

博士論文 (要約)

需要家機器を用いた無効電力制御による  
配電系統電圧逸脱の抑制

平成30年11月30日提出

指導教員 馬場 旬平 准教授

東京大学大学院工学系研究科

電気系工学専攻

37-167074

近藤 健一

# 内容梗概

近年、二酸化炭素排出量の削減に向けた取り組みが盛んに行われている。その中の一つである再生可能エネルギー電源固定価格買取制度により、再生可能エネルギーの導入が増加している。中でも住宅用太陽光発電など、分散形電源として配電系統に導入される電源が増加している。電力系統での変化は分散形電源の増加による発電側の変化だけでなく、負荷側においても発生している。電気自動車やプラグインハイブリッド自動車等の導入により夜間の充電負荷集中が発生すると懸念されている。また、ヒートポンプ給湯機の導入により従来ガス等で行われた給湯が電気置き換えられている。分散形電源の導入増加は電圧上昇を引き起こし、配電系統電圧上限の逸脱の可能性がある。また、電気自動車の導入増加による夜間の充電負荷集中や、夜間のヒートポンプ給湯機による負荷集中により、電圧降下が発生し、配電系統電圧下限を逸脱する可能性がある。今後も続く予想される分散形電源の導入増加、夜間負荷の集中に対して、配電系統電圧逸脱への対策が求められる。配電系統電圧逸脱への対策としては、配電線の増強、変圧器、SVRでのタップ切り替え、分散形電源の有効電力出力の抑制、SVC、STATCOM等の無効電力制御機器の設置、もしくは分散形電源による無効電力制御等が考えられる。配電線増強及び系統側機器設置は設置にかかるコストの問題、分散形電源を用いた有効・無効電力の制御は発電機会を逃すことにつながりうる。このため、系統側機器設置を減らすことによる対策コスト削減、分散形電源の発電抑制の回避のため、系統側機器、分散形電源以外による電圧上昇への対策が求められる。本研究では低圧需要家が持つ負荷機器、特に直流電源を必要とし、整流回路を搭載した機器を用い、整流回路の制御方法を変更することによる無効電力制御を行うことによる配電系統電圧逸脱への対策を検討する。低圧需要家から見た低圧配電系統の線路インピーダンスは高圧配電系統のそれと相対的に大きく見えるため、低圧需要家機器による無効電力制御は高圧側での無効電力制御に比べ、必要となる無効電力容量が小さくなる。また、問題となっている低圧配電系統の電圧のみを局所的に制御できるといった利点も挙げられる。

需要家機器内蔵の整流回路はコスト削減のため、無効電力制御には適さない回路構成が採用されることが多い。回路構成起因の制御制約により、需要家機器内蔵の整流回路での無効電力制御では高調波電流が発生する。回路構成起因の制御制約のもとで無効電力制御を実現するとともに、発生する高調波電流の影響を評価する手法を提案し、実証する。提案した手法を用いて配電系統電圧を制御できることを確認するとともに、発生する高調波電流による配電系統電圧歪みへの影響及び制御自体への影響を検討する。需要家機器は配電系統に複数台設置される。複数の需要家機器間で協調を取った配電系統電圧制御方法を検討する。

需要家機器内蔵の整流回路による無効電力制御を実現する手法の提案、実証では、発生する高調波電流を低減することで無効電力制御可能容量を増加させる手法を提案し、制約のもとで無効電力制御可能な範囲を検討する。本研究の目的の一つである対策コスト削減は主に系統側機器設置を削減することにより行われるが、負荷機器に無効電力制御を導入するための改造・設計変更が大規模で、系統側機器設置によるコスト削減効果を相殺することは避けるべきである。そのため、負荷機器による無効電力制御は最小限の機器変更により低コストで実現されるよう提案する。整流回路主回路部分への変更をせず、制御方法のみの変更により実現する。提

案手法による無効電力制御が検討された無効電力制御可能範囲内で制御可能であることを実験により検証する。需要家機器を用いるため、需要家の利便性を損なわないことが求められる。無効電力制御により機器本来の機能が損なわれることがないことを示すため、無効電力制御により入力有効電力に変化がないこと、整流回路出力直流電圧の変動が増大しないことを合わせて検証する。

提案手法による配電系統電圧制御が可能であることの確認、及び発生する高調波電流による配電系統電圧歪及び制御自体への影響評価では配電系統モデルを用いた瞬時値シミュレーションにより高調波成分を含めた検討を行う。はじめに流出する高調波電流と配電線インピーダンスの相互作用により提案する無効電力制御自体に悪影響が生じないかを評価する。提案する無効電力制御による配電系統電圧制御結果と、正弦波電力変換装置を用いた無効電力制御による配電系統電圧制御結果を比較し、提案手法による無効電力制御による配電系統制御能力を確認する。また、この能力評価から、提案手法の導入により増加可能となる分散形電源・電気自動車充電器等の電力を示す。提案する無効電力制御を実施した場合、配電系統に高調波電流が流出する。需要家機器を対象とした高調波電流規格には適合する範囲での流出であるが、多数台が同じ制御を行い、同位相の高調波電流を流出させる条件においての悪影響を評価する。高調波電流による配電系統電圧の総合歪率が高压配電系統に対して定められた許容値に収まる範囲内で、制御可能な最大容量を検討する。

複数の需要家機器間で協調を取った配電系統電圧制御方法の検討では、複数需要家機器間で制御が干渉し合い、配電系統電圧変動が増加したり、振動的とならない制御方法を提案し、シミュレーションにより、その有効性を検討する。想定する干渉として、提案手法を導入した需要家機器単体での安定性、提案手法を導入した需要家機器同士での干渉を検討する。提案手法を導入した需要家機器同士の干渉としてはじめに配電線内のあるノードの単体の機器のみでの検討から電圧-無効電力制御方法として取るべき手法の方針を検討する。その後、配電線内の複数ノードの機器間での干渉、無効電力分担に関して検討する。

本論文は分散形電源導入や夜間負荷の増加により懸念される配電系統電圧維持に関する問題に対し、需要家機器を用いた無効電力制御を提案する。無効電力制御の対象として検討されてきた需要家機器は電気自動車充電器程度であった。これは需要家機器に内蔵された回路が無効電力制御を想定しておらず、制御制約があるためである。本論文は需要家機器内蔵の整流回路を用いた無効電力制御を導入する上で必要となる制御手法の提案とその制御効果の確認を行い、需要家機器を無効電力制御機器の一つの候補となることに寄与する。従来検討されていなかった需要家機器による無効電力制御が一つの選択肢となることで、配電系統電圧の維持に貢献するとともに需要家不利益となる分散形電源出力抑制・電気自動車充電電力抑制の回避につながるものである。

# 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	7
1.3	本研究の構成	9
第 2 章	PFC コンバータによる無効電力制御とその制約	10
2.1	PFC コンバータ導入の背景	10
2.2	PFC コンバータの回路構成と制御方法	12
2.3	PFC コンバータによる無効電力制御と制約	13
2.4	本章のまとめ	15
第 3 章	PFC コンバータによる無効電力制御手法	16
3.1	制御手法	17
3.2	制御制約と制御可能範囲	19
3.3	実装上の変更点	22
3.4	実験による検証	23
3.5	本章のまとめ	33
第 4 章	無効電力制御を行う PFC コンバータと配電系統間の相互影響	35
第 5 章	配電系統電圧協調制御	36
5.1	無効電力制御可能範囲の線形化と電圧・無効電力制御系出力の検討	37
5.2	電圧・無効電力制御系入力 of 検討	38
5.3	電圧・無効電力制御系の特性検討	40
5.4	需要家 1 軒での電圧・無効電力制御系の安定性	47
5.5	ヒステリシス制御の電圧しきい値設定方法	54
5.6	需要家機器間の協調制御	55
5.7	本章のまとめ	56
第 6 章	結論	61
	参考文献	65
付録 A	その他の PFC コンバータによる無効電力制御手法	77

A.1	位相制御形 . . . . .	77
A.2	のこぎり波乗算形 . . . . .	89
A.3	オフセットのこぎり波乗算形 . . . . .	93
付録 B	無効電力制御手法の比較	100
B.1	位相シフト形の制御可能範囲 . . . . .	100
B.2	3 方式の制御可能範囲の比較 . . . . .	101
付録 C	無効電力制御可能範囲を最大化する入力電流波形の検討	106
付録 D	配電系統電圧変化と電圧制御の原理	117
付録 E	JIS C 61000-3-2 と高調波電流許容値	119
付録 F	高調波電流による電流実効値の増加	121
F.1	電流実効値を高調波を含めて検討する理由 . . . . .	122

# 第 1 章

## 序論

### 1.1 本研究の背景

近年、地球温暖化問題への懸念の高まりから二酸化炭素排出量の削減が求められ、太陽光発電 (PV) や風力発電といった再生可能エネルギーの導入が進んでいる。国内においては 2012 年 7 月から再生可能エネルギーの固定価格買取制度 (Feed-in Tariff: FIT) が導入され、再生可能エネルギーの導入はここ数年で急速に伸びている。図 1.1 に FIT 導入後からの PV 導入累計量を示す。日本における再生可能エネルギーの導入は、風力発電を含めた他のエネルギーに比べ、太陽光発電の導入が著しく進んでいるが、その容量は FIT 導入以前の導入量と合わせると 40 GW に及んでいる。

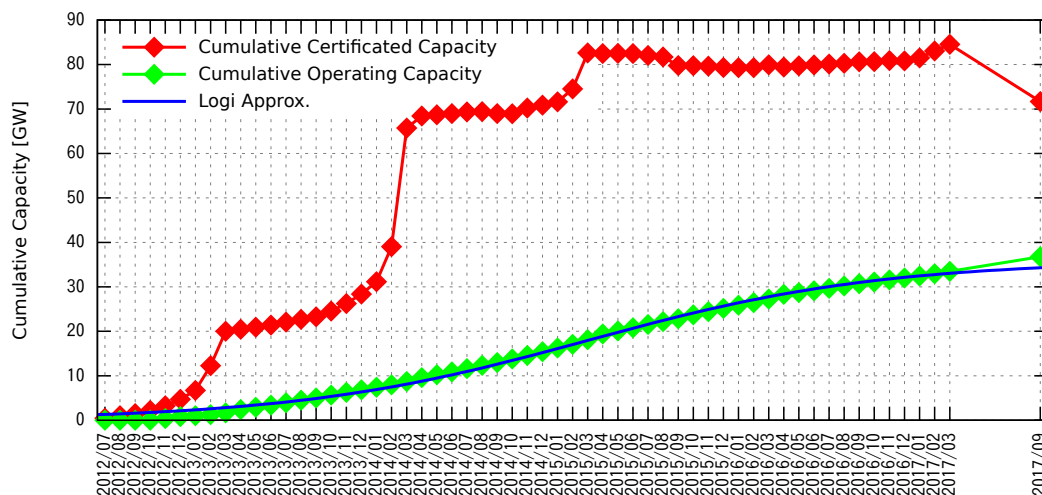


図 1.1 FIT 導入後の PV 導入量の累計 [1]

文献 [2] によると PV 導入時の連系先について、原則として電力容量 50 kW 未満の設備は低圧配電線への連系、電力容量 2000 kW 未満の設備は高圧配電線への連系となっている。2015 年 9 月の固定価格買取制度による太陽光発電導入量の累計値 22.8 GW の中で低圧連系であると予想される 50 kW 未満の設備の容量は 11.3 GW であり、固定価格買取制度以後の太陽光発電導入量のおよそ半分を占めている。高圧連系であると予想される 50 kW 以上 2000 MW 未満の設備は 9.6 GW である。2000 MW 以上の設備は 2.0 GW である。

文献 [2] に示された原則に従えば、発電容量にしておよそ半分の太陽光発電設備は低圧連系され、およそ 9 割の太陽光発電設備は配電系統に接続されていることになる。

本論文では太陽光発電のように電力系統に分散して設置される電源を分散形電源と呼ぶ。以降の検討では分散形電源として特に配電系統に連系される太陽光発電を想定し、その導入に伴う問題点と対策を取り上げる。分散形電源の増加に伴う問題点として以下に挙げる複数の問題点が挙げられる [3, 4, 5, 6, 7]。

1. 周波数変動
2. 余剰電力 (低負荷期)
3. 周波数調整容量不足
4. 低出力での待機による効率低下, 下げ代 (出力低下対応のため)
5. 負荷容量推定の困難化
6. 一斉解列時の周波数・電圧安定性 (瞬低)
7. 単独運転・事故検出の困難化
8. 電圧上昇・電圧逸脱
9. 電圧変動

上記問題点のうち、1, 2, 3, 4, 5 は周波数・電力需給に関わる問題であり、電力系統全体に関わる問題である。6, 7 は事故時の問題である。残る問題である 8, 9, は電圧に関わるものである。電圧に関わる問題は局所的な問題として取り扱われ、分散形電源の増加による電圧問題は主として配電系統での問題となる。本論文はこの電圧問題、特に配電系統での電圧上昇・電圧逸脱に焦点を当て、その対策を検討する。

分散形電源の連系による電圧上昇・電圧逸脱問題は次のように発生する。分散形電源が配電系統に連系されるとその発電電力によって配電系統の電力潮流に変化を引き起こす。発電電力が配電系統内の負荷によって消費される電力を上回る場合は、電力は分散形電源接続点から変電所へと流れる逆潮流が発生する。従来、配電系統では変電所から負荷への一方向の電力の流れを想定して電圧の管理を行ってきた [8]。この想定に反した逆潮流や潮流の変化は配電系統の電圧を上昇させる [9, 10]。配電系統の電圧変化については付録 D を参照すること。

配電系統の電圧はある一定の範囲に収まっていることが求められている。電気事業法施行規則第 44 条には標準電圧に応じて維持すべき電圧範囲が定められており、標準電圧 100 V の場合は  $101 \pm 6$  V、標準電圧 200 V の場合は  $202 \pm 20$  V と定められている。分散形電源の配電系統への導入増加により逆潮流が発生し配電系統電圧が上昇することで、定められた電圧範囲を逸脱する可能性がある。定められた範囲に電圧を維持するために電圧上昇への対策が求められる。

ここまでは分散形電源の導入に伴う配電系統電圧逸脱問題を取り上げたが、分散形電源の導入以外にも配電系統電圧逸脱を引き起こしうる事象として電気自動車の導入増加が挙げられる。電気自動車の導入増加時に懸念されることとして電気自動車が夜間に一斉に充電され負荷が集中することによって配電系統の電圧が低下することが挙げられる [11, 12, 13, 14, 15, 16]。分散形電源導入増加による電圧上昇側での電圧逸脱とともに、夜間の負荷集中による電圧低下側での電圧逸脱対策も検討が必要とされている。

分散形電源導入による配電系統の電圧上昇への対策としては大きく分けて以下の 4 点が考えられる。

1. 配電系統の増強
2. タップ切り替え機器
3. 有効電力制御

#### 4. 無効電力制御

以降にてそれぞれの対策の特徴を示す。

##### 1. 配電系統の増強

配電系統の増強による対策は配電電圧の昇圧・線路の太線化等の対策を行うことにより、配電系統の線路インピーダンスを低減し、電圧変動自体を抑えるものである [17, 18, 19, 20]。一度対策を行うと能動的に電圧制御を行わずとも常時電圧変動が抑制されるが、増強のためのコストが問題となる [21]。

##### 2. タップ切り替え機器

タップ切り替え機器による対策は変圧器に複数設けられたタップを切り替えることにより、電圧を変更することで、逸脱を回避するものである。機器としては配電用変電所の変圧器 [22, 23, 24]，配電線途中に設置される Step Voltage Regulator (SVR) [20, 22, 25, 26, 27, 28, 29]，柱上変圧器 [30] 等が検討されている。タップ切り替えは機械的に行われるため、切り替え回数・頻度の制約，応答速度の制約があり，速い電圧変動への対策はできない。このため，タップ切り替え回数を低減する検討や，後述する高速応答可能な電力変換器を用いた有効電力制御・無効電力制御と組み合わせた対策が多く検討されている [31, 32, 33, 32, 34, 35, 36, 37]。PV の出力制御や無効電力制御 [38, 39] と組み合わせる検討も行われている [40, 41]。

##### 3. 有効電力制御

有効電力制御は電圧上昇・低下の原因となっている逆潮流・重負荷自体を低減する対策である。電圧上昇時に PV 出力を抑制する方法が採用されている [42, 43, 44, 45]。発電抑制の課題として発電機会損失につながる事が挙げられる [42, 46]。逆潮流・重負荷が低減されるよう蓄電池等の充放電を制御する検討がなされている [36, 47, 48, 49]。蓄電池等を導入する際のコストが問題となるため [5]，導入量を抑えながら対策を行う検討がなされている。需要家機器の消費電力を制御することで系統電圧を制御する方法も検討されている。制御対象機器としてはヒートポンプ給湯機 [50] や電気自動車充電器 [51, 52, 53] が検討されている。需要家機器の消費電力を制御する場合，機器の消費電力指令に対する応答性や機器本来の機能低下による機器利用者利便性への影響を考慮すべき点が制御上の制約となる。

##### 4. 無効電力制御

無効電力制御は配電系統中で無効電力を制御し，配電線の無効電力潮流によって発生する電圧変化を利用して電圧を制御する。系統側機器や分散形電源・需要家機器を用いた無効電力の制御が検討されている。無効電力制御の課題として電流増加を伴うため線路での損失が増加することが考えられる [10]。

無効電力の制御機器としてはシャントキャパシタ (SC) [54, 55, 56, 57, 58] やシャントリアクトル (SR) [59] のような受動機器の開閉によって段階的に行う場合 [60] と，電力変換器により連続的に制御を行う場合がある [61, 62, 63, 64, 63, 65]。系統用途に用いられる電力変換器は Flexible AC Transmission System (FACTS) と呼称される場合もある。

SC による無効電力制御は従来から高圧需要家の力率改善のために用いられてきた。SC, SR を用いる場合の課題として機械的に開閉を行うため，タップ切り替え機器と同じく切り替え回数や頻度の制約があることが挙げられる。

系統側に設置される機器としては SC, SR の他に電力変換器として Static Var Compensator (SVC) [62, 63, 64, 63, 38, 65] や STATic synchronous COMPensator (STATCOM) [66, 67, 68, 69] がある。SVC, STATCOM は送電系統での電圧維持にも用いられている。特に配電系統用として用いられる STATCOM であることを示すために D-STATCOM と呼称する例がある [66, 67, 68]。電力変換器を用いる利点としては連続的にかつ高速に無効電力を制御可能である点が挙げられる。課題としては設置に必要なコストは高いこ



とが挙げられ、導入費用を低減する系統機器の配置方法が検討される [33] など、対策コスト低減対策が求められる。

PV による無効電力制御も検討されている [70, 71, 43, 72, 40, 73, 74, 75, 76, 44]。PV の無効電力制御は常時一定の力率で運転する方法 [77]、PV 出力・配電線負荷に応じて力率を変更する方法 [38, 78] 等が検討されている。低圧連系の PV を一定の力率 (0.95) で運転することは 2018 年 3 月の系統連系規程の改定で追加された。高圧連系の PV に関しても電力会社によっては一定の力率で運転することを要請している。しかしながら、PV の一定力率での運転は必ずしも全ての配電系統で効果的であるとは言えず、電圧低下が起こる配電系統も存在する [79]。分散形電源による無効電力制御の課題として分散形電源に接続された変換器容量に余裕が無い条件では有効電力出力が減少し、経済的な不利益が生じる点がある。文献 [71] ではこの不利益に対し、アンシラリーサービス料金としてインセンティブを与える経済制度の検討が行われている。

需要家機器による無効電力制御の検討として電気自動車充電器による無効電力制御が検討されている [14, 15, 80, 81, 82, 83]。無効電力制御による損失等を補償するため、無効電力制御を行う需要家へのインセンティブ付与のための制度が検討されている [84, 85]。

以上に挙げたように、配電系統電圧逸脱への対策は複数の方法が考えられ、それぞれに利点・課題が存在する。表 1.1 は配電系統電圧制御方法を用いる機器毎に分類したものである。

表 1.1 配電系統電圧制御の分類

制御方法\機器	系統側	分散形電源	需要家機器	特徴
配電系統増強	<ul style="list-style-type: none"> <li>昇圧</li> <li>太線化</li> </ul>			線路インピーダンスが低減され、能動的対策無しに電圧変化自体を小さくできるが、設備更新・機器追加の場合のコストが問題となる。
タップ切替制御	<ul style="list-style-type: none"> <li>配電用変電所 LDC 制御</li> <li>SVR</li> <li>柱上変圧器タップ制御</li> </ul>			電圧をタップにより直接制御できるが、タップ切替の応答時間・回数の限度から速い電圧変化には対応できない。また、機器追加の場合のコストが問題となる。
有効電力制御	<ul style="list-style-type: none"> <li>蓄電池等</li> </ul> <p>機器追加の場合コストが問題となる。</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>出力抑制</li> </ul> <p>発電量が減少するため所有者にとって不利益である。</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>EV 充電器</li> <li>ヒートポンプ給湯機</li> <li>蓄電池等</li> </ul> <p>応答性・需要家利便性への配慮が必要である。</p>	電圧逸脱の原因である逆潮流・重負荷自体を対策できる。
無効電力制御	<ul style="list-style-type: none"> <li>SC, SR</li> <li>SVC, STATCOM</li> <li>蓄電池</li> </ul> <p>機器追加の場合コストが問題となる。SC, SR では開閉頻度・応答性に制限がある。</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>力率制御</li> </ul> <p>定格付近で動作中は発電量を抑制して容量確保が必要となる。</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>EV 充電器</li> <li>蓄電池等</li> </ul> <p>検討対象が少ない。</p>	電力変換器を用いる場合、高速な応答が得られる。広く検討されているが、電流増加による損失増加を考慮する必要がある。

2019年11月からはFIT買取期間が終了した分散形電源が生じ始める。これらのFIT買取期間が終了した分散形電源は発電分を自家消費するか、新たな売電契約を結ぶ必要がある[86]。自家消費を選択する場合は、家庭用蓄電池やEVへの充電が検討されている。また、ヒートポンプ給湯機での消費も検討されている。分散形電源の自家消費が進むことは上記の電圧逸脱対策で示した有効電力制御に相当し、逆潮流電力が低減されるため電圧上昇・電圧逸脱問題は緩和される方向となる。このようにFIT終了後には需要家機器を積極的に用いた分散形電源の利用が進むと想定される。

FIT買取期間終了に伴う需要家機器を積極的に利用した自家消費は従来から言われているスマートグリッドの考えとも合う流れである。スマートグリッドでは電力系統と情報通信技術を融合し、再生可能エネルギー大量導入に対応するため、供給側だけでなく、需要側の機器も用いることが検討されている[87]。電力市場自由化とも相まってFIT買取期間が終了した電源への需要家側機器による対応の検討や、制度が進むものと想定される。

需要家機器を積極的に用いて電力系統に貢献させる考えを更に発展させられる枠組みとして、Utility 3.0がある[88]。Utility 3.0では需要家機器を需要家が所有するという考え方から、需要家機器はサービス提供者が所有し、需要家は機器から得られるサービスを受けるといった考え方への変化を想定している。この考え方を適用すれば、サービス提供者がサービス品質が低下しない範囲で需要家機器を制御し、電力系統維持に貢献できる動作を行うことで、アンシラリーサービス料を得たり、付加価値として需要家にアンシラリーサービス供給による利益還元を行うことが考えられる。

需要家機器を系統運用に積極的に関与させる動きにつながる可能性のある流れが存在するほか、低圧需要家機器を用いることは次の利点が挙げられる。需要家側から見た低圧配電線インピーダンスは、インピーダンス変換によって小さく見える高圧側配電線に対して相対的に大きく見える。このため、高圧側で無効電力制御を行う場合に比べ、低圧側需要家において無効電力制御を行った場合の方が、より小さい無効電力容量で同じ電圧制御能力を得ることが可能となる[62]。また、低圧配電線単位での電圧制御が可能となるため、高圧側に設置した機器で配電線電圧を一括制御する場合に比べ、各需要家の電圧を細かく制御することが可能となる[13]。

このように需要家機器が系統運用に積極的に関与する将来につながる可能性のある流れが存在する。配電系統電圧逸脱への対策としての関与として需要家機器に期待されるのは有効電力制御と無効電力制御である。需要家機器による制御への貢献は他の対策において必要となる機器追加を削減し、対策コスト抑制の可能性がある。有効電力制御については制御自由度の高い蓄電池の他、ヒートポンプ給湯機やEV等の需要家機器の検討が存在する。需要家機器における有効電力制御は応答性、利便性への影響等の問題を考慮する必要がある。一方、無効電力制御であれば応答性がよく、また機器定格の範囲であれば機器動作に関わる有効電力消費に影響を与えない。このため、有効電力制御よりも速い電圧変化への対策を含めた制御が期待される。しかしながら、無効電力制御では蓄電池を除いた需要家機器を用いたものとしてはEV充電器を取り扱ったもの[11, 12, 13, 14, 15]が存在する程度であり、制御対象となりうる機器の候補が少ない。また、対象とされているEV充電器に関しても後述するように内部回路構成によっては既存の制御方法では無効電力制御ができないものも存在する。

以上の背景を踏まえ、本研究では配電系統電圧逸脱問題への対策として、需要家機器を用いた無効電力に着目し、無効電力制御可能な需要家機器種別の増加に資する検討を行う。他の機器を用いた無効電力制御に比べ、需要家機器を用いた場合に期待されることとして導入コストの低廉さが考えられる。導入コストを抑制するために、既存の需要家機器の設計を大きく変更せずに無効電力制御を実現する方法を検討する。

無効電力制御を行うためには需要家機器内部に何らかの電力変換器が内蔵されている必要がある。近年で

はパーソナルコンピュータを中心とする情報機器、エアコン・冷蔵庫やヒートポンプ給湯機といった逆変換器（インバータ）によって電動機を駆動する機器など、内部で直流電源を必要とする機器が増加している。これらの機器では商用電源から得た交流電力を直流に変換するために電力変換器を持っており、この電力変換器を用いた無効電力制御の可能性はある。需要家機器の多くではこの電力変換器として力率改善回路付（Power factor correction: PFC）コンバータが搭載されていることが多い。PFC コンバータの回路構成は第 2 章で述べるように無効電力制御を行う上で制約がある。このため従来の研究では PFC コンバータは無効電力制御の対象とされず、正弦波電力変換回路が需要家機器に内蔵されているとの仮定の上で無効電力制御を検討するものが多かった [11, 12, 13, 14, 15]。本研究では需要家負荷機器に内蔵された PFC コンバータを用いた無効電力制御を実現する手法を提案し、より多くの需要家機器での無効電力制御を可能とすることで配電系統逸脱対策に貢献することを検討対象とする。

需要家機器による無効電力制御が実現されると、無効電力制御可能機器台数が大きく増加する。従来までも無効電力制御機器に限らず、複数種・複数台の機器を用いた場合に協調をとって電圧制御を行うための制御方法は検討されてきていた。ここでは文献 [6] にならい、制御方法を以下の通り 4 分類する。

- ローカル制御（自端情報に基づく）[89, 90, 91, 31, 92, 62, 61, 30, 93]
- スケジュール制御（時間帯別）[23]
- 集中制御（SCADA 等のシステムを利用）[94, 95, 96]
- 自律分散制御（マルチエージェント等）[97, 8, 98, 99, 100, 101, 102, 37]

ローカル制御は機器自端で得られる情報に基づいて制御を行うものである。スケジュール制御は時間帯ごとに制御を行うなど、時刻情報・カレンダー情報をもとに制御を行うものである。集中制御は複数台の機器からの情報を指令所等の一箇所に集め、一定の目的・制約のもと制御パラメータを決定し、各機器に制御情報を分配するものである。自律分散制御はマルチエージェントシステム等、機器同士の情報交換と機器自身での演算により制御パラメータを決定するものである。集中制御との違いとしては情報を集約し、制御指令を送信する指令書のような部分を必要とせず、個々の機器同士のみで動作が完結する点にある。

ローカル制御とスケジュール制御は通信を用いない検討も可能である。集中制御と自律分散制御は機器と司令室等との間もしくは機器間での通信が整備された状況を想定する制御方法である。

なお、自律分散制御という用語は文献によりその定義が異なる場合がある。文献 [6] においてローカル制御と分類された制御について、自端情報に基づく制御は自己完結しており自律的であり、かつ、多数台の機器が分散して制御される点から、自律分散制御と呼ぶ文献も存在する。ここではローカル制御・自律分散制御という呼称の混乱を避けるため、文献 [6] においてローカル制御と分類された制御について、通信を用いず、自端情報に基づいて制御することから自端制御と呼称することとする。

このように従来も多数台での電圧制御方法に関する検討は行われてきた。しかしながら、需要家機器は 1 需要家の中でも多数台、1 配電系統では無数に接続されており、従来の検討よりも多数台の制御を行う必要がある。多数台の機器を制御するための方法も検討が必要である。

## 1.2 本研究の目的

本研究の目的は配電系統における電圧上昇・低下による電圧逸脱を解消するために、需要家機器に内蔵された PFC コンバータを用いた無効電力制御を導入し、配電系統電圧逸脱の対策を行う方法の提案とその動作の検証を行うことである。この目的のために本研究では以下の 3 段階の検討を行う。

### 1.2.1 PFC コンバータによる無効電力制御手法の提案と実証

PFC コンバータを用いた無効電力制御を行う場合、PFC コンバータ回路に起因する制御制約を受けることとなる。この制御制約の下で無効電力出力可能な範囲を拡大できる制御手法を提案する。提案手法による無効電力制御特性・制御可能範囲を理論的に検討するとともに、実験により理論的に確認した制御特性・制御可能範囲が得られることを実証する。PFC コンバータは需要家機器に内蔵された回路であることから、需要家利便性の観点から提案手法による無効電力制御が回路本来の機能に影響を与えないことが望ましい。回路本来の機能として入力有効電力と出力直流電圧変動への影響を評価する。

### 1.2.2 PFC コンバータによる無効電力制御と配電系統の相互影響の評価

PFC コンバータによる無効電力制御は高調波電流を含む点で従来検討されてきた正弦波電流出力の機器による無効電力制御と異なる。このため PFC コンバータによる無効電力制御を用いた電圧制御を検討する前に、無効電力制御を行っている PFC コンバータと配電系統との間で起こる相互影響を検討する。影響の検討として次の 3 点を行う。

1 点目として配電系統に接続された PFC コンバータが無効電力制御を行うことにより、PFC コンバータの無効電力制御自身に発生する影響を検討する。具体的には無効電力制御を行っている PFC コンバータから流出する高調波電流と、配電系統の線路インピーダンスの相互影響により発生する高調波電圧歪みによって、PFC コンバータが制御する無効電力出力が制御目標値から変化するか検討する。この検討により、PFC コンバータ単体の場合と同様に、提案した無効電力制御手法によって、無効電力を制御できるか確認する。

2 点目として提案手法が目的とする PFC コンバータを用いた無効電力制御により配電系統の電圧が制御可能であるか検討する。提案する無効電力制御手法が従来の無効電力制御と異なる点は、配電系統に高調波電流を流出させる点である。従来の無効電力制御では正弦波電圧を出力する電力変換器を用いており、スイッチング周波数付近での高周波歪みはあるものの、低次の高調波電流は提案手法より小さく抑えられる。流出した高調波電流による電圧歪み等により電圧制御能力に影響が出るのか、従来の無効電力制御と同等の電圧制御能力が得られるか確認する。

3 点目として提案無効電力制御が配電系統に流出させる高調波電流により発生する配電系統電圧歪みを評価し、配電系統電圧歪みを一定の許容値に収められる範囲で導入可能な PFC コンバータの容量を検討する。高圧・特別高圧配電系統では高調波電圧歪みの抑制目標が定められている。本検討ではこの目標値に電圧歪みが到達する限界の PFC コンバータ容量を検討し、提案無効電力制御を搭載した PFC コンバータの導入可能容量の検討指標とする。

### 1.2.3 多数台の PFC コンバータによる協調電圧制御の提案

PFC コンバータを内蔵した需要家機器は配電系統に多数存在する。多数の需要家機器を通信を用いて集中的に制御することは困難であることから、本研究では自端制御を検討する。この際、PFC コンバータを内蔵した需要家機器同士で制御が干渉し合うことなく、協調して制御できる方法を検討する。

### 1.3 本研究の構成

本研究の流れとして PFC コンバータ単体での無効電力制御方法の検討から始め、PFC コンバータによる無効電力制御と配電系統との相互影響の評価へと検討範囲を広げ、更に検討対象機器を複数機器とし協調制御を検討し、配電電圧制御に貢献する手法を提案していく。

この流れに従い、本論文の構成を図 1.2 に示すものとする。

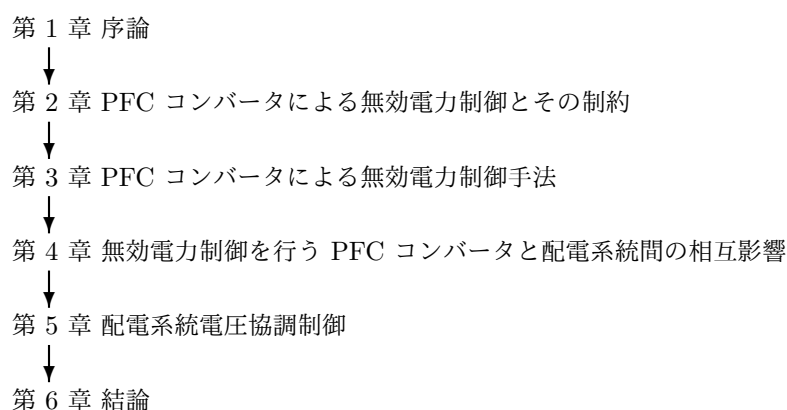


図 1.2 本論文の構成

第 1 章では序論として本研究の背景，目的について述べた。第 2 章では配電系統電圧制御の基本的な原理を概説する。また，本研究が制御対象とする需要家機器に内蔵された PFC コンバータの回路構成を示すとともに，回路構成に起因する制御制約について述べる。第 3 章では本研究で提案する PFC コンバータを用いた無効電力制御手法について述べ，提案手法の実証実験と結果を示す。第 4 章では PFC コンバータによる無効電力制御と配電系統の相互影響についてシミュレーションにより検討した結果を示す。第 5 章では配電系統に存在する多数台の需要家機器間で協調をとって電圧制御を行う手法について述べ，シミュレーションによる検証結果を示す。

第 6 章では結論を述べる。

## 第 2 章

# PFC コンバータによる無効電力制御とその制約

本章では本研究で提案する需要家負荷による無効電力制御に用いる PFC コンバータについて、その導入の背景として負荷機器から発生する高調波電流の影響と、高調波電流の抑制を目的とした規格の導入について触れる。その後、PFC コンバータの回路構成及びその動作について示す。PFC コンバータによる無効電力を検討する上で制約となる、PFC コンバータの回路構成が持つ特徴を示す。また、PFC コンバータによる無効電力制御を検討した先行研究を示す。

### 2.1 PFC コンバータ導入の背景

本研究が無効電力制御の検討対象とする PFC コンバータの導入目的は負荷機器への入力電流波形を入力電圧波形と相似な正弦波に近い波形に変形することで、入力電流に含まれる高調波電流を抑制することである。高調波電流を抑制する機能をもつ PFC コンバータが負荷機器に導入されるに至った背景について述べる。

負荷機器においてパワーエレクトロニクスを応用したものが広く普及している。負荷機器におけるパワーエレクトロニクスの利用としては、直流電源を必要とする機器の入力部に接続される整流回路がある。PFC コンバータ導入以前の負荷機器では整流回路としてコンデンサインプットダイオードブリッジ整流回路が多く利用されていた。図 2.1 にコンデンサインプットダイオードブリッジ整流回路の回路構成の一例を示す。コンデンサインプットダイオードブリッジ整流回路は交流入力を整流するためのダイオードブリッジと、ダイオードブリッジから出力される脈動する電圧を平滑し、より直流に近づけるためのコンデンサから構成される。本回路を用いることにより、負荷機器は何らの制御を行うことなく、交流の入力を整流することが可能である。

制御の点で非常に簡易なコンデンサインプットダイオードブリッジ整流回路であるが、入力電流に多くの高調波成分を含む問題がある。コンデンサインプットダイオードブリッジ整流回路において高調波入力電流が発生する理由は、平滑用のコンデンサへの充電電流が、入力電圧のピーク値付近の限られた期間にのみ流れるためである。図 2.2 にコンデンサインプットダイオードブリッジ回路の入力電圧と、入力電流波形を示す。

負荷機器から発生した高調波電流は系統に接続された調相用コンデンサ等に悪影響を与える。高調波電流による悪影響として機器の過熱や誤動作がある。

系統に接続された機器に不具合を発生させる恐れのある電圧・電流の高調波を抑制し、高調波電圧による機器誤動作や損傷を防止するため、いくつかの目標値や規格が制定された。配電系統の電圧高調波に関する目標値として、総合電圧ひずみ率 (THD) を 6.6 kV 配電系統で 5%、特別高圧系統で 3% とするものがある。こ

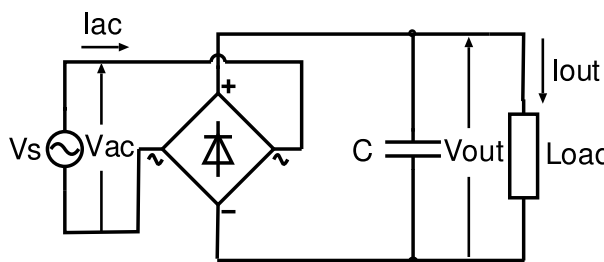


図 2.1 コンデンサ入力ダイオードブリッジ整流器の回路図

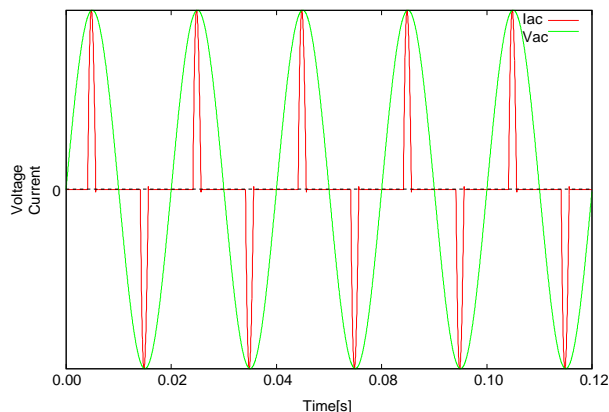


図 2.2 コンデンサ入力ダイオードブリッジ整流器の入力電圧電流例

これは電力利用基盤強化懇談会において提示されたものである [103]。

また、機器から流出する高調波電流に対する規制規格として、高圧需要家に対する規格と低圧機器に適用される規格がある。高圧需要家に対しては高調波ガイドラインに定められた計算式に基づいて算出した高調波流出量を規制している。低圧需要家機器では入力電流 20 A 以下の負荷機器からの高調波電流の許容値を定めた JIS C 61000-3-2 により高調波電流の流出が規制されている。低圧機器の多くは本規格の対象となるため、高調波電流を抑制する対策を必要とされた。本論文では低圧需要家機器を検討対象とするため、以降では JIS C 61000-3-2 に基づいて高調波流出量の評価を行っていく。本論文では以後、JIS C 61000-3-2 を高調波電流規格と呼ぶこととする。評価に用いた許容電流値等に関しては付録 E を参照すること。

こうした背景から需要家機器からの高調波電流を抑制する検討がなされてきた [104]。こうした対策の一つが PFC コンバータの導入である [105][106][107][108][109][110]。身近な PFC コンバータの利用例としては、図 2.3 に示す直流電源供給に用いる AC アダプタがある。この AC アダプタの入力電流波形は図 2.4 に示すように正弦波に近い形をとっている。



図 2.3 PFC コンバータが搭載された AC アダプタ

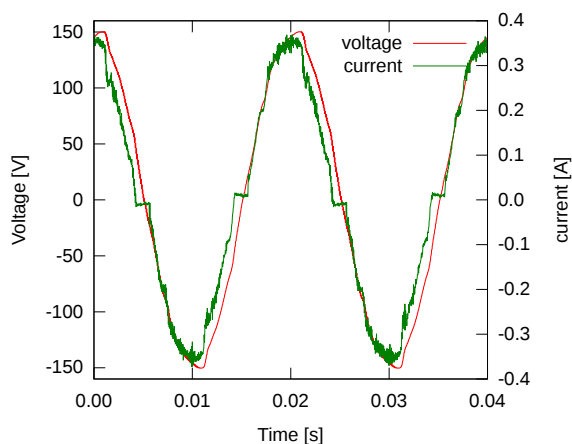


図 2.4 PFC コンバータが搭載された AC アダプタの入力電圧・電流



## 2.2 PFC コンバータの回路構成と制御方法

本節でははじめに PFC コンバータの回路構成を分類し説明した後、PFC コンバータの制御方法を分類し、紹介する。

PFC コンバータの回路構成には複数存在し、コンバータによって入出力電圧がどのように変化するかによって昇圧型、降圧型、昇降圧型に大きく分けられ、回路構成が異なる。

降圧型は入力電圧より低い電圧を取り出すことができ、高電圧入力機器によく用いられる [111]。昇降圧型は入力電圧に対し、出力電圧として、任意の電圧を取り出せる。また、入出力を絶縁することができる [112]。昇圧型は入力電圧に対して出力電圧は高い。入力電圧範囲を広くとることができ、需要家機器では多く用いられる。本研究では需要家機器で広く用いられる昇圧型の回路を対象に検討を進める。以降では昇圧型 PFC コンバータについて詳細に説明する。

図 2.5 に昇圧型 PFC コンバータの主回路図を示す。昇圧型 PFC コンバータは整流のためのダイオードブリッジ DB にリアクトル  $L_1$ 、ダイオード  $D$ 、スイッチング素子  $Q$ 、コンデンサ  $C_{out}$  より構成される昇圧チョップが接続されている。ダイオードブリッジの前段には  $L_{in}$ 、 $C_{in}$  より構成されるフィルタが接続され、スイッチングにより発生する電流リップル成分を除去する [108]。ダイオードブリッジの後段の昇圧チョップでは内部のスイッチング素子を制御することにより、コンバータ入力電流の変形を行っている。PFC コンバータでは、入力電流に含まれる高調波を抑制するため、電流波形を電圧位相と同相の正弦波に変形する制御が行われている。

昇圧型 PFC コンバータ回路の動作はスイッチング素子  $Q$  及びダイオード  $D$  の状態により次の 3 状態に分けて考えられる。

- 状態 1 スwitchング素子  $Q$  が ON、ダイオード  $D$  が OFF の時
- 状態 2 スwitchング素子  $Q$  が OFF、ダイオード  $D$  が ON の時
- 状態 3 スwitchング素子  $Q$  が OFF、ダイオード  $D$  が OFF の時

各状態のリアクトル電流と  $Q$  制御信号を図 2.6 に示す。次に各状態を説明する。

[状態 1]  $Q$  が ON の時、 $D$  は常に OFF 状態である。リアクトル  $L_1$  を流れる電流は上昇する。出力電圧は  $C_{out}$  と負荷により構成される CR 回路の減衰から求まる。

[状態 2]  $Q$  が OFF となると  $L_1$  を流れる電流は減少する。 $L_1$  を流れる電流が 0 となるまで  $D$  は ON である。この間、出力電圧は上昇する。

[状態 3]  $L_1$  を流れる電流が 0 となると  $D$  は OFF する。 $L_1$  を流れる電流は状態 3 の間 0 のままとなる。出力電圧は CR 回路の減衰により求まる。

以上のように PFC コンバータでは  $Q$  の ON、OFF により  $L_1$  を流れる電流を増加、減少させることができる。 $Q$  のスイッチングを行うことで、 $L_1$  を流れる電流を制御し入力電流波形が正弦波に近づくように PFC コンバータは動作している。これらの 3 状態を遷移しながら、電流を電源周波数に対して短時間で増減を繰り返し、入力電流を目標とする正弦波波形に近づけている。

3 状態の間の遷移方法によって実現される電流波形に差異が生じる。昇圧形 PFC コンバータは次の 3 通りに分類される。

- 電流連続モード (CCM:Continuous Current Mode)

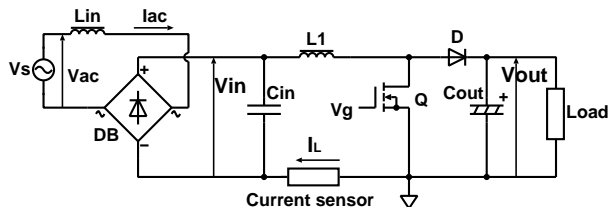


図 2.5 昇圧型 PFC コンバータの主回路図

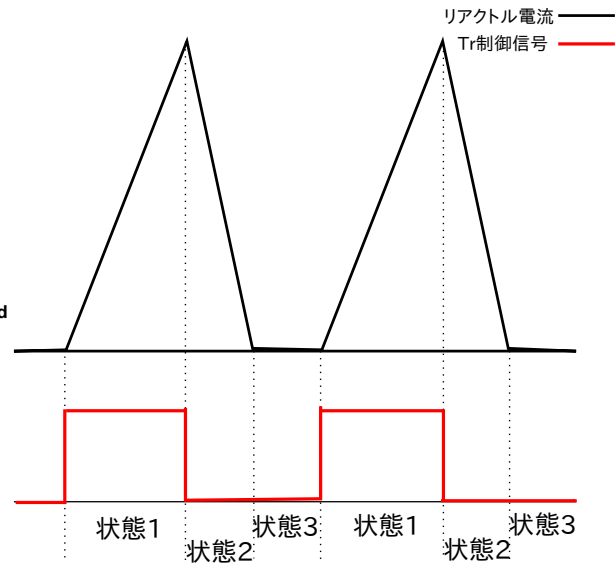


図 2.6 各状態でのリアクトル  $L_1$  電流,  $Q$  制御信号

- 電流臨界 (境界) モード (CRM:Critical Current Mode)
- 電流不連続モード (DCM:Discontinuous Current Mode)

電流連続モードは図 2.7 に示すように  $L_1$  を流れる電流が 0 となる前にスイッチングを行うことで  $L_1$  に流れる電流が連続的になるように制御を行う。制御の一例をブロック図 2.10 に示す。図中の MUL は乗算器を表す。電流連続モードは  $L_1$  を流れる電流のリプルが小さく、 $L_1$  の最大電流を抑えられるため、容量の大きな機器に用いられる。

電流臨界 (境界) モードは図 2.8 に示すように  $L_1$  を流れる電流が 0 となった時にスイッチング素子  $Q$  を ON し、電流が目標電流値に達した時にスイッチング素子  $Q$  を OFF する制御を行う。制御の一例をブロック図 2.11 に示す。電流臨界モードはスイッチングノイズが少ないこと、電流連続モードよりリアクトルを小さく作れることから小容量機器においてよく用いられる [113]。また電流ゼロ時にスイッチングを行うため、ダイオードの逆回復損失を減らすことができる利点がある [111]。

電流不連続モードは、図 2.9 に示すように  $L_1$  を流れる電流が 0 となる期間が存在する制御方法である。制御の一例をブロック図 2.12 に示す。 $L_1$  を流れる電流のリプルは 3 方式の中で最も大きいが、出力電圧のみを検出することにより制御を行なうことができ、簡易な回路構成にできる。小容量機器に用いられる。

本研究における実証試験では電流臨界モードで制御される PFC コンバータを対象として無効電力制御を検討する。

## 2.3 PFC コンバータによる無効電力制御と制約

ダイオードブリッジを持つ PFC コンバータで無効電力制御を行うことは、文献 [14, 15] で仮定していたフリブリッジコンバータと異なり、いくつかの制約がある。本節では PFC コンバータを用いた無効電力制御の制約とその原因を示す。

一般に無効電力を制御する場合、入力電圧に対して位相を変化させた入力電流を取ることで実現される。こ

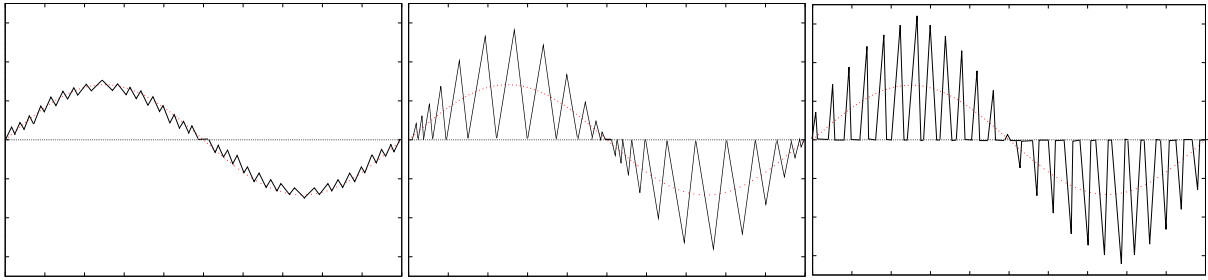


図 2.7 電流連続モードのリアクトル  $L_1$  電流波形概形

図 2.8 電流臨界 (境界) モードのリアクトル  $L_1$  電流波形概形

図 2.9 電流不連続モードのリアクトル  $L_1$  電流波形概形

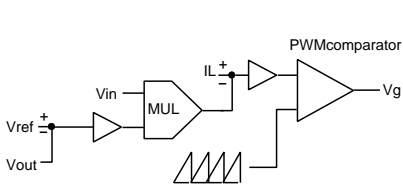


図 2.10 電流連続モードの制御例

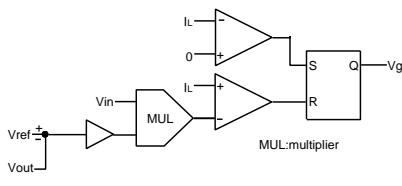


図 2.11 電流臨界 (境界) モードの制御例

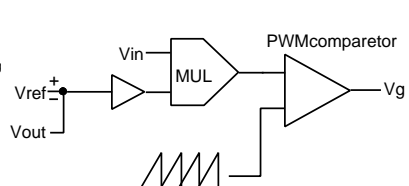


図 2.12 電流不連続モードの制御例

の場合、図 2.13 に示すように電源周期の中に電圧極性と電流極性が異なる区間が生じる。文献 [14, 15] で仮定していた回路構成であるフルブリッジコンバータの場合、電圧・電流極性が異なる場合も電流を通過させることが可能である。PFC コンバータでは回路簡易化のためにダイオードブリッジが用いられることがある。整流部がダイオードブリッジの場合、図 2.13 に赤線で示した電流波形のように電圧・電流極性が異なる場合、電流が阻止されるため、電圧位相に対して位相のずれた正弦波電流を生成することが困難となる。このため、単純な電流位相を変化させる無効電力制御方法では電流歪みにより高調波電流が増加し、電流ピーク値、電流実効値が増加する。図 2.13 に示すように電流を歪ませながら無効電力制御をしている先行研究が存在する [114, 115]。文献 [114] では無効電力制御のために PFC コンバータの入力電流位相を入力電圧位相に対して変更することで無効電力制御を行っている。これと同様に文献 [115] においても電流位相を電圧位相に対して変更するというフルブリッジコンバータと同様の制御を用いて PFC コンバータによる無効電力制御を行っている。この研究では、機器が出力する無効電力によって電圧制御を行うことを目的としているのではなく、他の機器が消費する無効電力と合わせて、系統との接続点における力率を改善しようというものである。力率にあわせて、系統との接続点において電流波形も改善することが試みられている。

PFC コンバータによる無効電力制御で起こる高調波電流増加、ピーク電流増加、電流実効値増加はそれぞれ高調波電流規格の許容電流地、機器のピーク電流定格、機器の電流実効値定格によって制限される。PFC コンバータによる無効電力制御ではこれらの制限を超えないように制御する必要があり、制御可能な無効電力範囲に限られる。PFC コンバータによる無効電力制御においてより広い無効電力制御範囲を得るには、ダイオードによる電圧・電流極性の制約を満たしながら、高調波電流増加・ピーク電流増加・電流実効値増加を抑えた電流波形を取る必要がある。

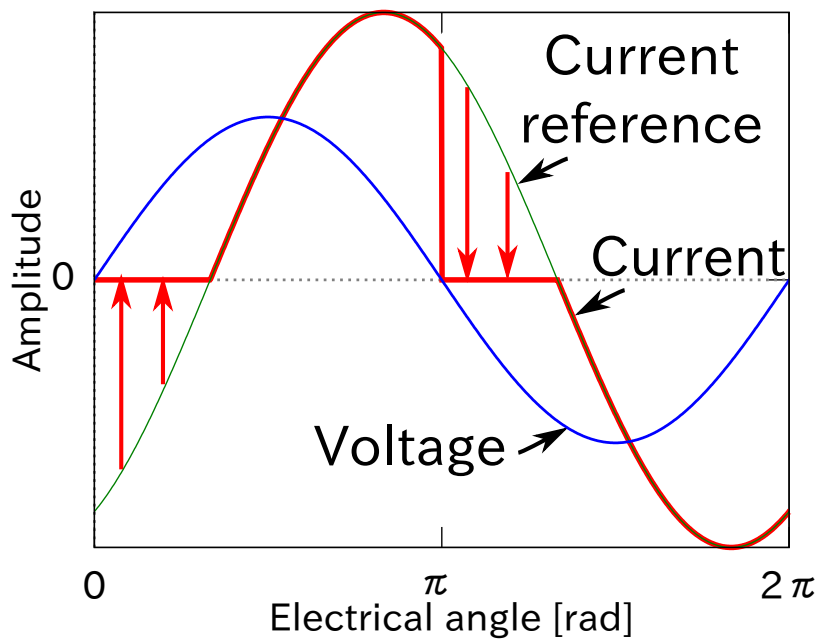


図 2.13 無効電力制御時の電圧・電流波形とダイオードブリッジにより制約された電流

## 2.4 本章のまとめ

直流電源を必要とする需要家機器は、系統と整流回路を介して接続される。従来多用されてきたコンデンサインプットダイオードブリッジは簡易な回路であるが、高調波電流の発生が多いことを示した。高調波電流が系統に流出すると、系統に接続された機器に過熱や誤動作等の異常を来す可能性があり、需要家機器から発生する高調波電流を抑制する規格が定められた。本研究の検討対象である PFC コンバータは整流回路から発生する高調波電流を抑制するために導入が進んでいる。

