

電流共振形コンバータの効率における リーケージインダクタンスの最適値

白石 尚也[†] 落合 政司^{††} 築地 伸和^{†*} 轟 俊一郎[†]

小堀 康功^{†††} 小林 春夫[†] 高井 伸和[†]

[†]群馬大学 大学院 理工学府 ^{††}サンケン電気株式会社

^{†††}小山工業高等専門学校

E-mail: *t14808002@gunma-u.ac.jp

あらまし 本論文では電流共振形コンバータの効率におけるトランスのリーケージインダクタンスの最適値について検討した。2種のトランスサンプルを用いた実験より、効率が最も良くなるリーケージインダクタンスと自己インダクタンスの比率は12.3%であることが明らかにした。

キーワード スイッチング電源、共振形コンバータ、絶縁型コンバータ、ZVS、リーケージインダクタンス

Optimum Value of Leakage Inductance For High Efficiency of Current Resonant Converter

Naoya SHIRAISHI[†], Masashi OCHIAI^{††}, Nobukazu TSUKIJI^{†*}, Shun-ichiro TODOROKI[†]

Yasunori KOBORI^{†††}, Haruo KOBAYASHI[†], Nobukazu TAKAI[†]

[†] Gunma University ^{††} Sanken Electric Co., Ltd.

^{†††} National Institute of Technology, Oyama College

E-mail: *t14808002@gunma-u.ac.jp

Abstract This paper describes a design issue of the ratio between the leakage inductance and the self-inductance to achieve the high efficiency of the current resonant converter. We have found from experimental results using two types of the transformer samples that the optimum ratio between the leakage inductance and the self-inductance to obtain high efficiency is 12.3%.

Keywords Switching power supply, Resonant converter, Isolated converter, ZVS, Leakage inductance

1. はじめに

スイッチング電源で発生するスイッチング損失の低減のために、ZVS制御を用いた電源回路が考案され、効率の向上が実現されている。本研究の対象である電流共振形コンバータはその1つであり、LC共振を用いて、ZVSを実現している。絶縁形コンバータである電流共振形コンバータは、トランスのリーケージインダクタンスの値によって効率が変化する。リーケージインダクタンスが増加すると、コア損失は増加するが、出力ダイオードの損失は減少する関係にある。文献[1]によると、リーケージインダクタンスと自己インダクタンスの比率は0.1程度が良いと記述されているが、詳細な比率は検討されていない。本研究では、電流共

振形コンバータの高効率化のためのリーケージインダクタンスの最適値を、リーケージインダクタンスと自己インダクタンスの比率を変化させたトランスサンプルを用いた実験により明らかにした。

2. 電流共振コンバータ

2.1. 回路構成と特徴

図1に電流共振形コンバータの概略回路図を示す。一次回路はハーフブリッジ構成になっており、2つのスイッチQ1とQ2の接続点とアースの間に、トランスの一次巻線と電流共振コンデンサ C_i が直列に接続されている。また、電圧共振コンデンサ C_v が、スイッチQ2に並列接続されている。二次回路は全波整流回路に

