

平成 29 年度 卒業学位論文

電流バランス機能を備えた
高拡張性 LED ドライバの
動作と実機検証

工学部 電気電子工学科

14T3043X 多田 喜耶

指導教員 鵜野 将年

要旨

近年、LED (Light Emitting Diode) の長寿命、高効率、低環境負荷等の利点から、蛍光灯や白熱電球等の従来の照明器具が LED に置き換わりつつある。LED の輝度は従来の照明器具とは異なり電流に依存し、また、個体により順方向電圧にばらつきが存在することが知られている。従って、複数の LED ストリングに等しい電圧を印加した場合、各ストリングの輝度にばらつきが生じる。各ストリングの輝度を均一化するためには、全てのストリング電流をバランスさせる LED ドライバが必要となる。無制御でストリング電流をバランス可能なパッシブ電流バランス方式の LED ドライバは、電流センサや電流バランス制御が不要なため低コストという利点を有するものの、従回路の多くはストリング数に応じてトランスを多相化する必要があるため拡張性に乏しい等の課題がある。本論文では、高い拡張性を実現するパッシブ方式の LED ドライバを提案し、実機検証により有効性を確認した。

Abstract

Traditional lighting devices such as incandescent and fluorescent lights are being replaced by light emitting diodes (LEDs) thanks to the long lifetime, high efficiency, and low environmental impact. Unlike traditional lighting devices, the luminance of LEDs depends on its current, and LEDs have variations in its forward voltages. Therefore, applying the same voltage to multiple LED strings leads to imbalances in luminance, and hence, an LED driver is necessary for balancing the currents to equalize the luminance of LED strings.

In general, LED drivers with a passive current balancing function are cheaper and smaller than active current balancing drivers because of the lack of current sensors and control circuits. Conventional passive current balancing drivers, however, have poor extendibility since a transformer must be multi-phased as the number of LED strings is extended.

In this paper, a highly-extendable LED driver with passive current balancing function is proposed. The experiments using a prototype verified the efficacy of the proposed LED driver.

目次

第1章	はじめに	1
1.1	研究背景	1
1.2	従来のLEDドライバ	2
第2章	提案回路	4
2.1	回路の特徴	4
2.2	ストリング数の拡張	5
第3章	動作解析	6
3.1	動作モードと電流経路	6
3.2	電流バランスの原理	9
3.3	PFM制御による出力電流特性	10
3.4	シミュレーションによる動作確認	14
第4章	実機検証	17
4.1	試作回路	17
4.2	実験結果	21
4.3	損失解析	23
4.4	LEDストリングの駆動実験	24
第5章	まとめと今後の予定	24

第1章 はじめに

1.1 研究背景

LED (Light Emitting Diode) は高効率、長寿命、低環境負荷という特徴により小電力から大電力まで幅広い用途で使用されており、白熱電球や蛍光灯等の従来の照明器具は LED に置き換わりつつある。従来の照明器具とは異なり LED の輝度は電流に依存することが知られている。また、LED の順方向電圧は温度や劣化状態等に依存するため、同一型番の LED であっても個体により順方向電圧にばらつきが存在する。従って、図 1.1(a)に示す通り、LED を複数個直列接続した LED ストリングを並列接続する場合、各ストリングの順方向電圧ばらつきに起因して各ストリングに流れる電流がばらつき、各ストリングの輝度が不均一になる。一方、図 1.1(b)に示す通り、多数の LED を直列接続する場合は各 LED に流れる電流が等しいため全ての LED の輝度を均一化できるが、電源の高電圧化が問題となる。以上の問題を回避するため、図 1.1(c)に示す通り、各ストリング電流をバランスさせる機能を備えた LED ドライバが提案されている。しかし、従来の LED ドライバには 1.2 節で述べるような課題が存在する。

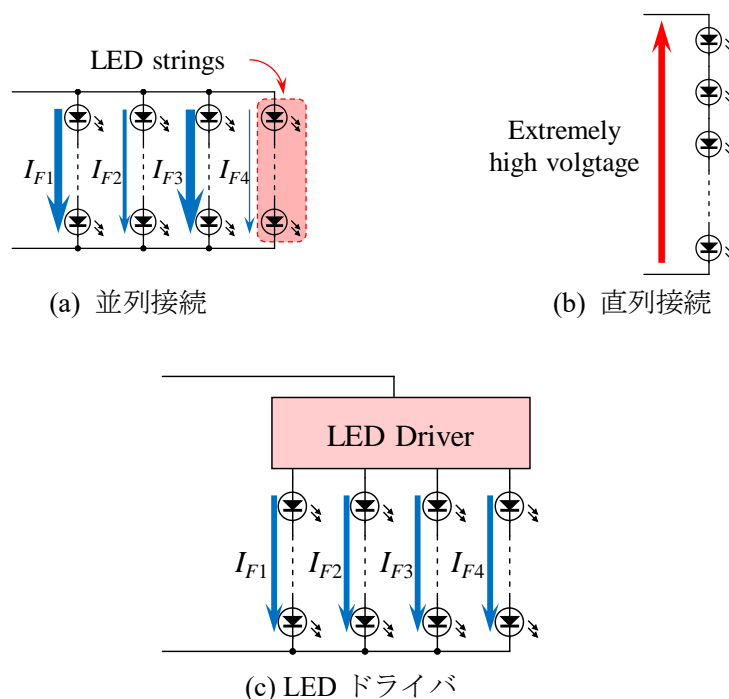


図 1.1 LED の駆動方法

1.2 従来のLEDドライバ

電流バランスLEDドライバは、各ストリング電流のバランス制御が必要なアクティブ方式と電流バランス制御が不要なパッシブ方式の2つに分けられる。アクティブ方式LEDドライバ(図1.2)はストリング毎に電流を制御する必要があるため、多数の電流センサや制御回路が必要となりシステムの高コスト化と大型化が問題となる[1]。アクティブ方式LEDドライバの具体例を以下に示す。図1.2(a)に示す方式は各ストリングに接続されたDC-DCコンバータにより各ストリング電流を制御する方式であるが、DC-DCコンバータを多数使用するためシステムの高コスト化と大型化が懸念される。図1.2(b)に示す方式はバラスト抵抗の値を調節することで電流値を制御する方式であるが、電流バランスに伴う電力

