

永久磁石同期機と全波整流器を用いた ディーゼル車両用発電システムの設計法

近藤 稔*

Design Method for Power Generation Systems for Diesel Vehicles
Using a Permanent Magnet Synchronous Machine and a Full-Bridge Rectifier

Minoru KONDO

This paper describes a design optimization method for power generation systems for diesel vehicles consisting of a permanent magnet synchronous machine, a full-bridge rectifier and phase shift capacitors inserted between them. By combining an analysis method for the proposed systems and a multi-objective optimization method, a trial design optimization was carried out with the aim of minimizing indicators related to reducing the size and weight of the system. Furthermore, the performance of the optimized design was verified by numerical simulations, and it was confirmed that the required performance was achieved with the design while satisfying the constraints of the system.

キーワード：永久磁石同期機，全波整流器，発電システム，多目的最適化

1. はじめに

非電化区間を走行する電気式ディーゼル車両やハイブリッド車両では、エンジンに直結した発電機を用いた直流発電システムが使用されている。電気式ディーゼル機関車等ではブラシレス同期機と全波整流器を用いたシステム¹⁾が使用されてきたが、ハイブリッド車両ではPWMコンバータ制御された誘導機や永久磁石同期機を用いたシステム^{2) 3) 4)}が採用されることが多い。

現在実用化されている永久磁石同期機を用いた発電システムはPWMコンバータ制御方式であるが、永久磁石同期機はブラシレス同期機と同じように回転子で磁界を発生させることができるため、全波整流器と組み合わせることができる。

一般に、永久磁石同期機は誘導機よりも高効率である。また、全波整流器はPWMコンバータよりもシンプルであり（PWMコンバータには全波整流器が含まれる）、小形軽量で低コストである。そのため、永久磁石同期機と全波整流器を組み合わせた発電システムは、高効率で小形軽量なものになると期待できる。

しかし、単純に全波整流器と組み合わせた場合には、PWMコンバータ制御の場合に比べて、発電可能な電力が小さくなる。その原因は、全波整流器では交流側の電圧と電流の位相が概ね同じであり、実質的に効率100%で動作することにある。そこで、永久磁石同期機と全波整流器の間にコンデンサ（以降、移相コンデンサと呼ぶ）を挿入することで、永久磁石同期機の動作効率を変化さ

せた直流発電システム（図1）を考案し、シミュレーションにより基本的な動作の確認を行ってきた。本発電システムでは、永久磁石同期機のインダクタンスと移相コンデンサが直列共振回路を構成するように移相コンデンサの静電容量を設計すると、負荷にかかわらず一定の直流電圧が出力される特徴を持つ^{5) 6)}。

本発電システムでは、発電電圧や実現可能な発電出力は永久磁石同期機の設計と移相コンデンサの静電容量の設計に強く依存する。しかし、それらの設計をどのようにして決定すれば良いかは明らかにされていない。

そこで、これまでに開発した本発電システムの解析手法⁷⁾に多目的最適化手法^{8) 9)}を組み合わせ、埋込磁石同期の機器定数と移相コンデンサの静電容量を設計変数とした場合に、動作時の最大電流や移相コンデンサのkVA容量といった、システムの小形軽量化に関わる指標を極力小さくすることを旨として最適化を行う設計法を提案する。ディーゼル車両では多くの機器を搭載する必要があるため、機器の小形軽量化が特に重要であり、小形軽量化を目指した最適化を行うこととする。

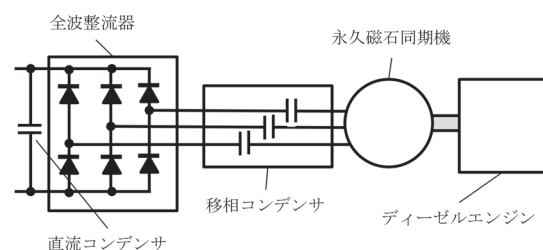


図1 永久磁石同期機と全波整流器を用いたディーゼル車両用直流発電システムの構成

* 車両技術研究部 駆動システム研究室

本稿ではその設計法を概説するとともに、具体的な設計問題に適用し、その有効性を示す。

2. 設計対象とする発電システム

2.1 発電システムの解析モデル

本論文で設計対象とする発電システムの回路図は図1に示した通りである。この回路において、発電機となる永久磁石同期機と全波整流器の間に挿入されたコンデンサを移相コンデンサ、全波整流器の直流側に接続されたコンデンサを直流コンデンサと呼ぶ。永久磁石同期機と発電システムの電圧方程式はそれぞれ式(1)、式(2)となり、動作時の電流ベクトルは式(3)で計算できる^{7) 10)}。

