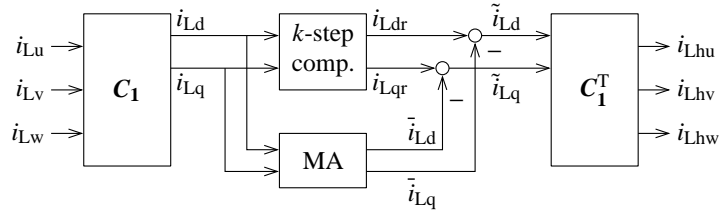


図 3.3: 負荷急変時の電圧変動を抑制できる新しい高調波検出法のブロック線図

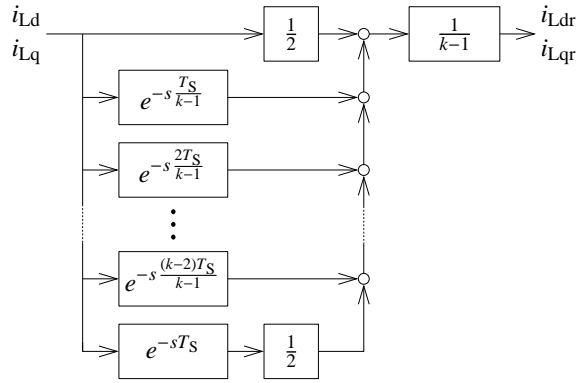


図 3.4: k -step 補償器のブロック線図

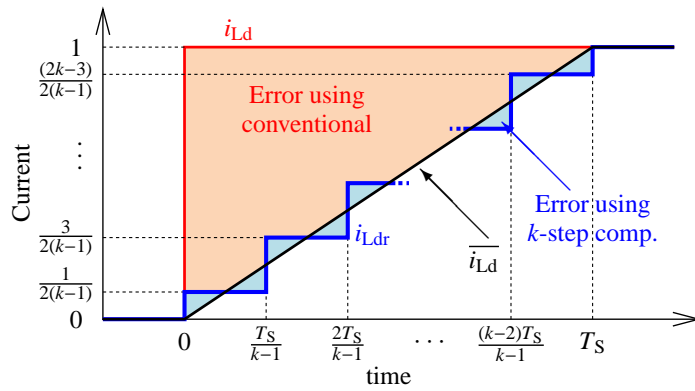


図 3.5: k -step 補償器と移動平均フィルタの出力信号と入力信号の関係

と求めることができる。 m を $2k - 3$ 以下の奇数の自然数とすると、 Δw の極値は、

$$t = \frac{mT_s}{2(k-1)} \tag{3.17}$$

のとき、

$$\Delta w = -\frac{\sqrt{3}V_s I_f \cos \phi_1 T_s}{8(k-1)^2} \tag{3.18}$$

となる。したがって、電圧変動のピークは

$$\Delta v_{dc} \approx -\frac{\sqrt{3}V_s I_f \cos \phi_1 T_S}{8(k-1)^2 C_{dc} V_{dc}} \quad (3.19)$$

となる。

図 3.6 に $k = 2$ とした場合に負荷電流基本波成分がステップ変化したときの電圧・電流波形を示す。このとき、 $t = 0 \sim T_S$ の期間の補償器出力 i_{Ldr} , i_{Lqr} は $i_{Ld}/2$, $i_{Lq}/2$ である。 $t = T_S$ における直流コンデンサ電圧は、 $t = 0$ の電圧初期値と一致し、 $t = T_S/2$ のときに直流コンデンサ電圧の極値

$$\Delta v_{dc} \approx -\frac{\sqrt{3}V_s I_f \cos \phi_1 T_S}{8C_{dc} V_{dc}} \quad (3.20)$$

を有する。

図 3.7 に $k = 7$ とした場合に負荷電流基本波成分がステップ変化したときの電圧・電流波形を示す。過渡時の補償器出力は移動平均の検出遅延にあわせて $T_S/6$ ごとに段階的に増加する。したがって、 $k = 2$ とした場合と比べて、移動平均出力との差、すなわち直流コンデンサに流入・流出するエネルギーを低減することができる。直流コンデンサに流入するエネルギーを考えると、 $t = T_S/12, 3T_S/12, \dots, 11T_S/12$ において直流コンデンサ電圧変動は極値

$$\Delta v_{dc} \approx -\frac{\sqrt{3}V_s I_f \cos \phi_1 T_S}{288C_{dc} V_{dc}}. \quad (3.21)$$

をとる。

このように、ステップ数 k を増加させると、電圧変動は $(k-1)^2$ に反比例して低減することができる。

3.1.2.2 高調波の検出特性

ここで、各相の負荷電流 i_{Lu} , i_{Lv} , i_{Lw} を基本波電流と各次高調波電流の和として、

$$\begin{bmatrix} i_{Lu} \\ i_{Lv} \\ i_{Lw} \end{bmatrix} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{2}I_{L(n)} \begin{bmatrix} \sin(n\omega_S t + \phi_{(n)}) \\ \sin\{n\omega_S t + \phi_{(n)} - \frac{2}{3}\pi\} \\ \sin\{n\omega_S t + \phi_{(n)} + \frac{2}{3}\pi\} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

と定義する。ただし、 $I_{L(n)}$ は負荷電流の角周波数 $n\omega_S$ 成分の実効値、 $\phi_{(n)}$ はその位相角である。ここで、負荷電流の角周波数 $n\omega_S$ 成分に対して、変換行列 \mathbf{C}_1 を適用して座標変換すると、

$$\begin{bmatrix} i_{Ld(n)} \\ i_{Lq(n)} \end{bmatrix} = \sqrt{3}I_{L(n)} \begin{bmatrix} \cos\{(n-1)\omega_S t + \phi_{(n)}\} \\ \sin\{(n-1)\omega_S t + \phi_{(n)}\} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

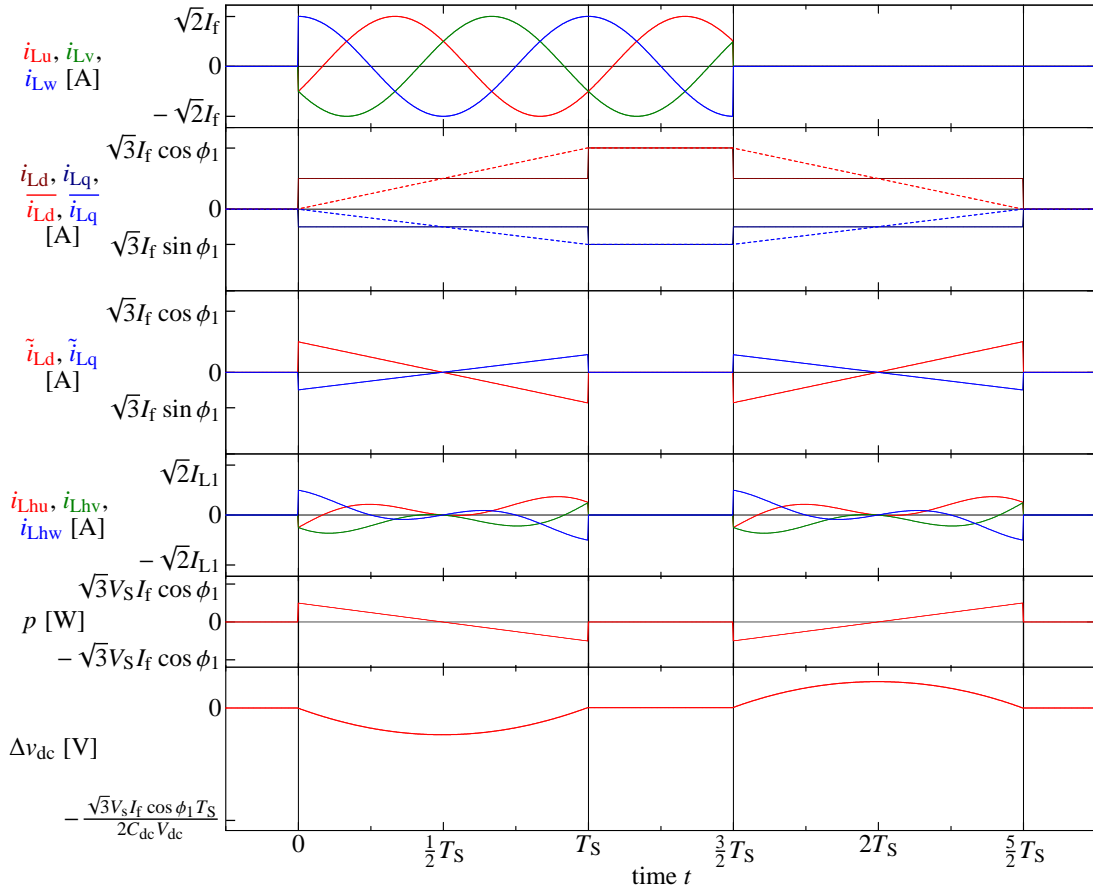


図 3.6: 図 3.3 の提案法に 2-step 補償器を適用した場合の負荷電流基本波成分の急変に伴う過渡波形

となり，回転座標上の $(n-1)\omega_s$ の成分に変換される。

(3.13) 式に (3.23) 式を代入すると， k -step 補償器の出力 $i_{Ldr(n)}$ は，ステップ数 $k (> 1)$ に対して，

$$i_{Ldr(n)} = \begin{cases} \sqrt{3}I_{L(n)} \cos\{(n-1)\omega_s t + \phi_{(n)}\} & (n = l(k-1) + 1) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (3.24)$$

と整理できる。ただし， l は任意の整数である。 $i_{Lqr(n)}$ についても同様に，(3.14) 式から

$$i_{Lqr(n)} = \begin{cases} \sqrt{3}I_{L(n)} \sin\{(n-1)\omega_s t + \phi_{(n)}\} & (n = l(k-1) + 1) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (3.25)$$

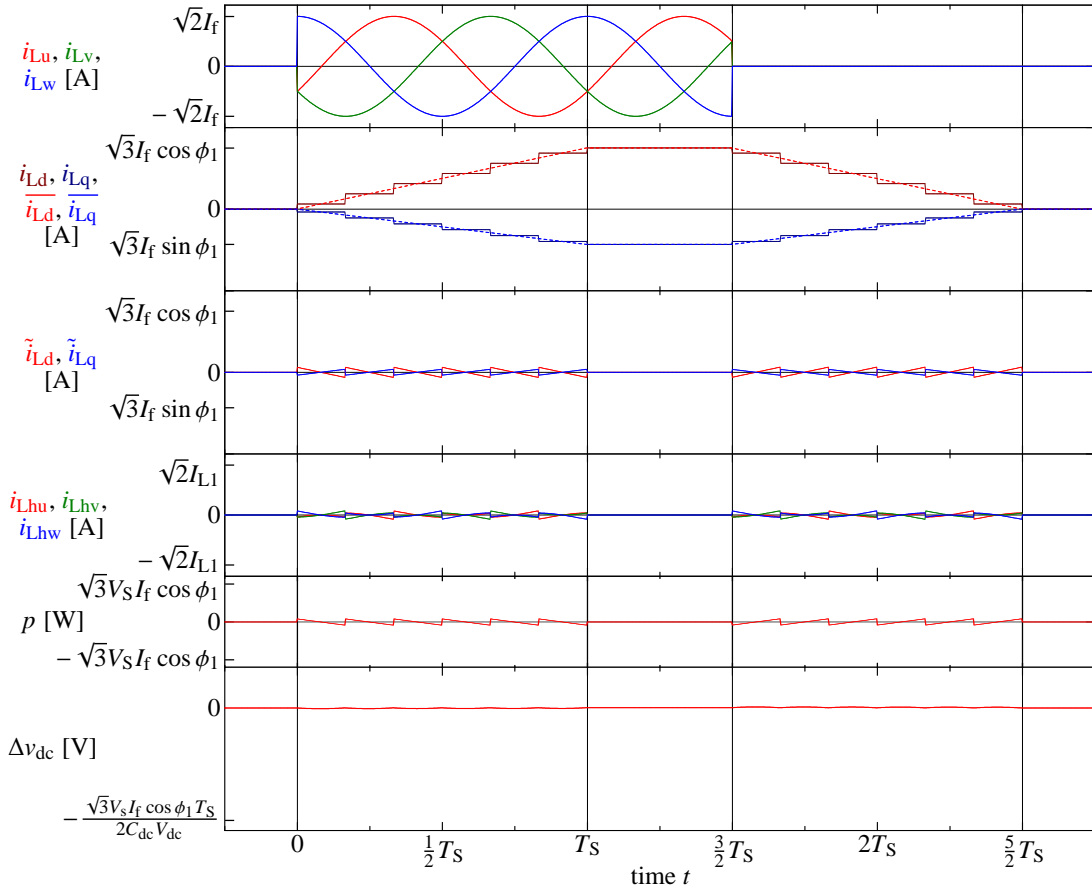


図 3.7: 図 3.3 の提案法に 7-step 補償器を適用した場合の負荷電流基本波成分の急変に伴う過渡波形

が得られる。これに対して逆変換を行うと、

$$\begin{bmatrix} i_{Lhu(n)} \\ i_{Lhv(n)} \\ i_{Lhw(n)} \end{bmatrix} = \begin{cases} \sqrt{2}I_{L(n)} \begin{bmatrix} \sin\{n\omega st + \phi_{(n)}\} \\ \sin\{n\omega st + \phi_{(n)} - \frac{2}{3}\pi\} \\ \sin\{n\omega st + \phi_{(n)} + \frac{2}{3}\pi\} \end{bmatrix} & (n = l(k-1) + 1) \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (3.26)$$

となる。よって、(3.26) 式の検出値 i_{Lh} は、 $n = l(k-1) + 1$ の成分に対してのみ、(3.22) 式の負荷電流と一致する。このため、負荷電流高調波を過不足なく検出するためには、適切なステップ数 k を選択する必要がある。

ここで、電源・負荷がともに三相平衡である場合、 m を任意の整数とすると、6 パルスダイオード整流器が発生する理論高調波は $n = 6m + 1$ の成分のみで構成される。整数 l ,

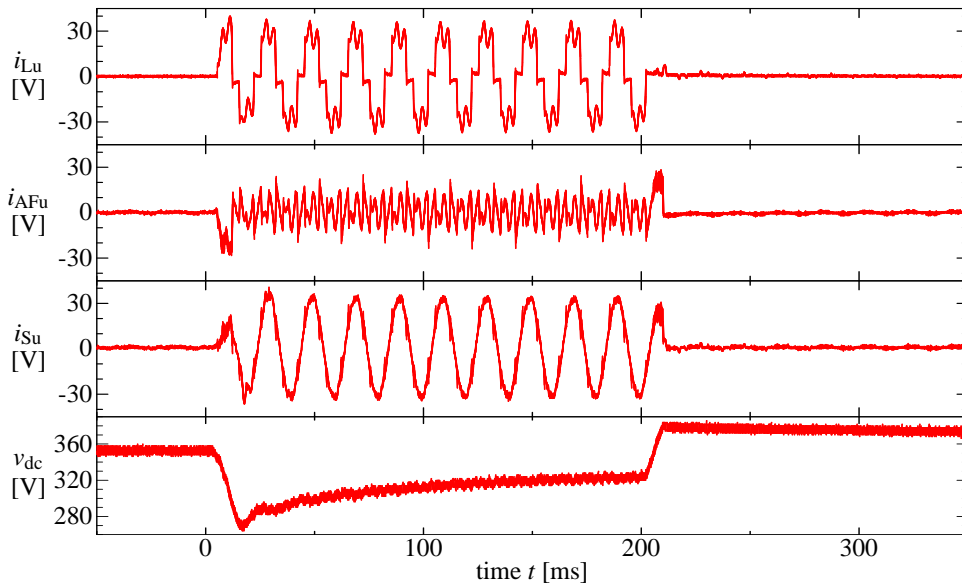


図 3.8: 図 3.1 の従来の高調波検出法を適用し、直流コンデンサ容量を $C_{dc} = 2200 \mu\text{F}$ とした場合の負荷急変過渡実験波形

m に対して常に $n = l(k-1) + 1 = 6m + 1$ を満たすためには、 $k-1$ が 6 の約数となればよく、ステップ数を $k = 2, 3, 4, 7$ から選ぶことができる。このとき、(3.26) 式の検出値 i_{Lh} と (3.22) 式の負荷電流に含まれる $n = 6m + 1$ の成分は一致する。すなわち、ステップ数を $k = 2, 3, 4, 7$ のいずれかに設定すれば、定常状態において、6 パルスダイオード整流器等が発生する理論高調波をすべて検出することができる。

したがって、7-step 補償器は 6 パルスダイオード整流器負荷によって生じる電圧変動の抑制に最も効果的である。7-step 補償器は、従来法である k -step 補償器を挿入しない場合の $1/144$ に電圧変動を低減できる。

3.1.3 実験検証

図 3.8–3.9 にダイオード整流器の負荷を急変した場合の実験結果を示す。このとき、アクティブフィルタの直流コンデンサとして $C_{dc} = 2200 \mu\text{F}$ の電解コンデンサを接続し、電圧指令値を $V_{dc}^* = 350 \text{ V}$ と設定した。また、アクティブフィルタの電流制御には比例制御を適用し、電流制御ゲインを $K_c = 8 \text{ V/A}$ とした。このとき、繰り返し制御器は適用せず、 $K_{RC} = 0$ とし、直流コンデンサ電圧制御のフィードバックゲインは $K_w = 0.75 \text{ A/J}$ と設定した。実験では、負荷抵抗器をダイオード整流器の負荷として適用し、 $t = 0 \text{ s}$ で負荷を投入し、 $t = 0.2 \text{ s}$ で負荷を遮断した。ここで、 10 kW の高調波発生負荷を適用すると、従来

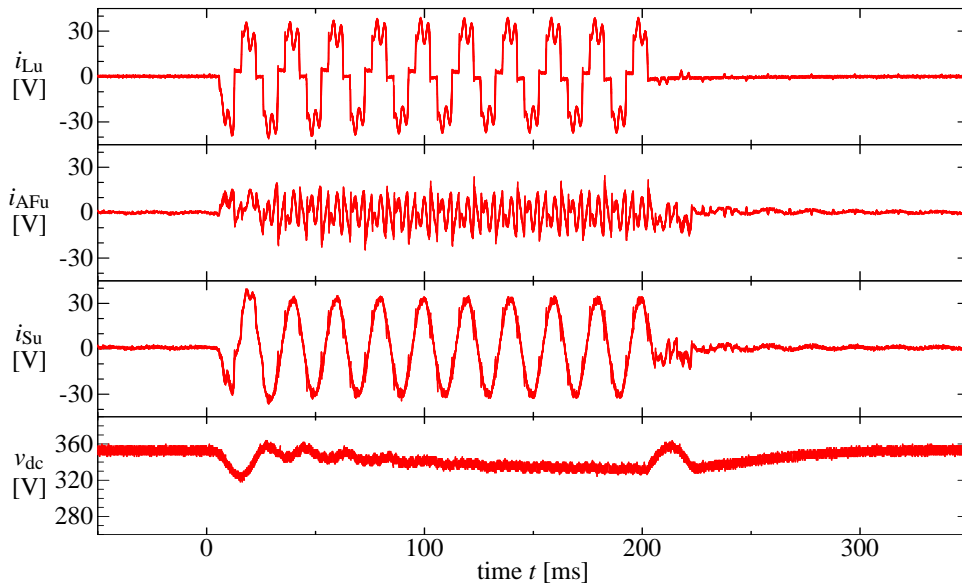
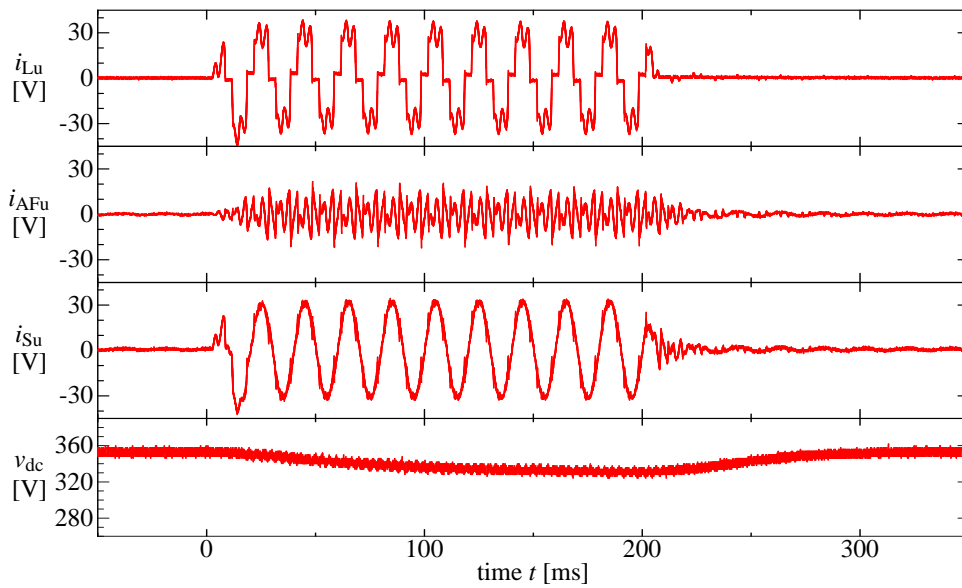
(a) 2-step 補償器を適用した場合 ($k = 2$)(b) 7-step 補償器を適用した場合 ($k = 7$)

図 3.9: 図 3.3 の k -step 補償器を用いた高調波検出法を適用し、直流コンデンサ容量を $C_{dc} = 2200 \mu\text{F}$ とした場合の負荷急変過渡実験波形

法において過渡時に過電流となる場合があるため、以下では高調波発生負荷を 8 kW とし
て実験を行った。

図 3.8 は、図 3.1 の従来の高調波検出を用いた場合であり、負荷投入に伴って誤検出さ

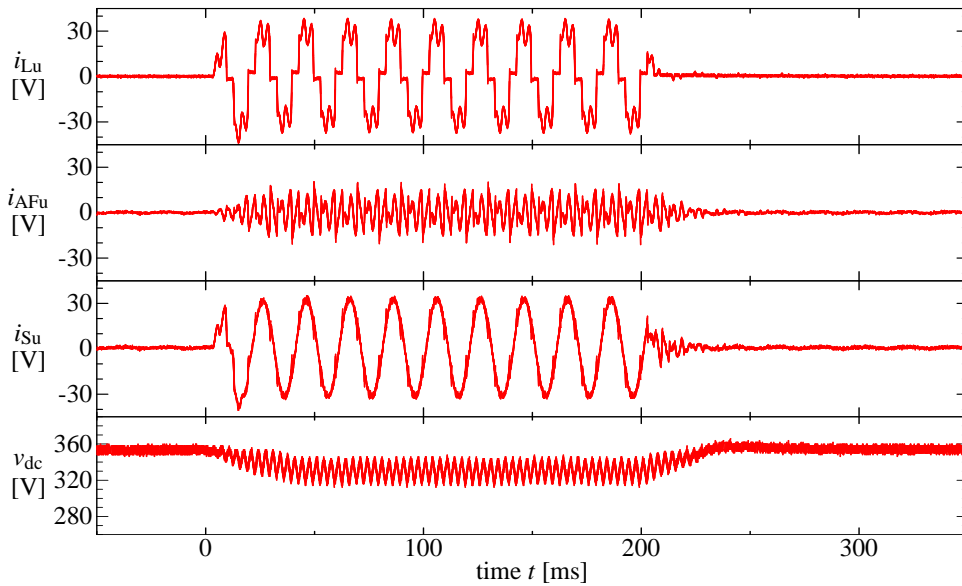


図 3.10: 図 3.3 の高調波検出法に 7-step 補償器を適用し、直流コンデンサ容量を $C_{dc} = 300 \mu\text{F}$ に低減した場合の負荷急変過渡実験波形

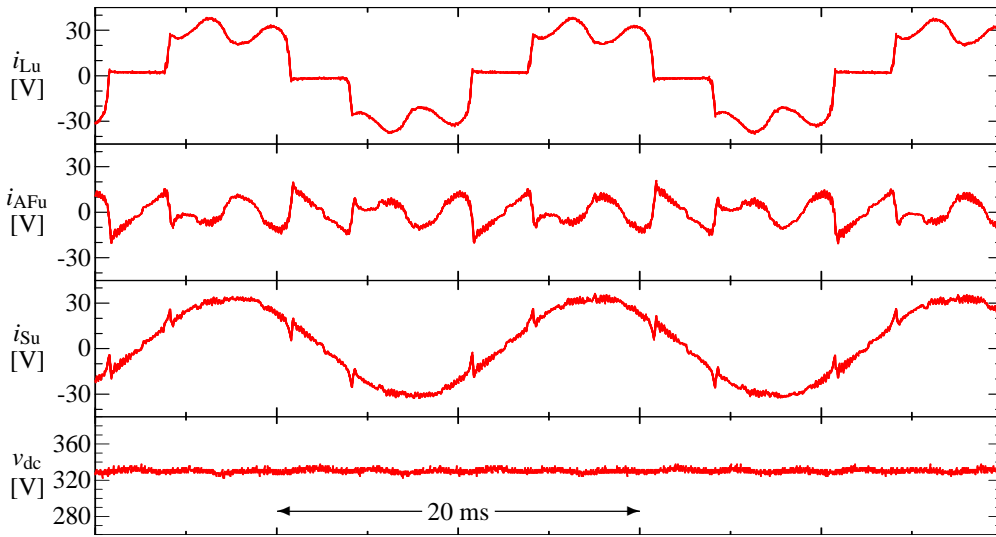
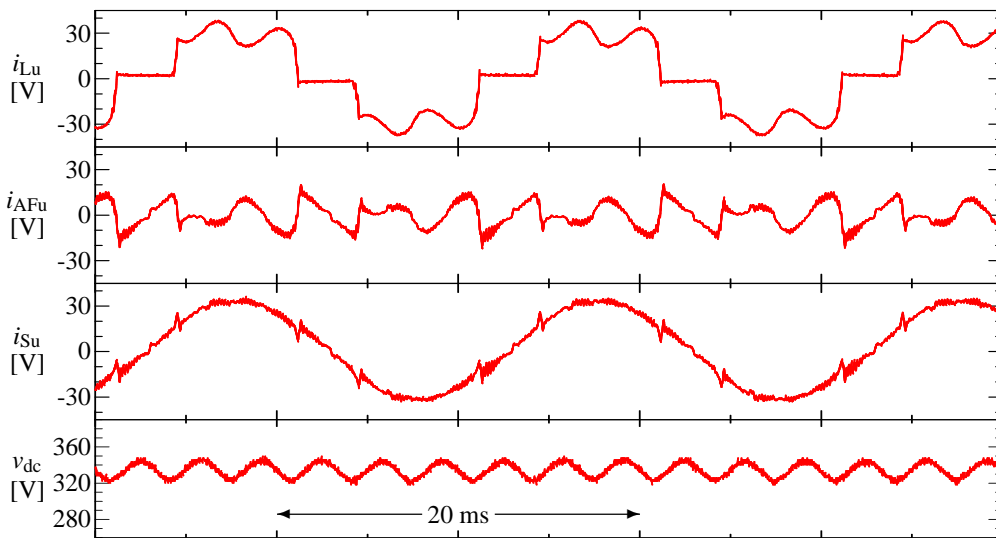
れた基本波成分が補償電流に含まれている。このため、負荷急変時に直流コンデンサは 270 V まで放電された。次に、負荷を遮断すると、直流コンデンサにエネルギーが流入したため、過電圧設定値 380 V に達してアクティブフィルタは停止した。

図 3.9(a) は、図 3.3 の高調波検出に 2 ステップ補償器を適用した場合で、負荷投入および遮断に伴う直流コンデンサの電圧変動は約 40 V であった。このとき、負荷急変から 1 周期後の直流コンデンサ電圧は急変前の電圧にほぼ等しく、基本波電流の誤検出に伴うエネルギーの流入・流出が抑制できている。

図 3.9(b) は、図 3.3 の高調波検出に 7 ステップ補償法を適用した場合で、補償電流振幅は負荷投入後 1 周期の間に徐々に増加している。負荷の投入・遮断に伴う直流コンデンサ電圧の変動は、定常時の電圧リップルよりも小さく、波形からは観測することができない。なお、負荷投入後から直流コンデンサ電圧は次第に低下し、負荷遮断の直前では 330 V 程度になっているが、これは直流コンデンサ電圧フィードバックの定常偏差である。

図 3.10 に、直流コンデンサを $C_{dc} = 300 \mu\text{F}$ のフィルムコンデンサに交換し、図 3.3 の高調波検出に 7-step 補償器を適用した場合の実験波形を示す。図 3.9 に比べて、直流コンデンサの静電容量が約 1/7 に減少したため、定常時の電圧リップル ΔV_{dc} は約 30 V に増大しているが、負荷投入・遮断に伴う電圧変動はほとんど表れていない。

図 3.11 に、定常状態の拡大波形を示す。図 3.11(a) は、図 3.1 の従来の高調波検出を用

(a) 図 3.3 の従来の高調波検出法を適用し、 $C_{dc} = 2200 \mu\text{F}$ とした場合(b) 図 3.3 の高調波検出法に 7-step 補償器を適用し、 $C_{dc} = 300 \mu\text{F}$ とした場合図 3.11: 図 3.3 の高調波検出法に 7-step 補償器を適用し、直流コンデンサ容量を $C_{dc} = 300 \mu\text{F}$ に低減した場合の定常実験波形

いて、 $C_{dc} = 2200 \mu\text{F}$ の電解コンデンサを適用した場合の波形である。ダイオード整流器の転流重なり角が小さく、負荷電流 i_L に比較的急峻な電流変化が含まれている。このため、電源電流 i_S に転流時の電流スパイクが含まれているが、低次の高調波電流は良好に抑制されている。図 3.11(b) は、7-step 補償器を用いて、 $C_{dc} = 300 \mu\text{F}$ のフィルムコンデンサを適用した場合の波形である。図 3.11(a) に比べて、直流コンデンサ電圧 v_{dc} に含まれ

表 3.1: 定常状態において負荷電流 i_L と電源電流 i_S に含まれる高調波電流実効値

Har- monic Order	$C_{dc} = 2200 \mu\text{F}$						$C_{dc} = 300 \mu\text{F}$	
	w/o k -step		2-step comp.		7-step comp.		7-step comp.	
	i_L [A]	i_S [A]	i_L [A]	i_S [A]	i_L [A]	i_S [A]	i_L [A]	i_S [A]
5th	6.0	0.64	6.0	0.68	6.1	0.61	6.1	0.50
7th	3.0	0.40	3.0	0.41	3.0	0.36	3.0	0.37
11th	2.0	0.36	2.0	0.36	2.0	0.48	2.0	0.44
13th	1.21	0.29	1.22	0.29	1.24	0.25	1.22	0.30
17th	1.15	0.63	1.19	0.64	1.16	0.55	1.14	0.54
19th	0.82	0.40	0.79	0.37	0.82	0.37	0.81	0.38

る基本波周波数の6倍で脈動する成分が増大している。これは、補償する負荷電流の5次および7次高調波成分は同じでも、直流コンデンサの静電容量が減少したためである。直流コンデンサ電圧が低い部分において電流制御性は多少低下していると考えられるが、高調波補償への影響はほとんどなく、図 3.11(a) と同等の補償特性が得られている。

表 3.1 に、定常状態における負荷電流 i_L および電源電流 i_S に含まれる高調波実効値を示す。 $C_{dc} = 2200 \mu\text{F}$ の場合の電源電流に残留する高調波は、 k -step 補償器を挿入しないときと 2-step 補償器および 7-step 補償器を適用したときで同程度であった。また、 $C_{dc} = 300 \mu\text{F}$ を適用した場合においても、 $C_{dc} = 2200 \mu\text{F}$ の場合と同等の補償特性が得られた。

3.1.4 シミュレーション結果との比較・考察

図 3.8–3.10 の実験結果では、いずれの場合も、負荷投入前は 350 V であった直流コンデンサ電圧が負荷投入後から次第に低下し、負荷遮断の直前では 330 V 程度に低下している。このように、図 3.3 の高調波検出に 7-step 補償器を適用した場合でも、負荷急変に伴う電圧変動が生じる。これは、電圧変動を十分に抑制できていないことを意味する。

図 3.12–3.14 にダイオード整流器の負荷を急変した場合のシミュレーション波形を示す。このとき、直流コンデンサの電圧指令値を $V_{dc}^* = 330 \text{ V}$ と設定し、図 3.8–3.10 と同様に、 $t = 0 \text{ s}$ で負荷を投入し、 $t = 0.2 \text{ s}$ で負荷を遮断した。

図 3.12 は、図 3.1 の従来の高調波検出を用いた場合である。図 3.8 と同様、負荷投入に伴って直流コンデンサは 270 V まで放電される。一方、負荷を遮断すると 400 V まで上昇した後、直流コンデンサ電圧フィードバック制御によって、電圧指令値に近づく。

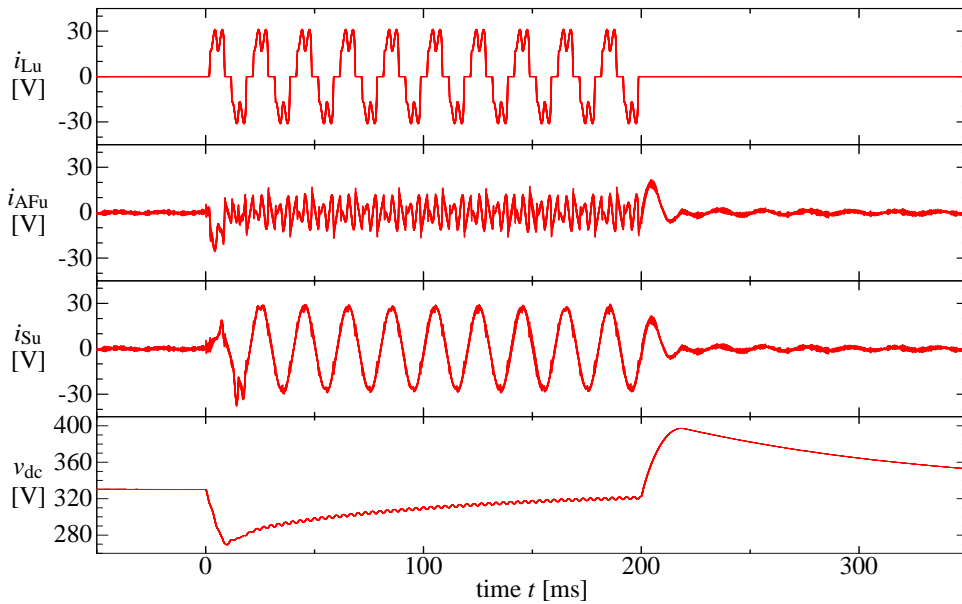


図 3.12: 図 3.1 の従来の高調波検出法を適用し、直流コンデンサ容量を $C_{dc} = 2200 \mu\text{F}$ とした場合の負荷急変過渡シミュレーション波形

図 3.13 は、図 3.3 の高調波検出を適用した場合で、図 3.9 と同様に、負荷投入および遮断の前後の直流コンデンサ電圧は一致している。一方、図 3.13 では、負荷を投入しても直流コンデンサ電圧はほぼ一定に保たれており、図 3.9 のような電圧低下は生じていない。その結果、図 3.13(b) の直流コンデンサ電圧は、負荷急変時の電圧変動が peak-to-peak で 4.1 V であり、定常状態における電圧脈動 3.1 V とほぼ一致する。

図 3.14 は、直流コンデンサを $C_{dc} = 300 \mu\text{F}$ として、図 3.3 の高調波検出に 7-step 補償器を適用した場合の波形である。図 3.13 と同様に、直流コンデンサの電圧平均値はほぼ一定に保たれており、図 3.10 の実験結果と一致しない。このときの直流コンデンサ電圧は、負荷急変時の電圧変動が 32.3 V であるのに対して、定常状態の電圧脈動は 25.8 V であった。しかし、図 3.13(b) と比較して直流コンデンサの静電容量が約 $1/7$ に減少したことを考慮すれば、図 3.13(b) の場合と同程度まで電圧変動を抑制できている。

したがって、図 3.3 の高調波検出法に 7-step 補償器を適用することによって、負荷急変時の直流コンデンサ電圧変動を理論上は十分に抑制できる。しかし、実際の実験回路では、変換器の損失を無視することができず、これにより、直流コンデンサが放電される。このとき、直流コンデンサ電圧フィードバック制御に PI 制御などを適用すれば定常偏差を抑制できるため、コンデンサ電圧を一定に制御することができる。これに対して、負荷急変等によって変換器の動作状態が変化すると、変換器の損失も変化するため、過渡的な

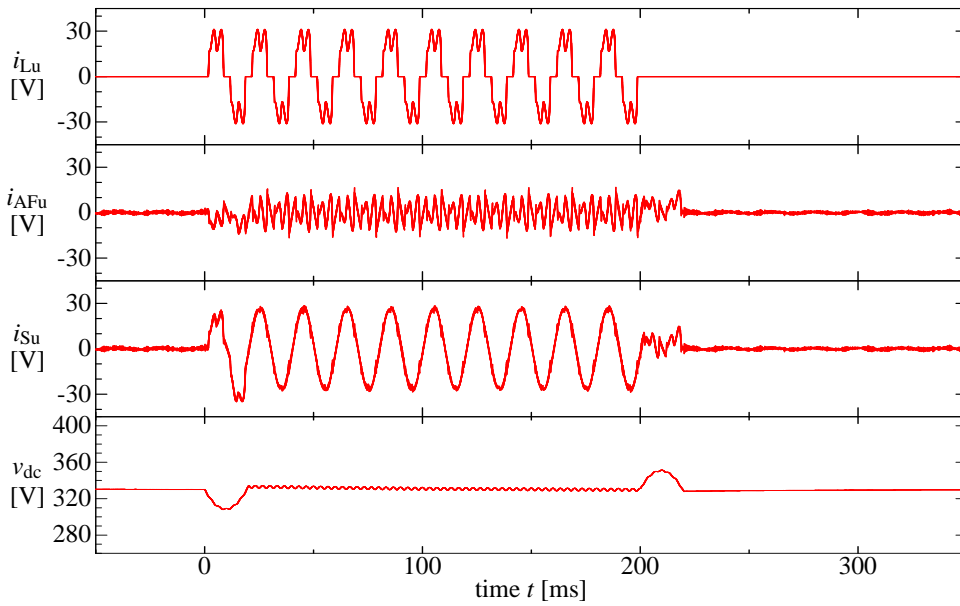
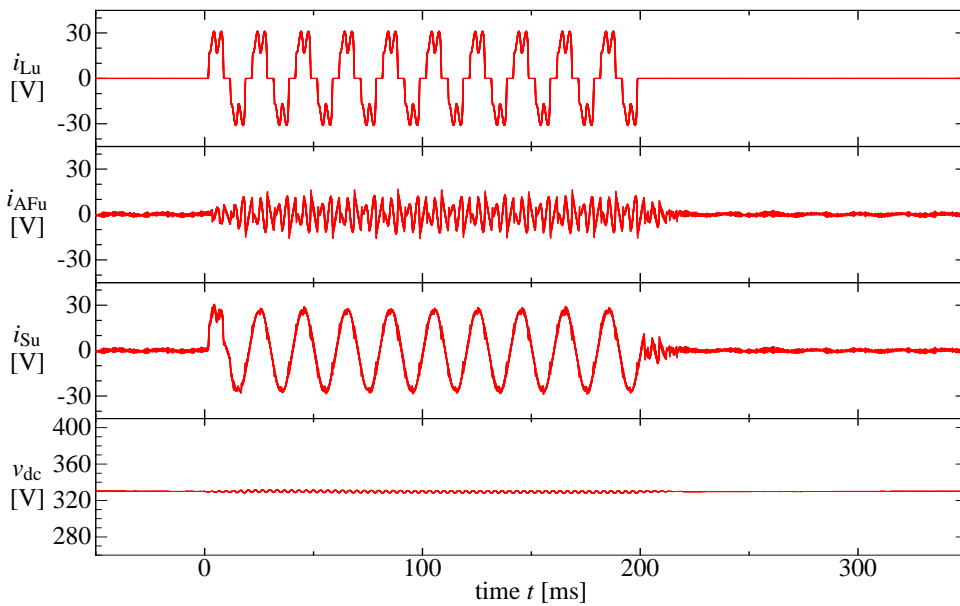
(a) 2-step 補償器を適用した場合 ($k = 2$)(b) 7-step 補償器を適用した場合 ($k = 7$)

図 3.13: 図 3.3 の k -step 補償器を用いた高調波検出法を適用し、直流コンデンサ容量を $C_{dc} = 2200 \mu\text{F}$ とした場合の負荷急変過渡シミュレーション波形

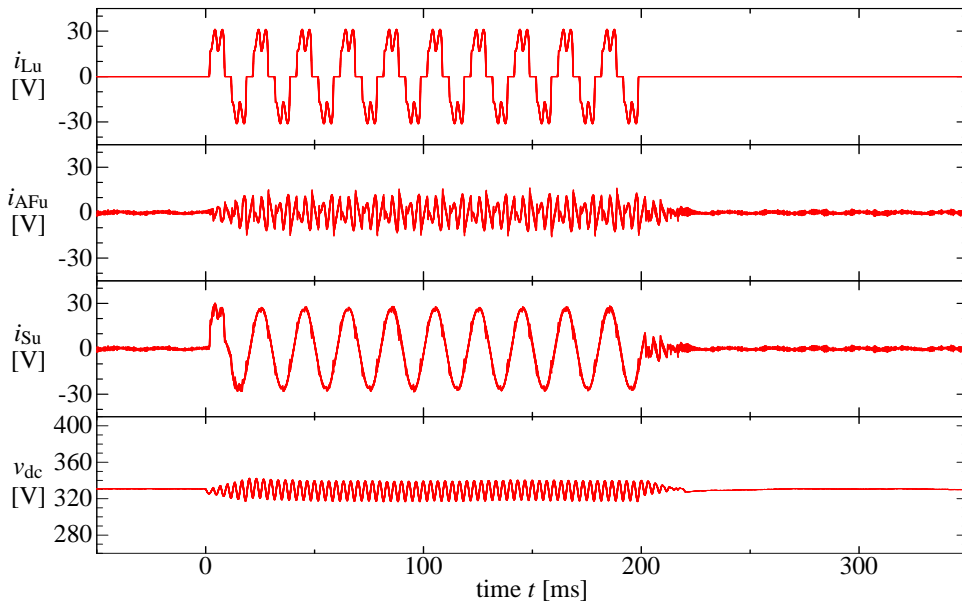


図 3.14: 図 3.3 の高調波検出法に 7-step 補償器を適用し、直流コンデンサ容量を $C_{dc} = 300 \mu\text{F}$ に低減した場合の負荷急変過渡シミュレーション波形

直流コンデンサ電圧変動を引き起こす。このような電圧変動は、周辺温度などの動作環境によっても変化するためフィードフォワード的に抑制することは難しい。このため、直流コンデンサ電圧フィードバック制御によって、過渡的な電圧変動をさらに抑制する必要がある。

3.1.5 まとめ

本節では、三相電力用アクティブフィルタの直流コンデンサの静電容量低減を目的として、負荷急変時に生じる直流コンデンサの電圧変動を低減できる新しい高調波検出方式を提案し、その妥当性を実験により確認した。その結果、従来法と比較して同等の高調波補償特性を得ることができ、過渡時の直流コンデンサ電圧変動を大幅に低減できることを確認した。提案法を用いることにより、直流コンデンサの静電容量を従来の $1/7$ に低減することが可能となり、負荷投入時の電圧低下や遮断時の過電圧を生じることなく、連続的に運転継続できることを明らかにした。

しかし、実際の実験回路では回路損失等を見逃すことができないため、負荷急変に伴って、定常状態の電圧負脈動よりも大きな電圧変動が生じている。このため、静電容量設計時に想定した負荷容量での動作が困難であり、これは、静電容量低減を十分に行えな

いことを意味する。したがって、静電容量を低減するために、さらなる電圧変動の抑制が必要となる。

3.2 直流コンデンサ電圧の原理的な脈動を考慮した制御法

第3.1節では、アクティブフィルタの動作は停止しないが、定常状態の電圧脈動よりも大きな電圧変動が負荷急変に伴って生じるため、静電容量の十分な低減が困難であった。本節では、直流コンデンサの電圧フィードバック制御特性を向上させることにより、負荷急変時の電圧変動を抑制する。従来の直流コンデンサ電圧制御法は、制御バンド幅を向上させようとした場合、原理的に高調波補償特性が低下するトレードオフの関係であった。これに対して、アクティブフィルタの高調波補償動作に伴い直流コンデンサに流入・流出する電力を解析し、定常状態における直流コンデンサの蓄積エネルギー脈動の演算法を明らかにする。解析に基づいて、演算した蓄積エネルギー脈動を指令値に適用する直流コンデンサ電圧フィードバック制御法を提案する。提案する直流コンデンサ電圧制御が、原理的に高調波補償特性を低下させることなく、直流コンデンサ電圧制御の制御バンド幅を大幅に向上させ、電源周波数の6倍を超える制御バンド幅を実現できることを実験によって確認する。

3.2.1 従来の直流コンデンサ電圧制御法の解析

3.2.1.1 直流コンデンサ電圧フィードバック制御

図3.15に従来の直流コンデンサ電圧フィードバック制御ブロック図を示す。ここでは、電源電圧を実効値 V_S の正弦波三相交流とすると、座標変換行列 \mathbf{C}_1 を適用した d - q 回転座標上において、電源電圧は、

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_S \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

と定義される。まず、ローパスフィルタ $H(s)$ を用いて、直流コンデンサの平均電圧を検出し、電圧指令値 V_{dc}^* と比較する。補償電流に重畳する基本波電流振幅は、比例ゲイン K_V [A/V] を用いて

$$i_{fpd} = K_V (V_{dc}^* - H(s)v_{dc}) \quad (3.28)$$

と計算される。ただし、 i_{fpd} は電源電圧と同相の d 軸電流として、 d - q 回転座標上で定義される。 i_{fpd} に \mathbf{C}_1^T を適用して d - q 逆変換を行うと、各相に重畳する基本波電流 i_{fpu} , i_{fpv} ,

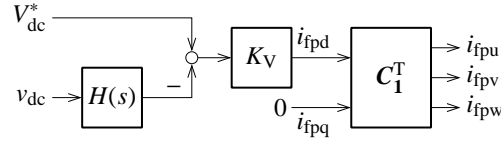


図 3.15: 従来の直流コンデンサ電圧フィードバック制御のブロック線図

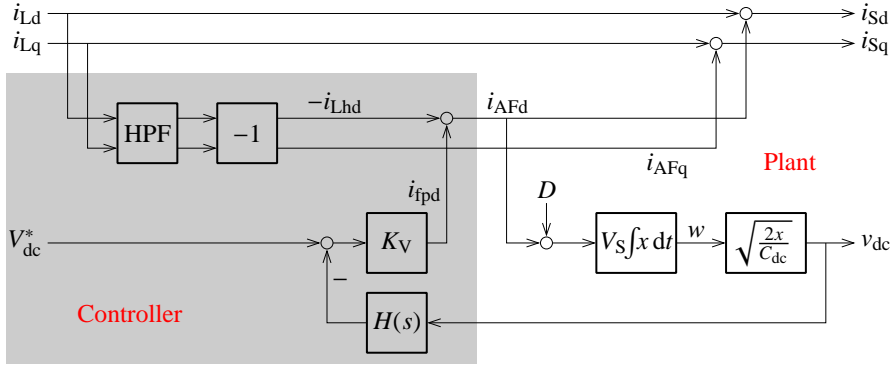


図 3.16: 図 3.15 の従来の直流コンデンサ電圧フィードバック制御を適用した場合のアクティブフィルタの等価ブロック図

i_{fpw} が得られる。

図 3.16 に従来の直流コンデンサ電圧フィードバック制御の等価ブロック図を示す。図 3.16 では、簡単化のために電流制御特性を無視して、補償電流がその指令値に一致する $i_{AF} = i^*$ の状態を考える。アクティブフィルタの直流コンデンサに流入する電力 p は

$$p = v_d i_{AFd} + v_q i_{AFq} = V_S i_{AFd} \tag{3.29}$$

と表される。また、直流コンデンサの蓄積エネルギー w は

$$w = \int p dt = V_S \int i_{AFd} dt \tag{3.30}$$

と求められる。このとき、図 3.16 の $V_S \int x dt$ と $\sqrt{2x/C_{dc}}$ は制御ブロックではなく、アクティブフィルタ主回路の伝達関数であることに注意されたい。

