

VOC 方式 GFM インバータの自己同期性 に着目した配電系統ブラックスタート に関する研究

渡辺 和樹

目次

第1章 緒論	1 -
1.1 本研究の背景	1 -
1.2 提案される各種の GFM 方式	3 -
1.3 問題提起	6 -
1.4 本研究の目的と内容	8 -
第2章 非線形自励振動子モデルによる自己同期現象の解析	10 -
2.1 まえがき	10 -
2.2 Van der Pol 振動子を用いた分析	11 -
2.3 簡易 VOC インバータモデル	14 -
2.4 簡易 VOC インバータモデルの挙動分析	16 -
2.5 自己同期の定量評価	22 -
2.6 まとめ	25 -
第3章 Andronov-Hopf 振動子による VOC 方式 GFM インバータのモデル化と電力特性解析	26 -
3.1 まえがき	26 -
3.2 Andropov-Hopf 振動子を用いた VOC インバータ	27 -
3.3 電流-電圧特性	28 -
3.4 周波数-有効電力特性	32 -
3.5 電圧-無効電力特性	34 -
3.6 周波数応答特性	37 -
3.7 まとめ	39 -
第4章 過電流制約と安定性	40 -
4.1 まえがき	40 -
4.2 過電流制約を考慮した VOC インバータモデル	41 -
4.3 過電流制約による影響の分析	43 -
4.4 過電流制約を考慮した過渡安定性のシミュレーション評価	49 -
4.5 リヤプノフ安定性評価	56 -
4.6 まとめ	58 -
第5章 配電系統の分散型ブラックスタート	59 -
5.1 まえがき	59 -
5.2 分散型ブラックスタートの前提条件	59 -
5.3 分散型ブラックスタートのシミュレーション	61 -
5.4 部分負荷特性の評価	69 -
5.5 まとめ	78 -
第6章 コントローラの試作と検証	79 -
6.1 まえがき	79 -
6.2 CHILS の目的	79 -

6.3	コントローラ設計	81 -
6.4	CHILS 実験	85 -
6.5	まとめ	90 -
第 7 章	総括	91 -
7.1	本研究の成果	91 -
7.2	今後の課題と将来展望	94 -
	参考文献	95 -
	謝辞	99 -
付録 A	VOC インバータの主要特性の関係式導出	100 -
A.1	電圧-電流の入出力特性の導出	100 -
A.2	周波数-有効電力特性の導出	103 -
A.3	電圧-無効電力特性の導出	106 -
付録 B	コントローラの実装	109 -
付録 C	試作機の実装と PHILS 試験環境の構築	112 -

第 1 章 緒論

1.1 本研究の背景

近年、世界的に脱炭素化への取り組みが加速しており、日本においても 2050 年カーボンニュートラルの実現が政策目標として掲げられている。再生可能エネルギーの大量導入が進む一方で、図 1.1 に示すように、電力系統は従来の大規模集中型から分散型、再生可能エネルギー主導型への構造転換を迫られている[1]。このような環境下では、従来の同期発電機が担っていた慣性力、電圧維持能力、同期化力を、インバータ電源が代替的に提供する必要がある。

従来の同期発電機は、機械的な回転エネルギーを有し、電力需給の変動時にも慣性により周波数を安定化させる特性を持つ。また、界磁巻線の電圧を AVR(Automatic Voltage Regulator)によって制御し、端子電圧を一定に制御しようとする電圧維持能力がある。さらには、回転子位相と系統電圧位相の差分が拡大しそうになると、これを一定に維持しようとして同期化電流が流れる。一方、インバータ電源は半導体デバイスを用いた電力変換装置であり、これらの特性を持たず、指令に基づく電流源的挙動を示す。このため、インバータ電源比率が高まる電力系統では、短絡容量の低下や周波数変動の増大、同期安定性の喪失といった系統安定性の課題が顕在化しつつある。

また電力系統においては、再生可能エネルギーの最大限活用を前提とした電力の安定供給ばかりではなく、災害などの有事の際においても安心して電力を享受できるインフラの整備が求められている。従来、電力系統がブラックアウトした場合、火力発電など電圧源とみなせる大規模電源が系統電圧を確立することで系統を復旧してきた。しかし、再生可能エネルギーの主力電源化が進んだ将来系統では、従来方法では系統復旧が困難、または停電が長期化する可能性がある。このため、分散的に配置されたインバータ電源を主体とした新たな系統復旧の在り方が問われる。

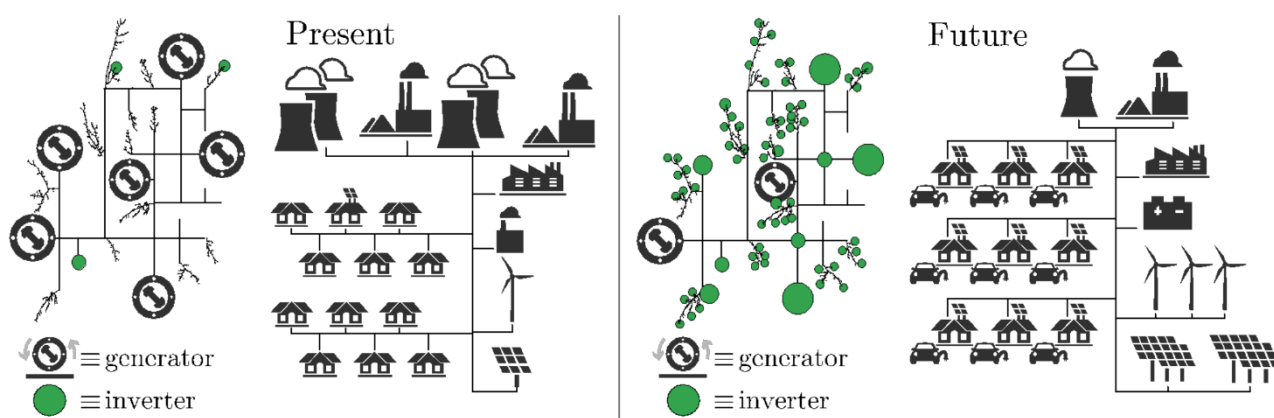


図 1.1 インバータ電源主体系統への変遷

このような課題に対処するため、近年、「グリッドフォーミング(Grid-Forming, GFM)」と呼ばれる新たなインバータ制御概念が注目されている[2]。GFM インバータは、系統電圧と周波数を自律的に生成し、他の電源と同期することで、電力系統の安定運用を支援する。代表的な GFM 制御方式としては、Droop 制御、VSG(Virtual Synchronous Generator)制御、および VOC(Virtual Oscillator Control)制御が挙げられる。

各制御方式の詳細については次節で述べるが、以下のような特徴があることが知られている。Droop 制御は実装が容易であるが、内部制御での自己慣性を有さないため、外乱下での同期性能に課題を残す[1]。VSG 制御は発電機方程式を模擬することで慣性を再現するが、仮想的な回転機構を導入するために制御パラメータが多い[3]。また、同期発電機を模擬しているため仮想脱調が発生しうる。VOC 制御は非線形振動子理論に基づく同期機構を有し、外部からの指令信号がなくとも自励的に位相を整合できることが特徴である。VOC は数理的に自己同期現象 (Self-Synchronization) を誘起できる GFM 方式として、学術的,実用的に注目を集めている[4-5]。

分散的に配置されたインバータ電源を用いて系統を復旧するためには、インバータ電源を電圧源として活用することが重要である。すなわち、GFM としての特性を適切に利用することで、配電系統の末端に接続された各電源が自律的かつ逐次的に系統を構成することが合理的である[6-7]。次節以降では、GFM 方式の原理と特徴を分析し、その有用性および技術的課題について論じる。

1.2 提案される各種の GFM 方式

GFM インバータとは、外部の電圧源に依存することなく、自ら電圧と周波数を生成し、電力系統を形成、安定化させる機能を有する電力変換装置である。これに対し、外部の電圧源を参照して動作する従来の制御方式はグリッドフォローイング(Grid-Following, GFL)と呼ばれ、外部に電圧源が存在しない状態では電圧や周波数を生成できない。したがって、災害時やブラックスタート時など無電圧状態から電力系統を立ち上げ形成するためには、GFM 動作を実現するインバータが必要である [8]。

GFM の代表的な制御方式として、Droop 制御, Virtual Synchronous Generator (VSG)制御, および Virtual Oscillator Control (VOC)制御 が挙げられる。これらの特徴を一般化すると表 1.1 の通りである。

表 1.1 各種の GFM 方式比較 (それぞれの一般的な方式による)

方式	Droop	VSG	VOC
主な制御構成	垂下特性	ガバナ, AVR, および同期発電 機の模擬	非線形自励振動 子の模擬
自端制御による 慣性応答	不可	可能	可能
自己同期性 (発電機理論の 同期化力に相当する力)	なし	あり	あり
設定すべき制御 パラメータの数	少ない	多い	少ない

以下に各方式の概要を整理する。

(1) Droop 制御方式

Droop 制御は、発電機の負荷分担特性を模擬した制御であり、有効電力 P と周波数 f 、無効電力 Q と電圧 V の間に比例関係を設定する。すなわち、

$$f = f_0 - K_P(P - P_0) \quad (1.1)$$

$$V = V_0 - K_Q(Q - Q_0) \quad (1.2)$$

の関係により、出力電力の変化に応じて周波数および電圧を調整する。ここで、 f_0 、 V_0 はそれぞれ基準周波数および基準電圧である。 P_0 、 Q_0 は目標の有効電力および無効電力を表し、実用上はセットポイントなどとも呼ばれる。また、 K_P 、 K_Q はそれぞれ周波数-有効電力特性および電圧-無効電力特性の比例係数(Droop 係数)である。Droop 制御は構成が簡潔であり、インバータ電源の並列運転に適するが、外乱応答の遅れや非線形負荷下での同期安定性の低下が指摘されている[9]。また、周波数偏差を許容して電力分担を実現するため、電力品質面での課題が残る。

(2) Virtual Synchronous Generator (VSG) 制御方式

VSG 制御は、同期発電機の運動方程式を模擬し、インバータに慣性力と同期化力を付与する方式である。発電機の運動方程式は次式で表される [3]。

$$M \frac{d\omega}{dt} = P_m - P_e - D(\omega - \omega_0) \quad (1.3)$$

ここで、 M は慣性定数、 D は減衰係数、 P_m は機械入力 (仮想機械出力)、 P_e は電気出力を表す。この式を制御系で模擬することにより、インバータに仮想的な回転エネルギーを持たせることができる。したがって、低慣性系統においても周波数安定化に寄与する。一方で、VSG 制御はパラメータ(慣性、減衰、AVR 定数など)が多く、調整が難しい。また、大きな外乱や過電流制限下では、仮想的な脱調が発生する場合がある[10]。

(3) Virtual Oscillator Control (VOC) 制御方式

VOC 制御は、非線形自励振動子の原理を電力制御に応用した方式であり、外部指令を必要とせずに自発的な同期を実現する点に特徴がある。基礎方程式は Van der Pol 振動子や Andronov-Hopf 振動子に基づき、次のような非線形微分方程式で表される[11]。

$$\frac{d^2 v_c}{d\tau^2} - \varepsilon \sigma(1 - 2v_c^2) \frac{dv_c}{d\tau} + v_c = -\varepsilon K_i \frac{di}{d\tau} \quad (1.4)$$

ここで、 v_c はキャパシタ電圧、 i はインダクタ電流、 $\varepsilon = \sqrt{L/C}$ は特性パラメータである。この系は自励的に周期運動 (リミットサイクル) を形成し、外部からの微小摂動に対しても安定な軌道を維持する。複数の VOC が電力系統に接続されると、それぞれの発振器間で位相引き込みが生じ、最終的に共通の周波数へ同期する。この自己同期現象(self-synchronization)こそが VOC の最も重要な特性である。

さらに近年では、出力電力指令に追従可能な Dispatchable VOC(dVOC)も提案されており

[12][13], 電圧, 周波数制御に加え, 電流制限, 再同期, 慣性模擬などの機能を統合した高性能化が進められている。

一方で, VOC は内部に実装する非線形要素に依存するため動作領域の解析が容易でなく, 安定性評価やパラメータ設計を体系的に扱う枠組みは十分に確立しているとは言い難い。さらに, 実運用を想定すると, 過電流制約下における動作保証や負荷変動への応答といった基本的特性にも未解明な点が残されている。このため, VOC の自己同期性を損なうことなく, 安定性と制約条件を同時に満たす設計指針を明確化することが重要な課題である。

1.3 問題提起

前述の通り、GFM インバータは外部系統に依存せずに電圧と周波数を自律的に生成できることから、将来の分散型電力系統、ないしはインバータ主体電源系統の中核技術として期待されている。とくに、大規模災害や広域的なブラックアウト後の再起動においては、従来のように大型同期発電機のみで系統を立ち上げることが困難となりつつあり、配電系統レベルで分散的に配置されたインバータ電源が自律的に系統を形成し、順次連系していくようなブラックスタート方式が求められている。

しかし、ブラックスタート時の電力系統は、負荷や回路トポロジが不確実であるうえ、短絡容量が小さく、過電流制約も厳しいという特徴をもつ。このような環境下でインバータ電源をブラックスタートに用いるためには、

- 無電圧状態から電圧と周波数を安定に立ち上げること
- 複数の電源間で自然な同期と電力分担を行うこと
- 過電流制限や電流ひずみを許容範囲内に収めること

を同時に満たす必要があり、従来の GFL インバータや単純な Droop 制御のみでは十分とはいえない。

この観点から注目され、近年数多くの試作や実証が行われているのが、VSG である。

VSG は、同期発電機の運動方程式やガバナ特性を模擬することで、慣性応答および一次周波数制御を実現する制御方式である。さらに、AVR による電圧制御機能もインバータ上で再現できるため、従来の発電機制御則をそのまま適用できる点に特徴があり、その明快な制御概念が研究の進展を後押ししている。

しかしながら、VSG は従来の発電機を忠実に模倣するため、発電機本来の不安定要素も同時に継承してしまう。実際、既往研究では、仮想的な脱調を防ぐための仮想ガバナや仮想 AVR 制御の改良[14]、仮想インピーダンスの動的制御の導入[15]、仮想的な脱調が発生しないように仮想回転子の位相にアンチwindアップ制御を設ける[16]などが提案されているが、いずれも「発電機的不安定性」を模倣し、また、補償する方向での改良にとどまっている。筆者は、このような「発電機的不安定性の継承」そのものが、インバータ本来の特性を活かすうえで本質的に不適切であると考ええる。

筆者は、この観点から、VOC に注目している。本来、電力系統は物理的には複数の同期発電機の結合系として記述され、各発電機が相互作用を及ぼし合うことで最終的に全機が同一の周波数へ収束する。この自己同期現象は、非線形振動子が結合された系に固有の協調挙動として理解できる。VOC は、非線形自励振動子モデルを電圧源インバータの内部ダイナミクスとして利用し、外部指令を用いずに位相結合のみから自発的な同期を形成する制御方式である。この性質は、Droop 制御や VSG 制御のように周波数、電圧指令や制御ループを構成する能動的な方式に比べ、より原理的で物理的な同期メカニズムを備える点にメリットがあると考ええる。

一方で、VOC に関する既往研究の多くは、非線形自励振動子の安定性を連系インバータの観点から評価するにとどまる。それに加えて、VOC は通信技術を起源とした技術である

ため、古典的同期発電機理論との対応関係を踏まえた体系的な解析枠組みは十分に確立されていない[17-18]。また、実系統で不可避な電流制限や短絡容量の小ささが動的安定性に及ぼす影響についても、定量的な評価は未だ十分ではない。

したがって、VOC についてインバータ本来の制約を踏まえつつ、同期発電機理論との整合性を保った形で VOC の動的安定性を再定義することが求められる。本研究では、従来の VOC 研究が抱えていた

(1) 発電機理論との非整合

(2) 電流制限条件を考慮した安定性評価

という 2 つの課題に着目し、その具体的な適用先として、配電系統のブラックスタートへの有用性を明らかにする。

1.4 本研究の目的と内容

本研究の目的は、インバータ電源が自律的に電圧および周波数を生成し、災害時や無電圧状態から系統を復旧するための VOC インバータ の制御原理を体系的に整理し、動的安定性と分散的ブラックスタートへの適用性を明らかにすることである。すなわち、従来の VOC 抱えていた「発電機理論との非整合性」および「過電流制約を考慮した安定性評価の欠如」を克服し、VOC が持つ非線形自励振動子としての自己同期性を理論的,実験的に検証することを目的とする。

本論文は、全7章で構成されており、その内容は以下の通りである。

第2章では、VOCの基本原理となる非線形自励振動子のモデル化を行い、自己同期現象の発生機構を明らかにする。Van der Pol 振動子を対象として、結合条件,初期位相差,パラメータ感度が同期特性に与える影響を数値的に評価し、複数インバータ間の位相引き込み挙動を解析する。これにより、VOC の自己同期性が物理的な相互作用に基づく現象であることを示す。

第3章では、VOCを連系インバータ制御に適用するため、Andronov-Hopf 振動子に基づく状態空間モデルを構築する。本章では、仮想発振器の内部動作とインバータの制御信号との対応関係を明らかにし、それらがどのように連動して GFM 動作を実現しているのかを体系的に整理する。この観点について、日本国内で数理的に論じた研究はこれまで存在せず、既往文献[9]でも VOC の電流,電圧特性に関する導出過程が十分に説明されていない。そこで本研究では、GFM 制御分野の主要研究者である Dr. B. B. Johnson らが引用する基礎的文獻[19]を精読し、その理論構造を再整理した上で、VOC が持つ電力特性や発電機の応答を体系的に明らかにした。これにより、VOC 方式 GFM インバータの基本的な電圧,電力挙動を定量的に整理し、次章で扱う過電流制約下の安定性解析の基礎を与える。

第4章では、実機応用上不可避である過電流制約を考慮し、電流制限を伴う VOC の動的安定性を解析する。過電流抑制制御の方式を検討し、等面積法による過渡安定度解析とリヤプノフ指数解析を用いて安定領域を評価する。これにより、過電流制約が自己同期性および再同期過程に与える影響を明らかにし、安定動作の条件を導出する。

第5章では、複数の VOC インバータによる分散的ブラックスタートを対象に、配電系統を逐次的に構成するシナリオ解析を行う。負荷不確実性および電流制約を考慮したシミュレーションにより、電圧形成,同期過程,電力分担の挙動を明らかにするとともに、部分負荷時の安定性マップを作成し、設計指針を示す。

第6章では、提案した制御法の有効性を実機レベルで検証するため、Typhoon HIL および B-Box RCP を用いた Controller Hardware-in-the-Loop Simulation (CHILS) 環境を構築する。過電流抑制動作および再同期過程を含む一連のシナリオを実施し、シミュレーション結果との整合を確認することで、提案制御の妥当性を示す。

第7章では、本研究全体を総括し、VOC 方式 GFM インバータの自己同期性,過電流制約下の安定性,分散的ブラックスタート適用性の関係を整理する。また、本研究の成果を踏ま

え、今後の課題として複数制御方式の協調運転や実系統への適用拡張の方向性について述べる。

以上の検討を通じて、本研究は、非線形自励振動子の動作原理に基づくインバータの自己同期性を理論的に体系化するとともに、GFM 制御の観点から分散電源による自律的ブラックスタートの実現可能性を示すものである。

第 2 章 非線形自励振動子モデルによる自己同期現象の解析

2.1 まえがき

第 1 章では，インバータ電源主体系統の実現に向けて，同期発電機の模倣に依存することなく，電力系統を支える周波数同期や同期化力の本質的な起源を再考する必要性について論じた。すなわち，電力系統における「同期」という現象を，発電機制御の一要素としてではなく，より一般的な非線形振動子の協調現象として理解することが重要であることを示した。

本章では，この観点に基づき，外部からの能動的な周波数指令や制御系による補償に頼らず，非線形自励振動子が本来有する受動的な同期形成能力(自己同期性)を定義し，その特性を解析する。具体的には，非線形自励振動子の代表例である Van der Pol 振動子を取り上げ，その基礎方程式を電力変換器の動作に対応づけながら，エネルギーの授受，リミットサイクル形成，位相引き込みといった基本的な物理現象を整理する。

さらに，この振動子モデルを簡易的な VOC インバータモデルへと拡張し，その動作を数値的に解析する。複数の振動子が電力結合を介して同期化する過程をシミュレーションにより示し，VOC 方式が有する自然同期メカニズムと，それが配電系統の電圧形成および周波数安定化に寄与する可能性を検証する。

本章に示す検討を通して，VOC 方式 GFM インバータの自己同期性の物理的根拠を明確化し，次章以降で扱う状態空間モデルおよび安定性解析の基礎を明らかにする。

2.2 Van der Pol 振動子を用いた分析

本節では、VOC 方式 GFM インバータの自己同期性を数理的に把握するため、図 2.1 に示すような LC 並列回路、負性抵抗および非線形抵抗で表される非線形自励振動子に着目する。図 2.1 は Van der Pol 振動子と呼ばれ、非線形制御で著名である[19]。本研究では、これを GFM インバータに適応したときの自己同期性を検討する。

三相瞬時値を $\alpha\beta$ 座標に変換したときの α 軸に対応する等価回路を考え、キャパシタ電圧を v_c 、インダクタ電流を i_L とおく。回路方程式は次式で与えられる。

$$L \frac{di_L}{dt} = v_c \quad (2.1)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C} (\sigma v_c - i_L - A v_c^3 - K_i i_\alpha) \quad (2.2)$$

ここで、 L 、 C は振動子インダクタンスおよびキャパシタンス、 σ は負性抵抗に相当するコンダクタンス、 A は非線形抵抗の係数、 K_i は電流帰還ゲイン、 i_α はインバータ出力電流(α 軸)である。なお、関係式として以下を導入する。

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.3)$$

$$\omega^* = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.4)$$

$$\tau = \omega^* t \quad (2.5)$$

以上を整理すると、Van der Pol の 2 階非線形微分方程式として式(2.6)が得られる。

$$\frac{d^2 v_c}{d\tau^2} - \varepsilon \sigma (1 - 2v_c^2) \frac{dv_c}{d\tau} + v_c = -\varepsilon K_i \frac{di_\alpha}{d\tau} \quad (2.6)$$

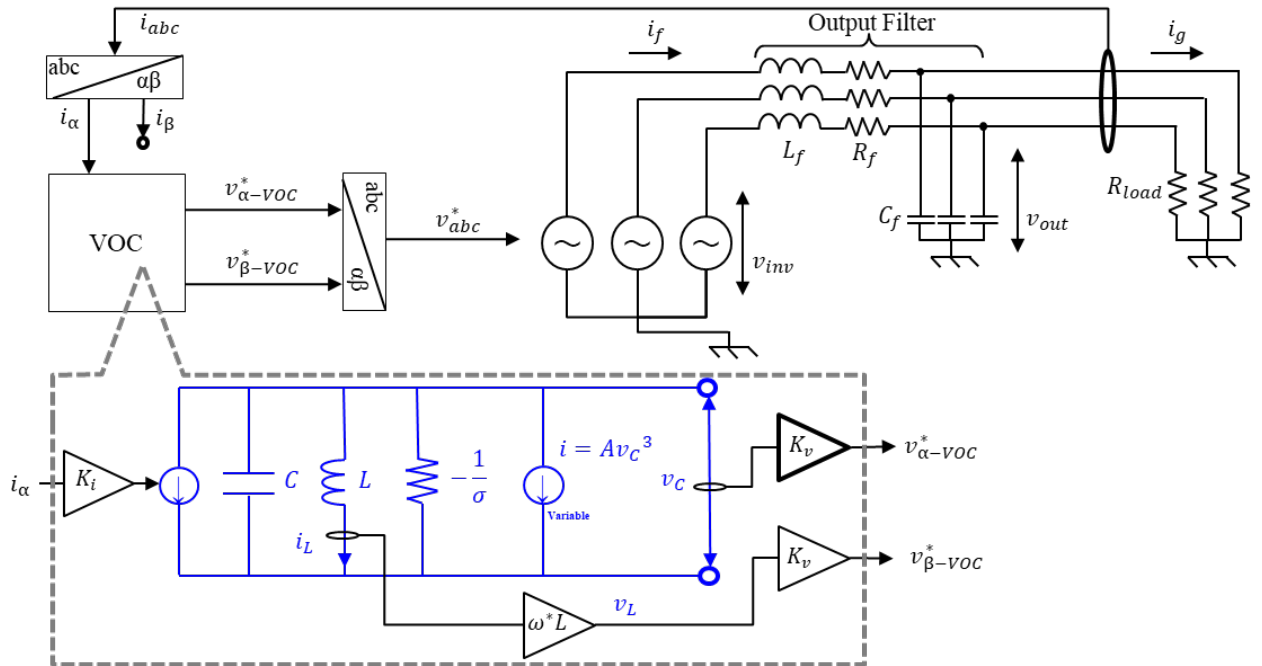


図 2.1 Van der Pol 振動子を用いた VOC 方式インバータ

VOC が生成する電圧に周期性があることを確認し、さらに非線形自励振動子における自己同期性を考察する。いま、式(2.6) の右辺=0 とする特性方程式に対して、相空間上のある値 v_c に対する状態点 dv_c/dt の軌跡を描くと、図 2.2 を得る。なお、軌跡の始点を(2,0)、時間を $t: 0 \rightarrow \infty$ とした。図 2.2 中の黒線は、始点からスタートした軌跡が原点を中心とする閉軌道に収束しており、この閉軌道はリミットサイクルと呼ばれ、自励振動の数理モデルとして知られる[19]。リミットサイクルでは、 v_c の大小とこれの微分である減衰および増幅の力が釣り合う様子が認められるため、一定の周期振動に落ち着く特性があると言える。さらに、始点を任意とした場合の収束起動を図 2.2 中に青矢印で示した。青矢印を確認すると、いずれの始点もリミットサイクルに引き込まれる様子が認められる。したがって、原点を含む任意の初期振幅から始まる動特性は、一定の時間経過とともに最終的には周期振動に引き込まれることを示す。

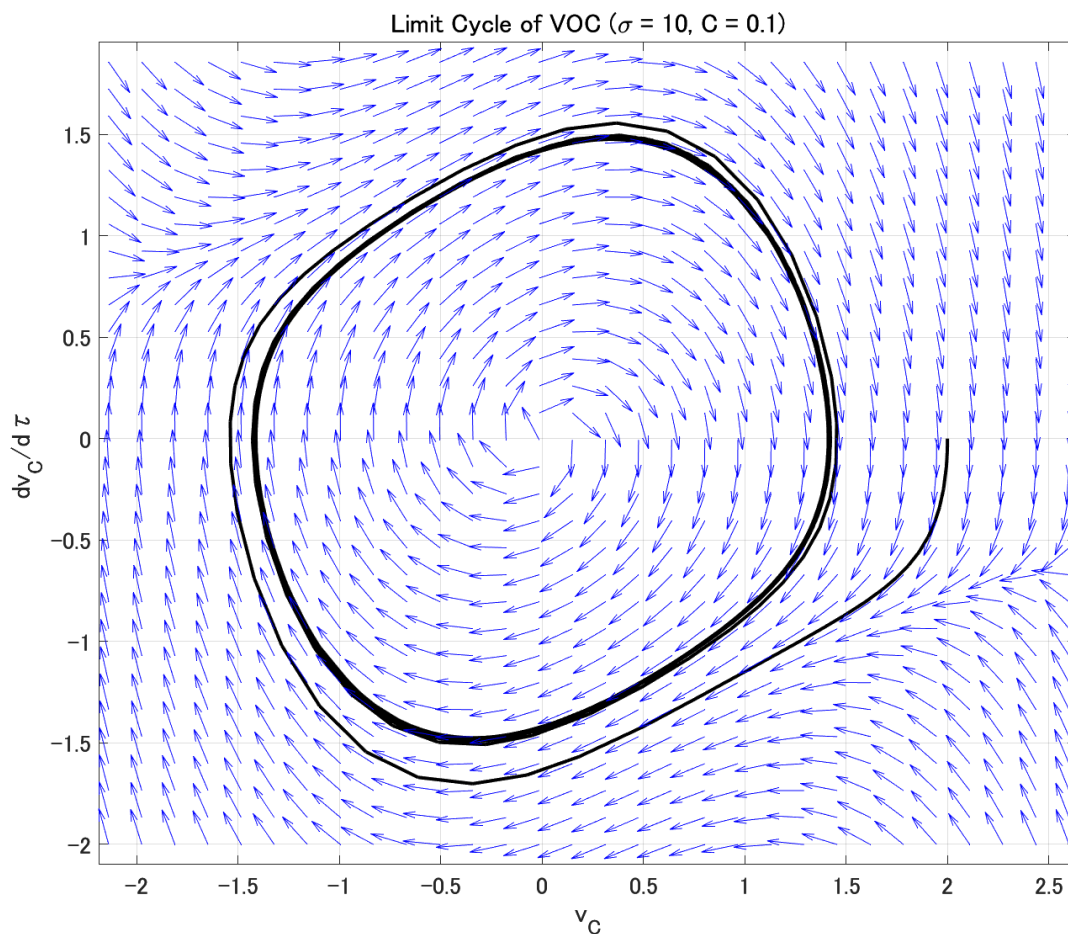


図 2.2 Van der Pol 振動子が生成するリミットサイクルの例

式(2.6) の右辺の項は他インバータ，負荷および線路等との相互作用に由来する微小摂動として解釈できる。複数の VOC が相互接続すると，それぞれの $di_\alpha/d\tau$ を介した結合が有効減衰($\propto \varepsilon\sigma$)と拮抗し，位相引き込みを通じて周波数および位相の整合が進む。本章では，自己同期性の設計自由度を明確化するため，パラメータ集合を実効 2 パラメータ $\{\sigma, C\}$ へ集約して取り扱う。このとき各パラメータは，以下の役割を持つ

- σ : リミットサイクル周辺の有効負性抵抗の増幅と減衰の釣り合いを規定
- C : $\omega^* = 1/\sqrt{LC}$ を介して固有周波数を規定(応答速度, 整定時間に直接影響する)

同期整定時間の主因子は σ と C であり，適切な組合せにより 10 数波～数十波の時間スケールで同期へ収束し得るものであるが，詳細は 2.5 節の定量評価で示す。

以上より，VOC を Van der Pol 型自励振動子として把握する枠組みは，(i) 電圧形成(ブラックスター初期の立ち上げ)，(ii) 微小結合下での位相引き込み(並列運転時の自己同期)，の双方を単一の非線形力学モデルで説明できる利点を有する。

2.3 簡易 VOC インバータモデル

本節では、前節で示した Van der Pol 振動子モデルを基礎とし、VOC 方式 GFM インバータの動特性を再現するシミュレーションモデルを構築する。図 2.1 に示す通り、本モデルは、非線形自励発振子(VOC コントローラ)と、インバータ主回路(LC フィルタ、線路インピーダンスおよび負荷)から構成される。

(1) VOC コントローラ

インバータ出力端の三相電圧を v_{abc} 、負荷端電圧を v_{gabc} とし、これらを Clarke 変換により $\alpha\beta$ 座標変換する。VOC コントローラは、 $\alpha\beta$ 座標における目標電圧ベクトル $v_{\alpha\beta}^*$ を非線形振動子の出力として生成し、電流制御ループを通じて PWM 変調へと反映する。

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}^* \\ v_{\beta}^* \end{bmatrix} = K_v \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} + K_i \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

ここで、 K_v 、 K_i は電圧、電流帰還ゲインである。 v_{α}^* および v_{β}^* で決定される発振電圧がインバータの出力指令電圧となり、出力 LC フィルタを介して負荷に印加される。負荷電流はコントローラの入力にフィードバックされ、電力平衡を保つように動作する。

(2) 主回路方程式

インバータ出力電圧を v_{inv} 、フィルタ電流を i_f 、フィルタの出力電圧を v_{out} 、負荷電流を i_g とすると、主回路の動作は次式で表される。

$$L_f \frac{di_f}{dt} = v_{inv} - R_f i_f - R_g i_g \quad (2.8)$$

$$C_f \frac{dv_{out}}{dt} = i_f - i_g \quad (2.9)$$

ここで、 L_f 、 R_f 、 C_f はフィルタのインダクタンス、抵抗、キャパシタンスである。負荷を定抵抗負荷 R_{load} とすると負荷電流 i_g は次式で表される。

$$i_g = \frac{v_{out}}{R_{load}} \quad (2.10)$$

この主回路方程式に、前節の非線形振動子方程式を結合することで、VOC 制御の時変特性を再現できる。

(3) モデル結合と数値積分

前述の電気回路方程式と非線形振動子方程式を連立し、状態変数ベクトルを

$$x = [v_{\alpha} \quad v_{\beta} \quad i_{L\alpha} \quad i_{L\beta}]^T \quad (2.11)$$

と定義する。これにより、システム全体を以下の状態方程式で表す。

$$\frac{dx}{dt} = f(x, p) \quad (2.12)$$

ここで、 $p = \{\sigma, K_v, K_i, L_f, C_f, R_f\}$ はパラメータ集合である。

本研究では、非線形性の強い領域においても安定的に解を得るため、4 次 Runge–Kutta 法による時間刻み幅 1×10^{-5} [s]による数値積分を行った。MATLAB/Simulink 環境で実施し、電圧,電流,位相などの時間波形を時系列で記録した。

(4) パラメータ設定

シミュレーションに用いた主な電気主回路パラメータを表 2.1 に、制御パラメータを表 2.2に示す。これらの値は、一般的な 6.6[kV]連系用三相交流インバータ(定格 200k[VA])を想定したものである。また、制御パラメータ σ ならびに C は、2.5 節で自己同期性を検証する上での主要パラメータである。

表 2.1 電気主回路パラメータ

パラメータ	記号	値	単位	備考
基本周波数	F_{base}	50	Hz	-
定格皮相電力	P_{base}	200	kVA	-
定格電圧	V_{base}	6.6	kV	線間電圧
フィルタインダクタンス	L_f	1.0	mH	出力側 Lフィルタ
フィルタ抵抗	R_f	0.1	Ω	配線損失含む
フィルタキャパシタンス	C_f	20	μF	出力平滑用
負荷抵抗	R_{load}	10	Ω	力率 1.0

表 2.2 VOC 方式(Van der Pol 振動子) GFM インバータ

パラメータ	記号	値	単位	備考
電圧帰還ゲイン	K_v	1.0	V/V	-
電流帰還ゲイン	K_i	3.0	A/A	-
負性抵抗	σ	3.0	1/ Ω	検討対象パラメータ(2.4 節)
振動子インダクタンス	L	0.17	mH	-
振動子キャパシタンス	C	0.06	F	検討対象パラメータ(2.4 節)

2.4 簡易 VOC インバータモデルの挙動分析

本節では、VOC 方式 GFM インバータの時系列応答特性および配電系統ブラックスタート時の挙動を数値シミュレーションにより検討した結果を示す。目的は、Van der Pol 型自励振動子モデルが実際の電力回路挙動を再現できることを確認し、さらに、複数インバータの併入過程における電圧形成、電力分担、周波数整合の特徴を明らかにすることである。

(1) 単機 VOC の時系列応答

まず、負荷端子が無電圧状態、つまり初期電圧 $v_c(0) = 0$ から始まり、単一の VOC インバータが電圧を立ち上げる場合を検討した。図 2.3 に示す構成のインバータを用い、出力端にインバータ定格容量の 0.4 [pu] に相当する定抵抗負荷を接続した。

図 2.4 にシミュレーション結果の時系列波形を示す。起動直後、電圧振幅が指数関数的に増加し、およそ $t = 0.18$ [s] で定常値 1 [pu] ($V_{rms} = 6.6$ [kV]) に到達している。電圧波形の立ち上がり過程は、式(2.6)で与えた Van der Pol 式の非線形項 $\varepsilon\sigma(1 - 2v_c^2)$ の符号反転により振幅が自励成長する挙動となっている。また、立ち上がり後の電圧波形は安定な正弦波状であり、主成分周波数は 49.88 [Hz] であった。固有周波数 50 [Hz] に対して誤差率は 0.04 [%] 以内であり、理論モデルと実回路モデルの整合性を確認できる。

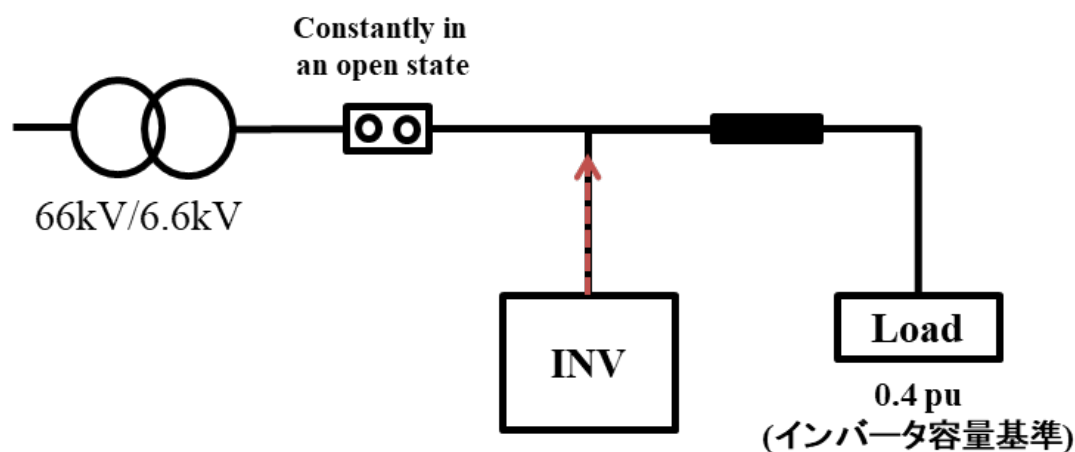


図 2.3 単機 VOC インバータのシミュレーションモデル

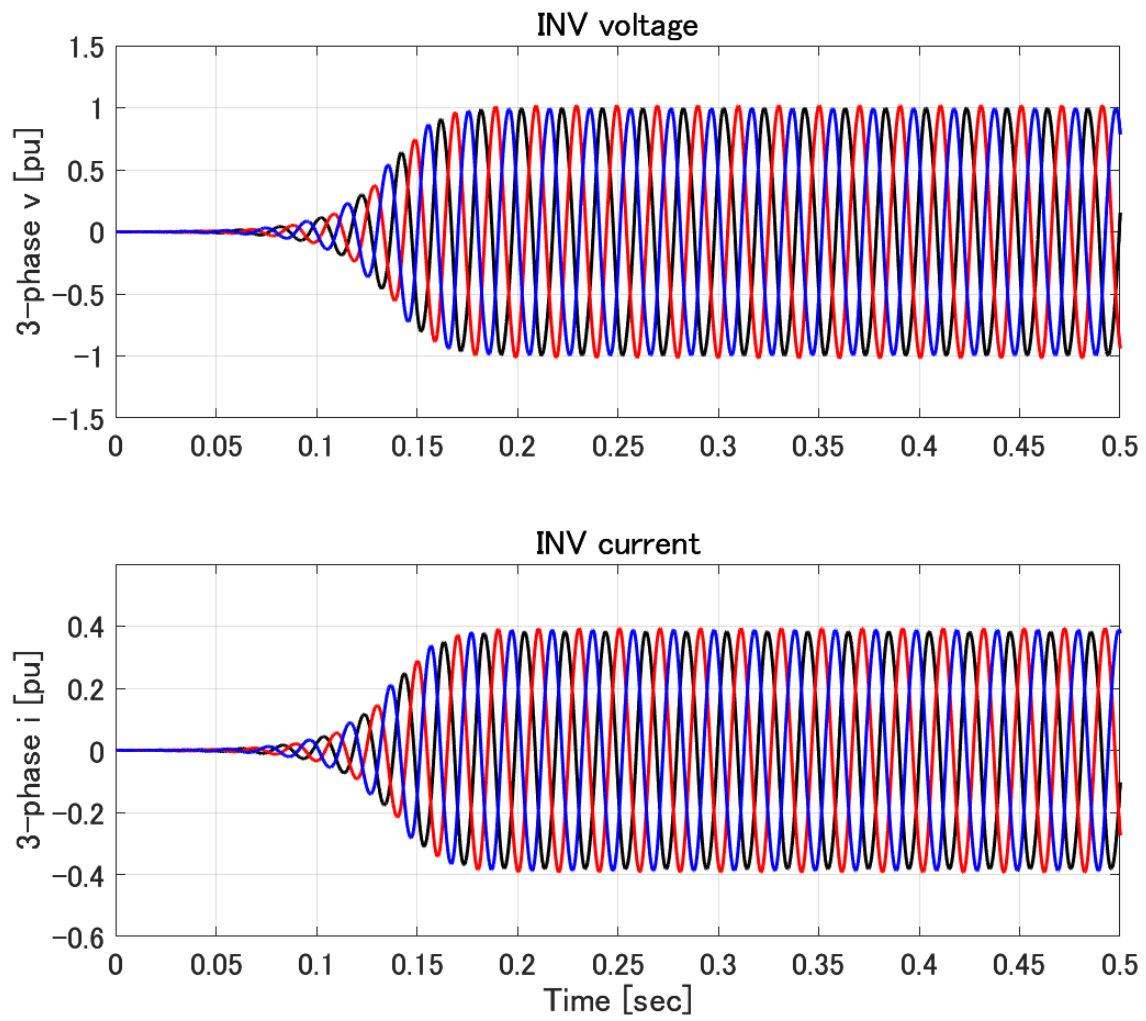


図 2.4 単機 VOC インバータのシミュレーション結果

(2) 配電系統ブラックスタートのシミュレーション

次に、複数の VOC インバータを用いて配電系統をブラックスタートさせるケースを検討した。シミュレーション構成を図 2.5 に示す。対象は上位系統から解列された 6.6[kV]配電系統であり、3 台の VOC インバータ(INV1～INV3)と定抵抗負荷から構成される。配電線モデルには JST-CREST126 で公開される ALOC120 タイプを用いた[20]。各インバータ,負荷間の線路長を 1 [km]とした。負荷は力率 1.0, 電力需要 0.3 [pu](60 [kW]相当)で一定とした。

