メタルハライドランプにおけるバイパス回路付漏れ変圧器形点灯回路の研究

非会員 三宅 秀信* 非会員 西嶋清一郎**
正 員 家村 道雄**

A Study of the Leakage Transformer Type Operating Circuit with Bypass Circuit for a Metal Halide Lamp

Hideobu Miyake*, Non-member, Seiichirou Nisijima**, Non-member, Michio Iemura**, Member

A bypass circuit is set up in the secondary winding of ballast for the leakage transformer type operating circuit for a metal halide lamp.

It is shown from computer simulation and experiment that harmonic element containing rate of the power supply current wave form of the operating circuit can be controlled to be small by deciding optimal tap position of the bypass circuit and optimal values of circuit constants of the bypass circuit.

It is shown from experiment that the power factor of power supply current is about 100% by setting up a capacitor for the power factor improvement in the arrangement at the input terminal of the operating circuit.

キーワード：漏れ変圧器形点灯回路，バイパス回路，高調波電流，力率改善

Keywords : leakage transformer type operating circuit, bypass circuit, harmonic current, power factor improvement

1. まえがき

高圧水銀ランプ，メタルハライドランプ等の HID ランプの高周波点灯回路は音響的共鳴現象と高価格化が安定器の電子化への大きな壁となっており，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。磁気回路式の HID ランプ点灯回路のなかで，漏れ変圧器形点灯回路は単相 3 線式配電方式で 100V 電源の取れる照明用として全体の 20～30%程度用いられている。しかし漏れ変圧器形点灯回路は，基本波電流に対して，第 3，第 5 調波電流の和が 10～15%ほど流れ，力率は 50～70%程度となる。また，メタルハライドランプは高圧水銀ランプより効率や演色性が良いことなどから需要が高まっている。

著者の一人は，さきに高圧水銀ランプ遅相形点灯回路を工夫した同相形点灯回路について報告した⁽¹⁾。すなわち，定格インダクタンスの値よりやや大きい自己インダクタンス

分を持つ安定器巻線の途中からバイパス回路を設け，バイパス回路のタップ位置と回路定数を適正に定めることにより，電源電流のひずみ率が小さく，力率がほぼ 100%の理想的な点灯回路を示した。

本論文では，漏れ変圧器形安定器の二次巻線にバイパス回路を設ける。バイパス回路のタップ位置と回路定数を最適値に定めることにより，点灯回路の電源側電流波形の高調波成分含有率を小さく抑制することができることをシミュレーション及び実験にて示す。

定格ランプ電力 200W で，安定時のシミュレーション演算を行う。すなわち，安定器の二次巻線に設けるバイパス回路のタップ位置，バイパス回路のチョークコイル L_b ，コンデンサ容量 C_b の最適値をランプ電流の波高率，電源電流のひずみ率，ランプ電力を考察することにより導出する。さらに，シミュレーションにより求められたタップ位置と回路定数を基に定格ランプ電力 200W のメタルハライドランプで実験を行い，電源電流のひずみ率を小さく抑制できることを示す。

また，バイパス回路付漏れ変圧器形点灯回路の入力端子と並列に力率改善用コンデンサ C_s を接続することにより，電源電流が電源電圧と同相で力率 100%の正弦波電流が流れる理想的点灯回路を実験にて示す。

* (株)九電工
〒815-0081 福岡市南区那の川 1-23-35
Kyudenkou, Co, Ltd.
1-23-35, Nanokawa, Minami-ku, Fukuoka 815-0081
** 崇城大学(旧名熊本工業大学)
〒860-0082 熊本市池田 4-22-1
Sojo University
4-22-1, Ikeda, Kumamoto 860-0082

