

(技術資料)

# Back to Back型モータ評価ベンチ

山下俊郎\*<sup>1</sup>・榊原健男\*<sup>2</sup>

## Back-to-back Type Motor Evaluation Bench System

Toshiro YAMASHITA・Takeo SAKAKIBARA

### 要旨

カーボンニュートラル社会につながる環境問題への取り組みとして、当社は電動化に着目している。とくに、自動車の電動化の進展は目まぐるしく、当社グループの材料・制御・モノづくり・評価といった様々な技術を利用できる可能性を感じている。電気自動車における主要部品であるモータにおいても、いくつかの提案を行ってきたが、ここで培ったモータ評価技術と、コベルコ科研の試験評価技術を合わせて、高速モータの評価手法を試験手法として提案している。本稿では、一つの適応例として、小規模システムで高速かつ大出力モータが如何に評価できるかを示した。

### Abstract

To address environmental issues, Kobe Steel focuses on electrification with a view to reaching a carbon-neutral society. The electrification of automobiles, in particular, has been progressing at a dizzying pace, providing opportunities to utilize KOBELCO Group's various technologies in areas such as materials, control, manufacturing, and evaluation. Several proposals have been made for motors, major components in electric vehicles. A high-speed motor evaluation method has been proposed as a test method combining the motor evaluation technology herein developed and the testing evaluation technology of Kobelco Research Institute, Inc. This paper describes the example of an application in which a high-speed, high-output motor is evaluated in a small-scale system.

### 検索用キーワード

電動化, EV, モータ, 制御, 評価

まえがき＝当社グループは、社会課題の解決に挑戦することを企業理念の一つとしている。また、2024年度からはじまった新中期経営計画では、「カーボンニュートラルへの挑戦」を最重要課題に掲げている。この環境問題に貢献する一つの項目として、当社は電動化に着目している。

とくに、今般の自動車の電動化（EV: Electric Vehicle）の進展は目まぐるしく、当社グループの材料・制御・モノづくり・評価といった様々な技術を利用できる可能性を感じている。

電動化の一つの要素であるモータ技術の進展への取り組みとして、当社ではこれまで様々な活動を行ってきた。たとえば、当社の細線材をコアに利用したモータ<sup>1)</sup>、圧粉コアを用いたモータ<sup>2)</sup>を提案した。また、3次元磁極構造といった特徴的な構造のモータ<sup>3)</sup>の開発も行ってきた。これらのモータを試作評価する過程において、同期機・誘導機、ラジアルギャップ型モータ、アキシアルギャップ型モータなど種々の特徴的なモータ駆動に対応する必要があった。このため、制御システムを独自に構築することで評価を行った。また、ハイブリッド建機<sup>4)</sup>に代表される電動化システムに関わる過程で、リチウムイオン電池システム、DCDCコンバータシステム・インバータシステムの試作あるいは評価を行ってきた。こ

でも特徴的な機能を評価するべく、必要に応じて内作しつつ性能評価システムを構築してきた。

いっぽう、当社グループであるコベルコ科研では、自動車ソリューション事業として自動車の動力性能調査やMBD (Model Based Development)を進めるためのモデル作成、解体調査レポート、構造調査や使用部材の材料調査、電気自動車用2次電池の劣化解析や安全性も含めた充放電試験などの評価・分析・CAEによる解析を多面的に行っている。

両社の要素技術を活かしつつ、自動車電動化に対する貢献として、高回転域での動力性能試験が行えるモータ評価システムの開発に取り組んだ。

以下では、その評価システムについて解説する。

### 1. モータ耐久ベンチのコンセプト

モータ評価システムの構成要素を示すため、図1のシステム構成例を使って説明する。まず、供試モータに対して、負荷となる対向モータが必要である。また、この対向モータを制御するためのインバータが必要である。いっぽう、供試モータを駆動するためにもインバータが必要となる。供試モータ特有のインバータとなるか、評価システムでのインバータを利用するかは測定目的によって選択されることになる。この例でインバータ

