

論 文

スイッチング素子数を削減した 無瞬断巻線切り替えが可能な PWM 整流器

上級会員 伊東 淳一*a) 正員 谷向 一馬**
学生員 河村 和輝* 正員 長野 剛* 正員 日下 佳祐*

PWM Rectifier for Seamless Winding Changeover with Reduced Number of Switches

Jun-ichi Itoh^{*a)}, Senior Member, Kazuma Tanimukai^{*}, Member Kazuki Kawamura^{*}, Student-member, Tsuyoshi Nagano^{*}, Member, Keisuke Kusaka^{*}, Member

(20XX 年●月●日受付, 20XX 年●月●日再受付)

This paper proposes a PWM rectifier with a seamless winding changeover capability. The proposed PWM rectifier can be operated in the star connection mode as well as in the delta connection mode, for which the output voltage is equivalent to a generator with delta winding. The proposed topology is used for open-end winding generators. One of the ports of the generator is connected to a PWM rectifier. Another port is connected to a diode bridge rectifier, which has a switch to short the dc-link of the diode bridge rectifier. The PWM rectifier and the diode bridge rectifier are connected via diodes. The proposed configuration allows seamless winding changeover with reduced number of switches in comparison with a conventional winding changeover circuit. When the delta connection is used, a new control method for achieving low current THD has to be used. The proposed circuit and control are assessed through experiments. The generator current THD of the star connection and the delta connection are 4.0% and 4.7%, respectively. In addition, the transient response is analyzed. In spite of the winding changeover in both the directions, power is continuously supplied to the load.

キーワード: 永久磁石同期発電機, 巻線切り替え, 混合ブリッジ整流回路 Keywords: Permanent magnet synchronous generator, Winding changeover, Totem-pole bridgeless rectifier

1. はじめに

近年,災害時の電源用途として永久磁石同期電動機を用 いた小型のエンジン発電機が注目されている。これらの発 電機では発電効率の向上のために負荷電力に応じて回転数 を制御する方式がとられるため⁽¹⁾,広い速度範囲において発 電機は高効率であることが求められる。しかしながら,低 速時の発電効率を重視して,発電機の速度起電力を大きく

a) Correspondence to: Jun-1chi Itoh. E-mail: 1toh@vos.nagaokaut.ac.jp
* 長岡技術科学大学
〒940-2188 新潟県長岡市上富岡町 1603-1
Nagaoka University of Technology,
1603-1, Kamitomioka, Nagaoka, Niigata, Japan
** ダイキン工業株式会社
〒591-8022 大阪府堺市北区金岡町1304
Daikin Industries, Ltd.
1304, Kanaoka-cho, Kita-ku, Sakai, Osaka, Japan

設計すると、高速域では弱め磁束制御が必要になり、発電 機の銅損及び整流器損失が増加する。一方、高速域におけ る発電効率を重視して速度起電力を小さく設計すると、低 速域では大電流が必要となるため、銅損及び変換器損失が 増加する。本問題を解決するため、発電機の巻線切り替え が提案されている⁽²⁻⁹⁾。巻線切り替えの一手法として、電磁 接触器を用いたスターデルタ巻線切り替えが提案されてい る⁽³⁾。2つの電磁接触器を相補動作することによりオープン 巻線発電機の結線切り替えを実現する。しかし、電磁接触 器を使用する巻線切り替え方式では、発電機の短絡を防止 するために巻線の切り替え時に一定期間のデッドタイム期 間を設ける必要がある。電磁接触器のデッドタイム期間中, 負荷に電力が供給されないため出力電圧の低下が発生す る。デッドタイム期間における出力電圧低下を抑制するた めには大容量の電解コンデンサが整流器出力に必要であ り、回路の大型化を招く。そこで、回路の動作モードを変 えることにより、停電時間なしでスターデルタ巻線切り替 えを行う整流回路が提案されている⁽⁵⁾。本手法は、2 つの PWM 整流器と半導体スイッチング素子からなるモード切 り替え用スイッチを用いることで、入力電流の連続性を保 ったまま巻線を切り替えることが可能である。しかしなが ら、本方式の回路は PWM 整流器 2 台とモード切り替え用の スイッチング素子 2 個で構成されており、計 14 個のスイッ チング素子が必要となるため、コストの増加が懸念される。

