高圧水銀ランプ同相形点灯回路の考察

正員 家村 道雄 (熊本工大)

正員 中村 格 (鹿児島高専)

非会員 黒住 正明 (宮崎工業高校)

正員 山口 純一 (熊本工大)

The Consideration of In-Phase Type Operating Circuit for High-Pressure Mercury Arc Lamp

Mitio Iemura, Member (Kumamoto Institute of Technology), Itaru Nakamura, Member (Kagoshima Technical College), Masaaki Kurosumi, Non-member (Miyazaki Technical High School), Junichi Yamaguchi, Member (Kumamoto Institute of Technology)

Concerning the operating circuit for high pressure mercury arc lamp, the authors propose a in-phase type operating circuit through which current, nearly sinusoidal, runs with power factor, close to 100%. We connect by-pass circuit to the tap at the point near power source side, using ballast with larger self-inductance than self-inductance L of ballast winding of operating circuit without by-pass circuit. It is shown that in-phase type operating circuit, through which sinusoidal current runs in power source side with power factor of 100%, is realizable, by fixing the circuit constant with self-inductance L , self-inductance of choke coil of by-pass circuit L_b and condenser capacity C_b at reasonable value.

キーワード：高圧水銀ランプ同相形点灯回路，正弦波電流，力率 100%，バイパス回路

1. ま え が き

蛍光ランプなどの放電ランプの点灯回路においては，高効率化を目的とした高周波点灯の実用化が進んでいる。しかし，HID ランプ点灯回路では音響的共鳴現象と高価格が安定器の電子化への大きな壁となっており，高周波点灯はほとんど実用化されていない。従って，磁気回路式点灯回路が多く用いられている。

高圧水銀ランプ点灯回路は，大きく分類して一般形と定電力形がある。前者の一般形（遅相形と進相形）はチョーク式と漏れ変圧器式とに分類できる。

これらの点灯回路のなかで遅相形点灯回路が安価で，安定器の損失が少ないために道路，体育館および野球場などの照明用として最も多く用いられている。しかし，基本波電流に対して，第三，第五調波電流の和が 10～15%ほど流れ，また力率は 60～70%程度である。このために，1ないし 2 kW のランプの定格電力の大きい点灯回路では，専用変圧器の磁気飽和作用によって，電源電圧波形のひずみが著しくなることがある。このような場合，高力率にするための点灯回路の安定器の内部に設けられた力率改善用コンデンサでは，力率改善が難しく，またコンデンサ内部素

子の発熱が生じる。このために，専用変圧器は電源電圧波形に著しいひずみを生じないように容量を大きくする必要がある。また，三相 4 線式配電方式が多く採用されているので，奇数高調波成分の電流が中性線に流れ，高調波成分が多いと中性線を細くできない問題がある。

点灯用安定器巻線の電源側の電流波形の高調波成分を小さく抑制できれば，専用変圧器の電源電圧波形をひずませる恐れがなく，適性な容量の専用変圧器を選定でき，中性線も細くできることになる。

バイパス回路なしの遅相形点灯回路では，ランプの定格電力により安定器巻線の自己インダクタンス L の大きさはほぼ定まっている。以下，この自己インダクタンスの値を通常の自己インダクタンスの値と呼ぶ。

著者らはさきに，通常の自己インダクタンスの値をもつ安定器巻線の途中から，バイパス回路を設けることにより，電源側の高調波電流低減化が可能であることを報告した⁽¹⁾。また，通常の自己インダクタンスの値をもつ安定器巻線の途中からのバイパス回路を設けた場合の，ランプ電流の波高率，電源電流のひずみ率，およびランプ電力などからの観点からの最適タップ位置について報告した⁽²⁾。

本論文では，通常の自己インダクタンスの値より大きい

自己インダクタンス分をもつ安定器を用い、安定器巻線の途中からバイパス回路を設ける。タップ位置を電源側に近付け、バイパス回路のチョークコイルの自己インダクタンス L_b の値を小さくする。更に、コンデンサの容量 C_b の値を大きくすることにより、電源側の高調波電流が著しく低減され、力率がほぼ 100% となる同相形点灯回路を実験およびシミュレーションにより示す。

定格ランプ電力 200 W 点灯回路について、電源電流が電源電圧とほぼ同相の正弦波となる理想的点灯回路を実験およびシミュレーションにより示す。また、定格ランプ電力 400 W 点灯回路についても同様なことを実験にて示し、更に 1,000 W 点灯回路についてはシミュレーションにより示す。

2. シミュレーション理論

放電ランプの電気的特性は非線形で複雑である。従って、安定状態でのランプの電気特性を等価コンダクタンス $G^{(3)}$ で表し、シミュレーションにより高圧水銀ランプ点灯回路の電源に力率がほぼ 100% の正弦波電流が流れるタップ位置と回路定数を導出する。

遅相形点灯回路の安定器巻線の途中からバイパス回路を施した図 1 (a) の点灯回路の等価回路は、(b) 図のようになる。

(b) 図で、安定器のランプ側の自己インダクタンスおよび実効抵抗をそれぞれ L_1 (H), R_{ch1} (Ω) とし、電源側の自己インダクタンスおよび実効抵抗をそれぞれ L_2 (H), R_{ch2} (Ω) とし、相互インダクタンスを M (H) とする。また、バイパス回路側に表れる安定器の負性抵抗分を

図 1 バイパス回路付き高圧水銀ランプ遅相形点灯回路

Fig. 1. Lag type operating circuit with by-pass circuit.

