

2017 年度

東洋大学審査学位論文

演算子インピーダンスを用いた同期機諸定数
および等価回路定数の算出法に関する研究

理工学研究科 電気電子情報専攻 博士後期課程

46C0140001 田中 晃

目 次

第 1 章 緒論	1
1.1 本研究の背景	1
1.2 本研究の目的と意義	3
1.3 本論文の概要	4
第 1 章の参考文献	7
第 2 章 同期発電機の演算子インピーダンス算出法	9
2.1 まえがき	9
2.2 直軸および横軸の演算子インピーダンスと等価回路の導出	9
2.2.1 電圧および磁束鎖交方程式	9
2.2.2 直軸の演算子インピーダンスと等価回路の導出	13
2.2.3 横軸の演算子インピーダンスと等価回路の導出	15
2.3 同期機諸定数と相互漏れリアクタンスを考慮した同期機等価回路	16
2.3.1 直軸における諸定数と等価回路との関係	16
2.3.2 横軸における諸定数と等価回路との関係	21
2.3.3 直軸等価回路の変数変換	23
2.4 直流試験による同期発電機の演算子インピーダンス算出法	25
2.4.1 直流試験による誘導性負荷の端子間から見た各周波数における インピーダンスの測定法	25
2.4.2 同期発電機の演算子インピーダンス算出法	29
2.4.3 演算子インピーダンスの半円軌跡	30
2.4.4 演算子インピーダンスの周波数特性	32
2.5 まとめ	34
第 2 章の参考文献	35

第3章 演算子インピーダンスの周波数特性を利用した拡張周波数 応答法による同期機諸定数の簡易算出法	37
3.1 まえがき	37
3.2 横軸諸定数の簡易算出法	38
3.2.1 同期リアクタンスおよび初期過渡リアクタンスの算出法	38
3.2.2 開路初期過渡時定数および短絡初期過渡時定数の算出法	40
3.3 直軸諸定数の簡易算出法	41
3.3.1 同期リアクタンス, 過渡リアクタンスおよび 初期過渡リアクタンスの算出法	41
3.3.2 開路過渡・初期過渡時定数および短絡過渡・初期過渡時定数の 算出法	43
3.4 周波数特性に平坦部が現われない同期機に対する諸定数の算出法	44
3.5 実施例	46
3.5.1 拡張周波数応答法による同期機諸定数の算出結果	46
3.5.2 商用試験による実測結果との比較検討	49
3.6 まとめ	50
第3章の参考文献	51
第4章 諸定数を用いた同期機等価回路定数の簡易算出法	53
4.1 まえがき	53
4.2 相互漏れリアクタンスを考慮した同期機等価回路定数の算出法	53
4.2.1 直軸の諸定数から直軸等価回路定数を求める方法	53
4.2.2 横軸の諸定数から横軸等価回路定数を求める方法	56
4.3 実施例	56
4.3.1 諸定数を用いた等価回路定数の算出結果	56
4.3.2 三相突発短絡電流の計算値と実測値との比較検討	58
4.4 まとめ	61
第4章の参考文献	62

第5章 ブラシレス同期機に対する諸定数および等価回路定数の 算出法	63
5.1 まえがき	63
5.2 ブラシレス同期機に対する直流試験法の適用方法	64
5.2.1 界磁巻線短絡時における演算子インピーダンスの算出法	64
5.2.2 界磁巻線開放時における演算子インピーダンスの算出法	67
5.2.3 放電抵抗が接続された場合の演算子インピーダンスの算出法	67
5.2.4 横軸の演算子インピーダンスの算出法	68
5.3 放電抵抗が接続された場合の等価回路定数の算出法	69
5.4 実施例	70
5.4.1 直流試験によるブラシレス同期機の演算子インピーダンス 算出結果	70
5.4.2 諸定数および等価回路定数の算出結果	72
5.4.3 三相突発短絡電流の計算値と実測値との比較検討	75
5.5 まとめ	76
第5章の参考文献	77
第6章 ブラシレス同期機の過渡特性算出法	79
6.1 まえがき	79
6.2 非同期投入試験における数式モデルの導出	81
6.3 実施例	83
6.3.1 非同期投入試験における過渡電流の算出結果	83
6.3.2 非同期投入試験の実測結果との比較検討	87
6.3.3 非同期投入条件と界磁異常電圧に関する検討	91
6.4 まとめ	93
第6章の参考文献	94

第 7 章 結論	96
研究業績	99
謝辭	101

第 1 章

緒論

1.1 本研究の背景

同期機とは、定常状態において同期速度で回転して動作する交流機械である。そのうちでもっとも重要なのは同期発電機であり、大出力の水力および火力発電所の発電機はすべて同期発電機である^[1]。

大多数の同期機は回転界磁形であり、固定子に電機子巻線、回転子に界磁巻線を持っており、同期発電機では、励磁された回転子が原動機により回転することで、静止した電機子巻線に誘導起電力が発生する。回転子の界磁極の形状には突極形と円筒形があり、突極形界磁は界磁巻線の製作や極数を多くすることが容易なため、原動機が比較的低速な水車発電機に用いられる。円筒形界磁は、遠心力に対する強度が大きいので、タービン発電機のような高速機に適する。突極機では、負荷変動に伴って起こる負荷角の動揺を速やかに減衰させる目的で、磁極頭部に制動巻線を設けることが多い。同期電動機では、制動巻線を利用して誘導電動機として始動するため、始動巻線とも呼ばれる。

同期機に界磁電流を供給する直流電源装置を励磁装置といい、スリップリングを介して回転子巻線に界磁電流を供給する直流励磁機方式のほか、同期機主機と同一軸に配置した回転電機子形同期発電機と半導体電力変換器（ダイオード整流器）を取り付け、スリップリングを経由せずに直接同期機の界磁巻線に電流を供給するブラシレス励磁方式などがある^{[2],[3]}。ブラシレス励磁機は、スリップリングやブラシが不要となることから、保守作業の軽減や励磁機に供給する励磁容量の低減に寄与するため、同期発電機の励磁方式として幅広く利用されている。文献(4)によれば、ブラシレス励磁方式が採用されている台数割合は過去 10 年平均で、火力発電機で約 40%、水車発電機で

約 90%，ディーゼル発電機で約 100%，そのほかの自家用発電機で約 100%，同期電動機で約 65%である。

同期機の定常状態および過渡特性の解析に用いられる直軸および横軸の諸定数（同期リアクタンス，過渡リアクタンス，初期過渡リアクタンス，開路過渡時定数，短絡過渡時定数，開路初期過渡時定数，短絡初期過渡時定数）は，一般的には規格^{[2],[3]}に記載された試験法によって決定される。

しかしながら，大容量機においては，試験工数の増大化や被試験機の容量に応じた電源および負荷設備が必要となることから，製造現場での実施が困難な状況となっている。このような背景から，回転試験に依らない簡便な等価試験によって同期機諸定数および等価回路定数を算出する方法が求められている^{[5],[6]}。

回転試験に依らない方法として，回転機を静止した状態で電機子巻線二相間に直流^[7]あるいは交流^[8]を印加したときの電圧および電流を用いて，端子から見た各滑り周波数における演算子インピーダンス^[9]を求め，これより諸定数および等価回路定数を算出する方法が知られている。直流を用いる前者を直流試験法，交流を用いる後者を交流印加法と呼ぶ。

直流試験法では，演算子インピーダンスの実部を横軸，虚部を縦軸にとった各滑り周波数における演算子インピーダンスの軌跡から等価回路定数を同定し，諸定数を求めることができる^{[10]~[12]}。

交流印加法では，静止した回転機の二相間に可変周波数電源を接続し，各滑り周波数における端子間から見た演算子インピーダンスを求める。直流試験法の場合と同様に演算子インピーダンス軌跡から等価回路定数を同定し，諸定数を算出することができる。しかしながら，1Hz以下の低周波に対する演算子インピーダンスを求めるには，高価な試験装置が必要となる。また，演算子インピーダンスの算出精度が直流試験法に比べて劣る。

演算子インピーダンスから諸定数を算出する方法として，滑り周波数を横軸，演算子インピーダンスの大きさを縦軸に描いた周波数特性から諸定数を求める方法があり，簡易的な算出法の一つとして知られている^[13]。この方法は，描いた周波数特性に対して漸近線を引き，グラフの読み値から直接諸定

数の値を求めるものである。この方法は簡便である一方、漸近線の引き方によって、諸定数が一義的に決定できないなどの問題がある。

また、演算子インピーダンスから等価回路定数を算出する方法として、界磁巻線開放時、短絡時および外部抵抗短絡時の直流試験から算出する手法^[11]や、電機子漏れリアクタンスをパラメータとして、界磁巻線短絡時の演算子インピーダンスから界磁巻線開放時の演算子インピーダンスを差し引いて求めた界磁巻線インピーダンスが、滑りに対して一定となることを利用する手法^[12]が提案されているが、いずれの方法も定数値を仮定した反復計算が必要である。

直流試験法は、同期機の電機子巻線端子間に直流電流を流した状態で端子間を短絡したときの減衰電流を測定し、その減衰電流をフーリエ変換することで回転子の界磁回路および制動回路を含めた端子間のインピーダンスを算出するため、界磁回路に半導体電力変換器を有するブラシレス励磁方式の同期機に対して従来の直流試験法を適用することはできない。

また、ブラシレス同期発電機は、同期はずれや非同期投入などの異常運転時には主機の界磁電流に交流分が誘起されるため、整流素子やブラシレス励磁機に過電圧が印加される。異常運転時に発生する過電圧が整流器の逆耐電圧を超えることが想定されるような場合には、過電圧抑制の保護回路として放電抵抗を整流器と並列に接続するのが一般的である。これらの過電圧は、等価回路定数を用いた解析式より算出されるが、界磁過渡電流を精度よく算出するには制動巻線と界磁巻線間との相互漏れリアクタンスを考慮する必要があることが指摘されている^[11]。

したがって、商用試験を用いることなく、ブラシレス同期発電機の非同期投入時など異常運転状態における過渡特性を算出する方法が必要である。

1.2 本研究の目的と意義

直流試験は小容量の直流電源を使用した静止試験によって巻線端子間の演

算子インピーダンスを算出できる特徴を有するが、演算子インピーダンスから運転特性の算出に利用される諸定数や等価回路定数を算出する簡便な方法は確立されていない。

そこで本研究は、電力系統内において最も重要な機器である同期発電機の諸定数および等価回路定数を演算子インピーダンスの周波数特性を利用して算出する方法を提案することを目的としている。

本研究で提案する手法は、直流励磁機方式のみならずブラシレス励磁方式を含めた同期機の諸定数および相互漏れリアクタンスを考慮した等価回路定数を静止試験によって、簡便にかつ高精度に求めることができる。本手法を適用することで、従来の回転試験に比較して試験に伴う設備、コストの削減が期待される。

1.3 本論文の概要

本論文は、以下の7章から構成されている。

- 第1章 緒論
- 第2章 同期発電機の演算子インピーダンス算出法
- 第3章 演算子インピーダンスの周波数特性を利用した拡張周波数応答法による同期機諸定数の簡易算出法
- 第4章 諸定数を用いた同期機等価回路定数の簡易算出法
- 第5章 ブラシレス同期機に対する諸定数および等価回路定数の算出法
- 第6章 ブラシレス同期機の過渡特性算出法
- 第7章 結論

第2章以降の内容は以下のとおりである。

第2章では、先ず、直軸および横軸の等価回路を示し、界磁巻線と制動巻線間の相互漏れリアクタンス x_{23} を考慮した等価回路定数と演算子インピーダンスの関係を述べる。次に、同期機諸定数と x_{23} を考慮した等価回路定数

との関係を述べる。さらに、直流電源を用いた静止試験（直流試験法）によって同期機の演算子インピーダンスを算出する方法について述べる。

第3章では、先ず、直流試験法から得られる3つの演算子インピーダンス（界磁巻線短絡時の直軸演算子インピーダンス $X_{ds}(js)$ 、界磁巻線開放時の直軸演算子インピーダンス $X_{do}(js)$ 、横軸演算子インピーダンス $X_q(js)$ ）の周波数特性を描き、この周波数特性に対して漸近線を描くことで、横軸および直軸の同期リアクタンス、初期過渡リアクタンスおよび直軸の過渡リアクタンスを求める方法を述べる。

次に、虚部の周波数特性から横軸および直軸の開路時定数を従来に比べて高い精度で求め、開路時定数から作図によって短絡時定数を求める方法について述べる。さらに、周波数特性に平坦部が現われない同期機に対する過渡リアクタンスの算出法を述べる。

実施例として、供試機に対してこの方法を適用して得られた諸定数値と規格に記載された方法で得られた諸定数値を比較することで、本手法の妥当性を検証する。

第4章では、第2章で述べた諸定数と等価回路定数との関係式を用いて、第3章で述べた演算子インピーダンスから求まる諸定数から制動巻線と界磁巻線間の相互漏れリアクタンス $x_{23}^{(6)-(8)}$ を考慮した等価回路定数を求める方法を示す。

実施例として、第3章で述べた方法によって得られた諸定数を用いて等価回路定数を算出する。得られた等価回路定数を用いた三相突発短絡試験における電機子電流および界磁過渡電流の計算値と実測値との比較により算出法の妥当性を検証する。

第5章では、先ず、界磁回路にダイオード整流器を有するブラシレス励磁方式の同期機に対して直流試験法を適用し、演算子インピーダンスを算出する方法について述べる。次に、整流器の保護回路として整流器と並列に放電

抵抗が接続されている場合や整流器と交流励磁機間に短絡バーが接続されている場合などの条件下において、諸定数から等価回路定数を算出する方法について述べる。

実施例として、直流励磁機方式の同期機の界磁回路にダイオードならびに放電抵抗を接続した模擬ブラシレス同期機に対して直流試験を適用し、諸定数ならびに等価回路定数を算出する。得られた諸定数および等価回路定数を、第3章および第4章で求めた値と比較することで算出法の妥当性を検証する。

第6章では、相互漏れリアクタンスを考慮した非同期投入試験の数式モデルを導出し、ブラシレス同期機の過渡特性を算出する方法を述べる。算出法の妥当性は、数式モデルに等価回路定数を代入したシミュレーション結果と実測結果との比較において検証する。

第7章では、本論文で得られた成果を総括するとともに、今後の課題について述べている。

第 1 章の参考文献

- [1] 猪狩 武尚：「電気機械学（訂正版）」，コロナ社（1980）
- [2] 電気学会電気規格調査会：「電気学会 電気規格調査会標準規格 同期機（JEC-2130-2000）」，電気書院（2001）
- [3] IEC Standard, “Methods for Determining Synchronous Machine Quantities from Test (IEC 60034-4),” (1985)
- [4] 同期機のブラシレス励磁機諸特性調査専門委員会：「同期機のブラシレス励磁機に関する調査研究」，電気学会技術報告第 652 号（1997）
- [5] 同期電動機始動特性調査専門委員会：「静止試験による等価回路インピーダンスの推定－同期電動機始動特性の推定法－」，電気学会技術報告 2 部第 385 号（1991）
- [6] 坪井 雄一，津田 敏弘，小屋 政士：「インバータ駆動大容量高速回転機の現状」，電気学会回転機研究会，RM-14-139, pp. 55-60 (2014-10)
- [7] 荒 隆裕，山本 和直，小田 莊一，松瀬 貢規：「直流試験による同期電動機の始動特性推定法」，電気学会論文誌 D, Vol. 112, No. 1, pp. 73-80 (1992-1)
- [8] The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. , “IEEE standard procedures for obtaining synchronous machine parameters from standstill frequency testing,” IEEE Std. 115A-1987 (1987)
- [9] C. Concordia, “Synchronous Machines,” John Wiley & Sons (1951)
- [10] 狩野 隆志，山本 修，荒 隆裕：「同期機の突発短絡時における界磁電流算出法」，電気学会論文誌 D, Vol. 124, No. 3, pp. 304-311 (2004-3)
- [11] 狩野 隆志，中山 大樹，荒 隆裕，松村 年郎：「相互漏れリアクタンスを考慮した制動巻線付き同期機の等価回路定数算出法」，電気学会論文誌 D, Vol. 127, No. 7, pp. 761-766 (2007-7)
- [12] 狩野 隆志，渡邊 泰敏，荒 隆裕，松村 年郎：「界磁巻線開放時および短絡時の直流試験法による界磁過渡特性を考慮した同期機の等価回路定数算出法」，電気学会論文誌 D, Vol. 129, No. 3, pp. 325-331 (2009-3)

- [13] 平松 大典, 上村 洋一, 上元 慎二, 納本 淳司, 今井 岳彦, 垣内 幹雄, 長倉 謙, 藤田 真史, 大高 徹:「大容量タービン発電機横軸リアクタンスの運転特性への影響」, 電気学会論文誌 B, Vol. 129, No. 1, pp. 93-100 (2009-1)
- [14] 田中 晃, 山本 修, 荒 隆裕, 堺 和人, 小室 修二:「直流試験による演算子インピーダンスの周波数応答軌跡を利用した同期機の定数算出法」, 平成 26 年電気学会全大講演論文集, No. 5-051, pp. 91-92(2014-3)
- [15] 田中 晃, 山本 修, 荒 隆裕, 堺 和人, 小室 修二:「演算子インピーダンスの周波数応答を利用した同期機の等価回路定数算出法」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-27, pp. III-193-194 (2014-8)
- [16] 同期機諸定数調査専門委員会:「同期機諸定数の適用技術」, 電気学会技術報告第 798 号 (2000)

第2章

同期発電機の演算子インピーダンス算出法

2.1 まえがき

同期機の演算子インピーダンスとは、電機子抵抗を除いた端子間から見た回転子回路を含めたインピーダンスであり、演算子インピーダンスから諸定数や等価回路定数を算出することで、同期機の解析や運転特性の算出を行うことができる。

本章では、本研究を進めるための基礎として、同期機の演算子インピーダンス算出法に関する次の事項を整理して明示することを目的とする。

- (1) 電圧および磁束鎖交方程式
- (2) 同期機諸定数と相互漏れリアクタンスを考慮した同期機等価回路
- (3) 直流試験による同期発電機の演算子インピーダンス算出法

2.2 直軸および横軸の演算子インピーダンスと等価回路の導出

2.2.1 電圧および磁束鎖交方程式

同期機は、一般に電機子巻線、制動巻線および界磁巻線の三種類の巻線から構成されている。電機子巻線は、界磁との相対運動によって誘導起電力を発生する巻線である。また、制動巻線は、始動巻線とも呼ばれており、誘導機のかご形巻線とほぼ同様の構造を持つ巻線である。自己始動や負荷角の動揺を速やかに減衰させる目的で磁極頭部に設けられている。ごく小容量のものを除けば、電機子巻線は固定子、界磁巻線および制動巻線は回転子に施されている。

図 2.1 は、二反作用理論^{[1]~[5]}にもとづく突極形同期機の直軸と横軸の定義である。この理論では、回転子上に座標軸を設定し、N 極の磁極軸の向きを直軸 (d 軸)、これと電気角で $\pi/2$ だけ回転方向より遅れた磁極の向きを横軸 (q 軸) にとっている。電機子巻線あるいは回転子回路によってギャップに

生ずるすべての磁束は、この座標上の直交二成分、すなわち直軸 (d 軸)、横軸 (q 軸) 成分に分解して取り扱っている。

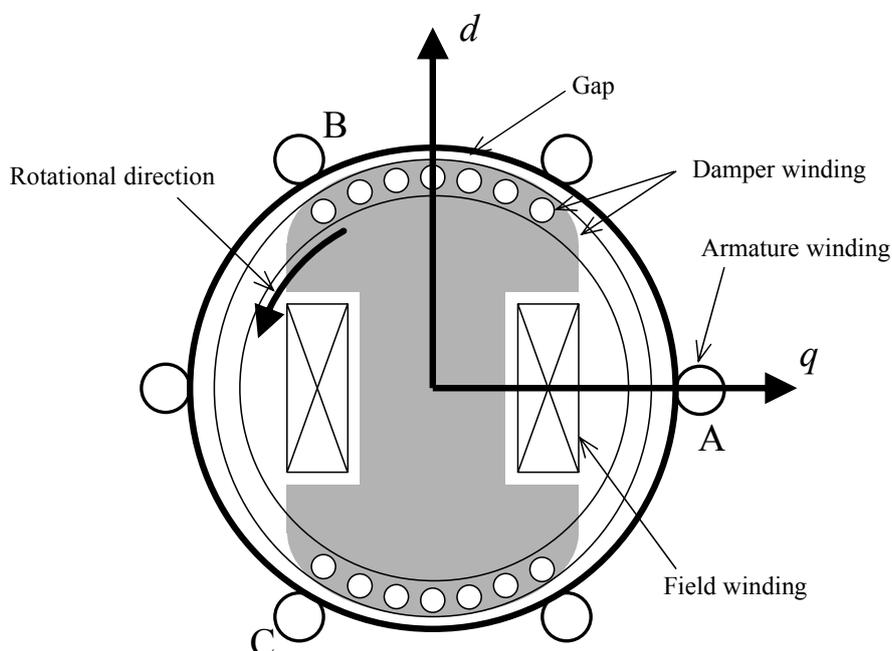


図 2.1 二反作用理論にもとづく突極形同期機の直軸および横軸の位置関係

同期機の電圧および磁束鎖交方程式ならびにそれらから導出される各軸の等価回路は、一般的には主磁束、各巻線の漏れ磁束および各巻線の抵抗のみを考慮し、リアクタンスと抵抗で表している。しかし、厳密には、図 2.2 に示すように制動巻線と界磁巻線の相互に鎖交する漏れ磁束（相互漏れリアクタンス x_{23} ）が存在する。突発短絡時における界磁過渡特性に関する研究においては、この x_{23} を考慮することによって、円筒形機および突極形機の双方に対して、解析精度が向上することが指摘されており、 x_{23} を含む直軸等価回路がしばしば用いられる^{[6]~[10]}。

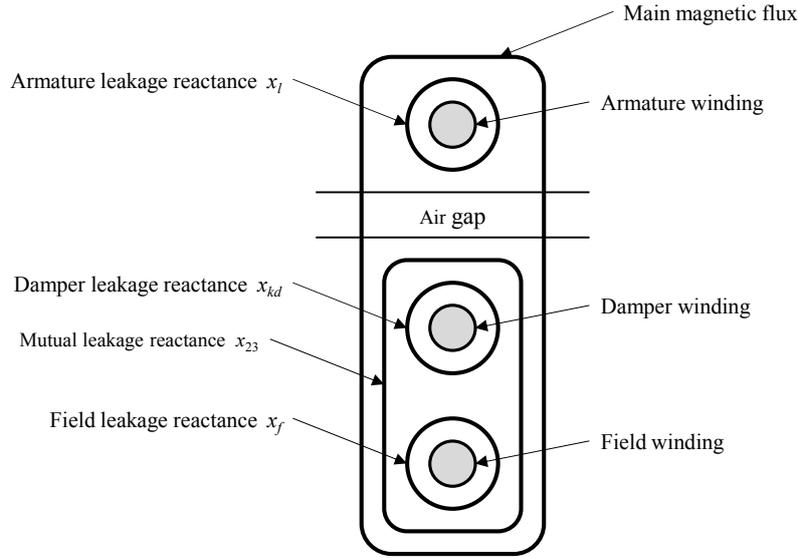


図 2.2 直軸位置における磁束とリアクタンス
(円筒形同期機を例にして図示)

次に、相互漏れリアクタンス x_{23} を考慮して、電機子巻線、制動巻線および界磁巻線についての電圧および磁束鎖交方程式を求め、三相量から dq 軸量に変換し、単位法表示する。

界磁巻線短絡時における同期機の直軸および横軸の電圧および磁束鎖交方程式は、IEC Pub. 34-10^[12]の発電機基準で x_{23} を考慮すると次のように書き表せる。

$$u_d = -p\psi_d - \psi_q p\gamma - r_a i_d \quad (2.1)$$

$$u_q = \psi_d p\gamma - p\psi_q - r_a i_q \quad (2.2)$$

$$0 = r_f i_f + p\psi_f \quad (2.3)$$

$$0 = r_{kd} i_{kd} + p\psi_{kd} \quad (2.4)$$

$$0 = r_{kq} i_{kq} + p\psi_{kq} \quad (2.5)$$

$$\psi_d = x_d i_d + x_{afd} i_f + x_{akd} i_{kd} \quad (2.6)$$

$$\psi_q = x_q i_q + x_{akq} i_{kq} \quad (2.7)$$

$$\psi_f = x_{afd} i_d + x_{ffd} i_f + x_{fkd} i_{kd} + x_{23} i_{kd} \quad (2.8)$$

$$\psi_{kd} = x_{akd} i_d + x_{kkd} i_{kd} + x_{fkd} i_f + x_{23} i_f \quad (2.9)$$

$$\psi_{kq} = x_q i_q + x_{kkq} i_{kq} \quad (2.10)$$

ただし,

- ψ_d, ψ_q : 直軸および横軸に生ずる電機子巻線全磁束鎖交数
- ψ_f : 界磁巻線全磁束鎖交数
- ψ_{kd}, ψ_{kq} : 直軸および横軸に生ずる制動巻線全磁束鎖交数
- u_d, u_q : 直軸および横軸の電機子巻線に加わる電圧
- i_d, i_q : 直軸および横軸の電機子巻線電流
- i_{kd}, i_{kq} : 直軸および横軸の制動巻線電流
- i_f : 界磁巻線電流
- r_a, x_l : 電機子巻線抵抗, 電機子巻線漏れリアクタンス
- x_{23} : 制動巻線と界磁巻線間の相互漏れリアクタンス
- r_{kd}, r_{kq} : 直軸および横軸の制動巻線抵抗
- x_{kd}, x_{kq} : 直軸および横軸の制動巻線漏れリアクタンス
- x_{kkd}, x_{kkq} : 直軸および横軸の制動巻線自己リアクタンス
- x_{akd}, x_{akq} : 電機子巻線と直軸および横軸の制動巻線との相互リアクタンス
- r_f, x_f : 界磁巻線抵抗, 界磁巻線漏れリアクタンス
- x_{ffd} : 界磁巻線自己リアクタンス
- x_{afd} : 電機子巻線と界磁巻線との相互リアクタンス
- x_{fkd} : 直軸制動巻線と界磁巻線との相互リアクタンス
- x_{ad}, x_{aq} : 直軸および横軸の電機子反作用リアクタンス
 $(x_{ad} = x_{akd} = x_{afd} = x_{fkd}, x_{aq} = x_{akq})$
- x_d, x_q : 直軸および横軸の同期リアクタンス
 $(x_d = x_l + x_{ad}, x_q = x_l + x_{aq})$
- p : 微分演算子 d/dt (t は, 単位法表示)
- γ : 回転子の位置 ($p\gamma = \omega_r, \omega_r$: 回転角速度)

単位法は, 同期機に関する重要な古典的研究を行った Doherty および Nidckle によって発表され, すべての量を各量の基準値で除した値で取り扱う方法である^{[3][5][12]}。一般に単位法を使用することにより以下の便利さがあり同期機分野では伝統的に使用されている。

