MATLAB/Simulink を利用した家電用モータ駆動制御技術の開発事例

富樫 仁夫* 比田 一*
岸本 圭司* 上山 健司*

Developments of Motor Drive Control Technology for Home Appliances with MATLAB/Simulink

Yoshio Tomigashi*, Hajime Hida*, Keiji Kishimoto*, Kenji Ueyama*

Abstract - This paper describes about developments of motor control technology for home appliances with simulation tools based on MATLAB/Simulink. A real-time simulation system and a circuit simulator “SimPowerSystems” were used for a development of a vibration control in Drum-type Washer/Dryer. And we used a behavior model by which magnetic saturation was able to be considered to develop a novel sensor-less control method for IPMSM.

キーワード : モータ制御, MATLAB/Simulink, リアルタイムシミュレーション, ビヘイビアモデル

Keywords : motor control, MATLAB/Simulink, real time simulation, behavior model

1. はじめに

近年、エアコンや洗濯機などの家電機器には、より高性能で使いやすい商品が求められるようになってきている。その一方で、高付加価値商品の開発期間の短縮が益々求められてきている。このような状況下で、より高度な制御技術を短期間で開発するためには、設計から実機検証まで活用でき、より開発効率をアップできる MATLAB をベースとした開発環境の利用が有効である。

MATLAB/Simulink は数式モデルを用いたシミュレーションツールとして幅広く利用されている。しかし、数式モデルを用いたシミュレーションによる解析と実機を用いた検証との間には、数式モデルでは考慮されない要因が存在し、その影響で差異が生じることがある。リアルタイムシミュレータは実機を用いて数式モデルで考慮できない要因の影響を早期に課題として抽出するために有効なツールである。一方、要因の検討にはそれらをモデル化したシミュレーションが必要となる。例えば、モータ制御の場合、インバータ回路に起因するものや磁気回路の非線形性に起因するものが考えられる。したがって、電気回路解析や磁界解析と連携したシミュレーションが重要である。

本報告では、家電用モータ駆動制御技術開発への MATLAB/Simulink の活用事例として、ドラム式洗濯乾燥機の振動制御開発[1],[2]とコンプレッサ用 IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)のセンサレス制御開発

の事例を報告する。

2. MATLAB/Simulink を利用したモータ制御開発

〈2・1〉リアルタイムシミュレータの利用 最近のリアルタイムシミュレータは、MATLAB/Simulink をベースとしたプログラミングが可能であり、PC のみによるデジタルシミュレーションと同様な感覚で実機を用いたアルゴリズム検証が可能となる。図 1 にドラム式洗濯乾燥機の振動制御開発に利用したリアルタイムシミュレーション環境の構成を示す。Simulink で作成したコントローラのブロックは RTW というオプションの機能によってリアルタイムシミュレータ (DSP テクノロジー製 RTSim-I) 用の実行コードを自動生成する。リアルタイムシミュレータにはモータ駆動に必要な PWM 制御ボード、I/O ボード等を搭載しており、モータのホール IC の信号等を取り込み、その信号に応じた PWM 波形信号をインバータ回路に出力してモータをリアルタイムに動作させることができる。

3 章でドラム式洗濯乾燥機の振動制御開発に活用した事例[3]を紹介する。

〈2・2〉回路解析、磁界解析との連携 MATLAB/Simulink には電気回路のシミュレーションを行うオプションのツールボックス (SimPowerSystems) がある。これは、インバータ回路のモデリングを行うことで、例えば PWM 信号のデッドタイムを考慮した過渡的なシミュレーションが可能となるツールである。〈3.4〉節で SimPowerSystems を利用してデッドタイムを考慮したシミュレーションを行った事例[3]を紹介する。

他方、最近の電磁界解析ソフトでは MATLAB/Simulink と

* 三洋電機(株)
〒573-8534 大阪府枚方市走谷 1-18-13
Sanyo Electric Co., Ltd.
1-18-13 Hashiridani, Hirakata-City, Osaka, 573-8534

図1 リアルタイムシミュレーションの構成
Fig. 1. Real time simulation system.

図2 ビヘイビアモデル
Fig. 2. Behavior model.