$-R_{Mb}(\Omega)^{(2)}$ とし、バイパス回路のチョークコイルの自己インダクタンスおよび実効抵抗をそれぞれ L_b (H), $R_{cb}(\Omega)$, コンデンサの静電容量を C_b (F) とする。

図 1 の点灯回路の入力端に $e = E\sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha)$ (ただし, $\omega = 2\pi f$) の正弦波電圧を加えたとき、各素子の電圧、電流の瞬時値を (b) 図のように v_L, v_{cb}, i, i_L, i_b とし、ランプの等価コンダクタンスの瞬時値を $G^{(3)}$ とする。

$$i = i_b + i_L \quad \dots\dots\dots (1)$$

が成り立つ。

ランプ電流 i_L などの回路に関する微分方程式と (1) 式より、安定状態で次式が成り立つ。

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} = & \frac{1}{(L_1 L_2 + L_1 L_b + 2ML_b - L_2 L_b - M^2)} \\ & \times \left[E\sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha) (-M + L_b) + (L_2 + M) \right. \\ & \times \left. \left\{ (R_{cb} - R_{Mb}) i_b + v_{cb} - \frac{i_L}{G} - R_{ch1} i_L \right\} \right. \\ & + (M - L_b) (R_{ch2} i_b + R_{ch2} i_L) \\ & \left. + (M - L_b) \left(R_{ch1} i_L + \frac{i_L}{G} \right) \right] \quad \dots\dots\dots (2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{di_b}{dt} = & \frac{(L_1 + M) / (-M + L_b)}{(L_1 L_2 + L_1 L_b + 2ML_b - L_2 L_b - M^2)} \\ & \times \left[E\sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha) (-M + L_b) + (L_2 + M) \right. \\ & \times \left\{ (R_{cb} - R_{Mb}) i_b + v_{cb} - \frac{i_L}{G} - R_{ch1} i_L \right\} \\ & + (M - L_b) (R_{ch2} i_b + R_{ch2} i_L) \\ & + (M - L_b) \left(R_{ch1} i_L + \frac{i_L}{G} \right) \right] \\ & + \frac{\left(\frac{i_L}{G} - v_{cb} - (R_{cb} - R_{Mb}) i_b + R_{ch1} i_L \right)}{(-M + L_b)} \quad \dots\dots\dots (3) \end{aligned}$$

更に、

$$\frac{dv_{cb}}{dt} = \frac{i_b}{C_b} \quad \dots\dots\dots (4)$$

また、安定状態で次式が成り立つ⁽³⁾。

$$\frac{dG}{dt} = A \cdot i_L^2 - C_c \cdot G^2 \quad \dots\dots\dots (5)$$

ただし、 A, C_c はモデル定数である。

ランプ電圧の瞬時値 v_L は、

$$v_L = \frac{i_L}{G} \quad \dots\dots\dots (6)$$

(2) ~ (5) 式の四元連立微分方程式の $E, A, C_c, \dots$ などにそれぞれ値を与える。更に、演算開始時間 $t=0$ における値として、等価コンダクタンス G_0 などの値を定めると、ルンゲ・タック・ギル法などの計算機演算によって、ステップ時間 Δt ごとの G, i_L, i_b, v_{cb} および i_L を求めることができる。

また、モデル定数 A, C_c はランプ電圧が最大となる時間のランプ電圧、電流および電流の変化率と、ランプ電流が最大となる時間のランプ電圧、電流および電圧の変化率より求められる⁽³⁾。

各種定格の遅相形点灯回路のランプの電圧、電流の波形はそれぞれ大きさを变化させることにより、ほぼ重ねることができるので、それぞれ相似であるとする。

ランプ電圧、電流がそれぞれ v_L, i_L の定格点灯回路のモデル定数 A, C_c に対して、ランプ電圧、電流がそれぞれ $\alpha_v v_L, \alpha_i i_L$ の定格点灯回路のモデル定数 A', C_c' は次式で与えられる⁽⁴⁾。

$$\left. \begin{aligned} A' &= \frac{A}{\alpha_i \alpha_v} \\ C_c' &= \frac{\alpha_v C_c}{\alpha_i} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (7)$$

A', C_c' はそれぞれ A, C_c の $1/(\alpha_i \alpha_v), \alpha_v/\alpha_i$ 倍となり、ある一種の定格点灯回路のモデル定数 A, C_c と α_v, α_i から、各種定格点灯回路のモデル定数は簡単に求まることになる。

3. 高圧水銀ランプ同相形点灯回路の考察

通常の自己インダクタンスの値をもつ安定器巻線途中からのバイパス回路では、力率を1に近付けることが不可能であることを実験にて示す。更に、安定器巻線の自己インダクタンスの値を通常の自己インダクタンスの値より大きくし、各タップ位置で、安定器巻線の自己インダクタンスの値を变化させる。シミュレーションにて、力率などを算出し、電源電流がほぼ正弦波となり、力率がほぼ100%となる回路定数を求める。

