

モータ性能の即時解析システムの開発

Development of Realtime Analytical System for Motor Performance Measurement

村 山 芳 也*
Yoshinari MURAYAMA
岸 田 真*
Makoto KISHIDA

新 博 文*
Hirofumi ATARASHI
浅 見 記 吉*
Kiyoshi ASAMI

要 旨

モータの最大出力や効率などの性能に大きく影響を与える通電中のインダクタンスを定量的に評価するため、ベクトル解析法を応用した解析方法を考案し、その妥当性を確認した。これにより、通電中のモータインダクタンスの測定が可能になり、モータの磁気飽和の様子も評価できるようになった。この解析手法をシステム化し、モータの計測データを円線図上に表示することによって、モータの運転状態がリアルタイムで確認できるようになった。これにより、従来測定後に行っていた、制御パラメータの最適値の設定が、測定中に確認できるようになった。また、制御パラメータの最適チューニング時間の短縮、および測定後のデータ処理時間の短縮を合わせて30%の工数削減効果があった。さらに、この手法により算出した通電中のインダクタンスをモータのデジタル制御フローに取り入れることによりトルク応答性が改善された。

ABSTRACT

A method was devised for utilizing vector analysis to quantify inductance during switching, which is a major factor affecting such performance of motor as maximum power and efficiency, and the appropriateness of this method was confirmed. With this method, it became possible to measure actual motor inductance during switching and to observe the magnetic saturation of the motor. By systematizing this analysis method, and representing measured values as a circle diagram, it is possible to evaluate motor operating conditions in real time. This makes it possible for optimum motor control parameters, which are conventionally determined by analysis after testing, to be established during testing. This system reduces the overall manpower used in motor testing and data analyzing by 30%. By incorporating the value of motor inductance that is calculated with this method into the motor's digital control flow, the torque response was improved.

1. はじめに

近年、地球環境問題に対する関心の高まりにつれて、ハイブリッド自動車、燃料電池車などの低公害車への期待が高まっている。これらの車両において駆動源となるモータに対するニーズには、高効率化や小型・軽量化などがある。モータの小型・軽量化手法のひとつとしてモータの高回転化が注目されている。モータの高回転化手法の一つとして、ブラシレス DC モータの弱め界磁制御が注目されている。弱め界磁制御における高回転領域の出力限界には、モータ通電中のインダクタンスと弱め界磁電流の量が大きく影響する⁽¹⁾。したがって、通電中のインダクタンス

と弱め界磁電流の最適化が、モータの高出力化・高効率化の大きな鍵であるといえる。本稿では、従来定量的に評価できなかった通電中のインダクタンスの算出方法、および、この手法を新しい計測システムとして運用することで得られた効果について述べる。

2. 開発のねらい

モータの最大出力や応答性、効率に影響を及ぼすインダクタンスが、負荷の量によって変化することは、近年の論文発表^{(1)~(3)}や、実際の電流波形変化などにより良く知られていることである。無通電でのインダクタンスは、市販の計測

器で簡単に測定できるためシミュレーションツールも発達し、その精度も良好なものである。しかしながら、通電中のインダクタンスは、計測手法が複雑なこと、その値が通電量により変化することなどの理由により定量的な評価・予測ができていない。このため、設計時に利用可能なツールも存在しておらず、最適なモータの設計には試作・改良の繰り返しを含む多くの時間を必要とした。また、高回転化による小型・軽量化をねらったモータの制御に広く用いられる弱め界磁制御において、その弱め界磁電流の通電量とタイミングを決定するためには、d-q変換を伴うベクトル解析処理を必要とする。このため、試験中に最適制御パラメータの設定が難しく、計測後のデータから最適値を探しだすといったプロセスを必要とするため再試験の工数を含めて多くの時間を要していた。そこで、本研究では、

- ①モータの基本性能に影響を与える通電中のインダクタンスの定量的な算出
 - ②ベクトル解析のリアルタイム表示による、最適通電量／タイミング設定の精度向上、時間の短縮
- を目的として、通電中のインダクタンスを精度よく算出する方法の確立、およびこれらのシステム化による研究効率の向上を行った。