ここで、 $H(s)$ が理想的な全通過フィルタ $H(s) = 1$ であると仮定すると、負荷電流高調波の影響がない場合、直流コンデンサ電圧制御の閉ループ伝達関数は

$$v_{dc} = \sqrt{\frac{2V_S}{C_{dc}}} \int i_{fpd} dt = \sqrt{\frac{2K_V V_S}{C_{dc}}} \int (V_{dc}^* - v_{dc}) dt \tag{3.31}$$

となる。このとき、ループ内に平方根を含むため、非線形フィードバックとなる。

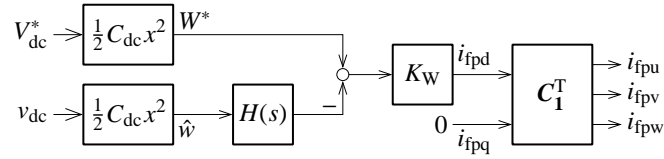


図 3.17: 蓄積エネルギーフィードバックに基づいた従来の直流コンデンサ電圧フィードバック制御のブロック線図

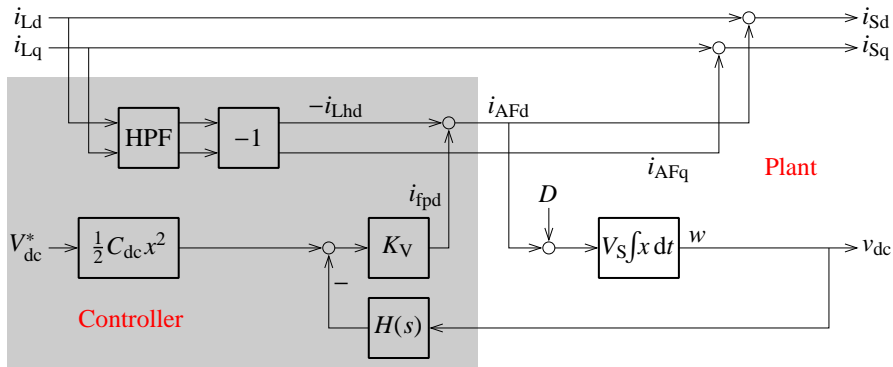


図 3.18: 図 3.17 の蓄積エネルギーフィードバックに基づいた電圧制御を適用した場合のアクティブフィルタの等価ブロック線図

3.2.1.2 蓄積エネルギーフィードバック制御

図 3.17 に蓄積エネルギーフィードバックに基づいた従来の直流コンデンサ制御のブロック線図を示す [96]。図 3.15 と比較して、直流コンデンサの蓄積エネルギーを演算するブロックを 2 つ追加している点が異なる。一方は、検出した直流コンデンサ電圧 v_{dc} から蓄積エネルギーを \hat{w} と推定し、他方は、電圧指令値 V_{dc}^* から蓄積エネルギー指令値 W^* を計算する。図 3.17 では、蓄積エネルギーの指令値 W^* に対する偏差にフィードバックゲイン K_W [A/J] を乗じて、補償電流に重畳する基本波電流振幅 i_{tpd} および各相の電流 i_{tpu} , i_{tpv} , i_{tpw} を決定する。

図 3.18 は、蓄積エネルギーフィードバックに基づいた直流コンデンサ電圧制御の等価ブロック図である。ここでは、 v_{dc} の検出誤差やコントローラのもつ C_{dc} の値の誤差を無視して、演算した蓄積エネルギー \hat{w} は実際の蓄積エネルギー w と一致するものと仮定する。また、図 3.16 と同様に、 $i_{AF} = i^*$ かつ電源電圧を三相平衡正弦波とする。このとき、蓄積エネルギーフィードバック制御の一巡伝達関数は

$$w = K_W V_S \int (W^* - \hat{w}) dt. \quad (3.32)$$

となる。よって、一巡伝達関数が (3.31) 式となる図 3.15 の制御法と異なり、図 3.17 の制御法は非線形要素を含まない。したがって、蓄積エネルギー w の応答は、

$$w(s) = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_w V_s} s} W^*(s) \quad (3.33)$$

と表され、一次遅れの応答となる。(3.33) 式の時定数は $1/K_w V_s$ であり、その逆数 $K_w V_s$ はフィードバック制御のバンド幅を意味する。

図 3.15 の制御法では、一巡伝達関数に非線形項を含むため、一般には、直流コンデンサ電圧にテイラー展開の 1 次近似による小信号解析が行われている。しかし、本研究のように直流コンデンサ電圧が大きく変化する場合には、小信号解析の近似誤差が大きくなり、電圧制御特性が低下する。一方、図 3.17 の制御法は、伝達関数が線形となるため、小信号解析等の近似を行う必要はない。このため、直流コンデンサの電圧リップルが大きい場合でも、図 3.17 の制御法は制御特性が低下することなくコンデンサ電圧の平均値を一定に制御できる。

3.2.1.3 ローパスフィルタ $H(s)$ の効果と影響

直流コンデンサ電圧制御の偏差が脈動を有する場合、不要な高調波電流が補償電流 d 軸成分に重畳される。この不要な高調波電流の振幅は、フィードバックゲイン K_v や直流コンデンサ電圧脈動に比例する。したがって、フィードバックゲインを高く設定した場合、電源電流に残留する高調波電流が大きくなる。これに対して、比例ゲインを低く設定し、積分ゲインとともに使う方法や制御偏差から脈動を除去する方法が提案されている。しかし、フィードバックゲインが低い場合、過渡応答が遅くなるため、外乱抑圧特性が低下する。一方、検出した直流コンデンサ電圧にローパスフィルタ $H(s)$ を適用することによって、制御偏差から脈動を除去することができる。このため、ローパスフィルタは、補償電流に重畳される不要な高調波電流を抑制でき、良好な高調波補償特性を維持できる。

3.2.2 理論的な蓄積エネルギー脈動を考慮した直流コンデンサ電圧制御法

3.2.2.1 制御法

図 3.19 は本研究で提案する理論的な蓄積エネルギー脈動を指令値として与える新しい直流コンデンサ電圧制御のブロック線図である。図 3.17 では、一定の蓄積エネルギー指令値 W^* を与えているのに対して、図 3.19 では蓄積エネルギーの指令値として、脈動を含んだ瞬時値 w^* をフィードバック制御に与えている点が異なる。蓄積エネルギー指令値の

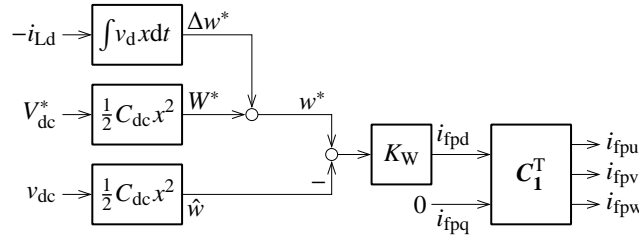


図 3.19: 理論的な蓄積エネルギー脈動を考慮した新しい直流コンデンサ電圧制御法のブロック線図

瞬時値 w^* は、直流量である W^* と脈動分 Δw^* の和として、

$$w^* = W^* + \Delta w^* \quad (3.34)$$

と与える。脈動分 Δw^* は、アクティブフィルタに流入する電力を積分することによって求めることができる。アクティブフィルタの補償電流が負荷電流高調波と逆位相の電流となるように制御されていることに注意すれば、脈動分は負荷電流高調波を用いて

$$\Delta w^* = - \int (v_d i_{Lhd} + v_q i_{Lhq}) dt \quad (3.35)$$

と求めることができる。(3.35) 式は、アクティブフィルタに流入する電力を積分することによって、直流コンデンサに蓄積されるエネルギーの脈動分を演算する。このとき、積分項は遅延要素とはならないため、理論的に位相遅れなく脈動分 Δw^* を演算できる。また、電源電圧が三相平衡正弦波であると仮定すると、 q 軸電圧 v_q は無視することができ、 d 軸電圧 v_d は一定値とみなせる。よって、瞬時の d 軸電圧 v_d の代わりに、 v_d の平均値やその実効値 V_S を適用することができる。本研究の実験では、 v_d の 1 周期平均を適用した。

演算したエネルギー脈動が実際の脈動とよく一致していれば、提案法は制御偏差に含まれる脈動を除去できる。よって、直流コンデンサの静電容量が小さく、電圧脈動が大きい場合でも、ローパスフィルタ $H(s)$ を適用することなく電源に流出する不要な高調波電流を除去できる。また、ローパスフィルタ $H(s)$ 等による位相遅れの増加を生じないため、フィードバックゲインを高く設定することができる。したがって、提案法は、高調波補償特性を低下させることなく、高速な直流コンデンサ電圧制御が可能になる。

3.2.2.2 電源電流に残留する高調波の比較

図 3.18 に示した通り、補償電流 d 軸成分の指令値は、

$$i_d^*(s) = -i_{Lhd}(s) + K_W (W^* - H(s)\hat{w}) \quad (3.36)$$

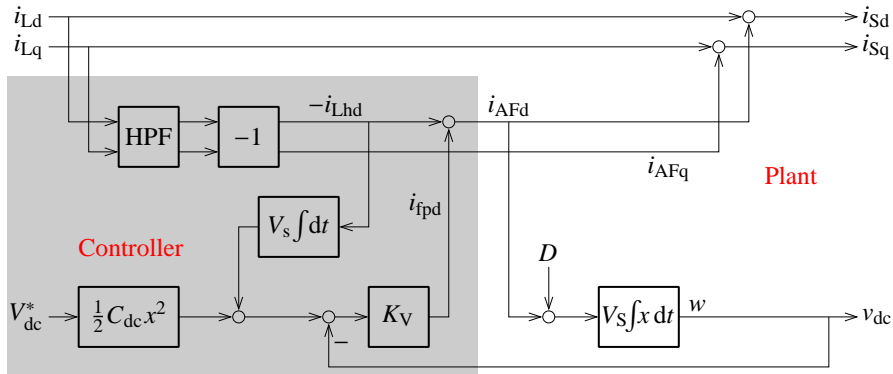


図 3.20: 図 3.19 の新しい直流コンデンサ電圧制御法を適用した場合のアクティブフィルタの等価ブロック線図

として与えられる。ただし、蓄積エネルギー \hat{w} は、

$$\hat{w} = \frac{V_S}{s} i_{AFd}(s) \quad (3.37)$$

と演算する。ここで、補償電流が指令値に完璧に追従する $i_{AFd} = i_d^*$ の場合を仮定すると、 i_{AFd} は

$$i_{AFd}(s) = \frac{s}{s + K_W V_S H(s)} (K_W W^* - i_{Lhd}(s)) \quad (3.38)$$

と求められる。よって、電源電流高調波 $i_{Shd}(s)$ は

$$\begin{aligned} i_{Shd}(s) &= i_{Lhd}(s) + i_{AFd}(s) \\ &= \frac{K_W s}{s + K_W V_S H(s)} W^* + \frac{K_W V_S H(s)}{s + K_W V_S H(s)} i_{Lhd}(s) \end{aligned} \quad (3.39)$$

となる。直流コンデンサ電圧指令値は、通常一定値を与えるので、蓄積エネルギー指令値 W^* も一定値であり、(3.39) 式の右辺第 1 項は 0 となる。一方、第 2 項は電源電流 d 軸成分に残留する高調波を表す。残留高調波を低減するためには、直流コンデンサ電圧制御のフィードバックゲイン K_W またはローパスフィルタ $H(s)$ のカットオフ周波数 ω_c を低く設定する必要がある。たとえば、ローパスフィルタ $H(s)$ を適用せずに、電圧脈動の中で支配的となる角周波数 $6\omega_S$ 成分の残留高調波が、 $i_{Shd} < \varepsilon i_{Lhd}$ となるようなフィードバックゲインは、

$$K_W < \frac{6\omega_S}{V_S} \varepsilon \quad (3.40)$$

である。一方、 $H(s)$ として、カットオフ周波数 ω_c の1次ローパスフィルタを適用した場合を考えると、その伝達関数は、

$$H(s) = \frac{1}{1 + \frac{1}{\omega_c} s} \quad (3.41)$$

と表すことができる。この時のフィードバックゲインは

$$K_W < \frac{6\omega_S}{V_S} \frac{6\omega_S}{\omega_C} \varepsilon \quad (3.42)$$

の範囲で設定できる。したがって、ローパスフィルタを適用した場合、フィードバックゲインを $6\omega_S/\omega_C$ 倍まで高く設定することができる。

図3.20に提案するコンデンサ電圧制御法を適用した場合の等価ブロック線図を示す。図3.18と同様に図3.20では、 $\hat{w} = w$ および $i_{AF} = i^*$ を仮定している。また、図3.19と同様に、電源電圧も三相对称正弦波交流とし、d軸電圧 v_d が V_S で一定となる場合を仮定する。

提案するコンデンサ電圧制御法を適用した場合、図3.20に示すように、補償電流d軸成分の指令値 i_d^* は、

$$i_d^* = -i_{Lhd} + K_W (w^* - \hat{w}) \quad (3.43)$$

として与えられる。ただし、蓄積エネルギーの指令値 w^* は

$$w^* = W^* - \frac{V_S}{s} i_{Lhd}(s) \quad (3.44)$$

と演算される。このとき、補償電流d軸成分は、

$$i_{AFd} = \frac{K_W s}{s + K_W V_S} W^* - i_{Lhd}(s) \quad (3.45)$$

となる。したがって、電源電流d軸成分に残留する高調波電流は、

$$i_{Shd}(s) = i_{Lhd}(s) + i_{AFd}(s) = \frac{K_W s}{s + K_W V_S} W^*. \quad (3.46)$$

である。すなわち、蓄積エネルギーの指令値 W^* が一定であれば、負荷電流高調波が電源電流に残留することはない。したがって、直流コンデンサ電圧制御が高調波補償特性に影響しないため、図3.18の制御法と比べて高いフィードバックゲイン K_W を適用できる。

3.2.2.3 直流コンデンサ電圧フィードバック制御の安定性の比較

ここで、直流コンデンサの電圧フィードバック制御に対する外乱 D の影響について考える。外乱は、補償電流やアクティブフィルタに流入する電力の誤差であり、たとえば、

電源電圧検出の遅れ，電流制御偏差，アクティブフィルタの電力損失などに起因する。外乱抑圧特性は， $D(s)$ から $w(s)$ までの伝達関数を考えればよい。図 3.18 の場合，伝達関数は，

$$w(s) = \frac{V_S}{K_W V_S H(s) + s} D(s) \quad (3.47)$$

である一方，図 3.20 の伝達関数は

$$w(s) = \frac{V_S}{K_W V_S + s} D(s) = \frac{\frac{1}{K_W}}{1 + \frac{1}{K_W V_S} s} D(s) \quad (3.48)$$

となる。(3.47) 式と (3.48) 式の差異は，ローパスフィルタの伝達関数 $H(s)$ の有無である。ここで， $H(s)$ が (3.41) 式で表されるカットオフ周波数 ω_c の 1 次フィルタである場合，(3.47) 式の伝達関数は 2 次系の応答

$$w(s) = \frac{\left(1 + \frac{1}{\omega_c} s\right) \frac{1}{K_W}}{1 + \frac{1}{K_W V_S} s + \frac{1}{K_W V_S \omega_c} s^2} D(s) \quad (3.49)$$

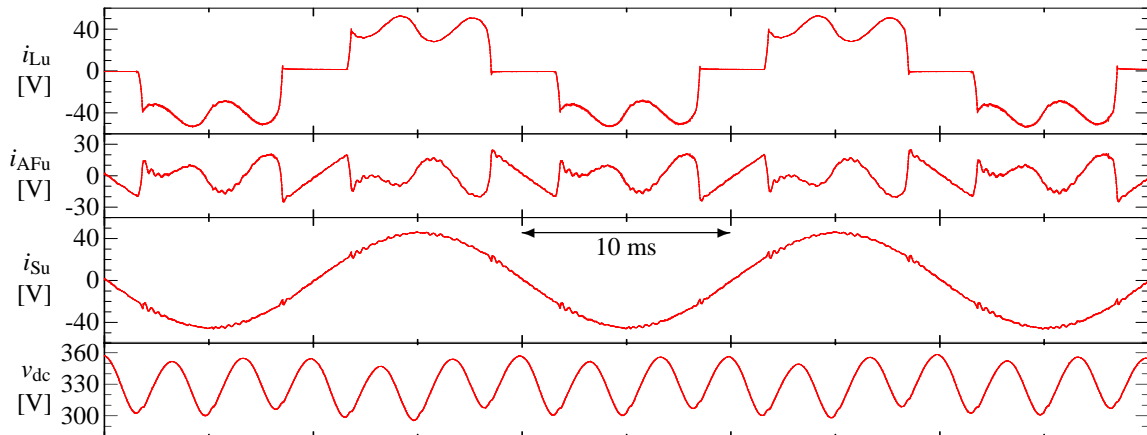
と表され，固有角周波数は $\omega_n = \sqrt{K_W V_S \omega_c}$ ，減衰係数は $\zeta = \sqrt{\omega_c / (4K_W V_S)}$ となる。安定のために，減衰係数が $\zeta > 1$ を満たすようなフィードバックゲインの条件は，

$$K_W < \frac{\omega_c}{4V_S} \quad (3.50)$$

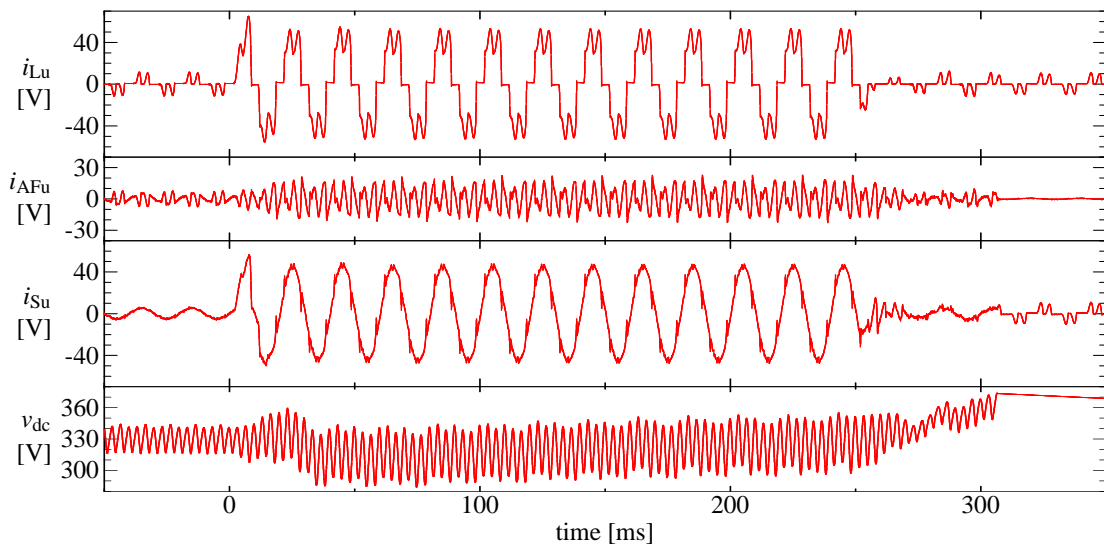
の範囲となる。

(3.50) 式より固有角周波数は常に $\omega_n < \omega_c/2$ の関係となる。 ω_n は 2 次系システムのバンド幅と考えることができるので，フィードバック制御の応答はカットオフ周波数よりも必ず遅くなる。また，一般に，ローパスフィルタのカットオフ周波数 ω_c は， $6\omega_S$ よりもはるかに小さく設定される。このため，(3.42) 式および (3.50) 式を同時に満足するために，フィードバックゲイン K_W はさらに小さく設定する必要がある。したがって，安定性の観点からフィードバックゲイン K_W の増加や制御帯域 ω_n の拡大は難しい。

一方，図 3.19–3.20 の提案法は，(3.48) 式のように，時定数 $1/(K_W V_S)$ の 1 次系の過渡応答となる。このとき，ローパスフィルタの位相遅れに起因した安定性の問題やフィードバックゲインの制約が本質的に存在しない。よって，提案法は制御バンド幅を $6\omega_S$ 付近もしくはそれ以上とすることができるため，高いフィードバックゲインを用いて効果的に外乱の影響を抑圧することができる。



(a) 定常状態の実験波形

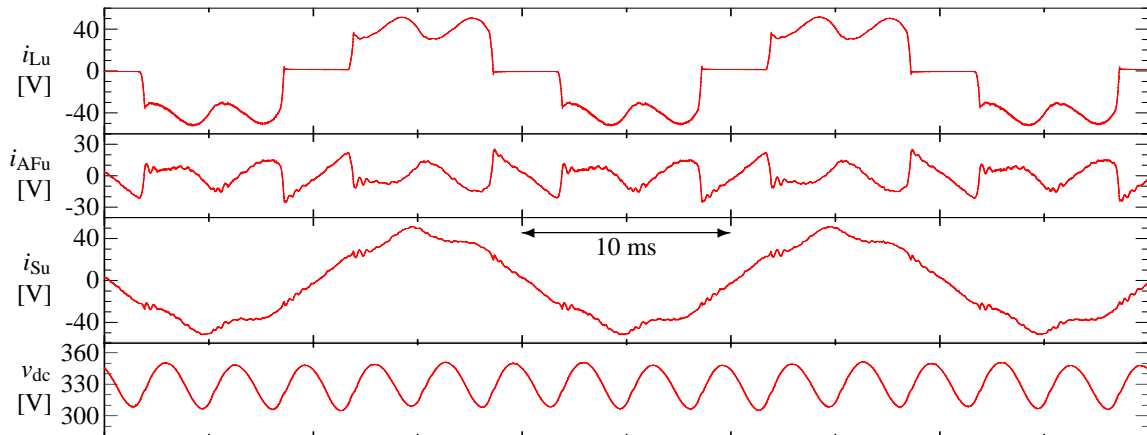


(b) 過渡応答の実験波形

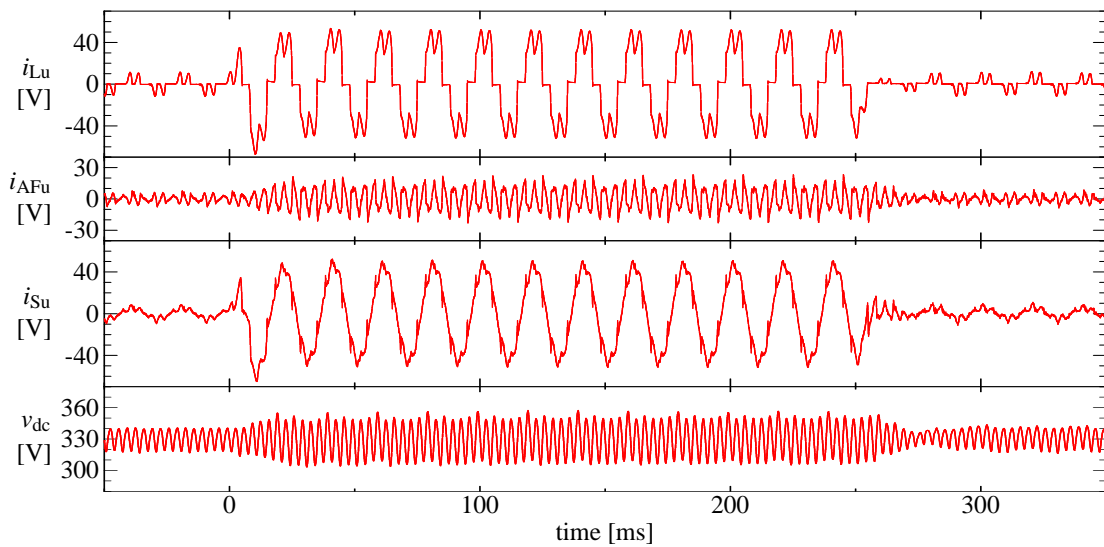
図 3.21: 図 3.17 の制御法において、フィードバックゲインを $K_W = 0.25 \text{ A/J}$ (バンド幅 50 rad/s) とし、ローパスフィルタを適用しない $H(s) = 1$ の場合の実験波形

3.2.3 実験検証

図 3.21–3.25 に $C_{dc} = 200 \mu\text{F}$ のフィルムコンデンサを適用した場合の実験波形を示す。ここでは、直流コンデンサ電圧の定常偏差を低減するために、ゲイン K_W の比例制御の代わりに 0.12 s の時定数をもつ PI 制御器を適用した。過渡応答では、高調波負荷を $t = 0 \text{ s}$



(a) 定常状態の実験波形

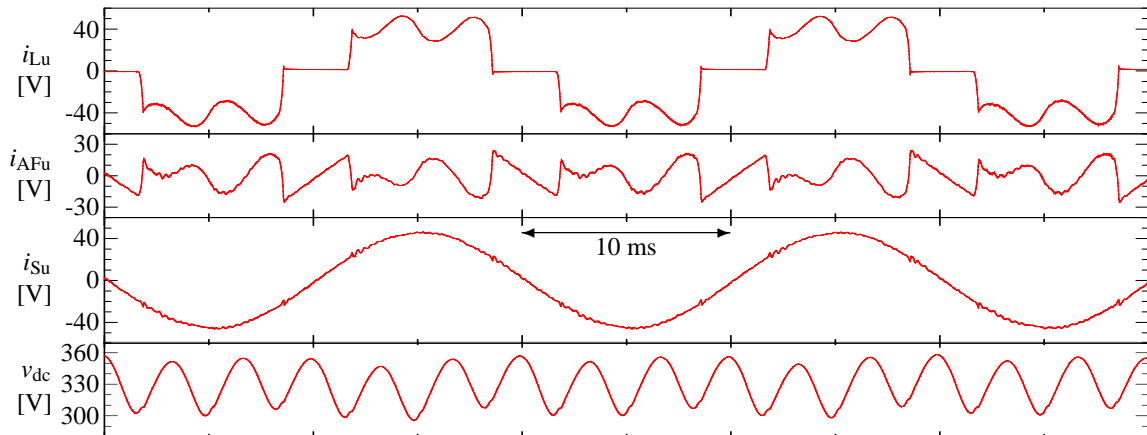


(b) 過渡応答の実験波形

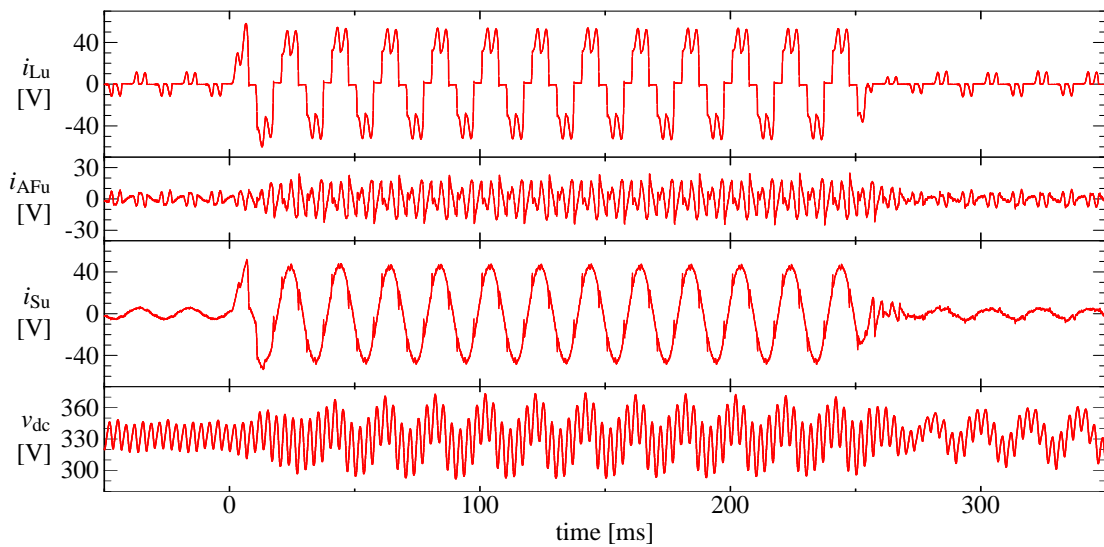
図 3.22: 図 3.17 の制御法において、ローパスフィルタを適用せずに $H(s) = 1$ として、フィードバックゲインを $K_W = 5 \text{ A/J}$ (バンド幅 1000 rad/s) に増加させた場合の実験波形

において 1 kW から 10 kW に増加させ、 $t = 250 \text{ ms}$ において 10 kW から 1 kW へ減少させた。

図 3.21 は、ローパスフィルタを適用しない $H(s) = 1$ の場合の実験波形である。ここでは、(3.40) 式において、電源に残留する高調波電流を $\varepsilon = 2.5\%$ に低減するように比例ゲインを $K_W = 0.25 \text{ A/J}$ と設定した。このとき、直流コンデンサ電圧制御のバンド幅は、 50 rad/s (8 Hz) となる。図 3.21(a) は定常波形である。負荷電流高調波を良好に補償する



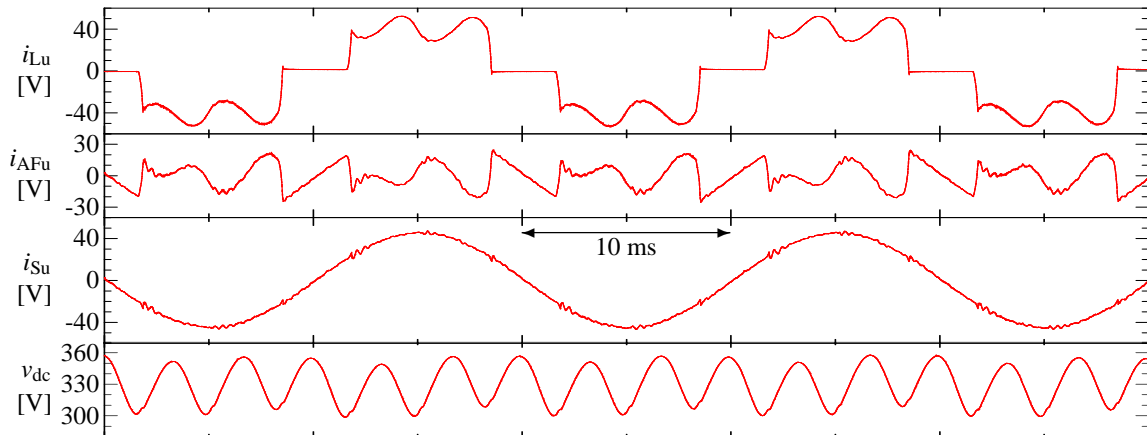
(a) 定常状態の実験波形



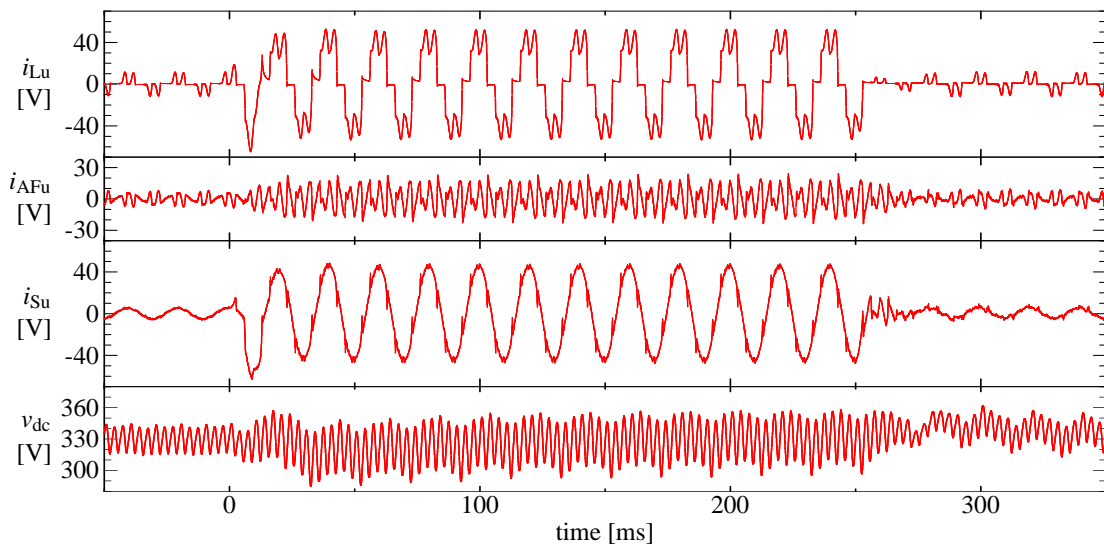
(b) 過渡応答の実験波形

図 3.23: 図 3.17 の制御法において、フィードバックゲインを $K_w = 5 \text{ A/J}$ として、カットオフ周波数 $\omega_c = 94 \text{ rad/s}$ のローパスフィルタを適用した場合の実験波形 (バンド幅 307 rad/s , 減衰係数 $\zeta = 0.16$)

ことができおり、電源電流は正弦波波形となっている。直流コンデンサに大きな電圧脈動が生じているにもかかわらず、電源電流 THD は 1.1% であった。図 3.21(b) は過渡波形である。負荷が増加した後、直流コンデンサ電圧は 283 V まで低下した。また、負荷を減少させると、直流コンデンサ電圧が過電圧設定値 375 V を超えたため、310 ms においてアクティブフィルタは停止した。したがって、過電圧を回避するために、フィードバックゲインを高く設定する必要がある。



(a) 定常状態の実験波形



(b) 過渡応答の実験波形

図 3.24: Fig. 3.17 の制御法において、フィードバックゲインとフィルタのカットオフ周波数が適切となるよう設計した場合の実験波形 (ゲイン $K_W = 0.75 \text{ A/J}$, カットオフ周波数 $\omega_c = 628 \text{ rad/s}$, バンド幅 307 rad/s , 減衰係数 $\zeta = 1.1$)

図 3.22 は、 $H(s) = 1$ としてローパスフィルタを適用せずに、比例ゲインを $K_W = 5 \text{ A/J}$ に増加させた場合である。図 3.22(b) の過渡状態においても、直流コンデンサ電圧の平均は、 330 V で一定となった。これは、高いフィードバックゲインを適用することによって、制御バンド幅が 1000 rad/s (160 Hz) まで広がったため、過渡的な電圧変動を抑制することができる。しかし、電源電流は大きくひずんだ高調波の残留する波形となり、THD は

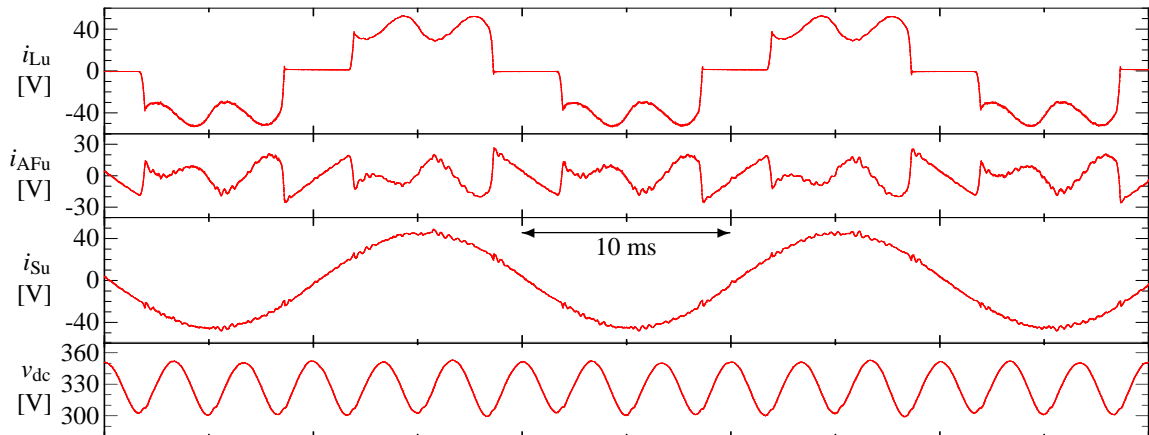
9.2%であった。これは、バンド幅が、直流コンデンサ電圧脈動の支配的な周波数 300 Hz (1885 rad/s) に近づいたためである。

図 3.23 は、カットオフ周波数 15 Hz ($\omega_c = 94 \text{ rad/s}$) の 1 次ローパスフィルタを適用した場合の実験波形である。図 3.22 と同様の 5 A/J のフィードバックゲインを適用した場合に、電源電流の残留高調波を $\varepsilon = 2.5\%$ に低減するように、カットオフ周波数を設定した。このため、図 3.22(a) と比較して電源電流高調波を低減することができ、電流 THD は、図 3.21(a) とほぼ同程度の 1.2% となった。ところが、図 3.23(b) における直流コンデンサ電圧の過渡応答波形は、50 Hz 付近の大きな電圧変動を含んでいる。これは、直流コンデンサの電圧フィードバック制御が、 $\zeta = 0.16$ の低い減衰係数を持つため、電圧変動を引き起こす。したがって、フィードバックゲイン K_W とカットオフ周波数 ω_c は、安定性の観点から許容できる減衰係数となるように設計する必要がある。

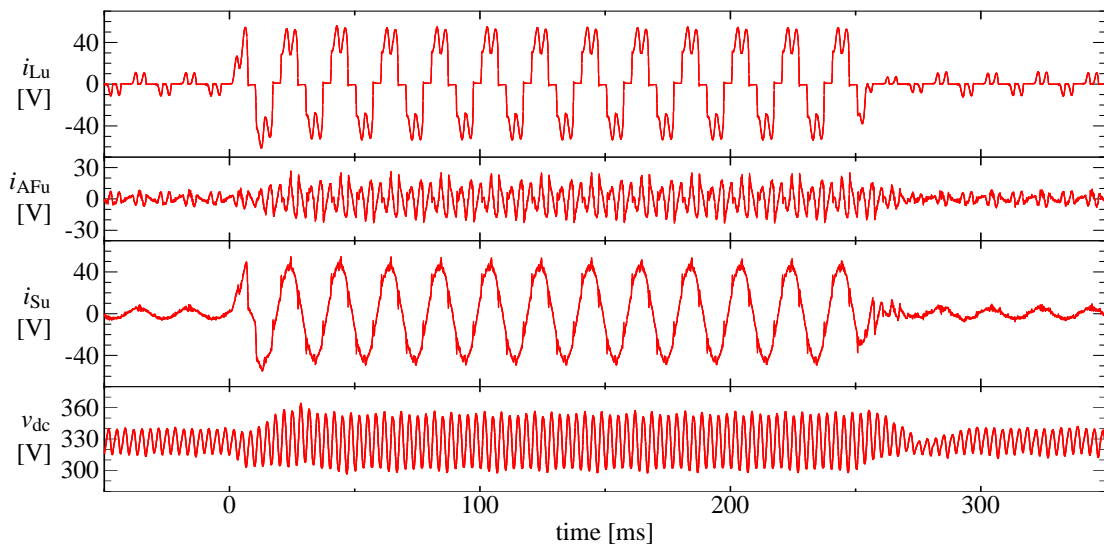
図 3.24 は、比例ゲインを $K_W = 0.75 \text{ A/J}$ 、1 次ローパスフィルタのカットオフ周波数を 100 Hz ($\omega_c = 628 \text{ rad/s}$) と設定した場合である。電源電流の残留高調波を $\varepsilon = 2.5\%$ に抑制しつつ、減衰係数が $\zeta = 1.1$ となるように、(3.40) 式および (3.50) 式を用いて K_W および ω_c を求めた。図 3.24(a) の電源電流は正弦波波形となっており、その THD は 1.3% であった。図 3.24(b) の直流コンデンサ電圧は、図 3.23(b) と比較して 50 Hz の変動成分が減少した。制御バンド幅が 300 rad/s に拡大したため、負荷変動に伴う電圧変動が 30 V となり、図 3.21(b) と比較してほぼ半分になった。よって、ローパスフィルタを適用することによって、定常状態と過渡状態の特性を改善することができる。しかし、この改善は限定的であり、負荷急変時の過渡電圧変動を完全に除去するためには不十分であった。

図 3.25 に図 3.19 の提案法を適用した場合の実験波形を示す。ここでは、フィードバックゲインを $K_W = 10 \text{ A/J}$ とし、図 3.21 の 20 倍に設定した。このとき、制御バンド幅は 2000 rad/s (320 Hz) に達しており、直流コンデンサの支配的な脈動周波数である 300 Hz を超えている。したがって、図 3.17 の従来の制御法では、いかなるローパスフィルタを用いた場合でも、これ程高いフィードバックゲインおよび制御バンド幅は、適用することができない。提案法を適用することによって、図 3.25(a) の定常状態においては、電源電流 THD が 1.5% の正弦波波形となっており、図 3.25(b) の過渡応答では、負荷変動が生じた場合でも、電圧変動をほとんど観測することができなかった。この実験結果は、提案する直流コンデンサ電圧フィードバック制御法が、従来の制御法とは異なる原理に基づいて脈動を除去していることを明示している。

図 3.26 に、10 kW 負荷から発生する高調波を補償した場合の、負荷および電源電流の高調波スペクトルの実測値を示す。図 3.17 の制御法にフィードバックゲイン $K_W = 5 \text{ A/J}$ を適用した図 3.22 の場合、電源電流には大きな高調波電流が残留している。残留高調波



(a) 定常状態の実験波形



(b) 過渡応答の実験波形

図 3.25: 図 3.19 の提案法において、フィードバックゲインを $K_w = 10 \text{ A/J}$ (バンド幅 2000 rad/s) とした場合の実験波形

として支配的であった 5 次および 7 次高調波は、実効値がおよそ 2 A であった。一方、図 3.21 および 3.23–3.25 では、電源電流高調波を良好に抑制することができている。よって、提案法は高いフィードバックゲインとは独立に、従来の制御法とほぼ同等の高調波補償特性を持つ。

したがって、小容量の直流コンデンサを適用したアクティブフィルタでも、提案法は、負荷急変に起因する直流コンデンサ電圧脈動の低減と定常状態の良好な高調波補償特性の双方について、実現できる。提案法は、高調波補償電流に伴うエネルギー脈動を計算し、

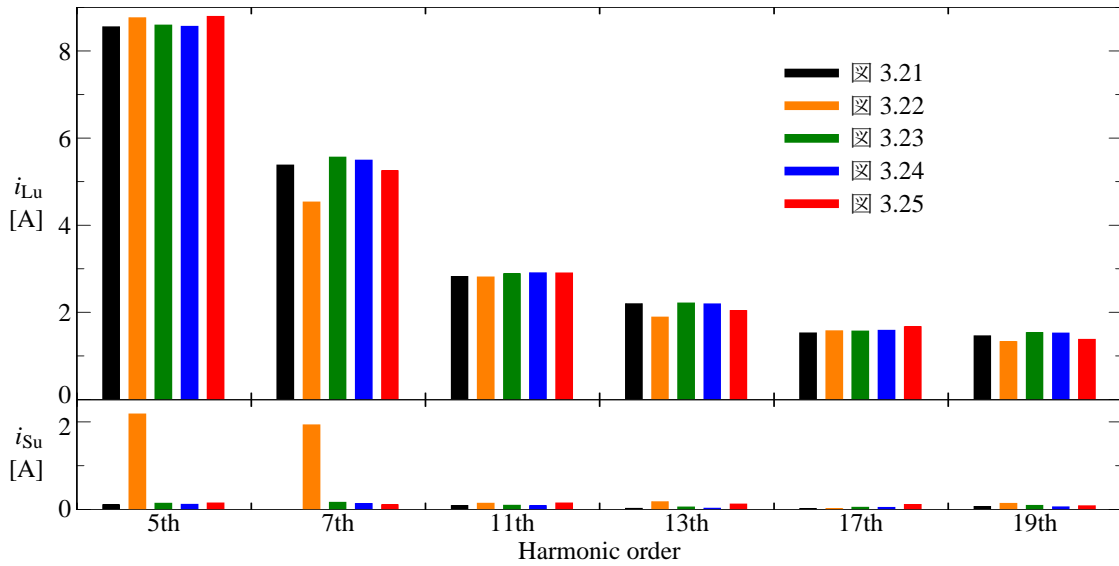


図 3.26: 10 kW 負荷から発生する高調波を補償した場合の、負荷電流 i_{Lu} および電源電流 i_{Su} に含まれる高調波スペクトルの実測値

これを蓄積エネルギーの指令値として直流コンデンサ電圧制御に適用する。その結果、提案法は、高調波補償特性を低下させることなく、 $6\omega_s/V_s$ よりも高いフィードバックゲイン、もしくは 300 Hz よりも広い制御バンド幅を適用することができるため、直流コンデンサ電圧変動を十分に抑制することができる。その結果、提案法は、高調波補償特性と外乱抑圧特性のトレードオフを解消することができる。

3.2.4 まとめ

本節では、小容量の直流コンデンサを持つアクティブフィルタに適した直流コンデンサ電圧制御法を提案し、実験によってその妥当性を確認した。まず、直流コンデンサに流入・流出する有効電力を解析し、補償電流と直流コンデンサに蓄積されるエネルギーの関係を示した。また、直流コンデンサの蓄積エネルギーの理論的な脈動を負荷電流高調波から計算する方法を明らかにした。理論解析に基づいて、理論的な蓄積エネルギー脈動を指令値として与える新しい制御法を提案した。その結果、小容量の直流コンデンサを持つアクティブフィルタに高いフィードバックゲインを適用した場合でも、提案法は、電源電流に残留する高調波を効果的に抑制することができる。

実験では、定常状態の高調波補償特性と過渡状態の電圧変動抑制の特性の双方について、提案法と従来法の特性を比較・検証した。その結果、提案法は、制御バンド幅が電源

周波数の6倍を超えるような高いフィードバックゲインを適用しても、高調波補償特性を低下することなく、動作できることが明らかになった。したがって、提案法は、小容量の直流コンデンサを適用した場合においても、過渡状態において外乱の抑圧を十分にすることができる上、定常状態においても良好な高調波補償特性をもつ。

3.3 本章のまとめ

本章では、負荷の急変に伴うアクティブフィルタの直流コンデンサ電圧変動を抑制する制御法を提案した。従来の制御法では、大容量の電解コンデンサを適用していても、アクティブフィルタの動作中に高調波発生負荷が急変すると、直流コンデンサ電圧が大きく変動し、深刻な電圧低下や過電圧を生じていた。これに対して、まず、7-step 補償器を用いた高調波検出法を提案し、負荷急変時に直流コンデンサに流入・流出する電力を $1/144$ に抑制した。その結果、実験検証において、直流コンデンサ容量を $1/7$ 以下に低減しても、電圧変動を従来法の $1/4$ に抑制できたが、定常状態の電圧脈動よりも大きな電圧変動を負荷急変に伴って生じていた。次に、脈動する指令値を用いた直流コンデンサ電圧制御法を提案し、直流コンデンサ電圧フィードバック制御とアクティブフィルタの高調波補償特性のトレードオフ関係を解消した。これにより、高調波補償特性を低下することなく、 2000 rad/s の制御バンド幅をもつ直流コンデンサ電圧制御を実現できることを実験により確認した。その結果、静電容量を十分に低減しても、負荷急変の影響を受けることなく、直流コンデンサ電圧の平均値を一定に制御できることを明らかにした。

