

自励式巻線界磁型同期電動機*

Self-Excited Wound-Field Synchronous Motors

瀬口 正弘

Masahiro SEGUCHI

IPM rotors with neodymium magnet are widely applied for HEV motors. However, the neodymium magnet material has a big impact on motor cost and there is supply chain risk. On the other hand, a wound-field rotor does not need magnets and can achieve equivalent performance to an IPM rotor. However, brushes are required in order to supply current to the winding coil of the rotor. This may cause insulation issues on HEV motors. Therefore, a motor system which supplies electric energy to the rotor field winding coil from stator without brushes was developed.

Key words :

Brushless power supply, Wound-field rotor, Resonance, IPM

1. まえがき

現在、自動車を取り巻く主な課題としてはエネルギー問題と環境問題があり、燃費規制、排ガス規制が年々厳しくなっている。主な指標として、EU加盟国と欧州会議では2021年までにCO₂排出量を95g/km以下にする規制があるが2030年には更に▲30%以上低減する動きもある。これを受けて自動車業界では燃費向上によるCO₂排出量削減の技術開発を推進している。特にCO₂排出量が非常に少ないハイブリッド電気自動車(HEV)や、全く排出しない電気自動車(EV)の開発が急務である。これらは自動車を電動機駆動とする事でその大きな効果を得ており、その電動機としてIPMモータの採用が著しい。IPMモータは電動機の中でも小型、軽量、高効率で自動車の電動化には欠かせないものとなってきているが、車両駆動用では希土類磁石を大量に使用するため、今後の需要拡大が進めば、磁石の価格抑制や安定調達が大きな課題となる。

又、磁石式回転機は逆起電圧が発生し高回転では弱

め界磁制御を行うための電流を流す必要があり、一方無負荷時には引き摺り損が発生する等の各損失が発生する。

この様にIPMモータが希土類磁石を使用する事でのデメリットやリスクが今後の需要拡大時には大きな課題と捉え、磁石レスで同等の回転機が実現出来ないかの検討を行った。

2. 各種回転機の比較と選定

車両駆動用に採用される回転機としては大きく分けて誘導機と同期機がある。自社内の製品設計例で入力略等しい製品に対し誘導機が同期機IPMに対し出力(中回転トルク)が1/2で体格が約1.5倍になる設計例があり、ここではFig. 1に示す同期機3タイプに対し詳細な比較を行った。

ここでIPMモータは自社製品である10kWクラスのモータ仕様とし、この体格及び性能を基本に比較する。ステータ仕様はそのままとしてロータをそれぞれ

*自動車技術会 の了承を得て、自動車技術会 2019 年春期大会学術講演会講演予稿集 (論文 20195216) より一部加筆して転載

巻線界磁仕様とリラクタンス仕様とし、各方式で性能を比較する。

ここで巻線界磁は標準的な突極構造とし、リラクタンスは磁気形状を巻線界磁と同等に設定した。この仕様で自社 IPM モータと入力同等とした場合にその MAX トルクを比較する事で 3 タイプの性能ポテンシャルを比較した。尚、巻線界磁は IPM モータと同等のトルクとなる界磁 AT にて調査を行った。

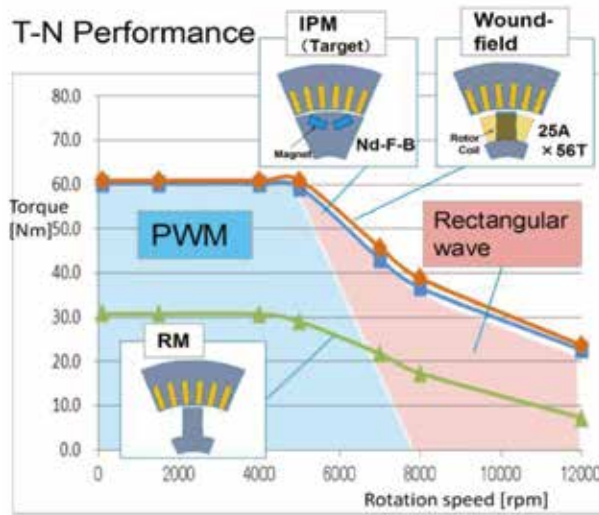


Fig. 1 Comparison study of synchronous motor

Fig. 1 より巻線界磁は界磁仕様を 25A × 56T で IPM と同等の性能が得られる事が分った。又、リラクタンスは IPM に対しトルクが約 1/2 となる。そこで、巻線界磁式を磁石レス化の本命と考え、開発目標として Table 1 の様に設定して、この仕様で成立する条件を検討する。この場合、界磁巻線のコイル仕様として占積率 60% とすると電流密度は 15A/mm² となり、冷却としては液冷却が必要と考える。