〈3・1〉 通常のバイパス回路付き遅相形点灯回路の特性

定格ランプ電力200 Wの点灯回路の安定器巻線の通常の自己インダクタンスの値はほぼ $L=0.19$ Hである。この L の値をもつ安定器巻線の電源側より1/2位置のタッ

プによるバイパス回路付き点灯回路の入力端子に200 V、60 Hの正弦波電圧 e を印加する。

バイパス回路のチョークコイルの自己インダクタンス L_b の値を0.11~0.23 Hまで、0.03 Hおきに变化させたときの力率、ランプの基本波インピーダンス、電流、電力などの变化を図2に示す。

L_b の値が大きくなるに伴って、バイパス回路のチョークコイルの実効抵抗 R_{chb} が大きくなる。従って、電源側高調波電流の割合が増大し⁽²⁾、電源電流のひずみ率は大きくなる。また、バイパス回路のコンデンサ C_b (バイパス回路の共振周波数が 3×60 Hz になるように定める) の値が小さくなり、バイパス回路の基本波インピーダンスが大きくなる。従って、バイパス回路と並列に接続されているランプの基本波インピーダンスも大きくなる結果、ランプの電流、電力は小さくなる。力率は C_b の値が小さくなるので悪くなる。

力率を1に近付けるためには L_b の値を小さく、 C_b の値を大きくすればよい。しかし、バイパス回路の基本波インピーダンスが小さくなるために、ランプの基本波インピーダンスも小さくなり、ランプの電流が大きくなり JIS 規格の 1.90 ± 0.36 A を満たさなくなる。また、ランプの電力が大きくなりすぎる。

安定器巻線の他のタップ位置からのバイパス回路でも、力率を1に近付けるために C_b の値を大きくすると、ランプの電流、電力が大きくなりすぎる。

すなわち、 $L=0.19$ Hでは、安定器巻線途中からバイパス回路を設けても力率を1に近付けることは不可能である。従って、ランプの電流、電力の増加を抑えるためには安定器巻線の自己インダクタンスの値を通常の自己インダ

図2 L_b に対するランプの基本波インピーダンスなどの特性 ($L=0.19$ H)
Fig. 2. Characteristics of fundamental impedance on discharge lamp and others for L_b .

表 1 シミュレーションのための回路に関する数値
Table 1. Values about circuit for simulation.

定格ランプ 電力(W)	L_1 (H)	L_2 (H)	M (H)	R_{ch1} (Ω)	R_{ch2} (Ω)	C_b (μ F)	L_b (H)	R_{ehb} (Ω)	R_{Mb} (Ω)	ω (rad/s)	α ($^\circ$)	E (V)
200	$0.190 \times (2/4)^2$	$0.190 \times (2/4)^2$	$0.190 \times 2/4 \times 2/4$	$3.6 \times 1/2$	$3.6 \times 1/2$	4.28	0.23	8.8	0.8	$2\pi \times 60$	44	200

図 3 ランプの電圧、電流波形
Fig. 3. Wave forms of voltage, current of lamp.

クタンスの値 0.19 H より大きくする必要がある。また、 $L=0.19$ H で、バイパス回路を設けて高調波電流を低減し、更に力率を改善するために、入力端子に並列にコンデンサを接続しても、電源電圧にひずみがあると力率改善が難しい。

〈3・2〉 200 W 同相形点灯回路のシミュレーションによる考察 図 3 の 200 W 点灯回路のランプ電圧、電流波形より求めたランプに関する数値より、モデル定数を求めると、

$$\left. \begin{aligned} A &= 8.77 \\ C_c &= 13.5 \times 10^4 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (8)$$

となる。

(8) 式のモデル定数 A , C_c および表 1 の回路定数を (2)～(5) 式に代入する。更に、演算開始時間 $t=0$ における値として、等価コンダクタンス G_0 、バイパス回路のコンデンサ電圧、電流の $v_{cb,0}$, $i_{b,0}$ およびランプ電流の $i_{l,0}$ を与え、電源電圧波形の 1 周期を 180 等分する。

(2)～(5) 式の四元連立微分方程式および (6) 式から、シミュレーションによる各素子の電圧、電流の瞬時値を電源電圧の位相角を零として求め、更に各調波フーリエ係数を算出し、各調波の大きさおよび位相角を求める。

実測およびシミュレーションによりそれぞれ求めたランプ電圧、電流、電源電流およびバイパス回路電流の各調波の大きさと位相角を表 2 に示す。ただし、 V_{L1} と L_{L1} , V_{L3} と L_{L3} , V_{L5} と L_{L5} はランプの基本波、第三、第五調波電圧と電流の大きさを、 ϕ_{v1} と ϕ_{l1} , ϕ_{v3} と ϕ_{l3} , ϕ_{v5} と ϕ_{l5} はそれらの位相角を示す。 I_1 と ϕ_1 , I_3 と ϕ_3 , I_5 と ϕ_5 は電源電流の基本波、第三、第五調波電流の大きさとそれらの位相角を示す。 I_{b1} と θ_1 , I_{b3} と θ_3 , I_{b5} と θ_5 はバイパス電流の基本波、第三、第五調波電流の大きさとそれらの位相角を示す。

シミュレーションにより求めた各調波電圧、電流の大き

表 2 ランプ電圧、電流、電源電流などの各調波の大きさと位相

Table 2. Magnitude and phase of each harmonic of lamp voltage, current, power source current and others.