- (1) すべての量が無次元になるので数式が常に簡単化される。
- (2) 数値を扱う場合には、機械の大きさや定格電圧の高低にかかわらず、電機子抵抗、各種リアクタンスなどが、その量の種類によって決まる狭い範囲に落ち着くので、特定の機械に対する計算結果が近似的な一般性を持つ。基準値として用いられているのは、次の値である。

電機子電圧の基準値 $V_{base} : \sqrt{2}V_n$ [V] (V_n は定格相電圧実効値)

電機子電流の基準値 $I_{base} : \sqrt{2}I_n$ [A] (I_n は定格相電流実効値)

インピーダンスの基準値 $X_{base} : X_{base} = V_n/I_n$ [Ω]

時間の基準値 $T_{base} : 1/\omega_0$ [s] (ω_0 は定格角周波数)

2.2.2 直軸の演算子インピーダンスと等価回路の導出

文献[13]で示されている演算子インピーダンスと等価回路の導出法をベースにして、相互漏れリアクタンスを考慮した直軸の演算子インピーダンスと等価回路の導出を行う。

(2.3)式に(2.8)式、(2.4)式に(2.9)式を代入すると、

$$(r_f + x_{ffd} p) i_f + (x_{fkd} + x_{23}) p i_{kd} = -x_{akd} p i_d \quad (2.11)$$

$$(x_{fkd} + x_{23}) p i_f + (r_{kd} + x_{kkd} p) i_{kd} = -x_{akd} p i_d \quad (2.12)$$

となる。次に、(2.11)式および(2.12)式より、

$$i_f = -\frac{x_{afd} p (r_{kd} + x_{kkd} p) - x_{akd} p (x_{fkd} + x_{23}) p}{(r_f + x_{ffd} p) (r_{kd} + x_{kkd} p) - (x_{fkd} + x_{23})^2 p^2} i_d \quad (2.13)$$

$$i_{kd} = -\frac{x_{akd} p (r_f + x_{ffd} p) - x_{afd} p^2 (x_{fkd} + x_{23})}{(r_f + x_{ffd} p) (r_{kd} + x_{kkd} p) - (x_{fkd} + x_{23})^2 p^2} i_d \quad (2.14)$$

となる。(2.13)式および(2.14)式を(2.6)式へ代入し、 i_d の関数として表現すると、

$$\begin{aligned}
 \psi_d &= i_d (x_d + (i_f/i_d)x_{afd} + (i_{kd}/i_d)x_{akd}) \\
 &= i_d \left\{ x_d - \frac{p^2(x_{kkd}x_{afd}^2 - 2(x_{fkd} + x_{23})x_{akd}x_{afd} + x_{ffd}x_{akd}^2) + p(x_{afd}^2r_{kd} + x_{akd}^2r_f)}{p^2(x_{kkd}x_{ffd} - (x_{fkd} + x_{23})^2) + p(x_{kkd}r_f + x_{ffd}r_{kd}) + r_{kd}r_f} \right\} \\
 &= i_d X_d(p)
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

となる。

(2.15)式の右辺第三式の $X_d(p)$ は、直軸演算子インピーダンスと呼ばれ、同式の右辺第2式と比較するとこれは、電機子巻線抵抗 r_a を含まないインピーダンスで表されていることがわかる。

図 2.3 は相互漏れリアクタンスを考慮した直軸等価回路である。定常状態（回転子は、滑り s （一定）で運転しているとする）を取り扱うには、図 2.3 において js を微分演算子 p に置き換え、初期値を考慮に入れない複素数形式で表現すると直軸演算子インピーダンスと一致する。これについて、等価回路から逆算することによって証明する。

図 2.3 において $js = p$ とおき直軸演算子インピーダンス $X_d(p)$ を求めると、

$$X_d(p) = x_l + 1 / \left(\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{23} + 1 / \left(\frac{1}{x_{kd} + r_{kd}/p} + \frac{1}{x_f + r_f/p} \right)} \right) \tag{2.16}$$

となる。(2.16)式に $x_f = x_{ffd} - x_{ad} - x_{23}$, $x_{kd} = x_{kkd} - x_{ad} - x_{23}$, $x_l = x_d - x_{ad}$ を代入すると、

$$X_d(p) = x_d - \frac{p^2(x_{kkd}x_{ad}^2 - 2(x_{ad} + x_{23})x_{ad}^2 + x_{ffd}x_{ad}^2) + p(x_{ad}^2r_{kd} + x_{ad}^2r_f)}{p^2(x_{kkd}x_{ffd} - (x_{ad} + x_{23})^2) + p(x_{kkd}r_f + x_{ffd}r_{kd}) + r_{kd}r_f} \tag{2.17}$$

となる。これは、(2.15)式の右辺第2式で $x_{akd} = x_{afd} = x_{fkd} = x_{ad}$ とおいた式と一致する。

以上より、相互漏れリアクタンスを考慮した直軸の等価回路は、図 2.3 に示す直軸等価回路となる。

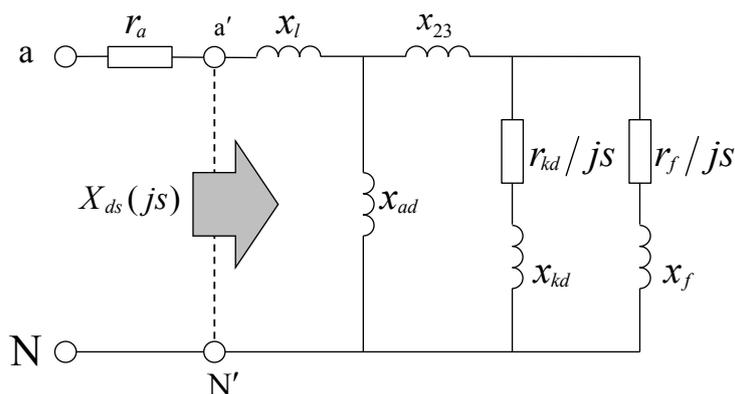


図 2.3 相互漏れリアクタンスを考慮した直軸等価回路

2.2.3 横軸の演算子インピーダンスと等価回路の導出

横軸についても 2.2.2 項と同様に考える。(2.5)式および(2.10)式より、 i_{kq} を i_q の関数として表現し、(2.7)式に代入すると、

$$\begin{aligned} \psi_q &= i_q (x_q + (i_{kq}/i_q)x_{akq}) \\ &= i_q (x_q - px_{akq}^2 / px_{kkq} + r_{kq}) \\ &= i_q X_q(p) \end{aligned} \tag{2.18}$$

となる。

(2.18)式の右辺第3式の $X_q(p)$ は、横軸演算子インピーダンスであり、同式の右辺第2式と比較すると、直軸の場合同様、 r_a を含まないインピーダンスで表現されていることがわかる。

図 2.4 は、横軸等価回路である。図 2.4 についても直軸の場合と同様に考えると、横軸演算子インピーダンスは、

$$X_q(p) = x_l + 1 / \left(\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{kq} + r_{kq}/p} \right) \tag{2.19}$$

となる。(2.19)式に $x_{kq} = x_{kkq} - x_{aq}$ 、 $x_l = x_q - x_{aq}$ を代入すると、

$$X_q(p) = x_q - px_{aq}^2 / px_{kkq} + r_{kq} \tag{2.20}$$

となり、(2.18)式の右辺第2式で $x_{akq} = x_{aq}$ とおいた式と一致する。

以上より、横軸の等価回路は、図 2.4 に示す横軸等価回路である。

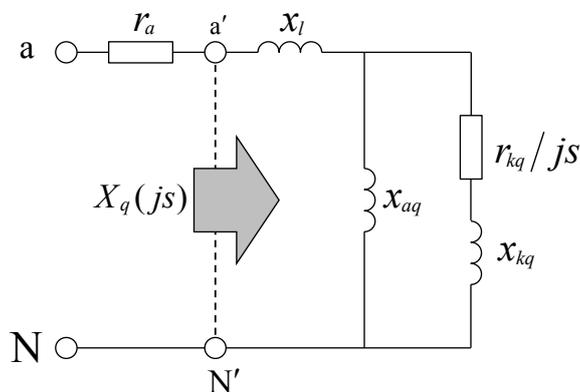


図 2.4 横軸等価回路

2.3 同期機諸定数と相互漏れリアクタンスを考慮した同期機等価回路

2.3.1 直軸における諸定数と等価回路との関係

図 2.5(a)は、界磁巻線短絡時の直軸等価回路である。 r_a は電機子抵抗、 x_l は電機子漏れリアクタンス、 x_{ad} は直軸電機子反作用リアクタンス、 x_{23} は相互漏れリアクタンス、 x_{kd} は直軸制動巻線漏れリアクタンス、 r_{kd} は直軸制動巻線抵抗、 x_f は界磁巻線漏れリアクタンス、 r_f は界磁巻線抵抗、 K は定数（界磁巻線短絡時は $K=1$ ）である。 $X_{ds}(js)$ は界磁巻線短絡時の直軸演算子インピーダンスであり、図 2.5(a)の端子 a'-N'間から見た各滑り s に対するインピーダンスに相当する。

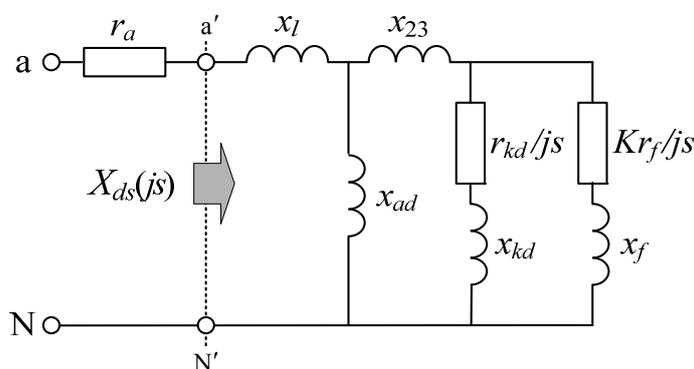
図 2.5(b)は、文献 [14] に記載されている火力用同期発電機（800MVA-25kV-2P-60Hz）の諸定数から求めた演算子インピーダンスの大きさ $|X_{ds}(js)|$ を縦軸、滑り周波数 $f (= \omega / (2\pi))$ 、 ω : 滑り角周波数) を横軸に描いた周波数特性である。同図において、上側の横軸目盛である時定数 τ は $1 / (2\pi f)$ である。

直軸同期リアクタンス x_d および直軸初期過渡リアクタンス x_d'' は、図 2.5(a)

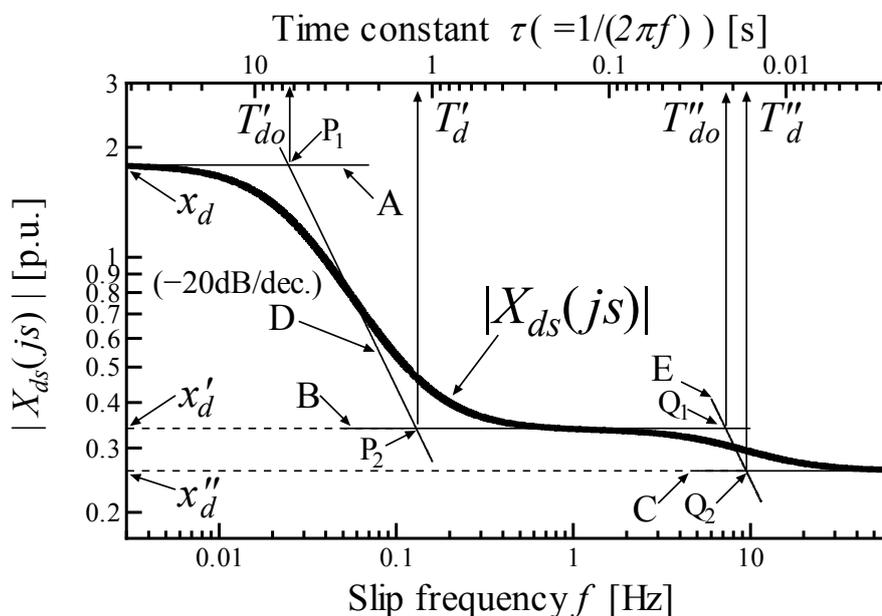
において $s=0$ および $s=\infty$ としたときの端子 $a'-N'$ 間から見た合成リアクタンスであり、それぞれ等価回路との関係は(2.21)式、(2.22)式となる。

$$x_d = x_l + x_{ad} \tag{2.21}$$

$$x_d'' = x_l + 1 / \left(\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{23} + 1 / (1/x_{kd} + 1/x_f)} \right) \tag{2.22}$$



(a) 直軸等価回路 (界磁巻線短絡時)



(b) 代表機の周波数特性 $|X_{ds}(js)$

図 2.5 直軸の演算子インピーダンスの周波数特性 (界磁巻線短絡時)

x_d および x_d'' の値は、図 2.5(b) に示す周波数特性において、それぞれ $f=0$ および $f=\infty$ としたときの $|X_{ds}(js)|$ の値であり、漸近線 A および漸近線 C と縦軸との交点から求められる^[16]。

直軸過渡リアクタンス x_d' は、図 2.5(a) において制動巻線を切り離した状態で $s=\infty$ としたときの合成リアクタンスである。

$$x_d' = x_l + 1 / \left(\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{23} + x_f} \right) \quad (2.23)$$

x_d' の値は、図 2.5(b) に示す周波数特性において、周波数特性の平坦部の縦軸の値であり、漸近線 B と縦軸との交点から求められる^[15]。

直軸開路過渡時定数 T_{do}' および直軸短絡過渡時定数 T_d' は、それぞれ図 2.5(a) において a'-N'間を開路および短絡したときに界磁巻線から見た回路の時定数である。また、直軸開路初期過渡時定数 T_{do}'' および直軸短絡初期過渡時定数 T_d'' は、それぞれ図 2.5(a) において a'-N'間を開路および短絡したときに制動巻線から見た回路の時定数である。これらと等価回路との関係は、定格角周波数を ω_0 とすると、(2.24)式～(2.27)式となる。

$$T_{do}' = \frac{x_f + x_{23} + x_{ad}}{\omega_0 r_f} \quad (2.24)$$

$$T_d' = \frac{1}{\omega_0 r_f} \left(x_f + x_{23} + \frac{1}{1/x_{ad} + 1/x_l} \right) \quad (2.25)$$

$$T_{do}'' = \frac{1}{\omega_0 r_{kd}} \left(x_{kd} + \frac{1}{1/(x_{ad} + x_{23}) + 1/x_f} \right) \quad (2.26)$$

$$T_d'' = \frac{1}{\omega_0 r_{kd}} \left(x_{kd} + \frac{1}{1/x_f + \frac{1}{x_{23} + 1/(1/x_{ad} + 1/x_l)}} \right) \quad (2.27)$$

なお、通常の同期機においては制動巻線を開放することはできないが、図 2.5(a) に示す直軸等価回路において制動巻線を開放した場合には4つの諸定

数が定義され、直軸同期リアクタンス x_d は(2.21)式、直軸過渡リアクタンス x'_d は(2.23)式、直軸開路過渡時定数 T'_{do} は(2.24)式、直軸短絡過渡時定数 T'_d は(2.25)式とそれぞれ一致する。

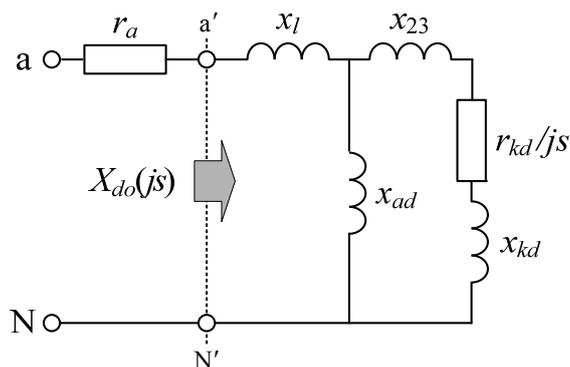
図 2.6(a)は、界磁巻線開放時の直軸等価回路である。界磁巻線開放時の直軸初期過渡リアクタンスを x_d'' と定義すると、 x_d'' は、図 2.6(a)において $s = \infty$ としたときの合成リアクタンスであり、(2.28)式となる。 x_d'' の値は、前述と同様の方法により、図 2.6(b)に示す界磁巻線開放時の演算子インピーダンス $X_{do}(js)$ の周波数特性から求められる。なお、 x_d'' の導入は、 x_{23} の影響を加味した等価回路定数を求めるために必要となるものである^{[4][10]}。

$$x_d'' = x_l + 1 / \left(\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{23} + x_{kd}} \right) \quad (2.28)$$

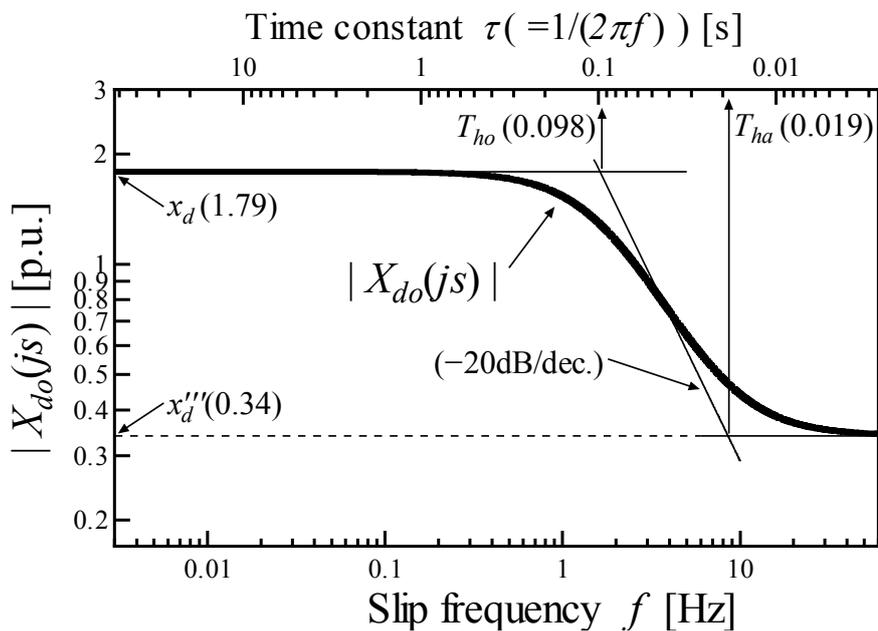
直軸開路制動巻線時定数 T_{ho} および直軸短絡制動巻線時定数 T_{ha} は、それぞれ図 2.6(a)において a'-N'間を開路および短絡したときに制動巻線から見た回路の時定数であり、それぞれ等価回路との関係は(2.29)式、(2.30)式となる。

$$T_{ho} = \frac{x_{kd} + x_{23} + x_{ad}}{\omega_0 r_{kd}} \quad (2.29)$$

$$T_{ha} = \frac{1}{\omega_0 r_{kd}} \left(x_{kd} + x_{23} + \frac{1}{1/x_{ad} + 1/x_l} \right) \quad (2.30)$$



(a) 直軸等価回路 (界磁巻線開放時)



(b) 代表機の周波数特性 $|X_{do}(j_s)|$

図 2.6 直軸の演算子インピーダンスの周波数特性 (界磁巻線開放時)

2.3.2 横軸における諸定数と等価回路との関係

図 2.7(a)は横軸の等価回路である。 x_{aq} は横軸電機子反作用リアクタンス、 x_{kq} は横軸制動巻線漏れリアクタンス、 r_{kq} は横軸制動巻線抵抗、 $X_q(js)$ は横軸の演算子インピーダンスである。

横軸同期リアクタンス x_q および横軸初期過渡リアクタンス x_q'' は、図 2.7(a)において $s=0$ および $s=\infty$ としたときの端子 a'-N'間から見た合成リアクタンスであり、それぞれ等価回路との関係は(2.31)式、(2.32)式となる。

$$x_q = x_l + x_{aq} \quad (2.31)$$

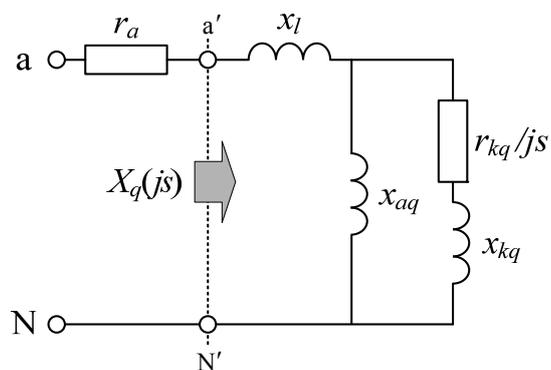
$$x_q'' = x_l + \frac{1}{1/x_{aq} + 1/x_{kq}} \quad (2.32)$$

x_q および x_q'' の値は、前述と同様の方法により図 2.7(b)に示す横軸の演算子インピーダンス $X_q(js)$ の周波数特性から求められる^[15]。

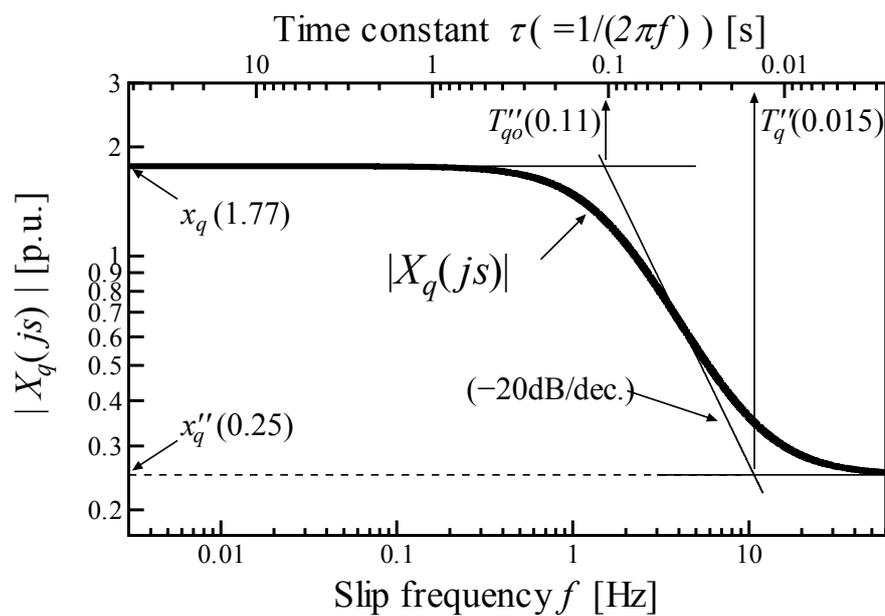
横軸開路初期過渡時定数 T_{qo}'' および横軸短絡初期過渡時定数 T_q'' は、それぞれ図 2.7(a)において a'-N' 間を開路および短絡したときに界磁巻線から見た回路の時定数であり、それぞれ等価回路との関係は(2.33)式、(2.34)式となる。

$$T_{qo}'' = \frac{x_{aq} + x_{kq}}{\omega_0 r_{kq}} \quad (2.33)$$

$$T_q'' = \frac{1}{\omega_0 r_{kq}} \left(x_{kq} + \frac{1}{1/x_{aq} + 1/x_l} \right) \quad (2.34)$$



(a) 横軸等価回路



(b) 代表機の周波数特性 $|X_q(js)|$

図 2.7 横軸の演算子インピーダンスの周波数特性

2.3.3 直軸等価回路の変数変換

図 2.8 に示すような電流を定義すると、

$$\dot{V} = (r_a + j\omega l_a + j\omega L_{ad})\dot{I}_1 + j\omega L_{ad}\dot{I}_2 + j\omega L_{ad}\dot{I}_3 \quad (2.35)$$

$$0 = js\omega L_{ad}\dot{I}_1 + (r_{kd} + js(\omega L_{ad} + \omega l_{23} + \omega l_{kd}))\dot{I}_2 + js(\omega L_{ad} + \omega l_{23})\dot{I}_3 \quad (2.36)$$

$$0 = js\omega L_{ad}\dot{I}_1 + js(\omega L_{ad} + \omega l_{23})\dot{I}_2 + (r_f + js(\omega L_{ad} + \omega l_{23} + \omega l_{kd}))\dot{I}_3 \quad (2.37)$$

(2.36)式および(2.37)式の両辺に α/s を乗じて、(2.35)式、(2.36)式および(2.37)式で $\alpha I'_2 = I_2$ 、 $\alpha I'_3 = I_3$ とすると、

$$0 = j\omega L_{ad}\dot{I}_1 + \left(\frac{\alpha^2 r_{kd}}{s} + j\omega(\alpha^2 L_{ad} + \alpha^2 l_{23} + \alpha^2 l_{kd}) \right) \frac{\dot{I}_2}{\alpha} + j\omega(\alpha^2 L_{ad} + \alpha^2 l_{23}) \frac{\dot{I}_3}{\alpha} \quad (2.38)$$

$$0 = j\omega L_{ad}\dot{I}_1 + j\omega(\alpha^2 L_{ad} + \alpha^2 l_{23}) \frac{\dot{I}_2}{\alpha} + \left(\frac{\alpha^2 r_f}{s} + j\omega(\alpha^2 L_{ad} + \alpha^2 l_{23} + \alpha^2 l_f) \right) \frac{\dot{I}_3}{\alpha} \quad (2.39)$$

さらに、 $x_l = \omega l_a$ 、 $x_{ad} = \omega L_{ad}$ 、 $x_{23} = \omega l_{23}$ 、 $x_{kd} = \omega l_{kd}$ 、 $x_f = \omega l_f$ とおくと、(2.35)式、(2.38)式および(2.39)式は、次式となる。

$$\dot{V} = (r_a + j(x_l + x_{ad}))\dot{I}_1 + j\alpha x_{ad}\dot{I}'_2 + j\alpha x_{ad}\dot{I}'_3 \quad (2.40)$$

$$0 = j\alpha x_{ad}\dot{I}_1 + \left(\frac{\alpha^2 r_{kd}}{s} + j(\alpha^2 x_{ad} + \alpha^2 x_{23} + \alpha^2 l_{kd}) \right) \dot{I}'_2 + j(\alpha^2 x_{ad} + \alpha^2 l_{23})\dot{I}'_3 \quad (2.41)$$

$$0 = j\alpha x_{ad}\dot{I}_1 + j(\alpha^2 x_{ad} + \alpha^2 x_{23})\dot{I}'_2 + \left(\frac{\alpha^2 r_f}{s} + j(\alpha^2 x_{ad} + \alpha^2 x_{23} + \alpha^2 x_f) \right) \dot{I}'_3 \quad (2.42)$$

よって、(2.40)式から(2.42)式より、図 2.9 に示す等価回路が導出される。

上記は、変換係数 α により図 2.8 に示す等価回路が、図 2.9 に示す回路に等価変換できることを表している。よって、相互漏れリアクタンス x_{23} が零でありながら、図 2.8 と等価な回路モデルが存在する。しかしながら、このときの諸定数の値や演算子インピーダンスは α に依存しない^[10]。

