平地研究室技術メモ No.20180105

磁気結合付き 4 相インターリーブ降圧チョッパの 48V→12V 動作

（読んでほしい人：パワエレ技術者）

2018/1/5 舞鶴高専 平地克也

【あらまし】 近年、容量の大きなチョッパ回路の分野で、磁気結合を有する多相インターリーブ方式が広く研究されています。この方式では相数に応じて最適動作点が存在し、2 相ではスイッチ素子の通流率 0.5 が最適動作点であり、リアクトルとコンデンサのリプル電流をほとんど 0A に抑制することができます。4 相では通流率 0.25 が最適動作点の 1 つであり、例えば 48V を 12V に降圧する場合は 4 相インターリーブ方式を採用すると装置の小型化と効率の向上が期待できます。したがって、近年自動車業界で注目されている 48V マイルドハイブリッドシステムでは、4 相インターリーブが有力な回路方式となります。本技術メモでは、磁気結合付き 4 相インターリーブ降圧チョッパの最適動作点でのリプル電流抑制の原理を説明し、シミュレーションと実験での確認結果を紹介します。

■48V マイルドハイブリッドシステムと 4 相インターリーブチョッパ回路

自動車の世界では、近年 48V マイルドハイブリッドシステムが注目されています。このシステムでは図１に示すように、パワーアシスト用のモータなど大きな電力を消費する装置は 48V 系の電力システムで動作し、通常の電装品は 12V 系の電力システムで動作します。したがって、48V 系と 12V 系の双方向の電力変換が必要となります。モータは発電機を兼用しており、48V と 12V の電池を充電します。したがって、48V を降圧して 12V に変換する降圧動作が重要です。

大容量のチョッパ回路では、コンデンサとリアクトルの小型軽量化のために 2 つ以上の回路を電気的に結合させて動作させるインターリーブ方式が注目されており、これまでに沢山の論文が発表されています（例えば文献[1～4]）。48V マイルドハイブリッドシステムを採用した新しい自動車では、例えば文献[5]で紹介されているように、4 相インターリーブ方式が採用されているようです。平地研究室技術メモでは既に 2 相インターリーブ昇圧チョッパについて詳しく説明していますが[6]、本技術メモでは 4 相インターリーブ降圧チョッパについて詳しく検討します。

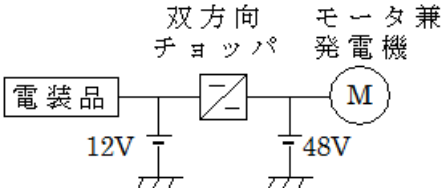


図１　48V マイルドハイブリッドシステム

■2 相インターリーブ降圧チョッパ

4 相インターリーブ降圧チョッパについて検討する前に、まず磁気結合を有する 2 相インターリーブ降圧チョッパを検討します。図２に回路構成を示します。n_1 巻線と n_2 巻線は逆極性に磁気結合されており変圧器 TR を構成しています。i_1 電流と i_2 電流が平衡しておれば、変圧器の直流磁束は抑制されます。Q_1 と Q_2 は 180 度の位相差を持って ON/OFF します。出力電圧 Vout は通常の降圧チョッパと同様に次の式で与えられます。なお、α は Q_1 と Q_2 の通流率です。

$Vout = Vin\,\alpha$　‥‥(1)

$\alpha = 0.5$ の時は次の式が成立します。

$Vout = Vin \times 0.5$　　よって、　　$Vin = 2Vout$　‥‥(2)

Q_1 が ON、Q_2 が OFF の時：　$v_1 = Vin - Vout = Vout$　　$v_2 = -Vout$　‥‥(3)

Q_1 が OFF、Q_2 が ON の時：　$v_1 = -Vout$　　$v_2 = Vin - Vout = Vout$　‥‥(4)

(3)式と(4)式を回路図で表すと図３となります。(a)のときは変圧器の 1 次電圧(v_1)と 2 次電圧($-v_2$)は共に Vout、(b)のときは共に－Vout です。したがって、1 次電圧と 2 次電圧は常に等しく、通常の変圧器と同じ動作となっています。

