電気自動車駆動用誘導電動機の最大効率制御方式

正員 足利 正 (明電舎)	正員 森 真人 (明電舎)
正員 水野 孝行 (明電舎)	正員 永山 和俊 (明電舎)
非会員 野坂 克紀 (明電舎)	正員 杉井 康之 (東京電力)

An Efficiency Maximizing Control Method for Induction Motor
Used Electric Vehicle Drive

Tadashi Ashikaga, Member, Masato Mori, Member, Takayuki Mizuno, Member,
Kazutoshi Nagayama, Member, Katunori Nozaka, Non-Member (Meidensha Corporation)
Yasuyuki Sugii, Member (Tokyo Electric Power Company)

An induction motor is one of the suitable motors for the electric vehicles. The induction motor used in the electric vehicle has been generally controlled based on the vector control method to obtain well dynamic torque response. The field forming current value is kept a constant to keep the constant flux level in the conventional vector control system, but it has disadvantage that the proportion of core loss is increase at the light load torque region. To solve this problem, the efficiency maximizing control method of the vector controlled induction motor has been presented. This paper proposes a simple solution which maximize the motor efficiency under any load conditions, and presents a simple efficiency maximizing control system. The usefulness of this system is demonstrated through the simulations and experiments that compare its efficiency characteristics with conventional vector control system. In this system, the secondary flux level is varied to reduce the core loss. This paper also includes the secondary flux control method to improve the delay in the output torque response when the secondary flux level is varied.

キーワード：誘導電動機，最大効率，ベクトル制御，電気自動車，一充電走行距離

1. まえがき

これまで、電気自動車（以下EVと略記）の駆動用モータとして、直流電動機、誘導電動機（以下IMと略記）、永久磁石同期電動機などが用いられてきた。これらのモータの中で、IMは構造的に堅牢である、低価格である、広い範囲の定出力制御運転を容易に実現できる、などの特長を持ちEV駆動に適したモータと考えられる。

さて、EVをエンジン車と同様な感覚で運転するためには、アクセルペダルの踏み込み量に比例したトルク指令によってモータをトルク制御することが望ましい。このため、EV駆動用IMの制御ではベクトル制御が適用され⁽¹⁾⁽²⁾、モータ出力トルクを制御する方式が用いられる。

しかし、一般的なベクトル制御においては、過渡状態でのトルク変動を防止するために定出力運転領域を除いて、励磁分電流（二次磁束）を運転状態に関係なく常に一定に制御している。このため軽負荷時には鉄損の割合が大きくなり、モータ効率が低下する問題点がある。

EV駆動用モータにおいては、電池一回の充電当たりで走行可能な距離（一充電走行距離）を向上するために効率

が重視されており、全負荷範囲にわたって効率を高めるための制御が要求される。特に、EVが平坦な路面を走行する場合には、モータは比較的軽負荷で運転されるため、軽負荷領域での効率向上が重要である。

このような観点から、負荷に応じてIMの励磁電流を調整して、軽負荷時の効率を改善する制御方法⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾も種々検討されているが、文献(3)では鉄損を考慮した場合の最適条件が示されていない。文献(2)では励磁電流、文献(4)では二次磁束について最適条件を求めているため、複雑な条件式となっている。

本論文では、鉄損を考慮したベクトル制御時のIM等価回路より、励磁分電流とトルク分電流の電流比に着目して、任意の負荷に対して効率を最大とする簡素な条件式⁽⁶⁾を導き、この条件式に基づいた簡便な最大効率制御法を提案する。また、シミュレーションと実験により、最大効率制御時の効率特性を励磁分電流を一定とするベクトル制御時（以後ベクトル制御と略記）の効率特性と比較して、本方式の有用性を示す。また、最大効率制御を適用した場合に生ずるモータ出力トルクの応答遅れについて、従来より用いられている二次磁束制御で、実用的に十分な程度までト

ルク応答が改善できることを実験結果により示す。

更に、適当な $E V$ を仮定して標準的な走行モードにおける充電走行距離のシミュレーションを行い、ベクトル制御時と本方式との比較結果から、その有効性を明確にする。

