

EV/HEV 用リアクトルの簡易な設計評価法

吉倉 一成^{*1} 森本 雅之^{*2}

Simple design evaluation method of the inductor for EV/HEVs

by

Kazuaki YOSHIKURA^{*1}, Masayuki MORIMOTO^{*2}

(Received on March. 28, 2008 and accepted on June. 5, 2008)

Abstract

This paper describes simple design evaluation method of the inductor for EV/HEVs. The method is used for the estimation of design parameters by measuring only voltage, amperage and wattage of the inductor, with the condition that the inductor is a black box. Using measured V , A , and W , an internal design parameter of the inductor can be estimated. As a result, two inductors whose size is a nearly equal have different design parameters.

Keywords: Choke Coil, Equivalent Circuit, Iron Loss, DCDC Converter, Back Boost Converter

1. まえがき

電気自動車、ハイブリッド自動車などバッテリーを用いるシステムには直流電力の昇降圧コンバータが用いられている。ハイブリッド電気自動車では信頼性の面でバッテリー電圧を低く設定し、駆動モータの効率を上げるためにモータ電圧を高く設定しており、その間に昇降圧コンバータを用いることが主流になっている¹⁾²⁾。Fig.1 に自動車用の双方向動作の昇降圧コンバータを示す。昇圧動作、降圧動作でもリアクトルのエネルギー蓄積を利用している。将来、自動車用途が広がると考えられる燃料電池でも発電電圧は低く、自動車用モータで要求される交流 400~500V を得るために昇圧が必要である。そのため、DCDC コンバータはハイブリッド自動車の重要コンポーネントとなっている。

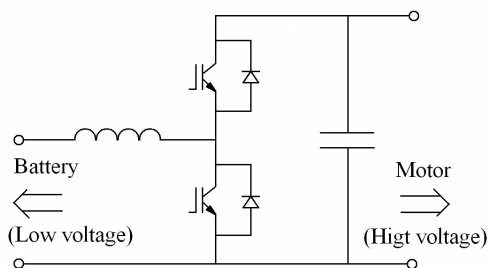


Fig. 1 DCDC converter

このような DCDC 用コンバータに欠くことのできない素子はリアクトルである。リアクトルは単純なコイルであるが、小形、低損失で設計されているため詳細な検証は複雑で

ある。筆者らは DCDC コンバータに用いられるリアクトルについての簡易な評価方法³⁾を提案した。本論文ではその方法に基づき、さらに詳細に検討した結果を報告する。簡易な評価方法とは電圧、電流、電力の測定のみを行いリアクトルの設計仕様を評価するものである。ここでは外觀がほぼ等しい2つのリアクトルを比較評価した。

2. リアクトルの等価回路

Fig.2 にリアクトルの等価回路を示す。リアクトルの等価回路はインダクタンス L 、巻線抵抗 R_c 、及び鉄損抵抗 R_e から構成される。巻線抵抗はインダクタンスに対して直列に、鉄損抵抗はインダクタンスに対して並列に接続されている。Table 1 には本論文で用いる記号をまとめて示す。

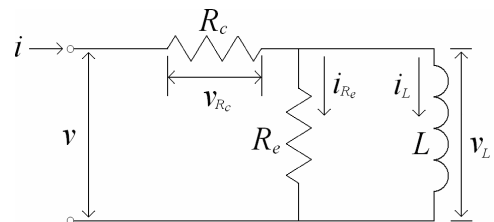


Fig. 2 Equivalent circuit of an inductor

リアクトル端子に流入する電流 i 、鉄損抵抗を流れる電流 i_{Re} 、及びインダクタンスを流れる電流 i_L は式(1)のように表せる。

$$i = i_{Re} + i_L \quad (1)$$

*1 工学研究科電気電子システム工学専攻修士課程

*2 工学部電気電子工学科教授

Table 1 List of symbols

v : AC voltage
i : AC current
R_c : Winding resistance
R_e : Iron loss resistance
L : Inductor
W : Power consumption
n : Number of winding
μ : Magnetic permeability
S : Sectional area of iron core
ℓ : Magnetic path length
m : Length of winding
ρ : Sensitivity
A : Sectional area of winding
ϕ : Number of linkage flux
B : Magnetic flux density
W_i : Iron loss