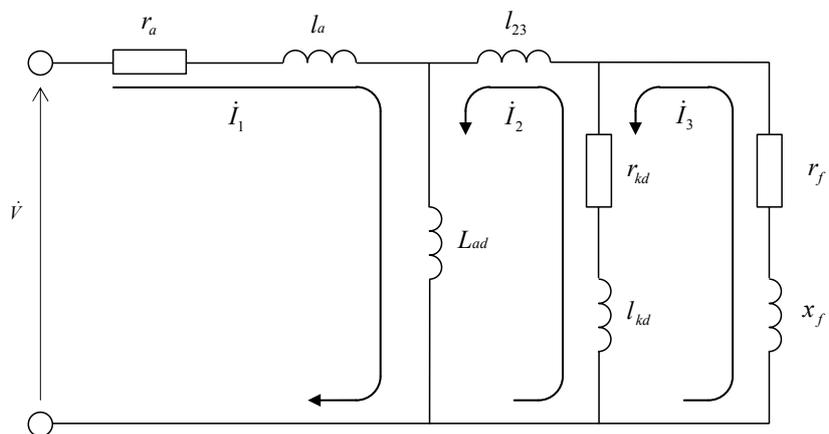


図 2.8 直軸等価回路

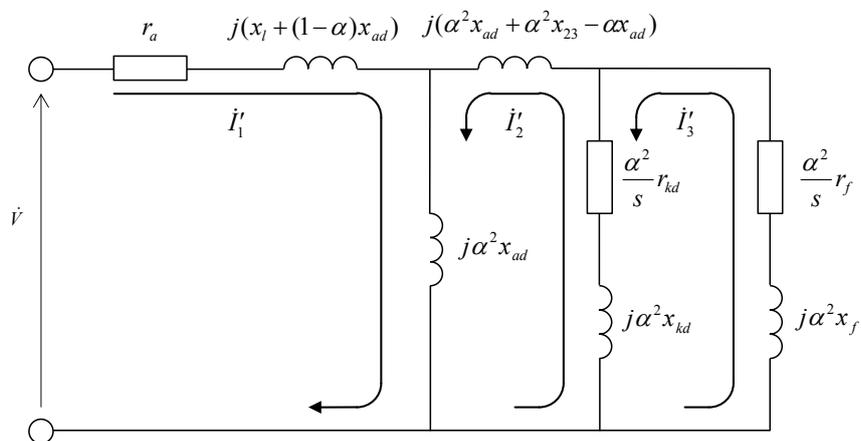


図 2.9 等価変換された直軸等価回路

2.4 直流試験による同期発電機の演算子インピーダンス算出法

2.4.1 直流試験による誘導性負荷の端子間から見た各周波数におけるインピーダンスの測定法

図 2.10 は、中間回路として2つのスイッチを用いた直流試験回路であり、内部抵抗を含む直流電源、2つのスイッチ (SW1 および SW2)、過渡電流出のためのシャント抵抗器、静止した被試験機 (同期発電機)、電圧および電流の過渡波形を測定するオシロスコープで構成される。

2つのスイッチの動作モードは次の2通りである。1つは、SW1 をオンし、SW2 をオフすることによって、被試験機にステップ状の直流を印加するモード 1 である。もう1つは、SW1 をオフし、SW2 をオンすることによって、被試験機の巻線に流れている直流電流を減衰させるモード 2 である。

これらの2通りのスイッチングモードを組み合わせることによって3通りの直流試験が行える。具体的には、直流減衰法ではモード 1 からモード 2 に切り替えた時、ステップ応答法ではモード 2 からモード 1 に切り替えた時、パルス応答法ではモード 2 →モード 1 →モード 2 と切り替えた時の被試験機の巻線端子間 (UV間) の電圧 $v(t)$ および電流 $i(t)$ を測定する。

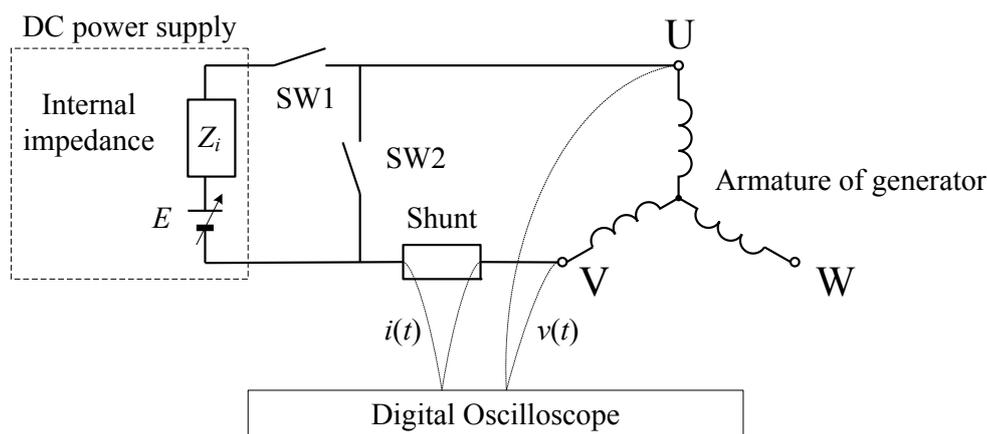


図 2.10 直流試験回路

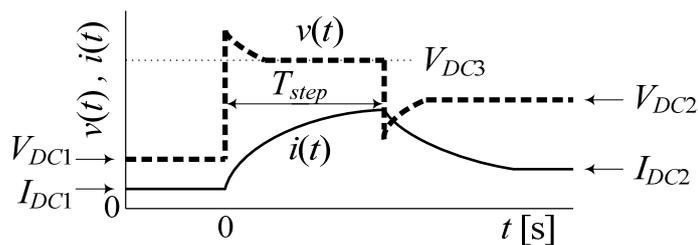


図 2.11 直流試験時の被試験機の巻線端子間（UV間）における電圧 $v(t)$ および電流 $i(t)$ の波形の模式図

図 2.11 は、モード 2 → モード 1 → モード 2 と切り替えた時の電圧と電流の波形の模式図を示したものである。図 2.11 は、従来の検討^{[16]-[18]}では理論上カバーされていなかった多様な電圧印加パターンを包含している。つまり、 $V_{DC1} \neq 0$ かつ $V_{DC2} = V_{DC3} = 0$ の場合は、モード 1 からモード 2 に切り換えた場合に相当するので、直流減衰法となる。 $V_{DC1} = 0$ かつ $V_{DC2} = V_{DC3} \neq 0$ の場合は、モード 2 からモード 1 に切り換えた場合となるので、ステップ応答法となる。 $V_{DC1} = V_{DC2} = 0$ の場合は、モード 2 → モード 1 → モード 2 と切り替えた場合に相当するので、パルス応答法となる。この他、図 2.11 の波形は、主磁束による鉄心の磁気飽和を考慮するために予め意図して直流電流を流した状態でステップ応答法およびパルス応答法を行うケース^[18]や、電源やスイッチの内部抵抗の影響によって、 I_{DC1} や I_{DC2} が意図せず完全に零にならないケースをも包含している。

次に、図 2.11 の波形から、被試験機の端子間（UV間）から見た各角周波数 ω におけるインピーダンス $Z(\omega)$ を求める算出式を導出することを試みる。

直流試験法における波形表現に利用するシグナム関数 $\text{sng}(t)$ は、次式で定義され、

$$\text{sng}(t) = \begin{cases} 1 & (t > 0) \\ -1 & (t < 0) \end{cases} \quad (2.43)$$

そのフーリエ変換 $\text{Sng}(\omega)$ は次式となる^[19]。

$$\text{Sng}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \text{sng}(t) \varepsilon^{-j\omega t} dt = \frac{2}{j\omega} \quad (2.44)$$

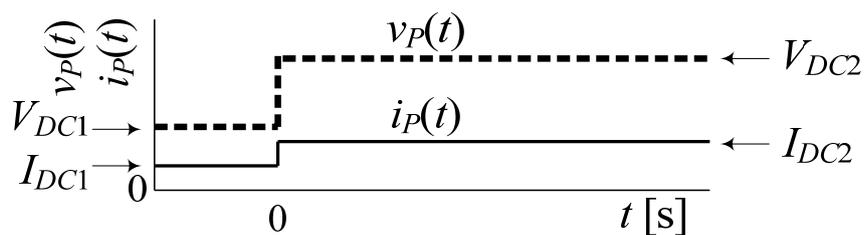
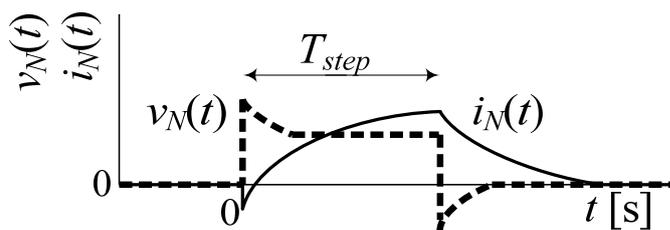

 (a) $v_p(t)$ および $i_p(t)$

 (b) $v_N(t)$ および $i_N(t)$

 図 2.12 $v(t)$ および $i(t)$ を各々 $v_p(t) + v_N(t)$ および $i_p(t) + i_N(t)$ に分解した波形

(2.44)式を利用すると， $\text{Sng}(\omega)$ のフーリエ逆変換は次式で求められる。

$$\text{sng}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\pi} \text{Sng}(\omega) \varepsilon^{j\omega t} d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{2}{j\omega} \varepsilon^{j\omega t} d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{j\pi\omega} \varepsilon^{j\omega t} d\omega \quad (2.45)$$

算出式の導出のための工夫として，図 2.11 の電圧 $v(t)$ および電流 $i(t)$ の波形を，図 2.12 に示すようなステップ波形 $v_p(t)$ ， $i_p(t)$ と過渡波形 $v_N(t)$ ， $i_N(t)$ に各々分解して表現する。分解した電圧波形をフーリエ変換し，さらにフーリエ逆変換すれば次式で表される。

$$\begin{aligned} v(t) &= v_p(t) + v_N(t) \\ &= -\int_{-\infty}^{\infty} j \frac{V_{DC2} - V_{DC1}}{2\pi\omega} \varepsilon^{j\omega t} d\omega + \frac{V_{DC2} + V_{DC1}}{2} + \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\infty} v_N(t) \varepsilon^{-j\omega t} dt \right) \varepsilon^{j\omega t} d\omega \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\infty} v_N(t) \varepsilon^{-j\omega t} dt - j \frac{V_{DC2} - V_{DC1}}{\omega} \right) \varepsilon^{j\omega t} d\omega + \frac{V_{DC2} + V_{DC1}}{2} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\infty} (v(t) - V_{DC2}) \varepsilon^{-j\omega t} dt - j \frac{V_{DC2} - V_{DC1}}{\omega} \right) \varepsilon^{j\omega t} d\omega + \frac{V_{DC2} + V_{DC1}}{2} \end{aligned} \quad (2.46)$$

同様に電流波形は次式で表される。

$$\begin{aligned}
 i(t) &= i_p(t) + i_N(t) \\
 &= -\int_{-\infty}^{\infty} j \frac{I_{DC2} - I_{DC1}}{2\pi\omega} \varepsilon^{j\omega t} d\omega + \frac{I_{DC2} + I_{DC1}}{2} + \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\infty} i_N(t) \varepsilon^{-j\omega t} dt \right) \varepsilon^{j\omega t} d\omega \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\infty} i_N(t) \varepsilon^{-j\omega t} dt - j \frac{I_{DC2} - I_{DC1}}{\omega} \right) \varepsilon^{j\omega t} d\omega + \frac{I_{DC2} + I_{DC1}}{2} \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\infty} (i(t) - I_{DC2}) \varepsilon^{-j\omega t} dt - j \frac{I_{DC2} - I_{DC1}}{\omega} \right) \varepsilon^{j\omega t} d\omega + \frac{I_{DC2} + I_{DC1}}{2}
 \end{aligned} \tag{2.47}$$

(2.46)式および(2.47)式は、図 2.11 における電圧 $v(t)$ および電流 $i(t)$ が、第一項の ω の被積分項である交流成分（周波数成分）と、第二項の直流成分の和として表現できることを表している。ここで、電圧の交流成分である、

$$v_{ac} = \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\infty} (v(t) - V_{DC2}) \varepsilon^{-j\omega t} dt - j \frac{V_{DC2} - V_{DC1}}{\omega} \right) \varepsilon^{j\omega t} \tag{2.48}$$

と電流の交流成分である、

$$i_{ac} = \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\infty} (i(t) - I_{DC2}) \varepsilon^{-j\omega t} dt - j \frac{I_{DC2} - I_{DC1}}{\omega} \right) \varepsilon^{j\omega t} \tag{2.49}$$

を比較すると、巻線端子間 (UV 間) に交流電圧 v_{ac} を加えたときの交流電流 i_{ac} と考えられることから、被試験機の巻線端子間 (UV 間) の端子から見た各角周波数 ω におけるインピーダンスは、図 2.10 の試験回路で測定した図 2.11 の電圧 $v(t)$ および電流 $i(t)$ から、次式によって求められる。

$$Z(\omega) = \frac{v_{ac}}{i_{ac}} = \frac{\int_0^{\infty} (v(t) - V_{DC2}) \varepsilon^{-j\omega t} dt - j \frac{V_{DC2} - V_{DC1}}{\omega}}{\int_0^{\infty} (i(t) - I_{DC2}) \varepsilon^{-j\omega t} dt - j \frac{I_{DC2} - I_{DC1}}{\omega}} \tag{2.50}$$

上式は、ステップ応答法において予め直流電流を巻線に流した状態でステップ電圧を印加する直流試験法^{[16],[17]}に対する $Z(\omega)$ の算出式として利用されてきたものと同一の式である。本論文の検討によって、この(2.50)式は、パル

ス応答法の場合を含め、従来の方法でカバーしていなかった多様な電圧印加パターンに対して適用できる算出式であることが理論的に示された。

また、従来のパルス応答法の $Z(\omega)$ の算出式においては、 $\omega = 2n\pi/T_{step}$ (n : 自然数, T_{step} : 図 2.11 におけるパルスの時間幅) における分母と分子の計算値が理論的に零になるため、この角周波数のポイントにおける $Z(\omega)$ の算出が行えないことに注意する必要がある^[16]。(2.50)式においても、この角周波数のポイントにおいては分母と分子が零となることから、従来と同様の注意が必要であると考えられる。

2.4.2 同期発電機の演算子インピーダンス算出法

図 2.13 は、演算子インピーダンスを算出するための直流試験回路である。スイッチ SW を①→②に切り換えることで、直流減衰法となる。直流減衰法では、図 2.11 において $V_{DC2}=0$, $I_{DC2}=0$ であり、SW を②にした時刻を $t=0$ とすれば $v(t)=0$ となる。したがって、これらの条件を(2.50)式に代入することで得られる(2.51)式に、直流電圧 V_{DC} , 試験電流 I_{DC} および減衰電流 $i(t)$ を代入することで、端子 U-V 間から見た各滑り角周波数におけるインピーダンス $Z(\omega)$ を求めることができる。また、求めた $Z(\omega)$ を(2.52)式に代入することで、各滑り s ($s = \omega/\omega_0$, ω_0 : 電源角周波数) における 1 相あたりの演算子インピーダンス $X(js)$ を求めることができる。

$$Z(\omega) = \frac{1}{\frac{\omega}{jV_{DC}} \int_0^{\infty} i(t) \varepsilon^{-j\omega t} dt + \frac{I_{DC}}{V_{DC}}} \quad (2.51)$$

$$X(js) = \frac{Z(\omega)/2 - r_a}{js} \quad (2.52)$$

ここに、 r_a は 1 相あたりの電機子抵抗である。

(2.52)式において、リアクタンスが正の実数、抵抗が負の虚数である。

回転子を直軸の位置に固定し、界磁巻線を短絡した状態の試験によって界磁巻線短絡時の直軸演算子インピーダンス $X_{ds}(js)$, 界磁巻線を開放した状態

の試験によって界磁巻線開放時の直軸演算子インピーダンス $X_{do}(js)$, 回転子を横軸の位置に固定した状態の試験によって横軸の演算子インピーダンス $X_q(js)$ をそれぞれ求めることができる。

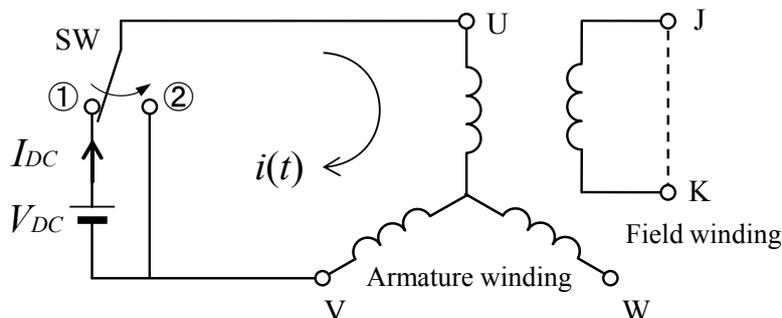


図 2.13 直流試験回路

2.4.3 演算子インピーダンスの半円軌跡

図 2.14 は、文献[14]に記載されている火力用同期発電機 (800MVA-25kV-2P-60Hz) の諸定数から逆算して求めた演算子インピーダンスの実部を横軸，虚部を縦軸に描いた半円軌跡である。表 2.1 に、逆算に使用した大容量機の諸定数の値を示す。

図 2.14 には周波数が 0.001Hz, 1Hz, 10Hz および 60Hz における値を丸印で示している。黒色の点線で示す界磁巻線短絡時の直軸演算子インピーダンス $X_{ds}(js)$ は、等価回路に制動巻線回路と界磁巻線回路があるため、2つの半円軌跡から構成される。半円の右端の軌跡を横軸に外挿したときの値が x_d , 2つの半円の交点を横軸に外挿したときの値が x'_d , 半円の左端を横軸に外挿したときの値が x''_d となる。同様にして、赤色の実線で示す界磁巻線開放時の直軸演算子インピーダンス $X_{do}(js)$ の左端の値が x''_d , 青色の実線で示す横軸演算子インピーダンス $X_q(js)$ の右端の値が x_q , 左端の値が x'_q となる。

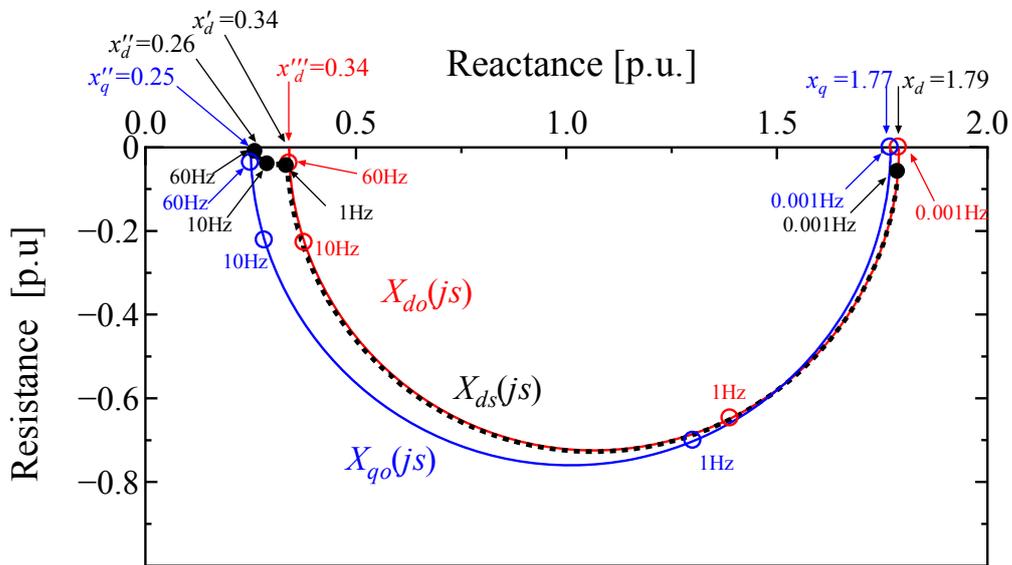


図 2.14 代表機の演算子インピーダンスの半円軌跡

表 2.1 大容量機の諸定数

	諸定数值
x_d	1.79 p.u.
x'_d	0.34 p.u.
x''_d	0.26 p.u.
x_q	1.77 p.u.
x''_q	0.25 p.u.
T'_{do}	6.4 s
T'_d	1.2 s
T''_d	0.015 s
T''_q	0.015 s

表 2.2 表 2.1 から算出した大容量機の等価回路定数値

	等価回路定数値
x_l	0.17
x_{ad}	1.62
x_{23}	0
r_{kd}	0.049
x_{kd}	0.19
x_{aq}	1.6
r_{kq}	0.042
x_{kq}	0.084 s
r_f	0.00075
x_f	0.19

2.4.4 演算子インピーダンスの周波数特性

図 2.15 は、図 2.14 と同じデータを用いて、演算子インピーダンスの大きさ $|X_{ds}(js)|$ を縦軸、滑り周波数 $f (= \omega/(2\pi))$ 、 ω : 滑り角周波数) を横軸に描いた周波数特性である。同図において、上側の横軸目盛である時定数 τ は $1/(2\pi f)$ である。

図 2.15 の各周波数特性において、滑り周波数を $f=0$ としたときの縦軸の値が x_d 、 x_q となり、 $f=\infty$ としたときの縦軸の値が x_d'' 、 x_d''' 、 x_q'' となる。 $X_{ds}(js)$ の周波数特性には平坦部が現われ、この平坦部の縦軸の値が x_d' となる。また、滑り周波数に対応する時定数を上側の横軸目盛に示しているように、周波数特性には時間の情報が含まれるため、周波数特性から同期機の時定数が算出できる。この方法については第3章で詳述する。

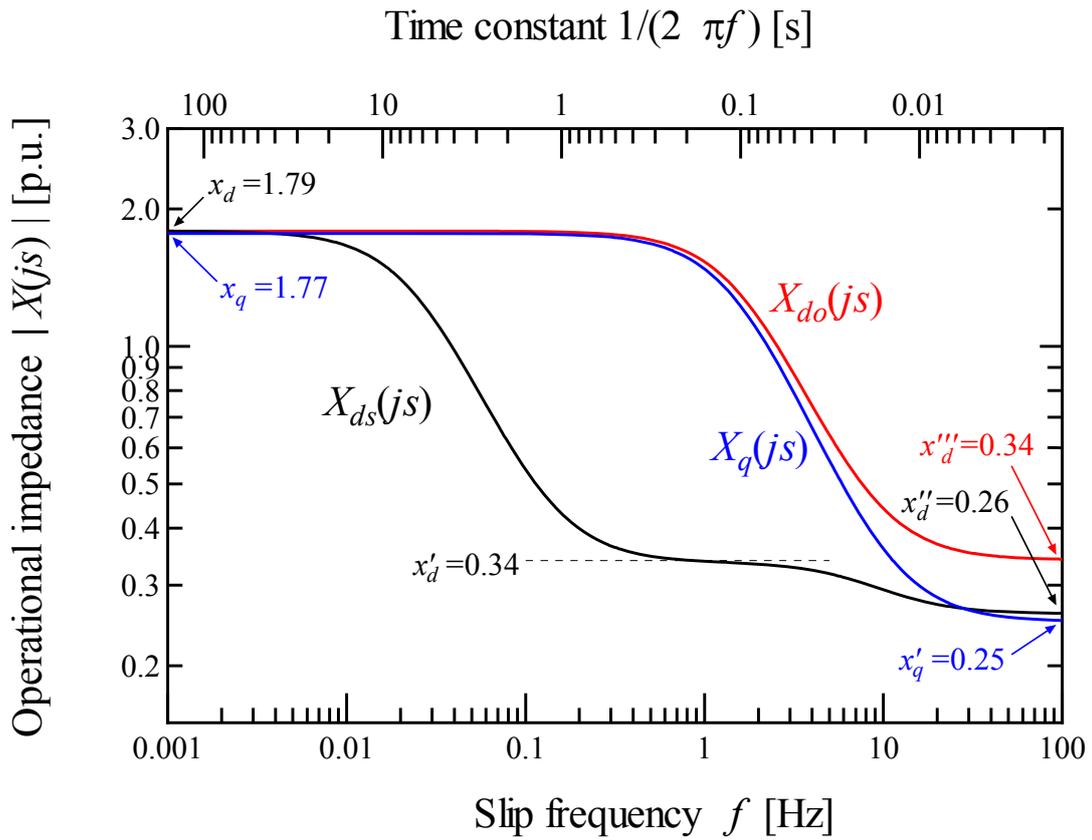


図 2.15 代表機の演算子インピーダンスの周波数特性

2.5 まとめ

本研究を進めるうえで基礎となる同期発電機の演算子インピーダンスの算出法について述べた。まとめると次のとおりである。

- (1) 相互漏れリアクタンスを考慮した電圧および磁束鎖交方程式を示し、それらから二反作用理論にもとづいて同期発電機の直軸および横軸の等価回路を導出する過程を示した。
- (2) 同期機諸定数と相互漏れリアクタンスを考慮した等価回路定数との関係式を整理して示した。
- (3) 小容量の直流電源を用いた回転機の静止試験である直流試験において、スイッチングによる多様な電圧印加パターンで直流試験を実施する際に共通に利用できる演算子インピーダンス算出式を理論面から導出した。この中で、電圧 $v(t)$ と電流 $i(t)$ のオフセット（磁気飽和の影響を加味するために意図的に設けるものとスイッチの内部抵抗などによって意図せずに含まれてしまうものの双方に対して）が、インピーダンスの算出に影響を及ぼさないことが明らかにした。

第2章の参考文献

- [1] IEC Pub. 34-4, “Method of Determining Synchronous Machine Quantities from Tests,” A39~A40 (1985)
- [2] 片岡：「交流機の解析理論」，電気学会全国大会講演論文集，S. 10-1（平成2年）
- [3] C. Concordia, “Synchronous Machines,” John Wiley & Sons (1951)
- [4] 猪狩 武尚：「電気機械理論」，p.147-243，コロナ社（昭和52年）
- [5] 小田 荘一：「同期機の二反作用理論と単位法」，財団法人職業訓練教材研究会，p. 1-37（昭和56年）
- [6] I. M. Canay, “Causes of Discrepancies on Calculation of Rotor Quantities and Exact Equivalent Diagrams of the Synchronous Machine,” IEEE Trans, VOL. PASS-88, No. 7 (1969)
- [7] Y. Takeda, B. Adkins, ”Determination of synchronous-machine parameters allowing for unequal mutual inductances,” Proc. IEE, vol. 121. No12, (1974)
- [8] I. M. Canay, ”Determination of model parameters of synchronous machines,” Proc. IEE, Vol. 130, Pt. B, No. 2, pp. 86-94 (1983-3)
- [9] 田村 淳二, 高橋 理音, 高澤 毅, 多田 泰之, 栗田 篤：「同期機における Canay インダクタンスの特性と過渡安定度に対する影響について」，電気学会論文誌 D, Vol. 124, No. 7, pp. 706-715 (2004-7)
- [10] 狩野 隆志, 中山 大樹, 荒 隆裕, 松村 年郎：「相互漏れリアクタンスを考慮した制動巻線付き同期機の等価回路定数算出法」，電気学会論文誌 D, Vol. 127, No. 7, pp. 761-766 (2007-7)
- [11] IEC Pub. 34-10, ”Conventions for Description of Synchronous Machines,” (1975)
- [12] R. H. Park, ”Two-Reaction Theory of Synchronous Machines (Generalized Method of Analysis –Part 1),” AIEE, pp. 716-730 (1929)
- [13] 荒 隆裕：同期電動機の等価回路定数算出法および始動特性推定法に関する研究，学位論文，明治大学（平成3年）

