

博士論文

3レグインバータを用いた单相三線式 配電用電流バランサとその制御法

A Three-Leg Inverter Based Current Balancer in Single-Phase Three-Wire Secondary Distribution Systems and Its Control Methods

平成23年 3月

福井 博一

山口大学 大学院理工学研究科
情報・デザイン工学系専攻

目次

第1章 序論	1
1.1 電力系統と送電・配電技術	1
1.1.1 電力システムの構成	1
1.1.2 交流送電と直流送電	3
1.1.3 送電設備と配電設備	4
1.1.4 家庭用配電方式	5
1.2 研究目的	10
1.3 論文の概要	12
第2章 単相三線式配電用電流バランサにおける研究背景	15
2.1 システム構成	15
2.2 シミュレーション結果	18
2.3 ハーフブリッジインバータを用いた電流バランサの問題点	20
第3章 三相回路および単相回路における有効・無効電流検出法	23
3.1 三相回路における有効・無効電流検出法	23
3.1.1 d-q変換を用いた有効・無効電流検出法	23
3.1.2 pq理論に基づく方法	27
3.2 単相回路における有効・無効電流検出法	33
3.2.1 ヒルベルト変換を用いた検出法	33
3.2.2 単相pq理論	36
3.2.3 相関係数と相互相関係数を用いた検出法	36
3.2.4 まとめ	40
第4章 3レグインバータを用いた単相三線式配電用電流バランサ	43
4.1 システム構成	44
4.1.1 電源電圧と負荷電流の相関に着目した電流バランサの制御法	44
4.1.2 直流キャパシタ電圧一定制御	46
4.1.3 直流キャパシタ電圧一定制御ブロックの線形化モデル	47
4.1.4 交流側リップフィルタの検討	49
4.1.5 電力フローと直流キャパシタ容量の検討	51
4.2 計算機シミュレーション結果	52

4.3	実験結果	57
4.3.1	電流バランサの実験結果	60
4.3.2	変換器容量の検討	61
4.4	まとめ	64
第5章	直流キャパシタ電圧一定制御を用いた単相三線式配電用電流バランサの制御法	67
5.1	直流キャパシタ電圧一定制御を用いた電流バランサの制御法	67
5.1.1	直流キャパシタ電圧一定制御の線形化モデル	71
5.2	シミュレーション結果	73
5.3	変換器容量の検討	75
5.4	まとめ	77
第6章	3レグインバータの変換器容量と直流キャパシタ容量の低減を目的とした電流バランサの制御法	79
6.1	3レグインバータの変換器容量の低減を目的とした制御法	80
6.1.1	電力フローと直流キャパシタ容量の検討	82
6.2	シミュレーション結果	83
6.3	実験結果	85
6.3.1	変換器容量の検討	88
6.4	まとめ	91
第7章	結論	95
	参考文献	99
	発表論文	103
	謝辞	105

目 次

1.1	電力システムの基本的構成例	2
1.2	低圧配電方式 (単相)	6
1.3	単相三線式配電のシステム構成図	9
1.4	単巻変圧器を用いたバランサの構成図	11
1.5	バランサの構造	11
2.1	ハーフブリッジインバータを用いた電流バランサのシステム構成図	16
2.2	ハーフブリッジインバータを用いた電流バランサの動作原理	17
2.3	制御ブロック図	18
2.4	制御ブロック図	19
2.5	電圧不平衡の発生	21
2.6	電源電流 i_S における位相誤差	22
3.1	d-q 変換による補償電流指令値演算方式	26
3.2	瞬時電圧ベクトルと瞬時電流ベクトル	28
3.3	pq 理論による補償電流指令値演算方式	32
3.4	電圧, 電流の座標変換	35
3.5	ヒルベルト変換を用いた高調波電流検出法	35
3.6	単相 pq 理論に基づく有効・無効電流検出法	37
3.7	相関および相互相関係数を用いた高調波電流検出法	40
4.1	単相三線式配電用電流バランサのシステム構成図	45
4.2	負荷急変時における有効電流波形	48
4.3	直流キャパシタ電圧一定制御ブロック図	48
4.4	線形化モデルを用いた直流キャパシタ電圧一定制御ブロック図	50
4.5	ナイキスト線図	50
4.6	電力とキャパシタ電圧の関係	53
4.7	電流バランサ起動前後のシミュレーション波形	55
4.8	負荷急変時におけるシミュレーション波形	56
4.9	単相三線式配電用電流バランサの実験装置構成図	58
4.10	実験装置の外観図	59
4.11	電流バランサ起動前後の実験波形	62

4.12	負荷急変時における実験波形	63
5.1	単相三線式配電用電流バランサのシステム構成図	68
5.2	電気鉄道用パワーラインコンディショナのシステム構成図	70
5.3	直流キャパシタ電圧一定制御ブロック図	72
5.4	I-PD 制御	72
5.5	電流バランサ出力電流指令値演算ブロック図	72
5.6	I-PD 制御を用いた直流キャパシタ電圧一定制御ブロック図	74
5.7	ナイキスト線図	74
5.8	負荷急変時におけるシミュレーション波形	76
5.9	補償電流のフェザー図	77
6.1	単相三線式配電用電流バランサのシステム構成図	81
6.2	電源電圧・電流および負荷電流のフェザー図	82
6.3	電力とキャパシタ電圧の関係	84
6.4	電流バランサ起動前後のシミュレーション波形	86
6.5	負荷急変時におけるシミュレーション波形	87
6.6	電流バランサ起動前後の実験波形	89
6.7	負荷急変時における実験波形	90
6.8	電源側の電流の力率を 1 とする場合の補償電流	92
6.9	電源側の電流の力率を 0.9 とする場合の補償電流	92

表 目 次

1.1	配電方式の特性	8
2.1	図 2.1 の回路定数	19
4.1	シミュレーションに用いた変圧器定数	54
4.2	図 4.1 の回路定数	54
4.3	図 4.9 の回路定数	58
4.4	ハードウェアの仕様	60
4.5	変圧器の試験結果	61
4.6	実験に用いた変圧器定数	61
5.1	シミュレーションに用いた回路定数	75
6.1	シミュレーションに用いた回路定数	84
6.2	直流キャパシタ容量と変換器容量の低減効果	91
6.3	直流キャパシタ容量と変換器容量の低減効果	91

第1章 序論

1.1 電力系統と送電・配電技術

1.1.1 電力システムの構成

電力システムは、図 1.1 に示すように熱エネルギーを電気エネルギーに変換する火力・原子力発電所，位置エネルギーを電気エネルギーに変換する水力発電所，電圧を上げたり，下げたり，または電気の流れを制御する変電所，発電所や変電所の間を結ぶ送電線から構成された巨大なシステムである⁽¹⁾。わが国の電力システムは，10社の電力会社から構成されており，地理的理由から他の電力系統とはつながれていない沖縄電力を除く9社は，互いに電力をやり取り（融通）しあっている。ただし，わが国の電力事業が始まったときの経緯として，東日本ではヨーロッパから設備を導入したため，周波数はヨーロッパと同じ50Hzであるのに対し，西日本ではアメリカから設備を導入したため，周波数は60Hzとなり，現在でもその影響でわが国には二つの周波数が存在するという世界でも珍しい電力システムとなっている。

ここで，電力システムを構成する各設備について述べる。発電設備に関しては，電力事業黎明期は火力発電が主流であったが，その後水力発電の比率が高まっていった。しかし，第二次大戦後は再び火力が主流となり，現在は火力，原子力，水力の順に比率が高くなっている。この間，熱効率の向上とスケールメリットを追求して発電ユニットの大容量化が進められ，現在わが国では1ユニットで135万kWもの発電設備が作られるに状況に至っている。しかしながら，このような大容量の発電設備は需要家が密集した大都市近郊には設置することができず，かなり離れた地域に設置される傾向がある。さらに，近年の環境問題など，これら発電設備の立地問題が顕在化してきている。一方，小規模発電設備は効率が必ずしも高くないものの，廃熱を利用すれば全体としては熱利用効率が上がるため，熱併用発電（コージェネ）として，需要家地帯に分散配置しようという動きもある。また，風力，太陽光などの自然エネルギーを有効に

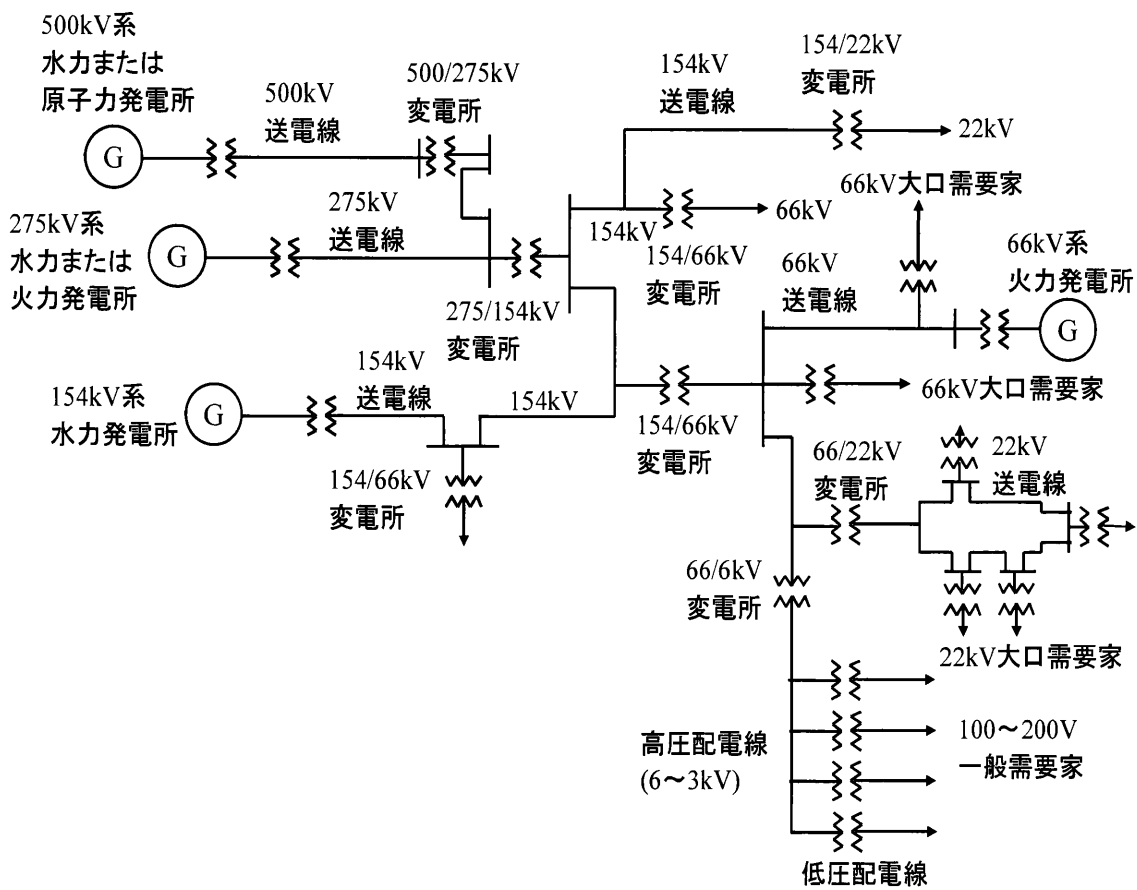


図 1.1 電力系統の基本的構成例

利用するための風力発電，太陽光発電も実用化されているが，離島など限られた地域にしか普及していない。いずれにしても発電設備に関しては，小規模分散型の設備が普及しつつあるが，その割合は低く，供給の中心は大容量の発電設備といえる。

送電設備について見ると，同じ電力を送るためには電圧を上げることで電線を通る電流を小さくすることができ，その結果送電損失(送電線の抵抗による熱損)を小さくすることができる。このため，電力システム全体の効率向上のために，発電設備の大容量化と並んで送電電圧を上げることが進められてきた。現在国内の送電最高電圧は500kVであるが，一部設備は1000kVで運用できるように設計されている。送電線は架空送電線(鉄塔に電線を架けたもの)が主流であるが，大都市では架空送電線を設置するための土地の入手が困難なため，地下に埋設するケーブルが用いられている。大都市の中心部ではその膨大な需要にできるだけ少ない損失で電気を送るため，最近では500kVで送電可能なケーブルも実用化され運用されている。

変電設備については，送電電圧の高まりに伴い，それに見合った変圧器が開発されてきた。また，事故(一般に，電力系統では架空送電線への落雷で過電流が流れる事故が大部分)による機器の損傷を防ぐために，大電力を切ることのできる遮断器も開発されている。さらに，近年のパワーエレクトロニクス技術の進歩で，周波数変換装置や交直変換装置も開発され，一部の変電所に設置されている。

需要家近辺の変電所から需要家までをカバーするのが配電系統である。電力系統ごとに配電電圧は異なっているが，一般の家庭需要家向けの配電線電圧は100Vあるいは200Vである。配電系統には，事故時に停電範囲を局限化するための開閉器が設置されている。また，事故時の停電時間を短縮するために，自動化された事故復旧システムも備えられるようになってきている。

1.1.2 交流送電と直流送電

北海道と本州の間の電力融通は交流を直流に変換して送電し，その直流を交流に逆変換して受電する，いわゆる直流送電によって行われている。現在の電力システムはこのように交流送電が主体で直流送電が補完的に適用されている。しかし，1882年に世界で初めて商用の電力供給が開始されたときは直流送電方式であった。その後，系統規模が拡大し，大電力を長距離送電する必要性が高まるにつれ，次に述べる利点をもつ交流送電が主流となった⁽²⁾。

(1) 変圧器により容易にかつ効率的に電圧の昇降が可能

送電線での損失は電流の二乗に比例する。このため、大電力を長距離に効率よく送電するには、発電端で変圧器により昇圧して高電圧・小電流で送電し、受電端で再び使いやすい電圧まで降圧できる交流送電が有利である。

(2) 遮断器による系統事故保護が容易で、ネットワークが自由に構成可能

系統の拡大は送電線を分岐させて行われる。落雷などの事故が送電線で発生した場合、機器を安全に保護するとともに、系統全体に事故が波及しないように遮断器で事故区間を分離する必要がある。直流では電流のゼロ点がないためきわめて特殊な遮断器が必要となる。それに対し、交流では半サイクルに1回電流がゼロになるため、比較的簡単な機械式遮断器で系統を保護でき、系統の拡大が容易に行える。

(3) 平衡三相交流送配電システムにより効率的、経済的な電力輸送が可能

同じ電力を送るために必要な送電線の本数を減らすことは、設備コストを抑え経済性を高めるために重要である。交流送電では、平衡三相交流送配電システム技術の確立により、三相電力を三線で発電、送電、配電できる。

(4) 大容量交流同期発電機が電源として利用可能

交流発電機は直流発電機と異なり整流子を必要としないことから、構造が簡単で大容量機の製作に適しており、保守も容易である。このため、現在の発電所の発電機はほとんど交流同期発電機となっている。

(5) 構造が簡単で堅牢で安価な誘導機を動力負荷として利用可能

しかしながら、あまりにも規模が拡大するとその限界が訪れ、次に述べるような問題点が顕在化している。

(A) 安定度による送電距離や送電電力の制約

(B) 地中ケーブルや海底ケーブル送電での充電電流による送電電力の制約

(C) 異なる周波数間の系統連系ができないことによる系統拡大の制約

(D) 系統連系拡大による短絡電流の増大

1.1.3 送電設備と配電設備

発電所で発生した電力を確実に安全に効率よく経済的に所定の箇所に輸送することで、送電設備も配電設備も本質的にはその区別はないが、送電設備は大電力・高電圧・長距離で、経過地は山間や田野であるのに対して、配電設備は小電力・低電圧・短距離

で、道路上や道路下に施設されるので、建造物や地価埋設物に近接するため都市の美観や安全上の配慮が必要である。電圧階級の取り方、発電機電圧、結線方式などにおいて電力会社により多少の相互はあるが、一般に発電所の電力は発電機電圧から 500kV、275kV(または 220kV, 187kV), 154kV(または 110kV), 66kV(または 77kV) の送電電圧に一旦昇圧され、送電系統で送電され大口需要家に対して 66kV または 77kV あるいは 22kV または 33kV 送電線から直接供給され、一般需要家へは 6kV および 3kV の高圧配電線および 200V, 100V の低圧配電線を通して配電される。

高圧配電線の配電電圧としては当初 1~3kV 級が用いられ、戦後三相 4 線式の 5.7kV が一部地域で採用されたが、間もなく廃止され、その後は三相 3 線式の 3kV と 6kV が併用された。設備を 3kV から 6kV に昇圧すると電圧降下、電力損失が同一ならば、供給電力は 4 倍に増え、配電線を変えず 3kV 変圧器だけを昇圧した場合でも 2 倍に増えるところから、1950 年中ごろ (昭和 30 年代) から昇圧工事が進み、現在で大部分 6kV に統一されている。

送配電線路は構造的に見た場合、架空線と地中線の 2 種に大別することができる。架空線は電線と支持物とからなり、地中線は電力ケーブルを埋設して送電する。地中線は架空線に比べて雷害、風水害のために故障を生じることが少ないので、電力供給の信頼度が高いうえ、都市の美観を害することがない利点があるが、反面建設費が高いうえ、送電容量が小さく事故復旧に長時間を要する欠点がある。

わが国では従来、経済上の観点から保守上、法規からの制約などのほかは地中線路を採用しなかったが、近年は美観のほか環境への配慮などから、大都市の変電所から都市内の配電用変電所までの送電線路が地中線路となっており、配電線路についても都市美観の観点から地中化が進められている。

1.1.4 家庭用配電方式

日本では、低圧配電方式として単相二線式や単相三線式配電方式があるが、現在は単相三線式 100/200V 方式が最も多く使用されている。単相二線式配電方式は、電線二線で配電するもので工事や保守が簡単という特徴がある。図 1.2 に低圧配電方式の図を示す。(b) の単相三線式配電方式は、電源の単相変圧器の中性点から中性線を引き出し、両外線の電圧線とともに 3 線で負荷に供給する。100V 負荷は電圧線と中性線との間に接続し、200V 負荷は両電圧線間に接続する。この単相三線式配電は単相二線式

配電に比べ次のような長所がある。

- 1) 電圧降下，電力損失が平衡負荷の場合 1/4 に減少する。
- 2) 所要電線量が少なくすむ。
- 3) 200V 負荷の使用が可能となる。

平衡負荷の場合，中性線には電流が流れない。次に，単相二線式と単相三線式で負荷電力が等しいとした場合の所要電線量，電力損失，電圧降下について計算する。

(a) 所要電線量

負荷電力を P ，線路損失を P_l ，負荷電圧を（単相三線式は中性線と外線間の電圧）を V ，力率を $\cos \theta$ とし，単相二線および単相三線式の線電流および電線 1 条の抵抗をそれぞれ I_1 ， I_3 ， R_1 ， R_3 とする。負荷電力は等しいので，次式となる。

$$P = VI_1 \cos \theta = 2VI_3 \cos \theta$$

$$I_1 = 2I_3$$

$$\dots\dots\dots (1.1)$$

一方，電力損失は，単相三線式の負荷が平衡しているとするると次式となる。

$$P_l = 2I_1^2 R_1 = 2I_3^2 R_3 \quad \dots\dots\dots (1.2)$$

(1.2) 式に (1.1) 式の関係代入し， R_1 と R_3 の比を求めると

$$\frac{R_1}{R_3} = \left(\frac{I_3}{I_1}\right)^2 = \frac{1}{4} \quad \dots\dots\dots (1.3)$$

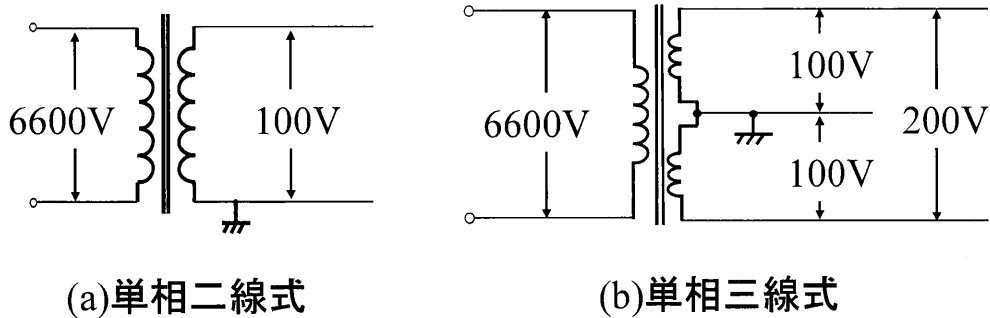


図 1.2 低圧配電方式(単相)

となる。単相二線式と単相三線式の電線 1 条の断面積および重量をそれぞれ S_1 , S_3 , W_1 , W_3 とする。電線量は断面積に比例し、また抵抗と断面積の関係は反比例の関係にある。 W_1 と W_3 の比は次のようになる。

$$\frac{W_3}{W_1} = \frac{S_3}{S_1} = \frac{R_1}{R_3} = \frac{1}{4} \quad \dots\dots\dots (1.4)$$

各方式の所要電線量の比は中性線の電線の太さを電圧線と電圧線と同じにすれば次式となる。

$$\frac{\text{単相三線式電線量}}{\text{単相二線式電線量}} = \frac{3W_3}{2W_1} = \frac{3}{8} = 0.375 \quad \dots\dots\dots (1.5)$$

以上より、単相三線式配電では単相二線式配電と比較し 37.5% の電線量となる。

(b) 電力損失

両方式とも同一太さの電線を使用するものとし、そのときの電線 1 条あたりの抵抗を R とすれば、両方式の電力損失 P_{l1} , P_{l3} は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} P_{l1} &= 2I_1^2 R \\ P_{l3} &= 2I_3^2 R \\ &\dots\dots\dots (1.6) \end{aligned}$$

P_{l1} と P_{l3} の比をとり、負荷電力が等しい条件 $I_1 = 2I_3$ を代入する。

$$\frac{P_{l3}}{P_{l1}} = \left(\frac{I_1}{I_3}\right)^2 = \left(\frac{1}{2}\right)^2 = \frac{1}{4} \quad \dots\dots\dots (1.7)$$

単相三線式配電は単相二線式配電の 1/4 の電力損失となる。

(c) 電圧降下

単相三線式は中性線に電流が流れないと考えると、外線 1 線のみ電圧降下となる。両方式の電圧降下を v_1 , v_3 とすれば次式で表される。

$$\begin{aligned} v_1 &= 2I_1 R \cos \theta \\ v_3 &= I_3 R \cos \theta \\ &\dots\dots\dots (1.8) \end{aligned}$$

v_1 と v_3 の比をとり、負荷電力が等しい条件である $I_1 = 2I_3$ を代入する。

$$\frac{v_3}{v_1} = \left(\frac{I_3}{2I_1}\right) = \frac{1}{4} \quad \dots\dots\dots (1.9)$$

表 1.1 配電方式の特性

	単相二線式	単相三線式
送電電力	$VI \cos \theta$	$2VI \cos \theta$
電圧降下	$2IR \cos \theta$	$IR \cos \theta$
電力損失	$2I^2R$	$2I^2R$
電線総量比 (単相二線式を100%とする)	100	37.5

電圧降下も単相三線式配電は1/4に軽減される。これらの特性をまとめたものを表1.1に示す。

このような長所がある一方で、次のような短所もある⁽³⁾。

- 1) 常時の負荷に不平衡があると負荷電圧が不平衡となる。
- 2) 中性線が断線すると負荷の不平衡度合が大きい場合は大きな負荷電圧の不平衡が生ずる。
- 3) 中性線と電圧線が短絡すると短絡しない側の負荷電圧が異常上昇する。

単相三線式配電では、このような問題点があるため中性線には一般に自動遮断装置を設置しない。

また、100V 負荷が不平衡の場合、負荷電流に不平衡が生じる。負荷電流が不平衡の場合には、柱上変圧器の漏れリアクタンスの影響により図 1.3 の2次側電源電圧 v_{L1} , v_{L2} が変動する。この電圧変動は、電子機器や製品の寿命に悪影響を及ぼす問題がある。さらに、負荷が不平衡の場合には平衡時と比較し柱上変圧器の発生損失が増加する。以上の短所に対する対策としては、負荷をできるだけ平衡となるように接続し、不平衡が大きい場合には後述するバランスを取り付ける。また、中性線に太めの切れにくい(例えば4mm以上)電線を使用するとともに、接続点の接触不良も断線と同じ結果となるので、中性線との接続を完全に行うなどの方法をとる。

一般に、両電圧線電流の大きさの違いにより生じる電圧不平衡を解決するため、バランスが用いられている^{(4)~(6)}。図 1.4 に、単巻変圧器を用いたバランスの構成図を示す。線路の末端に巻数比1の単巻変圧器によるバランスを設置し、バランスを設けることでたとえ両側の負荷に不平衡があっても、また中性線が断線しても両側の電圧はバランスして負荷に働くように作用する。これは、両側の電圧がバランスするよう

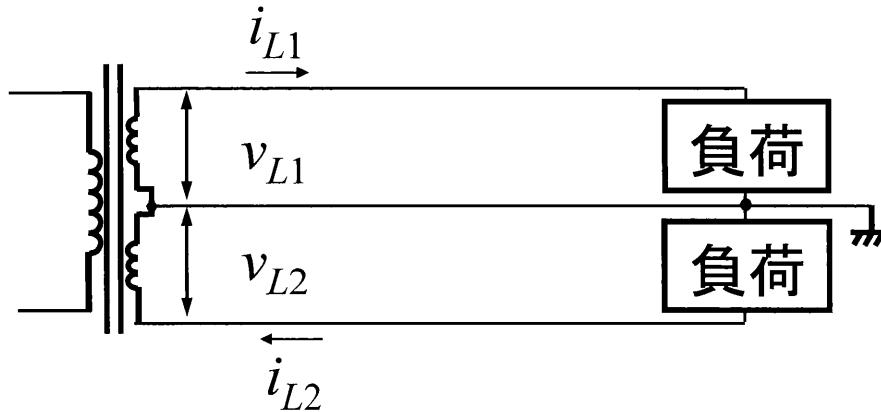


図 1.3 単相三線式配電のシステム構成図

補償電流を流すからである。図 1.5 にバランサの原理図を示す。A 電圧線電流 i_A が B 電圧線電流 i_B より小さい場合には、バランサ電流 i_b が A, B 両端子に流入する。反対に B 電圧線電流が A 電圧線電流より小さい場合には、バランサ電流 i'_b が両端子から流出し、中性線電流を 0 にするように作用して両電圧、電流を平衡化する。図 1.4 において、A 電圧線の電流が B 電圧線より小さい場合におけるバランサ接続後の関係式を次式に示す。

$$\begin{aligned}
 i'_A &= i_A + i_b \\
 i'_B &= i_B - i_b \\
 i'_n &= (i_B - i_A) - 2i_b \\
 &\dots\dots\dots (1.10)
 \end{aligned}$$

ここで i_A , i_B はバランサ接続前の A 電圧線および B 電圧線の電流, i'_A , i'_B , i'_n はバランサ接続後の A 電圧線および B 電圧線の電流と中性線電流である。また i_b はバランサ電流である。

B 電圧線電流が A 電圧線電流より小さい場合の関係式を次式に示す。 i'_b はバランサ

電流である。

$$\begin{aligned} i'_A &= i_A - i'_b \\ i'_B &= i_B + i'_b \\ i'_n &= -(i_A - i_B) + 2i'_b \\ &\dots\dots\dots (1.11) \end{aligned}$$

このように、バランスなしの場合の電圧降下が大きい側の電流を減らし、電圧降下の少ない側の電流を増やして中性線の電圧降下を0とするように働く。また、バランス電流はバランスを接続する前の中性線に流れる電流の1/2となる。もし中性線が断線した場合、バランスが設置されているとバランスによる循環電流により各外線には同じ電流が流れ、中性線には電流が流れない。このため中性線が断線しても両側の電圧 v_A , v_B には差は生じない。以上から、バランスの設置により負荷電圧は等しくなり、不平衡状態での問題を解決する。しかしながら、両外線の電流に対して力率の補償は不可能である。また、線路の末端に接続するため、各需要家単位での電圧平衡化についても不可能である。

1.2 研究目的

前述したように、単相三線式配電においてアンバランスな負荷状態では負荷電流に不平衡が生じ、二次側電源電圧の変動や柱上変圧器の発生損失が大きくなるなどの問題点がある。したがって、電源電流の平衡化を実現することでこれらの問題を解決できる。そこで、本問題を解決するための単相三線式配電用電流バランスは、東京電機大学の飯田氏らにより、1線共通式の2レグインバータにより構成する電流バランスが提案されている。しかしながら、RL負荷などの抵抗以外の負荷への応用が不可能などの問題点がある。

また、単相三線式配電において電源側でバランスした電流を得るためには、単相回路における有効・無効電流の検出が必要となる。三相回路においては、電圧および電流の瞬時値から一時的に定義できる瞬時有効・無効電力理論(pq理論)が確立されており⁽¹⁶⁾、このpq理論に関しては多くの文献により拡張例などが報告されている。しかしながら、単相回路における有効・無効電流の検出においては、三相回路におけるpq理論のように電圧・電流の瞬時値から無効電力が定義できないため、その検出法につ

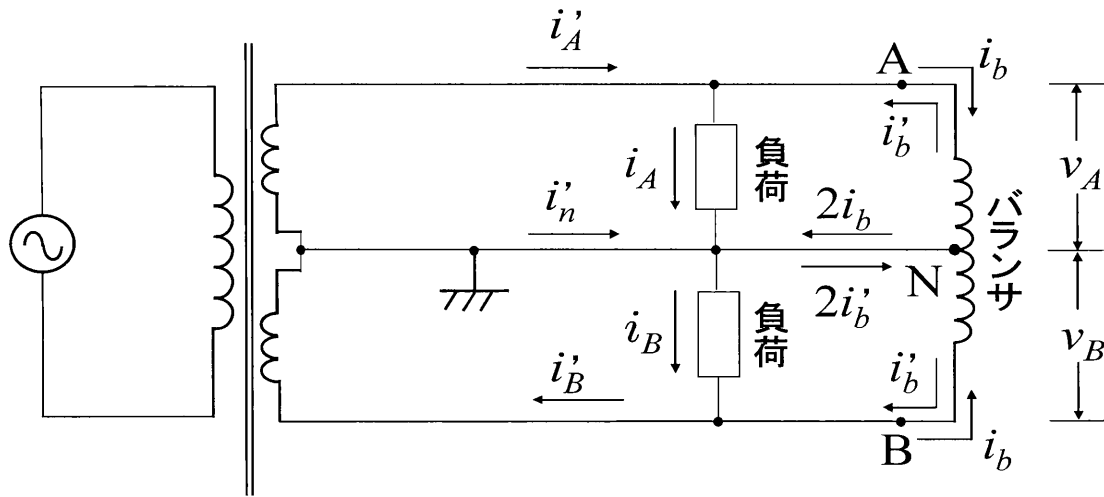


図 1.4 単巻変圧器を用いたバランサの構成図

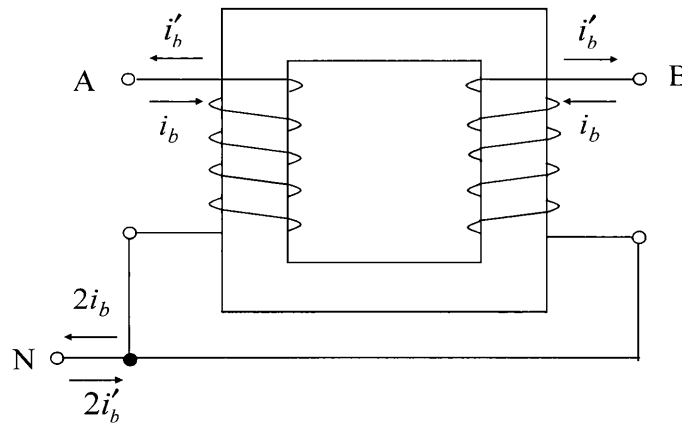


図 1.5 バランサの構造

いては報告例が少ない。斎藤氏は、ヒルベルト変換を用いて直交関数を演算し、三相と同様なベクトルの概念により単相回路の瞬時有効・無効電力を定義する一般理論を提案し、その有効性を明らかにしている^{(19), (20)}。しかしながら、ヒルベルト変換を用いた方法では、数値微分演算を行う。電流に含まれるノイズの影響によっては微分演算による数値の発散が起り、数値が不安定となる問題がある。また文献(21)では、単相の電圧・電流の位相を 90° 遅らせた波形を使用して直交関数とし、三相のpq理論のように有効・無効電力を定義している。しかしながら、 90° 位相の遅れた信号を用いて演算を行っているために、瞬時有効・無効電力を検出しているとは言えない問