2. シミュレーションによる高調波電流低減化

〈2・1〉 シミュレーションによる高調波電流低減化理論

図 1 のバイパス回路付漏れ変圧器形点灯回路で電源電圧及び電流を e , i ランプ電圧及び電流を v_L , i_L , バイパス電圧及び電流を v_b , i_b , バイパス回路のコンデンサにかかる電圧を v_{cb} , 一次, 二次巻線電流を $i_{1,1}$, i_2 する。また, 一次巻線, 二次巻線, 三次巻線の自己インダクタンス及び実効抵抗をそれぞれ L_1 [H], r_1 [Ω], L_2 [H], r_2 [Ω], L_3 [H], r_3 [Ω]とし, 一次二次間, 一次三次間, 二次三次間の相互インダクタンスをそれぞれ M_{12} , M_{13} , M_{23} [H]とする。さらに, バイパス回路のチョークコイルの自己インダクタンス分及び実効抵抗を L_b [H], r_b [Ω]とし, 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 $e = \sqrt{2}E\sin(\omega t + \alpha)$ (ただし, $\omega = 2\pi f$) の正弦波電圧を加えたとき, 回路に成立する微分方程式は次のようになる。

電源から漏れ変圧器一次巻線側で構成される回路より,

$$e = r_1 i_{1,1} + L_1 \frac{di_{1,1}}{dt} - M_{12} \left(\frac{di_b}{dt} + \frac{di_L}{dt} \right) - M_{13} \frac{di_L}{dt} \quad \dots\dots\dots (1)$$

電源から漏れ変圧器の二次・三次巻線, ランプを経由し構成される回路より,

$$\begin{aligned} e - L_2 \left(\frac{di_b}{dt} + \frac{di_L}{dt} \right) - M_{23} \frac{di_L}{dt} + M_{12} \frac{di_{1,1}}{dt} - L_3 \frac{di_L}{dt} \\ - M_{23} \left(\frac{di_b}{dt} + \frac{di_L}{dt} \right) - M_{13} \frac{di_{1,1}}{dt} + r_2 (i_b + i_L) - r_3 i_L = v_L \\ \dots\dots\dots (2) \end{aligned}$$

電源から漏れ変圧器二次巻線, バイパスを経由し構成される回路より,

$$\begin{aligned} e - L_2 \left(\frac{di_b}{dt} + \frac{di_L}{dt} \right) - M_{23} \frac{di_L}{dt} + M_{12} \frac{di_{1,1}}{dt} - r_b i_b \\ - r_2 (i_b + i_L) - L_b \frac{di_b}{dt} - v_{cb} = 0 \quad \dots\dots\dots (3) \end{aligned}$$

また,

$$i = i_{1,1} + i_b + i_L \quad \dots\dots\dots (4)$$

いま, ランプの等価コンダクタンスの瞬時値を G とすると, (1)~(4)式より安定状態で次式が成り立つ。

$$\frac{di_{1,1}}{dt} = \frac{1}{L_1} \left\{ e - r_1 i_{1,1} + (M_{12} + M_{13}) \cdot \frac{di_L}{dt} + M_{12} \cdot \frac{di_b}{dt} \right\} \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{F1} \{ F2 \cdot e - F3 \cdot i_{1,1} + F4 \cdot i_b \} \\ + \frac{1}{F1} \left\{ \left(F5 - \frac{L_1}{G} \cdot J10 \right) \cdot i_L + F6 \cdot v_{cb} \right\} \quad \dots\dots\dots (6) \end{aligned}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{J8} \left\{ e \cdot J1 + J2 \cdot i_{1,1} - \left(J3 + \frac{L_1}{G} \right) i_L - J4 \cdot i_b - J9 \frac{di_L}{dt} \right\} \quad \dots\dots\dots (7)$$

さらに,

$$\frac{dv_{cb}}{dt} = \frac{i_b}{C_b} \quad \dots\dots\dots (8)$$

また, 安定状態で次式が成り立つ⁽²⁾。

$$\frac{dG}{dt} = A \cdot i_L^2 - C_c \cdot G^2 \quad \dots\dots\dots (9)$$

ただし, A , C_c はモデル定数である。また,

図 1 バイパス回路付漏れ変圧器形点灯回路

Fig. 1. The leakage transformer type operating circuit with bypass circuit.