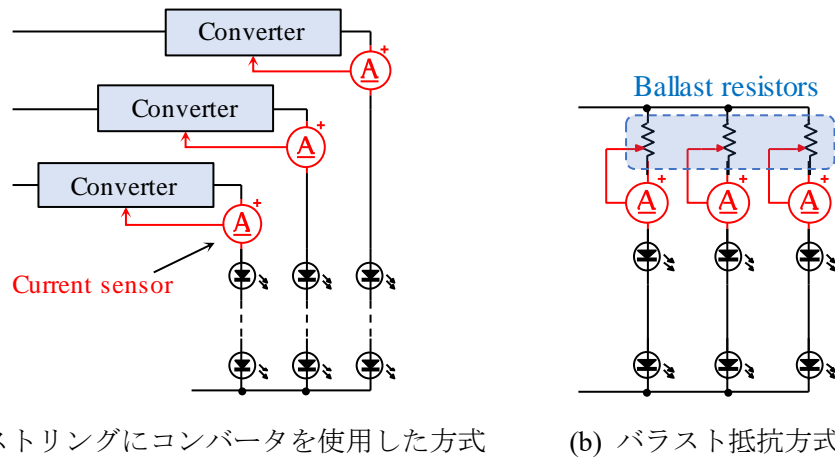


図 1.2 従来のアクティブ方式LEDドライバの例

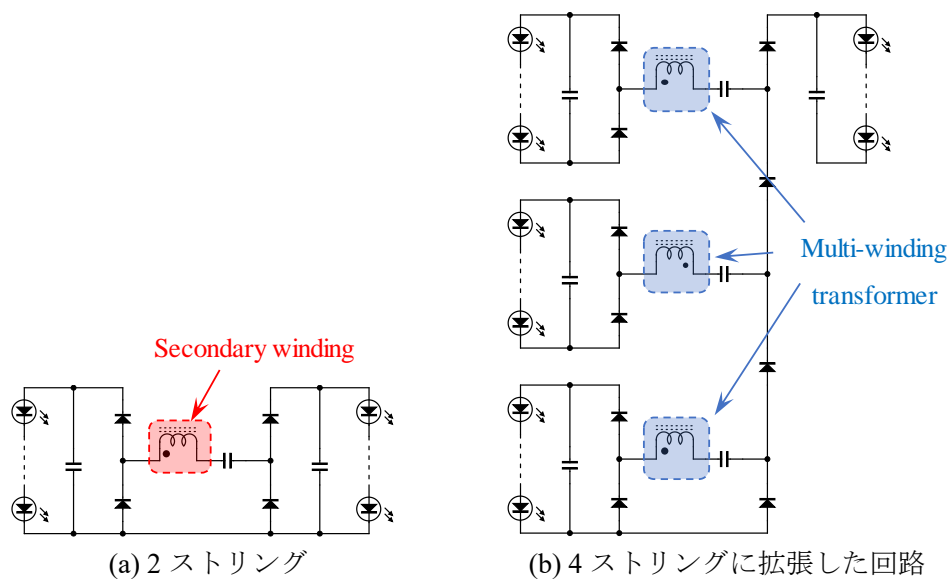


図 1.3 従来のパッシブ方式LEDドライバの例

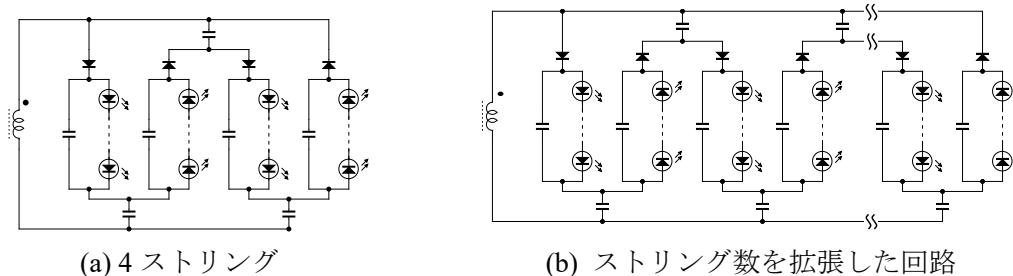


図 1.4 多巻線トランスを必要としない従来回路の例

損失が大きいという課題を有する。

一方、パッシブ方式 LED ドライバは電流バランスのための制御回路が不要であるため、アクティブ方式に比べて安価である。図 1.3(a)に示すパッシブ方式 LED ドライバはトランスに交流電圧を印加することで、無制御で 2 つのストリング電流をバランスさせることができ、図 1.3(b)に示す通りトランスを多相化することによりストリング数を拡張することができる[2]。一般にコンバータはトランスの寄生パラメータである漏洩インダクタンスや励磁インダクタンス等を回路要素として積極的に利用することが多い。しかし、多巻線トランスは各相間で寄生パラメータを調節する必要があるため、多巻線トランスを使用した LED ドライバは回路設計が難化する[2]~[6]。また、これらの方式はストリング数に変更が生じた際に多巻線トランスの再設計が必要となるが、電流の不均一化を回避するためには各相間の寄生パラメータを適切に調節する必要があるため、拡張性が低いという課題を有する。

図 1.4(a)に示す回路はストリング数の拡張に多巻線トランスを必要としないパッシブ方式の高拡張性 LED ドライバであり[7]、図 1.4(b)に示す通り、コンデンサとダイオードの追加によりストリング数を任意に拡張可能である。しかし、この方式は拡張の際に多数のコンデンサが必要となるため、回路の高コスト化・大型化という課題は残存する。

これらの課題を解決するため、本研究では無制御でストリング電流のバランスが可能なパッシブ方式の高拡張性 LED ドライバを提案する。提案回路は多巻線トランスを必要とせず、コンデンサとダイオードの追加のみでストリング数を任意に拡張可能である。拡張方法については 2.2 節で述べる。更に、提案回路は従来方式[7]に比べて拡張の際に必要なコンデンサの数を削減可能である。コンデンサ数の比較は 2.2 節で行う。

第2章 提案回路

2.1 回路の特徴

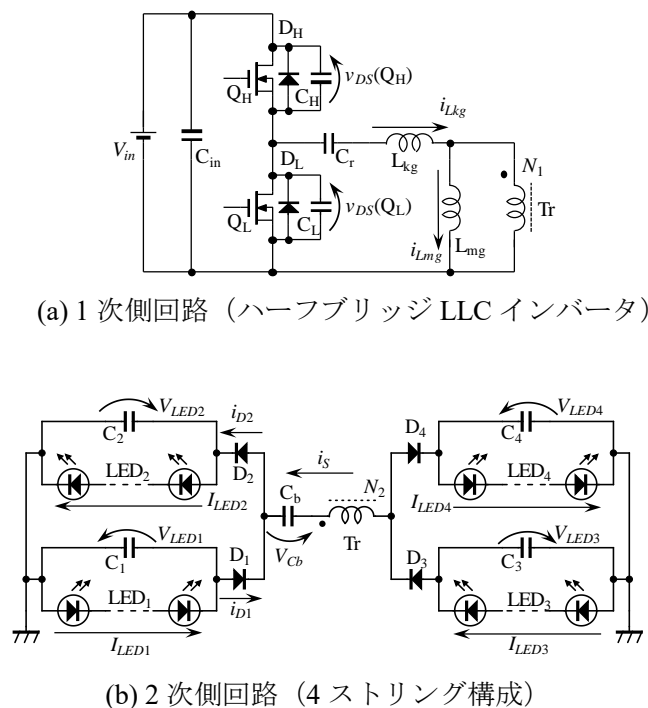
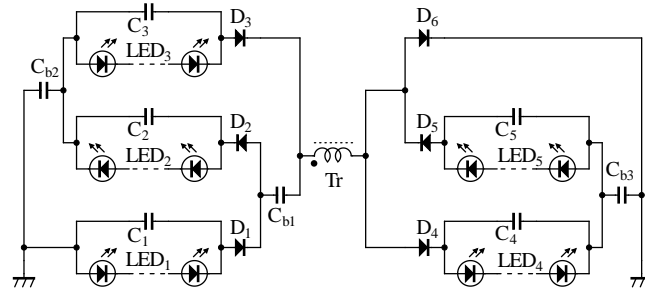


図 2.1 提案回路の回路構成

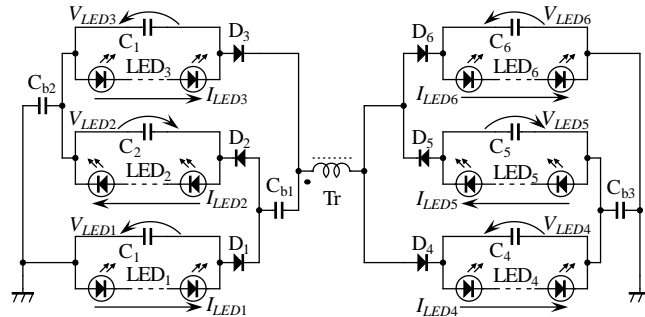
提案回路は図 2.1(a)に示すトランス Tr の 1 次側回路 (ハーフブリッジ LLC インバータ) と図 2.1(b)に示す 2 次側回路から構成される。1 次側回路の 2 つの MOSFET (Q_L と Q_H) が相補的にスイッチングを行い、トランスの 1 次巻線に交流電圧が印加されることで 2 次巻線に交流電流が流れ、ストリング電流をバランスさせるパッシブ方式の LED ドライバである。ストリング電流がバランスする詳細な原理は 3.2 節で述べる。

提案回路は Q_L と Q_H のスイッチング周波数を操作する PFM (Pulse Frequency Modulation) 制御によりストリング電流を制御することができる。3.3 節では PFM 制御の出力電流特性の定式化を行う。

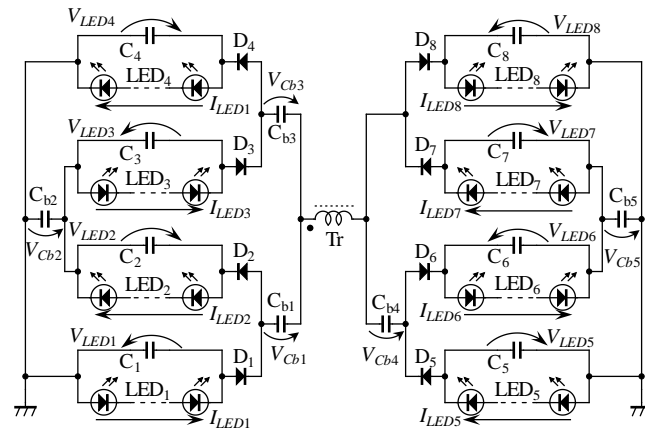
2.2 スtring数の拡張



(a) 5 String LED ドライバ



(b) 6 String LED ドライバ



(c) 8 String LED ドライバ

図 2.2 提案回路の拡張

提案回路は多巻線トランスを必要とせず、2次側回路にダイオードとコンデンサを追加することでString数を任意に拡張可能である。多巻線トランスを使用する従来回路に比べ、回路設計やString数の拡張に伴う回路の最適化が容易であり拡張性に優れる。String数を変更した回路の例として5、6、8Stringの回路構成を図2.2に示す。詳細な