PFC コンバータの代表的回路構成として、昇圧型、昇降圧形、降圧型の 3 種がある。本研究では需要家機器での利用が多い昇圧型を検討で用いることとした。PFC コンバータの動作として、電流制御の方法により、電流連続モード、電流臨界モード、電流不連続モードの 3 種に分類する方法を示した。それぞれの制御について電流波形の差異を示し、各制御の特徴をまとめた。本論文の実証実験においては電流臨界モードで制御される PFC コンバータを用いた。

ダイオードブリッジを持つ回路構成の PFC コンバータは電力の流れが一方向となる制約を持つ。この回路構成に起因する制約から無効電力制御を行う場合に、高調波電流増加、ピーク電流増加、電流実効値増加が伴う。高調波電流は高調波電流規格に定められた許容電流値、ピーク電流・電流実効値は機器電流定格に制限されるため、無効電力制御範囲に対する制約となることを示した。

PFC コンバータを用いて無効電力を制御することを検討した先行研究を示した。高調波電流の発生により、制御可能範囲が小さくなることが指摘されていた。PFC コンバータによる無効電力制御可能な範囲を拡大するには電流実効値・高調波電流の増加を抑える方法が必要であることから、次章において新たな無効電力制御方法を提案する。

## 第3章

# PFC コンバータによる無効電力制御手法

本章では PFC コンバータによる無効電力制御手法を提案し、その動作を実験により検証する。また無効電力制御が PFC コンバータの本来の動作に影響を与えないかを確認する。

提案手法として、付録 A.1 に示す単相抵抗負荷を位相制御した場合の電流波形に近い電流波形として無効電力を制御する位相制御形をはじめに提案した [116]。位相制御形は本来の PFC コンバータのゲート信号を一定期間遮断するだけの簡易な制御で実現できる点に利点がある。一方で、発生する高調波電流が大きく、高調波規格に規制された高調波電流範囲では無効電力出力がほとんど取れない問題があった。

位相制御形の欠点である狭い無効電力出力範囲を改善するため、付録 A.2 に示す、高調波電流発生量をより高調波規格に沿ったものとし制御可能範囲を拡大した方法を提案した。この方式は本来の PFC コンバータの電流波形に位同期したのこぎり波を乗算した電流波形を目標電流とするものである。以降では、のこぎり波乗算形と呼ぶ。のこぎり波乗算形は制御変更点は位相制御形より多くなるものの、高調波規格に規制された高調波電流許容値の中でより大きな無効電力を制御可能となっている。のこぎり波乗算形は一定の力率のもとでしか無効電力を制御できない。

のこぎり波乗算形を持つ利点である高調波規格の下での大きな無効電力出力を活かしながら、力率を変更するために、乗算するのこぎり波を変形する方式を提案した。のこぎり波変形の方式の違いから付録 A.3 に示すオフセットのこぎり波乗算形を提案した。オフセットのこぎり波乗算形は乗算するのこぎり波にオフセットを加える方式である。オフセット量によって無効電力出力を変更可能である。しかしながら、オフセット量と無効電力出力の間には非線形な関係が存在する。

制御量の非線形性を改善した方式が、本論文で提案する傾き変更のこぎり波乗算形である。傾き変更のこぎり波乗算形ではのこぎり波の傾きを変更することで出力される無効電力を変更する。傾きの値と無効電力の間には一定の力率以下では線形関係があり、制御系の簡易化に貢献しうる。

本章では提案手法 傾き変更のこぎり波乗算形について手法の説明、出力可能な無効電力、規格、機器定格により制限される制御範囲を検討した。

提案した 傾き変更のこぎり波乗算形に関して無効電力が制御可能であることを実験により確かめた。実証条件及びその結果を示す。同時に、流出高調波電流量、電流実効値、電流ピーク値を確認し、規格や機器定格を超えない制御範囲を調べ、制御範囲が確保できることを確認した。

PFC コンバータは需要家の負荷機器構成要素であり、無効電力制御が負荷の本来の動作に影響を与えることは好ましくない。負荷に影響を与える要素として PFC コンバータの直流電圧変動幅を実験により検討した。

本章で取り上げた 傾き変更のこぎり波乗算形以外の手法についても同様の検討を行っており、付録に示し

ている。また、本章で提案した手法及びオフセットのこぎり波乗算形が位相制御形に比べ高調波電流を抑制できることを示すため提案手法同士で無効電力制御範囲を比較した結果について付録 B に示した。

本論文で提案する無効電力制御手法は導入を簡易にすることを前提としており、無効電力制御範囲を最大化するものではない。付録 C では導入の容易さ等の前提にとらわれず、電流波形を制御制約の中で自由に制御可能であるとした場合、最大限制御可能な無効電力出力について検討することで、PFC コンバータによる無効電力制御の限界を示す。制約としてはダイオードブリッジによる電流方向の制約、各種機器定格、高調波電流規格を検討した。

### 3.1 制御手法

PFC コンバータによる無効電力制御を検討する上で次のことを留意した。

- 制御が簡易であり、既存の制御方法との置き換えが容易であること
- 無効電力制御次の電流実効値・高調波電流の増加が小さいこと

本研究で提案する PFC コンバータの入力電流波形は、前節で示した手法や以前提案した手法 [116, 117] に比べ、無効電力制御時の電流実効値・高調波電流の増加を抑制する。と無効電力制御時の電流実効値・高調波電流の増加は等しい。前節で示した手法は無効電力出力と電流波形変形のパラメータであるのこぎり波オフセットの関係が非線形であったが、本節提案の手法では無効電力出力と波形変形に用いるパラメータの関係が線形となる。また、無効電力制御適用前後で有効電力に変化がないため既存制御系に存在する出力電圧制御のための PI 制御器のゲインに悪影響を与えない。提案電流波形を既存の PFC コンバータに導入する際に必要となる変更点も前節で示した制御手法と同等の変更のみで実現可能である。制御系にいくつかの要素を加えるのみである。制御系と主回路との間に必要な、センサや制御信号など、制御系の入出力に変更を行っておらず、既存の制御との置き換えが容易になっている。制御がデジタルで行われている場合は、プログラムの変更のみで実現可能であり、本手法の導入は容易であると考えられる。

以下に提案する手法での制御系変更点を示し、目標とする電流波形と、PFC コンバータによって目標電流波形が実現されると仮定した場合の理論的な無効電力出力と電流実効値の増加、高調波電流の発生量を示す。

提案手法を実現する PFC コンバータ制御系を図 3.1 に示す。提案手法と前節で示した手法の間の変更点は、前節での手法が波形変形のパラメータとして正弦波に乗算するのこぎり波のオフセットを変更していたのに対し、本節提案の手法ではのこぎり波の傾きを変更するようにした点である。

電流波形について具体的に示す。入力電圧を (A.1)、理想的な PFC コンバータによって得られる入力電圧と同相である完全な正弦波入力電流を (A.2) と表す。式中の  $V_{\text{rms}}$ 、 $I_{\text{rms}}$  はそれぞれ入力電圧、入力電流の実効値である。この時、PFC コンバータは (A.3) で示す有効電力を消費し、無効電力を授受しない。

$$V(\theta) = \sqrt{2}V_{\text{rms}} \sin \theta \quad (3.1)$$

$$I(\theta) = \sqrt{2}I_{\text{rms}} \sin \theta \quad (3.2)$$

$$P = V_{\text{rms}}I_{\text{rms}} \quad (3.3)$$

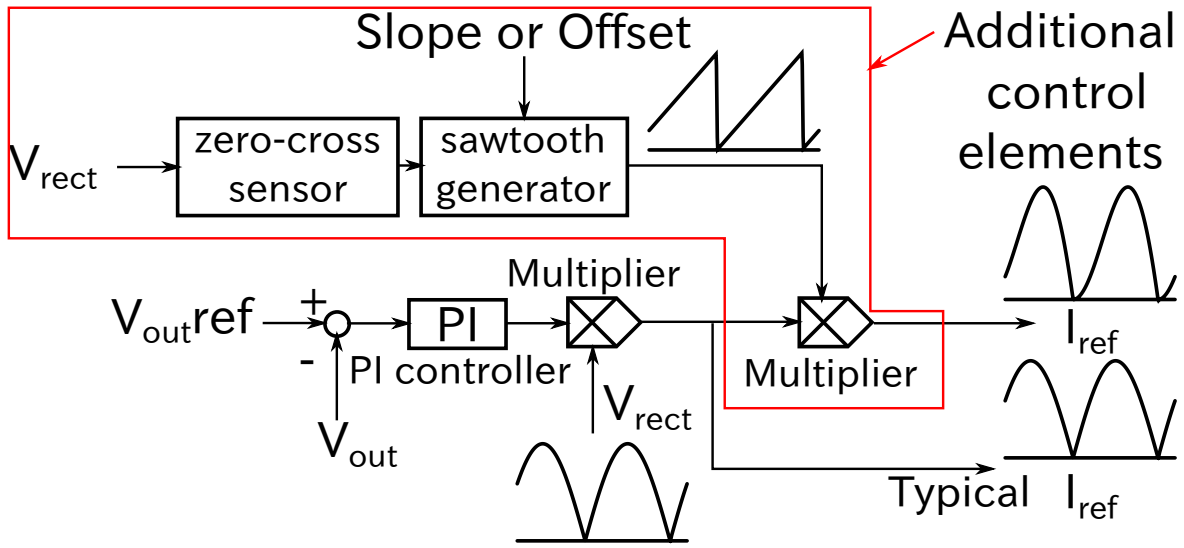


図 3.1 PFC コンバータ制御ブロック図

提案手法でののこぎり波波形  $k_s(\theta)$  を (3.4) に示す。  $n$  は  $n\pi \leq \theta$  を満たす最大の整数である。

$$s_{SSM}(K_{SSM}, \theta) = 1 + K_{SSM} \frac{\theta - n\pi - \frac{\pi}{2}}{\frac{\pi}{2}} \quad (3.4)$$

図 3.3 はのこぎり波  $s_{SSM}(K_{SSM}, \theta)$  の概形図である。のこぎり波を正弦波に乗算し、得られた入力電流目標波形は (3.5) と表せる。

$$I(\theta) = \sqrt{2}I_{rms}s_{SSM}(K_{SSM}, \theta) \sin \theta \quad (3.5)$$

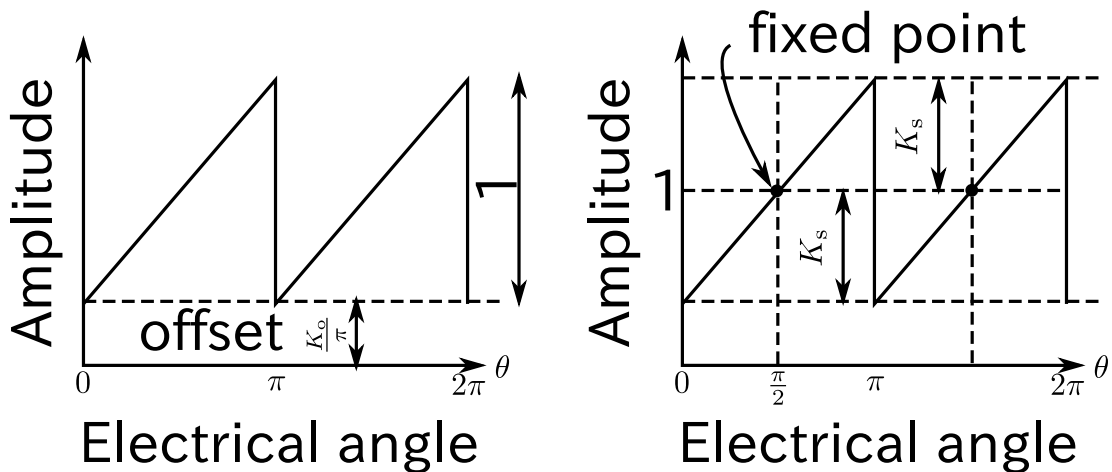


図 3.2 以前の制御で用いたオフセット付きののこぎり波

図 3.3 提案手法で用いる傾きを変更したのこぎり波

本提案手法では制御適用前後で有効電力に変化がないため、制御によって発生した有効電力変化を調整するための電流振幅係数  $K_{PI}$  の変更が必要ない。このため制御適用の有無にかかわらず、同じ電圧制御 PI 制御器のゲインを使用して安定した制御が可能となる。

図 3.4 はのこぎり波の傾きと入力電流目標波形と PFC コンバータ入力有効・無効電力を示す。図 3.4 に示される通り、提案手法において無効電力と入力電流はのこぎり波の傾きによって変更される。のこぎり波の傾きが正である時、遅れ無効電力がコンバータに吸収される。のこぎり波の傾きが負である時、進み無効電力がコンバータに吸収される。のこぎり波の傾きと制御される無効電力の関係を (3.6) に示す。(3.6) において  $P$  は入力有効電力であり、 $Q$  は制御される無効電力である。(3.6) に示されている通り無効電力  $Q$  と制御パラメータであるのこぎり波の傾き  $K_s$  の関係は線形となっており、無効電力指令値から制御パラメータを得ることが容易になっている。

$$Q = \frac{K_s}{\pi} P \quad (3.6)$$

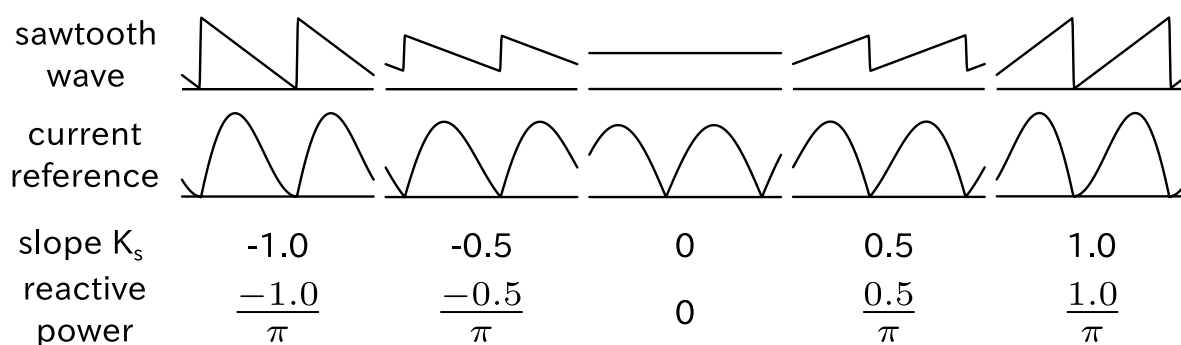


図 3.4 提案手法におけるのこぎり波と入力有効・無効電力の関係

## 3.2 制御制約と制御可能範囲

入力高調波電流を規制する JIS 規格と機器の入力定格電力を満たしながら無効電力制御可能な範囲を検討した。

制御可能範囲の計算を以下の条件のもと行った。PFC コンバータの入力電流は完全に入力電流目標波形に追従するものとした。コンバータ損失は考慮せず、入力有効電力と出力電力が一致するものとした。検討対象の PFC コンバータが導入された機器として、JIS C 61000-3-2 が適用される低圧の需要家負荷を想定した。この JIS 規格では機器を 4 種に分類している。この検討では、照明負荷を除く負荷機器を対象とした。規格において照明負荷は最も高調波電流規制が厳しく制御可能な無効電力範囲が小さくなるためである。以降の検討において PFC コンバータ導入機器の定格電力を 1 p.u. として表示している。

### 3.2.1 入力電流目標波形を用いたピーク入力電流による制約の検討

PFC コンバータに用いられているスイッチングデバイスの定格最大電流を考慮した無効電力制御範囲を求めるため、提案手法を用いない通常の PFC コンバータにおける定格入力有効電力を 1 p.u. とし、この時の最大入力電流と同じ最大入力電流で傾き変更のこぎり波乗算形により得られる有効電力及び、基本波無効電力を



求めることを考える。

傾き変更のこぎり波乗算形での最大入力電流をとる電気角とその増加率はのこぎり波の傾き  $K_{SSM}$  によって変化する。解析的な解は得られないため、半周期を 1000 分割し、各区間での電流値を計算、比較することで、最大電流をとる電気角とその値を得た。最大電流値の計算は有効電力 1 p.u. を得る条件のもと、 $K_{SSM}$  を変化させた時の値を、 $K_{SSM} = 0$  での最大電流値を 1 p.u. として示した。

図 3.5 に  $K_{SSM}$  と最大電流値を示す。 $K_{SSM}$  を増加させて無効電力出力を増加させるほど、ピーク電流値は無効電力制御を行わない場合に比べ増加している。この増加によって機器定格を逸脱しないために、無効電力制御時は有効電力入力を抑制する必要がある。

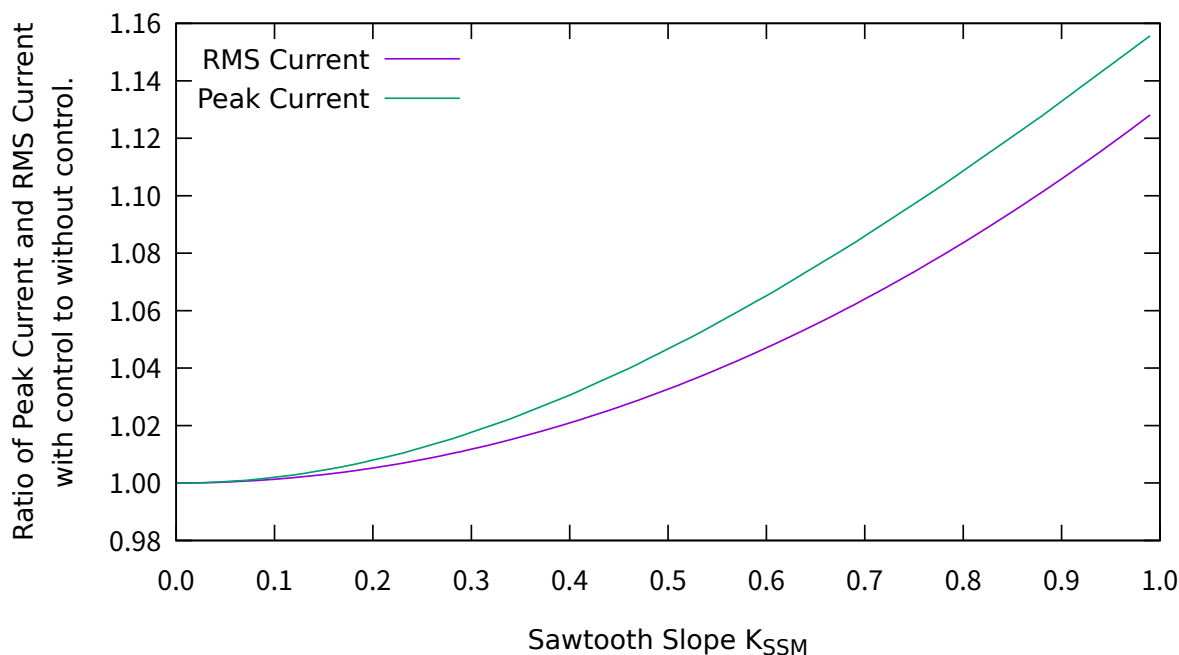


図 3.5 無効電力制御による電流最大値の増加と電流実効値の増加

### 3.2.2 入力電流目標波形を用いた電流実効値による制約の検討

PFC コンバータの発熱等の制約から定められた最大入力皮相電力を考慮した無効電力制御範囲を求めるため、提案手法を用いない通常の PFC コンバータにおける定格入力有効電力を 1 p.u. とし、傾き変更のこぎり波乗算形適用時に入力皮相電力が 1 p.u. を超えずに制御可能な有効電力及び基本波無効電力を求める。入力電圧は変化しないと考えると、通常動作で定格入力有効電力を与える入力電流実効値を超えない入力電力実効値を得られる範囲を検討することとなる。

傾き変更のこぎり波乗算形での電流実効値を計算すると式 (3.7) となる。

$$I_{RMS} = I_{rms} \sqrt{1 + \left(\frac{1}{3} - \frac{2}{\pi^2}\right) K_{SSM}^2} \quad (3.7)$$

図 3.5 に電流ピーク値と同様に、最大電流値の計算は有効電力 1 p.u. を得る条件のもと、 $K_{SSM}$  を変化させた時の電流実効値を、 $K_{SSM} = 0$  での最大電流値を 1 p.u. として示した。

図 3.5 に示したように、傾き変更のこぎり波乗算形による制御では電流実効値の増加は電流ピーク値の増加よりも小さい。よって機器定格運転時の値を超過しないことを制約とする場合、電流ピーク値増加による制御範囲制約を考えた時点で満たされる。

### 3.2.3 入力電流目標波形を用いた高調波発生による無効電力制御可能範囲の制約

本制御による無効電力制御では入力電流として高調波を含む電流波形を作り出す。制御によって発生する高調波電流歪みが JIS C 61000-3-2 に定められた高調波電流許容値を満たす範囲で制御可能な無効電力範囲を検討した。

目標入力電流波形の高調波成分を調べる。第  $n$  次高調波 sin 成分は (3.8) である。

$$I_{sn} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I \sin n\theta d\theta \quad (3.8)$$

$$= 2 \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} I_{rms} \left( 1 + K_{SSM} \frac{\theta - \frac{\pi}{2}}{\frac{\pi}{2}} \right) \sin \theta \sin n\theta d\theta \quad (3.9)$$

$$= 0 \quad (3.10)$$

第  $n$  次高調波 cos 成分は (3.11) である。

$$I_{cn} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I \cos n\theta d\theta \quad (3.11)$$

$$= \begin{cases} \sqrt{2} I_{rms} \frac{4K_{SSM}}{\pi} \frac{1}{n^2-1} & (n \text{ is odd}) \\ 0 & (n \text{ is even}) \end{cases} \quad (3.12)$$

以上より奇数次高調波電流は  $\sqrt{2} I_{rms} \frac{4K_{SSM}}{\pi} \frac{1}{n^2-1}$  であり、偶数次は 0 である。

計算された高調波電流と規格に定められた高調波電流許容値を各次数ごとに比較した結果、傾き変更のこぎり波乗算形では制御の線形関係が保たれる  $K_{SSM} = \pm 1$  のまでの傾きの範囲では規格を逸脱することなく制御可能であった。

### 3.2.4 制約条件を全て考慮した制御範囲

実際の制御では高調波電流規格と機器の入力定格電力の両方を満たしながら制御を行う必要があり、制御可能範囲は図 3.6 で塗りつぶされた領域となる。入力有効電力が  $P_{th}$  より小さい場合、提案手法は無効電力を線形に制御可能な範囲一杯に制御できる。入力有効電力が  $P_{th}$  より大きい場合、機器定格運転時の電流ピーク値を超える入力電流ピークとならないように、無効電力を抑えた制御を行う必要がある。なお、 $P_{th} = 0.865$  であり、この時の無効電力出力は 0.273 である。

以上の制御範囲の制約から本制御手法を適用する機器は電力変換器定格よりも出力を抑制した状態で運転を継続する機器、理想的には電力変換器定格の  $P_{th}$  倍の察費電力で運転を継続する機器を対象とする場合に無効電力を大きく制御できる。このような機器の例としてはヒートポンプ給湯機やエアコンが挙げられる。ヒートポンプ給湯機・エアコンは外気温等の条件により消費電力が変化し、常時定格消費電力で運転していないためである。

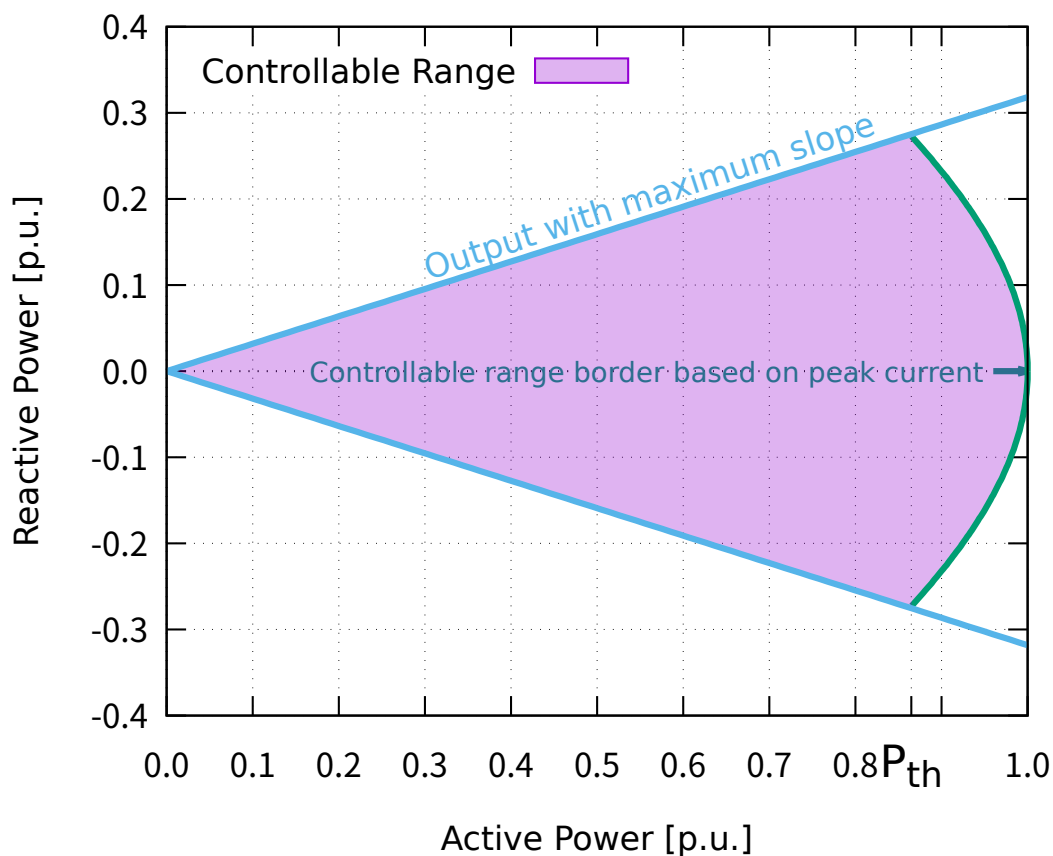


図 3.6 提案手法の無効電力制御可能範囲

### 3.3 実装上の変更点

傾き変更のこぎり波乗算形では電流波形の変形を連続的に行うため、電流を小さく制御する時間領域でスイッチング ON 時間が短くなる。シミュレーションにおいては ON 時間の短縮は問題とならないが、回路実装上では、スイッチング素子の応答時間、制御系の応答時間を考慮する必要がある。一定以下のスイッチング ON 時間を設定すると、スイッチング動作が不安定となる問題がある。このため、回路実装においては、スイッチング ON 時間が一定以下にならないように制御する必要がある。

スイッチング ON 時間に下限を設けた場合、電流値を小さく制御する時間領域で、電流値が目標電流値よりも大きくなる。スイッチング ON 時間の下限値を  $T_{ONmin}$ 、目標電流値を実現する上で本来必要となるスイッチング ON 時間を  $T_{ONref}$  とする。この時、電流値の増加率は (3.13) となる。

$$\frac{T_{ONmin}}{T_{ONref}} \quad (3.13)$$

この電流増加率を図 3.7 に示す。

スイッチング ON 時間を下限値以下にできない点の変更できないため、スイッチング OFF 時間を通常の CRMPFC 制御よりも長くとることによって、平均電流値を低下させる対策を検討した。具体的な対策として

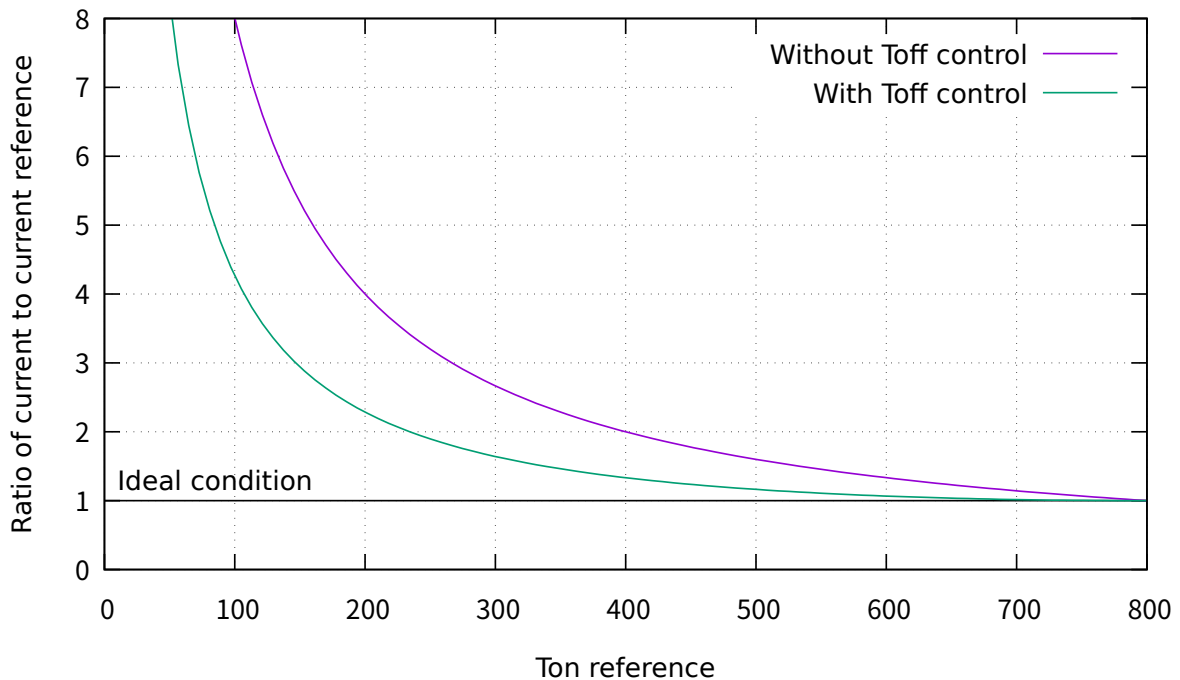


図 3.7 スイッチング ON 時間下限値による目標値からの電流増加率

は図 3.8 に示すように無電流期間を設け、電流不連続モード (DCM:Discontinuous Current Mode) に近い制御を行った。本対策では許容される最小スイッチング ON 時間  $T_{ONmin}$  よりも小さなスイッチング ON 時間指令  $T_{ONref}$  が入力された場合、実際にゲート信号として与える ON 時間  $T_{ON}$  は  $T_{ONmin}$  とし、OFF 時間中に電流が 0 となった後に、 $T_{ONmin} - T_{ONref}$  だけ、OFF 状態を継続する。電流 0 期間が発生することで、電流平均値を低下させる対策である。本方式によって本来の電流目標値に対する電流値の増加率は (3.14) となる。

$$\frac{T_{ONmin}}{T_{ONref}} \frac{T_{ONmin}}{T_{ONmin} + (T_{ONmin} - T_{ONref})} \quad (3.14)$$

この電流増加率を図 3.7 に併記した。対策前に比べ、電流増加率が低減し、本来の電流目標値に近づけられている。

### 3.4 実験による検証

提案した傾き変更のこぎり波乗算形によって無効電力が制御可能であることを実験により実証した。実験で制御された無効電力出力と理論検討で導出された出力とを比較し、出力誤差を確認した。

本制御手法においても無効電力制御時に電流高調波の増加及び、電流高調波増加に伴う電流ピーク値、電流実効値が増加する問題がある。それぞれ高調波電流規格、機器の定格値と比較して、許容される範囲に収められる制御範囲が理論検討での制御範囲と相違ないか確認した。

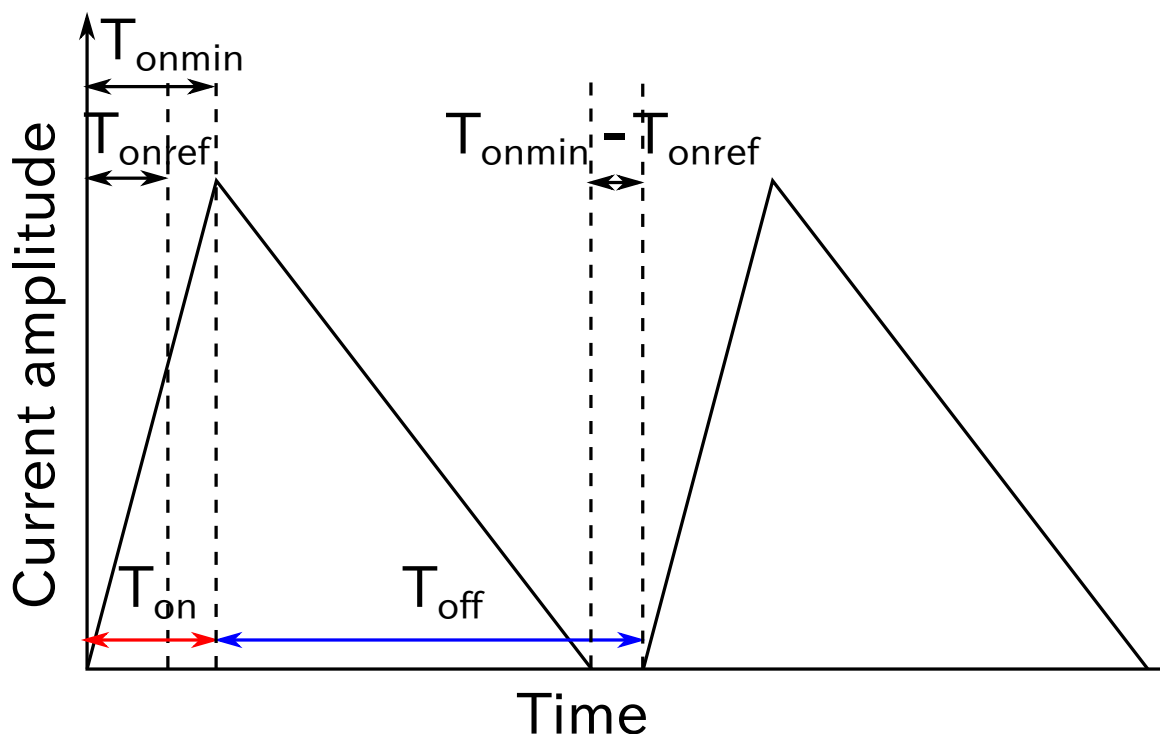


図 3.8 短スイッチング ON 時間時のリアクトル電流波形

### 3.4.1 実験条件

実験では図 3.9 に示した主回路構成の PFC コンバータを作製した。表 3.1 に回路素子の定数及び回路の定格を示す。出力直流電圧は電源周波数の 2 倍で振動しており、入力電流波形の歪の原因となる [105]。大容量の平滑コンデンサを用いるとともに、1 周期の間で出力電圧を元にした制御値を変更しないように設定することで対策とした。

回路の負荷として DC-DC コンバータを接続した。DC-DC コンバータの負荷としては単純な抵抗負荷 333  $\Omega$  を接続した。DC-DC コンバータを一定の duty 比で動作させることで、出力電力を変更した。入力電圧としては商用電源 AC 100V を接続した。

実験は PFC コンバータの出力電圧を定格の 380 V に保ち行った。入力電力は PFC コンバータ後段の DC-DC コンバータによって変化させ、のこぎり波の傾き  $K_{SSM}$  を変更することで無効電力出力を変化させて複数有効・無効電力入力条件をつくり実験を行った。実験中の入力電圧・電流をその波形を含めて測定し、測定結果から基本波成分の有効・無効電力を算出し、無効電力が制御されているかを確認した。また、高調波電流も算出し、JIS 規格に定められた限度値を超えることがないか確認した。

有効電力は入力電流のピーク値、実効値のいずれかが機器定格に達するまで変化させた。のこぎり波の傾きは遅れ無効電力制御側と進み無効電力制御側の両方で 0.0 から 1.0 まで 0.1 毎に 11 段階に変化させ、無効電力出力を変化させた。

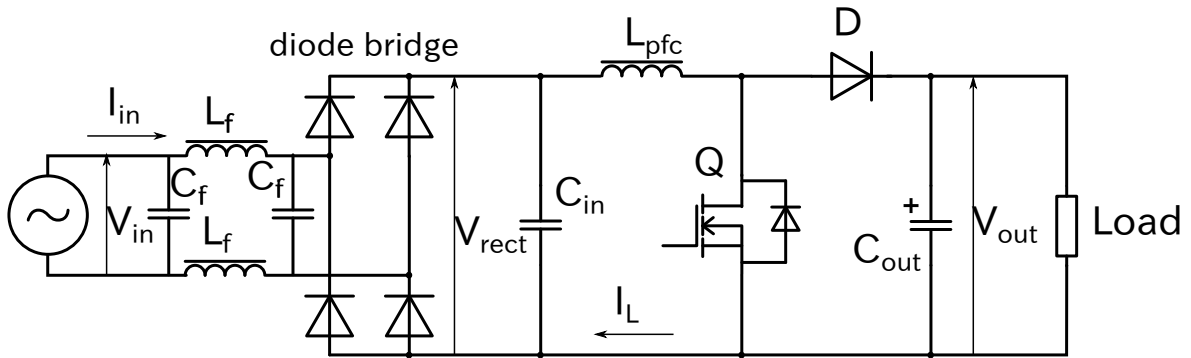


図 3.9 実験で用いた PFC コンバータの回路構成

表 3.1 回路素子定数及び回路定格

$V_{in}$	100 V, 50 Hz
Rated $P_{out}$	300 W
$C_f$	0.47 $\mu$ F
$L_f$	200 $\mu$ H
$C_{in}$	1 $\mu$ F
$L_{pfc}$	600 $\mu$ H
$C_{out}$	330 $\mu$ F
Rated Input Power	300 VA
Rated Input Current	3.0 A
Rated Input Peak Current	4.5 A

### 3.4.2 実験結果

実験において PFC コンバータの入力電圧・電流波形を測定した。図 3.10 に無効電力制御を行っていない状態の入力電圧・電流波形を示す。入力電圧として商用電源を用いたため、電圧波形に高調波が見られる。PFC コンバータは入力電流波形を電圧波形を元に制御するため、入力電流波形にも電圧と同様の歪みが生じているが電圧と同位相の正弦波に近い波形が得られている。

図 3.11 及び図 3.12 にのこぎり波の傾きを変更し、無効電力制御を行った場合の電圧、電流波形を示す。図 3.11 は遅れ無効電力制御を行っている場合の結果であり、図 3.12 は進み無効電力制御を行っている場合の結果である。遅れ・進み無効電力制御の双方で、傾きの変更に応じて、電流波形の変形が大きくなっていることがわかる。

図 3.13 に遅れ無効電力制御時の有効電力・無効電力入力を示す。図 3.14 に進み無効電力制御時の有効電力・無効電力入力を示す。各実線は測定点に対して、のこぎり波の傾きごとに直線近似を行った近似直線である。各破線は理想的な制御が行われた場合に得られる理論出力を描いたものである。近似直線の傾きと y 切片を遅れ無効電力制御について表 3.2 に、進み無効電力制御について表 3.3 に示す。また、理論出力を示す直線の傾きを示す。

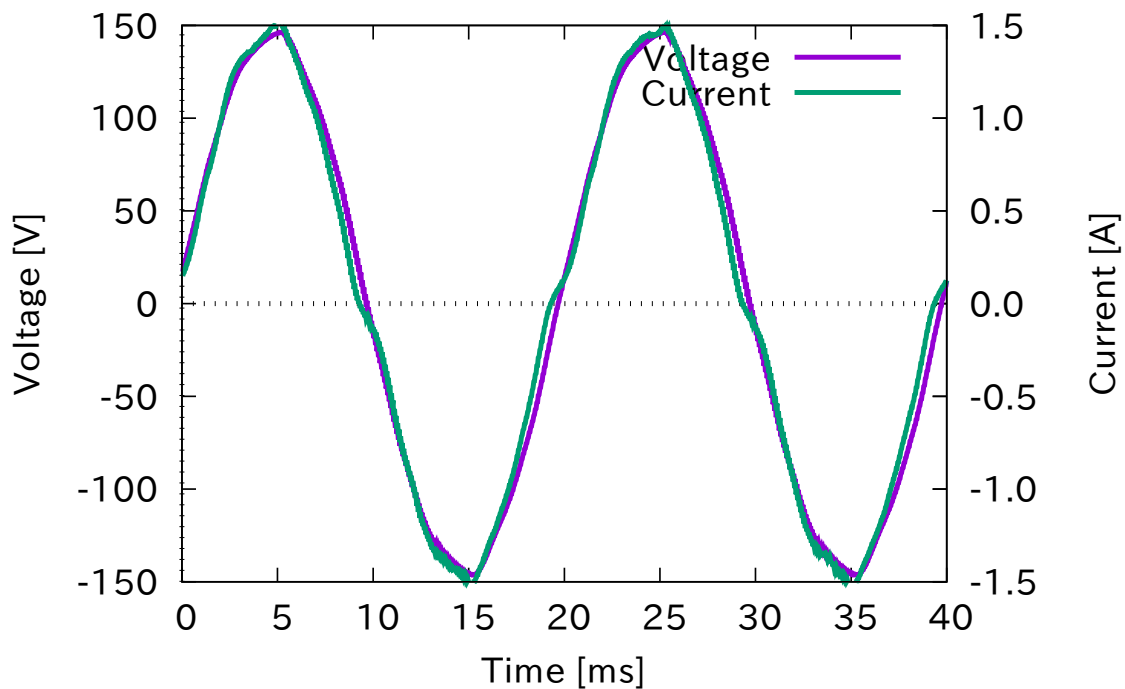


図 3.10 無効電力制御を行っていない条件での入力電圧・電流波形

表 3.2 遅れ無効電力制御での近似直線の係数

sawtooth slope	y-intercept	fitted line slope	fitted line slope (theory)
0.0	-5.0	0.0021	0.0
0.1	-1.1	0.030	0.032
0.2	-6.8	0.088	0.064
0.3	-8.7	0.13	0.095
0.4	-9.3	0.17	0.13
0.5	-9.9	0.21	0.16
0.6	-11	0.25	0.19
0.7	-12	0.29	0.22
0.8	-11	0.32	0.25
0.9	-12	0.36	0.29
1.0	-13	0.39	0.32

理想的な制御時には各直線は原点を通り、のこぎり波の傾きに対応した傾きを持つ直線となる。しかしながら、実測データをもとに得た近似直線の傾きは理論で想定される傾きに近い値が得られているが、直線同士の交点は原点から有効電力・無効電力両方向に外れている。このうち無効電力方向の外れに関しては今回製作した回路に起因する誤差であり、制御誤差では無いと考えられる。実験で用いた回路は無効電力制御を行っていない場合にも定常的に進み無効電力出力 6 Var を出力する。この要因としてスイッチングノイズを取り除くために取り付けられた入力フィルタが関係していると考えられる [118, 119, 120]。一方、有効電力方向の外れにつ

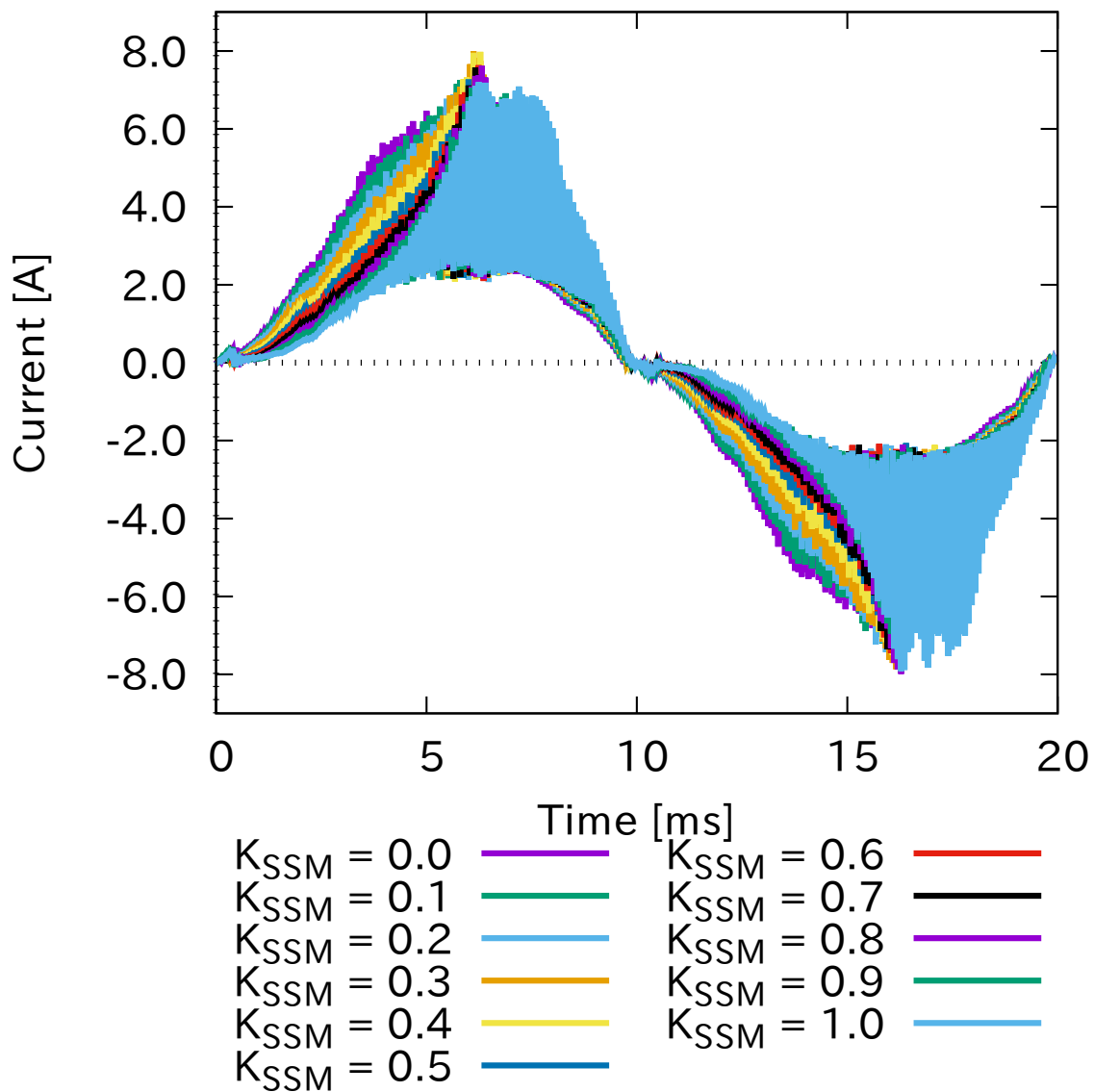


図 3.11 制御角変更による遅れ無効電力出力制御

いては電圧高調波歪みとスイッチング制約に起因すると考えられる。図 3.15 に電源電圧高調波歪みとスイッチング制約を考慮した場合の基本波無効電力出力の変化をのこぎり波の傾き  $K_{SSM} = 1.0$  の場合について示した。図中の Normal は電源電圧高調波歪みのみを検討した場合であり、スイッチング制約については検討していない場合である。今回の実験に用いた電圧源は高調波歪みの乗った商用電源である。特に第 7 次の高調波が大きい。電源電圧高調波歪みによって正弦波電圧源を仮定した理論値よりも大きな基本波無効電力出力となっている。Limited はスイッチング制約を考慮した場合の無効電力出力計算値である。低負荷での無効電力出力が大きく低下している。Modified は第 3.3 節で示したスイッチング制約の影響を抑制する制御を導入した場合を想定した無効電力出力計算値である。Limited よりも低負荷での無効電力出力の低下を抑制できているが、理想的な制御の場合に比べると低下している。



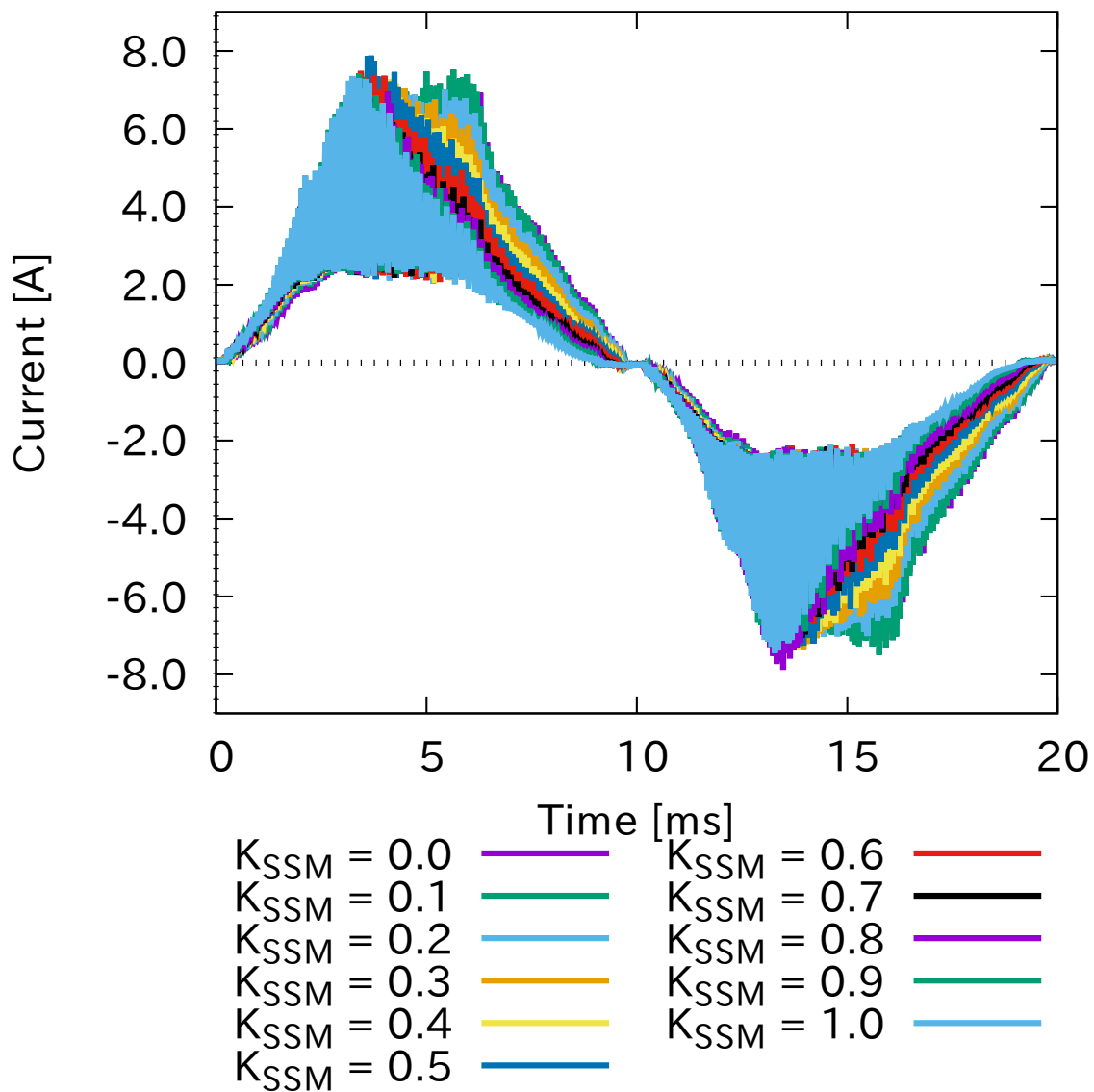


図 3.12 制御角変更による進み無効電力出力制御

以上の影響が要因となって、近似直線の傾きの増加、もしくは有効電力方向への原点の外れが生じたと考えられる。

### 3.4.3 制御可能範囲

ピーク電流及び電流実効値制約による制御範囲を実験結果より取得した。ピーク電流値として  $\pm 4.5$  A、電流実効値として 3.0 A を限度値としてこれらの値を超過しない有効電力最大の実験結果を制御各ごとに取得し、制御範囲限度とした。なおピーク電流値、電流実効値の評価には平均電流を用いた。ここで言う平均電流とは、スイッチングに伴う電流リップルを含まない電流波形であり、実験で得られた瞬時電流をスイッチング周

