一石他励インバータによる 非常照明用点灯回路の効率改善

専門会員 井山 博之* 専門会員 赤塚 美津雄**

Efficiency Improvement of Emergency Lighting Circuit by Separately Excited One Transistor Inverter

Hiroyuki Iyama (Fellow Member)
(Central Research Labo. Hitachi Ltd.)

Mitsuo Akatsuka (Fellow Member)
(Hitachi Lighting Ltd.)

ABSTRACT

Efficiency improvement of a fluorescent lamp driving inverter for emergency lighting use is described. a separately excited one transistor inverter is applied to the 36% luminous flux system of a 20 watt lamp. A Darlington circuit was bridged with a coil to reduce the switching and driving losses in the transistor switch circuit. For effective use of battery energy, the input power to the lamp is kept constant by controlling the switching duty cycle against the change of source voltage. Two kinds of load circuits, direct current type and capacitance ballast type are studied.

Consequently, an efficiency better than 83% and constant power characteristics are achieved in the prototype circuits.

1. はじめに

ビル火災のような非常時に、主電源が切られた後も点灯を維持して非常口、避難路を示し、消火活動などを容易にするための非常用照明は、消防法および建築基準法で設置基準が決められ、義務づけられている。この非常照明用点灯回路は器具内蔵電池を電源とし、高周波インバータによりけい光ランプを点灯する回路方式が主流をなしている。内蔵電池として用いるニッケル・カドミウム電池は1セル当たりの定格電圧1.2V、定格電流1.2, 1.65, 1.8あるいは3.5アンペア・時のものを、複数個直列に接続したものである。この電池は1セル当たりの価格が高く、しかも器具に比べて寿命が短い。したがって使用電池セル数は少ないことが望ましく、そのためには高効率動作可能な点灯回路が要求されている。

本報告は、20Wけい光ランプFL20Sを36%光束で点灯する誘導灯用インバータを対象に行なった回路効率改善の検討結果^{1)~3)}に関するものである。

2. 高効率化のための基礎検討

FL20S, 36%光束用インバータの従来品(日立製)はプッシュプル方式で、1.2アンペア・時(A/h)電池7セルを用いておりイ

ンバータ効率は71%程度である。このように効率が低いのは、電源電圧が低く入力電流が大きいために、スイッチング損失の比率が大きいことによる。従来品で電池1セルを低減するには83%以上のインバータ効率を実現する必要がある。

そこで高効率動作のための目標として次の2項を設定した。

- (1) インバータ効率を83%以上にする。
- (2) 電源電圧の変化に対して定電力特性を得ることにより、電池エネルギー(あるいはA/h容量値)の利用効率を高める。

電池セル数低減のための高効率インバータ回路の基本構成を図1に示す。ランプ負荷回路は、(イ)直流点灯方式と(ロ)交流点灯方式の2方式について検討した。発振回路部分は共通である。動作は、20kHzの矩形波発振器AMV出力を補助トランジスタ Q_2 により増幅して主トランジスタ Q_1 をオンオフ制御する。この動作

図1 基本回路構成

* 日立製作所中央研究所

** 日立照明機

本論文の一部は昭和54年度および55年度照明学会全国大会、および電気学会光応用・視覚研究会LAV-80-17で発表済み。

により, トランス Tr の一次コイルに発生する高周波電圧を昇圧してけい光ランプ FL を点灯する. 定電力特性は電源電圧の変化に応じて AMV の発振状態を変化させることにより得る.

以下, 図1の構成に適用した高効率動作のための基本事項について述べる.

2.1 インバータ回路損失の低減

従来回路で低減可能な回路損失の主なものは, スイッチング損失とドライブ回路損失であり, 下記の3項目を考慮して回路を構成した. なおトランス Tr の損失も重要であるが, 今回の検討では鉄損の小さなコア材質を選定するにとどめた.

(1) 一石インバータ方式を用い, ターンオン, ターンオフ動作による損失を小さくする.

(2) 補助巻線 N_{12} を介したダーリントン接続を採用して, オン状態電圧降下によるトランジスタ損失と, ドライブ回路損失を最小にする.

(3) 矩形波発振器による矩形波他励方式を採用する.