\*<sup>1</sup> 技術開発本部 応用物理研究所 \*<sup>2</sup> (株)コベルコ科研 EV・電池ソリューションセンター

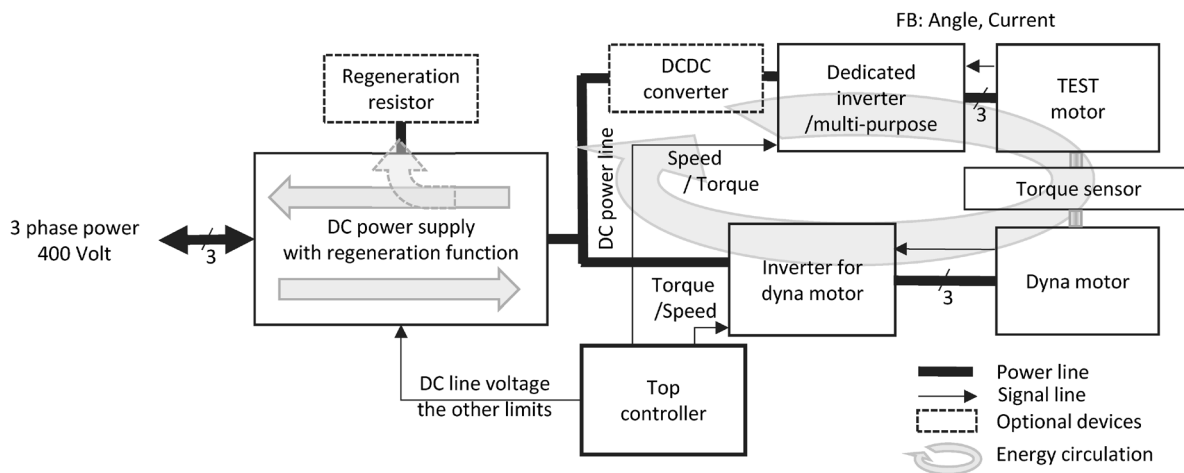


図1 モータ評価システムの例  
Fig.1 Example of a motor test system

は、DC電圧を入力とし、モータを駆動する三相交流を生成する。PWMと呼ばれる変調方式を使って、モータの3相の各端子に対して所望の電圧を生成する。半導体による高速スイッチ切り替えで、各相間へのDC電圧印加時間を調整して等価的な3相正弦波電圧を印加する手法である。この印加電圧により、モータの各相に電流が流れ、モータが駆動される。各インバータは、モータの電流・電角といった情報をフィードバックすることで、速度もしくはトルク（電流）の指令に対しモータを追従させるよう制御する。

二つのインバータはDCラインが共通化され、ここにDC電源から電力が供給される。ただし片側の電圧を他方と変えたい場合、DC母線とインバータの間にDCDCコンバータを挿入することで電圧を調整する。

このDC母線に接続されるDC電源は、二つのモータに対応して最大容量が見積もられ、DC母線の電圧安定化を図れるようにする。二つのモータの力行・回生のエネルギー循環に対して、モータ制御動作の不均衡で生じる不足電力あるいは余剰電力は、この電源によって調整される。とくに余剰電力が発生すると、回生抵抗による電力消費か、回生インバータを介して系統電力に余剰電力を戻すなどの動作が発生する。余剰エネルギーを系統電力へ回生する場合、その影響検討が必須となる。試験システムの置かれた事業所の電力消費が大きく、回生される電力が無視できる場合は、その事業所で試験時の変動で発生する余剰電力が全て消費される。しかし、電力消費のむらがある場合、あるいは消費の少ない事業所では、事業所内で全ての電力を消費しきれない。そうすると、さらに事業所外の系統電力への還元が発生し、系統電力における契約条件の変更が必要になる。こういった試験場の事情を勘案しつつ評価システムは設置される。テスト設備としての採算性の観点から、なるべく多くの試験対象に対応できるように、余裕のあるシステム容量の設置が検討される。システム容量の検討結果による系統電力の増強や、テスト設備としての汎用性の追求で、設備は高額になる傾向にある。

このような評価設備は、安定したデータを取得する観点では重要な役割を果たす。しかし、EVモータの開発

が活発化し、品質・性能評価に多数の項目に目を向けることが多くなると、これら高価なシステムだけでは不十分になると考えられる。極限的な試験を試したいという要望に対し、前述のような電力系統に強く制約されたシステムでは、余裕度を大きく取った設備の選択を余儀なくされるため、コストの上昇や、試験場の確保などの問題が発生する。

そこで、当社グループでは、システムを簡素化しつつ、実験場の設備制約を緩和した高速回転・大容量のモータシステムでの耐久評価方法を提案している。このコンセプトを実現するモデルベンチとして、以下に示すモータ評価システムを構築したので紹介する。

