博 士 論 文

協調制御を用いた一段並列構成の
高輝度LED照明駆動用電源回路に関する研究

Study of LED Driver with Cooperative Control Method for Two-Parallel Connected DC/DC Converters

平成31年3月

矢田　智春

九州工業大学 大学院生命体工学研究科
生体機能専攻

目 次

第 1 章　序論 **1**
1.1　研究背景 1
1.1.1　エネルギー資源と照明 1
1.1.2　LED の応用範囲 4
1.1.3　LED 駆動電源 8
1.2　研究目的 9
1.3　本論文の概要 10

第 2 章　従来の LED 駆動電源の特徴と課題 **13**
2.1　LED の発光原理と電気的特性 13
2.2　駆動対象の LED 投光器 16
2.3　LED 駆動回路の基本構成 17
2.4　スイッチング素子 19
2.5　回路方式の検討 21
2.6　交流電源を用いた LED 駆動回路 23
2.7　Power Factor Correction(PFC) コンバータ 24
2.8　LED 照明のフリッカ対策 28
2.9　出力平滑キャパシタ 30
2.10　二段直列接続方式 LED 駆動電源 33
2.11　一段接続方式 LED 駆動電源 34
2.12　一段並列接続方式 LED 駆動電源 34
2.13　駆動回路の比較検討 36
2.14　従来方式の課題 38

第 3 章　提案する一段並列接続非絶縁型 LED 駆動電源 **43**
3.1　システム構成 44
3.2　DCM での力率改善 51
3.3　インダクタトランスの設計 51
3.4　出力平滑キャパシタの計算 53
3.5　協調制御 54
3.6　シミュレーション結果 57
3.7　実機検証 61
3.8　シリコン MOSFET とシリコンカーバイド MOSFET の電力変換効率の比較 . 65
3.9　低 LED 電流領域における電力変換効率の改善法 69
3.10　まとめ 71

第 4 章　提案する一段並列接続絶縁型 LED 駆動電源 **73**
4.1　駆動対象の LED 照明 73
4.2　絶縁型 LED 駆動電源の回路構成 76
4.3　LED 駆動電源の設計 76
4.3.1　昇圧型コンバータによる CRM 動作時の PFC 制御 77
4.3.2　フライバック型コンバータによる CRM 動作時の PFC 制御 79
4.4　提案する協調制御法 82
4.4.1　トランス設計 83
4.4.2　電流臨界モード制御回路 85
4.4.3　協調制御回路 85
4.5　シミュレーション結果 86
4.6　まとめ 90

第 5 章　絶縁型 LED 駆動電源の簡易オン時間制御 **91**
5.1　均等出力電力による協調制御法 92
5.2　簡易オン時間制御法 93
5.3　シミュレーション結果 95
5.4　実機検証 100
5.5　まとめ 106

第 6 章　結論 **107**

参考文献 **109**

発表論文 **115**

謝辞 **117**

図 目 次

1.1 人為起源の温室効果ガスの総排出量に占めるガスの種類別の割合 2
1.2 RCP シナリオ別温度上昇予測 2
1.3 RCP シナリオ別 CO_2 排出量 3
1.4 国内における照明器具の出荷台数 5
1.5 国内における電球，ランプの出荷台数 5
1.6 高輝度 LED 素子の世界市場予測 6
1.7 HID 投光器 6
1.8 LED 投光器 6
1.9 漁業用照明 7
1.10 漁業用照明の使用例 7

2.1 PN 接合のポテンシャル図 14
2.2 白色 LED 発光効率の向上 15
2.3 LED の供給電力に対する消費エネルギーバランス例 16
2.4 駆動対象の投光器 (KSL40) 16
2.5 KSL40 の I-V 特性と線形モデル 17
2.6 LED の I-V 特性の概略図 18
2.7 抵抗分割を用いた LED 駆動回路 18
2.8 MOSFET を用いた LED 駆動回路 19
2.9 スイッチングを用いた LED 駆動回路 19
2.10 各種スイッチング素子の動作電圧，電流範囲 19
2.11 n 型 MOSFET の構造 20
2.12 n 型 D-MOS の構造 20
2.13 D-MOS 構造の寄生のキャパシタ 21
2.14 フライバック型コンバータ 22
2.15 フォワード型コンバータ 22
2.16 ハーフブリッジ型コンバータ 22
2.17 フルブリッジ型コンバータ 22
2.18 交流電源を用いた LED 駆動回路 23
2.19 キャパシタインプット型整流回路 24
2.20 キャパシタインプット型整流回路における各波形 25
2.21 一般的な PFC 回路 27
2.22 DCM の PFC 動作概念図 27
2.23 CRM の PFC 動作概念図 27
2.24 CCM の PFC 動作概念図 27
2.25 全波整流による LED 駆動回路 28

2.26 LED の光出力概念図 28
2.27 白熱電球の光出力概念図 28
2.28 IEEE1789-2015 規格　推奨動作領域 29
2.29 電気用品安全法と IEEE1789-2015 規格のフリッカ比較 30
2.30 LED 電流と照度の関係 31
2.31 LED 電流と LED 電圧リップルの関係 31
2.32 電力の流れと出力平滑キャパシタの電圧リップルの関係 32
2.33 二段直列接続回路のブロック図 33
2.34 一段接続方式 LED 駆動電源回路 34
2.35 一段並列接続方式 LED 駆動電源回路 35
2.36 一段並列接続回路のブロック図 35
2.37 出力を直列接続した回路例 37
2.38 出力を並列接続した回路例 37
2.39 従来の制御法における各コンバータの出力範囲 39
2.40 従来の制御法における制御ブロック図 39
2.41 スイッチング動作実験用回路 40
2.42 ゲートパルスに対するドレインパルス 40
2.43 ゲートパルス 2 μs 時の応答 40
2.44 ゲートパルス 0.5 μs 時の応答 40

