$\lambda/4$ 長分布定数線路を用いたHIDランプ用高周波電子安定器

学生員 大口 英樹 (東京都立大学)
 会員 清水 敏久 (東京都立大学)
 非会員 高木 宏之 (機関電工)

会員 大里 正人 (東京都立大学)
 会員 木村 軍司 (東京都立大学)

High-frequency Electronic Ballast for HID Lamps Using $\lambda/4$ -long Distributed Constant Line
 Hideki Ohguchi, *Student Member*, Masato H. Ohsato, *Member*, Toshihisa Shimizu, *Member*,
 Gunji Kimura, *Member* (Tokyo Metropolitan University),
 Hiroyuki Takagi, *Non-Member* (Kandenko Corporation)

A novel solid state ballast, which operates in the MHz-range frequency, is presented in this paper. A circuit composed of a voltage-source half-bridge inverter, a distributed constant line, and a parallel LC resonant circuit has been developed for this purpose. The HID (High Intensity Discharge) lamp is connected to the output terminal of the inverter through the distributed constant line. Here, since the length of the line is adjusted to 1/4 of the propagation wavelength λ ($\lambda/4$ condition), the output voltage of the voltage-source inverter can be converted to a current source on the load side. Therefore, the ballast can supply not only high voltage to the HID lamp for initiating discharge but also stable current to it during discharge condition. The modification of the proposed circuit is also presented in order to expand the operating frequency without increasing the undesirable harmonic current. The experimental results from a prototype system verify the theoretical procedure.

キーワード: HIDランプ、電子点灯安定器、高周波インバータ、分布定数線路

1. はじめに

近年、建築設備等に使用される照明設備は照度性能に加え、長寿命化、演色性の改善、高効率化、さらには設置の容易性や設置スペースの削減を補助する形で小形高性能化が要求されている。これらの要求に応える手法として、高輝度放電灯を利用した高性能照明装置が脚光を浴び、各所で研究開発が進められている⁽¹⁾⁻⁽³⁾。HID (High Intensity Discharge) ランプ(高輝度放電灯)は高演色、長寿命、高効率、高光束などの特徴を有し、様々な分野での利用が期待されている。蛍光灯と同様に半導体電力変換装置を適用した研究が進められている⁽⁴⁾⁻⁽⁵⁾が、これらの方式では点灯開始時の初期放電のための高電圧発生装置が必要となり小形軽量化の上で好ましくない。

さきに著者らは $\lambda/4$ 長分布定数線路を用いたHIDランプの高周波点灯に関する検討(以下、1線方式と呼ぶ)を行なった⁽⁶⁾⁻⁽⁷⁾。線路長を伝搬波長 λ の $1/4$ とすることにより電圧・電流変換作用が得られ、これが安定な始動および点灯に有効であることを確認した。しかし、1線方式では最適な動作周波数に対して5%程度の周波数の変動にしか対応できないことが実験により確認された。そこで、本稿では動作可能な周波数範囲の拡大を目的として、新たに動作周波数拡大回路(以下、2線方式と呼ぶ)⁽⁸⁾⁻⁽⁹⁾の検討を行なった。提案する2線方式は従来方式の特徴を損なうことなく動作周波数の拡大が可能となることを理論および実験により確認したので報告する。

2. 1線方式における検討

<2.1> 基本回路構成と動作原理 図1に基本回路構成を、表1に回路パラメータを示す。基本回路は電圧形ハーフブリッジインバータ、分布定数線路、負荷回路部から構成される。インバータの動作周波数を数[kHz]~約200[kHz]とすると、HIDランプには音響的共鳴現象と呼ばれる特有の不安定現象が起り、安定な点灯状態を維持できない。この音響的共鳴現象を回避するために、本点灯装置で使用する電圧形インバータの動作周波数は1[MHz]近傍とした。

図1 基本回路構成

Fig.1. Circuit configuration.

表1 回路パラメータ

Table1. Parameters of proposed circuit.