(1)項は, スイッチング損失の約1/2を生じるオン・オフ動作の一周期当たりの回数を少なくすることを目的とし, 一石方式はブッシュブル方式の1/2の回数である. またスイッチング電流波形も重要で, オン・オフスイッチング時の電流瞬時値を小さく整形する必要がある. そのためには一周期における Q_1 のオン期間の比率 (duty Cycle) の大きい矩形波に近づける.

(2)項に関しては, 通常のダーリントン接続ではオン状態でのコレクタ・エミッタ間飽和電圧が高くなることが知られている. N_{12} を介してダーリントン接続にすると, トランジスタ Q_1 の飽和電圧 V_{CE1} は N_{12} の電圧 V_{N12} を加えることにより, (1)式ののように Q_1 単独で用いる場合の値にまで低減できる.

$$V_{CE1} = V_{BE1} + V_{CE2} - V_{N12} \quad \dots\dots\dots(1)$$

ここに, V_{BE1} は Q_1 のベース・エミッタ間の順方向電圧, V_{CE2} は Q_2 のオン状態でのコレクタ・エミッタ間電圧である. またドライブ回路損失 W_D は Q_1 のベース電流を I_B とし, duty cycle を D として(2)式で近似される.

$$W_D \approx I_B \cdot (V_{N12} + V_{CE1}) \cdot D \quad \dots\dots\dots(2)$$

(2)式では N_{12} は小さいほど W_D が小さくなるが, (1)式との関係で効率最大となる N_{12} の値がある.

ダーリントン接続では, 逆バイアスによるスイッチオフ動作ができないため, Q_1, Q_2 には高周波用トランジスタを用い, 抵抗 R_{BE} の接続によりターンオフ時間を短縮する. さらに主トランジスタ Q_1 はコレクタ・エミッタ間飽和電圧が小さいことが重要である. 前記(3)項は Q_1 のコレクタ電流波形に近いベース電流波形でドライブすることを目指している.

2.2 負荷回路の検討

(1) 直流点灯方式

点灯回路は図1(イ)である. 周知のようにランプ始動時, 陰極となる側の電極は予熱が必要であるが, 陰極が片側に固定される直流点灯の場合は予熱回路は1個でよく, 点灯中の予熱損失が小さい. 動作はスイッチングレギュレータと同じ動作で, 主トランジスタ Q_1 のオフ期間にだけランプ電流が流れる.

けい光ランプを直流点灯すると, 水銀イオンの偏りによって管壁輝度のアンバランス, すなわちカタホレシス現象が生じることが知られている.

図2はカタホレシス発生所要時間の実測値の例である. この現象は低温で生じやすいため, -2°C で図1(イ)の回路により点灯

図2 カタホレシスの発生

図3 電流波形

し, アノード側とカソード側の管端から13cmの点の光束 ϕ_A, ϕ_K を測定して得た. 動作電流波形を図3に示す.

未使用ランプでは, 最初にカタホレシスが生じるまでの所要時間は40時間であり, 一度カタホレシスが生じたランプでも24時間放置すると, 再びカタホレシス状態になるまでの時間は20分以上である. 非常用照明は点灯維持時間が25~37分で短く, 点灯ひん度が小さいため, カタホレシス現象はこの場合ほとんど問題にならないと考えてよい.

図3に示すようにランプ電流は直流パルス状に流れる. 矩形波パルス点灯の場合のけい光ランプ発光率は, 正弦波電流高周波点灯方式に比べて低下しないとされている⁴⁾が, 波形が異なるため確認試験を行なった. 光束はランプ中央部の光束を簡易形照度計で測定した値を用い, ランプ電力は電圧電流波形からシン普森の公式により計算した値を用いて比較した結果, 正弦高周波点灯に比べて5%程度の誤差の範囲で差が無いことがわかった.

これらの結果から, 少なくとも平常時は商用電源により交流点灯される誘導灯用としては, 直流点灯方式は交流点灯方式と同様に適用可能であると考えられる.

