

変形ハーフブリッジ形インバータにおける 自励発振回路の解析

清水 恵一*^{**}, 松尾 博文*

Analysis of a self-oscillator in the modified half-bridge type inverter

by

Keiichi SHIMIZU*^{**} and Hirofumi MATSUO*

In order to decrease input harmonic currents of switching converters, a combined circuit configuration that the switching converter circuit itself has the function of the input current active filter and output voltage regulator has been investigated. In this paper, a self-excited oscillator as a controller applied to this combined circuit for the electronic ballast of the fluorescent lamp with high frequency is analyzed. As a result, the relationship between the peak current and the conduction time interval of the switch device is clarified. This relationship is useful to reduce the input harmonic current effectively.

1. まえがき

数百Wまでのスイッチング電源、インバータなどの主スイッチ素子として、MOS-FETを用いることが一般的であるが、バイポーラトランジスタ（以下BJTと略す）は比較的高耐圧の素子においてもオン電圧が低い特徴があり、照明用のインバータにおいては採用される場合も多い。ところで、BJTは電流駆動素子であり、かつ高耐圧のスイッチング動作素子では電流増幅率 h_{FE} が特に低いため、大きな駆動電流を必要とする。駆動のための電力は概略駆動回路の電源電圧と駆動電流の積で決まるため、駆動回路の電源電圧が高い場合は装置の総合効率を低下させる。総合効率を高く保ち、駆動電力を低減するために、駆動電流を安定に維持した状態で、駆動回路の電源電圧を最小限にすることが求められる。最小限の駆動回路電圧で安定に駆動電流を得る方法として、カレントトランス（以下CTと略す）を用いる方法が知られている⁽¹⁾。CTの1次側をトランジスタのコレクタ電流の流れる枝路に接続し、2次側をベース-エミッタ間に接続することで、回路定数のバラツキやベース-エミッタ間電圧の温度特性などによって影響を受けることのない、巻数比によって決まるコレクタ電流に比例したベース電流を得ることが出来る。またこのとき、駆動回路の電源電圧は、主トランジスタのベース-エミッタ間順電圧に相当し、駆動電力を最小限とすることができる。

BJTを高速にスイッチングさせるためには、遮断時に逆方向にベース電流を流す駆動回路を設け、ベース領域に蓄積された過剰電荷を速やかに放出させる方法がとられる。ここで扱う自励発振回路は、可飽和特性のCTを用いた駆動回路を用いており、最小限の電力で安定に駆動電流を確保するとともに、遮断時には十分な逆方向ベース電流を流すことのできる特徴を持った駆動回路方式である。

また、この駆動方法を入力電流の高調波歪み低減機能を有する変形ハーフブリッジ形インバータ回路に適用した場合、スイッチ素子の動作電流に応じてスイッチのオン時間が変化することが、高調波低減に対して有効に働くことが分かっている⁽²⁾⁽³⁾。また、突入電流を抑制する効果にも関連するものと考えられる。

ここでは、まず、変形ハーフブリッジ形インバータにおける自励発振回路の動作を示し、続いて、解析の基礎となる自励発振回路のモデル化について述べる。次に、モデルに基づいた解析結果を示し実際の回路動作との比較検討を行う。さらに、自励発振と電源投入時の突入電流の関係についても言及する。

2. 自励発振回路とその概略動作

自励発振方式の駆動回路を使った変形ハーフブリッジ形インバータの基本回路を図1に示す。商用交流電圧源 E_{ac} と高調波ノイズフィルタ、ブリッジ形の全波整

平成12年10月27日受理

* 大学院生産科学研究科 (Graduate School of Science and Technology)

** 東芝ライテック株式会社 研究所 (Lamp and Lighting Laboratory, Toshiba Lighting & Technology Corp., Kanagawa)

流回路, ハーフブリッジ形インバータ部を形成するように接続された主スイッチ Q_1, Q_2 , キャパシタ C_1, C_2 およびリーケージ形のトランス T を介して接続された負荷から構成される。負荷は蛍光ランプであり, C_0 は予熱用のキャパシタである。通常のハーフブリッジインバータと異なり, キャパシタ C_1 は比較的大きなキャパシタンスを持ち商用周波成分に対して平滑作用を有するが, C_2 のキャパシタンスは極端に小さく選ばれており, 入力電流の高調波歪みを低減させることができる特徴がある。

駆動回路は, 2個の主スイッチ Q_1, Q_2 の接続点と負荷の間に直列にカレントトランス CT の1次巻線が接続され, 2個の2次巻線が Q_1, Q_2 のベースに正帰還がかかるようにそれぞれ接続されており, 自動発振動作を行う。 Q_1, Q_2 のベース・エミッタ間に接続されたダイオードと抵抗, CT の2次側に接続されたキャパシタは, カレントトランスの磁気飽和特性を利用して, 所要の動作周波数で適切な駆動電流が得られるように設定されており, 以下に具体的内容を記す。