そこで本論文では、スイッチング素子数を低減しつつ無 瞬断で巻線切り替えが可能な発電機用整流器を提案する。 本回路は、パワーフローを発電方向のみに限定することで 従来回路に対してアクティブなスイッチング素子を 7 個低 減可能である。

本論文の構成は下記の通りである。2章では従来の巻線切 り替えと提案回路を示し、従来回路との差異を述べる。続 いて、従来回路と提案回路の結線切り替え時の電圧低下に ついて比較し、提案法の有用性を示す。最後に、実際に発 電機に適用した場合の効率特性の測定を行い、提案回路に より高効率に動作可能な速度領域を拡大可能であることを 実験的に示す。

2. システム構成

〈2・1〉従来回路の構成

図1に従来のスターデルタ巻線切り替え回路の構成を示 す⁽²⁴⁾。図1(a)の電磁接触器を用いた巻線切り替え法は,電 磁接触器を2組使用することにより発電機の結線をスター 結線とデルタ結線間で切り替えることが可能である。しか しながら巻線の切り替え時に,発電機が負荷から切り離さ れるデッドタイム期間を設ける必要がある。この間,負荷 側には電力が供給されないため,電圧降下を抑制するため には整流器出力に大容量のコンデンサが必要となり,シス テムの大型化を招く。

図1(b)はオープン巻線の発電機に対して2台のPWM整流 器とモード切り替え用のスイッチング素子2個を追加した 回路構成である⁽⁵⁾。本回路では、半導体スイッチの切り替え により巻線の切り替えが可能であるが、通常の三相PWM整 流器に対して8個のアクティブなスイッチング素子を追加 する必要があり、システムのコスト増加は避けられない。

〈2・2〉提案回路の構成

図 2 に提案回路を示す。提案する発電機システムは PWM 整流器とダイオード整流器,これらの直流部を結ぶダイオ ード D_1 , D_2 並びにダイオード整流器の直流部を短絡するス イッチ S_1 ,オープン巻線発電機により構成される。図 1(b) に示した従来回路に対して PWM 整流器の一つをダイオー ド整流器に, S_p , S_n をダイオード D_1 , D_2 に置き換え,あら たにスイッチ S_1 を追加した構成となる。

図3に提案回路の制御ブロック図を示す。本回路ではベ









capability.



Fig. 2. Proposed circuit.

クトル制御に基づき整流器の入力電流制御及び整流器出力 電圧制御を行う。なお,提案回路は発電機がスター結線と なるモードと,デルタ結線相当となるモードの2つのモー ドを持つ。

(1) スター結線モード

図 4(a)に提案回路のスター結線モード時の等価回路を示 す。S₁がオンの時,ダイオード整流器とスイッチ S₁が中性 点を構成し,発電機はスター結線となる。ダイオード整流 器の順方向電圧降下及び,スイッチ S₁のオン電圧降下を無 視すれば,スター結線モードは通常のPWM 整流器と同等の 動作となる。したがって,スター結線モードの時の入力電 流リプルは図 1(a)及び(b)と同等である。

スター結線モードにおいて,低速域ではd軸電流 ia=0制 御,高速域では弱め磁束制御を行う。弱め磁束制御適用時 のd軸電流指令は(1)式で与えられる⁽¹⁰⁾。



Fig. 3. Control block diagram of proposed circuit.