2. 最大効率制御法の原理⁽⁵⁾⁽⁶⁾

〈2.1〉検討上の仮定 検討を進める上で、次の仮定を置く。

(1) 時間的および空間的な基本波成分のみを考え、高調波成分は考慮しない。

(2) 磁気飽和現象、漂流負荷損および温度による抵抗変化などの要素は考慮しない。

(3) 鉄損は磁束密度の 2 乗、周波数の 1.6 乗に比例するものとする⁽⁷⁾。

(4) 機械損は電氣的出力の一部として取り扱う。

〈2.2〉ベクトル制御法と IM の効率 IM をベクトル制御した場合の等価回路は、図 1 で表すことができる。

ここで、各部の定数は、通常の T 形等価回路の定数を、 L_1 : 一次自己インダクタンス、 L_2 : 二次自己インダクタンス、 R_m : 等価鉄損抵抗、 M : 相互インダクタンス、 R_1 , R_2 : 一次、二次抵抗とすると、下式の関係にある。

$$\begin{aligned} L\sigma &= (L_1 L_2 - M^2) / L_2, \\ R_c &= \alpha \{ (\omega M)^2 / R_m \} \quad \text{--- (1)} \\ R_2' &= \alpha^2 R_2, \quad M' = \alpha M, \quad \alpha = M / L_2 \\ \omega &: \text{電源角周波数} \end{aligned}$$

図 1. ベクトル制御時の IM 等価回路

Fig.1 Equivalent circuit of the vector controlled induction motor

図 1 に基づいて、励磁分電流を $I_{0'}$ 、トルク分電流を I_{τ} として、鉄損を考慮したベクトル制御⁽⁷⁾を行うと、一次電流 I_1 は (2) 式、滑り角周波数 ω_s は (3) 式となる。

$$I_1 = \sqrt{(I_{\tau} + I_c)^2 + I_{0'}^2} \quad \text{--- (2)}$$

$$\omega_s = \frac{R_2'}{M'} \cdot \frac{I_{\tau}}{I_{0'}} = \frac{R_2}{L_2} \cdot \frac{I_{\tau}}{I_{0'}} \quad \text{--- (3)}$$

ここで、 I_c は鉄損分電流であり、

$$I_c = \omega M' I_{0'} / R_c = R_m I_{0'} / (\omega M) \quad \text{--- (4)}$$

また、発生トルクは (5) 式となる。

$$T = 3 p M' I_{0'} I_{\tau} \quad \text{--- (5)}$$

p : 極対数

励磁電流 $I_{0'}$ は定出力運転を考慮して、基底速度 ω_0 以下では一定の値 I_{0max} に、それ以上の速度では、モータ端子電圧がほぼ一定となるように (6) 式で弱め界磁制御を行う。

$$I_{0'} = I_{0max} \times \omega_0 / \omega_r \quad \text{--- (6)}$$

ω_r : 回転子角速度

また、IM 全損失については、図 1 および (2) 式、(4) 式より (7) 式で表される。ただし、 $R_m^2 \ll (\omega M)^2$ と仮定している。

$$\begin{aligned} W_{total} &= 3 R_1 I_1^2 + 3 R_2' I_{\tau}^2 + 3 R_c I_c^2 + W_m \\ &= 3 \{ (R_1 + R_2') I_{\tau}^2 + (R_1 + R_m') I_{0'}^2 \\ &\quad + 2 \{ R_m / (\omega M) \} R_1 I_{0'} I_{\tau} \} + W_m \quad \text{--- (7)} \\ W_m &: \text{機械損}, \quad R_m' = \alpha R_m \end{aligned}$$

