

プッシュプル高周波インバータの短絡モード動作を用いた放電ランプ始動点灯回路

船曳 繁之
電子制御システム工学科

A Starting and Operating Circuit for Discharge Lamps with a Push-Pull Type of High-Frequency Inverter using Short-Circuit Mode Operation

Shigeyuki FUNABIKI
Dept. of Electronic and Control Systems Engineering
(Received September 19, 1997)

Abstract

Discharge lamps require high voltage when starting. On the other hand, after lighting discharge lamps are supplied lower voltage as compared with that when starting to maintain the stable discharge.

In this paper, an application of the push-pull type of high frequency inverter using short-circuit mode operation to the starting and lighting technique and circuit for discharge lamps is proposed. In the proposed method, high voltage is produced by setting the period of short-circuit mode long when starting and after lighting the stable lighting of discharge lamps is achieved by shortening the period of short-circuit mode. Then, the starting circuit is designed and made on an experimental basis. It is clarified by the experiment that the proposed method of starting discharge lamps is very available from a view of the starting characteristics and the circuit efficiency.

1. ま え が き

高周波インバータでは、スイッチング損や急峻な電圧の断続によるサージ及びノイズの発生を抑制するために、共振回路を用いたゼロ電圧・ゼロ電流スイッチングが提案されている。しかし、このインバータでは動作周波数が共振周波数に固定されるため、スイッチのオン、オフ時間を自由に設定することができず、出力の制御が難しい。

これまで制御可能な共振形インバータとして、位相制御方式¹⁾や可変リアクタを用いた方式²⁾が提案されている。しかし、これらの方式は制御を行うため多くの付属回路を必要とし、放電ランプの点灯のように一定周波数でなくてもよい場合には、適切な回路とはいえない。筆者等は、共振電圧の上昇などを生じさせるため、短縮することが行われてきた^{3,4)}短絡モードを積極的に出力制御に用いるプッシュプル高周波インバータ回路を提案し、回路動作の解析を行うとともに放電ランプ点灯回路の定電力制御への応用を報告した⁵⁾。また、プッシュプルインバータの動作解析と放電ランプ点灯回路への応用も報告されている⁶⁾。

本論文では、前に提案したプッシュプル高周波インバータの短絡モードによる出力電圧制御の放電ランプ始動回路への応用⁷⁾について検討している。先ず、プッシュプル高周波インバータで短絡モードを制御する方法を検討し、その低圧ナトリウムランプ始動回路への応用を提案している。そして、始動回路を設計し、ランプの始動点灯実験を行い、本提案回路の有効性を明らかにする。

2. 短絡モードを用いた高周波インバータ

2.1 プッシュプル高周波インバータ回路

図1にプッシュプル高周波インバータ回路を示す。本回路の動作をスイッチ SW が開かれている無負荷時で考える。MOSFET Q_1, Q_2 を交互にオンさせることにより、コンデンサ C_r と変圧器のインダクタンスとの間で共振が起こり、高周波の正弦波電圧が発生する。MOSFET のオン、オフは、帰還巻線によってコンデンサ電圧を MOSFET のゲートにフィードバックさせることにより行っている、本インバータ回路は、構成が簡単であるとともに、共振周期のコンデンサ電圧 V_{Cr} が零の時にスイッチングを行うため、スイッチング損失は極めて小さくなる特長を持つ。

2.2 短絡モードと回路動作

図2にスイッチ SW が開かれている無負荷時の動作波形を示す。すなわち、 Q_1, Q_2 を同時にオンする短絡モード (V_{Cr} が零の期間) を設け、この短絡期間を変えることにより電圧及び出力を制御する。短絡モードを設けた場合のインバータの動作周波数、コンデンサ電圧は、次のようになる。