Table 1 Parameter for wound-field motor study

		IPM	Wound-field
Voltage (DC)		280V	←
Current (Arms)		150Arms	←
MAX Torque		60Nm	←
Torque Ripple		±10% @ Max torque	←
Stator	O. D	D120 mm	←
	I. D	D80.2 mm	←
Rotor	O. D	D78.8 mm	←
	Magnet	Nd	—
	Coil turns	—	25A × 56T/pole
	Current density	—	15A/mm ²
	Space Factor	—	60%
	cooling	—	Liquid cooling

3. ロータ界磁巻線への給電方法

次に巻線界磁式で重要になってくるロータへの電流供給方法について検討する。Table 2 にその実現方法の抜粋を示す。標準的なのが接触給電で、その中でもブラシとスリップリングを使う方法が一般的である。但し、今回の様な高電圧仕様では絶縁性に課題があり、更に液冷を考慮すると信頼性の点で問題が残る。次に巻線を固定し磁気回路のみ回転させる方法が考えられる。クローポール型で製品化されているが、固定巻線とステータ間に磁束を繋げる中間ロータを介在させてトルクを発生させるため、ギャップ数が増加する。更に車両駆動用モータの様に高い磁束が要求される場合は前記中間ロータ部での漏れ磁束が増加しトルクが低下すると考えられる。更に、中間ロータ形状や軸受が複雑となるため同一性能を出そうとすると体格 UP は必須と考えられる。

そこで非接触給電が考えられるが、トランスを利用して界磁電流を送る方法は界磁と言えど 100W 以上の電力供給が必要となり、回転機本体に加え別途ステータとロータの磁気回路が必要となり体格 UP となる。

そこで筆者らは巻線界磁にした時にロータとステータ間にトランス構造が構成される事を利用してステータから直接ロータ界磁巻線を励磁する手法を検討する事とした。考えられる課題としては、性能を満足させる励磁手段である。

Table 2 Comparison for Wired and Wireless power supply method

	Wired power supply		Wireless power supply	
	Brush / Slip ring	State Excitation	Transformer Excitation	Direct Excitation from Stator
◎ Good ○ Fair △ No good × Bad				
T _g Ripple (N/A)	○	○	○	△
Size	△	× (Complicated Structure)	× (Add Stator/Rotor)	◎
HV Insulation	×	○	○	○
Reliability (Brush maintenance)	×	○	○	○
Total	×	△	△	○

価値の創造

4. ロータ界磁巻線への非接触直接励磁

直接ロータ励磁手法としての基本的な考え方を Fig. 2 に示す。図に於いてステータとロータの磁気回路とそれぞれの巻線間でトランスが構成されている事が分かる。ステータの基本波電流に高調波成分を重畳して、ロータ磁気回路を介してロータ界磁巻線に鎖交させ、ロータ界磁巻線に電流を誘導しダイオードにより一方向電流に整流し、界磁電流として利用する。その具体的なロータ構想として Table 3 に2つの考え方を示す。

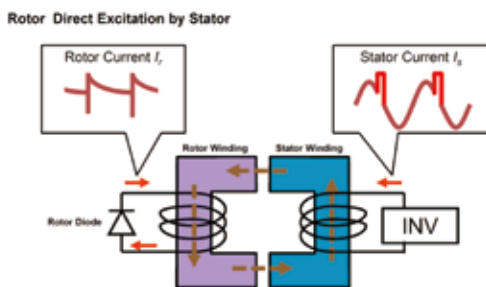


Fig. 2 Basic concept of direct excitation method with using base current and harmonic current