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \omega \left\{ \begin{pmatrix} 0 \\ \psi_m \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \right\} \quad (1)$$

$$\begin{pmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} + \frac{1}{\omega} \begin{pmatrix} 0 & 1/c_r \\ -1/c_r & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{-\omega^2 c_r \psi_m}{2(\omega^2 c_r L_d - 1)} \\ &+ \frac{\sqrt{\omega^4 c_r^2 \psi_m^2 - 4(\omega^2 c_r L_d - 1)(\omega^2 c_r L_q - 1)i_q^2}}{2(\omega^2 c_r L_d - 1)} \end{aligned} \quad (3)$$

ただし、 ψ_m ：永久磁石による鎖交磁束 [Wb]、 L_d ：d 軸インダクタンス [H]、 L_q ：q 軸インダクタンス [H]、 v_d ：d 軸電圧 [V]、 v_q ：q 軸電圧 [V]、 i_d ：d 軸電流 [A]、 i_q ：q 軸電流 [A]、 ω ：角周波数（電気角）[rad/s]、 c_r ：移相コンデンサ静電容量 [F]、 v_{dr} ：整流器 d 軸電圧 [V]、 v_{qr} ：整流器 q 軸電圧 [V] である。また、これらの量から式(4)により発電電力を計算できる。

$$v_d i_d + v_q i_q \quad (4)$$

一般に永久磁石同期機のトルクは q 軸電流に対して単調増加するため、q 軸電流を変化させて各物理量を計算することで、負荷が変化したときの各物理量を計算することができ、各物理量間の関係を調べることができる。以下では、上述の式を用いて、発電システムの特性を計算する。

なお、本発電システムは永久磁石同期機のインダクタンスと移相コンデンサで共振回路を構成することが特徴であり、基本的に共振速度以上の回転速度で動作する。ある共振速度に対応する共振角周波数 ω_r を用いて移相コンデンサの静電容量 c_r は次式で計算できる。

$$c_r = \frac{1}{\omega_r^2 L_q} \quad (5)$$

また、電気機器の設計においては各部の対地電圧が絶縁設計上問題となるが、対地電圧は接地方法に依存する。本システムでは主に図2に示す中性点で接地する方法と負極で接地する方法が考えられる。

負極接地の場合、電車用のインバータの設計等をそのまま流用できる利点がある。一方、中性点接地の場合、各部の対地電位を小さくできる利点がある。

発電機の端子の対地電圧の最大値は、正極の電位に移相コンデンサ電圧のピーク値を足したものの以下となるため、絶縁設計上考慮すべき各部の対地最高電圧は、それぞれの接地方法に応じて、概ね表1の通りとなる。

本論文では、対地最高電圧を低くできる中性点接地を前提として設計を行う。最適化の際には表1に記載されている式で計算される対地最高電圧が各部で使用する対地絶縁の限度値を超えないことを制約条件として設定する。なお、解析においては正弦波の交流が仮定されているが、整流器の交流電圧に関しては実際には概ね矩形波の電圧波形となる。そこで、矩形波に含まれる基本波成分を解析で計算される交流電圧の値と考えることとする。そうすることで、整流器の直流電圧は、整流器の交流電圧から算出することが可能である。その場合、直流電圧（これは駆動用インバータの直流電圧に等しい）を V_{dc} 、整流器の交流電圧（端子間）の基本波成分実効値を V_{ac} とすると、それらの間には以下の関係が得られる。

$$V_{dc} = (\pi/\sqrt{6})V_{ac} = (\pi/\sqrt{6})\sqrt{v_{dr}^2 + v_{qr}^2} \quad (6)$$

よって式(1)(2)(6)を用いてある電流ベクトルに対する直流電圧を計算することができる。

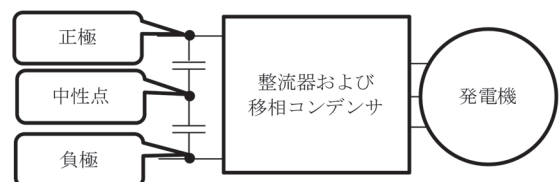


図2 発電システムにおける接地位置

表1 接地位置と各部の対地最高電圧

接地方法	整流器端子	発電機端子
負極	V_{dc}	$V_{dc} + V_{cp}$
中性点	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2 + V_{cp}$

V_{dc} ：直流電圧の最高電圧

V_{cp} ：最大電流通電時の移相コンデンサ電圧ピーク値

2.2 設計問題の設定

発電システムの設計法について検討するためには、具体的に発電システムの設計問題を設定する必要がある。そこで、ハイブリッド車両や電気式ディーゼル車を想定して、発電システムの設計を行うこととする。まず、設計条件として以下を想定する。

- ・エンジンの最大出力は 2000rpm-300kW とする。
- ・エンジンの最高回転速度は 2100rpm とする。
- ・エンジンのアイドル回転速度は 800rpm とする。
- ・エンジン効率がよく常時使用する回転速度（高効率回転速度）は 1400rpm とする。
- ・1400rpm における最大出力は 220kW とする。
- ・発電機の対地絶縁は 1500V 架線用とする。
- ・整流器の対地絶縁は 600V 架線用とし、直流電圧は 650V とする。
- ・永久磁石同期機の極数は 12 極とする。

