

Title	交直連系系統における電力変換器制御の高性能化に関する研究
Author(s)	舟木, 剛
Citation	大阪大学, 2000, 博士論文
Version Type	VoR
URL	<a href="https://doi.org/10.11501/3178739">https://doi.org/10.11501/3178739</a>
rights	
Note	

*Osaka University Knowledge Archive : OUKA*

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

Osaka University

## 内容梗概

現在の電力系統は、電圧の昇降圧やネットワークの柔軟な構成が容易な交流方式を中心として構成されている。交流連系された電力系統へ交直連系が適用される場合として以下のものが挙げられる。

- 異周波数・非同期連系のような、交流方式では物理的に接続不可能な場合。
- 長距離海底ケーブル送電のように、商用周波数の交流送電では送電容量の確保が不可能な場合。
- 長距離送電等で、交流送電に比べ交直連系のほうが経済的に有利となる場合。
- 系統構成上の理由により、交直連系による系統分離及び高速潮流制御が必要な場合。

他励式変換器を用いた従来方式の交直連系は、計測・制御技術の発達により変換器の理論上の運転限界付近での運用が可能となった。しかし交直連系の容量に対し交流系統の短絡容量が相対的に減少するに従い、変換器特性が原因となる不安定現象を回避するために交直連系の運用上の制約が大きくなり、交直連系が持つ制御性能を十分発揮することができなくなってきた。本論文における研究の目的は、より厳しい系統条件下で交直連系の適用を可能にするために、交直連系システムの中核をなす変換器の運転性能を向上することにある。変換器の運転性能向上には二つの方向が考えられる。一つは従来型変換器の改良である。本論文では転流コンデンサを適用することにより、従来型電流型他励式変換器の転流能力の改善を図り、大容量送電に適した変換器の運転性能向上を提案する。もう一つは従来型とは異なる変換器の開発・適用である。本論文では交流系統条件により影響を受けずに転流動作可能な、自己消弧素子をバルブに用いた電圧型自励式変換器を、交直系統連系機能強化のために適用した場合の系統特性の解析を行っている。

直流電界下での絶縁材料・機器の特性は、交流電界下とは異なるため、交流設備をそのまま直流設備として用いることが難しい場合がある。本論文では直流送電と同等の能力を有し、交流機器を容易に転用可能とする技術として長距離低周波ケーブル送電方式を提案している。低周波数交流は厳密には直流送電とは異なるが、変換器を用いるという意味では交直連系方式と類似の方式とみなせるので、その実現方法について検討する。

交直連系で用いる変換器は同期発電機のように自分自身の中に回転子のような基準位相を持っておらず、連系点における交流電圧を基準としてゲートパルスを生成し動作する。変換器出力を精度良く制御するためには、交流電圧位相の高精度の検出が必要であり、本論文では交直連系系統の高性能化に共通の基本技術として、位相検出方式の高精度化のための技術を提案する。

本論文は、以下の6章構成とする予定である。

第1章は緒論であり、交直連系に関する研究・開発の経緯について述べ、本論文に関する研究の位置付け及び意義を明確にしている。

第2章では交直変換器の逆変換運転時の運転特性向上を目的として、電流型他励式変換器のバルブと変換器用変圧器2次側巻線との間に直列にコンデンサを挿入したコンデンサ転流型変換器を適用した場合の運転特性について検討している。逆変換運転時の特性解析にはコンデンサ転流型変換器の実余裕角特性を明らかにする必要があるため、特性式の導出を行い、変換器及び定実余裕角制御のモデルを開発した。開発モデルを用いた検討で、コンデンサ転流型変換器の逆変換運転時の電圧安定性の改善メカニズムを明らかにすると共に、転流コンデンサ補償度との関係について定量的な評価を行った。固有値解析・デジタルシミュレーション解析を行い、コンデンサ

(ii)

転流型変換器が有効に動作する補償度および系統条件を明らかにし，提案定実余裕角制御方式の妥当性と，実機への適用可能性について得た知見を示す。

第3章では，直流送電の無電源系統や弱小系統への連系や変換器の多端子接続を容易にするための，自励式変換器の適用方式について検討している。自励式変換器を電力系統に適用することを考えた場合，バルブ素子の逆耐圧を必要としない電圧型の採用が望ましく，この場合直流電圧脈動を抑制するために大容量の直流コンデンサを使用する。このため直流回路が容量性となり直流線路での電流振動が発生しやすくなる。これらを抑制するためにダンパ回路の適用を検討した。この場合，定常状態での損失が殆ど生じないで，電流振動・事故電流抑制に効果を発揮することが見いだされた。さらに交直変換器はバルブのスイッチングにより動作するために出力応答が離散的になるが，これを考慮するための離散時間系での安定度解析を提案している。シミュレーション結果との比較により，提案解析方式を用いることで交直連系系統における安定度解析精度が向上することを示す。

第4章では，固体絶縁ケーブルでの高電圧長距離送電を可能とするための低周波ケーブル送電方式について検討している。固体絶縁ケーブルは従来の油浸紙絶縁によるケーブルに較べて，加工性・対環境性で優れており，交流電力ケーブルの主流となりつつあるが，空間電荷の蓄積問題により直流送電に適用することが難しい。低周波送電方式を適用することで空間電荷蓄積問題を解決することが可能になった。また空間電荷が中和される送電周波数の領域では，実用上直流送電と同等の送電容量・距離が実現可能であるとの見通しを得た。低周波送電では低周波系統側の位相は同期発電機により支配されず安定度の問題を生じないが，低周波交流波形生成のために位相を決定する必要がある。このため，高精度同期クロックを使用した基準位相信号による同期位相生成方式を提案し，これにより任意の潮流制御が行えることを示す。商用周波数-低周波数の周波数変換装置としてはサイクロコンバータを考え，これを対向させた構成で電力の送・受電が可能であることを明らかにした。

第5章では高精度・高速応答の交流系統電圧位相の検出方式について検討している。変換器を交流系統に連系して運転するには，交流系統電圧の位相を検出し，これに同期したバルブのゲートパルス生成が必要である。検出した位相情報の誤差は変換器出力の誤差となるため，位相情報の精度向上が変換器の制御性能の向上につながる。本論文では改良型DFTの実時間処理による位相検出方式を提案した。DFTによる電圧位相検出は高速な応答特性が得られ，定格周波数での運転時には正確な位相検出が行える。一方，周波数が定格からずれた場合に検出した位相に誤差が生じる問題は従来議論されておらず，本論文では誤差が生じる問題点を指摘し，発生過程を理論的に明らかにする。さらに誤差補正方式として周波数をパラメータとして用いることを提案すると共に，必要な周波数の検出精度，周波数の検出方法を検討した。また三相平衡・不平衡状態での検出誤差の抑制効果についての定量的な評価を行った。提案方式を用いることで，弱小系統などで周波数変動が大きい場合や，不平衡度の大きい系統でも精度良く位相検出が行え，変換器の安定運転に寄与することが期待される。

第6章では，本論文の結論について述べ総括を行った。

# 目次

第 1 章	緒論	1
1.1	現状の直流送電の問題点	2
1.2	本研究の目的と位置づけ	4
第 2 章	コンデンサ転流型変換器による弱小系統への連系方式	7
2.1	序論	7
2.2	コンデンサ転流型変換器	8
2.2.1	動作原理と期待される効果	9
2.3	コンデンサ転流型変換器の数値解析用モデルの導出	11
2.3.1	転流コンデンサの充電電圧	12
2.3.2	$\alpha$ と $u$ の関係式	13
2.3.3	$\alpha, u, \gamma'$ の関係式	14
2.3.4	変換器出力直流電圧	15
2.3.5	変換器交流出力	16
2.4	コンデンサ転流型変換器の実余裕角制御のモデル化と特性	18
2.4.1	実余裕角制御モデル	18
2.4.2	補償度の実余裕角特性への影響	20
2.5	コンデンサ転流型変換器の定実余裕角特性と交流電圧安定性	21
2.5.1	解析モデル	23
2.5.2	VSF の算出結果	25
2.6	固有値解析による実余裕角制御の安定性の評価	27
2.6.1	解析モデル	27
2.6.2	定実余裕角制御モデル	27
2.6.3	数値計算による特性評価	28
2.7	コンデンサ転流型変換器の経済性	32
2.8	まとめ	33
第 3 章	自励式変換器を適用した直流送電の安定度改善	37
3.1	序論	37
3.2	電圧型自励式変換器	38
3.2.1	交直変換器	38
3.2.2	電圧型変換器の出力特性	39
3.2.3	PWM による出力電圧制御	39
3.3	変換器出力の離散的性質を考慮した安定度解析手法	42
3.3.1	検討対象モデル	42
3.3.2	直流系統の安定性	43

3.3.3	連続時間系での固有値解析 . . . . .	45
3.3.4	離散時間系での固有値解析 . . . . .	46
3.3.5	離散時間系での固有値解析の有効性 . . . . .	46
3.3.6	ダンパ回路による安定度の改善効果 . . . . .	50
3.3.7	制御系及びダンパの設計 . . . . .	50
3.4	過渡応答特性 . . . . .	51
3.4.1	変換器の PWM 制御系 . . . . .	52
3.4.2	瞬時値シミュレーション . . . . .	52
3.5	自励式変換器の経済性とダンパ回路 . . . . .	54
3.6	まとめ . . . . .	56
<b>第 4 章</b>	<b>低周波ケーブル送電における潮流制御の基礎特性</b>	<b>59</b>
4.1	序論 . . . . .	59
4.2	システム構成 . . . . .	60
4.2.1	低周波ケーブル送電方式の得失 . . . . .	60
4.3	ケーブル線路の低周波送電特性 . . . . .	62
4.3.1	ケーブル熱容量等価回路 . . . . .	62
4.3.2	伝送可能有効電力量 . . . . .	63
4.4	低周波ケーブル送電の制御 . . . . .	66
4.4.1	周波数変換装置 . . . . .	66
4.4.2	低周波系の基準位相・周波数設定 . . . . .	67
4.4.3	端子制御 . . . . .	68
4.5	低周波ケーブル送電のシミュレーションによる検証 . . . . .	70
4.5.1	実効値解析シミュレーション . . . . .	70
4.5.2	瞬時値解析シミュレーション . . . . .	73
4.6	まとめ . . . . .	76
<b>第 5 章</b>	<b>電力変換器における高精度位相検出法</b>	<b>81</b>
5.1	序論 . . . . .	81
5.2	位相検出方式 . . . . .	82
5.2.1	デジタル信号処理 PLL 方式 . . . . .	82
5.2.2	DFT 位相検出方式 . . . . .	82
5.2.3	計算機シミュレーション・実験による検討 . . . . .	83
5.3	位相検出誤差の数値解析 . . . . .	84
5.4	位相検出誤差の周波数特性 . . . . .	86
5.4.1	位相検出誤差評価式の導出 . . . . .	87
5.4.2	誤差の補正方法 . . . . .	88
5.5	周波数検出及び誤差特性 . . . . .	89
5.5.1	位相角差分による周波数の検出 . . . . .	89
5.5.2	検出周波数を用いた位相誤差補正結果 . . . . .	91
5.6	三相交流・正相電圧位相検出 . . . . .	93
5.6.1	三相不平衡状態を考慮した解析 . . . . .	94
5.7	まとめ . . . . .	97

第 6 章 結論	101
謝辞	103
業績リスト	105

# 第1章 緒論

現在の電力系統は、50Hz または 60Hz の交流方式を中心として構成されている。電気事業の創生期は、供給エリアも狭く送電距離も短かったため発電機から負荷まで低電圧で直接供給し、直流方式と交流方式が入り混じって用いられていた。しかし、供給エリアの拡大や負荷の増大により低電圧での直接供給は送電損失の増加を招くようになり、遠隔地に位置する安価な水力電源を長距離送電して利用するためにも高電圧・小電流化する必要が生じ、電圧の昇降圧が変圧器により容易に行える交流方式が採用されるようになった。但し、周波数が 50Hz または 60Hz になった技術的な理由は無い。諸外国では国単位で 50Hz あるいは 60Hz に統一されており、日本だけが一国の中で 50Hz と 60Hz とが独立して存在しており、かつ両者が周波数変換設備を介して連系している特殊な構成になっている<sup>[1]</sup>。

さて、交流方式をベースとした電力系統は供給予備力の節減や電源の効率的運用、系統の信頼度向上を目的として広域連系の整備、強化が行われてきている。広域連系も各国内にとどまらず、国際的な運用が行われるようになってきた。今後も資源枯渇や地球温暖化対策として、高効率電源や自然エネルギーで発電した電力を全地球規模的に融通することが益々必要となってくる。しかし同期発電機を中心に構成された交流系統には、固有の問題である系統の安定度低下や、複雑なループ系統において潮流が制御できずに送電線の熱容量を超える重潮流が生じたりする制御性の悪化の問題、多数の発電機が連系された為に短絡電流が増大し遮断器の遮断容量を超過するため事故電流が遮断できなくなる問題、大量の電力用コンデンサで電圧を維持しようとするために生じる電圧不安定現象の発生等さまざまな問題も発生しており、交流方式だけで広域連系をさらに拡大していくことは難しい<sup>[2]-[7]</sup>。

パワーエレクトロニクス機器である交直変換器をベースにした FACTS(Flexible AC Transmission System) を既存の交流系統に接続することで、交流方式に起因する問題の多くを解決もしくは緩和し、送電能力を高めることが可能となる。FACTS の実用上の効果は大きく各種機器が提案されている<sup>[8]</sup>。但し、FACTS はあくまでも交流系統に接続して交流系統の改善を図るものであるため、異周波数連系や長距離ケーブル送電などの問題に対しては根本的な解決策とはなり得ない。

直流送電による交直連系は、送電端で交流を一旦直流に変換し受電端で再び交流に変換する。送受電端の交流系統は直流で分離されるために、従来の交流連系に起因する問題の根本的な解決を図ることが可能である。直流送電の歴史は意外と古く、スウェーデン本土とゴッドランド島との間を海底ケーブルによる直流線路で結び、水銀整流器により交直変換を行う本格的な直流送電が 1954 年に実用化されてから半世紀に達しようとしている。わが国を含め広く世界各国でも直流送電・直流連系設備が運転されており、その設備容量は年々増加の一途をたどっている<sup>[9]-[15]</sup>。我が国では水銀整流器を使用した佐久間周波数変換所(300MW, 1993年サイリススタバルブに置換)が 1965 年に運用開始され、以後新信濃周波数変換所(300+300MW, 1977+92年)、北海道-本州連系(150→300→600MW, 1979,80,93年)、南福光連系(300MW, 1999年)、東清水周波数変換所(300MW 予定)、更に世界最大級の定格容量(第1期:1400MW, 第2期2800MW)を誇る紀伊水道連系が 2000 年 6 月 22 日に運用開始されている。

直流送電採用の背景も、パワーエレクトロニクス技術・制御方式の進展による交直変換器のサ

イリスタバルブや制御保護技術の進歩<sup>[16],[17]</sup>により変わってきている。初期の直流送電は、主として技術的・経済的に交流では困難な分野に採用されていた。例えば海底ケーブル送電や、長距離大容量送電のような交流より経済性のあるところ、あるいは異周波連系のような交流では技術的に連系が不可能なところである。海底ケーブル送電は、ケーブルコストの点から直流送電の経済性が最も出やすい領域であり、30~60km程度以上であれば直流が経済的に有利となる。このような背景もあり、直流送電全体の約1/3が海底ケーブル送電となっている<sup>[18],[19]</sup>。長距離大容量架空送電の場合は、送電距離・送電容量のほか系統条件によっても大きく左右され、直流が有利になる距離として200~900km以上と報告されている。経済性に加えて、直流送電の鉄塔規模が小さくなるため、環境上の問題からも直流が採用される理由となっている。

最近では、海底ケーブル送電や長距離大電力送電以外にも系統間連系と呼ばれる異系統間の経済融通を目的とした非同期連系に直流送電が採用されるようになった。この理由として光点弧のサイリスタバルブの開発や、変換器の大容量化に伴う経済性の向上だけでなく、直流送電の特長でありデジタル制御系の適用などにより高性能化した高速潮流制御能力の必要性が挙げられる。非同期連系点の直流送電による高速潮流制御は、交流系統の周波数や電圧を幅広く制御できる利点を有しており、このため変換器容量に対する交流系統の短絡容量が十分でない弱小系統に対しても直流送電が採用されるようになった。また大都市近郊の負荷に供給する場合、短絡電流を増やさずに送電電力を増加させるために直流送電による負荷供給が行われる。既設の大きな交流系統を直流連系により系統分割して独立させれば、短絡電流が減少し、これに連系された小さな系統から大きな系統への送電電力を増加させることが可能になる。以上をまとめると、表1.1のような利用目的と、適用分野に分類できる<sup>[20]-[28]</sup>。

表 1.1 交直連系の利用目的と適用分野

利用目的	適用分野	適用の効果
海底ケーブル送電	電源送電・負荷供給 系統間連系	経済面，環境面で有利 運用面，安定度などで有利
長距離架空送電	電源送電 系統間連系	経済面，環境面で有利 運用面，安定度などで有利
BTB（直流連系）	系統間連系 異周波連系	潮流制御・緊急応援が容易 異周波系統間の連系容易
短絡容量対策	負荷供給 系統分割	短絡電流抑制 輸送力増強面で有利

## 1.1 現状の直流送電の問題点

交流連系が中心である現状の電力系統に直流送電を適用する場合の問題点として、次のものが挙げられる。

**交直変換器の費用** 直流送電は交流系統と連系するために必然的に交直変換器を使用することになる。このため直流線路でのコスト軽減が変換装置によるコスト増加分を超えなければ、直流送電の経済性が現れない。小容量で短距離の送電に直流送電を採用する場合には、設備コスト以外に価値を見出す必要がある。



**付帯設備** 直流送電における交直変換所では、交流連系における変電所と比較して交直変換器だけでなく、変換器過電流抑制のためにインピーダンスを大きくし直流偏磁を考慮した特殊な変圧器、直流リアクトル、フィルタ、調相設備、制御・保護装置等様々な付帯設備を要する。

**多端子構成** 三つ以上の交流系を直流線路で連系する直流多端子送電方式では、直流線路事故に対して事故区間のみ遮断して他の健全な線路への波及を防止する必要から、直流遮断器が必要となる。直流遮断器は、周期的な電流零点が存在しない直流電流を遮断しなければならないため技術的に困難である。本格的な直流多端子接続の実現は、直流遮断器の開発を待たなければならない。

**電食等の問題** 直流送電線路の経済性のみを考えた場合、最も効果的なものは帰路導体を用いない大地帰路方式や海水帰路方式である。しかし、大地帰路方式では埋設物やパイプライン等に電食が発生する問題がある。海水帰路方式では送電ルート上の磁気方位との関係にもよるが、船舶の磁気コンパスへの影響を引き起こす。帰路導体を使用しないこれらの方式は日本では用いられておらず、国外でも適用にあたり、事前に慎重な検討を行い必要となる場合には対策を施している。

**高調波・高周波障害対策** 変換装置の発生する高調波は、直流側  $n = kP$  次、交流側  $n = kP \pm 1$  次 ( $k = 1, 2, 3 \dots, P$ : 相数) の理論高調波だけでなく、点弧角のばらつき等種々の要因で非理論高調波も発生する。また、発生した高調波が交流系統各部に波及し異常拡大が発生する高調波共振現象や、通信線などに対する誘導障害を考慮した設計をしなければならない。

**軸ねじれ共振現象 (SSTI) の可能性** 直流送電の近傍にある発電機の軸振動が、順変換器における定電流制御系との干渉で持続・拡大する SSTI (SubSynchronous Torsional Interaction) が発生することがある。特に発電機が直流送電に近接し、かつ周辺の交流系統が小さい直流単独送電において最も厳しい条件となる。これは、交流系統の直列コンデンサ補償時に共振現象によって発生する SSR (SubSynchronous Resonance)<sup>[29]</sup> とは区別される。

以上の一般的な直流送電の問題点に加え、現在の直流送電に用いられている電流型他励式変換器固有のものとして次のような問題点がある。

**交流系統電圧への依存性が高い** 交直変換器で用いられているサイリスタは自己消弧能力を持っておらず、交流電圧によりバルブの転流を行う。交流系統において事故が発生した場合、変換器端母線の交流電圧が低下し、そのままでは余裕角の不足による転流失敗が発生する。転流失敗を起こさないためには、運転点の急激な変更を必要とする。

**無効電力消費** バルブの転流は交流系統電圧を利用しており、転流電圧を確保する関係上変換器は常に遅れ力率で運転する必要がある。特に逆変換器においては、サイリスタの順方向阻止特性を回復する為に転流完了後の最小余裕角期間を必要とする。この為、本質的に高力率運転が不可能であり、結果として必然的に無効電力消費量が多くなる。一般に変換器の定格電力に対して 50~60% の無効電力を消費するので、交直変換所には無効電力補償設備が必要となる。

**弱小交流系統への連系が困難** 先述のように、他励式変換器の動作は交流電圧に大きく依存する。交流電圧の低下に対して変換器無効電力の消費が増加するため、さらに交流電圧の低下を招くといった不安定なループを形成する可能性があり、特に交流系統の短絡容量が小さいほどこの現象は発生しやすい。これは直流送電の大容量化が制限される事も意味している。

## 1.2 本研究の目的と位置づけ

現在の交直連系システムに存在する問題のうち、将来の広域連系システムへの適用を考えた場合に解決すべき問題として次のものが考えられる。

- (1) 無効電力消費の削減及び電圧不安定性の解消。
- (2) 無電源システムや、弱小システムへの連系。
- (3) 固体絶縁ケーブルの適用。

(1)の無効電力消費については、従来の直流送電では自己消弧能力を持たないバルブを用いていたために、交流電源電圧により自然転流させるため常に遅れ力率で運転しなければならないことに起因している。定余裕角運転や電流低減運転により無効電力消費を抑えることはできるが、根本的な解決とはならずこの種の変換器固有の問題である。電圧不安定性についても同様に変換器のバルブに起因する問題であり、ソフト面では直流システムの制御安定性の問題に帰着する。また(2)についても、他励式変換器固有の問題であるが、(1)とは異なり運転条件及び制御系の変更だけでは回避できない問題である。

これらの問題を解決するには、変換器自体の特性を改善することが必要である。本研究では他励式変換器の改良として、変換器用変圧器二次側に直列にコンデンサを挿入したコンデンサ転流型変換器の適用を検討するとともに、転流動作原理の異なる電圧型自励式変換器の直流送電への適用について検討を行った。

コンデンサ転流型変換器はバルブ電流により充電されたコンデンサ電圧を交流電圧に重畳し転流電圧として使用するため、制御角を $180^\circ$ 付近とした高力率領域での運転が可能となる。しかしながら転流動作が複雑となるため、その効果についての理論的考察がこれまで十分になされていない。本研究では、コンデンサ転流型変換器による高力率運転を実現するために転流動作の理論的解析に基づいた実余裕角制御を提案した。また電圧安定性について、コンデンサ転流型変換器の実余裕角制御と転流コンデンサ補償度との関係について明らかにし、他励式変換器が安定運転できない厳しいシステム条件下でも電圧不安定現象を発生させずに安定運転可能となることを示した。

電圧型自励式変換器は転流動作が交流システム条件に依存しないため、交直変換器の運転条件についての制約が無い。しかし変換器型式が他励式変換器の電流型から電圧型に変更されるため、直流側の変換器出力の平滑設備がリアクトルからコンデンサになる。将来の直流送電の導入形態は、ケーブル線路による送電が主流になると考えられ、直流線路のリアクタンス・静電容量と平滑用の直流コンデンサとの間で時定数の比較的短い共振回路が形成され、直流線路上での電流振動現象を発生する原因となる。本研究では、デジタル制御された変換器が直流線路での電流振動現象に及ぼす影響を考慮するため、離散時間系での安定度解析手法を提案した。また、デジタル制御の間隔が電流振動モードの固有振動周波数に近い場合は、制御による安定化が難しくなるためリアクトルと抵抗の並列回路で構成される振動抑制用のダンパ回路の適用を提案し、送電損失を増加させずに安定化効果が得られることを確認した。

(3)については、現在直流送電のケーブル線路として巨長数10kmまでは絶縁油を加圧して絶縁耐圧を高めたOFケーブルが、給油・加圧が不可能な長距離ケーブルにはソリッドケーブルが用いられている。これら油浸紙絶縁による電力ケーブルは、接続加工時の作業性が悪いだけでなく、破損・切断による漏油の危険がある。油の大量使用に伴う火災の危険もあるが、環境汚染・破壊への懸念は脱油絶縁の必要性を高めている。管路気中線路も長距離には不適であり、SF<sub>6</sub>ガスが地球温暖化ガスとして使用が制限されるため代替手段とはならず、固体絶縁ケーブルの適用が必須となる。超高圧の交流送電では既に固体絶縁ケーブルが実用化され500kV、40kmの地中送電線路が建設されて、将来の交直連系の導入形態においても固体絶縁ケーブルの適用は必須である。しかし

ながら優れた絶縁特性を示し、製造加工の容易な交流用高分子固体絶縁材料である XLPE (Cross Linked Poly Ethylene) は直流電界下において空間電荷が蓄積し、絶縁破壊を引き起こす問題があり直流送電では使用できない。本研究では直流にとらわれず商用周波数より低周波数に変換して送電する低周波ケーブル送電を提案した。冒頭で述べたように、50Hz または 60Hz に送電周波数が決まった技術的理由は無く、これより低周波数でも問題ない。XLPE に蓄積される空間電荷は印加電圧の周波数が 0.1Hz 以上になると中和されるため<sup>[30]</sup>、絶縁破壊の原因とならない。交流ケーブル送電で送電距離及び容量を制約している要因はケーブル線路の充電電流であり、これは交流の周波数に比例して増大する。従って、本研究においては低周波化により得られる送電距離・容量の増大効果について検討を行うとともに、サイクロコンバータを適用した周波数変換による提案方式の実現方法について検討した。

最後に、交直連系に用いる交直変換器は交流系統に同期して動作させなければならない。このため、変換器のバルブを駆動するゲート信号の生成には交流系統電圧への同期信号が必要となる。特に、本研究で適用の検討を行っている自励式変換器が連系されるような系統は短絡容量が小さく、潮流によって位相が大きく変化する。また、広域連系の目的にある自然エネルギーのような不確定性の大きい電源が主体となった交流系統が連系されることを考えれば、その端子では基幹系統のように  $\pm 0.1\text{Hz}$  程度の範囲内に周波数が維持される保証は無く、場合によっては回転機器の運用限界である数 Hz の周波数変化の条件下でも安定な交直連系運転ができる必要がある。従って、交直変換器の動作基準として用いる電圧位相情報は、周波数変化時にも高速に追従でき且つ誤差が少なくなければならない。さらに、自励式変換器を適用した利点を大きくするためにも高調波補償機能との整合の容易な位相検出方式であることが必要とされる。従って、本研究では時間領域の電圧信号を周波数領域に変換して処理する位相検出方式について検討した。検討では位相検出の検出誤差を定量的に評価し、周波数変化に対しても必要な位相の検出精度を得るための誤差補正方式を提案するとともに、不平衡電圧条件下での動作も保証している。

以上のように本研究では、現在の直流送電の持つ問題に対して解決方法を提案し、その有効性について明らかにしている。但し、提案した各方法についての検討は簡略化したモデルを対象としたものであり、即実用化を目指した設計というよりもむしろ将来の交直連系の利用形態を模索すべく、各々の利点が活かされるような適用方法を提案することに重点を置いた。

## 参考文献

- [1] 門井: “電気の周波数と電圧(世界・日本)”, 電気学会誌, Vol.111, No.12, pp. 1011–1014 (1991)
- [2] 町田著: “直流送電”, 東京電機大学出版局 (1971)
- [3] 電気学会 直流送電専門委員会編, “直流送電技術解説”, 電気学会 (1978)
- [4] 町田編著: “直流送電工学”, 東京電機大学出版局 (1999)
- [5] N. D. Leshuknov et al.: “D-C AND A-C POWER TRANSMISSION”, Transactions of the Direct-Current Science Reserach Institute Collection 14, Israel Program for Scientific Translations Jerusalem (1970)
- [6] E. W. Kimbark: “Direct Current Trasmission Volume I”, John Wiley & Sons, Inc. (1971)
- [7] E. Uhlmann: “Power Transmission by Direct Current”, Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York (1975)
- [8] E. Larsen et al.: “FACTS OVER VIEW”, IEEE Power Engineering Society, 95TP108 (1995)
- [9] 直流送電調査専門委員会・系統解析ワーキンググループ: “直流送電系統の特性解析手法とその現状”, 電気学会技術報告 II 部 第 53 号 (1977)

- [10] 直流送電調査専門委員会: “直流多端子送電技術の現状”, 電気学会技術報告 II 部 第 144 号 (1983)
- [11] 直流系統技術調査専門委員会: “交直連系系統の動特性”, 電気学会技術報告 II 部 第 258 号 (1987)
- [12] 直流送電適用技術調査専門委員会: “直流送電の現況と適用技術”, 電気学会技術報告 II 部 第 346 号 (1990)
- [13] 直流送電仕様調査専門委員会: “直流送電システム設計ガイド”, 電気学会技術報告 第 468 号 (1993)
- [14] 交直連系系統の相互作用調査専門委員会: “交直連系系統の相互作用”, 電気学会技術報告 第 628 号 (1997)
- [15] T. J. Hammons et al.: “Role of HVDC Transmission in Future Energy Development”, IEEE Power Engineering Review, Vol.20, No.2, pp.10–25 (2000)
- [16] 直流送電常置専門委員会: “高電圧サイリスタバルブの試験法に関する調査報告”, 電気学会技術報告 I 部 第 113 号 (1975)
- [17] 高電圧サイリスタバルブの試験法調査専門委員会: “高電圧サイリスタバルブの試験法”, 電気学会技術報告第 735 号 (1999)
- [18] 直流送電調査専門委員会・直流ケーブル分科会: “世界の直流送電設備における直流ケーブルに関する調査”, 電気学会技術報告 II 部 第 105 号 (1980)
- [19] 直流送電調査専門委員会・直流ケーブル分科会: “直流ケーブルの技術開発の現状と適用分野”, 電気学会技術報告 II 部 第 121 号 (1981)
- [20] 送電機能研究委員会: “直流連系に関する研究報告 その 1 系統特性”, 電力中央研究所 (1970)
- [21] 直流多端子集中制御装置研究委員会: “直流多端子送電集中制御装置の開発と実証”, 電力中央研究所 総合報告 No.37 (1979)
- [22] 町田他: “直流送電の基本運転特性と系統運用制御”, 電力中央研究所 総合報告 No.38 (1979)
- [23] UHV 送電研究推進委員会 直流分科会・絶縁分科会・障害分科会: “大電力直流送電に関する基礎研究”, 電力中央研究所 総合報告 107 (1981)
- [24] 吉田他: “静止型無効電力補償装置による直流系の運転特性向上効果”, 電力中央研究所 研究報告 181017 (1981)
- [25] 町田他: “交流・直流電力系統シミュレータの開発”, 電力中央研究所 総合報告 117 (1984)
- [26] 高崎他: “自励式直流連系のモデル化と系統導入効果”, 電力中央研究所 研究報告 T93095 (1994)
- [27] 高崎: “交直連系系統における振動現象とその安定化制御に関する研究”, 電力中央研究所 総合報告 T23 (1992)
- [28] 安定度総合解析システム開発グループ: “大規模電力系統の安定度総合解析システムの開発”, 電力中央研究所 総合報告 T14 (1990)
- [29] P. M. Anderson et al.: “SUBSYNCHRONOUS RESONANCE IN POWER SYSTEMS”, IEEE PRESS (1990)
- [30] T.Takada et. al.: “New Direct Observation Technique for Electric Charge Behavior in Insulating Materials and Its Application to Power Cables”, Proc. CIGRE, 15-303 (1998)

## 第2章 コンデンサ転流型変換器による弱小系統への連系方式

### 2.1 序論

直流送電が実用化された当初は、交直変換器のバルブには水銀整流器が使用されていた。水銀整流器では逆弧・消弧・失弧等の異常現象が発生し、運転保守が必要なため現在はサイリスタバルブが用いられている。サイリスタバルブの適用により、変換器の信頼性・コスト低減が進み直流送電の導入量は着実に増加しつつある。導入箇所も短絡容量の大きい系統的に強いところだけでなく、系統の末端等の短絡容量の小さい所や、直流送電の導入量の増大により電源容量に対して相対的に系統が弱小化した所等、運転条件のより厳しい箇所への適用が必要とされるようになってきた。しかしながらこれらのますます厳しくなる要求に対して、水銀整流器・サイリスタバルブを使用した従来の他励式交直変換器では満足な運転性能が得られないことが問題となっている。この問題は、サイリスタバルブではゲート信号により OFF→ON の制御は可能であるが、ON→OFF は制御不可能であるために、交流電圧によりバルブを消弧して転流する他励式変換器の電源転流動作に起因し、特に逆変換器運転時に顕著となる。以下に、定常時及び事故時における他励式交直変換器の問題点について述べる。

**高力率運転が困難** サイリスタバルブの転流失敗を防ぐためには、バルブを完全に消弧するために、転流完了後にバルブに対して一定期間の逆バイアス期間(転流余裕角 $\gamma$ )を与えることが必要である。交流系統電圧から転流電圧を得るには、消弧すべきバルブに印加される逆電圧が正となり、点弧すべきバルブに印加されている順方向電圧が正、つまり遅れ力率領域での運転が必須となる。また変換器用変圧器の漏れインピーダンスが存在するために瞬時に転流は終了せず、消弧するバルブと点弧するバルブの両者が共に導通している転流重なり期間(転流重なり角 $u$ )が生じる。従ってバルブの点弧角である制御遅れ角を $\alpha$ とすると、 $\alpha = 180^\circ - (u + \gamma) < 180^\circ$ の制約が生じる。通常他励式交直変換器の設計値では、 $10^\circ \leq \alpha \leq 140^\circ$ となり、逆変換器運転領域の動作範囲( $90^\circ \leq \alpha \leq 140^\circ$ )は順変換器運転の範囲( $10^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$ )に較べて特に小さくなっている。このため、逆変換器運転では特に力率の悪い領域で運転する必要があり、変換器で無効電力を大量に消費し、大容量の調相設備が必要となる。調相設備として電力コンデンサを大量に使用することは、コスト面だけでなく系統インピーダンスの反共振点の低次側への移行、変換器停止時のフェランチ効果、事故時の過渡現象など多くの面で悪影響を及ぼす原因となる。

**交流電圧不安定現象** 他励式変換器ではサイリスタバルブの転流に交流電圧を用いており、交流電圧の変化により余裕角が増減する。このため余裕角が限界値付近となる領域での逆変換運転では、交流電圧の低下により余裕角の不足が生じ、転流失敗を防ぐために定余裕角制御や $\beta$ 進め制御を適用している。交流電圧低下時に動作するこれらの制御は、制御遅れ角 $\alpha$ の大きさを小さくすることで余裕角を確保するため、同時に力率の悪い領域での動作を余儀なくされる。このため無効電力-電圧特性感度の大きい弱小交流系統では、交流電圧低下を助長し電圧不安定現象を起こ

す危険がある。特に順変換器側において直流定電力制御を行っている場合には、定余裕角制御による逆変換器  $\alpha$  の減少がもたらす直流電圧低下に対して直流電流を増やすことで定電力を維持しており、これが逆変換器における消費無効電力量の増大をもたらす電圧不安定現象が顕著に表れる。電圧不安定の問題は、VDCOL(Voltage Dependent Current Order Limiter:電圧依存性電流制限制御)を適用することで回避できるが、直流送電の送電能力を制限することになり本質的な改善とはならない。

本章は他励式変換器に起因する上述の問題を、変換器に転流コンデンサを適用することで解決若しくは緩和し、直流送電としての性能向上を図ることを目的とする。コンデンサ転流型変換器の概念自体は直流送電の黎明期に提案されていたが、変換器の能力を最大限に発揮するためには複雑な転流動作を考慮した制御が必要となり、当時のアナログ制御主体の変換器制御系では実現が難しく、実用化には至らなかった。しかしながら、直流送電の適用件数が増加し上述の問題が顕在化するようになり、高速・高精度なデジタル制御を適用することで従来技術の延長線上として実現可能なコンデンサ転流型変換器が再び注目され始めている。コンデンサ転流型変換器の運転能力について、定性的な議論及び実験的な考察は行われているが、転流現象を理論的に解析した上での定量的な評価及び制御系の設計はされていない。本章では、まずコンデンサ転流型変換器の転流過程を回路理論に基づき解析し、変換器諸パラメータとの定式化を行うと同時に、これを用いた実余裕角制御系のモデル化を行う。また導出した変換器出力モデルを用いて、コンデンサ転流型変換器の出力特性、電圧安定性等を転流コンデンサの容量をパラメータとして定量的に評価し、従来型他励式変換器に較べてどの程度の性能向上が図られるかについての検討を行う。

## 2.2 コンデンサ転流型変換器

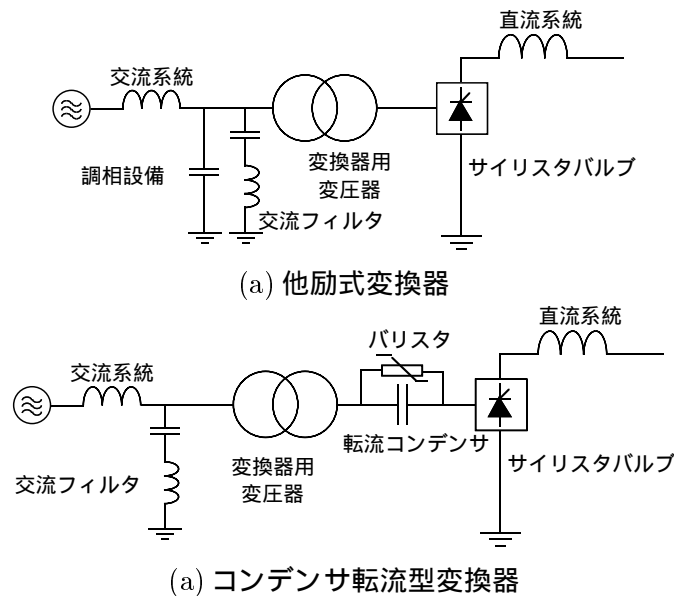


図 2.1 交直変換所概念図

図 2.1 に従来型である他励式変換器と、本章で検討対象としているコンデンサ転流型変換器を用いた場合の交直変換所の概念図を示す。図 2.1(b) に示したコンデンサ転流型変換器では、図 2.1(a)

のサイリスタバルブと変換器用変圧器の間に直列コンデンサを接続した構成となっている。この直列コンデンサを転流コンデンサ (CC:Commutation Capacitor) と呼ぶ。従来の長距離交流架空送電線路で用いられている直列コンデンサは、コンデンサの負インピーダンスにより線路インピーダンスを補償することで送受電端の相差角を小さくし、過渡安定度等を向上させる効果があったが、変圧器の鉄共振や、低次調波軸ねじれ共振現象 (SSR:SubSynchronous Resonance) 等の原因ともなるため、その適用は限られていた。コンデンサ転流型変換器では変圧器直流側に直列コンデンサが接続され、サイリスタバルブ電流が直接コンデンサを充放電するために、その制御が容易となる。但し、コンデンサ転流型変換器の特性は転流コンデンサの静電容量に大きく依存する。(2.1) 式に示す変換器用変圧器漏れインピーダンスに対する転流コンデンサのインピーダンス比を補償度  $CF$  (Commutation capacitor compensation Factor) として定義し、本章では補償度をパラメータとして検討を行う。

$$CF = X_c / X_t \tag{2.1}$$

但し、 $X_t (= \omega L_{tr})$  : 変圧器漏れインピーダンス、 $X_c (= 1/\omega C)$  : 転流コンデンサインピーダンス。

2.2.1 動作原理と期待される効果

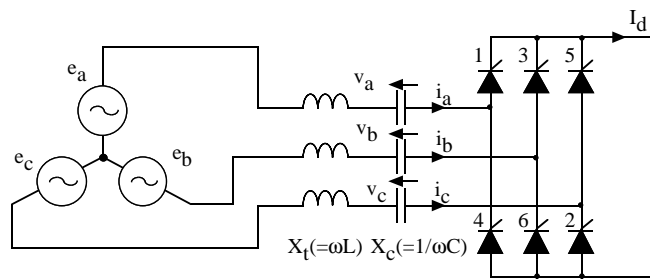


図 2.2 コンデンサ転流型変換器回路図

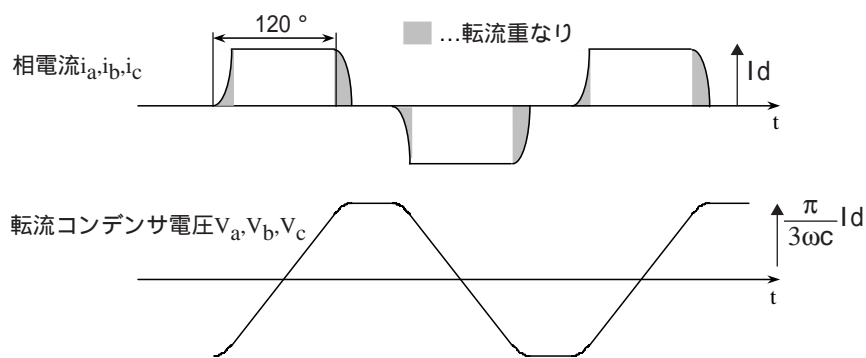


図 2.3 転流コンデンサ電流及び電圧波形

まず、図 2.2 に示すコンデンサ転流型変換器の回路図を用いて、その動作原理について述べる。図 2.2 のような 6 パルス構成の電流形変換器では、サイリスタバルブ 1~6 の導通角は各々図 2.3 に示すように  $(120^\circ + \text{転流重なり角})$  であり、各アームでは上下対になっている各バルブが  $(60^\circ - \text{転流重なり角})$  の無電流期間において正・負逆方向の相電流を交流側に出力する。この電流が転流コ

ンデンサを充電し，転流コンデンサ電圧は図 2.3 に示すような変化をする。各導通期間に充放電されたコンデンサ電圧の極性は，バルブの点弧時には交流電圧と同じ極性となっており，交流電圧に重畳することで転流電圧を増大させる。

転流コンデンサを用いることで，以下の効果が期待できる。

- 他励式変換器のバルブは交流電圧で転流するが，点弧から転流完了までの転流重なり期間が存在する。従って  $\alpha \geq 90^\circ$  の領域では，制御遅れ角が大きくなるに従い印加される交流電圧が低下するために転流重なり期間が増加する。コンデンサ転流型変換器では，交流電圧にコンデンサの充電電圧が重畳されるため，同じ制御遅れ角では他励式変換器に較べて転流電圧が大きくなり転流重なり角が減少する。制御遅れ角に関わらずコンデンサの充電電圧は導通角で決まり一定であるため，制御角を大きくしても転流電圧の減少が少ない。従って図 2.4 の点線に示した他励式変換器の転流電圧に較べて，実線のコンデンサ転流型変換器では転流実余裕角が増加するため，制御遅れ角の大きい高力率領域での運転が可能となる。

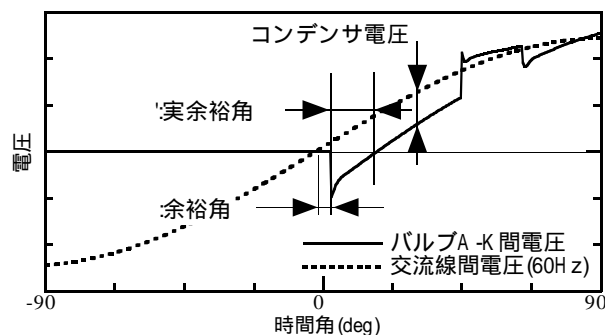


図 2.4 転流電圧と実余裕角

- 他励式変換器は，交流系統の事故などにより交流電圧が低下すると転流電圧が不足するため，低電圧時において定格電流での運転継続は困難である。特に弱小交流系統への逆変換運転時は，交流電圧の低下に対する運転上の制約が大きい。コンデンサ転流型変換器の転流電圧は交流電圧にコンデンサの充電電圧を重畳したものであり，補償度によりその程度は変わるが直流電流の制御により転流電圧を確保することが可能であるため，交流電圧の低下時においても運転継続が容易になる。従って，他励式変換器では困難である弱小交流系統への逆変換運転時にも，安定な運転が期待できる。
- 他励式変換器を用いた直流送電では，変換器が消費する大量の無効電力を補償するために，大容量の調相設備を備えている。このため直流系統側の事故等により変換器をゲートブロックする場合，変換器の制御は高速に行われ系統から分離されるが，開閉器等で操作する調相設備の応答が遅いため，交流系統側は調相設備のみの大容量進相負荷となる状況が生じ，フェランチ効果に伴う交流過電圧が発生する。コンデンサ転流型変換器では，転流コンデンサは交直変換器と直列に接続されているためフェランチ効果の原因とならない。また変換器が高力率運転するため，他励式変換器と異なり調相設備は不要若しくは小容量となり，過電圧が生じにくくなる。但し，コンデンサ転流型変換器から発生する高調波成分は従来の他励式変換器より幾分大きくなるためこれを省略することはできない。従来の他励式変換器では高調波フィルタが調相設備の役割を一部になっていたが，コンデンサ転流型変換器では高調波フィルタの選択度を高して無効電力供給量を少なくし，主目的である高調波除去が確実に行える設計に変更する必要がある。



- コンデンサ転流型変換器では、変換器のアーム間短絡が生じた場合、短絡電流自身が転流コンデンサを充電し、これが逆電圧となり電流を抑制するため過電流となりにくい。直流側の短絡事故時にも同等の過電流抑制効果が期待できる。従って、従来の他励式変換器では変換器用変圧器の漏れインピーダンスを通常の変圧器より大きくし、過電流の抑制効果を得ていたが、コンデンサ転流型変換器ではその必要がなくなり、漏れインピーダンスの小さい通常規格の変圧器の適用が可能である。
- コンデンサ転流型変換器では、他励式変換器において従来用いられてきているサイリスタをスイッチング素子として適用可能である。直流送電用のサイリスタ素子としては、定格 8kV、3.5kA の大容量・高耐圧の光直接点弧式のものが開発されており、これらを用いることでコンデンサ転流型変換器による高電圧・大容量の実現が可能である。但し、コンデンサ転流型変換器でサイリスタバルブに印加されるピーク電圧は、他励式変換器に比べて転流コンデンサの充電電圧が重畳される分だけ高くなるため、変換器の設計時には特に電圧ストレスが大きくなるゲートシフト ( $\alpha = 90^\circ$ ) 時の値を中心にバルブの電圧定格を慎重に考慮しなければならない。

上述のようにコンデンサ転流型変換器は、他励式変換器に対して種々の特性改善が期待できるが、バルブ自体は他励式変換器と同じで自己消弧能力を持っておらず、転流電圧が不足すれば転流失敗を生じることが免れない。自己消弧能力を持たないバルブを確実に転流するには、転流完了後の消弧したバルブに一定時間以上継続して逆電圧を印加する必要がある。他励式変換器ではこれを余裕角とよぶ。他励式変換器の転流電圧は交流電圧のみであるため、制御角 ( $\alpha$ ) は余裕角 ( $\gamma$ )・交流電圧・直流電流及び変換器用変圧器漏れリアクタンスの関数として求まる。この関数を用いた他励式変換器の開ループタイプの定余裕角制御 ( $A\gamma R$ ) も実現されている。コンデンサ転流型変換器の転流電圧は交流電圧と転流コンデンサ電圧の合成電圧であり、転流完了後の逆電圧印加期間 (実余裕角:  $\gamma'$ ) と  $\alpha$  の関係は複雑化する。 $\alpha$  と転流重なり角 ( $u$ ) との関係式は文献<sup>[2]</sup>で明らかにされているが、 $\gamma'$  との関係式については明らかにされていない。実器もしくはバルブのスイッチング動作を模擬する瞬時値レベルの詳細な解析では、実余裕角を実測し制御角にフィードバックすることで閉ループタイプの定実余裕角制御 ( $A\gamma'R$ ) は実現可能である。しかしながら、安定度解析等の変換器出力を実効値として扱う解析では実余裕角の実測はできず、少なくとも制御角より実余裕角が算出できるコンデンサ転流型変換器のモデルが必要である。さらに実余裕角より制御角を求めることができれば、開ループタイプへの定実余裕角制御の適用が可能になる。次節では解析や制御系に適用するため  $\gamma'$  と  $\alpha, u$  の関係式を導出する。そして、得られた式を用いて、コンデンサ転流型変換器の定実余裕角制御のための制御角算出モデルを作成する。交流電圧・直流電流に対する制御角の算出結果より、他励式変換器とコンデンサ転流型変換器及び転流コンデンサ補償度による定 (実) 余裕角-制御角特性の差異について検討を行なう。

## 2.3 コンデンサ転流型変換器の数値解析用モデルの導出

ここでは、図 2.2 に示した 6 パルス構成のコンデンサ転流型変換器におけるバルブ 1→3 の転流について考える。図 2.5 は転流前、転流中、転流後の等価回路である。但し、交流系統側は三相平衡であり交流電圧は (2.2) 式で表されるものとし、直流電流は直流リアクトルにより十分平滑された一定値  $I_d$  とする。

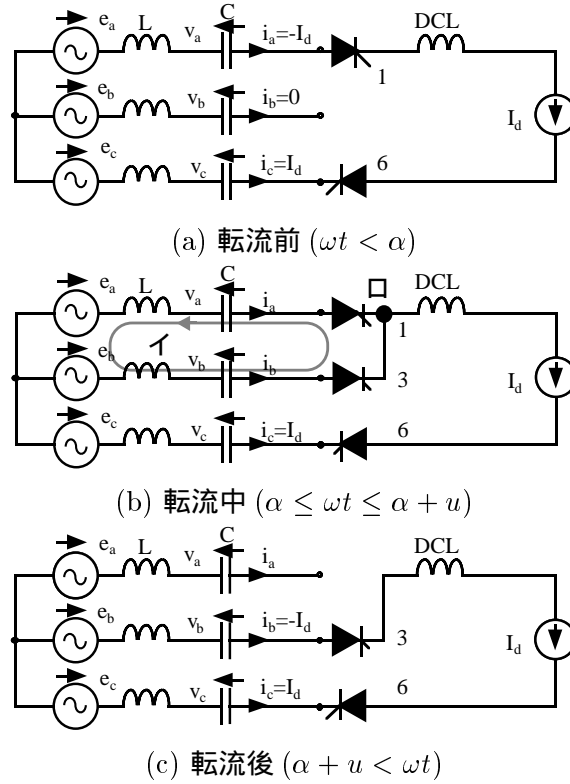


図 2.5 コンデンサ転流型変換器の転流等価回路

$$\begin{cases}
 e_a = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{ac} \sin \left( \omega t + \frac{5}{6} \pi \right) \\
 e_b = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{ac} \sin \left( \omega t + \frac{1}{6} \pi \right) \\
 e_c = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{ac} \sin \left( \omega t - \frac{1}{2} \pi \right) \\
 e_b - e_a = \sqrt{2} V_{ac} \sin (\omega t) \\
 e_c - e_b = \sqrt{2} V_{ac} \sin \left( \omega t - \frac{2}{3} \pi \right) \\
 e_a - e_c = \sqrt{2} V_{ac} \sin \left( \omega t + \frac{2}{3} \pi \right)
 \end{cases} \quad (2.2)$$

