高次電流重畳による電動機のトルクリプル低減*

屋代 春樹^{*1}, 高田 一^{*2}Reduction of an Electrical Motor Torque Ripple by Superposing
a High Order CurrentHaruki YASHIRO^{*3} and Hajime TAKADA^{*3} Technology Research Lab. No. 3 Nissan Research Centre NISSAN MOTOR Co., Ltd,
1 Natsushima, Yokosuka-shi, Kanagawa, 237-8523 Japan

It is important to reduce the vibrations of an Interior Permanent Magnetic motor that is generally installed in electrical vehicles, fuel cell vehicles, and hybrid electrical vehicles. The purpose of the study here is to build up the torque ripple reduction methodology by controlling the working currents on IPM motor. The distributed winding IPM motor with 48 teeth on the stator and 4 pairs of poles on the rotor is treated. The relating equation between torque and three phase alternating currents is shown firstly, utilizing the torque that results from the Finite Element Analysis of the plane electromagnetic field. Secondly, high order currents are derived from the equation and superposed on the basic currents in order to reduce the torque ripple. Finally, the plane electromagnetic field analysis is performed again with the currents including the high order ones and a torque ripple reduction of more than 25 dB with a torque drop of 2.2% is obtained.

Key Words: Electromagnetic Induced Vibration, Identification, Fast Fourier Transform, Automobile, Finite Element Method

1. 緒 論

温暖化や資源の枯渇など地球規模での環境問題がますます深刻化してきている昨今、燃費低減、リサイクル向上、排気エミッションの低減などに対応するための自動車の環境対応技術開発は極めて重要である。環境技術対応車両として見直されている電気自動車や、各社開発に力を注いでいる燃料電池車、低燃費車両のハイブリッド車は、通常の内燃機関の自動車とは異なり駆動用のモータを有している。今後、これらの車両がますます増加することを想定すると、駆動用モータとして、出トルクなどの目標性能を達成しつつコストを下げることは極めて重要な課題である。

自動車用駆動モータは、高回転の機械強度が有利であり、また弱め界磁の効果が大きいなどの理由により埋込磁石構造電動機（以下 IPM モータ）が主流となっている。IPM モータは上記特長の反面、磁石間鉄部の磁束密度の変化が大きくなって、トルクリプルが大きくなり、振動騒音問題を引き起こす特徴もある。IPM モータのトルクリプルには、印加電流による電磁トルクの脈動と無負荷時にも発生するコギングトルク

がある。トルクリプル低減にはこれまで多くの研究がある。松延ら^①は永久磁石端部の形状変更によりコギングトルクの低減を試みている。小林ら^②は突極部の切削および永久磁石の形状変更によりトルクリプルおよびラジアル力の低減を試み、トルクリプルについては、ある電流位相範囲で大きな効果を得ている。本報告で対象とする IPM モータでは、段つきスキューの効果は大きいものの一般に効率が低下するため、平本ら^③は効率低下防止とトルクリプル低減の両立化としてフラックスバリアの非対称化を提案しているが、構造が複雑となる。

ここでは、構造をそのままにトルクリプルを低減するため、印加電流の制御による低減を検討する。そのためには電流とトルクの関係を求める必要がある。小坂ら^④は、リラクタンسモータを対象に、相互インダクタンスを無視して自己インダクタンスを使って三相交流電流とトルクの関係を導いている。落合ら^⑤は、さらにトルクリプルの低減を検討しているが、6 次のトルクリプルを低減するのに3次の高次電流を重畳して、本報告とは異なる。本報告では、まず二次元有限要素法磁界解析のトルク計算結果を曲線適合的に三相交流電流の多項式で同定することを検討する。そして、得られた多項式を使ってトルクリプルを低減する高次電流を定式化する。さらに、この高次電流を基本電流に重畳して磁界解析を行い、トルクリプルが低

* 原稿受付 2005年5月17日。

^{*1} 正員、フェロー、日産自動車(株)第三技術研究所(〒237-8523 横浜須賀町1)。^{*2} 正員、横浜国立大学大学院工学研究院(〒240-8501 横浜市保土ヶ谷区常盤台79-5)。