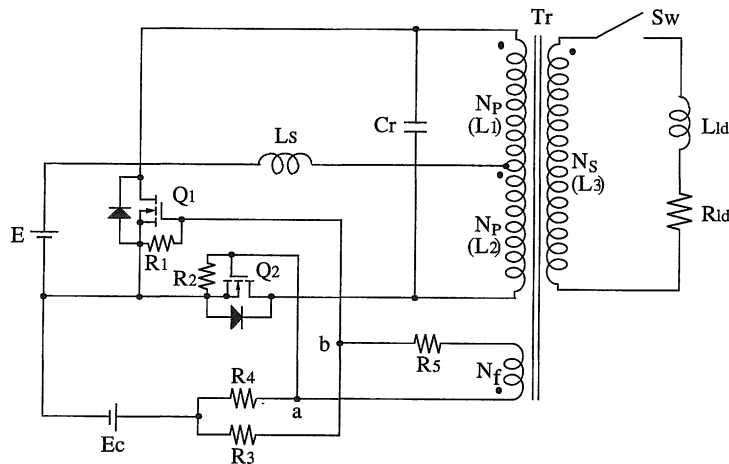


図1 プッシュプル高周波インバータ

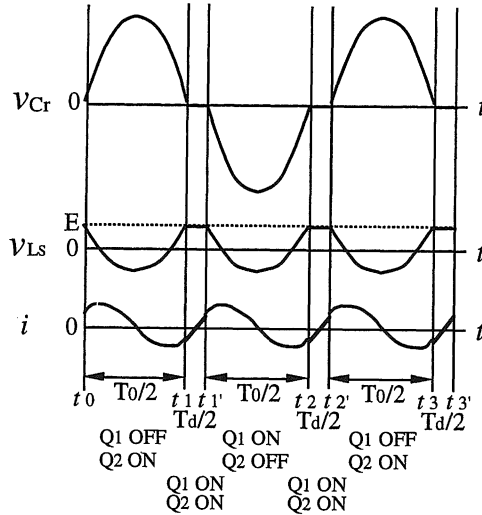


図2 動作波形

インバータの動作周波数 f は、

$$f = \frac{1}{1 + \alpha} f_0 \quad (1)$$

ただし、 $\alpha = T_d/T_0$ 、 T_d ：短絡期間、 T_0 ：基本周期、 f_0 ：短絡モードを設けない場合の動作周波数

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{2(L+M_{12})C_r}} \quad (2)$$

ただし、 $L=L_1=L_2$ 、 L_1, L_2 ：変圧器一次側インダクタンス、 M_{12} ：変圧器の一次側相互インダクタンス

また、短絡モードを設けた場合のコンデンサ電圧の実効値 V_{Cr} と最大値 $V_{Cr\max}$ は、

$$V_{Cr} = \sqrt{1 + \alpha} V_{Cr0} \quad (3)$$

$$V_{Cr\max} = (1 + \alpha) V_{Cr0\max} \quad (4)$$

ただし、 V_{Cr0} ：短絡モードを設けない場合のコンデンサ電圧実効値 ($=\pi E/\sqrt{2}$)、 $V_{Cr0\max}$ ：短絡モードを設けない場合のコンデンサ電圧最大値 ($=\pi E$)

スイッチ SW を閉じて負荷を接続した場合には、動作周波数は次式となり、上昇する。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{y+z}{(xy+yz+zx)C_r}} \quad (5)$$

ただし、

$$\begin{aligned}
 x &= 2(L+M_{12}) - k\sqrt{2(L+M_{12})L_3} \\
 y &= k\sqrt{2(L+M_{12})L_3} \\
 z &= L_3 + L_{ld} - k\sqrt{2(L+M_{12})L_3} \\
 k &= \frac{M}{\sqrt{LL_3}} \\
 L &= L_1 = L_2 \\
 M &= M_{13} = M_{23}
 \end{aligned}$$

負荷時の電圧波形は無負荷時と同様であり，電源電流は出力電流に相当する直流分が重畳した波形となる。

2.3 短絡モードによる電圧制御

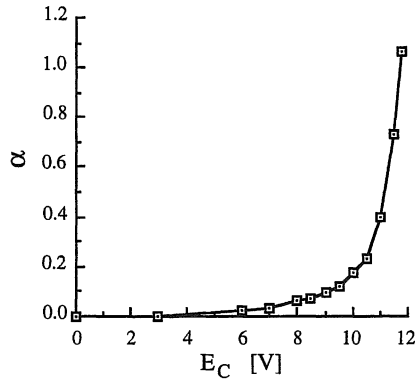
(3), (4)式より，図1の高周波インバータは短絡モードの期間を変えることにより，出力電圧を制御できることが分かる．短絡モード期間の時間 T_d を変えるには，図1のMOSFETのゲート電圧 (a, b 点の電圧) を制御すれば良い．これには，図1の回路で，制御回路の電圧 E_c ，帰還巻線の抵抗 R_5 ，MOSFETのゲートに直列に入れた抵抗 R_3, R_4 または並列に入れた抵抗 R_1, R_2 のいずれか，又は複数を調整することによりできる。