図2に図1の自動発振インバータ回路のうち, Q_1, Q_2

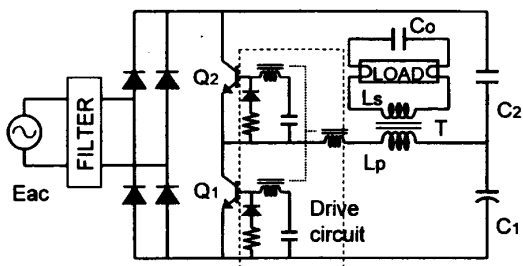


図1 変形ハーフブリッジ型インバータを用いた電子安定器回路

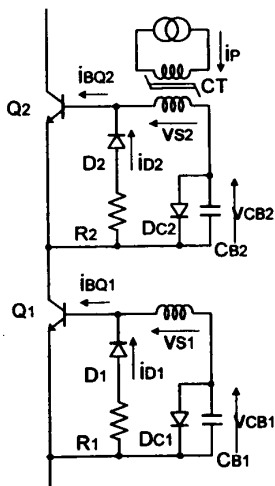


図2 可飽和CTを用いた自動発振回路

のベース回路部分を示す。 CT は可飽和特性を持たせたカレントトランスであり, 外形10mm内径5mm厚さ2.5mmのトロイダル形のフェライトコアを用いている。コア材質は, Mn-Zn系の通常のパワーフェライトであり, 初透磁率: 2500, 飽和磁束密度: 0.45T, コア損失: 1000kW/m³(@f=50kHz, Bm=0.4T)内外の材料特性を持っている。 C_{B1}, C_{B2} は CT の2次側に直列に接続されたキャパシタであり, 0.1 μ Fから1 μ F程度の容量である。これらのキャパシタは CT に対する負荷インピーダンスとして飽和のタイミングを決定するとともにトランジスタのベース-エミッタ間に逆バイアスがかかるための電圧源の役割を果たす。ベース-エミッタ間に並列に接続されたダイオード D_1 と抵抗 R_1 の直列回路はおよび D_2 と R_2 の直列回路は, 対応する主トランジスタがオフの期間にキャパシタに蓄積された電荷を放電し初期値にリセットする作用を持つ。 D_{C1} および D_{C2} は, それぞれ C_{B1}, C_{B2} と並列に接続され, リセットが進行して C_{B1}, C_{B2} の端子電圧がゼロを通過し逆転した時点で, それ以上端子電圧が上昇しないようにクランプする作用を持つ。なお, 実際の回路では, 主電源投入の際に一方のトランジスタを一時的にオンさせて自動発振動作を開始させる起動回路を設けている。

3. 可飽和トランスと自動発振回路のモデル化

自動発振回路を解析するに当たって, 可飽和カレントトランスと自動発振回路に対して以下の仮定を設ける。

- (1) D_1, D_2, D_{C1} および D_{C2} は, オン状態における順方向電圧がゼロ, オフ状態における漏れ電流がゼロ, オン-オフの遷移時間がゼロの理想ダイオードとする。
- (2) 主スイッチ Q_1, Q_2 には簡易化した電荷制御モデルを適用し, オン状態において過剰電荷 Q_s がベース領域に蓄積されていると考え, 逆方向ベース電流により Q_s が放出された時点でオフ状態に遷移すると考える。なお, オン状態における順方向電圧をゼロ, オフ状態において漏れ電流ゼロとする。
- (3) CT の磁心は, 図3に示すように, ヒステリシスが無く, 非飽和状態における透磁率が無限大, 磁束密度が B_s にて飽和する理想B-H特性のであると仮定する。すなわち CT は励磁インダクタンスが無限大, 漏れインダクタンスおよび飽和状態における残留インダクタンスはゼロの理想可飽和カレントトランスとみなす。
- (4) 主回路は, 共振状態に近い負荷が接続されているので, CT の1次側に流れる電流は振幅が I_p の正弦波電

