

スター・デルタ結線切り替え回路に適した 発電機の一考察

◎河村 和輝 長野 剛 伊東 淳一

長岡技術科学大学 工学部 電気電子工学専攻

{k_kawamura@stn|ngn244@stn|itoh@vos}.nagaokaut.ac.jp

1. はじめに

近年，災害時などにおける非常用電源として小型のエンジン発電機が注目されている。効率向上の観点から，エンジン発電機では負荷電力に応じて回転数を変化させる。このとき，低速時の発電効率を重視して速度起電力を大きく設計すると，高速域では弱め磁束制御が必要になり，導通損失の増加を招く。上記を解決するため，発電機のスター・デルタ巻線切り替えが提案されている⁽¹⁾。しかし，電磁接触器による切り替え方式は，発電機短絡を防止するため停電時間を長く設ける必要がある。そこで，高速に動作モードを切り替えるため，半導体素子を用いた回路が提案されている⁽²⁾。しかしながら，IGBT の素子数が増加する等の問題がある。そこで，著者らは発電機用途に特化し，IGBT の素子数を低減したスター・デルタ結線切り替え回路を提案している⁽³⁾。しかし，スター・デルタ切り替え点や発電機の適用範囲が不明瞭であるといった問題がある。

本論文では，提案回路動作時の損失を算出し，より高効率となる切り替え点を導出した。また，この切り替え点に基づき，提案回路に適した発電機について考察したので報告する。

2. 提案手法

図 1 に提案回路を示す。提案システムは 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 ならびに巻線切り替えスイッチ S_1 で構成される。 S_1 がオンの時，ダイオード整流器と併せて中性点を作り，発電機をスター結線とする（以下，スター結線モード）。 S_1 がオフの時，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が 3 つ並列接続した構成となる。各相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になる（以下，デルタ結線モード）。デルタ結線モードにおいて，ダイオードレグの電圧外乱を補償するフィードフォワード制御が必要である。電圧外乱は各相のダイオードのオンオ

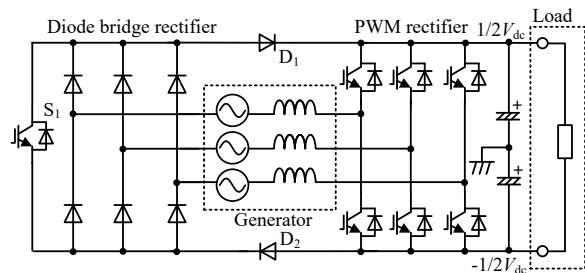
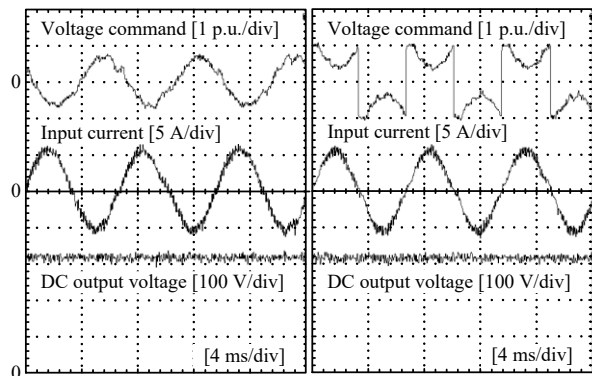


Fig 1. Proposed circuit.

Table 1. Parameter of IPMSM.

Rated Torque	6 Nm
Rated power	3.7 kW
Rated speed	6000 r/min
Armature pairs of poles	3
Rated current	10 Arms
Winding resistance	0.094 Ω
d-axis inductance	8.27 mH
q-axis inductance	9.24 mH
Back-EMF coefficient	0.15 V·s/rad



(a) Star-connection mode (b) Delta-connection mode

Fig 2. Experimental result of proposed circuit.

フに依存して $\pm 1/2V_{dc}$ の値をとる。また，低速域では，スター結線モードの $i_d=0$ 制御，高速域ではスター結線モードの弱め磁束制御，またはデルタ結線モードの力率 1 制御を行う。

3. 実験結果

図 2 に出力電力 1kW，モータ回転速度 3000r/min 時の提案回路の実験結果を示す。表 1 に実験条件を示す。(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。両モードとも入力電流が

正弦波となり、電流 THD はスター結線モードにおいて 3.97%，デルタ結線モードにおいて 4.74% となっている。また、両モードとも AVR により直流電圧が一定に制御されている。

