ハイパワーLED ランプ用高効率駆動回路

非会員 川西 大介 (金沢工業大学光電相互変換デバイスシステム研究開発センター)
 非会員 橋本 耕成 (金沢工業大学光電相互変換デバイスシステム研究開発センター)
 非会員 木下 和昌 (金沢工業大学光電相互変換デバイスシステム研究開発センター)
 正会員 坂本 康正 (金沢工業大学光電相互変換デバイスシステム研究開発センター)

High Efficiency Driving Circuit for High-power LED Lamp

Non Member **Daisuke Kawanishi** (Optoelectronic Device System R&D center, Kanazawa Institute of Technology),
 Non Member **Kosei Hashimoto** (Optoelectronic Device System R&D center, Kanazawa Institute of Technology),
 Non Member **Kazuaki Kinoshita** (Optoelectronic Device System R&D center, Kanazawa Institute of Technology) and
 Member **Yasutada Sakamoto** (Optoelectronic Device System R&D center, Kanazawa Institute of Technology)

ABSTRACT

As LEDs have an increasingly higher luminous efficiency LED lamps are expected to become more popular. Therefore, not only luminous efficiency, but also the efficiency of lighting circuits is an important way to improve the efficiency of an entire lighting system. We have therefore invented a new inrush current suppressor which uses a solid state relay (a Photo MOS one), and developed a high-efficient lighting circuit for LED lamps. It has an efficiency that is 80.7~91.8% higher than conventional lighting circuits and suppresses the inrush current.

KEYWORDS : light emitting diode, rush current suppressor

1. 緒論

現在、蛍光灯に代わる照明器具として、発光ダイオード (Light Emitting Diode, 以下、LED と略す) が注目されている。それは、環境問題の観点から、低消費電力、高効率、長寿命、水銀フリーが期待されるからである。特に近年、LED の発光効率が急速に向上し、蛍光灯と肩を並べるに到り、照明機器全体の総合効率を向上させることが重要になると考えられる。したがって、筆者らは LED ランプの駆動回路の消費電力を低減させることに着目した。

従来、LED ランプ用駆動回路はどれも約 10~20% の損失があり、電源の変換効率 (以下、電源効率と記す) の低下を余儀なくされていた。そこで、筆者らは、AC100V を平滑化した DC140V (AC100V の最大値 141.4V - 整流ブリッジでの電圧降下 1.4V = 140V) を使用する方法に着目した。しかし、その方法は突入電流が発生するという問題を生じた。

突入電流とは電源を入れた直後、平滑コンデンサに流れ込む巨大な充電電流のことであり、平滑コンデンサを有する LED ランプを複数個、同時にスイッチ ON するならばブレーカーを遮断する可能性が多く、また、電源スイッチの溶着、回路素子への過大なストレス等、様々な問題の原因となっていた。

突入電流抑制回路は従来からも考えられ、実用されているが、電源効率が低くなるという問題があった。

筆者らは先に LED ランプの高効率駆動回路を発表したが¹⁾、そのときの LED の順方向電流は 20mA と小さく、ランプとして使用するには光束が不足していた。そこで、筆者らは高輝度用 LED

(シチズン電子社製 CL-L100) を使用した図 1 に示す高光束 LED ランプの駆動回路を開発した。

特に、半導体リレー (Photo-MOS リレー) を利用した新たな突入電流抑制回路を発明し、LED ランプ用駆動回路の高効率化を実現した。具体的には、電源電圧 90V~110V の変動に対し、電源効率 80.7~91.8% で、突入電流の低減も実現できたので、ここに報告する。

本駆動回路は、2つの半導体リレーを最大限に活かすことで高効率化、低消費電力化はもちろん、部品点数の増加による、産業廃棄物やコストの増加の心配もない。

図 1 筆者らが開発した LED ランプ用駆動回路
 Fig.1 New driving circuit for LED lamp.