なお、等価鉄損抵抗 R_m は電源周波数により変化するが、2.1 項(3)の仮定により電源周波数 f の 1.6 乗に比例し、

$$R_m = R_{m0} \times (f / f_0)^{1.6} \quad \text{--- (8)}$$

と表される。ここで、 R_{m0} は定格周波数 f_0 における鉄損抵抗である。

また、機械損は、(9) 式のように回転子角速度の 2 乗に比例すると仮定する。

$$W_m = K_m \times \omega_r^2 \quad \text{--- (9)}$$

これらの関係を考慮すると、前述の等価回路から任意の速度および負荷トルクに対して、モータ損失を容易に求めることができる。一方、軸出力 P_{out} は

$$P_{out} = \omega_r \times T - W_m \quad \text{--- (10)}$$

であるので、モータの効率は (11) 式となる。

$$\eta = 100 \times P_{out} / (P_{out} + W_{total}) (\%) \quad \text{--- (11)}$$

〈2.3〉最大効率の条件 ここで、トルク分電流と励磁分電流の比を

$$A = I_{\tau} / I_{0'} \quad \text{--- (12)}$$

とおくと、トルクの式より

$$I_{0'} I_{\tau} = T / 3 p M' \quad \text{--- (13)}$$

$$I_{\tau}^2 = (T / 3 p M') A \quad \text{--- (14)}$$

$$I_{0'}^2 = T / (3 p M' A) \quad \text{--- (15)}$$

が得られ、これらを (7) 式に代入すると IM 損失を A の関数として表すことができる。

$$\begin{aligned} W_{total} &= (R_1 + R_2') (T / p M') A + (R_1 + R_m') T \\ &\quad / (p M' A) + 2 \{ R_m / (\omega M) \} R_1 T / (p M') + W_m \quad \text{--- (16)} \end{aligned}$$

任意の負荷状態においてモータ効率を最大とするためには、その運転状態における損失を最小とすれば良い。従って、 $\partial W_{total} / \partial A = 0$ として A について解くことにより、効率を最大とする条件を求めることができ、(17) 式で表される。

$$A = \sqrt{(R_1 + R_m') / (R_1 + R_2')} \quad \text{----- (17)}$$

ただし、(17)式の導出において、厳密には ω および R_m も A の関数となり、微分の影響を受けるが、回転数を固定した場合、これらの値はほぼ一定の値と考えられる。

なお、 R_m は周波数により変化するため、 A の値は運転周波数に対してその都度計算する必要がある。

また、モータの抵抗値は温度により変化し、インダクタンスは磁氣的飽和の程度により変化する。これによって効率を最大とするための電流比 A の値も変化することになる。これらの影響の検討は今後の課題とするが、(17)式は図1の等価回路が成立するかぎり不変の関係である。従って、 R_1 、 R_2 、 M' を正確に検出あるいは推定できれば、温度および飽和の影響を受けない最大効率制御が可能となる。

＜2.4＞ 最大効率制御の方法 トルク分電流と励磁分電流との比 A が(17)式で決定できるので、与えられたトルク指令 T^* に対して、各々の電流指令値(*)を付加)は(18)式で求められる。

$$\begin{aligned} I_{\phi}^* &= \sqrt{T^* / (3 p M' A)} \\ I_r^* &= T^* / (3 p M' I_{\phi}^*) \end{aligned} \quad \text{----- (18)}$$

また、これらの電流値を基に、(2)式、(3)式に従って一次電流、滑り角周波数などが決定できるため、任意の負荷状態において効率を最大とする制御が、図2に示す比較的簡単な演算で可能となる。ただし、実際には、磁気飽和および制御の安定性の問題により、励磁分電流の制御範囲を制限する必要がある。

図2 最大効率制御ブロック図
Fig.2 Block diagram of the efficiency maximizing controller

＜2.5＞ インバータ損失の影響 前項までは、 $I M$ の効率を最大とする方法について検討してきたが、 $E V$ 駆動用としては、 $I M$ とインバータの損失を合わせた総合効率で効率の最大化を検討する必要がある。

インバータの損失を一次電流の関数として近似すると、(19)式で表される⁽⁸⁾。

$$W_{INV} = K_1 I_1^2 + K_2 I_1 \quad \text{----- (19)}$$

上式の K_1 、 K_2 はスイッチング素子 ($I G B T$) の電気的特性により決まる係数である。

ここで、(16)式と(19)式を加算した損失を最小とすることで、インバータを含めた駆動システム全体の効率を最大

にできる。しかし、この場合は前述の電流比 A の関数として表現できず、効率の最大条件を解析的に求めることができない。このため、各トルク指令値と回転数毎に繰り返し計算によって、損失が最小となるトルク分電流と励磁分電流を求めることになり、演算が複雑となる。

このインバータ損失を含めた方式と2.4項の方式のシミュレーションによる効率特性の比較検討結果は5項に示すが、結論を先に述べると両者はほぼ同一の特性となり、実用的には本文で提案の2.4項の方式で十分と考えられる。