ロータ界磁巻線を直接励磁する構想に於いて、主極巻線に断続して励磁電流を発生させるロータ回路として一般的な整流回路を図の左に示す。次に今回提案の手法を右に示す。特徴としては界磁巻線を分割しその接続点にコンデンサーの一端を接続し他端をダイオードの一端に接続するロータ整流回路とした事である。この構成によりロータ界磁巻線の各部に発生する電圧をコンデンサーの機能を利用する事で効率良く発生させ、ロータ界磁巻線の励磁性を良くし性能を向上させる物である。

Table 3 Concepts for direct excitations

	Previous Method	Proposed Method
Geometry		
Rotor Circuit		

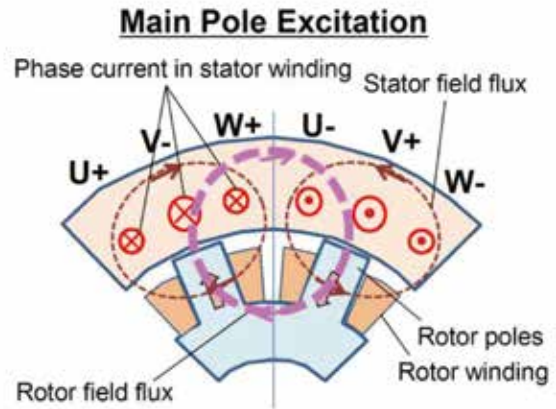


Fig. 3 Pattern diagram of flux flow design

まず Fig. 3 にロータ界磁巻線の直接励磁手法について詳細を説明する。ロータ界磁巻線を励磁する磁界は Fig. 3 から分かる様に基本波電流により発生するステータ回転磁界に対し 90°遅れた位置に作用させる必要がある。Fig. 4 はそのロータ界磁巻線励磁用の電流で、基本波ピークから 90°遅らせた位置に断続的な高調波電流を定在波として作用させる。Fig. 5 はその電流を基本波に重畳した電流である。この電流をステータ巻線に流しロータ界磁巻線を励磁してロータ界磁電流を発生させてトルクを発生させる。

まずは従来手法を CAE 解析で試算した結果を Fig. 6 に示す。ここでは Table 1 に示す各目標値に対し、その試算結果を示す。ステータ電流にかなり振幅大の高調波を重畳したがトルク、入力電圧及びリップル共に目標値に大きく届かない。そこでこの試算結果を基に、何処に問題があるのか、探索するため入出力の電圧、電流波形を調査した。

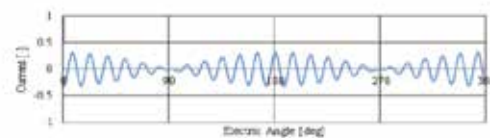


Fig. 4 Harmonics waveform for design

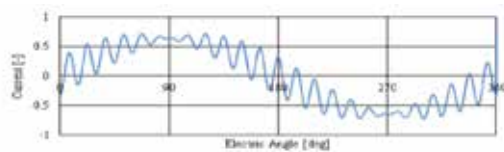


Fig. 5 Harmonics superimposed waveform of design

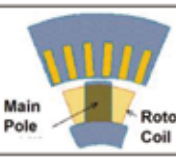
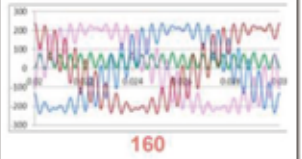
Geometry			Target
Current wave	A rms		<150
Torque	Nm	48	> 60
Ripple	%	45	< 10
Voltage	V _{dc}	350	<280
Total		x	-