電流バランスの原理は 3.2 節で述べるが、いずれのストリング数でも無制御で全てのストリング電流がバランスする。

ストリング数を n としたとき、図 1.4 に示した従来回路[7]と提案回路の 2 次側回路に必要なブロッキングコンデンサの数を表 2.1 に示す。従来回路に比べてコンデンサ数を削減可能であるため、回路の低コスト化、小型化が期待できる。

表 2.1 主要部品点数の比較

	[7]	提案回路
コンデンサ数	$n-1$	$n-3$ (n が 4 以上の偶数の場合) $n-2$ (n が 3 以上の奇数の場合) 1 (n が 3 以下の場合)

第3章 動作解析

3.1 動作モードと電流経路

本節では提案する 4 ストリング LED ドライバの各動作モードにおける動作解析を行う。提案回路の 1 次側回路は従来のハーフブリッジ LLC インバータと同様であるため、ZVS (Zero Voltage Switching) が可能であり、スイッチング損失を低減することができる。ハーフブリッジ LLC インバータにおける ZVS が可能な領域は式 (3.1) により表される[8]。

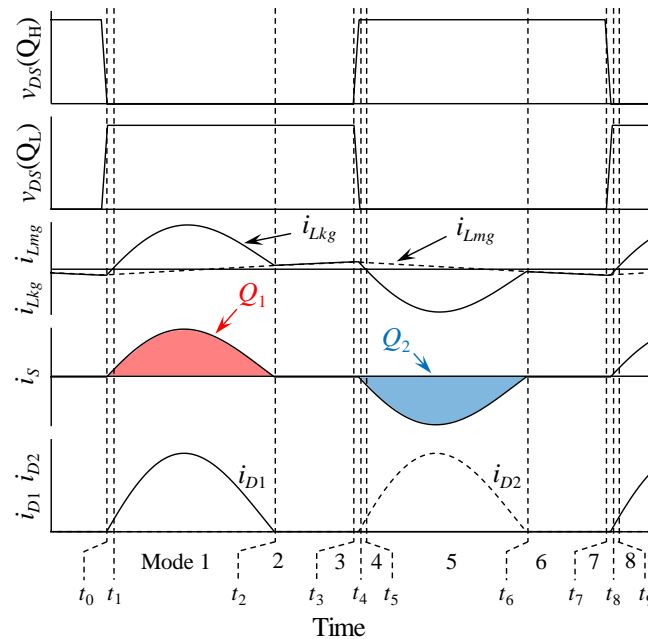


図 3.1 各部動作波形

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{mg} + L_{kg})C_r}} = f_0 \leq f_S \leq f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{kg}C_r}} \quad (3.1)$$

ここで f_S は Q_L 、 Q_H のスイッチング周波数、 f_0 は L_{mg} と L_{kg} と C_r の共振周波数、 f_r は L_{kg} と C_r の共振周波数である。図3.1、3.2に各部の動作波形と電流経路をそれぞれ示す。提案回路の1周期の動作はMode 1~8に分けられる。

Mode 1 ($t_1 \sim t_2$)

Q_L がオフ、 Q_H がオンである。 C_r と L_{kg} は共振し、 L_{kg} を流れる電流 i_{Lkg} は正弦波状に変化する。そのためTrの2次巻線には正弦波状の電流が流れ、ダイオード D_2 と D_3 が導通する。この時、 D_1 と D_4 は導通しないため、2つのストリングLED $_1$ とLED $_4$ にはそれぞれ平滑コンデンサ C_1 と C_4 から電流が供給される。 $i_{Lkg} = i_{Lmg}$ となると C_r と L_{kg} の共振が終了し、Mode 2に移行する。

Mode 2 ($t_2 \sim t_3$)

Mode 1から引き続き Q_L がオフ、 Q_H がオンである。 C_r と L_{kg} は共振をしないため $i_{Lkg} = i_{Lmg}$ が成立し、 i_{Lkg} は直線状に増加する。このモードではTrの2次巻線に電流が流れず $D_1 \sim D_4$ は導通しないため、LED $_1 \sim LED_4$ にはそれぞれ $C_1 \sim C_4$ から電流が供給される。 Q_H の寄生容量 C_H が充電されている状態で Q_H がターンオフすると、Mode 3に移行する。

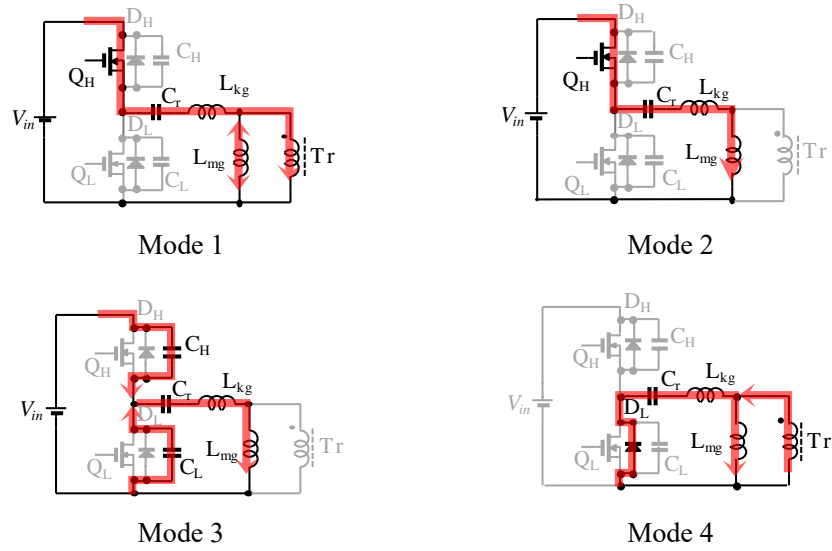
Mode 3 ($t_3 \sim t_4$)

Q_L と Q_H は共にオフである。 C_L が放電、 C_H が充電されることで i_{Lkg} は流れ続ける。このモードでもMode 2と同様に、Trの2次巻線に電流は流れない。 C_L と C_H の充放電が終了し、 D_L が導通するとMode 4に移行する。

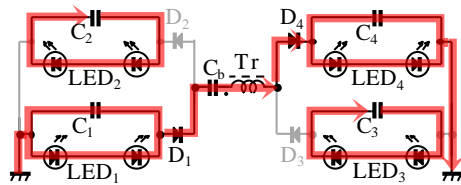
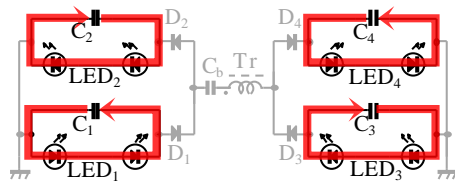
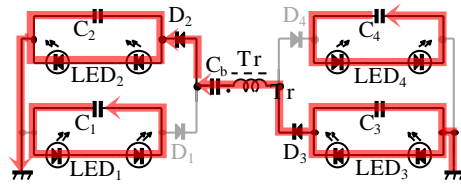
Mode 4 ($t_4 \sim t_5$)

このモードでは i_{Lkg} は直線状に減少する。Trの2次巻線にはMode 1と逆向きの電流が流れ、 D_1 と D_4 が導通する。この時、LED $_2$ とLED $_3$ にはそれぞれ平滑コンデンサ C_2 と C_3 から電流が供給される。 Q_L のボディダイオード D_L が導通している状態で Q_L がターンオンするとMode 5に移行する。Mode 5~8はMode 1~4と対称的に動作するため詳細な動作

解析は省略する。



(a) 1次側回路動作



(b) 2次側回路動作

図 3.2 各動作モードにおける電流経路

3.2 電流バランスの原理

初めに、4ストリング構成の提案回路についてストリング電流が無制御でバランスする原理を述べる。まず、トランスに直列接続されたブロッキングコンデンサ C_b に蓄積される電荷量について考える。Mode 8~1 の期間では D_2 と D_3 が導通するため、同一電流経路となる I_{LED2} と I_{LED3} の電流値は一致する。この期間に C_b に蓄積される電荷量を Q_1 とすると、 Q_1 は次式で表される。

$$Q_1 = \int_{t_0}^{t_2} i_s(t) dt \quad (3.2)$$

ここで $i_s(t)$ は Tr の 2 次巻線に流れる電流を表す。一方、Mode 4~5 では Tr の 2 次巻線に Mode 8~1 と逆向きの電流が流れる。Mode 4~5 の期間に D_1 と D_4 が導通し、同一電流経路となる I_{LED1} と I_{LED4} の電流値は一致する。この期間に C_b に蓄積される電荷量 Q_2 は次式で求められる。

$$Q_2 = \int_{t_4}^{t_6} i_s(t) dt \quad (3.3)$$

ここで、定常状態において C_b の電荷量保存則が成立するため Q_1 と Q_2 の値は一致し、 I_{LED1} と I_{LED2} 、 I_{LED3} と I_{LED4} の電流値はそれぞれ均一化する。従って、 $I_{LED1} \sim I_{LED4}$ の電流値は無制御でバランスする。