流源とおく。

- (5) 2個の2次巻線の巻数は等しいと仮定し、1次、2次の巻数を N_1 、 N_2 とおく。

以上の仮定条件と実際の動作の観測結果から、図2の回路は、主スイッチ Q_1 、 Q_2 のベース-エミッタ接合、リセット回路のダイオード D_1 、 D_2 、クランプダイオード Dc_1 、 Dc_2 のオン/オフおよび可飽和カレントトランス CT の飽和/非飽和の組み合わせにより、表1に示す8つの動作状態をとる。また、これらの動作状態は、図4の(a)~(h)に示す等価回路で表される。なお、これらの等価回路は便宜上2組の2次回路を一括して一つの電流源に接続された状態で表現した。さらに、図5に模式的な動作波形を示す。

t0~t1: 状態1

(Q_1 : オン, D_1 : オフ, Dc_1 : オフ, Q_2 : オフ, D_2 : オン, Dc_2 : オフ, CT : 非飽和)

コアが非飽和の状態であって、 CT の1次に流れる電流に対応して、 CT 2次回路の Q_1 のベース-エミッタ接合に順電流が流れる期間を状態1とする。 Q_1 のベース-エミッタ間に並列接続されたリセット回路は D_1 に逆バイアスがかかるため切り離された状態にある。また、 Q_2 のベース-エミッタは逆バイアスがかかりオフ状態であり、リセット回路の D_2 は C_{B2} の電荷を放電するようにオン状態である。

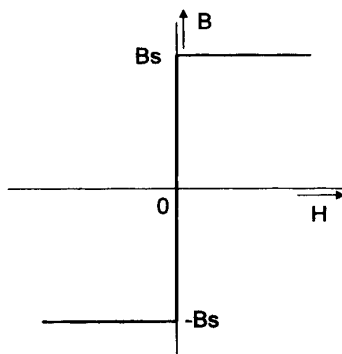


図3 理想化した可飽和トランス磁心のB-H特性

表1 自励発振回路の動作状態

State	Q_{1BE}	D_1	Dc_1	Q_{2BE}	D_2	Dc_2	CT
1	on	off	off	off	on	off	非飽和
2	on	off	off	off	on	on	非飽和
3	on	off	off	off	off	off	飽和
4	off	on	off	off	off	off	飽和
5	off	on	off	on	off	off	非飽和
6	off	on	on	on	off	off	非飽和
7	off	off	off	on	off	off	飽和
8	off	off	off	off	on	off	飽和

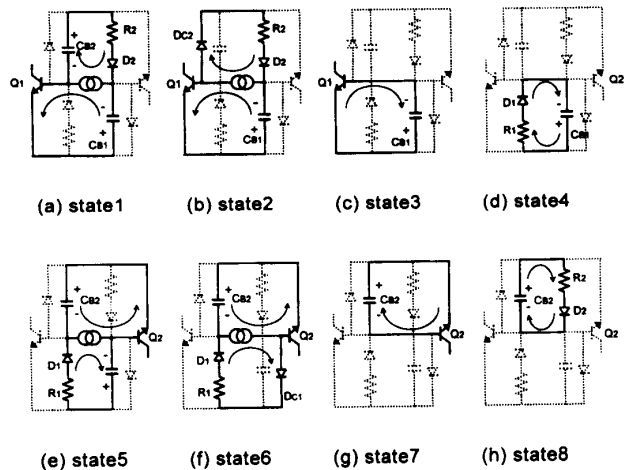


図4 自励発振回路の各動作状態における等価回路

状態1において、 C_{B1} は Q_1 の駆動電流により充電され、 C_{B1} に印加される電圧の絶対値は増加する。仮定によりベース-エミッタ間順電圧を無視するので、 C_{B1} の端子電圧は CT の2次電圧に等しく、 CT 2次電圧も上昇する。磁心の磁束密度は巻線に発生する電圧の積分で与えられるので、磁心の磁束密度も上昇する。状態1において回路各部の電圧電流および磁心の磁界に強さ H 、磁束密度 B の関係は以下の式で表すことができる。

$$v_{CB1}(t) + i_{CB2}(t) \cdot R_2 + v_{CB2}(t) = 0 \tag{1}$$

$$i_{CB1}(t) - i_{CB2}(t) = \frac{N_1 \mu p}{N_2} \sin(\omega t) \tag{2}$$

$$C_{B1} \frac{dv_{CB1}(t)}{dt} = i_{CB1}(t) \tag{3}$$

$$C_{B2} \frac{dv_{CB2}(t)}{dt} = i_{CB2}(t) \tag{4}$$

$$B = \frac{1}{N_2 A} \int v_{CB1}(t) dt \tag{5}$$

$$H = 0 \tag{6}$$

ここで、 N_2 は2次巻線の巻数、 A は磁心の断面積を示す。

t1~t2: 状態2

(Q_1 : オン, D_1 : オフ, Dc_1 : オフ, Q_2 : オフ, D_2 : オン, Dc_2 : オン, CT : 非飽和)