Fig. 6 Calculation results on previous method

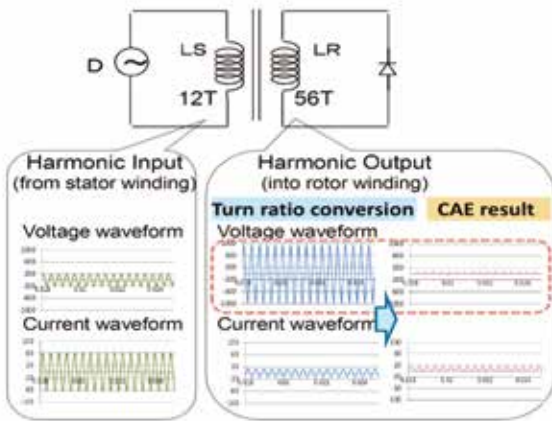


Fig. 7 Waveform of input and output on previous method

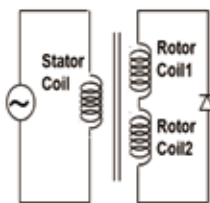


Fig. 8 Circuit model

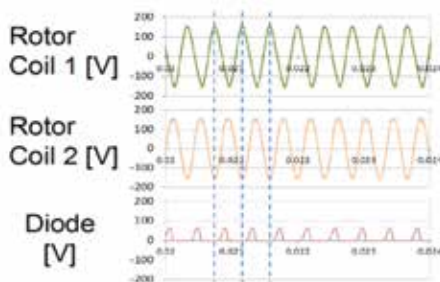


Fig. 9 Voltages of rotor field windings

Fig. 7に今回の界磁巻線式モータの電気回路の概略モデルと基本波に重畳した高調波の入出力波形を示す。高調波分に対しモータの電気回路は図の様なトランス回路と考えられ、それぞれの巻数を図に示す。

ここでCAE出力波形の妥当性を確認するため、入力に対する出力予想を巻き数換算で併記した。この巻き数換算波形とCAE解析結果を比較するとCAEの出力結果で特に電圧が非常に小さい事が分かる。そこでこの出力側のロータ巻線内で何が起きているのかを調査するためFig. 8に示した様にロータ界磁巻線を分割してそれぞれのコイルの電圧、電流を調査した。

その結果をFig. 9に示す。ここではFig. 8の界磁巻線1と界磁巻線2に発生する電圧を示しているが、それぞれの電圧がお互いの電圧を打ち消し合う様に発生している事が分かる。

つまり界磁巻線トータルで見ればその和にあたるダイオード両端電圧 (Fig. 9) しか発生していない様に見えるが、界磁巻線1と界磁巻線2にはそれよりかなり大きな電圧が発生し、そのほとんどが両巻線間で打消されている事を示している。この打消されている電圧をうまく利用出来れば、必要なロータ励磁電流を小さなステータ高調波電流で誘起できると考える。

前記の現象をもう少しわかり易く説明するために、それぞれのロータ界磁巻線に掛かる電圧をFig. 10に示す。今回のモデルではそのロータ界磁巻線は各部分コイルの位置やロータの位相で各コイルのインダクタンスが変わる。

又、界磁極の鎖交磁束には漏れ磁束や高調波成分等があり、各インダクタンス部に発生する電圧方向は一樣では無く、時間的に変化していると考えられる。特に本モデルのトランスでは高調波時の負荷として界磁巻線が主体になると考えられ、界磁巻線内で相互に電圧を打ち消し合って起電圧を低減すると考えられる。(Fig.10 CASE2, CASE3)

そこで今回提案手法は先のTable 3で示した様に漏れ磁束や高調波磁束の影響を受けやすいステータ側に近い界磁巻線1とそうでない界磁巻線2の間にコンデンサの一端を接続し、コンデンサの他端をダイオードに接続する。そうする事で打ち消し合う時の電圧分のエネルギーをCに蓄え (Fig. 11)、電位方向が変わっ

た時に活用 (Fig. 12) する。その繰り返により界磁電流を増幅する効果が得られる。

CASE		1	2	3	4
Direction of the Voltage Generated across the Field Coil	e1	↑	↓	↑	↓
	e2	↑	↑	↓	↓
Total Voltage		Increasing	Decreasing by cancellation	Increasing	
Generated Current		Large	Small	Small	Large
Voltage Conversion Efficiency		○	×	×	○

