



# HOKKAIDO UNIVERSITY

|                     |                                                                                                 |
|---------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Title               | スマートインバータ群を含む放射状系統の縮約手法                                                                         |
| Author(s)           | 川島, 伸明                                                                                          |
| Degree Grantor      | 北海道大学                                                                                           |
| Degree Name         | 博士(工学)                                                                                          |
| Dissertation Number | 甲第16019号                                                                                        |
| Issue Date          | 2024-03-25                                                                                      |
| DOI                 | <a href="https://doi.org/10.14943/doctoral.k16019">https://doi.org/10.14943/doctoral.k16019</a> |
| Doc URL             | <a href="https://hdl.handle.net/2115/94003">https://hdl.handle.net/2115/94003</a>               |
| Type                | doctoral thesis                                                                                 |
| File Information    | Nobuaki_Kawashima.pdf                                                                           |



博士論文

スマートインバータ群を含む放射状系統の縮約手法

川島伸明

2024年3月

北海道大学 大学院情報科学院  
情報科学専攻 システム情報科学コース

本論文は北海道大学 大学院情報科学院に  
博士（工学）授与の要件として提出した博士論文である。

川島伸明

審査委員： 主査 原 亮一 准教授  
副査 北 裕幸 教授  
五十嵐 一 教授  
林 泰弘 教授（早稲田大学）

# スマートインバータ群を含む放射状系統の縮約手法\*

川島伸明

## 概要

近年、太陽光発電や風力発電、蓄電池などといったインバータを介して連系するリソース (Inverter-based resource, 以下 IBR) の系統連系量が増加している。インバータは原理的に回転体を有していないため、IBR の導入がさらに進み系統内の同期発電機の比率が小さくなっていくと、電力系統の慣性力が低下することとなる。慣性力が大幅に低下すると、系統の擾乱に対する耐用力も低下し、例えば事故等の擾乱発生時に周波数変動が生じやすくなり、その結果 IBR の一斉解列につながったり、同期発電機の脱調が生じやすくなったりすることが懸念される。このような慣性力低下に対する解決策として、IBR に系統サポート能力を付加する制御方法が提案されており、このような系統サポート能力を有するインバータはスマートインバータ (Smart Inverter, 以下 SI) と定義されている。SI はそれ自体が研究開発の段階にあり、これが広く普及した場合にどの程度系統の安定化に寄与するのかは明確にはなっていない。多数の SI による系統の安定化を検証するためには、SI の多くが連系するであろう配電系統から、在来型の大規模電源が連系している基幹系統までを含めた、全系でのシミュレーションを実施する必要がある。しかし、このような大規模な電力システムをシミュレートすることは計算負荷の観点から難しいと考えられる。そのため、評価で注目する対象以外の部分系統を等価的に簡略化した近似モデルを用いる、いわゆる系統縮約により演算処理の負荷軽減が必要になる。

このような背景から、SI 群を含む電力系統の縮約手法を検討している。配電系統等の系統縮約手法はこれまでも検討されてきている。しかし、系統サポート機能を有する SI の大量導入を考慮した縮約手法に関しては十分に検証されていない。そこで、本論文では、SI 群を含む配電系統の縮約手法を提案し、数値解析シミュレーションにより提案手法の妥当性を評価する。また、大規模系統モデルを用いて SI 群導入時の貢献度を定量的に評価する。

**キーワード：** 系統縮約, スマートインバータ, 分散型電源

\*北海道大学 大学院情報科学院情報科学専攻 システム情報科学コース, 博士論文, SSI-DT46215032, 2024 年 2 月 13 日

# System Reduction Method for a Radial System Including Smart Inverters<sup>†</sup>

Nobuaki Kawashima

## Abstract

In recent years, there has been an increase in the amount of inverter-based resources (IBRs), such as photovoltaic power generation, wind power generation, and storage batteries. Inverters do not have rotating parts, so as the ratio of synchronous generators in the grid decreases with the further introduction of IBRs, the inertia of the power system will decrease. If the inertia is significantly reduced, the system stability will also be reduced, and frequency fluctuations will occur more easily when disturbances such as accidents occur. As a result, there is a concern that it may lead to simultaneous dissociation of IBRs or out-of-step of synchronous generator. As a solution problem, a control method that adds grid support capability to IBRs has been proposed, and such inverter source is defined as Smart Inverter (SI). SI is still in the research and development stage, and it is not clear to what extent they will contribute to grid stability when they are widely installed. Therefore, in order to verify the system stabilization by SIs, it is necessary to conduct simulations for the entire system, including the distribution system where many SIs are expected to be interconnected and the primary system where conventional large-scale generators are interconnected. However, it is difficult to simulate such a large-scale power system from the viewpoint of computational cost. Therefore, it is necessary to reduce the computational cost by using an approximation model that equivalently simplifies the partial systems other than the one of interest in the evaluation, which is called system reduction.

With this background, we are investigating a system reduction method for a system including SIs as part of the "Future-generation power network Stabilization Technology development for utilization of Renewable Energy As the Major power source" by New Energy and Industrial Technology Development Organization (NEDO). This paper proposes system reduction method for a radial system including SIs and evaluate the validity of the proposed method by numerical simulation. In addition, this paper quantitatively evaluate the contribution of smart inverter groups using a large-scale grid model interconnected the reduced-order model developed by the proposed method.

**Key words:** System Reduction, Smart Inverter, Distributed Energy Resource,

<sup>†</sup>Doctoral thesis, Division of Systems Science and Informatics, Graduate School of Information Science and Technology, Hokkaido University, SSI-DT46215032, February 13, 2024

# 目次

|            |                                      |           |
|------------|--------------------------------------|-----------|
| <b>第1章</b> | <b>序論</b>                            | <b>1</b>  |
| 1.1        | 本論文の背景                               | 1         |
| 1.2        | SIの開発導入動向                            | 5         |
| 1.3        | 電力系統縮約の関連研究                          | 8         |
| 1.4        | 本論文の目的と論文構成                          | 16        |
| <b>第2章</b> | <b>GFL インバータ群を含む系統の縮約手法</b>          | <b>17</b> |
| 2.1        | 開発した縮約手法の概要                          | 17        |
| 2.2        | GFL インバータの数式モデル                      | 19        |
| 2.2.1      | 想定する回路構成                             | 19        |
| 2.2.2      | LPFの関係式                              | 20        |
| 2.2.3      | 制御システムの関係式                           | 20        |
| 2.2.4      | 数式モデルの構成                             | 23        |
| 2.2.5      | シミュレーションによる妥当性検証                     | 23        |
| 2.2.5.1    | FW機能付き GFL インバータ                     | 23        |
| 2.2.5.2    | FW機能と $df/dt$ 機能を有する GFL インバータ       | 26        |
| 2.2.5.3    | FW機能と VV 機能を有する GFL インバータ            | 27        |
| 2.2.5.4    | FW機能と定力率機能を有する GFL インバータ             | 28        |
| 2.3        | 三相 ZIP-Load                          | 30        |
| 2.3.1      | 定インピーダンス負荷の数式モデル                     | 31        |
| 2.3.2      | 定電力負荷の数式モデル                          | 32        |
| 2.3.3      | シミュレーションによる妥当性検証                     | 33        |
| 2.4        | 下流の数式モデルと上流のインピーダンスとの合成法             | 35        |
| 2.5        | 同バスに連系している複数の数式モデルの集約法               | 36        |
| 2.5.1      | パデ近似を用いた集約法                          | 37        |
| 2.5.2      | Routh 近似を用いた集約法                      | 39        |
| 2.5.3      | インパルス応答エネルギーを考慮した集約法                 | 45        |
| 2.5.4      | 平衡化打ち切り法を用いた集約法                      | 46        |
| 2.6        | SI 連系点における検出される周波数の算出法               | 49        |
| 2.6.1      | PLL モデル                              | 49        |
| 2.6.2      | q 軸電圧値を用いた SI 連系点と縮約点における検出周波数偏差の算出法 | 50        |
| 2.7        | 縮約モデルの精度評価                           | 52        |
| 2.7.1      | FW 機能を有する GFL インバータ群を含む系統            | 52        |
| 2.7.2      | FW 機能と VV 機能を有する GFL インバータ群を含む系統     | 57        |

|                  |                                       |            |
|------------------|---------------------------------------|------------|
| 2.7.3            | FW機能を有する GFL インバータと ZIP-Load を含む系統    | 59         |
| 2.7.4            | FW機能を有する GFL インバータ群と需要を含む系統           | 61         |
| <b>第3章</b>       | <b>GFM インバータ群を含む系統の縮約手法</b>           | <b>65</b>  |
| 3.1              | GFM インバータの数式モデル                       | 65         |
| 3.1.1            | 想定する回路構成                              | 65         |
| 3.1.2            | Droop 方式 GFM インバータ                    | 65         |
| 3.1.2.1          | シングルループタイプ                            | 65         |
| 3.1.2.2          | マルチループタイプ                             | 68         |
| 3.1.3            | VSG 方式 GFM インバータ                      | 71         |
| 3.1.4            | シミュレーションによる妥当性検証                      | 73         |
| 3.1.4.1          | Droop 方式シングルループタイプ GFM インバータ          | 73         |
| 3.1.4.2          | Droop 方式マルチループタイプ GFM インバータ           | 75         |
| 3.1.4.3          | VSG 方式 GFM インバータ                      | 76         |
| 3.2              | 縮約モデルの精度評価                            | 78         |
| 3.2.1            | Droop 方式マルチループタイプ GFM インバータ群と需要を含む系統  | 78         |
| 3.2.2            | Droop 方式 GFM インバータ群と需要を含む系統           | 81         |
| 3.2.3            | VSG 方式 GFM インバータ群と需要を含む系統             | 85         |
| <b>第4章</b>       | <b>大規模系統モデルを用いた多数台スマートインバータ導入効果検証</b> | <b>88</b>  |
| 4.1              | 系統モデル                                 | 88         |
| 4.1.1            | 基幹系統                                  | 88         |
| 4.1.2            | 下位系統                                  | 91         |
| 4.2              | 制御手法ごとの導入効果比較                         | 93         |
| <b>第5章</b>       | <b>結論</b>                             | <b>99</b>  |
| 5.1              | 本論文のまとめ                               | 99         |
| 5.2              | 本研究の事業展開への可能性と今後の展望                   | 99         |
| <b>参考文献</b>      |                                       | <b>101</b> |
| <b>著者が発表した論文</b> |                                       | <b>105</b> |
| <b>謝辞</b>        |                                       | <b>107</b> |

# 図目次

|        |                                               |    |
|--------|-----------------------------------------------|----|
| 図 1.1  | 世界の一次エネルギー供給量の推移 <sup>[1]</sup> .....         | 1  |
| 図 1.2  | 世界のエネルギー資源確認埋蔵量 <sup>[2]</sup> .....          | 2  |
| 図 1.3  | 一次エネルギーの国内供給量及び電力化率の推移 <sup>[2]</sup> .....   | 3  |
| 図 1.4  | 電源別発電電力量の実績 <sup>[2]</sup> .....              | 3  |
| 図 1.5  | RES の設備容量の推移 <sup>[7]</sup> .....             | 4  |
| 図 1.6  | 自律分散需給制御の概要 <sup>[14]</sup> .....             | 6  |
| 図 1.7  | 周波数・有効電力垂下特性.....                             | 6  |
| 図 1.8  | 電圧コントローラを有する太陽光発電用インバータ <sup>[15]</sup> ..... | 7  |
| 図 1.9  | VISMA の同期発電機モデル <sup>[16]</sup> .....         | 8  |
| 図 1.10 | 文献[17]の縮約手法の概要図.....                          | 9  |
| 図 1.11 | 文献[18]の縮約手法の概要図.....                          | 10 |
| 図 1.12 | COMPOSITE LOAD MODEL <sup>[19]</sup> .....    | 11 |
| 図 1.13 | 文献[22]の縮約手法の概要.....                           | 13 |
| 図 1.14 | KRON 縮約の概要.....                               | 14 |
| 図 1.15 | 文献[23]の縮約手法の概要図.....                          | 15 |
| 図 2.1  | 提案する縮約手法の概要.....                              | 18 |
| 図 2.2  | 想定する SI システム.....                             | 19 |
| 図 2.3  | GFL インバータの制御システム.....                         | 19 |
| 図 2.4  | FW 特性曲線(実線)とその多項式近似曲線(破線).....                | 21 |
| 図 2.5  | VV 特性曲線.....                                  | 22 |
| 図 2.6  | VD/IQ 特性曲線.....                               | 22 |
| 図 2.7  | 数式モデルの構成.....                                 | 23 |
| 図 2.8  | シミュレーション系統.....                               | 24 |
| 図 2.9  | シミュレーション結果(連系点電流)(ケース 1).....                 | 24 |
| 図 2.10 | シミュレーション結果(有効・無効電力)(ケース 1).....               | 25 |
| 図 2.11 | シミュレーション結果(ケース 2).....                        | 25 |
| 図 2.12 | シミュレーション系統.....                               | 26 |
| 図 2.13 | シミュレーション結果.....                               | 27 |
| 図 2.14 | シミュレーション系統.....                               | 27 |
| 図 2.15 | シミュレーション結果.....                               | 28 |
| 図 2.16 | シミュレーション系統.....                               | 29 |
| 図 2.17 | シミュレーション結果.....                               | 29 |
| 図 2.18 | 三相 ZIP-LOAD モデル.....                          | 30 |

|        |                                                                                               |    |
|--------|-----------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 図 2.19 | 電流偏差のみを考慮した負荷モデル                                                                              | 30 |
| 図 2.20 | 定電力負荷の回路モデル                                                                                   | 32 |
| 図 2.21 | シミュレーション系統                                                                                    | 33 |
| 図 2.22 | シミュレーション結果(定インピーダンス負荷)                                                                        | 34 |
| 図 2.23 | シミュレーション結果(定電力負荷)                                                                             | 34 |
| 図 2.24 | 三相変圧器の等価回路                                                                                    | 35 |
| 図 2.25 | パデ近似を用いた集約法の概要                                                                                | 39 |
| 図 2.26 | ROUTH 近似を用いた集約法の概要                                                                            | 44 |
| 図 2.27 | 代表的な PLL モデル                                                                                  | 49 |
| 図 2.28 | 周波数変動値の D-Q 軸値の変動の様子                                                                          | 50 |
| 図 2.29 | Q 軸電圧を用いた 2 地点の周波数偏差の算出法                                                                      | 51 |
| 図 2.30 | シミュレーション系統                                                                                    | 51 |
| 図 2.31 | 検出周波数                                                                                         | 52 |
| 図 2.32 | シミュレーション系統                                                                                    | 53 |
| 図 2.33 | シミュレーション結果(ケース 1)                                                                             | 55 |
| 図 2.34 | シミュレーション結果(ケース 2)                                                                             | 56 |
| 図 2.35 | シミュレーション系統                                                                                    | 57 |
| 図 2.36 | シミュレーション結果(ケース 1)                                                                             | 58 |
| 図 2.37 | シミュレーション結果(ケース 2)                                                                             | 58 |
| 図 2.38 | シミュレーション系統                                                                                    | 59 |
| 図 2.39 | シミュレーション結果 (ケース 1)                                                                            | 60 |
| 図 2.40 | シミュレーション結果 (ケース 2)                                                                            | 61 |
| 図 2.41 | OVERHEAD LINES OF THREE-PHASE SECTIONS OF NORTH AMERICAN MV DISTRIBUTION NETWORK<br>BENCHMARK | 62 |
| 図 2.42 | シミュレーション系統                                                                                    | 62 |
| 図 2.43 | シミュレーション結果                                                                                    | 64 |
| 図 3.1  | 想定する SI システム                                                                                  | 65 |
| 図 3.2  | DROOP 方式シングルループタイプの制御システム                                                                     | 66 |
| 図 3.3  | DROOP 方式マルチループタイプの制御システム                                                                      | 69 |
| 図 3.4  | VSG 方式の制御システム                                                                                 | 72 |
| 図 3.5  | シミュレーション系統                                                                                    | 74 |
| 図 3.6  | シミュレーション結果                                                                                    | 74 |
| 図 3.7  | シミュレーション系統                                                                                    | 75 |
| 図 3.8  | シミュレーション結果                                                                                    | 76 |
| 図 3.9  | シミュレーション系統                                                                                    | 77 |
| 図 3.10 | シミュレーション結果                                                                                    | 78 |
| 図 3.11 | シミュレーション系統                                                                                    | 80 |
| 図 3.12 | シミュレーション結果                                                                                    | 80 |
| 図 3.13 | シミュレーション系統                                                                                    | 81 |
| 図 3.14 | 工学的縮約モデル                                                                                      | 82 |

|                                                            |    |
|------------------------------------------------------------|----|
| 図 3.15 シミュレーション結果(ケース 1) .....                             | 83 |
| 図 3.16 シミュレーション結果(ケース 2) .....                             | 84 |
| 図 3.17 シミュレーション結果(ケース 3) .....                             | 84 |
| 図 3.18 シミュレーション系統 .....                                    | 85 |
| 図 3.19 シミュレーション結果 .....                                    | 87 |
| 図 4.1 EAST10 モデル系統図(ノード番号, ブランチ番号含む) <sup>[46]</sup> ..... | 88 |
| 図 4.2 EAST10 モデル インピーダンスマップ <sup>[46]</sup> .....          | 89 |
| 図 4.3 励磁系モデル <sup>[46]</sup> .....                         | 91 |
| 図 4.4 下位系統代表モデル .....                                      | 91 |
| 図 4.5 各需要家の電力消費量割合 <sup>[49]</sup> .....                   | 92 |
| 図 4.6 系統周波数 .....                                          | 93 |
| 図 4.7 各発電機の角周波数 .....                                      | 95 |
| 図 4.8 各発電機の有効電力出力変動(擾乱発生からの偏差) .....                       | 96 |
| 図 4.9 各下位系統ノードの有効電力出力変動(擾乱発生からの偏差) .....                   | 97 |
| 図 4.10 各下位系統ノードの電圧振幅 .....                                 | 98 |



# 表目次

|        |                                                               |    |
|--------|---------------------------------------------------------------|----|
| 表 1.1  | COMPOSITE LOAD MODEL の各モータ <sup>[21]</sup> .....              | 11 |
| 表 1.2  | コヒーレンシーに基づく各縮約手法の長所と短所 <sup>[23]</sup> .....                  | 15 |
| 表 2.1  | SI の機器特性.....                                                 | 24 |
| 表 2.2  | SI の機器特性.....                                                 | 26 |
| 表 2.3  | SI の機器特性.....                                                 | 28 |
| 表 2.4  | SI の機器特性.....                                                 | 29 |
| 表 2.5  | 各負荷の有効・無効電力値 .....                                            | 33 |
| 表 2.6  | ALPHA 配列.....                                                 | 41 |
| 表 2.7  | BETA 配列.....                                                  | 41 |
| 表 2.8  | 各種機器の特性.....                                                  | 51 |
| 表 2.9  | SI の機器特性.....                                                 | 53 |
| 表 2.10 | 提案手法の誤差評価関数値(ケース 1).....                                      | 55 |
| 表 2.11 | 提案手法の誤差評価関数値(ケース 2).....                                      | 56 |
| 表 2.12 | 各種機器の特性.....                                                  | 57 |
| 表 2.13 | 各負荷の有効・無効電力値.....                                             | 59 |
| 表 2.14 | SI の機器特性 .....                                                | 59 |
| 表 2.15 | NORTH AMERICAN MV DISTRIBUTION NETWORK BENCHMARK の需要データ ..... | 63 |
| 表 2.16 | 各 GFL インバータの機器特性.....                                         | 63 |
| 表 3.1  | GFM インバータの機器特性.....                                           | 74 |
| 表 3.2  | GFM インバータの機器特性.....                                           | 75 |
| 表 3.3  | GFM インバータの機器特性.....                                           | 77 |
| 表 3.4  | 変圧器, 配電線, LCL ローパスフィルタのパラメータ.....                             | 79 |
| 表 3.5  | 全 GFM インバータ共通の制御システムパラメータ .....                               | 79 |
| 表 3.6  | 各 GFM インバータの制御システムパラメータ.....                                  | 79 |
| 表 3.7  | 変圧器, 配電線, LCL ローパスフィルタのパラメータ.....                             | 81 |
| 表 3.8  | 制御システムの共通パラメータ .....                                          | 82 |
| 表 3.9  | 制御システムの個別パラメータ .....                                          | 82 |
| 表 3.10 | 誤差評価関数値.....                                                  | 85 |
| 表 3.11 | 変圧器, 配電線, LCL ローパスフィルタのパラメータ .....                            | 86 |
| 表 3.12 | 制御システムの共通パラメータ.....                                           | 86 |
| 表 3.13 | 制御システムの個別パラメータ.....                                           | 86 |
| 表 4.1  | EAST10 モデルの概要 <sup>[46]</sup> .....                           | 89 |
| 表 4.2  | 発電機関連データ <sup>[46]</sup> .....                                | 90 |

|       |                                                         |    |
|-------|---------------------------------------------------------|----|
| 表 4.3 | 2050 年における PV の電力エリア別導入量(導入進展ケース) <sup>[48]</sup> ..... | 92 |
| 表 4.4 | 電気学会・地域供給系統モデルにおける負荷データ <sup>[47]</sup> .....           | 92 |
| 表 4.5 | 各ケースにおける周波数の安定度指標.....                                  | 94 |

# 第1章 序論

## 1.1 本論文の背景

人類のエネルギー消費量は産業革命以降、人口の急激な増加や経済成長を背景に急激に増加した。一般に、一次エネルギーとして原油、石炭、天然ガスなどの化石エネルギー、水力、太陽光、風力などの再生可能エネルギー、ウランなどの原子力エネルギーがあるが、2018年に世界中で1年間に供給された総一次エネルギー量は石油換算で142.8億トンである(図1.1)<sup>[1]</sup>。世界全体の人口増加及び経済成長は今後も続くことが予想されることから供給される一次エネルギー量もそれに伴い増加を続けることが予想される。しかし、世界のエネルギー供給を支えている一次エネルギーのうち、石油、石炭、天然ガス、ウランなどの化石燃料資源には限りがあり、今後のエネルギー消費量を考慮すると今後100年前後で資源が枯渇することが懸念されている(図1.2)。また、化石燃料の枯渇問題と共に化石燃料の燃焼による大気中の温室効果ガスとそれに伴う地球温暖化が問題となっている。こうした中、2016年に発効したパリ協定において(1)世界の平均気温上昇を産業革命以前に比べて2℃より十分低く保ち、1.5℃に抑える努力をすること、(2)そのため、できるかぎり早く世界の温室効果ガス排出量をピークアウトし、21世紀後半には、温室効果ガス排出量と(森林などによる)吸収量のバランスをとることなどが185カ国が参加した国連気候変動枠組条約締約国会議(COP)で合意されている<sup>[3]</sup>。

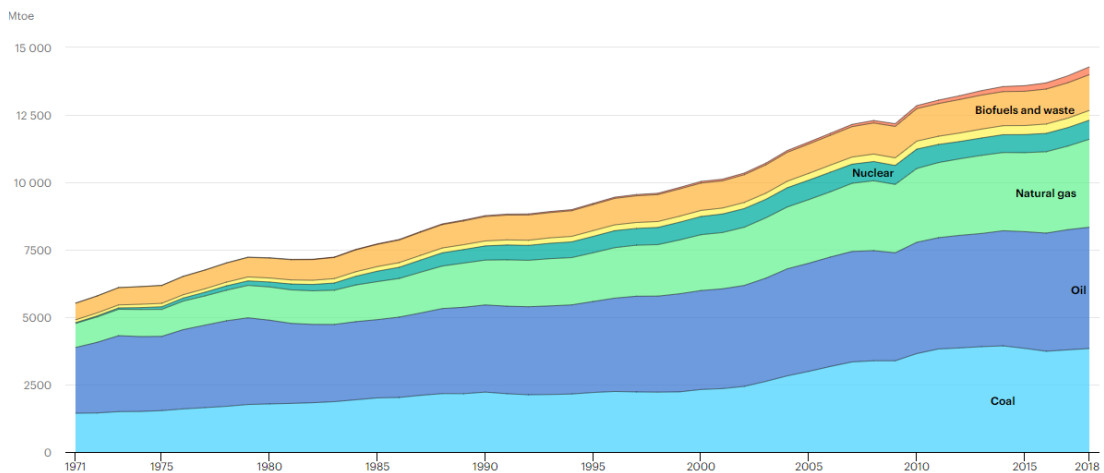


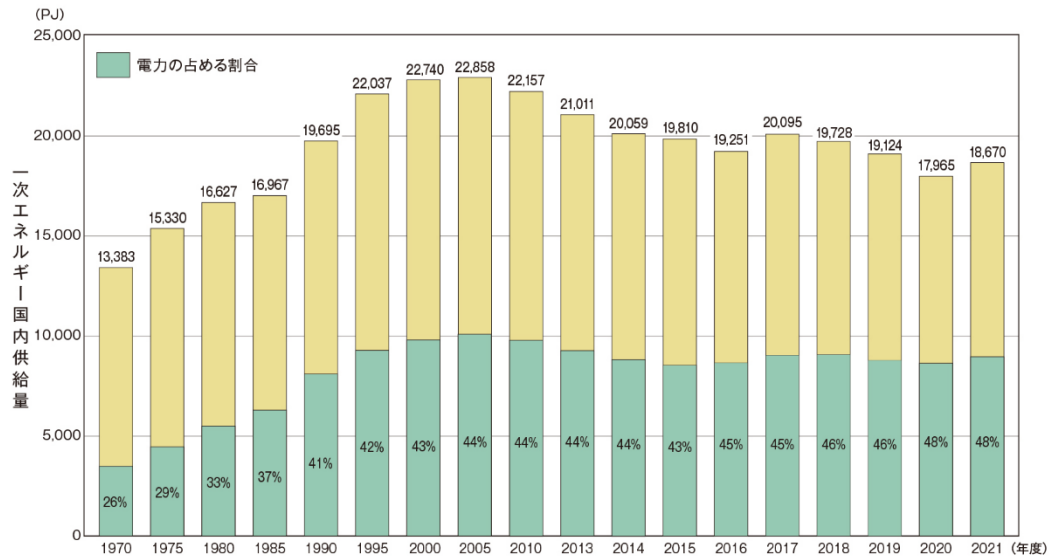
図 1.1 世界の一次エネルギー供給量の推移<sup>[1]</sup>

## 世界のエネルギー資源確認埋蔵量

図 1.2 世界のエネルギー資源確認埋蔵量<sup>[2]</sup>

日本に限って述べると、一次エネルギーの消費量は 1960 年代以降急速に増大したが、2010 年度以降は人口減少とエネルギー効率の改善から、減少を続けている<sup>[4]</sup>。しかし、一次エネルギーの消費量は石油換算で 446 万トンであり、世界で五番目に多い<sup>[5]</sup>。また、エネルギーの国内供給量のうち電気の形で消費される割合(電力化率)は 46%である(図 1.3)。日本の発電電力の電源構成は、主に石油・石炭・天然ガスの火力、原子力、水力で構成されており、特に原子力は 2000 頃年までにかけて構成比が増加し、2010 年までは全体のおよそ 4 分の 1 を占めていた。しかし、2011 年 3 月に発生した東日本大震災に伴う福島第一原子力発電所事故により、安全性がおおいに問われることになり、原子力発電所の稼働台数は大きく減少した(図 1.4)。それにより、原子力が占めていた割合を天然ガス・石炭などの火力と再生可能エネルギー電源(Renewable Energy Sources, 以下 RES)によって補っている。原子力発電は発電時に温室効果ガスを排出しないため、天然ガス・石炭などの火力発電の増加分、温室効果ガスの排出量は増加する。このことから、前述したパリ協定では日本は削減目標を 2030 年度に 2013 年度比マイナス 26.0%の水準にすることとした。

## 一次エネルギーに占める電力の比率(電力化率)



(注) 1PJ(=10<sup>15</sup>J)は原油約25,800kℓの熱量に相当(PJ:ペタジュール)

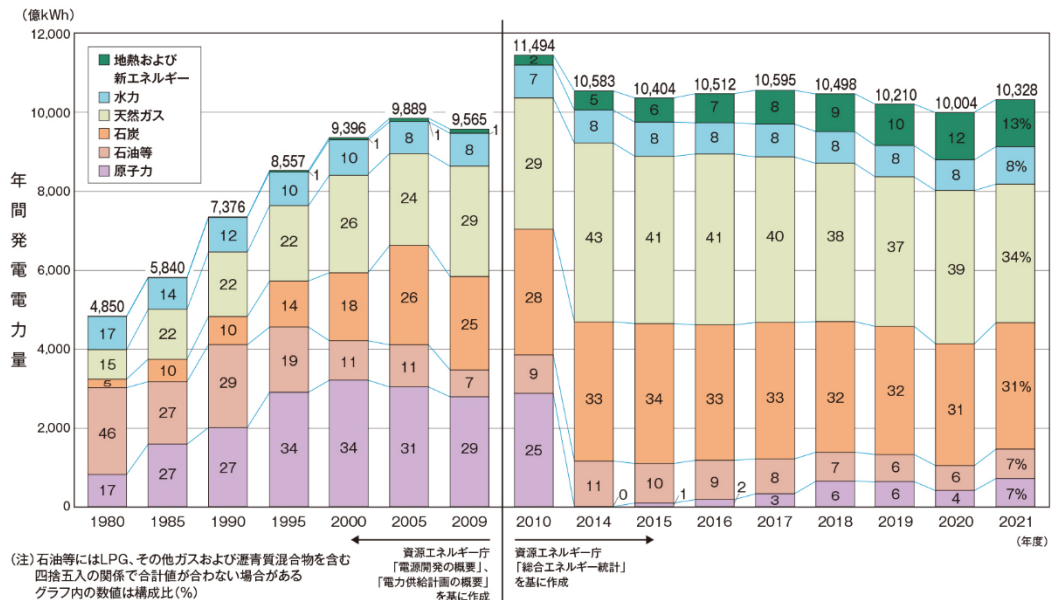
1-2-9

出典：資源エネルギー庁「総合エネルギー統計」より作成

原子力・エネルギー図面集

図 1.3 一次エネルギーの国内供給量及び電力化率の推移<sup>[2]</sup>

## 電源別発電電力量の推移



(注) 石油等にはLPG、その他ガスおよび混成物を含む  
四捨五入の関係で合計値が合わない場合がある  
グラフ内の数値は構成比(%)

資源エネルギー庁  
「電源開発の概要」  
「電力供給計画の概要」  
を基に作成

資源エネルギー庁  
「総合エネルギー統計」  
を基に作成

1-2-7

出典：資源エネルギー庁「エネルギー白書2023」より作成

原子力・エネルギー図面集

図 1.4 電源別発電電力量の実績<sup>[2]</sup>

このような背景から、化石燃料への依存度を減らしていくことが重要視されており、今後の電力供給構成のあり方が重要な課題になっている。そのため、近年では RES への注目が集まっている。RES として、水力発電、太陽光発電、風力発電、バイオマス発電、地熱発電などが挙げられる。これらの発電方式は、「発電時の温室効果ガスの排出が少ない」「資源の枯渇の心配が無い」「エネルギー自給率の上昇」「様々な立地でエネルギー源を調達できる」などの大きなメリットが存在する。そのため、2021 年に示された「第 6 次エネルギー基本計画」<sup>[6]</sup>では 2030 年度における電源構成における RES の導入水準を 36~38%に引き上げることが目標としている。その目標達成に向けて RES の導入拡大が進められており、2012 年 7 月より始まった「再生可能エネルギー固定価格買取制度(Feed-in Tariff, 以下 FIT)」では RES による電気を電力会社が一定価格で買い取ることを定め、これにより太陽光発電を中心に RES の設備導入量が急速に増加している(図 1.5)。また、政府は「海洋再生可能エネルギー発電設備の整備に係る海域の利用の促進に関する法律」(「再エネ海域利用法」, 2019 年)<sup>[8]</sup>を制定することで、洋上風力発電の事業のさまざまな要件を満たす一般海域の区域を促進区域とし、事業者は最大 30 年間占有することが可能となり、発電ポテンシャルが高いとされる洋上風力発電の導入量拡大を推進している。このように、RES の導入促進は国を挙げて行われており、今後 RES が大量に導入されることが予想される。

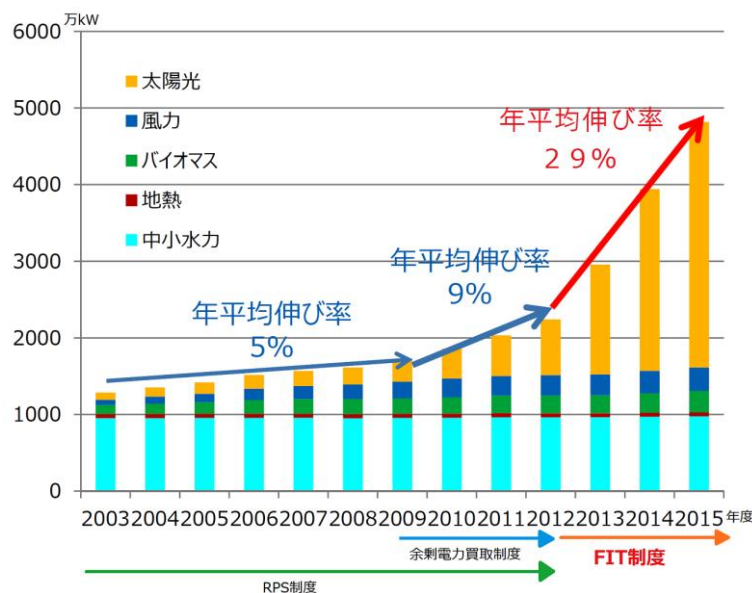


図 1.5 RES の設備容量の推移<sup>[7]</sup>

前述した一次エネルギーの消費量減少と RES の大量導入により、現在の電源構成の割合の多くを占めている石油・石炭・天然ガスの火力発電の割合が減少することが予想される。石油・石炭・天然ガスなどの火力発電は同期発電機を用いて発電を行っている。同期発電機は回転子が運動エネルギーを蓄えており、電力系統の障害などで瞬間的に発生する電力の過不足分を吸収または放出している。この機能を慣性力と呼ぶ<sup>[9]</sup>。一方、太陽光発電や風力発電はインバータを介して連系する電源(Inverter-based resource, 以下 IBR)であり、IBR は原理的に回転子を有していない。そのため、IBR の大量導入により電力系統の慣性力が低下し、系統事故時の安定性が損なわれることになり、ひいては広域にわたる停電へとつながる恐れがある。海外においては既に、IBR の総出力が一時的に需要の半分に達することもあるとも報告されており、今後、ますます非同期電

源の比率は高まりをみせ、その対応を余儀なくされていく方向にあるといえる。例えば、アイルランドの電力系統では慣性力の低下が顕在化しており、TSO(Transmission System Operator)であるEirGridでは、慣性力を常時監視するシステムを導入しており、SNSP(System Non-Synchronous Penetration＝非同期機電源合計出力／総需要)と呼ぶ指標を導入し、系統慣性を監視している<sup>[10]</sup>。また、南オーストラリアでは2016年9月に大停電が発生している。これはRESが多い地域での慣性力が低下していたことに起因し、想定を上回る速度で周波数が急速に低下したことが原因との報告もされている<sup>[10]</sup>。日本においても第6次エネルギー基本計画を踏まえた広域メリットオーダーシミュレーションでは2030年断面で慣性力不足する断面が確認されている。そのため、電力広域的運営推進機関から系統慣性評価指標の導入が提言されている<sup>[12]</sup>。

これらの背景から慣性力低下問題への解決策として、IBRに疑似慣性力提供等の系統サポート機能を付加する制御方法が近年提案されている。そして、そのような機能を有するIBRをスマートインバータ(Smart Inverter, 以下SI)と定義されている<sup>[13]</sup>。SIはそれ自体が研究段階にあり、これが系統に多数台かつ広範に普及した際に、その機能が系統の安定化にどの程度寄与するのかは明確になっていない。通常、SIの個々の容量は電力系統全体に比べ小さいため、一定の寄与を得るためには多数のSIが必要になる。よって、系統に広範に普及した多数のSIによる系統の安定化を検証するためには、SIの多くが連系するであろう下位系統から、在来型の大規模電源が連系している基幹系統までを含めた、全系でのシミュレーションを実施する必要がある。しかし、実際の電力系統とそこにつながる需要機器、スイッチング機器を含んだインバータ等の静的・動的な挙動を模した詳細な電力系統のモデル化は考慮すべき要素が膨大であることや、計算負荷の観点から非現実的である。そのため、評価で注目する対象以外の系統を安定度解析に必要な精度で再現可能な等価的に簡略化して表現する系統縮約技術が必要となる。

## 1.2 SIの開発導入動向

前節で述べた通り、IBRの大量導入による系統の安定性の低下が懸念されていることから、IBRに系統サポート機能を具備する研究が行われている。SIに関する研究は、日本国内のみならず、世界中で注目されており、多くの研究者によってさまざまな研究が行われている。本項では、その一部を以下に紹介する。

The Electric Power Research Institute (以下、EPRI)の「Common Functions for Smart Inverters: 4th Edition」ではSIの機能として大きく、次の5つのカテゴリーに分類をしている。

1. Monitoring and Schedule
2. Frequency Support
3. Real Power Support
4. Power Factor Support
5. Voltage Support

の5つのカテゴリーの内、それぞれの機能のみの具備をする制御、または複数の機能を同時に具備する制御が提案されている。

<sup>1</sup> 単独マイクログリッドにおけるインバータを用いた分散型電源群による自立分散型需給制御<sup>[14]</sup>

本文献では、蓄電池システム、太陽光発電システム、燃料電池を用いて単独のマイクログリッ

ド(図 1.6)を構成することを目的として IBR に具備する自律分散型需給制御手法を提案している。蓄電池システムに CVCF 制御が具備されており、系統電圧をつくっている。また、蓄電池システムと燃料電池システムは図 1.7 に示すような周波数・有効電力(Frequency-Watt, 以下 FW)垂下特性にしたがって、周波数を変動させており、その傾きによって電力分担を行っている。例えば、負荷が増大した際は、それに伴って、CVCF 制御の蓄電池出力が増加する。すると、蓄電池は FW 垂下特性に基づいて、周波数出力を下げる。蓄電池の周波数が下がることはマイクログリッドの周波数が下がることを意味する。次に、燃料電池システムは、マイクログリッドの周波数を PLL によって検出し、自身の出力する周波数も低下させる。すると、燃料電池は FW 垂下特性に基づいて、燃料電池出力を増加させる。その結果、マイクログリッド内の需給アンバランスは小さくなるので、CVCF 制御の蓄電池出力は自動的に減少する。負荷が減少した際は、逆の制御となる。この制御は上記のカテゴリーでは Frequency Support に該当する。

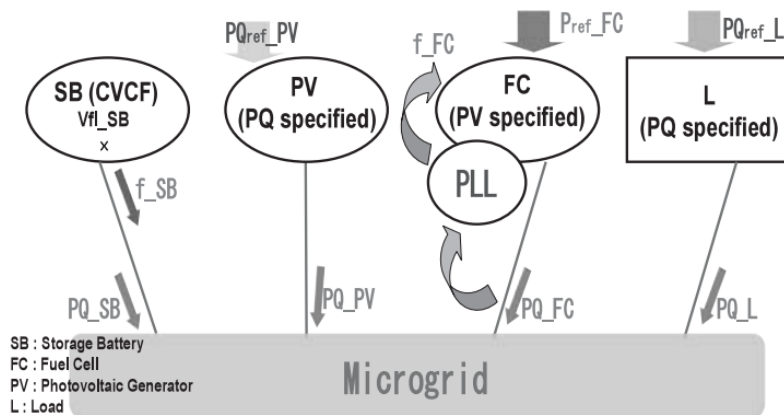
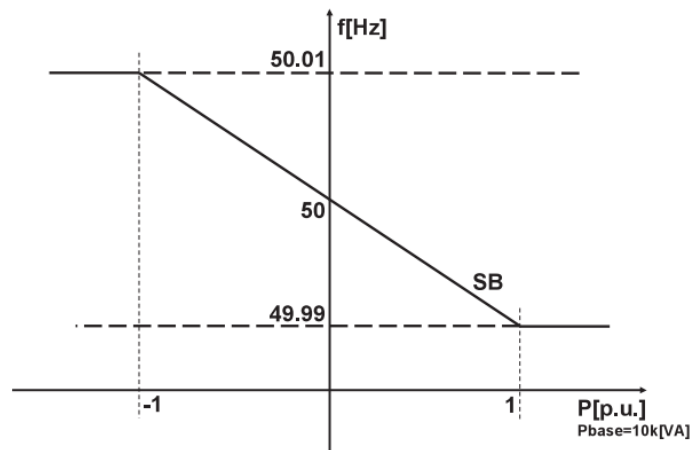
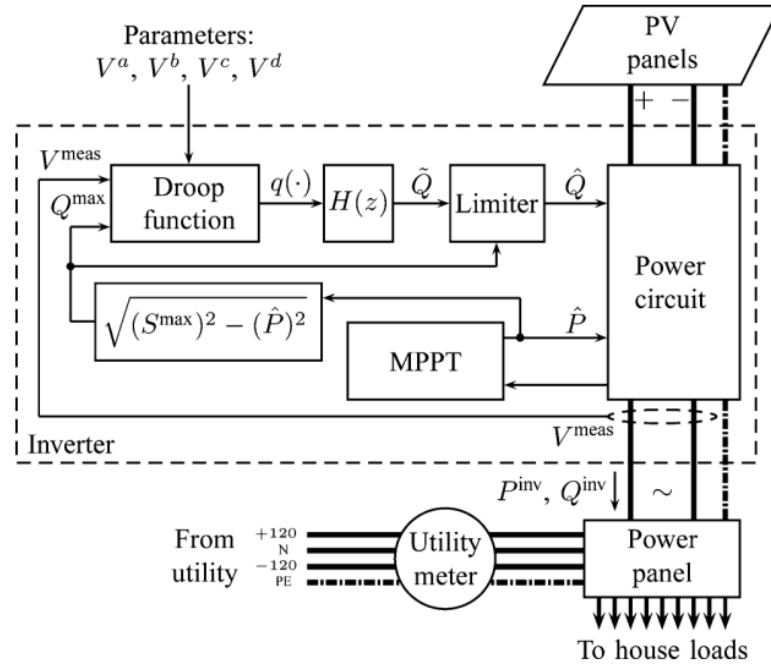
図 1.6 自律分散需給制御の概要<sup>[14]</sup>

図 1.7 周波数・有効電力垂下特性

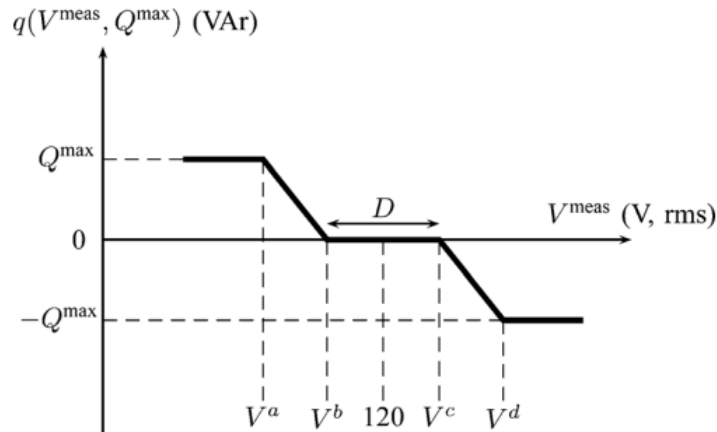
## 2. Distributed Volt/Var Control by PV Inverters<sup>[15]</sup>

本文献では、無効電力を調整することで、電圧を許容範囲内に維持する電圧制御ループ(図 1.8)を太陽光発電に実装している。配電系統に分散型電源が多く導入されると逆潮流が発生し、電圧上昇につながる。従来はコンデンサバンクと変圧器のタップ切り替えによって、電圧を許容

範囲内に維持していた。しかし、分散型電源の導入が拡大すると、既存の設備だと電圧を許容値範囲内に維持できない状況に陥ることが予想される。日本の系統連系規定では太陽光発電の連系点電圧が上限値を超えた場合に、有効電力出力を下げる(制御は上記のカテゴリーでは **Voltage Support** に該当する)ことを要求されるが、これは発電機会の損失になってしまう。しかし、本文献での制御では無効電力を調整することにより、注入可能な有効電力量を増加させている。この文献で扱っている制御は上記のカテゴリーでは **Power Factor Support** に該当する。



(a) 電圧制御ブロック



(b) Volt/Var ドループ制御機能

図 1.8 電圧コントローラを有する太陽光発電用インバータ<sup>[15]</sup>

### 3. Virtual synchronous machine<sup>[16]</sup>

本文献では、IBR の制御システムに同期発電機の静的・動的特性を模擬した制御(図 1.9)を具備している。このような制御手法を仮想同期発電機(Virtual synchronous generator, 以下 VSG)制御と

呼ばれている。同期機との完全な類似性は、中間回路と組み合わせたトルクおよび励起電圧の仮想値によって確立される。従来の機械と同様に、有効電力および無効電力の輸送は、遠隔配電によるグリッド内の電圧および周波数の変化によって算出することができる。グリッドが有効電力を必要とする場合、仮想シャフトに対応する仮想トルクが必要となる。これに必要なエネルギーは、Virtual synchronous machine(以下、VISMA)インバータの直流電圧システムから取り出され、それぞれ発電ユニットによって直流電圧システムに供給される。無効電力をグリッドに供給しなければならない場合、同様に、制御システム内の仮想励起電圧の値を変える。この際、中間回路のVISMAのコンデンサにより無効電流を供給する。同期機と同様に、VISMAの仮想シャフトには、有効電力をグリッドから発電システムの蓄電器に伝達するための正の仮想トルクが与えられる。それにより仮想回転子は励起され、次いでダンパの構成に応じた速度で新たな角度で安定する。また、同期発電機とは異なりVISMAでは機械特性を自由に変更することが可能である。

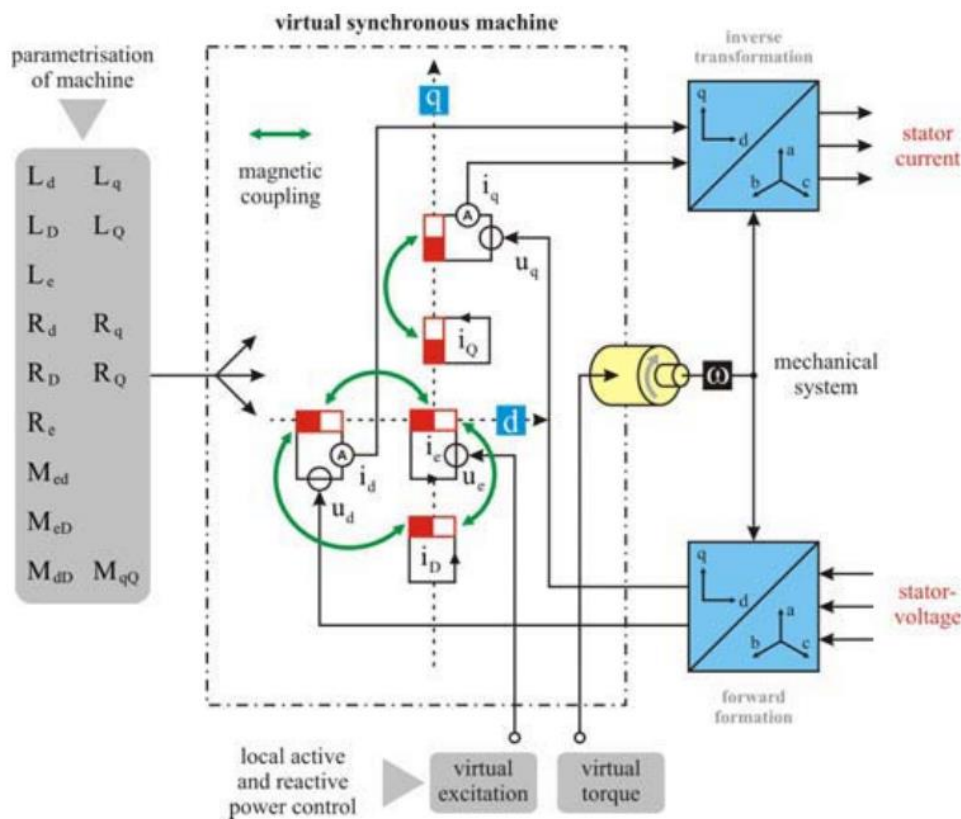


図 1.9 VISMA の同期発電機モデル<sup>[16]</sup>

### 1.3 電力系統縮約の関連研究

1.3 で述べたように、電力系統解析において系統構成要素を全て詳細に模擬することは、計算負荷が大きいことや、データ取得、人間系のミスの問題から現実的ではない。そのため、計算結果に大きく影響を及ぼさない部分を等価的に簡略化して表現する。これを系統縮約という。一般的に過渡安定度解析で用いる系統モデルにおいては、配電系統など下位系統に連系している負荷

や発電機は集約して表現している。縮約手法の開発は古くより研究の対象とされてきた。近年では、需要の中のエアコンなどパワエレ機器が組み込まれた負荷やモータ負荷の割合の増加や分散型電源の導入量増加に伴い、現行の縮約手法を改善する手法が提案されている。本項では、その一部を以下に紹介する。

#### 1. モータドライブシステムの集約法<sup>[17]</sup>

本文献では、配電系統に連系しているモータドライブシステムを対象にした縮約手法を提案している。本文献で提案されている縮約手法の概要図を図 1.10 に示す。縮約手法は次の 4 つのステップで構成されている。①個別モータドライブシステムの連系点に流れる潮流と連系点電圧・周波数の関係式を(伝達関数形式の)数式モデルで表現し、②パデ近似を用いて個別モータドライブシステムの伝達関数を多項式に変換、③変換した多項式を足し合わせ等価多項式を導出、④等価多項式をパデ近似により①と同じ次数の伝達関数に変換する。以上のステップで計算することにより、複数のモータドライブシステムモデルを一機相当のモデルに縮約している。本論文で提案する縮約手法は本文献の縮約手法をベースにしており、その対象を住宅負荷と SI にしたものである。