3. 解析手法

モータが発生するトルクの大きさを決めるトルク電流 (I_d) は、電源電圧 (V_b) とモータの相電圧との電位差を駆動力とする。トルク電流を流すことが可能な相電圧の最大値 (最大相電圧) は、モータの誘起電圧波形が理想的な正弦波であるとき $V_b / \sqrt{6}$ (V_b : 電源電圧) である。モータの回転数やトルクが大きくなるにつれてモータの相電圧は大きくなり、最大相電圧を越えるとトルク電流を流せなくなる。これに対し、Fig. 1 のようにトルク軸 (d 軸) から電気角で 90° 進んだ位相 (q 軸) に電流 (I_q) を流し、誘起電圧とトルク電流による電圧上昇を打ち消すことによって、さらに高回転でもトルク電流を流そうとする手法が弱め界磁制御であり、ブラシレス DC モータなどの制御方法として広く知

られている。近年、高回転化によるモータの小型・軽量化ニーズの増加に伴ない高回転モータの研究が盛んに行われているなか、高回転領域での最大出力値の予測は重要な課題になっている。

弱め界磁制御を採用する高回転モータにおける最大出力の計算方法として、ベクトル解析手法が注目されている⁽²⁾。ベクトル解析手法による計算の例を Fig. 2 に、以後の計算で用いる記号を Table 1 に示す。図の横軸および表中の文字 d はトルク軸 (d 軸)、q は界磁軸 (q 軸) を表している。ベクトル解析手法は、負荷の状態によって変化するモータの運転パラメータを、d 軸、q 軸に分解したベクトルで表現することによってモータの運転状態を可視化する解析法である。モータの各パラメータは $I \cdot R$ や $I \cdot \omega \cdot L$ などの電圧ベクトルで表現される。円線図上の相電圧ベクトルと電源電圧の大きさによりきまる最大相電圧円との関係をもとに出力可否の判断を行ったり、必要な弱め界磁電流の大きさを計算することが可能である。このように、ベクトル解析手法は、特に高回転領域でのモータ最大出力を検証するのに対して有効な解析手法で、モータ設計時には磁気シミュレーションなどによって設定した K_e , R , L_d , L_q などのモータパラメータを用いて、目的の回転数および最大電流値において出力が到達可能か確認するのに用いられる。

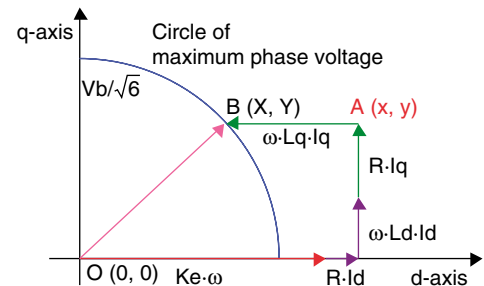


Fig. 2 Vector diagram of brushless DC motor

Table 1 List of variables

K_e [V/rpm]	back EMF constant
ω [rad/s]	angular velocity
R [Ω]	stator resistance
I_d [A]	d-axis current
I_q [A]	q-axis current
L_d [H]	d-axis inductance
L_q [H]	q-axis inductance
V_d [V]	d-axis voltage
V_q [V]	q-axis voltage
V [V]	phase voltage