Fig. 10 Electromotive force in rotor field winding

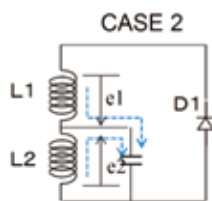


Fig. 11 Circuit operation of case 2

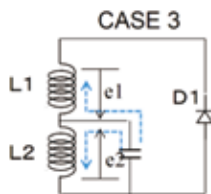


Fig. 12 Circuit operation of case 3

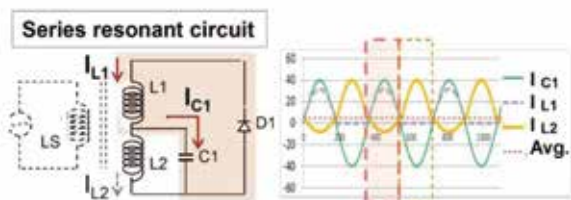


Fig. 13 Action and Current wave of series resonant circuit

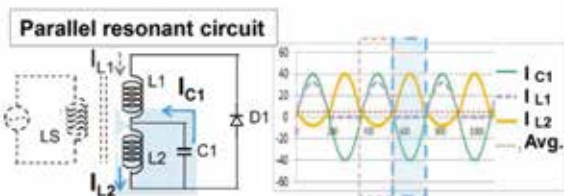


Fig. 14 Action and Current wave of parallel resonant circuit

前記の考え方によりロータ界磁巻線の誘起電圧を効率良く励磁電流に変える事が出来、ステータ電流に重畳する高調波電流振幅を小さく出来、それによりトル

クリップ及び必要ステータ電圧を低減出来る。

更にここでは前記界磁巻線の途中にその一端を接続したコンデンサの容量 C1 と、界磁巻線 1 のインダクタンス L1 或は界磁巻線 2 のインダクタンス L2 で共振回路が構成出来ると考えられる。この時 L1 と C1 では回路に対して直列になっているので直列共振回路を、L2 と C1 は並列になっているので並列共振回路が構成されると考えられる。その時の各共振回路の動作とその時に流れる電流の様子を以下 Fig. 13, Fig. 14 に示す。又、各回路の共振周波数を示す式を下記 A, B に示す。

$$F1 = 1 / (2 \times \pi \times (L1 \times C1)^{0.5}) \quad \text{式 A}$$

$$F2 = 1 / (2 \times \pi \times (L2 \times C1)^{0.5}) \quad \text{式 B}$$

Fig. 13 でステータ高調波を L1 と C1 の共振周波数とする事で直列共振回路に電流 $I_{L1} \cong I_{C1}$ が流れる。又、Fig. 14 で前記共振周波数を L2 と C1 の共振周波数とする事で並列共振回路に電流 $I_{L2} \cong I_{C1}$ が流れる。

上記の繰り返して直流（正方向）電流が増加し I_{L1} と I_{L2} が Fig. 15 の様に正方向にオフセットされる。

以下にロータ界磁巻線にコンデンサを接続し共振回路とする本提案を採用する前後での CAE 解析結果を示す。Fig. 16 は 1500rpm での採用前後の解析例を示す。従来例では目標トルクを達成するために、ステータ電流に大きな高調波を重畳し、ロータ界磁巻線に目標の励磁電流、トルクを発生出来るが界磁電流のリップルは大きく、結果トルクリップルも大となる。又、ステータ巻線に必要な電圧も非常に高く入力電圧 (280V) を大きく上回っている事が分かる。これに対し提案手法では界磁コイル内で打消し合っていた電圧分 (電流) がコンデンサにより有効利用出来ていると見られ、ステータ高調波電流の振幅小でも効率良くロータに励磁電流を誘起出来、所望のトルクが得られている。