状態1において C_{B2} は放電し端子電圧はゼロになるが、電流源から供給される電流によりゼロを通過して端子電圧は正に向かおうとする。ゼロを通過した時刻

t_1 において、 D_{c2} が導通して以降 C_{B2} の端子電圧はゼロにクランプされる。状態2において回路各部の電圧電流および磁心の磁界に強さ H 、磁束密度の関係は以下の式で表すことができる。

$$v_{CB1}(t) + i_{DC2}(t) \cdot R_2 = 0 \quad (7)$$

$$i_{CB1}(t) - i_{DC2}(t) = \frac{N_1 I_p}{N_2} \sin(\omega t) \quad (8)$$

$$C_{B1} \frac{dv_{CB1}(t)}{dt} = i_{CB1}(t) \quad (9)$$

$$B = \frac{1}{N_2 A} \int v_{CB1}(t) dt \quad (10)$$

$$H = 0 \quad (11)$$

$t_2 \sim t_3$: 状態3

(Q_1 : オフ, D_1 : オフ, D_{c1} : オフ, Q_2 : オフ, D_2 : オフ, D_{c2} : オフ, CT : 飽和)

時刻 t_2 において磁心の磁束密度が B_s に到達して飽和領域に入ると、磁束の変化が無くなるために巻線には電圧が発生せず、巻線端子間は短絡された状態と等価になる。従って、充電された C_{B1} の電圧は、 Q_1 のベース-エミッタ間に逆バイアス電圧として印加される。このとき Q_1 のベース-エミッタ接合は過剰電荷 Q_s を蓄えてオン状態を維持しており、逆方向にベース電流が流れる。この状態を状態3とする。ここで、逆方向ベース電流は、飽和を深める方向に起磁力を発生させる。

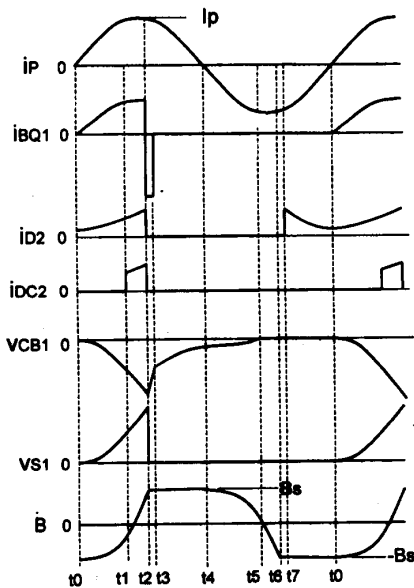


図5 自励発振回路の模式的動作波形

この状態において、回路各部の電圧電流および磁心の磁界に強さ H 、磁束密度の関係は以下の式で表すことができる。

$$v_{CB1}(t) = 0 \quad (12)$$

$$B = B_s \quad (13)$$

$$H = \frac{N_2 A}{\ell} i_{CB1}(t) \quad (14)$$

ここで、 ℓ は磁心の磁路長を表す。

$t_3 \sim t_4$: 状態4

(Q_1 : オフ, D_1 : オン, D_{c1} : オフ, Q_2 : オフ, D_2 : オフ, D_{c2} : オフ, CT : 飽和)

時刻 t_3 において過剰電荷 Q_s を放出し終わると、 Q_1 のベース-エミッタ接合はオフ状態に戻り、ベース-エミッタ間に逆方向電圧が発生し、リセット回路の D_1 が導通開始する。この状態を状態4とする。 D_1 に流れる電流は飽和を続ける方向に起磁力を発生させており、この状態においても磁心は飽和を継続する。この状態において、回路各部の電圧電流および磁心の磁界に強さ H 、磁束密度の関係は以下の式で表すことができる。

$$i_{CB1}(t) \cdot R_1 + v_{CB1}(t) = 0 \quad (15)$$

$$C_{B1} \frac{dv_{CB1}(t)}{dt} = i_{CB1}(t) \quad (16)$$

$$B = B_s \quad (17)$$

$$H = \frac{N_2 A}{\ell} [i_{CB1}(t) + \frac{N_1 I_p}{N_2} \sin(\omega t)] \quad (18)$$

$t_4 \sim t_5$: 状態5

(Q_1 : オフ, D_1 : オン, D_{c1} : オフ, Q_2 : オン, D_2 : オフ, D_{c2} : オフ, CT : 非飽和)