## 2. 提案するモータ耐久評価システム

1章で説明したモータ評価システムの構成において、設備の電源容量を決める際、エネルギー循環をうまく実現することが重要である。今般、試験システムがブラックボックスとなりがちで、この見積もりができないため、不要マージンの多いシステムの利用が余儀なくされることもある。そこで、試験の最小化を狙って、設備に必要な系統電力（余裕度）を低減できるモータ試験システムを構築した。

以下であげるモータ試験システムは、モータの特性のそろった2台の供試モータを対抗させるBack to Back型の評価方法（以降BTB方式）とした。今回は最大出力80 kW、最大回転数10,500 rpmの同型の供試モータを対向させる構成とした。

図2にシステム構成図を、表1に主要装置の諸元を示す。

Motor0とMotor1が供試モータと負荷モータに相当する。それぞれ、インバータ0とインバータ1（三相IGBTブリッジ回路）につながっており、U、V、Wの各線が接続されている。各系統において、電流センサを設け、 $i_{xw}$ ,  $i_{wx}$  ( $x=0, 1$ ) を検出・フィードバックしている。

リチウムイオンバッテリーは、DCDCコンバータで昇圧され、インバータのDC母線に接続されている。同様に、外部からの電源供給としては、汎用DC電源からダイオードを通じて、DC母線に接続されている。

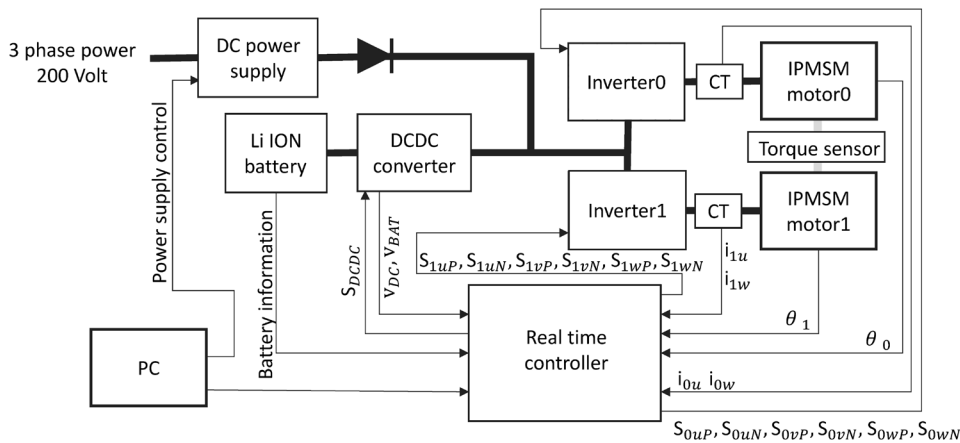


図2 システム構成図  
Fig.2 System construction diagram

表1 本システムで使用した構成装置一覧  
Table 1 The main components used in the system

device	manufacturer	Specification / Type No.
Motor	-	Max: 80kW / 10500rpm
DC power supply	KIKUSUI ELECTRONICS CORPORATION	PAT850-9.4T
Inverter	Semikron	IGD-4-424-PIF7-BH-FA
Real time controller	Myway Plus Corporation	Expert IV+MWPE4-PEV
Li battery	GS Yuasa International Ltd.	LIM30HL
DCDC Converter	KOBE STEEL,LTD.	Max 200kW /300A

これら全体を制御するコントローラは一つに集約されており、力行・回生・DCDC昇圧を一つのコントローラが担当する。

コントローラの出力には、各インバータに送るIGBTのON/OFF信号がある。U, V, W相の上アーム, 下アーム計6信号が $S_{xuP}, S_{xuN}, S_{xvP}, S_{xvN}, S_{xwP}, S_{xwN}$  ( $x=0, 1$ )である。各モータのレゾルバからは、 $\theta_0, \theta_1$ がフィードバックされる。PCは上位のシーケンス制御(指令)を担い、電源の出力設定と、統括コントローラへの指令を行う。

試験時の典型的な制御方法は、片側のモータを速度制御し、他方のモータを電流制御する。回転数上昇時は、速度制御側が力行、電流制御側が回生動作する。モータの伝達軸にトルク×回転数の動力が伝わり、力行側から回生側に動力が伝搬する。図中では、トルクメータで、この値を検出することになる。