照明機器は世界中で使用されており、その効率を1%でも高くすることが、CO₂削減につながり、地球温暖化抑制に大きな効果があることは言うまでもない。

本論文の目的は、筆者らが新しく考案した半導体リレー型突入電流抑制回路を備えたLEDランプ用駆動回路の従来型駆動回路に対する優位性を証明することであり、従来の駆動回路の電源部と突入電流抑制回路の比較、本駆動回路の特徴及び、動作原理を記すことである。

2. LED ランプ用各種駆動回路

本章ではLEDランプ用駆動回路の問題点である、電源効率の観点から各種駆動回路について比較を行う。

照明機器全体の効率を考えた場合、LED自身の発光効率と同様に電源効率も重要である。

LEDの順方向電圧は数Vと低く、従来のLEDランプではAC100Vを様々な方法で変換しLEDを駆動している。以下に各駆動方式について記述し、最後に比較する。

2.1 各種LED駆動方式

駆動方法としては、以下の①降圧や分圧するタイプ、②AC100Vをそのまま使用するタイプ、③DC140Vを使用するタイプ、の大きく3つのタイプに分けられる。以下にそれぞれの特徴を記述する。

① 降圧・分圧型²⁾

LEDの駆動方式には、LEDの順方向電圧が低いために、トランスで降圧するものやコンデンサと抵抗（以下、CRと略す）で降圧するものがあり、その後、整流し、平滑しているものがある。このように降圧や分圧を行うことで、損失が約10~20%と大きくなる欠点がある。

また、出力を大きくする（輝度を高くする）には電流を増やす方法が考えられるが、その電流を安定化するための制御回路が必要になり、部品点数やコストが増えてしまう。

② AC直接印加型³⁾

AC100VをそのままLED群に印加することは損失がないため非常に高効率であり、Seoul Semiconductor社の「ACRICHE」で採用されている。しかし、LED群に半波もしくは全波波形を直接印加することになり、平滑回路がない分輝度は低下し、フリッカも発生する。また、LEDの数も2倍必要であるにもかかわらず以下の方式より全光束は低下する。

③ 非降圧DC型

AC100Vを分圧・降圧しないで直接、全波整流し、平滑してDC140Vをそのまま利用するため、高効率である。また、LED群に印加できる電圧も100V以上となる。非降圧DC型はLEDを多数直列接続でき、明るいランプが作製できる。しかし、静電容量の大きな平滑コンデンサを使用するため、突入電流がたくさん流れることが従来問題であった。

筆者らは、非降圧DC型に着目し、このタイプの問題を解決する方法を考案した。

2.2 LED駆動方式の比較

第2.1節で述べた各方式の比較を表1に示す。

表1 LED駆動方式の比較
Table 1 Comparison of LED driving methods.

	電力損失	明るさ	突入電流	フリッカ	部品点数
①降圧・分圧型	10~20[%]	◎	少し有り	無し	多い
②AC直接印加型	0~2[%]	○	無し	有り	1, 2個
③非降圧DC型	10[%]	◎	有り	無し	少ない

3. 突入電流抑制回路

表1において、③非降圧DC型の最大の欠点は突入電流があることである。突入電流とは、電源投入時平滑コンデンサに流れる巨大な充電電流のことであり、ブレーカーの遮断や電子部品への過大なストレスなど様々な問題の要因となっている。突入電流を抑えるには、図2のように平滑コンデンサと直列に抵抗を接続し、突入電流を抑制する方法がある。しかし、突入電流は過渡時（電源投入直後から、平滑コンデンサが充電するまでのわずかな時間）に発生する現象であり、過渡時以降の定常状態において、突入電流抑制用抵抗は無駄な電力損失を招く。そこで、その無駄となっている電力損失を削減するため、サイリスタやサーミスタを用いた突入電流抑制回路が従来使用されてきた。しかし、これらの回路は電源効率向上の足かせとなっていた。

図2 抵抗型突入電流抑制回路

Fig.2 Suppressing circuit of inrush current with resistor.