(a) ランプ電圧 V_L , 電流 i_L

調波解析方法	基本波 V_{L1} (V) i_{L1} (A)	ϕ_{v1} ($^\circ$) ϕ_{l1} ($^\circ$)	第三調波 V_{L3} (V) i_{L3} (A)	ϕ_{v3} ($^\circ$) ϕ_{l3} ($^\circ$)	第五調波 V_{L5} (V) i_{L5} (A)	ϕ_{v5} ($^\circ$) ϕ_{l5} ($^\circ$)
実測	118.5 1.88	-41.5 -58.2	33.5 0.308	-159.9 103.4	12.25 0.0476	88.6 13.4
シミュレーション	119.03 1.89	-40.2 -57.0	33.0 0.305	-149.0 114.3	11.49 0.0413	103.3 34.5

(b) 電源電流 i

調波解析方法	基本波 I_1 (A) ϕ_1 ($^\circ$)	第三調波 I_3 (A) ϕ_3 ($^\circ$)	第五調波 I_5 (A) ϕ_5 ($^\circ$)
実測	1.73 -47.9	0.0235 43.5	0.0240 20.4
シミュレーション	1.72 -48.3	0.0231 40.0	0.0229 13.4

(c) バイパス電流 i_b

調波解析方法	基本波 I_{b1} (A) θ_1 ($^\circ$)	第三調波 I_{b3} (A) θ_3 ($^\circ$)	第五調波 I_{b5} (A) θ_5 ($^\circ$)
実測	0.337 70.6	0.302 -73.2	0.0235 -16.0
シミュレーション	0.319 66.5	0.304 -62.5	0.0220 -175.3

さはそれぞれほぼ実測値に等しく、各調波電圧、電流の大きさに関してはシミュレーションによる算出結果の精度が高いことを示している。また、シミュレーションにより求めた基本波電圧、電流の位相角もほぼ実測値に等しく、シミュレーションによる算出結果の精度が高いことを示している。

入力端子に正弦波電圧 [$E\sqrt{2} \sin \omega t$ (V)] を加えたとき、入力端子の力率 PF_s は、

$$PF_s = \frac{P_s}{S_s} = \frac{EI_l \cos \phi_{s1}}{EI_s} = \frac{I_l}{I_s} \times \cos \phi_{s1} \dots\dots\dots (9)$$

で与えられる。ただし、 P_s , S_s , I_l , I_s および $\cos \phi_{s1}$ はそれぞれ入力端の有効電力、皮相電力、基本波電流、全電流および基本波力率を表す。

シミュレーションにより求めたデータを用いて力率を計算するには、(9) 式より、基本波電流と全電流の大きさおよび基本波電流の位相角の精度が高いことが望まれる。前述のように、シミュレーションで求めたこれらは精度が高い。また、電源電流のひずみ率の算出には各調波の電流の大きさの精度が高いことが望まれるが、シミュレーションで求めたこれらも精度が高い。図 4～図 6 に示すランプの基本波インピーダンス、波高率、ランプ電力などについても、実測で求めた結果とシミュレーションで求めた結果と

図 4 シミュレーションにより求められた L に対する力率などの特性 (タップ位置中央)
Fig. 4. Characteristics of power factor and others for L by simulation.

がほぼ等しい。従って、シミュレーションにより同相形点灯回路を考察するには、表 2 に示された程度の精度で十分であると考えてよい。

点灯回路の電源側高調波電流を低減化し、力率をほぼ 100%にするためには、〈3・1〉節により、安定器巻線の自己インダクタランス L の値を 0.19 H より大きくする必要があることがわかった。従って、安定器巻線の電源より 1/2 (中央), 1/4 (電源側), 3/4 (ランプ側) の各タップ位置からのバイパス回路を設け、電源電流のひずみ率が小さく、力率がほぼ 100%になる安定器巻線の自己インダクタランス L 、バイパス回路の L_b 、 C_b の回路定数をシミュレーションにより求める。

安定器巻線の電源側より 1/2 位置のタップによるバイパス回路のとき、安定器巻線の自己インダクタンス L の値を 0.20~0.42 H まで、0.04 H おきに变化させる。それぞれの L の値のとき、ランプ電圧、電流がそれぞれ定格の 120 V, 1.9 A を保つようにバイパス回路の C_b の値を定める。更に、第三調波が共振周波数になるように L_b の値を定めながら、シミュレーションにより力率、ランプの基本波インピーダンス、ランプの電力、波高率、および電源電流のひずみ率を求める。ただし、ランプの電圧、電流、ランプ電流のひずみ率および波高率が図 3 の場合とほ