7-step 補償器を用いた高調波検出法は、すべての理論高調波を検出することができるため、電源・負荷がともに三相平衡であれば、高調波補償特性に影響することなく、負荷急変時の直流コンデンサ電圧変動を抑制できる。しかし、不平衡時には負荷電流に非理論高調波が含まれるため、7-step 補償器を適用すると、アクティブフィルタの高調波補償特性が低下する場合がある。このため、不平衡となる場合を想定した非理論高調波の検出・補償法が必要となる。

第4章

三相不平衡時の直流コンデンサ電圧脈動とその抑制法

第3章では、電源・負荷が三相平衡である場合を仮定して、負荷急変に伴う直流コンデンサ電圧変動を抑制していた。このため、不平衡時に生じる3次高調波電流などの非理論高調波を検出・補償することができず、定常状態の高調波補償特性が低下する場合がある。本章では、負荷急変時の直流コンデンサ電圧変動抑制と不平衡時の高調波補償特性の両立が可能となるアクティブフィルタの制御法を提案する。まず、ステップ数の異なる2つの k -step 補償器を併用する高調波検出法と繰り返し制御を適用した制御法を提案する。その結果、負荷急変時の電圧変動を抑制しながら、不平衡時にすべての高調波の補償が可能であることを確認する。次に、補償電流に基本波逆相電流を重畳することによって、3次高調波補償電流に起因した電源の2倍周波数の直流コンデンサ電圧脈動を零とする制御法を提案する。提案法により、アクティブフィルタが3次高調波電流を補償しながら、その直流コンデンサ電圧脈動を大幅に低減できることを確認する。

4.1 非理論高調波を含む負荷電流に対する高調波補償法

本節では、負荷急変時の直流コンデンサ電圧変動を抑制しながら、不平衡条件下でもすべての高調波の補償が可能となるアクティブフィルタの制御法を提案する。これは、7-step 補償器を用いた高調波検出法とステップ数の異なる k' -step 補償器を用いた高調波検出法を併用する制御法である。提案法は、過渡時の電圧変動を抑制しながら、定常状態において、すべての高調波電流を補償できる。不平衡条件下で実験検証を行い、提案法が負荷急変時の電圧変動を抑制しながら、定常状態において非理論高調波を含むすべての高調

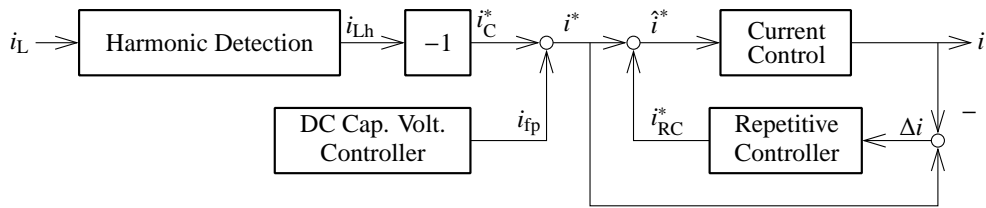


図 4.1: 繰り返し制御器を適用したアクティブフィルタの制御ブロック線図

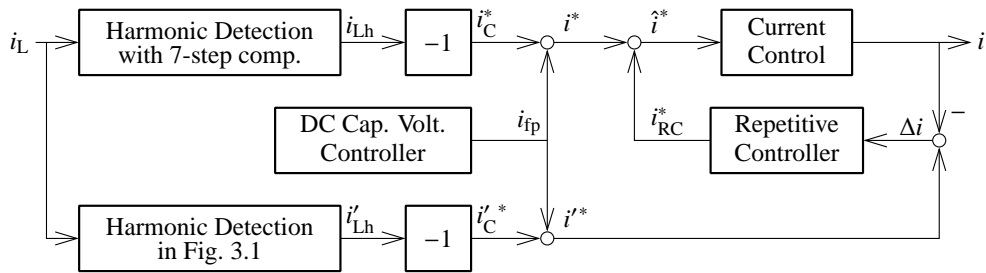


図 4.2: 過渡時の電圧変動抑制と定常状態の非理論高調波補償を同時に可能とするアクティブフィルタの制御ブロック線図

波電流の補償が可能であることを確認する。

4.1.1 7-step 補償器を用いた高調波検出法の高調波検出特性

図 4.1 に繰り返し制御器を適用したアクティブフィルタの制御ブロック線図を示す。7-step 補償器は、不平衡時に発生する非理論高調波電流を検出する能力はないため、変換器電流とその指令値が一致している場合でも、非理論高調波を補償することはできない。

4.1.2 繰り返し制御を応用したアクティブフィルタの制御法

図 4.2 は、過渡時の電圧変動抑制と定常状態の非理論高調波補償を同時に可能とするアクティブフィルタの制御ブロック線図である。図 4.2 の制御法は、過渡的な電圧変動を抑制するために、図 3.3 の 7-step 補償器を用いた高調波検出法を用いる。これに加えて、繰り返し制御器の指令値 i^* を作るために、図 3.1 の従来の高調波検出法を併用する。

ここで、簡単化のため、直流コンデンサ電圧フィードバック制御の影響を無視し、電流制御が理想的に働く、 $i_{fp} = 0$ かつ $i_d = \hat{i}_d^*$ の状態を仮定する。もし、直流コンデンサ電圧フィードバック制御が働かなければ、繰り返し制御によって徐々に直流コンデンサが放電

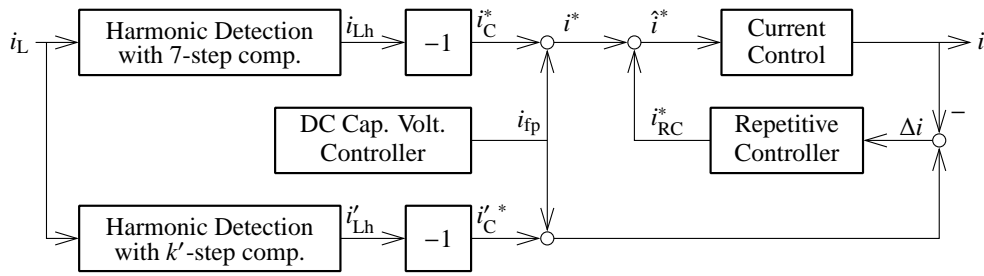


図 4.3: 図 4.2 の制御法において生じる繰り返し制御に起因した電圧変動の抑制を可能とする制御法のブロック線図

され、電圧変動の最終値は

$$\Delta v_{dc} \approx -\frac{\sqrt{3}V_S I_f \cos \phi_{(1)} T_S}{2C_{dc} V_{dc}}, \quad (4.1)$$

となる。これは、図 3.1 の従来の高調波検出方式を適用した場合に生じる電圧変動の最終値である (3.12) 式と一致する。

4.1.3 繰り返し制御に起因した電圧変動の抑制法

図 4.3 は、繰り返し制御に起因した電圧変動の抑制を可能とする制御法のブロック線図である。図 4.2 では、繰り返し制御器の入力として図 3.1 の従来の高調波検出法を適用していたのに対して、図 4.3 では、図 3.3 の k' -step 補償器を用いた高調波検出法を適用する。補償器のステップ数を $k' = 2$ とすれば、図 4.3 の制御法はすべての負荷電流高調波を補償することができる。このとき、電圧変動の最大値は、

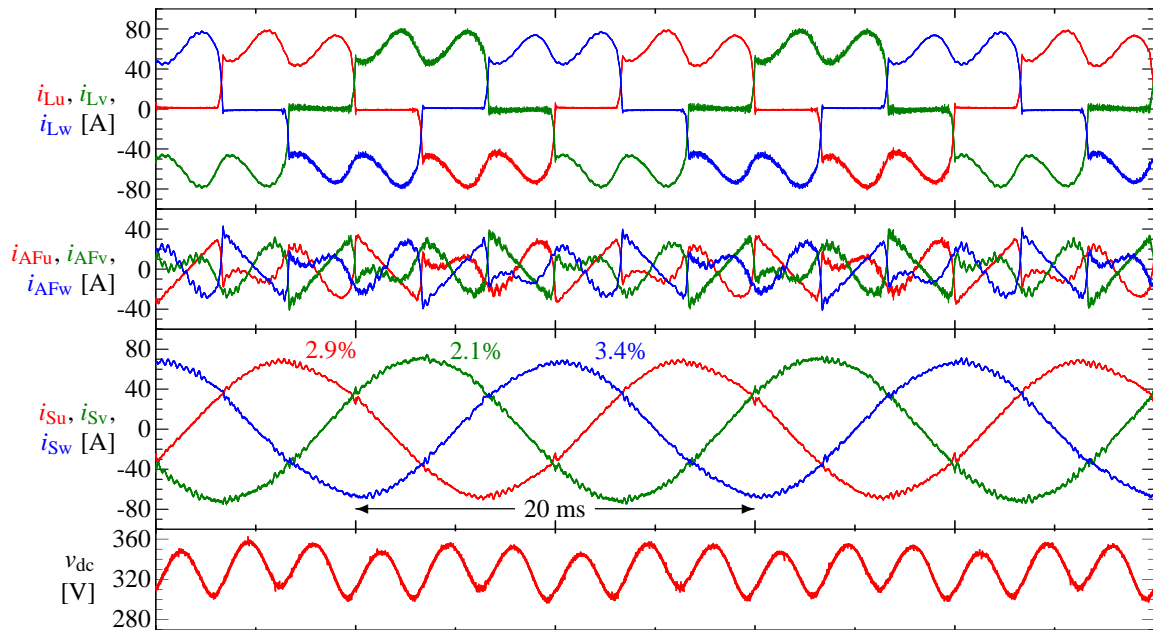
$$\Delta v_{dc} \approx -\frac{\sqrt{3}K_{RC}V_S I_f \cos \phi_{(1)} T_S}{8C_{dc} V_{dc}} \quad \left(t = \frac{3T_S}{2} \right) \quad (4.2)$$

となり、大幅に抑制できる。

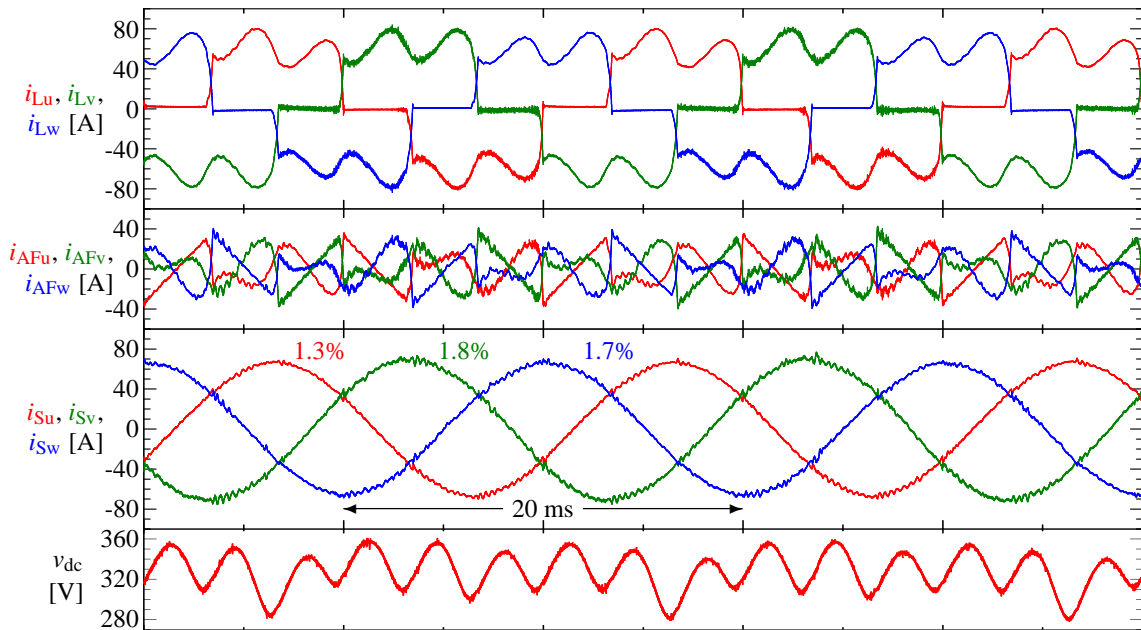
したがって、図 4.3 の制御法は、電圧フィードバック制御に頼ることなく、直流コンデンサ電圧変動を抑制できる。

4.1.4 実験検証

本節では、アクティブフィルタの直流コンデンサとして $C_{dc} = 300 \mu\text{F}$ のフィルムコンデンサを接続し、高調波負荷を 15 kW として行った。ここでは、提案法の制御特性比較のために、直流コンデンサ電圧制御は従来の図 3.17 の制御法を適用し、比例制御の代わ



(a) 図 4.1 の従来の制御法に 7-step 補償器を用いた高調波検出法を適用した場合



(b) 図 4.2 の制御法を適用した場合

図 4.4: 繰り返し制御器を適用したアクティブフィルタが不平衡条件下で動作するときの定常実験波形

りに、1.2 s の時定数をもつ PI 制御器にフィードバックゲインを $K_W = 0.5 \text{ A/J}$ として適用した。また、繰り返し制御器のゲインは $K_{RC} = 0.03$ とした。

図 4.4 に定常状態の実験波形を示す。このとき、電源電圧や負荷の配線インピーダンスの不均衡に起因して、負荷電流がわずかに不均衡となっている。図 4.4(a) は、図 4.1 の制御法に 7-step 補償器を用いた高調波検出法を適用した場合の波形である。このとき、電源電流は、低次の高調波電流が残留したひずんだ波形となっており、その THD はおよそ 3% であった。一方、図 4.2 の提案法を用いた場合の実験波形を図 4.4(b) に示す。このとき、電源電流は正弦波波形となっており、THD はおよそ 1.5% に減少した。しかし、直流コンデンサの電圧脈動幅は、図 4.4(a) の 60 V から図 4.4(b) の 80 V へ増加した。

図 4.5 に、負荷急変時の過渡応答実験波形を示す。このとき、負荷の電力を $t = 0 \text{ s}$ において 1 kW から 15 kW へ増加させ、 $t = 250 \text{ ms}$ において 15 kW から 1 kW へ減少させた。図 4.5(a) は、図 4.2 の制御法を適用した場合の波形である。負荷増加から 1 周期経過した後、直流コンデンサから不要な有効電力が流出し、コンデンサ電圧が低下した。図 4.5(b) は、図 4.3 の制御法を $k' = 2$ として適用した場合の実験波形である。このとき、定常状態の補償特性は、図 4.2 の制御法と同等となる。図 4.5(b) の直流コンデンサ電圧は、負荷の増加後も電圧平均の変動は 3 V に抑制された。

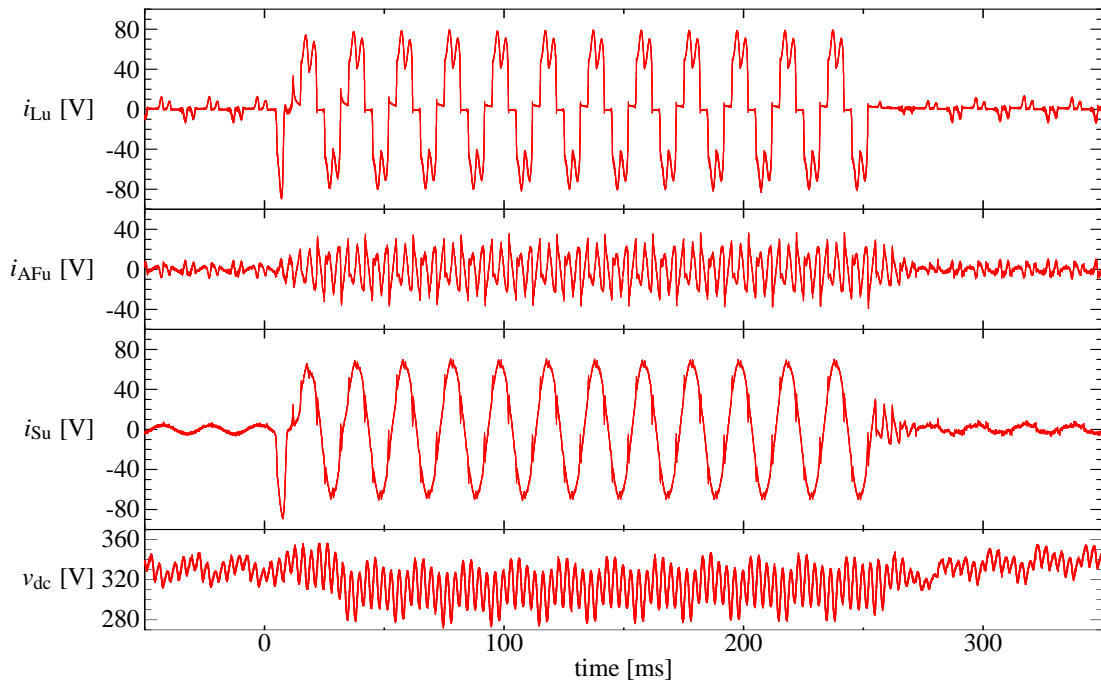
4.1.5 まとめ

本節では、定常状態においてすべての高調波電流を補償しながら、負荷急変時の直流コンデンサ電圧変動の抑制が可能な制御法を提案した。提案法は、負荷急変時の電圧脈動抑制のために 7-step 補償器を用いた高調波検出法を適用し、定常状態にすべての次数の高調波を補償するために、従来の高調波検出法または 2-step 補償器を用いた高調波検出法を併用する。提案法の過渡解析と実験検証を行い、7-step 補償器と 2-step 補償器を併用した高調波検出を適用すると、定常状態において全次数の高調波を補償しながら、過渡状態の電圧変動の抑制が可能であることを確認した。

しかし、非理論高調波を補償したことによって、定常状態の直流コンデンサの電圧脈動が増大しており、不均衡が大きくなると、過電圧・電圧低下を生じると考えられる。

4.2 3次高調波電流補償に伴う電圧脈動の抑制法

第 4.1 節では、非理論高調波の補償を行った場合、直流コンデンサの電圧脈動が増大し、過電圧・電圧低下を生じる可能性があった。これは、アクティブフィルタが 3 次高調波電



(a) 図 4.2 の制御法を適用した場合

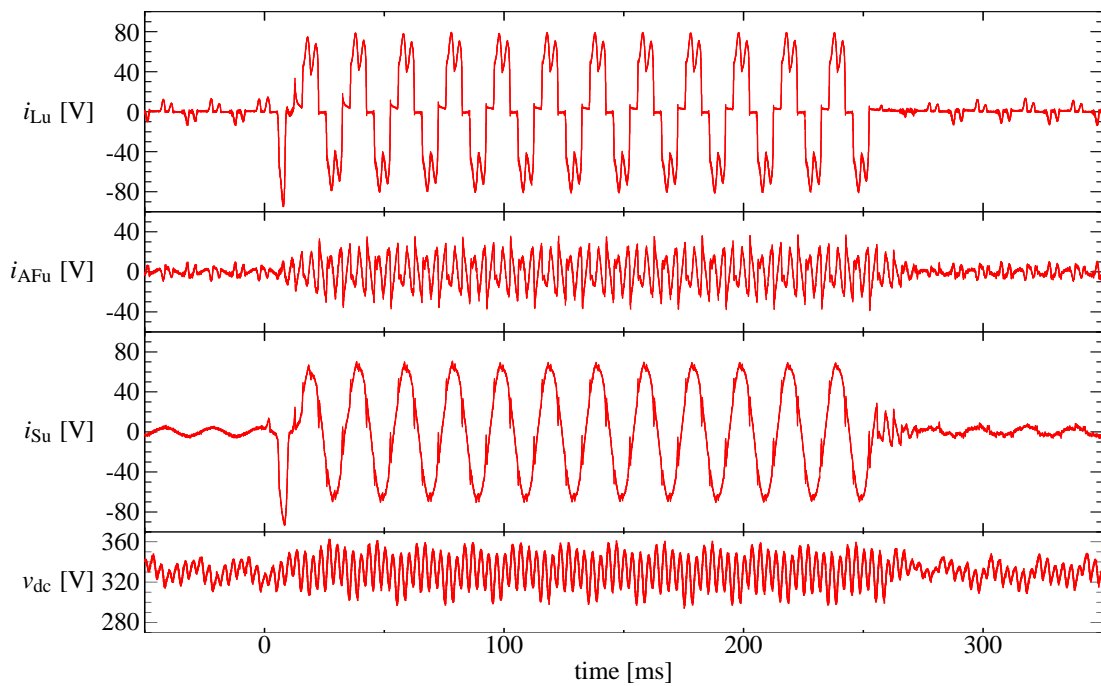
(b) 図 4.3 の制御法に $k' = 2$ として適用した場合

図 4.5: 繰り返し制御器を適用したアクティブフィルタの負荷急変過渡実験波形

流を補償すると、直流コンデンサに電源周波数の2倍の大きな電圧脈動を生じるためである。このため、不平衡条件下での動作を考慮した場合、直流コンデンサの静電容量を三相平衡状態と比較して大きく設計する必要がある。これに対して、本節では、基本波の逆相電流を補償電流として注入することにより、3次高調波電流の補償に伴って直流コンデンサに流入する電力を相殺する。その結果、3次高調波電流を補償しながら、直流コンデンサ電圧脈動の電源の2倍周波数成分を零とすることができる。不平衡条件下で実験を行い、高調波補償特性を低下することなく、直流コンデンサの電圧脈動を三相平衡時と同程度まで低減できることを確認する。

4.2.1 高調波補償に伴う直流コンデンサ電圧脈動の解析

ここでは、簡単のため、電源電圧を実効値 V_S の三相平衡正弦波

$$\begin{bmatrix} v_{Su} \\ v_{Sv} \\ v_{Sw} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_S \begin{bmatrix} \sin(\omega_S t) \\ \sin\left(\omega_S t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\omega_S t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

と仮定する。また、補償電流を基本波と高調波電流の和として、

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{2} I_{(n)} \begin{bmatrix} \sin(n\omega_S t + \phi_{(n)}) \\ \sin\left(n\omega_S t + \phi_{(n)} - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin\left(n\omega_S t + \phi_{(n)} + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

と定義する。ただし、 n を任意の整数として、 $I_{(n)}$ は補償電流の角周波数 $n\omega_S$ 成分の実効値、 $\phi_{(n)}$ はその位相角である。ここで、 $n = 1$ と $n = -1$ はともに基本波成分であるが、それぞれ正相および逆相成分を意味する。また、各次高調波に対して、 n が正と負の2成分が存在する。たとえば、(4.4) 式の定義では、三相ダイオード整流器の主な5次高調波電流は $n = -5$ の成分となり、 $n = 5$ の成分も考慮すると単相整流器等の不平衡な高調波電流を表すことができる。

アクティブフィルタのフィルタキャパシタ C_{f1}, C_{f2} に流入する進相電流やスイッチングリップル電流を無視し、 $i_{AF} = i$ と考えると、アクティブフィルタに流入する瞬時有効電力 p は、

$$\begin{aligned} p &= i_u v_{Su} + i_v v_{Sv} + i_w v_{Sw} \\ &= \sqrt{3} V_S \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_{(n)} \cos\{(n-1)\omega_S t + \phi_{(n)}\} \end{aligned} \quad (4.5)$$

となる。アクティブフィルタに生じる電力損失を無視すると、流入した有効電力はすべて

直流コンデンサに蓄積される。特に、有効電力が直流量となる $n = 1$ の成分は、

$$p_{(0)} = \sqrt{3}V_S I_{(1)} \cos \phi_{(1)} \quad (4.6)$$

の一定の有効電力を形成するため、直流コンデンサ電圧制御等に広く用いられている。一方、 $n = 1$ 以外の成分は、有効電力に角周波数 $|n - 1|\omega_S$ 成分の振動を生じる。ここで、有効電力の角周波数 $m\omega_S$ 成分は、

$$p_{(m\omega_S)} = \sqrt{3}V_S \{I_{(m+1)} \cos(m\omega_S t + \phi_{(m+1)}) + I_{(-m+1)} \cos(m\omega_S t - \phi_{(-m+1)})\} \quad (4.7)$$

となる。すなわち、有効電力の角周波数 $m\omega_S$ 成分は、補償電流に含まれる $n = m + 1$ と $n = -m + 1$ の2つの成分によって形成される。ここで、 $p_{(m\omega_S)}$ に起因した直流コンデンサ電圧の脈動分 $v_{dc(m\omega_S)}$ は、平均電圧 V_{dc} に対して

$$\int p_{(m\omega_S)} dt = \frac{1}{2} C_{dc} (V_{dc} + v_{dc(m\omega_S)})^2 \quad (4.8)$$

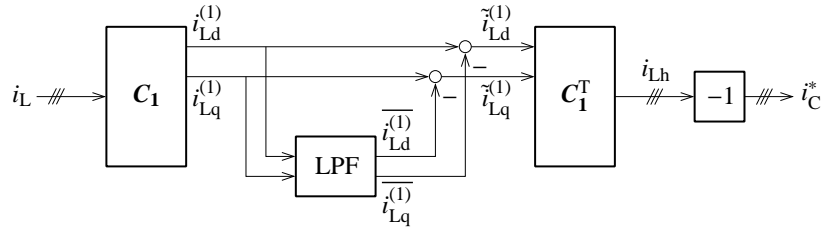
の関係となる。直流コンデンサの電圧脈動が平均電圧に対して十分に小さい場合、 $v_{dc(m\omega_S)} \ll V_{dc}$ を仮定すると、線形近似を用いて、電圧脈動 $v_{dc(m\omega_S)}$ は

$$v_{dc(m\omega_S)} \approx \frac{\sqrt{3}V_S}{m\omega_S C_{dc} V_{dc}} \{I_{(m+1)} \sin(m\omega_S t + \phi_{(m+1)}) + I_{(-m+1)} \sin(m\omega_S t - \phi_{(-m+1)})\} \quad (4.9)$$

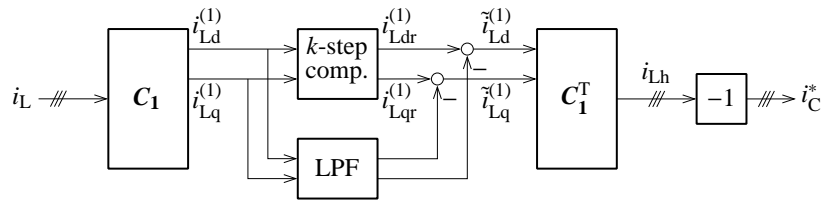
と表せる。したがって、高調波成分の電流実効値が同じであっても、角周波数 $m\omega_S$ が小さいほど電圧脈動は大きくなる。

もし、 $m = 1$ の成分、すなわち補償電流に $n = 0$ もしくは $n = 2$ の成分が含まれていると、角周波数 ω_S の大きな電圧脈動成分が現れる。しかし、これらの成分は、半波整流回路などの特殊な負荷以外には含まれないため、 $m = 1$ の電圧脈動は無視できる。したがって、 $m = 2$ の場合、すなわち補償電流に $n = -1$ および $n = 3$ の成分を含んでいるとき、生じる電圧脈動の $2\omega_S$ 成分が最も低い周波数となり、大きな電圧脈動を生じる。ここで、 $n = -1$ の成分は基本波の逆相電流、 $n = 3$ の成分は3次高調波電流である。これらの成分は、単相ダイオード整流器や三相ダイオード整流器を電圧・インピーダンスが不平衡な電源に接続した場合に生じる。

図4.6に高調波補償電流演算を行うブロック線図を示す。これは、負荷電流高調波と逆位相の電流を補償電流として与える、一般的な方法である。図4.6(a)は、図3.1の従来の高調波検出法を適用した場合、図4.6(b)は、図3.3の k -step 補償器を用いた高調波検出法を適用した場合である。図4.6の高調波検出法においては、いずれの場合も $n = 1$ の成分のみを除去するため、三相ダイオード整流器が不平衡な電源に接続されている場合、補償



(a) 図 3.1 の従来の高調波検出法を適用した場合



(b) 図 3.3 の k -step 補償器を用いた高調波検出法を適用した場合

図 4.6: 一般的なアクティブフィルタの高調波補償電流演算のブロック線図

電流には $n = -1$ の成分が含まれることがある。この場合、直流コンデンサの電圧脈動を抑制するために、比較的大きな静電容量が必要となる。三相ダイオード整流器の場合、5次および7次などの理論高調波と比べて、一般に3次高調波電流や基本波逆相電流の含有量は少ない。しかし、5次および7次高調波電流が直流コンデンサに $6\omega_S$ の電圧脈動を引き起こすのに対して、3次高調波電流および基本波逆相電流に起因した電圧脈動の角周波数は $2\omega_S$ である。このため、直流コンデンサには、比較的大きな電圧脈動を生じることがある。

たとえば、(4.9)式を用いて直流コンデンサに生じる電圧脈動を求めると、5次および7次高調波電流がそれぞれ2Aとすると、 $6\omega_S$ の脈動は最大4.5Vである。これに対して、三相不平衡時にのみ生じる3次高調波および基本波逆相電流がそれぞれ1Aとすると、 $2\omega_S$ の電圧脈動は最大6.7Vとなり、 $6\omega_S$ の脈動より大きい。このとき、三相不平衡時の電圧脈動幅を三相平衡時と同程度とするためには、直流コンデンサ容量を三相平衡時の2.5倍に設定する必要がある。このように、電源や負荷が三相不平衡である場合、静電容量の低減が困難であった。

4.2.2 直流コンデンサ電圧脈動の $2\omega_S$ 成分抑制法

4.2.2.1 電圧脈動の抑制原理

アクティブフィルタが高調波補償を目的としている場合、本来 $n = -1$ の基本波逆相電流を補償する必要はない。したがって、負荷電流に含まれる高調波を検出する際、 $n = 1$ と $n = -1$ の両方の成分を除去すれば、 $n = -1$ 成分に起因した $2\omega_S$ の電力脈動を抑制できる。

これに対して、アクティブフィルタは $n = 3$ の3次高調波電流を補償する必要があり、補償電流の $n = 3$ 成分を制御しなければならない。したがって、 $n = 3$ の成分に起因した $2\omega_S$ の有効電力が原理的に形成される。

ここで、(4.7) 式の $m = 2$ のとき、

$$p_{(2\omega_S)} = \sqrt{3}V_S \{I_{(3)} \cos(2\omega_S t + \phi_{(3)}) + I_{(-1)} \cos(2\omega_S t - \phi_{(-1)})\} = 0 \quad (4.10)$$

とすれば、 $2\omega_S$ の電圧脈動を零とすることができる。このとき、 $n = -1$ 成分は基本波逆相であるため、高調波補償特性に対して影響せず、 $n = -1$ 成分を任意の振幅・位相で補償電流に重畳することができる。したがって、(4.10) 式を満足する基本波逆相電流の実効値 $I_{(-1)}$ と位相 $\phi_{(-1)}$ は、

$$\begin{cases} I_{(-1)} = I_{(3)} \\ \phi_{(-1)} = \pi - \phi_{(3)} \end{cases} \quad (4.11)$$

となる。このとき、負荷電流の $n = 3$ の高調波成分を補償しても、直流コンデンサ電圧に $2\omega_S$ の脈動を生じない。

ここで、負荷電流を

$$\begin{bmatrix} i_{Lu} \\ i_{Lv} \\ i_{Lw} \end{bmatrix} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{2}I_{L(n)} \begin{bmatrix} \sin(n\omega_S t + \phi_{L(n)}) \\ \sin(n\omega_S t + \phi_{L(n)} - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(n\omega_S t + \phi_{L(n)} + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

とする。ただし、 $I_{L(n)}$ は負荷電流の角周波数 $n\omega_S$ 成分の実効値、 $\phi_{L(n)}$ はその位相角である。アクティブフィルタが、 $n = 3$ の高調波電流を補償するためには、補償電流指令値の $n = 3$ 成分の実効値と位相を、

$$\begin{cases} I_{(3)} = I_{L(3)} \\ \phi_{(3)} = \pi + \phi_{L(3)} \end{cases} \quad (4.13)$$

とする必要がある。したがって、直流コンデンサの $2\omega_S$ の電力脈動を零とするためには、補償電流に実効値と位相が

$$\begin{cases} I_{fn} = I_{L(3)} \\ \phi_{fn} = -\phi_{L(3)} \end{cases} \quad (4.14)$$

となる基本波逆相電流 i_{fn} を重畳すればよい。

4.2.2.2 電圧脈動の抑制法

(4.14) 式を満足するためには、負荷電流から3次高調波成分の実効値 $I_{L(3)}$ とその位相 $\phi_{L(3)}$ を演算し、基本波逆相電流の指令値を演算することもできるが、逆三角関数を用いた場合には位相角の範囲に注意する必要がある。ここでは、座標変換だけを用いて(4.14)式の基本波逆相電流を演算する方法を考える。

三相交流を $3\omega_S$ で回転する回転座標上の二相交流へ変換するには、

$$\mathbf{C}_3 = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(3\omega_S t) & \sin(3\omega_S t - \frac{2}{3}\pi) & \sin(3\omega_S t + \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(3\omega_S t) & \cos(3\omega_S t - \frac{2}{3}\pi) & \cos(3\omega_S t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

を用いればよい。負荷電流 i_L に変換行列 \mathbf{C}_3 を適用すると、負荷電流の $n=3$ の成分は $i_{Ld}^{(3)}$ および $i_{Lq}^{(3)}$ の直流分に、その他の成分は交流分に変換される。ローパスフィルタ等を用いて抽出した直流分 $\overline{i_{Ld}^{(3)}}$ および $\overline{i_{Lq}^{(3)}}$ と3次高調波成分の実効値 $I_{L(3)}$ 、位相 $\phi_{L(3)}$ との関係は、

$$\begin{bmatrix} \overline{i_{Ld}^{(3)}} \\ \overline{i_{Lq}^{(3)}} \end{bmatrix} = \sqrt{3} I_{L(3)} \begin{bmatrix} \cos \phi_{L(3)} \\ \sin \phi_{L(3)} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

となる。一方、三相交流を $-\omega_S$ で回転する回転座標上の二相交流へ変換する変換行列は、

$$\mathbf{C}_{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(-\omega_S t) & \sin(-\omega_S t - \frac{2}{3}\pi) & \sin(-\omega_S t + \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(-\omega_S t) & \cos(-\omega_S t - \frac{2}{3}\pi) & \cos(-\omega_S t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

であり、補償電流に重畳する基本波逆相電流 i_{fn} に適用すると、

$$\begin{bmatrix} i_{fnd}^{(-1)} \\ i_{fnq}^{(-1)} \end{bmatrix} = \sqrt{3} I_{fn} \begin{bmatrix} \cos \phi_{fn} \\ \sin \phi_{fn} \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

となる。これに、(4.14)式と(4.16)式を代入すると、補償電流に重畳する基本波逆相成分は、

$$\begin{bmatrix} i_{fnd}^{(-1)} \\ i_{fnq}^{(-1)} \end{bmatrix} = \sqrt{3} I_{L(3)} \begin{bmatrix} \cos \phi_{L(3)} \\ \sin(-\phi_{L(3)}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{i_{Ld}^{(3)}} \\ -\overline{i_{Lq}^{(3)}} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

として演算できる。

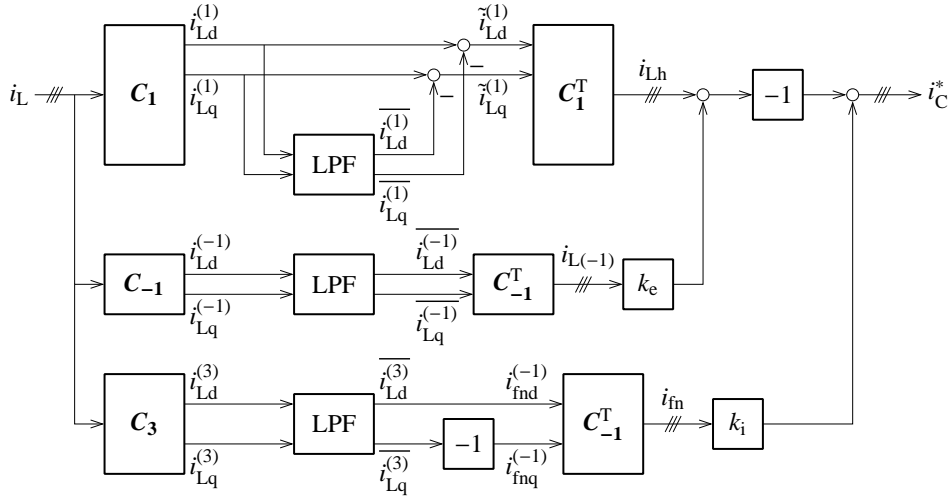


図 4.7: 直流コンデンサ電圧脈動の $2\omega_s$ 成分を抑制する制御法の高調波補償電流演算のブロック線図

4.2.2.3 補償電流演算の実装

図 4.7 に、直流コンデンサ電圧脈動の $2\omega_s$ 成分を抑制する制御法のブロック線図を示す。図 4.6 と比較して、変換行列 C_{-1} および C_3 を用いて、負荷電流の $n = -1$ と $n = 3$ の成分を検出するパスが追加されている点が異なる。

図 4.7 の変換行列 C_1 , C_1^T およびローパスフィルタは、図 4.6 と同様に、負荷電流 i_L が含有する $n = 1$ の基本波正相電流 $i_{L(1)}$ を抽出する。また、負荷電流 i_L に変換行列 C_{-1} を適用すると、 $n = -1$ の基本波逆相成分は $i_{Ld}^{(-1)}$ および $i_{Lq}^{(-1)}$ の直流分に、その他の成分は交流分に変換される。移動平均フィルタと逆変換行列 C_{-1}^T を用いて、 $n = -1$ の基本波逆相電流 $i_{L(-1)}$ を抽出する。

負荷電流 i_L に変換行列 C_3 を適用して直流分 $\overline{i_{Ld}^{(3)}}$ および $\overline{i_{Lq}^{(3)}}$ を抽出し、(4.19) 式のように、 $\overline{i_{Lq}^{(3)}}$ に -1 を乗じて逆変換行列 C_{-1}^T を適用し、補償電流に重畳する基本波逆相電流を

$$\begin{bmatrix} i_{fu} \\ i_{fv} \\ i_{fw} \end{bmatrix} = \sqrt{2}I_{L(3)} \begin{bmatrix} \sin(-\omega st - \phi_{L(3)}) \\ \sin(-\omega st - \phi_{L(3)} - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(-\omega st - \phi_{L(3)} + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} = C_{-1}^T \begin{bmatrix} i_{fnd}^{(-1)} \\ i_{fnq}^{(-1)} \end{bmatrix} = C_{-1}^T \begin{bmatrix} \overline{i_{Ld}^{(3)}} \\ -\overline{i_{Lq}^{(3)}} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

として演算する。

負荷電流から演算した各成分を加減算して、補償電流指令値 i_C^* を

$$i_C^* = -\{i_L - (i_{L(1)} + k_e i_{L(-1)})\} + k_i i_{fn} \quad (4.21)$$

と求める。ただし、 k_e は負荷基本波逆相電流を補償する割合を決める係数、 k_i は $n = 3$ の成分に起因する電圧脈動の抑制量を決める係数であり、それぞれ $0 \leq k_e \leq 1, 0 \leq k_i \leq 1$ の範囲の実数である。このとき、補償電流の基本波逆相成分は、

$$\begin{bmatrix} i_{Cu(-1)}^* \\ i_{Cv(-1)}^* \\ i_{Cw(-1)}^* \end{bmatrix} = \sqrt{2}k_i I_{L(3)} \begin{bmatrix} \sin(-\omega_s t - \phi_{L(3)}) \\ \sin\left(-\omega_s t - \phi_{L(3)} - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin\left(-\omega_s t - \phi_{L(3)} + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} + \sqrt{2}(k_e - 1) I_{L(-1)} \begin{bmatrix} \sin(-\omega_s t + \phi_{L(-1)}) \\ \sin\left(-\omega_s t + \phi_{L(-1)} - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin\left(-\omega_s t + \phi_{L(-1)} + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

であり、 $n = 3$ の成分は、

$$\begin{bmatrix} i_{Cu(3)}^* \\ i_{Cv(3)}^* \\ i_{Cw(3)}^* \end{bmatrix} = -\sqrt{2}I_{L(3)} \begin{bmatrix} \sin(3\omega_s t + \phi_{L(3)}) \\ \sin\left(3\omega_s t + \phi_{L(3)} - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin\left(3\omega_s t + \phi_{L(3)} + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

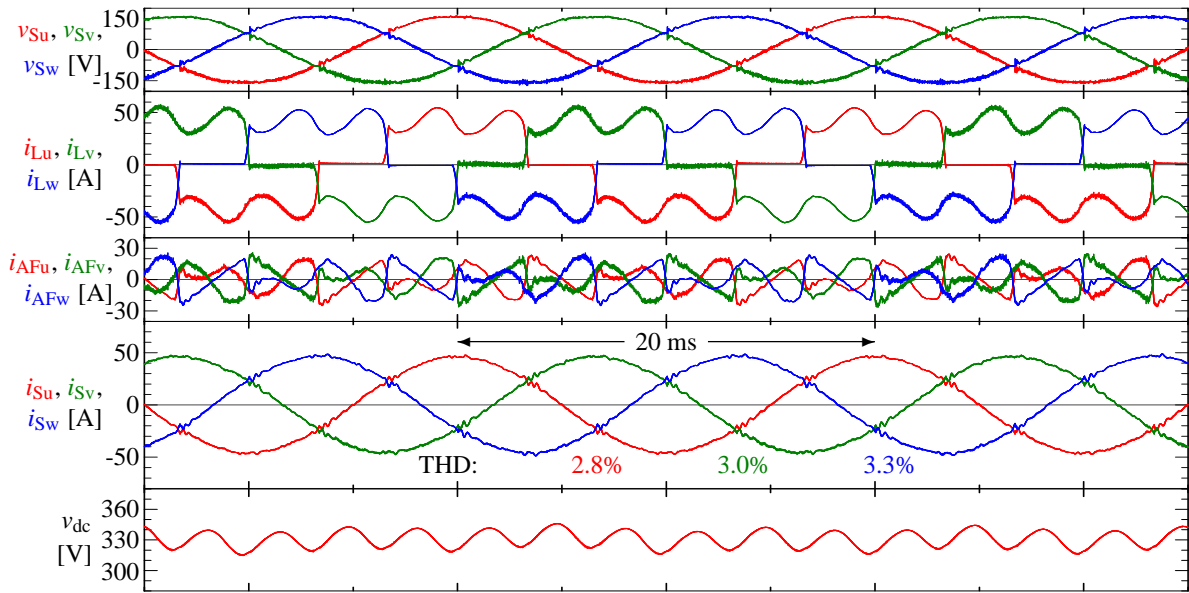
となる。したがって、電流制御が理想的に働き、補償電流が指令値に一致する $i = i_C^*$ の場合を仮定すると、アクティブフィルタに流入する瞬時有効電力の角周波数 $2\omega_s$ の成分は、

$$p_{(2\omega_s)} = \sqrt{3}V_S \{(1 - k_e) I_{L(-1)} \cos(2\omega_s t - \phi_{L(-1)}) - (1 - k_i) I_{L(3)} \cos(2\omega_s t + \phi_{L(3)})\} \quad (4.24)$$

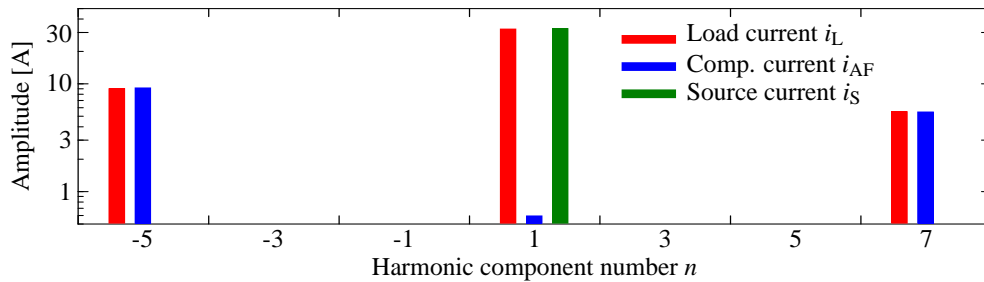
となる。

たとえば、 $k_e = 0, k_i = 0$ とした場合、図 4.6 の従来法と等価となる。すなわち、電源電流は三相平衡正弦波となるが、直流コンデンサには負荷電流の基本波逆相電流と 3 次高調波電流による電圧脈動が生じる。一方、 $k_e = 1, k_i = 0$ とすると、高調波電流のみを補償するため、負荷の基本波逆相電流は電源に流出し、電源電流は不平衡な正弦波波形となる。このとき、補償電流には基本波逆相電流を含まないため、直流コンデンサ電圧の $2\omega_s$ 成分の脈動を低減できる。さらに、 $k_e = 1, k_i = 1$ とすると、基本波逆相電流を注入することにより、 $2\omega_s$ の電圧脈動を零にでき、直流コンデンサ電圧の $2\omega_s$ の脈動を完全に抑制できる。

いずれの場合も、アクティブフィルタは負荷電流に含まれる高調波を補償するため、電源電流 i_S に高調波成分は残留しないが、基本波逆相電流が流出して不平衡となることがある。軽負荷の場合等、アクティブフィルタの直流コンデンサ電圧の脈動幅に余裕があれば、 $2\omega_s$ の電力脈動のうち一部だけを補償することもできる。この場合、電圧脈動にあわせて、係数 k_e, k_i を $0 < k_e < 1, 0 < k_i < 1$ の範囲で設定すればよい。



(a) 実測波形

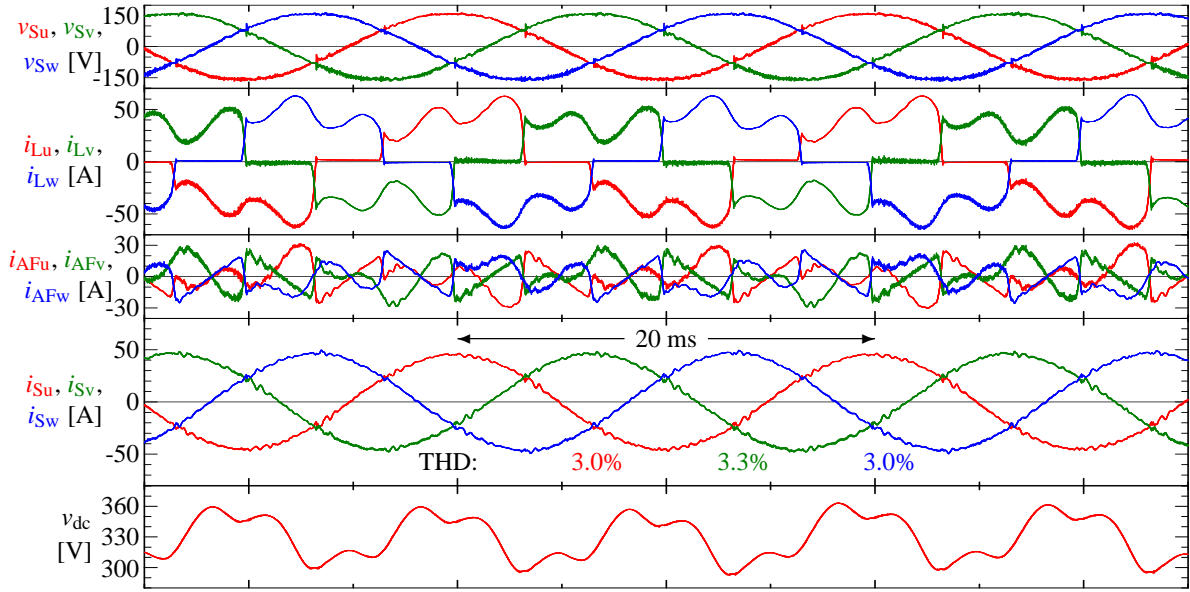


(b) 負荷電流・補償電流・電源電流の高調波スペクトル

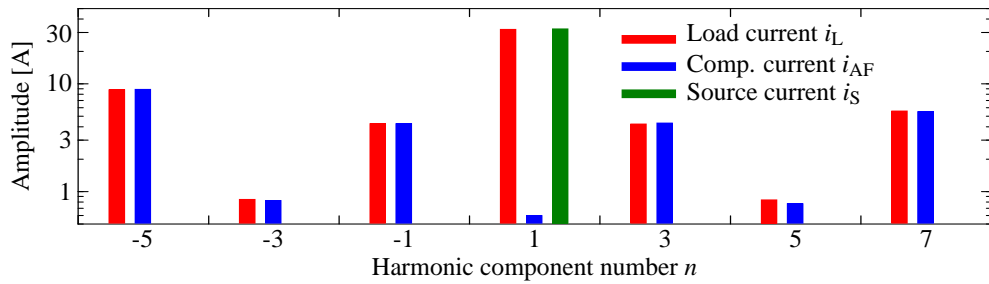
図 4.8: 従来の制御法を用いて三相平衡時の 10 kW ダイオード整流器負荷の高調波電流を補償した場合の実験結果