3.1 突入電流抑制回路の必要性

平滑コンデンサに電荷が溜まっていない状態で、スイッチをオンにすると、電荷を溜めるために大きな突入電流が流れる。その値は、突入電流抑制回路がない場合、理論上無限大となる。

今回作成した回路では、電源電圧をDC140VでLEDに流す最大電流を155mA、平滑コンデンサの容量を220μFで動作させており、これらの条件をふまえて図3の実験回路を作成して突入電流を測定したところ、突入電流の最大値は36Aを観測した。本回路では、電流を測定するために1Ωを付けているが、実際には約0Ωなのでもっと多くの電流が流れる可能性がある。このように過大電流が流れると上述のような弊害がおこる恐れがあるので、突入電流抑制回路を付ける必要がある。

図3 突入電流測定回路

Fig.3 Measurement circuit of inrush current.

3.2 各種突入電流抑制回路

従来の突入電流抑制回路には、①サーミスタ型と②サイリスタ型が主に使用されていたが、筆者らは新たに③半導体リレー型の突入電流抑制回路を考案した。以下に各タイプの特徴を記述する。

①サーミスタ型⁴⁾

このタイプは突入電流抑制用抵抗の代わりにサーミスタを接続する方式であり、その回路図を図4に示す。動作原理は、突入電流による温度の上昇とともに自動的にサーミスタの抵抗値が下がり、定常状態での電力損失を減らす方法を取り入れている。しかし、電源を切った直後に電源が投入されると、サーミスタの温度が予熱で上昇したままなので非常に大きい突入電流が発生する恐れがある。

図4 サーマスタ型突入電流抑制回路

Fig. 4 Suppression circuit of inrush current with thermistor.

②サイリスタ型⁵⁾

このタイプは突入電流抑制用抵抗と並列にサイリスタを設け、定常時にサイリスタをオンし、突入電流抑制用抵抗をバイパスすることで、電力損失を削減する方法である。サイリスタ型の回路図を図5に示す。この回路では、サイリスタをオンオフするための制御回路とその制御回路用の電源が必要となる。突入電流抑制用抵抗における損失はカットできるが、突入電流抑制回路で発生する消費電力があるため効率が良いとは言えない。また、部品点数に伴う回路面積やコストの増大が問題となる。

図5 サイリスタ型突入電流抑制回路

Fig. 5 Suppression circuit of inrush current with thyristor.

③半導体リレー型

このタイプは筆者らが考案した新しいタイプの突入電流抑制回路であり、その回路図を図6に示す。

図6 半導体リレー型突入電流抑制回路

Fig. 6 Suppression circuit inrush current with photo MOS relay.

本駆動回路は、突入電流抑制用抵抗をバイパスするために、半導体リレーを利用している。

半導体リレーの消費電力は小さく、定常状態における損失はわずかとなる。また、ランプとして使用する LED ランプ部と並列に半導体リレーの入力を設けることで、サイリスタ型のように、突入電流抑制回路用の電源や制御回路が不要なため、定常状態での損失を少なくできる。さらに、半導体リレーの入力側と出力側が電気的に

絶縁されているため回路設計が容易で回路構成が簡易で、なおかつ回路容積の増大を抑えることができる。具体的な回路については第4章で、消費電力については第4.3節で記述する。

3.3 突入電流抑制回路の比較

表 2 に上記 3 つの突入電流抑制回路の比較を示す。

表 2 突入電流抑制回路の比較

Table 2 Comparison of suppression circuits for inrush current.

	消費電力	特徴
①サーミスタ型	×	回路が簡易、温度に依存
②サイリスタ型	△	電源回路、制御回路が必要、高コスト
③半導体リレー型	○	回路が簡易、高効率

4. 本LEDランプ用駆動回路

本駆動回路は図1に示すように、電源部、突入電流抑制回路部、定電流回路部、LEDランプ部から構成されている。

電源部は第 2 章で述べたように、AC100V を全波整流し、その後平滑して DC140V を得ているが、実際には AC100V に $\pm 10V$ の変動を考慮するので $DC140V \pm 14V$ となる。以下に定電流回路の動作原理、半導体リレー型突入電流抑制回路の動作原理、電源効率、始動時間について述べる。

4.1 定電流回路の動作原理

図1においてLEDを定電流駆動するための定電流回路部を表しているのが図7である。

圖 7 定電流回路

Fig. 7 Current regulator.