エンジンの最大出力については日本で広く用いられている最大出力約 300kW のディーゼルエンジンを参考にして定めた。また効率の高い回転速度については、参考とするエンジンの単体試験結果を参考に定めた。そして、その回転速度における最大出力も単体試験結果を参考に定めた。発電機駆動にエンジンを使用する際には、回転速度を制御する必要から、目標出力はエンジンの実力の 9 割程度にすることが望ましいとされているため、設計条件として定めた最大出力はエンジンの実力よりも小さい値としている。

また、発電機の絶縁設計の前提とする電圧は、日本の在来線用に広く用いられている直流 1500V 架線用の絶縁を想定した。さらに、永久磁石同期発電機を使用した既存の車両を参考にして、直流電圧の上限値は 650V に設定して中性点接地を行うこととした。この場合、対地電圧は 650V の半分となるため、整流器の対地絶縁は 600V クラスで問題無い。

また、永久磁石同期機の極数については、鉄道車両で多く用いられている 36 スロットの固定子鉄心において整数スロットで実現できる最も多い極数である 12 極とした。

3. 多目的最適化を用いた発電システム設計法

3.1 提案する設計法の概要

本発電システムを構成する主要な要素には、永久磁石同期機、移相コンデンサ、全波整流器がある。このうち、永久磁石同期機については、出力に応じて概ね体格が決定されると考えられる。その一方で、移相コンデンサの寸法重量については、必要な静電容量、動作時の電流・電圧の最大値等に依存する。また、整流器の寸法等も動作時の電流・電圧に依存する。通常の駆動用インバータや

PWM コンバータの設計においては、動作時の電流や電圧は電源の電圧によりほぼ決定されるが、本発電システムにおいては、永久磁石同期機の特性と移相コンデンサの静電容量によりそれらの量が決定される。そのため、発電システムが小形軽量化できるかどうかは、永久磁石同期機の特性と移相コンデンサの静電容量に強く依存する。

そこで、本発電システムの設計においては、発電システムの小形軽量化を目指し、永久磁石同期機の特性を表すパラメータと移相コンデンサの静電容量を設計変数とし、整流器の容量等に関わる動作時の最大電流と移相コンデンサの寸法重量に関わる kVA 容量の最小化を設計において目指す指標（目的関数）とする。

ただし、静電容量については永久磁石同期機の q 軸インダクタンスと共振角周波数から式 (5) により計算され、共振角周波数については上限値や下限値をエンジン回転速度から設定することが可能であるため、共振角周波数を静電容量に対応する実際の設計変数とする。

目的関数が二つあるため、本問題は多目的最適化問題となる。目的関数が二つ以上ある場合、それらの間にトレードオフ関係が生じる場合がある。その場合には、単一の最適解では無く、パレート最適解と呼ばれる最適解の集合を得ることを目指すことになる。多目的の場合、最適解を選定する指標としてランキング関数が用いられる。ランキング関数は、ある解（設計変数の組み合わせ）に対し、全ての目的関数について優越する解がいくつ存在するかを表す関数である。このランキング関数の値がゼロである解の集合がパレート最適解である。

本システムの設計においては、パレート最適解により最大電流と移相コンデンサ kVA 容量との間のトレードオフ関係を明らかにし、その上で、パレート最適解の中から、最終的な設計を選択する。

以上が提案する設計法の概要である。

3.2 設計変数・目的関数・制約条件

以下では、最適化問題を具体的に設定していく。

まず、本発電システムの動作を決定する設計変数を表 2 に示す。表 2 には最適化において設計変数を変化させる範囲を規定する下限値と上限値を示す。

永久磁石同期機の基本的な特性は、永久磁石による磁束、d 軸インダクタンス、q 軸インダクタンスの三つの変数で表される。しかし、q 軸インダクタンスと d 軸イ

表 2 設計変数

設計変数	単位	下限値	上限値
永久磁石による磁束	Wb	0.0804	0.8038
d 軸インダクタンス	mH	0.1	10
突極比	—	1	3
共振角周波数	rad/s	565.5	879.6

インダクタンスの比である突極比は主に回転子の鉄心形状で決まり、大きく変化させることはできない。そこで、設計変数としてはq軸インダクタンスの代わりにq軸インダクタンスとd軸インダクタンスの比（突極比）を用いることとし、過去の実績から実現可能と思われる1～3の範囲で変化させることとした。

永久磁石による鎖交磁束は、最高回転速度である2100rpmにおいて発生する誘起電圧の端子間電圧のピーク値が1500Vとなる値を上限値とし、その1/10を下限値とした。d軸インダクタンスの値については、過去の永久磁石同期機の試作機のインダクタンスを参考に十分広い範囲に下限値と上限値を設定した。