CT の1次電流は正弦波状に変化すると仮定しているから、時間の経過により電流向きが状態1に対して逆方向に変化する。1次電流 i_p による起磁力が、リセット回路電流の作る起磁力を上回るようになる時刻 t_4 において磁心は飽和状態から非飽和状態に回復する。磁心が非飽和状態となるので、1次電流の巻数比に従って Q_2 が順方向に駆動される。この状態を状態5とする。なお、この状態は Q_1 、 Q_2 の関係が入れ替わっただけで状態1と同等である。この状態において、回路各部の電圧電流および磁心の磁界に強さ H 、磁束密度の関係は以下の式で表すことができる。

$$v_{CB1}(t) + i_{CB2}(t) \cdot R_1 + v_{CB2}(t) = 0 \quad (19)$$

$$i_{CB1}(t) - i_{CB2}(t) = \frac{N_1 I_p}{N_2} \sin(\omega t) \quad (20)$$

$$C_{B1} \frac{dv_{CB1}(t)}{dt} = i_{CB1}(t) \quad (21)$$

$$C_{B2} \frac{dv_{CB2}(t)}{dt} = i_{CB2}(t) \quad (22)$$

$$B = \frac{1}{N_2 A} \int v_{CB1}(t) dt \quad (23)$$

$$H = 0 \quad (24)$$

t5~t6: 状態 6

(Q1: オフ, D1: オン, Dc1: オン, Q2: オン, D2: オフ, Dc2: オフ, CT: 非飽和)

Q1, Q2の関係が入れ替わっただけで状態2と同等な状態である。

$$i_{DC1}(t) \cdot R_1 + v_{CB2}(t) = 0 \quad (25)$$

$$C_{B2} \frac{dv_{CB2}(t)}{dt} = i_{CB2}(t) \quad (26)$$

$$i_{DC1}(t) - i_{CB2}(t) = \frac{N_1 I_p}{N_2} \sin(\omega t) \quad (27)$$

$$B = \frac{1}{N_2 A} \int v_{CB1}(t) dt \quad (28)$$

$$H = 0 \quad (29)$$

t6~t7: 状態 7

(Q1: オフ, D1: オフ, Dc1: オフ, Q2: オン, D2: オフ, Dc2: オフ, CT: 飽和)

Q1, Q2の関係が入れ替わっただけで状態3と同等な状態である。

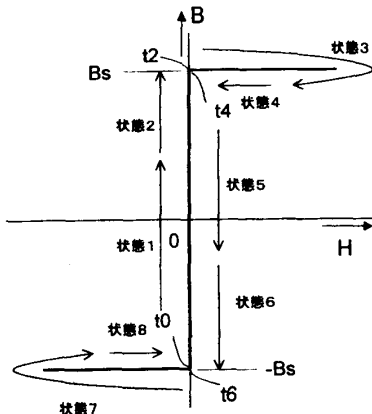


図6 動作状態と可飽和トランス磁心のB-Hの関係

表2 自励発振回路の動作モード

Mode	State Sequence
通常動作モード	1 → 2 → 3 → 4 → 5 → 6 → 7 → 8

$$C_{B2} \frac{dv_{CB1}(t)}{dt} = i_{CB2}(t) \quad (30)$$

$$B = -B_s \quad (31)$$

$$H = \frac{N_2 A}{l} \{-i_{CB2}(t) + \frac{N_1 I_p}{N_2} \sin(\omega t)\} \quad (32)$$

t7~t0: 状態 8

(Q1: オフ, D1: オフ, Dc1: オフ, Q2: オフ, D2: オン, Dc2: オフ, CT: 飽和)

Q1, Q2の関係が入れ替わっただけで状態4と同等な状態である。

$$i_{CB1}(t) \cdot R_1 + v_{CB1}(t) = 0 \quad (33)$$

$$C_{B1} \frac{dv_{CB1}(t)}{dt} = i_{CB1}(t) \quad (34)$$

$$B = B_s \quad (35)$$

$$H = \frac{N_2 A}{l} \{i_{CB1}(t) + \frac{N_1 I_p}{N_2} \sin(\omega t)\} \quad (36)$$

1次電流 i_p による起磁力が、リセット回路電流 $i_{CB2}(t)$ の作る起磁力を上回るようになる時刻 t_0 において磁心は飽和状態から非飽和状態に回復し、状態1に戻り以降は繰り返し動作を行う。以上に示した一連の動作状態の遷移を表2に動作モードとして示す。また、各動作状態と可飽和トランス磁心のB-H特性の関係を図6に示す。

4. オン幅とピーク電流に関する解析

前節に示した等価回路に基づいた回路方程式から、可飽和カレントトランスCTに加える1次側電流を与えれば、回路各部の電圧、電流および磁束密度などを理論的に求められる。本来CTの1次側電流は自励発振回路と主回路の動作特性によって総合的に決定されるものであるが、ここでは自励発振回路のオン幅と電流の関係を調べることを目的として、予め設定することとする。解析に使用した回路パラメータの値を表3に示す。