提案回路はストリング数を拡張した方式でも C_b の電荷量保存則により全てのストリング電流がバランスする。代表して 8 ストリング構成に変更した回路について、すべてのストリング電流がバランスする原理を述べる。図 3.3 に示す通り、ブロッキングコンデンサ $C_{b1} \sim C_{b5}$ の電荷量保存則により、隣り合うストリングの電流値がバランスする。従って、 $C_{b1} \sim C_{b3}$ により $I_{LED1} \sim I_{LED4}$ の電流値がバランスし、 C_{b4} と C_{b5} により $I_{LED5} \sim I_{LED7}$ の電流値がバランスす

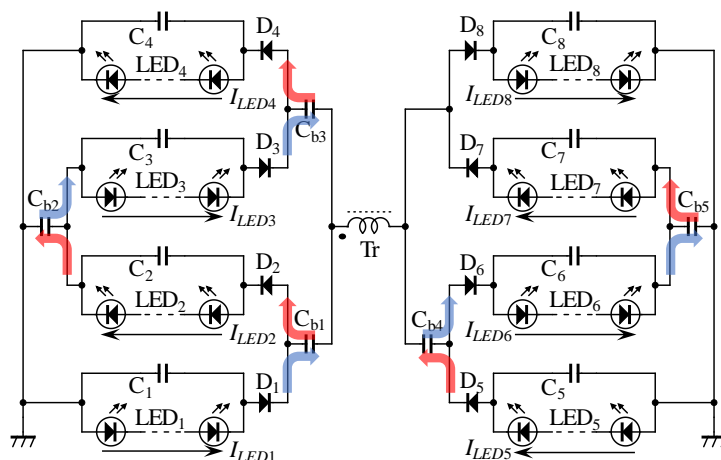


図 3.3 8 ストリング方式の電流バランス原理

る。ここで、キルヒホッフの第一法則により I_{LED2} と I_{LED4} の電流値の和は、 I_{LED5} と I_{LED7} の電流値の和に一致する。同様に、 I_{LED1} と I_{LED3} の電流値の和は、 I_{LED6} と I_{LED8} の電流値の和に一致する。従って、全てのストリング電流は無制御でバランスする。

3.3 PFM 制御による出力電流特性

図 3.4(a)に示すハーフブリッジ LLC インバータはスイッチング周波数を操作する PFM 制御によって出力電流を調整可能である。本節ではこの出力電流特性の理論的解析を行う。簡単のため、Tr の 2 次側回路が図 3.4(b)に示すような負荷 R_L の全波整流回路である場合の出力電流の理論式を導出する。

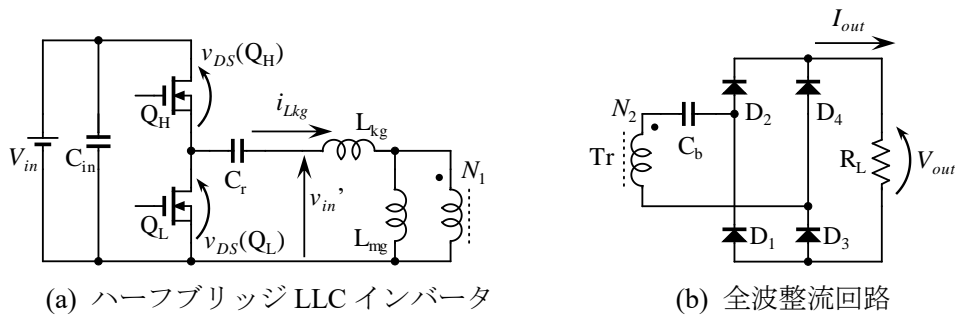


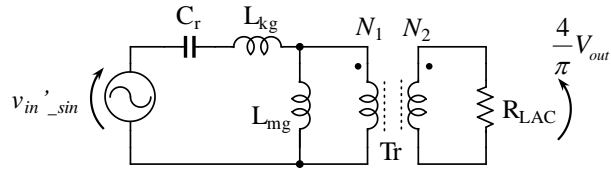
図 3.4 提案回路の等価回路

ハーフブリッジ LLC インバータの入力電圧を V_{in} であるとする、図 3.4(a)の Q_L に印加される電圧 $v_{DS}(Q_L)$ は振幅 V_{in} の矩形波電圧となるが、 C_r で矩形波電圧の直流成分が遮断されるため、トランスの 1 次巻線に印加される電圧 v_{in}' はピーク値が $\pm V_{in}/2$ の矩形波電圧となる。ここで、解析を簡単にするため、フーリエ変換を用いて v_{in}' を基本波近似した電圧 $v_{in}'_{sin}$ を求める。スイッチング周期を $T_S (= 1/f_S)$ 、スイッチング角周波数を $\omega_S (= 2\pi f_S)$ としてフーリエ係数 a_n を求めると、 a_n は次式で表される。

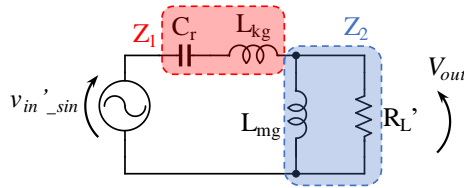
$$\begin{aligned}
 a_n &= \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{1}{2} V_{in} \sin(n\omega_S t) dt + \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T \left(-\frac{1}{2} V_{in} \sin(n\omega_S t) \right) dt \\
 &= \frac{2V_{in}}{n\omega_S T} (1 - \cos(n\pi))
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

求める基本波成分は a_1 であるため、式 (3.4) に $n=1$ を代入することで次式を得る。

$$a_1 = \frac{2}{\pi} V_{in} \tag{3.5}$$



(a) 交流等価回路



(b) 基本波近似等価回路

図 3.5 基本波近似等価回路の導出

式 (3.5) より、 $v_{in}'_{sin}$ は振幅 $4V_{in}/\pi$ の正弦波電圧となる。

次に、図 3.5(b)に示す基本波近似等価回路を導出するために、まず図 3.5(a)に示す交流等価回路について考える。図 3.5(a)に示した負荷 R_{LAC} には交流電圧が印加されるが、 R_{LAC} における消費電力は図 3.4 に示した負荷 R_L における消費電力と等しくならなければならない。ここで、 R_{LAC} における消費電力 P_{RLAC} は次式で表される。

$$P_{RLAC} = \frac{\left(\frac{4}{\pi} V_{out} \frac{1}{\sqrt{2}} \right)^2}{R_{LAC}} \quad (3.6)$$

また、図 3.4(b)に示した負荷 R_L での消費電力 P_{RL} は次式で表される。

$$P_{RL} = \frac{V_{out}^2}{R_L} \quad (3.7)$$

前述した通り、式 (3.6) と (3.7) は等しくならなければならないため、次に示す関係式が導出される。

$$\begin{aligned} P_{RLAC} &= P_{RL} \\ \frac{\left(\frac{4}{\pi} V_{out} \frac{1}{\sqrt{2}} \right)^2}{R_{LAC}} &= \frac{V_{out}^2}{R_L} \\ R_{LAC} &= \frac{8}{\pi^2} R_L \end{aligned} \quad (3.8)$$

次に図 3.5(b)について、負荷 R_L' は図 3.5(a)の R_{LAC} の 1 次側換算値であるため、 Tr の巻き数比を $N (= N_1/N_2)$ とすると R_L' は次式で表される。

$$\begin{aligned}
R_L' &= \left(\frac{1}{N}\right)^2 R_{LAC} \\
&= \frac{8}{\pi^2} \left(\frac{1}{N}\right)^2 R_L
\end{aligned} \tag{3.9}$$

図 3.5(b)に示す通り C_r と L_{kg} の合成インピーダンスを Z_1 、 L_{mg} と R_L' の合成インピーダンスを Z_2 とおく。この時、 Z_1 と Z_2 は直列接続されているとみなせるから、 v_{in}' と V_{out}' の関係式は次式により導出される。

$$\begin{aligned}
\frac{V_{out}'}{v_{in}'_{sin}} &= \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \\
&= \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{j\omega_S C_r} + j\omega L_{kg}\right) \left(\frac{1}{j\omega_S L_{mg}} + \frac{1}{R_L'}\right)} \\
&= \frac{1}{\left(1 + \frac{L_{kg}}{L_{mg}} - \frac{1}{\omega_S^2 C_r L_{mg}}\right) + j\left(\frac{\omega_S L_{kg}}{R_L'} - \frac{1}{\omega_S C_r R_L'}\right)} \\
\frac{|V_{out}'|}{|v_{in}'_{sin}|} &= \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{L_{kg}}{L_{mg}} - \frac{1}{\omega_S^2 C_r L_{mg}}\right)^2 + \left(\frac{\omega_S L_{kg}}{R_L'} - \frac{1}{\omega_S C_r R_L'}\right)^2}}
\end{aligned} \tag{3.10}$$