- [14] 同期機諸定数調査専門委員会：「同期機諸定数の適用技術」，電気学会技術報告第798号(2000)
- [15] 田中 晃，山本 修，荒 隆裕，堺 和人，小室 修二：「演算子インピーダンスの周波数特性を利用した同期機諸定数の簡易算出法」，電気学会論文誌 D, Vol. 125, No. 10, pp. 1040-1046 (2015-10)
- [16] 山本 修，後藤 隆司，荒 隆裕：直流電源による回転機の実験的オペレーショナルインピーダンス算定法」，電気学会論文誌 D, Vol. 123, No. 6, pp. 724-731 (2003-6)
- [17] 山本 修，平原 英明，田中 晃，荒 隆裕：磁気飽和の影響を考慮した直流試験による同期機の同期リアクタンスおよび無負荷飽和曲線の算出法，電気学会論文誌 D, Vol. 133, No. 2, pp. 214-221 (2013-2)
- [18] 田中 晃，山本 修，荒 隆裕：回転機の各種直流試験におけるフーリエ変換処理に関する検討，電気学会モータドライブ/回転機合同研究会，MD-13-034/ RM-13-043, pp. 43-48 (2013-7)
- [19] H. Phsu (佐藤平八訳)：「フーリエ解析」，森北出版, p. 123 (1980)

第3章

演算子インピーダンスの周波数特性を利用した 拡張周波数応答法による同期機諸定数の簡易算出法

3.1 まえがき

同期機の解析に用いられる諸定数（各種リアクタンスおよび各種時定数）は、規格^{[1],[2]}に記載された試験法によって決定される。しかしながら、大容量同期機の回転試験の実施は、被試験機の容量に応じた試験設備が必要となることなどから、回転試験に依らない等価試験によって諸定数を算出する方法が求められている^{[3],[4]}。

回転機の静止試験法として、直流試験法^{[5]~[8]}あるいは交流印加法^[9]により演算子インピーダンス^[10]を求め、これより等価回路定数や諸定数を同定する方法がある。また、滑り周波数を横軸、演算子インピーダンスの大きさを縦軸に描いた周波数特性から諸定数を求める方法がある^[10]。この方法は、周波数特性に対して漸近線を引き、グラフの読み値から直接諸定数の値を求めるもので、簡便である一方で、漸近線の引き方によって諸定数が一義的に決定できないなどの課題がある。

そこで、第3章では、直流試験法により求められる演算子インピーダンスの周波数特性を描き、作図によって簡便に諸定数を算出する方法（以下、拡張周波数応答法と呼ぶ）について述べる^{[12][13]}。まず、周波数特性から横軸および直軸の同期リアクタンス (x_q, x_d) 、初期過渡リアクタンス (x_q'', x_d'') および直軸の過渡リアクタンス x_d' を求める方法を示す。次に、演算子インピーダンスの虚部の周波数特性から横軸および直軸の開路時定数 $(T_{qo}'', T_{do}', T_{do}'')$ を従来に比べて高い精度で求める方法を提案する。さらに、求めた開路時定数から作図によって短絡時定数 (T_q'', T_d', T_d'') を求める方法について述べる。

本手法の妥当性は、制動巻線の有無のみが異なる2台の積層磁極突極形同期機（10kVA）に対する実施例にもとづいて検証している。

3.2 横軸諸定数の簡易算出法

本節では、文献[14]に記載されている大容量火力同期発電機（800 MVA, 25 kV, 2 極, 60 Hz）の諸定数から逆算して求めた演算子インピーダンスの周波数特性を利用して、提案する諸定数の算出法を述べる。表 3.1 に、逆算に使用した大容量機の諸定数の値を示す。

表 3.1 代表機（800MVA）の諸定数

	Values used to calculate frequency characteristics
x_d	1.79 p.u.
x'_d	0.34 p.u.
x''_d	0.26 p.u.
x_q	1.77 p.u.
x''_q	0.25 p.u.
T'_{do}	6.4 s
T'_d	1.2 s
T''_d	0.015 s
T''_q	0.015 s

($x_l = 0.17$ p.u.)

3.2.1 同期リアクタンスおよび初期過渡リアクタンスの算出法

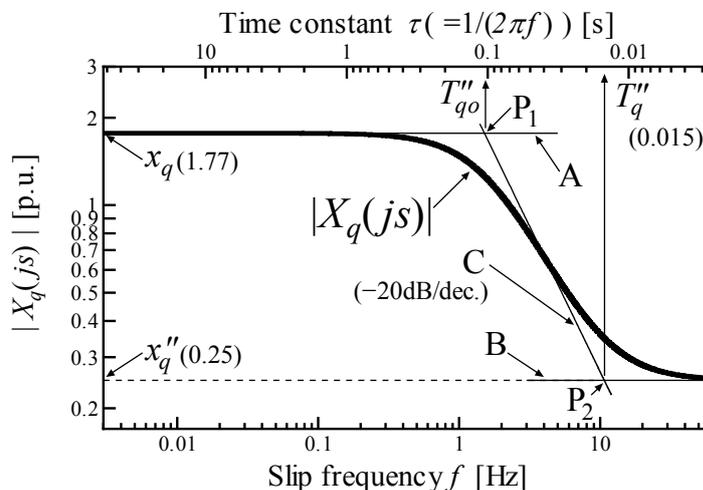
横軸の演算子インピーダンス $X_q(js)$ は、横軸開路初期過渡時定数 T''_{qo} 、横軸短絡初期過渡時定数 T''_q を用いると下式で表現される^[15]。

$$X_q(js) = x_q \frac{1 + js\omega_0 T''_q}{1 + js\omega_0 T''_{qo}} \quad (3.1)$$

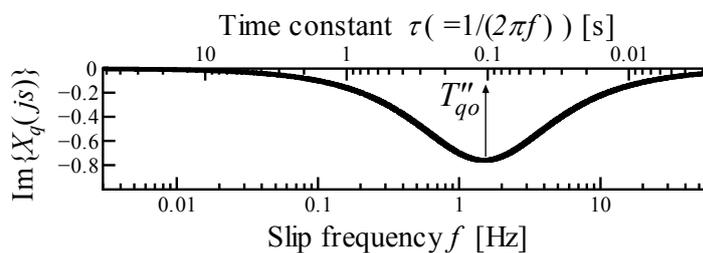
図 3.1(a)は、横軸の演算子インピーダンスの大きさ $|X_q(js)|$ を縦軸、滑り周波数 f ($= \omega/(2\pi)$) を横軸に描いた周波数特性である。また、図 3.1(b)は、縦軸に演算子インピーダンスの虚部 $\text{Im}[X_q(js)]$ を描いた周波数特性である。図 3.1(a)および図 3.1(b)において、上側の横軸目盛である時定数 τ は $1/(2\pi f)$ である。

図 3.1(a)に示す周波数特性から横軸の同期リアクタンス x_q および初期過渡リアクタンス x_q'' を算出する方法を述べる。 x_q は(3.1)式において $s=0$ としたとき、つまり、図 3.1(a)において $f=0$ としたときの $|X_q(js)|$ の値である。したがって、図 3.1(a)に対して横軸と平行に漸近線 A を描き、この漸近線 A と縦軸との交点から x_q の値を得る。

x_q'' は(3.1)式において $s=\infty$ としたとき、つまり、図 3.1(a)において、 $f=\infty$ とした場合の $|X_q(js)|$ の値である。したがって、図 3.1(a)に対して x_q の場合と同様に漸近線 B を描き、この漸近線 B と縦軸との交点から x_q'' の値を得る。



(a) $|X_q(js)|$



(b) $\text{Im}\{X_q(js)\}$

図 3.1 代表機の横軸演算子インピーダンスの周波数特性

3.2.2 開路初期過渡時定数および短絡初期過渡時定数の算出法

図 3.1(b)に示す周波数特性から T_{qo}'' を算出する方法を述べる。(3.1)式は、分母を有理化することで次のように書き換えることができる。

$$X_q(js) = x_q \frac{1 + (s\omega_0)^2 T_{qo}'' T_q'' - js\omega_0 (T_{qo}'' - T_q'')}{1 + (s\omega_0 T_{qo}'')^2} \quad (3.2)$$

(3.2)式の虚部 $\text{Im}\{X_q(js)\}$ は、 $s \rightarrow 0$ において $\text{Im}\{X_q(js)\} \rightarrow 0$ 、 $s \rightarrow \infty$ において $\text{Im}\{X_q(js)\} \rightarrow 0$ となり、その間に極小値が存在する。そこで、(3.2)式の虚部を s で微分した式を 0 とおき、虚部が極小となるときの s_{\min} を求めれば、下式を得る。

$$s_{\min} = 1/(\omega_0 T_{qo}'') \quad (3.3)$$

ここで、(3.3)式より T_{qo}'' は次式で表すことができる。

$$T_{qo}'' = 1/(s_{\min} \omega_0) \quad (3.4)$$

したがって、 $\text{Im}\{X_q(js)\}$ の値が極小となる滑り s_{\min} に対応する時定数が T_{qo}'' となることが分かる。

以上のことから、図 3.1(b)に示す T_{qo}'' は、各滑り周波数に対して虚部 $\text{Im}\{X_q(js)\}$ を描き、虚部の値が極小になるときの時定数（横軸の値）をグラフから読み取ることによって求められる。

さらに、図 3.1(a)に示す周波数特性から T_q'' を算出する方法を述べる。図 3.1(a)に示す漸近線 C は、漸近線 A 上に(3.4)式の T_{qo}'' に対応する点 P_1 をとり、この点を起点とした -20dB/dec. の傾きをもつ直線である。(3.1)式を利用し、この漸近線 C と漸近線 B との交点 P_2 おける滑り s_2 を求めると、下式を得る。

$$s_2 = 1/(\omega_0 T_q'') \quad (3.5)$$

(3.5)式は、(3.3)式と同様に交点の横軸目盛が時定数 T_q'' に対応することを表している。したがって、 x_q の算出に使用した漸近線 A と T_{qo}'' との交点 P_1 を起点とする -20dB/dec. の漸近線 C を描き、漸近線 C と漸近線 B との交点 P_2 の横軸の目盛を読むことで T_q'' を得る。

なお、(3.1)式に $s = \infty$ を代入することで(3.6)式が成立する。よって、作図に

よらない別法として、求めた x_q, T_{qo}'', x_q'' を(3.6)式に代入し、計算によって T_q'' を求めることも可能である。

$$x_q'' = x_q \frac{T_q''}{T_{qo}''} \quad (3.6)$$

3.3 直軸諸定数の簡易算出法

界磁巻線短絡時における直軸演算子インピーダンス $X_{ds}(js)$ は、直軸開路過渡時定数 T_{do}' 、直軸短絡過渡時定数 T_d' 、直軸開路初期過渡時定数 T_{do}'' 、直軸短絡初期過渡時定数 T_d'' 、直軸開路制動巻線時定数 T_{ho} および直軸短絡制動巻線時定数 T_{ha} を用いると下式で表現される^[15]。

$$X_{ds}(js) = x_d \frac{1 + js\omega_0(T_d' + T_{ha}) + (js\omega_0)^2(T_d'T_d'')}{1 + js\omega_0(T_{do}' + T_{ho}) + (js\omega_0)^2(T_{do}'T_{do}'')} \quad (3.7)$$

3.3.1 同期リアクタンス、過渡リアクタンスおよび初期過渡リアクタンスの算出法

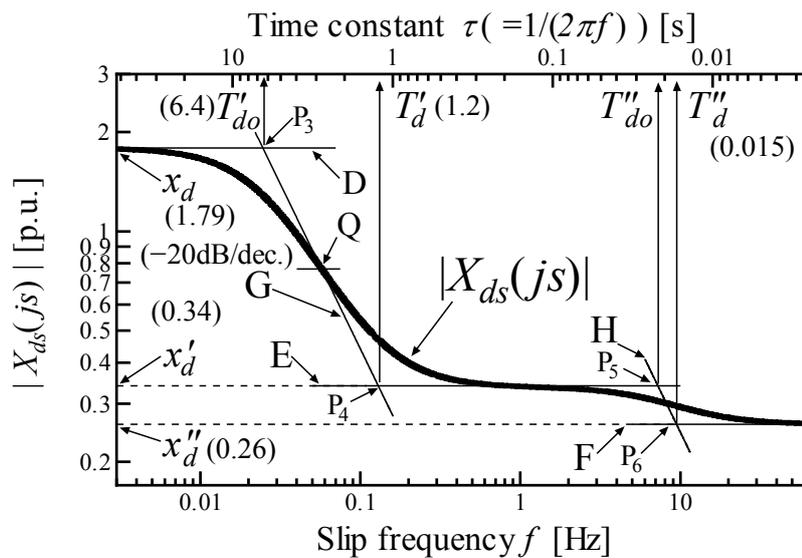
図 3.2(a)に示す $|X_{ds}(js)|$ の周波数特性からリアクタンスを算出する方法を述べる。直軸の同期リアクタンス x_d および初期過渡リアクタンス x_d'' は、それぞれ(3.7)式において $s=0$ および $s=\infty$ としたとき、つまり、それぞれ図 3.2(a)において $f=0$ および $f=\infty$ とした場合の $|X_{ds}(js)|$ の値である。したがって、3.2節と同様に図 3.2(a)に対し、横軸と平行に漸近線 D および漸近線 F を描くことで、 x_d および x_d'' の値を得る。

直軸の過渡リアクタンス x_d' の算出法を述べる。直軸において制動巻線が存在しないと考えたときの演算子インピーダンス $X_{df}(js)$ は、(3.7)式において制動巻線についての時定数 ($T_{ha}, T_{ho}, T_d'', T_{do}''$) を零とおき、次式で表現できる。

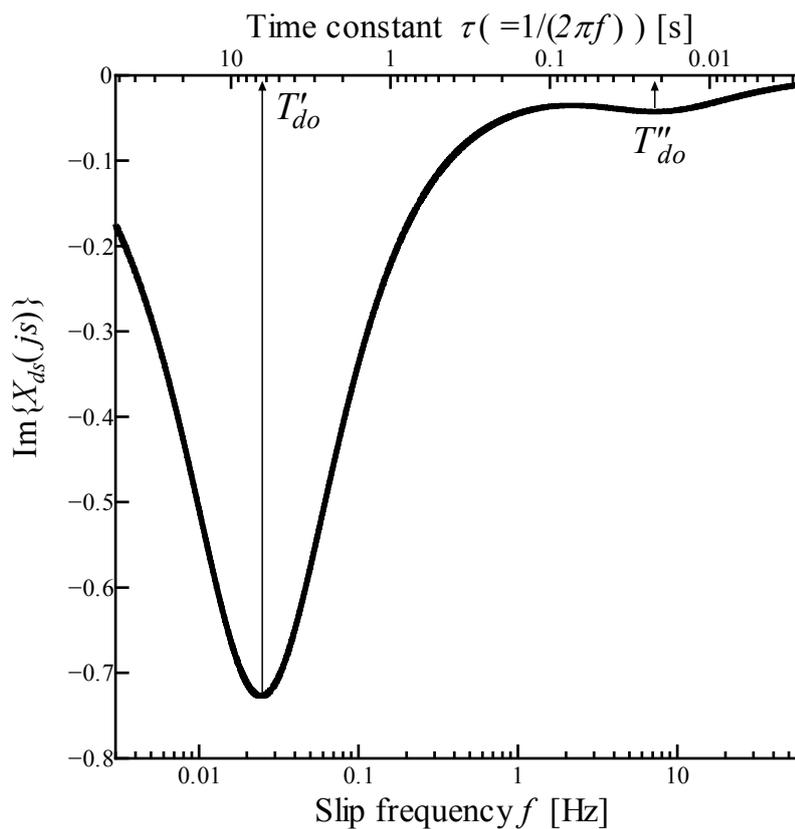
$$X_{df}(js) = x_d \frac{1 + js\omega_0 T_d'}{1 + js\omega_0 T_{do}'} \quad (3.8)$$

x_d' は、(3.8)式において $s=\infty$ としたときの値であり、次式となる。

$$x_d' = x_d \frac{T_d'}{T_{do}'} \quad (3.9)$$



(a) $|X_{ds}(js)|$



(b) $\text{Im}\{X_{ds}(js)\}$

図 3.2 代表機の直軸演算子インピーダンスの周波数特性(界磁巻線短絡時)

通常の同期機においては、直軸の制動巻線抵抗 r_{kd} と界磁巻線抵抗 r_f の間には $r_{kd} \gg r_f$ 関係があるため、 $T'_d \gg T''_d, T_{ha}$ かつ $T'_{do} \gg T''_{do}, T_{ho}$ が成立する。そこで、(3.7)式の分母子のそれぞれ第二項の時定数は、 $T'_d + T_{ha} \approx T'_d$ 、 $T'_{do} + T_{ho} \approx T'_{do}$ と近似でき、(3.7)式は、次のように書き換えることができる^[15]。

$$X_{ds}(js) = x_d \frac{1 + js\omega_0 T'_d + (js\omega_0)^2 T'_d T''_d}{1 + js\omega_0 T'_{do} + (js\omega_0)^2 T'_{do} T''_{do}} \quad (3.10)$$

(3.10)式において、分母子のそれぞれ第2項が支配的となる滑り s の領域では、 $|X_{ds}(js)|$ の値は、 s に依存せずに時定数の比 T'_d/T'_{do} によって決まり、ほぼ一定の値となる。このため、図 3.2(a)に示す周波数特性に平坦部が現れ、このときの値は(3.9)式と等しくなる。したがって、図 3.2(a)の平坦部に対し、横軸と平行に漸近線 E を描くことで、 x'_d の値を得る。

3.3.2 開路過渡・初期過渡時定数および短絡過渡・初期過渡時定数の算出法

先ず、図 3.2(b)に示す周波数特性から T'_{do} を算出する方法を述べる。過渡時定数 (T'_{do}, T'_d) が存在する滑り s の領域において、(3.10)式の周波数特性は(3.8)式で近似できる。この(3.8)式は、(3.1)式と同じ形であるため、3.2節と同様の方法により、図 3.2(b)の周波数特性において虚部の値が極小となる時の時定数をグラフから読み取ることによって T'_{do} が求められる。

次に初期過渡時定数 (T''_{do}, T''_d) が存在する滑り s の領域における演算子インピーダンスの変化について述べる。(3.10)式の分数の分母子をそれぞれ $js\omega_0 T'_{do} T'_d$ で除せば、分母子の第1項が無視できるので、この滑りの領域における演算子インピーダンス $X''_{ds}(js)$ は、次式で表現できる。

$$\begin{aligned} X''_{ds}(js) &= x_d \frac{1/T'_{do} + js\omega_0 T''_d/T'_{do}}{1/T'_d + js\omega_0 T''_{do}/T'_d} = x_d \frac{T'_d}{T'_{do}} \times \frac{1 + js\omega_0 T''_d}{1 + js\omega_0 T''_{do}} \\ &= x'_d \frac{1 + js\omega_0 T''_d}{1 + js\omega_0 T''_{do}} \end{aligned} \quad (3.11)$$

(3.11)式は、前述した(3.1)式および(3.8)式と同じ形であり、図 3.2(b)の周波数特性において虚部の値が極小となる時の時定数を読むことによって T''_{do}

が求められる。

以上のことから、前節と同様の方法により、図 3.2(b)に示す T'_{do} および T''_{do} は、 $X_{ds}(js)$ の虚部の値が極小になるときの滑り周波数から求められる。また、図 3.2(a)に示す T'_d は、漸近線 D と T'_{do} との交点 P3 を起点とする -20dB/dec. の漸近線 G を描き、漸近線 G と漸近線 E との交点 P4 の横軸の値を読むことで求められる。さらに、図 3.2(a)に示す T''_d は、漸近線 E と T''_{do} との交点 P5 を起点とする -20dB/dec. の漸近線 H を描き、漸近線 H と漸近線 F との交点 P6 の横軸の値を読むことで求められる。

なお、(3.11)式から得られる次式を利用し、計算によって T'_d や T''_d を求めることも可能である。

$$x''_d = x'_d \frac{T''_d}{T''_{do}} = x_d \frac{T'_d T''_d}{T'_{do} T''_{do}} \quad (3.12)$$

3.2 節および 3.3 節で述べた方法により求めた諸定数の値を図 3.1(a)および図 3.2(a)に記載している。これらは表 3.1 に示す諸定数と同じ値として得られていることが確認される。

3.4 周波数特性に平坦部が現われない同期機に対する諸定数の算出法

3.3 節では、通常の同期機において初期過渡時定数 (T''_{do}, T''_d) の値に比べて過渡時定数 (T'_{do}, T'_d) の値が十分に大きい特性を利用し、作図によって諸定数を求める方法を述べた。しかし、これらの時定数の差が小さい同期機では、図 3.2(a)に示すような過渡リアクタンス x'_d を求めるための平坦部が現れない場合がある。そこで本章では、このような対象機に対して x'_d を作図によって求める方法を述べる。

まず、図 3.2(a)に示す $|X_{ds}(js)|$ の周波数特性と漸近線 G との交点 Q における滑りについて述べる。過渡時定数が存在する領域においては、 $X_{ds}(js) \approx X_{df}(js)$ と近似できることから、 $|X_{ds}(js)|$ のゲイン g_1 は、(3.8)式より

次式で表される。

$$g_1 = 20 \log \left(x_d \sqrt{\frac{1 + (s\omega_0 T'_d)^2}{1 + (s\omega_0 T'_{do})^2}} \right) \quad (3.13)$$

一方、漸近線 G のゲイン g_2 は、(3.8)式の分子を 1 とおき、 $js\omega_0 T'_{do} \gg 1$ の条件で得られるので次式となる。

$$g_2 = 20 \log \left(\frac{x_d}{s\omega_0 T'_{do}} \right) \quad (3.14)$$

したがって、交点 Q における滑り s_Q は下式となる。

$$s_Q = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{T'_d T'_{do}}} \quad (3.15)$$

さらに、この滑り s_Q における $|X_{ds}(js)|$ の値は、(3.15)式を(3.8)式に代入することにより、

$$|X_{ds}(js)|_{s=s_Q} = x_d \left(\frac{T'_d}{T'_{do}} \right)^{1/2} \quad (3.16)$$

となる。また、 $s=0$ と $s=\infty$ をそれぞれ(3.10)式および(3.8)式に代入すると、(3.17)式および(3.18)式を得る。

$$|X_{ds}(js)|_{s=0} = x_d = x_d \left(\frac{T'_d}{T'_{do}} \right)^0 \quad (3.17)$$

$$|X_{df}(js)|_{s=\infty} = x'_d = x_d \left(\frac{T'_d}{T'_{do}} \right)^1 \quad (3.18)$$

したがって、(3.16)式～(3.18)式を対数表現すると、 $|X_{ds}(js)|$ と漸近線 G との交点 Q の値 ((3.16)式) は、(3.17)式と(3.18)式の中点に位置することが分かる。

以上のことから、 x'_d は、 $X_{ds}(js) \approx X_{df}(js)$ と近似したときの交点 Q を利用して次のように算出できる。先ず図 3.2(a)において、既に求めている x_d を基準に、横軸と平行な漸近線 D を描く。次に、漸近線 D と T'_{do} との交点 P_3 を起点として -20dB/dec. の傾きで漸近線 G を描き、この漸近線 G と $|X_{ds}(js)|$ が交わる点として点 Q を求める。さらに、漸近線 G 上で交点 Q を中心として、

線分 $\overline{P_3Q}$ と線分 $\overline{QP_4}$ が同じ長さになる点 P_4 を作図によって求める。横軸と平行に交点 P_4 を通る漸近線 E を描き、この漸近線と縦軸との交点から x'_d の値が求められる。

3.5 実施例

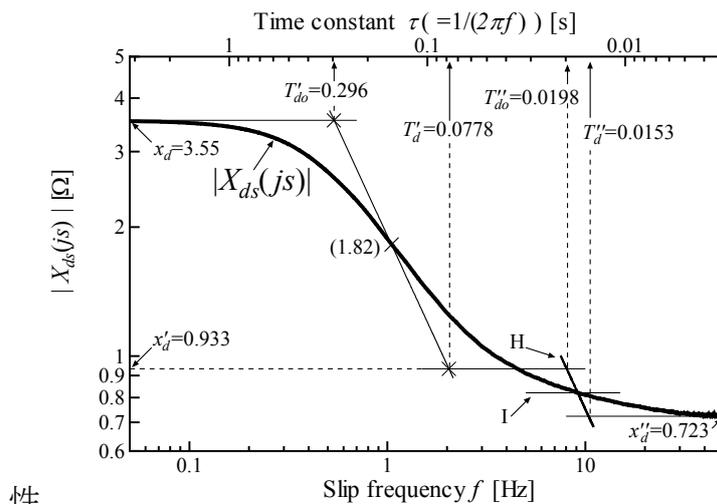
本節では、供試機に対して第2章で述べた直流試験法を適用し、得られた演算子インピーダンスの周波数特性に対して、3.2節～3.4節で述べた方法を適用して諸定数を算出する。また、商用試験によって求めた諸定数と比較することで、本手法の妥当性を検証する。

3.5.1 拡張周波数応答法による同期機諸定数の算出結果

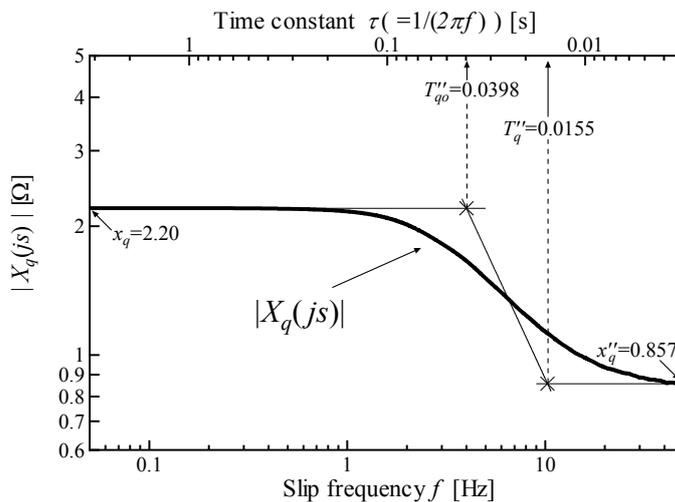
供試機として、制動巻線付き積層磁極突極形同期機 (10kVA-200V-31.9A-4P-50Hz) を使用した。この供試機に以下の手順で直流試験を実施した。図 2.13 に示す直流試験回路を構成し、電機子巻線に試験電流 $I_{DC}=10A$ を流した状態でスイッチ SW を②側に切り換え、電機子巻線端子間を短絡する。短絡前後の端子間電圧および減衰電流 $i(t)$ を測定する。電流の測定にはシャント抵抗 (LEM 社製, 100mV/10A, バンド幅 20MHz) を用い、16ビット分解能のデジタルオシロスコープで記録した。なお、サンプリングレートは 100kHz, 測定時間は 5s とした。