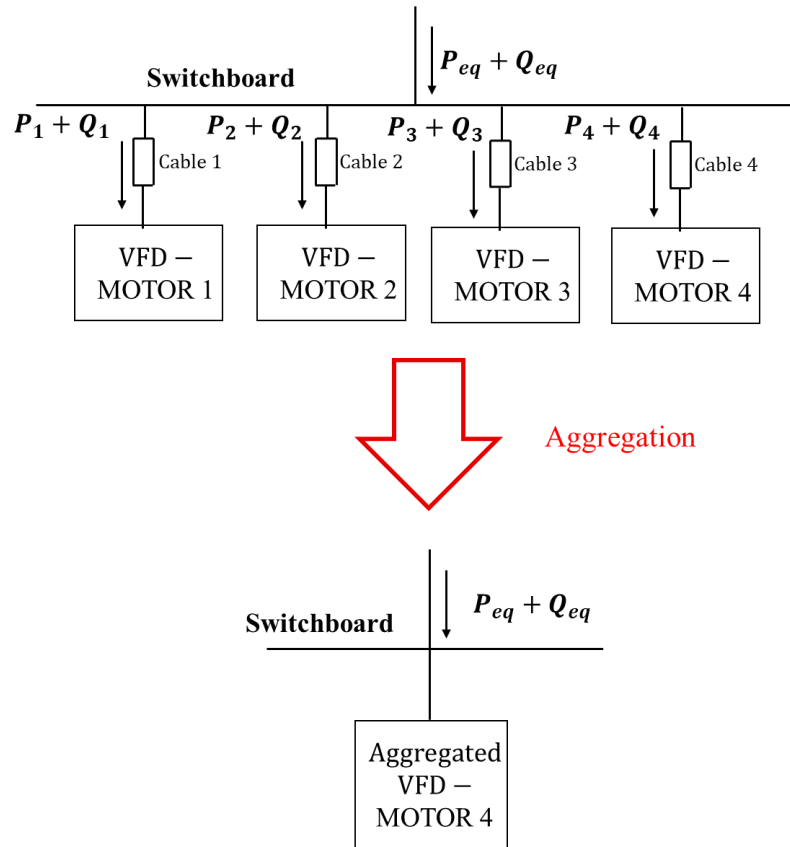


図 1.10 文献[17]の縮約手法の概要図

#### 2. 太陽光発電が大量導入された電力系統の縮約<sup>[18]</sup>

本文献では、太陽光発電が大量に導入された配電系統の縮約手法を提案している。本文献で提案されている縮約手法の概要図を図 1.11 に示す。本手法では太陽光発電を電流源、負荷を定インピーダンスとして表現し、4端子定数回路の縦続行列の概念を用いて、ループ系統を除くあら

ゆる形状の配電系統を一つの等価アドミタンスと等価電流源からなる等価回路に縮約している。本手法は各負荷、太陽光発電間の系統インピーダンスを考慮できることから、負荷が偏在している系統においても適用が可能である。ただし、本手法の適用条件は縮約対象系統に動的特性を持つ要素が含まれていない(影響を無視できる)ことである。

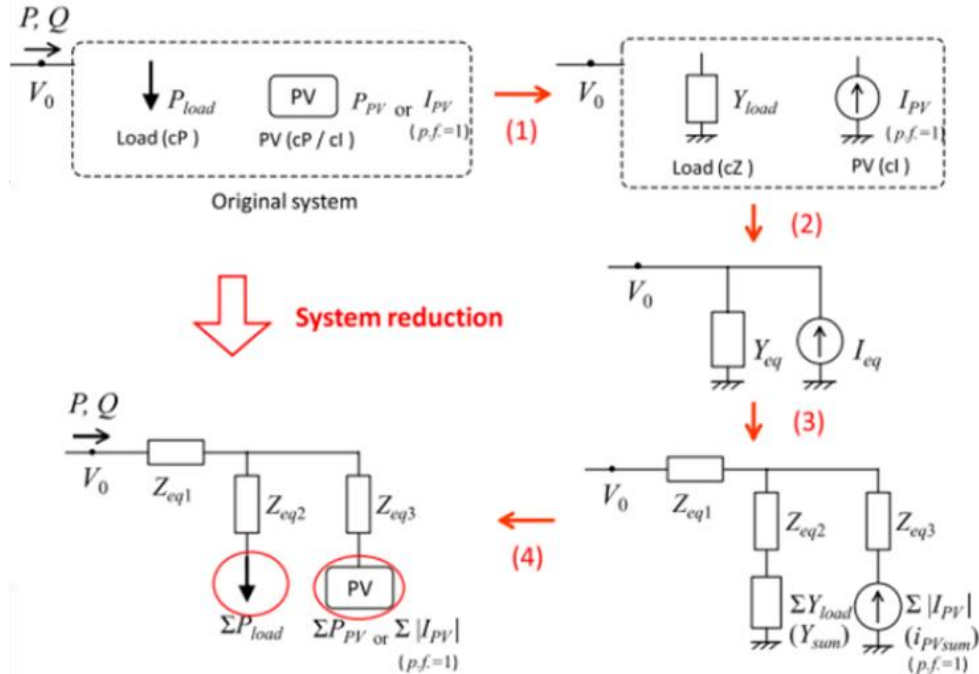


図 1.11 文献[18]の縮約手法の概要図

### 3. Composite Load Model<sup>[19][20]</sup>

Composite Load Mode(以下, CLM)は Western Electricity Coordinating Council(以下, WECC)が開発した配電系統モデルである。CLM はに示すよう構造をしており、主な構成要素は次の通りである。

- ・ 変電所の変圧器と配電フィーダの等価インピーダンス
- ・ 変電所と配電フィーダのシャント補償
- ・ 保護機能内蔵の3相モータ負荷
- ・ 保護機能内蔵の単相モータ負荷
- ・ パワーエレクトロニクス負荷
- ・ 静的負荷

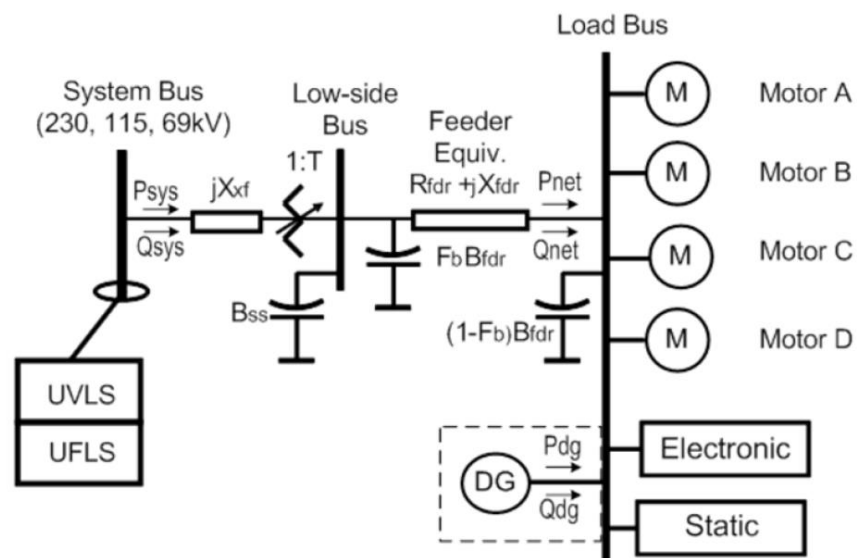
CLM では最終使用負荷(end use load)のモータ率つまり全負荷中の動的負荷率がこれからますます大きくなること、モータの種類によって電圧や回転速度の動特性、保護回路特性が大きく異なることから負荷バスの動的負荷をいくつかの種類にわけて表現している。特にモータには電圧低下時の保護回路特性や、停電からの復帰時の応答がモータの機器によって異なるため、4つに分類してモデル化している。CLMの各モータの情報を表 1.1 に示す。CLMは上述した二つの縮約手法とはことなり、負荷や分散型電源の系統インピーダンスは考慮していないが、各要素を一機相当に独立させているため、各要素の動的特性を考慮できる。モデルの定格容量は配電系統内の各構成要素の導入量と同容量となる。また、配電線や変圧器のインピーダンスの設定に関わら

ず負荷バス電圧の大きさは 0.95 [p.u.]以上であると仮定されており，電圧が 0.95 [p.u.] 未満の場合，等価配電ネットワークのインピーダンスはこの電圧を達成するために減少させるという特徴がある。

表 1.1 Composite Load Model の各モータ<sup>[21]</sup>

| Parameter | Type                                                         | Main applications                             | Example                                                                                                                                                                                     |
|-----------|--------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| A         | Constant torque loads                                        | Commercial air conditioners and refrigerators | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Supermarket rooftop air conditioning units (5-15 hp)</li> <li>• Centralized cooling systems for large commercial buildings (200-500 hp)</li> </ul> |
| B         | High inertia loads with torque proportional to speed squared | Fan and air handling system                   | Pump motor of NEMA design motor B                                                                                                                                                           |
| C         | Low inertia loads with torque proportional to speed squared  | Pumps                                         | Pump motor of NEMA design motor B                                                                                                                                                           |
| D         | Single-phase induction motors                                | Residential air conditioner compressors       | Performance model" created from experimental results                                                                                                                                        |

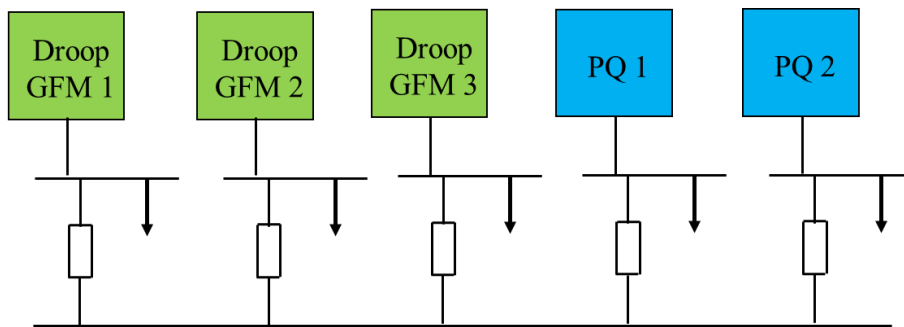
※ NEMA: National Electrical Manufacturers Association

図 1.12 Composite Load Model<sup>[19]</sup>

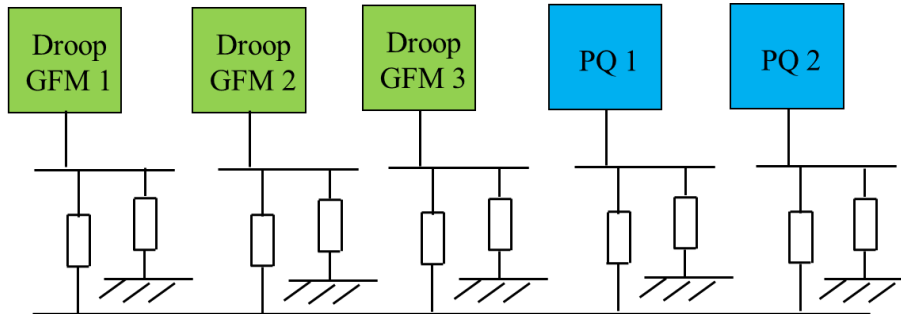
#### 4. Kron 縮約を用いた縮約手法<sup>[22]</sup>

本文献では縮約対象系統に対して Kron 縮約を適用した後に，IBR 群を集約することで縮約を行っている。本文献の縮約概要図を図 1.13 に示す。図 1.13 内(a)の系統に対して，まず Kron 縮約

を行う。Kron 縮約の概要図を図 1.14 に示す。インバータや研究対象系統との連系点を境界ノード、それ以外のノードを内部ノードとする。Kron 縮約は内部のインピーダンスや負荷を境界ノード間のインピーダンスとして簡略することで内部ノードを除去する。IBR のカップリングインダクタンスは出力電流のダイナミクスに対して影響を与える。そのため、IBR を含む系統に対して Kron 縮約を行う場合、IBR のカップリングインダクタンスは Kron 縮約を行うネットワークから除外する。IBR の入力は連系点電圧であり、近い距離にある IBR はインピーダンスの小さい、短いケーブルで接続されていることから、IBR をクラスタリング可能としている。図 1.13 内の (c) または (d) の各クラスタ内の共通のバス電圧はそれぞれの IBR 連系バス電圧の平均値を設定している。



(a) 縮約対象系統



(b) ステップ 1: Kron 縮約によるネットワーク方程式の簡略化

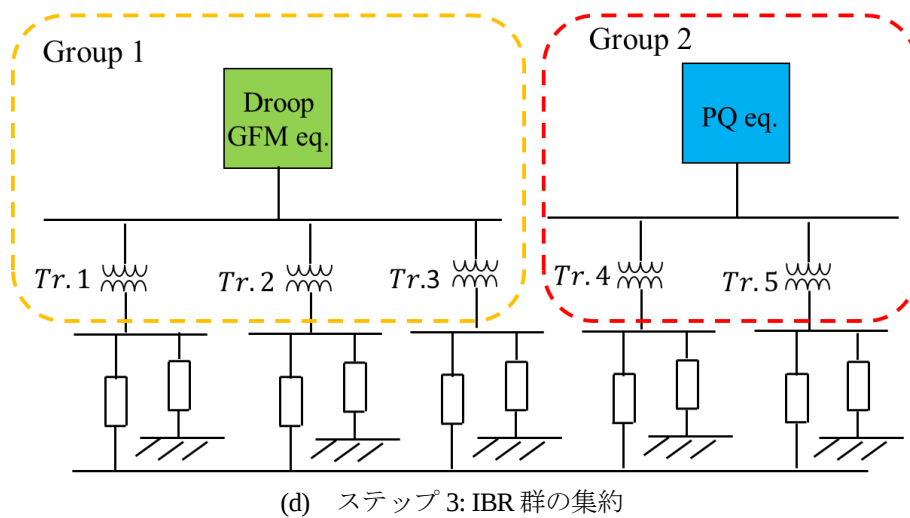
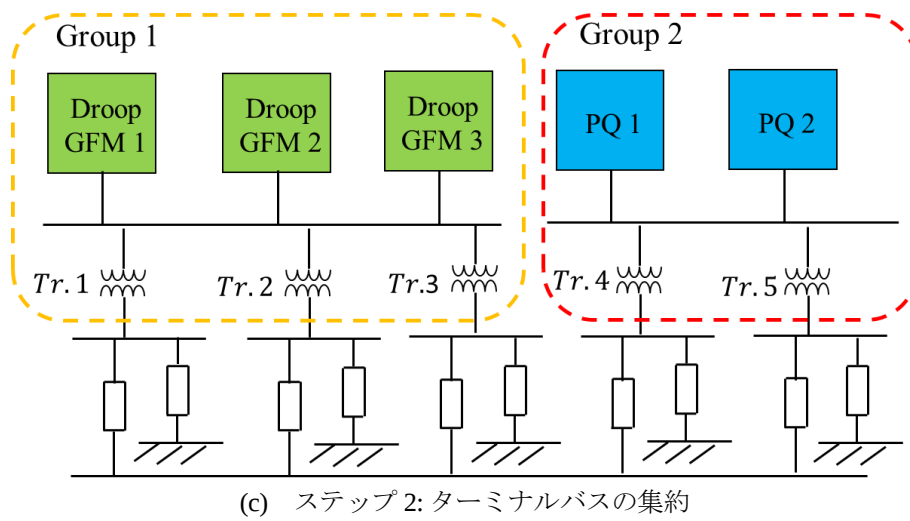


図 1.13 文献[22]の縮約手法の概要

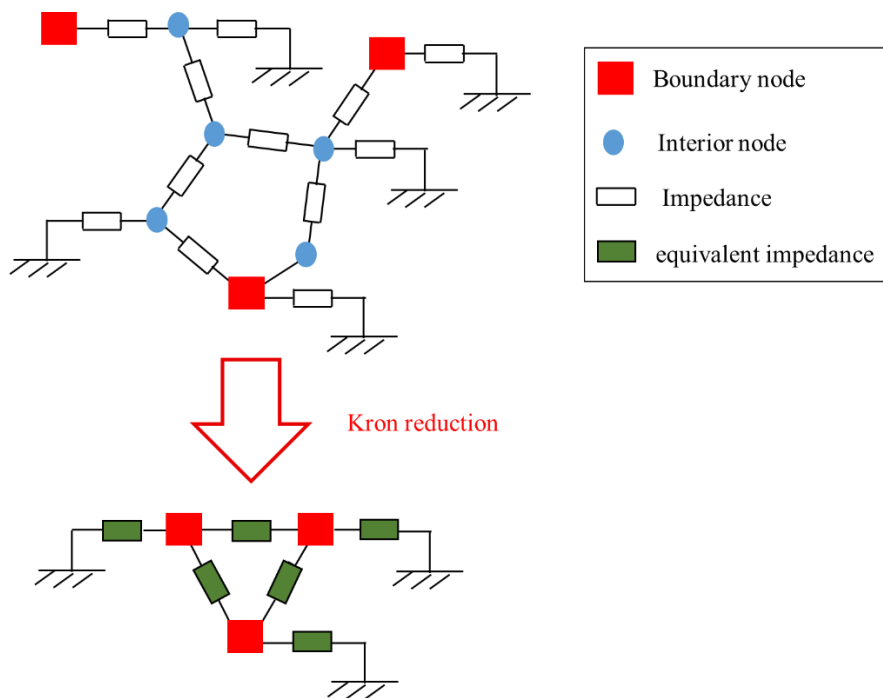


図 1.14 Kron 縮約の概要

## 5. コヒーレンシーに基づく縮約手法<sup>[23]</sup>

これまで同期発電機で構成される基幹系統の動的モデルの低次元化のために、コヒーレンシーに基づく縮約法が開発されてきた。この縮約手法は、複数の同期発電機モデルを1つの同期発電機モデルに集約させるため、次数削減のプロセスを通じて動的モデルの非線形性を保持するという利点がある。そのため、故障事象のような大規模な外乱時の大規模ネットワークのダイナミクスを効率的かつ正確に解析することが可能である。この手法を同期発電機と制御システムが似通っているドループ方式の Grid-Forming (以下、GFM)インバータに適用する手法が提案されている。文献[23]では IBR で構成された系統に対して、一般化固有値摂動アプローチ<sup>[24]</sup>を適用して縮約を行っている。文献の縮約概要を図 1.15 に示す。一般化固有値摂動アプローチは、もともと同期発電機で構成される系統のために開発されたもので、基幹系統のスイングダイナミクスに関連する線形化した微分代数方程式を一般化固有値解析することによってコヒーレントクラスタを特定する。他のコヒーレンシーに基づく集約法として Podmore 手法<sup>[25]</sup>、スローコヒーレンシーに基づく縮約法<sup>[26]</sup>がある。Podmore 手法では一度ネットワークのフルスケールモデルに対して過渡解析を行い、その解析結果から各同期発電機の位相角を調べる必要がある。そのため、コヒーレンシーの同定に多くの時間がかかってしまう。また、得られるコヒーレンシーの結果は擾乱発生地点に依存する。スローコヒーレンシーに基づく縮約法では Kron 縮約した系統の固有値行列の行成分を調べ、極を選定することでコヒーレンシーの同定を実現している。しかし、Kron 縮約した系統での分析のため、コヒーレント領域内の負荷連系バスを明示的に特定できない。それにより、縮約モデルの精度が悪化する要因となることがある。Podmore 手法、スローコヒーレンシー、一般化固有値摂動アプローチの相対的な長所と短所を表 1.2 に示す。

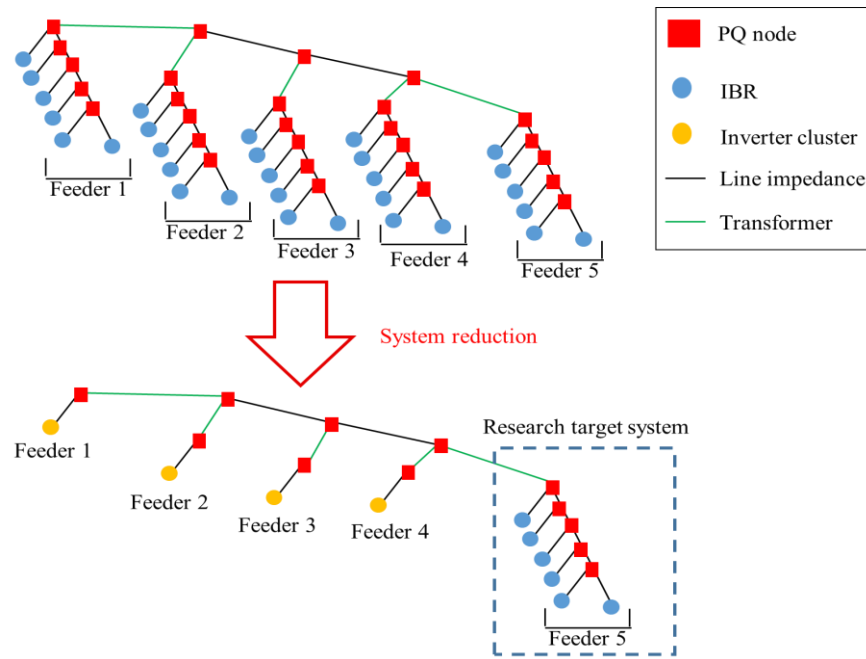


図 1.15 文献[23]の縮約手法の概要図

表 1.2 コヒーレンシーに基づく各縮約手法の長所と短所<sup>[23]</sup>

|                                     | Advantages                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                          | Disadvantages                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                              |
|-------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Podmore method                      | <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Flexible in its implementation: can potentially be applied to combination of electromagnetic and electromechanical timescale dynamics.</li> <li>2. Can be applied to mixed-source (inverter &amp; generator) systems.</li> </ol>                                                                                                                          | <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Requires full-scale, detailed model of network: either electromechanical (e.g., PSLF, PSEE) or EMTP model.</li> <li>2. Slow: for large-scale network (100s to 1000s of source), using EMTP model, identification of coherency could require hours.</li> <li>3. Inconsistent performance of reduced-order model: coherency results depend upon location of disturbance</li> </ol> |
| Slow coherency                      | <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Allows for rapid identification of coherency: e.g., &lt;1 min for 100s- 1000s of sources.</li> <li>2. Coherency result is not dependent upon location of disturbance.</li> </ol>                                                                                                                                                                          | <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Theory only applies to electromechanical timescale dynamics.</li> <li>2. Does not address partitioning of load buses.</li> </ol>                                                                                                                                                                                                                                                 |
| Generalized eigenvalue perturbation | <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Allows for rapid identification of coherency: e.g., &lt;1 min for 100 s- 1000 s of sources.</li> <li>2. Highly scalable: user can refine model to any level of granularity.</li> <li>3. Preserves original network structure: clusters both source and load buses.</li> <li>4. Coherency result is not dependent upon location of disturbance.</li> </ol> | <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Theory only applies to electromechanical timescale dynamics.</li> <li>2. Adapted version cannot applied to mixed-source (inverter &amp; generator) systems.</li> </ol>                                                                                                                                                                                                           |

## 1.4 本論文の目的と論文構成

前節までに述べた通り、将来 IBR が電力系統に大量導入される見込みがある。そして、それにより電力系統の安定性が低下することが懸念されている。そのような懸念から IBR に系統サポート機能を具備する研究が盛んに行われている。しかし、前述の通り SI は研究段階であり、SI が電力系統に広く多数台導入された際に、SI が系統安定性に対してどの程度貢献するのかは明らかになっていない。その効果を検証するには SI が多く連系するであろう配電系統から基幹系統までを含んだ全系での詳細なシミュレーションが必要となる。しかし、過渡安定度解析において系統構成要素を全て詳細に模擬することは、計算負荷が大きいことなどの問題から現実的ではない。そこで、前節でも述べたように下位系統を縮約する技術が提案されている。しかし、多様な SI を含む下位系統を対象とした縮約技術に関する報告はあまり見られない。

このような背景から、本研究では SI が導入された下位系統を対象とした縮約技術の開発を検討した。SI の機能は前述した通り様々なものがある。新エネルギー・産業技術総合開発機構（NEDO）による「再生可能エネルギーの主力電源化に向けた次々世代電力ネットワーク安定化技術開発(STREAM プロジェクト)」<sup>[27]</sup>では、SI の機能の内、SI が系統に慣性力を提供する機能の貢献度に関する評価を行っている。特に本研究では、擬似慣性力を提供する SI を含む電力系統の縮約手法の開発および SI 群の系統安定性への貢献度評価を行っている。そのため、本論文では、SI を含む下位系統の縮約手法を提案し、その手法により導出した縮約モデルを基幹系統モデルに連系し SI 群の系統安定性への貢献度を定量的に評価する。

本論文の構成は以下の通りである。

第 1 章では、本論文の背景および、SI および電力系統の縮約手法に関連する研究動向、ならびに本論文の目的について述べた。

第 2 章では、Grid-following(以下、GFL)インバータ群を含む系統の縮約手法について述べる。また、提案手法により導出した縮約モデルの精度を数値解析シミュレーションにより検証する。

第 3 章では、GFM インバータ群を含む系統の縮約手法について述べる。また、提案手法により導出した縮約モデルの精度を数値解析シミュレーションにより検証する。

第 4 章では、大規模系統モデルを用いた多数台 SI 導入効果検証について述べる。SI の制御手法ごとの周波数安定性への貢献度を定量的な比較により評価する。

最後に、第 6 章ではまとめとして全体を通して得られた結論、および今後の展望について述べる。

## 第2章 GFL インバータ群を含む系統の縮約手法

本章では GFL インバータ群を含む系統の縮約手法について述べる。

### 2.1 開発した縮約手法の概要

本節では、本研究で提案する SI 群を含む放射状系統の縮約手法(以下、提案手法)の概要について述べる。提案手法の目的は縮約非対象系統(主系統)との連系点(縮約点)の電圧(電圧振幅・周波数)が変化した場合に、連系点潮流を精度よく再現することである。提案手法の概要を図 2.1 に示す。提案手法は次の 3 つの手順で構成されている。

#### (1) 系統構成要素の数式モデル化

##### ・ SI

SI の構成要素である自励式インバータ、制御システム、連系用ローパスフィルタ(以下、LPF)の特性を考慮しながら、SI の連系点電圧と出力電流の関係式を導出する。本研究ではこの関係式を伝達関数形式で表記し、これを SI の数式モデルと呼ぶ(図 2.1(a)→(b))。

##### ・ 需要

系統に連系している需要を定電力負荷、定電流負荷、定電力負荷の組み合わせで構成される三相 ZIP-Load としてモデル化し、負荷の連系点電圧と消費電流の関係式を導出する。本研究ではこの関係式を伝達関数形式で表記し、これを需要の数式モデルと呼ぶ(図 2.1(a)→(b))。

#### (2) 系統の上流インピーダンスとの合成

各 SI、需要が接続する変圧器、電線路などの上流インピーダンスと各 SI、需要の数式モデルを合成する。本研究では合成モデルと呼ぶ(図 2.1 (b)→(c))。

#### (3) 数式モデルの集約

複数の SI、需要が接続する母線に母線において、(2)で求めた各 SI、需要の合成モデル同士をパデ近似、Routh 近似、平衡打ち切り法を用いて集約する(図 2.1(c)→(d))。

この(1)～(3)の計算を、対象系統内の全ての系統構成要素が縮約されるまで繰り返す(図 2.1 (d)→(f))。なお、太陽光発電等の PCS に FW 制御機能や VSG 機能を具備する場合は、例えば出力増を実現するために、出力目標値をあらかじめ下げておく出力抑制を実施することになる。発電機会逸失を回避するためには、出力目標値を大幅に下げることが難しく、最大出力に近いところで運転することになるので、SI による出力調整量は制限されることが多いと考えられる。SI 群の縮約においても、個別 SI の出力調整量の上下限(リミッタ)のばらつきを考慮することは重要であり、本研究では(3)の手順において、リミッタを考慮したアプローチを提案する。

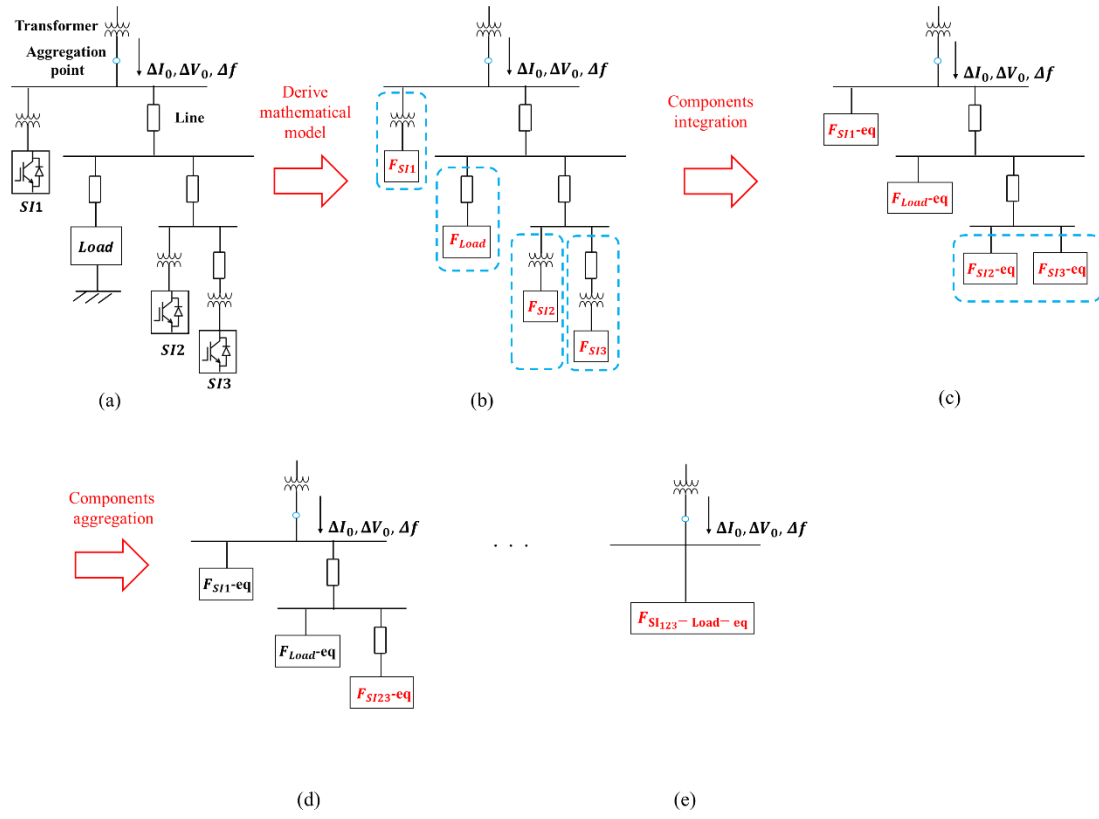


図 2.1 提案する縮約手法の概要

## 2.2 GFL インバータの数式モデル

本節では、GFL インバータの数式モデル化について述べる。

### 2.2.1 想定する回路構成

本節では図 2.2 に示すような LC-LPF を介して特高連系している GFL インバータ群の縮約を対象とする。図 2.3 に GFL インバータの制御システムを示す。図 2.3 中の変数の右肩に付した「\*」は、当該変数が目標値であり、下添え字 d と q はそれぞれ d 軸、q 軸の値であることを表している。また、 $A_d$ 、 $A_q$  は d-q 軸の干渉項である。GFL インバータの制御システムは算出された目標有効・無効電力を出力するようなインバータ出力電圧を算出する。なお、出力電圧位相は連系点電圧から Phase locked loop(以下、PLL)により、算出している。

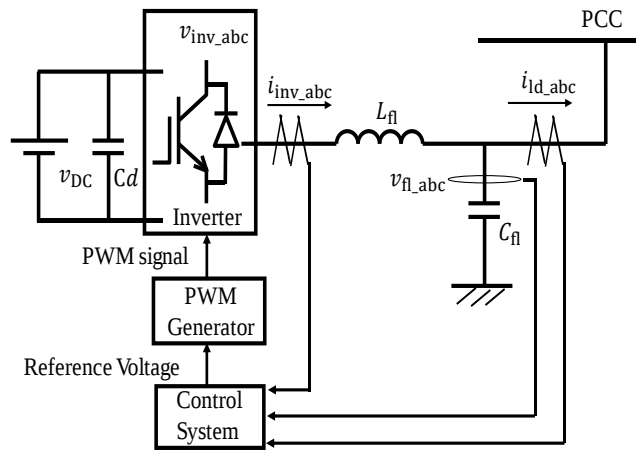


図 2.2 想定する SI システム

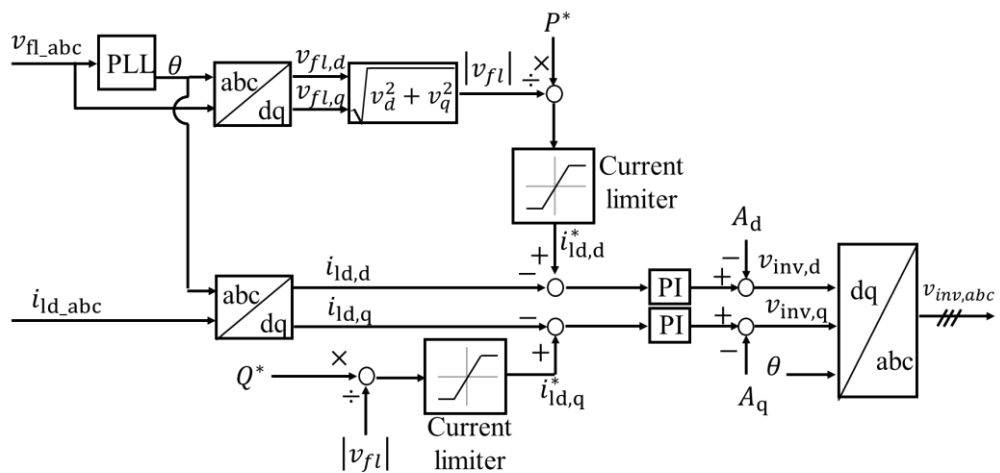


図 2.3 GFL インバータの制御システム

### 2.2.2 LPF の関係式

LC-LPF の回路方程式はキルヒホッフの法則、ファラデーの法則より次のように導出される。

$$\frac{dv_{fl,d}}{dt} = \frac{1}{C_{fl}} i_{inv,d} + 2\pi f v_{fl,q} - \frac{1}{C_{fl}} i_{ld,d} \quad (2.1)$$

$$\frac{dv_{fl,q}}{dt} = \frac{1}{C_{fl}} i_{inv,q} - 2\pi f v_{fl,d} - \frac{1}{C_{fl}} i_{ld,q} \quad (2.2)$$

$$\frac{di_{inv,d}}{dt} = \frac{1}{L_{fl}} v_{inv,d} + 2\pi f i_{inv,q} - \frac{1}{L_{fl}} v_{fl,d} \quad (2.3)$$

$$\frac{di_{inv,q}}{dt} = \frac{1}{L_{fl}} v_{inv,q} - 2\pi f i_{inv,d} - \frac{1}{L_{fl}} v_{fl,q} \quad (2.4)$$

上式において、 $v_{fl}$  : 連系点電圧、 $v_{inv}$  : インバータ出力電圧、 $i_{ld}$  : 負荷電流、 $i_{inv}$  : インバータ出力電流、 $L_{fl}, C_{fl}$  : LC-LPF のインダクタンスとキャパシタンス、 $f$  : 系統周波数である。

### 2.2.3 制御システムの関係式

PWM インバータから出力される電圧は本来矩形波であるが、インバータのスイッチング現象を無視し基本波成分にのみ着目して模擬する手法がある<sup>[14]</sup>。本研究もこれにならい、詳細なモデル化はしないものとする。

図 2.3 の制御システムの関係式は次のように表される。

$$v_{inv,d} = K_{p,d}(i_{ld,d}^* - i_{ld,d}) + \int_0^t K_{i,d}(i_{ld,d}^* - i_{ld,d})dt - A_d \quad (2.5)$$

$$v_{inv,q} = K_{p,q}(i_{ld,q}^* - i_{ld,q}) + \int_0^t K_{i,q}(i_{ld,q}^* - i_{ld,q})dt - A_q \quad (2.6)$$

$$A_d = -2\pi f L_{fl} i_{inv,q} - \frac{d(2\pi f C_{fl} v_{fl,q})}{dt} \quad (2.7)$$

$$A_q = 2\pi f L_{fl} i_{inv,d} + \frac{d(2\pi f C_{fl} v_{fl,d})}{dt} \quad (2.8)$$

上式において、 $K_p$  : 比例ゲイン、 $K_i$  : 積分ゲイン、式中の $A_d$ 、 $A_q$ は(2.5)~(2.6)式に現れる干渉項を打ち消す、いわゆる非干渉制御に相当する。

GFL インバータに具備する系統サポート機能は様々提案されている。本論文ではそれらの内、FW 機能、Volt/Var(以下、VV)機能、df/dt 機能、定力率機能を具備した SI を縮約対象機器とする。

FW 特性を図 2.4 に示す。FW 特性は周波数低下時(上昇時)にはその変動量に応じて出力を増加(減少)させる機能である。なお定格周波数における SI 出力指令は、SI の基準出力( $P_0$ )に相当する。FW 機能によって算出される電流目標値は次式で表される。

$$i_{ld,q}^* = \begin{cases} i_{ld,d}^{max} & \text{if } \Delta f < \Delta f^{min} \\ \frac{P_0 + k_{FW}\Delta f}{\sqrt{v_{fl,d}^2 + v_{fl,q}^2}} \approx \frac{P_0 + k_{FW}\Delta f}{v_{fl,d}} & \text{if } \Delta f^{max} > \Delta f > \Delta f^{min} \\ i_{ld,d}^{min} & \text{if } \Delta f > \Delta f^{max} \end{cases} \quad (2.9)$$

$$\Delta f^{\min} = \frac{i_{d,d}^{\max} v_{\text{fl},d}}{k_{FW}} - P_0 \quad (2.10)$$

$$\Delta f^{\max} = \frac{i_{d,d}^{\min} v_{\text{fl},d}}{k_{FW}} - P_0 \quad (2.11)$$

上式において、 $i_{d,d}^{\max}$ ,  $i_{d,d}^{\min}$ : リミッタで設定された d 軸負荷電流の最大値と最小値,  $P_0$ : SI の基準出力: FW 特性の傾きである。なお、添え字 $\Delta$ は定常状態からの偏差であることを表している。

FW 特性を有する場合、(2.5)式の $i_{d,d}^*$ は図 2.4 の破線のように、リミッタによりインバータの容量で制限される。このリミッタの取り扱いについて本研究では 2 種類のアプローチを提案するが、そのうちの一つは、リミッタの特性を多項式近似により表現するものである。多項式近似においては、定常状態では SI の基準出力( $P_0$ )を指令値としなければならない、すなわち図 2.4 における y 切片は $P_0$ とする。また、近似の精度を保証する周波数偏差の範囲を必要以上に取ると、 $\Delta f = 0$  付近での精度が悪化してしまうので注意が必要である。リミッタ特性(図 2.4 の実線)が奇関数であることを留意しつつ、7 次の多項式で近似させる場合、負荷電流指令値は(2.12)式のように表される。

$$i_{d,d}^* = P_0/v_{\text{fl},d} + k_1\Delta f + k_2\Delta f^2 + k_3\Delta f^3 + k_4\Delta f^4 + k_5\Delta f^5 + k_6\Delta f^6 + k_7\Delta f^7 \quad (2.12)$$

上式において、 $k_1 \dots k_7$  は各項の係数である。

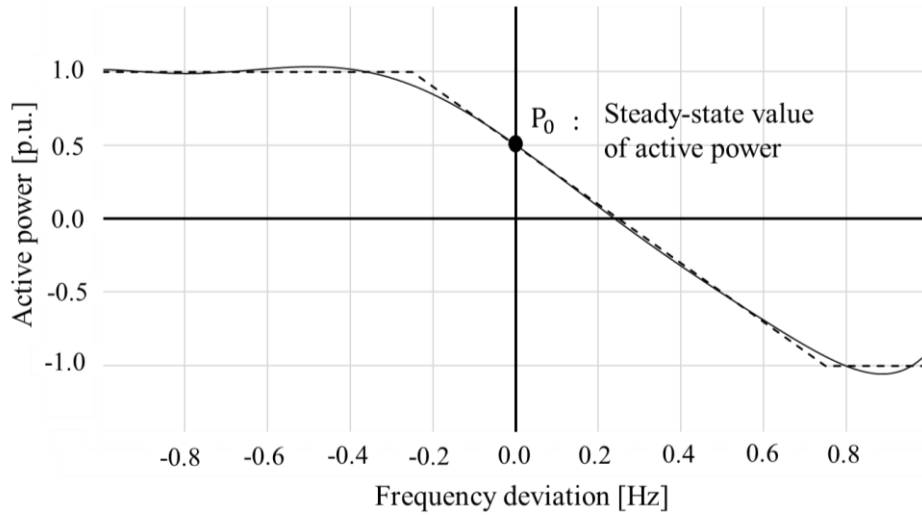


図 2.4 FW 特性曲線(実線)とその多項式近似曲線(破線)

VV 特性を図 2.5 に示す。VV 機能はインバータの連系点電圧の振幅に応じて、無効電力を制御する機能である。無効電力は d-q 軸電流で表記すると

$$Q = i_d v_q - i_q v_d \quad (2.13)$$

であり、 $v_q \approx 0$ とすると無効電力は q 軸電流と d 軸電圧の積で表現される。VV 制御は連系点電圧振幅から目標無効電力を算出しているため、図 2.5 の VV 特性曲線は図 2.6 の  $V_d/i_q$  特性曲線へと変換することができる。

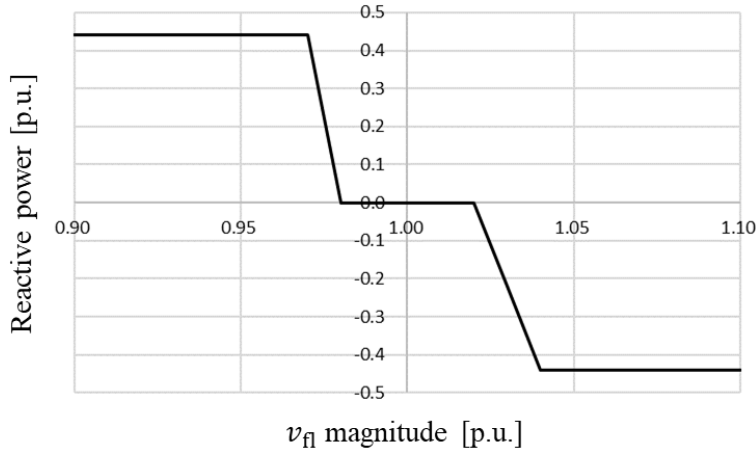


図 2.5 VV 特性曲線

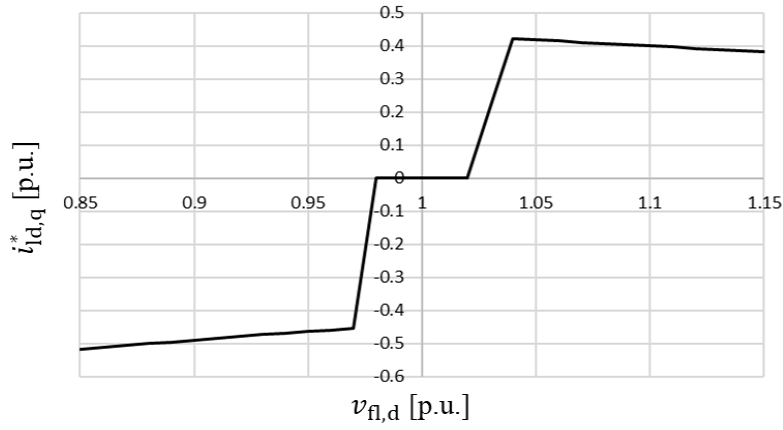


図 2.6 Vd/iq 特性曲線

df/dt 機能は(2.14)式で表現される。(2.14)式より df/dt 機能は PLL によって検出した周波数の微分値にゲインをかけた値を基準電力に足し合わせる制御を行う。FW 機能と比較して急峻な周波数変動に対して、より早く大きな有効電力のサポートを行うことができる。一方で、SI の LC-LPF の設計を丁寧に行うか PLL 機構内の LPF の時定数を大きくしない場合、スイッチングデバイスの高調波による影響を大きく受けてしまうので注意が必要である。

$$i_{d,q}^* = \frac{P_0 + k_{df/dt} \frac{df}{dt}}{v_{n,d}} \quad (2.14)$$

現在、電圧補償分担の均平化の観点から、VV 機能ではなく定力率制御機能の実装も検討されていることため、本論文では定力率機能を有する SI の数式モデルの導出も行う。定力率機能は(2.15)式で表現される。(2.15)式より定力率機能は有効電力出力に対して力率が一定になるように無効電力出力を調整する。

$$i_{d,q}^* = \tan \varphi i_{d,d}^* \quad (2.15)$$

ここで $\varphi$ は力率角である。

### 2.2.4 数式モデルの構成

(2.1)～(2.8)式をラプラス変換して組み合わせることで、周波数と連系点電圧から連系点電流への伝達関数を導出できる。得られる伝達関数は以下のような形式となる。

$$\Delta I_{ld,d} = G_{vfl,d} \Delta V_{fl,d} + G_{I^*ld,d} \Delta I_{ld,d}^* \quad (2.16)$$

$$\Delta I_{ld,q} = G_{vfl,q} \Delta V_{fl,q} + G_{I^*ld,q} \Delta I_{ld,q}^* \quad (2.17)$$

また、(2.12)式を用いると  $\Delta I_{ld,d}$  の伝達関数は以下のような形式となる。

$$\Delta I_{ld,d} = G_{vfl,d} \Delta V_{fl,d} + G_{F1,d} \Delta F + G_{F2,d} \Delta F^2 + G_{F3,d} \Delta F^3 + G_{F4,d} \Delta F^4 + G_{F5,d} \Delta F^5 + G_{F6,d} \Delta F^6 + G_{F7,d} \Delta F^7 \quad (2.18)$$

上式において、 $G_{vfl,d}$ ,  $G_{vfl,q}$ ,  $G_{I^*ld,d}$ ,  $G_{I^*ld,q}$ ,  $G_{F1,d} \dots G_{F7,d}$  : 各入力に関する伝達関数,  $\Delta I^*$ : 周波数変動から算出される負荷電流指令値である(図 2.4)。なお、上式において、最終値の定理により定常的な挙動に影響を与えない初期値依存項は除外している。

(2.16), (2.17)式の数式モデルの構成を図 2.7 に示す。上述の通り、目標負荷電流値を入力とすることで線形モデルを用いながら電流制限の飽和を表現することができる。

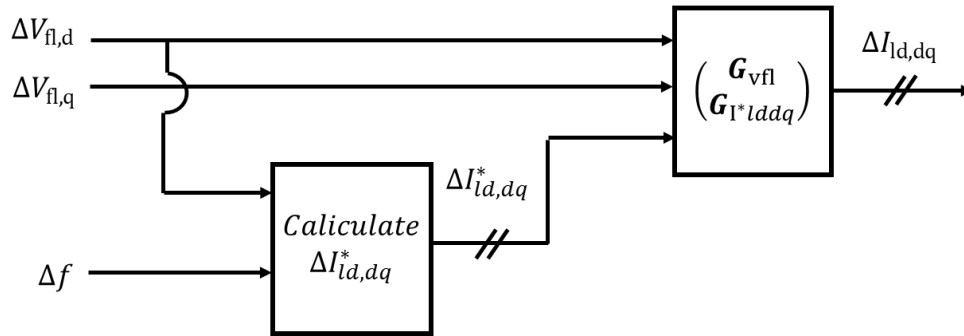


図 2.7 数式モデルの構成

### 2.2.5 シミュレーションによる妥当性検証

#### 2.2.5.1 FW 機能付き GFL インバータ

FW 制御機能を有する GFL インバータの数式モデルの妥当性検証を図 2.8 のシミュレーションシステムを用いて行う。SI を PWM によるスイッチング動作まで詳細に模擬したモデル(詳細モデル)の応答と数式モデルのそれとを比較することで数式モデルの妥当性を検証する。シミュレーションは以下の二つの条件で行った。

ケース 1 バス A の電圧が 0.5 秒時に定格(1.0 [p.u.])から 0.9 [p.u.]にステップ上に低下し、0.3 秒後に定格にステップ状に復帰

ケース 2 バス A の周波数が 1.0 秒時に定格(50.0 [Hz])から 49.5 [Hz]にステップ上に低下し、1.0 秒後に定格にステップ状に復帰

SI の機器特性を表 2.1 に示す。

表 2.1 SI の機器特性

| Item                     | Parameter                        |
|--------------------------|----------------------------------|
| Rated capacity           | 400 [kVA]                        |
| Control cycle            | 100 [ $\mu$ s]                   |
| Sampling cycle           | 2.0 [ $\mu$ s]                   |
| Reference active power   | Case 1 100 [kW], Case 2 100 [kW] |
| Reference reactive power | 0 [Var]                          |
| Filter inductance        | 0.95 [mH]                        |
| Filter capacitance       | 0.65 [mF]                        |
| FW droop gain            | -2.0 [W[p.u.]/Hz]                |

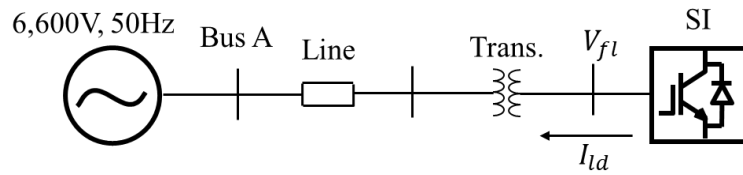


図 2.8 シミュレーション系統

ケース 1 のシミュレーション結果(連系点電流)を図 2.9 に示す。図 2.9 より電圧低下時に SI が d 軸電流を増加させていることが見て取れる。また、数式モデルの応答は詳細モデルのそれとよく一致していることが確認できる。次に SI の出力する有効・無効電力の結果を図 2.10 に示す。図 2.10 より詳細モデルと同様に数式モデルの応答も定電力源となっている様子が見て取れる。