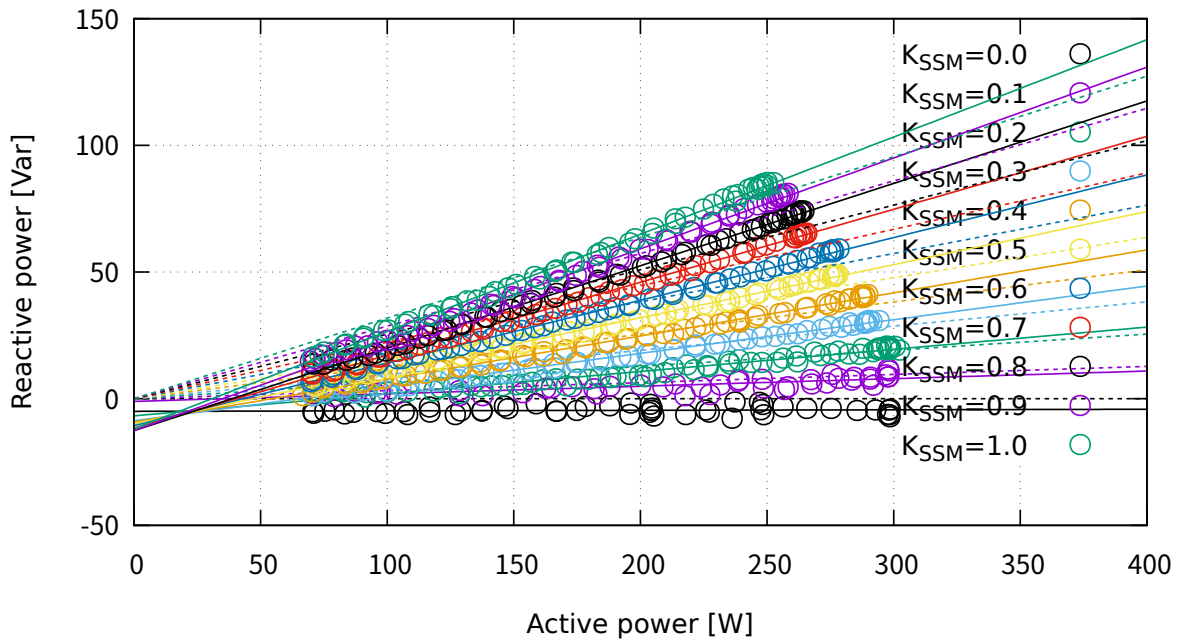


図 3.13 遅れ無効電力制御時の有効電力・無効電力入力とのこぎり波の傾き毎の近似直線

表 3.3 進み無効電力制御での近似直線の係数

sawtooth slope	y-intercept	fitted line slope	fitted line slope (theory)
0.0	5.6	-0.0062	0.0
0.1	5.6	0.026	0.032
0.2	5.6	0.064	0.064
0.3	5.2	0.10	0.095
0.4	4.6	0.14	0.13
0.5	4.2	0.18	0.16
0.6	4.2	0.21	0.19
0.7	4.3	0.25	0.22
0.8	4.6	0.28	0.25
0.9	4.2	0.31	0.29
1.0	3.4	0.35	0.32

波数での変動を遮断する低域通過フィルタに通したものをいう。

遅れ無効電力制御での結果より得られた制御範囲限度を示す測定点を図 3.16 に示す。進み無効電力制御での結果より得られた制御範囲限度を示す測定点を図 3.17 に示す。また、理論検討で得た制御範囲限度を実線で示した。

図 3.16, 図 3.17 とともに、実験における限界値は理論値の  $\pm 5\%$  の範囲にあり、理論計算による制御範囲と実験から得られる制御範囲のはよく一致している。

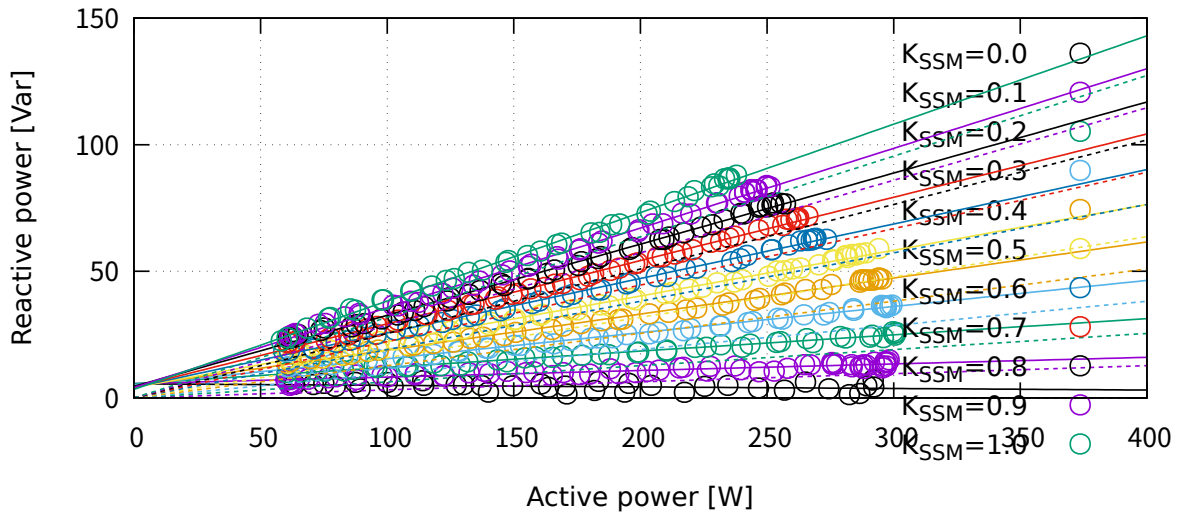


図 3.14 進み無効電力制御時の有効電力・無効電力入力とのこぎり波の傾き毎の近似直線

提案無効電力制御手法は高調波電流を流出させる問題があった。本実験で得られた入力電流波形に含まれる高調波が高調波規制規格である JIS C 61000-3-2 に定められた範囲に抑えられているかを確認した。

JIS C 61000-3-2 には機器種別によって 4 のクラスに分けられ、クラス毎に限度値が設けられている。本検討ではこの中のクラス D 適用機器に提案手法を導入したと想定して高調波規格を満たしているか検討した。

高調波規格の許容値と得られた電流波形の高調波成分を比較したところ、高調波規格許容値を逸脱する結果は得られず、全ての実験条件で高調波規格を満たした。高調波電流増加による制御範囲の制約は理論的に想定される範囲であるといえる。

### 3.4.4 出力電圧脈動

無効電力制御が PFC コンバータの動作に影響を与えないか出力電圧脈動の増加がないかに注目して評価した。

遅れ無効電力制御時の結果について示す。図 3.18 にのこぎり波の傾き条件ごとに制御範囲限度での条件での出力電圧を示す。表 3.4 に出力電圧の 100 Hz 成分の電圧脈動をピーク間値で示す。電圧が目標値である 380 V に制御されていることがわかる。また、電圧脈動も無効電力無制御時と制御時で大きく増加することはない。よって本制御による出力電圧への悪影響は今回の試験回路のような大容量キャパシタを備えた回路では見られない。

進み無効電力制御時の結果について示す。図 3.19 に制御角ごとに制御範囲限度での条件での出力電圧を示す。表 3.5 に出力電圧の 100 Hz 成分の電圧脈動をピーク間値で示す。遅れ無効電力制御と同様に電圧が目標値である 380 V に制御されていることがわかる。また、電圧脈動も無効電力無制御時と制御時で大きく増加

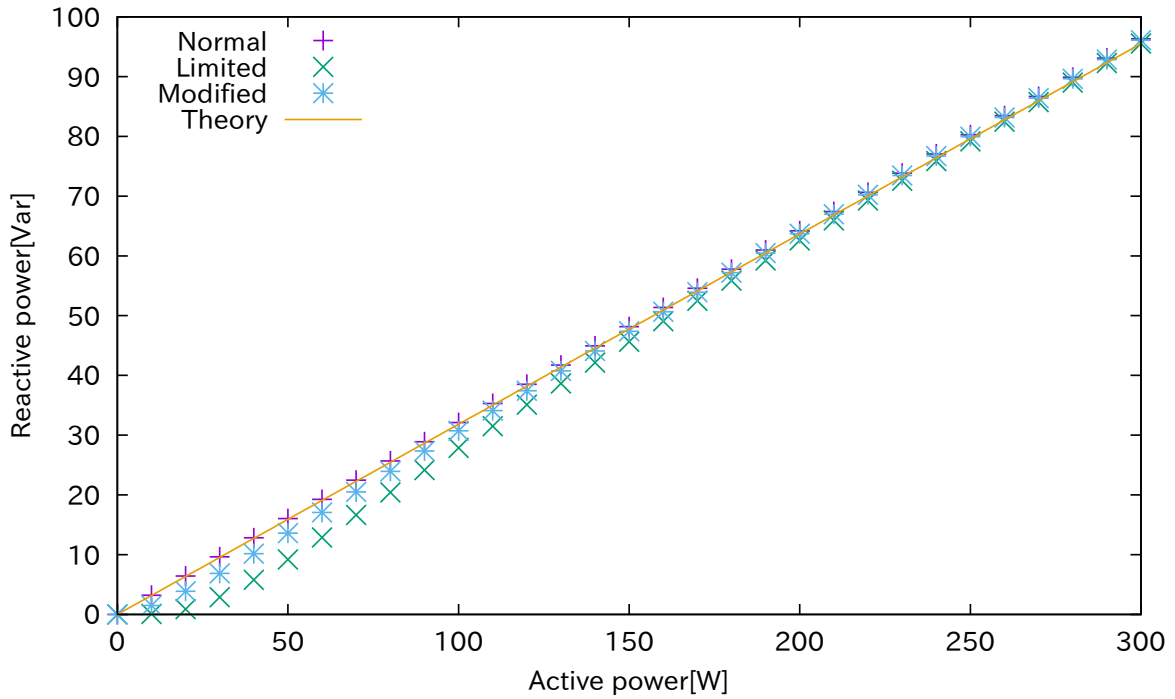


図 3.15 電源電圧高調波歪みとスイッチング制約を考慮した場合の無効電力出力変化

表 3.4 出力電圧脈動

$K_{SSM}$	$V_{pp}$ [V]
0.0	10
0.1	11
0.2	9.9
0.3	9.0
0.4	9.6
0.5	9.7
0.6	8.1
0.7	9.6
0.8	10
0.9	9.4
1.0	9.9

することは無い。よって本制御による出力電圧への悪影響は進み無効電力制御においても今回の試験回路のような大容量キャパシタを備えた回路では見られない。

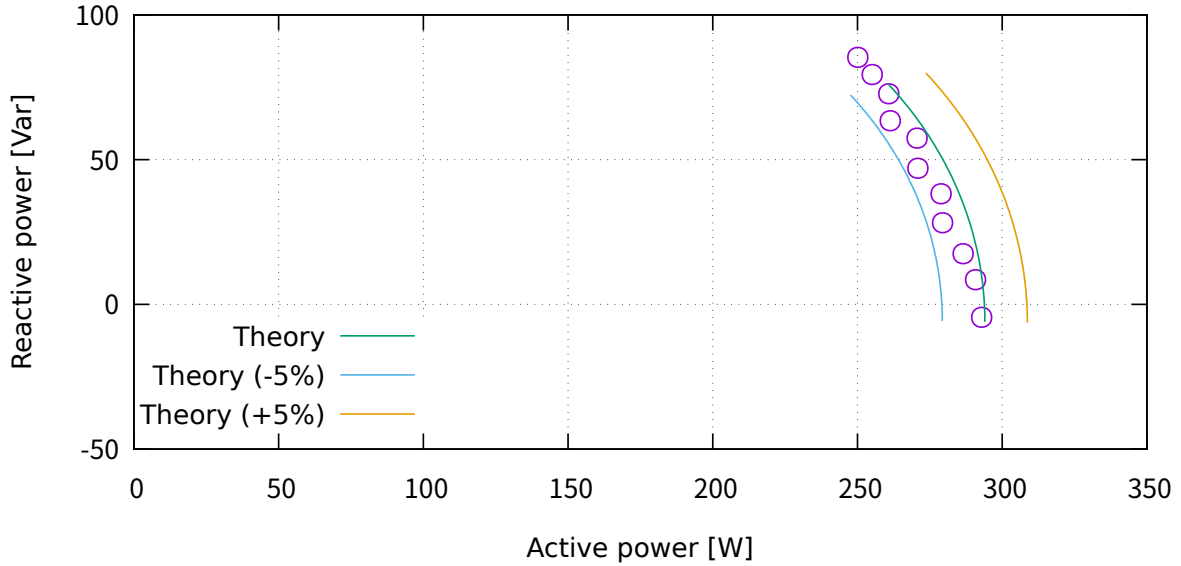


図 3.16 遅れ無効電力実験結果より得た電流ピーク値，電流実効値制約を考慮した制御範囲限度

表 3.5 進み無効電力制御での出力電圧脈動

$K_{SSM}$	$V_{pp}$ [V]
0.0	9.8
0.1	11
0.2	13
0.3	12
0.4	14
0.5	12
0.6	10
0.7	12
0.8	11
0.9	12
1.0	12

### 3.4.5 本節のまとめ

本稿では PFC コンバータを用いた改良のこぎり波乗算形無効電力制御がコンバータ出力電圧にどの程度影響を与えるか検討し，シミュレーションにより確認した。検討より出力電圧の変動幅は基本波成分のみ考えた入力皮相電力にほぼ比例することが示された。また，シミュレーションからも検討結果を支持する結果が得ら

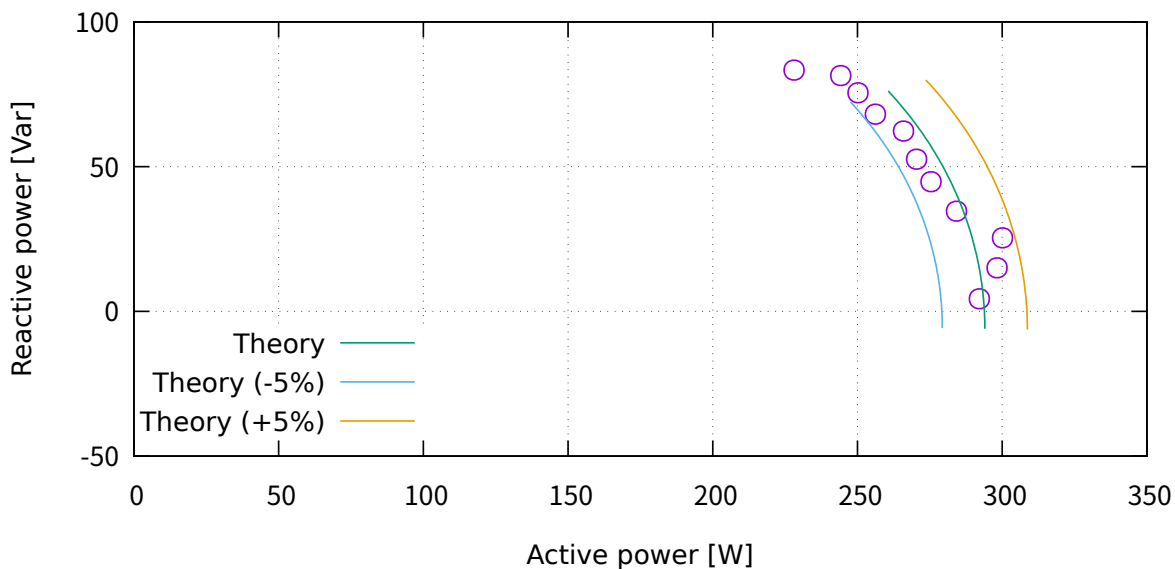


図 3.17 進み無効電力実験結果より得た電流ピーク値，電流実効値制約を考慮した制御範囲限度

れた。

本検討及びシミュレーション結果より入力皮相電力が機器定格を超えることが無いように制御すれば，機器が想定する出力電圧変動幅を越えずに制御可能であることが示された。

### 3.5 本章のまとめ

本章では PFC コンバータによる無効電力制御を可能とする制御手法として 傾き変更のこぎり波乗算形を提案した。提案手法は入力電流波形を変形することにより無効電力を制御する。電流波形変形の目標波形を用いて，無効電力制御能力を評価した。また，提案手法はピーク電流の増加及び高調波電流の増加を伴うため，機器の最大入力電流定格及び高調波規制による制約を受ける。目標波形から算出されるこの制約の下での理論的な無効電力制御可能範囲を示した。

提案した無効電力制御手法が実現可能であることを示すため，実験により無効電力が出力されること及び制約条件のもと無効電力制御範囲を確保できることを確認した。提案手法は高調波電流を低減するとともに，制御特性が線形化されており，これまでの提案手法に比べ扱いやすく，系統への影響がより小さいものとなっている。

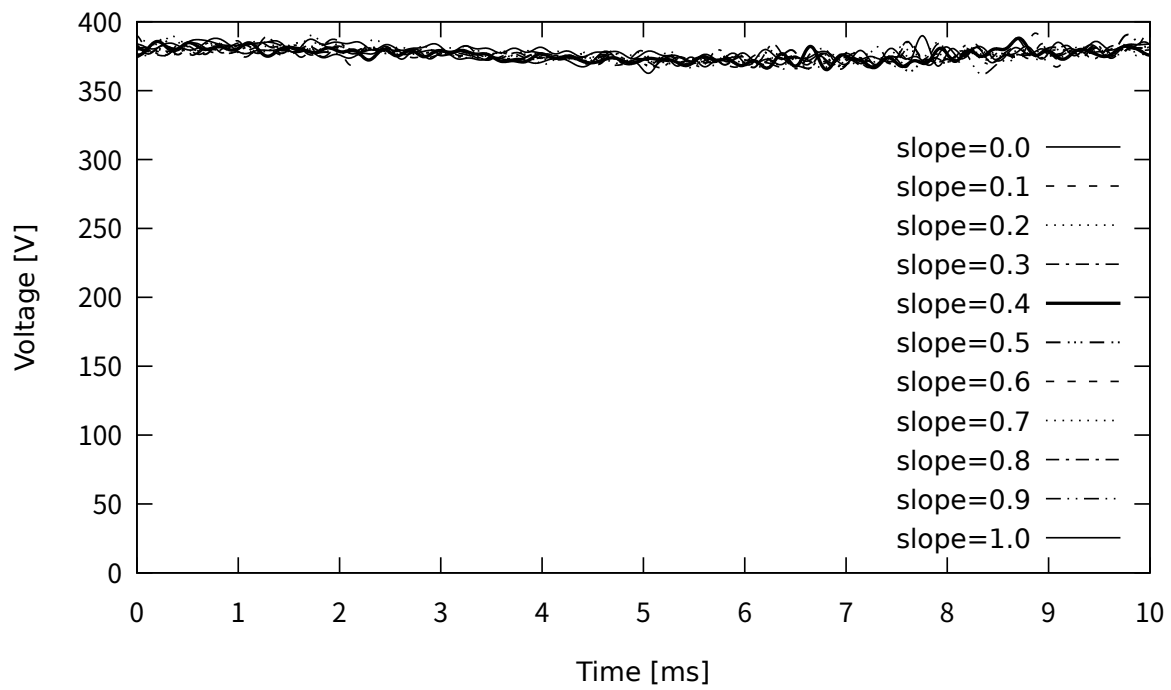


図 3.18 出力電圧脈動

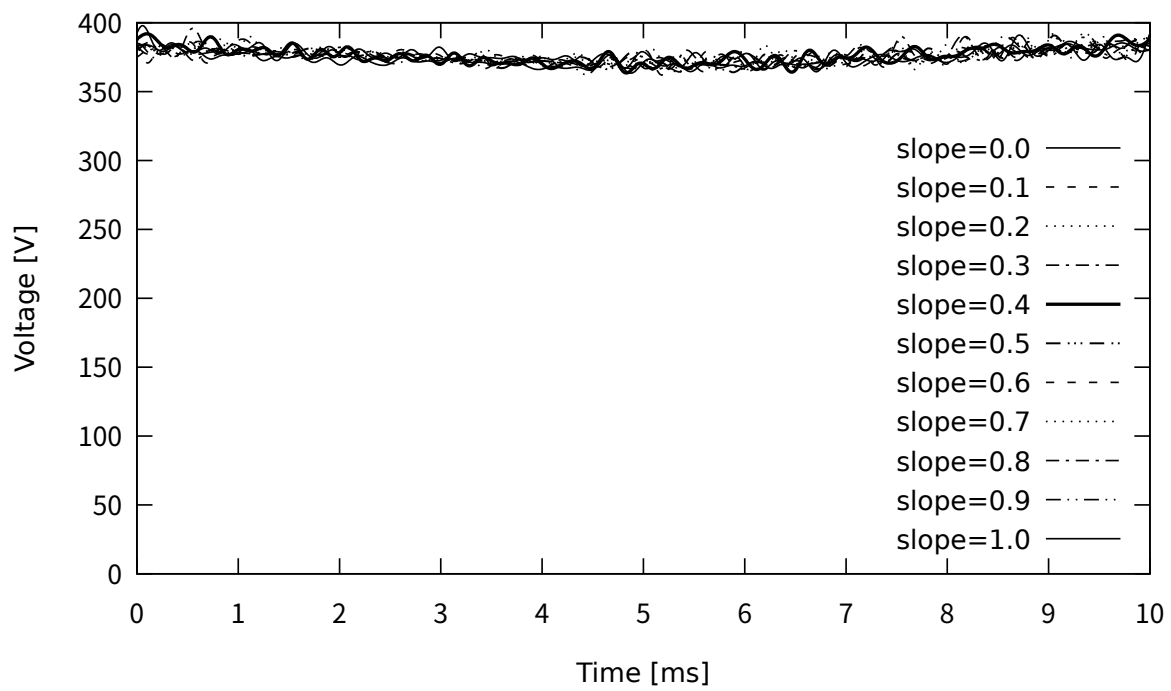


図 3.19 進み無効電力制御での出力電圧脈動

## 第 4 章

# 無効電力制御を行う PFC コンバータと配電 系統間の相互影響

本章の内容は電気学会論文誌 B に投稿し，査読中である。査読終了後に全文を公開する。



## 第 5 章

# 配電系統電圧協定制御

前章までの検討により、PFC コンバータを含む需要家機器を用いて無効電力制御を提案し、提案制御により無効電力が制御可能であり、配電系統の電圧制御に利用可能であることを確認した。また、提案制御動作時に高調波電流が配電系統に流出する問題について配電系統に与える影響を評価し、許容される範囲で制御可能な機器容量を評価した。

本章では提案した無効電力制御を需要家機器に適用し配電系統電圧逸脱を回避する上で必要となる、電圧・無効電力制御系を検討し、その安定性と電圧逸脱回避効果を確認する。

需要家機器内蔵の PFC コンバータに搭載する電圧・無効電力制御系を検討する上で考慮すべき点として次の点が挙げられる。

1. 無効電力出力可能範囲制約
2. 高調波電流抑制 (無効電力制御を必要最小限とする)
3. 自端制御とする (追加コストを低減するため通信の利用を抑制する)
4. 多数の需要家機器間での協調

1. 無効電力出力可能範囲制約は PFC コンバータを用いず、正弦波出力の電力変換器を用いた場合にも存在する。正弦波出力の電力変換器の場合は機器定格電力によって定まる制御可能範囲中で制御を行い、無効電力出力上限は有効電力出力状態によって変化する。PFC コンバータの場合も同様に有効電力出力状態によって無効電力上限が定まるが、高調波電流発生の影響により制御可能範囲は制限波出力の電力変換器よりも小さくなる。本論文では第 3 章で傾き変更のこぎり波乗算形で制御した場合の PFC コンバータの無効電力制御可能範囲を算出した。本章ではこの無効電力制御可能範囲を電圧・無効電力制御系に導入する。電圧・無効電力制御系は需要家機器に搭載されるが、必ずしも計算能力の高い制御器を利用できるとは限らない。簡易に制御可能範囲の判定を行うために、第 5.1 節にて無効電力制御可能範囲の境界を線形化する。

2. 高調波電流抑制は PFC コンバータを用いた無効電力制御に特有の検討課題である。PFC コンバータを用いて無効電力制御を行う場合、高調波電流が流出する。この高調波電流発生量は第 3 章で検討したとおり、制御可能範囲の中で無効電力を制御する限りでは高調波電流規格に抵触することはない。しかしながら、配電系統電圧歪みへの無用な悪影響を防ぐため、また、高調波電流・無効電力制御による配電系統での損失増加を防ぐため、高調波電流の流出は必要最小限にとどめることが望ましいと考えられる。そこで、PFC コンバータによる無効電力制御は電圧逸脱が懸念される状況においてのみ行い、常時無効電力制御を行わないようにすることを検討する。この条件を満たすことを考慮し、第 5.3 節にて電圧・無効電力制御系の特性を設計する。

3. 自端制御とする目的は通信の利用を減らすことで PFC コンバータによる電圧・無効電力制御系の導入に

必要なコストを低減することである。電圧・無効電力制御の方法には第 1 章で述べたように自端制御のように通信を必要としない制御方法の他に、集中制御・自律分散制御のように機器と指令所等・機器間での通信を前提とした制御方法がある。配電系統毎に多数台存在すると考えられる需要家機器を制御する上で、需要家間を超えて機器同士が通信を行う前提をおいた制御を行う場合、需要家間を接続する通信インフラの整備が必要となる。この整備コストを削減するため需要家間の通信を行わず、自端情報として得られる電圧情報のみで制御する電圧・無効電力制御系を第 5.3 節にて設計する。

4. 多数の需要家機器間での協調は需要家機器台数・容量が不明である条件下で安定に電圧制御を行うために必要な検討課題である。1 需要家内に複数の PFC コンバータ搭載需要家機器が合った場合、機器単体で想定しているよりも需要家単位での無効電力容量が大きくなる可能性がある。電圧制御を行う上で、無効電力容量が未知であっても安定に電圧制御できる方法を検討する。また、3. 自端制御とする上でも必要となる検討課題である。需要家間は通信を行わないため異なる需要家に属する需要家機器間で協調が取れる保証がない。検討した電圧・無効電力制御系で複数需要家間で安定して電圧制御が行われるかシミュレーション検討を行う。

## 5.1 無効電力制御可能範囲の線形化と電圧・無効電力制御系出力の検討

本節では電圧・無効電力制御系で考慮すべき 4 点中、1. 無効電力出力可能範囲制約について検討する。提案手法の無効電力制御可能範囲は第 3.2.4 節で検討され、図 3.6 で示される範囲であると算出された。この制御可能範囲の境界は一部非線形の部分がある。本節では電圧・無効電力制御系において制御可能な無効電力上限を簡易に算出できるようにこの非線形な境界を線形化することを考える。

非線形な制御可能範囲境界は制御可能領域の外側に膨らんだ形となっている。このため、制御可能領域の頂点同士を結ぶ線分を新しい境界としても、元の制御可能範囲を逸脱することはない。図 5.1 に制御可能領域の頂点同士を結ぶ線分を新しい境界とした制御可能範囲を示す。線形化された範囲境界は (5.1) 及び (5.2) によって表現される。

$$Q = \pm \frac{1}{\pi} P \quad (5.1)$$

$$Q = \pm \frac{P_{th}}{\pi} \frac{1-P}{1-P_{th}} \quad (5.2)$$

(5.1) は元の制御可能範囲の境界の一部であり、のこぎり波の変形により無効電力を線形に制御可能な無効電力の上限値を示す。(5.2) は新たに定義された制御可能範囲の境界である。もとの境界はピーク電流が機器定格を超えない条件のもと制御できる無効電力の上限を示していた。

線形化した無効電力制御範囲により、制御可能な無効電力上限は次のように求められる。PFC コンバータの有効電力入力定格電力の  $P_{th}$  倍までは有効電力入力の  $\frac{1}{\pi}$  倍の無効電力まで制御可能であり、傾き変更のこぎり波乗算形の制御パラメータであるのこぎり波の傾き  $K_{SSM}$  で表現すると -1 から 1 まで最大制限制御可能である。PFC コンバータの有効電力入力定格電力の  $P_{th}$  倍を超えると有効電力入力  $P$  の  $\frac{1-P}{1-P_{th}} \frac{1}{\pi}$  倍の無効電力までに制御範囲は制限される。傾き変更のこぎり波乗算形の制御パラメータであるのこぎり波の傾き  $K_{SSM}$  で表現すると  $-\frac{1-P}{1-P_{th}}$  から  $\frac{1-P}{1-P_{th}}$  までに制御可能範囲が制限される。

制御可能範囲逸脱の判定を無効電力で行う場合、無負荷状態から定格運転状態までの全ての状態において、無効電力出力上限が有効電力入力に依存する。一方、制御可能範囲逸脱の判定を制御パラメータであるのこぎり波の傾き  $K_{SSM}$  を用いて行う場合、図 5.2 に示すように  $K_{SSM}$  定格の  $P_{th}$  倍以下の入力電力では  $K_{SSM}$  に制約はなく、定格の  $P_{th}$  倍より大きい入力電力でのみ  $K_{SSM}$  の上限に制御系の出力がかかっているかを

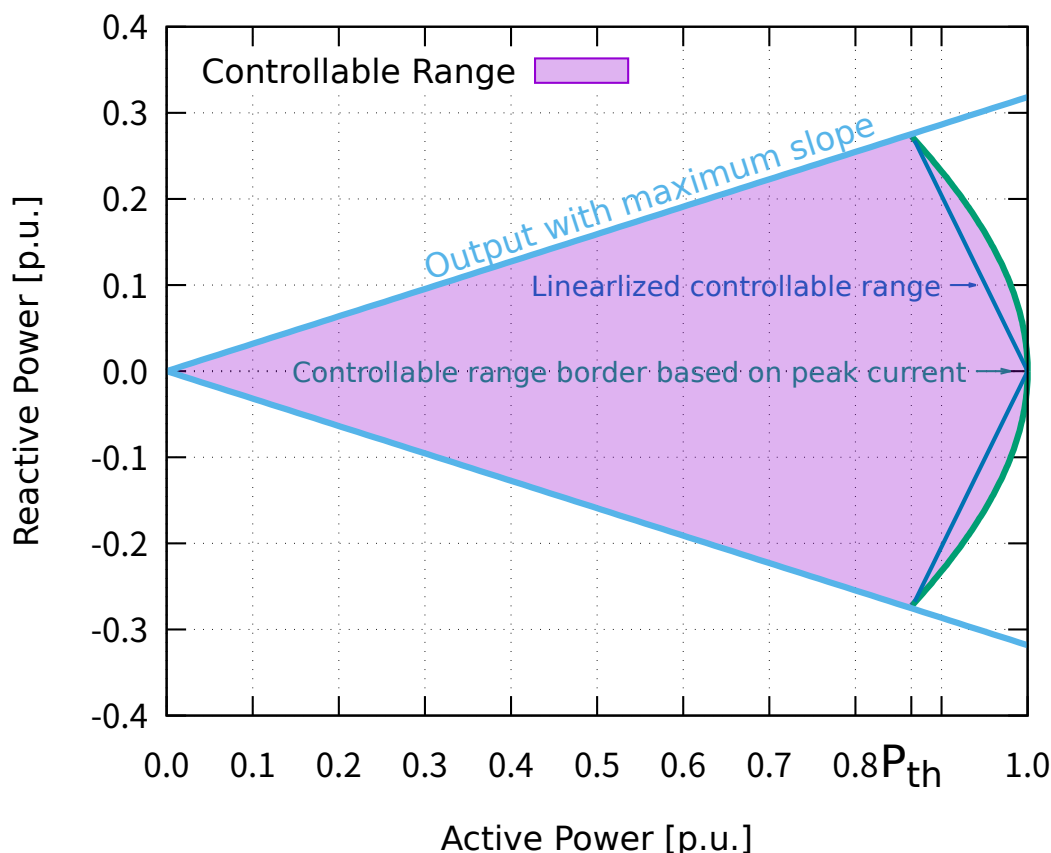


図 5.1 領域境界を線形化した無効電力制御可能範囲

判定すればよくなる。制御可能範囲逸脱の判定と逸脱回避のための無効電力出力抑制を簡易にするために、電圧・無効電力制御系の出力を  $K_{SSM}$  として今後の検討を行う。

今後の電圧・無効電力制御系の検討及び制御系安定性の評価シミュレーションではこの線形化され、無効電力制御可能範囲の上限の算出を簡易化した制御可能範囲に基づいて行う。制御系の出力はこのぎり波の傾き  $K_{SSM}$  とし、制御可能範囲の判定を容易にする。

## 5.2 電圧・無効電力制御系入力の見直し

3. 自端制御を実現するために電圧・無効電力制御系の入力情報を検討する。

一切の通信を行わない前提の場合、自端で得られる情報としては入力電圧、入力消費電力がある。入力消費電力は第 5.1 節の方法に従って、制御可能なこのぎり波の傾き  $K_{SSM}$  の上限を算出するために用いられる。入力電圧は本節で検討する電圧・無効電力制御系の入力値であり、制御系の目的は受電点の電圧が配電系統で定められた電圧範囲から逸脱することを回避することである。

一般家庭等では、受電点は引込線取付点とされており、電気事業法に定められた電圧を満たすべき電圧規制点も受電点である場合が多い。自端情報から得られる需要家機器の入力電圧と制御目標である受電点電圧の間には宅内配線による電圧降下により差が生じる。このため、自端情報から得られる需要家機器の入力電圧を入

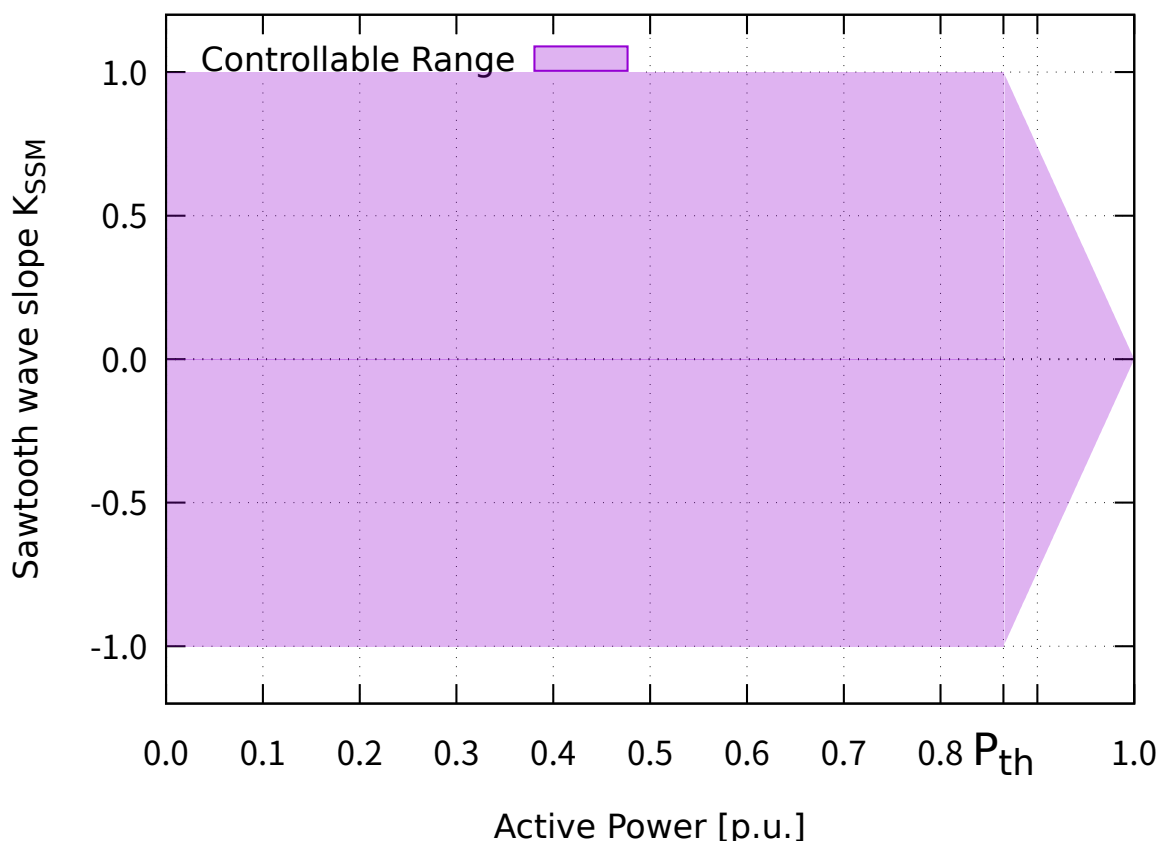


図 5.2 のこぎり波の傾き  $K_{SSM}$  で表した制御可能範囲

力値として電圧・無効電力制御を行った場合、受電点電圧よりも入力電圧が低く、受電点電圧の上限逸脱に対して制御が働かない可能性がある。また、受電点電圧が低下している条件では、入力電圧が先に下限電圧に達し、受電点電圧の下限逸脱回避には不要な無効電力制御を行う可能性がある。このため受電点電圧もしくはその推定値を制御系の入力に用いることが望ましい。

需要家機器入力電圧から受電点電圧を推定するには、受電点から需要家機器までの宅内配線のインピーダンス及び、宅内配線を通る電力潮流を把握し、宅内配線による電圧変化を求める必要がある。無効電力制御対象とする需要家機器が受電点もしくは分電盤まで専用回線で接続されている場合、電力潮流は自端情報から得られる。また、需要家機器設置時に専用回線に接続した後、移動することがない機器である場合は宅内配線のインピーダンスを設置時に与えることができる。

宅内配線での電圧変化を考慮に入れて受電点電圧を検討する例として、PV の PCS を設置する際の電圧整定値の設定がある。このため、PCS 設置の際には受電点から機器までのインピーダンスを推定し、この宅内配線による電圧上昇分を補正して整定値を設定している。このインピーダンスの計算方法が各電力会社から提供されており、単位長さあたりの線路インピーダンスと配線距離から計算する。

本研究では提案無効電力制御を適用する需要家機器として、ヒートポンプ給湯機・エアコン・EV 充電器等を想定している。これらの機器は消費電力が大きいため、分電盤から専用回線で配線されることが多い。この場合、新築需要家に機器を設置する場合は専用回線のインピーダンスを機器に与え、受電点電圧を推定するこ

とが可能である。しかしながら、機器取り替え等で既存配線に機器を設置する場合は、配線種別・距離等が不明であるため専用回線のインピーダンスを与えることは容易ではない。また、専用回線ではなく、他機器と回線を共用する場合、電力潮流の推定も困難となる。

本検討では、宅内配線による電圧変化を考慮して受電点電圧を推定することを行わず、電力量計・分電盤等から受電点電圧情報を電力線通信 (Power Line Communication: PLC) 等で取得することとした。自端情報以外の入力を通信により得ることになるが、需要家内での PLC であることから通信インフラの整備コストは大きくないと考えた。また、必要となる通信も電力量計・分電盤等から需要家機器に向けて電圧情報を送信するのみであり、大容量の通信は求められない。

### 5.3 電圧・無効電力制御系の特性検討

2. 高調波電流抑制、及び 4. 多数の需要家機器間での協調、を考慮して、電圧・無効電力制御系の特性を検討する。

4. 多数の需要家機器間での協調のために本検討では次に挙げる 3 種の電圧・無効電力制御特性を PFC コンバータによる無効電力制御に適用し、需要家機器 1 台での配電系統電圧制御安定性を比較する。

- しきい値制御
- ヒステリシス制御
- ドループ制御

2. 高調波電流抑制のために、比較に用いる電圧・無効電力制御特性には不感帯を設け、そのしきい値を調整し、無効電力制御が動作する条件を絞ることとする。

以降にて 3 種の電圧・無効電力制御特性を示し、次節にて電圧制御安定性の比較を行っていく。

#### 5.3.1 配電系統受電端電圧・無効電力特性

電圧・無効電力制御系の特性を検討する前に、配電系統の受電端における電圧・無効電力特性の傾向を示す。電圧・無効電力特性の変化は制御電圧しきい値決定において考慮すべき点である。配電系統受電端の電圧・無効電力特性は配電系統インピーダンス、送電端電圧、需要家有効電力によって変化する。このうち、配電系統インピーダンス、需要家有効電力による特性変化の傾向を示す。なお、電圧・無効電力特性は本来非線形であり、本節での説明は限られた領域で線形化できるとした場合の傾向を示している。なお、配電系統受電端電圧・無効電力特性に関する詳細は付録 D を参照すること。

配電系統線路インピーダンスが変化すると、電圧・無効電力特性はその傾きが変化する。図 5.3 にその傾向を示す。線路インピーダンスが大きくなると、傾きは小さくなり、無効電力変化に対する電圧変化は大きくなる。線路インピーダンスが小さくなると、傾きは大きくなり、無効電力変化に対する電圧変化は小さくなる。

需要家有効電力が変化すると電圧・無効電力特性は電圧方向に移動したように見ることができる。図 5.4 にその傾向を示す。需要家負荷有効電力が大きくなると、電圧が小さくなる方向に移動し、同じ電圧を維持するために必要となる無効電力が進み方向に大きくなる。需要家負荷有効電力が小さくなると、電圧が大きくなる方向に移動し、同じ電圧を維持するために必要となる無効電力が遅れ方向に大きくなる。

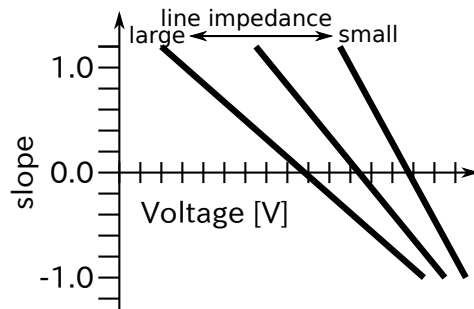


図 5.3 配電系統線路インピーダンス変化に対する電圧・無効電力特性の変化の傾向

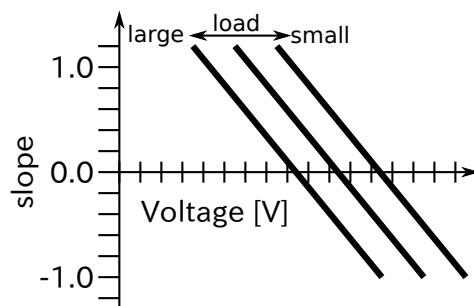


図 5.4 需要家負荷有効電力変化に対する電圧・無効電力特性の変化の傾向

### 5.3.2 しきい値制御

最も簡単な制御方法の中でしきい値によって出力を決定する方法が考えられる。図 5.5 は本制御系での電圧と無効電力出力の関係を示す。本制御系は入力電圧がしきい値を超えた場合に最大の無効電力指令を出力し、しきい値以内である場合、無効電力 0 を指示する。電圧上昇側では入力電圧がしきい値  $V_{HH}$  を上回った場合、遅れ無効電力を可能な限り出力し、下回った場合、無効電力出力を停止する。電圧低下側では入力電圧がしきい値  $V_{LL}$  を下回った場合、進み無効電力を可能な限り出力し、上回った場合、無効電力出力を停止する。

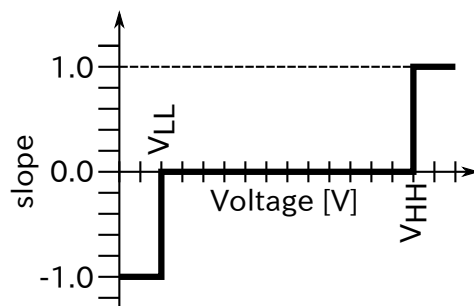


図 5.5 しきい値制御における電圧・無効電力の関係

本制御系の利点は構成が単純である点、しきい値電圧を電圧基準範囲境界に設定することにより電圧逸脱が発生している時にのみ無効電力制御を出力し、電圧逸脱回避に不要な無効電力制御を抑制できる点である。起

こりうる問題として電圧制御が振動的となることが考えられる。

電圧・無効電力制御が振動的となる条件を配電系統電圧特性を示しながら説明する。図 5.6, 図 5.7, 図 5.8 に電圧・無効電力制御特性の図 5.5 に配電系統電圧特性の一例を加えたものを示した。配電系統電圧特性は配電系統の線路インピーダンス, 需要家の有効電力によって変化する。図 5.6 及び図 5.7 に示すように配電系統電圧特性を示す曲線が, 電圧・無効電力制御特性のしきい値部分で垂直に立った部分以外と交差する場合, 無効電力出力状態, もしくは出力停止状態で動作点が定まり, 電圧は安定する。図 5.8 に示すように有効電力の変化により, 配電系統電圧特性を示す曲線が, 電圧・無効電力制御特性のしきい値部分の垂直に立った特性と交差する場合, 無効電力出力状態と出力停止状態の間を遷移し続け, 電圧は振動する。

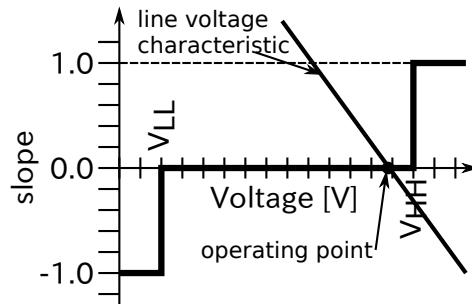


図 5.6 しきい値制御において無効電力制御なしに安定である状態

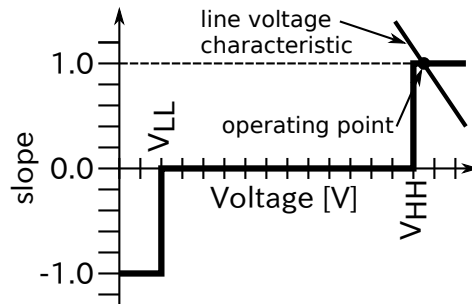


図 5.7 しきい値制御において無効電力制御を行いながら安定である状態

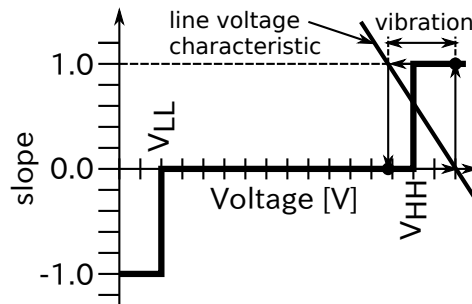


図 5.8 しきい値制御において電圧が振動する状態

### 5.3.3 ヒステリシス制御

しきい値制御で発生する振動を防止するため、ヒステリシス制御も検討した。制御における電圧-無効電力の関係を図 5.9 に示す。本手法は電圧上昇側に  $V_{HH}$ ,  $V_{HL}$  と低下側に  $V_{LH}$ ,  $V_{LL}$  のそれぞれ 2 つのしきい値を持つ。内側のしきい値  $V_{HL}$ ,  $V_{LH}$  より電圧が中央寄りである時無効電力を出力せず、外側のしきい値  $V_{HH}$ ,  $V_{LL}$  より電圧が外方にある時、最大の無効電力出力を指令する。内側と外側のしきい値の間に電圧がある時は直前の無効電力出力状態を保持する。

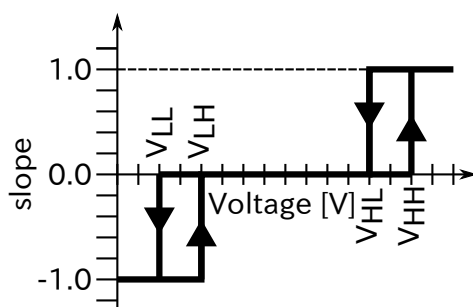


図 5.9 ヒステリシス制御における電圧-無効電力の関係.