4.2.3 実験検証

10 kW のコンデンサ平滑三相ダイオード整流器が三相平衡状態において発生する負荷電流高調波を，アクティブフィルタがすべて補償した際に，直流コンデンサ電圧脈動が平均電圧の $\pm 10\%$ 以下となるよう設計すると，必要な静電容量は $200 \mu\text{F}$ となる。しかし，本節では，不平衡時に電圧脈動が大きくなることを考慮して， $C_{dc} = 500 \mu\text{F}$ として実験を行った。また，直流コンデンサ電圧制御として従来の図 3.17 の制御法を適用し，フィードバックゲインを $K_W = 0.5 \text{ A/J}$ とした。



(a) 実験波形

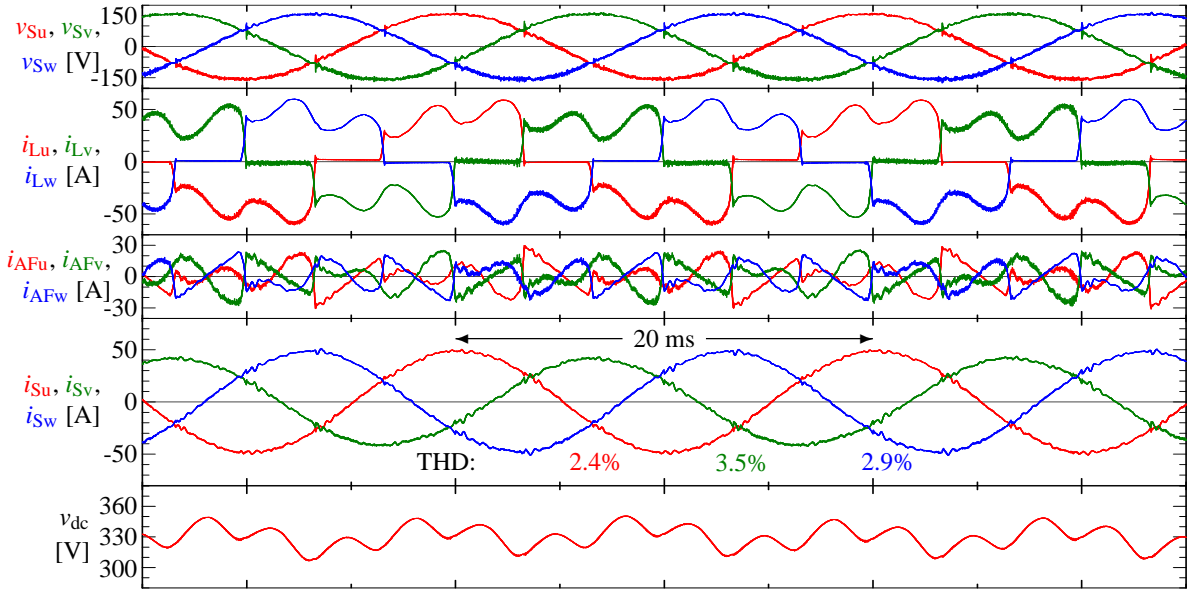


(b) 負荷電流・補償電流・電源電流の高調波スペクトル

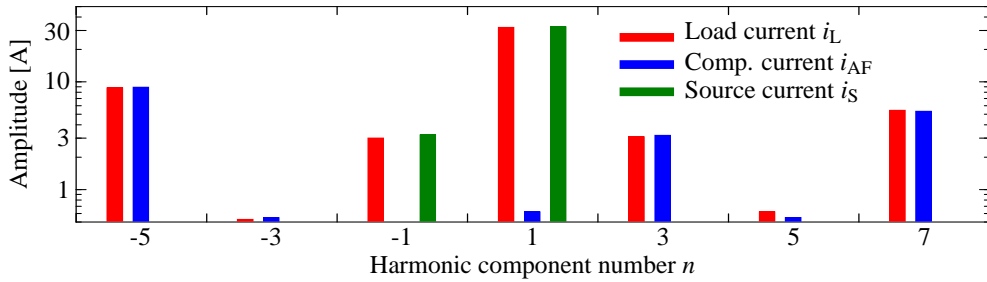
図 4.9: 従来の制御法を用いて三相不平衡時の 10 kW ダイオード整流器負荷の高調波電流を補償した場合の実験結果

図 4.8–4.9 に、10 kW の三相ダイオード整流器を負荷として接続し、従来の制御法を適用した場合の実験結果を示す。図 4.8 は負荷を三相平衡とした場合で、図 4.8(a) に実験波形を、このときの各電流を周波数解析した結果を図 4.8(b) に示す。電源電流は三相平衡な正弦波波形となり、接続点 (PCC) の電圧不平衡は 0.14% であった。このとき、直流コンデンサの電圧脈動幅は 31 V であり、角周波数 $6\omega_s$ の脈動成分が実効値 7.5 V で支配的であった。これは、負荷電流には $n = -5$ と $n = 7$ の高調波成分がそれぞれ 9.0 A, 5.5 A 含まれていたためである。

図 4.9 は負荷を不平衡とした場合の実験結果である。ここでは、電子負荷装置の i_{Load}



(a) 実験波形

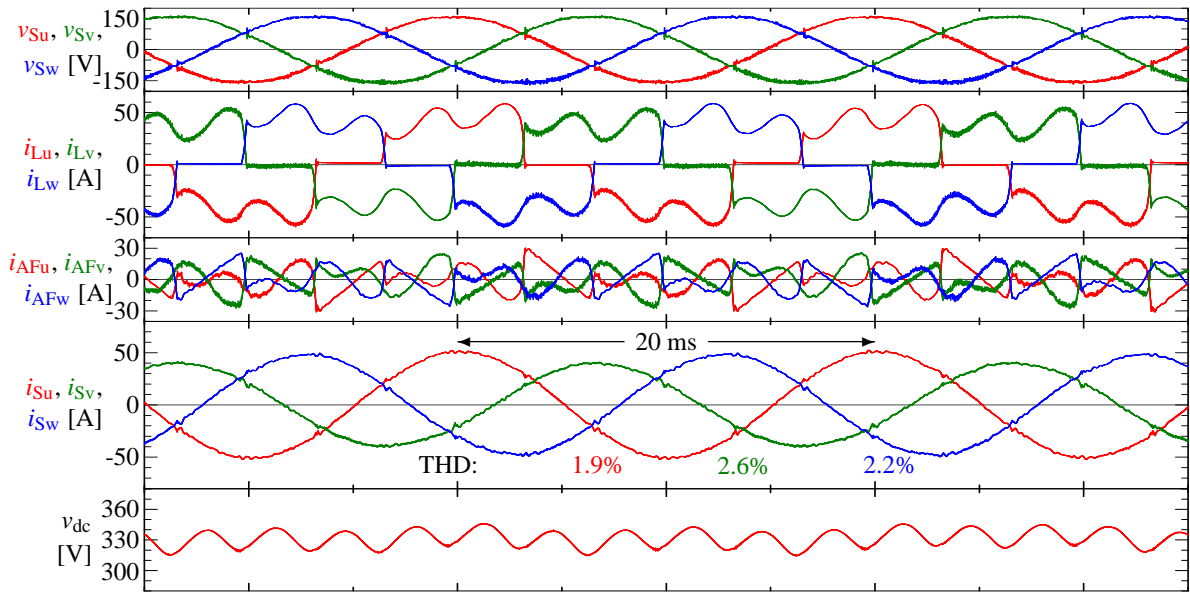


(b) 負荷電流・補償電流・電源電流の高調波スペクトル

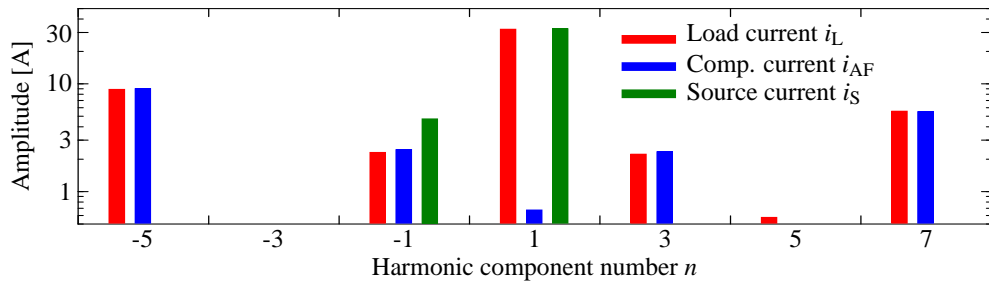
図 4.10: 提案法を $k_e = 1, k_i = 0$ として適用し、三相不平衡時の 10 kW ダイオード整流器負荷から発生する高調波電流を補償した場合の実験結果

を平均電力 10 kW, 角周波数 $2\omega_S$ で $\pm 20\%$ 脈動させることによって不平衡を生じさせた。負荷電流には $n = -5$ と $n = 7$ の成分に加えて, $n = 3$ の 3 次高調波成分と $n = -1$ の基本波逆相成分がそれぞれ 4.2 A, 4.3 A 含まれていた。アクティブフィルタはこれをすべて補償するため, 電源電流は, 図 4.8(a) と同様に三相平衡の正弦波波形となっているが, 電圧脈動幅は 70 V に増加した。また, PCC の電圧不平衡は 0.08% となった。このとき, 補償電流に含まれる $n = 3$ と $n = -1$ の成分はそれぞれ 4.3 A であり $n = -5$ や $n = 7$ の成分よりも小さいが, 直流コンデンサ電圧脈動の $2\omega_S$ 成分は 20 V であり, $6\omega_S$ 成分の 7 V よりも大きい。これは, (4.9) 式の解析結果と一致する。

図 4.10 は, 図 4.9 と同じ不平衡負荷状態に対して, 提案法を $k_e = 1, k_i = 0$ として適用



(a) 実験波形

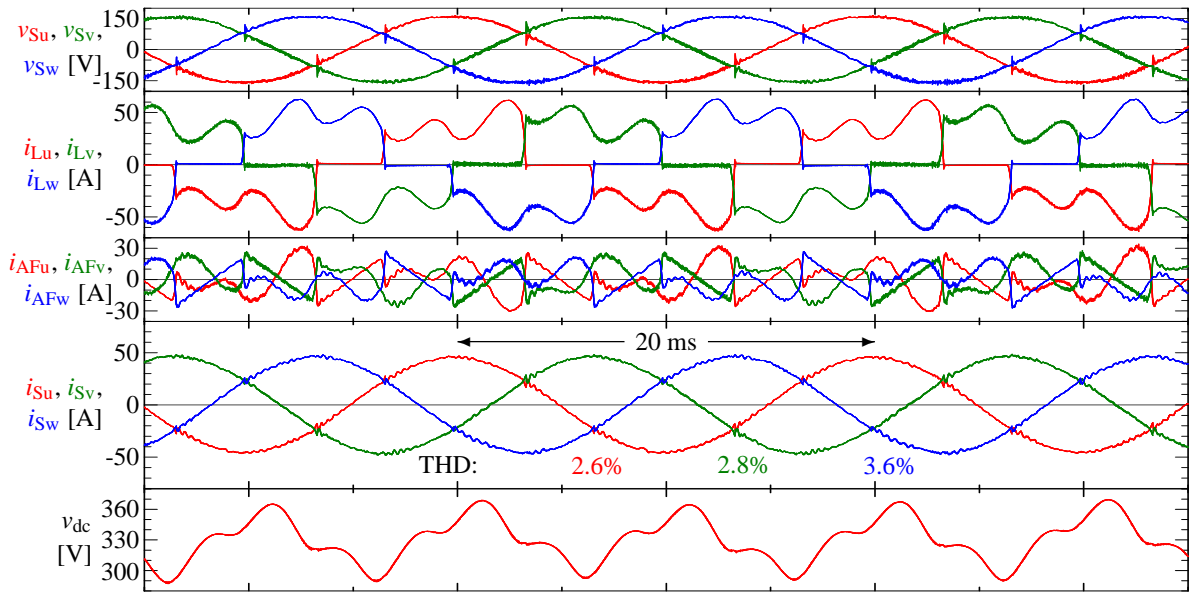


(b) 負荷電流・補償電流・電源電流の高調波スペクトル

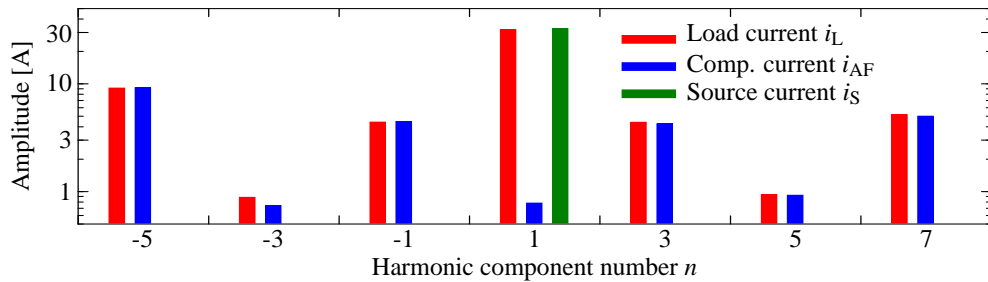
図 4.11: 提案方を $k_e = 1, k_i = 1$ として適用し、三相不平衡時の 10 kW ダイオード整流器負荷から発生する高調波電流を補償した場合の実験結果

した場合の実験結果である。電源電流の v 相は他の 2 相と比較して小さいが、各相とも正弦波波形となり、PCC の電圧不平衡は 0.32% であった。これは、負荷電流に含まれる $n = -1$ 成分をアクティブフィルタが補償しないため、基本波逆相電流がそのまま電源に流出したものである。このため、直流コンデンサ電圧の $2\omega_s$ 成分を 7 V に低減でき、脈動幅は図 4.9(a) よりも小さく、43 V に減少した。

図 4.11 は、同様の不平衡負荷状態で、 $k_e = 1, k_i = 1$ とした場合である。電源電流は、図 4.10(a) と同様の正弦波波形となっており、PCC の電圧不平衡は 0.47% であったが、アクティブフィルタは負荷電流高調波を良好に補償できている。このとき、補償電流に $n = -1$ 、すなわち基本波逆相電流が重畳されるため、図 4.11(b) に示した様に、電源電流



(a) 実験波形

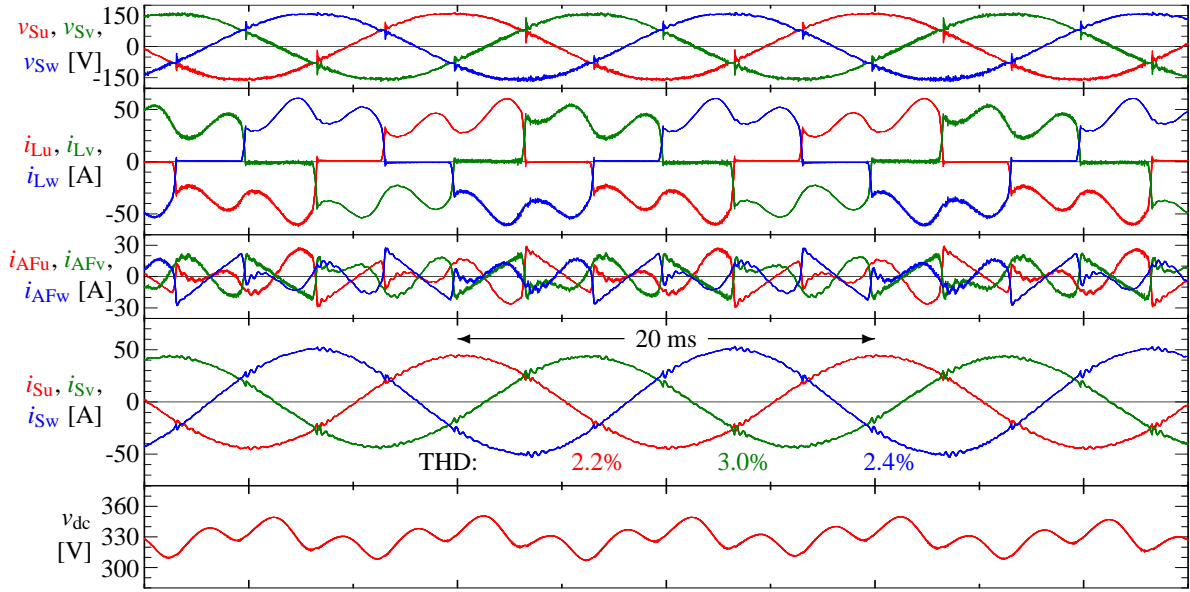


(b) 負荷電流・補償電流・電源電流の高調波スペクトル

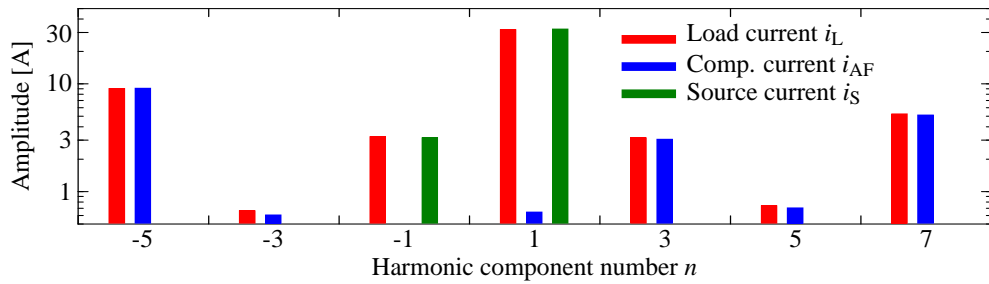
図 4.12: 三相不平衡な電源に接続された 10 kW ダイオード整流器負荷から発生する高調波電流を従来の制御法を適用して補償した場合の実験結果

の $n = -1$ の成分は 4.7 A となり、負荷電流の $n = -1$ 成分の 2.3 A と比較して増加している。一方、直流コンデンサ電圧の $2\omega_S$ 成分は実効値 3 V となり、図 4.10(a) の約 1/2 であった。また、電圧脈動幅は図 4.8(a) の三相平衡負荷状態と同程度の 30 V に低減した。

図 4.12–4.14 に、電源電圧が不平衡である場合の実験結果を示す。図 4.12 は、従来の制御法を適用した場合であり、このときの PCC の電圧不平衡は 1.2% であった。図 4.9 と同様に、図 4.12(a) の負荷電流には、 $n = 3$ の 3 次高調波成分が 4.4 A、 $n = -1$ の基本波逆相成分が 4.5 A 含まれているが、電源電流波形は三相平衡正弦波波形となった。このとき、直流コンデンサ電圧脈動の $6\omega_S$ 成分が 7.5 V であるのに対して、 $2\omega_S$ 成分は 20 V であっ



(a) 実験波形



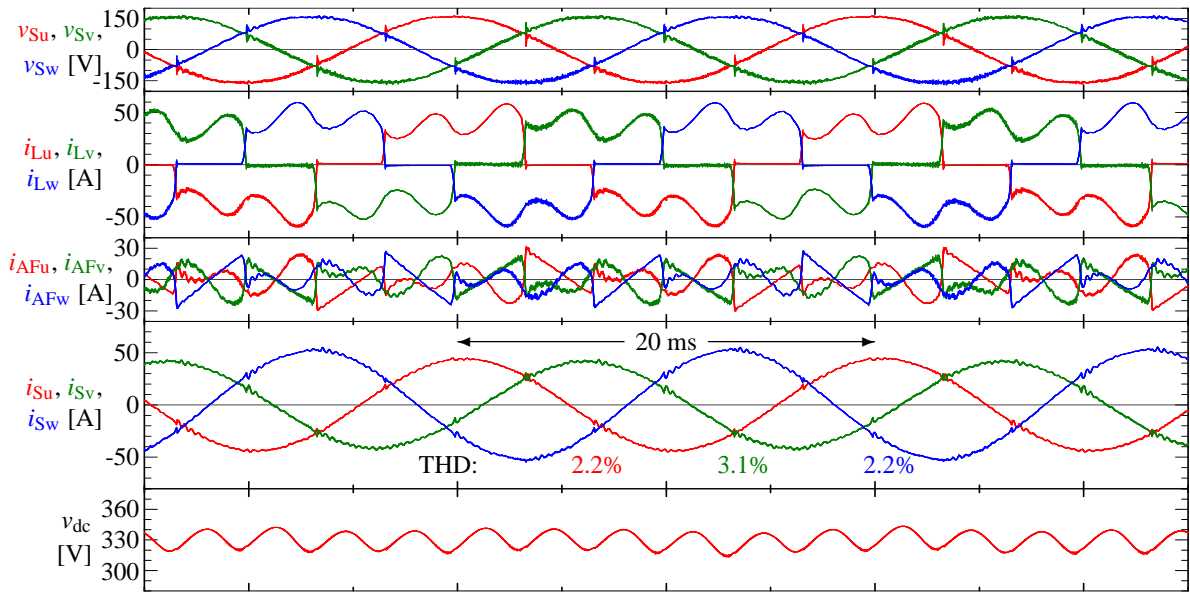
(b) 負荷電流・補償電流・電源電流の高調波スペクトル

図 4.13: 三相不平衡な電源に接続された 10 kW ダイオード整流器負荷から発生する高調波電流を、提案法に $k_e = 1, k_i = 0$ として適用することにより補償した場合の実験結果

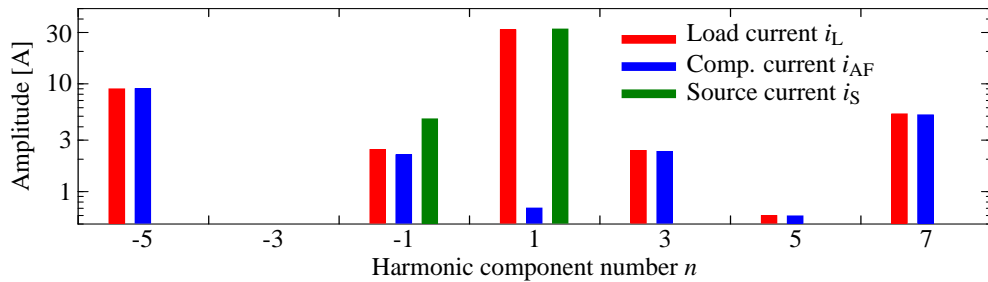
たため、電圧脈動幅は図 4.8 よりも大きい 81 V となった。

図 4.13 は、図 4.12 と同じ電源不平衡状態に対して、提案法を $k_e = 1, k_i = 0$ として適用した場合の実験結果である。このとき、PCC の電圧不平衡は 0.8% となり、図 4.12 の場合と比べて減少した。図 4.10 と同様に、アクティブフィルタは基本波逆相電流を補償しないため、直流コンデンサ電圧脈動の $2\omega_S$ 成分を 7.3 V に低減でき、脈動幅は 43 V に減少した。

図 4.14 は、同様の電源不平衡状態において、 $k_e = 1, k_i = 1$ とした場合である。図 4.11 と同様、直流コンデンサ電圧脈動の $2\omega_S$ 成分を抑制するために、補償電流に基本波逆相



(a) 実験波形



(b) 負荷電流・補償電流・電源電流の高調波スペクトル

図 4.14: 三相不平衡な電源に接続された 10 kW ダイオード整流器負荷から発生する高調波電流を、提案法に $k_e = 1, k_i = 1$ として適用することにより補償した場合の実験結果

電流を重畳しているため、電源電流の $n = -1$ の成分は、負荷電流の $n = -1$ の成分と比較して増加している。しかし、PCC の電圧不平衡は電源インピーダンスによって、0.6% となった。このとき、電圧脈動の $2\omega_S$ 成分は実効値 0.5 V に低減でき、脈動幅は三相平衡状態である図 4.8(a) と同程度の 30 V に減少した。

直流コンデンサ電圧の $2\omega_S$ の脈動を抑制するために、提案法を用いて基本波逆相電流を注入した場合、電源電流は不平衡となる。負荷側に不平衡が存在する図 4.9–4.11 の場合、PCC の電圧不平衡率は基本波逆相電流の注入によって増加した。一方、電源側に不平衡がある図 4.12–4.14 の場合、基本波逆相電流を注入することによって、PCC の電圧不平

衡率が減少した。

以上のように、従来の制御法では、負荷が不平衡な場合を考慮して直流コンデンサ容量を十分に大きく設定する必要があった。しかし、本節の提案法を適用した場合には、負荷電流に基本波逆相電流や3次高調波電流を含む場合でも直流コンデンサ電圧脈動はほとんど増加しなかった。したがって、提案法は従来法と比較して直流コンデンサ容量を大幅に低減できる。また、提案法では直流コンデンサ容量を大きく設定する必要がなく、5次、7次等の三相平衡時に発生する高調波だけを考えれば、静電容量を設計することができる。

4.2.4 まとめ

本節では、三相アクティブフィルタの3次高調波電流補償に伴う直流コンデンサ電圧脈動の低減法を提案し、その効果を実験により確認した。提案法は、基本波逆相電流を補償電流に重畳することによって、補償電流の3次高調波成分に起因して直流コンデンサに流入する電源の2倍周波数の電力を抑制する点に特長がある。これにより、高調波補償特性を制限することなく、直流コンデンサ電圧脈動を大幅に低減できる。

実験では、整流器負荷に対して高調波補償を行い、従来法と提案法を適用した場合の直流コンデンサ電圧脈動を比較した。その結果、不平衡負荷状態において、従来法は電源周波数の2倍の直流コンデンサ電圧脈動が平衡負荷状態と比較して増大した。一方、提案法は、不平衡負荷状態においても高調波補償特性を低下させることなく、直流コンデンサ電圧脈動幅を三相平衡状態と同程度に抑制できることを確認した。

4.3 本章のまとめ

本章では、過渡時の直流コンデンサ電圧変動を抑制しながら、定常状態において三相不平衡時に負荷電流に含まれる非理論高調波を補償できる制御法を提案した。これに対して、まず、負荷急変時の電圧変動抑制には、7-step 補償器を用いた高調波検出法を、定常状態における非理論高調波の補償には、2-step 補償器を用いた高調波検出法と繰り返し制御を併用することによって、所望の特性を実現できた。このとき、非理論高調波を補償したため、定常状態の直流コンデンサ電圧脈動が三相平衡の場合と比較して大きくなった。これに対して、次に、基本波逆相電流を補償電流として注入することにより、3次高調波電流の補償に起因する電源の2倍周波数の直流コンデンサ電圧脈動を零とする制御法を提案した。その結果、提案法により、不平衡条件下においても、直流コンデンサの電圧脈動が三相平衡時と同程度まで抑制できることを実験において確認した。これにより、三相平

衡かつ定常状態の直流コンデンサ電圧脈動のみを考慮すれば，直流コンデンサの静電容量を設計できるようになった。

第 5 章

高次のスイッチングリップルフィルタに適した制御法

本章では、アクティブフィルタのスイッチングリップルフィルタとして LCLC フィルタを適用した場合の制御特性向上を行う。これは、フィルタの高次化に伴ってインダクタンスを低減すると、変換器の出力電圧誤差の影響が顕著になり、電圧フィードバック特性が低下する。また、フィルタキャパシタに流入する電流によって、変換器電流と補償電流が厳密には一致しないため、変換器電流が指令値に一致したとしても、電源電流には高調波が残留する場合がある。このように、従来の制御法では、インダクタンスの大きな L フィルタを適用した場合と比較して、アクティブフィルタの制御特性が低下することがあった。これに対して、まず、デッドタイムに起因した出力電圧誤差を高精度に補償する制御法を提案し、すべての動作領域において良好な特性を得られることを実験において確認する。次に、電源電流検出方式のアクティブフィルタにおいて負荷電流を推定することにより、高速な過渡応答と良好な定常特性を両立できる制御法を提案する。これにより、制御特性を低下することなく、小容量のインダクタを用いた高次フィルタをスイッチングリップルフィルタとして適用可能であることを明らかにする。

5.1 電圧形 PWM 変換器のデッドタイムに起因する電圧誤差の解析と補償

本節では、電圧形 PWM 変換器のデッドタイムに起因した電圧誤差を高精度に補償する制御法を提案する。まず、スイッチング素子の出力容量を考慮して電圧形 PWM 変換器のスイッチング動作をモデル化・解析を行い、変換器の出力電流と出力電圧誤差の関係を明

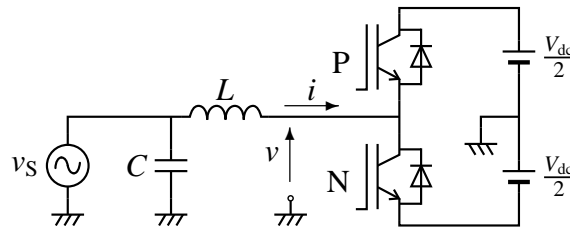


図 5.1: 三相電圧型変換器から 1 アームを取り出した等価回路

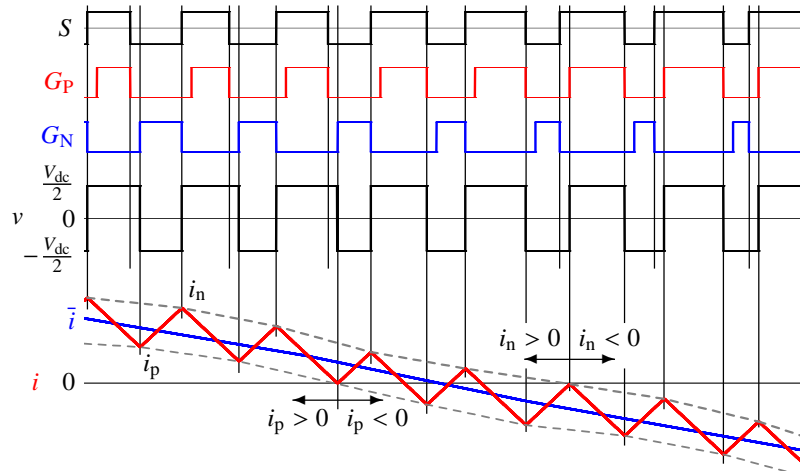


図 5.2: PWM 変換器の零電流付近における変換器電流 i と出力電圧 v の関係

らかにする。同時に、電圧形 PWM 変換器の各相の電圧指令値と出力電流リップルの関係を明らかにする。これらの解析結果に基づいて、変換器の出力電圧誤差を高精度に補償する制御法を提案する。提案法は、回路パラメータと出力電圧指令値をもとに電圧誤差を演算し、演算結果を補償電圧として与えることによって、変換器の動作状態によらず、常に高い電圧誤差補償特性を実現することができる点に特長がある。また、従来の電圧誤差補償法の特性を解析し、高い補償特性を得ることができる動作範囲・条件を明らかにする。従来の電圧誤差補償法と比較して、提案法がすべての動作領域において高調波を最小にできることを実験によって確認する。

5.1.1 従来のデッドタイム補償法

5.1.1.1 デッドタイムによる電圧誤差

図 5.1 は、三相電圧形変換器から 1 アームを取り出した等価回路である。上下 2 素子の IGBT P, N のうち一方にゲート信号を加えると、変換器出力電圧は、 $v = \frac{V_{dc}}{2}$ または $v = -\frac{V_{dc}}{2}$ となる。いずれの IGBT にもゲート信号を与えない期間、すなわちデッドタイム期間では、変換器電流 i の方向によって、上下いずれかの逆並列ダイオードが導通する。したがって、デッドタイム期間の変換器出力電圧は、

$$v = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2} & (i > 0) \\ -\frac{V_{dc}}{2} & (i < 0) \end{cases} \quad (5.1)$$

である。

図 5.2 に変換器電流 i とデッドタイムに起因する電圧誤差の関係を示す。ここで、 S は理想的なスイッチング関数であり、ゲート信号 G_P および G_N は S から T_{DT} だけオンする時刻を遅らせて生成する。変換器電流 i は PWM 制御に伴うリップルを含んだ電流である。一方、 \bar{i} は電流リップルを含まない電流で、例えば同期サンプリング [117] などで検出される電流あるいは電流指令値などと考えることができる。また、 i_p および i_n は、それぞれスイッチング素子 P および N がターンオフする際の電流である。

図 5.2 のように、 $i_p < 0$ かつ $i_n > 0$ 場合、スイッチング素子のターンオフ時に v の極性は直ちに切り替わり、 S と v の立上がりおよび立下りは一致する。一方、 i_p と i_n が共に正もしくは負の場合、 S と v のパルス幅に T_{DT} の差を生じ、変換器電圧 v に電圧誤差が現れる。したがって、1 スwitchング周期 T_{sw} の平均電圧誤差は、

$$v_{DT} = \begin{cases} V_{dc} \frac{T_{DT}}{T_{sw}} & (i_p > 0) \\ 0 & (i_p < 0, i_n > 0) \\ -V_{dc} \frac{T_{DT}}{T_{sw}} & (i_n < 0) \end{cases} \quad (5.2)$$

となる。

制御回路で i_p および i_n を知ることができれば、(5.2) 式により電圧誤差を演算し、これを補償電圧 Δv として予め電圧指令値から差し引くことにより、変換器電圧 v とスイッチング関数 S のパルス幅を等しくし、電圧誤差を補償することができる。しかし、一般的なマイクロコントローラ等では、変換器電流のピーク値をサンプルすることは困難であり、またオン時間もしくはオフ時間が短い場合には、演算に要する時間を確保できないことがある。

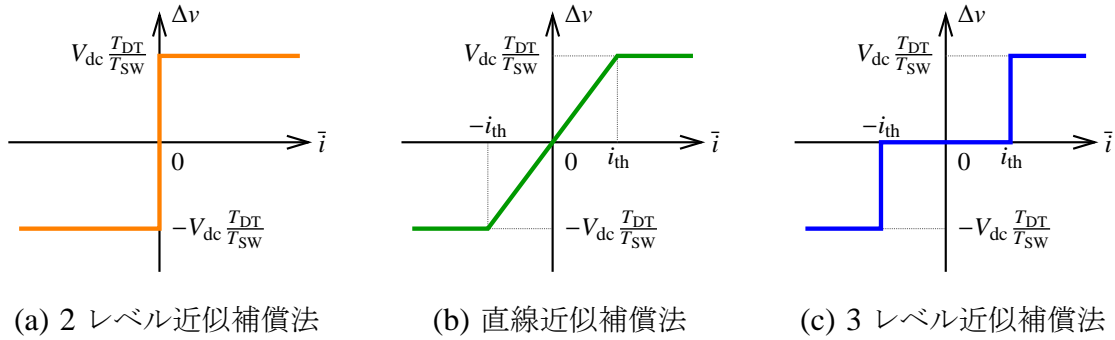


図 5.3: 従来の電圧誤差補償法の補償電圧 Δv と変換器電流の関係

5.1.1.2 従来の電圧誤差補償法

図 5.3 に従来のデッドタイム補償法に用いられる補償電圧 Δv と変換器電流 i の関係を示す。従来、一般的なマイクロコントローラ等を実装可能な補償法として、変換器電流のサンプル値 \bar{i} もしくは電流指令値 i^* を用いた比較的簡単な近似により電圧誤差を演算する方法が用いられてきた。

図 5.3(a) は、2 レベル近似補償法 [118, 136] の補償電圧である。変換器電流 i の方向により、補償電圧 Δv を

$$\Delta v = \begin{cases} V_{dc} \frac{T_{DT}}{T_{SW}} & (\bar{i} > 0) \\ -V_{dc} \frac{T_{DT}}{T_{SW}} & (\bar{i} < 0) \end{cases} \quad (5.3)$$

として与える。この方式では、(5.2) 式の電圧誤差に対して、 $i_p < 0$ かつ $i_n > 0$ のときには過補償となる。特に、零電流において急峻な電圧変化を生じる。

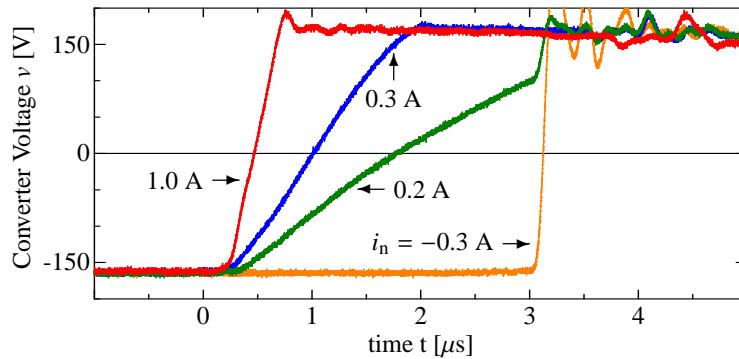
図 5.3(b) は、直線近似補償法 [139] の補償電圧であり、

$$\Delta v = \begin{cases} V_{dc} \frac{T_{DT}}{T_{SW}} & (\bar{i} > i_{th}) \\ V_{dc} \frac{T_{DT}}{T_{SW}} \frac{\bar{i}}{i_{th}} & (i_{th} > \bar{i} > -i_{th}) \\ -V_{dc} \frac{T_{DT}}{T_{SW}} & (\bar{i} < -i_{th}) \end{cases} \quad (5.4)$$

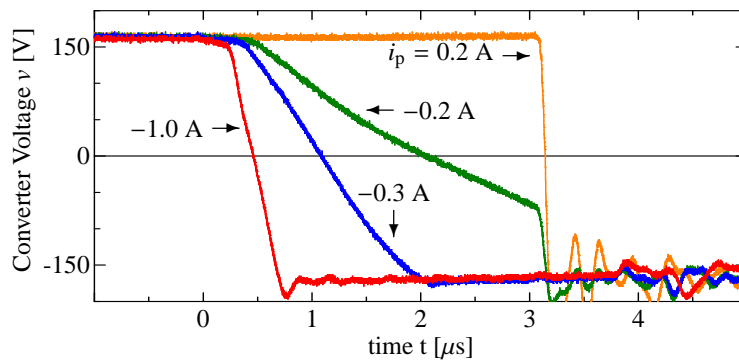
として与える。ただし、 i_{th} は補償電圧を求めるための閾値電流である。(5.2) 式の関係から、一般的には i_{th} を変換器電流のリプル程度に設定すれば良い。この補償法では、零電流付近の補償電圧の急峻な変化を生じることがない。

図 5.3(c) は、3 レベル近似補償法 [142] の補償電圧であり、

$$\Delta v = \begin{cases} V_{dc} \frac{T_{DT}}{T_{SW}} & (\bar{i} > i_{th}) \\ 0 & (i_{th} > \bar{i} > -i_{th}) \\ -V_{dc} \frac{T_{DT}}{T_{SW}} & (\bar{i} < -i_{th}) \end{cases} \quad (5.5)$$



(a) 下側素子 N から上側素子 P への転流



(b) 上側素子 P から下側素子 N への転流

図 5.4: デッドタイムを $T_{DT} = 3 \mu\text{s}$ と設定し, IGBT を $t = 0$ においてターンオフした時の変換器電圧の実験波形

として演算される。変換器電流が $i_{th} > \bar{i} > -i_{th}$ の範囲では、補償電圧を零とする方法で、閾値電流 i_{th} を電流リップル i_r に一致できれば、(5.2) 式の電圧誤差をすべて補償できる。しかし、電流リップル i_r は、変換器の変調率や力率などによって変化するため、適切な i_{th} を求めることは難しい。

5.1.2 出力容量を考慮した電圧誤差の解析

5.1.2.1 実際の変換器電圧波形

図 5.4 に、スイッチング素子がターンオフする際の変換器電圧の実測波形を示す。図 5.4(a) は、下側素子 N から上側素子 P に転流する場合の波形である。ターンオフ電流が比較的大きい $i_n = 1.0 \text{ A}$ の場合、変換器電圧は $1 \mu\text{s}$ 以内に -165 V から $+165 \text{ V}$ へ変化した。一方で、 $i_n = 0.2 \text{ A}$ の場合、 $3 \mu\text{s}$ のデッドタイム期間に出力容量の充放電が完了して

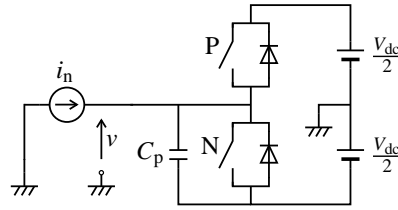


図 5.5: デッドタイムに起因した電圧誤差解析に用いる PWM 変換器 1 相分の等価回路

いないため、上側素子がターンオンするデッドタイム終了時に、変換器電圧が $+165\text{ V}$ へ変化する。また、 $i_n = -0.3\text{ A}$ の場合は、デッドタイム期間に出力容量の充放電が生じないため、デッドタイム期間中の変換器電圧に変化がなく、デッドタイム終了と同時に変換器電圧が $+165\text{ V}$ へ急峻に変化する。図 5.4(b) は下側素子 N から上側素子 P へ転流する場合であり、図 5.4(a) と同様に、転流時の変換器電圧波形はターンオフ電流 i_p に強く依存する。

5.1.2.2 出力容量の影響

図 5.5 にスイッチング素子の出力容量を考慮した一相分の等価回路を示す。スイッチング素子を理想スイッチと理想ダイオードとし、上下スイッチング素子の出力容量の和をキャパシタ C_p として考慮する。一般に、スイッチング素子の出力容量は印加電圧によって変化するが、ここでは C_p は一定であると仮定する。交流インダクタとスイッチング素子の間の配線や交流インダクタの巻線間容量などの浮遊容量が大きい場合には、これらの浮遊容量を出力容量に加えて C_p とすればよい。以下では、下側スイッチ N をオフし、上側スイッチ P をオンするまでの動作を考え、転流前後の変換器電流をターンオフ電流で一定 $i = i_n$ と仮定し、電流源 i_n で表す。スイッチ N をオフすると、 i_n は C_p に流入し、変換器電圧 v は、

$$v = -\frac{V_{dc}}{2} + \frac{i_n}{C_p}t \quad (5.6)$$

となり、直線的な時間変化となる。ここで、デッドタイムの終了と同時に $v = V_{dc}/2$ に達するターンオフ電流を臨界電流

$$I_C = \frac{C_p V_{dc}}{T_{DT}} \quad (5.7)$$

と定義すると、 $i_n = I_C$ の場合、スイッチ N をオフしてから T_{DT} 後に、変換器電圧は $v = \frac{V_{dc}}{2}$ に達する。

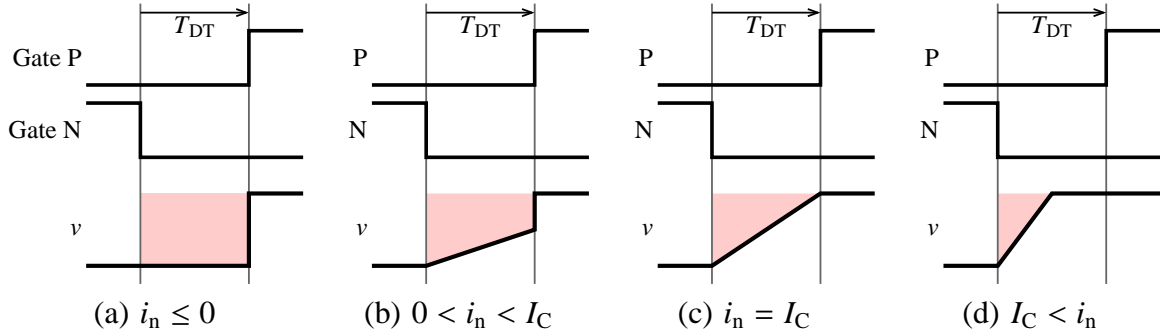


図 5.6: ターンオフ電流ごとの PWM 変換器のゲート信号と変換器の出力電圧 v の関係

図 5.6 にスイッチ N からスイッチ P へ転流する際のゲート信号と変換器電圧 v の波形を示す。ターンオフ電流 i_n によって、4 通りの場合がある。図 5.6(a) は $i_n \leq 0$ の場合で、スイッチ N をオフしても逆並列ダイオードが導通し続けるため、変換器電圧 v は変化しない。スイッチ P をオンすると、変換器電圧は $v = \frac{V_{dc}}{2}$ となる。したがって、 $i_n \leq 0$ の場合の平均電圧誤差は、

$$v_{DTn}(i_n) = -V_{dc} \frac{T_{DT}}{T_{SW}} \quad (5.8)$$

となる。図 5.6(b) は、 $0 < i_n < I_C$ の場合である。スイッチ N をオフすると C_p は充電されるが、変換器電圧が $v = \frac{V_{dc}}{2}$ に達する前にスイッチ P がオンする。この場合の平均電圧誤差は i_n に比例して減少し、

$$v_{DTn}(i_n) = -V_{dc} \frac{T_{DT}}{T_{SW}} \left(1 - \frac{i_n}{2I_C} \right) \quad (5.9)$$

となる。図 5.6(c) は、 $i_n = I_C$ の場合であり、デッドタイム期間の終了と同時に C_p の充電が完了する。この場合の平均電圧誤差は

$$v_{DTn}(i_n) = -\frac{1}{2} V_{dc} \frac{T_{DT}}{T_{SW}} \quad (5.10)$$

となる。図 5.6(d) の $I_C < i_n$ の場合は、 $t = T_{DT}$ 以前に、 C_p は完全に充電される。これ以降は、スイッチ P の逆並列ダイオードが導通し、 $v = \frac{V_{dc}}{2}$ で一定となる。この場合、スイッチ N をオフしてから逆並列ダイオードが導通するまでの時間は i_n に反比例するため、平均電圧誤差は、

$$v_{DTn}(i_n) = -\frac{V_{dc}}{2T_{SW}} \frac{C_p V_{dc}}{i_n} = -V_{dc} \frac{T_{DT}}{2T_{SW}} \frac{I_C}{i_n} \quad (5.11)$$

