平地研究室技術メモ No.20190508

ギャップの位置が漏れインダクタンスに与える影響

（読んでほしい人：パワエレ技術者）

2019/5/8 舞鶴高専 平地克也

【あらまし】 変圧器の漏れインダクタンスは 1 次側と 2 次側の双方に存在します。しかし、通常の DC/DC コンバータでは、漏れインダクタンスが 1 次側 2 次側どちらに存在しても、特性にほとんど影響を与えないので、両者の大小関係を意識することはありません。しかし、LLC コンバータでは 1 次側の漏れインダクタンスだけが励磁インダクタンスと直列に接続されてコンデンサと共振する、という動作モードが存在し、1 次側 2 次側の大小関係が DC/DC コンバータの特性に影響を与えます。変圧器の鉄心に EI コアを使う場合は、漏れインダクタンスに 1 次側と 2 次側で大きな差が発生する場合があり、配慮が必要です。

■変圧器の等価回路

図 1 に変圧器の配線と磁束を示します。ϕ_m は主磁束、ϕ_{l1}、ϕ_{l2} はそれぞれ 1 次巻線、2 次巻線の漏れ磁束です。図 2 に変圧器の等価回路を示します。Lm は励磁インダクタンスであり、ϕ_m によって生じます。L_{l1}（エルエルイチ）、L_{l2} はそれぞれ 1 次側、2 次側の漏れインダクタンスであり、ϕ_{l1}、ϕ_{l2} によって生じます。なお、r_1、r_2 は 1 次巻線、2 次巻線の抵抗成分、Ri は鉄損抵抗です。図 2 の 2 次側要素、L_{l2}、R_2、R_L を 1 次側に換算して理想変圧器 TR_1 を省略すると図 3 の等価回路が得られます。2 次側部品の 1 次側への換算式は以下の通りです。

$$Ll_2' = Ll_2\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \qquad R_2' = R_2\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \qquad R_L' = R_L\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \qquad i_2' = i_2\left(\frac{n_2}{n_1}\right)$$

なお、変圧器の基本については文献[1],[2]を参照ください。

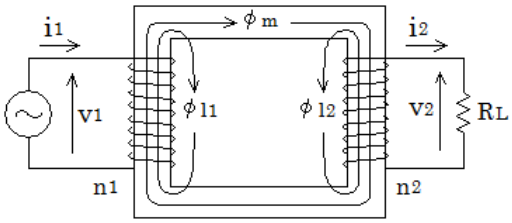


図 1　変圧器の配線と磁束

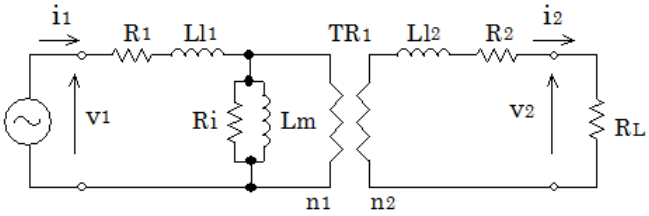


図 2　変圧器等価回路

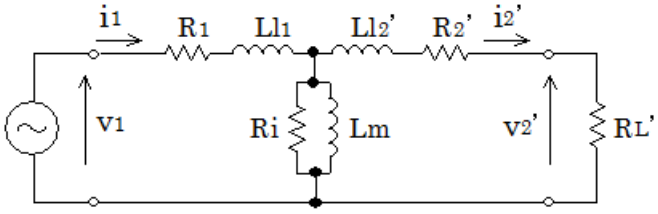


図 3　2 次側部品を 1 次側に換算した等価回路

■インダクタンスの測定方法

励磁インダクタンス Lm は変圧器の 2 次側を開放して LCR メータで測定します。等価回路で表せば図 4 の通りです。この方法で Ll_1＋Lm の値が測定されることが図から分かります。通常は Ll_1≪Lm なので Ll_1 は無視でき、図 4 でのインダクタンスの測定値を Lm と考えて OK です。

漏れインダクタンスは変圧器の 2 次側を短絡して LCR メータで測定します。等価回路で表せば図 5 の通りです。この方法で $Ll_1+\dfrac{1}{\dfrac{1}{L_m}+\dfrac{1}{Ll_2'}}$ の値が測定されることが図から分かります。通常は Ll_2'≪Lm なので 1／Lm は無視してよく、図 5 で Ll_1＋Ll_2'が測定されると考えて OK です。