(a) 併入シナリオと条件設定

ブラックスタート過程を表 2.3 に示す時系列で模擬した。各インバータは、Van der Pol 型 VOC ロジックを同一パラメータで構成しており、外部同期信号や能動的 PLL 制御を用いずに発振させた。なお、過電流制限や外乱抑制機能を最小構成とした。

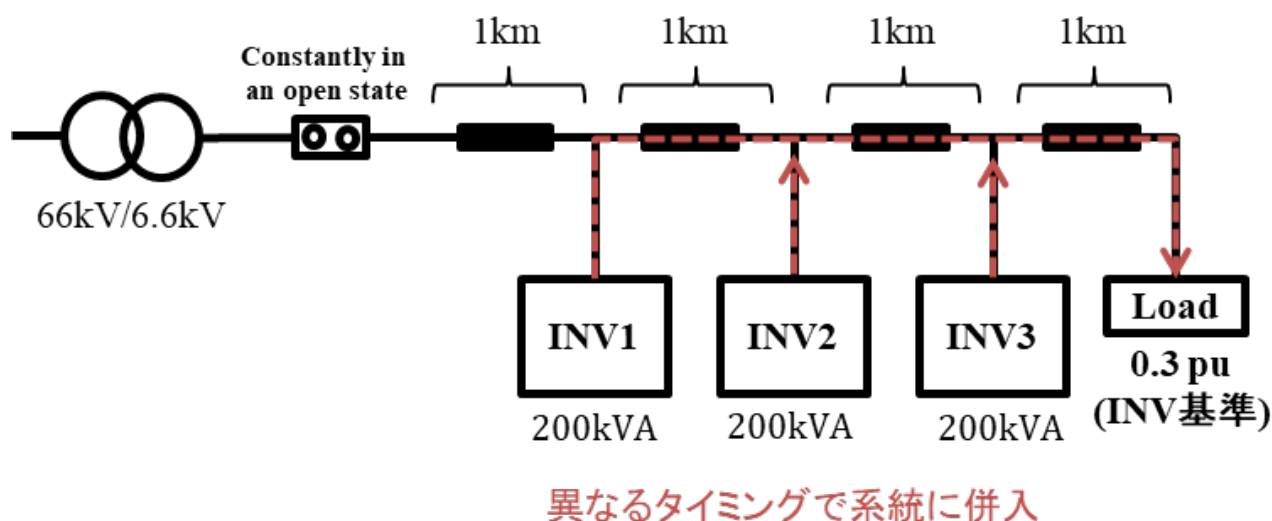


図 2.5 配電系統ブラックスタートのシミュレーションモデル

表 2.3 ブラックスタートシミュレーションの時系列

時刻 t [s]	動作	備考
0.0	系統無電圧状態から INV1 が単独運転を開始	自励発振により電圧確立
1.0	INV2 が系統に併入	併入時位相差あり
2.0	INV3 が系統に併入	併入時位相差あり

(b) 配電系統ブラックスタートのシミュレーション結果

図 2.6 に、ブラックスタート時の電圧,電力,周波数の波形を示す。時刻が 0~1[s]の間, INV1 が単独で電圧を形成し, 負荷 0.3 [pu]分を供給している。このときの電圧波形は安定しており, 周波数は約 1.0[pu](50[Hz])に保たれている。

時刻 $t=1$ [s]で INV2 を併入すると, INV2 は接続直後に有効電力が急低下し(充電側へ移行), それに引きずられる形で INV1 の有効電力が急上昇した(放電側へ移行)。本シミュレーションモデルには電流制御を実装していないため, このような有効電力の急変がそのまま現れている。INV1 から見れば, INV2 の併入は新たな負荷の投入として作用し, その結果として INV1 の周波数が一時的に低下し, INV2 の周波数は逆に上昇する挙動が確認された。なお, 周波数は各インバータ端子電圧の瞬時周波数から算出している。

INV2 併入直後には, INV2 に 1 [pu]を超える突入電流が発生したが, およそ 0.4[s]後に両者の周波数が一致し, 電力分担は INV1,INV2 でそれぞれ 0.15 [pu]ずつに収束した。さらに時刻 $t=2$ [s]で INV3 を併入した場合も同様の挙動を示し, 最終的には3台で均等に 0.1 [pu]ずつを分担している。電圧は全期間を通して 6.6[kV]定格付近で安定し, 大きな低下や周波数逸脱は生じなかった。

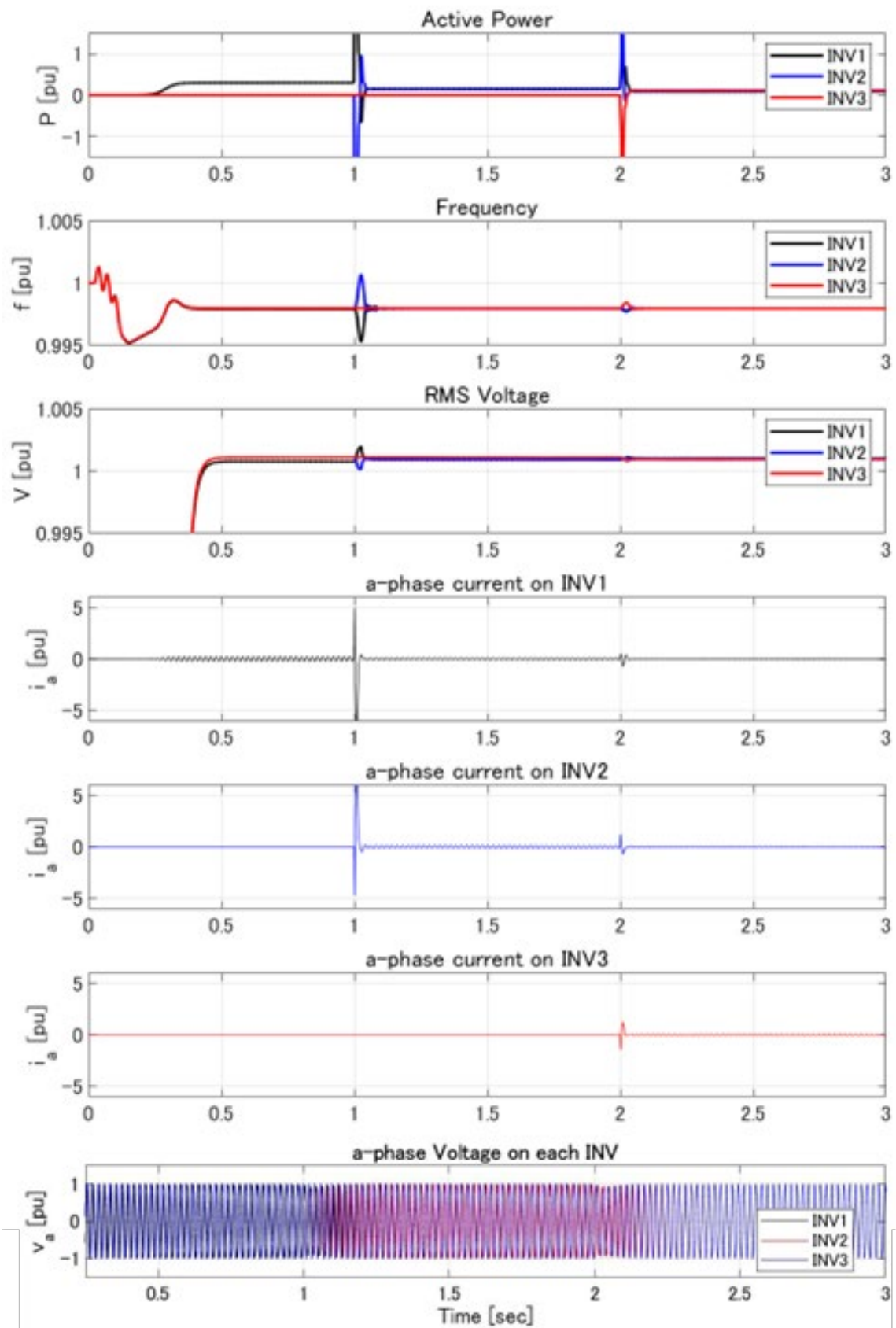


図 2.6 配電系統ブラックスタートのシミュレーション結果

(c) 併入時の過渡挙動と周波数同期

INV 併入直後には、位相差および電圧差に起因して一時的な横流が発生し、最大電流は定格の約 5 倍に達した。この過渡的な電流は、インバータ間の瞬時的なエネルギー不均衡によるものであり、同期する過程の動的現象の一つである。一方で、このような過電流は機器定格を超える要因となるため、VOC 方式を実系統へ適用する際の課題の一つである。なお、本章では自己同期性の基本的挙動に着目したが、このような併入時の過電流発生とその安定性への影響については、第 4 章において過電流制約を考慮したモデルを用いて詳細に検討する。

周波数応答を解析した結果、併入瞬間の周波数差 $\Delta f = |f_{INV1} - f_{INV2}|$ は最大で 0.09 [Hz] に達したが、0.6[s]以内に指数関数的に減衰し、最終的に 0.01 [Hz]以下に収束した。この挙動は、式(2.6)の右辺に含まれる減衰項 $-\varepsilon K_i(di_\alpha/d\tau)$ が、周波数差を減衰させる効果をもたらしていることを示唆している。つまり、VOC 方式 GFM インバータは、発電機や VSG のガバナ制御に相当するアクティブな動作ではなく、受動的な自励振動としての挙動で自己同期している。このように外部同期信号を用いずに複数のインバータが自発的に周波数および位相を一致させる性質を、本研究において、自己同期性と定義する。

2.5 自己同期の定量評価

本節では、VOC方式GFMインバータにおける自己同期性の定量的な解析を行う。

本研究において自己同期性とは、「外部同期信号を用いずに複数のインバータが自発的に周波数および位相を一致させる性質」と定義している。この現象は、前節までに示したブラックスタートシミュレーションにおいても観察されたが、本節ではこれを定量的指標に基づいて評価し、主要パラメータ σ (コンダクタンス)および C (振動子キャパシタンス)が同期時間に与える影響を明確化する。

(1) 解析条件とシミュレーション設定

図 2.5 に示した配電系統モデルを用い、まず、INV1 が単独で電圧を形成している状態に、INV2を併入させた。両者の初期の位相差を30[deg]と設定し、インバータの各パラメータを $\sigma=5[1/\Omega]$ 、 $C=0.06[F]$ 、 $L=1.0[mH]$ と設定した。

(2) 時系列応答と自己同期現象の観測

図 2.7 に、INV1 および INV2 の a 相電圧波形を示す。初期には 30[deg]の位相差をもって発振しているが、併入からおよそ 0.6[s]後には両者の波形が完全に一致しており、外部指令なしで同期状態に到達していることが分かる。この挙動は、2.4 節で示した通り、VOCの自己同期性によるものである。

図 2.8 に、各インバータの発振周波数を時系列で示す。INV2 併入直後の周波数差は最大で 0.09[Hz]に達するが、指数関数的に減衰しており、0.61[s]後には 0.025[Hz]以下に収束している。ここで、本研究では自己同期時間 t_{sync} を以下の条件で定義する。

$$t_{\text{sync}} = \min \{t \mid \Delta f(t) \leq 0.025 \text{ Hz}\} \quad (2.13)$$

すなわち、定格周波数 50 [Hz]の 0.05[%]に相当する周波数偏差以下に収束するまでの時間を同期時間とする。本条件に基づくと、図 2.8 のケースでは $t_{\text{sync}}=0.061[s]$ である。

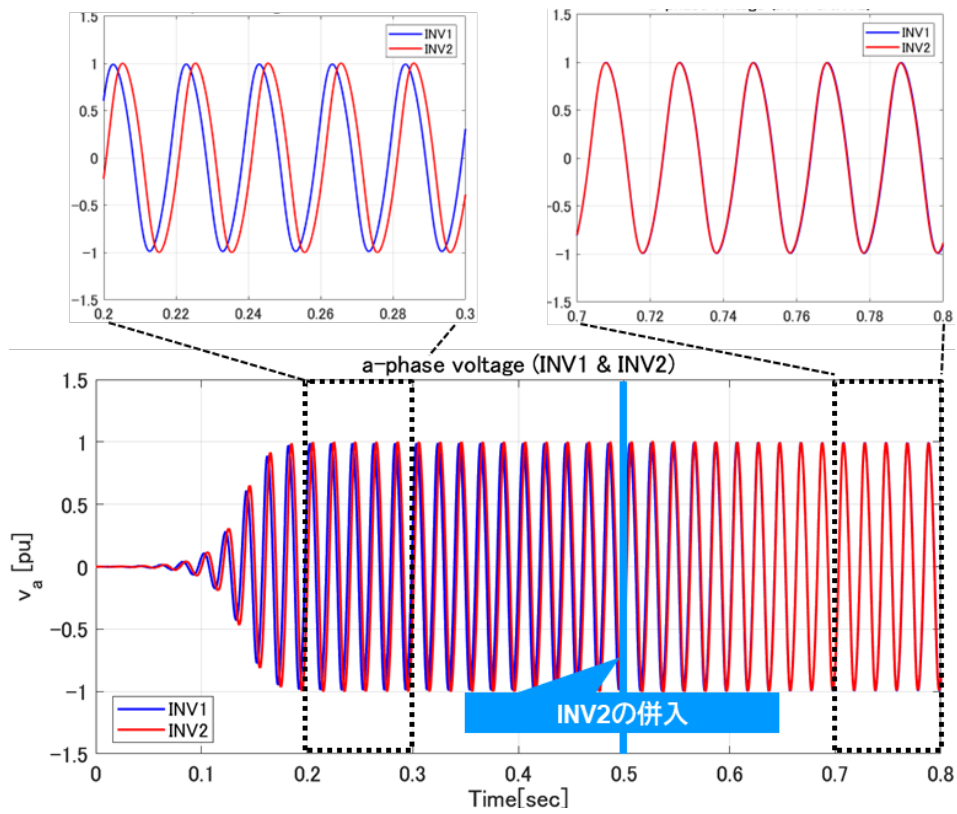


図 2.7 インバータ間の引き込み現象

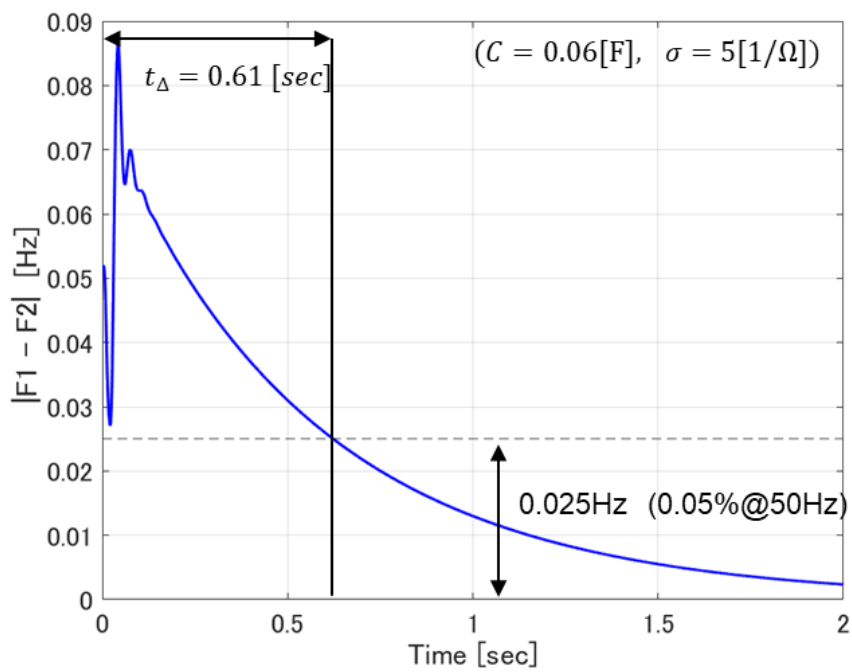


図 2.8 引き込み力,自己同期性の定量評価

(3) パラメータ σ, C が自己同期性に与える影響

次に、コンダクタンス σ およびキャパシタンス C を変化させ、それぞれが自己同期時間に与える影響を定量的に評価した。 $\sigma=2\sim 8[1/\Omega]$ 、 $C=0.02\sim 0.1[F]$ の範囲でパラメータを変化させ、得られた t_{sync} の分布を図 2.9 に示す。なお、各パラメータはリミットサイクルが安定に形成される範囲内に限定している。

これらの検討を通して、以下の傾向が確認された。

1. $\sigma=2\sim 3[1/\Omega]$ 、 $C=0.02\sim 0.06F$ の範囲において、自己同期時間は最短で $t_{\text{sync}}=0.30\sim 0.40[s]$ であり、約 15～20 波周期で同期が成立した。
2. σ を過大にすると ($\sigma > 6$)、過渡時に振幅のオーバーシュートが発生し、周波数収束が不安定化する。
3. C を大きくすると、応答がゆるやかになり t_{sync} は 1 秒近くに延びる。

したがって、 σ は同期速度を決めるゲインパラメータ、 C は応答の時間スケールを決める慣性的パラメータとして機能することが明らかとなった。この関係は次式で表現できる。

$$t_{\text{sync}} \propto \frac{C}{\sigma} \quad (2.14)$$

すなわち、自己同期性を高めるには、キャパシタンス C を小さく、コンダクタンス σ を適度に大きく設定することが望ましい。ただし、過大な σ はリミットサイクルの過渡安定性を損なうため、上限は $\sigma \approx 5$ 程度が実用的範囲と考えられる

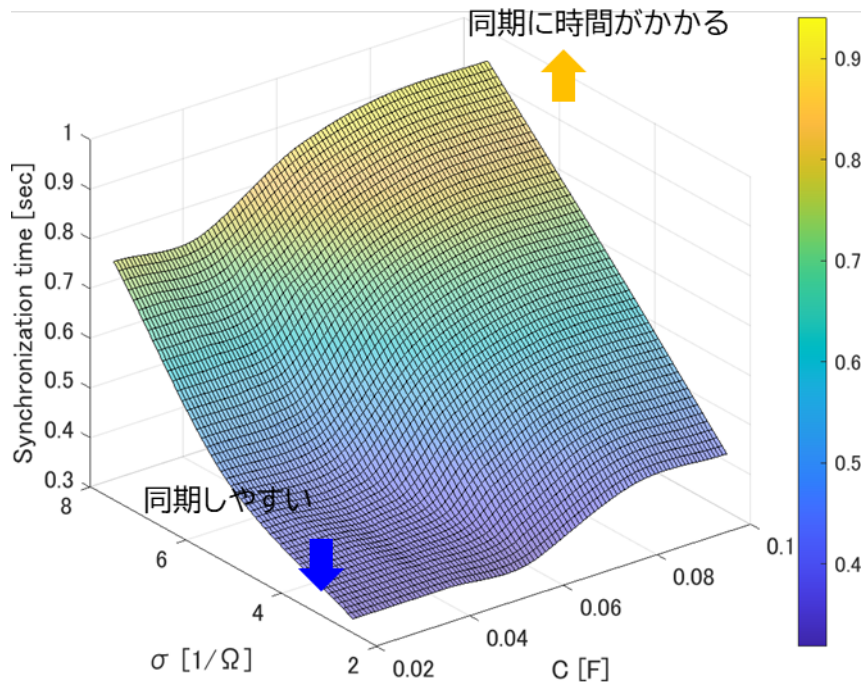


図 2.9 VOC 制御パラメータによる同期時間への影響分析

2.6 まとめ

本章では、VOC の自己同期性について理論とシミュレーションを通じて論じた。得られた結論は次の通りである。

- (1) VOC の動特性を導出し、周期運動と自己同期性の存在を確認した。任意の電圧振幅から始まる動特性は、時間が経つと一定の周期運動に引き込まれる。
- (2) VOC を適用したインバータ電源の順次併入シミュレーションによると、異なる位相、周波数の電源でも時間が経つと同期発振する。
- (3) 自己同期性の定量評価によると、発振周波数の同期には VOC パラメータによって 2～3 倍の時間を要する。

以上より、VOC 方式 GFM インバータの自己同期性に着目した制御設計をすることで、インバータ電源を主体とした系統形成が可能であり、その代表例として、順次併入する分散型ブラックスタートへの応用が可能であることが分かった。

第 3 章 Andronov-Hopf 振動子による VOC 方式 GFM インバータのモデル化と電力特性解析

3.1 まえがき

第 2 章では、非線形自励振動子が本来有する自己同期性について、Van der Pol 振動子を対象として数理的に解析し、外部指令を必要としない自然な同期機構を明らかにした。この結果から、VOC 方式 GFM インバータが電力結合のみで周波数同期を実現し得ることを確認した。

しかし、Van der Pol 振動子は自励振動を表現する最も単純な構成であり、外部からの電流、電力指令を受け付ける機構を持たない。そのため、自己同期性という受動的性質は再現できるものの、実際の連系インバータとして必要となる意図的な周波数制御や電圧制御を実装できないという限界がある。すなわち、Van der Pol モデルは「同期原理の説明」には有効であるが、連系インバータ制御への適用性や電力系統への適応性を議論するには不十分である。

この課題を解決するため、本章では Andronov-Hopf 振動子(以下、Hopf 振動子)に基づく拡張モデルを導入する[19]。Hopf 振動子は Van der Pol 振動子の自励性を保持しつつ、外部入力との整合性を持つ状態空間表現が可能であるため、連系インバータの電圧、電流制御構造との親和性が高い。本章ではこのモデルを用いて、VOC 方式 GFM インバータの電流-電圧特性、P-f、Q-V 特性、および等価慣性応答を明確化し、発電機的な振る舞いを論じる。

3.2 Andropov-Hopf 振動子を用いた VOC インバータ

本節では、VOC (Virtual Oscillator Control) 方式 GFM インバータの基本構造を、Andronov-Hopf 振動子 (以下、Hopf 振動子) に基づいて表現する。

前章では、単一の物理量 (キャパシタ電圧) を対象とした Van der Pol 振動子モデルを導出し、その自己同期性を理論的に解析した。一方、Hopf 振動子は複素平面上で定義される二次元自励系であり、電圧および電流のベクトル関係を直接的に表現できる点に特徴を有する。

(1) Hopf 振動子の基礎方程式

Hopf 振動子は、複素変数 $z = v_\alpha + jv_\beta$ を用いて、次式で表される[20]。

$$\frac{dz}{dt} = (A + j\omega_0 - B |z|^2)z \quad (3.1)$$

ここで、

- $A > 0$: 線形成長率(発振の増幅係数)
- $B > 0$: 非線形減衰係数 (振幅飽和項)
- ω_0 : 固有角周波数

この系は、振幅 $|z|$ が一定値に達すると非線形項 $-B |z|^2 z$ により成長が抑制され、定常的な円軌道 (リミットサイクル) を形成する。振幅,位相表現 $z = re^{j\theta}$ を用いると、式(3.1)を次のように分離できる。

$$\frac{dr}{dt} = Ar - Br^3 \quad (3.2)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_0 \quad (3.3)$$

式(3.2)より、定常状態では $dr/dt = 0$ となるため、定常振幅 r_0 は

$$r_0 = \sqrt{\frac{A}{B}} \quad (3.4)$$

で与えられる。すなわち、Hopf 振動子は A/B の比によって定常電圧振幅が一意に決まり、 ω_0 により定常周波数が固定される。

3.3 電流-電圧特性

本節では，前節で導入した Hopf 振動子に基づく VOC インバータの電流-電圧関係(I-V 特性)を導出し，その自励振動特性を明らかにする。

図 3.1 に Hopf 振動子を電氣的に模擬した回路を示す[20-21]。二相(α - β)座標で構成した振動子であり，外部入力する電圧源と電流源，中央の受動素子(L, C)及び，仮想発振器(v_m, i_m)からなる。入力信号は，出力電流の指令値($i_{out_a}^*, i_{out_b}^*$)とそれらの実出力値と偏差であり，これらに比例ゲイン K_i が掛けられる。得られた信号のうち， u_1 は電流源としてコンデンサ C に対して並列に注入される。 u_2 は ε を掛けることで電圧の次元に変換し， v_m と直列の電圧源として印加する。本回路は，コンデンサ C とリアクトル L の並列により，所望の周波数である式(2.4)で自励振動することを基本とする。この点は，Hopf 振動子と，Van del pole 振動子とで共通である。Hopf 振動子は，外部からの電流指令($i_{out_a}^*, i_{out_b}^*$)を受付可能な形態としてあり，さらに，仮想発振器 v_m が付帯してあることが特徴である。

ここで，仮想発振器 (v_m, i_m)と u_1 および u_2 がどのような関係性をもって GFM として動作するのか，日本国内で議論されている文献はない。また，先行文献[13]や[21]には VOC の電流,電圧特性について記載があるが，それら導出の行間は割愛されている。そこで，本研究では，非線形ダイナミクス名著であり，さらに，GFM インバータの関連論文を多数発表している Dr. B.B.Jonson らが論文[16]で引用する文献[15]を精読し，仮想発振器 (v_m, i_m)と u_1 および u_2 の関係性，ひいては GFM への応用を示唆する各種特性を分析した。

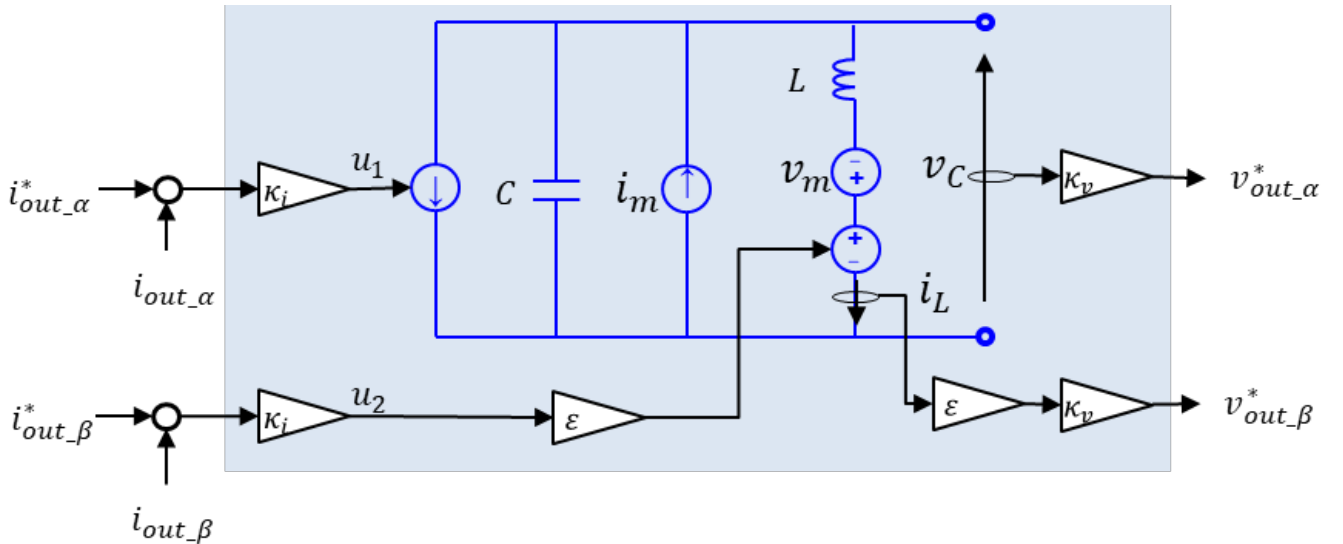


図 3.1 Andronov-Hopf 振動子の入出力関係

図 3.1 より，コンデンサ C における電流の入出力関係を式(3.5)に，リアクトル L の誘起電圧の関係を式(3.6)に示す。

$$C \frac{dv_c}{dt} = -i_L + i_m - u_1 \quad (3.5)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = v_c + v_m - \varepsilon u_2 \quad (3.6)$$

ここで，仮想発振器(v_m, i_m)を式(3.7)および式(3.8)のように定義する。

$$i_m = \frac{\xi}{\varepsilon \omega_{nom}} (2X_{nom}^2 - \|x\|^2) v_c \quad (3.7)$$

$$v_m = \frac{\xi}{\omega_{nom}} (2X_{nom}^2 - \|x\|^2) \varepsilon i_L \quad (3.8)$$

状態変数として，

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_c \\ \varepsilon i_L \end{bmatrix} = \frac{1}{K_v} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

を定義しており，以下が成り立つものとする。

$$\|x\| = \sqrt{x_1^2 + x_2^2} \quad (3.10)$$

$$\|v_{\alpha\beta}\| = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (3.11)$$

また， X_{nom} は発振周波数の振幅値を示し，

$$V_{nom} = K_v X_{nom} \quad (3.12)$$

とすることで，出力電圧の振幅を表現することができる。加えて，収束速度係数として ξ を定義しており，これは制御パラメータとなる。

以上の関係式において，式(3.5)および式(3.6)に対して式(3.7)および式(3.8)を代入し，式(3.9)～式(3.12)を活用して， v_α および v_β について整理すると，式(3.13)を得る。この導出過程を付録 A.1 に記載した。

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_\alpha \\ \dot{v}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\xi}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) & -\omega_{nom} \\ \omega_{nom} & \frac{\xi}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - \frac{K_i K_v}{C} \begin{bmatrix} \cos\phi & -\sin\phi \\ \sin\phi & \cos\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha - i_\alpha^* \\ i_\beta - i_\beta^* \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

なお， $\dot{v}_\alpha$ および $\dot{v}_\beta$ は，それぞれ v_α および v_β の時間微分を表す。ここで ϕ は相回転を定義する電気角であり，誘導性負荷に対して，正の無効電力を給電すると設定すると， $\phi = \pi/2$ であり，これを代入すると式(3.14)および式(3.15)のように整理できる。

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_\alpha \\ \dot{v}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\xi}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) & -\omega_{nom} \\ \omega_{nom} & \frac{\xi}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$- \frac{K_i K_v}{C} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha - i_\alpha^* \\ i_\beta - i_\beta^* \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_\alpha \\ \dot{v}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\xi}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) & -\omega_{nom} \\ \omega_{nom} & \frac{\xi}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - \frac{K_i K_v}{C} \begin{bmatrix} -(i_\beta - i_\beta^*) \\ i_\alpha - i_\alpha^* \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

さらに上位からの電力制御は追従できているとすると，その定常状態では $i_\alpha^* = i_\alpha$, $i_\beta^* = i_\beta$ となり，式(3.16)となる。

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_\alpha \\ \dot{v}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\xi}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) & -\omega_{nom} \\ \omega_{nom} & \frac{\xi}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

電圧ベクトル $[v_\alpha \ v_\beta]^T$ の時間発展と，その位相平面上に形成されるベクトル場を確認する。対象とする動特性は，電圧振幅の自己同期性と，その固有周波数に基づく回転運動が結合した二次常微分方程式である。式(3.16)において，図 2.2 の導出と同様に，任意の初期電圧ベクトルから時間積分をすることで，起動の収束過程を図 3.2 のように求めた。

式(3.16)において $(\xi/K_v^2) (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2)$ は半径方向，すなわち，電圧の振幅方向の成長率を与える。振幅が小さいときは正となり電圧が増加し，目標値を超えると負となって抑制に転じる。つまり，系全体は自励振動子として電圧を発生させながら，過不足なく一定の大きさへと収束させる性質を持つ。これらの特性は，図 3.2 に示すように，任意の電圧状態が一定振幅に収束する挙動を与えることを確認した。

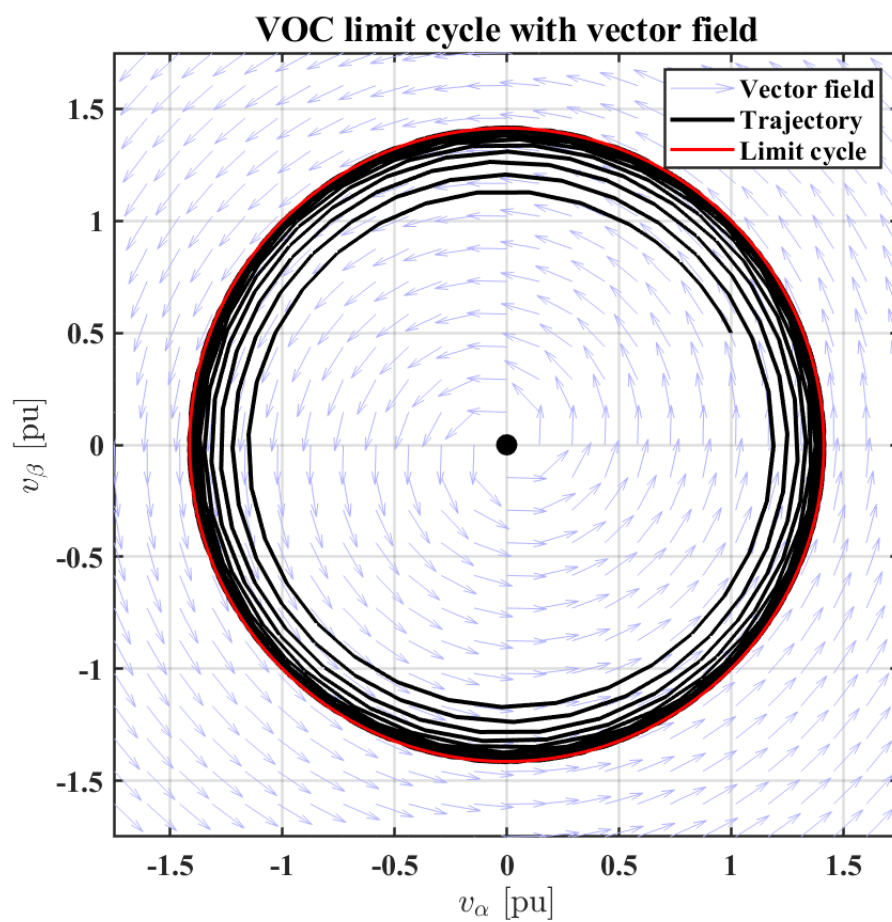


図 3.2 Hopf 振動子が生成するリミットサイクルの例

3.4 周波数-有効電力特性

本節では、Hopf振動子に基づくVOCインバータの周波数-有効電力関係(f-P特性)を導出し、電力系統の周波数制御への適応性を確認する。

式(3.16)で記述されるVOCインバータの出力電圧ベクトル $[v_\alpha \ v_\beta]^T$ について、その位相は式(3.17)で表される。

$$\theta = \tan^{-1} \left(v_\beta / v_\alpha \right) \quad (3.17)$$

これを両辺について時間微分し、整理すると、

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{dt} &= \tan^{-1} \left(v_\beta / v_\alpha \right) \\ &= \frac{1}{1 + \left(\frac{v_\beta}{v_\alpha} \right)^2} \frac{d}{dt} \left(\frac{v_\beta}{v_\alpha} \right) \\ &= \frac{v_\alpha^2}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \left(\frac{v_\alpha \dot{v}_\beta - \dot{v}_\alpha v_\beta}{v_\alpha^2} \right) \\ &= \frac{v_\alpha \dot{v}_\beta - \dot{v}_\alpha v_\beta}{2V^2} \end{aligned} \quad (3.18)$$

となる。ここで電圧実効値 V を

$$V = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (3.19)$$

とした。ここで、式(3.18)の右辺における、 $\dot{v}_\alpha$ および $\dot{v}_\beta$ について、式(3.16)で表現される $[\dot{v}_\alpha \ \dot{v}_\beta]^T$ を代入し、 $d\theta/dt$ について整理すると、式(3.20)を得る。

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_{nom} - \frac{K_i K_v}{3CV^2} \{ \sin\phi(P - P^*) - \cos\phi(Q - Q^*) \} \quad (3.20)$$

誘導性負荷に対して正の有効電力を給電すると設定すると $\phi = \pi/2$ であり、

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega = \omega_{nom} - \frac{K_i K_v}{3CV^2} (P - P^*) \quad (3.21)$$

さらに、 $\omega = 2\pi f$ とすると

$$f = \frac{1}{2\pi} \left\{ \omega_{nom} - \frac{K_i K_v}{3CV_{nom}^2} (P - P^*) \right\} \quad (3.22)$$

が導出できる。なお、式(3.20)の導出については、付録 A.2 に詳述してある。式(3.22)中の P^* は、VOCインバータ制御に入力する有効電力目標値であり、マイクログリッドの電力制御においてはセットポイントとも呼称される。 $K_i=1$, $K_v=3$, $C=25$, $V_{nom}=1$ と設定した上で、式(3.22)を描画すると、図 3.3 の周波数-有効電力特性を得る。図 3.3 によると、有効電力が上昇するにつれて周波数が低下する、いわゆる垂下特性を得ることが分かる。したがって、パッシブな特性で模擬されるVOCにおいても、従来の発電機ガバナ制御と類似した周波数-有効電力特性が得られることが分かる。

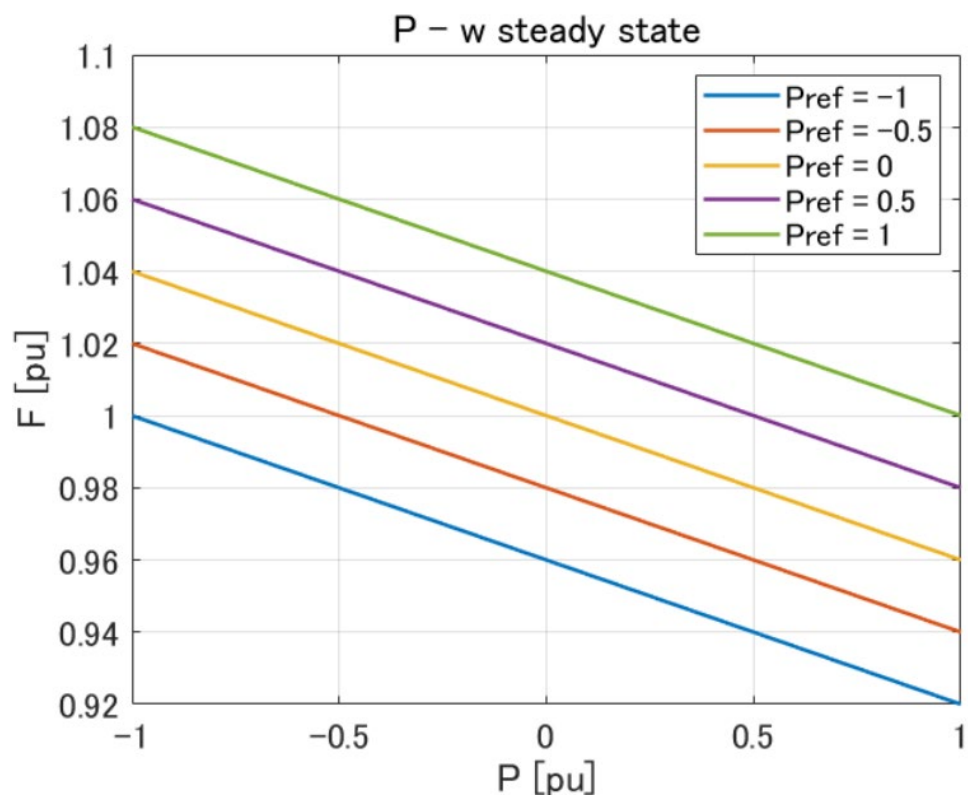


図 3.3 定常状態における VOC の周波数-有効電力特性

3.5 電圧-無効電力特性

本節では、Hopf振動子に基づくVOCインバータの電圧-無効電力関係(V-Q特性)を導出し、電力系統の電圧制御への適応性を確認する。

VOCインバータの出力電圧実効値は、式(3.19)で記述される。

$$V = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (3.19)$$

<再掲>

これを両辺について時間微分し、整理すると、

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= \frac{1}{2\sqrt{2}} (v_\alpha^2 + v_\beta^2)^{-\frac{1}{2}} (2v_\alpha \dot{v}_\alpha + 2v_\beta \dot{v}_\beta) \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}} (v_\alpha \dot{v}_\alpha + v_\beta \dot{v}_\beta) \\ &= \frac{v_\alpha \dot{v}_\alpha + v_\beta \dot{v}_\beta}{2V} \end{aligned} \quad (3.23)$$

