

誘導電動機の飽和特性を模擬する等価回路の提案

山下 一祥・加藤 大貴・伊東 淳一（長岡技術科学大学）

1. はじめに

誘導電動機 (IM) は安価に製造できることから産業用途向けモータとして広く普及している。また、近年のモータの高出力化に伴い磁気飽和領域の使用が望まれる。一方、IM を飽和領域で駆動すると低次高調波が発生し⁽¹⁾、従来の T 型等価回路を対象とする制御系では所望の電流応答が得られない。本論文では IM の磁気特性を考慮した等価回路を提案し、実電流波形との比較を行ったので報告する。

2. 提案等価回路

図 1 に提案する等価回路を示す。提案等価回路では T 型等価回路をベースとして相互インダクタンスの変化分 $\Delta M(I)$ 、鉄損抵抗の変化分 $\Delta R_c(I)$ 、発生する高調波成分を模擬する電圧源 $E_h(I)$ を追加している。飽和に応じたパラメータの変動を模擬するため、 $\Delta M(I)$ 、 $\Delta R_c(I)$ 、 $E_h(I)$ はそれぞれ励磁電流 I の関数としている。

各パラメータの算定方法について説明する。はじめに無負荷試験、拘束試験から固定子抵抗 R_s 、固定子漏れインダクタンス σL_s 、相互インダクタンス M 、鉄損抵抗 R_c 、回転子漏れインダクタンス σL_r 、回転子抵抗 R_r をそれぞれ算定する。次に励磁電流を変化させて無負荷試験のみを行い、(1)式より相互インダクタンスと鉄損抵抗の変動分 $\Delta M(I)$ 、 $\Delta R_c(I)$ を算定する。

$$\begin{cases} \Delta M(I) = M(I) - M \\ \Delta R_c(I) = R_c(I) - R_c \end{cases} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 $M(I)$ 、 $R_c(I)$ はそれぞれ励磁電流変化時の相互インダクタンスと鉄損抵抗である。最後に印加電圧変化時の瞬時電流波形に対して周波数解析を行い、(2)式により $E_h(I)$ を算定する。

$$E_h(I) = \sum_{n=N_{min.}}^{N_{max.}} \{ (R_c + \Delta R_c(I) + j\omega(M + \Delta M(I))) A_n(I) \cos(n\omega t + \phi_n(I)) \} \cdot (2)$$

ここで、 n は高調波の次数、 $N_{min.}$ 、 $N_{max.}$ は模擬する高調波成分の範囲、 $A_n(I)$ は各次数の電圧振幅、 $\phi_n(I)$ は基本波に対する各次数の位相差である。必要に応じて $N_{min.}$ と $N_{max.}$ を設定することで高調波による電流波形の歪みを模擬できる。(2)式においても同様に $A_n(I)$ と $\phi_n(I)$ を I の関数とすることで飽和に応じて振幅と位相を変化させる。

3. 実験結果

表 1 に無負荷試験と拘束試験により算定した IM のパラメータを、図 2 に $\Delta M(I)$ 、 $\Delta R_c(I)$ の算定結果を示す。パラメータ算定には瞬時電流波形から基本波成分を抽出して行っている。本論文で使用した IM は励磁電流 2.2A (1.0p.u.) から飽和が発生する。飽和領域である基本波電流 2p.u.時において $M(I)$ が 33.8%減少、 $R_c(I)$ が 29.5%増加しており、飽和時ではモータパラメータが顕著に変動している。

図 3 に飽和時において発生する高調波と基本波励磁電流による 5 次振幅 $A_5(I)$ と位相 $\phi_5(I)$ の変化を示す。本論文で使用した IM ではバックヨークの磁気飽和に起因する

Table 1 Parameters of test IM.

Parameter	Value
Rated voltage V_r [V _{rms}]	184
Rated current I_r [A _{rms}]	1.56
Number of poles P [-]	4
Stator resistance R_s [Ω]	0.926
Stator leakage inductance σL_s [mH]	3.60
Mutual inductance M [mH]	156
Iron-loss resistance R_c [Ω]	608
Rotor leakage inductance σL_r [mH]	3.60
Rotor resistance R_r [Ω]	1.15

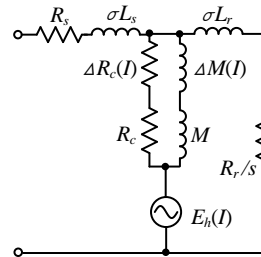


Fig.1 Proposed equivalent circuit.

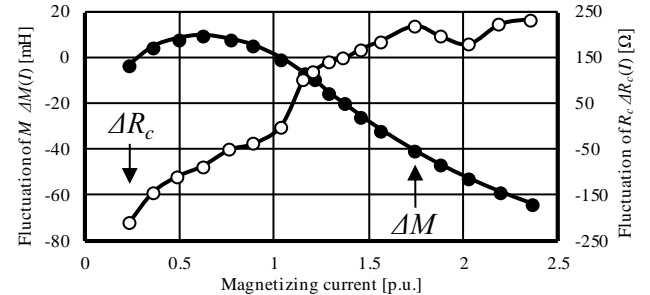
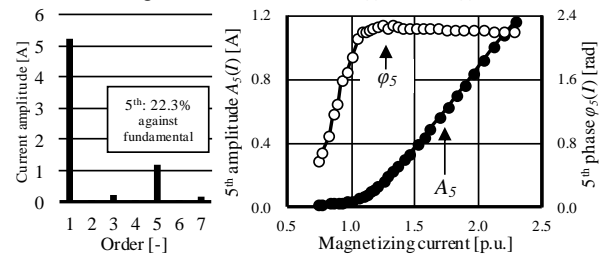
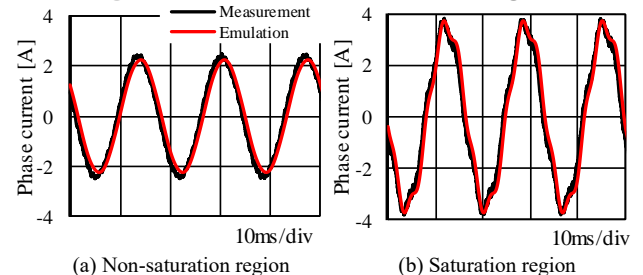


Fig.2 Characteristics of $\Delta M(I)$ and $\Delta R_c(I)$.



(a) Harmonic analysis (b) Magnetizing current dependency
Fig.3 Harmonic current behavior in saturation region.



(a) Non-saturation region (b) Saturation region
Fig.4 Waveform comparison of measurement and emulation in load test.

5 次の高調波成分が支配的であるため⁽²⁾、(2)式における $N_{max.}$ と $N_{min.}$ を 5 として $E_h(I)$ を算定する。 $A_5(I)$ は飽和開始から線形な増加を示した一方、 $\phi_5(I)$ は飽和時において一定値を保つ特性となった。飽和時では $E_h(I)$ が時間的に脈動することで高調波成分を模擬する。

図 4 に負荷試験時における実際の電流波形と提案等価回路により模擬した電流波形の比較結果を示す。図 4 より非飽和時だけでなく飽和時においても飽和を考慮した電流応答を模擬できており、提案等価回路の有用性を確認した。

文 献

(1) Y.Zhao and T.A.Lipo: "Space Vector PWM Control of Dual Three Phase Induction Machine Using Vector Space Decomposition", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.31.
(2) Yuki Hidaka etc.: IEEJ, Trans.; 14: pp. 1842-1850(2019)