名称	記号	形式	仕様
パワーMOSFET	T_1, T_2	2SK1020 (富士電機)	$V_{DS}: 500[V]$ $I_D: 30[A]$
コンデンサ	C_1, C_2		10400[μF]
			450[WV] 0.01[μF]
リアクトル	L_T		2.54[μH]
			0.46[Ω]
HID ランプ	Z_L	HQI-TS (OSRAM)	70[W]
分布定数線路 (同軸ケーブル)	L	3D-2V	$Z_0: 50[\Omega]$ $C: 100[pF/m]$
高速ダイオード	D_{11}, D_{12}	ESAC82-006C (富士電機)	$I_0: 8.0[A]$ $V_{FM}: 0.55[V]$ $t_{rr}: 50[ns]$
	D_{21}, D_{22}	ESAC39-06C (富士電機)	$I_0: 5.0[A]$ $V_F: 2.5[V]$ $t_{rr}: 50[ns]$

高速スイッチングを行なうため、スイッチング素子 T_1, T_2 にはパワーMOSFET (500[V], 30[A]) を使用した。また、 T_1, T_2 の寄生ダイオードの逆回復時間は十分に短くないので、このダイオードが動作しないように T_1, T_2 と直列に高速ダイオード D_{11}, D_{12} を接続し、さらに無効電流の処理のため逆並列ダイオード D_{21}, D_{22} をこれらと並列に接続している。分布定数線路には同軸ケーブル (3D-2V形) を用いた。負荷回路部では L-C 並列共振回路 (C_T, L_T, R_T) と HID ランプ (Z_L) が並列に接続されている。分布定数線路 L はインバータ交流出力端子と負荷回路との間に接続されるが、本論文ではインバータの交流出力端子側を送電端、負荷回路側を受電端と呼ぶ。

ところで、分布定数線路内を伝搬する電圧ないし電流の伝搬波長 λ は、インバータ動作周波数と分布定数線路の特性定数で決まる⁽¹⁰⁾。そこで、分布定数線路の長さ x をちょうど $1/4$ 波長 ($x = \lambda/4$ 、以下この場合を $1/4$ 波長条件と呼ぶ) に選定すると、後述するように分布定数線路の送電端に印加された電圧が受電端では電流に変換される作用 (イミタンス変換)⁽¹¹⁾ を得ることができる。したがって、受電端の負荷回路には電流源 I_2 (受電端電流) が接続されたのと等価になるので、 I_2 が一定であれば受電端電圧 V_2 は負荷回路のインピーダンス Z_2 で決定される。HID ランプのインピーダンスを Z_L 、並列共振回路の共振時のインピーダンスを $Z_R = Q_0 \sqrt{L_T/C_T}$ (Q_0 : 並列共振回路の共振時のクオリティファクタ) とすると、負荷回路のインピーダンスは $Z_2 = Z_L Z_R / (Z_L + Z_R)$ である。ここで、 Z_L (放電前) はほぼ無限大の値を、 Z_L (放電中) は低下 (本装置に使用した HID ランプでは放電時のインピーダンスは約 100[Ω] 程度) する特性を持つ。一方共振回路のクオリティファクタ Q_0 が十分に大きいので Z_R は大きな値となる。したがって、 Z_2 に定電流 I_2 が流れた時の受電端電圧 V_2 は図2 (f_R : 並列共振負荷回路の共振周波数) のようになる。放電前は $Z_2 \approx Z_R$ となり十分に大きな V_2 が発生し、放電後は $Z_2 \approx Z_L$ (放電中) となり V_2 が低下す

図2 V_2 - Z_L 特性例Fig.2. The example of V_2 - Z_L characteristic.