連携してシミュレーションを行える環境を提供しているものがある。また、その中には MATLAB/Simulink から有限要素解析を逐次実行するのではなく、事前に計算しておいたデータを用いて高速にシミュレーションを行うことができるビヘイビアモデルと呼ばれるモデルを用いる方法もある。図2に(株)日本総研ソリューションズが提供している JMAG-RT を用いたビヘイビアモデルのイメージを示す。事前に計算しておいたデータを用いて JMAG-RT によって作成したビヘイビアモデルを MATLAB/Simulink に取り込んでシミュレーションすることによって、磁気飽和や誘起電圧の歪み（ロータ位置に依存した特性）などを考慮したシミュレーションが可能となる[4]。4章で IPMSM のセンサレス制御開発へ利用した事例を紹介する。

3. ドラム式洗濯乾燥機の振動制御開発への適用

〈3・1〉振動制御と非回生制動制御[1] 近年日本でも普及し始めているドラム式洗濯乾燥機では衣類の偏りによる脱水時の振動が課題である。当社では衣類の偏りによる偏心荷重と反対側にバランス溶液を配置し、振動の根本的な原因であるアンバランスを打ち消す方法を開発した。

ドラムは図3に示すダイレクトドライブの SPMSM (Surface Permanent Magnet Synchronous Motor) により駆動され、両端にはバランス溶液が入ったバランスが配置されている。著者らが開発したドラム式洗濯乾燥機の振動制御シ

図3 ドラム式洗濯乾燥機およびドラム
Fig. 3. Drum-type washer/dryer and drum.

図4 振動制御の原理
Fig. 4. Principle of vibration control.

ステムの原理を図4に示す。ドラム回転数 100min^{-1} において、まず偏心量/偏心位置検知を行い、偏心荷重がドラム上部へ到達すると急減速を行ってバランス溶液を重力により下方へ移動させ、その後 100min^{-1} まで急加速する。この動作を数回繰り返してドラムの重量バランスを最適にする。

イナーシャの大きなドラムを急減速させるにはインバータ制御による高トルク制動が必要であるが、高トルクな制動が可能な回生制動ではドラムの回転エネルギーが電源側へ回生されるために電源回路の電圧が急上昇する。そのため、放電回路のない従来と同じ回路で高トルク制動制御を実現するには非回生制動制御技術が必要となる。

〈3・2〉簡易非回生制動制御法[2] エネルギーを回生しないように入力電力を零に制御するための d 軸電流は SPMSM の場合は(1)式で得られる[5]。制動トルク一定、すなわち、q 軸電流が一定でモータの入力電力が零となるとき i_d , i_q を図5(a)の破線に示す。ただし、式(1)の√内が正の範囲でしか所望の q 軸電流は流せず、 120min^{-1} 以下では q 軸電流を低下させている。入力電力を零に制御を行う場合、

(a) d,q 軸電流-速度特性($i_{qc}=-8A$)

(b) 入力電力、制動電力-速度特性($i_{qc}=-8A$)

図 5 提案法と従来法（入力電力零制御）の比較

Fig. 5. Comparison of proposal control and zero input control.

式(1)に基づいて i_d を算出し、 i_d 、 i_q の指令から電圧方程式で印加する電圧ベクトルを算出する必要がある。しかし、これらの計算を比較的安価なマイコンで実現することは困難である。

$$i_d = -\sqrt{-(\dot{i}_q + \omega\phi/R) \cdot \dot{i}_q} \quad (1)$$

ただし、 $\omega = 2\pi \cdot Pn \cdot N/60$: ロータ回転速度、
 Pn : 極対数、 ϕ : 鎖交磁束、 R : 巻線抵抗

そこで、単純な電圧ベクトル軌跡を描くように、式(2)の電圧を印加する制御法について検討した。PMSM の誘起電圧は速度に比例することから、速度に比例する適当な振幅の電圧を電力が再生しない適当な位相 δ_{iqc} で印加する方法とした。ここで、 K_{iqc} 、 δ_{iqc} は所望の q 軸電流 i_{qc} に依存して回転数 No (min⁻¹) において入力電力が零となる値 (式(3),(4)) で、減速制御中は定数として扱う。式(2)の 3 相電圧の計算は簡単なので安価なマイコンでも比較的容易に実現できる。この手法を用いた場合の i_d 、 i_q を計算した結果を図 5(a) の実線に示す。また、モータの入力電力と制動電力を図 5(b) に示す。厳密に入力電力を零にする制御と比較的近い制御が可能であることがわかる。減速途中に入力電力が多少発生するが、入力電力は制動電力に比べると小さい。