スイッチ SW が開かれている無負荷時，電圧 E_c ，抵抗 R_3, R_4 ，抵抗 R_5 の値を変えた場合のコンデンサ電圧特性の実験結果を以下に示す．なお，変化させる電圧又は抵抗以外の回路定数及び素子は表1の通りである．図3に電圧 E_c を変えた場合の α の変化及び α に対するコンデンサ電圧実効値と最大値の変化を示す．短絡期間は E_c の増加とともに大きくなり，それに伴ってコンデンサ電圧も上昇し，最大値は E_c が約 11.5 V のとき短絡モードの無い $\alpha=0$ の場合の約 2 倍になっている．また，同図(b)の α に対するコンデンサ電圧実効値と最大値の特性を見ると， α とともに増加しており，これは図中に破線で示した(3), (4)式で計算した特性と良く一致している。

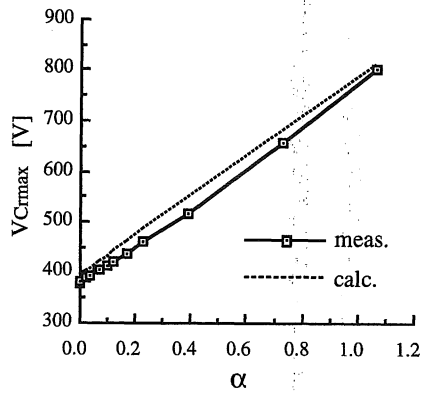
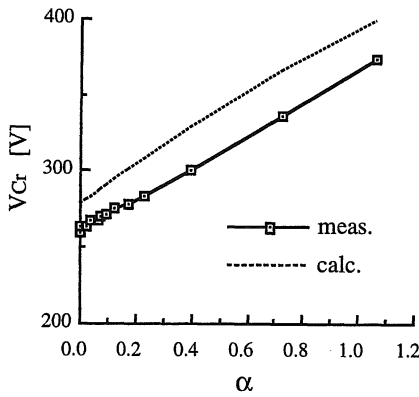
図4に R_3, R_4 を変えた場合のコンデンサ電圧実効値と最大値の変化を示す． E_c が小さい

表1 回路素子及び回路定数

記号	定格	記号	定格
E	125 V	Tr	変圧器 H7C4材(TDK) Np=16T Ns=32T Nf=1.5T L ₁ =L ₂ =240μH M ₁₂ =238μH L ₃ =945μH M ₁₃ =M ₂₃ =467μH
LS	1.5 mH		
Cr	1000 pF		
R1, R2	6.8 kΩ		
R3, R4	13 kΩ		
R5, R6	22 Ω		
Q1, Q2	2SK1341		



(a) E_c に対する α



(b) 短絡期間に対するコンデンサ電圧

図3 E_c に対する出力電圧特性

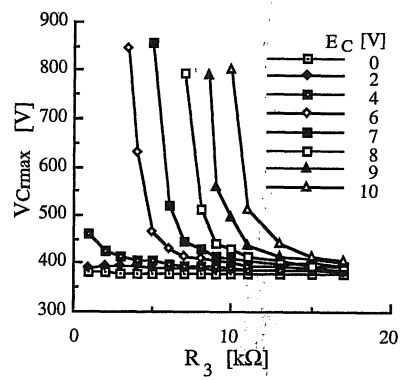
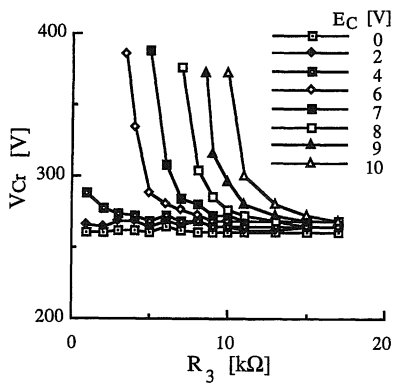
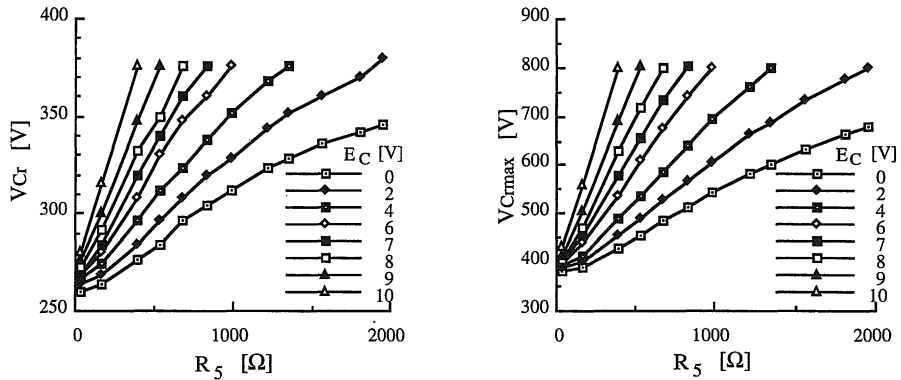