このとき、それぞれのインバータは、力行側が電力をモータに供給し、回生側が電力を回収している。同型のモータが対称なシステムであることを利用すると、理想的には力行・回生での必要電力収支を近くすることができる。インバータのDC母線を各インバータで共通化して、エネルギーの循環が期待される。外部からの平均的なエネルギーは、通電による発熱ロスや機械損などで消費したもののみの供給となる。変化分のエネルギー調整で、モータの伝達軸の出力受け渡しというモータ評価の基本機能を実現することができる。ただし実際には、システムのモータロータ、伝達軸といった回転体が回転エネルギーを蓄積するため、加速の際は追加のエネルギーを要し、減速時は回転エネルギーを抜き取るため、回生

電力過多の状態になる。こういったエネルギーの授受の変動が系統電力に影響を与えないように、本システムは、リチウムイオン電池をシステムに組み入れている。これら構成により、系統電源との結合度を下げたようにした。要求されるDC母線電圧と電池との電圧差を埋めるため、DCDCコンバータを挿入した。DCDCコンバータは、バッテリー側を低電圧、DC母線側を高電圧とする双方向性昇降圧チョップ方式のDCDCコンバータを製作し組み入れた。このDCDCコンバータは180度位相をシフトした2系統制御のインターリーブ方式を採用しており、電流の脈動抑制を図っている。これらの安定化配慮のうえ、DC母線に対して、小規模な汎用DC電源で電力供給を行うようにしている。

### 3. システム実現のための設計着目点

この循環システムは、概念的には単純であるが、いくつか問題があり、通常大きめの電源容量の設備を利用して実現することになる。それに対して、コンパクトなシステムでの実験を実現するよう余裕度削減に配慮したシステム検討を行った。そのなかで効果のあった例を三つ紹介する。

- (1) 複数のスイッチングデバイスを使用することによって発生するデバイス間の相互ノイズの影響削減。
- (2) システムのコンパクト化のため突極型IPMSM (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor) を利用する場合の、即応性向上のための電流制御手法。
- (3) 力行・回生の制御方法の違いに対するの応答性改善。

### 3.1 スイッチングノイズの影響低減

まず、インバータノイズの問題について述べる。

高回転時には、誘起起電力に抗するための高電圧が必要になり、そのスイッチングノイズによって誤動作が発生しやすくなる。システム配置や放射ノイズ・電源から電圧するスパイクノイズの抑制に悩まされ、ノイズ削減のために多大な労力を強いられることになる。とくに二つのモータに対応するインバータをDCで結合させているため、電源ラインからのノイズ伝搬は避けられない。このノイズの問題は、互いのインバータ間での制御に影響を与える。また、最悪の場合、ノイズレベルが過大で実験が成立しなくなってしまう可能性がある。

制御への影響を回避する解決方法のひとつとして、スパイクノイズが発生するタイミングを避けて、制御フィードバック用のデータ取り込みを行うことが考えられる。モータ用インバータはスイッチ回路で構成されており、PWMという変調方式が使われている。このため、キャリア周波数の周期で、各インバータはスイッチ切り替えを実行する。この変調方式には、有効スイッチ範囲があるため、スイッチングが発生しないタイミングを予測することができる。しかし、力行・回生2系統のモータ用インバータが非同期であると、無相関にスイッチノイズが発生する。力行側・回生側のそれぞれのインバータがお互いのスイッチングで、他方の制御系に影響を与えないためにはPWMタイミングを合わせ、かつ制御用のデータ取り込みタイミングを高精度で適切に合わせることが重要になる。今回は、2系統の三相インバータ回路を一つのコントローラで統合制御するようシステム構築した。両インバータのPWM信号生成用のリファレンス信号は、共通の山形波信号を使用することで実現しており、コントローラ間のクロック位相の不一致などによる問題は発生しない機構となっている。両インバータ用信号を一つのPWM生成ユニットを元に生成することで、両インバータのスイッチノイズが互いに悪影響を与えることが無くなり、安定した電流・電圧の測定を実現できる。結果として、制御の安定化を図ることができる。

先述したバッテリーとDC母線電圧の調整用DCDCコ

ンバータにおいてもスイッチングノイズが発生する。変換には二相のチョップ方式を採用しているが、使用する信号生成にはインバータと統合されたPWM信号生成機構を利用する。これは、先ほどと同様に、DC母線につながるDCDCコンバータによるノイズが、各インバータの制御取り込みに影響を与えないようにするためである。また逆の観点で、インバータからの影響もDCDCコンバータに伝搬しないために必要な処置となる。コントローラは汎用的なコントローラユニットで各UVWスイッチ信号を光ファイバーで絶縁して出力する。