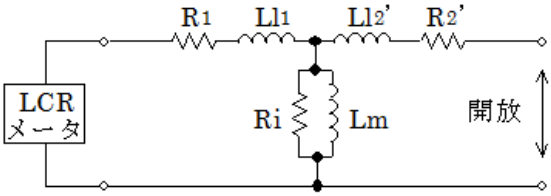


図 4　励磁インダクタンス測定方法

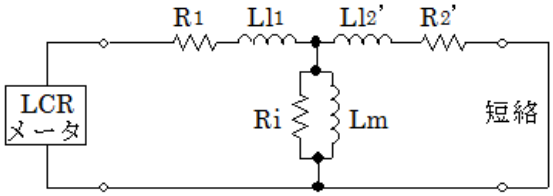


図 5　漏れインダクタンス測定方法

■漏れインダクタンス Ll_1 と Ll_2 を分離して測定する方法

以上の測定方法は技術メモ No. 20100128[3]で説明されている方法であり、通常はこの方法で十分なのですが、Ll_1 と Ll_2’を分離してそれぞれの値を測定したい場合は、これでは不充分です。Ll_1 と Ll_2’を分離して測定する場合の結線方法を図 6 に示します。なお、図 6 では巻線抵抗と鉄損抵抗は無視しています。次の 4 つの値を測定します。

(a) 2 次側を開放して 1 次側に LCR メータを接続して測定：測定インダクタンスを Lo_1 とする。
(b) 2 次側を短絡して 1 次側に LCR メータを接続して測定：測定インダクタンスを Ls_1 とする。
(c) 1 次側を開放して 2 次側に LCR メータを接続して測定：測定インダクタンスを Lo_2 とする。
(d) 1 次側を短絡して 2 次側に LCR メータを接続して測定：測定インダクタンスを Ls_2 とする。

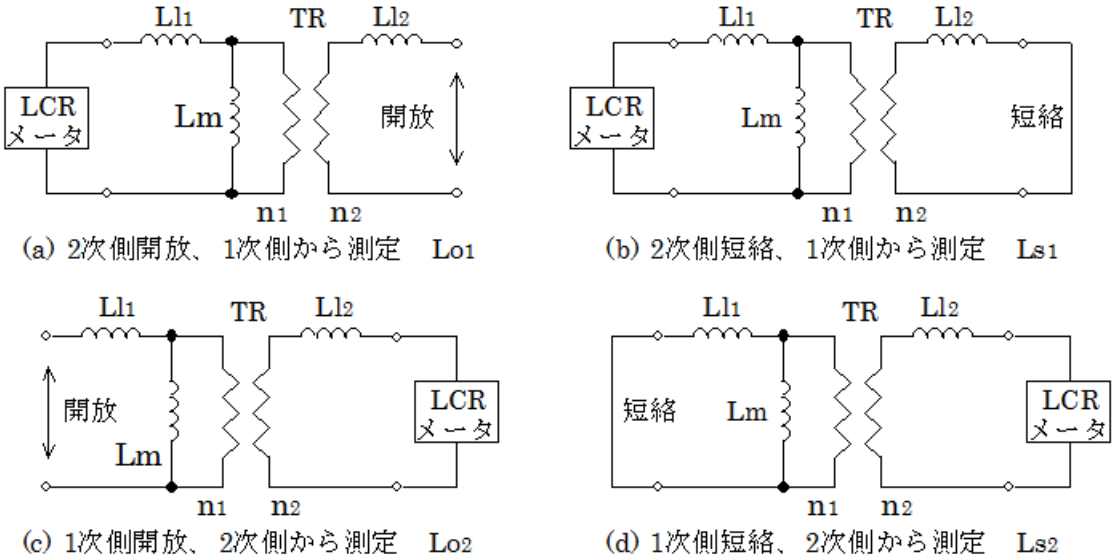


図 6　漏れインダクタンスを 1 次側／2 次側分離して測定する方法

次の式が成立します。

$$L_{o1} = Ll_1 + L_m \quad \text{よって、} \quad Ll_1 = L_{o1} - L_m$$

$$L_{o2} = Ll_2 + \frac{1}{a^2}L_m \quad \text{よって、} \quad Ll_2 = L_{o2} - \frac{1}{a^2}L_m \quad \text{なお、} a = \frac{n_1}{n_2}$$

$$L_{s1} = Ll_1 + \frac{a^2 Ll_2 L_m}{a^2 Ll_2 + L_m} = Ll_1 + \frac{Ll_2 L_m}{Ll_2 + \frac{1}{a^2}L_m} = Ll_1 + \frac{Ll_2 L_m}{L_{o2}} = L_{o1} - L_m + \frac{\left(L_{o2} - \frac{1}{a^2}L_m\right)L_m}{L_{o2}}$$

$$\text{よって、} \quad L_{s1}L_{o2} = L_{o1}L_{o2} - L_m L_{o2} + L_{o2}L_m - \frac{1}{a^2}L_m{}^2$$

$$\frac{1}{a^2}L_m{}^2 = L_{o1}L_{o2} - L_{s1}L_{o2}$$

$$\text{よって、} \quad L_m = a\sqrt{\left(L_{o1} - L_{s1}\right)L_{o2}} = \frac{n_1}{n_2}\sqrt{\left(L_{o1} - L_{s1}\right)L_{o2}}$$