しかし、通流率が 0.5 以外の時は通常の変圧器の動作を逸脱します。例えば通流率が 0.5 より大きいときは Q_1 と Q_2 がともに ON となる動作モードが発生します。そのときは次の式が成立します。

$v_1 = Vin - Vout = Vin - Vin\,\alpha = Vin\,(1-\alpha)$

$v_2 = Vin - Vout = Vin - Vin\,\alpha = Vin\,(1-\alpha)$

この状態を回路図で表すと図４となります。変圧器の 1 次と 2 次には逆極性の電圧が印加されているので、通常の変圧器なら瞬時に大電流が流れて回路は破損します。通流率が 0.5 より小さい時は Q_1 と Q_2 がともに OFF となる動作モードが生じ、やはり同様の現象が発生します。

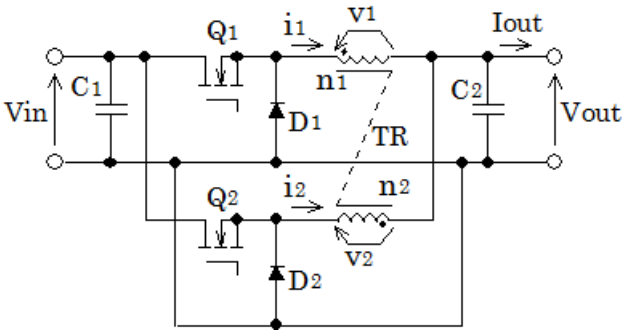
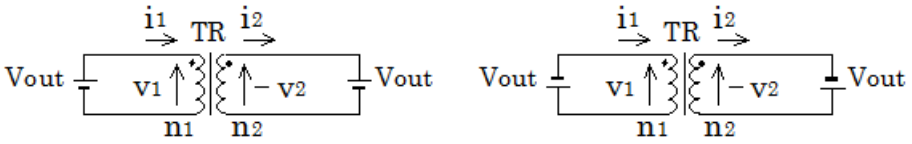


図２　2 相インターリーブ降圧チョッパ



(a) Q_1 が ON、Q_2 が OFF の時　　(b) Q_1 が OFF、Q_2 が ON の時

図３　変圧器 TR1 の動作

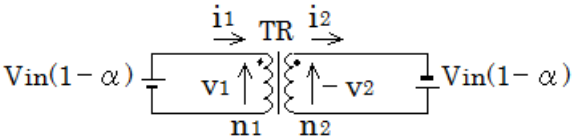


図４　Q_1 と Q_2 が同時に ON したとき

図３(a)（α＝0.5 で Q_1 が ON、Q_2 が OFF）のときの動作を変圧器の等価回路を用いて示した回路図を図５(a)に示します。TR’は理想変圧器、L_1 と L_2 は漏れインダクタンス、Lm は励磁インダクタンスです。2 次側の値を 1 次側に換算して理想変圧器を省略した図を(b)に示します。なお、変圧器 TR の変圧比は 1:1 なので、1 次側に換算しても値は同じです。励磁インダクタンス Lm が充分大きく、励磁電流 i_m が無視できる場合は次の式が成立します。