以上の理由から、本システムでは、力行・回生の両モータ制御インバータおよび昇降圧用DCDCに対してPWM生成機構を含む機能を一つのコントローラシステムにまとめ上げた。これにより、スイッチングによる電流・電圧情報取得時のノイズ混入を最小化し、安定したモータ評価が可能になっている。また、両モータと電池につながるDCDCを統合監視し、出力信号の生成も同時に行っているため、それぞれの制御に異常要因が発生した場合、一斉に停止動作に入ることができる利点もある。今回試作したシステムは、モータ評価試験に対して小規模コントローラで十分実現できることを示している。

### 3.2 電流制御性の改善

つぎに、突極型IPMSMを利用する場合の電流制御の遅れによる電力収支不均衡の影響について説明した後、改善方法について述べる。

図3に使用している電流制御のブロック図を示す。

三相インバータに流れる電流は、電流センサを用いてu相、w相の電流をフィードバックする。三相電流の和がゼロであることを使ってv相は補う。Clarke変換、Park変換を通してdq変換された電流 $i_d, i_q$ を得る。

電流ベクトルの振幅を $I_a$ 、位相角を $\beta$ として、

$$i_d = -I_a \sin \beta \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$i_q = I_a \cos \beta \quad \dots\dots\dots (2)$$

として計算し、これらをdq軸電流の目標値 $i_d^*, i_q^*$ とする。

先述の電流フィードバック値 $i_d, i_q$ と差分をとり、d軸、

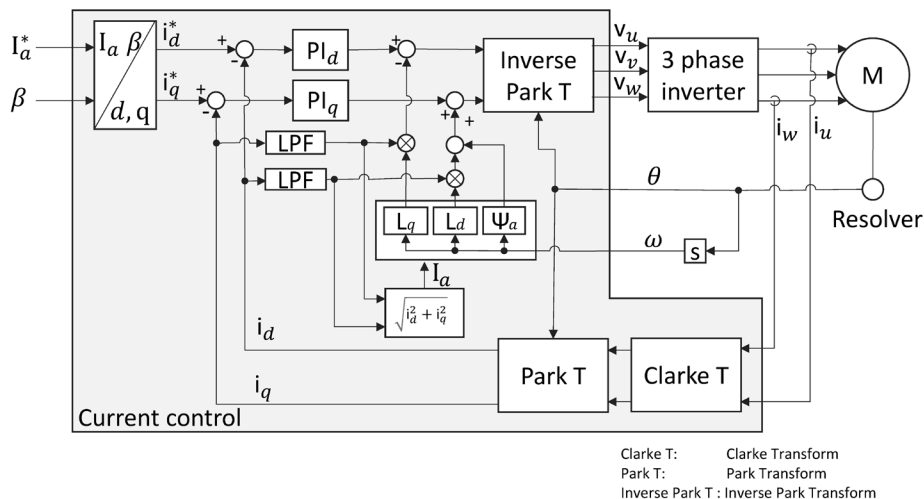


図3 電流制御のブロック線図  
Fig.3 The block diagram of current control

q軸のそれぞれのPIコントローラの入力とする。

各PIコントローラの出力に、非干渉制御補正をした出力電圧 $v_d, v_q$ を逆Park変換で $v_u, v_v, v_w$ へ変換する。この後、PWMによりインバータのスイッチ信号を生成することになる。

レゾルバによって、モータの電気角情報を得て、Park変換、逆Park変換に入力する。また、電気角情報を1階微分して角速度 $\omega$ を計算し、非線形制御演算に使用する。

三相モータシステムをdq軸の座標変換することで、制御を容易にする計算方法は広く使われている。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + \rho L_d & 0 \\ 0 & R_a + \rho L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_q \\ \omega L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Psi_a \end{bmatrix} \dots (3)$$

上記(3)式は、モータ回路方程式をdq軸変換して整理したものになる。右辺の第2項は $i_d, i_q$ がお互いに影響を与える項であり、第3項が誘起起電力による発電項である。この2項を電圧出力で補償すれば、d軸、q軸の独立した1次遅れ系の方程式ととらえることができるようになる。この式の $L_d, L_q, \Psi_a$ は、定数項の扱いで計算するとき、多少の変化量であれば、モデル誤差として制御に大きな影響を与えない。しかし、磁束量の変化により磁気回路が変化することで $L_d, L_q, \Psi_a$ を一定とみるできない場合がある。今般の突極型IPMSMに代表される同期機では、特徴的なロータ側磁路により、磁束量の変化に対して、局所的な磁気飽和が発生するため、各パラメータが変化することになる。こういったモータへのトルク制御性の改善手法として、以下の非干渉制御方法を採用する。