図4 R_3 に対する出力電圧特性

図5 R_5 に対する出力電圧特性

場合は R_3 の大きさに関係なく、コンデンサ電圧はほぼ一定であるが、 E_c が大きい場合には、 R_3 を小さくするとコンデンサ電圧は上昇しているのが分かる。なお、2個のMOSFETのスイッチング特性の違いから、インバータを対称動作させるために、 R_4 を調整した。すなわち、 R_3, R_4 を変化させてコンデンサ電圧を制御する方法は、2つの抵抗を調整しながら変える必要がある。

図5に抵抗 R_5 を変えた場合のコンデンサ電圧実効値と最大値の変化を示す。コンデンサ電圧実効値及び最大値は、抵抗 R_5 を変えることにより広い範囲で制御できることが分かる。この制御方法は、 R_5 の抵抗を変えるだけで良く、 R_3, R_4 を変える制御方法に比べて簡単であり、容易に実現できる。

3. 放電ランプ点灯回路

3.1 放電ランプ始動回路と動作

ここでは低圧ナトリウムランプ（岩崎電気 NX90）の点灯について検討する。商用周波数のパラスタは、このランプが放電を開始するために約550Vの電圧最大値を供給するように設計されている。

図1のプッシュプル高周波インバータ回路を、この低圧ナトリウムランプの点灯回路として用いるには、始動時に高い電圧を発生し、定常点灯時には低い電圧を供給するように動作させればよい。従って、ランプ始動時には短絡期間を大きくしてプッシュプル高周波インバータで高い電圧を発生させ、ランプが点灯した後は短絡期間を小さくして低い電圧を発生させ、安定な放電を維持する。

定常点灯時には、プッシュプル高周波インバータを回路効率の高い状態で動作させるため、短絡期間 α を0.2以下とする⁵⁾。図1のプッシュプル高周波インバータ回路を用いた放電ランプ始動・点灯回路を図6に示す。同図の始動回路は、2.3節での検討結果に基づき帰還巻線に直列に入っている抵抗の値を変化させることにより、始動時に高い電圧を発生させ