$v_1 = -v_2 = V_{out}$　　したがって、　　$v_{L1} = v_{L2} = 0$

したがって、Q_1 が ON、Q2 が OFF の時は L_1 電圧と L_2 電圧はともに 0 であり、その電流 i_1 と i_2 は変化しません。

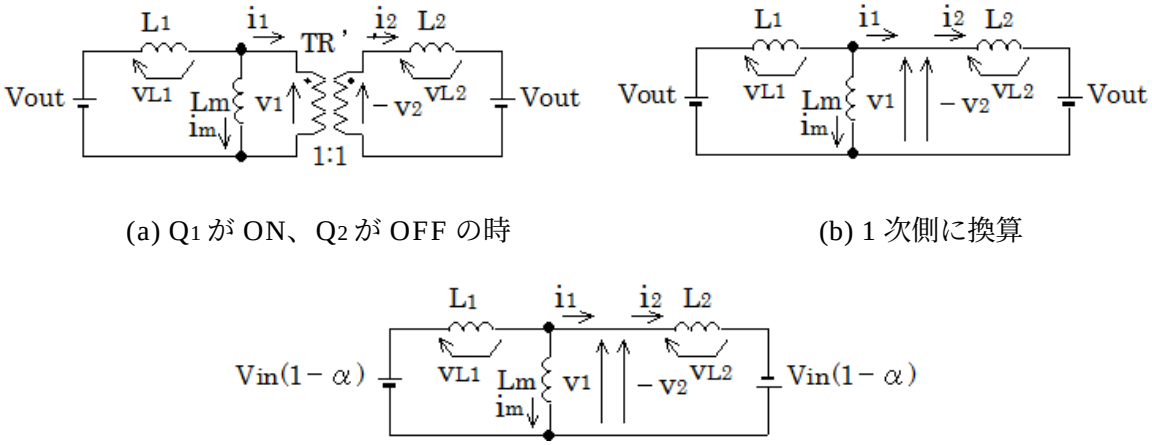
一方、α＞0.5 で、Q_1 と Q_2 が同時に ON したとき（図４）を変圧器の等価回路を用いて表すと図５(c)となり、次の式が成立します。

$v_{L1} + v_{L2} = 2V_{in}(1-\alpha)$　　したがって、$L_1 = L_2$ なら、　　$v_{L1} = v_{L2} = V_{in}(1-\alpha)$

Q_1 と Q_2 が同時 ON の期間をΔT、その期間の i_1 と i_2 の変化をΔI とし、$L_1 = L_2 = L$ とすると次の式が成立します。

$\Delta I = (1/L)V_{in}(1-\alpha)\Delta T$　‥‥(5)

したがって、漏れインダクタンス L が小さいと i_1 と i_2 はΔT の間に大きく増加し、回路は破損します。α＜0.5 で、Q1 と Q2 が同時 OFF の場合も同様の現象が発生します。



(a) Q_1 が ON、Q_2 が OFF の時　　(b) 1 次側に換算

(c) Q_1 と Q_2 が同時に ON したとき

図５　変圧器 TR の等価回路

磁気結合を有する 2 相インターリーブ降圧チョッパの動作をまとめると次のようになります。

＜スイッチ素子 Q_1 と Q_2 の通流率が 0.5 の時＞

常に変圧器の 1 次電圧＝2 次電圧であり、漏れインダクタンスに電圧は印加されず、変圧器の 1 次電流と 2 次電流は一定である。よって、巻線に高周波のリプル電流は発生しない。

＜スイッチ素子 Q_1 と Q_2 の通流率が 0.5 以外の時＞

変圧器の 1 次電圧≠2 次電圧のため、漏れインダクタンスに電圧が印加され、電流が増加する。過大な電流を抑制するために漏れインダクタンスを大きな値に設定する必要がある。巻線電流には高周波のリプル成分が発生し、高周波銅損が発生する。

■4 相インターリーブ降圧チョッパ

磁気結合付き 4 相インターリーブ降圧チョッパの回路構成を図６に示します。磁気結合にはいろんな方法がありますが、ここでは 2 相ずつを 4 つのトランス $TR_{1\sim4}$ で磁気結合させる方法を検討します。$Q_{1\sim4}$ はそれぞれ 90 度の位相差を持って ON/OFF します。出力電圧 Vout は式(1)で与えられ、Vin＝48V、Vout＝12V の場合はα＝0.25 となります。この場合の $Q_{1\sim4}$ の ON/OFF と動作モード番号を図７に示します。

2 相インターリーブでは、前記のようにα＝0.5 の時は変圧器 TR の 1 次電圧と 2 次電圧は常に等しく、漏れインダクタンスに電圧は印加されず、巻線電流にリプル成分は発生しませんでした。動作の類似性から、4 相インターリーブではα＝0.25 の時は変圧器 TR の 1 次電圧と 2 次電圧が常に等しく、リプル電流なしが実現されることが推定されます。