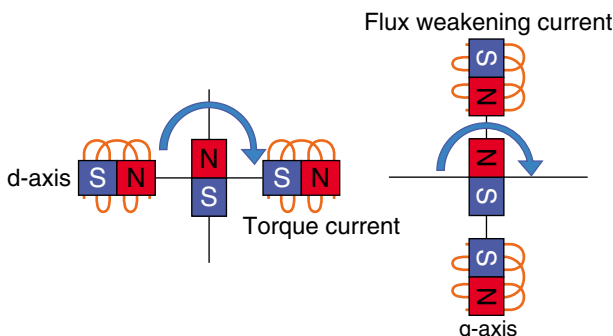


Fig. 1 d-axis and q-axis

実際に通電中のモータの弱め界磁制御領域におけるモータの通電波形は、Fig. 3 のようにトルク電流 I_d と弱め界磁電流 I_q の各指令による電流の合成波となる。このため、各指令値成分の定量的な評価には d-q 変換などの処理が必要であった。また、モータの出力特性に大きな影響を与えるインダクタンスは、モータ材料の透磁率の変化などにより増減する。このような理由により、試験中にモータの運転状態を把握して最適制御パラメータを設定するのは困難であった。しかしながら、近年のFFT解析装置などの技術の発展により、相電流や相電圧の基本波を抽出し、位相などの解析を行うことが可能となった。これらの技術を用いて実際の相電流や相電圧の基本波と磁極との位相差および実効値を算出し、モータの実負荷状態でのベクトル解析を行う手法が考案された⁽³⁾。Fig. 4 にこの方法によるベクトル解析を行った例を示す。図中で α は d 軸と相電流の位相差、 β は相電流と相電圧の位相差、 $\alpha + \beta$ は d 軸と相電圧の位相差である。Fig. 2 と Fig. 4 は、同じ運転条件(回転数、トルク)では、等価であるのでそれぞれの描画方法での A 点の座標を比較することにより、実負荷状態での L_d , L_q が算出可能になる。

$$K_e \cdot \omega + R \cdot I_d = V \cdot \cos(\alpha + \beta) + \omega \cdot L_q \cdot I \cdot \sin\alpha$$

・・・ A の X 座標

$$\omega \cdot L_d \cdot I_d + R \cdot I_q = V \cdot \sin(\alpha + \beta)$$

・・・ A の Y 座標

ただし、

$$I_d = I \cdot \cos\alpha, I_q = I \cdot \sin\alpha$$

これらより、

$$L_d = (V \cdot \sin(\alpha + \beta) - R \cdot I \cdot \sin\alpha) / (\omega \cdot I \cdot \cos\alpha) \quad (1)$$

$$L_q = (K_e \cdot \omega + R \cdot I \cdot \cos\alpha - V \cdot \cos(\alpha + \beta)) / (\omega \cdot I \cdot \sin\alpha) \quad (2)$$

このように、実負荷状態での d 軸、q 軸のインダクタンスは、相電圧、相電流や各成分の位相差などの計測値で表せることが分かる。

式(1)(2)によりモータ通電中のインダクタンスの算出が可能となり、通電量の増加に伴うインダクタンスが低下の様子が確認された。しかしながら、この手法によって算出したインダクタンスは、さまざまな誤差要因を含んでいたため、精度に対する信頼性やデータの再現性は十分なものではなかった。そこで本研究では、これらの算出精度や再現性を低下させる要因を解析し、それらを補正して精度および再現性のよいインダクタンスが算出できる方法を考案した。式(1)(2)でわかるように、各インダクタンスの計算式の中には、各サンプリング毎に求める相電圧、各部の位相差、回転数のほかに相抵抗および誘起電圧定数が含まれる。この値は、常温での測定値を全ての運転状態に用いていた