$v_{in}'_{sin}$ は v_{in}' の基本波であるから、Tr の巻数比と入出力電圧の実効値を考慮すると次式が成立し、出力電圧 V_{out} が得られる。

$$\begin{aligned}
\frac{V_{out}}{\frac{1}{2}V_{in}} &= \frac{|V_{out}'|}{|v_{in}'_{sin}|} \cdot \frac{1}{N} \\
V_{out} &= \frac{1}{2} \frac{|V_{out}'|}{|v_{in}'_{sin}|} V_{in} \cdot \frac{1}{N}
\end{aligned} \tag{3.11}$$

オームの法則及び式 (3.10)、式 (3.11) から、出力電流 I_{out} の理論式は式 (3.12) で表される。式中に ω_s が含まれることから、PFM 制御により I_{out} が制御可能であることが分かる。

$$\begin{aligned}
I_{out} &= \frac{V_{out}}{R_L} \\
&= \frac{V_{in}}{2R_L \sqrt{\left(1 + \frac{L_{kg}}{L_{mg}} - \frac{1}{\omega_S^2 C_r L_{mg}}\right)^2 + \frac{1}{R_L^2} \left(\omega_S L_{kg} - \frac{1}{\omega_S C_r}\right)^2}} \cdot \frac{1}{N} \\
&= \frac{V_{in}}{\frac{\pi^2}{4} \sqrt{R_L^2 \left(1 + \frac{L_{kg}}{L_{mg}} - \frac{1}{\omega_S^2 C_r L_{mg}}\right)^2 + \left(\omega_S L_{kg} - \frac{1}{\omega_S C_r}\right)^2}} \cdot N
\end{aligned} \tag{3.12}$$

導出した出力電流の理論式の妥当性を検証するため、理論値とシミュレーション結果の比較を行った。スイッチング周波数 f_S を 30~150 kHz の範囲で変化させた際の $I_{out}f_S$ 特性の比較結果を図 3.6 に示す。条件は $V_{in} = 100$ V、 $L_{kg} = 1.1$ μ H、 $L_{mg} = 64.9$ μ H、 $C_r = 1$ μ F、 $a = 0.5$ 、 $R_L = 140$ Ω とした。 f_S が f_r に近い領域では 2 つの電流値は良い一致を示した一方、 f_S が低い領域では不一致を示した。 f_S の低下に伴い C_r と L_{kg} が共振しない期間が長くなることで $i_{L_{kg}}$ を正弦波近似した際の誤差が大きくなったことが原因である。

提案回路は Tr の 1 次側にハーフブリッジ LLC インバータを用いているため、本節で述べた 2 次側回路が全波整流回路である場合の出力電流特性と同様に、 f_S の操作により出力電流の制御を行うことができる。

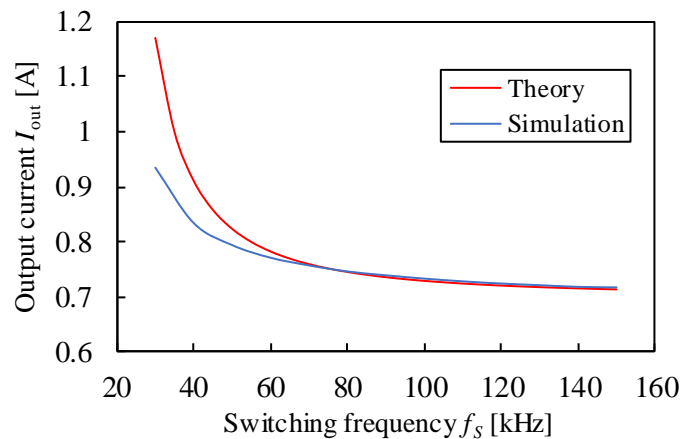


図 3.6 $I_{out}f_S$ 特性

3.4 シミュレーションによる動作確認

本研究では回路シミュレーションソフト PSIM を使用して提案回路の電流バランス機能を確認した。また、各素子に印加される電圧値や流れる電流値を確認し、試作回路で使用する素子の選定に利用した。PSIM で 4 ストリング LED ドライバの動作確認を行った際のシミュレーション画面と、2つの MOSFET スイッチ Q_L と Q_H の駆動に使用したソースコードをそれぞれ図 3.7 と図 3.8 に示す。

4 ストリング LED ドライバの動作確認として、 $V_{LED1} \sim V_{LED4}$ を 43~53 V の範囲でばらつかせシミュレーションを行った。条件は図 3.7 に示す通り、 $V_{in} = 100$ V、 $L_{kg} = 0.8$ μ H、 $L_{mg} = 31.3$ μ H、 $C_r = 1$ μ F、 $N_1 = 10$ 、 $N_2 = 20$ とした。 $f_s = 150$ kHz の時のシミュレーション結果を図 3.9 に示す。 $I_{LED1} \sim I_{LED4}$ は 890 mA でバランスしたことから、提案回路はストリング電圧のばらつきによらず、無制御で全てのストリング電流をバランス可能であることを確認した。

また、ストリング数を変更した方式でも無制御で全てのストリング電流がバランスすることを確認した。8 ストリング構成に変更し、 $V_{LED1} \sim V_{LED8}$ を 43~53 V の範囲でばらつかせ、その他の条件は 4 ストリングの場合と同様とした。 $f_s = 150$ kHz の時のシミュレーション結果を図 3.10 に示す。 $I_{LED1} \sim I_{LED8}$ は 450 mA でバランスしたことから、ストリング数を変更した場合も、ストリング電圧のばらつきによらず、無制御で全てのストリング電流がバランスすることを確認した。

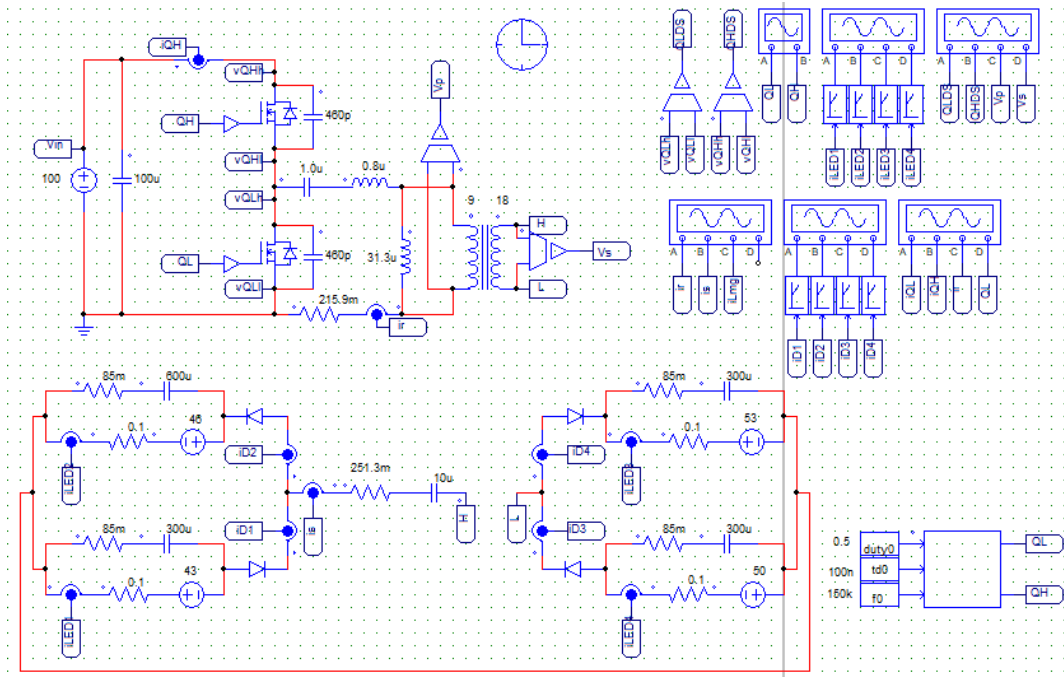


図 3.7 シミュレーション画面

```

1| #include <math.h>
2|
3| /*
4|  入力1:デューティ比d
5|  入力2:デッドタイムtd
6|  出力1: Q1
7|  出力2: Q2
8| */
9|
10| //変数の宣言
11| double duty = x1;
12| double td = x2;
13| double f = x3;
14| double period = 1/f;
15| double time;
16| int Q1, Q2;
17|
18| //周期の始まりからの経過時間をtimeとする
19| time = fmod(t, period);
20|
21| if (time <= td){
22|     Q1 = 0;
23|     Q2 = 0;
24| } else if (time <= duty*period){
25|     Q1 = 0;
26|     Q2 = 1;
27| } else if (time <= (duty*period + td)){
28|     Q1 = 1;
29|     Q2 = 0;
30| } else {
31|     Q1 = 1;
32|     Q2 = 1;
33| }
34|
35| //出力
36| y1 = Q1;
37| y2 = Q2;