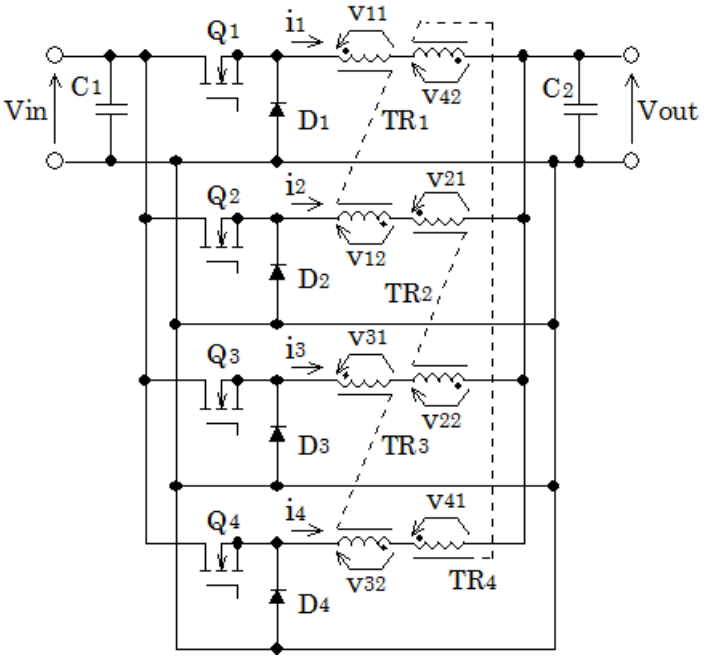


図６　磁気結合付き 4 相インターリーブ降圧チョッパ

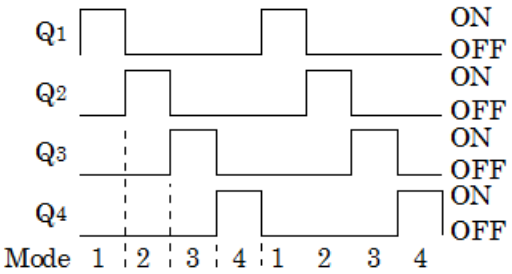


図７　通流率α＝0.25 のときの動作モード

α＝0.25 の時、Mode1 では Q_1 のみ ON しているので次の式が成立します。

$v_{11}+v_{42}=Vin-Vout=3Vout$

$v_{12}+v_{21}=-Vout$

$v_{31}+v_{22}=-V_{out}$

$v_{32}+v_{41}=-V_{out}$

同様にして、Mode1～4 で表１の式が成立します。表１および回路の対称性から、それぞれの巻線電圧は表２のように推定されます。表２から、変圧器 $TR_{1\sim4}$ の巻線はすべて「1 次電圧(v_{n1})＝2 次電圧($-v_{n2}$)」が成立していることが分かります。表２をグラフにすると図８となります。これが $TR_{1\sim4}$ の巻線電圧の理論波形です。

表１　各動作モードでの各相の変圧器巻線電圧の合計

	Mode1	Mode2	Mode3	Mode4
$v_{11}+v_{42}$	3Vout	－Vout	－Vout	－Vout
$v_{12}+v_{21}$	－Vout	3Vout	－Vout	－Vout
$v_{31}+v_{22}$	－Vout	－Vout	3Vout	－Vout
$v_{32}+v_{41}$	－Vout	－Vout	－Vout	3Vout

表２　変圧器のそれぞれの巻線電圧

		Mode1	Mode2	Mode3	Mode4
TR_1	v_{11}	＋1.5Vout	－1.5Vout	－0.5Vout	＋0.5Vout
	v_{12}	－1.5Vout	＋1.5Vout	＋0.5Vout	－0.5Vout
TR_2	v_{21}	＋0.5Vout	＋1.5Vout	－1.5Vout	－0.5Vout
	v_{22}	－0.5Vout	－1.5Vout	＋1.5Vout	＋0.5Vout
TR_3	v_{31}	－0.5Vout	＋0.5Vout	＋1.5Vout	－1.5Vout
	v_{32}	＋0.5Vout	－0.5Vout	－1.5Vout	＋1.5Vout
TR_4	v_{41}	－1.5Vout	－0.5Vout	＋0.5Vout	＋1.5Vout
	v_{42}	＋1.5Vout	＋0.5Vout	－0.5Vout	－1.5Vout