る。図2において、放電前はランプのインピーダンスはほぼ無限大であるが、実際にはクオリティファクタ Q_0 の影響で V_2 はある値 (ここでは 500[V] 程度) に収束する。

先に述べた作用を利用することにより、HID ランプの初期放電に従来の必要であった高電圧発生装置が本回路では不要になる。しかも、電流 I_2 はインバータ出力電圧 V_1 に比例する (動作周波数一定の場合) ので、初期放電に必要な電圧 V_2 はインバータの出力電圧値によって調節できる。

送電端から負荷側を見た送電端インピーダンス Z_1 は伝搬周波数によって変化するので本論文ではインバータの動作周波数 f_{iv} におけるインピーダンスを基本波インピーダンス $Z_{1(1)}$ 、その奇数倍 nf_{iv} におけるインピーダンスを高調波インピーダンス $Z_{1(n)}$ と呼ぶ。 $1/4$ 波長条件を満たす場合、後述するように $Z_{1(n)} \gg Z_{1(1)}$ であるのでインバータの出力電流波形はほぼ正弦波になる。その結果、インバータ回路のスイッチング素子はゼロ電流スイッチング動作に近くなり、スイッチング損失を低減することができる。

<2.2> 回路解析 分布定数線路における送電端と受電端の電圧と電流をそれぞれ V_1, I_1, V_2, I_2 とすると (1) 式が得られる。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma x & Z_0 \sinh \gamma x \\ \frac{1}{Z_0} \sinh \gamma x & \cosh \gamma x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

ただし、

Z_0 : 分布定数線路の特性インピーダンス

γ : 分布定数線路の伝搬定数 ($\gamma = \alpha + j\beta$)

α : 分布定数線路の損失係数

β : 分布定数線路の位相定数 ($\beta = 2\pi f/v = 2\pi/\lambda$)

v : 伝搬速度 λ : 伝搬波長 f : 伝搬周波数

ここで、簡略化のため線路を無損失 ($\alpha=0$) とすると (1) 式は

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \beta x & jZ_0 \sin \beta x \\ j\frac{1}{Z_0} \sin \beta x & \cos \beta x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

となる。

次に、線路長 x が $\lambda/4$ となると、係数 βx は次式となるので (2) 式は (4) 式で表わされる。

$$\beta x = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_o \\ j\frac{1}{Z_o} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

(4) 式から、送電端の電圧 V_1 は受電端の電流 I_2 に、送電端の電流 I_1 は受電端の電圧 V_2 にそれぞれ変換されることがわかる。

また、受電端のインピーダンス Z_2 は

$$Z_2 = \frac{V_2}{I_2} \quad (5)$$

であるから、(2)、(5) 式より、送電端インピーダンス Z_1 は (6) 式で表わされる。

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = \frac{Z_2 \left(\cos \beta x + j \frac{Z_o}{Z_2} \sin \beta x \right)}{\cos \beta x + j \frac{Z_2}{Z_o} \sin \beta x} \quad (6)$$

受電端のインピーダンス Z_2 は並列共振回路を含む負荷回路部のインピーダンスである。したがって、受電端の基本波インピーダンス $Z_{2(1)}$ は HID ランプ放電前は非常に大きく、放電中はある一定の値を持つ ($Z_{2(1)} \neq 0$)。一方、受電端の n 次高調波インピーダンス $Z_{2(n)}$ は放電前、放電中共に非常に小さな値となり、 $Z_{2(n)}=0$ と近似できる。

(6) 式に (3) 式を代入することにより、送電端の基本波インピーダンス $Z_{1(1)}$ は以下のように求まる。

$$Z_{1(1)} = \frac{Z_o^2}{Z_{2(1)}} \quad (7)$$

(7) 式より、HID ランプ放電前は $Z_{2(1)}$ は非常に大きいので、 $Z_{1(1)}$ は非常に小さい。ランプ放電中は $Z_{2(1)}$ はある一定の値となるので、 $Z_{1(1)}$ もある一定の値となる。

一方、送電端の n 次高調波インピーダンス $Z_{1(n)}$ は (6) 式において βx を $n\beta x$ と置き換え、 $Z_{2(n)}=0$ を代入することにより (8) 式で表される。

$$Z_{1(n)} = jZ_o \frac{\sin n\beta x}{\cos n\beta x} = jZ_o \tan n\beta x \quad (8)$$

(ただし、 $n=3, 5, 7, \dots$)