```

図 3.8 Q_L と Q_H の駆動に使用したソースコード

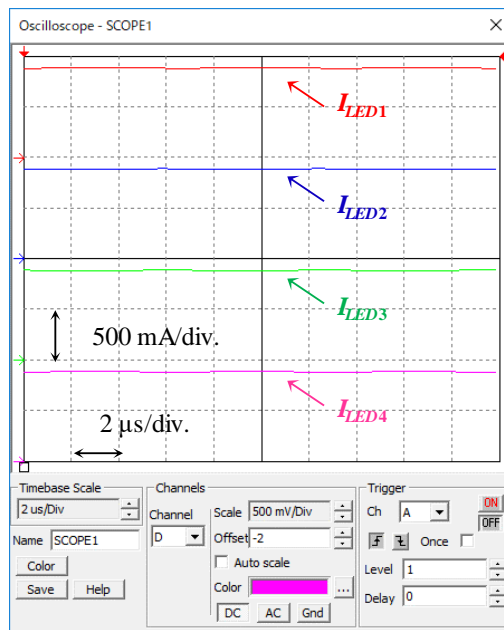


図 3.9 4 ストリング LED ドライバシミュレーション結果

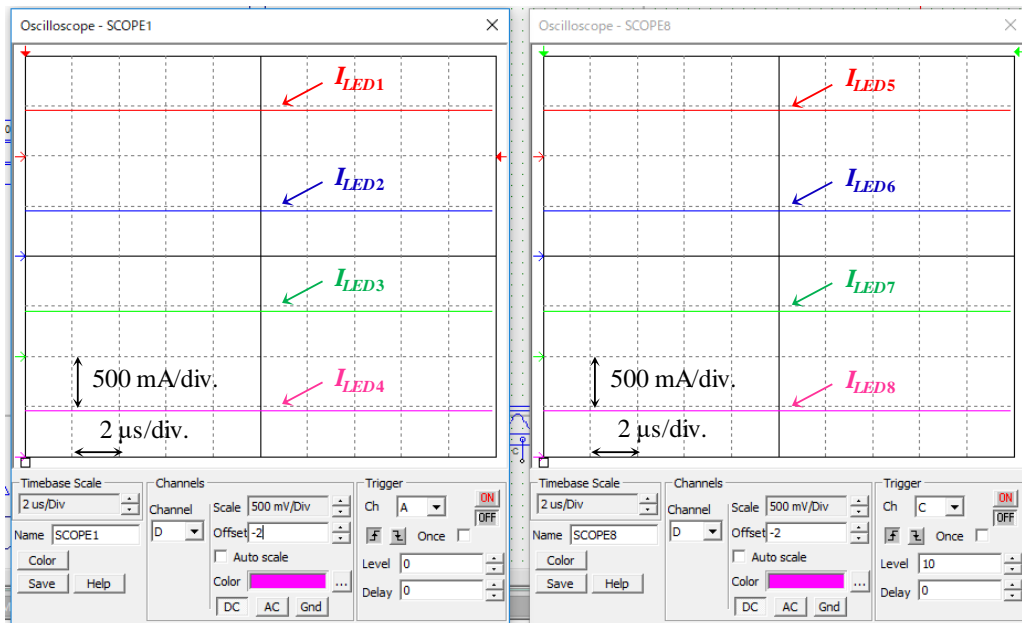


図 3.10 8 ストリング LED ドライバ

第4章 実機検証

4.1 試作回路

LED ストリングとして SAMSUNG の LT-VB22C (図 4.1) を想定した試作回路を設計し、実機検証を行った。表 4.1 に示す同ストリングの各パラメータに基づき、ストリングの順方向電圧は 43~53 V の範囲でばらつきがあるとした。また、各ストリングの定格電流はマージンを取り 1 A とした。そして PSIM を使用して各素子に印加される電圧値と流れる電流値を確認し、試作回路に使用する素子を決定した。素子の決定後、プリント基板製作用 CAD ソフト EAGLE を使用して基板パターンの設計を行った。設計した回路図とパターン設計図をそれぞれ図 4.2 と図 4.3 に示す。この基板パターンを基にエッチングを行い、製作した基板に素子を実装することで図 4.4 に示す実機を試作した。試作回路に使用した素子を表 4.2 に示す。試作回路はコンデンサとダイオードの個数及び接続方法を変更することにより 1~8 ストリングの範囲でストリング数を変更可能である。

代表して 4、6、8 ストリングの 3 つの構成について各種実機検証を行った。試作回路の共振周波数 f_r は 178 kHz であり、式 (3.1) に示した ZVS 領域で動作させるために 50~178 kHz の範囲で PFM 制御を行った。



図 4.1 想定する LED ストリング (SAMSUNG LT-VB22C)

表 4.1 SAMSUNG LT-VB22C の各パラメータ

	Min.	Typ.	Max.
ストリング電流 [mA]		700	900
ストリング電圧 [V]	43.2	48	52.8
消費電力 [W]	30.24	33.6	36.96