3.1 電源回路設計フロー 44
3.2 提案する LED 駆動電源回路図 45
3.3 昇降圧型コンバータ回路図 45
3.4 フライバック型コンバータ回路図 47
3.5 提案する協調制御法を用いたコンバータの出力範囲 54
3.6 提案する協調制御法の制御ブロック図 55
3.7 LED 参照電流値 I^*_{LED} が 1.5 A のときの協調制御法によるシミュレーション結果 58
3.8 LED 参照電流値 I^*_{LED} に対する LED 電流 I_{LED} と出力電圧 V_{oB} の変化 58
3.9 LED 参照電流値 I^*_{LED} を 15 mA から 1.5 A へ変化させたときのシミュレーション波形 59
3.10 LED 電流の平均値が 1.5 A のときの入力電源電流の FFT 解析結果 59
3.11 LED 電流の平均値が 15 mA のときの入力電源電流の FFT 解析結果 60
3.12 LED 参照電流値 I^*_{LED} が 1 % (15 mA) のときの提案する協調制御法におけるシミュレーション結果 60
3.13 実験に用いた LED 駆動電源 61
3.14 LED 参照電流値 I^*_{LED} が 1.5 A のときの提案する協調制御法による実験結果 . 62
3.15 LED 参照電流値 I^*_{LED} が 15 mA のときの提案する協調制御法による実験結果 62
3.16 LED 電流の平均値が 1.5 A のときの入力電源電流の FFT 解析結果 63
3.17 LED 電流の平均値が 15 mA のときの入力電源電流の FFT 解析結果 63
3.18 LED 参照電流値 I^*_{LED} に対する LED 電流 I_{LED} と出力電圧 V_{oB} の変化 63
3.19 LED 参照電流値 I^*_{LED} が 1 %(15 mA) のときの提案する協調制御法による実験結果 64
3.20 LED 参照電流値を 15 mA から 1.5 A へ変化させたときの各波形の過渡応答の実験結果 64

3.21 LED 電流が最小のときと最大のときの照度比較 64
3.22 Si-MOSFET を用いた DC / DC コンバータで構成された LED 駆動電源の損失解析 65
3.23 SiC-MOSFET を用いた DC / DC コンバータで構成された LED 駆動電源の損失解析 65
3.24 LED 参照電流値 I^*_{LED} に対する電力変換効率の実験結果 66
3.25 検討したヒートシンクの概略図 67
3.26 スイッチング周波数可変機能を有した提案する協調制御法における制御ブロック図 69
3.27 LED 参照電流値 I^*_{LED} とスイッチング周波数の関係 69
3.28 スイッチング周波数が 25 kHz の場合と 50 kHz の場合の電力変換効率の実験結果 70

4.1 駆動対象となる LED 照明のモデル化 74
4.2 駆動対象となる LED 照明とモデルの I_{LED}–V_{LED} 特性比較 75
4.3 一段並列回路構成 76
4.4 昇圧型コンバータの PFC 回路 77
4.5 昇圧型コンバータのインダクタ電流波形 77
4.6 昇圧型コンバータにおける各波形 79
4.7 フライバック型コンバータのトランス電流波形 80
4.8 フライバック型回路における各波形 82
4.9 提案する協調制御法による制御範囲 83
4.10 電流臨界モード制御回路 85
4.11 協調制御回路 86
4.12 LED 参照電流値 I^*_{LED} が 1.5 A のときの協調制御法によるシミュレーション結果 87
4.13 LED 電流の平均値が 1.5 A のときの入力電源電流の FFT 解析結果 87
4.14 LED 電流の平均値が 0.15 A のときの入力電源電流の FFT 解析結果 88
4.15 LED 参照電流値 I^*_{LED} に対する LED 電流 I_{LED} と出力電圧 V_{oB} の変化 88
4.16 最大出力電力時の $\omega t = \pi/2$ の i_{pA} と i_{sA} の拡大波形 89
4.17 最大出力電力時の $\omega t = \pi/2$ の i_{pB} と i_{sB} の拡大波形 89
4.18 最小出力電力時の $\omega t = 0$ の i_{pA} と i_{sA} の拡大波形 89
4.19 最小出力電力時の $\omega t = 0$ の i_{pB} と i_{sB} の拡大波形 89

5.1 一段並列接続の LED 駆動電源回路 92
5.2 提案する均等出力電力協調制御法における制御範囲 93
5.3 LED 電流 I_{LED} と t_{on} の関係 ($\eta = 0.9$, $V_{\mathrm{rms}} = 100$ V) 95
5.4 簡易オン時間制御を用いた CRM 制御回路 95
5.5 シミュレーション結果 : LED 参照電流値 I^*_{LED} が 1.5 A のときの提案する協調制御法における各波形 97
5.6 シミュレーション結果 : LED 電流の平均値が 1.5 A のときの入力電源電流の FFT 解析結果 98
5.7 シミュレーション結果 : LED 電流の平均値が 0.2 A のときの入力電源電流の FFT 解析結果 98

5.8 シミュレーション結果：LED 参照電流値 I^*_{LED} に対する LED 電流 I_{LED} と出力電圧 V_{oB} の変化 99
5.9 シミュレーション結果：LED 参照電流値 I^*_{LED} に対するオン時間 t_{on} の変化 . 99
5.10 シミュレーション結果：LED 参照電流値 I^*_{LED} に対する電力変換効率の変化 99
5.11 試作機における回路ブロック図 100
5.12 提案する LED 駆動電源の試作機 101
5.13 実験結果：LED 電流が 1.5 A 時の各波形 102
5.14 実験結果：LED 電流が 0.2 A 時の各波形 103
5.15 実験結果：LED 電流の平均値が 1.5 A のときの入力電源電流の FFT 解析結果 103
5.16 実験結果：LED 電流の平均値が 0.2 A のときの入力電源電流の FFT 解析結果 103
5.17 実験結果：LED 電流 I_{LED} に対するオン時間 t_{on} の変化 104
5.18 実験結果：LED 電流 I_{LED} に対する電力変換効率 η の変化 104
5.19 実験結果：入力電源電圧に対する電力変換効率の変化 104
5.20 実験結果：最大出力電力時の損失解析 105