(2) 交流点灯方式

コンデンサバラスト方式による交流点灯回路は, 図1(ロ)に示した. この方式は電極予熱回路は2個であるが, トランジスタ Q_1 のコレクタ電流波形を矩形波に近づけることが可能なため, 高効率動作が可能である. 図1(ロ)で予熱回路と Q_2 を除き, ランプを等価抵抗で置換して一次換算した値を R_L , 一次換算したバラストコンデンサ C_L の容量を C_L , 一次コイルインダクタンスを L_1 , 入力電圧を V_1 とすればコレクタ電流 i_c は(3)式で表わされる.

$$i_c = \left(\frac{V_1}{L_1} t + I_0 \right) + \left(\frac{V_1 + V_0}{R_L} e^{-\frac{t}{C_L R_L}} \right) \quad \dots\dots\dots(3)$$

I_0, V_0 は L_1 の励磁電流と C_L 電圧の初期値である. i_c 波形の合成を図4に示す. i_{11} は直線的に増加する励磁電流成分で, i_{12} は CR 減衰波形となる負荷電流成分である. 各定数を調整することにより実線で示した i_c 波形を矩形波に近似できる. しかし最適 i_c 波形の場合のバラストコンデンサ C_L の容量値は, 放電電流安定化のための値と一致しないことも考えられる. そのため放電

図4 コレクタ電流波形の合成

電流安定化は、矩形波発振器 AMV の duty cycle を帰還制御することで補助する。

2.3 電池のアンペア・時利用効率の向上

非常用照明では、電池の光束標準電圧 (1.1 V/セル) 以上で所定の値以上の光束を保証する必要がある。従来のインバータ回路では、入力電流が電源電圧の変化に対してほぼ平坦な特性になっている。1 セルの電池を定格電流 1 C アンペアの一定値で放電したときの電池電圧 V_{B1} 、電流 I_{B1} の経時変化を 図 5 に示す。

図5 電池の放電特性

電圧は光束標準電圧に達するまでの変化が20%以上に及ぶ。 V_{B2} 、 I_{B2} は放電電力を一定にして放電した場合の電圧電流変化である。電池のアンペア・時 (A/h) 値を一定と考え、 V_{B2} が光束標準電圧に達するまでの時間 T_{S2} は V_{B1} の場合と同じとし、 I_{B2} の T_{S2} までの時間積分値は I_{B1} のそれに等しく描いている。この図から明らかのように、時刻 T_{S2} における I_{B2} の値は I_{B1} より大きくなるため、光束標準電圧以上で所定の光束値を保証するためのインバータ効率、定電力特性の場合、従来の定電流特性の場合に比べて低くてよい。すなわち定電力特性にすれば電池の A/h 値の利用効率が高くなり、インバータ効率向上と同じ効果が期待できる。

電源電圧の変化に対して定電力特性を得るためには、電源電圧の変化に応じて duty cycle を変化させる方式⁵⁾を用いた。直流点灯方式の場合について Q_1 のオン期間 T_{on} 、オフ期間 T_{off} (図3参照) と入力電力 W_1 の関係を求めると(4)式のようにになる。等価回路および回路定数を 図 6 (イ) に示した。

$$W_1 = \frac{1+e^{-\frac{R_L T_{off}}{L_1}}}{1-e^{-\frac{R_L T_{off}}{L_1}}} \cdot \frac{(T_{on})^2}{T_{on}+T_{off}} \cdot \frac{V_1^2}{2L_1} \dots\dots\dots(4)$$

R_L 、 L_1 を図 6 (イ) の値に選び 1 周期を 50 μ S、 V_1 をパラメータとしたときの duty cycle と、入力電力との関係の(4)式による計算結果を図 6 (ロ) に示す。たとえば、 V_1 が 7.8 V から 6.6 V に 16% 小さくなったとき duty cycle を約 11% 大きくすれば、定電力特性が得られることがわかる。

コンデンサバラストによる交流点灯方式の場合も同様に、duty

図6 duty cycle による電力の変化
(イ) 直流点灯回路の等価回路
(ロ) duty cycle と電力の関係

cycle の変化により定電力特性を得る。

3. 矩形波発振回路

矩形波発振回路 AMV は、電源電圧によって duty cycle が変化することが必要である。そのための方法として一定ゲート電圧で、High レベル (H_i) から Low レベル (L_o) の切り替えが生じるロジックインバータのゲートを、1 個のコンデンサの充放電を用いて制御する回路を検討した。