となる。ここで、式(3.23)の右辺における、 $\dot{v}_\alpha$ および $\dot{v}_\beta$ について、式(3.16)で表現される $[\dot{v}_\alpha \ \dot{v}_\beta]^T$ を代入し、 dV/dt について整理すると、式(3.24)を得る。

$$\frac{dV}{dt} = \frac{\xi V}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - 2V^2) - \frac{K_i K_v}{3VC} (Q - Q^*) \quad (3.24)$$

定常状態を考慮すると $dV/dt=0$ となる。これを加味して、式(3.24)を V について整理すると、式(3.25)を得る。なお、式(3.24)の導出については、付録A.3にて詳述する。

$$V = \frac{V_{nom}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \sqrt{1 - \frac{2K_i K_v^3}{3\xi C V_{nom}^4} (Q - Q^*)}} \quad (3.25)$$

ここで、式(3.25)中の Q^* は、VOCインバータ制御に inputs する無効電力目標値であり、マイクログリッドの電力制御においてはセットポイントとも呼称される。 $K_i=1$, $K_v=3$, $C=25$, $V_{nom}=1$, $\xi=20$ と設定したうえで、式(3.25)を描画すると、図3.4の電圧-無効電力特性を得る。図3.4によると、誘導性負荷への供給する無効電力を正とした場合に、無効電力が上昇するにつれて電圧が低下する。周波数と-有効電力特性と同様に、いわゆる垂下特性を得ることが分かる。したがって、パッシブな特性で模擬されるVOCにおいても、従来の発電機AVR(Automatic Voltage Regulator)と類似した電圧-無効電力特性が得られることが分かる。

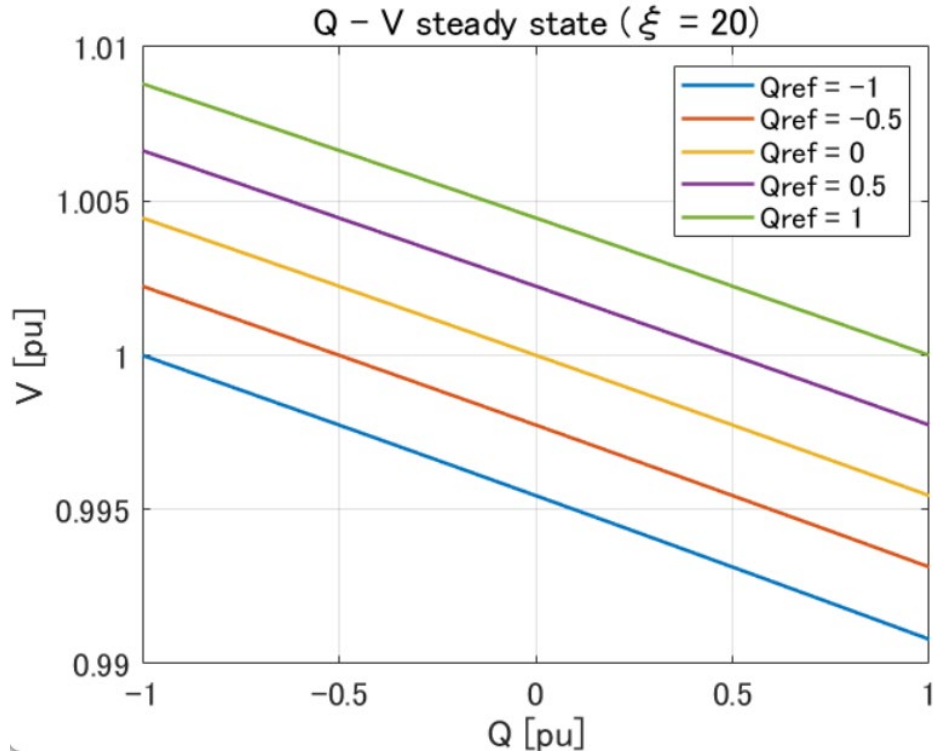


図 3.4 定常状態における VOC の電圧-無効電力特性

また，式(3.25)をみると，電圧-無効電力の垂下特性を決めるパラメータに制御の動特性を決定する C や ξ が含まれていることが分かる。つまり，本来，動特性の設計を目的に決めた制御パラメータが，定常状態の電圧-無効電力特性に影響を与える。なお，周波数-有効電力の特性である式(3.22)においても，同じく制御パラメータである C が含まれている。

これらは制御設計上考慮すべきことであり，本研究で追及することは意図しない。ここでは電圧-無効電力特性の補足検討として，収束速度係数 ξ の影響に注目した検討のみを行った。図 3.5 に，収束速度係数 ξ をパラメータとした，電圧-無効電力特性を描画した。図 3.5 によると収束速度係数 ξ を小さく設定しすぎると，定常特性において電圧不安定をきたす可能性があるため，注意が必要であることが分かる。

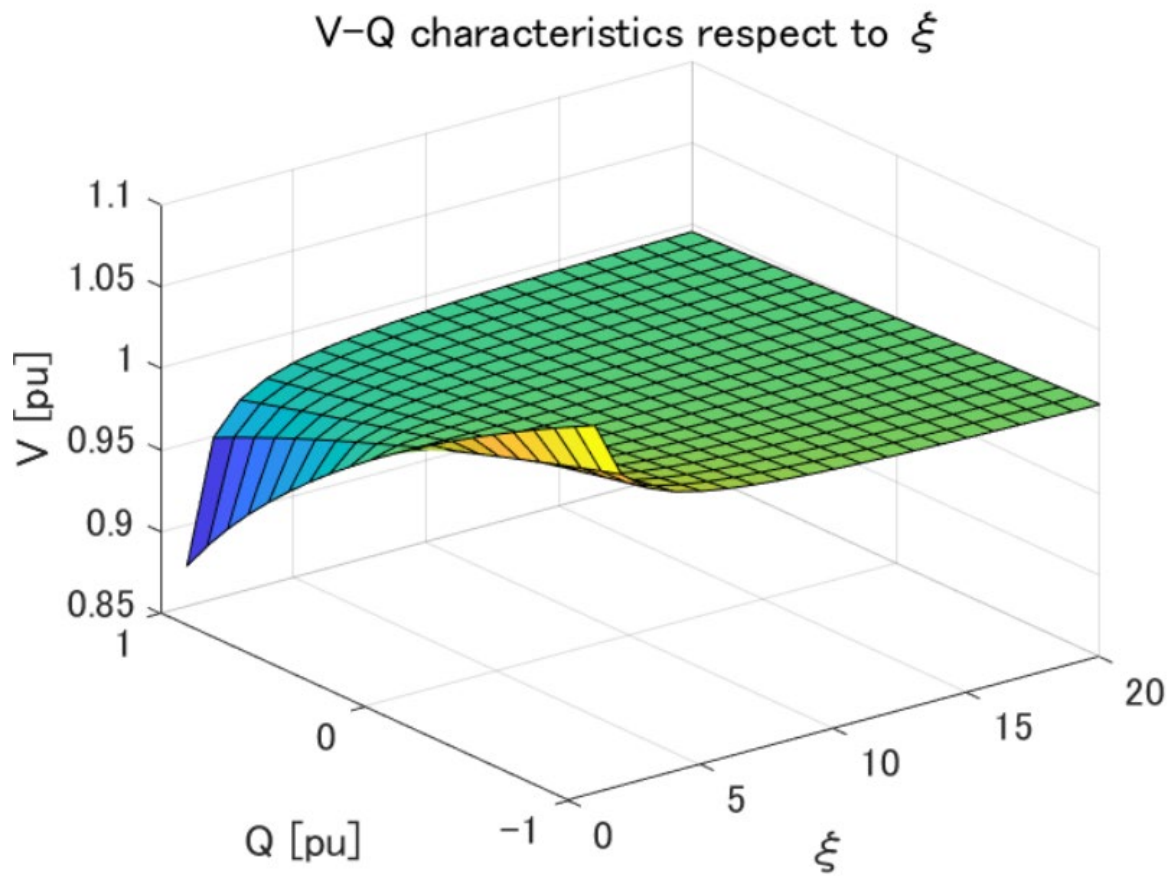


図 3.5 定常状態における VOC の電圧-無効電力特性(パラメータ： ξ)

3.6 周波数応答特性

本節では、Hopf振動子に基づくVOCインバータの周波数応答特性を導出する。GFMインバータの議論全般において、専ら、慣性応答が議論される[3]。これは、仮想同期発電機は、疑似的な発電機回転子慣性を模擬しているため、周波数変動時において、電力系統に対して好ましい有効電力出力変動が行えるというものである。しかし、VOC方式はVSG方式とは異なり、同期発電機自体を模擬するのではなく、同期発電機の有する非線形自励特性を模擬するという考え方である。したがって、同期発電機との同様の制御則が適用できない。ここでは、VOC方式GFMインバータにおける等価慣性定数の導出を試み、その確からしさに関する基礎的な検討を行う。

まず、式(3.21)よりVOCインバータの発振する電圧の位相を θ 、連系する配電系統の連系点の位相を θ_g とする。系統側が定格周波数(60[Hz]ないし50[Hz])であるとする、両者の位相差の時間微分を次のように導出できる。

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_{nom} - \frac{K_i K_v}{3CV^2} (P - P^*) \quad (3.21)$$

<再掲>

$$\begin{aligned} \frac{d(\theta - \theta_g)}{dt} &= \frac{d(\theta)}{dt} - \frac{d(\theta_g)}{dt} \\ &= \omega_{nom} - \frac{K_i K_v}{3CV^2} (P - P^*) - \omega_{nom} \\ &= \frac{K_i K_v}{3CV^2} (P^* - P) \end{aligned} \quad (3.26)$$

VOCインバータがフィルタやケーブルの合計リアクタンス X を介して上記の系統に連系していると仮定すると、VOCインバータが出力する電力は式(3.27)である。

$$P = 3 \frac{VV_g}{X} \sin(\theta - \theta_g) \quad (3.27)$$

定常点周りで $\sin(\theta - \theta_g) = \theta - \theta_g$ と線形化し、両辺を微分したあとに、式(3.26)を代入する。

$$\begin{aligned} \frac{dP}{dt} &= 3 \frac{VV_g}{X} \frac{d(\theta - \theta_g)}{dt} \\ &= \frac{K_i K_v}{CX} (P^* - P) \end{aligned} \quad (3.28)$$

式(3.28)の両辺をラプラス変換すると、式(3.29)を得る。

$$P = \frac{1}{\frac{CX}{K_i K_v} s + 1} P^* \quad (3.29)$$

$$M_{VOC} = \frac{CX}{K_i K_v} \quad (3.30)$$

式(3.30)の M_{VOC} は、電力の目標値変化に対する応答特性を決定する時定数であり、本研究では等価慣性定数と呼ぶ。 M_{VOC} の単位は[s]である。マイクログリッドへのVOCインバー

タ適用を想定し，疑似慣性による周波数維持能力向上について， M_{VOC} をパラメータとした周波数応答特性を分析した。

図 3.6 に今回想定したシステム構成を示す。定格容量 2000[kVA] の発電機と，定格容量 500[kVA] の VOC インバータが，定抵抗負荷に電力供給する。負荷の有効電力消費が増加したときの，各 M_{VOC} に対するインバータ出力および周波数の様相を図 3.7 に示す。なお，発電機とインバータは周波数が同期している状態からの負荷変化を想定する。図 3.7 によると，大きい等価慣性定数では，より大きいインバータ有効電力出力，より小さい周波数変化が得られており，通常，発電機や VSG において議論される慣性応答と同じ特徴が得られた。本シミュレーションにおいて設定した主要パラメータを，表 3.1 に示す。

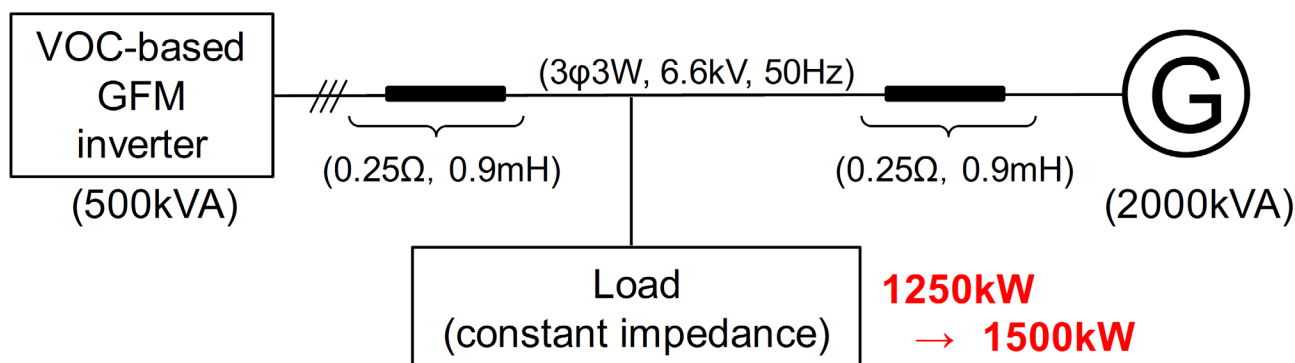


図 3.6 等価慣性定数 M_{VOC} を確認するためのシミュレーション構成

表 3.1 慣性応答確認シミュレーションのパラメータ

$C[F]$	$X[\Omega]$	$K_i[A/A]$	$K_v[V/V]$	$M_{VOC} [s]$
0.1	8.7	3.0	1.0	0.3
0.2	8.7	3.0	1.0	0.6
0.4	8.7	3.0	1.0	1.2

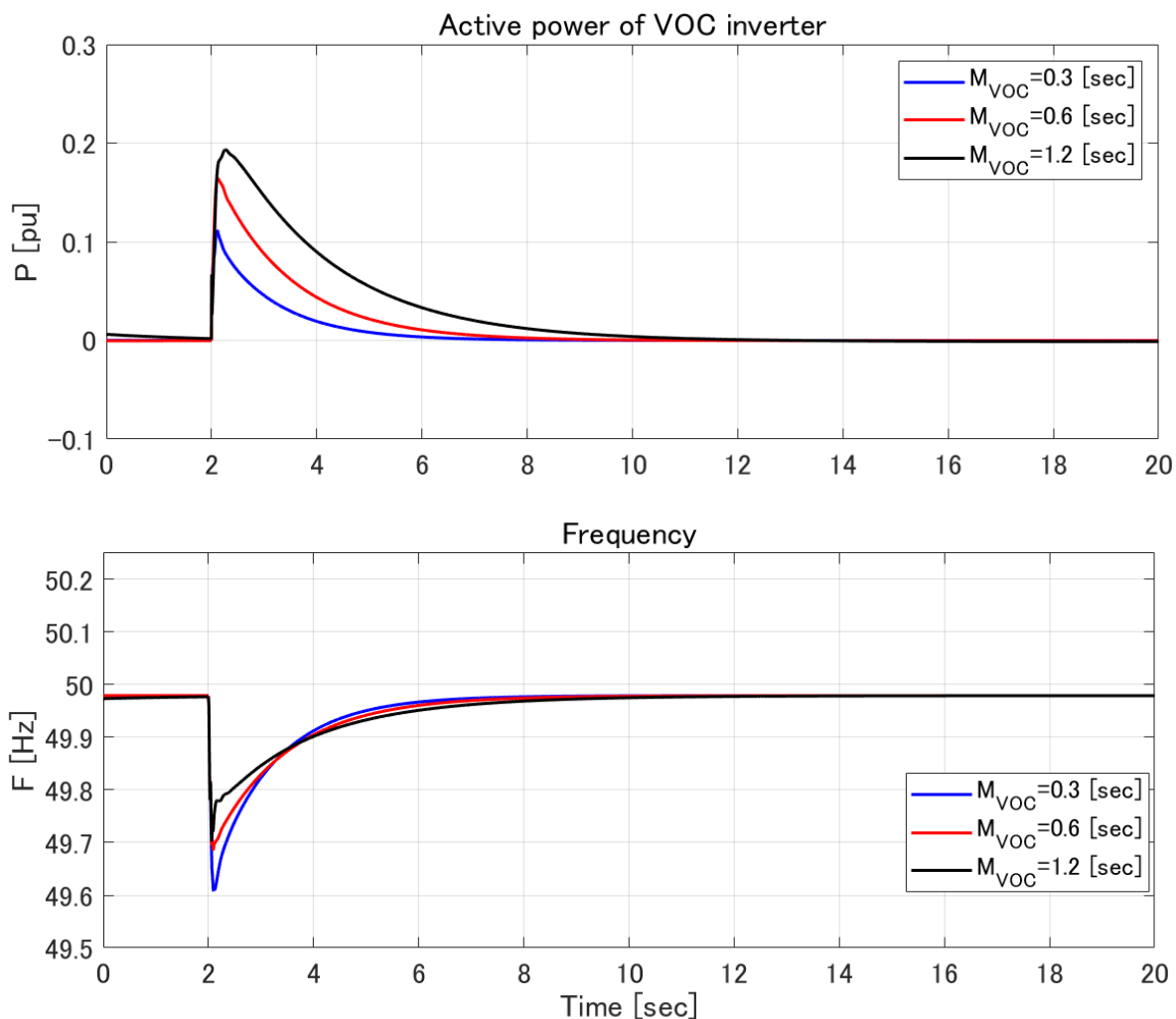


図 3.7 等価慣性定数 M_{VOC} ごとの周波数応答 (時系列波形)

3.7 まとめ

本章では、2章で確認した Van del pole 振動子を、連系インバータ制御に適合性のある Andronov-Hopf 振動子に発展させて論じた。得られた結論は次の通りである。

- (1) Andronov-Hopf 振動子を適応した VOC 方式 GFM インバータには、明確な電流,電圧特性がある。その状態空間モデルとして式(3.16)のように導出可能である。
- (2) 周波数-有効電力, 電圧-無効電力には垂下特性を実装可能である。ただし、定常特性パラメータと動特性パラメータの混在に留意する必要がある。
- (3) 周波数-有効電力特性を線形化し、VOC の等価慣性定数 M_{VOC} を導出した。VOC の慣性応答を評価する際に指標になり得る。

以上より、VOC 方式 GFM インバータには、連系インバータとしての適合性を確認した。

第4章 過電流制約と安定性

4.1 まえがき

これまで、第2章では Van der Pol 振動子を用いて VOC 方式 GFM インバータの自己同期性の発生原理を示し、第3章では Andronov-Hopf 振動子を適用して連系インバータとしての基礎特性を明らかにした。これらの検討により、VOC インバータが外部指令に依存せず自律的に電圧と周波数を形成できることを確認した。

しかし、これまでの解析はいずれも過電流制約を考慮していない。実際のインバータでは、スイッチング素子や LC フィルタの定格により電流上限が存在し、併入時や過渡応答時に発生する電流ピークが動作安定性を左右する重要な要因となる。また、VOC インバータは従来の発電機や VSG のような脱調現象は示さないものの、過電流制約下では異なる形式の安定性限界が現れる可能性がある。したがって、その安定性評価の体系化が必要である。

文献[22-28]では、GFM インバータにおいて過電流制約を考慮した検討がされるが、いずれも VSG が検討対象である。文献[29-30]では、VOC を対象とした過電流制約を検討しているが、制御ロジックの提案である。これらは、安定動作範囲の限界や、安定性評価方法を追求するものではない。

本章では、過電流制約を考慮した VOC インバータの動的安定性を解析する。まず、過電流制御ロジックを組み込んだ拡張モデルを構築し、その特性を定量的に評価する。次に、等面積法およびリヤプノフ指数解析を用いて、制約条件下における自己同期性の維持条件と安定動作範囲を明らかにする。

4.2 過電流制約を考慮した VOC インバータモデル

本節では，過電流制約を考慮した VOC インバータモデルについて論じる。本研究で検討した同モデルの概要を図 4.1 に示す。

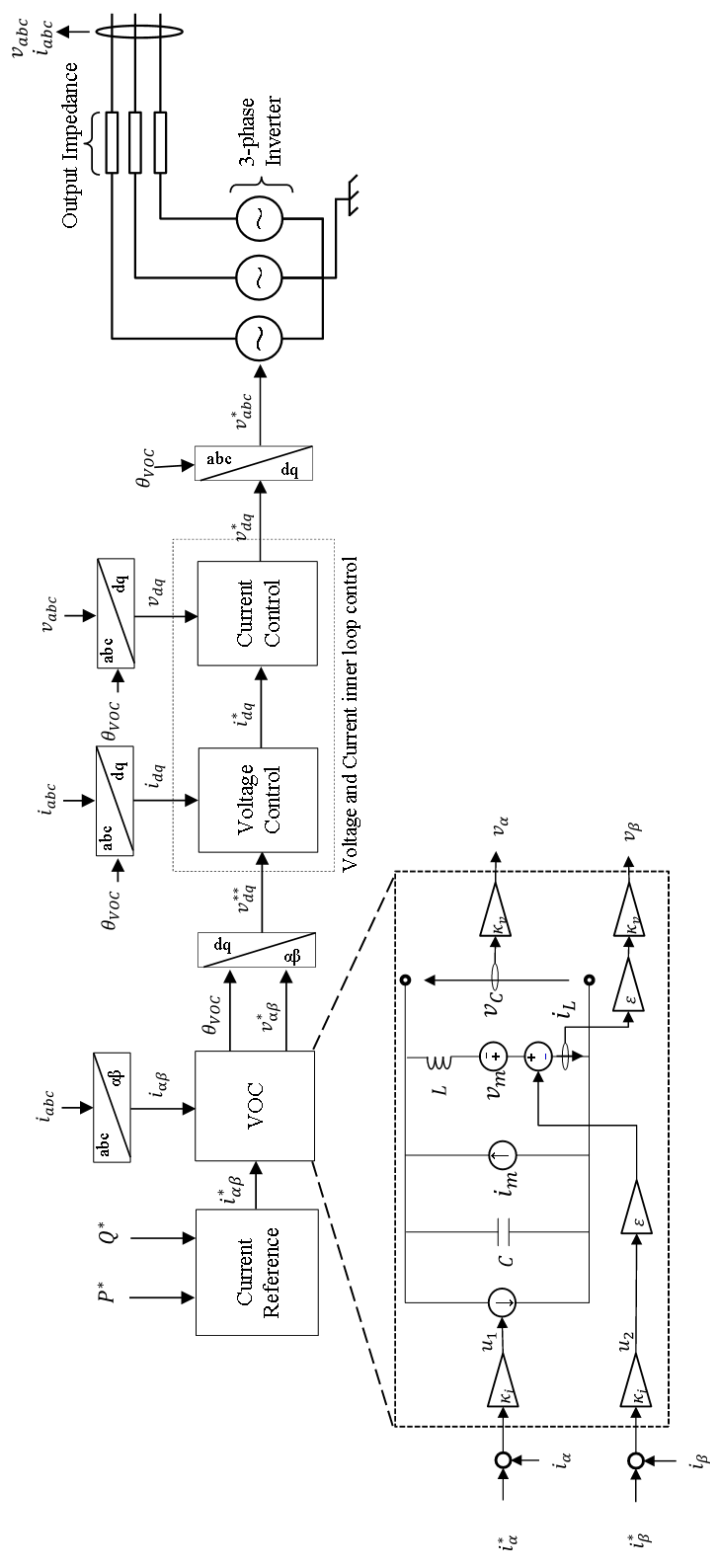


図 4.1 過電流制約を考慮した VOC インバータの制御モデル

図 4.1 に示すように、本モデルは、上位からの電力指令値を基にした電流目標値を決定する Current Reference 生成部、Hopf 振動子をベースとした VOC 部、電圧、電流制御インナー ループから構成される。

Current Reference 生成部では、系統電圧および有効、無効電力指令に基づき、式(4.1)の通り、二相($\alpha - \beta$)電流の指令値を生成する。なお、式(4.1)の導出は付録 A.2 中に詳述する。

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

VOC 部では、これらの電流指令値と、計測電流値を入力として、式(3.13)に基づいて二相($\alpha - \beta$)電圧の目標値ならびに内部位相 θ_{VOC} を算出する。なお、式(3.13)については状態空間モデルに基づく実装を行っている。

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{\alpha} \\ \dot{v}_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\xi}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) & -\omega_{nom} \\ \omega_{nom} & \frac{\xi}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} - \frac{K_i K_v}{C} \begin{bmatrix} \cos\phi & -\sin\phi \\ \sin\phi & \cos\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} - i_{\alpha}^* \\ i_{\beta} - i_{\beta}^* \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

<再掲>

VOC 部は、必ずしも外部入力を必要とせず自然な同期、安定動作を達成する。

電圧制御インナーループは、VOC で生成された基準電圧と実測出力電圧との差を補償し、外乱や過渡応答の影響を抑制する。後段の電流制御の飽和に備えて、単純なアンチワインドアップを電圧制御に設けている。

電流制御インナーループは、出力電流が所望値を超過しないよう瞬時的な制御を行い、過電流時には電圧参照値を制限するロジックが組み込まれている。これにより、短絡や過負荷などの異常時における半導体素子の保護が図られる。ここで、文献[30]で説明されるように、電流制御ロジックには複数のタイプがあることを念頭にいれる必要がある。ここでは瞬時値抑制タイプ、d-priority タイプ、q-priority タイプに区別して整理する。

瞬時値抑制タイプは、d 軸電流と q 軸電流をそれぞれ電流上限値 I_{MAX} に飽和させる方式である。すなわち過電流抑制を考慮した d 軸と q 軸のそれぞれの電流目標値 I_d^{CR} および I_q^{CR} は、式(4.2)および式(4.3)のように制限される。

$$I_d^{CR} = \begin{cases} I_d^* & (I_d^* \leq I_{MAX}) \\ I_{MAX} & (I_d^* > I_{MAX}) \end{cases} \quad (4.2)$$

$$I_q^{CR} = \begin{cases} I_q^* & (I_q^* \leq I_{MAX}) \\ I_{MAX} & (I_q^* > I_{MAX}) \end{cases} \quad (4.3)$$

なお I_d^* および I_q^* は電圧制御インナーループからの出力信号であり、本来 VOC として出力したい電流目標値である。

d-priority タイプは、電流上限に達した際に、q 軸電流を制限し、d 軸電流を優先して出力するタイプである。この方式は式(4.4)～(4.6)のように記述できる。

$$|I^*| = \sqrt{I_d^{*2} + I_q^{*2}} \quad (4.4)$$

$$I_d^{CR} = \begin{cases} I_d^* & (I_d^* \leq I_{MAX}) \\ I_{MAX} & (|I^*| > I_{MAX}) \end{cases} \quad (4.5)$$

$$I_q^{CR} = \begin{cases} I_q^* & (|I^*| \leq I_{MAX}) \\ \sqrt{I_{MAX}^2 - I_d^{*2}} & (|I^*| > I_{MAX}) \cap (I_d^* \leq I_{MAX}) \\ 0 & (|I^*| > I_{MAX}) \end{cases} \quad (4.6)$$

q-priority タイプは、d-priority の対称であり、式(4.7)～(4.8)のように記述できる。

$$I_d^{CR} = \begin{cases} I_d^* & (|I^*| \leq I_{MAX}) \\ \sqrt{I_{MAX}^2 - I_q^{*2}} & (|I^*| > I_{MAX}) \cap (I_q^* \leq I_{MAX}) \\ 0 & (|I^*| > I_{MAX}) \end{cases} \quad (4.7)$$

$$I_q^{CR} = \begin{cases} q & (I_q^* \leq I_{MAX}) \\ I_{MAX} & (|I^*| > I_{MAX}) \end{cases} \quad (4.8)$$

本研究で構築したモデルは目的に応じて上記すべての対応を選択可能となるように実装しているが、d-priority タイプをデフォルトの設定としている。

また、各制御段間には Clarke 変換(abc - $\alpha\beta$ 変換)と Park 変換($\alpha\beta$ - dq 変換)、およびそれらの逆変換が配置され、三相系から直交座標系への変換を通じて制御を単純化している。そして全て座標変換の基準位相は、VOC 内部位相 θ_{VOC} としている。以上の制御特性の実装により、過電流を即時的に抑制することが可能となる。

4.3 過電流制約による影響の分析

本節では、過電流制約を考慮した VOC インバータが、系統連系時にどのように振舞うかを理論的に分析する。まず、電力の δ - P カーブと等面積法を用いて、VOC インバータの挙動を分析する。次に、これらの特性を考慮したうえで、理論的な安定限界条件の導出を試みる。

(1) 等面積法を用いた過渡安定性の理論分析

まず、VOC を適用した GFM インバータの過渡安定性を、古典的電力系統解析で用いられてきた等面積法の枠組みを活用して解析する。解析は、電流制限を考慮した条件下におけるインバータの動的挙動を理論的に明らかにすることを目的とする。解析にあたっては、以下を仮定した。

- (i) 電流制限が発生しない通常動作時には内部電圧振幅を一定とみなす
- (ii) 系統または他の電源(GFMを含む)を定電圧源として表現する
- (iii) 外側の電力制御ループの応答は位相ダイナミクスより十分遅い
- (iv) 三相平衡条件が成立する

以上の仮定をおくことで、VOC インバータに対しても、同期発電機理論に準じた解析枠組みを適用することが可能と考えられる。

図 4.2 に示すように、インバータ出力電圧 $\dot{V}_{VOC}$ と系統電圧 $\dot{V}_g$ が連系リアクタンス X を介して接続する系を考える。各電圧の位相差を $\delta = \theta - \theta_g$ と定義する。電圧制御ループの帯域が有限であるため、図 4.3 のベクトル図に示すように、インバータ電圧ベクトルは基準 d 軸から遅れを生じ、内部位相差 $\alpha > 0$ 、電流位相差 $\beta > 0$ が形成される。したがって、過渡状態における VOC インバータ内部位相と系統電圧の位相差 δ' を図 4.3 右図のように表すと、 $\delta' = \delta + \alpha$ と考えることができる。

以上を踏まえ、電流制限制御が作動していない際の有効電力は、

$$P_{VOC} = \frac{|\dot{V}_{VOC}||\dot{V}_g|}{X} \sin \delta = \frac{|\dot{V}_{VOC}||\dot{V}_g|}{X} \sin(\delta' - \alpha) \quad (4.9)$$

で表される。ここで、電流制限が作動すると、出力電流が最大値 I_{MAX} に飽和する。図 4.3 右図を用いて、 $|i| = I_{MAX}$ が $\dot{V}_g$ 方向に角度 ϕ で投影されることを考え、VOC インバータが系統に供給する有効電力は式(4.10)の通りとなる。

$$\begin{aligned} P_{VOC} &= |\dot{V}_g| \times I_{MAX} \times \cos \phi \\ &= |\dot{V}_g| \times I_{MAX} \times \sin(\phi + 90) \\ &= |\dot{V}_g| \times I_{MAX} \times \sin(\delta' + \beta + 90) \end{aligned} \quad (4.10)$$

つまり、d 軸電圧と電流最大値 I_{MAX} の位相差分 β だけ、シフトする。

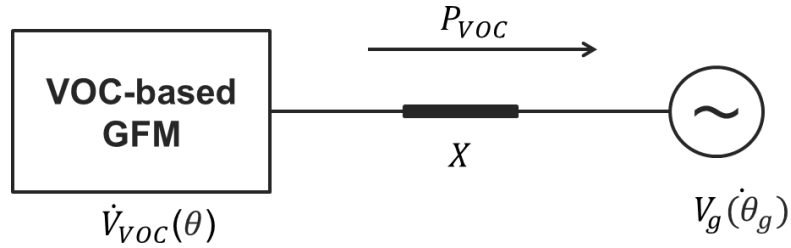


図 4.2 VOC インバータの系統連系についての分析モデル

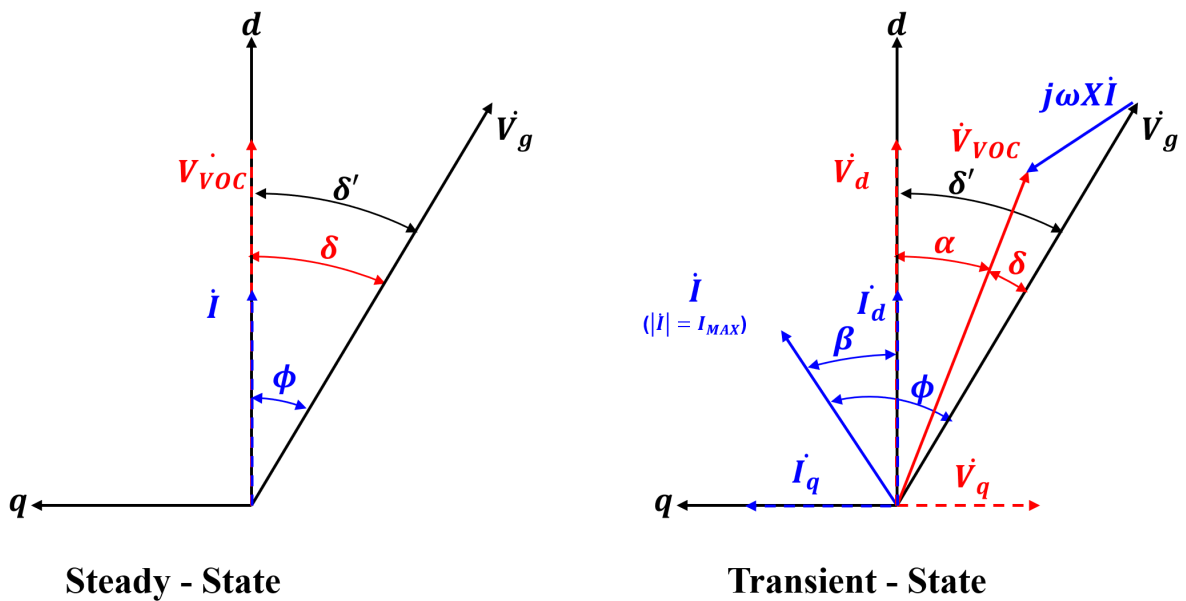


図 4.3 VOC インバータの系統連系についてのベクトル図

式(4.9)と式(4.10)から得られる δ - P カーブ(位相-電力特性)を図 4.4 に示す。電流制限を考慮しない場合と比較して、電流制限時には図 4.4 の赤線のようにマイナスの位相方向にシフトし、さらに、出力電力が電流上限値 $I_{MAX}=1.5$ [pu]に依存した上限を持つことが確認できる。なお、図 4.4 では、上位電力制御指令の変化や負荷変化等により、インバータの出力が P_A から P_B に変化する場合を想定する。

等面積法の原理[31-33]に基づけば、加速エネルギー(過渡中に機器が加速する領域)を表す青色面積と、減速エネルギー(再同期に向かう領域)を表す赤色面積を比較し、青面積<赤面積であれば系統は再安定化する。逆に青面積が赤面積を上回る場合、インバータは同期を失い不安定化する。この関係は、従来の同期発電機に対する安定判別条件と形式的に同一であり、VOC 方式 GFM インバータに対しても有効であること類推できる。

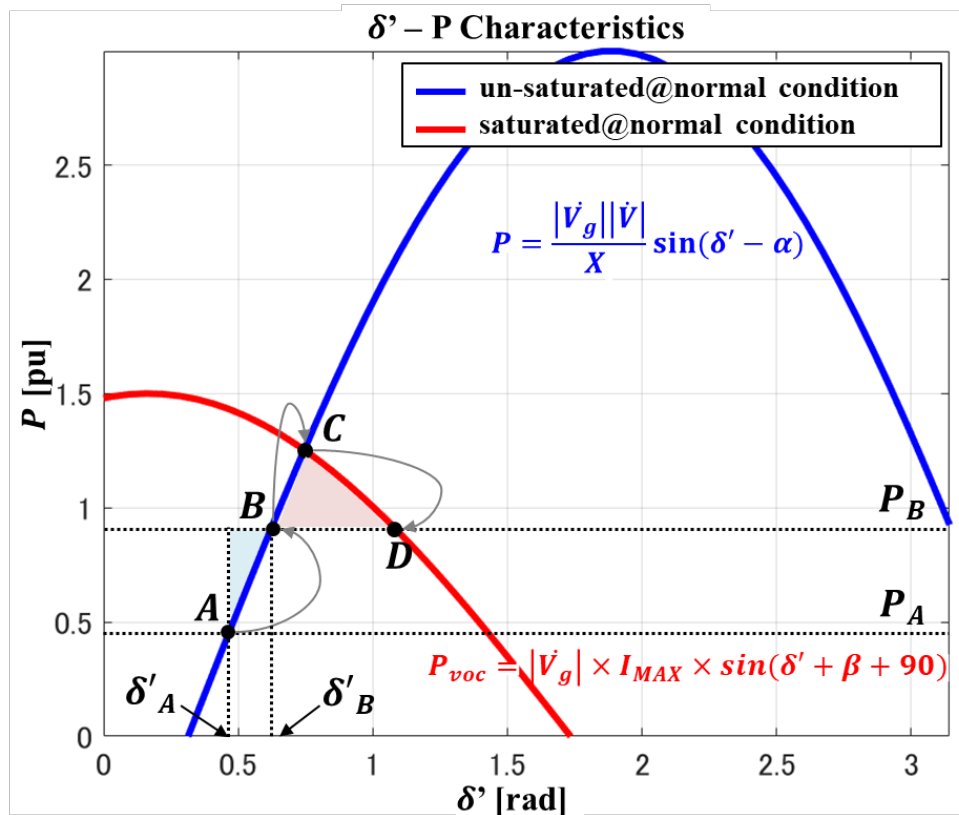


図 4.4 電流飽和を考慮した VOC インバータの δ - P カーブ：負荷変化($P_A \rightarrow P_B$)

線路故障や系統構成の変化，電力系統に存在する発電機の脱落などにより連系インピーダンス X が変化する場合を検討する。図 4.5 に示すように，連系インピーダンス X の変化は y 軸方向の変化として現れる。初期状態の A 点では過電流制約が働いていない。連系インピーダンス X が増加すると， B 点に遷移する。 B 点に遷移した直後に，位相差 δ' は，連系インピーダンス X 増加に伴い，増大する方向に向かう。しかしインバータは同期発電機とは異なり，過電流制約の影響を受けるため， C 点で出力は制限される。さらに VOC の内部位相には動特性があるため，位相差は δ'_B まで到達する。運転点は $A \rightarrow B \rightarrow C \rightarrow D$ と遷移し，その途中で位相変化 $d\delta'/dt = 0$ を満たす点が存在すれば安定限界を越えない。このように，等面積法はインバータの過渡応答における安定,不安定の境界を幾何的に把握する有効な手法であることが示される。

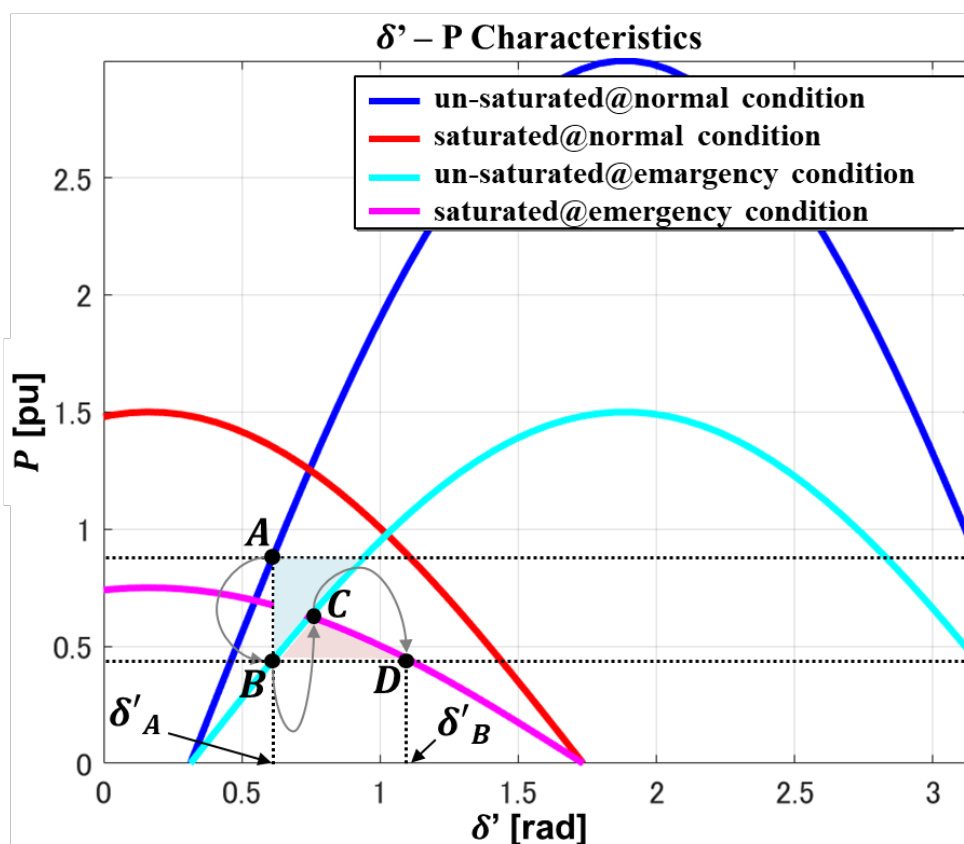


図 4.5 電流飽和を考慮した VOC インバータの δ - P カーブ
：連系インピーダンスの変化

(2) 過渡安定性クライテリアの導出

以上に示した等面積法に基づき、電流制限動作下における再同期条件を理論的に導出する。特に、電流制限によって出力電力-位相特性が飽和する場合の最大許容位相差（臨界角）を定義する。図 4.2 に基づき、電流制限動作時の最大電流 I_{MAX} を次式で表す。

$$I_{MAX} = \left| \frac{V_{VOC} \angle \theta - V_g \angle \theta_g}{jX} \right| \quad (4.11)$$