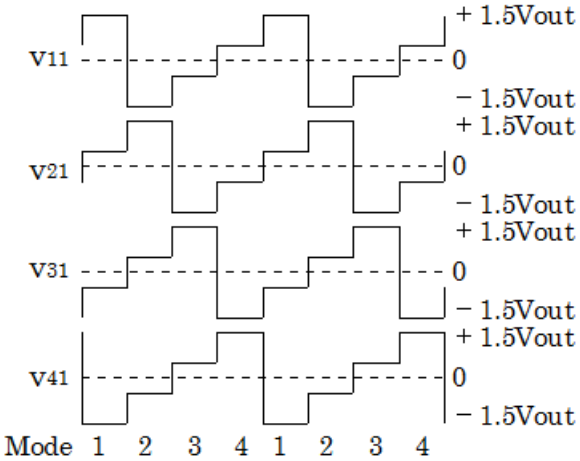
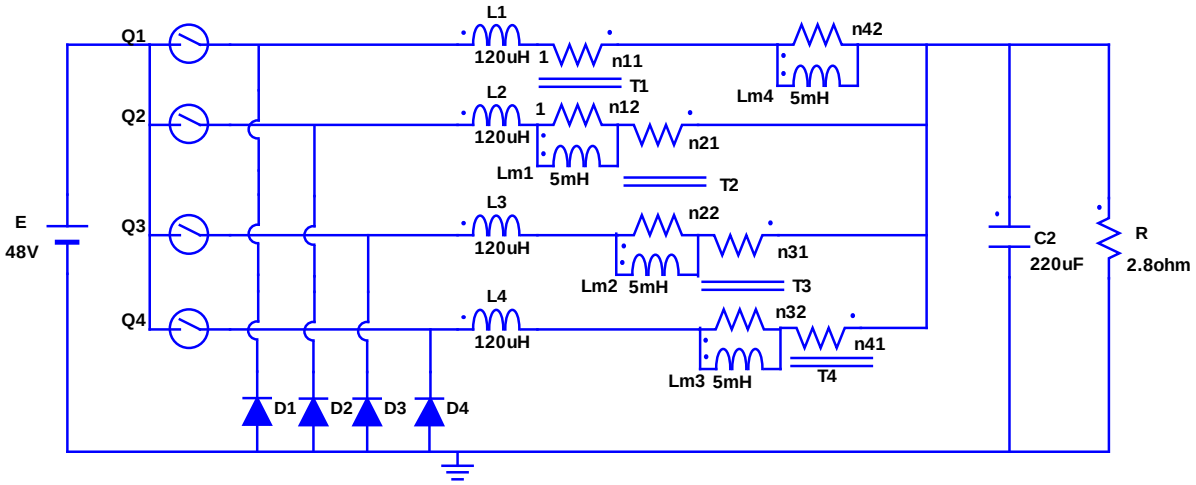