測定した I_{DC} , V_{DC} および $i(t)$ を(2.51)式に代入することでインピーダンス $Z(\omega)$ を求め、(2.52)式により演算子インピーダンス $X(js)$ を算出した。回転子を直軸の位置に固定した状態の試験によって得られた直軸の界磁巻線短絡時の演算子インピーダンス $X_{ds}(js)$ を図 3.3(a), 回転子を横軸の位置に固定した状態の試験によって得られた横軸の演算子インピーダンス $X_q(js)$ を図 3.3(b), $X_{ds}(js)$ および $X_q(js)$ の虚部の周波数特性をそれぞれ図 3.3(c) に示す。

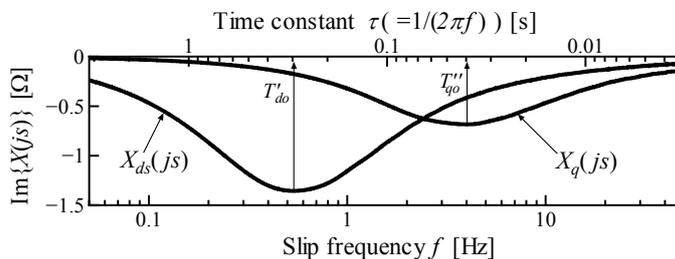
図 3.3 の各周波数特性に対して提案する作図法を適用し、これより求めた諸定数 (3.2節および3.3節の方法による $x_d, x_d'', x_q, x_q'', T'_{do}, T''_{do}, T''_q$, 3.4節の方法による x'_d, T'_d) の値を図中に記載している。



(a) $|X_{ds}(j\omega)|$



(b) $|X_q(j\omega)|$



(c) $\text{Im}\{X(j\omega)\}$

図 3.3 直流試験による周波数特性と諸定数の算出結果

図 3.3(a)が示すように本供試機では、図 3.2(a)に示すような x'_d を求めるための平坦部が現れていない。このため、3.4 節の方法によって求めた x'_d の妥当性を、供試機と同一仕様で制動巻線の無い同期機を用いて検証した。制動巻線の無い同期機の等価回路は、図 2.5(a)において制動巻線を開放したものとなるので、制動巻線の無い同期機における界磁巻線短絡時の演算子インピーダンス $X_{df}(js)$ において $s = \infty$ としたときの値が x'_d となる。図 3.4 がその結果である。図 3.4 から得た値 $x'_d = 0.898 \Omega$ に対し、図 3.3(a)から得た値は $x'_d = 0.933 \Omega$ であり、提案する過渡リアクタンスの算出法の妥当性が確認される。また、図 3.3(c)が示すように $X_{ds}(js)$ の周波数特性には、 T''_{do} の算出に使用する極小値が現れていない。そこで本検証では、3.4 節で述べたように漸近線と周波数特性との交点が中点になることを利用して初期過渡時定数を算出した。具体的には図 3.3(a)において、先ず、横軸と平行に x'_d と x''_d との中点を通る直線 I を描く。次に、直線 I と $|X_{ds}(js)|$ との交点を通る -20 dB/dec. の傾きの漸近線 H を描き、 x'_d および x''_d の算出に使用した漸近線と漸近線 H との交点を利用して T''_{do} および T''_d を算出した。これらの算出した諸定数 (T''_{do}, T''_d) の値についても、図 3.3 に記載している。

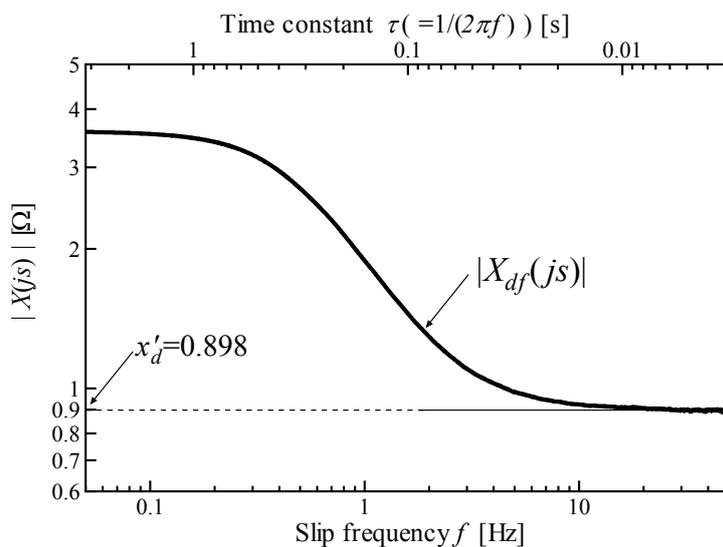


図 3.4 制動巻線の無い供試機の算出結果

3.5.2 商用試験による実測結果との比較検討

前節における算出結果を検証するため、JEC-2130に規定された方法により諸定数を測定した。 x_d は無負荷飽和曲線・短絡特性曲線、 x'_d, x''_d, T'_d, T''_d は三相突発短絡試験、 x_q は滑り法、 x''_q はダルトン・カメロン法によりそれぞれ測定した。また、 T'_{do}, T''_{do} は、測定された他の諸定数を利用し計算^[2]によって求めた。諸定数の算出結果を表3.2に示す。提案法により得られた値（表3.2の左列）は、商用試験による実測結果の値（表3.2の右列）とほぼ等しいことから、提案する諸定数算出法の妥当性が確認される。

表 3.2 諸定数の算出結果の比較

	Proposed method	Standardized test
x_d	3.55 Ω	3.87 Ω
x'_d	0.933 Ω	0.881 Ω
x''_d	0.723 Ω	0.697 Ω
x_q	2.20 Ω	2.38 Ω
x''_q	0.857 Ω	0.875 Ω
T'_{do}	0.296 s	0.282 s ^(*)
T'_d	77.8 ms	64.2 ms
T''_{do}	19.8 ms	15.9 ms ^(*)
T''_d	15.3 ms	12.6 ms
T''_{qo}	39.8 ms	-
T''_q	15.5 ms	-

(*) $T'_{do} = x_d T'_d / x'_d, T''_{do} = x'_d T''_d / x''_d$

3.6 まとめ

本章では、演算子インピーダンスの周波数特性を利用し、作図によって簡便に同期機諸定数を算出する拡張周波数応答法について述べた。まとめると次のとおりである。

- (1) 滑り周波数に対する各演算子インピーダンス ($X_{ds}(js), X_q(js)$) の周波数特性において、演算子インピーダンスの虚部が極小になる点の滑り周波数が、直軸開路過渡時定数 T'_{do} 、直軸開路初期過渡時定数 T''_{do} 、横軸開路初期過渡時定数 T''_{qo} に一致することを明らかにした。
- (2) 時定数 $T'_{do}, T''_{do}, T''_{qo}$ を利用して直軸短絡過渡時定数 T'_d 、直軸短絡初期過渡時定数 T''_d 、横軸短絡初期過渡時定数 T''_q を作図によって求められることを示した。
- (3) 周波数特性に平坦部が現れない同期機に対して、 T'_{do} を利用した漸近線を描くことにより、作図によって過渡リアクタンス x'_d が求められることを示した。
- (4) 上記の(1)~(3)の妥当性は、10kVA の制動巻線付きおよび制動巻線無し
の積層磁極突極形同期機に対する実機検証にもとづいて明らかにした。

第3章の参考文献

- [1] 電気学会電気規格調査会：「電気学会 電気規格調査会標準規格 同期機（JEC-2130-2000）」，電気書院（2001）
- [2] IEC Standard, “Methods for Determining Synchronous Machine Quantities from Test (IEC 60034-4),” (1985)
- [3] 同期電動機始動特性調査専門委員会：「静止試験による等価回路インピーダンスの推定－同期電動機始動特性の推定法－」，電気学会技術報告2部第385号（1991）
- [4] 坪井雄一，津田敏弘，小屋政士：「インバータ駆動大容量高速回転機の現状」，電気学会回転機研究会，RM-14-139, pp. 55-60 (2014-10)
- [5] 荒 隆裕，山本和直，小田荘一，松瀬貢規：「直流試験による同期電動機の始動特性推定法」，電気学会論文誌 D, Vol. 112, No. 1, pp. 73-80 (1992-1)
- [6] 狩野隆志，山本 修，荒 隆裕：「同期機の突発短絡時における界磁電流算出法」，電気学会論文誌 D, Vol. 124, No. 3, pp. 304-311 (2004-3)
- [7] 狩野隆志，中山大樹，荒 隆裕，松村年郎：「相互漏れリアクタンスを考慮した制動巻線付き同期機の等価回路定数算出法」，電気学会論文誌 D, Vol. 127, No. 7, pp. 761-766 (2007-7)
- [8] 狩野隆志，渡邊泰敏，荒 隆裕，松村年郎：「界磁巻線開放時および短絡時の直流試験法による界磁過渡特性を考慮した同期機の等価回路定数算出法」，電気学会論文誌 D, Vol. 129, No. 3, pp. 325-331 (2009-3)
- [9] The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., “IEEE standard procedures for obtaining synchronous machine parameters from standstill frequency testing,” IEEE Std. 115A-1987 (1987)
- [10] C. Concordia, “Synchronous Machines,” John Wiley & Sons (1951)
- [11] 平松大典，上村洋一，上元慎二，納本淳司，今井岳彦，垣内幹雄，長倉 謙，藤田真史，大高 徹：「大容量タービン発電機横軸リアクタンスの運転特性への影響」，電気学会論文誌 B, Vol. 129, No. 1, pp. 93-100

(2009-1)

- [12] 田中 晃, 山本 修, 荒 隆裕, 堺 和人, 小室修二:「直流試験による演算子インピーダンスの周波数応答軌跡を利用した同期機の定数算出法」, 平成 26 年電気学会全大講演論文集, No. 5-051, pp. 91-92(2014-3)
- [13] 田中 晃, 山本 修, 荒 隆裕, 堺 和人, 小室修二:「演算子インピーダンスの周波数応答を利用した同期機の等価回路定数算出法」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-27, pp. III-193-194 (2014-8)
- [14] 同期機諸定数調査専門委員会:「同期機諸定数の適用技術」, 電気学会技術報告第 798 号 (2000)
- [15] 猪狩 武尚:「電気機械理論」, コロナ社 (1977)

第4章

諸定数を用いた同期機等価回路定数の簡易算出法

4.1 まえがき

第2章では、小容量の直流電源を用いた回転機の静止試験である直流試験法により、同期機の演算子インピーダンスを算出する方法について述べた^[1]。第3章では、直流試験法によって得られる演算子インピーダンスの周波数特性を用いて同期機の諸定数を作図によって簡便に求める方法について述べた^[2]。

本章では、直流試験法から得られる3つの演算子インピーダンス（界磁巻線短絡時の直軸演算子インピーダンス $X_{ds}(js)$ 、界磁巻線開放時の直軸演算子インピーダンス $X_{do}(js)$ 、横軸演算子インピーダンス $X_q(js)$ ）の周波数特性から求まる同期機諸定数から、簡単な計算式を用いて制動巻線と界磁巻線の相互漏れリアクタンス^{[3]-[5]}（以下、相互漏れリアクタンス x_{23} と呼ぶ）を考慮した等価回路定数を求める方法を示す。

実施例として、直流励磁機方式の同期機（制動巻線付き積層磁極突極形、10kVA-200V-4P-50Hz）を供試機とし、直流試験法を適用して等価回路定数を算出した。三相突発短絡試験における実測値と算出された等価回路定数を用いた計算値との比較から提案する手法の妥当性を明らかにしている。

4.2 相互漏れリアクタンスを考慮した等価回路定数の算出法

4.2.1 直軸の諸定数から直軸等価回路定数を求める方法

本項では、界磁巻線短絡時の直軸演算子インピーダンス $X_{ds}(js)$ および界磁巻線開放時の演算子インピーダンス $X_{do}(js)$ から求められる諸定数を用いて、直軸の等価回路定数を算出する方法を述べる。

第2章の図2.5(a)に示す界磁巻線短絡時の直軸等価回路において、端子a'-N'間から見た直軸の等価回路定数（未知数）は、 $x_l, x_{ad}, x_{23}, x_{kd}, x_f, r_{kd}, r_f$ の7個である。また、拡張周波数応答法により得られる直軸の諸定数と等価回路定数との関係式は、第2章の(2.21)式から(2.30)式に示す10個である。これら10個の関係式の中から7つの関係式を選び、その連立方程式の解として上記7つの未知数を求めることはできない。それは、図2.8の等価回路は、図2.9に示すように任意定数 α を導入して等価変換^[6]できることに起因して、どのような α を仮定しても演算子インピーダンスが不変となり、正しい界磁特性を算出できる等価回路定数（7つの未知数の組合せ）は無限に存在するためである^{[7],[8]}。すなわち、未知数7つのうちの1つの未知数を仮定することが必要となる。そのうえで、(2.21)式から(2.30)式の中から6個の関係式を抽出して連立方程式を解くことで、残りの6つの未知数を求めることができる。

6個の関係式の抽出にあたっては、従属的な関係（つまり、(2.23)式～(2.25)式からは2個までしか選ぶことができない、同様に、(2.22)式、(2.26)式、(2.27)式からも2個までしか選ぶことができない制約条件がある。）を加味しても、複数の組み合わせが可能である。本論文では、次に述べる方針で6個の関係式を抽出した。

- ・ 周波数特性からの算出が容易である(2.21)式～(2.23)式および(2.28)式に示すリアクタンス(x_d, x'_d, x''_d, x'''_d)を使用する。
- ・ 拡張周波数応答法において算出精度が高い(2.24)式および(2.29)式に示す開路時定数(T'_{do}, T_{ho})を使用する。

次に、直軸の等価回路定数を算出する際に、 $x_{23}=0$ あるいは x_l を仮定する場合の算出式を示す。

(1) $x_{23}=0$ の場合の算出式

仮定値として $x_{23}=0$ を与える場合，等価回路定数は(4.1)式～(4.6)式で求めることができる。

$$x_l = \frac{x_d x_d'' - x_d' x_d''' - \sqrt{(x_d - x_d')(x_d - x_d''')(x_d' - x_d'')(x_d''' - x_d'')}}{x_d - x_d' + x_d'' - x_d'''} \quad (4.1)$$

$$x_{ad} = x_d - x_l \quad (4.2)$$

$$x_{kd} = \frac{x_{ad}(x_d''' - x_l)}{x_{ad} - x_d''' + x_l} \quad (4.3)$$

$$x_f = \frac{x_{ad}(x_d' - x_l)}{x_{ad} - x_d' + x_l} \quad (4.4)$$

$$r_{kd} = \frac{x_{ad} + x_{kd}}{\omega_0 T_{ho}} \quad (4.5)$$

$$r_f = \frac{x_{ad} + x_f}{\omega_0 T'_{do}} \quad (4.6)$$

(2) 任意の x_l を与える場合の算出式

x_l (任意の値) を仮定する場合，等価回路定数は(4.7)式～(4.12)式で求めることができる。

$$x_{23} = \frac{x_d - x_l}{x_d - x_d''} \left(x_d'' - x_l - (x_d - x_l) \sqrt{\frac{(x_d' - x_d'')(x_d''' - x_d'')}{(x_d - x_d')(x_d - x_d''')}} \right) \quad (4.7)$$

$$x_{ad} = x_d - x_l \quad (4.8)$$

$$x_{kd} = \frac{x_{ad}(x_d''' - x_l)}{x_{ad} - x_d''' + x_l} - x_{23} \quad (4.9)$$

$$x_f = \frac{x_{ad}(x_d' - x_l)}{x_{ad} - x_d' + x_l} - x_{23} \quad (4.10)$$

$$r_{kd} = \frac{x_{ad} + x_{kd} + x_{23}}{\omega_0 T_{ho}} \quad (4.11)$$

$$r_f = \frac{x_{ad} + x_f + x_{23}}{\omega_0 T'_{do}} \quad (4.12)$$

4.2.2 横軸の諸定数から横軸等価回路定数を求める方法

第2章の図2.7(a)に示す横軸の等価回路定数は、図2.7(b)に示す横軸の周波数特性 $X_q(js)$ から横軸同期リアクタンス x_q 、横軸初期過渡リアクタンス x_q'' および横軸開路初期過渡時定数 T_{qo}'' を読み取り、直軸において求めた x_l を用い、(2.31)式～(2.33)式を利用し、(4.13)式～(4.15)式で求めることができる。

$$x_{aq} = x_q - x_l \quad (4.13)$$

$$x_{kq} = \frac{(x_q - x_l)(x_q'' - x_l)}{x_q - x_q''} \quad (4.14)$$

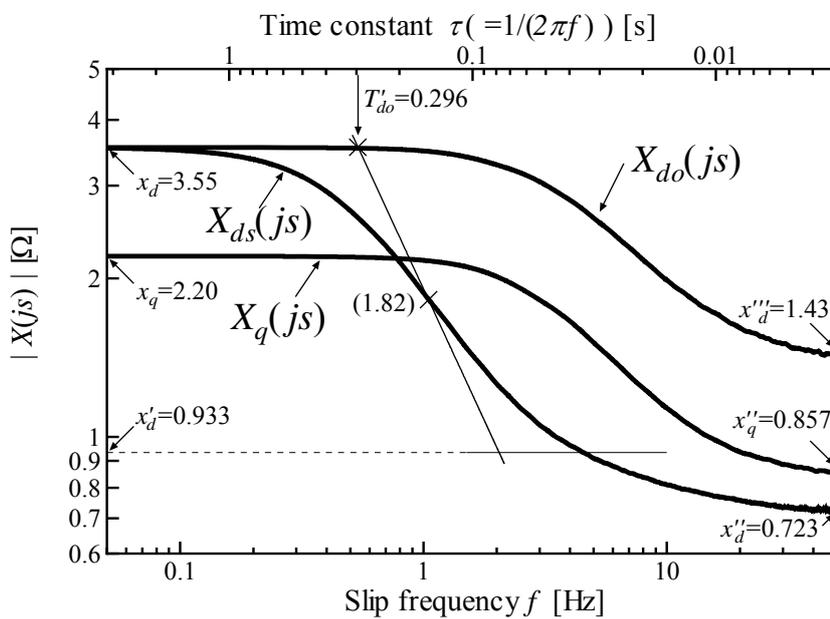
$$r_{kq} = \frac{(x_q - x_l)^2}{\omega_0 T_{qo}'' (x_q - x_q'')} \quad (4.15)$$

4.3 実施例

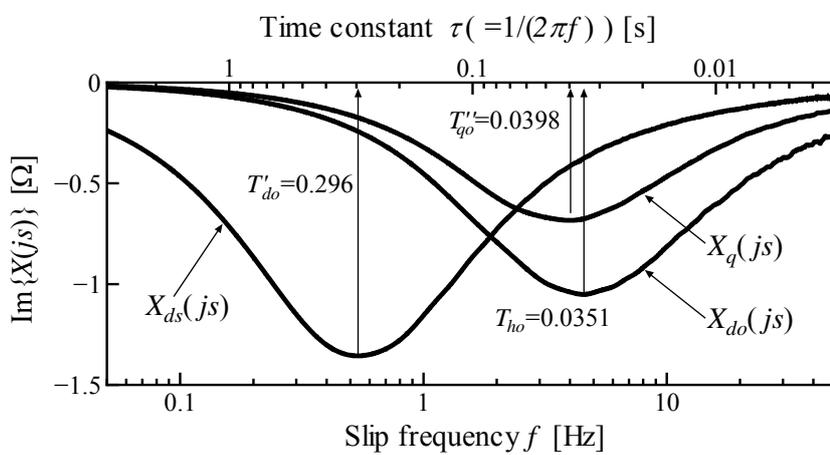
4.3.1 諸定数を用いた等価回路定数の算出結果

3.5節で用いた同期機(制動巻線付積層磁極突極形, 10kVA-200V-4P-50Hz)に対して直流試験法を適用して算出した各種演算子インピーダンスを図4.1に示す。本図は、図3.3に対して界磁巻線開放時の演算子インピーダンス $X_{do}(js)$ を付加したものである。また、同図中に拡張周波数応答法により求めた諸定数の値を示す。

図4.1に示す諸定数を用いて4.2.1項および4.2.2項に述べた方法によって求めた直軸および横軸の等価回路定数の算出結果を表4.1に示す。表4.1(A)の値は、 $x_{23}=0$ を仮定し(4.1)式～(4.6)式を用いた場合、表4.1(B)は x_l の仮定値を x_d の10%とし(4.7)式～(4.12)式を用いた場合の算出結果である。なお、 x_d の10%という数値は、文献(9)で調査している同期機定数に関する統計を参考に、平均的な x_l の値を想定して選定している。



(a) $|X(j\omega)|$



(b) $\text{Im}\{X(j\omega)\}$

図 4.1 供試機の周波数特性と諸定数の算出結果

表 4.1 等価回路定数の算出結果〔Ω〕

	A	B
r_a	0.166	0.166
x_l	0.170	0.355
x_{23}	0	-0.175
x_{ad}	3.38	3.20
r_{kd}	0.489	0.437
x_{kd}	2.01	1.79
r_f	0.0469	0.0420
x_f	0.985	0.880
x_{aq}	2.03	1.85
r_{kq}	0.245	0.203
x_{kq}	1.04	0.690

4.3.2 三相突発短絡電流の計算値と実測値との比較検討

三相突発短絡試験は、図 4.2 に示すように原動機（ベクトル制御された誘導電動機（M）と供試同期機（SG）を直結し、JEC-2130 に規定された手順により実施した。短絡前後の電機子電流および界磁電流をアナライジングレコーダで測定した。なお、短絡前の無負荷電圧は 44.9[V]、界磁電流は 1.05[A]、短絡前後の回転速度は 1495 [min⁻¹] であった。

また、2.2.1 項で述べた同期機の直軸および横軸の電圧ならびに磁束鎖交数に関する方程式から導出される 5 元連立微分方程式（第 2 章参照）に、前節で算出した表 4.1(A)および(B)に示す等価回路定数値を代入することで三相突発短絡シミュレーション^[10]を実施し、電機子電流および界磁電流を算出した。

図 4.3 および図 4.4 は、実測値と計算値の比較である。図 4.3 の電機子電流の実測値と計算値との差は、最大値（48.5A）の 5.2%以内、図 4.4 の界磁電流は最大値（5.09A）の 4.3%以内であり、計算値は実測値とほぼ一致するこ

とが確認される。なお、 $x_{23}=0$ を与えて等価回路定数を求めた場合(表 4.1(A))でも、 $x_{23}=0$ 以外の仮定値として x_l に x_d の 10% の値を与えて等価回路定数を求めた場合(表 4.1(B))でも、三相突発短絡時の電機子および界磁電流の過渡特性の計算値は不変であり、実測値と比較しても同じ傾向を示すことから、4.2 節に示す(4.7)式～(4.12)式の等価回路定数の算定式の妥当性が確認される。

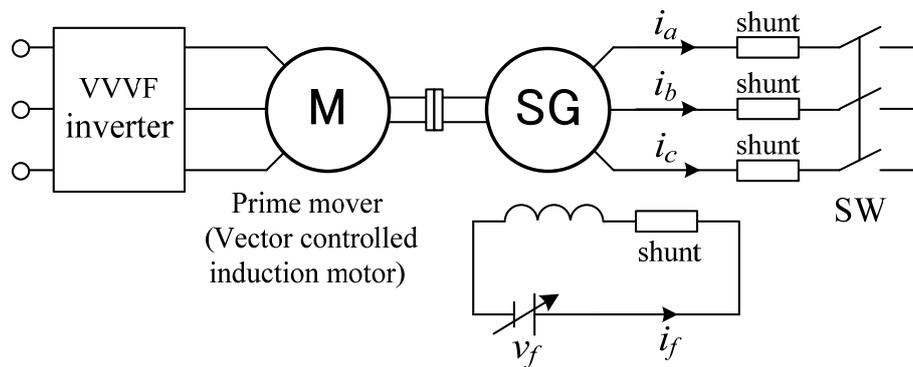


図 4.2 三相突発短絡試験回路

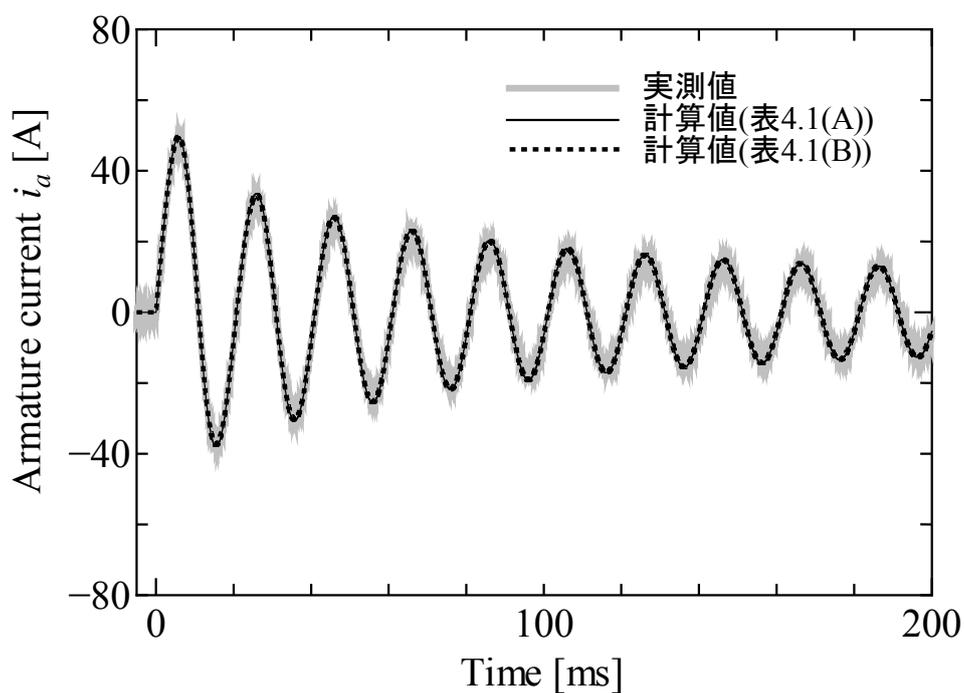


図 4.3 三相突発短絡試験における実測値と計算値（電機子電流）

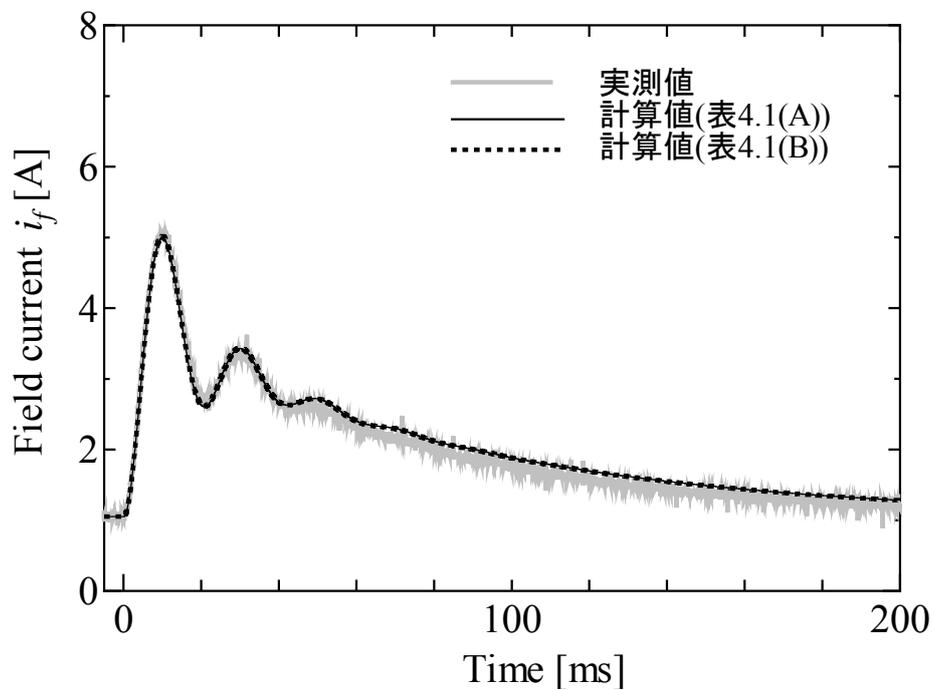


図 4.4 三相突発短絡試験における実測値と計算値（界磁電流）

4.4 まとめ

拡張周波数応答法によって求めた諸定数を用いて、相互漏れリアクタンスを考慮した同期機の等価回路定数を算出する方法について述べた。

- (1) 等価回路定数と諸定数との関係式から等価回路定数の算出に必要な6個の諸定数を抽出した。
- (2) 6個の諸定数を用いて相互漏れリアクタンスを考慮した等価回路定数を求める方法を示し、平方根と四則演算による算出式を導出した。
- (3) 上記(1)および(2)の妥当性は、10kVAの積層磁極突極形同期機に対する実施例にもとづいて検証した。