他励式変換器の場合，転流完了後にバルブに印加される逆電圧は交流電圧のみである。従って逆電圧が印加されている時間角(余裕角: $\gamma$ )は，交流電圧が負になるまでの期間であり  $\gamma = \pi - \alpha - u$  の関係が成り立つ。

コンデンサ転流型変換器では交流系統電圧に，次節で求める充電電圧の境界条件をもつ転流コンデンサ電圧が重畳されるため，上述の関係が成立しない。ここでは図 2.5 の等価回路から得られる回路方程式を用いて， $\alpha, u, \gamma'$  の関係を交流系統電圧 ( $V_{ac}$ )，直流電流 ( $I_d$ ) を変数として求める。

### 2.3.1 転流コンデンサの充電電圧

転流コンデンサにおいて損失が生じないとすると，上下アーム共にオフ状態である相の非導通期間中の転流コンデンサの充電電圧 ( $V_{CC0}$ ) は，導通期間中の電流より (2.3) 式のように求められる。

$$V_{CC0} = -V_{CC0} + \frac{1}{\omega C} \int_{\alpha}^{\alpha + \frac{2}{3}\pi + u} i_{CC} d\omega t \quad (2.3)$$

但し,  $i_{CC}$ :コンデンサに流れる電流。

仮定より各相の転流現象は対称であり, 転流重なり期間中  $I_d$  は一定であるため, 図 2.3 中の各斜線部の面積は等しい。従って (2.3) 式の第 2 項は  $\frac{1}{\omega C} \int_{\alpha}^{\alpha+\frac{2}{3}\pi} I_d d\omega t$  のように書き換えられ, 整理すると  $V_{CC0}$  が求まり (2.4) 式から得られる値となる。

$$\begin{aligned} V_{CC0} &= \frac{1}{2\omega C} \int_{\alpha}^{\alpha+\frac{2}{3}\pi} I_d d\omega t \\ &= \frac{\pi}{3\omega C} I_d \end{aligned} \quad (2.4)$$

### 2.3.2 $\alpha$ と $u$ の関係式

等価回路図 2.5 に示すパルプ 3 の転流開始時 ( $\omega t = \alpha$ ) と, 終了時 ( $\omega t = \alpha + u$ ) には, パルプ電流及び転流コンデンサ電圧の境界条件はそれぞれ (2.5) 式ようになる。

$$\left. \begin{aligned} \omega t = \alpha: & \quad i_a = I_d, \quad i_b = 0, \quad v_b = -\frac{\pi}{3\omega C} I_d \\ \omega t = \alpha + u: & \quad i_a = 0, \quad i_b = I_d, \quad v_a = \frac{\pi}{3\omega C} I_d \end{aligned} \right\} \quad (2.5)$$

転流重なり期間中 ( $\alpha < \omega t < \alpha + u$ ) は, 図 2.5(b) の閉路 (イ) に対して閉路方程式 (2.6) が, 接点 (ロ) に対して接点方程式 (2.7) が成り立つ。

$$e_b - e_a = v_b + L \frac{di_b}{dt} - \left( v_a + L \frac{di_a}{dt} \right) \quad (2.6)$$

$$i_a + i_b = I_d \quad (2.7)$$

(2.7) 式と直流電流一定の仮定 ( $\frac{d}{dt} I_d = 0$ ) 及びコンデンサの電荷と電圧の関係 ( $i_b = C \frac{dv_b}{dt}$ ) より, (2.6) 式は (2.8) 式で表わされる  $b$  相コンデンサ電圧  $v_b$  に対する 2 階の微分方程式に変形される。

$$\left\{ LC \frac{d^2}{dt^2} + 1 \right\} v_b(t) = \frac{V_{ac} \sin \omega t}{\sqrt{2}} + \frac{I_d}{2C} \left( t - \frac{\alpha}{\omega} \right) + \frac{1}{2} \{ v_a \left( \frac{\alpha}{\omega} \right) + v_b \left( \frac{\alpha}{\omega} \right) \} \quad (2.8)$$

(2.8) 式の解は (2.9) 式のように得られる。

$$v_b(t) = c_1 \cos \left( \frac{1}{\sqrt{LC}} t \right) + c_2 \sin \left( \frac{1}{\sqrt{LC}} t \right) + \frac{V_{ac} \sin \omega t}{\sqrt{2} (-LC\omega^2)} + \frac{I_d}{2C} \left( t - \frac{\alpha}{\omega} \right) + \frac{1}{2} \{ v_a \left( \frac{\alpha}{\omega} \right) + v_b \left( \frac{\alpha}{\omega} \right) \} \quad (2.9)$$

ここで (2.9) 式中の  $c_1, c_2$  は積分定数である。 $i_b = C \frac{d}{dt} v_b$  より  $i_b$  が (2.9) 式の一階微分を用いて表すことが可能であり,  $\omega t = \alpha, \omega t = \alpha + u$  時における  $i_b$  の境界条件から,  $c_1, c_2$  は連立方程式の解として以下のように求まる。

$$\begin{aligned} c_1 &= \frac{\omega \sqrt{LC}}{\sin \left( \frac{u}{\omega \sqrt{LC}} \right)} \left[ \frac{V_{ac}}{\sqrt{2} (1 - LC\omega^2)} \left\{ \cos(\alpha + u) \cos \left( \frac{\alpha}{\omega \sqrt{LC}} \right) - \cos \alpha \cos \left( \frac{\alpha + u}{\omega \sqrt{LC}} \right) \right\} \right. \\ &\quad \left. - \frac{I_d}{2C\omega} \left\{ \cos \left( \frac{\alpha + u}{\omega \sqrt{LC}} \right) + \cos \left( \frac{\alpha}{\omega \sqrt{LC}} \right) \right\} \right] \end{aligned} \quad (2.10)$$

$$\begin{aligned} c_2 &= \frac{\omega \sqrt{LC}}{\sin \left( \frac{u}{\omega \sqrt{LC}} \right)} \left[ \frac{V_{ac}}{\sqrt{2} (1 - LC\omega^2)} \left\{ \cos(\alpha + u) \sin \left( \frac{\alpha}{\omega \sqrt{LC}} \right) - \cos \alpha \sin \left( \frac{\alpha + u}{\omega \sqrt{LC}} \right) \right\} \right. \\ &\quad \left. - \frac{I_d}{2C\omega} \left\{ \sin \left( \frac{\alpha + u}{\omega \sqrt{LC}} \right) + \sin \left( \frac{\alpha}{\omega \sqrt{LC}} \right) \right\} \right] \end{aligned} \quad (2.11)$$

(2.9) 式に (2.5) 式の  $\omega t = \alpha$  における境界条件  $v_b\left(\frac{\alpha}{\omega}\right) = -\frac{\pi}{3\omega C}I_d$  を代入することで  $v_a\left(\frac{\alpha}{\omega}\right)$  が求まる。従って  $\alpha$  と  $u$  の関係は (2.12) 式で表される。

$$0 = \left[ V_{ac} \{ \cos \alpha - \cos(\alpha + u) \} + \sqrt{2}I_d \left\{ \frac{1}{\omega C} - \omega L \right\} \right] \left[ 1 + \cos \frac{u}{\omega\sqrt{LC}} \right] - \frac{1}{\omega\sqrt{LC}} \sin\left(\frac{u}{\omega\sqrt{LC}}\right) \left[ V_{ac} \{ \sin \alpha + \sin(\alpha + u) \} + \sqrt{2}I_d \left( \frac{1}{\omega C} - \omega L \right) \left( \frac{2\pi}{3} - \frac{u}{2} \right) \right] \quad (2.12)$$

(2.12) 式について  $C \rightarrow \infty$  とした極限值を求めると,

$$0 = V_{ac} \{ \cos \alpha - \cos(\alpha + u) \} - \sqrt{2}I_d\omega L \quad (2.13)$$

となる。 $C \rightarrow \infty$  は転流コンデンサの存在しない場合を意味するので, (2.13) 式は他励式変換器における  $\alpha, u$  の関係式と一致していることから, 求めた式が他励式変換器を含むコンデンサ転流型変換器に対する  $\alpha, u$  と  $V_{ac}, I_d$  の関係を表す一般式となっていることが確認される。

### 2.3.3 $\alpha, u, \gamma'$ の関係式

コンデンサ転流型変換器の転流電圧は交流電圧に転流コンデンサ電圧が重畳するため, 他励式変換器のように  $\gamma'$  を  $\alpha, u$  のみから求めることはできない。本節では  $\gamma'$  から  $\alpha$  を求めるため若しくは,  $\alpha$  から  $\gamma'$  を求めるために,  $\gamma'$  と  $\alpha, u$  の関係式を導出する。図 2.5 に示すバルブ 1→3 の転流過程において, 転流終了後の等価回路は図 2.5(c) となる。同図において, バルブ 1 に逆電圧が印加されている期間は (2.14) 式の条件が成り立つ。

$$e_b(t) - v_b(t) \geq e_a(t) - v_a(t) \quad (2.14)$$

但し  $a$  相は転流後の非導通状態であるため,  $v_a(t) = \frac{\pi}{3\omega C}I_d$  で一定である。

(2.14) 式の両辺が等しくなった時点 ( $\omega t = \alpha + u + \gamma'$ ) でバルブに印加される逆電圧が 0 になる。転流が終了した時から (2.14) 式を満たす時間角が実余裕角 ( $\gamma'$ ) と定義されている。図 2.5(c) における  $b$  相コンデンサの充電電圧は, 転流終了時の電圧  $v_b\left(\frac{\alpha+u}{\omega}\right)$  を境界条件として (2.15) 式で表される。

$$v_b(t) = v_b\left(\frac{\alpha+u}{\omega}\right) + \frac{I_d}{C} \left( t - \frac{\alpha+u}{\omega} \right) \quad (2.15)$$

(2.15) 式に  $\omega t = \alpha + u + \gamma'$  における境界条件を適用すると (2.16) 式が導出される。

$$0 = \sqrt{2}V_{ac} \sin(\alpha + u + \gamma') - \frac{I_d}{\omega C} \gamma' + \frac{I_d}{3\omega C} \pi - v_b\left(\frac{\alpha+u}{\omega}\right) \quad (2.16)$$

$v_b\left(\frac{\alpha+u}{\omega}\right)$  は, (2.9) 式より求まる。従って  $\alpha, u, \gamma'$  の関係を求めると (2.17) 式となる。

$$0 = \frac{\sin\left(\frac{u}{\omega\sqrt{LC}}\right)}{\frac{1}{\omega\sqrt{LC}}} \times \left\{ \sqrt{2}V_{ac} \left[ \left( \frac{1}{\omega^2 LC} - 1 \right) \sin(\alpha + u + \gamma') - \frac{1}{\omega^2 LC} \sin(\alpha + u) \right] - \frac{1}{\omega C} \left( \frac{1}{\omega^2 LC} - 1 \right) I_d \gamma' \right\} + \sqrt{2}V_{ac} \left\{ \cos \alpha - \cos(\alpha + u) \cos\left(\frac{u}{\omega\sqrt{LC}}\right) \right\} + \left( \frac{1}{\omega C} - \omega L \right) \left( 1 + \cos \frac{u}{\omega\sqrt{LC}} \right) I_d \quad (2.17)$$

ここで (2.12) 式の場合と同様に転流コンデンサの存在しない場合を考えると,  $C \rightarrow \infty$  とした極限值を求めればよい。これは (2.18) 式となる。

$$\begin{aligned} 0 &= -u\sqrt{2}V_{ac} \sin(\alpha + u + \gamma') \\ \alpha + u + \gamma' &= n\pi, n = 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (2.18)$$

$n = 1$  に対して (2.18) 式は他励式変換器の  $\alpha, u, \gamma$  の関係式に一致する。従って (2.17) 式は他励式変換器を含むコンデンサ転流型変換器の  $\alpha, u, \gamma$  と  $V_{ac}, I_d$  の関係を表す一般式になっていることが確認できる。

### 2.3.4 変換器出力直流電圧

コンデンサ転流型変換器の出力する直流電圧 (平均値) は,  $\frac{1}{6}$  サイクル毎の各点弧間隔に対する出力電圧の平均値として求められる。ここで上述の各転流期間で分けて考える。

期間 I:  $0 < \omega t < \alpha$  この時 a, c 相コンデンサ電圧  $v_a, v_c$  は各々次式のようになる。

$$\begin{aligned} v_a(t) &= v_a(\alpha) - \frac{I_d}{C} \left( t - \frac{\alpha}{\omega} \right) \\ v_c(t) &= v_c(\alpha) + \frac{I_d}{C} \left( t - \frac{\alpha}{\omega} \right) \end{aligned} \quad (2.19)$$

従って, この時直流側に出力される電圧は次式となる。

$$\begin{aligned} V_d &= e_a - v_a - e_c + v_c \\ &= e_a - e_c - v_a(\alpha) + \frac{I_d}{C} \left( t - \frac{\alpha}{\omega} \right) + v_c(\alpha) + \frac{I_d}{C} \left( t - \frac{\alpha}{\omega} \right) \\ &= e_a - e_c - v_a(\alpha) + v_c(\alpha) + \frac{2I_d}{C} \left( t - \frac{\alpha}{\omega} \right) \end{aligned} \quad (2.20)$$

期間 II:  $\alpha < \omega t < \alpha + u$  この転流重なり期間においては, a, b 相電圧の平均値が出力されるため次式を用いる。

$$v_a(t) + v_b(t) = \frac{I_d}{C} \left( t - \frac{\alpha}{\omega} \right) + v_a(\alpha) + v_b(\alpha) + v_a(t) \quad (2.21)$$

従って, この時直流側に出力される電圧は次式となる。

$$\begin{aligned} V_d &= \frac{e_a + e_b}{2} - \frac{v_a + v_b}{2} - e_c + v_c(t) \\ &= \frac{e_a + e_b}{2} - e_c - \frac{\frac{I_d}{C} \left( t - \frac{\alpha}{\omega} \right) + v_a(\alpha) + v_b(\alpha)}{2} + v_c(\alpha) - \frac{I_d}{C} \left( t - \frac{\alpha}{\omega} \right) \\ &= \frac{e_a + e_b}{2} - e_c - \frac{v_a(\alpha) + v_b(\alpha)}{2} + v_c(\alpha) - \frac{3I_d}{2C} \left( t - \frac{\alpha}{\omega} \right) \end{aligned} \quad (2.22)$$

期間 III:  $\alpha + u < \omega t < \alpha + 60^\circ$  この転流重なり期間においては, a, b 相電圧の平均値が出力されるため次式を用いる。

$$\begin{aligned} v_b(t) &= -v_c(\alpha) - \frac{I_d}{C} \left( t - \frac{\alpha + \frac{\pi}{6}}{\omega} \right) \\ v_c(t) &= v_c(\alpha) - \frac{I_d}{C} \left( t - \frac{\alpha}{\omega} \right) \end{aligned} \quad (2.23)$$

この時直流側に出力される電圧は次式となる。

$$\begin{aligned}
 V_d &= e_b - v_b - e_c + v_c \\
 &= e_b - e_c + v_c(\alpha) + \frac{I_d}{C} \left( t - \frac{\alpha + \frac{\pi}{6}}{\omega} \right) + v_c(\alpha) - \frac{I_d}{C} \left( t - \frac{\alpha}{\omega} \right) \\
 &= e_b + e_c + 2v_c(\alpha) - \frac{I_d}{C} \frac{\pi}{6}
 \end{aligned} \tag{2.24}$$

期間 I, II, III の出力電圧の平均を取り，各定数に先に導出した関係式を代入し整理すると，コンデンサ転流型変換器の出力直流電圧は (2.25) 式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 V_d &= \frac{3\sqrt{2}V_{ac}}{2\pi} \{ \cos \alpha + \cos(\alpha + u) \} + \left( \frac{3}{2\pi} u - 2 \right) \\
 &\quad \left( \frac{\omega\sqrt{LC}}{\sin\left(\frac{u}{\omega\sqrt{LC}}\right)} \left[ \frac{\sqrt{2}V_{ac}}{1 - \omega^2 LC} \left\{ \cos(\alpha + u) \cos\left(\frac{u}{\omega\sqrt{LC}}\right) - \cos \alpha \right\} \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. - \frac{I_d}{\omega C} \left\{ 1 + \cos\left(\frac{u}{\omega\sqrt{LC}}\right) \right\} \right] \right) + \frac{I_d}{\omega C} \left( \frac{2\pi}{3} - \frac{u}{2} \right)
 \end{aligned} \tag{2.25}$$

### 2.3.5 変換器交流出力

他励式変換器の出力電力は，交流電圧を正弦波と仮定していることを利用し，変換器の出力する交流電流をフーリエ級数展開することにより得られた出力電流の基本波成分の振幅及び位相より求めることができる。コンデンサ転流型変換器でも他励式変換器と同様に，交流出力端子に流れる電流をフーリエ級数展開して，その基本波成分を求めることにより，有効電力及び無効電力を導出することができる。ここで，フーリエ変換の対象となる交流出力端子に出力される電流  $i(t)$  は以下ようになる。

$$\bullet \quad 0 \leq \omega t < \frac{\pi}{6} + \alpha$$

$$i(t) = 0$$

$$\bullet \quad \frac{\pi}{6} + \alpha \leq \omega t < \frac{\pi}{6} + \alpha + u$$

$$\begin{aligned}
 i(t) &= \frac{I_d}{2} + C \left\{ -\frac{1}{2 \cos \frac{\alpha}{\omega\sqrt{LC}}} \left( \frac{\sqrt{3}V_{ac}\omega}{1 - LC\omega^2} \cos \alpha + \frac{I_d}{C} \right) \cos \frac{1}{\omega\sqrt{LC}} \left( \omega t - \frac{\pi}{6} \right) \right. \\
 &\quad \left. + \frac{\sqrt{3}V_{ac}\omega}{2(1 - LC\omega^2)} \cos \left( \omega t - \frac{\pi}{6} \right) \right\}
 \end{aligned}$$

$$\bullet \quad \frac{\pi}{6} + \alpha + u \leq \omega t < \frac{5}{6}\pi + \alpha$$

$$i(t) = I_d$$

$$\bullet \quad \frac{5}{6}\pi + \alpha \leq \omega t < \frac{5}{6}\pi + \alpha + u$$

$$\begin{aligned}
 i(t) &= \frac{I_d}{2} - C \left\{ -\frac{1}{2 \cos \frac{\alpha}{\omega\sqrt{LC}}} \left( \frac{\sqrt{3}V_{ac}\omega}{1 - LC\omega^2} \cos \alpha + \frac{I_d}{C} \right) \cos \frac{1}{\omega\sqrt{LC}} \left( \omega t - \frac{5}{6}\pi \right) \right. \\
 &\quad \left. + \frac{\sqrt{3}V_{ac}\omega}{2(1 - LC\omega^2)} \cos \left( \omega t - \frac{5}{6}\pi \right) \right\}
 \end{aligned}$$

$$\bullet \frac{5}{6}\pi + \alpha + u \leq \omega t < \frac{7}{6}\pi + \alpha$$

$$i(t) = 0$$

$$\bullet \frac{7}{6}\pi + \alpha + u \leq \omega t < \frac{7}{6}\pi + \alpha + u$$

$$i(t) = \frac{I_d}{2} + C \left\{ -\frac{1}{2 \cos \frac{\alpha}{\omega\sqrt{LC}}} \left( \frac{\sqrt{3}V_{ac}\omega}{1-LC\omega^2} \cos \alpha + \frac{I_d}{C} \right) \cos \frac{1}{\omega\sqrt{LC}} \left( \omega t - \frac{7}{6}\pi \right) + \frac{\sqrt{3}V_{ac}\omega}{2(1-LC\omega^2)} \cos \left( \omega t - \frac{7}{6}\pi \right) \right\}$$

$$\bullet \frac{11}{6}\pi + \alpha \leq \omega t < \frac{11}{6}\pi + \alpha + u$$

$$i(t) = -I_d$$

$$\bullet \frac{7}{6}\pi + \alpha + u \leq \omega t < \frac{11}{6}\pi + \alpha$$

$$i(t) = -\frac{I_d}{2} + C \left\{ -\frac{1}{2 \cos \frac{\alpha}{\omega\sqrt{LC}}} \left( \frac{\sqrt{3}V_{ac}\omega}{1-LC\omega^2} \cos \alpha + \frac{I_d}{C} \right) \cos \frac{1}{\omega\sqrt{LC}} \left( \omega t - \frac{11}{6}\pi \right) + \frac{\sqrt{3}V_{ac}\omega}{2(1-LC\omega^2)} \cos \left( \omega t - \frac{11}{6}\pi \right) \right\}$$

$$\bullet \frac{11}{6}\pi + \alpha + u \leq \omega t < 2\pi$$

$$i(t) = 0$$

この変換器出力交流電流をフーリエ級数展開する。フーリエ係数の基本波成分に相当する  $a_1$  ,  $b_1$  は式 (2.26) 及び式 (2.27) で与えられる。得られたフーリエ係数  $b_1$  は有効電流成分,  $a_1$  は無効電流成分を表す。

$$\begin{aligned} a_1 = & -\frac{\sqrt{3}I_d}{\pi} \{ \sin \alpha + \sin (\alpha + u) \} + \frac{\sqrt{6}V_{ac}\omega C}{4\pi(1-\omega^2 LC)} \{ 2u + \sin 2(\alpha + u) - \sin 2\alpha \} \\ & + \frac{\sqrt{3}\omega C}{\pi} c_1 \left\{ \frac{\cos \left( 1 + \frac{1}{\omega\sqrt{LC}} \right) (\alpha + u) - \cos \left( 1 + \frac{1}{\omega\sqrt{LC}} \right) \alpha}{1 + \omega\sqrt{LC}} \right. \\ & \left. + \frac{\cos \left( 1 - \frac{1}{\omega\sqrt{LC}} \right) (\alpha + u) - \cos \left( 1 - \frac{1}{\omega\sqrt{LC}} \right) \alpha}{1 - \omega\sqrt{LC}} \right\} \\ & + \frac{\sqrt{3}\omega C}{\pi} c_2 \left\{ \frac{\sin \left( 1 + \frac{1}{\omega\sqrt{LC}} \right) (\alpha + u) - \sin \left( 1 + \frac{1}{\omega\sqrt{LC}} \right) \alpha}{1 + \omega\sqrt{LC}} \right. \\ & \left. - \frac{\sin \left( 1 - \frac{1}{\omega\sqrt{LC}} \right) (\alpha + u) - \sin \left( 1 - \frac{1}{\omega\sqrt{LC}} \right) \alpha}{1 - \omega\sqrt{LC}} \right\} \end{aligned} \quad (2.26)$$

$$b_1 = \frac{\sqrt{3}I_{dc}}{\pi} \{ \cos \alpha + \cos (\alpha + u) \} + \frac{\sqrt{6}V_{ac}\omega C}{4\pi(1-\omega^2 LC)} \{ \cos 2\alpha - \cos 2(\alpha + u) \}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{\sqrt{3}\omega C}{\pi} c_1 \left\{ \frac{\sin\left(1 + \frac{1}{\omega\sqrt{LC}}\right)(\alpha + u) - \sin\left(1 + \frac{1}{\omega\sqrt{LC}}\right)\alpha}{1 + \omega\sqrt{LC}} \right. \\
& \quad \left. + \frac{\sin\left(1 - \frac{1}{\omega\sqrt{LC}}\right)(\alpha + u) - \sin\left(1 - \frac{1}{\omega\sqrt{LC}}\right)\alpha}{1 - \omega\sqrt{LC}} \right\} \\
& - \frac{\sqrt{3}\omega C}{\pi} C_2 \left\{ \frac{\cos\left(1 + \frac{1}{\omega\sqrt{LC}}\right)(\alpha + u) - \cos\left(1 + \frac{1}{\omega\sqrt{LC}}\right)\alpha}{1 + \omega\sqrt{LC}} \right. \\
& \quad \left. - \frac{\cos\left(1 - \frac{1}{\omega\sqrt{LC}}\right)(\alpha + u) - \cos\left(1 - \frac{1}{\omega\sqrt{LC}}\right)\alpha}{1 - \omega\sqrt{LC}} \right\} \tag{2.27}
\end{aligned}$$

式 (2.26) 及び (2.27) で表されるフーリエ係数の基本波成分を用いて、直流巻線側交流電流のフェーザを表すと式 (2.28) になる。

$$I_{ac} = \frac{b_1}{\sqrt{2}} + j \frac{a_1}{\sqrt{2}} \tag{2.28}$$

従って変換器出力有効・無効電力は、式 (2.29) で表される。

$$P_{dc} + jQ_{dc} = \sqrt{3}V_{ac}I_{ac} \tag{2.29}$$

定格交流電圧、直流電流における遅れ制御角  $\alpha$  に対する転流重なり角、実余裕角、有効電力及び無効電力を図 2.6、図 2.7、図 2.8 に示す。同じ  $\alpha$  の場合、コンデンサ転流型変換器はコンデンサ電圧を変圧器 2 次電圧に重畳しパルブに転流電圧を与える為、従来型他励式変換器に比べ転流重なり角は通常運転領域では半分程度の値となる。これより、コンデンサ転流型変換器を逆変換器として運転した場合において、 $\alpha$  を他励式変換器より大きく取ることができ、高力率運転が可能となる。

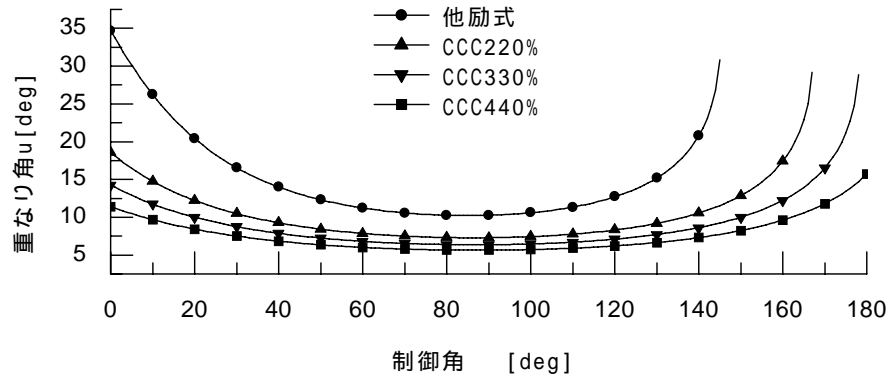


図 2.6 制御角-重なり角特性

## 2.4 コンデンサ転流型変換器の実余裕角制御のモデル化と特性

### 2.4.1 実余裕角制御モデル

他励式変換器では余裕角 ( $\gamma$ ) と機器定数 ( $L$ )、状態変数 ( $I_d, V_{ac}$ ) から制御角 ( $\alpha$ ) は (2.30) 式に示す簡単な解析解として得ることが可能である。この式は転流重なり角が  $60^\circ$  以下の領域で成立



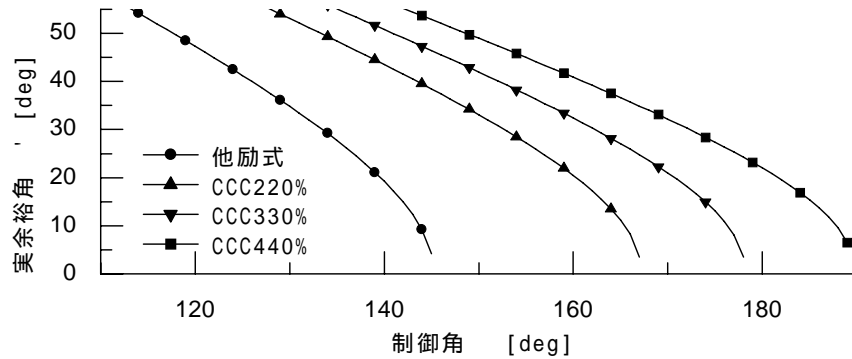


図 2.7 制御角-実余裕角特性

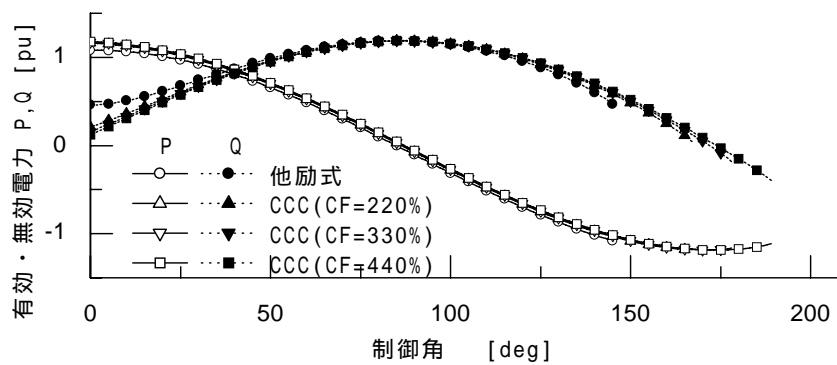


図 2.8 制御角-変換器出力特性

し、転流重なり角は式の導出の過程で相殺・消去される。変換器の出力を実効値として扱う解析では (2.30) 式は開ループタイプの定余裕角制御に適用することができる。また  $\alpha$  より  $\gamma$  を算出する式に変形し、フィードバック系を付加することで閉ループタイプの定余裕角制御モデルとして扱える。

$$\alpha = \cos^{-1} \left( -\cos \gamma + \frac{\sqrt{2} X I_d}{V_{ac}} \right) \quad (2.30)$$

コンデンサ転流型変換器に対して定実余裕角制御をモデル化する場合にも、他励式における (2.30) 式と同様な制御角 ( $\alpha$ ) 若しくは実余裕角 ( $\gamma'$ ) の算出が必要になる。バルブのスイッチング動作まで模擬した解析には、バルブ電圧から実余裕角を実測し制御系にフィードバックする方式が提案されているが、実効値での解析に適用できる実余裕角制御系モデルはない。前節ではコンデンサ転流型変換器に対する  $\alpha, u, L, C, I_d, V_{ac}$  の関係を (2.12) 式に、 $\alpha, u, \gamma', L, C, I_d, V_{ac}$  の関係を (2.17) 式に導出した。本節ではこれらを用いてコンデンサ転流型変換器の実余裕角制御のモデル化を行う。なお閉ループ・開ループタイプとも制御角と実余裕角は同じ関係式に基づくため、動特性を考えなければ同じ制御角の値が出力される。本節では両者の区別をせず、実余裕角設定値に従う制御角を実効値解析上で求める実余裕角制御モデルを対象とする。

(2.12), (2.17) 式は両者とも複雑な非線型方程式であり、他励式変換器のように 2 式の間で転流重なり角 ( $u$ ) を相殺・消去し  $\alpha$  と  $\gamma'$  の関係式としてあらわすことは難しく、 $\alpha$  又は  $\gamma'$  の解析解を求めるのは非常に困難である。 $u$  に関する解析解を (2.12) 式より求めることも同様に困難である。したがってこれらの関係式に基づいて、収束計算による数値解の算出のモデル化を行う。

(2.12), (2.17) 式の左辺を各々  $f_1(\alpha, u)$ ,  $f_2(\alpha, u)$  とおく。 $f_1, f_2$  の  $\alpha, u$  に対するヤコビアンを

求め、(2.31) 式を満たすよう収束計算を行い  $\alpha$  及び  $u$  を算出する。

$$J \begin{bmatrix} \Delta\alpha \\ \Delta u \end{bmatrix} = 0 \text{ ただし } , J = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \alpha} & \frac{\partial f_1}{\partial u} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \alpha} & \frac{\partial f_2}{\partial u} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

ここでコンデンサ転流型変換器の変換器用変圧器の漏れインピーダンスに対する転流コンデンサインピーダンスの比を補償度 (CF: Compensation Factor) とする。CF=0%はコンデンサ容量が無限大、つまり他励式変換器となる。図 2.9 は CF=0%,99%,200%,500%の各補償度に対して、 $0.1 \leq V_{ac} \leq 1.5 \text{ p.u.}$ 、 $0.1 \leq I_d \leq 1.5 \text{ p.u.}$  の範囲で  $\gamma' = 18^\circ$  となる制御角を (2.31) 式の収束計算により求めた場合の収束結果である。但し変圧器漏れインピーダンスは 18%(自己容量ベース)としている。

図 2.9(a) の他励式変換器では、 $V_{ac} = 0.1 \text{ p.u.}$  付近で収束解を得ることができない。収束解が得られなかった条件では、 $\alpha$  に対して  $\gamma'$  は  $18^\circ$  未満のものしか存在せず、収束計算で同時に得られる転流重なり角は  $u \leq 60^\circ$  の制約を満たしていなかった。図 2.9(b) の CF=99%に対しては、全領域で妥当な収束解が得られた。図 2.9(c)(d) に示す補償度の大きい CF=200%,500%の場合、補償度により収束解が得られない範囲が若干変わるものの、他励式変換器と同様に交流電圧が低く直流電流が大きい場合に収束解が得られない。この時収束解が得られない原因は  $\alpha$  に対する  $\gamma'$  の最小値が  $18^\circ$  より大きくなるためであり、このとき同時に  $u \leq 60^\circ$  の制約違反を起こしていない。従って (2.31) 式の収束計算で収束解が得られる場合は、得られた  $\alpha$  の値をそのまま出力し、収束解が得られない場合は  $u \leq 60^\circ$  の制約満足の有無で  $\alpha$  の上・下限値を選択することで、全運転領域における実余裕角制御出力値を得ることが可能である。

以上に示した (2.31) 式を用いた収束計算による数値解算系が、本節で提案するコンデンサ転流型変換器の実余裕角制御モデルとなる。CF=0%~500%の比較的広い範囲の補償度に対して、本収束計算で収束解が得られる場合は  $0.1^\circ$  以下の収束精度を繰返し回数が 3~5 回で得られており、収束の可否の判断は高速かつ容易に行える。従ってデジタル制御系への適用を前提とすれば、制御装置の計算処理能力の点でも十分に実現可能な実余裕角制御系となる。次節の解析では、ここで述べた実余裕角制御系モデルを変換器制御系に適用する。

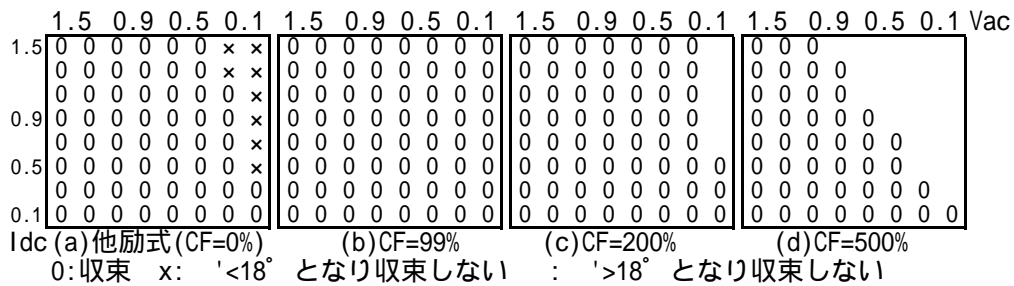
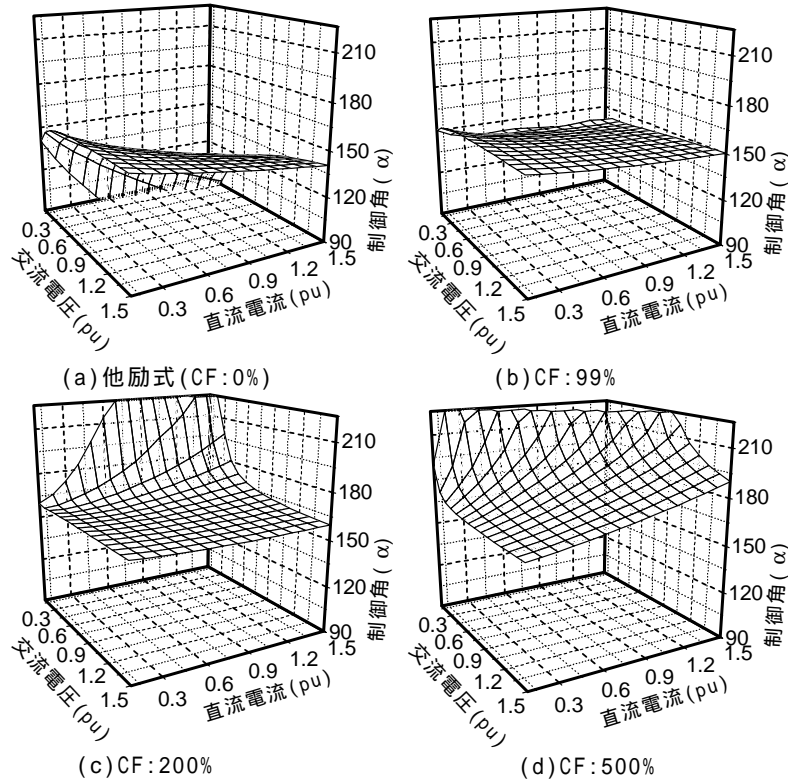


図 2.9 実余裕角制御算出式の収束特性

### 2.4.2 補償度の実余裕角特性への影響

各補償度における  $\gamma' = 18^\circ$  に対応する  $\alpha$  を交流電圧・直流電流に対して求めたものを図 2.10 に示す。図 2.10(a)CF=0%の他励式変換器では定格において  $\alpha = 140.4^\circ$  となり、交流電圧の低下及び、直流電流の増加に対し  $\alpha$  は減少する。図 2.10(b)CF=99% に対しては、定格において  $\alpha = 150^\circ$  となり、他励式に比べ  $\alpha$  が  $9.6^\circ$  大きくなる。さらに他励式では逆変換運転が不可能な交流電圧が

図 2.10 直流電流・交流電圧に対する  $A\gamma'R$  制御角

低く直流電流の大きい領域において，転流コンデンサによる転流補助効果が大きく， $\alpha$  を定格時の値に近い  $140^\circ$  付近に保つことが可能になる。但し直流電流増加・交流電圧低下に対して  $\alpha$  は減少しており，実余裕角制御自体は他励式変換器と同じ傾向の特性を示す。図 2.10(c),(d) は  $CF=200\%$ ,  $500\%$  に対する結果であり，各々定格に対し  $\alpha = 159.7^\circ, 190.1^\circ$  となっている。交流電圧の低下及び，直流電流の増加に対して  $\alpha$  は増加する。これは図 2.10(a),(b) に対する逆特性となる。

定格交流電圧 (1p.u.) において， $\gamma' = 18^\circ$  となる  $\alpha$  を直流電流をパラメータとして求めたものを図 2.11 に示す。転流開始時における転流コンデンサの充電電圧は第 2.3.1 章で示したように  $\frac{\pi}{3\omega C} I_d$  であり，直流電流及び補償度に比例する。図より  $\alpha$  は補償度に比例し， $I_d = 1\text{p.u.}$  において傾きは  $9.8^\circ/100\%$  である。また傾きは直流電流の大きさに対して  $0.08/pu$  の割合で増加しており， $\alpha = 160^\circ$  付近においてほぼ線形的な結果が得られている。直流電流と補償度の積が等しいと充電電圧は等しいが，転流重なり角の大きさは直流電流により大きく変わる。転流重なり角を考えなければ図 2.11 における各電流の応答は一点で交差するが，これがあるために交点は一点とならない。交点の存在する補償度  $200\% \sim 250\%$  の領域を境にして，これ以上の補償度では実余裕角制御されたコンデンサ転流型変換器の特性は直流電流が大きいほど  $\alpha$  の値が大きくなり，他励式変換器の逆特性を示すようになる。

## 2.5 コンデンサ転流型変換器の定実余裕角特性と交流電圧安定性

他励式変換器では定余裕角制御での逆変換運転時に，変換器の無効電力出力特性と順変換器側の定電力制御系との相互作用により交流電圧不安定現象を起こすことが知られている<sup>[16]</sup>。この現

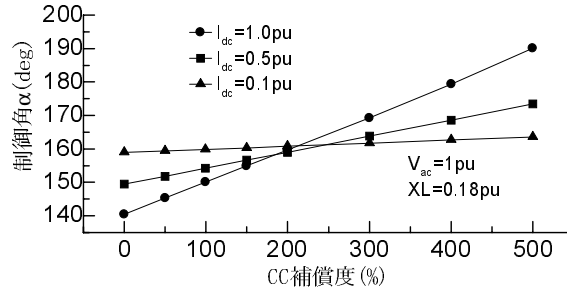


図 2.11  $\gamma' = 18^\circ$  に対する  $\alpha$  の補償度特性

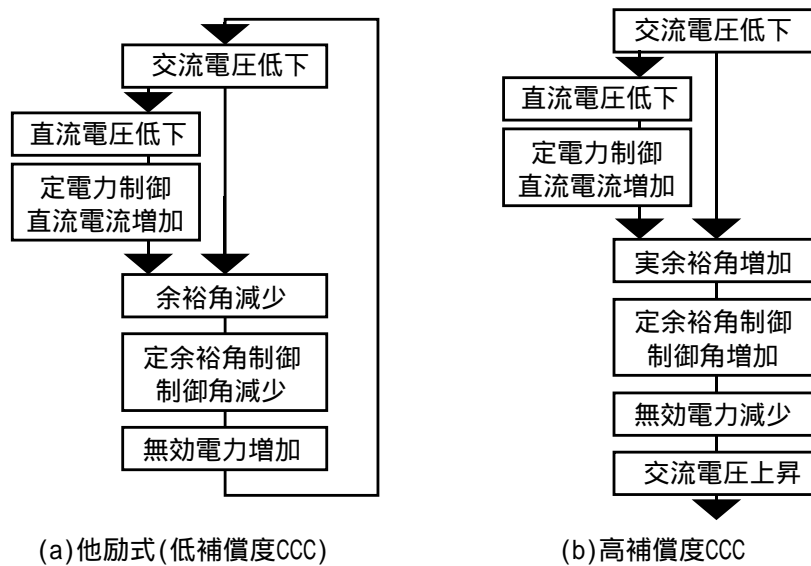


図 2.12 定余裕角制御の電圧安定性への影響

象は逆変換器側の交流系統が、短絡容量の小さい弱小系統の場合に顕著になり安定運転を維持することが難しくなる。

他励式変換器での交流電圧不安定現象の発生要因は図 2.12(a) のように表される。前節ではコンデンサ転流型変換器を一定実余裕角となるように運転した場合の特性は、転流コンデンサの補償度を高くすると他励式変換器とは逆特性になることを示した。この性質を利用すると図 2.12(b) のように、他励式変換器の定余裕角制御に起因する交流電圧低下と無効電力消費の増大のループが無くなるため、交流電圧不安定現象を防ぐことが可能になる。また補償度が低い場合においても他励式変換器的な性質が弱くなるため、電圧不安定を引き起こし難くなるものと考えられる。

電圧安定度の判別方法としては、変換器の動作点における  $\frac{dV}{dQ}$  で求められる電圧安定度指標 (Voltage Stability Factor: VSF) を用いる方法がある<sup>[12]</sup>。これは交流電圧変化に対する交直変換器の無効電力変動が、交流系統側からの無効電力供給で補償可能か否かを示すものである。本節ではコンデンサ転流型変換器の逆変換運転時における定実余裕角制御が及ぼす交流電圧安定性への影響について、VSF を用いて定量的な評価を行なう。

## 2.5.1 解析モデル

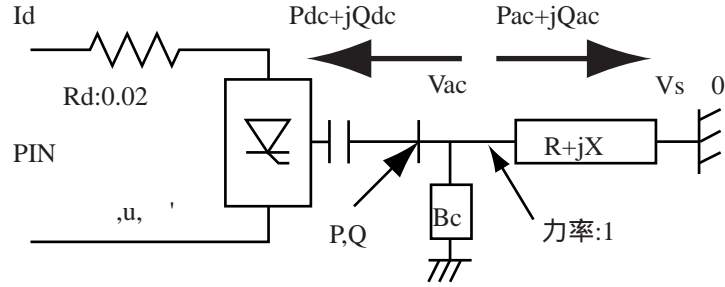


図 2.13 CCC の電圧安定性解析モデル

図 2.13 は交流電圧安定性の解析に用いた交直連系系統の簡略化モデルであり，コンデンサ転流型変換器を逆変換器としている。定常状態において直流・交流系の有効・無効電力は各々平衡しており (2.32) 式が成り立つ。

$$\begin{cases} 0 = P_{IN} - R_d I_d^2 + P_{dc} \\ 0 = -P_{dc} - P_{ac} + P \\ 0 = -Q_{dc} - Q_{ac} + Q \end{cases} \quad (2.32)$$

交流系統側の有効・無効電力は (2.33) 式で表される。

$$\begin{cases} P_{ac} = \frac{V_{ac}}{R^2+X^2} \{R(V_{ac} - V_s \cos \delta) + X V_s \sin \delta\} \\ Q_{ac} = \frac{V_{ac}}{R^2+X^2} \{X(V_{ac} - V_s \cos \delta) - R V_s \sin \delta\} - B_C V_{ac}^2 \end{cases} \quad (2.33)$$

コンデンサ転流型変換器の有効・無効電力出力は，変換器出力交流電流の基本波成分実効値と交流電圧より (2.34) 式のように求まる。但し変換器出力交流電流波形は，転流コンデンサの影響を考慮している。

$$\begin{cases} P_{dc} = \frac{3V_{ac}I_d}{\sqrt{2}\pi} \left\{ B + \frac{C}{2} \left[ -BE + \frac{FH}{2} \right] \right\} \\ Q_{dc} = \frac{3V_{ac}I_d}{\sqrt{2}\pi} \left\{ A + \frac{C}{2} \left[ -BD + \frac{FG}{2} \right] \right\} \end{cases} \quad (2.34)$$

但しここでは，

$$\begin{aligned} A &= \sin \alpha + \sin(\alpha + u) \\ B &= \cos \alpha + \cos(\alpha + u) \\ C &= \frac{1}{-\cos \alpha \cos \frac{\alpha+u}{\omega\sqrt{LC}} + \cos(\alpha + u) \cos \frac{\alpha}{\omega\sqrt{LC}}} \\ D &= \frac{1}{M} [\sin \alpha M - \sin(\alpha + u) M] + \frac{1}{N} [\sin \alpha N - \sin(\alpha + u) N] \\ E &= \frac{1}{M} [\cos \alpha M - \cos(\alpha + u) M] + \frac{1}{N} [\cos \alpha N - \cos(\alpha + u) N] \\ F &= \cos \frac{\alpha}{\omega\sqrt{LC}} + \cos \frac{\alpha + u}{\omega\sqrt{LC}} \\ G &= \sin 2\alpha - \sin 2(\alpha + u) - 2u \\ H &= \cos 2\alpha - \cos 2(\alpha + u) \\ M &= 1 + \frac{1}{\omega\sqrt{LC}} \end{aligned}$$

$$N = 1 - \frac{1}{\omega\sqrt{LC}}$$

順変換器側を直流定電流制御 (ACR:  $\Delta I_d = 0$ ) と定電力制御 (APR:  $\Delta P_{IN} = 0$ ) の2ケースについて検討を行う。コンデンサ転流型変換器は定実余裕角制御 ( $A\gamma'R$ :  $\gamma' = 18^\circ$ ) で逆変換動作しているものとする。VSFは動作点における静的な電圧安定度であるため、制御の動特性及び直流リアトル等は省略している。解析条件を等しくするため順変換器端送電有効電力 ( $P_{IN}$ ): 1p.u., 交直連系点における交流電圧 ( $V_{ac}$ ): 1p.u., コンデンサ転流型変換器の無効電力は並列コンデンサ等 ( $B_C$ ) で全て補償し, 交流送電線の送電端力率を1とする。(2.35)式は(2.32)式を動作点近傍で線形化したものである。

$$\begin{cases} 0 = \Delta P_{IN} - 2R_d I_d \Delta I_d + \Delta P_{dc} \\ 0 = -\Delta P_{dc} - \Delta P_{ac} + \Delta P \\ 0 = -\Delta Q_{dc} - \Delta Q_{ac} + \Delta Q \end{cases} \quad (2.35)$$

$\Delta P_{ac}, \Delta Q_{ac}$  は, 変数である連系点の交流電圧及び位相角 ( $V_{ac} \angle \delta$ ) の偏微分係数により(2.36)式のように表される。

$$\begin{bmatrix} \Delta P_{ac} \\ \Delta Q_{ac} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial P_{ac}}{\partial V_{ac}} & \frac{\partial P_{ac}}{\partial \delta} \\ \frac{\partial Q_{ac}}{\partial V_{ac}} & \frac{\partial Q_{ac}}{\partial \delta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_{ac} \\ \Delta \delta \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

$P_{dc}, Q_{dc}$  は  $V_{ac}, I_d, \alpha, u$  を変数に持ち, これらについて動作点近傍で線形化すると  $\Delta P_{dc}, \Delta Q_{dc}$  は(2.37)式のように表される。

$$\begin{bmatrix} \Delta P_{dc} \\ \Delta Q_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial P_{dc}}{\partial V_{ac}} & \frac{\partial P_{dc}}{\partial I_d} & \frac{\partial P_{dc}}{\partial \alpha} & \frac{\partial P_{dc}}{\partial u} \\ \frac{\partial Q_{dc}}{\partial V_{ac}} & \frac{\partial Q_{dc}}{\partial I_d} & \frac{\partial Q_{dc}}{\partial \alpha} & \frac{\partial Q_{dc}}{\partial u} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_{ac} \\ \Delta I_d \\ \Delta \alpha \\ \Delta u \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$\alpha, u$  及び  $\alpha, u, \gamma'$  の関係は  $V_{ac}, I_d$  を変数として各々(2.12), (2.17)式で表されることを先に示した。これらを用いて(2.37)式中の  $\Delta \alpha, \Delta u$  を消去し(2.35)式に適用する過程は以下ようになる。

