

## 磁気結合を有するインターリーブ方式昇圧チョップの動作の概要

(読んでほしい人：パワエレ初心者)

2014/9/20 舞鶴高専 平地克也

昇圧チョップの小型軽量化のために磁気結合を有するインターリーブ方式が広く研究されています。論文は沢山ありますが(例えば[1-3])、パワエレ初心者が動作を理解するにはやや難しいかもしれません。本技術メモでは動作の概要を分かり易く説明しますので参考にして下さい。

### インターリーブ方式昇圧チョップ

<通常の昇圧チョップ>

図1に通常の昇圧チョップの回路図を示します。入力電圧  $V_{in}$  を昇圧して電圧  $V_{out}$  を出力します。 $V_{out}$  は次の式で表されます。  $a$  はスイッチ素子  $Q$  の通流率(デューティ比)です。

$$V_{out} = \frac{1}{1-a} V_{in} \dots (1)$$

昇圧チョップの動作原理や波形は文献[4][5]を参照下さい。

図2にスイッチ素子  $Q$  の ON/OFF のタイムチャートおよび回路各部の電流波形を示します。文献[4]から抜粋したものです。ダイオード  $D$  にはスイッチ素子  $Q$  が OFF の時に電流が流れます。 $i_L$ 、 $i_D$ 、 $i_C$ 、 $I_{out}$  の間には次の関係があります。

$$i_D = i_L \quad (Q \text{ が OFF の時})$$

$$i_D = 0 \quad (Q \text{ が ON の時})$$

$$I_{out} = i_D \text{ の平均値}$$

$$i_{C2} = i_D - I_{out}$$

よって、図2のように  $i_D$  と  $i_{C2}$  は形が同じで  $0A$  のレベルが異なる波形となります。

<インターリーブ方式昇圧チョップ>

図3にインターリーブ方式昇圧チョップの回路図を示します。 $L$ 、 $Q$ 、 $D$  が2組となります。 $Q_1$  と  $Q_2$  は位相を  $180$  度ずらせて交互に ON/OFF します。なお、interleave は英語の動詞で、「交互に重ねる」という意味です。

図4にインターリーブ方式昇圧チョップの波形を示します。 $a = 0.3$ 、 $0.5$ 、 $0.7$  の3つの場合を示しています。 $Q_1$  と  $Q_2$  の ON/OFF には  $180$  度のずれがあるので  $i_{L1}$  と  $i_{L2}$  も  $180$  度のずれがあります。 $i_{D1}$  と  $i_{D2}$  も同様です。 $i_{D1} + i_{D2}$  の波形が確かに  $i_{D1}$  と  $i_{D2}$  を合計したのになっていることを確認して下さい。図2で示した通常の昇圧チョップの場合と同様に次の関係があります。

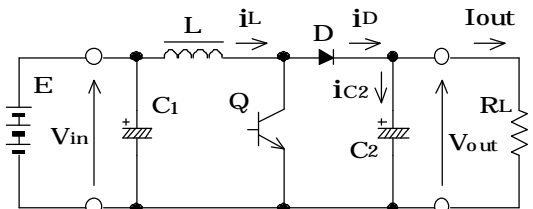


図1 通常の昇圧チョップ

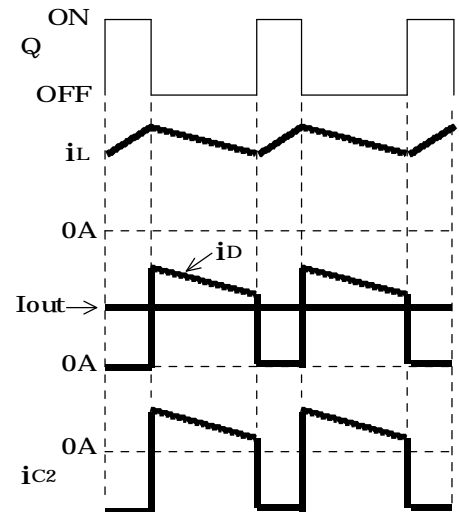


図2 通常の昇圧チョップの波形 ( $a = 0.3$ の時)

- $i_{D1} = i_{L1}$  (Q1がOFFの時)
- $i_{D1} = 0$  (Q1がONの時)
- $i_{D2} = i_{L2}$  (Q2がOFFの時)
- $i_{D2} = 0$  (Q2がONの時)
- $I_{out} = i_{D1} + i_{D2}$  の平均値
- $i_{C2} = i_{D1} + i_{D2} - I_{out}$

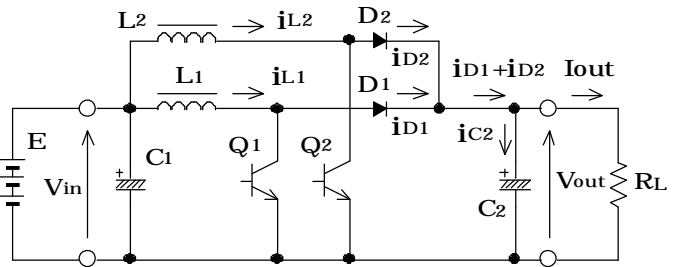


図3 インターリーブ方式昇圧チョッパ

図4では  $\alpha = 0.5$  の時に  $i_{C2}$  が大変小さく  
 なっていることに注目して下さい。このことは  $\alpha = 0.5$  固定で使用するなら図3の  $C_2$  は図1の  $C_2$  より大幅に小型化できることを意味します。  $\alpha = 0.5$  の時でも多くの場合かなり小型化できます。