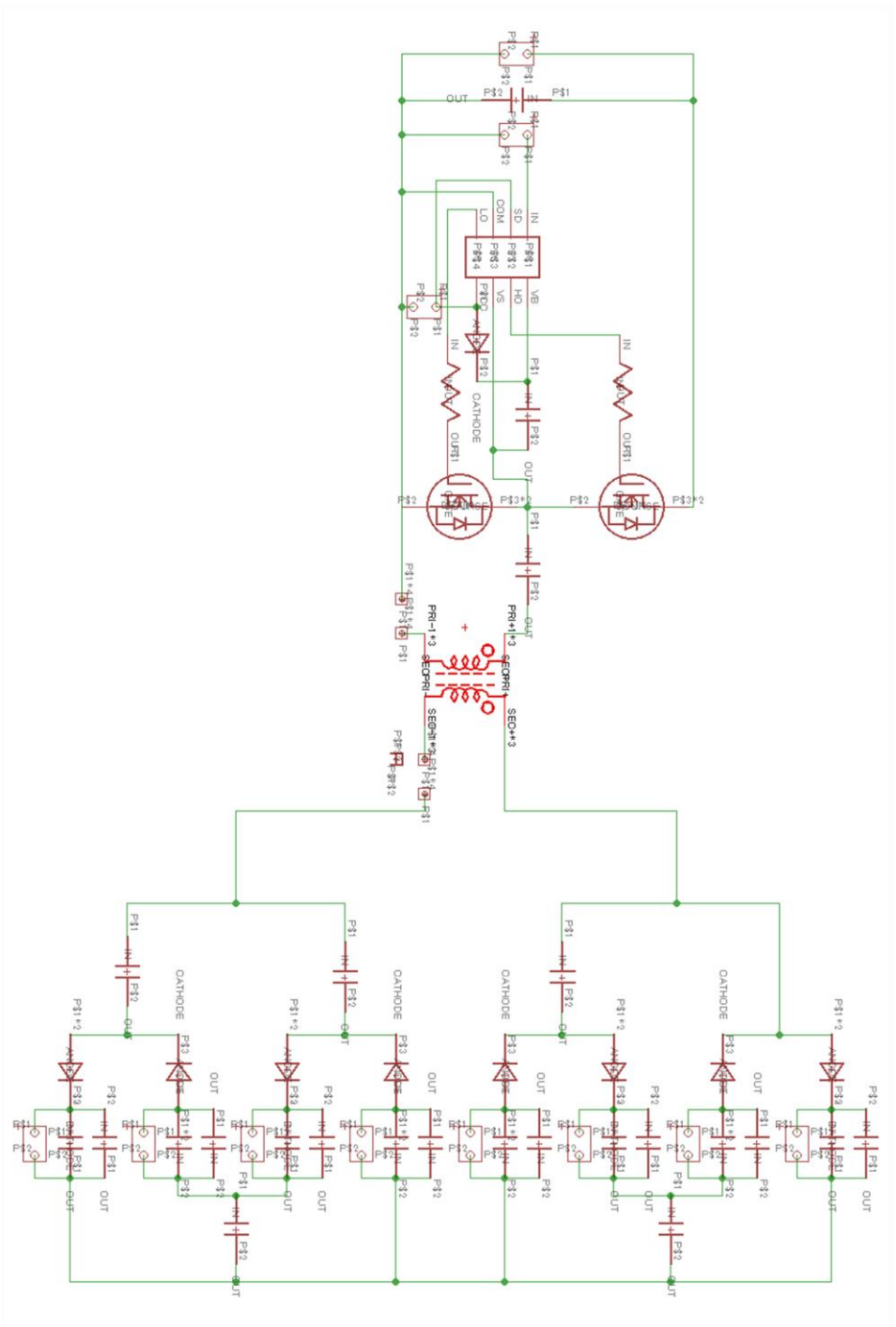


図 4.2 LED ドライバ回路図

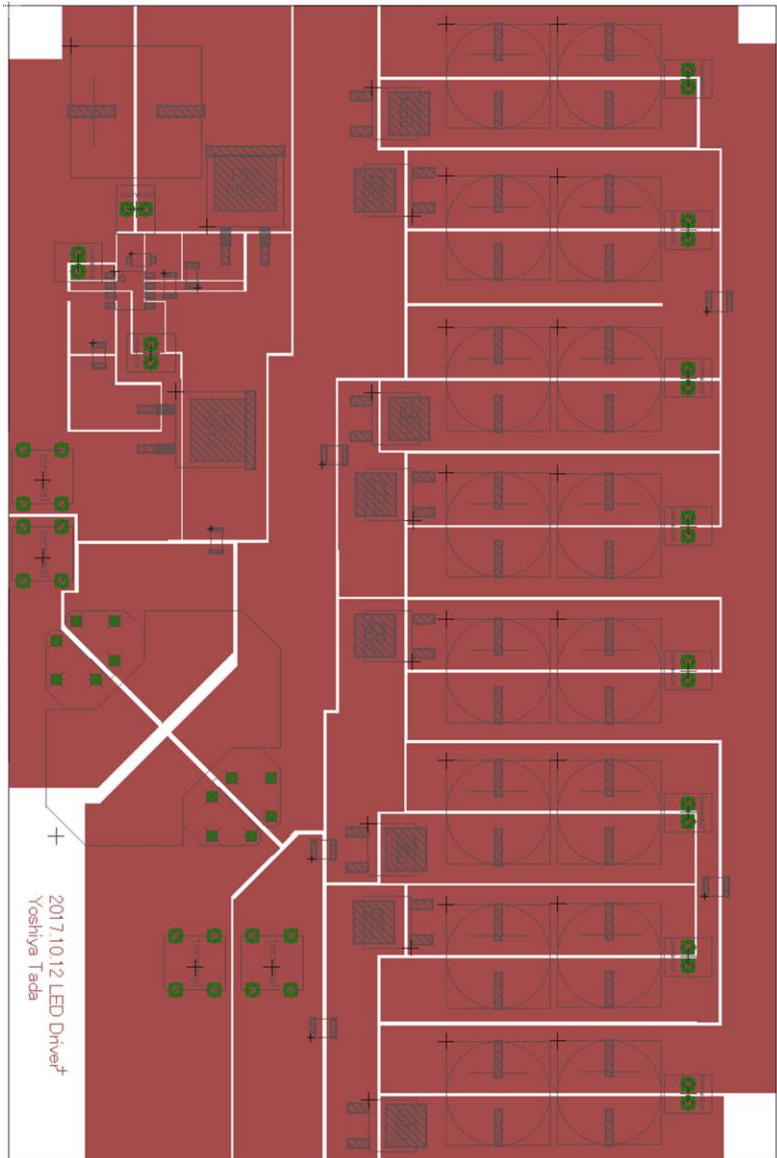


図 4.3 パターン設計図

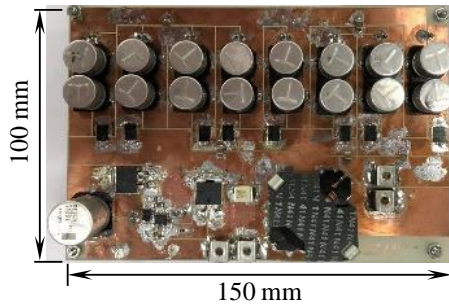


図 4.4 試作回路

表 4.2 実機に使用した素子

素子名	型番	定数	定格 電圧	定格 電流
Q ₁ , Q ₂ (MOSFET)	IRFS4227PBF		200 V	48 A
C _{in} (Al Electrolytic Capacitor)	UUJ2C101MNQ1MS	100 μF	160 V	
C _r (Film Capacitor)	CB052E0105JBC	1 μF	63 V ac 100 V dc	
C _b (Ceramic Capacitor)	AVX12105C106KAT2A	10 μF	80 V	
C ₁ -C ₄ (Al Electrolytic Capacitor)	EEVFK1K151Q	150 μF × 2 個	50 V	
D ₁ -D ₄ (Silicone Diode)	VS-6CSH02-M3		200 V	6 A
Tr		N ₁ : N ₂ = 10: 20 L _{kg} = 0.8 μF L _{mg} = 31.3 μF		

4.2 実験結果

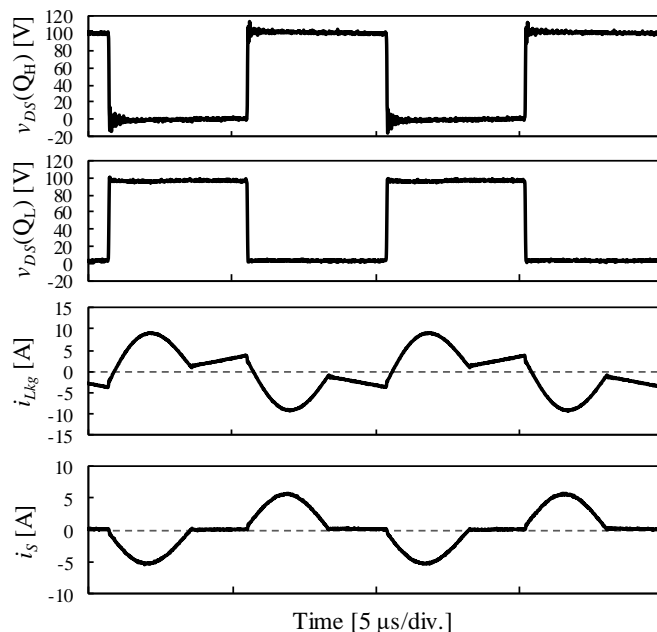
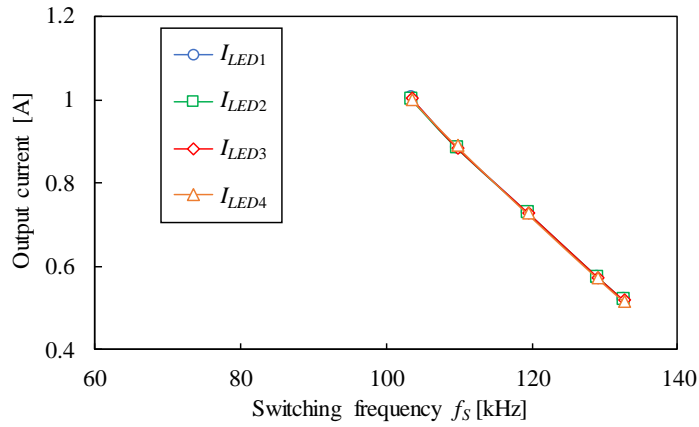


図 4.5 4 ストリング LED ドライバの各部動作波形

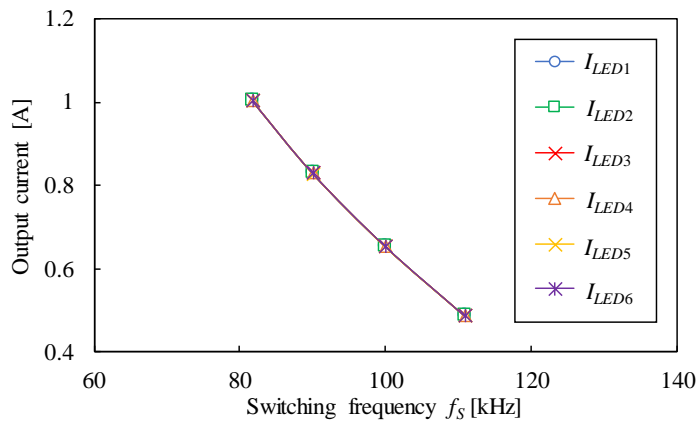
4、6、8 ストリングの 3 種の回路構成について、実機検証により電流バランス機能の確認を行った。入力電圧は 100 V とし、各ストリング電圧は LED ストリングの順方向電圧ばらつきを模擬するために電子負荷を用いて 43~53 V の範囲でばらつかせた状態で実験を行った。4 ストリング LED ドライバの定格 192 W 時 ($f_s = 103.5$ kHz) における各部動作波形を図 4.5 に示す。図 4.5 は理論波形 (図 3.1) と良い一致を示したことから、試作回路の正常な動作を確認した。