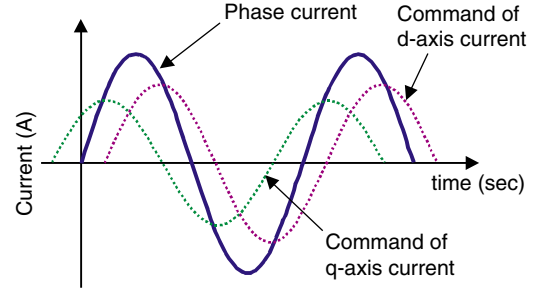


Fig. 3 Relationship between phase current and command current

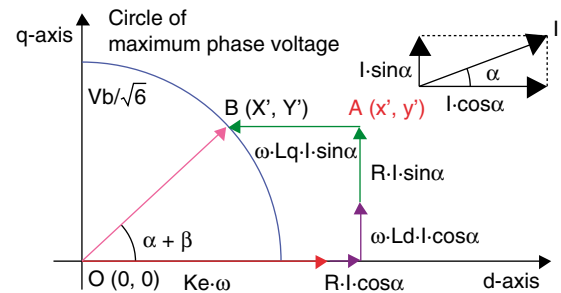


Fig. 4 Vector diagram drawn with measurement data

ため、実際の温度での値と異なる。このほかにも、磁極位置検出用回転センサの回転数に対する位相特性なども算出精度に影響を与えている。式(1)、(2)および Fig. 4 によると、巻線の温度上昇による抵抗増加を考慮せずにインダクタンスの算出を行うと、真値に比べて大きくなることがわかる。Table 2 にこれらの誤差を発生させる要素と発生要因、補正方法をまとめる。

このうち、無負荷時のトルク値と回転センサと磁極位置の位相差を通電試験の前の予備試験において、値を取得しておくことによって補正を行い、巻線抵抗の補正は実測の巻線温度による補正を行うこととする。Fig. 5 に通電中のインダクタンスの解析例を、巻線抵抗の温度補正の有無および無通電時のインダクタンス値との比較で示す。この例では、巻線の抵抗増加により 3 % 程度の算出誤差を生じてい

Table 2 Error factors and correction methods

Error factor	Cause	Correction
Torque value of no load	Torque meter hysteresis	Reference of hysteresis map
Phase difference between magnet and position sensor	Phase lag of position sensor	Reference of phase lag map
Stator resistance	Rise of stator resistance with coil temperature	Calculation of resistance

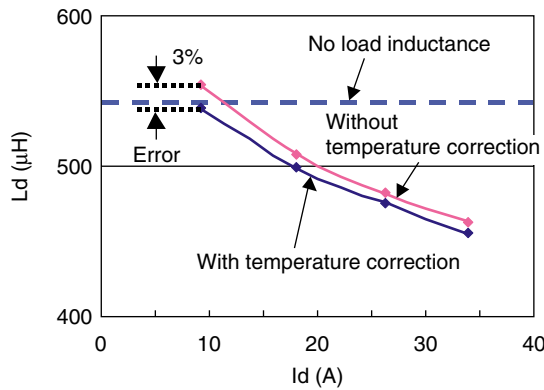


Fig. 5 Result of inductance analysis during switching

たことが分かる。これらの補正を行うことによって、通電時のモータインダクタンスが巻線温度変化などによる各値の変化の影響を受けることなく精度よく算出可能であり、定量的な評価が可能であることがわかった。

4. システム化

本解析手法をシステム化して運用することによって次のような効果をねらった。

- ・測定データ、演算結果の集中表示
- ・計測データ補正の自動化
- ・ベクトル解析のリアルタイム表示

4.1. 測定データ、演算結果の集中表示

現在、モータの性能テスト時に用いる計測機器は8種類、それらを用いて計測する項目は約120項目程度になる。従来は、これらのデータの取得を各計測器毎に個別に行っていたため非常に多くの労力を要し、データの同期性にも課

題があった。そこで、全計測器からのデータの取得、前述のベクトル解析や効率の演算、計測値・解析値の保存を一括して行い、全ての計測データおよび演算結果の中から必要な情報を選択的に計測ソフトウェアの画面に表示する事を可能にした。これにより計測器間でのデータの同期性に改善が得られ、試験時間も短縮した。

4.2. 計測データ補正の自動化

Table 2にあげた誤差要因は、通電中のインダクタンスの算出時以外にも影響を与える。したがって、これらの項目の補正をシステム化し、リアルタイムで補正を行ったデータを観ることができるようなシステムを構築した。これにより、各計測値および損失分離などの解析精度などに向上がみられた。Fig. 7に本システムのデータ補正のフローを示す。