図 6 d,q 軸電流-速度特性($i_{qc}=-3.4A$)

Fig. 6. Comparison of d and q-axis currents vs. rotation speed. ($i_{qc}=-3.4A$)

$$\left. \begin{aligned} v_u^* &= \sqrt{2/3} \cdot K_{iqc} \cdot \omega \cdot \cos(\theta + \delta_{iqc}) \\ v_v^* &= \sqrt{2/3} \cdot K_{iqc} \cdot \omega \cdot \cos(\theta + \delta_{iqc} - 2\pi/3) \\ v_w^* &= -(v_u + v_v) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$K_{iqc} = \left[\sqrt{v_d^2 + v_q^2} / \omega \right]_{iq=iqc, \omega=2\pi \cdot Pn \cdot No / 60} \quad (3)$$

$$\delta_{iqc} = \left[\tan^{-1} \frac{v_q}{v_d} - \frac{\pi}{2} \right]_{iq=iqc, \omega=2\pi \cdot Pn \cdot No / 60} \quad (4)$$

ただし、 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* : u,v,w 相の指令電圧、
 θ : ロータ磁極位置、 K_{iqc} 、 δ_{iqc} : 定数

〈3・3〉リアルタイムシミュレータによる実験結果 実機での検証には図 1 に示したリアルタイムシミュレーション環境を用いて行った。リアルタイムシミュレータではモータのロータ位置をホール IC から取り込み、制御アルゴリズムに従って PWM 信号を出力する。また、モータ電流も取り込んでいるが、制御には使わず、位置信号に基づいて i_d 、 i_q を算出してモニタおよびロギングしている。

本リアルタイムシミュレータで測定した結果と理論式による計算結果を図 6 に示す。計算と実測の間に差異が生じている。また、実機では図 8(a)に示すように電圧上昇が確認された。原因として、電圧ベクトルが小さいときに両者の差が大きいことからデッドタイムの影響が考えられるため、次節で述べる主回路を考慮したシミュレーションを行

図7 K_{igc} , δ_{igc} の補正前後のルックアップテーブル
Fig. 7. Graphed look-up tables for K_{igc} and δ_{igc} .

図8 回転数とDC電圧の変化 ($i_{qc}=-3.4A$ 時)
Fig. 8. Transition of rotation speed and DC voltage at $i_{qc}=-3.4A$.

った。

〈3・4〉 SimPowerSystems の活用 MATLAB/Simulink では SimPowerSystems を用いてインバータ等（スイッチング素子等）の主回路をモデリングすることができる。SimPowerSystems を用いて PWM 信号のデッドタイムを考慮した過渡的なシミュレーションを行った。その結果を図6に示す。シミュレーション結果と測定結果の間で q 軸電流に多少差があるものの実機による測定結果に近い結果が得られている。このことから、計算と実測の差はデッドタイムの影響であることがわかる。

図9 振動抑制効果
Fig. 9. Effect of vibration control.

図10 座標軸の定義
Fig. 10. Definition of axes.

デッドタイムをリアルタイムに補正するような制御も考えられるが、簡単な制御で実現するためにデッドタイムを考慮して K_{igc} 、 δ_{igc} のルックアップテーブルを補正した。図7に修正した K_{igc} 、 δ_{igc} のルックアップテーブルを示す。計算結果と比較すると K_{igc} が0になる約-3.4Aを中心に補正されたテーブルとなっている。これは、電圧が小さな所でデッドタイムの影響が大きくなっている事を示している。

〈3・5〉 振動制御への適用結果 補正後のルックアップテーブルを用いて制動制御を行うことによって図8(b)のような非回生制動が実現可能となった。図9にこの非回生制動を適用して振動制御を行ったときの振動低減効果を示す。良好な振動制御が実現されていることが分かる。