分布定数線路を電力送電路として用いると、 $Z_{1(n)}$ は伝搬波長や線路長により変化する。(3) 式の下では $Z_{1(n)}$ は無限大となる。

図 3(a) および図 3(b) に線路損失を考慮した場合の送電端基本波インピーダンス $|Z_{1(1)}|$ および送電端高調波インピーダンス $|Z_{1(n)}|$ の計算結果を示す。ここで用いた同軸線路は

インバータの動作周波数 1 [MHz] において、 $\beta = 3.14 \times 10^{-2}$ であるので $1/4$ 波長条件を条件を満たす線路長として $x=50$ [m] を用いている。図 3(a) は HID ランプ放電前、図 3(b) は放電中を示している。基本波インピーダンスは放電前は非常に小さく、放電中は約 50 [Ω] 程度となっている。一方、高調波インピーダンスは動作周波数が 1 [MHz] のときに、最大値となることがわかる。すなわち、動作周波数 f_{iv} を高調波インピーダンスが最大となる周波数 $f_0=1$ [MHz] に選定すると高調波インピーダンスは基本波インピーダンスを大きく上回るので、インバータ出力電流の高調波成分はほとんど流れず、基本波成分のみが流れる。このとき、インバータは ZCS (零電流スイッチング) 動作となるのでスイッチングロスを最小限にすることができる。

<2.3> 実験結果 動作周波数 f_{iv} と共振周波数 f_R を 1 [MHz] としたときの実験結果を図 4(a)～4(e) に示す。図 4(a)、図 4(b) に放電前の送電端および受電端の波形を、図 4(c)～図 4(e) に放電中の送電端と受電端および HID ランプ両端の波形を示す。図 4 の波形においては上が電圧、下が電流である。図 4(a)、図 4(b) および図 4(c)、図 4(d) より、放電前、放電中共に電圧波形が電流波形に (あるいはその反対に) 変換されている

図 3 送電端インピーダンスの計算結果 (1 線方式)
Fig. 3. The calculated results of the sending end impedance.

ことがわかる。また、図4(a)および図4(c)よりインバータの出力電流はほぼ正弦波状となっている。さらに図4(b)に示すように、受電端において放電前はHIDランプ始動に必要な高電圧が得られ、ここでは500[V] (直流電圧 $E_d=50$ [V] のとき) 程度となっている。一方、図4(c)～図4(e)に示すように放電時の V_2 は110[V] 程度まで低下しており、図2に示す動作特性が得られていることがわかる。

<2.4> インバータ動作周波数変動時の動作特性 ランプの発光の強さを制御するいわゆる調光を行なう場合、ランプ電流 I_L を変化させる必要がある。ランプ電流 I_L は $V_2=I_2 Z_2$ で決定されるから、 I_2 あるいは Z_2 を変化させることになる。前者の場合、電流 I_2 はインバータ出力電圧 V_1 に比例するから、インバータの直流電圧あるいは電圧 V_1 のパルス幅を調節する。後者の場合、 Z_2 は動作周波数に依存するので、インバータの動作周波数を調節する。このとき、受電端電流 I_2 に対するランプ電流 I_L は図5のように変化し、その結果ランプ電流が制御される。どちらの方法も優劣が付けがたいが、従来の誘導加熱等の応用においてはインバータ動作周波数を調節する方法も良く用いられていることから、本方式においてもこの方法の適用の可否を検討することは有益と考える。さらに、並列共振回路が適切な共振状態を維持するようにインバータ動作周波数 f_{iv} を調整する場合も想定されるので、インバータの動作周波数を変化させた場合の動作状態の検討は意義がある。ここでは、インバータの動作周波数が分布定数線路の1/4波長条件を満たす場合 (動作周波数 $f_{iv}=f_0=1$ [MHz]) と、満たさない場合 (動作周波数 $f_{iv}=f_1=870$ [kHz]) を例にして考察する。図3(a)、(b)の送電端インピーダンス特性から明らかなように、高調波インピーダンスは $f_{iv}=f_0$ の場合に比べて、 $f_{iv}=f_1$ では大幅に低下していることがわかる。図6(a)および(b)は、 $f_{iv}=870$ [kHz] におけるHIDランプ放電前および放電中の実験波形である。何れの状態においてもインバータの出力電流に含まれる高調波成分が増加し、電流波形が大きく歪んでいることがわかる。