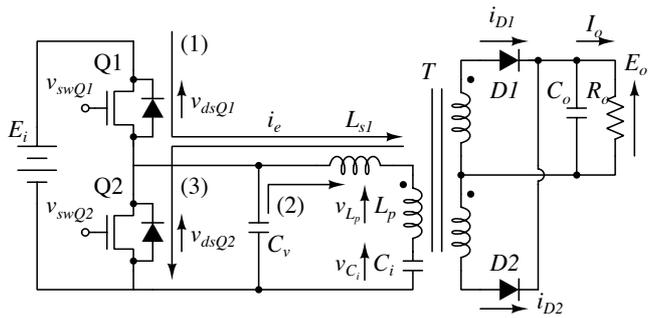


図1 電流共振形コンバータの回路

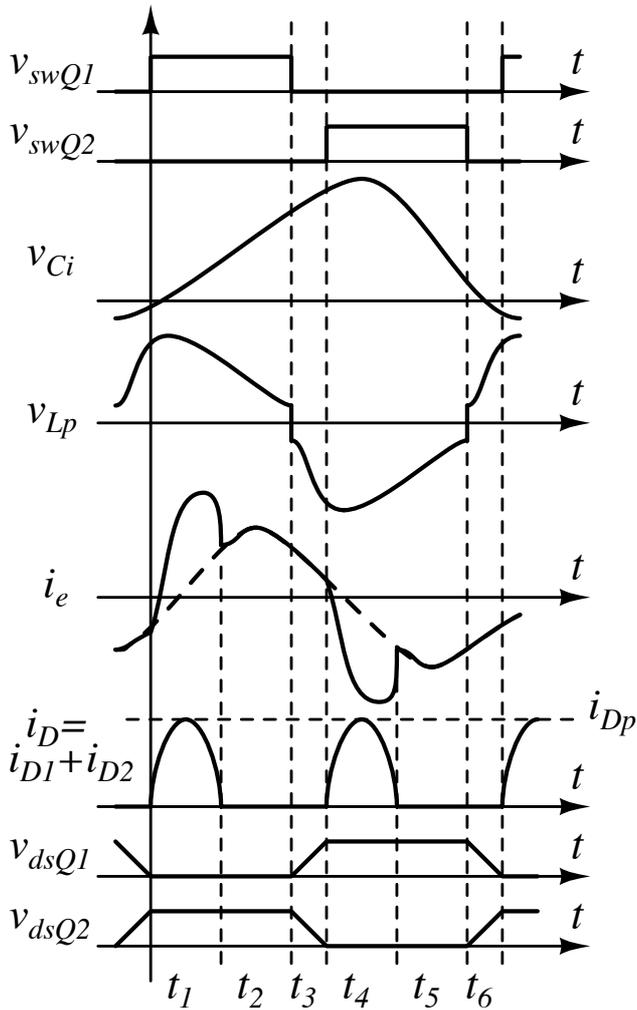
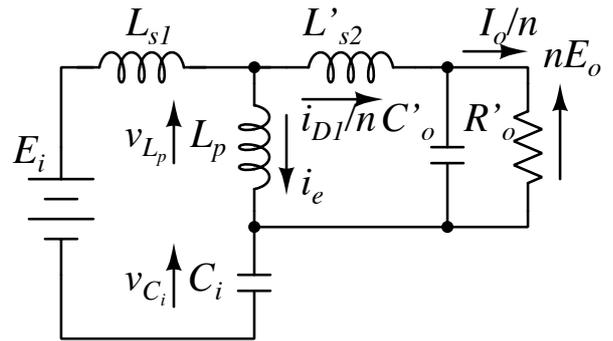


図2 電流共振形コンバータの動作波形

なっている。 L_{s1} が一次側リーケージインダクタ、 L_p が励磁インダクタである。

スイッチ Q1、Q2 を固定時比率 0.5 でオン・オフさせ、二次側に電力を供給する。スイッチ Q1、Q2 がオンしている期間は電流共振しており、スイッチの動作周波数を変化させ出力電圧を制御する。また、電圧共



L_p :励磁インダクタンス、 L_{s1} :一次側リーケージインダクタンス、 L'_{s2} :一次側換算の二次側リーケージインダクタンス、 C_i :電流共振コンデンサ、 $n(=N1/N2)$:巻線比、 C_o :一次側換算の出力コンデンサ、 R_o :一次側換算の出力抵抗、 i_{D1}/n :一次側換算の D1 の電流

図3 期間 t_1 の等価回路

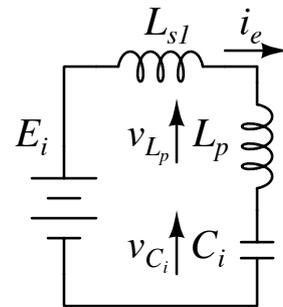


図4 期間 t_2 の等価回路

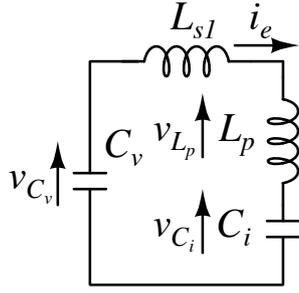
振を利用してスイッチを ZVS させている。以上のことから、SMZ(Soft-switched Multi-resonant Zero-cross)コンバータとも呼ばれている。コストはやや高いが ZVS 制御をしているため効率が良く、幅広い用途に使用されている。