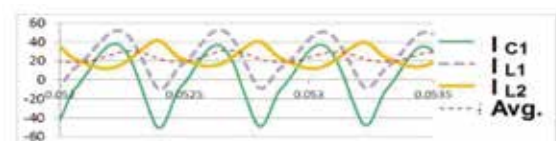


Fig. 15 Field winding current by resonant effect

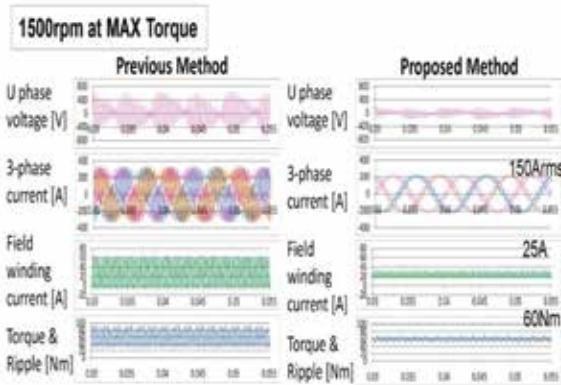


Fig. 16 Calculation results at 1500rpm in PWM domain

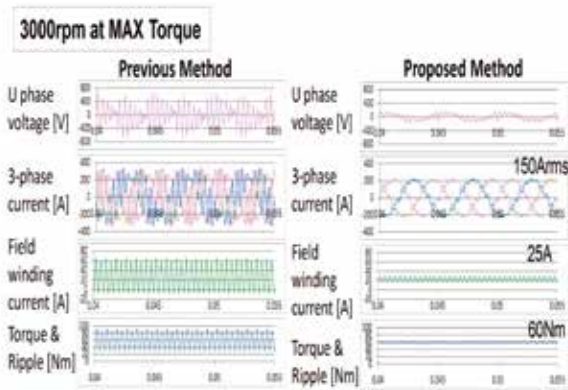


Fig. 17 Calculation results at 3000rpm in PWM domain

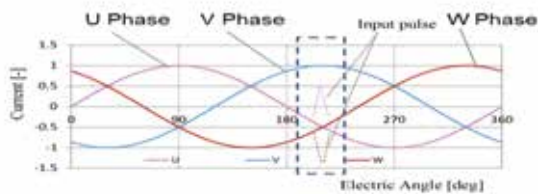


Fig. 18 Conceptual diagram of exciting current

Fig. 17 に 3000rpm での採用前後での試算例を示す。ステータの高調波電流を共振周波数一定にて作用させる事で回転数が変化しても同様の効果が得られている事が確認出来る。又、高調波電圧の振幅が、基本波電圧の振幅に近い値で成り立っている事も確認出来る。

次に矩形制御領域での励磁に対して、今回の手法を適用しその効果を確認する。Fig. 3 に於いて、V 相 MAX 電流時に U 相に正電流、W 相に負電流が印加出来れば界磁巻線を励磁出来る事がわかる。Fig. 18 にその励磁電流のイメージ図を示す。3 相基本波の V 相が MAX 電流の時に U 相に正の puls 電流、W 相に負の

puls 電流を流せば励磁が可能である。

矩形制御時にその puls 電流を生成可能にする電圧の印加方法を Fig. 19 に示す。Fig. 19 に示す様に U 相の OFF 期間中に短い ON 期間を、W 相の ON 期間中に短い OFF 期間を設ける事で U 相と W 相に正負の電流 puls 対を発生させる事が出来る。

Fig. 20 に 3 相の矩形波の場合の具体的な正負電圧 puls 対の構成を示す。先ほどの V 相に MAX 電流が流れる V 相の ON 期間中に、U 相 OFF 期間の正 puls 電圧と W 相 ON 期間中の負 puls 電圧が構成されているのが分かる。正負 puls 電圧位置は V 相 ON 期間中心からやや遅れた位置に存在するが、基本波電流は電圧に対し力率分遅れが発生し、又 puls 電流は周波数が基本波に対し数倍高いのでほとんど遅れが発生しない。それ故、Fig. 20 のタイミングで Fig. 3 の励磁が可能なる位置に正負電流 puls 対を流す事が出来る。

前記の考え方を U 相及び W 相の正電流 MAX 時に対して、更に負電流 MAX 時に対しても同様に構成できるため Fig. 20 の様に合計 6 puls 励磁が可能となる。Fig. 20 の puls 電圧を印加した場合の解析例を Fig. 21 に示す。ここで右側の試算例はロータ界磁回路に共振用コンデンサーを導入した本提案の励磁手法を採用した場合で、左側は採用しない場合である。