表 目 次

1.1 LED と既存光源の比較 4

2.1 KSL40 の仕様 17
2.2 各回路方式の特徴 22
2.3 高調波電流規制における機器の分類 (JIS C 61000-3-2) 26
2.4 クラス C における高調波電流規制 26
2.5 駆動回路方式の比較 36
2.6 直列数，並列数の組み合わせ 37

3.1 提案する LED 駆動電源の回路定数 54
3.2 実験における Si-MOSFET と SiC-MOSFET のパラメータ 66
3.3 従来の制御法と提案する制御法の LED 駆動電源の比較 67
3.4 ヒートシンクのサイズ見積り 68

4.1 駆動対象となる LED 照明の特性 75
4.2 電圧制御コンバータの仕様 84
4.3 電流制御コンバータの仕様 84

5.1 回路定数 96

第1章　序論

1.1　研究背景

1.1.1　エネルギー資源と照明

人類のエネルギー消費は，社会の発展に伴って増加の一途をたどり，エネルギー資源枯渇への懸念や環境問題を引き起こしている。

現在，一次エネルギーとして使用しているエネルギーのうち，8 割以上を石炭，石油，天然ガスといった化石燃料により賄っている [1]。各国のエネルギー消費は概ね GDP と相関を持っていると考えられており，経済発展が進むほど，消費エネルギーは増大していく。OECD 加盟国においては GDP の増加が小幅にとどまっている事に加え，各国の省エネルギー化への取り組みが功を奏し，2000 年頃から消費エネルギーは大きく増加していない。しかしながら，2030 年における世界全体の消費エネルギーは，アジア大洋州の経済発展に伴い 2016 年と比較して 1.3 倍程度となると想定されている。化石燃料は動植物等の死骸が地中に堆積し，長い年月を経ることで形成されたと考えられており，枯渇型エネルギーである。現在の試算によれば，その採掘可能年数は 50 年程度と考えられている [2]。このようにエネルギー源を化石燃料に頼った現状は持続可能性が低い状況である。

一方で，化石燃料を燃焼させることにより，エネルギーを得るが，化石燃料に含まれる炭素が二酸化炭素となり，大気に排出される。二酸化炭素は温室効果ガスであり，人間活動により排出された二酸化炭素は大気温度の上昇を引き起こす。人間活動により排出される温室効果ガスは，二酸化炭素以外に図 1.1 に示すような種類がある [3]。この図から分かるように化石燃料由来の二酸化炭素が約 65 %を占めている。気候変動に与える影響力の定量的な指標として，気候変動に関する政府間パネル (IPCC) の第 1 次評価報告書 (AR1) で放射強制力が定義された [4]。気候変動に影響を与える要素は，人為起源のものと自然起源のものがあり，各要素が地球へ流入あるいは流出するエネルギーに影響を与える。流出入の収支を合計したものが放射強制力であり，これが正となると流入が多く温暖化していくことになる。2014 年に発行された IPCC の第 5 次評価報告書 (AR5) によれば，放射強制力は正であり温暖化が進んでいることが示されている。また，温室効果ガスの増加は，放射強制力の増加に最も影響を与えたと考えられている。地球の大気温度は産業革命前と比較し 1 ℃強上昇しており，二酸化炭素の濃度としては 280 ppm から 400 ppm 程度まで 1.5 倍程度に増加している。これらの温暖化の原因は，人為起源であることがほぼ確実であると考えられている。また，今後の

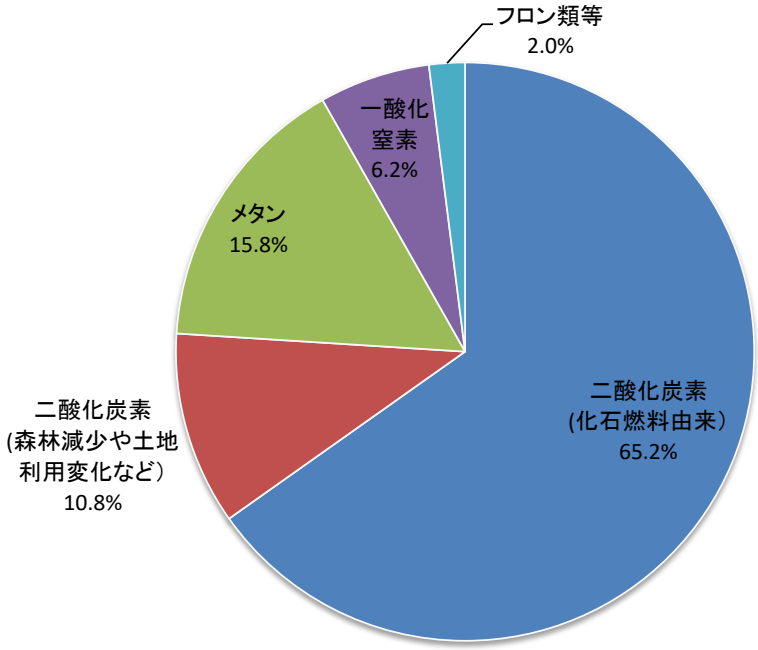

図 1.1　人為起源の温室効果ガスの総排出量に占めるガスの種類別の割合

二酸化炭素濃度について，IPCC の AR5 で 4 つのシナリオが報告されており，代表濃度経路 (Representative Concentration Pathways:RCP) と呼ばれている。RCP は，気温が一定に保たれていると考えられている産業革命以前と比較して，今世紀末の時点での放射強制力の増加量で分類され，将来あり得ると考えられる上限 (RCP8.5) と下限 (RCP2.6)，中間に RCP4.5, 6.0 が設定されている。ここで，RCP に続く値が，放射強制力 (単位は W/m^2) の増加量に対応している。上限となるのは，有効な気候変動対策がとられない場合であり，下限となるのは非常に多くの気候変動対策をとった場合となる。図 1.2 は，RCP シナリオ別温度上昇予測をグラフ化したものである [(4)]。2100 年における不連続は，モデルの数が異なるためであり，物理的な意味はない。将来の気温を予測する際に用いるモデルは，現在までの観測結果と照