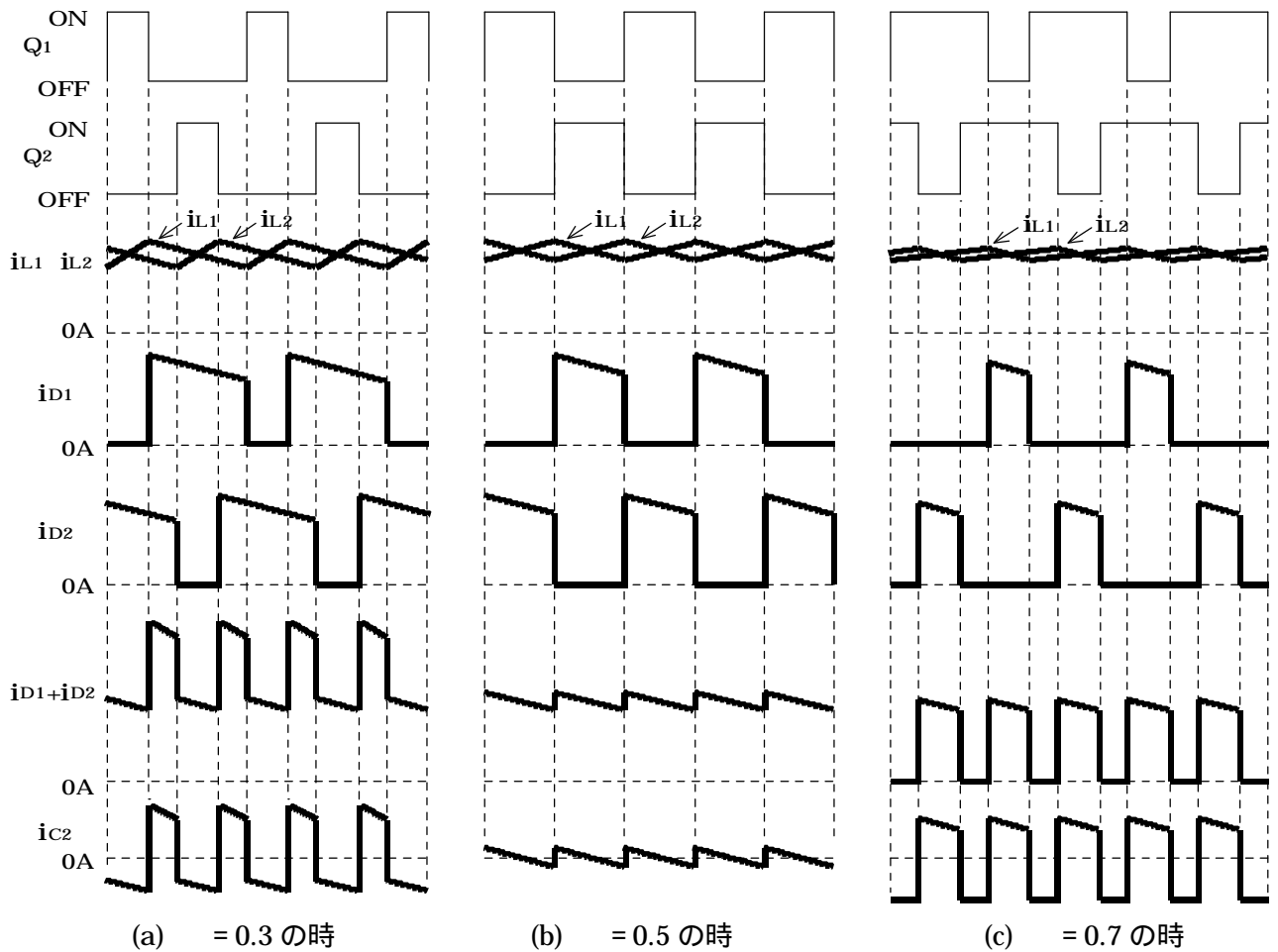


図4 インターリーブ方式昇圧チョッパの波形

### 磁気結合を有するインターリーブ方式昇圧チョッパ

上記のように、インターリーブ方式とすることによりコンデンサを小型化することができますが、さらに2つのリアクトルを磁気結合させることによりリアクトルも小型化できる可能性があります。図5に2つのリアクトル  $L_1$  と  $L_2$  を同一鉄心に巻いて磁気結合させた回路を示します。 $L_1$  と  $L_2$  を逆極性に結合させていることに注意下さい。

< 通流率 = 0.5 の時 >

図5の回路にてまず最も基本的な = 0.5 の時の動作を検討します。

(1)式より、 $V_{out} = 2V_{in}$

$Q_1$  が ON、 $Q_2$  が OFF の時 (  $D_1$  非導通、 $D_2$  導通 ):  $v_{L1} = V_{in}$ 、 $v_{L2} = V_{in} - V_{out} = -V_{in}$

$Q_1$  が OFF、 $Q_2$  が ON の時 (  $D_1$  導通、 $D_2$  非導通 ):  $v_{L1} = V_{in} - V_{out} = -V_{in}$ 、 $v_{L2} = V_{in}$

よって、常に  $v_{L1} = -v_{L2}$

図6は図5の  $L_1$ 、 $L_2$  の部分を変圧器らしく書きなおしたのですが、上記のように常に  $v_{L1} = -v_{L2}$  が成立しているので、 = 0.5 の時は  $L_1$  と  $L_2$  は通常の変圧器と全く同じ動作をしていることが分かります。したがって、 = 0.5 の時は通常の変圧器と同じく次の が成立します。