前記 Fig. 20 に示した矩形時の電圧 puls 対を双方同様に印加し 3 相電流に正負の電流 puls 対が同様に生成されている事が分かる。本提案励磁手法ではその電流 puls 対で生成された界磁電流が共振回路によって増幅され大きな界磁電流となっているが、従来手法では低い値に留まっている。その結果発生するトルクも本提案手法では大幅に向上している。

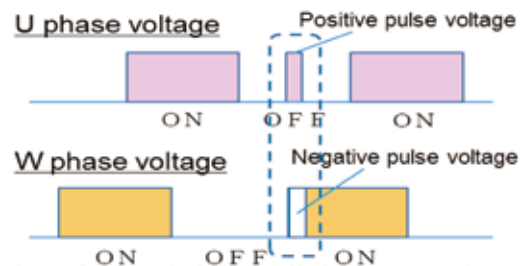


Fig. 19 Pulse voltage technique applied on rectangular wave

価値の創造

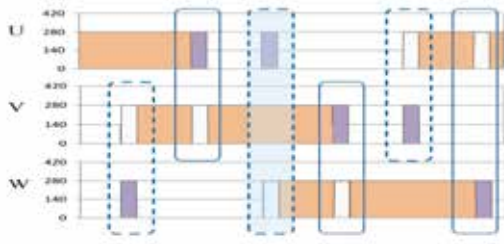


Fig. 20 Rectangular Voltage Wave

ータ共振回路のコンデンサに電流が流れ、界磁巻線 2 にも電流が誘導されているのが確認出来る。実機計測トルクは 40Nm と低めではあるが、巻線界磁固定のための構造上の渦損が要因と別途解析により分析済みで改善は可能と考える。

上記 PWM 領域と矩形領域の解析及び評価における主な性能指標について、結果をまとめたものを Table 4 に示す。

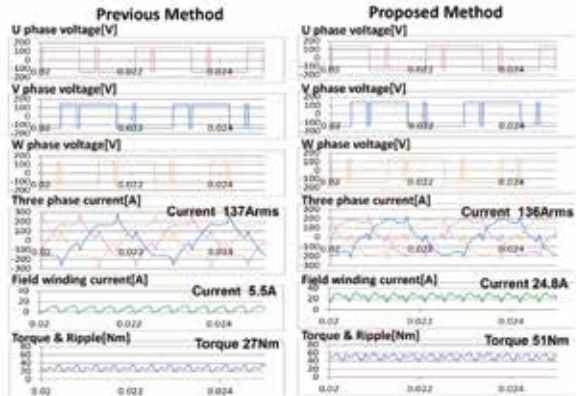


Fig. 21 Calculation results at 6000rpm in rectangular domain

5. 試作結果

今回の提案内容を検証するため前記モデル仕様の試作機を製作し実際に高調波を重畳しその結果の確認を行った。Fig. 22 に今回の増幅共振回路を搭載したロータ界磁巻線のロータ試作機を示し、Fig. 23 に本試作機をダイナモベンチに装着して評価している状況を示す。

その評価結果を Fig. 25 に示す。高調波を重畳したステータ電流 (U 相, V 相) とその時発生したロータ共振回路のコンデンサ電流及びロータ界磁巻線 2 に流れる電流を示す。下半分は上部四角部の拡大図である。又、この条件に対応する試算結果を Fig. 24 に示す。この試算例のステータ電流、コンデンサの共振電流及びロータ巻線界磁 2 への励磁電流が Fig. 25 の実機データで計測されている事が分かる。試算でのトルクは 60Nm であるが、実機では 54Nm が計測された。条件の最適化により目標は達成できると考える。

更に矩形時の評価結果を Fig. 27 に、その試算結果を Fig. 26 に示す。Fig. 21 で示した矩形電圧パルスを入力する事で基本波に界磁巻線の励磁を行う正負の電流パルス対が形成される。そのパルス電流に伴い、ロ