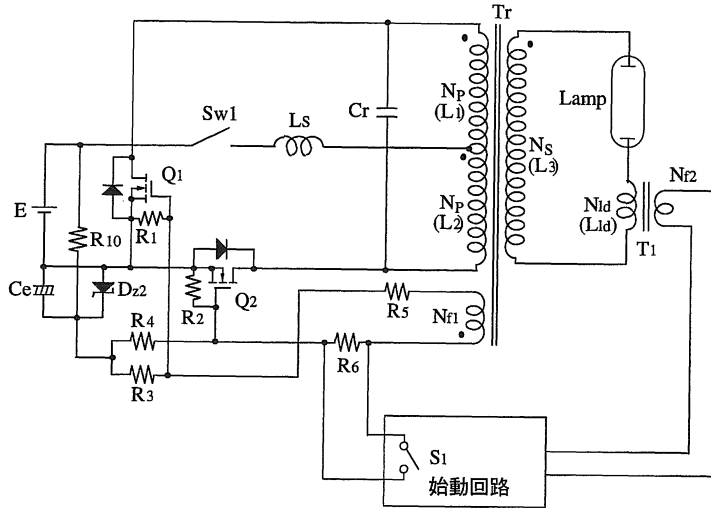


図6 始動回路を接続した放電ランプ点灯回路

るものである。

図6の始動回路の動作を説明する。ランプが点灯していない状態ではランプは高インピーダンスとなり、電流は流れず、インバータ出力電圧は全てランプに印加され、 L_{fd} 両端の電圧は零である。従って、 L_{fd} の二次巻線には電圧は発生せず、始動回路のスイッチ S_1 はオフとなり、帰還巻線の抵抗は、 R_5 と R_6 の和となる。すなわち、帰還巻線の抵抗の値は大きくなり、インバータは高い電圧を発生し、ランプに放電を開始（始動）させる。ランプが始動すると、バラスト L_{fd} に電圧が印加され、 L_{fd} の二次巻線に電圧が発生する。これによって、始動回路のスイッチ S_1 はオンし、帰還巻線の抵抗は R_5 の小さな値となり、インバータは始動時に比べ低い電圧を発生する。

3.2 始動抵抗の決定

低圧ナトリウムランプ NX90を商用周波数点灯時と同じ光出力となるように高周波（300 kHz 前後）で点灯したときのランプ電圧 V_{lamp} 、ランプ電流 I_{lamp} を測定すると、それぞれ 148 V, 0.48 A であった。また、インバータ回路が始動するためには、 E_c は 7 V 以上必要であるため、8.2 V のツェナーダイオード D_{22} を用いた。

図7に本インバータを用いた実験より求めたランプの始動可能電圧領域を示す。これは、 α に対してランプが必ず始動できるインバータ出力電圧最大値の範囲を示している。すなわち、図中の始動可能領域でランプが始動できることを示しており、 $E=125$ V の場合、 α の小さい範囲 ($\alpha < 0.37$) ではランプが始動できない。従って、始動時には α を 0.37 以上に設定することが必要となり、ここではランプ始動時に α が 0.6 となるよう設計する。これより、始動時のインバータ出力電圧最大値は(4)式より 628 V となり、図5より始動回路の抵抗

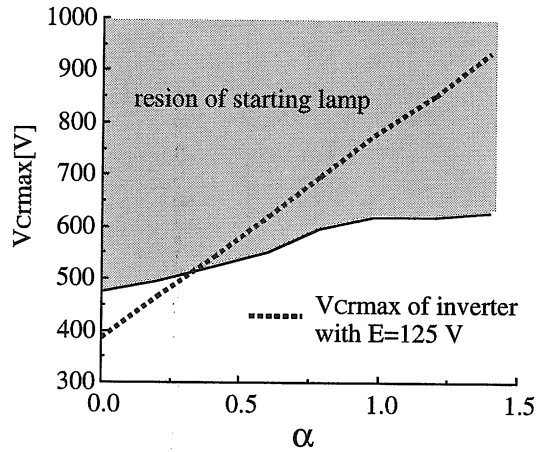


図7 始動電圧特性

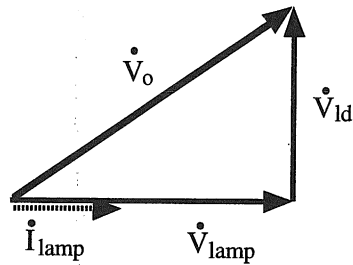


図8 電圧ベクトル

R_5 と R_6 の和として 400Ω を得る.

高周波点灯時には、ランプの力率はほぼ1となり、インバータ出力電圧ベクトル V_0 、バラスト電圧ベクトル V_{ld} 、ランプ電圧ベクトル V_{lamp} 、ランプ電流ベクトル I_{lamp} の関係は図8となる。従って、次式が成立する。

$$V_{ld} = \sqrt{V_0^2 - V_{lamp}^2} \quad (6)$$

$$V_{ld} = 2\pi f L_{ld} I_{lamp} \quad (7)$$

ただし、 V_{ld} ：バラスト電圧実効値、 V_0 ：インバータ出力電圧実効値 ($=V_{Cr}$)、 V_{lamp} ：ランプ電圧実効値、 I_{lamp} ：ランプ電流実効値

直流電圧、インバータの回路定数を表1の通りとし、図6の抵抗 R_5 、 R_6 の値を決定する。ランプ定常点灯時の α を0.1とすると、インバータ出力電圧は(3)式より291Vとなる。インバータで高周波点灯時のランプ電圧 V_{lamp} は148Vより、(6)式から V_{ld} として251Vを得る。バラスト L_{ld} に対するインバータ動作周波数 f とバラスト電圧 V_{ld} の関係は、(1)、