本制御手法の利点は振動的な制御となることを避けうる点にある。しかしながら振動的な条件を避けられる条件は、しきい値の設定と配電系統インピーダンス、需要家有効電力状態に依存する。電圧・無効電力制御が振動的となる条件を配電系統電圧特性を示しながら説明する。図 5.10, 図 5.11, 図 5.12 に電圧・無効電力制御特性の図 5.9 に配電系統電圧特性の一例を加えたものを示した。図 5.10 及び図 5.11 は電圧が振動せず、安定して制御される条件での例を示したものである。図 5.10 は需要家有効電力や系統インピーダンスの変化による配電系統電圧特性の変化に対して余裕がある例である。図 5.11 は逆に配電系統電圧特性の変化に対して余裕がないため、需要家有効電力や系統インピーダンスが制御の安定性に対して不安定となる方向に変化した場合、電圧が振動する条件の例である。図 5.12 は配電系統電圧特性の変化により電圧が振動する状態となった例である。振動的となる可能性があるのは配電系統インピーダンスが大きく、配電系統電圧特性曲線の傾きが小さく、配電系統電圧特性曲線が電圧・無効電力制御特性の 2 しきい値での垂直な特性の両方と交わる場合である。この場合、しきい値制御で振動状態となる場合と同様、無効電力出力状態と停止状態を繰り返す、電圧は振動する。

なお、配電系統の構成が変化することは稀であり、配電系統インピーダンスの変化による配電系統電圧特性の主に傾きの変化が起こることは稀である。しかしながら、本検討で取り上げる電圧・無効電力制御系の出力は無効電力ではなく、PFC コンバータが出力する無効電力を制御するパラメータであるのこぎり波の傾き  $K_{SSM}$  である。このため、同じ  $K_{SSM}$  であっても PFC コンバータの有効電力出力によって出力される無効電力は変化し、制御特性図中の系統特性は無効電力軸方向に伸縮するため系統特性曲線の傾きが変化する。

電圧制御が振動的となる条件を回避するためには系統電圧特性曲線の傾きに応じて 2 しきい値間の電圧差を配電系統電圧特性曲線が電圧・無効電力制御特性の垂直な特性部分 2 本と交わらないように設定する。

2 しきい値間の電圧差を図 5.11 に示す条件のように振動的とならない限界の条件に設定した場合、本制御手法で無効電力が出力される期間はしきい値制御で無効電力が出力される期間及び振動的となり断続的に無効電力が出力される期間と同一となる。このため、無効電力出力期間を抑制する点ではしきい値を調整した本手



法としきい値制御は同一の能力を持つと言える。

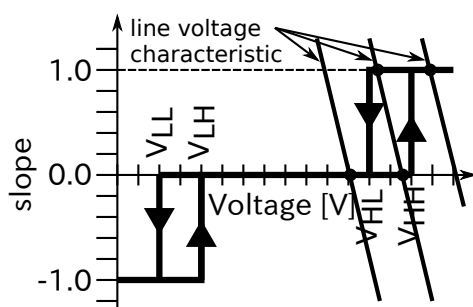


図 5.10 ヒステリシス制御において安定である状態

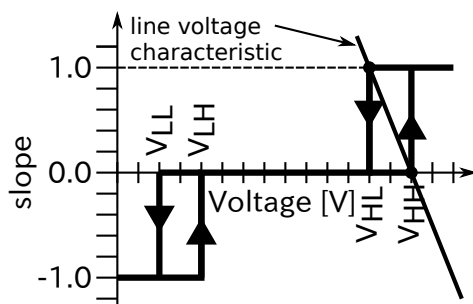


図 5.11 ヒステリシス制御において安定である状態の限界

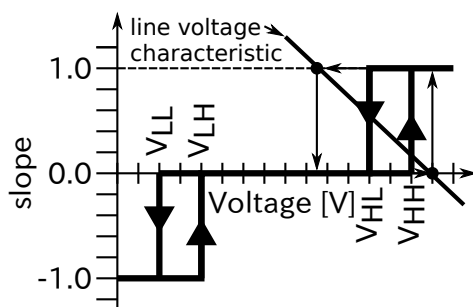


図 5.12 ヒステリシス制御において電圧が振動する状態

### 5.3.4 ドループ制御

しきい値制御，ヒステリシス制御は条件により電圧が振動する場合があった。ヒステリシス制御は制御電圧しきい値の調整により振動する条件を回避することも可能であるが，条件の変化に応じてしきい値を変化させる必要がある。理論上，定常的には安定点が常に定まる制御として本節では図 5.13 に示した電圧・無効電力の関係を持つドループ制御を検討する。本制御系はヒステリシス制御と同様，本手法は電圧上昇側に  $V_{HH}$ ， $V_{HL}$  と低下側に  $V_{LH}$ ， $V_{LL}$  のそれぞれ 2 つのしきい値を持つ。ヒステリシス制御と同様に，内側のしきい値  $V_{HL}$ ， $V_{LH}$  より電圧が中央寄りである時無効電力を出力せず，外側のしきい値  $V_{HH}$ ， $V_{LL}$  より電圧が外方にあ

る時、最大の無効電力出力を指令する。内側と外側のしきい値の間に電圧がある時はヒステリシス制御と異なり、しきい値での無効電力指令値につながるように電圧変化に応じて無効電力出力指令値が線形変化する。

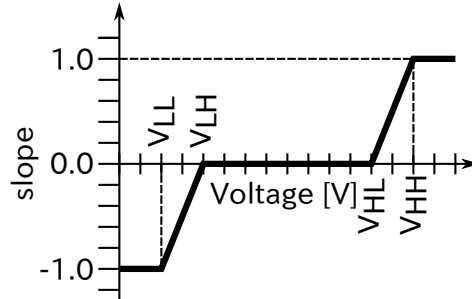


図 5.13 ドループ制御における電圧-無効電力の関係

本制御特性の利点として、定常状態において理論的には電圧の振動が発生しない点がある。図 5.14 に電圧・無効電力制御特性の図 5.13 に配電系統電圧特性の一例を加えたものを示した。本電圧・無効電力制御特性の曲線には垂直となる部分がなく、配電系統電圧特性の曲線と、本電圧・無効電力制御特性の曲線はいかなる条件でも 1 点で交わり、常に、ある電圧・無効電力出力に安定する。しかしながら、制御系の構成は電圧比較器のみでなく、連続的な電圧検出が必要となるため、他の方式に比べ複雑となる。

電圧検出が離散的である場合、制御が振動的となる可能性がある。図 5.15 に電圧検出が離散的である場合の電圧・無効電力特性をしきい値間の部分に注目して示した。電圧検出が離散的である場合、しきい値間の電圧・無効電力特性はしきい値制御における電圧・無効電力特性が集合した形の特性となる。このため、電圧・無効電力特性が垂直となる部分が生じる。図 5.16 のように、電圧・無効電力特性が垂直となる部分と系統電圧特性が交わらない場合は安定な動作点が得られる。図 5.17 のように、電圧・無効電力特性が垂直となる部分と系統電圧特性が交わる場合はしきい値制御のように特性が垂直となっている部分の前後で電圧が振動する。図 5.17 の例では電圧振動幅は小さいが、系統インピーダンスが大きい、PFC コンバータの有効電力が大きい等の理由で系統電圧特性の傾きが小さい場合、電圧振動幅は大きくなる。電圧検出が離散的である場合に発生する電圧振動を抑制するために、電圧検出の離散値間の特性をそれぞれヒステリシス制御での特性と同様にすることが考えられる。図 5.18 に電圧検出離散値間をヒステリシス特性で繋いだ場合の電圧・無効電力制御特性を示す。このヒステリシス特性により電圧の振動なく制御できるしきい値設定値はしきい値間で系統電圧特性を示す曲線の傾きが一定であると仮定する場合、ヒステリシス特性と同じ設定値が安定となる。本制御特性では定常的には一点の動作点で動作する。この状態が維持されるのは、電圧変化の発生から電圧が検出され無効電力制御が行われるまでの時間遅れがない場合である。本制御導入時の想定として電圧検出は需要家機器外で行い、その情報を宅内通信を介して受信することとしており、電圧変化から無効電力制御までの間には時間遅れが発生するものと考えられる。制御までの時間遅れが電圧制御の安定性に与える影響を検討する。図 5.19 及び図 5.20 に制御に時間遅れがある場合の電圧・制御の遷移を示した。図 5.19 は電圧が振動しながらも定常的な動作点に向けて電圧振動が収束していく条件を示している。図 5.20 は電圧の振動が継続する条件を示している。電圧の振動が継続するか、定常的な動作点に収束するかは系統電圧特性の傾きと、本制御のしきい値設定に依存する。しきい値間で系統電圧特性を示す曲線の傾きが一定であると仮定する場合、振動的とならない限界のしきい値設定はヒステリシス制御と同一となる。しきい値設定が限界を超え、しきい値間の間隔が小さくなり、制御特性の傾きの絶対値が系統電圧特性の傾きの絶対値より大きくなると、電圧・制御の

遷移の一部が無効電力最大出力部分もしくは無効電力出力停止部分にかかり、遷移が同一の軌道を通るようになる振動は取束しない。電圧検出が離散的である場合と同様、制御遅れが存在する場合も制御電圧しきい値はヒステリシス制御と同様とする必要がある。ヒステリシス特性と同一のしきい値設定値を用いた場合、しきい値間を電圧が通過する間の時間電圧上昇率  $\frac{dV}{dt}$  と時間電圧低下率  $-\frac{dV}{dt}$  が等しい場合、ヒステリシス制御を行った場合と、本制御特性で制御を行った場合で出力される無効電力の積算値は同一となる。

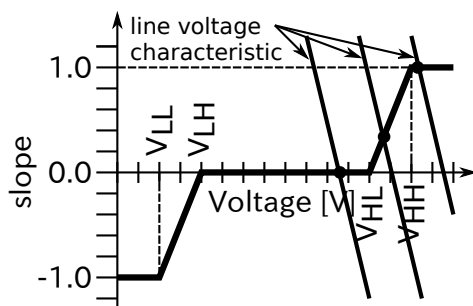


図 5.14 ドループ制御で安定な動作点を持つ例

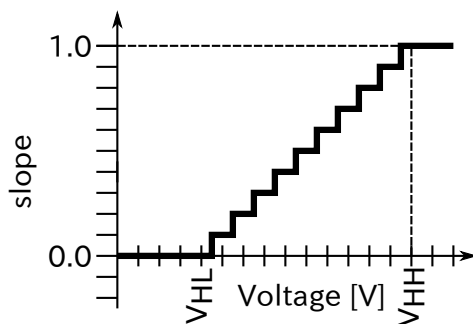


図 5.15 ドループ制御で電圧検出が離散的な場合の特性

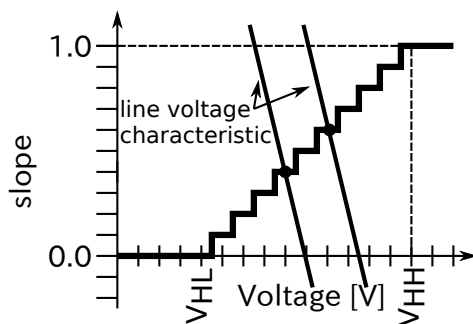


図 5.16 ドループ制御で電圧検出が離散的な場合に安定となる例

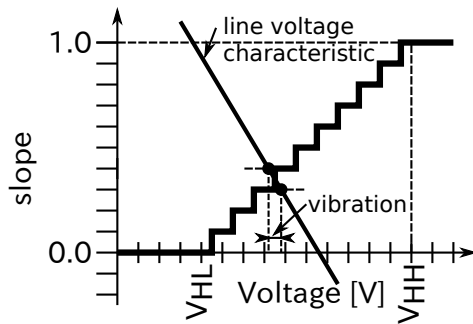


図 5.17 ドループ制御で電圧検出が離散的な場合に電圧が振動する例

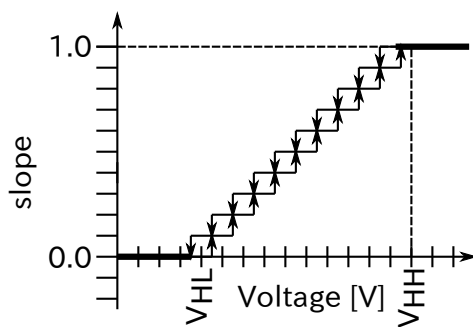


図 5.18 ドループ制御で電圧検出が離散的な場合にヒステリシス特性を加える

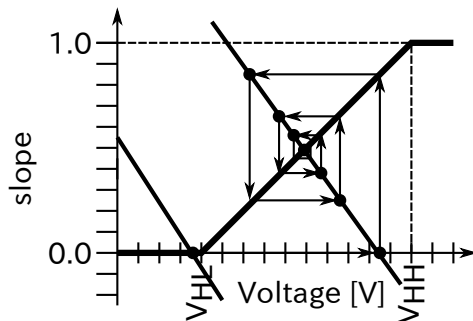


図 5.19 ドループ制御で制御遅れがある場合、振動しながら動作点に近づく

## 5.4 需要家 1 軒での電圧・無効電力制御系の安定性

第 5.3 節で取り上げた 3 種の電圧・無効電力制御系について、需要家 1 軒のみが存在する低圧配電系統モデルを用いて電圧制御の安定性を比較検討する。

それぞれの制御系について不要無効電力制御の抑制と安定性を検討する上で電圧しきい値の選択は重要である。制御が振動しないしきい値の設定方法についても検討を行う。なお、外側しきい値  $V_{HH}$ ,  $V_{LL}$  は配電系統電圧上下限值に対して 0.5 V の余裕を持って無効電力制御を行うよう 106.5 V 及び 95.5 V とした [121]。

以降にてそれぞれの制御系の内側しきい値  $V_{HL}$ ,  $V_{LH}$  決定及び安定性評価を行うためのシミュレーション条

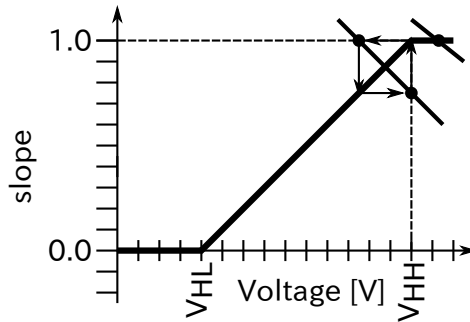


図 5.20 ドループ制御で制御遅れがある場合、しきい値設定によって振動が継続する

件について示したのち、シミュレーション結果を示し、安定性比較を行う。

#### 5.4.1 シミュレーション条件

電圧・無効電力制御系のしきい値選択と電圧制御安定性の評価を行うためのシミュレーション条件を示す。シミュレーション検討は需要家機器に内蔵された PFC コンバータから流出する高調波電流を考慮するため、瞬時値シミュレーションにより実施した。

##### 配電線と負荷の条件

本シミュレーションでは低圧配電システムの末端需要家からの無効電力制御により末端需要家の電圧逸脱を回避する想定でのシミュレーションを行う。制御系の安定性を確認するためのシミュレーションであり、高圧配電システム及び末端需要家以外の需要家の模擬を省略した簡易なモデルを用いた。末端需要家における PFC コンバータ以外の線形・正弦波負荷及び PFC コンバータ負荷のみが接続されているものとした。シミュレーションで用いた電線の回路モデルを図 5.21 に示す。線路インピーダンス及びその他のパラメータは表 5.1 に示す。表 5.1 に示した線路インピーダンスは柱上変圧器インピーダンス、低圧配電線インピーダンス、引き込み線インピーダンスを含んだものである。想定した線路構成を表 5.2 に示した。電源  $V_{src}$  は柱上変圧器 1 次側電圧を表現しており、電圧  $V_{src}$  は 105.0 V に設定した。

表 5.1 シミュレーションで用いたパラメータ

$V_{src}$	105.0 V
R	0.204 $\Omega$
L	0.036 $\Omega$

表 5.2 想定した低圧線路構成

line type	R [ $\Omega$ /km]	X [ $\Omega$ /km]	length [km]
pole Tr	$4.03 \times 10^{-3}$	$8.49 \times 10^{-3}$	(105V base)
SV60	0.361	0.080	0.300
DV3.2	2.3	0.094	0.040

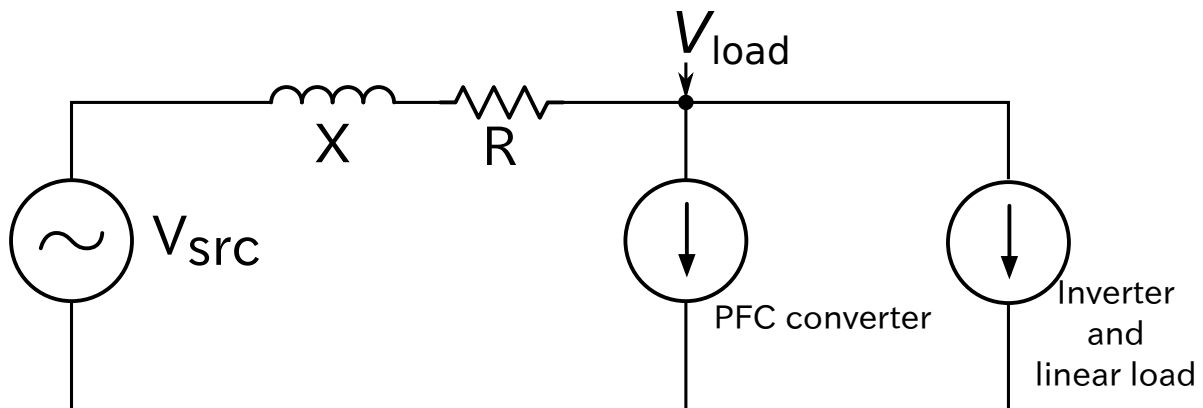


図 5.21 電圧・無効電力制御系シミュレーションに用いた低圧配電系統

PFC コンバータ以外の線形・正弦波負荷は電圧上昇・低下条件を起こすために、有効電力を変化させてシミュレーションを行った。PFC コンバータ負荷についてもその出力によって安定性に影響する可能性があるため、有効電力を変化させた。PFC コンバータ負荷の定格容量は無効電力を  $K_{SSM} = 1.0$  もしくは  $K_{SSM} = -1.0$  まで制御するのに十分な容量が確保できるとした。

#### 電圧無効電力制御方法

PFC コンバータに適用した無効電力制御方法としては次の 4 条件を適用した。第 1 の条件は、PFC コンバータは一定の無効電力を出力する条件である。その他の条件では前節で導入した 3 制御特性を PFC コンバータに適用した。電圧・無効電力制御系は電力計・分電盤から電圧情報を得ることで制御を行う。電圧情報の取得遅れが制御に与える影響を検討するため、直前 1 電源周期の実効値電圧が得られる理想的な条件から、指定した電源周期だけ電圧情報が遅延する条件でのシミュレーションを行い、電圧情報遅延が制御に与える影響を評価した。

#### 5.4.2 一定無効電力運転時の結果

以降の検討では制御の安定性を検討するため、制御で用いる電圧しきい値周辺を特にシミュレーションする。PFC コンバータが一定無効電力出力運転している場合のシミュレーションを行い、受電端電圧がしきい値周辺となる条件を探索した。図 5.22 及び図 5.23 の直線はそれぞれ受電端電圧  $V_{load}$  がしきい値電圧  $V_{HH}$  もしくは  $V_{LL}$  となる PFC コンバータの有効電力、PFC コンバータ以外の負荷の有効電力を示す。PFC コンバータが無効電力制御を行っていない  $K_{SSM} = 0.0$  の条件と無効電力を最大制限している  $K_{SSM} = 1.0$  もしくは  $K_{SSM} = -1.0$  の条件での結果を示している。2 本の直線に挟まれた塗りつぶし領域は受電端電圧を 106.5 V に制御するためには、 $K_{SSM}$  を 0 から 1、もしくは 0 から -1 の間に制御する必要がある負荷条件であり、しきい値制御における特性が垂直となった部分と配電系統電圧特性が交差する条件となる。以降のしきい値電圧を適用したシミュレーションにおいて塗りつぶし領域の条件で電圧振動が発生し、領域外で安定することを確認する。

探索した無効電力出力を停止している  $K_{SSM} = 0.0$  での運転のもと、受電端電圧がしきい値  $V_{HH}$  もしくは

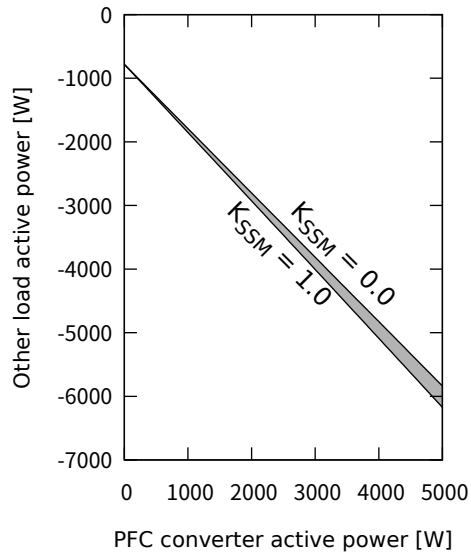


図 5.22 受電端電圧が  $V_{HH}$  となる需要家負荷条件

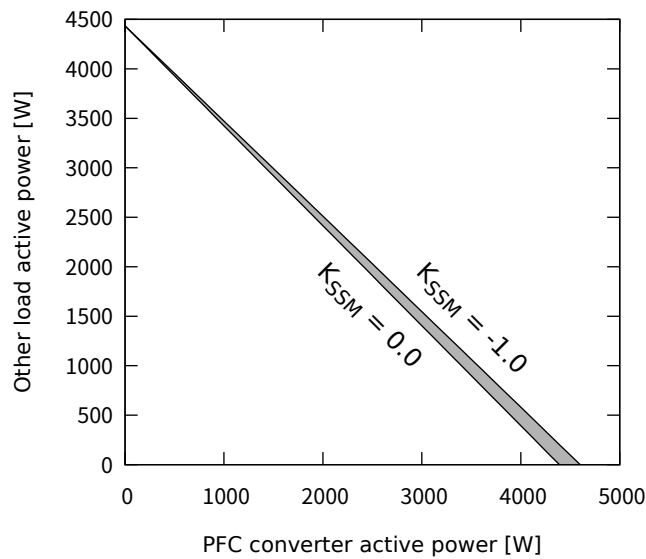


図 5.23 受電端電圧が  $V_{LL}$  となる需要家負荷条件

$V_{LL}$  となる需要家負荷条件にて、最大の無効電力制御を行った場合の電圧を調べた。図 5.24 に条件として与えた PFC コンバータ有効電力に対して、最大の無効電力制御を行った場合の電圧を直線で示した。この電圧はヒステリシス制御・ドループ制御で電圧を振動なく制御できる限界しきい値となる。図中の塗りつぶし範囲に該当する需要家負荷条件で示された電圧をしきい値電圧  $V_{HL}$  もしくは  $V_{LH}$  として用いた場合、ヒステリシス制御・ドループ制御が振動的となる。このことをヒステリシス制御・ドループ制御を適用したシミュレーションにて確認する。

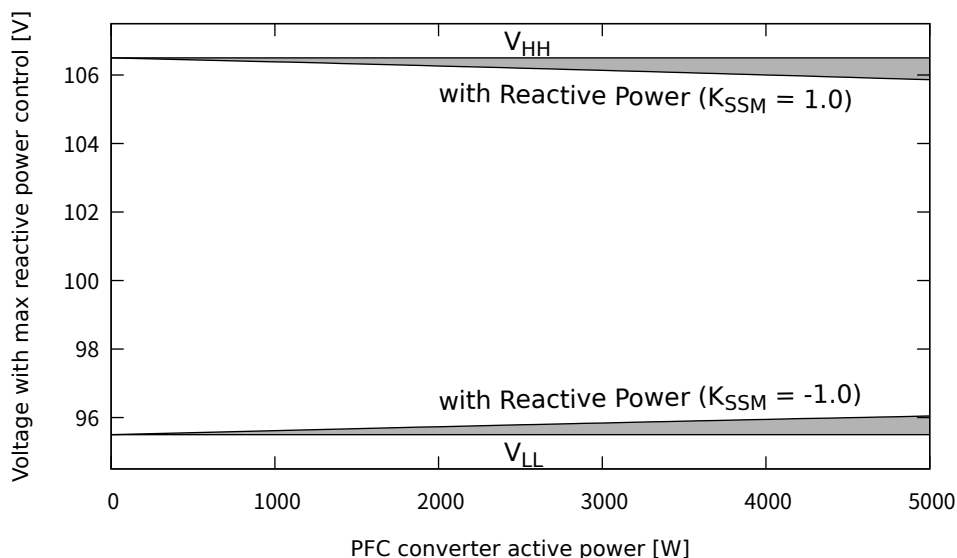


図 5.24 無効電力制御無しに受電端電圧が  $V_{HH}$  もしくは  $V_{LL}$  となる条件から最大の無効電力制御を行った場合の受電端電圧

### 5.4.3 しきい値制御

前節 (5.4.2) の検討により、しきい値制御において電圧が振動する需要家負荷条件が算出された。本節では実際にしきい値制御を適用したシミュレーションを PFC コンバータ有効電力・PFC コンバータ以外の需要家有効電力の条件を変えながら行い、安定した電圧制御となるか、振動的となるか評価を行った。図 5.25 と図 5.26 はそれぞれ電圧上昇側と電圧低下側のシミュレーション結果について、電圧が振動したか、しなかったかを示したものである。参考として、前節にて得られた結果を併記した。図 5.25, 図 5.26 とともに、前節において電圧が振動するとされた範囲ではシミュレーション結果でも電圧振動が発生している。それ以外の領域のシミュレーション結果では電圧の振動は見られなかった。図 5.25 の右上で電圧が振動するシミュレーション結果が見られるが、これは、電圧低下側の電圧振動領域の一部が見えているためである。

シミュレーションにおいてもしきい値制御は需要家負荷条件によって電圧振動を引き起こす可能性が有ることが確認された。

### 5.4.4 ヒステリシス制御

第 5.4.2 節の検討により、ヒステリシス制御において電圧が振動するしきい値及び需要家負荷条件が算出された。本節では実際にヒステリシス制御を適用したシミュレーションを制御電圧しきい値・PFC コンバータ有効電力・PFC コンバータ以外の需要家有効電力の条件を変えながら行い、安定した電圧制御となるか、振動的となるか評価を行った。本検討ではある制御電圧しきい値・PFC コンバータ有効電力の時に、シミュレーションを行った全ての PFC コンバータ以外の需要家有効電力条件で電圧振動が発生しなかった場合のみを安定とし、1 条件でも電圧振動が発生した場合は不安定として分類した。図 5.27 にシミュレーション結果を分類評価したものを示す。第 5.4.2 節の検討において電圧が振動するとされた条件ではシミュレーションに



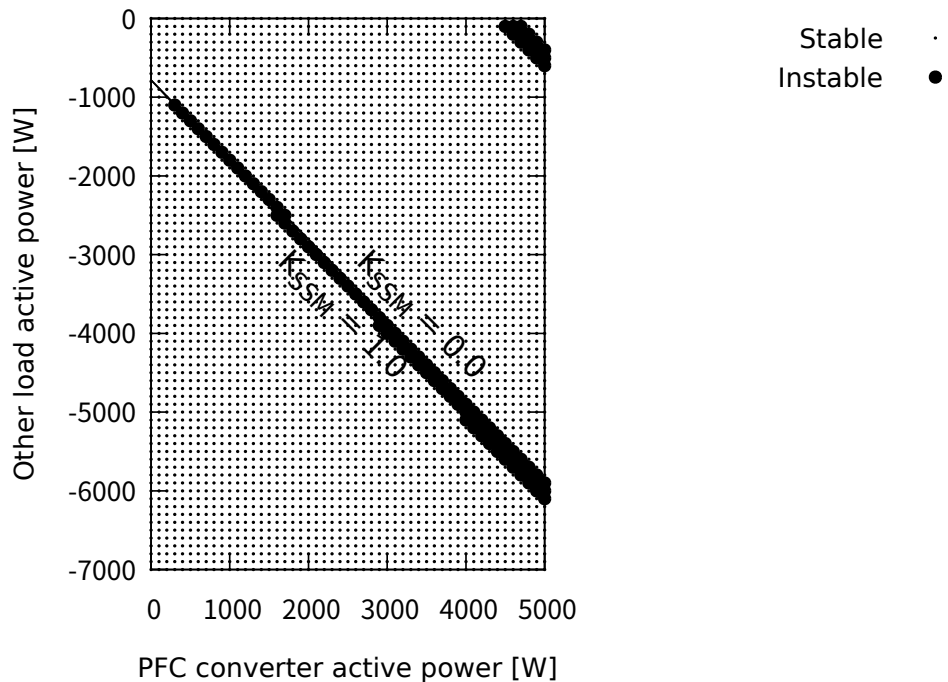


図 5.25 しきい値制御を適用したシミュレーションにおいて電圧振動する範囲と安定する範囲 (電圧上昇側)

においても振動が発生している。また、それ以外の領域ではシミュレーションにおいても振動せず、安定した電圧制御となっている。

#### 5.4.5 ドループ制御

ドループ制御においても電圧制御に遅延が有る場合、ヒステリシス制御において電圧が振動するしきい値及び需要家負荷条件と同じ範囲では電圧が振動する可能性があり、第 5.4.2 節の検討により、その範囲が算出された。本節ではヒステリシス制御の場合のシミュレーションと同様に実際にドループ制御を適用したシミュレーションを制御電圧しきい値・PFC コンバータ有効電力・PFC コンバータ以外の需要家有効電力の条件を変えながら行い、安定した電圧制御となるか、振動的となるか評価を行った。本検討ではある制御電圧しきい値・PFC コンバータ有効電力の時に、シミュレーションを行った全ての PFC コンバータ以外の需要家有効電力条件で電圧振動が発生しなかった場合のみを安定とし、1 条件でも電圧振動が発生した場合は不安定として分類した。図 5.28 にシミュレーション結果を分類評価したものを示す。ヒステリシス制御と異なり、第 5.4.2 節の検討において電圧が振動するとされた領域においても振動していない条件が存在する。しかしながら、直前 1 周期の電圧を検出し、即座に無効電力制御に利用できるとした理想的な電圧検出及び制御遅延条件においても電圧が振動している。実際の制御条件では電圧検出を電力量計や分電盤で行い、通信を用いて伝達するため、電圧を検出してから制御に利用するまでには遅延が発生する。ここでは電圧検出から制御での利用までの遅延を 200 ms として直前 1 周期の電圧情報を利用した場合と比較する。図 5.29 に電圧検出から制御利用までの遅延を 200 ms とした場合の結果を示す。電圧が振動する条件が直前 1 周期の電圧情報を利用した場合より多くなっており、ヒステリシス制御と同じく、第 5.4.2 節で電圧が振動するとされた領域全体で

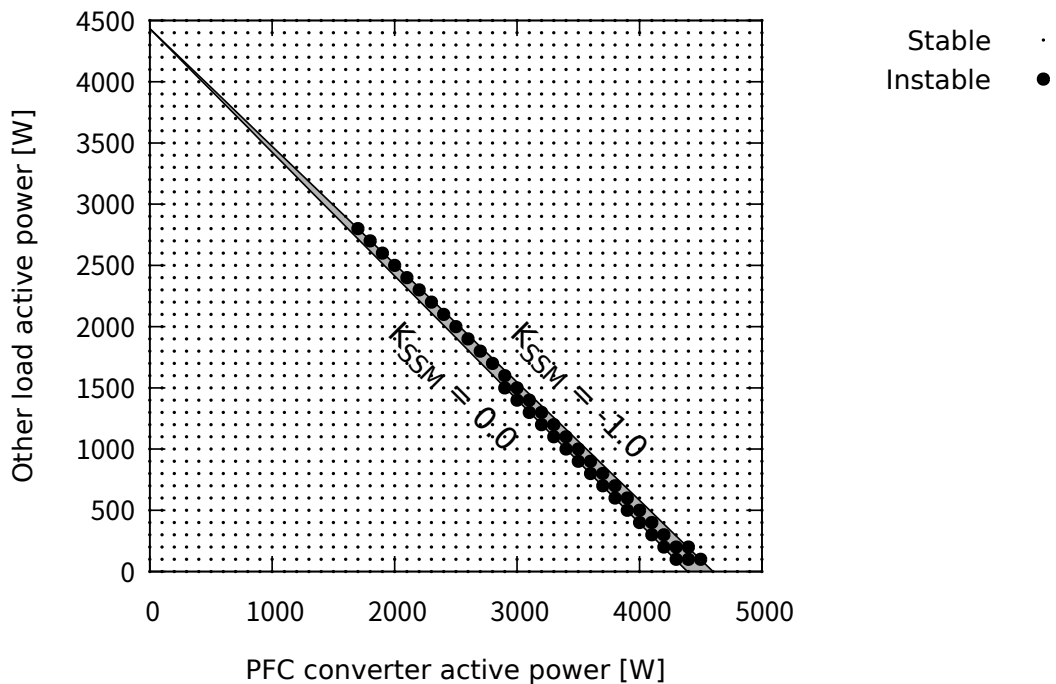


図 5.26 しきい値制御を適用したシミュレーションにおいて電圧振動する範囲と安定する範囲 (電圧低下側)

振動が発生している。これらの結果からドループ制御を行う場合もヒステリシス制御と同じ制御電圧しきい値を用いることが電圧の振動を回避する上で望ましい。

電圧検出から制御での利用までの遅延の他に、電圧検出が離散的である場合にも電圧の振動が発生することが第 5.3 節で示されていた。電圧検出が離散的である場合の検討として、電圧検出が電圧しきい値間を 10 分割する精度しかない場合のシミュレーションを行った。図 5.30 にシミュレーション結果を電圧が振動したか、しなかったかで分類した。ヒステリシス制御で電圧が振動するとされた条件で電圧が振動する他に、ヒステリシス制御では電圧が振動しないとされた条件においても電圧の振動が見られた。

#### 5.4.6 本節のまとめ

本節では電圧の振動を起こさず、安定した電圧制御を実現するために、3 種の電圧・無効電力制御系による電圧制御をシミュレーションにより比較した。はじめに電圧が振動する需要家負荷条件、しきい値境界値を算出した。算出した電圧が振動する負荷条件の周辺で各制御を適用したシミュレーションを行った。しきい値制御では算出された電圧が振動する条件でシミュレーションにおいても振動することが確認された。ヒステリシス制御では電圧しきい値の設定によっては電圧の振動を回避できた。ドループ制御は電圧検出の遅れ、電圧検出精度によって電圧の振動の有無が影響された。

以上の結果から、以降の検討では電圧・無効電力制御系としてヒステリシス制御を用いることとする。しきい値制御は特定条件で電圧の振動を回避できないことから除外した。ドループ制御は電圧検出の遅れが振動に影響を与える点から除外した。今回の検討の想定では電圧情報を同一需要家内の電力量計・分電盤等から通信により取得するため、電圧検出の遅れを無視できないためである。

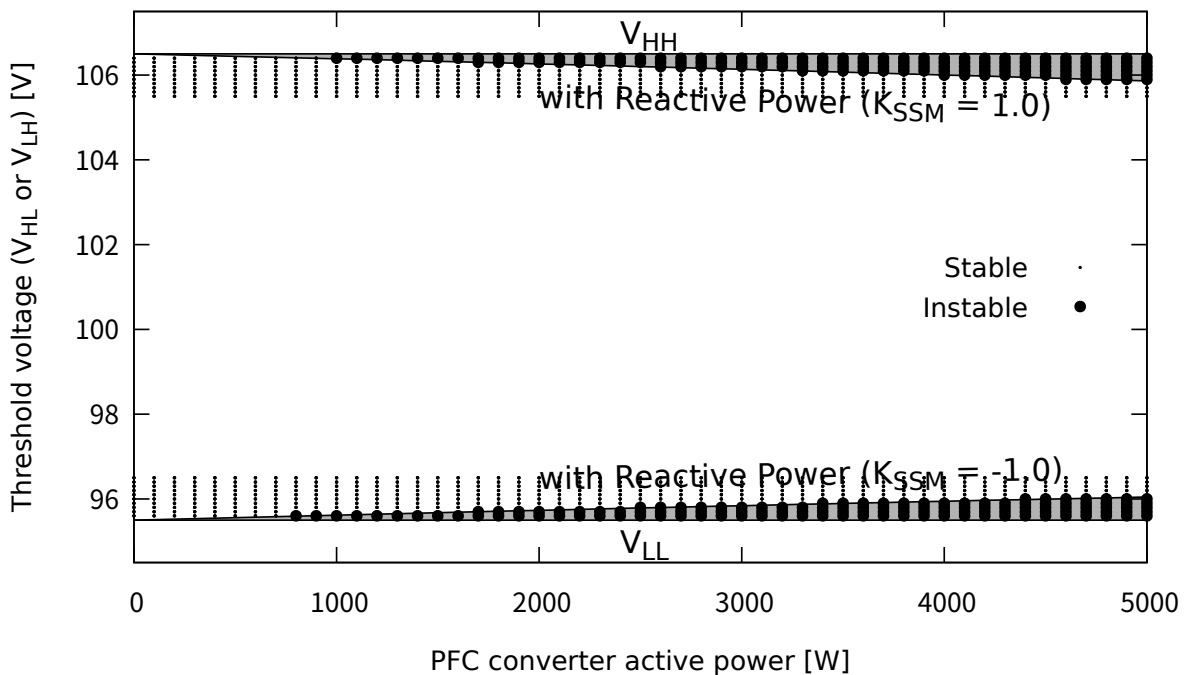


図 5.27 ヒステリシス制御を適用したシミュレーションにおいて電圧振動する範囲と安定する範囲

次節にてヒステリシス制御を適用する上で必要となる電圧しきい値の設定方法を検討する。

## 5.5 ヒステリシス制御の電圧しきい値設定方法

第 5.3 節の検討及び第 5.4.4 節のシミュレーション結果より、ヒステリシス制御では制御に用いる電圧しきい値を適切に設定することで電圧の振動を回避しながら、検出電圧に応じて無効電力出力を開始・停止できることを確認した。本節ではヒステリシス制御で用いる電圧しきい値を設定する方法を検討する。

電圧の振動を回避する電圧しきい値は第 5.3 節で検討した通り、PFC コンバータの有効電力消費、PFC コンバータ以外の需要家有効電力消費、配電系統インピーダンスによって変化する。なお、ここで言う PFC コンバータの有効電力消費は需要家機器単体の消費電力ではなく、同一の検出電圧に基づいて制御を行う需要家単位での合計の消費電力となる。このため、しきい値を決定するパラメータを直接取得して電圧しきい値を決定することは難しい。電圧しきい値を系統・需要家負荷条件に応じて自端情報に基づいて設定する方法を検討する。

電圧の振動を回避するための電圧しきい値の設定は、無効電力出力停止状態から無効電力最大出力状態となる間の電圧変動よりも電圧しきい値間の電圧差が大きくなるようにすればよい。本節では実際に無効電力出力状態が変化するときの前後の電圧差からしきい値を設定する。具体的には次のように設定を行う。

電圧上昇条件において電圧が  $V_{HH}$  より低い状態から  $V_{HH}$  を超え、無効電力出力が開始されたとする。この時、無効電力制御によって電圧が  $V_{pre}$  から  $V_{post}$  に低下したとする。この電圧差  $V_{pre} - V_{post}$  よりも  $V_{HH} - V_{HL}$  及び  $V_{LH} - V_{LL}$  が大きくなるように  $V_{HL}$  及び  $V_{LH}$  を設定すればよい。電圧低下条件において電圧が  $V_{LL}$  より高い状態から  $V_{LL}$  を下回り、無効電力出力が開始された時も同様に電圧しきい値を更新する。

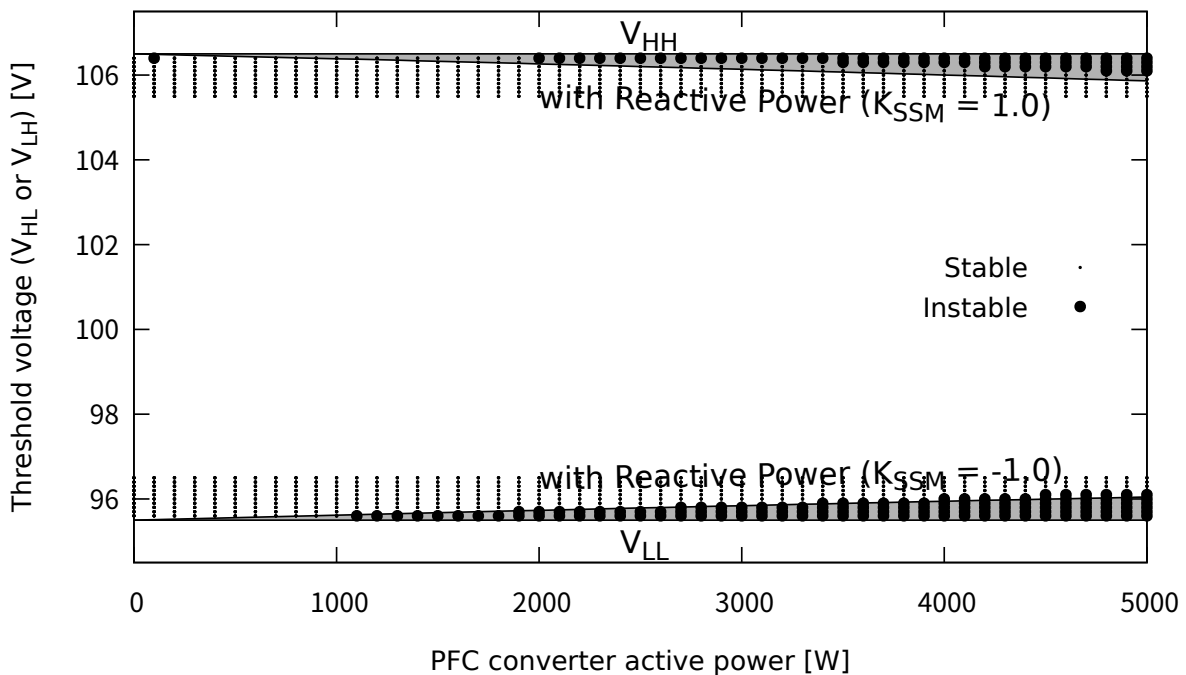


図 5.28 ドループ制御を適用したシミュレーションにおいて電圧振動する範囲と安定する範囲 (1 周期前の電圧を検出した場合)

この場合、無効電力制御によって電圧は上昇するため、正負に注意する。しきい値  $V_{HL}$  や  $V_{LH}$  を超えて無効電力出力が停止した場合の電圧変化に対しても同様に電圧しきい値を更新する。

本節で示したしきい値設定方法によって電圧の振動を回避できることをシミュレーションで確認する。シミュレーションは第 5.4 節で用いた配電系統・需要家モデルを用い、第 5.4.3 節での負荷条件で行った。なお、無効電力変化時の電圧差に対するしきい値間の電圧差の余裕として 0.1 V をしきい値間の電圧差に加えた。

図 5.31 及び図 5.32 にシミュレーション結果を電圧が振動したものとしなかったものに分類した。塗りつぶしの領域はしきい値制御で電圧が振動する需要家負荷条件であり、ヒステリシス制御のしきい値設定によっては電圧が振動する条件の範囲である。塗りつぶし領域を含むシミュレーションを行った全ての条件で電圧の振動はなく、安定した制御となった。

## 5.6 需要家機器間の協調制御

需要家間での通信を用いない条件のもと、複数需要家機器間で配電系統電圧制御が干渉し合わず、協調して配電系統電圧逸脱を抑制することができるか検討を行った。需要家機器に搭載された PFC コンバータには第 5.5 節で検討したしきい値電圧を自端情報で設定するヒステリシス制御を適用した。配電系統モデルは第 ?? 節でも用いた図 ?? に示す文献 [15] の検討で用いられた配電系統モデルの低圧系統モデルを利用した。各需要家には低圧系統上位側から順に、また、引き込み線が短い方から順に 1 から 6 の番号を割り振った。柱上変圧器 1 次側電圧は低圧側換算で 105.0 V となるように設定した。

需要家機器としては各需要家に家庭用ヒートポンプ給湯機相当の機器が導入されており、PFC コンバータ

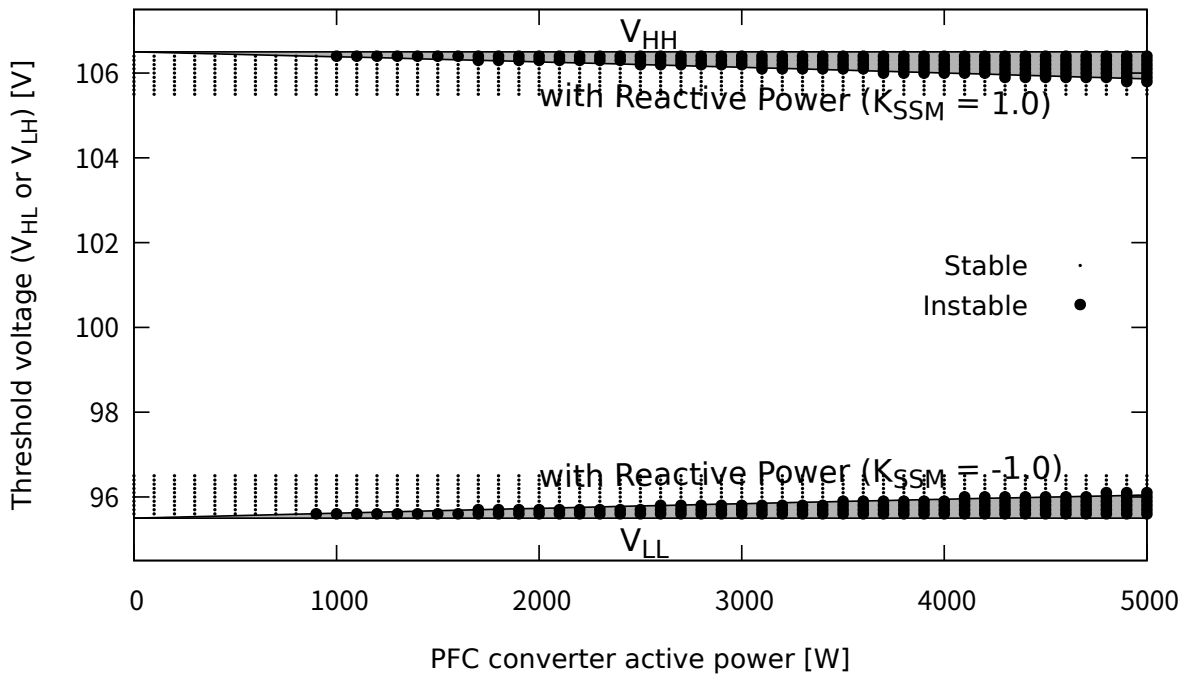


図 5.29 ドループ制御を適用したシミュレーションにおいて電圧振動する範囲と安定する範囲 (電圧検出から制御での利用までに 200 ms の遅延を仮定した時)

が搭載され無効電力制御可能であるとした。ヒートポンプ給湯機に搭載された PFC コンバータの消費電力は 1 kW とし、この消費電力で第 3 節で提案した無効電力制御手法により最大限無効電力を制御可能なだけの定格容量を持つものとした。PFC コンバータを搭載していない需要家機器及び分散形電源の合計出力として最大 -4 kW を仮定した。これは住宅用 PV が設置されており、日中の需要家機器利用が少なく、発電量のほとんどを売電しているという想定である。PV 出力は売電容量最大 -4 kW までで変動させた。図 5.33 に PFC コンバータ搭載機器以外の電力最大値を示す。なお PV には配電系統電圧上限値に達した場合に出力を抑制する機能を付加したため、必ずしも図 5.33 に示した出力とならず、電圧上限に達した場合は PFC コンバータ搭載機器以外の電力が低下している。

以上の条件のもと計算機回路瞬時値シミュレーションにより PFC コンバータの無効電力制御状態を確認し、振動的となっていないか確認した。

図 5.34 にシミュレーションにおいて PFC コンバータに与えられた無効電力出力指令であるのこぎり波の傾き  $K_{SSM}$  を示す。PV 出力が増加し売電量が増加することで電圧が上昇している時間に  $K_{SSM} = -1.0$  となり電圧上昇を抑制している。また、 $K_{SSM}$  の切替時には指令値の振動は見られなかった。

## 5.7 本章のまとめ

本章では配電系統電圧逸脱を抑制するために需要家機器に搭載された PFC コンバータから出力する無効電力を決定するための電圧・無効電力制御系を検討した。配電系統には多数台の需要家機器が接続される。このため、全ての機器を中央の制御所等から通信を用いて制御することは通信設備の整備を考えるとコスト増加に

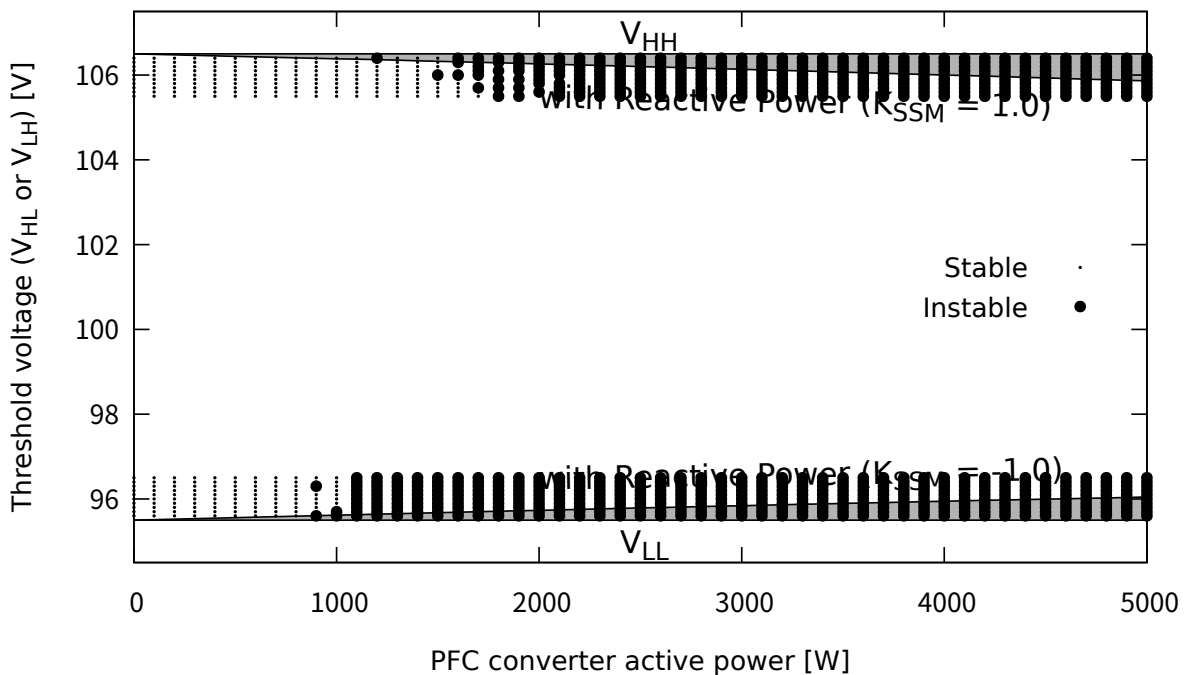


図 5.30 ドループ制御を適用したシミュレーションにおいて電圧振動する範囲と安定する範囲 (電圧検出精度を電圧しきい値間の  $\frac{1}{10}$  とした場合)

つながる。本章では通信設備コストの増加を最小限に抑えるため、需要家機器が自端情報を用いて出力する無効電力を決定する方法を検討した。

機器の自端情報として得られる電圧情報は宅内配線のインピーダンスの影響により、本来制御すべき電圧である需要家の受電点電圧と異なる。受電点電圧に基づいた無効電力制御とするため、受電点に近い電力量計もしくは分電盤から電圧情報を PLC 等の通信で受信することとした。なお、この想定で必要となる通信は需要家宅内に限定され、需要家間、中央制御所等との通信も必要となる中央制御の想定よりも通信設備を抑制できる。

無効電力制御を行う上で需要家機器の定格等から定まる制御可能範囲を考慮する必要がある。制御可能範囲逸脱の判定を簡易にするため、本来の制御可能範囲を超えない条件のもと制御可能範囲の線形化を行った。

本検討の想定では、複数の需要家に設置された需要家機器が互いに情報共有することなく無効電力制御を行うこととなる。この場合、異なる需要家の機器同士で電圧制御が干渉しあい、電圧振動を助長するような制御が行われる可能性がある。本検討では電圧振動を助長する制御とならないよう、はじめに需要家機器単体での制御の安定性を検討し、その後、複数需要家が存在する低圧配電線モデルでの制御の安定性を検討した。

需要家機器単体での制御の安定性の検討では複数の電圧・無効電力制御特性を比較検討し、本検討の想定のもとで制御の安定性が確保できるものを選択した。検討ではしきい値制御・ヒステリシス制御・ドループ制御の 3 種の電圧・無効電力制御特性を比較した。定常的にはドループ制御が安定となると想定されるが、本検討では電圧検出から無効電力制御までに時間遅れが存在すること、電圧検出が連続的ではなく、離散的なものであることからドループ制御よりもヒステリシス制御を選択した方が電圧の振動を回避できると結論した。ヒステリシス制御において電圧の振動を回避するには制御しきい値電圧の設定が重要である。自端電圧変化の情

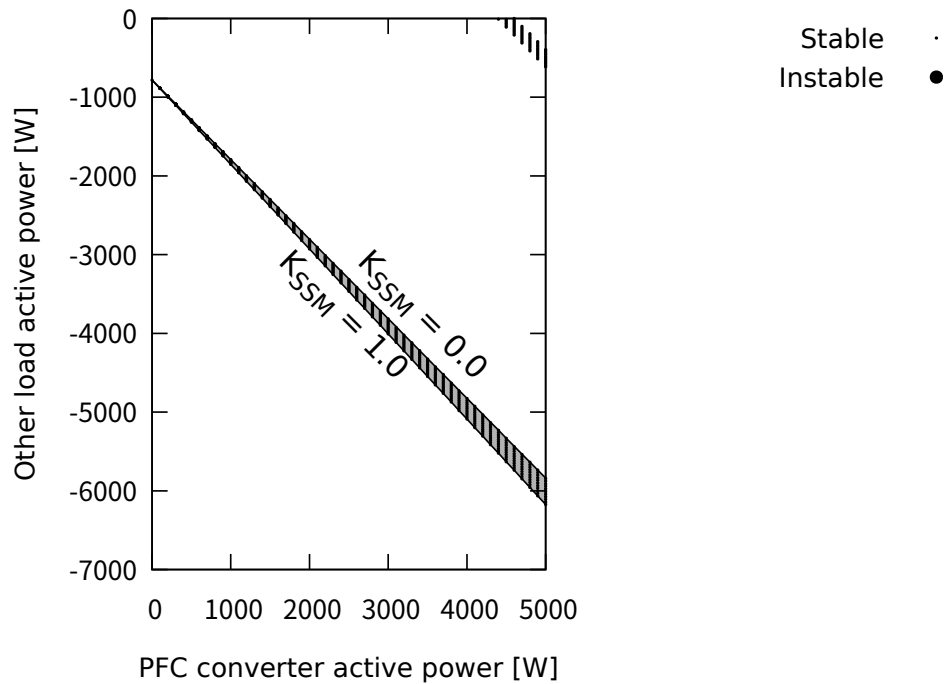


図 5.31 ヒステリシス制御を適用したシミュレーションにおいて電圧しきい値を自端情報に基づいて設定した時に電圧振動する範囲と安定する範囲 (電圧上昇側)

報からしきい値電圧を設定する方法を検討し、シミュレーション評価を行った。

本章で検討してきた電圧・無効電力制御系を導入した PFC コンバータを搭載した需要家機器を複数の需要家に導入し、配電系統低圧線路を想定したモデルを用いてシミュレーションにより検討した制御方法により電圧振動を助長する動作を回避できるか検討を行った。PV 出力変動を想定した条件でのシミュレーションを行ったが、PFC コンバータの無効電力出力指令値には振動的な動きがみられず、本制御により配電系統の電圧振動を助長する動作は見られないことが確認された。

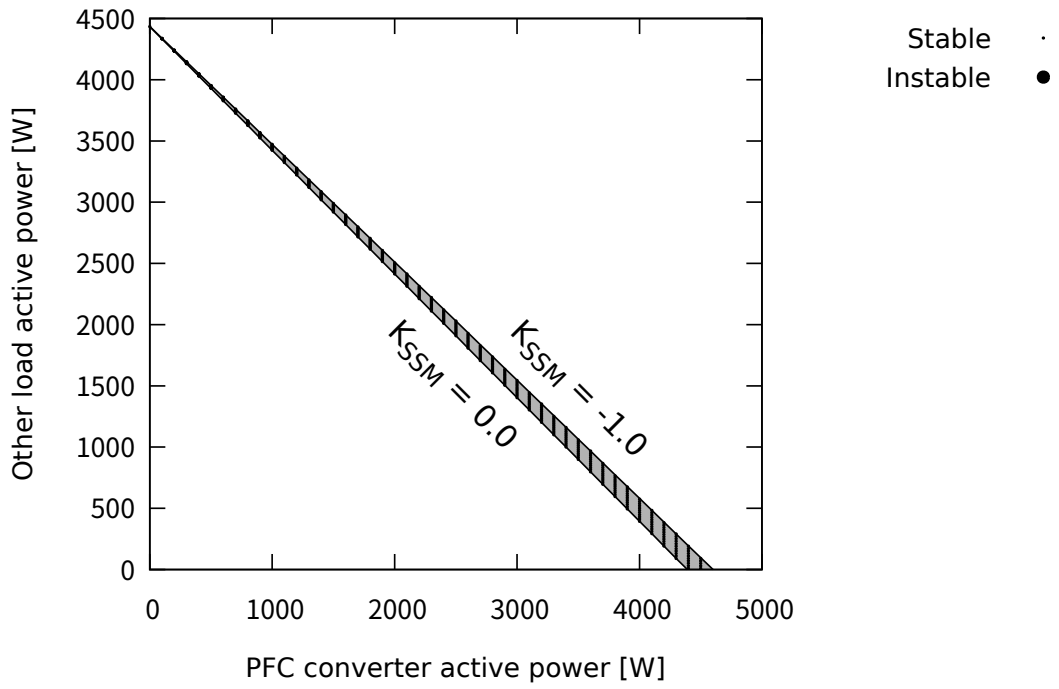


図 5.32 ヒステリシス制御を適用したシミュレーションにおいて電圧しきい値を自端情報に基づいて設定した時に電圧振動する範囲と安定する範囲 (電圧低下側)