この回路ではツェナーダイオードで定電圧を作り、それを FET の V_{GS} に印加することで定電流が流れるようにしている。定電流ダイオードを付けることでツェナーダイオードに定電流を供給し、より安定した電圧を作っている。また、 R は電流検出抵抗として動作しており、FET が過熱し電流 I_f が増えると V_{GS} を下げて電流 I_f を抑える働きがあり熱に対する安定性を高めている。 R は可変抵抗で抵抗値を変えて電流の微調整もできるようになっている。

実際に動作させてみたところ、定電流回路部における動作電圧 V_{CRC} は 3.9V 以上となった。

4.2 突入電流抑制回路の動作原理

図8の回路は図1の回路と同じ回路であるが本図に示すように突入電流抑制抵抗 R_{SO} を半導体リレーでバイパスしている。

電源投入時はRs0で突入電流を軽減し、定常時はRs0を半導体リレーでバイパスすることで不要な消費電力を削減している。また、半導体リレーの入力側を平滑コンデンサと並列に接続し、Vcを基準にRpin1, Rpin2を微調整してスイッチングしている。

電流と電圧の波形は図 9、図 10 のようになっており、本回路に流す電流 I_s は半導体リレーの有無にかかわらず一定であるため V_s の電圧差がそのまま相対的に電力差になると考えられる。すなわち、2つの半導体リレーを順番につけることで V_s をより小さくして電力を削減している。

もし、半導体リレーを1個にするならば、 V_s 部の合成抵抗が増え、 V_s が増加するため、電力も増加してしまう。また電力消費を抑えるために R_{s1} を小さくすれば良いが、突入電流が増加する。これら両方の条件を満足させるために半導体リレーを2個使用した。

以下に R_{s0} , R_{s1} , R_{s2} の各抵抗値を求める。その場合、平滑コンデンサに電化が溜まっていない状態すなわち $V_c = 0V$ で、 $V_s = 140V$ と考える。また、突入電流の最大値は $1A$ と定める。

まず、 R_{s0} の値を計算すると

$$R_{s0} = V_s / (\text{突入電流の最大値}) = 140V / 1A = 140\Omega$$

となり、突入電流が $1A$ を超えないための余裕を持たせ R_{s0} を 150Ω に設定した。このとき、定常状態での V_c の実測値 V_c は $120V$ となったので、 V_s の最大値は $(140V - 120V) = 20V$ となり、

$$R_{s0} \text{ と } R_{s1} \text{ の合成抵抗 } (R_{s0} // R_{s1}) = 20V / 1A = 20\Omega$$

となるが、ここでも最大電流に対する余裕を見て、 20Ω の1.5倍である $(R_{s0} // R_{s1}) = 30\Omega$ に設定する。

$$\therefore R_{s1} = 1 / (1/30 - 1/150) = 37.5\Omega$$

となり R_{s1} を 38Ω に選定した。

R_{s0} を 150Ω , R_{s1} を 38Ω にしたときの、定常状態での V_c の実測値 V_c は $130V$ となったので、 V_s の最大値は $(140V - 130V) = 10V$ となり、

$$R_{s0} \text{ と } R_{s1} \text{ と } R_{s2} \text{ の合成抵抗 } (R_{s0} // R_{s1} // R_{s2}) = 10V / 1A = 10\Omega$$

となるが、ここでも最大電流に対する余裕を見て1.5倍の

$$(R_{s0} // R_{s1} // R_{s2}) = 15\Omega \text{ に設定する。}$$

$$\therefore R_{s2} = 1 / (1/15 - 1/30) = 30\Omega$$

となり R_{s2} を 30Ω に選定した。

図8 半導体リレー型突入電流抑制回路の接続方法

Fig.8 Suppression circuit of inrush current with photo MOS relay.