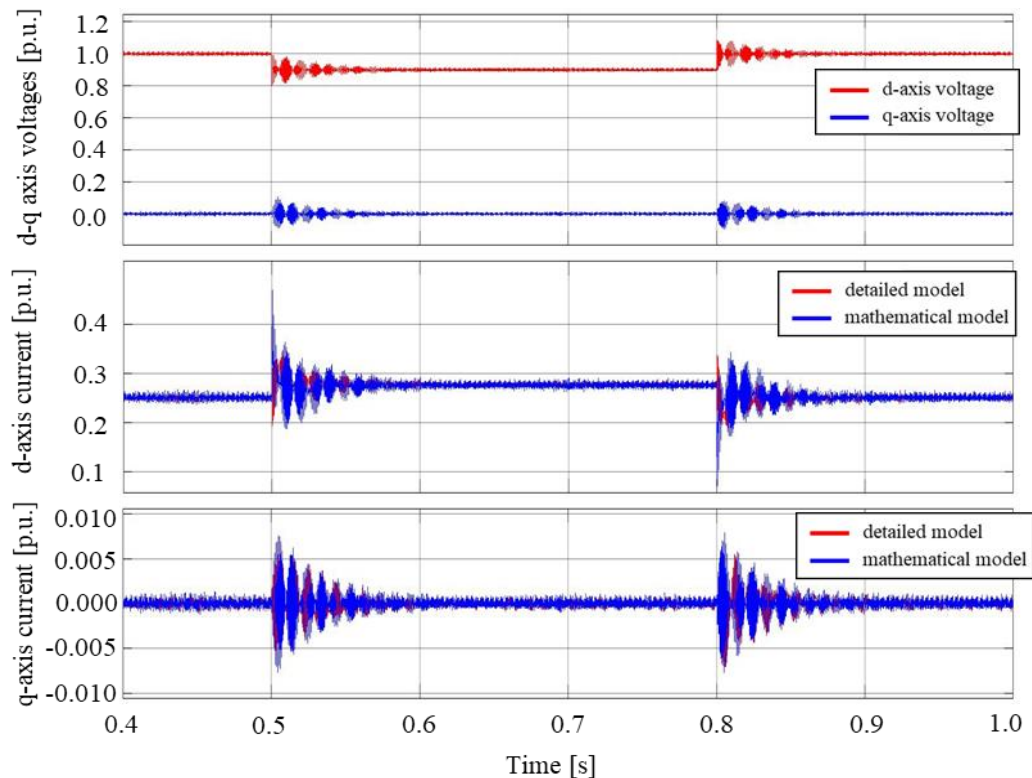


図 2.9 シミュレーション結果(連系点電流)(ケース 1)

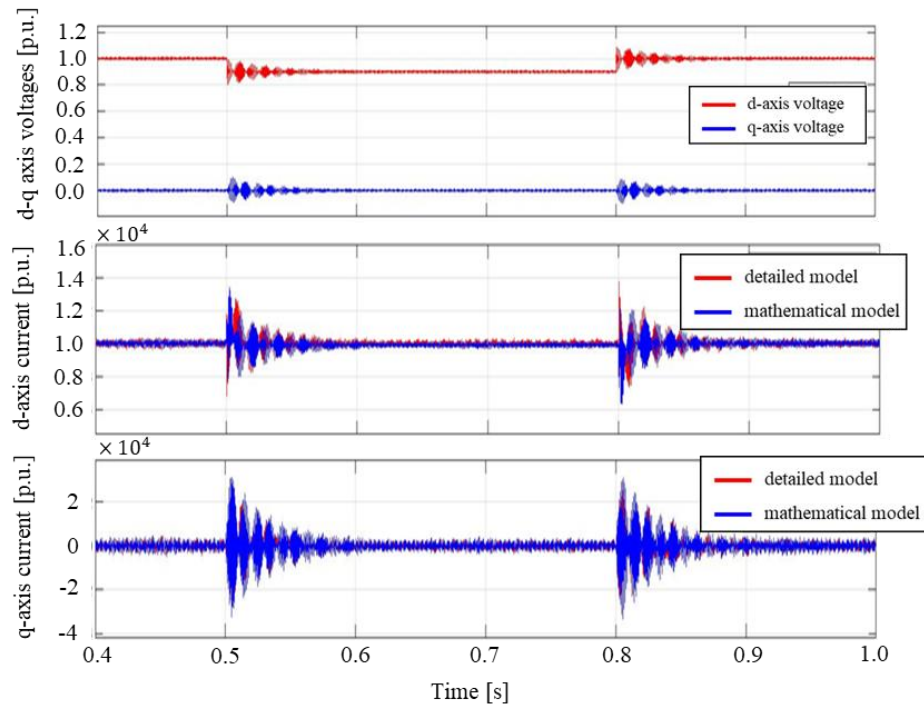


図 2.10 シミュレーション結果(有効・無効電力)(ケース 1)

ケース 2 のシミュレーション結果を図 2.11 に示す。図 2.11 より周波数の低下に対して d 軸電流を増加させていることが見て取れる。また、数式モデルの d 軸電流上昇が SI の定格出力(1.0 [p.u.])で止まっており、詳細モデルの応答とよく一致していることが確認できる。

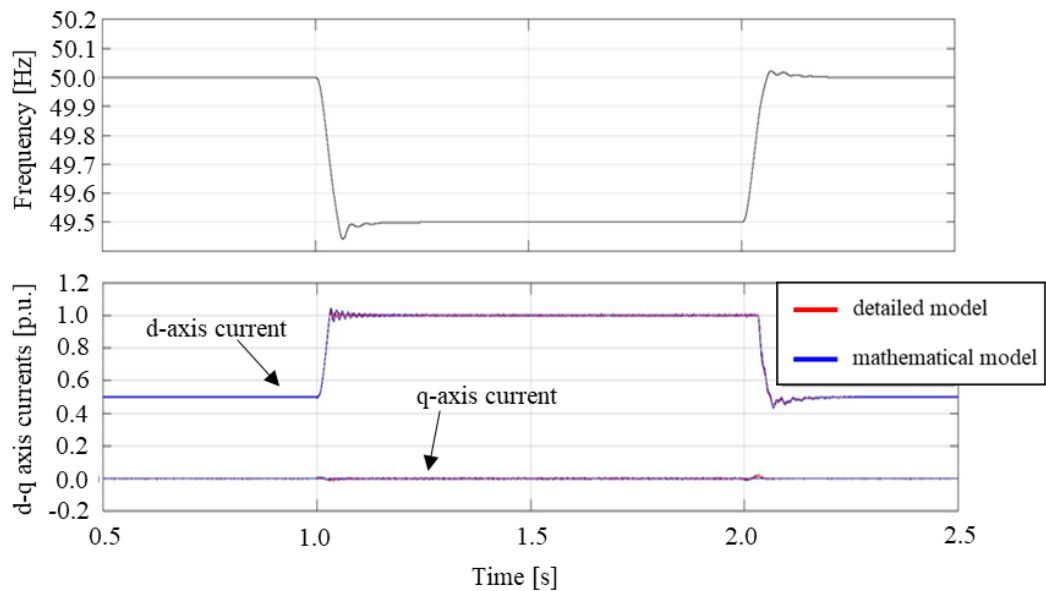


図 2.11 シミュレーション結果(ケース 2)

### 2.2.5.2 FW 機能と df/dt 機能を有する GFL インバータ

FW 制御機能と df/dt 機能を有する GFL インバータの数式モデルの妥当性検証を図 2.12 のシミュレーションシステムを用いて行う。SI を PWM によるスイッチング動作まで詳細に模擬したモデル(詳細モデル)の応答と数式モデルのそれとを比較することで数式モデルの妥当性を検証する。シミュレーションはバス A の周波数が 1.0 秒時に定格(50.0 [Hz])から 49.5 [Hz]に低下し、1.0 秒後に定格にステップ状に復帰する条件で行った。SI の機器特性を表 2.2 に示す。

表 2.2 SI の機器特性

| Item                     | Parameter                        |
|--------------------------|----------------------------------|
| Rated capacity           | 400 [kVA]                        |
| Control cycle            | 100 [ $\mu$ s]                   |
| Sampling cycle           | 2.0 [ $\mu$ s]                   |
| Reference active power   | Case 1 100 [kW], Case 2 100 [kW] |
| Reference reactive power | 0 [Var]                          |
| Filter inductance        | 0.95 [mH]                        |
| Filter capacitance       | 0.65 [mF]                        |
| FW droop gain            | -2.0 [W/p.u./Hz]                 |
| df/dt gain               | 8.0                              |

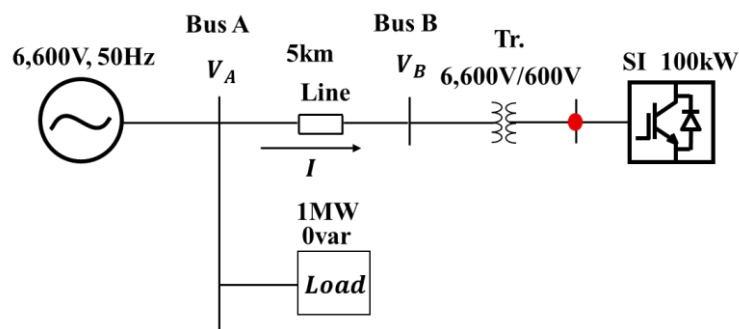


図 2.12 シミュレーション系統

シミュレーション結果を図 2.13 に示す。図 2.13 より数式モデルの応答は詳細モデルのそれとよく一致していることが確認できる。

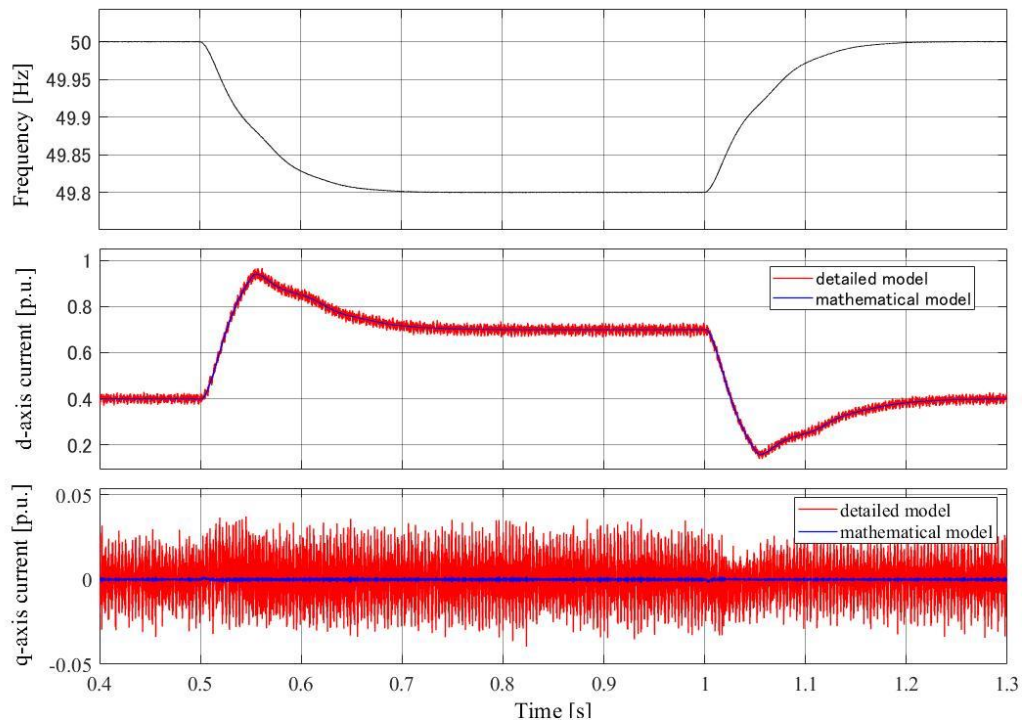


図 2.13 シミュレーション結果

### 2.2.5.3 FW 機能と VV 機能を有する GFL インバータ

FW 機能と VV 機能を有する GFL インバータの数式モデルの妥当性検証を図 2.14 のシミュレーション系統を用いて行う。SI を PWM によるスイッチング動作まで詳細に模擬したモデル(詳細モデル)の応答と数式モデルのそれとを比較することで数式モデルの妥当性を検証する。シミュレーション開始後 4 秒の時点で同期発電機(SG)のガバナに入力する基準周波数を 50.0 [Hz]から 49.8 [Hz]に、AVR に入力する基準電圧を 1.0 [p.u.]から 0.9 [p.u.]にそれぞれランプ状に低下させる条件でシミュレーションを実施した。表 2.3 に SI の機器特性を示す。

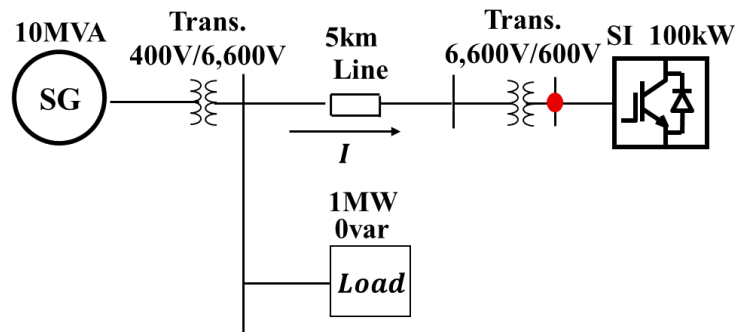


図 2.14 シミュレーション系統

表 2.3 SI の機器特性

| Item                     | Parameter                   |
|--------------------------|-----------------------------|
| Rated capacity           | 100 [kVA]                   |
| Control cycle            | 100 [ $\mu$ s]              |
| Sampling cycle           | 2.0 [ $\mu$ s]              |
| Reference active power   | 20 [kW]                     |
| Reference reactive power | 0 [Var]                     |
| Filter inductance        | 10 [mH]                     |
| Filter reactance         | 29 [ $\mu\Omega$ ]          |
| Filter capacitance       | 34 [ $\mu$ F]               |
| FW droop gain            | -2.0 [W [p.u.]/Hz]          |
| VV droop gain            | -22 [Var [p.u.]/Volt [p.u.] |
| Dead-band of VV control  | $\pm 0.02$ [Volt [p.u.]]    |

シミュレーション結果(連系点電流 $I_{ld}$ (図 2.14 内赤点))を図 2.15 に示す。図 2.15 より数式モデルの応答は詳細モデルのそれとよく一致していることが確認できる。

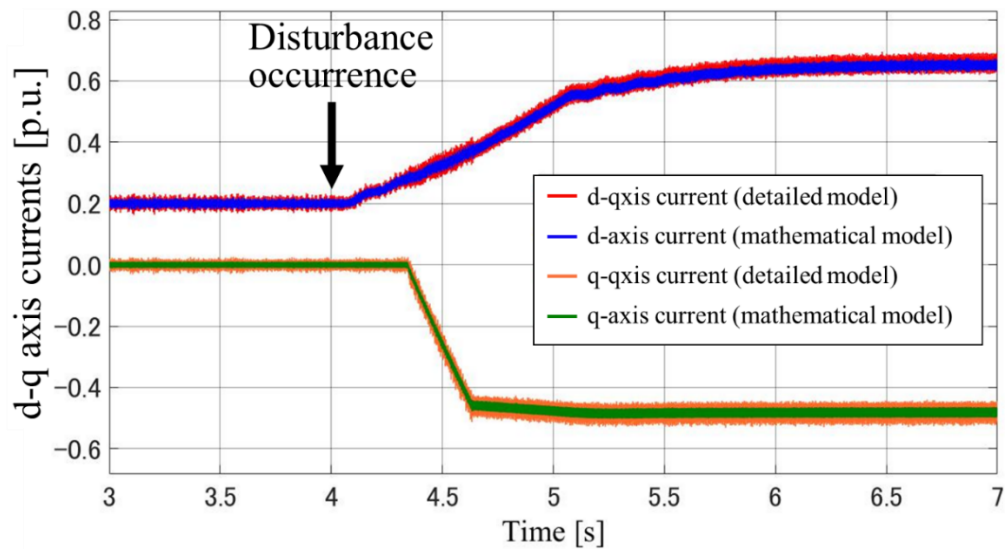


図 2.15 シミュレーション結果

#### 2.2.5.4 FW 機能と定力率機能を有する GFL インバータ

FW 機能と定力率機能を有する GFL インバータの数式モデルの妥当性検証を図 2.16 のシミュレーションシステムを用いて行う。SI を PWM によるスイッチング動作まで詳細に模擬したモデル(詳細モデル)の応答と数式モデルのそれとを比較することで数式モデルの妥当性を検証する。シミュレーション開始後 0.5 秒の時点でバス A(図 2.16)の周波数を 50.0 [Hz]から 49.8 [Hz]にステップ状に変動させ、さらに 0.5 秒後の 1.0 秒の時点で再度 50.0 [Hz]に戻す条件でシミュレーションを実施した。表 2.4 に SI の機器特性を示す。

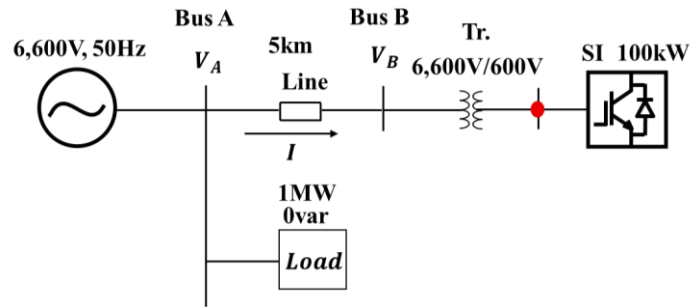


図 2.16 シミュレーション系統

表 2.4 SI の機器特性

| Item                     | Parameter          |
|--------------------------|--------------------|
| Rated capacity           | 100 [kVA]          |
| Control cycle            | 100 [ $\mu$ s]     |
| Sampling cycle           | 2.0 [ $\mu$ s]     |
| Reference active power   | 40 [kW]            |
| Reference reactive power | 0 [Var]            |
| Filter inductance        | 0.92 [mH]          |
| Filter reactance         | 0.57 [m $\Omega$ ] |
| Filter capacitance       | 0.50 [mF]          |
| FW droop gain            | -1.5 [W [p.u.]/Hz] |
| $\cos^{-1} \varphi$      | 0.90               |

シミュレーション結果(連系点電流 $I_{ld}$ (図 2.16 内赤点))を図 2.17 に示す。図 2.17 より数式モデルの応答は詳細モデルのそれとよく一致していることが確認できる。

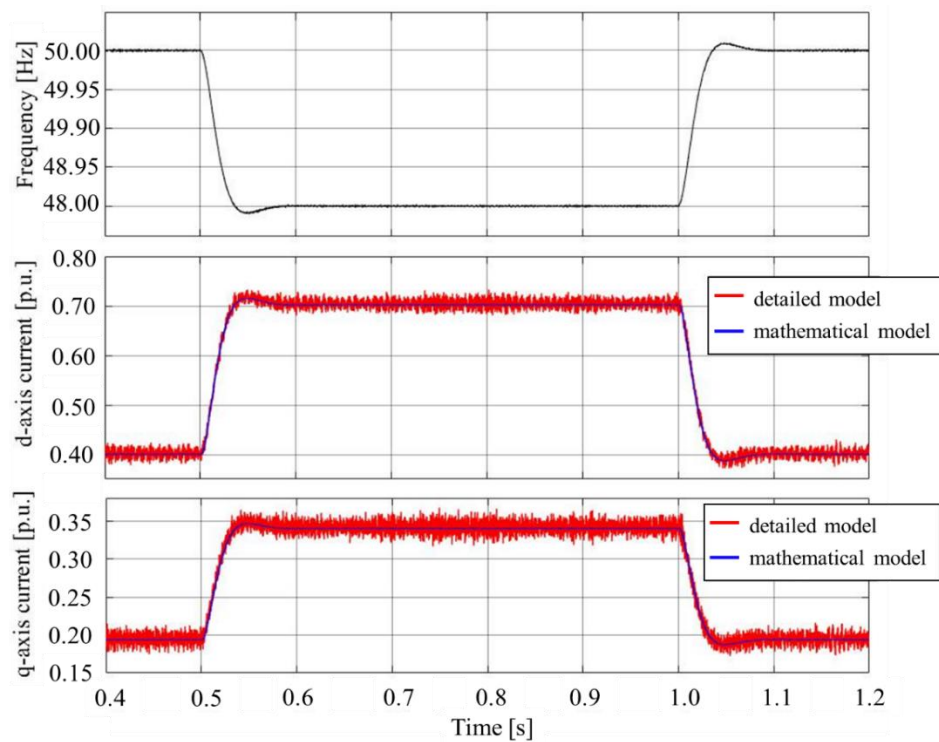


図 2.17 シミュレーション結果

## 2.3 三相 ZIP-Load

本節では、本論文では配電系統に連系している需要を図 2.18 に示すような三相 ZIP-Load としてモデリングする<sup>[28]</sup>。三相 ZIP-Load モデルは住宅負荷をモデリングしたものであり、定インピーダンス負荷、定電流負荷、定電力負荷の組み合わせで構成されている。三相 ZIP-Load モデルの有効・無効電力は数式では(2.19), (2.20)式のように表される。三相 ZIP-Load の連系点電圧が変動した際に、それに伴い流れる電流量が変動するのは定インピーダンス負荷、定電力負荷である。よって、三相 ZIP-Load の連系点電流の定常状態値からの偏差を導出するためには、図 2.19 に示す三相 ZIP-Load モデルから定電流負荷を除外したモデルの数式モデル化を行えば良い。

$$P = P_s \left( \frac{v}{v_0} \right)^0 + P_I \left( \frac{v}{v_0} \right)^1 + P_Z \left( \frac{v}{v_0} \right)^2 \quad (2.19)$$

$$Q = Q_s \left( \frac{v}{v_0} \right)^0 + Q_I \left( \frac{v}{v_0} \right)^1 + Q_Z \left( \frac{v}{v_0} \right)^2 \quad (2.20)$$

上式において、 $P_s, Q_s$  : 定 PQ 負荷における有効・無効電力の電圧特性係数,  $P_I, Q_I$  : 定電流負荷における有効・無効電力の電圧特性係数,  $P_Z, Q_Z$  : 定インピーダンス負荷における有効・無効電力の電圧特性係数である。

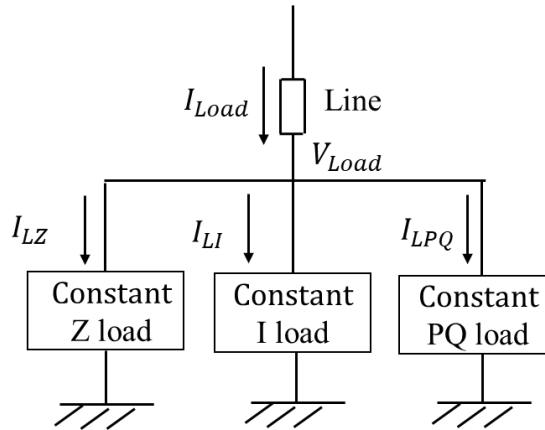


図 2.18 三相 ZIP-Load モデル

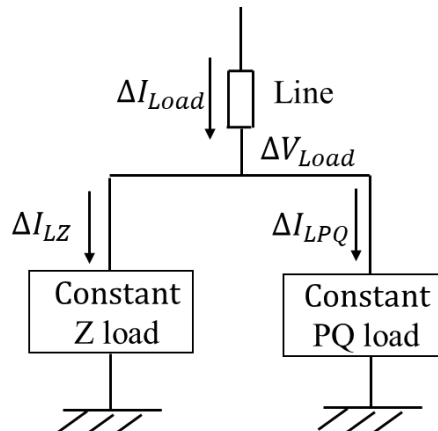


図 2.19 電流偏差のみを考慮した負荷モデル

### 2.3.1 定インピーダンス負荷の数式モデル

定インピーダンス負荷で消費される有効電力は(2.19)式より(2.21)式で表される。

$$P = P_Z \left( \frac{v}{v_0} \right)^2 \quad (2.21)$$

(2.21)式の電圧を定常状態と定常状態からの偏差で表現すると(2.22)式で表される。

$$P = P_Z \left( \frac{v_0 + \Delta v}{v_0} \right)^2 \quad (2.22)$$

テイラー展開を用いて(2.22)式を線形化すると(2.23)式となる。

$$P = P_Z \frac{v_0^2 + 2v_0\Delta v}{v_0^2} \quad (2.23)$$

(2.23)式の $v_0$ (電圧実効値の定常状態値)と $\Delta v$ (電圧実効値の定常状態値からの偏差)を d-q 軸で表現すると(2.24), (2.25)式で表される。

$$v_0 = \sqrt{\frac{3}{2} \sqrt{v_{d0}^2 + v_{q0}^2}} \quad (2.24)$$

$$\Delta v = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2(v_{d0}^2 + v_{q0}^2)}} (v_{d0}\Delta v_d + v_{q0}\Delta v_q) \quad (2.25)$$

(2.24), (2.25)式を用いて定インピーダンス負荷で消費される有効電力を d-q 軸電圧で表現すると(2.26)式のようにになる。

$$P = P_Z + \frac{2P_Z}{v_{d0}^2 + v_{q0}^2} (v_{d0}\Delta v_d + v_{q0}\Delta v_q) \quad (2.26)$$

ここで定インピーダンス負荷で消費される有効電力を d-q 軸電流で表現するために次の関係式を用いる。

$$P = \frac{3}{2} (i_d v_d + i_q v_q) \quad (2.27)$$

(2.27)式を定常状態と定常状態からの偏差で表現すると(2.28)式のように変形される。

$$P_0 + \Delta P = \frac{3}{2} \{ (i_{d0} v_{d0} + i_{q0} v_{q0}) + (i_{d0} \Delta v_d + \Delta i_d v_{d0} + i_{q0} \Delta v_q + \Delta i_q v_{q0} + \Delta i_d \Delta v_d + \Delta i_q \Delta v_q) \} \quad (2.28)$$

(2.28)式における状態変数同士の積の項( $\Delta i_d \Delta v_d + \Delta i_q \Delta v_q$ )を線形化のために除外すると、定インピーダンス負荷で消費される有効電力の定常状態からの偏差は(2.29)式で表される。

$$\Delta P = \frac{3}{2} (i_{d0} \Delta v_d + \Delta i_d v_{d0} + i_{q0} \Delta v_q + \Delta i_q v_{q0}) \quad (2.29)$$

(2.26)式の右辺第二項は定インピーダンス負荷で消費される有効電力の定常状態からの偏差を表しているため、(2.29)式を用いて負荷の連系点電圧変動時の d-q 軸電流の変動を表す関係式を得る。

$$\frac{1}{v_{d0}^2 + v_{q0}^2} \left( (i_{d0} v_{d0}^2 + 2i_{q0} v_{d0} v_{q0} - i_{d0} v_{q0}^2) \Delta v_d + (-i_{q0} v_{d0}^2 + 2i_{d0} v_{d0} v_{q0} + i_{q0} v_{q0}^2) \Delta v_q \right) = \Delta i_d v_{d0} + \Delta i_q v_{q0} \quad (2.30)$$

(2.31)式の関係式を用いて、有効電力と同じ処理を無効電力にも行くと次の連系点電圧と連系

点電流の関係式を導出できる。

$$Q = \frac{3}{2}(i_d v_q - i_q v_d) \quad (2.31)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{v_{d0}^2 + v_{q0}^2} \left( (-i_{q0} v_{d0}^2 + 2i_{d0} v_{d0} v_{q0} + i_{q0} v_{q0}^2) \Delta v_d \right. \\ \left. + (i_{d0} v_{q0}^2 - 2i_{q0} v_{d0} v_{q0} - i_{d0} v_{d0}^2) \Delta v_q \right) = \Delta i_d v_{q0} - \Delta i_q v_{d0} \end{aligned} \quad (2.32)$$

(2.31)式と(2.32)式を整理すると定インピーダンス負荷に流れる d-q 軸電流の定常状態からの偏差は(2.33)式で表現される。

$$\begin{pmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \frac{1}{v_{d0}^2 + v_{q0}^2} \begin{pmatrix} P_Z & Q_Z \\ -Q_Z & P_Z \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{pmatrix} \quad (2.33)$$

ここで、 $P_Z, Q_Z$  : 定常状態時の定インピーダンス負荷で消費される有効・無効電力である。

### 2.3.2 定電力負荷の数式モデル

定電力負荷の回路モデルを図 2.20 に示す。定電力負荷は連系点電圧の変動時に常に同じ電力 ( $P, Q$ ) を消費するように目標電流を算出し、その値が一次遅れで実際の消費電流となる。

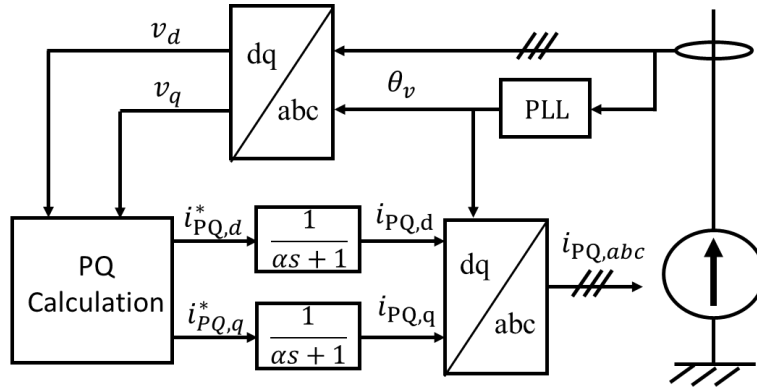


図 2.20 定電力負荷の回路モデル

(2.27), (2.31)式より定電力負荷で消費される電力( $P, Q$ )を d-q 軸電圧・電流で表現すると次のようになる。

$$P_0 + \Delta P = \frac{3}{2} \{ (i_{d0}^* v_{d0} + i_{q0}^* v_{q0}) + (i_{d0}^* \Delta v_d + \Delta i_d^* v_{d0} + i_{q0}^* \Delta v_q + \Delta i_q^* v_{q0} + \Delta i_d^* \Delta v_d + \Delta i_q^* \Delta v_q) \} \quad (2.28)$$

$$Q_0 + \Delta Q = \frac{3}{2} \{ (i_{d0}^* v_{q0} - i_{q0}^* v_{d0}) + (i_{d0}^* \Delta v_q + \Delta i_d^* v_{q0} - i_{q0}^* \Delta v_d - \Delta i_q^* v_{d0} + \Delta i_d^* \Delta v_q - \Delta i_q^* \Delta v_d) \} \quad (2.34)$$

(2.28), (2.34)式右辺の定常状態からの偏差同士の積を除外すると、定電力負荷なので  $\Delta P = \Delta Q = 0$  となることより次の関係式が導出できる。

$$i_{d0}^* \Delta v_d + \Delta i_d^* v_{d0} + i_{q0}^* \Delta v_q + \Delta i_q^* v_{q0} = 0 \quad (2.35)$$

$$i_{d0}^* \Delta v_d + \Delta i_d^* v_{d0} + i_{q0}^* \Delta v_q + \Delta i_q^* v_{q0} = 0 \quad (2.36)$$

(2.35), (2.36)式より定電力負荷で消費される d-q 軸電流目標値は次のように表される。

$$\begin{pmatrix} \Delta i_d^* \\ \Delta i_q^* \end{pmatrix} = \frac{-1}{v_{d0}^2 + v_{q0}^2} \begin{pmatrix} i_{d0}^* v_{d0} - i_{q0}^* v_{q0} & i_{d0}^* v_{q0} + i_{q0}^* v_{d0} \\ i_{d0}^* v_{q0} + i_{q0}^* v_{d0} & -i_{d0}^* v_{d0} + i_{q0}^* v_{q0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{pmatrix} \quad (2.37)$$

ここで図 2.20 より定電力負荷に消費される電流は制御システム内で算出された値に一次遅れがかけられた値であるため, (2.37)式より定電力負荷に流れる d-q 軸電流の定常状態からの偏差は(2.38)式で表される。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{pmatrix} &= \frac{1}{\alpha s + 1} \begin{pmatrix} \Delta i_d^* \\ \Delta i_q^* \end{pmatrix} \\ &= \frac{1}{\alpha s + 1} \frac{-1}{v_{d0}^2 + v_{q0}^2} \begin{pmatrix} i_{d0}^* v_{d0} - i_{q0}^* v_{q0} & i_{d0}^* v_{q0} + i_{q0}^* v_{d0} \\ i_{d0}^* v_{q0} + i_{q0}^* v_{d0} & -i_{d0}^* v_{d0} + i_{q0}^* v_{q0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.38)$$

### 2.3.3 シミュレーションによる妥当性検証

三相 ZIP-Load の数式モデルの妥当性検証を図 2.21 のシミュレーションシステムを用いて行う。Simulink 上で回路モデルを組み瞬時値解析を行い得た値(詳細モデル)と数式モデルで得た値とを比較することで数式モデルの妥当性を検証する。バス A の電圧を電圧が 0.3 秒時に定格(1.0 [p.u.])から 0.9 [p.u.]にステップ上に低下し, 0.3 秒後に定格にステップ状に復帰する条件でシミュレートした。定インピーダンス負荷のシミュレーション結果を図 2.22, 定電力負荷のシミュレーション結果を図 2.23 に示す。各負荷の定常状態時の有効・無効電力値を表 2.5 に示す。

表 2.5 各負荷の有効・無効電力値

|                         | Active power [kW] | Reactive power [kVar] |
|-------------------------|-------------------|-----------------------|
| Constant power load     | 240               | -20                   |
| Constant current load   | 30                | 0                     |
| Constant impedance load | 30                | 0                     |

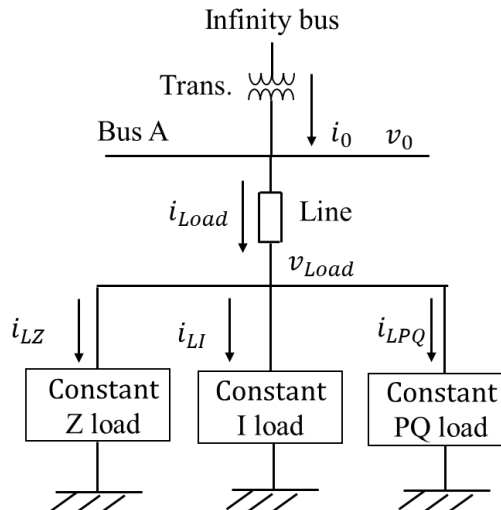


図 2.21 シミュレーション系統

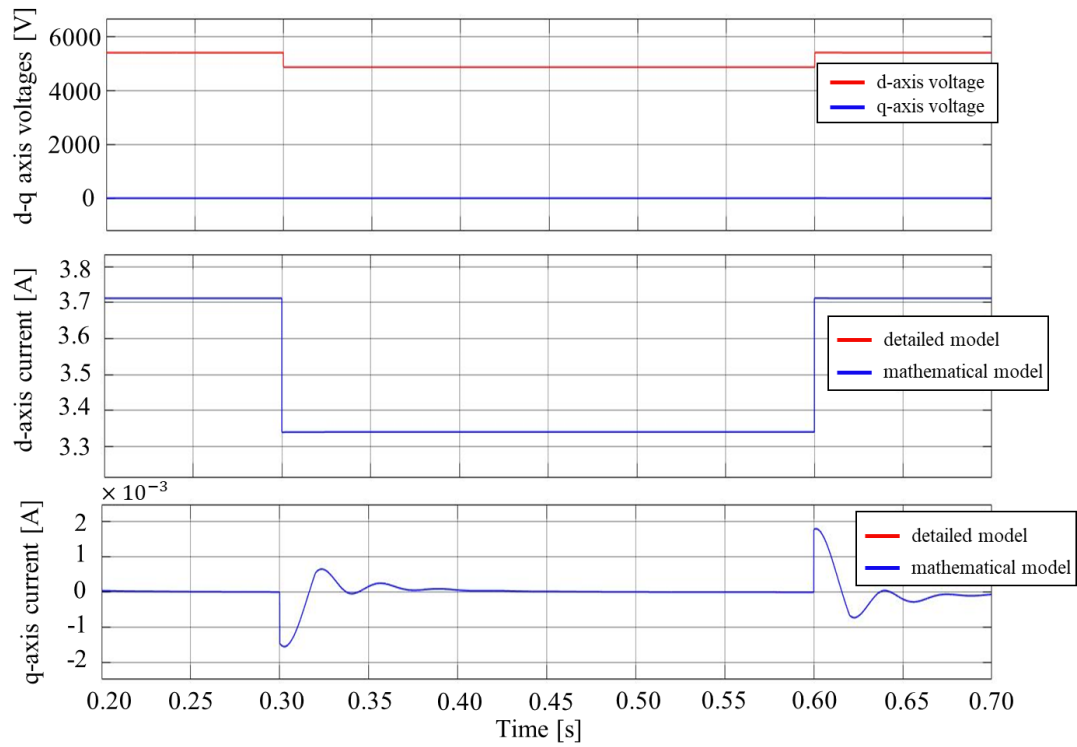


図 2.22 シミュレーション結果(定インピーダンス負荷)

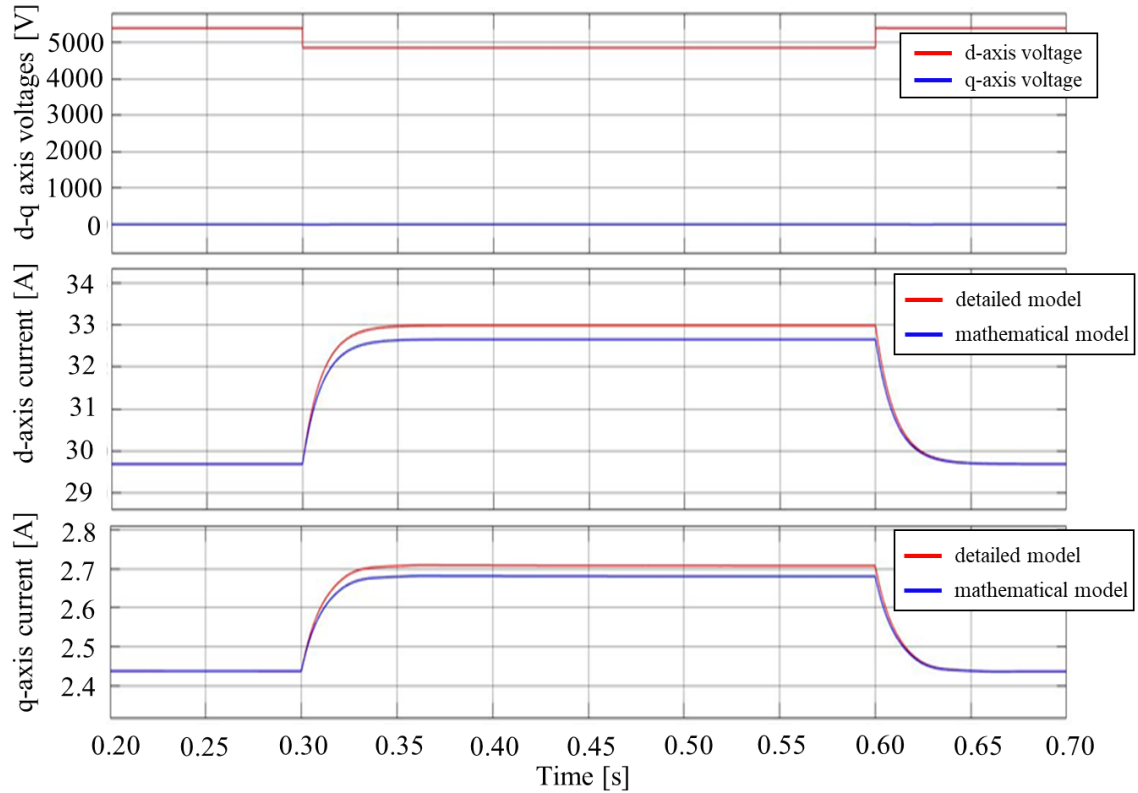


図 2.23 シミュレーション結果(定電力負荷)

図 2.22 より定インピーダンス負荷の数式モデルの応答は詳細モデルの応答とほとんど一致していることが見て取れる。しかし、図 2.23 より定電力負荷の数式モデルは直流ゲインの大きさが詳細モデルの方より小さく、電圧低下時に定常的な偏差が出ている。これは線形化の際によって d 軸電圧・電流の偏差同士の積の情報が失われてしまうことによる影響である。

## 2.4 下流の数式モデルと上流のインピーダンスとの合成法

本節では、SI、需要と上流インピーダンス(電線路、連系用変圧器)との合成法について述べる。

本論文で電線路は RL 直列回路としてモデリングする。RL 直列回路の電圧・電流の関係式はファラデーの法則、キルヒホッフの法則より次のように表される。

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{v_{2,d} - v_{1,d} - R_{line}i_d}{L_{line}} + 2\pi f_1 i_q \quad (2.39)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{v_{2,q} - v_{1,q} - R_{line}i_q}{L_{line}} - 2\pi f_1 i_d \quad (2.40)$$

上式において、 $v_1$  : 上位側電圧,  $v_2$  : 下位側電圧,  $R_{line}, L_{line}$  : 電線路の抵抗とインダクタンス,  $f_1$  : 上位側系統周波数である。

連系用三相変圧器は図 2.24 の等価回路を基づき数式化を行う。図 2.24 の等価回路において、電圧・電流の関係式はファラデーの法則、キルヒホッフの法則より次のように表される。

$$I_{Tr1,d} = I_{Rm,d} + I_{Lm,d} + I_{Tr2,d} \quad (2.41)$$

$$I_{Tr1,q} = I_{Rm,q} + I_{Lm,q} + I_{Tr2,q} \quad (2.42)$$

$$V_{Tr1,d} = R_{Tr1}I_{Tr1,d} + L_{Tr1}(sI_{Tr1,d} - 2\pi f_1 I_{Tr1,q}) + R_m I_{Rm,d} \quad (2.43)$$

$$V_{Tr1,q} = R_{Tr1}I_{Tr1,q} + L_{Tr1}(sI_{Tr1,q} + 2\pi f_1 I_{Tr1,d}) + R_m I_{Rm,q} \quad (2.44)$$

$$V_{Tr2,d} = R_{Tr2}I_{Tr2,d} + L_{Tr2}(sI_{Tr2,d} - 2\pi f_1 I_{Tr2,q}) + R_m I_{Rm,d} \quad (2.45)$$

$$V_{Tr2,q} = R_{Tr2}I_{Tr2,q} + L_{Tr2}(sI_{Tr2,q} + 2\pi f_1 I_{Tr2,d}) + R_m I_{Rm,q} \quad (2.46)$$

$$R_m I_{Rm,d} = L_m(sI_{Lm,d} - 2\pi f_1 I_{Lm,q}) \quad (2.47)$$

$$R_m I_{Rm,q} = L_m(sI_{Lm,q} + 2\pi f_1 I_{Lm,d}) \quad (2.48)$$

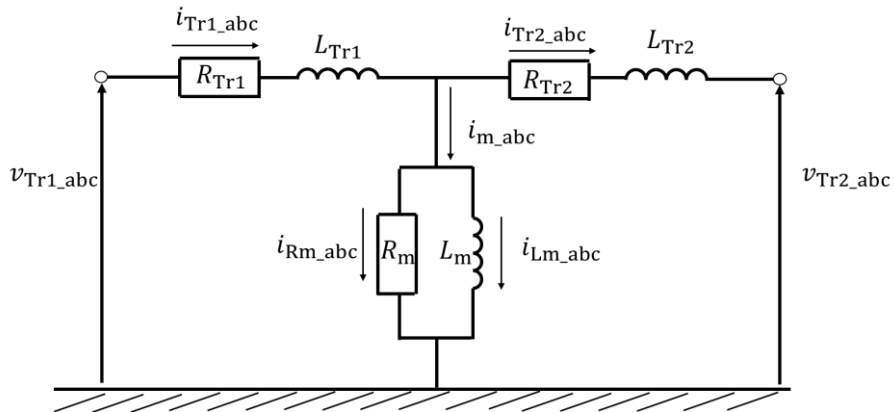


図 2.24 三相変圧器の等価回路

GFL インバータの数式モデル((2.16)~(2.18)式)は GFL インバータの連系点電圧位相基準で abc-dq 変換されており、系統インピーダンスの関係式は系統の上位側電圧位相基準で abc-dq 変換されている。系統インピーダンスと GFL インバータの数学モデルに合成するには、GFL インバータの数式モデルと、系統インピーダンスの関係式を同じ d-q 基準フレームで表現する必要がある。そのため、(2.49)式の回転行列を((2.16)~(2.18)式)の $\Delta I_{ld,d}$ 、 $\Delta I_{ld,q}$ 、 $\Delta V_{POC,d}$ 、 $\Delta V_{POC,q}$ に適用して、上流側電圧の d-q 基準フレーム上の値に変換する。なお、 $\Delta I_{ld,d}^*$ および $\Delta I_{ld,q}^*$ の基準 d-q フレームは、後述する方法で上流側電圧の d-q 基準フレームに変換される。

$$\begin{pmatrix} \Delta X_d \\ \Delta X_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta' & -\sin\theta' \\ \sin\theta' & \cos\theta' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta X_d \\ \Delta X_q \end{pmatrix} \quad (2.49)$$

上式で添え字 D,Q は上位側電圧位相基準で abc-dq 変換された値であることを示す。

この SI の数式モデル((2.16)~(2.18)式)と連系用変圧器 ((2.41)~(2.48)式) の関係式または電線路 ((2.39), (2.40)式) の関係式を整理することで、次のように下流側バスの d-q 軸電圧と上流側に流れる電流は上流側バス d-q 軸電圧・周波数・dq 軸電流目標値で表現する関係式を得ることができる。

$$\begin{pmatrix} \Delta V_{2,D} \\ \Delta V_{2,Q} \\ \Delta I_{1,D} \\ \Delta I_{1,Q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{G}_{V2} \\ \mathbf{G}_{ild} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta V_{1,D} \\ \Delta V_{1,Q} \\ \Delta F \\ \Delta I_{ld,D}^* \\ \Delta I_{ld,Q}^* \end{pmatrix} \quad (2.50)$$

(2.16), (2.17)式の代わりに(2.16), (2.18)式を用いると次のような関係式となる。

$$\begin{pmatrix} \Delta V_{2,D} \\ \Delta V_{2,Q} \\ \Delta I_{1,D} \\ \Delta I_{1,Q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{G}_{V2} \\ \mathbf{G}_{ildv2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta V_{1,D} \\ \Delta V_{1,Q} \\ \Delta F \\ \vdots \\ \Delta F^7 \\ \Delta I_{ld,D}^* \\ \Delta I_{ld,Q}^* \end{pmatrix} \quad (2.51)$$

上式において $I_A$ ：下流側に流れる電流， $\mathbf{G}_{V2}$ ， $\mathbf{G}_{ild}$ ， $\mathbf{G}_{ildv2}$ ：各入力に関する伝達関数セットである。

需要の数式モデルは連系点の d-q 軸電圧値から連系点に流れる d-q 軸電流を導出するものである。よって、需要の数式モデルも SI と同様の処理を行うことで系統の上流インピーダンスとの合成を行うことができる。

## 2.5 同バスに連系している複数の数式モデルの集約法

2.4の手法を用いて各 SI, 需要の連系点から上流に向かってボトムアップ式に数式モデルの合成を行っていくと、同一のノードに複数の合成モデルが連系する状態になる。そのとき、同一ノードに連系された複数の合成モデルを、一つの伝達関数に集約することを考える。この際、各 SI のリミッタ特性を考慮した伝達関数の集約手法として、パデ近似<sup>[29]</sup>と多項式近似を用いる手法 (2.5.1), 入力値調整と Routh 近似<sup>[30]</sup>を用いる手法 (2.5.2), インパルス応答エネルギーを考慮した集約法 (2.5.3), 平衡化打ち切り法を用いた手法(2.5.4)の4つの手法を提案する。

### 2.5.1 パデ近似を用いた集約法

本項で述べる手法はモータドライブシステムの集約のために提案されている手法<sup>[17]</sup>をベースにしている。本項の手法の詳細を記述する前に、パデ近似とはどのような近似手法であるかを紹介する。

パデ近似は関数を近似する手法の一つであり、一般に次のような定義と定理がある。

・定義

パデ近似は有理関数 $[P_m(x)]/[Q_n(x)]$ である。ここで、 $P_m(x)$ と $Q_n(x)$ は、それぞれ  $x$  の次数  $m$  と  $n$  の多項式であり、 $[m, n]$  で示される。有理関数 $[m, n]$ は、 $[m, n]$ のべき級数展開が $f(x)$ の最大級数展開と同一である場合に限り、関数 $f(x)$ (次数 $x^{m+n}$ の項を含む)のパデ近似であると言われる。

近似する関数をべき級数を(2.52)式とするとパデ近似は(2.53)式となる。

$$f(x) = c_0 + c_1x + c_2x^2 \cdots 1 \quad (2.52)$$

$$\frac{P_m(x)}{Q_n(x)} = \frac{a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + \cdots + a_mx^m}{b_0 + b_1x + b_2x^2 + b_3x^3 + \cdots + b_nx^n} \quad (2.53)$$

(2.53)式のべき級数展開は、 $x^{m+n}$ の項まで(2.54)式と一致するため、次の線形連立方程式が導出される。 $(x = 0)$ におけるパデ近似)

$$\begin{aligned} a_0 &= b_0c_0 \\ a_1 &= b_0c_1 + b_1c_0 \\ &\vdots \\ a_m &= b_0c_m + b_1c_{m-1} + \cdots + b_mc_0 \\ 0 &= b_0c_{m+n} + b_1c_{m+n-1} + \cdots + b_nc_m \end{aligned} \quad (2.54)$$

上式は(2.53)式の係数を導出するために使用される。ここで $b_n$ または $b_0$ のいずれかが単一であると見なされることに注意する必要がある。

・定理 1

$$f(s) = c_0 + c_1s + c_2s^2 + \cdots, \quad \text{ただし } c_i \text{ が実数かつ } c_0 \neq 0 \quad (2.55)$$