$$\begin{aligned}
 J1 &= L_1 + (M_{12} + M_{13}) \\
 J2 &= -(M_{12} + M_{13}) \cdot r_1 \\
 J3 &= r_2 L_1 + r_3 L_1 \\
 J4 &= r_2 L_1 \\
 J5 &= r_b + r_2 \\
 J6 &= M_{12} r_1 \\
 J7 &= L_1 + M_{12} \\
 J8 &= -(M_{12} + M_{13})^2 + L_1 (L_2 + 2M_{23} + L_3) \\
 J9 &= -M_{12} (M_{12} + M_{13}) + L_1 (L_2 + M_{23}) \\
 J10 &= M_{12} (M_{12} + M_{13}) - L_1 (L_2 + M_{23}) \\
 J11 &= M_{12}^2 - L_1 (L_2 + L_b) \\
 F1 &= J9 \cdot J10 - J8 \cdot J11 \\
 F2 &= J1 \cdot J10 - J7 \cdot J8 \\
 F3 &= J2 \cdot J10 - J8 \cdot J6 \\
 F4 &= -J4 \cdot J10 - J8 \cdot L_1 \cdot J5 \\
 F5 &= -J3 \cdot J10 - J8 \cdot L_1 \cdot r_2 \\
 F6 &= -J8 \cdot L_1
 \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (10)$$

とする。

(5)～(9)式の五元連立微分方程式の e , A , C_e 等の値を文献(2)に基づいて与える。さらに、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・クッタ法などの計算機演算によって、安定時のステップ時間 Δt ごとの $G, i_{L1}, i_L, i_b, v_{cb}$ を求めることができる。今回のシミュレーションでは、 $\Delta t = 1/(180 \times 60)[s]$ として計算する。

また、 v_L, v_b は、

$$v_L = \frac{i_L}{G} \quad \dots\dots\dots (11)$$

$$v_b = L_b \frac{di_b}{dt} + v_{cb} + r_b i_b \quad \dots\dots\dots (12)$$

(11), (12)式より求めることができる。さらに、

$$\begin{aligned}
 a_n &= \frac{1}{m} \sum_{s=0}^{2m-1} y(s\Delta t) \cos(sn\Delta t) \quad (n=0,1,2,\dots) \\
 b_n &= \frac{1}{m} \sum_{s=0}^{2m-1} y(s\Delta t) \sin(sn\Delta t) \quad (n=0,1,2,\dots) \\
 \Delta t &= \frac{2\pi}{2m} = \frac{\pi}{m}
 \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (13)$$

(13)式により、各調波フーリエ係数を算出し、各調波の大きさ及び位相を求める。

〈2・2〉 シミュレーション結果及び考察 図2のように漏れ変圧器の二次巻線の電源側より 1/2, 3/8, 1/4 の各タップ位置からバイパス回路を設ける。電源電圧 100V, 周波数 60Hz にて、電源電流のひずみ率を小さく、力率 60%以上、ランプ電力を $200 \pm 30W$, ランプ電流を JIS 規格の 2.24A 以下の範囲内とする。また、ランプ電流の波高率をバイパス回路なしの時の波高率と同程度の 1.5～1.6 になるようにバイパス回路の最適なタップ位置と L_b, C_b の最適回路定数をシミュレーションにより求める。

表1に 200W バイパス回路付漏れ変圧器形点灯回路の回路定数を示す。この回路定数を用いてタップ位置 1/2, 3/8, 1/4 における電源電流のひずみ率、力率、ランプの波高率、ランプ電力をシミュレーションで求めた結果を図3～5に示す。シミュレーションでは、図中の各 C_b 値で L_b の値を 0.001H 刻みで変化させ、各要素が最適値となるような L_b を求めた。図3～図5の各要素について比較する。

図より、どのタップ位置でも C_b が大きくなるとバイパス回路の基本波インピーダンスが小さくなり、非線形素子であるランプの基本波インピーダンスが減少しランプ電力が大きくなる。また、どのタップ位置でも C_b が大きくなると、力率も大きくなっている。

ランプ電力はタップ位置がランプ側に近づくにつれて大きくなっている。これは、ランプが非線形素子のため、タップ位置がランプ側に近づく、バイパス回路の基本波イ

図2 バイパス回路付漏れ変圧器形点灯回路のタップ位置

Fig. 2. Tap position of the leakage transformer type operating circuit with bypass circuit.