ここで、 i_q は q 軸電流、 ψ_a は誘起電圧定数、 V_{om} は電圧制限 値、 ω_e は電気角速度、 $L_d \ge L_q$ は dq 軸インダクタンスであ る。

(2) デルタ結線モード

図 4(b)に提案回路のデルタ結線モード時の等価回路を示 す。S1がオフの時、ダイオード D1, D2による順方向電圧降 下を無視すれば、PWM 整流器とダイオード整流器の直流部 は共通となる。この時、片側がダイオードレグ、もう一方 は IGBT をレグとした単相の混合ブリッジ整流回路⁽¹¹⁾が 3 台並列接続した構成となる。これにより発電機巻線自体の 結線をデルタ接続せずとも、各相の整流器の入力電圧は発 電機の相電圧となるため、等価的にデルタ結線されている ものとみなすことができる⁽⁵⁾。したがって、本論文ではこの 動作モードをデルタ結線モードと呼ぶ。

図 5, 図 6 にデルタ結線モード時の単相(u 相)混合ブリッ ジ整流回路及び、同期リアクタンスが小さい場合の動作モ ードを示す。発電機端子電圧 vg が正の時の動作モードはス イッチ Sun と Sun のオンオフ状態によって図 6(a)及び(b)の 2 モードに分けられる。発電機端子電圧が正の時、インダク タの充電期間は下側スイッチ Sunがオンの期間となる。した がって、上側オンデューティを di, キャリア周期を T とす ると、インダクタの充電期間は(1-d₁)Tとなる。一方、図 6(c) 及び(d)で示した発電機端子電圧が負の期間において、イン ダクタの充電期間は Supがオンの期間となり、つまり充電期 間はduTとなる。これらの特性から、入力電圧のゼロクロス において、電流を正弦波状に保つためにはデューティを不 連続に変化させなければならない。しかしながら、PI 制御 により発電機電流を制御しているため、デューティは急峻 に変化することができず、PI 制御が適切なデューティを操 作量として出力するまでの期間、入力電流にひずみが生じ





(b) Delta-connection mode Fig. 4. Equivalent circuit of proposed circuit.

る。本論文では、磁極位置から発電機端子電圧極性を推定 し、電圧極性に応じたフィードフォワード項をインバータ の電圧指令値に加算することで電流ひずみを低減する。本 問題は、提案回路独自の問題ではなく、単相混合ブリッジ 整流回路適用時に発生する共通の課題である。

図7に提案回路のベクトル図を示す。図7(a)が力率1制御 (¹²⁾導入前,(b)が力率1制御導入後である。力率1制御の必 要性について説明する。同期リアクタンスが小さい場合, 発電機端子電圧と逆起電力の振幅はほぼ等しくなる。しか しながら,同期リアクタンスの増加に伴って発電機端子電 圧と逆起電力の位相差*8*が大きくなり,端子電圧が上昇す る。さらに,単相混合ブリッジ整流回路では入力電圧極性 に応じてデューティが不連続に変化する必要があるため電 圧極性の切り替わり付近で整流器が過変調となり,電流ひ ずみが増加する。そこで、本論文では逆起電力ではなく発 電機端子電圧 vgに対して入力力率が1となるよう制御する。 論文中において本制御法を「力率1制御⁽¹²⁾」と称する。力 率1制御により、整流器の過変調に起因する電流ひずみを 低減できる。

整流器入力電圧に対して力率1とするため,d軸電流指令 *ia**を(2)式に則って与える⁽¹²⁾。

デルタ結線モードの時の入力電流リプルは従来回路である図 1(a)及び,(b)と比較して増加するが、本回路のように 同期発電機を電源とする場合には同期リアクタンスが十分 大きいため電流リプルはもとより小さく、電流リプルとデ ッドタイムによる電流ひずみの影響は小さい。

3. シミュレーション

表1 にシミュレーション条件を示す。本章では,提案回路の有用性を明らかにするため,図1(a)の従来回路と提案回路の両者において巻線切り替え時の動作比較を行った。なお,従来回路において巻線の切り替え時には電磁接触器のスイッチングの間にデッドタイムを設ける必要がある。ここで,電磁接触器の切り替えに使用するデッドタイムは2msとした。