基準位相を系統電圧側に取り $\theta_g = 0$ とすると

$$I_{MAX} = \frac{\sqrt{(V_{VOC} \cos \theta - V_g)^2 + (V_{VOC} \sin \theta)^2}}{X} \quad (4.12)$$

が得られる。これを整理すると

$$I_{MAX}^2 X^2 = V_{VOC}^2 - 2V_g V_{VOC} \cos \theta + V_g^2 \quad (4.13)$$

より、同期維持が可能な最大位相 θ_{return} は次式で与えられる。

$$\cos \theta_{return} = \frac{V_{VOC}^2 + V_g^2 - I_{MAX}^2 X^2}{2V_{VOC} V_g} \quad (4.14)$$

$$\theta_{return} = \arccos \left(\frac{V_{VOC}^2 + V_g^2 - I_{MAX}^2 X^2}{2V_{VOC} V_g} \right) \quad (4.15)$$

この臨界角は、電流が最大値に達する位相差を意味し、従来の「臨界除去角（Critical Clearing Angle）」と同様に、同期維持限界を定量的に評価する基準となる。ただし、VOC 方式 GFM インバータでは、図 4.1 の通り、電流制限が直接的に電圧指令へ反映されるため、アンチwindアップ制御によりこの角度を超えても完全な同期喪失には至らない場合がある。

式(4.15)から、インピーダンス X が小さいほど、また制限電流 I_{MAX} が小さいほど、 θ_{return} は小さくなる、つまり、再同期可能領域が狭まる。したがって、線路長、短絡容量、インバータ定格などのパラメータが過渡安定性へ与える影響を図 4.6 の例のように明確に評価できる。なお、式(3.25)により与えられる VOC の出力電圧振幅 V を用いることで、過電流発生時の電圧低下を考慮した解析が可能となる。

$$V = \frac{V_{nom}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \sqrt{1 - \frac{2K_i K_v^3}{3\xi C V_{nom}^4} (Q - Q^*)}} \quad (3.25)$$

<再掲>

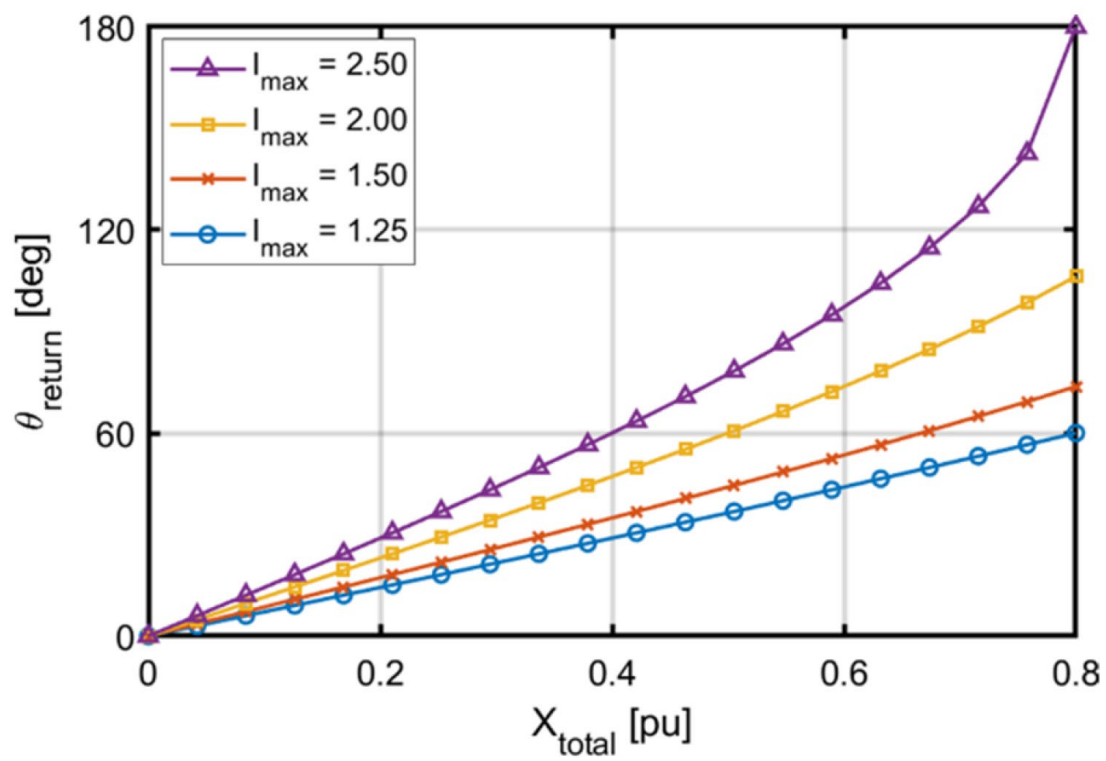


図 4.6 電流飽和を考慮した VOC インバータの δ -P カーブ
：連系インピーダンスの変化

4.4 過電流制約を考慮した過渡安定性のシミュレーション評価

本節では、前節で導出した過渡安定性クライテリア式(4.15)の妥当性を検証するため、電流制限下で動作する VOC 方式 GFM インバータの動的挙動を数値シミュレーションにより解析する。対象システムは、図 4.7 に示すように 2 台の VOC 方式 GFM インバータを並列接続したマイクログリッド構成であり、各インバータは定格容量 200[kVA]、定格電圧 6.6 [kV]、基本周波数 50[Hz]で運転する。フィルタを介して相互に接続され、両者の間の線路距離 1 [km]を標準条件とした。線路インピーダンスは、1[km]あたり抵抗 0.25[Ω]、インダクタンス 0.97[mH]である。定常時に各インバータは力率 0.8 の定インピーダンス負荷 200 [kVA]に電力を供給している。制御パラメータとしては、振動子キャパシタンス $C=0.1$ [F]、収束速度定数 $\xi=15$ 、電圧換算係数 $K_v=1$ 、電流換算係数 $K_i=3$ を用いた(表 4.1 参照)。

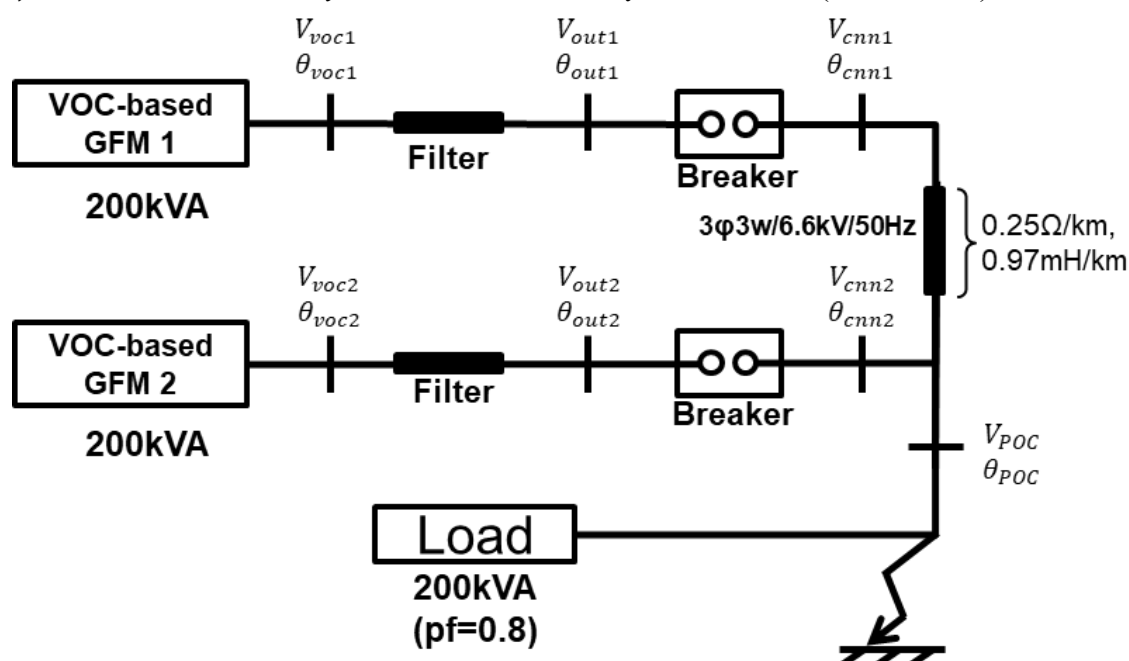


図 4.7 マイクログリッドにおける 2 機 VOC 方式 GFM インバータモデル
(過渡安定性のシミュレーション評価モデル)

表 4.1 過渡安定性のシミュレーション評価用モデルパラメータ

パラメータ	記号	値	単位
定格皮相電力	P_{base}	200	kVA
定格電圧	V_{base}	6.6	kV
定格周波数	F_{base}	50	Hz
配電線 R 成分	R_{line}	0.25	Ω
配電線 L 成分	L_{line}	0.97	mH
VOC 振動子 キャパシタンス	C	0.1	F
VOC 収束速度係数	ξ	15	-
VOC 電圧換算係数	K_v	1	V/V
VOC 電流換算係数	K_i	3	A/A

(1) 系統電圧低下時の運転継続性(LVRT: Low Voltage Ride Thorough)

系統連系インバータを実系統や実運用に適応していくうえで、LVRTの検証は重要であり数多くの先行研究が報告されている[34-38]。ここでは、過電流制約を考慮した過渡安定性検証の一シナリオとして、LVRTを題材に検討を行った。

まず、GFM2の接続点に三相短絡を発生させ、0.2[s]間の電圧低下を模擬した。故障除去時における位相の影響をみるため、インバータ間距離を1[km]と20[km]に設定してシミュレーションを実施した。

図4.8は、インバータ間距離を1[km]とした場合の結果である。時刻 $t=0.2$ [s]で三相短絡故障を発生させると、電圧は瞬時に0[pu]まで低下し、電流は上昇するが、過電流制御によりd軸電流が最大値1.25[pu]に制限され、q軸電流は0[pu]に保持されている。故障期間中、VOCの発振周波数は一時的に約52.7[Hz]まで上昇し、GFM1とGFM2は位相差が拡大する。故障が除去される $t=0.4$ [s]時点では、両者の位相差は9.7[deg]であり、除去後には自然に再同期しつつ電圧を回復し、安定運転に復帰している。

図4.9は、インバータ間距離を20[km]とした場合の結果である。同様にd軸電流は制限されているが、GFM間の配線インピーダンスの増加により、GFM1端には約0.3[pu]の残留電圧が生じている。そのため、位相差の増加過程は図4.8のケースと異なり、故障除去時点 $t=0.4$ [s]における位相差は約30[deg]に達している。除去後は両者が再同期せず、電圧は低下し続け、位相は乖離方向に進行した。これは、式(4.15)で示した故障復帰時の位相クライテリア θ_{return} との比較から、位相差が開きすぎると系統構成が困難化するという傾向を裏付ける結果となった。

図4.8と図4.9で示したように、GFM間のインピーダンスを変更すれば、故障条件は同じのまま、故障復帰時の位相差を変更できる。この方法を用いて、故障復帰時の位相差をGFM間のインピーダンスの大小で調整し、さらにインバータ過電流抑制値 I_{MAX} を変更させて、式(4.15)の判別結果とシミュレーション結果を定量的に比較した。その結果を、表4.2に示す。例えば、過電流制限1.25[pu]としたときに、故障復帰時の位相が23.4[deg]、29.8[deg]の場合では安定、33.6[deg]の場合では不安定となる。同様の傾向が、電流制限値1.50[pu]および1.75[pu]でも確認できた。したがって、電流制限値が高いほど故障復帰時のクライテリアが拡大する傾向が現れている。これらの結果は、等面積法に基づくエネルギー的観点および式(4.15)の解析的クライテリアと整合し、理論モデルの妥当性を裏付ける定量的な検証といえる。

表 4.2 同期維持が可能な最大位相 θ_{return} と安定性結果
(理論評価とシミュレーション結果の比較)

インバータ過電流抑制値 I_{MAX} [pu]	故障復帰時の位相 [deg]	理論解析結果	シミュレーション 結果
1.25	23.4	Stable	Stable
1.25	29.8	Stable	Stable
1.25	33.6	Unstable	Unstable
1.50	33.6	Stable	Stable
1.50	43.2	Stable	Stable
1.50	45.1	Unstable	Unstable
1.75	45.1	Stable	Stable
1.75	50.5	Unstable	Unstable

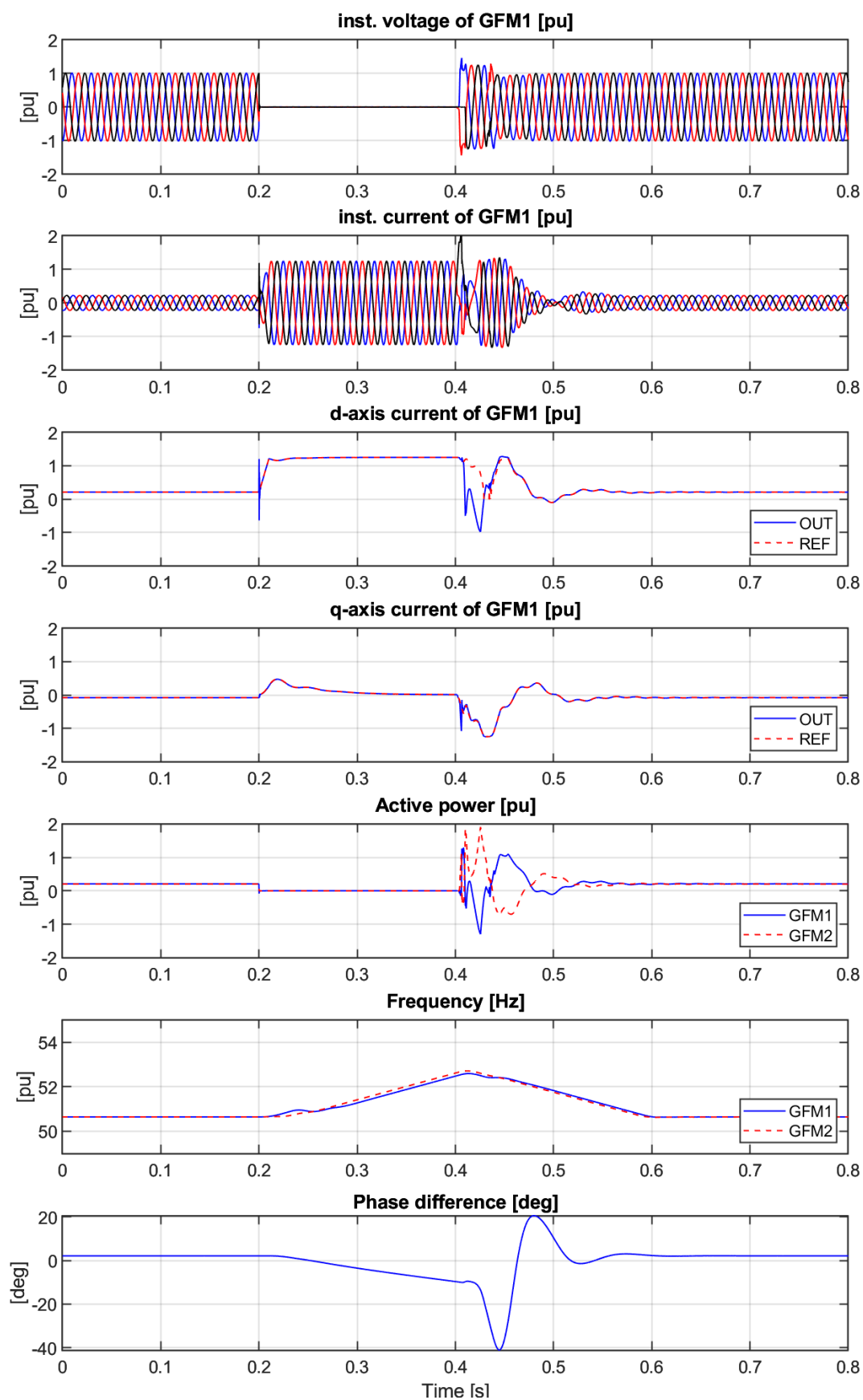


図 4.8 LVRT シミュレーション (インバータ間距離 1km)

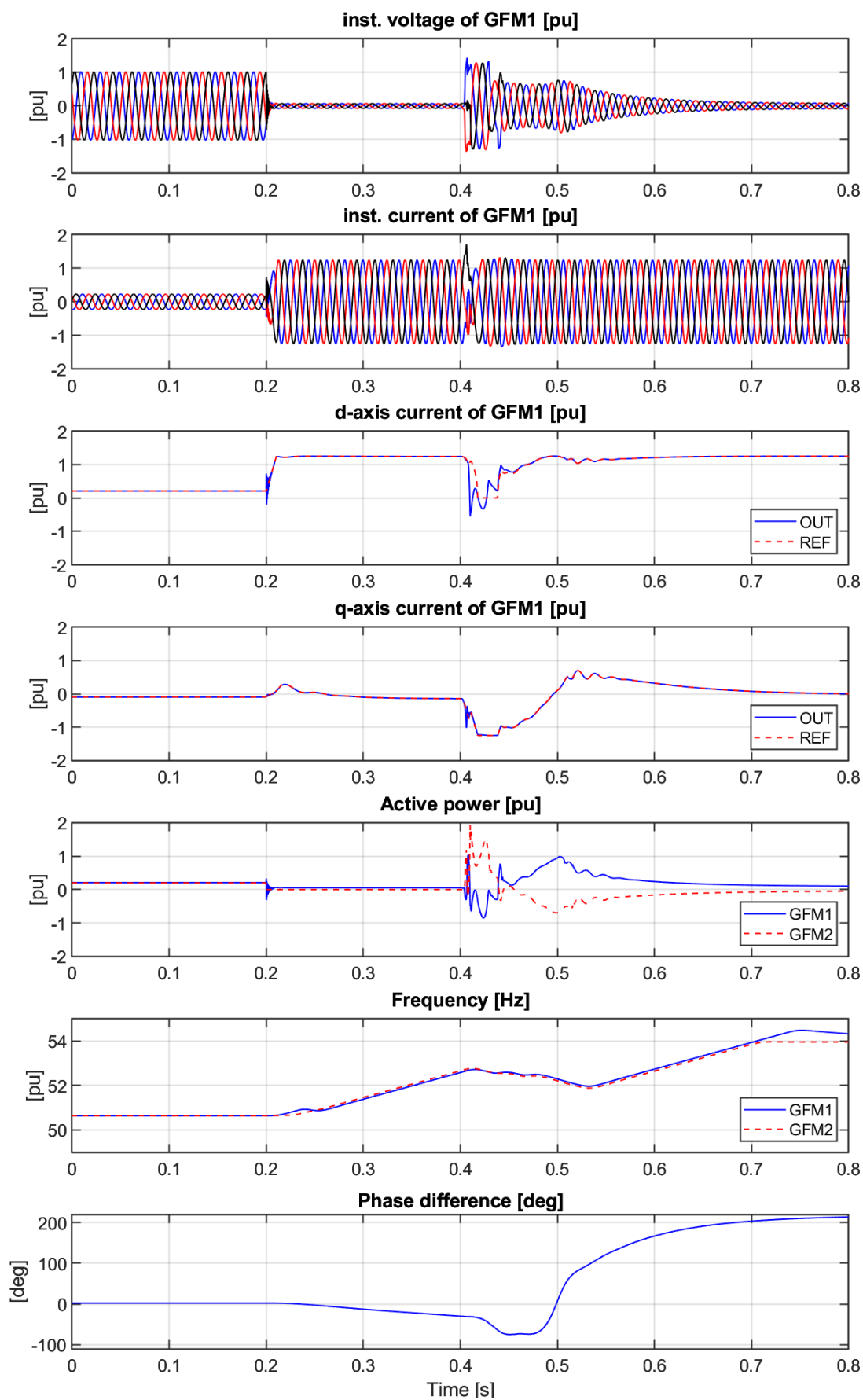


図 4.9 LVRT シミュレーション (インバータ間距離 20km)

(2) 並列インバータ再同期シナリオ

次に、図 4.7 のシミュレーションモデルにおいて、GFM1 が負荷を供給している状態で、初期位相差をもって GFM2 を並列投入するケースを検討した。線路距離を 1 [km]とした。図 4.10 は 60[deg]の位相差で投入した場合を示す。この場合、投入直後に大電流が流れ、過電流抑制が動作する。上限値に制限された電流が流れ続けても、GFM 間で同期することはなく、電圧崩壊に至っている。一方、図 4.11 の 30[deg]投入ケースでは、投入後に GFM 間に電流が流れているものの、振動減衰的に同期状態へ収束し、両 GFM の位相が再び一致する安定挙動が得られた。これらの挙動は、式(4.15)で示したように、VOC の同期可否は、投入時または状態遷移時の初期位相に依存している。等面積法に基づく理論的臨界角と実シミュレーションの結果がよく対応することを示している。

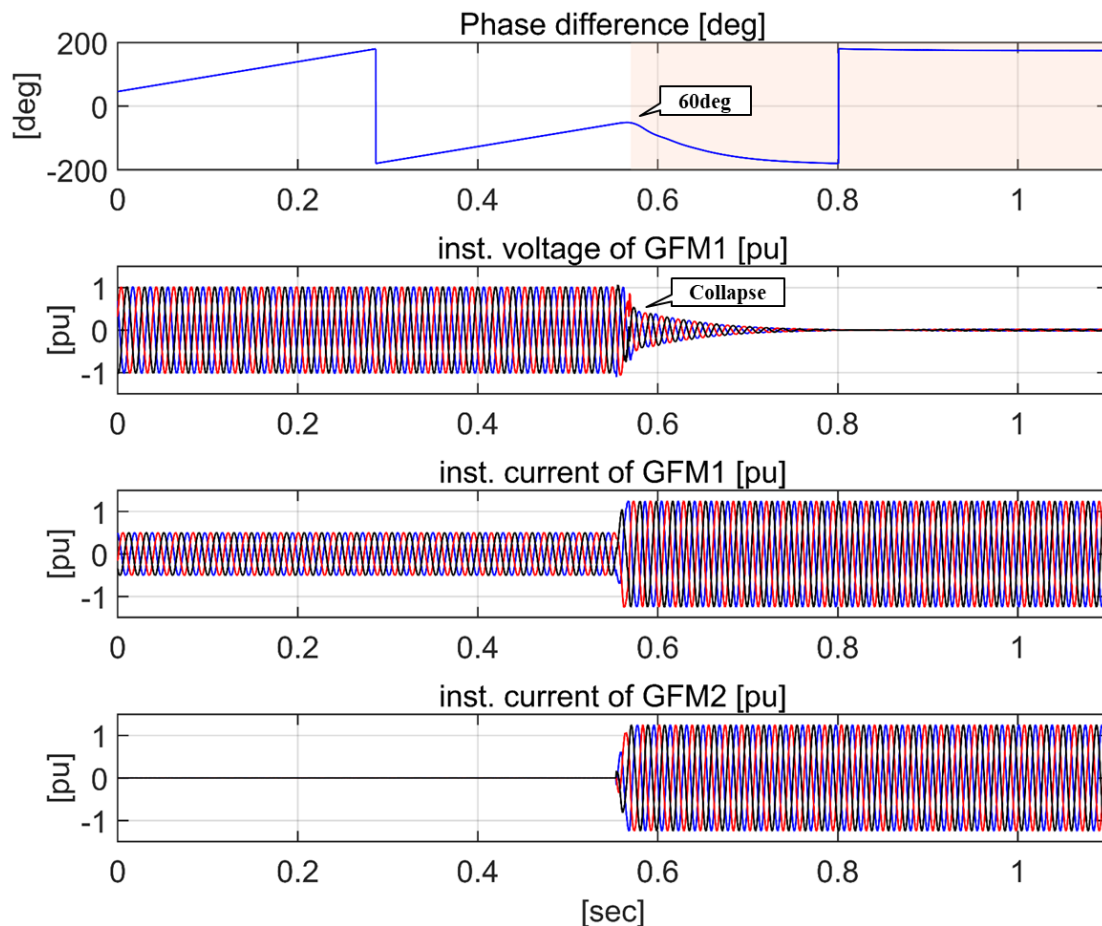


図 4.10 並列インバータ再同期シナリオ (初期位相差: 60deg)

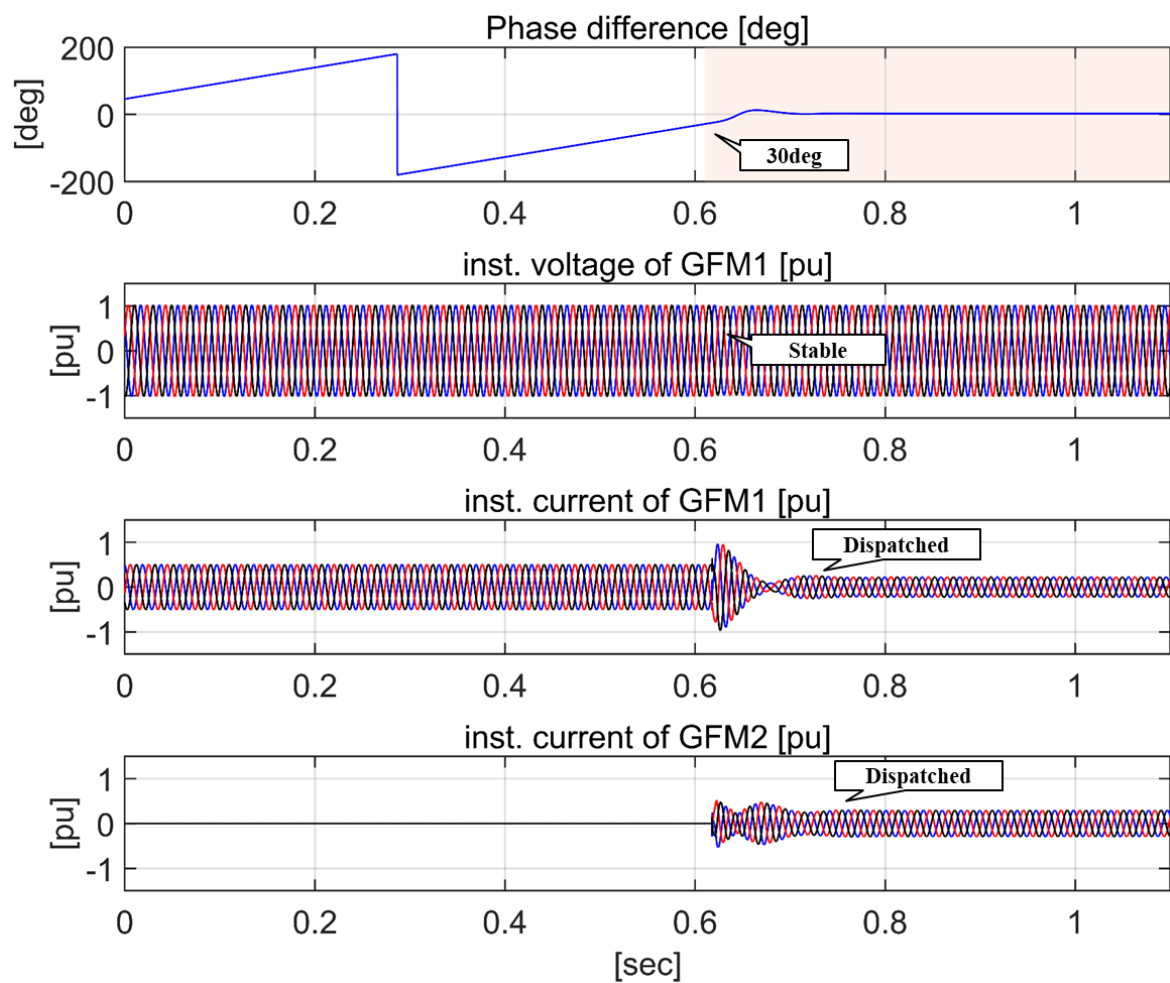


図 4.11 並列インバータ再同期シナリオ (初期位相差: 30deg)

4.5 リヤプノフ安定性評価

前節までに、過電流制限を考慮した等面積法により、インバータの再同期が成立するための臨界相差角を式(4.15)として導出し、その妥当性を確認した。しかし、臨界角以内であっても、インバータの起動や再同期時における初期位相差が時間の経過とともに収束方向へ向かうのか、あるいは発散方向へ進むのかを評価することが、安定性解析上、極めて重要である[39]-[43]。

特に、VOC方式は非線形自励振動子としての性質を有しており、わずかな初期条件の差異が長期的な系の挙動に大きく影響する可能性がある[44]-[47]。したがって、等面積法といった過渡安定性を踏まえた安定条件に加えて、非線形系の局所的な発散傾向を定量的に評価できる指標が必要となると考えられる。

本節では、この目的のためにリヤプノフ指数(Lyapunov exponent)を導入する。リヤプノフ指数は、微小な初期状態の差が時間発展によりどのように拡大または収束するかを数値的に示すものであり、指数が負の場合には安定、正の場合には発散を意味する。

(1) リヤプノフ指数に基づく軌道安定性評価モデル

評価に用いたモデルは、次式で表される2次形非線形振動子系である。ここでは、3章で導出した式(3.16)のVOC制御方程式を簡略化した式(4.16)を用いる。

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_\alpha \\ \dot{v}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\xi}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) & -\omega_{nom} \\ \omega_{nom} & \frac{\xi}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

<再掲>

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_\alpha \\ \dot{v}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A\{2B^2 - (v_\alpha^2 + v_\beta^2)\} & -C \\ C & A\{2B^2 - (v_\alpha^2 + v_\beta^2)\} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

ここで、 A は発振速度を決定するパラメータ(動特性の制御係数に相当)、 B は目標振幅(定格電圧に相当)、 C は公称角周波数(ω_{nom})を表す。この系は、非線形成分($2B^2 - \|v\|^2$)によって自励振動を形成し、振幅 $\|v_{\alpha\beta}\|$ を定常値 $B\sqrt{2}$ に収束させる。

リヤプノフ指数 λ は、微小摂動の時間発展を指数的に評価する指標であり、2つの初期状態 x_0 および $x_0 + \delta_0$ から発展する軌道 $x(t)$ 、 $x'(t)$ を比較して

$$\lambda = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \ln \left(\frac{\delta_x(t)}{\delta_x(0)} \right) \quad (4.17)$$

により定義される。ここで、 $\|\delta(t)\|$ は2軌道間のユークリッド距離である。

$$\delta_x(t) = \sqrt{(v_\alpha(t) - v_\beta(t))^2 + (v_\alpha(t) - v_\beta(t))^2} \quad (4.18)$$

$\lambda < 0$ の場合、摂動は時間とともに減衰し、軌道は安定方向に収束する。一方、 $\lambda > 0$ の場合には微小摂動が指数的に拡大し、系は発散あるいはカオスの挙動を示す。

(2) 数値評価手法

式(4.16)に対して複数の初期条件を設定し、リヤプノフ指数を算出する。解析手順を要約すると以下の通りである。

(a)微小な変動の発散特性を評価する際の初期位相を θ_{init} とする。 $-0.85\pi \leq \theta_{init} \leq 0.85\pi$ の範囲で 50 点設定し、各点に対応する初期状態を式(4.20)で決定する。

$$x_0 = [\cos\theta_{init} \quad \sin\theta_{init}]^T \quad (4.19)$$

なお、 θ_{init} は式(3.17)の適用により、式(4.20)で計算される。

$$\theta = \tan^{-1}(v_\beta/v_\alpha) \quad (3.17)$$

<再掲>

$$\theta_{init} = \tan^{-1}(v_{\beta-init}/v_{\alpha-init}) \quad (4.20)$$

(b)微小摂動 $\delta_0 = [10^{-6}, 0]^T$ を与えた初期値

$$x'_0 = x_0 + \delta_0 \quad (4.21)$$

についても同様に式(4.16)を時間積分することで、 $v_\alpha(t)$ および $v_\beta(t)$ を用いて、次点の時刻の $v_\alpha(t+1)$ および $v_\beta(t+1)$ を求解する。両軌道 $x(t), x'(t)$ の差分を $\delta(t) = x'(t) - x(t)$ とし、記録し、ノルム $\|\delta(t)\|$ を逐次算出する。

(c)シミュレーション時間 $T = 50$ [s]、刻み $dt = 0.001$ [s] とし、時間発展後の平均値として以下を評価する。スクリプトでは数値安定のため、 $\|\delta(t)\| > 10^{-10}$ の区間のみを平均化している。

$$\lambda \approx \frac{1}{T} \sum_t \ln \left(\frac{\|\delta(t_i)\|}{\|\delta_0\|} \right) \quad (4.22)$$

(3) リヤプノフ指数評価結果

リヤプノフ指数の解析結果を、図 4.12 に示す。縦軸は初期位相 $\theta_{initial}$ であり、初期位相 $\theta_{initial}$ が大きくなるほど、 $\lambda > 0$ となる傾向が分かる。 $\lambda > 0$ となると、VOC は初期位相差に起因する微小変化を収束させることができず、発散方向となる。図の 4.12 によると、 $|\theta_{initial}| > 44.1$ [deg] の領域では、初期位相が発散方向する。

この結果は、過渡安定性の観点から、等面積法によって再同期が成立し得る場合であっても、内部の非線形発振ダイナミクスによって発散的挙動へ移行する可能性を示唆している。

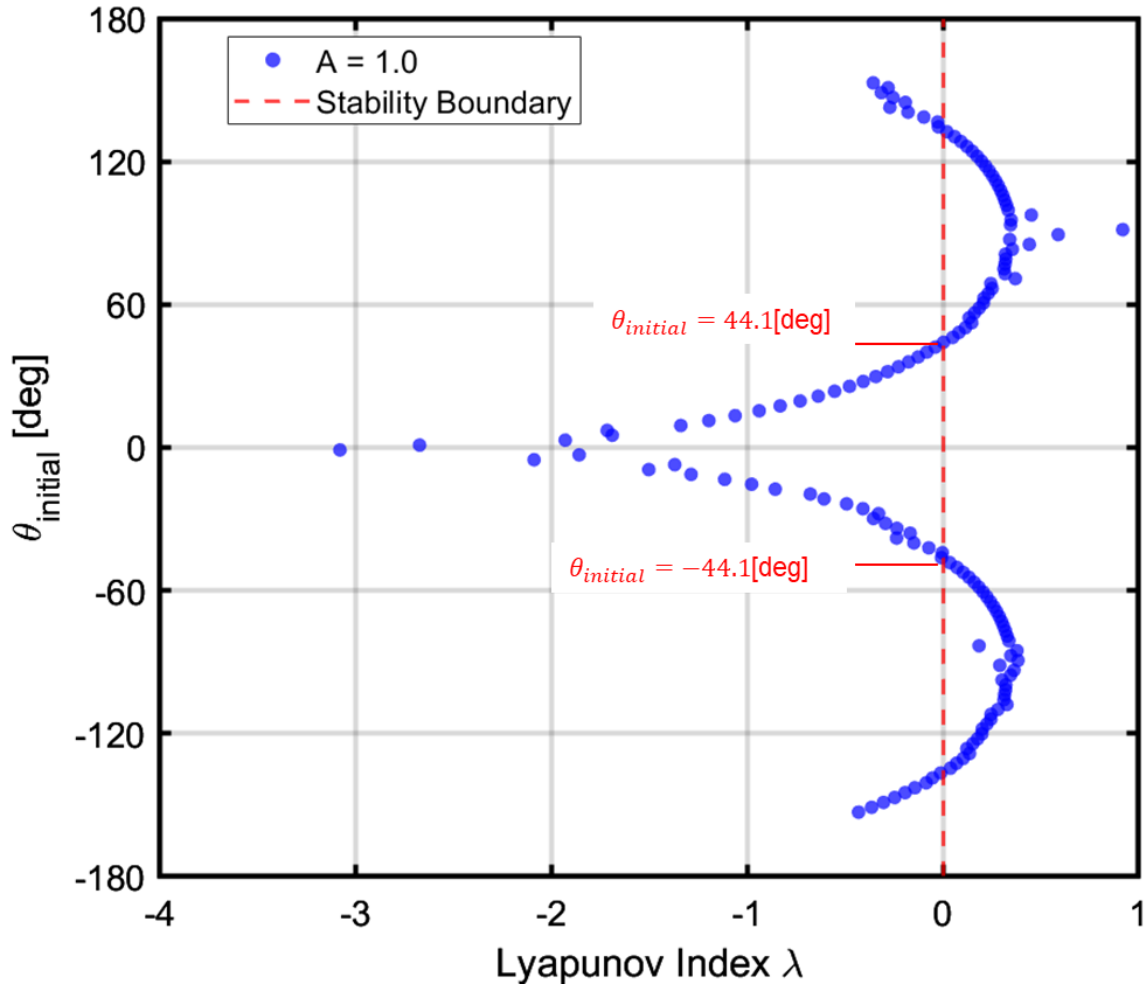


図 4.12 リヤプノフ指数の評価結果

4.6 まとめ

本章では、3章までに確認した VOC インバータの系統適合性について、過電流制約と安定性の観点での成立性を論じた。得られた結論は次の通りである。

- (1) 過電流抑制を考慮した VOC インバータモデルを構築した。アンチwindアップ電圧制御インナーループにより、故障時でも電流は上限内にクリップされ、発振器としての同期性を保ちながら、故障除去後に自然再同期する。
- (2) 等面積法に基づき導出した臨界相差角が、再同期、脱同期の境界を正確に評価できる。電流上限と線路インピーダンスに依存し、理論とシミュレーションが良好に一致した。
- (3) 臨界角以内でも、初期位相やパラメータにより軌道が収束または発散する可能性がある。リヤプノフ指数 λ により、安定 ($\lambda < 0$)、不安定 ($\lambda > 0$) の領域を定量的に判別できる。内部安定性設計の重要性が示された。

以上より、過電流抑制を考慮した VOC 方式 GFM インバータのモデルとその安定性評価方法を明らかにできた。

第5章 配電系統の分散型ブラックスタート

5.1 まえがき

これまで、VOCインバータの基礎特性と制御モデルについて検討を行い、従来発電機やVSGのように脱調が発生しないながらも安定性制約が存在することを論じてきた。

本章では具体的な適用例として、配電系統の分散型ブラックスタートを取り上げ、シミュレーションによる挙動の分析を行う。

5.2 分散型ブラックスタートの前提条件

従来の電力系統におけるブラックスタートは、主として水力発電所を起動源とし、その出力を利用して大型火力発電機を段階的に起動する方式により実現されてきた。この手法は、高い信頼性と大電力供給能力を有する一方で、発電所間を結ぶ送電網や変電設備が健全であることを前提としている。また、近年では、ディーゼルエンジン発電機や非常用電源車両を活用した小規模なブラックスタート支援も行われており、特に災害時における病院、自治体施設などの局所的な電力供給手段として広く導入が進んでいる[48]。

一方で、再生可能エネルギー比率の増加とともに、インバータ電源主体の分散型電力系統が拡大しており、災害復旧時においてもこれらの電源を用いて局所的に電力網を再構成する「分散型ブラックスタート」の概念が注目されている。特に、震災後に検討された地域マイクログリッドでは、大型CVCF(Constant Voltage Constant Frequency)インバータを用いて配電系統電圧を再確立し、被災地域への早期給電を実現する取り組みが報告されている[49]。しかし、能登半島地震をはじめとする近年の災害事例に見られるように、実際の被災現場では配電柱や架空送電線の倒壊により配電トポロジが分断され、回路構成や負荷分布が事前に予測できない状態となる(図 5.1)。したがって、従来の系統構築手法のように「既知のネットワーク構造を前提とした段階的起動」では対応が難しい。



図 5.1 災害時の配電系統の様相 (資源エネルギー庁 HP より [50])

このような環境下においては、復旧対象の系統がどのような構造で残存しているかを事前に特定することが困難であり、倒壊形態を想定してインフラ設計を行うことは経済的にも現実的でない。ゆえに、被災後のいかなる系統形態に対しても、接続可能な電源のみで柔軟かつロバストに電圧、周波数を生成し、局所的な電力系統を自律的に構成できる制御方式が求められる。

本研究では、このような要件を満たす手法として、VOC 方式 GFM インバータを適用対象とし、複数のインバータが外部同期信号を用いずに自発的に電圧を形成、位相同期しながら分散的に系統を構築することを前提とする。すなわち、配電線の一部が途絶しても残存電源間で自律的に局所電圧を再生できる「自己完結型マイクログリッド」の構築を想定し、その挙動を数値シミュレーションによって検証する。