表1 バイパス付漏れ変圧器形点灯回路の回路定数

Table 1. Circuit constants of the leakage transformer type operating circuit with bypass circuit.

tap position	L_1 [H]	L_2 [H]	L_3 [H]	M_{12} [H]	M_{13} [H]	M_{23} [H]	R_1 [Ω]	R_2 [Ω]	R_3 [Ω]	R_b [Ω]
1/2	0.9150	0.3263	0.3263	0.5027	0.5027	0.3263	1.987	1.526	1.388	2.000
3/8	0.9150	0.1835	0.5098	0.3770	0.6283	0.3059	1.987	1.145	1.735	2.000
1/4	0.9150	0.0816	0.7341	0.2513	0.7540	0.2447	1.987	0.763	2.802	2.000

図3 C_b に対するひずみ率, ランプ電力等のシミュレーション結果 (タップ位置 1/2)

Fig. 3. Simulation results of distortion factor, lamp power and others for C_b (tap position 1/2).

図5 C_b に対するひずみ率, ランプ電力等のシミュレーション結果 (タップ位置 1/4)

Fig. 5. Simulation results of distortion factor, lamp power and others for C_b (tap position 1/4).

図4 C_b に対するひずみ率, ランプ電力等のシミュレーション結果 (タップ位置 3/8)

Fig. 4. Simulation results of distortion factor, lamp power and others for C_b (tap position 3/8).

ンピーダンスが減少し, ランプの基本波インピーダンスも減少するためである。

ランプの寿命に関係する波高率はタップ位置がランプ側のとき最も大きく, 電源側の時が最も小さくなっている。従って, タップ位置がランプ側に近づくにつれて波高率が大きくなり, ランプ寿命が短くなる。

電源電流のひずみ率はタップ位置が電源側からランプ側に近づくにつれて減少している。これは, L_2 が大きいほど第3, 第5調波電流が電源側に流れるのを防ぐためである。また, バイパス回路のコンデンサ容量が増加するにつれて, 電源電流のひずみ率は減少している。これは, バイパス回

路に流れる第3, 第5調波電流が増加することによる。

タップ位置 1/2 のときは電源電流のひずみ率が小さくなるが, ランプ電流の波高率が大きく, ランプ電力も大きくなる。

タップ位置 1/4 のときはランプ電流の波高率とランプ電力は小さくなるが, 電源電流のひずみ率が大きくなる。また, タップ位置 3/8 のときランプ電流の波高率は C_b の変化に伴って 1.56~1.53 と変化するが, 目標値の 1.5~1.6 の範囲に入っており, バイパス回路なしのときの波高率との差が小さい。さらに, タップ位置 3/8 のとき, 電源電流のひずみ率は C_b の変化に伴って 1.5~1.1% でバイパスなしのときの 8.5% の約 1/6 になっている。以上のことを考慮した結果, 最適タップ位置は 3/8 付近にあると考える。

また, 図4のランプ電力に着目すると, $C_b = 20\mu\text{F}$ 以上ではランプ電力が 230W を超え, また $C_b = 10\mu\text{F}$ 以下では力率が 60% 以下になり悪くなる。そこで, C_b の値を 11~16 μF の間で各要素を比較検討する。図6は C_b を 11~16 μF まで 0.5 μF 刻みで変化させたときの各要素のシミュレーション結果を示す。

図6より, ランプ電力 230W 以下, 力率 60% 以上, 電源電流のひずみ率が小さくなるようにバイパス回路の最適回路定数を求めると $C_b = 15\mu\text{F}$, $L_b = 0.074\text{H}$ となる。そのときの電源電流のひずみ率 1.29%, ランプ電流の波高率 1.55, ランプ電力 229W, 力率 61% である。

このようにタップ位置, 回路定数を最適値に定めることにより, 電源電流がほぼ正弦波となる理想点灯回路をシミュレーションによって検討できた。

図7にタップ位置 3/8, 回路定数 $C_b = 15\mu\text{F}$, $L_b = 0.074\text{H}$ としたときのシミュレーション波形を示す。

図6 C_b に対するひずみ率、ランプ電力等のシミュレーション結果（タップ位置 3/8）

Fig. 6. Simulation results of distortion factor, lamp power and others for C_b (tap position 3/8).

図7 電源電圧と各素子電流のシミュレーション波形

Fig. 7. Simulation waveforms of power source voltage and current on each element.