第4章の参考文献

- [1] 荒 隆裕, 山本和直, 小田莊一, 松瀬貢規:「直流試験による同期電動機の始動特性推定法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 112, No. 1, pp. 73-80 (1992-1)
- [2] 田中 晃, 山本 修, 荒 隆裕, 堺 和人, 小室 修二:「演算子インピーダンスの周波数特性を利用した同期機諸定数の簡易算出法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 125, No. 10, pp. 1040-1046 (2015-10)
- [3] I. M. Canay, “Causes of Discrepancies on Calculation of Rotor Quantities and Exact Equivalent Diagrams of the Synchronous Machine,” IEEE Trans, VOL. PASS-88, No. 7 (1969)
- [4] 田村 淳二, 高橋 理音, 高澤 毅, 多田 泰之, 栗田 篤:「同期機における Canay インダクタンスの特性と過渡安定度に対する影響について」, 電気学会論文誌 D, Vol. 124, No. 7, pp. 706-715 (2004-7)
- [5] Y. Takeda, B. Adkins, “Determination of synchronous-machine parameters allowing for unequal mutual inductances,” Proc. IEE, vol. 121. No. 12 (1974)
- [6] 山村 昌:「電気回路の回転機の解析制御」, オーム社 (1998)
- [7] 狩野隆志, 中山大樹, 荒 隆裕, 松村年郎:「相互漏れリアクタンスを考慮した制動巻線付き同期機の等価回路定数算出法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 127, No. 7, pp. 761-766 (2007-7)
- [8] I. M. Canay, “Determination of model parameters of synchronous machines,” Proc. IEE, Vol. 130, Pt. B, No. 2, pp. 86-94 (1983-3)
- [9] 同期機諸定数調査専門委員会:「同期機諸定数の適用技術」, 電気学会技術報告第 798 号 (2000)
- [10] 狩野隆志, 山本 修, 荒 隆裕:「同期機の突発短絡時における界磁電流算出法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 124, No. 3, pp. 304-311 (2004-3)

第5章

ブラシレス同期機に対する諸定数および等価回路定数の算出法

5.1 まえがき

大多数の同期機は回転界磁形であり、界磁巻線からの励磁によって界磁の磁極を形成している。界磁の磁極を作るための励磁方式には、ブラシとスリップリングを介して回転子巻線に直接的に界磁電流を供給する直流励磁機方式のほか、回転電機子形の交流励磁機とダイオード整流器によって回転子の界磁回路を構成するブラシレス励磁方式などがある^{[1],[2]}。ブラシレス励磁方式は保守作業が軽減されるため、同期発電機の励磁法方式として幅広く利用されている。

直流試験法は、回転機の電機子巻線端子間に直流電流を流した状態で端子間を短絡したときの減衰電流を測定し、端子間のインピーダンスを算出するため、界磁回路にダイオード整流器を有するブラシレス同期機に対して従来の直流試験法を適用することはできない。

そこで、本章ではブラシレス同期機に対する直流試験法の適用方法および諸定数ならびに相互漏れリアクタンスを考慮した等価回路定数の算出方法について述べる。特にブラシレス同期機は、整流器の保護回路として整流器と並列に放電抵抗が接続されている場合や、界磁回路に短絡バーが接続されている場合などが想定される。これらの条件のもとで、直流試験法を適用して諸定数および等価回路定数を算出する方法について述べている。

実施例として、直流励磁機方式の同期機（制動巻線付き積層磁極突極形、10kVA-200V-4P-50Hz）を供試機とし、この同期機の界磁巻線端子に三相ダイオードブリッジおよび放電抵抗を接続し、直流試験法を適用して等価回路定数を算出した。三相突発短絡試験における実測値と算出された等価回路定数を用いた計算値との比較から提案する手法の妥当性を明らかにしている。

5.2 ブラシレス同期機に対する直流試験法の適用方法

図 5.1 はブラシレス同期発電機の基本構成であり，主機である同期機の界磁と同一軸上に配置した交流励磁機（回転電機子形同期発電機）から構成され，界磁電流が回転整流器より供給される。このため直流励磁機方式に必要なスリップリングやブラシが不要となり，保守作業の軽減や励磁容量の低減が図れるため，水力機などに幅広く適用されている^[1]。界磁回路には整流素子を有し，非同期投入などの外部擾乱により誘起される逆起電圧に対する整流器の保護を目的として，図 5.1 に示すように，整流器と並列に放電抵抗 R_{dis} （界磁巻線抵抗の 20～50 倍程度）などを接続する場合がある。

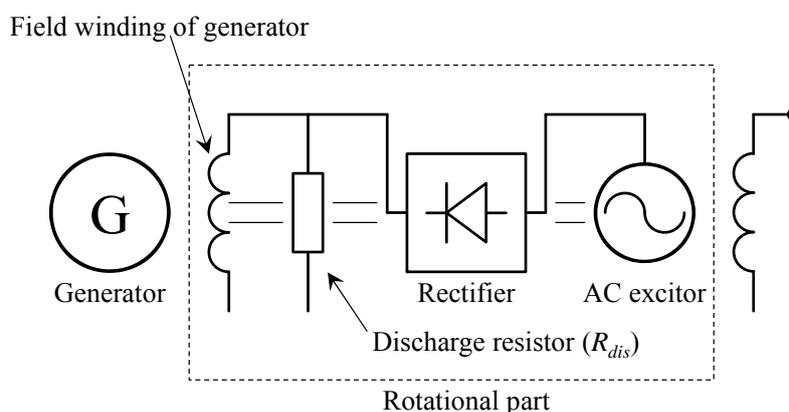


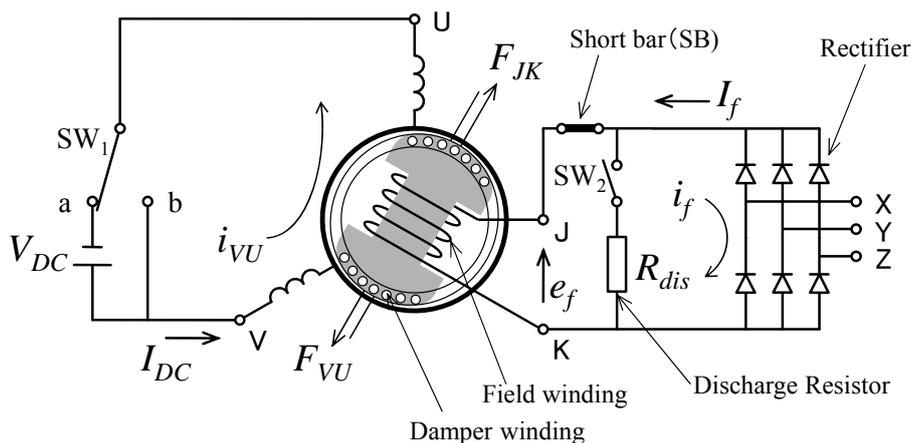
図 5.1 ブラシレス同期発電機の基本構成

5.2.1 界磁巻線短絡時における演算子インピーダンスの算出法

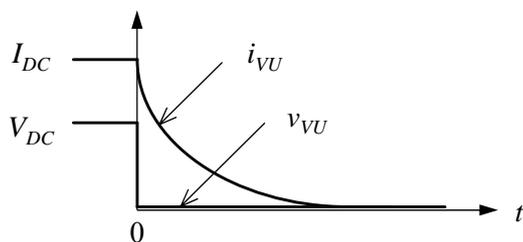
図 5.2(a)は，界磁巻線端子間に放電抵抗 R_{dis} が接続されていない場合（スイッチ SW_2 が開いている場合）において，回転子が直軸位置における界磁巻線短絡時の直流試験回路である。界磁回路は，三相均一ブリッジによる整流器を構成している。同図において起磁力 F_{vu} は，電機子巻線に直流電流 I_{DC} を図中の方向に，起磁力 F_{JK} は界磁電流を図中の方向に流したときのそれぞれの起磁力の方向を示している。

図 5.2(a)に示す直流試験法は， I_{DC} および I_f を流す順番ならびに I_{DC} を流す方向によって 4 通りの組み合わせがある。方法(1)は，図 5.2(a)の回路構成で，

先ず，試験電流 I_{DC} を流し，次に，端子 X, Y, Z に接続した三相交流電源によって界磁電流 I_f を流し，整流素子を導通状態にする。この状態でスイッチ SW_1 を b 側に切り換えると，減衰電流 i_{vU} が図中の方向に流れる。図 5.2(b) は，このときの時刻 t に対する減衰電流 i_{vU} と端子間電圧 v_{vU} の波形である。



(a) D-axis with short-circuited field winding.



(b) Typical voltage and current waveforms of DC test.

図 5.2 ブラシレス同期発電機に対する直流試験法（直軸）

この場合の機内の磁束変化を図 5.3(a)に示す。試験電流 I_{DC} を流すと機内は F_{VU} 方向に磁化され，機内の磁束は点 a から点 b へ変化（破線）する。次に，界磁巻線に電流 I_f を流すと F_{JK} 方向と逆向きの磁束を発生するため，機内の磁束は点 b から点 c へ変化（細実線）する。最後に， SW_1 を b 側に切り換え電機子巻線端子間を短絡すると，機内の磁束はヒステリシスループの直線部

分に沿って点 c から点 d へ変化（太実線）する。このため、演算子インピーダンスの算出においてヒステリシスの影響を低減できる。

また、このときに、界磁巻線に減衰電流 i_{VV} による誘導起電力 e_f が図 5.2(a) に示す向きに発生する。界磁回路には予め界磁電流 I_f を流し続けているため、この電流 I_f を減少させるように過渡電流 i_f が図 5.2(a) の端子 J → ダイオード → 端子 K の短絡回路を流れる。したがって、ダイオードの非線形の影響が現れない^{[11],[12]}。

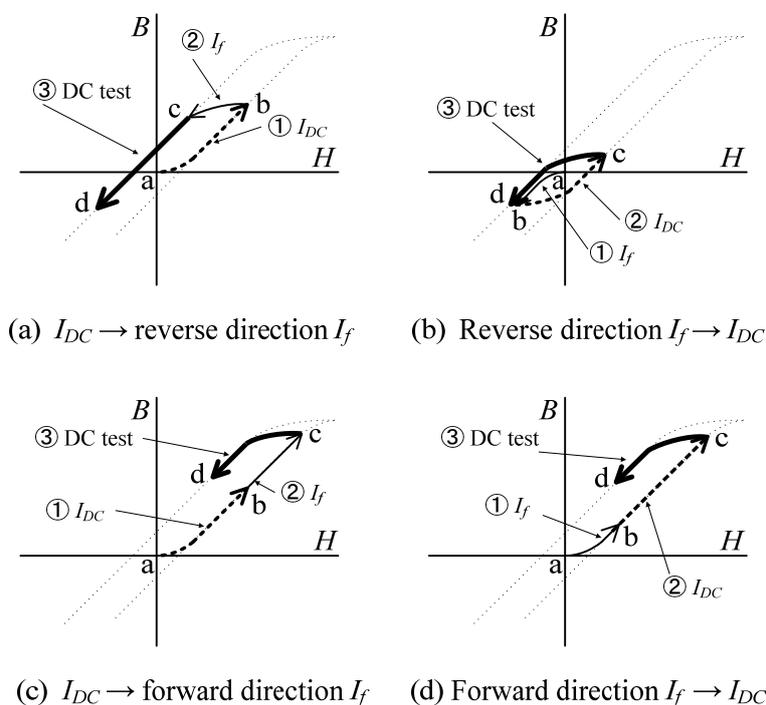


図 5.3 直流試験における機内磁束変化の概念図

方法(2)は、図 5.2(a) の試験回路で、まず、界磁電流 I_f を流し、その後 I_{DC} を流す。同図の SW_1 を b 側に切り換えることにより直流試験を実施する。図 5.3(b) は、このときの機内の磁束変化である。機内の磁束は、まず I_f により F_{JK} 方向に磁化され、その後 I_{DC} により逆向きに磁化される。直流試験短絡時の磁束は、磁化曲線の曲線部分に沿って変化（太実線）するため、算出される演算子インピーダンスはヒステリシスの影響を受けると考えられる。

方法(3)は、図 5.2(a)の試験電流 I_{DC} の向きを逆向きにすることで、界磁誘導電流 i_f が整流器と順方向になるように回路を構成する。この回路で、先ず I_{DC} を流し、次に I_f を流した後に直流試験を実施する。方法(4)は、方法(3)と同じ回路構成で、先ず I_f を流し、次に I_{DC} を流した後に直流試験を実施する。

方法(3)および方法(4)における機内の磁束変化を、それぞれ図 5.3(c)および図 5.3(d)に示す。この場合、試験電流の起磁力の向きと界磁電流の起磁力の向きが同じであるため、機内の磁束は同一方向に磁化される。このため、直流試験時の磁束は、磁化曲線の曲線部分に沿って変化（太実線）し、算出される演算子インピーダンスはヒステリシスの影響を受けると考えられる。

以上のことより、図 5.3(a)の手順を選択したとき、界磁巻線短絡時の演算子インピーダンス $X_{ds}(js)$ の算出精度が最も高くなると考えられる。なお、図 5.3(a)の手順を選択した場合、図 5.3(a)の③の期間においては、界磁巻線に誘導される界磁誘導電流 i_f の向きが予め界磁回路に流す電流 I_f とは逆になる。このため、ダイオードを順方向に流れる電流は一時的に減少する。この電流が減少した状態においてもダイオードが線形領域で導通するような（順方向電圧降下が一定となるような）大きさの I_f の値を選択する必要がある。

5.2.2 界磁巻線開放時における演算子インピーダンスの算出法

界磁巻線開放時の直流試験回路は、図 5.2(a)において、整流器から界磁巻線に界磁電流 I_f を流さないときである。端子 V から端子 U の向きに試験電流 I_{DC} を流して直流試験を実施すると、短絡時の界磁回路に発生する誘導起電力 e_f はダイオードに対して逆バイアスになる。このため、過渡電流 i_f は遮断される。これにより、界磁巻線開放時の直軸演算子インピーダンス $X_{do}(js)$ の算出が可能となる。なお、図 5.3(a)に示す回路で、界磁回路に短絡バー（SB）をあらかじめ取付けておけば、界磁回路の開放が可能となる。

5.2.3 放電抵抗が接続された場合の演算子インピーダンスの算出法

界磁回路に放電抵抗 R_{dis} が接続されている場合（界磁巻線を外部抵抗で短絡した場合）の直流試験回路は、図 5.2(a)に示す回路において、スイッチ SW_2

が閉じているときである。整流器から界磁巻線に電流 I_f を流さずに直流試験を実施すると、過渡電流 i_f は、端子 J → 放電抵抗 R_{dis} → 端子 K に流れる。これにより、界磁巻線放電抵抗短絡時の演算子インピーダンス $X_{dk}(js)$ が算出できる。なお、5.2.1 項で述べた方法と同様に、整流器から界磁電流 I_f を流した状態で直流試験を実施した場合には、界磁過渡電流 i_f は、インピーダンスの小さいダイオード回路を流れ、放電抵抗をほとんど流れない。したがって、この場合には、放電抵抗の影響を受けずに界磁巻線短絡時の直軸演算子インピーダンス $X_{ds}(js)$ が算出できる。

5.2.4 横軸の演算子インピーダンスの算出法

横軸の演算子インピーダンスは、回転子を横軸の位置に固定し、図 5.4 に示す回路を構成する。直流電流 I_{DC} を図中の向きに流した後、 SW_1 を b 側に切り換えると、減衰電流 i_{vU} が図中の方向に流れる。横軸位置では電機子巻線による磁束は界磁巻線と鎖交しないため、直流試験の短絡時に界磁巻線に起電力は誘導されない。したがって、界磁回路の整流器および放電抵抗の影響を受けずに、従来の直流試験法によって横軸演算子インピーダンス $X_q(js)$ が算出できる。

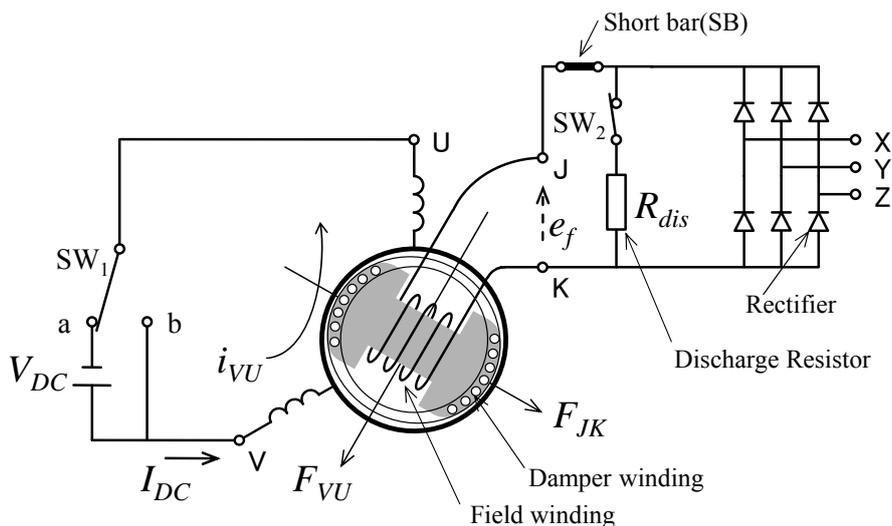


図 5.4 ブラシレス同期発電機の直流試験回路（横軸）

5.3 放電抵抗が接続された場合の等価回路定数の算出方法

界磁回路に放電抵抗が接続されている場合には、界磁巻線開放時の演算子インピーダンス $X_{do}(js)$ から求められる x_d'' および T_{ho} を等価回路定数の算出に利用できないため、第4章で述べた等価回路定数の算出に使用した諸定数が不足する。そこで、本節では、界磁巻線短絡時の演算子インピーダンス $X_{ds}(js)$ および放電抵抗（抵抗値が既知）が接続されたときの演算子インピーダンス $X_{dk}(js)$ を用いて直軸の等価回路定数を算出する方法を述べる。

放電抵抗が接続されている場合の直軸等価回路は、図 2.5(a)において界磁巻線抵抗を Kr_f (K は定数) に置換えたものとなる。この場合の諸定数は、 r_f が含まれる T'_{do} ((2.24)式) と T'_d ((2.25)式) がそれぞれ $1/K$ 倍となり、 $X_{dk}(js)$ は時定数を使用すると次式で表現できる。

$$X_{dk}(js) = x_d \frac{1 + js\omega_0(T'_d/K + T_{ho}) + (js\omega_0)^2(T'_dT''_d/K)}{1 + js\omega_0(T'_{do}/K + T_{ho}) + (js\omega_0)^2(T'_{do}T''_{do}/K)} \quad (4.16)$$

上式において、分母子の s の二次の項が支配的となる初期過渡領域では、時定数の相乗積が $1/K$ 倍となる。一方、分母子の s の一次の項が支配的となる過渡領域では、時定数の和項の一方のみが $1/K$ 倍となる。このため、それぞれの領域における周波数特性は K の値に依存する。したがって、 $X_{ds}(js)$ から求めた諸定数をもとに等価回路定数を仮定し、この等価回路定数から算出した $X_{dk}(js)$ の値が、直流試験から求めた $X_{dk}(js)$ の値と等しくなるように等価回路定数を同定することができる。なお、同定に使用する $X_{dk}(js)$ の値としては、放電抵抗を接続した場合の過渡領域における特性を表す直軸開路過渡時定数 T'_{dok} における値が適切であると考えられる。

すなわち、この場合には、 $X_{ds}(js)$ から5個の諸定数 ($x_d, x'_d, x_d'', T'_{do}, T''_{do}$) および $X_{dk}(js)$ から放電抵抗を接続した場合の直軸開路過渡時定数 T'_{dok} を算出する。まず、 $x_{23}=0$ として x_l の値を仮定する。次に、(2.21)式から(2.23)式、(2.25)式および(2.26)式から仮定した x_l の値に対する等価回路定数 ($x_{ad}, r_{kd}, x_{kd}, r_f, x_f$) を求める。続いて、この等価回路定数を用いて、 T'_{dok} に対応する滑り s における $X_{dk}(js)$ を算出する。 x_l の仮定値を変化させ、算出した $X_{dk}(js)$ の値が

直流試験によって得られた $X_{dk}(js)$ の値に最も一致するときの定数値が求める等価回路定数値となる。

5.4 実施例

5.4.1 直流試験によるブラシレス同期機の演算子インピーダンスの算出結果

直流励磁機方式の同期機（制動巻線付積層磁極突極形，10kVA-200V-4P-50Hz）の界磁巻線端子に三相ダイオードブリッジを外付けすることでブラシレス機を模擬し，直流試験法を適用して各種演算子インピーダンスを算出した。

図 5.5 は，5.2.1 項で述べた図 5.3 に示す各実施手順（方法(1)～方法(4)）によって求めた直軸の演算子インピーダンスの軌跡である。同図より，方法(1)（図 5.3(a)）の試験手順が，同期リアクタンス（ $s \rightarrow 0$ とした時のリアクタンス値）の算出結果（ 3.93Ω ）は，無負荷飽和曲線・短絡特性曲線より求めた実測値（不飽和値 3.87Ω ）とほぼ一致していることが確認される。これより，ヒステリシスの影響の低減に効果があることが確認される。

図 5.6 は放電抵抗が接続されていない場合の直軸の各演算子インピーダンス $X_{ds}(js)$ ， $X_{do}(js)$ および横軸の演算子インピーダンス $X_q(js)$ の周波数特性である。

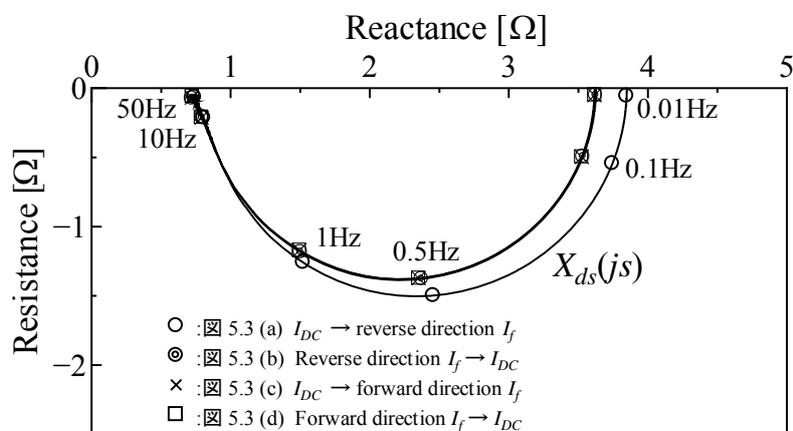


図 5.5 図 5.3 の実施手順における演算子インピーダンスの算出結果

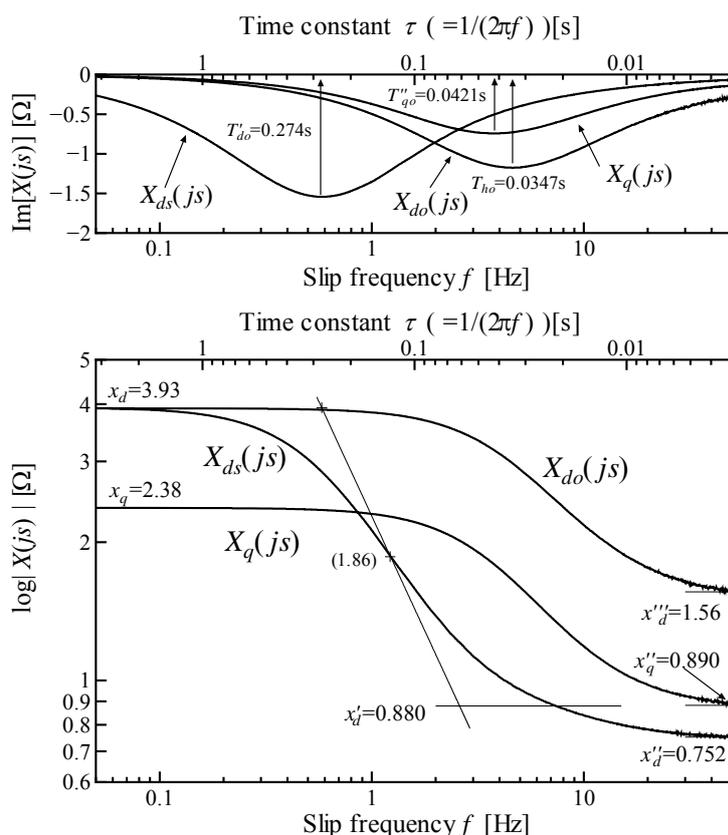


図 5.6 供試機の周波数特性と諸定数の算出結果（放電抵抗なし($K=1$ ））

図 5.7 は界磁回路に放電抵抗 ($K=29$) を接続したときの各演算子インピーダンス $X_{ds}(j\omega)$, $X_{dk}(j\omega)$ および $X_q(j\omega)$ の周波数特性である。この場合には、5.3 節で述べたように直流試験時の過渡電流が放電抵抗を流れるため、 $X_{dk}(j\omega)$ の過渡特性および初期過渡特性は、 $X_{do}(j\omega)$ に比べて高周波側へ変化していることが確認される。また、 $X_{ds}(j\omega)$ および $X_q(j\omega)$ は、放電抵抗の影響を受けずに算出できることが確認される。なお、図 5.6 および図 5.7 に示す $X_{ds}(j\omega)$, $X_{do}(j\omega)$, $X_{dk}(j\omega)$ および $X_q(j\omega)$ を求める試験では、ヒステリシスの影響を低減するため、電機子巻線に流す電流を一度 30 [A] に上昇させた後に単純減少させ、その後、試験電流の 10 [A] に調整した^[13]。なお、界磁回路の電流 I_f は 1 [A] とした。