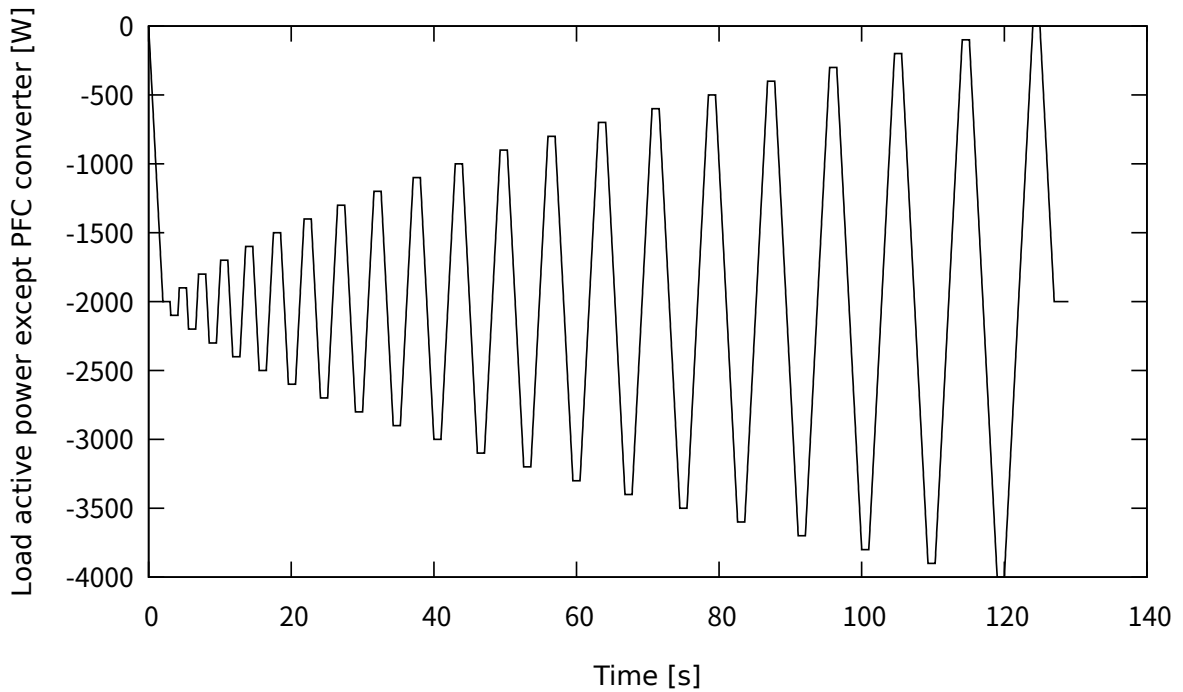


図 5.33 PFC コンバータ搭載機器以外の有効電力出力指令値



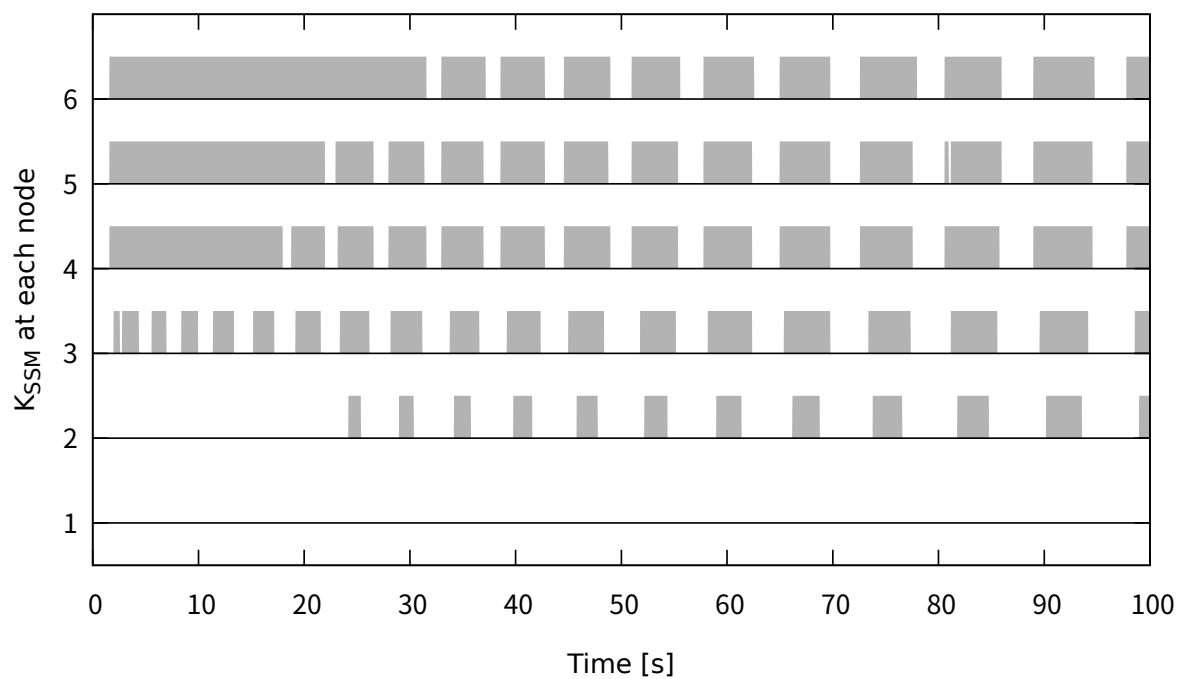


図 5.34 低圧配電システムのシミュレーションにおける各需要家 PFC コンバータの無効電力出力指令値  $K_{SSM}$

## 第 6 章

# 結論

本研究では分散形電源導入の増加や EV 充電負荷やヒートポンプ給湯機負荷の集中による配電系統電圧の上昇・低下により、法規に規定された配電系統電圧を逸脱することを抑制、回避するために需要家機器を用いた無効電力制御を行うことを提案した。配電系統電圧の制御方法の中で、需要家機器を用いた無効電力制御の検討は他の方法に比較して少ない。また、需要家機器の多くは無効電力制御を想定した回路構成となっていない。本研究では需要家機器の多くに導入されているが、無効電力制御を想定していない PFC コンバータを用いた無効電力制御を実現することで、配電系統電圧の制御に需要家機器による無効電力制御を用いるという選択肢を広げる。

本研究は大きく分けて次の 3 点の成果で構成される。第 1 に PFC コンバータを用いた無効電力制御を可能とする手法の提案及び実験検証である。第 2 に PFC コンバータを用いた無効電力による配電系統への影響評価である。第 3 に PFC コンバータを搭載した多数台の需要家機器による配電系統電圧制御のための制御手法の検討、評価である。

第 1 点目である PFC コンバータを用いた無効電力制御を可能とする手法の提案及び実験検証では、はじめに、先行研究及び以前の検討により提案されていた PFC コンバータによる無効電力制御手法を改良した制御手法の提案を行った。PFC コンバータによる無効電力制御では回路構成の制約から高調波電流が発生する問題点がある。高調波電流発生量を従来手法に比べ低減した手法を提案した。また、需要家機器搭載を想定し、制御特性を線形化することで制御に求められる計算処理を簡易にした。提案した手法について理想的な制御が行われた際の無効電力出力、制御可能範囲を算出した。提案した手法について PFC コンバータ実機による実験を行い、無効電力出力、制御可能範囲を理想的な条件での算出値と比較し、実際に制御が実現できることを確認した。需要家機器に搭載された PFC コンバータを用いることから、無効電力制御が需要家機器の動作に影響を与えることは需要家利便性の観点から好ましくない。このため、需要家機器動作への影響として PFC コンバータ出力電圧の脈動幅を確認し、無効電力制御時においても最大の脈動幅は無効電力制御を行っていない条件での定格出力時と変わらないことを確認した。

第 2 点目である PFC コンバータを用いた無効電力による配電系統への影響評価では、無効電力制御を行う PFC コンバータと配電系統の間での相互影響を評価した。評価内容は次の 3 点である。1 点目は配電系統インピーダンスと PFC コンバータから流出する高調波電流の相互作用による高調波電圧歪みが無効電力制御に与える影響の評価である。計算機回路瞬時値シミュレーションにより配電系統インピーダンスが存在し、高調波電圧歪みが生じている場合と、配電系統インピーダンスがなく、高調波電圧歪みがない場合の間の無効電力出力の差異が 1 % 未満と小さいことを確認した。2 点目は本研究の主目標である PFC コンバータを用いた無効電力制御による配電系統電圧制御能力の評価である。PFC コンバータを用いた無効電力制御と、従来

検討されてきた SVC や STATCOM といった無効電力制御機器による制御の大きな違いとして、PFC コンバータからは高調波電流が流出する点が挙げられる。高調波電流は配電系統電圧の歪みを生じさせるため、電圧制御に影響を与える可能性があった。計算機回路瞬時値シミュレーションにより PFC コンバータを用いた無効電力制御による配電系統電圧制御能力と、従来型の高調波電流を含まない機器による配電系統電圧制御能力の比較を行った。本研究の目的は配電系統電圧逸脱を抑制することで、分散形電源の出力抑制や需要家負荷の出力抑制を回避することである。このため、比較基準として電圧自体の変化ではなく、電圧制御によって追加的に増加可能であった分散形電源の出力や需要家負荷の出力を用いた。比較の結果、高調波電流を含む PFC コンバータを用いた無効電力制御においても従来型の高調波電流を含まない機器による無効電力制御と同等の電圧制御能力があることを確認した。第 3 点目は PFC コンバータから流出する高調波電流による高調波電圧歪みを許容される範囲に収めながら導入可能な無効電力制御可能な PFC コンバータの容量の評価である。計算機回路瞬時値シミュレーションにより PFC コンバータを用いた無効電力制御により配電系統に流出した高調波電流が引き起こす配電系統電圧歪みを求め、高压配電系統での目標値である  $HTD = 5\%$  を超えない範囲で導入可能な PFC コンバータ容量についてシミュレーションで想定した条件及び配電系統構成のもとでは 1 需要家あたり 7.8 kW と算出された。

第 3 点目である PFC コンバータを搭載した多数台の需要家機器による配電系統電圧制御のための制御手法の検討、評価では、多数台の制御のために多数の通信設備が必要となる中央集中的な制御ではなく、需要家の自端情報を用いた制御とすることで必要となる通信設備を削減することを目的に、自端電圧情報を用いた制御手法の検討を行った。はじめに需要家機器 1 台での制御安定性を検討した。検討では自端電圧情報から無効電力出力を得るための電圧・無効電力特性を 3 種比較検討し、本研究が想定する需要家機器での利用に適した特性としてヒステリシス特性を持つ制御を選択した。ヒステリシス制御では制御の安定性を保つ上で配電系統・需要家負荷の条件に合わせて制御に用いる電圧しきい値を適切に設定する必要がある。自端情報のみから電圧しきい値を設定し、制御が振動的とならないことを計算機シミュレーションにより確認した。需要家機器 1 台で安定した制御が可能な手法を検討したのち、複数需要家による電圧制御の検討を行い、安定した電圧制御が可能か計算機シミュレーションにより確認した。

以上の主たる 3 点の成果により、本研究は PFC コンバータを搭載した需要家機器を用いた無効電力制御を実現する上で必要となる無効電力制御手法・電圧制御手法を示し、その有効性を確認した。配電系統電圧の制御に関する検討は多数行われているが、需要家機器を用いた無効電力制御を検討対象としたものは少ない。本研究により PFC コンバータを搭載した多くの需要家機器は配電系統電圧制御を目的とした無効電力制御の検討対象となりうることを示された。配電系統電圧制御の選択肢を広げることで、本研究が配電系統電圧逸脱の抑制、ひいては電力品質の向上に寄与することを祈念する。

## 謝辞

本研究を進めるにあたり、指導教員である馬場旬平准教授にはミーティングや論文執筆において御指導いただきました。本研究を論文としてまとめることができたのは馬場旬平准教授の丁寧な御指導あってのものとし心より感謝しております。馬場旬平准教授と研究室メンバーとの会話からは馬場旬平准教授の深く広い知識の一端や近年の電力系統事情などを教えていただきました。また、多くの学会発表に参加し、経験を積む機会をいただきました。修士課程の後半から博士課程にかけては本研究以外の共同研究プロジェクトの一部に関わる機会もいただきました。本研究とは規模も内容も異なるもので得るものが多いものでした。特に遠隔地での実験や共同研究先との打ち合わせなど、滅多に出会わない貴重な経験でした。

谷口治人上席研究員、鈴木宏和先生には電力系統・電力変換器の専門家として様々なご意見をいただきました。また、多くの見学会・研究会でもお世話になりました。鈴木宏和先生には TA においても実機に関する知識をご教授いただきました。

横山明彦教授、根本孝七教授、大崎博之教授、古関隆章教授には予備審査にて本研究に対しご意見をいただき研究の改善に御協力いただきました。横山明彦教授には輪講や学会先でもお世話になりました。根本孝七教授の電力中央研究所報告は本研究で大いに参考にさせていただきました。大崎博之教授には工場・研究施設見学会でもお世話になりました。古関隆章教授には電気電子工学科を選択する理由の一つとなった学部 1 年の授業からお世話になりました。

東京都市大学の太田豊准教授には電気自動車の充電に関する研究の情報をいただきました。また、近年急速に進む IoT 化に伴う実験環境やシミュレーション環境の変化を直に感じる機会をいただきました。

馬場研究室秘書の玉岡徳子氏には、実験材料の購入や学会参加等の度に事務手続きをしていただきました。また、研究室の日々の生活においても前向きなご助言をいただきました。

高田康宏氏には学部での学生実験、修士からは実験 TA でお世話になりました。常に安全に配慮した機器の操作方法を教わり、TA においても、研究での実験においても役に立ちました。

6 年間の研究室生活は多くの研究室メンバー及び周辺研究室の友人にも支えていただき、多くを教わり、時に教えあいました。名古屋大学の今中政輝助教には機会あるごとに進路や研究の相談に乗っていただき、いかなる話題でも詳しく教えていただきました。研究関連では相手へ伝わりやすい論文の構成についてご教授いただきました。また、配電設備や系統モデルに関して情報交換をさせていただきました。河内駿介氏、慶本裕史氏、佐々本英紀氏、林祐希氏、水野陽二郎氏は私が学部卒業する年に、博士・修士を修了なさっており、論文執筆期には研究室で夕食をご一緒させていただきました。河内駿介氏には研究室に入ったばかりの頃、実験、シミュレーション方針、機器使用法に関して丁寧に教えていただきました。博士課程に関する情報が少ない中、残していただいていた資料も利用させていただきました。慶本裕史氏には実験回路の製作にあたり指導、支援をいただきました。加工や組付けといった技能的な面だけでなく、開発・設計の思想的なものもご教授いただきました。佐々本英紀氏は研究室での記憶よりも卒業なさったからの記憶の方が強く、会社で働く楽しさを

教わりました。下田英介氏には初めての実験回路の製作にあたり、回路部品に関する相談に乗っていただきました。馬天虎氏には努力を惜しまないことの力を日常生活から教えていただきました。中国と日本の文化の違いを解説いただくこともありました。また、日本語・英語の論文をお互いに確認しあいました。小坂忠義氏には海外出張のことなどお聞かせいただきました。国をまたいだ交渉事の雰囲気を教えて頂きました。Mufaris Mohamed 氏とは修士課程の頃、よく一緒に輪講に行きました。研究室内で同じ輪講を受ける人が少ない中心強かったです。研究室での懇親会でのカレーが懐かしいです。奥谷和也氏、中水優氏、小野里航平氏、攝待彰久氏、渡邊宏之氏の代は研究室での懇親会の場を始め、研究室の雰囲気が明るかったです。奥谷和也氏には研究室では魚料理でお世話になりました。また、卒業後は電力自由化を実感する機会をいただきました。攝待彰久氏、渡邊宏之氏には卒業後も私の代の修士修了を祝っていただいたり。仕事の話をついたりしました。同期だった島田夏樹氏、溝口隼人氏、山本有途氏は研究室でやっていく上で研究・生活両面で多くを協力しあいました。島田夏樹氏には常に面白い話題を提供していただきました。溝口隼人氏には周囲に流されず物事を捉える切り口を教えていただきました。また研究方針について語り合いました。山本有途氏とは屋外での実験を協力しあいました。内田健志氏、内山雄斗氏、竹内悠氏、町田舞氏、斉藤巧氏の代には三者三様の研究への取り組み方から本研究室の多様性を学びました。竹内悠氏には共同研究で活躍いただき非常に助かりました。小倉湧氏、菊池翔太氏、深井威志氏、藤井則孝氏、堀立磨氏、松岡絢香氏の代からは文化的な広がり学びました。現在研究室でともに過ごす博士課程の石川幸一郎氏、修士2年の張昊氏、田村潤氏、原拓也氏、修士1年の川頭浩城氏、久原雅史氏、田中大幹氏、早川航平氏、平川琢浩氏、学部生の大淵崇弘氏、関野敬太氏にはまさに今、執筆中もお世話になっております。修士1年・学部生の皆様にはTAを中心に確実に引き継いでいただき安心しております。田村潤氏には文献調査や研究内容の相談に乗っていただきました。早川航平氏には研究室最強の積分計算機として検算を行っていただきました。

古関研究室の渡邊翔一郎氏には博士進学から折りに触れて気にかけていただきました。

本研究で用いた計算機回路シミュレーションプログラムではGNU Scientific Library [122] を使用しています。また、本研究で用いた計算機回路シミュレーションプログラムの一部ではGNU Parallel [123] を使用して計算並列化を行い、複数条件でのシミュレーション時間を短縮しています。

私の6年間の研究生生活はここで述べさせていただいた方々をはじめ、多くの方に様々な形でご支援いただき、非常に充実したものとなりました。支えてくださった皆様には大変感謝しております。

最後に、大学院進学後も日々の生活から研究に至るまで全面的に支えてくれた家族に感謝を述べ、結びとさせていただきます。

## 参考文献

- [1] “固定価格買取制度 情報公開用ウェブサイト”, [http://www.fit.go.jp/statistics/public\\_sp.html](http://www.fit.go.jp/statistics/public_sp.html). Accessed: 2016-01-27.
- [2] “電力品質確保に係る系統連系技術要件ガイドライン”, <http://www.meti.go.jp/policy/tsutatsutou/tuuti1/aa501.pdf>. Accessed: 2016-02-03.
- [3] 小林: “新しい配電ネットワーク技術の開発動向と課題”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **124**, 4, pp. 517–520 (2004).
- [4] 平井, 藤原: “分散型電源導入拡大に伴う諸課題”, 電気学会誌, **125**, 3, pp. 149–152 (2005).
- [5] 高野: “自然エネルギー発電と電力貯蔵技術”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **126**, 9, pp. 857–860 (2006).
- [6] 林: “分散型電源の導入拡大に対応した配電系統電圧制御の動向と展望”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **129**, 4, pp. 491–494 (2009).
- [7] 横山: “よりスマートなグリッドの構築に向けて (ii)”, 電気学会誌, **130**, 3, pp. 163–167 (2010).
- [8] 辻隆男, 原亮一, 大山力, 安田恵一郎: “マルチエージェントを用いた超分散型エネルギーシステムの自律分散型電圧分布制御”, 電気学会論文誌 C (電子・情報・システム部門誌), **126**, 2, pp. 167–176 (2006).
- [9] C. L. Masters: “Voltage rise: the big issue when connecting embedded generation to long 11 kV overhead lines”, *Power Engineering Journal*, **16**, 1, pp. 5–12 (2002).
- [10] N. C. Scott, D. J. Atkinson and J. E. Morrell: “Use of load control to regulate voltage on distribution networks with embedded generation”, *Power Systems, IEEE Transactions on*, **17**, 2, pp. 510–515 (2002).
- [11] 野田, 樺澤, 福島, 根本, 上村: “充電器からの無効電力注入による電気自動車夜間一斉充電時の配電線電圧低下補償手法”, 電力中央研究所報告. H, 10006 (2011).
- [12] 福島, 野田, 樺澤, 根本: “需要家端に分散配置する無効電力補償装置  $\mu$ statcom の開発 (その 1) 概念と試作機による基本性能の検証”, 電力中央研究所報告. H, 11029 (2012).
- [13] 樺澤, 野田, 福島, 根本: “需要家端に分散配置する無効電力補償装置  $\mu$ statcom の開発 (その 2) 太陽光発電および電気自動車普及時の需要家電圧調整の検討”, 電力中央研究所報告. H, 11030 (2012).
- [14] 野田, 樺澤, 福島, 根本, 上村: “電気自動車普通充電器からの無効電力注入による夜間一斉充電時の需要家電圧低下補償手法”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **132**, 2, pp. 163–170 (2012).
- [15] 三栗, 原, 北, 神谷, 滝, 平岩, 小暮: “電気自動車の充電調整と無効電力注入による夜間一斉充電時の配電系統電圧低下補償に関する研究”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **133**, 2, pp. 157–166 (2013).
- [16] K. Clement-Nyns, E. Haesen and J. Driesen: “The impact of charging plug-in hybrid electric

- vehicles on a residential distribution grid”, Power Systems, IEEE Transactions on, **25**, 1, pp. 371–380 (2010).
- [17] 吉田, 森: “確率的な配電系統拡張計画のための解の多様性を考慮した多目的 memetic algorithm の適用”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **129**, 12, pp. 1495–1502 (2009).
- [18] S. Kikuchi, M. Machida, J. Tamura, M. Imanaka, J. Baba, D. Iioka, K. Miura, M. Takagi and H. Asano: “Hosting capacity analysis of many distributed photovoltaic systems in future distribution networks”, 2017 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT-Asia), pp. 1–5 (2017).
- [19] D. Iioka, K. Miura, M. Machida, S. Kikuchi, M. Imanaka, J. Baba, M. Takagi and H. Asano: “Hosting capacity of large scale pv power station in future distribution networks”, 2017 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT-Asia), pp. 1–6 (2017).
- [20] A. Navarro-Espinosa and L. F. Ochoa: “Increasing the PV hosting capacity of LV networks: OLTC-fitted transformers vs. reinforcements”, 2015 IEEE Power Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT), pp. 1–5 (2015).
- [21] P. Jorgensen, J. S. Christensen and J. O. Tande: “Probabilistic load flow calculation using monte carlo techniques for distribution network with wind turbines”, Harmonics and Quality of Power Proceedings, 1998. Proceedings. 8th International Conference On, Vol. 2, pp. 1146–1151 vol.2 (1998).
- [22] 林, 川崎, 松木, 若尾, 馬場, 北條, 横山, 小林, 平井, 生石: “分散型電源の導入拡大に対応した配電系統の協調運用形態”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **127**, 1, pp. 41–51 (2007).
- [23] 林, 松木, 鈴木, 武藤: “分散型電源が連系された配電系統における最適送出し電圧の決定手法”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **125**, 9, pp. 846–854 (2005).
- [24] 喜久里, 高橋, 吉永, 藤本, 林, 草川, 茂木: “判別器を用いた LVR の LDC 制御パラメータの高速決定手法”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **135**, 7, pp. 446–453 (2015).
- [25] 真也, 青木, 鶴飼, 佐々木, 重藤: “太陽光発電が大量連系された配電系統における電圧センサを活用した多段 SVR の制御”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **133**, 1, pp. 45–55 (2013).
- [26] 松田, 二上, 堀越, 瀬戸, 渡辺, 村越, 高橋: “計測情報に基づく SVR の LDC 整定および制御アルゴリズムの検討”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **132**, 8, pp. 701–708 (2012).
- [27] 芳澤, 山本, 林, 佐々木, 重藤, 野村: “多段設置された次世代 SVR の最適整定値の動的更新手法”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **135**, 9, pp. 550–558 (2015).
- [28] C. Gao and M. A. Redfern: “Automatic compensation voltage control strategy for on-load tap changer transformers with distributed generations”, Advanced Power System Automation and Protection (APAP), 2011 International Conference on, Vol. 1, pp. 737–741 (2011).
- [29] 能勢, 辻, 大山, 伊藤, 阿部, 南, 石橋: “Pv/ev 大量導入時の配電系統におけるセンサ情報を活用した lrt 制御手法”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **136**, 4, pp. 390–399 (2016).
- [30] 松田, 和田, 渡辺, 高橋: “分散型電源導入に対応した配電系統の柱上変圧器タップ最適設定手法の検討”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **127**, 1, pp. 137–144 (2007).
- [31] 餘利野, 三木, 大和, 造賀, 佐々木: “SVC と SVR の協調のための時間スケール分割による電圧制御方式”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **124**, 7, pp. 913–919 (2004).
- [32] 川崎, 林, 松木, 山口: “Lrt との制御分担を考慮した svc の協調型電圧制御法および svc の定格容量と制

- 御パラメータの決定手法”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **130**, 11, pp. 963–971 (2010).
- [33] 杉本, 横山, 藤田, 福山: “分散型電源導入時における電圧変動を考慮した SVR および SVC の協調配置手法”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **126**, 12, pp. 1191–1198 (2006).
- [34] 章司, 黒川, 田岡, 中嶋: “STATCOM の容量低減化を考慮した系統電圧制御機器の協調制御手法”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **134**, 5, pp. 378–385 (2014).
- [35] 米澤, 松岡, 高山, 石亀, 松浦, 阿部, 南: “無効電力制御器の導入を考慮したタップ切替変圧器の電圧推定に関する検討”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **135**, 2, pp. 97–105 (2015).
- [36] 吉永, 赤木, 伊藤, 林, 石橋, 高橋: “デマンドレスポンス発動時の配電系統電圧変動問題と蓄電池と svr の協調電圧制御手法”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **136**, 4, pp. 400–409 (2016).
- [37] 餘利野, 造賀, 渡辺, 久留島, 井上, 佐々木: “多点電圧制御問題を考慮した電圧制御機器群の最適自律分散制御”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **136**, 4, pp. 355–364 (2016).
- [38] 八太: “PV 出力に応じた無効電力制御による SVC 容量低減効果と配電線路損失への影響評価”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **135**, 2, pp. 106–110 (2015).
- [39] 川崎, 金本, 田岡, 松木, 林: “太陽光発電システム群の力率制御と LRT による協調型電圧制御法”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **132**, 4, pp. 309–316 (2012).
- [40] 石丸, 田町, 駒見: “配電用変圧器のタップ動作を考慮した PV 進相運転による電圧上昇抑制効果”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **131**, 5, pp. 429–436 (2011).
- [41] 細川, 京極, 新庄, 駒見: “軽い常時進み定力率運転とベクトル LDC 制御の併用の配電線電圧上昇緩和と省エネルギーの効果”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **135**, 10, pp. 583–590 (2015).
- [42] 植田, 大関, 黒川, 伊藤, 北村, 宮本, 横田, 杉原: “系統連系型太陽光発電システムにおける出力抑制による発電量損失の定量化手法”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **125**, 12, pp. 1317–1326 (2005).
- [43] 田中, 鈴木: “分散形電源の自律分散制御による電圧補償制御方式の検討”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **129**, 7, pp. 869–879 (2009).
- [44] R. G. Wandhare and V. Agarwal: “Precise active and reactive power control of the PV-DGS integrated with weak grid to increase PV penetration”, Photovoltaic Specialist Conference (PVSC), 2014 IEEE 40th, pp. 3150–3155 (2014).
- [45] 牧田, 加藤, 鈴置: “系統全体の電力余剰時における太陽光発電の出力抑制制御に関する実験的検討”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **132**, 9, pp. 812–819 (2012).
- [46] Y. Ueda, K. Kurokawa, T. Tanabe, K. Kitamura and H. Sugihara: “Analysis results of output power loss due to the grid voltage rise in grid-connected photovoltaic power generation systems”, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, **55**, 7, pp. 2744–2751 (2008).
- [47] 真也, 青木, 鶴飼, 重藤, 佐々木: “太陽光発電大量導入時における小容量蓄電池群を用いた配電系統電圧制御手法”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **133**, 5, pp. 439–448 (2013).
- [48] 植田, 黒川, 伊藤, 北村, 赤沼, 横田, 杉原, 森本: “系統連系型太陽光発電システム運転特性の高度解析と蓄電池導入効果の検証”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **127**, 1, pp. 247–258 (2007).
- [49] H. Sugihara, K. Yokoyama, O. Saeki, K. Tsuji and T. Funaki: “Economic and efficient voltage management using customer-owned energy storage systems in a distribution network with high penetration of photovoltaic systems”, IEEE Transactions on Power Systems, **28**, 1, pp. 102–111 (2013).



- [50] 宮本, 林: “長期間運用を想定したヒートポンプ給湯器による太陽光発電システムの電圧上昇抑制効果”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **135**, 7, pp. 423–436 (2015).
- [51] 阿部, 斎藤: “配電ネットワークの電圧制約を満たす EV 急速充電器の使用可能台数決定法”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **133**, 8, pp. 654–663 (2013).
- [52] Y. Mitsukuri, R. Hara, H. Kita, E. Kamiya, N. Hiraiwa and E. Kogure: “Voltage regulation in distribution system utilizing electric vehicles and communication”, Transmission and Distribution Conference and Exposition (T D), 2012 IEEE PES, pp. 1–6 (2012).
- [53] S. Deilami, A. S. Masoum, P. S. Moses and M. A. S. Masoum: “Real-time coordination of plug-in electric vehicle charging in smart grids to minimize power losses and improve voltage profile”, Smart Grid, IEEE Transactions on, **2**, 3, pp. 456–467 (2011).
- [54] 小林, 青木, 鶴飼, 原, 坂井, 梶井, 中村: “高圧需要家への自動力率調整装置導入が配電系統へ与える効果の定量評価”, 電気設備学会誌, **28**, 2, pp. 153–158 (2008).
- [55] 藤田, 小林, 小寺, 青木, 石川, 田口, 三輪: “進相コンデンサを用いた高圧配電系統の電圧不平衡抑制手法の実験による検証”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **136**, 1, pp. 79–86 (2016).
- [56] 西村, 陰野, 岡本: “電力用コンデンサと電力品質改善技術”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **135**, 5, pp. 272–275 (2015).
- [57] S. R. Mendis, M. T. Bishop, J. C. McCall and W. M. Hurst: “Overcurrent protection of capacitors applied on industrial distribution systems”, IEEE Transactions on Industry Applications, **29**, 3, pp. 541–547 (1993).
- [58] 村岡, 陰野, 西村: “電力用コンデンサと分散電源連系に伴う電圧維持技術”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **137**, 8, pp. 555–558 (2017).
- [59] 大日向, 一ノ倉: “電力用可変インダクタを用いた系統電圧調整装置の開発”, 電気設備学会誌, **30**, 11, pp. 881–884 (2010).
- [60] 関根: “電力系統工学”, 電気書院 (1966).
- [61] 近藤, 馬場, 横山: “太陽光発電が多数導入された配電系統の FACTS 機器を用いた電圧制御”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **126**, 3, pp. 347–358 (2006).
- [62] 飯岡, 榊原, 横水, 松村, 出原: “太陽光発電装置が集中導入された配電系統の電圧上昇と SVC による抑制”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **126**, 2, pp. 153–158 (2006).
- [63] 高橋, 林: “不感帯制御 SVC による配電系統の動的電圧制御手法”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **133**, 4, pp. 396–403 (2013).
- [64] 清水, 元, 中沢, 中西: “配電系統用 svc の安定性評価に関する検討”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **125**, 5, pp. 521–529 (2005).
- [65] 米澤, 高山, 石亀, 伊藤, 阿部, 南: “移動平均制御を用いた svc による配電系統の自動電圧制御”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **136**, 3, pp. 302–310 (2016).
- [66] S. Sreejith, U. Bose, K. M. D. S. Vachana and V. Jyothi: “Application of D-STATCOM as load compensator for power factor correction”, 2014 International Conference on Control, Instrumentation, Communication and Computational Technologies (ICCICCT), pp. 595–600 (2014).
- [67] C. S. Chen, C. H. Lin, W. L. Hsieh, C. T. Hsu and T. T. Ku: “Enhancement of PV penetration with DSTATCOM in taipower distribution system”, IEEE Transactions on Power Systems, **28**, 2, pp. 1560–1567 (2013).

- [68] D. Condon, D. McPhail and D. Ingram: “Application of low voltage statcom to correct voltage issues caused by inverter energy systems”, 2016 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC), pp. 1–6 (2016).
- [69] 高木, 田頭, 岡田, 浅野: “低圧用無効電力補償装置の設置方策検討のための経済性評価手法”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **136**, 1, pp. 53–62 (2016).
- [70] 近藤, 安芸, 山口, 村田, 石井: “分散型電源を含む配電システムの電圧調節法に関する考察”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **124**, 12, pp. 1432–1438 (2004).
- [71] 辻, 佐藤, 橋口, 合田, 丹下, 野村: “将来型配電システムの電圧分布制御方式における経済制度の検討”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **129**, 6, pp. 745–755 (2009).
- [72] 内山, 宮田, 伊藤, 小西: “大規模太陽光発電システムの無効電力制御による電圧変動抑制”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **130**, 3, pp. 297–304 (2010).
- [73] 高木, 田頭, 関澤: “高圧連系 pv システムの力率値変更を考慮した発電量簡易推定手法”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **138**, 7, pp. 560–570 (2018).
- [74] . Molina-Garca, R. A. Mastromauro, T. Garca-Snchez, S. Pugliese, M. Liserre and S. Stasi: “Reactive power flow control for PV inverters voltage support in LV distribution networks”, IEEE Transactions on Smart Grid, **8**, 1, pp. 447–456 (2017).
- [75] E. Demirok, P. C. Gonzalez, K. H. B. Frederiksen, D. Sera, P. Rodriguez and R. Teodorescu: “Local reactive power control methods for overvoltage prevention of distributed solar inverters in low-voltage grids”, Photovoltaics, IEEE Journal of, **1**, 2, pp. 174–182 (2011).
- [76] M. Braun: “Reactive power supply by distributed generators”, Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE, pp. 1–8 (2008).
- [77] 石丸, 田町, 駒見: “電力系統における PV 常時進み定力率運転の効用”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **132**, 7, pp. 615–622 (2012).
- [78] 河野, 中西, 永野, 北條: “長距離配電線に対応したメガソーラー発電システムの無効電力制御による電圧変動抑制”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **135**, 5, pp. 276–289 (2015).
- [79] 高木, 田頭, 関澤: “高圧連系 pv システムの pcs 空き容量を活用した無効電力補償の検討”, 平成 30 年電気学会 電力・エネルギー部門大会, 第 2 巻, pp. 1–8 (2018).
- [80] C. Silvestre, D. M. Sousa and A. Roque: “Reactive power compensation using on board stored energy in electric vehicles”, IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 5227–5232 (2012).
- [81] V. Monteiro, J. G. Pinto, B. Exposto, H. Goncalves, J. C. Ferreira, C. Couto and J. L. Afonso: “Assessment of a battery charger for electric vehicles with reactive power control”, IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 5142–5147 (2012).
- [82] P. Mitra, G. K. Venayagamoorthy and K. A. Corzine: “Smartpark as a virtual STATCOM”, Smart Grid, IEEE Transactions on, **2**, 3, pp. 445–455 (2011).
- [83] M. Manbachi, H. Farhangi, A. Palizban and S. Arzanpour: “Impact of V2G on real-time adaptive volt/VAr optimization of distribution networks”, Electrical Power Energy Conference (EPEC), 2013 IEEE, pp. 1–6 (2013).
- [84] 古林, 小出, 辻, 大山: “スマートメータの通信機能を考慮した配電システムの無効電力プライシング方式”,

- 電気学会論文誌B (電力・エネルギー部門誌), **136**, 4, pp. 382–389 (2016).
- [85] 向, 小出, 辻, 大山, 内田: “電圧制御問題における経済合理性を考慮した無効電力買取制度のリアルタイム運用手法”, 電気学会論文誌B (電力・エネルギー部門誌), **135**, 7, pp. 437–445 (2015).
- [86] 資源エネルギー庁: “住宅用太陽光発電設備の fit 買取期間終了に向けた対応”, [http://www.meti.go.jp/shingikai/enecho/denryoku\\_gas/saisei\\_kano/pdf/008\\_03\\_00.pdf](http://www.meti.go.jp/shingikai/enecho/denryoku_gas/saisei_kano/pdf/008_03_00.pdf). Accessed: 2018-11-16.
- [87] 栗原: “スマートグリッド実現に向けた電力系統技術”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **133**, 4, pp. 298–301 (2013).
- [88] 竹内, 伊藤, 岡本, 戸田: “エネルギー産業の 2050 年 Utility3.0 へのゲームチェンジ”, 日本経済新聞出版社 (2017).
- [89] 壁村, 畠山, 橋本, 原: “高圧配電線への自律分散型電圧調整装置適用のための模擬試験”, 電気学会論文誌. B, 電力・エネルギー部門誌, **121**, 12, pp. 1661–1669 (2001).
- [90] 壁村, 米倉, 塚本, 橋本, 原: “自律分散型電圧調整装置の実高圧配電線路への適用”, 電気学会論文誌. B, 電力・エネルギー部門誌, **122**, 12, pp. 1252–1261 (2002).
- [91] 上野, 藤原, 深津, 佐藤, 前川, 中田: “配電線電圧変動補償装置 (直列型) の実線路検証”, 電気学会論文誌. B, 電力・エネルギー部門誌, **122**, 12, pp. 1321–1329 (2002).
- [92] 岡田, 黒川: “自端情報によるループコントローラの制御と係数の決定法”, 電気学会論文誌B (電力・エネルギー部門誌), **125**, 4, pp. 381–389 (2005).
- [93] 大城, 千住, 與那, 浦崎, 舟橋: “無効電力出力分担を考慮した配電系統の電圧制御法”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **130**, 11, pp. 972–980 (2010).
- [94] 不動, 元治, 湯川, 安部, 嶋本, 橋本: “Ga・nn を適用した配電系統電圧・無効電力制御手法の開発”, 電気学会論文誌. B, 電力・エネルギー部門誌, **118**, 9, pp. 998–1005 (1998).
- [95] 近藤, 安芸, 山口, 村田, 石井: “階層的協調制御による配電系統の電圧調節”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **126**, 10, pp. 994–1002 (2006).
- [96] 辻, 戸村, 大山, 橋口, 合田, 丹下, 野村: “分散型電源の動特性を考慮した将来型配電系統の集中型電圧分布制御方式の検討”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **129**, 4, pp. 507–516 (2009).
- [97] 辻, 大山, 熊野, 河野, 伊与: “自律的な分散方式による需要地系統の電圧制御”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **124**, 3, pp. 389–396 (2004).
- [98] 辻, 合田, 池田, 丹下: “経済性を考慮した将来型配電系統の自律分散型電圧分布制御方式”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **128**, 1, pp. 174–185 (2008).
- [99] 永田, 佐伯, 歌谷, 中地, 波多野: “マルチエージェントによる協調的な電圧・無効電力制御方式”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **128**, 11, pp. 1313–1319 (2008).
- [100] 永田, 國狹, 佐伯, 波多野: “マルチエージェントによる分散型無効電力制御方式”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **129**, 8, pp. 1039–1046 (2009).
- [101] 辻, 橋口, 合田, 進士, 辻田: “優先度を考慮した将来型配電系統の自律分散型電圧分布制御方式”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **129**, 12, pp. 1533–1544 (2009).
- [102] 辻, 大山, 橋口, 合田, 進士, 辻田: “配電損失低減を目的とした将来型配電系統の自律分散型電圧分布制御方式”, 電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌), **130**, 11, pp. 941–954 (2010).
- [103] 日本電気協会: “高調波抑制対策技術指針” (2013).
- [104] 高橋, 池下: “単相整流回路の入力電流波形改善”, 電気学会論文誌. B, **105**, 2, pp. 174–174 (1985).
- [105] 竹下, 豊田, 松井: “単相 PFC コンバータの直流電圧制御と高調波電流抑制”, 電気学会論文誌. D, 産

- 業応用部門誌, **121**, 10, pp. 1041–1048 (2001).
- [106] 大沼, 伊東: “アクティブバッファを用いた単相降圧形 PFC 整流器の開発”, 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), **133**, 2, pp. 188–195 (2013).
- [107] 高橋: “II. 種々の高力率整流回路”, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, **119**, 5, pp. 568–569 (1999).
- [108] 谷口: “力率改善昇圧形 DCM コンバータの特性解析と入力電流波形の改善法”, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, **121**, 3, pp. 302–307 (2001).
- [109] 河口, 平木, 田中, 定方, 藤田, 大森, 中岡: “家庭用 IH 調理器への応用を目的とした簡易型 PFC 機能を持つ 2 ステージソフトスイッチング高周波インバータ”, 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), **130**, 4, pp. 450–458 (2010).
- [110] 杉本, 城山: “昇圧コンバータによる力率改善回路の設計”, トランジスタ技術増刊電源回路設計 2009, pp. 171–188 (2009).
- [111] X. Wu, J. Yang, J. Zhang and Z. Qian: “Variable on-time (VOT)-controlled critical conduction mode buck PFC converter for high-input AC/DC HB-LED lighting applications”, Power Electronics, IEEE Transactions on, **27**, 11, pp. 4530–4539 (2012).
- [112] U. Kamnarn and V. Chunkag: “Analysis and design of a parallel CUK power factor correction circuit based on power balance control technique”, 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), **126**, 5, pp. 533–540 (2006).
- [113] J.-S. Lai and D. Chen: “Design consideration for power factor correction boost converter operating at the boundary of continuous conduction mode and discontinuous conduction mode”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. APEC '93. Conference Proceedings 1993., Eighth Annual, pp. 267–273 (1993).
- [114] M. A. Fasugba and P. T. Krein: “Gaining vehicle-to-grid benefits with unidirectional electric and plug-in hybrid vehicle chargers”, Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE, pp. 1–6 (2011).
- [115] S. M. Park and S.-Y. Park: “Versatile control of unidirectional AC -DC boost converters for power quality mitigation”, Power Electronics, IEEE Transactions on, **30**, 9, pp. 4738–4749 (2015).
- [116] K. Kondo and J. Baba: “Reactive power control of boost power factor correction converter by use of phase control for distribution voltage rise suppression”, The 20th International Conference on Electrical Engineering, pp. 917–922 (2014).
- [117] K. Kondo and J. Baba: “Reactive power control by use of boost critical conduction mode power factor correction converter for suppressing voltage rise in distribution network”, Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), 2014 16th European Conference on, pp. 1–9 (2014).
- [118] J. Sun: “On the zero-crossing distortion in single-phase pfc converters”, IEEE Transactions on Power Electronics, **19**, 3, pp. 685–692 (2004).
- [119] C. Zhao, J. Zhang and X. Wu: “Phase leading input current compensation for crm boost pfc converter”, 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 1–5 (2016).
- [120] Y. Levron, H. Kim and R. W. Erickson: “Design of emi filters having low harmonic distortion in high-power-factor converters”, IEEE Transactions on Power Electronics, **29**, 7, pp. 3403–3413 (2014).
- [121] 平原, 八太, 小林: “太陽光発電システムにおける配電線電圧制御方式の開発-電圧上昇抑制のための新し

い無効電力制御法-”, 電力中央研究所報告. R, 06012 (2007).

- [122] “Gsl - gnu scientific library - gnu project - free software foundation”, <http://www.gnu.org/software/gsl/>. Accessed: 2018-11-29.
- [123] O. Tange: “Gnu parallel - the command-line power tool”, ;login: The USENIX Magazine, **36**, 1, pp. 42–47 (2011).

# 発表文献

## 本論文に関する文献

### 査読付学術誌論文

1. 近藤 健一, 馬場 旬平, “需要家負荷に内蔵された力率改善回路付コンバータを用いた無効電力制御による配電系統電圧の制御能力と高調波電流影響の評価”, 電気学会論文誌B (査読中)
2. Ken-ichi Kondo, Jumpei Baba, “Reactive Power Control by Use of Unidirectional Power Factor Correction Converters in Single-Phase Consumer Loads by Phase Control Method”, IEEE Transactions on Industrial Electronics (under review)
3. Ken-ichi Kondo, Jumpei Baba, “Reactive Power Control by Use of Unidirectional Converters in Consumer Loads by Slope Modified Sawtooth Multiplying Method”, IEEE Transactions on Industrial Electronics (will be under review)

### 査読付国際会議論文

1. Ken-ichi Kondo, Jumpei Baba, “Reactive Power Control of Boost Power Factor Correction Converter by Use of Phase Control for Distribution Voltage Rise Suppression”, The 20th International Conference on Electrical Engineering, Jeju, Korea, June, 2014
2. Ken-ichi Kondo, Jumpei Baba, “Reactive power control by use of boost critical conduction mode power factor correction converter for suppressing voltage rise in distribution network”, Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), 2014 16th European Conference, Lappeenranta, Finland, August, 2014
3. Ken-ichi Kondo, Jumpei Baba, “Experimental Test of Reactive Power Control of Unidirectional Converters with Power Factor Correction by Use of Improved Sawtooth Wave Multiplication”, The 21th International Conference on Electrical Engineering, Hong Kong, July, 2015
4. Ken-ichi Kondo, Jumpei Baba, “Voltage Rise Suppression Ability of Reactive Power Control by Use of Power Factor Correction Converters”, The 22nd International Conference on Electrical Engineering, Japan, July, 2016
5. Ken-ichi Kondo, Jumpei Baba, “Voltage Rise Suppression by Use of Power Factor Correction Converters Controlled by Improved Sawtooth Wave Multiplication Method”, 2017 IEEE Manchester PowerTech, UK, June, 2017
6. Ken-ichi Kondo, Jumpei Baba, “Consideration of Voltage Violation Suppression Control by Use

of Multiple Power Factor Correction Converters”, 2017 The International Conference on Electrical Engineering, China, July, 2017

7. Ken-ichi Kondo, Jumpei Baba, “Effect of Harmonic Current from Reactive Power Controlling Power Factor Correction Converters on Distribution Line Voltage”, 24th International Conference on Electrical Engineering, Korea, June, 2018

## 学術誌記事

1. 近藤健一, 今中政輝, 内山雄斗, 小出舞, 馬場 旬平, “再生可能エネルギー大量導入の早期実現を目指して—産業技術総合研究所福島再生可能エネルギー研究所—”, 電気学会誌, Vol. 134, No. 11, pp. 735-738, 2014

## その他の学会発表等

1. 近藤 健一, 馬場 旬平, “昇圧型 PFC コンバータを用いた入力電流目標波形補正による無効電力制御手法”, 平成 26 年電気学会全国大会, 愛媛, 2014 年 3 月
2. 近藤 健一, 馬場 旬平, “配電系統電圧逸脱補償のための改良のこぎり波乗算法によるダイオードブリッジを含む整流回路での無効電力制御”, 平成 27 年電気学会全国大会, 東京, 2015 年 3 月
3. 近藤 健一, 馬場 旬平, “力率改善回路付コンバータを用いた無効電力制御において電流実効値最小とする波形の算出”, 平成 28 年電気学会全国大会, 仙台, 2016 年 3 月
4. Ken-ichi Kondo, Jumpei Baba, “Reactive Power Control by Use of Diode-Bridge Converters with Linear Relation between Control Input and Output Reactive Power“, IEEJ P&ES - IEEE PES Thailand joint Symposium 2017, Thailand, March, 2017
5. 近藤 健一, 馬場 旬平, “改良のこぎり波乗算形による PFC コンバータを用いた 無効電力制御が直流出力電圧変動に与える影響”, 平成 29 年電気学会全国大会, 富山, 2017 年 3 月
6. 近藤 健一, 馬場 旬平, “改良のこぎり波乗算形による力率改善回路付コンバータを用いた無効電力制御の実験検証”, 電気学会研究会 電力技術 電力系統技術合同研究会, 北海道, 2017 年 9 月
7. 近藤 健一, 馬場 旬平, “ダイオードブリッジを持つ回路を用いた無効電力制御において電流ピーク値最小とする電流波形の算出”, 平成 30 年電気学会全国大会, 福岡, 2018 年 3 月
8. 近藤 健一, 馬場 旬平, “需要家負荷に内蔵された力率改善回路付コンバータを用いた無効電力制御による配電系統電圧の制御能力と高調波電流影響の評価”, 平成 30 年電気学会電力・エネルギー部門大会, 徳島, 2018 年 9 月

## その他の文献

### 査読付学術論文

1. 田村 潤, 近藤 健一, 馬場 旬平, “出力抑制時の太陽光発電システムを用いた短周期変動補償における通信システムの信頼性の影響についての検討”, 電気学会論文誌 B (査読中)
2. 近藤 健一, 田中 大幹, 竹内 悠, 馬場 旬平, 横山 明彦, 今田 博己, 青柳 福雄, “温浴施設に設置された

ヒートポンプ給湯機を用いたデマンドレスポンスの実証検討”, 電気学会論文誌B (査読中)

## 査読付国際会議論文

1. Takeshi Fukai, Jumpei Baba, Ken-ichi Kondo, Yu Takeuchi, “Modeling and Evaluation of Brine Chiller Ice Maker as Controllable Loads”, 2017 The International Conference on Electrical Engineering, China, July, 2017
2. Jun Tamura, Ken-ichi Kondo, Jumpei Baba, “Compensation Method of Communication Delays and Failures to Reduce Power Fluctuations in Micro Grid”, 24th International Conference on Electrical Engineering, Korea, June, 2018
3. Hiroki Tanaka, Ken-ichi Kondo, Yu Takeuchi, Jumpei Baba, “HPWHs’ Schedule Generation Method Taken into Account Users’ Convenience and Aggregators’ Requirements”, 24th International Conference on Electrical Engineering, Korea, June, 2018
4. Jun Tamura, Ken-ichi Kondo, Jumpei Baba, “Study of the LFC Signal Dispatching Method to Compensate Short Period Power Fluctuation by Use of Many Photovoltaics”, The 10th IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference 2018 (APPEEC), October, 2018

## 学術誌記事

1. 渡邊 翔一郎, 近藤 健一, 松岡 絢香, 宮武 昌史, 野田 慶親, “次世代半導体 SiC いよいよ実用化,” 電気学会誌, Vol. 135, No. 10, pp. 676-679, 2015
2. 竹内 悠, 近藤 健一, 馬場 旬平, “電力中央研究所 地球工学研究所,” 電気学会誌, Vol. 136, No. 2, pp. 68-71, 2016

## その他の学会発表等

1. 田村 潤, 近藤 健一, 馬場 旬平, “実測データに基づく出力抑制時の太陽光発電システムを用いた自律分散制御による短周期変動補償”, 平成 29 年電気学会全国大会, 富山, 2017 年 3 月
2. 深井 威志, 近藤 健一, 竹内 悠, 馬場 旬平, “可制御負荷利用を目指した製氷用チラー冷凍機の COP 算出”, 平成 29 年電気学会全国大会, 富山, 2017 年 3 月
3. 田村 潤, 近藤 健一, 馬場 旬平, “出力抑制時の太陽光発電システムを用いた短周期変動補償における通信システムの信頼性の影響についての検討”, 平成 29 年電気学会電力・エネルギー部門大会, Vol. 7, No. 2, pp. 21-22, 東京, 2017 年 9 月
4. 田村 潤, 近藤 健一, 溝口 隼人, 馬場 旬平, “通信システムの信頼性を考慮した出力抑制時の太陽光発電システムを用いた短周期変動補償についての検討”, 電気学会研究会 電力技術 電力系統技術合同研究会, 北海道, 2017 年 9 月
5. 田村 潤, 近藤 健一, 馬場 旬平, “マイクログリッドに多数台導入された太陽光発電システム制御時の通信遅延の影響の補償についての検討”, 平成 30 年電気学会全国大会, 福岡, 2018 年 3 月
6. 田村 潤, 近藤 健一, 馬場 旬平, “通信故障を考慮した出力抑制下の多数台太陽光発電システムの双方向



- 通信による周波数変動補償効果の検討”, 平成 30 年電気学会電力・エネルギー部門大会, 徳島, 2018 年 9 月
7. 近藤 健一, 田村 潤, 馬場 旬平, “需要家機器制御を目的とした携帯回線を用いた通信における遅延とデータ損失頻度の測定とモデル化”, 平成 30 年 電力技術・電力系統技術合同研究会, pp. 97-102, 名古屋, 2018 年 9 月
  8. 田村 潤, 近藤 健一, 馬場 旬平, “携帯回線による通信のモデルを用いた需要家機器制御への通信品質の影響と補償方法の一検討”, 平成 30 年 電力技術・電力系統技術合同研究会, pp. 103-108, 名古屋, 2018 年 9 月
  9. Ken-ichi Kondo, Hiroki Tanaka, Yu Takeuchi, Jumpei Baba, “Operation Scheduling and Demand Response Capacity Prediction of Heat Pump Water Heater in Spa Facility”, 電力技術研究会, Jeju, Korea, 2018 年 10 月
  10. Jun Tamura, Ken-ichi Kondo, Jumpei Baba, “Study of Reduction Effect of Photovoltaics Limitation by Use of HPWH in Small Power System”, 電力技術研究会, Jeju, Korea, 2018 年 10 月

## 付録 A

# その他の PFC コンバータによる無効電力制御手法

### A.1 位相制御形

本節では提案した PFC コンバータの制御手法の一つである位相制御形についてその制御手法を説明した後、出力可能な無効電力を高調波規格、機器定格を考慮して検討する。

#### A.1.1 制御手法

位相制御形では PFC コンバータの入力電圧ゼロ点から一定期間ゲート信号を遮断することで無効電力制御を行うものである。この手法により、図 A.1 に示す入力電力波形を得ることで無効電力を制御する。本波形がサイリスタを用いた抵抗負荷位相制御での入力電流波形と似た波形となることから位相制御形と呼ぶこととする。

ゲート信号遮断期間においては、入力電流は 0 に維持される。ゲート信号が通常通りスイッチング素子に入力されるその他の期間においては、入力電流は正弦波状の入力電流目標を追従する。サイリスタ位相制御では、制御角を変更することで基本波力率が変化する。基本波力率は基本波成分による有効電力と無効電力の比を示している。このため有効電力を一定に保ったまま基本波力率を変更することは、無効電力発生量を制御することになる。以上より、入力電流波形をサイリスタ位相制御での入力電流波形に近づけ、制御角に相当する期間ゲート信号を遮断することにより PFC コンバータで無効電力制御を行うことが可能となる。