題点などがある。以上より、単相回路において時間領域で有効・無効電流を検出する方法が課題である。

本研究の目的は、上記問題を解決し、単相三線式配電においてアンバランスな負荷状態においても電源側でバランスした電源電流を得ることである。以下に、本研究の目的を要約する。

1. 単相回路での有効・無効電流検出法として、相関係数・相互相関係数を用いた検出法の有効性を明らかにする。
2. 電源電圧と負荷電流の相関に着目した電流バランスの制御法について、計算機シミュレーションおよび実験によりその有効性を確認する。
3. 直流キャパシタ電圧一定制御系を用いた簡易な電流バランスの制御法の有効性を、計算機シミュレーションにより確認する。
4. 変換器容量とキャパシタ容量の低減を目的とした電流バランスの制御法の有効性を、計算機シミュレーションおよび実験により明らかにする。

1.3 論文の概要

本論文は7章から構成されており、各章の概要は以下の通りである。

第1章では、本国における送配電技術について、また低圧配電として用いられている単相三線式配電方式の特徴について述べる。単相三線式配電における、アンバランスな負荷状態での電圧不平衡の対策として用いられている方式を示す。

第2章では、単相三線式配電用電流バランスにおける研究経過として、東京電機大学の飯田氏らにより提案されている、1線共通式の2レグインバータにより構成する単相三線式配電用電流バランスについて述べる。はじめに、提案されている電流バランスのシステム構成およびその制御法について述べる。さらに、提案されている電流バランスでの問題点を、計算機シミュレーション結果を踏まえて指摘する。

第3章では、三相回路および単相回路における有効・無効電流検出法についての研究過程について述べる。はじめに、三相回路における有効・無効電流検出法についてそれぞれ述べる。次に、これまで提案されている単相回路における有効・無効電流検出

法の得失について明らかにする。さらに、本論文で用いる電源電圧と負荷電流の相関と相互相関に着目した有効・無効電流検出法の有用性を明らかにする。

第4章では、3レグ電圧形PWMインバータにより構成する単相三線式配電用電流バランスの制御法について検討する。はじめに、システム構成と電源電圧と負荷電流の相関に着目した単相三線式配電用電流バランスの制御法について述べる。次に、線形化モデルを用いた電流バランスの直流キャパシタ電圧一定制御法について検討する。次に、電流バランスの電力フローを検討し、直流キャパシタ容量を決定する。次に、PSIMを用いた計算機シミュレーションにより、提案した電流バランスの制御法の有効性を確認する。さらに、実験装置を構成し実験により提案した制御法の有効性を確認する。以上から、アンバランスな負荷状態でも、振幅が等しく力率が1のバランスした電源電流が得られることを明らかにする。

第5章では、直流キャパシタ電圧一定制御系を用いた簡易な単相三線式配電用電流バランスの制御法を検討する。はじめに、3レグインバータへ流入するパワーフローについて検討する。このとき、電源電流が平衡状態で力率が1の場合では、3レグインバータに流入する瞬時電力の平均値が零となることを示し、直流キャパシタ電圧一定制御により不平衡分を補償できることを明らかにする。計算機シミュレーションにより、提案した制御法の有効性を確認する。最後に、電流バランスとして動作する3レグインバータの変換器容量について検討する。

第6章では、前章までの制御法において変換器容量が大きくなる問題点を解決するため、電源電圧と負荷電流の相関と相互相関に着目した制御法を検討する。負荷電流の無効電流成分を検出し、電源電流の力率を0.9とすることで変換器容量の低減が可能となる。はじめに、電源電圧と負荷電流の相関と相互相関に着目した制御法について述べる。次に、電力フローを検討し、直流キャパシタ容量を決定する。計算機シミュレーションおよび実験により、変換器容量および直流キャパシタ容量を低減しながら、力率が0.9のバランスした電源電流が得られることを確認する。

第7章では、本研究で得られた研究成果および今後の研究課題について要約する。

第2章 単相三線式配電用電流バランス における研究背景

第1章において述べた単相三線式配電におけるアンバランスな負荷状態での電流不平衡などの問題点を解決するため、東京電機大学の飯田氏等により単相三線式配電用電流バランスが提案されている⁽⁷⁾⁽⁸⁾。提案されている電流バランスは、単相電圧形ハーフブリッジインバータを2台用いた構成となっており、負荷と並列に接続される^{(9)~(12)}。この電流バランスは、負荷電流のアンバランス分を補償し、電源側でバランスした電流を得ることができる。しかしながら、実用化に際しRL負荷などの抵抗以外の負荷への応用が不可能などの解決すべき問題点がある。本章では、提案されている電流バランスのシステムおよび動作原理を述べ、問題点を明らかにする。

2.1 システム構成

図2.1に、東京電機大学の飯田氏等が提案した電流バランスのシステム構成図を示す。電流バランスは、電源と負荷に対して並列に接続された1線共通式の2レグインバータにより構成される。直流キャパシタ C_1 、 C_2 、スイッチング素子 S_1 、 D_1 、および S'_1 、 D'_1 により1組のハーフブリッジを構成し、同じ C_1 、 C_2 を共用してスイッチング素子 S_2 、 D_2 および S'_2 、 D'_2 によりもう1組のハーフブリッジインバータを構成する。

ハーフブリッジインバータの一方を順変換動作させている状態で、他方のハーフブリッジインバータを逆変換動作させることが可能であり、この特徴を電流バランスに利用している。図2.2に、提案されている電流バランスの動作原理を示す。図2.2(a)において、アンバランスな負荷が電源である v_{L1} と v_{L2} に接続されており、それぞれの負荷電流 i_{z1} 、 i_{z2} が $i_{z1} > i_{z2}$ の関係にあるとする。このとき電源電流 i_{s1} 、 i_{s2} を平衡状態とするためには、図2.2(b)のようにインバータ1を逆変換動作させ、バランスから低圧側電圧 v_{L1} に $i_1 = (i_{z1} - i_{z2})/2$ の補償電流を出力する。このときインバータ2では順変換動作とし、低圧側電圧 v_{L2} からバランスに流入する補償電流を $i_1 = i_2$ とす

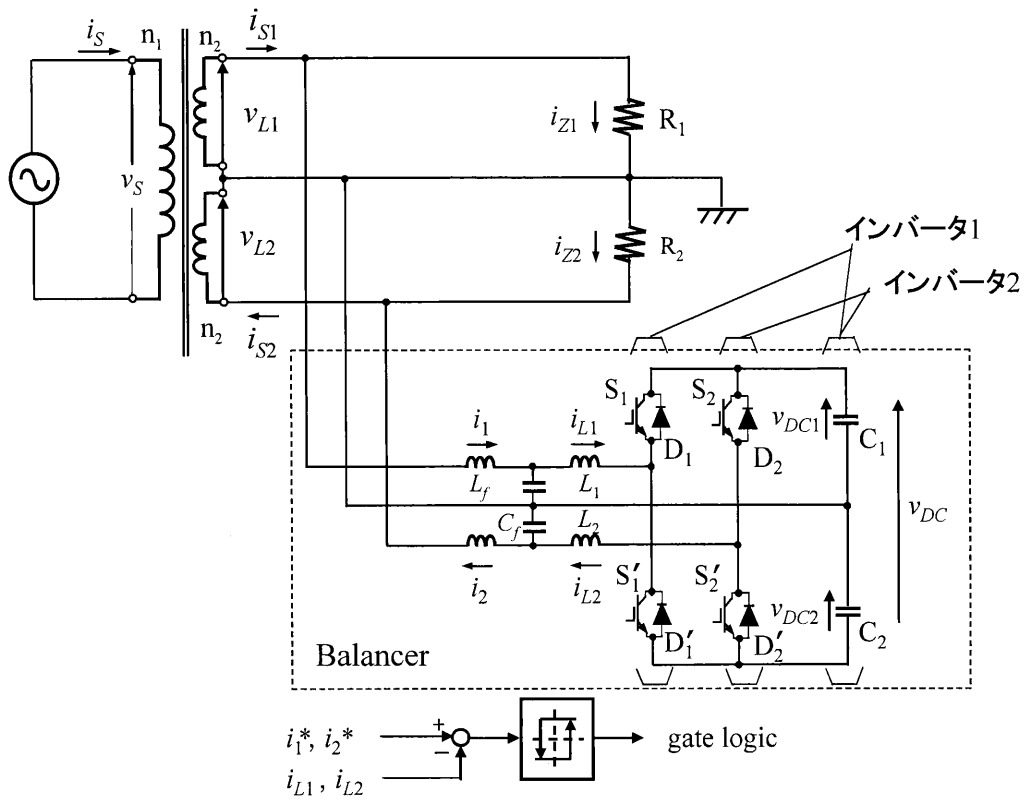
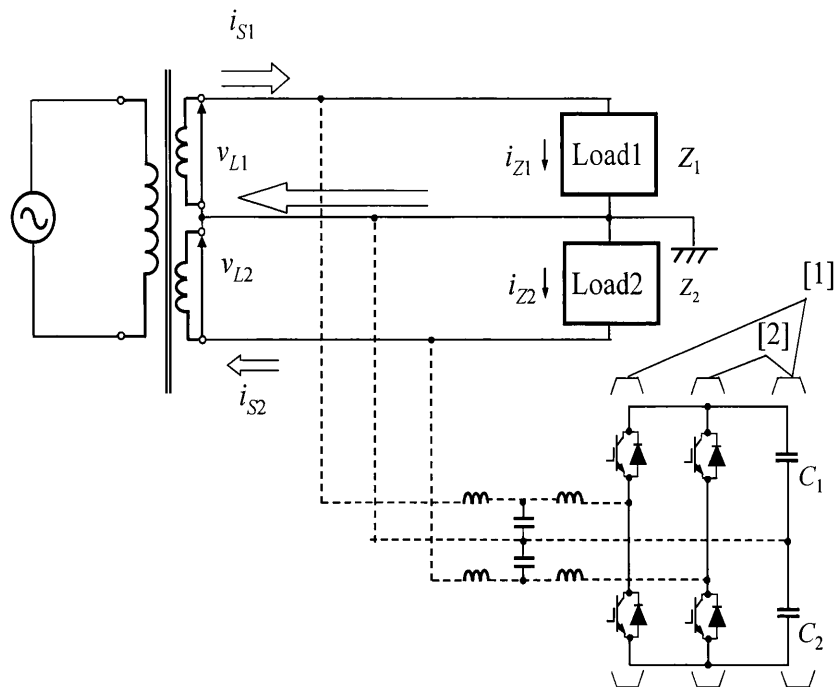
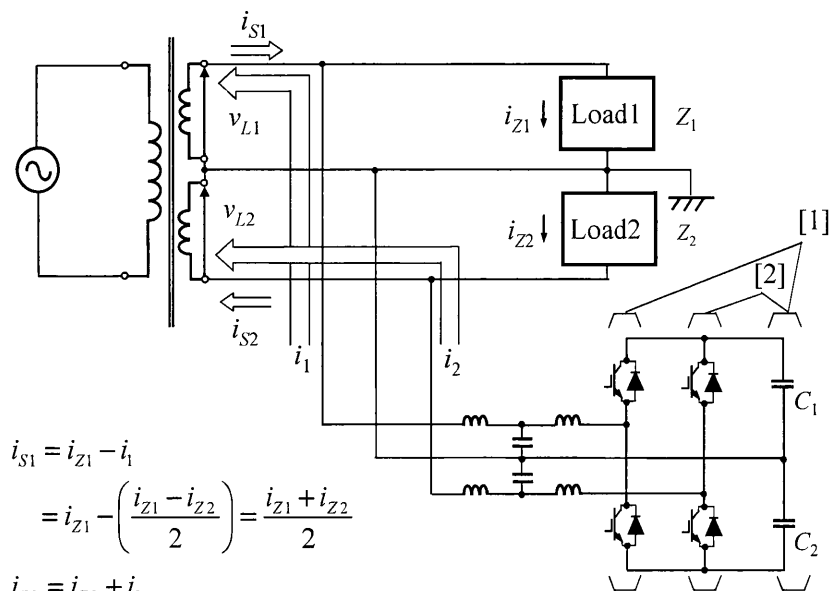


図 2.1 ハーフブリッジインバータを用いた電流バランスのシステム構成図



(a) 電流バランス不動作時



$$\begin{aligned}
 i_{S1} &= i_{Z1} - i_1 \\
 &= i_{Z1} - \left(\frac{i_{Z1} - i_{Z2}}{2} \right) = \frac{i_{Z1} + i_{Z2}}{2} \\
 i_{S2} &= i_{Z2} + i_2 \\
 &= i_{Z2} + \left(\frac{i_{Z1} - i_{Z2}}{2} \right) = \frac{i_{Z1} + i_{Z2}}{2}
 \end{aligned}$$

(b) 電流バランス動作時

図 2.2 ハーフブリッジインバータを用いた電流バランスの動作原理

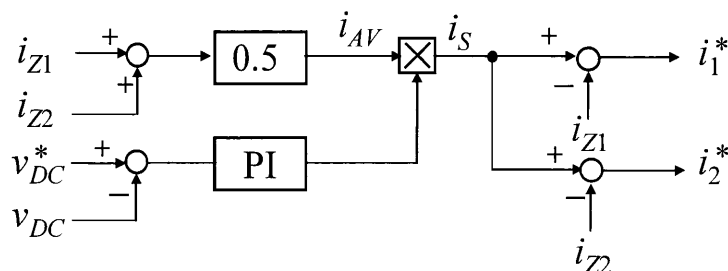


図 2.3 制御ブロック図

る。これらから、電源電流は $i_{S1} = i_{S2} = (i_{Z1} + i_{Z2})/2$ となり、電源電流を平衡状態とすることができる。電源電流 i_{S1} および i_{S2} が負荷電流の平均値に等しくなるように、補償電流を与えるものとする、補償電流 i_1 および i_2 は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 i_1 &= \frac{i_{Z1} - i_{Z2}}{2} \\
 i_2 &= \frac{i_{Z2} - i_{Z1}}{2} \\
 i_{S1} = i_{S2} + i_2 &= \frac{i_{Z1} + i_{Z2}}{2} = i_{S2} \\
 &\dots\dots\dots (2.1)
 \end{aligned}$$

(2.1) 式で与えられる補償電流は、純抵抗負荷では問題ないが RL 負荷のように力率が 1 ではない負荷に対して、補償後の電源電流の力率を高力率で得られない問題点がある。図 2.3 に、図 2.1 のハーフブリッジインバータを用いた電流バランスの制御ブロック図を示す。負荷電流 i_{S1} および i_{S2} を検出し、その平均値 i_{AV} を求め電源電流 i_{S1} と i_{S2} の目標値 i_S を算出する。この i_S と各負荷電流 i_{Z1} と i_{Z2} の差分を求めることで補償電流 i_1^* および i_2^* を算出する。さらに直流電圧 v_{DC} を一定に制御する直流電圧一定制御が用いられている。直流電圧 v_{DC} を検出し、直流電圧の目標値 V_{DC}^* との偏差を PI 調節器により増幅し、 V_{DC} を制御するための有効電流の指令値を演算する。この有効電流の指令値と i_{AV} を乗算し、 v_{DC} の制御に必要な有効電流を演算している。

2.2 シミュレーション結果

図 2.1 に示した、ハーフブリッジインバータを用いた電流バランスの問題点について、PSIM を用いた計算機シミュレーションにより検討する。シミュレーションでは、Load1, Load2 にアンバランスな純抵抗を接続している。表 2.1 に、シミュレーションに用いた回路定数を示す。図 2.5 に、図 2.3 の制御ブロックを用いて負荷側電流のア

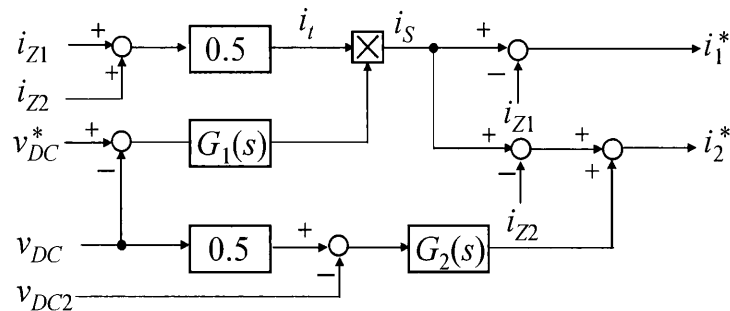


図 2.4 制御ブロック図

ンバランス補償を行った場合のシミュレーション結果を示す。 v_{L1} , v_{L2} は低圧側電圧, i_{S1} , i_{S2} は各フィーダの電源電流を示している。Load1 に流れる電流 i_{Z1} と Load2 に流れる電流 i_{Z2} は, アンバランスな負荷状態であるため振幅が異なっているが, 電流バランスの補償電流 i_1 および i_2 により電源電流 i_{S1} と i_{S2} の振幅が等しくなっている。一般にハーフブリッジ回路では, 2つの直流キャパシタ電圧に不平衡が生じやすいことが文献(7)および(8)で指摘されている。2台のハーフブリッジインバータの制御ブロック内において使用される, ヒステリシス比較方式PWM信号の非対称性が主な原因である。制御回路をオペアンプのようなアナログ回路で構成した場合において, 始動前にそれらのオフセット量をゼロに調整しても装置の作動中にオフセット分が変化する。このため, 直流キャパシタ C_1 および C_2 への充放電量が不均衡となり, それらの電圧 v_{DC1} および v_{DC2} が等しくならない。文献(7)では, 大容量 $4700\mu\text{F}$ のキャパシタを用いることで v_{DC1} および v_{DC2} の電圧不平衡を抑制している。さらに, 文献(8)では直流キャパシタ電圧 v_{DC1} および v_{DC2} のアンバランスを抑制するため, 図 2.4 に示すように, 直流電圧平衡化制御を付加している。検出した直流キャパシタ電圧の不平衡分である, v_{DC2} と $v_{DC}/2$ の偏差をPI制御器で増幅して各ハーフブリッジインバータの補償電流指令値へ加えている。ここで, 図 2.4 に示した制御ブロックを用いた場

表 2.1 図 2.1 の回路定数

$R_1: 10 \Omega$	$L_f: 300 \mu\text{H}$
$R_2: 50 \Omega$	$C_f: 10 \mu\text{F}$
$C_1 4700 \mu\text{F}$	$L_1: 1.6 \text{mH}$
$C_2 4700 \mu\text{F}$	$L_2: 1.6 \text{mH}$

合の計算機シミュレーション結果を図 2.6 に示す。直流キャパシタ電圧 v_{DC1} と v_{DC2} の平均値が図 2.5 と比較し等しくなっており、直流キャパシタ電圧が不平衡となる問題点は解決している。しかしながら、図 2.4 に示したように直流キャパシタ電圧を平衡化するための指令値をインバータ 2 側のみに加算しているため、補償後の電源電流 i_{S1} および i_{S2} の位相に誤差を生じている。

2.3 ハーフブリッジインバータを用いた電流バランスの問題点

東京電機大学の飯田氏等により提案された単相電圧形ハーフブリッジインバータを用いた電流バランスについて、その問題点を計算機シミュレーションにより検討を行った。図 2.5 および図 2.6 のシミュレーション結果から、提案された電流バランスでは以下のような問題点が指摘できる。

1. RL 負荷など純抵抗以外の負荷への適用が困難
2. 負荷状態によりキャパシタ電圧に不平衡が発生
3. 電圧不平衡の対策を行うと、電源電流の位相差発生
4. 各フィード間の有効電力は単相電圧形ハーフブリッジインバータの直流キャパシタを介して授受されるため、キャパシタ電圧の脈動が大きくなり、これを抑制するために大容量の直流キャパシタが必要 (4700 μ F のキャパシタを直列接続)

本学位論文では、上記の問題解決可能な 3 レグインバータを用いた単相三線式配電用電流バランスを提案し、その有効性を明らかにする。

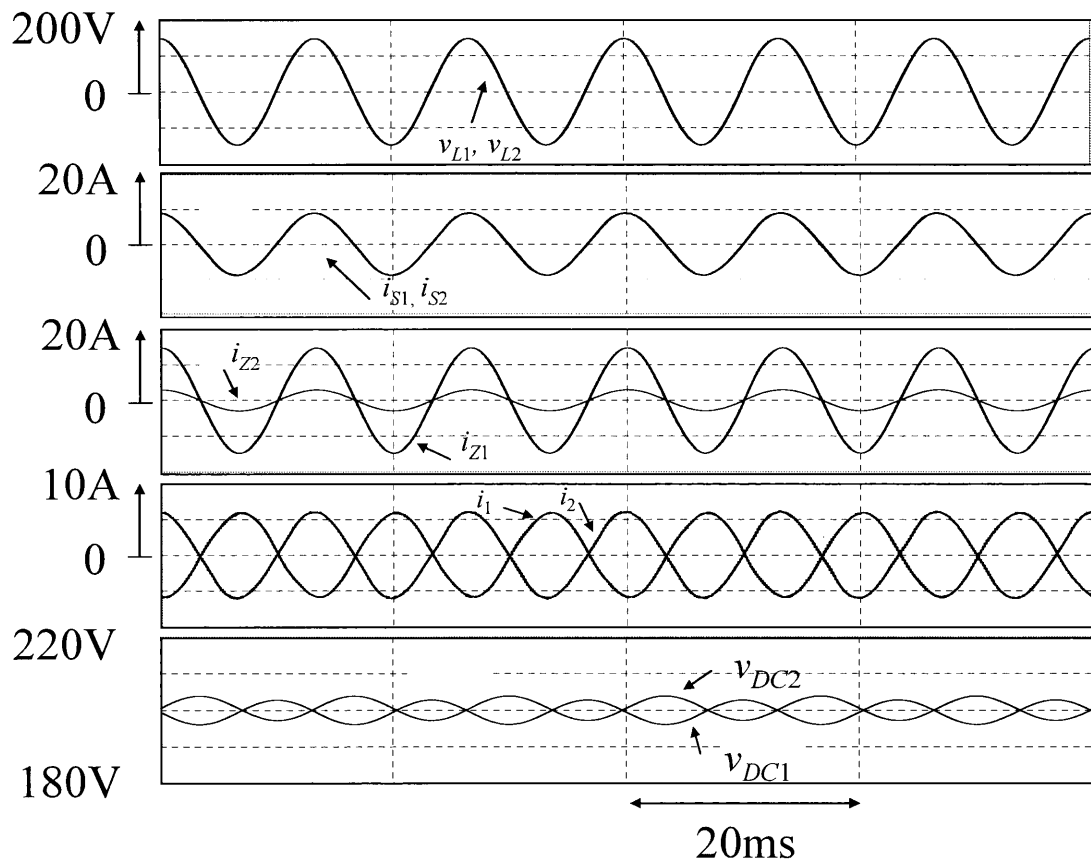


図 2.5 電圧不平衡の発生

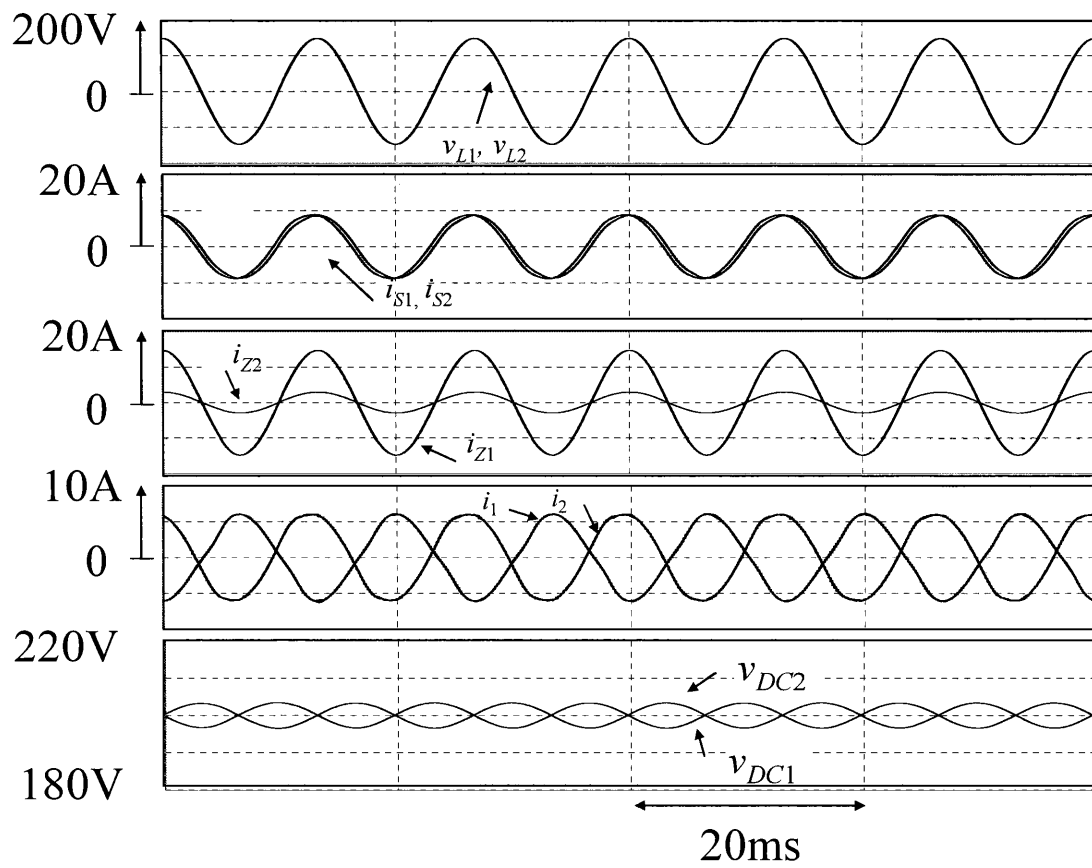


図 2.6 電源電流 i_s における位相誤差

第3章 三相回路および単相回路における有効・無効電流検出法

単相三線式配電用電流バランスにおいて、バランスした電源電流を得るためには単相回路における有効・無効電流を検出する必要がある。本章では、三相回路および単相回路における有効・無効電流検出法についての研究経過について述べる。さらに、これまで提案されている単相回路における有効・無効電流検出法の得失を明らかにし、本論文で用いる電源電圧と負荷電流の相関と相互相関に着目した有効・無効電流検出法の有用性を明らかにする。

3.1 三相回路における有効・無効電流検出法

三相回路において、高調波や無効電力成分を検出する方法としてd-q変換を用いた方法およびpq理論に基づく方法が提案されている。本節では、これらの方法について述べる。

3.1.1 d-q変換を用いた有効・無効電流検出法

初めに、d-q変換を用いた有効・無効電流検出法について述べる^{(13)~(15)}。三相回路において、電圧は基本波成分だけを含むものとし、電流には基本波および第5次成分を含むものとする。このとき、電圧および電流は次式で表される。

$$\begin{aligned}
 e_a &= \sqrt{2}E \cos \omega t \\
 e_b &= \sqrt{2}E \cos \left(\omega t - \frac{2}{3}\pi \right) \\
 e_c &= \sqrt{2}E \cos \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \\
 i_a &= \sqrt{2} \{ I_1 \cos(\omega t - \phi_1) + I_5 \cos(5\omega t - \phi_5) \} \\
 i_b &= \sqrt{2} \{ I_1 \cos \left(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \phi_1 \right) + I_5 \cos \left(5\omega t - \frac{2}{3}\pi - \phi_5 \right) \} \\
 i_c &= \sqrt{2} \{ I_1 \cos \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi - \phi_1 \right) + I_5 \cos \left(5\omega t + \frac{2}{3}\pi - \phi_5 \right) \} \\
 &\dots\dots\dots (3.1)
 \end{aligned}$$

d-q 変換では、基本波角周波数 ω で回転する d-q 座標系における瞬時電圧成分 e_d および e_q を次式で求める。

$$\begin{pmatrix} e_d \\ e_q \end{pmatrix} = (C) \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.2)$$

ただし、

$$(C) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \omega t & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.3)$$

である。また、この変換行列 (C) を用いると瞬時電流成分 i_d および i_q は次式となる。

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = (C) \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.4)$$

ここで、(3.2) 式に (3.1) 式を代入すると e_d および e_q は次式となる。

$$\begin{pmatrix} e_d \\ e_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{3}E \\ 0 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.5)$$

さらに、(3.4) 式に (3.1) 式を代入すると i_d および i_q は次式となる。

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{3}\{I_1 \cos \phi_1 + I_5 \cos(4\omega t - \phi_5)\} \\ -\sqrt{3}\{I_1 \sin \phi_1 + I_5 \sin(4\omega t - \phi_5)\} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.6)$$

(3.6) 式は、直流分 \bar{i}_d および \bar{i}_q と交流分 \tilde{i}_d および \tilde{i}_q から成り立っている。そこで、これらを分離すると

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \sqrt{3}I_1 \cos \phi_1 \\ -\sqrt{3}I_1 \sin \phi_1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \sqrt{3}I_5 \cos(4\omega t - \phi_5) \\ -\sqrt{3}I_5 \sin(4\omega t - \phi_5) \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.7) \end{aligned}$$

となる。ここで、(3.3) 式の逆行列 (C)⁻¹ は次式で与えられる。

$$(C)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \omega t & -\sin \omega t \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.8)$$

導出した i_d および i_q に対して、次式のように逆 d-q 変換を行う。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} &= (C)^{-1} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \\ &= (C)^{-1} \begin{pmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{pmatrix} + (C)^{-1} \begin{pmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.9) \end{aligned}$$

(3.7) 式において、第1項目が基本波成分に相当し、第2項目が高調波成分に相当する。

基本波成分 (i_{fa} , i_{fb} , i_{fc}) は

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{pmatrix} &= (C)^{-1} \begin{pmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \sqrt{2}I_1 \cos(\omega t - \phi_1) \\ \sqrt{2}I_1 \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \phi_1) \\ \sqrt{2}I_1 \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi - \phi_1) \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.10) \end{aligned}$$