ぼ同じであるので、モデル定数は (8) 式の値を用いる。

各 L の値に対する力率などと L_b 、 C_b の値の変化を図 4 に示す。 L の値が大きくなるに伴って、 L_b の値は小さくなり、 $L=0.27$ H のとき最小となり、以後増加に転ずる。一方、 C_b は大きくなるので力率は良くなり、 $L=0.42$ H のとき 99.4% となっている。また、 L の値が大きくなるに伴って、安定器巻線の電源側高調波電流阻止のリアクタンスが大きくなるので、電源電流のひずみ率は小さくなる。ランプ電流の波高率、ランプの基本波インピーダンスおよび電力はほぼ一定値を示している。

同じく、安定器巻線の電源側より 1/4 位置のタップによるバイパス回路のとき、安定器巻線の自己インダクタンス L の値を 0.20, 0.22, 0.24, 0.25 H と变化させる。それぞれの L の値のとき、電源より 1/2 位置のタップのときと同様にして L_b 、 C_b の値を定めながら、シミュレーションにより力率などを求める。ただし、ランプの電圧、電流、ランプ電流のひずみ率および波高率が図 3 の場合とほぼ同じであるので、モデル定数は (8) 式の値を用いる。

各 L の値に対する力率などと L_b 、 C_b の値の変化を図 5 に示す。 L の値が大きくなるに伴って、 L_b の値は小さくなり、 C_b の値は大きくなるので力率は向上し、 $L=0.25$ H のときほぼ 100% となる。また、安定器巻線の電源側高

図 5 シミュレーションにより求められた L に対する力率などの特性
Fig. 5. Characteristics of power factor and others for L by simulation.

調波電流阻止のリアクタンスが大きくなるので、電源電流のひずみ率は小さくなり、 $L=0.25$ H でほぼ 1.3% と、バイパスなしのときのほぼ 1/8 となっている。タップ位置が 1/2 位置のときと同様に、ランプ電流の波高率、ランプの基本波インピーダンスおよび電力はほぼ一定値を示している。

同じく、安定器巻線の電源側より 3/4 位置のタップによるバイパス回路のとき、安定器巻線の自己インダクタンス L の値を 0.42~0.46 H まで、0.02 H おきに変化させる。それぞれの L の値のとき、電源より 1/2 位置のタップのときと同様にして、 L_b 、 C_b の値を定めながら、シミュレーションにより力率などを求める。ただし、ランプの電圧、電流、ランプ電流のひずみ率および波高率が図 3 の場合とほぼ同じであるので、モデル定数は (8) 式の値を用いる。

各 L の値に対する力率などと L_b 、 C_b の値の変化を図 5 に示す。 L の値が大きくなるに伴って、 C_b の値は大きくなるが、 L_b の値はほぼ一定で力率は低下している。また、電源電流のひずみ率は少しずつ小さくなっている。タップ位置が 1/2 位置のときと同様に、ランプ電流の波高率、ランプの基本波インピーダンスおよび電力はほぼ一定値を示している。

している。

以上により、次のようなことがいえる。

電源電流のひずみ率を小さくし、力率を 100% に近づけるには、タップ位置の中央の場合は安定器巻線の L の値を通常の自己インダクタンスの値の 2 倍以上にする必要がある。タップ位置の電源側（電源側より 1/4 位置）の場合は、安定器巻線の L の値を通常の自己インダクタンスの値より少し大きくするだけでよい。タップ位置のランプ側（電源側より 3/4 位置）の場合は安定器巻線の L の値を大きくしても不可能である。また、安定器巻線のランプ側の他のタップ位置の場合でも不可能である。

すなわち、安定器巻線の電源側にタップ位置を近づけ、回路定数を適性値に定めると、1/2 位置のタップのときより小さな L の値で、力率をほぼ 100% に保つことが可能で、また高調波電流低減化も十分可能である。

電源側より 1/7、1/6 および 1/5 位置のそれぞれのタップによるバイパス回路を設ける。それぞれ、1/2 位置のタップのときと同様に、シミュレーションにより力率がほぼ 100% を示すときの L の最小値、 C_b 、 L_b の値を定め、電源電流のひずみ率、ランプ電力、ランプ電流の波高率およびランプの基本波インピーダンスを求める。これらを図 6

図 6 電源より各タップ位置でのシミュレーションによる力率などの特性
Fig. 6. Characteristics of power factor and others for L by simulation at each tap position.