4.3 電源電圧の変動に対する本駆動回路の電源効率等の実験結果

電源効率とは【全LEDの消費電力】／【全消費電力】であり、本駆動回路においては、電源電圧 $90V \sim 110V$ の変動に対し電源効率 $80.7 \sim 91.8\%$ を実現した。図11に実験の様子を写真で示す、表3および図12～図15に実際の実験結果を示す。

表3において入力電圧、入力電力（交流）、出力電圧、出力電流（直流）、照度はすべて測定値である。出力電力は「出力電圧 × 出力電流」、電源効率は「出力電力／入力電力」でそれぞれ算出した。全光束は「LEDのデータシート(出力電流)」より対応した値として求めた。

図9 突入電流抑制時の I_s の電流波形

Fig.9 Current waveform of I_s at transitional time.

図10 突入電流抑制時の V_s , V_c の電圧波形

Fig.10 Voltage waveform of V_s & V_c at transitional time.

図11 実験の様子

Fig.11 Environment of experiment.

表3 本駆動回路の実験結果

Table 3 The experimental result for our driving circuit.

入力		出力(LED)					電源効率 [%]
電圧[V]	電力[W]	電圧[V]	電流[mA]	電力[W]	照度[lx]	全光束[lm]	
90	10.4	116	82.5	9.57	296	751	91.8
92	12.4	117	97.0	11.35	341	883	91.4
94	15.1	119	115.8	13.78	392	1054	91.3
96	17.7	121	133.0	16.09	435	1210	91.1
98	20.0	122	147.5	18.00	485	1342	90.2
100	21.3	123	153.9	18.93	508	1400	89.0
102	21.9	123	155.2	19.09	511	1412	87.0
104	22.5	123	155.9	19.18	512	1419	85.2
106	23.0	123	156.8	19.29	515	1427	83.8
108	23.6	123	157.7	19.40	517	1435	82.2
110	24.1	123	158.3	19.47	518	1441	80.7

図 12 入力電圧の変動に対する入力側と出力側の各消費電力

Fig. 12 The dependence of power consumptions of input & output to change of input voltage.

図 13 入力電圧の変動に対する電源効率

Fig. 13 The dependence of power supply efficiency to change of input voltage.

図 14 入力電圧の変動と照度の関係

Fig. 14 The dependence of illuminance to change of input voltage.

図 15 入力電圧の変動と全光束の関係

Fig. 15 The dependence of total flux to change of input voltage.

図 12 において入力電圧に対し出力電力が飽和しているのは、LED に大量の電流が流れないように定電流回路が働いているからである。入力電圧が定格を超えて大きくなればなるほど、定電流回路部で電圧降下が多くなり、その回路での電力消費も増加している。それと共に図 13 に示されるとおり、電源効率も悪くなる。

図 13 に示されるとおり、電源効率は入力電圧が低いほど高いが、図 14、図 15 に示すように、照度や全光束は入力電圧が低いほど低下する。

ここで、LED の個数を減らすことで、出力電力の飽和領域を入力電圧が 90V のところから設定することもできる。その結果、電圧変動に伴う全光束の変化を少なくできるが、電源効率が全領域で少なくなる問題が生じる。

逆に LED の個数を増やすことで、全体の電源効率を増やすこともできるが、電圧変動に伴う全光束の変化が顕著になる欠点がある。両者の妥協点と実用上 100V で動作する確率が高いことから、100V 付近から出力電力（全光束）の飽和領域に入るような条件を選定し、実験を行った。

4.4 本駆動回路の始動時間

本駆動回路では電源投入し、LED ランプが点灯するまでタイムラグがある。それは、電源を投入したときに突入電流抑制抵抗があるため平滑コンデンサ C の充電に時間がかかり、LED ランプに電流が流れ出すのが遅くなるからである。

すなわち、始動時間は平滑コンデンサと突入電流抑制抵抗による RC 回路の時定数によって決まる。さらに、本駆動回路では直流ではなく交流を全波整流し充電するので、実際の始動時間は、直流の場合より遅くなる。