となる。さらに、高調波分 (i_{ha} , i_{hb} , i_{hc}) は

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_{ha} \\ i_{hb} \\ i_{hc} \end{pmatrix} &= (C)^{-1} \begin{pmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \sqrt{2}I_5 \cos(5\omega t - \phi_5) \\ \sqrt{2}I_5 \cos(5\omega t - \frac{2}{3}\pi - \phi_5) \\ \sqrt{2}I_5 \cos(5\omega t + \frac{2}{3}\pi - \phi_5) \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.11) \end{aligned}$$

となる。(3.10) 式は、(3.1) 式の基本波分となっている。さらに、(3.11) 式は(3.1) 式の高調波分と等しくなっている。

次に、(3.10) 式において \bar{i}_d および \bar{i}_q をそれぞれ用いて逆 d-q 変換する。 \bar{i}_d のみを用いると、

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_{pa} \\ i_{pb} \\ i_{pc} \end{pmatrix} &= (C)^{-1} \begin{pmatrix} \bar{i}_d \\ 0 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \sqrt{2}I_1 \cos \omega t \cos \phi_1 \\ \sqrt{2}I_1 \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \cos \phi_1 \\ \sqrt{2}I_1 \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \cos \phi_1 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.12) \end{aligned}$$

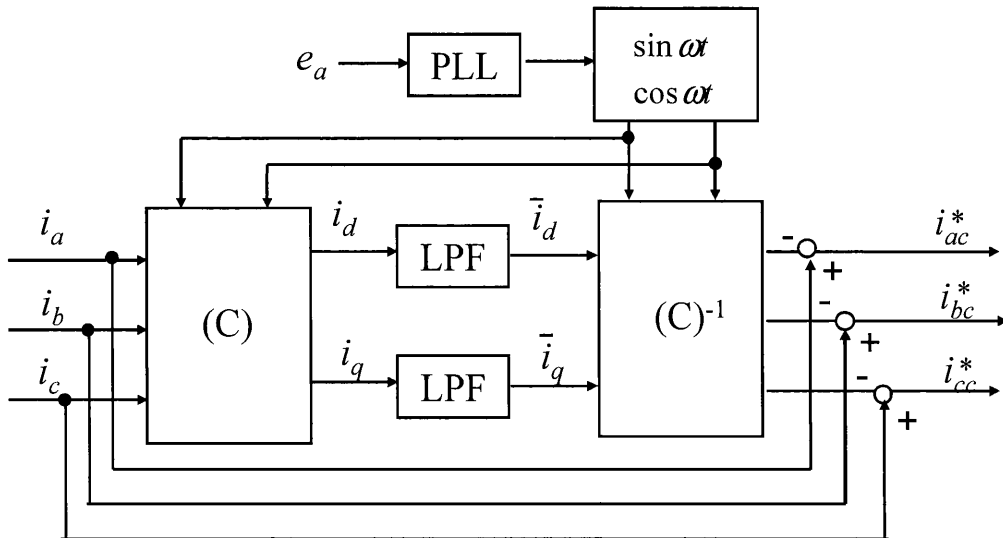
を得る。(3.12) 式は、(3.1) 式における基本波有効電流となっている。さらに、 \bar{i}_q より

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_{qa} \\ i_{qb} \\ i_{qc} \end{pmatrix} &= (C)^{-1} \begin{pmatrix} 0 \\ \bar{i}_q \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \sqrt{2}I_1 \sin \omega t \sin \phi_1 \\ \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \sin \phi_1 \\ \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \sin \phi_1 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.13) \end{aligned}$$

を得る。(3.13) 式は、(3.1) 式における基本波無効電流となっている。

以上より、検出した電流を d-q 座標上に変換し、瞬時電流成分 i_d および i_q を求め、 i_d と i_q を直流分と交流分に分離することで i_a , i_b および i_c を有効・無効電流および基本波と高調波に分離できる。

図 3.1 に d-q 変換による高調波補償電流指令値演算方式を示す。検出した三相の電流 i_a , i_b , i_c について d-q 変換を行い、 i_d および i_q を求める。 i_d , i_q に対して LPF を用いて直流成分 \bar{i}_d , \bar{i}_q のみを抽出し、逆 d-q 変換を行う。これらから検出した電流 i_a , i_b , i_c を減算することで三相各相の高調波補償電流指令値 i_{ac}^* , i_{bc}^* , i_{cc}^* を得ることができる。



$$(C) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ -\sin \omega t & -\sin(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t + 2\pi/3) \end{pmatrix}$$

$$(C)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \omega t & -\sin \omega t \\ \cos(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t + 2\pi/3) & -\sin(\omega t + 2\pi/3) \end{pmatrix}$$

図 3.1 d-q 変換による補償電流指令値演算方式

3.1.2 pq理論に基づく方法

三相回路における瞬时无効電力は、1983年に赤木氏等により世界で初めて定義され、その物理的意味合いを明快に説明した⁽¹⁶⁾。この瞬时无効電力理論は、pq理論と名付けられている。本節では、pq理論について述べる。三相瞬時電圧 e_a, e_b, e_c と瞬時電流 i_a, i_b, i_c を次式により α - β 相へ変換する。

$$\begin{pmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{pmatrix} = (C') \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.14)$$

ただし

$$(C') = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.15)$$

さらに、電流 i_a, i_b, i_c についても α - β 相へ変換すると

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = (C') \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.16)$$

となる。図 3.2 に、瞬時電圧ベクトルと瞬時電流ベクトルを示す。(3.14) 式, (3.16) 式より得られる電圧 e_α, e_β と電流 i_α, i_β は、 α - β 軸上に直交した瞬時ベクトルとして取り扱うことができる。三相回路の瞬時電力は $p = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c$ で与えられる。これと同様に、 α - β 座標上では瞬时有効電力 p は次式で表される。

$$p = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \dots\dots\dots (3.17)$$

次に、瞬时无効電力ベクトル \mathbf{q} を e_a と i_α と e_b と i_β との外積の和として次式で定義する。

$$\mathbf{q} = e_\alpha \times i_\beta - e_\beta \times i_\alpha \dots\dots\dots (3.18)$$

この瞬时无効電力のベクトル \mathbf{q} の大きさ、瞬时无効電力 q は次式で表される。

$$q = e_\alpha i_\beta - e_\beta i_\alpha \dots\dots\dots (3.19)$$

(3.17) 式と (3.19) 式をまとめると

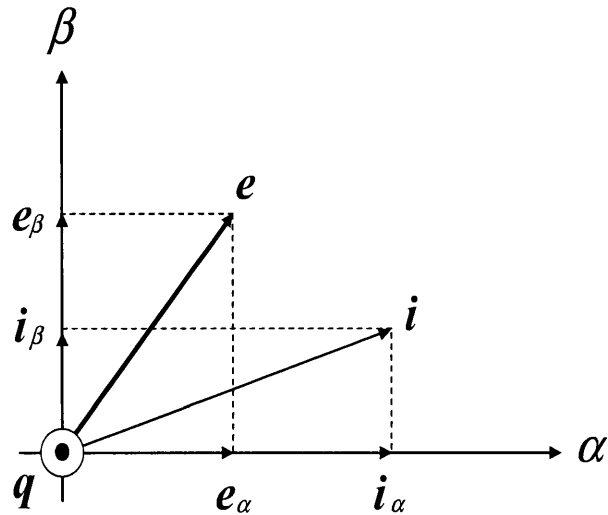


図 3.2 瞬時電圧ベクトルと瞬時電流ベクトル

$$\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.20)$$

を得る。(3.20) 式において、電圧に関する逆行列を左から掛けることにより電流 i_α と i_β を次式のように決定できる。

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.21)$$

瞬時有効電力 p および瞬時無効電力 q より、瞬時電流 i_α , i_β を決定できる。(3.21) 式において電流 i_α , i_β を瞬時有効電力 p , 瞬時無効電力 q の成分に分解する。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} p \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} 0 \\ q \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{pmatrix} \\ &\dots\dots\dots (3.22) \end{aligned}$$

ただし,

$$\begin{aligned}
 \alpha\text{相瞬時有効電流} : i_{\alpha p} &= \frac{e_{\alpha}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} p \\
 \alpha\text{相瞬時無効電流} : i_{\alpha q} &= -\frac{e_{\beta}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} q \\
 \beta\text{相瞬時有効電流} : i_{\beta p} &= \frac{e_{\beta}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} p \\
 \beta\text{相瞬時無効電流} : i_{\beta q} &= \frac{e_{\alpha}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} q \\
 &\dots\dots\dots (3.23)
 \end{aligned}$$

である。瞬時有効電力 p および瞬時無効電力 q を直流分と交流分にさらに分解するとき、次式のように表すことができる。

$$\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.24)$$

それぞれの成分には、以下のような物理的意味合いがある。

- \bar{p} : 電流の基本波成分に起因する瞬時有効電力
- \tilde{p} : 電流の高調波成分に起因する瞬時有効電力
- \bar{q} : 電流の基本波成分に起因する瞬時無効電力
- \tilde{q} : 電流の高調波成分に起因する瞬時無効電力

これらと (3.22) 式から電流の瞬時値を次式のように分解できる。

$$\begin{aligned}
 i_{\alpha} &= \frac{e_{\alpha}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \bar{p} + \frac{e_{\alpha}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \tilde{p} - \frac{e_{\beta}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \bar{q} - \frac{e_{\beta}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \tilde{q} \\
 i_{\beta} &= \frac{e_{\beta}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \bar{p} + \frac{e_{\beta}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \tilde{p} + \frac{e_{\alpha}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \bar{q} + \frac{e_{\alpha}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \tilde{q} \\
 &\dots\dots\dots (3.25)
 \end{aligned}$$

(3.25) 式において、 i_{α} および i_{β} の第1項目は α - β 座標上の基本波有効電流、 i_{α} および i_{β} の第2項目は α - β 座標上の高調波有効電流、 i_{α} および i_{β} の第3項目は α - β 座標上の基本波無効電流、 i_{α} および i_{β} の第4項目は α - β 座標上の高調波無効電流にそれぞれ分解できる。

次に、(3.1) 式を用いて (3.25) 式について検討する。(3.14) 式に (3.1) 式を代入すると e_{α} , e_{β} は次式となる。

$$\begin{pmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{3}E \cos \omega t \\ -\sqrt{3}E \sin \omega t \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.26)$$

また, (3.16) 式に (3.1) 式を代入すると i_α, i_β は次式となる。

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{3}I_1 \cos(\omega t - \phi_1) + I_5 \cos(5\omega t - \phi_5) \\ -\sqrt{3}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) - I_5 \sin(5\omega t - \phi_5) \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.27)$$

(3.26) 式および (3.27) 式から, p および q を導出すると次式となる。

$$\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 3EI \cos \phi_1 + 3EI_5 \cos(4\omega t - \phi_5) \\ 3EI \sin \phi_1 - 3EI_5 \sin(4\omega t - \phi_5) \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.28)$$

(3.28) 式で求めた p および q を直流分と交流分に分解し, i_α, i_β の基本波成分 $i_{f\alpha}$ および $i_{f\beta}$, 高調波成分 $i_{h\alpha}$ および $i_{h\beta}$ を求めると次式となる。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} 3EI_1 \cos \phi_1 \\ 3EI_1 \sin \phi_1 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \sqrt{3}I_1 \cos(\omega t - \phi_1) \\ -\sqrt{3}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.29) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_{h\alpha} \\ i_{h\beta} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} 3EI_5 \cos(4\omega t - \phi_5) \\ -3EI_5 \sin(4\omega t - \phi_5) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \sqrt{3}I_5 \cos(5\omega t - \phi_5) \\ -\sqrt{3}I_5 \sin(5\omega t - \phi_5) \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.30) \end{aligned}$$

i_α および i_β の基本波成分 $i_{f\alpha}, i_{f\beta}$ と高調波成分 $i_{h\alpha}, i_{h\beta}$ に対して二相/三相変換を行い $i_{fa}, i_{fb}, i_{fc}, i_{ha}, i_{hb}, i_{hc}$ を求める。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{pmatrix} &= (C')^{-1} \begin{pmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \sqrt{2}I_1 \cos(\omega t - \phi_1) \\ \sqrt{2}I_1 \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \phi_1) \\ \sqrt{2}I_1 \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi - \phi_1) \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.31) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_{ha} \\ i_{hb} \\ i_{hc} \end{pmatrix} &= (C')^{-1} \begin{pmatrix} i_{h\alpha} \\ i_{h\beta} \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \sqrt{2}I_5 \cos(5\omega t - \phi_5) \\ \sqrt{2}I_5 \cos(5\omega t - \frac{2}{3}\pi - \phi_5) \\ \sqrt{2}I_5 \cos(5\omega t + \frac{2}{3}\pi - \phi_5) \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.32) \end{aligned}$$

ただし,

$$(C')^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.33)$$

である。(3.31) 式は, (3.1) 式の基本波電流成分となっており, (3.32) 式は高調波電流成分と等しくなっている。

また, $i_{f\alpha}$ および $i_{f\beta}$ に対して二相/三相変換を行い $i_{pa}, i_{pb}, i_{pc}, i_{qa}, i_{qb}, i_{qc}$ を求めると, 次式を得る。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_{pa} \\ i_{pb} \\ i_{pc} \end{pmatrix} &= (C')^{-1} \begin{pmatrix} i_{f\alpha} \\ 0 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \sqrt{2}I_1 \cos \omega t \cos \phi_1 \\ \sqrt{2}I_1 \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \cos \phi_1 \\ \sqrt{2}I_1 \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \cos \phi_1 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.34) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_{qa} \\ i_{qb} \\ i_{qc} \end{pmatrix} &= (C')^{-1} \begin{pmatrix} 0 \\ i_{f\beta} \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \sqrt{2}I_1 \sin \omega t \sin \phi_1 \\ \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \sin \phi_1 \\ \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \sin \phi_1 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.35) \end{aligned}$$

(3.34) 式は, (3.1) 式の基本波有効電流成分となっており, (3.35) 式は基本波無効電流成分と等しくなっている。

以上より, 電圧と電流から瞬時有効電力 p および無効電力 q を求め, p および q を直流分と交流分に分離することで電流 i_a, i_b および i_c を基本波成分と高調波成分に分離できる。

図 3.3 に pq 理論による高調波補償電流指令演算方式を示す⁽¹⁶⁾。各相の電圧および電流 $e_a, e_b, e_c, i_a, i_b, i_c$ を α - β 相へ変換し $e_\alpha, e_\beta, i_\alpha, i_\beta$ を得る。これらから瞬時有効・無効電力 p, q を求め, p および q から交流分 \tilde{p}, \tilde{q} を得る。 $\tilde{p}, \tilde{q}, e_\alpha, e_\beta$ から i_α, i_β の高調波成分 $i_{C\alpha}^*, i_{C\beta}^*$ を求める。これを三相/二相変換を行うことで補償電流指令値 $i_{Ca}^*, i_{Cb}^*, i_{Cc}^*$ を得ることができる。図中の (C') は (3.15) 式で表される三相/二相変換であり, $(c')^{-1}$ は (3.33) 式で表される二相/三相変換である。

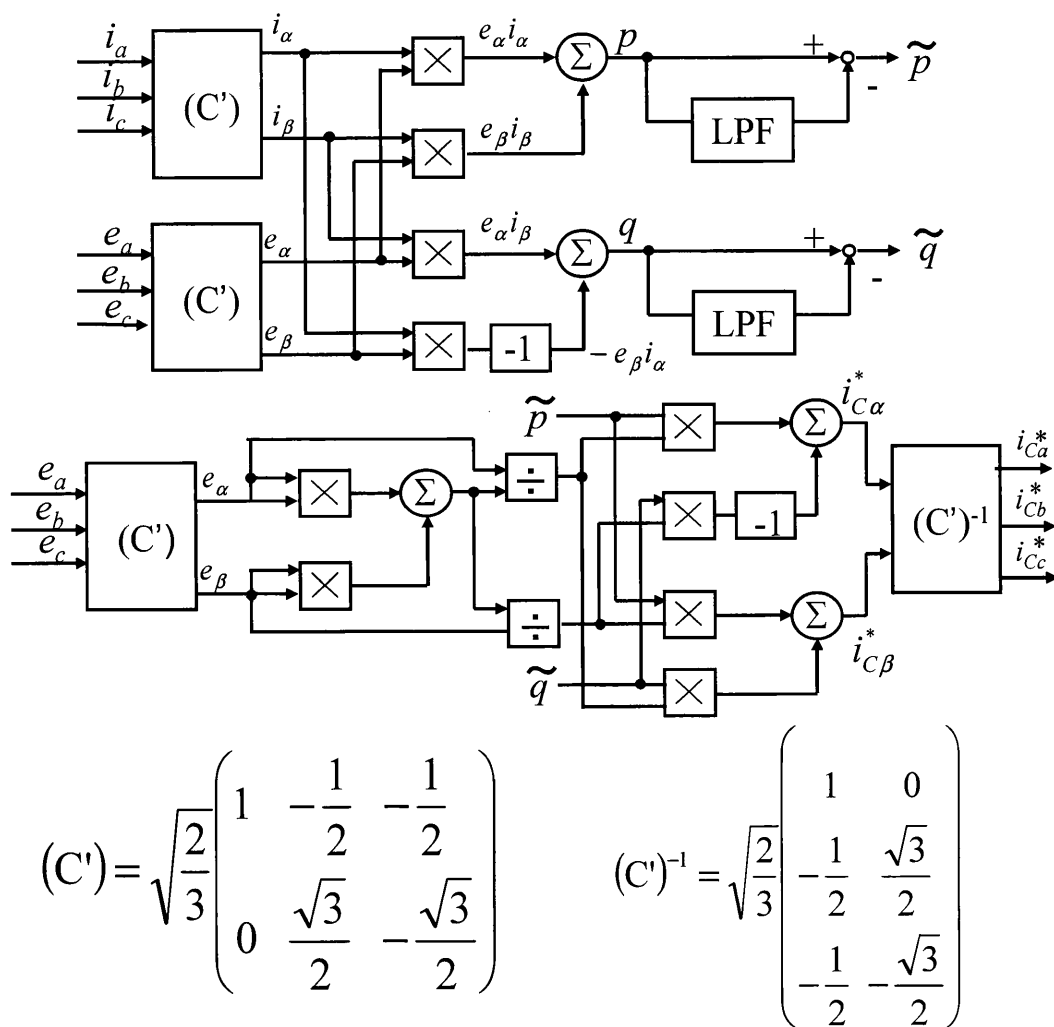


図 3.3 pq 理論による補償電流指令値演算方式

3.2 単相回路における有効・無効電流検出法

3.2.1 ヒルベルト変換を用いた検出法

本節では、単相回路における有効・無効電流検出法について説明する。単相回路では、電圧、電流の瞬時複素ベクトル化が容易ではなく、d-q 座標変換は困難とされているが⁽¹⁷⁾、斎藤氏らは、ヒルベルト変換を用いた単相回路の瞬時有効・無効電力の検出法を提案している^{(18), (19), (20)}。ヒルベルト変換は、ある信号からそれと「直交する」信号を導出する信号解析の手法であり、単相の電圧、電流から瞬時複素ベクトルを検出するためにこれを応用している。

単相の負荷電流瞬時値 i_{Lr} および系統電圧瞬時値 v_{Sr} に、ヒルベルト変換の関係を満たす虚部 i_{Li} , v_{Si} を合成することで、次式のような i_{Lr} , v_{Sr} の瞬時複素ベクトル \mathbf{i}_L , \mathbf{v}_S が検出できる。

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_L &= i_{Lr} + j i_{Li} \\ \mathbf{v}_S &= v_{Sr} + j v_{Si} \\ &\dots\dots\dots (3.36) \end{aligned}$$

ここで $i_{Li} \equiv H[i_{Lr}]$, $v_{Li} \equiv H[v_{Sr}]$, また $H[\]$ はヒルベルト変換器で、次式の特徴を持つフィルタである。

$$H[e^{j\omega}] = \begin{cases} -j(0 < \omega < \pi) \\ j(-\pi < \omega < 0) \end{cases} \dots\dots\dots (3.37)$$

これらのベクトルは回転ベクトルとなるため、電圧基本波の瞬時位相角 $\theta_1 = \omega t$ で回転する回転座標変換 (d-q) を施すと、回転座標上での電流ベクトル \mathbf{i}_S の各軸成分は

$$\begin{pmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_1 & \sin \theta_1 \\ -\sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{Lr} \\ i_{Li} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.38)$$

となる。d-q 座標は、図 3.4 のように d 軸は v_{Sr} の複素ベクトル \mathbf{v}_S 方向に、q 軸は d 軸から \mathbf{v}_S の回転方向に 90° 進んだ位置に定義する。電圧基本波の瞬時位相角 θ_1 は次式で規定される。

$$\theta_1 = \tan^{-1} \frac{v_{Si}}{v_{Sr}} \dots\dots\dots (3.39)$$

電圧瞬時値 v_{Sr} および電流瞬時値の基本波成分 i_{L1r} を次式のように仮定する。

$$\begin{aligned} v_{Sr} &= E_S \cos \omega t \\ i_{L1r} &= I_{L1} \cos(\omega t + \phi_1) \\ &\dots\dots\dots (3.40) \end{aligned}$$

i_{Lr} の基本波成分 i_{L1r} の d-q 座標成分 i_{L1d} , i_{L1q} は

$$\begin{pmatrix} i_{L1d} \\ i_{L1q} \end{pmatrix} = I_{L1} \begin{pmatrix} \cos \phi_1 \\ \sin \phi_1 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.41)$$

となり、直流量となる。これより、基本波有効電力の瞬時値 p_1 および無効電力の瞬時値 q_1 は次式のように表される。

$$\begin{aligned} p_1 &= E_S \cos \omega t \cdot I_{L1} \cos \omega t \cos \phi_1 \\ &= \frac{1}{2} E_S I_{L1} \cos \phi_1 (1 + \cos 2\omega t) \\ &= \frac{1}{2} E_S I_{L1d} (1 + \cos 2\omega t) \\ q_1 &= E_S \cos \omega t \cdot (-I_{L1} \sin \omega t \sin \phi_1) \\ &= -\frac{1}{2} E_S I_{L1} \sin \phi_1 \sin 2\omega t \\ &= -\frac{1}{2} E_S I_{L1q} \sin 2\omega t \\ &\dots\dots\dots (3.42) \end{aligned}$$

(3.42) 式より、 i_{Ld} , i_{Lq} の直流成分である i_{L1p} , i_{L1q} を操作することで、基本波有効電力および無効電力が瞬時値ベースで制御できる。図 3.5 に、ヒルベルト変換を用いた単相回路における障害電流補償法を示す。まず、検出した負荷電流瞬時値 i_{Lr} とヒルベルト変換した電流値 i_{Li} より、d-q 座標成分 i_{Ld} と i_{Lq} に変換する。ローパスフィルタで i_{Ld} , i_{Lq} の直流成分 \bar{i}_{Ld} , \bar{i}_{Lq} を抽出し、それらを d-q 逆変換すると i_{Lr} の基本波成分 i_{Lr1} が検出される。 i_{Lr} の高調波成分は i_{Lr} と i_{L1r} の差より求まるため、この電流をアクティブフィルタの補償電流指令値 i_{Cr}^* とすればよい。

この方法は、数学的に明快であるが、ヒルベルト変換、複素数演算の数値的な演算が必要となり、実験システムを構成する際に用いられる DSP においては非常に複雑な制御アルゴリズムを構築する必要がある。また、ヒルベルト変換は数値微分により実行される。本システムでは、電力変換器により電流をスイッチング制御している。この

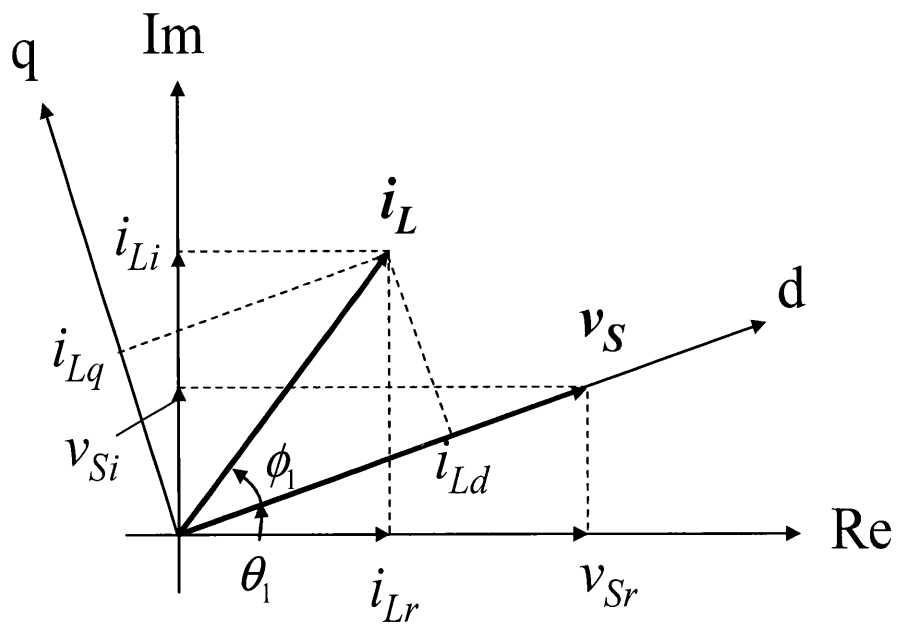


図 3.4 電圧，電流の座標変換

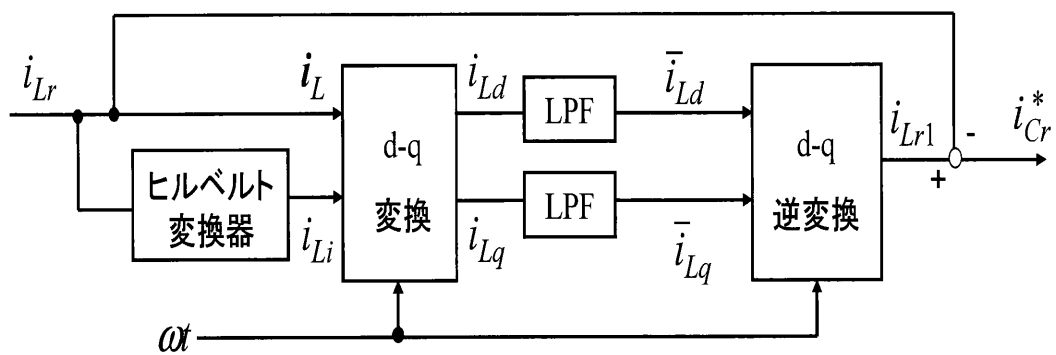


図 3.5 ヒルベルト変換を用いた高調波電流検出法

スイッチング動作により、DSPにはノイズが回ることや電流にはリップル分が多く含まれる影響のため、微分演算による発散が起こり、制御系が不安定となる問題点がある。

3.2.2 単相 pq 理論

高調波電流補償のための単相 pq 理論が提案されている⁽²¹⁾。図 3.6 に単相 pq 理論に基づく有効・無効電流検出ブロック図を示す。この単相 pq 理論は、電圧波形と電流波形それぞれにおいて位相を 90° 遅らせた信号を生成し、元の信号との間で仮想的に空間ベクトルを形成する。それを三相の pq 理論に適用して基本波有効電流および無効電流を演算し、障害電流を検出するものである。単相の瞬時電圧を $v(t)$ 、瞬時負荷電流を $i(t)$ とおき、 90° 移相回路を通して得られたそれぞれの信号を $v'(t)$ 、 $i'(t)$ とすると、有効電力 p 、無効電力 q は次式となる。

$$\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v & v' \\ -v' & v \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i \\ i' \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.43)$$

電源電圧 v が基本波の正弦波であれば、基本波の有効電流成分は p の直流量となり、無効電流成分も q の直流量となる。これらをフィルタで分離し直流量を取り除いて指令値 p^* 、 q^* とすることで、次式の逆変換を行うことで高調波を演算することが可能となる。

$$\begin{pmatrix} i_C^* \\ i_C^* \end{pmatrix} = \frac{1}{v^2 + v'^2} \begin{pmatrix} v & -v' \\ v' & v \end{pmatrix} \begin{pmatrix} p^* \\ q^* \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.44)$$

この方式では、 90° 位相を遅らせた信号 $v'(t)$ 、 $i'(t)$ を用いて演算を行っているため、瞬時有効・無効電力を検出しているとは厳密には言えない。また、2つの移相器のほか、8つの乗算器、除算器、ハイパスフィルタを必要とするため、補償電流算出における制御回路が非常に複雑である。単相 pq 理論に基づく方式については、これらの問題点がある。

3.2.3 相関係数と相互相関係数を用いた検出法

文献(22)では、相関係数と相互相関係数を用いた単相回路の有効・無効電流検出法が提案されている。電源電圧 $v_S(t)$ および負荷電流 $i_L(t)$ が次式で与えられるものとする。

$$\begin{aligned} v_S(t) &= \sqrt{2}V \sin \omega t \\ i_L(t) &= \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) + \sqrt{2}I_3 \sin(3\omega t - \phi_3) \\ &\dots\dots\dots (3.45) \end{aligned}$$

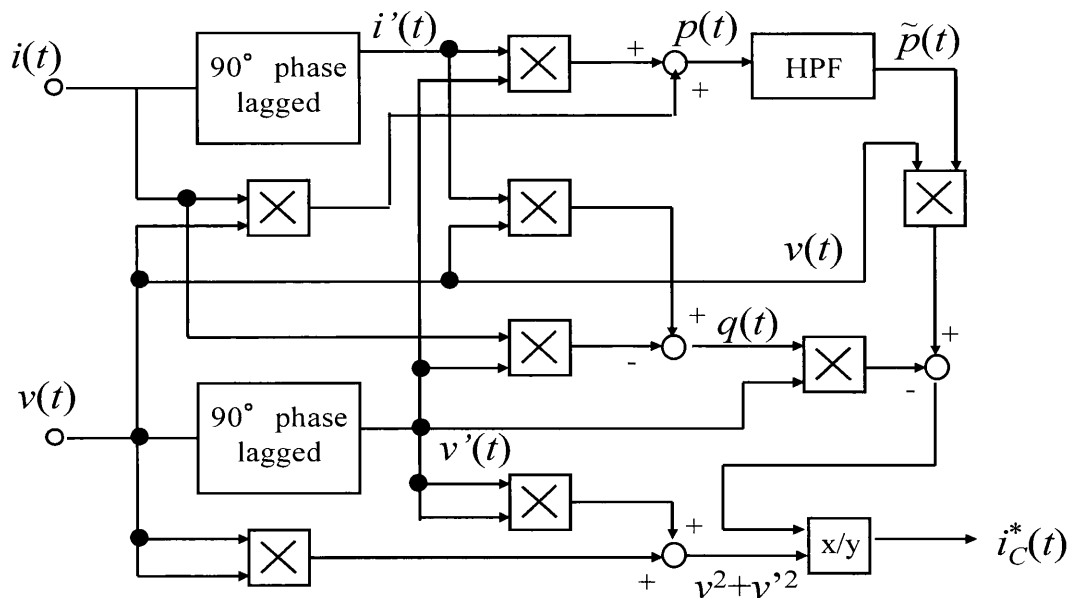


図 3.6 単相 pq 理論に基づく有効・無効電流検出法

ここで、関数空間において $v_S(t)$, $i_L(t)$ のノルムはそれぞれ次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \|v_S(t)\| &= \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t-T_S}^t v_S^2(t) dt} \\ \|i_L(t)\| &= \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t-T_S}^t i_L^2(t) dt} \\ &\dots\dots\dots (3.46) \end{aligned}$$