となる。

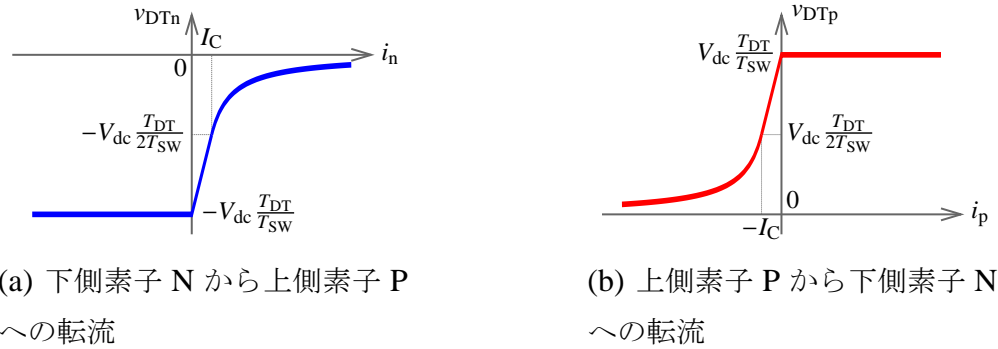
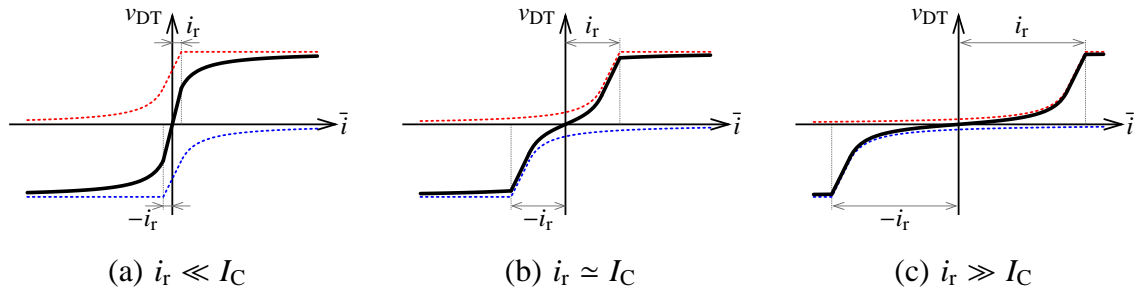


図 5.7: デッドタイムに起因する平均電圧誤差とターンオフ電流の関係

図 5.8: 電流リップルごとの変換器電流のサンプル値 \bar{i} と電圧誤差 v_{DT} の関係

5.1.2.3 電流リップルと電圧誤差

図 5.7 にデッドタイムに起因する平均電圧誤差を示す。以上から、スイッチ N からスイッチ P へ転流する際に生じる電圧誤差の平均値は、

$$v_{DTn}(i_n) = \begin{cases} -V_{dc} \frac{T_{DT}}{T_{sw}} & (i_n \leq 0) \\ -V_{dc} \frac{T_{DT}}{T_{sw}} \left(1 - \frac{i_n}{2I_C}\right) & (0 < i_n < I_C) \\ -V_{dc} \frac{T_{DT}}{2T_{sw}} \frac{I_C}{i_n} & (I_C \leq i_n) \end{cases} \quad (5.12)$$

と整理できる。また、スイッチ P からスイッチ N への転流時についても同様に、

$$v_{DTn}(i_p) = \begin{cases} V_{dc} \frac{T_{DT}}{T_{sw}} & (i_p \geq 0) \\ V_{dc} \frac{T_{DT}}{T_{sw}} \left(1 + \frac{i_p}{2I_C}\right) & (0 > i_p > -I_C) \\ -V_{dc} \frac{T_{DT}}{2T_{sw}} \frac{I_C}{i_p} & (-I_C \geq i_p) \end{cases} \quad (5.13)$$

となる。

図 5.8 に変換器電流平均値 \bar{i} と電圧誤差 v_{DT} の関係を示す。ターンオフ電流 i_p および i_n

は定義から,

$$i_p = \bar{i} - i_r \quad (5.14)$$

$$i_n = \bar{i} + i_r \quad (5.15)$$

であるので, 図 5.7 の電圧誤差 v_{DTn} と v_{DTp} を $\mp i_r$ だけシフトして加算すると, 図 5.8 の変換器電流のサンプル値 \bar{i} に対する電圧誤差 v_{DT} を求めることができる。

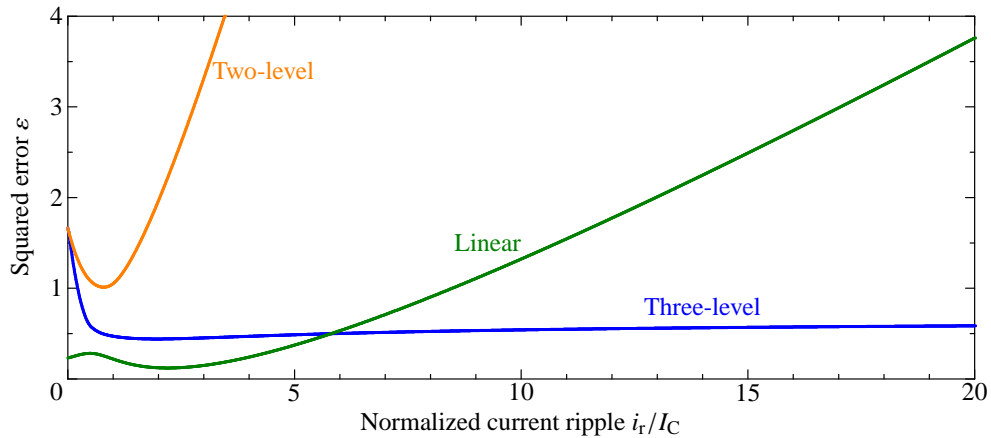
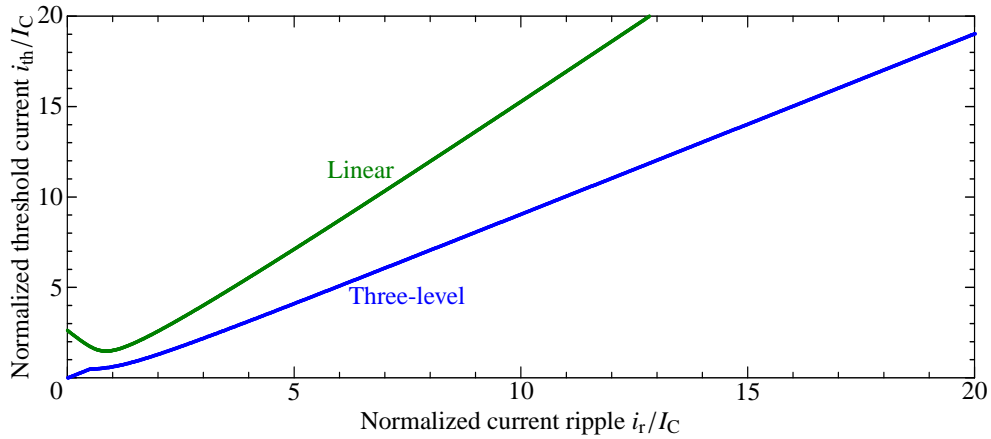
図 5.8(a) は i_r が小さい場合で, 変換器電流の \bar{i} の零電流を境に電圧誤差 v_{DT} の極性が大きく変化する。一方, 図 5.8(b) は i_r が I_C 程度の場合で, 電圧誤差 v_{DT} は, $\mp i_r$ の間ではほぼ直線的に変化している。したがって, 従来の制御法の中では, 直線近似補償法を用いることが最も適している。さらに, i_r が大きい場合は, 図 5.8(c) のような電圧誤差を生じ, 3 レベル近似補償法が適すると考えられる。

図 5.9 に電流リップル i_r と各補償法を用いた場合に残留する二乗誤差 ε の関係を示す。ここでは, 二乗誤差 ε を

$$\varepsilon = \frac{1}{V_{dc} \frac{T_{DT}}{T_{sw}}} \int_{-\infty}^{\infty} (v_{DT}(\bar{i}) - \Delta v(\bar{i}))^2 d\bar{i} \quad (5.16)$$

と定義する。なお, 図 5.9(a) の横軸の電流リップルは, 臨界電流 I_C で規格化し, 直線近似補償法および 3 レベル近似補償法では, 電流リップルに応じて ε が最小となる閾値電流 i_{th} を図 5.9(b) のように設定した。2 レベル近似補償法では, $i_r/I_C = 0.8$ 付近で最小値 $\varepsilon = 1$ となり, 電流リップルの増加に伴って ε も増加する。直線近似補償法と 3 レベル近似補償法を比較すると, $i_r/I_C < 5.8$ の範囲では直線近似補償法, $i_r/I_C > 5.8$ の範囲では 3 レベル近似補償法の ε が小さい。例として, 本研究の変換器の出力容量は $C_p = 2800$ pF 程度であるので, $I_C = 0.3$ A となる。このとき, 最大電流リップルの計算値は 3.6 A, すなわち $i_r/I_C = 12$ となるので, 3 レベル近似補償法が適する。一方, 交流インダクタ L を 1 mH に増加すると, $i_r/I_C = 3.6$ となり, 直線近似補償法が有利となる。図 5.10 に閾値電流 i_{th} を一定としたときの二乗誤差 ε を示す。図 5.10(a) は, 3 レベル近似補償法を適用した場合で, $i_r/I_C = 12$ において ε が最小となるように閾値電流を $i_{th}/I_C = 11$ とした。一方, 図 5.10(b) は, 直線近似補償法を用いた場合で, $i_r/I_C = 3.6$ において ε が最小となる $i_{th}/I_C = 4.9$ を適用した。どちらの場合も, 電流リップルの大きさが変化すると ε も増加し, 補償特性が低下する。したがって, 近似補償法の閾値電流は, 図 5.9(b) のように適切に設定する必要がある。特に, 電流リップルが大きい場合, ε が最小となる閾値電流は, 図 5.9(b) に示すように, I_{ripple}/I_C にほぼ比例する。

図 5.11 および図 5.12 に, 実測した変換器電流平均値 \bar{i} と電圧誤差 v_{DT} の関係を示す。図 5.11 は IGBT モジュール (CM200TU-12H, 600 V, 200 A, Mitsubishi) を用いた場合で,

(a) 残留する二乗誤差 ε (b) 二乗誤差を最小化する近似補償法の閾値電流 i_{th} 図 5.9: 規格化電流リップル i_r/I_C と各補償法を用いた場合に残留する二乗誤差 ε の関係

$I_C = 0.2 \text{ A}$ であった。一方、図 5.12 は、同型の IGBT モジュールの各レグに出力容量を模擬した 4.7 nF のスナバコンデンサを挿入した場合であり、 $I_C = 0.7 \text{ A}$ であった。図 5.11 および図 5.12 では、それぞれ、電流リップルが $i_r = 0.3, 2, 4 \text{ A}$ の 3 通りについて測定した。出力容量や臨界電流によって、電流リップル $\pm i_r$ 付近における電圧誤差波形の傾きが大きく変化し、特に、出力容量や臨界電流が大きい場合には、傾きが緩やかになる。これら 3 つの波形は、図 5.8 と酷似しており、実測した電圧誤差は理論解析の結果とよく一致する。

5.1.2.4 三相変換器のターンオフ電流

図 5.13 に系統連系した三相電圧形変換器の回路図を示す。簡単化のため、電源は平衡三相電圧源とし、交流インダクタのみを考える。本研究の実験装置では、5 次のリップル

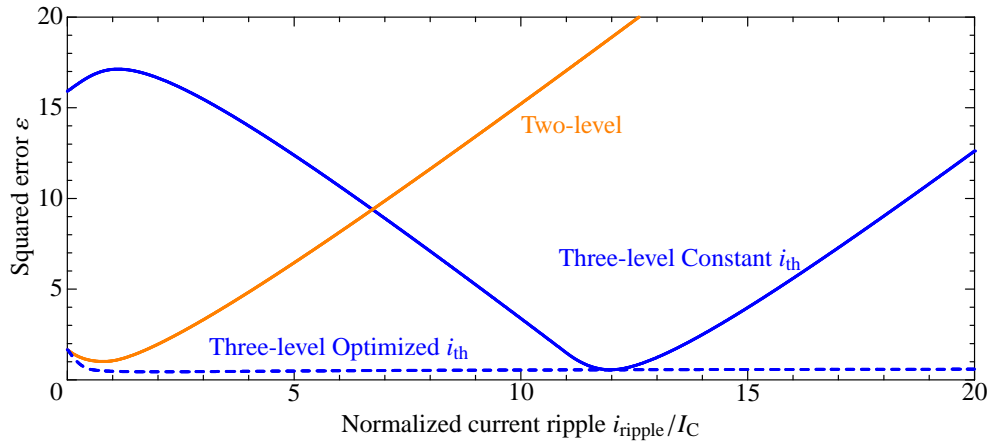
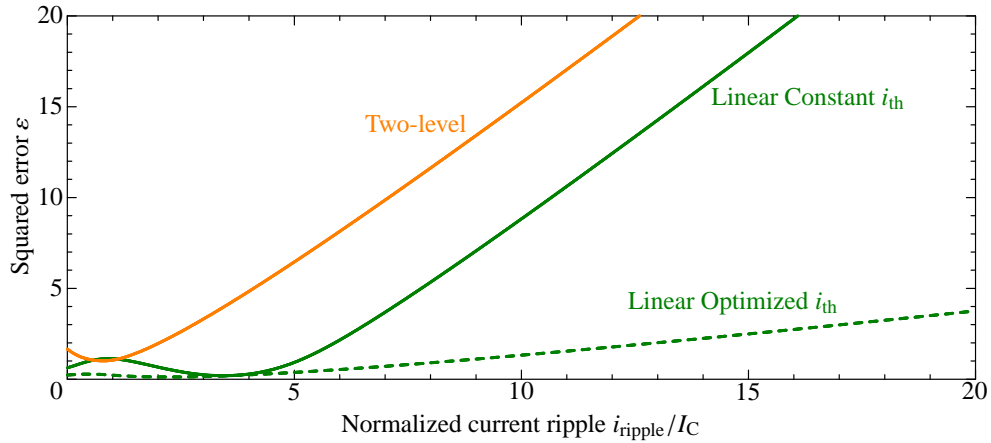
(a) 3 レベル近似補償法の二乗誤差 ε ($i_{th}/I_C = 11$)(b) 直線近似補償法の二乗誤差 ε ($i_{th}/I_C = 4.9$)

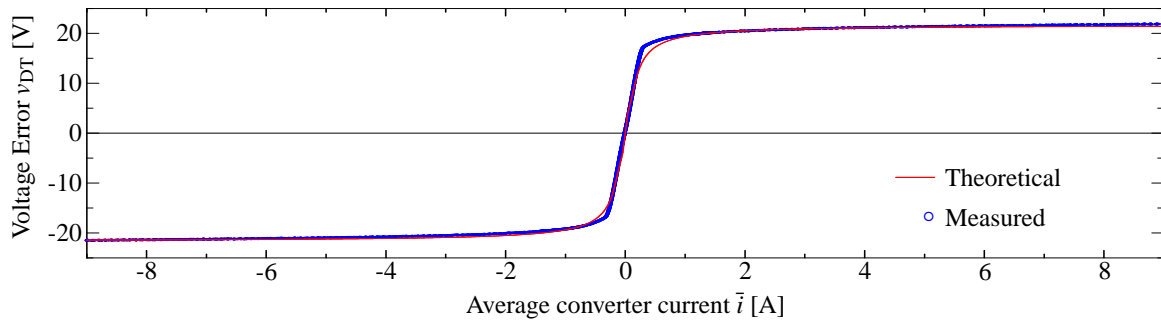
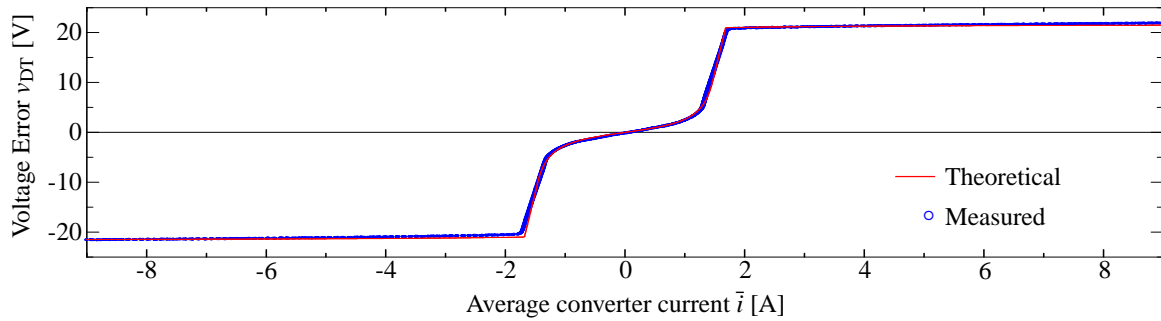
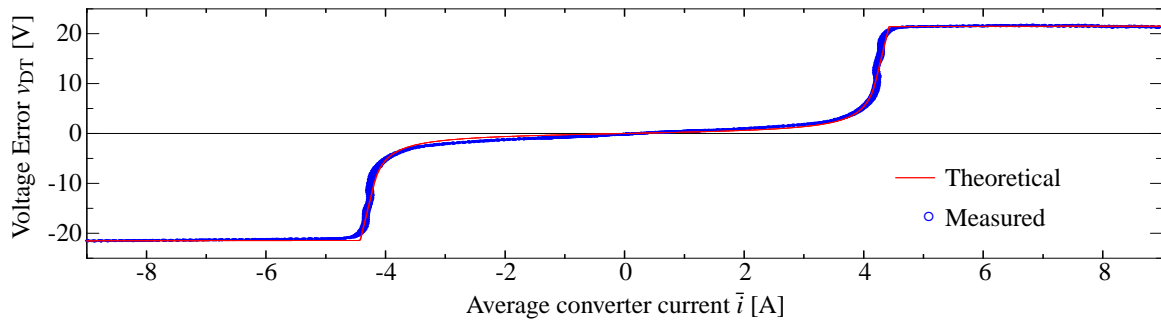
図 5.10: 閾値電流 i_{th} を固定した場合に補償後に残留する二乗誤差 ε と規格化電流リップル i_{ripple}/I_C の関係

フィルタを接続しているが、フィルタキャパシタ C_{fl} の電圧リップルが十分に小さければ、変換器電流のリップルは L_{fl} と変換器端子電圧から求められる。したがって、本研究のシステムの場合は $L = L_{fl}$ とすればよい。ここで、交流インダクタの印加電圧は

$$\begin{cases} v_{Lu} = L \frac{di_u}{dt} = v_{Su} + v_o - v_u \\ v_{Lv} = L \frac{di_v}{dt} = v_{Sv} + v_o - v_v \\ v_{Lw} = L \frac{di_w}{dt} = v_{Sw} + v_o - v_w \end{cases} \quad (5.17)$$

となる。ただし、 v_o は変換器の直流電圧中点から見た三相電源の中性点電位で、 $v_{Su} + v_{Sv} + v_{Sw} = 0$ かつ $i_u + i_v + i_w = 0$ であるので、

$$v_o = \frac{v_u + v_v + v_w}{3} \quad (5.18)$$

(a) $i_r = 0.3 \text{ A}$ (b) $i_r = 2 \text{ A}$ (c) $i_r = 4 \text{ A}$ 図 5.11: 変換器電流の平均値と実測した電圧誤差 v_{DT} の関係

である。ここで、変換器電圧 v_u, v_v, v_w は $\pm \frac{V_{dc}}{2}$ のパルス電圧であるので、(5.17) 式から、電流変化率 $\frac{di_u}{dt}, \frac{di_v}{dt}, \frac{di_w}{dt}$ を求めて積分すれば、変換器電流の波形を求めることができる。

図 5.14 に PWM 制御の三角波比較方式を用いた場合の動作波形を示す。図 5.14 および以下の解析では、電圧指令値が $v_u^* > v_v^* > v_w^*$ の場合を考える。例として、u 相の上側素子がターンオフする時刻 t_{pu} における a 相の変換器電流 i_{pu} に注目すると、

$$i_{pu} = \int_{t_0}^{t_{pu}} \frac{v_{Lu}}{L} dt + i_{0u} \quad (5.19)$$

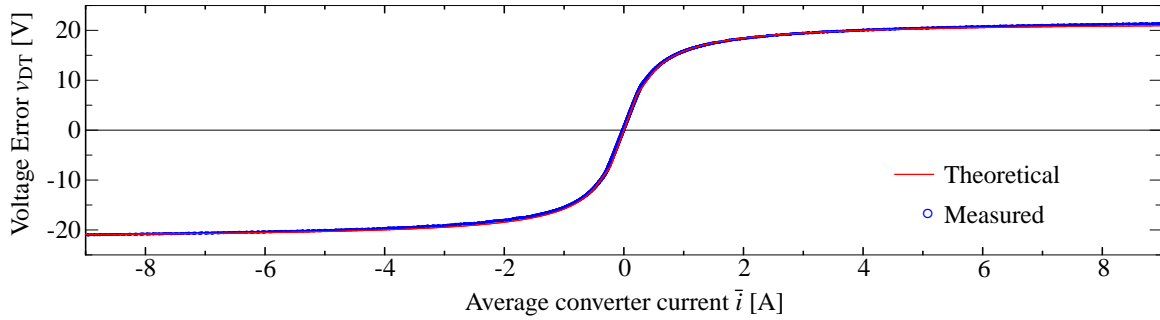
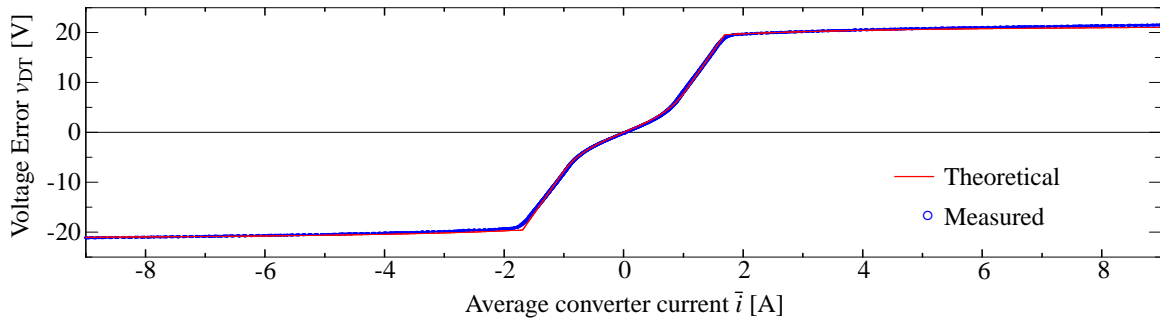
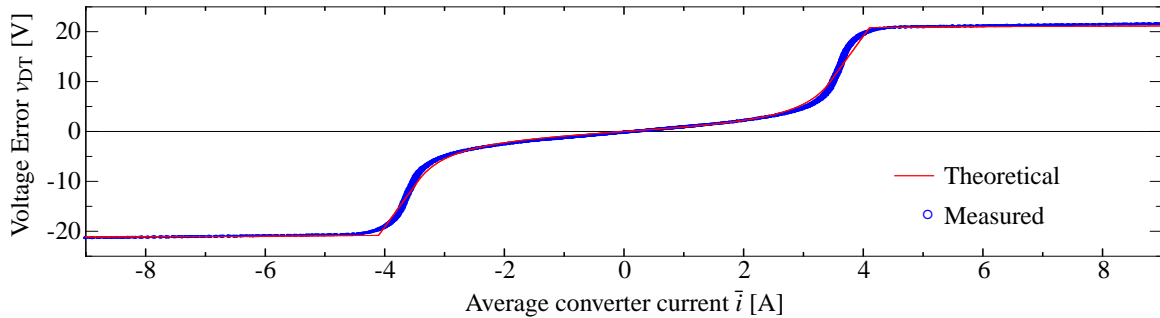
(a) $i_r = 0.3 \text{ A}$ (b) $i_r = 2 \text{ A}$ (c) $i_r = 4 \text{ A}$

図 5.12: 出力容量として 4.7 nF のコンデンサを追加した場合の変換器電流の平均値と実測した電圧誤差 v_{DT} の関係

である。ここで、上記の積分区間は、電源周期に対して十分に短いため、積分区間における電源電圧 v_{Su} の変化を無視すると、 v_{Lu} は 3 値の方形波電圧となり、

$$i_{pu} = i_{0u} + v_{Su}(t_{pu} - t_0) + \left(v_{Su} - \frac{1}{3}V_{dc}\right)(t_{pv} - t_{pw}) + \left(v_{Su} - \frac{2}{3}V_{dc}\right)(t_{pu} - t_{pv}) \quad (5.20)$$

のように簡単化できる。ただし、 t_{pu} , t_{pv} , t_{pw} は各相の上側素子がターンオフする時刻で、

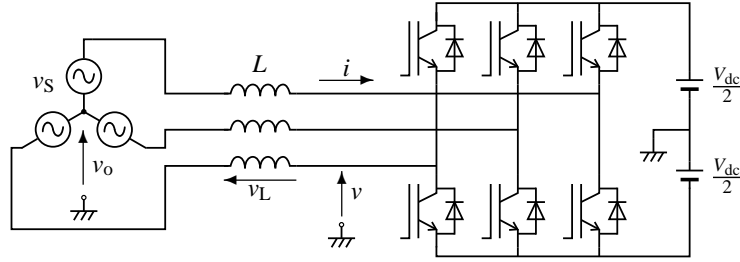


図 5.13: 電流リップル解析に用いる系統連系した三相電圧型変換器の回路図

例えば, t_{pu} は u 相の電圧指令値を用いて,

$$t_{pu} = \left(\frac{1}{2} + \frac{v_u^*}{V_{dc}} \right) \frac{T_{sw}}{2} + t_0 \quad (5.21)$$

として求められる。したがって, t_{pu}, t_{pv}, t_{pw} を (5.20) 式に代入すると, 三相変換器のターンオフ電流は

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{pu} = \left(\frac{v_{Su}}{4} + \frac{v_{Su}v_u^*}{2V_{dc}} + \frac{v_w^*}{6} + \frac{v_v^*}{6} - \frac{v_u^*}{3} \right) \frac{T_{sw}}{L} + i_{0u} \\ i_{nu} = \left(\frac{3v_{Su}}{4} - \frac{v_{Su}v_u^*}{2V_{dc}} + \frac{v_w^*}{6} + \frac{v_v^*}{6} - \frac{v_u^*}{3} \right) \frac{T_{sw}}{L} + i_{0u} \\ i_{pv} = \left(\frac{v_{Sv}}{4} + \frac{v_{Sv}v_v^*}{2V_{dc}} + \frac{v_w^*}{6} - \frac{v_v^*}{6} \right) \frac{T_{sw}}{L} + i_{0v} \\ i_{nv} = \left(\frac{3v_{Sv}}{4} - \frac{v_{Sv}v_v^*}{2V_{dc}} + \frac{v_w^*}{6} - \frac{v_v^*}{2} + \frac{v_u^*}{3} \right) \frac{T_{sw}}{L} + i_{0v} \\ i_{pw} = \left(\frac{v_{Sw}}{4} + \frac{v_{Sw}v_w^*}{2V_{dc}} \right) \frac{T_{sw}}{L} + i_{0w} \\ i_{nw} = \left(\frac{3v_{Sw}}{4} - \frac{v_{Sw}v_w^*}{2V_{dc}} - \frac{2v_w^*}{3} + \frac{v_v^*}{3} + \frac{v_u^*}{3} \right) \frac{T_{sw}}{L} + i_{0w} \end{array} \right. \quad (5.22)$$

となり, 単純な積和演算だけで求めることができる。また, 電圧指令値が $v_u^* > v_v^* > v_w^*$ 以外の場合においても, 電圧指令値の大小関係に注意すれば, 同様に求めることができる。

(5.22) 式を用いて各スイッチング素子のターンオフ電流の推定値 \hat{i}_p および \hat{i}_n を演算し, (5.12) 式および (5.13) 式により電圧誤差を算出し, 補償電圧を

$$\Delta v = v_{DTp}(\hat{i}_p) + v_{DTn}(\hat{i}_n) \quad (5.23)$$

として与えることにより, より正確な補償が可能となる。これを以下では解析結果に基づく補償法 (Turnoff Transition based Compensation Method) と呼ぶ。

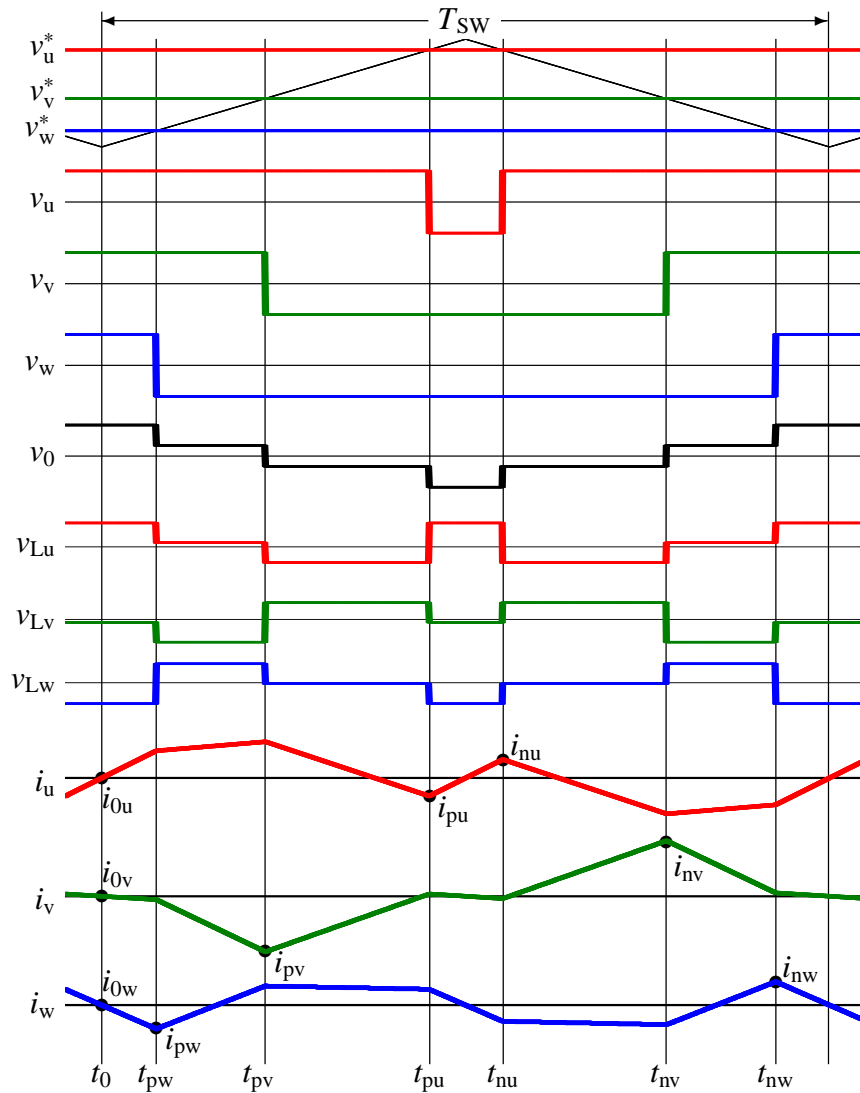


図 5.14: 三角波比較方式を用いた場合の三相電圧型 PWM 変換器の電圧・電流波形

実際のコントローラでは、制御遅延が存在するため、サンプリングした電流をそのまま初期電流 i_{0u} , i_{0v} , i_{0w} として用いると、補償電圧 Δv が反映されるのは次のサンプリング周期となる。この場合、 Δv には 1 サンプル周期の遅延が生じ、電圧誤差の補償特性が低下する可能性がある。1 サンプル周期後の電流予測値もしくは電流指令値を初期値として用いることにより、制御遅延に伴う補償電圧 Δv の遅延の影響を低減することができる。

5.1.3 系統連系変換器のターンオフ電流

5.1.3.1 ターンオフ電流と変換器電流リップル

ターンオフ電流 i_p および i_n は、(5.14) 式および (5.15) 式のように、変換器電流の平均に対して対称であるため、電流リップル i_r は、 i_p および i_n の差の 1/2 となる。ここで、電圧指令値が $v_u^* > v_v^* > v_w^*$ の場合、(5.22) 式を整理すると、電流リップル i_r は、

$$\begin{cases} i_{ru} = \left(\frac{v_{Su}}{4} - \frac{v_{Su}v_u^*}{2V_{dc}} \right) \frac{T_{sw}}{L} \\ i_{rv} = \left(\frac{v_{Sv}}{4} - \frac{v_{Sv}v_v^*}{2V_{dc}} + \frac{v_u^*}{6} - \frac{v_v^*}{6} \right) \frac{T_{sw}}{L} \\ i_{rw} = \left(\frac{v_{Sw}}{4} - \frac{v_{Sw}v_w^*}{2V_{dc}} + \frac{v_u^*}{6} + \frac{v_v^*}{6} - \frac{v_w^*}{3} \right) \frac{T_{sw}}{L} \end{cases} \quad (5.24)$$

と表される。また、電圧指令値の大小関係が変化した場合においても、同様にして求めることができる。インダクタ L が線形で、直流電圧 V_{dc} やスイッチング周期 T_{sw} は一定であると仮定すれば、変換器電流のリップルは、電圧指令値 v_u^*, v_v^*, v_w^* と電源電圧 v_{Su}, v_{Sv}, v_{Sw} から計算できる。

さらに、系統連系変換器の場合、電源電圧と変換器電圧の差は連系インダクタの電圧降下だけであり、両者の線間電圧はほぼ等しい。ここで、電圧降下を無視して、各相の電源電圧と電圧指令値を

$$\begin{bmatrix} v_{Su} \\ v_{Sv} \\ v_{Sw} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_s \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin \left(\theta - \frac{2}{3}\pi \right) \\ \sin \left(\theta + \frac{2}{3}\pi \right) \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

$$\begin{bmatrix} v_u^* \\ v_v^* \\ v_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_s \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin \left(\theta - \frac{2}{3}\pi \right) \\ \sin \left(\theta + \frac{2}{3}\pi \right) \end{bmatrix} + v_0 \quad (5.26)$$

と近似する。ただし、 θ は電源電圧の位相角で $\theta = \omega_s t$ 、 v_0 は変換器の零相電圧である。ここで、 u 相の 1 周期の電圧に着目すると、 v 相および w 相の電圧との大小関係は時間的に変化する。(5.25) 式および (5.26) 式を (5.24) 式に代入すると、 $v_u^* > v_v^* > v_w^*$ の範囲、すなわち、 $90^\circ < \theta < 150^\circ$ 期間の各相の電流リップル幅が求まる。三相交流の対称性から、 u

相 1 周期の電流リップル幅を整理すると,

$$i_{ru} = \begin{cases} \left\{ \frac{V_S \sin \theta}{2\sqrt{6}} - \left(\frac{V_S \sin \theta}{3} + \frac{v_0}{\sqrt{6}} \right) \frac{V_S \sin \theta}{V_{dc}} \right\} \frac{T_{sw}}{L} & (30^\circ \leq \theta < 150^\circ) \\ \left\{ \frac{V_S |\cos \theta|}{6\sqrt{2}} - \left(\frac{V_S \sin \theta}{3} + \frac{v_0}{\sqrt{6}} \right) \frac{V_S \sin \theta}{V_{dc}} \right\} \frac{T_{sw}}{L} & (-30^\circ \leq \theta < 30^\circ, 150^\circ \leq \theta < 210^\circ) \\ \left\{ -\frac{V_S \sin \theta}{2\sqrt{6}} - \left(\frac{V_S \sin \theta}{3} + \frac{v_0}{\sqrt{6}} \right) \frac{V_S \sin \theta}{V_{dc}} \right\} \frac{T_{sw}}{L} & (-150^\circ \leq \theta < -30^\circ) \end{cases} \quad (5.27)$$

となる。(5.27) 式の位相角を 120° ずつシフトすれば, v 相および w 相の電流リップル幅 i_{rv} および i_{rw} を求めることができる。したがって, 電流リップル幅は, 基本波電流の振幅には依存せず, 電源電圧の位相だけの関数となる。

5.1.3.2 電源力率と電流リップル幅

図 5.15 に (5.27) 式を用いて計算した系統連系変換器のターンオフ電流 i_p, i_n の様子を示す。このとき, 変換器電流の平均 \bar{i} は 14.4 A の正弦波, 直流電圧を $V_{dc} = 330$ V とし, スイッチングリップルフィルタは $L = 0.3$ mH の場合である。また, 各相の電圧指令値 v_u^*, v_v^*, v_w^* のうち, 最大値と最小値の平均が零となるように零相電圧 v_0 を与えた。

図 5.15(a) は力率が $|\cos \phi| = 1$ のとき, 図 5.15(b) は力率が $|\cos \phi| = 0$ のときの波形である。どちらの波形においてもターンオフ電流 i_p と i_n の差, すなわち電流リップルは, $\theta = 0^\circ$ および $\theta = \pm 180^\circ$ 付近で大きく, $30^\circ \leq \theta < 150^\circ$ および $210^\circ \leq \theta < 330^\circ$ の範囲で小さい。すなわち, 電流リップル幅は, 電源電圧の位相角 θ によって決まり, 力率や電流位相には依存しない。

ここで, \bar{i} の零電流付近に着目すると, 図 5.15(a) の電流リップル幅は大きい, 図 5.15(b) では小さい。デッドタイムに起因する電圧誤差は, 図 5.7 のように, ターンオフ電流 i_p, i_n が零の付近で急峻に変化するため, 変換器電流の平均 \bar{i} の零電流付近の電流リップル幅に依存する。したがって, 図 5.15(a) と図 5.15(b) の電圧誤差は大きく異なる。

図 5.16 に変換器電流とターンオフ電流の実測波形を示す。図 5.16(a) は力率が $|\cos \phi| = 1$ のとき, 図 5.16(b) は力率が $|\cos \phi| = 0$ のときの波形である。図 5.15 と比較するため, 電源電流や直流電圧などの条件は, 図 5.15 と同様の設定とした。図 5.16 のターンオフ電流 i_p および i_n は, 変換器電流とスイッチング素子のゲート信号をオシロスコープで測定し, スイッチがオフとなる時の電流である。このとき, $30^\circ \leq \theta < 150^\circ$ および $210^\circ \leq \theta < 330^\circ$ の範囲では変換器電流のエンベロープの幅がターンオフ電流よりも大きくなっているが, これは他相のスイッチング素子の転流に起因した電流リップルが含まれて

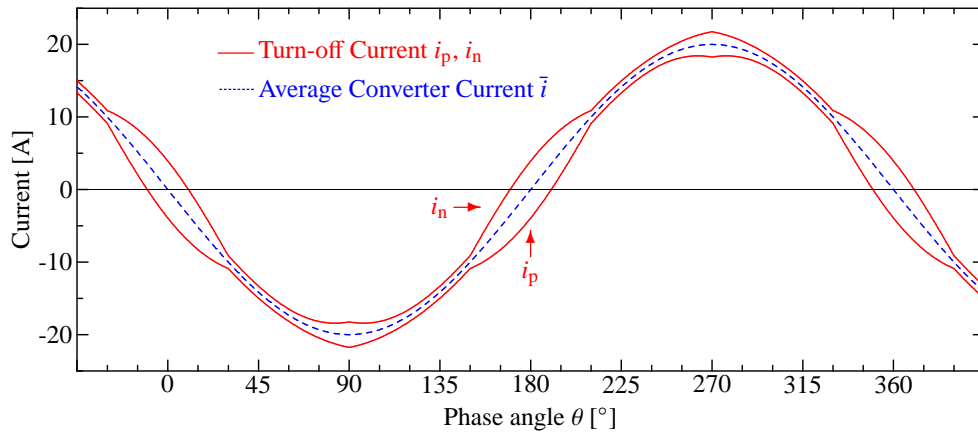
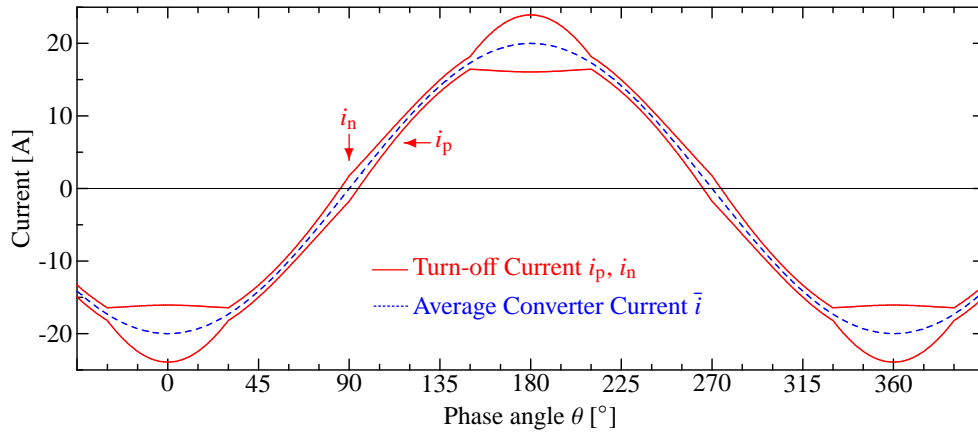
(a) 力率が $|\cos \phi| = 1$ の場合(b) 力率が $|\cos \phi| = 0$ の場合

図 5.15: 系統連系変換器を $V_{dc} = 330 \text{ V}$ としたときの変換器電流リップル振幅と位相の関係

いるためである。測定したターンオフ電流は、図 5.15 の理論波形とよく一致している。

5.1.3.3 系統連系変換器に適した解析結果に基づく補償法

通常、直線近似補償法や 3 レベル近似補償法では、閾値電流を一定としている。電圧誤差を効果的に抑制するためには、閾値電流 i_{th} をおよそ零電流付近の電流リップル幅程度に設定する必要があるが、これらの近似補償法では、力率が変わると零電流付近の電流リップル幅が変化するため補償特性が低下する。解析結果に基づく補償法では、ターンオフ電流を用いて補償電圧を演算するため、力率変化による補償特性の低下は生じないが、ターンオフ電流をオンラインで演算するなどの必要がある。

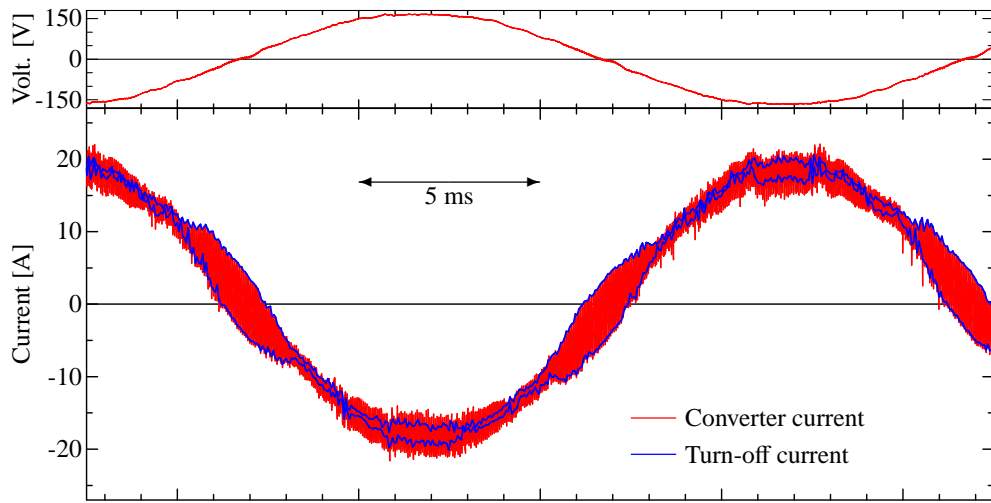
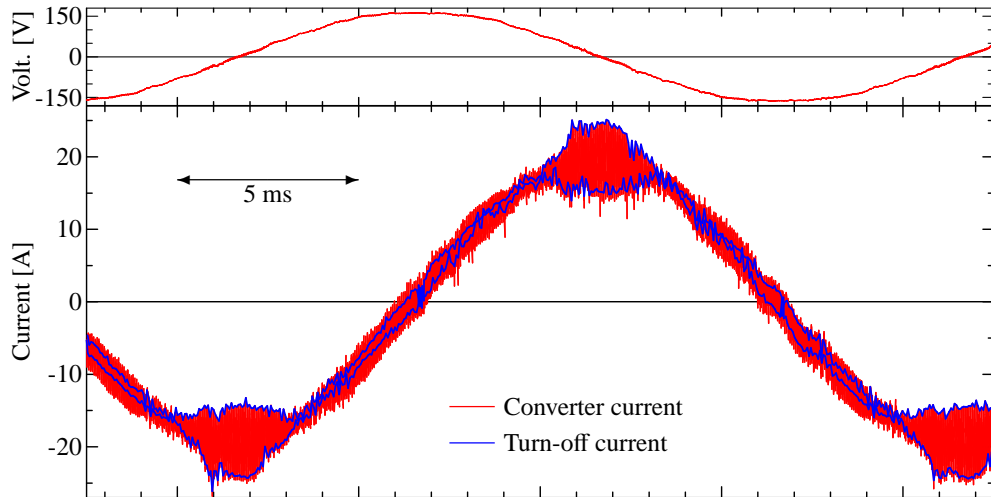
(a) 力率が $|\cos \phi| = 1$ のとき(b) 力率が $|\cos \phi| = 0$ のとき

図 5.16: 系統連系変換器の実測した変換器電流とターンオフ電流の関係

系統連系変換器の場合、(5.27) 式の電流リップル幅は電圧位相 θ だけの関数であり、オフライン演算した結果をルックアップテーブル等から読み出すなどの方法が適用できる。この場合、補償電圧は、

$$\Delta v = v_{DTp}(\bar{i} - i_r) + v_{DTn}(\bar{i} + i_r) \quad (5.28)$$

として求めることができる。このとき、 v_{DTp} と v_{DTn} についても、ルックアップテーブル等のオフライン処理が適用できる。対称性から $v_{DTp}(x) = -v_{DTn}(-x)$ とできるので、ター

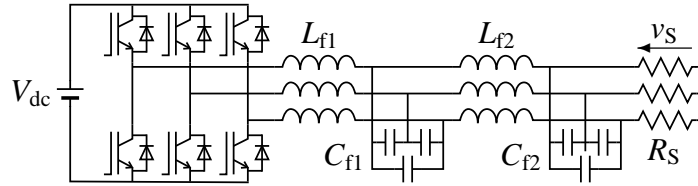


図 5.17: 三相負荷抵抗に接続した電圧型 PWM 変換器の実験回路構成

ブルは一方だけでよく、

$$\begin{aligned}\Delta v &= v_{DTp}(i_p) + v_{DTn}(i_n) \\ &= v_{DTp}(\bar{i} - i_r) - v_{DTp}(-\bar{i} - i_r)\end{aligned}\quad (5.29)$$

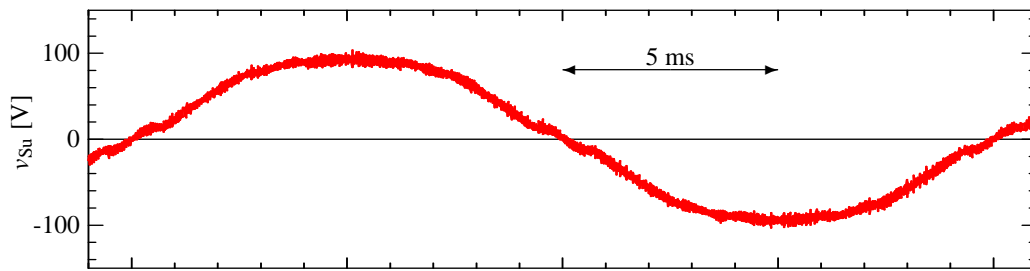
とすれば、リップル電流幅 $i_r(\theta)$ と電圧誤差 $v_{DTp}(\pm\bar{i} - i_r)$ の 2 つの 1 次元ルックアップテーブルを用いて実装できる。本研究の実験装置では、1 次補間などを適用する場合、PWM 制御器の分解能を考慮すると、電圧誤差 v_{DTp} のテーブル精度は 1% 程度でよく、8 bit データ 200 点程度のテーブルに実装できる。一方、リップル電流幅 i_r のテーブルは、(5.27) 式の対称性を考慮すると、電源周波数とサンプリング周期の関係から、200 点のテーブルでよい。