共振回転速度については、アイドリング回転速度よりも十分大きく、高効率回転速度以下の回転速度とする必要があるため、回転速度900rpmに対応する共振角周波数を下限値に、回転速度1400rpmに対応する共振角周波数を上限値に設定した。

次に、最適化の目的である目的関数を表3に示す。前述の通り、移相コンデンサのkVA容量と、整流器や電線類のサイズに関わる最大電流を目的関数として設定する。kVA容量は各動作点において移相コンデンサ電圧を静電容量と電流から求め、その電圧に電流を乗じて算出する。そして、それらのうち大きい方の値を目的関数の移相コンデンサkVA容量とする。

更に制約条件を表4に示す。まず、必要な出力が得られることは必須条件であるため、それを制約条件として設定した。具体的に計算を行う際には、式(1)～(4)を用いて必要な出力を得ることができるq軸電流の値を数値的に求める。そして、そのq軸電流と式(1)～(4)等を用いて諸量を計算する。直流電圧の制約条件は上限値として650Vを与える。後述するように電流を最小化するように最適化が行われるため、基本的に直流電圧は制約条件下でなるべく高くなろうとする傾向がある。そのた

表3 目的関数

目的関数	単位
最大電流	A
移相コンデンサkVA容量	kVA

表4 制約条件

制約条件	単位	下限値	上限値
出力限界（高効率回転速度）	kW	220	—
出力限界（最大出力回転速度）	kW	300	—
直流電圧（高効率回転速度）	V	—	650
直流電圧（最大出力回転速度）	V	—	650
交流対地電圧（高効率回転速度）	V	—	1500
交流対地電圧（最大出力回転速度）	V	—	1500
電流ベクトル絶対値	A	ψ_m/L_d	$2\psi_m/L_d$

め、上限値の設定のみで十分であり、下限値は必要無い。交流対地電圧の制約条件については、表1で計算される発電機の対地最高電圧が1500V以下になるように設定する。整流器の対地最高電圧については、直流電圧の制約が満たされれば自動的に満たされるため制約条件として設定する必要は無い。最後に、得られる永久磁石同期機の実現不可能なものにならないようにするために、動作時の電流ベクトル絶対値に制約を与える。表4で下限値として記載したのは磁石の起磁力に対応する電流値の計算式であり、磁石量と相関が強い。この値が電流ベクトルより大きい設計は磁石量が過剰になる可能性が高いため、下限値とした。逆に、電流ベクトルがこの値よりも大きすぎると磁石が減磁する可能性が高まるため、過去の製作実績を参考に、下限値の2倍を上限値とした。

3.3 多目的最適化結果

前述の通り、本最適化問題は多目的最適化問題である。このような最適化問題に適したアルゴリズムとしては遺伝的アルゴリズムが有効であることが知られており、今回は遺伝的アルゴリズムを応用したNSGA-II⁸⁾⁹⁾を使用する。最適化計算のプログラムはPythonを用いた多目的最適化のライブラリであるpymoo⁸⁾を使用して実装した。個体数の最大値を100、計算の世代数については100、500、1000、1500、2000と変化させた場合の結果を図3に示す。

図3では多目的最適化の結果得られた、最大電流と移相コンデンサkVA容量のトレードオフ関係を示すパレート最適解を示している。目的関数はともに最小化を目指すものであるため、左下の個体（解）ほど優れていることになる。パレート最適解により描かれる曲線であるパレートフロントは左下に凸の形状をしており、二つの目的関数を同時に小さくできる左下の解は単目的の最

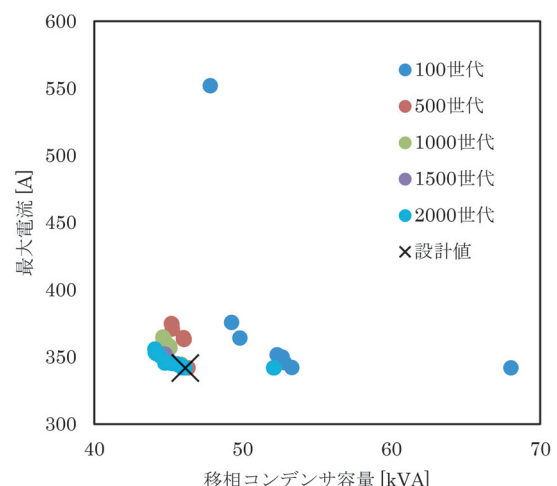


図3 パレート最適解

適化では得られない解である。100 世代では移相コンデンサ kVA 容量が小さくても最大電流が大きいものや、その逆に移相コンデンサ kVA 容量が大きくても最大電流が小さい個体も見られたが、世代が進むにつれて、左下の位置に個体が集中していく傾向が見られた。左下に集中している個体間は設計変数の値も目的関数の値も大きくは違わないため、この中の個体であれば、どの個体であってもある程度満足できる設計となっていると考えられる。そこで、2000 世代における結果のうち、左下に集中している個体の中で、最大電流が最小となる個体の設計を設計値として選択した。設計値を表 5 に示す。表 5 中の設計値は選択した個体の設計変数の値であり、q 軸インダクタンスは d 軸インダクタンスと突極比から計算した値である。