5.3 分散型ブラックスタートのシミュレーション

本節では、4 章までで議論した VOC インバータを配電系統の分散型ブラックスタートに適用する。

(1)シミュレーションモデル

本節で検討するシミュレーションモデルを図 5.2 に示す。複数の VOC 方式 GFM インバータが、局所的に分散接続された配電系統を自律的に立ち上げる状況を模擬したものである。それぞれの VOC インバータは、独立した電源装置として動作し、電圧、周波数を自律生成する。災害時の配電線分断や負荷変動を想定し、系統の部分ごとに孤立しても局所的に電圧を再構成できるかを評価するためのモデル構成となっている。MATLAB/Simulink で構築したモデルの概要を図 5.3 に示した。

(a)VOC 方式 GFM インバータモデル

各インバータは、VOC ロジックを用いて電圧を自励生成する。外部同期信号や PLL (Phase-Locked Loop) を使用せず、内部発振により定格周波数付近の正弦波電圧を出力する。災害時を想定し、初期位相、周波数はそれぞれ独立(非同期)に設定されている。出力は LC フィルタを介して配電線に接続される。定格容量を 200[kVA]、定格電圧を 6.6[kV]とした。各インバータには、系統側の位相と、自身の VOC 内部位相がある閾値以内で一致したときに系統に併入するロジックを追加している。

(b)配電線モデル

事故や倒壊により一部が断線する可能性を想定しており、線路インピーダンスを介した結合($R + jX$)としてモデル化した。インバータ間の距離に応じてインピーダンス値を設定し、相互同期性(自己同期現象)への影響を評価できるようにしている。

(c)負荷モデル

Load には定抵抗負荷を設定した。災害時を想定しているため、各インバータ電源は、定抵抗負荷の求める消費電力量を認知できないとする前提を置いた。

(d)接続シナリオ

初期状態では、GFM1 のみが単独で動作し、電圧を立ち上げ、ブラックスタートの起点となる。その後、GFM2～5 が図 5.2 中赤字の①→②→③→④の順に系統へ併入するシナリオを想定した。なお、併入時の各 GFM の内部電圧相差角はパラメータとして条件設定できるようにした。併入する GFM とほか GFM 群との位相差、電圧差に起因する過渡電流が発生し、その収束挙動(自己同期性)を解析できるようになっている。

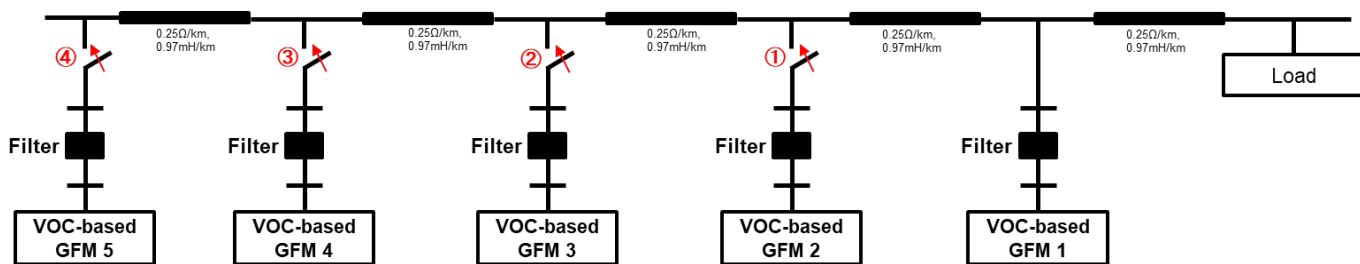


図 5.2 分散型ブラックスタートのシミュレーションモデル

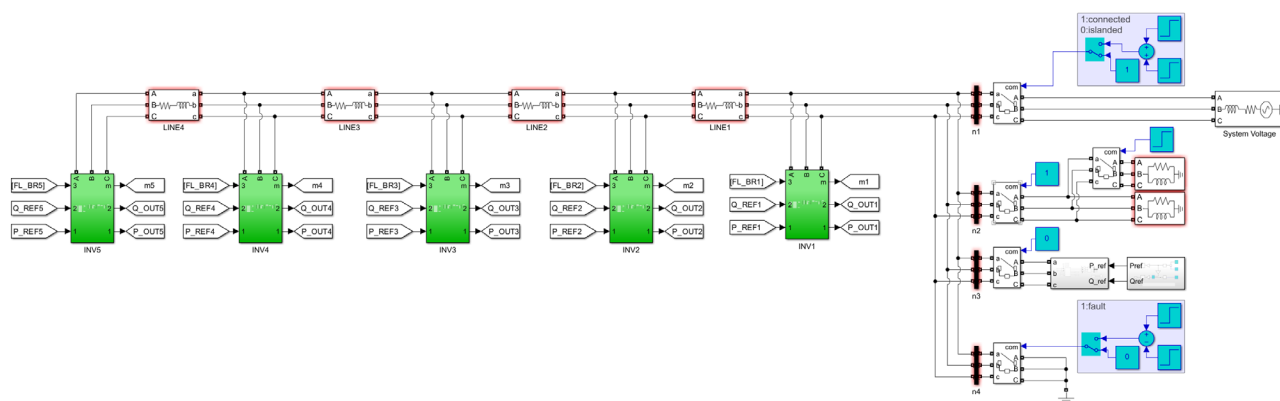


図 5.3 MATLAB/Simulink Simscape / Specialized Power System を用いて構築したモデル

(2)シミュレーション結果

本シミュレーションでは、定抵抗負荷を 80 kW の固定値として設定し、前述した分散型ブラックスタートのシナリオを模擬した。各インバータの併入時には、相互間の同期条件として位相差 10 [deg]を与え、また VOC パラメータのうち収束速度係数 $\xi = 15$ とした。これにより、各インバータが非同期状態から順次併入する過程における電圧形成、電力分担、過電流抑制特性を評価した。

図 5.4 に、GFM1 による系統電圧立ち上げの様相を示す。起動直後より三相交流電圧が自動的に成長し、およそ 0.3 [s]後には定格値である 1 [pu](6.6[kV])に達していることが確認できる。電圧波形は安定な正弦波状を示し、VOC に基づく自励発振機構が正しく動作していることを示唆している。

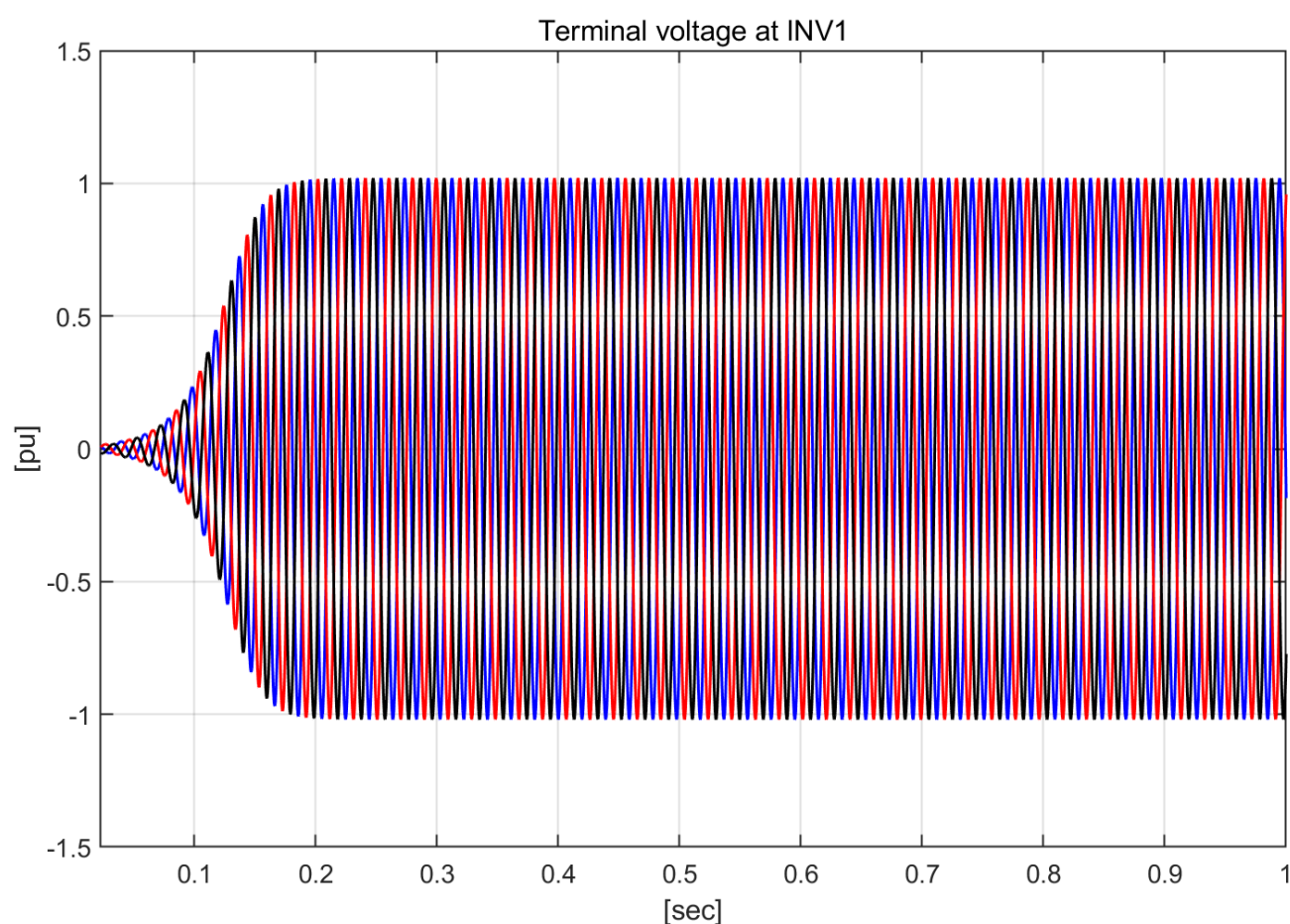


図 5.4 分散型ブラックスタート(GFM1 による系統電圧立ち上げ)

次に、図 5.5 に GFM2 が併入した際の各種時系列波形を示す。図 5.5 (a)には、GFM1 と GFM2 の位相差を示している。両者の位相差が 10[deg]となると、GFM2 が系統に併入している。GFM2 を併入した直後、GFM1 および GFM2 の間に有効電力の授受が一時的に発生していることが確認される (図 5.5 (b))。これは、両インバータの併入時位相差に起因する一過的な電力変動であり、その後、両者の出力は指数関数的に減衰し、収束している。収束後の定常状態において、各 GFM が分担する負荷の大きさを、定格電力に対する比として負荷率 α と定義する。図 5.5(b)から、両 GFM の負荷率は約 21%と読み取ることができる。負荷率 α による影響については、5.4 節で詳述する。

図 5.5 (c)には、GFM1 および GFM2 の d 軸電流および q 軸電流を示しており、青線が出力値、赤破線が制御指令値である。併入直後の GFM2 は d 軸電流が約 0.25[pu]、q 軸電流が約-0.32[pu]であり、この場合では d 軸 q 軸電流ともに過電流制約が働かない挙動となった。なお、図 5.5(c)の INV2 の無効電流をみると、時刻 $t=0\sim 1.7[s]$ の範囲で、 $\pm 0.1[pu]$ 程度の振動が発生している。これは無負荷状態における電流振動である。電流制御に起因するものであり、電流制御インナーループの制御ゲインの見直しにより解消する見込みであるが、本研究の論旨から外れるところであるため、追及していない。

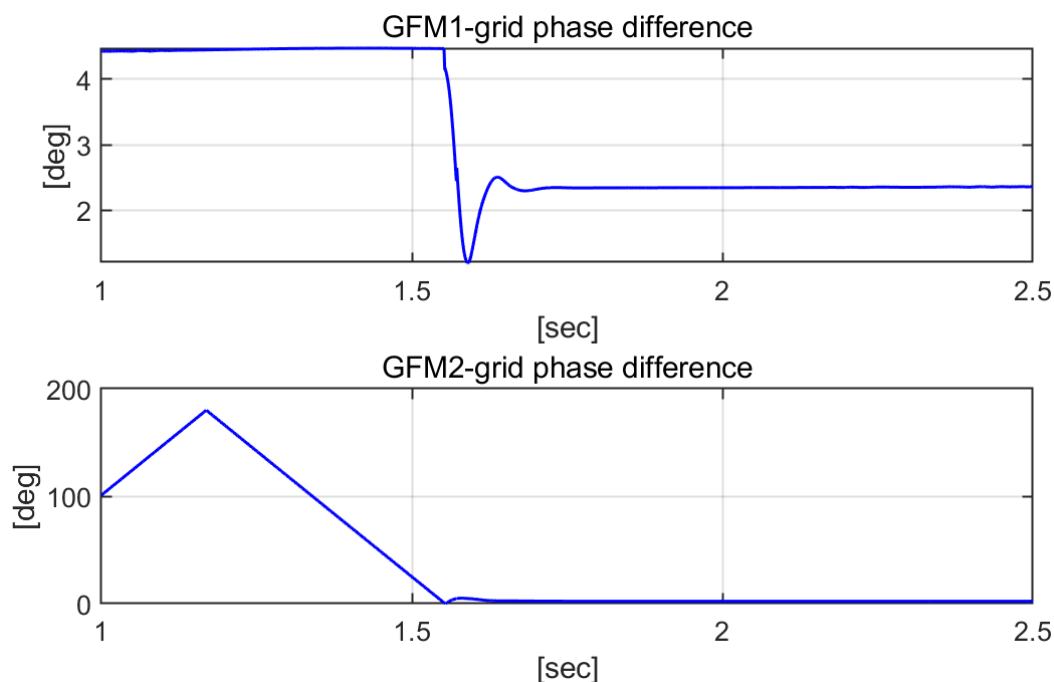


図 5.5 - (a) 分散型ブラックスタート(GFM2 併入時 位相差)
(収束速度係数 $\xi = 15$)

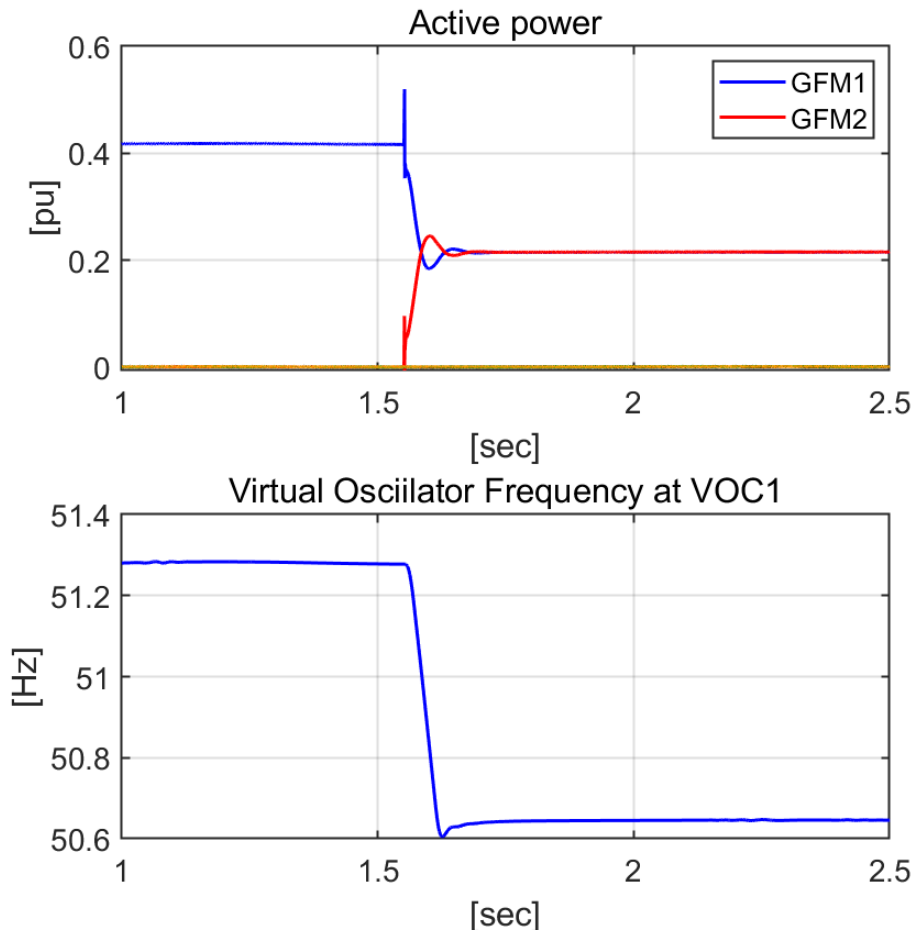


図 5.5 - (b) 分散型ブラックスタート(GFM2 併入時 電力, 周波数)

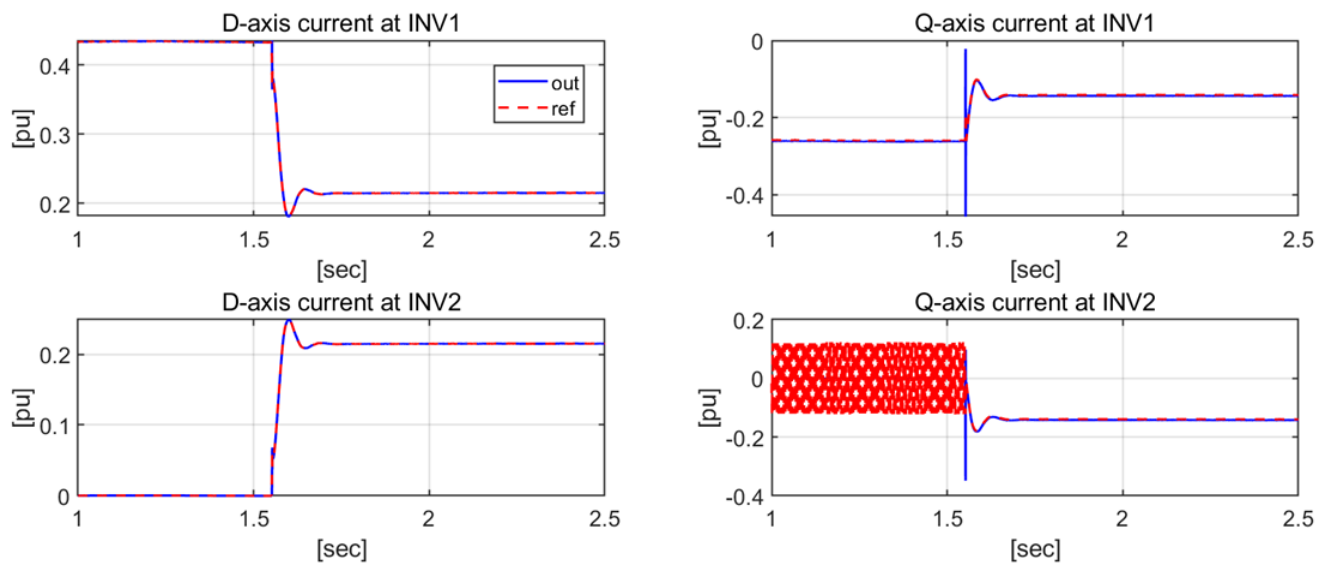


図 5.5 - (c) 分散型ブラックスタート(GFM2 併入時 各 GFM の電流)
(収束速度係数 $\xi = 15$)

さらに、図 5.6 に全インバータ(GFM1～GFM5)が順次併入する過程の結果を示す。各インバータは外部同期信号を用いることなく、既設インバータ群と自律的に同期し、最終的に電圧、周波数、電力分担が安定な定常状態に収束していることが分かる。これにより、VOC 方式 GFM インバータが分散接続下においても、自己同期性を保持しながら系統形成を実現できることが示された。なお、図 5.6 においては GFM3 と GFM4 は同期条件が一致したため、同じタイミングの併入となっている。

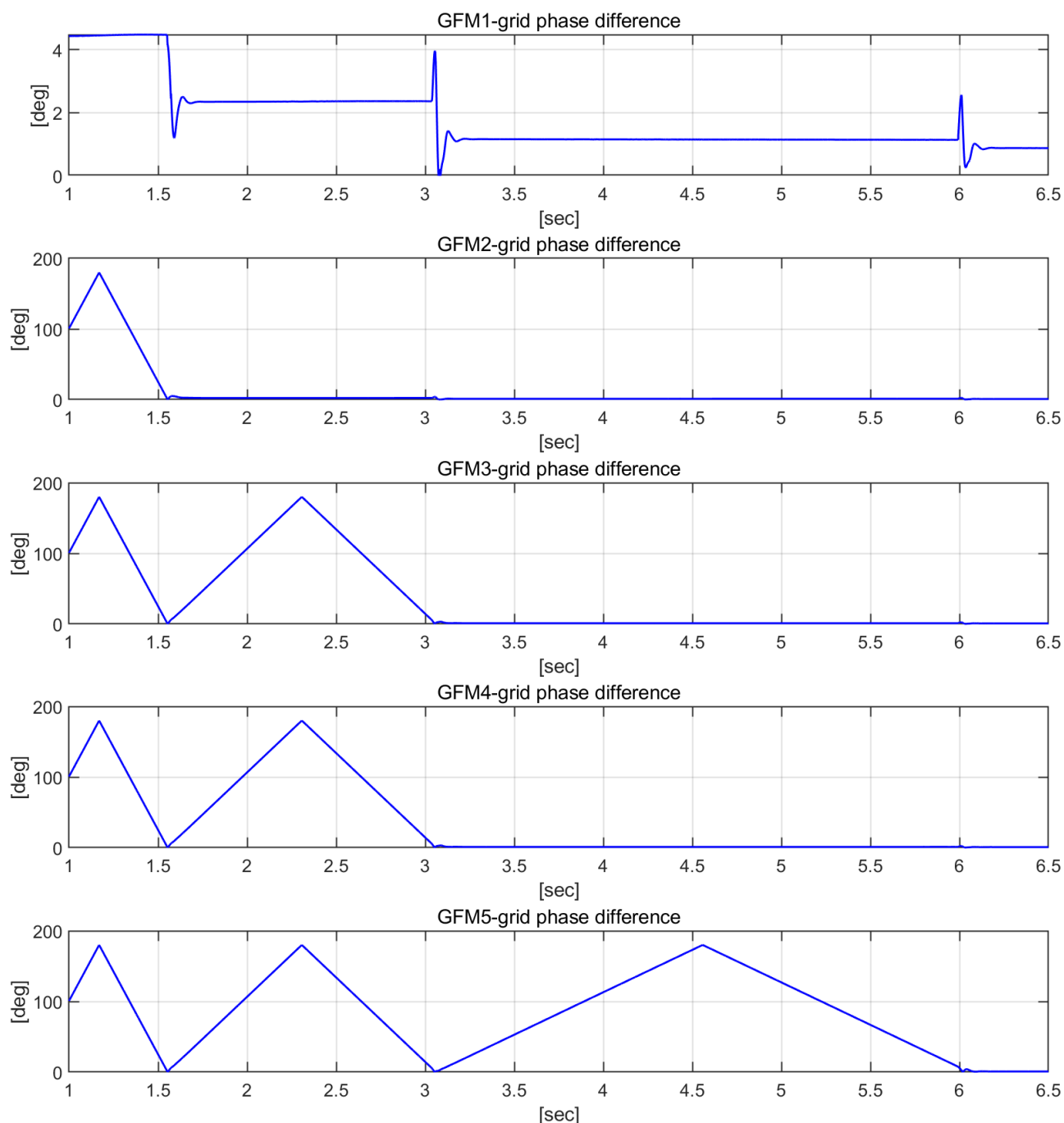


図 5.6 - (a) 分散型ブラックスタート(GFM1～5 位相差)
(収束速度係数 $\xi = 15$)

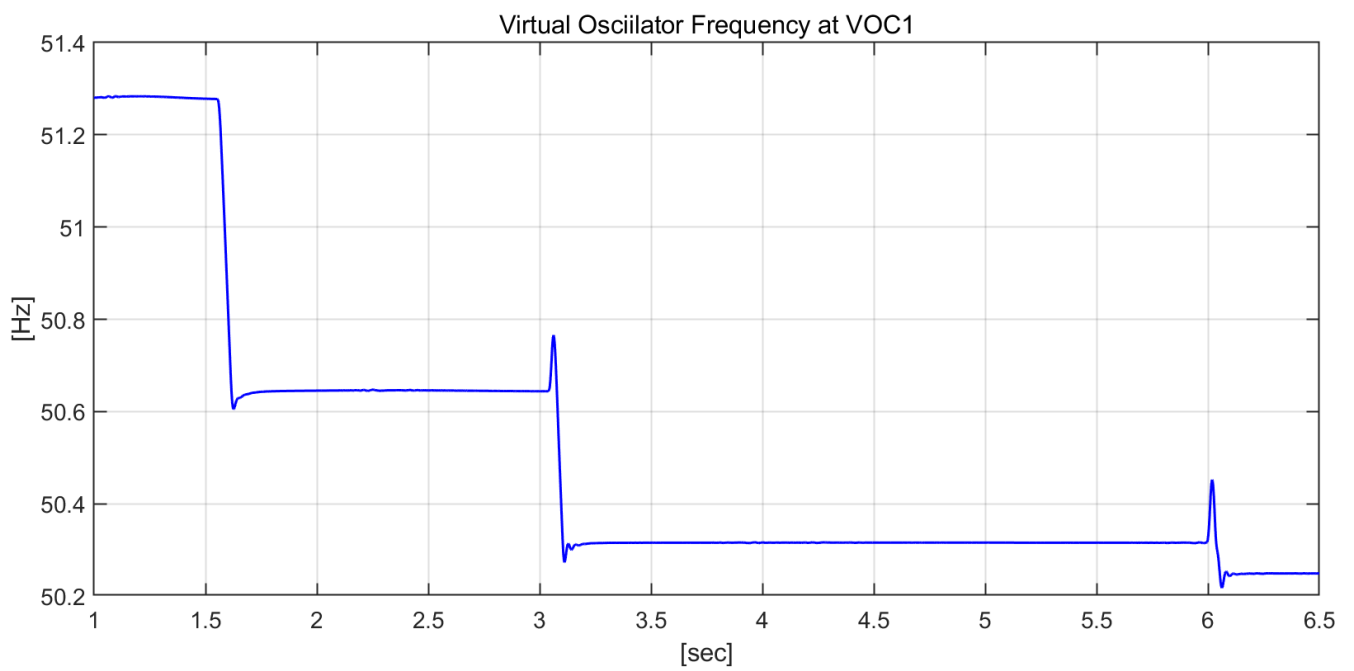
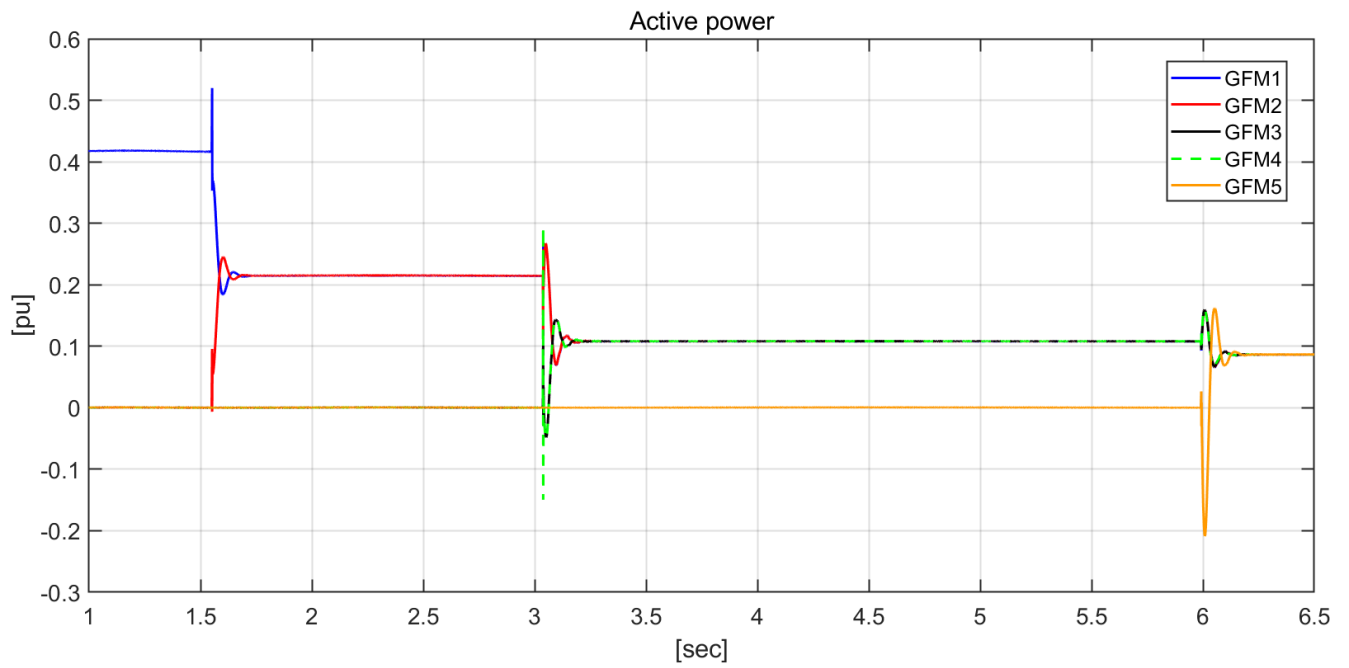


図 5.6 - (b) 分散型ブラックスタート(GFM1~5 電力, 周波数)
(収束速度係数 $\xi = 15$)

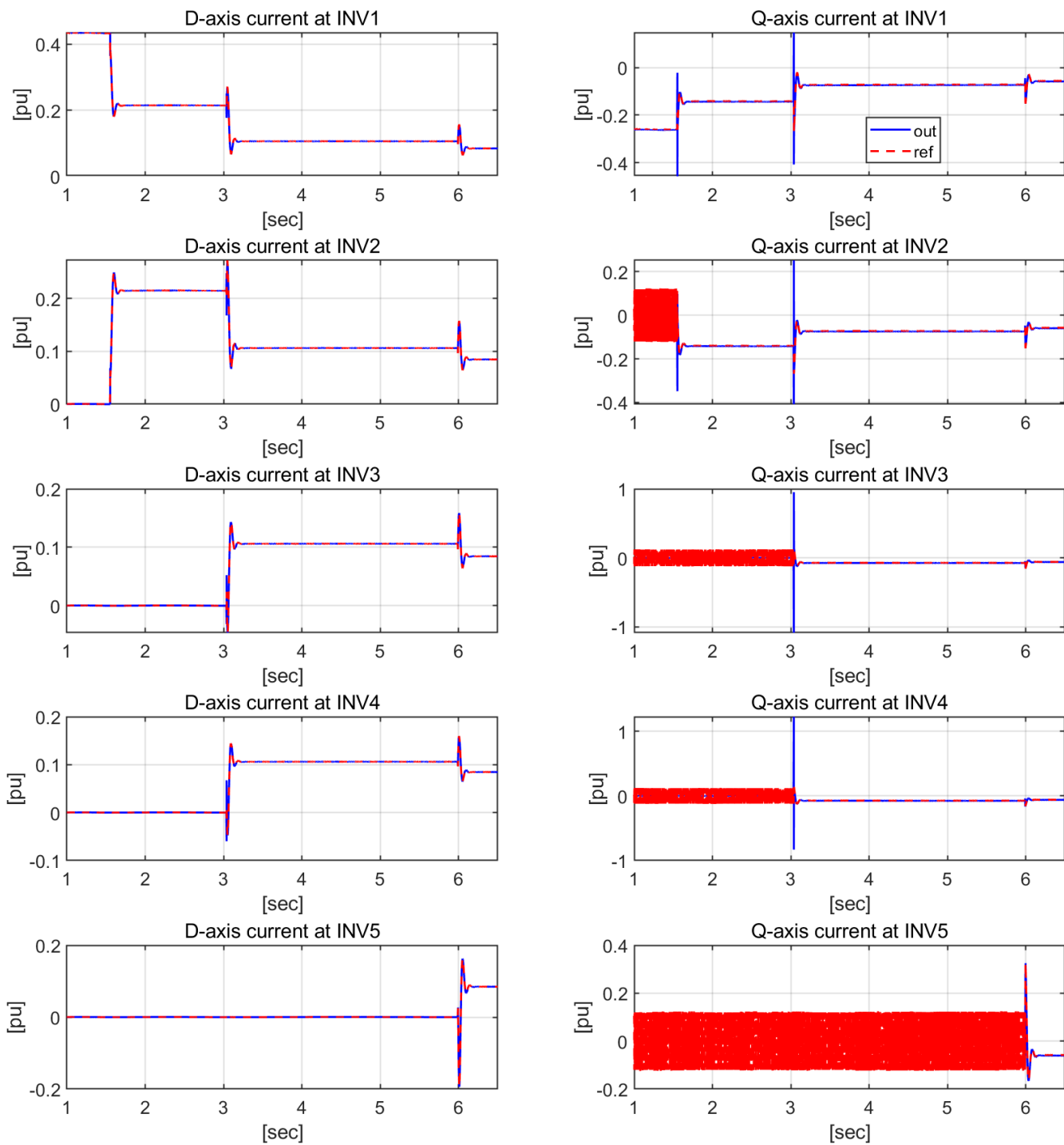


図 5.6 - (c) 分散型ブラックスタート(GFM1~5 各 GFM の電流)
(収束速度係数 $\xi = 15$)

5.4 部分負荷特性の評価

本節では、VOC 方式 GFM インバータの部分負荷運転時の安定性を、リヤプノフ指数に基づいて解析する。前節で示した分散型ブラックスタートシミュレーションでは、複数のインバータが電圧を立ち上げ、順次同期しながら系統を形成できることを確認した。しかし、実際の災害時におけるブラックスタート環境では、どの程度の負荷を背負った状態で立ち上がることになるかを事前に特定することが困難である。

近年の災害事例では、配電線や変圧器が部分的に損壊し、残存区間の負荷は時々刻々と変動する。電力復旧の初期段階では、インバータが接続される先の系統トポロジや負荷規模が不明なまま、即座に電圧形成を開始しなければならない状況が想定される。したがって、VOC インバータがどの範囲の負荷条件に対して自励発振を維持し、電圧崩壊や発散を回避できるかを定量的に把握することが重要と考える。本節では、そのような不確実な負荷環境におけるロバスト性について論じる。

収束後の定常状態において、各 GFM が分担する負荷の大きさを、インバータの定格電力に対する比として負荷率 α と定義する。負荷率 α と VOC の収束速度係数 ξ との関係を考慮した安定領域を検討する。

(1) 解析の目的とアプローチ

リヤプノフ指数は、微小摂動が時間経過とともに増大するか、あるいは減衰するかを表す非線形システムの安定性指標である。指数が負 ($\lambda < 0$) の場合は摂動が収束し安定、正 ($\lambda > 0$) の場合は発散し不安定である。本解析では、各種負荷条件下でのリミットサイクルの持続性をリヤプノフ指数 λ により定量評価し、「想定外の負荷を抱えた状態でも自励発振が維持されるか」を検証する。

本解析では、初期位相 θ_{init} および負荷率 α をパラメータとして、リヤプノフ指数 λ を算出し、二次元マップとして可視化した。初期位相 θ_{init} は $-0.85\pi \sim 0.85\pi$ の範囲を 40 分割し、負荷率 α は 0.2～1.5 の範囲を 30 分割して解析した。各点における初期状態を

$$\mathbf{x}_0 = \alpha \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

とし、これに微小摂動を加えた 2 系統を時間積分して比較した。また、リヤプノフ指数 λ は次式で定義される。

$$\lambda = \frac{1}{T} \log \frac{\|\Delta \mathbf{x}(t)\|}{\|\Delta \mathbf{x}(0)\|} \quad (5.2)$$

ここで、 T は解析時間 30[s]である。 λ の平均値を各 α および θ_{init} に対して求め、三次元的に可視化することで、負荷条件および制御パラメータ ξ の違いによる安定領域を評価した。

(2) リヤプノフ指数の負荷率依存性

前述により導出したリヤプノフ指数の負荷率依存性を図 5.7 に示す。図 5.7 は、負荷率 α と初期位相 θ_{init} をパラメータとし、リヤプノフ指数 λ の分布を三次元的に可視化したものである。指数 λ が負の領域は安定、正の領域は不安定を示す。図 5.7 より、負荷率が高い場合には λ が負方向に分布し、リミットサイクル周辺の軌道が収束的であるのに対し、負荷率が低下すると λ が正方向へ移行し、初期位相に対する安定性が低下していることが分かる。すなわち、軽負荷状態では微小な初期位相差に対しても発振軌道が発散しやすく、VOC 方式 GFM の自励発振が不安定化する可能性がある。なお、図 5.7 では、 $\alpha > 1.0$ の領域もプロットした。これは、インバータは通常、定格の 120~150% の出力も可能なように設計されていることを考慮したものである。

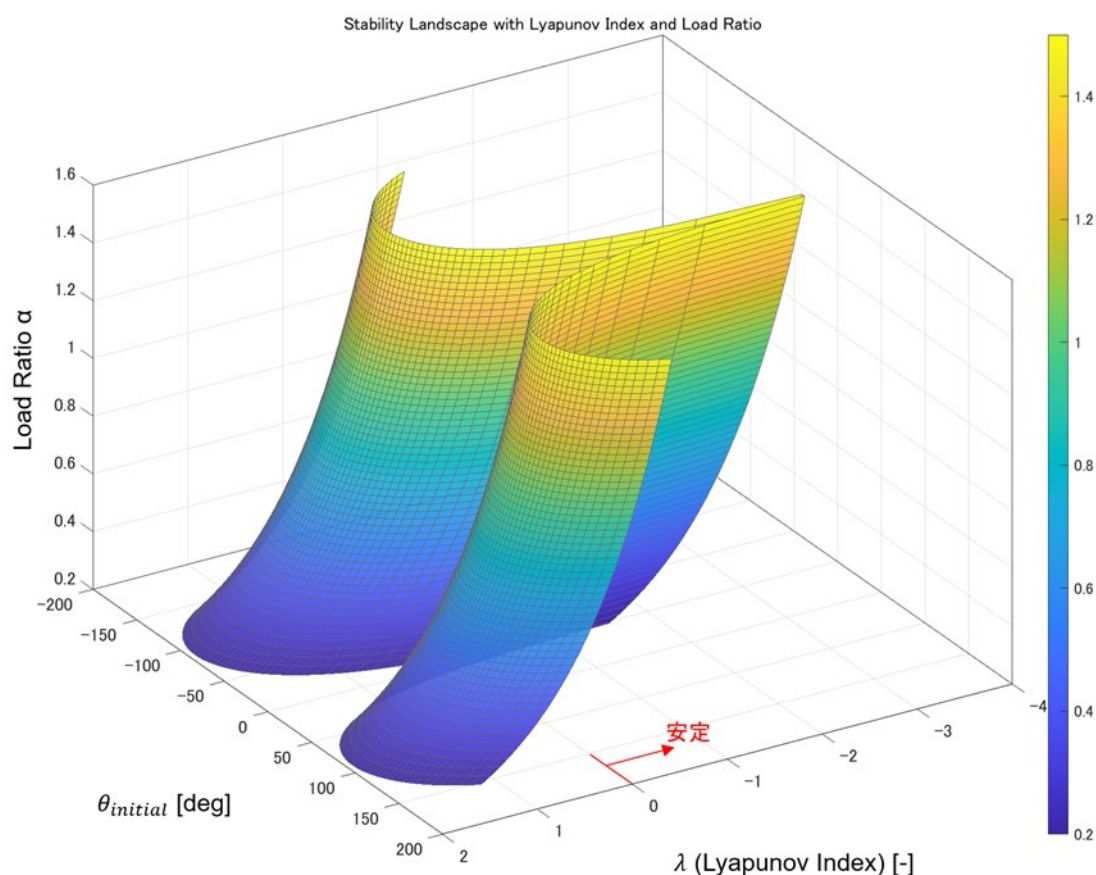


図 5.7 リヤプノフ指数の負荷率依存性
(x 軸:リヤプノフ指数 λ , y 軸:GFM の併入時位相角
z 軸:併入した瞬間の GFM の負荷率)

この結果は、災害時の分散型ブラックスタートにおける実運用環境を考える上で重要な示唆を与える。すなわち、実際の配電系統では災害による線路断や設備損傷のために、復旧初期段階でどの程度の負荷が接続されているかを事前に把握することは極めて困難である。もし立ち上げ初期に負荷が小さすぎる場合、VOCの自励振動が収束するために十分な電流を流せず、初期位相の微小ずれが系統全体の発振不安定につながるおそれがある。したがって、負荷率に応じて安定性が変化する本特性は、ブラックスタート制御設計上の重要な留意点である。