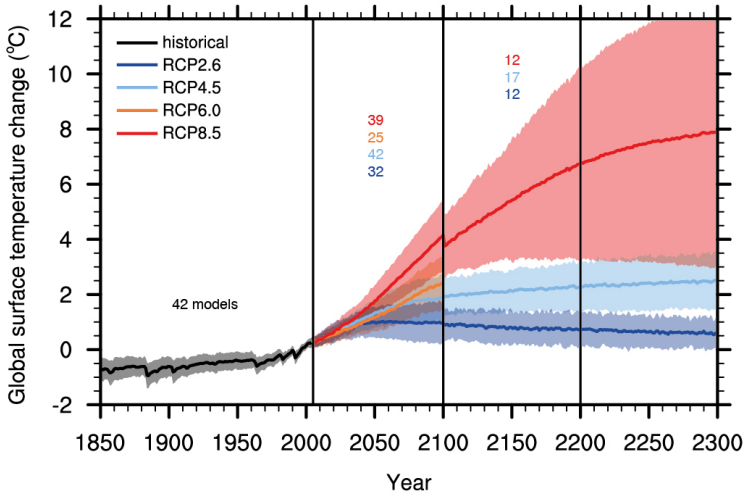

図 1.2　RCP シナリオ別温度上昇予測

らし合わせて，シミュレーションの結果が正しいか確認することで検証されている。図 1.2 から，21 世紀末の気温はどのシナリオとなっても現在より上昇することが分かる。IPCC の AR5 では，それぞれの RCP シナリオに基づき，気候予測を行なっており，温暖化によって発生する様々な影響が検討されている。温暖化による影響は多岐にわたり，猛暑日の増加や極端な異常気象の発生頻度の増加，生態系への影響，極地の氷が融解する事で発生する海水面の上昇等があげられる。大気中の二酸化炭素の吸収は，グリーンカーボンと呼ばれる森林等による吸収と，ブルーカーボンと呼ばれる海中による吸収があるが，海中へ吸収される二酸化炭素の増加により海の pH 値が下がり酸性化が進んでいる。海の酸性化により海洋生物への影響も懸念されている [5]。

温暖化対策は，人間活動による温室効果ガスの排出を削減する緩和策と防災対策や高温環境での栽培に適した農作物への植え替え等を進める適応策に分けられる。現在，主に取り組まれている対策は緩和策であり，2016 年に開催された第 21 回気候変動枠組み条約締約国会議 (COP21) では，温暖化による温度上昇を 2 °C より十分低く保ち，可能であれば 1.5 °C 以下に抑えられるよう，温室効果ガスの排出量削減を目標としている。これらの取り組みは，先進国に加え，発展途上国にも努力を促す内容となっており，画期的である。温室効果ガスの排出量は，各国の目標に従って削減を進めることになる。ただし，現状は各国の削減量を足し合わせても目標は未達成の状況であり，さらなる削減の取り組みが欠かせない。

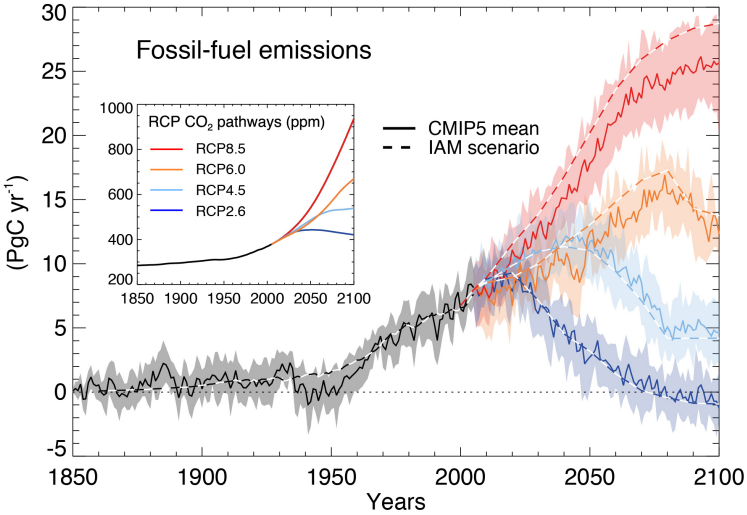

図 1.3　RCP シナリオ別 CO_2 排出量

図 1.3 は，各 RCP シナリオにおける CO_2 排出量のグラフである [4]。図 1.2, 1.3 から，温度上昇を 1.5 °C に抑えるためには，RCP2.6 シナリオとほぼ同じような濃度経路をたどる必要があり，今世紀後半には，ゼロエミッションを達成する必要があることが分かる。

こうした状況の中で，世界的に一次エネルギーを太陽光，水力，風力，地熱発電といった再生可能エネルギーから供給しようとする試みが推進されている。再生可能エネルギーの開

発は着々と進められ，発電コストは化石燃料に匹敵するほど低減されている。再生可能エネルギーの普及は拡大しつつあるが，発電量が環境に左右されるため供給の安定性に課題がある。また，敷地面積や設置箇所等に制限が加わるため，100 %再生可能エネルギーによる供給を達成するまでの道のりは長い。