ただし、 $T_S = 1/60$ s である。ノルムは関数の大きさを表し、実効値に相当する。また、 $v_S(t)$ と $i_L(t)$ のノルムの積は皮相電力に相当する。また、 $v_S(t)$ と $i_L(t)$ の内積は次式で与えられる。

$$\langle v_S(t), i_L(t) \rangle = \frac{1}{T_S} \int_{t-T_S}^t v_S(t) \cdot i_L(t) dt \dots\dots\dots (3.47)$$

$v_S(t)$ と $i_L(t)$ の内積は有効電力に相当する。相関係数 r は (3.46) 式および (3.47) 式より求められる。

$$r = \frac{\langle v_S(t), i_L(t) \rangle}{\|v_S(t)\| \|i_L(t)\|} \dots\dots\dots (3.48)$$

(3.48) 式の相関係数 r は関数どうしがどの程度似ているのかを表しており、 r の値が大きければ関数間の相関が高い。また、 $r = 0$ のとき電圧の電流の内積が 0 であり直交関係にあることを示す。相関係数は力率を表す。(3.46) 式、(3.47) 式を用いて、基本波有効電流 $i_{Lp}(t)$ は次式で表すことができる。

$$i_{Lp}(t) = \frac{\langle v_S(t), i_L(t) \rangle}{\|v_S(t)\|^2} \cdot v_S(t) \quad \dots\dots\dots (3.49)$$

(3.45) 式を (3.49) 式に代入すると、次式を得る。

$$i_{Lp}(t) = \sqrt{2}I_1 \cos \phi_1 \sin \omega t \quad \dots\dots\dots (3.50)$$

次に、電源電圧 $v_S(t)$ を $i_L(t)$ より $T_S/4$ 周期だけ過去の情報を利用し、相互相関係数 R を求める。このとき、ノルムと内積より相互相関係数 R は次式で与えられる。

$$R = \frac{\langle v_S(t - \frac{T_S}{4}), i_L(t) \rangle}{\|v_S(t - \frac{T_S}{4})\| \|i_L(t)\|} \quad \dots\dots\dots (3.51)$$

(3.51) 式の相互相関係数 R は、電源電圧 $v_S(t)$ と $i_L(t)$ の無効率に相当する。この相互相関係数 R に着目して、単相回路における基本波無効電流 $i_{Lq}(t)$ を次式で定義する。

$$i_{Lq}(t) = \frac{\langle v_S(t - \frac{T_S}{4}), i_L(t) \rangle}{\|v_S(t - \frac{T_S}{4})\|^2} \cdot v_S(t - \frac{T_S}{4}) \quad \dots\dots\dots (3.52)$$

ただし、(3.52) 式において電源電圧のノルムは $\|v_S(t - \frac{T_S}{4})\|$ または $\|v_S(t)\|$ のどちらを用いても良い。(3.45) 式を (3.52) 式に代入すると、次式を得る。

$$i_{Lq}(t) = -\sqrt{2}I_1 \sin \phi_1 \cos \omega t \quad \dots\dots\dots (3.53)$$

これは、負荷電流 $i_L(t)$ の無効電流成分である。これより、相関と相互相関係数を用いることで、時間領域で単相回路の有効・無効電流を検出することが可能である。

3.2.3.1 検出時間の検討

前節では、積分の検出時間を T_S としていたが、理論的には $T_S/2$ に短縮できる⁽²³⁾。

(3.45) 式において、 $v_S(t)$ および $i_L(t)$ の積は

$$\begin{aligned} v_S(t)i_L(t) &= VI_1 \{ \cos \phi_1 (1 - \cos 2\omega t) - \sin \phi_1 \sin 2\omega t \} \\ &\quad + VI_3 \{ \cos \phi_3 (\cos 2\omega t - \cos 4\omega t) + \sin \phi_3 (\sin 2\omega t - \sin 4\omega t) \} \\ &\quad \dots\dots\dots \end{aligned} \quad (3.54)$$

となる。これより、内積は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \langle v_S(t), i_L(t) \rangle &= \frac{1}{T_S} \int_{t-T_S}^t v_S(t) \cdot i_L(t) dt \\ &= \frac{2}{T_S} \int_{t-\frac{T_S}{2}}^t v_S(t) \cdot i_L(t) dt \\ &= VI_1 \cos \phi \quad \dots\dots\dots (3.55) \end{aligned}$$

また、負荷電流 $i_L(t)$ の2乗は

$$\begin{aligned} i_L^2(t) &= I_1^2 \{1 - \cos(2\omega t - 2\phi_1)\} + 2I_1I_3 \{ \cos(2\omega t + \phi_1 - \phi_3) \\ &\quad - \cos(4\omega t - \phi_1 - \phi_3) \} + I_3^2 \{1 - \cos(6\omega t - 2\phi_3)\} \quad \dots\dots\dots (3.56) \end{aligned}$$

となる。また、 $i_L(t)$ のノルムに関して次式が得られる。

$$\begin{aligned} \|i_L(t)\| &= \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t-T_S}^t i_L^2(t) dt} \\ &= \sqrt{\frac{2}{T_S} \int_{t-\frac{T_S}{2}}^t i_L^2(t) dt} = \sqrt{I_1^2 + I_3^2} \quad \dots\dots\dots (3.57) \end{aligned}$$

(3.55) 式および(3.57) 式は、提案方式の積分時間を T_S から $T_S/2$ に短縮できることを示している。3.2.3 で示したように、相関および相互相関係数を用いた検出法では、3.2.2 で述べた単相 pq 理論に基づく方式に対して、時間領域で有効・無効電流を検出できる点で優れている。また、ヒルベルト変換を用いた方法では微分演算が必要となり、電力変換器で行うスイッチング制御の影響などにより制御系が不安定となる問題があるが、本検出法では微分演算は必要としない。このことから、次章以降において論ずる電流バランスには相関および相互相関係数を用いた有効・無効電流検出法を採用している。

本制御法をアクティブフィルタに応用した例が報告されている^{(24)~(27)}。図 3.7 に相関および相互相関係数を用いた高調波電流検出法を示す。電源電圧 $v_S(t)$ および負荷電流 $i_L(t)$ を検出し、負荷電流の基本波有効・無効電流 $i_{Lp}(t)$ および $i_{Lq}(t)$ を演算する。これらを、 $i_L(t)$ から減算することによりアクティブフィルタの指令電流 $i_C^*(t)$ を得る。

$$i_C^*(t) = i_L(t) - i_{Lp}(t) - i_{Lq}(t) \quad \dots\dots\dots (3.58)$$

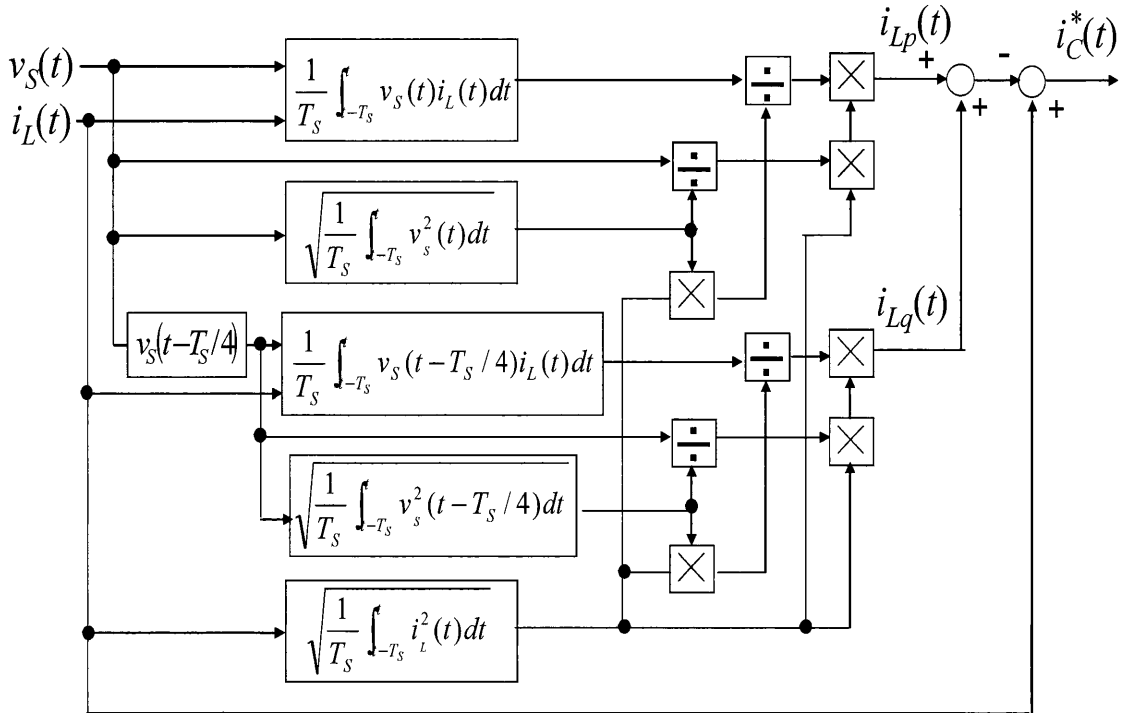


図 3.7 相関および相互相関係数を用いた高調波電流検出法

3.2.4 まとめ

本章では、三相回路および単相回路における有効・無効電流検出法の研究経過について述べた。三相回路については、d-q 変換を用いた方法および pq 理論に基づく方法による有効・無効電流の検出法について述べた。次に、これまで提案されている単相回路における有効・無効電流検出法についての得失を明らかにした。単相回路においては、三相回路における pq 理論のように電圧・電流の瞬時値から無効電力が定義できないため、さまざまな検出法が提案されている。本章では、ヒルベルト変換を用いた検出法、単相 pq 理論による検出法、相関および相互相関係数を用いた検出法について述べた。ヒルベルト変換を用いた方法では、数値微分演算を行っている。DSP はサンプリング周期毎にしか演算を行うが、電流に含まれるノイズの影響で微分演算による数値の発散が起り、制御系が不安定となる問題がある。また、単相 pq 理論による方法では、 90° 位相の遅れた信号を用いて演算を行っているため、瞬時有効・無効電力を検出しているとは言えない点や、制御回路が非常に複雑という問題点がある。本研

究では、時間領域で有効・無効電流を検出できる点で優れている相関および相互相関係数を用いた有効・無効電流検出法を、次章以降で論ずる単相三線式配電用電流バランスの制御法として用いている。

第4章 3レグインバータを用いた単相 三線式配電用電流バランサ

本章では、3レグ電圧形PWMインバータにより構成する単相三線式配電用電流バランサについて述べる⁽²⁸⁾。3レグインバータを用いることで、2章で述べた先に提案されている1線共通式の2レグインバータによる電流バランサのキャパシタ電圧不平衡の問題点を解決できる。また、3章で述べた電源電圧と負荷電流の相関に着目した制御法を用い、電源側電流が力率1のバランスした電流を得ることができる点に特長がある。さらに、3レグインバータの直流キャパシタには有効電力が流入しない点から、直流キャパシタ容量を2章で述べた、先に提案されている1線共通式の2レグインバータにより構成される電流バランサに比較し大幅に低減することが可能となる。

はじめに、3レグ電圧形PWMインバータにより構成する単相三線式配電用電流バランサのシステム構成と、制御方式について述べる。次に、電流バランサの直流キャパシタ電圧一定制御について述べる。また、線形化モデルを用いてキャパシタ電圧一定制御系の安定性を確認する。次に、電圧形PWMインバータの直流キャパシタに流入する電力フローの検討を行う。ここで、電圧形PWMインバータの直流キャパシタには、無効電力のみが流入することを明らかにする。次に、パワーエレクトロニクス用シミュレータPSIMを用いた計算機シミュレーションにより、3レグインバータによる電流バランサの有効性を確認する。また、直流キャパシタ容量について検討を行い、決定したキャパシタ容量の妥当性を確認する。さらに、実験装置を構成し、実験により電流バランサの有効性を確認する。最後に、電流バランサとして動作する電圧形PWMインバータの変換器容量について検討を行う。

4.1 システム構成

図 4.1 に、本章で提案する 3レグインバータを用いた単相三線式配電用電流バランスのシステム構成図を示す。配電トランスの高圧側は 6,600V, 60Hz, 5.0kVA をベースとしており、低圧側の定格は 105V, 24A である。低圧側巻線は、家庭に電力を配電するために用いられ負荷として線形負荷を考慮している。本システムでは、高調波を発生する負荷は考慮していない。このことは、文献 (29) にダイオード整流回路などの電圧源負荷に対する、並列形アクティブフィルタの問題点として示している。並列形アクティブフィルタでは、アクティブフィルタの注入電流は負荷側にも流れ、電源側の高調波を除去できない。また、ダイオード整流回路に流れる高調波電流を増大させ、過電流となることを示している。本論文で提案している電流バランスは、負荷に対して並列に接続している。文献 (29) にて示されているように電圧源負荷に対して高調波電流を増大させる問題点があるため、本論文では高調波を発生しない線形負荷を考慮している。線形負荷は、単相誘導電動機を用いている換気扇や扇風機などが相当する。それぞれのフィーダに接続する負荷がアンバランスな状態では負荷電流 i_{L1} , i_{L2} の振幅と位相が異なる。

電流バランスには 3レグ電圧形 PWM インバータを用いており、各アームがフィーダ 1, フィーダ 2 および中性線にそれぞれ接続する。第 2 章で指摘した、東京電機大学の飯田氏等が提案した 1 線共通式の 2レグインバータにより構成される電流バランスでは、キャパシタの電圧変動が異なる問題点があるが、本提案方式では 3レグ電圧形 PWM インバータを使用することでこの問題を解決している。3レグ電圧形 PWM インバータは、負荷側電流の無効電流成分と有効電流成分のアンバランス分を補償する。このため、電源側で力率が 1 でバランスした電流を得ることができる。

4.1.1 電源電圧と負荷電流の相関に着目した電流バランスの制御法

電流バランスの制御法として、第 3 章で述べた電源電圧と負荷電流の相関に着目した制御法を用いる。図 4.1 において、高圧側電圧 $v_S(t)$ および負荷電流 $i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$ と相関のある成分を検出する。高圧側電圧 $v_S(t)$ および負荷電流 $i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$ が次式で与えられるものとする。

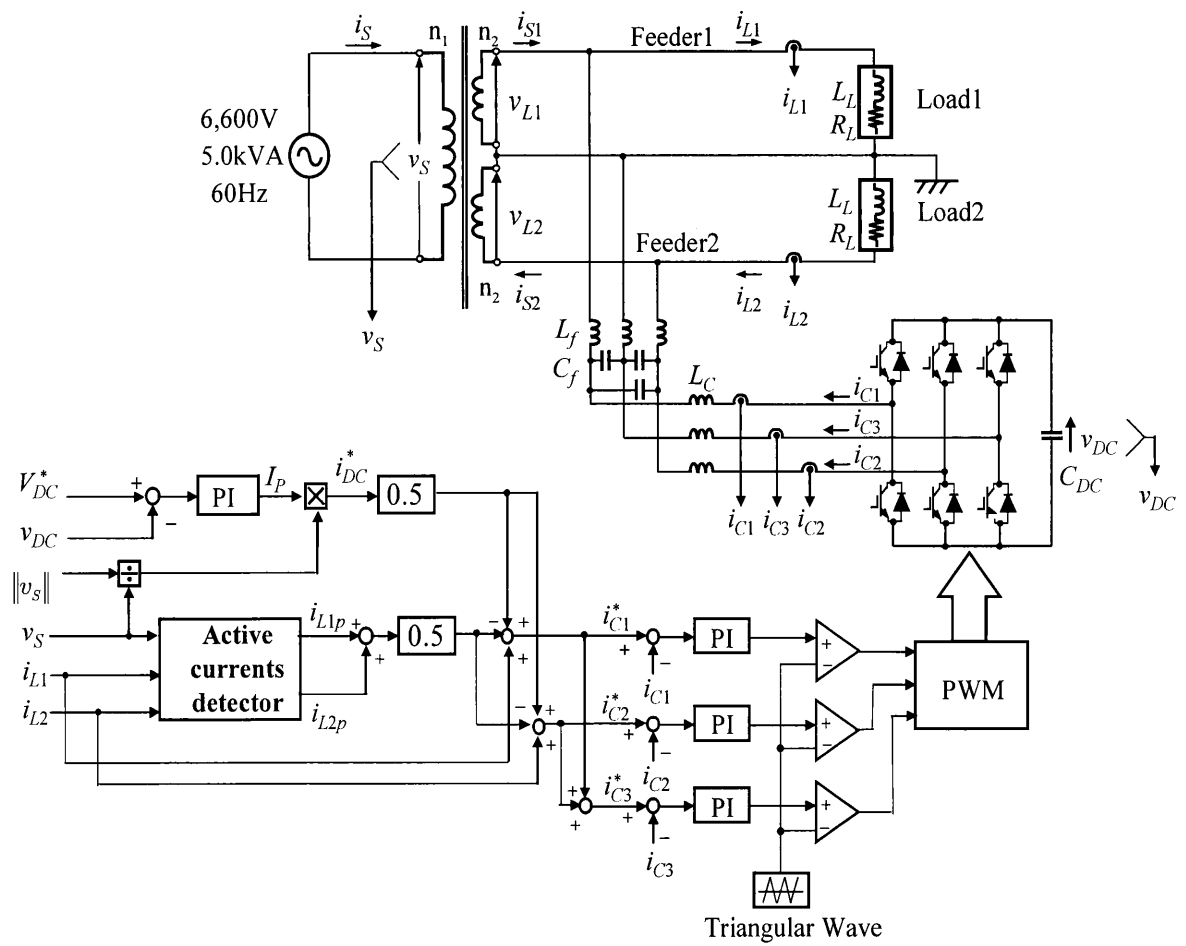


図 4.1 単相三線式配電用電流バランサのシステム構成図

$$\begin{aligned}
v_S(t) &= \sqrt{2}V \sin \omega t \\
i_{L1}(t) &= \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) \\
i_{L2}(t) &= \sqrt{2}I_2 \sin(\omega t - \phi_2) \\
&\dots\dots\dots (4.1)
\end{aligned}$$

3.2.3 で論じた検出法により、ノルム、内積、相関係数を用いることで負荷側の有効電流 $i_{L1p}(t)$, $i_{L2p}(t)$ はそれぞれ次式で表すことができる。

$$\begin{aligned}
i_{L1p}(t) &= \frac{\langle v_S(t), i_{L1}(t) \rangle}{\|v_S(t)\|^2} \cdot v_S(t) \\
i_{L2p}(t) &= \frac{\langle v_S(t), i_{L2}(t) \rangle}{\|v_S(t)\|^2} \cdot v_S(t) \\
&\dots\dots\dots (4.2)
\end{aligned}$$

図 4.1 において、電源側の電流がバランス状態でかつ力率を 1 とするために $i_{S1}(t)$ および $i_{S2}(t)$ は、次式となればよい。

$$\begin{aligned}
i_{S1}(t) &= \frac{1}{2} \{i_{L1p}(t) + i_{L2p}(t)\} \\
i_{S2}(t) &= \frac{1}{2} \{i_{L1p}(t) + i_{L2p}(t)\} \\
&\dots\dots\dots (4.3)
\end{aligned}$$

以上より、電流バランス出力電流指令値は次式となる。

$$\begin{aligned}
i_{C1}^*(t) &= i_{L1}(t) - \frac{1}{2} \{i_{L1p}(t) + i_{L2p}(t)\} \\
i_{C2}^*(t) &= i_{L2}(t) - \frac{1}{2} \{i_{L1p}(t) + i_{L2p}(t)\} \\
i_{C3}^*(t) &= -\{i_{C1}^*(t) + i_{C2}^*(t)\} \\
&\dots\dots\dots (4.4)
\end{aligned}$$

負荷電流 $i_{L1}(t)$ および $i_{L2}(t)$ から、 $i_{S1}(t)$ および $i_{S2}(t)$ を減算したものを電流バランス出力電流指令値として電流バランスから出力することで、電源側の電流 $i_{S1}(t)$ および $i_{S2}(t)$ を力率 1 の波形とすることができる。

4.1.2 直流キャパシタ電圧一定制御

図 4.1 において、相関係数を用いた本方式では有効電流を正確に演算するために基本波半周期の積分時間を必要とする。図 4.2 に負荷急変時における有効電流波形を示す。このように負荷が変動した場合の有効電流の検出遅れにより、有効電力が電圧形

PWM インバータに流出入し直流キャパシタ電圧が変動する。この対策として、直流キャパシタ電圧一定制御ブロックを加える。図 4.3 に、直流キャパシタ電圧一定制御ブロック図を示す。直流キャパシタ電圧の指令値 V_{DC}^* と検出したキャパシタ電圧 v_{DC} の偏差を PI コントローラにより増幅し、直流キャパシタ電圧を制御するための有効電流の振幅 I_P を求める。ここで、PI コントローラの伝達関数 $G(s)$ は次式で与えられる。

$$G(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{sT_I} \right) \dots\dots\dots (4.5)$$

本章で用いた PI コントローラでは $K_P = 0.2$, $T_I = 50\text{ms}$ としている。一方、高圧側で検出した v_S を電源電圧ノルムで割ることにより振幅 $\sqrt{2}$ の基準電圧を発生する。この基準電圧と I_P を乗算することで v_{DC} を一定に制御するための指令値 i_{DC}^* を求める。この i_{DC}^* を (4.4) 式で与えられる電流バランス出力電流指令値に加えることで、電流バランスの電流指令値 i_{C1}^* および i_{C2}^* としている。

以上から、直流キャパシタ電圧一定制御法を用いた場合の電流バランス出力電流指令値は、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} i_{C1}^*(t) &= i_{L1}(t) - i_{S1}(t) + 0.5i_{DC}^*(t) \\ i_{C2}^*(t) &= i_{L2}(t) - i_{S2}(t) + 0.5i_{DC}^*(t) \\ &\dots\dots\dots (4.6) \end{aligned}$$

4.1.3 直流キャパシタ電圧一定制御ブロックの線形化モデル

直流キャパシタ電圧一定制御の有効性を検討するため、線形化モデルを導出し安定性を確認する。直流キャパシタ C_{DC} に蓄えられる静電エネルギー w は、キャパシタ電圧を $v(t)$ とした場合、次式で表すことができる。

$$w = \frac{1}{2} C_{DC} v^2(t) \dots\dots\dots (4.7)$$

(4.7) 式において、直流電圧 $v(t)$ のある点を V_0 とすると、 V_0 における静電エネルギー w_0 は次式となる。

$$w_0 = \frac{1}{2} C_{DC} V_0^2 \dots\dots\dots (4.8)$$

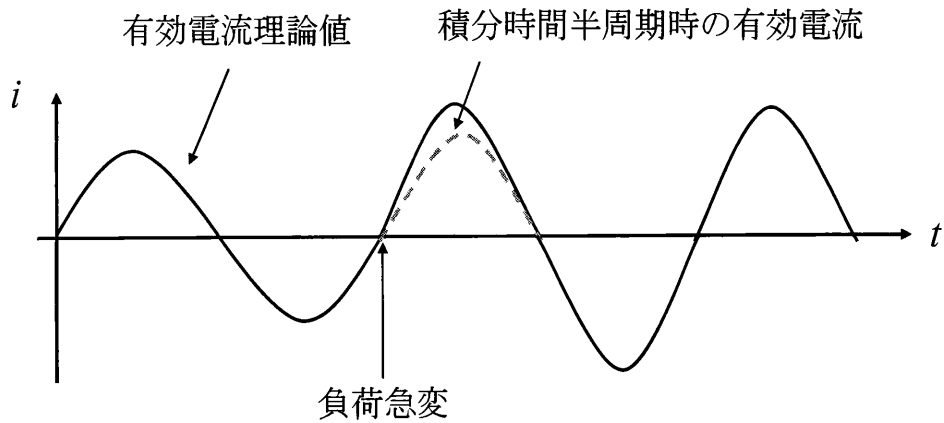


図 4.2 負荷急変時における有効電流波形

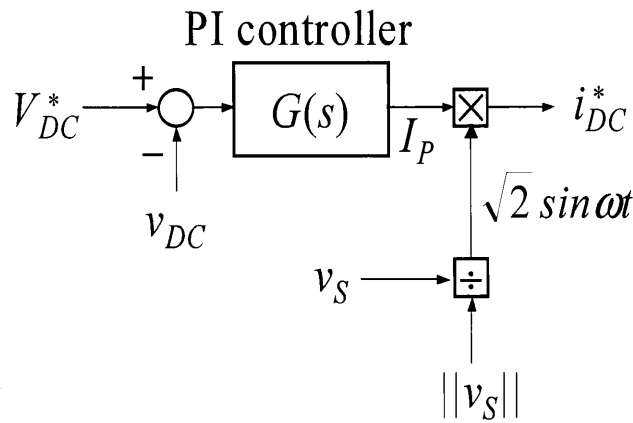


図 4.3 直流キャパシタ電圧一定制御ブロック図

(4.8) 式の w_0 を初期値とする。ここで、(4.7) 式を (4.8) 式の近傍で微分し、(4.7) 式を線形化して 1 次式で表すと次式となる。

$$w = C_{DC}V_0v(t) \dots\dots\dots (4.9)$$

次に、直流キャパシタの貯蔵エネルギーについて検討する。静電エネルギー w は電力 $p(t)$ を積分することで求められる。

$$w = \int_0^t p(t)dt \dots\dots\dots (4.10)$$

(4.10) 式と (4.9) 式より次式を得る。

$$\int_0^t p(t)dt = w = C_{DC}V_0v(t) \dots\dots\dots (4.11)$$

(4.11) 式をラプラス変換することで、電力 $P(s)$ を入力とし、電圧 $V(s)$ を出力とする直流キャパシタの伝達関数を導出できる。

$$P(s) = C_{DC}V_0V(s)$$

$$G(s) = \frac{V(s)}{P(s)} = \frac{1}{C_{DC}V_0s} \dots\dots\dots (4.12)$$

図 4.4 に線形化モデルを用いた直流キャパシタ電圧一定制御のブロック図を示す。図 4.4 におけるシステムの伝達関数は次式となる。

$$G(s) = \frac{KK_P T_I s + KK_P}{C_{DC}V_0 T_I s^2 + KK_P T_I s + KK_P} \dots\dots\dots (4.13)$$

次式で表される前向き伝達関数を用いて描いたナイキスト線図を図 4.5 に示す。

$$X(s) = \frac{KK_P T_I s + KK_P}{C_{DC}V_0 T_I s^2} \dots\dots\dots (4.14)$$

ただし、 $K_P=0.2$, $T_I=50\text{ms}$, $K=105$, $C_{DC}=750\mu\text{F}$, $V_0=350\text{V}$ である。図 4.5 より、ベクトル軌跡は $\omega=0$ から ∞ に増加する向きに進むとき、点 $(-1,0)$ を左側に見ながら進むため、制御系が安定であることが確認できる。

4.1.4 交流側リップルフィルタの検討

インバータから出力される補償電流のリップルを軽減するために、インバータ出力側にフィルタを接続する。フィルタ回路の伝達関数を求める。 $L_f R_r$ 回路の合成インピーダンスを $Z_1(s)$, $C_f R_f$ 回路の合成インピーダンスを $Z_2(s)$ とすると、関係式は次式で与えられる。

$$Z_1(s) = L_f s + R_r$$

$$Z_2(s) = \frac{1}{C_f s} + R_f$$

$$\dots\dots\dots (4.15)$$

入力電流を $I_{in}(s)$, 出力電流を $I_{out}(s)$ とすると、 $I_{out}(s)$ は次式のようになる。

$$I_{out}(s) = \frac{Z_2(s) \cdot I_{in}(s)}{Z_1(s) + Z_2(s)} \dots\dots\dots (4.16)$$

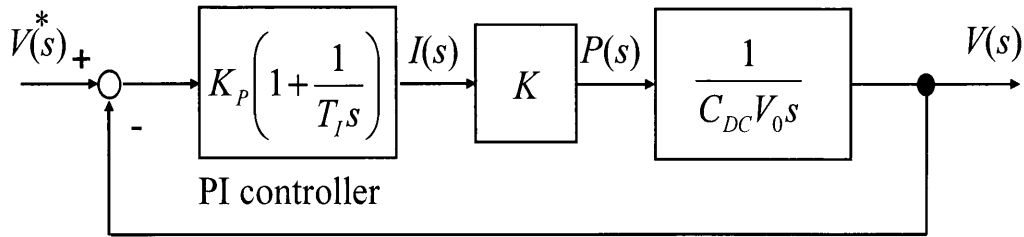


図 4.4 線形化モデルを用いた直流キャパシタ電圧一定制御ブロック図

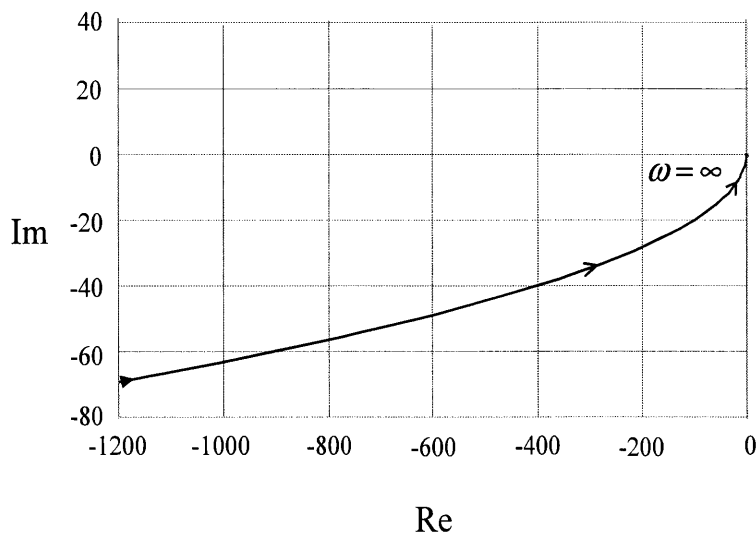


図 4.5 ナイキスト線図

(4.15) 式を (4.16) 式に代入し，整理すると次式で表される。

$$I_{out}(s) = \frac{C_f R_f s + 1}{L_f C_f s^2 + C_f (R_r + R_f) s + 1} \cdot I_{in}(s) \dots\dots\dots (4.17)$$

また，伝達関数は次式となる。

$$G(s) = \frac{C_f R_f s + 1}{L_f C_f s^2 + C_f (R_r + R_f) s + 1} \dots\dots\dots (4.18)$$

求めた伝達関数からボード線図を作成し，各素子の値を検討した。検討結果から $L_f=1.0\text{mH}$ ， $C_f=5.0\mu\text{F}$ ， $R_f=5.0\Omega$ ， $R_r = 0$ とした。この回路において共振周波数 f_r は次式で表される。