5.1.4 実験による検証

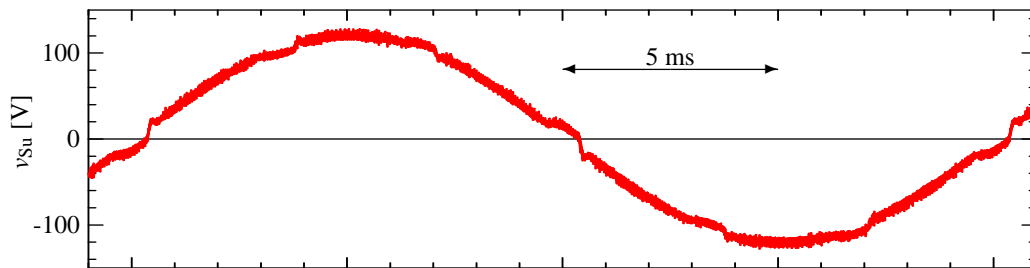
5.1.4.1 電圧誤差補償法の特徴

まず、電源電圧高調波や電流フィードバック制御による影響を除外するため、実験では、330 V の直流電源と三相抵抗負荷を接続し、電流フィードバック制御を用いることなく、三相平衡な電圧指令値を与えて測定を行った。図 5.17 に三相抵抗負荷を接続した場合の回路構成を、図 5.18 に抵抗負荷に印加される電圧の実験波形を示す。このとき、電圧指令値を線間 150 V の正弦波、抵抗負荷を $R_s = 8 \Omega$ とした。また、線形近似および 3 レベル近似補償法の閾値電流 i_{th} と解析結果に基づく補償法の I_C は、負荷電圧 v_s の総合歪率 (THD) が最小となるように設定した。

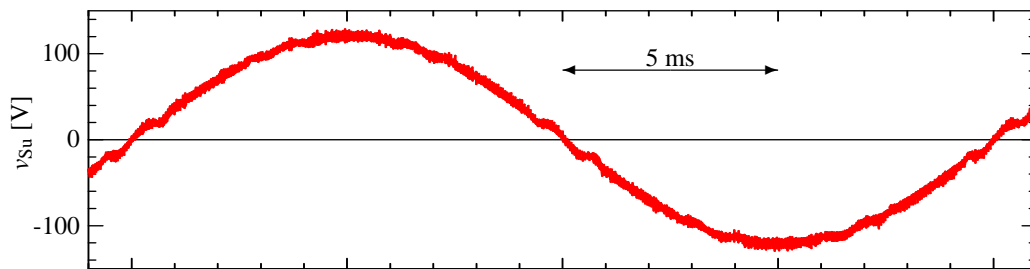
図 5.18(a) は補償を行わない場合で、主に 5 次および 7 次の高調波成分が含まれており、零電圧付近と波高値付近に平坦な部分が現れている。図 5.18(b) の 2 レベル近似補償法の場合、図 5.18(a) の無補償の場合と比較して正弦波に近づいているが、零電圧付近と波高値付近に大きな電圧ひずみが現れている。図 5.18(c) の直線近似補償法の場合、図 5.18(a) および 5.18(b) と比べて、零電圧付近の電圧ひずみが減少している。図 5.18(d) の 3 レベ



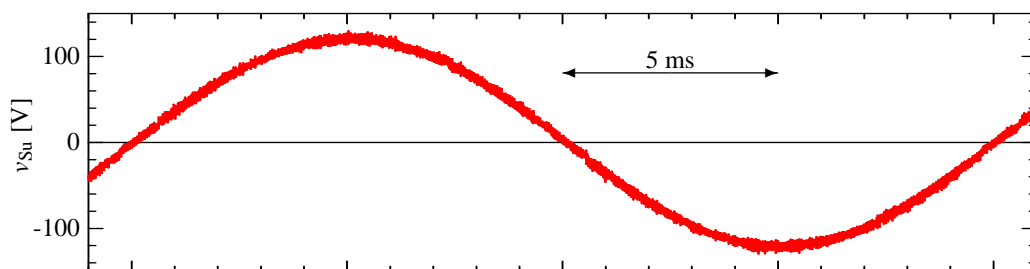
(a) 無補償の場合



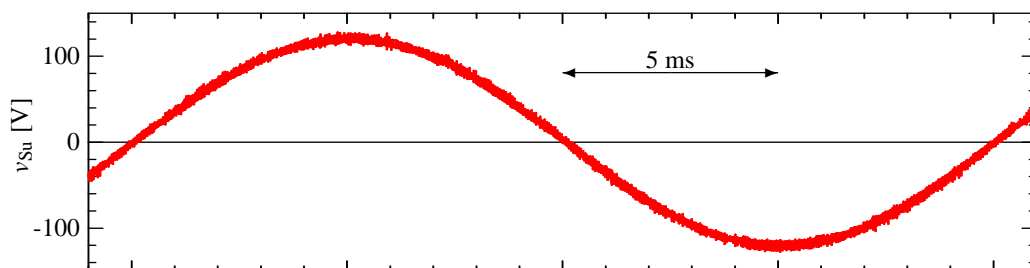
(b) 2 レベル近似補償法を適用した場合



(c) 直線近似補償法を適用した場合

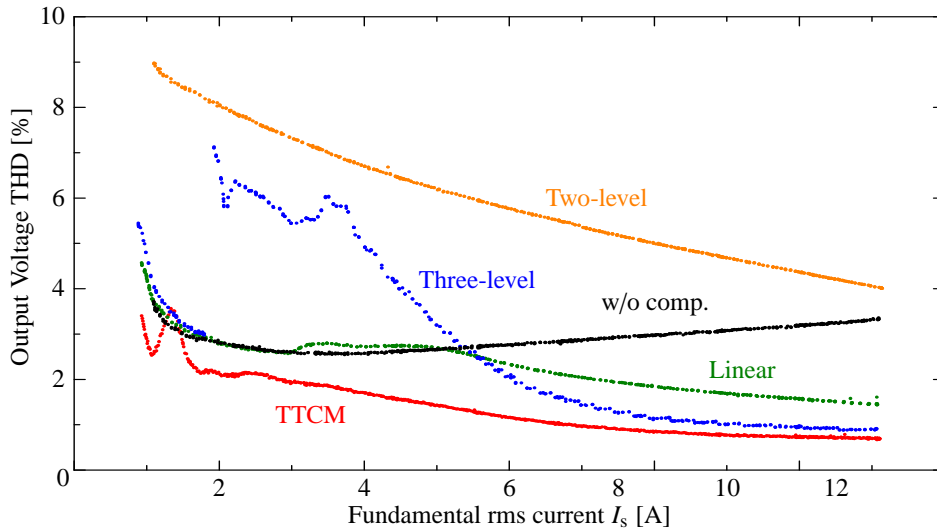


(d) 3 レベル近似補償法を適用した場合

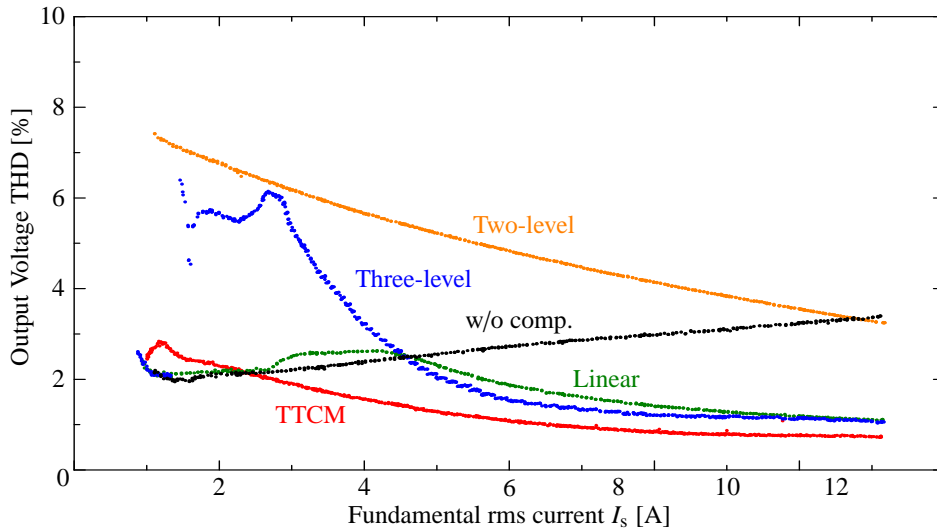


(e) 解析結果に基づく補償法を適用した場合

図 5.18: 抵抗負荷に生じる電圧の実験波形



(a) 出力容量を追加しない場合



(b) 出力容量を模擬する 4.7 nF のキャパシタを追加した場合

図 5.19: 三相抵抗負荷に生じる電圧 THD と電流振幅の関係

ル近似補償法では、零電圧付近のひずみが極めて少なく、ほぼ正弦波の波形となっている。図 5.18(e) は、解析結果に基づく補償法の実験波形である。3 レベル近似補償法と同様に、零電圧付近のひずみが少ない正弦波の電圧波形が得られた。

図 5.19 に電圧 THD の実測結果を示す。ここでは、IGBT モジュールに三相抵抗負荷を接続して測定を行い、図 5.11 および図 5.12 と同様に、図 5.19(a) では IGBT モジュール単体で、図 5.19(b) では IGBT モジュールに出力容量を模擬した 4.7 nF のスナバコンデ

ンサを挿入した場合である。このとき、電圧指令値は線間 150 V 一定の正弦波とし、抵抗負荷により電流を調整した。なお、負荷電流が 11 A の時の電圧 THD が最小となるように、各補償法のパラメータを設定した。図 5.19(a) では、直線近似補償法の閾値電流を $i_{th} = 4.1$ A、3 レベル近似補償では $i_{th} = 2.5$ A に設定した。また、図 5.19(b) の閾値電流は、直線近似補償法では $i_{th} = 3.7$ A、3 レベル近似補償では $i_{th} = 1.9$ A に設定した。電圧 THD は、u 相の負荷電流波形の高調波を 50 次まで合計して求めた。

無補償の場合に比べて、2 レベル近似補償法を用いた方が電圧 THD が高い。これは、本研究の実験装置では、交流インダクタが小さいため、零電圧付近で補償電圧が過大となることに起因して、大きな電圧ひずみを生じる。図 5.19(a) は、電流リップルの大きい $i_r/I_C = 16$ の場合で、3 レベル近似補償法の方が直線近似補償法よりも効果的に電圧高調波を低減できる。一方、図 5.19(b) では、 $i_r/I_C = 5.5$ の場合であり、直線近似補償法と 3 レベル近似補償法は同程度まで電圧高調波を抑制できる。このとき、直線近似補償法や 3 レベル近似補償法のプロットは、スナバコンデンサによって縮小・移動する。したがって、直線近似および 3 レベル近似補償法の電圧 THD は、図 5.19(a) では $I_S = 5.5$ A において一致するのに対して、図 5.19(b) では $I_S = 4.5$ A においてプロットが交差する。閾値電流 i_{th} が一定であるため、直線近似と 3 レベル近似の電圧 THD の交点よりも小さい電流では、3 レベル近似補償法の電圧 THD が比較的高くなる。これは、閾値電流 i_{th} を適切に設定しなければ、良好な補償効果が得られないことを意味する。さらに、プロットの交点よりも負荷電流が小さいとき、従来の 3 つの近似補償法を適用した場合よりも、無補償のときの電圧 THD が低い。本実験装置で生じる電流リップルは $I_r = 3.6$ A であり、基本波電流振幅が I_r 程度まで低下すると、電圧誤差をほとんど生じない範囲に入るためである。また、 i_r よりも電流が小さい範囲では、直線近似補償法の電圧 THD は、無補償の場合と同程度になる。解析結果に基づく補償法では、測定したすべての電流範囲で電圧 THD を低減でき、最も優れた高調波抑制効果が得られた。

5.1.4.2 系統連系動作時の電圧誤差補償特性

図 5.20–5.27 に、系統連系変換器に電圧誤差補償を適用しない場合と各補償法を適用した場合の実験波形を示す。実験では、変換器の交流側を $V_S = 200$ V、 $f_S = 50$ Hz の三相電源に接続し、直流側を $V_{dc} = 330$ V の直流電源に接続した。ここでは、変換器電流指令値として実効値 $I_S^* = 14.4$ A の三相平衡正弦波を与えた。同期サンプリング [117] によって変換器電流を検出し、制御ゲイン 4.0 V/A の比例制御を適用して、電流をフィードバック制御した。また、サンプル周期毎に、出力電圧が最大の相と最小の相の平均値が零となるように、変換器の電圧指令値に零相成分を加えた。すべての電圧誤差補償法において、

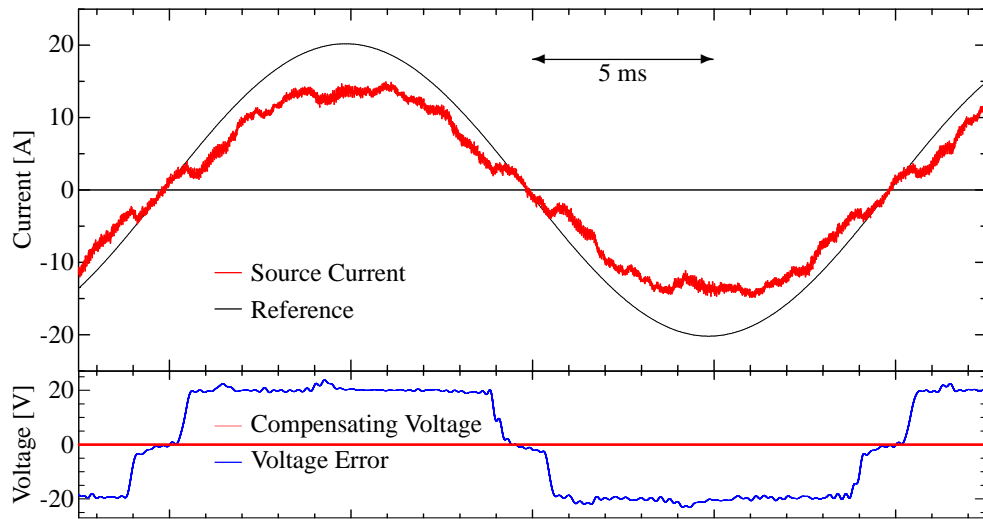
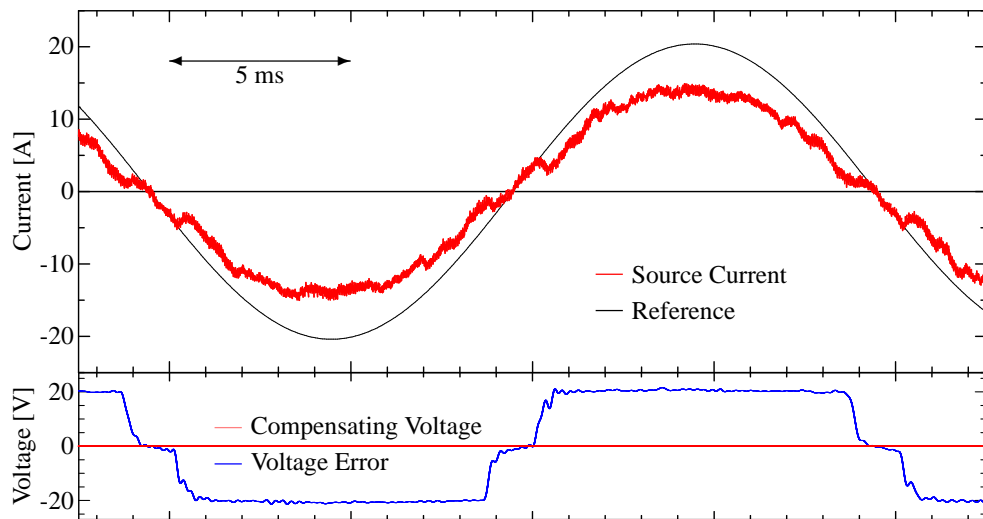
(a) 位相角 $\phi = 180^\circ$ のインバータ動作(b) 位相角 $\phi = 0^\circ$ の整流器動作

図 5.20: デッドタイムに起因する電圧誤差補償しない場合の電源電流と電圧誤差の実測波形 (力率 $|\cos \phi| = 1$ のとき)

電流指令値を変換器電流平均値 \bar{i} として適用し、補償電圧の演算を行った。スイッチング素子の出力容量には電圧依存性がある。このため、解析結果に基づく補償法では、データシートに記載された出力容量ではなく、インバータ動作となる位相角 $\phi = 180^\circ$ のときの高調波電流が最小となるように $I_C = 0.3 \text{ A}$ に調整した。直線近似補償法と 3 レベル近似補償法の閾値電流についても同様に、それぞれ $i_{th} = 5.2 \text{ A}$ と $i_{th} = 3.4 \text{ A}$ に設定した。変

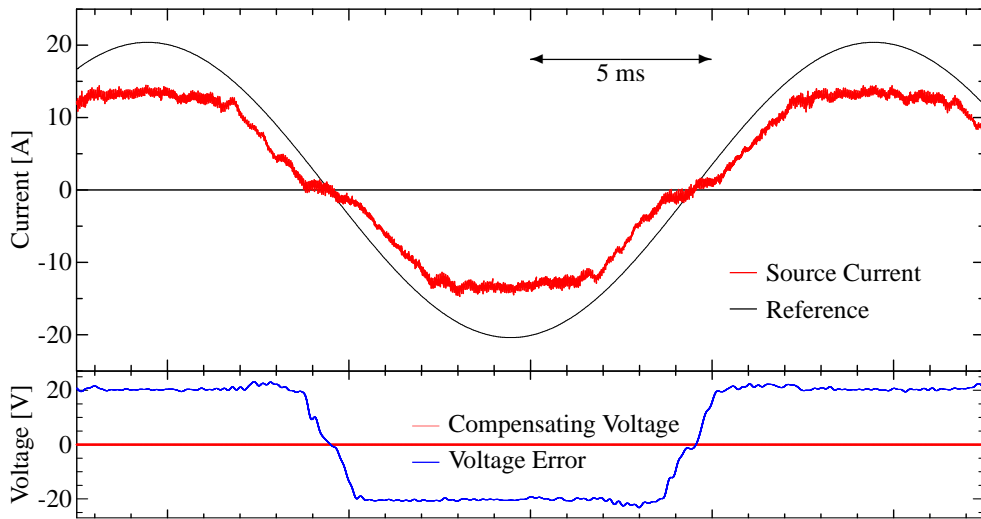
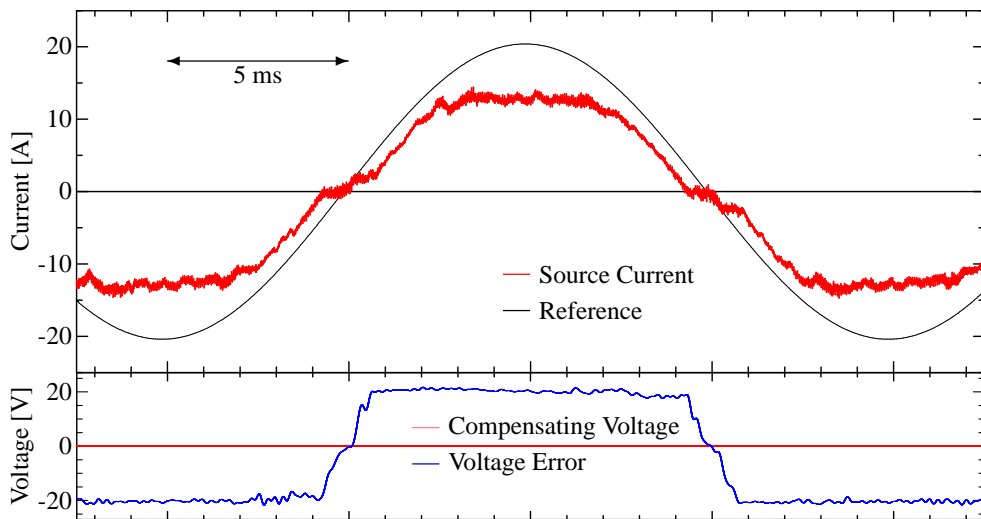
(a) 位相角 $\phi = -90^\circ$ のインダクタ動作(b) 位相角 $\phi = +90^\circ$ のキャパシタ動作

図 5.21: デッドタイムに起因する電圧誤差補償しない場合の電源電流と電圧誤差の実測波形 (力率 $|\cos \phi| = 0$ のとき)

換器の電圧誤差は、出力電圧の PWM 波形と電圧指令値を実測し、その差に 5 kHz のローパスフィルタを適用して求めた。

図 5.20–5.21 は、デッドタイムに起因する電圧誤差を補償しない場合の電源電流と電圧誤差の実測波形である。図 5.20 は力率 $|\cos \phi| = 1$ のときであり、図 5.20(a) は位相角 $\phi = 180^\circ$ のインバータ動作、図 5.20(b) は $\phi = 0^\circ$ の整流器動作をした場合である。また、

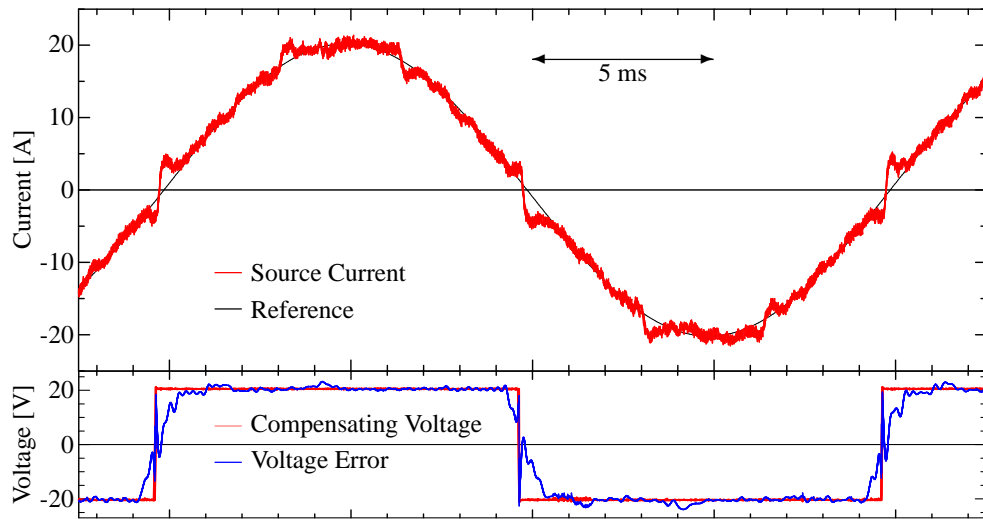
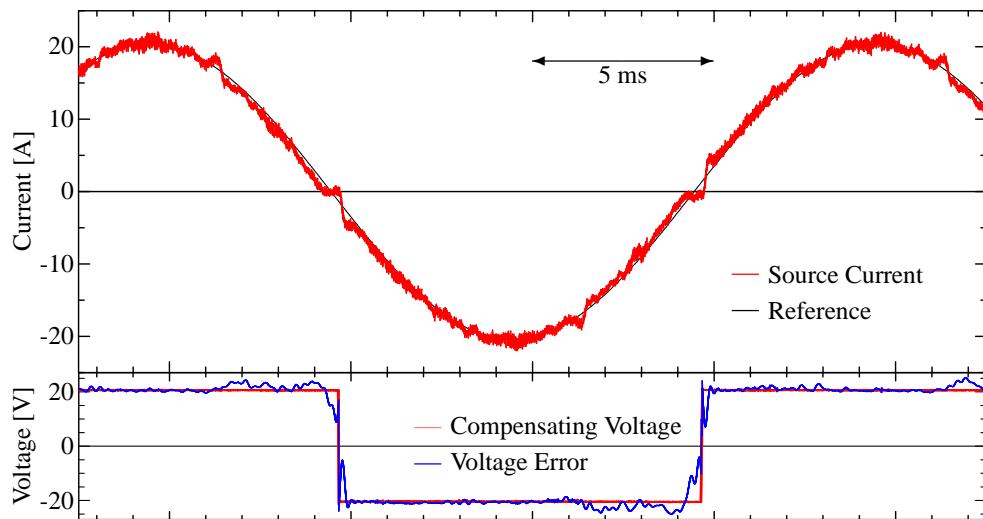
(a) 力率 $|\cos \phi| = 1$ のとき ($\phi = 180^\circ$)(b) 力率 $|\cos \phi| = 0$ のとき ($\phi = +90^\circ$)

図 5.22: 2 レベル近似補償法を適用した場合の電源電流と補償電圧・電圧誤差の実測波形

図 5.21 は力率 $|\cos \phi| = 0$ のときであり，図 5.21(a) は $\phi = -90^\circ$ のインダクタ動作，図 5.21(b) は $\phi = +90^\circ$ のキャパシタ動作をした場合である。いずれの場合も電源電流 i_s の振幅は指令値 i_s^* よりも小さい。図 5.20 の零電流付近では，電源電流は指令値に良く追従している。これは，図 5.15(a) のように零電流付近の電流リップ幅が大きく，電圧誤差が小さいためである。一方，図 5.21 では零電流付近の電流リップ幅が小さいため，大きな

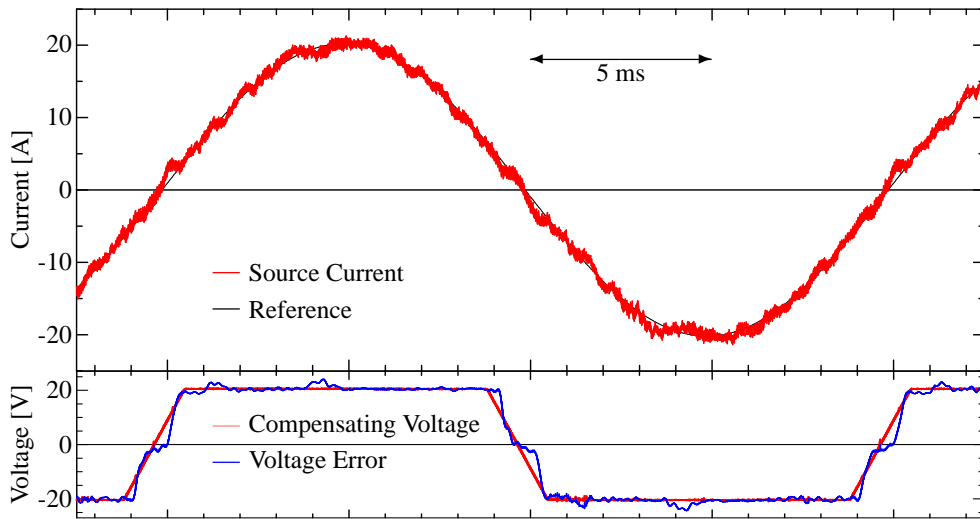
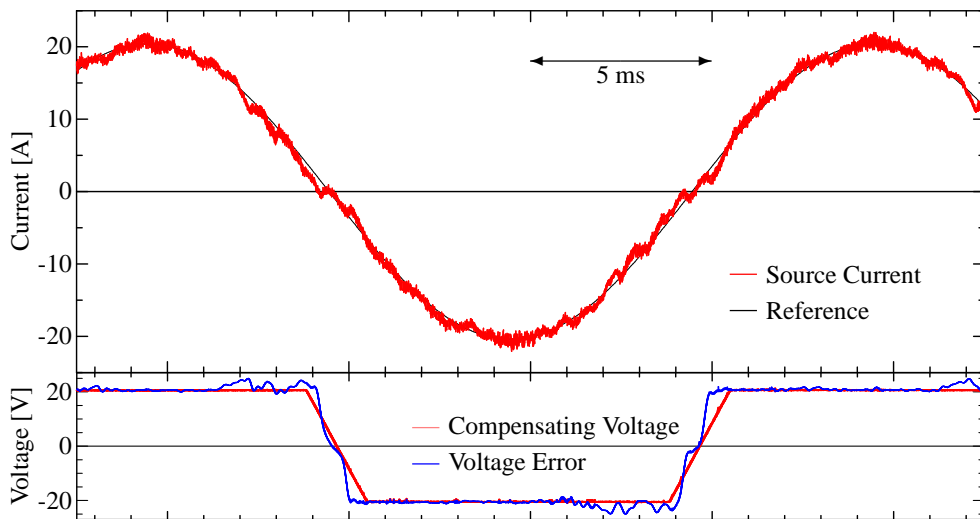
(a) 力率 $|\cos \phi| = 1$ のとき ($\phi = 180^\circ$)(b) 力率 $|\cos \phi| = 0$ のとき ($\phi = +90^\circ$)

図 5.23: 直線近似補償法を適用した場合の電源電流と補償電圧・電圧誤差の実測波形

電圧誤差を生じ、大きな電流ひずみを生じている。このように、変換器電流の力率は、電圧誤差に強く影響を与える。しかし、力率が同じ図 5.20(a) と (b) および図 5.21(a) と (b) の電圧誤差は、互いに電源半周期シフトした波形となっている。

図 5.22–5.24 は、2 レベル近似補償法，直線近似補償法，3 レベル近似補償法を適用した場合の補償電圧と電圧誤差の波形である。いずれの近似補償法を適用した場合も，電源電流が大きい部分の補償電圧と電圧誤差はほぼ等しく，電流振幅は指令値にほぼ等しい。

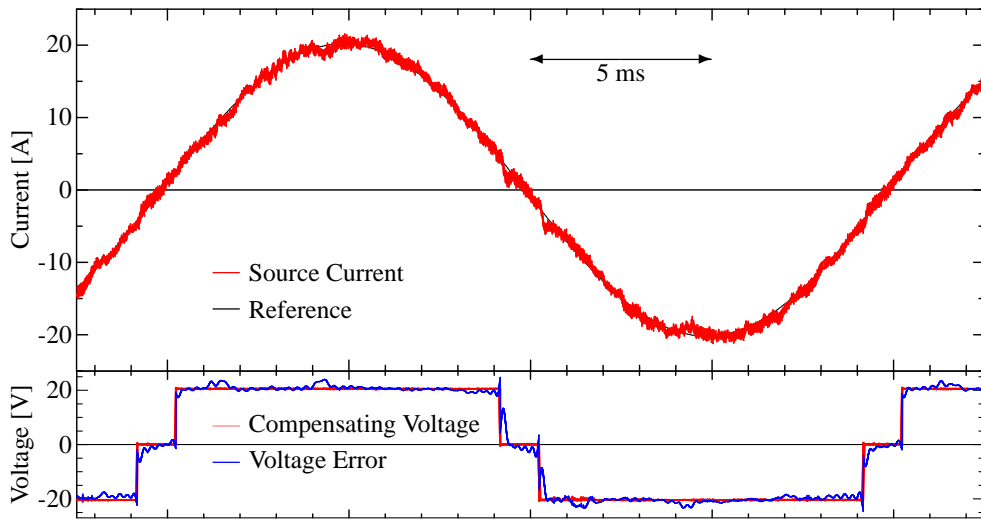
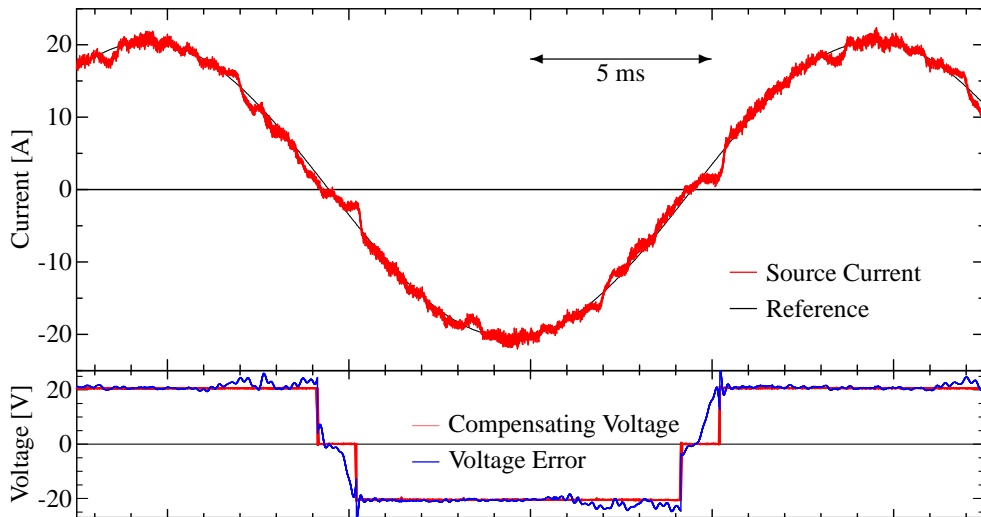
(a) 力率 $|\cos \phi| = 1$ のとき ($\phi = 180^\circ$)(b) 力率 $|\cos \phi| = 0$ のとき ($\phi = +90^\circ$)

図 5.24: 3 レベル近似補償法を適用した場合の電源電流と補償電圧・電圧誤差の実測波形

2 レベル近似補償法を適用した場合，図 5.22(a) の力率 $|\cos \phi| = 1$ のときは零電流付近の補償電圧と電圧誤差の差が大きく，変換器電流にひずみを生じている。一方，図 5.22(b) の力率 $|\cos \phi| = 0$ では，補償電圧と電圧誤差がよく一致し，電流ひずみは少ない。力率が $|\cos \phi| = 1$ のとき，図 5.23(a) の直線近似補償法と図 5.24(a) の 3 レベル近似補償法を比較すると，図 5.24(a) の方がひずみが少ない。これは，電圧誤差波形が 3 レベル波形に類似

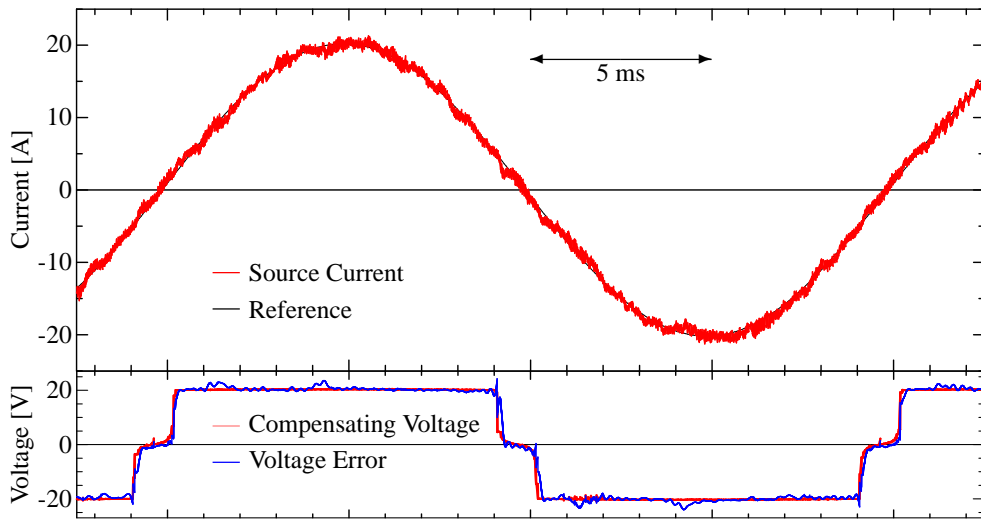
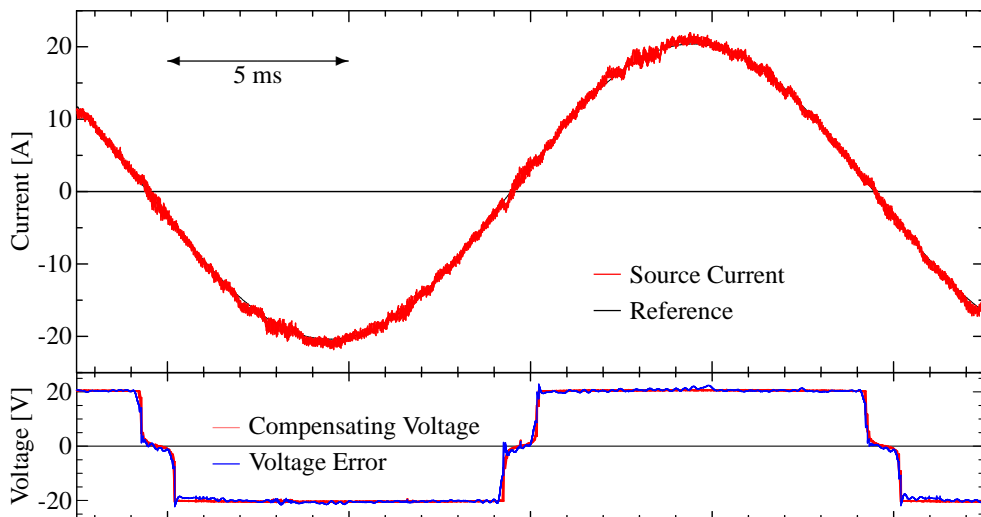
(a) 位相角 $\phi = 180^\circ$ のインバータ動作(b) 位相角 $\phi = 0^\circ$ の整流器動作

図 5.25: (5.22) 式を用いた解析結果に基づく補償法を適用した場合の電源電流と電圧誤差の実測波形 (力率 $|\cos \phi| = 1$ のとき)

しているため、5.1.2.3 節の解析結果に一致する。しかし、 $|\cos \phi| = 0$ の図 5.24(b) は比較的大きなひずみを有しており、補償電圧と電圧誤差の差が大きい。力率が変化する用途や高調波電流を制御する用途では、これらの近似補償法では波形ひずみを補償することは難しい。

図 5.25–5.26 は、(5.22) 式を用いてターンオフ電流をオンラインで推定した場合の解析

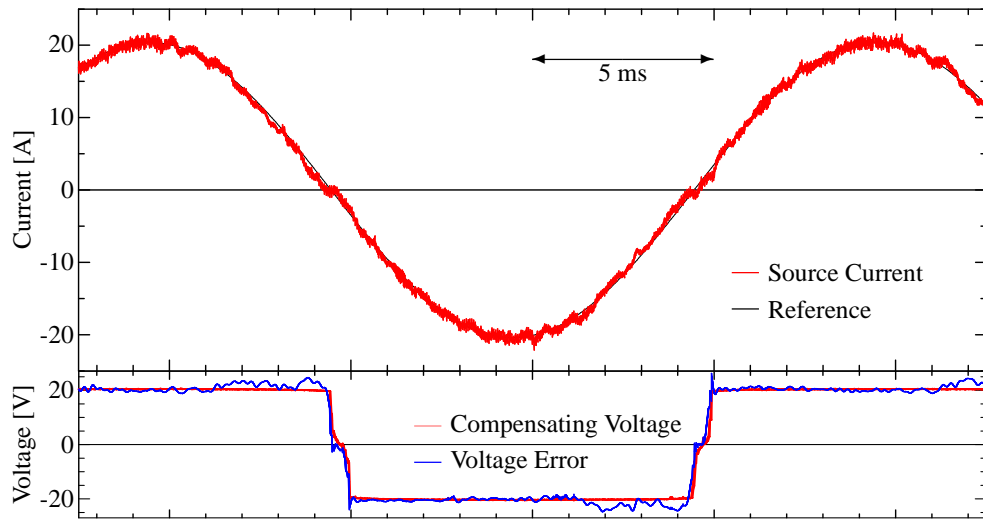
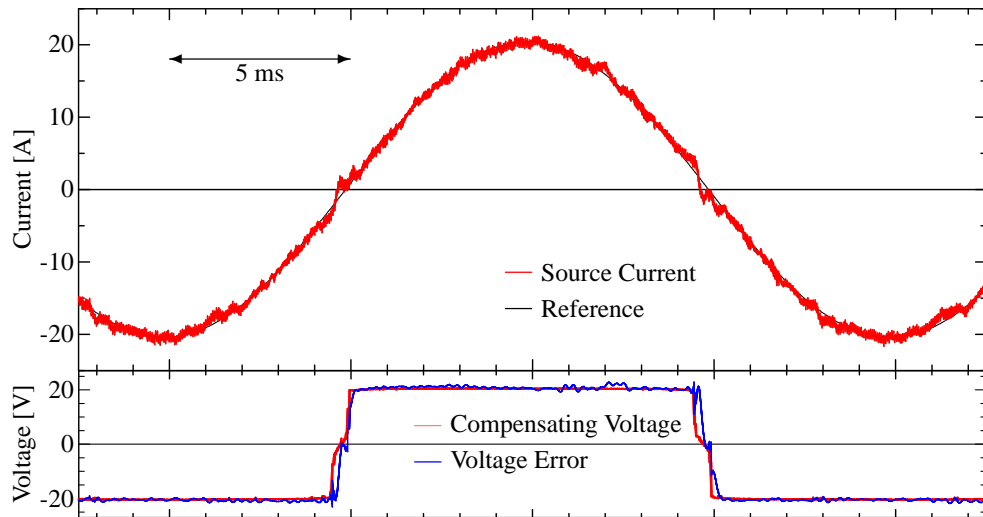
(a) 位相角 $\phi = -90^\circ$ のインダクタ動作(b) 位相角 $\phi = +90^\circ$ のキャパシタ動作

図 5.26: (5.22) 式を用いた解析結果に基づく補償法を適用した場合の電源電流と電圧誤差の実測波形 (力率 $|\cos \phi| = 0$ のとき)

結果に基づく補償法の実験波形である。この場合，図 5.25 の力率 $|\cos \phi| = 1$ および図 5.26 の力率 $|\cos \phi| = 0$ いずれのときも，補償電圧と電圧誤差はよく一致し，ひずみの少ない電源電流波形が得られた。図 5.27 は，(5.27) 式の電流リップル幅から補償電圧を計算する解析結果に基づく補償法の実験結果である。図 5.25–5.26 と同様に，いずれの力率のときも良好な補償特性が得られた。したがって，(5.27) 式を用いて電流リップル幅を求めること

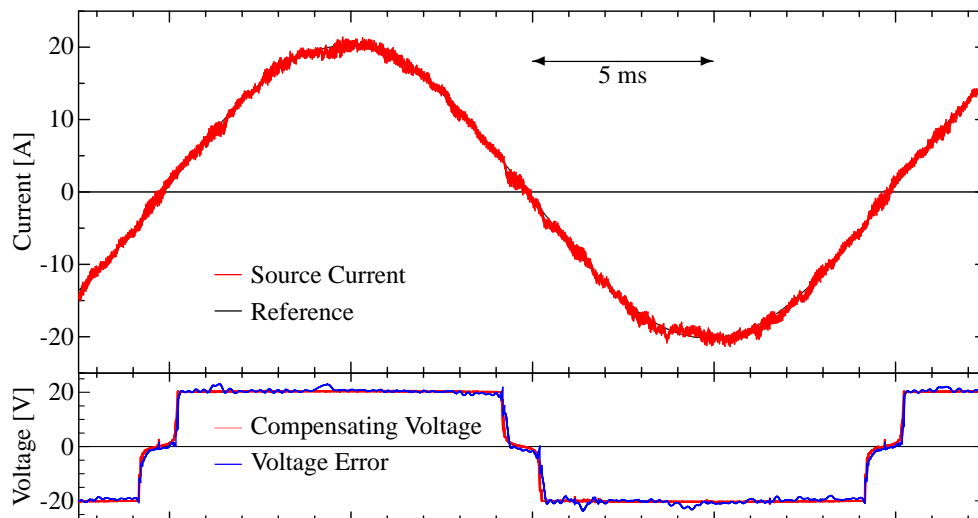
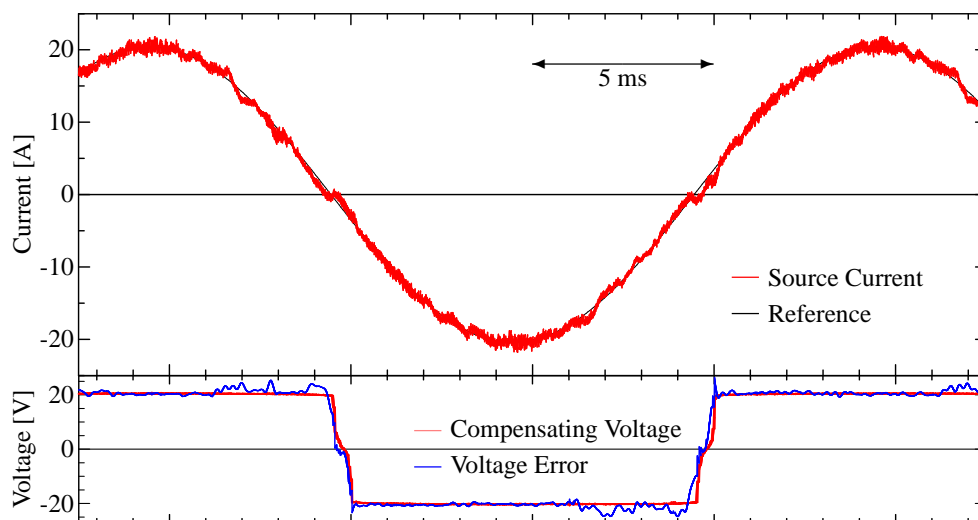
(a) 力率 $|\cos \phi| = 1$ のとき ($\phi = 180^\circ$)(b) 力率 $|\cos \phi| = 0$ のとき ($\phi = +90^\circ$)

図 5.27: (5.27) 式を用いた解析結果に基づく補償法を適用した場合の電源電流と電圧誤差の実測波形

により、オンラインのターンオフ電流推定を行うことなく、十分な補償特性が得られる。

図 5.28 に力率角 ϕ と電源電流に含まれる高調波ひずみ率 (THD) の関係を示す。ただし、力率角 ϕ は電源電圧に対する電源電流の位相角であり、 $\phi = 0^\circ$ 付近では整流器動作、 $\phi = \pm 180^\circ$ 付近ではインバータ動作となる。また、図 2.27 の電流方向に注意すれば、 $\phi < 0^\circ$ はインダクタ動作、 $\phi > 0^\circ$ はキャパシタ動作を意味する。実験では、PI 制御を用