電流  $i_{L1}$  と  $i_{L2}$  は大きさが同じで起磁力の方向が逆なので磁束を作らない。

漏れインダクタンスはなるべく小さい方がよい。

励磁インダクタンスはなるべく大きい方がよい。

< 通流率 0.5 の時 >

次に 0.5 の場合を考えます。 > 0.5 の時は図4(c)から分かるように  $Q_1$  と  $Q_2$  が同時 ON の期間が存在しますが、この時は図5から明かなように  $v_{L1} = v_{L2} = V_{in}$  となります。図示すれば図6(b)のようになり、変圧器の1次と2次に逆極性の電圧が印加されます。したがって TR が通常の変圧器なら  $i_{L1}$  と  $i_{L2}$  は瞬時に限りなく増加し回路は破損してしまいます。 < 0.5 の時は  $Q_1$  と  $Q_2$  が同時 OFF の期間が存在し、この時は図5から明かなように  $v_{L1} = v_{L2} = V_{in} - V_{out}$  となります。よってやはり図6(b)の状態となり、 > 0.5 の時と同様に回路は破損します。

この現象を防ぐためには  $L_1$  と  $L_2$  の結合を緩くして漏れ磁束を発生させ、大きな漏れインダクタンスを作る必要があります。よって、 0.5 の場合は上記の は成立しません。また、後述するように 0.5 の場合は も成立せず、この回路の動作解析には漏れインダクタンスと励磁インダクタンスを考慮する必要があります。

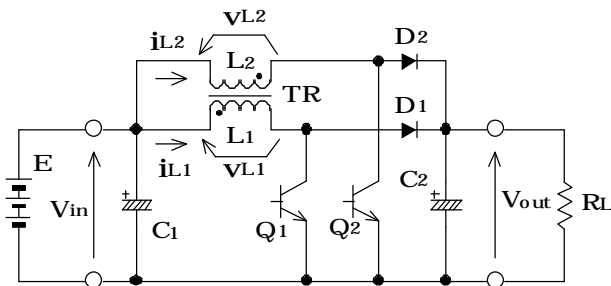


図5 磁気結合を有するインターリーブ方式昇圧チョッパ

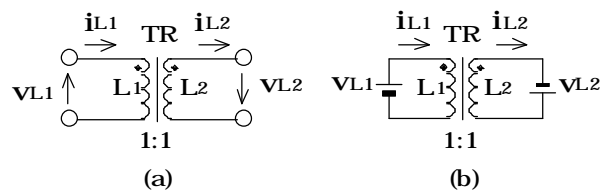


図6 左図の  $L_1$ 、 $L_2$  部分

図5の  $L_1$ 、 $L_2$  部分の漏れインダクタンスと励磁インダクタンスを考慮した等価回路を図7に示します。  $L_{l1}$  と  $L_{l2}$  は漏れインダクタンス、 $L_m$  は励磁インダクタンス、 $i_m$  は励磁電流、TR1は理想変圧器です。なお、 $L_m$  は図7では  $L_1$  側に配置していますが、 $L_2$  側に配置しても OK であり、2分割して双方に配置しても OK です。

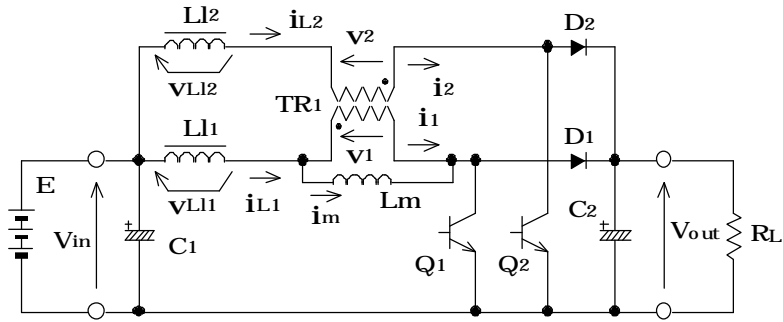


図7 磁気結合を有するインターリーブ方式昇圧チョップの等価回路

### 磁気結合を有するインターリーブ方式昇圧チョップの電圧、電流計算式

図7の回路各部の電圧、電流の計算式を導出します<sup>[6]</sup>。図8にスイッチ素子 Q1、Q2 の ON/OFF と動作モードの定義を示します。Q1 のみ ON の状態を Mode1、Q2 のみ ON の状態を Mode3 とします。 < 0.5 の時は Q1 と Q2 が共に OFF の期間があり、Mode2 と Mode4 とします。 > 0.5 の時は Q1 と Q2 が共に ON の期間があり、Mode2 と Mode4 とします。図8から各動作モードの継続時間は次のように計算されます。

< 0.5 の時

Mode1 と Mode3 の継続時間 =  $T$

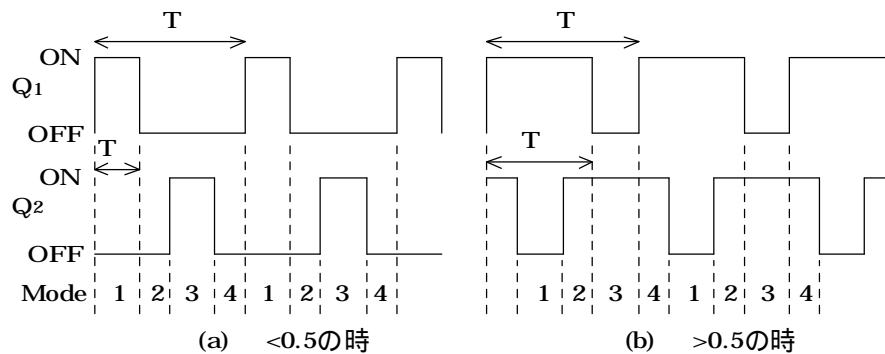
Mode2 と Mode4 の継続時間 =  $(T(1 - D) - T D) / 2 = T(0.5 - D)$