筆者らが製作した駆動回路において始動時間は図 10 に示される通り 0.2 秒以下となった。蛍光灯の始動時間は 1～3 秒であるので、それに比べると始動時間は速く、人間の感覚としては点灯スイッチを ON にしてから点灯するまでの時間が遅いとは感じられない。

5. 結論

筆者らは、ハイパワーLED ランプ用の半導体リレー型突入電流抑制回路を考案した。従来の無駄な電力消費を削減することにより、電源電圧 90V～110V に対し、出力電力 10W～20W、電源効率 80.7～91.8%と高効率のハイパワーLED ランプ用駆動回路を開発した。また、突入電流も低減し、点灯時の電流を 1A 以下に低減できたので、ブレーカーが落ちる恐れもなくなった。

今後の照明用 LED は数十個の LED をパッケージ化し、発光効率を高めることが予想される。それにより、LED の順方向電圧も高くなる。そうなれば、降圧や分圧せずに DC140V を利用する需要がますます増えると考えられる。

参考文献

- (1) 橋本耕成, 杉野武史, 青木祐二, 坂本康正: LED ランプの高効率駆動回路, 平成 18 年度照明学会東京支部大会, pp.23-24.
- (2) 森堀公平, 石塚洋一, 松尾博文: 定電流抑制回路を用いた LED 照明用駆動回路の一考察, 資料番号 EE2004-68, 第 104 巻, No.EE-651, pp.13-19.
- (3) Lee: 交流直結で駆動する照明向け白色 LED, 『日経エレクトロニクス』, 2007 年 03 月 12 日号, No.947, pp.115-122.
- (4) ネオテクノロジースイッチング電源の回路集 10 巻, 安川電機, 『突入電流抑制 (ソフトスタート) 回路』, 特開 平 10-191639.
- (5) ネオテクノロジースイッチング電源の回路集 10 巻, 矢崎総業, 『突入電流抑制 (ソフトスタート) 回路』, 特開 平 8-256481.

(受付日 2008 年 3 月 6 日/採録日 2009 年 1 月 9 日)

川西 大介（非会員）

金沢工業大学 光電相互変換デバイスシステム研究開発センター

〒921-8501 石川県石川郡野々市町扇が丘 7-1

昭和 59 年 11 月 17 日生まれ。平成 19 年 3 月金沢工業大学情報通信工学科卒業。現在、金沢工業大学大学院博士前期課程電

電気電子工学専攻に在学。

橋本 耕成（非会員）

金沢工業大学 光電相互変換デバイスシステム研究開発センター

〒921-8501 石川県石川郡野々市町扇が丘 7-1

昭和 57 年 2 月 4 日生まれ。平成 16 年 3 月金沢工業大学電子工学科卒業。平成 16 年月同大学大学院 博士前期課程入学。平成 16 年 8 月～平成 17 年 5 月米国イリノイ大

学留学。平成 19 年 3 月同大学大学院 博士前期課程修了。現在パナソニック株式会社に勤務。

木下 和昌（非会員）

金沢工業大学 光電相互変換デバイスシステム研究開発センター

〒921-8501 石川県石川郡野々市町扇が丘 7-1

昭和 59 年 6 月 30 日生まれ。平成 20 年 3 月金沢工業大学情報通信工学科卒業。現在、日東電工株式会社に勤務。

坂本 康正（正会員）

金沢工業大学 光電相互変換デバイスシステム研究開発センター

〒921-8501 石川県石川郡野々市町扇が丘 7-1

昭和 25 年 2 月 4 日生まれ。昭和 25 年 3 月金沢工業大学電気工学科卒。昭和 47 年年 4 月同大学助手。昭和 60 年 3 月同大学大学院博士課程修了。平成 2 年 4 月同大

学助教授。平成 7 年 8 月～平成 8 年 7 月 MIT 客員研究員。平成 9 年 4 月～現在、同大学教授。工学博士。SID. 映像情報メディア学会、各会員。