(2.12), (2.17)式の右辺を各々  $f_1(\alpha, u, V_{ac}, I_d), f_2(\alpha, u, V_{ac}, I_d)$  とおき, 動作点近傍で線形化すると(2.38)式となる。

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \alpha} & \frac{\partial f_1}{\partial u} & \frac{\partial f_1}{\partial V_{ac}} & \frac{\partial f_1}{\partial I_d} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \alpha} & \frac{\partial f_2}{\partial u} & \frac{\partial f_2}{\partial V_{ac}} & \frac{\partial f_2}{\partial I_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \alpha \\ \Delta u \\ \Delta V_{ac} \\ \Delta I_d \end{bmatrix} = 0 \quad (2.38)$$

(2.38)式を整理すると  $\Delta \alpha, \Delta u$  が(2.39)式で表される。

$$\begin{aligned} [X] \begin{bmatrix} \Delta \alpha \\ \Delta u \end{bmatrix} + [Y] \begin{bmatrix} \Delta V_{ac} \\ \Delta I_d \end{bmatrix} &= 0 \\ \begin{bmatrix} \Delta \alpha \\ \Delta u \end{bmatrix} &= -[X]^{-1}[Y] \begin{bmatrix} \Delta V_{ac} \\ \Delta I_d \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.39)$$

$$\text{但し, } X = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \alpha} & \frac{\partial f_1}{\partial u} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \alpha} & \frac{\partial f_2}{\partial u} \end{bmatrix}, Y = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial V_{ac}} & \frac{\partial f_1}{\partial I_d} \\ \frac{\partial f_2}{\partial V_{ac}} & \frac{\partial f_2}{\partial I_d} \end{bmatrix}$$

(2.37)式を整理し(2.39)式を代入することで(2.40)式のように  $\Delta P_{dc}, \Delta Q_{dc}$  は  $\Delta V_{ac}, \Delta I_d$  で表すことが可能となる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta P_{dc} \\ \Delta Q_{dc} \end{bmatrix} &= [Z] \begin{bmatrix} \Delta V_{ac} \\ \Delta I_d \end{bmatrix} + [W] \begin{bmatrix} \Delta \alpha \\ \Delta u \end{bmatrix} \\ &= [Z - WX^{-1}Y] \begin{bmatrix} \Delta V_{ac} \\ \Delta I_d \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.40)$$

但し,  $Z = \begin{bmatrix} \frac{\partial P_{dc}}{\partial V_{ac}} & \frac{\partial P_{dc}}{\partial I_d} \\ \frac{\partial Q_{dc}}{\partial V_{ac}} & \frac{\partial Q_{dc}}{\partial I_d} \end{bmatrix}, W = \begin{bmatrix} \frac{\partial P_{dc}}{\partial \alpha} & \frac{\partial P_{dc}}{\partial u} \\ \frac{\partial Q_{dc}}{\partial \alpha} & \frac{\partial Q_{dc}}{\partial u} \end{bmatrix}$

順変換器側が ACR 運転時は  $\Delta I_d = 0$  であり, (2.40) 式の右辺には  $\Delta V_{ac}$  のみが残る。順変換器が APR 運転の場合は  $\Delta P_{IN} = 0$  を (2.35) 式に代入することにより (2.41) 式の関係が得られ, これを (2.40) 式に適用し整理することで  $\Delta P_{dc}, \Delta Q_{dc}$  を  $\Delta V_{ac}$  のみの関係式とすることができる。

$$\Delta I_d = \frac{\Delta P_{dc}}{2R_d I_d} \tag{2.41}$$

$\Delta P_{ac}, \Delta Q_{ac}, \Delta P_{dc}, \Delta Q_{dc}$  の関係式より (2.35) 式は最終的に各運転モードに対して (2.42) 式に変換される。

$$\begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{11} & U_{12} \\ U_{21} & U_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_{ac} \\ \Delta \delta \end{bmatrix} \tag{2.42}$$

VSF は無効電力変化に対する交流電圧変化であるから, (2.42) 式において  $\Delta P = 0$  とすることにより (2.43) 式のように求まる。

$$VSF = \frac{\Delta V_{ac}}{\Delta Q} = \frac{U_{11}}{U_{12}U_{21} - U_{11}U_{22}} \tag{2.43}$$

2.5.2 VSF の算出結果

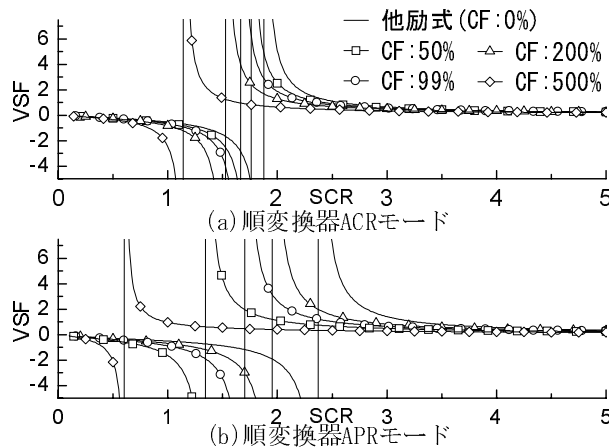


図 2.14 短絡容量に対する VSF

本節ではコンデンサ転流型変換器を定実余裕角制御で逆変換運転した場合の交流電圧安定性について, 前節で導出した VSF を用いて評価する。図 2.14(a)(b) は転流コンデンサ補償度 (CF) をパラメータとして, 逆変換器側交流系統の短絡容量比 (SCR) に対する VSF を, 各々順変換器の ACR, APR 運転について示したものである。

図より VSF 値の符号が反転し, 電圧安定・不安定の境界となる限界短絡容量比 (CSCR) は, CF=0% の他励式変換器において順変換器 ACR 運転に対し CSCR=1.877 であるが, APR 運転では CSCR=2.37 となり, 前者の方がより弱い系統に対しても電圧安定性を維持できる結果が示されている。これは図 2.12(a) に示したように, 順変換器 APR と他励式逆変換器 A<sub>γ</sub>R 運転の組み合わせが, 弱小交流系統に対して電圧安定性を低下させるためである。コンデンサ転流型変換器

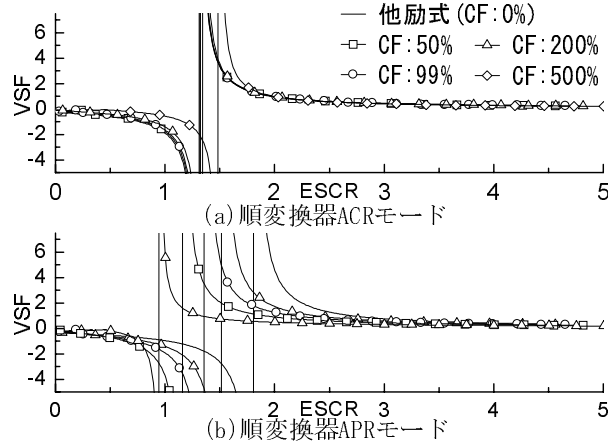


図 2.15 実効短絡容量に対する VSF

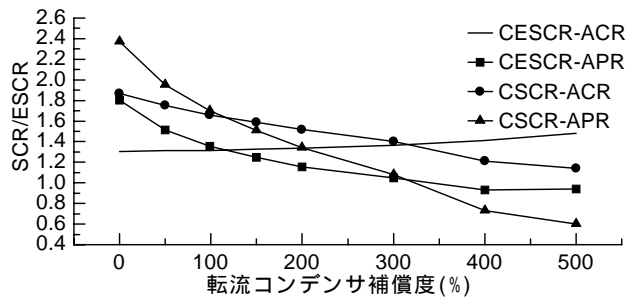


図 2.16 補償度に対する限界 (実効) 短絡容量

の補償度を高くすると順変換器の ACR, APR 運転にかかわらず VSF を低減することができるため, CSCR の値が小さくなり弱小系統に対しても交流電圧安定性が維持できるようになる。

図 2.16 に, 補償度に対する CSCR を示す。CF=115%, CSCR=1.65 で ACR と APR の結果が交差しており, これを境に交流電圧安定性に対する順変換器 ACR, APR 運転の優劣が逆転する。つまり CF=115% 以上では, 図 2.12(b) における定電力制御の応答が電圧安定性を改善するように作用するようになる。この補償度を超えると, 従来の他励式で弱小交流系統連系時に交流電圧安定性の面で問題とされてきた順変換器 APR と逆変換器  $A\gamma/R$  の組み合わせがむしろ電圧維持効果を示すようになる。

$A\gamma/R$  の作用により解析モデルの運転条件において, 補償度を高くすると制御角  $\alpha$  が大きくなりコンデンサ転流型変換器の無効電力消費も減少する。このため補償度が高くなるに従い, 解析条件を一定に保つための力率調整用の並列コンデンサの投入量 ( $B_C$ ) は減少する。並列コンデンサは (2.33) 式に  $-B_C V_{ac}^2$  の形で含まれており, 線形化した  $\Delta Q_{ac}$  に対して係数  $-2B_C V_{ac}$  で作用し, 交流系統の特性として VSF に影響を及ぼす。この無効電力補償による系統の短絡容量への影響を考慮するため, 短絡容量から並列コンデンサの無効電力補償容量を差し引いた実効短絡容量に対する VSF として考察する。

補償度に対して, VSF の符号が逆転する順変換器側 ACR,  $A\gamma/R$  両者の限界実効短絡容量比 (CESCR) を図 2.16 に併記する。順変換器の ACR 運転に対し ESCR で交流系統の強弱を表した場合, 補償度を高くすると弱小系統に対して VSF 値が悪化し CESCR が増加する傾向を示すが, SCR 値



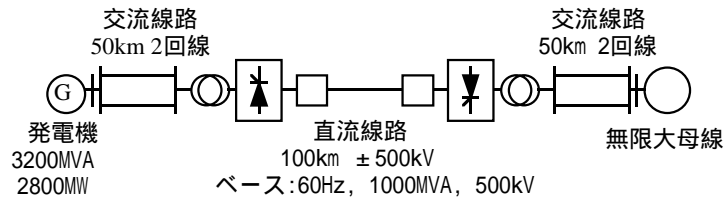


図 2.17 単独直流送電システムモデル (REC; 他励式, INV; CCC)

でみると補償度に対して CSCR は低下する。つまり先述の並列コンデンサ容量が ESCR 値に大きく作用している。但し、これは運転条件により変化する。図 2.16 の  $CF=310\%$  において、順変換器 ACR 運転、APR 運転の CSCR、ESCR 値が各々交差している。これは、この補償度でコンデンサ転流型変換器の出力力率が 1 となり、無効電力補償量を 0 とするため  $CSCR=CESCR$  となっているためである。これより大きい補償度では、コンデンサ転流型変換器は無効電力を供給するようになるため解析条件では並列リアクトルによりこれを消費させなければならず、実効短絡容量は短絡容量より大きくなる。従って順変換器 ACR 運転に対してコンデンサ転流型変換器の  $A\gamma/R$  制御による交流電圧安定性の改善効果について一概に優劣はつけがたいといえる。但し逆変換器ゲートブロック時の余剰無効電力による過電圧の低減という意味では高補償度のコンデンサ転流型変換器は他励式に対して交流電圧特性が優れているといえる。

以上 VSF で表される静的電圧安定性について検討した結果、コンデンサ転流型変換器の定実余裕角制御自体は補償度を高くすることで交流電圧安定性を改善することが確認された。また順変換器の ACR 運転、APR 運転の違いによる電圧安定性の差がコンデンサ転流型変換器の補償度により変化し、高補償度ほど APR 運転の方が有利になることを示した。但し、コンデンサ転流型変換器の補償度を高くするとコンデンサ転流型変換器での無効電力消費が減少するため、無効電力補償の削減量が ESCR 値に対して大きく影響することを示した。

## 2.6 固有値解析による実余裕角制御の安定性の評価

### 2.6.1 解析モデル

ここでは図 2.17 に示す単独直流送電システムについて固有値解析を行った。固有値解析に用いる発電機の詳細モデル、交流線路モデル、調相設備モデル、交直変換器モデル、直流線路モデル等は一般的な実行値解析用の数式モデルを用いる。コンデンサ転流型変換器モデルは、等価回路より求めた実効値・平均値モデルを用いる。逆変換器は交流線路を介して無限大母線に接続されている。順変換器は他励式変換器とし、逆変換器はコンデンサ転流型変換器 (転流コンデンサ補償度  $=220\%$ ) と他励式変換器について検討する。制御方式として、順変換器は ACR あるいは APR 付 ACR、逆変換器は AVR あるいは  $A\gamma/R$  としており、それぞれの組み合わせについて検討する。表 2.1、図 2.18 に解析条件及び交直変換器の制御系を示す。

### 2.6.2 定実余裕角制御モデル

コンデンサ転流型変換器の  $A\gamma/R$  モデルも他励式変換器と同様、直流電流及び交流電圧の検出値を用いた制御角の推定演算が可能であるが、解析解を得る事は困難である。実用の際には、コンデンサ転流型変換器の余裕角静特性から推定演算用のパラメータを得る事によって、確実に解

表 2.1 解析条件

<ul style="list-style-type: none"> <li>● 系統基準：1,000 MVA , 500 kV</li> <li>● 母線電圧：1.0pu</li> <li>● 調相設備：変換器端母線電圧=1.0pu を満たす補償量</li> <li>● 順変換器端電力：2.8pu(系統ベース)</li> <li>● 順変換器直流電圧：1.0pu(直流ベース)</li> </ul>
---

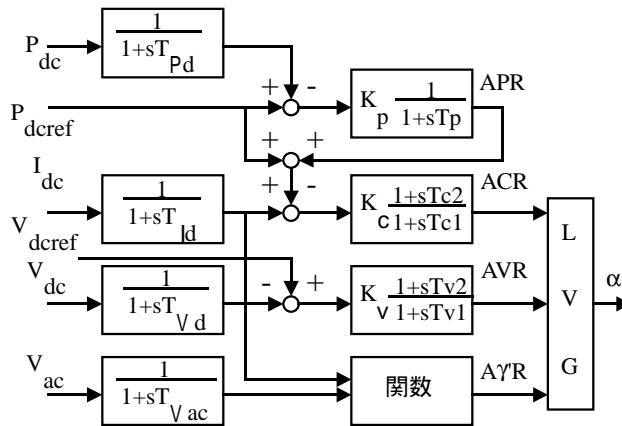


図 2.18 交直変換器制御系

の得られる開ループ  $A\gamma/R$  とする必要がある。本節の固有値解析で用いる  $A\gamma/R$  の微小変動に対する応答は、厳密式である (2.12), (2.17) 式の偏微分値を用いて構成した。

### 2.6.3 数値計算による特性評価

固有値解析について、状態変数間の相互関係を正確に把握する為に、

(1) 交流線路，交直変換器及び直流線路（発電機は全て無限大母線模擬）

(2) 発電機を含めた交直連系系統

の段階を踏んで、コンデンサ転流型変換器の導入効果を評価する。

交流線路，交直変換器及び直流線路にたいする解析結果 解析モデルに対して得られた固有値を表 2.2, 2.3 に示す。表 2.2 は逆変換器制御が AVR で運転されており，表 2.3 は逆変換器が  $A\gamma/R$  で運転されている条件において求めた固有値である。但し，順変換器制御は両者共に APR としている。

逆変換器及びその制御方式により相違点が出てくるモードには，逆変換器出力と交流系統の関係する 2 つのモード及び，変換器出力が直流線路に影響を及ぼすモードがある。

APR モードは逆変換器制御が AVR の場合は，若干コンデンサ転流型変換器のほうが安定な値を示し，違いは少ない。逆変換器制御方式が  $A\gamma/R$  の場合は，他励式変換器の固有値実部は AVR 運転時の約 80%にまで減少しているのに対し，コンデンサ転流型変換器ではわずか 2%程度しか減少しない。AVR 運転における固有値の相違は他励式変換器とコンデンサ転流型変換器で点弧角に対する出力電力の大きさに違いが少ないことから，潮流条件の違いであると考えられるが， $A\gamma/R$

表 2.2 固有値解析結果 (1) (APR-AVR)

モード	逆変換器	
	CCC(CF=220%)	他励式
交流系統 (順変換器側)	-62.60 (301.54Hz)	-62.51 (301.53Hz)
	-47.85 (184.75Hz)	-47.87 (184.75Hz)
交流系統 (逆変換器側)	-105.52 (484.49Hz)	-62.56 (310.63Hz)
	-121.71 (373.46Hz)	-50.90 (195.22Hz)
直流線路	-10.20 (315.01Hz)	-13.75 (315.54Hz)
APR -1	-20.75	-21.02
APR -2	-5.01	-4.92
直流線路電流	-17.87 (54.31Hz)	-22.12 (54.06Hz)
AVR	-13.79 (1.80Hz)	-14.48 (3.87Hz)
定電流制御系 1	-15.04 (17.09Hz)	-21.10 (16.33Hz)
定電流制御系 2	-974.45	-974.45
PLL(順変換器側)	-49.89	-49.90
PLL(逆変換器側)	-51.61	-53.85

運転での差は両者の定実余裕角特性に大きく依存するものと考えられる。

また、直流線路電流のモード(高周波モード)と、定電流制御のモード1(低周波モード)の2つに分けられる。この2つのモードは、AVR運転の場合は両モードとも他励式変換器の方が安定な固有値を示すが、A $\gamma$ /R運転の場合は両モードの関係は逆転し、コンデンサ転流型変換器の方が安定な値を示す。APRモードと同様、AVR運転における固有値実部に対するA $\gamma$ /R運転での固有値実部の変動を見ると、他励式変換器は高周波モードが70%、低周波モードでは36%にまで低下している。一方、コンデンサ転流型変換器では高周波モードが104%、低周波モードが113%となり、逆に安定な値を示すようになる。これらのモードもまた、直流線路を經由してコンデンサ転流型変換器の定実余裕角特性が順変換器側の動揺モードに安定化を図るものと考えられる。

交流システムのモードは全てのケースにおいて十分安定な値を示すが、逆変換器側交流線路に関する共振モードはコンデンサ転流型変換器の方がより安定な値を示している。また、共振周波数も高くなっている。コンデンサ転流型変換器は高力率での運転が可能であり、調相設備容量を大幅に低減することが可能である。潮流計算結果より、逆変換器端交流電圧を1puに維持するのに必要な変換器定格容量は、他励式変換器が約60%であるのに対して、コンデンサ転流型変換器では約15%程度である(転流コンデンサ補償度CF=220%の場合)。力率が1に近い運転状態では調相設備が不要となり、交流フィルタのみで逆変換器の無効電力を補償でき、それゆえ潮流のバランスが良く安定性も増し、更に進相調相設備アドミタンスが小さくなり共振周波数を高次の方へシフトする。

また、直流線路共振モードに関しては他励式変換器の方が安定な値を示している。A $\gamma$ /R運転ではAVR運転より若干低下するだけで、顕著な変化ない。このモードは直流線路距離に依存する為、交直変換器の違いによる影響は少ない。その他のモードは変換器制御の検出器に相当するモードでそれぞれの遅れ時定数により固有値の値が定まっている。これらも若干の違いはあるものの、運転条件にはほとんど影響されないことが確認された。

表 2.3 固有値解析結果 (1) (APR-A $\gamma$ 'R)

モード	逆変換器	
	CCC(CF=220%)	他励式
交流系統 (順変換器側)	-62.62 (301.54Hz)	-62.60 (301.54Hz)
	-47.85 (184.75Hz)	-47.86 (184.75Hz)
交流系統 (逆変換器側)	-156.23 (544.84Hz)	-72.08 (319.23Hz)
	-204.15 (444.33Hz)	-68.24 (205.79Hz)
直流線路	-10.00 (315.10Hz)	-12.80 (315.10Hz)
APR -1	-21.68	-23.00
APR -2	-4.93	-3.95
直流線路電流	-18.67 (54.45Hz)	-15.64 (53.60Hz)
定電流制御系 1	-17.04 (17.25Hz)	-7.68 (16.82Hz)
定電流制御系 2	-974.44	-974.48
PLL(順変換器側)	-49.89	-49.91
A $\gamma$ 'R1	-994.12	-1039.54
A $\gamma$ 'R2	-33.77	-32.40
PLL(逆変換器側)	-51.67	-55.01

表 2.4 主要モード (2) (APR-AVR)

モード	逆変換器	
	CCC(220%)	他励式
直流線路	-8.26 (314.75Hz)	-11.97 (315.24Hz)
APR	-4.95	-4.86
発電機-直流線路	-45.06 (51.09Hz)	-48.46 (50.97Hz)
発電機-ACR	-18.79 (20.64Hz)	-25.28 (19.83Hz)

発電機を含む交直連系系統に対する解析結果 ここでは、順変換器が交流線路を介して発電機に接続されている場合を考える。逆変換器側は無大母線で模擬している。発電機の定格出力は交直変換器定格と同等で、定格運転されているものとする。発電機制御として AVR 及びガバナを考慮している。この時の固有値解析結果を表 2.4、表 2.5 に示す。表 2.4 は逆変換器制御として AVR、表 2.5 は A $\gamma$ 'R が機能しているものであり、順変換器は APR で運転されている。

発電機を考慮することにより軸系、発電機システム、AVR 及びガバナの状態変数に関連した動揺モードが発生するが、その大半が発電機の機器定数、制御系定数に依存するモードである。解析モデルは直流単独送電モデルであるため、逆変換器側と発電機に関する電力動揺モードや発電機制御系との相互干渉は発生しない。但し、発電機を無視した場合の結果である表 2.2 及び 2.3 とは若干異なった値を示す。特に発電機電機子電流は順変換器側交流系統と強い関連があるため、先述の高周波及び低周波モードの値は著しく異なるが、傾向としては同様にコンデンサ転流型変換器の方が APR 運転に対して安定となることが確認される。また、順変換器に関して検討する場合や、交直並列送電を含め逆変換器と発電機が交流線路を介して接続された場合は、発電機及び発電機制御系と交直変換器との相互干渉が少なからず現れる。

表 2.5 主要モード (2) (APR-A $\gamma$ /R)

モード	逆変換器	
	CCC(220%)	他励式
直流線路	-8.08 (314.85Hz)	-10.78 (314.83Hz)
APR	-4.87	-3.90
発電機-直流線路	-45.63 (51.21Hz)	-43.48 (50.49Hz)
発電機-ACR	-20.94 (20.78Hz)	-10.70 (20.33Hz)

発電機を考慮した場合も，APR モード (但し発電機電流の影響も受ける) の特性はほとんど同じであり，コンデンサ転流型変換器には A $\gamma$ /R 運転における安定度改善効果が現れている。

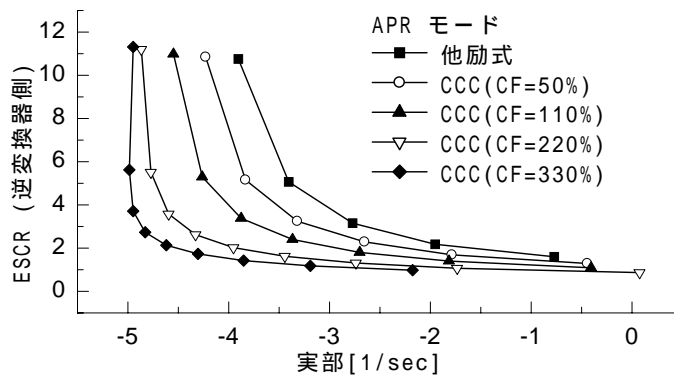


図 2.19 APRモード (APR-A $\gamma$ /R)

ここで APR-A $\gamma$ /R 運転における主要モードの推移を検討する。逆変換器として他励式変換器及びコンデンサ転流型変換器 (転流コンデンサ補償度 CF=50%，110%，220%，330%) の5ケースとし，逆変換器側交流線路距離を 50km 毎に変えた場合の主要モードの推移を求める。図 2.19 は APR モードの，図 2.20 は発電機電機子電流を含む高周波及び低周波モードの推移を示したものである。図 2.19 は縦軸に逆変換器側交流系統の ESCR をとっている。同一の ESCR に対する APR モードは，CF を高くすることによって固有値実部が小さい安定領域へ推移する。逆変換器側交流系統の SCR が大きい領域 (50km，2cet) においては CF=220% 程度で安定化が鈍化している。一方，SCR が小さい領域では CF が高いほど安定な方向に膨らんでおり，CF の選定範囲が広がる。最終的には ESCR=1 ~ 1.5 の範囲で不安定領域へ移動している。

一方，図 2.20 に示した高周波及び低周波モードは SCR の減少に伴い一旦安定な方向へ向かうが，ピークポイントを経て不安定領域へ移動する傾向が確認できる。また，順変換器の ACR が関係する低周波相互干渉のモードが不安定領域に近接していることも確認できる。他励式変換器及び CF の低いコンデンサ転流型変換器では APR モードと同様，SCR の低下と共に不安定領域へのいち早く移動する。逆に CF が高いコンデンサ転流型変換器ではピークポイントが前者に対して，より安定な領域に位置しており不安定領域へはなかなか移動しない。全ての固有値が安定な，即ち主要モードが安定な交流線路距離の最大値は，他励式変換器では 220km 程度であるのに対し，コンデンサ転流型変換器 (CF=220%) では 400km で他励式変換器の最大送電距離の約 2 倍に達する。

図 2.21 は横軸を転流コンデンサ補償度 CF，縦軸を安定解が得られる ESCR および SCR の最小値

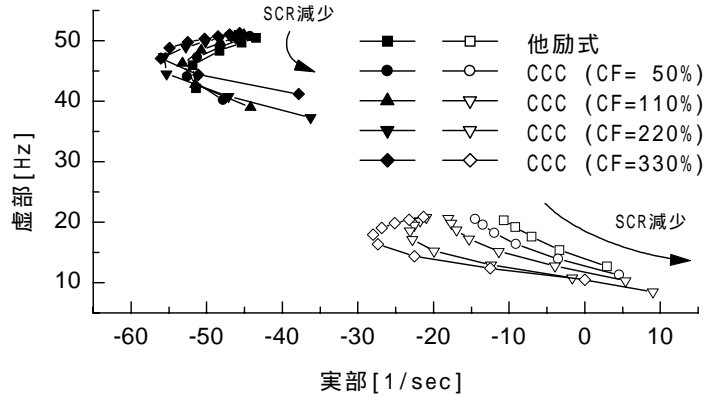


図 2.20 発電機・順変換器・直流線路モード (APR-A $\gamma$ 'R)

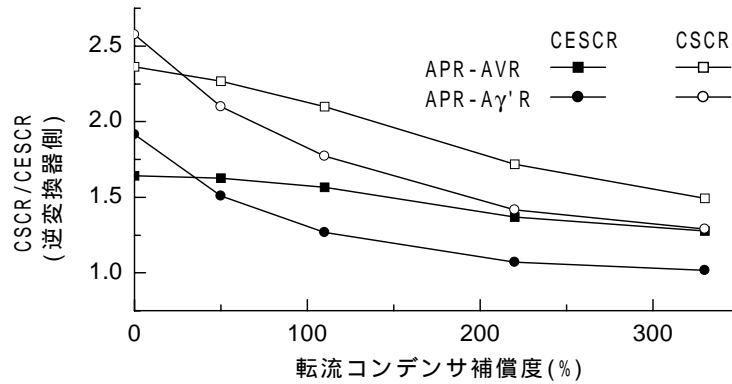


図 2.21 転流コンデンサ補償度 (CF) - CESC R

(各々CESC R, CSC R)である。但し, CF=0%は他励式変換器を意味する。図2.21より, CF=50%以上の領域では A $\gamma$ 'R 運転は AVR 運転より CESC R が小さくなる。これはこの領域において逆変換器運転に余裕があり, AVR 設計の余裕度が大きいことも示している。逆に他励式変換器では, A $\gamma$ 'R 運転の方が CESC R が大きく, 逆変換器が弱小交流系統に接続されている場合の制約が大きいことを示す。また, SCR 曲線と ESCR 曲線の差が逆変換器端に接続される調相設備容量 (変換器定格=100%) に相当し, CF を高くすることにより調相設備容量が低減できることが確認できる。

## 2.7 コンデンサ転流型変換器の経済性

以上の検討では, コンデンサ転流型変換器を用いた直流送電は他励式変換器を用いた場合に比べ, 短絡容量の小さい弱小系統でも安定運転可能であると共に高力率領域での運転が可能であることを示した。一方コスト面での実用性評価も不可欠である。ここでは, コンデンサ転流型変換器を適用した場合のメリットが最も現れやすいと考えられる弱小系統への連系時のコンデンサ転流型変換器の経済性について考察する。評価の基準として, 他励式変換器を弱小系統へ連系した場合のコスト計算 (定格 100MW, AC 125kV, DC 800A) 例を用いる。但し, コンデンサ転流型変換器の補償度 (CF) は 200%とする。

コンデンサ転流型変換器のバルブは, 先述のように他励式変換器と同じサイリスタバルブを適用

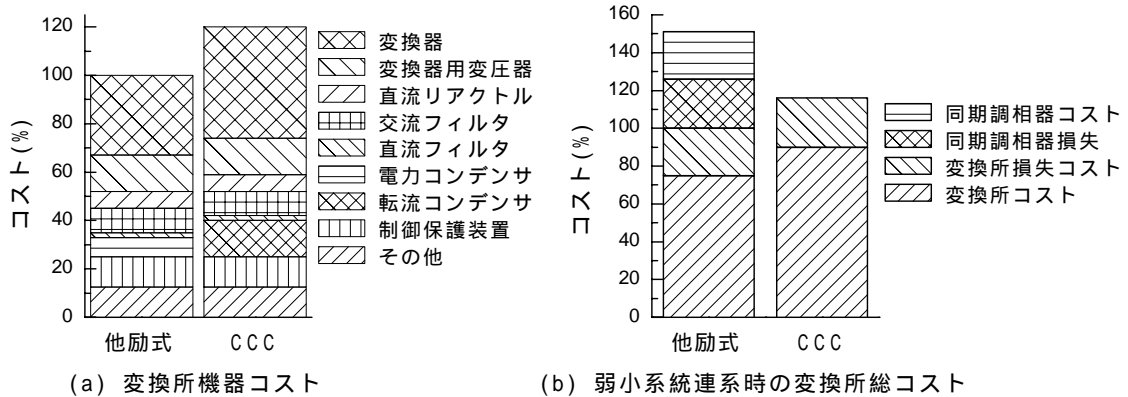


図 2.22 コンデンサ転流型変換器のコスト

することができる。しかしコンデンサ転流型変換器では、転流コンデンサの充電電圧が交流電圧に重畳されるために、バルブの耐圧を高くとる必要がある。ここで  $CF=200\%$  であるため、 $I_{dc}=1p.u$  に対して約  $0.4p.u$  の充電電圧が得られる。一般的にバルブの耐圧はユニット直列数に比例して高くなるため、試算対象ではバルブのユニット数は他励式の 1.4 倍となりコストもこれに比例している。図 2.22(a) に示す他励式変換器のコストでは 33% がバルブコストであり、コンデンサ転流型変換器では 46% となる（但し、他励式変換器のコストに対して 1.4 倍とした場合）。コンデンサ転流型変換器では、変換器での無効電力消費が減少する。従って、他励式変換器では不可欠であった調相設備が不要もしくは大幅に削減可能である。試算対象では必要な無効電力補償が約  $0.1p.u$  であり、電力用コンデンサを用いずに全て高調波フィルタに分担させるとしても他励式変換器で一般的に用いられているフィルタ回路の設計では、フィルタのコンデンサ容量が余剰となるため、フィルタの  $Q$  を大きくし無効電力補償量を削減した。一方新たに転流コンデンサが付加されるために、そのコストが計上されている。転流コンデンサの容量は  $0.28p.u$  であり、他励式変換器で無効電力補償に用いたコンデンサの  $0.3p.u$  より小さいが、バリスタによる過電圧保護を設備するため、電力用コンデンサと同じコストとした。以上の仮定に基づき試算した結果、コンデンサ転流型変換器を用いた変換所の機器コストは他励式変換器の変換所機器コストに比べ 1.2 倍コスト増となる。しかし弱小系統への適用を考えた場合、他励式変換器では電圧源の確保及び短絡容量の増強のため同期調相器の適用が必要となる。図 2.22(b) は同期調相器のコスト及び、変換損失、同期調相器での損失を含めて検討した結果である。変換所単体ではコンデンサ転流型変換器の適用はコスト増となるが、弱小系統連系時の対策設備費及び損失分を含めたコスト評価では、コンデンサ転流型変換器は他励式変換器に比べ 24% のコスト削減も可能である。

以上に示したように、他励式変換器でも問題なく運用できる系統でのコンデンサ転流型変換器の適用はコスト的に実現が難しいが、例えば機器増設により相対的に短絡容量が小さくなる場合には従来型他励式変換器との整合がとれ且つ、コスト的に受け入れることの可能な交直連系システムとすることができる。

## 2.8 まとめ

従来の直流送電で用いられている他励式変換器は、大量に無効電力を消費し弱小系統への連系できない問題があった。本章で検討を行ったコンデンサ転流型変換器は、他励式変換器と基本的な構造を同じとしながら高力率運転や弱小系統への連系を可能とする。

コンデンサ転流型変換器を高力率領域で転流失敗を発生させずに安定運転するには、他励式変換器と同様に実余裕角制御が必要となる。本章では実効値解析に適用可能なコンデンサ転流型変換器の実余裕角制御のモデル化を行なった。モデル化のために導出した制御角 ( $\alpha$ )、転流重なり角 ( $u$ )、実余裕角 ( $\gamma'$ ) の関係式は、 $C \rightarrow \infty$  の極限值で示される他励式変換器を含めたコンデンサ転流型変換器の一般式と一致している。導出した関係式よりコンデンサ転流型変換器の実余裕角制御特性を求めた結果、転流コンデンサの補償度が 200% ~ 250% の領域を境に交流電圧・直流電流の増減と制御角との関係が、他励式変換器と逆特性となることを明らかにした。

さらにコンデンサ転流型変換器の逆変換運転時における定実余裕角制御が及ぼす静的交流電圧安定性への影響について評価するため、電圧安定度指標 (VSF) の算定式の導出を行なった。VSF の算出結果より、他励式変換器や補償度 (CF) の低いコンデンサ転流型変換器では順変換器の APR 運転は ACR 運転に比べ弱小系統に対する電圧安定性を悪くするが、CF=115% を超えるとこの関係が逆転する。短絡容量比でコンデンサ転流型変換器の電圧安定性での運転限界を評価した場合、CF=50% において ACR 運転で 10%、APR 運転で 20% 運転限界が低くなる。補償度をさらに大きくすることで、さらに運転限界の下限を下げるのが可能である。但し交流系統の強弱を実効短絡容量で考えた場合、補償度を高くすることによる無効電力消費の削減効果が大きく影響するため、見かけ上補償度の低いほうが弱小系統に対する電圧安定性が高くなる。つまり、従来の他励式変換器で用いられてきた目安である実効短絡容量比での変換器の運転限界はコンデンサ転流型変換器の運転限界の目安として用いることはできないことをあらわしている。

固有値解析によるコンデンサ転流型変換器の実余裕角制御の安定性を解析した結果、電圧安定性の解析結果と同様に転流コンデンサの使用により安定度が大きく改善される。また発電機軸系を含めた解析に対しても、変換器制御系との相互作用による SSTI の発生は認められない。但し、補償度に対してはその平方根に比例した安定度改善効果しか得られないことも分かった。

コンデンサ転流型変換器は、変換器所単体でコスト評価を行った場合、バルブの耐圧増加による変換所のコスト増加で 1.2 倍のコスト高となるが、弱小系統への適用を考えた場合については弱小系統への対策設備費及び損失の点で有利となり約 24% のコスト削減が可能である。従って、コンデンサ転流型変換器は特に弱小系統への適用に関しては実用価値があるものと結論できる。

## 参考文献

- [1] 直流送電適用技術調査専門委員会編:“直流送電の現況と適用技術”, 電学技報 II 部, 第 346 号 (1980)
- [2] John Reeve, Jon A Baron and G. A. Hanley:“A Technical Assessment of Artificial Commutation of HVDC Converters with Series Capacitors”, IEEE Trans. on PAS, Vol.87, No.10, pp.1830-1840 (1968)
- [3] H.M. Turanli, R.W. Menzies and D.A. Woodford:“FEASIBILITY OF DC TRANSMISSION WITH FORCED COMMUTATION TO REMOTE LOADS”, IEEE Trans on PAS, Vol.103, No.6, pp.1256-1262 (1984)
- [4] Tomas Jonsson and Per-Erik Bjoekund:“Capacitor Commutated Converters for HVDC”, IEEE KTH Stockholm Power Tech Conference, Stockholm, Sweden, June 18-22 (1995)
- [5] D.A. Woodford: “Solving the Ferroresonance Problem when Compensating a Dc Converter Station with a Series Capacitor”, IEEE Trans. on PS, Vol.11, No.3, pp.1325-1331 (1996)
- [6] 大西, 松川, 長崎, 黒田, 庵原:“コンデンサ転流 HVDC 変換器系の交直相互作用の検討”, 電技研資, PE-96-118, pp.111-120 (1996)



- [7] K. Sadek, M. Pereira et al.:“Capacitor Commutated Converter Circuit Configurations for Dc Transmission”, IEEE PES WM PE-045-PWRD-0-12 (1997)
- [8] L. Carlsson, A. Persson et al.:“New Concepts in HVdc Converter Station Design”, CIGRE Paris session 1996, Gr14-102 (1996)
- [9] 渡邊他:“運転諸量を考慮したコンデンサ転流型変換器の余裕角制御の検討”, 平9 電学電力・エネルギー部門大会, 296 (1997)
- [10] S. Tsubota et al.:“Controller of the Capacitor Commutated Converter for HVdc Transmission”, Proc. on ICPE'98, pp.914-919 (1998)
- [11] K. Tam et al.:“Implementation of the Hybrid Inverter for HVDC/Weak AC System Interconnection”, IEEE trans. on PD., Vol.PWRD-1, No.4, pp.259-267 (1986)
- [12] A.E. Hammad et al.:“A Computation Algorithm for Assessing Voltage Stability at AC/DC Interconnections”, IEEE trans. on PS, Vol.PWRS-1, No.1, pp.209-216 (1986)
- [13] B. Franken et al.:“Analysis of HVDC Converters Connected to Weak AC Systems”, IEEE trans. on PS, Vol.5, No.1, pp.235-242 (1990)
- [14] S. Arabi et al.:“Small Signal Stability Program Analysis of SVC and HVDC in AC Power Systems”, IEEE trans. on PS, Vol.6, No.3, pp.1147-1153 (1991)
- [15] N. Martins:“Efficient Eigenvalue and Frequency Response Methods Applied to Power System Small-Signal Stability Studies”, IEEE trans. on PS, Vol.PWRS-1, No.1, pp.217-224 (1986)
- [16] 林:“交直連系系統の交流電圧不安定現象の解析”, 電学論 B, 101 巻, 7 号, pp.383-390 (1981)
- [17] 石川他:“直流基幹送電系統における位相制御回路の詳細モデルの検討”, 電学論 B, 106 巻, 4 号, pp.361-368 (1986)
- [18] 堀内他:“発電機と直流送電系統の干渉による低周波軸ねじれ振動現象の解明と抑制方式の開発”, 電学論 B, 108 巻, 3 号, pp.97-104 (1988)
- [19] 栗田他:“発電機と直流送電系統の相互作用による軸ねじれ振動発生メカニズムの検証”, 電学論 B, 108 巻, 8 号, pp.347-354 (1988)
- [20] 多田他:“交直並列送電連系が交流電圧安定性に及ぼす影響”, 電学論 B, 111 巻, 9 号, pp.949-956 (1988)
- [21] 高崎他:“交流系不平衡故障に対する直流系統の応動特性と安定化制御”, 電学論 B, 112 巻, 1 号, pp.27-35 (1992)
- [22] 高崎他:“交直連系系統における電圧振動現象の解明と安定化制御方式”, 電学論 B, 112 巻, 11 号, pp.977-986 (1992)
- [23] 森井他:“交直変換所用コンパクトフィルタの開発”, 電学論 B, 104 巻, 1 号, pp.1-8 (1984)
- [24] 高崎他:“交流/直流送電系統の状態方程式モデル”, 電学論 B, 105 巻, 4 号, pp.315-322 (1985)
- [25] 高崎他:“直流送電系統における低周波不安定現象の解析”, 電学論 B, 105 巻, 4 号, pp.323-330 (1985)
- [26] 古関他:“弱小交流系統に連系された直流送電系統の制御性能”, 電学論 B, 96 巻, 10 号, pp.481-488 (1976)
- [27] 古関他:“他励式変換装置を含むフィードバック制御システムの伝達関数モデル”, 電学論 B, 95 巻, 6 号, pp.299-306 (1975)
- [28] S. N. Saxena 他:“交直変換器のブリッジ間短絡時の過渡電流”, 電学論 B, 94 巻, 1 号, pp.25-32 (1974)

- [29] 吉田:“交直連系系統における交流電圧安定度解析手法の開発”, 電学論 B, 94 巻, 4 号, pp.177-184 (1974)
- [30] 林他:“交直連系点の電圧変動特性とその抑制対策-変換装置の無効電力制御による方式-”, 電学論 B, 93 巻, 8 号, pp.331-338 (1973)
- [31] 柳橋他:“直流送電の電流制御と余裕角制御の組み合わせにおける安定性に関する考察”, 電学論 B, 95 巻, 6 号, pp.610-616 (1995)
- [32] 大井他:“他励式直流多端子送電系統の制御保護法式の開発とシミュレータ試験”, 電学論 B, 117 巻, 7 号, pp.967-974 (1997)
- [33] 山地他:“大容量火力発電所に接続する交直連系系統の相互作用と対策”, 電学論 B, 117 巻, 7 号, pp.975-984 (1997)
- [34] 佐藤他:“交流系統事故時の直流送電運転継続制御のシミュレータ試験検証”, 平 7 電学電力・エネルギー部門大会, 351 (1995)
- [35] 佐藤他:“直流運転継続制御方式の試作装置による検証”, 平 7 電学電力・エネルギー部門大会, 371 (1995)
- [36] 佐藤他:“交直連系系統のアナログシミュレータ試験 その 2-新しい運転継続制御の特性-”, 平 7 電学電力・エネルギー部門大会, 356 (1995)
- [37] 佐藤他:“直流送電システムの制御・保護方式の開発”, 三菱電機技報, Vol.70, No.5, pp.509-516 (1996)
- [38] H. Yamada et al.:“GTO THYRISTOR APPLICATIONS FOR HVDC TRANSMISSION SYSTEMS”, IEEE Trans. on PD., Vol.5, No.3, pp.1327-1335 (1990)

## 第3章 自励式変換器を適用した直流送電の安定度改善

### 3.1 序論

直流送電に用いる交直変換器は、バルブの転流方式により他励式と自励式の二つに分類することが出来る。従来の直流送電では、自己消弧能力を持たない水銀整流器、もしくはサイリスタバルブを使用した他励式電流型変換器が用いられている。他励式変換器は、交流線路電圧でバルブを転流するために常時交流電圧に対して変換器出力電流の位相は遅れ、遅れ力率で運転する必要があり、その結果大量に無効電力を消費する。このため、発電機や同期調相機等の交流電圧源を持たない無電源系統への送電が不可能である。また、無効電力供給能力の小さい弱小系統や、交流系統が事故等により連系線路が開放・遮断され弱体化し無効電力供給能力が小さくなった場合において、逆変換器で定余裕角制御を行っているとき電圧不安定が生じたり、変換器停止時に交流過電圧が生じるといった問題がある。前章で検討を行ったコンデンサ転流型変換器は、このような他励式変換器が持つ問題を転流コンデンサを付加することで解決若しくは緩和しようとするものである。変換器の構成は従来型と同じままで、単純な付加回路と制御系の変更だけで得られる技術的・経済的効果は大きいですが、バルブ自体が自己消弧能力を持たないため依然転流失敗の危険は残っており、問題の根本的な解決とはならない。自己消弧型の素子を用いた自励式変換器は、転流失敗が生じないため上述の問題は生じない。

近年、GTO, IGBT等の自己消弧素子の高電圧・大容量化は目覚ましく、GTO等を用いた電圧型自励式変換器によるFACTS (Flexible AC Transmission System) としてSTATCOMをはじめ、SSSC, UPFC等が実用化されている。また、IGBTによる自励式変換器を用いた小容量の直流送電(HVDC Light)も建設中であり、自励式変換器による大容量直流送電の実現可能性も高まってきた。しかしながら、他励式変換器による直流送電と同様に自励式変換器も導入量が増え、交流系統の容量に対して無視し得ない大きさになった場合、安定度に及ぼす直流送電の応答を定量的に評価することが必要となる。電力系統における安定度の定量的な評価方法として、固有値解析が一般的に用いられている。本章では、電圧型自励式変換器を適用した直流送電系統において、特に直流ケーブル線路を含む場合、ケーブルの静電容量に直流コンデンサの容量が加わるため、線路が容量性となり、変動発生時に直流線路電流の弱減衰の振動が発生する現象及び、ダンピング回路による電流振動抑制について固有値解析により検討を行う。検討において、従来電力系統で用いられていた固有値解析は連続時間系での解析であったため、変換器に用いたデジタル制御系及びその出力が一定の時間間隔でしか変化しない離散的な動作に対し、ケーブル線路のように直流線路の固有振動周波数が比較的高い場合、得られた固有値と発生する現象に誤差が生じることを示す。本章では変換器の離散的動作を考慮するため、連続変化する直流線路の応答を離散時間系化し、自励式直流送電システム全体を離散時間系で表現し、離散時間系での固有値解析を行う。提案手法により解析精度が向上するとともに、電流振動現象抑制のためのダンピング回路設計にも本手法を適用することで、安定な自励式直流送電システムの設計が可能であることを示す。

## 3.2 電圧型自励式変換器

### 3.2.1 交直変換器

交直電力変換器は図 3.1(a) に示す電圧型変換器と、図 3.1(b) に示す電流型変換器の二つに大別される。他励式変換器は電流型であり、直流側に大きな直流リアクトルを接続して、直流電流を十分に平滑し、大きさを一定にする。このため変換器を交流系統側から見た場合、変換器は電流源的に動作し、逆に直流線路側から見た場合は電圧源的に動作する。電力系統に適用する自励式変換器は、一般的にバルブ素子に逆耐圧能力の不要な点で有利とされる電圧型変換器である。電圧型自励式変換器では、直流側に大きい直流コンデンサを接続し、直流電圧を十分に平滑し、大きさを一定にする。このため変換器を交流系統側から見た場合、変換器は電圧源的に動作し、直流系統側から見た場合電流源的な応答として扱う。以下に、電圧型変換器と電流型変換器の動作特性の違いについてまとめる。

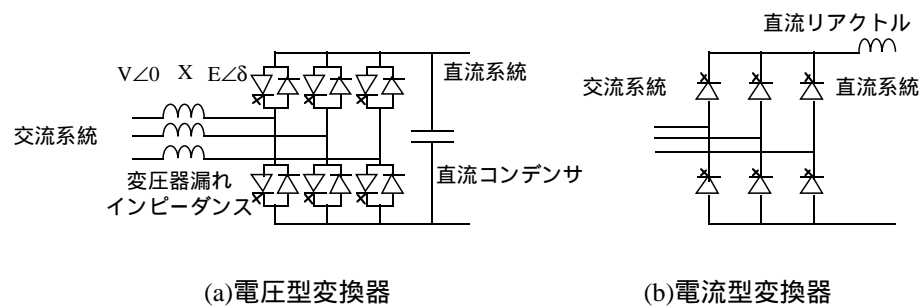


図 3.1 自励式変換器

#### 電流型変換器

- (1) 直流電流の極性が一定。
- (2) 電力潮流の方向を変えるには、直流電圧の極性を反転させる。
- (3) 変換器の直流端子に直流リアクトルを直列に接続し、直流電流を平滑化する。
- (4) バルブは、順方向耐電圧と同じ逆方向耐電圧を持つ逆阻止特性を要する。
- (5) 変換器の変圧器による多重接続は、直流側を直列接続し交流側を並列接続する。
- (6) 事故時に変換器に流れる過電流を制限しやすい。

#### 電圧型変換器

- (1) 直流電圧の極性が一定。
- (2) 電力潮流の方向を変えるには、直流電流の極性を反転させる。
- (3) 変換器の直流端子に直流コンデンサを並列に接続し、直流電圧を平滑化する。
- (4) 還流電流を流すために、逆並列のダイオードを必要とする。このため、バルブは逆方向耐電圧を必要としない。
- (5) 変換器の変圧器による多重接続は、直流側を並列接続し交流側を直列接続する。
- (6) 変換器の出力電流は、交流系統に対する変換器の出力電圧を制御することで制限する必要がある。

- (7) 線路事故時に変換器に流れる電流が制御不能となるため，過電流を防ぐために変圧器の漏れリアクタンス等を大きくする必要がある。

### 3.2.2 電圧型変換器の出力特性

図 3.1(a) に示すように，交流母線電圧を  $E\angle 0$ ，変換器交流出力電圧を  $V\angle \delta$ ，変換器用変圧器の漏れリアクタンスを  $X$  とすると，変換器より出力される有効・無効電力は (3.1) 式ようになる。

$$\begin{cases} P = \frac{EV}{X} \sin \delta \\ Q = \frac{EV}{X} \cos \delta - \frac{V^2}{X} \end{cases} \quad (3.1)$$

(3.1) 式を用いて，変換器の出力電力円線図を書くとき図 3.2 のようになる。自励式変換器で用いる自己消弧能力を持ったバルブは，任意の時点で ON/OFF できるため PWM 制御の適用が可能である。変換器の出力電力定格を図 3.2 の斜線部に示す  $P = \pm 1$  (p.u.)， $Q = \pm 0.5$  (p.u.) とすると，PWM により出力電圧（基本波成分）の振幅を制御し，出力電圧の位相制御と組み合わせることで斜線部に示す任意の値を出力することが可能となる。但し，PWM の変調比の変化範囲を大きくすると，相対的に出力される高調波成分も大きく変化するようになるため，変調比の変化範囲を小さくする必要がある。