電流波形について具体的に示す。入力電圧を (A.1)、理想的な PFC コンバータによって得られる入力電圧と同相である完全な正弦波入力電流を (A.2) と表す。式中の  $V_{\text{rms}}$ 、 $I_{\text{rms}}$  はそれぞれ入力電圧、入力電流の実効値である。この時、PFC コンバータは (A.3) で示す有効電力を消費し、無効電力を授受しない。

$$V(\theta) = \sqrt{2}V_{\text{rms}} \sin \theta \quad (\text{A.1})$$

$$I(\theta) = \sqrt{2}I_{\text{rms}} \sin \theta \quad (\text{A.2})$$

$$P = V_{\text{rms}}I_{\text{rms}} \quad (\text{A.3})$$

位相制御形における入力電流目標波形はゲート遮断を行う期間を位相制御の制御角と同様に電気角  $\alpha$  で表

すと (A.4) と書ける。

$$I(\theta) = \begin{cases} 0 & (n\pi \leq \theta \leq n\pi + \alpha) \\ \sqrt{2}I_{\text{rms}}K_{\text{PC}}(\alpha) \sin \theta & (n\pi + \alpha \leq \theta \leq (n+1)\pi) \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

(A.4) 中の  $K_{\text{PC}}(\alpha)$  は位相制御形制御を適用した場合にも、適用していない場合と等しい入力有効電力を得るための電流増加を示す係数であり、 $\alpha$  に依存する値である。

$K_{\text{PC}}(\alpha)$  を決定するため、位相制御形を用いた場合の有効電力を求める。

入力電流 (A.4) の基本波  $\sin$  成分は (A.5) と算出される。

$$I_{s1}(\alpha) = \sqrt{2}I_{\text{rms}}K_{\text{PC}}(\alpha) \frac{\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha}{\pi} \quad (\text{A.5})$$

これより、入力基本波有効電力  $P$  は (A.6) と計算される。

$$P(\alpha) = V_{\text{rms}}I_{\text{rms}}K_{\text{PC}}(\alpha) \frac{\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha}{\pi} \quad (\text{A.6})$$

$K_{\text{PC}}(\alpha)$  は位相制御形適用時の入力有効電力 (A.6) と位相制御形適用前の入力有効電力  $V_{\text{rms}}I_{\text{rms}}$  が等しくなるように定めるため (A.7) となる。

$$K_{\text{PC}}(\alpha) = \frac{\pi}{\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha} \quad (\text{A.7})$$

図 A.2 にこの手法を実現する制御のブロック図を示す。提案手法は既存の PFC コンバータの制御部にわずかな改変を加えることで実現できる。具体的には制御部への比較器、遅延素子、SR ラッチ、AND ゲートの新たな追加である。追加された比較器は入力電圧ゼロ点の検出を行う。遅延素子により入力電圧ゼロ点が発出されてからゲート信号遮断信号を一定期間継続して発生する。AND ゲートは既存の PFC コンバータ制御回路からの出力と追加された比較器及び遅延素子によって作られたゲート信号遮断信号が入力され、ゲート信号遮断信号が LOW で入力されている間、既存の PFC コンバータ制御回路出力を遮断することで一定期間のゲート信号遮断を実現する。(A.4) 中の  $K_{\text{PC}}(\alpha)$  の変更は出力電圧制御を担う PI 制御器が負担する。このため、制御移行時に出力電圧の過渡的な変動が発生しうる。

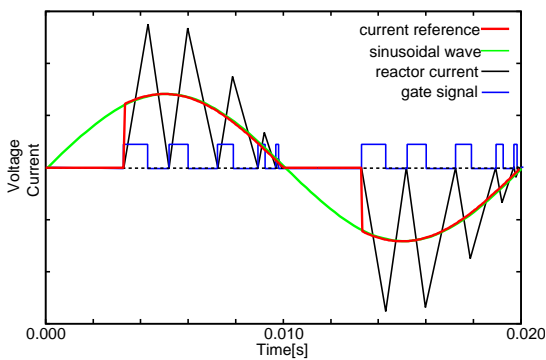


図 A.1 位相制御型で目標とする入力電流波形とリアクトル電流、スイッチング素子制御信号

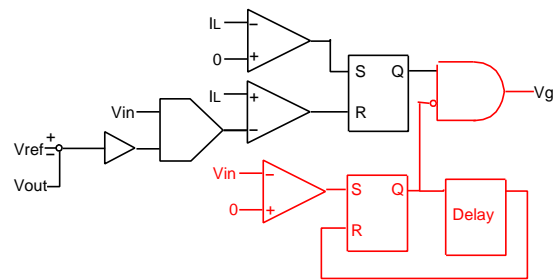


図 A.2 位相制御型でのスイッチング素子制御信号生成法

次に入力電流目標波形を用いて無効電力制御量を検討する。

入力電流基本波  $\cos$  成分は (A.8) と算出される。

$$I_{c1}(\alpha) = \sqrt{2}I_{\text{rms}}K_{\text{PC}}(\alpha) \frac{\cos 2\alpha - 1}{2\pi} \quad (\text{A.8})$$

これより入力基本波無効電力  $Q_1$  は (A.9) と算出される。ただし  $Q_1$  は遅れ無効電力を正にとっている。

$$Q_1(\alpha) = V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} K_{\text{PC}}(\alpha) \frac{1 - \cos 2\alpha}{2\pi} \quad (\text{A.9})$$

以上の計算より位相制御型制御を用い、入力電流波形が目標波形となった場合、入力有効電力と入力基本波無効電力の関係は (A.6), (A.9) より (A.10) と求まる。

$$Q_1(\alpha) = \frac{1 - \cos 2\alpha}{2(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha)} P(\alpha) \quad (\text{A.10})$$

(A.10) より  $Q_1$ ,  $P$  の関係は制御角  $\alpha$  によってのみ定まると理解できる。よって、ゲート信号遮断時間を変えることで、制御角  $\alpha$  を制御することにより入力有効電力、入力基本波無効電力の比を制御し、結果として入力基本波無効電力を制御できることが示される。

進み無効電力制御を行う場合は、電流導通区間を電気角 0 側から延ばし、制御各をゼロ点から時間的に手前に取ればよい。電流波形は (A.11) と書ける。

$$I(\theta) = \begin{cases} \sqrt{2} I_{\text{rms}} K_{\text{PC}}(\alpha) \sin \theta & (n\pi \leq \theta \leq n\pi - \alpha) \\ 0 & (n\pi - \alpha \leq \theta \leq (n+1)\pi) \end{cases} \quad (\text{A.11})$$

この波形により得られる基本波電力に関する計算は無効電力の符号が異なる点他は遅れ無効電力と同一である。

提案手法により PFC コンバータで無効電力制御が可能となるが、入力電流 (A.4) に  $K_{\text{PC}}(\alpha)$  をかけたことから理解できるように同一有効電力を得るには入力電流を増大させる必要がある。最大入力電流は PFC コンバータで用いられるスイッチング素子の定格に定められた最大電流により制約を受ける。入力電流増加に伴う電流実効値増加は機器内部での発熱を増加させる。電流実効値増加は機器の皮相電力定格により制約を受ける。また、波形変形により入力電流高調波も発生する。電流高調波は JIS C 6100-3-2 などの電流高調波規格によって発生許容量が規程されており、こうした規格を満たす範囲で制御を行う必要がある。入力電流目標波形 (A.4) を用いた最大入力電流、電流高調波による制約を考慮した無効電力制御範囲の検討を次節以降にて行う。

## A.1.2 制御制約

### 入力電流目標波形を用いた最大入力電流による制約の検討

PFC コンバータに用いられているスイッチングデバイスの定格最大電流を考慮した無効電力制御範囲を求めるため、提案手法を用いない通常の PFC コンバータにおける定格入力有効電力を 1 p.u. とし、この時の最大入力電流と同じ最大入力電流で位相制御形により得られる有効電力及び、基本波無効電力を求めることを考える。

位相制御形での最大入力電流は制御角  $\alpha$  が  $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}$  の時、電気角  $\theta = \frac{\pi}{2}$  の時の値であり、同一入力有効電力の下では位相制御形適用前の  $K_{\text{PC}}(\alpha)$  倍となる。逆に、位相制御形適用により最大入力電流が増加しないようにするには、入力有効電力を  $\frac{1}{K_{\text{PC}}(\alpha)}$  倍にすればよい。

制御角  $\alpha$  が  $\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \pi$  の時は、 $\theta = \alpha$  の時の値であり、同一入力有効電力の下では位相制御形適用前の  $K_{\text{PC}}(\alpha) \sin \alpha$  倍となる。逆に、位相制御形適用により最大入力電流が増加しないようにするには、入力有効電力を  $\frac{1}{K_{\text{PC}} \sin \alpha}$  倍にすればよい。

以上をまとめると (A.12) となる。

$$I_{\text{peak}}(\alpha) = \begin{cases} \sqrt{2}I_{\text{rms}}K_{\text{PC}}(\alpha) & (0 \leq \alpha < \frac{\pi}{2}) \\ \sqrt{2}I_{\text{rms}}K_{\text{PC}}(\alpha) \sin \alpha & (\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \pi) \end{cases} \quad (\text{A.12})$$

以上の検討より位相制御形を適用した場合の最大電流値が求まった。この最大電流値が機器定格で定められた最大電流値を超えずに制御可能な無効電力範囲を示したのが図 A.3 である。図 A.3 によって表される領域内の入力有効・無効電力を取る場合は機器の最大入力電流定格を超えない制御が可能となる。

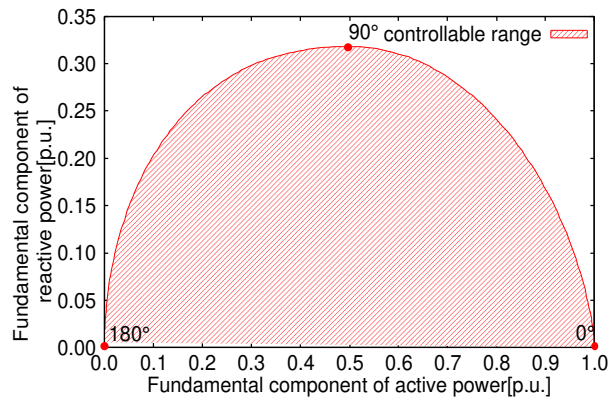


図 A.3 定格最大入力電流を考慮した無効電力制御可能範囲

#### 入力電流目標波形を用いた電流実効値による制約の検討

PFC コンバータの発熱等の制約から定められた最大入力皮相電力を考慮した無効電力制御範囲を求めるため、提案手法を用いない通常の PFC コンバータにおける定格入力有効電力を 1 p.u. とし、位相制御形適用時に入力皮相電力が 1 p.u. を超えずに制御可能な有効電力及び基本波無効電力を求める。入力電圧は変化しないと考えると、通常動作で定格入力有効電力を与える入力電流実効値を超えない入力電力実効値を得られる範囲を検討することとなる。

位相制御形での電流実効値を計算すると式 (A.13) となる。

$$\begin{aligned} I_{\text{RMS}}(\alpha) &= I_{\text{rms}}K_{\text{PC}}(\alpha) \sqrt{\frac{1}{\pi} \left( \pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)} \\ &= I_{\text{rms}} \sqrt{\frac{\pi}{\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha}} \end{aligned} \quad (\text{A.13})$$

制御による電流実効値の増加倍率  $K_{\text{PC}}(\alpha) \sqrt{\frac{1}{\pi} \left( \pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)}$  は最大電流の増加倍率  $K_{\text{PC}}(\alpha)$  ( $\alpha \leq \frac{\pi}{2}$ )  $K_{\text{PC}}(\alpha) \sin \alpha$  ( $\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \pi$ ) よりも小さい。図 A.4 に  $K_{\text{PC}}(\alpha)$  を除いた電流実効値の増加倍率と最大電流の増加倍率を示した。最大電流の増加倍率の方が全制御角において大きくなっている。このため、電流実効値が増加することにより機器定格を超える前に、最大電流が増加し、機器定格を超える。よって、電流実効値増加による制御範囲制約は最大電流増加による制御範囲制約を考えた時点で満たされる。

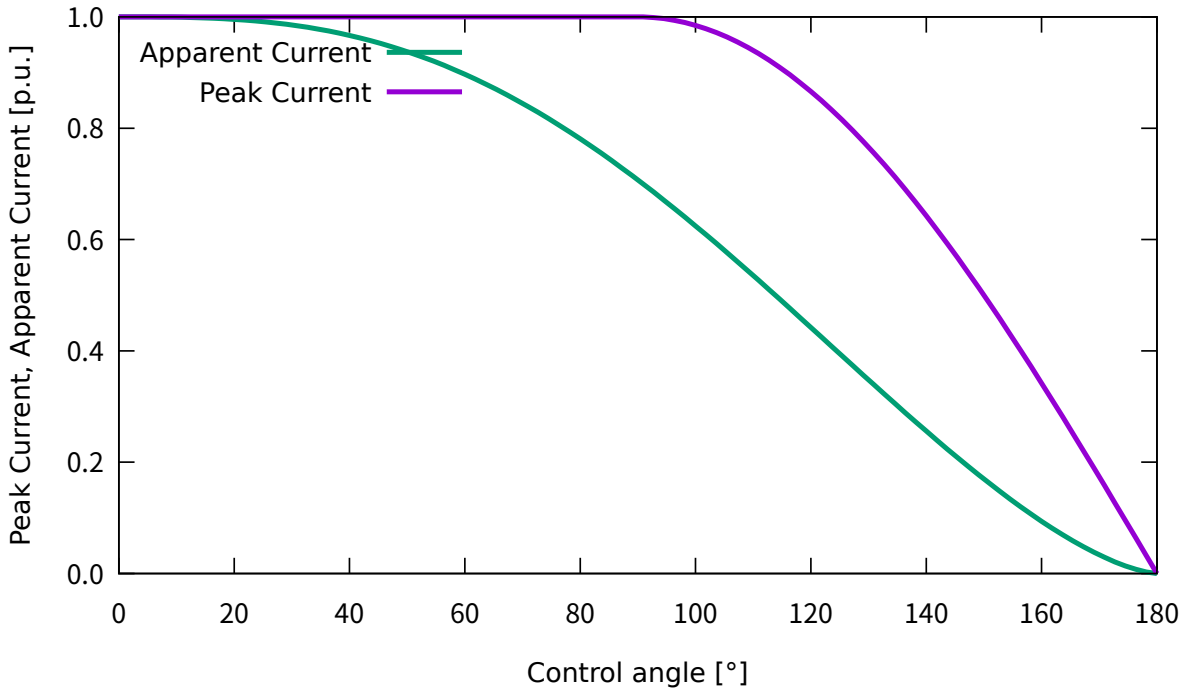


図 A.4 電流ピーク値と、電流実効値での増加率の比較

入力電流目標波形を用いた高調波発生による無効電力制御可能範囲の制約

提案手法は無効電力制御時に電流高調波を発生する。電流高調波はいくつかの規格で規制されるが、本論文では第 2 章でも挙げた JIS C61000-3-2 を高調波規格として用いる。提案手法の目標入力電流波形高調波成分を調べ、高調波規制の許容値と比較することで高調波規制を逸脱しない入力電力範囲を求めた。

まず、目標入力電流波形の高調波成分を調べる。第  $n$  次高調波  $\sin$  成分は (A.14) である。

$$\begin{aligned}
 I_{\text{sn}}(\alpha) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I \sin n\theta d\theta \\
 &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}I_{\text{rms}}K_{\text{PC}}(\alpha) \sin \theta \sin n\theta d\theta + \frac{1}{\pi} \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} \sqrt{2}I_{\text{rms}}K_{\text{PC}}(\alpha) \sin \theta \sin n\theta d\theta \\
 &= \begin{cases} \sqrt{2}I_{\text{rms}}K_{\text{PC}}(\alpha) \frac{1}{\pi} \left( \frac{\sin(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\sin(n-1)\alpha}{n-1} \right) & (n \text{ is odd}) \\ 0 & (n \text{ is even}) \end{cases} \quad (\text{A.14})
 \end{aligned}$$

第  $n$  次高調波  $\cos$  成分は (A.15) である。

$$I_{\text{cn}}(\alpha) = \begin{cases} \sqrt{2}I_{\text{rms}}K_{\text{PC}}(\alpha) \frac{1}{\pi} \left( \frac{\cos(n+1)\alpha-1}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\alpha-1}{n-1} \right) & (n \text{ is odd}) \\ 0 & (n \text{ is even}) \end{cases} \quad (\text{A.15})$$

第  $n$  次高調波電流の大きさを (A.16) より求め、高調波規制に定められた許容値と比較し、許容される最大の電力を示したのが図 A.5 である。クラス D ではクラス D と示した直線とクラス A の曲線の 2 つにより囲

まれた領域が制御可能範囲である。ハッチングを施した部分がクラス D の制御可能範囲に相当する。

$$I_n(\alpha) = \sqrt{I_{sn}^2 + I_{cn}^2} \quad (\text{A.16})$$

適用する機器の種類ごとに該当するクラスの最大の電力を読み取ればよい。

### 制約条件を全て考慮した制御範囲

以上より位相制御型制御適用時の電流高調波による入力電力の制約を求めることができた。図 A.3 に示した最大入力電流による制約を機器の定格出力を基準に p.u. 表記から W 表記に改め、図 A.5 に示した高調波規制による制約と合わせることで 2 つの制約のもと提案手法によって制御可能な無効電力範囲を求めることができる。制御可能範囲は 2 つの範囲のうち範囲の小さい方を採用すればよい。図 A.6 に制御可能範囲の一例を示す。ハッチングを施した部分は電流による制約と、クラス D の調波規制による制約に囲まれており、クラス D に該当する機器における制御可能範囲を示す。この例では定格入力電力が 100 W である PFC コンバータを仮定してグラフを描いた。

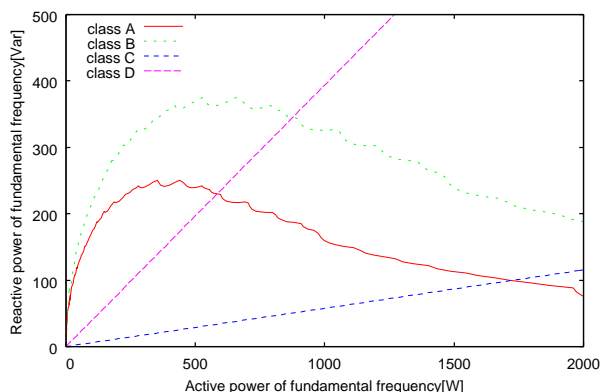


図 A.5 高調波規制による制約下での無効電力制御可能範囲

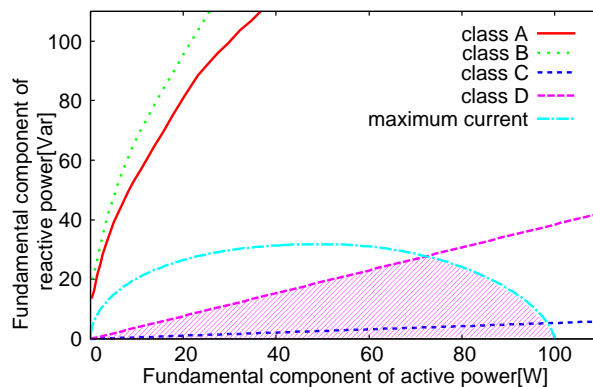


図 A.6 無効電力制御可能範囲の一例 (100 W 定格)

## A.1.3 実装上の変更点

### 進み無効電力制御時のゼロ点検出の問題点

電圧ゼロ点直前に入力電流が流れ続ける通常動作、及び遅れ無効電力制御動作時には入力電圧を測定しているダイオードブリッジ直流側に接続されたキャパシタ  $C_{in}$  の電荷は交流側電圧の低下とともに引きぬかれ、交流電圧とともにキャパシタ電圧が低下するため、あるしきい値を持って電圧ゼロ点を検出することが可能となる。しかしながら、位相制御形で進み無効電力制御を行う場合、電圧ゼロ点から遡って制御角で指定の期間、入力電流を停止する。この際、入力電圧を測定しているダイオードブリッジ直流側電圧はキャパシタ  $C_{in}$  によって本来の交流側入力電圧より上昇したままとなる。このため、キャパシタ電圧を測定し、あるしきい値と比較することにより電圧ゼロ点を検出することが次の点で困難となる。電圧しきい値を上げることで対応が可能であるが、制御角によって上昇したままとなる電圧が変化すること、また、しきい値が高いことにより本来のゼロ点と検出点がずれることが問題となる。

## 対策

問題は電圧ゼロ点直前で入力電流が0を維持する点にある。このため、対策として電圧ゼロ点を過ぎてから電流を流すのではなく、電圧ゼロ点直前に電流を流しはじめ、キャパシタ電圧を入力交流電圧と合わせ、ゼロ点検出を行わせる。

図 A.7 に対策を施した目標電流波形を示す。具体的には従来電流開始点が電気角 0 であったとすると、 $-\beta$  と一定期間ゼロ点より前から電流を開始するように変更する。これにより導通期間は 0 から  $\pi$  の範囲では、 $-\beta$  から  $\pi - \alpha$  となる。

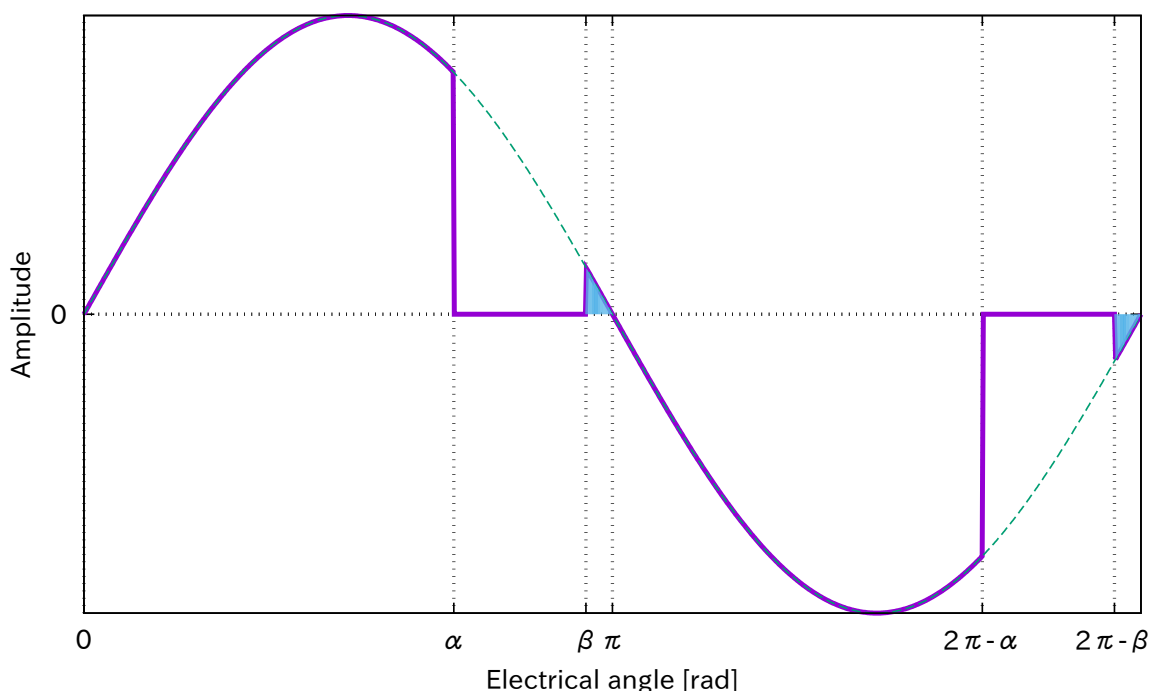


図 A.7 進み無効電力制御時のゼロ点検出のための対策を施した目標電流波形

## 対策による制御誤差

本対策をとることにより、電流道通時間が延長される。この変化により力率に変化がないか検討する。

本対策で得られる電流波形は (A.17) と書ける。

$$I(\theta) = \begin{cases} \sqrt{2}I_{\text{rms}}K_{\text{PC}}(\alpha)\sin\theta & (n\pi - \beta \leq \theta \leq n\pi - \alpha) \\ 0 & (n\pi - \alpha \leq \theta \leq (n+1)\pi - \beta) \end{cases} \quad (\text{A.17})$$

入力電流 (A.17) の基本波 sin 成分は (A.18) と算出される。

$$I_{s1}(\alpha) = \sqrt{2}I_{\text{rms}}K_{\text{PC}}(\alpha) \frac{\pi - \alpha + \frac{1}{2}\sin 2\alpha + \beta - \frac{1}{2}\sin 2\beta}{\pi} \quad (\text{A.18})$$

ここで、 $\beta$  が十分に小さいと仮定すると  $\sin\beta \simeq \beta$  より (A.18) は (A.5) とほぼ等しい。よって、 $\beta$  を小さくとれば、ゼロ点検出対策による有効電力変化はほとんど生じない。



次に入力電流目標波形を用いて無効電力制御量を検討する。

入力電流基本波  $\cos$  成分は (A.19) と算出される。

$$I_{c1}(\alpha) = \sqrt{2}I_{\text{rms}}K_{\text{PC}}(\alpha) \frac{\cos 2\beta - \cos 2\alpha}{2\pi} \quad (\text{A.19})$$

ここで、 $\beta$  が十分小さい時、 $\cos 2\beta \simeq 1$  と近似でき、(A.8) と符号のみが反対の絶対値はほぼ等しい値が得られる。よって  $\beta$  を十分に小さくにとって制御を行う場合、ゼロ点検出のための対策は無効電力制御出力に影響を与えない。

今後の制御では進み無効電力制御を行う場合は十分に小さい  $\beta$  を用いて、ゼロ点検出が可能なように対策を行って実験を行う。

#### A.1.4 実験による検証

提案した手法によって無効電力が制御可能であることを実験により実証した。制御される無効電力出力と理論検討で導出された出力とを比較し、出力誤差を確認した。

本制御手法は無効電力制御時に電流ピーク値、電流実効値、電流高調波が増加する問題がある。それぞれ機器の定格値、高調波電流規格と比較して、許容される範囲に収められているかを確認した。

##### 実験条件

実験で用いた主回路構成、回路素子定数及び回路の定格等は第 3.4.1 節に示したものと同一ものを用いた。

実験は PFC コンバータの出力電圧を定格の 380 V に保ち行った。入力電力は PFC コンバータ後段の DC-DC コンバータによって変化させ、位相角  $\alpha$  を変更することで無効電力出力を変化させて複数有効・無効電力入力条件をつくり実験を行った。実験中の入力電圧・電流をその波形を含めて測定し、測定結果から基本波成分の有効・無効電力を算出し、無効電力が制御されているかを確認した。また、高調波電流も算出し、JIS 規格に定められた限度値を超えることがないか確認した。

有効電力は入力電流のピーク値、実効値のいずれかが機器定格に達するまで変化させた。制御角は 0 から 90 度の範囲で 5 段階に変化させ、無効電力出力を変化させた。

##### 実験結果

図 A.8 及び図 A.9 に制御角を変更し、無効電力制御を行った場合の電圧、電流波形を示す。制御角を変更するに応じて、電流遮断区間が変化していることがわかる。

図 A.10 に遅れ無効電力制御時の有効電力・無効電力入力を示す。図 A.11 に進み無効電力制御時の有効電力・無効電力入力を示す。各実線は測定点に対して、制御角ごとに直線近似を行った近似直線である。各破線は理想的な制御が行われた場合に得られる理論出力を描いたものである。近似直線の傾きと y 切片を遅れ無効電力制御について表 A.1 に、進み無効電力制御について表 A.2 に示す。また、理論出力を示す直線の傾きを示す。

理想的な制御時には各直線は原点を通り、制御角に対応した傾きを持つ直線となる。一方、近似直線は制御角  $18^\circ$  を除いて一定の y 切片を持ち、無効電力出力に定常的な誤差があることがわかる。また、制御角  $18^\circ$  以外の直線の傾きは理論値とほぼ一致している。制御角  $18^\circ$  での結果が他と異なり理論値と異なる結果となったことに関して、 $18^\circ$  の無効電力出力が 0 に近く、波形データから無効電力の計算を行う際の誤差が大きく出たのではと推測する。その他の角度では理論値と傾きが一致していることから、位相制御形による無効電力制

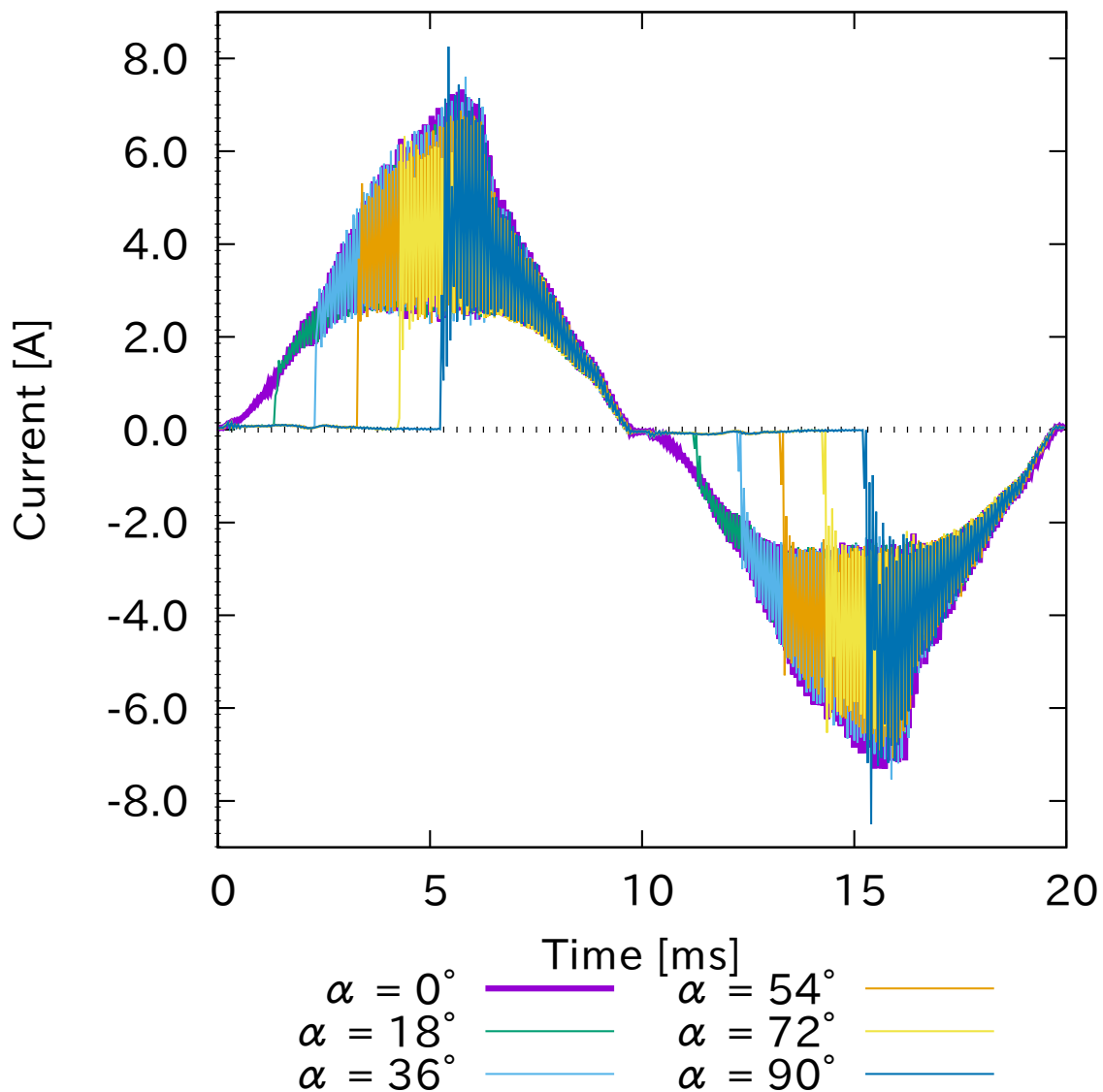


図 A.8 制御角変更による遅れ無効電力出力制御

御が実証できたと言える。

定常的な誤差に関しては、無効電力制御を行っていない場合と同程度の出力である進み 6 Var で出ており、今回製作した回路に起因する誤差であると考え。定常的な無効電力誤差について、その要因としてスイッチングノイズを取り除くために取り付けした入力フィルタが関係していると考えられる [118][119][120]。

#### 制御可能範囲

ピーク電流及び電流実効値制約による制御範囲を実験結果より取得した。ピーク電流値として  $\pm 4.5$  A，電流実効値として 3.0 A を限度値としてこれらの値を超過しない有効電力最大の実験結果を制御各ごとに取得し，制御範囲限度とした。

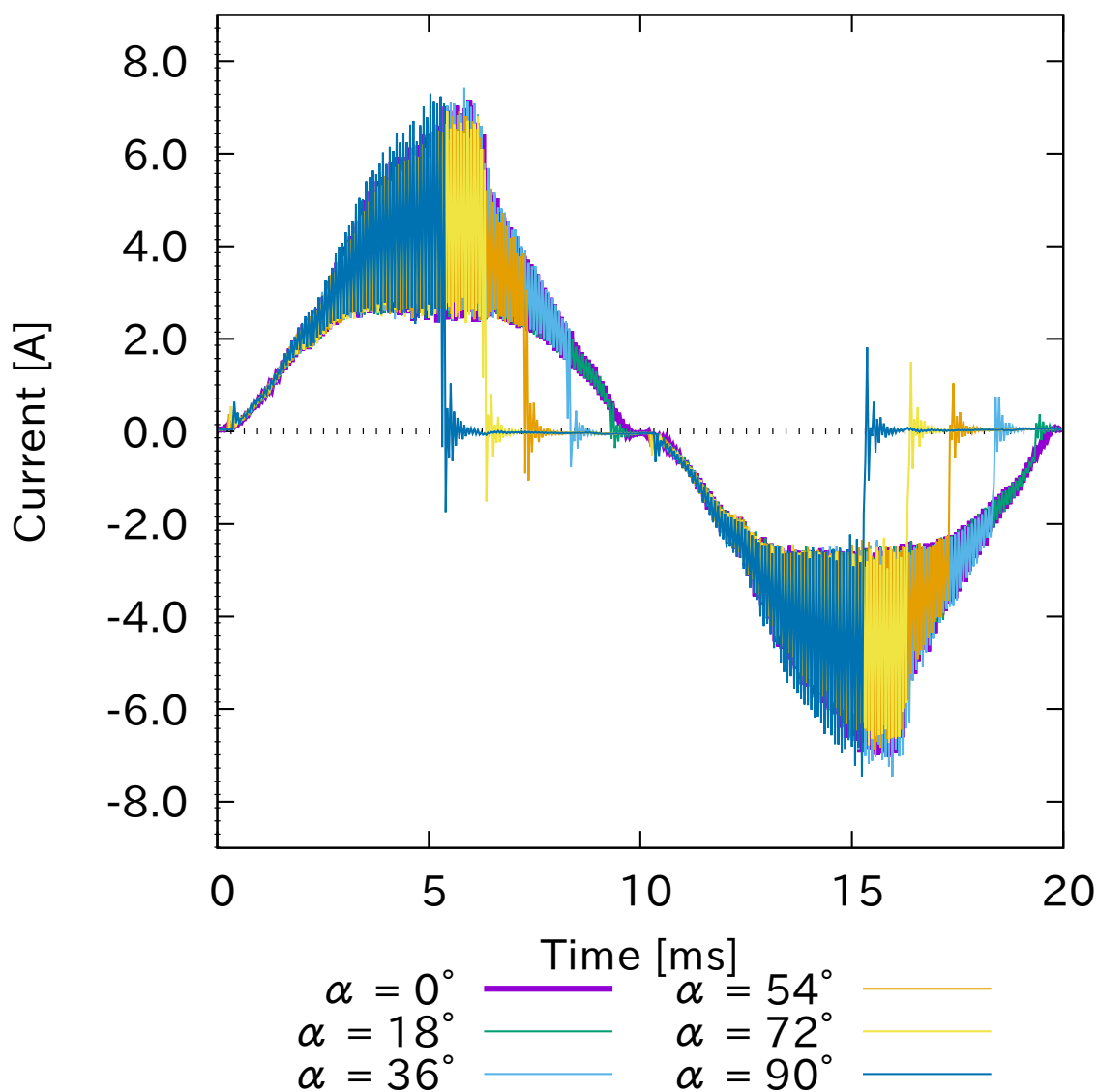


図 A.9 制御角変更による進み無効電力出力制御

遅れ無効電力制御での結果より得られた制御範囲限度を示す測定点を図 A.12 に示す。進み無効電力制御での結果より得られた制御範囲限度を示す測定点を図 A.13 に示す。また、理論検討で得た制御範囲限度を実線で示した。

遅れ無効電力制御では想定される制御範囲よりも測定データから得られた無効電力制御範囲よりも制御範囲が小さくなった。

進み無効電力制御では想定される制御範囲とほぼ一致した制御範囲が得られることが示された。

提案無効電力制御手法は高調波電流を流出させる問題があった。本実験で得られた入力電流波形に含まれる高調波が高調波規制規格である JIS C 61000-3-2 に定められた範囲に抑えられているかを確認した。

JIS C 61000-3-2 には機器種別によって 4 のクラスに分けられ、クラス毎に限度値が設けられている。本検

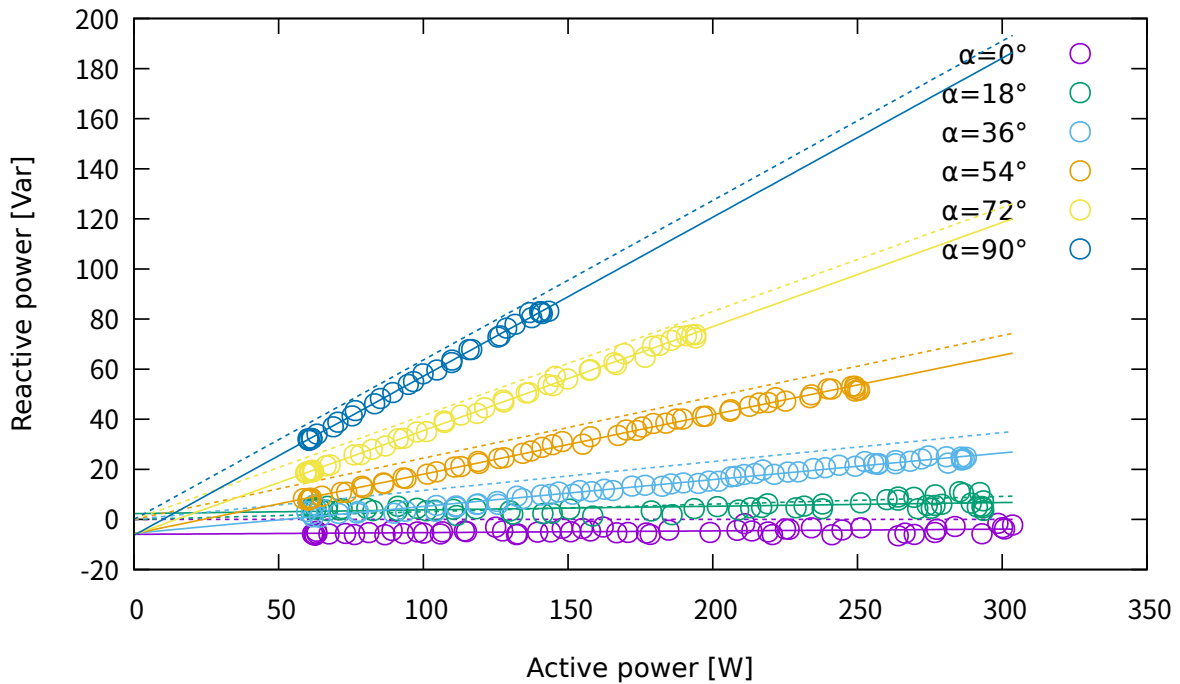


図 A.10 遅れ無効電力制御時の有効電力・無効電力入力と制御角毎の近似直線

表 A.1 Fitted line parameter in lagging reactive power control

control angle [°]	y-intercept	slope	slope (theory)
0	-5.9	0.0069	0.0
18	2.3	0.015	0.031
36	-5.5	0.11	0.12
54	-5.7	0.24	0.24
72	-6.1	0.42	0.42
90	-6.3	0.63	0.64

討ではこの中のクラス D 適用機器に提案手法を導入したと想定して高調波規格を満たしているか検討した。

クラス D 適用機器では本提案制御を用いた場合、理論的には制御角  $68^\circ$ 、 $1.18 \text{ rad}$  まで制御可能である。今回の実験では遅れ無効電力制御では制御角  $54^\circ$  まではすべての出力条件でクラス D 許容値を満たし、制御角  $72^\circ$  では許容値を満たさない結果が見られた。進み無効電力制御においても制御角  $54^\circ$  まで許容値を満たし、制御角  $72^\circ$  で許容値を満たさない結果が得られた。

今回の結果は理論的に検討した結果に合致する。

#### 出力電圧脈動

無効電力制御が PFC コンバータの動作に影響を与えないか出力電圧脈動の増加がないかに注目して評価した。

遅れ無効電力制御時の結果について示す。図 A.14 に制御角ごとに制御範囲限度での条件での出力電圧を示

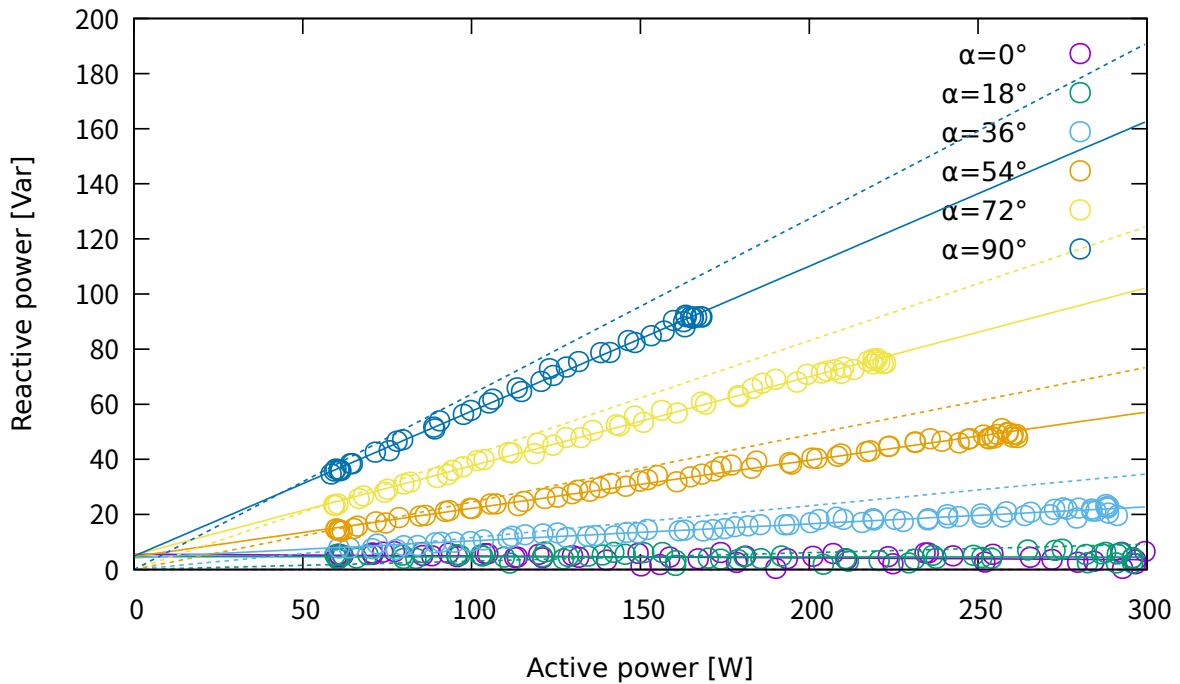


図 A.11 進み無効電力制御時の有効電力・無効電力入力と制御角毎の近似直線

表 A.2 Fitted line parameter in leading reactive power control

control angle [°]	y-intercept	slope	slope (theory)
0	5.6	-0.0066	0.0
18	4.7	-0.00055	0.031
36	4.3	0.062	0.12
54	4.7	0.17	0.24
72	5.3	0.32	0.42
90	4.8	0.53	0.64

す。表 A.3 に出力電圧の 100 Hz 成分の電圧脈動をピーク間値で示す。電圧が目標値である 380 V に制御されていることがわかる。また、電圧脈動も無効電力無制御時と制御時で大きく増加することはない。よって本制御による出力電圧への悪影響は今回の試験回路のような大容量キャパシタを備えた回路では見られない。

進み無効電力制御時の結果について示す。図 A.15 に制御角ごとに制御範囲限度での条件での出力電圧を示す。表 A.4 に出力電圧の 100 Hz 成分の電圧脈動をピーク間値で示す。遅れ無効電力制御と同様に電圧が目標値である 380 V に制御されていることがわかる。また、電圧脈動も無効電力無制御時と制御時で大きく増加することはない。よって本制御による出力電圧への悪影響は進み無効電力制御においても今回の試験回路のような大容量キャパシタを備えた回路では見られない。

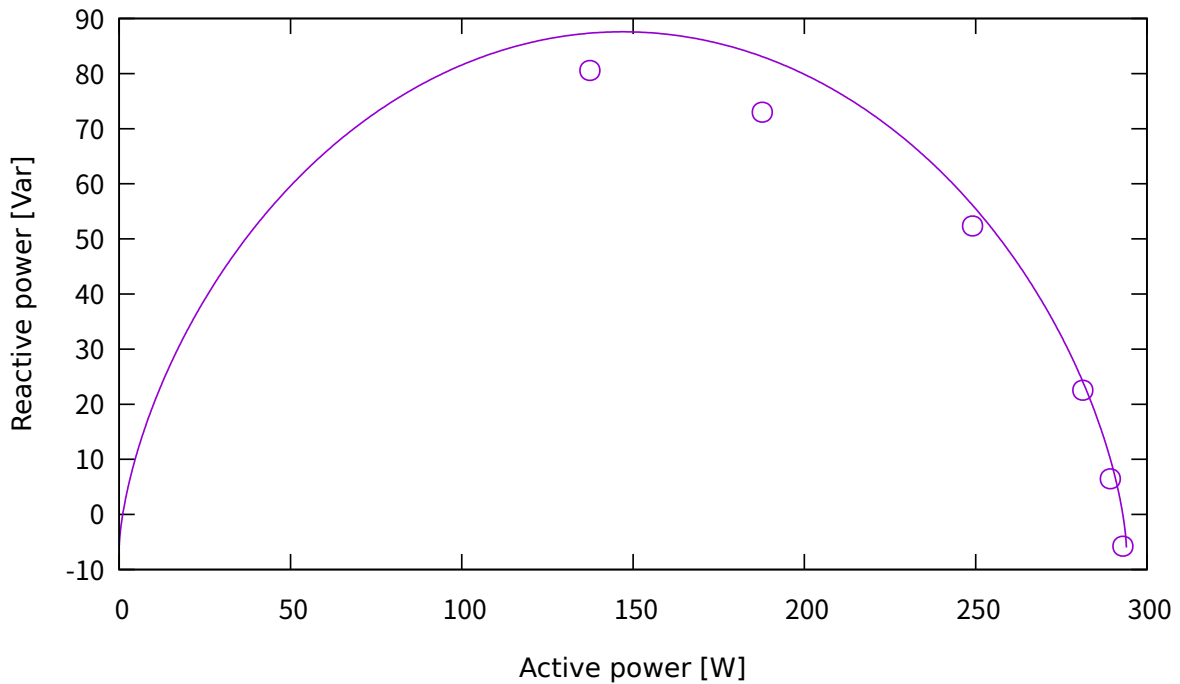


図 A.12 遅れ無効電力実験結果より得た電流ピーク値，電流実効値制約を考慮した制御範囲限度

表 A.3 出力電圧脈動

$\alpha$ [°]	$V_{pp}$ [V]
0	12
18	11
36	13
54	12
72	13
90	7

## A.2 のこぎり波乗算形

### A.2.1 制御手法

本説では提案した PFC コンバータの制御手法の一つであるのこぎり波乗算形についてその制御手法を説明した後，出力可能な無効電力を高調波規格，機器定格を考慮して検討する。

2つ目の提案手法は入力電圧と，出力電圧の目標値からの誤差から既存 PFC コンバータ制御回路内部で計算されている目標入力電流波形に入力電圧に同期したのこぎり波を乗算することにより得られる波形を目標入力電流波形としてゲート信号を生成する手法である。のこぎり波の乗算により得られる目標入力電流波形は図 A.16 の赤線に示した波形となる。この手法では無効電力制御量を変更することはできず，常に有効電力と

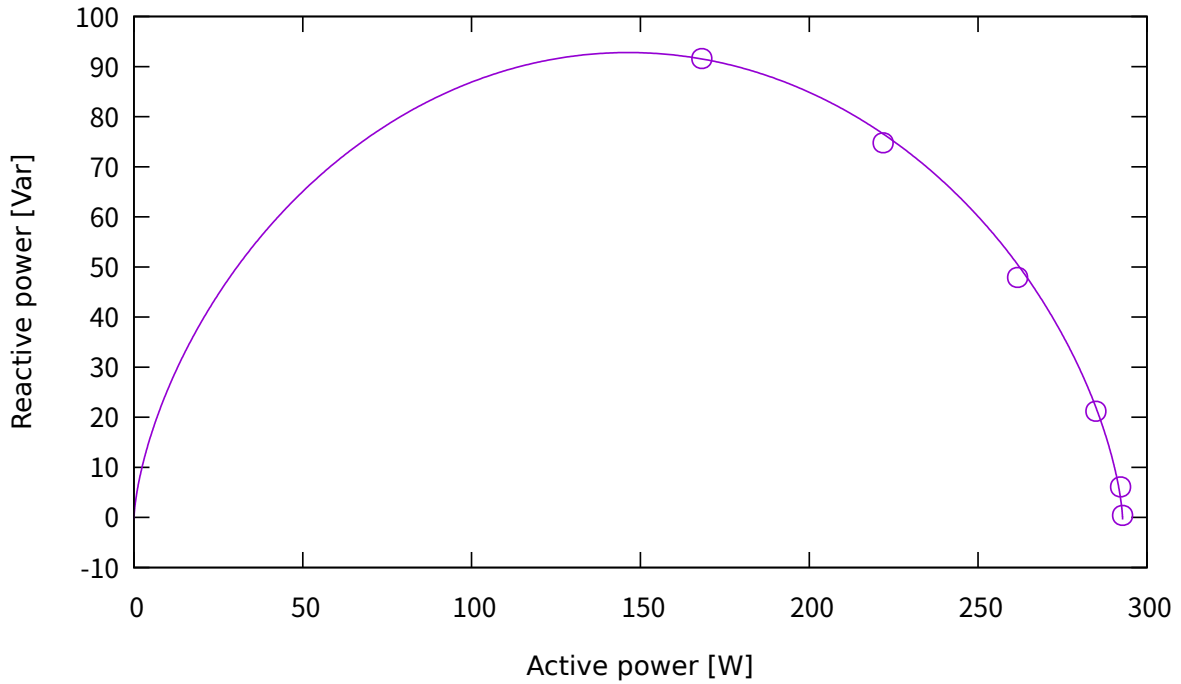


図 A.13 進み無効電力実験結果より得た電流ピーク値，電流実効値制約を考慮した制御範囲限度

表 A.4 進み無効電力制御での出力電圧脈動

$\alpha$ [°]	$V_{pp}$ [V]
0	13
18	12
36	11
54	12
72	10
90	9

無効電力は一定の比率を保つ。図 A.17 に提案手法を実現する制御ブロック図を示す。

交流入力電圧  $V_{ac}(\theta)$ ，のこぎり波  $K(\theta)$ ，入力電流目標値  $I_{ref}(\theta)$  は  $n\pi < \theta < (n+1)\pi$  において

$$V_{ac}(\theta) = \sqrt{2}V_{rms} \sin \theta \quad (A.20)$$

$$K(\theta) = \frac{k(\theta - n\pi)}{\pi} \quad (A.21)$$

$$I_{ref}(\theta) = \sqrt{2}V_{rms}K(\theta)K_{PI}(V_{out}) \sin \theta \quad (A.22)$$

$$= \sqrt{2}I_{rms} \frac{2(\theta - n\pi)}{\pi} \sin \theta \quad (A.23)$$

で表される。 $V_{rms}$ ， $I_{rms}$  はそれぞれ無効電力制御を行う前の電圧，電流の実効値であり， $K_{PI}(V_{out})$  は PI 制御器の出力である。のこぎり波の傾き  $k$  は PI 制御器の比例ゲインに影響を及ぼす。既存 PFC コンバータの