の時、 $|s| < R$ の有理型であり、この円では単純な極 $s = r$ を 1 つだけ持つ。そして、(2.56)式が成り立つ場合は(2.57)式が成り立つ。

$$|s| < \sigma R < R \quad (2.56)$$

$$\frac{c_v}{c_{v+1}} = r + 0(\sigma^{v+1}) \quad (2.57)$$

定理 2 (一般化)

(2.55)式で与えられる $f(s)$ を $s < R$ の有理型とし、極 $r_1, r_2, \dots, r_p$ を持つとする。このとき、各極が(2.58)式のような関係の場合、級数展開は(2.59)式となる。

$$0 < |r_1| \leq |r_2| \leq |r_3| \cdots \leq |r_p| < \sigma R < R \quad (2.58)$$

$$\begin{aligned} \psi(s) &= (1 - r_1^{-1}s)(1 - r_2^{-1}s) \cdots (1 - r_p^{-1}s) \\ &= 1 + a_1s + a_2s^2 + \cdots + a_ps^p \end{aligned} \quad (2.59)$$

最後に、パデ近似の分母 $[v, p]$ は(2.60)式となる。

$$K_v(s) = 1 + \alpha_1^{(v)}s + \alpha_2^{(v)}s^2 + \cdots + \alpha_p^{(v)}s^p \quad (2.60)$$

また、上式において

$$\alpha_i^{(v)} = \alpha_i + 0(\sigma^v) \quad (2.61)$$

$$K_v(s) = \psi(s) + 0(\sigma^v) \quad (2.62)$$

(2.60)式において  $p = 1$  の時、定理 2 は定理 1 になる。

以上の性質を用いることで次のように伝達関数の低次元化を行う。次の高次システムの伝達関数を考える。

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{d_0 + d_1s + d_2s^2 + \cdots + d_{n-1}s^{n-1}}{(s + s_1)(s + s_2) \cdots (s + s_n)} \\ &= \frac{d_0 + d_1s + d_2s^2 + \cdots + d_{n-1}s^{n-1}}{e_0 + e_1s + e_2s^2 + \cdots + e_ns^n} \end{aligned} \quad (2.63)$$

$G(s)$  は  $s = 0$  についてのべき級数に展開すると次のように表される。

$$G(s) = c_0 + c_1s + c_2s^2 + \cdots \quad (2.64)$$

ここで

$$c_0 = \frac{d_0}{e_0} \quad (2.65)$$

$$c_k = \frac{1}{e_0} \left( d_k - \sum_{j=1}^k e_j c_{k-j} \right), \quad \forall k > 0 \quad (2.66)$$

である。また上式において、 $d_k = 0, \forall k > n - 1$  である。

$s = -s_1$  で極を保持する  $k$  次の縮小モデル  $R(s)$  が必要であると仮定すると、各係数は(2.54)式より(2.67)式で表される。

$$R(s) = \frac{d_0 + d_1s + d_2s^2 + \cdots + d_{n-1}s^{n-1}}{e_0 + e_1s + e_2s^2 + \cdots + e_ns^n} \quad (2.67)$$

$R(s)$  と  $G(s)$  の分子の次数は、分母より 1 つ小さいと仮定すると、 $R(s)$  が  $G(s)$  のパデ近似値となるためには、次の(2.68)式が成り立つ。

$$\begin{aligned} a_0 &= b_0c_0 \\ a_1 &= b_0c_1 + b_1c_0 \\ &\vdots \\ a_m &= b_0c_{2k-2} + b_1c_{2k-1} + \cdots + c_{k-1} \\ 0 &= b_0c_{2k-1} + b_1c_{2k-2} + \cdots + c_k \end{aligned} \quad (2.68)$$

ただし、 $R(s)$  は  $s = -s_1$  に極を持つことになっているため、2 点以上の点についてのパデ近似の概念を用いて、(2.68)式の最後の関係式は次の式に置き換えられる。

$$0 = b_0 - b_1s_1 + b_2s_1^2 - \cdots + (-1)^k s_1^k \quad (2.69)$$

したがって、これらの方程式により方程式(2.67)の係数  $b_i, a_i$  ( $i = 0 \cdots k - 1$ ) について解くことができる。

以上で説明した手法を用いてリミッタ特性を多項式で近似した数式モデルに対して、次の要領で集約する。また、その集約法の概要図を図 2.25 に示す。

- (1) それぞれの伝達関数をパデ近似を用いて多項式に変換する。
- (2) 手順(1)で導出した各 SI の多項式モデルを足し合わせることで集約多項式を導出する。
- (3) パデ近似を用いて集約多項式を所望の次数の伝達関数形式に再変換する。

本手法ではリミッタの特性を多項式で近似しているため、その精度が保証されている範囲を超えた $\Delta f$ が入力された場合には精度が大きく悪化する可能性がある。そこで提案手法では、本手法で作成したモデルを用いた時系列解析を実施する場合には、観測された $\Delta f$ が保証されている範囲 $f_{low} \sim f_{up}$ を超過する場合には、上下限值にクランプして用いることとする。

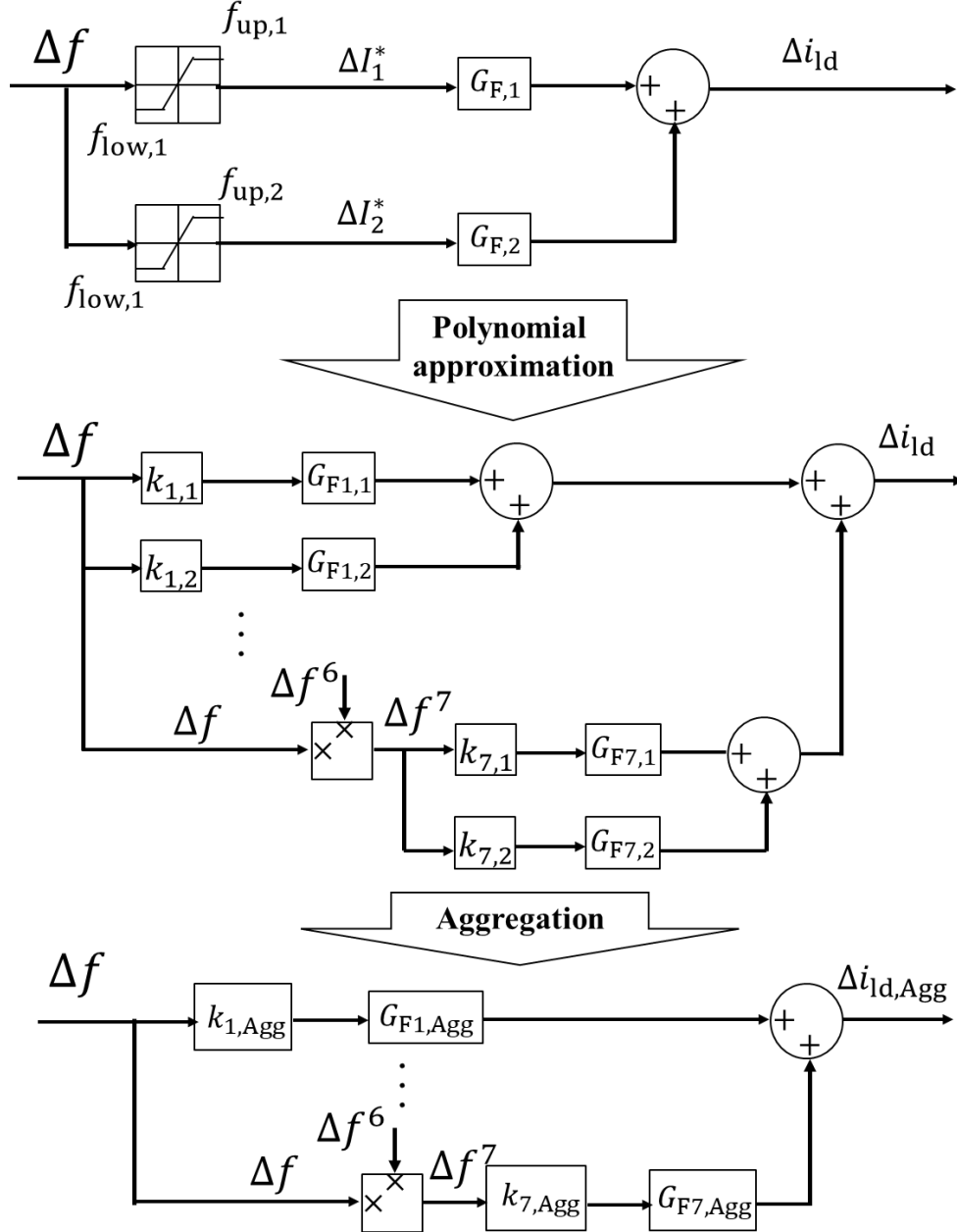


図 2.25 パデ近似を用いた集約法の概要

### 2.5.2 Routh 近似を用いた集約法

前項の低次元化のために用いたパデ近似は近似の極が元の伝達関数の分子と分母の両方に依存

するため、安定(不安定)なシステムの近似が不安定(安定)になる可能性がある。よって、近似前後でシステムの安定性が不変である近似手法である Routh 近似を用いた伝達関数の集約法を本節では述べる。本項で扱う集約法の詳細を記述する前に、前項と同様に Routh 近似とはどのような近似手法であるかを紹介する。

Routh 近似は低次元化対象の伝達関数の Routh の安定判別法で用いる「Routh 配列」を使用して近似を行うため、元の伝達関数が安定している場合、すべての近似は安定する。そして近似値はインパルス応答エネルギーの点において、元の伝達関数に単調に収束する。

次の伝達関数の近似を考える。

$$G(s) = \frac{b_1 s^{n-1} + \dots + b_n}{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_n} \quad (2.70)$$

まず、第一段階として(2.70)式に対して Alpha-Beta 展開を行う。漸近的に安定している伝達関数は次の標準形式に展開できる。

$$G(s) = \beta_1 F_1(s) + \beta_2 F_1(s)F_2(s) + \dots + \beta_n F_1(s)F_2(s) \dots F_n(s) = \sum_{l=1}^n \beta_l \prod_{j=1}^l F_j(s) \quad (2.71)$$

上式において、 $\beta_i (i = 1, 2, \dots, n)$  は定数であり、 $i = 2, \dots, n$  は(2.72)式の連続した分数展開によって定義される。

$$F_i(s) = \frac{1}{\alpha_i s + \frac{1}{\alpha_{i+1} s + \frac{1}{\alpha_{i+2} s + \dots + \frac{1}{\alpha_{n-1} s + \frac{1}{\alpha_n s}}}}} \quad (2.72)$$

$F_1(s)$  の場合、定義(2.72)が少し変更され、連続分数展開の最初の項は、 $\alpha_1 s$  ではなく  $1 + \alpha_1 s$  となる。正準形(2.71)は  $G(s)$  の Alpha-Beta 展開と呼ばれ、Routh 近似の理論において基本的な役割を果たす。

Alpha-Beta 展開に現れる  $n$  個の係数  $\alpha_i$  は、表 2.6 に示すように、安定性分析で使用される Routh テーブルを構築するアルゴリズムを使用して計算できる。テーブルの最初の 2 行は、 $G(s)$  の分母の係数( $a_j^0 = a_{j-1}^1 = 0$ , ただし  $j > n$ ) から形成される。残りの項は、「相互乗算ルール」によって形成される。

$$\begin{aligned} a_0^{i+1} &= a_2^{i-1} - \alpha_i a_2^i \\ a_2^{i+1} &= a_4^{i-1} - \alpha_i a_4^i \\ &\vdots \\ a_{n-i-2}^{i+1} &= a_{n-i}^{i-1} - \alpha_i a_{n-i}^i, \quad i = 1, \dots, n-1 \end{aligned} \quad (2.73)$$

$n - i$  が奇数の場合、(2.73)式の最後の方程式は次のように置き換えられる。

$$a_{n-i-1}^{i+1} = a_{n-i+1}^{i-1} \quad (2.74)$$

(2.74)式の  $\alpha_i$  は次式で与えられる。

$$\alpha_i = \frac{a_0^{i-1}}{a_0^i}, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (2.75)$$

上式の近似で使用される発展の正準形のために Routh 配列を使用するため、この近似を"Routh 近似"と呼ぶことを示唆している。

標準形式で表示される係数 $\beta_i$ は、に示す表 2.7 のアルゴリズムを使用して取得できる。 $\beta$ テーブルの最初の 2 行は、 $G(s)$ の分子の係数から導出できる。残りの項は、表 2.6 と $\beta$ テーブルの前の行に示すように計算された Routh 配列の部分から計算される。

$$\beta_i = \frac{b_0^i}{a_0^i}, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (2.76)$$

$$b_{j-2}^{i+2} = b_j^i - \beta_i a_j^i \quad \begin{matrix} j = \{2, 4, \dots, n-i \\ 2, 4, \dots, n-i \\ i = 1, 2, \dots, n-2 \end{matrix} \quad (2.77)$$

表 2.6 Alpha 配列

|                          | $a_0^0 = a_0$<br>$a_1^0 = a_1$   | $a_2^0 = a_2$<br>$a_3^0 = a_3$   | $a_4^0 = a_4$<br>$a_5^0 = a_5$   | $a_6^0 = a_6$<br>... | ... |
|--------------------------|----------------------------------|----------------------------------|----------------------------------|----------------------|-----|
| $\alpha_1 = a_0^0/a_1^0$ | $a_2^1 = a_2^0 - \alpha_1 a_1^0$ | $a_3^1 = a_3^0 - \alpha_1 a_2^0$ | $a_4^1 = a_4^0 - \alpha_1 a_3^0$ | ...                  |     |
| $\alpha_2 = a_1^0/a_2^0$ | $a_3^2 = a_3^1 - \alpha_2 a_2^1$ | $a_4^2 = a_4^1 - \alpha_2 a_3^1$ | ...                              |                      |     |
| $\alpha_3 = a_2^0/a_3^0$ | $a_4^3 = a_4^2 - \alpha_3 a_3^2$ | ...                              |                                  |                      |     |
| $\alpha_4 = a_3^0/a_4^0$ | $a_5^4 = a_5^3 - \alpha_4 a_4^3$ | ...                              |                                  |                      |     |
| $\alpha_5 = a_4^0/a_5^0$ | $a_6^5 = a_6^4 - \alpha_5 a_5^4$ | ...                              |                                  |                      |     |
| $\alpha_6 = a_5^0/a_6^0$ | ...                              |                                  |                                  |                      |     |
| ...                      |                                  |                                  |                                  |                      |     |

表 2.7 Beta 配列

|                         | $b_0^1 = b_1$<br>$b_1^1 = b_2$  | $b_2^1 = b_3$<br>$b_3^1 = b_4$  | $b_4^1 = b_5$<br>$b_5^1 = b_6$ | ... |
|-------------------------|---------------------------------|---------------------------------|--------------------------------|-----|
| $\beta_1 = b_0^1/a_1^0$ | $b_2^2 = b_2^1 - \beta_1 a_1^0$ | $b_3^2 = b_3^1 - \beta_1 a_2^0$ | ...                            |     |
| $\beta_2 = b_1^1/a_2^0$ | $b_3^3 = b_3^2 - \beta_2 a_2^1$ | $b_4^3 = b_4^2 - \beta_2 a_3^1$ | ...                            |     |
| $\beta_3 = b_2^1/a_3^0$ | $b_4^4 = b_4^3 - \beta_3 a_3^2$ | ...                             |                                |     |
| $\beta_4 = b_3^1/a_4^0$ | $b_5^4 = b_5^4 - \beta_4 a_4^3$ | ...                             |                                |     |
| $\beta_5 = b_4^1/a_5^0$ | ...                             |                                 |                                |     |
| $\beta_6 = b_5^1/a_6^0$ | ...                             |                                 |                                |     |
| ...                     |                                 |                                 |                                |     |

伝達関数 $G(s)$ の  $k$  番目の Routh 収束 $R_k(s)$ は、Alpha-Beta 展開((2.71)式)を切り捨て、結果を $s$ の有理関数として整理することによって得られる。切り捨てにより、 $\alpha_{k+1}, \dots, \alpha_n, \beta_{k+1}, \dots, \beta_n$ を含む Alpha-Beta 展開でこれらの項が削除されるため、最初の  $k$  個の $\alpha$ および $\beta$ 係数のみに依存する。

$i = 2, \dots, k$ の場合の次の連続分数展開で定義された  $k$  個の関数の集合  $G_{i,k}$ ((2.78)式)を考える。

$$G_{i,k}(s) = \frac{1}{\alpha_i s + \frac{1}{\alpha_{i+1} s + \frac{1}{\alpha_{i+2} s + \ddots \frac{1}{\alpha_{k-1} s + \frac{1}{\alpha_k s}}}}} \quad (2.78)$$

$i = 1$ の場合、上記の定義は少し変更され、連続分数展開の最初の項は、 $\alpha_1 s$ ではなく $1 + \alpha_1 s$ となる。(2.72)式と比較すると、 $G_{i,k}$ は $F_i$ の連続分数展開で最後の  $n-k$  の項を切り捨てた結果であることを示している。これらの新たな関数 $G_{i,k}$ を使用すると、 $k$  番目の Routh 収束は次のようになる。

$$\begin{aligned}
G(s) &= \beta_1 G_{1,k}(s) + \beta_2 G_{1,k}(s) G_{2,k}(s) + \cdots + \beta_k G_{1,k}(s) G_{2,k}(s) \cdots G_{k,k}(s) \\
&= \sum_{l=1}^k \beta_l \prod_{j=1}^l G_{i,j}(s)
\end{aligned} \tag{2.79}$$

$A_k(s)$ と $B_k(s)$ がそれぞれ、 $k$  番目の Routh 収束の分母と分子を表すとする、次のように計算される。

$$\begin{aligned}
A_1(s) &= \alpha_1 s + 1 \\
B_1(s) &= \alpha_1 \alpha_2 s^2 + \alpha_2 s + 1 \\
B_2(s) &= \alpha_2 \beta_1 s + \beta_2 \\
A_3(s) &= \alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 s^3 + \alpha_2 \alpha_3 s^2 + (\alpha_1 + \alpha_3) s + 1 \\
B_3(s) &= \alpha_2 \alpha_3 \beta_1 s^2 + \alpha_3 \beta_2 s + (\beta_1 + \beta_3) \\
&\vdots
\end{aligned} \tag{2.80}$$

(2.80)式を一般化すると次のように表される。

$$A_k(s) = \alpha_k s A_{k-1}(s) + A_{k-2}(s) \tag{2.81}$$

$$B_k(s) = \alpha_k s B_{k-1}(s) + B_{k-2}(s) + B_k, \quad k = 1, 2, \dots \tag{2.82}$$

上式において、 $A_{-1}(s) = 0, B_{-1}(s) = 0, A_0(s) = 1, B_0(s) = 0$  である。

ただし、ここで得られる近似伝達関数は元のシステムの高周波動作を保持する傾向がある。そのため、Routh 近似では(2.83)式のような変換で $G(s)$ に関する $\hat{G}(s)$ という伝達関数を利用する。

$$\hat{G}(s) = \frac{1}{s} G\left(\frac{1}{s}\right) = \frac{b_n s^{n-1} + \cdots + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \cdots + a_0} \tag{2.83}$$

この操作を伝達関数 $G(s)$ の「逆数化(reciprocate)」と呼ぶ<sup>[30]</sup>。これは単に多項式の係数の順序を逆にする操作にすぎない。(2.83)式から明らかなように、逆変換の 2 回目の適用により、逆変換された伝達関数が元の伝達関数に戻ることがわかる。逆変換の第一の性質は、元の伝達関数の非ゼロ極(または固有値)とゼロを反転させることである。例えば、 $s_i$ が $G(s)$ の極(ゼロ)であれば、 $1/s_i$ は $\hat{G}(s)$ の極(ゼロ)である。

したがって、これらより伝達関数 $G(s)$ の  $k$  次の Routh 近似は $G(s)$ の「逆数化された」伝達関数 $\hat{G}(s)$ の  $k$  次の Routh 収束となる。 $k$  次の Routh 近似 $G_k(s)$ を次のように表す。

$$G_k(s) = \frac{1}{s} \widehat{R}_k\left(\frac{1}{s}\right) \tag{2.84}$$

ここで $\widehat{R}_k$ は $\hat{G}(s)$ の  $k$  次の Routh 収束である。

Routh 近似は最初のステップは(2.83)式に示すように逆変換を適用して $\hat{G}(s)$ を得ることである。次のステップは(2.81), (2.82)式に従って $\hat{G}(s)$ の Alpha-Beta 展開を計算することである。三番目のステップは定義(2.79)式に従って、 $\hat{G}(s)$ の最初の  $k$  個の $\alpha$ および $\beta$ 係数から $\widehat{R}_k(s)$ の  $k$  次の Routh 収束を導出する。

$$\widehat{R}_k(s) = f(s; \widehat{\alpha}_1, \dots, \widehat{\alpha}_k, \widehat{\beta}_1, \dots, \widehat{\beta}_k) \tag{2.85}$$

上式において、 $\widehat{\phantom{x}}$ は $\hat{G}(s)$ から計算されるものであり、 $G(s)$ から計算されるものとは異なることを示している。

最初の  $k$  個の $\alpha$ および $\beta$ 係数の後の Alpha-Beta 展開を切り捨て、項を合計し、有利関数として整理することで  $k$  次の Routh 収束式のような形式となる。

$$\widehat{R}_k(s) = \frac{d_k s^{k-1} + \cdots + d_2 s + d_1}{c_k s^k + \cdots + c_1 s + c_0} \tag{2.86}$$

(2.86)式は(2.81), (2.82)式を用いることで導出ができる。

最後に(2.86)式に逆変換を適用することで,  $G_k(s)$ を得る。

$$G_k(s) = \frac{d_1 s^{k-1} + \dots + d_k}{c_0 s^k + c_1 s^{k-1} + \dots + c_k} \quad (2.87)$$

以上で説明した手法を用いて, 複数の伝達関数の集約を行う。本手法では負荷電流指令値を調整するとともに, Routh 近似を用いることにより, 集約前後で伝達関数の安定性と直流ゲインを一致させることを目的としている。この手法は以下の手順で伝達関数の集約を行う。

(1) それぞれの伝達関数(図 2.26 の $G_{I*,1}$ ,  $G_{I*,2}$ )の直流ゲインが 1 になるよう, 当該伝達関数部分を過倍する。なお, 全体の特性が変わることのないよう, 入力信号(負荷電流指令値)をこの倍率で除して(図 2.26 の $\alpha$ )与えることとする。

(2) それぞれの電流指令値を足し合わせ, 新たな負荷電流指令値を作成する。

(3) (2.88)式のように部分分数分解の逆の手順を踏み, 集約伝達関数を導する。

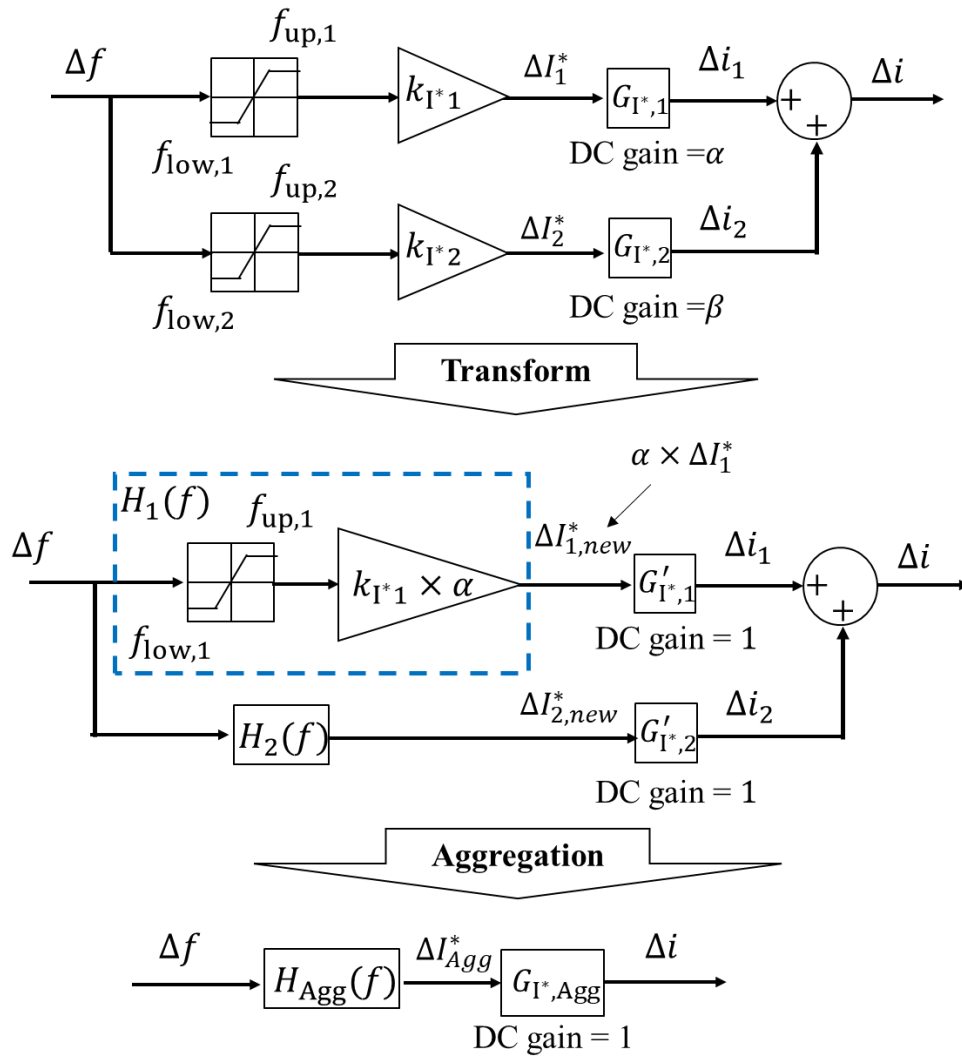
$$\begin{aligned} G_1(s) &= \frac{A_1^k(s)}{B_1^n(s)} \\ G_2(s) &= \frac{A_2^l(s)}{B_2^m(s)} \\ G_{\text{Agg}}(s) &= \frac{A_1^k(s)B_2^m(s) + A_2^l(s)B_1^n(s)}{B_1^n(s)B_2^m(s)} \end{aligned} \quad (2.88)$$

ただし,  $X_j^i(s) = X_{0,j} + X_{1,j}s + \dots + X_{i,j}s^i$

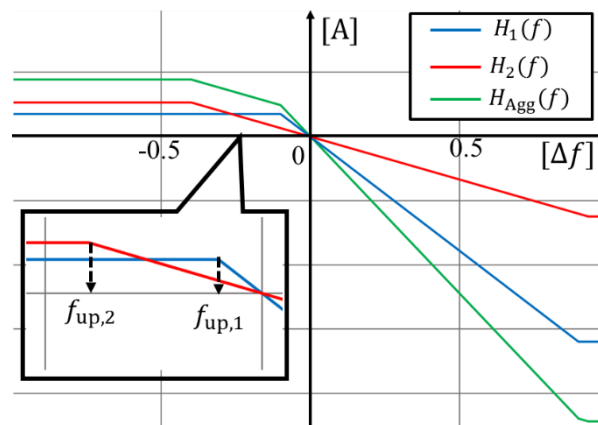
(4) Routh 近似を用いて集約伝達関数を所望の次数まで次数下げを行う。

(5) 集約伝達関数を集約台数(図 2.26 の場合は 2)で除し, 直流ゲインを 1 とする。

この手法はそれぞれの負荷電流指令値を足し合わせるため, 集約前後で直流ゲインが一致する。また, 集約を行うときに集約対象の伝達関数の極がそのまま集約伝達関数に保存されるため, 安定(不安定)な伝達関数セットを不安定(安定)にすることはない。前述の通り, Routh 近似は Routh の安定判別の定理を用いて近似を行う手法であり, 近似を行う伝達関数の安定性を保存する特徴があるため, 近似前後で安定性に変化はない。なお, リミッタを考慮する必要がない場合は手順 (3), (4) の処理のみを行う。



(a) Routh 近似を用いた集約過程



(b) 各伝達関数の負荷電流指令値

図 2.26 Routh 近似を用いた集約法の概要

### 2.5.3 インパルス応答エネルギーを考慮した集約法

前項で記述した Routh 近似は伝達関数の分母の情報のみで近似伝達関数の分母を算出する。よって、前項の集約法を用いた場合、手順を用いた集約法を (3) の処理で伝達関数の集約を行うため、直流ゲインの小さな伝達関数の極の情報が最終的な集約伝達関数の極の算出に大きく影響してしまう恐れがある。そこで本項で説明する集約法では、前項の Routh 近似を用いた集約法をベースに、直流ゲインの大きさも考慮し、最終的な集約伝達関数を導出する。

本項で扱う集約法は伝達関数のインパルス応答エネルギーに基づき、集約対象の伝達関数の極の情報をそれぞれの程度最終的な集約伝達関数に含めるかを定める。ある関数  $g(t)$  を伝達関数  $G(s)$  のインパルス応答エネルギー(つまり逆ラプラス変換)とすると、インパルス応答エネルギーは次式で定義される値である。

$$\|h(t)\|^2 = \int_0^{\infty} h^2(t) dt \quad (2.89)$$

ここで  $G(s)$  は安定したシステムの伝達関数であると仮定する。インパルス応答エネルギーの平方根  $\|h(t)\|$  はノルム<sup>[31][40]</sup>であり、Routh 配列の  $\alpha_i, \beta_i$  で(2.89)式を表現すると式のようにになる。

$$\|h(t)\|^2 = \sum_{i=1}^n \frac{\beta_i^2}{2\alpha_i} \quad (2.90)$$

このインパルス応答エネルギーを用いて、以下の手順で集約伝達関数を導出する。

- (1) それぞれの伝達関数に FW 垂下特性から算出される周波数偏差に対する負荷電流指令値のゲイン(図 2.26 の  $k_{f*}$ )を乗じて、インパルス応答エネルギーを算出する。
- (2) 手順(1)で算出した値から全伝達関数のインパルス応答のエネルギーの合計から各伝達関数が占める割合を算出する。
- (3) 手順(2)で算出した割合を所望の集約伝達関数の次数に乗ずることで、集約伝達関数の次数の中で各伝達関数が請け負う次数を導出する。
- (4) 手順(3)で算出した次数が分母の最大次数を超えている場合、事前に決定した所望の集約伝達関数の次数を 1 つ下げ、手順(3)に戻る。
- (5) それぞれの伝達関数(図 2.26 の  $G_{I*,1}, G_{I*,2}$ )の直流ゲインが 1 になるよう、当該伝達関数部分を逡倍する。なお、全体の特性が変わることのないよう、入力信号(負荷電流指令値)をこの倍率で除して(図 2.26 の  $\alpha$ )与えることとする。
- (6) それぞれの電流指令値を足し合わせ、新たな負荷電流指令値を作成する。
- (7) それぞれの伝達関数を手順(3)で算出した次数まで Routh 近似を用いて次数下げを行う。
- (8) (2.88)式の手順で次数下げを行った伝達関数のセットから集約伝達関数を導出する。
- (9) 集約伝達関数を集約台数(図 2.26 の場合は 2)で除し、直流ゲインを 1 とする。

この手法はそれぞれの伝達関数の出力の合計に対して影響の大きい伝達関数の情報をより多く集約伝達関数に含めることができるメリットがある。一般的に、事前に決定した所望の集約伝達関数の次数が高すぎると、出力の合計に対して影響の小さい伝達関数の極の値が集約伝達関数に極選定に影響を及ぼしてしまう恐れがある。一方、本手法では手順(4)の処理を行うことでそれを防止している。また、集約のベースは 2.5.2 の手法と変わらないため、集約前後で安定性に変化はない。なお、リミッタを考慮する必要がない場合は、手順(5), (6), (9)の処理は行わない。

### 2.5.4 平衡化打ち切り法を用いた集約法

前項のインパルス応答エネルギーを考慮した集約法の中で、各伝達関数を Routh 近似を用いて次数下げを行っていた。本項で説明する集約法では、各伝達関数の次数下げを平衡化打ち切り法を用いて行う。平衡化打ち切り手法は制御システムの低次元化によく使用されている手法であり、近似誤差を算出することができるという特徴がある<sup>[32]</sup>。また、システムの安定性(不安定性)を近似前後で維持することができる<sup>[33]</sup>。

平衡化打ち切り法は入力と出力の関係の中で影響の程度を表すハンケル特異値を用いて、除外する状態変数を決める手法である。以下に平衡化打ち切り法の手順を示す。

(2.91)式のような漸近的に安定な線形系を次数削減対象システムとする。

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}(t); & \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0 \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C} \mathbf{x}(t) + \mathbf{D} \mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (2.91)$$

(2.91)式の線形システムの伝達関数は(2.92)式で記述される。

$$\mathbf{H}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D} \quad (2.92)$$

平衡化打ち切り法は 2 ステップで縮約モデルを導出する。第一のステップで入力-出力の挙動への寄与度に応じて状態を並べたいわゆる平衡実現を得る。次に、この平衡実現に基づいて、最も影響の程度が小さい状態を除外することによって縮約モデルを導出する。

システム(2.91)式の平衡実現を得るためには、入出力挙動を定量化する必要がある。そのために、可制御グラミアン $\mathbf{P}$ と可観測グラミアン $\mathbf{Q}$ を用いる。この系における可制御グラミアン $\mathbf{P}$ と可観測グラミアン $\mathbf{Q}$ は次式で表される。

$$\mathbf{P}(0, t_f) := \int_0^{t_f} e^{\tau\mathbf{A}} \mathbf{B} \mathbf{B}^T e^{\tau\mathbf{A}^T} d\tau \quad (2.93)$$

$$\mathbf{Q}(0, t_f) := \int_0^{t_f} e^{\tau\mathbf{A}^T} \mathbf{C}^T \mathbf{C} e^{\tau\mathbf{A}} d\tau \quad (2.94)$$

(2.93), (2.94)式より可制御グラミアン $\mathbf{P}$ と可観測グラミアン $\mathbf{Q}$ は、システムが漸近的に安定の時のみ有限であることがわかる。 $\mathbf{P}, \mathbf{Q}$ は $t_f = +\infty$ のときリアプノフ方程式を満たす<sup>[34]</sup>。

$$\mathbf{A}\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A}^T + \mathbf{B}\mathbf{B}^T = 0 \quad (2.95)$$

$$\mathbf{A}^T\mathbf{Q} + \mathbf{Q}\mathbf{A} + \mathbf{C}^T\mathbf{C} = 0 \quad (2.96)$$

$\mathbf{P}, \mathbf{Q}$ の正定性は(2.91)式の系の可制御性と可観測性と等価である。そして、 $\mathbf{P}, \mathbf{Q}$ は状態 $\mathbf{x}_0$ に関連する入出力エネルギーの特性を示している。 $\mathbf{x}$ を正定値行列 $\mathbf{T}$ で $\bar{\mathbf{x}} = \mathbf{T}\mathbf{x}$ のように座標変換すると係数行列は次のように表現される。

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{A}} &= \mathbf{T}\mathbf{A}\mathbf{T}^{-1} \\ \bar{\mathbf{B}} &= \mathbf{T}\mathbf{B} \\ \bar{\mathbf{C}} &= \mathbf{C}\mathbf{T}^{-1} \\ \bar{\mathbf{D}} &= \mathbf{D} \end{aligned} \quad (2.97)$$

また、新たな可制御グラミアン $\bar{\mathbf{P}}$ と可観測グラミアン $\bar{\mathbf{Q}}$ は次のように与えられる。

$$\bar{\mathbf{P}} = \mathbf{T}\mathbf{P}\mathbf{T}^T \quad (2.98)$$

$$\bar{\mathbf{Q}} = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{Q}\mathbf{T}^{-1} \quad (2.99)$$

また、 $\bar{\mathbf{P}}$ と $\bar{\mathbf{Q}}$ の積は(2.100)式である。

$$\bar{P} = TPQT^{-1} \quad (2.100)$$

(2.100)式より可制御グラミアンと可観測グラミアンの積は座標変換に依存していないことがわかる。これらの固有値はハンケル特異値(の2乗)に等しい。

$$\sigma_i = \sqrt{\lambda_i(PQ)}, i = 1, \dots, n, \quad (2.101)$$

ここで $\lambda_i(\mathbf{X})$ は $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_n > 0$ と並べられた行列 $\mathbf{X}$ の*i*番目の固有値である。

観測可能性グラミアン $\mathbf{Q}$ は、状態に関連する出力エネルギーを特徴づけるものであり、各状態要素の出力に関する重要性の尺度を表す。したがって、高出力エネルギーを生成する状態は、低出力エネルギーを生成する状態よりも重要であるとみなすことができる。一方、制御可能性グラミアン $\mathbf{P}$ は、入力 $u$ に対する状態の重要性を測るものであり、入力エネルギーの少ない状態が入力エネルギーの多い状態よりも重要であることを意味する。これらより、可制御グラミアン $\mathbf{P}$ と可観測グラミアン $\mathbf{Q}$ の組み合わせは、入力-出力の観点から状態成分の重要性の特徴を与える。しかし、任意の座標系では、到達に必要なエネルギーが少ない状態 $\bar{x}_1$ が、出力エネルギーが少ない場合がある。一方、到達に必要なエネルギーは多いが、出力エネルギーが大きい別の状態 $\bar{x}_2$ が存在する場合がある。このような場合、 $\bar{x}_1$ と $\bar{x}_2$ のどちらが、入出力に与える影響の観点から重要な状態であるかを決定することは容易ではない。この決定を容易にするために平衡実現が導入される。すなわち、可制御グラミアン $\mathbf{P}$ と可観測グラミアン $\mathbf{Q}$ が等しく対角にあるような、状態空間実現があり、その対角要素はハンケル特異値によって与えられる<sup>[35]</sup>。

$$\bar{P} = \bar{Q} = \Sigma = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n) \quad (2.102)$$

ここでハンケル特異値は $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_n > 0$ となる。

平衡実現は制御が容易なものと観測が容易なものが平衡化している。そして、ハンケル特異値は入出力への影響が大きい順序で並んでいる。例えば状態 $\bar{x}_1$ は到達に必要なエネルギーが最も小さく、出力エネルギーが最も大きい。一方、 $\bar{x}_n$ は制御困難であり、出力への寄与は最も小さい。

平衡化実現のための座標変換 $\mathbf{T}$ は、可制御グラミアンと可観測グラミアンに基づいて求めることができる。そのために、可制御グラミアン $\mathbf{P}$ のコレスキー因子 $\mathbf{P}_U$ を用いるとともに $\mathbf{P}_U^t \mathbf{Q} \mathbf{P}_U$ の固有値分解を行う。

$$\mathbf{P} = \mathbf{P}_U \mathbf{P}_U^T \quad (2.103)$$

$$\mathbf{P}_U^t \mathbf{Q} \mathbf{P}_U = \mathbf{K} \mathbf{S} \mathbf{K}^t \quad (2.104)$$

ここで $\mathbf{K} \mathbf{S} \mathbf{K}^t$ は正定値対称行列であり、固有値ベクトル $\mathbf{K}$ は正則である。さらに、固有値は実数であり、整列させると式のようにハンケル特異値 $\Sigma$ の二乗値と等しい。そして、平衡化実現のための座標変換 $\mathbf{T}$ およびその逆行列は次式で表される。

$$\mathbf{T} = \Sigma^{1/2} \mathbf{K}^t \mathbf{U}^{-1} \quad (2.105)$$

$$\mathbf{T}^{-1} = \mathbf{U} \mathbf{K} \Sigma^{-1/2} \quad (2.106)$$

次に平衡実現を用いて低次元モデルを導出する手順を述べる。前述の通り、平衡実現は各状態の入出力動作に関する寄与度に応じて順序を付けられる。従って  $k$  次元の低次元モデルは平衡実現の状態 $\bar{\mathbf{x}}$ を $\bar{\mathbf{x}}^1 = (\bar{x}_1, \dots, \bar{x}_k) \in \mathbb{R}^k$ と $\bar{\mathbf{x}}^2 = (\bar{x}_{k+1}, \dots, \bar{x}_n) \in \mathbb{R}^{n-k}$ として分割することによって導出することができる。このときシステム行列を次のように分割して

$$\begin{aligned}
\Sigma &= \begin{pmatrix} \Sigma_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \Sigma_2 \end{pmatrix} \\
\bar{A} &= \begin{pmatrix} \bar{A}_{11} & \bar{A}_{12} \\ \bar{A}_{21} & \bar{A}_{22} \end{pmatrix} \\
\bar{B} &= \begin{pmatrix} \bar{B}_1 \\ \bar{B}_2 \end{pmatrix} \\
\bar{C} &= (\bar{C}_1 \quad \bar{C}_2) \\
\bar{D} &= D
\end{aligned} \tag{2.107}$$

$\bar{x}^2 = \mathbf{0}$ とすることで次の低次元モデルを導出できる。

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}} = \bar{A}_{11} \hat{\mathbf{x}} + \bar{B}_1 \mathbf{u} \\ \hat{\mathbf{y}} = \bar{C}_1 \hat{\mathbf{x}} + \bar{D} \mathbf{u} \end{cases} \tag{2.108}$$

なお、 $\hat{\mathbf{x}}$ は $\bar{\mathbf{x}}^1$ を用いた近似である。

(2.108)式のシステムはそれ自体が平衡実現であり、可制御グラミアン $P$ と可観測グラミアン $Q$ は $\Sigma_1$ で与えられる。また、 $\Sigma_1$ と $\Sigma_2$ が共通の対角要素を持たない場合、すなわち $\sigma_k > \sigma_{k+1}$ である場合その低次元モデルは漸近安定である<sup>[36]</sup>。

(2.108)式の低次元モデルはシステムの安定性を保存しており、その出力は原モデルの出力の近似である。近似精度は誤差限界を用いることで評価することができる。誤差境界は除外されたハンケル特異値を用いて次のように記述される。

$$\|\mathbf{G}(s) - \hat{\mathbf{G}}(s)\|_{\infty} \leq 2 \sum_{i=k+1}^n \sigma_i \tag{2.109}$$

ここで $\mathbf{G}(s)$ と $\hat{\mathbf{G}}(s)$ はそれぞれ原モデルと低次元モデルの伝達関数である。

(2.109)式の誤差限界はハンケル特異値が大きい状態ほど入出力の挙動において重要であるという考えに基づいている。すなわち、 $\Sigma_2$ のハンケル特異値が小さいとき、誤差限界の小さい精度の良い低次元モデルが導出できる。(2.91)式のシステムのハンケル特異値は事前に計算することができるので、近似誤差を見て低次元モデルの次数の選択を行うことができる。

平衡化打ち切り法は系において支配的な影響を持つ状態のみ切り出すことができるが、直流ゲインが一致しないという欠点がある。そのため、文献[37]では $G(s)$ から $G_c(s) := G(1/s)$ を導出し、 $G_c(s)$ に対して平衡化打ち切り法を適用し、低次元モデル $\hat{G}_c(s)$ を導出後、最初の処理( $\hat{G}(s) = \hat{G}_c(1/s)$ )を再度行うことで直流ゲインを近似前後で一致させている。なお、 $G_c(s) := G(1/s)$ の処理は状態空間表現における係数行列に対して次の処理を行うことで実現できる<sup>[37]</sup>。

$$A_c = A^{-1}, B_c = A^{-1}B, C_c = -CA^{-1}, D_c = D - CA^{-1}B \tag{2.110}$$

平衡化打ち切り法にはいくつか拡張した手法があり、特定の周波数領域<sup>[38]</sup>や時間領域<sup>[39]</sup>に重点を置いた近似モデルを導出する手法が提案されている。その手法を適用することでRoCoF(Rate of change of frequency)など評価値に合わせた近似モデルの作成が行える。通常の平衡化打ち切り法では $\hat{\mathbf{x}} = T\mathbf{x}$ として、

$$\hat{P} = T^{-1}PT^t \tag{2.111}$$

$$\hat{Q} = T^tPT \tag{2.112}$$

$$\hat{P} = \hat{Q} = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n) \tag{2.113}$$

となる変形を行うことで、平衡化実現つまり入力-状態間の関係と状態-出力間の関係とが等しくかつ各状態の要素ごとに分離された状態空間を作り出す。特定の時間領域に重点を置いた平衡化実現では可制御グラミアン $\mathbf{P}$ と可観測グラミアン $\mathbf{Q}$ を表す(2.93), (2.94)式の積分領域を $t_1, t_2$ を変えることで、その時間領域における $\hat{\mathbf{P}}$ と $\hat{\mathbf{Q}}$ を導出し、近似を行う。

特定時間領域における可制御グラミアン $\mathbf{P}$ と可観測グラミアン $\mathbf{Q}$ は次の式で表される。

$$\mathbf{P}(t) = \mathbf{P}(t_1) - \mathbf{P}(t_2) \quad (2.114)$$

$$\mathbf{Q}(t) = \mathbf{Q}(t_1) - \mathbf{Q}(t_2) \quad (2.115)$$

ここで

$$\mathbf{P}(t) = \mathbf{S}(t) \mathbf{P} \mathbf{S}^t(t) \quad (2.116)$$

$$\mathbf{Q}(t) = \mathbf{S}^t(t) \mathbf{Q} \mathbf{S}(t) \quad (2.117)$$

$$\mathbf{S}(t) = -e^{At} \quad (2.118)$$

である。

## 2.6 SI 連系点における検出される周波数の算出法

発電機脱落等により大きな周波数・電圧変動が生じた場合、それに対応して系統内の SI が出力を調整することにより、系統内の各バス電圧の位相は異なって変化する。それにより、縮約点電圧を PLL に入力した場合の検出周波数は、SI の連系点電圧を PLL に入力した場合のそれとは過渡的に異なる。従って、縮約点における検出周波数から各 SI の目標負荷電流を算出すると縮約モデルの精度が悪化することが考えられる。そこで本節では、縮約点の電圧・周波数情報から、個別 SI による周波数の検出モデルについて述べる。

### 2.6.1 PLL モデル

縮約点の電圧・周波数情報を用いた各 SI の検出周波数の算出法を述べる前に、SI が周波数を検出するために利用している PLL について説明する。

図 2.27 に一般的な PLL による位相・周波数検出原理を示す。同図では、連系点の三相交流電圧瞬時値を自ら保持する位相 $\theta$ を基準として d-q 変換し、その q 軸値が 0 になるように周波数 $f$ 、位相 $\theta$ を調整している<sup>[41]</sup>。

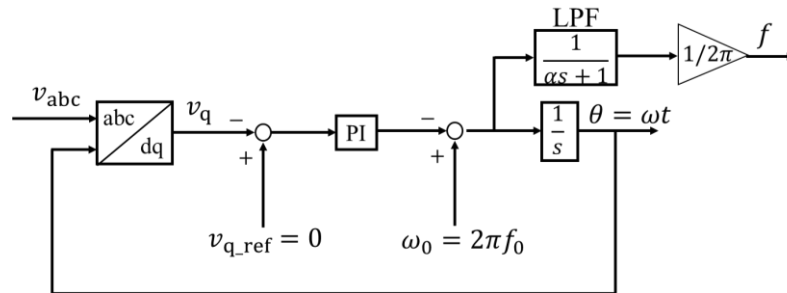


図 2.27 代表的な PLL モデル

### 2.6.2 q 軸電圧値を用いた SI 連系点と縮約点における検出周波数偏差の算出法

2.4 で記述した縮約手法で各 SI による周波数検出過程を考慮するには、図 2.27 の PLL モデルを直接考慮すれば良いと一見思われる。しかし、提案縮約手法では縮約点における電圧を基準とした d-q 軸上で各電圧・電流を表現する必要があるため、各 SI の連系点電圧を基準としている図 2.27 の PLL モデルをそのまま組み込むことは難しい。そこで本項では、縮約点電圧を基準とした連系点電圧位相を求め、その時間変化から SI の検出周波数を求める手法を提案する。

周波数が変化した場合の q 軸電圧値の様子を図 2.28 に示す。図 2.28 のように PLL は q 軸値を 0 ( $\theta = 0$ ) にするように制御しており、q 軸値が 0 のときに周波数が低下(上昇)すると、基準角速度が電圧のそれより早く(遅く)なるため q 軸電圧値が負(正)の値を取る。周波数変動時の  $\theta$  の変動があまり大きくないと仮定すると(2.119)式の関係が導出される。

$$\begin{aligned}
 v_q &= v_{q0} + \Delta v_q = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \sin(\theta_0 + \Delta\theta) = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} (\sin\theta_0 \cos\Delta\theta + \cos\theta_0 \sin\Delta\theta) \\
 &\cong \sqrt{v_d^2 + v_q^2} (\sin\theta_0 (1 - \Delta\theta^2) + \cos\theta_0 \Delta\theta) \\
 &\cong \sqrt{v_d^2 + v_q^2} (\sin\theta_0 + \cos\theta_0 \Delta\theta) \cong v_{q0} + v_{d0} \Delta\theta
 \end{aligned} \tag{2.119}$$

$\therefore \Delta\theta \cong \Delta v_q / v_{d0}$

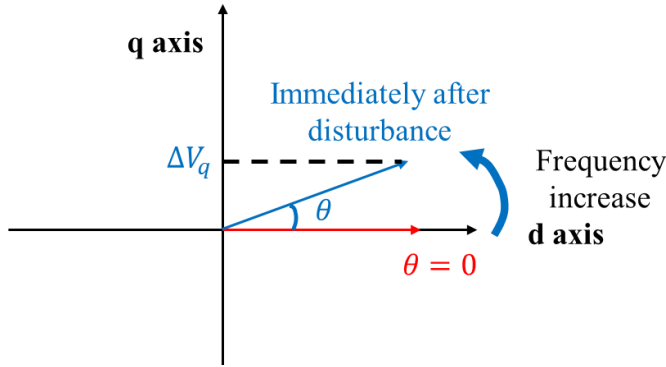


図 2.28 周波数変動値の d-q 軸値の変動の様子

したがって、(2.119)式を縮約点(添字 RP)と SI 連系点(添字 SI)に対して求め、両者の差をとることで、縮約点から見た SI 連系点の電圧位相差( $\Delta\theta^{RP-SI}$ )が近似的に求められる。この位相差に提案 PLL モデルが保持する位相差 $\Delta\theta^{PLL,RP-SI}$ を追従させるように PI 制御により連系点検出周波数(厳密には各 SI による検出周波数と縮約点周波数の差、 $\Delta f^{RP-SI}$ )を求める。具体的なブロック線図を図 2.29 に示す。