次に、VOCパラメータの一つである収束速度係数 ξ の影響を評価した結果を図5.8に示す。ここでは、基準値 $\xi_0=15$ に対して1～25倍の範囲でパラメータを変更し、同様の安定性マップを算出した。その結果、 ξ を大きく設定するほどリヤプノフ指数 λ が負方向にシフトし、特に低負荷領域($\alpha < 0.5$)においても安定領域が拡大することが確認された。これは、収束速度係数 ξ の増加により発振軌道への収束力が強まり、初期位相差に対してよりロバストな挙動を示すためである。

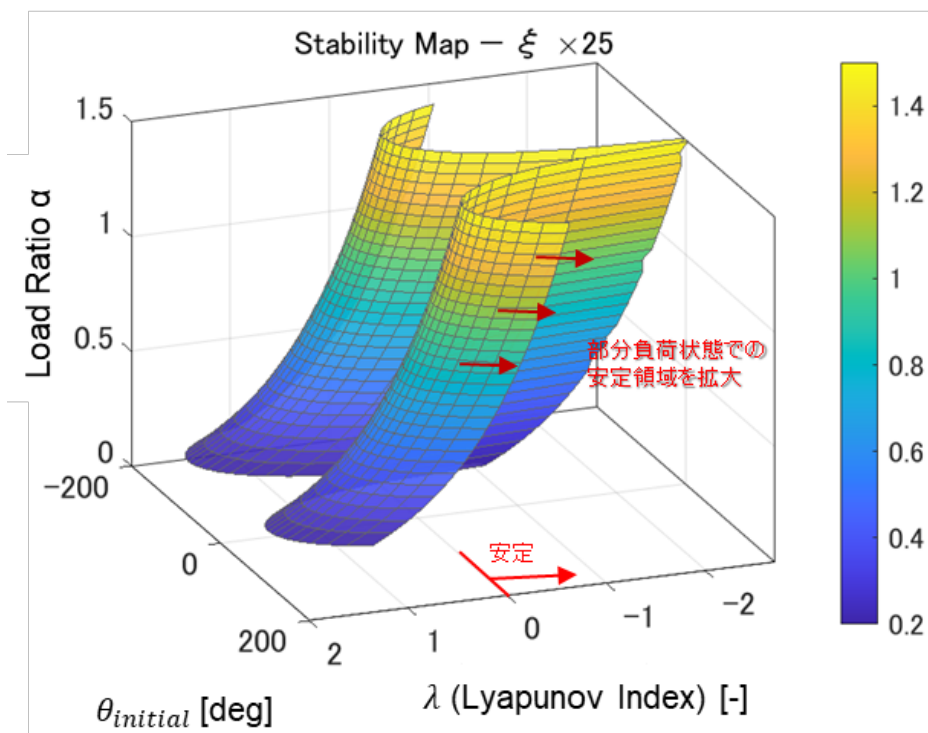
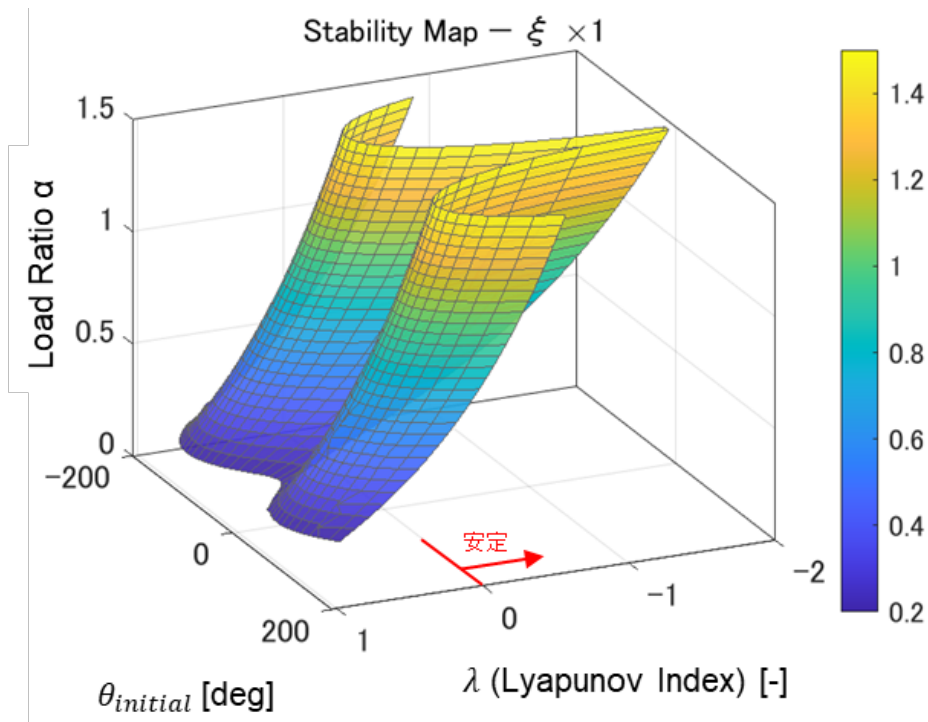


図 5.8 リヤプノフ指数の負荷率依存性：収束速度係数 ξ の影響評価
 (x 軸:リヤプノフ指数 λ , y 軸:GFM の併入時位相角
 z 軸:併入した瞬間の GFM の負荷率)

さらに、代表的な初期位相 $\theta = 11.8[\text{deg}]$ の断面における λ - α 特性を図5.9に示す。図より、軽負荷条件下 ($\alpha = 0.3$)では、基準 ξ において λ が正値を示しており、発散傾向にあることが分かる。一方で、 ξ を増大させると λ が負方向に転じ、同一条件下でも安定化する様子が確認される。すなわち、VOC の収束速度係数 ξ を適切に調整することで、災害時のブラックスタート初期における「想定外の軽負荷環境」においても発振安定性を確保できることを示している。

以上の結果より、VOC 方式 GFM インバータは、負荷率が低い状態では初期位相安定性が劣化する一方で、収束速度係数 ξ の調整によって安定領域を拡張できることが明らかとなった。本解析は、ブラックスタート初期に不確実な負荷を背負う状況においても、自励発振を維持するための制御パラメータ設計指針を与えるものである。

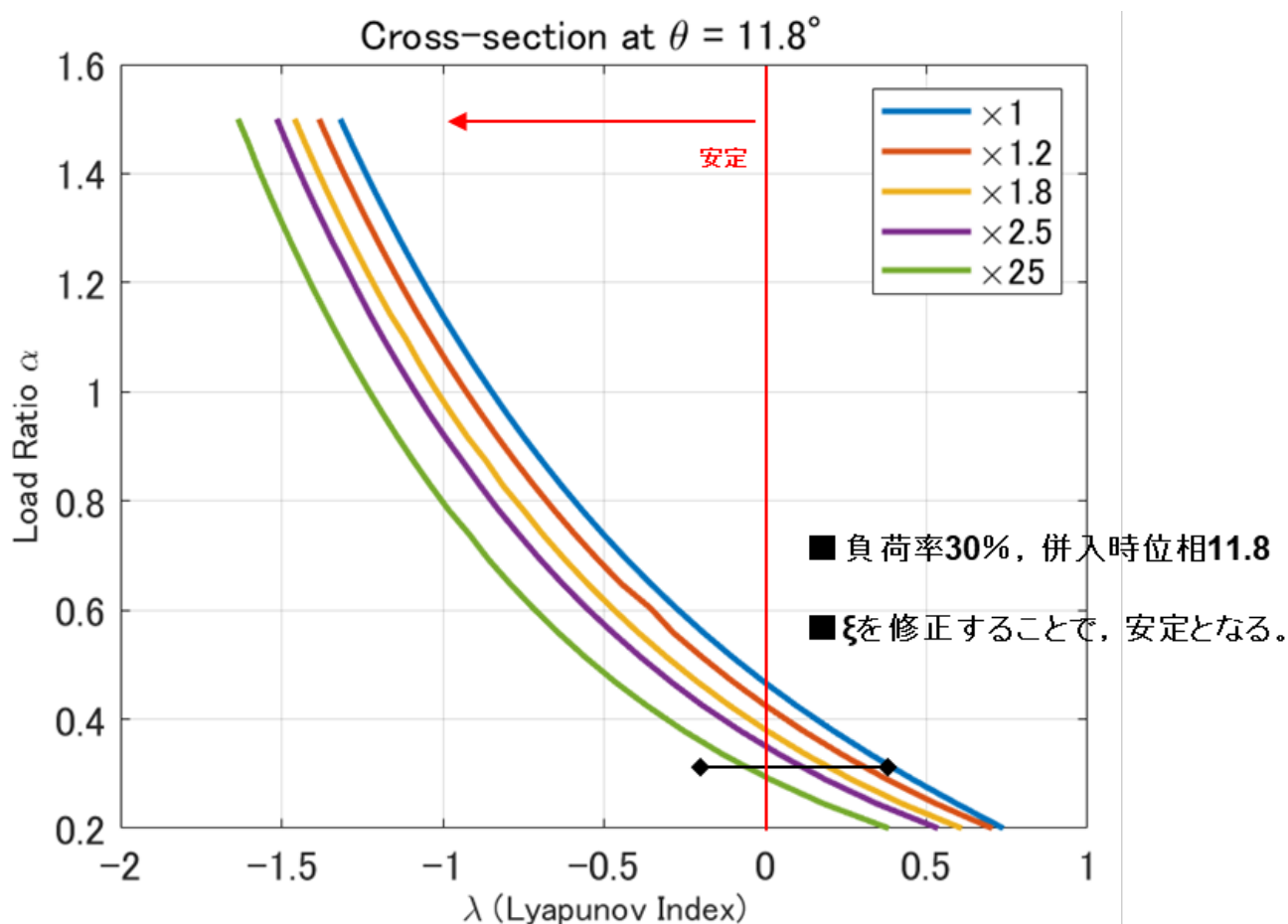


図 5.9 リヤプノフ指数の負荷率依存性：収束速度係数 ξ の影響評価
 ー負荷率 30[%], 併入時初期位相 11.8[deg]の場合
 (x 軸: リヤプノフ指数 λ , y 軸: 併入した瞬間の GFM の負荷率)

(3) シミュレーションモデルによる部分負荷時の安定性評価

図 5.6 で示したシミュレーション結果は、収束速度係数を $\xi = 15$ に設定した場合の分散型ブラックスタート特性であり、全インバータ(GFM1～GFM5)が安定に同期し、電力、周波数、電流ともに整定していることを確認した。一方で、部分負荷状態(軽負荷条件)においては、理論解析で示した通り、リヤプノフ指数が正方向に転じやすく、微小な位相摂動が発散して不安定性を誘発する可能性がある。そこで、同一システム構成に対して収束速度係数を $\xi = 10$ に低下させ、部分負荷条件下での安定性変化を評価した。その結果を図 5.7 に示す。

図 5.7-(a)は、各 GFM インバータ(GFM1～GFM5)の系統側位相との差を示したものである。図 5.7-(b)は、有効電力および主発振器(VOC1)の発振周波数の応答を、図 5.7-(c)は各インバータの d 軸および q 軸電流波形をそれぞれ示している。d 軸電流は有効電力成分に対応し、併入直後に一時的な過渡偏差が生じるものの、過電流制約値内で収束していることが確認できる。

ここで、図 5.7 中の GFM3 および GFM4 の併入タイミングに注目する。これらのインバータが併入した瞬間、電力、電流、電圧波形に明瞭な振動が生じており、図 5.6($\xi = 15$)のケースでは安定していた負荷率 10～15[%]領域においても、周期的な発散傾向が現れている。すなわち、収束速度係数 ξ の低下によって部分負荷時の系統安定性が低下し、自己同期の収束力が不足することが分かる。

この現象は、リヤプノフ解析で示した「軽負荷条件下では指数 λ が正值となり、発振軌道が不安定化する」という結果と整合している。したがって、ブラックスタート初期のように接続負荷が不確実かつ小さい場合には、部分負荷条件下での安定性を考慮して VOC パラメータ(特に ξ)を設計することが不可欠である。すなわち、単に定格運転時の応答特性だけでなく、軽負荷、未同期状態での安定余裕を確保する設計が重要となる。

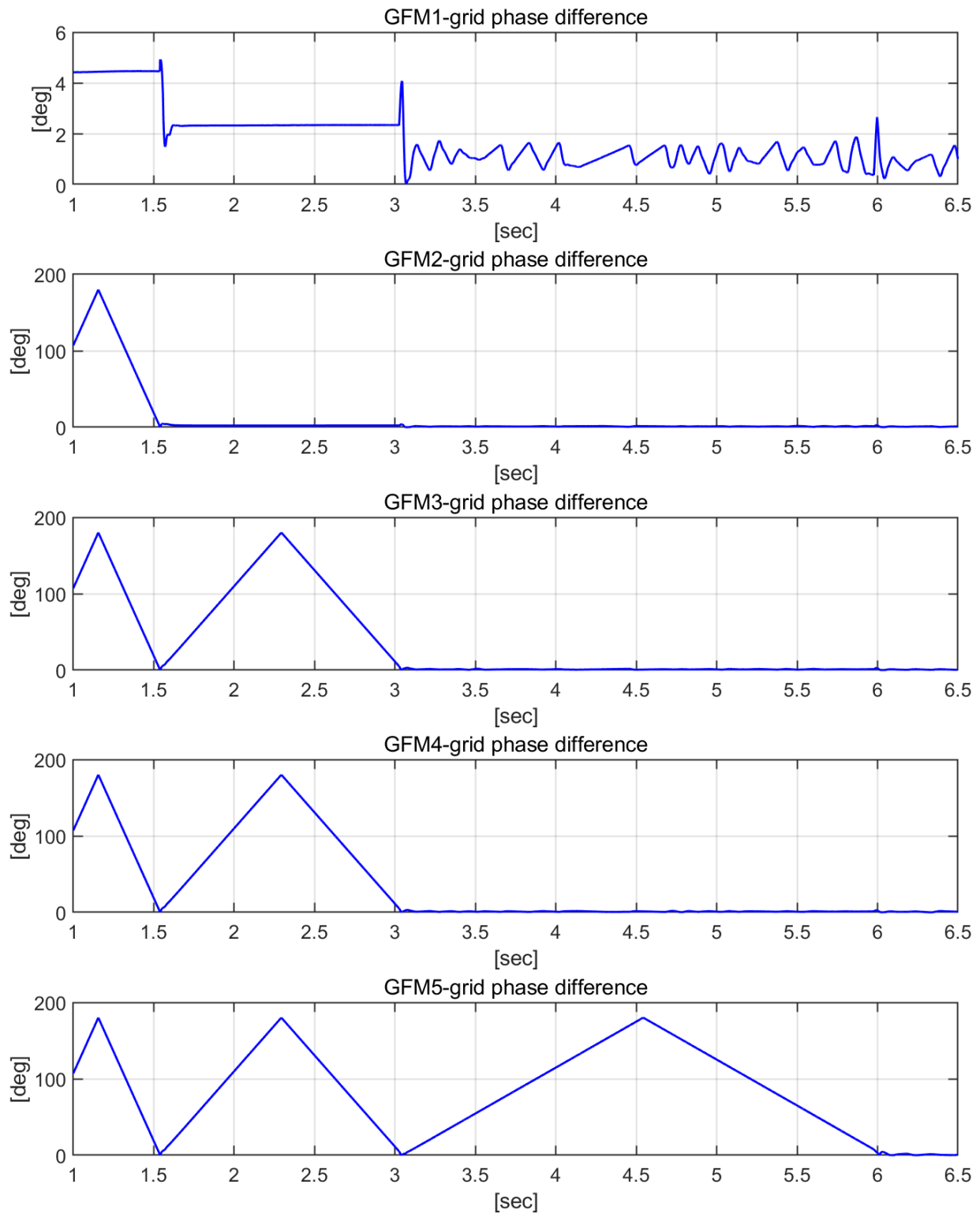


図 5.7 - (a) 分散型ブラックスタート(GFM1~5 位相差)
(収束速度係数 $\xi = 10$)

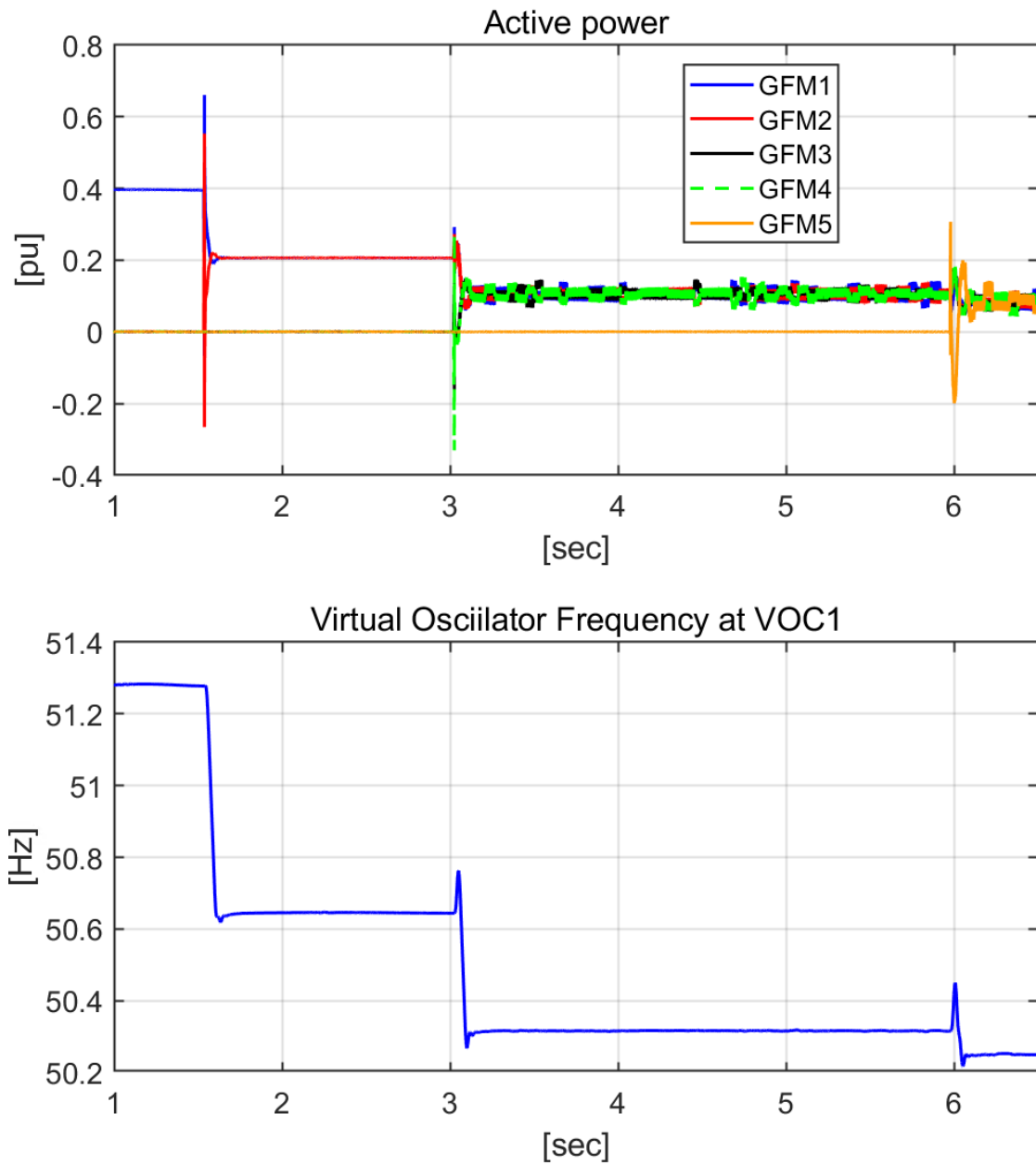


図 5.7 - (b) 分散型ブラックスタート(GFM1~5 電力, 周波数)
(収束速度係数 $\xi=10$)

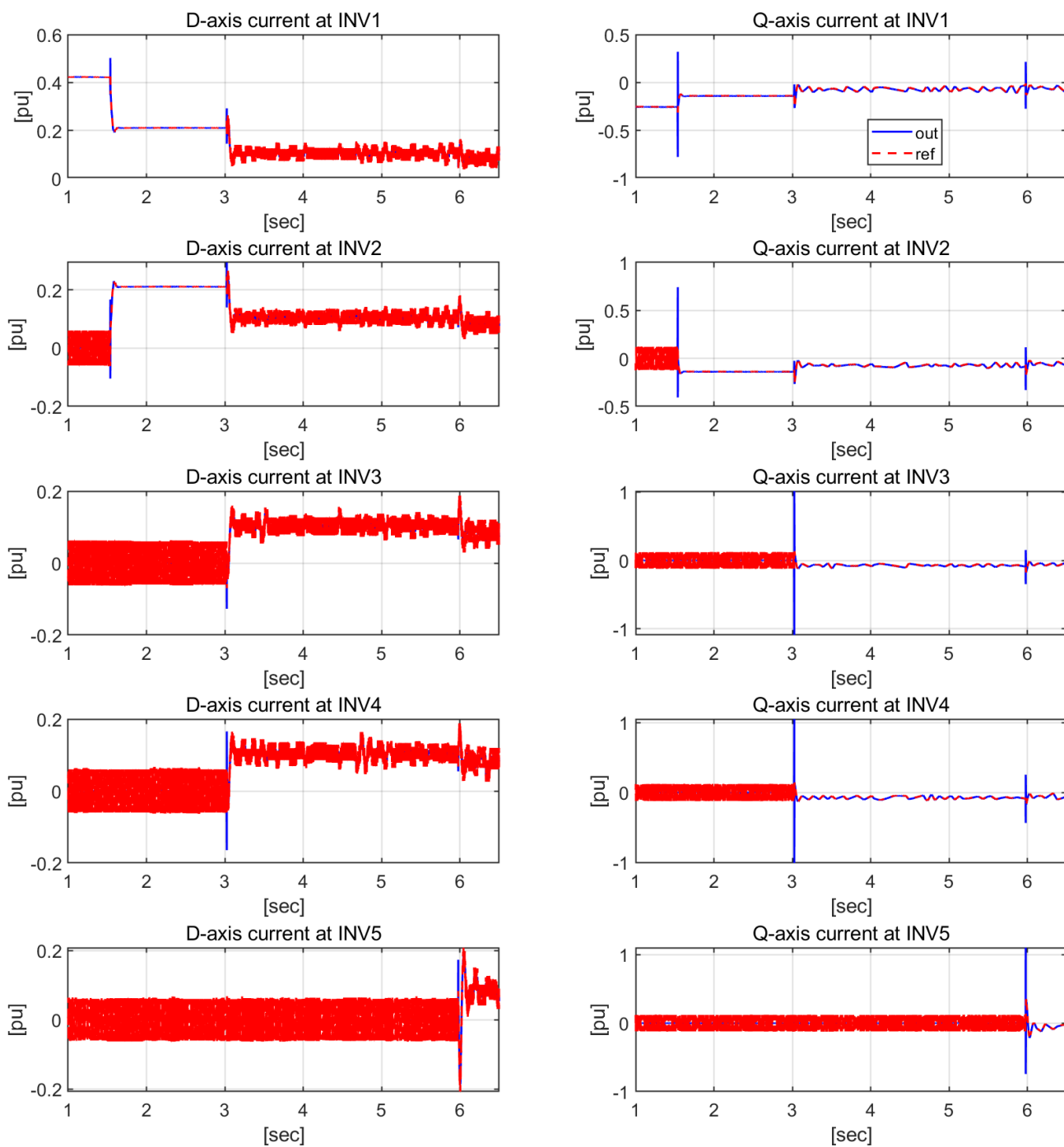


図 5.7 - (c) 分散型ブラックスタート(GFM1~5 各 GFM の電流)
(収束速度係数 $\xi = 10$)

5.5 まとめ

本章では、VOC方式GFMインバータを用いた分散型ブラックスタートの成立条件と部分負荷時の安定性を検討した。得られた主な結論は以下の通りである。

- (1) 災害時の配電系統では、負荷規模や接続状態が不確実であり、VOCインバータによる自励的な電圧形成が有効である。
- (2) シミュレーションにより、複数のGFMインバータが外部同期信号なしに順次併入し、電圧、周波数、電力分担を安定に形成、整定できる。
- (3) 一方で、部分負荷状態ではリヤプノフ指数が正に転じ、発振軌道が振動的となる場合がある。収束速度係数 ξ の調整により安定領域を拡大できる。

以上より、VOC方式GFMインバータは、災害時の不確実な負荷環境においても、部分負荷時の安定性を考慮した適切なパラメータ設計により、自律的なブラックスタートを実現できることを確認した。

第6章 コントローラの試作と検証

6.1 まえがき

前章までで、VOC インバータについて机上検討を行った。VOC インバータの持つ自己同期性に着目し、これが配電システムのブラックスタートに有用であることを論じた。

本章では、シミュレーションを通して構築した VOC インバータの制御モデルを基に、コントローラの実機を試作し、CHILS (Controller Hardware-in-the-Loop Simulation)による妥当性確認試験を行う。

6.2 CHILS の目的

近年、製造業やシステム開発の分野では、設計と検証を同時に進める「V 字プロセス(V-model)」導入が推進されている。図 6.1 はその概念図である。図 6.1 において、左側の「詳細化」フェーズにおいては、仕様設計をシステムレベルからコンポーネントレベルに掘り下げていく。右側の「組み合わせ、統合」フェーズは、実機を用いて段階的に検証を行うものであり、その過程に CHILS および PHILS(Power Hardware-in-the-Loop Simulation)などが含まれる。この枠組みは、開発対象をシステムレベルからコンポーネントレベルまで階層的に整理し、各設計段階に対応する検証段階を明確に対応付けることで、設計と実証のトレーサビリティを確保できるという利点を持つ。

本研究では、この V 字プロセスの考え方を研究計画にも適用し、解析、設計、検証の一連の流れを体系的に位置づけた。すなわち、第 2 章で論じた自己同期性の基礎理論は、「システム基本設計」に相当し、GFM 動作の根幹となる制御原理を定義した段階である。続く第 3 章および第 4 章における、Andronov-Hopf 振動子に基づく連系インバータ制御の適応性や過電流抑制特性の検討は、システム詳細設計に相当し、実運用を見据えた制御構造の具体化を行った。また、第 5 章における分散型ブラックスタート手法のシミュレーション評価も、システム詳細設計の延長に位置付けられるものである。

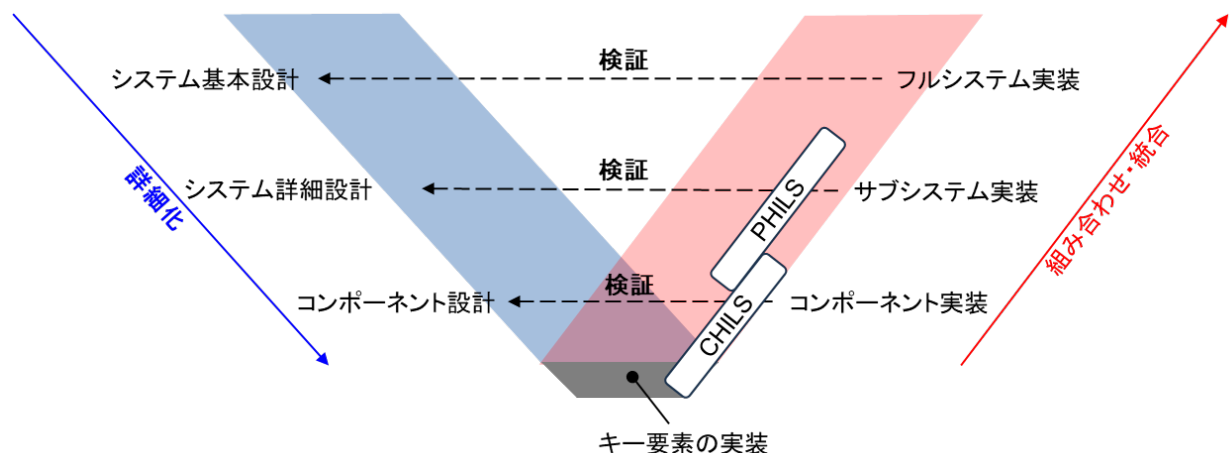


図 6.1 システム開発の V 字プロセス

これに対し、第 6 章では、これまでに得られた制御設計をもとに実際の制御装置を試作し、その妥当性を確認する段階に入る。これは V 字プロセスにおける「コンポーネント設計」および「コンポーネント実装」に該当し、設計した VOC 制御ロジックを実ハードウェア上で再現することを目的とする。さらに、実コントローラをリアルタイムシミュレーション環境に接続して動作を確認する CHILS は、制御ロジックという単一要素の検証にとどまらず、制御系と仮想電力系の一部を結合する「サブシステム実証」に相当する位置付けとなる。

また、本研究で CHILS を導入する背景としては、提案手法の実機適用に際して、直接的に配電系統で試験を行うことが現実的でないという制約がある。実系統でのブラックスタート試験は、安全性やシステム影響の観点から高リスクであり、研究活動としても効率的ではない。

したがって、本研究では、第 2～第 4 章で導出した理論および数値解析結果の中から、

「実機段階で最も検証すべき要素」を抽出し、それを CHILS により確認することとした。

その中核となるのは、非線形自励振動子に基づく VOC 制御ロジックの実装と、過電流抑制制御との協調動作の確認である。これらはいずれも机上検討では有効性が示されたが、リアルタイム制御系として成立するか、実機コントローラで非線形発振が安定して生成できるかについては不確実性が残る。本章で行う CHILS 試験の主目的は、以下の二点である。

- (1) 非線形自励振動子 VOC の実コントローラへの実装可能性を確認すること
- (2) 過電流抑制制御が VOC の動作原理と整合して機能することを検証すること

6.3 コントローラ設計

本研究で実機コントローラとして採用したのは、Imperix 社製 B-Box RCP (Rapid Control Prototyping Platform) である。本装置は、電力変換システムの高速制御検証を目的として設計された汎用コントローラであり、CPU(ARM Cortex-A9, 1[GHz]×2)と FPGA(Xilinx Kintex-7)を統合した構成を有する。これにより、シミュレーション環境で構築した制御アルゴリズムをそのままリアルタイム実行できるため、MATLAB/Simulink などのモデルベース開発との親和性が高い。本研究では、この B-Box RCP を用いて VOC 制御および過電流抑制制御をリアルタイム実装し、CHILS 環境下で制御性能と動作安定性を評価した。主要ハードウェア仕様を表 6.1 に示す[51]。

表 6.1 実装および検証に供したコントローラ

項目	仕様	備考
製品名, 型番	B-Box RCP(Imperix SA, Switzerland)	Rapid Control Prototyping Platform
制御周期 (最大閉ループ周波数)	最大 250kHz	—
アナログ入力	16 ch, 16 bit / 500 ksps 同時サンプリング 入力範囲 $\pm 10\text{ V}$, 差動 $3\text{ k}\Omega$ / 単端 $100\ \Omega$	—
アナログ出力	4 ch ($\pm 5\text{ V}$ 範囲, 16 bit, $6.5\ \mu\text{s}$ settling time)	DAC 出力
デジタル入出力	GPI / GPO 各 16 bit ($3.3\text{ V} / 5\text{ V}$ 選択) 最大 100 – 150 Mbps	—
PWM 出力	光 16 lanes (50 Mbps, 波長 650 nm) デッドタイム分解能 4 ns 同期精度	光/電気両出力対応
通信, 同期機能	RealSync 光リンク (最大 64 台 ネットワーク化) クロック同期誤差 $\pm 2\text{ ns}$ 以内, イーサネット 1 Gbps, USB 2.0, CAN 1 Mbps	—
電源, 環境条件	供給電圧 AC 90 – 240 V 消費電力 5 – 60 W 動作温度 0 – 45 °C, 湿度 5 – 85 % RH	—

本研究では、VOC コントローラおよび過電流抑制制御の実装性を検証するため、図 6.3 に示すような CHILS システムを構築した。本構成は、実コントローラとリアルタイムシミュレータ Typhoon HIL 404 を高速アナログ／デジタルインタフェースで結合したものであり、実装した制御ロジックをリアルタイムで電力回路モデルに適用できる。Typhoon HIL 404 には、定格 9 [kVA] の三相電圧形インバータモデルを実装している。直流側を 350[Vdc] とし、出力側には L フィルタおよび三相抵抗負荷($8.8 [\Omega] \times 3$, 出力 4.5 [kW]相当)を接続する構成とした。また、負荷側は 200 [Vrms], 50[Hz]の理想電圧源により模擬配電系統を表現している。

B-Box RCP は、Typhoon HIL と以下の信号を介して接続される。

- PWM 信号（出力）：FPGA 内部で生成し、Typhoon HIL 側のゲート信号端子へ出力。
- 電圧,電流検出信号（入力）：インバータの 三相出力電圧 $v_{out-abc}$ および電流 $i_{out-abc}$ と i_{abc} を A/D 経由で取り込み、制御演算に使用。
- 電力情報および系統電圧（入力）：有効,無効電力 P^*, Q^* の演算結果, および系統電圧 $v_{grid-abc}$ を参照する。

Typhoon HIL 404 側では、500[ns]の固定ステップでシミュレーションを実行し、電力回路の高周波過渡現象をリアルタイムに再現する。これにより、B-Box RCP 上の制御周期 50[μs]に対して十分な演算分解能が確保され、過電流抑制制御の動作も実機同等の時間スケールで評価可能である。

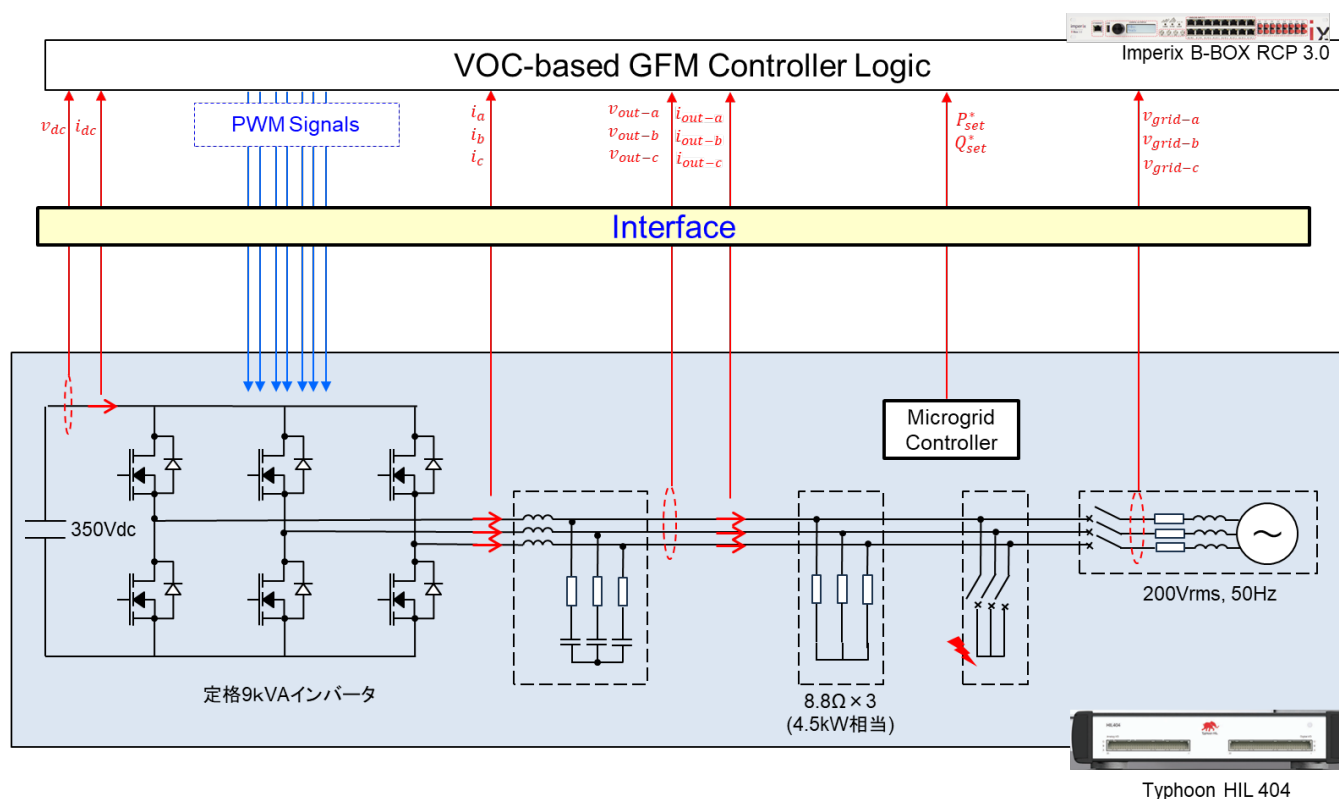


図 6.2 CHILS システム図

図 6.3(a)に、中部大学 飯岡研究室 電力システム実験室にて構築した CHILS 実験環境を示す。B-Box RCP は制御対象インバータを模擬する Typhoon HIL 404 とアナログおよびデジタル信号で接続されており、アナログ信号(16 ch)は電圧、電流等の測定値を入力として受け取り、デジタル信号(7 ch)は PWM 制御信号として Typhoon HIL 側へ出力される。

図 6.3(b)に、両装置の接続構成図を示した。両装置はホスト PC とそれぞれ Ethernet 接続されており、Typhoon HIL Control Center(HOST PC1)および MATLAB/Simulink 環境(HOST PC2)から、モデル設定、コード生成、実行制御を行う構成としている。

なお、本システムの実装および環境構築にあたっては、PWM(Pulse Width Modulation)制御の設計にはパワーエレクトロニクス分野の知見を、アナログ／デジタル信号変換には通信工学の知見を、さらに CPU 上でのリアルタイム実装にはコンピュータサイエンスの知見をそれぞれ要した。これらは本論の主題からは外れるものの、筆者自身が試行錯誤を重ねて構築したものであり、本研究を実現する上で最も技術的な困難を伴った部分である。これらの実装手順および構築上の留意点については、付録 B に詳述する。

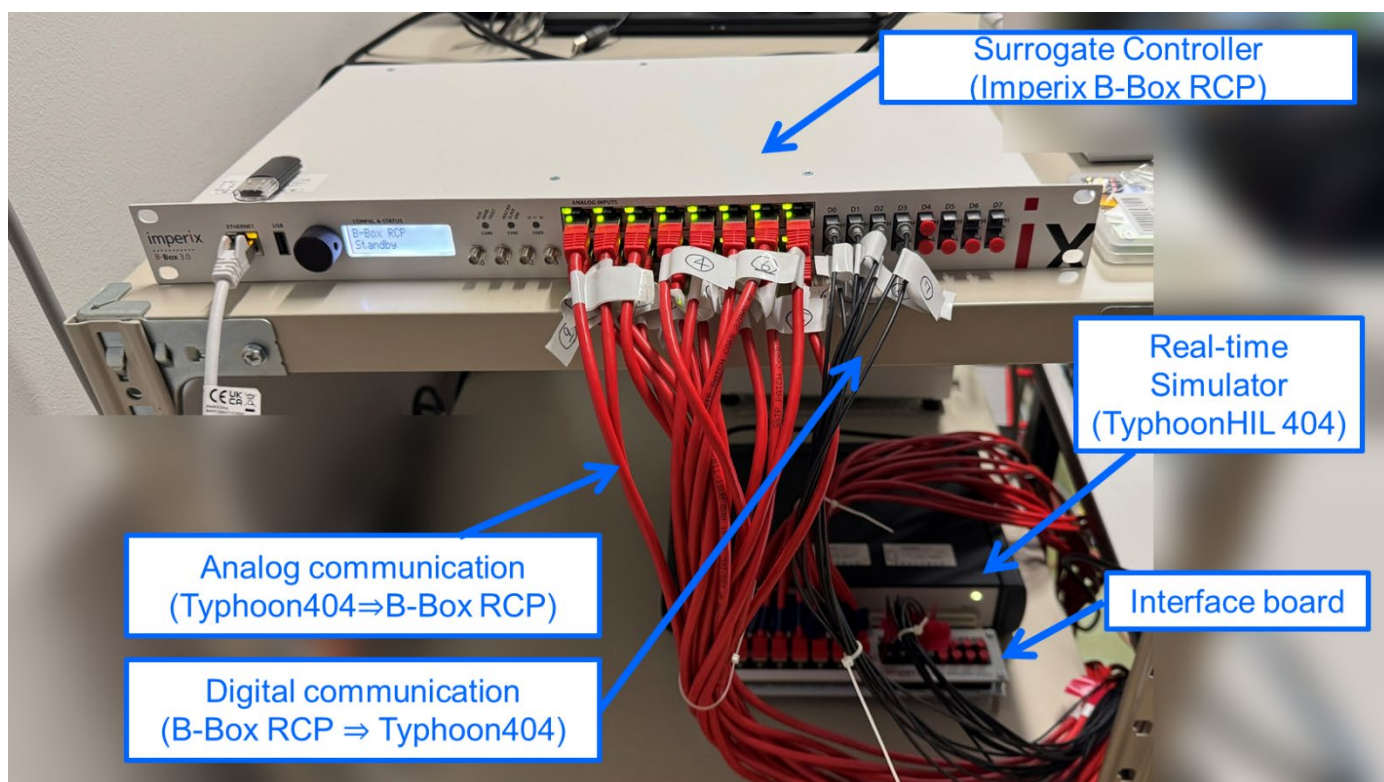


図 6.3(a) CHILS 実験環境

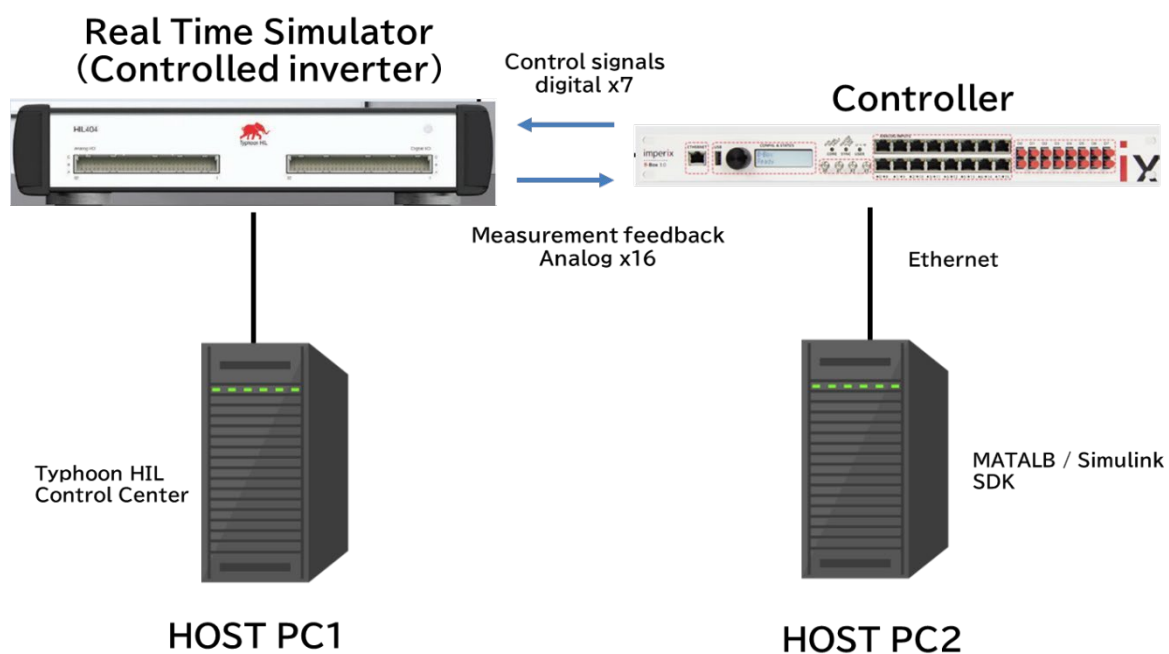


図 6.3(b) CHILS 機器の構成

6.4 CHILS 実験

改めて、本研究では CHILS の目的を以下の二点としている。

- (1) 非線形自励振動子 VOC の実コントローラへの実装可能性を確認すること
- (2) 過電流抑制制御が VOC の動作原理と整合して機能することを検証すること