4、6、8 ストリング LED ドライバの各ストリングの電流値を図 4.6 に示す。 f_s の変化に応じて各ストリング電流は変化しつつも、いずれの f_s においても精度良くバランスした。従って、いずれのストリング数でも電流バランスが可能であり、また、 f_s の操作によりストリング電流の制御が可能であることを確認した。

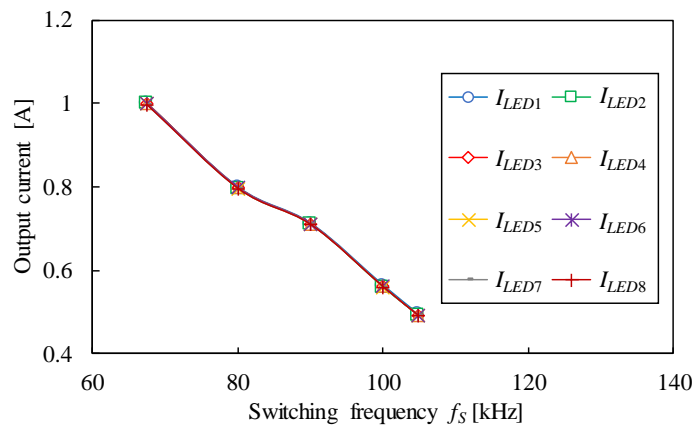
次に、4、6、8 ストリング LED ドライバについて、すべてのストリング電圧を 48 V に固定した状態で取得した電力変換効率を図 4.7 に示す。横軸は各ストリングの電力の和を示している。いずれの回路構成についても、出力電力が 50 W 以下の領域で効率の急激な低下が目立った。そして、6、8 ストリング構成では電力の増加に伴い効率が低下した。また、3 つの回路構成での定格電力時の効率はそれぞれ 93.9%、91.0%、88.6%であった。主要な損失要因を特定するため、4 ストリング LED ドライバについて損失解析を行った。損失解析の結果を次節で述べる。



(a) 4 ストリング



(b) 6 ストリング



(c) 8 ストリング

図 4.6 電流バランス実験結果

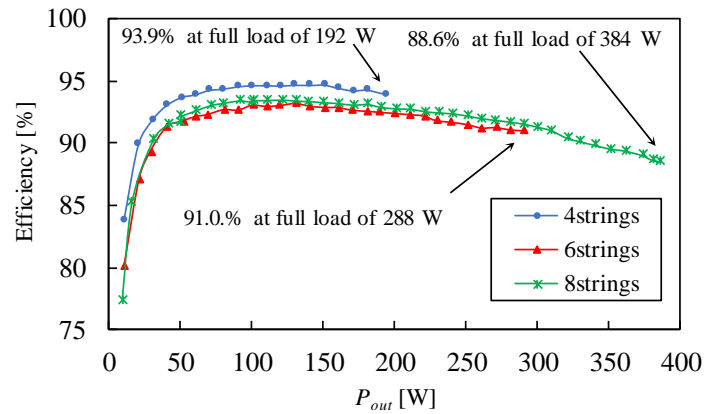


図 4.7 電力変換効率

4.3 損失解析

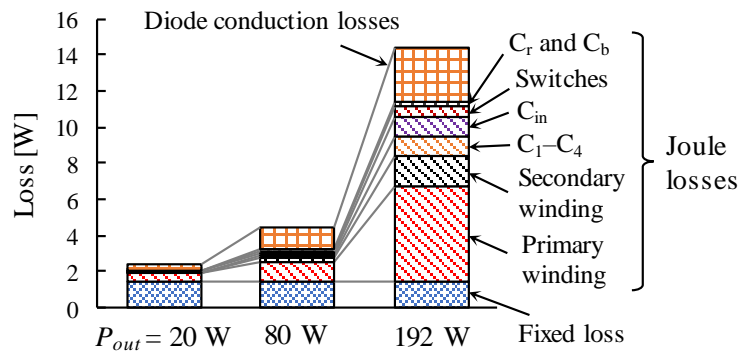


図 4.8 4 ストリング LED ドライバの損失内訳

試作した 4 ストリング LED ドライバについて損失解析を行い、損失の内訳を求めた。出力電力が 20 W、80 W、192 W の時の損失内訳を図 4.8 に示す。図 4.7 において出力電力が 50 W 以下の動作では効率の低下が目立ったが、これは入力電力に対し固定損の割合が大きくなったためである。また、定格 192 W 時はトランスの 1 次巻線のジュール損とダイオードの導通損が著しく大きくなった。従って、トランス 1 次側の巻線抵抗値を下げるために線材の並列数を増やす、また、順方向電圧の低いダイオードを使用することで効率の効果的な改善が見込まれる。

8 ストリング LED ドライバについての損失解析は行っていないが、4 ストリング時と比較して 1 次巻線と 2 次巻線に流れる電流は 2 倍に増加し、ダイオードの数は 2 倍となる。そのため、トランスのジュール損は理論的に 4 倍、ダイオードの導通損は 2 倍に増加すると想定される。実際に、8 ストリング LED ドライバの実験時は電力の増加に伴いトランスの発熱が激しくなったため、重負荷時はトランスのジュール損が効率低下の大きな要因で

あると考えられる。

4.4 LED ストリングの駆動実験

先述した LED ストリング (SAMSUNG LT-VB22C) の駆動実験を行った。図 4.9 に示す通り、試作回路が実際にストリングを駆動可能であることを確認した。また、 f_s の操作によりストリングの調光機能を確認し、試作回路の有効性を確認した。



図 4.9 LED ストリングを用いた検証

第5章 まとめと今後の予定

無制御で各 LED ストリングに流れる電流をバランス可能な高拡張性 LED ドライバを提案した。提案回路はコンデンサとダイオードの追加のみでストリング数を任意に拡張可能である。シミュレーション解析及び実機検証を行い、各ストリングの順方向電圧にばらつきがある場合でも無制御でストリング電流がバランスすることを確認した。また、試作回路について損失解析を行い、主な損失の要因はトランス 1 次巻線のジュール損及びダイオードの導通損であることを示した。

提案回路の 1 次側に用いた LLC インバータはソフトスイッチングが可能であるため高周波の動作でも低スイッチング損という利点を有するが、ストリング電流を制御するためにはスイッチング周波数を大きく操作しなければならない。PWM (Pulse Width Modulation) 方式のインバータの場合、スイッチングノイズを除去するための出力フィルタはスイッチング周波数を基に設計することができるが、LLC インバータの場合、スイッチング周波数を大きく変化させる必要があるためフィルタの設計が困難であるという課題がある。さらに、PFM 制御はストリング電流の制御範囲が狭いという課題も存在する。これらの課題を解決するため、今後は PWM 制御が可能なインバータの開発を行う予定である。

参考文献

- [1] M. Tahan and T. Hu, “Multiple string LED driver with flexible and high-performance PWM dimming control,” *IEEE Trans. Power Electron.* vol. 32, no. 12, pp. 9293–9306, Dec. 2017.
- [2] J. W. Kim, J. P. Moon, and G. W. Moon, “Analysis and design of a single-switch forward-flyback two-channel LED driver with resonant-blocking capacitor,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 3, pp. 2314–2323, Mar. 2013.
- [3] X. Wu, C. Hu, J. Zhang, and C. Zhao, “Series-parallel autoregulated charge-balancing rectifier for multioutput emitting diode driver,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 3, pp. 1262–1268, Mar. 2014.
- [4] X. Wu, J. Zhang, and Z. Qian, “A simple two-channel LED driver with automatic precise current sharing,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 10, pp. 4783–4788, Oct. 2011.
- [5] Y. Ye, K. W. E. Cheng, J. Lin, and D. Wang, “Single-switch multichannel current-balancing LED driver circuits based on optimized SC techniques,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 8, pp. 4761–4768, Aug. 2015.
- [6] K. L. Hwu and W. Z. Jiang, “Nonisolated two-channel LED driver with automatic current balance and zero-voltage,” *IEEE Trans. Power Electron.* vol. 31, no. 12, pp. 8359–8370, Dec. 2016.
- [7] C. Zhao, X. Xie, and S. Liu, “Multioutput LED drivers with precise passive current balancing,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 3, pp. 1438–1448, Mar. 2013.
- [8] M. Uno and A. Kukita, “Two-switch voltage equalizer using an LLC resonant inverter and voltage multiplier for partially shaded series-connected photovoltaic modules,” *IEEE Trans. Ind. Applications*, vol. 51, no. 2, pp. 1587–1601, Mar. 2015.

謝辞

本研究にあたり熱心なご指導を戴いた茨城大学工学部電気電子工学科 鶴野将年准教授に深謝致します。また、同研究室の皆様にも多くの助言を戴きました。特に佐藤祐介先輩には研究に対する助言や論文の添削など、たくさんのお力添えを賜りました。ここに感謝の意を表し、謝辞にかえさせていただきます。