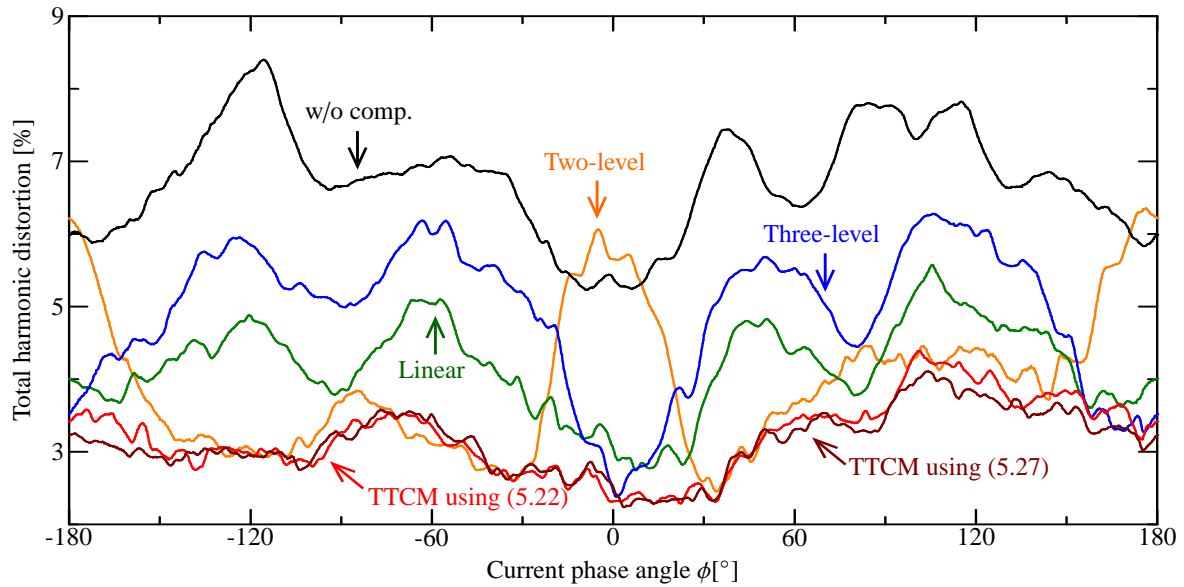


図 5.28: 力率角 ϕ と電源電流に含まれる高調波ひずみ率の関係

いて基本波電流実効値が 14.4 A で一定となるように電流振幅を調整した。

無補償の場合、 $\phi = 0^\circ$ および $\phi = \pm 180^\circ$ の電源電流 THD は 6% 未満であるが、 $\phi = \pm 60^\circ$ 付近では 8% 程度に達する。2 レベル近似補償法の $\phi = 0^\circ, \pm 180^\circ$ における THD は 6% 程度となり、無補償よりも増加した。 $\phi = 0^\circ, \pm 180^\circ$ 付近では、3 レベル近似補償法が最も効果的に高調波を抑制できる。これは、 $\phi = 0^\circ, \pm 180^\circ$ のとき、零電流付近の変換器電流リップル幅が 4 A と比較的大きいためであり、これは 5.1.2.3 節の解析結果とも一致する。一方、その他の位相角では、2 レベル近似補償法の THD は 4.5% 以下であり、優れた補償効果が得られている。図 5.28 では、直線近似補償法と 3 レベル近似補償法の閾値電流 i_{th} を $\phi = 180^\circ$ での電流 THD が最小となるように設定しており、 $\phi = 0^\circ$ および $\pm 180^\circ$ 付近を除いて変換器電流のリップル幅が小さいため、高調波を抑制する効果が小さい。2 レベル近似補償法では、 i_{th} を設定する必要はなく、 $-150^\circ < \phi < -30^\circ$ および $30^\circ < \phi < 150^\circ$ の範囲であれば十分に実用的な補償が可能である。

解析結果に基づく補償法は、(5.22) 式を用いる場合と (5.27) 式を用いる場合のいずれも $\phi = 0^\circ, \pm 180^\circ$ 付近では 3 レベル近似補償法と同等の補償特性を有しており、 $-120^\circ < \phi < -60^\circ$ および $60^\circ < \phi < 120^\circ$ の範囲では 2 レベル近似補償法と同程度の優れた高調波抑制効果が得られた。したがって、解析結果に基づく補償法は、ほぼすべての力率角の範囲で、4 方式の補償法の中で最も高調波電流実効値を小さく抑制できる。解析結果に基づく補償法は、ターンオフ電流または電流リップル幅を推定して補償電圧を演算する

ため、すべての位相角に対して良好な補償特性が得られる。

図 5.29 は、電源に高調波電流を注入した場合の実験波形である。ここでは、電流指令値の周波数を 7 次調波、すなわち 350 Hz の三相平衡正弦波とし、その他の条件は図 5.20–5.27 と同様の設定とした。

図 5.29(a) は、デッドタイムに起因する電圧誤差を補償しない場合の波形である。このとき、電圧誤差の影響により、電源電流実効値は 10 A 程度に低下している。電源電圧の位相によって異なる電圧誤差を生じるため、電源電流波形ひずみは各周期ごとに異なる。

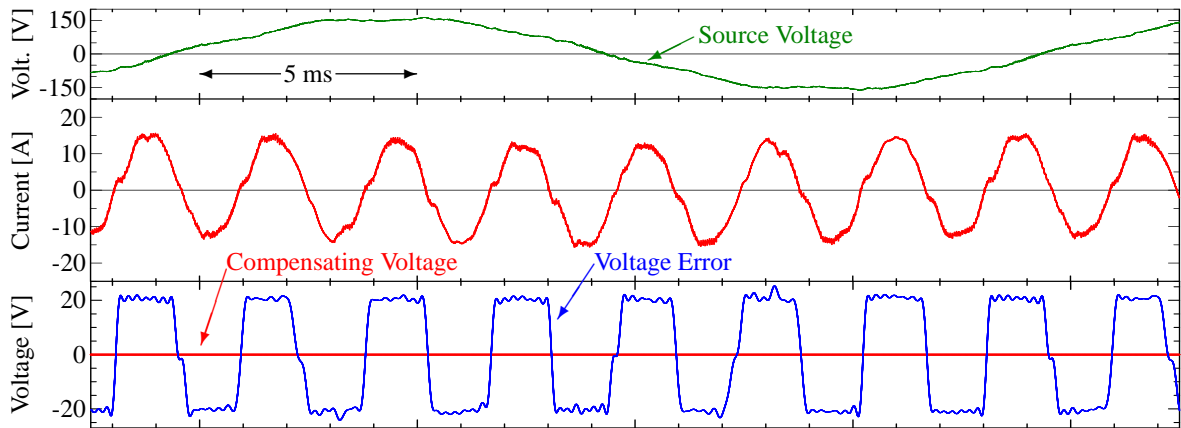
図 5.29(b) は、2 レベル近似補償法を適用した場合の実験波形であり、電源電流の 7 次調波成分の振幅は指令値に一致し、図 5.29(a) と比べてひずみの少ない波形が得られた。しかし、電源電流が零となる付近では、電圧誤差と補償電圧に差があり、電流ひずみを生じている。

図 5.29(c) は、(5.27) 式を用いた解析結果に基づく補償法を適用した場合の実験波形である。電源電流の 7 次調波成分は指令値に追従しており、図 5.29(b) と比較してひずみの少ない波形が得られた。解析結果に基づく補償法は、電源に高調波電流を注入する場合でも正確に電圧誤差を演算して、補償電圧を与えることができる。

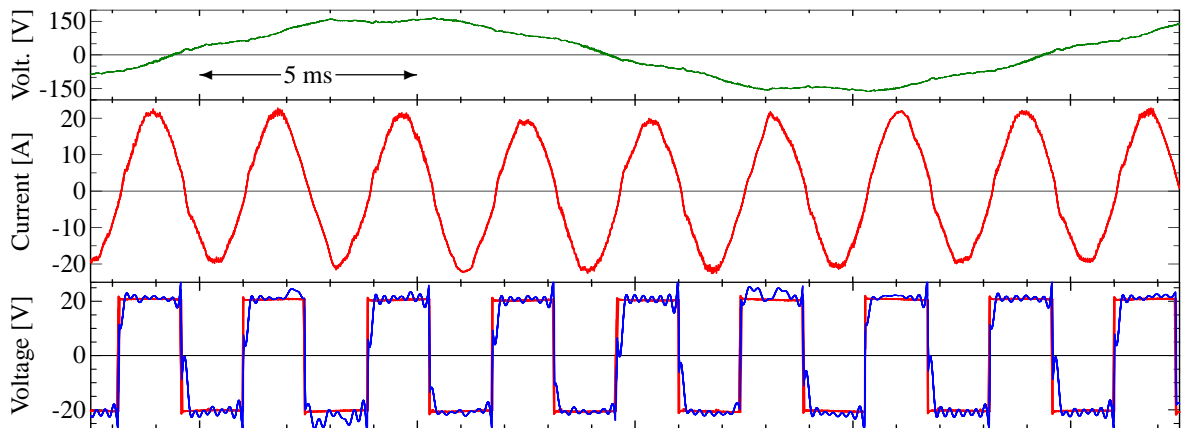
(5.27) 式を用いた解析結果に基づく補償法は、電源電圧を理想的な三相交流と仮定しているが、実際は電圧変動や電圧ひずみを含んでいるため、補償特性の低下が懸念される。しかし、図 5.28 と同様の条件下で、電源電圧を設定値から $\pm 5\%$ 変化した場合、電源電流 THD の増加は 0.5% であった。また、図 5.29(c) では、高調波電流の注入によって電源電圧 THD は 7.2% となっていたが、効果的に電圧誤差を補償できている。したがって、オフライン演算を用いた場合でも、電源電圧の変動や高調波ひずみの影響は実用上問題ないと考えられる。

5.1.5 まとめ

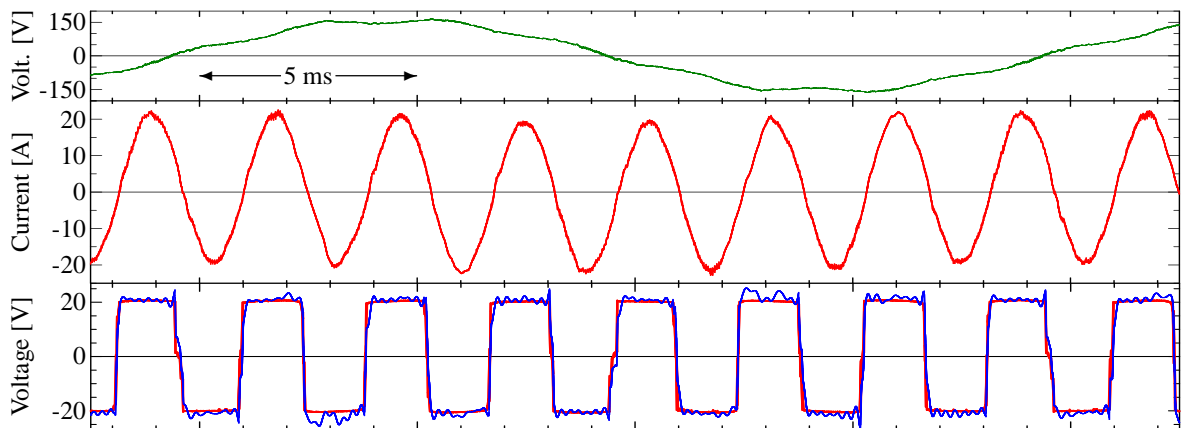
本節では、三相電圧形 PWM 変換器のデッドタイムに起因する電圧誤差を詳細に解析し、種々の補償法について理論と実験の両面から比較・検討を行った。スイッチング素子の出力容量を考慮してデッドタイム期間に現れる変換器電圧から、1 スwitching 周期の平均電圧誤差を理論的に導出し、平均電圧誤差はスイッチング素子がターンオフする際の電流の関数であることを明らかにした。また、三相 PWM 変換器の電流リップルを解析し、各スイッチング素子のターンオフ電流は、変換器電流の同期サンプル値と電圧指令値などを用いた比較的容易な積和演算により算出できることを述べた。特に、系統連系動作の場合、電流リップル幅は電源電圧位相の関数となるため、電源電圧位相からターンオフ電流の



(a) 無補償の場合



(b) 2レベル近似補償法を適用した場合



(c) (5.27)式を用いた解析結果に基づく補償法を適用した場合

図 5.29: 350 Hz の高調波電流を指令値として与えた場合の電源電流と補償電圧・電圧誤差の実測波形

演算が可能である。

変換器に負荷抵抗器を接続し、従来の補償法と解析結果に基づく補償法を適用した場合の電圧 THD を実測し、理論の妥当性を確認した。その結果、従来から用いられている 2 レベル近似補償法や直線近似補償法は電流リップルが比較的小さい場合に適した電圧誤差の近似方法であり、3 レベル近似補償法は電流リップルが大きい場合に電圧誤差をよく近似できる方法であることを定量的に示した。

次に、変換器を系統連系して実験を行った。このとき、電源力率によって、電圧誤差の発生量が変化する。2 レベル近似補償法は、電源力率の低い範囲では良好な補償特性が得られ、無効電力補償装置等への応用では十分な効果が期待できる。直線近似補償法および 3 レベル近似補償法は、電源力率が低い範囲でも効果的であるが、閾値電流を適切に設定する必要がある。一方、解析結果に基づく補償法は、すべての力率で高調波電流を低減でき、従来の近似補償法と比較して最も優れた補償効果を示した。したがって、解析結果に基づく補償法は、電源力率が変化する用途や高調波電流が流れるアクティブフィルタに対しても適した制御法である。

5.2 負荷電流推定を用いた電源電流検出方式

本節では、電源電流検出方式のアクティブフィルタの過渡応答の高速化を行う。従来の電源電流検出方式は、電源電流高調波を良好に抑制できる一方、安定性の問題から負荷電流検出方式と比較して過渡応答が遅かった。これに対して、負荷電流を検出する代わりに、電源電流と変換器電流から負荷電流を推定して高調波の補償に用いる制御法を提案する。提案法は、従来の負荷電流検出方式と同等の過渡特性を持ちながら、定常状態では電源電流の高調波を検出・補償することができるため、従来の電源電流検出方式と同等の定常特性となることを実験によって確認する。

5.2.1 従来の高調波検出法とその問題点

5.2.1.1 負荷電流検出方式

図 5.30 に負荷電流検出方式の制御ブロック線図を、図 5.31 に繰返し制御器のブロック線図を示す。ただし、 $G_{RC}(z)$ は、繰返し制御器の伝達関数、 K_{RC} は繰返し制御ゲイン、 $G_{RF}(z)$ は繰返し関数であり、 N は電源 1 周期あたりのサンプリング回数、 $N = T_S/T_{\text{smp}}$ を表す。ここでは、負荷電流 i_L を検出し、高調波成分 i_{Lh} を抽出する。これと逆位相の高調波補償電流 $i_C^* = -i_{Lh}$ に直流コンデンサ電圧制御のための基本波電流 i_{fp} を重畳し、変換器

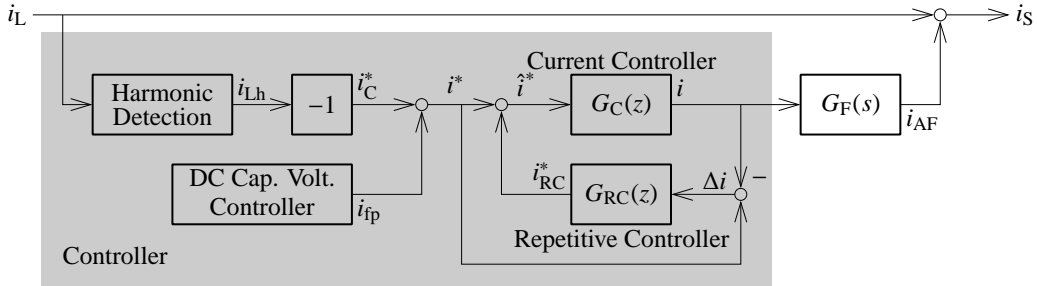


図 5.30: 負荷電流検出方式を適用したアクティブフィルタの制御ブロック線図

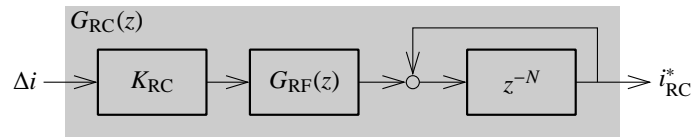


図 5.31: 離散時間表現を用いた繰り返し制御器 G_{RC} の制御ブロック線図

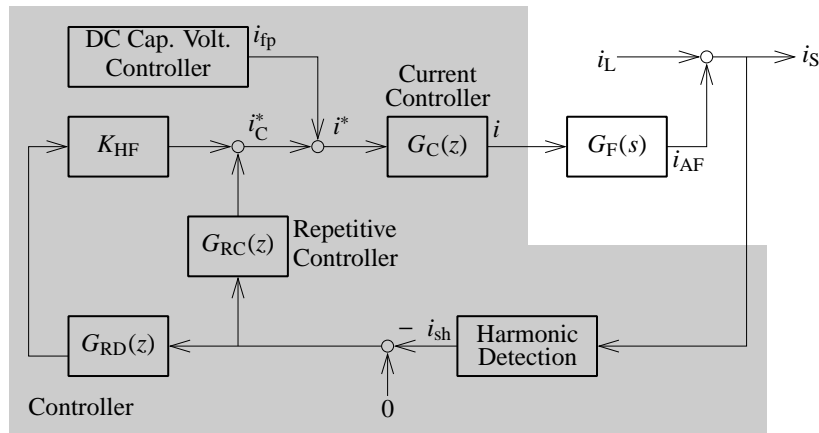


図 5.32: 従来の電源電流検出方式を適用したアクティブフィルタの制御ブロック線図

電流指令値 i^* をとして与える。また、図 5.31 の繰り返し制御器は、変換器電流 i とその指令値 i^* を比較し、両者が一致するように補正量 i_{RC}^* を演算する。

このとき、定常状態の電源電流高調波は、

$$i_{sh}(z) = i_{Lh}(z) + G_F i_h(z) = (1 - G_F) i_{Lh}(z) \tag{5.30}$$

となり、残留高調波はリプルフィルタの伝達関数 G_F の特性に依存する。

5.2.1.2 電源電流検出方式

図 5.32 に従来の電源電流検出方式の制御ブロック線図を示す。ただし、 G_{RD} は共振抑制と安定性改善のために追加した伝達関数、 K_{HF} は高調波電流フィードバックの制御ゲインである。電源電流検出方式は、電源電流 i_S を検出して高調波成分を抽出し、これを抑制するように変換器電流指令値 i^* を操作するフィードバック補償である。

繰返し制御器 G_{RC} を適用したときの閉ループ伝達関数の周波数特性は

$$\frac{i_{Sh}(\omega)}{i_{Lh}(\omega)} = \frac{1}{(1 + K_{HF}G_{RD}G_C G_F) + G_C G_F K_{RC} G_{RF} \frac{e^{-j\omega T_S}}{1 - e^{-j\omega T_S}}} \quad (5.31)$$

であるので、 n 次高調波成分に対して、 $i_{Sh}(n\omega_S) = 0$ となる。また、 G_{RF} が理想的な $G_C G_F$ の逆関数とすると、

$$\frac{i_{Sh}(z)}{i_{Lh}(z)} = \frac{1}{1 + K_{HF}G_C G_F + K_{RC} \frac{z^{-N}}{1 - z^{-N}}} = \frac{\frac{1}{1 + K_{HF}G_{RD}G_C G_F}}{1 + \frac{K_{RC}}{1 + K_{HF}G_{RD}G_C G_F} \frac{z^{-N}}{1 - z^{-N}}} \quad (5.32)$$

であるから、繰返し制御はおおよそ $\tau = \frac{1 + K_{HF}G_{RD}G_C G_F}{K_{RC}} NT_{\text{smp}}$ の時定数で応答する。

従来の電源電流検出方式は、定常状態において高精度な高調波補償特性を持つ。しかし、負荷急変直後の電源電流高調波の初期値と収束までの時定数がトレードオフの関係となるため、過渡応答が非常に遅い。

5.2.2 新しい電源電流検出方式

図 5.33 に提案する新しい電源電流検出方式の制御ブロック線図を示す。提案法では、従来の電源電流検出方式と同様に電源電流 i_S と変換器電流 i を検出し、負荷電流を推定する。これにより、図 5.30 の負荷電流検出方式と同様にフィードフォワード制御を用いて高調波を補償する。このため、負荷電流検出方式と同程度の高速な過渡応答が期待できる。一方、電源電流から残留高調波を検出でき、繰返し制御によって残留高調波を抑制する。したがって、定常状態では図 5.32 の電源電流検出方式と同等の高調波抑制効果が実現できる。

5.2.3 実験検証

図 5.34 は、負荷電流推定を行う新しい電源電流検出方式を適用した場合の実験波形および電源電流スペクトルである。図 5.34(a) の \bar{i} は、変換器電流 i に $50 \mu\text{s}$ の移動平均フィ

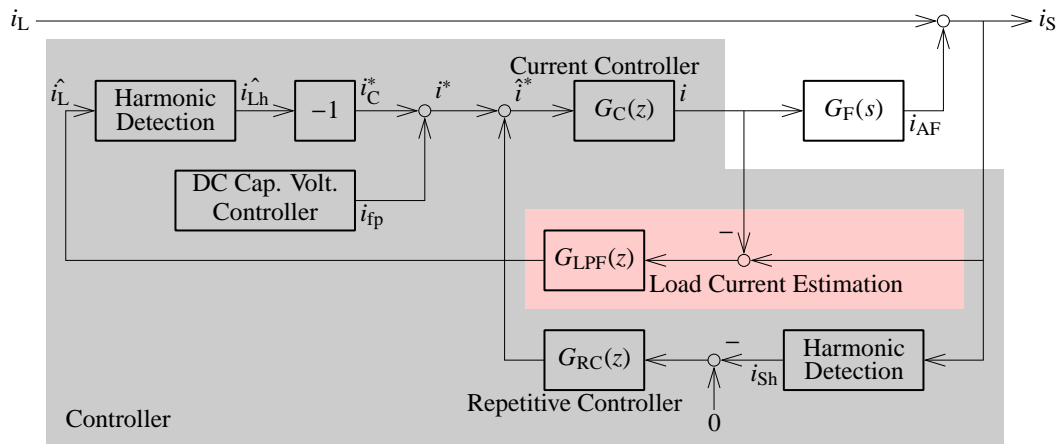


図 5.33: 負荷電流推定を用いた新しい電源電流検出方式を適用したアクティブフィルタの制御ブロック線図

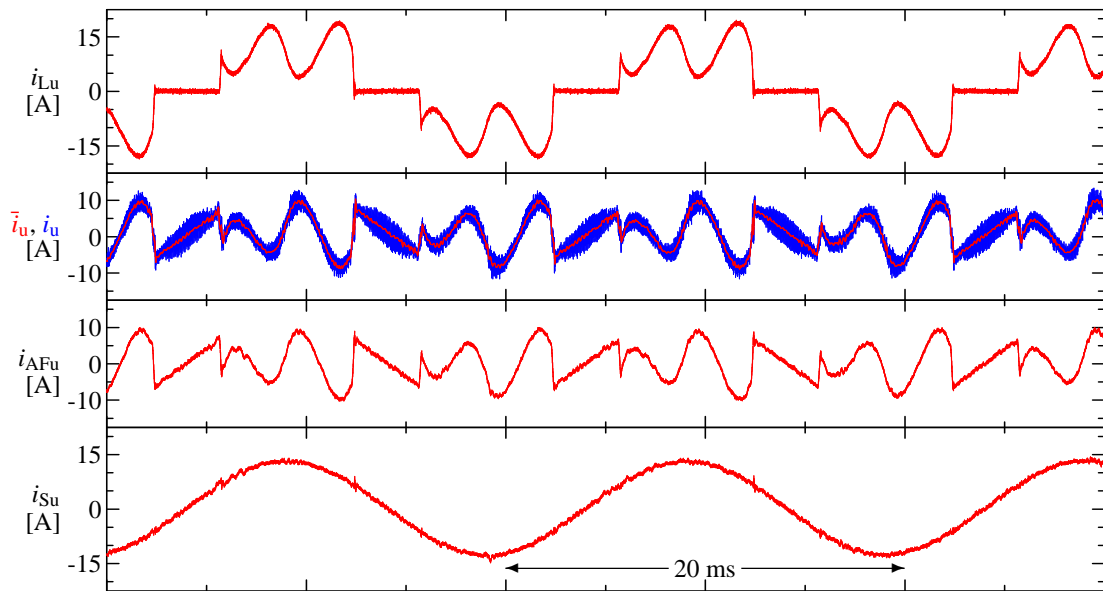
ルタを適用した波形であり，スイッチングリップル等の 20 kHz 以上の成分が除去されている。図 5.34(b) の電源電流は，良好な正弦波波形となっており，振動成分を含んでいない。

図 5.35 に，提案方式を適用した場合の負荷急変時の過渡実験結果を示す。負荷の高調波発生源として，三相ダイオード整流器を使用し，直流側には 5 kW の負荷抵抗器を半導体スイッチを介して接続した。実験では， $t = 0 \text{ s}$ において半導体スイッチを投入することにより，負荷を急変し，繰返し制御のゲインは $K_{RC} = 0.1$ と高めに設定した。

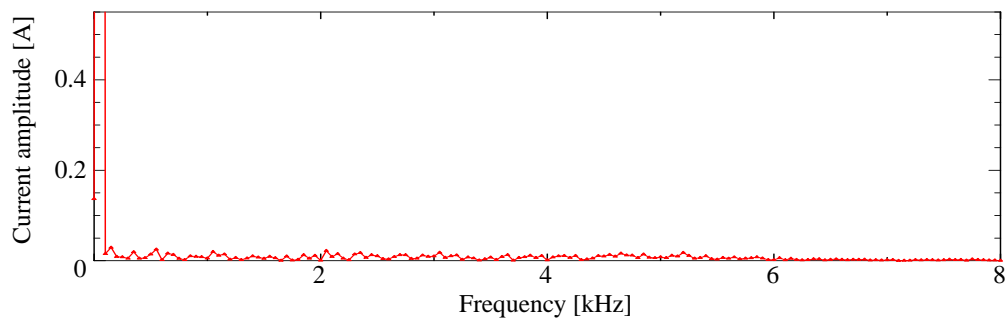
負荷投入直後から補償電流が増加しており，電源電流の高調波成分が抑制されている。その後，残留した高調波成分は繰返し制御によって約 1 s 後には零となっている。したがって，提案方式は従来の負荷電流検出方式と同様の優れた過渡応答を実現できる。

5.2.4 まとめ

本節では，高次のスイッチングリップルフィルタをもつ電力用アクティブフィルタに適した新しい電源電流検出方式を提案した。提案法は，負荷電流を推定することにより，従来の負荷電流検出方式と同様なフィードフォワード補償が可能となり，主要な低次高調波電流を補償できる。また，提案法はフィードフォワード補償で電源電流に残留する高調波成分を繰返し制御によって抑制する。そのため，高次のスイッチングリップルフィルタを適用した場合でも，定常状態の電源電流高調波を効果的に抑制できる。したがって，新しい電源電流検出方式は，高次のスイッチングリップルフィルタを適用した場合でも追加センサなしで，負荷急変直後の過渡的な補償特性と定常状態の補償特性の双方を満たすことがで

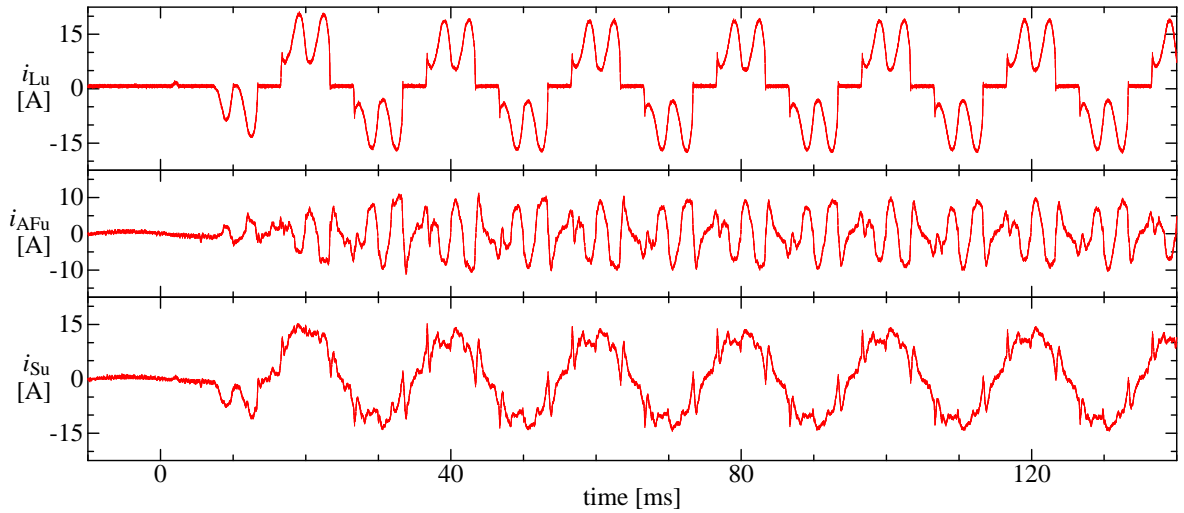


(a) 定常状態における実験波形



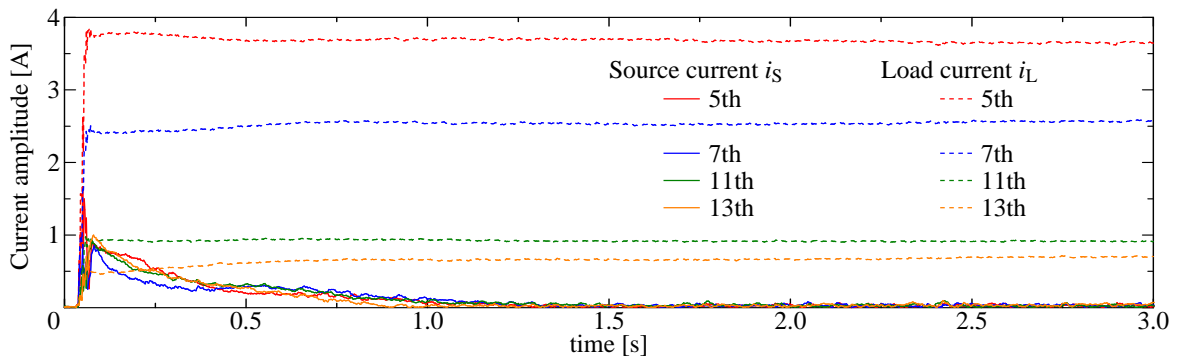
(b) 電源電流の周波数スペクトル

図 5.34: 負荷電流を推定する新しい電源電流検出方式を適用した場合の定常状態の実験結果



(a) 負荷急変に伴う過渡実験波形

5th



(b) 各次高調波電流実効値の負荷急変に伴う過渡変化

図 5.35: 負荷電流推定を用いた電源電流検出方式を適用した場合の負荷急変の過渡実験結果

きる。

実験検証では、提案した新しい電源電流検出法の補償特性について、過渡状態と定常状態の双方について比較した。本節で提案した新しい電源電流検出方式は、負荷変動直後に従来の負荷電流検出方式と同程度に高速な高調波補償が可能であり、定常状態でも従来の電源電流検出方式と同程度に電源電流の残留高調波を十分抑制できる。したがって、提案法の高調波補償特性は、過渡応答性能と定常特性の両方を満足することができる。

5.3 本章のまとめ

本章では、LCLC フィルタを適用したアクティブフィルタの制御特性向上を行った。まず、回路パラメータ等を用いて、電圧形 PWM 変換器の出力電圧誤差を高精度に補償する制御法を提案し、変換器の力率や高調波補償等の動作条件によらず、良好な補償特性を得られることを確認した。次に、負荷電流推定を用いた新しい電源電流検出方式を提案し、負荷急変直後は従来の負荷電流検出方式と同程度に高速な応答が可能であり、定常状態は従来の電源電流検出方式と同程度の高調波補償特性を持つことを実験により確認した。これにより、制御特性を低下することなく、小容量のインダクタを持つ高次フィルタをスイッチングリップルフィルタとして適用可能である。

第6章

結論

6.1 本研究の成果

近年、省エネルギー化への要求と半導体デバイスの高性能化・低価格化に伴い、産業・電力用途の大容量のものから家電等の小容量のものまで、半導体電力変換器が導入され、広く普及している。この中で、安価・堅牢であるという理由から、ダイオードブリッジを用いた回路構成が多く採用されているが、高調波を多く含むひずんだ電源波形となる。電源に高調波電流が流出すると、並列接続された他の機器に障害を引き起こすため、これを抑制する必要がある。アクティブフィルタは、高調波を吸収することにより、電源に流出する高調波電流を抑制する高調波補償装置であり、PWM整流器と比較して小型・低損失・低価格という特長を持つ。

本研究では、小容量の受動素子を適用したアクティブフィルタの動作特性について検討・改善を行った。アクティブフィルタの直流コンデンサとして小容量のフィルムコンデンサを、スイッチングリップルフィルタとして小容量のインダクタを持つ高次フィルタを適用した場合であっても、電源や負荷が三相平衡かつ定常状態のみを考えれば高調波補償を行うことができる。しかし、従来の大きな受動素子を適用した場合と比較して、アクティブフィルタの運転継続性能と高調波補償特性が低下する。これに対して、回路構成の変更およびセンサ等を追加することなく、従来と同等の性能を実現するためには、次のような課題があった。

- 負荷の変動に伴う直流コンデンサ電圧変動が大きくなり、過電圧停止や深刻な電圧低下を生じる。
- 電源や負荷に不平衡があると、3次高調波電流の補償に伴って直流コンデンサの電圧脈動が増加するため、定常状態においても過電圧停止や深刻な電圧低下を生じる。

- フィルタのインピーダンスが小さいため、電圧誤差等によって生じる電流ひずみが大きくなり、電流制御の外乱となる。
- フィルタキャパシタに流入する電流が存在するため、補償電流を直接制御することができず、高調波補償特性が低下する。

これらの課題に対して本研究では、次の3点を目的としてアクティブフィルタの動作解析を行い、これに基づいた検討と新しい制御法の提案を行った。

- 負荷変動に伴う三相アクティブフィルタの直流コンデンサ電圧変動の抑制
 - 電圧変動の主要因である高調波検出法に着目して負荷急変時の過渡解析を行い、直流コンデンサに流入または流出するエネルギーを抑制する k -step 補償器を用いた高調波検出法を提案した。
 - 直流コンデンサ電圧フィードバック制御について、高調波補償動作を考慮した解析を行った。直流コンデンサのエネルギー脈動を演算し、電圧フィードバック制御の指令値として適用することによって、高調波補償特性を低下することなく広い制御バンド幅を実現できるコンデンサ電圧制御法を提案した。

これらの制御法によって、負荷が急変した場合においても、直流コンデンサ容量の小さいアクティブフィルタが、過電圧停止や深刻な電圧低下を生じることなく、高調波補償を継続できる。

- 電源や負荷が三相不平衡時に生じる高調波の補償と直流コンデンサ電圧脈動の抑制
 - 負荷変動に伴う直流コンデンサ電圧変動について、繰り返し制御器を適用した場合の過渡解析を行った。これに基づいて、過渡的な電圧変動を抑制しながら、定常状態において全ての高調波を補償するために、7-step 補償器を用いた高調波検出器に加えて、2-step 補償器を用いた高調波検出器と繰り返し制御器を併用する制御法を提案した。
 - 補償電流の各周波数成分と直流コンデンサ電圧脈動の関係について解析を行った。これに基づいて、3次高調波補償電流に起因した電源の2倍周波数のコンデンサ電圧脈動を抑制するために、3次高調波補償電流にあわせて基本波逆相電流を注入する制御法を提案した。

これらの制御法により、不平衡時の高調波電流を補償した場合でも、直流コンデンサ電圧脈動を三相平衡時と同程度に低減する。

- インダクタンスを低減した高次のスイッチングリップルフィルタ持つアクティブフィルタの制御特性の向上
 - デッドタイムに起因した変換器の出力電圧誤差を解析し、変換器の電圧指令値や

回路パラメータを用いて変換器の出力電圧誤差を演算する方法を明らかにした。演算した出力電圧誤差を補償電圧としてそのまま適用する電圧誤差補償法を提案した。

- 高次フィルタをもつアクティブフィルタの高調波補償特性を解析し、高調波検出点による特性の差異を明らかにする。電源電流と変換器電流から負荷電流を推定することにより、良好な定常特性と高速な過渡応答を得られる新しい電源電流検出方式を提案した。

これによって、高次のスイッチングリップフィルタを適用しない場合と同程度の制御特性を得ることができる。

以上の点について、本研究によって得られた成果を各章ごとに示す。

第3章 直流コンデンサ電圧変動の抑制法

負荷の急変に伴うアクティブフィルタの直流コンデンサ電圧変動を抑制する制御法を提案し、その効果を実験により確認した。まず、7-step 補償器を用いた高調波検出法を提案し、負荷急変時に直流コンデンサに流入・流出する電力を $1/144$ に抑制した。その結果、実験検証において、直流コンデンサ容量を $1/7$ 以下に低減しても、電圧変動を従来法の $1/4$ に抑制できた。

次に、直流コンデンサ電圧の原理的な脈動を考慮した制御法を提案し、直流コンデンサ電圧フィードバック制御とアクティブフィルタの高調波補償特性のトレードオフ関係を解消した。これにより、高調波補償特性を低下することなく、電源周波数の6倍を超える 2000 rad/s の制御バンド幅をもつ直流コンデンサ電圧制御を実現できることを実験により確認した。

その結果、小容量の直流コンデンサを持つアクティブフィルタが、負荷変動の影響を受けることなく、直流コンデンサ電圧の平均値を一定に制御できた。これにより、アクティブフィルタが負荷急変によって過電圧停止や深刻な電圧低下を生じることなく運転継続できることを明らかにした。

第4章 三相不平衡時の直流コンデンサ電圧脈動とその抑制法

電源や負荷が三相不平衡時に生じる高調波電流を補償した場合に、直流コンデンサ電圧の変動を抑制する制御法を提案し、その効果を実験により確認した。まず、負荷急変時の電圧変動抑制には、7-step 補償器を用いた高調波検出器を、定常状態における非理論高調波の補償には、2-step 補償器を用いた高調波検出器と繰り返し制御を併用することによって、定常状態においてすべての高調波を補償しながら、負荷変動時の電圧変動抑制を実現できた。

次に、基本波逆相電流を補償電流として注入することにより、3次高調波電流の補償に起因する電源の2倍周波数の直流コンデンサ電圧脈動を零とする制御法を提案した。その結果、不平衡条件下においても、提案法により、直流コンデンサの電圧脈動が三相平衡時と同程度まで抑制できることを実験によって確認した。

その結果、直流コンデンサを低減したアクティブフィルタが、三相不平衡時においても、過電圧や電圧低下を引き起こすことなくすべての高調波を補償できるようになった。

第5章 高次のスイッチングリップフィルタに適した制御法

スイッチングリップフィルタとしてLCLCフィルタを適用したアクティブフィルタの制御特性向上を行った。まず、回路パラメータ等を用いて、電圧形PWM変換器の出力電圧誤差を高精度に補償する制御法を提案し、変換器の力率や高調波補償等の動作条件によらず、良好な電圧誤差補償特性を得られることを確認した。

次に、負荷電流推定を用いた新しい電源電流検出方式を提案した。提案法は、負荷急変直後には従来の負荷電流検出方式と同程度の高速な応答が可能であり、定常状態では従来の電源電流検出方式と同程度の高調波補償特性を得られることを実験により確認した。

この結果により、小容量のインダクタを持つ高次のスイッチングリップフィルタをアクティブフィルタに適用した場合でも、センサ等を追加することなく、高次フィルタを適用しない場合と同程度の高調波補償特性を得られることを明らかにした。

図6.1に、本研究において達成したアクティブフィルタの直流コンデンサ容量と負荷急変時の電圧変動の関係を示す。本研究において提案した制御法をアクティブフィルタに適用し、第2.3.1節において設計した静電容量の直流コンデンサを用いて実験を行った。その結果、静電容量を従来の1/11に低減しても負荷急変時の電圧変動を1/10以下に抑制できた。これにより、高調波補償特性を低下することなく、直流コンデンサとして小容量のフィルムコンデンサを適用することができるため、従来の電解コンデンサと比較して長寿命化できるのと同時に体積を40%小型化できる。また、本研究の成果により、三相平衡かつ定常状態の直流コンデンサ電圧脈動のみを考慮すれば、直流コンデンサの静電容量を設計できるようになった。

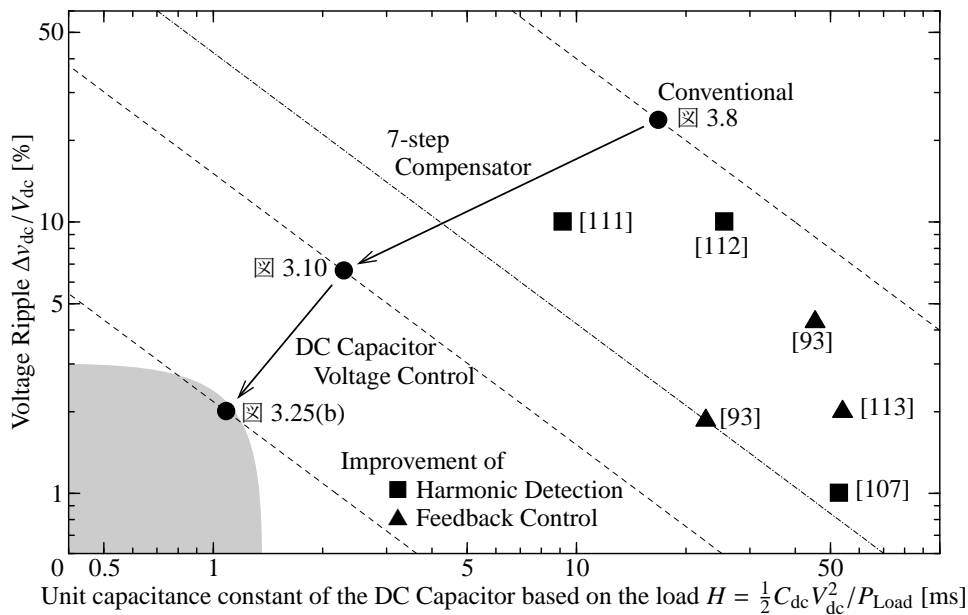


図 6.1: 本研究において達成したアクティブフィルタの直流コンデンサ容量と負荷急変時の電圧変動の関係

6.2 今後の展望

本研究では、小容量の受動素子を適用した三相アクティブフィルタの制御法を提案し、センサ等の追加や回路構成を変更することなく、容量の大きい受動素子を適用した従来のアクティブフィルタと同程度の運転継続性能および制御特性を実現した。本研究において提案した制御法の効果は、半導体素子・受動素子・センサ等の性能によって得られたものではなく、制御法そのものの性能向上によって得られたものである。すなわち、将来的に、半導体素子や受動素子の特性・性能が向上した場合においても、本研究の制御法は適用可能であり、その効果を得ることができる。

また、本研究において提案した制御法は、変換器の動作解析に基づいた制御法であるため、アクティブフィルタ以外の回路に対しても応用が可能であると考えられる。たとえば、第3章の直流コンデンサ電圧制御法は、回路の動作に伴って、原理的に直流コンデンサ電圧が脈動する単相 PWM 整流回路や直流コンデンサ電圧を周期的に変化させる一相 PWM 制御を適用した変換器等への応用できる。第5章の電圧誤差補償法は、系統連系インバータ・無効電力補償装置・高調波補償装置など、様々な動作状態の系統連系変換器のみならず、モータドライブ用のインバータなど、様々な電圧形 2 レベル PWM 変換器へ

適用が可能である。同時に、従来の電圧誤差補償法の適切な動作範囲を変換器の用途ごとに明二にらかにしたことによって、既に流通している変換器に対しても制御プログラムを更新すれば、演算量をほとんど増加させることなく効果的な電圧誤差補償が可能となる。このように、本研究において提案した制御法は、様々な回路に対して、広く応用が可能である。

謝辞

本研究を遂行するにあたり、日頃から論文執筆や学会発表など、きめ細やかにご指導いただきました指導教員の藤田 英明 准教授に心より御礼申し上げます。学内外の様々な業務でご多忙であるにもかかわらず、私を含めた学生との雑談から研究・技術指導に至るまで、多くの時間を割いて下さる教育者としての姿に深く感銘を受けました。大学院 5 年間の研究生活において、藤田先生の研究者・技術者としての鋭い着眼点を目にできたことが、私自身が研究者・技術者として成長する糧になっていると感じております。特に、雑談の中であっても、普通であれば気づかないような鋭い切り口を見せて下さり、常に新たな発見の連続でした。このような鋭さを今後の人生の中で培って行けるように努力したいと思います。

赤木 泰文 教授には、最前線で長きにわたって研究していらした経験に裏打ちされた貴重なご意見を、研究輪講などで賜りましたことを御礼申し上げます。2000 年以前の研究動向など、後から論文等を読んでも見落としがちな視点を提供して頂きました。また、赤木先生の研究に対する強い姿勢や考え、学生を指導する姿が印象深く、大学教員がもつ研究者と教育者の二面性の両立の重要性を認識することができました。萩原 誠 准教授には、研究室生活においてお世話になりましたことを御礼申し上げます。あまり関わる機会は多くありませんでしたが、日々の大学教職員としての姿は、非常に多くのことを教えてくださいました。

学部時代から講義や学生実験等でお世話になりました安岡 康一 教授、千葉 明 教授、竹内 希 准教授をはじめとして、電力グループの七原 俊也 教授、葛本 昌樹 連携教授、堀口 剛司 連携准教授、中出 雅彦 連携教授には、論文発表会を通して貴重な御意見を賜りましたことを厚く御礼申し上げます。他分野の研究者からの視点や、企業における研究者の立場など、様々な物の見方を教えていただきました。また、既に退官・転任された西村 正元・連携教授、渡邊 朝紀 元・特任教授、高橋 宏治 元・准教授(現・職業能力開発総合大学校 教授)にも、在任中お世話になりましたこと御礼申し上げます。

名古屋工業大学 竹下 隆晴 教授には、大変ご多忙の中、博士論文に対して有益なご指摘を頂きましたこと、心より御礼申し上げます。竹下先生には、論文の学外審査員としてだけでなく、かねてより、国内会議などで発表した際にも多くのご意見を賜りました。

同じ研究グループにおいて、最も身近な先輩であった川村 弥 氏(現・東芝三菱電機産業システム)には、研究に関するご指南・ご指摘を頂いたほか、日々の研究室生活でも数

多くの趣味の雑談に付き合ってくださいましたこと、心より御礼申し上げます。特に、学会出張を共にする機会も多く、学外においても数々のお気遣い頂きましたこと感謝いたします。また、太田 ジョン 豊 氏には、研究議論のほか、他愛のない雑談にも付き合ってくださいましたこと、御礼申し上げます。同じ研究グループの同期である岡崎 佑平 氏、Paul Sochor 氏とは、研究発表など数多くの節目において苦楽を共にし、研究室生活を支えてくれたことに感謝申し上げます。また、社会人博士という立場上、会社との両立で多忙であるにもかかわらず、技術的な話題から趣味や社会情勢に至るまで、日ごろから多くの情報を共有して頂いた、同じ研究グループの藤田 稔之 氏に御礼申し上げます。さらに、研究分野の少し離れた会社に所属する者の視点を教えて下さいました、椋木 康滋 氏に深く感謝いたします。

研究室の後輩である米田 昇平 氏には、4年半にわたって共に議論を交わし、個人的な相談事に対しても一般人の感覚での確かな助言を賜りましたこと、ここに深く感謝申し上げます。また、学外におけるボランティア活動においても常に陰から支えて頂きましたことに重ねて御礼申し上げます。研究対象とする回路構成が近い高木 一斗 氏には、日ごろから熱心に議論をして頂いただけでなく、学部時代にも同じ嶋田研に所属していたという縁から、学内外問わず様々な場面で研究活動・人的交流に助力いただき、感謝申し上げます。研究対象の近い山口 大輝 氏には、日々の熱心な研究議論、技術に関する情報交換や取り留めも無い雑談のほか、円滑に研究を進めるための環境づくりなど、研究室運営に欠かせないバックアップについても尽力していただいたこと感謝申し上げます。また、私が研究等に行き詰って手持無沙汰になった際には、様々な刺激を賜りましたことに厚く御礼申し上げます。深澤 一誠 氏には、本研究を遂行する上で必要不可欠な議論および実験において、多大なる助力を賜りましたこと、感謝いたします。Hadi Setiadi 氏、Cristian Andres GARCES GUAJARDO 氏をはじめ、ともに議論を交わした多くの後輩の諸氏に感謝致します。

研究室 OB である長谷川 一徳 元・特任助教(現・九州工業大学 助教)には、在任中に発表練習等で大変お世話になり、現職へ異動後も学会等でお会いした際には、研究の進め方、研究者としての心構え、進路など、数々の助言を賜りましたこと、心より御礼申し上げます。