に示す(タップ位置が $1/4$ のときも)。

タップ位置が電源側に近づくにつれて、 L の値は小さくなるが、当然のことながら電源電流のひずみ率は大きくなっている。しかし、電源側より $1/7$ 位置のときのタップのときでも電源電流のひずみ率は 2.2% で、十分に高調波電流低減化が可能である。タップ位置が電源側に近づくにつれて L_b の値は小さくなるが、 C_b の値はほぼ一定である。ランプ電流の波高率、ランプの基本波インピーダンスおよび電力はほぼ一定値を示している。

〈3・3〉 200 W の同相形点灯回路の実験による検証

安定器巻線の電源側にタップ位置を近付け、回路定数を適性値に定めると、力率をほぼ 100% に向上でき、また高調波電流低減化も十分可能であることがシミュレーションによりわかった。従って、実験により検証する。

定格ランプ電力 200 W 点灯回路の安定器巻線の通常の自己インダクタンスの値 0.19 H より 24% 大きい $L = 0.235\text{ H}$ の安定器巻線の電源側より $1/7$ 位置にタップを設ける。更に、 $L_b = 0.071\text{ H}$ 、 $C_b = 18.52\text{ }\mu\text{F}$ を用いた点灯回路の入力端子に 60 Hz 、 200 V の正弦波電圧を印加する。

定常状態になった後、いったん電圧を 180 V まで低下し、 $180 \sim 220\text{ V}$ まで、 10 V おきに入力端子電圧を変化させる。このときのランプの電圧、電流、電力、基本波インピーダンス、バイパス電流、電源電流、電源電流のひずみ率および力率を図 7 に示す。

ランプ電流、バイパス電流の基本波成分はそれぞれ遅れ

図 7 入力端子電圧に対する力率、電流などの特性
(200 W 、 $L = 0.225\text{ H}$ 、電源から $1/7$ 位置でのタップ)
Fig. 7. Characteristics of power factor, current and others for supply voltage.

と進みで入力端子電圧の増加に伴って大きくなっているが、ランプ電流の増加の割合がバイパス電流のそれよりも大きい。従って、入力端子電圧の増加に伴って電源電流の基本波成分はわずかに大きくなっているが、遅れの変化している。

入力端子電圧の増加に伴ってランプ電流、電力ともに大きくなっているが、ランプの基本波インピーダンスは小さくなっている。また、バイパス電流、電源電流は基本波成分が大きくなるので、当然のことながら大きくなっている。

入力端子電圧が 200 V のとき、力率はほぼ 100% で、電源電流の 1.12 A はランプ電流 1.82 A のほぼ $1/1.58$ となっている。また、いずれの入力端子電圧のときも力率は 98% 以上となっている。更に、入力端子電圧 180 V のとき電源電流のひずみ率は 2.3% で、入力端子電圧の増加に伴って、電源の基本波電流が大きくなるので小さくなっており、 200 V でほぼ 2.1% となっている。この値はランプ電流のひずみ率 10.4% のほぼ $1/5$ となっており、高調波電流も十分低減されている。

電源電力、ランプ電力はそれぞれ 225 、 202 W となっており、電力損失は 23 W と小さい。バイパス回路のチョークコイルの L_b の値が小さく、実効抵抗 R_{chb} の値が小さいためと、安定器のバイパス回路側に表れる負性抵抗により電力損失が小さいものと思われる。入力端子の定格電圧 200 V のとき、ランプ電圧、電流はそれぞれ 120 V 、 1.80 A で JIS 規格の $120 \pm 15\text{ V}$ 、 $1.90 \pm 0.36\text{ A}$ を十分満足し

(a) 電源電圧, 電流

(b) 電源電圧, ランプ電流

図 8 電源電圧, 電流と電源電圧, ランプ電流波形
Fig. 8. Wave forms of voltage, current of power source and lamp current.

ている。

入力端子電圧が 200 V で安定状態に達したときの電源電圧 e , 電流 i と電源電圧 e , ランプ電流 i_L のそれぞれの波形を図 8 (a), (b) に示す。

以上により, この点灯回路は省エネルギーの面から大変優れており, また電源電流のひずみ率が小さく, 電源側電圧の波形に与える影響も小さいので, 理想的な点灯回路といえる。

4. 400, 1,000 W の同相形点灯回路

〈4・1〉 400 W 同相形点灯回路の実験による検証

定格ランプ電力 400 W 点灯回路の安定器巻線の通常の自己インダクタンス L の値はほぼ 0.1 H である。この L の値より 18% 大きい自己インダクタンス $L=0.118$ H で, 電源より 1/7 位置にタップをとり, $L_b=0.0437$ H, $C_b=30.0$ μ F の点灯回路の入力端子に 60 Hz, 200 V の正弦波電圧を印加する。

定格ランプ電力 200 W 点灯回路のときと同様な実験により求めたランプの電圧, 電流, 電力, 基本波インピーダンス, バイパス電流, 電源電流, 電源電流のひずみ率および力率を図 9 に示す。これらは入力端子電圧に対して 200 W 点灯回路のそれぞれとほぼ同様な変化をしている。

入力端子電圧が 200 V のとき, 力率はほぼ 100% で, 電源電流の 2.13 A はランプ電流 3.3 A のほぼ 1/1.55 とな

図 9 入力端子電圧に対する力率, 電流などの特性
(400 W, $L=0.118$ H, 電源から 1/7 位置でのタップ)
Fig. 9. Characteristics of power factor, current and others for supply voltage.