4. IPMSM のセンサレス制御開発への適用

〈4・1〉 開発背景 エアコンなどのコンプレッサ用モータでは、小型高効率化の要求から集中巻 IPMSM が採用され、低振動・低騒音化の目的でセンサレスベクトル制御が

用いられている。著者らは最大トルク制御時の電流ベクトルと一致する軸（最大トルク制御軸：dm-qm 軸）を新たに導入し、その最大トルク制御軸を直接推定するセンサレス制御法を提案している[6]。すなわち、従来のようにロータの磁極位置を推定するのではなく、流すべき電流ベクトルの軸を直接推定している。提案手法には、磁気飽和によるインダクタンスの変動にロバストな特徴がある。本提案手法の有効性の確認に、磁界解析と連携して磁気飽和の影響を考慮できるビヘイビアモデルを用いたので報告する。

〈4・2〉最大トルク制御軸に基づく IPMSM の位置センサレス制御[6] 図 10 のように最大トルク制御時の電流ベクトルと一致する軸を最大トルク制御軸と定義し、dm-qm 軸とした時の電圧方程式は次式となる。

$$\begin{bmatrix} v_{dm} \\ v_{qm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_q & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} + E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin \theta_m \\ \cos \theta_m \end{bmatrix} - (p\theta_m)L_d \begin{bmatrix} -i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} \quad \text{.....(5)}$$

ただし、 i_{dm}, i_{qm} : 電機子電流の dm, qm 軸成分、
 v_{dm}, v_{qm} : 電機子電圧の dm, qm 軸成分、
 θ_m : 回転子位置（電気角）

簡単化のために(5)式の右辺第 3 項を無視し、 $E_{ex} \sin \theta_m$ を仮想インダクタンス L_{q1} による電圧降下と考えて（式(6)）、qm 軸インダクタンスを式(7)のように定義すると式(5)は式(8)のようになる。

$$\omega L_{q1} i_{qm} = E_{ex} \sin \theta_m \quad \text{.....(6)}$$

$$L_{qm} = L_q + L_{q1} \quad \text{.....(7)}$$

$$\begin{bmatrix} v_{dm} \\ v_{qm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_{qm} \\ \omega L_{qm} & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_{exm} \end{bmatrix} \quad \text{.....(8)}$$

$$\text{ただし、} E_{exm} = E_{ex} \cos \theta_m + \omega(L_q - L_{qm})i_{dm}$$

ここで、最大トルク制御軸に基づく最大トルク制御では $i_{dm}=0$ なので、 $E_{exm}=E_{ex}\cos\theta_m$ が成り立つ。式(8)が最大トルク制御軸の拡張誘起電圧モデルであり、右辺第 2 項が最大トルク制御軸での拡張誘起電圧となる。

一方、式(8)を推定回転座標系 γ - δ 軸に変換すると、式(9)が得られる。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_{qm} \\ \omega L_{qm} & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} \quad \text{.....(9)}$$

ただし、最大トルク制御軸での拡張誘起電圧は

$$\begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} = E_{exm} \begin{bmatrix} -\sin \Delta \theta_m \\ \cos \Delta \theta_m \end{bmatrix} - (p\Delta \theta_m)L_d \begin{bmatrix} -i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} \quad \text{.....(10)}$$

となる。式(10)の右辺第 3 項を無視すると、 $\Delta \theta_m$ は例えば次式を用いて推定することができる。

(a) L_q, L_{qm} の変化

(b) 電流ベクトル軌跡

図 11 L_q, L_{qm} と電流ベクトル軌跡
 Fig. 11. L_q, L_{qm} and current vector locus.

$$\begin{aligned} \angle \theta_m &= \tan^{-1} \left(\frac{-e_\gamma}{e_\delta} \right) \\ &= \tan^{-1} \frac{-(v_\gamma - (R_a + pL_d)i_\gamma + \omega L_{qm}i_\delta)}{v_\delta - (R_a + pL_d)i_\delta - \omega L_{qm}i_\gamma} \quad \text{.....(11)} \end{aligned}$$