4. 設計した発電システムの動作確認

4.1 解析による確認

前章で得られた設計値で規定される発電システムの動作について確認を行い、設計の妥当性を検証する。

まず、解析式を用いて、設計値に対する各動作点での電流や電圧の値を計算した結果を図 4 に、各回転速度において負荷を変化させた際の電流ベクトルを図 5 に、電流（相電流実効値）、電圧（端子電圧実効値）の変化を

表 5 選択した設計値

項目		単位	設計値
設計変数	永久磁石による磁束	Wb	0.379
	d 軸インダクタンス	mH	0.643
	q 軸インダクタンス	mH	1.474
	突極比	—	2.293
	共振角周波数	rad/s	565.5
目的関数	最大電流	A	341.8
	移相コンデンサ kVA 容量	kVA	46.1

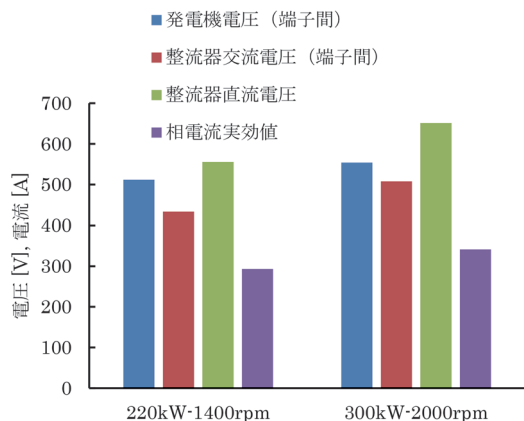


図 4 動作時の電流・電圧

図 6 に示す。

図 4 で確認できる通り、動作時の電流・電圧は共に最大出力の際の方が大きい値である。そのときの電流値は表 5 に示した通り、341.8A であり、直流電圧の値は上限の制約として与えた 650V になっている。発電機電圧は整流器の交流電圧とあまり変わらない値であり、移相コンデンサの kVA 容量低減を目指した結果、移相コンデンサの電圧が小さく抑えられていると考えられる。

次に、図 5 中には電流当たりのトルクが最も大きくなる動作状態である MTPA (Maximum Torque Per Ampere)^{10) 11)} に対応する曲線も記載したが、今回の設計ではどちらの回転速度でも比較的 MTPA に近い動作をしており、電流が少なく効率の高い動作点での動作が期待

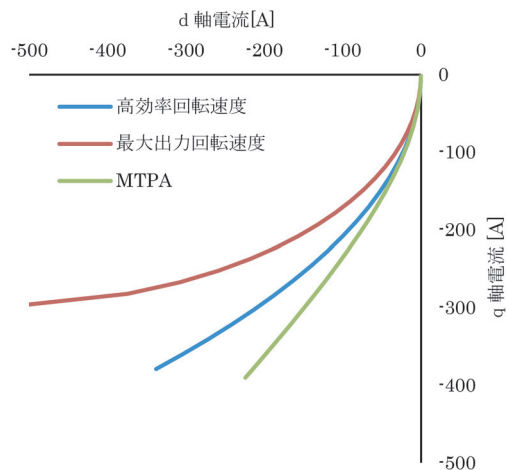


図 5 負荷変化時の電流ベクトル変化

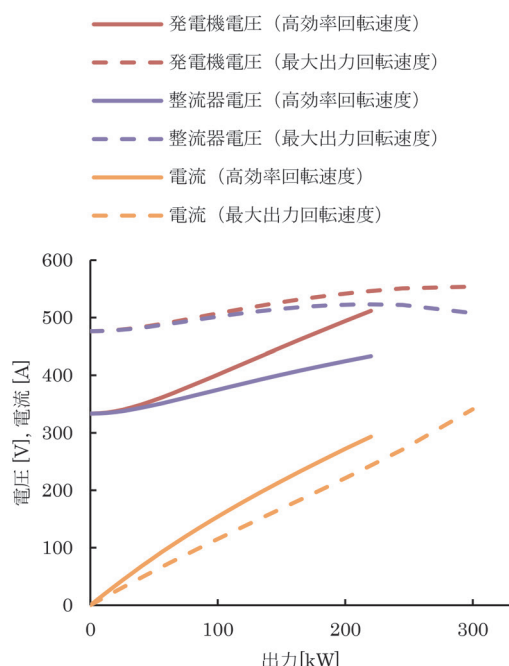


図 6 負荷変化時の電流・電圧変化

できる。ただし、最大出力回転速度についてはこれ以上 q 軸電流が増えない出力限界に近付いていることが分かる。最適化を進めていくと出力限界点が選定される可能性が高くなる一方で、実機の設計においては余裕のある設計とする必要があるため、最適化時の出力に関する制約条件を大きな値にしておく方が良い。