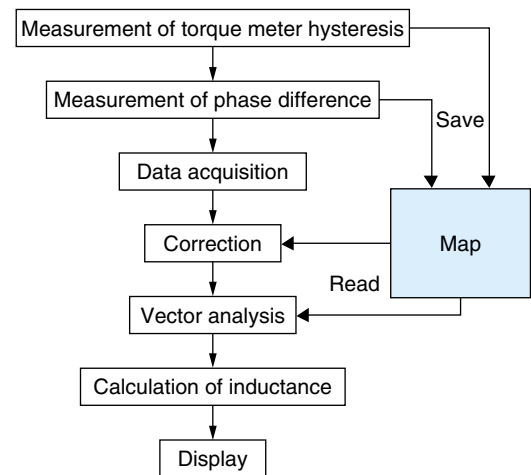


Fig. 7 Flowchart of correction

4.3. ベクトル解析のリアルタイム表示

従来、通電中のモータ運転状態の把握には、d-q変換などの複雑な処理が必要であるため、最適条件となる通電量、通電タイミングなどの制御パラメータを設定するためには計測後の試験データからのパラメータ抽出が必要となり、多くの時間が費されていた。前述したベクトル解析をリアルタイムで実施し、PC画面上に円線図を表現することにより、最適値の即時判断が可能となった。通電中のベクトル解析をリアルタイムで行うには、回転パルス(磁極位置)、相電圧、相電流の基本波の位相差および実効値を算出する必要がある。また、従来の計測器においては、データの同期性、データ処理・転送速度などの問題点も生じていた。本システムでは、オンボードのDSPをもったマルチチャンネルFFTボードを計測PCのPCIバスに搭載することによって解決した。Fig. 8に本研究で開発したリアルタイムのベクトル解析画面を示す。画面左側が、モータ運転状態を示す円線図

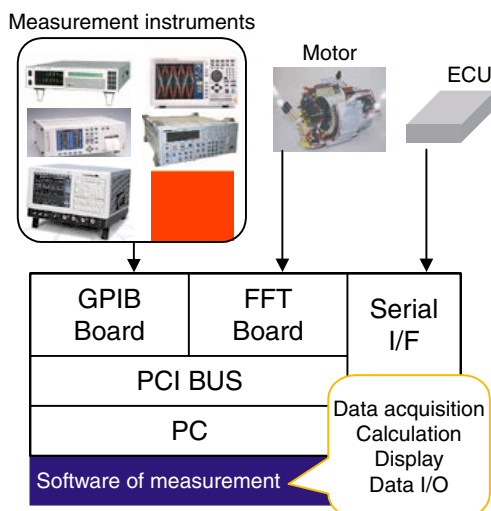


Fig. 6 Schematic diagram of measurement system

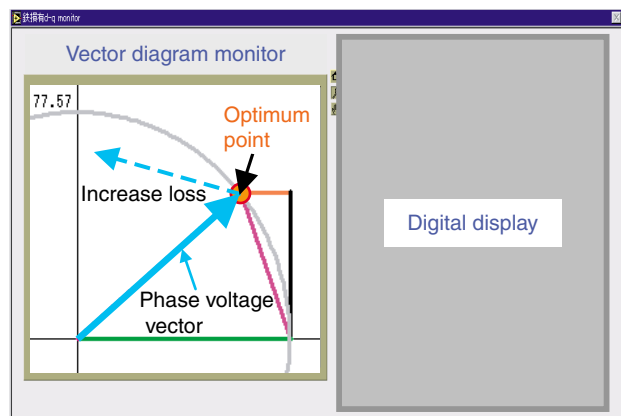


Fig. 8 Vector diagram monitor

で、右側がそれらの各情報のデジタル表示窓である。この円線図上において、相電圧ベクトルの先端が最大相電圧円と一致する点が、ある回転数・出力における最大効率となる最適運転状態となる。相電圧ベクトルが最適点の左側に推移する運転状態では、弱め界磁電流が余分に消費されておりモータの運転効率が悪化する。このように、この円線図をモニタしながら試験を行うことにより、目標とする回転数・出力におけるモータパラメータの最適値の即時判断が可能となる。これらの試験フローのシステム化および試験後のデータ解析時間の低減により、テスト時間が30%短縮された。(Fig. 9)