<3·1> 定常特性

図 8(a)に電磁接触器を用いたスターデルタ巻線切り替え 回路,図8(b)に提案回路を力率1制御なしで駆動した場合, 図8(c)に提案回路を,力率1制御を付与して駆動した場合の 巻線切り替え時のシミュレーション結果を示す。はじめは スター結線モードで運転し,1.0 sにおいてデルタ結線モー ドに巻線を切り替える。

図 8 より発電機の出力電圧最大値はスター結線モード時 には 173 V, デルタ結線モード時には 100 V となる。スター 結線モード時にはデルタ結線モードの 1.73 倍の電圧が出力 されているため,巻線切り替え動作が正しく行われている ことがわかる。

提案回路では一般的なデルタ結線とは異なり,相電流の 1.73 倍の大きさとなる線電流が存在しない。そのため,発 電機の同期リアクタンスに流れる相電流により比較する。 相電流は巻線切り替えの前後で電流振幅は変化しない。ま た発電機の逆起電力も変化しないため,巻線切り替えの前 後で電力は一定となる。提案回路ではモードの切り替えの 前後で整流器出力電圧の変動は発生せず,どちらの場合に おいても定常時においては一定の出力電圧 350 V が得られ ている。

入力力率に着目すると、従来回路及び、提案回路のスタ ー結線モードでは結線によらず逆起電力に対して力率 1 と なるよう制御されている。一方、提案回路をデルタ結線モ ードで駆動する場合には、力率 1 制御を導入し発電機端子 電圧に対して力率 1 となるよう制御する。力率 1 制御を導



Fig. 5. Single-phase totem-pole bridgeless rectifier (u-phase).



(c) $v_g < 0$, S_{un} :On (d) $v_g < 0$, S_{up} :On Fig. 6. Operation mode of single-phase totem-pole bridgeless rectifier (u-phase).



(a) Without unity power factor control (b) With unity power factor control Fig. 7. Vector diagrams of proposed totem-pole bridgeless rectifier.

入しない場合,発電機電流にひずみが生じるが,力率1制 御を導入することで,20次までのTHD(Total Harmonic Distortion)は22.8%から1.6%に低減できる。また,スイッチ ングリプル成分を含めた1000次まで考慮しても,THDはそ れぞれ23.3%と4.7%となっており,力率1制御により発電 機電流の低ひずみ化が可能である。なお,力率1制御により発電 機電流の低ひずみの低減が可能であるが,d軸電流の増加 によって発電機の銅損が増加する。したがって発電機の損 失を考慮して力率1制御の適用の有無を決定しなければな らないが,本論文では低次高調波によるトルクリプル低減 を優先するため,デルタ結線モード時には全領域で力率1 制御を適用する。

(3・2) 巻線切り替え

図 8(a)より従来回路では電磁接触器のデッドタイム期間 中,発電機が電流経路を失うため,停電期間となる。また デッドタイム期間終了後の再通電時,低下した直流電圧を 補償するため過渡的に発電機電流が増加する。デッドタイ ム期間中に生じる負荷電圧の変動をΔVoc 以内に抑制するた めに必要な直流リンクコンデンサ容量は

で近似できる。ここで、*Iout* は定格出力電流、*Tm* は電磁接触器のデッドタイムである。従来の電磁接触器を用いた巻線切り替えでは、(3)式で示した直流コンデンサ容量が最小値となるため、システムの小型化を妨げる一因となる。

これに対して提案回路では図 8(b)に見られる様に巻線切 り替え時においても入力電流を維持し、無瞬断な巻線切り 替えが可能である。ただし、デルタ結線モード時は定常状 態においても入力電流が(2)式に示したd軸電流分上昇する。

〈3·3〉 同期リアクタンスの影響評価

図 9 にデルタ結線モードにおける同期リアクタンス%Xa

Table 1. Parameters for simulation.