その一方で，消費エネルギー自体を低減する省エネルギー化も重要となっており，様々な分野でエネルギーの効率的な使用を目指した取り組みがなされている。照明による電力消費は総消費電力の 2 割程度であり，高効率な照明器具を用いることは，CO_2 排出量の削減効果が高いと考えられている。いまなお，技術開発が進展している LED は，発光効率が 100 lm/W 程度となっており，白熱電球の約 1/6，蛍光灯の約 1/2 の消費電力となっている。日本国内において，現在使用されている照明器具を LED に置き換えた場合，総電力量の 10 %を削減できるとの試算もある。従来，LED の導入コストは高額であり，普及の足かせとなっていたが，徐々にローコストとなっており，さらなる普及が期待できる。このような状況において，LED 照明の高効率化を推し進め，さらに低コストな照明を実現することは重要な課題であると言える。

1.1.2 LED の応用範囲

LED は従来の光源と比較して，省電力，長寿命といったメリットをもつため，照明器具の省エネルギー化への対応として，白熱灯や蛍光灯に代わり，LED 照明が注目されている [6, 7, 8, 9]。

表 1.1 に LED と既存光源の比較表を示す。既存光源では，蛍光ランプや HID ランプの発光効率が高いが，LED の製造技術の発展により，LED の発光効率は既存ランプの効率を上回りつつある。また，寿命に関しても数万時間と長いため，ランプ製造によるエネルギー消費も抑えられ，省エネルギー化に貢献できる。演色性に関しても，蛍光素材を工夫することで，白熱電球と比較して遜色のないレベルまで向上している。

表 1.1 LED と既存光源の比較

光源 / 特性項目	擬似白色パワー LED(照明用)	白熱電球	蛍光ランプ (通常タイプ)	HID ランプ
発光強度	1,718 lm (13 W)	800 lm (50 W)	3,100 lm (40 W)	40,000 lm (400 W)
発光効率	100～200 lm/W	17 lm/W	40～110 lm/W	110～130 lm/W
エネルギー変換率 (ランプ効率)	15～30 %	2.5 %	6～16 %	16～19 %
発光スペクトル	470 nm と 575 nm に 2 つのピーク	400 nm から 700 nm まで 単調に増加	蛍光体の 2 つのピークと 440 nm, 550 nm, 570 nm の水銀の輝線が重なる	600nm 付近に 2 つのピークがあり，比較的連続的に分布
演色性	70～90	100	61～74	65～70
寿命	数万時間	1,000 時間	12,000 時間	12,000 時間

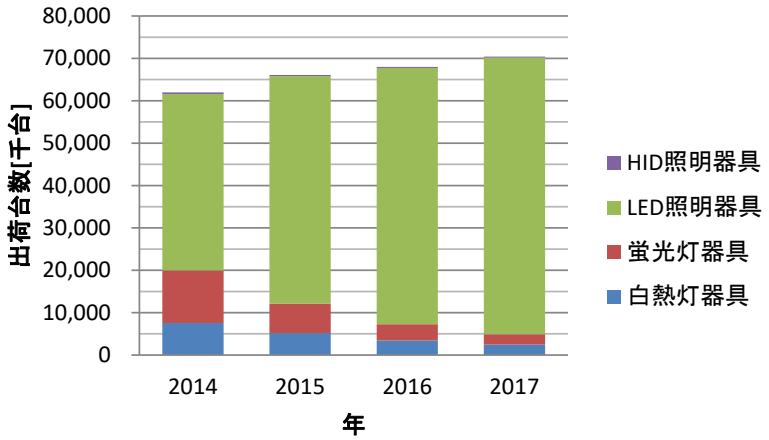

図 1.4　国内における照明器具の出荷台数

図 1.4 は，国内における LED 照明器具と従来の照明器具の出荷台数である [10]。近年，新たに出荷される照明器具のほとんどが LED 照明器具となっており，2017 年の出荷台数の 90 % 以上が，LED 照明器具となっている。このように一般向けの照明器具については，従来の照明器具からの置き換えが進んでいるのが現状である。

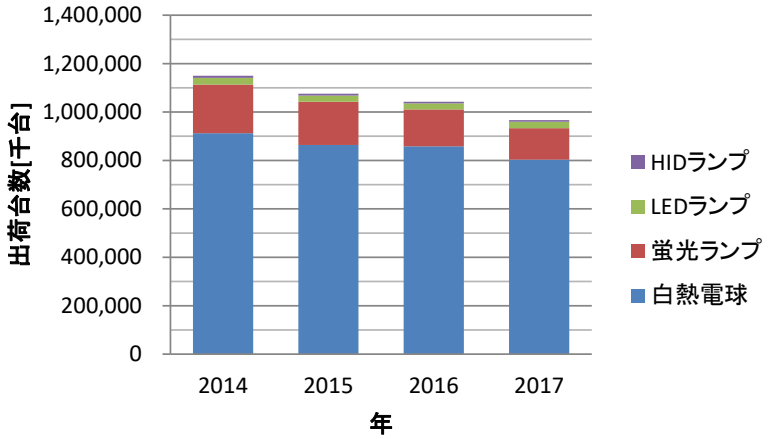

図 1.5　国内における電球，ランプの出荷台数

図 1.5 は，電球，ランプの出荷台数である [10]。照明器具の LED への置き換えが進みランプが長寿命化したことで，電球およびランプの需要が年々減少していることが分かる。ただし，すでに販売されている従来の照明器具の継続的な使用は相当数あるとみられ，交換用の白熱電球や蛍光灯の需要も残ると考えられている。また，図 1.6 に高輝度 LED 素子の世界市場予測を示す [11]。どのアプリケーションにおいても高輝度 LED 素子の需要は増加すると予測されている。このように国内だけでなく，世界的に LED の需要は伸びており，こうした需要に応えるためにも，LED 照明のさらなる高効率化，低コスト化が求められる。