非干渉演算では、dq軸電流 $i_d, i_q$ にローパスフィルタを掛けて安定化させる。このフィルタ後のdq軸電流 $i_d, i_q$ の二乗和の平方根計算をして、現在の電流ベクトル振幅 $I_a$ を予測する。 $L_d, L_q, \Psi_a$ は後述する方法で取得した $I_a$ に対する関数であり、予測した $I_a$ から各値が決まる。これらそれぞれに $\omega$ を掛け合わせる。 $\omega L_q$ はd軸電流と掛け合わせて、d軸電流のPIコントローラ出力から差し引く。 $\omega L_d$ はフィルタを通した $i_q$ 電流と掛け合わせて、誘起起電力項 $\omega \Psi_a$ と足し合わせたうえで、q軸電流のPIコントローラ出力と足し合わせて、q軸電圧出力を計算する。

$L_d, L_q, \Psi_a$ は、磁束量により変化し、 $I_a$ に依存する関数となる。これらの値は非線形量であり、刻一刻変化するのが推定可能である。制御に対して有効となる推定手段の例を下記に示す。

いま、応答性は悪いものの $i_q=0$ 制御<sup>5)</sup>で予備試験でき、電流変動が小さい範囲で測定ができたとする。その時、負荷側のトルクは、下記の式で表現される。

$$T = P_n \Psi_a i_q = P_n \Psi_a I_a \dots (4)$$

ここで、 $P_n$ はモータの極対数である。図2の図中にあったトルク計で伝達トルク $T_{measure}$ を測定できるが、この値には機械損 $T_{loss}$ を含んでいる。この両者の関係は、モータの出力トルクを $T_{motor}$ とすると、

$$T_{measure} = T_{motor} + T_{loss} \dots (5)$$

である。ある速度条件で $i_d=0$ 制御が実現でき、q軸電流も併せてゼロと設定できればモータの出力トルクはゼロとなるので、 $T_{measure}$ と $T_{loss}$ が等しくなり、速度に対する機械損を知ることができる。ここから、(4)式と合わせて、以下を得る。

$$\Psi_a(i_a) = \frac{T_{measure}(I_a) - T_{loss}}{P_n i_a} \dots (6)$$

この式により、 $\beta$ 一定条件下での $I_a$ に対する $\Psi_a$ の特性を取得することができる。

IPMSMの回路方程式は、(3)式の右辺第1項を分解して表現すると以下の式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 \\ 0 & R_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \rho \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_q \\ \omega L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Psi_a \end{bmatrix} \dots (7)$$

$\beta$ 一定条件下で、各電流制御が安定化し、変化が無視できると仮定すると、(7)式の右辺第2項は無視することができる。このとき、 $v_d, R_a, i_d, \omega$ を既知とできるので、下記の $L_d, L_q$ に関する計算式を得ることができる。

$$L_d = \frac{v_d - R_a i_d - \omega \Psi_a}{\omega i_d} \dots (8)$$

$$L_q = \frac{v_d - R_a i_d}{\omega i_q} \dots (9)$$

このアルゴリズムに基づいて、対象モータの $I_a$ に対する変動を測定した実験により、 $L_d, L_q, \Psi_a$ を推定した結果を図4に示す。最上段は発電係数、中段はq軸インダクタンス成分、最下段はd軸インダクタンス成分を示している。

こうして得られた結果をモータ制御に使用する。グラフから得られる $I_a$ に対する $L_d, L_q$ を用いることで、(3)式右辺2項目の干渉項を除去する計算において、適切な値を算出できる。同様に右辺第3項も $I_a$ に対する $\Psi_a$ を用いることで適切な起電圧を算出できる。この結果、PI制御は安定点に早々に達することができるため、電流制御の制御性が改善される。