Parameters	Value
Inductance of generator L_a	3.2 mH
Synchronous reactance $\%X_a$	20%
Back EMF of generator $V_{\rm ac}$	100 V _{peak}
Frequency of back $\text{EMF} f_{\text{emf}}$	100 Hz
Carrier frequency f_{sw}	10 kHz
Output voltage V_{out}	350 V
Response angler frequency of ACR	4000 rad/sec
Response angler frequency of AVR	40 rad/sec
Output DC capacitance	470 μF



(a) Conventional winding changeover circuit with magnetic contactors

に対する入力電流の THD(20 次まで)を示す。ここでは d 軸 の同期リアクタンスを 3%~40%まで変化させたときの入力 電流 THD をシミュレーションにより導出した。図中の曲線 はシミュレーション結果の近似曲線である。

図9より, *i*a = 0 としたとき,入力電流 THD は同期リア クタンスの増加に伴って THD が悪化している。例えば発電 機の同期リアクタンスが 20%の時,入力電流 THD は 22.8% まで増加する。増加した電流の低次高調波成分により発電 機損失の増加やトルクリプルの増加に伴う駆動時の騒音の





影響が懸念される。しかし、力率 1 制御を導入することで 入力電流 THD を 1.6%まで低減可能である。

図 10 に発電機の回転数および出力電力を一定とした時の,同期リアクタンスに対する入力電流のシミュレーション結果を示す。図中において実線は *id*=0制御適用時の発電機電流理論値,点線は力率1制御適用時の発電機電流理論値である。

 $i_d = 0$ 制御を適用した場合,同期リアクタンスが増加した としても入力電流の増加は小さい。一方,力率1制御を導 入した場合,同期リアクタンスの増加と共に発電機端子電 圧に対して力率1とするために必要なd軸電流が増加する ため,損失の増加が予想される。しかしながら,図9に示 したように, $i_d = 0$ 制御では同期リアクタンスの増加に伴っ て THD が増加するため,発電機の振動の観点からは力率1 制御を導入する必要がある。

4. 実験結果

本章では提案回路の実機検証を行った。表 2 に使用した 永久磁石同期発電機のパラメータを示す。なお、本発電機 はオープン巻線発電機であり、一対の端子を提案回路のイ ンバータ側に、もう一対の端子をダイオード整流器側に接



Fig. 9. Generator current THD versus synchronous reactance of the generator.



Fig. 10. Amplitude of generator current versus synchronous reactance of the generator.

続し使用する。本実験では,発電機電流の電流制御系の応 答角周波数を4000 rad/s,直流電圧制御系を40 rad/sとした。 また,出力の直流コンデンサ容量は470 μF である。

〈4·1〉定常動作

図11に出力電力1kW,モータ回転速度0.5p.u. (3000 r/min) 時の提案回路の実験結果を示す。(a)はスター結線モード,(b) はデルタ結線モードの結果である。図11より,スター結線 モード,デルタ結線モードの両者とも入力電流の正弦波化 及び,直流出力電圧制御が正常に動作していることが確認 できる。この時,入力電流 THD はスター結線モードにおい て4.0%,デルタ結線モードにおいて4.7%である。なお,図 11(b)のデルタ結線モードでは,先述した理由により入力電 圧極性に応じて電圧指令値が不連続に変化する必要がある

Table. 2. Parameters of IPMSM.

Parameters	Value
Rated torque	6 Nm
Rated power	3.7 kW
Rated speed	6000 r/min
Number of pole pairs	3
Rated current	10 A
Winding resistance	0.094 Ω
d-axis inductance	8.27 mH ($%X_d = 48.8\%$)
q-axis inductance	9.24 mH (% $X_q = 53.2$ %)
Back-EMF coefficient	0.15 V•s/rad





(b) Delta-connection mode Fig. 11. Experimental results of proposed circuit.