T は 1 周期を示す。

> 0.5 の時

Mode1 と Mode3 の継続時間 =  $T(1 - D)$

Mode2 と Mode4 の継続時間 =  $(T - T(1 - D)) / 2 = T(D - 0.5)$



(a) < 0.5 の時

(b) > 0.5 の時

図8 スイッチ素子の ON/OFF と動作モード

以上を表 1 にまとめます。

表 1 各動作モードの継続時間

< 0.5 の時		> 0.5 の時	
Mode1 と Mode3	Mode2 と Mode4	Mode1 と Mode3	Mode2 と Mode4
T	T(0.5 - )	T(1 - )	T( - 0.5)

図 7 の回路に常時成立する式

$$v_1 = -v_2$$

$$i_{L11} = i_1 + I_m$$

$$i_{L12} = i_2$$

$$i_1 = i_2$$

$$i_{L11} = i_1 + I_m$$

$$i_{L12} = i_2$$

$$i_1 = i_2$$

よって、

$$i_m = i_{L11} - i_1 = i_{L11} - i_2 = i_{L11} - i_{L12}$$

$$i_m = i_{L11} - i_{L12} \dots \dots (2)$$

$i_{L11}$ 、 $i_{L12}$ 、 $i_m$ の基本式

リアクトルの重要な公式<sup>[7]</sup>  $I = V T / L$  を用い、 $T$  に各動作モードの継続時間を代入すると  $i_{L11}$ 、 $i_{L12}$ 、 $i_m$ の基本式が表 2 のように導出されます。

表 2  $i_{L11}$ 、 $i_{L12}$ 、 $i_m$ の基本式

	< 0.5 の時		> 0.5 の時	
	Mode1 と Mode3	Mode2 と Mode4	Mode1 と Mode3	Mode2 と Mode4
$i_m$	$v_1 T / L_m$	$v_1 T(0.5 - ) / L_m$	$v_1 T(1 - ) / L_m$	$v_1 T( - 0.5) / L_m$
$i_{L11}$	$v_{L11} T / L$	$v_{L11} T(0.5 - ) / L$	$v_{L11} T(1 - ) / L$	$v_{L11} T( - 0.5) / L$
$i_{L12}$	$v_{L12} T / L$	$v_{L12} T(0.5 - ) / L$	$v_{L12} T(1 - ) / L$	$v_{L12} T( - 0.5) / L$

なお、 $L_{11}$  のインダクタンス =  $L_{12}$  のインダクタンス =  $L$  とする

$v_{L11}$ 、 $v_{L12}$ の基本式

図 7、図 8 から各動作モードにおいて  $v_{L11}$ 、 $v_{L12}$ の基本式が表 3 のように導出されます。

表 3  $v_{L11}$ 、 $v_{L12}$ の基本式

		Mode1	Mode3	Mode2 と Mode4
< 0.5 の時	$v_{L11}$	$V_{in} - v_1$	$V_{in} - V_{out} - v_1$	$V_{in} - V_{out} - v_1$
	$v_{L12}$	$V_{in} - V_{out} - v_2$	$V_{in} - v_2$	$V_{in} - V_{out} - v_2$
> 0.5 の時	$v_{L11}$	$V_{in} - v_1$	$V_{in} - V_{out} - v_1$	$V_{in} - v_1$
	$v_{L12}$	$V_{in} - V_{out} - v_2$	$V_{in} - v_2$	$V_{in} - v_2$

$v_2 = -v_1$  を代入し、表 3 から表 4 を得ます。

表4 v<sub>L11</sub>、v<sub>L12</sub>の基本式 (v<sub>2</sub>を消去)

		Mode1	Mode3	Mode2 と Mode4
< 0.5 の時	v <sub>L11</sub>	V <sub>in</sub> - v <sub>1</sub>	V <sub>in</sub> - V <sub>out</sub> - v <sub>1</sub>	V <sub>in</sub> - V <sub>out</sub> - v <sub>1</sub>
	v <sub>L12</sub>	V <sub>in</sub> - V <sub>out</sub> + v <sub>1</sub>	V <sub>in</sub> + v <sub>1</sub>	V <sub>in</sub> - V <sub>out</sub> + v <sub>1</sub>
> 0.5 の時	v <sub>L11</sub>	V <sub>in</sub> - v <sub>1</sub>	V <sub>in</sub> - V <sub>out</sub> - v <sub>1</sub>	V <sub>in</sub> - v <sub>1</sub>
	v <sub>L12</sub>	V <sub>in</sub> - V <sub>out</sub> + v <sub>1</sub>	V <sub>in</sub> + v <sub>1</sub>	V <sub>in</sub> + v <sub>1</sub>

v<sub>1</sub>、v<sub>L11</sub>、v<sub>L12</sub>の計算

上記の表から v<sub>1</sub>、v<sub>L11</sub>、v<sub>L12</sub>の値を計算することができます。

< 0.5にて Mode1の時

表2の i<sub>L11</sub>、i<sub>L12</sub>、i<sub>m</sub>を(2)式に代入し、

$$v_1 T / L_m = v_{L11} T / L - v_{L12} T / L$$

よって、 $v_1 / L_m = (v_{L11} - v_{L12}) / L \dots (3)$

表4の v<sub>L11</sub>と v<sub>L12</sub>を(3)式に代入し、

$$v_1 / L_m = ((V_{in} - v_1) - (V_{in} - V_{out} + v_1)) / L$$

よって、 $v_1 / L_m = (V_{out} - 2v_1) / L$

$$v_1 / L_m + 2v_1 / L = V_{out} / L$$

$$v_1 (1 / L_m + 2 / L) = V_{out} / L$$

$$\text{よって、} v_1 = \frac{L_m}{L + 2L_m} V_{out} = \frac{L_m}{L + 2L_m} \frac{1}{1 - a} V_{in} \dots (4)$$