3. トルク応答の改善

＜3.1＞ 磁束制御システムの構成 提案の最大効率制御法においては、励磁分電流変化時にトルクの応答遅れが生ずる。これは、励磁分電流の変化に対して二次磁束の応答が遅れることに起因している。このため、二次磁束指令値を疑似微分して励磁分電流指令値として与え、二次磁束応答を改善する方式が良く知られている。ここでは、この方式を変形した、図3に示す制御構成で二次磁束の応答を改善している。図3における磁束指令値 λ_{2d}^* と推定値 $\hat{\lambda}_{2d}$ の関係は、(20)式となる。

$$\begin{aligned} \hat{\lambda}_{2d} &= \frac{1}{1 + \left(\frac{\tau_2}{1+G} \right) s} \cdot \lambda_{2d}^* \quad \text{----- (20)} \\ \tau_2 &= \frac{L_2}{R_2} \end{aligned}$$

ここで、比例ゲイン G の値を適当に選ぶことによって、二次磁束応答の時定数を二次時定数 τ_2 の $1 / (1 + G)$ にすることができる。

この結果、トルクの応答時定数も同様に改善される。

図3 磁束制御のブロック図
Fig.3 Block diagram of the flux controller

4. 最大効率制御システム構成とモータの定格

図4に最大効率制御システムの構成図を示す。本システムは、制御電流源電圧形インバータを用いた $I M$ の間接形ベクトル制御システムに本最大効率制御法を適用したものである。インバータは、スイッチング素子に $I G B T$ を用い、7kHzのキャリア周波数でPWM制御を行っている。最大効率制御部では、与えられたトルク指令とその時の速度

図4. 最大効率制御システムの構成

Fig.4 Configuration diagram of the efficiency maximizing induction motor control system

に対して、励磁分電流指令、トルク分電流指令を出力する。

ここで、励磁分電流指令の可変範囲は、通常のベクトル制御時の定格励磁分電流を上限値 I_o' として、 $0.2 I_o' \sim I_o'$ の間に制限している。磁束制御部では図3に示す制御を行い、励磁分電流変化時のトルク応答遅れを改善している。電流制御部は離散形 IP 制御で構成している。また、実験検討に用いた IM の定格、諸定数を表1に示す。

表1. 供試モータの定格と諸定数

Table 1 Ratings and Parameters of the Testing Motor

最大出力	60 kW	最大トルク	143 Nm
最大電圧	150 V	極数	4
基底回転数	4000rpm	最大回転数	12000rpm
R_1	0.0086 Ω	R_2	0.0060 Ω
M'	0.781 mH	$L\sigma$	0.0456mH
R_{m0}	21.84 Ω (at 133.3Hz)		

5. シミュレーションおよび実験結果

〈5.1〉 効率マップによる効率比較 本制御法により効率が改善される領域を明確にするため、インバータ効率を含んだ総合効率マップで効率特性を比較検討する。効率マップは、最大出力までの範囲で、任意の運転状態における効率をシミュレーションによって求め、これをマップの形で表したものである。なお、インバータ損失は(19)式で近似してシミュレーションしている。

図5(a)に通常のベクトル制御時における総合効率マップを示す。定トルク領域では回転数に対して右上がりに効率が良くなり、定出力領域では励磁電流が減少するために

図5(a) 総合効率マップ (ベクトル制御時)

Fig.5(a) Overall efficiency map under the conventional vector control

右下がりに効率が上がる傾向となる。最大効率点は、5600 rpm、52Nm 付近に現れ、89.6% となっている。また、軽負荷時には鉄損分の影響によって効率が低下し、特に低速域においてその傾向が大きく現れている。

図5(b)は提案の最大効率制御における効率マップを示す。高トルク、高速領域では、励磁電流の上限値がベクトル制御時の値に制限されているため、効率はベクトル制御時と同一となる。しかし、最大効率制御が有効となる最大トルクの1/3程度の範囲内では、ベクトル制御時に比べて明らかに効率が向上しており、広い回転数範囲にわたって効率が改善されている。特に1000rpm から6000rpm 間の軽負荷時には効率改善効果が顕著である。

図5(c)は2.5項で述べたインバータ損失を考慮した最大効率制御における効率マップである。効率特性は図5(b)