ため、正弦波電圧とはならない。

〈4・2〉 巻線切り替え動作

図12に結線切り替え時の動作波形を示す。(a)はスター結 線モードからデルタ結線モード,(b)はデルタ結線モードか らスター結線モードに切り替えたときの動作波形である。 両切り替え方向とも電流の瞬断なく巻線切り替えを達成で きていることを確認した。負荷電圧に着目すると,出力電 圧制御の制御応答の制限により直流電圧値が増加もしくは 減少するものの,無瞬断で動作モードの切り替えが実現で きていることが分かる。

図13に出力電力1 kW時における,スター結線モード及 びデルタ結線モード適用時の提案回路の効率特性及び,理 論計算により導出した理論効率特性を示す。図中において 点線は変換器効率の理論曲線を示している。なお,理論式 の導出は付録に示す。

本論文では、デルタ結線モードとスター結線モードの変 換器損失をそれぞれ導出し、これらの損失の交点を切り替 え点とする。なお、実際には発電機の鉄損及び銅損を考慮 して切り替え点を決定する必要があるが、本論文では実験 機の構成の都合により発電機の軸入力を測定できないため、 変換器損失のみを考慮した。

デルタ結線モードでは、力率1制御のために速度領域に よらずd軸電流を流す必要がある。従って、低速域での効 率はスター結線モードよりも低い。しかしながら、高速域 ではスター結線モードにおいても弱め磁束制御を適用する 必要があり、速度の上昇と共にスター結線モードの効率は 低下する。デルタ結線モードの高速域においては、d軸電流 は引き続き流す必要はあるものの、スター結線モードに対 してd軸電流を抑制できるため高効率となる。本論文で使 用した発電機および提案回路の場合には、速度 0.575p.u. (3450 r/min)において高効率となる結線モードが入れ替わる。 実験結果及び、理論計算により導出した切り替え点が一致 していることから、本実験の妥当性を確認した。

本速度を切り替え速度として、切り替え速度よりも低速 ではスター結線モード、高速域ではデルタ結線モードを用 いることで、発電機の速度が変化した場合にも高い変換効 率を維持可能である。

5. まとめ

本論文では、スイッチング素子数を低減した無瞬断で巻 線切り替えが可能な PWM 整流器を提案した。本回路はオー プン巻線モータに対してインバータと、直流部を短絡する ためのスイッチを有するダイオード整流器を接続した構成 である。また、インバータとダイオード整流器の直流部間 にダイオードをもつ構成を取る。ダイオード整流器に付属 したスイッチのオンオフを切り替えることにより、オープ ン巻線モータの結線をスター結線、デルタ結線間で無瞬断 に切り替え可能である。

提案回路の実機検証を行い,スター結線モード及びデル タ結線モード時の入力電流 THD がそれぞれ 4.0%, 4.7%であ



(a) From star-connection mode to delta-connection mode



(b) From delta-connection mode to star-connection mode Fig. 12. Winding changeover between star winding and delta winding modes.



Fig. 13. Changeover point in term of efficiency.

り、両動作モードとも入力電流の制御が可能であることを 確認した。また、スター結線からデルタ結線及び、デルタ 結線からスター結線への巻線切り替え動作の検証を行っ た。実験結果より、両切り替え方向共に無瞬断で巻線切り 替えが可能であることを確認した。

今後は、本提案回路に適した出力特性を有する発電機の

設計及び、提案回路の設計を行う予定である。

付 録

 スター結線モードにおける変換器損失の導出 発電機出力 Pout と dq 軸電流の関係は(付 1)式で与えられ る。

また,弱め磁束制御を適用した場合のスター結線モード における d 軸電流は(1)式である。したがって,相電流のピ ーク値 L は(付 2)で得られる。

$$I_{a} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{i_{a}^{2} + i_{q}^{2}} \dots (\text{(f 2)})$$