3. 動作周波数拡大回路 (2線方式)

<3.1> 回路構成 前章で示したように、インバータの動作周波数を変化させて調光を行なう場合や、負荷状態が変化してインバータ周波数を調整する場合、1線方式では必要な調整範囲が得られない可能性があることが示された。本章では、その解決法を目指した新しい動作周波数拡大回路 (2線方式) を提案する。図7は提案方式の伝送線路部分の接続図を示すが、その他のインバータ回路や負荷回路部分は1線方式と同等なので記述を省略した。ただし、負荷の並列共振回路の共振周波数 f_R を変化させる場合にはリアクトル L_T の値を変化させた。この方式の特長は長さの若干異なる2つの分布定数線路を使用し、それらの各端子の接続については、送電端は直列に接続するが受電端は並列に接続した (以下、直並列接続と呼ぶ) ことである。

<3.2> 回路解析 図8に線路を直並列接続とした場合のFマトリクスを示す。線路 L_1 のFマトリクスを F_1 、線路 L_2 のFマトリクスを F_2 とすると、全体のFマトリクスは以下のようになる。

(a) 送電端電圧・電流波形 (放電前)

(a) Waveforms at the sending end (before lamp ignition)
($v_1=50$ V/div, $i_1=10$ A/div, time=200ns/div.)

(b) 受電端電圧・電流波形 (放電前)

(b) Waveforms at the receiving end (before lamp ignition)
($v_2=500$ V/div, $i_2=2$ A/div, time=200ns/div.)

(c) 送電端電圧・電流波形 (放電中)

(c) Waveforms at the sending end (lamp running)
($v_1=50$ V/div, $i_1=2$ A/div, time=200ns/div.)

(d) 受電端電圧・電流波形 (放電中)

(d) Waveforms at the receiving end (lamp running)
($v_2=100$ V/div, $i_2=1$ A/div, time=200ns/div.)

(e) ランプ電圧・電流波形 (放電中)

(e) Waveforms at HID lamp side (lamp running)
($v_2=100$ V/div, $i_L=1$ A/div, time=200ns/div.)

図4 1線方式の実験結果 (線路長 $x=1/4$ 波長)
Fig. 4. Experimental waveforms.

図5 ランプ電流 I_L の周波数特性例
Fig.5. The example of frequency characteristic of I_L .

(a) 送電端電圧・電流波形(放電前)
(a) Waveforms at the sending end (before lamp ignition)
($v_1=50\text{V/div.}$, $i_1=10\text{A/div.}$, time=200ns/div.)

(b) 送電端電圧・電流波形(放電中)
(b) Waveforms at the sending end (lamp running)
($v_1=50\text{V/div.}$, $i_1=2\text{A/div.}$, time=200ns/div.)

図6 1線方式の実験結果(線路長 $x \neq 1/4$ 波長)
Fig.6. Experimental waveforms.

図7 2線方式における分布定数線路接続図
Fig.7. The connection of two individual distributed constant line.

図8 Fマトリクス(直並列接続時)
Fig.8. The F-matrix.

$$F_0 = \frac{1}{D_1 + D_2} \begin{bmatrix} A_1 + A_2 & B_1 - B_2 \\ C_1 - C_2 & D_1 + D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 D_2 + D_1 B_2 \\ D_1 D_2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

線路損失を考慮すると、(9)式のパラメータは(10)式で表される。

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= \cosh \gamma x_1 \\ B_1 &= Z_w \sinh \gamma x_1 \\ C_1 &= \frac{1}{Z_w} \sinh \gamma x_1 \\ D_1 &= \cosh \gamma x_1 \\ A_2 &= \cosh \gamma x_2 \\ B_2 &= Z_w \sinh \gamma x_2 \\ C_2 &= \frac{1}{Z_w} \sinh \gamma x_2 \\ D_2 &= \cosh \gamma x_2 \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