とほぼ同一である。これは、以下の理由によるものと考えられる。インバータ損失のみを考えた場合、励磁分電流値とトルク分電流値が一致する動作点で一次電流が最小となり損失が最小となるため、モータ単体の最大効率動作点とは異なるはずであるが、全体の損失に対してモータ損失の割合が支配的なため、ほぼモータの最大効率点で動作することになる。以上より本供試モータにおいては、インバータ損失を無視して最大効率の条件を求めても効率にほとんど差異は無く、演算が簡単な本提案 2.4項の方式が有効であることが分かる。

<5.2> 総合効率の試験結果 効率試験結果の一例として、図6に基底回転数(4000rpm)における、IM出力に対する総合効率を、通常のベクトル制御時と最大効率制御時について示す。図より最大効率制御を行うことによって効率が向上していることが分かり、特に軽負荷において効率が大きく改善される。またシミュレーション結果と実験結果も良く一致しており、前項の効率マップシミュレーションの妥当性が示される。

図5(b) 総合効率マップ(最大効率制御時)

Fig.5(b) Overall efficiency map under the efficiency maximizing control

図5(c) 総合効率マップ(インバータ損失を考慮した最大効率制御時)

Fig.5(c) Overall efficiency map under the efficiency maximizing control considering with the inverter loss

<5.3> 磁束制御の実験結果 EVに適用した場合に頻繁にトルク指令が変化すると考えられる中速域での実験結果の一例として、速度1500rpmで運転中にトルク指令を

図6. 効率特性(4000rpm)

Fig.6 Efficiency characteristics at 4000rpm

図7(a) トルク応答特性(磁束制御無し: $G=0$)

Fig.7(a) Characteristics of torque response without flux control($G=0$)

図7(b) トルク応答特性(磁束制御時: $G=1$)

Fig.7(b) Characteristics of torque response with flux control($G=1$)

0 から33% にステップ変化させた場合について、励磁分電流指令値、トルク実測値の変化を図7に示す。なお、トルク指令には時定数20msecの一次遅れを挿入している。図7(a)は磁束制御を行わない場合であり、磁束制御のゲイン $G = 0$ とした時の実験結果である。ここでは、二次時定数(0.14sec)程度のトルク応答が確認できる。図7(b)はゲイン $G = 1$ とした場合であり、トルク応答が0.07sec程度となり2倍高速化していることが分かる。

以上の結果より、簡単な磁束制御方法で、励磁電流変化時のトルク応答を改善できることが確認でき、EV駆動システムのトルク応答として実用的に十分な特性を得ることができたと考える。

6. 走行シミュレーションによる最大効率制御方式の評価

〈6.1〉供試EVの設定 シミュレーション対象とするEV駆動系は、モータの広い可変速特性を利用してトランスミッションを省き、モータをデファレンシャルギヤに直結する方式とした。また、車両諸元及び電池仕様は、小形乗用車を想定し、4項に示した定格のIMを用いて最高速度120km/h以上、0-400mの加速時間を20sec程度となるよう、下表の値に設定している。電池は24個直列使用とする。

〈6.2〉EVの性能シミュレーション EVの性能をシミュレーションするには、その走行抵抗(F_d)を求める必要があり、一般に下式で求められる⁽⁹⁾。

$$F_d = F_{rol} + F_{air} + F_{acc} \quad [N] \quad (21)$$

ここで、転がり摩擦抵抗(F_{rol})は、

$$F_{rol} = \mu \cdot m_t \cdot g \quad (22)$$

m_t : 車重[kg], μ : 転がり摩擦係数

空気抵抗(F_{air})は、

$$F_{air} = \rho \cdot C_d \cdot S \cdot v^2 / 2 \quad (23)$$

ρ : 空気密度, C_d : 空気抵抗係数
 S : 全面投影面積[m²], v : 車速[m/sec]

加速抵抗は、

$$F_{acc} = (m_t + m_r) \alpha \quad (24)$$

m_r : 回転慣性重量[kg], α : 加速度[m/sec²]

で求められる。また坂路走行時は、登坂抵抗(F_g)が(21)式に加えられる。

$$F_g = m_t \cdot g \cdot \sin \theta \quad (25)$$

g : 重力加速度[m/sec²], θ : 角度[rad]