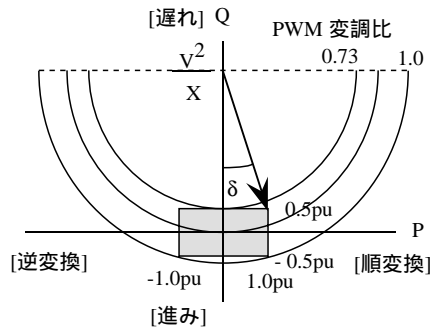


図 3.2 電圧型自励式変換器の出力電力円線図

### 3.2.3 PWM による出力電圧制御

交直変換器で用いる PWM は，出力交流基本波電圧波形を複数個のパルスに分割し，個々のパルス幅を制御することによって出力波形の制御と波形改善（低次高調波の低減）を行う制御方法である。スイッチングの基準となる搬送波のパルス幅を，出力波形の基本波成分に相当する信号波で変調することから PWM (Pulse Width Modulation) と呼ぶ。PWM を電圧型自励式変換器に適用した場合は，搬送波周辺の高調波成分が全体の特性に与える影響が大きくなるため，搬送波周波数をいかに高く設定するか，またその周辺高調波をいかに小さくするかが高性能化への鍵となる。特に，上下アーム短絡防止のために設けるデッドタイムによる波形，安定性の乱れに注意する必要がある。大電力用のバルブでは搬送波周波数を高くすると，スイッチング損失が増大し変換効率の低下を招くため，高々 1kHz までしか上げることができず，出力電圧位相をずらした複数の変換器出力を変換器用変圧器により合成する多重化により等価的にスイッチング周波数を高くする手法が用いられる。

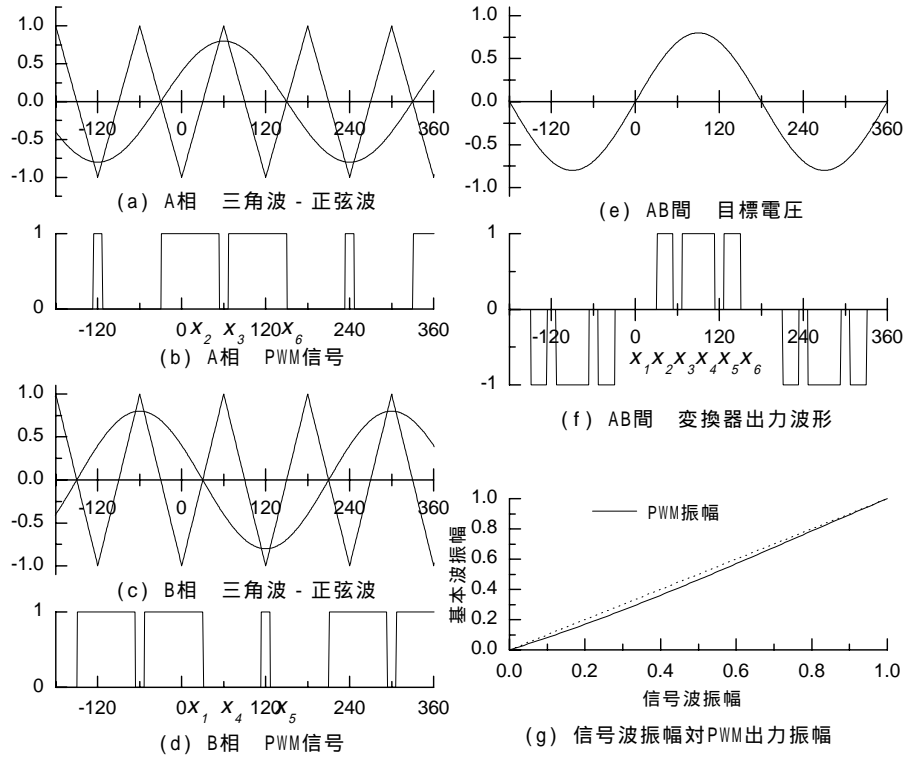


図 3.3 三角波-正弦波比較方式 PWM 制御 (変調比:0.8)

以下に、搬送波と信号波の組合せとして一般的であり、本検討で用いた三角波-正弦波比較方式について3パルスPWMを例にとり述べる。図3.3(a)(c)に示す搬送波と目標出力相電圧の信号波の関係図において、搬送波(三角波)と信号波(正弦波)を比較することにより、各々図3.3(b)(d)に示す各相のPWMスイッチングパターンが得られる。この信号に基づきバルブをON/OFFして得られる出力電圧は、矩形波列により正弦波を近似したものとなる。これを交流線間電圧で見た場合、図3.3(e)に示す目標電圧に対して、変換器からは図3.3(f)に示すようなPWM出力波形が得られる。このPWM出力波形に含まれる交流基本波出力の大きさをフーリエ解析により求める。フーリエ級数展開は(3.2)式で定義される。

$$f(x) = \frac{1}{2}a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos nx + b_n \sin nx) \quad (3.2)$$

$$\text{但し} \begin{cases} a_n = \frac{1}{L} \int_{-L}^L f(x) \cos \frac{n\pi x}{L} dx \\ b_n = \frac{1}{L} \int_{-L}^L f(x) \sin \frac{n\pi x}{L} dx \end{cases}$$

ここで、対象としているPWM出力波形は $-180^\circ \sim 180^\circ$ で奇関数であり $a_n = 0$ となる。従って、求めようとしている変換器出力線間電圧の基本波成分は(3.3)式のようになる。

$$\begin{aligned} b_1 &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \sin x dx \\ &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(x) \sin x dx \\ &= \frac{2}{\pi} \left\{ [-\cos x]_{x_1}^{x_2} + [-\cos x]_{x_3}^{x_4} + [-\cos x]_{x_5}^{x_6} \right\} \end{aligned} \quad (3.3)$$

$$\text{但し } f(x) = \begin{cases} 0 & (0 \leq x < x_1, x_2 \leq x < x_3, x_4 \leq x < x_5, x_6 \leq x < \pi) \\ 1 & (x_1 \leq x < x_2, x_3 \leq x < x_4, x_5 \leq x < x_6) \end{cases}$$

ここで, PWM 出力波形の対称性より

$$\begin{cases} \frac{1}{3}\pi - x_2 = x_3 - \frac{1}{3}\pi \\ \frac{2}{3}\pi - x_4 = x_5 - \frac{2}{3}\pi \end{cases} \begin{cases} \frac{1}{2}\pi - x_2 = x_5 - \frac{1}{2}\pi \\ \frac{1}{2}\pi - x_3 = x_4 - \frac{1}{2}\pi \end{cases} \begin{cases} x_1 = \frac{1}{6}\pi \\ x_6 = \frac{5}{6}\pi \end{cases}$$

となり, これをまとめると次のようになる。

$$\begin{cases} x_1 = \frac{1}{6}\pi \\ x_3 = \frac{2}{3}\pi - x_2 \\ x_4 = \frac{1}{3}\pi + x_2 \\ x_5 = \pi - x_2 \\ x_6 = \frac{5}{6}\pi \end{cases}$$

$x_1, x_3, x_4, x_5, x_6$  を (3.3) 式に代入し,  $x_2$  に対してまとめると (3.4) 式のようになる。

$$\begin{aligned} b_1 &= -\frac{2}{\pi} \left\{ \cos x_2 - \cos \frac{\pi}{6} + \cos \left( \frac{1}{3}\pi + x_2 \right) - \cos \left( \frac{2}{3}\pi - x_2 \right) + \cos \frac{5}{6}\pi - \cos (\pi - x_2) \right\} \\ &= -\frac{2}{\pi} 2 \cos \frac{\pi}{6} \left\{ 2 \cos \left( x_2 + \frac{\pi}{6} \right) - 1 \right\} \\ &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left\{ 1 - 2 \cos \left( x_2 + \frac{\pi}{6} \right) \right\} \end{aligned} \quad (3.4)$$

ここで,  $A_R = 1 - 2 \cos \left( x_2 + \frac{\pi}{6} \right)$  とおき (3.5) 式のように表す。

$$b_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} A_R \quad (3.5)$$

この時  $x_2$  は (3.6) 式のように表される。

$$x_2 = \arccos \left\{ \frac{1}{2} (1 - A_R) \right\} - \frac{\pi}{6} \quad (3.6)$$

$x_2$  において, 搬送波である三角波  $\frac{6}{\pi}x - 1$  と信号波である振幅  $A_{sig}$  の正弦波  $A_{sig} \sin \left( x + \frac{\pi}{6} \right)$  は交わるため (3.7) 式が成り立つ。

$$A_{sig} \sin \left( x_2 + \frac{\pi}{6} \right) = \frac{6}{\pi} x_2 - 1 \quad (3.7)$$

(3.7) 式に (3.6) 式を代入することで (3.8) 式に示す  $A_{sig}$  と  $A_R$  の関係が得られる。

$$A_{sig} = \frac{\frac{6}{\pi} \arccos \left\{ \frac{1}{2} (1 - A_R) \right\} - 2}{\sqrt{1 - \left\{ \frac{1}{2} (1 - A_R) \right\}^2}} \quad (3.8)$$

(3.8) 式を用いて,  $A_{sig}$  と  $A_R$  の関係を求めたものを図 3.3(g) に示す。図より  $A_{sig} \cong A_R$  となることが分かる。従って, 直流電圧を  $V_{dc}$ , 正弦波信号の PWM 変調比を  $A_{sig}$  とすると出力される交流線間電圧実効値  $V_{out}$  は (3.9) 式のようになる。

$$V_{out} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} A_R V_{dc} \cong \frac{\sqrt{6}}{\pi} A_{sig} V_{dc} \quad (3.9)$$

### 3.3 変換器出力の離散的性質を考慮した安定度解析手法

電力システムの安定度解析では、連続時間系での固有値解析が一般的に用いられている。直流送電や SVC 等の交直変換器を含んだシステムに対してもこれまで連続時間系での固有値解析がなされてきた。連続時間系における固有値解析手法では、変換器の点弧角制御にデジタル制御を適用した場合、制御系の示す離散的な動作による影響を考慮することはできない。本検討で用いたモデルのように、変換器制御による離散的性質が無視できないような場合はこれを考慮する必要がある。本節では離散時間系に固有値解析を拡張することにより、変換器の持つ離散的な動作の考慮について検討する。本解析では連続的な要素を離散時間系に変換する必要があり、アナログ要素である直流線路の状態行列をテイラー展開による行列演算により、離散時間系の状態行列に拡張する。この手法の有効性を計算機シミュレーションとの比較により明らかにする。

#### 3.3.1 検討対象モデル

図 3.4 に解析を行った直流送電モデルの概略を示す。架空線 50km+ケーブル線路 50km+架空線 50km の長距離海底ケーブル送電を想定している。直流システムの定格は 500kV, 1kA, 500MW とし、交流システム側の変換器端は送・受電端共に無限大母線に接続されているものとした。詳しい定数は表 3.1 に示す。図 3.4 の解析モデルにおける直流システムの等価回路を図 3.5 に示す。等価回路に対し

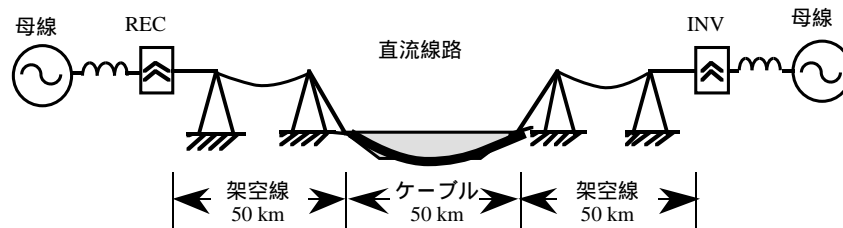


図 3.4 解析モデル

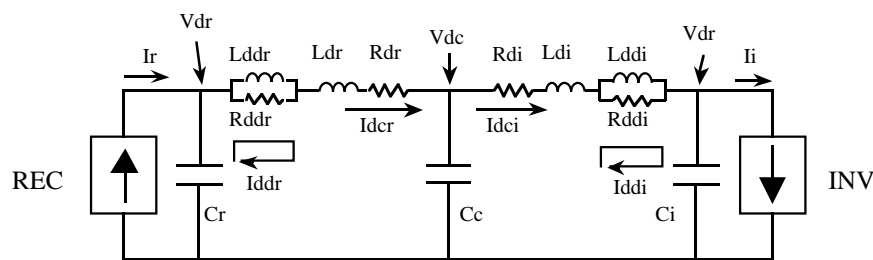


図 3.5 等価回路図



表 3.1 直流送電系統定数

定格	500 kV, 500 MW
直流電圧 (逆変換器端)	1 p.u
直流線路	$0.018 + j0.0004$ p.u ( $-0.00625$ )
直流コンデンサ	0.025 p.u
ダンパ回路	$0.1 + j0.002$ p.u
変換器交流出力電力	1 + $j0.2$ p.u (at 逆変換器)
交流系統母線電圧	1 p.u (60Hz)
変圧器漏れリアクタンス	0.24 p.u

て、固有値解析に用いる動作点近傍で線形化した状態方程式は (3.10) 式ようになる。

$$\begin{cases}
 s\Delta I_{dcr} = -\frac{R_{dr}}{L_{dr}}\Delta I_{dcr} - \frac{R_{ddr}}{L_{dr}}\Delta I_{dcr} + \frac{R_{ddr}}{L_{dr}}\Delta I_{ddr} + \frac{1}{L_{dr}}\Delta V_{dr} - \frac{1}{L_{dr}}\Delta V_{dc} \\
 s\Delta I_{dci} = -\frac{R_{di}}{L_{di}}\Delta I_{dci} - \frac{R_{ddi}}{L_{di}}\Delta I_{dci} + \frac{R_{ddi}}{L_{di}}\Delta I_{ddi} + \frac{1}{L_{di}}\Delta V_{dc} - \frac{1}{L_{di}}\Delta V_{di} \\
 s\Delta V_{dr} = \frac{1}{C_r}\Delta I_r - \frac{1}{C_c}\Delta I_{dcr} \\
 s\Delta V_{dc} = \frac{1}{C_c}\Delta I_{dcr} - \frac{1}{C_c}\Delta I_{dci} \\
 s\Delta V_{di} = \frac{1}{C_i}\Delta I_{dci} - \frac{1}{C_i}\Delta I_i \\
 s\Delta I_{ddr} = \frac{R_{ddr}}{L_{ddr}}\Delta I_{dcr} - \frac{R_{ddr}}{L_{ddr}}\Delta I_{ddr} \\
 s\Delta I_{ddi} = \frac{R_{ddi}}{L_{ddi}}\Delta I_{dci} - \frac{R_{ddi}}{L_{ddi}}\Delta I_{ddi}
 \end{cases} \quad (3.10)$$

以下の解析では、この状態方程式を (3.11) 式のように簡略化して表記する。

$$sX = AX + BU \quad (3.11)$$

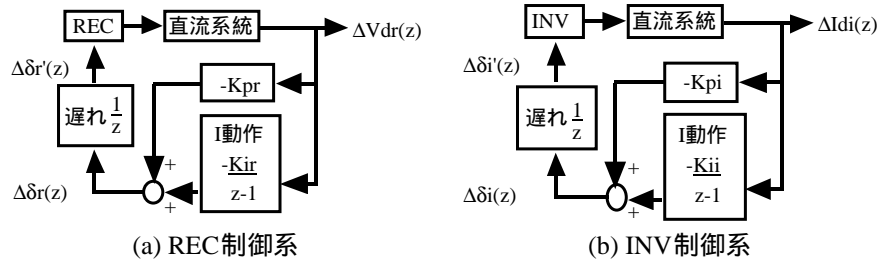
但し、 $X^t = [\Delta I_{dcr}, \Delta I_{dci}, \Delta V_{dr}, \Delta V_{dc}, \Delta V_{di}, \Delta I_{ddr}, \Delta I_{ddi}]$ ,  $U^t = [\Delta I_r, \Delta I_i]$ 。

### 変換器制御系の構成

順変換器 (REC)、逆変換器 (INV) ではそれぞれ直流定電圧制御、直流定電流制御を図 3.6 に示すデジタル PI 制御による点弧角制御で行った。デジタル PI 制御には速度アルゴリズムを用いた。デジタル制御の制御間隔は、6 相ブリッジの各零クロスポイントでのサンプリング動作を考慮して、 $60^\circ$  電気角とした。また、演算等に要する制御入力と出力の間の遅れとして、1 サンプルの遅れを考慮した。

### 3.3.2 直流系統の安定性

電圧型自励式変換器を用いた直流送電では、図 3.7(a) に示すシミュレーション結果のように、擾乱により弱減衰の直流電流の振動が引き起こされる。但し、このシミュレーションは線路の固有振動の影響を見るため、変換器の制御を無効にして制御角を固定して動作させている。本検討で用いた直流送電モデルのように、架空線のリアクタンスとケーブル線路の静電容量が含まれ、その値が大きい場合は、変換器端にある直流コンデンサとの間で構成する LC 回路の共振現象により、直流線路の電流振動現象が顕著に現われる。シミュレーション結果に現れている振動成分で支配的となっているものは約 70Hz の成分であり、本検討で用いた電気角  $60^\circ$  間隔、1 サンプル遅



但し,  $K_{pr}, K_{pi}$  は各々順変換器, 逆変換器の P ゲイン。  
 $K_{ir}, K_{ii}$  は各々順変換器, 逆変換器の I ゲイン。

図 3.6 変換器制御系

れで動作する変換器制御系のみでこれを抑制することは難しい。そこで図 3.5 の等価回路中に示す L-R の並列回路で構成されるダンパ回路を直流コンデンサと直流線路の間に直列に挿入し, 電流振動を抑制することを考えた。図 3.7(b) に示したシミュレーション結果では, ダンパ回路の効果により電流振動が抑制されていることが顕著に表れている。

(3.11) 式の状態行列  $A$  について固有値解析により直流線路の固有振動を求めた結果, 表 3.2 に示すように, ダンパ回路の使用により各モードの減衰が改善されることが確認できた。シミュレーション結果と固有値解析結果を比較した結果, ダンパ回路を使用しない場合の振動成分の減衰と周波数は, シミュレーションでは  $-24(\text{sec}^{-1})$ ,  $70(\text{Hz}=440(\text{rad}/\text{sec}))$  であり, 固有値  $\lambda_{3,4}:-22.5(\text{sec}^{-1})$ ,  $446(\text{rad}/\text{sec})$  に一致する。ダンパ回路を使用した場合, シミュレーション結果に示すように振動がほとんど発生せず, 時定数が  $-54(\text{sec}^{-1})$  の単調減衰となる。これは, 減衰の最も悪い固有値  $\lambda_6:-50(\text{sec}^{-1})$  に一致し, 同じモードの固有値も減衰が約 12 倍となる。以上のように, 制御系を考えない場合ではダンパ回路の有効性が確認できた。但し, 解析には変換器制御が含まれていないため, 直流送電システム全体から見た場合の有効性は判断できない。そこで次節では, 自励式変換器の制御系を含めた直流送電の安定度について検討する。

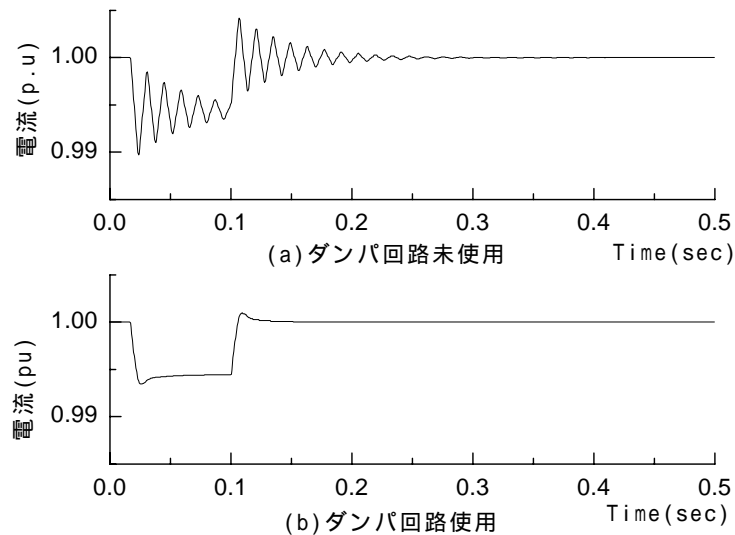


図 3.7 直流線路電流の応答

表 3.2 直流系統固有値

固有値	ダンパ使用せず*	ダンパ使用
$\lambda_{1,2}$	$-22.5 \pm j1341.45$	$-272.143 \pm j1304.6$
$\lambda_{3,4}$	$-22.5 \pm j446.647$	$-268.235 \pm j314.484$
$\lambda_5$		$-58.5309$
$\lambda_6$		$-50.7143$

### 3.3.3 連続時間系での固有値解析

電力システムの安定度解析では，一般的に連続時間系での固有値解析が行われている。他励式変換器での直流送電を含む電力システムの解析でも，変換器出力の離散的性質が全系の振舞に対して及ぼす影響が小さかったため，交流システムと同様に連続時間系での固有値解析が行われてきた。ここでは，解析モデルである電圧型自励式変換器を用いた直流送電に対して，連続時間系での固有値解析を行う。但し，解析モデルの変換器におけるデジタル制御系での 1 サンプルの遅れは，むだ時間要素  $e^{-sT}$  として表され，固有値解析でこれを取り扱うために (3.12) 式に示すように，一次遅れ  $\frac{1}{1+sT}$  で線形近似した。

$$\begin{aligned}\Delta\delta'_r(s) &= \frac{1}{1+sT}\Delta\delta_r(s) \\ \Delta\delta'_i(s) &= \frac{1}{1+sT}\Delta\delta_i(s)\end{aligned}\quad (3.12)$$

但し， $\delta_r, \delta_i$  は制御角指令値， $\delta'_r, \delta'_i$  は実際の変換器制御角， $T$  は 1 サンプル分の制御遅れを表す時定数。

デジタル制御系は (3.13) 式のように等価なアナログ制御系で表した。

$$\begin{aligned}\Delta\delta_r(s) &= -k_{cr}\left\{1 + \frac{1}{T_{ir}}\right\}\Delta V'_{dr}(s) \\ \Delta\delta_i(s) &= -k_{ci}\left\{1 + \frac{1}{T_{ii}}\right\}\Delta I'_{dci}(s)\end{aligned}\quad (3.13)$$

(3.1) 式の変換器有効電力出力から，変換器出力電流は (3.14) 式のように表される。

$$\begin{aligned}\Delta I_r(s) &= HK_r \frac{V_{sr}}{X_{cr}} \cos\delta_r \cdot \Delta\delta_r(s) \\ \Delta I_i(s) &= HK_i \frac{V_{si}}{X_{ci}} \cos\delta_i \cdot \Delta\delta_i(s)\end{aligned}\quad (3.14)$$

但し， $HK_r, HK_i$  は交直変換係数， $V_{sr}, V_{si}$  は交流母線電圧， $X_{cr}, X_{ci}$  は変換器用変圧器の漏れリアクタンスである。

制御入力の前段には，制御系のサンプリング周期より速い成分の変動を取り除くため，(3.15) 式に示す一次のフィルタを用いている。

$$\begin{aligned}\Delta V'_{dr}(s) &= \frac{1}{1+sT_{fr}}\Delta V_{dr} \\ \Delta I'_{dci}(s) &= \frac{1}{1+sT_{fi}}\Delta I_{dci}\end{aligned}\quad (3.15)$$

但し， $V'_{dr}, I'_{dci}$  はフィルタ出力， $T_{fr}, T_{fi}$  はフィルタの時定数。

これらの (3.12), (3.13), (3.14), (3.15) 式より得られる状態方程式と，(3.10) 式で示される直流送電線の状態方程式より (3.16) 式を導出し，状態行列  $A'$  の固有値を求める。

$$sX' = A'X' \quad (3.16)$$

但し， $X'^t = [\Delta I_{dcr}, \Delta I_{dci}, \Delta V_{dr}, \Delta V_{dc}, \Delta V_{di}, \Delta I_{ddr}, \Delta I_{ddi}, \Delta V'_{dr}, \Delta I'_{dci}, \Delta\delta_r, \Delta\delta_i, \Delta\delta'_r, \Delta\delta'_i]$ 。

後述するように，制御遅れを一次遅れを用いて考慮することにより，これを考慮しない場合に比べ計算機シミュレーション結果に対する固有値解析結果の誤差は減少する。しかし，電圧型自励式変換器を用いた直流送電の連続時間系での固有値解析では，変換器出力やデジタル制御の離散的動作に対して無視できない程度の固有振動周期を持った線路では，変換器出力応答の離散的性質の影響が無視できない。次節では，デジタル制御された変換器出力の離散的性質及び，制御遅れを正確に取り扱うため，離散時間系での固有値解析の検討を行う。

### 3.3.4 離散時間系での固有値解析

離散時間系での記述は，デジタル制御された変換器の離散的な動作を取り扱うのに都合が良いだけでなく，遅れが線形要素  $z$  として表わされるため，その取り扱いが容易である。一方直流線路はアナログ回路であり，本来連続時間系で表されるために，これを離散時間系へ変換する必要がある。連続時間系から離散時間系に変換する方法として， $s$  領域と  $z$  領域の状態方程式の関係  $P = e^{AT}$  を直接的に適用する。まず (3.17) に示した連続時間系の状態方程式の状態行列  $A''$  から，(3.18) 式を用いて離散時間系での状態行列  $P$  を求める。

$$sX'' = A''X'' \quad (3.17)$$

但し， $X''^t = [\Delta I_{dcr}, \Delta I_{dci}, \Delta V_{dr}, \Delta V_{dc}, \Delta V_{di}, \Delta I_{ddr}, \Delta I_{ddi}, \Delta V'_{dr}, \Delta I'_{dci}]$ 。

$$P = e^{A''T} \approx I + (A''T) + \frac{1}{2!} (A''T)^2 + \dots + \frac{1}{N!} (A''T)^N \quad (3.18)$$

但し， $T$ ：サンプル間隔，解析系統では， $N = 50$  とすると  $\epsilon < 10^{-10}$  の十分な収束が得られた。

順変換器，逆変換器のデジタル制御による変換器制御系は (3.19) 式のように表される。

$$\begin{cases} \Delta \delta'_r(z) = \frac{1}{z} \Delta \delta_r(z) \\ \Delta \delta'_i(z) = \frac{1}{z} \Delta \delta_i(z) \\ \Delta \delta_r(z) = - \left\{ k_{pr} + k_{ir} \frac{z}{z-1} \right\} \Delta V'_{dr}(z) \\ \Delta \delta_i(z) = - \left\{ k_{pi} + k_{ii} \frac{z}{z-1} \right\} \Delta I'_{di}(z) \end{cases} \quad (3.19)$$

デジタル制御された変換器の出力は，(3.14) 連続時間系の場合と同様に (3.20) 式で表される。

$$\begin{cases} \Delta I_r(z) = HK_r \frac{V_{sr}}{X_{cr}} \cos \delta_r \cdot \Delta \delta_r(z) \\ \Delta I_i(z) = HK_i \frac{V_{si}}{X_{ci}} \cos \delta_i \cdot \Delta \delta_i(z) \end{cases} \quad (3.20)$$

(3.18) 式で導出した離散時間系に変換したアナログ部の状態行列  $P$  に，(3.19) 式の制御系及び (3.20) 式の変換器出力を合成した (3.21) 式の状態行列  $P'$  の固有値が，解析モデルの離散時間系表現での固有値となる。

$$zX''' = P'X''' \quad (3.21)$$

但し， $X'''^t = [\Delta I_{dcr}, \Delta I_{dci}, \Delta V_{dr}, \Delta V_{dc}, \Delta V_{di}, \Delta I_{ddr}, \Delta I_{ddi}, \Delta V'_{dr}, \Delta I'_{dci}, \Delta \delta_r, \Delta \delta_i, \Delta \delta'_r, \Delta \delta'_i]$ 。

### 3.3.5 離散時間系での固有値解析の有効性

前節で示した離散時間系での固有値解析の有効性を確認するため，本節では固有値解析結果と計算機シミュレーション結果との比較検討を行う。計算機シミュレーションでは，応答の非線形性が強くなるように逆変換器側の交流系統電圧が 0.1 秒間 0.99p.u に低下する微小変動を与え，

生じた動揺が収束するかどうかで安定判別を行い，動揺波形の周期と減衰を固有値と比較する。図 3.8, 3.9, 3.10 は，本解析モデルにおいて支配的なモードとなっている固有値  $\lambda_{3,4}$ ,  $\lambda_{7,8}$  各々の実部について，逆変換器の定電力制御ゲイン  $K_{ci}$  に対する特性としてプロットしたものである。なお比較を簡単にするため，離散時間系の固有値は (3.22), (3.22) 式を用いて連続時間系の固有値へ等価変換している。

$$c = \frac{\log_e \frac{a}{\cos dT}}{T} \tag{3.22}$$

$$d = \frac{\arctan\left(\frac{b}{a}\right)}{T} \tag{3.23}$$

但し， $a, b$  は各々離散時間系での固有値実部・虚部， $c, d$  は各々連続時間系での固有値実部・虚部。

また，順変換器の定電圧制御ゲインは電圧特性の垂下率として決め  $K_{cr} = 1$  とした。パラメータとして，順変換器，逆変換器の積分制御時定数  $T_{cr}, T_{ci}$  を 1, 0.1, 0.01 に設定し，別々のグラフに表示している。またダンパ回路の有無を条件として，ダンパ回路の動揺抑制効果について検討する。図中に示した安定限界は，計算機シミュレーション結果から得られた直流電流振動の発散が生じない  $K_{ci}$  の値の上限である。 $T_{cr} = T_{ci} = 0.01$  のケースにおいては，ダンパ回路を使用しない条件では  $K_{ci}$  の値に関わらず不安定となった。

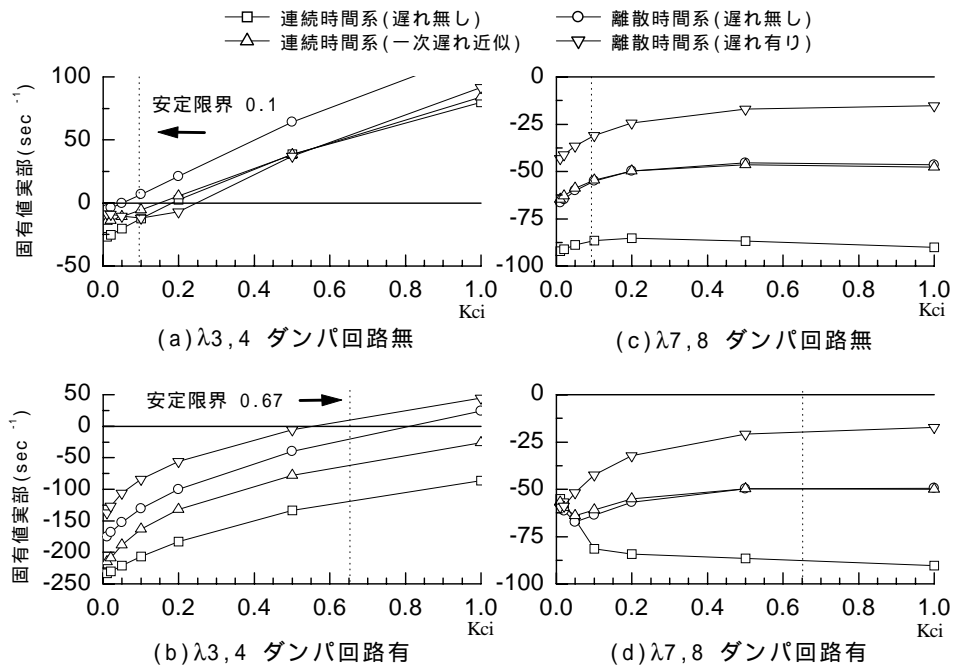
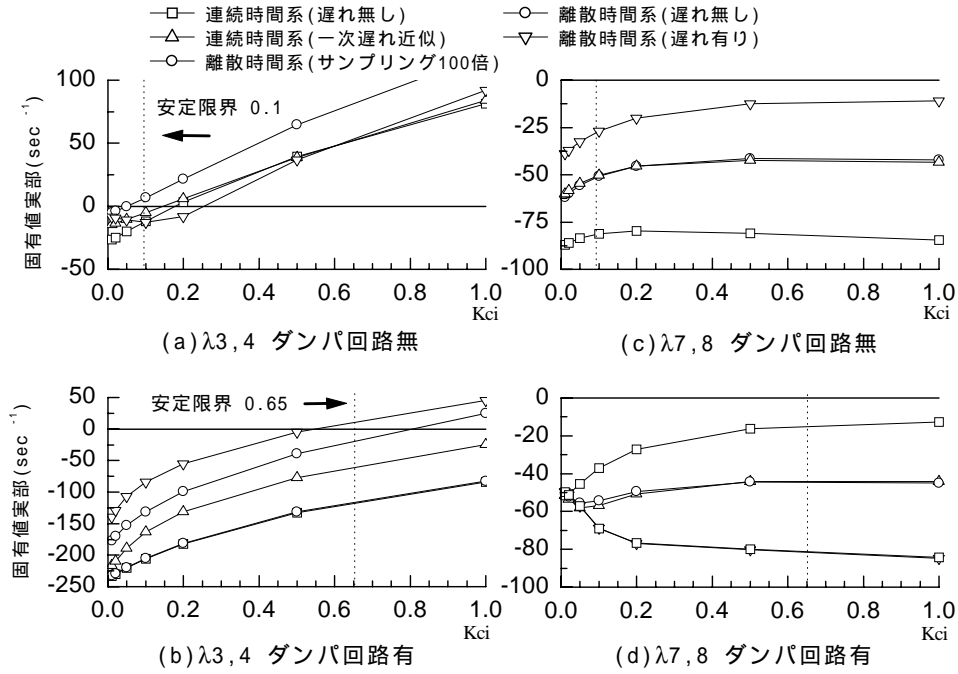


図 3.8  $T_{cr} = T_{ci} = 1$  のケース

連続時間系で遅れを考慮しない場合は，図 3.8(b) に示すように安定限界  $K_{ci} = 0.67$  において固有値実部は-125 であり，固有値解析結果としては安定となっている。また，制御遅れを一次遅れで近似した場合の連続時間系での固有値も実部は-70 であり，安定という結果を示し離散時間系での固有値解析では固有値実部は-20 となり，安定の判別結果となるが誤差は連続時間系での解析に対して 28.5% に改善される。さらに，制御遅れを考慮することにより固有値解析結果は実部が 10 となり，不安定の判別結果となり，誤差も 14% まで減少する。図 3.9, 3.10 においても同様に，従

図 3.9  $T_{cr} = T_{ci} = 0.1$  のケース

来の連続時間系での固有値解析を離散時間系での固有値解析とすることで解析精度の向上を図ることが可能となった。

図 3.11 はダンパ回路を用いた場合の  $T_{cr} = T_{ci} = 0.1$  における  $K_{ci} = 0.8, 0.5, 0.1$  に対する直流線路電流の応答を計算機シミュレーションで求めた結果である。 $K_{ci} = 0.8$  の場合は不安定を示しており、発散している振動成分は図 3.9(b) に示した  $\lambda_{3,4}$  に対応している。計算機シミュレーション結果に現れている振動成分の減衰及び振動周期は  $12.5(\text{sec}^{-1})$ ,  $48(\text{Hz})$  であり、制御遅れを考慮した離散時間系での固有値  $28.3(\text{sec}^{-1})$ ,  $42.9(\text{Hz})$  は実部において誤差があるために実際の 2.2 倍程度の値を示すが、虚部においては 10% 程度の誤差しか生じておらず、シミュレーション結果にほぼ一致する。制御遅れを考慮していない連続時間系での固有値  $-100.356(\text{sec}^{-1})$ ,  $441.348(\text{rad/pu}(=70.21\text{Hz}))$  は、実部が負の値かつ振動周期にも 46% の誤差があり、不安定を示すシミュレーション結果と一致しない。

$K_{ci} = 0.5$  に対して、シミュレーション結果に示すように直流線路電流は振動するが安定化しており、振動成分の減衰及び周期は図 3.9(b)  $\lambda_{3,4}$  に対応する。計算機シミュレーション結果より求めた振動成分の減衰及び振動周波数は  $-13.8(\text{sec}^{-1})$ ,  $48(\text{Hz})$  であり、制御遅れを考慮した離散時間系での固有値が  $-4.61(\text{sec}^{-1})$ ,  $40.8(\text{Hz})$  であり不安定を示した場合と同程度の誤差で一致する。制御遅れを考慮しない連続時間系の固有値  $-132.45(\text{sec}^{-1})$ ,  $64.52(\text{Hz})$  は、不安定を示す場合に比べて誤差は若干減少するものの、離散時間系での解析精度と同等の解析制度を得ることはできない。また直流線路電流波形の設定値に追従している成分の減衰は  $-6.3(\text{sec}^{-1})$  であり、これは  $\lambda_{11}$  の減衰  $-6.8(\text{sec}^{-1})$  に一致する。

$K_{ci} = 0.1$  では、 $\lambda_{3,4}$  の減衰が大きく、この固有値の振動成分はほとんど現れない。設定値に追従しようとする  $\lambda_{11}$  の減衰  $-3.08(\text{sec}^{-1})$  の成分が現れ、計算機シミュレーション結果より得た減衰  $-3.2(\text{sec}^{-1})$  と一致する。

$T_{cr} = T_{ci} = 0.01$  のケースでダンパ回路を使用しない場合は、計算機シミュレーション結果

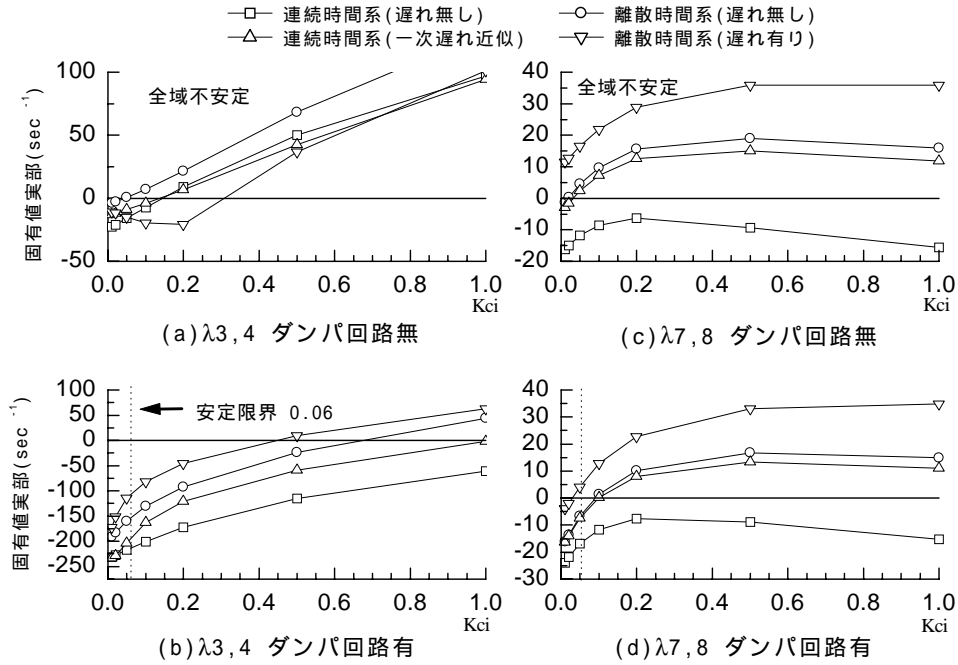


図 3.10  $T_{cr} = T_{ci} = 0.01$  のケース

は  $K_{ci}$  によらず不安定を示したが、これは図 3.10(c) に示す  $\lambda_{7,8}$  が不安定を示しているためであり、 $\lambda_{3,4}$  以外が不安定を示す場合でも計算機シミュレーション結果と一致する固有値を得ることができることを確認した。また図 3.9 に示したサンプリング周期を 100 倍にした場合の離散時間系の固有値解析結果は、サンプリング時間を非常に短くすると連続時間系での固有値解析結果とほとんど変わらなくなることを示している。つまりデジタル制御及び制御遅れによる影響が、解析モデルのような架空線を両端有する長距離ケーブル線路では無視しえなく、提案方式である離散時間系での解析方法の妥当性を示すものであり、安定判別及び制御応答の解析が精度良く行えることが確認された。

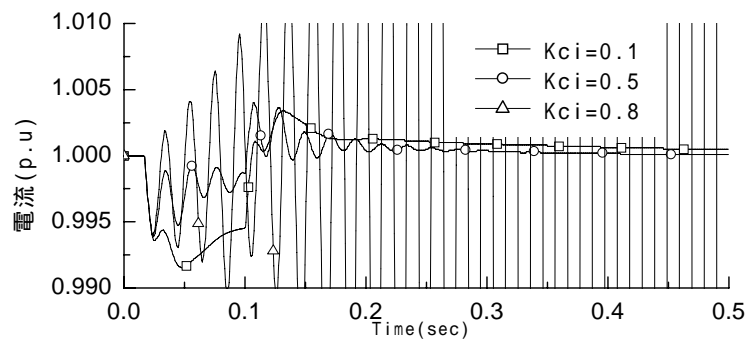


図 3.11 逆変換器ゲイン  $K_{ci}$  による応答の違い

### 3.3.6 ダンパ回路による安定度の改善効果

図 3.8~3.10 の (a) と (b), (c) と (d) を各々比較し, ダンパ回路の安定度改善に対する効果について検討する。 $K_{ci}$  を大きくすることで固有値  $\lambda_{11}$  の減衰を大きくし, 応答の速い制御系を実現することができるため,  $K_{ci}$  の値を大きくすることを目標とする。上述のように, 固有値  $\lambda_{3,4}$  は  $K_{ci}$  の値を大きくすることで不安定を示すようになる。ダンパ回路を用いることで固有値  $\lambda_{3,4}$  の実部が負の方向に移動するため, 制御の安定度が改善される。従って, 逆変換器の直流定電流制御ゲイン  $K_{ci}$  を大きくすることが可能になる。固有値  $\lambda_{5,6}$  はダンパ回路電流のモードであり, 制御系のゲインや時定数の影響をほとんど受けず安定である。但し, その他の制御系に関する固有値については,  $\lambda_{3,4}$  に比べてもともと安定であるためダンパ回路による安定化の効果は小さく,  $K_{ci}$  の大きい領域では, 制御系自体が不安定を示すようになり, 特に時定数が小さい場合は  $\lambda_{7,8}$  が不安定を示すようになる。以上のように, 固有値解析の結果からダンパ回路は回路モードの安定化に有効であることが確認された。

### 3.3.7 制御系及びダンパの設計

本節では, 変換器比例・積分制御ゲイン及びダンパ回路定数の条件を考慮して, 制御系およびダンパ回路の設計を行う。設計目標として, 各固有値実部が  $-5(\text{sec}^{-1})$  より小さくなることを設定した。

#### 変換器制御定数

逆変換器直流定電流制御ゲイン  $K_{ci}$  に対して, 固有値  $\lambda_{3,4}, \lambda_{7,8}$  は  $K_{ci}$  が大きくなると不安定を示す。一方, 制御の追従性を示す固有値  $\lambda_{11}$  は,  $K_{ci}$  が大きくなると十分な減衰特性が得られず, 追従が悪くなる。ここでは  $\lambda_{3,4}$  の減衰が条件を満たす範囲で  $T_{cr} = T_{ci} = 1$  及び  $T_{cr} = T_{ci} = 0.1$  の時  $K_{ci}=0.5(\text{rad/pu})$  とした。

順変換器直流定電圧制御ゲイン  $K_{cr}$  は, 電圧特性の垂下率を決める。但し追従速度の速い積分制御が入る場合は, 垂下率は一意に定まらない。安定度に大きい影響を与える固有値  $\lambda_{3,4}$  は, 応答の良い制御系とするために  $K_{ci}=0.5(\text{rad/pu})$  とした。この時  $\lambda_{3,4}$  の実部は小さくなるため,  $K_{cr}$  の値を大きくしたときには不安定となる可能性がある。但し  $K_{cr}$  は,  $\lambda_{7,8}$  の固有値実部の値を大きく変化させ,  $K_{ci}$  が大きいときは  $\lambda_{7,8}$  の減衰を大きくとれる  $K_{cr}$  の範囲が狭まる。ここでは,  $K_{ci}$  によらず  $-40(\text{sec}^{-1})$  と大きな減衰の得られる  $K_{cr}=-0.5(\text{rad/pu})$  とした。 $\lambda_{3,4}, \lambda_{7,8}$  以外の固有値に関しては,  $K_{cr}$  の値により減衰が変化するが, 全体の安定度への影響は非常小さく,  $K_{cr}$  の影響は無視できる。

固有値  $\lambda_{10,11}$  は, 積分制御ゲイン  $T_{cr}, T_{ci}$  が小さいと十分な減衰が得られない。一方  $\lambda_{7,8}$  は積分制御ゲインが大きくなると十分な減衰が得られない。これらの固有値の実部は比例制御ゲインにより変化するため, 両者のバランスを考え,  $T_{cr} = T_{ci}=0.1(\text{sec})$  とした。

#### ダンパ回路定数

ダンパ回路はリアクトルと抵抗の並列回路から構成される。ダンパ回路の L, R の値を決める際, コスト及び絶縁設計, 大きさ等の制限が厳しい L の値を優先して決定するべきである。ダンパ回路の L の値が大きいほど固有値  $\lambda_{3,4}, \lambda_{7,8}$  の減衰が大きくなる。各 L の値に対して減衰を最も大きくする R の値があるが, 設計条件を満たすには L が 1H 程度必要となる。一方 L が大きすぎると



$\lambda_5, \lambda_6$  は減衰が悪くなるため、適度な減衰を得ることのできる範囲で  $L$  の値を選ぶのが望ましい。但し、 $\lambda_5, \lambda_6$  はダンパ回路を付加することにより現れるモードであるため、ダンパ  $L$  の増加により減衰が悪くなるのも、 $L$ - $R$  の回路構成から理由付けできる。上述の条件より、ダンパ回路の  $R, L$  の値を  $L=1\text{H}$ ,  $R=50\Omega$  とした。

#### ダンパ回路設計例

以上の結果より、全ての固有値は  $-5$  以下にする条件を満足する値として、ダンパ回路  $L=1\text{H}$ ,  $R=50\Omega$ , 制御係数  $K_{cr}=0.5(\text{rad/pu})$ ,  $K_{ci}=0.5(\text{rad/pu})$ ,  $T_{cr} = T_{ci}=0.1(\text{sec})$  とした。得られた固有値を表 3.3 に示す。この値を用いて得られた計算機シミュレーション結果は図 3.12 のようになり、安定で応答の速い制御となっていることが分かる。

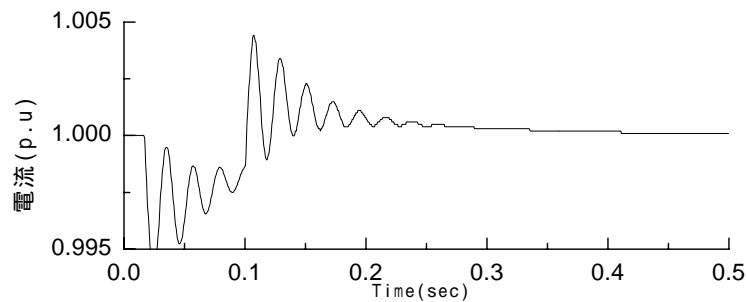


図 3.12 逆変換器ゲイン  $K_{ci}$  による応答の違い

表 3.3 固有値解析結果

モード	固有値	(離散時間系値)
$\lambda_{1,2}$	$-258.023 \pm j974.151$	$(-0.475609 \pm j0.190677)$
$\lambda_{3,4}$	$-10.8529 \pm j257.94$	$(0.731715 \pm j0.637245)$
$\lambda_5$	$-785.464$	$(-0.112833)$
$\lambda_6$	$-57.2829$	$(0.852895)$
$\lambda_{7,8}$	$-40.5844 \pm j65.0494$	$(0.878843 \pm j0.160552)$
$\lambda_9$	$-50.6167$	$(0.868835)$
$\lambda_{10}$	$-13.3069$	$(0.963711)$
$\lambda_{11}$	$-6.74186$	$(0.981447)$
$\lambda_{12,13}$	$-379.594 \pm j660.065$	$(0.0904797 \pm j0.336438)$

### 3.4 過渡応答特性

前節では、微小擾乱に対する実効値シミュレーション及び固有値解析により、ダンパ回路の安定度改善効果に対する有効性を確認した。但し、実行値解析では変換器のスイッチング動作を模擬しておらず、非線形性が強く現れる大きな擾乱に対しては、必ずしも有効な解析方法とはならない。瞬時値領域での計算機シミュレーションによる解析では、変換器各相のスイッチング素子

の動作を模擬するため高調波等を含めた解析が可能である。本節では、瞬時値領域での計算機シミュレーションを用いて自励式直流送電システムの解析を行い、ダンパ回路の有効性について検討する。解析対象の送電線モデルは、前節で用いた図 3.4 と同等なものを用いた。但し、逆変換器側の交流系統は無電源系統とした。

### 3.4.1 変換器の PWM 制御系

順変換器では直流定電圧制御を位相角制御により行なう。逆変換器は交流系統側が無電源系統であるため、負荷の大きさと力率により自ずと出力電力と位相角が決定される。従って三角波-正弦波比較による PWM 制御で、信号波である正弦波の振幅を制御することによる負荷端交流定電圧制御を行った。PWM パルス数は三相交流で高調波を低減する条件で、3 の倍数かつ奇数という条件を満たし、GCT 等のスイッチング素子で適用可能な 15 パルス (900Hz) を採用した。なお PWM の周波数を高くできない場合は、変換器を多重化し等価的にスイッチング周波数を高くすることで高調波を低減することができるが、本解析のモデルでは変換器構造の簡素化のため単独運転させている。制御系の定数は大きい擾乱下でも安定に動作可能なように試行錯誤的に修正したため、前節で求めた値と若干異なる。使用した値は、順変換器直流定電圧制御  $K_p=0.3(\text{rad/pu})$ ,  $K_i=5 (\text{rad/pu/sec})$ , 逆変換器交流電圧制御  $K_p=0.3(/\text{pu})$ ,  $K_i=(/\text{pu/sec})$  である。