図7に、正弦波と仮定した1次電流のピーク値 I_p を変化させた場合のQ1について、1次電流が負から正に変化した時点から磁心が飽和して逆方向ベース電流が流

れ出す時点までの時間 T_{onQ1} と、逆方向ベース電流が流れだした時点での1次電流 I_{pQ1} の関係を示す。図中の実線はこれまでに述べた手順で求めた計算結果である。□△○のシンボルを用いてプロットした点は実測結果であるが、□印は入力電圧 E_{ac} を110Vから300Vに変化させた場合、△印はランプを模擬した負荷抵抗の値を700Ωから無限大に変化させた場合、○は予熱キャパシタ C_o を2200pFから22nFに変化させた場合である。なお、ここに示した実測結果は、商用周波の瞬時値変化に伴うオン幅やピーク電流の変動を避けるため、 E_{ac} として直流を供給して測定したものである。

計算結果と実測結果のカーブは並行しており、定性的にモデル化および計算が正当であることを読みとることができる。また、実測に際して3種の異なる方法で外乱を与えたが、ピーク電流とオン幅の関係はほぼ同一軌跡を描いており、少なくとも定格動作点の近傍においては、オン幅とピーク電流の関係はこれまでに検討してきた自動発振回路の特性によって定まると見なすことができる。この事実からみて、オン時間とピーク電流の関係に大きな影響を及ぼす他のパラメータは存在しなものと考えられる。

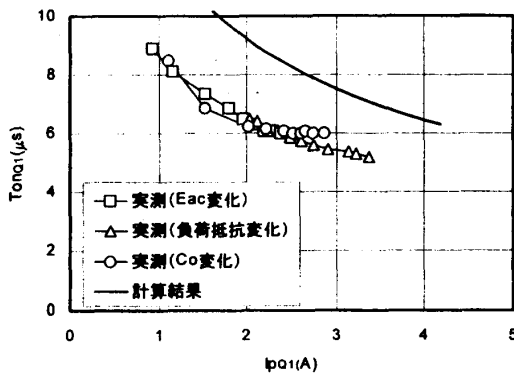


図7 自動発振回路のピーク電流とオン幅の関係 (仮定した理想条件)

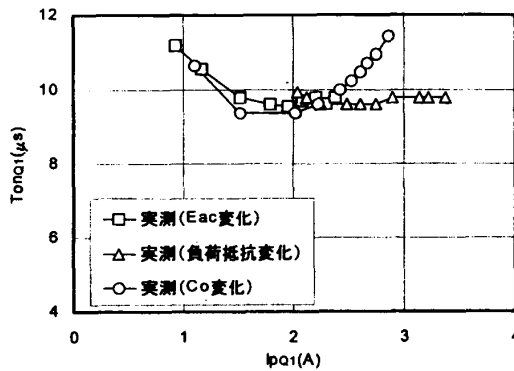


図7 自動発振回路のピーク電流とオン幅の関係 (補正後)

表3 解析に使用した回路パラメータ

symbol	内容	単位	数値
Cb1	Q1側ベースキャパシタ	μF	0.599
Cb2	Q2側ベースキャパシタ	μF	0.47
R1	Q1側リセット抵抗	Ω	4.1
R2	Q2側リセット抵抗	Ω	6.67
ℓ	磁路長	mm	23.6
A	磁路断面積	mm ²	6.25
Bs	飽和磁束密度	T	0.4
N1	1次巻数	-	2
N2	2次巻数	-	4

なお、結果を定量的にみると、同じピーク電流に対してオン時間が40%程度大きく、ダイオードの順方向電圧をゼロとしたことや磁心の磁気特性を理想特性と仮定したことによる差異が生じたものと考えられる。図8にこれらについて補正を試みた計算結果を示す。補正に対して考慮した事柄は、Q1, Q2のベース-エミッタ接合およびD1, D2, Dc1およびDc2の順方向電圧を0.7V、巻線およびダイオードの順方向抵抗を代表して2次巻線と直列に抵抗1Ω、磁気特性は理想的でなく材料特性に記載された飽和磁束密度よりより低い値で透磁率が低下することからBsを先に与えた値の80%とした。結果は図からみて分かるように、計算値と実測値のカーブはほとんど重なり、モデル化の際に過度に簡易化したパラメータを補正することでほぼ完全にフィッティングすることができた。