3. 実験による検証

シミュレーションで求めた回路定数を参考に、実験により考察する。電源には、非正弦波電流が流れてもほぼ正弦波電圧を発生する電力増幅器を用いた。

〈3・1〉 バイパス回路付漏れ変圧器形点灯回路の高調波電流低減化 図1においてバイパスがない場合の点灯回路で、電源電圧として100V、60Hzの正弦波電圧を印加した場合の安定時の電源電圧、電源電流の波形を図8に示す。また、タップ位置 3/8 で $C_b = 17\mu\text{F}$ 、 $L_b = 0.060\text{H}$ でバイパス回路を構成した場合の安定時の電源電圧と各素子の電流の波形を図9に示す。シミュレーションと実験結果では C_b と L_b の値が若干異なるが、これはシミュレーションと実験時では回路の条件が完全に一致しないためである。また、図7のシミュレーション波形と比較すると、その形状はほぼ一致しているのがわかる。

図8 電源電圧と電源電流の波形
（バイパス回路がない場合）

Fig. 8. Waveforms of voltage and current of power source (without bypass circuit).

表2に各調波電流の測定結果、図10、図11にそれぞれ各素子の第3調波、第5調波電流のベクトル図を示す。表2、図9(b)より、バイパスに流れる電流は他の要素と比較して高調波成分の含有率が非常に高いことがわかる。これは、図7のシミュレーション結果とも一致している。また、表2より各要素の第5調波電流は第3調波電流と比較して小さいため、第3調波電流ベクトル図は0.1A/scale、第5調波電流ベクトル図は0.01A/scaleで作成した。第7調波以上については、電流値が小さいので無視する。

ランプは電源から基本波電力を受け取り、その結果、第3、第5調波等の高調波電流 i_{LH} を発生する。発生した高調波電流が安定器の三次巻線に流れることにより、二次巻線と三次巻線間の相互誘導により i_{LH} と逆位相の高調波電流 i_{2H} が生じる。バイパス回路には、 $i_{bH} = i_{2H} - i_{LH}$ の電流が流れる。また、一次巻線には、一次巻線と三次巻線、一次巻線と二次巻線間の相互誘導により生じる高調波電流 i_{1-1H} が流れる。 i_{1-1H} は二次巻線と三次巻線により生じる磁束の和により生じるが、この二つの磁束は逆向きであるため、 i_{1-1H} は小さくなる。電源電流の高調波成分は $i_H = i_{2H} + i_{1-1H}$ で表される。 i_{2H} と i_{1-1H} は逆位相であるため i_H は小さくなる。

図10の第3調波電流ベクトル図では、 i_{L3} と i_{b3} がほぼ逆位相であり、 $i_{23} = i_{b3} + i_{L3}$ は減少している。また、 i_{1-13} の大きさは i_{23} とほぼ同じであり、ほぼ逆位相であるため電源電流 $i_3 = i_{1-13} + i_{23}$ は相殺され、非常に小さい値となっている。この結果、電源電流の第3調波成分はバイパス回路がない場合と比較して大幅に低減されている。

図11の第5調波電流ベクトル図では、ランプ電流 i_{L5} とバイパス電流 i_{b5} の大きさがほぼ等しく逆位相であるため、 i_{25} は非常に小さい値となっている。よって、 i_5 は i_{1-15} にほぼ等しい。 i_5 はバイパス回路がない場合と比較すると低減されているが、第3調波電流の低減率と比較するとその幅は小さい。これは、バイパス回路の C_b と L_b の値を、発生する高調波の中で一番大きな割合を占める第3調波電流に対して共振するように決定しているためである。また、第5調波については計器の測定誤差もある。

(a) Power source voltage and power source current

(b) Power source voltage and bypass current

(c) Power source voltage and primary winding current

(d) Power source voltage and secondary winding current

(e) Power source voltage and lamp current

図9 電源電圧と各素子の電流の実測波形
(バイパス回路がある場合)

Fig. 9. Experimental waveforms of power source voltage and current on each element (with bypass circuit).