2.2. 動作原理

図2に電流共振形コンバータの動作波形を示す。図1の回路図と共に基本動作を説明する。

期間 t_1 において、 v_{swQ1} が H になり、Q1 が ON すると、(1)で示す経路で励磁電流 i_e が流れる。 i_e により励磁インダクタ L_p に電圧 v_{Lp} が発生し、D1 が ON し出力へエネルギーを供給する。電流共振コンデンサ C_i は i_e によって充電されるため電流共振コンデンサの電圧 v_{Ci} は上昇していく。

期間 t_1 の等価回路を図3に示す。ここで L'_{s2} は二次側のリーケージインダクタンスを一次側に換算したものであり一次側リーケージインダクタンス L_{s1} にほぼ等しくなる。期間 t_1 の共振周波数 f_0 は以下の式で表される。



C_v : 電圧共振コンデンサ
図5 期間 t_3 の等価回路

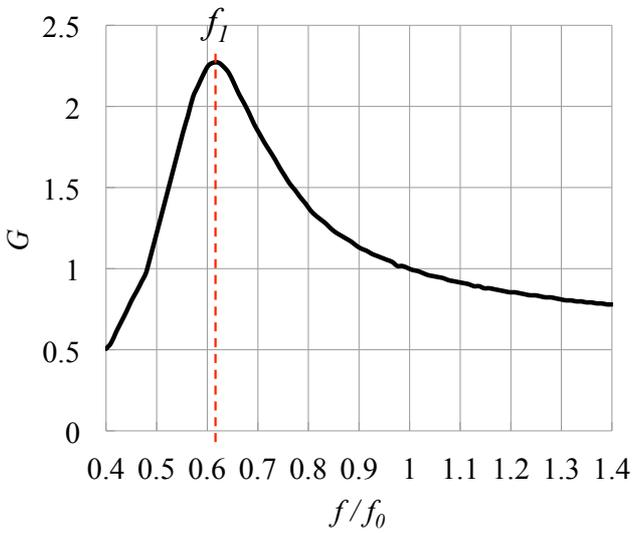


図6 電流共振形コンバータの出力特性の一例

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_i}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\left(L_{s1} + \frac{L_p L'_{s2}}{L_p + L'_{s2}}\right) C_i}} \quad (1)$$

v_{C_i} の上昇に伴い、 v_{L_p} が減少していき、 $D1$ が OFF する期間を t_2 とする。期間 t_2 の等価回路は図4で表され、共振周波数 f_1 は以下の式で表される。

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_p + L_{s1})C_i}} \quad (2)$$

次に v_{swQ1} が L になり、Q1、Q2 共に OFF の期間を t_3 とする。期間 t_3 の等価回路を図5に示す。電圧共振コンデンサ C_v と L_{s1} 、 L_p 、 C_i の共振により、 C_v より(2)に示す経路で C_i へ電流が流れるため、 v_{C_v} は減少し、Q2 の v_{dsQ2} が減少していく。期間 t_3 の共振周波数 f_2 は以下の式である。

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_p + L_{s1})\left(\frac{C_i C_v}{C_i + C_v}\right)}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_p + L_{s1})C_v}} \quad (3)$$