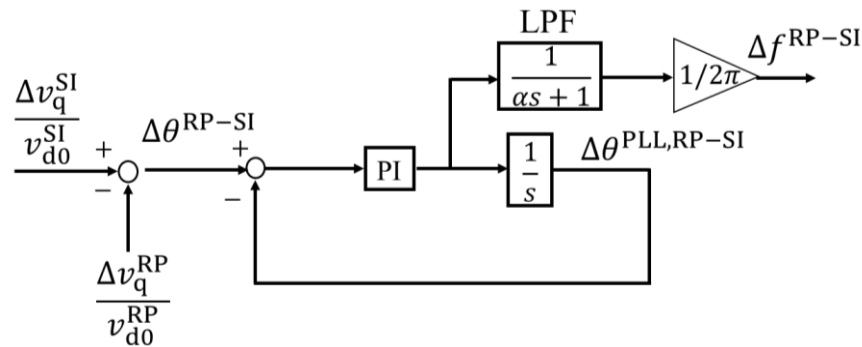


図 2.29 q 軸電圧を用いた 2 地点の周波数偏差の算出法

この手法を図 2.30 のモデル系統を用いて、SI の連系地点の検出周波数について、回路モデルを用いた瞬時値解析によって得た値と、上記で述べた提案モデルによって取得した値を比較することで、提案手法の有効性を検証する提案手法の妥当性検証を行った。バス A に 0.3 秒時点で定格周波数を定格 50.0 [Hz] から 49.9 [Hz] にステップ状に低下させ、0.5 秒時点でステップ状に復帰する擾乱を与えた。シミュレーション結果を図 2.31 に示す。また、今回のシミュレーションではインバータによるスイッチング現象を無視するため、SI の電源を PWM インバータではなく三相交流電源を用いた。また、系統内の各種機器は表 2.8 に示した特性を持つ。

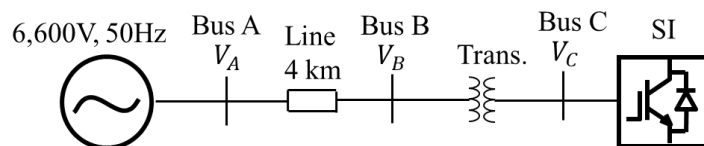


図 2.30 シミュレーション系統

表 2.8 各種機器の特性

| Item              |                          | Parameter              |
|-------------------|--------------------------|------------------------|
| SI                | Rated capacity           | 400 [kVA]              |
|                   | Control cycle            | 100 [ $\mu$ s]         |
|                   | Sampling cycle           | 2.0 [ $\mu$ s]         |
|                   | Reference active power   | 100 [kW]               |
|                   | Reference reactive power | 0 [Var]                |
|                   | Filter inductance        | 0.92 [mH]              |
|                   | FW droop gain            | -2.0 [W [p.u.]/Hz]     |
| Transformer       | Rated capacity           | 20 [MVA]               |
|                   | Reactance                | 0.08 [p.u.]            |
|                   | Leakage inductance       | 0.001 [p.u.]           |
| Distribution line | Reactance                | 12.63 [m $\Omega$ /km] |
|                   | Leakage inductance       | 1.947 [mH/km]          |

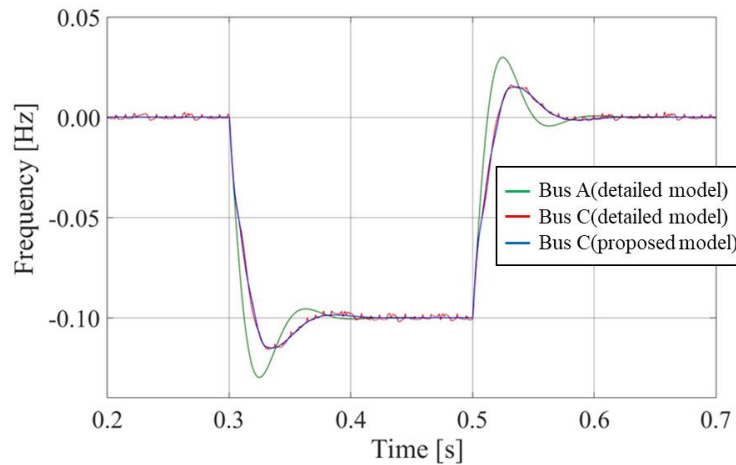


図 2.31 検出周波数

図 2.31 より図 2.29 の制御ブロックを用いると配電線通過前後の PLL の検出周波数のずれを正確に算出できることが明らかとなった。しかし、対象系統の縮約を行うと  $V_{abc}^A$  (縮約点) の情報のみが利用可能であり、 $V_{abc}^B$  の情報は直接取得することができない。そのため、配電線通過後の電圧 ( $V_{abc}^B$ ) を配電線通過前の電圧 ( $V_{abc}^A$ ) から算出する必要がある。系統の上流インピーダンス通過後の d-q 軸電圧は(2.50)式(または(2.51)式)を用いることで導出することができる。

## 2.7 縮約モデルの精度評価

本節では本章で記述した縮約手法を用いることで導出したモデルの応答と回路モデルを組み、瞬時値計算を行った結果を比較することで、提案手法の精度を評価する。

### 2.7.1 FW 機能を有する GFL インバータ群を含む系統

変圧器と電線路を介して高電圧バスに連系された GFL インバータを複数含む系統モデル(図 2.32)を縮約対象として高電圧バスの潮流を解析し、これまで述べた 3 つの提案手法の精度を検証する。精度検証のため、各 GFL インバータを PWM によるスイッチング動作までを詳細に模擬したモデル(詳細モデル)についても解析を実施した。なお、詳細モデルには PLL を含んでおり、各 GFL インバータの FW 機能では、連系点電圧から検出される周波数を用いている。本シミュレーションではこれを縮約点の周波数で代表させていることから、以下の試算結果は縮約点の周波数で代表させる近似の影響もまとめて評価していることになる。

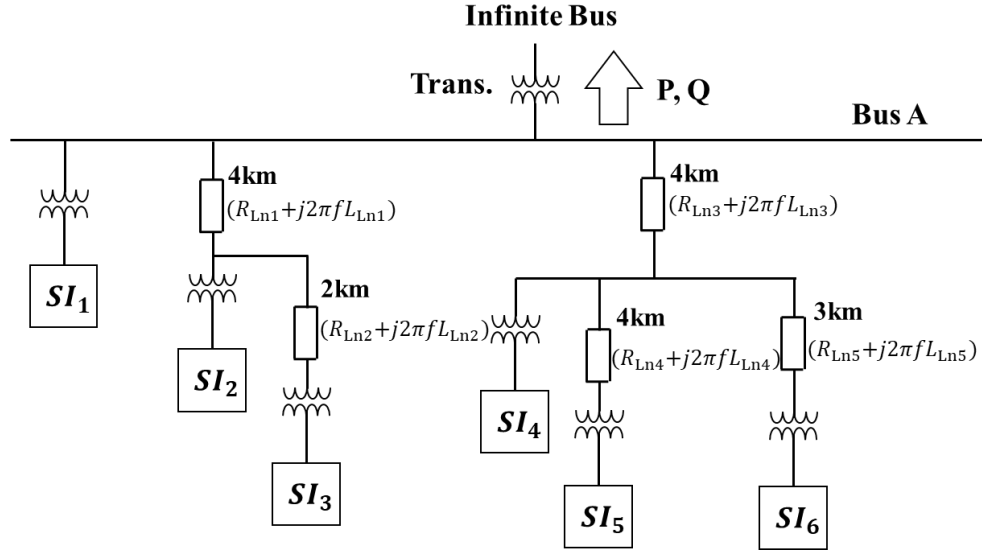


図 2.32 シミュレーション系統

図 2.32 の各 SI はそれぞれ定格出力と FW 特性が異なる。各 SI のパラメータを表 2.9 に示す。 $k_{FW}$  は FW 垂下特性の傾きである。

表 2.9 SI の機器特性

|                 | Rated capacity [MW] | $k_{FW}$ [W [p.u.]/Hz] | $P_0$ [p.u.] |
|-----------------|---------------------|------------------------|--------------|
| SI <sub>1</sub> | 1.50                | -2.00                  | 0.50         |
| SI <sub>2</sub> | 1.20                | -1.50                  | 0.50         |
| SI <sub>3</sub> | 1.20                | -1.75                  | 0.40         |
| SI <sub>4</sub> | 1.00                | -1.50                  | 0.40         |
| SI <sub>5</sub> | 1.60                | -1.75                  | 0.30         |
| SI <sub>6</sub> | 1.20                | -1.50                  | 0.40         |

簡単のため、縮約対象系統内の変圧器と電線路は次に示す共通のパラメータを想定した。

- (1) 電線路:  $R_{Ln} = 1.263$  [mΩ/km],  $L_{Ln} = 0.9845$  [mH/km]
- (2) 変圧器: 定格 20 [MVA], 66,000/230 [V], Y-Y 結線,  $L_{Tr1}, L_{Tr2} = 0.08$  [p.u.],  $R_{Tr1}, R_{Tr2} = 0.001$  [p.u.]

縮約点である高電圧バス A の周波数が変化した際のバス A の有効電力潮流(P)と無効電力潮流(Q)について、詳細モデルの解析から得られた厳密解(Detailed)と、提案手法によって得られた解(Proposed)とを比較することで提案手法の精度を検証する。評価には以下の誤差評価関数を用いる。

$$J = (\mathbf{X}_{\text{reduced}} - \mathbf{X}_{\text{detailed}})(\mathbf{X} - \mathbf{X}_{\text{detailed}})^t \quad (2.120)$$

ここで、 $\mathbf{X}_{\text{reduced}}$ : 縮約モデルによって得られる時系列データ,  $\mathbf{X}_{\text{detailed}}$ : 詳細モデルの時系列データである。

数値解析では、縮約対象系統の解析モデルとして、下記に示すモデルを用いた。

- (1) 詳細系統モデル(Detailed)
- (2) パデ近似を用いた集約法(Proposed 1)

## (3) Routh 近似を用いた集約法(Proposed 2)

## (4) インパルス応答エネルギーを考慮をした集約法(Proposed 3)

なお、パデ近似を用いた集約法で導出した各伝達関数の分母は 2 次である。伝達関数の集約をパデ近似で行う際に 2 次より高い次数で近似を行うと安定である伝達関数セットが不安定になってしまったためである。提案手法 2, 3 の各伝達関数の分母はソルバーの関係上 10 次とした。

縮約点電圧の周波数を、シミュレーション開始後 0.5 秒から 1.0 秒までの期間、定格の 50.00 [Hz] から次の通り変動させた。さらに 0.5 秒後の 1.0 秒の時点で再度 50.00 [Hz] に戻した際の挙動をシミュレートした。

ケース 1 変動中の周波数を 49.65 [Hz] とした。変動幅は 0.35 [Hz] であり、表 2.9 の条件から、 $SI_1$ ,  $SI_2$ ,  $SI_3$  の 3 台はリミッタにかかり、その他の SI はリミッタにはかからない条件である。

ケース 2 変動中の周波数を 49.50 [Hz] とした。周波数変動は 0.50 [Hz] となり、全ての SI がリミッタにかかる条件である。

数値解析には Matlab/Simulink, Intel Xeon Gold 6134 プロセッサ(3.20 [GHz])を用いた。

ケース 1 のシミュレーション結果を図 2.33, 各手法の誤差評価関数値を表 2.10 に示す。誤差評価関数値は擾乱発生直後から、定常状態に落ち着くまでの 0.5 秒から 1.3 秒までの数値データを用いて算出した。図 2.33 より、提案手法 1 は電流指令値のリミッタ特性を多項式で近似しているため、直流ゲインが厳密解と異なっていることから、周波数の変動が収まった定常状態において、厳密解との間に偏差が生じている。そのため、有効電力の誤差評価関数値においても他の 2 つの手法に比べて値が大きい。提案手法 2 は負荷電流指令値を調整しているため、直流ゲインが厳密解と一致している。しかし、集約伝達関数の極の選定を行う際に直流ゲインの大きさを考慮していないため、特に有効電力に関して振動数が厳密解と異なっている。提案手法 3 は提案手法 2 と同様にリミッタ特性を考慮する際に負荷電流指令値を調整しているため、厳密解と直流ゲインが一致している。振動の振る舞いについても、有効電力、無効電力共に厳密解とよく一致している。誤差評価関数値においても優位性は示されており、有効電力の誤差評価関数値は他の手法に比べてとても小さい。無効電力の誤差関数評価値においても提案手法 3 が最も小さいが三手法ともほとんど変わらない。

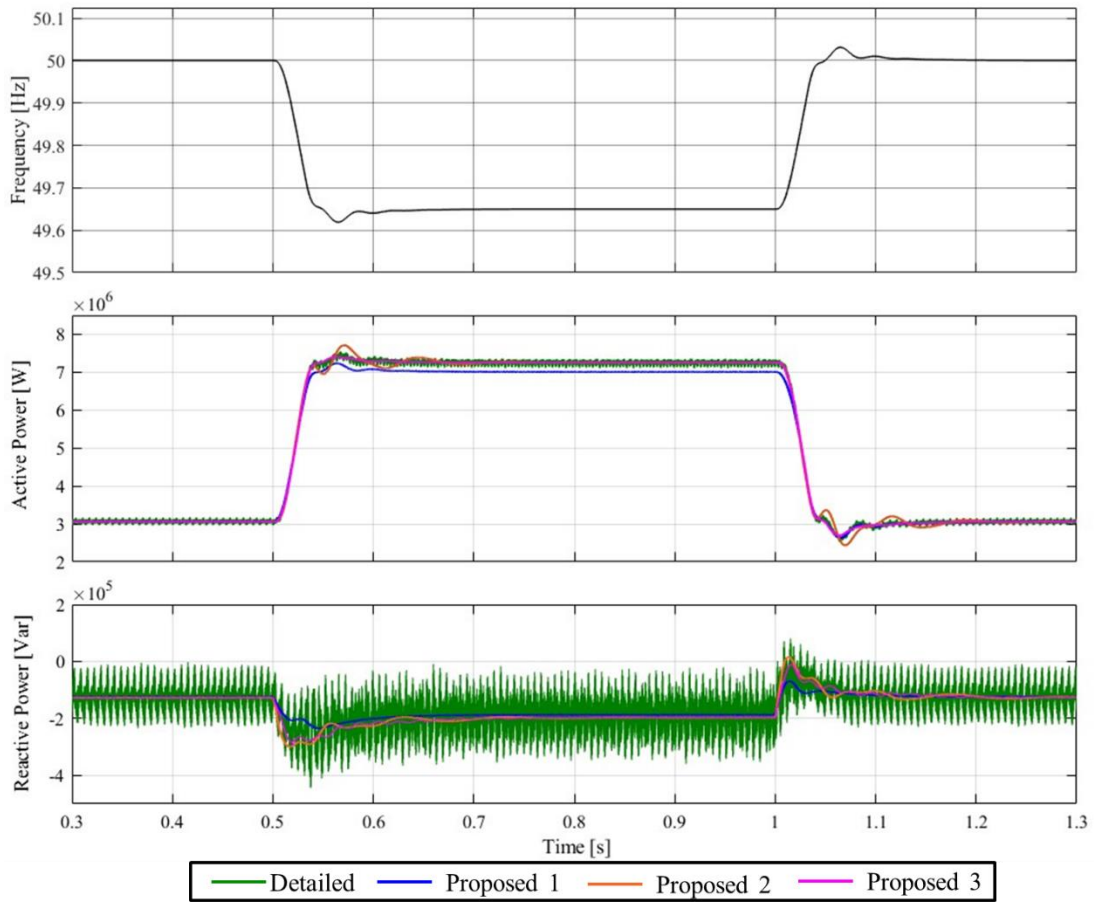


図 2.33 シミュレーション結果(ケース 1)

表 2.10 提案手法の誤差評価関数値(ケース 1)

|                   | Active power          | Reactive power        |
|-------------------|-----------------------|-----------------------|
| Proposed method 1 | $1.60 \times 10^{16}$ | $1.42 \times 10^{15}$ |
| Proposed method 2 | $4.22 \times 10^{15}$ | $1.44 \times 10^{15}$ |
| Proposed method 3 | $1.26 \times 10^{15}$ | $1.38 \times 10^{15}$ |

ケース 2 のシミュレーション結果を図 2.34, 各手法の誤差評価関数値を表 2.11 に示す。誤差評価関数値は擾乱発生直後から、定常状態に落ち着くまでの 0.5 秒から 1.3 秒までの数値データを用いて算出した。図 2.34 より提案手法 1 はケース 1 と同様に多項式近似による直流ゲインの違いにより、周波数の変動が収まった定常状態における厳密解との間の偏差が生じている。提案手法 2 もケース 1 と同様に直流ゲインが厳密解と一致しているが、振動数が厳密解と異なっている。提案手法 3 についても、ケース 1 と同様に他の手法と比べて厳密解とよく一致している。誤差評価関数値においても、有効電力、無効電力共に最も小さい。よってケース 1, 2 の結果より、提案手法 3 が厳密解を最も精度よく表現できていると言える。

また、提案手法は両方のケースにおいて詳細モデルとよく一致していることから、提案手法はリミッタまでの裕度が異なる複数のインバータを集約模擬できていると言える。

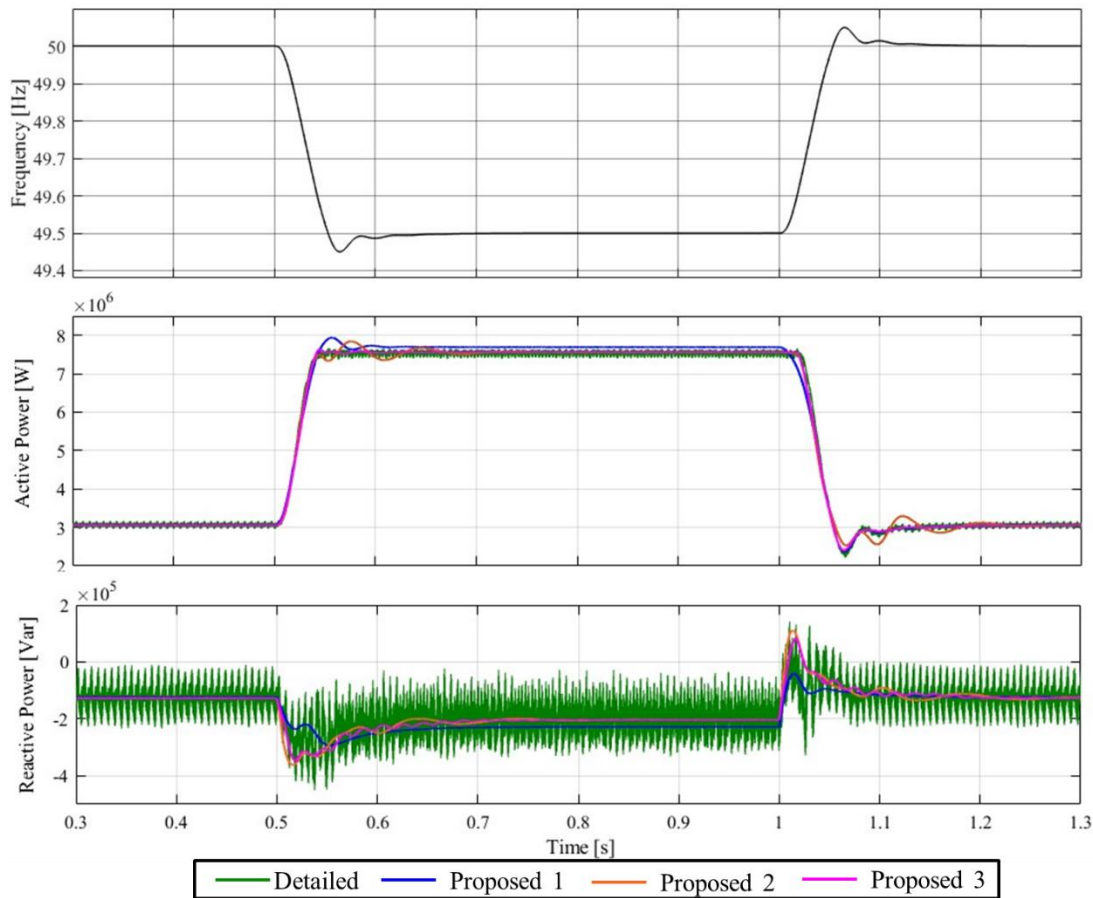


図 2.34 シミュレーション結果(ケース 2)

表 2.11 提案手法の誤差評価関数値(ケース 2)

|                   | Active power          | Reactive power        |
|-------------------|-----------------------|-----------------------|
| Proposed method 1 | $1.16 \times 10^{16}$ | $1.46 \times 10^{15}$ |
| Proposed method 2 | $6.26 \times 10^{15}$ | $1.55 \times 10^{15}$ |
| Proposed method 3 | $2.80 \times 10^{15}$ | $1.44 \times 10^{15}$ |

次に、提案手法による計算負荷の軽減効果を明らかにするために、シミュレーションの実行に要する時間を比較した。その際、提案手法で想定している回路モデルでは PWM インバータのスイッチング現象を考慮していないことから、比較対象である詳細モデルについても、スイッチング現象を考慮していた PWM インバータを、三相交流電圧源に置き換えた。また、解析に用いた Matlab/Simulink では計算を効率的に実施するために計算刻み時間幅を可変とする手法があるが、ここでは提案手法による縮約の效果に着目するため、詳細モデル・提案縮約モデルともに計算刻み時間幅は 0.25 [ $\mu$ s] で固定した。シミュレーション条件は縮約点電圧の周波数を、シミュレーション開始後 0.3 秒の時点で 50.00 [Hz] から 49.50 [Hz] まで変動させ、さらに 0.3 秒後の 0.6 秒の時点で再度 50.00 [Hz] に戻すものであり、合計 0.9 秒の現象をシミュレートした。詳細モデルでは 0.9 秒間の現象解析に 231 時間の計算時間を要したが、提案手法で作成した縮約モデルは長いものでも 51 分であった。このことから、提案手法による縮約により、大幅な計算時間削減が達成でき

ると言って良いであろう。なお、IBR の台数が増えるほど、解析に要する時間は長くなるが、提案モデルは IBR の台数によらず計算時間は変わらない。よって、縮約対象系統内の IBR 台数が増えるほど計算時間短縮効果はさらに大きくなると予想される。

## 2.7.2 FW 機能と VV 機能を有する GFL インバータ群を含む系統

図 2.35 に示す FW 機能と VV 機能を有する GFL インバータ群を含む縮約対象系統について、PWM インバータを組み込んだ回路モデル(詳細モデル)を用いて得た解と上記で述べた縮約手法により作成した縮約モデルで求めたバス A に流れる電流の d-q 軸成分を比較することで開発した縮約手法の精度を検証する。バス A に以下の二つの擾乱を与えた。

ケース 1 シミュレーション開始後 0.5 秒の時点でバス A の周波数を 50.0 [Hz] から 49.9 [Hz] に、1.0 秒の時点で再度 49.9 [Hz] から 50.0 [Hz] にステップ状に戻す。

ケース 2 シミュレーション開始後 0.5 秒の時点でバス A の電圧振幅を 1.0 [p.u.] から 0.90 [p.u.] に、1.0 秒の時点で再度 0.90 [p.u.] から 1.00 [p.u.] にステップ状に戻す。

また、縮約モデルはインパルス応答エネルギーを考慮した集約法を用いて作成した。

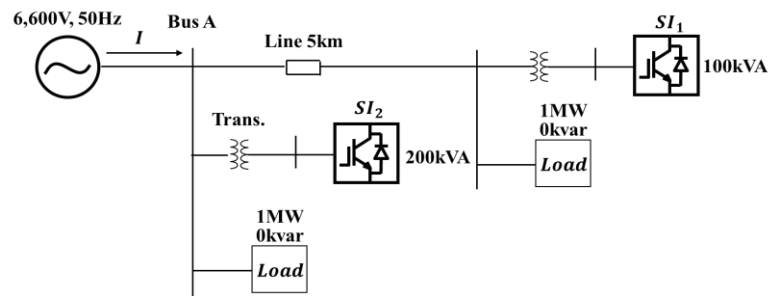


図 2.35 シミュレーション系統

表 2.12 各種機器の特性

| Item              |                          | Parameter                    |
|-------------------|--------------------------|------------------------------|
| SI                | Rated capacity           | $SI_1$ 100 [kVA]             |
|                   |                          | $SI_2$ 200 [kVA]             |
|                   | Control cycle            | 100 [ $\mu$ s]               |
|                   | Sampling cycle           | 2.0 [ $\mu$ s]               |
|                   | Reference active power   | 0.2 [p.u.]                   |
|                   | Reference reactive power | 0 [p.u.]                     |
|                   | Filter inductance        | 0.92 [mH]                    |
|                   | Filter capacitance       | 0.57 [mF]                    |
|                   | Filter reactance         | $SI_1$ 0.057 [m $\Omega$ ]   |
|                   |                          | $SI_2$ 0.029 [m $\Omega$ ]   |
|                   | FW droop gain            | -2.0 [W [p.u.]/Hz]           |
|                   | VV droop gain            | -22 [Var [p.u.]/Volt [p.u.]] |
|                   | Dead-band of VV control  | $\pm 0.02$ [Volt [p.u.]]     |
| Transformer       | Rated capacity           | 1 [MVA]                      |
|                   | Reactance                | 0.08 [p.u.]                  |
|                   | Leakage inductance       | 0.01 [p.u.]                  |
| Distribution line | Reactance                | 12.63 [m $\Omega$ /km]       |
|                   | Leakage inductance       | 0.9844 [mH/km]               |

ケース 1, ケース 2 のシミュレーション結果をそれぞれ図 2.36, 図 2.37 に示す。図 2.36, 図 2.37 より d-q 軸電流の応答は両解よく一致している様子が見て取れる。なお, 図 2.35 の系統モデルを用いて 1.3 秒の現象解析を行うのに要した計算時間は, 詳細モデルでは 298 秒であったのに対して, 縮約モデルでは 13 秒であった。すなわち, 本縮約手法から導出される縮約モデルを用いることで, 系統の電圧・周波数変動に応じて変化する縮約点の電流の応答を短時間かつ高い精度で表現することができると言って良いであろう。

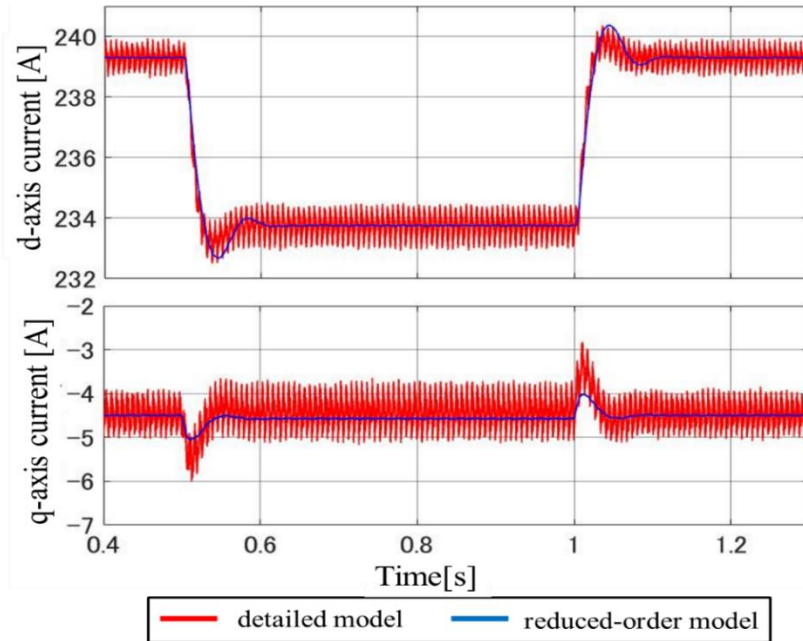


図 2.36 シミュレーション結果(ケース 1)

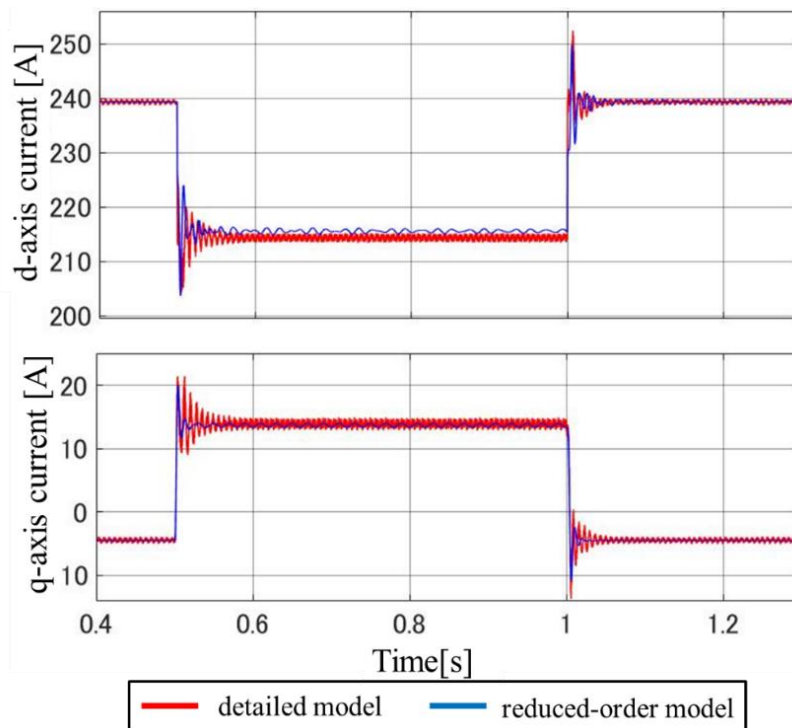


図 2.37 シミュレーション結果(ケース 2)

### 2.7.3 FW 機能を有する GFL インバータと ZIP-Load を含む系統

変圧器と電線路を介して高電圧バスに連系された 2.7.3 FW 機能を有する GFL インバータと需要を含む系統モデル(図 2.38)を縮約対象として高電圧バスに流れる  $d$ - $q$  軸電流を解析し、提案手法の精度を検証する。精度検証のため、GFL インバータを PWM によるスイッチング動作までを詳細に模擬したモデル(以下、詳細モデル)を用いて解析した。なお、詳細モデルには PLL を含んでおり、GFL インバータの FW 機能では、連系点電圧から検出される周波数を用いている。本シミュレーションではこれを縮約点の周波数で代表させていることから、以下の試算結果は縮約点の周波数で代表させる近似の影響もまとめて評価していることになる。また、本項ではインパルス応答エネルギーを考慮した集約法を用いて、縮約モデルを作成した。

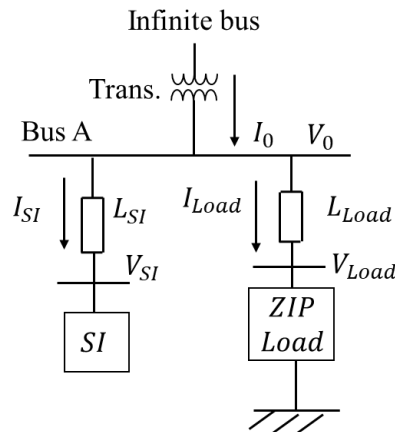


図 2.38 シミュレーション系統

各負荷のパラメータを表 2.13、各 SI の機器特性を表 2.14 に示す。

表 2.13 各負荷の有効・無効電力値

|                         | Active power [kW] | Reactive power [kVar] |
|-------------------------|-------------------|-----------------------|
| Constant power load     | 240               | -20                   |
| Constant current load   | 30                | 0                     |
| Constant impedance load | 30                | 0                     |

表 2.14 SI の機器特性

| Item                     | Parameter          |
|--------------------------|--------------------|
| Rated capacity           | 400 [kVA]          |
| Control cycle            | 100 [ $\mu$ s]     |
| Sampling cycle           | 2.0 [ $\mu$ s]     |
| Reference active power   | 100 [kW]           |
| Reference reactive power | 0 [Var]            |
| Filter inductance        | 0.95 [mH]          |
| Filter reactance         | 0.01 [ $\Omega$ ]  |
| FW droop gain            | -1.5 [W [p.u.]/Hz] |

縮約対象系統内の変圧器と電線路は次に示す共通のパラメータを想定した。

- (1) 電線路 :  $R_{Ln} = 12.63$  [m $\Omega$ /km],  $L_{Ln} = 0.9845$  [mH/km]
- (2) 変圧器 : 定格 20 [MVA], 6,600/230 [V], Y-Y 結線,  $L_{Tr1}, L_{Tr2} = 0.08$  [p. u.],  $R_{Tr1}, R_{Tr2} = 0.001$  [p. u.]

縮約点(バス A)電圧以下の二つのパターンで変動させる条件でシミュレートした。

ケース 1 バス A において 0.3 秒時点で電圧が定格(1.0 [p.u.])から 0.9 [p.u.]にステップ状に低下し、0.3 秒後に定格にステップ状に復帰

ケース 2 バス A において 0.3 秒時点で周波数が 50.0 [Hz]から 49.9 [Hz]にステップ状に低下し、0.3 秒後に定格にステップ状に復帰

ケース 1 のシミュレーション結果を図 2.39, ケース 2 のシミュレーション結果を図 2.40 に示す。図 2.39, 図 2.40 より提案手法によって作成した縮約モデルの応答が詳細モデルのそれとよく一致していることが確認できる。これにより、FW 機能を有する SI と需要を含む系統モデルに対して提案手法によって精度の良い縮約モデルを作成できると言っていいたいだろう。

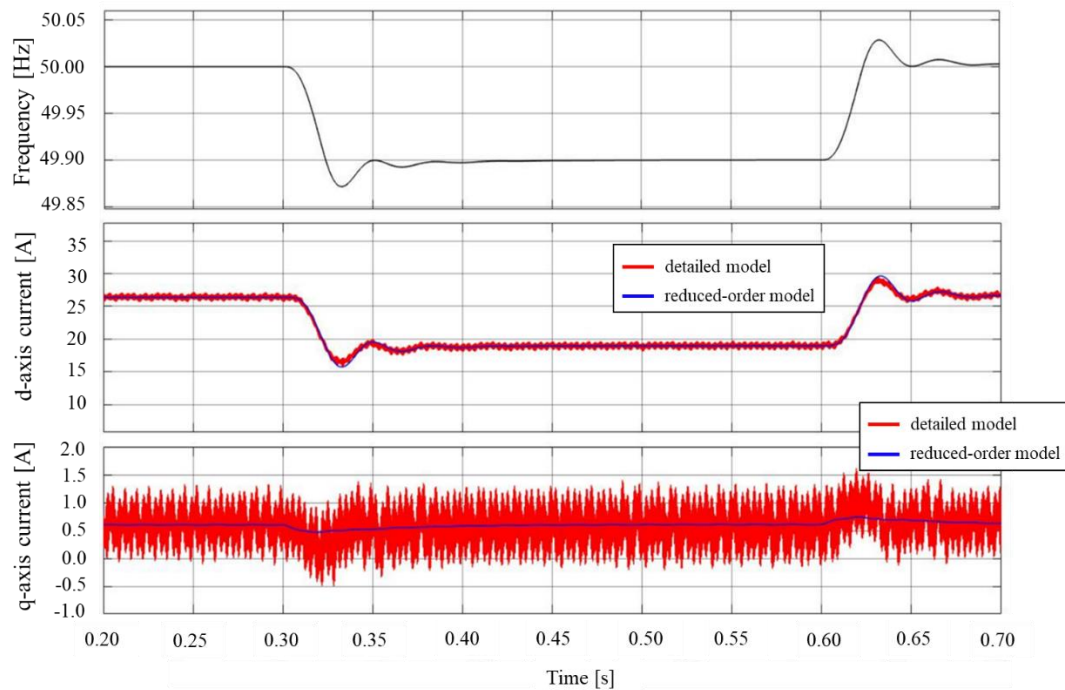


図 2.39 シミュレーション結果 (ケース 1)

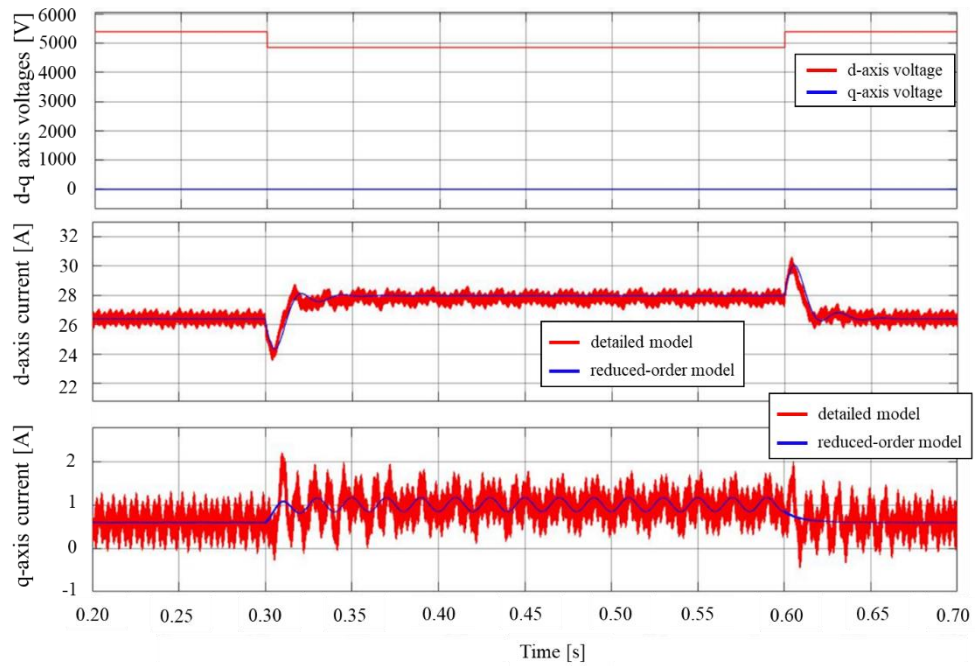


図 2.40 シミュレーション結果（ケース 2）

### 2.7.4 FW 機能を有する GFL インバータ群と需要を含む系統

本項では FW 機能を有する GFL インバータ群と需要を含む系統モデルを提案縮約手法の精度を検証する。系統モデルは図 2.41 の CIGRE の配電系統の標準モデルである overhead lines of three-phase sections of North American MV distribution network benchmark をベースに作成している。シミュレーション系統モデルを図 2.42 に示す。North American MV distribution network benchmark は DER がないモデルであるため、各バス間の距離から DER を連系するバスを選び、合計で 6.9 [MVA] の DER を設置している。

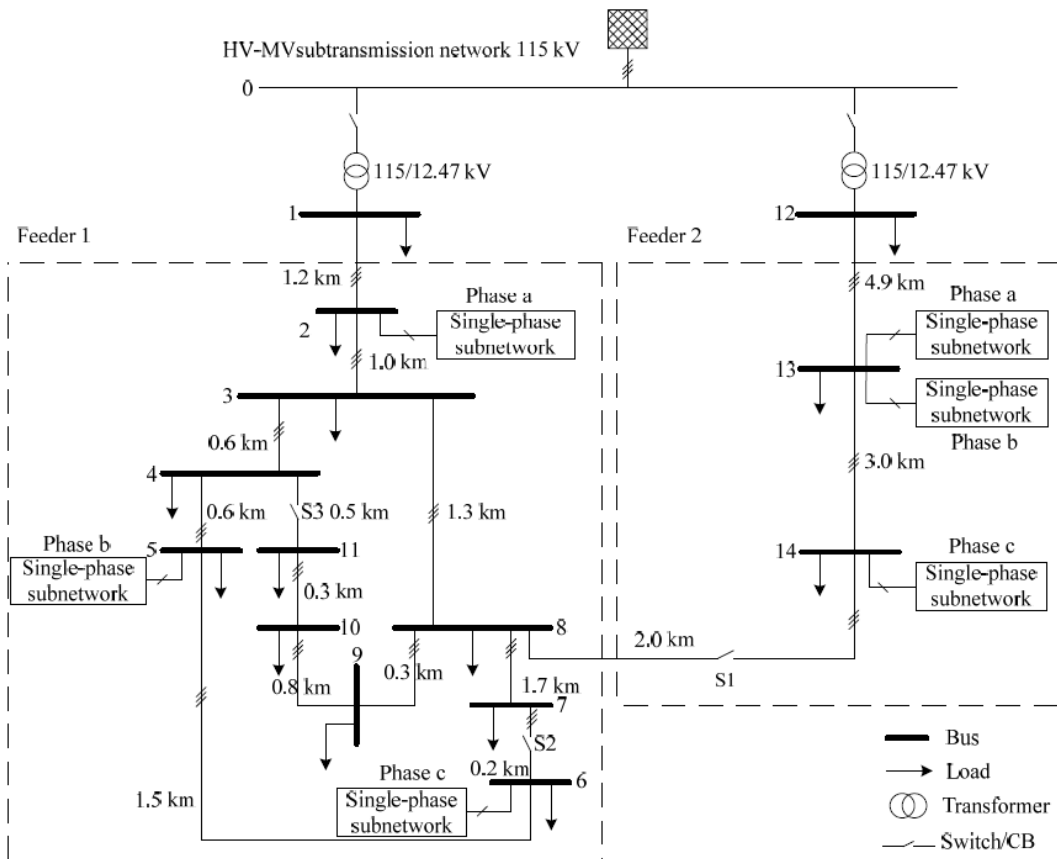


図 2.41 overhead lines of three-phase sections of North American MV distribution network benchmark

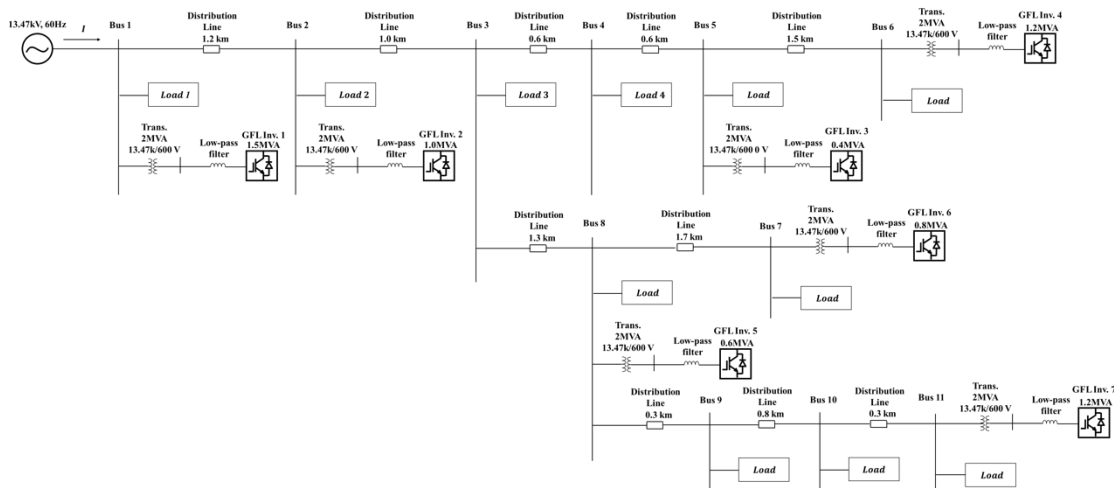


図 2.42 シミュレーション系統

North American MV distribution network benchmark の需要データを表 2.15 に示す。表 2.15 より benchmark の負荷は産業負荷と住宅負荷に分かれており、それぞれ力率が異なる。また、三相不平衡となっている。本論文で提案している縮約手法では三相不平衡の系統に対応できないため、

産業負荷と住宅負荷それぞれの各相の需要を足し合わせて、その需要が三相平行の負荷の値となるようにしている。そして、産業負荷と住宅負荷それぞれの総需要に対して力率を乗じることで、有効電力と無効電力の消費量を算出した。図 2.42 のバス 1 の負荷では次のような計算を行う。

消費有効電力  $(5010+4910+3860)*0.93+(3070+2570+3520)*0.87$

消費無効電力  $(5010+4910+3860)*0.07+(3070+2570+3520)*0.13$

表 2.15 North American MV distribution network benchmark の需要データ

| Node | Apparent power [kVA] |                 |                  |                 |                  |                 | Power factor     |                 |
|------|----------------------|-----------------|------------------|-----------------|------------------|-----------------|------------------|-----------------|
|      | A phase              |                 | B phase          |                 | C phase          |                 | Residential load | Industrial load |
|      | Residential load     | Industrial load | Residential load | Industrial load | Residential load | Industrial load |                  |                 |
| 1    | 5010                 | 3070            | 4910             | 2570            | 3860             | 3520            | 0.93             | 0.87            |
| 2    | 100+Subnet.          | 200             | 50               | 300             | 200              | 300             | 0.95             | 0.85            |
| 3    | ---                  | 80              | 200              | 80              | 50               | 80              | 0.90             | 0.80            |
| 4    | 200                  | ---             | 100              | ---             | 100              | ---             | 0.90             | ---             |
| 5    | 200                  | 50              | Subnet.          | 200             | ---              | 50              | 0.95             | 0.85            |
| 6    | 50                   | ---             | 100              | ---             | Subnet.          | ---             | 0.95             | ---             |
| 7    | ---                  | 100             | 100              | 100             | ---              | 100             | 0.95             | 0.95            |
| 8    | 100                  | ---             | 150              | ---             | ---              | 200             | 0.90             | 0.90            |
| 9    | 100                  | ---             | 150              | ---             | 100              | ---             | 0.95             | ---             |
| 10   | 150                  | ---             | 100              | ---             | 250              | ---             | 0.90             | ---             |
| 11   | 50                   | 150             | 50               | 150             | ---              | 150             | 0.95             | ---             |
| 12   | 1060                 | 1260            | 1060             | 1260            | 1060             | 1260            | 0.90             | 0.87            |
| 13   | Subnet.              | 225             | Subnet.          | 225             | ---              | 225             | 0.95             | 0.85            |
| 14   | ---                  | 90              | ---              | 90              | Subnet.          | 90              | 0.90             | 0.90            |

各 GFL インバータの機器特性を表 2.16 に示す。インバータ容量制限に抵触するタイミングを異なることを目的に各 GFL インバータの有効電力出力と FW 特性曲線の傾きを異なる値に設定している。

表 2.16 各 GFL インバータの機器特性

| Item       | Reference active power [p.u.] | FW droop gain [W [p.u.]/Hz] |
|------------|-------------------------------|-----------------------------|
| GFL Inv. 1 | 0.6                           | -2.0                        |
| GFL Inv. 2 | 0.7                           | -1.5                        |
| GFL Inv. 3 | 0.3                           | -1.75                       |
| GFL Inv. 4 | 0.4                           | -1.2                        |
| GFL Inv. 5 | 0.7                           | -2.0                        |
| GFL Inv. 6 | 0.5                           | -1.5                        |
| GFL Inv. 7 | 0.5                           | -1.75                       |

シミュレーション条件はバス 1 の周波数を 60.0 [Hz]から 59.7 [Hz]にステップ状に低下させ、0.5 秒後に 60.0 [Hz]に復帰する形でシミュレーションを行った。なお、表 2.16 より-0.3[Hz]の変動では GFL Inv. 1,2,5 が定格容量に引っかかる。また、本項ではインパルス応答エネルギーを考慮した集約法を用いて、縮約モデルを作成した。

シミュレーション結果を図 2.43 に示す。図 2.43 より縮約点での検出周波数と GFL インバータ連系点での検出周波数が過渡的に大きくずれていることが見て取れる。そして、縮約モデル内で計算された GFL インバータの検出周波数は詳細モデルのそれをよく再現できていることが確認できる。それにより、縮約モデルの q 軸電流の過渡応答は少し異なっているが、d 軸電流の応答

GFL インバータの検出周波数を考慮していないモデルと比較して、擾乱発生直後の再現度が高くなっている。なお、詳細モデルを用いた場合、1.7秒の現象解析に5時間8分50秒要していたが、縮約モデルを用いた場合39秒、GFL インバータの検出周波数を考慮しないモデルの場合8秒でシミュレーションを終えた。これより、GFL インバータの検出周波数を考慮した場合においても、大幅に計算時間の短縮が可能であると言える。

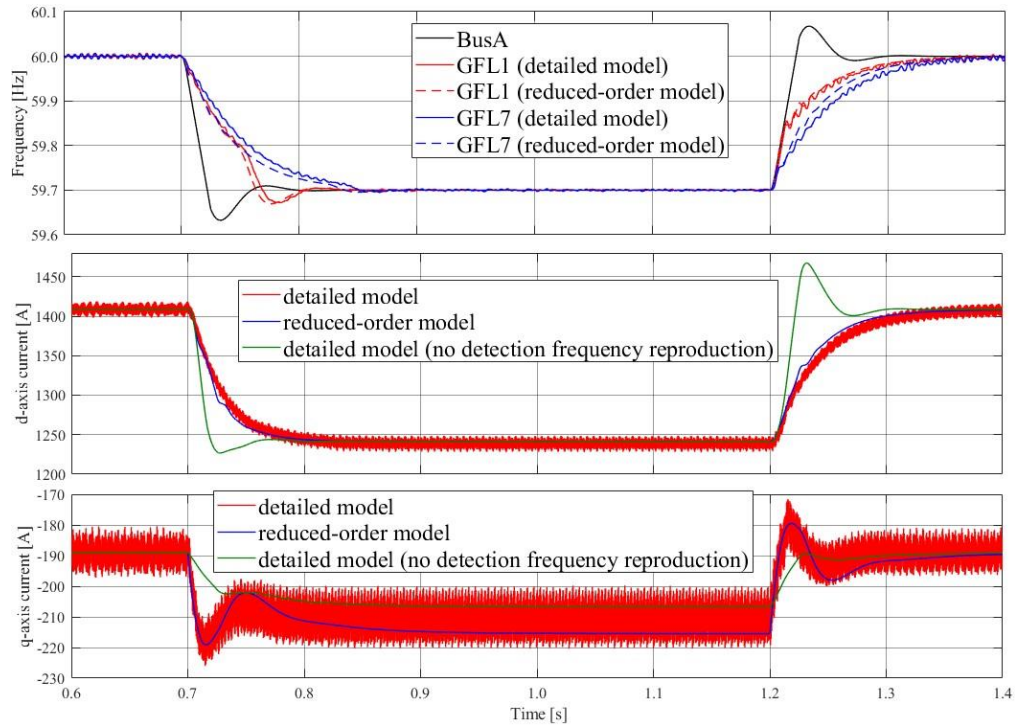


図 2.43 シミュレーション結果

## 第3章 GFM インバータ群を含む系統の縮約手法

本章では GFM インバータ群を含む系統の縮約手法について述べる。

### 3.1 GFM インバータの数式モデル

#### 3.1.1 想定する回路構成

本論文で扱う GFM インバータの回路構成を図 3.1 に示す。PWM 制御される自励式インバータが LC-LPF とカップリングインダクタンスを介して、特高連系している状況を想定する。