以上をまとめると、次の 3 式から Lm, Ll_1,Ll_2 が計算できます。

$$L_m = \frac{n_1}{n_2}\sqrt{\left(L_{o1} - L_{s1}\right)L_{o2}}$$

$$Ll_1 = L_{o1} - L_m$$

$$Ll_2 = L_{o2} - \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 L_m$$

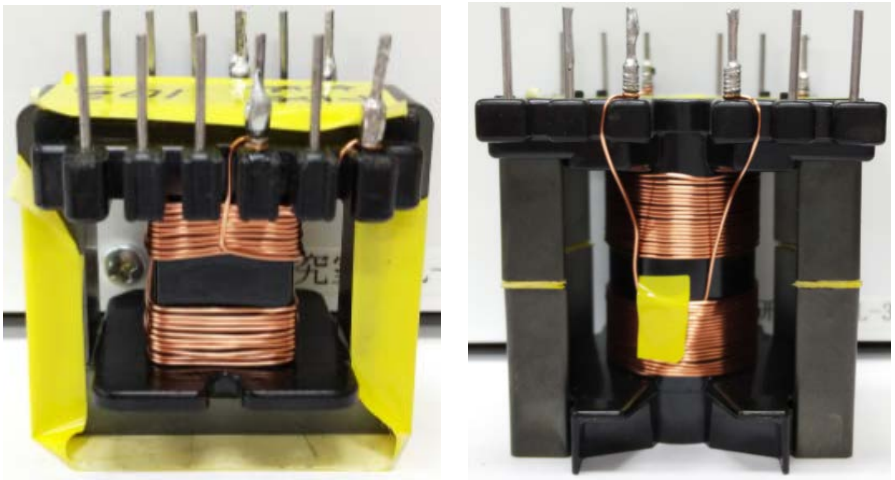
■漏れインダクタンスと励磁インダクタンスの測定例

図 7 の 2 つの変圧器を試作して、1 次側と 2 次側の漏れインダクタンスおよび励磁インダクタンスを測定しました。変圧器の仕様と測定結果を表 1 に示します。LLC コンバータの変圧器を想定して試作したので、1 次巻線と 2 次巻線を分離して配置し、漏れインダクタンスを大きくしています。また、ギャップを挿入し、励磁インダクタンスは小さくしています。

表 1 より、漏れインダクタンスの測定結果に EI コアと PQ コアで大きな相違点があることが分かります。PQ コアでは Ll_1 と Ll_2 がほぼ同じ値であるのに対し、EI コアでは Ll_1 より Ll_2 が大きくなっています。図 8 に変圧器の鉄心と巻線の概略図および漏れ磁束の磁路を示します。(a)は EI コア、(b)は PQ コアです。PQ コアではギャップの位置が鉄心の中央なので、1 次巻線側と 2 次巻線側は幾何学的に完全に対称であり、1 次側漏れ磁束 ϕl_1 と 2 次側漏れ磁束 ϕl_2 は同じ大きさになることが予想されます。その結果、1 次側漏れインダクタンス Ll_1 と 2 次側漏れインダクタンス Ll_2 は同じ大きさになります。

一方、EI コアではギャップが E コアと I コアの間にできるので、図 8 (a)のように 1 次巻線側と 2 次巻線側が幾何学的に非対称となり、ϕl_1 と ϕl_2 の大きさに差ができることが推定されます。そこで、EI コアで E コアと I コアを入れ替えて測定しました。図 8 (a)では I コアが 1 次巻線側にあるのに対

し、E コアと I コアを入れ替えると、図 9 のように I コアは 2 次巻線側に配置されます。両者のインダクタンス測定結果を表 2 に示します。Ll_1 の値と Ll_2 の値がほぼ完全に入れ替わっていることが分かります。I コアのある側の漏れインダクタンスが小さくなります。I コアのある側は漏れ磁束の磁路にギャップ部分が含まれるため、磁気抵抗が大きいので漏れ磁束が小さくなり、その結果漏れインダクタンスが小さくなったものと推定されます。I コアのない側はギャップ部分が含まれないので、相対的に磁気抵抗が小さく、その結果漏れ磁束が大きくなり、漏れインダクタンスが大きくなったものと推定されます。