走行時モータに要求される出力(P_m)は、上記走行抵抗から(26)式で求められる。

$$P_m = F_d \cdot v / \eta_t \quad [W] \quad (26)$$

η_t : ギヤ効率

以上の式と表2の車両諸元より、EVの加速性能及び一充電走行距離などのシミュレーションが可能となる。

文献(10)によると実車による一充電走行距離の計測結果とシミュレーション結果の差異は3~5%と報告されており、シミュレーションによる検討の有効性が示されている。

ただし、以降に示すシミュレーションにおいて、電池の損失は電池内部抵抗によるジュール損のみとしている。また、放電深度による内部抵抗変化についても考慮せず、一定値として取り扱っている。このため一充電走行距離シミュレーション結果の絶対値は正確とは言えないが、本論文の目的である最大効率制御の比較評価には十分と考える。また、最大効率制御における磁束変化時の損失については、後述の走行モードのパターン変化時間に対して極短時間の現象であるため無視している。

なお、最高速度及び加速性能は、IMの最大出力時の特性に依存するため、本最大効率制御時と従来のベクトル制御時との差異は無く、性能シミュレーション結果によると、最高速度: 137km/h, 0-400m加速時間: 21secであり、ほぼガソリン車と同等の性能が得られている。

表2 車両の緒言と電池仕様

Table 2 Vehicle and Battery specifications

車 両 諸 元	車量(m_t) (電池含む)	1700 kg
	前面投影面積(S)	2.0 m ²
	転がり抵抗係数(μ)	0.012
	空気抵抗係数(C_d)	0.3
	タイヤ半径(r_t)	0.261 m
	減速ギヤ効率(η_t)	0.95
電 池 仕 様	減速ギヤ比(K_g)	8.6
	公称電圧	12 V * 24S
	定格容量	16.8 kWh
	質量	25kg * 24
	電池内部抵抗	5mΩ * 24S

〈6.3〉一充電走行距離の比較 以下に従来のベクトル制御時と最大効率制御時の一充電走行距離のシミュレーションによる比較を示す。走行モードはEVの評価方法として一般的な40km/h定速走行と市街地走行を想定した10.15モード走行⁽¹¹⁾の2種類について比較を行う。

[1] 40km/h 定速走行 ベクトル制御時と最大効率制御時の消費電力、各損失成分の比率、駆動系効率及び一充電走行距離のシミュレーション結果を表3に示す。

表より最大効率制御の適用によって、駆動系効率が17%程度向上し、走行距離は26%以上伸長することが分かる。

[2] 10.15モード走行 図8に10.15モードの走行パターンを示す。1パターン当たりの走行距離は4.165kmである。ここで、減速時には電氣的な回生制動のみで減速すると仮定し(本パターンの制動トルクは電氣的に回生し得る範囲内である)、回生エネルギーは電池内部抵抗による充放電時のジュール損を除いてすべて有効に利用できると仮定したシミュレーションを行っている。

図9(a)(b)にベクトル制御時と最大効率制御時の一運転パターンに対応した総合効率とモータ端子電圧の変化を示す。ベクトル制御時の図9(a)においては、一定速度での走行時(軽負荷時)に効率の低下が見られる。これに対して、最大効率制御を適用した図9(b)では負荷に応じて磁束レベルを制御しているためモータ電圧が低く抑えられており、効率は80%前後に改善されていることが明らかである。

表4に10.15モード走行の1パターン当たりの消費エネルギー、各損失成分の比率、回生エネルギー及び走行距離の比較表を示す。表より、最大効率制御の適用によって消費エネルギーは10%程度減少し、回生エネルギーは4%程度増加することが分かる。一充電走行距離は回生制動を用いない場合では、10%程度伸長し、回生制動を用いた場合は14%以上向上する。これより、本最大効率制御法は回生時においても駆動時と同様に有効に機能するため、回生制動を用いた場合には走行距離の改善効果が顕著に現れることが分かる。

表3 一充電走行距離のシミュレーション結果
(40km/h 定速走行時)