### 3.4.2 瞬時値シミュレーション

瞬時値領域での計算機シミュレーションによる解析を簡略化するために、以下の仮定を行なった。

- 変換器素子は理想スイッチとし、素子による電圧降下、順方向内部抵抗は無視した。
- スナバ回路は無視した。
- 直流送電線路は集中定数回路で表現した。
- 順変換器側交流系統・直流系統・逆変換器側交流系統に分けて別々に回路解析し、それらの間を変換器のオン-オフ動作で関連付ける。
- 実際の変換器では、ターンオフ遅れに基づく各アームの半導体デバイスの直流導通状態の発生を避けるためオン時間を遅らせる、いわゆるデッドタイムを設けるが、素子を理想スイッチとしたためこれを考慮しない。

### 高調波解析

直流送電では変換器が交直変換に際し、高調波を発生するためこれを十分に抑制し、他の電力機器や近隣の通信線に障害を及ぼさないようにする必要がある。自励式変換器の発生する高調波を抑制する方法としては変換器の PWM 周波数を高くする、直流コンデンサ容量を大きくする、直流リアクトルを付加する方法が考えられる。スイッチング損失の増大による PWM 周波数の上限を考慮して、本検討では 15 パルス (900Hz) の PWM 制御を行った。交流系統側は、高調波フィルタによりスイッチング周波数より高い成分の高調波を抑制し、系統側に流出しないようにしている。直流系統側は平滑用の直流コンデンサがあり、変換器が直流側に発生する高調波成分を吸収する。但し、長距離ケーブル線路が接続される場合は直流線路のインピーダンスが低くなるために、条件によっては線路側に流出しようとする高調波を直流リアクトルにより抑制する必要がある。

る。計算機シミュレーションで得た定常状態における直流線路電流の高調波成分の振幅を図 3.13 に示す。解析系統は静電容量が大きい長距離ケーブル線路を含んでおり、直流コンデンサの容量を増加させることにより高調波を減衰させることができるが、減衰量に反比例した容量の直流コンデンサを必要とする。直流リアクトルを使用した方が効果的に高調波を抑制することができる。またダンパ回路のリアクトルによる高調波の抑制は、高調波が並列に接続された抵抗でバイパスされ通過するため期待できない。但し、高調波抑制のために直流リアクトルを使用する場合は、後述するように線路電流振動の減衰が悪くなるため、併せてダンパを使用することが必要である。

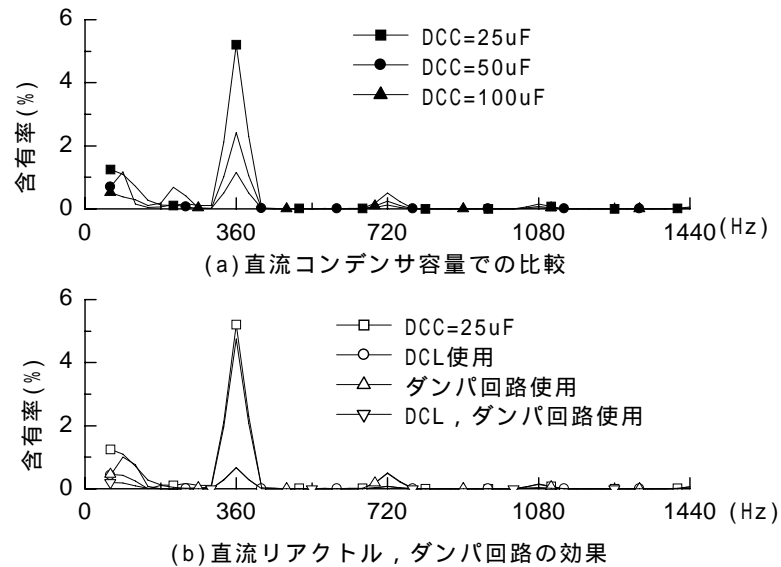


図 3.13 高調波

#### ダンパ回路損失

表 3.4 に定常時及び、擾乱発生時のダンパ回路での損失を示す。定常時のダンパ回路での損失は、線路損失の  $\frac{1}{24}$  であり非常に小さい。また直流リアクトルを使用した場合は、高調波成分が直流リアクトルで抑制されるためダンパ回路の抵抗で熱となる量が減るため、線路損失に対して  $\frac{1}{1000}$  の非常に小さい値となる。従って、定常状態においてダンパ回路を使用することによるシステムの効率の低下は無視しえる。

ダンパ回路は擾乱発生時における直流線路電流振動を抑制する目的で使用される。従って擾乱発生時にはダンパ回路の抵抗で損失が発生するが、表 3.4 に示すように線路損失に対して十分小さな値となっており、発電機の制動抵抗のような大規模な設備を必要としないことが分かる。以上のように、損失の面でもダンパ回路の使用による不具合は生じない。

#### 擾乱に対する過渡応答

前節の安定度解析では、ダンパ回路の有効性を変換器制御及び変換器出力応答の非線形性が弱くなる微小擾乱に対して、動作点近傍で線形近似した等価回路を用いて検討し、その有効性を確認した。ここでは、制御及び変換器出力の非線形性が強くなる大きな擾乱に対するダンパ回路の有効性について検討を行う。大きな擾乱として、ここでは逆変換器側の負荷遮断について検討を

表 3.4 ダンパ回路損失

	ダンパ回路	ダンパ回路+DCL
定常状態	$3.8 \times 10^{-4} pu$ (1/24)	$9.0 \times 10^{-6} pu$ (1/1000)
負荷変動 (1/2)	$6.8 \times 10^{-4} pu$ (1/6.6)	$1.1 \times 10^{-4} pu$ (1/40)
負荷遮断	$5.0 \times 10^{-4} pu$ (1/18)	$1.3 \times 10^{-3} pu$ (1/3.5)

( ) 中は定常状態における線路損失  $9.0 \times 10^{-3} pu$  に対する割合である。  
但し変動発生時は発生後 0.5 秒間の平均値。

行なう。擾乱としては系統事故の方が大きいが、この場合は変換器の保護制御が主となるため、ここでは議論しない。負荷遮断の際に逆変換器母線の交流系統側の遮断器が動作するとし、母線に接続されている高調波フィルタは負荷として逆変換器側に残り、逆変換器は有効電力出力が 0 で動作し続けるとした。解析ケースとして通常の直流線路のみの場合、直流リアクトルを使用した場合、ダンパ回路を使用した場合、ダンパ回路と直流リアクトルを併用した場合の 4 ケースを考えた。計算機シミュレーションより得られた直流線路電流の応答を図 3.14 に示す。

全負荷遮断では逆変換器の有効電力出力は 0 となり制御不能であるため、順変換器の出力制御のみで直流系統を安定化しなければならない。負荷遮断が発生すると同時に、順変換器が注入している電力が余剰分となり直流電圧が上昇する。順変換器の直流定電圧制御は、直流電圧を設定値に回復させるため逆変換運転により余剰電力を順変換器側の交流系統に回生する。順変換器の運転が切り替わり直流電圧が設定値に回復するまでの間は直流電圧は過電圧状態が持続する。過電圧持続時間を短縮するために直流定電圧制御のゲインを高め設定した場合、線路の固有振動に変換器制御が追従できず、制御遅れのため直流電流が乱調・発散するため、ゲインをあまり高く設定することはできない。図 3.14(a) の様に線路のみの場合は、擾乱発生後電流振動が発生し 0.2 秒程度で収束するが、その間の電流振動の振幅は  $\pm 1 p.u$  に達する。また、図 3.14(b) に示す直流リアクトルを使用した場合は、線路の固有振動周期が制御系との間で干渉を起こすために、図 3.14(a) と同じ制御ゲインでも擾乱により直流電流の振動が発生・持続する。変換器の制御のゲインをこれより大きくした場合は、制御不安定を生じ発散する。図 3.14(c) に示すように、ダンパ回路を使用することにより図 3.14(a) でも減衰の悪かった電流振動が速やかに振動抑制される。また直流リアクトルを使用した場合にも、図 3.14(d) に示すようにダンパ回路を併用することで電流振動を抑制する事が可能となった。以上のように、電圧型変換器を用いた直流送電システムの動特性及び変換器制御は、ダンパ回路を挿入することによって特性が改善されることが明らかになった。

### 3.5 自励式変換器の経済性とダンパ回路

先述の検討では、自励式変換器を用いた直流送電の直流線路にケーブル線路が含まれている場合に発生しやすい直流電流の振動現象を、ダンパ回路の適用により抑制可能であることを示した。ここでは、適用するダンパ回路の及ぼす自励式変換器を用いた直流送電の経済性への影響について検討を行う。他励式変換器を用いた直流送電に比べて、自励式変換器を用いた方が経済的に有利になる場合として弱小交流系統への連系がある。このような限られた条件でしか経済的に効果が見出せない理由として、自励式変換器のパルブに用いる素子が自己消弧型の GTO や GCT であり、

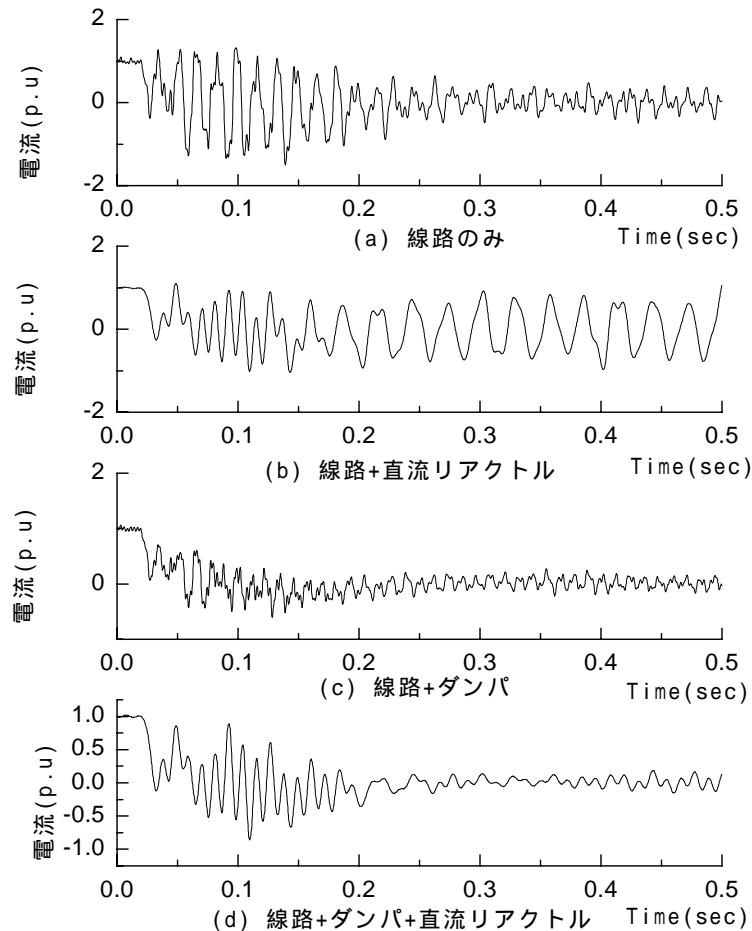


図 3.14 負荷遮断時の応答

その能力を持たないサイリスタバルブに比べてバルブコストが大幅に上昇することが挙げられる。他励式変換器を用いた変換所（定格 100MW, AC 125kV, DC 800A）のコストを 100%とした変換所コストの試算結果を図 3.15(a) に示す。同図では、変換器は 33%のコストを占めるが、同容量の自励式変換器ではその 2 倍のコストを要する。一方、自励式変換器では必然的に発生する無効電力消費は無く、これを補償するための調相設備も必要としない。変換器及び変換器用変圧器も、変換器の無効電力調整能力を必要としなければ容量削減が可能であるが、ここでは  $\pm 50\text{MVar}$  の無効電力調整能力を持たせる設計にしてあるので、これらの容量は他励式変換器の場合と同じとして計算している。自励式変換器では PWM 制御の適用と変換器出力の多重化により、発生高調波は高次の領域に移動し低次の成分を持たない。従って小容量の高調波フィルタで、出力波形ひずみの改善が可能であるためにフィルタに要するコストも削減される。

直流側については、変換器の形式が電流型から電圧型に変更されるため、直流リップルの平滑が直流リアクトルから直流コンデンサになる。これに加えてダンパ回路を用いる場合は、ダンパ回路に用いる機器コストが重畳する。ダンパリアクトルは直流リアクトルと同じ電流容量を必要とするが、両端は低抵抗であるダンパ抵抗が並列に接続されるため、端子間の絶縁レベルを高く設計する必要が無く、対地絶縁レベルのみを確保すれば良いことを考え、ダンパ回路全体のコストを直流リアクトルと同等として扱った。

これらのコストを合計すると、図 3.15(a) に示すようにバルブ以外の機器コストは自励式と他

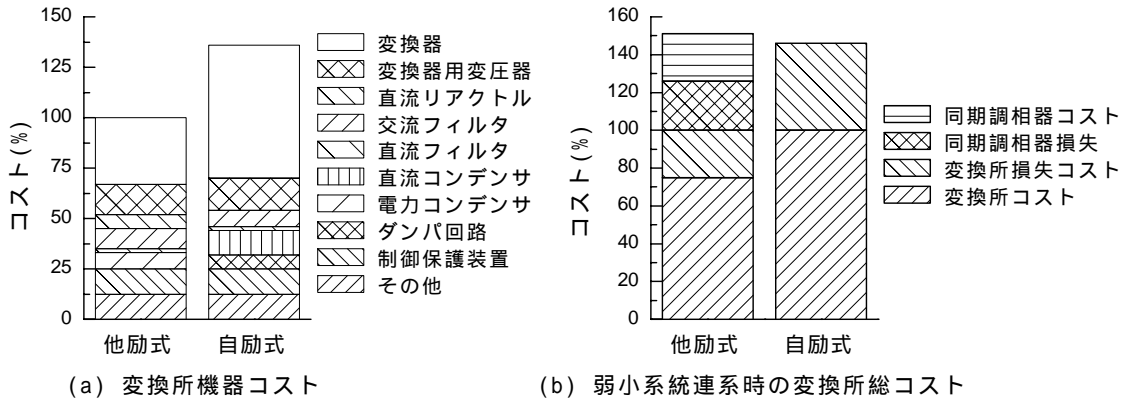


図 3.15 自励式変換器による直流送電のコスト

励式とでほぼ同じであり、両者のコスト差を広げているのがバルブコストのみになることが分かる。一方、図 3.15(b) に示した弱小系統連系時のコストは、他励式変換器では同期調相器の機器コスト及びそこで生じる損失により大幅なコスト増となる。自励式変換器にダンパ回路を適用した場合は、ダンパ回路での損失増加分はほとんど生じず、機器コストの増加分だけしか影響しない。自励式変換器では PWM 制御によるスイッチング損失の増大に伴う変換器での損失コストが、他励式変換器に比べて増大するが、これらを合算しても弱小系統連系時には総合コストにおいて約 3~5%程度自励式変換器による直流送電の方が経済的なメリットが生じる。

### 3.6 まとめ

本章では電圧型自励式変換器を用いた直流送電において、直流線路が架空線と長距離ケーブル線路からなる場合に顕著にあらわれる直流線路電流振動について、その発生原因及び解析法・安定化法について検討を行った。検討結果は次のように要約される。

- (1) 対象とした長距離ケーブル線路を含む自励式変換器による直流送電では、直流線路の固有振動周波数が、デジタル制御された変換器の制御系の制御間隔に近くに存在する。これは電圧型自励式変換器が、平滑用に大容量の直流コンデンサを用いており線路のリアクタンス及びケーブル線路の静電容量との間で共振回路を構成するためである。このような場合、変換器制御系の示す離散的性質が直流送電システムの安定度に及ぼす影響を無視しえなくなる。本章で適用した離散時間系での固有値解析法により、従来の連続時間系での固有値解析法では考慮することのできなかつた変換器の離散的性質及び、制御遅れを含んだ変換器の応答を考慮した解析が精度良く行える。安定判別の誤差は、本手法を用いることでこれを用いない場合に比べ最高 14%まで低減された。
- (2) 電圧型自励式変換器を用いた直流送電システムでは、線路リアクタンスと直流コンデンサとの間で L-C 回路を構成し、擾乱により直流線路電流の振動が発生し持続する。線路の固有振動周期とデジタル制御の制御間隔が近いと、制御によりこれを抑制することは困難であった。これをダンパ回路を線路に直列に挿入することで抑制することを提案し、まず離散時間系での固有値解析法により、その抑制効果に対する有効性を確認した。ダンパ回路を設置することで、制御ゲインを 6~7 倍大きくすることができ、制御の追従性が向上した。また、固有値解析によりダンパ回路の R, L 値が実現可能な値でも上記の効果が得られることを示した。

- (3) ダンパ回路が自励式変換器を用いた直流送電の動特性に及ぼす影響を検討した結果、ダンパ回路を適用することで直流送電の動特性を改善でき、定常状態での損失増加は線路損失の  $\frac{1}{24}$  程度のきわめて少ない値である。また、擾乱が発生した過渡時においてもその発生熱量は少なく、特殊な設計を必要としない。直流側に現れる高調波を抑制するために直流リアクトルを使用する場合は、これが直流送電線路における電流振動を助長し、持続振動の原因となる。この場合も、ダンパ回路を挿入することで送電損失をほとんど増やすことなく、直流リアクトルにより線路電流の高調波を抑制するとともに、系統全体の動特性を向上させることが可能である。

以上に述べたように、自励式変換器を用いた直流送電では線路の固有振動周波数が高くなるために、変換器制御がその影響を受けやすい。これを抑制する方法としてダンパ回路の適用を提案したが、今後機器の発達により制御系の高速化、スイッチングの高周波化が進んだ場合には、変換器制御により安定化することも可能であると考えられる。しかし、その場合にも高調波不安定現象等が新たに発生する可能性も有り、本章でモデル化を提案した離散時間系での安定度解析手法が適用できると考える。

## 参考文献

- [1] 電気学会:“直流送電の現況と適用技術”, 電気学会技術報告 II 部, 第 346 号 (1990)
- [2] 林他:“交直連系系統の交流電圧不安定現象の解析”, 電学論 B, 101 巻, 7 号, pp.383-390 (1981)
- [3] C. Adamson et al.:“High Voltage Direct Current Power Transmission”, Garraway Limited, London, Chap.8 Artificial Commutation, pp.121-132 (1960)
- [4] J. Reeve et al.:“A Technical Assessment of Artificial Commutation of HVDC Converters with Series Capacitors”, IEEE Trans.on PAS., Vol.87, No.10, pp.1830-1840 (1968)
- [5] H. M. Turanli et al.:“Feasibility of DC transmission with forced commutation to remote loads”, IEEE Trans. on PAS., Vol.103, No.6, pp.1256-1262 (1984)
- [6] K. Tam et al.:“Implementation of the Hybrid Inverter for HVDC/Weak AC System Interconnection”, IEEE trans. on PD., Vol.PWRD-1, No.4, pp.259-267 (1986)
- [7] 木村:“自励式インバータを適用した直流送電による孤立負荷系統の電圧制御”, 電学論 B, Vol.109, No.12, pp.531-538, (1989)
- [8] W. McMurray et al.:“FEASIBILITY OF GTOs IN HVDC SYSTEMS”, IEEE/PES 1988 Summer Meeting, WM 586-0 (1988)
- [9] B. T. Ooi et al.:“Voltage Angle Lock Loop Control of the Boost Type PWM Converter for HVDC Application”, IEEE Trans. on PELS., Vol.5, No.2, pp.229-235 (1990)
- [10] H. Yamada et al.:“GTO THYRISTOR APPLICATIONS FOR HVDC TRANSMISSION SYSTEMS”, IEEE Trans. on PD., Vol.5, No.3, pp.1327-1335 (1990)
- [11] B. T. Ooi et al.:“Voltage Source Type HVDC Transmission System”, Proc. of International Conference on Power Electronics in Tokyo, Vol.2, pp.1251-1257 (1990)
- [12] S. Arabi et al.:“Small Signal Stability Program Analysis of SVC and HVDC in AC Power Systems”, IEEE trans. on PS, Vol.6, No.3, pp.1147-1153 (1991)
- [13] N. Kimura:“Dynamic Behavior of HVDC System using Forced Commutation Converter”, Proc. of International Conference on Power Electronics in Tokyo, Vol.2, pp.1243-1250 (1990)

- [14] N. Kimura et al.:“Dynamic Behavior of HVDC System using Forced Commutation Converter in AC Fault”, Proc. of 4th EPE. in Firenze, Vol.1, pp.225–230 (1991)
- [15] N. Kimura et al.:“New Digital Control of Forced Commutation HVdc Converter Supplying into Load System without AC Source”, IEEE Trans. on PS., Vol.6, No.4, pp.1425–1431 (1991)
- [16] 舟木他:“電圧型変換器を用いた直流送電系統の直流線路電流振動抑制”, 電学論 D, Vol.113, No.1, pp.57–64 (1993)
- [17] 高橋:“デジタル解析”, 岩波書店 (1985)
- [18] 木村他:“自励式変換器の直流送電への適用–過渡応答から見た電流形と電圧形の比較–”, 電学論 B, 112 巻, 1 号, pp.10–18 (1992)
- [19] 常盤他:“自励式変換器を適用した HVDC システムにおける端子制御と協調制御”, 電学論 B, 112 巻, 1 号, pp.19–26 (1992)
- [20] 福山他:“直流単独系統の電源側高調波特性”, 電学論 B, 107 巻, 6 号, pp.283–289 (1987)
- [21] 福山他:“直流単独系統の高調波安定度解析”, 電学論 B, 107 巻, 6 号, pp.291–298 (1987)
- [22] 高崎他:“交流/直流送電系統の状態方程式モデル”, 電学論 B, 105 巻, 4 号, pp.315–322 (1985)
- [23] 藪部他:“インピーダンス関数行列による交直連系系統の電圧高調波安定理論”, 電学論 B, 98 巻, 2 号, pp.161–168 (1978)
- [24] 藪部他:“インピーダンス関数行列による交直連系系統の高調波解析手法”, 電学論 B, 97 巻, 12 号, pp.749–756 (1977)
- [25] 古関他:“直流送電系統の制御システムの解析的設計”, 電学論 B, 96 巻, 3 号, pp.139–146 (1977)
- [26] 古関他:“弱小交流系統に連系された直流送電系統の制御性能”, 電学論 B, 96 巻, 10 号, pp.481–488 (1976)
- [27] 高橋他:“PWM インバータの出力波形とゲート信号との関係”, 電学論 B, 95 巻, 2 号, pp.73–217 (1975)
- [28] 山地他:“交直変換装置の非整次高調波不安定現象の検討”, 電学論 B, 118 巻, 7/8 号, pp.899–905 (1998)



## 第4章 低周波ケーブル送電における潮流制御の基礎特性

### 4.1 序論

現在の基幹電力系統は、超高圧の架空送電線路で構成されている。送電電力が既設線路の容量を越える場合には送電線路の新設が必要となるが、近年の用地難や環境意識の高まりにともなって新たな送電鉄塔・架空送電線の建設は困難になっている。この問題は主たる需要地である都市区域において特に著しい。電力ケーブルによる地中送電は、線路自体のコストは架空線に比べ高くなるが、絶縁距離を短くできるため送電線路の占有面積が小さくなる、埋設設置することで周辺環境に対する影響が小さくなる、雷害等を考慮する必要がなくなる等の利点を持っている。このような背景から、架空線路に代わり電力ケーブルを用いた地中線路による送電が注目されている。都市区域における地中線路による送電は、500kV 送電線で 40km に至るものが建設されており<sup>[14],[15]</sup>、都市化区域の拡大により今後さらに長距離の線路も必要となることが予想される。また海底ケーブルを含め、国際連系を考えた場合には 100km を超える線路が必要となる。従って地中線路に用いる電力ケーブルの大容量化・コンパクト化・臨界送電距離の増大がケーブル送電採用の重要な鍵となっている。

直流送電は長距離大容量ケーブル送電を可能とする一つの解決手段であり、数百 km にも及ぶ海底ケーブル送電が実現されている。これには油浸紙絶縁による OF ケーブルやソリッドケーブルが使用されている。一方、通常の交流送電では、絶縁油加圧装置等の付帯設備が不要で、加工・取扱い及びメンテナンスが容易かつ絶縁特性に優れた架橋ポリエチレン (XLPE) を絶縁体に用いた固体絶縁ケーブルが主流になっている。しかし、交流用に開発された XLPE ケーブルに直流電圧を印加した場合には絶縁体内に空間電荷が蓄積し絶縁破壊を引き起こす問題があるため、これをそのまま直流送電に用いることはできない。直流送電に対して固体絶縁ケーブルを適用することを目的として、空間電荷蓄積問題解決のためケーブル絶縁体の改良が鋭意行われているが<sup>[4],[5]</sup>、直流耐圧・インパルス耐圧を同時に満足し、長尺で均質な特性を持った絶縁材料の開発は容易ではない。

一方、システム面からのアプローチとして、直流送電と異なる方式で同等の送電性能を持った XLPE ケーブル送電システムの新技术開発が考えられる。本研究では、このシステム面からの問題の解決を図ることにした。すなわち、パワーエレクトロニクス機器の導入を前提とし、XLPE ケーブル固有の性質を考慮した新しいコンセプトの送電方式として低周波ケーブル送電方式を提案している<sup>[6]-[9]</sup>。

本章ではまず提案方式である低周波ケーブル送電の基本概念について示すと共に、商用周波数による交流送電及び直流送電との比較を行う。次にケーブル線路の熱等価回路とその周波数特性を用いて、提案方式による限界送電距離延長効果及び送電容量の増大効果を定量的に評価する。提案方式はパワーエレクトロニクス機器の導入を前提としているが、システムの能力を引き出すには機器の制御方式が重要であり、制御方式について提案・考察を行う。最後に簡略モデルを用いた潮流制御の計算機シミュレーションにより、送・受電端子での制御方式の妥当性及びサイクロコ

ンバータ同士を対向させた構成での提案システムの動作検証を行う。

## 4.2 システム構成

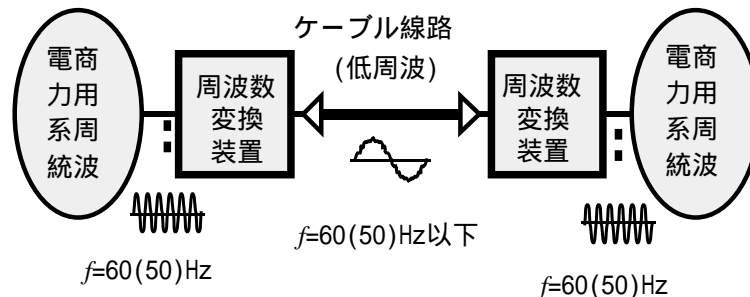


図 4.1 低周波ケーブル送電の基本構成

図 4.1 に著者らが提案する低周波ケーブル送電システムの基本構成を示す。中央部に示す低周波部分の線路には交流仕様の XLPE ケーブルを用いる。ケーブル線路は容量性回路であるため、低周波においても遅れ無効電力を発生する。但し無効電力の発生量は周波数に比例するため、通常用いられる商用周波数の場合に比べ周波数が低くなるほど無効電力の発生量が小さくなる。

低周波ケーブル送電部の送・受電端は、直流送電と同様に電力変換装置を設け、各々商用周波数の交流系統に連系されており、この交流-低周波連系系統は同期連系・非同期連系の種別を問わない。直流送電では電力変換装置は交直変換器であるが、低周波ケーブル送電では周波数変換装置となる。

周波数変換装置については図 4.2 に示すように種々の方式が考えられる。図 4.2(b) に示す自励式変換器の BTB 接続による周波数変換は、出力制御性能及び高調波削減の面で優れているが、システム全体では直流送電の 2 倍のスイッチング素子を必要とし、損失・コストの面から不利となる。低周波送電線路が容量性であることから、図 4.2(a) に示す他励式変換器の BTB 接続による周波数変換も可能であるが、低周波側の他励式変換器の動作制約が大きく、自励式直流送電と同様に一旦直流に変換する間接変換であるため不利となる。一方、図 4.2(c) に示す交流-交流直接変換のサイクロコンバータを適用する場合には、自己消弧能力を持たない従来型のサイリスタを使用することができる。サイリスタを電源転流するために交流系統に転流電圧及び無効電力を供給する電圧源を必要とするが、交直変換器の BTB 接続に比べ大容量の電力を低損失・低コストで変換することが可能である。

従って本章では、周波数変換装置にサイクロコンバータを適用する方式を採り上げ、低周波ケーブル送電システムの実現可能性について議論する。但しサイクロコンバータで歪みの少ない良好な低周波出力を得るには、出力周波数を電源周波数の  $\frac{1}{3}$  以下、つまり 60Hz 系統に対しては 20Hz 以下にする必要がある。

### 4.2.1 低周波ケーブル送電方式の得失

低周波ケーブル送電システムでは、交流仕様の XLPE ケーブルを用いる。提案方式と直流送電及び商用周波数の交流送電の得失を比較すると次のようになる。

- 油浸紙絶縁によるケーブルは交流・直流の両者において優れた絶縁性能を発揮し、低周波送

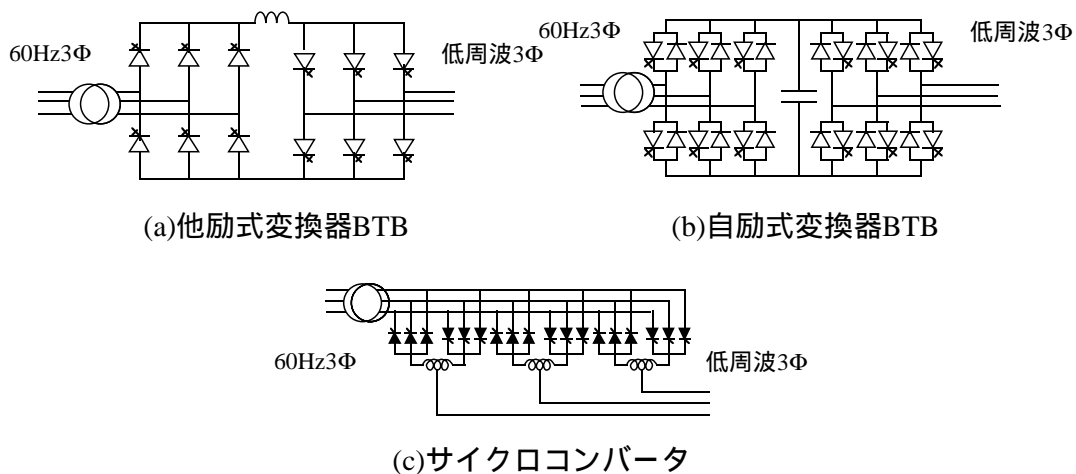


図 4.2 周波数変換装置

電に対しても同様である。但し OF ケーブルでは加圧装置等の付帯設備を必要とし、外傷による油流出等の危険があるため、電力ケーブルの主流は固体絶縁ケーブルに移行している。固体絶縁ケーブルは、メンテナンスが容易で誘電率や誘電体損も小さい。特に架橋ポリエチレン (XLPE) を用いたものは耐熱性にも優れている。一方、直流高電圧の使用に対しては絶縁体中に空間電荷が蓄積し絶縁破壊を引き起こす問題があり、交流仕様の XLPE 絶縁体を直流送電に使用することはできない。通常の XLPE 絶縁体中の空間電荷の蓄積現象に関しては、交流電圧を印加した場合 0.1Hz 以下では電荷蓄積が確認されるが、1Hz 以上ならば中和されるといふ実験結果が報告されている<sup>[10]</sup>。また絶縁耐力はむしろ通常の商用周波数の交流に比べ低周波のほうが優れているとも報告されている<sup>[11]-[13]</sup>。また、絶縁体の寿命は印加電圧のサイクル数に依存するとの考え方も有り、この考えを採用すると商用周波に比べ低周波の方が長寿命であるということになる。通常の交流仕様の XLPE ケーブルを用いる低周波ケーブル送電線路を空間電荷蓄積が生じない周波数領域で運転することにより、商用周波数交流ケーブル線路の性能を上廻ることが期待できる。

- 交流送電ではケーブルの充電無効電流が大きく、ケーブルの熱容量から決まる送電限界距離が短い。また送電距離が長くなるに従い、大容量のリアクトル補償が必要となり、長距離では両端補償だけでなく中間部にもリアクトル補償が必要となる。直流送電には無効電力に起因する送電限界距離の問題はない。低周波ケーブル送電では周波数を低くすることにより、ケーブル線路のサセプタンス成分が小さくなり充電無効電流が減少する。従って周波数に反比例して送電限界距離が長くなる。詳細についての検討は第 4.3 章で行う。また両端リアクトル補償が不要もしくは大幅に削減され、パワーエレクトロニクス機器の機能として出力制御での無効電力補償を行うことも可能である。
- 既設の交流ケーブル線路の増容量化は、OF ケーブルでは直流化することで可能である。しかし XLPE ケーブルでは、前述の空間電荷の蓄積現象のため直流化は不可能である。一方 XLPE ケーブルの低周波での使用に問題はなく、低周波ケーブル送電では線路電流における充電無効電流の占める割合が減少させることができ、有効電流を大きくとることができ送電有効電力が増大する。従って低周波ケーブル送電方式は交流仕様の既設 XLPE ケーブル線路の増容量対策としても適用可能である。

- 多端子接続した送電線では、系統切換えのための端子分離や、事故電流遮断のために遮断器が必要である。直流送電では交流のような周期的な電流零点がないため、常時損失のない機械式の遮断器が適用できない。直流送電では直流遮断器がなくとも線路事故の場合は変換器制御による事故電流抑制が可能であるが、接続されている直流全系の停止・事故区間開放・起動のシーケンスを伴い、多端子系統における無停電の高速端子分離ができない。低周波ケーブル送電では、商用周波数の交流送電に比べ時間間隔は長くなるものの電流零点が存在するため、機械式遮断器の適用が可能であり、通常交流送電と同じように並列多端子接続が容易である。低周波化することで  $\frac{dv}{dt}$  が小さくなるため、遮断器の遮断性能は向上する。線路事故に対しては、周波数変換装置の制御で位相進め等を行うことで電流ゼロ点を高速に生成、遮断することで無停電で高速な事故電流抑制が可能である。
- 直流送電では送受電端間の電圧差及び電流値により潮流が決まり、これを変換器により高速に制御することが可能である。低周波送電では、商用周波数の交流送電と同様に送・受電端間の電圧差・位相差で潮流が決まる。送・受電端の周波数変換装置の低周波出力電圧位相・振幅を協調して制御することにより高速な潮流制御が可能である。この潮流制御方式については第4.4章で検討する。
- 低周波送電の3相平衡状態では回線あたりの有効電力は一定である。3相3線式送電線路とすることで線路一条あたりの輸送能力は導体帰路方式の直流送電に比べ実効値ベースで1.15倍となり、送電線の輸送能力において直流送電をやや上回る。

ここでは、提案する低周波ケーブル送電システムの概要について述べると共に、ケーブル送電の送電周波数として低周波交流を採用した場合の利点・欠点について列挙した。提案方式の実用可能性を検討する場合、これら定性的な評価だけでなく定量的な評価も必要である。次節以降ではこの点に重点をおき、検討を行う。

### 4.3 ケーブル線路の低周波送電特性

電力ケーブルを地中埋設すると、架空線送電で用いられる裸電線に比べて熱放散性が極めて悪くなる。ケーブル絶縁体の絶縁耐力を劣化させないためには、ケーブルの最高許容温度以下で運転する必要がある。温度上昇の原因はケーブル線路における送電損失であり、交流送電においては送電損失に対して線路の静電容量に起因する充電電流が大きく影響するため、通常交流送電では定態安定度で決まる限界距離に対して臨界送電距離がかなり短いものとなる。本節では提案する低周波送電方式による充電電流削減が、ケーブル送電の臨界送電距離の延長及び送電容量の増大に対しどれ程の効果を示すかについて定量的評価を行う。

#### 4.3.1 ケーブル熱容量等価回路

電力ケーブルの熱等価回路を図4.3に示す。連続長時間使用時の常時許容電流 ( $I_1$ ) は、熱流と熱抵抗の積が温度差に等しいという関係を利用して(4.1)式のように表される。このときケーブル線路の熱定格容量は  $S_{th} = \sqrt{3}EI_1[\text{VA}]$  となる(三相分)。

$$I_1 = \sqrt{\frac{T_1 - T_2 - T_d}{r \cdot R_{th}}} \quad (4.1)$$

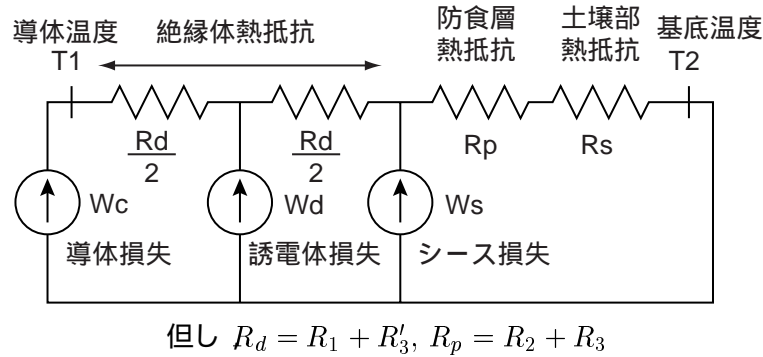


図 4.3 ケーブル熱等価回路

但し,  $T_1 = 90[^\circ\text{C}]$ (XLPE ケーブル),

$T_2 = 40[^\circ\text{C}]$ (洞道布設),

$T_d = W_d(\frac{1}{2}R_1 + R_2 + R_3 + R'_3)[^\circ\text{C}]$ ,

$r = 0.0164[\text{m}\Omega/\text{m}]$ (2000 $\text{mm}^2$ ):交流導体抵抗,

$R_{th} = R_1 + R'_3 + (1 + P_s)(R_2 + R_3)$ ,

$W_d = 2\pi f C \frac{E^2}{3} \tan\delta [\text{W}/\text{m}]$ ,

$R_1 = \frac{\rho_1}{2\pi} \ln \frac{d_2}{d_1} [\text{K}\cdot\text{m}/\text{W}]$ :絶縁体熱抵抗,

$R_2 = \frac{\rho_2}{2\pi} \ln \frac{d_4}{d_3} [\text{K}\cdot\text{m}/\text{W}]$ :防食層熱抵抗,

$R_3 = \frac{3\rho_s}{\pi d_5} [\text{K}\cdot\text{m}/\text{W}]$ :ケーブル表面放散熱抵抗,

$R'_3 = \frac{\rho'_s}{\pi d_i} [\text{K}\cdot\text{m}/\text{W}]$ :コア表面放散熱抵抗,

$\rho_1 = 3.5[\text{K}\cdot\text{m}/\text{W}]$ (XLPE ケーブル):絶縁体の固有熱抵抗率,

$\rho_2 = 5.5[\text{K}\cdot\text{m}/\text{W}]$ (PVC):防食層の固有熱抵抗率,

$\rho_s = 0.09[\text{K}\cdot\text{m}^2/\text{W}]$ (PVC):表面放散固有熱抵抗率,

$\rho'_s = 0.072[\text{K}\cdot\text{m}^2/\text{W}]$ (XLPE ケーブル):実効コア表面放散固有熱抵抗率,

$P_s = \frac{W_s}{W_c} = 0.02$ (6.6kV) = 0.6(154kV以上)(Al 被,3 条依積):シース損失率,

$W_s [\text{W}/\text{m}]$ :シース損失,

$W_c = I_1^2 \cdot r [\text{W}/\text{m}]$ :導体損失,

$f [\text{Hz}]$ :周波数,

$E [\text{V}]$ :線間最高電圧,

$\tan \delta = 0.0005$ (77, 154kV XLPE ケーブル), = 0.0003(275, 500kV XLPE ケーブル):誘電正接,

$C = \epsilon/2 \ln \frac{d_2}{d_1} \times \frac{10^{-9}}{9} [\text{F}/\text{m}]$ :静電容量,

$\epsilon = 2.3$ (XLPE ケーブル):比誘電率

図 4.4 の構造で, 表 4.1 に示す設計値である各電圧階級の XLPE ケーブルに対し, (4.1) 式により送電周波数に対する常時許容電流の大きさを求めた結果を表 4.2 に示す。

#### 4.3.2 伝送可能有効電力量

本節では前節に示した XLPE ケーブル線路の常時許容電流容量の計算式を用いて, 送電周波数が線路こう長と最大伝送有効電力の関係に与える影響を検討する。ケーブル線路の充電電流 ( $I_c$ ) は

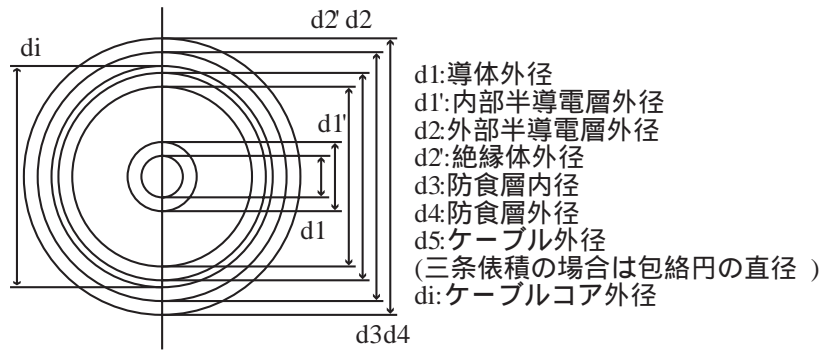


図 4.4 XLPE ケーブル構造

表 4.1 XLPE ケーブルの設計寸法

	66kV	154kV	275kV	500kV
$d_1$ (mm)	53.8	53.8	53.8	53.8
$d_2$ (mm)	79.8	93.8	106.8	114.8
$d_3$ (mm)	84.2	105.8	118.8	127.2
$d_4$ (mm)	93.2	115.8	129.8	139.2
$d_i$ (m)	0.081	0.096	0.110	0.117
$d_1'$ (mm)	57.8	57.8	58.8	58.8
$d_2'$ (mm)	77.8	91.8	104.8	112.8

但し，導体サイズは全て  $2000\text{mm}^2$ , 3 条巻積みとする。

線路こう長 ( $l$ ) に対して (4.2) 式から求まり，ケーブルの発生する無効電力 ( $Q_c$ ) は (4.3) 式となる。

$$I_c = \frac{2\pi f C l E}{\sqrt{3}} \quad (4.2)$$

$$Q_c = \sqrt{3} I_c E = 2\pi f C l E^2 \quad (4.3)$$

従って受電端負荷の力率を 1 とし，無効電力補償なしの場合の伝送有効電力 ( $P_R$ ) と線路こう長の関係は (4.4) 式ようになる。

$$P_R = \sqrt{S_{th}^2 - (2\pi f C l E^2)^2} \quad (4.4)$$

表 4.1 に設計した各電圧階級の XLPE ケーブルに対して，線路こう長に対するケーブルの伝送有効電力を，送電周波数をパラメータとして求めた結果を図 4.5 に示す。導体サイズが同じ場合，送電こう長が短ければ充電電流が殆ど流れないため，電流量の限界付近まで有効電力に利用できる。従って電圧が高い程送電電力が増加する。各々 66kV:196MW/回線，154kV:419MW/回線，275kV:754MW/回線，500kV:1359MW/回線 が 60Hz における XLPE ケーブルの熱容量限界で決まる短距離送電容量となっている。

電圧階級が高い程，ケーブルサイズが大きくなることからケーブルの熱放散性が悪くなり，電流量が小さくなる。従って，ケーブルの送電容量は電圧に比例しない。また常時許容電流は送電周波数が低ければ若干増加する程度であり，図 4.6 に示した 10km に対する周波数特性のように短距離送電では低周波化することによる送電容量の増大効果は高電圧階級においても小さい。

表 4.2 ケーブル常時許容電流

	66kV	154kV	275kV	500kV
60Hz	1718.821A	1571.645A	1582.096A	1569.185A
50Hz	1719.128A	1572.532A	1583.411A	1573.024A
40Hz	1719.435A	1573.418A	1584.726A	1576.854A
30Hz	1719.742A	1574.304A	1586.040A	1580.675A
20Hz	1720.050A	1575.189A	1587.352A	1584.487A
10Hz	1720.357A	1576.073A	1588.664A	1588.289A
5Hz	1720.510A	1576.515A	1589.319A	1590.187A
1Hz	1720.633A	1576.869A	1589.843A	1591.704A

図 4.5 より同じ周波数では、電圧階級が高いほど臨界こう長が短いことが分かる。この傾向は送電周波数にかかわらず同様である。60Hz 商用周波数の交流送電において 66kV では 100km の送電こう長でも 95%以上の有効電力伝送が可能であり、特に提案方式を用いなくても 100km 程度の長距離送電は可能である。しかし 154kV になると 100km では送電容量が 80%に低下し、さらに 275kV では 50%まで低下するため電圧階級が低い 154kV と同容量程度しか送電容量を確保することができない。また 500kV では 100km の送電は不可能であり、50km 程度での送電でも 500kV では 70%の送電容量しか確保することはできない。

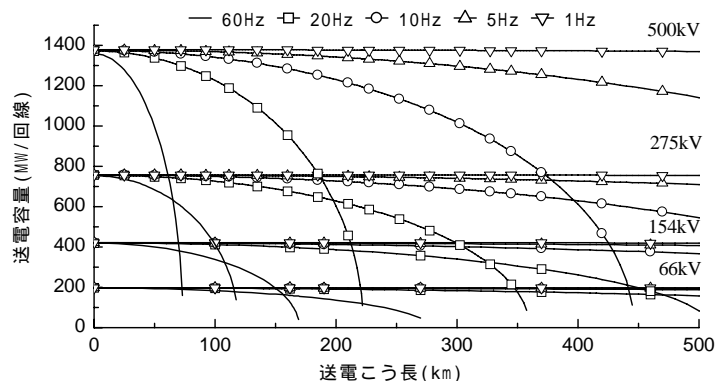


図 4.5 伝送有効電力に与える送電こう長の影響

図 4.6 に示す様に 500kV で 100km を送電するには、少なくとも 45Hz 以下にすることが必要である。275kV, 500kV では低周波化することによる長距離送電での伝送有効電力の容量の増大効果は大きく、50km では短距離とほぼ同じ送電容量を確保することが可能となり、さらに 500kV での 100km の送電が可能となる。10Hz 以下の周波数を選ぶことで、直流送電と同等の数百 km の長距離ケーブル送電も可能となる。さらに送電周波数が 1Hz では直流と同等の扱いができることが分かる。

大容量交流地中送電では定格 500kV, 1.2GVA/回線, 送電こう長 40km 程度のものが都心部直接引き込みのため建設中であり<sup>[14], [15]</sup>, 今後さらに架空線路の代替として長距離の線路も必要とされる可能性がある。上述の送電こう長と送電容量の関係から、低周波送電方式はこのような高い電圧階級での長距離・大容量ケーブル送電に適した方式であるといえる。

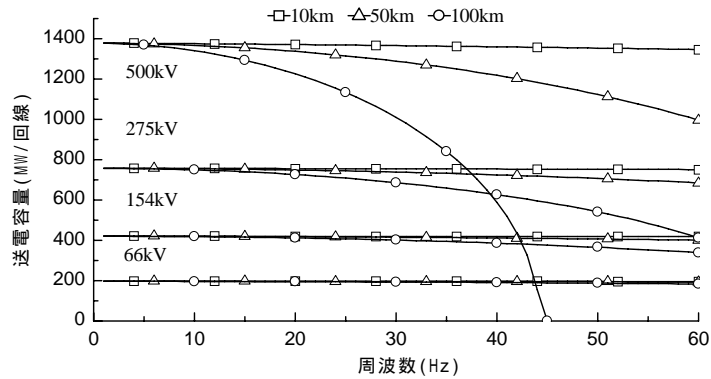


図 4.6 送電容量の周波数特性

#### 4.4 低周波ケーブル送電の制御

低周波ケーブル送電は商用周波数の交流を低周波の交流に変換して送電を行う。本節では周波数変換装置として、商用周波数の交流から低周波数の交流に直接変換するサイクロコンバータを採り上げ検討する。サイクロコンバータは鉄鋼の圧延ミル等の大容量の回転機負荷に対して、可変速制御を行うための装置として実用化されている。しかし、ここで提案している低周波送電のようなサイクロコンバータ同士を対向させ、電力の送・受電を行うような使い方はされていない。本稿では、サイクロコンバータの上記のような使用方法に対して、高速で制御性のよいシステムを構成するための制御方式について検討を行う。

##### 4.4.1 周波数変換装置

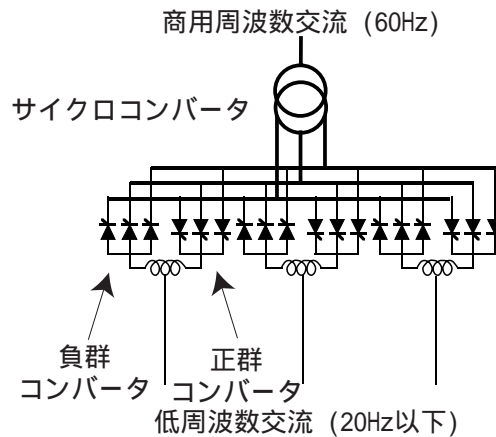


図 4.7 サイクロコンバータ回路

サイクロコンバータは図 4.7 に示すように、出力側に対して、正極性の電流を流す正群コンバータと、負極性の電流を流す負群コンバータから構成される。この正・負群コンバータの動作方式により循環電流方式と、非循環電流方式に分けられる。循環電流方式は出力電流の極性に関わらず常に正・負群のコンバータを動作状態にするため、常時正・負群間を循環電流が流れ、これが過電流とならないよう制限するリアクトルを必要とする。非循環電流方式は出力電流の極性に応じて



正群及び負群コンバータのうち一方のみを動作させる方式であり、必要な負荷電流のみ出力し循環電流を生じない。従って循環電流抑制リアクトルを必要とせず、装置の小型化が可能である<sup>[16]</sup>。

循環電流方式は出力電圧の高調波が少なく、出力電流零点付近での電流変動を生じない利点を持っているが、入力側の力率が低いために総合効率が低下する点及び、低周波ケーブル送電のような大電流を扱う装置では循環電流抑制リアクトルのサイズが大きくなる点が問題となる。非循環電流方式は出力電流零点付近でのコンバータの正・負群の切換えにデッドタイムが必要なために、出力電流の高調波が多くなる欠点を持つ。しかし装置の小型化が可能で、入力力率が低下しないため総合効率が高くなることから、低周波ケーブル送電におけるサイクロコンバータではより現実的な運転方式と考えられる。