図 6.2 の構成を用いて、リアルタイムシミュレータ内の定抵抗負荷端子において 0.2[s]間の三相短絡故障を発生させたときの VOC 方式 GFM インバータの挙動を分析した。

図 6.4 に CHILS 実験で得られたインバータ出力波形および制御応答を示す。上段から順に、瞬時相電圧、瞬時電流、d 軸電流、q 軸電流、位相差、周波数をそれぞれ示している。なお、このシミュレーションでは電流制限方式として、式(4.2)および式(4.3)で記述される瞬時値制限タイプを用いた。

$$I_d^{CR} = \begin{cases} I_d^* & (I_d^* \leq I_{MAX}) \\ I_{MAX} & (I_d^* > I_{MAX}) \end{cases} \quad (4.2)$$

<再掲>

$$I_q^{CR} = \begin{cases} I_q^* & (I_q^* \leq I_{MAX}) \\ I_{MAX} & (I_q^* > I_{MAX}) \end{cases} \quad (4.3)$$

<再掲>

図 6.4 によると、 $t=0.1$ [s]までは、インバータが自律的に起動し、定格 200 [Vrms], 50 [Hz]の出力電圧が生成されていることが確認できる。瞬時電流波形も電圧波形と同相で安定しており、定常状態においては良好な正弦波形を維持している。この間、0.5 [pu]、すなわち 4.5 [kW]に相当する有効電力を定抵抗負荷に供給している。 $t=0.1$ [s]において、リアルタイムシミュレータ上で三相短絡故障を発生させ、その後約 0.3 [s]間、すなわち $t=0.4$ [s]過ぎまでは端子電圧がゼロとなる。その間、有効電流に相当する I_d は 1.25 [pu]($I_{MAX}=1.25$ [pu])に制限されている。また、本 VOC インバータは内部電圧とその位相を有するため電圧源とみなすことができるが、POC の電圧がゼロに低下している間は内部電圧を維持しようと働くため、出力電流を増加させる方向に制御が動作する。その結果、無効電流に相当する I_q が上昇し、同様に 1.25 [pu]に制限されている。故障解消後、VOC インバータは自律的に再同期し、過電流発生後においても安定して再復帰できていることが確認できる。

以上の結果から、実コントローラ上に実装した VOC 制御および過電流抑制制御が、リアルタイム環境下においても安定かつ妥当に動作することが実験的に確認された。

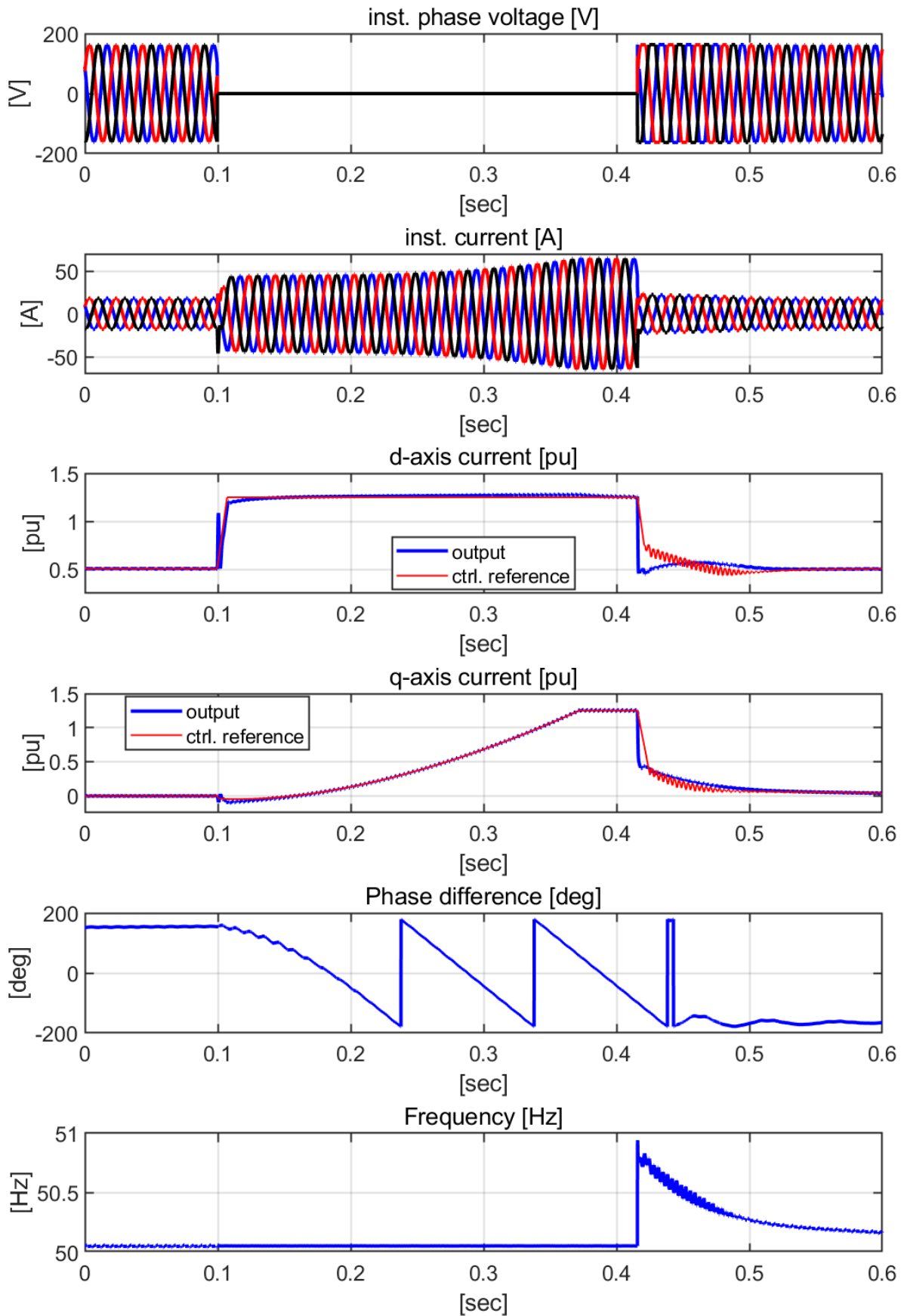


図 6.4 LVRT CHILS (過電流抑制方式：瞬時値抑制タイプ)

また、過電流抑制方式を式(4.4)～式(4.6)で記述される d-priority タイプと、式(4.7)～式(4.8)で記述される q-priority タイプとした場合の CHILS 実験を行った。

$$|I^*| = \sqrt{I_d^{*2} + I_q^{*2}} \quad (4.4)$$

<再掲>

$$I_d^{CR} = \begin{cases} I_d^* & (I_d^* \leq I_{MAX}) \\ I_{MAX} & (|I^*| > I_{MAX}) \end{cases} \quad (4.5)$$

<再掲>

$$I_q^{CR} = \begin{cases} I_q^* & (|I^*| \leq I_{MAX}) \\ \sqrt{I_{MAX}^2 - I_d^{*2}} & (|I^*| > I_{MAX}) \cap (I_d^* \leq I_{MAX}) \\ 0 & (|I^*| > I_{MAX}) \end{cases} \quad (4.6)$$

<再掲>

$$I_d^{CR} = \begin{cases} I_d^* & (|I^*| \leq I_{MAX}) \\ \sqrt{I_{MAX}^2 - I_q^{*2}} & (|I^*| > I_{MAX}) \cap (I_q^* \leq I_{MAX}) \\ 0 & (|I^*| > I_{MAX}) \end{cases} \quad (4.7)$$

<再掲>

$$I_q^{CR} = \begin{cases} I_q^* & (I_q^* \leq I_{MAX}) \\ I_{MAX} & (|I^*| > I_{MAX}) \end{cases} \quad (4.8)$$

<再掲>

過電流抑制タイプを d-priority タイプとした CHILS 実験結果を図 6.5 に、q-priority タイプとした CHILS 実験結果を図 6.6 に示す。なお、系統側の構成および故障条件は、図 6.4 の CHILS 実験（過電流抑制方式：瞬時値抑制タイプ）と同一とした。図 6.5 および図 6.6 によると、いずれの場合も図 6.4 と同様に、電流制限動作が正しく機能し、故障解消後には再同期および安定化が達成されていることが確認できる。さらに図 6.5 を見ると、d-priority タイプでは制御方式の設計意図どおり、有効電流が 1.25 [pu]、無効電流が 0.0 [pu] にそれぞれ維持されていることが分かる。一方、図 6.6 では、故障発生直後に有効電流が一時的に流出するものの、約 0.3 [s] をかけて有効電流を 0.0 [pu] に、無効電流を 1.25 [pu] に維持するような制御動作が確認できる。以上より、図 6.4～図 6.6 に示す通り、実コントローラを用いた CHILS 環境においても、第 4 章および第 5 章で述べた過電流抑制方式の特性が再現されており、VOC 制御の自己同期性による周波数維持機能が実装レベルでも有効に動作していることが実験的に確認された。

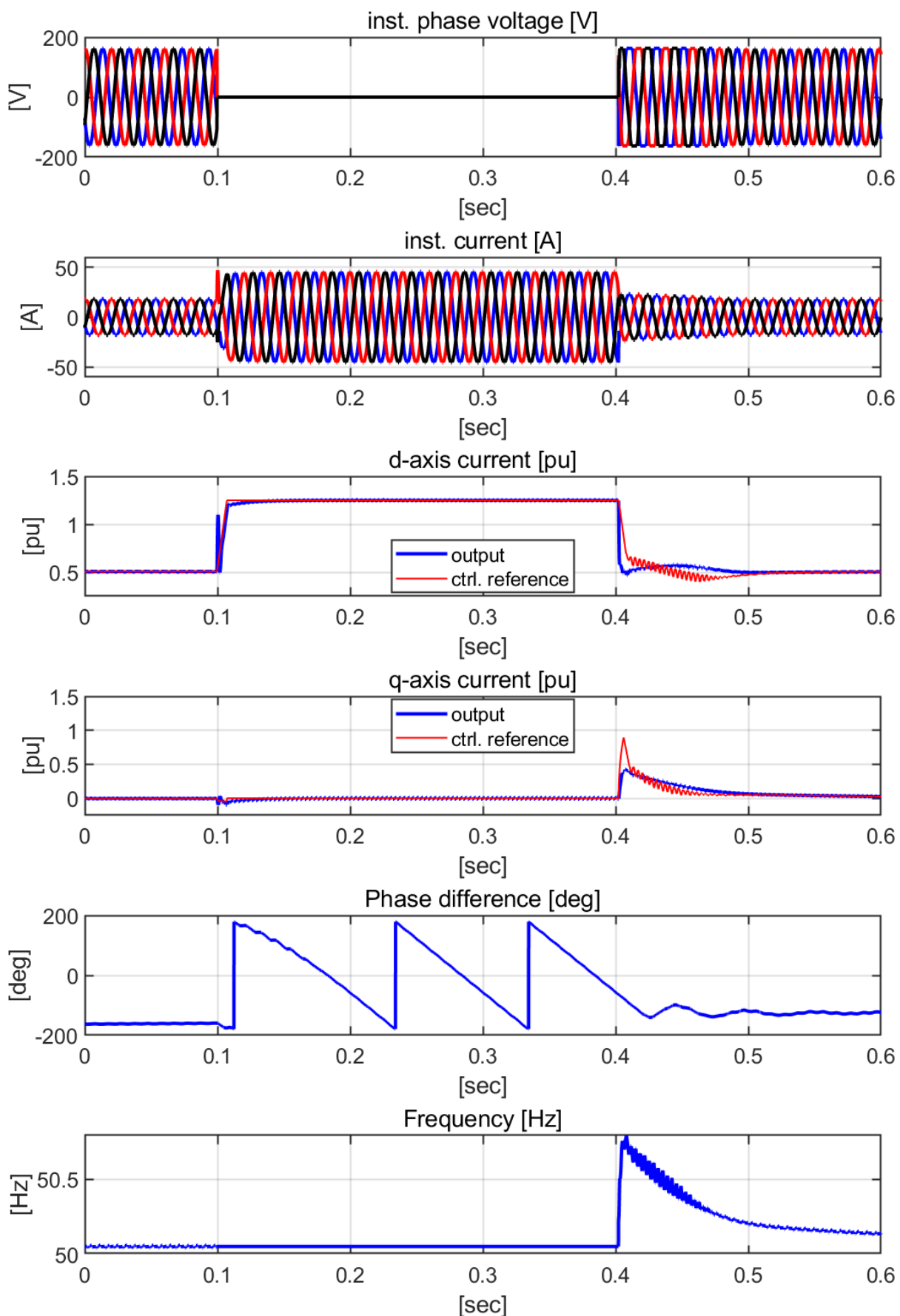


図 6.5 LVRT CHILS (過電流抑制方式：d-priority タイプ)

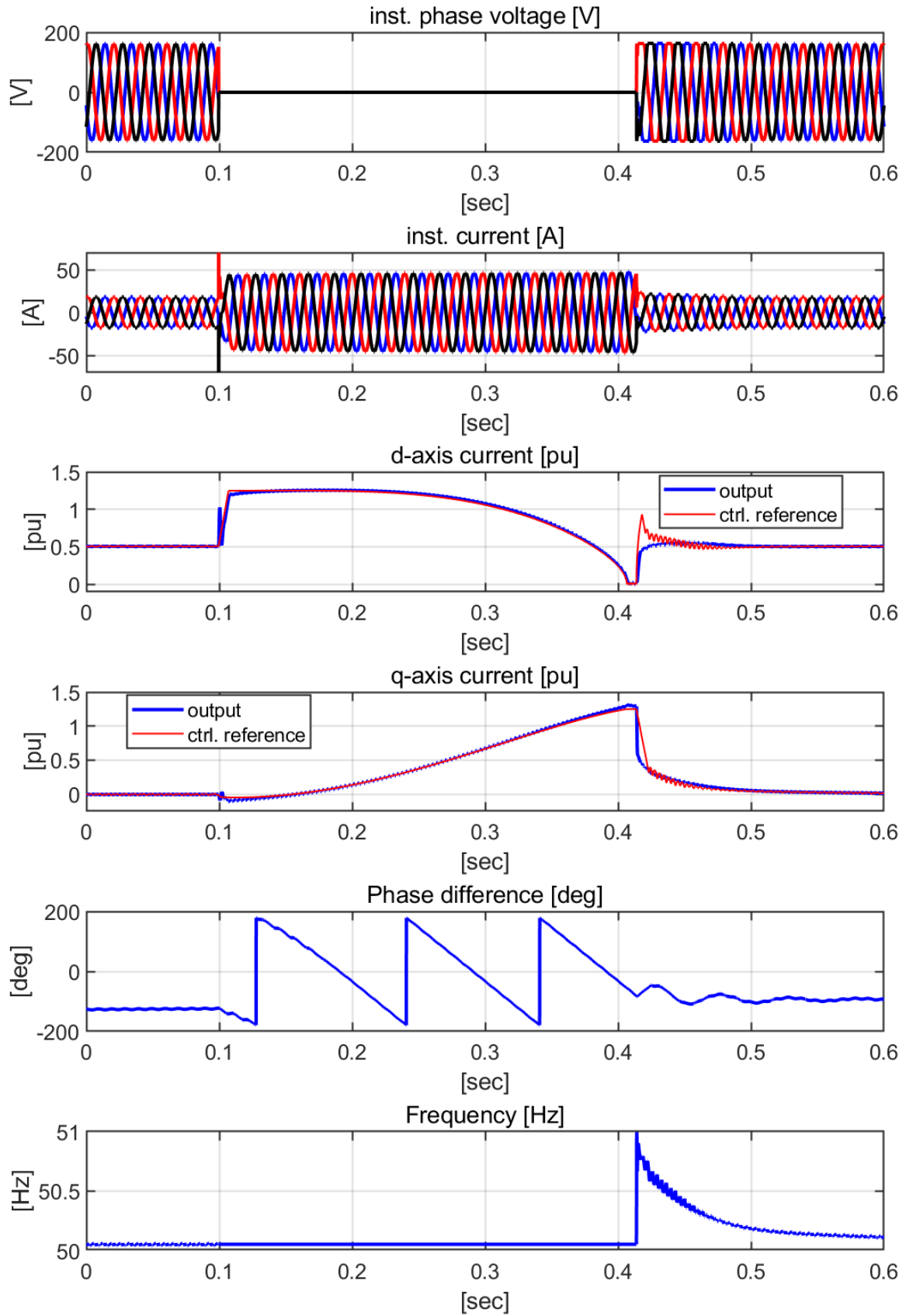


図 6.6 LVRT CHLS (過電流抑制方式：q-priority タイプ)

6.5 まとめ

本章では、提案した VOC 制御および過電流抑制制御の実装性を確認するため、実コントローラ(B-Box RCP)とリアルタイムシミュレータ(Typhoon HIL 404)を用いた CHILS 環境を構築し、制御ロジックの動作検証を行った。

その結果、非線形自励振動子に基づく VOC 制御は実コントローラ上でも安定して動作し、故障時の過電流制限および故障後の再同期動作を良好に再現できることを確認した。また、過電流抑制方式については、瞬時値抑制型,d-priority 型,q-priority 型のいずれの方式においても、電流制限の機能と周波数維持特性が設計どおりに動作することを実験的に検証した。以下は結論である。

- (1) 第 4 章および第 5 章で数値的に示した過電流抑制効果と自己同期性の有効性が、実コントローラを介したリアルタイム環境下でも再現されることが明らかとなった。
- (2) 提案する VOC 方式 GFM インバータは、実系統適用に耐えうる実装性と安定性を有する。

第7章 総括

7.1 本研究の成果

(1) 本研究のまとめ

本研究は、インバータ電源の比率が増大する分散型電力システムにおいて、自律的な系統形成を実現するための基盤技術として VOC 方式 GFM インバータ に着目し、その自己同期性および過電流抑制特性を体系的に分析したものである。従来広く研究開発が進められてきた VSG 方式に対し、本研究では、その制御構造が発電機由来の不安定性を継承している点を課題として指摘し、これに代わるアプローチとして非線形自励振動子理論に基づく新たな GFM 制御枠組みを提示した。そして、その有効性を理論解析、数値シミュレーション、実機検証の三段階により総合的に検証した。

第2章では、Van der Pol 振動子を用いて非線形自励振動子としての自己同期原理を数理的に解析した。複数インバータが外部信号を用いずに周波数同期、位相整合することを確認し、固有パラメータ（コンダクタンス σ 、キャパシタンス C ）により同期時間が $0.3 \sim 0.6$ [s] の範囲で制御可能であることを明らかにした。これにより、VOC 方式の基本にある受動的同期機構を定量的に評価する手法を提示した。

第3章では、Andronov-Hopf 振動子を基礎として VOC インバータの状態空間モデルを構築し、電流-電圧、P-f および Q-V 特性を解析した。その結果、VOC が同期発電機と同様の電力分担特性（垂下特性）を自然発現できることを示し、さらに線形化により等価慣性定数を導出する方法を提案した。これにより、VOC を GFM 制御の理論体系の中に位置づける基礎を確立した。

第4章では、過電流制約を考慮した安定性解析を行い、電流上限 I_{MAX} と線路インピーダンスに応じた臨界角 θ_{return} を理論的に導出した。さらに、リヤプノフ指数を導入して安定、発散の領域を定量的に区分し、非線形系としての安定性限界を明示した。これにより、従来の発電機安定度解析を超えて、インバータ制約条件下における安定性評価手法を提示した。

第5章では、分散型ブラックスタートを想定し、複数 VOC インバータによる自律的系統立ち上げをシミュレーションで再現した。各 GFM が順次併入しても 0.4 [s] 以内に同期可能であり、部分負荷条件下では収束速度係数 ξ を調整することで安定領域が拡張することを示した。これにより、VOC が配電系統の分散型ブラックスタートに有効であることを明らかにした。

第6章では、実コントローラ(B-Box RCP)とリアルタイムシミュレータ(Typhoon HIL 404)を用いた Controller Hardware-in-the-Loop Simulation(CHILS)を実施した。瞬時値抑制型、d-priority 型、q-priority 型のいずれの過電流制御方式でも、設定上限値 1.25 [pu] 以内で電流を抑制しつつ自律再同期が成立することを実証した。これにより、提案した理論モデルが実時間制御環境においても妥当であることを確認した。

以上により、VOC 方式 GFM インバータは、自己同期性、過電流制限、再同期安定性を単一制御構造で両立し得ることを理論、数値、実機の三段階で示した。本研究は、分散電源によるブラックスタートおよび将来の電力システムの自律的構成に向けた基盤的知見を提供するものである。

(2)本研究の工学的意義、電力システム工学への貢献

本研究は、インバータ電源が主体となりつつある電力システムに対し、従来の同期発電機中心の考え方を拡張し、自律的に電圧、周波数を形成できる GFM 制御の新しい理論的基盤を示した点に工学的意義がある。

第一に、従来の VSG が発電機方程式の模倣に依存していたために生じていた発電機の不安定性の継承を避け、非線形自励振動子に基づく同期原理を GFM 制御に取り入れた。これにより、発電機の模倣から脱却し、インバータ間の同期を自励振動系の相互作用として理解できる枠組みを示した点は、電力システム工学における同期理論に新しい視点を与える。

第二に、VOC 方式 GFM インバータについて、過電流制約を含む非線形領域における安定性を理論的に扱える評価手法を構築した。等面積法とリヤプノフ解析を組み合わせ、電流制約下においても安定性を判定できる枠組みを示したことで、従来の過渡安定性評価と非線形特性を一体的に扱う設計視点を提供した。この成果は、インバータ主体の電力システムにおける自律分散型運用の基盤を支えるものである。

(3)将来の電力システムへの貢献

本研究で得られた成果は、将来の自律分散型電力システムの構築に向けて重要な示唆を与えるものである。近年、気候変動に伴う自然災害の激甚化や大規模停電の頻発を受けて、電力インフラのレジリエンス強化と国土強靱化が急務となっている。今後の電力システムには、中央集約的な復旧方式に依存せず、被災地域でも自律的に電圧、周波数を形成し、局所的に電力供給を再開できる仕組みが求められる。

従来のブラックスタートは、水力発電所を起点として大型火力発電機を段階的に起動する手法により実現されてきた。この方式は高い信頼性を有する一方で、発電所間を結ぶ送電網や変電設備が健全であることを前提としており、広域災害時にはその前提が成立しない。また、近年では災害時の非常用電源として、ディーゼル発電機や大型 CVCF インバータを用いた地域マイクログリッドの構築が試みられている。しかし、実際の被災現場では、配電柱や架空送電線の倒壊により配電トポロジが分断され、既知のネットワーク構造を前提とするブラックスタートでは復旧が困難となる場合が多い。特に CVCF 方式は、既定の配電構成を前提として一定の電圧、周波数を維持することを目的としており、配電網が分断、再構成されるような状況では、残存電源間で柔軟に電圧、位相を形成、同期できないという限界を有する。

このような環境下においては、復旧対象システムの構造を事前に特定することが困難であり、倒壊形態を想定して設計することも現実的ではない。したがって、残存電源のみで柔軟か

つロバストに電圧と周波数を生成し，局所的な電力系統を自律的に再構成できる制御方式が求められる。

本研究で対象とした VOC 方式 GFM インバータは，この要件を満たす有力な解決策である。VOC は外部同期信号や通信に依存せず，複数のインバータが相互作用により自発的に電圧形成，位相同期，電力分担を行うことができる。そのため，配電線の一部が途絶した場合でも，残存電源間で局所的な電圧を再生し，自己完結型マイクログリッドとして運転を継続できる。これにより，被災地における迅速な電力復旧と地域レベルでの電力自立を両立できる可能性が示された。

7.2 今後の課題と将来展望

本研究では、VOC 方式 GFM インバータの自己同期性と過電流制約下の安定動作を理論、数値、実機の三段階で明らかにした。しかし、本研究の成果を実システムレベルへ発展させるためには、なお検討すべき課題が残されている。

第 1 の課題は、ディーゼルエンジン発電機の起動支援における VOC 方式の適合性評価である。既往のブラックスタート方式では、水力や CVCF 電源がディーゼル発電機をキックスタートする役割を担ってきたが、VOC インバータを同様の起動電源として適用する場合、必要な突入電流供給能力、周波数追従特性、および過渡安定性を体系的に検証する必要がある。特に、エンジン始動時に発生する大電流や非線形負荷への応答を、VOC の自己同期構造がどのように許容し得るかを明確化することが今後の重要な課題である。

第 2 の課題は、複数マイクログリッド間の協調および下流からのブラックスタートスキームの検討である。現行の系統構成では、上位送電系統から段階的に電力を供給するトップダウン型の復旧が主流であるが、将来の分散電源主体系統では、地域レベルで複数のマイクログリッドが下流側から自律的に立ち上がり、相互接続によって上位系統を再構成するボトムアップ型の復旧手法が求められると考えられる。このようなスキームを実現するには、VOC インバータ群間の周波数、電圧協調制御や、マイクログリッド間の動的安定性を保証する新たな同期理論の整備が必要である。

第 3 の課題は、実験的検証の深化である。本研究では、社会人博士課程の研究活動の一環として、B-Box RCP および Typhoon HIL を用いた CHILS 環境を構築し、基礎的な電気試験および PHILS(Power Hardware-in-the-Loop Simulation)を実施した。しかし、PHILS 検証は依然として途中段階にあり、VOC インバータの過渡応答、負荷変動応答、および多機協調時の安定性について実機を用いて評価する必要がある。これら途中段階である PHILS 状況は、付録 C に記載した。

これらの課題を解決することにより、VOC 方式 GFM インバータを中核とする自律分散型ブラックスタート技術の実用化に一層近づくと期待される。将来的には、地域間でのマイクログリッド連携を可能とする制御アーキテクチャを確立し、災害時にも途切れないレジリエントな電力ネットワークを構築することが、次世代電力システム工学の重要な方向性となるであろう。

参考文献

- [1] Y. Lin et al., "Research roadmap on grid-forming inverters," Nat. 372 Renewable Energy Lab., Golden, CO, USA, Tech. Rep. NREL/TP- 3735D00-73476, 2020.
- [2] Voluntary Specification for Grid forming Inverters: Core Requirements Test Framework. Melbourne, VIC, Australia: Australian Energy Market Operator Limited, Jan. 2024.
- [3] Q.-C. Zhong and G. Weiss, "Synchronverters: Inverters that mimic synchronous generators," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 4, pp. 1259–1267, Apr. 2011.
- [4] "Grid-forming technology in energy Systems integration," ESIG, Mar. 2022.
- [5] "White Paper: Grid Forming Functional Specifications For BPS Connected Battery Energy Storage Systems. WA, DC, USA: North American Electric Reliability Corporation, Sep. 2023.
- [6] Banerjee, Abhishek, A.Pandey, Uttam R.Pailla, Gab-Su Seo, S.Shekhar, H.Jain, Y.Lin, X.Wu, J.Bamberger, U.Muenz: " Autonomous Microgrid Restoration Using Grid-Forming Inverters and Smart Circuit Breakers," 2022 IEEE Power & Energy Society General Meeting, Denver, CO, USA (2022)
- [7] Mark Howitt: "Review of Distributed ReStart Project", Distributed ReStart Project (2022)
- [8] Y. Li, Y. Gu and T. C. Green, "Revisiting Grid-Forming and Grid-Following Inverters: A Duality Theory," in IEEE Transactions on Power Systems, vol. 37, no. 6, pp. 4541-4554, Nov. 2022
- [9] B. Johnson, M. Rodriguez, M. Sinha and S. Dhople: "Comparison of virtual oscillator and droop control," 2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Stanford, CA, USA (2017)
- [10] Y. Mitsugi, J. Baba, T. Ambo, N. Kawakami and R. Inzunza, "Transient Stability Analysis of Grid Forming Converter with Current Limitation by Extended P- δ Curve," 2024 International Conference on Smart Energy Systems and Technologies (SEST), Torino, Italy, 2024, pp. 1-6
- [11] Azizi Aghdam, S., Agamy, M.: Virtual oscillator-based methods for grid-forming inverter control: A review. IET Renew. Power Gener. 16, 835–855 (2022).
- [12] Z. Zeng, Y. Sun and D. Yang, "Frequency-Domain Large-Signal Modeling and Stability Analysis for Dispatchable Virtual Oscillator Controlled Grid-Connected Converters," in IEEE Open Journal of Power Electronics, May 2025
- [13] S. Luo, W. Chen and Y. Wang, "A Transient Stability Enhanced Andronov-Hopf Oscillator : Analysis and Design," 2024 Energy Conversion Congress & Expo Europe (ECCE Europe), Darmstadt, Germany, 2024, pp. 1-6

- [14] A. G. Nazari, M. F. Umar and M. B. Shadmand, "Resilient Operation of Network of Grid-forming Inverters During Symmetrical Faults," 2024 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM), Seattle, WA, USA, 2024, pp. 1-5
- [15] T. Liu et al., "Analyses of Factors Affecting Transient Synchronous Stability of Grid-connected Systems with Full-power Converters," 2024 The 9th International Conference on Power and Renewable Energy (ICPRE), Guangzhou, China, 2024, pp. 432-437
- [16] S. M. Mohiuddin, W. Du, X. Lyu, S. P. Nandanoori and M. Elizondo, "Transient Stability Analysis of Direct Droop-Controlled Grid-Forming Inverter with Current Clipping as Current Limiting Control," 2024 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM), Seattle, WA, USA, 2024, pp. 1-5
- [17] S. Gaurav and C. Kumar, "Inertia Synthesis for AHO Controlled Converters in Smart Transformer Based Distribution Systems," 2024 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Mangalore, India, 2024, pp. 1-6
- [18] L. Li et al., "Transient Stability Analysis and Enhanced Control Strategy for Andronov-Hopf Oscillator Based Inverters," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 40, no. 2, pp. 995-1008, June 2025
- [19] Hassan K. Khalil, "Nonlinear Systems Third Edition", Library of Congress Cataloging in Publication, 2002.
- [19] Publication, 2002.
- [20] 早稲田大学 ACROSS : <http://www.waseda.jp/across/news/3982/>
- [21] M. Lu, S. Dutta, V. Purba, S. Dhople and B. Johnson, "A Grid-compatible Virtual Oscillator Controller: Analysis and Design," 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Baltimore, MD, USA, 2019
- [22] P. Sun, Z. Tian, X. Zha, S. Chen, Y. Tao and Y. Ling, "Study on Transient Stability of Grid-Forming Inverters During Islanded to Grid Connected Mode Transition Embedded with Priority Current Limiter," 2024 CPSS & IEEE International Symposium on Energy Storage and Conversion (ISESC), Xi'an, China, 2024, pp. 730-735
- [23] X. Lyu, W. Du, S. M. Mohiuddin, S. P. Nandanoori and M. Elizondo, "Criteria for Grid-Forming Inverters Transitioning Between Current Limiting Mode and Normal Operation," in IEEE Transactions on Power Systems, vol. 39, no. 4, pp. 6107-6110, July 2024
- [24] J. Yang, H. Ye, Y. Wang, Y. Liu, Y. Li and Z. Du, "Mechanism and Methods for Fault Recovery of Grid-Forming Inverter by Graphical Illustration," in IEEE Transactions on Power Systems, vol. 40, no. 2, pp. 1973-1976, March 2025
- [25] D. Orihara, H. Taoka, H. Kikusato, J. Hashimoto, K. Otani, R. Khaliqur, T. S. Ustun, "Theoretical Comparison of Current Limiting Algorithms in Grid-Forming Inverter in Terms of Transient Stability," in IEEE Open Journal of Power Electronics, vol. 6, pp. 109-119, 2025
- [26] B. Yang, N. Baeckeland and G. -S. Seo, "Small-Signal Stability of Grid-Forming Inverters Using Current-Limiting and Frequency Stabilization," 2024 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Phoenix, AZ, USA, 2024, pp. 748-755

- [27] B. Liu et al., "On the Transient Overcurrent Mechanism of Grid Forming Converter in Fault Recovery Stage," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 39, no. 10, pp. 12163-12169, Oct. 2024
- [28] Yuan, M., Chen, L., Min, Y., Gao, P., Tan, B. and Wang, M., "Lock-Up Problem in the Current-Limiting Mode of the Grid-Forming Converter With Priority-Based Limiter and Its Solution," *IET Gener. Transm. Distrib.*, 19 ,2025
- [29] R. Ghosh, N. R. Tummuru and B. S. Rajpurohit, "A New Virtual Oscillator-Based Grid-Forming Controller with Decoupled Control Over Individual Phases and Improved Performance of Unbalanced Fault Ride-Through," in *IEEE Transactions on*
- [30] B. Fan, T. Liu, F. Zhao, H. Wu and X. Wang, "A Review of Current-Limiting Control of Grid-Forming Inverters Under Symmetrical Disturbances," in *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 3, pp. 955-969, 2022,
- [31] S. Niu, Y. Cao, Y. Wang, C. Wang and C. Duan, "Equal Area Criterion Considering Switching Dynamics," 2024 IEEE 2nd International Conference on Power Science and Technology (ICPST), Dali, China, 2024, pp. 1925-1930
- [32] Y. Tang, Z. Tian, X. Zha, X. Li, M. Huang and J. Sun, "An Improved Equal Area Criterion for Transient Stability Analysis of Converter-Based Microgrid Considering Nonlinear Damping Effect," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 9, pp. 11272-11284, Sept. 2022
- [33] X. Xu and K. Sun, "Generalized Equal Area Criterion for Transient Stability Analysis," 2020 IEEE 4th Conference on Energy Internet and Energy System Integration (EI2), Wuhan, China, 2020, pp. 2363-2368
- [34] J. D. Fernández, J. Eloy-García, E. R. Navarro, S. A. Gómez and J. L. R. Amenedo, "Low-Voltage Ride-Through Algorithm for Grid-Forming Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 303-315, Jan. 2025
- [35] H. Deng, Y. Qi, J. Fang, V. Debusschere and Y. Tang, "A Low-Voltage-Ride-Through Strategy for Grid-Forming Converters Based on Reactive Power Synchronization," 2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Detroit, MI, USA, 2022, pp. 1-6
- [36] N. Wiese, D. Ghosh, P. Kretschmer, S. Eberlein and D. Strauß-Mincu, "Grid-Forming Controlled Electrolyzer with LVRT Capability and Asymmetric Inertia Provision," 2024 International Conference on Smart Energy Systems and Technologies (SEST), Torino, Italy, 2024, pp. 1-6
- [37] A. Lauri, T. Caldognetto, D. Biadene and P. Mattavelli, "Low-Voltage Ride Through of a Grid-Forming Converter using the Per-Phase Power Control," 2024 Energy Conversion Congress & Expo Europe (ECCE Europe), Darmstadt, Germany, 2024, pp. 1-6
- [38] S. Xu, H. Wang, D. Zhou, C. Zhang, Y. Zhang and X. Cai, "Potential and Challenges in LVRT for Grid-Forming Wind Turbines Brought by the Emergence of New Power Modules With Enhanced Short-Circuit Current," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 40, no. 2, pp. 3657-3669, Feb. 2025

- [39] C. Shen, W. Gu, X. Shen and Y. Xu, "Lyapunov Method-Based Coherent Aggregation of Grid-Forming Converters for Transient Stability Equivalents," in IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 16, no. 2, pp. 1462-1479, March 2025
- [40] L. Zhang, C. Bai, T. He and S. Duan, "Estimating the Critical Clearing Time of Grid Forming Inverter via Lyapunov's Energy Functions," 2024 IEEE PES 16th Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), Nanjing, China, 2024, pp. 1-5
- [41] H. Kwatny, L. Bahar and A. Pasrija, "Energy-like Lyapunov functions for power system stability analysis," in IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 32, no. 11, pp. 1140-1149, November 1985
- [42] M. Amiri, M. Dehghani, A. Khayatian and M. Mohammadi, "Lyapunov Exponent based Stability Assessment of Power Systems," 2019 6th International Conference on Control, Instrumentation and Automation (ICCIA), Sanandaj, Iran, 2019, pp. 1-5
- [43] Z. Qiu, C. Duan, W. Yao, P. Zeng and L. Jiang, "Adaptive Lyapunov Function Method for Power System Transient Stability Analysis," in IEEE Transactions on Power Systems, vol. 38, no. 4, pp. 3331-3344, July 2023
- [44] M. B. Abdelghany, M. A. Talaq, A. Ai-Durra and H. Zeineldin, "Nonlinear Large Signal Stability Analysis of Dispatchable Virtual Oscillator Control," 2024 IEEE Industrial Electronics and Applications Conference (IEACon), Kuala Lumpur, Malaysia, 2024, pp. 47-52
- [45] M. Al Talaq, M. B. Abdelghany, A. Al-Durra, H. Zeineldin and T. EL-Fouly, "A Sophisticated Grid-Forming Dispatchable-Virtual Oscillator Control With Robust Inner Current Control for Improving Transient Stability," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 40, no. 10, pp. 15064-15079, Oct. 2025
- [46] M. Ali, H. I. Nurdin and J. E. Fletcher, "Output Power Regulation of a Virtual Oscillator Controlled Inverter," 2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC), Budapest, Hungary, 2018, pp. 1085-1090
- [47] . Roy Chowdhury, A. Singh and B. Mather, "Modified Virtual Oscillator based Operation of Grid Forming Converters with Single Voltage Sensor," 2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Nashville, TN, USA, 2023, pp. 934-938
- [48] 電力広域的運営推進機関「ブラックスタート機能のあるべき姿の検討状況について」2023年5月(https://www.occto.or.jp/iinkai/chouseiryoku/2023/files/chousei_86_03.pdf)
- [49] P. Dang, R. Jia, Z. Pan, G. Cao and Z. Guo, "Black-start Control Strategy of the Wind-storage Combined Power System under Isolated Island Condition," 2023 International Conference on Power Energy Systems and Applications (ICoPESA), Nanjing, China, 2023, pp. 407-412
- [50] 北陸電力「「令和6年能登半島地震」停電復旧への対応」
https://www.enecho.meti.go.jp/about/special/johoteikyo/denjihokaisei_02.html
- [51] “RAPID CONTROL PROTOTYPING SYSTEM”, Imperix
<https://imperix.com/products/control/rapid-prototyping-controller/>