(4)式を表4に代入し、

$$v_{L11} = V_{in} - v_1 = V_{in} - \frac{L_m}{L + 2L_m} V_{out} = (1 - \frac{L_m}{L + 2L_m} \frac{1}{1 - a}) V_{in}$$

$$\begin{aligned} v_{L12} &= V_{in} - V_{out} + v_1 = V_{in} - V_{out} + \frac{L_m}{L + 2L_m} V_{out} = V_{in} + (\frac{L_m}{L + 2L_m} - 1) \frac{1}{1 - a} V_{in} \\ &= (1 - \frac{L + L_m}{L + 2L_m} \frac{1}{1 - a}) V_{in} \end{aligned}$$

< 0.5にて Mode3の時

Mode3の時は Mode1の時から Q<sub>1</sub>側と Q<sub>2</sub>側が入れ替わるだけであり、Mode1の時と同様にして以下の式が導出されます。

$$v_1 = - \frac{L_m}{L + 2L_m} V_{out} = - \frac{L_m}{L + 2L_m} \frac{1}{1 - a} V_{in}$$

$$v_{L11} = (1 - \frac{L + L_m}{L + 2L_m} \frac{1}{1 - a}) V_{in}$$

$$v_{L12} = (1 - \frac{L_m}{L + 2L_m} \frac{1}{1 - a}) V_{in}$$

< 0.5 にて Mode2 の時および Mode4 の時

表 4 から

$$v_{L11} = V_{in} - V_{out} - v_1$$

$$v_{L12} = V_{in} - V_{out} + v_1$$

よって、 $v_{L11} + v_{L12} = 2(V_{in} - V_{out})$

回路の対称性から  $v_{L11} = v_{L12}$  なので、

$$v_{L11} = v_{L12} = V_{in} - V_{out} = V_{in} - \frac{1}{1-a} V_{in} = -\frac{a}{1-a} V_{in}$$

$$v_1 = v_2 = 0$$

> 0.5 の時も同様にして計算できます。結果を表 5 にまとめます。結局 Mode1 と Mode3 の時の値は < 0.5 でも > 0.5 でも同じ式となります。

表 5 各動作モードにおいて  $v_{L11}$ 、 $v_{L12}$  を与える式

( < 0.5 の時 )

	Mode1	Mode3	Mode2 と Mode4
$v_1$	$\frac{L_m}{L+2L_m} \frac{1}{1-a} V_{in}$	$-\frac{L_m}{L+2L_m} \frac{1}{1-a} V_{in}$	0
$v_{L11}$	$(1 - \frac{L_m}{L+2L_m} \frac{1}{1-a}) V_{in}$	$(1 - \frac{L+L_m}{L+2L_m} \frac{1}{1-a}) V_{in}$	$-\frac{a}{1-a} V_{in}$
$v_{L12}$	$(1 - \frac{L+L_m}{L+2L_m} \frac{1}{1-a}) V_{in}$	$(1 - \frac{L_m}{L+2L_m} \frac{1}{1-a}) V_{in}$	$-\frac{a}{1-a} V_{in}$

( > 0.5 の時 )

	Mode1	Mode3	Mode2 と Mode4
$v_1$	$\frac{L_m}{L+2L_m} \frac{1}{1-a} V_{in}$	$-\frac{L_m}{L+2L_m} \frac{1}{1-a} V_{in}$	0
$v_{L11}$	$(1 - \frac{L_m}{L+2L_m} \frac{1}{1-a}) V_{in}$	$(1 - \frac{L+L_m}{L+2L_m} \frac{1}{1-a}) V_{in}$	$V_{in}$
$v_{L12}$	$(1 - \frac{L+L_m}{L+2L_m} \frac{1}{1-a}) V_{in}$	$(1 - \frac{L_m}{L+2L_m} \frac{1}{1-a}) V_{in}$	$V_{in}$

( = 0.5 の時は < 0.5、 > 0.5 どちらの式を使っても OK )

$i_m$ 、 $i_{L11}$ 、 $i_{L12}$  の計算

以上  $v_1$ 、 $v_{L11}$ 、 $v_{L12}$  の全ての動作モードの値が計算できたのでリアクトルの公式<sup>[7]</sup>  $I = V \cdot T / L$  に代入して  $i_m$ 、 $i_{L11}$ 、 $i_{L12}$  が導出されます。

例えば、< 0.5 で Mode1 の時は、

$$v_1 = \frac{L_m}{L+2L_m} \frac{1}{1-a} V_{in}$$

$$T (\text{Mode1 の継続時間}) = T$$

よって、

$$i_m = v_{1T} / L_m = \frac{L_m}{L + 2L_m} \frac{1}{1-a} V_{inT} \quad / L_m = \frac{1}{L + 2L_m} \frac{1}{1-a} V_{inT}$$

全ての計算結果を表6に示します。

表6 各動作モードにおいて  $i_m$ 、 $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$  を与える式  
(  $< 0.5$  の時 )

	Mode1	Mode3	Mode2 と Mode4
$i_m$	$\frac{1}{L + 2L_m} \frac{1}{1-a} V_{inT}$	$-\frac{1}{L + 2L_m} \frac{1}{1-a} V_{inT}$	0
$i_{L1}$	$(1 - \frac{L_m}{L + 2L_m} \frac{1}{1-a}) V_{inT} / L$	$(1 - \frac{L + L_m}{L + 2L_m} \frac{1}{1-a}) V_{inT} / L$	$-\frac{a}{1-a} V_{inT}(0.5 - ) / L$
$i_{L2}$	$(1 - \frac{L + L_m}{L + 2L_m} \frac{1}{1-a}) V_{inT} / L$	$(1 - \frac{L_m}{L + 2L_m} \frac{1}{1-a}) V_{inT} / L$	$-\frac{a}{1-a} V_{inT}(0.5 - ) / L$