回路解析において動作状態をを考える場合、状態はスイッチ素子のオンオフの組み合わせで決定され、回路方程式で動作を記述する上でスイッチ素子に流れる電流の向きによって状態を分ける必要はない。従って、スイッチのオン時間を扱う場合、逆電流が流れている時間も含めてオン時間と扱うことが一般的と考えられる。しかしながら、前節に示した動作状態4および7から分かるように、駆動しようとするスイッチに逆方向電流が流れている期間はCTの磁心は飽和した状態であり、磁気特性によって制御されるオン時間は主回路電流が順方向に変化してからの期間である。以上の解析により、自動発振回路の解析においては、順方向に電流が流れている期間をオン時間として捉える必要があることが分かった。参考として、図9に逆方向電流期間と順方向電流期間の和をオン時間としてプロットした結果を示す。測定の条件と表示の方法は図7同様である。図から明らかなように、外乱の与え方によって、オン時間とピーク電流の関係は変化しており、自動発振回路の特性として一律に記述できないことが分かる。

なお、実際の回路では、 t_0 あるいは t_5 の近傍でリセット回路に流れる電流の値は大きくないので、磁心が飽和状態から非飽和に復帰する点は近似的に主回路電流がゼロを横切る点と考えてよい。

以上に示したとおり、可飽和CTを用いた自励発振回路の理論的な解析を行った。この結果、スイッチ素子に流れるピーク電流とオン時間の関係が定量的に明らかになった。電流の増加に対して、オン時間が減少する特性を示し、変形ハーフブリッジ形インバータにおいて、自励発振回路の採用が高調波歪みを低下させる効果があることに、理論的裏付けが得られた。

5. 突入電流について

変形ハーフブリッジ形インバータ回路は、主回路構成において商用交流電源から平滑キャパシタを充電する電流経路と直列にスイッチ素子が存在するために、電源投入時にスイッチ素子を適切に制御すれば本質的に突入電流を抑制できる特長を有している。さらに自励発振回路は、前節までの解析で明らかかなように回路電流が増加するとスイッチ素子のオン時間を短縮する

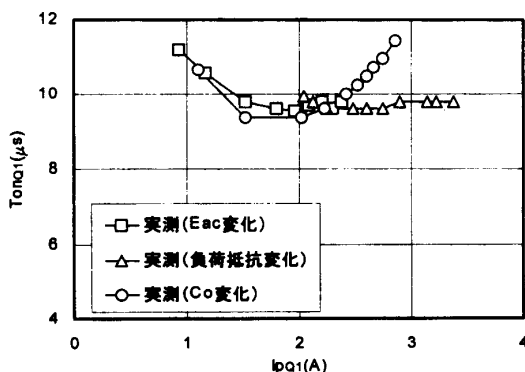
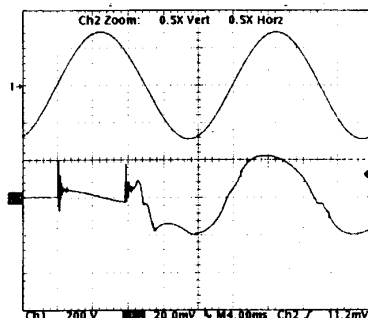


図9 逆方向電流が流れている期間と順方向電流が流れている期間の和をオン時間とした場合のピーク電流との関係



1 : 入力電圧 200V/div.
2 : 入力電流 0.4A/div.
時間軸 : 4ms/div.

図10 突入電流波形

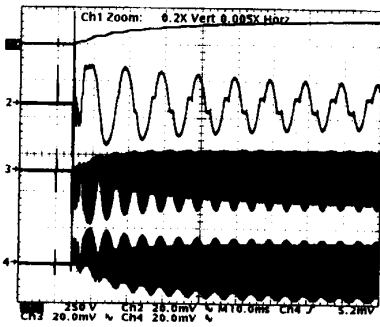
ように動作する特性があるため、突入電流の抑制に有効に働くと考えられる。この節では、突入電流と自励発振回路の動作の関係を検討する。

図10に実際の電子安定器における突入電流波形を示す。突入電流波形は以下の3つの期間に分けて考えることができる。すなわち、(a)投入直後の短時間(1ms以下)の過渡現象と、(b)インバータ発振開始までのおくれ時間、(c)発振開始後の現象である。電源投入試行を繰り返して観察した結果、(a)の投入直後の過渡電流は投入位相と相関があり瞬時電圧が高い状態で投入すると過渡振動電流も大きくなる。(b)の遅れ時間は、4ms程度から30ms程度までにランダムに分布し、投入位相と遅れ時間に相関はみられない。(c)の発振開始後の入力電流は、投入位相や発振開始までの遅れ時間が変化しても試行の度にほぼ同様な波形を示し、そのピークは最大0.5A程度であることが分かった。このピーク電流値は、定常動作時のピーク値(約0.5A)とほぼ同等であり、実用上十分に小さく抑制されているものと評価できる。