高い照度が必要となる用途には，High Intensity Discharge ランプ (HID ランプ) が用いられ，水銀ランプ，メタルハライドランプ，高圧ナトリウムランプといった種類がある。図 1.7 に従来の HID 投光器を示す [12]。こうした高輝度照明の市場は，照明市場全体の約 15 %を占め

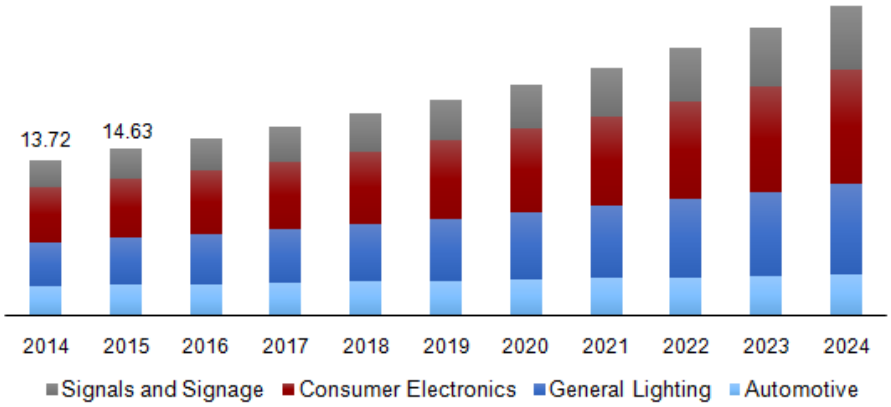

図 1.6　高輝度 LED 素子の世界市場予測

図 1.7　HID 投光器

図 1.8　LED 投光器

ており，LED 化し発光効率を向上させることで省エネルギー化することが望まれる。LED は熱に弱いため，高輝度を出力するためには，排熱を考慮しなければならず，従来は置き換えが難しいと考えられてきた。しかしながら，発光効率の向上，筐体やヒートシンクの工夫によって，道路灯や競技場照明，投光器といった分野にも LED が使用されるようになってきている [13]。

図 1.8 に LED 投光器を示す [14]。現在の LED ランプは従来の光源と比較して，1 つの素子の発光強度は低く表 1.1 に示したように，HID ランプと比較すると 1/20 程度しかない。このため，同じ照度を得るために直並列接続が必要となるが，このような接続は，面での発光が可能であり，広い範囲を一定の照度で照らす用途に適している。また，配向性を工夫することで狭い角度での発光も可能であり，設計の柔軟性を有している。

蛍光ランプや HID ランプは，LED より発光効率の高いものがあり，省エネルギーという観点では，利用価値が高いと言える。これらのランプの発光原理は，以下のようになっている。まず，熱せられたフィラメントから飛び出した電子が，管に封入されている水銀にぶつかることで紫外線を発する。次にその紫外線が蛍光体により可視光に変換される。このようにして，蛍光ランプ，HID ランプは発光している。このため，蛍光ランプ，HID ランプには

水銀が含まれていることになる。

1956 年，熊本県水俣市でメチル水銀による公害が発生し，水銀による環境汚染が問題となった。このため，2013 年 10 月に熊本市と水俣市で開催された外交会議において「水銀に関する水俣条約」（Minamata Convention on Mercury）が採択された [15]。この条約は，2017 年 8 月 16 日に発効され，2021 年以降，水銀灯の製造および輸出入が禁止となる。市販の蛍光ランプ，メタルハライドランプ，高圧ナトリウムランプ等は，水銀の含有量を低減する取り組みを進め規制値よりも低くなっているため，規制の対象外となっている。しかしながら，より環境性能を考慮するならば，高輝度 LED ランプへの置き換えが進むものと考えられる。このように，今後高輝度 LED ランプの需要は増加していくと考えられ，さらなる普及には低コスト化した LED 照明の開発が重要となってくることが分かる。

高輝度照明には特殊な用途も存在し，漁業用照明 [16] や舞台用照明にも用いられている。図 1.9 に漁業用照明の使用例を示す。漁業用照明は空中灯と呼ばれる船上に配置する照明と，水中灯と呼ばれる水中に配置する照明の 2 種類がある。図 1.10 に漁業用照明の使用方法の概略図を示した。水中灯は海底から徐々に輝度を落としながら，上昇させる。魚が光に集まることを利用して，このように操作することで，船の近くに魚を集めることができる。水面に近づくと空中灯に照らされた範囲に魚が浮上し，魚を捕まえることができるようになっている。一方で，漁船漁業における漁労支出の約 2 割を占める燃油の価格変動は，漁業経営に大きな影響を与えている [17]。船上発電機の燃油消費量の削減のために，照明器具およびその電源の高効率化が求められている。

また，舞台用照明も演出のためにフェードさせながら暗転する必要がある。このように高輝度照明の特定分野ではあるが，照明の輝度を徐々に変化させる必要性があり，照明の調光機能は重要な機能の 1 つと言える。