E-mail: h-yashiro@mail.nissan.co.jp

減するのを確認する。なお、有限要素法による磁界解析は、JMAG（株式会社日本総合研究所製）を使用した。

2. トルクの定式化

2.1 計算モデルとトルク計算結果 有限要素法によるトルク計算に使用したモータの計算モデルを図1に示す。三相交流により駆動する4極対、分布巻48ティース IPM モータの 1/4 モデルである。1/4 モデルであるが、4 極対なので機械角 90° 回転が電気角 360° に対応する。本報告では、900A の三相交流印加電流を基本電流としている。これ以降、図において、横軸が Angle(deg) の場合は電気角を意味する。基本電流を印加した時のトルク計算結果とトルクをフーリエ変換後にデシベル表示したものを図2に示す。図2下図の横軸は次数を示す。トルクリプルは、電気角の6の整数倍次数が大きく、12次がもっとも大きくなっている。また平均トルクは65.75Nmである。トルクリプルは、回転子に埋め込まれた永久磁石と固定子ティース間の磁力変動により発生するもので、電流が印加された場合に発生する電磁トルクの変動と、電流が印加されない場合にも発生するコギングトルクとからなる。本例のような分布巻固定子では、ティース両側のスロット内のコイルが同種（たとえば+U相、+U相）の組合せと異種（たとえば+U相と-W相）の組合せの二種類あるので、トルクのピーク値が約90Nmと約80Nmの二種類がリプルとして交互に発生しているものと考えられる。

Fig.1 Two dimensional typical IPM motor model

2.2 トルクの数式表現 U相、V相、W相の基本電流をそれぞれ I_u 、 I_v 、 I_w とすると、通常はトルク $N(\theta)$ （ただし、 θ は電気角）と各相電流をインダクタンスを用いて理論的に関係付ける⁽⁴⁾が、ここではあたかも実験で電流を印加して図2のトルクが得られたと考え、電流とトルクを次式で関係付けることを試みる。

$$N(\theta) = G_u I_u + G_v I_v + G_w I_w + G_{uv} I_u I_v + G_{vw} I_v I_w + G_{wu} I_w I_u + G_{uvw} I_u I_v I_w \quad (1)$$

式(1)は、三相交流電流を同時に印加した場合には、各電流単独の第1～3項ばかりでなく、2つの電流間で相互作用があると考えて第4～6項を加え、さらに3つの電流間でも相互作用があると考え第7項を加えたものである。また、式(1)は電流起因のトルクを示す式なので、 $N(\theta)$ は基本電流印加時のトルクからコギングトルクを除いたものを意味する。以下、式(1)の妥当性を調べる。

式(1)の係数 G_u 、 G_v 、 $\dots$ 、 G_{uvw} の求め方については APPENDIX に示す。求めた結果の例として、 G_u および $G_u I_u$ を図3に、 G_{uv} および $G_{uv} I_u I_v$ を図4に示す。図3中 G_u は電気角 $90^\circ \sim 120^\circ$ および $270^\circ \sim 300^\circ$ で大きくなっているが、これはその区間で I_u が小さいためである。 $G_u I_u$ を見ると、この G_u でもとくに問題となる値にはなっていない。また、図4中 G_{uv} は、電気角 $30^\circ \sim 60^\circ$ 、 $90^\circ \sim 120^\circ$ 、 $210^\circ \sim 240^\circ$ 、 $270^\circ \sim 300^\circ$ で値が大きくなっているが、これらはその区間で I_u もしくは I_v の値が小さくなるためである。なお、 45° と 225° では I_u が0となるので、その点での G_{uv} は強制的に0としたが、 $G_{uv} I_u I_v$ の値は、 $I_u=0$ ではゼロとなるのでとくに問題とはならない。また、他相、たとえばW相電流がゼロという場合においては、 G_w を求める過程でゼロ割が発生するが、その電気角では $G_w I_w=0$ となるので、前述の G_{uv} 同様に、強制的に $G_w=0$ とおけばよい。