4. 提案回路動作時の損失

提案回路では鉄損と機械損失を除く変換器損失およびモータ銅損 P_{loss} が最小となるように、スター結線モードとデルタ結線モードを切り替える。 P_{loss} は(1)式により表される。

$$P_{loss} = P_{motor} + P_{inv} + P_{diode} + P_{SW} \quad (1)$$

P_{motor} はモータ損失、 P_{inv} はインバータ損失、 P_{diode} はダイオード整流器損失、 P_{SW} は結線切り替え用素子の損失である。 P_{SW} はスター結線モードの場合 S1 の導通損失となり、デルタ結線モードの場合 D1, D2 の導通損失となる。モータ損失 P_{motor} は(2)式により表される。

$$P_{motor} = R_a \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (2)$$

R_a は一相分の電機子巻線抵抗、 i_d は d 軸電流、 i_q は q 軸電流である。弱め磁束制御時、力率 1 制御時の d 軸電流 i_d は(3)式、(4)式により与えられる。

$$i_d = \frac{-\psi_a + \sqrt{V_{om}^2 / \omega^2 - (L_q i_q)^2}}{L_d} \quad (3)$$

$$i_d = \frac{-\psi_a + \sqrt{\psi_a^2 - 4L_d L_q i_q}}{2L_d} \quad (4)$$

ここで、 ψ_a は誘起電圧係数、 V_{om} は電圧制限値、 ω は電気角速度、 L_d と L_q は dq 軸インダクタンスである。また、出力電力は(5)式により表される。

$$P_{out} = \omega \{ \psi_a + (L_d - L_q) i_d \} i_q \quad (5)$$

図 3 に提案回路動作時の損失 P_{loss} を導出するためのフローチャートを示す。(5)式と(3)式もしくは(4)式の連立方程式を解き、動作点の電流を求める。導出した電流を使って損失を導出する。

図 4 に発電機の回転速度を変化させた場合の提案回路動作時の損失 P_{loss} を示す。回転速度が 3720r/min(0.62p.u.)を超えると、スター結線モードでは、弱め磁束制御が必要となる。また、回転速度 4680r/min(0.78p.u.)の点において、両モードの損失が交差している。この点をスター・デルタ切り替え点とすることで、損失を低減できる。

図 5 に同期インダクタンスを 1/2 とした場合の提案回路動作時の損失を示す。切り替え点は 4360r/min(0.727p.u.)である。同期インダクタンスが図 4 に比べて小さいため、切り替え点が 320r/min 低くなっている。そのため、スター結線モードよりもデルタ結線モードの損失が小さくなる速度領域が 24.2%広がっている。このことか

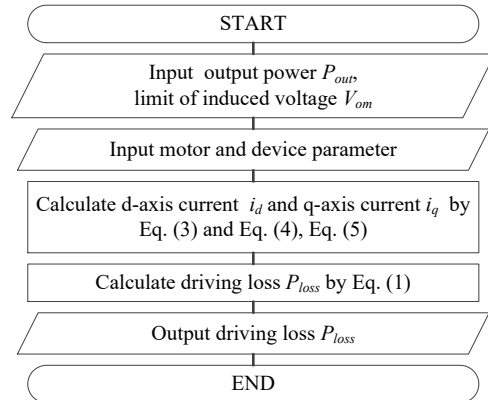


Fig 3. Flowchart of driving loss calculation.

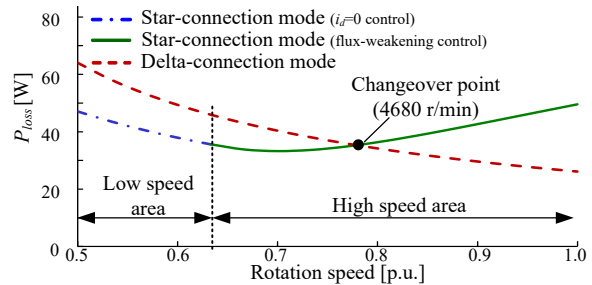


Fig 4. Driving loss of the star-connection mode and the delta-connection mode.

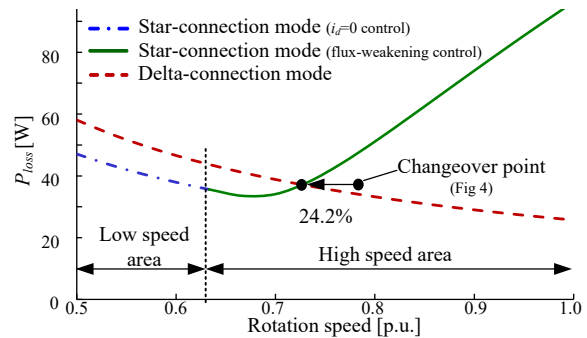


Fig 5. Driving loss of the proposed circuit in the case of a half synchronous inductance ($\%aX_{Ld}=0.488$, $\%aX_{Lq}=0.532$).

ら、同期インダクタンスが小さい方が提案回路のデルタ結線モードが有効に使えることがわかる。

5. まとめ

本論文では、提案回路動作時の損失を算出し、高効率となる切り替え点を導出した。また、同期リアクタンスが小さい発電機が提案回路に適していることを明らかにした。

今後は実機試験により算出した損失の妥当性を確認する。

文 献

- (1) Min-Fu Hsieh 他:「Winding Changeover Permanent-Magnet Generators for Renewable Energy Applications」, IEEE Trans. on Magnetics Vol.48, No.11 (2012)
- (2) 沢俊裕 他:「巻線切替機能付インバータ」, 特開平 01-34198 (1989)
- (3) 谷向一馬 他:「IGBT 数を低減したスター・デルタ結線の無瞬断切り替えを実現可能な回路の実機検証」, 平成 28 年電気学会全国大会, vol. 4, pp. 227-228 (2016)