(10)式を(9)式に代入することにより、(11)式を得る。

$$F_0 = \frac{1}{\cosh \gamma x_1 + \cosh \gamma x_2} * \begin{bmatrix} 2\{1 + \cosh \gamma(x_1 + x_2)\} & Z_w \sinh \gamma(x_1 + x_2) \\ \frac{1}{Z_w} \sinh \gamma(x_1 + x_2) & \cosh \gamma x_1 \cosh \gamma x_2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

送電端の電圧 V_1 と電流 I_1 の関係は(12)式で表わされる。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = F_0 \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (12)$$

(5)式と(12)式から、送電端インピーダンス Z_1 は以下となる。

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = \frac{2Z_2\{1 + \cosh \gamma(x_1 + x_2)\} + Z_w \sinh \gamma(x_1 + x_2)}{\cosh \gamma x_1 \cosh \gamma x_2 + \frac{Z_2}{Z_w} \sinh \gamma(x_1 + x_2)} \quad (13)$$

線路 L_1 の線路長 x_1 が伝搬波長 λ_1 の $1/4$ と等しいとすれば、係数 βx_1 は以下となる。

$$\beta x_1 = \frac{2\pi}{\lambda_1} \frac{\lambda_1}{4} = \frac{\pi}{2} \quad (14)$$

(14)式を(13)式に代入し、線路 L_2 の線路長 x_2 と線路 L_1 の長さとの差がごく僅かであるとする ($x_2 = x_1 + \Delta x$)、送電端基本波イ

インピーダンス $Z_{l(1)}$ は(15)式で表わされる。

$$Z_{l(1)} = \frac{Z_{\omega}^2}{Z_{2(1)}} + 2Z_{\omega} \frac{1 - \cosh \alpha(x_1 + x_2)}{\sinh \alpha(x_1 + x_2)} \quad (15)$$

(8)式と同様にして送電端高調波インピーダンスを求めると(16)式となる。

$$\begin{aligned} Z_{l(n)} &= Z_{\omega} \frac{\sinh n\gamma(x_1 + x_2)}{\cosh n\gamma x_1 \cosh n\gamma x_2} \\ &= Z_{\omega} (\tanh n\gamma x_1 + \tanh n\gamma x_2) \end{aligned} \quad (16)$$

(ただし、 $n=3, 5, 7, \dots$)

図9(a)にHIDランプ放電前の、図9(b)に放電中の送電端基本波インピーダンス $|Z_{l(1)}|$ および送電端高調波インピーダンス $|Z_{l(n)}|$ の計算結果を示す。ここでは $x_1=50[\text{m}]$ 、 $x_2=55.56[\text{m}]$ としている。線路長 $50[\text{m}]$ では $1[\text{MHz}]$ 時に $1/4$ 波長条件が成立し、線路長 $55.56[\text{m}]$ では $900[\text{kHz}]$ 時に $1/4$ 波長条件が成立する。実線は2線方式を、破線は1線方式を表している(ただし、1線方式は高調波成分のみ)。図3(a)、(b)と図9(a)、(b)を比較すると、2線方式の基本波インピーダンスは1線方式とほぼ等しい。2線方式では放電前、放電中共に高調波インピーダンスの最大点が2つあり、1線方式に比べ高調波インピーダンスが基本波インピーダンスより大きい区間が明らかに広い。すなわち、動作周波数の拡大が可能となる。