図6の電流電圧の変化では、各回転速度において負荷が増大しても整流器電圧が大きく変化しない傾向が見られるため、通常の直流架線用のインバータ制御方法との組み合わせで問題無く駆動システムを構築できると考えられる。

4.2 シミュレーションによる確認

次に、回路シミュレーションを用いたシミュレーションを行い、整流器も含めた動作の確認を行う。整流器の直流側には直流コンデンサを配置する必要がある。その静電容量設計は発電システムの動作に大きく影響するが、ここでは1mFの直流コンデンサを直列に接続する構成とした。

回路シミュレータはModelica¹²⁾言語を用いたシミュレーション環境であるSystemModeler¹³⁾を使用する。図7にシミュレーションに用いたモデルを示す。

図中でsmpmと書かれているのが埋込磁石同期発電機であり、constantSpeed要素により一定の回転速度で回転する。idealDiode、idealDiode1と書かれているのがダイオードであり、m=3という表記が3相分であることを示している。すなわち、idealDiode、idealDiode1で6個のダイオードを表しており、全波整流器が構成さ

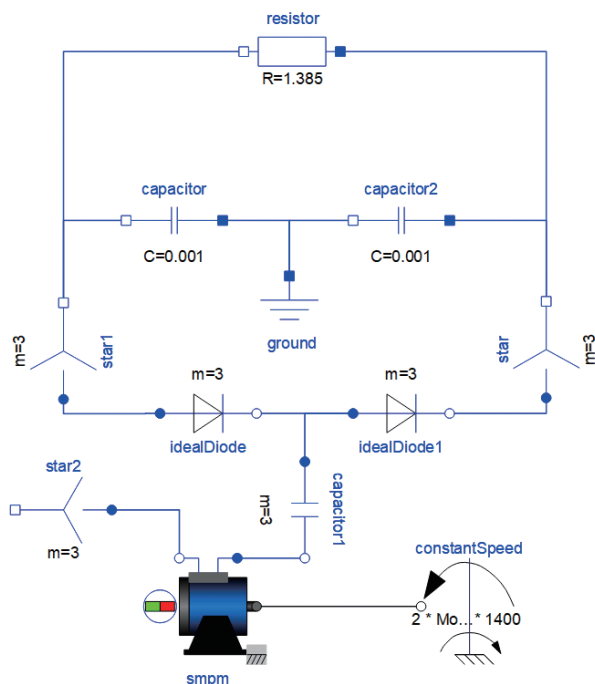


図7 シミュレーションモデル

れている。ダイオードと発電機の上に位置している capacitor1 も m=3 と書かれていて3相分の移相コンデンサを示している。一番上に位置している resistor が負荷抵抗で、その下の capacitor が直流コンデンサである。これらとダイオードの間には star, star1 と書かれている要素があり、このスター結線要素により三相が直流部に接続されている。直流部の中性点は ground 要素に接地されており、そこが電位の基準となる。

以下で示すシミュレーション結果は、動作条件が高効率回転速度における最大出力(1400rpm, 220kW)とエンジン最大出力(2000rpm, 300kW)の2点について実施した結果である。負荷の調整は抵抗値により行った。

高効率回転速度における最大出力(1400rpm, 220kW)における計算結果を図8~図10に示す。シミュレーションは0.2秒間について実施し、いずれの図も最後の0.008秒間についてプロットしている。

図8は永久磁石同期機の電流・電圧である。電流値は概ね三相对称の正弦波状になっているが、電圧値はダイオードの切り替わりのタイミングで急激に変化する。

図9は負荷抵抗の電流電圧であり、全波整流器に特徴的な一周あたり6回の脈動があるが、電流・電圧ともほぼ一定値となっている。電流の平均値は404A、電圧平均値は542V、発電電力は約220kWであり、解析結果と概ね一致している。

また、図10の通り、永久磁石同期機の端子の電位は600V以下であり、整流器の直流側と共に電圧制限に対して十分に余裕のある値となっている。

次に、エンジン最大出力(2000rpm, 300kW)における計算結果を図11~13に示す。こちらについても、シミュレーションは0.2秒間について実施し、最後の0.008秒間についてプロットしている。