Table 3 Simulation results of travelling distance
at 40km/h constant speed mode

	ベクトル制御	最大効率制御
走行に要するパワー[kW]	2.727	2.727
消費電力[kW]	4.455	3.537
消費電力		
空気抵抗損 [%]	11.32	14.26
伝がり抵抗損 [%]	49.90	62.85
モータ損失 [%]	22.33	9.71
インバータ損失 [%]	12.58	8.61
バッテリー損失 [%]	0.64	0.51
ギヤ損失 [%]	3.22	4.06
モータインバータ効率 [%]	64.86	81.59
一充電走行距離 [km]	150.85	190.00

図8 10.15モード運転のパターン図

Fig. 8 A pattern diagram of the 10.15 driving mode

図9(a) 10.15モード運転時の効率・電圧特性
(ベクトル制御時)

Fig.9(a) Efficiency and motor terminal voltage
diagram of 10.15 driving mode
at conventional vector control

図9(b) 10.15モード運転時の効率・電圧特性
(最大効率制御時)

Fig.9(b) Efficiency and motor terminal voltage
diagram of 10.15 driving mode
at Efficiency maximizing control

表4 一充電走行距離のシミュレーション結果
(10.15モード走行時)

Table 4 Simulation results of travelling distance
at 10.15 driving mode

	ベクトル制御	最大効率制御
1パターンの消費エネルギー [kJ]	2870.4	2619.0
1パターンの回生エネルギー [kJ]	658.5	684.9
消費エネルギー		
空気抵抗損 [%]	6.94	7.60
伝がり抵抗損 [%]	21.03	23.05
加速抵抗 [%]	41.53	45.53
モータ損失 [%]	14.16	10.22
インバータ損失 [%]	10.96	7.79
バッテリー損失 [%]	1.72	1.80
ギヤ損失 [%]	3.66	4.01
走行距離(回生無し) [km]	87.8	96.2
(回生有り) [km]	113.9	130.3

以上の結果から、最大効率制御の適用によって加減速の無い一定速走行時における走行距離の向上は顕著であり、より実際の運転モードに近い 10.15 モード運転においても 14% 以上の走行距離向上が可能となることが分かる。これより、本最大効率制御方式を EV へ適用した場合の有効性を明確にできたと考える。

7. まとめ

EV 駆動用 IM をベクトル制御で運転する場合に、任意の負荷状態に対して効率を最大とする条件を導き、この条件に基づいた最大効率制御方式を提案した。最大効率制御時の効率特性をシミュレーションと実験によって確認し、本制御方式の有用性を示した。また、励磁分電流変化時のトルク応答特性について、実用的に十分なトルク応答が得られることを実験結果により示した。さらに、EV に本制御方式を適用した場合の効果について、一充電走行距離のシミュレーションによってその有効性を明確に示した。これらにより得られた結果は以下の通りである。

- (1) IM の効率を最大とするトルク分電流と励磁分電流の比は、一次抵抗、二次抵抗、鉄損抵抗から容易に計算でき、簡単な演算で最大効率点での運転が可能となった。
- (2) 本制御方式により、EV 駆動用モータに要求される、低・中速度域の軽負荷運転時に、従来のベクトル制御に比べ効率を大きく改善できることを確認した。
- (3) モード運転による EV の一充電走行距離シミュレーションにより、本方式の適用時にはベクトル制御時に比べて 10% 以上走行距離が向上することを示した。

今後、本最大効率制御方式を、実際の EV に適用して評価を行いたいと考えている。なお、温度によるモータ抵抗変化時の最大効率制御に与える影響と補償方法及び、本論文の検討では無視している励磁分電流変化時の過渡状態における損失の検討については、今後の課題としたい。

(平成 7 年 6 月 28 日受付、平成 7 年 12 月 8 日再受付)