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \dots\dots\dots (4.19)$$

スイッチング周波数 15kHz に対し，設計したフィルタ回路の共振周波数を 2.3kHz とした。

4.1.5 電力フローと直流キャパシタ容量の検討

図 4.1 において，電圧形 PWM インバータの直流キャパシタに流入する電力フローを求め直流キャパシタ容量について検討する。各フィードの負荷電流 $i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$ は次式で与えられるものとする。

$$\begin{aligned} i_{L1}(t) &= \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) \\ &= \sqrt{2}I_1(\sin \omega t \cos \phi_1 - \cos \omega t \sin \phi_1) \\ i_{L2}(t) &= \sqrt{2}I_2 \sin(\omega t - \phi_2) \\ &= \sqrt{2}I_2(\sin \omega t \cos \phi_2 - \cos \omega t \sin \phi_2) \\ &\dots\dots\dots (4.20) \end{aligned}$$

(4.3) 式より，各フィードの電源側電流 $i_{S1}(t)$ と $i_{S2}(t)$ は次式となる。

$$\begin{aligned} i_{S1}(t) &= i_{S2}(t) = \frac{1}{2}\{i_{L1p}(t) + i_{L2p}(t)\} \\ &= \frac{\sqrt{2}}{2}(I_1 \cos \phi_1 + I_2 \cos \phi_2) \sin \omega t \\ &\dots\dots\dots (4.21) \end{aligned}$$

さらに，(4.4) 式より電流バランスの出力電流は次式となる。

$$\begin{aligned} i_{C1}(t) &= i_{L1}(t) - i_{S1}(t) \\ &= \frac{\sqrt{2}}{2}(I_1 \cos \phi_1 - I_2 \cos \phi_2) \sin \omega t - \sqrt{2}I_1 \sin \phi_1 \cos \omega t \\ i_{C2}(t) &= i_{L2}(t) - i_{S2}(t) \\ &= \frac{\sqrt{2}}{2}(-I_1 \cos \phi_1 + I_2 \cos \phi_2) \sin \omega t - \sqrt{2}I_2 \sin \phi_2 \cos \omega t \\ &\dots\dots\dots (4.22) \end{aligned}$$

ここで，低圧側電圧 $v_{L1}(t)$ と $v_{L2}(t)$ は次式で与えられるものとする。

$$v_{L1}(t) = v_{L2}(t) = \sqrt{2}V_L \sin \omega t \quad \dots\dots\dots (4.23)$$

以上より，電圧形インバータへ流入する電力 $p_C(t)$ は次式となる。

$$\begin{aligned} p_C(t) &= v_{L1}(t) \cdot i_{C1}(t) + v_{L2}(t) \cdot i_{C2}(t) \\ &= -V_L(I_1 \sin \phi_1 + I_2 \sin \phi_2) \sin 2\omega t \\ &\dots\dots\dots (4.24) \end{aligned}$$

図 4.6 に電力とキャパシタ電圧の関係を示す。(4.24) 式より、電圧形 PWM インバータの直流キャパシタには無効電力のみが流入し、その周期は $T_s/4$ である。このことは、各フィーダの有効電力は電圧形インバータを介して授受が行われ直流キャパシタには流入しないことを示している。2章で述べた1線共通式の2レグインバータにより構成される電流バランスでは、各フィーダの有効電力は直流キャパシタを介して授受されるためにキャパシタの脈動が大きくなり、これを抑制するために大容量の直流キャパシタが必要となる。以上より、第2章で述べた電流バランスに比較し直流キャパシタ容量を大幅に低減できる。

4.2 計算機シミュレーション結果

本章で提案した電流バランスの制御法の有効性を確認するために、計算機シミュレーションを行った。シミュレーションには、パワーエレクトロニクス用シミュレータ PSIM を用いた⁽³⁰⁾。電流バランスの制御アルゴリズムは C 言語を用いて記述し、PSIM 上で動作する DLL(Dynamic-Link-Library) を用いて構成した。表 4.1 に、シミュレーションに用いた変圧器の定数を示す。柱上変圧器の規格値を基にこれらの値を算出した⁽³¹⁾。

単相三線式における中性線と各電圧側電線間の負荷は、内線規程により“やむを得ない場合は設備不平衡率を 40% までとすることができる”と定められている⁽³²⁾。設備不平衡率とは、中性線と各電圧側電線間に接続される負荷設備容量 S_1, S_2 [VA] の差と総負荷設備容量 S_A [VA] の平均値の比で定義される。このとき、設備不平衡率は次式で与えられる。

$$\text{設備不平衡率 [\%]} = \frac{S_1 - S_2}{S_A \times 0.5} \times 100 \dots\dots\dots (4.25)$$

表 4.2 に、計算機シミュレーションに用いた回路定数を示す。負荷は、振幅および位相が異なるように決定し、また不平衡率を最大の 40% とするため Load1 は 1.2pu、力率 0.8、Load2 は 0.8pu、力率 0.9 とした。

次に、直流キャパシタ容量について検討する。ここで、電圧形インバータへ流入する電力 $p_C(t)$ の充電あるいは放電期間中のエネルギー ΔW_C は

$$\Delta W_C = \int_0^{T_s/8} p_C(t) dt \dots\dots\dots (4.26)$$

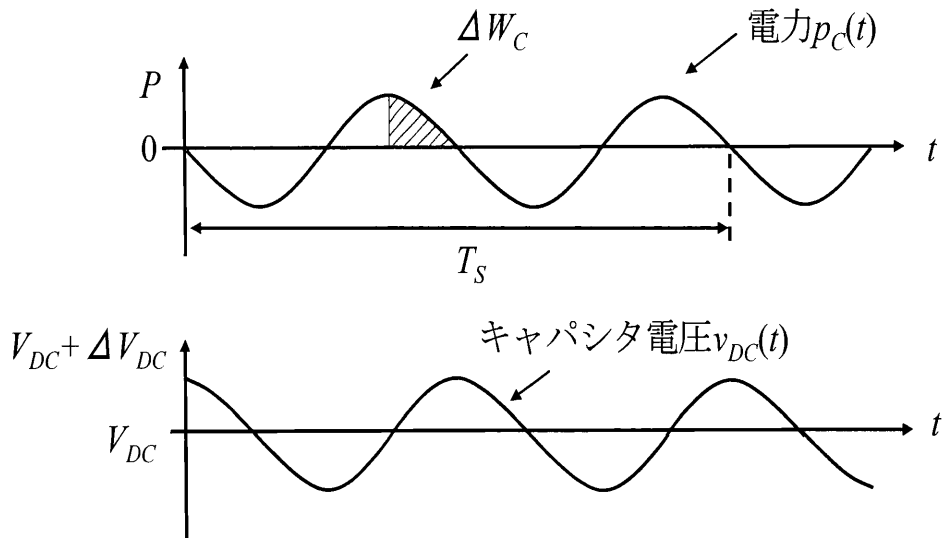


図 4.6 電力とキャパシタ電圧の関係

となる。直流キャパシタ電圧の平均値が V_{DC} であるとき、 ΔW_C は次式で求められる。

$$\Delta W_C = \frac{1}{2} C \{ (V_{DC} + \Delta V_{DC})^2 - V_{DC}^2 \} \dots\dots\dots (4.27)$$

ただし、 ΔV_{DC} はキャパシタ電圧の平均値からの変動分である。定常状態において、直流キャパシタ電圧の平均値に対して $\pm 5\%$ の変動を許容するものとする。Load1 が 1.2pu, 力率 0.8, Load2 が 0.8pu, 力率 0.9 の負荷の場合に (4.26) 式で与えられる ΔW_C は -3.57J である。このとき、直流キャパシタ電圧の平均値を 350V とすると (6.9) 式より算出される直流キャパシタ容量は次式となる。

$$\begin{aligned} C &= \frac{2 \times (-3.57)}{(350 \times 0.95)^2 - 350^2} \\ &= 598\mu\text{F} \dots\dots\dots (4.28) \end{aligned}$$

しかしながら、負荷急変時における直流キャパシタ電圧の変動を $\pm 10\%$ 以内とするために直流キャパシタ容量を $750\mu\text{F}$ に決定した。ここで、直流キャパシタに蓄積されている静電エネルギーについて検討する。本章での電流バランスでは静電エネルギーは次式で与えられる。

$$\begin{aligned} W &= \frac{1}{2} \times 750 \times 10^{-6} \times 350^2 \\ &= 45.9\text{J} \dots\dots\dots (4.29) \end{aligned}$$

表 4.1 シミュレーションに用いた変圧器定数

励磁サセプタンス	b_0	$4.51\mu\text{S}(25.45\text{pu})$
励磁コンダクタンス	g_0	$0.849\mu\text{S}(135.20\text{pu})$
励磁電流	I_0	$30.3\text{mA}(0.04\text{pu})$
巻線抵抗	r_1+r_2	$180.1\Omega(0.021\text{pu})$
漏れリアクタンス	x_1+x_2	$121.3\Omega(0.014\text{pu})$

表 4.2 図 4.1 の回路定数

Load1	$L_L: 5.8 \text{ mH}$	$L_f: 1.0 \text{ mH}$
	$R_L: 2.9 \Omega$	$C_f: 5.0 \mu\text{F}$
Load2	$L_L: 6.3 \text{ mH}$	$L_c: 3.0 \text{ mH}$
	$R_L: 4.9 \Omega$	$C_{DC}: 750 \mu\text{F}$

2章で述べた電流バランスでは188Jであり、1/4に低減することができた。この点からも直流キャパシタ容量を低減できることが明らかである。

図 4.7 に電流バランス起動時のシミュレーション結果を示す。 v_{L1} , v_{L2} は低圧側電圧, i_{S1} , i_{S2} は各フィードの電源側電流を示している。電流バランスの起動以前はアンバランスな負荷状態であるため Load1 に流れる電流 i_{L1} と Load2 に流れる電流 i_{L2} の振幅および位相が異なっている。一方、電流バランスの起動後は、電流バランス出力電流 i_{C1} , i_{C2} , i_{C3} が出力され電源側電流 i_{S1} と i_{S2} の振幅が等しくなっている。さらに、電圧波形と比較し同相となっていることから力率が1であることが確認できる。また、キャパシタ電圧 v_{DC} は、直流キャパシタ電圧一定制御法により指令値 $V_{DC}^* = 350\text{V}$ 付近に一定に制御されている。図 4.7 のシミュレーション結果から、電流バランスの有効性が確認できる。次に、負荷急変時における検討を行った。図 4.8 は、Load2 を一定とした状態で Load1 を 1.2pu から 0.6pu に急変させた場合のシミュレーション波形を示している。図 4.8 より、負荷が急変した場合においても電流バランスにより各フィードの電源側電流 i_{S1} , i_{S2} はバランスした状態となっている。図 4.7 および 4.8 において、定常状態におけるキャパシタ電圧の変動率は $\pm 4.9\%$ である。また、負荷急変時では $+6.3\%$ であり、10%以内となっている。このことから、(4.28) 式により決定したキャパシタ容量の妥当性が確認できる。また、4.1.5 で述べたように直流キャパシタには無効電力のみが流入するため、2章で述べた1線共通式の2レグインバー

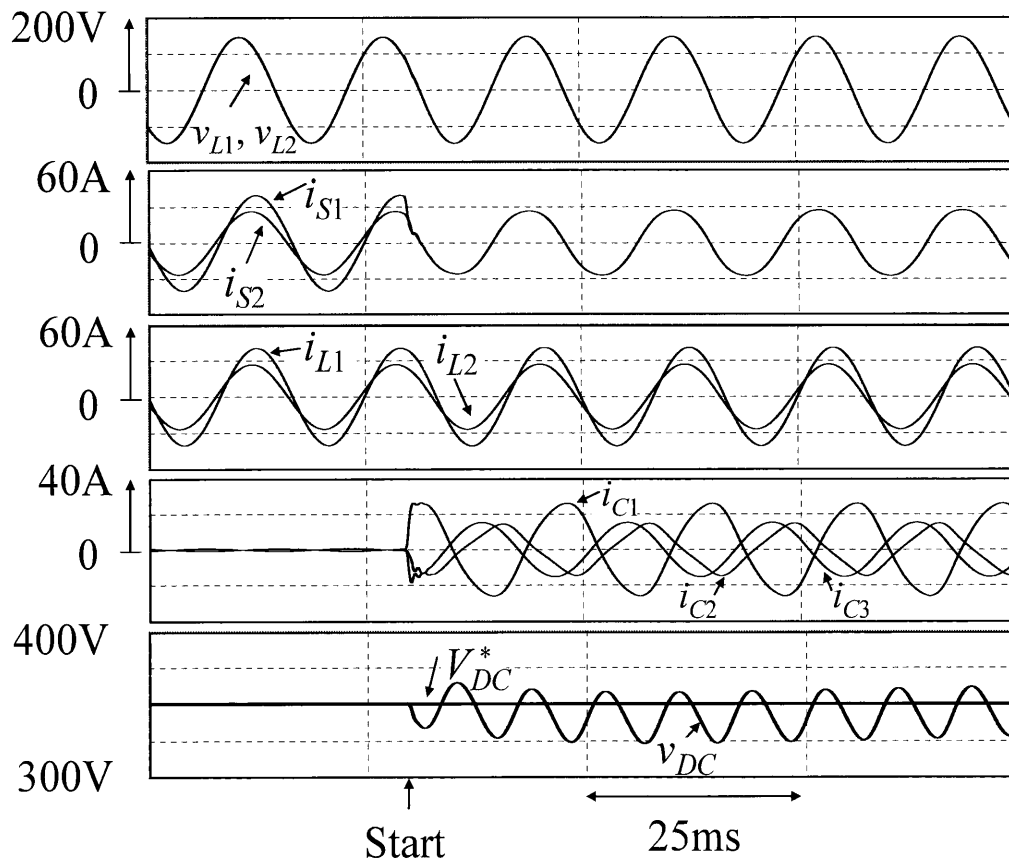


図 4.7 電流バランサ起動前後のシミュレーション波形

タにより構成される電流バランサと比較し直流キャパシタ容量を大幅に低減できた。

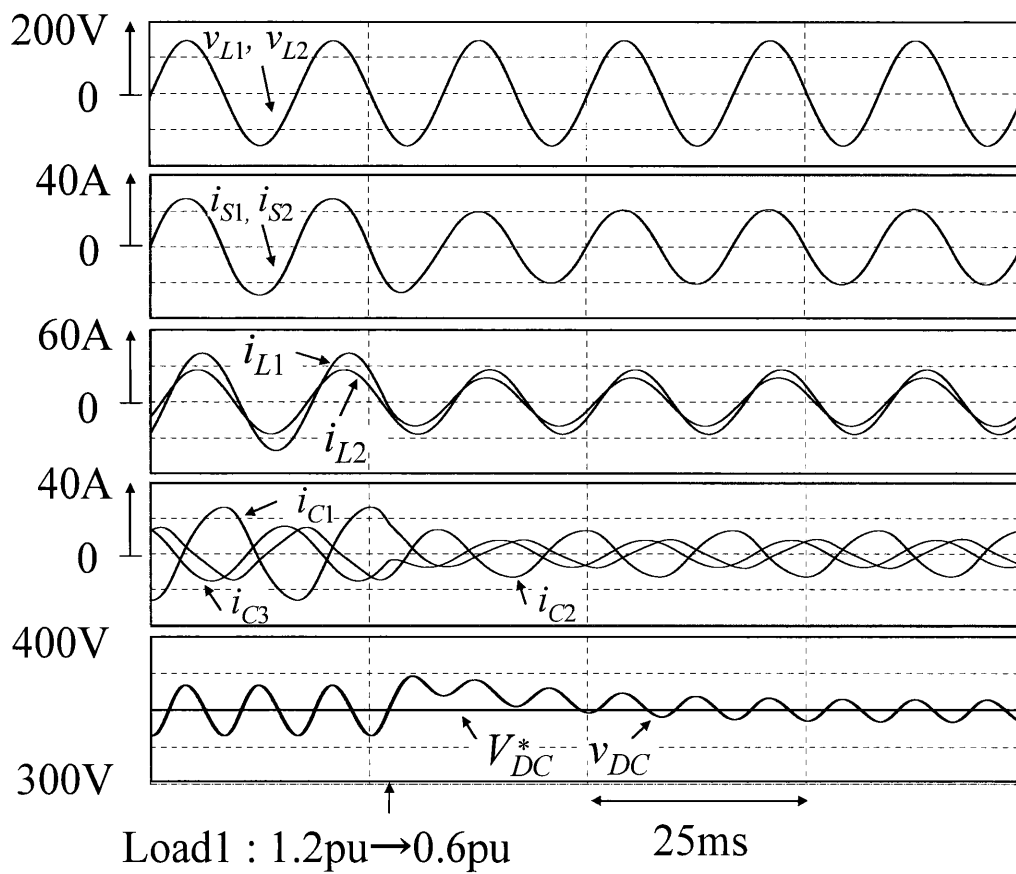


図 4.8 負荷急変時におけるシミュレーション波形

4.3 実験結果

本節では、実験結果より3レグインバータを用いた電流バランスの有効性を確認する。はじめに、実験装置の構成や各種演算の実現方式について述べる。次に、実験結果について述べ、変換器容量の検討を行う。

図 4.1 では、高圧側が 6600V であり研究室レベルで実験装置を構成するのは困難である。そこで、一次側の電圧を 200V として実験装置を構成した。図 4.9 に、単相三線式配電用電流バランスの実験装置構成図を示す。また、図 4.10 に実験装置の外観図を示す。図中左側がインバータユニット、中央に写っているのが電源トランスである。電源トランスの一次側は 200V, 6.0kVA である。また、二次側はそれぞれ 100V, 30A とし、それぞれ線形負荷が接続されている。表 4.3 に、図 4.9 の回路定数を示す。4.2 にて述べた内線規定により、設備不平衡率は 40% までと定められている。このため、シミュレーションと同様に設備不平衡率が最大の 40% かつ位相が異なるよう、Load1 は 1.2pu で力率が 0.8 の負荷、Load2 は 0.8pu で力率が 0.9 の負荷とした。直流キャパシタ容量は、シミュレーションと等しく $750\mu\text{F}$ とした。図 4.9 の実験装置構成図においては、DSP により各種演算を行っている。電源電圧 v_S 、負荷電流 i_{L1} , i_{L2} を検出し、A/D 変換器を介してデジタル信号として、DSP に入力する。表 4.4 に、実験に用いた DSP ボードおよび PEV ボードの仕様を示す⁽³³⁾。DSP ボードは、浮動小数点型 DSP を搭載し、パソコンとの通信は光絶縁を使用している。また、PEV ボードでは PWM 生成機能や AD 変換機能を搭載している。検出した電圧、および電流は A/D 変換器を用いて 12bit のデータに変換され DSP に取り込まれる。DSP では、(4.4) 式を用いて電流バランスの出力電流指令値 i_{C1}^* , i_{C2}^* , i_{C3}^* を演算する。三角波比較方式 PWM を用いて、各アームの出力電流を指令値に追従させているが、これらはすべて DSP 内で演算により実現している。なお、三角波の周波数は 15kHz である。さらに、図 4.3 の直流キャパシタ電圧一定制御も DSP により実現している。

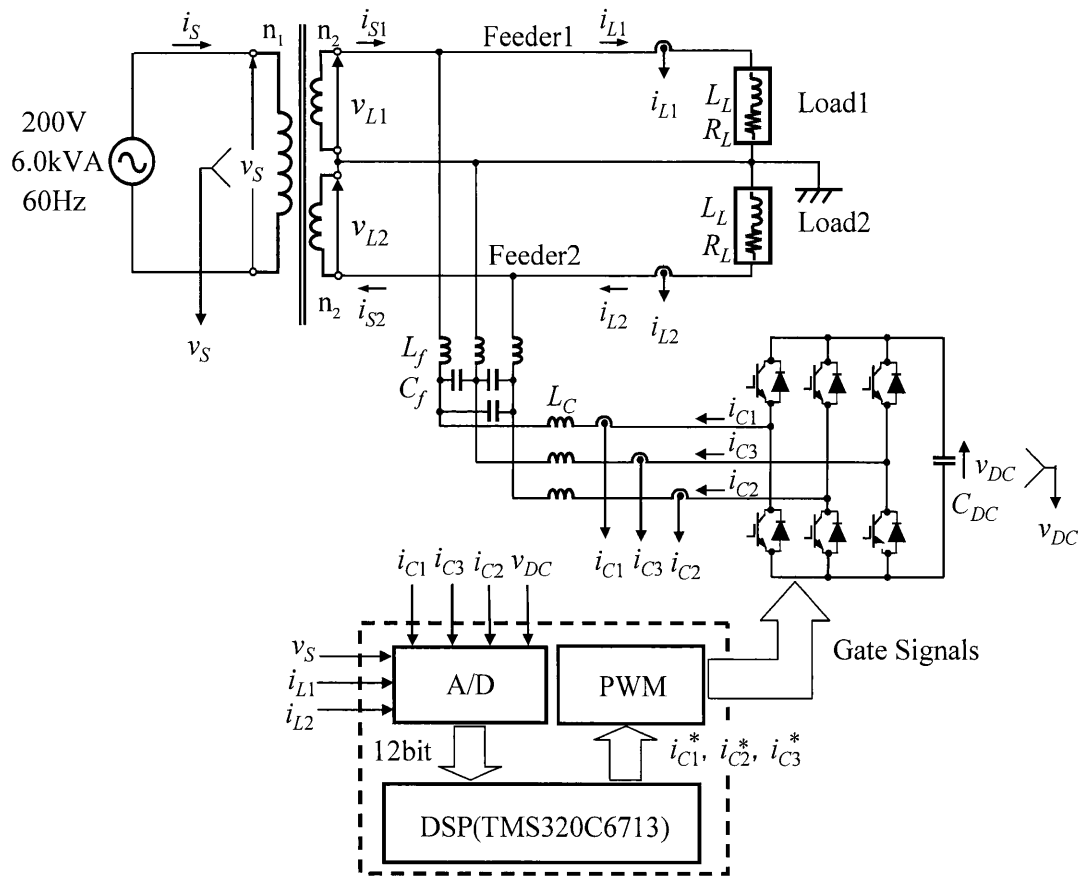


図 4.9 単相三線式配電用電流バランスサの実験装置構成図

表 4.3 図 4.9 の回路定数

Load1	L_L : 6.4 mH	L_f : 1.0 mH
	R_L : 2.9 Ω	C_f : 4.7 μ F
Load2	L_L : 6.3 mH	L_c : 3.0 mH
	R_L : 5.0 Ω	C_{DC} : 750 μ F

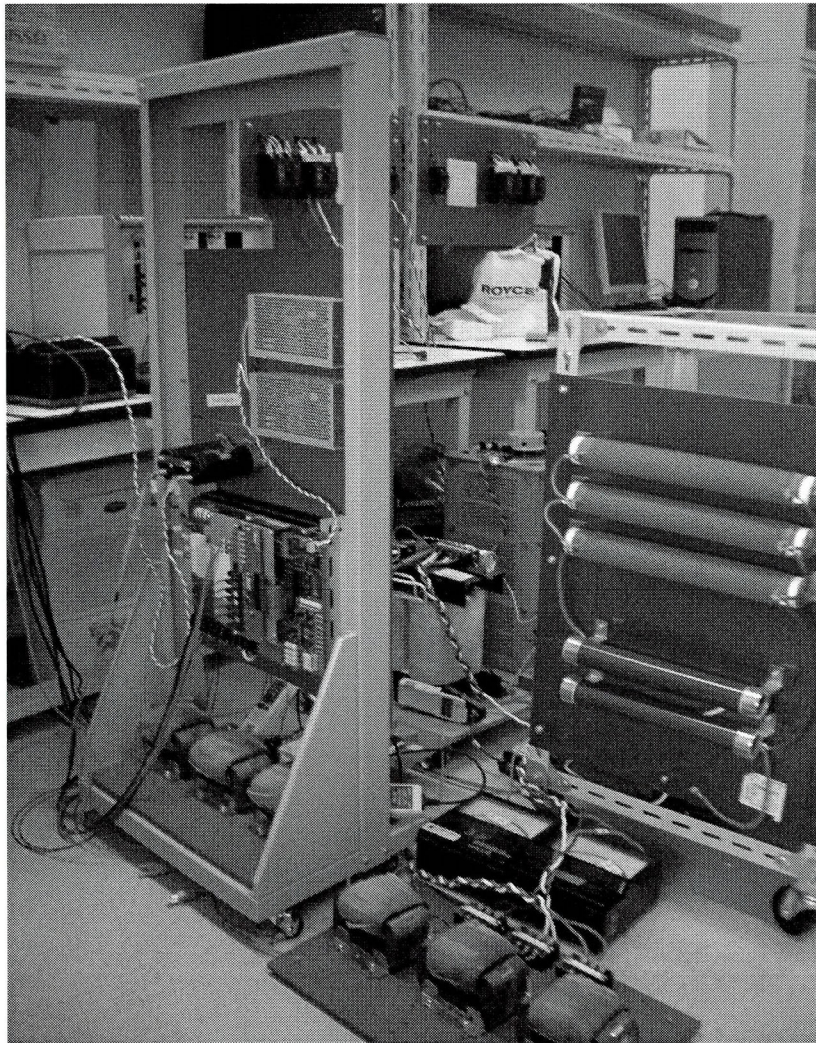


図 4.10 実験装置の外観図

表 4.4 ハードウェアの仕様
DSP ボード

DSP ボード		
CPU	TMS320C6713-225MHz	
内蔵 RAM	64kword(32bit 長)	
外付け RAM	2Mword(32bit 長)	
外付け Flash ROM	256kword(16bit 長)	
PEV ボード		
PWM 生成機能	3相 PWM 機能	電圧形三角波比較
	デッドタイム	20ns ~ 10.22 μ s
	キャリア同期割り込み	可能
AD 変換機能	入力チャンネル数	8ch
	同時サンプリング数	4ch
	分解能	12bit
	変換時間	2 μ s
	入力範囲	$\pm 5V$

実験に使用する単相三線式変圧器の試験を行った。表 4.5 に変圧器の無負荷試験，短絡試験の試験結果を示す。表 4.5 の結果を用いて，変圧器の各定数を算出した。表 4.6 に，実験に用いた変圧器定数を示す。これは，シミュレーションに用いた表 4.1 の定数とよく一致していることが確認できる。

4.3.1 電流バランサの実験結果

実験により本章で述べた電流バランサの有効性の確認を行った。図 4.11 に，電流バランサ起動時の実験結果を示す。 v_{L1} ， v_{L2} は低圧側電圧， i_{S1} ， i_{S2} は各フィードの電源側電流を示している。電流バランサの起動前は，アンバランスな負荷状態であるため Load1 に流れる電流 i_{L1} と Load2 に流れる電流 i_{L2} の振幅および位相が異なっている。電流バランサの起動後は，電流バランサの補償電流 i_{C1} ， i_{C2} ， i_{C3} により i_{S1} と i_{S2} の振幅が等しく力率が 1 のバランスした電流が得られている。また，キャパシタ電圧 v_{DC} から，直流キャパシタ電圧一定制御法により指令値 $V_{DC}^* = 350V$ 付近に一定に制御されている。図 4.11 の実験結果から，電流バランサの有効性が確認できる。

次に，負荷急変時の実験結果を示す。図 4.12 は Load2 を一定とし，Load1 を 1.2pu から 0.6pu に急変させた場合の実験結果である。図 4.12 より，負荷が急変した場合においても電流バランサにより各フィードの電源電流 i_{S1} ， i_{S2} はバランス状態となっている。図 4.11 および 4.12 より，定常状態における直流キャパシタ電圧 v_{DC} の変動率は $\pm 4.9\%$ である。さらに，負荷急変時のキャパシタ電圧の変動率は $+6.4\%$ であ

表 4.5 変圧器の試験結果

無負荷試験	無負荷電流	I_o	1.01A
	無負荷損	P_o	38W
短絡試験	インピーダンス電圧	V_{1S}	4.78V
	負荷損	P_{1S}	118W

表 4.6 実験に用いた変圧器定数

励磁サセプトランス	b_0	5.0mS(30.0pu)
励磁コンダクタンス	g_0	0.95mS(157.89pu)
励磁電流	I_0	0.99A(0.033pu)
巻線抵抗	r_1+r_2	0.131 Ω (0.020pu)
漏れリアクタンス	x_1+x_2	0.0905 Ω (0.014pu)

り、10%以内となっている。これらの結果はシミュレーション結果と良く一致しており、(4.28)式により決定したキャパシタ容量の妥当性が確認できる。

4.3.2 変換器容量の検討

ここで、電流バランサとして動作する電圧形 PWM インバータの変換器容量について検討する。低圧側電圧 v_{L1} , v_{L2} , 電流バランサ出力電流 i_{C1} および i_{C2} の実効値をそれぞれ V_L , I_{C1} , I_{C2} とすると、各フィードの皮相電力 S_{C1} , S_{C2} は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} S_{C1} &= V_L \cdot I_{C1} \\ S_{C2} &= V_L \cdot I_{C2} \\ &\dots\dots\dots (4.30) \end{aligned}$$

電流バランサの変換器容量 S_C は次式で表される。

$$S_C = S_{C1} + S_{C2} \dots\dots\dots (4.31)$$

図 4.11 の実験結果から、 i_{C1} および i_{C2} の実効値はそれぞれ 17.0A, 10.3A である。(4.31)式から変換器容量を求めると 2.7kVA となる。これは、負荷容量の約 65% である。一方、図 4.7 のシミュレーション結果では、 i_{C1} および i_{C2} の実効値はそれぞれ 18.7A, 9.8A であり変換器容量は 3.0kVA となる。両者は良く一致しており、実験結果の妥当性が確認できる。