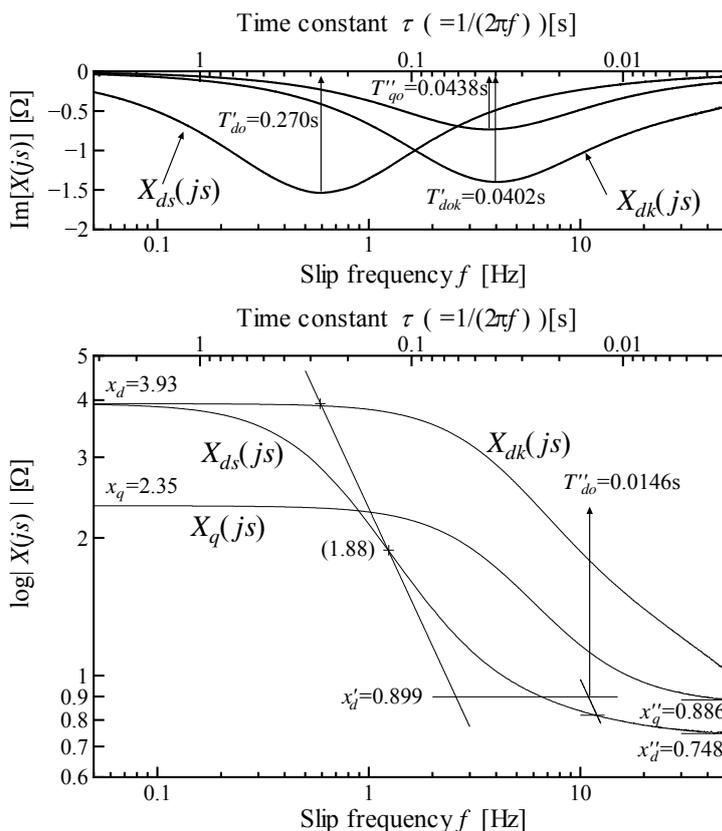


図 5.7 供試機の周波数特性と諸定数の算出結果（放電抵抗あり ($K=29$))

5.4.2 諸定数および等価回路定数の算出結果

表 5.1 は、直軸および横軸の演算子インピーダンスから第 3 章で述べた拡張周波数応答法^[4]により算出した各種諸定数である。表 5.1(A)は、図 5.6 に示す放電抵抗がない場合の演算子インピーダンス ($X_{ds}(js)$, $X_{do}(js)$, $X_q(js)$) から求めた諸定数である。表 5.1(B)は、図 5.7 に示す放電抵抗 ($K=29$) がある場合の演算子インピーダンス ($X_{ds}(js)$, $X_{dk}(js)$, $X_q(js)$) から求めた諸定数である。表 5.1(C)は、界磁回路に整流器および放電抵抗がない場合（直流励磁機方式）の各種演算子インピーダンスから求めた諸定数である。

表 5.1(C)と表 5.1 (A)および表 5.1 (B)とを比較すると、全体としてはよく一致していることが確認される。しかしながら、 T'_{do} については、表 5.1 (C) を基準にすると、表 5.1 (A)および表 5.1 (B)の結果は 10%程度の誤差が認めら

れた。これは、直流試験時における界磁回路の使い方の相違（外部回路で界磁電流を予め流したことの違い）によって、過渡領域の滑り周波数における周波数特性の軌跡が変化（第3章の図3.2(a)の漸近線Gが高周波側へ変化）したことによるものと考えているが、詳細な原因の特定は今後の課題である。

表 5.1 拡張周波数応答法による諸定数の算出結果

	A	B	C
	Diode rectifier is connected but discharge resistor R_{dis} is removed	Both diode rectifier and discharge resistor R_{dis} are connected	Direct excitation
x_d	3.93 Ω	3.93 Ω	3.94 Ω
x'_d	0.880 Ω	0.899 Ω	0.878 Ω
x''_d	0.752 Ω	0.748 Ω	0.752 Ω
x'''_d	1.56 Ω	-	1.58 Ω
T'_{do}	0.274 s	0.270 s	0.303 s
T_{ho}	0.0347 s	-	0.0350 s
x_q	2.38 Ω	2.35 Ω	2.37 Ω
x''_q	0.890 Ω	0.886 Ω	0.888 Ω
T''_{qo}	0.0421 s	0.0438 s	0.0421 s

表 5.2 は、等価回路定数の算出結果である。表 5.2(A)は、表 5.1(A)を用いて 4.2 節で述べた方法で求めた等価回路定数である。表 5.2(B)は、表 5.2(B)を用いて 5.3 節で述べた方法で求めた等価回路定数である。表 5.2(C)は、表 5.1(C)から求めた等価回路定数、表 5.2(D)は、同一仕様で制動巻線の有無のみ異なる制動巻線のない同期機を用いて求めた等価回路定数である。

表 5.2 (A), (B), (C)の等価回路定数はほぼ同じ傾向を示していることが確認される。また、表 5.2 (D)の r_f および x_f の値を表 5.2 (A), (B), (C)のそれらと比較するとその差は 10%程度以内であることから、周波数特性の平坦部が表れない同期機に対しても界磁回路と制動回路のインピーダンスを分離して算出できていることが確認される。

表 5.2 (A)および表 5.2 (B)の r_f と x_f には、表 5.2 (C)と比較して差異が見られ

るが、これは前項で述べた T'_{do} が影響していると考えている。また、表 5.2 (B) の x_{kd} が表 5.2 (A) および表 5.2 (C) の x_{kd} と比較してやや大きい違いが表れた要因については、表 5.2 (B) の等価回路定数の算出には $X_{do}(js)$ から求められる T_{ho} および x_d''' を利用しておらず、算出法の違いに起因していると考えられる。

表 5.2 等価回路定数の算出結果 [Ω] .

	A	B	C	D
	Diode rectifier is connected but discharge resistor R_{dis} is removed	Both diode rectifier and discharge resistor R_{dis} are connected	Direct excitation	Without damper
r_a	0.166	0.166	0.167	0.167
x_l	0.320	0.315	0.317	(0.317)
x_{23}	0	0	0	0
x_{ad}	3.61	3.62	3.62	3.64
r_{kd}	0.504	0.494	0.506	-
x_{kd}	1.89	1.68	1.94	-
r_f	0.0496	0.0508	0.0450	0.0449
x_f	0.663	0.697	0.664	0.731
x_{aq}	2.06	2.04	2.05	2.04
r_{kq}	0.215	0.205	0.215	-
x_{kq}	0.788	0.786	0.792	-

5.4.3 三相突発短絡電流の計算値と実測値との比較検討

前項で算出した表 5.2(A), (B), (C)に示す等価回路定数値を用いて, 4.3.2 項で述べた方法により三相突発短絡試験電流の計算値を算出した。

図 5.8 および図 5.9 は, 実測値と計算値の比較である。図 5.8 の電機子電流および図 5.9 の界磁電流の実測値は, 計算値とほぼ一致することが確認される。

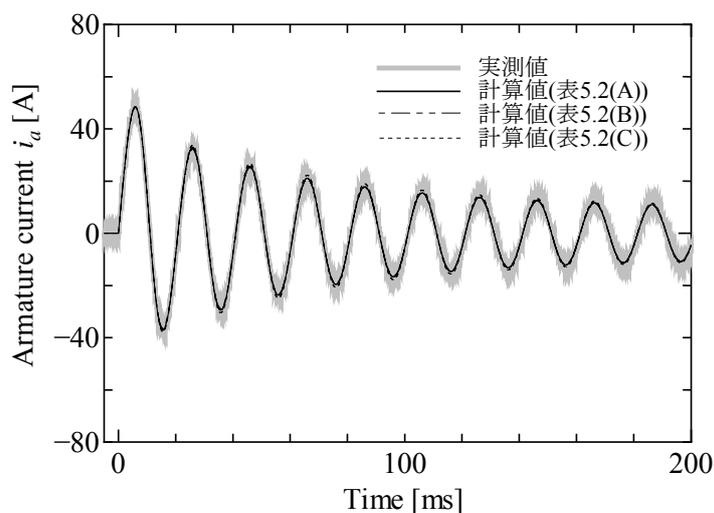


図 5.8 三相突発短絡試験における実測値と計算値（電機子電流）

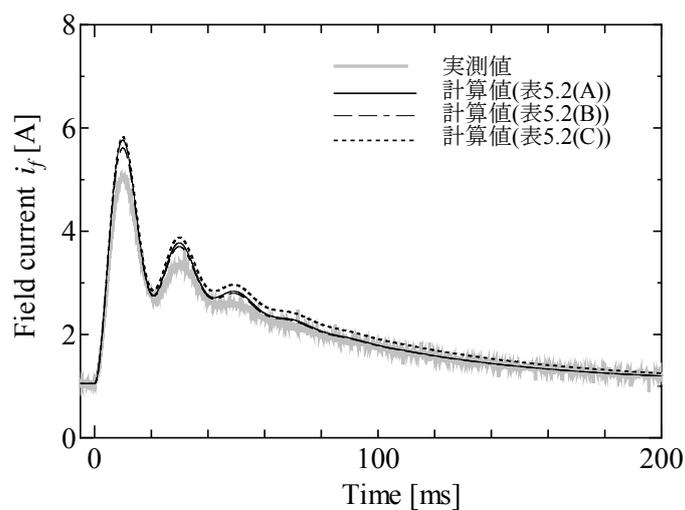


図 5.9 三相突発短絡試験における実測値と計算値（界磁電流）

5.5 まとめ

界磁回路にダイオード整流器および放電抵抗を有するブラシレス同期機に対する直流試験の適用方法について述べた。また、ブラシレス同期機の諸定数および等価回路定数の算出法について述べた。まとめると次のとおりである。

- (1) ブラシレス同期機に対する直流試験の適用方法を検討し、試験電流と界磁回路に流す電流の向きと順序を工夫することで、ダイオード整流器の非線形性の影響を受けずに演算子インピーダンスを算出する方法を示した。
- (2) 機内の磁気ヒステリシスの影響を低減できる直流試験の実施手順を示した。
- (3) 界磁回路に放電抵抗が接続されたブラシレス機においても、拡張周波数応答法を用いた諸定数の算出および相互漏れリアクタンスを考慮した等価回路定数が算出できることを明らかにした。
- (4) 上記(1)～(3)の妥当性は、界磁回路に三相ダイオードブリッジを接続した同期機に対する適用例から明らかにした。

第5章の参考文献

- [1] 同期機励磁系の仕様と特性調査専門委員会：「同期機励磁系の仕様と特性」，電気学会技術報告第536号（1995）
- [2] 同期機のブラシレス励磁機諸特性調査専門委員会：「同期機のブラシレス励磁機に関する調査研究」，電気学会技術報告第652号（1997）
- [3] 荒 隆裕，山本和直，小田莊一，松瀬貢規：「直流試験による同期電動機の始動特性推定法」，電気学会論文誌 D, Vol. 112, No. 1, pp. 73-80 (1992-1)
- [4] 田中 晃，山本 修，荒 隆裕，堺 和人，小室 修二：「演算子インピーダンスの周波数特性を利用した同期機諸定数の簡易算出法」，電気学会論文誌 D, Vol. 125, No. 10, pp. 1040-1046 (2015-10)
- [5] I. M. Canay, “Causes of Discrepancies on Calculation of Rotor Quantities and Exact Equivalent Diagrams of the Synchronous Machine,” IEEE Trans, VOL. PASS-88, No. 7 (1969)
- [6] 田村 淳二，高橋 理音，高澤 毅，多田 泰之，栗田 篤：「同期機における Canay インダクタンスの特性と過渡安定度に対する影響について」，電気学会論文誌 D, Vol. 124, No. 7, pp. 706-715 (2004-7)
- [7] Y. Takeda, B. Adkins, “Determination of synchronous-machine parameters allowing for unequal mutual inductances,” Proc. IEE, vol. 121. No12, (1974)
- [8] 山村 昌：「電気回路の回転機の解析制御」，オーム社（1998）
- [9] 狩野隆志，中山大樹，荒 隆裕，松村年郎：「相互漏れリアクタンスを考慮した制動巻線付き同期機の等価回路定数算出法」，電気学会論文誌 D, Vol. 127, No. 7, pp. 761-766 (2007-7)
- [10] I. M. Canay, “Determination of model parameters of synchronous machines,” Proc. IEE, Vol. 130, Pt. B, No. 2, pp. 86-94 (1983-3)
- [11] 山本 修，渡邊 泰敏，狩野 隆志，荒 隆裕：「ブラシレス同期機の演算子インピーダンス算出法に関する基礎的検討」，電気学会回転機研究会, RM-08-114, pp. 37-42 (2008-11)

- [12] 田中 晃, 山本 修, 荒 隆裕, 堺 和人, 小室 修二, :「直流試験法によるブラシレス同期機の等価回路定数算出法に関する検討」, 電気学会回転機研究会, RM-13-122, pp. 89-94 (2013-11)
- [13] 山本 修, 小山 孝, 荒 隆裕 :「電圧形 PWM インバータを用いた直流試験による回転機の特性格算出法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 131, No. 11, pp. 1292-1300 (20011-11)
- [14] 狩野隆志, 山本 修, 荒 隆裕 :「同期機の突発短絡時における界磁電流算出法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 124, No. 3, pp. 304-311 (2004-3)

第6章 ブラシレス同期機の過渡特性算出法

6.1 まえがき

発電機として動作させた同期機を系統に投入する際には、発電機側と系統側の電圧の大きさ、周波数、位相が同期した状態で投入する必要がある。これらの同期が取れていない状態で投入（非同期投入）すると、条件によっては過大な過渡電流が発生してしまい、最悪の場合、投入の失敗や脱調を招くほか、同期機本体もしくは周辺機器が損傷する恐れもある。特にブラシレス機においては、整流回路が界磁巻線端子に接続されているため、界磁電流が一瞬でも負になると、界磁電流が遮断されて界磁巻線端子間が開放されたのと等価な状態となり、界磁巻線端子間に異常に大きな電圧（以下、界磁異常電圧と呼ぶ）が誘起されてしまう。

文献[1]では、上述した界磁異常電圧が発生する事を指摘し、非同期投入時の界磁過渡電流をシミュレーションするための磁束鎖交方程式モデルが示されている。さらに、直流機励磁方式で励磁されている同期発電機の非同期投入時のシミュレーションを行い界磁電流が負になるときに、ブラシレス励磁方式で励磁した際の界磁異常電圧が発生するという非同期投入モデルを示し、与えられた条件下（発電機側と系統側の電圧の大きさの差（以下、電圧差）、位相差が存在する条件下）で非同期投入を行ったときに界磁異常電圧が発生するか否かを模擬する方法を述べている。しかしながら、文献[1]では限られた条件下で部分的な計算結果を提示するにとどまっており、シミュレーションモデルの核となる磁束鎖交方程式において界磁過渡特性の算出精度に影響を及ぼす相互漏れリアクタンス x_{23} ^{[2]-[6]}を考慮していない。また、シミュレーション結果と実測との比較検証がなされていない。文献[7][8]では、一般的なParkのモデルにもとづいた非同期投入時の簡易的な解析式が示されている。このモデルでは相互漏れリアクタンスの影響が加味されている。しかしなが

ら、モデルの妥当性の実測検証は、健全運転時における界磁電圧のステップ応答時と三相短絡時の界磁過渡電圧に対する実測値と計算値の比較のみであり、実際の非同期投入時における界磁過渡特性の実測検証がなされていない。また、界磁異常電圧が発生する条件については、相互漏れリアクタンスを単独に変化させた時の影響（このとき、端子から見た演算子インピーダンスが一致する条件下で等価回路定数が決定されていないことに注意する必要がある）についての考察に重点が置かれており、界磁異常電圧が発生する条件の定性的な考察はなされていない。

そこで本章では、先ず、文献[1]のモデルをベースにして相互漏れリアクタンスを考慮した非同期投入時の磁束鎖交方程式モデルを示す。次に、直接励磁機方式で 10kVA の積層磁極突極同期機を供試機とし、いくつかの電圧差、位相差の組み合わせで非同期投入試験を行うとともに、相互漏れリアクタンスを考慮した磁束鎖交方程式モデルを用いて各々の非同期投入条件における界磁過渡電流をシミュレーションし、シミュレーションの妥当性を実測値との比較によって検証する。その上で、種々の非同期投入条件でのシミュレーションを行い供試機に対する界磁異常電圧発生が発生する条件領域を算出してマップ化した例を示し、界磁異常電圧が発生する条件の定性的な傾向について考察する^{[9]-[10]}。さらに、マップ上にプロットしたシミュレーション結果の一部は実測値との比較から妥当性を検証する。

6.2 非同期投入試験における数式モデルの導出

図 6.1 は、一機無限大母線を含む同期発電機 (SG) のシミュレーションモデルである。同図内の DM は、SG を回転させる原動機として動作する直流電動機である。このシステムにおいて、投入スイッチ SW は抵抗 R とリアクタンス X の直列回路で表現されている。SW がオフのときは $R=X=10^6$ (ほぼ無限大として扱えるような十分に大きな値として 10^6 を選定している)、SW がオンのときは $R=X=0$ を与えることによって、スイッチの投入を模擬している。

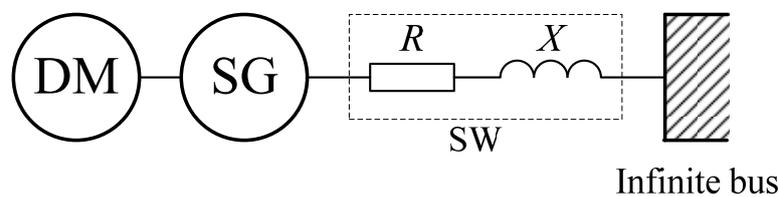


図 6.1 一機無限大母線を含む同期発電機 (SG) のシミュレーションモデル

図 6.1 における SG を含む動的システムは、相互漏れリアクタンスを考慮して次のように導出される。

$$\begin{bmatrix}
 -(x_d + X) & 0 & -x_{ad} & -x_{ad} \\
 0 & -(x_q + X) & 0 & 0 \\
 x_{ad} & 0 & x_{ad} + x_f + x_{23} & x_{ad} + x_{23} \\
 x_{ad} & 0 & x_{ad} + x_{23} & x_{ad} + x_{kd} + x_{23} \\
 0 & x_{aq} & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 0 \\
 -(x_q + X)i_q - x_{aq}i_{kq} \\
 (x_d + X)i_d + x_{ad}(i_f + i_{kd}) \\
 0 \\
 0 \\
 0 \\
 x_{aq} + x_{kq} \\
 0 \\
 0
 \end{bmatrix}
 \times
 \begin{bmatrix}
 pi_d \\
 pi_q \\
 pi_f \\
 pi_{kd} \\
 pi_{kq} \\
 p\gamma \\
 p\omega
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 -U \sin \delta + r_a i_d \\
 U \cos \delta + r_a i_q \\
 U_f + r_f i_f \\
 -r_{kd} i_{kd} \\
 -r_{kq} i_{kq} \\
 \omega \\
 m_A + m_g
 \end{bmatrix}
 \tag{6.1}$$

ここに, (6.1)式は単位法で記述しており, 変数は次のように定義している。

i_d および i_q : 直軸および横軸の電流

i_f : 界磁電流

i_{kd} および i_{kq} : 直軸および横軸の制動巻線回路に流れる電流

γ : 回転子位置 (回転子の N 極位相)

ω : 回転子角速度 (電気角)

p : 微分演算子 (d/dt)

U : 系統電圧

δ : 系統電圧と発電機電圧の位相差

U_f : 界磁電圧

m_A : 原動機のトルク

上式にもとづいて, 所定の条件下 (電圧差および位相差) で非同期投入を行った時の界磁過渡電流が負になるかを見ることによって, 異常界磁電圧の発生を検出できる。一度でも界磁に誘導される過渡電流が負になれば, 整流回路が界磁巻線端子に接続されていた場合に, ダイオードが負の界磁電流の通流を妨げるため, 極めて大きな電圧が界磁巻線端子間に誘起される。したがって, 直流励磁機方式での非同期投入シミュレーションで界磁過渡電流が負になるか否かを検出すれば, 非線形な整流回路のモデル化をすることなく, ブラシレス同期機の界磁異常電圧の発生の有無を検証することができると考えられる。

6.3 実施例

6.3.1 非同期投入試験における過渡電流の算出結果

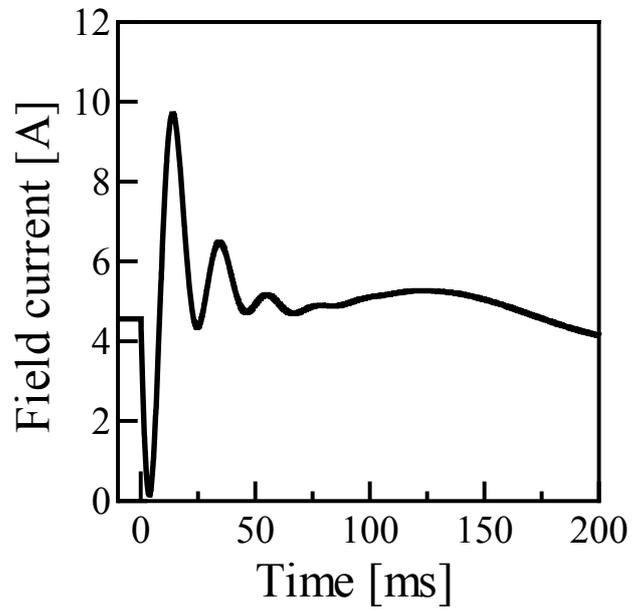
前出の(6.1)式を用いて図 6.1 のシステムをモデル化し、3 相 200V-50Hz の所内系統に対して非同期投入を行った時の過渡特性のシミュレーションを行った。供試機とした同期機は直流機励磁方式の 3 相 200V-4 極-50Hz の積層磁極突極形同期機である。同期機の等価回路定数は、第 5 章までに述べた直流試験法による演算子インピーダンスの周波数特性から求めた表 6.1 に示す値を用いた。

表 6.1 シミュレーションに使用した供試機の等価回路定数 [Ω]

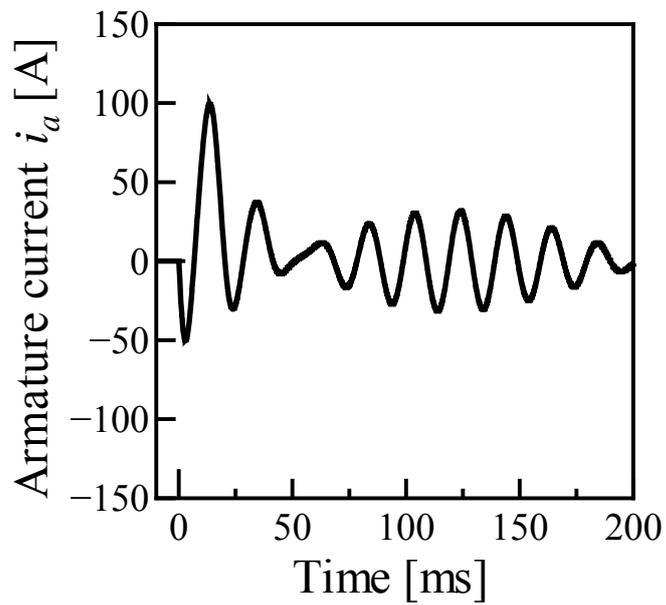
Equivalent circuit constants	D-axis	Q-axis
Armature reaction reactance x_{ad}, x_{aq}	3.54	1.96
Damper winding leakage reactance x_{kd}, x_{kq}	1.86	0.652
Damper winding resistance r_{kd}, r_{kq}	0.483	0.190
Armature leakage reactance x_l	0.393	
Mutual leakage reactance x_{23}	-0.122	
Field winding leakage reactance x_f	0.713	
Field winding resistance r_f	0.0487	

図 6.2(a)および図 6.2(b)は、各々、電圧差が零で位相差が-42.8 度のおける界磁電流 i_f と電機子電流 i_a のシミュレーション結果である。図 6.3(a)および図 6.3(b)は、各々、電圧差が-10V で位相差が 32.4 度のおける界磁電流 i_f と電機子電流 i_a のシミュレーション結果である。図 6.2 と図 6.3 ともに、界磁電流と電機子電流の双方において過渡波形の初期のピークで大きな電流が流れている。さらに、界磁過渡電流の第一ピークの谷に着目すると、図 6.2(a)では界磁電流が負にはなっていないが、図 6.3(a)では界磁電流が一時的に負になっている。したがって、電圧差が零で位相差が-42.8 度のおきには

界磁異常電圧は発生しないが、電圧差が-10V で位相差が 32.4 度的时候には界磁異常電圧が発生すると判定できる。したがって、ブラシレス励磁方式で駆動されている供試機に対して電圧差が-10V で位相差が 32.4 度で非同期投入すると、界磁回路に接続された整流回路の半導体素子が損傷する恐れがある。

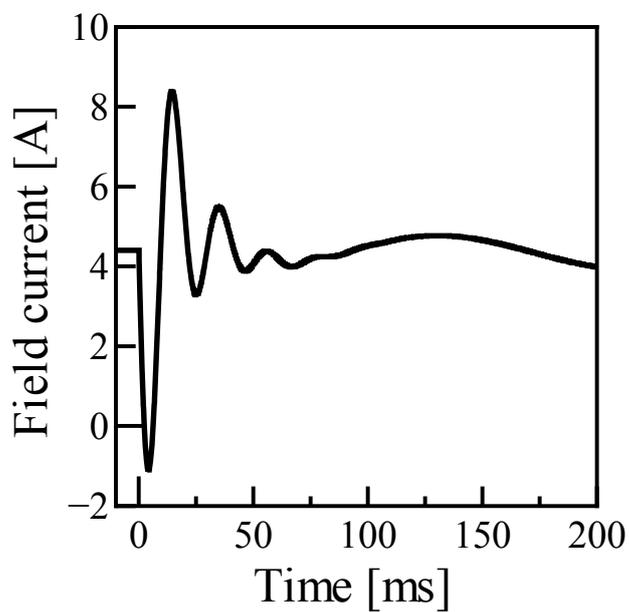


(a) 界磁電流 i_f

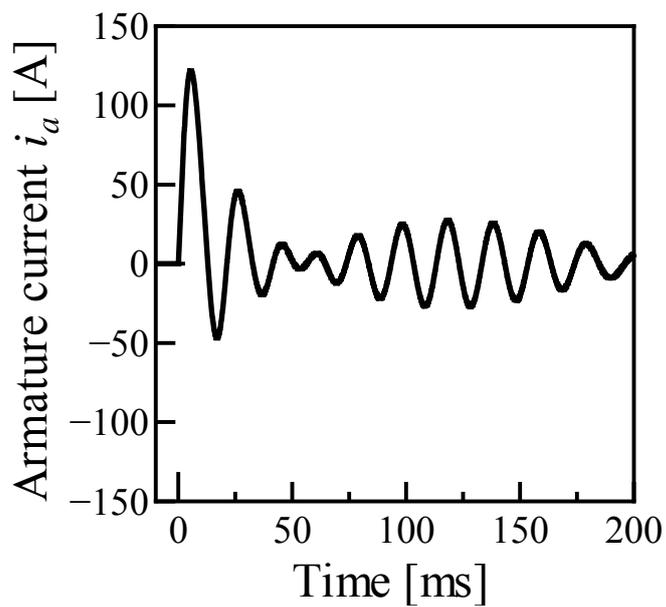


(b) 電機子電流 i_a

図 6.2 非同期投入シミュレーション結果
(電圧差が零, 位相差が-42.8V)