式(1)右辺の係数 G_u 、 G_v 、 $\dots$ は、トルクリプル低減のための高次電流を求める際にフーリエ級数展開することになるが、それについては後述する。

次に、式(1)の右辺の項数を3ケース（①右辺3項まで考慮、②右辺6項まで考慮、③右辺7項まで考慮）で検討する。

Fig.2 Torque calculation results for 900A

結果をオリジナルのトルクとともに図5に示す。ここでオリジナルとは、基本電流を印加したときのトルクからコギングトルクを除いたものである。ケース①ではオリジナルのトルクとかなり異なる。ケース②はかなり一致しているが、トルクリプルの位相がずれていて不十分と思われる。ケース③の右辺7項までを考慮して初めてトルクリプルを含めオリジナルのトルクにほぼ一致しているのがわかる。これにより、トルクの数式表現は、式(1)の右辺7項までを考慮する必要があることがわかる。

Fig.3 Factor G_u and equivalent torque $G_u I_u$ Fig.4 Factor G_w and equivalent torque $G_w I_w I_v$

Fig.5 Verification of equation (1)

23 高次電流重畳時のトルクの数式表現 U 相, V 相, W 相の基本電流 I_u , I_v , I_w を以下の式で与える.

$$\begin{aligned} I_u &= I_0 \sin(\theta + \varphi) = B_u \cos \theta + C_u \sin \theta \\ I_v &= I_0 \sin(\theta + \varphi - 120) \\ I_w &= I_0 \sin(\theta + \varphi - 240) \end{aligned} \quad (2)$$

ここで、 φ は U 相電流の初期位相角であり、 θ , φ , 120, 240 の単位は度 (degree) である。つぎに、 $(p \pm 1)$ 次の高次電流を重畳した印加電流 I'_u , I'_v , I'_w を次式で与える⁶⁾。

$$\begin{aligned} I'_u &= (1 + q \cos p\theta + r \sin p\theta) I_u \\ I'_v &= (1 + q \cos p\theta + r \sin p\theta) I_v \\ I'_w &= (1 + q \cos p\theta + r \sin p\theta) I_w \end{aligned} \quad (3)$$

高次電流重畳時にも、式(1)の右辺の係数 G_u , G_v , ... が変化しないとすると、式(3)の I'_u , I'_v , I'_w を式(1)の I_u , I_v , I_w に代入することで高次電流重畳時のトルクを求めることができる。その前に、式(3)について考察する。式(2)を式(3)に代入すると、 I'_u , I'_v , I'_w は基本次数以外に $(p \pm 1)$ 次を有した形をしているので、高次電流成分は一周期に二回の振幅変調が起こることになる。実際に、 $p=12$, $q=0.3$, $r=0.25$ の場合の I'_u を I_u とともに図6に示すと、振幅変調による高次電流

の振幅増は、基本電流の山、谷部で起きており、一周に二回の振幅変調があるのがわかる。

式(3)を式(1)に代入して高次電流重畳時のトルク $N'(\theta)$ を求めると、

$$N'(\theta) = N(\theta) + (G_u I_u + G_v I_v + G_w I_w + 2G_{uv} I_u I_v + 2G_{vw} I_v I_w + 2G_{wu} I_w I_u + 3G_{uvw} I_u I_v I_w) \times (q \cos p\theta + r \sin p\theta) = N(\theta) + (T_1 + 2T_2 + 3T_3)(q \cos p\theta + r \sin p\theta) \quad (4)$$

ここで、 q 、 r は微小としてテーラー展開一次までを採用している。なお、

$$\begin{aligned} T_1 &= G_u I_u + G_v I_v + G_w I_w \\ T_2 &= G_{uv} I_u I_v + G_{vw} I_v I_w + G_{wu} I_w I_u \\ T_3 &= G_{uvw} I_u I_v I_w \end{aligned} \quad (5)$$