日々の研究を円滑に行うために、煩雑な事務処理の多くを引き受けて頂いたほか、研究の合間の世間話に付き合ってくださいました研究室秘書の遠山 佳代子 氏並びに井上 華枝 氏と元秘書の水村 直美 氏に厚く御礼申し上げます。加えて、研究室移転当初から長きにわたり、研究室の明るい雰囲気づくりにご協力いただきつつ、他研究室の学生ながら常に気にかけて頂いた山田・宮島研 秘書 古川 公子 氏に御礼申し上げます。

学部時代に卒業研究でお世話になりました，東京工業大学 原子炉工学研究所 嶋田・飯尾研究室の先生方と諸先輩方には，研究をスタートするにあたっての心構えや研究のいろはを教えていただいたことに厚く御礼申し上げます。当時の指導教員であった嶋田 隆一元・卓越教授(現・筑波大学 特命教授)からは膨大な数のアイディアとともに研究の楽しさを教えて頂きました。また，磯部 高範 元・特任助教(現・筑波大学 准教授)や明治大学 野村 新一 准教授には，研究指導のみならず，研究室生活や趣味の面でも大変お世話になりました。卒業後も，学会等でお会いする度に良くしていただくと共に，博士課程進学を決めるきっかけとなった嶋田・飯尾研関係者の方々に重ねて御礼申し上げます。

学外のボランティア活動として参加していたパワーエレクトロニクス分野を専攻する博士学生の団体 **Ph.D. Candidates of Power Electronics in Japan (PPEJ)** の設立にご尽力いただいた服部 文哉 氏(現・奈良工業高等専門学校 特命助教)，並びに組織の安定化にご尽力いただいた小原 秀嶺 氏(現・横浜国立大学 助教)には，学外で広く活動するきっかけを作っていただくことに心より御礼申し上げます。また，**PPEJ** の前代表 高橋 広樹 氏(現・安川電機)並びに，共に **PPEJ** の運営に携わっていた諸氏に深く感謝いたします。さらに，組織発足当初から **PPEJ** の世話役として，電気学会との交渉など，組織活動にご尽力賜りました千葉工業大学 西田 保幸 教授に厚く御礼申し上げます。

突然の依頼であったにもかかわらず，3 か月間の海外研修を快諾して頂き，滞在期間中に手厚いご指導を賜りましたイタリア **University of Padova** の **Paolo Mattavelli** 教授に心より御礼申し上げます。また，滞在中の研究に有益な助言を頂きました **Tommaso Caldognetto** 氏並びに，慣れない海外生活を支えて頂いた **Stefano Marconi** 氏，**Francesco Bez** 氏，**Francesco Cavazzana** 氏，同時期に滞在していた **Zhen Xin** 氏，**Hildo Guillard Junior** 氏に深く感謝いたします。

最後に，日々の生活を支えてくださった両親に感謝いたします。

参考文献

- [1] 斎藤涼夫, 小西博雄, 加我敦: 「パワーエレクトロニクス装置における発展形態と今後の課題」, 電気学会論文誌A (基礎・材料・共通部門誌), vol. 124, no. 8, pp. 653–660, (2004)
S Saito, H. Konishi, A. Kaga, “Growth Patterns and Tasks of Power Electronics Apparatuses,” *IEEJ Transactions on Fundamentals and Materials*, vol. 124, no. 8, pp. 653–660, 2004.
- [2] 佐藤則明: 「I. パワエレクトロニクスの現状と動向」, 電気學會雑誌, vol. 98, no. 5, pp. 376–380, (1978)
- [3] 植田明照: 「VI. 産業とパワーエレクトロニクス」, 電気學會雑誌, vol. 112, no. 9, pp. 712–714, (1992)
- [4] 森春元, 沢邦彦: 「進歩するパワートランジスタとその静止電力変換装置への応用」, 富士電気技報 富士時報, vol. 51, no. 6, pp. 279–281, (1978)
H. Mori, K. Sawa, “Progressing Power Transistors and its Applications to Electronic-Power-Convertors,” *Fuji Electric Journal*, vol. 51, no. 6, pp. 279–281, 1978.
- [5] 松田靖夫, 恩田謙一, 国貞秀明, 石橋耀: 「ゲートターンオフサイリスタを用いたインバータとその応用」, 日立評論, vol. 60, no. 6, pp. 29–34, (1978)
Y. Matsuda, K. Onda, H. Kunisada, A. Ishibashi “New Inverter Employing GTO Thyristor and Its Application,” *Hitachi Review*, vol. 60, no. 6, pp. 29–34, 1978.
- [6] 多田隈進, 大橋弘通: 「インバータ技術の現状と将来」, 電気學會雑誌, vol. 105, no. 6, pp. 533–540, (1985)
- [7] Applying IGBTs, Application Note 5SYA 2053-04,
[Online] <http://www.abb.com/abblibrary/downloadcenter/?View=Result>
- [8] STMicroelectronics STE145N65M5 データシート,
[Online] <http://www.st.com/resource/en/datasheet/ste145n65m5.pdf>
- [9] IXYS IXGK320N60A3 データシート, [Online]
<http://ixapps.ixys.com/DataSheet/DS99583D%28IXGK-GX320N60A3%29.pdf>
- [10] 餅川宏, 小山建夫: 「小型・低損失インバータを実現する新回路技術」, 東芝レビュー, vol. 61, no. 1, pp. 32–35, (2006)
H. Mochikawa, T. Koyama, “Innovative Circuit Technology for More Compact and

- Effective Inverters,” *TOSHIBA REVIEW*, vol. 61, no. 1, pp. 32–35, 2006.
- [11] European Commission, “Silicon Carbide Power Technology for Energy Efficient Devices,” Project ID: 604057, From 2014-01-01 to 2017-12-31. [Online] http://cordis.europa.eu/project/rcn/111073_en.pdf
- [12] NEDO: 「低炭素社会を実現する次世代パワーエレクトロニクスプロジェクト (次世代パワーエレクトロニクス技術開発 (グリーン IT プロジェクト))」, プロジェクトコード P09004, 事業期間: 平成 21 年度～平成 24 年度
- [13] NEDO: 「低炭素社会を実現する次世代パワーエレクトロニクスプロジェクト」, プロジェクトコード P10022, 事業期間: 平成 21 年度～平成 31 年度
- [14] NEDO: 「戦略的イノベーション創造プログラム (SIP) /次世代パワーエレクトロニクス」, プロジェクトコード P14029, 事業期間: 平成 26 年度～平成 30 年度,
- [15] 三菱電機: 「『SiC 適用鉄道車両用主回路システム』搭載車両での実証結果のお知らせ」, 三菱電機ニュースリリース, 2012 年 9 月 27 日, [Online] <http://www.mitsubishielectric.co.jp/news/2012/pdf/0927-b.pdf>
- [16] 三菱電機: 「直流 1500V 架線対応『フル SiC 適用 VVVF インバーター装置』採用のお知らせ」, 三菱電機ニュースリリース, 2014 年 4 月 30 日, [Online] <http://www.mitsubishielectric.co.jp/news/2014/pdf/0430.pdf>
- [17] ニチコン株式会社 技術情報ライブラリー: 「大形アルミ電解コンデンサの最新技術動向」, 電波新聞掲載 2016 年 1 月 28 日付, [Online] <http://www.nichicon.co.jp/lib/lib68.html>
- [18] 赤澤慶彦: 「アルミ電解コンデンサ用電解液」, 三洋化成ニュース, no. 466, (2011) [Online] <https://www.sanyo-chemical.co.jp/pr/pdf/pk91.pdf>
- [19] 松尾隆司, 吉井智之, 飯田和幸: 「FXRA/GXRA シリーズ高リップル電流対応 ネジ端子形アルミ電解コンデンサ」, 日立化成 新神戸テクニカルレポート, no. 21, pp. 3–10, (2011)
T. Matsuo, T. Yoshii, K. Iida, “FXRA/GXRA Screw Terminal Type Aluminum Electrolytic Capacitors with High Ripple Current Capabilities,” Hitachi Chemical Technical Report, no. 21, pp. 3–10, 2011. (in Japanese)
- [20] ルビコン株式会社 大形アルミニウム電解コンデンサ 105 °C 高さ 20 mm 品 MXF, AXF, KXF シリーズデータシート, [Online] http://www.rubycon.co.jp/products/old_replace/index.html
- [21] 竹岡宏樹: 「HEV 用 小型・高耐電圧フィルムコンデンサ」, パナソニック技報, vol. 57, no. 3, pp. 51–55, (2011)

- H. Takeoka, "Small Film Capacitor for Hybrid Electric Vehicles (HEV) with High Withstand Voltage," *Panasonic Technical Journal*, vol. 57, no. 3, pp. 51–55, 2011. (in Japanese)
- [22] ルビコン株式会社: 「産業機器用 パワーフィルムコンデンサ技術動向」, [Online] www.rubycon.co.jp/products/topics/img/t002_09.pdf
- [23] 日金スチール株式会社: 「電磁製品」, [Online] <http://www.nikken-steel.co.jp/business-electromagnetic.html>
- [24] 長井真一郎, 中澤知之, 鈴木靖, 植木浩一: 「受動部品における技術動向」, 平成 21 年電気学会全国大会, vol. 4, no. S20-6, pp. 19–22, (2009)
- S. Nagai, T. Nakazawa, Y. Suzuki, K. Ueki, "Trend of Packaging Technologies in Passive Components," *IEEJ Annual Meeting 2009*, vol. 4, no. S20-6, pp. 19–22, 2009. (in Japanese)
- [25] 五十嵐直人, 魚住敏行, 小菅真人, 佐藤淳, 草別和嗣, 山口浩司: 「車載用リアクトルの小型化を可能にした 純鉄系圧粉コア」, 住友電工, *SEI テクニカルレビュー*, vol. 186, pp. 92–97, (2015)
- N. Igarashi, M. Uozumi, T. Kosuge, A. Sato, K. Kusawake, K. Yamaguchi, "Pure Iron Based Soft Magnetic Composite Core That Enables Downsizing Automotive Reactors," *Sumitomo Electric, SEI TECHNICAL REVIEW*, vol. 186, pp. 92–97, 2015. (in Japanese)
- [26] B. K. Bose, P. M. Szczesny, R. L. Steigerwald, "Microcomputer Control of a Residential Photovoltaic Power Conditioning System," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-21, no. 5, pp. 1182–1191, 1985.
- [27] T. Sukegawa, K. Kamiyama, T. Matsui, T. Okuyama, "Fully digital, vector-controlled PWM VSI-fed AC drives with an inverter dead-time compensation strategy," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 463–469, 1988.
- [28] 松井信行: 「II. DSP のモータ制御への応用」, *電気學會雜誌*, vol. 111, no. 12, pp. 975–979, (1991)
- [29] 横山智紀, 宮下和也, 下形伸介: 「FPGA によるハードウェアコントローラを用いた PWM インバータのマルチレートデッドビート制御」, *電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌*, vol. 124, no. 4, pp. 380–387, (2004)
- T. Yokoyama, K. Miyashita, S. Shimogata, "Multirate Deadbeat Control for PWM Inverter using FPGA based Hardware Controller," *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 124, no. 4, pp. 380–387, 2004. (in Japanese)

- [30] 星伸一, 松井綾花: 「可変デッドタイム制御によるソフトスイッチングインバータの低出力域での高効率化」, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, vol. 131, no. 5, pp. 679–684, (2011)
N. Hoshi, A. Matsui, “Improvement of Power Conversion Efficiency of Soft-Switching Inverter in Range of Low Output Power by Adjustable Dead Time Control,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 131, no. 5, pp. 679–684, 2011. (in Japanese)
- [31] 佐藤公彦, 藤本博志: 「マルチレート PWM に基づく単相アクティブフィルタの電流制御法」, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, vol. 130, no. 2, pp. 113–118, (2010)
K. Sato, H. Fujimoto, “Current Control for Single-Phase Active Filter Based on Multi-rate PWM,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 130, no. 2, pp. 113–118, 2010. (in Japanese)
- [32] Altera, “Cyclone V SoC,”
[Online] <https://www.altera.co.jp/products/soc/portfolio/cyclone-v-soc/overview.html>
- [33] 電力用アクティブフィルタ調査専門委員会: 「電気学会技術報告 (II 部) 第 425 号 電力用アクティブフィルタ技術」, 電気学会, (1992)
- [34] キュービクル技術部会: 「キュービクル式高圧受電設備 トラブル・対応事例」, 盤標準化協議会, (2010)
- [35] 中日新聞「名古屋市科学館事故 半導体“副作用”で爆発?」, 1994 年 4 月 5 日
- [36] EMC 共通技術専門委員会「高調波抑制対策技術指針 (JEAG 9702-2013) の改定について」, 電子情報技術産業協会, 2014 年 7 月 10 日
- [37] 通商産業省 資源エネルギー庁: 「高圧又は特別高圧で受電する需要家の高調波抑制対策ガイドライン」, 1994 年 9 月
- [38] 通商産業省 資源エネルギー庁: 「家電・汎用品高調波対策ガイドライン」, 1994 年 9 月
- [39] 日本工業規格「電磁両立性–第 3-2 部: 限度値–高調波電流発生限度値 (1 相当りの入力電流が 20 A 以下の機器)」, JIS C 61000-3-2: 2011
- [40] 日本電気協会「高調波抑制対策技術指針」, 高調波抑制対策専門部会, JEAG 9702-2013
- [41] 指月電機製作所: 「高調波抑制装置 パッシブフィルタシリーズ」,
[Online] <http://www.shizuki.co.jp/electric/frequency.html>
- [42] J. W. Dixon, B. Ooi, “Indirect current control of a unity power factor sinusoidal current boost type three-phase rectifier,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 35,

- no. 4, pp. 508–515, 1988.
- [43] H. Sasaki, T. Machida, “A New Method to Eliminate AC Harmonic Currents by Magnetic Flux Compensation-Considerations on Basic Design,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-90, no. 5, pp. 2009–2019, 1971.
- [44] 高見哲也: 「SiC パワーデバイス技術」, 第 1 回 産学連携シンポジウム 『グリーン IT』 が切り拓く未来社会創造シンポジウム, (2009)
[Online] <http://www.jeita.or.jp/japanese/exhibit/06MrTakami.pdf>
- [45] 二宮 保: 「スイッチング電源とパワー半導体デバイス」, 三菱電機技報, 2001 年 6 月号, p. 1, (2001)
- [46] 藤田英明, 鈴木亮: 「一相 PWM 制御法を用いた三相ソーラーパワーコンディショナ」, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, vol. 130 no. 2, pp. 173–180, (2010)
H. Fujita, R. Suzuki, “A Three-Phase Solar Power Conditioner Using a Single-Phase PWM Control Method,” *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 130 no. 2, pp. 173–180, 2010. (in Japanese)
- [47] 三菱電機: 「三菱 汎用インバータ MITSUBISHI FREQROL-A700 取扱説明書 (基礎編)」, [Online] <http://www.mitsubishielectric.co.jp/fa/download/search.do>
- [48] 富士電機: 「高性能・スタンダード形インバータ FRENIC-Ace 取扱説明書」, [Online] <http://www.fujielectric.co.jp/products/inverter/frenic-ace/>
- [49] 日本電機工業会: 「汎用インバータの高調波抑制対策について」, 2015 年 2 月改訂,
[Online] <http://www.jema-net.or.jp/jema/data/inverter2015.pdf>
- [50] 三菱電機: 「高調波対策機器カタログ」,
[Online] <http://www.mitsubishielectric.co.jp/fa/download/search.do>
- [51] 日本電機工業会: 「特定需要家における汎用インバータの高調波電流計算方法」, 技術資料 JEM-TR201
- [52] 三菱電機: 「高調波流出電流計算ファイル」,
[Online] <http://www.mitsubishielectric.co.jp/fa/download/search.do>
- [53] EC カレント, <http://www.ec-current.com/> 2016 年 10 月 11 日時点
- [54] J. Nastran, R. Cajhen, M. Seliger, P. Jereb, “Active power filter for nonlinear AC loads,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 1, pp. 92–96, 1994.
- [55] A. Campos, G. Joos, P. D. Ziogas, J. F. Lindsay, “Analysis and design of a series voltage unbalance compensator based on a three-phase VSI operating with unbalanced switching functions,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 3, pp. 269–274, 1994.

- [56] M. Takeda, K. Ikeda, A. Teramoto, T. Aritsuka, "Harmonic current and reactive power compensation with an active filter," *IEEE PESC'88*, pp. 1174–1179, 1988.
- [57] 彭方正, 赤木泰文, 難波江章: 「新しい原理に基づく高調波抑制装置 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」, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, vol. 109, no. 12, pp. 897–904, (1989)
- F. Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae, "A New Approach to Harmonic Compensation in Power Systems," *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 109, no. 12, pp. 897–904, 1989. (in Japanese)
- [58] 西台惇: 「高調波抑制装置と無効電力調整装置」, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, vol. 108, no. 12, pp. 1078–1082, (1988)
- J. Nishidai, "Harmonics Filters and Var Compensators," *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 108, no. 12, pp. 1078–1082, 1988. (in Japanese)
- [59] 大西徳生, 山内治之: 「電源瞬時電力脈動低減方式アクティブフィルタ」, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, vol. 111, no. 11, pp. 921–929, (1991)
- T. Ohnishi, H. Yamauchi, "Active Filter By Instantaneous Ripple Line Power Reduction," *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 111, no. 11, pp. 921–929, 1991. (in Japanese)
- [60] 石塚智嗣, 根津一嘉, 佐藤之彦, 山口浩, 片岡昭雄: 「無損失共振器を適用した電圧形 PWM 整流回路の電源電流制御」, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, vol. 116, no. 8, pp. 883–884, (1996)
- T. Ishizuka, K. Nezu, Y. Sato, H. Yamaguchi, T. Kataoka "Supply Current Control of Voltage-Type PWM Rectifiers Applying Lossless Resonator," *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 116, no. 8, pp. 883–884, 1996. (in Japanese)
- [61] 杉田貴紀, 川合純一, 佐藤之彦, 片岡昭雄: 「無損失共振器を用いたアクティブフィルタの補償電流指令値発生方式」, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, vol. 117, no. 8, pp. 1043–1044, (1997)
- T. Sugita, J. Kawai, Y. Sato, T. Kataoka, "A New Method of Generating Current Reference for Active Power Filters Employing Digital Loss-Less Resonator," *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 117, no. 8, pp. 1043–1044, 1997. (in Japanese)
- [62] W. Merk, H. Stemmler, J. Allmeling, "Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 2, pp. 523–532, 2002.

- [63] L. Asiminoael, F. Blaabjerg, S. Hansen, "Detection is key - Harmonic detection methods for active power filter applications," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 13, no. 4, pp. 22–33, 2007.
- [64] A. Bhattacharya, C. Chakraborty, S. Bhattacharya, "Shunt compensation," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 3, no. 3, pp. 38–49, 2009.
- [65] S. M. Williams, R. G. Hoft, "Adaptive frequency domain control of PWM switched power line conditioner," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, no. 4, pp. 665–670, 1991.
- [66] A. A. Girgis, W. B. Chang, E. B. Makram, "A digital recursive measurement scheme for online tracking of power system harmonics," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 6, no. 3, pp. 1153–1160, 1991.
- [67] J. Barros, R. I. Diego, "Analysis of Harmonics in Power Systems Using the Wavelet-Packet Transform," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 57, no. 1, pp. 63–69, 2008.
- [68] P. Mattavelli, "Synchronous-frame harmonic control for high-performance AC power supplies," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 3, pp. 864–872, 2001.
- [69] P. Mattavelli, "A closed-loop selective harmonic compensation for active filters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 1, pp. 81–89, 2001.
- [70] 宮崎重之, 竹下隆晴, 松井信行: 「電源電流検出方式アクティブフィルタの複素ゲインを用いた制御」, 平成 15 年電気学会産業応用部門大会, 1-115, (2003)
- [71] C. D. Schauder, S. A. Moran, "Multiple reference frame controller for active filters and power line conditioners," Unites States Patent, no. 53093531, 1994.
- [72] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, F. Blaabjerg, "Frequency Response Analysis of Current Controllers for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 2, pp. 337–347, 2009.
- [73] J. Allmeling, "A Control Structure for Fast Harmonics Compensation in Active Filters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 2, pp. 508–514, 2004.
- [74] 赤木泰文, 阿藤聡, 難波江章: 「直列多重電圧形 PWM 変換器を用いた電力用能動フィルタの補償特性」, 電気学会論文誌. B, vol. 106, no. 7, pp. 563–570, (1996)
- H. Akagi, S. Atoh, A. Nabae, "Compensation Characteristics of Active Power Filters using Multi-series Voltage Source PWM Converters," *The transactions of the Institute of Electrical Engineers of Japan*.B, vol. 106, no. 7, pp. 563–570, 1996. (in Japanese)

- [75] 赤木泰文, 金澤喜平, 藤田光悦, 難波江章: 「瞬時無効電力の一般化理論とその応用」, 電気学会論文誌. B, vol. 103, no. 7, pp. 483–490, (1983)
Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power and its Application, “H. Akagi, Y. Kanazawa, K. Fujita, A. Nabae,” The transactions of the Institute of Electrical Engineers of Japan. B, vol. 103, no. 7, pp. 483–490, 1983. (in Japanese)
- [76] M. Takeda, K. Ikeda, A. Teramoto, T. Aritsuka, “Harmonic current and reactive power compensation with an active filter,” *IEEE PESC’88*, pp. 1174–1179, 1988.
- [77] K. Komatsugi, T. Imura, “Harmonic current compensator composed of static power converter,” *IEEE PESC’86*, pp. 283–290, 1986.
- [78] H. Fujita, H. Akagi, “The unified power quality conditioner: the integration of series- and shunt-active filters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 2, pp. 315–322, 1998.
- [79] F. Z. Peng, J.-S. Lai, “Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 45, no. 1, pp. 293–297, 1996.
- [80] A. Nabae, T. Tanaka, “A new definition of instantaneous active-reactive current and power based on instantaneous space vectors on polar coordinates in three-phase circuits,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 11, no. 3, pp. 1238–1243, 1996.
- [81] M. J. Newman, D. N. Zmood, D. G. Holmes, “Stationary frame harmonic reference generation for active filter systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 6, pp. 1591–1599, 2002.
- [82] 竹下隆晴, 上岡誉和: 「三相システムの高調波検出フィルタの設計」. 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, vol. 126 no. 4, pp. 527–528, (2006)
T. Takeshita, Y. Ueoka “Design of Harmonics Extraction Filter for Three-Phase System,” *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 128, no. 4, pp. 527–528, 2006. (in Japanese)
- [83] M. I. M. Montero, E. R. Cadaval, F. B. Gonzalez, “Comparison of Control Strategies for Shunt Active Power Filters in Three-Phase Four-Wire Systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 1, pp. 229–236, 2007.
- [84] S. B. Dewan, “Optimum Input and Output Filters for a Single-Phase Rectifier Power Supply,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-17, no. 3, pp. 282–288, 1981.
- [85] 作井 正昭, 藤田 宏: 「コンデンサ入力形三相整流回路の高調波解析」, 電気学会論文

- 誌. D, 産業応用部門誌, vol. 114, no. 2, pp. 144–150, (1994)
- M. Sakui, H. Fujita, “A Harmonic Analysis of Three-Phase Rectifier with a DC Filter Capacitor,” *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 114, no. 2, pp. 144–150, 1994. (in Japanese)
- [86] C. Jin, Y. Tang, , P. Wang, X. Liu, D. Zhu, F. Blaabjerg, “Reduction of dc-link capacitance for three-phase three-wire shunt active power filters,” *IEEE IECON*, pp. 1203–1208, 2013.
- [87] Z. Pan, F. Z. Peng, S. Wang, “Power Factor Correction Using a Series Active Filter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 1, pp. 148–153, 2005.
- [88] T. Thomas, K. Haddad, G. Joos, A Jaafari, “Design and performance of active power filters,” *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 4, no. 5, pp. 38–46, 1998.
- [89] 株式会社指月電機製作所, インバータ DC リンク用コンデンサ MEC-RM,
[Online] <http://www.shizuki.co.jp/>
- [90] ニチコン株式会社, 大形アルミニウム電解コンデンサ LNX シリーズ,
[Online] <http://www.nichicon.co.jp/>
- [91] A. Dastfan, V. J. Gosbell, D. Platt, “Control of a new active power filter using 3-D vector control,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 1, pp. 5–12, 2000.
- [92] Z. Wang, J. Wang, J. Liu, J. Wang, G. Li, “Harmonic suppression in electric traction system based on a single-phase hybrid active filter,” *IEEE International Conference on Sustainable Power Generation and Supply (SUPERGEN 2012)*, 2012.
- [93] N. Bruyant, M. Machmoum, P. Chevrel, “Control of a three-phase active power filter with optimized design of the energy storage capacitor,” *29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 878–883, 1998.
- [94] H. Akagi, A. Nabae, S. Atoh, “Control Strategy of Active Power Filters Using Multiple Voltage-Source PWM Converters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 3, pp. 460–465, 1986.
- [95] K. M. Smedley, “Operation of unified constant-frequency integration controlled three-phase active power filter with unbalanced load,” *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition 2003*, vol. 1, pp. 148–153, 2003.
- [96] C. Hsu, H. Wu, “A new single-phase active power filter with reduced energy-storage capacity,” *IEE Proc. - Electric Power Applications*, vol. 143, no. 1, pp. 25–30, 1996.
- [97] S. Saetieo, R. Devaraj, D. A. Torrey, “The design and implementation of a three-phase

- active power filter based on sliding mode control,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 993–1000, 1995.
- [98] N. Ishikura, E. Hiraki, T. Tanaka, “A constant DC voltage control based strategy for an active power quality compensator used in electrified railways with improved response,” *IEEE IECON* pp. 3199–3204, 2009.
- [99] M. Qasim, P. Kanjiya, V. Khadkikar, “Optimal Current Harmonic Extractor Based on Unified ADALINEs for Shunt Active Power Filters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 12 pp. 6383–6393, 2014.
- [100] R. L. De Araujo Ribeiro, C. C. De Azevedo, R. M. De Sousa, “A Robust Adaptive Control Strategy of Active Power Filters for Power-Factor Correction, Harmonic Compensation, and Balancing of Nonlinear Loads,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 718–730, 2012.
- [101] W. Choi, C. Lam, M. Wong, Y. Han, “Analysis of DC-Link Voltage Controls in Three-Phase Four-Wire Hybrid Active Power Filters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2180–2191, 2013.
- [102] R. Panigrahi, B. Subudhi, P. Panda, “A Robust LQG Servo Control Strategy of Shunt Active Power Filter for Power Quality Enhancement,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 4, pp. 2860–2869, 2016.
- [103] A. Bhattacharya, C. Chakraborty, “A Shunt Active Power Filter With Enhanced Performance Using ANN-Based Predictive and Adaptive Controllers,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 421–428, 2011.
- [104] V. Cardenas, N. Vazquez, C. Hernandez, S. Horta, “Analysis and design of a three phase sliding mode controller for a shunt active power filter,” *IEEE 30th Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 219–223, 1999.
- [105] S. Y. Gadgune, M. M. Waware, “A novel control strategy for capacitor voltage regulation of Unified Power Quality Conditioner using Integral plus Sliding Mode Controller,” *IEEE ICCPCT-2014* pp. 45–52, 2014.
- [106] R.L. De Araujo Ribeiro, T. De Oliveira Alves Rocha, R. Maciel de Sousa, E.C. dos Santos Junior, A.M. Nogueira Lima, “A Robust DC-Link Voltage Control Strategy to Enhance the Performance of Shunt Active Power Filters Without Harmonic Detection Schemes,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 2, pp. 803–813, 2015.
- [107] 中田篤史, 鳥井昭宏, 植田明照: 「pq 理論と移動平均ハイパスフィルタを用いたアク

- ティブフィルタの高調波電流検出法」, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, vol. 118 no. 9, pp. 1008–1013, (1998)
- A. Nakata, A. Torii, A. Ueda, “A Method of Harmonics Current Detection for an Active Power Filter Using pq-Theory and Moving Average High-Pass Filter,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 118, no. 9, pp. 1008–1013, 1998. (in Japanese)
- [108] S. J. Chiang, W. J. Ai, F. J. Lin, “Parallel operation of capacity-limited three-phase four-wire active power filters,” *IEE Proc. Electric Power Appl.*, vol. 149, no. 5, pp. 329–336, 2002.
- [109] B. Singh, V. Verma, “Selective Compensation of Power-Quality Problems Through Active Power Filter by Current Decomposition,” *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 23, no. 2, pp. 792–799, 2008.
- [110] 吉田秀人, 和田圭二, 清水敏久: 「単相アクティブフィルタの容量低減を目的とした周波数制限手法」, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, vol. 134 no. 2, pp. 202–208, (2014)
- H. Yoshida, K. Wada, T. Shimizu, “Frequency Limitation Method for Reducing the Power Rating of a Single-Phase Active Filter,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 134, no. 2, pp. 202–208, 2014. (in Japanese)
- [111] 平崎健司, 藤田英明: 「直流コンデンサ容量を低減可能な単相アクティブフィルタの制御法」, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, vol. 127 no. 11, pp. 1117–1124, (2007)
- K. Hirasaki, H. Fujita, “A Control Method for a Single-Phase Active Filter Capable of Reducing its DC Capacitor,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 127, no. 11, pp. 1117–1124, 2007. (in Japanese)
- [112] S. Fukuda, T. Kanayama, K. Muraoka: “A current control method for active filters without detecting current harmonics”, *IEEE PEDS 2003*, pp. 519-524 vol. 2, 2003.
- [113] H. Yi, F. Zhuo, Y. Zhang, Y. Li, W. Zhan, “A Source-Current-Detected Shunt Active Power Filter Control Scheme Based on Vector Resonant Controller,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 3, pp.1953–1965, 2014.
- [114] M. Liserre, F. Blaabjerg, S. Hansen “Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 5, pp. 1281–1291, 2005.
- [115] E. Twining, D. G. Holmes, “Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18,

- no. 3, pp. 888–895, 2003.
- [116] J. Dannehl, F. W. Fuchs, S. Hansen, “PWM rectifier with LCL-filter using different current control structures,” *IEEE EPE 2007*, pp. 1–10, 2007.
- [117] 藤田 英明, 山下 博史, 赤木 泰文: 「デジタル電流制御方式とその特性」, パワーエレクトロニクス学会誌, vol. 29, no. 1, pp. 93–100, (2003)
H Fujita, H. Yamashita, H. Akagi: “Control and Performance of Digital Current-Control Schemes”, *Journal of the Japan Institute of Power Electronics*, vol. 29, no. 1, pp. 93–100, 2003. (in Japanese)
- [118] L. Bang-sup, K. Kyung-seo, P. Min-ho, “The Analysis and Compensation of Dead Time Effects in Pwm Inverters,” *IEEE IECON '88*, vol. 3, pp. 667–671, 1988.
- [119] T. Kawabata, T. Miyashita, Y. Yamamoto, “Dead beat control of three phase PWM inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 5, no. 1, pp. 21–28, 1990.
- [120] M. Lindgren, J. Svensson, “Control of a voltage-source converter connected to the grid through an LCL-filter-application to active filtering,” *IEEE PESC '98*, vol. 1, pp. 229–235, 1988.
- [121] P. C. Loh, D. G. Holmes, “Analysis of Multiloop Control Strategies for LC/CL/LCL-Filtered Voltage-Source and Current-Source Inverters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 2, pp. 644–654, 2005.
- [122] G. Shen, D. Xu, L. Cao, X. Zhu, “An Improved Control Strategy for Grid-Connected Voltage Source Inverters With an LCL Filter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 4, pp. 1899–1906, 2008.
- [123] M. Monfared, F. Adabi, H. Rastegar, H. Madadi Kojabadi “Model-based direct control of PWM converters with an LCL filter,” *IEEE PEDSTC 2010*, pp. 63–67, 2010.
- [124] X. Li, X. Wu, Y. Geng, X. Yuan, C. Xia, X. Zhang, “Wide Damping Region for LCL-Type Grid-Connected Inverter With an Improved Capacitor-Current-Feedback Method,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 9, pp. 5247–5259, 2015.
- [125] X. Wang, F. Blaabjerg, P. C. Loh, “Virtual RC Damping of LCL-Filtered Voltage Source Converters With Extended Selective Harmonic Compensation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 9, pp. 4726–4737, 2015.
- [126] M. Liserre, A. Dell’Aquila, F. Blaabjerg, “Genetic Algorithm-Based Design of the Active Damping for an LCL-Filter Three-Phase Active Rectifier,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 1, pp. 76–86, 2004.

- [127] K. Nishida, T. Ahmed, M. Nakaoka, “Deadbeat current control for wind-energy inverter application with LCL filter,” *IEEE PEDS 2013*, pp. 1072–1078, 2013.
- [128] J. R. Massing, M. Stefanello, H. A. Grundling, H. Pinheiro, “Adaptive Current Control for Grid-Connected Converters With LCL Filter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 12, pp. 4681–4693, 2012.
- [129] S. Moon, S.-T. Jou, K. Lee, “State-space average modeling of bidirectional DC-DC converter for battery charger using LCLC filter,” *IEEE IPEC-Hiroshima 2014*, pp. 224–229, 2014.
- [130] Y. Tang, P. C. Loh, P. Wang, F. H. Choo, F. Gao, F. Blaabjerg, “Generalized Design of High Performance Shunt Active Power Filter With Output LCL Filter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 3, pp. 1443–1452, 2012.
- [131] 篠原勝次, 山本吉朗, 飯盛憲一, 今村智宏, 司城光浩, 三宅道男: 「不平衡電圧補償装置付きアクティブフィルタの電流制御法とその定常特性」, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, vol. 120, no. 1, pp. 48–57, (2000)
- K. Shinohara, K. Yamamoto, K. Iimori, T. Imamura, M. Sijyo, M. Miyake, “Current Control Strategy and Steady State Characteristics of Active Filter with Compensator for Unbalanced Three-Phase Voltages,” *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 120, no. 1, pp. 48–57, 2000.
- [132] D. Boillat, F. Krismer, J. Kolar, “EMI Filter Volume Minimization of a Three-Phase/Level T-Type PWM Converter System,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 4, pp. 2473–2480, 2016.
- [133] W. Wu, Y. He, F. Blaabjerg, “An LLCL Power Filter for Single-Phase Grid-Tied Inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 782–789, 2012.
- [134] A. Anzalchi, M. Moghaddami, A. Moghaddasi, A. I. Sarwat, A. K. Rathore, “A New Topology of Higher Order Power Filter for Single-Phase Grid-Tied Voltage-Source Inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 12, pp. 7511–7522, 2016.
- [135] 浜崎真一, 河村篤男: 「デッドビート制御によるアクティブフィルタの高性能電流制御」, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, vol. 122, no. 8, pp. 781–789, (2002)
- S. Hamasaki, A. Kawamura, “A Novel Method for Active Filter Current Regulation using Dead-beat Control,” *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 122, no. 8, pp. 781–789, 2002.
- [136] S. Hwang, J. Kim, “Dead Time Compensation Method for Voltage-Fed PWM Inverter,”

- IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 1, pp. 1–10, 2010.
- [137] A. Imura, T. Takahashi, M. Fujitsuna, T. Zanma, S. Doki, “Dead-Time Compensation in Model Predictive Instantaneous-current Control,” *IEEE IECON 2012*, pp. 5037–5042, 2012.
- [138] 山本 吉朗, 篠原 勝次: 「PWM インバータ駆動 AC サーボモータのデッドタイムを考慮した解析法と出力電圧誤差補償」, 電気学会論文誌 D, 産業応用部門誌, vol. 116, no. 9, pp. 924–933, (1996)
- K. Yamamoto, K. Shinohara, “Analysis of AC Servo Motor Driven by PWM Inverter with Switching Dead-Time and Compensation for Output Voltage Deviation,” *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 116, no. 9, pp. 924–933, 1996. (in Japanese)
- [139] A. C. Oliveira, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, E. R. C. da Silva, “Dead-time compensation in the zero-crossing current region,” *IEEE PESC '03*, pp. 1937–1942 vol. 4, 2003.
- [140] Z. Guo, F. Kurokawa, “Control and PWM Modulation Scheme for Dead-Time Compensation of CVCF Inverters,” *IEEE INTELEC 2009*, pp. 1–6, 2009.
- [141] J. M. Schellekens, R. a. M. Bierbooms, J. L. Duarte: “Dead-time compensation for PWM amplifiers using simple feed-forward techniques,” *IEEE ICEM 2010*, pp. 1–6, 2010.
- [142] M. A. Herrán, J.R. Fischer, S.A. González, M.G. Judewicz, D.O. Carrica, “Adaptive Dead-Time Compensation for Grid-Connected PWM Inverters of Single-Stage PV Systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2816–2825, 2013.
- [143] L. M. Gong, Z. Q. Zhu, “Modeling and Compensation of Inverter Nonlinearity Effects in Carrier Signal Injection-Based Sensorless Control Methods from Positive Sequence Carrier Current Distortion,” *IEEE ECCE 2010*, pp. 3434–3441, 2010.
- [144] J. M. Schellekens, R. A. M. Bierbooms, J. L. Duarte, “Dead-Time Compensation for PWM Amplifiers using Simple Feed-forward Techniques,” *IEEE ICEM 2010*, pp. 1–6, 2010.
- [145] 宮崎 将司, 林 洋一, 福本 哲哉: 「相電流瞬時値を考慮した PWM インバータの電圧制御誤差推定」, 平成 23 年産業応用部門大会, 1-26, (2011)
- M. Miyazaki, Senior Member, Y. Hayashi, T. Fukumoto, “An Estimation of Voltage Control Error in PWM Inverter Taking Instantaneous Phase Current Value into Ac-

- count”, IEEJ IASC 2011, 1-26, 2011. (in Japanese)
- [146] 小川 将司, 小笠原 悟司, 竹本 真紹: 「高周波 PWM インバータのフィードバック型デッドタイム補償法-低次高調波の低減-」, 電気学会全国大会, vol. 4, no. 23, pp. 38–39, 2013.
- M. Ogawa, S. Ogasawara, M. Takemoto, “A feed-back type dead-time compensation method for high-frequency PWM inverter –Reduction of low-order harmonics–”, IEEJ Annual Meeting, vol. 4, no. 23, pp. 38–39, 2013. (in Japanese)
- [147] S. Fukuda, T. Yoda, “A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 3, pp. 888–895, 2001.
- [148] Y. Sato, T. Sugita, T. Kataoka, “A new control method for current source active power filters,” in *Conf. Rec. IEEE IAS '97 Annu. Meet.*, vol. 2, pp. 1463–1470, 1997.
- [149] 原辰次, 小俣透, 中野道雄: 「繰返し制御系の安定条件と設計法」, 計測自動制御学会論文集, vol. 22, no. 1, pp. 36–42, (1986).
- S. Hara, T. Omata, M. Nakano: “Stability Condition and Synthesis Methods for Repetitive Control Systems,” *Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers*, vol. 22, no. 1, pp. 36–42, 1986.
- [150] A. Harirak, S. Sangwongwanich, “A novel source-current detection type active filter equivalent to load-current detection type,” in *Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meet.*, vol. 2, no. 3, pp. 1205–1212, 2005.
- [151] H. Fujita “A Single-Phase Active Filter Using an H-Bridge PWM Converter With a Sampling Frequency Quadruple of the Switching Frequency,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 24, no. 4, pp. 934–941, 2009.
- [152] R. Costa-Castello, R. Grino, E. Fossas: “Odd-Harmonic Digital Repetitive Control of a Single-Phase Current Active Filter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 4, pp. 1060–1068, 2004.
- [153] P. Mattavelli, F. P. Marafao, “Repetitive-Based Control for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 5, pp. 1018–1024, 2004.

研究業績

学術論文

- [1] 萬年智介, 藤田英明: 「電圧形 PWM 変換器のデッドタイムに起因する電圧誤差の解析と補償」, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, vol. 134, no. 4, pp. 412–420, (2014)
- [2] 萬年智介, 藤田英明, 秋山邦裕, 豊田晃久, 中嶋康夫: 「三相電力用アクティブフィルタの直流コンデンサ電圧変動の過渡解析と抑制」, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, vol. 135, no. 6, pp. 719–725, (2015)
- [3] T. Mannen, H. Fujita, “Dead-Time Compensation Method Based on Current Ripple Estimation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 7, pp. 4016–4024, 2015.
- [4] T. Mannen, H. Fujita, “Dynamic Control and Analysis of DC-Capacitor Voltage Fluctuations in Three-Phase Active Power Filters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 9, pp. 6710–6718, 2016.
- [5] 萬年智介, 藤田英明: 「電圧形 PWM 変換器のデッドタイムに起因する電圧誤差補償法の系統連系時の動作特性」, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, vol. 136, no. 1, pp. 46–53, (2016)
- [6] T. Mannen, H. Fujita, “A DC Capacitor Voltage Control Method for Active Power Filters Using Modified Reference Including the Theoretically Derived Voltage Ripple,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 5, pp. 4179–4187, 2016.
- [7] 萬年智介, 深澤一誠, 藤田英明: 「三相電力用アクティブフィルタの3次高調波電流補償に伴う直流コンデンサ電圧脈動の抑制法」, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, vol. 137, no. 2, pp. 141–147, (2017)

国際会議における発表

- [8] T. Mannen, H. Fujita, “Dead Time Compensation Method based on Current Ripple Estimation,” *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2013)*, pp. 775–782, 2013.
- [9] T. Mannen, H. Fujita, “Dynamic Control and Analysis of DC-Capacitor Voltage Fluctuations in Three-Phase Active Power Filters,” *1st International Future Energy Electronics*

Conference 2013, 2013.

- [10] T. Mannen, H. Fujita, "Performance of Dead Time Compensation Methods in Three-Phase Grid-Connection Converters," *International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014)*, pp. 2042-2049, 2014.
- [11] T. Mannen, H. Fujita, "Shunt active power filter based on source current detection with a fast transient response," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2014)*, pp. 5639-5646, 2014.
- [12] T. Mannen, H. Fujita, "A New Non-Characteristic Harmonic Compensation Method in Three-Phase Active Power Filters Equipped with a Small DC Capacitor," *17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE' 15)*, 2015.
- [13] T. Mannen, H. Fujita, "A DC Capacitor Voltage Control Method for Active Power Filters Using Modified Reference Including the Voltage Ripple Derived from a Theoretical Analysis," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2015)*, pp. 5173-5179, 2015.
- [14] T. Mannen, I. Fukasawa, H. Fujita, "A New Control Method of Suppressing DC-Capacitor Voltage Ripples Caused by Third-Order Harmonic Compensation in Three-Phase Active Power Filters," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2016)*, 2016.

国内学会における発表

- [15] 萬年智介, 藤田英明: 「系統連系インバータのデッドタイム補償法の特性比較」, 平成 25 年電気学会全国大会, 4-022, 名古屋大学, 2013 年 3 月
- [16] 萬年智介, 藤田英明: 「電圧形 PWM 変換器のデッドタイムに伴う電圧誤差の解析とその補償方法」, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-13-078/MD-13-020, 青森市中央市民センター, 2013 年 6 月
- [17] 萬年智介, 藤田英明, 秋山邦裕, 中嶋康夫, 豊田晃久: 「三相電力用アクティブフィルタの直流コンデンサ電圧変動の過渡解析と抑制」, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会, 1-52, 山口大学, 2013 年 8 月
- [18] 萬年智介, 藤田英明: 「電圧形 PWM 変換器のデッドタイムに起因する電圧誤差補償法の系統連系時の動作特性」, 電力技術/電力系統技術/半導体電力変換合同研究会, PE-14-046/PSE-14-046/SPC-14-081, 鹿児島大学, 2014 年 3 月

- [19] 萬年智介, 藤田英明: 「デッドタイムに起因する電圧誤差を補償する電圧補正量の演算法」, 平成 26 年電気学会全国大会, 4-006, 愛媛大学, 2014 年 3 月
- [20] 萬年智介, 藤田英明: 「負荷電流推定を用いた電源電流検出方式電力用アクティブフィルタの過渡特性向上」, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-15-001/MD-15-001, 大阪工業大学, 2015 年 1 月
- [21] 萬年智介, 藤田英明: 「電圧脈動推定を用いたアクティブフィルタのコンデンサ電圧制御法」, 平成 27 年電気学会全国大会, 4-165, 東京都市大学, 2015 年 3 月
- [22] 萬年智介, 藤田英明: 「蓄積エネルギー脈動推定を用いた三相電力用アクティブフィルタの直流コンデンサ電圧制御法」, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会, 1-104, 大分大学, 2015 年 9 月
- [23] 萬年智介, 藤田英明: 「アクティブフィルタの直流コンデンサ電圧制御法の特性検証」, 平成 28 年電気学会全国大会, 4-154, 東京都市大学, 2016 年 3 月

共著

- [24] 深澤一誠, 萬年智介, 藤田英明, 秋山邦裕, 中嶋康夫, 豊田晃久: 「三相電力用アクティブフィルタの 3 次高調波電流に伴う直流コンデンサ電圧脈動の抑制法」, 平成 26 年電気学会全国大会, 4-153, 愛媛大学, 2014 年 3 月
- [25] 深澤一誠, 萬年智介, 藤田英明, 秋山邦裕, 中嶋康夫, 豊田晃久: 「三相電力用アクティブフィルタの 3 次高調波電流補償に伴う直流コンデンサ電圧脈動の抑制法」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会, 1-51, 東京電機大学, 2014 年 8 月
- [26] 高木一斗, 中山暁斗, 萬年智介, 藤田英明: 「瞬時無効電力補償装置を並列接続した三相系統連系インバータの損失低減効果」, 電力技術/電力系統技術/半導体電力変換合同研究会, PE-16-010/PSE-16-030/SPC-16-049, 九州工業大学, 2016 年 3 月
- [27] 中山暁斗, 高木一斗, 萬年智介, 藤田英明: 「瞬時無効電力補償装置を並列接続した三相整流回路」, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-17-048/MD-17-048, ダイキン工業株式会社 テクノロジー・イノベーションセンター, 2017 年 1 月

表彰

- [28] 電気学会 平成 25 年電気学会産業応用部門大会 優秀論文発表賞 (本部表彰)
- [29] 電気学会 平成 27 年電気学会産業応用部門研究会 優秀論文発表賞 (本部表彰)

- [30] IEEE Industry Applications Society Industrial Power Converter Committee 2016 Second Prize Paper Award

学会活動等

- [31] 梅上大勝, 服部文哉, 吉田秀人, 小原秀嶺, 齋藤達仁, 兼松正人, 川村弥, 岡崎佑平, 萬年智介, 米田昇平, 高木一斗, 小岩一広, 日下佳祐, 高橋広樹, 加藤尚和, 佐藤大介, 中西俊貴, 長野剛: 「Ph.D. candidates of Power Electronics in Japan (PPEJ) の設立とその活動 -Ph.D. candidate meeting -IPEC Hiroshima- で見えた各国の博士後期課程学生を取り巻く研究環境とその違い-」, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-15-037/MD-15-037, 大阪工業大学, 2015年1月
- [32] 萬年智介: 「学界情報 国際会議レポート: 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2015 ECCE Europe) Sep. 8-10, 2015, Geneva, Switzerland」, 電気学会 産業応用部門誌 ニュースレター, vol. 136, no. 1, p. 4, 2016.

その他

- [33] 日本学術振興会 特別研究員 DC2 2015年4月～2017年3月
- [34] University of Padova, Visiting Scholar 2016年6月～8月
- [35] Ph.D Candidates of Power Electronics Japan 副代表 2015年4月～2016年3月
- [36] Ph.D Candidates of Power Electronics Japan 代表 2016年4月～2017年3月