最大出力の場合についても、高効率回転速度の場合と同様に、発電システムは想定通り動作しており、発電機の電流値も解析と概ね一致している。直流部の電流、電圧の平均値は493A、606Vであり、解析に比べて若干電圧が低いながらもほぼ一致している。各部位の対地電圧は余裕を持って制約条件を満たしており、絶縁構成上問題の無い範囲に収まっている。交流側の対地電圧の制約は1500Vとしたが、結果的に対地電圧の観点からは600Vでも問題の無い設計となっている。

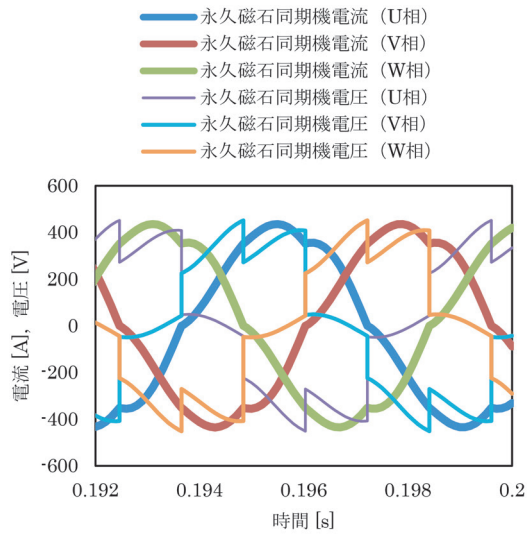


図 8 発電機電流・電圧の計算結果(1400rpm-220kW)

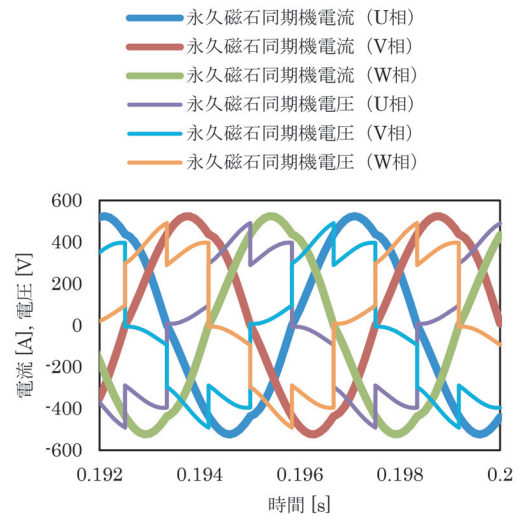


図 11 発電機電流・電圧の計算結果(2000rpm-300kW)

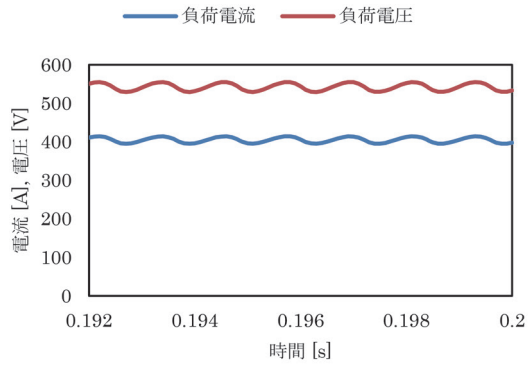


図 9 負荷抵抗電流・電圧の計算結果(1400rpm-220kW)

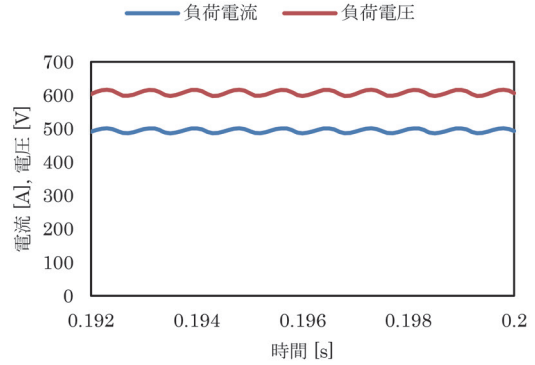


図 12 負荷抵抗電流・電圧の計算結果 (2000rpm-300kW)

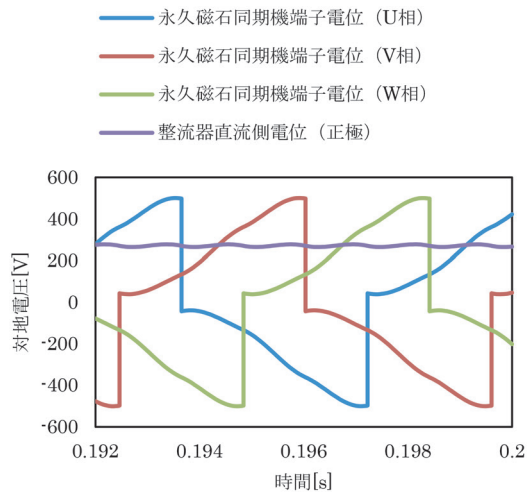


図 10 各部の電位 (1400rpm-220kW)