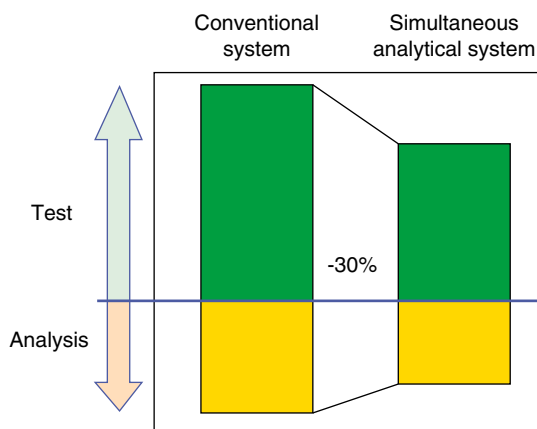


Fig. 9 Reduction of test time

5. 応用事例

5.1. トルク制御性の向上

インサイトの IMA などに搭載される HEV 用モータには、制振制御などを行うため高いトルク応答性が要求される。Fig. 10 に一般的なブラシレス DC モータのブロック図を示す⁽⁴⁾。図のように、モータの磁気回路にお

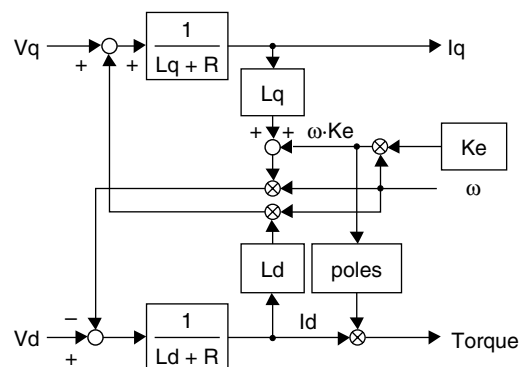


Fig. 10 Block diagram of brushless DC motor

いては、d 軸と q 軸の間に相互干渉が生じ、実トルクと指令値の間に誤差を生じる。この影響を補うために L_d , L_q , R などのモータパラメータを用いた補正項を制御に加える必要がある。この時、インダクタンスの値が真値と差異をもつ場合は、相互干渉を補いきれずトルクの応答性が悪くなる。Fig. 11 に、相互干渉を補正する制御を加えたベクトル制御コントローラによって、ブラシレス DC モータを運転したときのトルク応答性の例を示す。図のようにインダクタンスが実機の通電中のインダクタンスと不一致である場合は、車両の速度変化に対して応答遅れが生じているが、一致している場合では良好な応答性を示すことが分かる。したがって、リアルタイムのベクトル解析を行って測定した通電中のインダクタンスをモータ制御の内部定数に採用することによって、トルク応答性が改善できることがわかる。

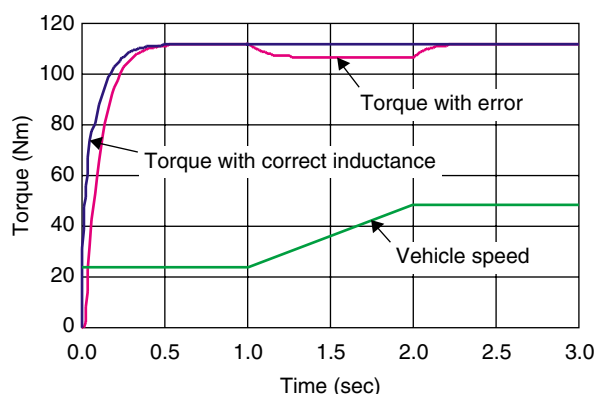


Fig. 11 Comparison result of torque response

5.2. モータ設計へのフィードバック

Fig. 12 に一般的なブラシレス DC モータを例にとって、モータインダクタンスがモータの性能に与える影響を示す。図の上のようにインダクタンスが小さすぎると、相電圧ベクトルを最大相電圧円までもどすための弱め界磁電流が多