っている。いずれの入力端子電圧のときも力率は 98% 以上となっている。更に, 入力端子電圧 180 V のとき電源電流のひずみ率は 2.64% で, 入力端子電圧の増加に伴って, 電源の基本波電流が大きくなるので小さくなっており, 200 V でほぼ 2.4% となっている。この値はランプ電流のひずみ率 10.5% のほぼ 1/4.4 となっており, 高調波電流も十分低減されている。

電源電力, ランプ電力はそれぞれ 426, 396 W となっており, 電力損失は 32 W と小さい。この場合もバイパス回路のチョークコイルの L_b の値が小さく, 実効抵抗 R_{chb} の値が小さいためと安定器のバイパス回路側に表れる負性抵抗により電力損失が小さいものと思われる。入力端子の定格電圧 200 V のとき, ランプ電圧, 電流はそれぞれ 132 V, 3.30 A で JIS 規格の 130 ± 15 V, 3.30 ± 0.60 A を十分満足している。

入力端子電圧が 200 V で安定状態に達したときの電源電圧 e , 電流 i と電源電圧 e , ランプ電流 i_L およびランプ電圧 v_L , ランプ電流 i_L のそれぞれの波形を図 10 (a) ~ (c) に示す。

〈4・2〉 1,000 W 同相形点灯回路 定格ランプ電力 1,000 W 点灯回路について同相形点灯回路を検討する。しかし, 電力増幅器の容量不足のために 1,000 W 点灯回路についてはシミュレーションにより行う。

定格ランプ電力 1,000 W 点灯回路のランプ電圧, 電流の定格はそれぞれ 130 V, 8.3 A である。1,000 W 同相形

表 3 シミュレーションのための回路に関する数値

Table 3. Values about circuit for simulation.

定格ランプ 電力(W)	L_1 (H)	L_2 (H)	M (H)	R_{ch1} (Ω)	R_{ch2} (Ω)	C_b (μ F)	L_b (H)	R_{chb} (Ω)	R_{Mb} (Ω)	ω (rad/s)	α ($^\circ$)	E (V)
1,000	$0.06596 \times (6/7)^2$	$0.06596 \times (1/7)^2$	$0.06596 \times 1/7 \times 6/7$	0.33	0.65	74.3	0.0186	1.15	0.25	$2\pi \times 60$	45	240

(a) 電源電圧, 電流

(b) 電源電圧, ランプ電流

(c) ランプ電圧, 電流

図 10 電源電圧, 電流などの波形

Fig. 10. Wave forms of voltage, current of power source and others

点灯回路のランプ電圧, 電流波形はそれぞれ 400 W 点灯回路の図 10(c)のランプ電圧, 電流波形とほぼ相似になると考えてよい。

400 W 点灯回路のランプ電圧, 電流を基準にすると, $\alpha_v = 130/132 \approx 1.0$, $\alpha_i = 8.3/3.30 = 2.515$ となる。

図 10(c)のランプ電圧, 電流波形より, 400 W 点灯回路のランプの等価コンダクタンスのモデル定数 A , C_c は,

図 11 電源電圧, 電流などの波形

Fig. 11. Wave forms of voltage, current of power source and others.

$$\left. \begin{aligned} A &= 5.80 \\ C_c &= 9.9162 \times 10^4 \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (10)$$

となる。

1,000 W 点灯回路のランプの等価コンダクタンスのモデル定数 A , C_c は(7)式より

$$\left. \begin{aligned} A &= 2.31 \\ C_c &= 3.9430 \times 10^4 \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (11)$$

となる。

野球場などの 1,000 W 点灯回路の入力端子の定格電圧は 240 V である。また, 通常の自己インダクタンス L の値は 60 Hz で, 0.0559 H である。この L の値より 18% 大きい 0.06596 H で電源より 1/7 位置にタップをとる。電源電流のひずみ率が小さく, 力率がほぼ 100% になるバイパス回路の L_b , C_b の回路定数を<3・2>節と同様な方法で, シミュレーションにより求める。

このときの回路定数を表 3 に, シミュレーションにより求めた電源電圧 e , 電流 i , ランプ電圧 v_L , 電流 i_L 波形を図 11 に示す。

入力端子電圧が 240 V のとき, 力率はほぼ 100% で, 電源電流の 4.45 A はランプ電流 8.3 A のほぼ 1/1.87 となっている。電源電流がランプ電流の 1/2 近くまで小さくなったのは入力端子電圧が 240 V と大きいことによる。電源電流のひずみ率は 2.54% となっている。この値はランプ電流のひずみ率 10.6% のほぼ 1/4.2 となっており, 高調波電流も十分低減されている。

電源電力, ランプ電力はそれぞれ 1,070, 982 W となっており, 電力損失は 88 W と小さい。この場合もバイパス回路のチョークコイルの L_b の値が小さく, 実効抵抗 R_{chb} の値が小さいためと, 安定器のバイパス回路側に表れる負

性抵抗により電力損失が小さいものと思われる。入力端子の定格 8.30 A でそれぞれ定格に等しい。

5. あとがき

著者らは、高圧水銀ランプ同相形点灯回路について考察した。バイパス回路付き点灯回路の安定器巻線途中のタップを電源側に近付ける。安定器巻線の自己インダクタンスを含めた回路素子の定数を適性値に定めることにより、電源電流が電源電圧とほぼ同相の正弦波となる理想的点灯回路が実現できることを実験およびシミュレーションにより示した。本研究の結果を要約すると次のとおりである。