謝辞

本研究の遂行にあたり、終始ご指導を賜りました中部大学大学院工学研究科電気電子工学専攻の飯岡大輔教授に深く感謝いたします。研究の方向性を見失わないよう常に的確な視点を示していただき、電力工学を将来にわたり活かすための基礎を丁寧にご教示いただきました。研究が停滞し苦しい時期も、先生の励ましに支えられ、本論文をまとめることができました。

本論文の整理に際し、貴重なご助言を頂きました中部大学大学院工学研究科電気電子工学専攻の中村圭二教授、山本和男教授、愛知工業大学工学部電気学科の七原俊也教授に厚く御礼申し上げます。頂いたご指導は、本研究の論点整理に大きく寄与いたしました。

研究の推進にあたり、国立研究開発法人産業技術総合研究所の橋本潤様、織原大様、田岡久雄様、菅原秀一様、浪江和之様、鈴木正一様、Rahman Khaliqur 様、ならびに早稲田大学先進理工学部の喜久里浩之准教授に深く感謝いたします。皆様からは、実験的視点のみならず、実用化、社会実装を見据えた極めて貴重なご助言を頂きました。

博士後期課程に挑戦する基盤となる多大な経験と知識を与えてくださった Florida State University, Center for Advanced Power Systems の Dr. James Langston, Dr. Karl Schoder, そして故 Dr. Michael Steurer に深く感謝いたします。FSU での学びは電力システム工学の基礎から応用までを実体験として理解する貴重な機会であり、博士課程へ進む決意を強く後押しするものでした。特に Dr. Steurer から頂いた電力システムへの情熱と研究への姿勢は、現在の私の大きな支えとなっています。

社会人博士として研究を継続するにあたり、温かいご支援と多方面にわたる調整を賜りました三菱重工業株式会社の末廣諭氏、佐々木幹人氏、井村彰宏氏、若狭強志氏、篠田尚信氏に厚く御礼申し上げます。皆様からの日常にわたるご指導とご助言は、研究と業務を両立しながら歩みを進めていく上で大きな支えとなり、今日の私の力にもつながっております。また、日々ともに課題に向き合い、励まし合ってきた同僚の皆様にも深く感謝いたします。

最後に、本研究を私生活の面から支え、深い理解と励ましを示してくれました妻と家族に心より感謝いたします。

付録 A VOC インバータの主要特性の関係式導出

A.1 電圧-電流の入出力特性の導出

付録 A.1 では、3 章中の式(3.13)の導出過程を述べる。まず式(3.5)に式(3.7)を代入すると、式(A.1)を得る。

$$C \frac{dv_C}{dt} = -i_L + i_m - u_1 \quad (3.5)$$

<再掲>

$$i_m = \frac{\xi}{\varepsilon \omega_{nom}} (2X_{nom}^2 - \|x\|^2) v_C \quad (3.7)$$

<再掲>

$$C \frac{dv_C}{dt} = -i_L + \frac{\xi}{\varepsilon \omega_{nom}} (2X_{nom}^2 - \|x\|^2) v_C - u_1 \quad (A.1)$$

ここで u_1 および u_2 を確認する。これらは電流制御の偏差であり、式(A.2)で表現できる。

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = K_i \begin{bmatrix} \cos\phi & -\sin\phi \\ \sin\phi & \cos\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha - i_\alpha^* \\ i_\beta - i_\beta^* \end{bmatrix} \quad (A.2)$$

式(A.1)に対して、式(A.2)、式(3.11)および式(3.12)を代入すると、式(A.3)を得る。

$$\|v_{\alpha\beta}\| = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (3.11)$$

<再掲>

$$V_{nom} = K_v X_{nom} \quad (3.12)$$

<再掲>

$$\begin{aligned} \frac{C}{K_v} \frac{dv_\alpha}{dt} = & -\frac{v_\beta}{\varepsilon K_v} + \frac{\xi}{\varepsilon \omega_{nom} K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) \frac{v_\alpha}{K_v} \\ & - K_i \{ \cos\phi (i_\alpha - i_\alpha^*) - \sin\phi (i_\beta - i_\beta^*) \} \end{aligned} \quad (A.3)$$

dv_α/dt について整理すると、

$$\begin{aligned} \frac{dv_\alpha}{dt} = & -\frac{v_\beta}{C \sqrt{L/C}} + \frac{\xi}{C \sqrt{L/C} \sqrt{1/LC} K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) v_\alpha \\ & - \frac{K_i K_v}{C} \{ \cos\phi (i_\alpha - i_\alpha^*) - \sin\phi (i_\beta - i_\beta^*) \} \\ = & -\omega_{nom} v_\beta + \frac{\xi}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) v_\alpha - \frac{K_i K_v}{C} \{ \cos\phi (i_\alpha - i_\alpha^*) - \sin\phi (i_\beta - i_\beta^*) \} \\ = & \frac{\xi}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) v_\alpha - \omega_{nom} v_\beta - \frac{K_i K_v}{C} \{ \cos\phi (i_\alpha - i_\alpha^*) - \sin\phi (i_\beta - i_\beta^*) \} \end{aligned} \quad (A.4)$$

を得る。

また、式(A.1)の導出と同様に、式(3.6)に式(3.8)を代入すると、式(A.5)を得る。

$$L \frac{di_L}{dt} = v_c + v_m - \varepsilon u_2 \quad (3.6)$$

<再掲>

$$v_m = \frac{\xi}{\omega_{nom}} (2X_{nom}^2 - \|x\|^2) \varepsilon i_L \quad (3.8)$$

<再掲>

$$L \frac{di_L}{dt} = v_c + \frac{\xi}{\omega_{nom}} (2X_{nom}^2 - \|x\|^2) \varepsilon i_L - \varepsilon u_2 \quad (A.5)$$

式(A.5)に対して、式(A.2)、式(3.11)および式(3.12)を代入すると、式(A.6)を得る。

$$\begin{aligned} \frac{L}{\varepsilon K_v} \frac{dv_\beta}{dt} &= \frac{v_\alpha}{K_v} + \frac{\xi}{\omega_{nom} K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) \frac{v_\beta}{K_v} \\ &\quad - \varepsilon K_i \{ \sin\phi(i_\alpha - i_\alpha^*) + \cos\phi(i_\beta - i_\beta^*) \} \end{aligned} \quad (A.6)$$

dv_β/dt について整理すると、

$$\begin{aligned} \frac{dv_\beta}{dt} &= \frac{\varepsilon v_\alpha}{L} + \frac{\xi \varepsilon}{L \omega_{nom} K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) v_\beta \\ &\quad - \frac{\varepsilon^2 K_i K_v}{L} \{ \sin\phi(i_\alpha - i_\alpha^*) + \cos\phi(i_\beta - i_\beta^*) \} \\ &= \frac{\sqrt{L/C} v_\alpha}{L} + \frac{\xi \sqrt{L/C}}{L \sqrt{1/LC} K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) v_\beta \\ &\quad - \frac{L}{C} \frac{K_i K_v}{L} \{ \sin\phi(i_\alpha - i_\alpha^*) + \cos\phi(i_\beta - i_\beta^*) \} \\ &= \omega_{nom} v_\alpha + \frac{\xi}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) v_\beta \\ &\quad - \frac{K_i K_v}{C} \{ \sin\phi(i_\alpha - i_\alpha^*) + \cos\phi(i_\beta - i_\beta^*) \} \end{aligned} \quad (A.7)$$

を得る。

以上より，改めて VOC の出力電圧 v_α および v_β について整理すると，式(A.8)および式(A.9)を得る。

$$\begin{aligned} \frac{dv_\alpha}{dt} = & \frac{\xi}{K_v^2} \left(2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2 \right) v_\alpha - \omega_{nom} v_\beta \\ & - \frac{K_i K_v}{C} \{ \cos\phi(i_\alpha - i_\alpha^*) - \sin\phi(i_\beta - i_\beta^*) \} \end{aligned} \quad (A.8)$$

$$\begin{aligned} \frac{dv_\beta}{dt} = & \omega_{nom} v_\alpha + \frac{\xi}{K_v^2} \left(2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2 \right) v_\beta \\ & - \frac{K_i K_v}{C} \{ \sin\phi(i_\alpha - i_\alpha^*) + \cos\phi(i_\beta - i_\beta^*) \} \end{aligned} \quad (A.9)$$

これらを，微分表現($dx/dt=\dot{x}$)とし、ベクトル表現として整理したものが式(3.13)となる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{v}_\alpha \\ \dot{v}_\beta \end{bmatrix} = & \begin{bmatrix} \frac{\xi}{K_v^2} \left(2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2 \right) & -\omega_{nom} \\ \omega_{nom} & \frac{\xi}{K_v^2} \left(2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2 \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \\ & - \frac{K_i K_v}{C} \begin{bmatrix} \cos\phi & -\sin\phi \\ \sin\phi & \cos\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha - i_\alpha^* \\ i_\beta - i_\beta^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.13)$$

<再掲>

A.2 周波数-有効電力特性の導出

付録 A.2 では、3 章中の式(3.20)の導出過程を述べる。まず、式(3.18)に式(3.13)を代入し v_α および v_β を消去することを試みる。

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{v_\alpha v_\beta - \dot{v}_\alpha v_\beta}{2V^2} \quad (3.18)$$

<再掲>

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_\alpha \\ \dot{v}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\xi}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) & -\omega_{nom} \\ \omega_{nom} & \frac{\xi}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

<再掲>

$$- \frac{K_i K_v}{C} \begin{bmatrix} \cos\phi & -\sin\phi \\ \sin\phi & \cos\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha - i_\alpha^* \\ i_\beta - i_\beta^* \end{bmatrix}$$

代入を実行すると、以下のような式展開となる。

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{dt} &= \frac{1}{2V^2} \left\langle v_\alpha \left[\omega_{nom} v_\alpha + \frac{\xi}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) v_\beta \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \frac{K_i K_v}{C} \{ \sin\phi(i_\alpha - i_\alpha^*) + \cos\phi(i_\beta - i_\beta^*) \} \right] \right. \\ &\quad \left. - v_\beta \left[\frac{\xi}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) v_\alpha - \omega_{nom} v_\beta \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \frac{K_i K_v}{C} \{ \cos\phi(i_\alpha - i_\alpha^*) - \sin\phi(i_\beta - i_\beta^*) \} \right] \right\rangle \\ &= \frac{1}{2V^2} \left\langle \left[\omega_{nom} (v_\alpha^2 + v_\beta^2) - \frac{K_i K_v v_\alpha}{C} \{ \sin\phi(i_\alpha - i_\alpha^*) + \cos\phi(i_\beta - i_\beta^*) \} \right] \right. \\ &\quad \left. + \left[\frac{K_i K_v v_\beta}{C} \{ \cos\phi(i_\alpha - i_\alpha^*) - \sin\phi(i_\beta - i_\beta^*) \} \right] \right\rangle \\ &= \omega_{nom} - \frac{K_i K_v}{2V^2 C} \left[v_\alpha \{ \sin\phi(i_\alpha - i_\alpha^*) + \cos\phi(i_\beta - i_\beta^*) \} \right. \\ &\quad \left. - v_\beta \{ \cos\phi(i_\alpha - i_\alpha^*) - \sin\phi(i_\beta - i_\beta^*) \} \right] \end{aligned} \quad (A.10)$$

なお、上記の式展開には、式(3.19)を元に式(A.11)を用いた。

$$2V^2 = (v_\alpha^2 + v_\beta^2) \quad (A.11)$$

次に、式(A.10)の最終式の第二項 角括弧 [] 内の式=A を展開することを考える。

$$A = v_\alpha \{ \sin\phi(i_\alpha - i_\alpha^*) + \cos\phi(i_\beta - i_\beta^*) \} - v_\beta \{ \cos\phi(i_\alpha - i_\alpha^*) - \sin\phi(i_\beta - i_\beta^*) \} \quad (A.12)$$

ここで、三相交流を Clarke 変換した二相($\alpha - \beta$)座標上において、有効電力 P 、無効電力 Q 、二相電圧(v_α, v_β)、二相電流(i_α, i_β)との関係を整理する。瞬時有効電力 p 、瞬时无効電力 q は、式(A.13)で求められる。

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

ある目標電力 P^* 、 Q^* に対する目標電流 i_α^* 、 i_β^* を表現するために、式(A.13)右辺の行列

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$

を反転する。

$$\begin{aligned} \det \mathbf{M} &= v_\alpha(-v_\alpha) - v_\beta v_\beta \\ &= -(v_\alpha^2 + v_\beta^2) \end{aligned} \quad (\text{A.15})$$

したがって、

$$\mathbf{M}^{-1} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \quad (\text{A.16})$$

よって、

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} \mathbf{M}^{-1} \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix} \\ &= \frac{2}{3} \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.17})$$

式(A.17)を展開し、式(A.11)を活用しながら整理すると、 α 相電流 i_α 、 β 相電流 i_β 、有効電力 P 、無効電力 Q 、目標 α 相電流 i_α^* 、目標 β 相電流 i_β^* 、目標有効電力 P^* 、目標無効電力 Q^* の関係について式(A.18)～式(A.21)のように表すことができる。

$$i_\alpha = \frac{1}{3V^2} (v_\alpha P + v_\beta Q) \quad (\text{A.18})$$

$$i_\beta = \frac{1}{3V^2} (v_\beta P - v_\alpha Q) \quad (\text{A.19})$$

$$i_\alpha^* = \frac{1}{3V^2} (v_\alpha P^* + v_\beta Q^*) \quad (\text{A.20})$$

$$i_\beta^* = \frac{1}{3V^2} (v_\beta P^* - v_\alpha Q^*) \quad (\text{A.21})$$

さて式(A.18)～式(A.21)を式(A.12)に代入すると，次の通りとなる。

$$\begin{aligned}
A &= v_\alpha \{ \sin\phi(i_\alpha - i_\alpha^*) + \cos\phi(i_\beta - i_\beta^*) \} - v_\beta \{ \cos\phi(i_\alpha - i_\alpha^*) - \sin\phi(i_\beta - i_\beta^*) \} \\
&= \frac{v_\alpha}{3V^2} [\sin\phi \{ (v_\alpha P + v_\beta Q) - (v_\alpha P^* + v_\beta Q^*) \} \\
&\quad + \cos\phi \{ (v_\beta P - v_\alpha Q) - (v_\beta P^* - v_\alpha Q^*) \}] \\
&\quad - \frac{v_\beta}{3V^2} [\cos\phi \{ (v_\alpha P + v_\beta Q) - (v_\alpha P^* + v_\beta Q^*) \} \\
&\quad - \sin\phi \{ (v_\beta P - v_\alpha Q) - (v_\beta P^* - v_\alpha Q^*) \}] \\
&= \frac{v_\alpha^2}{3V^2} \{ \sin\phi(P - P^*) - \cos\phi(Q - Q^*) \} \\
&\quad - \frac{v_\beta^2}{3V^2} \{ \cos\phi(Q - Q^*) - \sin\phi(P - P^*) \} \\
&= \frac{2}{3} \{ \sin\phi(P - P^*) - \cos\phi(Q - Q^*) \} \tag{A.22}
\end{aligned}$$

式(A.22)を式(A.10)に代入すると，以下のように，式(3.20)が導出できる。

$$\begin{aligned}
\frac{d\theta}{dt} &= \omega_{nom} - \frac{K_i K_v}{2V^2 C} \times \frac{2}{3} \{ \sin\phi(P - P^*) - \cos\phi(Q - Q^*) \} \tag{3.20} \\
&= \omega_{nom} - \frac{K_i K_v}{3CV^2} \{ \sin\phi(P - P^*) - \cos\phi(Q - Q^*) \}
\end{aligned}$$

<再掲>

A.3 電圧-無効電力特性の導出

付録 A.3 では、3 章中の式(3.24)の導出過程を述べる。まず式(3.23)に式(3.13)を代入し v_α および v_β を消去することを試みる。

$$\frac{dV}{dt} = \frac{v_\alpha \dot{v}_\alpha + v_\beta \dot{v}_\beta}{2V} \quad (3.23)$$

<再掲>

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_\alpha \\ \dot{v}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\xi}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) & -\omega_{nom} \\ \omega_{nom} & \frac{\xi}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

<再掲>

$$- \frac{K_i K_v}{C} \begin{bmatrix} \cos\phi & -\sin\phi \\ \sin\phi & \cos\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha - i_\alpha^* \\ i_\beta - i_\beta^* \end{bmatrix}$$

代入を実行すると、以下のような式展開となる。

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= \frac{1}{2V} \left[\frac{\xi}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) v_\alpha^2 - \omega_{nom} v_\alpha v_\beta \right. \\ &\quad - \frac{K_i K_v v_\alpha}{C} \{ \cos\phi (i_\alpha - i_\alpha^*) - \sin\phi (i_\beta - i_\beta^*) \} + \omega_{nom} v_\alpha v_\beta \\ &\quad + \frac{\xi}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) v_\beta^2 \\ &\quad \left. - \frac{K_i K_v v_\beta}{C} \{ \sin\phi (i_\alpha - i_\alpha^*) + \cos\phi (i_\beta - i_\beta^*) \} \right] \\ &= \frac{1}{2V} \left[\frac{\xi}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) v_\alpha^2 \right. \\ &\quad - \frac{K_i K_v v_\alpha}{C} \{ \cos\phi (i_\alpha - i_\alpha^*) - \sin\phi (i_\beta - i_\beta^*) \} \\ &\quad + \frac{\xi}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) v_\beta^2 \\ &\quad \left. - \frac{K_i K_v v_\beta}{C} \{ \sin\phi (i_\alpha - i_\alpha^*) + \cos\phi (i_\beta - i_\beta^*) \} \right] \quad (A.24) \\ &= \frac{\xi V}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - 2V^2) \\ &\quad - \frac{K_i K_v}{2VC} [v_\alpha \{ \cos\phi (i_\alpha - i_\alpha^*) - \sin\phi (i_\beta - i_\beta^*) \} \\ &\quad + v_\beta \{ \sin\phi (i_\alpha - i_\alpha^*) + \cos\phi (i_\beta - i_\beta^*) \}] \end{aligned}$$

なお、上記の式展開には、式(3.19)を元に式(A.11)を用いた。

$$2V^2 = (v_\alpha^2 + v_\beta^2) \quad (\text{A.11})$$

<再掲>

次に、式(A.24)の最終式の第二項 角括弧 [] 内の式=B を式展開することを考える。

$$B = [v_\alpha \{ \cos\phi(i_\alpha - i_\alpha^*) - \sin\phi(i_\beta - i_\beta^*) \} + v_\beta \{ \sin\phi(i_\alpha - i_\alpha^*) + \cos\phi(i_\beta - i_\beta^*) \}] \quad (\text{A.25})$$

ここで三相交流を Clarke 変換した二相($\alpha - \beta$)座標上において、有効電力 P 、無効電力 Q 、二相電圧(v_α, v_β)、二相電流(i_α, i_β)との関係として、式(A.18)～(A.21)を式(A.25)に代入する。

$$i_\alpha = \frac{1}{3V^2}(v_\alpha P + v_\beta Q) \quad (\text{A.18})$$

<再掲>

$$i_\beta = \frac{1}{3V^2}(v_\beta P - v_\alpha Q) \quad (\text{A.19})$$

<再掲>

$$i_\alpha^* = \frac{1}{3V^2}(v_\alpha P^* + v_\beta Q^*) \quad (\text{A.20})$$

<再掲>

$$i_\beta^* = \frac{1}{3V^2}(v_\beta P^* - v_\alpha Q^*) \quad (\text{A.21})$$

<再掲>

$$\begin{aligned} B &= [v_\alpha \{ \cos\phi(i_\alpha - i_\alpha^*) - \sin\phi(i_\beta - i_\beta^*) \} + v_\beta \{ \sin\phi(i_\alpha - i_\alpha^*) + \cos\phi(i_\beta - i_\beta^*) \}] \\ &= v_\alpha \left[\cos\phi \left\{ \frac{2}{3(v_\alpha^2 + v_\beta^2)}(v_\alpha P + v_\beta Q) - \frac{2}{3(v_\alpha^2 + v_\beta^2)}(v_\alpha P^* + v_\beta Q^*) \right\} \right. \\ &\quad \left. - \sin\phi \left\{ \frac{2}{3(v_\alpha^2 + v_\beta^2)}(v_\beta P - v_\alpha Q) - \frac{2}{3(v_\alpha^2 + v_\beta^2)}(v_\beta P^* - v_\alpha Q^*) \right\} \right] \\ &\quad + v_\beta \left[\sin\phi \left\{ \frac{2}{3(v_\alpha^2 + v_\beta^2)}(v_\alpha P + v_\beta Q) - \frac{2}{3(v_\alpha^2 + v_\beta^2)}(v_\alpha P^* + v_\beta Q^*) \right\} \right. \\ &\quad \left. + \cos\phi \left\{ \frac{2}{3(v_\alpha^2 + v_\beta^2)}(v_\beta P - v_\alpha Q) - \frac{2}{3(v_\alpha^2 + v_\beta^2)}(v_\beta P^* - v_\alpha Q^*) \right\} \right] \\ &= \frac{2}{3(v_\alpha^2 + v_\beta^2)} [v_\alpha^2 \{ \cos\phi(P - P^*) + \sin\phi(Q - Q^*) \} \\ &\quad + v_\beta^2 \{ \cos\phi(P - P^*) + \sin\phi(Q - Q^*) \}] \\ &= \frac{2}{3} \{ \cos\phi(P - P^*) + \sin\phi(Q - Q^*) \} \end{aligned} \quad (\text{A.26})$$

式(A.26)を式(A.24)に代入すると、式(A.27)を得ることができる。

$$\begin{aligned}
\frac{dV}{dt} &= \frac{\xi V}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - 2V^2) \\
&\quad - \frac{K_i K_v}{2VC} [v_\alpha \{ \cos \phi(i_\alpha - i_\alpha^*) - \sin \phi(i_\beta - i_\beta^*) \} \\
&\quad + v_\beta \{ \sin \phi(i_\alpha - i_\alpha^*) + \cos \phi(i_\beta - i_\beta^*) \}] \\
&= \frac{\xi V}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - 2V^2) - \frac{K_i K_v}{2VC} \times \frac{2}{3} \{ \cos \phi(P - P^*) + \sin \phi(Q - Q^*) \}
\end{aligned} \tag{A.27}$$

式(A.27)の右辺を整理すると、式(3.24)を導出できる。

$$\frac{dV}{dt} = \frac{\xi V}{K_v^2} (2V_{nom}^2 - 2V^2) - \frac{K_i K_v}{3VC} (Q - Q^*) \tag{3.24}$$

<再掲>

付録 B コントローラの実装

図 B.1 は、コントローラのアナログ入力チャネルの詳細構成を示す。入力は、3 [k Ω](高インピーダンス)または 100 [Ω](低インピーダンス)のフロントエンドにより電圧、電流測定に対応する。その後段には PGA(1, 2, 4, 8 倍)および選択式の 5 次 Bessel ローパスフィルタ (0.5-40 kHz)が配置され、測定対象に応じて分解能と帯域幅を調整できる。最終段の ADC(ADS8568)は 16[bit], 最大 500[kSPS]の同時サンプリング型であり、本研究で必要とされる VOC 動作時の高速電圧・電流観測を十分に満たす性能を有する。これらの入力系は装置のハードウェア保護と直結しており、設定閾値を超えた場合には PWM が即時に遮断される。

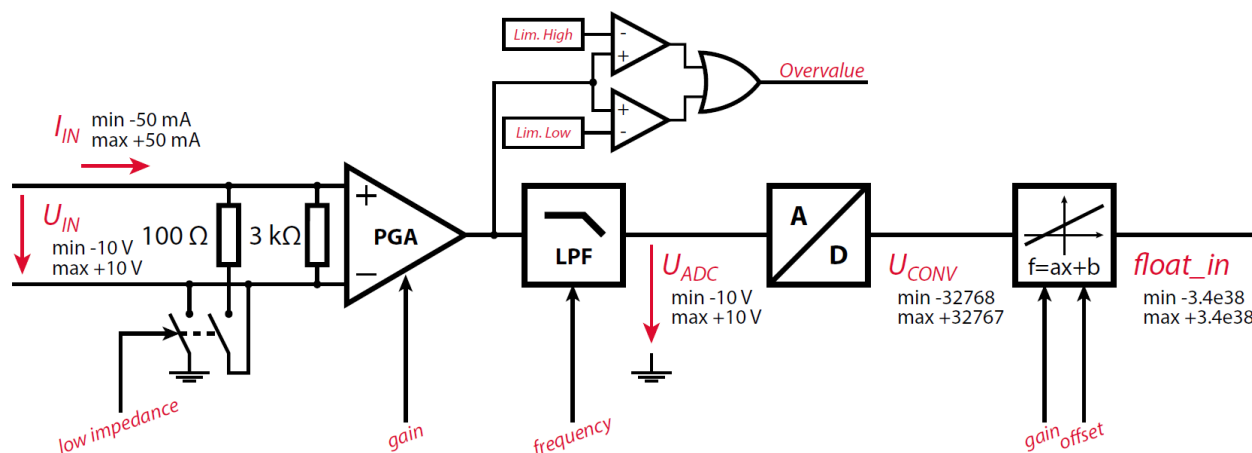


図 B.1 アナログセンサ用 AI/AO の構造

図 B.2 は、Imperix ACG(Automated Code Generation)における Simulink モデルの基本構成を示している。左側の Controller ブロックには、実装対象となる制御アルゴリズムを記述し、Simulink 上でのシミュレーションと B-Box RCP 実機上での実行を同一モデルで統合的に扱える。右側の Plant ブロックは、変換器や回路網など、被制御対象のシステムモデルを構成する領域である。ACG では、Controller ブロックのみがコード生成の対象となり、Plant ブロックはコード生成時に無視される一方、シミュレーション時には閉ループの動作確認に用いられる。この構造により、制御アルゴリズムの検証・実装・実験を同じモデル上で一貫して行える。

図 B.3 は、B-Box RCP 向けに実装した Controller モデルの全体構成である。モデルは、ADC ブロック、PWM ブロック、Tunable Parameter、Probe など、imperix ACG ブロックセットで構成される。図中の上部は測定信号の取り込み処理を含み、アナログ入力から取得した三相電圧、三相電流を適切なスケールリングとフィルタ処理を経て制御器へ渡す。中央部には VOC に基づく GFM 制御器が配置され、瞬時電圧ベクトルの生成、電流制限制御、および同期機構の更新がここで実行される。下部の PWM サブシステムでは、制御器からの指令値を PWM モジュールへ転送し、高速で安定したデッドタイム付きスイッチング信号を生成する。これらのブロックは、すべて制御周期に同期して動作し、実機とシミュレーションの挙動を一致させるよう構成している。

図 B.4 は、Simulink 上で構築した被制御系(Plant)の詳細構成である。三相ブリッジインバータ、DC リンク回路、フィルタ回路、および三相配電線、負荷モデルから構成されており、VOC 方式 GFM インバータの動作を実機と同等レベルで再現することを目的としている。インバータ素子はスイッチング素子モデルとデッドタイムを含めて表現し、LC フィルタおよび配電線は既知パラメータに基づく集中定数回路として構築している。また、負荷は抵抗、インダクタンスなどの組合せで定義し、負荷変動 LVRT、系統併入などの条件を再現できるようにしている。

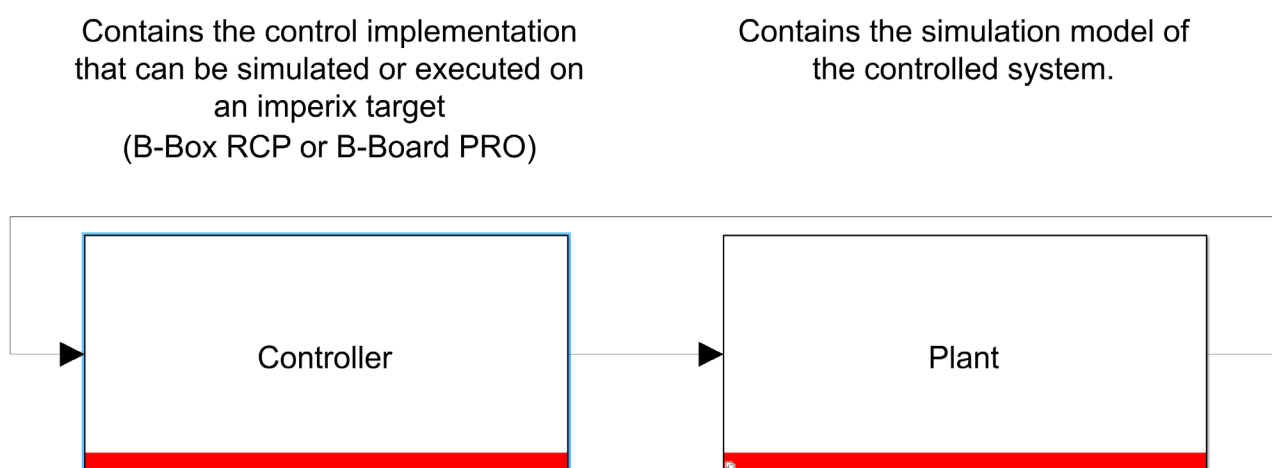


図 B.2 CHIL 専用モデル (全体構成)

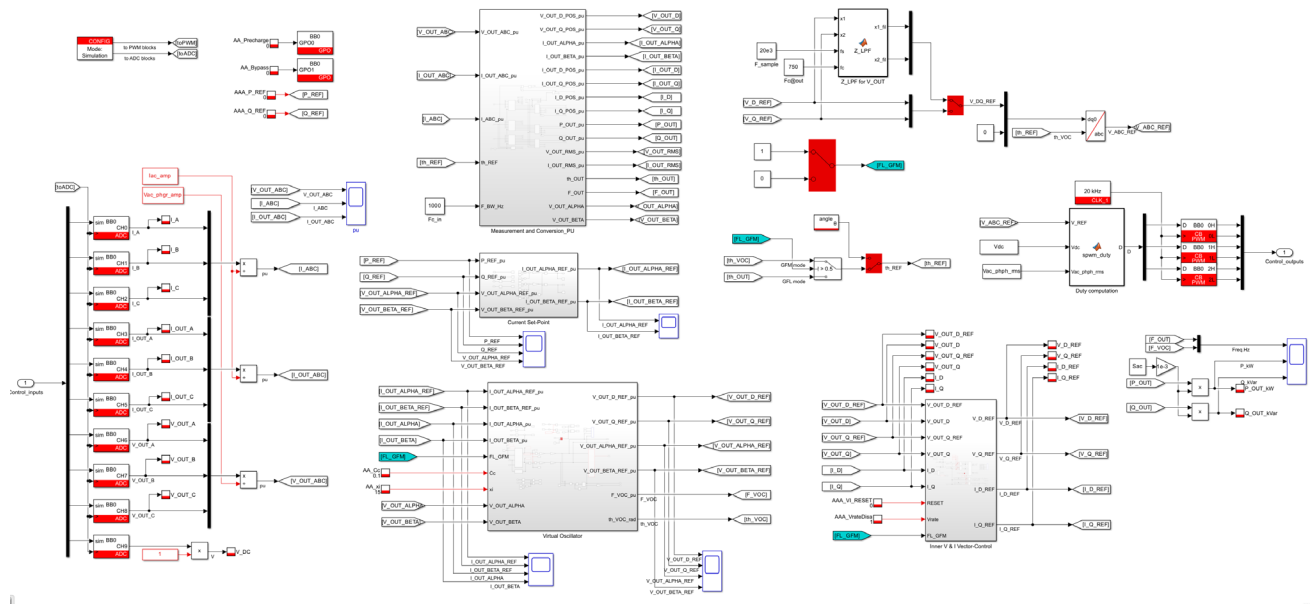


図 B.3 CHILS 専用モデル (Controller モデル)

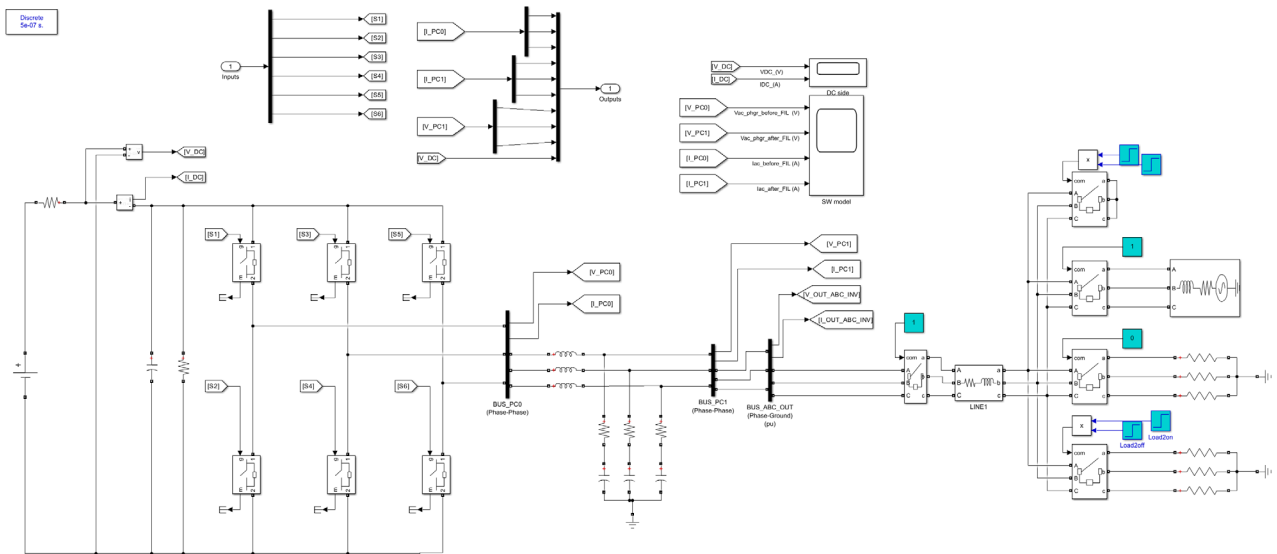


図 B.4 CHIL 専用モデル (プラントモデル)

付録 C 試作機の実装と PHILS 試験環境の構築

表 C.1 および図 C.1 には、本研究において構築した GFM インバータ試作機の主要仕様を示す。本試作機は、実系統条件を模擬するために、定格三相交流電力 9 [kVA] の容量を有し、基本周波数 50[Hz] の配電系統を想定した電圧、電流定格を設定している。交流側の定格電圧は線間実効値で 200[V]、相電流は 18.8[A] とし、実験では定格点から部分負荷状態までの広い運転条件を扱った。また、直流リンク電圧は 350[V] とし、VOC-GFM 制御に必要な十分な電圧余裕を確保した。スイッチング周波数は 12[kHz] とし、SiC-MOSFET を用いた一般的な中容量インバータの動作条件と整合させた。さらに、LC フィルタのインダクタンス、抵抗、キャパシタンスは、現実的なインピーダンスと減衰特性が得られるように選定しており、特にフィルタ共振周波数(1073[Hz])がスイッチング周波数帯 12k[Hz] から十分に離隔するよう調整している。

表 C.1 試作機の仕様

パラメータ	値	単位
基本周波数	50	Hz
定格皮相電力	9	kVA
交流電圧	200	V
交流電流	18.8	A
直流電圧	350	V
スイッチング周波数	12	kHz
フィルタ用リアクトル	2.2	mH
フィルタ用抵抗器	1	Ω
フィルタ用キャパシタンス	10	μF

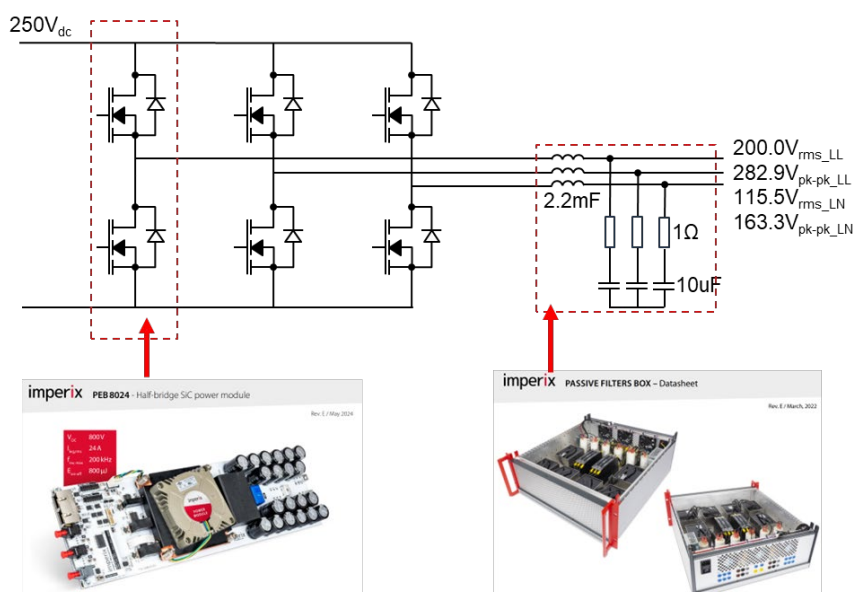


図 C.1 試作機の構成概要

図 C.2 には、本研究で構築した Power Hardware-in-the-Loop Simulation (PHILS) 実験環境の全体構成を示す。本実験では、国立研究開発法人 産業技術総合研究所 福島再生可能エネルギー研究所(FREA) エネルギー管理棟に設置されている試験設備を活用させていただき、同研究所のご協力を得て実施した。

本構成では、実際の VOC インバータが配電系統に連系した環境を評価できるよう、リアルタイムシミュレータ RTDS、制御器(Imperix B-Box), および電源装置(AMETEK MX30, TEXIO PBW-502)を接続している。

左側のリアルタイムシミュレータは、接続先の配電系統をモデル化しており、インバータが接続される系統インピーダンス、短絡容量、負荷変動などの外乱をリアルタイムで再現する。シミュレータは I/F モデルを介して電圧・電流指令を生成し、これを外部電源へ渡すことで、実系統と同等の相互作用を実現している。中央の Imperix B-Box RCP は、MATLAB/Simulink 上で構築した VOC 方式 GFM 制御器を ACG(Automatic Code Generation)により実装したものである。付録 C および第 6 章で詳述する。右側の AMETEK MX30 と TEXIO PBW-502 は、それぞれ系統側電源とバッテリー電源を模擬するハードウェアである。MX30 はリアルタイムシミュレータからの指令に従って電圧を出力する。PBW-502 は常に直流 350[V]を試験に供する試作インバータに共有する。

以上の構成により、シミュレーションベースの事前評価と実機レベルの電力試験を同一の環境で統合的に実施でき、VOC 方式 GFM インバータの動特性を高い再現性のもとで検証できる。

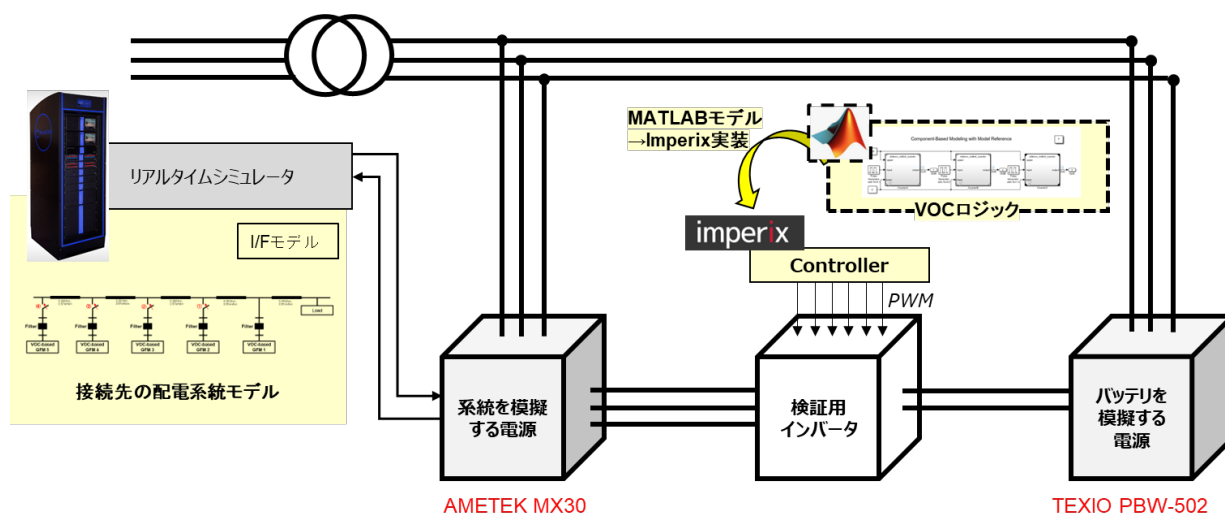


図 C.2 PHILS 構成の概要