期間 t_3 の共振によってスイッチ Q2 の v_{dsQ2} が 0 にな

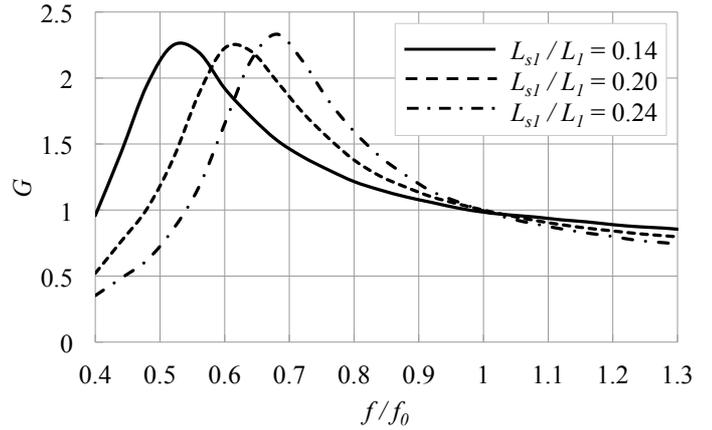


図7 L_{s1}/L_l が変化したときの動作周波数と昇降圧比 G

ると、 v_{swQ2} が H になり Q2 が ON し、期間 t_4 に移行する。 C_i と L_p 、 L_{s1} の共振により(3)に示す経路で電流が流れる。期間 t_1 と逆方向に v_{L_p} が発生し、 $D2$ が ON し出力へエネルギーを供給する。後の動作は期間 $t_1 \sim t_3$ と同様である。期間 t_4 の共振周波数は f_0 と等しく、期間 t_5 の共振周波数は f_1 に、期間 t_6 の共振周波数は f_2 に等しい。以上の動作を繰り返すことで、ZVS を行いながら出力へエネルギーを供給する。

負荷電流 I_o を引いていない場合の励磁電流 i_e は図2の点線で示される波形となる。負荷電流 I_o を引くと、出力ダイオードに流れる電流 i_D が励磁電流 i_e に重畳され、実線で示すような波形となる。

図6に電流共振形コンバータの動作周波数 f と、昇降圧比 G (=出力電圧/入力電圧) の関係を示す。電流共振形コンバータの昇降圧比 G は無負荷状態では動作周波数が f_1 の時にピーク値となり、 f_1 より高い周波数領域では f の増加に伴い G は減少する。

3. トランスのリーケージインダクタンスと各損失の関係

3.1. トランスのコア損失(鉄損)

図7に電流共振形コンバータにおいて、 f_0 を一定にしたとき、 L_{s1} と自己インダクタンス $L_l (=L_{s1} + L_p)$ の比率 L_{s1}/L_l が変化した場合の昇降圧比 G と動作周波数 f の関係を示す。図7から、 L_{s1}/L_l が大きくなると G がピークとなる f_1 が上昇し、同じ G を保つための動作周波数が上昇することがわかる。コア損失はヒステリシス損失と渦電流損失で占められるが、両方とも動作周波数の上昇に伴い増加する。このため L_{s1}/L_l 大きくなるとコア損失が増加する。

3.2. 出力ダイオードの損失

電流共振形コンバータにおいて、出力ダイオードが ON している期間 t_1 、 t_4 の回路のインピーダンス Z_0 は

表1 サンプル(i)のトランス静特性と回路定数

サンプル	1	2	3	4
L_{s1} [uH]	11.2	16	16.9	22.2
L_p [uH]	98.9	114	92.1	93.8
L_{s1}/L_l [%]	10.15	12.3	15.5	19.1
C_v [pF]	600	470	610	560
C_i [uF]	0.12	0.1	0.082	0.062
Gap[mm]	0.225*2	0.20*2	0.25*2	0.25*2
一次側巻線抵抗 R_m [mΩ]	228.7	225.4	212	212
S1巻線抵抗 R_{m1} [mΩ]	66.2	66.0	66.1	66.3
S2巻線抵抗 R_{m2} [mΩ]	66.8	67.1	66.1	66.3