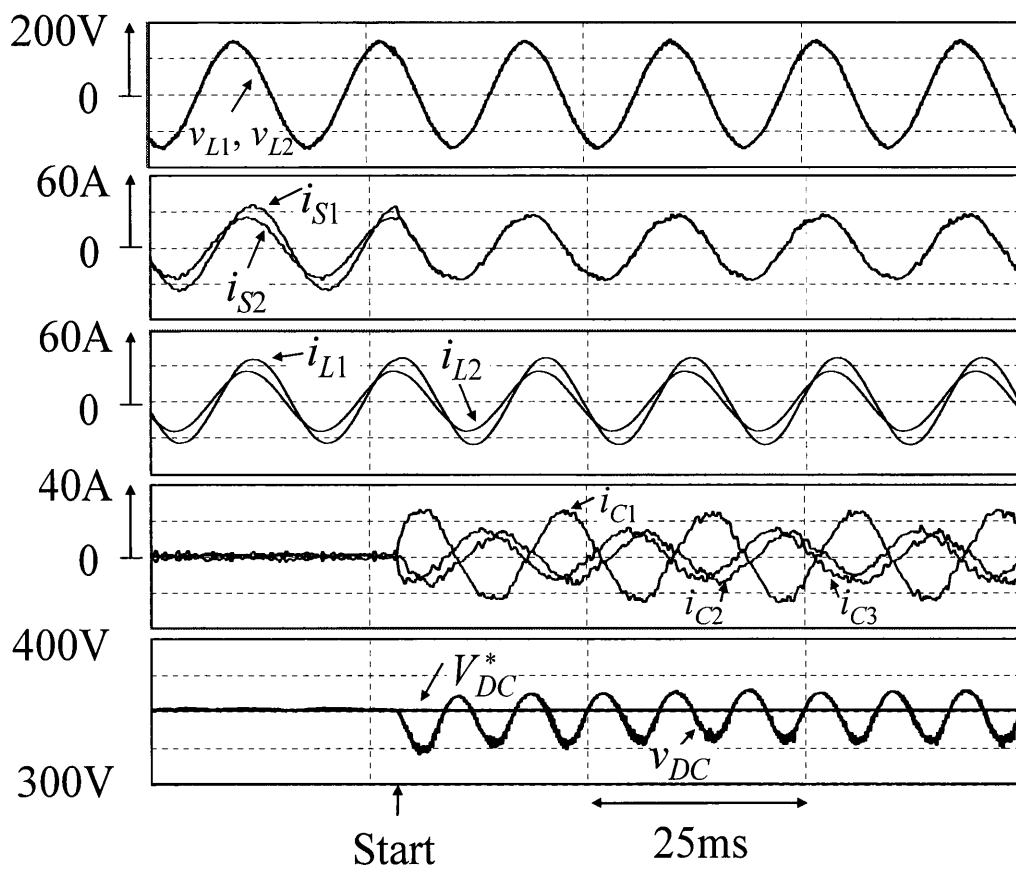


図 4.11 電流バランス起動前後の実験波形

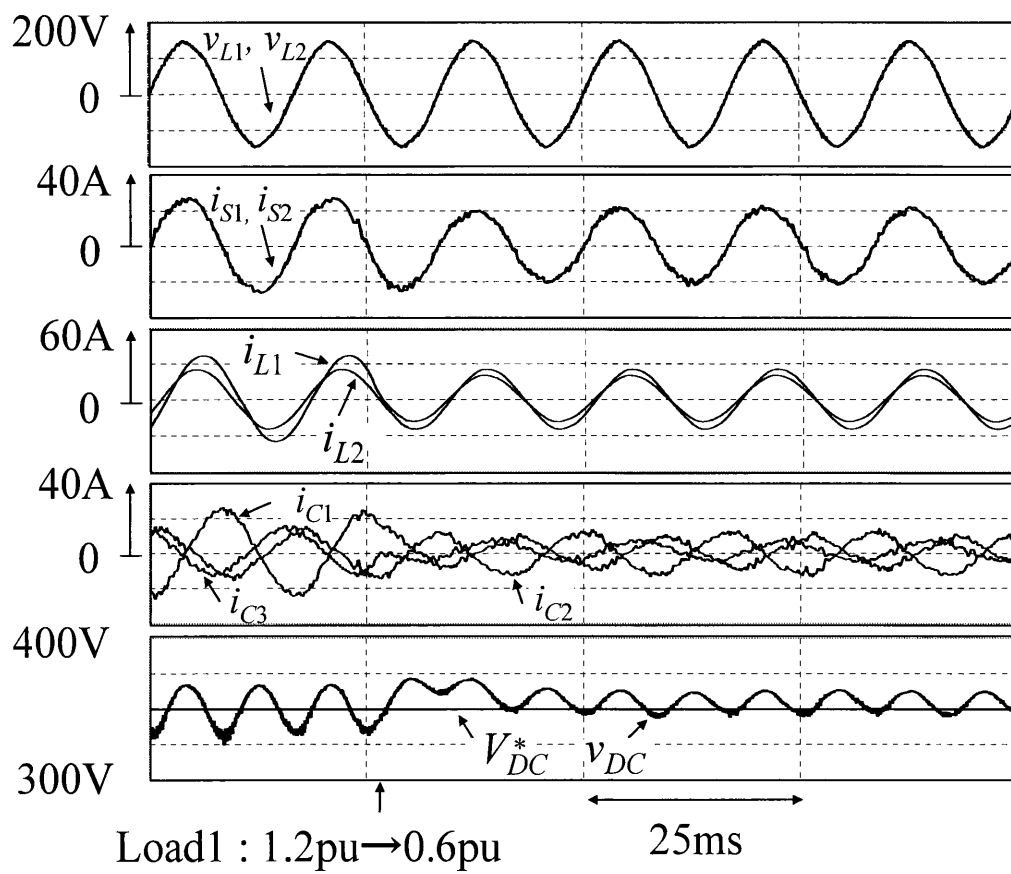


図 4.12 負荷急変時における実験波形

4.4 まとめ

本章では、3レグインバータを用いた単相三線式配電用電流バランスについて検討を行った。検討した電流バランスの特長は以下の通りである。

- 3レグインバータを用いた電流バランスにより、2章で述べた東京電機大学の飯田氏等により提案されている電流バランスの問題点を解決可能とした。
- 電源電圧と負荷電流の相関に着目した有効電流検出法により、電源側で力率が1のバランスした電流を得ることができる。
- 有効電力は直流キャパシタに流入しないため、第2章で述べた電流バランスと比較し直流キャパシタの容量が低減可能となる。

はじめに、3レグインバータを用いた単相三線式配電用電流バランスのシステム構成および制御法について述べた。3レグインバータを用いることにより、1線共通式の2レグインバータによる電流バランスでの問題点を解決できることを明らかにした。また、電源電圧と負荷電流の相関に着目した制御法について述べた。次に、電流バランスの直流電圧一定制御について述べた。線形化モデルを作成し、制御系が安定であることを確認した。次に、電圧形PWMインバータの直流キャパシタに流入する電力フローについて検討を行った。この結果、電圧形PWMインバータの直流キャパシタには無効電力のみが流入することを明らかにした。次に、計算機シミュレーションにより、電流バランスの有効性の確認を行った。計算機シミュレーション結果より、電源側で振幅が等しく力率が1のバランスした電流が得られることを確認し、電流バランスの有効性を明らかにした。また、直流キャパシタ容量について検討を行い、定常時には±5%以内、負荷急変時には±10%以内となっていることから、決定した直流キャパシタ容量の妥当性を明らかにした。さらに、直流キャパシタには無効電力のみの流入のため、第2章で述べた1線共通式の2レグインバータにより構成する電流バランスと比較し、直流キャパシタ容量を約1/2に低減できることを明らかにした。次に、実験による電流バランスの有効性の検討を行った。はじめに、実験装置の構成や、各種演算の実現方式について述べた。実験結果から、電流バランスの有効性を明らかにした。最後に、電流バランスとして動作する電圧形PWMインバータの変換器容量につ

いて検討を行った。検討結果から、変換器容量は負荷容量の約65%となることを確認した。提案した3レグインバータを用いた単相三線式配電用電流バランス本格的に実用化するためには、変換器容量を低減することが求められる。第6章では、電源電圧と負荷電流の相関と相互相関に着目した制御法を提案し、変換器容量が低減可能であることを明らかにする。

第5章 直流キャパシタ電圧一定制御を用いた単相三線式配電用電流バランスの制御法

第4章では、3レグインバータを用いた単相三線式配電用電流バランスを提案し、その有効性を計算機シミュレーションと実験により明らかにした。また、単相三線式配電用電流バランスの制御法として、電源電圧と負荷電流の相関に着目した方法を提案した。図4.1と(4.6)式より、電流バランスを構成する3レグインバータでは、直流キャパシタ電圧一定制御が用いられる。本章では、直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いた簡易な単相三線式配電用電流バランスの制御法を提案し、その有効性を明らかにする。はじめに、3レグインバータへ流入するパワーフローについて検討する。このとき、電源側電流が平衡状態で力率が1の場合では、3レグインバータに流入する瞬時電力の平均値が零となることを示し、直流キャパシタ電圧一定制御により不平衡分を補償できることを明らかにする。

5.1 直流キャパシタ電圧一定制御を用いた電流バランスの制御法

図5.1に、単相三線式配線用電流バランスのシステム構成図を示す。配電系統の高圧側は6,600V, 60Hz, 5.0kVAをベースとしており、低圧側の定格は105V, 24Aである。高圧側電圧 $v_S(t)$ および各フィードの負荷電流 $i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$ が次式で与えられるものとする。

$$\begin{aligned}
 v_S(t) &= \sqrt{2}V_S \sin \omega t \\
 i_{L1}(t) &= \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) \\
 i_{L2}(t) &= \sqrt{2}I_2 \sin(\omega t - \phi_2) \\
 &\dots\dots\dots (5.1)
 \end{aligned}$$

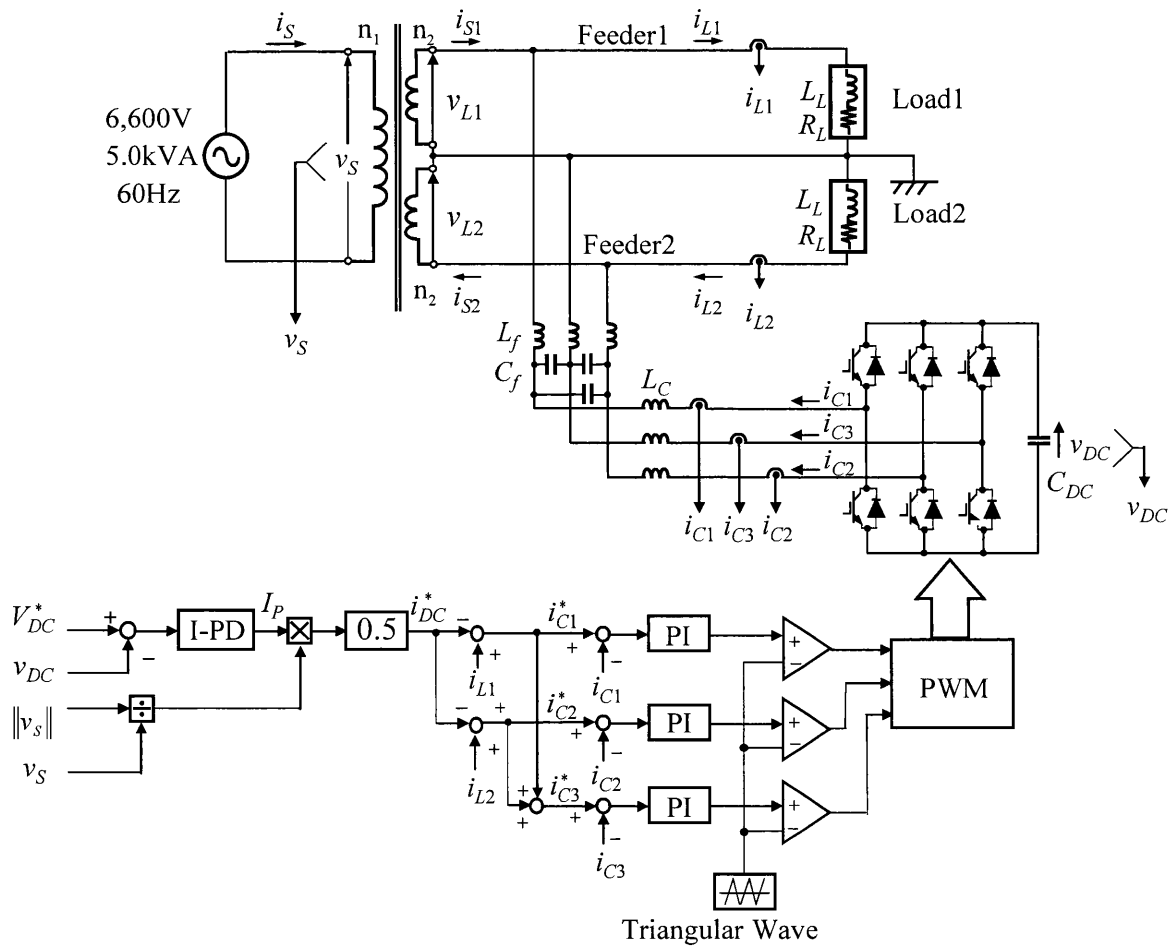


図 5.1 単相三線式配電用電流バランサのシステム構成図

図 5.1 において，電源電流がバランス状態でかつ力率を 1 とするためには電源側電流 $i_{S1}(t)$ と $i_{S2}(t)$ は次式となればよい。

$$i_{S1}(t) = i_{S2}(t) = \sqrt{2}I_S \sin \omega t \dots\dots\dots (5.2)$$

ただし， $I_S = (I_1 \cos \phi_1 + I_2 \cos \phi_2)/2$ である。このとき，電流バランサの出力電流は次式となる。

$$\begin{aligned} i_{C1}(t) &= i_{L1}(t) - i_{S1}(t) \\ i_{C2}(t) &= i_{L2}(t) - i_{S2}(t) \end{aligned} \dots\dots\dots (5.3)$$

ここで，低圧側電圧 $v_{L1}(t)$ と $v_{L2}(t)$ が次式で与えられるものとする。

$$v_{L1}(t) = v_{L2}(t) = \sqrt{2}V_L \sin \omega t \dots\dots\dots (5.4)$$

以上より，3レグインバータへ流入する電力 $p_C(t)$ は次式となる。

$$\begin{aligned} p_C(t) &= v_{L1}(t) \cdot i_{C1}(t) + v_{L2}(t) \cdot i_{C2}(t) \\ &= -V_L(I_1 \sin \phi_1 + I_2 \sin \phi_2) \sin 2\omega t \end{aligned} \dots\dots\dots (5.5)$$

(5.2) 式と (5.5) 式から，3レグインバータの直流キャパシタ電圧の平均値を一定に制御することで無効電流と有効電流のアンバランス分を補償できる⁽³⁴⁾。

交流電気鉄道では，変電所でスコット結線変圧器により三相交流電力を受電し，上りと下りの各方面別に二組の単相電力をき電して不平衡を軽減している⁽³⁵⁾⁽³⁶⁾。しかしながら電気車負荷はダイヤに従って加減速を頻繁に繰り返すため，三相側の電圧不平衡及び電圧変動が大きくなる。そこで，直流電圧一定制御系を用いた電気鉄道用パワーラインコンディショナが提案されている⁽³⁷⁾⁽³⁸⁾。図 5.2 に，電気鉄道用パワーラインコンディショナのシステム構成図を示す。図 5.2 において，M 座と T 座の電圧 $v_M(t)$ と $v_T(t)$ は次式で与えられるものとする。

$$\begin{aligned} v_M(t) &= \sqrt{2}V \sin \omega t \\ v_T(t) &= \sqrt{2}V \cos \omega t \end{aligned} \dots\dots\dots (5.6)$$

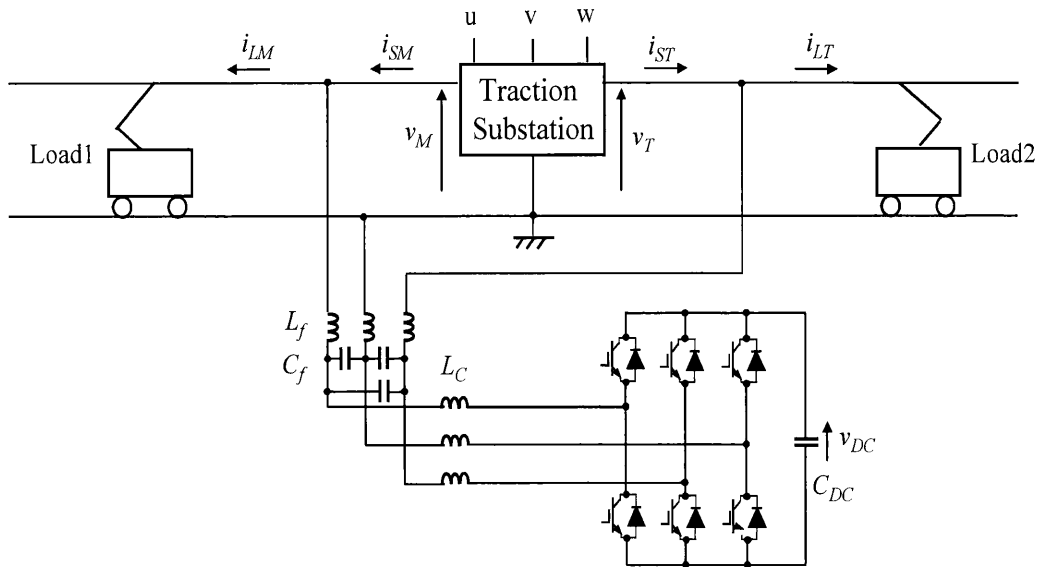


図 5.2 電気鉄道用パワーラインコンディショナのシステム構成図

さらに、各フィーダの負荷電流 $i_{LM}(t)$ 、 $i_{LT}(t)$ は次式で与えられるものとする。

$$i_{LM}(t) = \sqrt{2}I_M \sin(\omega t - \phi_M)$$

$$i_{LT}(t) = \sqrt{2}I_T \cos(\omega t - \phi_T)$$

..... (5.7)

パワーラインコンディショナにより無効電流、高調波電流および有効電流の不均衡分が補償された場合、M座とT座の電源電流 $i_{SM}(t)$ 、 $i_{ST}(t)$ は次式となる。

$$i_{SM}(t) = \sqrt{2}I_S \sin \omega t$$

$$i_{ST}(t) = \sqrt{2}I_S \cos \omega t$$

..... (5.8)

ただし、 $I_S = (I_M \cos \phi_M + I_T \cos \phi_T)/2$ である。このとき、パワーラインコンディショナの出力電流は次式となる。

$$i_{CM}(t) = i_{LM}(t) - i_{SM}(t)$$

$$= \frac{\sqrt{2}}{2} (I_M \cos \phi_M - I_T \cos \phi_T) \sin \omega t - \sqrt{2}I_M \sin \phi_M \cos \omega t$$

$$i_{CT}(t) = i_{LT}(t) - i_{ST}(t)$$

$$= \frac{\sqrt{2}}{2} (I_T \cos \phi_T - I_M \cos \phi_M) \cos \omega t + \sqrt{2}I_T \sin \phi_T \sin \omega t$$

..... (5.9)

以上より，電圧形PWMインバータへ流入する電力 $p_C(t)$ は次式となる。

$$\begin{aligned}
 P_C(t) &= v_M(t) \cdot i_{CM}(t) + v_T(t) \cdot i_{CT}(t) \\
 &= V(I_T \cos \phi_T - I_M \cos \phi_M) \cos 2\omega t \\
 &\quad + V(I_T \sin \phi_T - I_M \sin \phi_M) \sin 2\omega t \\
 &\quad \dots\dots\dots (5.10)
 \end{aligned}$$

(5.10) 式より，パワーラインコンディショナを構成している3レグインバータの直流キャパシタには有効電力と無効電力の両者が流入する。一方，(5.5) 式より図 5.1 の3レグインバータには無効電力のみが流入するため，電流バランサとして動作する3レグインバータの直流キャパシタ容量を低減できることを示している。文献(37)では，3レグインバータの直流キャパシタ容量は $3900\mu\text{F}$ であったが，次節で述べるシミュレーション結果では， $750\mu\text{F}$ の直流キャパシタを用いている。

図 5.3 に直流キャパシタ電圧一定制御ブロック図を示す。また，図 5.4 にI-PD制御ブロック図を示す。図 5.1 において，直流キャパシタ電圧の指令値 V_{DC}^* と検出したキャパシタ電圧 v_{DC} の偏差をI-PDコントローラにより増幅し，直流キャパシタ電圧を制御するための有効電流の振幅 I_P を求める。I-PD制御については次節で詳細に述べる。一方，高圧側で検出した v_S を電源電圧ノルムで割った $1/\|v_s\|$ を乗じることにより，振幅 $\sqrt{2}$ の基準電圧を発生する。この基準電圧と I_P を乗算することで v_{DC} を一定に制御するための指令値 i_{DC}^* を求める。このとき，電流バランサの出力電流指令値は次式となる。図 5.5 に電流バランサの出力電流指令値演算ブロック図をそれぞれ示す。

$$\begin{aligned}
 i_{C1}^*(t) &= i_{L1}(t) - i_{DC}^*(t) \\
 i_{C2}^*(t) &= i_{L2}(t) - i_{DC}^*(t) \\
 i_{C3}^*(t) &= -\{i_{C1}^*(t) + i_{C2}^*(t)\} \\
 &\quad \dots\dots\dots (5.11)
 \end{aligned}$$

5.1.1 直流キャパシタ電圧一定制御の線形化モデル

本制御システムでは，直流キャパシタ電圧一定制御にI-PD制御を用いた。直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いた本制御では，より良い応答が必要となる。本システムでは，負荷急変などが頻繁に起こる。直流キャパシタ電圧一定制御のみで行う本制

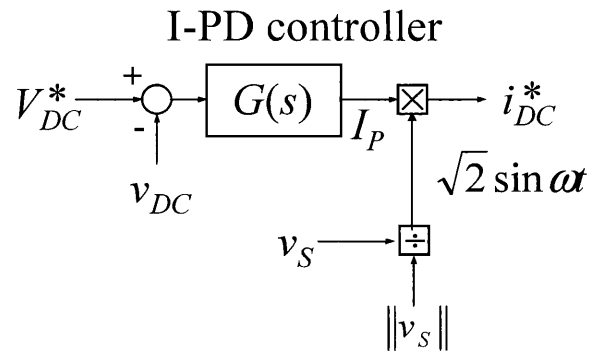


図 5.3 直流キャパシタ電圧一定制御ブロック図

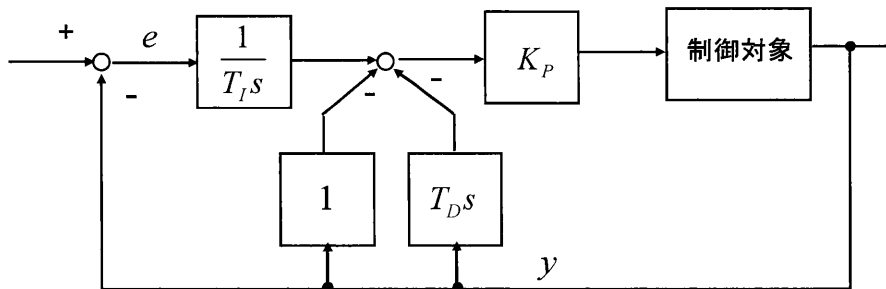


図 5.4 I-PD 制御

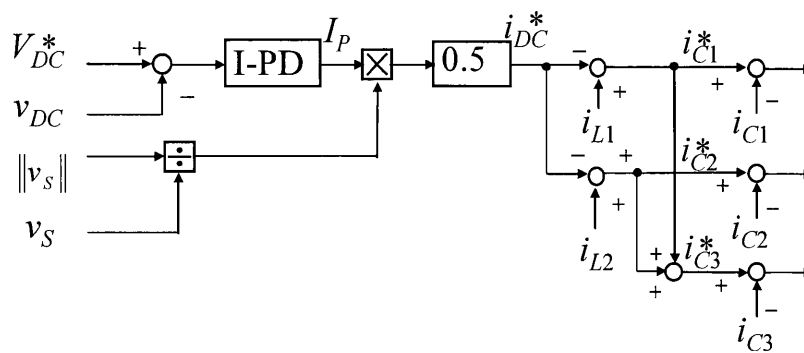


図 5.5 電流バランス出力電流指令値演算ブロック図

御法においては、電流バランスからの出力電流指令値演算は、(5.11)式のようにキャパシタ電圧を一定に制御するための指令値に依存する。このため、キャパシタ電圧一定制御にはより良い応答が必要となる。そこで、本制御法においてはI-PD制御を用いる⁽³⁹⁾。目標値がステップ状に変化するとき、通常のPID制御則では比例動作により操作量はステップ関数を含むこととなる。しかしながら、操作部をステップ状に動かすことは通常望ましくない。I-PD制御は、比例動作、微分動作いずれも観測量にだけ働くようにしている。I-PD制御則は次式で与えられる。

$$u(t) = -K_P y(t) + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau - K_D \frac{dy(t)}{dt} \quad \dots\dots\dots (5.12)$$

図 5.6 に、I-PD 制御を用いた直流キャパシタ電圧一定制御のブロック図を示す。図 5.6 において、 $V^*(s)$ を入力とし $V(s)$ を出力とすると伝達関数は次式となる。

$$G(s) = \frac{KK_P}{T_I(C_{DC}V_0 + KK_P T_D)s^2 + T_I KK_P s + KK_P} \quad \dots\dots\dots (5.13)$$

(5.13) 式より、前向き伝達関数は次式となる。

$$G(s) = \frac{KK_P}{T_I(C_{DC}V_0 + KK_P T_D)s^2 + T_I KK_P s} \quad \dots\dots\dots (5.14)$$

(5.14) 式より、ナイキスト線図を求めると図 5.7 となる。ただし、 $K_P=0.2$, $T_I=8\text{ms}$, $T_D=100\mu\text{s}$, $K=105$, $C_{DC}=750\mu\text{F}$, $V_0=350\text{V}$ とした。図 5.7 より、ベクトル軌跡は $\omega=0$ から ∞ に増加する向きに進むとき、点 $(-1,0)$ より左側で実数軸と交わるため、制御系が安定であることが確認できる。

5.2 シミュレーション結果

本章で述べた、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた電流バランスの制御法の有効性を確認するため、PSIM を用いた計算機シミュレーションを行った。表 5.1 に、計算機シミュレーションに用いた回路定数を示す。負荷は第 4 章で述べた条件と同じく、設備不平衡率を最大の 40% とするため Load1 は 1.2pu, 力率 0.8, Load2 は 0.8pu, 力率 0.9 とした。また、直流キャパシタの容量は $750\mu\text{F}$ とした。5.1 で述べたように、3 レグインバータの直流キャパシタには有効電力が流入しないため、文献 (37) で提案されている電気鉄道用パワーラインコンディショナの直流キャパシタ容量と比較し約 1/5

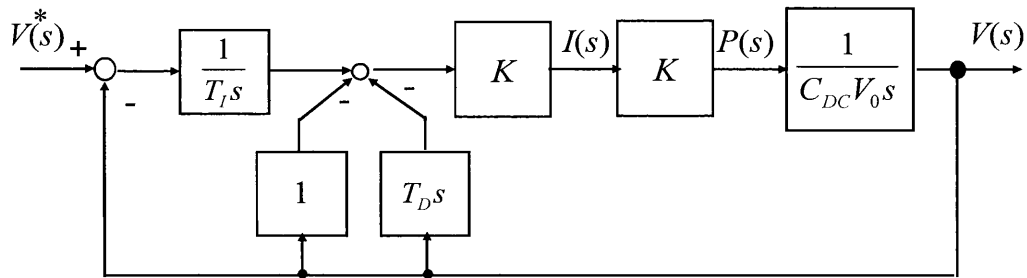


図 5.6 I-PD 制御を用いた直流キャパシタ電圧一定制御ブロック図

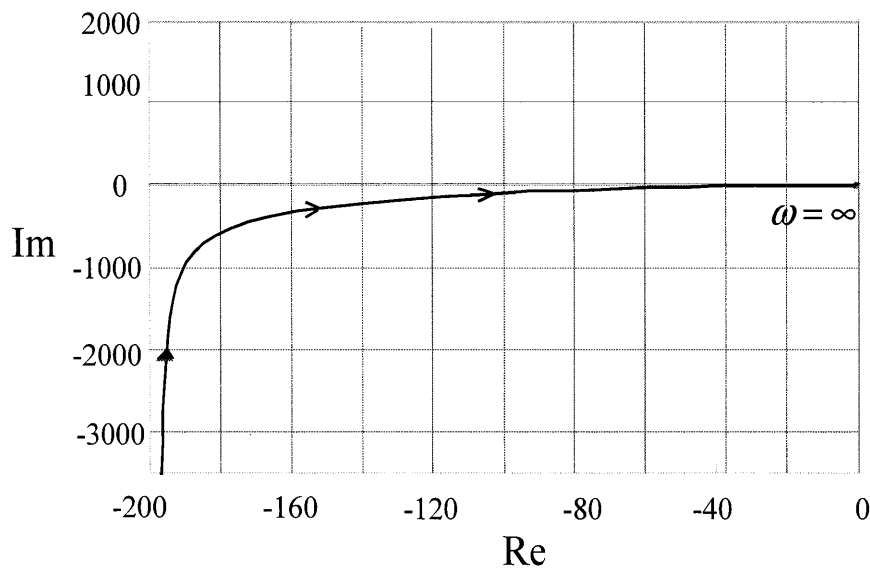


図 5.7 ナイキスト線図

に低減できた。図 5.8 に負荷急変時におけるシミュレーション結果を示す。 v_{L1} , v_{L2} は低圧側電圧, i_{S1} , i_{S2} は各フィードの電源側電流を示している。アンバランスな負荷状態であるため Load1 に流れる電流 i_{L1} と Load2 に流れる電流 i_{L2} の振幅および位相が異なっている。しかしながら, 電流バランスからの出力電流 i_{C1} , i_{C2} , i_{C3} により, 電源側電流 i_{S1} と i_{S2} の振幅が等しく力率が 1 の波形となっている。また, Load2

表 5.1 シミュレーションに用いた回路定数

Load1	$L_L : 6.95 \text{ [mH]}$	$L_f : 1.0 \text{ [mH]}$
	$R_L : 3.5 \text{ [\Omega]}$	$C_f : 5.0 \text{ [\mu F]}$
Load2	$L_L : 13.9 \text{ [mH]}$	$L_c : 3.0 \text{ [mH]}$
	$R_L : 7.0 \text{ [\Omega]}$	$C_{DC} : 750 \text{ [\mu F]}$

を一定とした状態で Load1 を 1.2pu から 0.6pu に急変させた場合においても、振幅が等しく力率が 1 の波形が得られていることが確認できる。また、負荷急変時において直流キャパシタ電圧 v_{DC} の変動は 384V であり、変動率は 10% 以内となっている。このことから、決定した直流キャパシタ容量の妥当性が確認できる。以上より、本提案方式では、3 レグインバータの直流電圧一定制御のみを用いた簡易な制御方式で、第 4 章の制御方式と同等の補償特性が得られることを明らかにした。

5.3 変換器容量の検討

ここで、電流バランスとして動作する電圧形 PWM インバータの変換器容量について検討する。第 4 章で算出したように、低圧側電圧 v_{L1} , v_{L2} , 電流バランス出力電流 i_{C1} および i_{C2} の実効値をそれぞれ V_L , I_{C1} , I_{C2} とすると、電流バランスの変換器容量 S_C は次式で与えられる。

$$S_C = V_L \cdot I_{C1} + V_L \cdot I_{C2} \dots\dots\dots (5.15)$$

図 5.8 のシミュレーション結果から、 i_{C1} および i_{C2} の実効値はそれぞれ 17.0A, 10.3A である。(5.15) 式から変換器容量を求めると 2.7kVA となる。これは、負荷容量の約 65% である。

第 4 章および第 5 章で述べた制御法では、電源側で力率が 1 のバランスした電流を得ることができることを明らかにした。しかしながら、変換器容量は負荷容量の約 65% である。これは、図 5.9 のように電流バランスが電源側の無効電流を補償するため、補償電流が大きくなることが要因である。次章では、変換器容量の低減を目的とした制御法を提案し、その有効性を明らかにする。