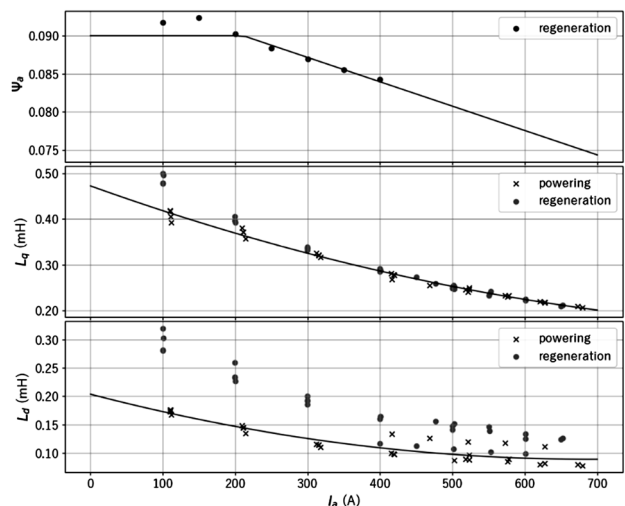


図4  $\Psi_a, L_q, L_d$ の各パラメータ推定値  
Fig.4 The parameter estimation of  $\Psi_a, L_q, L_d$

### 3.3 モータ制御方法の違いに起因する制御性悪化の改善

最後に、各モータ制御方法の違いで発生する制御遅れの影響による制御性の悪化について説明する。また、改善方法について述べる。

提案するモータ評価システムの問題点として、イナーシャが非常に小さいということがある。このため、トルク変動による速度制御の悪化が顕著に表れてしまう。ゆえに、片側が速度制御、他方が電流制御というシステム構成では、双方の制御静定時間の違いにより、制御に乱れが発生する。

回生側の電流制御は力行側の速度制御に比べ高応答で制御されるため早急に静定するが、それでも、速度制御側の影響を受ける。速度制御は、目標速度との偏差からトルク指令（電流指令）を計算する。この指令は、計算により刻一刻と変わるため力行側モータ軸から回生側モータに伝わるトルクもこれに応じて変化する。その変化に対して、回生側モータの電流制御は行われるため、速度のふらつきを生じることになる。これらが過渡的に発生する制御系は、安定するまでの時間が掛かってしまうことが容易に想像される。

この問題を回避するため、図5に示す制御構成を採用している。

先に説明したように、電流制御は、力行側、回生側で同一なものを使用する。しかし、速度制御側は、速度フィードバックを受け取り、目標値との偏差をPI制御器に入力するため、当然、目標電流 $I_a$ は異なる。力行・回生の特性のそろったBTB方式でも、このわずかな影響で回転速度の乱れが発生する。

トルク負荷のステップ印加といった試験条件を考える。一定速度制御で回転している力行側モータは、負荷のステップ印加で一旦速度が低下する。この低下偏差を速度のPI制御により、ゼロに回復させるようトルクの上昇が発生する。この発生を受けて、トルク印加側が引きずられないように制御を加えることになる。この一連の制御過程により速度偏差が発生する。

これを軽減するため、図5に示すように、負荷変化を行う動作においては、位置制御の内部電流制御のオフセットとして、トルク変動分を重畳するようにする。これは、速度制御からすると、後段の電流制御に対して、負

荷上昇を予測して、上昇分を補償することに相当するため、速度制御の静定時間が短くなることが期待される。

図6は、2,000 rpmまで速度上昇させた状態で、台形状のトルク負荷を印加した条件での実験結果である。上段は速度制御をおこなっているモータの回転数であり、下段はq軸電流を示している。電流制御は $i_d=0$ 制御( $\beta=0$ )を使っており、q軸電流がトルクと比例関係にあり、トルクの状態を表している。FFSW=ON（フィードフォワードスイッチを有効化）が先述の制御を行った場合、OFFが制御を行わなかった場合である。速度制御においては、上段で示すように目標値に対する速度の振れ幅に違いがでることが分かる。いっぽう、下段のグラフは電流制御への目標値入力の状態を示している。ここで $i_{q0}^*$ は駆動側、 $i_{q1}^*$ は負荷を発生させる側のq軸電流の目標値である。 $i_{q1}^*$ はトルクパターンに相当するので台形状となっており、 $i_{q0}^*$ は速度PI制御器からの出力であるため、そこから少しずれた形状となる。この結果で、制御のON/OFFに対して、入力目標値に大きな違いは出ていない。本制御方法を採用することにより、速度制御における目標値からの最大偏差は1/3以下に抑えられており、大幅な制御性悪化の改善が図れたことが分かる。