提案する最大トルク制御軸での拡張誘起電圧モデルを用いることで、制御軸である γ - δ 軸と dm-qm 軸との軸誤差 $\Delta \theta_m$ の推定が可能となり、この $\Delta \theta_m$ が 0 となるように PLL 制御することで推定軸を最大トルク制御軸に一致させることができる。最大トルク制御軸を推定するためのパラメータである qm 軸インダクタンス L_{qm} は、(12)式で表される[6]。

$$L_{qm} = L_q + \frac{-4(L_q - L_d)^3 i_q^2}{\left\{ \phi - \sqrt{\phi^2 + 4(L_q - L_d)^2 i_q^2} \right\}^2 + 4(L_q - L_d)^2 i_q^2} \quad \text{.....(12)}$$

図 11(a)に L_q および最大トルク制御軸推定用パラメータ L_{qm} の一例を示す。q 軸電流の増加に伴ってインダクタンス L_q は磁気飽和の影響により大きく減少しているのに対して推定用パラメータ L_{qm} はあまり変化していないことがわかる。このことは、従来のように L_q の磁気飽和の近似式やテーブル化した値を用いる必要が無く、簡易的に L_{qm} を一定値として取り扱うことが可能であることを意味している。また、磁気飽和に対する影響を厳密に考慮したい場合でも、従来の L_q を用いるよりも L_{qm} を用いた方が位置推定への影

図 12 ビヘイビアモデルを用いたシミュレーション結果
Fig. 12. Simulation results with behavior model.

響が小さいと考えられる。

図 11(b)に磁気飽和を考慮した場合の最大トルク制御下での電流ベクトル軌跡および L_{qm} を一定値とした場合の提案手法での電流ベクトル軌跡の比較を示す。 L_{qm} を一定値で近似した場合でも良好な電流ベクトル軌跡を描いており、最大トルク制御とほぼ同等な制御が行えることがわかる。数式モデルに基づく検討では図 11 の結果から磁気飽和にロバストな制御であることが確認できた。次節では磁界解析と連携したシミュレーションで確認する。

〈4・3〉ビヘイビアモデルを用いたシミュレーション結果

磁気飽和を考慮するには磁界解析と連携したシミュレーションが有効であると考えられる。しかし、MATLAB/Simulink の計算周期で有限要素法の計算を実行していたのではシミュレーションに膨大な時間が必要となる。近年、ビヘイビアモデルを用いたシミュレーションが提案されている。今回は JMAG-RT のビヘイビアモデルを用いてシミュレーションを行った。そのシミュレーション結果を図 12 に示す（図 11 とは異なるモータ）。推定用パラメータ L_{qm} を変化させたときのトルク／電流 (i_δ) の特性をシミュレーションしたときの結果である。横軸は L_{qm} と L_q （最大）との関係がわかるように両者の比で表示している。負荷が大きく電流が大きいほどトルク／電流の変化が大きくなる。そして、電流が異なってもトルク／電流が最大となる L_{qm} は比較的近い値 ($L_{qm}/L_q=0.5\sim0.6$) をとる。このため、 L_{qm} を一定値とした場合でも最大トルク制御（トルク／電流を最大化する制御）に近い制御が可能である。例えば、高トルク時にピークとなる $L_{qm}/L_q=0.6$ 一定とした場合、負荷が小さく（電流が小さく）なるとトルク／電流の最大値から多少ずれるが、トルク／電流の変化が小さくなるために最大値との差は 1 % 以下である。

5. まとめ

本報告では、家電用モータ駆動制御技術開発への MATLAB/Simulink の活用事例として、ドラム式洗濯乾燥機の振動制御開発へリアルタイムシミュレーションと SimPowerSystems を活用した事例とコンプレッサ用 IPMSM のセンサレス制御開発へビヘイビアモデルを活用した事例を報告した。