電圧の昇降圧に関しては、商用周波数・低周波数の交流共に変圧器の利用が可能である。但し低周波数では変圧器が大型化すると同時に効率も低下するので、直流送電と同様に変換器の商用周波数交流系統側にのみ変圧器を適用するものとする。

#### 4.4.2 低周波系の基準位相・周波数設定

本節では低周波ケーブル送電において、潮流制御に必要な低周波交流系の基準位相・周波数設定方式について検討する。

直流には位相及び周波数がなく、直流送電では送受電端子間の電圧差と線路抵抗から決まる線路電流と、線路電圧の積によって有効電力潮流が決まり、無効電力を考慮する必要がない。潮流反転は他励式では電圧の極性反転、自励式では電流の向きを変えることにより行う。これらの潮流制御は、交直変換器の特性により高速に動作させることが可能である。

交流では電圧・電流に位相・周波数があり、このため電力も有効電力と無効電力の二つを同時に考慮しなければならない。通常の交流系統の位相と周波数は(4.5)式に示した発電機の動揺方程式によって決まる回転子の位置と回転速度に支配されている。

$$M \frac{d^2 \delta}{dt^2} + D \frac{d\delta}{dt} = P_m - P_e \quad (4.5)$$

但し、M:発電機慣性定数、D:制動係数、 $\delta$ :回転子角、 $P_m$ :機械入力、 $P_e$ :電気出力

各発電機間の同期化力により同期を保つことで、発電機の安定運転が保証される。但し発電電力と負荷のバランスが釣り合わない状態では、たとえ同期が保たれている状態でも発電機が全体に加速又は減速し、周波数が時々刻々変化する。半導体電力変換器を用いた FACTS 機器を導入した場合においても、これらの機器動作の基準となるのは発電機出力電圧の位相及び周波数であり、FACTS 機器自身は位相・周波数の基準とはならない。潮流計算等において無限大母線を考えない場合では、基準とすべき位相がないために各端子において絶対位相は定義できず、端子間の相対位相のみが決まる。このような系統の潮流計算を行うには、計算の簡略化のため基準位相となるスラックノードを設けることが必要である。基準位相を設けたほうが潮流計算が簡略化されることはすなわち、基準となる絶対位相を定義することで潮流制御を容易にすることを示している。発電機を直接接続しない低周波送電系統の位相・周波数は動揺方程式により支配されず任意に設定可能である。従って低周波送電方式では低周波系の基準位相を設定することを考える。このとき低周波系の全端子を基準周波数で動作させるという制約を加えれば、同期安定度の問題は発生しない。低周波系の基準位相・周波数設定方式について考えられる構成を図 4.8 に示す。図 4.8(a) に示す方式 A では、一方の端子が親端子として基準位相・周波数を生成し、他方の端子は子端子としてこれに従って運転する。図 4.8(b) に示す方式 B では、全ての端子を共通の基準位相・周波数に従って運転する。

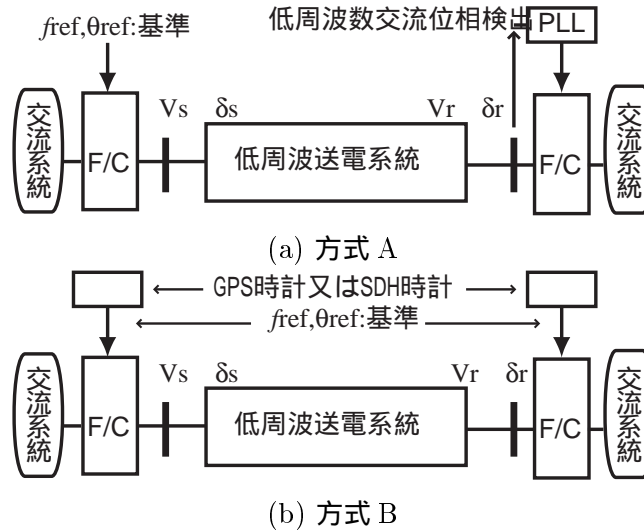


図 4.8 基準位相・周波数設定方式

方式 A では親端子が基準信号に従い低周波数交流を出力する。子端子は低周波側連系点での低周波電圧の検出位相に伴って自端子の低周波数交流を出力させる。従って子端子の起動に先立ち親端子を起動し、低周波電圧を確立しておく必要がある。この方式は各端子の分散制御に適用可能であるが、位相検出を行う PLL 方式等は検出時間遅れを伴う。低周波の 3 サイクルで位相検出が完全に追従するとしても、商用周波数に対しては周波数の変換比を掛けたサイクル数になるため、追従に要する時間は低周波になるほど長くなる。指令値変更等の過渡時には端子電圧の位相変化が伴うため、制御性が悪くなることが考えられる。

方式 B では基準位相・周波数の設定に、各端子で高精度の同期クロックを用いる。高精度の同期クロックとしては測位衛星を用いた GPS (Global Positioning System) 時計や、次世代高性能リレーシステムで用いられる SDH (Synchronous Digital Hierarchy) 方式<sup>[41]</sup>が適用可能である。これらはサブ  $\mu\text{sec}$  級の同期精度の実力を備えており、基準位相・周波数としての使用に耐えうるものである。但し、GPS 時計では衛星の捕捉情報喪失やシステムの不安定を生じることがあり、電力系統における機器制御系に適用するには信頼性に欠ける。一方 SDH 方式は電力系統の保護システムであるリレー情報と同じクロック信号を用いるため、信頼性及び電力系統と機器制御系の整合性の面で優れた同期方式であるといえる。本方式は個々に基準位相・周波数を持ち、これらが高精度で同期しているため検出遅れがなく簡便であり、多端子間の分散制御に適するものと考えられる。この基準位相を基に、各端子における低周波数交流電圧・電流位相を変換器により制御し、有効・無効電力潮流を任意の値に設定することが可能である。

#### 4.4.3 端子制御

図 4.9 に低周波ケーブル送電システムの低周波側の端子出力電力円線図を示す。ケーブル線路は図 4.10 に示すような等価回路で表され、直列成分であるインダクタンス及び抵抗が小さく、並列成分である静電容量が大きい。このため端子電圧を一定とした場合、ほぼ無効電力 (Q) 一定の横線上を出力点が移動することになる。また同図における半円の半径は、前節で求めたケーブルの熱定格から定められる最大電流より算出される最大皮相電力である。60Hz では有効電力 (P) の可制御範囲が小さいが、低周波化することで無効電力の発生が減少するため熱定格に対して最大有

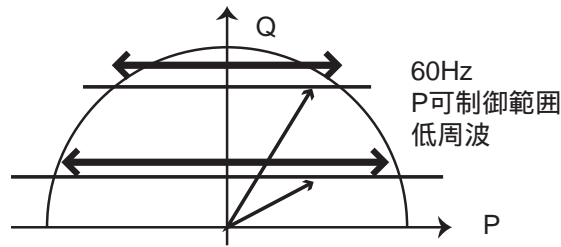


図 4.9 低周波系の端子出力電力

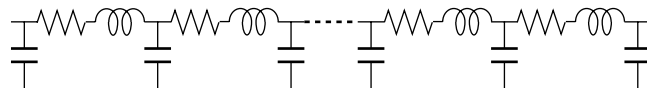


図 4.10 ケーブル線路等価回路

効電力が大きくなり、P の可制御範囲が拡大する。

図 4.8 の送電端子から受電端子への二端子送電を考えた場合、線路抵抗が無視できるとすると、送受電端電圧が同じであれば両端の位相差により有効電力潮流が決まる。低周波出力端子電圧の位相差制御については、基準位相に対して送・受電両端子の位相を同時に変化させる方法と、一方の位相を固定し他方の位相のみ変化させる二つの方法が考えられる。後者の方が制御系の構成が簡素になるため、本検討ではこれを図 4.11 に示す低周波ケーブル送電システムの端子制御系として次節の検討に用いる。送電端側では図 4.11(a) に示すようにサイクロコンバータの出力低周波電圧位相を基準位相 ( $\delta_s = 0$ ) で一定とする。受電端側は有効電力制御 (APR) がサイクロコンバータの出力低周波電圧の位相 ( $\delta_r$ ) を変化させて潮流を制御する。この動作点は図 4.11 の  $\delta$ -P 特性から決まる。これにサイクロコンバータの出力低周波電圧の振幅制御による無効電力制御 (AQR) を加えることで、ケーブル線路の熱容量限界以下での運転を可能とする。次節のシミュレーションで用いた変換器制御系のブロック線図を図 4.12 に示す。

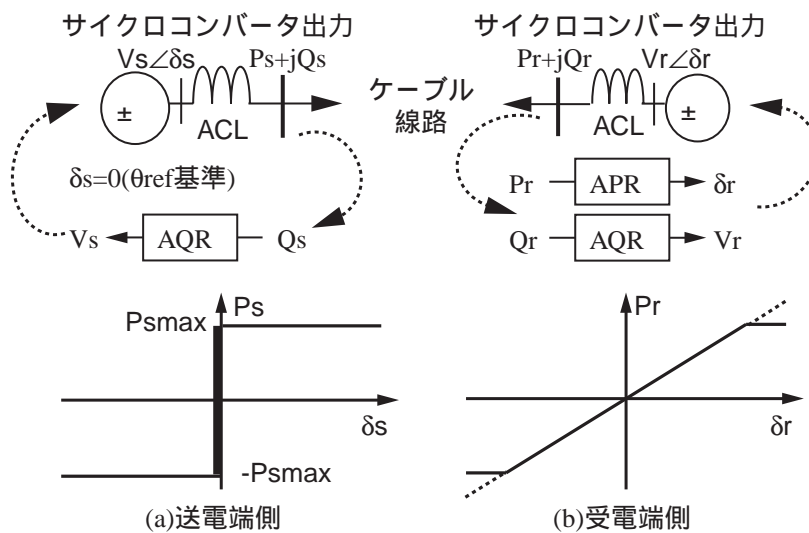


図 4.11 低周波ケーブル送電の端子制御方式

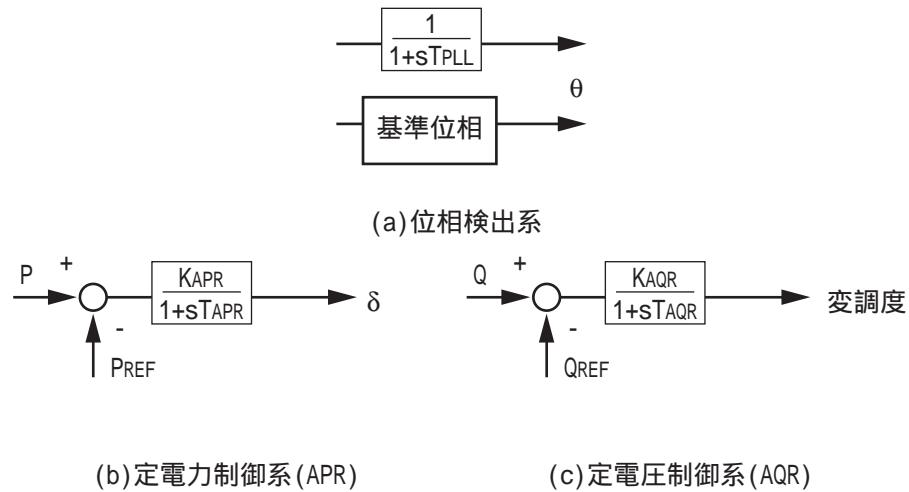


図 4.12 変換器制御系ブロック線図

ここでは、半導体電力変換装置であるサイクロコンバータを用いた場合の低周波ケーブル送電に対する潮流制御方式について述べた。さらに、低周波交流の位相基準設定方法について述べた。次節では、本節で提案した方式の妥当性について、計算機シミュレーションにより検証する。

## 4.5 低周波ケーブル送電のシミュレーションによる検証

ここでは、表 4.1 で設計値を示した通常の交流仕様の 500kV XLPE ケーブルを用いた低周波送電の潮流制御のシミュレーションを行い、提案制御方式の制御性及びサイクロコンバータを用いた低周波送電システムの動作検証を行う。検討には実効値解析シミュレーション及び ATP-EMTP を用いた瞬時値解析シミュレーションを行う。前者の実効値解析では主として端子制御の応答について調べ、後者の瞬時値解析では低周波送・受電端におけるサイクロコンバータの対向構成での動作検証を行う。

### 4.5.1 実効値解析シミュレーション

直流送電の実効値解析では、通常交流側を実効値モデル、変換器出力を平均値モデル、直流側を瞬時値モデルとして表す。低周波送電の解析においては、低周波系統側も実効値モデルで扱うことができるため、変換器出力も実効値出力として扱える。但し、低周波系統側の運転周波数が商用周波数とは異なるため、インピーダンス等の基準は商用周波数とは異なる値を使用しなければならない。

解析モデルでは、低周波の周波数を 10Hz とし、ケーブル巨長を 100km とした。サイクロコンバータの低周波端子出力はフィルタ用低周波 AC リアクトル ( $X=3\%$ ) の背後電圧で表し、電圧・電流諸量を 10Hz ベースの実効値で扱った。サイクロコンバータの制御系は、出力応答の遅れ及び検出系の遅れを考慮して、送・受電端両側の AQR 制御は時定数 ( $T_{AQR}$ )=0.3(sec)、ゲイン ( $K_{AQR}$ )=1(pu/pu) の一次遅れ制御系とし、出力電圧振幅目標値を制御した。受電端の APR 制御は時定数 ( $T_{APR}$ )=0.3(sec)、ゲイン ( $K_{APR}$ )=0.1(rad/pu) の一次遅れ制御系とし、低周波出力電圧の位相角を方式 A では PLL の検出位相に対して変化させ、方式 B では送電端と同じ基準位相に対して変化させる。送電端側の位相は、基準位相となるため指令値を 0 で固定している。なお

方式 A の PLL は 3 サイクル程度で追従するとして時定数 0.3(sec) の一次遅れを介して受電端電圧位相を検出位相として出力させる。

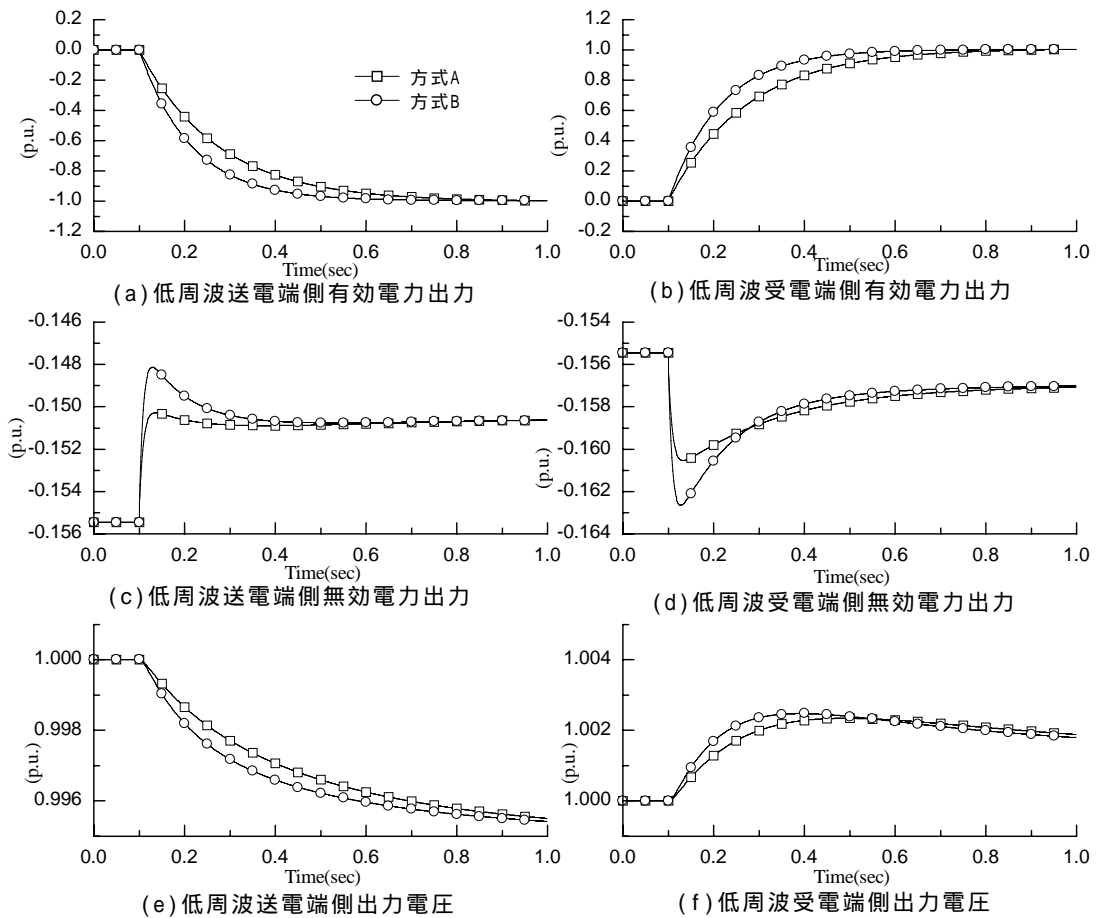


図 4.13 潮流指令値変更時の低周波出力応答 ( 起動時 )

### 起動

本節では、低周波ケーブル送電の起動時の応答を調べる。シミュレーション時間軸の  $T=0.1(\text{sec})$  の時点で、受電端側 APR の潮流指令値を  $0. \rightarrow 1.0\text{pu}$  に設定し、無負荷充電状態から定格負荷運転を行う検討を実施した。解析結果を図 4.13, 4.14 に示す。但し、AQR の指令値入力については変更していない。

方式 B では、送・受電端とも同一の基準位相信号に基づき動作しており、受電端側の低周波電圧位相に対する追従遅れがないために、 $T=0.55(\text{sec})$  の時点で潮流が指令値に追従する。一方 A 方式では PLL で受電端に現れる電圧位相を検出するため、これを考慮した位相追従遅れによって指令値に対する追従特性が悪化しており整定するまでに  $T=0.8(\text{sec})$  までかかっている。また図 4.13(c)(d) に示すように、APR による低周波出力有効電力の変化に影響を受け、過渡的にサイクロコンバータの無効電力出力も変動する。方式 B では有効電力の追従特性が良い反面、無効電力出力の変動量も大きく表れる。これは、本検討ではサイクロコンバータ出力を電圧源として扱い、AQR・APR で各々振幅と位相を別個に制御しているため、両者の間で干渉を生じ無効電力変動となり現れたものと考えられる。また制御系が一次遅れ系であるため、最終的に動作点の移動に伴

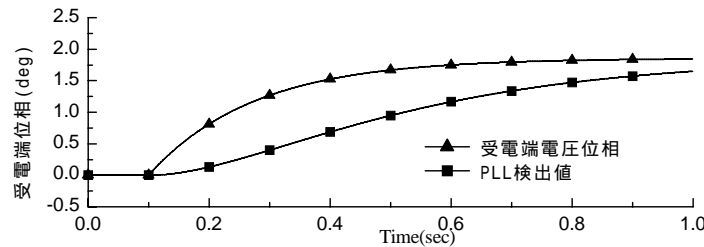


図 4.14 潮流指令値変更時の低周波出力電圧位相応答（起動時）

い無効電力出力値に若干のオフセットが残る。サイクロコンバータの低周波系に対する制御応答が若干遅いことを考慮すると、有効・無効電力出力の非干渉制御により APR と AQR の相互干渉を低減し、有効電力出力の変化により無効電力出力が変動しないような制御系にすることが必要である。また図 4.14 に示す受電端位相と PLL 検出値にも現れているが、ケーブル線路ではリアクタンス成分が小さく、送・受電端の位相差が最大でも 2 度であることを考えると、方式 A に用いる PLL も高速追従性だけでなく、高検出精度が要求される。サイクロコンバータとケーブル線路との間出力波形に対する高調波除去用のフィルタ用の AC リアクトルがあるため、サイクロコンバータ間の出力電圧位相差は送受電端間の位相差より若干大きくなるものの、出力高調波の大きい低周波端子での高精度な位相検出の実現は困難であることが予想される。従って方式 B による低周波送電システムでは位相検出に関する種々の問題を考慮しなくてよいために、高速・高精度な応答が得られる点からもより実用的な方式であると言える。

### 潮流反転

本節では、低周波ケーブル送電での潮流反転に対する応答を調べる。シミュレーション時間軸の  $T=0.1(\text{sec})$  の時点で、受電端側 APR の潮流指令値を  $1.0 \rightarrow -1.0\text{pu}$  に設定し、定格電力の潮流反転を実施した。解析結果を図 4.15, 4.16 に示す。AQR の指令値入力に変更せず、一定とした。他励式変換器による直流送電でケーブル線路を界する場合は、潮流反転時に電圧が正負逆になるため電圧ストレス緩和が必要となり、途中零潮流となる無電圧期間をおき、その後逆電圧を印加し潮流反転させる。提案方式である低周波ケーブル送電では、低周波交流の位相を前後させることにより潮流が制御できるため、直流送電の潮流反転における電圧ストレス緩和等の複雑なシーケンスを必要としない。

方式 B では受電端側の低周波電圧位相追従遅れがないために、 $T=0.4(\text{sec})$  の時点で潮流が指令値に追従するが、A 方式では PLL の位相追従遅れを考慮しているため、指令値に対する追従が悪化しており  $T=0.7(\text{sec})$  までかかっている。また図 4.15(c)(d) に示すように、APR による低周波出力有効電力の変化に影響を受け、過渡的に無効電力出力が変動する。特に方式 B では APR による有効電力制御の応答が速く、変化が大きくなるため無効電力出力も同時に大きく変動する。有効・無効電力出力の非干渉制御により APR と AQR の相互干渉を低減し、有効電力出力の変化により無効電力出力が変動しないような制御系にすることが必要であることが、このケースについても明らかである。また図 4.16 に示す受電端位相と PLL 検出値より、潮流反転の前後で送・受電端の位相差が  $+2^\circ$  から  $-2^\circ \sim 4^\circ$  しか変化せず、高速・高精度な PLL の位相検出の実現は難しい。以上に示したように、潮流反転も速やかに行えることが分かった。

ここでは、提案方式である低周波ケーブル送電の実効値モデルによる起動・潮流反転の安定度解析シミュレーションを行った。提案方式では半導体電力変換装置であるサイクロコンバータの

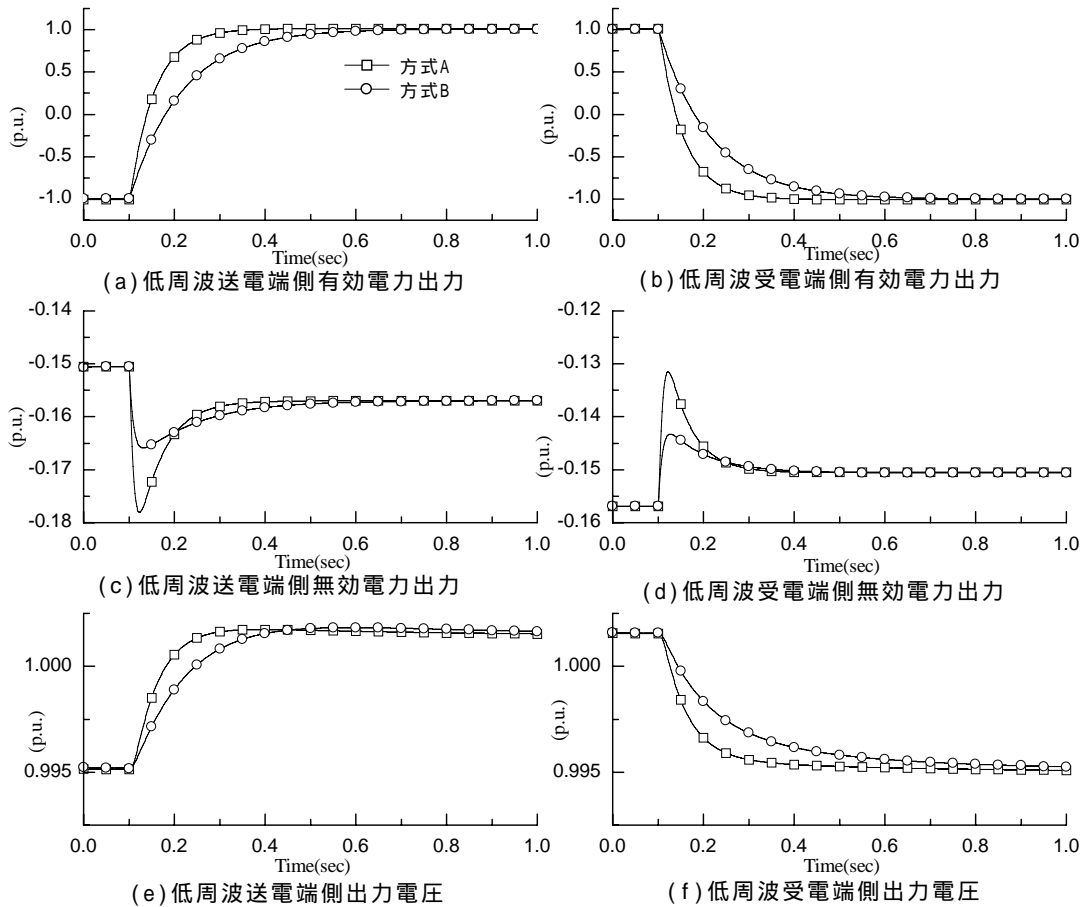


図 4.15 潮流指令値変更時の低周波出力応答（潮流反転時）

適用を考えているため、潮流制御は比較的容易である。但し、低周波出力の検出値のフィードバックに制御を実施した場合、応答が鈍くなる可能性がある。従って、位相角基準を GPS, SDH 等により設定し、これに従ってサイクロコンバータを運転したほうが良好な制御特性が得られることを示した。また、低周波出力の有効・無効電力出力の非干渉化が変動の少ない応答出力に必要であることを示した。

#### 4.5.2 瞬時値解析シミュレーション

前節では、サイクロコンバータの低周波出力を等価な電圧源で扱った実効値でのシミュレーションにより、潮流制御性について検討を行った。但し、実効値での解析では変換器の出力する高調波等の影響を考慮することができない。一方サイクロコンバータは、動作原理から出力には比較的大きな高調波が含まれることが不可避である。従って低周波送電においてサイクロコンバータを送・受電端で対向させ送電を行う場合に、起動・潮流制御ができ、安定運転が可能であるか検証する必要がある。ここではサイクロコンバータの動作を、サイリスタバルブのスイッチング動作のレベルまで模擬した瞬時値での解析を行い、サイクロコンバータを用いた低周波送電方式の妥当性について検討する。なお、ここでの解析はサイクロコンバータの対向運転時の出力安定性の確認を目的としているので、実行値解析で用いたようなフィードバック制御による出力制御は行わず、フィードフォワード制御のみで低周波出力電圧を制御し、起動及び潮流変更を行うもの

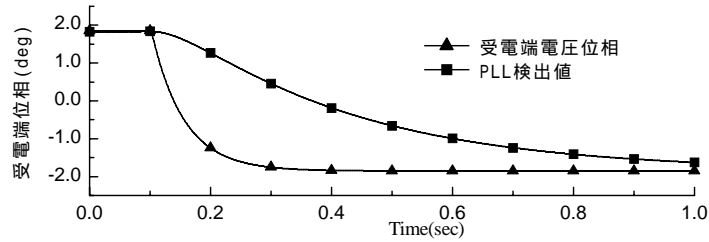


図 4.16 潮流指令値変更時の低周波出力電圧位相応答（潮流反転時）

とした。また、前節の実効値解析結果で示したように方式 A に比べ方式 B の方が制御性が高いため、本解析モデルの基準位相は方式 B で同期させるものとした。

解析モデルでは低周波出力の周波数を 20Hz とした。サイクロコンバータは変換器としての動作が、各バルブが一周期に一度だけ転流する現象を用いている動作原理での制約から、変換した出力の周波数が  $\frac{1}{3}$  以下である必要がある。入力である商用交流系統が 60Hz であるため、20Hz の出力変換周波数の上限であり、出力制御及び高調波出力が大きくなるといった点で最も厳しいケースとなる。サイクロコンバータの回路構成は 3 パルスブリッジとし、点弧パルスはサイクロコンバータで一般的に用いられている余弦波比較法を用いて生成する。厳密には変換器用変圧器の漏れリアクタンス等により、転流時に転流重なりが生じるため余弦波比較法に修正を施す必要があるが、本解析ではサイクロコンバータの対向接続の基本特性を解析対象としているため、変換器用変圧器漏れリアクタンスを省略して制御の簡素化を図った。

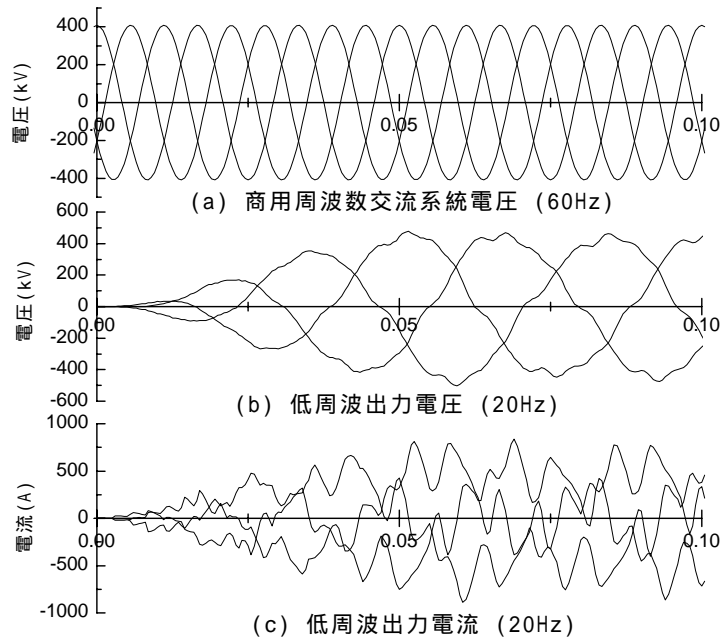


図 4.17 瞬時値解析結果（起動時）



### 起動

低周波送電システムのサイクロコンバータが停止しておりケーブル線路が無充電の状態から、サイクロコンバータの運転を開始し、充電状態にする低周波送電システムの起動を行った場合の解析結果を図 4.17 に示す。送受電端のサイクロコンバータの低周波出力電圧には位相差を与えず、ケーブル線路の無効電流成分のみサイクロコンバータより供給する。起動シーケンスとしては、停止状態からステップ状に定格電圧を出力させ運転状態に移行するのではなく、低周波 1 サイクル（本解析では 50msec）で、 $0 \rightarrow 1$  p.u になるようランプ状に出力電圧を変化させるソフトスタートとした。従って、点弧パルスの生成は余弦波比較法の入力に用いる出力電圧指令値信号の振幅をランプ状に変化させ制御を行った。シミュレーション結果に示すように、低周波 1 サイクルで安定に起動し、20Hz の低周波出力電圧が得られる。一方低周波出力電流については、低周波側にバンドパスフィルタ等の高調波フィルタを用いてないために、高調波が大量に含まれた波形となっている。これは、サイクロコンバータの周波数変換比が限界である  $\frac{1}{3}$  であり、出力高調波が多くなるためと、低周波化したことで線路のサセプタンス成分が小さくなり、20Hz の成分として現れる無効電流が小さくなるために相対的に高調波が大きく現れるという二つの原因があげられる。

以上に示したように、無負荷時の高調波成分の低減対策が必要ではあるが、サイクロコンバータ同士を対向させた構成で、運転条件として最も厳しくなる周波数変換比  $\frac{1}{3}$  においても、安定に低周波 1 サイクルで起動可能であることを示した。

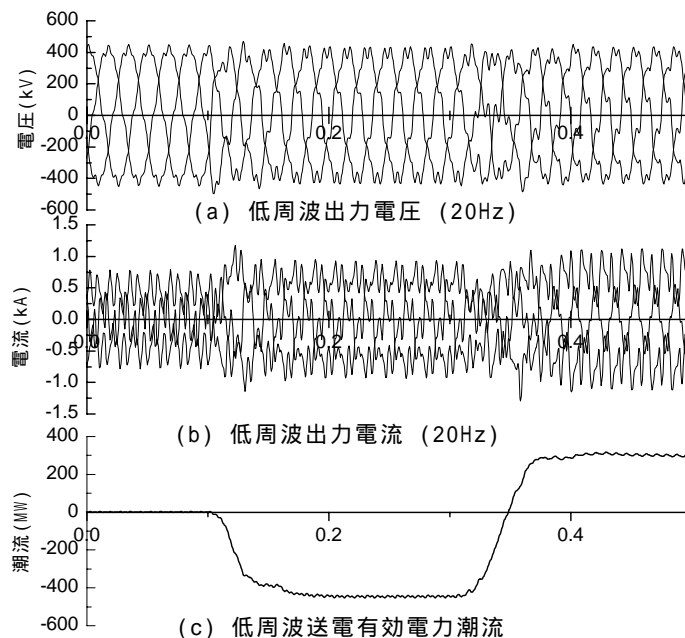


図 4.18 瞬時値解析結果（潮流制御）

### 潮流制御

起動制御の検討では、サイクロコンバータの有効電力出力が発生しない設定で、出力電圧の振幅をランプ状に上昇させるソフトスタートを行った。ここでは、サイクロコンバータを対向させた構成の低周波送電での有効電力潮流の制御可能性について検討を行う。潮流制御として、潮流零の無負荷状態から定格への制御及び潮流反転を検討対象とした。低周波送電システムの潮流制御は、

送・受電端の低周波出力電圧の位相を制御することにより行う。点弧パルス生成のために用いる余弦波比較法の出力電圧指令値信号の位相を、潮流制御のための設定値に従いステップ状に変化させて、低周波出力電圧の位相を制御した。解析結果を図4.18に示す。

$T=0.1(\text{sec})$ の時点で、潮流零から定格になるように位相角指令値を変化させた。サイクロコンバータは位相角指令値の変化に伴い、出力電圧の位相角を変化させる。指令値変更があった時点から一番近い次のサイリスタの転流が行われると同時に潮流の変化が始まる。但し、この時低周波側の他の2相はまだ前の位相角指令値で動作しているため、過渡的に低周波出力に不平衡が生じている。この過渡状態において、出力電圧の不平衡により出力電流も不平衡となり、最大1.2倍の過電流が生じる。不平衡状態が最終的に収束するまで約 $0.05(\text{sec})$ 要し、平衡状態に落ち着いた時点で有効電力潮流も指令値となる。

$T=0.3(\text{sec})$ の時点で、潮流反転するように位相角指令値を変化させた。電圧位相角指令値の変化量は、零潮流から定格値まで変化させる場合よりも大きくなり、出力電流については潮流反転に対して位相が反転するため、過渡的な変化量が大きくなる。指令値の変更により過渡的に不平衡状態を生じるが、不平衡度が大きいためこれが収束するまでの時間も長くなり、約 $0.1(\text{sec})$ 要する。この時、出力電流の不平衡で過渡的に1.2倍程度の過電流を生じるが、不平衡の収束と共に有効電力潮流も定常値に保たれる。

以上に、サイクロコンバータの動作が商用周波1周期に一回の各バルブの転流に支配されているため、潮流制御が設定値に追従するまで商用周波数で数サイクル程度の所要時間を必要とするが、サイクロコンバータ同士を対向させた構成による低周波送電の潮流制御が可能であることを示した。また指令値の設定変更に対しては、各相とも同時にこれを行った場合、過渡的に不平衡状態が現れ、これが制御の整定時間を長くする原因となる。三相不平衡を生じない制御を適用することで、電力制御の高速化が図れるものと考えられる。

## 4.6 まとめ

XLPEケーブルは保守・取扱いの容易な固体絶縁ケーブルであり、交流送電用としては優れた絶縁性能を持っている。但し、電力ケーブルによる交流送電は線路の充電電流が送電距離に比例して増大するため、架空線送電に比べて送電可能限界距離が短く、特に電圧階級が高いほど短くなる問題があった。またOFケーブル等では直流化による送電距離の延長も可能であるが、油槽や加圧装置などの付属設備が必要となる。XLPEケーブルの場合は直流高電圧印加の下で絶縁体内に空間電荷が蓄積し、絶縁破壊を引き起こすという問題があるため交流仕様のケーブルを直流に適用することはできない。本研究で提案した低周波ケーブル送電システムは、空間電荷蓄積問題を解消し且つ、ケーブル送電限界距離を延長する方式である。具体的なXLPEケーブルの設計例をもとに送電限界距離を試算した結果、 $66\text{kV}$ 及び $154\text{kV}$ の電圧階級では $100\text{km}$ でも商用周波数での送電容量低下が1%ないし15%程度であるので、コストの高い周波数変換装置を用いる提案方式は実用的ではない。一方 $275\text{kV}$ 及び $500\text{kV}$ の超高压階級では、 $100\text{km}$ の送電巨長に対し $60\text{Hz}$ の商用周波数では $275\text{kV}$ に対し50%の送電容量しか確保できず、 $500\text{kV}$ では送電不可能である。提案方式である低周波ケーブル送電とし、送電周波数として $10\text{Hz}$ または $5\text{Hz}$ を選択することで99%の送電容量を確保することができ、周波数変換装置のコストを考慮しても実用的な送電方式となることが分かった。空間電荷を蓄積しない周波数の下限である $0.1\text{Hz}$ では、実用上直流送電と同程度の臨界送電距離となる。また、 $50\text{km}$ の送電巨長でも $10\text{Hz}$ の低周波送電とすることで送電容量が1.4倍となるため、既設のXLPEケーブルによる地中送電線路の増容量対策として本方式が有効である。周波数変換に用いるサイクロコンバータの装置規模は、直流送電の交直変

換器より大きくなるが、低周波といえども電流零点があるため交流用の遮断器が適用可能であり、多端子構成が容易になる。

低周波送電における低周波側の位相・周波数は通常の商用周波数の交流系統とは異なり、発電機に支配されないため任意に設定可能である。この特徴を利用し、基準位相の設定を用いた端子制御方式を提案した。この基準位相を用いた端子制御を二端子システムに適用し、本方式による潮流制御が実現可能であることを実行値解析シミュレーションにより示した。低周波送電では、サイクロコンバータの低周波側の有効・無効電力出力の非干渉制御を必要とすることが分かった。

商用周波数の交流から低周波への変換には、直流送電等で実績のあるサイリスタバルブを使用したサイクロコンバータが適用可能であることを、サイクロコンバータの応答をサイリスタのスイッチング動作レベルから模擬した瞬時値解析シミュレーションで検討した。その結果、これまで検討された事のないサイクロコンバータ同士を送・受電端で対向させた構成においても、安定に両者を動作させることができる事を確認した。低周波系統の無充電状態からの起動も、低周波1サイクルで高速に行える。潮流制御については、指令値変更時に過渡的に低周波系統において不平衡が生じ、平衡な定常状態に至るまで0.05~0.1(sec)要するが、潮流反転等を含む基本的な潮流制御については問題なく行える。設定値変更時に生じる不平衡状態をサイクロコンバータの制御により抑制すれば、更に応答の速い潮流制御が可能であると考えられる。

## 参考文献

- [1] H. E. Orton et al.: "Worldwide Underground Transmission Cable Practices", IEEE trans. on PD., Vol.12, No.2, pp.533-541 (1997)
- [2] 岡田他: "最近の超高圧 CV ケーブル線路の技術動向", 平 10 電学全大, S32-1 (1998)
- [3] 大野他: "社会の動脈としての電力ケーブル技術", 電学誌, Vol.118, No.7/8, pp.430-433 (1998)
- [4] 寺島他: "500kV 直流 CV ケーブルの開発", 電学 B 大, Vol.2, 391 (1998)
- [5] 寺島他: "直流 CV ケーブル絶縁設計手法に関する一考察", 電学論 B, Vol.119-B, No.2, pp.212-222 (1999)
- [6] 松浦: "大容量ケーブル送電技術の展望", 電気評論, 83 巻, 10 号, pp.12-17 (1998)
- [7] 舟木他: "低周波送電方式の基礎検討", 平 11 電学全大, No.1509 (1999)
- [8] 舟木他: "低周波送電方式の基礎検討 (その 2)", 平 11 電学 B 大, vNo.247 (1999)
- [9] 舟木他: "低周波送電方式の提案と出力特性解析", 電技研資, PE99-46 (1999)
- [10] T.Takada et. al.: "New Direct Observation Technique for Electric Charge Behavior in Insulating Materials and Its Application to Power Cables", Proc. CIGRE, 15-303 (1998)
- [11] 内田他: "水トリーの新検出方法に関する基礎研究 (1)", 平 9 電学全大, No.1860 (1997)
- [12] 内田他: "水トリーの新検出方法に関する基礎研究 (2)", 平 10 電学全大, No.1710 (1998)
- [13] 内田他: "CV ケーブルの新しい現地耐圧試験法の有効性に関する研究", 電学論 B, Vol.115B, No.10, pp.1140-1147 (1995)
- [14] 長島他: "PEA 法によるケーブル絶縁体中の空間電荷分布測定における円筒補正関数の影響", 電学論 B, Vol.119-B, No.7, pp.853-860 (1999)
- [15] 角田: "CV ケーブル活線絶縁測定における 1Hz の信号電流検出メカニズム (脈動検出法)", 電学論 B, Vol.119-B, No.5, pp.589-595 (1999)
- [16] B.R. Pelly, 西條訳: "サイクロコンバータ", 電気書院 (1976)
- [17] 古橋他: "電力の双方向変換が可能な 50Hz-60Hz 直接変換方式の提案", 電学論 B, 104 巻, 1 号,

- pp.25-32 (1984)
- [18] 多田熊隈他:“非干渉制御理論を適用した循環電流制御法の検討”, 電学論 B, 104 巻, 2 号, pp.77-84 (1984)
- [19] 深尾他:“サイクロコンバータを用いた無効電力補償装置の無効電力平衡に着目した動作解析と補償限界”, 電学論 B, 104 巻, 12 号, pp.833-840 (1984)
- [20] 赤木他:“サイクロコンバータ・誘導機系の非干渉最適電流制御法”, 電学論 B, 103 巻, 4 号, pp.298-304 (1983)
- [21] 笠原他:“高周波サイクロコンバータにおける出力の制御方式とその理論”, 電学論 B, 102 巻, 4 号, pp.189-196 (1982)
- [22] 金丸:“三相 60Hz より三相 50Hz を得るサイクロコンバータの特性”, 電学論 B, 102 巻, 10 号, pp.692-698 (1982)
- [23] 古橋:“相電圧縦続制御方式サイクロコンバータ”, 電学論 B, 102 巻, 10 号, pp.741-746 (1982)
- [24] 金丸他:“三相 3 倍周波数サイクロコンバータの特性”, 電学論 B, 99 巻, 10 号, pp.683-690 (1982)
- [25] 赤木他:“サイクロコンバータの入力電流高調波と基本波無効電力について”, 電学論 B, 101 巻, 10 号, pp.587-594 (1981)
- [26] 田村他:“循環電流制御によるサイクロコンバータの無効電力補償”, 電学論 B, 101 巻, 11 号, pp.635-642 (1981)
- [27] 金丸他:“三相 50Hz より三相 60Hz を得るサイクロコンバータの特性”, 電学論 B, 100 巻, 5 号, pp.288-294 (1980)
- [28] 赤木他:“サイクロコンバータの電流制御系へのマイクロコンピュータの適用と留意点”, 電学論 B, 100 巻, 8 号, pp.469-476 (1980)
- [29] 西條他:“無効電力補償形サイクロコンバータの入力電流の高調波”, 電学論 B, 98 巻, 1 号, pp.63-70 (1978)
- [30] 赤木他:“サイクロコンバータの制御回路へのマイクロコンの導入”, 電学論 B, 98 巻, 2 号, pp.199 (1978)
- [31] 赤木他:“サイクロコンバータの出力電圧実効値の計算理論と高調波関係からみた整流回路の等価性”, 電学論 B, 98 巻, 6 号, pp.511-518 (1978)
- [32] 久保:“変圧器の中性点切換えによる強制転流形サイクロコンバータとその解析”, 電学論 B, 98 巻, 8 号, pp.655-662 (1978)
- [33] 雨宮他:“縦続接続サイクロコンバータの入力力率の改善”, 電学論 B, 98 巻, 11 号, pp.919-926 (1978)
- [34] 赤木他:“縦続接続サイクロコンバータの入力基本波力率の改善法とそのゲート制御法”, 電学論 B, 97 巻, 8 号, pp.481-488 (1977)
- [35] 上柳他:“TRIAC を用いた周波数変換装置”, 電学論 B, 96 巻, 2 号, pp.59-66 (1976)
- [36] 高橋他:“非対称ゲート制御方式によるサイクロコンバータの基本波力率の改善”, 電学論 B, 96 巻, 2 号, pp.75-81 (1976)
- [37] 高橋他:“ブリッジ形サイクロコンバータの制御法と波形解析法”, 電学論 B, 96 巻, 2 号, pp.82-89 (1976)
- [38] 竹中他:“直流多端子系の動特性解析手法の開発”, 電学論 B, 102 巻, 1 号, pp.33-39 (1982)
- [39] 石川他:“直流多端子送電集中制御方式の開発”, 電学論 B, 97 巻, 10 号, pp.593-600 (1977)
- [40] 石川他:“直流多端子系統における短絡電流のしゃ断方式”, 電学論 B, 94 巻, 6 号, pp.295-300

(1977)

- [41] 芹澤他: “時刻同期と広帯域通信を用いた広域保護システムの一構成法”, 電学論 B, Vol.119-B, No.8/9, pp.916-922 (1999)



## 第5章 電力変換器における高精度位相検出法

### 5.1 序論

直流送電や FACTS 機器などの電力系統において用いられているパワーエレクトロニクス装置である電力変換器は、電力系統の過渡安定度の向上や送電能力維持の観点から、電力系統の事故時や擾乱発生時にも運転継続することが必要とされている。パワーエレクトロニクス機器の運転性能や制御性能は、主回路の定数に依存する面と、制御に依存する面がある。特に機器制御の基本となるのが変換器動作の基準として用いる系統電圧の位相の精度である。またパワーエレクトロニクス機器の出力制御により系統動揺の抑制を行う場合、安定化対象である発電機から離れた地点では、発電機の角速度偏差である  $\Delta\omega$  信号を制御に用いることは難しく、現実的には潮流偏差である  $\Delta P$  信号や、局所周波数偏差である  $\Delta f$  信号を用いることが妥当となる。動揺に対して  $\Delta P$  信号は位相が  $90^\circ$  遅れるため、同相となる  $\Delta f$  信号を用いたほうが効果的であると言われている<sup>[1]</sup>。したがって、これらの基準位相や局所周波数を高精度かつ高速に検出することが必要とされる。また電力系統の事故時における不足電圧、電圧不平衡などの異常条件下でもその確度が保証されなければならない。これらの検出方法として、連続的に位相検出できる乗算式 PLL や電圧の零クロス点でリセットする積分カウンタで位相を出力する方法、正相分演算式 PLL<sup>[2]</sup>を用いる方法がある。しかしながら、これらの方法は異常電圧に対する特性、位相急変時の扱いもしくは応答速度の点での改善が必要であった。

近年 DSP 等の数値処理装置の性能向上により、離散フーリエ変換 (DFT: Discrete Fourier Transform) を用いた位相検出の実時間処理が可能となり、これを適用した電力系統の広域同期位相計測<sup>[10]-[14]</sup>や、交直変換器の電圧位相基準検出<sup>[15]-[18]</sup>が提案されている。また基本波成分のみならず、高調波成分も検出可能であるため、特定次数の高調波のモニタリングやアクティブフィルタの制御信号生成への適用も考えられる。これまで入力電圧の基本波成分を求める時に、これに含まれる高調波の影響を評価するため、DFT の検出ゲインの周波数特性について議論されているが<sup>[19], [20]</sup>、検出した位相の誤差については議論されていなかった。交直変換器のゲート信号生成のための基準位相検出への適用を考えた場合、基準位相の誤差は変換器出力の偏差となって現れ、出力制御系による補償が必要となる。制御のロバスト性を保証するためにも、測定誤差である基準位相の誤差はできるだけ小さいことが望ましい。また、近年注目されている HVdc Light のような自励式変換器による小容量直流送電の連系対象となる交流系統は、離島、遠隔地及び風力発電等の変動の大きい新エネルギー源が大量に連系された系統などが考えられており、日本の基幹系統運用における周波数変動の最大許容値である  $60 \pm 0.5$  [Hz]<sup>[9]</sup> よりもさらに大きな周波数変動に対しても正確な位相検出が可能であることが必要とされる。正相分演算式 PLL では周波数が変化した場合でも位相検出の誤差を抑えることが原理的に可能ではあるが、周波数追従  $\rightarrow$  位相追従のステップを踏むため追従時間時間を要し、応答が遅くなる。

本章では上述したように、高速応答、位相の直接検出、高調波検出への拡張が期待できる DFT を、交流電圧位相の検出に適用した場合についての検討を行う。まず計算機シミュレーション及び実験装置により、DFT 位相検出方式を用いることで、PLL に比べ高速な追従性能が得られるこ

とを示す。次に、DFT の設計周波数に対する系統の周波数の偏差によって生じる位相検出誤差の解析を行い、誤差評価式を導出する。さらに導出した式より、入力電圧の周波数を用いた誤差補正法を提案する。補正に必要な周波数の検出方法として、DFT から得られる誤差を含んだ検出位相を用いる方法を提案し、検出周波数及びこれにより補正した位相の誤差を所期の値に抑えるための設計方法を示す。三相交流の正相分位相検出に適用した場合についても議論し、提案方法により位相検出誤差を補正することで、高精度な位相検出が可能となることを示す。

## 5.2 位相検出方式

本節では、DFT 方式及び PLL 方式の位相追従特性について、計算機シミュレーションおよび DSP 搭載 (TI 社製 16bit 固定小数点 40MIPS:TMS320C5x) の試作装置を用いた実験の結果より比較を行う。

### 5.2.1 デジタル信号処理 PLL 方式

PLL 方式は、図 5.1(a) に示すように、位相比較器 (Phase Comparator, PC), ループ・フィルタ, 電圧制御発信器 (Voltage Controlled Oscillator, VCO) の基本要素から構成される。PC は二つの入力信号の位相差に対応するような電圧を発生させる機能を持っている。VCO は制御電圧によって発信周波数が変化する発信器で、その出力が PC に加えられるループ・フィルタは低域通過フィルタ (Low Pass Filter, LPF) で PC で生じる高周波成分を除去する働きだけでなく、PLL の同期特性や応答特性を決定する重要な要素となる。