相電流のピーク値 *Ia*を用いて変換器損失を導出する。ス ター結線モード時の変換器損失 *Plass star* は(付 3)で表される。

$$P_{loss \ star} = P_{inv \ fw} + P_{inv \ sw} + P_{sw \ star} \dots (\text{fr} 3)$$

ここで、*Pinv_fw*はインバータの導通損失、*Pinv_sw*はインバー タのスイッチング損失、*Psw_star*はモード切り替え用素子の損 失である。スター結線モードでは三相ダイオード整流器と スイッチ S₁がモード切り替え用素子となる。

インバータの導通損失 Pinv fwは(付4)で得られる。

$$P_{inv_fw} = 6 \left\{ I_a^2 k_{CE} \left(\frac{1}{8} + \frac{\lambda}{3\pi} \cos\theta \right) + I_a V_{CE0} \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{\lambda}{8} \cos\theta \right) \right\}$$
$$+ 6 \left\{ I_a^2 k_{FWD} \left(\frac{1}{8} - \frac{\lambda}{3\pi} \cos\theta \right) + I_a V_{FWD0} \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{\lambda}{8} \cos\theta \right) \right\}$$
$$\dots (fr 4)$$

ここで、 λ はインバータの変調率、 $\cos\theta$ は力率である。また、 スイッチング素子のコレクタ-エミッタ間電圧をコレクタ電 流 *Ice* に対して *Vce* = *Vceo* + *kce Ice* と一次近似した。同様に、 還流ダイオードの順方向電圧特性を *VFWD* = *VFWD0* + *kFWD IFWD* と一次近似した。

一方,インバータの導通損失 Pinv_swは(付5)で得られる。

$$P_{inv_{sw}} = \frac{6}{\pi} f_{sw} (E_{on} + E_{off} + E_r) \dots (\text{fr} 5)$$

ここで、f_{sw}はインバータスイッチング周波数, Eonはスイッ チング1回あたりのターンオン損失, Eoffはターンオフ損失, Erはリカバリ損失である。

動作モード切り替え用素子の損失 P_{sw_star} は(付 6)で得られる。

$$P_{sw_star} = 2(k_{FWD}I_a^2 + V_{FWD}I_a) + (k_{CE}I_a^2 + V_{CE}I_a) \dots (\text{fr} 6)$$

以上でスター結線モードにおける変換器損失が導出され た。

2. デルタ結線モードにおける変換器損失の導出

弱め磁束制御を適用した場合のスター結線モードにおけ る電流は(2)式で得られる。

デルタ結線モード時の変換器損失 Ploss delta は(付 7)で表さ

れる。

 $P_{loss_delta} = P_{inv_fw} + P_{inv_sw} + P_{sw_delta} \dots ((7))$

ここで、*P_{sw_delta}* はモード切り替え用素子の損失である。デ ルタ結線モードにおいては、三相ダイオード整流器とダイ オード D₁、D₂がモード切り替え用素子となる。