鉄損抵抗 R_e はインダクタンスのインピーダンスより大きく $R_e \gg j\omega L$ と仮定する。従って、インダクタンスの電流 i_L は入力電流 i と近似できる。

$$i \cong i_L \quad (2)$$

インダクタンスの電圧 v_L は式(3)で表される。

$$v_L = L(di_L/dt) = v - v_{Rc} \quad (3)$$

ここで、巻線抵抗による電圧降下 v_{Rc} は小さいと仮定する。従って、インダクタンスの両端電圧は端子電圧 v と近似できる。

$$v \cong v_L = L(di_L/dt) = L(di/dt) \quad (4)$$

従って、本論文ではインダクタンスを検討するときには端子電圧 v と入力電流 i を用いることとする。

3. 設計パラメータの推定方法

外形がほぼ同等で公称インダクタンスと定格電流が異なる 2 つのリアクトルを比較する。ここでは端子電圧、電流および消費電力の測定により内部設計パラメータを推定する方法について述べる。

3.1 インダクタンス

インダクタンスは式(5)で表すことができる。

$$L = (\mu n^2 S) / \ell \quad (5)$$

2 つのリアクトルの諸量をそれぞれ 1, 2 として添字で示す。外形がほぼ同一なので同一の鉄心を用いていると仮定する。すなわち、鉄心の断面積 $S_1 = S_2$ 、及び磁路長 $\ell_1 = \ell_2$ であ

る。同一鉄心なので透磁率 μ も同一と考える。このとき 2 つのリアクトルのインダクタンスは式(6)のように巻数 n のみの関係で表せる。

$$L_2 / L_1 = (n_2)^2 / (n_1)^2 \quad (6)$$

3.2 巻数、巻線の長さ

鉄心が同一寸法だとすると、巻線の長さは巻数に比例する。従って、巻線の長さ m は式(7)のように表せる。

$$m_2 / m_1 = n_2 / n_1 = (L_2)^{1/2} / (L_1)^{1/2} \quad (7)$$

3.3 巻線抵抗

巻線抵抗 R_c は式(8)で表すことができる。

$$R_c = \rho(m / A) \quad (8)$$

従って、巻線抵抗は巻線断面積 A を同一とすれば長さ m に比例することになる。

$$R_{c2} / R_{c1} = m_2 / m_1 = n_2 / m_1 \quad (9)$$

3.4 定格電流

定格における電流密度を同じとすると、定格電流値は巻線断面積を示していると考えられる。このとき巻線断面積は定格電流に比例するので式(10)のようになる。

$$A_2 / A_1 = I_2 / I_1 \quad (10)$$

式(7)、(10)を式(8)に代入すると巻線抵抗 R_c は以下のように示される。

$$R_{c2} / R_{c1} = \{(L_2)^{1/2} / (L_1)^{1/2}\} (I_2 / I_1) \quad (11)$$

巻線抵抗の関係を示す式(11)は巻線抵抗の関係を示す式(9)とは異なっている。式(9)は巻線断面積を同一とした場合を示し、式(11)は巻線断面積が異なる場合を示している。

3.5 磁束密度

リアクトルの鎖交磁束数 ϕ は式(12)で表すことができる。

$$\phi = nLI \quad (12)$$

式(12)は電流 I が一定であれば鎖交磁束数 ϕ は巻数 n に比例することになる。従って、2 つのリアクトルの鎖交磁束数は式(13)のように表せる。

$$\phi_2 / \phi_1 = n_2 / n_1 \quad (13)$$

次に磁束密度 B は式(14)で表される。

$$B = \phi / S \quad (14)$$

漏れ磁束がないと仮定すれば式(13)を式(14)に代入することで鉄心内の磁束密度 B は式(15)のようになる。

$$B_2 / B_1 = (n_2 / n_1) (S_1 / S_2) \quad (15)$$

3.6 鉄損

次に鉄損について考える。鉄損は材質が同一であれば磁束密度と周波数に關係する。同一周波数で動作しているとすれば、鉄損は磁束密度のみに關係する。鉄損が磁束密度の1.6乗に比例する⁴⁾と仮定すると鉄損 W_i は式(16)のように表せる。

$$W_{i2}/W_{i1} = B_2^{1.6}/B_1^{1.6} \tag{16}$$

4. 2つのリアクトル

ここではほぼ同一の外形の2つのリアクトルを提案手法で比較する。Fig.3およびFig.4に今回比較評価したリアクトルを示す。またTable 2にリアクトルの仕様を示す。以後それぞれの機体はここに示したようにリアクトル1、リアクトル2と呼ぶことにする。

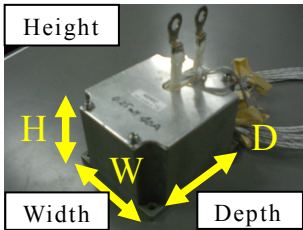


Fig. 3 Inductor 1



Fig. 4 Inductor 2

Table 2 Specification of inductors

	Inductor 1	Inductor 2	
Nominal inductance	0.25mH	0.5mH	
Rated current	40A	50A	
Dimension	Height	72.55mm	66.45mm
	Width	89.30mm	88.55mm
	Depth	109.25mm	109.25mm