(  $> 0.5$  の時 )

	Mode1	Mode3	Mode2 と Mode4
$i_m$	$\frac{1}{L + 2L_m} \frac{1}{1-a} V_{inT}(1 - )$	$-\frac{1}{L + 2L_m} \frac{1}{1-a} V_{inT}(1 - )$	0
$i_{L1}$	$(1 - \frac{L_m}{L + 2L_m} \frac{1}{1-a}) V_{inT}(1 - ) / L$	$(1 - \frac{L + L_m}{L + 2L_m} \frac{1}{1-a}) V_{inT}(1 - ) / L$	$V_{inT}( - 0.5) / L$
$i_{L2}$	$(1 - \frac{L + L_m}{L + 2L_m} \frac{1}{1-a}) V_{inT}(1 - ) / L$	$(1 - \frac{L_m}{L + 2L_m} \frac{1}{1-a}) V_{inT}(1 - ) / L$	$V_{inT}( - 0.5) / L$

(  $= 0.5$  の時は  $< 0.5$ 、 $> 0.5$  どちらの式を使っても OK )

### 平均値の加算

各電流の平均値は次の式で与えられます。

$$i_{L1} \text{ の平均値} = i_{L2} \text{ の平均値} = I_{out} / 2$$

$$i_m \text{ の平均値} = 0$$

表6の  $i_m$ 、 $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$  に平均値を加算することにより  $i_m$ 、 $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$  の波形が求められます。漏れインダクタンス  $L$  と励磁インダクタンス  $L_m$  は容易に実測できるので、この手順にて  $i_m$ 、 $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$  の波形を正確に推定することができます。

### 実験確認

通流率  $\alpha$  を 0.2 ~ 0.8 に変化させた時の  $v_{L1}$  と  $i_{L1}$  の計算結果と実測結果を 10 頁 ~ 12 頁に添付します。( 平地研究室専攻科 2 年生谷口慶介のレポートによる。電圧と電流の記号および  $L$  の位置は図 7 と異なっている。) なお、漏れインダクタンスの電圧は実測することはできないので、この実験では漏れインダクタンスのかわりに外付けリアクトル ( 470  $\mu$ H ) を用い、その電圧を測定しています。変圧器 TR はリングコアに 2 つの巻線をバイファイラ巻きとして漏れインダクタンスが充分小さい状態としています。  $L_m$  は 570  $\mu$ H です。



### 磁気結合によるリアクトルの小型化効果についての若干の考察

前述のように、通流率  $\beta$  を 0.5 で固定して使用する場合、磁気結合させたリアクトルは通常の変圧器と全く同じ動作をします。その場合は純粹に電圧と電流の等しいリアクトルと変圧器の寸法比較となります。電圧が等しいので鉄心断面積とターン数が同じなら  $B$  は等しくなります。電流が等しいので巻線の線径も同じです。よって、磁気結合の有無による差は直流励磁の有無だけとなり、直流磁束が消滅する磁気結合ありの方が小型となります。また、磁気結合なしでは鉄心が 2 つ必要ですが、磁気結合ありでは鉄心が 1 つで OK なので全体として小型になります。

よって、 $\beta = 0.5$  固定の場合は磁気結合ありの方が確実に小型化できますが、小型化の程度は鉄心の材質や動作周波数に影響されます。例えば鉄系の鉄心で高い周波数で使用する場合は鉄心断面積は飽和磁束密度  $B_{sat}$  ではなく  $B$  で決まります。その場合は小型化の程度はあまり大きくないでしょう。

また、実際には通流率を 0.5 固定で使用するような用途はあまりなく、ほとんどの場合は  $\beta = 0.5$  を含む動作条件で使用するようになるでしょう。その場合は大きな漏れインダクタンスが必要となり、また、 $i_m = i_{L1} - i_{L2}$  (2式より) なので励磁電流もある程度流す必要があります。漏れ磁束は特に周波数が高い場合は巻線の発熱など大きな悪影響があります。励磁電流を大きくするためには鉄心の磁気抵抗を大きくする必要があります。よって、磁気結合によるリアクトル小型化は全ての場合に実現できるのではなく、条件次第で不可となる場合もあるでしょう。

### 参考文献

- [1] 川島崇宏、船曳繁之、山本真義、他、「マルチフェーズ方式トランスリンク形昇圧チョッパ回路における結合インダクタの特性解析と評価」、パワーエレクトロニクス学会誌、Vol.35, JIPE-35-14, (2010)
- [2] 高田悠生、清水敏久、「磁気結合型 PFC コンバータの電流制御特性に関する考察」、電気学会半導体電力変換研究会、SPC-11-45, (2011)
- [3] 今岡淳、山本真義、川島崇宏、「結合インダクタを用いた車載用昇圧チョッパ回路の特性解析と設計」、パワーエレクトロニクス学会誌、Vol.39, JIPE-39-07, (2014)
- [4] 平地克也、「チョッパ回路の考え方」、平地研究室技術メモ No.20060918
- [5] 平地克也、「昇圧チョッパはなぜ「昇圧」できるのか?」、平地研究室技術メモ No.20080214
- [6] 谷口慶介、平地克也、「インターリーブ方式昇圧チョッパ回路の電圧・電流計算式の検討」、平成 26 年電気学会産業応用部門大会、第 1 分冊、p.Y-5, (2014)
- [7] 平地克也、「リアクトル電流の考え方」、平地研究室技術メモ No. 20080207