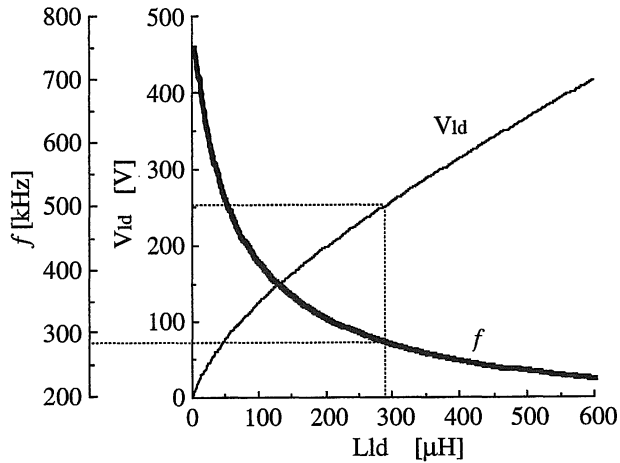


図9 L_{ld} に対する f, V_{ld} の関係

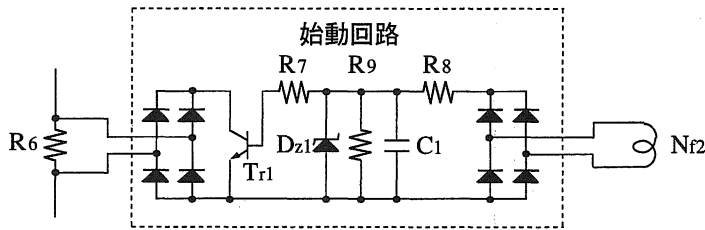


図10 始動回路

(5), (7)式より図9となる．従って，この図より L_{ld} は 289 mH, f は 288 kHz になる．ランプ点灯時 ($\alpha=0.1$) の R_5 は，(4)式より V_{Crmax} が 432 V となり，図5から 68 Ω を得る．従って， R_5 を 68 Ω , R_6 を 332 Ω とすれば，ランプは始動可能で安定点灯が達成できる．

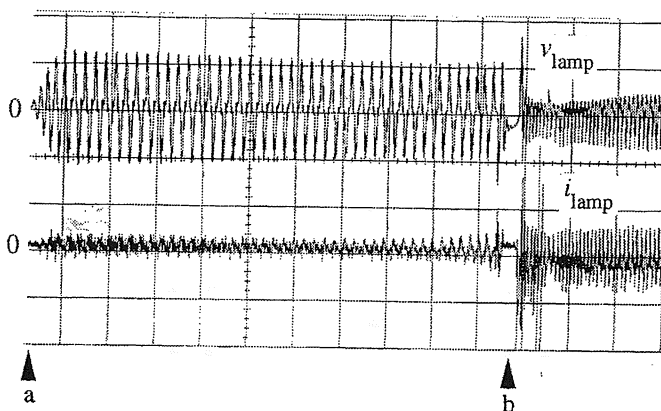
3.3 始動実験及び点灯特性

図6の始動回路に，図10の回路を用いたランプ点灯実験結果を以下に示す．スイッチ S_1 としてトランジスタ T_{r1} (2SC372) を用い， T_{r1} のオン，オフによりランプを始動点灯する．なお， T_{r1} オン時のダイオードブリッジと T_{r1} の電圧降下は等価的に抵抗と見なせるため， R_5, R_6 を表2の値とした．また，同表に N_{l2} 巻線の仕様を示す．

図11に始動時のランプ電圧電流と波形を示す．時刻 a でスイッチ SW_1 をオンし，時刻 a から b まではランプは放電を開始しておらず，電流は殆ど流れず，高い電圧がランプに印可されている．時刻 b でランプは放電を開始し，ランプのインピーダンスが小さくなり，電流が流れ，ランプには低い電圧が印可されている．また，図12に図11の時刻 a-b 間のイ

表2 始動抵抗と安定器

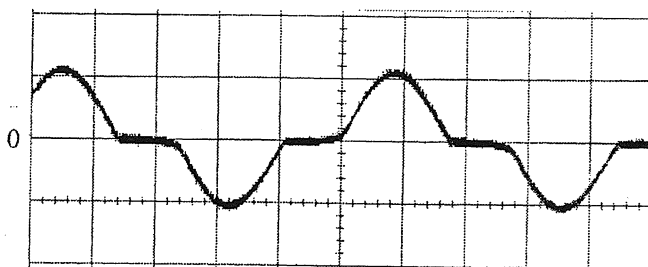
	設計値	実験値
V_{rmax} [V]	431	414
V_{lamp} [V]	148	146
I_{lamp} [A]	0.48	0.56
f [kHz]	288	268
照度比 [%]	100	103