図 1.9　漁業用照明

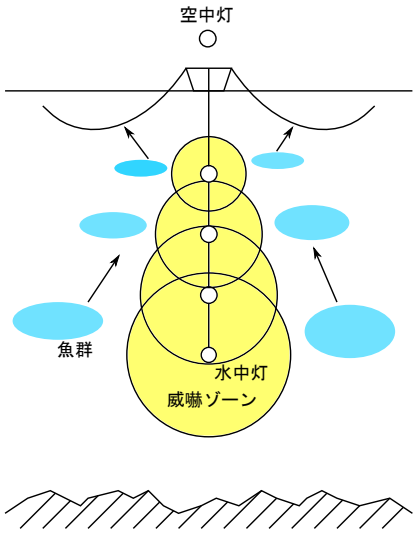

図 1.10　漁業用照明の使用例

1.1.3 LED 駆動電源

LED 素子は高効率，長寿命といった特長を持ち，価格も低下してきているため，LED 照明器具の普及が進んできている。こうした LED 照明の普及に応じて，LED 駆動電源に関連する文献が盛んに発表されている [18, 19, 20]。LED 駆動電源に求められる性能は，LED 素子の特長を活かすため，高効率かつ長寿命であることが求められる。このため，LED 駆動電源の高効率化，長寿命化といった性能を求める研究が行われている。長寿命化に関しては，電源の構成要素である電解コンデンサを用いないような回路トポロジーが提案されている [21, 22, 23, 24]。

LED 素子のもう 1 つの特長は，瞬時の再点灯が可能であり調光が容易であることである。このため，照度センサや人感センサ等と組み合わせることで，人がいるときは高めの照度で発光し，人がいないときは照度を落とす，あるいは消灯するといった，必要なときに必要な照度へと調光するような用途へ簡単に応用できる。また，1.1.2 節で述べたように，漁業用照明や舞台照明においても調光性能は重要である。こうした用途へ応用できるように，電源の変換効率が高い調光法や TRIAC と呼ばれる従来の調光手法に対応した電源や並列接続された LED の各電流を高い精度で制御可能な電源の提案が行われている [25, 26, 27]。また，こうした特性を活かして，LCD のバックライトとして LED を用い，高速に調光できるバックライト用 LED 駆動電源も提案されている [28]。新日本無線でも人感センサを取り入れた LED 照明器具の実験機を開発し，正門の照明として利用している。人が近づくタイミングで照度を上げることで，余分な電力を削減できる省エネルギーな照明となっており，LED の省エネルギー性との相乗効果が得られている。その他にも，920MHz の特定小電力無線を用いた通信可能な LED 照明等も開発している。

1.1.2 節で述べたように，高輝度ランプについては，環境汚染の少ない LED ランプへの置き換えが今後ますます進むと考えられる。高輝度 LED 照明の中でも 100 W を超える消費電力の大きな照明駆動電源としては，変換器を二段直列にした構成が広く用いられている [18]。これは，一段目で交流入力側の力率改善を行い，二段目で直流出力側の電流制御を行うためである。このような構成にすることで，一段目の動作は力率改善に特化し，二段目は LED への直流出力へ特化することができるため，それぞれの特性を向上させることができる。また，必要となる機能を絞ることで，設計の自由度も上がり，効率向上へ注力することもできる。しかしながら，この回路トポロジーは変換器を直列に接続する必要があり，一段で構成された電源と比較すると効率的には不利な回路トポロジーである。

二段直列接続することで発生するデメリットを回避するため，一段回路構成を基本にした，新しい回路トポロジーも提案されている。例としてフォワード型コンバータとフライバック型コンバータを 1 つの能動素子で駆動する一段回路 [29] や LLC 共振ハーフブリッジ回路に力率改善回路（PFC）を取り込んだ回路等があげられる [30, 31]。しかし，こうした回路は制御方法や回路構成が複雑化してしまう。また，回路構成が複雑化することで必要となる部品点数

が増え，コスト，電力密度的にも不利となる可能性がある。

一段回路構成で，高効率，低コストを両立する回路も提案されている。LED の特性を利用し，LED 順電圧をブリッジダイオードによる整流回路で供給し，LED 電流をフライバック型コンバータで供給する回路である [32]。ただし，この回路は LED 順電圧が交流電源を整流した電圧とほぼ同程度の電圧である必要がある。また，ブリッジダイオードにより整流された電圧を出力に用いているため，力率が低く，25 W 以上の電力では，高調波電流規制を満たせない。さらに出力が非絶縁であるため，使用範囲が限定されてしまう。

一段回路構成としてよく用いられる方法として，フライバック型コンバータがあげられる。フライバック型コンバータは，部品点数が少なく，低コストで構成することができる。スイッチングを電流不連続モードで動作させる場合，簡単な制御で高力率を実現することもできる。ただし，一段のフライバック型コンバータで出力できる電力は 150 W 程度までであり，さらなる高出力が必要となる場合，別の方法を検討する必要がある。

文献 (32) で提案された回路の課題を Gwan-chi Jane らは，フライバック型コンバータを並列接続する構成の電源とすることで，解決する手法を提案している [33]。この手法は，2 台の一段回路構成のフライバック型コンバータを出力側で直列接続し，LED 順電圧と制御対象である LED 電流をそれぞれのコンバータで制御している。このため，150 W 以上の高出力が可能となり，さらに変換器での損失を二段直列構成に比べて低くできる特長をもつ。この回路トポロジーを用いて，LED の電流を調光し照度を落とした場合，LED の順電圧を出力しているフライバック型コンバータと比較して，電流制御側のフライバック型コンバータの出力電力のほうがより出力電力が減少する。このため，電流制御側のフライバック型コンバータのスイッチのオン時間が十分確保できず，電流の調光範囲が狭くなるという課題が残っている。

1.2 研究目的

1.1.1 節で述べたように，今後も世界的なエネルギー需要は増加していくと考えられる。しかし，現在のように化石燃料に頼ったエネルギー消費を前提とした場合，化石燃料の枯渇，温室効果ガスによる環境破壊といった問題が今後深刻化していく。再生可能エネルギーを利用することで，こうした課題に対応する取り組みも行われているが，その一方で省エネルギー化も重要なテーマとなっている。様々な分野において，すでに省エネルギー化が推進されているが，さらなる省エネルギー化が求められる。