2つのリアクトルはFig.5の回路により商用電源を用いて入力電流を可変し、電圧、電流、電力を測定した。装置の都合で入力電流 20A まで測定した。また、巻線抵抗値はデジタルマルチメータで測定した。

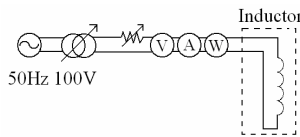


Fig. 5 Experiment circuit

実験で計測した V, A, W を用いて等価回路定数を導出する。

インダクタンスは式(3)より求める。インダクタンス L_1 は

$$L_1 = 0.253 \text{ [mH]}$$

となる。同様にインダクタンス L_2 は

$$L_2 = 0.433 \text{ [mH]}$$

となる。

鉄損抵抗 R_e は式(17)より求める。

$$R_e = v^2 / (W - R_c i^2) \tag{17}$$

このようにして求めたそれぞれの等価回路を Fig.6, Fig.7 及び Table 3 に示す。

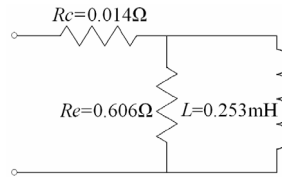


Fig. 6 Inductor 1

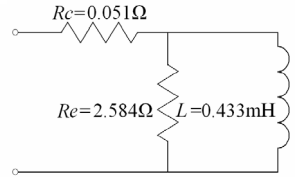


Fig. 7 Inductor 2

Table 3 Comparison of equivalent circuit constants

Symbol	Measured value	Inductor 1	Inductor 2	Ratio
L	Inductance	0.253mH	0.433mH	1:1.7
Rc	winding resistance	0.014 Ω	0.051 Ω	1:3.6
Re	Iron loss resistance	0.605 Ω	2.584 Ω	1:4.27
	(Iron loss)	8.366W	5.736W	1:0.686

5. V, A, W によるリアクトルの評価

Table 3 をもとに式(5)~(16)を用いて2つのリアクトルの設計仕様を推定する。インダクタンス比は $L_2=1.7L_1$ である。これを式(6)を用いて巻数を求めると式(18)となる。

$$n_2 = (1.7)^{1/2} n_1 \doteq 1.3n_1 \tag{18}$$

よって巻線の長さは式(7)より $m_2 = (1.7)^{1/2} m_1 \doteq 1.3n_1$ となる。2つのリアクトルの巻線断面積が同一なら巻線抵抗 R_c は式(9)より $R_{c2} = (1.7)^{1/2} R_{c1} \doteq 1.3n_1$ となるはずである。測定結果では巻線抵抗は $R_{c2} = 3.6R_{c1}$ となった。その理由として2つのリアクトルの巻線断面積は同一でないことがあげられる。そこで巻線断面積の検討を行う。

巻線抵抗を定格電流を用いて表したのが式(11)である。表2より今回評価したリアクトルの定格電流の比率は $I_2=1.25I_1$ となるので測定値との差がより大きくなってしまふ。この式(11)は巻線断面積比が式(10)の定格電流比で表されることを前提にしている。このことから定格電流比は巻線断面積比を示しておらず式(10)を用いることができないことがわかる。そこで実際の巻線断面積を測定した。

Fig.3, 4 からわかるように端子の付け根の巻線は平角線なので平角線を長方形断面と仮定して縦、横の長さから巻線

断面積を求めた。測定結果を Table 4 示す。

Table 4 Cross of sectional area of windings

	Inductor 1	Inductor 2
Height	2.65mm	1.3mm
Width	7.15mm	7.2mm
Sectional area	18.95mm ²	9.36mm ²

Table 4 より巻線断面積比は $A_2=0.49A_1$ となる。この巻線断面積比を使って式(10)により求めた電流比は $I_2=0.49I_1$ となる。これを仮の定格電流比として式(11)に代入する。その結果得られる巻線抵抗は $R_{c2}=2.66R_{c1}$ となる。この結果は測定値 $R_{c2}=3.6R_{c1}$ に近いが、まだ一致しない。