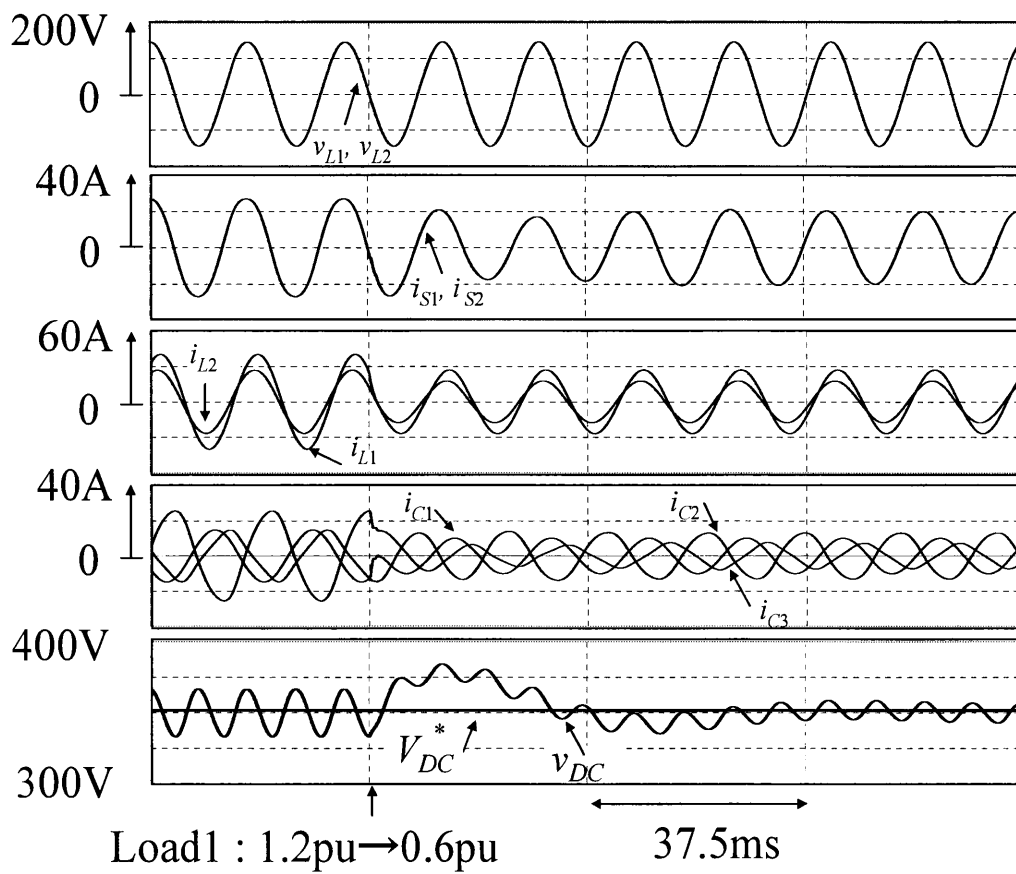


図 5.8 負荷急変時におけるシミュレーション波形

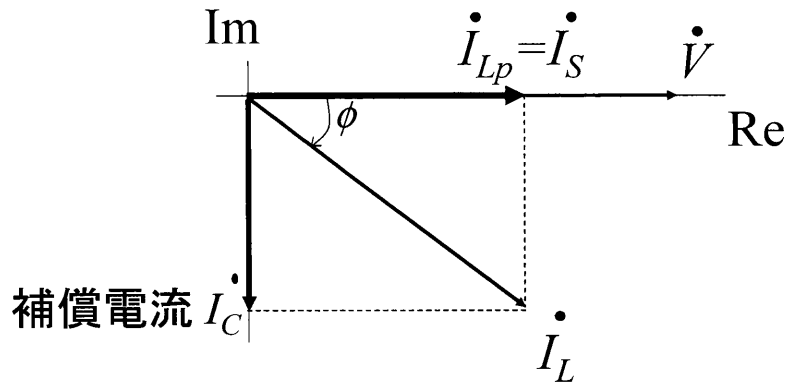


図 5.9 補償電流のフェザー図

5.4 まとめ

本章では、直流キャパシタ電圧一定制御法のみを用いた簡易な単相三線式配電用電流バランスの制御法について検討を行った。はじめに、電圧形PWMインバータの直流キャパシタに流入する電力フローを検討した。このとき、電源電流が平衡状態で力率が1の場合には、3レグインバータに流入する瞬時電力の平均値が零となることを示し、直流キャパシタ電圧一定制御により不平衡分を補償できることを明らかにした。また、文献(37)で提案されている電気鉄道用パワーラインコンディショナの電力フローについて検討を行った。検討結果から、電気鉄道用パワーラインコンディショナの直流キャパシタには有効電力と無効電力の両者が流入するが、電流バランスの直流キャパシタには無効電力のみが流入するため、直流キャパシタ容量が約1/5に低減可能であることを明らかにした。次に、直流キャパシタ電圧一定制御系について線形化モデルを作成し、制御系の安定性を確認した。導出した伝達関数からナイキスト線図を描き、制御系が安定であることを確認した。次に、PSIMを用いた計算機シミュレーションにより、直流電圧一定制御を用いた電流バランスの制御法の有効性を明らかにした。シミュレーション結果から、電源側で振幅が等しく力率が1のバランスした電流が得られることを明らかにした。3レグインバータの直流電圧一定制御のみを用いた簡易な制御方式で、第4章の制御方式と同等の補償特性が得られることを明らかにした。また、文献(37)と比較し電圧形PWMインバータの直流キャパシタには無効電力のみが流入するため、直流キャパシタ容量を約1/4に低減できることを明らかにした。最

後に、変換器容量についての検討を行った。変換器容量は、負荷容量の約65%となることを確認した。次章では、変換器容量の低減を目的とした制御法の検討を行う。

第6章 3レグインバータの変換器容量 と直流キャパシタ容量の低減を 目的とした電流バランスの制 御法

本章では、第5章で述べたように単相三線式配電用電流バランスを構成する3レグインバータの変換器容量が、負荷容量に対して65%と大きくなる問題点を解決するため、変換器容量とキャパシタ容量の低減を目的とした電流バランスの制御法について検討する。第4章および第5章の制御法では、電流バランスにより力率1の電源電流が得られることを可能としたが、電源側の無効電流を補償することにより補償電流が大きくなる。本章では、電流バランスとして動作する電圧形PWMインバータの変換器容量およびキャパシタ容量の低減を目的として、電源電圧と負荷電流の相関および相互相関に着目した制御法を提案する。これは、負荷電流の無効電流成分を検出および制御することで任意の力率を有する電源電流を得ることができ、補償電流を低減できる点に特長がある。

はじめに、電源電圧と負荷電流の相関および相互相関に着目した制御法について述べる。提案する制御法により、負荷電流の無効電流成分を検出し、電源側の電流の力率を0.9とすることで補償電流を低減することができる。次に、電圧形PWMインバータの直流キャパシタに流入する電力フローの検討を行う。ここで、電圧形PWMインバータの直流キャパシタには、無効電力のみが流入することを明らかにする。次に、PSIMを用いた計算機シミュレーションにより、提案した制御法の有効性を確認する。さらに、実験装置を構成し、実験により電流バランスの有効性を確認する。シミュレーション結果および実験結果から、電気供給約款⁽⁴⁰⁾で定められた力率が0.9の電源電流が得

られることを明らかにする。最後に、電流バランスとして動作する3レグインバータの変換器容量について検討を行う。電流バランスを構成する3レグインバータの変換器容量が、電源電流の力率1とする制御法では負荷容量に対して2.7kVA(65%)であるのに対し、電源電流の力率を0.9とすることで負荷容量の1.2kVA(23%)とできることを明らかにする。

6.1 3レグインバータの変換器容量の低減を目的とした制御法

図6.1に、単相三線式配電用電流バランスのシステム構成図を示す。前章までと同様に、配電系統の高圧側は6,600V, 60Hz, 5.0kVAをベースとしており、低圧側の定格は105V, 24Aである。図6.1において、高圧側電圧 $v_S(t)$ および負荷電流 $i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$ の和の1/2倍の電流 $i_L(t)$ が次式で与えられるものとする。

$$\begin{aligned}
 v_S(t) &= \sqrt{2}V \sin \omega t \\
 i_{L1}(t) &= \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) \\
 i_{L2}(t) &= \sqrt{2}I_2 \sin(\omega t - \phi_2) \\
 i_L(t) &= \frac{1}{2}\{i_{L1}(t) + i_{L2}(t)\} \\
 &= \sqrt{2}I_L \sin(\omega t - \phi) \\
 &\dots\dots\dots (6.1)
 \end{aligned}$$

ここで、電源電流の力率を、電気供給約款で定められた0.9とする指令値の演算法について検討する。第4章では、負荷電流の有効電流を検出し、電源側の無効電流を補償することで力率1の電源電流を得ていたが、本章では負荷電流の有効電流および無効電流を検出し、電源側で無効電力を制御することで3レグインバータの変換器容量を低減する。図6.2に、電源電圧、電源電流および負荷電流のフェザー図を示す。第3章で述べた、相関係数および相互相関係数を用いて $i_L(t)$ の有効電流 $i_{Lp}(t)$ 、無効電流 $i_{Lq}(t)$ を検出する。検出した無効電流をノルムで割ることにより基準波 $i_q(t) = -\sqrt{2} \cos \omega t$ を発生する。有効電流 $i_{Lp}(t)$ に対して各フィードの電源電流 $i_{S1}(t)$, $i_{S2}(t)$ の力率が0.9となるような無効電流を得るためのゲイン K を基準波 $i_q(t)$ と乗算する。ただし、図6.2より $K = I_L \cos \phi \{\tan(\cos^{-1} 0.9)\}$ である。電源電流がバランス状態であつた力率を0.9

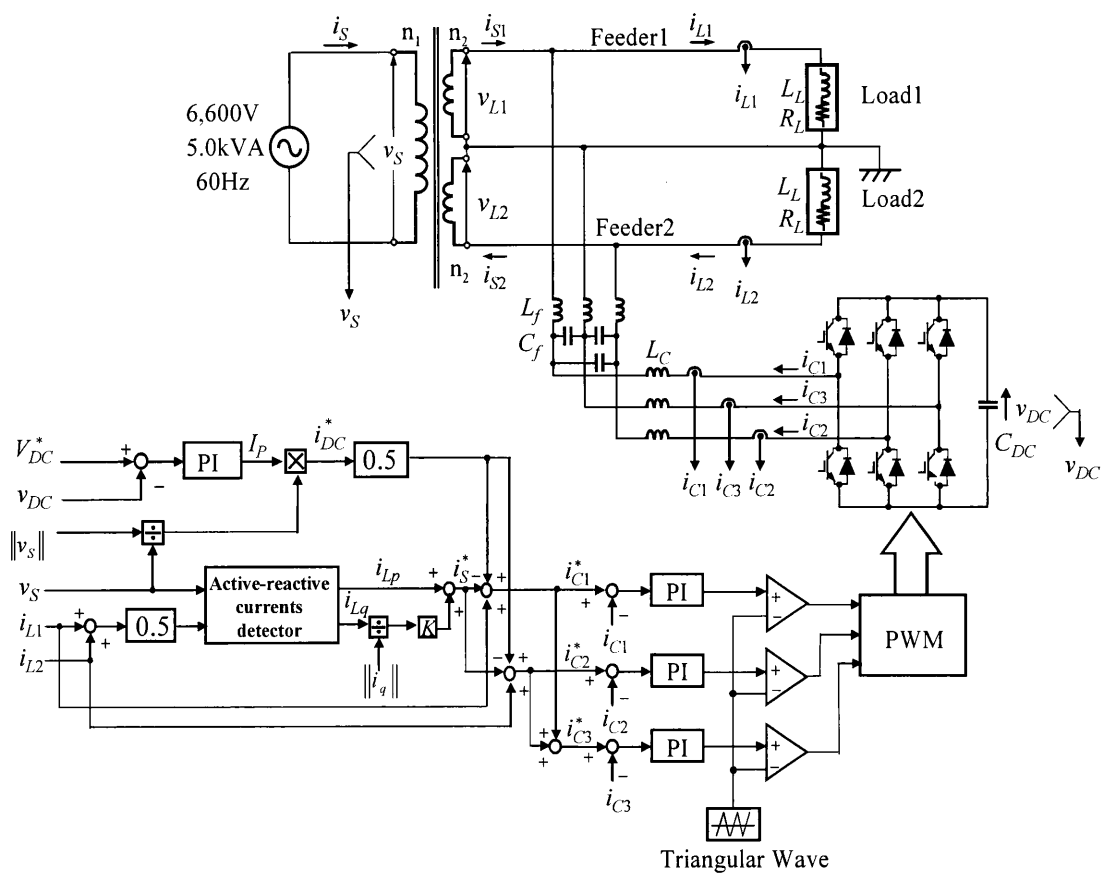


図 6.1 単相三線式配電用電流バランサのシステム構成図

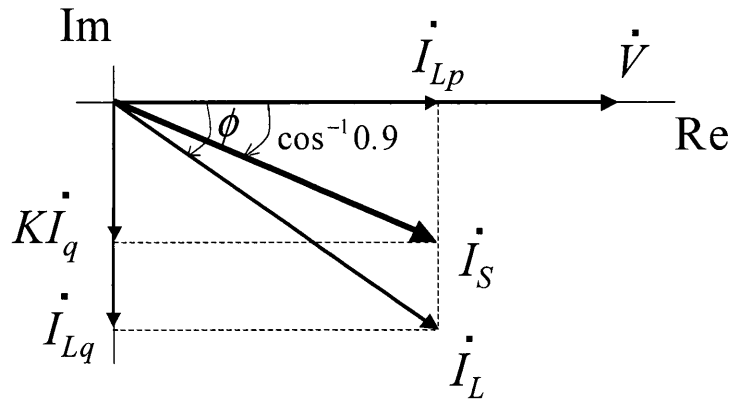


図 6.2 電源電圧・電流および負荷電流のフェーザ図

とするためには $i_{S1}(t)$, $i_{S2}(t)$ は次式となればよい。

$$\begin{aligned}
 i_{S1}(t) &= i_{S2}(t) \\
 &= i_{Lp}(t) + K i_q(t) \\
 &= \sqrt{2} I_L \cos \phi \{ \sin \omega t - \tan(\cos^{-1} 0.9) \cos \omega t \} \\
 &\dots\dots\dots (6.2)
 \end{aligned}$$

電流バランス出力電流指令値は次式となる。

$$\begin{aligned}
 i_{C1}^*(t) &= i_{L1}(t) - i_{S1}(t) \\
 i_{C2}^*(t) &= i_{L2}(t) - i_{S2}(t) \\
 i_{C3}^*(t) &= -\{i_{C1}^*(t) + i_{C2}^*(t)\} \\
 &\dots\dots\dots (6.3)
 \end{aligned}$$

$i_{C1}^*(t)$ は $i_{S1}(t)$ 以外の成分を一括補償, $i_{C2}^*(t)$ は $i_{S2}(t)$ 以外の成分を一括補償し, $i_{C3}^*(t)$ は中性線に接続する。

6.1.1 電力フローと直流キャパシタ容量の検討

図 6.1 において, 電圧形 PWM インバータの直流キャパシタに流入する電力フローを求め直流キャパシタ容量について検討する。ここで, 各フィードの電源電流 $i_{S1}(t)$, $i_{S2}(t)$ が次式で与えられるものとする。

$$\begin{aligned}
 i_{S1}(t) &= i_{S2}(t) \\
 &= \sqrt{2} A (\sin \omega t - K_1 \cos \omega t) \\
 &\dots\dots\dots (6.4)
 \end{aligned}$$

ただし, $A = \frac{1}{2}(I_1 \cos \phi_1 + I_2 \cos \phi_2)$, $K_1 = \tan(\cos^{-1} 0.9)$ である。また, (6.3) 式より電流バランスの出力電流は次式となる。

$$\begin{aligned} i_{C1}(t) &= i_{L1}(t) - i_{S1}(t) \\ &= \sqrt{2} \left\{ \frac{1}{2}(I_1 \cos \phi_1 - I_2 \cos \phi_2) \sin \omega t - (I_1 \sin \phi_1 - AK_1) \cos \omega t \right\} \\ i_{C2}(t) &= i_{L2}(t) - i_{S2}(t) \\ &= \sqrt{2} \left\{ \frac{1}{2}(-I_1 \cos \phi_1 + I_2 \cos \phi_2) \sin \omega t - (I_2 \sin \phi_1 - AK_1) \cos \omega t \right\} \\ &\dots\dots\dots (6.5) \end{aligned}$$

ここで, 低圧側電圧 $v_{L1}(t)$ と $v_{L2}(t)$ は次式で与えられるものとする。

$$v_{L1}(t) = v_{L2}(t) = \sqrt{2}V_L \sin \omega t \quad \dots\dots\dots (6.6)$$

以上より, 電圧形 PWM インバータへ流入する電力 $p_C(t)$ は, 次式となる。

$$\begin{aligned} p_C(t) &= p_{C1}(t) + p_{C2}(t) \\ &= V_L(2AK_1 - I_1 \sin \phi_1 - I_2 \sin \phi_2) \sin 2\omega t \\ &\dots\dots\dots (6.7) \end{aligned}$$

(6.7) 式より, 電圧形 PWM インバータの直流キャパシタには無効電力のみが流入し, その周期は $T_s/4$ である。このことは, 各フィードの有効電力は電圧形 PWM インバータを介して授受が行われ, 直流キャパシタには流入しないことを示している。

6.2 シミュレーション結果

提案した電流バランスの制御法の有効性を確認するために, 計算機シミュレーションを行った。シミュレーションに用いた回路定数を表 6.1 に示す。負荷条件は第 4 章で述べた条件と等しく, 不平衡率を最大の 40% とするため Load1 は 1.2pu, 力率 0.8, Load2 は 0.8pu, 力率 0.9 とした。

次に, 直流キャパシタ容量について検討する。ここで, 図 6.3 に第 4 章の電力とキャパシタ電圧の関係図を再記する。 ΔW_C は, インバータへ流入する電力 $p_c(t)$ の充電あるいは放電期間中のエネルギーであり, 次式で表される。

$$\Delta W_C = \int_0^{T_s/8} p_C(t) dt \quad \dots\dots\dots (6.8)$$

表 6.1 シミュレーションに用いた回路定数

Load1	L_L : 6.4 mH	L_f : 1.0 mH
	R_L : 2.9 Ω	C_f : 4.7 μ F
Load2	L_L : 6.3 mH	L_c : 3.0 mH
	R_L : 5.0 Ω	C_{DC} : 440 μ F

となる。直流キャパシタ電圧の平均値が V_{DC} であるとき、 ΔW_C は次式で求められる。

$$\Delta W_C = \frac{1}{2} C \{ (V_{DC} + \Delta V_{DC})^2 - V_{DC}^2 \} \quad \dots\dots\dots (6.9)$$

ΔV_{DC} はキャパシタ電圧の平均値からの変動分である。Load1は1.2pu, 力率0.8, Load2は0.8pu, 力率0.9の負荷が接続されている場合に(6.8)式で与えられる ΔW_C は-0.865Jである。定常状態において、直流キャパシタ電圧の平均値に対して $\pm 5\%$ の変動を許容するものとする、直流キャパシタ電圧の平均値が350Vのとき、直流キャパシタ容量は(6.9)式より次式となる。

$$C = \frac{2 \times (-0.865)}{(350 \times 0.95)^2 - 350^2} = 145 [\mu\text{F}] \quad \dots\dots\dots (6.10)$$

しかしながら、負荷急変時における電圧の変動を $\pm 10\%$ とするために、直流キャパシ

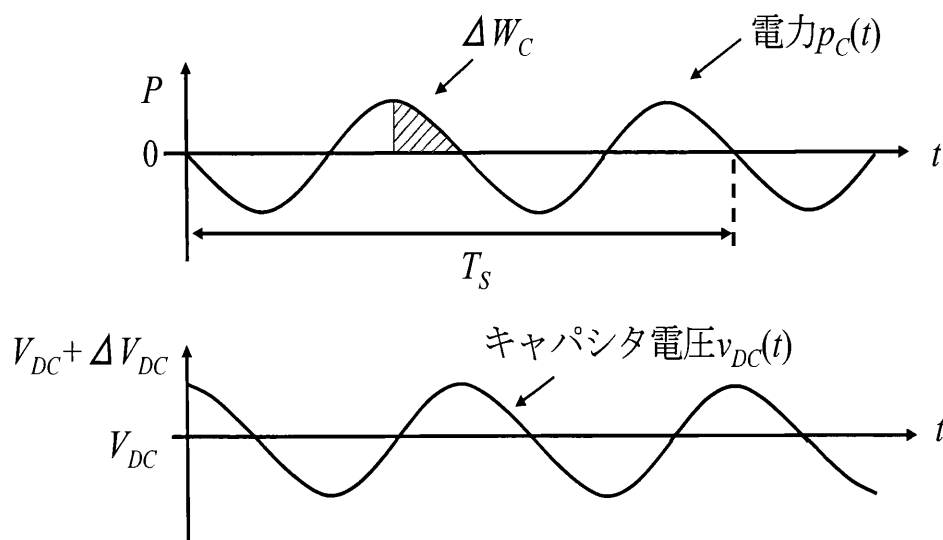


図 6.3 電力とキャパシタ電圧の関係

タ容量を $440\mu\text{F}$ と決定した。これは、第4章および第5章で述べた電源側の電流の力率を1とする方式と比較し約 $1/2$ に低減された。直流キャパシタに蓄積されている静電エネルギーについて検討する。本提案方式では静電エネルギーは次式で与えられる。

$$\begin{aligned} W &= \frac{1}{2} \times 440 \times 10^{-6} \times 350^2 \\ &= 27.0\text{J} \dots\dots\dots (6.11) \end{aligned}$$

電源側の電流の力率を1とする方式では46Jであり、 $1/2$ に低減することができた。この点からも直流キャパシタ容量を低減できることが明らかである。図6.4に電流バランス起動時の波形を示す。 v_{L1} , v_{L2} は低圧側電圧, i_{S1} , i_{S2} は各フィードの電源電流を示している。電流バランス起動以前はアンバランスな負荷状態であるためLoad1に流れる電流 i_{L1} とLoad2に流れる電流 i_{L2} の振幅および位相が異なっている。一方、電流バランスの起動後は電流バランス出力電流 i_{C1} , i_{C2} , i_{C3} がそれぞれ出力され、電源側電流 i_{S1} と i_{S2} の振幅が等しく力率が0.9の波形となっている。また、キャパシタ電圧 v_{DC} から、直流キャパシタ電圧一定制御法により指令値 $V_{DC}^* = 350\text{V}$ 付近に一定に制御されている。図6.4から、提案した制御法の有効性が確認できる。図6.5は、Load2を一定とした状態でLoad1を1.2puから0.6puに急変させた場合のシミュレーション波形を示している。図6.5より、負荷が急変した場合においても電流バランスにより各フィードの電源側電流 i_{S1} , i_{S2} は力率が0.9のバランスした電流が得られていることが確認できる。図6.4および図6.5において、定常状態における直流キャパシタ電圧の変動率は $\pm 2.1\%$ である。また、負荷急変時では $+8.6\%$ であり、定常時には $\pm 5\%$ 以内、負荷急変時には 10% 以内となっている。このことから、(6.10)式により決定したキャパシタ容量の妥当性が確認できる。

6.3 実験結果

提案した電流バランスの制御法の有効性を確認するため、第4章で述べた図4.9の実験装置を構成し、実験による検討を行った。負荷は表4.3と同様に設備不平衡率が最大の40%かつ位相が異なるよう、Load1は1.2puで力率が0.8の負荷、Load2は0.8puで力率が0.9の負荷とした。また、直流キャパシタ容量はシミュレーションと等しく $440\mu\text{F}$ とした。DSPにより、電流バランスの出力電流指令値 i_{C1}^* , i_{C2}^* , i_{C3}^* の演算および三角波比較方式PWMによる出力電流の指令値への追従を実現している。

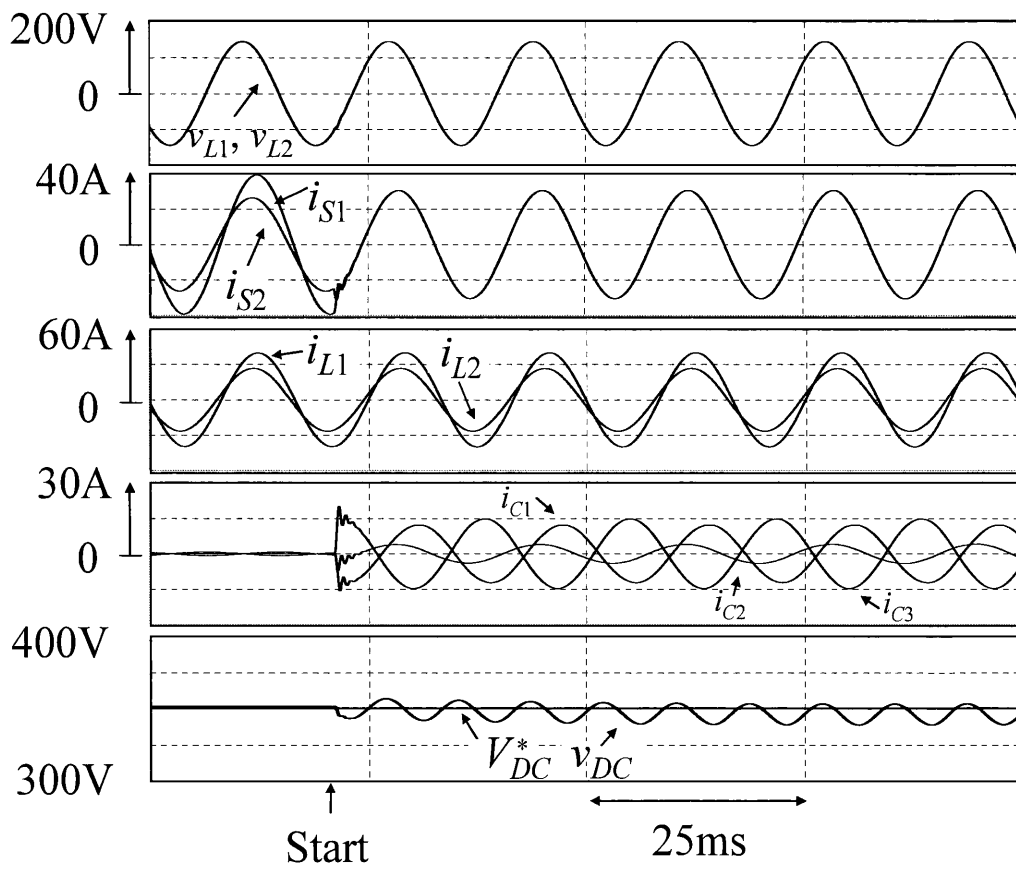


図 6.4 電流バランス起動前後のシミュレーション波形

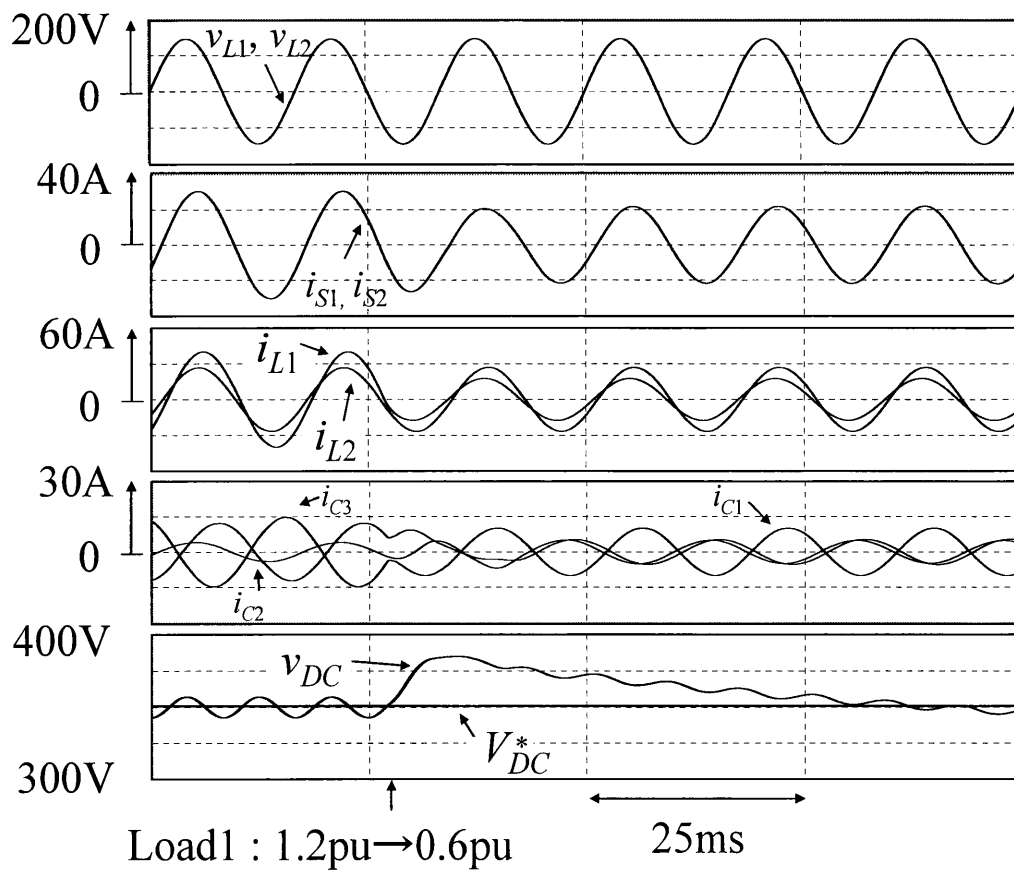


図 6.5 負荷急変時におけるシミュレーション波形

図 6.6 に、電流バランス起動時の実験結果を示す。 v_{L1} , v_{L2} は低圧側電圧, i_{S1} , i_{S2} は各フィードの電源電流を示している。電流バランスの起動前は、アンバランスな負荷状態であるため Load1 に流れる電流 i_{L1} と Load2 に流れる電流 i_{L2} の振幅および位相が異なっている。電流バランスの起動後は、電流バランスの補償電流 i_{C1} , i_{C2} , i_{C3} により i_{S1} と i_{S2} の振幅が等しく力率が 0.9 のバランスした電流が得られている。また、キャパシタ電圧 v_{DC} から、直流キャパシタ電圧一定制御法により指令値 $V_{DC}^* = 350V$ 付近に一定に制御されている。次に、負荷急変時の実験結果を図 6.7 に示す。図 6.7 は Load2 を一定とし、Load1 を 1.2pu から 0.6pu に急変させた場合の実験波形である。図 6.7 より、負荷が急変した場合においても電流バランスにより各フィードの電源電流 i_{S1} , i_{S2} はバランス状態となっている。図 6.6 および図 6.7 より、定常状態における直流キャパシタ電圧の変動率は $\pm 2.3\%$ である。さらに、負荷急変時のキャパシタ電圧の変動率は $+8.3\%$ であり、10% 以内となっている。これらの結果はシミュレーション結果と良く一致しており、(6.10) 式により決定したキャパシタ容量の妥当性が確認できる。

6.3.1 変換器容量の検討

ここで、電流バランスとして動作する電圧形 PWM インバータの変換器容量について検討する。第4章で算出したように、低圧側電圧 v_{L1} , v_{L2} , 電流バランス出力電流 i_{C1} および i_{C2} の実効値をそれぞれ V_L , I_{C1} , I_{C2} とすると、電流バランスの変換機容量 S_C は次式で与えられる。

$$S_C = V_L \cdot I_{C1} + V_L \cdot I_{C2} \dots\dots\dots (6.12)$$

図 6.6 の実験結果から、 i_{C1} および i_{C2} の実効値はそれぞれ 8.6A, 2.9A である。(6.12) 式から変換器容量を求めると 1.2kVA となる。これは、負荷容量の約 23% である。