表2 各調波電流の測定結果

Table 2. Experimental result of each harmonic current.

	i			i_b			i_{11}		
	[A]	phase [°]	distortion factor [%]	[A]	phase [°]	distortion factor [%]	[A]	phase [°]	distortion factor [%]
fundamental component	4.08	310.7	100.00	0.799	71.5	100.00	2.47	302.0	100.00
third harmonic	0.0484	227.4	1.18	0.511	127.0	63.91	0.193	296.6	7.83
fifth harmonic	0.0324	193.7	0.79	0.0566	9.7	7.09	0.033	196.2	1.33
	i_2			i_L					
	[A]	phase [°]	distortion factor [%]	[A]	phase [°]	distortion factor [%]			
fundamental component	1.73	320.0	100.00	2.11	300.4	100.00			
third harmonic	0.181	136.6	10.43	0.34	309.6	16.10			
fifth harmonic	0.00519	96.7	0.29	0.0555	195.2	2.63

図 10 各素子の第 3 調波電流ベクトル図
Fig. 10. Vector diagrams of third harmonic current on each element.

図 11 各素子の第 5 調波電流ベクトル図
Fig. 11. Vector diagrams of fifth harmonic current on each element.

この結果、ランプ電流の第 3、第 5 調波成分は各々バイパス回路に流れる電流の第 3 調波、第 5 調波成分と打ち消しあい、電源電流の高調波成分が低減されていることがわかる。

ランプ電圧、ランプ電流、ランプ電力、電源電流のひずみ率、力率の測定結果を表 3 に示す。表のランプ電圧、電流は JIS 規格のランプ電流 2.24A 以下を十分満足している。また、バイパス回路付点灯回路での電源電流のひずみ率は

表 3 バイパス回路付漏れ変圧器点灯回路の実験結果
Table 3. Experimental results of the leakage transformer type operating circuit with bypass circuit.

operating circuit	V_L [V]	I_L [A]	ramp power [W]	distortion factor [%]	power factor [%]
without bypass circuit	112	1.9	.205	8.37	56.4
With bypass circuit	115	2.1	229	1.49	65.2

図 12 力率改善用コンデンサを挿入したバイパス回路付漏れ変圧器形点灯回路

Fig. 12. The leakage transformer type operating circuit in condenser to improve of power factor (with bypass circuit).

1.49%，バイパス回路なしのときは 8.37%であり、約 1/6 に低減されている。その結果、図 9(a)のようにほぼ完全な正弦波の電源電流が得られる。また、力率も 56.4%から 65.2%に改善されていることがわかる。

したがって、漏れ変圧器形点灯回路にバイパス回路（タップ位置：3/8）を設けることは高調波電流低減に対して非常に有効であると言える。

〈3・2〉 バイパス回路付漏れ変圧器形点灯回路の力率改善 先に述べたように、漏れ変圧器形点灯回路において変圧器二次巻線にバイパス回路を設けることで電源の力率が改善されてはいるが、入力電圧 100V で 65.2%と小さい。これは一次巻線側にも遅れ電流が流れるためであり、力率を 100%に改善するには C_b を大きくする必要がある。しかし、 C_b を大きくすると基本波インピーダンスが減少し、ランプのインピーダンスも小さくなる。その結果、ランプ電力が大きくなるため、 C_b による力率改善はこれ以上できない。そこで、図 12 のように点灯回路の電源に並列に力率改善用コンデンサ C_s を挿入する。

図 12 の点灯回路において、バイパス回路のタップ位置 3/8、 $C_b = 17\mu\text{F}$ 、 $L_b = 0.060\text{H}$ 、 $C_s = 77\mu\text{F}$ とし、電源電圧として 100V、60Hz の正弦波電圧を印加した場合の安定時の

図 13 力率改善用コンデンサを挿入したときの電源電圧と電源電流の波形
(バイパス回路がある場合)

Fig. 13. Waveforms of voltage and current of power source (with bypass circuit).

図 14 力率改善用コンデンサを挿入したときの電源電圧と電源電流の波形
(バイパス回路がない場合)

Fig. 14. Waveforms of voltage and current of power source (without bypass circuit).