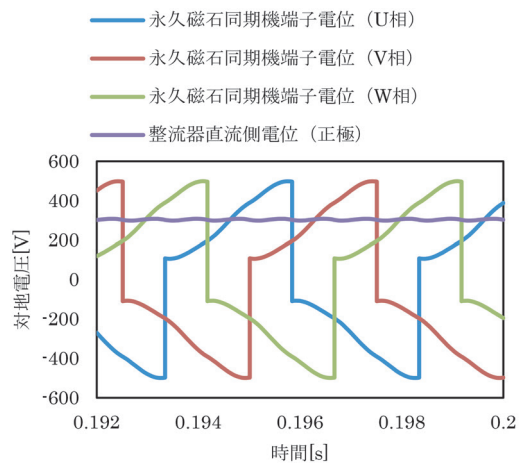


図 13 各部の電位 (2000rpm-300kW)

5. おわりに

本論文では、永久磁石同期機と全波整流器の間に移相コンデンサを挿入した発電システムに関して、永久磁石

同期機の機器定数を設計変数と考え、整流器の電流容量やコンデンサのkVA容量低減を目的として、多目的最適化を行うことで発電システムの設計を行う方法を提案した。電気式ディーゼル車両を想定した設計問題に対し

てその方法を適用した結果、多目的最適化手法を用いることで、整流器の電流容量とコンデンサのkVA容量の双方を同時に低減する機器定数の組み合わせを得ることができた。さらに、その機器定数の永久磁石同期機を用いたシステムについてシミュレーションにより動作確認を行い、設計の前提とした目標出力の確保や対地電圧の制限を実現できることを確認し、提案する設計法の有効性を示した。

なお、本研究では永久磁石同期機の機器定数を設計変数として扱ったが、一般に、機器定数は設計の結果として定まるものであり自由に定められるものではない。また、鉄心の磁気飽和の影響で、動作点により機器定数の値が変動することが知られている。今後は、永久磁石同期機の設計検討を行い、目標とする機器定数やシステム動作を実現できるかどうかを確認していく予定である。

文 献

- 1) 西澤寛, 斎藤慎, 沼崎光浩, 田村圭司: DF200形ディーゼル電気機関車, 鉄道におけるサイバネティクス利用国内シンポジウム論文集, 318, pp.297-301, 1992
- 2) 白木直樹, 加藤洋子, 安井義隆, 金子貴志, 大石享一: キハE200形ディーゼル気動車のハイブリッドシステム, 第17回鉄道技術連合シンポジウム (J-Rail2010), SS4-2, 2010.
- 3) 中村修二: ハイブリッド方式の次期特急車両「HC85系」試験走行車の概要, JREA, Vol.63, No.5, pp.15-18, 2020
- 4) 岸田泰司, 宮部実, 西谷幸祐, 唐澤弘毅, 北村琢也: 電気式内燃動車 (DEC700) の開発, 第58回鉄道サイバネ・シンポジウム論文集, 論文番号 503, 2021
- 5) Minoru Kondo, Comparison of Two Types of DC Power Generation Systems with Permanent Magnet Synchronous Machines and Full-Bridge Rectifiers Using Resonant Circuits, IEEJ Journal of Industry Applications, 2022, Vol.11, No.4, pp.573-581, 2022.
- 6) 近藤稔: 永久磁石同期機と直列共振回路を用いた直流発電システム, 電気学会研究会資料, MD-21-081/RM-21-045/VT-21-006 モータドライブ研究会 / 回転機研究会 / 自動車研究会, pp.33-38, 2021
- 7) 近藤稔: 埋込磁石同期機と直列共振回路を用いた直流発電システムの解析, 電気学会研究会資料, MD-23-076/RM-23-044/VT-23-006 モータドライブ研究会 / 回転機研究会 / 自動車研究会, pp.27-32, 2023
- 8) J. Blank and K. Deb, pymoo: Multi-Objective Optimization in Python, in IEEE Access, vol.8, pp.89497-89509, 2020.
- 9) K. Deb, A. Pratap, S. Agarwal, and T. Meyarivan. A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: nsga-II. Trans. Evol. Comp, 6(2): 182-197, April 2002. doi:10.1109/4235.996017., (2019)
- 10) S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasa, K. Taniguchi: Expansion of Operating Limits for Permanent Magnet Motor by Current Vector Control Considering Inverter Capacity, IEEE Transactions of Industry Applications, Vol.26, No.5, pp.866-871, 1990.
- 11) T.M. Jahns, G.B. Kliman, T.W. Neumann: Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives, IEEE Transactions of Industry Applications, Vol.IA-22, No.4, pp.738-747, 1986.
- 12) Modelica: <https://modelica.org> (参照日: 2024年4月30日)
- 13) WOLFRAM SYSTEM MODELER: <https://www.wolfram.com/system-modeler> (参照日: 2024年4月30日)