このように、高次電流重畳時のトルク $N'(\theta)$ を比較的簡単な形で表すことができる。また、式(5)と式(1)を対応させるとわかるように、以下の関係がある。

$$N(\theta) = T_1 + T_2 + T_3 \quad (6)$$

Fig.6 U phase current including high order

3. トルク高調波成分低減のための 高次電流の定式化

ここでは、トルクの p 次高調波成分を低減するための高次電流を求める。式(4)において、 $N'(\theta)$ の p 次高調波成分 = 0 を実現する q 、 r を求めることになる。すなわち、 p 次成分の方程式として、

$$(T_1 + 2T_2 + 3T_3)(q \cos p\theta + r \sin p\theta) = -N_p(\theta) \quad (7)$$

を満たす q 、 r を求めることになる。ここで、 $N_p(\theta)$ は、基本電流を印加したときのトルクの p 次高調波成分であり、コギングトルクの p 次成分を含んでいると考えても差し支えない。つまり、高次電流で、電磁トルクの p 次成分ばかりでなく、コギングトルクの p 次成分も低減する。式(7)から、 T_1 、 T_2 、 T_3 はそれぞ

れ 0 次と $2p$ 次の項が p 次に関係することになるが、 G_u 、 G_v 、 $\dots$ 、 G_{uvw} をフーリエ級数で表現すると高次ほど小さくなるので、式(5)に示した T_1 、 T_2 、 T_3 の 0 次の項のみを考慮する。ここでは、図 3、4 で示した G_u 、 G_{uv} を例に、以下 T_1 中の $G_u I_u$ 、 T_2 中の $G_{uv} I_u I_v$ の 0 次の求め方を示す。

3.1 $G_u I_u$ の 0 次成分 式(2)で示されるように I_u は基本次数なので $G_u I_u$ の 0 次に関連して、 G_u は以下のように 1 次の周期関数で表される。

$$G_u = g_{u1} \cos \theta + h_{u1} \sin \theta \quad (8)$$

ここで、
$$g_{u1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} G_u \cos \theta d\theta, h_{u1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} G_u \sin \theta d\theta \quad (9)$$

上式中 G_u は前述したように、APPENDIX に求め方を記し、図 3 に具体的に示してある。式(8)、(9)は、 G_u をフーリエ変換した結果の 1 次の実部が g_{u1} 、虚部が h_{u1} であることを示している。 $G_u I_u$ の 0 次は式(8)に I_u を乗じて、その 0 次から求めることができ、これはまた $N(I_u, 0, 0)$ の 0 次に等しい。 $G_u I_u$ の 0 次を $G_u I_u|_{DC}$ で表すと、

$$G_u I_u|_{DC} = \frac{1}{2} (g_{u1} B_u + h_{u1} C_u) = N(I_u, 0, 0)|_{DC} \quad (10)$$

$G_{uv} I_u$ 、 $G_{vw} I_v$ の 0 次も同様に求めることができる。

3.2 $G_{uv} I_u I_v$ の 0 次成分 $I_u I_v$ は 0 次および 2 次の周期関数を有しているので、 G_{uv} は以下のように表される。

$$G_{uv} = \frac{a_{uv0}}{2} + g_{uv2} \cos 2\theta + h_{uv2} \sin 2\theta \quad (11)$$

ここで

$$\begin{aligned} a_{uv0} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} G_{uv} d\theta \\ g_{uv2} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} G_{uv} \cos 2\theta d\theta \\ h_{uv2} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} G_{uv} \sin 2\theta d\theta \end{aligned} \quad (12)$$

式(11)に $I_u I_v$ を乗じて $G_{uv} I_u I_v$ の 0 次を求めることができるが、APPENDIX を参考に以下の式からも求めることができる。 $G_{uv} I_u I_v$ の 0 次を $G_{uv} I_u I_v|_{DC}$ で表すと、
$$G_{uv} I_u I_v|_{DC} = N(I_u, I_v, 0)|_{DC} - N(I_u, 0, 0)|_{DC} - N(0, I_v, 0)|_{DC} \quad (13)$$

式(11)、(12)より、図 4 の G_{uv} をフーリエ変換した結果の 0 次が a_{uv0} に対応し、2 次の実部が g_{uv2} 、虚部が h_{uv2} に対応することがわかる。また、式(13)のように、二相の電流を同時印加した時のトルクと一相電流を印加した時のトルクをフーリエ変換した結果の 0 次を使って求めることもできる。 $G_{uv} I_u I_v|_{DC}$ 、 $G_{vu} I_v I_u|_{DC}$ も同様に求めることができる。