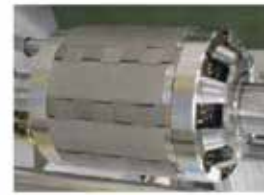


Fig. 22 External view of the rotor



Fig. 23 The prototype test condition

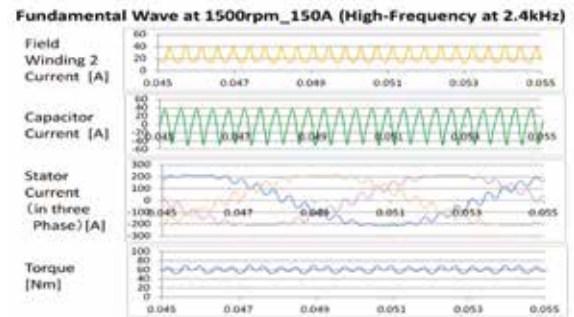


Fig. 24 Calculation results at 1500rpm by proposed method

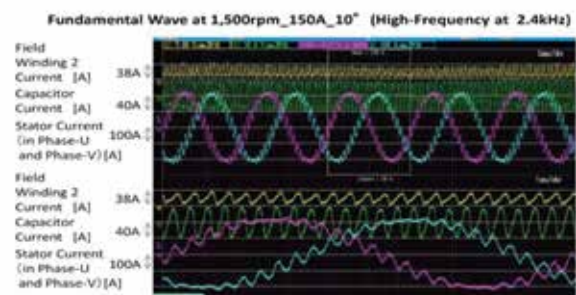


Fig. 25 Prototype evaluation result at 1500rpm by proposed method

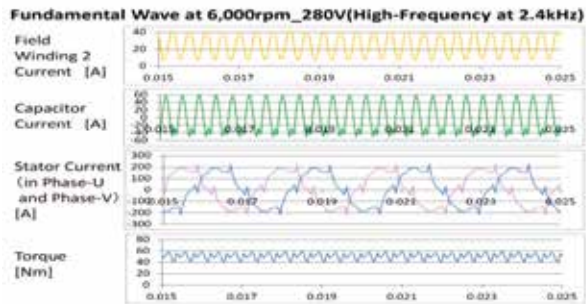


Fig. 26 Calculation results at 6000rpm by proposed method

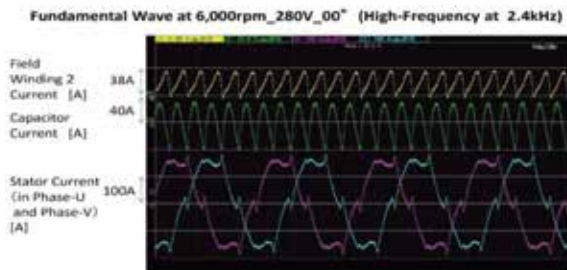


Fig. 27 Prototype evaluation result at 6000rpm by proposed method

Table 4 Summary of calculation and evaluation results

Speed [rpm]	PWM Domain			Rectangular Domain		
	IPM	1500		IPM	6000	
		CAE	Actual		CAE	Actual
Current [Arms]	<150	150	150	<150	135	120
Torque [Nm]	> 60	60	54	> 50	50	40
Voltage [Vdc]	< 280	280	280	< 280	280	280

著者



瀬口 正弘
せぐち まさひろ

モータ先行開発部
モータ関連の要素技術開発に従事

6. まとめ

巻線界磁式同期モータで、ロータ界磁巻線の途中にコンデンサの一端を接続し、他端をダイオードに接続し、ステータ電流に高調波を重畳する事で、前記ロータ界磁巻線に発生する励磁電流を増加する効果がある。更に、前記高調波の周波数をロータ界磁巻線とコンデンサの共振周波数に合わせる事でその励磁性が更に向上する。

今後の方針として、界磁巻線として有利となる大型の回転機にてPWM領域及び矩形領域における最適条件を確認し、この回転機の有効性確認と課題対策を進めて行く。

参考文献

- 1) 小山純：「半波整流ブラシなし同期電動機」，公開特許公報（A），特開平7-95790（1995）
- 2) 西端幸一・瀬口正弘：「同期機」，公開特許公報（A），特開2010-273476（2010）
- 3) Seguchi, M：“Self-Excited Wound-Field Synchronous Motor for xEV,” SAE Int.J.Alt.Power.6 (2),:(2017)
- 4) 瀬口正弘：「界磁巻線式回転機」，公開特許公報（A），特開2018-42401（2018），特開2018-98907（2018）