図7 矩形波発振器基本構成

図 7 に基本構成を示す。 X_1 、 X_2 はロジックインバータでありトランジスタ・トランジスタロジック TTL を用いた。

動作は X_1 のゲート端子 G_1 が L_o のとき X_1 出力、すなわち G_2 端子は H_i で X_2 出力は L_o である。よってコンデンサ C_d は抵抗 R_{d1} を通して充電され、 G_1 端電圧は徐々に上昇し、 V_{th} に達したとき X_1 出力は L_o になる。したがって G_2 端は L_o 、 X_2 出力端は H_i になるため、 G_1 端電位はさらに高くジャンプし、 X_1 出力端は L_o を保持する。その後 C_d は R_{d1} 、 R_{d2} を通して放電し、 G_1 端電位が V_{th} に低下したとき X_1 出力端は H_i 、 X_2 出力端は L_o に変化する。そのため G_1 端電位はさらに低くジャンプし最初の状態に戻る。この動作をくり返して持続発振を行なう。

X_1 出力端が H_i の期間 T_H と L_o の期間 T_L を求めるための等価回路を図 8 (イ) に示した。 V_{cc} は TTL の電源電圧、 R はロジックインバータ出力が H_i のとき、出力と直列にはいるロジックインバータの内部抵抗である。TTL のゲートは負方向電圧をダイオードでクリップする構成となっており、このダイオードの順方向電圧を V_{DS} とした。 T_H 、 T_L は(5)、(6)式で表わされる。

$$T_H = -C_d(R+R_{d1}) \ln \frac{V_{cc}-V_{th}}{V_{cc}+V_{DS}} \dots\dots\dots(5)$$

$$T_L = -C_d(R+R_{L0}) \ln \frac{V_{th}(R+R_{L0})}{(V_{th}+V_{cc})R_{L0}} \dots\dots\dots(6)$$

ここに、 R_{L0} は R_{d1} と R_{d2} の並列合成抵抗値 ($R_{d1} \cdot R_{d2} / (R_{d1} +$

図8 電源電圧による duty cycle の変化
(a) 等価回路 (b) V_{cc} と duty cycle の関係

R_{d2}) である。図8(b)に計算例を示す。TTLの電源電圧 V_{cc} が高くなると duty cycle ($T_H/(T_H+T_L)$) は低下することがわかる。 V_{cc} が5.5 Vから4.5 Vに20%低下すると, duty cycle は約17%増加する。

4. 直流点灯回路

直流点灯回路の主回路と矩形波発振回路 AMV の構成を図9に示す。電池 V_1 は1.2 A/h 6セル (7.2 V) で、従来品より1セル少ない。 R_{cc} , C_{cc} は TTL の定格電圧 V_{cc} が5 Vであるため、電圧調整のために接続した。 C_0 は無負荷動作時の電圧制限用のコンデンサであり、ダイオード D_f は点灯中の電極予熱損失を抑えるためのものである。 Q_1 のコレクタと AMV 回路端子 C との接続はコレクタ電圧を帰還して、負荷変動による入力電力の変動を抑えるためのものである。 N_s , C_s の回路は N_2 の巻数を最大効率とするように決めるとき、始動時に N_2 に発生する電圧がランプのブレイクオーバー電圧に満たないことも考えられ、その場合でも十分な電圧をランプに印加するために設けた。点灯中 C_s を流れる電流が大きいと効率低下をきたすので、 C_s は必要最小限の容量とする。

図9 直流点灯回路
(a) 主回路構成 (b) AMV 回路

図9(b)に矩形波発振回路 AMV の構成を示す。図7との違いは、コンデンサ C_d の充放電回路の他端をロジックインバータ X_3 の出力端に接続したこと、帰還回路 C_e , R_e を接続したことであるが、発振動作は図7の場合と変わらない。 R_{TH} は温度補償用のサーミスタである。 Q_2 のベース入力 X_4 の出力端電圧であり、この電圧が H_4 のときは Q_2 , Q_1 はオン状態となる。この接続において V_1 の電圧が高いほど Q_1 の duty cycle が小さくなり、定電力特性を実現することが可能である。

図9の回路定数例は、電源 V_1 の定格電圧が7.2 V, Q_1 には 2SC 2092, Q_2 は 2SD 763 (日立) を使い、トランス T_r 用コア は SB-5 EI-28 (日本フェライト) を用いた。AMV 用の TTL は HD 7400 (日立) を使い、点灯中の発振周波数は 20 kHz 程度である。