入力信号が PC に加わると、PC においては入力信号と VCO の出力信号の位相差に対応する電圧を発生する。この電圧には、高周波成分が含まれるため LPF により高周波成分が除去され、低周波成分だけが VCO の制御電圧として印加される。制御電圧は、入力信号と VCO の周波数差が小さくなるように VCO を制御する。この時、VCO の周波数が入力信号の周波数に追従できる範囲を同期範囲と呼び、同期状態においては VCO の周波数は入力信号の周波数に一致する。但し、ループ・フィルタに積分ゲインが含まれていない場合は、VCO の周波数を自走発信周波数から入力信号の周波数へ移動させるための誤差電圧として位相差が定常的に生じる。PLL の起動時は同期状態にないため、入力信号の周波数と位相は VCO のそれらとは一致していない。このため同期は、まず周波数引き込み (Pull-in) 過程で周波数が接近し、ついで位相同期 (Lock-in) 過程で同期が完了することになる。

アナログ PLL や、デジタル論理 PLL は、各要素の動作がデジタルかアナログかの違いであり、基本的な構成及び動作は同じである。本節で比較検討に用いたデジタル信号処理 PLL による位相検出系は図 5.1(a) に示すようにデジタル積分器の VCO とデジタルフィルタの LPF で構成される。

### 5.2.2 DFT 位相検出方式

DFT は連続信号を一定のサンプリング間隔で標本化した信号  $x(i)$  に対するフーリエ変換である。実時間 DFT 処理での位相検出は、現在及び過去の入力  $x(0), x(1), x(2), \dots$  によって応答を求める因果的なシステムとなる。サンプル数  $N$  個から成る基本波成分に対する DFT の複素ベクトル表示  $\bar{X}_1$  を (5.1) 式に示す。

$$\bar{X}_1 = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \left\{ \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) - j \sin\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \right\} \quad (5.1)$$



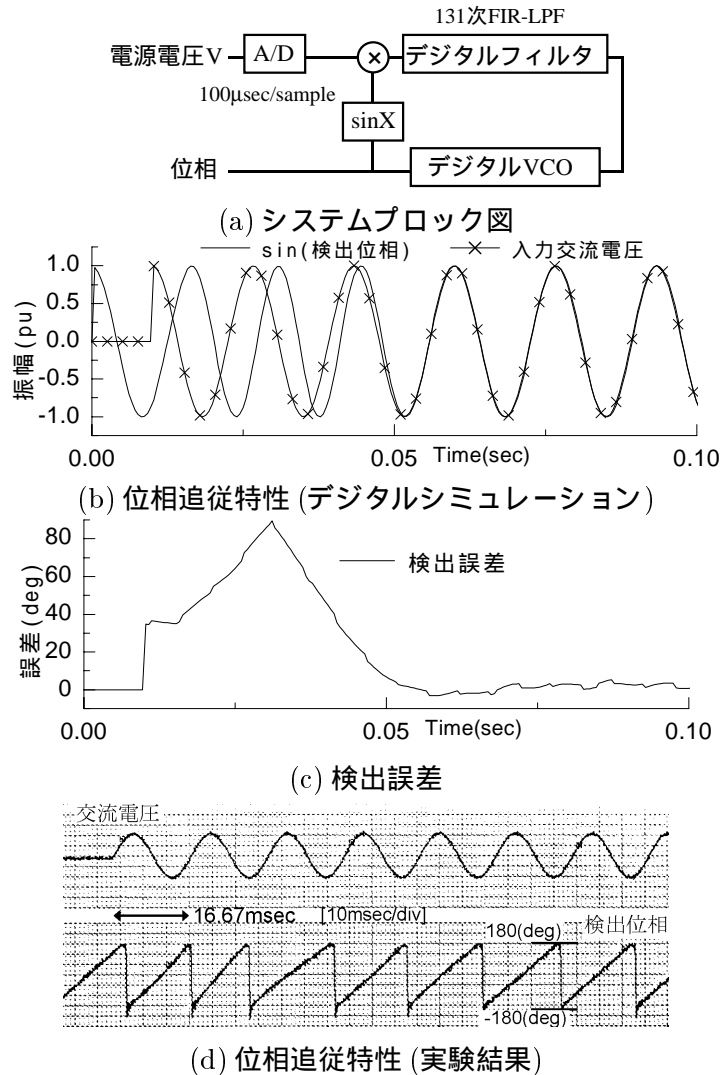


図 5.1 デジタル信号処理 PLL 方式

但し,  $n = 0, 1, 2, \dots, N - 1$  で,  $x(n)$  は  $n$  サンプル前のデータを表す。

本節では (5.1) 式で表される DFT をを 図 5.2(a) のようにシステム化し, 実時間処理で入力電圧の位相検出を行う。シミュレーションツールとして電磁過渡解析プログラム (EMTP) の ATP (Alternative Transients Program)<sup>[25]</sup> を用い, DFT の計算ルーチンは ATP のモデル記述言語である MODELS を用いて記述した。実時間位相検出の現実的な値として, サンプル間隔は  $100\mu\text{sec}$  を選んだ。60Hz に対しては 167 又は 166 サンプルが 1 周期分に相当する。

### 5.2.3 計算機シミュレーション・実験による検討

無電圧状態から交流電圧を与えた場合の, PLL 方式, DFT 方式の検出位相のステップ応答の計算機シミュレーション結果を各々 図 5.1(b)(c), 5.2(b)(c) に示す。PLL 方式でも正確な位相検出が行えるが, 追従に 3 サイクル要する。DFT 方式の場合, フーリエ変換の原理通りに 1 周期で完全同期する。但し DFT 方式は, 入力信号がなければ出力は不定となり, シミュレーションでは無入力状態に対する処理を施していない。

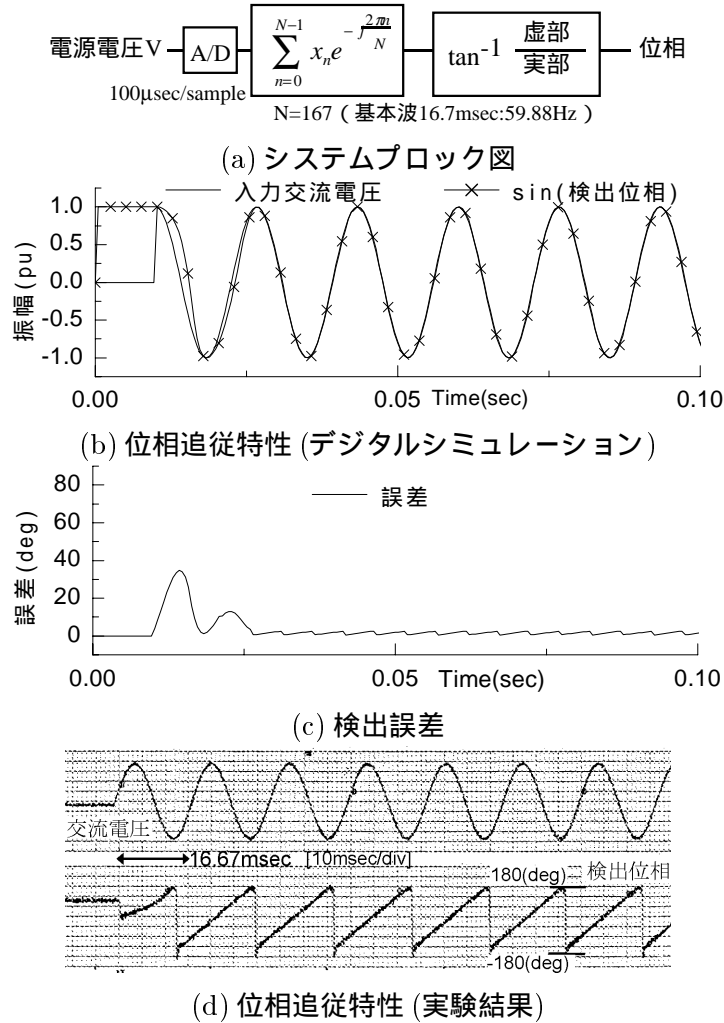


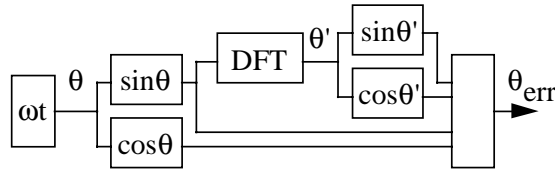
図 5.2 DFT 位相検出方式

次に、計算機シミュレーションと同じ処理系を持つ試作装置を用いて、実験を行なった。交流電圧入力に対する PLL 方式、DFT 方式の位相検出のステップ応答を各々図 5.1(d)、5.2(d) に示す。上側が入力信号で、下側は検出位相である。実験結果より、PLL 方式は 3 周期で追従、DFT 方式は 1 周期で追従しており、シミュレーション結果と一致する。

### 5.3 位相検出誤差の数値解析

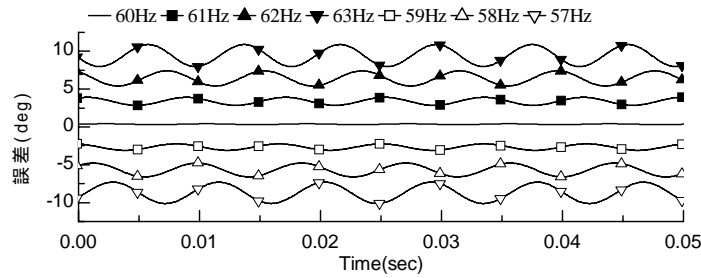
本節では (5.1) 式で表される DFT を用いた実時間位相検出の位相検出誤差について、計算機シミュレーションにより解析する。DFT のサンプリング間隔は 100 $\mu$ sec であり、60Hz に対しては 167 又は 166 サンプルが 1 周期分に相当する。この時 59.88...Hz が設計上の基本周波数となる。この DFT の入力電圧の周波数に偏差を与え、検出位相の誤差を求めたものを図 5.4、5.5 に示す。簡単のため入力電圧は正弦波とし、周波数を 57~63Hz の範囲で変化させた。なお位相の真値 ( $\theta$ ) と検出位相 ( $\theta'$ ) の誤差 ( $\theta_{err}$ ) は図 5.3 に示す評価ブロックを用いて算出した。

図 5.4 は、1 サンプル毎に (5.1) 式に示した  $N$  回の積和計算をやり直す一般的なタイプの DFT<sup>[26],[27]</sup> の検出誤差であり、設計周波数 (59.88...) に近い 60Hz に対しては  $0.36 \pm 0.05^\circ$  の誤差

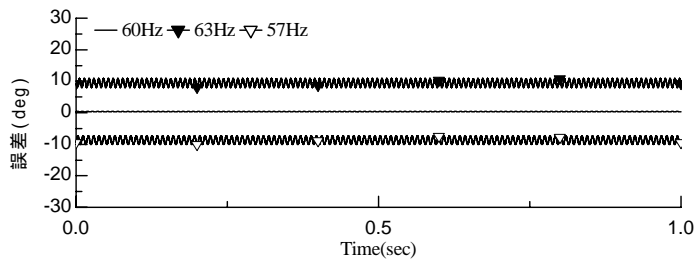


但し,  $\theta$ :基準位相,  $\theta'$ :検出位相(誤差付),  $\theta_{err}$ :検出誤差,  $\theta_{err} = \arcsin(\sin\theta \cos\theta' - \cos\theta \sin\theta')$

図 5.3 DFT の誤差評価ブロック



(a) 0.05 秒間



(b) 1 秒間

図 5.4 一般タイプ DFT の検出誤差

しか生じない。しかし, 入力電圧の周波数と DFT の設計周波数の差 (以下, 周波数差と略する) が大きくなるに従い, DFT が検出する位相の検出誤差が増大する。この誤差は図 5.4(a) に示すように, 直流成分と入力電圧の 2 倍の周波数で周期的に変化する交流成分から構成されており, 各々の大きさは周波数差に依存し, 図 5.4(b) に示すように一定である。この直流成分・交流成分からなる誤差が発生する理由については第 5.4 章で論じる。

DFT の高次の積和計算量を削減する方法として再帰的アルゴリズム<sup>[10],[11],[28]</sup>がある。図 5.5 は, 再帰的アルゴリズムを使用した場合の位相検出誤差である。60Hz に対しても誤差が最大 2.5° 程度生じている。周波数差が大きくなるに従って検出誤差は増大し, 一般タイプの DFT に比べて非常に大きな誤差となる。図 5.5(a) を見ると検出誤差は 1 周期中において, 入力電圧の周波数が高い場合 ( $f \geq 61\text{Hz}$ ) は単調増加成分が支配的となり, 低い場合 ( $f \leq 59\text{Hz}$ ) は逆に単調減少成分が支配的となる。これは再帰的アルゴリズムにおいて, 積和計算開始点からの角度変移を設計角速度と時間から求め, 基準位相として用いるために, 周波数差により基準位相にずれが生じることに起因している。これは単調増加(減少)の傾きが, 周波数差に従い大きくなることから理解できる。再帰的アルゴリズムが用いるフーリエ変換の式は (5.1) 式と同等であるが, 基準位相からの偏差として位相を求めるように変更されているために, 図 5.5(b) に現れているような誤差の大きさにうねりを発生する原因となっている。また入力電圧の周波数が高いときは, 誤差急変の前後

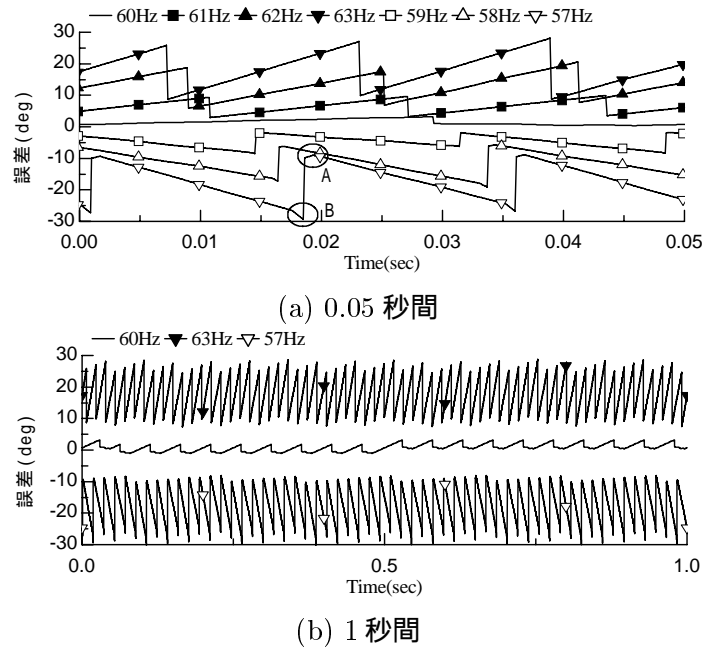


図 5.5 再帰的アルゴリズム DFT の検出誤差

で誤差増加の傾きに変化は生じていないが、周波数が低い場合には図 5.5(a) の点 A,B に示すように傾きが変化する。これは周波数差によるサンプルしたデータ数の、1 周期に対する不足により生じたものと考えられるが、図 5.4(a) にはこのような差が認められないため、再帰的アルゴリズムに起因するものと推論できる。

以上 2 方式の DFT について、位相検出誤差の評価を行った。同期位相計測等の応用では測定点間の相対位相が対象となり、誤差の定常値は相殺されるために変動値のみが問題となり、周波数の偏差があった場合でも影響は比較的小さいと予想される。しかし、交直変換器の電圧基準位相として用いる場合には、絶対位相の精度が必要となる。特に電圧型自励式変換器では、変換器用変圧器の漏れインピーダンスが 20% でも、電圧相差角が  $10^\circ$  程度で定格出力となるため、位相検出誤差は無視できない量となる。従って一般タイプ・再帰的アルゴリズム共に DFT の検出位相の誤差抑制が必要である。次節以降では、検出誤差の抑制のため、DFT における位相検出誤差発生要因の解析を行う。但し、再帰的アルゴリズムの適用時に生じる誤差はアルゴリズムに起因するものであるため、本研究では議論しない。

#### 5.4 位相検出誤差の周波数特性

本節では DFT による電圧位相検出において、周波数差がある場合の位相検出誤差に対し、誤差評価式を導出し、評価を行う。DFT は入力信号とフーリエ係数の離散時間系における積和計算であるが、対象とする周波数 1 周期に対してサンプル数が十分多ければ、積分計算によるフーリエ変換と等価と見なしてよい。以下では簡単のため積和計算ではなく積分計算の式を用いて解析を行う。

## 5.4.1 位相検出誤差評価式の導出

入力電圧  $\sin(\omega't + \theta)$  を角周波数  $\omega$  でフーリエ変換した場合，基本波成分の電圧ベクトル  $\bar{V}_1$  は (5.2) 式のように得られる。

$$\begin{aligned}\bar{V}_1 &= \int_0^{2\pi} e^{j\omega t} \sin(\omega't + \theta) d\omega t \\ &= \frac{-2 \sin(\pi x)}{1 - x^2} \{x \sin(\pi x + \theta) + j \cos(\pi x + \theta)\}\end{aligned}\quad (5.2)$$

但し， $x = \frac{\omega'}{\omega}$ 。

電圧ベクトル  $\bar{V}_1$  の位相角  $\theta'$  と，入力電圧の位相角  $\theta$  の間には (5.3) 式の関係が成り立つ。 $\omega' = \omega(x = 1)$  の時， $\theta' = \theta$  となり検出位相  $\theta'$  は誤差を生じない。

$$\tan \theta' = \frac{Re[\bar{V}_1]}{Im[\bar{V}_1]} = x \frac{-\sin(\pi x + \theta)}{-\cos(\pi x + \theta)} = x \tan(\pi x + \theta)\quad (5.3)$$

検出位相角  $\theta'$  と  $\theta$  の差を検出誤差  $\theta_{err}$  とすると，これは (5.4) 式のように求められる。

$$\begin{aligned}\theta_{err} &= \theta' - \theta \\ &= \arctan\{x \tan(\pi x + \theta)\} - \arctan\{\tan \theta\} \\ &= \arctan \frac{(x+1) \sin(\pi x) + (x-1) \sin(\pi x + 2\theta)}{(x+1) \cos(\pi x) - (x-1) \cos(\pi x + 2\theta)}\end{aligned}\quad (5.4)$$

(5.4) 式の分母第 1 項と分子第 1 項は，入力電圧の周波数にのみ依存する定数項である。分母第 2 項と分子第 2 項は，入力電圧の位相  $\theta$  の 2 倍周波数で変化する変動項である。従って位相検出誤差は，入力電圧の 2 倍周期で変動する周期関数となる。

ここで (5.4) 式で表される検出誤差の 1 周期中における最大・最小値を求める。(5.4) 式が極値をとる場合，(5.5) 式は  $\frac{d}{d\theta} \theta_{err} = 0$  となる。

$$\frac{d}{d\theta} \theta_{err} = \frac{x(x-1)\{(x+1)\cos[2(\pi x + \theta)] - x + 1\}}{x^2 + 1 - (x^2 - 1)\cos[2(\pi x + \theta)]}\quad (5.5)$$

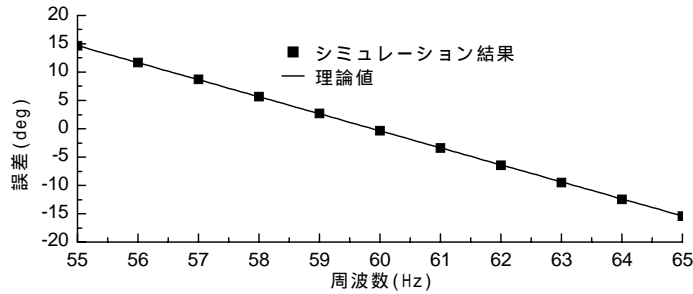
入力電圧の周波数が設計周波数に対して偏差を持つ場合  $x \neq 1$  であり，また  $x \neq 0$  であるから，極値をとる時の  $\theta$  は (5.6) 式を満足する。

$$(x+1)\cos[2(\pi x + \theta)] - x + 1 = 0\quad (5.6)$$

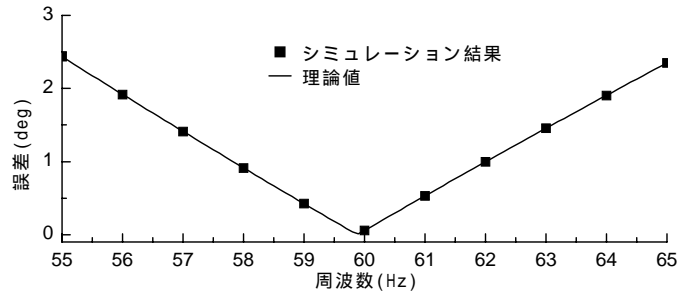
(5.6) 式より  $\cos(\pi x + \theta) = \pm \sqrt{\frac{x}{x+1}}$  となるから，これを (5.4) 式に代入すると誤差の極値  $\theta_{err-Max}$  は (5.7) 式で得られる。

$$\theta_{err-Max} = \arctan \frac{2x \sin(\pi x) \pm \sqrt{x}(x-1)\cos(\pi x)}{2x \cos(\pi x) \mp \sqrt{x}(x-1)\sin(\pi x)}\quad (5.7)$$

(5.7) 式より得られる位相検出誤差の中心値・振幅値 (理論値) と，シミュレーション結果を図 5.6 に示す。同図より，周波数差が大きくなるに従い誤差の直流・交流成分共に増大する。また，理論値とシミュレーション結果は一致する。



(a) 検出誤差直流成分 (中心値)



(b) 検出誤差交流成分 (振幅値)

図 5.6 DFT の位相検出誤差

#### 5.4.2 誤差の補正方法

(5.3) 式はフーリエ変換結果と入力電圧の周波数・位相の関係を表している。すなわち入力電圧の周波数が分かれば, (5.8) 式より正しい入力電圧の位相角  $\theta$  を求めることが可能である。周波数検出方法については次節で議論する。

$$\theta = \arctan\left(\frac{1}{x} \tan \theta'\right) - \pi(x - 1) \quad (5.8)$$

ここでは (5.8) 式を用いて, 検出位相を補正する場合の補正用周波数の誤差が及ぼす検出位相の補正誤差について検討し, 補正誤差を所期の値に収めるために必要な周波数検出精度を求める。誤差を含む補正用周波数と, 設計周波数の比を  $x''$  とすると, これを用いて補正した位相  $\theta''$  の  $\theta$  に対する誤差は (5.9) 式で表される。

$$\theta'' - \theta = \arctan \frac{-\left(1 - \frac{x}{x''}\right) \sin [2(\pi x + \theta)]}{\left(1 - \frac{x}{x''}\right) \cos [2(\pi x + \theta)] + \left(1 + \frac{x}{x''}\right)} - \pi(x'' - x) \quad (5.9)$$

補正用周波数の誤差による位相の検出誤差が極値をとるとき,  $\frac{d}{d\theta}(\theta'' - \theta) = 0$  となる。つまり  $\cos(\pi x + \theta) = \pm \sqrt{\frac{x}{x+x''}}$  を満たす時点となる。従って (5.9) 式より得られる検出誤差の極値  $\theta''_{err-Max}$  は次式となる。

$$\theta''_{err-Max} = \arctan\left(\pm \frac{x - x''}{2\sqrt{xx''}}\right) - \pi(x'' - x) \quad (5.10)$$

図 5.7 は, DFT の位相検出誤差を (5.8) 式によって補正した場合に, 横軸に示した入力電圧の周波数に対して, 縦軸に示した補正用の周波数の誤差により生じる補正後の位相誤差の最大値を (5.10) 式から求めて濃淡で示したものである。図より補正後の最大位相誤差は, 入力電圧の周波数に関わらず補正用周波数の誤差にほぼ比例することがわかる。電圧型自励式変換器の定格出力における相差角が  $10^\circ$  程度であるため, 位相検出値が 10% 程度の誤差を含むことを許すロバスト設計を行う場合は, 周波数の検出誤差は  $\pm 0.25\text{Hz}$  以下にする必要がある。

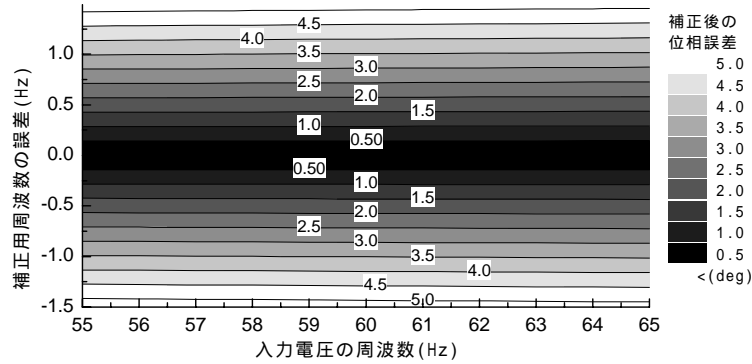


図 5.7 周波数誤差と位相の補正誤差

## 5.5 周波数検出及び誤差特性

交流の周波数は，位相角の時間微分である角速度より求められる。微分式の代わりに差分式を用いても表現可能であり，離散時間系の処理である DFT に対しては差分式での取り扱いの方が容易である。一般的に離散時間系での微分要素，つまり差分要素は，誤差が大きくなり数値不安定を示しやすくなるため，その使用には十分な注意が必要である。本節では位相検出誤差が及ぼす周波数検出に対する影響及び，検出した周波数により位相の誤差補正を行った場合の補正後の誤差について議論する。

### 5.5.1 位相角差分による周波数の検出

入力電圧の周波数が設計周波数  $f$  (Hz) の場合，時間  $t_{dif}$  の間に進む位相  $\theta_{dif}$  は (5.11) 式のように表される。

$$\theta_{dif} = 2\pi f t_{dif} = 2\pi f k T_s \quad (5.11)$$

但し， $t_{dif} = k T_s$ ， $T_s$ : DFT のサンプリング間隔 (第 5.3 章で述べたように，本検討では  $100 \mu\text{sec}$  を使用。)， $k: 1, 2, 3 \dots$  (差分間隔のパラメータとして用いる)。

入力電圧の周波数が DFT の設計周波数に対して  $\Delta f$  の乖離を持つ場合，時間間隔が  $k T_s$  の二点における位相  $\theta_{new}$  と  $\theta_{old}$  より， $\Delta f$  は (5.12) 式のように表される。

$$\Delta f = \frac{\theta_{new} - \theta_{old} - \theta_{dif}}{2\pi k T_s} \quad (5.12)$$

ここで， $\theta_{new}$  は現時点で DFT により求めた位相とし， $\theta_{old}$  はパラメータである  $k$  サンプル前に DFT により求めた位相とする。DFT の検出位相が，第 5.4 章で議論した誤差を含む  $\theta'_{new}$ ， $\theta'_{old}$  であるとすると (5.12) 式は (5.13) 式のように書き換えられる。

$$\Delta f' = \frac{\theta'_{new} - \theta'_{old} - \theta_{dif}}{2\pi k T_s} \quad (5.13)$$

但し， $\theta'_* = \arctan [x \tan (\pi x + \theta_*)]$ ， $*$ :  $new, old$ 。

$\Delta f'$  と  $\Delta f$  の差が検出周波数の誤差  $f_{err}$  であり，(5.12)，(5.13) 式より (5.14) 式ようになる。

$$\begin{aligned} f_{err} &= \Delta f' - \Delta f \\ &= \frac{1}{2\pi k T_s} \{ (\theta'_{new} - \theta_{new}) - (\theta'_{old} - \theta_{old}) \} \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{2\pi k T_s} (\theta_{err-new} - \theta_{err-old}) \quad (5.14)$$

(5.14) 式に (5.4) 式で求まる位相検出誤差  $\theta_{err-*}$  を代入し,  $\theta_{new} = \theta_{old} + 2\pi x \frac{k}{N}$  の関係を用いて,  $\theta$  の関数として整理すると (5.15) 式となる。

$$f_{err} = \frac{1}{2\pi k T_s} \arctan \frac{B}{A} \quad (5.15)$$

但し,

$$\begin{aligned} A &= (x-1)^2 \cos\left(4\pi x \frac{k}{N}\right) + (x+1)^2 - 2(x^2-1) \cos\left(2\pi x \frac{k}{N}\right) \cos\left[2\left\{\pi x \left(1 - \frac{k}{N}\right) + \theta\right\}\right] \\ B &= -(x-1)^2 \sin\left(4\pi x \frac{k}{N}\right) + 2(x^2-1) \sin\left(2\pi x \frac{k}{N}\right) \cos\left[2\left\{\pi x \left(1 - \frac{k}{N}\right) + \theta\right\}\right] \end{aligned}$$

(5.4) 式に示した検出位相の誤差と同様に, (5.15) 式の検出周波数の誤差においても係数  $A, B$  が入力電圧の2倍の周波数で変動する。従って (5.15) 式は入力信号に対して2倍周期の周期関数となる。

次に検出周波数の最大誤差を求める。誤差が極値をとるときは  $\frac{d}{d\theta} f_{err} = 0$  となるから,  $\frac{d}{d\theta} f_{err} = \frac{1}{2\pi k T_s} \frac{AB' - A'B}{A^2 + B^2}$  より  $AB' - A'B = 0$  となれば良い。つまり

$$8x(x^2-1) \left\{ \cos[2(\pi x + \theta)] - \cos\left[2\left(\pi x + \theta - 2\pi \frac{k}{N}x\right)\right] \right\} = 0 \quad (5.16)$$

$x \neq 1, 0$  であるから, 第2項が0となるような  $\theta$  は

$$\theta = \frac{l\pi}{2} - \pi x + \frac{k}{N}\pi x \quad (5.17)$$

但し,  $l$ : 整数。

これより周波数検出誤差の極値は (5.18) 式となる。

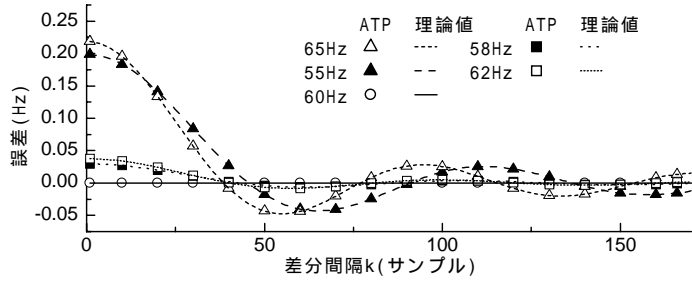
$$f_{err-Max} = \frac{1}{2\pi k T_s} \arctan \frac{2(x-1) \sin\left(2\pi x \frac{k}{N}\right) \left\{ (1-x) \cos\left(2\pi x \frac{k}{N}\right) \pm (x+1) \right\}}{(x-1)^2 \cos\left(4\pi x \frac{k}{N}\right) \mp 2(x^2-1) \cos\left(2\pi x \frac{k}{N}\right) + (x+1)^2} \quad (5.18)$$

図5.8は誤差を含んだDFT検出位相から, (5.13)式を用いて周波数を求めた場合の誤差の直流成分(中心値)と二倍周期の交流成分(振幅)をシミュレーション(ATP)及び(5.15)式より求めたもの(理論値)である。横軸は周波数を求めるための位相の差分間隔であるパラメータ  $k$  であり, シミュレーション結果は理論値に一致している。

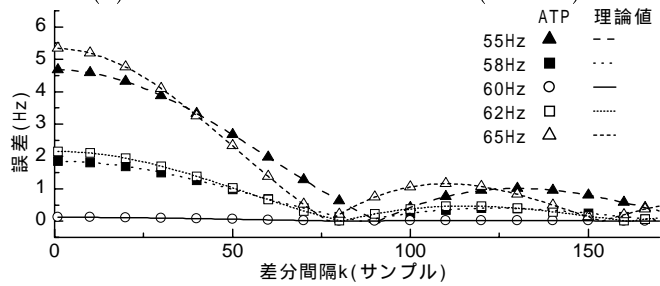
周波数の検出誤差を表す(5.15)式では位相の差分間隔  $k$  が分母に掛かっており, 差分間隔  $k$  に反比例して周波数の検出誤差は小さくなる。図5.8に示すシミュレーション結果も理論値と同様に, 差分間隔  $k$  が大きくなるに従い検出した周波数の誤差の直流・交流成分共に減少する。従って, 差分間隔  $k$  を大きくすることで位相検出誤差の大小に関わらず周波数の検出誤差を小さく抑えることが可能となる。但し, 差分間隔  $k$  を大きくした場合は必要とする検出位相の記憶領域が大きくなり, 周波数検出の応答も遅くなる。

(5.18)式より周波数の検出誤差最大値は差分間隔  $k$  により変わり, 適当な  $k$  の値を選ぶことによって周波数の検出誤差の最大値を小さくすることが可能である。(5.18)式を最小にする条件は, 逆正接内の分子が0となればよい。つまり  $\sin\left(2\pi x \frac{k}{N}\right) = 0$  又は  $\cos\left(2\pi x \frac{k}{N}\right) = \pm \frac{x+1}{x-1}$  を満たせ





(a) 周波数検出誤差の直流成分 (中心値)



(b) 周波数検出誤差の交流成分 (振幅値)

図 5.8 周波数検出誤差

ばよい。ここで  $x > 0$  より  $|\frac{x+1}{x-1}| > 1$  となるため後者の解は無く、前者に対する  $k = \frac{N}{2x}m$  (但し  $m = 1, 2, 3, \dots$ ) が解となる。これが差分間隔  $k = 80$  付近及び  $160$  付近において、図 5.8 に示す周波数の検出誤差が 0 付近まで減少している理由である。従って誤差を含む DFT の検出位相より周波数を求める場合は、差分間隔  $k$  を上述の誤差が少なくなる値にすることで周波数の検出誤差を効果的に抑制することが可能である。差分間隔  $k$  が大きいほど変動誤差は小さくなるものの、周波数偏差に対して最適点が高い領域に分散するようになるため、 $k$  が小さい方が各周波数に対応する最適点を見つけることが容易である。最適な差分間隔  $k$  を用いた検出周波数を適用することで、前節で示した検出位相の誤差補正の精度を満足することが可能である。

5.5.2 検出周波数を用いた位相誤差補正結果

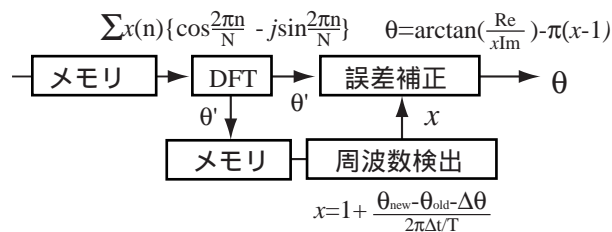


図 5.9 DFT 位相検出誤差補正システム

前節で述べた、誤差を含む DFT 検出位相より周波数を求め、検出位相の誤差を補正するシステムのブロック図を図 5.9 に示す。これを ATP の MODELS 上でモデル化し、シミュレーションを行い位相検出誤差の補正効果を検証した。DFT の設計周波数は  $59.88 \dots$  Hz であり、58Hz, 60Hz,

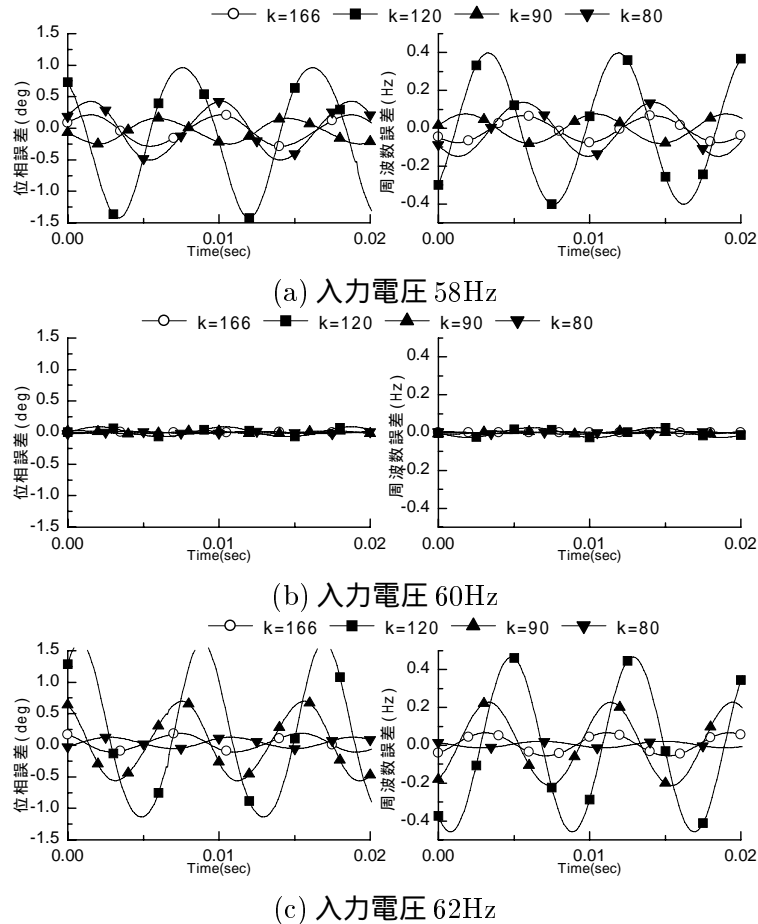


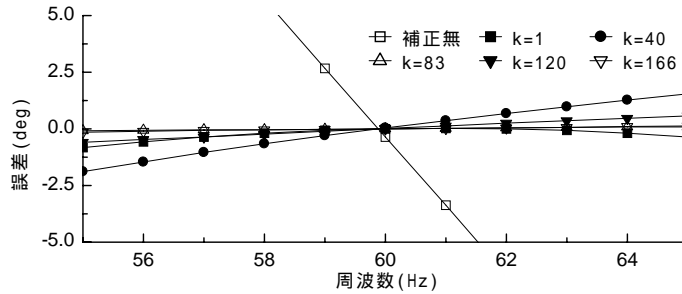
図 5.10 誤差補正結果及び検出周波数

62Hz の入力電圧を与えた場合の結果を図 5.10 に示す。各々図の左側が位相補正誤差，右側が検出周波数である。

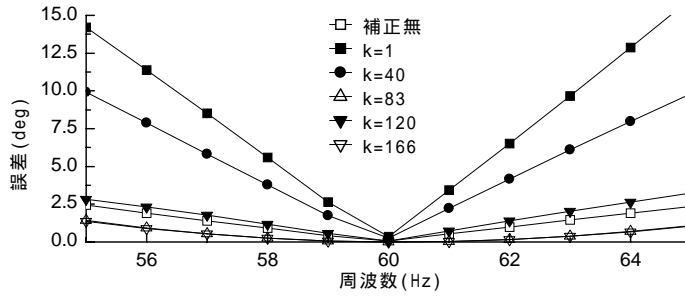
前節で述べたように，周波数検出誤差は位相の差分間隔  $k$  で大きく変化する。従って検出誤差が小さくなるような適当な差分間隔  $k$  を選定する必要がある。図 5.10 に示すように，周波数検出誤差の抑制効果を考えずに差分間隔  $k = 120$  とした場合は，検出周波数の誤差及び補正後の位相誤差が最も大きくなる。図 5.10(b) に示す 60Hz に対して，1 周期にほぼ等しい  $k = 166$  とした場合には，補正誤差・周波数検出誤差共に最も小さくなっている。但し周波数差が大きくなるに従い， $k = 166$  よりもむしろその前後の間隔の方が誤差が小さくなる。また図 5.10(a)(c) に示すように， $k = 80, 90$  でも誤差変動が少なくなることが確認できた。入力周波数が設計周波数より高い場合は  $k$  を小さくし，低い場合は  $k$  を大きくした方が誤差が小さくなる。

図 5.11 はシミュレーションより得られた位相の補正誤差を，直流成分(中心値)と交流成分(振幅)に分けて求めたものである。図 5.11(a) に示すように位相検出誤差の直流成分は，補正により差分間隔  $k$  の値に関わらず著しく改善され減少し，特に  $k = 83, 166$  で誤差の直流成分はほぼ 0 となり，周波数により変化しない。一方図 5.11(b) に示す位相検出誤差の交流成分は，差分間隔  $k$  の値により大きくその周波数特性が変化し，特に  $k = 1, 40, 120$  では補正しない場合よりも悪化する。 $k = 83, 166$  では誤差の交流成分は抑制され，補正による効果が得られることが分かる。

本節では，DFT で検出した位相を用いて周波数を求め，求めた周波数を用いて位相誤差を補正



(a) 補正後の誤差直流成分 (中心値)



(b) 補正後の誤差交流成分 (振幅値)

図 5.11 DFT の位相補正誤差

する場合は、周波数の算出を行う際の位相の差分をとる間隔  $k$  の値の選定が重要であることを示すと共に、 $k$  の選定方法について示した。

## 5.6 三相交流・正相電圧位相検出

電力系統での交流電圧位相検出を考えた場合、単相だけでなく 3 相交流も扱うことが必要である。本節では三相交流に対して、DFT により各相電圧  $v_a, v_b, v_c$  から正相電圧成分の位相検出を行った場合の、周波数差により生じる位相検出誤差についての検討を行う。

対称座標法において正相成分電圧  $\bar{V}_p$  は a, b, c 各相電圧ベクトル  $\bar{V}_a, \bar{V}_b, \bar{V}_c$  を用いて (5.19) 式のように定義される。

$$\bar{V}_p = \frac{1}{3} (\bar{V}_a + a\bar{V}_b + a^2\bar{V}_c) \quad (5.19)$$

但し、 $a = e^{j\frac{2}{3}\pi}$ 。

(5.19) 式より正相成分の位相  $\theta_p$  を求めるには、相電圧ベクトル  $\bar{V}_a, \bar{V}_b, \bar{V}_c$  を DFT により相電圧瞬時値  $v_a, v_b, v_c$  から算出する必要がある。一方、クラーク座標法においては (5.20) 式により相電圧ベクトル  $\bar{V}_a, \bar{V}_b, \bar{V}_c$  は  $\alpha - \beta$  電圧ベクトル  $\bar{V}_\alpha, \bar{V}_\beta$  に変換される。

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_\alpha \\ \bar{V}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_a \\ \bar{V}_b \\ \bar{V}_c \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

対称座標法における正相成分と、クラーク座標法における  $\alpha, \beta$  成分の間には (5.21) 式に示す関係がある。

$$\bar{V}_p = \frac{1}{2} (\bar{V}_\alpha + j\bar{V}_\beta) \quad (5.21)$$

すなわち  $\alpha, \beta$  成分の電圧ベクトルから正相成分の位相  $\theta_p$  が求まる。(5.20) 式の座標変換において変換係数は実数であるため, 相電圧の瞬時値  $v_a, v_b, v_c$  は  $\alpha, \beta$  電圧瞬時値  $v_\alpha, v_\beta$  に (5.22) 式を用いて変換することができる。

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

$\alpha, \beta$  電圧瞬時値  $v_\alpha, v_\beta$  から電圧ベクトル  $\bar{V}_\alpha, \bar{V}_\beta$  を DFT により算出して正相成分電圧の位相  $\theta_p$  を求める場合, DFT で相電圧ベクトルを求める場合に比べ DFT に要する計算量が  $\frac{2}{3}$  となり, 実時間位相検出への適用が容易となる。本節では  $\alpha, \beta$  成分電圧ベクトルから正相成分の位相  $\theta_p$  を求める方法を採用する。

ここで, DFT より算出した  $\alpha, \beta$  成分電圧ベクトルを以下のようにおくと, 正相電圧ベクトル  $\bar{V}_p$  は  $\alpha, \beta$  電圧ベクトルの和として (5.23) 式のように表される。

$$\begin{cases} \bar{V}_\alpha = V_\alpha [\cos \theta_\alpha + j \sin \theta_\alpha] \\ \bar{V}_\beta = V_\beta [\cos \theta_\beta + j \sin \theta_\beta] \end{cases}$$

$$\bar{V}_p = (V_\alpha \cos \theta_\alpha - V_\beta \sin \theta_\beta) + j (V_\alpha \sin \theta_\alpha + V_\beta \cos \theta_\beta) \quad (5.23)$$

この時, 正相電圧の位相角  $\theta_p$  は (5.24) 式で求められる。

$$\theta_p = \arctan \frac{V_\alpha \sin \theta_\alpha + V_\beta \cos \theta_\beta}{V_\alpha \cos \theta_\alpha - V_\beta \sin \theta_\beta} \quad (5.24)$$

以下, 種々の系統条件下での DFT の位相検出誤差が及ぼす正相電圧の位相検出誤差について検討する。

### 5.6.1 三相不平衡状態を考慮した解析

三相不平衡状態を考慮した場合の正相電圧位相検出誤差について検討するため, 不平衡を考慮した各相の電圧を (5.25) 式で表す。

$$\begin{cases} V_a = V \sin(\omega't + \theta) \\ V_b = (V + \Delta V_b) \sin\left(\omega't + \theta + \Delta\theta_b - \frac{2}{3}\pi\right) \\ V_c = (V + \Delta V_c) \sin\left(\omega't + \theta + \Delta\theta_c + \frac{2}{3}\pi\right) \end{cases} \quad (5.25)$$

但し, 不平衡成分を  $\Delta V_b, \Delta V_c, \Delta\theta_b, \Delta\theta_c$  で表す。

(5.25) 式を  $\alpha - \beta$  変換して得られる各成分は (5.26) 式で示される。

$$\begin{cases} V_\alpha = K_1 \sin(\omega't + \theta) + K_2 \cos(\omega't + \theta) \\ V_\beta = K_3 \cos(\omega't + \theta) + K_4 \sin(\omega't + \theta) \end{cases} \quad (5.26)$$

但し,

$$\begin{aligned} K_1 &= \frac{1}{3} \left\{ 2V - \frac{1}{2} (V + \Delta V_b) (-\cos \Delta\theta_b + \sqrt{3} \sin \Delta\theta_b) - \frac{1}{2} (V + \Delta V_c) (-\cos \Delta\theta_c + \sqrt{3} \sin \Delta\theta_c) \right\} \\ K_2 &= \frac{1}{3} \left\{ -\frac{1}{2} (V + \Delta V_b) (-\sqrt{3} \cos \Delta\theta_b - \sin \Delta\theta_b) - \frac{1}{2} (V + \Delta V_c) (\sqrt{3} \cos \Delta\theta_c - \sin \Delta\theta_c) \right\} \\ K_3 &= \frac{1}{2\sqrt{3}} \left\{ (V + \Delta V_b) (-\cos \Delta\theta_b + \sqrt{3} \sin \Delta\theta_b) - (V + \Delta V_c) (-\cos \Delta\theta_c - \sqrt{3} \sin \Delta\theta_c) \right\} \\ K_4 &= \frac{1}{2\sqrt{3}} \left\{ (V + \Delta V_b) (-\sqrt{3} \cos \Delta\theta_b - \sin \Delta\theta_b) - (V + \Delta V_c) (\sqrt{3} \cos \Delta\theta_c - \sin \Delta\theta_c) \right\} \end{aligned}$$

(5.26) 式をフーリエ変換して得られる  $\alpha, \beta$  成分の電圧ベクトルは (5.27) 式ようになる。

$$\begin{cases} \bar{V}_\alpha = \frac{-2x}{1-x^2} \sin \pi x [K_1 \sin(\pi x + \theta) + K_2 \cos(\pi x + \theta)] \\ \quad + j \frac{-2}{1-x^2} \sin \pi x [K_1 \cos(\pi x + \theta) - K_2 \sin(\pi x + \theta)] \\ \bar{V}_\beta = \frac{-2x}{1-x^2} \sin \pi x [K_3 \sin(\pi x + \theta) + K_4 \cos(\pi x + \theta)] \\ \quad + j \frac{-2}{1-x^2} \sin \pi x [K_3 \cos(\pi x + \theta) - K_4 \sin(\pi x + \theta)] \end{cases} \quad (5.27)$$

但し,  $x = \frac{\omega'}{\omega}$ 。

(5.23)(5.27) 式より (5.28) 式の正相電圧ベクトルが求められる。

$$\begin{aligned} \bar{V}_p &= \frac{1}{1-x^2} \sin \pi x [(-xK_1 + K_4) \sin(\pi x + \theta) - (xK_2 + K_3) \cos(\pi x + \theta)] \\ &\quad + j \frac{1}{1-x^2} \sin \pi x [(-K_1 + xK_4) \cos(\pi x + \theta) + (K_2 + xK_3) \sin(\pi x + \theta)] \end{aligned} \quad (5.28)$$

従って, 正相電圧  $\bar{V}_p$  の位相  $\theta_p$  を求めると (5.29) 式となる。

$$\begin{aligned} \tan \theta_p &= \frac{Re[\bar{V}_p]}{Im[\bar{V}_p]} \\ &= \frac{(-K_1 + xK_4) \cos(\pi x + \theta) + (K_2 + xK_3) \sin(\pi x + \theta)}{(-xK_1 + K_4) \sin(\pi x + \theta) - (xK_2 + K_3) \cos(\pi x + \theta)} \end{aligned} \quad (5.29)$$

ここで, 係数  $K_1 \sim K_4$  は不平衡度に対応し,  $\theta$  に対して変化しない定数項である。三相平衡状態 ( $\Delta V_b = \Delta V_c = 0, \Delta \theta_b = \Delta \theta_c = 0$ ) では,  $K_1 = V, K_2 = K_3 = 0, K_4 = -V$  となる。

三相平衡状態で,  $\omega' = \omega (x = 1)$  の時, 得られる正相電圧ベクトル  $\bar{V}_p$  は (5.30) 式となり, 位相  $\theta_p$  は (5.31) 式で与えられ, 検出誤差を生じない。

$$\bar{V}_p = V\pi \sin \theta + jV\pi \cos \theta \quad (5.30)$$

$$\tan \theta_p = \frac{Re[\bar{V}_p]}{Im[\bar{V}_p]} = \frac{V\pi \sin \theta}{V\pi \cos \theta} = \tan \theta \quad (5.31)$$