表 6.2 にキャパシタ容量と変換器容量の低減効果について示す。比較はそれぞれ、第2章で述べた1線共通式の2レグインバータによる電流バランス、第4章、第5章で述べた3レグインバータにより構成する電流バランスにおいて電源側の電流の力率を1とする制御法、そして本章で述べた電源側の電流の力率を1とする制御法について行った。3レグインバータを用いた電流バランスでは、PWMインバータの直流キャパシタには無効電力のみ流入する特長より、1線共通式の2レグインバータと比較し直

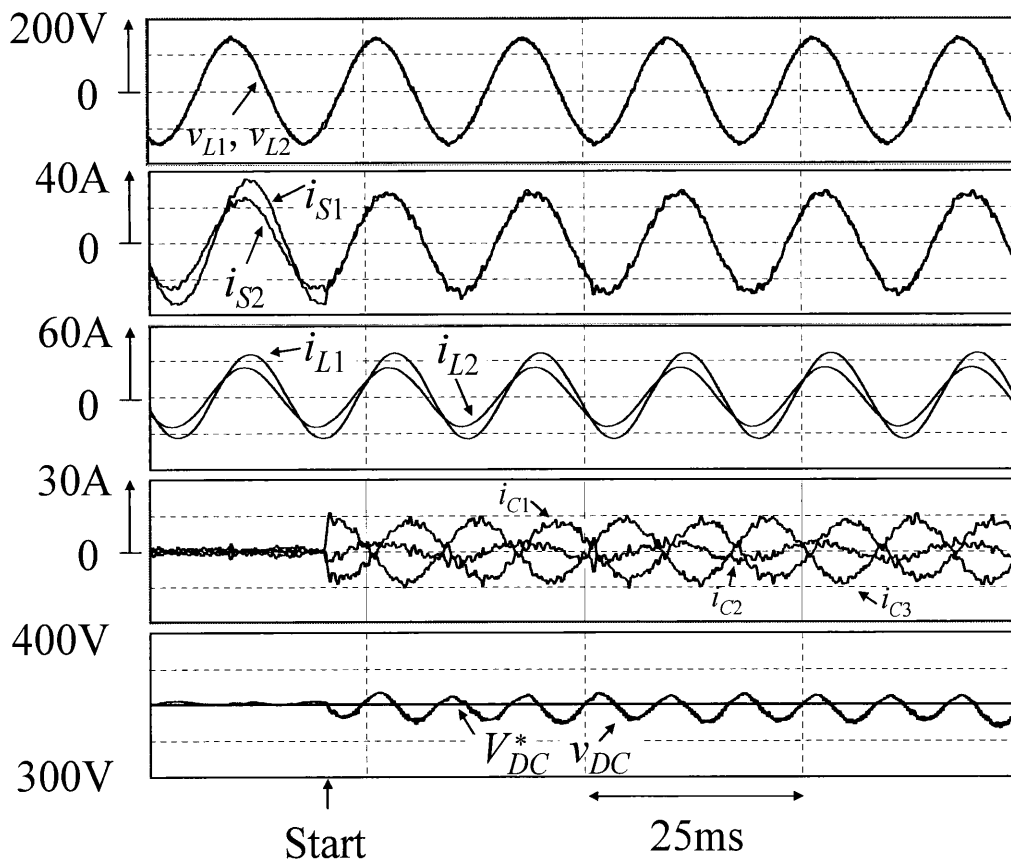


図 6.6 電流バランサ起動前後の実験波形

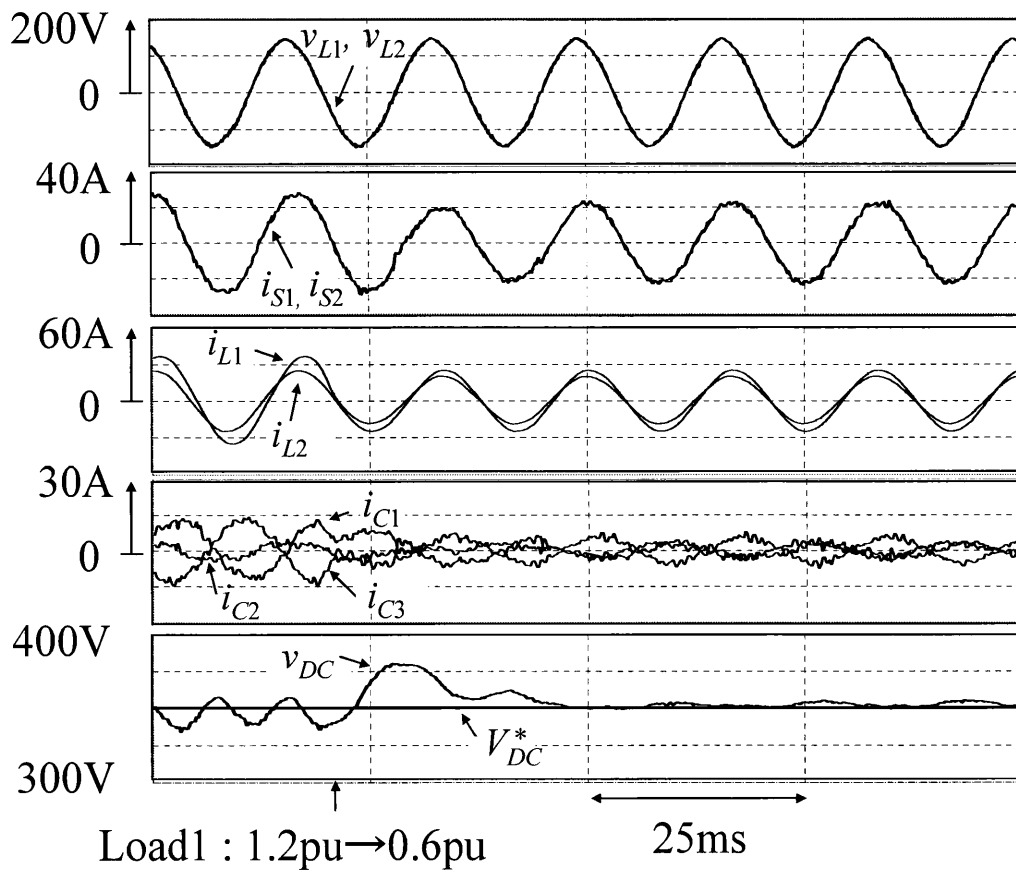


図 6.7 負荷急変時における実験波形

流キャパシタ容量を約 1/4 に低減することが可能となった。次に、電源側の電流の力率を 1 とする場合と 0.9 とする場合の比較を行う。図 6.8 および図 6.9 に、電源側の力率を 1 とする場合と 0.9 とする場合のフェザー図を示す。図 6.8 および図 6.9 より、力率を 0.9 とすることで変換器容量の増大の要因であった補償電流を低減できる。以上より、3 レグインバータの直流キャパシタ容量および変換器容量は約 1/2 程度低減されることを明らかにした。

6.4 まとめ

本章では、変換器容量とキャパシタ容量の低減を目的とした電流バランスの制御法について検討を行った。検討した制御法の特長は以下の通りである。

- 負荷電流の無効電流成分を検出および制御することで、任意の力率を有する電源電流を得ることができる。
- 補償電流の低減により、電源側の電流の力率を 1 とする方式と比較し変換器容量を大幅に低減できる。

はじめに、電源電圧と負荷電流の相関および相互相関に着目した制御法について述べた。次に、直流キャパシタ電圧一定制御系について線形化モデルを作成し、制御系が安定であることを確認した。次に、電圧形 PWM インバータの直流キャパシタに流入

表 6.2 直流キャパシタ容量と変換器容量の低減効果

	キャパシタ容量 [μF]	蓄積エネルギー [J]
2 レグインバータによる電流バランス (第 2 章)	4700×2	188
電源電流の力率を 1 とする制御法 (第 4,5 章)	750	46
電源電流の力率を 0.9 とする制御法 (第 6 章)	440	27

表 6.3 直流キャパシタ容量と変換器容量の低減効果

	変換器容量 [kVA]
2 レグインバータによる電流バランス (第 2 章)	-
電源電流の力率を 1 とする制御法 (第 4,5 章)	2.7(負荷容量の 65%)
電源電流の力率を 0.9 とする制御法 (第 6 章)	1.2(負荷容量の 23%)

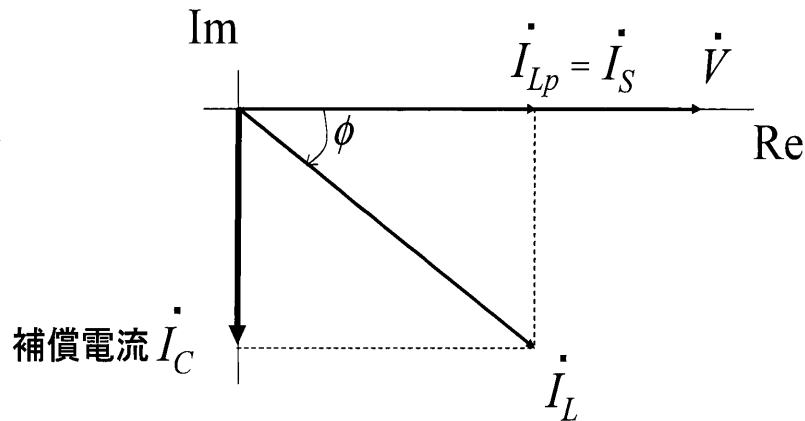


図 6.8 電源側の電流の力率を 1 とする場合の補償電流

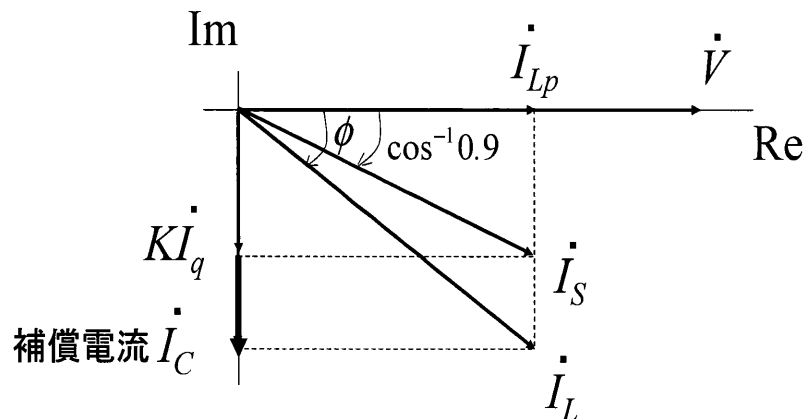


図 6.9 電源側の電流の力率を 0.9 とする場合の補償電流

する電力フローの検討を行った。検討結果から、電圧形 PWM インバータの直流キャパシタには、無効電力のみが流入することを明らかにした。次に PSIM を用いた計算機シミュレーションにより、提案した制御法の有効性を検証した。シミュレーション結果より、電気供給約款で定められた力率 0.9 のバランスした電源電流が得られることを明らかにした。また、直流キャパシタ容量について検討を行い、定常時には±5%以内、負荷急変時には10%以内となっていることから、決定した直流キャパシタ容量の妥当性を明らかにした。次に、実験による制御法の有効性の検討を行った。実験結果から、力率が 0.9 のバランスした電源電流が得ることができ、制御法の有効性を確認した。最後に、変換器容量の検討を行った。第4章や第5章で述べた制御法では、変

換器容量が負荷容量の65%であった。本章で述べた制御法により、電流バランスからの補償電流を低減させることが可能となり、変換器容量は負荷容量の23%となることを確認した。検討結果から、変換器容量および直流キャパシタ容量は、1/2程度低減されることを明らかにした。

第7章 結論

本論文では、単相三線式配電用電流バランスの制御法について検討を行った。提案した電流バランスは、3レグ電圧形PWMインバータにより構成した。3レグインバータを用いることで、東京電機大学の飯田氏らにより提案されている1線共通式の2レグインバータによる電流バランスの、キャパシタ電圧不平衡の問題点を解決することができる。また、電源電圧と負荷電流の相関に着目した制御法を用いることで、RL負荷においても電源側電流の力率が1のバランスした電流を得ることができる点に特長がある。さらに、3レグインバータの直流キャパシタには有効電力が流入しない点から、直流キャパシタ容量を1線共通式の2レグインバータにより構成される電流バランスと比較し、大幅に低減することが可能となる。PSIMを用いた計算機シミュレーションおよび実験により、制御方式の有効性を明らかにした。3レグインバータを用いた電流バランスにより、東京電機大学の飯田氏らにより提案されている電流バランスの問題点を解決し、バランスした電源電流が得られることを明らかにした。

次に、直流キャパシタ電圧一定制御系を用いた簡易な単相三線式配電用電流バランスの制御法について検討を行った。電源側電流が平衡状態で力率が1の場合では、3レグインバータに流入する瞬時電力の平均値が零となることを示し、直流キャパシタ電圧一定制御により不平衡分を補償できることを明らかにした。PSIMを用いた計算機シミュレーションにより、振幅が等しく力率が1のバランスした電源電流が得られることを明らかにした。電流バランスを構成する3レグインバータの直流電圧一定制御のみを用いた簡易な制御方式で、電源電圧と負荷電流の相関に着目した制御方式と同等の補償特性が得られることを明らかにした。また、電流バランスとして動作する3レグインバータの変換器容量についての検討を行った。電源電圧と負荷電流の相関に着目した制御法および直流キャパシタ電圧一定制御系を用いた制御法では、電源側電流の力率を1とするために補償電流が大きくなり、負荷容量の約65%となることを確

認した。

次に、単相三線式配電用電流バランスを構成する3レグインバータの変換器容量が、負荷容量に対して65%と大きくなる問題点を解決するため、変換器容量とキャパシタ容量の低減を目的とした電流バランスの制御法について検討した。電流バランスとして動作する電圧形PWMインバータの変換器容量およびキャパシタ容量の低減を目的として、電源電圧と負荷電流の相関および相互相関に着目した制御法を提案した。これは、負荷電流の無効電流成分を検出および制御することで、任意の力率を有する電源電流を得ることができ、補償電流を低減できる点に特長がある。シミュレーション結果および実験結果から、電気供給約款⁽⁴⁰⁾で定められた力率が0.9の電源電流が得られることを明らかにした。また、電流バランスとして動作する3レグインバータの変換器容量について検討を行った。電流バランスを構成する3レグインバータの変換器容量が、電源電流の力率を0.9とすることで負荷容量の1.2kVA(23%)となることを明らかにした。これは、電源電流の力率を1とする制御法の2.7kVA(負荷容量の65%)と比較し、約1/2に低減可能となった。

以下に、本論文で得られた成果を各章ごとに要約する。

第2章では、東京電機大学の飯田氏らにより提案されている電流バランスについて述べた。提案されている電流バランスは、1線共通式の2レグインバータにより構成されている。この電流バランスでは、実用化に際しRL負荷などの抵抗以外の負荷への応用が不可能などの解決すべき問題点がある。提案されている電流バランスのシステムおよび動作原理を述べ、問題点を計算機シミュレーションを踏まえて明らかにした。

第3章では、三相回路および単相回路における有効・無効電流検出法についての研究経過について述べた。単相三線式配電用電流バランスにおいて、バランスした電源電流を得るためには単相回路における有効・無効電流を検出する必要がある。これまで提案されている単相回路における有効・無効電流検出法の得失を明らかにし、本論文で用いる電源電圧と負荷電流の相関と相互相関に着目した有効・無効電流検出法の有用性を明らかにした。

第4章では、3レグ電圧形PWMインバータにより構成する電流バランスについて述べた。はじめに、3レグ電圧形PWMインバータにより構成する単相三線式配電用電流バランスのシステム構成と、制御方式について述べた。

次に、電圧形PWMインバータの直流キャパシタに流入する電力フローの検討を行った。ここで、電圧形PWMインバータの直流キャパシタには、無効電力のみが流入することを明らかにした。PSIMを用いた計算機シミュレーションおよび実験結果から、3レグインバータにより構成する電流バランスにより、振幅が等しく力率が1のバランスした電源電流が得られることを明らかにした。

第5章では、直流キャパシタ電圧一定制御系を用いた簡易な単相三線式配電用電流バランスの制御法について述べた。はじめに、3レグインバータへ流入するパワーフローについて検討を行った。このとき、電源側電流が平衡状態で力率が1の場合では、3レグインバータに流入する瞬時電力の平均値が零となることを示し、直流キャパシタ電圧一定制御により不平衡分を補償できることを明らかにした。計算機シミュレーション結果から、3レグインバータの直流電圧一定制御のみを用いた簡易な制御方式で、第4章の制御方式と同等の補償特性が得られることを明らかにした。

第6章では、変換器容量とキャパシタ容量の低減を目的とした電流バランスの制御法について検討した。電流バランスとして動作する電圧形PWMインバータの変換器容量およびキャパシタ容量の低減を目的として、電源電圧と負荷電流の相関および相互相関に着目した制御法を提案した。これは、負荷電流の無効電流成分を検出および制御することで任意の力率を有する電源電流を得ることができる。また、電源電流の力率を1とする制御法と比較し、補償電流を低減できる点に特長がある。電力フローの検討を行い、直流キャパシタ容量が低減可能であることを明らかにした。計算機シミュレーションおよび実験により、電気供給約款で定められた力率が0.9のバランスした電源電流が得られることを明らかにした。第4章や第5章で述べた制御法では、力率1の電源電流を得るために補償電流が大きくなるため、変換器容量が負荷容量の65%であった。電源電流の力率を0.9とすることで電流バランスからの補償電流を低減させることが可能となり、変換器容量は負荷容量の23%となることを確認した。検討結果から、第6章での制御法により変換器容量および直流キャパシタ容量は、1/2程度低減されることを明らかにした。

本研究における今後の研究課題として、以下のことが挙げられる。

1. 3レグ電圧形PWMインバータを用いた電流バランスの制御法

- (a) 低圧側での電圧検出の検討

2. 直流キャパシタ電圧一定制御を用いた電流バランスの制御法

(a) 実験による提案方式の有効性の検証

本論文では単相三線式配電用電流バランスの制御法を提案し、その有効性を明らかにした。本論文で提案した電流バランスにより、単相三線式配電において負荷条件により発生する電流のアンバランスに対して、電源側で力率の等しい電流が得られることを明らかにした。

以上より、低圧配電方式として主流である単相三線式配電において、短所となる点の解決に貢献できると考えられる。

参考文献

- (1) 電気学会：「送配電工学」，オーム社，pp. 9-10 (1988)
- (2) 小向敏彦，色川彰一，加藤政一：「送配電工学」，丸善株式会社，pp. 6-7 (1999)
- (3) 電気学会：「送電・配電」，オーム社，pp. 162-165 (2001)
- (4) 小山茂夫，木方靖二，鈴木勝行：「送配電工学」，コロナ社，pp. 177-181 (1999)
- (5) 前川幸一郎，荒井聰明：「送配電」，東京電機大学出版局，pp. 43-47 (2004)
- (6) 林 泉：「電力系統」，明晃堂 pp. 86-87(1978)
- (7) 藤田崇之，飯田祥二：「単相三線式配電系統用電流バランスの試作」，電気学会半導体電力変換研資，SPC-04-3，pp. 13-18 (2004)
- (8) 藤田崇之，飯田祥二：「単相三線式配電系統用電流バランスの一方式」，電気学会論文誌 D 分冊，Vol. 125-D, No. 12, pp. 1145-1152 (2005)
- (9) 清武博文，岡田英彦，石坂耕一，伊藤良三：「キャパシタ電圧を平衡化した単相倍電圧整流器の特性」，電気学会論文誌 D 分冊，Vol. 121-D, No. 9, pp. 964-970 (2001)
- (10) 藤田崇之，飯田祥二：「単相ハーフブリッジ高力率コンバータにおけるコンデンサ電圧平衡化の一方式」，電気学会論文誌 D 分冊，Vol. 124-D, No. 9, pp. 930-937 (2004)
- (11) 大島正明，正田英介：「単相三線式交直変換回路における定サンプル型 PWM 方式」，平 11 電気学会産業応用部門大会，No. 262 (1999)
- (12) R. Srinivasan and R. Oruganti, "A Unity Power Factor Converter Using Half-Bridge Boost Topology", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 13, No. 3, pp. 487-500 (1998)
- (13) 電気学会・半導体電力変換システム調査専門委員会：「パワーエレクトロニクス回路」，オーム社，p. 127 (2000)

- (14) S. G. Jeong and M. H. Woo, "DSP-Based Active Power Filter with Predictive Current Control ", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 44, No. 3, pp. 329-336 (1997)
- (15) P. Jintakosonwit, H. Fujita and H. Akagi, "Control and Performance of a Fully-Digital-Controlled Shunt Active Filter for Installation on Power Distribution System ", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 17, No. 1, pp. 132-140 (2002)
- (16) 赤木泰文, 金澤善平, 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 分冊, 103, No. 7, pp. 483-490, (1983)
- (17) 福田昭治, 依田武仁: 「正弦波内部モデルを用いたアクティブフィルタの電流制御」, 電気学会論文誌 D 分冊, Vol. 120-D, No. 12, pp. 1440-1446 (2000)
- (18) M. Saitou and T. Shimizu, "Generalized Theory of Instantaneous Active and Reactive Powers in Single-phase Circuits based on Hilbert Transform ", *in Conference Record of the IEEE PESC*, Paper 8-3-5, pp. 1419-1424 (2002)
- (19) 斎藤真, 清水敏久: 「ヒルベルト変換を用いた単相系統連系インバータの制御法」, 電気学会論文誌 D 分冊, Vol. 121-D, No. 10, pp. 1089-1090 (2001)
- (20) 斎藤真, 清水敏久: 「ヒルベルト変換を用いた単相アクティブフィルタの $d-q$ 座標での制御法」, 電気学会論文誌 D 分冊, Vol. 122-D, No. 2, pp. 193-194 (2002)
- (21) J. Xi, L. Wei and Z. Guangyano, "Single-phase PQ theory for real-time harmonic current compensation, *in Conference Record of the IASTED PowerCon* (2003)
- (22) 田中俊彦, 佐藤邦明, 福間慎治: 「相関係数と相互相関係数を用いた単相回路における有効・無効電流検出法」, 電気学会論文誌 D 分冊, Vol. 124-D, No. 1, pp. 146-147 (2004)
- (23) 川崎勇, 田中俊彦, 福間慎治, 船曳繁之: 「単相アクティブフィルタの高調波検出時間とコンデンサ容量の検討」, 電気学会半導体電力変換研資, SPC-04-6, pp. 31-36 (2004)
- (24) T. Tanaka, Y. Nishida, and S. Funabiki, "A Method of Compensating Harmonic Currents Generated by Consumer Electronic Equipment Using the Correlation Function ", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 19, No. 1, pp. 266-271 (2004)
- (25) 田中俊彦, 西田雄治, 福間慎治, 船曳繁之: 「相関関数を用いた家電機器が発生する高調波の抑制を目的としたアクティブフィルタ」, 電気学会論文誌 D 分冊, Vol. 123-D, No. 11, pp. 1377-1383 (2003)

- (26) T. Tanaka, E. Hiraki, K. Ueda, K. Satou, and S. Fukuma, "A Novel Detection Method of Active and Reactive Currents in Single-Phase Circuits Using the Correlation and Cross-Correlation and Its Application", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 22, No. 4, pp. 2450-2456 (2007)
- (27) 田中俊彦, 上田健吾, 佐藤邦明, 福間 慎治: 「相関と相互相関に着目した単相アクティブフィルタの新しい制御方式」, 電気学会論文誌 D 分冊, Vol. 125-D, No. 11, pp. 1008-1015 (2005)
- (28) 福井博一, 渡邊修治, 平木英治, 田中俊彦: 「相関関数を用いた単相三線式配電用電流バランスの制御法」, 電気学会半導体電力変換/産業電力電気応用合同研究会, SPC-06-94, IEA-06-17, pp. 45-50 (2006)
- (29) 彭方正, 木幡雅一, 赤木泰文: 「並列形アクティブフィルタと直列形アクティブフィルタの補償特性の検討」, 電気学会論文誌 D 分冊, Vol. 113-D, No. 1, pp. 33-39 (1993)
- (30) H. Jin, "Computer Simulation of Power Electronics Circuits and Systems using PSIM", in *Proc. of ICPE'95, Seoul*, pp.79-84 (1995)
- (31) 今川三郎, 宮地巖, 平野忠男: 「送配電工学」, コロナ社 p. 188 (1997)
- (32) 電気技術基準調査委員会: 「内線規程 JEAC 8001-1995」, 日本電気協会, p. 20
- (33) 「PE-Expert3 User's Manual」, Myway 技研株式会社
- (34) 村岡一史, 金山武司, 福田昭治: 「高調波成分の検出不要なアクティブフィルタの提案」平 15 電学産業応用部大, Y-54(2003-8)
- (35) 持永芳文・兎束哲夫・長谷伸一・久水泰司・石関由男: 「新幹線車両基地用不平衡補償単相き電装置の開発」, 電学論 B, 120, 8/9, pp. 1084-1090 (2000)
- (36) Z. Sun, X. Jiang, D. Zhu, and G. Zhang, "A Novel Active Power Quality Compensator Topology for Electrified Railway", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 19, No. 4, pp. 1036-1042 (2004)
- (37) T. Tanaka, N. Ishikura and H. Hiraki, "A Constant DC Voltage Control Based Compensation Method of an Active Power Quality Compensator for Electrified Railways", in *IEEJ Trans. on Electrical and Electronic Engineering*, Vol.4, Issue. 3, pp.435-441 (2009)
- (38) 石倉規雄, 平木英治, 田中俊彦: 「直流電圧一定制御を用いた電気鉄道用パワーラインコンディショナの制御法」, 電気学会半導体電力変換研資, SPC-07-111/IEA-07-34, pp. 7-12, 2007

- (39) 須田信英：「PID 制御」，朝倉書店, pp. 40-41 (1996)
- (40) 中国電力株式会社: 「電気供給約款」，p. 44 (2005)

発表論文

学術論文

- (1) 田中俊彦, 福井博一, 平木英治, 渡邊修治, 福間慎治: 「相関関数を用いた単相三線式配電用電流バランスの制御法」, 電気学会論文誌 D 分冊, Vol. 126-D, No. 1, pp. 84-85 (2006)
- (2) 田中俊彦, 福井博一, 平木英治, 渡邊修治, 福間慎治: 「電源電圧と負荷電流の相関に着目した単相三線式配電用電流バランスの制御法」, 電気学会論文誌 D 分冊, Vol. 127-D, No. 6, pp. 675-681 (2007)
- (3) 福井博一, 平木英治, 福間慎治, 田中俊彦: 「電源電圧と負荷電流の相関と相互相関に着目した単相三線式配電用電流バランスの制御法」, 電気学会論文誌 D 分冊, Vol. 128-D, No. 1, pp. 34-40 (2008)
- (4) 福井博一, 平木英治, 田中俊彦: 「直流電圧一定制御を用いた単相三線式配電用電流バランスの制御法」, 電気学会論文誌 D 分冊, Vol. 130-D, No. 7, pp. 935-936 (2010)

国際会議

- (1) Toshihiko Tanaka, Hirokazu Fukui, Eiji Hiraki: “A New Current Balancer for Single-Phase Three-Wire Secondary Distribution Feeders Using the Correlation Coefficients ”, IEEE-IAS the Fourth Power Conversion Conference, pp. 91-96, 2007
- (2) Hirokazu Fukui, Eiji Hiraki, Toshihiko Tanaka: “A New Control Method of a Current Balancer in Single-Phase Three-Wire Secondary Distribution Systems Using the Correlation and Cross-Correlation Coefficients ”, The 34th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 2267-2272, 2008

口頭発表

- (1) 福井博一, 田中俊彦: 「相関関数を用いた単相三線式配電用電流バランスの制御法」, 平成 16 年度電気学会産業応用部門大会, No. 1-36 (2005)
- (2) 福井博一, 田中俊彦: 「単相三線式配電用電流バランスの直流コンデンサ容量の検討」, 平成 16 年度電気・情報関連学会中国支部連合大会, pp. 493-494 (2005)
- (3) 福井博一, 渡邊修治, 平木英治, 田中俊彦: 「相関関数を用いた単相三線式配電用電流バランスの制御法」, 電気学会半導体電力変換/産業電力電気応用合同研究会資料, SPC-05-60, IEA-05-15, pp. 13-18 (2005)

- (4) 福井博一, 渡辺修治, 平木英治, 田中俊彦: 「相関関数を用いた単相三線式配電用電流バランス - 変換器容量の検討 - 」, 平成 17 年度電気・情報関連学会中国支部連合大会, pp. 534-535 (2005)
- (5) 福井博一, 渡邊修治, 平木英治, 田中俊彦: 「相関関数を用いた単相三線式配電用電流バランスの制御法」, 電気学会半導体電力変換/産業電力電気応用合同研究会資料, SPC-06-94, IEA-06-17, pp. 45-50 (2006)
- (6) 福井博一, 渡辺修治, 平木英治, 田中俊彦: 「単相三線式配電用電流バランスの実験による検討」, 平成 18 年度電気・情報関連学会中国支部連合大会, p. 481 (2006)

謝辞

本論文の作成にあたり、島根大学在学中の学部4年時から7年に渡り、研究への取り組み方や達成感を得ることの大切さ、ならびに論文執筆など徹底的に本研究の遂行に多大なご指導を賜りました山口大学大学院理工学研究科田中俊彦教授に心より感謝するとともに厚く御礼申し上げます。さらに、本論文をまとめるにあたり、数多くのご助言ならびにご指導頂きました小河原加久治教授、田中幹也教授、小金井真准教授、平木英治准教授に厚く御礼申し上げます。

ご多忙中にも関わらず、多くのご支援を賜りました岡本昌幸助教に厚く御礼申し上げます。

本研究を社会人博士として進めることに対し、ご理解とご協力を頂きました富士電機ホールディングス株式会社藤田光悦氏、富士電機システムズ株式会社桃津敏朗氏、林寛明氏、佐藤和久氏に心より感謝いたします。

島根大学電気エネルギー制御研究室在籍時より有益なご意見、ご助言を頂き、著者の研究生活に多くのご支援を賜りました山田洋明氏をはじめとする諸先輩方に深く感謝いたします。また、電気エネルギー制御研究室在籍中に研究生活を共にした皆様に厚く御礼申し上げます。

島根大学在籍時および山口大学大学院理工学研究科パワーエレクトロニクス研究室で本研究を遂行するにあたり多くの議論やご支援を頂き、苦楽をともにした同期の衛藤哲弥氏、佐伯康夫氏、藤江宏行氏、三浦祐太氏、宮本美緒氏に厚く御礼申し上げます。研究生活にご支援頂いた博士後期課程石倉規雄君に深く感謝いたします。さらに、パワーエレクトロニクス研究室在籍中に研究生活を共にした皆様に厚く御礼申し上げます。

最後に、長年に渡り著者の研究生活にご理解とご協力を頂き、最後まで見守っていただいた父昭夫、母君恵ならびに親族一同に心より感謝いたします。また、これまで著者をご支援いただいた全ての方に深く感謝いたします。