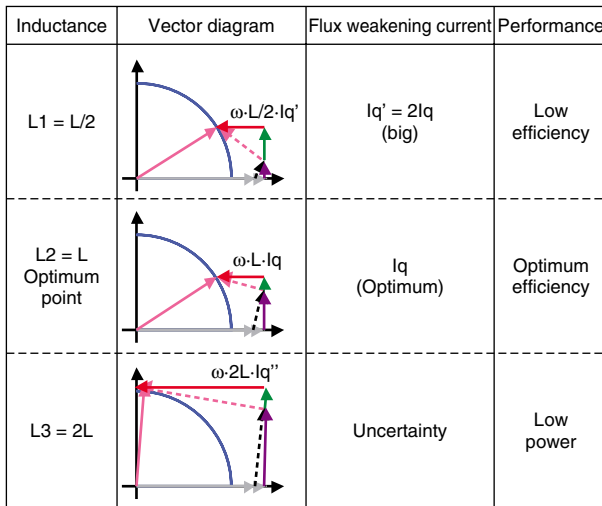


Fig. 12 Relationship between motor performance and inductance

く必要になるため効率が低下し、大きすぎるとコイルのインダクタンスによる電圧降下量が最大相電圧円を超してしまうため、高回転領域で出力がでなくなる。モータインダクタンスの値は、誘起電圧定数や、そのほかの磁気回路とも密接に関係して決まるため、任意の値を取ることはできないが、モータの最大出力や効率に大きく影響を与えるため最適な値を設定することが必要であることがわかる。これまで定量的に評価できなかった通電中のインダクタンスが精度よく測定できるようになったことにより、実負荷でのインダクタンスの設計目標が明確になり、モータ小型化・軽量化に貢献するものと考えられる。また、負荷電流に対する通電中のインダクタンスの変化より、磁気回路上での磁気飽和の様子が把握できるようになった。(Fig. 13)これにより、材料選択の精度も向上すると考えられる。このように、従来計測することができなかった通電中のインダクタンスを精度よく測定できるようになったことにより、最適なモータ設計が可能になると考えられる。

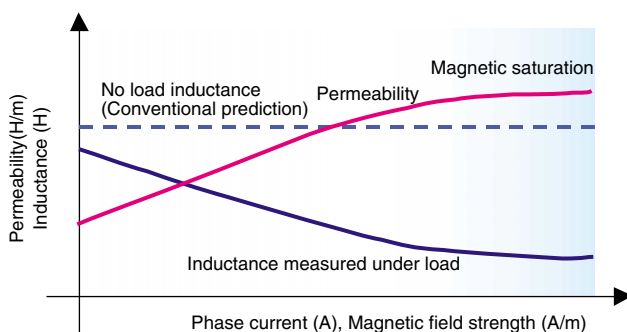


Fig. 13 Relationship between phase current and inductance

まとめ

このモータ性能の即時解析システムの開発により以下の点が可能になった。

- (1) これまで算出できなかった通電中のモータインダクタンスの即時解析が可能になった。
- (2) 測定誤差を排除する試験フローの自動化により精度の良い計測値を得ることができるようになった。
- (3) 試験フローのシステム化、データ処理の自動化などにより試験工数が 30%削減した。

謝 辞

本研究にあたり、御協力を頂きました社内外の関係者の方々に紙面を借りて厚く御礼申し上げます。

参考文献

- (1) 森本茂雄, 武田洋次, 平紗多賀男: PM形ブラシレスDCモータの電流制御法による出力特性の比較, 電気学会半導体動力変換研究会資料, SPC-89-3(1989)
- (2) 土手康彦, 木下斌: ブラシレスサーボモータの基礎と応用, 東京, 総合電子出版社, 1985, 244p.
- (3) 森本茂雄, 武田洋次, 平紗多賀男: PMモータのdq等価回路定数の測定法, 電気学会産業応用部門誌, 第113巻 11号, p.1330-1331(1993)
- (4) 杉本英彦, 小山正人, 玉井伸三: ACサーボシステムの理論と設計の実際, 東京, 総合電子出版社, 1990, 217p.

■ 著 者 ■



村山 芳也



新 博文



岸田 真



浅見 記吉