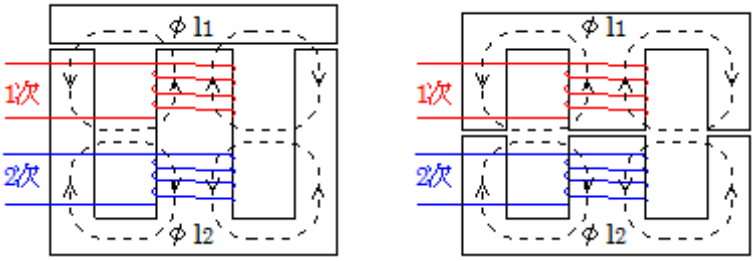
(a) EI コア　　(b) PQ コア

図 7　測定に用いた試作変圧器

表 1　試作変圧器の仕様とインダクタンスの測定結果

	EI コア	PQ コア
鉄心型名	EI40	PQ50
1 次側巻数　n_1	10 ターン	20 ターン
2 次側巻数　n_2	10 ターン	20 ターン
ギャップ長　lg	0.8mm	1.2mm
1 次側漏れインダクタンス　Ll_1	1.14 μH	33.07 μH
2 次側漏れインダクタンス　Ll_2	8.54 μH	31.47 μH
励磁インダクタンス　Lm	24.86 μH	132.33 μH

注）EI コアでは I コアは 1 次側



(a) EI コア　　(b) PQ コア

図 8　ギャップと巻線位置の関係

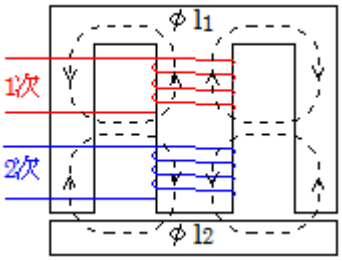


図９　Ｉコアを２次側に配置

表２　Ｉコアの位置と各インダクタンスの関係

	１次側にＩコア	２次側にＩコア
１次側漏れインダクタンス　L_{l1}	1.14μH	8.72μH
２次側漏れインダクタンス　L_{l2}	8.54μH	1.02μH
励磁インダクタンス　Lm	24.86μH	24.58μH

■１次側漏れインダクタンスと２次側漏れインダクタンスの差の影響

漏れインダクタンスが DC/DC コンバータの動作に与える影響には次のようなものがあります。

・１石フォワード方式：スイッチ素子のサージ電圧発生の原因となる。

・位相シフトフルブリッジ方式：遅れレグのソフトスイッチングを実現する。

・通常のフルブリッジ方式：漏れインダクタンスのエネルギーは効率良く電源に回生される。

・電流型 DC/DC コンバータ：スイッチ素子のサージ電圧発生の原因となる。

このように、漏れインダクタンスは DC/DC コンバータの動作に重要な影響を与えますが、上記のいずれの場合も１次側の漏れインダクタンスと２次側の漏れインダクタンスの双方が直列に接続されて同時に動作します。したがって、漏れインダクタンスを１次側と２次側に分けて考える必要はありません。

しかし、LLC コンバータ（図１０）の場合は、L_{l1} と Lm が直列に接続されて Cr と共振する、という動作が重要な役割を果たします。この動作には２次側の漏れインダクタンス L_{l2} は関与しません。したがって、LLC コンバータで EI コアを使う場合は、Ｉコアを２次巻線側に配置して L_{l1} を大きくする（L_{l2} は小さくなる）必要があります。

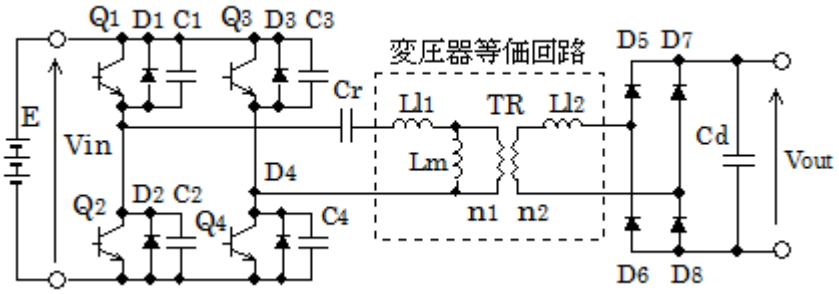


図１０　LLC コンバータの回路構成例

なお、本技術メモの内容は、舞鶴高専平地研究室 2018 年度卒研生、新宮朋史の卒業論文の一部を分かり易くまとめたものです。

■参考文献

[1] 平地克也、「変圧器の基本」、平地研究室技術メモ No. 20071118

[2] 平地克也、「DC/DC コンバータの基礎から応用まで 3.2 節 変圧器の基礎」、出版：電気学会

[3] 平地克也、「変圧器のインダクタンスの測定方法」、平地研究室技術メモ No. 20100128

以上