三相平衡状態,  $\omega' \neq \omega (x \neq 1)$  に対しては  $\bar{V}_p, \theta_p$  は各々 (5.32)(5.33) 式で求められる。この時検出位相は位相  $\theta$  に対して  $x$  に比例したオフセット値の誤差を持つ。誤差は  $\theta$  によって変動せず一定で, 誤差を含む周波数によって検出位相角を補正した場合でも, 誤差量の変動を生じない。また位相角検出値の差分から周波数を求める際にも, 周波数の変動誤差が生じないため検出位相の誤差補正も容易となる。

$$\bar{V}_p = V \frac{-1}{1-x} \sin \pi x \sin(\pi x + \theta) + jV \frac{-1}{1-x} \sin \pi x \cos(\pi x + \theta) \quad (5.32)$$

$$\tan \theta_p = \frac{Re[\bar{V}_p]}{Im[\bar{V}_p]} = \tan(\pi x + \theta) = \tan \theta \quad (5.33)$$

(5.4) 式と同様にして, 検出位相の誤差  $\theta_{err}$  を求めると (5.34) 式となる。

$$\begin{aligned} \theta_{err} &= \theta' - \theta \\ &= \arctan \frac{\tan \theta' - \tan \theta}{1 + \tan \theta' \tan \theta} \\ &= \arctan \frac{K_6}{K_5} \end{aligned} \quad (5.34)$$

但し，

$$\begin{aligned}
K_5 &= -(1-x) \left\{ V \cos(\pi x + 2\theta) + (V + \Delta V_b) \cos\left(\pi x + 2\theta + \Delta\theta_b + \frac{2}{3}\pi\right) \right. \\
&\quad \left. + (V + \Delta V_c) \cos\left(\pi x + 2\theta + \Delta\theta_c - \frac{2}{3}\pi\right) \right\} \\
&\quad - (1+x) \left\{ V \cos \pi x + (V + \Delta V_b) \cos(\pi x + \Delta\theta_b) + (V + \Delta V_c) \cos(\pi x + \Delta\theta_c) \right\} \\
K_6 &= (1-x) \left\{ V \sin(\pi x + 2\theta) + (V + \Delta V_b) \sin\left(\pi x + 2\theta + \Delta\theta_b + \frac{2}{3}\pi\right) \right. \\
&\quad \left. + (V + \Delta V_c) \sin\left(\pi x + 2\theta + \Delta\theta_c - \frac{2}{3}\pi\right) \right\} \\
&\quad - (1+x) \left\{ V \sin \pi x + (V + \Delta V_b) \sin(\pi x + \Delta\theta_b) + (V + \Delta V_c) \sin(\pi x + \Delta\theta_c) \right\}
\end{aligned}$$

$K_5, K_6$  において  $(1-x)$  を係数に持つ項の  $\sin$  及び  $\cos$  は  $2\theta$  を含んでいるため，位相検出誤差  $\theta_{err}$  は2倍の周波数で変動する。(5.34)式がとる検出誤差の極大・極小値を求める極値をとるとき  $\frac{d}{d\theta}\theta_{err} = 0$  となるから，これを満たす  $\theta$  を求めると，次のようになる。

$$\theta = \arccos \left\{ \pm \sqrt{\frac{1-w+(1+w)x}{2(1+x)}} \right\} - \frac{\pi x + \phi + \varphi}{2} \quad (5.35)$$

但し，

$$\begin{aligned}
\tan \varphi &= \frac{(V + \Delta V_b) \sin \Delta\theta_b + (V + \Delta V_c) \sin \Delta\theta_c}{V + (V + \Delta V_b) \cos \Delta\theta_b + (V + \Delta V_c) \cos \Delta\theta_c} \\
\tan \phi &= \frac{V \sin \pi x + (V + \Delta V_b) \sin\left(\pi x + \Delta\theta_b + \frac{2}{3}\pi\right) + (V + \Delta V_c) \sin\left(\pi x + \Delta\theta_c - \frac{2}{3}\pi\right)}{V \cos \pi x + (V + \Delta V_b) \cos\left(\pi x + \Delta\theta_b + \frac{2}{3}\pi\right) + (V + \Delta V_c) \cos\left(\pi x + \Delta\theta_c - \frac{2}{3}\pi\right)} \\
w &= \frac{z}{y} \\
y^2 &= \{(V + \Delta V_b) \sin \Delta\theta_b + (V + \Delta V_c) \sin \Delta\theta_c\}^2 \\
&\quad + \{V + (V + \Delta V_b) \cos \Delta\theta_b + (V + \Delta V_c) \cos \Delta\theta_c\}^2 \\
z^2 &= \left\{ V \sin(\pi x + 2\theta) + (V + \Delta V_b) \sin\left(\pi x + 2\theta + \Delta\theta_b + \frac{2}{3}\pi\right) \right. \\
&\quad \left. + (V + \Delta V_c) \sin\left(\pi x + 2\theta + \Delta\theta_c - \frac{2}{3}\pi\right) \right\}^2 \\
&\quad + \left\{ V \cos(\pi x + 2\theta) + (V + \Delta V_b) \cos\left(\pi x + 2\theta + \Delta\theta_b + \frac{2}{3}\pi\right) \right. \\
&\quad \left. + (V + \Delta V_c) \cos\left(\pi x + 2\theta + \Delta\theta_c - \frac{2}{3}\pi\right) \right\}^2
\end{aligned}$$

不平衡条件をパラメータにとり，位相検出誤差  $\theta_{err}$  の中心値・振幅値を，周波数に対して求めたものが図 5.12 である。

図 5.12(a) に示すように，位相検出誤差の直流成分は単相・三相とも同様に周波数に比例して減少する。また三相では平衡・不平衡の差はない。一方，誤差の変動は図 5.12(b) に示すように，不平衡度の影響を大きく受ける。平衡状態では誤差は変動せず，周波数に比例した誤差を生じるのみである。しかし 1LG, 2LS と不平衡の度合いが大きくなるに従い，変動の振幅は増大する。1LG と 2LS では変動の振幅は倍程度の違いを示すようになり，最も不平衡度が大きくなる 2LS の場合には，単相の場合と同じ振幅で位相検出誤差が変動する。同図より，故障相が基準相である無しに関わらず，誤差変動の振幅は不平衡度だけで決まる。

三相交流の正相電圧位相検出に対して，図 5.9 のシステムにより検出誤差を補正した場合の補正誤差及び検出周波数を，平衡・不平衡状態をパラメータとしてシミュレーションした結果を図

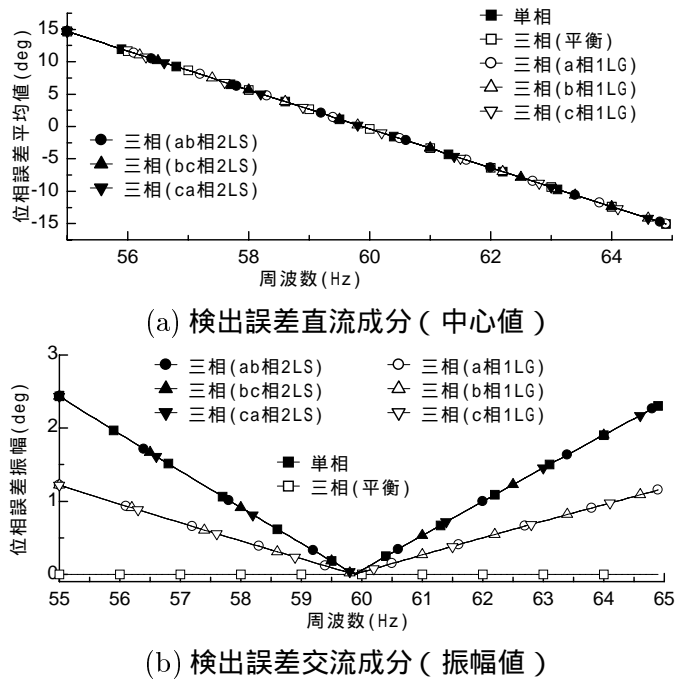


図 5.12 正相電圧位相検出誤差

5.13 に示す。但し，周波数検出で用いた差分をとるサンプル間隔は，60Hz に対して最適値となる半周期分の 83 サンプルとした。入力電圧の周波数に関わらず，三相平衡状態では検出周波数の誤差及び変動が非常に小さく，提案方式により補正した位相の誤差も非常に小さくすることができ。1LG, 2LS と不平衡の度合いが大きくなるに従って，单相の場合と同様に検出周波数及び補正した位相の誤差が増大する。但し，最も不平衡の度合いが大きい場合においても，单相の位相検出に対する検出精度を確保することができることが分かる。

## 5.7 まとめ

本章では，交直変換器の変換動作に不可欠なゲートパルス生成のための動作基準信号となる交流電圧位相を実時間処理した DFT で検出する方法を提案した。実時間 DFT を用いることで，入力信号の位相追従に要する時間は交流基本波 1 サイクル分となり，従来用いられてきた PLL による位相検出方式に比べ約 3 倍の追従速度の高速化が実現できた。

一方，DFT の設計周波数と入力交流電圧周波数の間に偏差がある場合には，検出した位相の値に誤差が含まれることを指摘し，DFT の高速化に非常に効果的である再帰的アルゴリズムが，実は検出精度の面で一般的な DFT 処理に対し数倍～10 数倍程度劣ることを示した。本研究では，DFT の設計周波数と入力交流電圧周波数の偏差によって生じる位相検出誤差の発生要因及び評価を行い，周波数による誤差の補正方法を示した。但し，補正を行うための基準となる周波数に誤差が含まれている場合は，補正した結果にも位相誤差が含まれることになる。従って，必要とされる補正後の位相誤差精度に対して，これを満たすための周波数の精度について明らかにし， $1^\circ = (0.27\%)$  の精度を得るには 0.25Hz の周波数精度が必要であることを示した。

周波数の検出方法として，誤差を含んでいる DFT の検出位相より高精度が要求される補正用の周波数を得るために，周波数算出のための最適な位相の差分間隔を数学的に明らかにすると共に，

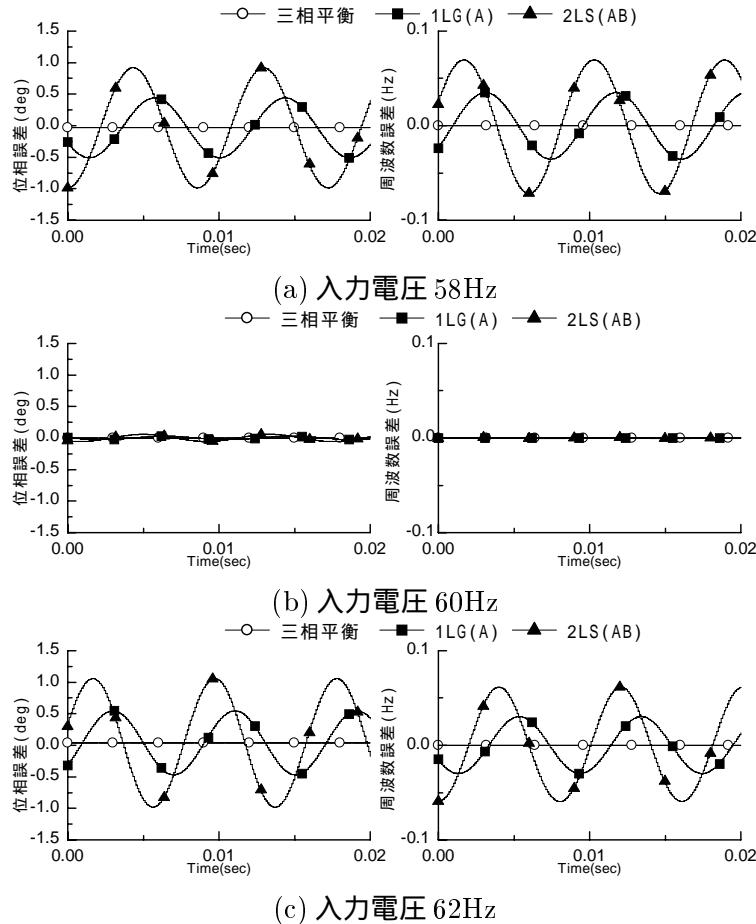


図 5.13 正相電圧位相誤差補正結果及び検出周波数

計算機シミュレーションを用いて確認した。その結果、差分間隔  $k = 83$  または  $166$  で周波数の検出誤差を最も少なくすることができ、検出に要する時間も  $0.5$  周期または  $1$  周期しか必要としない。これを用いて DFT の検出した位相を補正することで、補正を行わない場合に比べて  $15$  倍以上の位相検出の精度向上が可能になった。

さらに、三相交流の正相電圧位相検出に適用した場合について検討した。三相平衡の場合検出位相の誤差に変動成分が現れず、このため誤差は直流成分のみとなり補正が容易となる。周波数検出についても同様に変動成分は現れない。その結果、単相の位相補正方法と同じ手法を適用することで、平衡状態では完全に誤差が無くなることを示した。また、不平衡状態においても単相の場合と同様に位相検出の応答  $1$  サイクル、周波数検出の応答  $0.5$  又は  $1$  サイクルの高速な検出性能を維持しながら、補正を行わない場合に比べ最高で  $15$  倍以上の位相検出の精度向上が可能になった。

## 参考文献

- [1] 高橋他: “可変速 FWG による大容量長距離送電系統安定化の検討”, 電学論 B, Vol.117-B, No.7, pp.930–937 (1997)
- [2] 赤松他: “電力系統事故時の異常電圧に対処した PLL 及び周波数検出方式”, 電学論 B, Vol.118-



- B, No.9, pp.955-961 (1998)
- [3] 石川他:“直流基幹送電系統における位相制御回路の詳細モデルの検討”, 電学論 B, 106 巻, 4 号, pp.361-368 (1986)
  - [4] 松井他:“PLL を用いた PWM インバータにおける変調の一方式”, 電学論 B, 104 巻, 4 号, pp.201-208 (1984)
  - [5] 一柳他:“マイクロコンピュータによる電力系統の簡易形位相検出器”, 電学論 B, 103 巻, 9 号, pp.626-632 (1983)
  - [6] 菌部:“電力系統のオンラインデジタル高調波解析に伴う誤差”, 電学論 B, 99 巻, 5 号, pp.281-288 (1979)
  - [7] 武田他:“PLL を用いた勇氣電圧転流形無整流子電動機の転流余裕時間一定制御法”, 電学論 B, 101 巻, 11 号, pp.690-696 (1981)
  - [8] 松井他:“位相ロックループを用いた PWM インバータの同期変調方式”, 電学論 B, 100 巻, 9 号, pp.557-564 (1980)
  - [9] 電気学会技術報告:“給電より見た電力機器の運用限度”, II 部, 第 183 号 (1985)
  - [10] 宅野他:“連続 DFT アルゴリズムを用いた高調波スペクトルのリアルタイム解析”, 電技研資, PE97-43 (1997)
  - [11] 大田他:“DSP と GPS を用いた多地点同期フェーザ計測システムの開発”, 電技研資, PE99-41 (1999)
  - [12] R. O. Burnett Jr, et.al.:“Synchronized phasor measurements of a power system event”, IEEE Trans. on. PS, Vol.9, No.3, pp.1643-1650 (1994)
  - [13] S.E.Stanton, et.al.:“Application of phasor measurements and partial energy analysis in stabilizing large disturbances”, IEEE Trans. on. PS., Vol.10, No.1, pp.297-306 (1995)
  - [14] D.N.Kosterev, et.al.:“Feasibility study of using synchronized phasor measurements for generator drooping controls in the colstrip system”, IEEE Trans. on. PS., Vol.13, No.3, pp.755-761 (1998)
  - [15] 杉浦他:“フーリエ変換を用いた変換器制御方式”, 平 9 電学全大, No.822 (1997)
  - [16] 小川他:“系統連系用電力変換器の位相検出方式”, 平 10 電学 B 大, 論文 II-231 (1998)
  - [17] 一瀬他:“電力貯蔵用変換器の高調波解析”, 平 10 電学 B 大, 論文 II-146 (1998)
  - [18] 田中他:“自励式直流送電システムの低圧系統適用時の運転制御方式と特性の検討”, 系技研資, PSE00-1 (2000)
  - [19] Jose A. de la O, et.al.:“A new digital filter for phasor computation part I:theory”, IEEE Trans. on. PS., Vol.13, No.3, pp.1026-1031 (1998)
  - [20] Jose A. de la O, et.al.:“A new digital filter for phasor computation part II:Evaluation”, IEEE Trans. on. PS, Vol.13, No.3, pp.1032-1037 (1998)
  - [21] A. G. Phadke:“Synchronized Phasor Measurements”, IEEE Computer Applications in Power, Vol.6, No.2, pp.10-15 (1993)
  - [22] V. Centeno et al.:“Adaptive Out-of-Step Relaying Using Phasor Measurement Techniques”, IEEE Computer Applications in Power, Vol.6, No.3, pp.12-17 (1993)
  - [23] R. O. Burnett et al.:“Power System Applications for Phasor Measurement Units”, IEEE Computer Applications in Power, Vol.7, No.1, pp.8-13 (1993)
  - [24] A. G. Phadke et al.:“A New Measurement Technique For Tracking Voltage Phasors, Local System Frequency, and Rate of Change of Frequency”, IEEE trans. on PAS., Vol.PAS-102,

- No5, pp.1025-1038 (1983)
- [25] 雨谷編:” 電力システムのパソコンシミュレーション”, OHM9 月別冊 (1998)
  - [26] 岩田編著:” デジタル信号処理”, コロナ社 (1995)
  - [27] 石田他:”DSP 活用のポイント”, 産業図書 (1990)
  - [28] 宅野他:”DFT の再帰的アルゴリズムによる電力高調波のアクティブフィルタリング”, 平 10 電学全大, No.820 (1998)
  - [29] 柳沢編:”PLL (位相同期ループ) 応用回路”, 総合電子出版社 (1977)
  - [30] 千葉他:”高速サンプリングを適用した電力系統用高精度電圧検出方式の検討”, 電学論 B, 113 巻, 51 号, pp.553-561 (1992)
  - [31] 鈴木他:”実時間 FFT による電力システム動揺モードのオンライン推定”, 電学論 B, Vol.120-B, No.2, pp.134-140 (2000)

## 第6章 結論

本研究では，将来の広域連系された電力系統への適用を考えた交直連系系統の新しい制御及び適用方式についての検討を行った。本研究で得られた成果を総括して述べ，結論とする。

- (1) 現在の直流送電で用いられている電流型他励式変換器では，変換器での大量の無効電力消費，交流電圧不安定現象の発生の問題があり，短絡容量の小さい弱小系統への適用は難しかった。本研究では，これらの問題を解決し弱小系統への連系を容易にする方式として，変換器用変圧器2次側に転流コンデンサを直列に挿入したコンデンサ転流型変換器の実余裕角制御方式を提案した。

実余裕角制御を行うためだけでなく，コンデンサ転流型変換器の実効値解析用の変換器のモデル化を行うためにも，交直連系系統の運転条件である直流電流・交流電圧に対して変換器の点弧角・重なり角と実余裕角の関係を求める必要がある。そのため，コンデンサ転流型変換器の転流プロセスの定式化を行い，実余裕角制御及び変換器の数値解析モデルを開発した。開発した実余裕角制御を用いることで，転流コンデンサの補償度が200%以上において力率1運転が可能となり，無効電力消費の問題が解決できる。また，実余裕角制御の解析結果より補償度が200~250%を境として変換器の出力特性が他励式変換器の逆特性を示すようになることを明らかにした。実余裕角制御を用いることで，弱小系統への連系時の電圧安定性及び制御安定性が向上し，補償度50%の低い補償でも従来より20%以上短絡容量が小さく弱い系統でも安定運転が可能となった。コスト的には，弱小系統への連系時にコンデンサ転流型変換器の優位性が現れるため，将来既存の直流連系設備の増設等により相対的に交流系統が弱くなるようなケースにおいて有効な方式になるものと考えられる。

- (2) コンデンサ転流型変換器は，電流型他励式変換器の転流動作に関する問題点を大幅に改善する。しかし，変換器は外部印加電圧で転流するサイリスタバルブを使用しており，軽負荷時での運転や無電源系統への送電などでの安定な運転を保証するには，自己消弧素子を用いた自励式変換器の適用による根本的な改善が必要となる。

自励式変換器で送電のような高電圧への適用を考えた場合，素子の逆耐圧が不要等の理由により電圧型が採用される。電圧型自励式変換器では直流出力の平滑化のために大容量の直流コンデンサを用いる。この直流コンデンサと直流線路のリアクタンスとキャパシタンスにより直流線路の固有振動周波数が比較的高い値となる。これが変換器のデジタル制御系の制御周期と近い時，直流線路電流の振動が発生した場合に変換器制御での抑制は難しい。そこで直流線路にリアクトルと抵抗の並列回路からなるダンパ回路を直列に挿入し，直流線路電流振動の抑制を提案した。一方，直流線路の固有振動周波数とデジタル制御系の制御周期が近い場合，従来他励式変換器では問題の発生していなかった連続時間系での固有値解析において，誤差が大きくなる問題を明らかにした。本研究ではアナログ回路である直流線路を離散時間系に等価変換し，変換器のデジタル制御系と合成した離散時間系での固有値解析を提案し，安定度判別の誤差を約 $\frac{1}{10}$ にまで抑制している。また提案したダンパ回路の特性について，瞬時値シミュレーションにより解析した結果，高調波の抑制効果は期待できないが，定常時の損失は非常に少なく送電効率に与える影響はほとんど無しに，擾乱発生時は効果的に動揺

を抑制し、発生するダンパ回路での損失は少なく大規模な装置とならない。コスト的にもダンパ回路を付加することによるコスト増加の影響は少なく、弱小系統連系時における自励式変換器による直流送電の実現可能性が高いことを示した。

- (3) 近年架空線路の新設が困難になってきていることや、環境・安全性・設備・メンテナンスコスト低減の面での要求から油浸紙絶縁からの脱却が必要となってきており、小・中容量だけでなく大電力送電線路においても固体絶縁ケーブルへの移行は避けられない状況にある。本研究では、低周波による長距離大容量ケーブル送電を提案した。従来、長距離のケーブル送電は、商用周波数の交流では充電電流の問題により著しく送電容量が低下若しくは送電不可能となるため、直流送電が適用されてきた。しかし、中・短距離の交流送電ではその優れた絶縁特性のため一般的に用いられている固体絶縁のXLPEケーブルは、直流電界下では空間電荷が蓄積されるため直流送電には適用できず、長距離送電への適用が不可能であるとされていた。本研究で提案した低周波送電方式は、空間電荷が中和され蓄積しない周波数且つ、商用周波数より低い周波数の交流を用いることで、ケーブル線路の充電電流を低減し、送電容量の増大および送電巨長の長距離化を図る方式である。提案方式によると、商用周波数では送電不可能であった500kV、100kmのケーブル送電を可能にし、直流送電とほぼ同容量の送電容量を確保できる。また、既設の500kV、50kmのXLPEケーブル線路に対しても送電容量を1.4倍に増大させることが可能である。このような低周波ケーブル送電方式を実現するための構成として、周波数変換装置にサイクロコンバータを適用することを提案し、送・受電端での潮流制御を実現するための基準位相の設定方式及び端子制御方式について検討すると共に、実効値解析シミュレーションにより制御方式の妥当性を示した。また、サイクロコンバータの動作を詳細模擬した瞬時値解析シミュレーションにより、サイクロコンバータ同士を対向させた構成で問題なく安定に動作可能であることを見出し、低周波1サイクルでの高速起動が可能で、潮流制御も可能であることを示した。

- (4) 本研究の検討で用いたコンデンサ転流型変換器、電圧型自励式変換器、サイクロコンバータの変換器は全て交流電圧の位相を基準にして動作する。本研究では、特に自励式変換器の動作基準位相として用いるための実時間DFTによる位相検出及び、検出位相誤差の補正方法を提案した。

大容量の交直連系系統は比較的周波数変動が小さく、位相変化も小さい基幹系統に連系されるため、PLL等を用いた位相検出でも問題なく変換器を動作させることが可能である。一方小容量の直流送電において、自励式変換器が連系される交流系統は出力変動の激しい風力発電等の電源が接続されることも考慮しなければならず、周波数変動の激しい条件下でも高速に且つ正確に位相を検出する必要がある。本研究では、DFTによる位相検出の追従速度は1サイクルしか要せず高速性が保証されるが、周波数変動に対して検出位相の誤差を生じる問題点を指摘すると共に、交流の周波数を用いた誤差の補正法を提案し、正確な周波数が得られれば補正により誤差のない位相が得られることを示した。次に周波数を得るために、DFTの検出位相の差分を用いる方法を提案し、周波数の算出誤差を小さく抑えることのできる最適な差分間隔があることを解析的に示した。この最適な差分間隔で求めた周波数を用いて検出位相を補正した結果、補正を施さない場合に比べて15倍以上の精度向上を図ることができた。また、三相交流の正相電圧成分の位相検出への拡張についても検討し、特に三相平衡な状態では周波数の算出値及び補正後の位相の誤差が著しく減少することを明らかにし、最悪の不平衡条件下でも単相の場合と同じ精度での位相誤差補正が可能であることを示した。

## 謝辞

本研究の全過程を通じて、終始懇切な御指導・御教示ならびに御鞭撻を頂戴した大阪大学大学院工学研究科電気工学専攻 松浦 虔士教授に衷心より感謝の意を表します。

本論文をまとめるにあたり、懇篤なる御指導を頂くと共に数々の御教示を賜った大阪大学大学院工学研究科電気工学専攻 熊谷 貞俊教授、伊瀬 敏史助教授に深謝の意を表します。論文執筆にあたって、御指導と御高配を賜った大阪大学大学院工学研究科電気工学専攻 伊藤 利道教授、辻 毅一郎教授、平尾 孝教授、佐々木 孝友教授に厚く御礼申し上げます。

また、本研究に関し御指導・御教示を賜った大阪大学大学院工学研究科電気工学専攻 河崎 善一郎助教授、松原 一郎学内講師や、筆者が大阪大学大学院工学研究科電気工学専攻在学中に御指導を賜った、木村 紀之先生(現在、大阪工業大学助教授)、山本 賢司先生(現在、鈴鹿工業高等専門学校教授)、折にふれて有益な御助言・御討論・御激励をいただいた、徳島大学工学部 牛田 明夫教授、神戸市立工業高等専門学校 津吉 彰助教授、道平 雅一講師、日立製作所日立研究所 小西 博雄主管研究員、電力中央研究所 竹中 清上席研究員に深く感謝の意を表します。

また、本論文作成にあたり LaTeX のスタイルファイル作成にご尽力いただいた大阪大学大学院工学研究科情報システム工学専攻 三浦 克介助手に深く感謝いたします。

研究の遂行に際し協力ならびに助言を頂いた坪田 慎二氏(現在、日新電機株式会社)、田中 健次氏(関西電力株式会社)、橋本 覚氏(関西電力株式会社)、中井 孝氏(関西電力株式会社)に深く感謝致します。

最後に、本研究の遂行にあたり理解と援助をいただいた両親及び妻、子供たちに感謝の意を添えます。



# 業績リスト

## 1. 発表論文（査読あり）

### 1.1 電気学会論文誌

- (1) 舟木, 木村, 松浦「電圧型変換器を用いた直流送電システムの直流線路電流振動抑制」, 電気学会論文誌 D, Vol.113-D, No.1, pp.57-64 (1993).
- (2) 道平, 中岡, 米森, 舟木, 河崎, 松浦「新しい高周波トランスリンクソフトスイッチング PWM DC-DC コンバータと開ループ特性」, 電気学会論文誌 D, Vol.116-D, No.5, pp.546-555 (1996).
- (3) 道平, 植田, 舟木, 河崎, 松浦「2次側位相シフト PWM 制御を行う部分共振型高周波リンク DC-AC コンバータの動作解析」, 電気学会論文誌 D, Vol.117-D, No.12, pp.1503-1510 (1997).
- (4) 道平, 大田, 朴, 舟木, 河崎, 松浦「2次側位相シフト PWM 制御を適用した高周波 AC リンク三相 DC-AC コンバータの動作解析」, 電気学会論文誌 D, Vol.119-D, No.5, pp.659-669 (1999).
- (5) 舟木, 坪田, 松浦「コンデンサ転流型変換器の実余裕角特性算出モデルと交流電圧安定性の解析」, 電気学会論文誌 B, Vol.120-B, No.6, pp.823-830 (2000).
- (6) 赤松, 道平, 舟木, 河崎, 松浦「電力変換装置から発生する高調波の時間周波数解析」, 電気学会論文誌 D, Vol.120-D, No.7, pp.949-950 (2000).
- (7) 舟木, 松浦「低周波ケーブル送電方式の提案」, 電気学会論文誌 B, Vol.120-B, No.8, 8月号掲載予定
- (8) 舟木, 松浦, 田中「DFT 実時間位相検出の誤差評価と補正法」, 電気学会論文誌 B 投稿中

### 1.2 IEEE Transaction

- (1) N.Kimura, T.Funaki and K.Matsuura, "Damping of Current Oscillation in Supper Conductive Line Applied for HVdc Transmission System", IEEE Transaction on Applied Superconductivity, Vol.3, No.1, pp.223-225 (1993).
- (2) T.Funaki and K.Matsuura, "Predictive Firing Angle Calculation for Constant Effective Margin Angle Control of CCC-HVdc", IEEE Transaction on Power Delivery 掲載予定

### 1.3 電気学会電力・エネルギー部門大会論文 I

- (1) 木村, 舟木, 市原, 松浦, 森田, 森岡「電圧型変換器と電流型変換器の混在した直流送電システムの動特性の検討」, 平成4年電気学会電力・エネルギー部門大会論文 I, 10, pp.55-60 (1992).
- (2) 舟木, 木村, 松浦, 森田, 森岡「電圧型変換器を用いた直流送電システムの離散時間系による安定度解析」, 平成5年電気学会電力・エネルギー部門大会論文 I, 4, pp.19-24 (1993)
- (3) T.Funaki, S.Fukui, K.Matsuura, N.Kimura and M.Morita, "STATCOM Application to the

Reactive Power Compensation for the Conventional HVdc Converter” , 平成8年電気学会電力・エネルギー部門大会論文 I-E,115,pp. 81–86 (1996).

## 2. 国際会議

- (1) T.Funaki, N.Kimura and K.Matsu-ura, “STABILITY ANALYSIS OF HVDC SYSTEM USING VOLTAGE SOURCE TYPE FORCED COMMUTATION CONVERTER”, Proceedings of the 28th Universities Power Engineering Conference 1993, pp.267–270 (1993).
- (2) Funaki and Matsu-ura, “Installation of Superconductive Magnetic Energy Storage into Multi-Terminal HVdc Transmission System”, 1994 Applied Superconductivity Conference Abstracts, pp.96 (1994).
- (3) T.Funaki, S.Fukui, N.Kimura, K.Matsu-ura, “The Stability Enhancement to a Large Scale Longitudinal Power System by Installing the HVdc System with Self Commutated Converter”, Proceedings on Stockholm Power Tech, SPT PE03-04-0481, pp. 83–88 (1995).
- (4) N.Kimura, T.Funaki, H.Yamaguchi, K.Matsuura and K.Takenaka, “Improving stability of power system by HVdc system using VSFC converter”, Proceedings on CIGRE symposium TOKYO, 410-01 (1995).
- (5) T.Funaki, M.Michihira, S.Fukui, K.Matsu-ura and N.Kimura, “The loss considered ac/dc converter simple model of HVdc transmission system for power system analysis”, Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics (ICPE95), pp. 90–95 (1995).
- (6) N.Kimura, K.Taniguchi, T.Funaki, S.Fukui and K.Matsu-ura, “Transient Analysis of HVdc System Using Forced Commutation Converter in Fault”, Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics (ICPE95), pp. 106–109 (1995).
- (7) S.Fukui, T.Funaki, K.Matsu-ura, N.Kimura and K.Taniguchi, “Improvement of Conventional HVdc System Behavior by Forced Commutation Static Var Compensation”, Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics (ICPE95), pp. 235–240 (1995).
- (8) S.Tsubota, T.Funaki and K.Matsu-ura, “Controller of the Capacitor Commutated Converter for HVdc Transmission”, Proceedings of 1998 International Conference on Power Electronics (ICPE95), pp. 914–920 (1998).
- (9) T.Funaki, S.Fukui, N.Kimura and K.Matsu-ura, “Stability Improvement of the AC system by applying the HVdc link using Voltage Source type Forced Commutated Converter”, Proceedings of 1995 International Power Electronics Conference (IPEC-Yokohama '95), pp. 154–158 (1995).
- (10) S.Fukui, T.Funaki, K.Matsu-ura, N.Kimura, K.Taniguchi, K.Takenaka, “Transient Analysis of HVdc Converter Compensated by Forced Commutation Static Var Compensator”, Proceedings of 1995 International Power Electronics Conference (IPEC-Yokohama '95), pp. 1751–1756 (1995).
- (11) T.Funaki and K.Matsuura, “Phase Detection Method for HVdc Converter Synchronized Operation to the Linked AC System By Digital Signal Processing”, The International Conference on Electrical Engineering(ICEE98), Vol.I, pp. 440–444 (1998).
- (12) T.Funaki and K.Matsuura, “Basic concept of Low Frequency AC transmission system”, International Conference on Electrical Engineering(ICEE99), Vol.II, pp. 17–20 (1999).



- (13) T.Funaki and K.Matsuura, "Feasibility of the Low Frequency AC transmission", IEEE Power Engineering Society 2000 Winter Meeting (PES2000WM), CD-ROM, (2000).
- (14) S.Tsubota, T.Funaki and K.Matsuura, "Analysis of Interconnection between HVdc Transmission with Capacitor Commutated Converter and AC Power Transmission System", IEEE Power Engineering Society 2000 Winter Meeting (PES2000WM), CD-ROM, (2000).

### 3. 口頭発表論文リスト

#### 3.1 電気学会全国大会

- (1) 舟木, 市原, 木村, 松浦「電圧型変換器の直流送電への適用 (電圧型変換器による P-Q 制御)」, 平成 3 年電気学会全国大会, 1179 (1991).
- (2) 舟木, 木村, 松浦「電圧型変換器を用いた直流送電システムにおけるダンパ回路による制御性の向上」, 平成 4 年電気学会全国大会, 587 (1992).
- (3) 舟木, 木村, 松浦, 森田, 森岡「電圧型変換器を用いた直流送電システムの安定度解析」, 平成 5 年電気学会全国大会, 1114 (1993).
- (4) 木村, 舟木, 松浦, 竹中「変換器動作の離散的性質を考慮した安定度解析 - 零次ホールドによる変換器動作の模擬 - 」, 平成 6 年電気学会全国大会, 1265 (1994).
- (5) 舟木, Dahroji, 木村, 松浦, 森田, 森岡「変換器動作の離散的性質を考慮した安定度解析 - 離散時間系での固有値解析 - 」, 平成 6 年電気学会全国大会, 1117 (1994).
- (6) 和田, 横井, 井上, 舟木, 河崎, 松浦「UHF 波帯干渉計による雷放電路の可視化」, 平成 6 年電気学会全国大会, 1309 (1994).
- (7) 舟木, 福井, 松浦, 木村, 森田, 森岡「電圧型自励式変換器を用いた直流送電による広域連系システムの安定化」, 平成 7 年電気学会全国大会, 1412 (1995).
- (8) 道平, 舟木, 松浦, 米森, 中岡「2 次側位相シフト PWM 制御ソフトスイッチングサイクロコンバータの動作解析」, 平成 8 年電気学会全国大会, 722 (1996).
- (9) 木村, 森實, 谷口, 舟木, 松浦「2 重化多レベル変換器の制御方式の検討」, 平成 8 年電気学会全国大会, 797 (1996).
- (10) 舟木, 木村, 松浦「自励式 HVdc のパワーモジュレーションによる電力動揺抑制の検討」, 平成 8 年電気学会全国大会, 851 (1996)
- (11) N.Issarachai, 舟木, 松浦「Subsynchronous Oscillation Comparison Study between HVdc Line and Self-Commutated Converter System」, 平成 8 年電気学会全国大会, 1335 (1996).
- (12) 野村, 大貫, 和田, 舟木, 河崎, 松浦「MCTEX 雷観測速報」, 平成 8 年電気学会全国大会, 1572 (1996).
- (13) 道平, 大田, 植田, 舟木, 松浦「2 次側位相シフト PWM 制御を行う部分共振形高周波リンク 3 サイクロコンバータのスイッチングパターンの改良による歪み率の低減」, 平成 9 年電気学会全国大会, 813 (1997).
- (14) 植田, 道平, 大田, 舟木, 河崎, 松浦「ウェーブレット変換によるスイッチング波形の時間周波数解析」, 平成 9 年電気学会全国大会, 862 (1997).
- (15) 渡邊, 田中, 舟木, 松浦「コンデンサ転流型変換器を用いた直流送電の余裕角についての一考察」, 平成 9 年電気学会全国大会, 1548 (1997).
- (16) 渡邊, 道平, 植田, 舟木, 河崎, 松浦「2 次側位相シフト高周波リンク単相 DC-AC コンバータの系統連系」, 平成 10 年電気学会全国大会, 744 (1998).
- (17) 坪田, 舟木, 松浦「コンデンサ転流型変換器を用いた直流送電の安定度解析モデルの開発」,

- 平成 10 年電気学会全国大会, 1406 (1998).
- (18) 渡邊, 田中, 舟木, 松浦「交直連系システムにおける変換器運転同期位相の高速検出法」, 平成 10 年電気学会全国大会, 1407 (1998).
  - (19) 平野, 渡邊, 田中, 舟木, 松浦, 道平「電力貯蔵電池用系統連系インバータの特性解析」, 平成 11 年電気学会全国大会, 846 (1999).
  - (20) 舟木, 柏木, 菅, 有田「日本 ATP ユーザグループ (JAUG) の設立」, 平成 11 年電気学会全国大会, 1411 (1999).
  - (21) 舟木, 吉田, 岩佐, 安藤「自励式直流送電の出力電力モジュレーション制御-APSA による検証-」, 平成 11 年電気学会全国大会, 1488 (1999).
  - (22) 兵藤, 坪田, 平野, 舟木, 松浦「自励式直流送電の出力電力モジュレーション制御」, 平成 11 年電気学会全国大会, 1493 (1999).
  - (23) 坪田, 舟木, 松浦「コンデンサ転流型変換器の交流電圧安定性に及ぼす影響の評価」, 平成 11 年電気学会全国大会, 1496 (1999).
  - (24) 舟木, 松浦「低周波送電方式の基礎検討」, 平成 11 年電気学会全国大会, 1509 (1999).
  - (25) 柏木, 舟木, 菅, 有田「東アジア地区における日本 ATP ユーザグループ (JAUG) の活動-ATP-EMTP による解析」, 平成 12 年電気学会全国大会, 6-061 (2000).
  - (26) 舟木, 松浦「Compiled MODELS での DFT 位相検出装置のモデル化と評価-ATP-EMTP による解析」, 平成 12 年電気学会全国大会, 6-068 (2000).
  - (27) 藤中, 朴, 舟木, 松浦, 道平「分散型電源に用いる 2 次側位相シフト高周波 AC リンク三相 AC-DC コンバータに関する研究」, 平成 12 年電気学会全国大会, 4-026 (2000).

### 3.2 電気学会電力・エネルギー部門大会論文 II

- (1) 舟木, 木村, 松浦, 森田, 森岡「電圧型変換器を用いた直流送電のシステム解析(ダンパ回路による過渡特性の改善)」, 平成 4 年電気学会電力・エネルギー部門大会論文 II, 453, pp. 700-702 (1992).
- (2) ダロジ, 木村, 舟木, 松浦「自励式 SVC と高速位相器の系統安定化効果の比較検討」, 平成 5 年電気学会電力・エネルギー部門大会論文 II, 120, pp. 38-39 (1993).
- (3) 舟木, 松浦, 木村, 森田「自励式変換器を用いた直流送電による交直並列電力系統の電力動揺抑制」, 平成 7 年電気学会電力・エネルギー部門大会論文 II, 201, pp. 38-39 (1995).
- (4) 福井, 舟木, 松浦, 木村「他励式変換器を自励式変換器で無効電力補償した場合の変換器動作特性の考察」, 平成 7 年電気学会電力・エネルギー部門大会論文 II, 620, pp. 830-831 (1995).
- (5) 道平, 舟木, 河崎, 松浦「共振ポール形 2 次側 ZVS-PWM 制御高周波リンク DC-DC コンバータ」, 平成 7 年電気学会電力・エネルギー部門大会論文 II, 621, pp. 832-833 (1995).
- (6) 野村, 大貫, 和田, 舟木, 河崎, 松浦, 王「UHF 波帯干渉計を用いた熱帯収束帯における雷観測」, 平成 8 年電気学会電力・エネルギー部門大会論文 II, 451, pp. 497-498 (1996).
- (7) 松本, 木村, 森實, 谷口, 舟木, 松浦「二重化多レベル変換器の直流側電圧制御特性」, 平成 8 年電気学会電力・エネルギー部門大会論文 II, 644, pp. 874-875 (1996).
- (8) 渡邊, 舟木, 松浦「運転諸量を考慮したコンデンサ転流型変換器の余裕角制御の検討」, 平成 9 年電気学会電力・エネルギー部門大会論文 II, 296, pp. 389-390 (1997).
- (9) 舟木, 松浦「直流送電の変換器が消費する無効電力の変動分の自励式無効電力補償装置による動的補償の検討」, 平成 9 年電気学会電力・エネルギー部門大会論文 II, 321, pp. 439-440 (1997).
- (10) 舟木, 坪田, 松浦「デジタル信号処理による交直変換器の系統同期位相高速検出法」, 平成

10年電気学会電力・エネルギー部門大会論文II, 278, pp.512-513 (1998).

- (11) 坪田, 舟木, 松浦「コンデンサ転流型変換器を用いた直流送電制御系の考察」, 平成10年電気学会電力・エネルギー部門大会論文II, 278, pp.512-513 (1998)
- (12) 舟木, 松浦「低周波送電方式の基礎検討-その2-」, 平成11年電気学会電力・エネルギー部門大会論文II, 247, pp.604-605 (1999)
- (13) 柏木, 舟木, 菅, 有田「日本ATPユーザグループ(JAUG)のATP-EMTPインターネットサービス」, 平成11年電気学会電力・エネルギー部門大会論文II, 247, pp.588-589 (1999)

### 3.3 電気学会産業応用部門大会

- (1) T.Funaki, N.Kimura and K.Matsu-ura, "EFFECT OF INSTALLATION OF L-R DAMPER CIRCUIT IN DC LONE OF HVDC SYSTEM USING PWM VOLTAGE SOURCE TYPE CONVERTER", 平成4年電気学会産業応用部門大会国際セッション, pp. E.109-E.113 (1992).
- (2) 大田, 道平, 植田, 舟木, 松浦「2次側位相シフトPWM制御高周波ACリンク3相サイクロコンバータの動作解析」, 平成8年電気学会産業応用部門大会, No.267 (1996).
- (3) 徐, 舟木, 松浦, 木村「自励式SVCによる直流送電変換器の無効電力補償-交流側不平衡故障時の振る舞い-」, 平成8年電気学会産業応用部門大会, T-27 (1996).

### 3.4 電気関係学会関西支部連合大会

- (1) 舟木, 市原, 木村, 松浦「電圧型変換器の直流送電への適用(直流電流の振動抑制)」, 平成2年電気関係学会関西支部連合大会, G4-14 (1990).
- (2) 木村, 舟木, 市原, 松浦「自励式変換器の直流送電への適用(3端子直流系統の動特性)」, 平成3年電気関係学会関西支部連合大会, G4-26 (1991).
- (3) 木村, 舟木, 松浦「超伝導ケーブルを用いた直流送電の直流電流振動抑制」, 平成4年電気関係学会関西支部連合大会, G4-5 (1992).
- (4) 木村, ダロジ, 舟木, 松浦, 竹中「自励式SVCにより無効電力補償された直流BTB連系の並列コンデンサ開閉時の動特性」, 平成5年電気関係学会関西支部連合大会, G4-7 (1993).
- (5) 木村, 谷口, 舟木, 松浦「電圧型変換器を使用した直流送電による系統安定化制御」, 平成6年電気関係学会関西支部連合大会, G5-5 (1994).
- (6) 舟木, 松浦, 木村, 森田「電圧型自励式変換器を用いた直流系統連系による系統安定化」, 平成6年電気関係学会関西支部連合大会, G5-6 (1994).
- (7) 福井, 舟木, 木村, 松浦「SVGによる直流送電変換器の無効電力補償に対する検討」, 平成6年電気関係学会関西支部連合大会, G5-7 (1994).
- (8) 舟木, 吉田, 岩佐, 安藤「APSA自励式変換器モデルによる交直連系系統の安定化制御に関する実験」, 平成10年電気関係学会関西支部連合大会, G5-26 (1998).
- (9) 田中, 木村, 森實, 谷口, 舟木「電圧型変換器を用いた直流送電の直流線路事故電流抑制の一方法」, 平成10年電気関係学会関西支部連合大会, G5-36 (1998).
- (10) 舟木, 道平, 松浦「太陽電池と系統連系インバータの現状と課題」, 平成11年電気関係学会関西支部連合大会, S2-5 (1999).
- (11) 中井, 坪田, 舟木, 松浦「サイクロコンバータを用いた低周波ケーブル送電」, 平成11年電気関係学会関西支部連合大会, G5-29 (1999).

### 3.5 電気学会電力技術研究会

- (1) 舟木, 木村, 松浦「電圧型変換器を用いた直流送電の動特性」, 電力技術研究会資料, PE-91-170 (1991).
- (2) 舟木, 木村, 松浦「電圧型変換器を用いた直流送電における安定解析」, 電力技術研究会資料, PE-92-61 (1992).
- (3) 木村, 舟木, 松浦「自励式 SVC による系統安定化の一考察」, 電力技術研究会資料, PE-92-58 (1992).
- (4) 木村, 舟木, 河野, 松浦「変換器制御の離散的性質が直流送電の動特性に及ぼす影響の基礎検討」, 電力技術研究会資料, PE-93-80 (1993).
- (5) 森田, 森岡, 木村, 舟木「高性能系統解析装置 (APSA) による電圧型自励式変換器を用いた直流送電系統のシミュレーション結果」, 電力技術研究会資料, PE-93-78 (1993).
- (6) 福井, 舟木, 木村, 松浦「自励式 SVC による直流送電変換器の無効電力補償に関する検討」, 電力技術研究会資料, PE-94-111 (1994).
- (7) 木村, 谷口, 舟木, 松浦「電圧型変換器を用いた直流送電による電力系統動特性の改善」, 電力技術研究会資料, PE-94-120 (1994).
- (8) 舟木, 福井, 松浦, 木村, 森田「電圧型変換器を用いた多端子直流送電系統の動特性」, 電力技術研究会資料, PE-94-121 (1994).
- (9) 舟木, 道平, 福井, 松浦, 木村「自励式変換器を用いた直流送電の交直並列系統への適用」, 電力技術研究会資料, PE-95-118 (1995).
- (10) N.Issarachai, T.Funaki and K.Matsuura, 「Investigation of the Impacts of HVDC Self-Commutated Converter System on Torsional Oscillations」, 電力技術研究会資料, PE-96-70 (1996).
- (11) 舟木「新エネルギー用高調波リンク DC / AC コンバータ」, 電力技術研究会資料, PE-98-9 (1998).
- (12) 木村, 田中, 森實, 谷口, 舟木, 電圧型変換器を用いた直流送電の直流線路事故電流抑制」, 電力技術研究会資料, PE-98-182 (1998).
- (13) 坪田, 舟木, 松浦「コンデンサ転流型変換器を用いた交直連系系統モデルと系統安定度」, 電力技術研究会資料, PE-98-183 (1998).
- (14) 舟木, 坪田, 松浦「自励式直流送電変換器の位相検出法の誤差及び高調波への影響」, 電力技術研究会資料, PE-98-188 (1998).
- (15) 舟木, 坪田, 松浦「低周波送電方式の提案と出力特性解析」, 電力技術研究会資料, PE-99-46 (1999).
- (16) 坪田, 兵藤, 舟木, 松浦「コンデンサ転流型変換器の動特性と交流系統との相互作用」, 電力技術研究会資料, PE-99-63 (1999).

### 3.6 電気学会半導体・電力変換研究会

- (1) 道平, 米森, 中岡, 舟木, 松浦「2次側位相シフト PWM 制御ソフトスイッチングサイクロコンバータ」, 半導体電力変換研究会資料, SPC-96-23 (1996).
- (2) 舟木, 松浦, 牛嶋「トランスの遊離インダクタ効果を利用した斬陰極管用小型インバータ」, 半導体電力変換研究会資料, SPC-97-3 (1997).
- (3) 植田, 道平, 大田, 舟木, 松浦「スイッチング波形のウェーブレット変換を用いた時間周波数解析」, 半導体電力変換研究会資料, SPC-97-14 (1997).

- (4) 渡邊，道平，植田，舟木，河崎，松浦「2次側位相シフト高周波リンク単相 DC-AC コンバータの特性解析」，半導体電力変換研究会資料，SPC-98-38 (1998).
- (5) 朴，道平，渡辺，舟木，河崎，松浦「高周波リンク DC-AC コンバータとその MPPT 制御」，半導体電力変換研究会資料，SPC-98-101 (1998).

### 3.7 パワーエレクトロニクス研究会

- (1) 舟木，木村，松浦「電圧型変換器を用いた直流連系による交流系統制御」，パワーエレクトロニクス研究会論文誌，Vol.17, pp.76-84 (1991).
- (2) 道平，舟木，中岡，松浦「2次側位相シフト PWM 制御を行う新しい部分共振型 DC-DC コンバータ」，パワーエレクトロニクス研究会論文誌，Vol.21, No.2, pp.78-87 (1996).
- (3) 大田，道平，植田，舟木，松浦，米森，中岡「部分共振型 ZVS/ZCS 高周波 AC リンク 3 相サイクロコンバータの動作解析」，パワーエレクトロニクス研究会論文誌，Vol.22, No.1, pp.42-48 (1996).
- (4) 朴，渡辺，舟木，河崎，松浦「2次側位相シフト PWM 制御 DC-AC コンバータを用いた新しい太陽光発電最大電力制御方式」，パワーエレクトロニクス研究会論文誌，Vol.24, No.1, pp.79-88 (1998).

## 4 受賞歴

- (1) 電気学会論文発表賞 (平成 3 年 3 月 6 日).
- (2) 電気学会論文発表賞 (平成 7 年 9 月 20 日).
- (3) 電気関係学会関西支部連合大会奨励賞 (平成 12 年 4 月 7 日).