なお、 $G_{uvw}I_uI_vI_w|_{DC}$ に関しては $I_uI_vI_w$ が1次と3次の周期関数を有しているので、 G_{uvw} も1次および3次の周期関数からなるとして同じように求めることができる。

3.3 高調波成分低減のための高次電流 今、基本電流印加時のトルクの p 次高調波成分の実部を N_p^{real} 、虚部を N_p^{imag} とすると、式(7)より

$$q = -N_p^{real} / (T_1|_{DC} + 2T_2|_{DC} + 3T_3|_{DC}) \quad (14)$$

$$r = -N_p^{imag} / (T_1|_{DC} + 2T_2|_{DC} + 3T_3|_{DC}) \quad (15)$$

ここで、 T_1 、 T_2 、 T_3 は式(5)で与えられるが、APPENDIXを使って、

$$T_1|_{DC} = [N(I_u, 0, 0) + N(0, I_v, 0) + N(0, 0, I_w)]|_{DC} \quad (16)$$

$$T_2|_{DC} = [N(I_u, I_v, 0) + N(0, I_v, I_w) + N(I_u, 0, I_w) - 2N(I_u, 0, 0) - 2N(0, I_v, 0) - 2N(0, 0, I_w)]|_{DC} \quad (17)$$

$$T_3|_{DC} = [N(I_u, I_v, I_w) - N(I_u, I_v, 0) - N(0, I_v, I_w) - N(I_u, 0, I_w) + N(I_u, 0, 0) + N(0, I_v, 0) + N(0, 0, I_w)]|_{DC} \quad (18)$$

したがって、

$$\begin{aligned} [T_1 + 2T_2 + 3T_3]|_{DC} &= [3N(I_u, I_v, I_w) \\ &\quad - N(I_u, I_v, 0) - N(0, I_v, I_w) - N(I_u, 0, I_w)]|_{DC} \\ &= [\{N(I_u, I_v, I_w) - N(I_u, I_v, 0)\} \\ &\quad + \{N(I_u, I_v, I_w) - N(0, I_v, I_w)\} \\ &\quad + \{N(I_u, I_v, I_w) - N(I_u, 0, I_w)\}]|_{DC} \end{aligned} \quad (19)$$

すなわち、式(14)、(15)の分母は式(19)となる。式(19)は、三相同時に印加したときのトルクと二相を同時に印加したときのトルクの差を加算したものの平均トルクと解釈できる。

式(14)、(15)から、 q 、 r には

$$\frac{r}{q} = N_p^{imag} / N_p^{real} \quad (20)$$

の関係があるので、式(19)の測定に手間がかかる実験では、式(20)の関係を維持して q 、 r を変化させ最適な q 、 r を探る方法が有効と思われる。

4. 高次電流重畳によるトルクリプルの低減

ここでは、図2に示したトルクリプルの最も大きい成分である12次を対象に、その低減を検討する。すなわち、式(3)で $p=12$ とし、式(14)、(15)の q 、 r を求めた。その結果の三相交流を図7に示す。この場合、 $q = -0.18$ 、 $r = -0.13$ だったので、重畳した高次電流

は基本電流に対して約22%の電流値になっている。また、この三相交流を印加した場合のトルク計算値をオリジナルのトルクとともに図8に示す。ここでのオリジナルには、コギングトルクも含まれる。トルクリプルとしては、12次成分はほとんどなく、6次と24次が主成分であることがわかる。フーリエ変換した結果をデシベル表示したものをオリジナルのフーリエ変換結果とともに図9に示す。12次成分は25dB以上低減できている。なお、平均トルクの低下代は、147Nm(約2.2%)であった。