以上

導出した電圧・電流計算式と実測値の比較

舞鶴高専 平地研究室 谷口慶介

今回計算式を導出した回路は Fig. 1 のようなインターリーブ方式昇圧チョッパ回路である．この回路の  $i_{L1}$  ,  $v_{L1}$  を計算によって導出し excel を用いてグラフにしたものと，実際にオシロスコープで観測した波形とを比較した．結果を Fig. 2 に示す．

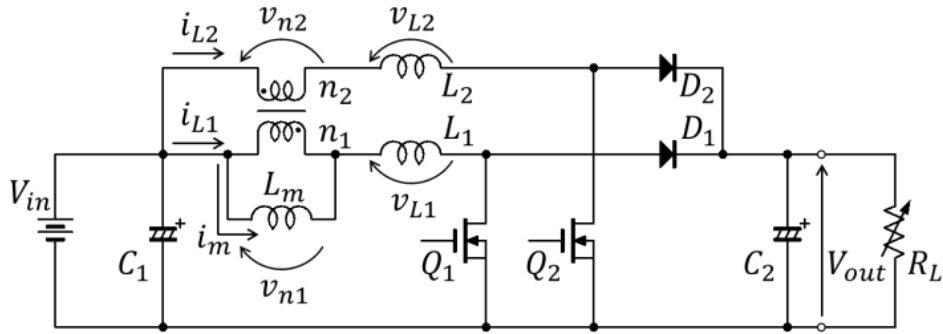
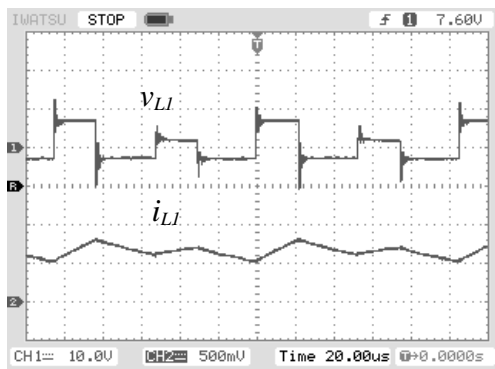
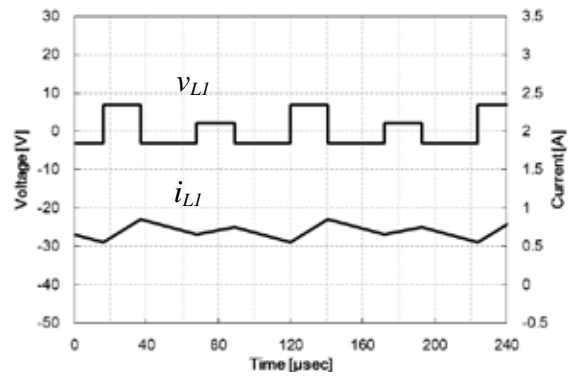