(1) 安定器巻線の通常の自己インダクタンスの値でのバイパス回路付き点灯回路では、力率を 100% に近付けることは不可能である。

(2) 安定器巻線の自己インダクタンス L の値を通常の自己インダクタンスの値より大きく、タップ位置を電源側に近付ける。更に、回路定数を適性値に定めると電源側の高調波電流を低減し、力率をほぼ 100% にすることが可能である。

(3) タップ位置を電源側に近付けるに伴って、安定器巻線の自己インダクタンスは小さくなり、電源電流のひずみ率は大きくなるが、力率をほぼ 100% に保つことが可能である。

(4) 定格ランプ電力 200 W 点灯回路で、 $L=0.235$ H の自己インダクタンスの安定器巻線の電源側より 1/7 位置にタップをとる。バイパス回路の C_b, L_b がそれぞれ 18.5 μ F, 0.071 H であるとき、入力端子電圧 200 V で、力率はほぼ 100%、電源電流のひずみ率は 2.1% である。

(5) 定格ランプ電力 400 W 点灯回路で、 $L=0.118$ H の自己インダクタンスの安定器巻線の電源側より 1/7 位置にタップをとる。バイパス回路の C_b, L_b がそれぞれ 26.73 μ F, 0.0437 H であるとき、入力端子電圧 200 V で、力率はほぼ 100%、電源電流のひずみ率は 2.4% である。

(6) 定格ランプ電力 1,000 W 点灯回路では、 $L=0.06596$ H の自己インダクタンスの安定器巻線の電源側より 1/7 位置にタップをとる。バイパス回路の C_b, L_b がそれぞれ 74.3 μ F, 0.0186 H であるとき、入力端子電圧 240 V で、力率はほぼ 100%、電源電流のひずみ率は 2.54% である。

(7) 同相形点灯回路の電力損失は小さい。

同相形点灯回路は電源電圧を印加してから安定状態になるまでの始動時、定電流特性となり、始動時から安定時まで優れた特性を示す。始動時の定電流特性については、始動時の調和平衡法が適用できることの証明を含めて、またの機会に報告する。

最後に、放電ランプ点灯回路のシミュレーションによる高調波電流低減化の手法の御教示を賜った京都大学 阪谷良平名誉教授に衷心より謝意を表する。

(平成 6 年 12 月 21 日受付、同 7 年 4 月 24 日再受付)

文 献

- (1) 家村・前田・山口：「高圧水銀ランプの遅相形点灯回路の電流波形の改善法」，照明学誌，73，No. 10，636（平元）
- (2) 家村・黒住・山口：「バイパス回路付き高圧水銀ランプ遅相形点灯回路の最適タップ位置」，電学論 A，114，361（平 6-5）
- (3) 梶見・坊：「水銀ランプ点灯回路のシミュレーションによる解析」，照明学誌，59，No. 5，194（昭 50）
- (4) 家村・田中・黒住・山口：「各種定格高圧水銀ランプ点灯回路の一高調波分析法」，同上，78，No. 10，527（平 6）

家村 道雄（正員） 1937 年 1 月 4 日生。1961 年 3 月鹿児島大学工学部電気工学科卒業。1964～92 年宮崎県立日向工業高校，都城工業高校，宮崎工業高校（生徒指導主事，電気科主任）。同年 4 月熊本工業大学講師，1994 年 4 月同助教授となり，現在に至る。この間，放電ランプ点灯回路の高調波電流低減化に関する研究に従事。工学博士。1981 年オーム奨学賞，1992 年 6 月第 3 回電気設備学会賞受賞。照明学会，電気設備学会会員。

中村 格（正員） 1965 年 11 月 4 日生。1988 年 3 月鹿児島大学工学部電気工学科卒業。1990 年 3 月同大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月九州大学工学部助手。1993 年 4 月鹿児島工業高等学校助手，1994 年 4 月同講師，現在に至る。主として，パルスパワー技術の応用，放電ランプ点灯回路における高調波の挙動に関する研究に従事。1994 年度電気学会論文発表賞受賞。照明学会，電気設備学会会員。

黒住 正明（非会員） 1963 年 10 月 17 日生。1986 年宮崎大学工学部電気工学科卒業。同年新日本製鐵(株)電気計装設計部勤務，電子制御機器の開発に従事。1991 年宮崎県立学校教諭に採用，宮崎県立宮崎工業高等学校電気科勤務。放電ランプ点灯回路の高調波電流低減化の研究に従事。照明学会，電気設備学会会員。

山口 純一（正員） 1925 年 12 月 22 日生。1948 年 3 月鹿児島県立工業専門学校電気科卒業。同年 8 月同助手，同校昇格国立移管により，1958 年 5 月鹿児島大学工学部電気工学科講師，1961 年 4 月同助教授，1984 年同教授（電力工学講座担当）。1991 年 3 月定年退職。同年 4 月熊本工業大学教授，現在に至る。鹿児島大学名誉教授。工学博士。主として，各種放電ランプ点灯回路の試作および，ひずみ波の発生と挙動に関する研究に従事。1992 年電気設備学会賞受賞。照明学会，電気設備学会会員。