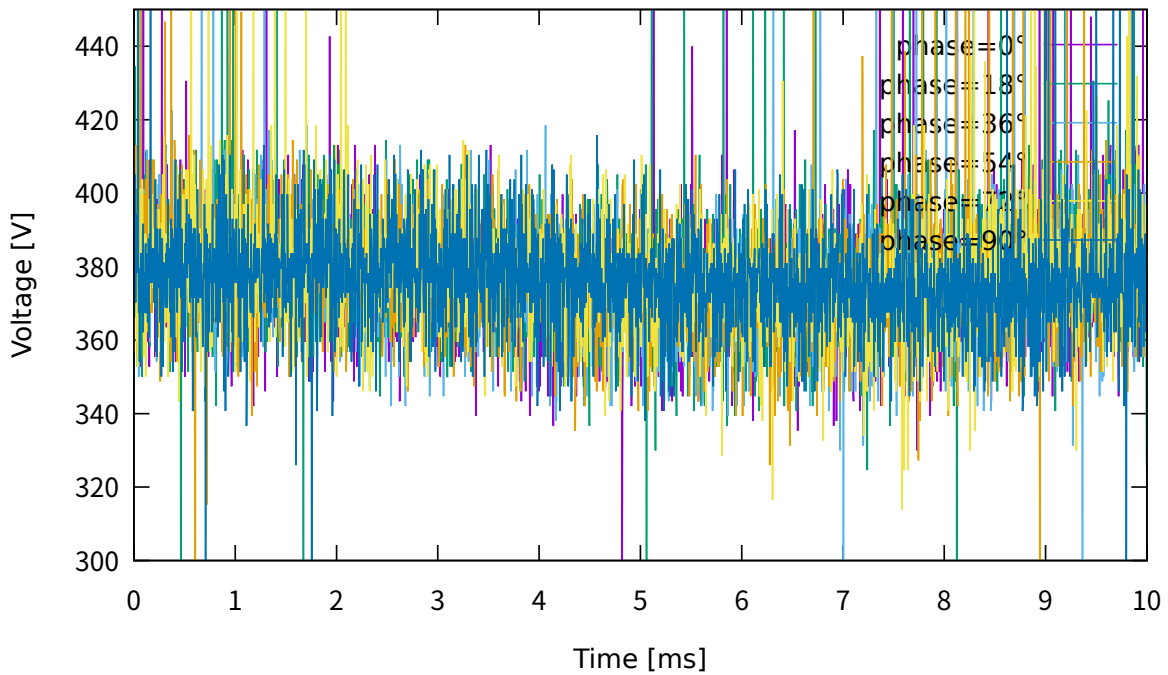


図 A.14 出力電圧脈動

PI パラメータに変更を加えないためには、のこぎり波乗算前後で有効電力に変化のない  $k = 2$  を用いるのが良いと考えられる。

(A.23) では電流振幅は PI 制御器により無効電力制御前と同じ有効電力を得られる値となり、のこぎり波の傾き  $k$  の影響はなくなると仮定する。(A.23) の基本波 sin 成分  $I_{\text{ref}s}$ 、cos 成分  $I_{\text{ref}c}$  と基本波成分による遅れ無効電力  $Q_1$  は

$$I_{\text{ref}s} = \sqrt{2}I_{\text{rms}} \quad (\text{A.24})$$

$$I_{\text{ref}c} = \frac{\sqrt{2}}{\pi}I_{\text{rms}} \quad (\text{A.25})$$

$$Q_1 = \frac{1}{\pi}P \quad (\text{A.26})$$

であり、基本波成分による遅れ無効電力を有効電力  $P$  に対して一定の比率に制御できることが確認できる。

この制御により PFC コンバータは無効電力を制御することができるが、入力電流の増加と電流波形変形による電流高調波の発生が生じる。入力電流の増加には機器容量の制約、電流高調波の発生には高調波規制による制約が存在し、無効電力制御可能範囲は制限される。次節にて制約を考慮した制御可能範囲の検討を行う。

## A.2.2 制御制約

### A.2.3 入力電流目標波形を用いた最大入力電流による制約の検討

図 A.16 に示した入力電流目標波形を用いて制御可能な基本波成分による無効電力を検討する。無効電力制御を行うと、無効電流成分により同一負荷時においても最大入力電流が増加する。そこで最大入力電流を一定



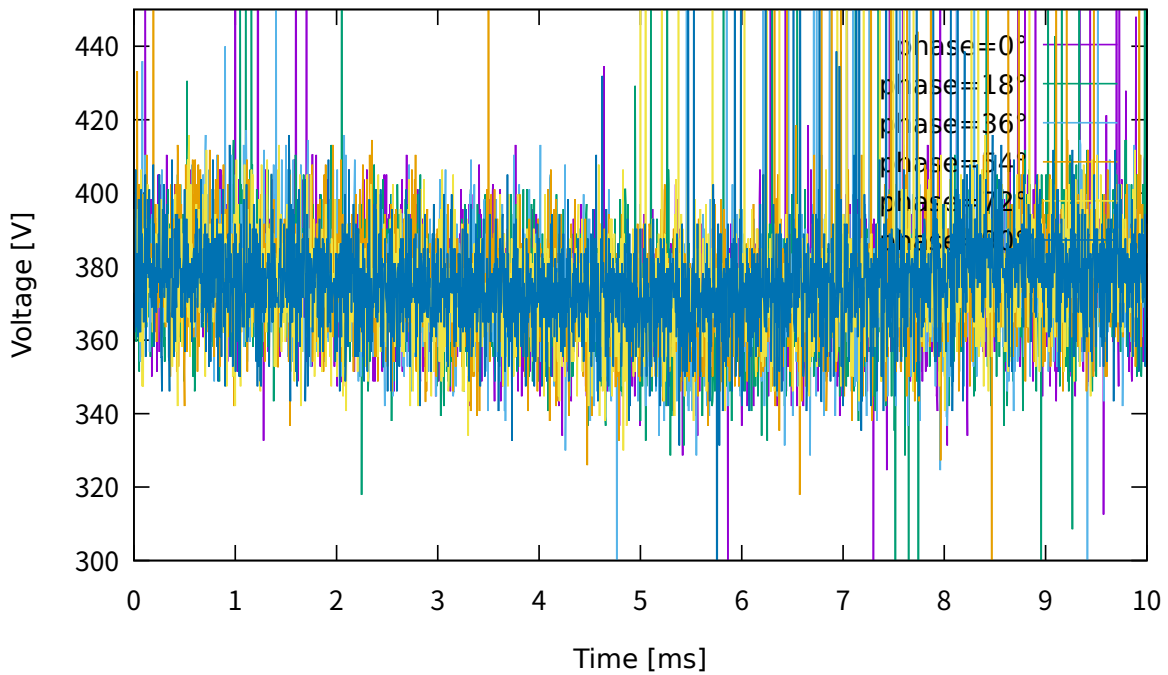


図 A.15 進み無効電力制御での出力電圧脈動

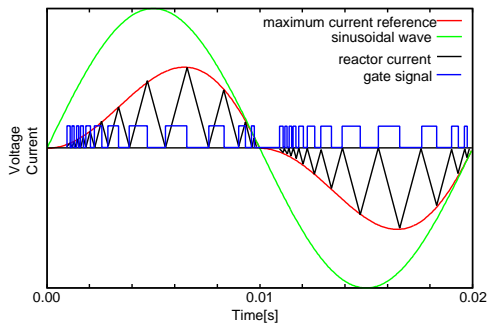


図 A.16 遅れピーク型における目標電流波形，リアクトル電流波形，スイッチング素子制御信号

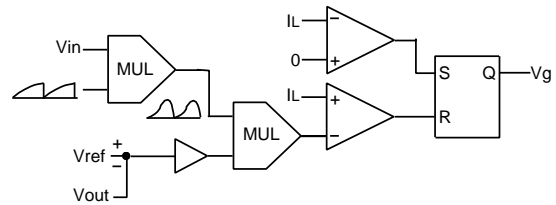


図 A.17 遅れピーク型スイッチング素子制御信号生成法

に保つためには、無効電力制御を行う前後で入力有効電力を何割抑えるべきかを考える。無効電力制御を行う時、入力電流目標は (A.23) の最大点を考えると、 $\theta = 116^\circ$  で最大値を取り、その値は完全な正弦波に入力電流を変形する理想的な PFC コンバータの場合の最大入力電流値の 1.16 倍となる。よって、最大入力電流を一定に保つためには入力電力は無効電力制御前の 0.863 倍に抑える必要があり、これが本制御における入力電力の制約となる。

#### A.2.4 入力電流目標波形を用いた電流実効値よる制約の検討

電流ピーク値とともに、電流実効値も増加する。電流実効値増加による入力有効電力抑制必要量を電流ピーク値の場合と同様に計算する。

無効電力制御を行う場合、入力電流実効値は (A.27) と計算される。

$$I_{\text{RMS}} = I_{\text{rms}} \sqrt{1 + \left( \frac{1}{3} - \frac{2}{\pi^2} \right)} \quad (\text{A.27})$$

この値は電流ピーク値増加と比較するとその増加率は小さい。このため、電流実効値の増加を定格範囲内に抑えるための入力有効電力の抑制は電流ピーク値増加を定格範囲内に抑えるための抑制に比べ小さく、電流ピーク値増加を考慮した場合の制御範囲を採用すれば良い。

### A.2.5 入力電流目標波形を用いた高調波発生による無効電力制御可能範囲の制約

次に図 A.16 の入力電流目標波形を用いて高調波規制による制御範囲の制約を検討する。本制御において用いる入力電流目標波形の第  $n$  次高調波  $\cos$  成分  $I_{\text{refc}}(n)$  は  $n$  が奇数の時 (A.28) である。

$$I_{\text{refc}}(n) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{\text{rms}} \left( \frac{1}{n-1} - \frac{1}{n+1} \right) \quad (\text{A.28})$$

高調波  $\sin$  成分、偶数次  $\cos$  成分は入力電流目標波形には含まれない。入力電流目標波形の高調波成分を高調波電流規格のひとつである JIS C 61000-3-2 に示された電流高調波許容量と入力電流目標波形から算出した高調波成分を比較したところ、規格が適用される機器電力範囲内での発生高調波量の逸脱は見られず、JIS C 61000-3-2 に定められた高調波規格による制御範囲の制約は受けないことが確認できた。

### A.2.6 制約条件を全て考慮した制御範囲

以上から入力電流目標波形を元に検討した最大入力電流による制約と、高調波電流規格による制約から本手法により無効電力制御可能な動作範囲は入力有効電力  $P$  が定格入力電力の 0.863 倍までの範囲であることが示される。その時の基本波成分による無効電力  $Q_1$  は (A.26) を満たす量となる。

### A.2.7 実験による検証

のこぎり波乗算形での実験結果として図 A.18 に交流入力電圧及び制御をかけた場合の電流波形と制御なしでの電流波形を示す。入力電流のピークが通常動作時の入力電流より遅れ、波形が正弦波より変形していることが確認できる。

表 A.5 に入力電圧波形及び入力電流波形にフーリエ変換を行い算出した基本波成分による有効電力、無効電力と測定された出力電圧を示した。出力電圧は目標電圧である 40 V とほぼ一致している。また、基本波無効電力が発生しており、入力電流波形が正弦波から変化していることが確認できる。目標波形から算出される無効電力は PFC コンバータが実験結果と同じ有効電力を出力している時に 3.17 Var であり、本実験での無効電力制御量は目標波形から算出される値の 1.98 Var より小さい。このことから電流波形が正弦波から変化しているものの、目標波形に完全に追従できていないと考えられる。

## A.3 オフセットのこぎり波乗算形

PFC コンバータによる無効電力制御を検討する上で次のことを留意した。

- 制御が簡易であり、既存の制御方法との置き換えが容易であること

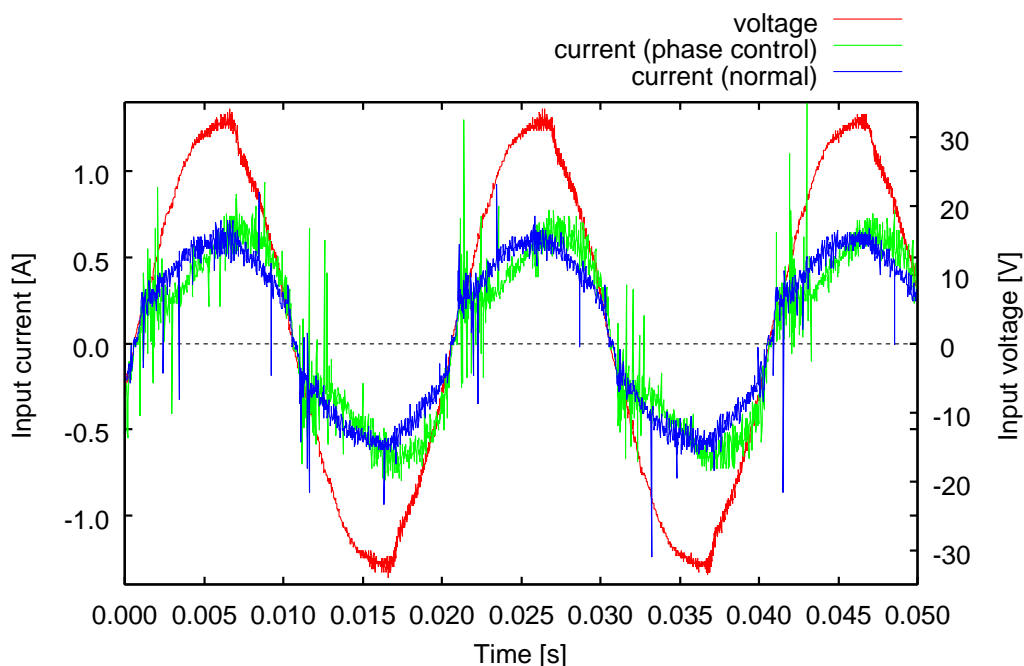


図 A.18 遅れピーク型実験結果 (入力電圧, 電流波形)

表 A.5 遅れピーク型実験結果 (入力電力, 出力電圧)

入力基本波有効電力	9.97 W
入力基本波無効電力	1.98 Var
出力電圧	39.9 V

- 無効電力制御次の電流実効値・高調波電流の増加が小さいこと

本研究で提案する PFC コンバータの入力電流波形は、以前 [116] [117] にて提案した波形に変形する場合に比べ、無効電力制御時の電流実効値・高調波電流の増加を抑制する。また、提案電流波形を既存の PFC コンバータに導入する際に必要となる変更点は、制御系にいくつかの要素を加えるのみである。制御系と主回路との間に必要な、センサや制御信号など、制御系の入出力に変更を行っておらず、既存の制御との置き換えが容易になっている。制御がデジタルで行われている場合は、プログラムの変更のみで実現可能であり、本手法の導入は容易であると考えられる。

以下に本手法で目標とする電流波形と、PFC コンバータによって目標電流波形が実現されると仮定した場合の理論的な無効電力出力を示す。と電流実効値の増加、高調波電流の発生量を示す。続いて提案する電流波形を実現するために必要となる PFC コンバータの制御系への変更点を示す。

### A.3.1 制御手法

オフセット  $\frac{\alpha}{\pi}$  が負である場合、有効電流成分は式 (A.29)、無効電流成分は式 (A.30) で示される。

$$I_{1s} = \sqrt{2}I_n K_{PI} \frac{2(\pi - \alpha)^2 - 1 + \cos 2\alpha}{4\pi^2} \quad (\text{A.29})$$

$$I_{1c} = \sqrt{2}I_n K_{PI} \frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{4\pi^2} \quad (\text{A.30})$$

この時の無効電力と有効電力の比率は式 (A.31) で示される。

$$\frac{Q}{P} = \frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{2(\pi - \alpha)^2 - 1 + \cos 2\alpha} \quad (\text{A.31})$$

オフセットが正である時、有効電流成分は式 (A.32)、無効電流成分は式 (A.33) で示される。

$$I_{1s} = \sqrt{2}I_n K_{PI} \frac{\pi - 2\alpha}{2\pi} \quad (\text{A.32})$$

$$I_{1c} = -\sqrt{2}I_n K_{PI} \frac{1}{2\pi} \quad (\text{A.33})$$

この時の無効電力と有効電力の比率は式 (A.34) で示される。

$$\frac{Q}{P} = \frac{1}{\pi - 2\alpha} \quad (\text{A.34})$$

式 (A.31) 及び式 (A.34) より、提案手法による無効電力・有効電力の出力の比はオフセット  $\frac{\alpha}{\pi}$  によって変更可能である。ただし、 $\alpha = 0$  の時、この値は 0 ではなく 0.32 となる。これを基本波力率に換算すると 0.95 であり、変更可能な基本波力率は  $\alpha \leq 0$  とする時、0.95 以下、 $\alpha \geq 0$  とするとき 0.95 以上となる。 $\alpha$  は正負に変化するが、力率は進み・遅れの両方にまたがって制御できるわけではなく、遅れ力率 0.32 を中心に変化するのみである。また、オフセット  $\frac{\alpha}{\pi}$  と無効電力出力との関係は非線形であり、無効電力出力を決定する上位の制御系との接続点でのオフセットへの換算が複雑となる。

### A.3.2 制御制約

提案手法について、入力電流波形が目標波形に完全に追従したと仮定した場合の無効電力制御可能範囲を検討した。

提案する無効電力制御手法では入力電流波形を変形するため、電流実効値、高調波入力電流が増加する。電流実効値は機器定格を逸脱しないことが求められ、無効電力制御可能範囲に制約を受ける。高調波入力電流は低圧負荷機器から発生する高調波電流を規制する規格である IEC61000-3-2、国内においては IEC61000-3-2 に対応した JIS C61000-3-2 で規定された許容値を下回る必要があり、やはり無効電力制御可能範囲に制約を受ける。機器定格による電流実効値の上限、高調波規格による高調波電流の許容値を満たすことを制約として、無効電力制御可能な範囲の検討を行った。

電流実効値が機器定格を逸脱しない条件での無効電力制御可能範囲を検討する。この理由として、本論文では、機器定格を決定する要因として、機器内部での損失や、機器への配線における損失による熱的な制約を仮定するためである。損失は回路中の抵抗成分で発生する。抵抗でのジュール損失は電流の 2 乗に比例するが、これは、電流周波数によらず発生する。このため、機器や配線での損失増加の評価指標として電流実効値を用いる場合は、高調波成分を含めた式 (F.4) で示す値で検討を行う必要があり、本論文では電流実効値に関しては高調波成分を含めたものを用いた。

提案手法による無効電力制御時の電流実効値は式 (A.35)、で示される。

$$I_{RMS} = \begin{cases} \frac{I_n K_{PI}}{(\sqrt{\pi})^3} \sqrt{\frac{(\pi - \alpha)^3}{3} - \frac{\pi - \alpha}{2} - \frac{\sin 2\alpha}{4}} & (\alpha < 0) \\ \frac{I_n K_{PI}}{(\sqrt{\pi})^3} \sqrt{\frac{(\pi - \alpha)^3}{3} + \frac{\alpha^3}{3} - \frac{\pi}{2}} & (\alpha \geq 0) \end{cases} \quad (\text{A.35})$$

無効電力制御において電流実効値の増加は電流波形が歪み波でない場合においても発生する。初めに歪み波でない電流波形の場合の電流実効値を検討する。

電流波形が歪み波でない場合、電流  $I$  は基本波成分  $I_1$  のみから構成される。 $\phi_1$  は電圧に対する電流の位相を示す。 $I_1$  は電圧と同相の電流成分  $I_{1s}$  と、電圧より  $90^\circ$  進んだ電流成分  $I_{1c}$  に分けることができ、電流  $I$  は式 (F.1) と記述される。なお  $I_1$ ,  $I_{1s}$ ,  $I_{1c}$  は、振幅値ではなく、実効値とする。

$$I = \sqrt{2}I_1 \sin \theta = \sqrt{2}I_{1s} \sin \theta + \sqrt{2}I_{1c} \cos \theta \quad (\text{A.36})$$

式 (F.1) の電流の実効値は式 (F.2) と記述される。

$$I_{\text{RMS}} = \sqrt{I_{1s}^2 + I_{1c}^2} \quad (\text{A.37})$$

式 (F.2) より、機器が一定の有効電力を受け取る条件では、有効電力のみを受け取り、 $I_{1c} = 0$  である場合、電流実効値は最小となり、 $I_{\text{RMS}} = I_{1s}$  となる。機器が有効電力に加え、無効電力を授受する場合、 $I_{1c} \neq 0$  となり、電流実効値は最小値  $I_{\text{RMS}} = I_{1s}$  から増加することが示される。

電流波形が歪み波である場合、基本波成分のみで構成された式 (F.1) の電流に高調波成分が加わった式 (F.3) となる。 $I_n$  は第  $n$  次高調波電流成分の実効値を示す。 $\phi_n$  は第  $n$  次高調波電流成分の電圧に対する位相を示す。

$$\begin{aligned} I &= \sqrt{2}I_1 \sin(\theta + \phi_1) + \sum_2^{\infty} I_n \sin(n\theta + \phi_n) \\ &= \sqrt{2}I_{1s} \sin \theta + \sqrt{2}I_{1c} \cos \theta + \sum_2^{\infty} I_{ns} \sin(n\theta) + I_{nc} \cos(n\theta) \end{aligned} \quad (\text{A.38})$$

式 (F.3) の電流の実効値は式 (F.4) と記述される。

$$I_{\text{RMS}} = \sqrt{I_{1s}^2 + I_{1c}^2 + \sum_2^{\infty} I_{ns}^2 + I_{nc}^2} \quad (\text{A.39})$$

よって、電流実効値  $I_{\text{RMS}}$  は基本波無効電力に伴う成分  $I_{1c}$  だけでなく、高調波電流成分  $\sqrt{\sum_2^{\infty} I_{ns}^2 + I_{nc}^2}$  によっても増加する。

機器の定格電圧及び定格電流を  $V_n$ ,  $I_n$  とする。通常の PFC コンバータは力率 1 で運転するため、定格電力は  $V_n I_n$  である。これを 1 p.u. とし、無効電力制御を行った場合に、電流実効値が定格電流  $I_n$  を超えない条件のもと、出力可能な有効電力、無効電力を求める。つまり、各  $\alpha$  において式 (A.35) で求まる電流実効値が  $I_n$  に一致するように  $K_{\text{PI}}$  を設定し、その時の有効電力及び無効電力を算出すれば、制御可能範囲の境界を得ることが可能である。

算出された制御可能範囲を図 A.19 に示す。図の各軸は機器定格を 1 p.u. として表示している。実際の機器で出力可能な電力は、それぞれの機器の定格値を 1 p.u. として換算した値となる。機器定格に比例して出力可能な無効電力も増加することとなる。

高調波電流が高調波電流規格の許容値を逸脱しない条件での無効電力制御可能範囲を求める。高調波規格として JIS C 61000-3-2 の適用を仮定する。本規格においては高調波電流は各次数毎に許容値が設定されている。各次数の許容値との比較を行うために提案する制御を適用した場合の高調波電流を算出した。

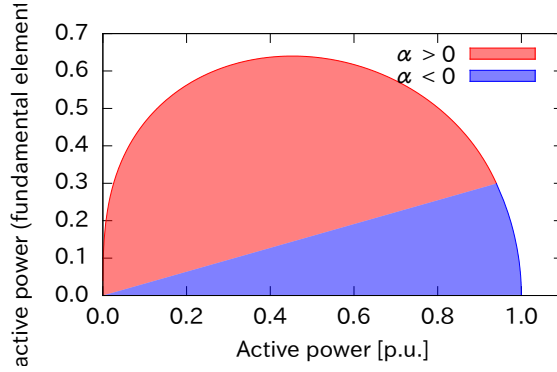


図 A.19 以前提案した手法における無効電力制御可能範囲

第  $n$  次の高調波電流について、入力電圧と同相の成分  $I_{ns}$  と入力電圧より  $\frac{\pi}{2}$  進んだ電流成分  $I_{nc}$  とする。それぞれの高調波電流成分は式 (A.40)、式 (A.41)、で記述できる。ただし、高調波成分は次数  $n$  が奇数の時にのみ発生する。

$$I_{ns} = \begin{cases} \sqrt{2}I_n K_{PI} \frac{1}{\pi^2} \left( \frac{1 - \cos(1-n)\alpha}{(n-1)^2} - \frac{1 - \cos(1+n)\alpha}{(n+1)^2} \right) & (\alpha < 0) \\ 0 & (\alpha \geq 0) \end{cases} \quad (\text{A.40})$$

$$I_{ns} = \begin{cases} \sqrt{2}I_n K_{PI} \frac{1}{\pi^2} \left( (\pi - \alpha) \left( \frac{1}{n-1} - \frac{1}{n+1} \right) + \frac{\sin(n-1)\alpha}{(n-1)^2} - \frac{\sin(n+1)\alpha}{(n+1)^2} \right) & (\alpha < 0) \\ \sqrt{2}I_n K_{PI} \frac{1}{\pi} \left( \frac{1}{n-1} - \frac{1}{n+1} \right) & (\alpha \geq 0) \end{cases} \quad (\text{A.41})$$

$I_{ns}$  及び  $I_{nc}$  より各次の高調波電流を式 (A.42) により求め、高調波規格に規定された許容値と比較を行う。

$$I_n = \sqrt{I_{ns}^2 + I_{nc}^2} \quad (\text{A.42})$$

$\alpha$  を変化させながら、1 つでも高調波規格に規定された許容値を超える次数がない条件のもと算出した出力可能範囲を図 A.20 から図 A.23 に示す。高調波規格は対象とする機器を 4 分類し、各分類毎に許容値を設定しているため、制御可能範囲も適用される許容値によってことなる。図 A.20 はクラス A に分類される機器に適用される許容値を考慮した場合の制御範囲である。以降図 A.21 はクラス B、図 A.22 はクラス C、図 A.23 はクラス D の許容値を適用したものである。

クラス C は制御可能範囲の境界が原点を通る直線となっている。クラス C では高調波電流の許容値が基本波電流に対する比率として設定されている。ある  $\alpha$  によって得られる波形が許容値を満たすなら、その相似変換によって得られる電流波形も規格を満たすこととなる。このため、負荷の大小にかかわらず、一定の力率まで制御可能である。その力率は 0.89 である。この力率を得る時のオフセット  $\frac{\alpha}{\pi}$  は  $\alpha = -0.66$  の時のものである。ただし、クラス C に分類される機器は照明であり、個々の機器から大きな負荷をとることはないため、制御可能な無効電力は限られる。

クラス A 及び B は許容値が比率では無く、電流値で設定されている。このため、クラス A 及び B の制御可能範囲はある一定の力率の中でも負荷が増加すると制御可能範囲から逸脱する。

クラス D は電力に対する比率とクラス A と同様の電流値による許容値設定である。このため、クラス A の制御可能範囲から、ある一定以上の力率範囲を除いた部分が制御可能範囲となる。その力率は 0.71 である。この力率を得るときのオフセット  $\frac{\alpha}{\pi}$  は  $\alpha = -1.48$  の時のものである。

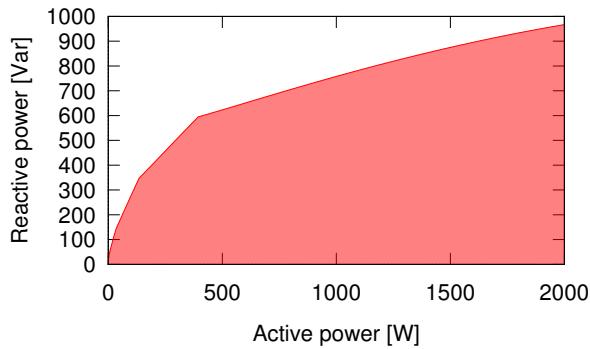


図 A.20 Theoretical controllable reactive power range considering harmonic standard (classA)

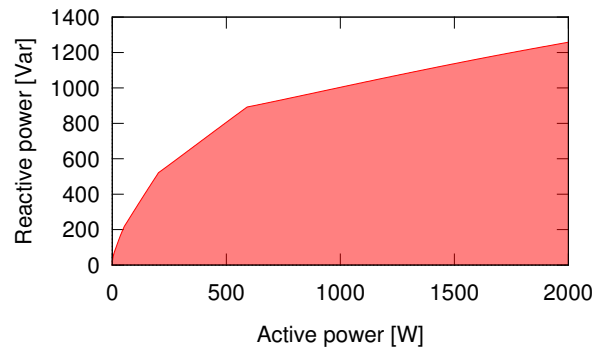


図 A.21 Theoretical controllable reactive power range considering harmonic standard

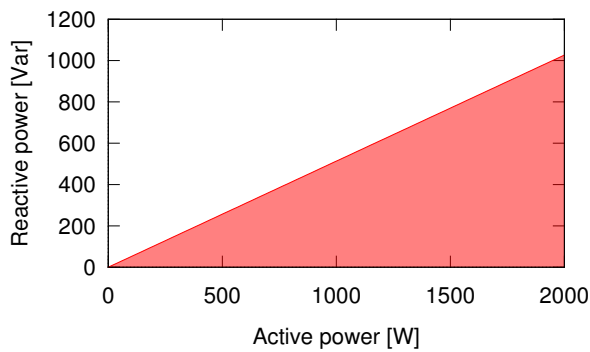


図 A.22 Theoretical controllable reactive power range considering harmonic standard

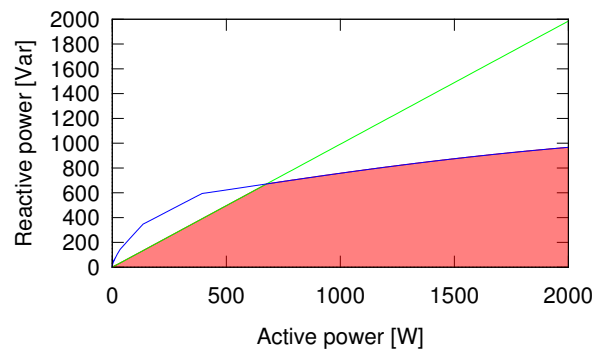


図 A.23 Theoretical controllable reactive power range considering harmonic standard

### A.3.3 実験による検証

本論文では、提案した PFC コンバータによる無効電力制御手法を実証するため、実験を行った。当該実験のために製作した PFC コンバータは定常的に一定の無効電力出力誤差が力率 1 の通常運転時を含めて生じていることが実験より示された。ここでは、一定の無効電力出力誤差が発生する要因を、実験における入力電圧・電流波形を示し、説明する。

図 A.24 に力率 1 の通常運転時の入力電圧・電流を示す。理想的には力率 1 での通常動作において PFC コンバータの入力電流波形は入力電圧波形と相似となる。しかしながら、実験で用いた PFC コンバータでは、電圧ゼロ点より 0.3 ms 進んで電流ゼロ点に到達し、その後電圧が逆極性となるまで電流ゼロ状態が続いている。

この電圧と電流のゼロ点の差異は、無効電力制御を行っている場合でも同様に存在する。図 A.25 には本論文提案手法であるのこぎり波乗算形を用い、 $\alpha = 0.25$  で無効電力制御を行っている場合の PFC コンバータ入力電圧・電流波形を示す。本波形においても力率 1 運転時と同様に電圧ゼロ点に対し、電流ゼロ点は 0.3ms 進んだ形となっている。

ここで、基本波周波数 50 Hz、基本波周期 20 ms の電圧波形に対し、電流波形が 0.3 ms 進んでいる場合に

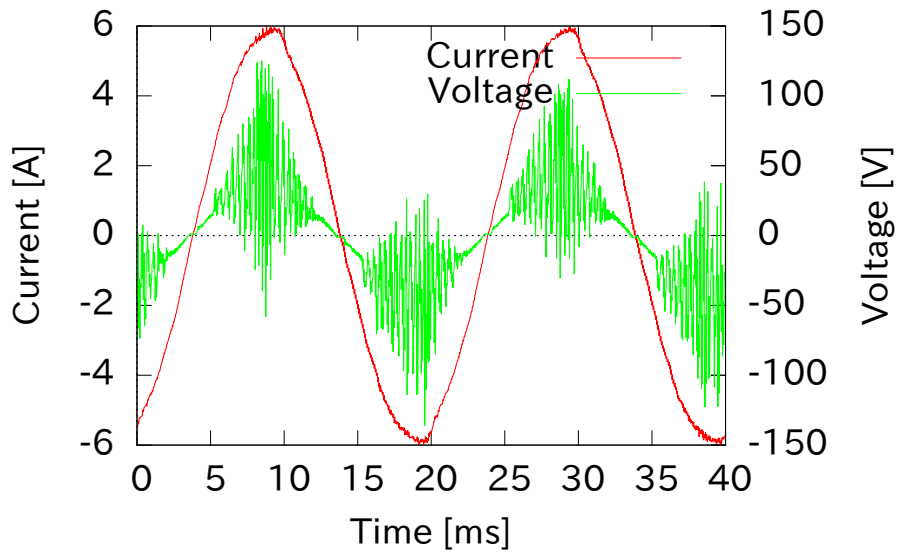


図 A.24 力率 1 運転時の PFC コンバータ入力電圧・電流波形

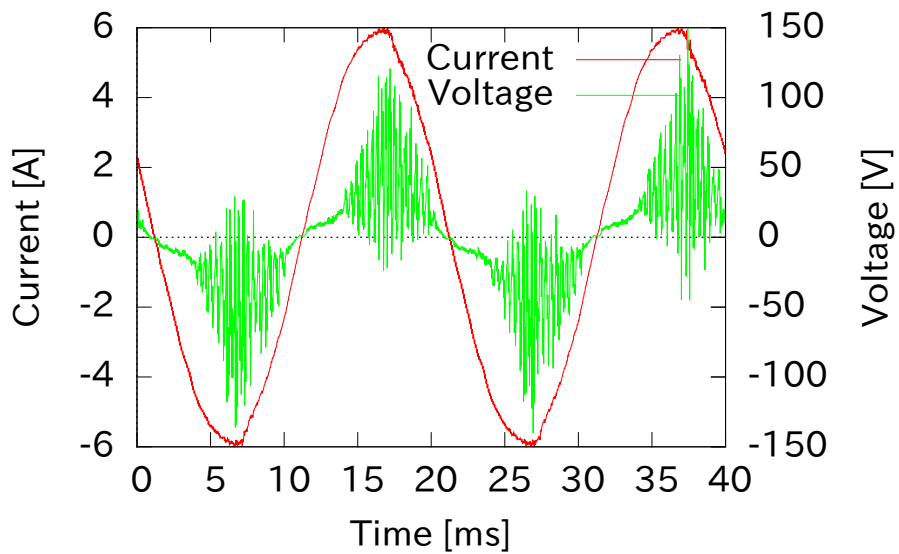


図 A.25 無効電力制御時の PFC コンバータ入力電圧・電流波形 ( $\alpha = 0.25$ )

発生する無効電力を有効電力に対する比で表すと、0.1 となる。これは、実験における有効電力に対する無効電力比の誤差である 0.11 に近い。ゼロ点でのみの確認ではあり、また、ゼロ点のずれをそのまま波形位相のずれであると仮定しているが、ゼロ点検出タイミングのずれにより電流波形が進み、本実験での定常的な無効電力出力誤差につながったのではないかと考える。



## 付録 B

# 無効電力制御手法の比較

ここまでに PFC コンバータによる無効電力制御手法として位相制御形, のこぎり波乗算形, オフセットのこぎり波乗算形, 傾き変更のこぎり波乗算形を提案した。PFC コンバータによる無効電力制御の先行研究として文献 [115] がある。その中ではフルブリッジコンバータによる無効電力制御と同様に電圧位相に対して, 入力電流の位相をずらす方法が挙げられている [115]。本論文ではこの先行研究で提案された方式を 位相シフト形と呼ぶことにする。

本節では本論文で提案した手法と, 先行研究で示された 位相シフト形について無効電力制御をする上で制御方式の違いがその特性にもたらす差異を比較検討する。比較における評価対象は電流実効値が機器定格を逸脱しない条件, 電流ピーク値が機器定格を逸脱しない条件, 高調波電流が高調波電流規格の許容値を逸脱しない条件のそれぞれのもと無効電力出力可能な範囲の大小とする。

以降では, 初めに比較対象とする文献 [115] で提案された出力される有効・無効電力, その時の電流実効値・高調波電流を入力電流が目標電流に完全に追従していると仮定して理論的に算出する。算出された値を用いて制御可能範囲を求め比較検討する。

### B.1 位相シフト形の制御可能範囲

比較検討の対象とする文献 [115] で適用された方式の制御可能範囲を検討する。

本方式は電圧位相に対して電流位相をシフトするものであり, 電流波形を図 B.1 内の PS として示す。入力電圧を  $V(\theta) = \sqrt{2}V_n \sin \theta$  とするとき位相シフト形の電流波形は式 (B.1) で表現される。 $K_{PI}$  は無効電力制御前後で有効電力出力を一致させるための乗数である。

$$I(\theta) = \sqrt{2}I_n K_{PI} \sin(\theta - \alpha) \quad (B.1)$$

位相シフト形での基本波電流成分は電圧と同相である有効成分  $I_{1s}$  が式 (B.2), 電圧より 90 度進んだ成分  $I_{1c}$  が式 (B.3) で記述される。

$$I(\theta) = \sqrt{2}I_n K_{PI} \frac{(\pi - \alpha) \cos \alpha + \sin \alpha}{\pi} \quad (B.2)$$

$$I(\theta) = -\sqrt{2}I_n K_{PI} \frac{(\pi - \alpha) \sin \alpha}{\pi} \quad (B.3)$$

位相シフト形で出力される有効電力と無効電力の比は式 (B.4) で表される。

$$\frac{Q_1}{P} = \frac{(\pi - \alpha) \sin \alpha}{(\pi - \alpha) \cos \alpha + \sin \alpha} \quad (B.4)$$

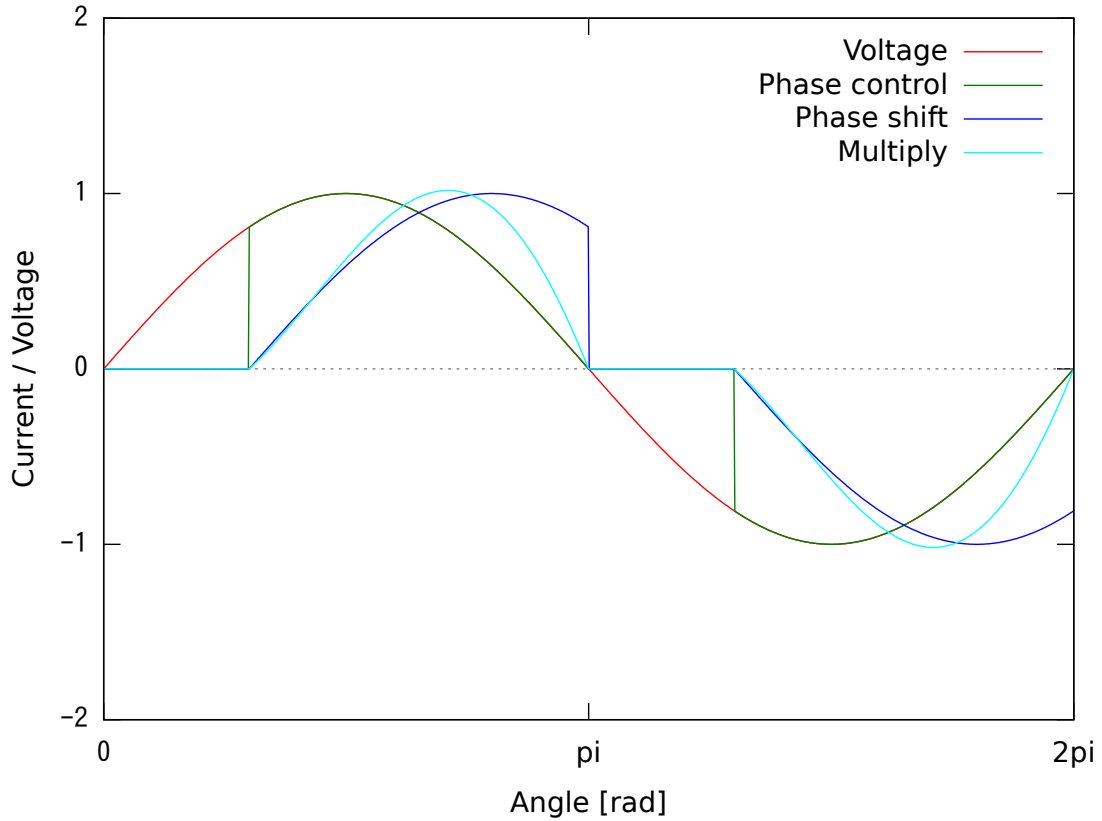


図 B.1 3 種の入力電流波形と入力電圧波形

電流実効値が機器定格で定められた電流値を超えないことを評価するため位相シフト形での電流実効値を計算すると式 (B.5) となる。

$$I_{\text{RMS}} = I_n \sqrt{\frac{\pi}{\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha}} \quad (\text{B.5})$$

高調波電流規格の許容値と比較するため、各次数の高調波電流を求める。

第  $n$  次の高調波電流について入力電圧と同相の成分  $I_{ns}$  と入力電圧より  $\frac{\pi}{2}$  進んだ電流成分  $I_{nc}$  はそれぞれ式 (B.6)、式 (B.7) で記述される。ただし、高調波成分は次数  $n$  が奇数の時にのみ発生する。

$$I_{ns} = \sqrt{2} I_n K_{\text{PI}} \frac{1}{\pi} \left( \frac{\sin \alpha - \sin n\alpha}{n-1} + \frac{\sin \alpha + \sin n\alpha}{n+1} \right) \quad (\text{B.6})$$

$$I_{nc} = \sqrt{2} I_n K_{\text{PI}} \frac{1}{\pi} \left( \frac{\cos n\alpha - \cos \alpha}{n+1} - \frac{\cos n\alpha - \cos \alpha}{n-1} \right) \quad (\text{B.7})$$

$I_{ns}$  及び  $I_{nc}$  より各次の高調波電流を求め、高調波規格に規定された許容値との比較に利用する。

## B.2 3 方式の制御可能範囲の比較

図 B.2 は提案手法 (Multiply) 及び先行研究にて適用された位相シフト形 (Phase shift), 筆者が以前に提案した位相制御形 (Phase control) のそれぞれについて電流実効値が機器定格を逸脱しない条件で、制御可能

表 B.1 高調波電流を考慮した制御可能基本波力率上限

Waveform	Displacement power factor	
	Lighting Equipment	Computers
SM	0.86	0.70
PS	0.93	0.76
PC	1.0	0.93

な無効電力の範囲を示す。なお、図の軸は縦軸、横軸共に、制御対象とする PFC コンバータの定格出力を 1 p.u. としている。

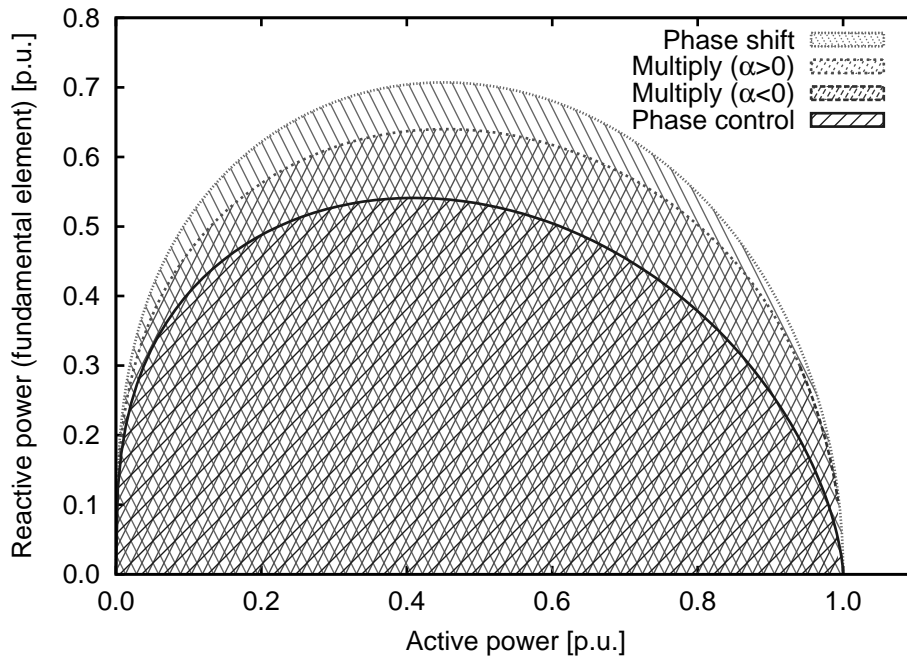


図 B.2 皮相電力を考慮した時の入力電力制御可能範囲

提案手法の制御可能範囲は位相制御形より大きな制御範囲を持つが、位相シフト形に比べると小さい。定格電流が限られる対象における無効電力では、先行研究で用いられた位相シフト形が最も有利である。

次に高調波電流が高調波電流規格の許容値を逸脱しない条件のもと算出した出力可能範囲を図 B.3 から図 B.6 に示す。規格では 4 種のクラスに機器を分類し、クラス毎に異なる許容値を設定しているため、各クラス毎、合わせて 4 個の制御範囲が得られる。

照明機器を対象としたクラス C、コンピュータ等を対象としたクラス D の制御可能範囲のうち、直線で表される制御境界線は一定基本波力率の出力条件の集合である。この直線境界上の出力条件に相当する基本波力率を表 B.1 に示す。照明機器を対象としたクラス C 及びコンピュータ等を対象としたクラス D の直線境界に関しては提案手法であるのこぎり波乗算形 (SM) が最も低い力率まで無効電力を制御可能である。

クラス A, B, D の曲線境界について本論文で提案するのこぎり波乗算形は低力率の一部区間を除いて他の制御方式に比べ、より大きな制御可能範囲を得た。

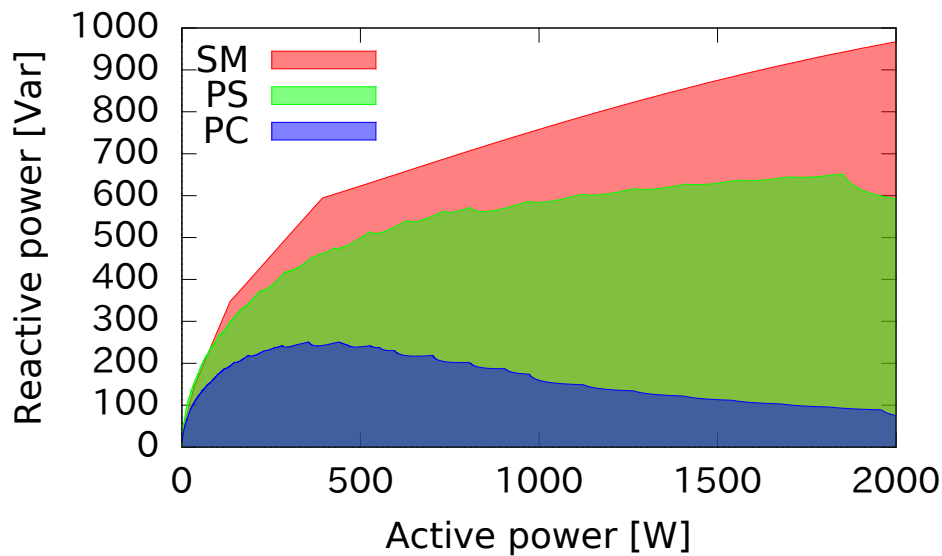


図 B.3 高調波発生を考慮した入力電力制御可能範囲

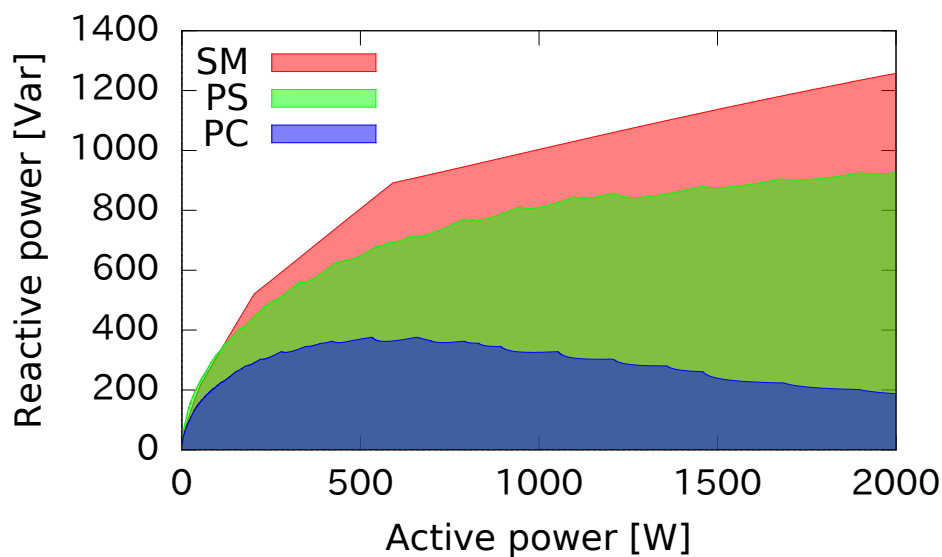


図 B.4 高調波発生を考慮した入力電力制御可能範囲

実際の機器の運転では、検討した 2 条件を共に満たす範囲が制御可能範囲となる。図 B.7 及び図 B.8 では両条件での制御範囲を重ねて表示している。図 B.7 は機器定格が 1000 VA であると仮定しており、図 B.8 は機器定格が 2000 VA であると仮定している。

機器の電力定格が小さく、電流実効値が機器定格を逸脱しない条件のもとでの制御範囲が小さい場合、図 B.7 に示されるように、高調波電流規格を逸脱しない条件による制御範囲よりも、機器定格を逸脱しない条件による制御範囲が支配的となる。このため、機器の電力定格が小さい場合は、機器定格を逸脱しない条件での制御範囲を広く取れる位相シフト形が有利となる。

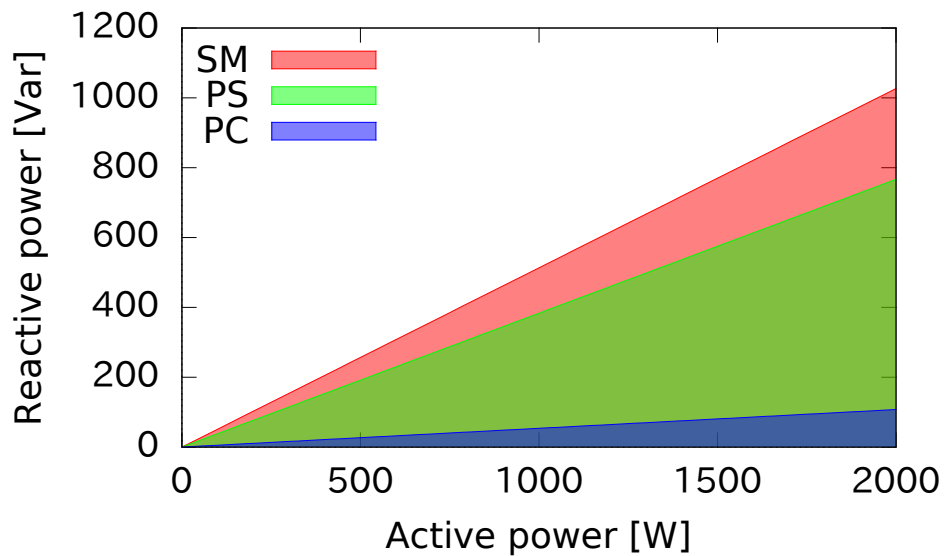


図 B.5 高調波発生を考慮した入力電力制御可能範囲

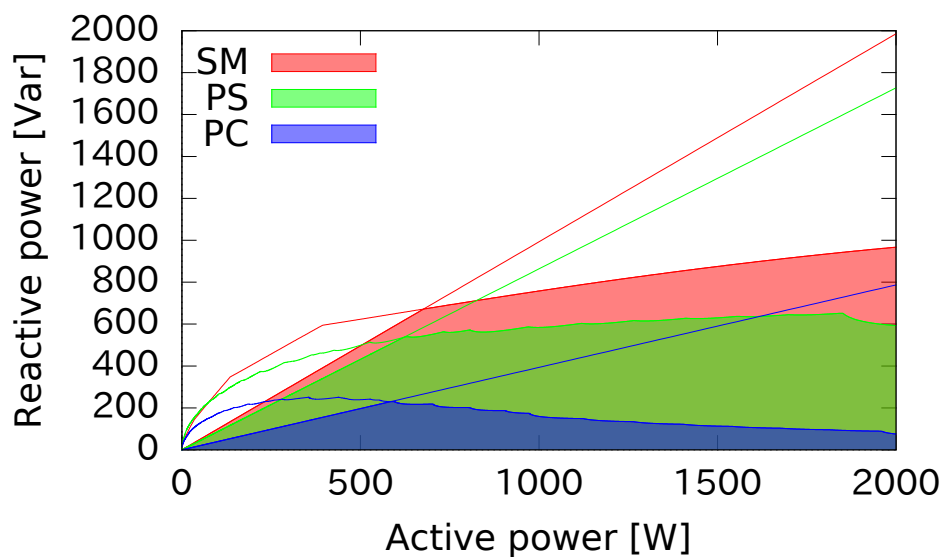


図 B.6 高調波発生を考慮した入力電力制御可能範囲

機器の電力容量が大きく、電流実効値の増加を考慮した制御範囲が大きく取れる場合、図 B.8 に示されるように機器定格を逸脱しない条件による制御範囲よりも、高調波電流規格を逸脱しない条件による制御範囲が支配的となる。このため、機器の電力定格が大きい場合は、高調波電流規格を逸脱しない条件での制御範囲を広く取れるのこぎり波乗算形が有利となる。

PFC コンバータによる無効電力制御を実現する方法は複数存在するが、ある特定の方法に利点があるというわけでは無く、機器定格によって、無効電力制御可能範囲を大きくとることができる制御方法が異なることが示された。無効電力制御の導入においては、機器定格に応じて制御方法を選択する必要があるといえる。