電源電圧、電源電流の波形を図 13 に示す。また、図 12 においてバイパス回路がない場合の点灯回路で $C_s = 94\mu\text{F}$ とし、電源電圧として 100V、60Hz の正弦波電圧を印加した場合の安定時の電源電圧、電源電流の波形を図 14 に示す。

図 13、図 14 より、点灯回路の電源に並列に力率改善用コンデンサ C_s を挿入することで、電源の力率をほぼ 100%にすることができる。また、図 14 のひずみ率は 15.46%であり、 C_s を挿入することで電源電流のひずみ率が増加している。しかし、図 13 のひずみ率は 2.57%と抑制されており、 C_s を挿入しても電源電流の高調波電流低減化には支障がないと言える。

4. まとめ

著者らは、メタルハライドランプバイパス回路付漏れ変圧器形点灯回路について検討した。すなわち、ルンゲ・クッタ法を用いたシミュレーション演算により、安定時の安

定器の二次巻線に設けるバイパス回路のタップ位置、バイパス回路のチョークコイル L_b 、コンデンサ容量 C_b の値を求めた。さらに、ランプ電流の波高率、電源電流のひずみ率、ランプ電力等を考慮し、最適回路定数を導出した。また、実測結果より、バイパス回路を設けることにより電源電流の高調波電流を低減できることを示した。

また、本論文では 200W のメタルハライドランプにより検討した。しかし、本論文で示した点灯回路は、高輝度放電灯であればランプ種類やランプ電力の大きさに応じて回路定数、モデル定数を変更することにより成立する。

本研究の結果を要約すると以下の通りである。

(1) シミュレーションにより求めた電源電流のひずみ率、ランプ電流の波高率、ランプ電力等を検討した結果、最適タップ位置は共試ランプの場合 3/8 付近であり、このタップでの最適回路定数は $C_b = 15\mu\text{F}$ 、 $L_b = 0.074\text{H}$ 付近であると考えてよい。

(2) 実測結果より、ランプ電流の第 3、第 5 調波成分は各々バイパス回路に流れる電流の第 3 調波、第 5 調波成分と打ち消しあい、電源電流の高調波成分が低減されていることがわかる。

(3) バイパス回路付点灯回路での電源電流のひずみ率は 1.49%と小さく、バイパス回路なしのときの約 1/6 に低減されている。よって、適正値を求めた回路定数のバイパス回路を求めることで、電源電流のひずみ率の改善が可能となった。

(4) さらに、点灯回路の電源に並列に力率改善用コンデンサを設けることで、電源の力率がほぼ 100%に改善される。また、力率改善用コンデンサを挿入しても電源電流の高調波電流低減化には支障がないと言える。

(平成 15 年 11 月 21 日受付、平成 16 年 5 月 31 日再受付)

文 献

- (1) M.Iemura, T.Nakamura, M.Kurozumi, and J.Yamaguchi: "Discussions of Same Phase High-pressure Mercury Lamp Operating Circuits", *T. IEE Japan*, Vol.115-A, No.11, pp.1062-1071 (1995-11) (in Japanese)
家村道雄・中村 格・黒住正明・山口純一:「高圧水銀ランプ同相形点灯回路の考察」, 電学論 A, **115**, 11, pp.1062-1071 (1995-11)
- (2) K.Masumi and H.Bo: "On the Mathematical Models for Equivalent Conductance of the Discharge Lamps", *J. Illum. Engng. Inst. Jpn*, Vol.57, No.6, pp.341-348 (1973) (in Japanese)
栢見和孝・坊 博:「放電ランプの等価コンダクタンスモデルについて」, 照明学誌, **57**, No.6, pp.341-348 (1973)
- (3) "Ballasts for discharge lamps(excluding tubularfluorescent lamps)-Part 2:Performance requirements", JIS C 8119-2 (in Japanese)
「放電灯安定器(蛍光灯を除く)―第 2 部性能要求事項」, JIS C 8119-2

三 宅 秀 信

(非会員) 1969 年 1 月 11 日生。1994 年 3 月九州大学大学院工学研究科修士課程修了。同年、4 月(株)九電工入社。現在、本社電気技術部所属。また、2003 年 4 月崇城大学大学院工学研究科博士課程入学、現在在学中。主として、HID ランプ点灯回路の高調波電流低減化と力率改善に関する研究に従事。電気設備学会会員。

西 嶋 清一郎

(非会員) 1981年1月20日生。2003年3月崇城大学工学部電気工学科卒業。同年同大学大学院工学研究科修士課程入学, 現在在学中。主に, HID ランプ点灯回路の高調波電流低減化と力率改善に関する研究に従事。

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年～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(現, 崇城大学)講師。1997年4月同教授となり, 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年第一種電気主任技術者国家試験合格によりオーム奨学賞受賞, 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。