図８　変圧器巻線電圧の理論波形

■シミュレーションでの確認

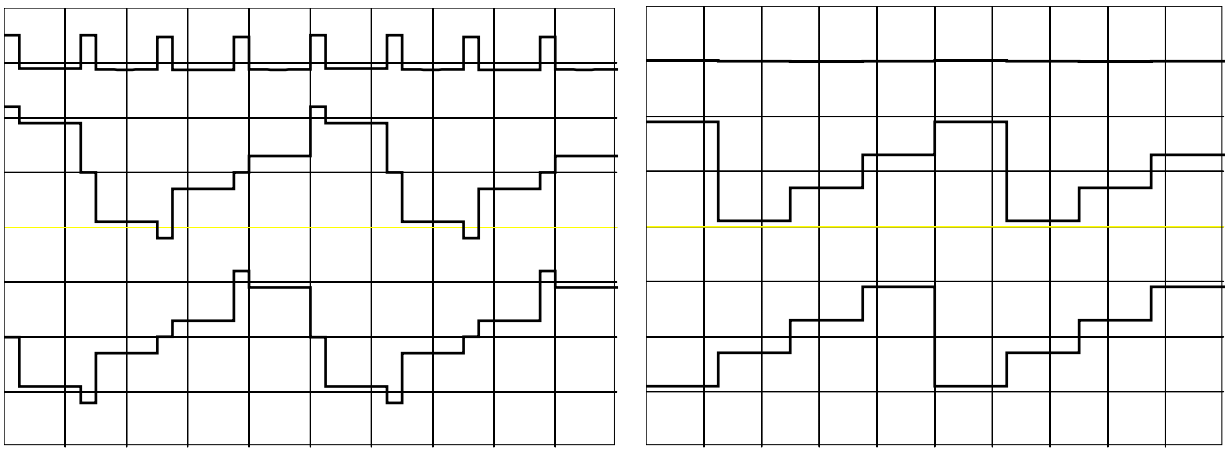
図９の回路でシミュレーションを行い、回路各部の電圧波形、電流波形を確認しました。$L_{1\sim4}$ は変圧器の漏れインダクタンス、$Lm_{1\sim4}$ は励磁インダクタンスです。値は後述する実験条件と一致させました。出力電流も後述する実験条件と一致させて、約 4A となるように負荷抵抗を定めています。

図１０に電圧波形、図１１に電流波形を示します。α＝0.25 時の波形の特徴をはっきり確認できるように、α＝0.3 でのシミュレーション結果と比較しています。α＝0.25 時の変圧器巻線 n_{41} の電圧、n_{11} の電圧はそれぞれ図８の理論値 v_{41}、v_{11} と同じ波形になっています。α＝0.25 では漏れインダクタンス L_1 にほとんど電圧が印加されてないことが分かります（図１０(b)上）。その結果 $L_{1\sim4}$ 電流波形にはほとんどリプルが見られません（図１１(b)）。わずかに見られるリプル電流は励磁電流の影響です。なお、$L_{1\sim4}$ 電流の平均値はすべて 1A ですが、波形の重なりを避けて GND レベルを 0.2A ずつずらせて表示しています。平滑コンデンサ C_2 のリプル電流はα＝0.25 ではほぼ 0A です。なお、平滑コンデンサのリプル電流は、α＝0.25 なら磁気結合なしでも 0A となります。