$v_{lamp} : 500V/div, i_{lamp} : 2A/div, time : 50ms/div$

$V_{lamp} : 500 V/div, i_{lamp} : 2 A/div, time : 50 ms/div$

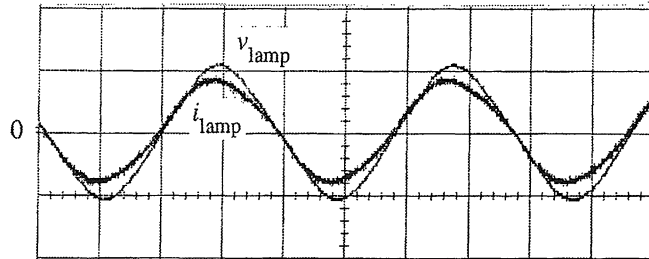
図11 始動時電圧・電流波形



$v_r : 500V/div, time : 2ms/div$

$V_r : 500 V/div, time : 2 ms/div$

図12 始動時のインバータ出力電圧波形



$v_{lamp} : 500V/div, i_{lamp} : 1A/div, time : 1ms/div$

$V_{lamp} : 500 V/div, i_{lamp} : 1 A/div, time : 1 ms/div$

図13 ランプ点灯時の電圧・電流波形

表3 実験結果

記号	定格	記号	定格
R5	0 Ω	T1	H7C4材(TDK) N1d=46T Nf2=1T
R6	400 Ω		

表4 回路効率

入力電力[W]	ランプ電力[W]	回路効率[%]
91	82	90

ンバータ出力電圧波形を示す。短絡期間は大きくなっており、放電開始に必要な十分高い電圧を発生していることが分かる。

図13にランプ始動後十分時間が経った後のランプ電圧、電流波形を示す。ランプは始動時に比べ低い電圧で安定に放電を維持しており、ランプ力率はほぼ1である。また、このときの電圧、電流、周波数等の設計値と測定値を表3、入出力と効率を表4に示す。電圧、電流、周波数ともに実験より得られた値は設計値に対して僅かな誤差はあるが、ほぼ同等の光出力が得られている。また、回路効率も90%と十分実用的な回路と考えられる。

4. ま と め

以上、プッシュプル高周波インバータ回路の短絡モードを放電ランプ始動に応用する方法を提案し、短絡モード制御法を検討し、始動回路動作を示すとともにその設計を行った。製

作した低圧ナトリウムランプ始動点灯回路は始動時には高電圧を発生しランプを始動し、点灯後は低い電圧で安定点灯を維持できた。また、回路効率も90%、始動点灯回路の大きさ、重量は商用の安定器に比較し小さくかつ軽くなり、十分実用的な回路である。

文 献

- 1) 大森・中岡・丸橋：「スイッチング損失を最小にした誘導加熱調理器用高周波電源」，昭60電子通信学会総合全大，629
- 2) 原田・顧：「可変リアクタンス回路により電圧調整を行う共振形インバータ」，信学論，70-B，1290（昭62）
- 3) 柳沼・恩田・松田・青山・岩藤：「自励発振を用いた電圧共振形 DC-DC コンデンサの基本特性」，信学技報，PE87-26（昭62）
- 4) 柳沼・恩田・松田・天野：「変圧器の漏れインダクタンスを考慮した電圧共振形プッシュプルコンバータの動作解析」，信学論，72-C-II，735（平元）
- 5) 船曳・小松原・神原・谷河：「短絡モードを用いた可制御プッシュプル高周波インバータと放電ランプ高周波点灯回路への応用」，電学論 D，114，438（平6）
- 6) M. Gulko & S. Ben-Yaakov, "Current-Sourcing Push-Pull Parallel-Resonance Inverter (CS-PPRI): Theory and Application as a Discharge Lamp Driver", IEEE Trans. on Ind. Elec., Vol. IE-41, No. 3, pp. 285-291 (1994)
- 7) 井上・船曳：「プッシュプル高周波インバータによる放電ランプ始動点灯回路」，平7電気・情報関連学会中国支部連大030403