この制御系は、測定対象のモータを対称にして、速度とトルクを指令値としてインプットしている。各モータがそれに応じて振舞うことで、目的の速度、トルクを得

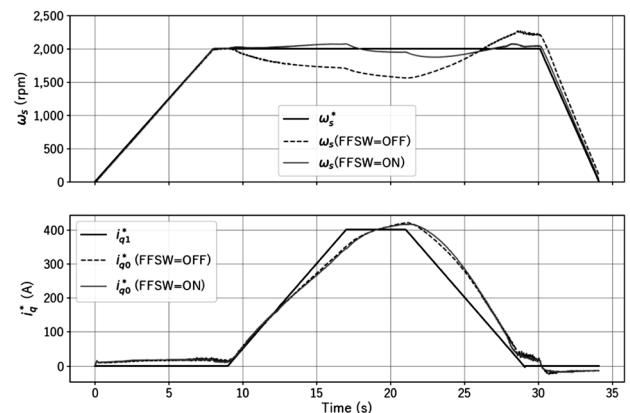


図6 q軸電流および速度の制御結果  
Fig.6 The result of q-axis current and speed control

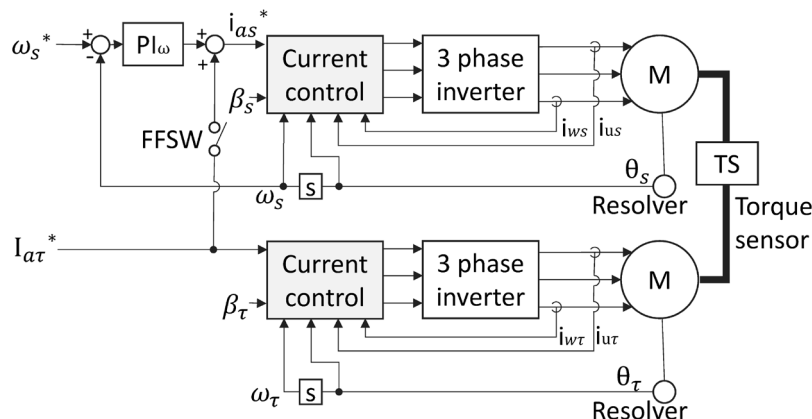


図5 トルク制御、速度制御の制御ブロック図  
Fig.5 The block diagram of torque and speed control

ようとする制御系として捉えることができる。この系は電気自動車における実際の制御の振る舞いとは異なる。しかし、モータ試験という観点において、一つのコントローラで全体最適化を狙うことで設備制約を緩和しつつ、試験を成立させる一つの方法として考えることができる。

本システムでは、力行・回生の各モータにおける電力収支をなるべく一致させる。このような統合的な制御をおこなうことにより、電力的な平衡を取る。その結果、システム外からの電源供給量の小さいシステムを構築することができる。また、系統電力からの電力入力量を最小限とするシステムを実現することで、設置場所の自由度を高められるメリットもある。

**むすび** = 当社の試験敷地内のみならず、高温設備や振動設備といった場所に持ち込んで試験するような試験を提案できるシステムを構築し、動作することを示した。

今後広がるEVマーケットにおいて、CO<sub>2</sub>削減のため

の高効率モータなどに対するパワートレインの回転系試験は、エンジンで使用する回転域以上の高回転での性能試験や品質確認など重要な役割を占めると考えられる。

当社グループでは、今回開発したモータ試験装置をベースに試験目的・条件に合わせた回転系試験装置を柔軟に構築し、従来からの温度、ひずみ、振動などの各種計測や、しゅう動・摩擦や疲労などの材料調査の観察知見を生かして、試験の実施から試験後の解析に至る一連の試験工程を実施するサービスを提供することで、カーボンニュートラルにつながる電動化社会の実現に貢献していく。

#### 参 考 文 献

- 1) 森田晋也ほか. R&D神戸製鋼技報. 2022, Vol.71, No.2, p.7-11.
- 2) 加藤弘樹ほか. R&D神戸製鋼技報. 2022, Vol.71, No.2, p.12-17.
- 3) 林 俊平ほか. 電気学会論文誌D. 2019, Vol.139, No.7, p.645- 651.
- 4) 山崎洋一郎ほか. R&D神戸製鋼技報. 2018, Vol.68, No.1, p.43-47.
- 5) 武田洋次ほか. 埋込磁石同期モータの設計と制御. オーム社, 2018, p.22.