（α＝0.25 時は R＝2.8Ω、α＝0.3 時は R＝3.5Ω）

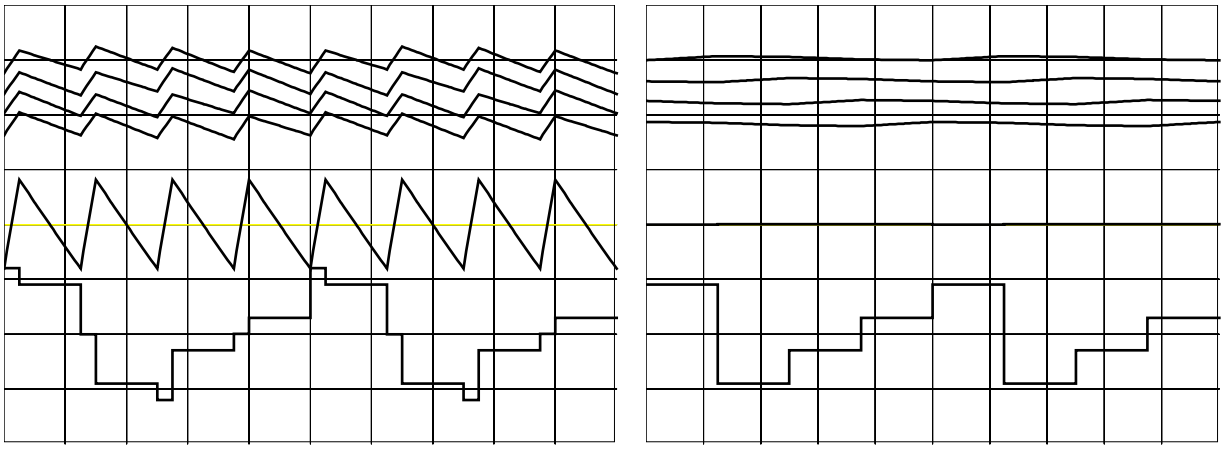
図９　シミュレーション回路（SCAT による）



(a)　α＝0.3　　(b)　α＝0.25

（上：L_1 電圧、中：n_{11} 電圧、下：n_{41} 電圧　すべて 20V/div、20μsec/div）

図１０　電圧波形の比較



(a) α＝0.3　　(b) α＝0.25

（上：L_1,L_2,L_3,L_4 電流、中：C_2 電流、下：n_{11} 電圧　電流はすべて 1A/div、20μsec/div）

図１１　電流波形の比較

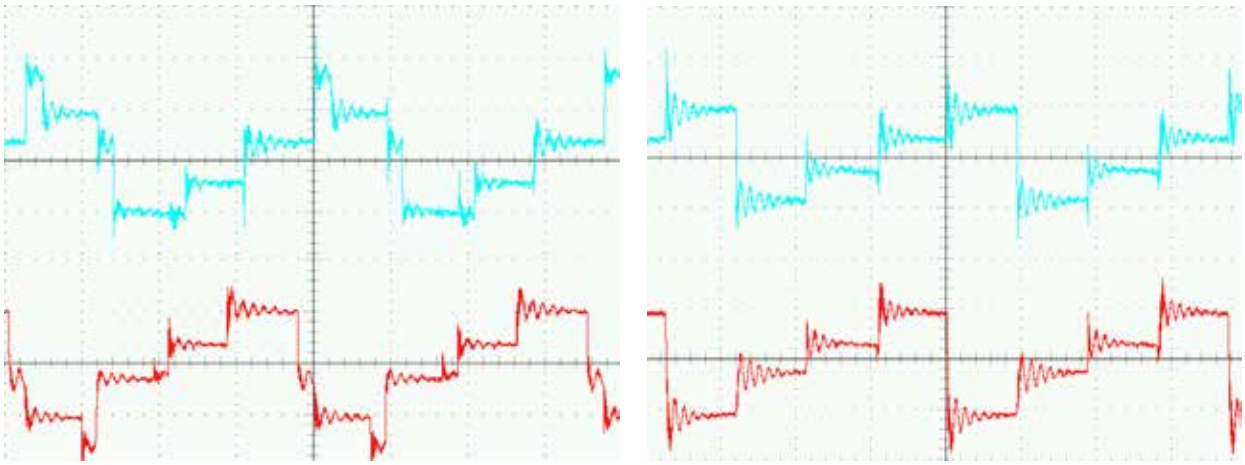
■試作器での確認

図６の回路の試作器にて、表３の条件で動作させ、波形確認を行いました。図１２に変圧器の巻線電圧波形を示します。α＝0.25 の時は図８の理論波形とほぼ同じ波形が得られています。図１３では漏れインダクタンスの電圧波形を確認するために、変圧器と直列に図９の $L_{1\sim4}$ の位置に 470μH のリアクトルを挿入してその電圧波形を測定しています。漏れインダクタンスの電圧波形を直接測定することはできませんが、リアクトルの外付けにより漏れインダクタンスの電圧波形に比例する電圧波形を測定することができます。α＝0.25 では漏れインダクタンスには電圧がほとんど印加されてないことが分かります。その結果、図１４(b)に示すように i_1,i_2 電流にはほとんどリプル成分が含まれません。α＝0.25 時は C2 電流のリプルも抑制されています。

表３　試作器での実験条件

入力電圧 Vin	48V
出力電圧 Vout（α＝0.25 時）	8.06V
出力電圧 Vout（α＝0.3 時）	12.81V
出力電流	4A
動作周波数	10kHz
励磁インダクタンス	5.0mH
漏れインダクタンス	120μH
コンデンサ C_1,C_2	220μF