これまでは鉄心の断面積を同一と仮定している。そこで鉄心の断面積が異なると仮定してさらに検討を加えた。Table 4 より実測の巻線断面積比は $A_2=0.49A_1$ である。また Table 3 より巻線抵抗は $R_{c2}=3.6R_{c1}$ である。この関係を用いると式(8)より巻線の長さは式(19)となる。

$$m_2=1.76m_1 \quad (19)$$

つまりは巻数比 $n_2 \doteq 1.3n_1$ に対し巻線の長さの比は $m_2=1.76m_1$ と異なる。リアクトル 2 は巻数のわりに巻線の長さが長いと考えられる。従って、リアクトル 2 の鉄心の断面積が大きいものと考えられることができる。

次に、この巻線断面積と巻線抵抗から求めた巻線の長さを用いて鉄心の断面積を推定してみる。鉄心の断面積を正方形と仮定する。正方形の 1 辺の長さを a としたときコイルを 1 巻したコイルの長さは $4a$ と表せる。従って、巻線の長さは 1 巻きの長さ×巻数である。

$$\begin{aligned} 4a_1 \times n_1 &= m_1 \\ 4a_2 \times n_2 &= 1.76 \times m_1 \end{aligned} \quad (20)$$

巻数に式(18)の $n_2 \doteq 1.3n_1$ 、巻線の長さに式(19)の $m_2=1.76m_1$ を用いて式(20)より鉄心の寸法を求める。このとき鉄心の 1 辺の長さは $a_2=(1.7)^{1/2} a_1 \doteq 1.3a_1$ と表せる。鉄心の断面積を正方形と仮定しているの、鉄心の断面積は $a_2^2=1.7a_1^2$ であるから、式(21)が求まる。

$$S_2=1.7S_1 \quad (21)$$

この断面積比を用いて磁束密度を表す。巻数は式(18)を用いて式(13)より鎖交磁束数比を求めると式(22)となる。

$$\phi_2=(1.7)^{1/2} \phi_1 \doteq 1.3 \phi_1 \quad (22)$$

鉄心の断面積比が式(21)の $S_2=1.7S_1$ 、鎖交磁束数比が式(22)の $\phi_2=(1.7)^{1/2} \phi_1 \doteq 1.3 \phi_1$ であるならば式(15)より磁束密度比は $B_2=0.77B_1$ となる。

この磁束密度比を用いて鉄損を求める。式(16)に磁束密度比 $B_2=0.77B_1$ を代入すると鉄損は $W_{i2}=0.66W_{i1}$ となる。鉄損の測定値は $W_{i2}=0.686W_{i1}$ であるため、ほぼ同じ値になってい

る。このようにして求めた設計パラメータは鉄損の値を計算することにより検証できる。

以上、求めた設計パラメータを要約したものを Fig.8, および Table 5 に示す。

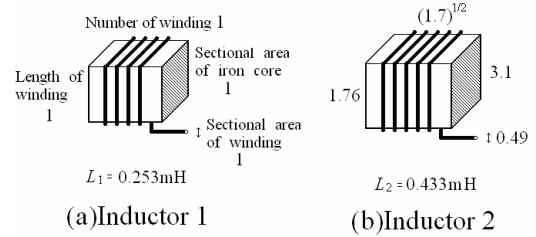


Fig. 8 Comparison of inductor design.

Table 5 Comparison of inductor design

	Inductor 1	Inductor 2
Nominal inductance	1	2
Inductance	1	1.7
Number of winding	1	$(1.7)^{1/2}$
Length of winding	1	1.76
Sectional area of winding	1	0.49
Sectional area of iron core	1	3.1

6. まとめ

DCDC コンバータに用いられるリアクトルについて簡易な方法で比較評価した。提案した方法は V, A, W のみの測定により評価を行うものである。この方法によりリアクトルの内部の設計パラメータをほぼ推定することができた。この結果より外観がほぼ等しい 2 つのリアクトルでもインダクタンスの値が異なれば内部仕様が大きく異なることがわかった。供試リアクトルは内部がブラックボックスの状態で貸与されたものである。従って、分解して調査することができなかつたものである。今後、真の設計仕様との比較、検討を行う予定である。

参考文献

- 1) 森本雅之, 今柳田明夫, 小坂卓, 船渡寛人: PM モータの技術と適用動向 - 自動車 -, 平成 18 年度電気学会産業応用部門大会, (2006), pp.187.
- 2) M. Kamiya: Development of Traction Drive Motors for the Toyota Hybrid System, The 2005 International Power Electronics Conference, (2005), pp1474.
- 3) 吉倉一成, 森本雅之: DCDC コンバータ用リアクトルの V, A, W のみによる評価, 電気学会自動車研究会資料, (2007), pp17.
- 4) エレクトリックマシーン&パワーエレクトロニクス編纂委員会 編: エレクトリックマシーン&パワーエレクトロニクス, 森北出版, (2004), pp19.