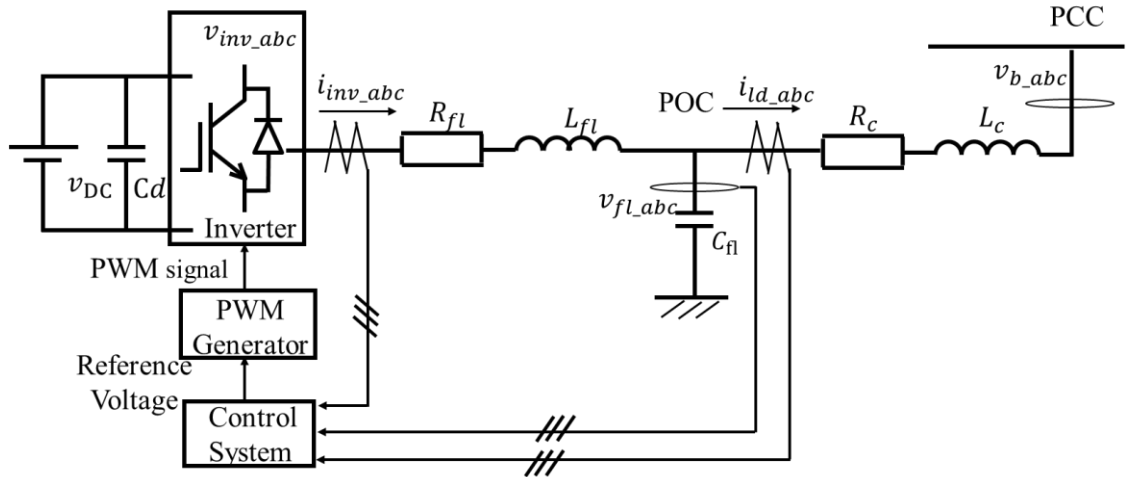


図 3.1 想定する SI システム

#### 3.1.2 Droop 方式 GFM インバータ

##### 3.1.2.1 シングルループタイプ

シングルループタイプの GFM インバータ<sup>[42]</sup>では、あらかじめ設計された垂下特性 $m_p$ ,  $m_q$ にしたがって、連系点の有効・無効電力潮流から出力電圧の周波数・振幅を算出する。これを実現可能な制御ロジックとして、図 3.2 に示す制御システムを想定する。

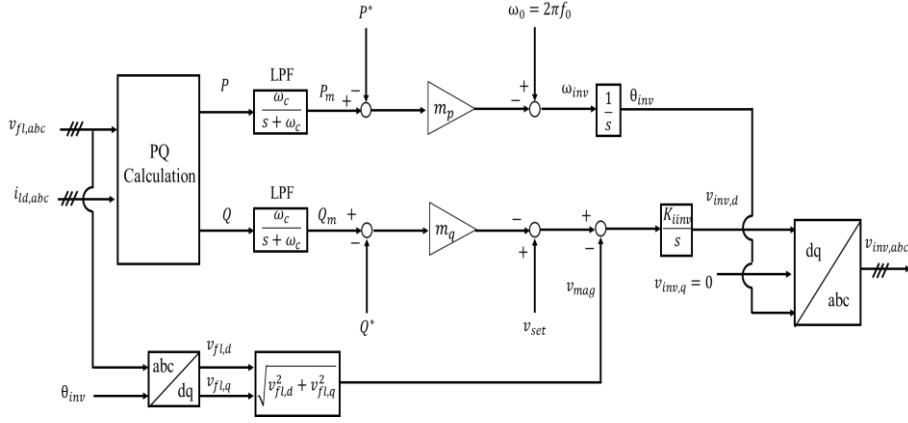


図 3.2 Droop 方式シングルループタイプの制御システム

POC 電圧位相と振幅を算出する部分の関係式は次式で表される。

$$\omega_{GFM} = \omega_0 + m_p p^* - m_p p_m \quad (3.1)$$

$$\frac{d\theta_{GFM}}{dt} = \omega_{GFM} \quad (3.2)$$

$$\theta_{GFM} = \omega_n t - \int m_p P dt \quad (3.3)$$

$$\delta = \int \omega_{GFM} - \omega_{grid} dt \quad (3.4)$$

$$\frac{dp_m}{dt} = -\omega_c p_m + \omega_c p = -\omega_c p_m + \omega_c (v_{fl,d} i_{ld,d} + v_{fl,q} i_{ld,q}) \quad (3.5)$$

$$v_{fl,d}^* = v_{set}^* + m_q q^* - m_q q_m \quad (3.6)$$

$$\frac{dq_m}{dt} = -\omega_c q_m + \omega_c q = -\omega_c q_m + \omega_c (v_{fl,q} i_{ld,d} - v_{fl,d} i_{ld,q}) \quad (3.7)$$

(3.1)～(3.7)式より POC 電圧位相と振幅を算出する部分は次のようなシステムとなる。

$$\begin{pmatrix} \Delta \dot{\delta}_{GFM} \\ \Delta \dot{p}_m \\ \Delta \dot{q}_m \end{pmatrix} = \mathbf{A}_{PDroop} \begin{pmatrix} \Delta \delta_{GFM} \\ \Delta p_m \\ \Delta q_m \end{pmatrix} + \mathbf{B}_{PDroop} \begin{pmatrix} \Delta i_{inv,d} \\ \Delta i_{inv,q} \\ \Delta v_{fl,d} \\ \Delta v_{fl,q} \\ \Delta i_{ld,d} \\ \Delta i_{ld,q} \end{pmatrix} + \mathbf{B}_{P\omega_{grid}} (\Delta \omega_{grid}) \quad (3.8)$$

$$\begin{pmatrix} \Delta \omega \\ \Delta v_{fl,d}^* \\ \Delta v_{fl,q}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{C}_{P\omega_{GFM}} \\ \mathbf{C}_{Pv_{fl,d}^*} \\ \mathbf{C}_{Pv_{fl,q}^*} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta \delta_{GFM} \\ \Delta p_m \\ \Delta q_m \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{A}_{PDroop} = \begin{pmatrix} 0 & -m_p & 0 \\ 0 & -\omega_c & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_c \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{B}_{P\omega_{grid}} = \begin{pmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

$$\mathbf{B}_{PDroop} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_c i_{ld,d} & \omega_c i_{ld,q} & \omega_c v_{fl,d} & \omega_c v_{fl,q} \\ 0 & 0 & \omega_c i_{ld,q} & -\omega_c i_{ld,d} & -\omega_c v_{fl,q} & \omega_c v_{fl,d} \end{pmatrix}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_{P\omega_{grid}} &= (0 \quad -m_p \quad 0) \\ \mathbf{C}_{Pv_{fl,d}^*} &= (0 \quad 0 \quad -m_q) \\ \mathbf{C}_{Pv_{fl,q}^*} &= (0 \quad 0 \quad 0) \end{aligned}$$

インバータ出力電圧の部分の関係式は次式で表される。

$$\frac{d\phi}{dt} = v_{fl,d}^* - v_{fl,d} \quad (3.10)$$

$$v_{fl,q}^* = 0 \quad (3.11)$$

(3.10), (3.11)式より POC 電圧位相と振幅を算出する部分は次のようなシステムとなる。

$$\begin{aligned} \Delta\dot{\phi} &= (0)\Delta\phi + \mathbf{B}_{V1}\Delta v_{fl,d}^* + \mathbf{B}_{V2} \begin{pmatrix} \Delta i_{inv,d} \\ \Delta i_{inv,q} \\ \Delta v_{fl,d} \\ \Delta v_{fl,q} \\ \Delta i_{ld,d} \\ \Delta i_{ld,q} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} \Delta v_{inv,d}^* \\ \Delta v_{inv,q}^* \end{pmatrix} &= \mathbf{C}_V \begin{pmatrix} \Delta\phi \\ 0 \end{pmatrix} + \mathbf{D}_V \begin{pmatrix} \Delta i_{inv,d} \\ \Delta i_{inv,q} \\ \Delta v_{fl,d} \\ \Delta v_{fl,q} \\ \Delta i_{ld,d} \\ \Delta i_{ld,q} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.12)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_{V1} &= 1 \\ \mathbf{B}_{V2} &= (0 \quad 0 \quad -1 \quad 0 \quad 0 \quad 0) \\ \mathbf{C}_V &= \begin{pmatrix} K_{iinv} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \\ \mathbf{D}_V &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.13)$$

(2.1)~(2.4)式より回路部分は次のように表現される。

$$\begin{pmatrix} \Delta \dot{i}_{inv,d} \\ \Delta \dot{i}_{inv,q} \\ \Delta v_{fl,d} \\ \Delta v_{fl,q} \\ \Delta i_{ld,d} \\ \Delta i_{ld,q} \end{pmatrix} = \mathbf{A}_{LCL} \begin{pmatrix} \Delta i_{inv,d} \\ \Delta i_{inv,q} \\ \Delta v_{fl,d} \\ \Delta v_{fl,q} \\ \Delta i_{ld,d} \\ \Delta i_{ld,q} \end{pmatrix} + \mathbf{B}_{LCL1} \begin{pmatrix} \Delta v_{inv,d} \\ \Delta v_{inv,q} \end{pmatrix} + \mathbf{B}_{LCL2} \begin{pmatrix} \Delta v_{b,d} \\ \Delta v_{b,q} \end{pmatrix} + \mathbf{B}_{LCL3} (\Delta\omega_{GFM}) \quad (3.14)$$

$$\mathbf{A}_{LCL} = \begin{pmatrix} -\frac{R_{fl}}{L_{fl}} & \omega_0 & -\frac{1}{L_{fl}} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_0 & -\frac{R_{fl}}{L_{fl}} & 0 & -\frac{1}{L_{fl}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{fl}} & 0 & 0 & \omega_0 & -\frac{1}{C_{fl}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{fl}} & -\omega_0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{fl}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_c} & 0 & -\frac{R_c}{L_c} & \omega_0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_c} & -\omega_0 & -\frac{R_c}{L_c} \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

$$\mathbf{B}_{LCL1} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{L_{fl}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L_{fl}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}^t$$

$$\mathbf{B}_{LCL2} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_c} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_c} \end{pmatrix}^t$$

$$\mathbf{B}_{LCL3} = (i_{inv,q,0} \quad -i_{inv,d,0} \quad v_{fl,q,0} \quad -v_{fl,d,0} \quad i_{ld,q,0} \quad -i_{ld,d,0})^t$$

これまでの式の d-q 軸値は GFM インバータ内で計算された電圧位相を基準に abc-dq 変換が行われている。しかし、数式モデルの入力は PCC 電圧であるため数式モデルの出力である負荷電流は PCC 電圧基準の値に変換する必要がある。そのために以下に示す式で基準軸の変更を行う。

$$\begin{pmatrix} \Delta i_{ld,d}^{grid} \\ \Delta i_{ld,q}^{grid} \end{pmatrix} = \mathbf{T}_s \begin{pmatrix} \Delta i_{ld,d}^{GFM} \\ \Delta i_{ld,q}^{GFM} \end{pmatrix} + \mathbf{T}_c(\Delta\delta) \quad (3.16)$$

$$\begin{pmatrix} v_{b,d}^{GFM} \\ v_{b,q}^{GFM} \end{pmatrix} = \mathbf{T}_s^{-1} \begin{pmatrix} v_{b,d}^{grid} \\ v_{b,q}^{grid} \end{pmatrix} + \mathbf{T}_v^{-1}(\Delta\delta) \quad (3.17)$$

$$\mathbf{T}_s = \begin{pmatrix} \cos \delta_0 & -\sin \delta_0 \\ \sin \delta_0 & \cos \delta_0 \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

$$\mathbf{T}_c = \begin{pmatrix} -i_{ld,d,0}^{GFM} \sin \delta_0 - i_{ld,q,0}^{GFM} \cos \delta_0 \\ i_{ld,d,0}^{GFM} \cos \delta_0 - i_{ld,q,0}^{GFM} \sin \delta_0 \end{pmatrix} \quad (3.19)$$

$$\mathbf{T}_v^{-1} = \begin{pmatrix} -v_{b,d,0}^{grid} \sin \delta_0 + v_{b,q,0}^{grid} \cos \delta_0 \\ -v_{b,d,0}^{grid} \cos \delta_0 - v_{b,q,0}^{grid} \sin \delta_0 \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

上式で右上添え字 grid は PCC 電圧位相基準、GFM は GFM インバータ制御システム内で算出された電圧位相基準で abc-dq 変換された値であることを示す。

(3.1)式～(3.20)式をまとめると Droop 方式シングルループタイプの GFM インバータの数式モデルは次のように表される。

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}_{GFMsl} = \mathbf{A}_{GFMsl} \mathbf{x}_{GFMsl} + \mathbf{B}_{vb} \begin{pmatrix} \Delta v_{b,d}^{grid} \\ \Delta v_{b,q}^{grid} \end{pmatrix} + \mathbf{B}_{\omega_{grid}}(\Delta \omega_{grid})$$

$$\begin{pmatrix} \Delta i_{ld,d}^{grid} \\ \Delta i_{ld,q}^{grid} \end{pmatrix} = \mathbf{C}_{GFMsl}(\Delta \mathbf{x}_{GFMsl}) \quad (3.21)$$

$$\Delta \mathbf{x}_{GFMsl} = (\Delta \delta_{GFM} \quad \Delta p \quad \Delta q \quad \Delta \phi \quad \Delta i_{inv,d} \quad \Delta i_{inv,q} \quad \Delta v_{fl,d} \quad \Delta v_{fl,q} \quad \Delta i_{ld,d} \quad \Delta i_{ld,q})$$

$$\mathbf{A}_{GFMsl} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{pDroop} & 0 & \mathbf{B}_{pDroop} \\ \mathbf{B}_{V1} \mathbf{C}_{pv_{fl,d}} & 0 & \mathbf{B}_{V2} \\ \mathbf{B}_{LCL2}(\mathbf{T}_V^{-1} \quad 0 \quad 0) + \mathbf{B}_{LCL3} \mathbf{C}_{p\omega_{GFM}} & \mathbf{B}_{LCL1} \mathbf{C}_V & \mathbf{A}_{LCL} + \mathbf{B}_{LCL1} \mathbf{D}_V \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{B}_{vb} = (0 \quad 0 \quad \mathbf{B}_{LCL2} \mathbf{T}_s^{-1})^t$$

$$\mathbf{B}_{\omega_{grid}} = (\mathbf{B}_{p\omega_{grid}} \quad 0 \quad 0)^t$$

$$\mathbf{C}_{GFMsl} = ((\mathbf{T}_c \quad 0 \quad 0) \quad 0 \quad (0 \quad 0 \quad \mathbf{T}_s)) \quad (3.22)$$

### 3.1.2.2 マルチループタイプ

マルチループタイプの制御システムを図 3.3 に示す。Droop 方式マルチループタイプの GFM イ

インバータは、アウターループで電圧を、インナーループで電流を制御する。電圧制御ループには、外乱の影響を抑制するためのフィードフォワード制御も含まれる。電圧制御ループからの出力において、 $i_{inv,d}^*$  と  $i_{inv,q}^*$  は電流ループの基準電流である。電流制御ループからの出力では、 $v_{inv,d}^*$  と  $v_{inv,q}^*$  が PWM 制御に使用される基準電圧である。電圧制御ループと電流制御ループはともに非干渉制御を含む。そして、電圧ループと電流ループのパラメータが適切に設計されていれば、この制御装置によって、POC 電圧  $v_{fl}$  をほぼ制御可能な電圧源として動作させることができる<sup>[42][43]</sup>。

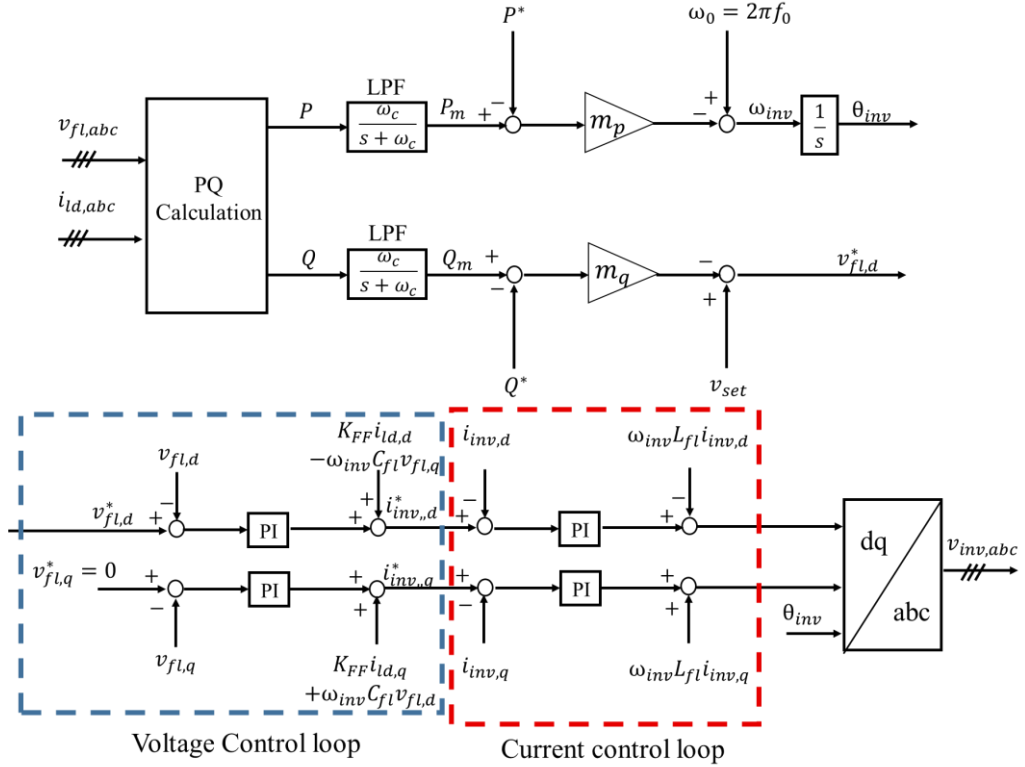


図 3.3 Droop 方式マルチループタイプの制御システム

電圧ループおよび電流ループの制御システムを述べる。なお、インバータ出力電圧位相と POC 電圧の d 軸成分を算出する機構の関係式は、シングルループタイプと変わらないため記述を省略する。

電圧制御部分の関係式は次式で表される。

$$\frac{d\alpha_d}{dt} = v_{fl,d}^* - v_{fl,d} \quad (3.23)$$

$$\frac{d\alpha_q}{dt} = v_{fl,q}^* - v_{fl,q} \quad (3.24)$$

$$i_{inv,d}^* = K_{pv,d} v_{fl,d}^* + K_{vi,d} \alpha_d + K_{FF,i} i_{ld,d} - C_{fl} v_{fl,q} \omega_{GFM} - K_{pv,d} v_{fl,d} \quad (3.25)$$

$$i_{inv,q}^* = K_{pv,q} v_{fl,q}^* - K_{pv,q} v_{fl,q} + K_{iv,q} \alpha_q + C_{fl} \omega_{GFM} v_{fl,d} + K_{FF,i} i_{ld,q} \quad (3.26)$$

(3.23)式～(3.26)式より電圧制御部分は次のようなシステムとなる。

$$\begin{pmatrix} \alpha_d \\ \alpha_q \end{pmatrix} = (0) \begin{pmatrix} \alpha_d \\ \alpha_q \end{pmatrix} + \mathbf{B}_{V1} \begin{pmatrix} v_{fl,d}^* \\ v_{fl,q}^* \end{pmatrix} + \mathbf{B}_{V2} \begin{pmatrix} \Delta i_{inv,d} \\ \Delta i_{inv,q} \\ \Delta v_{fl,d} \\ \Delta v_{fl,q} \\ \Delta i_{ld,d} \\ \Delta i_{ld,q} \end{pmatrix} \quad (3.27)$$

$$\begin{pmatrix} i_{inv,d}^* \\ i_{inv,q}^* \end{pmatrix} = \mathbf{C}_V \begin{pmatrix} \alpha_d \\ \alpha_q \end{pmatrix} + \mathbf{D}_{V1} \begin{pmatrix} v_{fl,d}^* \\ v_{fl,q}^* \end{pmatrix} + \mathbf{D}_{V2} \begin{pmatrix} \Delta i_{inv,d} \\ \Delta i_{inv,q} \\ \Delta v_{fl,d} \\ \Delta v_{fl,q} \\ \Delta i_{ld,d} \\ \Delta i_{ld,q} \end{pmatrix}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_{V1} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \\ \mathbf{B}_{V2} &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \\ \mathbf{C}_V &= \begin{pmatrix} K_{vi,d} & 0 \\ 0 & K_{iv,q} \end{pmatrix} \\ \mathbf{D}_{V1} &= \begin{pmatrix} K_{pv,d} & 0 \\ 0 & K_{pv,q} \end{pmatrix} \\ \mathbf{D}_{V2} &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & -K_{pv,d} & -C_{fl}\omega_{GFM,0} & K_{FF} & 0 \\ 0 & 0 & C_{fl}\omega_{GFM,0} & -K_{pv,q} & 0 & K_{FF} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.28)$$

電流制御部分の関係式は次式で表される。

$$\frac{d\beta_d}{dt} = i_{inv,d}^* - i_{inv,d} \quad (3.29)$$

$$\frac{d\beta_q}{dt} = i_{inv,q}^* - i_{inv,q} \quad (3.30)$$

$$v_{inv,d}^* = K_{pi,d} i_{inv,d}^* - K_{pi,d} i_{inv,d} + K_{ii,d} \beta_d - L_{fl} \omega_{GFM} i_{inv,q} \quad (3.31)$$

$$v_{inv,q}^* = K_{pi,q} i_{inv,q}^* - K_{pi,q} i_{inv,q} + K_{ii,q} \beta_q + L_{fl} \omega_{GFM} i_{inv,d} \quad (3.32)$$

(3.29)式～(3.32)式より電流制御部分は次のようなシステムとなる。

$$\begin{pmatrix} \beta_d \\ \beta_q \end{pmatrix} = (0) \begin{pmatrix} \beta_d \\ \beta_q \end{pmatrix} + \mathbf{B}_{I1} \begin{pmatrix} i_{inv,d}^* \\ i_{inv,q}^* \end{pmatrix} + \mathbf{B}_{I2} \begin{pmatrix} \Delta i_{inv,d} \\ \Delta i_{inv,q} \\ \Delta v_{fl,d} \\ \Delta v_{fl,q} \\ \Delta i_{ld,d} \\ \Delta i_{ld,q} \end{pmatrix} \quad (3.33)$$

$$\begin{pmatrix} v_{inv,d}^* \\ v_{inv,q}^* \end{pmatrix} = \mathbf{C}_I \begin{pmatrix} \alpha_d \\ \alpha_q \end{pmatrix} + \mathbf{D}_{I1} \begin{pmatrix} i_{inv,d}^* \\ i_{inv,q}^* \end{pmatrix} + \mathbf{D}_{I2} \begin{pmatrix} \Delta i_{inv,d} \\ \Delta i_{inv,q} \\ \Delta v_{fl,d} \\ \Delta v_{fl,q} \\ \Delta i_{ld,d} \\ \Delta i_{ld,q} \end{pmatrix}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_{I1} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \\ \mathbf{B}_{I2} &= \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \\ \mathbf{C}_I &= \begin{pmatrix} K_{ii,d} & 0 \\ 0 & K_{ii,q} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.34)$$

$$\mathbf{D}_{I1} = \begin{pmatrix} K_{pi,d} & 0 \\ 0 & K_{pi,q} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{D}_{I2} = \begin{pmatrix} -K_{pi,d} & -L_{fl}\omega_{GFM} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ L_{fl}\omega_{GFM} & -K_{pi,q} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

(3.33)式～(3.34)式より Droop 方式マルチループタイプの GFM インバータの関係式は次式で表される。

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}_{GFMml} = \mathbf{A}_{GFMml} \mathbf{x}_{GFMml} + \mathbf{B}_{vb} \begin{pmatrix} \Delta v_{b,d}^{grid} \\ \Delta v_{b,q}^{grid} \end{pmatrix} + \mathbf{B}_{\omega_{grid}} (\Delta \omega_{grid})$$

$$\begin{pmatrix} \Delta i_{ld,d}^{grid} \\ \Delta i_{ld,q}^{grid} \end{pmatrix} = \mathbf{C}_{GFMml} (\Delta \mathbf{x}_{GFMsl}) \quad (3.35)$$

$$\begin{pmatrix} \Delta \delta_{GFM} & \Delta p & \Delta q & \Delta \alpha_d & \Delta \alpha_q & \Delta \beta_d & \Delta \beta_q & \Delta i_{inv,d} & \Delta i_{inv,q} & \Delta v_{fl,d} & \Delta v_{fl,q} & \Delta i_{ld,d} & \Delta i_{ld,q} \end{pmatrix} \mathbf{A}_{GFMml}$$

$$= \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{pDroop} & 0 & 0 & \mathbf{B}_{pDroop} \\ \mathbf{B}_{V1} \mathbf{C}_{pv_{fl,d}^*} & 0 & 0 & \mathbf{B}_{V2} \\ \mathbf{B}_{I1} \mathbf{D}_{V1} \mathbf{C}_{Pv} & \mathbf{B}_{I1} \mathbf{C}_V & 0 & \mathbf{B}_{I1} \mathbf{D}_{V2} + \mathbf{B}_{I2} \\ \mathbf{B}_{LCL1} \mathbf{D}_{I1} \mathbf{D}_{V1} \mathbf{C}_{Pv} & & & \mathbf{A}_{LCL} \\ + \mathbf{B}_{LCL2} (\mathbf{T}_V^{-1} & 0 & 0) & \mathbf{B}_{LCL1} \mathbf{D}_{I1} \mathbf{C}_V & \mathbf{B}_{LCL1} \mathbf{C}_I & + \mathbf{B}_{LCL1} (\mathbf{D}_{C1} \mathbf{D}_{V2} + \mathbf{D}_{I2}) \\ + \mathbf{B}_{LCL3} \mathbf{C}_{p\omega_{GFM}} & & & & & \end{pmatrix} \quad (3.36)$$

$$\mathbf{B}_{vb} = (0 \ 0 \ 0 \ \mathbf{B}_{LCL2} \mathbf{T}_S^{-1})^t$$

$$\mathbf{B}_{\omega_{grid}} = (\mathbf{B}_{P\omega_{grid}} \ 0 \ 0 \ 0)^t$$

$$\mathbf{C}_{GFMml} = ((\mathbf{T}_C \ 0 \ 0) \ 0 \ 0 \ (0 \ 0 \ \mathbf{T}_S))$$

### 3.1.3 VSG 方式 GFM インバータ

VSG 方式の制御システムを図 3.4 に示す。VSG 方式の GFM インバータ<sup>[44][45]</sup>は、擾乱発生時に同期発電機において観測される出力電力と回転速度( $\propto$ 周波数)の変動の挙動を模擬するように設計されている。本稿では文献[44]等で検討されている同期発電機の動揺方程式から出力電圧位相を、無効電力出力と電圧垂下特性から連系点電圧振幅を算出する方式を用いる。なお文献[44]の制御システムには組み込まれていないが、電流制御ループを設けることで高調波を減衰させシステムの安定性を高められることから、本稿ではこれを組み込んだ制御系を対象としている。

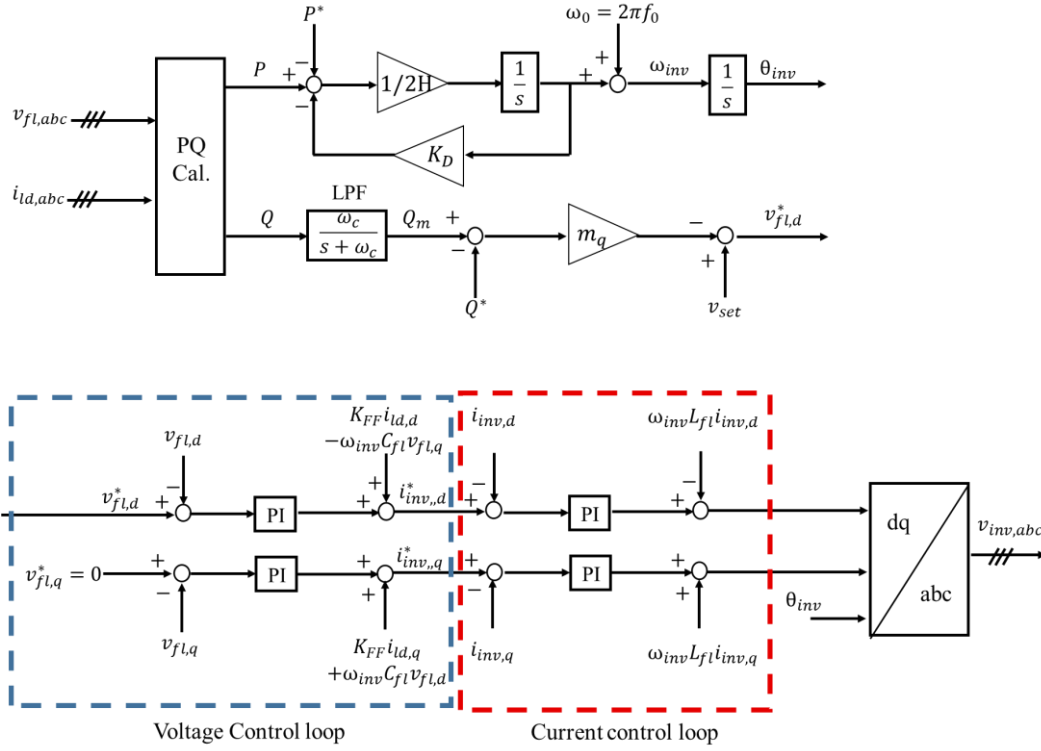


図 3.4 VSG 方式の制御システム

VSG 方式の制御システムを記述する。なお、電圧・電流ループに関する関係式は Droop 方式マルチループタイプと同じであるため、記述を省略する。

POC 電圧位相と振幅を算出する部分の関係式は次式で表される。

$$\frac{d\omega_{VSG}}{dt} = \frac{1}{2H} (p^* - p - K_D \omega_{VSG}) = \frac{1}{2H} (p^* - (v_{fL,d} i_{Ld,d} + v_{fL,q} i_{Ld,q}) - K_D \omega_{VSG}) \quad (3.37)$$

図 3.4 より POC 電圧位相と振幅を算出する部分は次のようなシステムとなる。

$$\begin{pmatrix} \Delta \dot{\delta}_{GFM} \\ \Delta \dot{\omega}_{VSG} \\ \Delta \dot{q}_m \end{pmatrix} = \mathbf{A}_{PVSG} \begin{pmatrix} \Delta \delta_{GFM} \\ \Delta \omega_{VSG} \\ \Delta q_m \end{pmatrix} + \mathbf{B}_{PVSG} \begin{pmatrix} \Delta i_{inv,d} \\ \Delta i_{inv,q} \\ \Delta v_{fL,d} \\ \Delta v_{fL,q} \\ \Delta i_{Ld,d} \\ \Delta i_{Ld,q} \end{pmatrix} + \mathbf{B}_{p\omega_{grid}} (\Delta \omega_{grid}) \quad (3.38)$$

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \Delta \omega \\ \Delta v_{fL,d}^* \\ \Delta v_{fL,q}^* \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \mathbf{C}_{P\omega_{GFM}} \\ \mathbf{C}_{Pv_{fL,d}^*} \\ \mathbf{C}_{Pv_{fL,q}^*} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta \delta_{GFM} \\ \Delta \omega_{VSG} \\ \Delta q_m \end{pmatrix} \\ \mathbf{A}_{PVSG} &= \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{K_D}{2H} & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_c \end{pmatrix} \\ \mathbf{B}_{PVSG} &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{i_{Ld,d}}{2H} & -\frac{i_{Ld,q}}{2H} & -\frac{v_{fL,d}}{2H} & -\frac{v_{fL,q}}{2H} \\ 0 & 0 & \omega_c i_{Ld,q} & -\omega_c i_{Ld,d} & -\omega_c v_{fL,q} & \omega_c v_{fL,d} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.39)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_{p\omega_{grid}} &= \begin{pmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \\ \mathbf{C}_{P\omega_{GFM}} &= (0 \quad 1 \quad 0) \\ \begin{pmatrix} \mathbf{C}_{v_{fl,d}^*} \\ \mathbf{C}_{P_{v_{fl,q}^*}} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & -m_q \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \end{aligned}$$

(3.14), (3.15)式, (3.27), (3.28)式, (3.33), (3.34)式, (3.38), (3.39)式より VSG 方式 GFM インバータの数式モデルは次のように表される。

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_{VSG} &= \mathbf{A}_{VSG} \mathbf{x}_{VSG} + \mathbf{B}_{vb} \begin{pmatrix} \Delta v_{b,d}^{grid} \\ \Delta v_{b,q}^{grid} \end{pmatrix} + \mathbf{B}_{\omega_{grid}} (\Delta \omega_{grid}) \\ \begin{pmatrix} \Delta i_{ld,d}^{grid} \\ \Delta i_{ld,q}^{grid} \end{pmatrix} &= \mathbf{C}_{VSG} (\Delta \mathbf{x}_{VSG}) \end{aligned} \quad (3.40)$$

$$\begin{aligned} &(\Delta \delta_{GFM} \quad \Delta \omega_{VSG} \quad \Delta q_m \quad \Delta \alpha_d \quad \Delta \alpha_q \quad \Delta \beta_d \quad \Delta \beta_q \quad \Delta i_{inv,d} \quad \Delta i_{inv,q} \quad \Delta v_{fl,d} \quad \Delta v_{fl,q} \quad \Delta i_{ld,d} \quad \Delta i_{ld,q}) \\ \mathbf{A}_{VSG} &= \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{pVSG} & 0 & 0 & \mathbf{B}_{pVSG} \\ \mathbf{B}_{V1} \mathbf{C}_{pv_{fl,d}^*} & 0 & 0 & \mathbf{B}_{V2} \\ \mathbf{B}_{I1} \mathbf{D}_{V1} \mathbf{C}_{Pv} & \mathbf{B}_{I1} \mathbf{C}_V & 0 & \mathbf{B}_{I1} \mathbf{D}_{V2} + \mathbf{B}_{I2} \\ \mathbf{B}_{LCL1} \mathbf{D}_{I1} \mathbf{D}_{V1} \mathbf{C}_{Pv} & & & \mathbf{A}_{LCL} \\ +\mathbf{B}_{LCL2} (\mathbf{T}_V^{-1} \quad 0 \quad 0) & \mathbf{B}_{LCL1} \mathbf{D}_{I1} \mathbf{C}_V & \mathbf{B}_{LCL1} \mathbf{C}_I & +\mathbf{B}_{LCL1} (\mathbf{D}_{C1} \mathbf{D}_{V2} + \mathbf{D}_{I2}) \\ +\mathbf{B}_{LCL3} \mathbf{C}_{p\omega_{GFM}} & & & \end{pmatrix} \quad (3.41) \\ \mathbf{B}_{vb} &= (0 \quad 0 \quad 0 \quad \mathbf{B}_{LCL2} \mathbf{T}_S^{-1})^T \\ \mathbf{B}_{\omega_{grid}} &= (\mathbf{B}_{p\omega_{grid}} \quad 0 \quad 0 \quad 0)^T \\ \mathbf{C}_{VSG} &= ((\mathbf{T}_C \quad 0 \quad 0) \quad 0 \quad 0 \quad (0 \quad 0 \quad \mathbf{T}_S)) \end{aligned}$$

### 3.1.4 シミュレーションによる妥当性検証

#### 3.1.4.1 Droop 方式シングルループタイプ GFM インバータ

Droop 方式シングルループタイプ GFM インバータの数式モデルの妥当性検証を図 3.5 のシミュレーションシステムを用いて行う。回路モデルを用いて得た解(detailed model)と、数式モデルで求めた連系点電流の d-q 軸成分を比較することで数式モデルの妥当性を検証する。表 3.1 に GFM インバータの機器特性を示す。シミュレーション開始後 50 秒の時点でバス A の周波数を 50.0 [Hz] から 49.9 [Hz] に、55 秒の時点で再度 49.9 [Hz] から 50.0 [Hz] にステップ状に戻した際のシミュレーション結果を図 3.6 に示す。連系点電流の q 軸成分の応答に不一致が確認されるが、これは(3.16)～(3.20)式の線形化による影響である。一方、連系点電流の d 軸成分の応答は両解ととてもよく一致している様子が見て取れる。

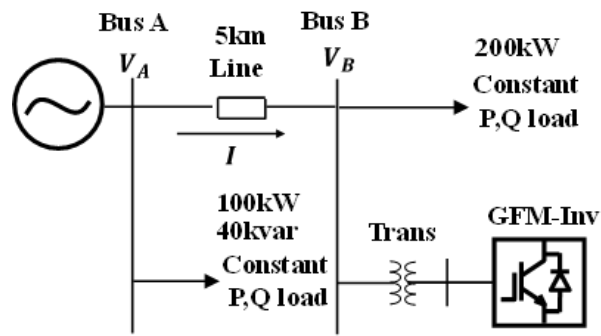


図 3.5 シミュレーション系統

表 3.1 GFM インバータの機器特性

| Item                     | Parameter                     |
|--------------------------|-------------------------------|
| Rated capacity           | 100 [kVA]                     |
| Reference active power   | 30 [kW]                       |
| Reference reactive power | 0 [Var]                       |
| $m_p$                    | 1.57 [rad/(W [p. u.]s)]       |
| $m_q$                    | 0.002 [V [p. u.]/Var [p. u.]] |
| Filter reactance         | 0.25 [mΩ]                     |
| Filter inductance        | 4.21 [mH]                     |
| Filter capacitance       | 0.86 [mF]                     |
| Coupling inductance      | 4.21 [mH]                     |
| $K_{iv}$                 | 5.0                           |
| $\omega_c$               | 3.93                          |

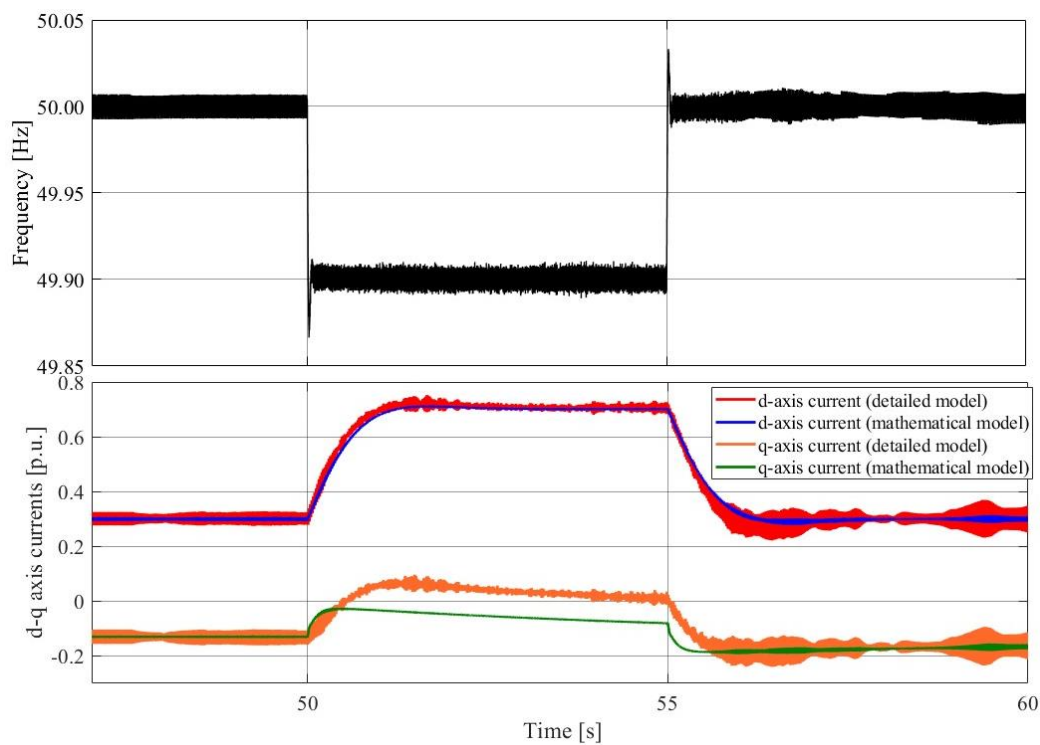


図 3.6 シミュレーション結果

### 3.1.4.2 Droop 方式マルチループタイプ GFM インバータ

Droop 方式マルチループタイプ GFM インバータの数式モデルの妥当性検証を図 3.7 のシミュレーションシステムを用いて行う。表 3.2 に GFM インバータの機器特性を示す。回路モデルを用いて得た解(詳細モデル)と、数式モデルで求めた連系点電流の d-q 軸成分を比較することで数式モデルの妥当性を検証する。シミュレーションは以下の二つの条件で行った。

ケース 1 バス A の電圧が 0.5 秒時に定格(1.0 [p.u.])から 0.9 [p.u.]にステップ上に低下し、0.3 秒後に定格にステップ状に復帰

ケース 2 バス A の周波数が 1.0 秒時に定格(50.0 [Hz])から 49.9 [Hz]にステップ上に低下し、1.0 秒後に定格にステップ状に復帰

シミュレーション結果を図 3.8 に示す。図 3.8 より d-q 軸ともに直流ゲインに若干誤差があるが、概ね数式モデルの応答は詳細モデルのそれと一致している様子が見て取れる。

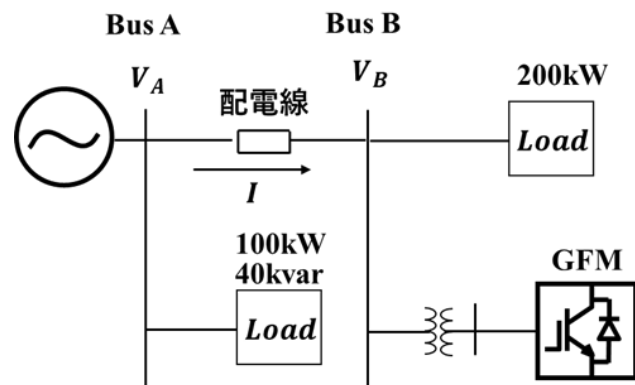
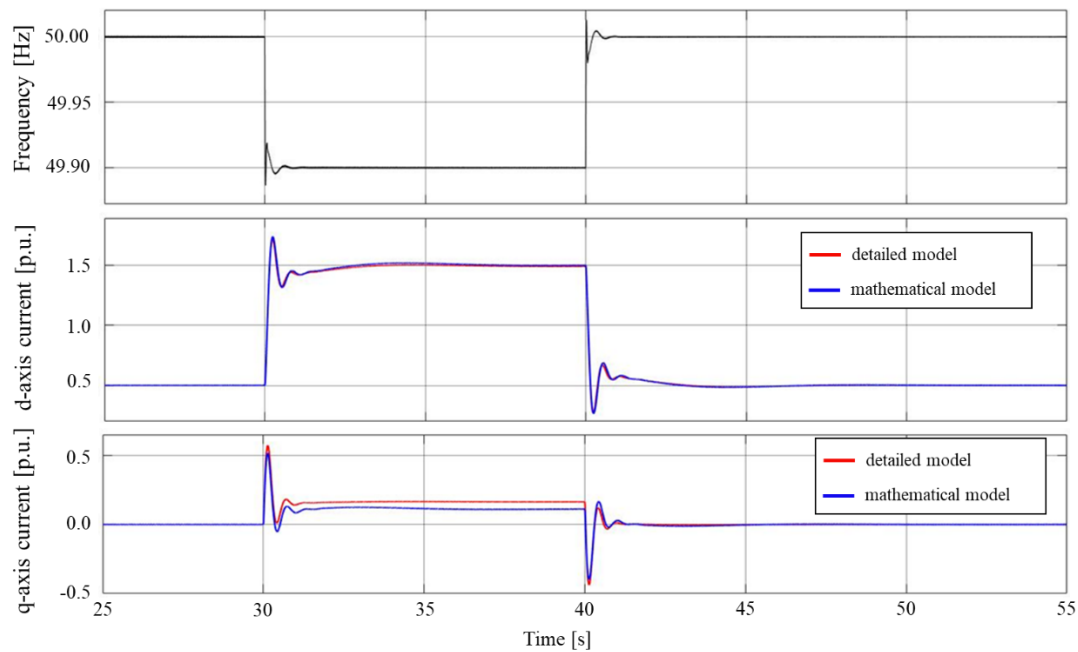


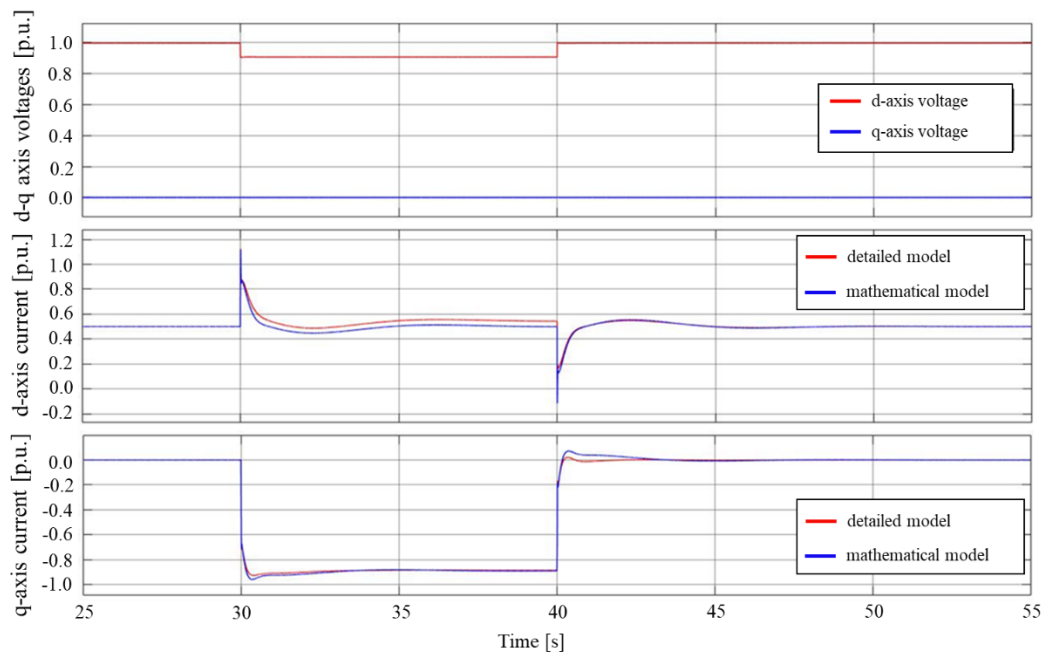
図 3.7 シミュレーション系統

表 3.2 GFM インバータの機器特性

| Item                     |        | Parameter                     |
|--------------------------|--------|-------------------------------|
| Rated capacity           |        | 100 [kVA]                     |
| Reference active power   |        | 30 [kW]                       |
| Reference reactive power |        | 0 [Var]                       |
| $m_p$                    |        | 0.628 [rad/(W [p. u.]s)]      |
| $m_q$                    |        | 0.002 [V [p. u.]/Var [p. u.]] |
| Filter reactance         |        | 0.25 [mΩ]                     |
| Filter inductance        |        | 4.21 [mH]                     |
| Filter capacitance       |        | 0.86 [mF]                     |
| Coupling inductance      |        | 4.21 [mH]                     |
| $\omega_c$               |        | 31.41                         |
| $K_{FF}$                 |        | 0.75                          |
| $K_{iv}$                 | d-axis | 35                            |
|                          | q-axis | 2                             |
| $K_{pv}$                 | d-axis | 2                             |
|                          | q-axis | 1                             |
| $K_{ii}$                 | d-axis | 5                             |
|                          | q-axis | 0.5                           |
| $K_{pi}$                 | d-axis | 1                             |
|                          | q-axis | 0.25                          |



(a) ケース 1



(b) ケース 2

図 3.8 シミュレーション結果

### 3.1.4.3 VSG 方式 GFM インバータ

VSG 方式 GFM インバータの数式モデルの妥当性検証を図 3.9 のシミュレーションシステムを用いて行う。回路モデルを用いて得た解(detailed model)と、数式モデルで求めた連系点電流の d-q 軸

成分を比較することで数式モデルの妥当性を検証する。表 3.3 に GFM インバータの機器特性を示す。シミュレーション開始後 5 秒の時点でバス A の周波数を 50.0 [Hz] から 49.7 [Hz] にステップ状に低下させ、さらにその 5 秒後に 50 [Hz] にステップ状に復帰した際の d-q 軸電流の時間変化を図 3.10 に示す。図 3.10 より数式モデルの応答は d-q 軸電流とともに詳細モデルのそれととてもよく一致している様子が見て取れる。