(a) 界磁電流 i_f



(b) 電機子電流 i_a

図 6.3 非同期投入シミュレーション結果
(電圧差が-10V, 位相差が 32.4V)

6.3.2 非同期投入試験の実測結果との比較検討

6.3.1 項のシミュレーション結果の妥当性を検証するために、非同期投入試験を実施した。

図 6.4 は非同期投入試験のシステム構成図であり、図 6.1 のシステムを実際の回路で具現化したものである。図 6.5 は図 6.4 の実験システムの写真である。

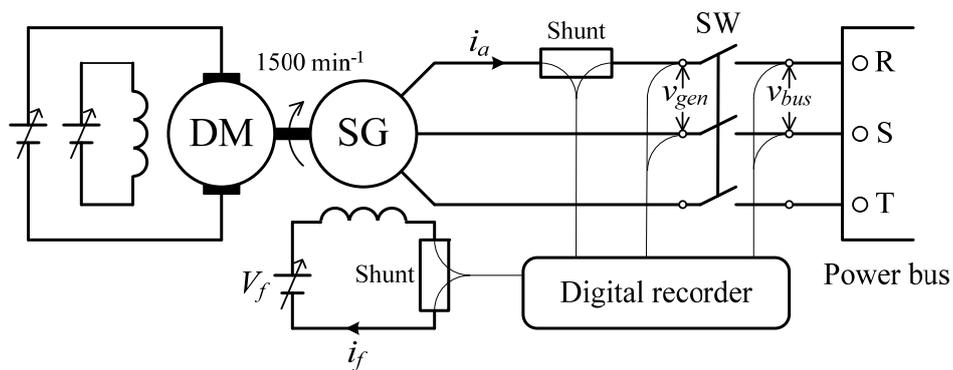


図 6.4 非同期投入試験のシステム構成図



図 6.5 図 6.4 の実験システム (写真)

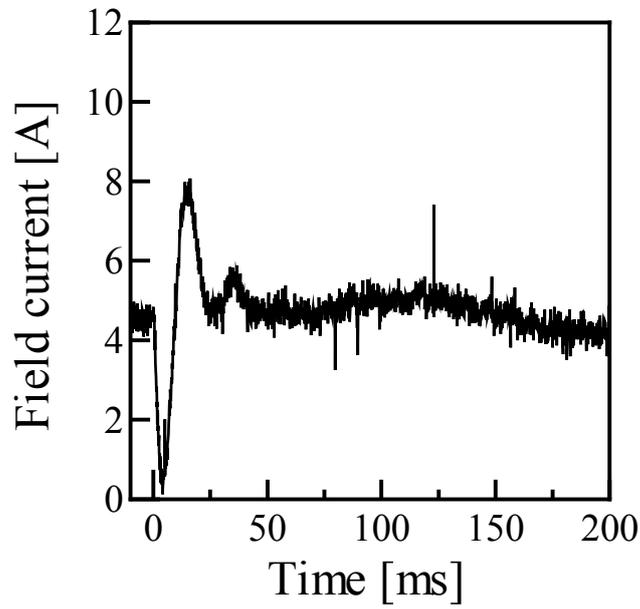
実験の手順は次のとおりである。図 6.4 のスイッチ SW がオフの状態、DM の電圧調整によって SG の回転速度を 1500min^{-1} に保ちながら SG の界磁電流 i_f を調整し、SG の電機子端子間電圧 v_{gen} が $200\text{V}-50\text{Hz}$ になるように調整する。デジタルレコーダで v_{gen} と系統側の電圧 v_{bus} をリアルタイムで表示

させ、所定の電圧差と位相差の状態になった瞬間に SW を閉じることで SG を系統側に投入する。投入した前後における各部の波形はデジタルレコーダで記録する。

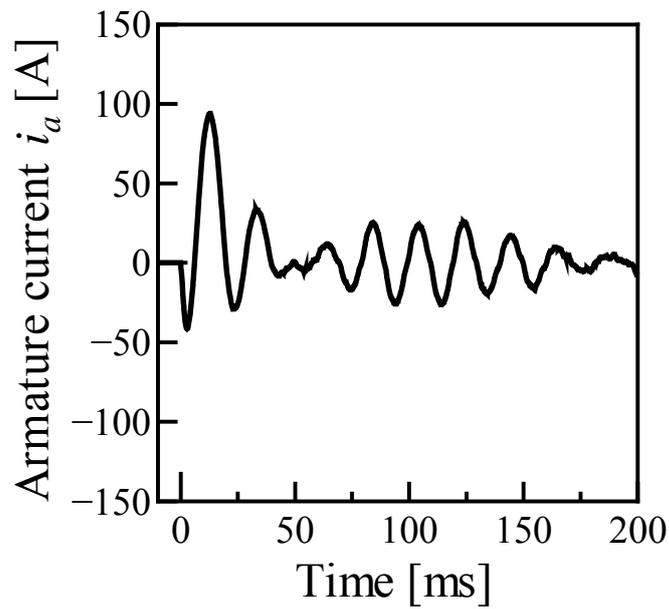
図 6.6(a)および図 6.6(b)は、各々、電圧差が零で位相差が -42.8 度の際における界磁電流 i_f と電機子電流 i_a の実測結果である。図 6.6 と図 6.2 (同一の非同期投入条件におけるシミュレーション結果) とを比較すると、シミュレーション結果は実測とほぼ同様の傾向を示していることが確認される。さらに、図 6.2(a)と図 6.6(a)における界磁過渡電流の第一ピークの谷の部分と比較したとき、いずれも大きな波形の落ち込みが見られるが零には達していない点でも、両者はほぼ一致していることが確認される。

図 6.7(a)および図 6.7, (b)は、各々、電圧差が $-10V$ で位相差が 32.4 度の際における界磁電流 i_f と電機子電流 i_a の実測結果である。図 6.7 と図 6.3 (同一の非同期投入条件におけるシミュレーション結果) とを比較すると、シミュレーション結果は実測とほぼ同様の傾向を示していることが確認される。さらに、図 6.3(a)と図 6.7(a)における界磁過渡電流の第一ピークの谷の部分と比較したとき、いずれも一時的に負になっている点でも、両者はほぼ一致していることが確認される。

以上の結果から、提案する非同期投入モデルは、界磁異常電圧の発生を検知することに対して重要な「界磁過渡電流が一時的に負になる付近の非同期投入条件」において、実測とほぼ同じ傾向を有するシミュレーション結果を得られることが確認された。

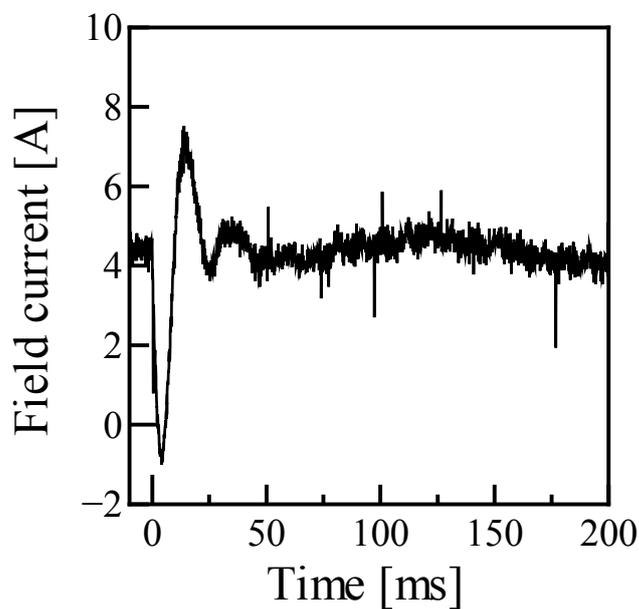


(a) 界磁電流 i_f

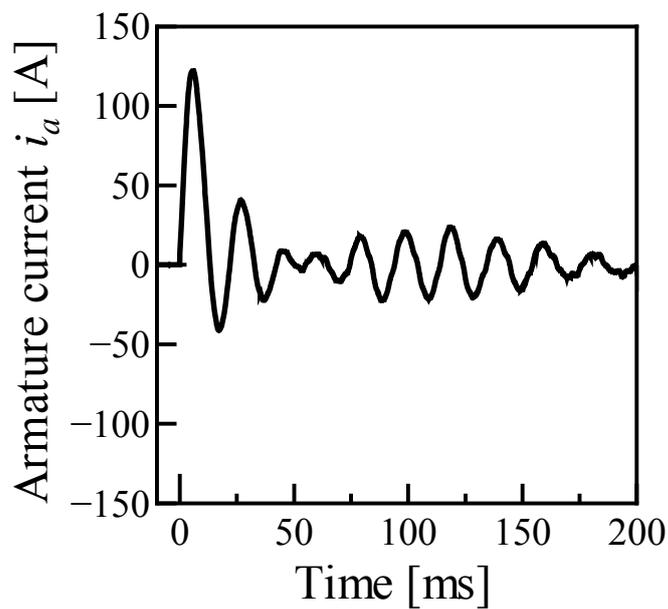


(b) 電機子電流 i_a

図 6.6 非同期投入の実測結果
(電圧差が零, 位相差が-42.8V)



(a) 界磁電流 i_f



(b) 電機子電流 i_a

図 6.7 非同期投入の実測結果
(電圧差が-10V, 位相差が 32.4V)

6.3.3 非同期投入条件と界磁異常電圧に関する検討

提案する非同期投入モデルを用いて、さまざまな電圧差と位相差のセットでの供試機の非同期投入シミュレーションを行い「界磁異常電圧発生条件マップ」の作成を試みた。図 6.8 はその結果である。同図では、周方向で位相差、その半径方向の長さで電圧差を表すと約束することで、2次元の平面に非同期投入条件を表現している。各非同期投入条件で界磁過渡特性をシミュレーションしたときに界磁電流 i_f が正であった（負にならない）場合にはこの平面に対して○印をプロットし、界磁電流 i_f が負であった（一時的に負になった）場合にはこの平面に対して●印をプロットすることで、界磁異常電圧が発生する条件領域を視覚的に明示される。

図 6.8 には、前述のシミュレーション結果（○印および●印）と併せて、実測結果（各非同期投入条件で界磁過渡特性を実測したときに界磁電流 i_f が正であった（負にならない）場合にはこの平面に対して□印をプロットし、界磁電流 i_f が負であった（一時的に負になった）場合にはこの平面に対して■印をプロットしている）を記している。図示した実測結果は、すべての条件領域に対する結果をカバーしてはいないが、実測を行った領域に対しては、シミュレーションで判明する界磁異常電圧が発生する領域は、実測結果から判明する領域とほぼ同じであることが確認される。以上より、界磁異常電圧が発生する条件領域を推定することに対して、提案モデルの妥当性が確認される。

次に、図 6.8 の結果にもとづいて、界磁異常電圧の発生条件に関する定性的な特性について考察する。電圧差と位相差がともに増せば界磁異常電圧が発生する条件領域に近づくことは当然の事として確認される。さらに、位相差は遅れているよりも進んでいる方が、より小さな電圧差でも界磁異常電圧が発生する傾向を有することがシミュレーションと実測の双方から確認される。このような現象が発生する要因の特定には至っていないが、これについては今後の課題として引き続き検討が必要である。

また、ダイオード整流器の保護を目的として界磁回路に放電抵抗が接続された場合の異常電圧については、今後の課題であると考えている。

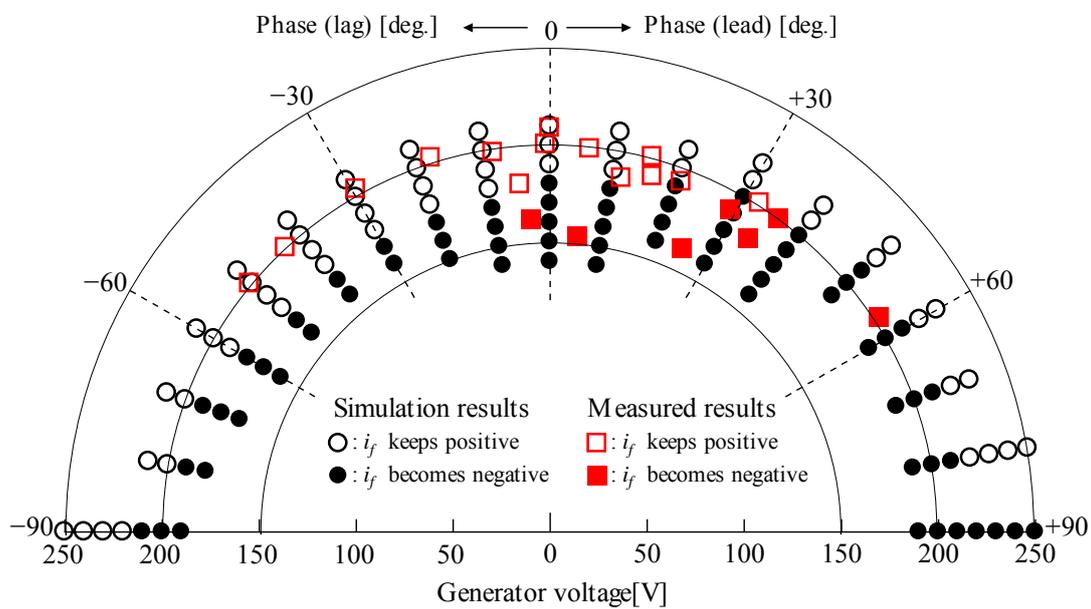


図 6.8 界磁異常電圧発生条件マップ

6.4 まとめ

非同期投入時においてブラシレス同期発電機の整流回路に生じる界磁異常電圧をシミュレーションによって明らかにすることを目的として、非同期投入時における過渡特性を算出する方法について検討を行った。まとめると次のとおりである。

- (1) 非同期投入時の過渡電流を精度よくシミュレーションするために、相互漏れリアクタンスを考慮した磁束鎖交方程式にもとづく非同期投入モデルを新たに導出した。
- (2) (1)の妥当性は、非同期投入時の電機子電流および界磁電流のシミュレーション結果と実測結果の比較から明らかにした。
- (3) (1)の方法によるシミュレーション結果にもとづいて、周方向に位相差、その半径方向に電圧差をとり、供試機に対して界磁異常電圧が発生する非同期投入条件を図示するチャートを示した。
- (4) (3)の妥当性は、いくつかの実測結果との比較によって検証した。
- (5) (3)および(4)の結果から、電圧差と位相差がともに増せば界磁異常電圧が発生する条件領域に近づくことは当然のことである他、位相差は遅れているよりも進んでいる方が、より小さな電圧差でも界磁異常電圧が発生する傾向を有することを指摘した。

第6章の参考文献

- [1] 荒 隆裕, 小田 莊一:「電気工学教育におけるシミュレーション言語の活用 (同期並入時における界磁異常電圧について)」, 日本産業技術教育学会誌, Vol. 26, No. 4, pp. 51-60 (1984)
- [2] I. M. Canay, “Causes of Discrepancies on Calculation of Rotor Quantities and Exact Equivalent Diagrams of the Synchronous Machine,” IEEE Trans, VOL. PASS-88, No. 7 (1969)
- [3] Y.Takeda, B.Adkins, “Determination of synchronous-machine parameters allowing for unequal mutual inductances,” Proc. IEE, vol. 121, No. 12 (1974)
- [4] I. M. Canay, “Determination of model parameters of synchronous machines,” Proc. IEE, Vol. 130, Pt. B, No. 2, pp. 86-94 (1983)
- [5] 田村 淳二, 高橋 理音, 高澤 毅, 多田 泰之, 栗田 篤:「同期機における Canay インダクタンスの特性と過渡安定度に対する影響について」, 電気学会論文誌 D, Vol. 124, No. 7, pp. 706-715 (2004-7)
- [6] 狩野隆志, 中山大樹, 荒 隆裕, 松村年郎:「相互漏れリアクタンスを考慮した制動巻線付き同期機の等価回路定数算出法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 127, No. 7, pp. 761-766 (2007-7)
- [7] 平松大典, 小柳 薫, 平山開一郎, 上村洋市, 垣内幹雄, 佐藤利幸, 荒隆裕:「界磁相互漏れリアクタスを考慮した発電機モデルによる非同期投入現象の検討」, 電気学会論文誌 B, Vol. 124, No. 6, pp. 835-842 (2004-6)
- [8] D. Hiramatsu, Y. Uemura, K. Tsujikawa, W. Nakamura, H. Sugimura, K. Shimanuki, K. Niida, and T. Otaka, “Study on Analysis Model for Transient Phenomena of Brushless Synchronous Generator,” IEEJ Journal of IA, Vol. 3, No. 6, pp. 414-421 (2014-6)
- [9] 田中 晃, 山本 修, 荒 隆裕, 堺 和人, 小室 修二, :「ダイオード整流器を有する同期発電機の定数算出法と非同期投入条件に関する検討」, 電気学会回転機研究会, RM-14-122, pp. 67-72 (2014-10)
- [10] A. Tanaka, S. Yamamoto, T. Ara, K. Sakai, S. Komuro, “Off-Line Estimation

of Abnormal Field Voltage Occurrence Condition at Asynchronization for Synchronous Generator with Brushless System,” Proc of ICEMS 2016-Chiba, Paper No. DS1G-4-7 (2016-11)

第7章 結論

本論文では，同期発電機の諸定数および等価回路定数を直流試験法で得られる演算子インピーダンスの周波数特性を用いて求める方法を提案した。さらに，それらの結果を用いて，ブラシレス同期発電機の過渡特性を算出する方法について述べた。

提案した諸定数の算出法，等価回路定数の算出法および過渡特性の算出法によって得られた値は，供試機を用いた商用試験による実測値と比較することで妥当性を検証した。

以下，各章ごとに得られた結論をまとめると，以下のとおりである。

第1章では，本論文に関する背景を述べ，本研究の意義を明らかにした。同期機の解析に用いられる諸定数および相互漏れリアクタンスを考慮した等価回路定数を簡便に求める方法ならびにブラシレス同期発電機の過渡特性を高精度に求める方法が求められていることを述べた。

第2章では，突極形同期機の解析理論である「二反作用理論」を用いて，相互漏れリアクタンスを考慮した電圧および磁束鎖交方程式から，同期機の直軸および横軸の等価回路を導出する過程を示した。また，同期機諸定数と相互漏れリアクタンスを考慮した等価回路定数との関係式を整理した。さらに，小容量の直流電源を用いた回転機の静止試験である直流試験法において，様々な電圧印加パターンに対して共通に利用できる演算子インピーダンスの算出式を示した。

第3章では，直流試験によって得られる演算子インピーダンスの周波数特性から作図によって簡便に同期機諸定数を算出する方法について述べた。演

算子インピーダンスの虚部が極小になる滑り周波数に対応する時定数が、直軸開路過渡時定数、直軸開路初期過渡時定数、横軸開路初期過渡時定数に一致することを明らかにした。さらに、これらの時定数と漸近線を用いた作図によって、直軸短絡過渡時定数、直軸短絡初期過渡時定数、横軸短絡初期過渡時定数が求められることを示した。また、周波数特性に平坦部が現れない同期機に対して、直軸開路過渡時定数 T'_{do} を利用した漸近線を描くことにより、作図によって過渡リアクタンス x'_d が求められることを示した。これらの妥当性は、10kVA の制動巻線付きおよび制動巻線無しの積層磁極突極形同期機に対して、提案法で求めた諸定数値と規格に記載された方法で求めた諸定数値との比較検証にもとづいて明らかにした。

第4章では、第3章で述べた方法によって求めた諸定数から等価回路定数を求める方法について述べた。諸定数を簡単な計算式に代入することによって、相互漏れリアクタンスを考慮した同期機の等価回路定数を算出する方法を示し、平方根と四則演算による定数算出式を導出した。これらの妥当性は、提案法によって求めた定数値を用いた三相突発短絡試験における計算値と実測値との比較により検証した。

第5章では、ブラシレス同期機に対する直流試験の適用方法を検討し、界磁回路に整流器や放電抵抗が接続された場合においても、諸定数および相互漏れリアクタンスを考慮した等価回路定数が算出できることを明らかにした。これらの妥当性は、界磁回路に三相ダイオードブリッジを接続した同期機に対する適用例から検証した。

第6章では、ブラシレス同期発電機の過渡特性の算出法について述べた。相互漏れリアクタンスを考慮した磁束鎖交方程式にもとづく非同期投入モデルを新たに導出し、非同期投入モデルの妥当性は、非同期投入時における過渡特性のシミュレーション結果と実測結果の比較から明らかにした。さらに、シミュレーション結果にもとづいて、界磁異常電圧が発生する条件領域を図

示するチャートを示し、実測結果との比較によって確認した。界磁回路に放電抵抗が接続された同期機における界磁異常電圧の発生条件等については今後の課題であると考えている。

本研究の成果により、回転機の静止試験である直流試験法によって得られる演算子インピーダンスの周波数特性から、同期機諸定数および同期機の等価回路定数を簡便に求められることを明らかにした。本手法は従来から利用されている回転試験に比べて、試験にかかるコスト、工数、設備の削減に寄与するものと考えている。

研究業績

(本論文に関するもの)

I. 学術論文

- [1] 田中晃, 山本修, 荒隆裕, 堺和人, 小室修二:「演算子インピーダンスの周波数特性を利用した同期機の等価回路定数算出法とブラシレス機への適用」, 電気学会論文誌 D, 137 巻 3 号, pp. 256-266, 2017/3
- [2] 田中晃, 山本修, 荒隆裕, 堺和人, 小室修二:「演算子インピーダンスの周波数特性を利用した同期機諸定数の簡易算出法」, 電気学会論文誌 D, 135 巻 10 号, pp. 1040-1046, 2015/10
- [3] 山本修, 平原英明, 田中晃, 荒隆裕:「磁気飽和の影響を考慮した直流試験による同期機の同期リアクタンスおよび無負荷飽和曲線の算出法」, 電気学会論文誌 D, 133 巻 2 号, pp. 214-221, 2013/2

II. 国際会議論文

- [1] Akira Tanaka, Shu Yamamoto, Takahiro Ara, Kazuto Sakai and Shuji Komuro, “Off-Line Estimation of Abnormal Field Voltage Occurrence Condition at Asynchronization for Synchronous Generator with Brushless System,” IEEJ, Proc. of ICEMS 2016-Chiba, Paper No. DS1G-4-7, 2016/11

III. 口頭発表論文

- [1] 田中晃, 平原英明, 山本修, 荒隆裕:「直流試験における電流の測定条件が演算子インピーダンスの算出結果に及ぼす影響」, 平成 29 年電気学会全国大会講演論文集, 第 5 分冊, No. 5-25, pp. 44-45, 2017/3
- [2] 田中晃, 山本修, 荒隆裕, 堺和人, 小室修二:「演算子インピーダンスの周波数特性を利用した同期機諸定数の簡易算出法」, 平成 28 年電気学会産業応用部門大会, OS2-6, 2016/8
- [3] 田中晃, 山本修, 荒隆裕, 堺和人, 小室修二:「ブラシレス同期発電機の定数算出法と界磁過渡特性に関する検討」, 平成 27 年電気学会回転機研

究会資料, RM-15-154, pp. 77-82, 2015/10

- [4] 田中晃, 山本修, 荒隆裕, 堺和人, 小室修二:「直流試験による塊状磁極同期機の等価回路定数算出に関する検討」, 平成 27 年電気学会全国大会講演論文集, 第 5 分冊, No. 5-41, pp. 76-77, 2015/3
- [5] 田中晃, 山本修, 荒隆裕, 堺和人, 小室修二:「ダイオード整流器を有する同期発電機の定数算出法と非同期投入条件に関する検討」, 平成 26 年電気学会回転機研究会資料, RM-14-122, pp. 67-72, 2014/10
- [6] 田中晃, 山本修, 荒隆裕, 堺和人, 小室修二:「演算子インピーダンスの周波数応答を利用した同期機の等価回路定数算出法」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, No. 3-27, pp. III-193-194, 2014/8
- [7] 田中晃, 山本修, 荒隆裕, 堺和人, 小室修二:「直流試験法による演算子インピーダンスの周波数応答軌跡を利用した同期機の定数算出法」, 平成 26 年電気学会全国大会講演論文集, 第 5 分冊, No. 5-51, pp. 91-92, 2014/3
- [8] 田中晃, 山本修, 荒隆裕, 堺和人, 小室修二:「直流試験法によるブラシレス同期機の等価回路定数算出法に関する検討」, 平成 25 年電気学会回転機研究会資料, RM-13-122, pp. 89-94, 2013/11
- [9] 田中晃, 山本修, 荒隆裕:「回転機の各種直流試験におけるフーリエ変換処理に関する検討」, 平成 25 年電気学会モータドライブ/回転機合同研究会資料, MD-13-034/RM-13-043, pp. 43-48, 2013/7
- [10] 田中晃, 山本修, 平原英明, 荒隆裕:「直流試験における回転機の演算子インピーダンス算出のためのフーリエ変換処理に関する検討」, 平成 25 年電気学会全国大会講演論文集, 第 5 分冊, No. 5-60, pp. 104-105, 2013/3

IV. その他の論文

- [1] 田中晃, 平原英明, 山本修, 荒隆裕:「直流試験による交流回転機の特性算出法の開発」, 職業能力開発研究誌, 30 巻 1 号, pp. 85-90, 2014/4

V. 表彰

- [1] 電気学会産業応用部門論文賞, 2016/8

謝辞

本論文は、著者が東洋大学大学院理工学研究科博士後期課程在学中に、同大学 堺 和人 教授のご指導のもとに作成されてものである。終始、ご懇切なご指導とご鞭撻を賜り心から厚くお礼申し上げます。

また、本論文をまとめるにあたり、審査委員として貴重なご意見およびご指導を頂いた東洋大学 小室 修二 教授、中野 秀俊 教授、明治大学 三木 一郎 教授に厚くお礼申し上げます。また、学位申請と本論文に関してご指導およびご意見を頂いた東洋大学前専攻長 木本 伊彦 教授に厚くお礼申し上げます。

本研究の先鞭をつけていただき、終始ご指導とご教示を賜った職業能力開発総合大学校 山本 修 教授に深く感謝の意を表します。本研究を行う機会を与えてくださり、ご指導と貴重なご示唆をいただいた職業能力開発総合大学校 荒 隆裕 名誉教授に厚くお礼申し上げます。さらに、本研究を行うにあたって、協力していただいた職業能力開発総合大学校 平原 英明 助教をはじめ関係する教職員ならびに研究室の皆様には深く感謝いたします。また、社会人大学院生の私を快く迎えてくださった堺研究室の皆様にお礼申し上げます。

最後に、これまでの職業生活を温かく見守り支えてくれた妻 和枝, 娘 陽, 息子 築に心より感謝します。

2017年8月