リアルタイムシミュレータを利用することによって、PC によるシミュレーションから容易に試作機による検証が行え、早期に非回生制動制御においてシミュレーションと実測結果の相違を確認することができた。また、SimPowerSystems を用いたシミュレーションによってその相違がデッドタイムの影響であることを確認し、パラメータの補正への指針が得られた。センサレス制御の開発では、磁界解析結果に基づくため磁気飽和を考慮できるビヘイビアモデルを利用して最大トルク制御軸を直接推定する提案方式の有効性を確認した。

(2006 年 10 月 14 日発表)

文 献

- [1] 富樫仁夫：「ドラム式洗濯乾燥機「トップオープンドラム」」，2003 モータ技術シンポジウム，C-5-③，2003.
- [2] Y. Tomigashi, A. Okonogi, K. Kishimoto: "Simple Non-regenerative Deceleration Control of Permanent Magnetic Synchronous Motor for Vibration Control in Drum-type Washer/Dryer", Trans. IEE-Japan, Vol.125-D, No.7, pp.673-680, 2005.
- [3] 比田一：「MATLAB を用いた家電用モータ制御技術の開発事例」，MATLAB EXPO2005 講演論文集，2A6，pp.101-116，2005.
- [4] <http://www.jri.co.jp/pro-eng/jmag/jmg/rt1.html>
- [5] 能登原保夫・遠藤常博・川又光久・高宗裕一郎：「永久磁石同期モータの過電圧抑制減速制御」，電気学会半導体電力変換・産業電力電気応用研究会，SPC-0068・IEA-0043，pp.79-82，2000.
- [6] 比田一・富樫仁夫・岸本圭司：「最大トルク制御軸に基づく永久磁石同期モータの位置センサレスベクトル制御」，平成 18 年電気学会産業応用部門大会，1-63，pp.1-385-388，2006.

【質 疑】

大阪府立大学 真田雅之氏

【質問 1】 非回生制動はモータの巻線抵抗を利用して行われていると思いますが、所望の加減速性能を満足するために、モータの抵抗値と定格電流などに特別な考慮が必要でしょうか。

【回答 1】 今回のモータでは非回生制動のために設計変更は行っていないです。振動制御に利用する減速時間は短時間なので発熱などは問題となりませんでした。長時間の減速が要求される場合は、モータ設計で考慮する必要があると思います。また、減速時の要求トルクによっては定格電流が増加することがありえるので、インバータ回路のスイッチング素子の仕様などで考慮する必要があるかもしれません。

【質問 2】 最大トルク制御軸の推定によるセンサレス制御において、弱め磁束制御はどのように行われるのでしょうか。

【回答 2】 最大トルク制御の場合は、 q_m 軸を直接推定するので $i_y (i_{dm})$ を 0 に制御しますが、弱め磁束制御の場合には、 $i_y (i_{dm})$ が負になるように制御します。SPMSM（表面磁石型同期モータ）と同じような制御になります。

【質問 3】 MATLAB/Simulink などの開発ツールを使われて、足りないと感じられた機能がありましたでしょうか。

【回答 3】 現段階では、特に足りないと感じた機能はありません。

大阪府立高専 伊与田功氏

【質問 1】 SimPowerSystems は電力会社が開発したものであるが、家電用モータ制御解析に利用して不足しているパーツ（コンポーネント）は無かったか。

【回答 1】 現在のところ、基本的なパーツを使ったシミュレーションを行っているので、特に不足しているパーツはありません。

(株) ジーエス・ユアサ・パワーサプライ 山口雅英氏

【質問 1】 リアルタイムシミュレータによるモデルと

今回適用された現物との間には様々な差異があると思いますが、今後検討すべき点について教えてください。

【回答 1】 シミュレーションの目的にあったモデル化を行っています。洗濯機のモデル化は難しいのでリアルタイムシミュレータを用い、センサレス制御では磁気飽和の考慮を行いたいのでビヘイビアモデルを用いました。検討したい目的に応じてどのようなモデルにするのかを検討すべきだと思います。

名古屋工業大学 小坂卓氏

【質問 1】 JMAG-RT のビヘイビアモデルを用いた場合と、用いない場合（膨大な時間を要する完全連成解析）のシミュレーション結果の違いについて、もし試されたことがあるなら教えてください。

【回答 1】 完全連成解析には膨大な時間が必要になりますので、まだトライしたことがありません。