Fig.7 Three phase alternating currents including a high order one

Fig.8 Comparing the resultant torque

Fig.9 Fourier Transform result comparison

5. 結 論

4極対 48ティースの分布巻 IPM モータを対象に、そのトルクリプルの主要な次数成分を、基本電流に高次電流を重畳する方法で低減することを試みた。その結果、

- (1) トルクは、三相交流電流の7項多項式で表現できる。各項の係数は、三相交流電流を単独印加、二相同時印加、三相同時印加したときのトルクを使って求めることができる。
- (2) 低減したいトルクリプル次数の±1 次の次数をもった高次電流を基本電流に重畳することでトルクリプルの低減が可能である。高次電流の大きさは、7項多項式各項の0次を使うか、三相交流電流を同時に印加したときと二相交流電流を同時に印加したときのトルクの0次を使って求めることができる。
- (3) 対象としたモータでは、高次電流は基本電流の約20%の大きさで、トルクリプル低減効果は25dB以上、また平均トルクの低下は22%であった。

ここでは、900Aについて論じたが、他の電流でも同じ手順を踏んでトルクリプル低減のための高次電流を導くことができる。

なお、 $r/q = N_{p, \text{mag}} / N_{p, \text{rot}}$ なので、この比率を維持して q 、 r の値を変化させ、低減効果が大きい q 、 r を求めることも可能である。

最後に、本論文を作成するにあたり、JMAGを使用した磁界解析を実行していただいたゼネラルエンジニアリング㈱の大木和弘氏に感謝いたします。

文 献

- (1) 松延豊・田島文男・小林孝司・川又昭一・渋川末太郎、電気自動車埋込磁石型同期電動機の磁石形状の検討、電学論 D, 120 巻 6 号, 2000 年
- (2) 小林貴彦・馬雷・真田雅之・森本茂雄・武田洋次、集中巻 IPMSM のラジアル力とトルクリプルの低減法、電気学会回転機械研究会資料 RM-02, 41-51, 2002
- (3) 平本健二・武田洋次・真田雅之・森本茂雄、フラックスバリアの非対称化によるリラクタンストルク応

用電動機のトルクリプル低減法、電学論 D, 124 巻 2 号, 2004 年

- (4) 小坂卓・松井信行・谷口洋一・百目鬼英雄、リラクタンスモータのトルク脈動抑制法の考察、電学論 D, 118 巻 2 号, 1998 年
- (5) 落合清恵・小坂卓・松井信行、RM の電流—トルク特性改善の考察、電気学会回転機械研究会資料 RM-97, 7-24
- (6) 三浦徹也、公開特許公報(A), P2001-352791A

APPENDIX

$N(\theta)$ は電流 $I_u(\theta)$ 、 $I_v(\theta)$ 、 $I_w(\theta)$ の関数なので、 $N(\theta) = N(I_u, I_v, I_w)$ とおくと、式(1)は、

$$N(\theta) = N(I_u, I_v, I_w) = G_u I_u + G_v I_v + G_w I_w + G_{uv} I_u I_v + G_{vw} I_v I_w + G_{wu} I_w I_u + G_{uvw} I_u I_v I_w \quad (\text{A1})$$

と書くことができる。JMAG の電磁界解析では、実験と違い、電流を任意に容易に与えることができるので、式(A1)の右辺の各係数は次式により求めることができる。

$$G_u = N(I_u, 0, 0) / I_u, G_v = N(0, I_v, 0) / I_v, G_w = N(0, 0, I_w) / I_w \quad (\text{A2})$$

$$G_{uv} = [N(I_u, I_v, 0) - N(I_u, 0, 0) - N(0, I_v, 0)] / I_u I_v$$

$$G_{vw} = [N(0, I_v, I_w) - N(0, I_v, 0) - N(0, 0, I_w)] / I_v I_w$$

$$G_{wu} = [N(I_u, 0, I_w) - N(0, 0, I_w) - N(I_u, 0, 0)] / I_u I_w \quad (\text{A3})$$

$$G_{uvw} = [N(I_u, I_v, I_w) - N(I_u, I_v, 0) - N(0, I_v, I_w) - N(I_u, 0, I_w) + N(I_u, 0, 0) + N(0, I_v, 0) + N(0, 0, I_w)] / I_u I_v I_w \quad (\text{A4})$$