表2 サンプル(ii)のトランス静特性と回路定数

サンプル	1	2	3	4
L_{s1} [uH]	11.8	16	16.9	22.8
L_p [uH]	111.2	114	113.5	114.1
L_{s1}/L_l [%]	9.6	12.3	13.0	16.7
C_v [pF]	500	470	470	440
C_i [uF]	0.11	0.1	0.082	0.062
Gap[mm]	0.2*2	0.20*2	0.188*2	0.2*2
一次側巻線抵抗 R_m [mΩ]	229.1	225.4	212.3	212.1
S1巻線抵抗 R_{m1} [mΩ]	66.6	66.0	66.0	65.0
S2巻線抵抗 R_{m2} [mΩ]	66.0	67.1	65.2	65.1

注) Gap はスペーサーギャップです。

以下の式で表される。

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_s}{C_i}} = 2\pi f_0 L_s = 2\pi f_0 \left(L_{s1} + \frac{L_p L'_{s2}}{L_p + L'_{s2}} \right) \quad (4)$$

$$\cong 2\pi f_0 \left(L_{s1} + \frac{L_p L_{s1}}{L_p + L_{s1}} \right)$$

上式より、 L_{s1} が増加するとほぼ L_{s1} に比例して Z_0 は増加することがわかる。したがって L_{s1} が増加するとダイオード電流のピーク値 i_{Dp} (図2)が減少し、損失も減少する。

本研究では、リーケージインダクタンスの増加に伴い増加するコア損失と、減少するダイオードでの損失の和が最小となり、効率が最も良くなるリーケージインダクタンスの最適値を実験により明らかにする。

4. 実験

4.1. トランスサンプルの作成

実験に用いるトランスサンプルは (i)自己インダクタンス L_l を一定にし、 L_{s1}/L_l を変化させたもの (ii)励

表3 トランス仕様及び動作電圧・電流

フェライトコア	型名	EK28/34D
	有効磁路長 l [mm]	74.98
	有効断面積 S [mm ²]	79.21
	有効体積 V [mm ³]	5938.81
トランス	一次巻線巻数 N_1 [回]	21
	二次巻線 S1 の巻数 N_{S1} [回]	6
	二次巻線 S2 の巻数 N_{S2} [回]	6
入力電圧 E_{in} [V]	AC100	
出力電圧 E_{out} [V]	DC24	
負荷電流 I_o [A]	1,2,3	

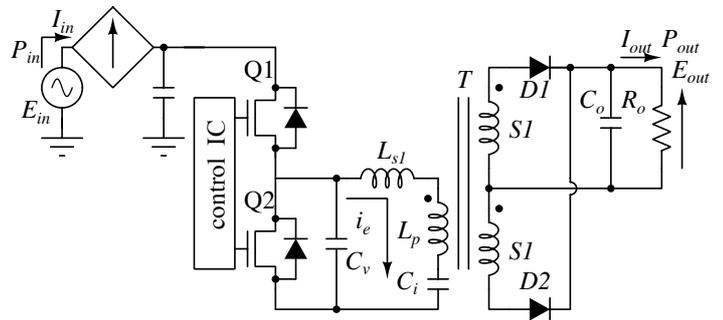


図8 実験回路概略図

磁インダクタンス L_p を一定にし、 L_{s1}/L_l を変化させたものの2種類を用意した。

4.2. 測定条件の決定

実験の測定条件を以下に説明する。電流共振形コンバータは電圧共振を用いて ZVS を行う。期間 t_3 、 t_6 の共振周波数 f_2 は式(3)から、 L_{s1} と L_p によって変動するため、サンプルによって f_2 が変動する。 f_2 が変化してしまうと ZVS が正常に行えなくなるため、 f_2 が変動ないように電圧共振コンデンサ C_v をサンプルによって調節し測定を行った。また、 f_0 も式(1)からわかるように L_{s1} と L_p によって変動する。 f_0 も一定となるように電流共振コンデンサ C_i を調節した。 f_0 は MOSFET のスイッチング速度、トランスのコア損失、ノイズの面から今回は 100kHz とした。

表1と表2に各トランスサンプルのパラメータと実験に使用した C_v と C_i の値を示す。また表3にはトランスサンプル(i)と(ii)で共通するパラメータを示した。入力電圧には AC100V を使い、コンバータの出力電圧は DC24V である。また、負荷電流は 1、2、3A の場合で測定を行った。