図10 N_{12} と 効率

図10に補助巻線 N_{12} とインバータ効率の関係を示す。負荷は 600 Ω の抵抗負荷を用い、一次コイル総巻数は13ターン、一次コイルと二次コイルの巻数比は1:15である。電源電圧は光束標準電圧の6.6 V, 入力電流を1.2 A としたときのインバータ効率の実測値をプロットした。補助巻線 N_{12} は2ターンのとき最大効率を示す。トランス T_r の巻数を変化する場合 N_{11} と N_{12} との巻数比をこの場合と同じ値に保てばよい。 N_{12} が0ターンの場合は通常のダーリントン接続の場合である。

図11 一次巻線電圧とコレクタ電流
(a) 無負荷時 (b) 点灯中

図1の予熱回路インピーダンス Z_f としては、従来のプッシュプル方式の場合はコンデンサを用い、直列共振条件を利用して、点灯中の電極予熱損失を極力小さくしている。一石インバータの場合は、一次コイル $N_1(N_{11}+N_{12})$ 両端電圧波形が図11のようにパルス状であり、正弦波とにならないために共振を利用する方法は効果が少ない。しかし図11に示したように点灯中の N_1 両端電圧ピーク値は無負荷時の約1/5にまで低下するため、この差電圧を用いてランプ始動時にだけ十分な予熱電流を流し、点灯中の予熱電流を無視できる値にまで低減できる。図9の連結ダイオード D_f がそのための回路で、ダイオードの順方向電圧により負荷時と点灯中の差電圧を検知して予熱動作を行なう。このため予熱巻線 N_f は必要最小限の巻数にして、 D_f のダイオード個数を最少にする。

トランス T_r , C_0 , R_{BE} など、図9におけるその他の回路定数の最適条件を検討して試作した回路の点灯特性を図12に示す。予熱損失を損失とした場合のインバータ効率は83~84%, 光束標準電圧6.6 Vにおける比光束は38%であり、規格の36%以上を満

足している。比光束のカーブはゆるやかではあるが正特性を示し、定電力特性は十分でない。入力電流は負特性で定格電圧 7.2 V において 1.11 A である。これは 1.2 A/h の電池から要求される電流上限値 1.2 A 以下を満たしている。

図 12 直流点灯試作回路の特性

以上のように図 9 の直流点灯回路により、従来回路における電池 7 セルから 6 セルへ 1 セル低減するのに十分な特性を得た。

5. 交流点灯回路

コンデンサバラストによる交流点灯回路の構成を 図 13 に示す。

図 13 交流点灯回路
(イ) 主回路構成 (ロ) AMV 回路

この場合は 1.8 A/h 電池 4 セル化を目標に検討を進めた。電池の定格ボルト・アンペア値は 1.2 A/h 電池 6 セルの場合と同じである。電源電圧 V_1 は 4.8 V であり、AMV 回路の電圧調整回路は不要である。負荷回路は交流動作であるため、両電極の予熱回路を必要とする。直列ダイオード D_f は直流点灯回路の場合と同じ動作をする。AMV 回路は電源電圧の変化に対して定電力特性を増すために、 R_{d1} と並列にコンデンサ C_s と抵抗 R_s の直列回路を設けた。

コンデンサバラスト方式を用いる目的は、点灯中のコレクタ電流 i_c 波形を矩形波に近づけ、スイッチング損失を低減することである。図 4 で示したように定数の選び方により i_c 波形が変化する。図 14 にバラストコンデンサ容量 C_L を変化した場合の発光効率の変化を示す。パラメータは一次総巻数 N_1 に対する二次巻数 N_2 の巻数比である。効率はランプ中央部の相対光束 ϕ と入力電力 W_1 との比率により求めた。条件は V_1 4.4 V 入力電流 1.7 A およびトランジスタ Q_1 のオン期間 T_{on} 28 μ S 一定とした。