文 献

- (1) 浅野正春：「セドリック EV のパワーエレクトロニクス」平 7 電気学会全国大会，S. 16-4-2
- (2) John K. Pedersen, Frede Blaabjerg："AN ELECTRIC CAR DRIVE USING AN ENERGY-OPTIMIZING CONTROL STRATEGY BASED ON AN AC-MACHINE AND A MICROCONTROLLER"，Proceedings of EVS-11, 12.03 (1992)
- (3) 金東海・富田英雄：「電流形インバータ駆動のかご形誘導電動機の最適制御とその図式解法」電気学会論文誌 B, 97 巻, No. 4, p83 (1974)
- (4) 黄立培・田所康樹・塚越昌彦・松瀬貢規：「直接形ベクトル制御誘導電動機の磁束レベル有界整定応答制御」，電気学会論文誌 D, 115 巻, No. 1 p39 (1995)
- (5) 永山和俊・水野孝行・足利正・小林忠夫：「ベクトル制御インバータによる誘導電動機最大効率制御の一方法」，電気学会半導体電力変換研究会資料，SPC-93-88 (1993-12)
- (6) Ashikaga T., Mori M., Mizno T., Nagayama K., Kobayashi T.："High Efficiency Induction Control Method for Electric Vehicle"，Proceedings of IPEC-YOKOHAMA, pp113 (1995)
- (7) 水野孝行・高山順一・市岡忠士・寺嶋正之：「固定子鉄損を考慮した誘導電動機の非干渉制御法」，電気学会論文誌 D, 109 巻, No. 11, P841 (1989-11)
- (8) 逸見次郎・船渡寛人・池田吉亮：「PWM インバータの短絡

電流抑制と損失評価」，電気学会論文誌 D, 119 巻, No. 91, P741 (1991-9)

(9) 清水浩：「電気自動車の将来」電気学会論文誌 D, 111 巻, No. 7, P513 (1991-7)

(10) H. Ishitani, Y. Baba, H. Shimizu, K. Natorig："PERFORMANCE EVALUATION OF AN ADVANCED EV, IZA, BY A SIMULATION EVALUATION MODEL"，Proceedings of EVS-11, 5.08 (1992)

(11) 日本電動車両協会規格：「電気自動車の一充電走行距離及び交流充電電力量消費率試験方法」，JEVS Z 108

付 録

最大効率制御時のインバータ効率マップ

付図 1, 2 に最大効率制御時とインバータ損失を考慮した最大効率制御時のインバータ効率マップを示す。

付図 1, 2 を比較すると、トルク 30Nm 以下で回転数 4000rpm 以上の領域において、付図 2 のインバータ損失を考慮した方式の効率が 0.5% 程度向上している。しかし、両者に有意な差異は無く、図 5 (b)(c) の総合効率も同様

付図 1 インバータ効率マップ (最大効率制御時)

app. Fig. 1 Inverter efficiency map under the efficiency maximizing control

付図 2 インバータ効率マップ (インバータ損失を考慮した最大効率制御時)

app. Fig. 2 Inverter efficiency map under the efficiency maximizing control considering with the inverter loss

の傾向である。これより、モータとインバータの損失合わせて総合効率を最大とする動作点（インバータ損失を考慮した最大効率制御）とモータ単体の効率を最大とする動作点（提案の最大効率制御）にほとんど差異が無いことが分かる。

足 利 正

（正員） 1954年12月21日生。1975年3月秋田工業高等専門学校電気工学科卒業。同年4月（株）明電舎入社。現在、同社電動システム工場にて電動機制御の研究開発に従事。1992年オーム技術賞受賞。

森 真 人

（正員） 1967年12月12日生。1991年3月中央大学理工学部電気電子工学科卒業。同年4月（株）明電舎入社。現在、同社電動システム工場にて電動機制御の研究開発に従事。

水 野 孝 行

（正員） 1956年7月22日生。1981年3月中部工業大学大学院工学研究科電気工学専攻博士前期課程修了。同年4月（株）明電舎入社。現在、同社電動システム工場にて回転機の研究開発に従事。工学博士。1981, 1990年電気学会論文賞受賞。

永 山 和 俊

（正員） 1968年12月8日生。1993年3月明治大学大学院工学研究科電気工学専攻博士前期課程修了。同年4月（株）明電舎入社。現在、同社電動システム工場にて電動機制御の研究開発に従事。

野 坂 克 紀

（非会員） 1967年2月21日生。1992年3月東海大学大学院工学研究科電気工学専攻博士前期課程修了。同年4月（株）明電舎入社。現在、同社システム技術部にてEV関連電気品のエンジニアリング業務に従事。

杉 井 康 之

（会員） 1962年11月27日生。1989年3月慶應義塾大学大学院理工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同年4月東京電力（株）入社。現在同社電気利用研究室にて電気自動車の研究に従事。