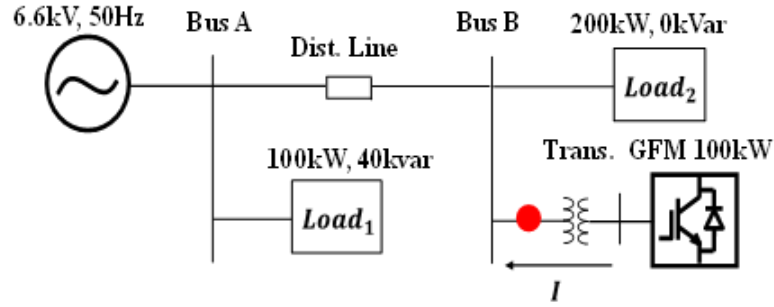


図 3.9 シミュレーション系統

表 3.3 GFM インバータの機器特性

| Item                | Parameter                     |
|---------------------|-------------------------------|
| Rated capacity      | 100 [kVA]                     |
| Control cycle       | 10 [kW]                       |
| Sampling cycle      | 0 [Var]                       |
| $H$                 | 4.0 [s]                       |
| $K_D$               | 100                           |
| $m_q$               | 0.001 [V [p. u.]/Var [p. u.]] |
| Filter reactance    | 15 [mΩ]                       |
| Filter inductance   | 0.50 [mH]                     |
| Filter capacitance  | 220 [μF]                      |
| Coupling inductance | 0.62 [mH]                     |
| $\omega_c$          | 31.41                         |
| $K_{FF}$            | 0.75                          |
| $K_{pv}$            | 2.0                           |
| $K_{iv}$            | 15                            |
| $K_{pi}$            | 0.5                           |
| $K_{ii}$            | 2.5                           |

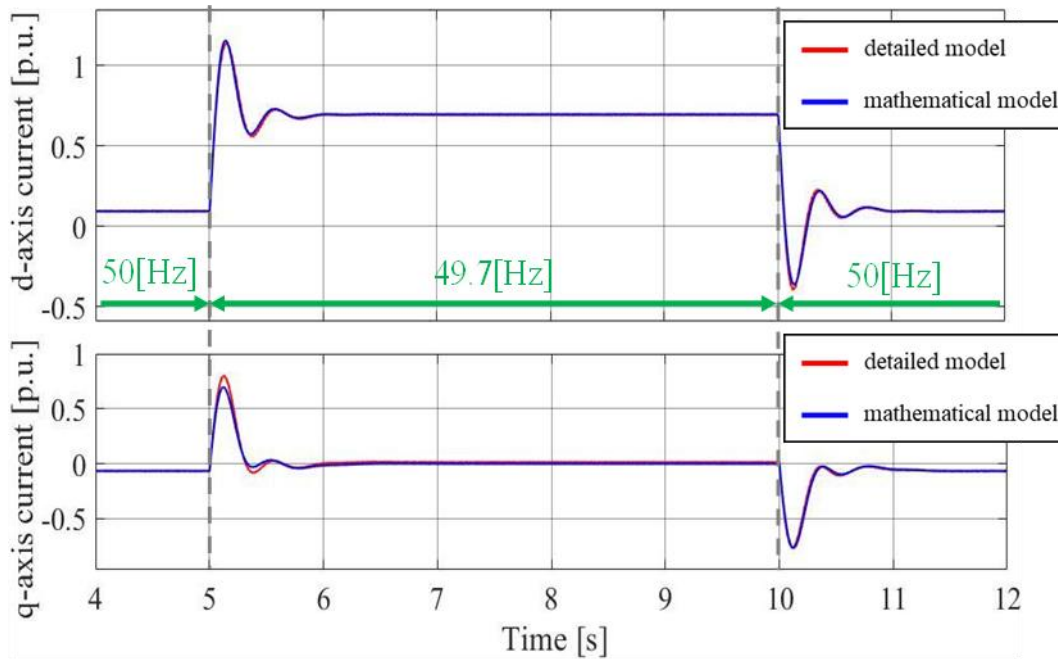


図 3.10 シミュレーション結果

## 3.2 縮約モデルの精度評価

### 3.2.1 Droop 方式マルチループタイプ GFM インバータ群と需要を含む系統

Droop 方式マルチループタイプ GFM インバータ群を含む配電系統に対して提案した縮約手法を、ケーススタディを通じて数値的に検証した。ケーススタディで用いた配電系統の構成を図 3.11 に示す。バス A に流れる電流の動的応答を、詳細モデルと提案手法で縮約したモデル(縮約モデル)で比較した。詳細モデルの自己整流インバータは、計算時間を短縮するために可変三相交流電圧源としてモデル化している。ここで考慮したシステムには、3つの ZIP 負荷と 4つのマルチループ垂下制御 GFM インバータが含まれる。システムコンポーネントは、変圧器と配電線を介して高压バスに接続されている。このケーススタディでは、すべての負荷を  $P_{PQ} = 0.6$ ,  $P_I = 0.1$ ,  $P_Z = 0.3$ ,  $Q_{PQ} = 0.6$ ,  $Q_I = 0.1$ ,  $Q_Z = 0.3$  に設定した。定 PQ 負荷の時定数は 0.01 秒である。公称電圧と周波数、線路長、ZIP 負荷、変圧器、GFM インバータのサイズをすべて図 3.11 に示す。LCL ローパスフィルタと変圧器のパラメータはすべて同じで、表 3.4 に示す。GFM インバータコントローラのその他のパラメータは表 3.5 と表 3.6 に示す。

バス A の周波数は、5.0 秒後に 50.0 [Hz](定格)から 49.9 [Hz] ステップ状に変化させ、10.0 秒後に再び 50.0 [Hz] に戻した。シミュレーションは Matlab/Simulink を使用した。2つのモデルの動的応答を図 3.12 に示す。縮約モデルの d 軸電流応答は、詳細モデルと良い一致を示している。q 軸電流応答は、外乱発生直後はほぼ一致している。しかし、(3.16)~(3.20)式で基準フレーム回転を線形化しているため、その後 2つのモデルの間に定常的なずれが生じている。元のシステムのフルスケールモデルの次数は 92 であるのに対し、縮約モデルの次数は 60 である。詳細モデルでは

25 時間 58 分 23 秒の CPU 時間を要したが、低次モデルでは 7 秒しか要しなかった。従って、提案された低次化手法は、計算時間の大幅な短縮と高いモデリング精度の両方を示している。

表 3.4 変圧器，配電線，LCL ローパスフィルタのパラメータ

| Item              |                          | Parameter                                  |
|-------------------|--------------------------|--------------------------------------------|
| Distribution line | Reactance                | 0.215 [ $\Omega/\text{km}$ ] *line length  |
|                   | Leakage inductance       | 1.95 [ $\text{mH}/\text{km}$ ]*line length |
| Transformer       | Winding Reactance        | 0.001 [p. u.]                              |
|                   | Leakage inductance       | 0.008 [p. u.]                              |
|                   | Magnetization resistance | 1000 [p. u.]                               |
|                   | Magnetization inductance | 1000 [p. u.]                               |
| Filter            | Filter inductance        | 0.05 [p. u.]                               |
|                   | Filter capacitance       | 0.05 [p. u.]                               |
|                   | Filter reactance         | 0.02 [p. u.]                               |

表 3.5 全 GFM インバータ共通の制御システムパラメータ

| Item                     | Parameter    |
|--------------------------|--------------|
| $K_{inv}$                | 15 [p. u.]   |
| $K_{pv}$                 | 2 [p. u.]    |
| $K_{iv}$                 | 35 [p. u.]   |
| $K_{pi}$                 | 1 [p. u.]    |
| $K_{ii}$                 | 5 [p. u.]    |
| $K_{FF}$                 | 0.75 [p. u.] |
| $\omega_c$               | 31.41        |
| $\omega_0$               | 314 [rad/s]  |
| $V_{set}$                | 1 [p. u.]    |
| Reference reactive power | 0 [p. u.]    |

表 3.6 各 GFM インバータの制御システムパラメータ

|                        | GFM Inv. 1  | GFM Inv. 2  | GFM Inv. 3  | GFM Inv. 4  |
|------------------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| $m_p$                  | 1.571       | 0.942       | 1.267       | 1.267       |
| $m_q$                  | 0.002       | 0.003       | 0.003       | 0.002       |
| Reference active power | 0.2 [p. u.] | 0.3 [p. u.] | 0.4 [p. u.] | 0.2 [p. u.] |

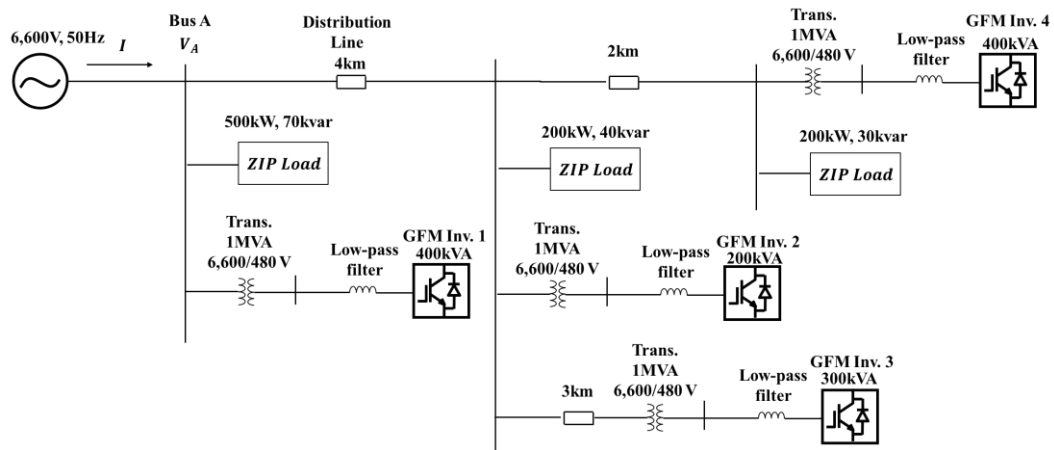


図 3.11 シミュレーション系統

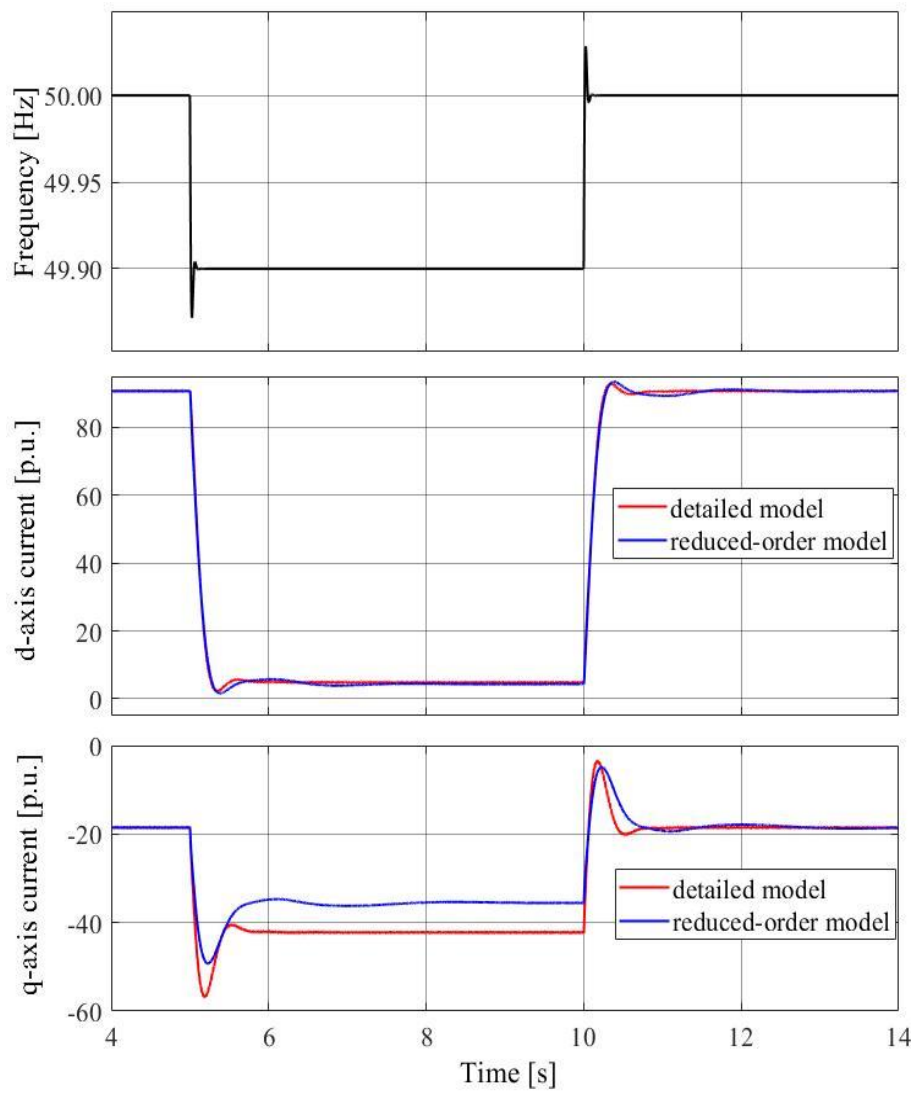


図 3.12 シミュレーション結果

### 3.2.2 Droop 方式 GFM インバータ群と需要を含む系統

GFM 垂下制御を持つ GFM インバータを含む配電系統に対して提案したモデル削減法を、ケーススタディを通じて数値的に検証した。ケーススタディで用いた配電系統の構成を図 3.13 に示す。詳細モデルにおける自励式インバータは、計算時間を短縮するために可変三相交流電圧源としてモデル化されている。検討したシステムには、3 つの ZIP 負荷、2 つの Droop 方式シングルループタイプ GFM インバータ、2 つの Droop 方式マルチループタイプ GFM インバータが含まれる。図 3.13 の GFM inv.1 と 3 はマルチループタイプ GFM，GFM inv.2 と 4 はシングルループタイプ GFM である。系統構成要素は、変圧器と配電線を介して高圧バスに接続されている。このケーススタディでは、すべての負荷を  $P_{PQ} = 0.6, P_I = 0.1, P_Z = 0.3, Q_{PQ} = 0.6, Q_I = 0.1, Q_Z = 0.3$  に設定している。定 PQ 負荷の時定数は 0.01 秒である。公称電圧と周波数、線路長、ZIP 負荷のサイズ、変圧器、SI を図 3.13 に示す。LCL ローパスフィルタと変圧器のパラメータはすべて同じで、表 3.7 に示す。2 つの制御システムのその他のパラメータは表 3.8、表 3.9 に示す。

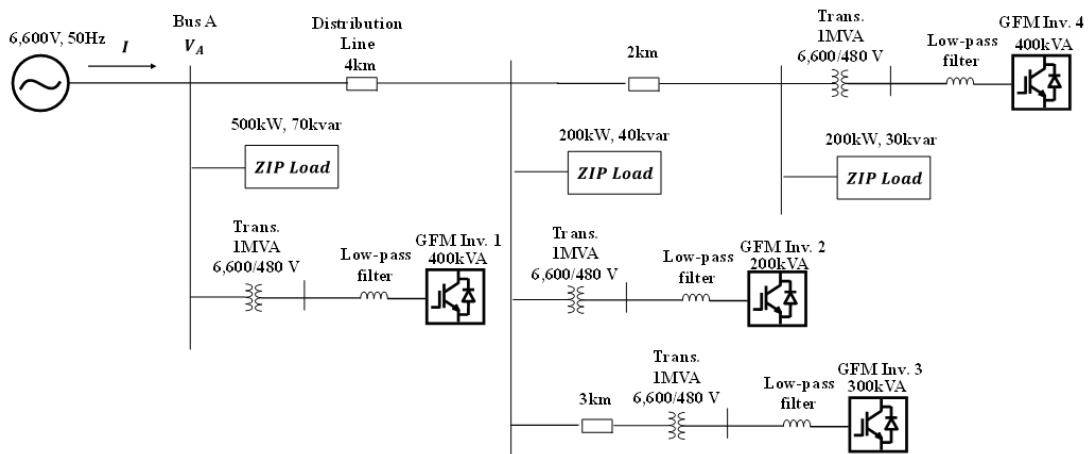


図 3.13 シミュレーション系統

表 3.7 変圧器、配電線、LCL ローパスフィルタのパラメータ

| Item              |                          | Parameter                                   |
|-------------------|--------------------------|---------------------------------------------|
| Distribution line | Reactance                | 0.215 [ $\Omega/\text{km}$ ] *line length   |
|                   | Leakage inductance       | 1.95 [ $\text{mH}/\text{km}$ ] *line length |
| Transformer       | Winding Reactance        | 0.001 [p. u.]                               |
|                   | Leakage inductance       | 0.008 [p. u.]                               |
|                   | Magnetization resistance | 1000 [p. u.]                                |
|                   | Magnetization inductance | 1000 [p. u.]                                |
| Filter            | Filter inductance        | 0.05 [p. u.]                                |
|                   | Filter capacitance       | 0.05 [p. u.]                                |
|                   | Filter reactance         | 0.02 [p. u.]                                |

表 3.8 制御システムの共通パラメータ

| Item                     | Parameter    |
|--------------------------|--------------|
| $K_{iinv}$               | 15 [p. u.]   |
| $K_{pv}$                 | 2 [p. u.]    |
| $K_{iv}$                 | 35 [p. u.]   |
| $K_{pi}$                 | 1 [p. u.]    |
| $K_{ii}$                 | 5 [p. u.]    |
| $K_{FF}$                 | 0.75 [p. u.] |
| $\omega_c$               | 31.41        |
| $\omega_0$               | 314 [rad/s]  |
| $V_{set}$                | 1 [p. u.]    |
| Reference reactive power | 0 [p. u.]    |

表 3.9 制御システムの個別パラメータ

|                        | GFM Inv. 1  | GFM Inv. 2  | GFM Inv. 3  | GFM Inv. 4  |
|------------------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| $m_p$                  | 1.571       | 0.942       | 1.267       | 1.267       |
| $m_q$                  | 0.002       | 0.003       | 0.003       | 0.002       |
| Reference active power | 0.2 [p. u.] | 0.3 [p. u.] | 0.4 [p. u.] | 0.2 [p. u.] |

提案手法の精度を確認するために、工学的縮約モデルを導出する。このモデルは、図 3.14 に示すように、負荷、Droop 方式シングルループタイプ GFM インバータ、Droop 方式マルチループタイプ GFM インバータの 3 つの代表モデルから構成される。工学的縮約モデルは以下のよう  
に導出される。

1. 各コンポーネントの容量を加算して代表モデルの容量を算出する。
2. 各 GFM インバータの代表モデルの  $P$ - $\omega$  垂下係数と  $Q$ - $V$  垂下係数を計算し、集約前の系統サポート機能に一致させる。
3. RLC-LPF フィルタの p.u. 値とコントローラの PI ゲインを加重平均して算出する。
4. 各 GFM インバータ代表モデルの有効電力の定常値が、集計前の合計値に一致するように調整する。
5. バス A と代表モデルの相互接続バス間の線路パラメータを調整し、集計前の有効電力と無効電力の定常値に一致させる。

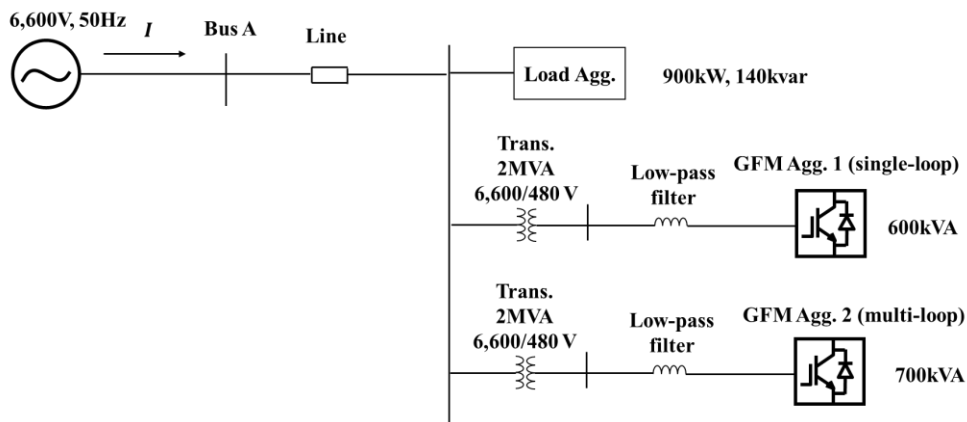


図 3.14 工学的縮約モデル

本論文で検討したシステムの場合，RLC-LPF フィルタの p.u.値とコントローラの PI ゲインは，各タイプの GFM インバータで同じである。したがって，代表モデルの p.u.は，各タイプの GFM インバータで同じ値に設定される。代表モデルが相互接続するバス A とバス間の線路パラメータは， $0.4683 [\Omega]$ と  $4.24 [\text{mH}]$ である。

提案手法の精度は，バス A に流れる電流の動的応答を，詳細モデル，提案手法によって縮小されたモデル(提案モデル)，および工学的縮約モデルの間で比較することによって検証する。精度の評価は，(2.120)式を用いて行う。

シミュレーションは，以下の3つのケースについて実施した。

1. バス A の周波数を 5.0 秒後に  $50.0 [\text{Hz}]$  (定格)から  $49.9 [\text{Hz}]$ に段階的に変化させ，10.0 秒後に再び  $50.0[\text{Hz}]$ に戻る。
2. バス A の周波数は，5.0 秒後に  $50.0 [\text{Hz}]$ (定格)から  $49.8 [\text{Hz}]$ まで段階的に変化し，10.0 秒後に再び  $50.0[\text{Hz}]$ に戻る。
3. バス A の電圧の大きさは，5.0 秒後に  $1.0 [\text{p.u.}]$ から  $0.9 [\text{p.u.}]$ に段階的に変化し，10.0 秒後に再び  $1.0 [\text{p.u.}]$ に戻る。

元のシステムの次数は 92 であるのに対し，低次モデルでは 60 である。シミュレーションは Matlab/Simulink で行った。

図 3.15 はケース 1 のシミュレーション結果である。図 3.15 に示すように，工学的縮約モデルと比較した場合，縮次モデルの d 軸電流応答は詳細モデルと良い一致を示している。縮約モデルは，各系統構成要素の動的応答に対するインピーダンスの影響を考慮することができる。しかし，工学的縮約モデルの場合は，上位バスと集約されたコンポーネントの相互接続点間のインピーダンスの影響全体を考慮していない。提案モデルの q 軸電流応答は，外乱発生直後はほぼ同じである。しかし，基準フレーム回転の線形化(3.16)～(3.20)式のため，詳細モデルの応答とは定常的な違いがある。工学的縮約モデルの応答では，インピーダンスの簡略化により，詳細モデルの応答と定常的に差が生じる結果となった。

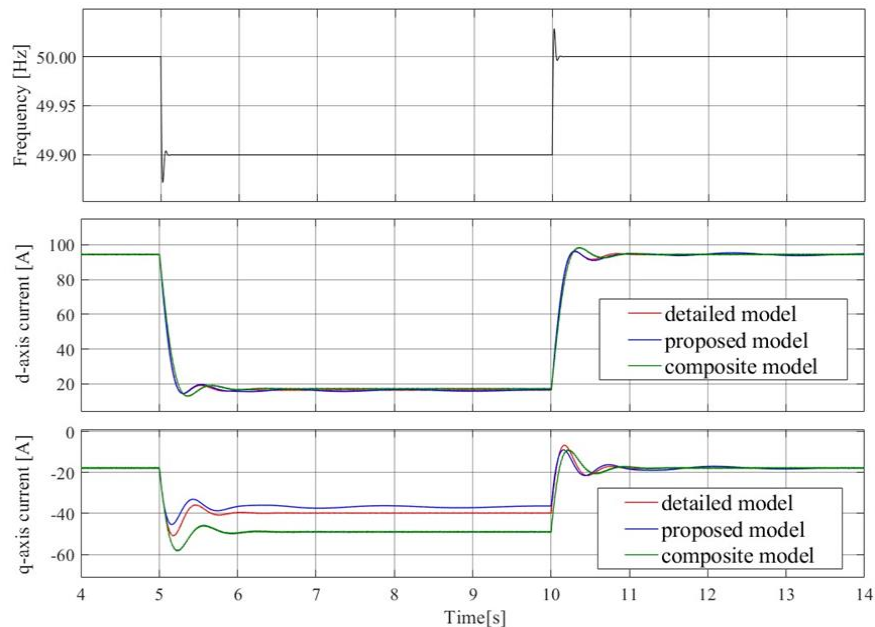


図 3.15 シミュレーション結果(ケース 1)

図 3.16 にケース 2 のシミュレーション結果を示す。提案モデルの外乱発生直後と解消直後の過渡応答は、ケース 1 と同様の理由で、工学的縮約モデルに比べて特に正確である。

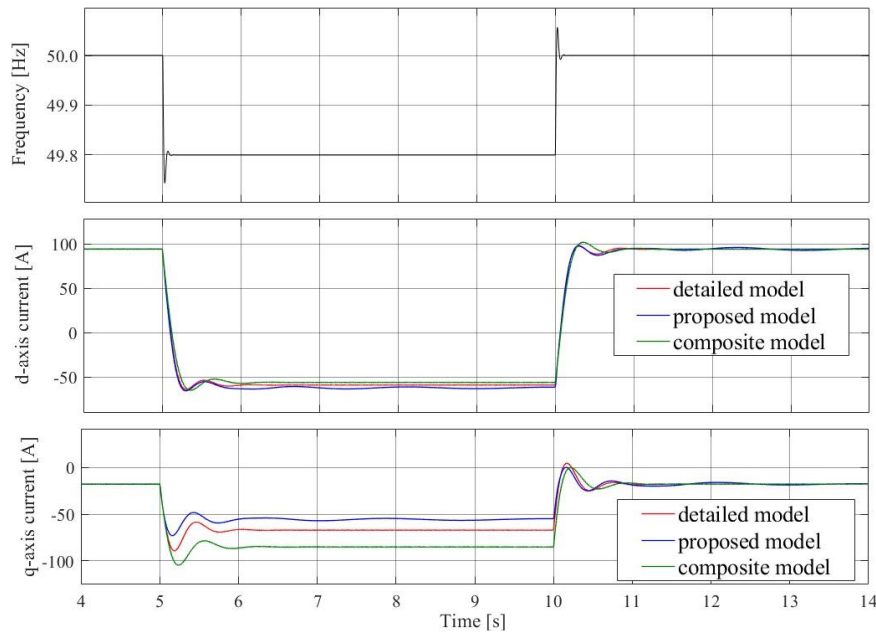


図 3.16 シミュレーション結果(ケース 2)

図 3.17 にケース 3 のシミュレーション結果を示す。d 軸電流の応答において、提案モデルの減衰特性は詳細モデルと良い一致を示している。しかし、線形化されているため、詳細モデルの応答とは定常的な差が生じている。本論文の負荷モデルは周波数応答特性を持たないが、電圧変動時に消費電力が変化する。したがって、詳細モデルとの定常的な差は、GFM インバータと同様に ZIP-Load モデルの線形化の影響によるものである。

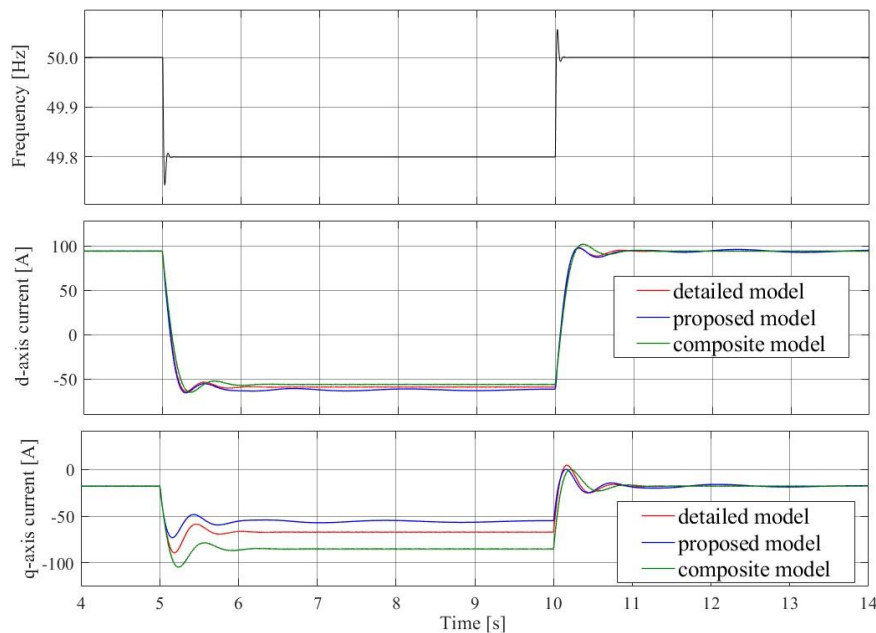


図 3.17 シミュレーション結果(ケース 3)

表 3.10 に誤差評価関数値の値を示す。また、外乱発生後の詳細モデルの応答との定常差の影響を排除するため、外乱除去からシミュレーション終了時間(10.0 秒)までの精度を評価した。表 3.10 に示すように、ケース 3 の q 軸電流を除き、提案手法は工学的縮約モデルよりも精度が高い。特に、周波数外乱に対する精度は、工学的縮約モデルよりもはるかに優れている。20 秒間の現象解析に費やした CPU 時間は、工学的縮約モデルが 1 時間 46 分 1 秒であったのに対し、詳細系モデルは 32 時間 18 分 11 秒であった。一方、提案モデルに費やされた CPU 時間はわずか 32 秒であった。つまり、計算時間の大幅な短縮により、提案削減手法のモデリング精度の良さが確認できる。

表 3.10 誤差評価関数値

|                |           | Case I | Case II | Case III |
|----------------|-----------|--------|---------|----------|
| d-axis current | proposed  | 1.66   | 5.57    | 40.83    |
|                | composite | 6.29   | 22.75   | 49.69    |
| q-axis current | proposed  | 3.43   | 15.10   | 47.09    |
|                | composite | 14.28  | 52.72   | 35.43    |

### 3.2.3 VSG 方式 GFM インバータ群と需要を含む系統

VSG 方式 GFM インバータを含む配電系統に対して提案した縮約手法を、ケーススタディを通じて数値的に検証した。ケーススタディで用いた配電系統の構成を図 3.18 に示す。詳細モデルにおける自励式インバータは、計算時間を短縮するために可変三相交流電圧源としてモデル化されている。バス A の周波数は、5.0 秒後に 50.0 [Hz](公称値)から 49.9 [Hz]ステップ状に変化させ、10.0 秒後に再び 50.0 [Hz]に戻した。LCL ローパスフィルタと変圧器のパラメータはすべて同じで、表 3.11 に示す。2 つの制御システムのその他のパラメータは表 3.12、表 3.13 に示す。なお、シミュレーションソフトウェアは Matlab/Simulink を使用した。

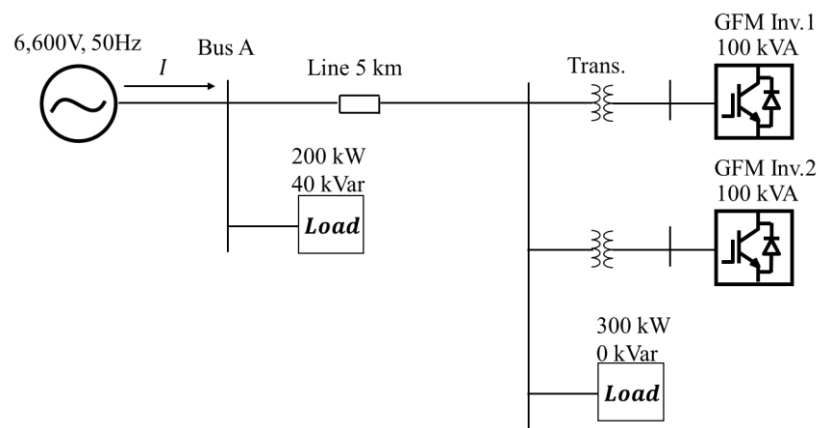


図 3.18 シミュレーション系統

表 3.11 変圧器，配電線，LCL ローパスフィルタのパラメータ

| Item              |                          |            | Parameter                                 |
|-------------------|--------------------------|------------|-------------------------------------------|
| Distribution line | Reactance                |            | 0.215 [ $\Omega/\text{km}$ ] *line length |
|                   | Leakage inductance       |            | 1.95 [mH/km]*line length                  |
| Transformer       | Winding Reactance        |            | 0.001 [p. u.]                             |
|                   | Leakage inductance       |            | 0.008 [p. u.]                             |
|                   | Magnetization resistance |            | 1000 [p. u.]                              |
|                   | Magnetization inductance |            | 1000 [p. u.]                              |
| Filter            | Filter inductance        | GFM Inv. 1 | 0.00026 [p. u.]                           |
|                   |                          | GFM Inv. 2 | 0.00022 [p. u.]                           |
|                   | Filter capacitance       | GFM Inv. 1 | 0.00083 [p. u.]                           |
|                   |                          | GFM Inv. 2 | 0.00095 [p. u.]                           |
|                   | Filter reactance         | GFM Inv. 1 | 0.0065 [p. u.]                            |
|                   |                          | GFM Inv. 2 | 0.0054 [p. u.]                            |

表 3.12 制御システムの共通パラメータ

| Item                     | Parameter    |
|--------------------------|--------------|
| $K_{inv}$                | 15 [p. u.]   |
| $K_{pv}$                 | 2 [p. u.]    |
| $K_{iv}$                 | 35 [p. u.]   |
| $K_{pi}$                 | 1 [p. u.]    |
| $K_{ii}$                 | 5 [p. u.]    |
| $K_{FF}$                 | 0.75 [p. u.] |
| $\omega_c$               | 31.41        |
| $\omega_0$               | 314 [rad/s]  |
| $V_{set}$                | 1 [p. u.]    |
| Reference reactive power | 0 [p. u.]    |

表 3.13 制御システムの個別パラメータ

|                        | GFM Inv. 1  | GFM Inv. 2  |
|------------------------|-------------|-------------|
| $K_p$                  | 250         | 300         |
| $H$                    | 4 [s]       | 5 [s]       |
| Reference active power | 0.5 [p. u.] | 0.1 [p. u.] |

2つのモデルの動的応答を図 3.19 に示す。縮約モデルの d 軸電流応答は，詳細モデルと良い一致を示している。q 軸電流応答は，外乱発生直後はほぼ一致している。しかし，(3.16)～(3.20)式で基準フレーム回転を線形化しているため，その後 2つのモデルの間に定常的なずれが生じている。

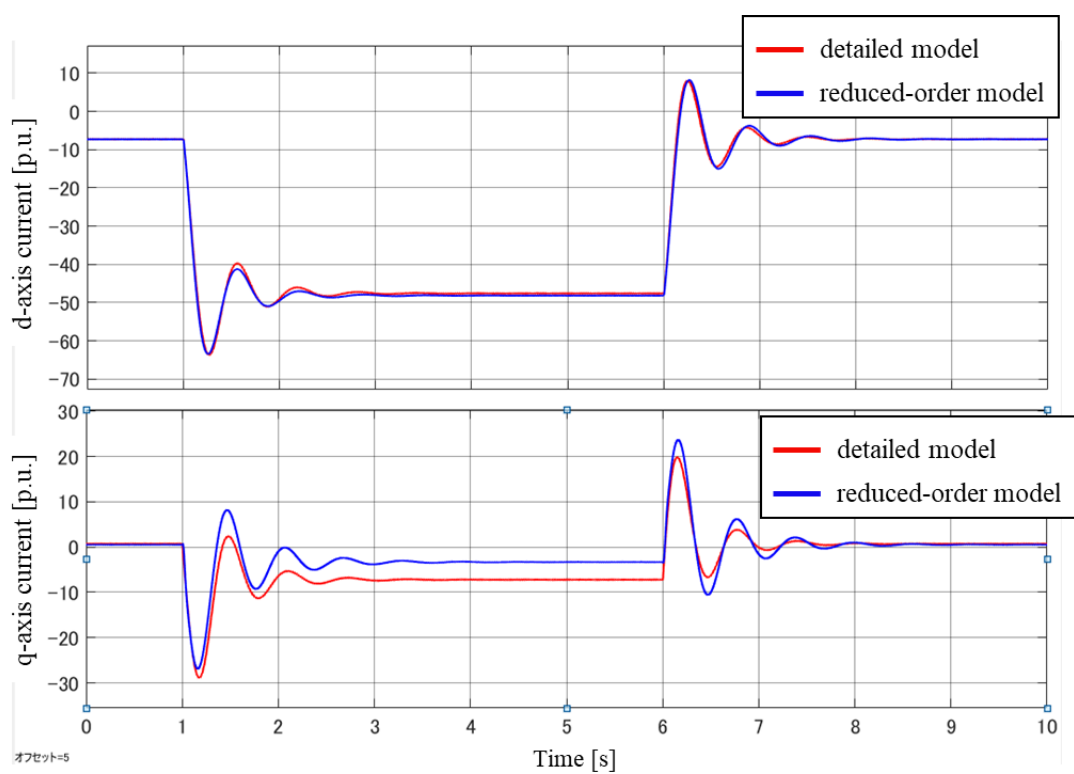


図 3.19 シミュレーション結果

## 第4章 大規模システムモデルを用いた多数台スマートインバータ導入効果検証

本章ではこれまで述べてきた縮約手法を用いて、SI 群を含む系統の縮約モデルを作成し、それを大規模系統の負荷ノードに連系することにより、SI が多数台かつ広範に導入された場合の導入効果を検証する。

### 4.1 システムモデル

#### 4.1.1 基幹系統

基幹システムモデルは電気学会の標準モデルである「電気学会 EAST10 機系統モデル<sup>[46]</sup>」(以下、EAST10 モデル)をベースとする。EAST10 モデル系統図およびインピーダンスマップを図 4.1、図 4.2 に示す。また、EAST10 モデルの概要を表 4.1、表 4.2 に示す。EAST10 モデルは日本の 50[Hz]系統の特性や一般に使用されている制御系が考慮されており、潮流計算や安定度解析のために広く使用されている。

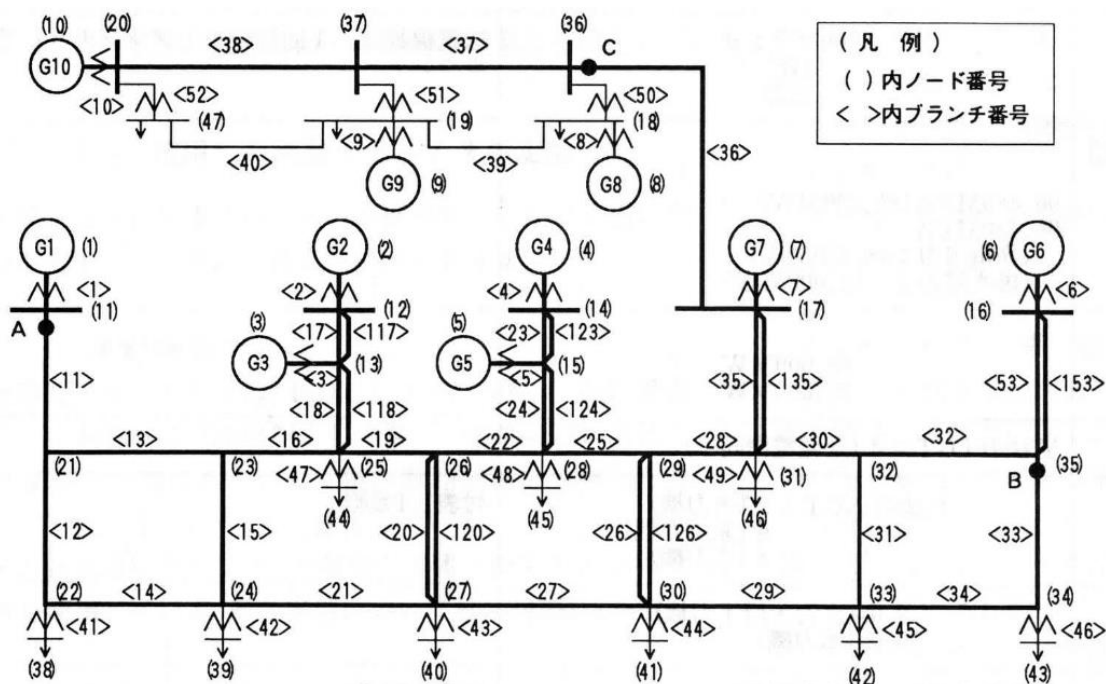
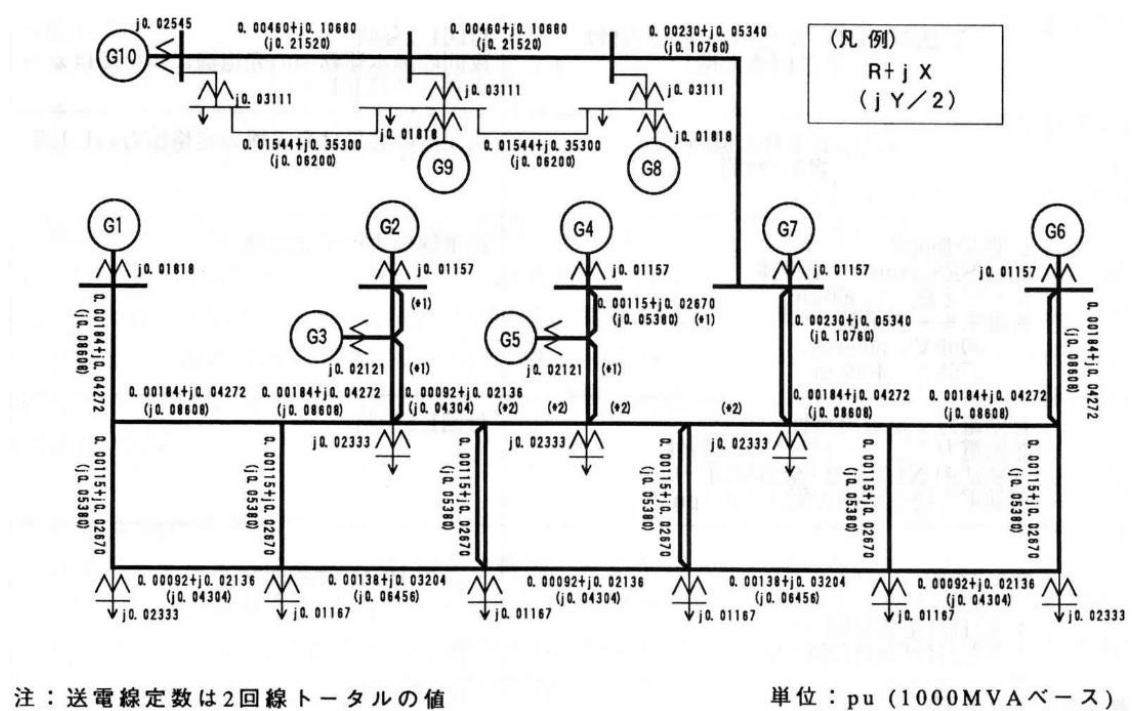


図 4.1 EAST10 モデル系統図(ノード番号, ブランチ番号含む)<sup>[46]</sup>

図 4.2 EAST10 モデル インピーダンスマップ<sup>[46]</sup>表 4.1 EAST10 モデルの概要<sup>[46]</sup>

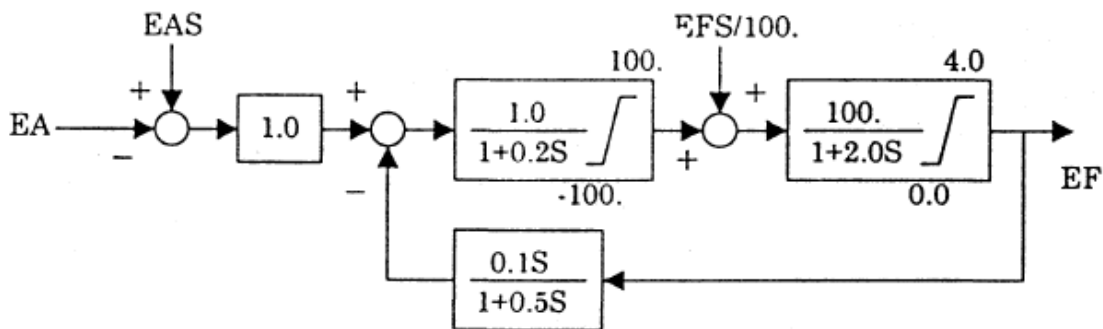
| Item                                                                       | Content                                                                 | Note                                                                      |
|----------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------|
| Grid reference capacity                                                    | 1000 [MVA]                                                              |                                                                           |
| System frequency                                                           | 50 [Hz]                                                                 |                                                                           |
| Number of generators                                                       | 10                                                                      |                                                                           |
| Number of nodes                                                            | 47                                                                      |                                                                           |
| Number of branches<br>(Transmission line)<br>(Transformer)                 | 100<br>(78)<br>(22)                                                     | Number of transmissions<br>counted as one branch per line                 |
| Total generator rated capacity and<br>total generator output (daytime)     | 96,480 [MVA] (81,430 [MW])                                              |                                                                           |
| Total loads (heavy load)                                                   | 80,000 [MW]                                                             |                                                                           |
| Generator model                                                            | LGT=4 of Y-Matrix (All generators<br>are identical)                     |                                                                           |
| Generator unit constant                                                    | NGT=2 of Y-Matrix (thermal)<br>NGT=6 (nuclear)<br>NGT=8 (hydroelectric) |                                                                           |
| Inertia constant                                                           | 8.0 [s] (thermal・nuclear)<br>10.0 [s] (hydroelectric)                   |                                                                           |
| Exciter model                                                              | LAT=1 of Y-Matrix (All generators<br>except G7)<br>LAT=1 (G7)           |                                                                           |
| Governor model                                                             | LPT=1 of Y-Matrix (thermal・<br>nuclear)<br>LPT=4 (hydroelectric)        |                                                                           |
| Transformer reactance for<br>generator step-up (self-<br>capacitance base) | 0.14 [p.u.] (All generators are<br>identical)                           | Transformer capacity is 1.1<br>times the rated output of the<br>generator |

|                                           |                                                                                                                                                                             |                                           |
|-------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------|
| Transmission line model<br>Type<br>Length | $\pi$ type equivalent circuit<br>TACSR810 [mm <sup>2</sup> ] 4 conductor<br>Loop system 1,960 [km]<br>Different-voltage loop system<br>500[kV] 500 [km]<br>275[km] 400 [km] | All transmission lines are double circuit |
| Load Characteristics                      | Constant impedance characteristics (both active and reactive power)                                                                                                         |                                           |

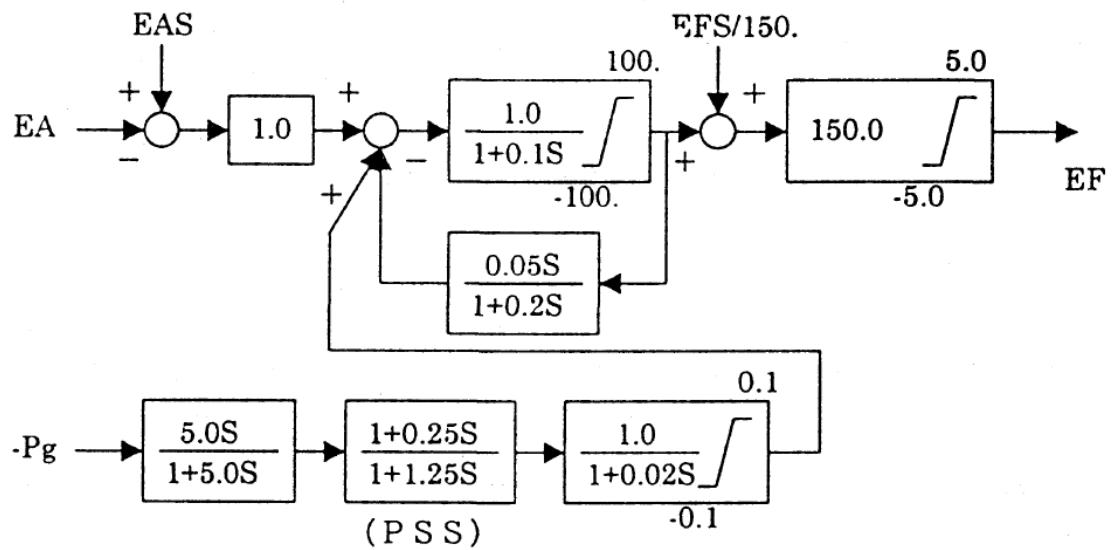
表 4.2 発電機関連データ<sup>[46]</sup>

| Name | Node No. | Rated capacity [MVA] | Rated output [MW] | Generator type | Exciter model (LAT) | Governor model (LPT) | Step-up transformer tap ratio | Governor margin [%] |
|------|----------|----------------------|-------------------|----------------|---------------------|----------------------|-------------------------------|---------------------|
| G1   | 1        | 8,240                | 7,000             | Thermal        | 1                   | 1                    | 1.12821                       | 5                   |
| G2   | 2        | 12,940               | 11,000            | Nuclear        | 1                   | 1                    | 1.12821                       | -10                 |
| G3   | 3        | 7,060                | 6,000             | Hydroelectric  | 1                   | 4                    | 1.0700                        | 5                   |
| G4   | 4        | 12,940               | 11,000            | Thermal        | 1                   | 1                    | 1.12821                       | 5                   |
| G5   | 5        | 7,060                | 6,000             | Hydroelectric  | 1                   | 4                    | 1.07500                       | 5                   |
| G6   | 6        | 12,940               | 11,000            | Nuclear        | 1                   | 1                    | 1.12821                       | 5                   |
| G7   | 7        | 12,940               | 11,000            | Thermal        | 102                 | 1                    | 1.12821                       | -10                 |
| G8   | 8        | 8,240                | 7,000             | Thermal        | 1                   | 1                    | 1.02564                       | 5                   |
| G9   | 9        | 8,240                | 7,000             | Thermal        | 1                   | 1                    | 1.02564                       | 5                   |
| G10  | 10       | 5,880                | 5,000             | Thermal        | 1                   | 1                    | 1.12821                       | 5                   |