次に、観測時間を電源投入後100msとしたときの(a)平滑キャパシタ電圧、(b)入力電流、(c)Q₁コレクタ電流および(d)Q₂コレクタ電流波形を図11に示す。電源投入から約0.8sの期間は予熱期間であり、この間は自励発振回路の定数を定常時と切り替えてランプ端に印加される電圧を制限して放電開始しない状態に保ち陰極を加熱する期間である。入力電流が平滑キャパシタ電圧の上昇とともに低減していく様子が波形から分かる。投入直後の電流ピークは大きいですが、その幅は狭くエネルギーが小さいので通常問題になることはなく、(c)の期間の平滑キャパシタを充電する電流が抑制されていることが実用上有用である。

図12に前節と同様の方法で、Q₁およびQ₂についてオン時間とピーク電流の関係を計算した結果と、図11の(c)および(d)の波形を拡大して読みとった観測値とを合わせて示す。計算に当たっては、予熱時の回路パラメータとしてC_{B1}=0.039μF、C_{B2}=0.1μFを代入し、前節に示した補正を行った。Q₁については観測値と計算値のカーブは1~2μsの差異で並行しており、比較的よい対応を示した。Q₂については、計算値と観測値の差異はQ₁の場合と大差ないが、カーブの傾向が異なり、検討が不十分な点があることを示唆している。ベースに逆方向電流を印加してから遮断が完了するまでには、蓄積時間が存在するが、予熱動作状態では、定格動作に比べ逆方向電流の占める期間が多く、蓄積時間に影響が現れた可能性がある。

定常動作状態について検討したオン幅とピーク電流



1 : 平滑キャパシタ電圧 250V/div.
 2 : 入力電流 0.5A/div.
 3 : Q₁コレクタ電流 4A/div.
 4 : Q₂コレクタ電流 4A/div.
 時間軸 : 10ms/div.

図7 発振開始時の動作

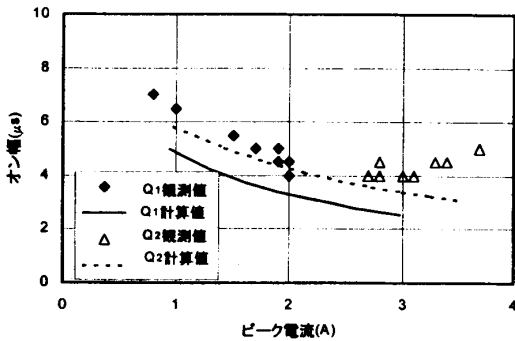


図12 始動時のスイッチのオン幅とピーク電流の関係

の関係を、発振開始直後の過渡的な状態に拡張して適用した場合においても、スイッチ電流を抑制する機能をほぼ定量的に説明できることが分かった。したがって、この回路方式は自動発振回路の採用と自動発振回路定数の切り替えによって電源投入時の突入電流を定常動作時以下にすることができたものと結論付できる。

6. むすび

以上、高耐圧でオン電圧が低いというバイポーラトランジスタの特長を活かすことができる可飽和カレントトランスを用いた駆動回路について解析した。

可飽和カレントトランスに使用した磁心の特性を理想飽和特性、トランジスタとダイオードの順方向電圧をゼロと簡易化したモデルを用いて、スイッチ電流のピークとスイッチのオン時間の関係を導いた。簡易化したモデルを用いた計算値と実測値の傾向は一致し、計算値のオン時間は40%程度実測より長い結果を得た。トランジスタとダイオードの順方向電圧について考慮し補正を施した場合、実測と計算値をほぼ完全に一致した。定性的には、電流の増加に対して、オン時間が減少する特性を示し、変形ハーフブリッジ形インバー

タにおいて、自動発振回路の採用が高調波歪みを低下させる効果があることに、理論的裏付けが得られた。

また、定常動作状態において求めたオン幅とピーク電流の関係を、発振開始直後の過渡的な状態に拡張して適用した場合においても、スイッチ電流を抑制する機能をほぼ定量的に説明できることが分かった。この回路方式は自動発振回路の採用が突入電流を低減することに極めて有効であることを示すことができた。

参考文献

- (1) 清水恵一, 伊藤俊樹, 藤井浩史: “一石自動型インバータを用いた施設用電子安定器”, 東芝レビュー, Vol.45 No.10, pp.819-822 (1990-10)
- (2) K. Shimizu, Y. Takahashi and N. Kitamura: “Electronic ballast circuit for fluorescent lamps that reduces circuit harmonics”, J. Illum. Engng. Soc., Vol.26 No.2, pp.26-31 (1997-7)
- (3) 清水恵一, 松尾博文: “変形ハーフブリッジ形インバータ回路における入力電流の解析”, 信学技報, EE2000-25, pp.25-32 (2000-9)