分布定数線路内の電流経路を以下に説明する。分布定数線路として同軸ケーブルを用いているので電流は内部導体と外部導体を流れる。図7における L_1 、 L_2 の内部導体を流れる電流を I_1 、 I_2 、外部導体を流れる電流を I_{o1} 、 I_{o2} とする。同軸ケーブルは密結合であるので内部導体と外部導体を流れる電流は等しくなる。つまり $I_1=I_{o1}$ 、 $I_2=I_{o2}$ となる。また、B点とC点は接続されているので $I_{o1}=I_2$ となり、したがって $I_1=I_{o1}=I_2=I_{o2}$ となる。この条件を満たす電流経路は $A \rightarrow E \rightarrow I \rightarrow J \rightarrow H \rightarrow F \rightarrow B \rightarrow C \rightarrow G \rightarrow E \rightarrow I \rightarrow J \rightarrow H \rightarrow D$ となる。ここで示した経路は基本波成分の場合であるが、高調波成分についても類似の経路が考えられる。

<3.3> 実験結果 図9(a)、(b)から明らかなように、高調波インピーダンスがピークとピークの間の谷の部分で最小となる。その周波数においても安定な点灯状態が得られれば動作周波数の拡大が可能となることが裏付けられる。

図10に特性インピーダンス Z_{ω} を $53[\Omega]$ としたときの送電端の3次および5次高調波インピーダンスの計算結果および測定結果をそれぞれ示す。測定結果は3回の測定を行なった平均値である。870[kHz]と950[kHz]近傍で高調波成分の極大値が現れ、910[kHz]近傍で高調波成分の極小値が現れる。高調波成分の極大値が現れる周波数が図9(a)、図9(b)の計算結果と多少異なるが、その原因として特性インピーダンスがカタログ値と差があること、線路長が非常に長いこと長さの誤差により理論値と測定値に差が生じることなどが考えられる。

図11(a)～図11(e)に動作周波数 f_{iv} を高調波成分が極小値となる910[kHz]としたときの実験結果を示す。ただし、負荷の並列共振回路の共振周波数 f_R を910[kHz]とし、

(a) 放電前

(a) before lamp ignition

(b) 放電中

(b) lamp running

図9 送電端インピーダンスの計算結果(2線方式)

Fig.9. The calculated results of the sending end impedance.

図10 送電端高調波インピーダンスの計算・測定結果

Fig.10. The calculated and experimental results of the sending end impedance.

図11 2線方式の実験結果
Fig.11. Experimental waveforms.

図12 ランプ調光特性
Fig.12. Dimming control characteristic.

$L_T=2.10[\mu\text{H}]$ とした。その他は表1と同様である。図11(a)、図11(b)はランプ放電前、図11(c)～図11(e)は放電中を示す。波形は1線方式とほぼ同様であり、安定な点灯状態が得られ、動作周波数の拡大が可能となることが確認された。ところで、1線方式に比べ放電前の送電端電流および受電端電圧と電流が低下している。これは先に述べた電流経路の増加に伴う線路損失の増加により、送電端電流が減少し、受電端電圧が1線方式ほど大きくならないためと考えられる。

図12に周波数を変動させた際の調光特性を示す。ただし、実験装置の都合でランプの定格出力70[W]の65%と73%を基準として測定を行なった。図12は図5に示した特性と傾向が一致していることがわかる。また、ランプの出力が30[W]を下回るとランプの特性上立ち消えてしまうため測定範囲が図12のようになったが、今後改善の余地がある。

4. むすび

伝搬波長 λ の1/4の長さを持つ分布定数線路を用いたHIDランプ用高周波安定器の動作原理、およびその動作周波数の拡大方法について検討を行なった。本方式の特長は以下である。

- (a) 伝送線路を伝搬波長の1/4とすることによりインバータの出力電圧を電流源に変換できるので、HIDランプを含む負荷回路に安定な電流を供給できる。
- (b) 同様にして、HIDランプの初期放電に必要な高電圧を容易に得ることができる。
- (c) インバータの出力電流がほぼ正弦波になるので、スイッチング損失を低減できる。

また、二つの分布定数線路を使用した2線方式を用いることにより、上記(a)～(c)の効果が得られる周波数範囲が拡大できることを示した。

70[W]メタルハライドランプを用いた試作装置で動作確認を行ない、本方式の有効性を検証した。

なお、今回分布定数線路として同軸ケーブル(3D-2V形)を用いたが、その特性定数の影響で1/4波長条件を満たす物理的な長さが長くなっている。今後は、この長さを短縮できる新しい線路方式について検討を行なう予定である。