Fig. 1 Interleaved boost chopper circuit

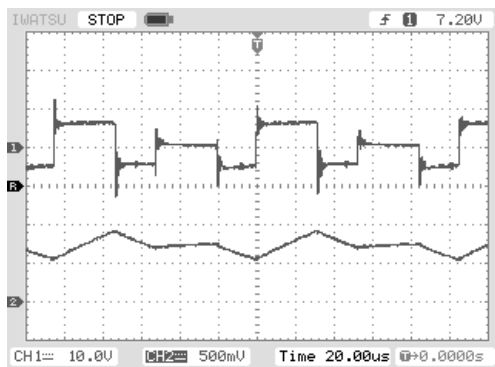


Measured waveforms

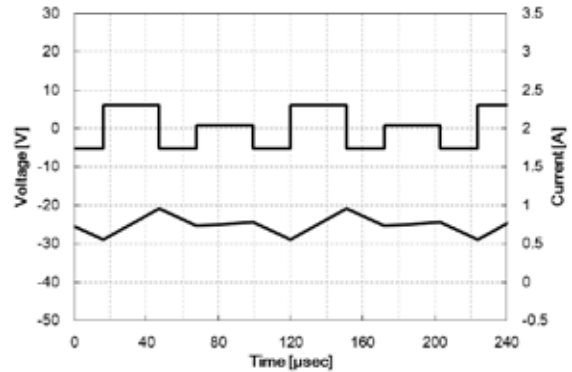


Theoretical waveforms

$\alpha = 0.2$

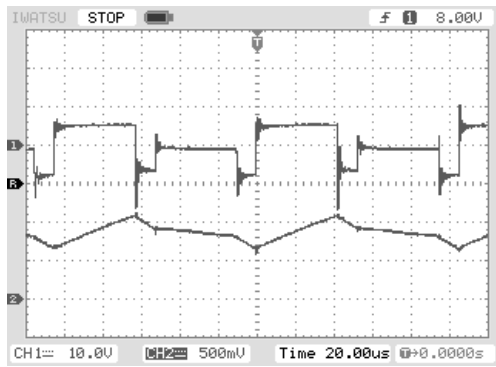


Measured waveforms

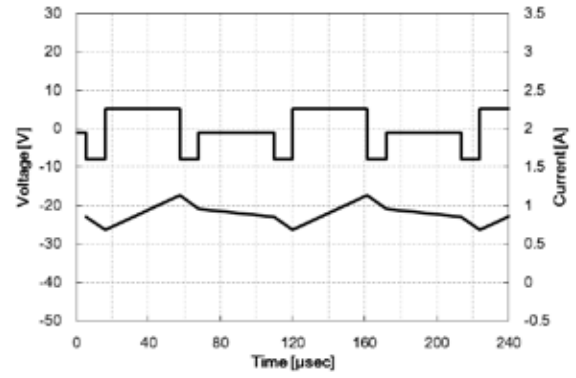


Theoretical waveforms

$\alpha = 0.3$

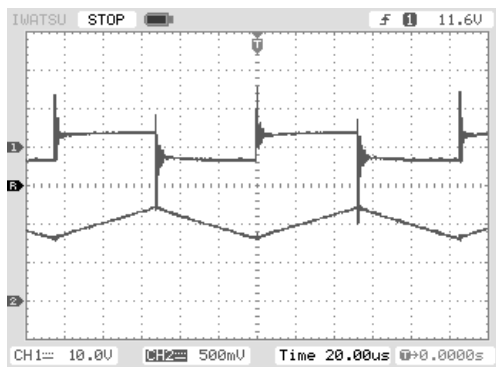


Measured waveforms

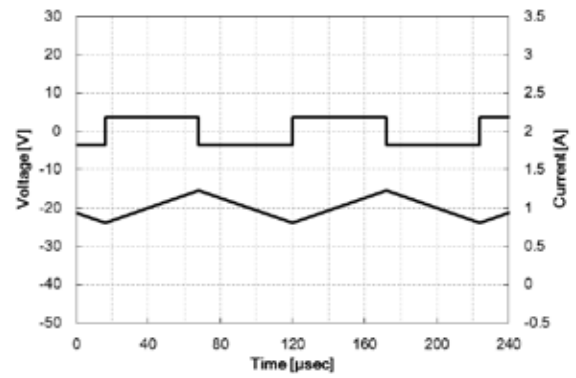


Theoretical waveforms

$\alpha = 0.4$

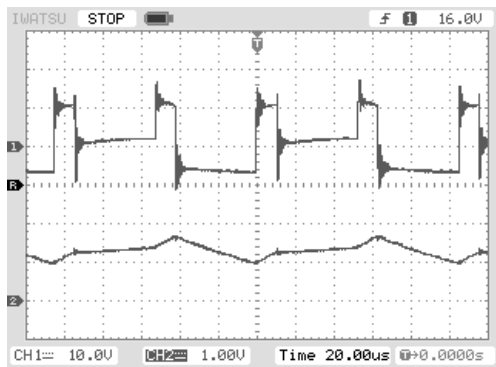


Measured waveforms

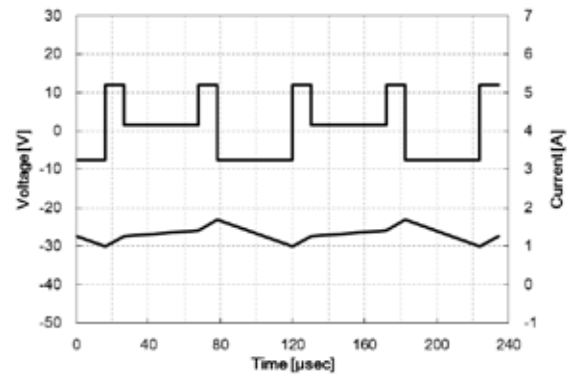


Theoretical waveforms

$\alpha = 0.5$



Measured waveforms

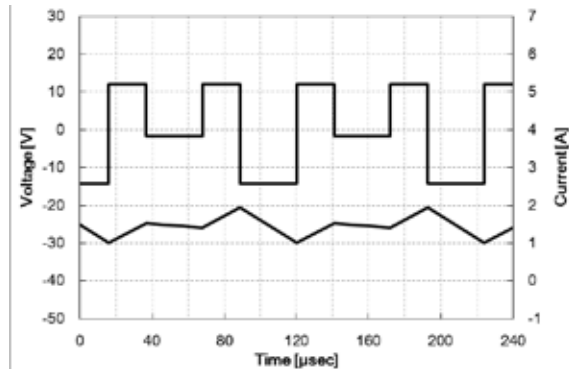


Theoretical waveforms

$\alpha = 0.6$

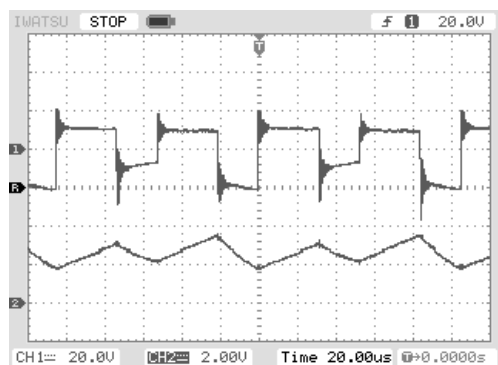


Measured waveforms

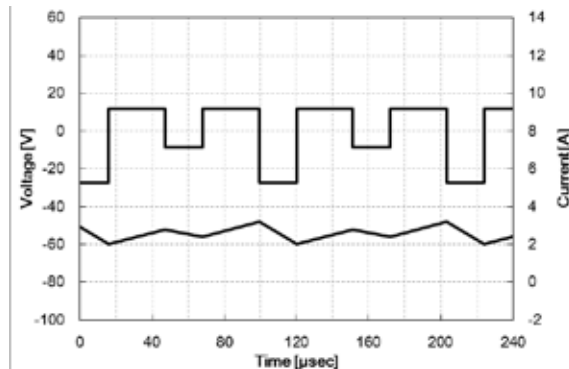


Theoretical waveforms

$\alpha = 0.7$



Measured waveforms



Theoretical waveforms

$\alpha = 0.8$

Fig. 2 Comparison of waveforms

Fig. 2 より、実測波形と導出した計算式から求めた波形がおおよそ一致していることから、導出した式の妥当性が確認できた。デューティ比  $\alpha = 0.8$  のとき、実測波形と理論波形に誤差がみられるのは、回路の損失が大きいためと思われる。