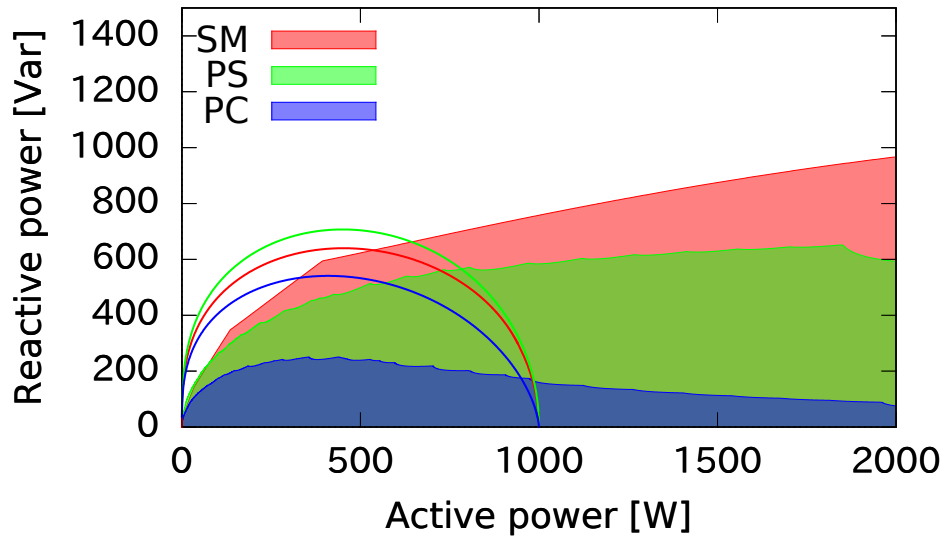


図 B.7 機器定格 1000 VA の場合の無効電力制御可能範囲

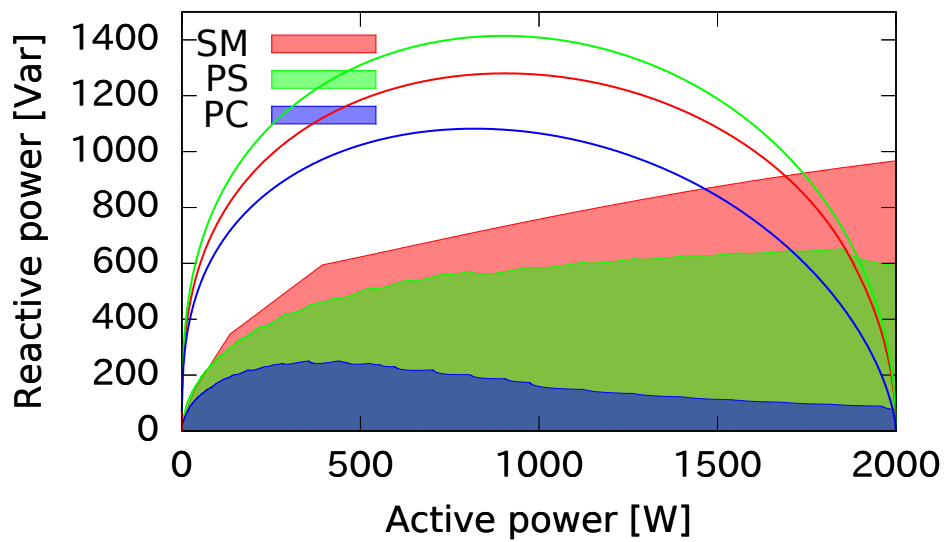


図 B.8 機器定格 2000 VA の場合の無効電力制御可能範囲

## 付録 C

# 無効電力制御可能範囲を最大化する入力電流波形の検討

PFC コンバータによる無効電力制御では、電流最大値の増加、電流実効値の増加、高調波電流の増加により機器定格、高調波規格に抵触し、制御範囲が制約される問題がある。電流最大値、電流実効値や高調波電流のスペクトルは波形変形方法によって変化する。波形変形の方法を工夫し、電流実効値・高調波電流の増加を最小限に抑えることが可能であれば、PFC コンバータによってより大きな無効電力を制御可能となる。

本節では無効電力制御の比較において絶対的な比較対象とするためここでは電流最大値、もしくは電流実効値の増加を最小とし、機器定格の逸脱なく無効電力を最大制御可能とする電流波形と、発生する高調波電流が高調波電流規格に示された許容値を逸脱しない条件のもと無効電力を最大制御可能とする電流波形を求め、それぞれの無効電力制御可能範囲を検討する。

本検討は制御方式の比較検討における絶対的な比較対象となるとともに、今後の制御方式の提案において電流波形の参考となるものである。

### C.0.1 電流最大値を最小化する電流波形

電流最大値の増加を最小として無効電力制御を行う電流波形の検討は、非線形最適化問題として式 (C.1) から式 (C.4) と定式化が可能である。式 (C.1) は電流の最大値を示しており、これを最小とすることが本問題の目的である。式 (C.2) は回路中にダイオードブリッジを含むことから生じる入力電圧と入力電流の極性に関する制約である。ダイオードブリッジのために PFC コンバータの入力電圧・電流の極性は同極性であることが求められる。式 (C.3) 及び式 (C.4) は有効電流及び無効電流を目標値  $I_p$ 、 $I_q$  とするための制約である。 $I_p$  は PFC コンバータが電力を供給する負荷により定まる値である。実際の PFC コンバータでは出力電圧が一定となるように制御器によって  $I_p$  が与えられる。 $I_q$  は通常の PFC コンバータの制御器では利用されない値である。本検討では  $I_q$  は無効電力制御を行う PFC コンバータでは系統側もしくは自端からの情報を用いて求められた制御すべき無効電力から与えられた値であると想定する。

$$\min \max I(\theta) \tag{C.1}$$

$$\text{s.t. } V(\theta) I(\theta) \geq 0, \quad V(\theta) = \sqrt{2}V \sin \theta \tag{C.2}$$

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I(\theta) \sin \theta d\theta - \sqrt{2}I_p = 0 \quad (\text{C.3})$$

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I(\theta) \cos \theta d\theta - \sqrt{2}I_q = 0 \quad (\text{C.4})$$

(C.1) は最大値最小化の形となっている。このままでは最小化問題として扱いにくいいため、目的関数 (C.5) 及び制約式 (C.6) として記述しなおす。

$$\min \quad z \quad (\text{C.5})$$

$$I(\theta) - z \leq 0 \quad (\text{C.6})$$

以降では、最小化問題を離散化し、Karush-Kuhn-Tucker (KKT) 条件を利用して解析的に解く。

この問題において  $0 + 2n\pi \leq \theta \leq \pi + 2n\pi$  の範囲と  $\pi + 2n\pi \leq \theta \leq 2\pi + 2n\pi$  の範囲で電流波形が対称になっていると仮定すると、問題の記述は  $0 + 2n\pi \leq \theta \leq \pi + 2n\pi$  のみを検討対象とすれば十分である。本稿では、 $0 + 2n\pi \leq \theta \leq \pi + 2n\pi$  の範囲を  $N$  等分し、離散時間における問題として取り扱う。離散化により求める電流は式 (C.7) と表すことになる。

$$x_i = I \left( \frac{i\pi}{N} \right), \quad \mathbf{x}^T = (x_0, x_1, \dots, x_{N-1}) \quad (\text{C.7})$$

離散化した問題の記述は式 (C.8) から式 (C.12) となる。 $\mathbf{x}$  は各時刻の電流値を示す  $x_i$  の集合と最大値最小化のために設定した変数  $z$  を合わせたベクトルとする。今後の記述のため一部式の左辺を  $f(\mathbf{x})$ ,  $c_i(\mathbf{x})$ ,  $g_i(\mathbf{x})$ ,  $h_0(\mathbf{x})$ ,  $h_1(\mathbf{x})$  とおく。なお、 $N \rightarrow \infty$  とすることで、離散化した問題は連続時間における問題に限りなく近づく。

$$\min \quad f(\mathbf{x}) = z \quad (\text{C.8})$$

$$\text{s.t. } c_i(\mathbf{x}) = x_i - z \leq 0 \quad \text{for } i = 0, \dots, N-1 \quad (\text{C.9})$$

$$g_i(\mathbf{x}) = -x_i \leq 0 \quad \text{for } i = 0, \dots, N-1 \quad (\text{C.10})$$

$$h_0(\mathbf{x}) = \sum_{i=0}^{N-1} x_i \sin \left( \frac{i\pi}{N} \right) - \frac{N}{\sqrt{2}} I_p = 0 \quad (\text{C.11})$$

$$h_1(\mathbf{x}) = \sum_{i=0}^{N-1} x_i \cos \left( \frac{i\pi}{N} \right) - \frac{N}{\sqrt{2}} I_q = 0 \quad (\text{C.12})$$

(C.8) から (C.12) によって記述された最小化問題を解くことを考える。

微分可能な関数によって記述された非線形最適化問題が、ある  $\mathbf{x}$  において極値を持つとき式 (C.13) から式 (C.16) で示す KKT 条件を満たす。

$$\nabla f(\mathbf{x}) + \sum_{i=0}^{N-1} \lambda_i \nabla c_i(\mathbf{x}) + \sum_{i=0}^{N-1} \mu_i \nabla g_i(\mathbf{x}) + \sum_{j=0}^1 \nu_j \nabla h_j(\mathbf{x}) = 0 \quad (\text{C.13})$$



$$\lambda_i c_i(\mathbf{x}) = 0, \quad \lambda_i \geq 0, \quad c_i(\mathbf{x}) \leq 0 \quad \text{for } i = 0, \dots, N-1 \quad (\text{C.14})$$

$$\mu_i g_i(\mathbf{x}) = 0, \quad \mu_i \geq 0, \quad g_i(\mathbf{x}) \leq 0 \quad \text{for } i = 0, \dots, N-1 \quad (\text{C.15})$$

$$h_j(\mathbf{x}) = 0 \quad \text{for } j = 0, 1 \quad (\text{C.16})$$

式 (C.13) を展開すると式 (C.17) 及び、N 本の等式 (C.18) が得られる。

$$\sum_{i=0}^{N-1} \lambda_i = 1 \quad (\text{C.17})$$

$$\mu_i = \sqrt{\nu_0^2 + \nu_1^2} \sin\left(\frac{i\pi}{N} + \tan^{-1}\left(\frac{\nu_1}{\nu_0}\right)\right) + \lambda_i \quad \text{for } i = 0, \dots, N-1 \quad (\text{C.18})$$

式 (C.18) について、右辺第 1 項が負の場合、(C.15) より、 $\mu_i \geq 0$  を満たすために、 $\lambda_i = 0$  である必要がある。(C.14) より、 $c_i(\mathbf{x}) = 0$  が求められる。これは電流値  $x_i$  が最大値  $x$  と一致することを示す。つまり、式 (C.18) の右辺第 1 項が負の場合、電流はピーク値となる。

式 (C.18) について、右辺第 1 項が 0 の場合、 $\lambda_i = 0$  の場合と、 $\lambda_i = 0$  の場合が考えられる。 $\lambda_i = 0$  の場合、電流値は最大値までの正の数もしくは 0 になる。 $\lambda_i = 0$  の場合、 $\mu_i = 0$  となるため、 $g_i(\mathbf{x}) = 0$  が必要となる。これは電流値 0 を意味する。この時、 $c_i(\mathbf{x})$  は正となるため、 $\lambda_i = 0$  となる。

以上から、電流波形は式 (C.18) について、右辺第 1 項が負の場合、ピーク値、0 の場合、0 からピーク値までの任意の値、正の場合、0 となる。つまり、電源周期半周期の中で 1 個の連続した方形波電流が現れる波形となる。ここで、 $h_0, h_1$  は未だ決定していない変数として残っている。これらの変数を  $\mathbf{x}$  が (C.16) を満たすように決定すれば KKT 条件を満たす波形概形は 1 つに定まる。

波形概形を図 C.1 に示す。図中の  $\alpha, z$  を決定すれば、この波形の概形は定まる。なお、今回は遅れ無効電力制御を想定している。(C.16) を満たす  $\alpha, z$  は 1 つに定まる。求める有効電力を  $P$ 、無効電力を  $Q$ 、入力電圧を  $V$  とすると、(C.16) より (C.19)、(C.20) の関係式が導かれる。

$$P = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}Vz \sin \theta d\theta \quad (\text{C.19})$$

$$Q = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}Vz \cos \theta d\theta \quad (\text{C.20})$$

(C.19)、(C.20) を満たすように  $\alpha, z$  を設定した波形が求める波形となる。

## C.0.2 電流実効値を最小化する電流波形

電流実効値の増加を最小として無効電力制御を行う電流波形の検討は、非線形最適化問題として式 (C.21) から式 (C.24) と定式化が可能である。式 (C.21) は電流の実効値を示しており、これを最小とすることが本問題の目的である。式 (C.22) は回路中にダイオードブリッジを含むことから生じる入力電圧と入力電流の極性に関する制約である。ダイオードブリッジのために PFC コンバータの入力電圧・電流の極性は同極性であることが求められる。式 (C.23) 及び式 (C.24) は有効電流及び無効電流を目標値  $I_p, I_q$  とするための制約で

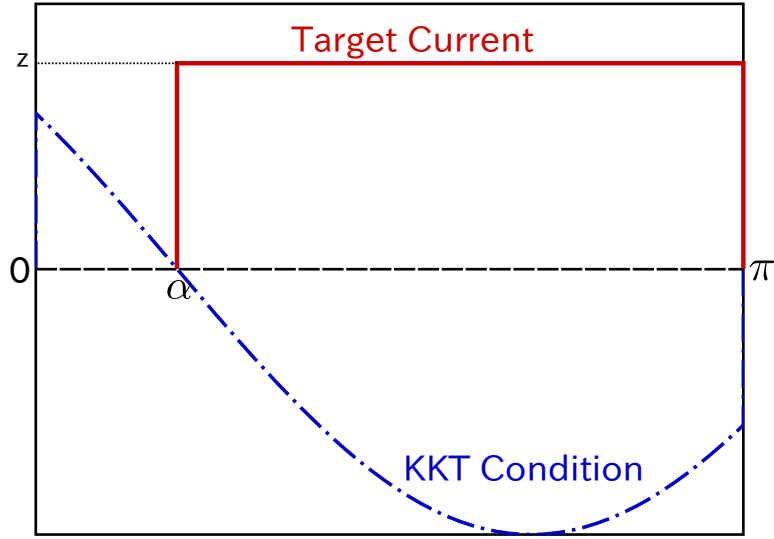


図 C.1 PFC コンバータで無効電力を制御時に電流最大値が最小となる入力電流波形

ある。 $I_p$  は PFC コンバータが電力を供給する負荷により定まる値である。実際の PFC コンバータでは出力電圧が一定となるように制御器によって  $I_p$  が与えられる。 $I_q$  は通常の PFC コンバータの制御器では利用されない値である。本検討では  $I_q$  は無効電力制御を行う PFC コンバータでは系統側もしくは自端からの情報を用いて求められた制御すべき無効電力から与えられた値であると想定する。

$$\min \sqrt{\frac{\int_0^{2\pi} I^2(\theta) d\theta}{2\pi}} \quad (\text{C.21})$$

$$\text{s.t. } V(\theta) I(\theta) \geq 0, \quad V(\theta) = \sqrt{2}V \sin \theta \quad (\text{C.22})$$

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I(\theta) \sin \theta d\theta - \sqrt{2}I_p = 0 \quad (\text{C.23})$$

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I(\theta) \cos \theta d\theta - \sqrt{2}I_q = 0 \quad (\text{C.24})$$

以降では、最小化問題を離散化し、Karush-Kuhn-Tucker (KKT) 条件を利用して解析的に解く。

この問題において  $0 + 2n\pi \leq \theta \leq \pi + 2n\pi$  の範囲と  $\pi + 2n\pi \leq \theta \leq 2\pi + 2n\pi$  の範囲で電流波形が対称になっていると仮定すると、問題の記述は  $0 + 2n\pi \leq \theta \leq \pi + 2n\pi$  のみを検討対象とすれば十分である。本稿では、 $0 + 2n\pi \leq \theta \leq \pi + 2n\pi$  の範囲を  $N$  等分し、離散時間における問題として取り扱う。離散化により求める電流は式 (C.25) と表すことになる。

$$x_i = I\left(\frac{i\pi}{N}\right), \quad \mathbf{x}^T = (x_0, x_1, \dots, x_{N-1}) \quad (\text{C.25})$$

離散化した問題の記述は式 (C.26) から式 (C.29) となる。今後の記述のため一部式の左辺を  $g_i(\mathbf{x})$ ,  $h_0(\mathbf{x})$ ,

$h_1(\mathbf{x})$  とおく。なお、 $N \rightarrow \infty$  とすることで、離散化した問題は連続時間における問題に限りなく近づく。

$$\min \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{N-1} I^2 \left( \frac{i\pi}{N} \right)}{N}} \quad (\text{C.26})$$

$$\text{s.t. } g_i(\mathbf{x}) = -x_i \leq 0 \quad \text{for } i = 0, \dots, N-1 \quad (\text{C.27})$$

$$h_0(\mathbf{x}) = \sum_{i=0}^{N-1} x_i \sin \left( \frac{i\pi}{N} \right) - \frac{N}{\sqrt{2}} I_p = 0 \quad (\text{C.28})$$

$$h_1(\mathbf{x}) = \sum_{i=0}^{N-1} x_i \cos \left( \frac{i\pi}{N} \right) - \frac{N}{\sqrt{2}} I_q = 0 \quad (\text{C.29})$$

本問題においては目的関数 (C.26) と目的関数 (C.26) を 2 乗し定数倍した式 (C.30) は最小値を与える  $\mathbf{x}$  が等しい。そこで、今後の検討では式 (C.30) を目的関数として問題を検討する。

$$\min f(\mathbf{x}) = \sum_{i=0}^{N-1} x_i^2 \quad (\text{C.30})$$

式 (C.27) から式 (C.30) によって記述された最小化問題を解くことを考える。

微分可能な関数によって記述された非線形最適化問題が、ある  $\mathbf{x}$  において極値を持つとき式 (C.31) から式 (C.33) で示す KKT 条件を満たす。

$$\nabla f(\mathbf{x}) + \sum_{i=0}^{N-1} \lambda_i \nabla g_i(\mathbf{x}) + \sum_{j=0}^1 \mu_j \nabla h_j(\mathbf{x}) = 0 \quad (\text{C.31})$$

$$\lambda_i g_i(\mathbf{x}) = 0, \quad \lambda_i \geq 0, \quad g_i(\mathbf{x}) \leq 0 \quad \text{for } i = 0, \dots, N-1 \quad (\text{C.32})$$

$$h_j(\mathbf{x}) = 0 \quad \text{for } j = 0, 1 \quad (\text{C.33})$$

式 (C.31) を展開すると式 (C.34) の  $N$  本の等式が得られる。

$$\lambda_i = 2x_i + \sqrt{\mu_0^2 + \mu_1^2} \sin \left( \frac{i\pi}{N} + \tan^{-1} \left( \frac{\mu_1}{\mu_0} \right) \right) \quad \text{for } i = 0, \dots, N-1 \quad (\text{C.34})$$

式 (C.32) について、この条件を満たす場合は式 (C.35)、式 (C.36) 及び式 (C.37) の 3 つの場合に分けることができる。

$$\lambda_i = 0, \quad g_i(\mathbf{x}) < 0 \quad (\text{C.35})$$

$$\lambda_i > 0, \quad g_i(\mathbf{x}) = 0 \quad (\text{C.36})$$

$$\lambda_i = 0, \quad g_i(\mathbf{x}) = 0 \quad (\text{C.37})$$

式 (C.34) において  $\sqrt{\mu_0^2 + \mu_1^2} \sin\left(\frac{i\pi}{N} + \tan^{-1}\left(\frac{\mu_1}{\mu_0}\right)\right) < 0$  である時、 $\lambda_i \geq 0$  を満たすために  $x_i > 0$  である。よってこの場合は式 (C.35) に該当し、 $\lambda_i = 0$  となる。式 (C.34) において  $\sqrt{\mu_0^2 + \mu_1^2} \sin\left(\frac{i\pi}{N} + \tan^{-1}\left(\frac{\mu_1}{\mu_0}\right)\right) > 0$  である時、 $x_i \geq 0$  であることから、 $\lambda_i > 0$  となる。よってこの場合は式 (C.36) に該当し、 $x_i = 0$  となる。式 (C.34) において  $\sqrt{\mu_0^2 + \mu_1^2} \sin\left(\frac{i\pi}{N} + \tan^{-1}\left(\frac{\mu_1}{\mu_0}\right)\right) = 0$  である時、 $x_i = \lambda_i$  であり、この場合は式 (C.37) となる。以上より KKT 条件の式 (C.31) 及び式 (C.32) を満たす波形の概形は図 C.2 に示すものとなり、式 (C.38) の通り表される。

$$x_i = \begin{cases} -\frac{\sqrt{\mu_0^2 + \mu_1^2}}{2} \sin\left(\frac{i\pi}{N} + \tan^{-1}\left(\frac{\mu_1}{\mu_0}\right)\right) & \text{when } \sqrt{\mu_0^2 + \mu_1^2} \sin\left(\frac{i\pi}{N} + \tan^{-1}\left(\frac{\mu_1}{\mu_0}\right)\right) < 0 \\ 0 & \text{when } \sqrt{\mu_0^2 + \mu_1^2} \sin\left(\frac{i\pi}{N} + \tan^{-1}\left(\frac{\mu_1}{\mu_0}\right)\right) \geq 0 \end{cases} \quad (\text{C.38})$$

この波形は KKT 条件のうち式 (C.33) を満たすことはまだ確認されていない。式 (C.33) は 2 本の等式制約である。また、波形概形式 (C.38) において未だ決定されていない変数として  $\mu_1$  及び  $\mu_2$  がある。よって式 (C.33) の 2 制約を満たすように  $\mu_1$  及び  $\mu_2$  を式 (C.39) 及び式 (C.40) を満たすように決定することで、KKT 条件を満たす波形概形は一つに定まる。

$$\frac{\sqrt{\mu_0^2 + \mu_1^2}}{2} = \sqrt{2} \frac{\pi}{(\pi - \alpha) \cos \alpha + \sin \alpha} I_p \left( \alpha = \pi - \tan^{-1}\left(\frac{\mu_1}{\mu_0}\right) \right) \quad (\text{C.39})$$

$$I_q = -\frac{(\pi - \alpha) \sin \alpha}{(\pi - \alpha) \cos \alpha + \sin \alpha} I_p \quad (\text{C.40})$$

KKT 条件は極値をとる  $\mathbf{x}$  の候補を示すのみであり、 $\mathbf{x}$  で極値を持つこと、極値が最小値であることは保証しない。

本問題においては、目的関数の形から最小値が存在することが予想される。また、KKT 条件を満たす  $\mathbf{x}$  は 1 つである。このことから求めた波形が極小値かつ最小値でない場合、本問題の最小値が存在しないこととなる。よって、式 (C.38)、式 (C.39) 及び式 (C.40) によって決定される  $\mathbf{x}$  において最小値を持ち、これらによって示される波形が電流実効値を最小とする電流波形である。

この波形は目的の電力が得られるよう電流位相を変化させ、ダイオードブリッジによって遮断される部分を 0 としたものであり、文献 [115] において無効電力制御に利用されているものと等しい。本波形を用いた場合の無効電力制御可能範囲は第 B.2 節で位相シフト形として求めた範囲となる。

### C.0.3 高調波電流規格に最適化された電流波形

無効電力制御によって発生する高調波電流を高調波 d 年流規格の許容値以内に抑える条件で、無効電力制御可能範囲を最大化する検討は、(C.41) から (C.44) で示す最適化問題として表すことが可能である。(C.42)、(C.43)、は、電流実効値最小化を考慮した場合と同様、消費電力・無効電力を目標値に一致させるための制約である。(C.44) は整流回路にダイオードブリッジが利用されていることに起因する電流電圧極性に関する制約である。(C.44) は、高調波電流を高調波規制規格に対して抑制するための制約である。 $H_n$  は高調波規格に定められた第  $n$  次高調波電流の許容値を示す。高調波規格では第 40 次までの高調波に対して許容値を定めているため、 $n = 40$  まで制約を与える。なお、PFC コンバータの入力電流が電源周波数の半周期毎に相似な波形に整形されているとすると、偶数次の理論高調波は発生しないため、(C.44) による制約は  $n$  が奇数の場合のみを検討対象としてよい。また、機器によっては高調波規格において  $H_{\text{fac}}$  は高調波規格に対してどれだけ

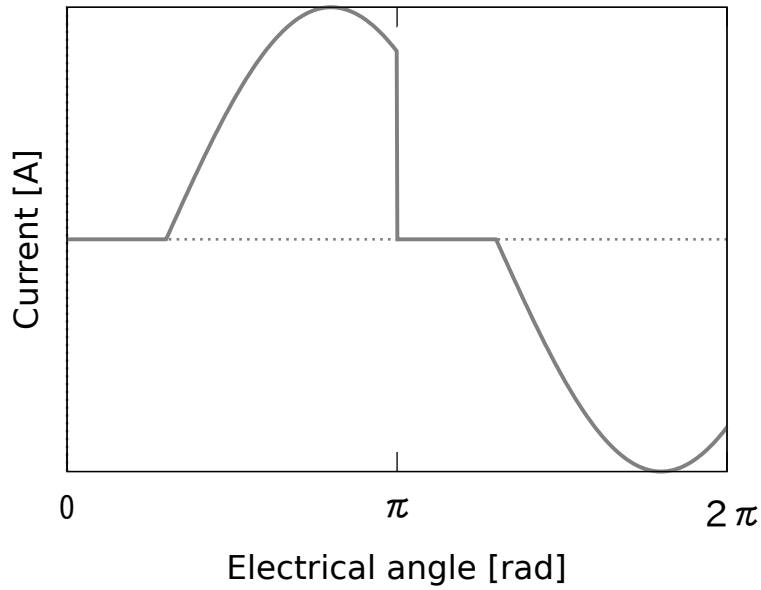


図 C.2 PFC コンバータで無効電力を制御時に電流実効値が最小となる入力電流波形

高調波を抑制するか決定する乗数である。 $H_{\text{fac}} < 1$  とできれば高調波規格を満たしていることになる。ここでは、より高調波を抑制するため  $H_{\text{fac}}$  を最小とすることを目的とした。

$$\min. H_{\text{fac}} \quad (\text{C.41})$$

*s.t.*

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I(\theta) \sin \theta d\theta = I_{\text{p1}} \quad (\text{C.42})$$

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I(\theta) \cos \theta d\theta = I_{\text{q1}} \quad (\text{C.43})$$

$$I(\theta) \sin \theta \geq 0 \quad \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I(\theta) \sin n\theta d\theta + \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I(\theta) \cos n\theta d\theta < H_{\text{fac}} H_n \quad (\text{for } n = 2, 3, \dots, 40) \quad (\text{C.44})$$

この問題は機器定格を考慮した場合に比べ、高調波電流に関する 39 本の制約が加わりより複雑であるため、解析的な解ではなく、数値計算による近似解を求めることとした。非線形な関数を対象とした計算であるため、目的関数の形状が必ずしも凸であると限らず、最適解に収束することが保証されない点に注意する必要がある。本検討により得られた結果は最適であることを保証できないが、少なくとも本検討で得られた範囲では無効電力制御が可能であることを保証する。また、制御可能範囲の境界上の電流波形を与えることが可能である。境界内部の点での波形は、出力したい点と原点を結んだ線を制御範囲の境界に延長し、境界との交点での波形を取得し、その波形を相似に縮小することで得ることが可能である。

数値計算を行うにあたり、問題の視点を変更した。最適化問題としての記述においては、ある定められた有効・無効電力を出力するために、高調波電流成分の振幅・位相を変化させ、高調波規格に定められた許容値に対して高調波電流成分の比率を最小化するものであった。これを逆に捉え、次のように数値計算を進めた。

制御可能範囲の中で最も無効電力出力が大きくなるもののうち、有効電力出力が最小である点を計算の初期点とする。この点は、最大の制御可能範囲の境界上の一点となる。この境界上の一点から、高調波電流の振幅または位相を微小変化させた時の点間  $n$  傾きが最小となるように高調波電流の振幅または位相を変化させる。

こうして得られた新たな点もやはり最大の制御可能範囲の境界上の一点である。高調波電流の振幅または位相を微小変化させることを繰り返し、順次、境界上の点を求めていくことで最大の制御可能範囲を求める。

上記計算方法により最大の制御可能範囲の境界上の点を得られることを次に示す。なお以下においては入力電圧波形は高調波成分を含まない正弦波電圧であり、基本波無効電力は基本波無効電流  $I_{1c}$  と電圧実効値の積で求まり、有効電力は基本波有効電流  $I_{1s}$  と電圧実効値の積で求まるものとする。なお、基本波無効電流  $I_{1c}$  と電圧実効値の積で求まる無効電力は進みの無効電力である。遅れを正とするのであれば、積の符号を反転する必要がある。遅れを正とすることと合わせるため  $I_{1nc} = -I_{1c}$  を導入する。なお基本波有効電流  $I_{1s}$  は基本波電流成分のうち、入力電圧と同相の成分であり、なお基本波無効電流  $I_{1c}$  は基本波電流成分のうち、入力電圧より  $90^\circ$  進んだ電流成分である。

式 (C.45) で示す高調波電流成分を持つ任意の電流波形を用いる時、基本波無効電流値はダイオードブリッジを含む回路の入力電圧、電流に対する制約から、電圧ゼロ点で電流がゼロになることを利用して、式 (C.46) と得られる。式 (C.45) 中の  $I_n$  は高調波電流の振幅、 $\phi_n$  は高調波電流の位相である。なお、制御において、電源周期の前半と後半は対称な波形となると仮定すると、高調波成分として現れるのは奇数次のみである。偶数次は存在しないものとして検討を進める。

$$I_{\text{harmonics}} = \sum_{n=3}^{39} I_n \sin \phi_n \quad (\text{C.45})$$

$$I_{1nc} = I_{\text{harmonics}} \quad (\text{C.46})$$

また、基本波有効電流  $I_{1s}$  の最小値  $I_{s1inf}$  は、式 (C.47) に示す高調波成分、無効電流を合成した波形  $I_{nos1}$  の前半半周期の中で、電流値が負となるものすべてを電流基本波有効成分によりゼロ以上とするように設定すればダイオードブリッジの制約を回避できることから、式 (C.48) で記述できる。式 (C.48) での変数は  $\theta$  であり、 $\theta$  を  $0$  から  $\pi$  の間で変化させ、最も大きな値をとるものを  $I_{s1inf}$  として得ることを示す。

$$I_{nos1} = -I_{1nc} \cos \theta + \sum_{n=3}^{39} I_n \sin (n\theta + \phi_n) \quad (\text{C.47})$$

$$I_{s1inf} = \max \left( \frac{I_{1nc} \cos \theta - \sum_{n=3}^{39} I_n \sin (n\theta + \phi_n)}{\sin \theta} \right) \quad (\text{C.48})$$

よって式 (C.45) に示すようなある高調波電流成分を持つ電流が高調波電流規格を満たしている場合、 $I_{1nc}$  の基本波無効電流を出力可能であり、 $I_{s1inf}$  以上の基本波有効電流を出力できる。また、電流波形を相似変換して縮小しても電流高調波規格の許容値を満たすことから、より小さな  $I_{1nc}$  を持ち、現波形と等しい  $\frac{I_{c1}}{I_{s1inf}}$  を持つ電流波形も高調波規格を満たしている。また、これらの点より大きな基本波有効電流を持つ部分も高調波規格を満たしていることはここまでの検討から明らかである。このことを図 C.3 に示す。ある点 P が高調波規格をみたしていると、その点 P に付属して高調波規格を満たした範囲が見つかる。

本検討における計算の初期点とする点では、制御可能範囲の中で最大の遅れ無効電力をとることから  $I_{1nc}$  が最大となっている。このことから、初期点では、すべての高調波電流の振幅は高調波規格の許容値に一致し、位相  $\phi_n$  は  $\frac{\pi}{2}$  となっている。初期点の候補を図 C.4 に示す。また、初期点の候補から得られる高調波規格を満たした範囲を塗りつぶし範囲として示す。初期点の候補は制御可能範囲の中で最大の遅れ無効電力をとることから、初期点の候補を示す半直線よりも上方は制御可能範囲以外である。よって初期点の候補は制御可能範囲の境界に位置する。

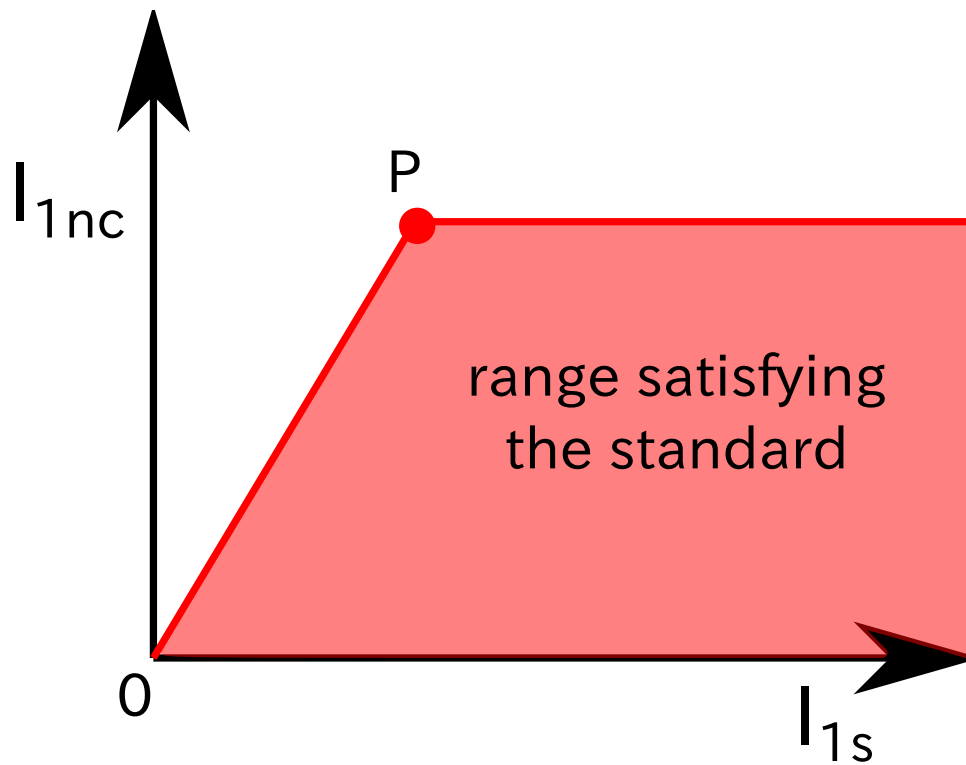


図 C.3 高調波規格を満たす点 P と付属する高調波規格を満たす範囲

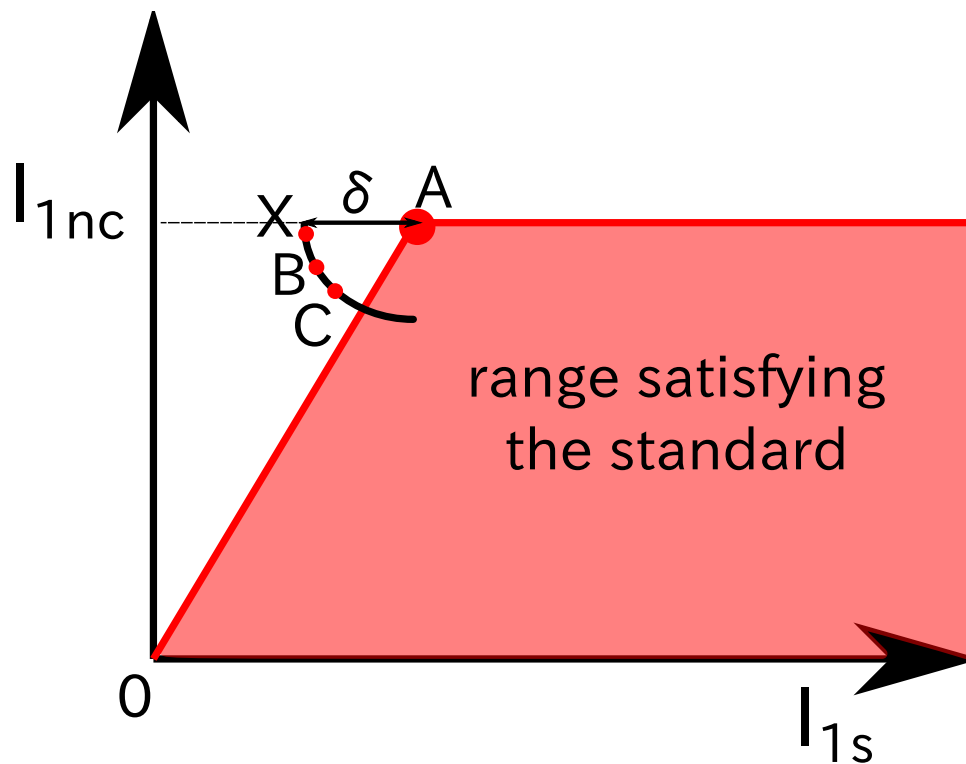


図 C.4 境界上の初期点 A と近傍の点 X,B,C

今後の計算では初期点の候補の中で最も基本波有効電流の小さい図 C.4 内の点 A から計算を始め、より有効電流の小さい部分の境界を求めていく。点 A の近傍に存在し、点 A と同じく最大の制御可能範囲の境界上に位置する点を考える。ここで点 A の近傍に存在するある点 B において、高調波規格を満たしているとする。点 B の有効電流は点 A より小さいものとする。もし点 B が点 A に付属した高調波規格を満たす範囲内に入っていると、点 B に付属する高調波規格を満たす範囲はすべて点 A に付属する高調波規格を満たす範囲となるため、点 B は境界上の点となりえない。点 B が点 A に付属する高調波規格を満たす点の外側にある場合、新たな境界上の点である可能性が存在する。ここで、点 B の他にも点 A の近傍で高調波規格を満たす点 C があると仮定する。なお点 B と点 A、点 C と点 A の間の距離は共に微小であり  $\delta$  とする。点 B と点 A、点 C と点 A の間を結ぶ直線の傾きをそれぞれ  $g_{BA}$ 、 $g_{CA}$  とする。 $g_{BA} < g_{CA}$  であるとき、点 B に付属する高調波規格を満たす範囲は、点 C に付属する高調波規格を満たす範囲を完全に含む。点 B と点 C では、点 B が制御可能範囲の境界上の点となる可能性があり、点 C は制御可能範囲内の点となる。この関係を他の点 A 近傍の点に対しても適用すると、点 A の近傍に存在し、制御可能範囲の境界上の点となる点 X は、最も点 A との傾き  $g_{XA}$  が小さくなる点である。

新たに見つかった境界上の点 X を次の始点とし、再び近傍に存在する境界上の点を探すことを繰り返す。このようにして得られた点列によって構成される境界線が求める最大の無効電力制御範囲を示す。また、各点での電流波形は途中計算の仮定で得られる。

なお今回の計算では高調波電流規格に許容値が定められた第 40 次の高調波電流までを含む電流を評価対象としている。第 40 次より大きな次数の高調波電流を含む電流は検討対象外である。このため第 40 次より大きな次数の高調波電流の成分を取り入れることによりより制御範囲を広くとることが可能である電流波形が存在する可能性がある点に留意する必要がある。

本計算を実施したが、計算途上で条件を満たさない点が生じ、計算が停止する問題が生じた。このため現状では計算停止前までの一部の力率範囲で制御範囲の境界及び、境界上での電流波形が得られている。得られた電流波形の一例として、有効電流及び無効電流が  $(P, Q) = (63.1, 14.6)$  である点での電流波形を図 C.5 に示す。

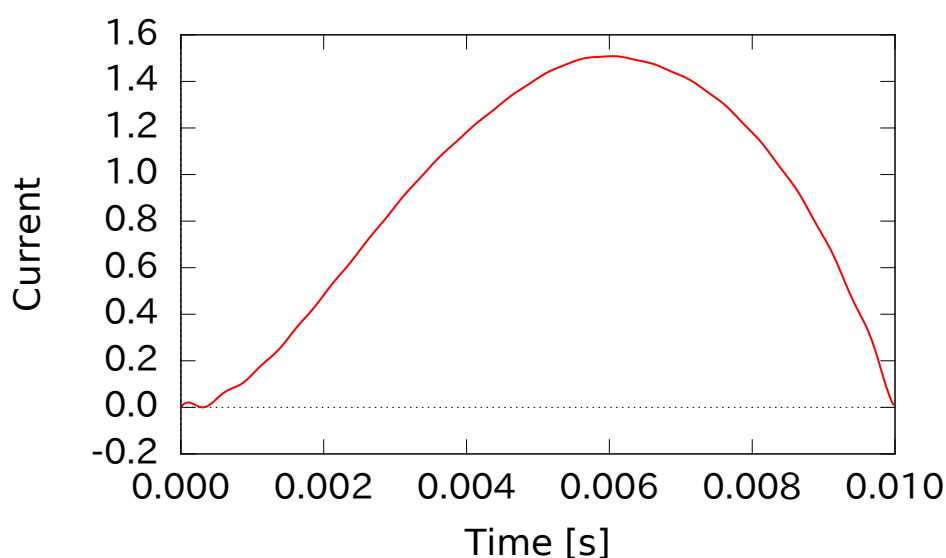


図 C.5 高調波規格を逸脱しない条件で求めた無効電力制御可能範囲を最大化する電流波形の一例  $(P, Q) = (63.1, 14.6)$



計算停止の原因を明らかとし、すべての力率における境界を求めることは今後の課題である。

高調波成分が  $\cos$  成分のみであると仮定し、高調波規格の中で制御可能な無効電力を最大化する問題を線形計画問題として定式化した。

線形計画問題による定式化は以下の通り示される。

$$\min z \tag{C.49}$$

GLPK により線形計画問題を解くことで高調波成分を得るとともに、得られた結果から電流波形を描いた。無効電力制御可能な波形が得られた範囲は有効電力に対し無効電力が 0.63 までの範囲であった。また計算により得られた波形を図 C.6 に示す。

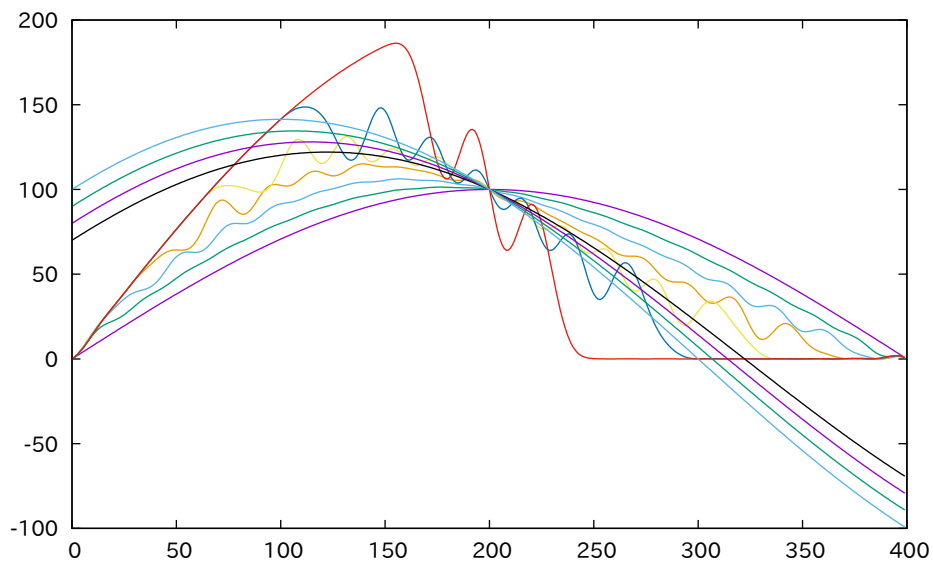


図 C.6 高調波が  $\cos$  成分のみとした場合に高調波規格許容値内で無効電力制御を最大限可能とする波形

## 付録 D

# 配電系統電圧変化と電圧制御の原理

本章では配電系統電圧変化についての基礎的な考え方を配電系統の簡易な等価回路モデルを用いて示す。第 1.1 節において取り上げた配電系統電圧逸脱対策により配電系統電圧制御が可能であることを等価回路モデルを用いて説明する。

配電系統を簡易な等価回路モデルとして示すと図 D.1 のように配電用変電所に相当する電圧源、配電線路を示す線路インピーダンス  $Z = r + jx$ 、負荷により示すことができる。なお線路インピーダンスに関しては架空配電系統であることを想定している。ケーブルを用いた地中配電系統の場合は架空配電系統に比べ対地容量が大きいため、 $\pi$  型等価回路を用いることもある。配電線路のインピーダンスは  $x > r$  の関係となる。この関係は高圧配電系統では顕著であるが、低圧配電系統では抵抗分が大きいため、その差は小さくなっている。

この簡易等価回路モデルを用いて配電用変電所端電圧を送電端電圧  $\dot{V}_s$ 、負荷側電圧を受電端電圧  $\dot{V}_r$  として送電端から受電端に至るまでの電圧降下を求める。負荷での有効電力を  $P$ 、無効電力を  $Q$  とする。なお有効電力は負荷で電力を消費する側を正、無効電力は負荷と見た場合の遅れを正とする。

軽負荷であり  $\dot{V}_s$ 、 $\dot{V}_r$  間の位相差  $\theta$  が小さいとすると、送電中の電圧降下は (D.1) と近似できる。

$$\dot{V}_s - \dot{V}_r \simeq \frac{rP + xQ}{\dot{V}_r} \quad (\text{D.1})$$

重負荷であり  $\dot{V}_s$ 、 $\dot{V}_r$  間の位相差  $\theta$  が  $90^\circ$  に近いとすると、送電中の電圧降下は (D.2) と近似できる。

$$\dot{V}_s - \dot{V}_r \simeq \frac{(x+r)P + (x-r)Q}{\dot{V}_r} \quad (\text{D.2})$$

電圧降下を示す (D.1) 及び (D.1) により、配電系統電圧  $\dot{V}_s$  が大きいほど電圧の変化は小さくなる。また、線路インピーダンス  $Z = r + jx$  が大きいほど電圧の変化が大きくなる。負荷で消費される有効電力  $P$  が増加するほど、また負荷の遅れ無効電力  $Q$  が増加するほど配電系統電圧は低下し、負荷で消費される有効電力  $P$  が減少する、すなわち負荷側に設置された分散型電源が発電するほど、また負荷の無効電力  $Q$  が負に減少する、すなわち進み無効電力が増加するほど配電系統電圧は上昇することがわかる。

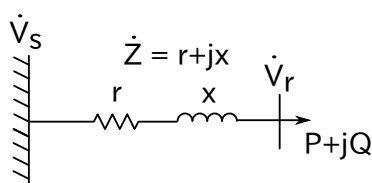


図 D.1 配電系統の等価回路

第 1.1 節において取り上げた配電系統電圧逸脱対策のうち配電系統の増強で上げた昇圧は  $V_s$  及び  $V_r$  を増加させることであり、電圧変化が小さくなる。線路を太線化する増強方法は線路インピーダンス  $Z = r + jx$  を減少させることであり、電圧変化が小さくなる。

有効電力制御は  $P$  を増減させることであり、電圧上昇時には  $P$  を増加させる、つまり消費電力を増加させるか分散形電源の発電量を減少させることで送電端に対して受電端の電圧を下げ対策を行う。電圧低下時はこの逆に  $P$  を減少させる、つまり消費電力を減少させるか分散形電源の発電量を増加させることで送電端に対して受電端の電圧を上げ対策を行う。

無効電力制御は  $Q$  を増減させることであり、電圧上昇時には  $Q$  を増加させる、つまり負荷での遅れ無効電力を増加させることで送電端に対して受電端の電圧を下げ対策を行う。電圧低下時はこの逆に  $Q$  を減少させる、つまり進み無効電力を増加させることで送電端に対して受電端の電圧を上げ対策を行う。

有効電力制御・無効電力制御による電圧変化への寄与は配電系統の抵抗分  $r$  及びリアクタンス分  $x$  の大小による。リアクタンス分  $x$  の大きな系統では有効電力制御に比べ無効電力制御による電圧制御効果が大きい。しかし、低圧配電系統など抵抗分  $r$  が大きい系統では  $x/r$  の比が小さくなるため無効電力制御と有効電力制御の効果の差が小さくなる。

## 付録 E

# JIS C 61000-3-2 と高調波電流許容値

本章では低圧需要家機器から流出する高調波電流を規制している規格 JIS C 61000-3-2 及び JIS C 61000-4-7 で示された高調波電流許容値を示す。本論文ではこの許容値を用いて高調波規格を満たしているか判断している。

本規格は国際規格である IEC 61000-3-2 及び IEC 61000-4-7 に対応した規格である。本規格では、入力電流 20 A 以下の負荷機器に関して、機器をクラス A からクラス D に 4 分類し各分類毎に高調波電流の許容値を高調波次数毎に設定している。機器のクラス A からクラス D の分類方法は次のようになっている。

- クラス A 他のクラスに属さない機器
- クラス B 手持ち電動工具，非専門アーク溶接機
- クラス C 照明機器
- クラス D 600W 以下のテレビ受信機，パソコン及びパソコン用モニタ

表 E.1, E.2, E.3 に JIS C 61000-3-2 において定められている高調波電流の許容値を示す。

表 E.1 高調波電流許容値 (クラス A)

高調波次数 n	高調波電流 最大値 [A]
2	2.484
3	5.29
4	0.989
5	2.62
6	0.69
7	1.77
9	0.92
11	0.759
13	0.483
8-40(偶数次)	$0.529 \times 8/n$
15-39(奇数次)	$0.345 \times 15/n$

クラス B はクラス A の  
許容値の 1.5 倍である。

表 E.2 高調波電流許容値 (クラス C)

高調波次数	基本波成分に 対する最大値 [%]
2	2
3	$30 \times PF$
5	10
7	7
9	5
11-39(奇数次)	3

PF : 回路力率

表 E.3 高調波電流許容値 (クラス D)

高調波次数 n	高調波電流 最大値 [A]	電力比例 限度値 [mA/W]
3	5.29	7.82
5	2.62	4.37
7	1.77	2.3
9	0.92	1.15
11	0.759	0.805
13	0.483	$8.855/n$
15-39(奇数次)	$0.345 \times 15/n$	$8.555/n$

この表の他, クラス A 奇数次の  
許容値も満たす必要がある。

## 付録 F

# 高調波電流による電流実効値の増加

無効電力制御において電流実効値の増加は電流波形が歪み波でない場合においても発生する。初めに歪み波でない電流波形の場合の電流実効値を検討する。

電流波形が歪み波でない場合、電流  $I$  は基本波成分  $I_1$  のみから構成される。 $\phi_1$  は電圧に対する電流の位相を示す。 $I_1$  は電圧と同相の電流成分  $I_{1s}$  と、電圧より  $90^\circ$  進んだ電流成分  $I_{1c}$  に分けることができ、電流  $I$  は式 (F.1) と記述される。なお  $I_1$ ,  $I_{1s}$ ,  $I_{1c}$  は、振幅値ではなく、実効値とする。

$$I = \sqrt{2}I_1 \sin \theta = \sqrt{2}I_{1s} \sin \theta + \sqrt{2}I_{1c} \cos \theta \quad (\text{F.1})$$

式 (F.1) の電流の実効値は式 (F.2) と記述される。

$$I_{\text{RMS}} = \sqrt{I_{1s}^2 + I_{1c}^2} \quad (\text{F.2})$$

式 (F.2) より、機器が一定の有効電力を受け取る条件では、有効電力のみを受け取り、 $I_{1c} = 0$  である場合、電流実効値は最小となり、 $I_{\text{RMS}} = I_{1s}$  となる。機器が有効電力に加え、無効電力を授受する場合、 $I_{1c} \neq 0$  となり、電流実効値は最小値  $I_{\text{RMS}} = I_{1s}$  から増加することが示される。

電流波形が歪み波である場合、基本波成分のみで構成された式 (F.1) の電流に高調波成分が加わった式 (F.3) となる。 $I_n$  は第  $n$  次高調波電流成分の実効値を示す。 $\phi_n$  は第  $n$  次高調波電流成分の電圧に対する位相を示す。

$$\begin{aligned} I &= \sqrt{2}I_1 \sin(\theta + \phi_1) + \sum_2^{\infty} I_n \sin(n\theta + \phi_n) \\ &= \sqrt{2}I_{1s} \sin \theta + \sqrt{2}I_{1c} \cos \theta + \sum_2^{\infty} I_{ns} \sin(n\theta) + I_{nc} \cos(n\theta) \end{aligned} \quad (\text{F.3})$$

式 (F.3) の電流の実効値は式 (F.4) と記述される。

$$I_{\text{RMS}} = \sqrt{I_{1s}^2 + I_{1c}^2 + \sum_2^{\infty} I_{ns}^2 + I_{nc}^2} \quad (\text{F.4})$$

よって、電流実効値  $I_{\text{RMS}}$  は基本波無効電力に伴う成分  $I_{1c}$  だけでなく、高調波電流成分  $\sqrt{\sum_2^{\infty} I_{ns}^2 + I_{nc}^2}$  によっても増加する。

## F.1 電流実効値を高調波を含めて検討する理由

本論文において電流実効値が機器定格を逸脱しないことを制約として検討を行う場合があった。この際、電流実効値として高調波成分を含めて検討を行った。この理由として、本論文では、機器定格を決定する要因として、機器内部での損失や、機器への配線における損失による熱的な制約を仮定するためである。損失は回路中の抵抗成分で発生する。抵抗でのジュール損失は電流の2乗に比例するが、これは、電流周波数によらず発生する。このため、機器や配線での損失増加の評価指標として電流実効値を用いる場合は、高調波成分を含めた式 (F.4) で示す値で検討を行う必要があり、本論文では電流実効値に関しては高調波成分を含めたものを用いた。