(平成9年10月24日受付、平成10年2月12日再受付)

文 献

- (1) 松尾博文、青池南城:「電子安定器におけるインバータ化技術の動向」, 照明学会誌, 第 80 巻, 第 3 号, pp.147-155 (1996)
- (2) 太田垣芳男:「光源の特性及び電源とのマッチング特性また将来の展望について」, スイッチング電源シンポジウム 1996 pp.A0.2.1-A0.2.8
- (3) 奥出章雄、大西雅人:照明学会誌, 第 81 巻, 第 8B 号, pp.19-27 (1997)
- (4) 石原豊、高橋勲、私市広康:「小型メタルハライドランプ駆動回路の開発」, 平成6年電気学会産業応用部門全国大会, pp.315-318
- (5) ファジャール・ラヒノ、二宮保、小笠原宏、掛橋英典、太田幸彦:「MOSFET スイッチングによる HID ランプ・イグナイタ用の高電圧パルス発生」, 平成九年電気学会全国大会講演論文集4, pp.481-482
- (6) 毛慶、大里正人、清水敏久、木村軍司、田口保夫、高木宏之:「 $\lambda/4$ 長分布定数線路を用いた HID ランプの高周波点灯に関する実験検討」, 平成八年電気学会全国大会講演論文集4, pp.170
- (7) 大里正人、大口英樹、清水敏久、木村軍司、高木宏之:「分布定数線路を用いた HID ランプの高周波点灯」, 半導体電力変換研究会資料, SPC-96-119, pp.45-53
- (8) 大口、大里、清水、木村、高木:「2つの分布定数線路を用いた HID ランプの高周波点灯」, 平成九年電気学会全国大会講演論文集4, pp.167-168
- (9) H. Ohguchi, M. H. Ohsato, T. Shimizu, G. Kimura, H. Takagi, "Novel Scheme of Ballast for HID Lamps Using Distributed Constant Line," *Proc. of PESC97*, Vol.1, pp.46-52 (1997)
- (10) T. Shimizu, M. Shioya, "Characteristics of Electric Power Transmission on High-frequency Inverter having Distributed Constant Line at Load Side," *IEEE Trans. on Industry Electronics*, Vol.38, No.2, pp.115-120 (1991)
- (11) 入江寿一、山名晴久:「パワーエレクトロニクスに適するイミタンス変換器」, 電気学会論文誌D, 117巻, 8号, pp.962-969 (1997)

大口 英樹 (学生員) 昭和49年7月12日生。平成9年3月

東京都立大学工学部電気工学科卒業。同年4月同大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程入学、現在に至る。主にパワーエレクトロニクスの研究に従事。

大里 正人 (正員) 昭和38年1月生。旧姓星野。63年3月

東京都立大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同年4月東京都立航空工業高等専門学校助手、平成3年4月東京都立大学助手、現在に至る。主にパワーエレクトロニクスの研究に従事。IEEE、電気設備学会会員

清水 敏久 (正員) 昭和30年11月29日生。55年3月東京

都立大学大学院工学研究科修士課程修了。同年4月富士電機㈱入社。平成5年4月東京都立大学工学部電気工学科助教授。工学博士。主にパワーエレクトロニクスの研究に従事。IEEE、パワーエレクトロニクス研究会会員。

木村 軍司 (正員) 昭和17年12月8日生。41年3月東京都

立大学工学部電気工学科卒業。同年4月同大学工学部勤務、電気工学科助手。52年7月講師。58年助教授。平成5年4月教授。工学博士。主にパワーエレクトロニクスの研究に従事。IEEE、パワーエレクトロニクス研究会会員。

高木 宏之 (非会員) 昭和17年3月生。41年3月早稲田大学

理工学部電気工学科卒業。同年4月㈱関電工勤務、現在、技術開発総室技術研究所主管研究員兼研究チームリーダー。技術士(電気・電子部門)。主に屋内線電気設備の研究に従事。電気設備学会会員。