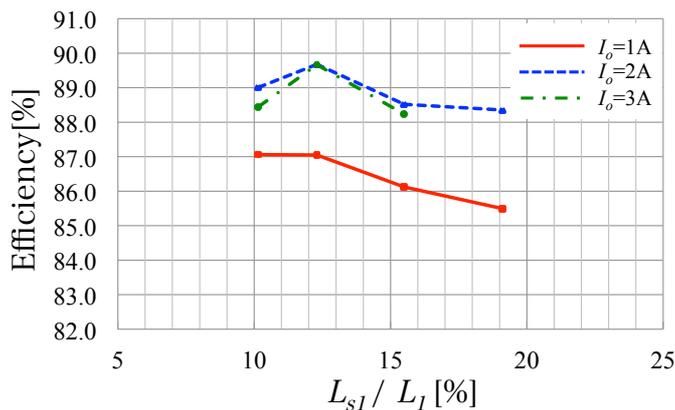


図 9 サンプル(i)の効率測定結果

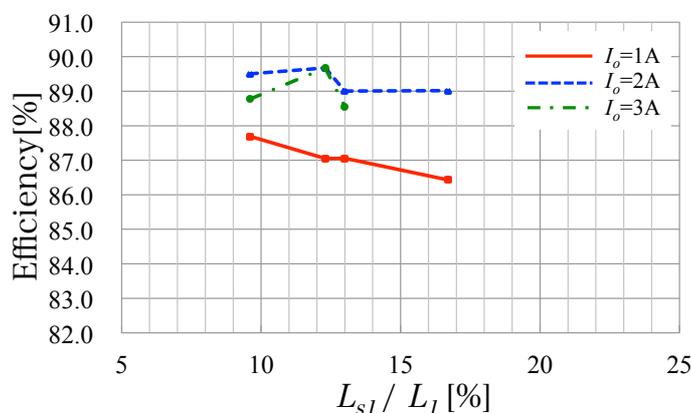


図 10 サンプル(ii)の効率測定結果

4.3. 効率の測定結果

なお、実験に使用した測定回路の概略図を図 8 に示した。今回の実験での効率とは、以下の式に示すように AC-DC の効率と定義する。

$$\text{効率} = \frac{\text{DC 出力電力}}{\text{AC 入力電力}} \times 100[\%] \quad (5)$$

(i)、(ii)のトランスサンプルを用いた効率の測定結果をそれぞれ図 9、図 10 に示す。

4.4. B_{max} を一定にした場合の効率の導出

今回作成したトランスサンプルは、各サンプルによって励磁インダクタンス L_p が変化している。励磁インダクタンス L_p が変化するとサンプルによって磁束密度の最大値 B_{max} が異なり、各トランスで損失に差が生じる。動作周波数の変動以外の影響を排除するため上記の差を計算によって換算を行う。次節で損失の換算方法について述べる。