C_L が小さいと Q_1 のターンオン直後の電流値が大きく、 C_L が

図 14 バラスト容量と効率

大きいとターンオフ直前の電流値が大きいため、それぞれターンオン時、ターンオフ時の損失が大きくなる傾向であり、それらの中間の容量で最大効率を示す。

巻数比が小さいほど効率最大となる C_L 最適容量値は小さくなる。巻数比が大きすぎると最大効率値が低下する傾向である。巻数比下限はランプ始動電圧によって決まる。

コンデンサバラストの場合、直流点灯方式に比べて、トランス T_r の負荷にリアクタンス成分が加わるため、duty cycle の変化に対する定電力特性化の割合が小さくなる。そのため C_s, R_s を接続して duty cycle の変化を大きくする。

図 15 入力変動特性の改善

図 15 に R_s と R_{d1} の比率を変えた場合の入力電流変化を示す。 C_s, R_s を接続しない場合は V_1 4.4 V から 5.2 V の変化で数%変化しか得られないが、 R_{d1}/R_s を 6.8 にすると 20% の変化が生じる。コンデンサ C_s はバイアス電圧を与えるために挿入し、ある値以上であれば容量値には関係しない。定電力特性は R_{d1}/R_s が 3.3 ~ 4.7 のとき得られた。

図 13 の各回路定数の最適値を検討して試作した回路の各部波形を 図 16 に示す。(イ) のスイッチング波形は Q_1 のターンオン時にピーク電流が流れているが、他はほぼ理想的な波形となっている。(ロ) のランプ電圧、電流波形はバラストインピーダンスが小さいため正弦波とはならない。

点灯特性をに 図 17 示す。定電力（光出力）特性は直流点灯の場合よりさらに良好になっている。予熱回路損失を損失に含めた回路効率は 84% 以上であり、従来品に比べて 10% 以上の上昇を得ている。定格電圧 4.8 V における入力電流は 1.65 A（目標は 1.8 A 以下）で、光束標準電圧 4.4 V における比光束は 37.7%（規格は 36% 以上）である。

以上のように図 13 の交流点灯回路により、1.8 A/h 電池 4 セル化が十分可能な特性を得た。

(イ)

(ロ)

図 16 交流点灯の場合の各部波形

- (イ) コレクタ高圧 V_{CE} , 電流 i_c 波形
 V_{CE} 20 V/div, i_c 2 A/div, 10 μ S/div
 (ロ) ランプ電圧 V_L , 電流 i_L 波形
 V_L 100 V/div, i_L 0.2 A/div, 10 μ S/div

図 17 交流点灯試作回路の特性

6. おわりに

以上のように、一石他励方式インバータにより所期の目的を達成することができたが、ここに検討した効率改善のための各項目は、非常用照明の特殊性を生かしたものが多く、すなわち直流点灯方式を用いることが可能であるのは、点灯維持時間が37分以内で短いことに加えて、点灯ひん度が小さいことによる。またコンデンサバラストで、コレクタ電流波形を矩形波に容易に整形できるのは電源電圧が数ボルトで極端に低いことによる。さらにダーリントン接続で損失の小さいスイッチング動作が可能であるのは、低電圧トランジスタにコレクタ・エミッタ間飽和電圧が低く、 h_{FE} が大きく、しかも高周波スイッチング特性の良いものが得られることによる。

しかし一般照明用のインバータにおいても、他励方式は実用化の機運にあると考えられ、さらには点灯方式も半導体回路応用により多様化の方向である。その推進のためには本件のようにディジタル IC などの高性能素子の積極的利用と、機種の特徴を生かした考え方による構成も必要と考えられる。

最後に本研究にご助言、ご協力いただいた日立照明株式会社山一課長、小山敦夫主任技師および仙葉和久企画員に深謝の意を表す。

参考文献

- (1) 赤塚ほか2名：昭54照明学会全国大会 No. 33
- (2) 井山：昭55照明学会全国大会 No. 41
- (3) 井山, 赤塚：電気学会光応用・視覚研究会 LAV-80-17
- (4) J. Polman ほか2名：J. Phys. D: Appl. Phys. 5 (1972) 226
- (5) 関根ほか2名：昭53照明学会全国大会 No. 29

(受付1980年11月5日)

5月号掲載予定目次

施設報告 ○農林水産省畜産試験場の照明設備

随想 ○「はちけん」について

資料 ○2枚のフィルタを併置したときの透過率

○灯火器「ひょうそく」の考証と分類について

○CIE 屋内照明計算—基礎法の解説—

委員会報告 ○放射の応用・関連計測研究委員会公開研究会報告 (2)

その他