励磁系のモデルを図 4.3 に示す。図 4.3 内の  $E_A$  は端子電圧、 $E_F$  は界磁電圧、 $E_{AS}$  は端子電圧設定値、 $E_{FS}$  は界磁電圧設定値、 $P_g$  は発電機出力を示している。界磁電圧  $E_F$  は無負荷、定格回転数、定格端子電圧時 ( $E_A=1.0$  [p.u.]) とする値であり、有効電力の単位は発電機容量ベース (MVA ベース) の p.u. 値である<sup>[46]</sup>。PSS の位相進み遅れは 1 段となっている。



(a) 回転形励磁機回転形励磁



(b) PSS付サイリスタ励磁機用モデル(LAT=102)

図 4.3 励磁系モデル<sup>[46]</sup>

#### 4.1.2 下位系統

下位系統は図 4.4 に示すような 275 [kV]から 6.6 [kV]まで段階的に負荷と IBR が連系している代表モデルを用いる。ただし、この代表モデルの回路モデルを直接 EAST10 モデルの負荷ノードに連系することはせず、当該モデルの縮約モデルを連系する。

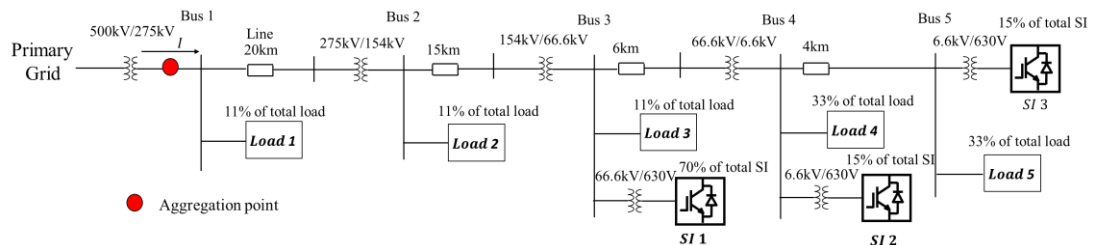


図 4.4 下位系統代表モデル

下位系統モデルの電圧階級ごとの需要規模の割合を決定するために、様々な文献を調査した。文献は表 4.4 に示す通り、住宅負荷：産業負荷：工業負荷の需要の割合は概ね 1:1:1 であった。文献では図 4.5 に示す通り、特高・高圧大口需要家：高圧小口需要家：低圧需要家のピーク需要割合は 1:1:1 であった。これらの情報より図 4.4 のように 6.6 [kV]以下に 2/3 の需要を割り振り、それ以上の電圧階級に電圧階級ごと残りの 1/3 を等分配した。また、負荷は全て定インピーダンス負荷としている。

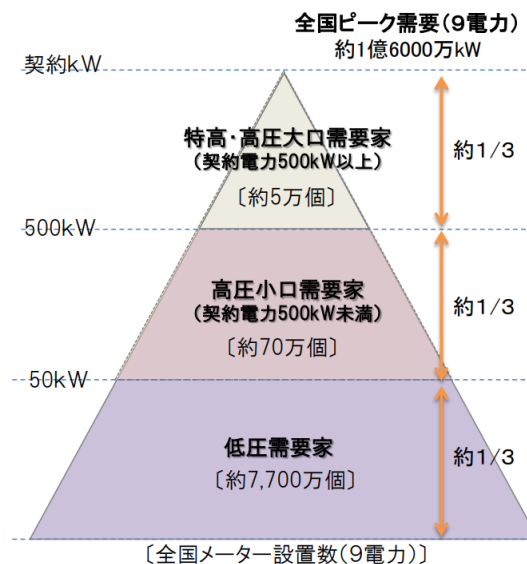
表 4.3 2050 年における PV の電力エリア別導入量(導入進展ケース)<sup>[48]</sup>

| Region   | Less than 10 [kW] | 10 [kW] - 500 [kW] | More than 500 [kW] | Total   |
|----------|-------------------|--------------------|--------------------|---------|
| Hokkaido | 1,525             | 3,051              | 2,982              | 7,559   |
| Tohoku   | 5,506             | 690                | 9,706              | 21,902  |
| Tokyo    | 212,997           | 24,144             | 31,553             | 76,994  |
| Chubu    | 10,678            | 14,552             | 17,543             | 42,773  |
| Hokuriku | 982               | 1,748              | 2,359              | 5,089   |
| Kansai   | 9,904             | 11,844             | 15,370             | 37,119  |
| Chugoku  | 4,583             | 5,545              | 7,830              | 17,958  |
| Shikoku  | 2,293             | 4,026              | 3,819              | 10,138  |
| Kyusyu   | 9,197             | 12,930             | 13,706             | 35,833  |
| Okinawa  | 643               | 1,971              | 788                | 3,402   |
| Total    | 66,610            | 86,501             | 105,656            | 258,766 |

※単位は [MW]

表 4.4 電気学会・地域供給系統モデルにおける負荷データ<sup>[47]</sup>

| Month | Residential load | Industrial load | Manufacturing industrial load |
|-------|------------------|-----------------|-------------------------------|
| 1     | 80               | 70              | 85                            |
| 2     | 75               | 65              | 80                            |
| 3     | 65               | 65              | 75                            |
| 4     | 50               | 55              | 70                            |
| 5     | 55               | 60              | 75                            |
| 7     | 90               | 90              | 90                            |
| Peak  | 100              | 100             | 100                           |
| 8     | 85               | 75              | 80                            |
| 9     | 75               | 70              | 75                            |
| 10    | 55               | 65              | 70                            |
| 11    | 60               | 65              | 75                            |
| 12    | 70               | 80              | 80                            |

図 4.5 各需要家の電力消費量割合<sup>[49]</sup>

下位系統モデルの線路の%インピーダンス値は 66.6 [kV]以下に関しては電気学会地域供給系統モデル<sup>[47]</sup>, 154 [kV]以上に関しては東京電力 PG 送電線データ<sup>[50]</sup>を参考に作成している。また,

変圧器や線路の実インピーダンス値は地点以下の負荷容量を変電所容量で除した値で除することで等価的な値を算出している。

## 4.2 制御手法ごとの導入効果比較

SI の制御方式ごとの周波数安定性への貢献を比較する。シミュレーションは以下の手順で行う。

1. 昼間断面シナリオの潮流状態を参考にシナリオを作成し、潮流計算により下位システムの初期潮流を算出
2. 縮約点の潮流状態、Load1~5 のインピーダンス値、SI1~3 の初期出力値から各ノードにおける d-q 軸上の初期値を計算し、縮約モデルを作成
3. 基幹システムモデルに全縮約モデルを連系し、時系列シミュレーション

比較する制御方式は FW 機能、VSG 方式、Droop 方式マルチループタイプである。シミュレーションは EAST10 モデルのバス 38 に 1.2 [GW] の負荷を投入する条件で行う。なお、各 SI の周波数有効電力感度は  $-1.5$  [W [p.u.]/Hz] で統一している。図 4.6 に系統周波数を示す。なお、系統周波数は全発電機の回転周波数の加重平均である。表 4.5 に各制御方式導入時の RoCoF と Nadir を示す。図 4.6、表 4.5 より、VSG 方式 GFM インバータと Droop 方式 GFM インバータは Nadir がほとんど変わらないことが見て取れる。しかし、RoCoF は FW 機能付き GFL インバータの方が大変良い数値が出ている。Droop 方式、VSG 方式は従来 GFL インバータと比較しても、RoCoF が大きな改善が見られない。ただし、FW 機能付き GFL インバータを導入したケースでは周波数の振動が継続しているが、GFM インバータ導入時は GFM インバータのダンピング性能によって擾乱発生数秒後には周波数の振動が収まっている。

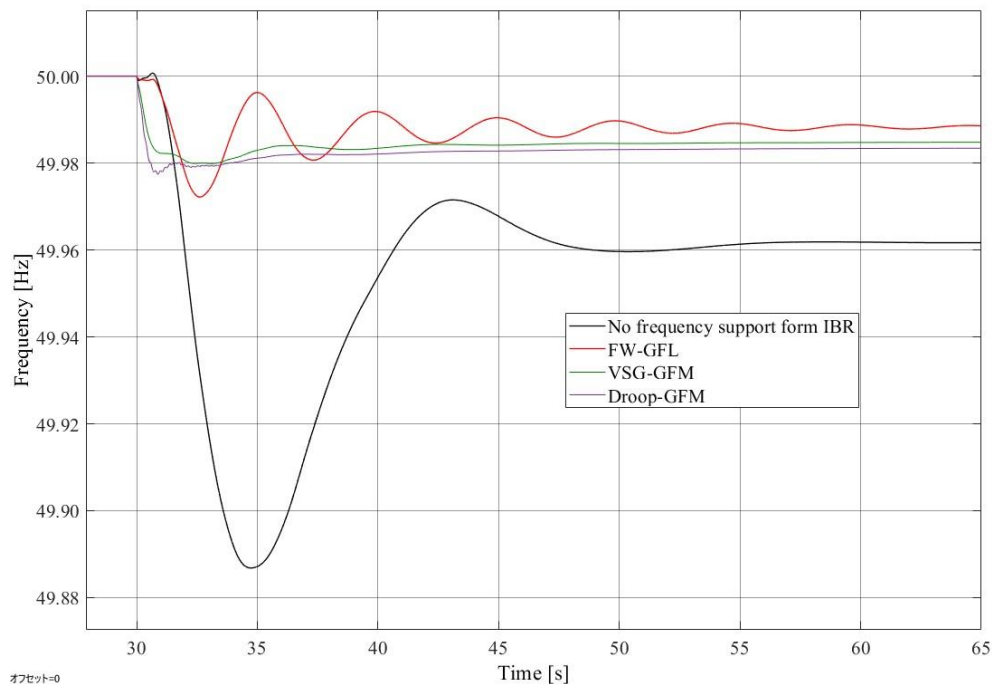
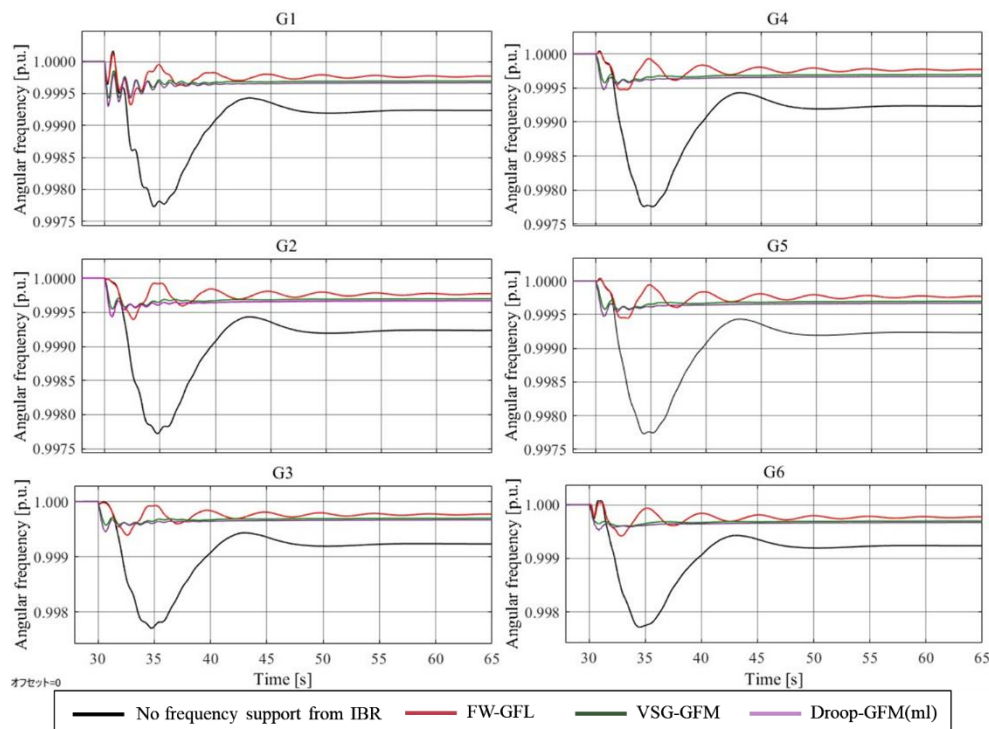


図 4.6 系統周波数

表 4.5 各ケースにおける周波数の安定度指標

|                               | RoCoF    | Nadir  |
|-------------------------------|----------|--------|
| No frequency support from IBR | -0.05517 | 49.825 |
| FW-GFL                        | -0.02171 | 49.969 |
| VSG-GFM                       | -0.03064 | 49.980 |
| Droop-GFM (ml)                | -0.04412 | 49.977 |

全同期発電機の加重平均であるため、各同期発電機の挙動を個別で検証する。図 4.7 に各同期発電機の角周波数を示す。図 4.7 より従来型 GFL インバータ、FW 機能付き GFL インバータを導入した際は、擾乱発生地点から遠方にある同期発電機が一時的に加速していること見て取れる。一方で GFM インバータを導入した際は全ての同期発電機が同期して減速していることがわかる。図 4.6 の周波数は全ての発電機の回転数の加重平均であるため、GFL インバータを導入した場合の方が擾乱発生直後の周波数の値が良く見えていることがわかる。



(a) G1~G6

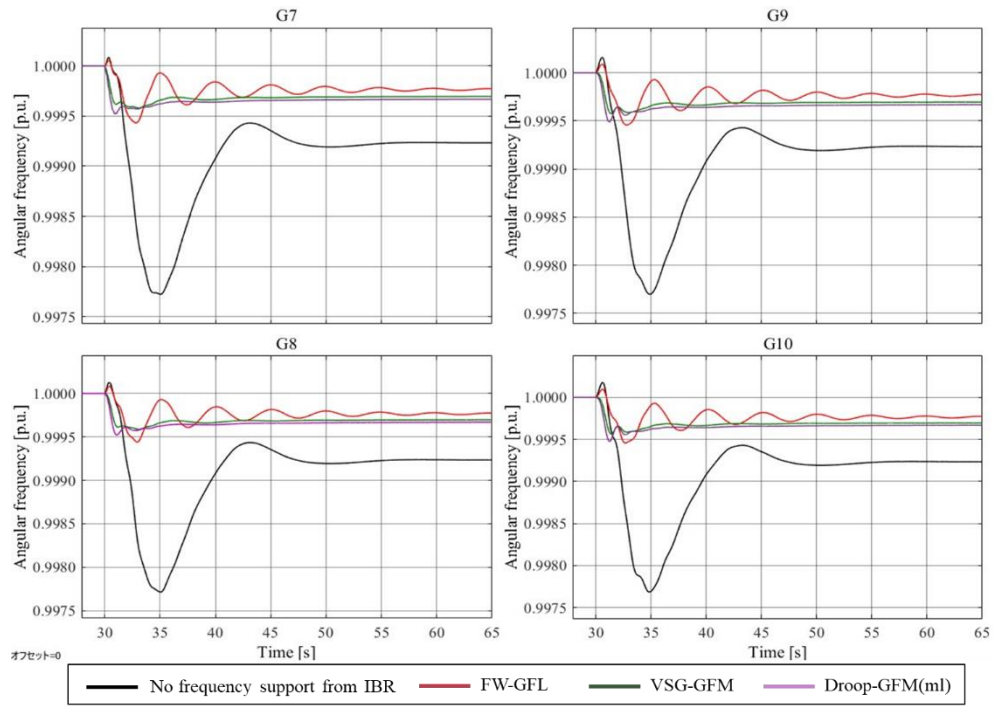
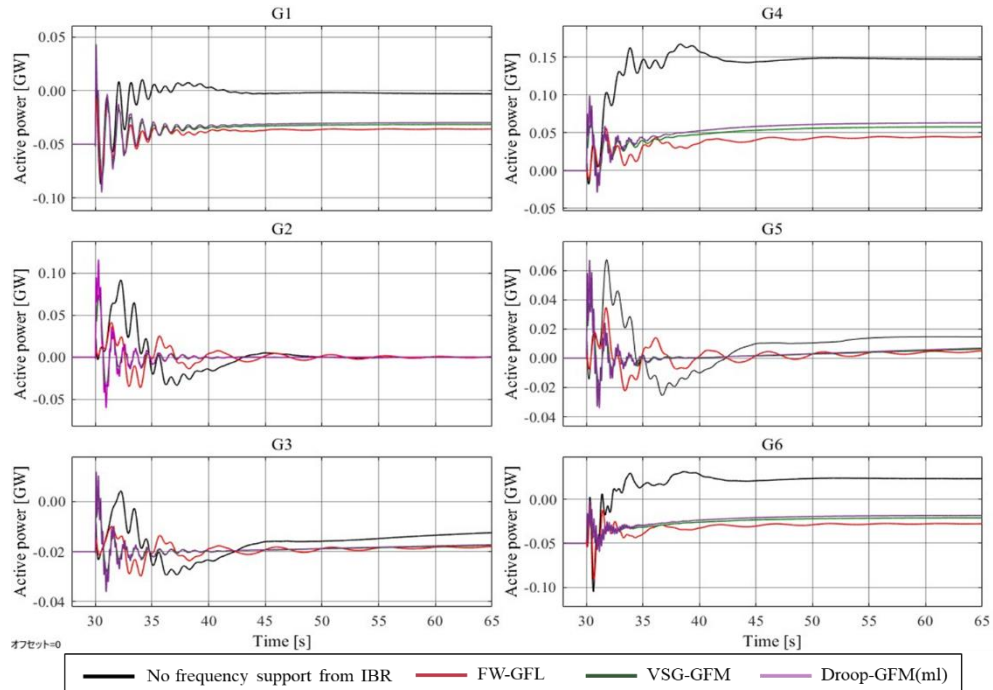
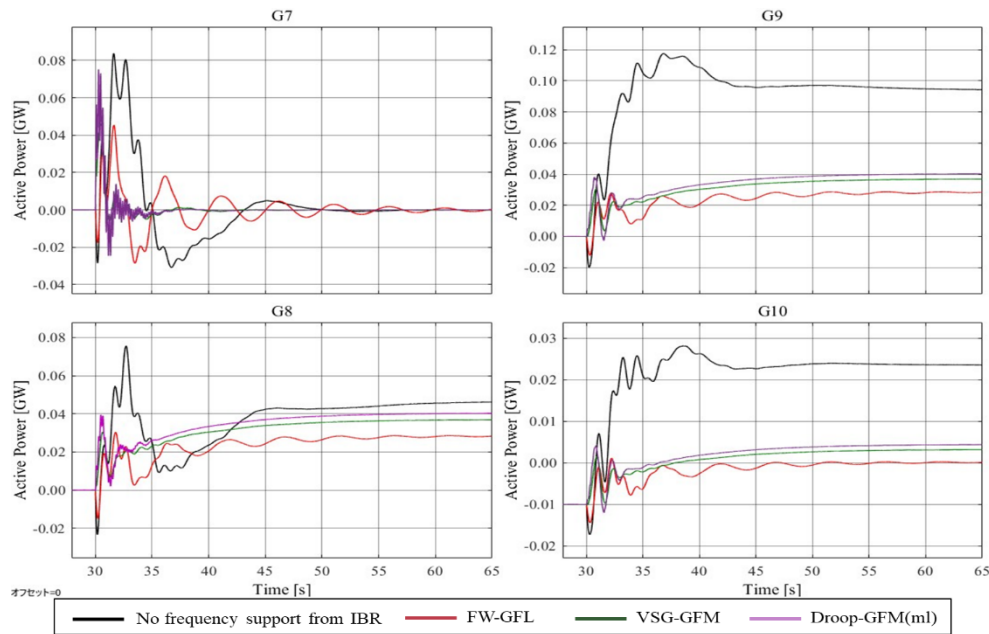


図 4.7 各発電機の角周波数

図 4.8 に各下位系統バスの有効電力の変動を示す。図 4.8 より擾乱発生地点付近のバス 38-44 の有効電力の低下度合いが FW 機能付き GFL インバータ導入時の方が GFM インバータ導入時に比べて大きいことがわかる。

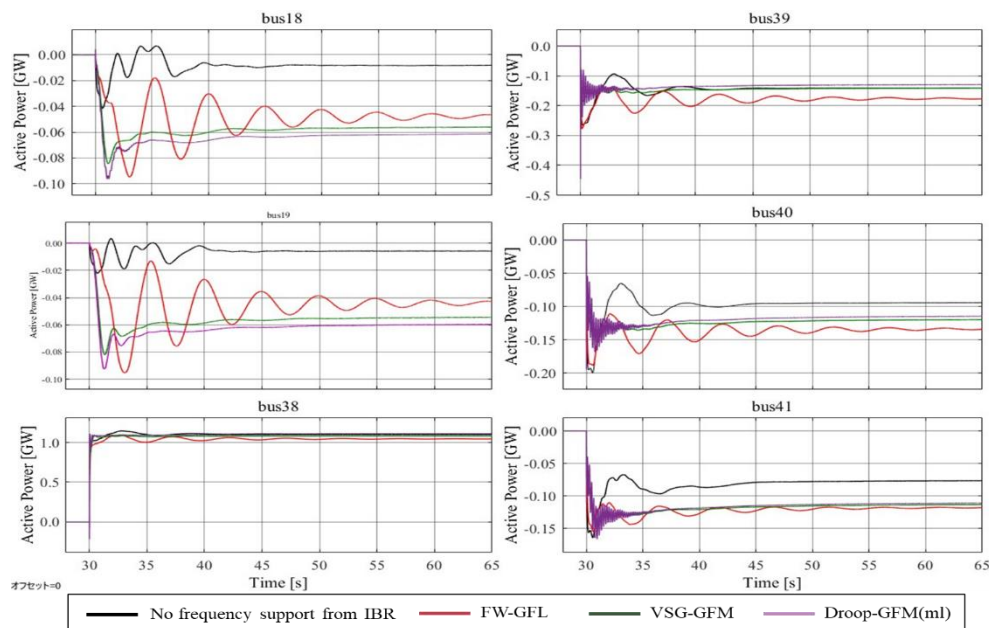




(b) G7~G10

図 4.8 各発電機の有効電力出力変動(擾乱発生からの偏差)

同期発電機の出力の変動の原因を明らかにするために、各下位系統ノードの有効電力の変動を検証する。図 4.9 に各下位系統ノードの有効電力出力変動を示す。図 4.9 より GFM インバータ導入時の擾乱発生直後の各下位系統ノードの有効電力出力が、GFL インバータ導入時と比較して全体的に低下していないことが見て取れる。これより、GFL インバータ導入時の方が下位系統ノードに流れ込む有効電力が相対的に小さいため、各同期発電機の有効電力出力増加が小さくなっていると考えられる。



(a) bus18~bus41

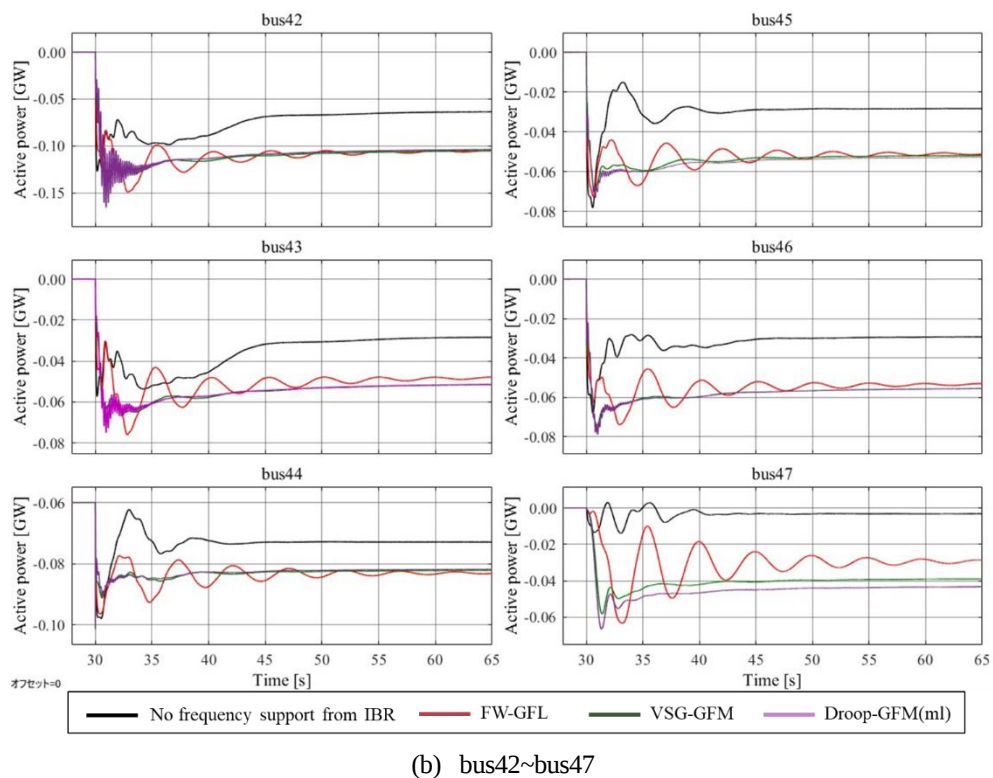
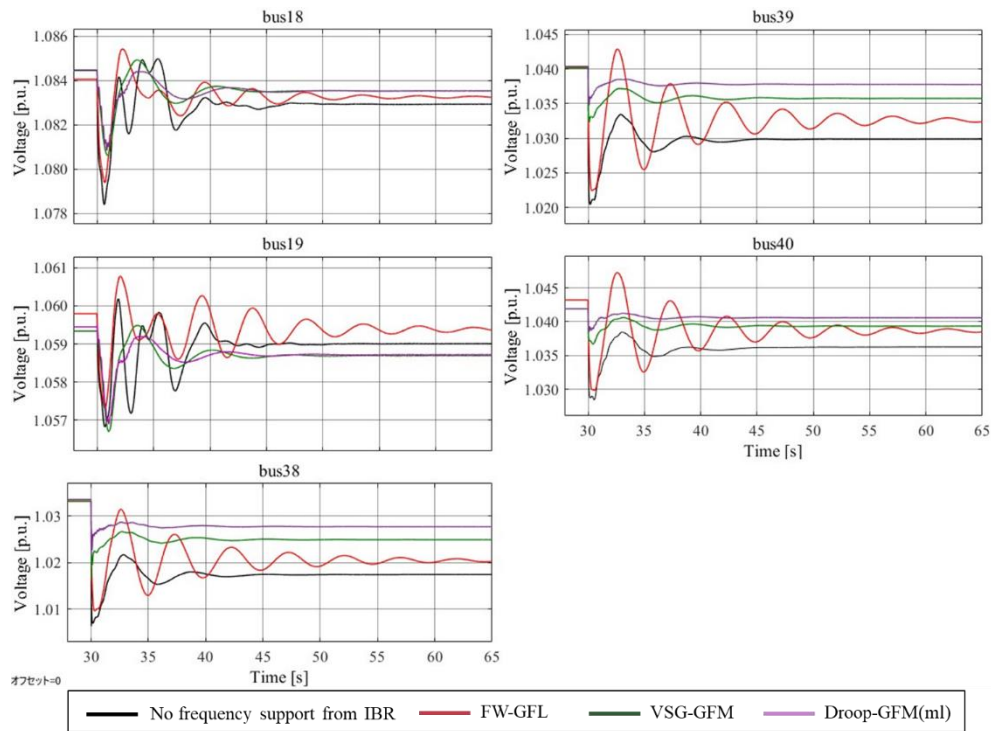
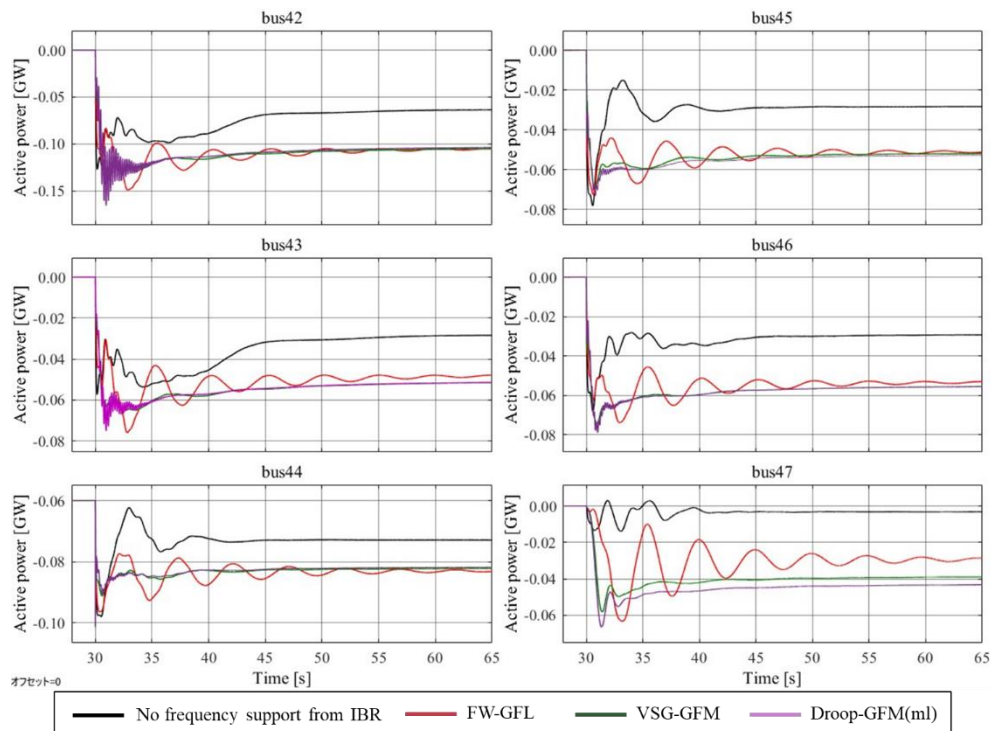


図 4.9 各下位システムノードの有効電力出力変動(擾乱発生からの偏差)

次に下位システムノードの出力変動の違いの原因を解明するために、各下位システムノードの電圧振幅変動を検証する。図 4.10 に各下位システムノードの電圧振幅を示す。図 4.10 より GFL インバータ導入時の方が GFM インバータ導入時より擾乱発生直後の電圧低下が大きいことが見て取れる。これは GFM インバータの無効電力サポートすることで電圧変動を抑制する機能による差であることが考えられる。本シミュレーションの負荷は定インピーダンス負荷であるため、電圧の変動が消費電力に与える影響が大きい。このことにより GFL インバータ導入時の方が下位システムノードの正味消費有効電力が小さくなり、結果として同期発電機の有効電力出力の増加分が小さくなっていることが、擾乱発生直後の周波数変動が緩和された原因であると考えられる。



(a) bus18~bus40



(b) bus42~bus47

図 4.10 各下位系統ノードの電圧振幅

## 第5章 結論

### 5.1 本論文のまとめ

本論文では、今後 IBR の大量導入に伴い、導入量の増加が見込まれる SI の系統安定性への貢献度の評価をするための電力系統モデルの構築を目的として、SI を含む電力系統の縮約手法を提案した。

第1章では、本論文の背景として IBR に大量導入による系統安定性の低下が懸念されていることから、SI の研究が進められていること、SI が広く系統に導入された際の系統安定性への効果は明らかになっていないことについて述べた。また、SI および配電系統の縮約手法の研究動向、ならびに本研究の目的と構成について述べた。

第2章では、GFL インバータ群を含む系統の縮約手法について述べた。開発した縮約手法の実現にあたり電圧方程式や制御回路の関係式から得られる対象配電系統の構成要素(SI, 需要, 変圧器, 電線路)の数式モデルについて述べた。続いて、導出した数式モデルと上流のインピーダンスとの合成方法及び同バスに連系している数式モデルの集約手法について述べた。提案手法の精度検証ではシミュレーションの結果、縮約モデルの応答は詳細モデルのそれとよく一致していることが確認された。また、同様の現象を解析するのに要する時間を比較し、縮約モデルを用いることで計算時間を短縮できることを明らかにした。

第3章では、第2章で述べた縮約手法を拡張した GFM インバータ群を含む系統の縮約手法について述べた。系統構成要素の数式モデル群をパデ近似, Routh 近似, 平衡打ち切り法を用いることで一つの数式モデルに縮約する手法について述べた。提案手法の精度検証では、他の縮約手法で導出したモデルと提案手法によって導出したモデルの応答を比較し、提案手法の有用性を検証した。検証の結果、提案手法によって導出したモデルの応答の方が詳細モデルのそれとの誤差が小さく、解析するのに要する時間も短縮できることを明らかにした。

第5章では、第3,4章で述べた系統縮約手法を用いて SI 群の導入効果を検証した。基幹系統モデルの下位系統ノードに多数台の SI を含む系統の縮約モデルを連系したモデルを用いることで、SI 群の導入効果を定量的に明らかにした。下位系統に導入する SI の制御手法を変更することで、制御手法ごとの導入効果の比較を行った。負荷投入シミュレーションの結果より、周波数の過渡安定性には有効電力のサポート機能の他に無効電力によるサポート機能の有無も関与することが示唆された。

### 5.2 本研究の事業展開への可能性と今後の展望

本論文で述べたように、提案手法を用いることで SI を含む放射状系統の縮約モデルを得られることが確認された。背景の部分でも触れたが、近年 IBR の導入量拡大は加速しており、近い

将来系統内の需要のほとんどを IBR が負担することも考えられる。そのような系統の運用を考えた際、IBR の SI 化は不可欠であり、さらに SI を群としてどのように運用していくのかという課題がある。本論文では開発した縮約モデルを用いて制御手法ごとの導入効果検証を行ったが、様々な制御手法が導入された系統を用いた場合のシミュレーションを行うことでより実際の電力系統に近いモデルでの検証が可能となる。また、基幹系統大での SI 導入エリアが空間的偏在にしているモデルや下位系統内の SI 連系エリアの違うモデルを用いて SI の導入効果を多角的に検証することにより、SI 導入の基本的な系統安定度向上への特性・貢献について明らかにすることができる。そして、IBR を SI 化することでどの程度電力系統の安定度の観点から見た RES の導入可能量が増加するか、その限界値を探ることができる。SI 大量導入系統の網羅的な検証によって導き出される傾向を踏まえて、どの下位系統ノードにどの制御方式の SI をどの程度導入することが有効であるか明らかになると考えられる。これは同期発電機の稼働台数が減少した系統において、系統内のどのエリアが安定度の観点から弱いかを特定することと同義である。これらが明らかになることで次世代系統において、系統運用者が最適な機能・容量・連系位置の SI の導入および入札戦略を立てられるようになると考えられる。そうすることで系統運用に係るコストの低減、ひいては電力料金の低下にも寄与する。すなわち、次世代電力系統の安定性解析の計算負荷削減に寄与する本研究は、系統運用者はもちろん需要家全体の利益を生み、RES の導入可能量の増加にも繋がることから、社会的事業になり得ると考える。

## 参考文献

- [1] IEA : 「 Key world energy statistics 2020 」 ,  
<https://www.iea.org/reports/key-world-energy-statistics-2020> (閲覧 : 2022/01/25)
- [2] 日本原子力文化財団 : 「原子力・エネルギー図面集」  
<https://www.ene100.jp/zumen> (閲覧 : 2023/12/10)
- [3] 外務省 : 「2020 年以降の枠組み : パリ協定」  
[https://www.mofa.go.jp/mofaj/ic/ch/page1w\\_000119.html](https://www.mofa.go.jp/mofaj/ic/ch/page1w_000119.html) (閲覧 : 2023/12/05)
- [4] 資源エネルギー庁 「第 1 節 エネルギー需給の概要」  
<https://www.enecho.meti.go.jp/about/whitepaper/2020html/2-1-1.html#:~:text=1%E5%8D%98%E4%BD%8D%E3%81%AE%E5%9B%BD%E5%86%85%E7%B7%8F,211%2D1%2D2%EF%BC%89%E3%80%82> (閲覧 : 2023/12/10)
- [5] グローバルノート「世界の一次エネルギー消費量 国別ランキング統計・推移 (BP)」  
<https://www.globalnote.jp/post-3231.html> (閲覧 : 2023/12/05)
- [6] 経済産業省 : 「エネルギー基本計画について」  
[https://www.enecho.meti.go.jp/category/others/basic\\_plan/](https://www.enecho.meti.go.jp/category/others/basic_plan/) (閲覧 : 2023/12/15)
- [7] 資源エネルギー庁 : 「再エネのコストを考える」  
<https://www.enecho.meti.go.jp/about/special/tokushu/saiene/saienecost.html> (閲覧 : 2023/12/05)
- [8] 資源エネルギー庁 : 「洋上風力発電関連制度 法令集」  
[https://www.enecho.meti.go.jp/category/saving\\_and\\_new/saiene/yojo\\_furyoku/index.html#law](https://www.enecho.meti.go.jp/category/saving_and_new/saiene/yojo_furyoku/index.html#law) ( 閲覧 : 2023/12/04)
- [9] 電気新聞 : 「再エネ増加で求められるデジタル慣性力。周波数変動に 1 秒以内に応答する調整力も」  
<https://www.denkishimbun.com/sp/42852> (閲覧 : 2023/12/04)
- [10] EirGrid : 「System Non-Synchronous Penetration Definition and Formulation」  
<https://www.eirgridgroup.com/site-files/library/EirGrid/SNSP-Formula-External-Publication.pdf> ( 閲覧 : 2023/12/07)
- [11] AEMO : 「Final Report, South Australian separation event, 21 December 2016」  
[https://www.aemo.com.au/-/media/Files/Electricity/NEM/Market\\_Notices\\_and\\_Events/Power\\_System\\_Incident\\_Reports/2017/Final-report---SA-separation-event-1-December-2016.pdf](https://www.aemo.com.au/-/media/Files/Electricity/NEM/Market_Notices_and_Events/Power_System_Incident_Reports/2017/Final-report---SA-separation-event-1-December-2016.pdf) (閲覧 : 2023/01/25)
- [12] 電力広域的運営推進機関 : 「第 73 回調整力及び需給バランス評価等に関する委員会 資料 6」  
[https://www.occto.or.jp/iinkai/chouseiryoku/2020/files/chousei\\_57\\_03.pdf](https://www.occto.or.jp/iinkai/chouseiryoku/2020/files/chousei_57_03.pdf) (閲覧 : 2023/12/01)

- [13] EPRI: 「Common Functions for Smart Inverters: 4th Edition」  
<https://www.epri.com/#/pages/product/3002008217/?lang=en-US> (閲覧 : 2023/12/02)
- [14] 志岐明・横山明彦・馬場旬平・高野富裕・合田忠弘・泉井良夫:「単独マイクログリッドにおけるインバータを用いた分散型電源群による自立分散型需給制御」電気学会論文誌B (電力・エネルギー部門誌), 2007年 127 巻 1 号 p.95-103
- [15] P. Jahangiri and D. C. Aliprantis, "Distributed Volt/VAr Control by PV Inverters," in IEEE Transactions on Power Systems, vol. 28, no. 3, pp. 3429-3439, Aug. 2013
- [16] H.P.Beck and R.Hesse, "Virtual synchronous machine" 9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation 2007. EPQU 2007. pp1 6(2007)
- [17] Xiaodong Liang, Wilsun Xu, "Aggregation method for motor drive systems", Electric Power Systems Research, Volume 117, 2014, pp.27-35
- [18] 千貫智幸, 谷口治人, 中島達人, 太田豊, 鈴木宏和:「太陽光発電が大量導入された電力系統の縮約」, 電気学会論文誌B (電力・エネルギー部門誌), 2013 年 133 巻 3 号 pp.237-247
- [19] WECC, "WECC Dynamic Composite Load Model (CMPLDW) Specifications", <https://www.wecc.org/Reliability/WECC%20Approved%20CMPLDW%20Model%20with%20DG%20Spec.pdf> (閲覧 : 2023/12/06)
- [20] EPRI, "Comprehensive Load Modeling for System Planning Studies", Palo Alto, CA. <https://www.epri.com/research/products/1015999> (閲覧 : 2023/12/01)
- [21] NERC, "Technical Reference Document Dynamic Load Modeling", <https://www.nerc.com/comm/PC/LoadModelingTaskForceDL/Dynamic%20Load%20Modeling%20Tech%20Ref%202016-11-14%20-%20FINAL.PDF> (閲覧 : 2023/12/02)
- [22] Z. Shuai, Y. Peng, X. Liu, Z. Li, J. M. Guerrero and Z. J. Shen, "Dynamic Equivalent Modeling for Multi-Microgrid Based on Structure Preservation Method," in IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 10, no. 4, pp. 3929-3942, July 2019
- [23] P. J. Hart, R. H. Lasseter and T. M. Jahns, "Coherency Identification and Aggregation in Grid-Forming Droop-Controlled Inverter Networks," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 55, no. 3, pp. 2219-2231, May-June 2019
- [24] C. L. DeMarco and J. Wassner, "A generalized eigenvalue perturbation approach to coherency," Proceedings of International Conference on Control Applications, 1995, pp. 611-617
- [25] T. Athay, R. Podmore, and S. Virmani, "A practical method for the direct analysis of transient stability," IEEE Transaction Power Apparatus and Systems, vol. PAS-98, no. 2, pp. 573-584, Mar. 1979
- [26] J. Chow, "Time-Scale Modeling of Dynamic Networks With Applications to Power Systems". Berlin, Germany: Springer-Verlag, 1982.
- [27] 国立研究開発法人 新エネルギー・産業技術総合開発機構:「再生可能エネルギーの大量導入に向けた次世代電力ネットワーク安定化技術開発」  
[https://www.nedo.go.jp/activities/ZZJP\\_100150.html](https://www.nedo.go.jp/activities/ZZJP_100150.html) (閲覧 : 2021/01/25)
- [28] D. K. Molzahn, B. C. Lesieutre and C. L. DeMarco, "Approximate Representation of ZIP Loads in a Semidefinite Relaxation of the OPF Problem," in IEEE Transactions on Power Systems, vol. 29, no. 4, pp. 1864-1865, July 2014

- [29] Y. Shamash, "Linear-system reduction using Pade approximation to allow retention of dominant modes", *Int. J. Control* 21, pp.257–272 (1975)
- [30] M. Hutton and B. Friedland "Routh approximations for reducing order of linear, time-invariant systems," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 20, no. 3, pp. 329-337 (1975)
- [31] H. L. Royden, *Real Analysis*. Macmillan (1963)
- [32] D. F. Enns, "Model reduction with balanced realizations: an error bound and a frequency weighted generalization", *Proceedings of the 23rd IEEE Conference on Decision and Control*, Las Vegas, USA, 1984, pp.127–132.
- [33] L. Pernebo, L. M. Silverman, "Model reduction via balanced state space representations", *IEEE Transactions on Automatic Control* AC-27(2) 382–387 (1982)
- [34] K. Zhou, J. C. Doyle, K. Glover, "Robust and Optimal Control", Prentice Hall, Upper Saddle River, 1996.
- [35] B.C. Moore, "Principal component analysis in linear systems—controllability, observability, and model reduction", *IEEE Transactions on Automatic Control* AC-26(1) 17–32(1981).
- [36] M. Petyt, "Introduction to Finite Element Vibration Analysis", Cambridge University Press, Cambridge, United Kingdom, 1990
- [37] Xuan Zeng and Dian Zhou and Wei Cai, "An efficient DC-gain matched balanced truncation realization for VLSI Interconnect circuit order reduction" *Microelectronic Engineering*, Vol. 60, pages 3-15 (2002)
- [38] D. F. Enns, "Model reduction with balanced realizations: an error bound and a frequency weighted generalization", *Proceedings of the 23rd IEEE Conference on Decision and Control*, Las Vegas, USA, 1984, pp.127–132.
- [39] Gawronski, W. and J.N. Juang. "Model Reduction in Limited Time and Frequency Intervals." *International Journal of Systems Science*. Vol. 21, Number 2, 1990, pp. 349–376.
- [40] L. Meier and D. Luenberger, "Approximation of linear constant systems," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 12, no. 5, pp. 585-588, October 1967
- [41] Se-Kyo Chung, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 3, pp. 431-438(2000)
- [42] W. Du et al., "A Comparative Study of Two Widely Used Grid-Forming Droop Controls on Microgrid Small-Signal Stability," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 2, pp. 963-975, June 2020
- [43] N. Pogaku, M. Prodanovic and T. C. Green, "Modeling, Analysis and Testing of Autonomous Operation of an Inverter-Based Microgrid," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 613-625, March 2007
- [44] T. Shintai, Y. Miura and T. Ise, "Oscillation Damping of a Distributed Generator Using a Virtual Synchronous Generator," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 29, no. 2, pp. 668-676, April 2014
- [45] T. Qoria, F. Gruson, F. Colas, G. Denis, T. Prevost and X. Guillaud, "Inertia effect and load sharing capability of grid forming converters connected to a transmission grid," *15th IET International Conference on AC and DC Power Transmission (ACDC 2019)*, 2019, pp. 1-6
- [46] 電気学会 電力系統モデル標準化調査専門委員会：「電力系統の標準モデル」(2001)

- [47] 電気学会：「地域供給系統モデル」 [https://www.iee.jp/pes/ele\\_systems/base\\_model/overview/](https://www.iee.jp/pes/ele_systems/base_model/overview/)  
(閲覧：2023/08/5)
- [48] 一般社団法人 太陽光発電協会：「太陽光発電 2050 年の黎明」 [https://www.jpea.gr.jp/wp-content/themes/jpea/pdf/pvoutlook2050\\_2017.pdf](https://www.jpea.gr.jp/wp-content/themes/jpea/pdf/pvoutlook2050_2017.pdf) (閲覧：2023/10/5)
- [49] 経産省 電力・ガス事業部：「第 12 回スマートメーター制度検討会，平成 25 年 9 月 11 日  
スマートメーターの最近の動向について」(2013)
- [50] 東京電力パワーグリッド：「送電線インピーダンス」  
<https://www.tepco.co.jp/pg/consignment/system/pdf/impedance.pdf> (閲覧：2023/10/6)

## 著者が発表した論文

- [1] 川島伸明, 原亮一, 北裕幸:「スマートインバータの線形近似に関する基礎検討」令和元年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, No.37, 室蘭, 2019年11月
- [2] 川島伸明, 原亮一, 北裕幸:「スマートインバータ群を含む配電系統の縮約-同一地点に連系するスマートインバータ群の縮約手法の基礎検討-」令和2年電気学会全国大会, No.6-084, 東京, 2020年3月
- [3] 川島伸明, 原亮一, 北裕幸:「周波数・有効電力制御機能を有するスマートインバータ群の縮約手法」令和2年電気学会電力・エネルギー部門大会, No.25
- [4] 川島伸明, 原亮一, 北裕幸:「周波数・有効電力制御機能を有するスマートインバータ群の縮約手法」電気学会論文誌B (電力・エネルギー部門誌), 2021年141巻4号 pp.307-315
- [5] 川島伸明, 原亮一, 北裕幸:「連系点電圧を考慮した周波数・有効電力制御機能を有するスマートインバータの数式モデル」令和2年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会 No.29
- [6] 川島伸明, 原亮一, 北裕幸:「周波数・有効電力制御機能を有するスマートインバータ群の縮約-スマートインバータ連系点における周波数検出モデル-」令和3年電気学会全国大会, No.6-150, オンライン, 2021年3月
- [7] 川島伸明, 原亮一, 北裕幸, 「シングルループ方式の Grid-Forming インバータの数式モデル」, 令和3年電気学会電力・エネルギー部門大会, No.205, 2021年8月
- [8] Nobuaki Kawashima, Ryoichi Hara, Hiroyuki Kita, Hideo Ishii, "Analysis of the Accuracy on Model Order Reduction for A Distribution System Including Smart Inverters with Frequency-Watt control", CIGRE 2022 Kyoto Symposium, C000168, 11 pages, Kyoto, Japan, April 2022
- [9] 川島伸明, 原亮一, 北裕幸, 「Frequency-Watt 機能と Volt/var 機能を有するスマートインバータの数式モデル」, 令和4年電気学会電力・エネルギー部門大会, No.113, 2022年9月
- [10] 川島伸明, 原亮一, 北裕幸, 「Frequency-Watt 機能と定力率制御機能を有する Grid-Following インバータの数式モデル」, 令和4年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, No.26, 2022年11月
- [11] 川島伸明, 原亮一, 北裕幸, 「仮想同期発電機制御方式の Grid-Forming インバータの数式モデル」, 令和5年電気学会全国大会, No.6-219, 2023年3月
- [12] Nobuaki Kawashima, Ryoichi Hara, Hiroyuki Kita, "Model Reduction Method for Distribution System Including Smart Inverters with Grid-Forming Droop Control", 2023 IEEE PES ISGT EUROPE, A9073NK, 5 pages, Grenoble, France, Oct. 2023
- [13] Nobuaki Kawashima, Ryoichi Hara, Hiroyuki Kita, Hideo Ishii "Modeling of A Grid-Following Inverter Considering the relationship between PCC and POC Voltages", 2023 IEEE PES ISGT Asia, 49,

5 pages, Auckland, New Zealand, Oct. 2023

## 謝辞

本論文は、筆者が北海道大学 大学院情報科学院 情報科学専攻 システム情報科学コース システム融合学分野 電力システム研究室に在籍中の研究成果をまとめたものである。本論文の執筆にあたり、多くの方々から多大なるご指導・ご支援をいただきました。

北海道大学大学院情報科学研究科電力システム研究室の北裕幸教授、原亮一准教授には、研究を進めるにあたり日頃より打合せ等において多大なるご指導、ご助言をいただきました。これまでの研究の成果は、先生方のおかげであると強く実感しております。ここに深く感謝の意を示します。

秘書の尾崎ちえみさん、技術職員の李家康さんには、日頃より我々学生が研究活動へ集中できる環境を整えていただき、大変お世話になりました。心より感謝申し上げます。

研究室の先輩・同輩・後輩の皆様からも日頃より有益なご討論・ご助言をいただき、普段の研究室での生活面におきましても多大なご協力をいただきました。特に同期の皆様には研究に関する討論や研究室での生活面におきまして大変お世話になりました。心より感謝申し上げます。

本研究の一部はパワーアカデミーの研究助成により実施されたものであり、関係各位にはここに深くお礼申し上げます。

最後に、本論文で発表した成果は、NEDO の委託事業の結果得られたものであることをここに付記し、関係各位に謝意を表します。

2024 年 3 月

北海道大学 大学院情報科学院  
情報科学専攻 システム情報科学コース 電力システム研究室  
川島伸明