4.5. コア損失と銅損の換算

全てのトランスサンプルにおいて磁束密度 B が一定になるような、励磁電流 i'_e を以下の式に従って計算する。

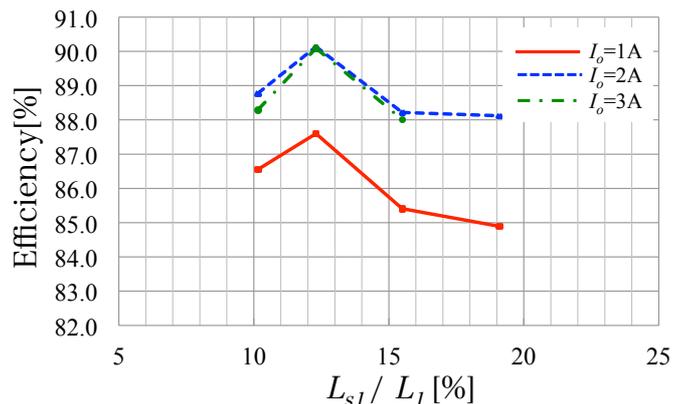


図 11 B_{max} を一定にした場合のサンプル(i)の効率

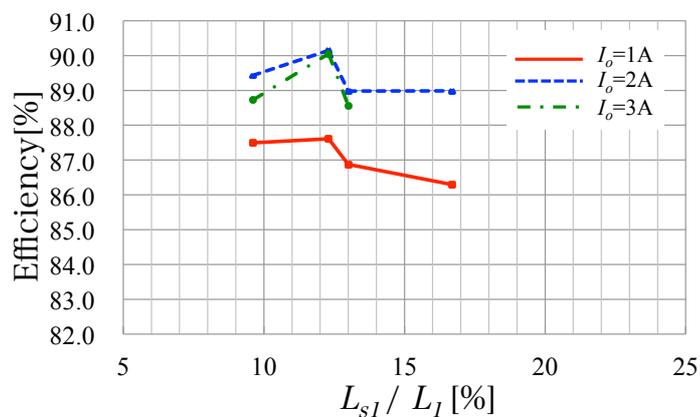


図 12 B_{max} を一定にした場合のサンプル(ii)の効率

$$B' = \frac{ie'L_p}{N_1S} \quad (6)$$

式(6)の L_p には、表 1 と表 2 に示す、各トランスサンプルの L_p を使い、一定にする B' は今回 120[mT] とした。今回測定に用いたトランスサンプルの単位体積当たりのコア損失 P_{cv} と磁束密度 B 及び、動作周波数 f の相関関係は以下の式で表される。

$$P_{cv} = 0.00091 \times f^{1.528} \times B^{2.860} \times 10^3 \left[\frac{W}{m^3} \right] \quad (7)$$

ただし、式(7)は 25~100kHz での平均を用いた相関関係である。式(7)を用いて、測定した励磁電流 i_e より求められるコア損失 P_{cv} と、磁束密度を一定にしたときの励磁電流 i'_e より求められるコア損失 P'_{cv} の差分を計算する。次にコア損失と効率の差分を求め、これを図 9、図 10 の実験結果に加算する。以上の方法で B_{max} が異なることによるコア損失の差分を排除する。

次に銅損の換算方法について説明する。銅損 P_r はトランスを流れる電流の実効値 i_{rms} と巻線抵抗 R_m で発生する損失であり以下の式で導出される。

$$P_r = i_{rms}^2 \times R_m \quad (8)$$

銅損は1次側、2次側について求める。まず各負荷電流の場合での1次側と2次側に流れる電流の実効値 i_{rms1} 、 i_{rms2} を測定する。次に同一 B_{max} とした場合の励磁電流 i'_e のときの1次側と2次側の実効値 i'_{rms1} 、 i'_{rms2} を導出する。これらから、測定値より求められる銅損 P_r と計算値より求められる P'_r の差分を計算し、実験結果に加算する。

5. 最終結果

図11、図12に、前節で述べた損失の換算を行った最終的な効率の実験結果を示す。(i)、(ii)のサンプル共に、 L_{s1}/L_l が12.3%のトランスが最も効率が高いことがわかる。

6. まとめ

本研究では、電流共振形コンバータの効率における、リーケージインダクタンスの最適値を、リーケージインダクタンスと自己インダクタンスの比率を変化させた2種のトランスサンプルを用いた実験により明らかにした。実験の結果、現在の一般的な条件である最高共振周波数 f_0 を100kHzとした場合、効率が最良となるリーケージインダクタンスの比率は12.3%であることがわかった。

文 献

- [1] 落合政司, “スイッチング電源の原理と設計,” 株式会社オーム社, 2015年3月.
- [2] 落合政司, “群馬大学アナログ集積回路研究会講演会テキスト, 電源回路の基礎とスイッチングコンバータの原理,” 2011~2014.
- [3] 落合政司, “群馬大学アナログ集積回路研究会講演会テキスト, 電流共振形コンバータの設計法,” 2011~2014.
- [4] 山村英穂, “トロイダルコア活用百科,” CQ出版社, 2011年.