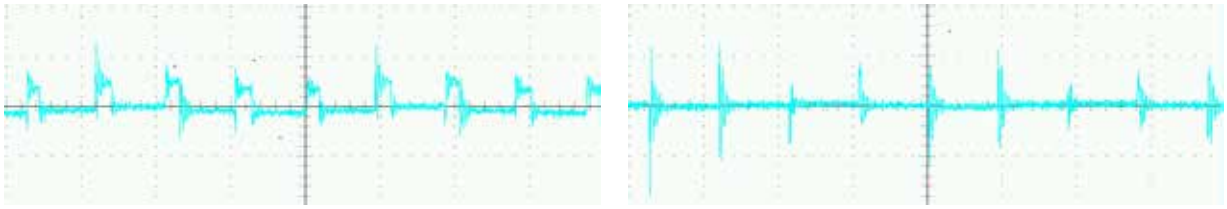
なお、本技術メモは平地研究室専攻科 1 年生曽我部祐貴が 2017/12/23 のパワーエレクトロニクス学会若手のための研究発表会ポスターセッションで発表した内容[7]を分かり易くまとめたものです。



(a) α＝0.3　　(b) α＝0.25

（上：n_{11} 電圧、下：n_{41} 電圧　共に 20V/div、25μsec/div）

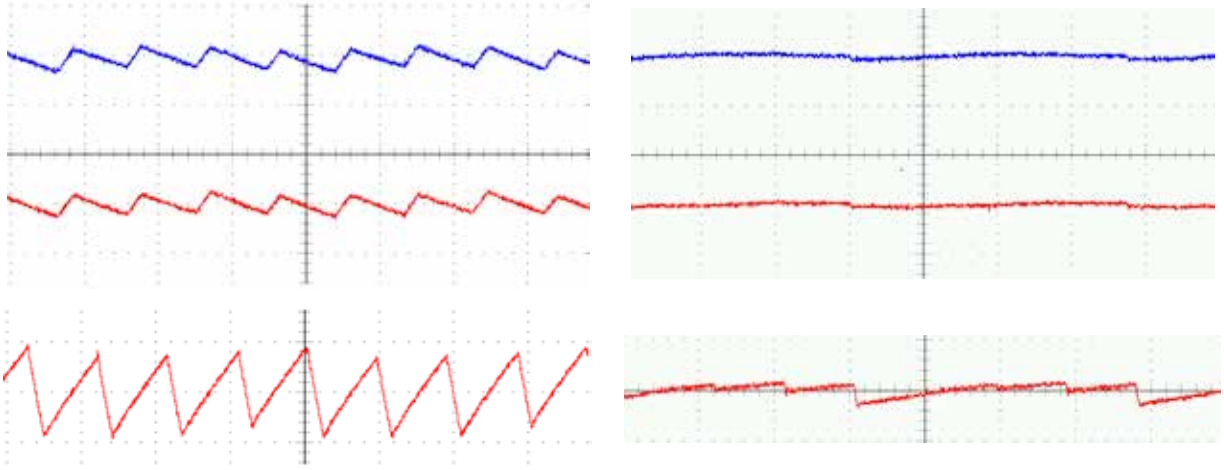
図１２　変圧器巻線電圧波形



(a) α＝0.3　　(b) α＝0.25

（20V/div、25μsec/div）

図１３　漏れインダクタンス L_1 の電圧に比例する電圧（外付けリアクトルの電圧を測定）



(a) α＝0.3　　(b) α＝0.25

（上から、i_1,i_2 電流、C_2 電流　すべて 1A/div、25μsec/div）

図１４　電流波形

■参考文献

[1] 川島崇宏、舩曳繁之、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] 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)

[5] 山本真義、「車載用パワーエレクトロニクスにおけるトランス・インダクタ設計の重要性」、月刊 EMC2017 年 12 月号,（No.356）

[6] 平地克也、「磁気結合を有するインターリーブ方式昇圧チョッパの動作の概要」、平地研究室技術メモ No.20140920, (2014)

[7] 曽我部祐貴、平地克也、「4 相インターリーブ降圧チョッパの動作解析」、パワーエレクトロニクス学会、第 221 回定例研究会、若手のための研究発表会講演予稿集、p.16, 2017

以上