$$P_{sw_{delta}} = 4(k_{FWD}I_a^2 + V_{FWD}I_a) \dots (\text{(ft 8)})$$

以上でデルタ結線モードにおける変換器損失が導出され た。

文 献

- (1) 金井潤一, 真島尚之, 横川成年, 星川朋之, 村田和美:「エンジン駆動型インバータ発電機の制御方法, 及びエンジン駆動型インバータ発電機」, 特開 2013-164023 (2013)
- (2) M. Hsieh, F. Hsu, D. G. Dorrell: "Winding Changeover Permanent-Magnet Generators for Renewable Energy Applications", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 48, No. 11, pp. 4168-4171 (2012)
- (3) S. Sadeghi, L. Guo, H. A. Toliyat, L. Parsa: "Wide Operational Speed Range of Five-Phase of Five-Phase Permanent Magnet Machines by Using Different Stator Winding Configurations", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 59, No. 6, pp 2621-2631 (2012)
- (4) Y. Kim, H. Kim: "Efficiency Improvement by Changeover of Phase Windings of Multiphase Permanent Magnet Synchronous Motor with Outer-Rotor type", APEC2010, pp 112-119 (2010)
- (5) 沢俊裕、久米常生:「巻線切替機能付インバータ」,特開平 01-34198 (1989)
- (6) Mehesh M. Swamy, Tsuneo Kume, Akihiko Maemura, and Shinya Morimoto: "Extended High-Speed Operation via Electric Winding-Change Method for AC Motors", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 42, No. 3, pp 742-752 (2006)
- (7) Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa, Cursino Brandão Jacobina, Edison Roberto Cabral da Silva, Antonio Marcus Nogueira Lima:"A General PWM Strategy for Four-Switch Three-Phase Inverters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 21, No. 6, pp 1618-1627 (2006)
- (8) T. Kume Mahesh M. Swamy, M. Sawamura, K. Yamada, I. Murokita:" A Quick Transition Electronic Winding Changeover Technique or Extended Speed Ranges", 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (2004)
- (9) 久米常生, Mahesh M. Swamy:「3 相交流電動機の巻線切換装置」,特 開 2009-08435 号 (2009)
- (10) T. M. Jahns: "Flux-Weakening Regime Operation of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 23, No. 4, pp. 681-689 (1987)
- (11) B. Su, Z. Lu: "An Interleaved Totem-Pole Boost Bridgeless Rectifier With Reduced Reverse-Recovery Problems For Power Factor Correction", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 25, No. 6, pp. 1406-1415 (2010)
- (12) S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasa: "Current phase control methods for permanent magnet synchronous motors", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 5, No. 2, pp. 133-139 (1990)





(上級会員)1972年1月6日生。1996年3月, 長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修 了。同年4月,富士電機(株)入社。2004年4 月,長岡技術科学大学電気系准教授。2017年4 月,同大学電気系教授。現在に至る。主に電力 変換回路,電動機制御の研究に従事。博士(工 学)(長岡技術科学大学)。2007年第63回電気 学術振興賞進歩賞受賞。2010年 Takahashi Isao

Award (IPEC Sapporo),第58回電気科学技術奨励賞,2012年インテ リジェントコスモス奨励賞,2014年,2016年電気学会産業応用部 門論文賞,2017年文部科学大臣表彰・科学技術賞(開発部門),受賞。 IEEE Senior member,自動車技術会会員。



(正員) 1990年12月28日生まれ。2013年3 月,長岡技術科学大学電気電子情報工学課程卒 業。同年4月,同大学大学院工学研究科修士課 程電気電子情報工学専攻入学。2016年3月, 長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程 電気電子情報工学専攻修了。同年4月,ダイキ ン工業(株)入社。主に電動機制御に関する開 発に従事。





(学生員) 1993 年 4 月 20 日生まれ。2016 年 3 月,新居浜工業高等専門学校専攻科電子工学専 攻課程卒業。同年 4 月,長岡技術科学大学大学 院工学研究科修士課程電気電子情報工学専攻 に入学。主に電動機制御に関する研究に従事。





(正員) 1989年4月7日生まれ。2014年3月, 長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程電 気電子情報工学専攻修了。同年,4月同大学大 学院研究工学科博士後期課程エネルギー・環境 工学専攻に進学。2017年3月,長岡技術科学大 学大学院博士後期課程修了。博士(工学)。同年 4月,富士電機(株)入社。主に電動機制御に 関する研究に従事。





(正員) 1989年2月3日生まれ。2013年3月, 長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程 修了。同年4月,同大学大学院博士後期課程 エネルギー・環境工学専攻入学。2015年12月 から2016年6月までSwiss Federal Institute of Technology in Lausanne (EPFL)にTraineeとして 所属。2016年3月,長岡技術科学大学大学院 博士後期課程修了。博士(工学)。同年4月よ り長岡技術科学大学 産学官連携研究員。現在

に至る。主に非接触給電システム,太陽光発電向け電力変換回路の 研究に従事。IEEE member,自動車技術会会員。