このような状況下で，照明器具の省エネルギー化への対応として，白熱灯や蛍光灯に代わり，より発光効率の高い LED 照明が注目されている。LED 照明は高効率，長寿命といった特長を持ち，価格も低下してきているため，LED 照明の普及が進んできている。国内においてはすでに新たに導入される照明器具として，LED 照明の割合が 9 割以上を占めるほどに

なっている。さらに，2013 年に水銀に関する水俣条約が採択され[15]，水銀灯は 2021 年以降に製造禁止となる見込みである。このため，高輝度な照明器具の LED への置き換えが，今後ますます進むと考えられる。

本論文では，調光範囲の確保を目的とした協調制御を用いた一段並列構成の LED 照明駆動電源について述べる。電源は，文献 (33) で提案された DC / DC コンバータを入力側で並列接続し，出力側で直列接続した構成を基本としている。本論文では，各コンバータの出力電圧および電流の制御を参照電流値に応じて可変する協調制御法を提案し，低電流時に各コンバータのスイッチング素子のオン時間を確保し安定して定電流駆動できる特長を有する。非絶縁型および絶縁型電源の検討を行い，実用性を検証する。

1.3 本論文の概要

本論文は，6 章から構成されており，各章の概要は以下の通りである。

第 1 章は，消費エネルギーの増大にともなう化石燃料の枯渇，温暖化ガス排出による気候変動について述べる。地球環境の保全のため，再生可能エネルギーの導入が進められているが，消費エネルギーの削減も重要であり，省エネルギー化可能な LED 照明の普及が重要であることを示す。また，LED 駆動電源の研究動向について説明する。さらに，本論文の目的と論文の概要を述べる。

第 2 章では，LED の発光原理について説明し，LED を駆動する電源回路について説明する。また，高輝度 LED 駆動電源において，一般的に用いられている二段直列接続回路について説明し，力率改善回路の必要性について述べる。また，二段直列接続回路と比較して，電力変換効率が優れる一段並列接続回路について述べ，一段並列接続回路による調光制御に関する課題について説明する。

第 3 章では，非絶縁型の DC / DC コンバータと絶縁型の DC / DC コンバータを用いた，一段並列型 LED 駆動電源を検討する。スイッチング方式は，電流不連続モード (Discontinuous Conduction Mode : DCM) を用い，各コンバータについて簡易な制御方法で力率を改善する。各コンバータの出力電圧および電流の制御を参照電流値に応じて可変する協調制御法を提案し，設計手法について述べる。計算機シミュレーションおよび実験により，提案する LED 駆動電源の制御法の有効性を確認し，提案する協調制御法により LED 定格電流の 1~100 %の広範囲の調光範囲を実現できることを明らかにする。また，いずれの参照電流値においても目標値に追従しながら，電源電流が IEC61000-3-2 の規格を満たすことを確認する。さらに損失分析から，スイッチング素子による損失の割合が高いことを示し，スイッチング素子を Si-MOSFET から SiC-MOSFET に置き換えることで，電力変換効率が向上することを実験により示す。また，低出力時の電力変換効率を改善する手法として可変スイッチ

ング周波数制御法を提案し，低出力時のスイッチング損失を低減し効率改善できることを明らかにする。

第 4 章では，絶縁型のフライバック型コンバータを用いた，一段並列接続型 LED 駆動電源を検討する。LED 駆動電源としての汎用性を確保するため，絶縁型の電源を検討する。電力変換効率を向上させるため，スイッチング方式は，電流臨界モード (Critical Conduction Mode : CRM) を用いている。提案する協調制御法と設計手法について述べ，計算機シミュレーションによりその有効性を確認する。また，提案する協調制御法を用いることで，オン時間の最小値を 1 μs 以上確保しながら，最大出力電流の 10 %～100 %まで電流を安定に制御できることを示す。

第 5 章では，簡易オン時間制御を用いた絶縁型の一段並列接続型 LED 駆動電源を検討する。電力変換効率のさらなる向上を目的とし，出力電力を均等化した，新しい協調制御法を提案する。また，オン時間制御を簡易にすることで，電力変換効率が向上することを示す。簡易オン時間制御により，入力電流において高調波歪みが発生するが，IEC61000-3-2 の Class C 規格内に抑えられることをシミュレーションと実験により示す。提案する制御法について，計算機シミュレーションし，その有効性を確認する。また，試作機により，最大出力電力時に 93.5 %程度の電力変換効率となり，調光範囲 0.2 A から 1.5 A で制御可能であることを明らかにする。

第 6 章では，本論文で得られた研究成果について述べる。

第2章　従来のLED駆動電源の特徴と課題

2.1　LEDの発光原理と電気的特性

1907年，イギリスのRoundにより，LEDの発光現象が発見された[34]。Roundは鉱石ラジオに用いる検波回路用のショットキーダイオードを探していた際，半導体としてSiC結晶を用いたところ，発光現象が確認された。この発光現象は，ロシアのLossevにより詳細に観察され，白熱現象とは異なることが分かったが，原理は解明されなかった[35]。

1962年，Holonyakらによって，初めてPN接合における可視光のLEDが報告された[36]。このLEDはGaAsPの半導体で構成されており，発光色は赤色であった。その後，1968年に黄緑色，1972年に黄色，1985年に橙色のLEDが発明された。しかしながら，これらの光源は従来の白色光源ではないため，表示用光源等の特殊用途に限られていた。こうした状況の中，1993年，世界に先駆けて中村修二がGaInNを用いた高輝度青色LEDを実用化した。青色LEDが実用化されたことで，黄色蛍光体との組み合わせにより，高効率な白色LEDを実現することが可能となった。

LEDの特徴として，省エネルギーの光源であることに加え，長寿命であることがあげられる。主要な光源の寿命は，白熱電球で1,000～2,000時間，蛍光灯が6,000～12,000時間，LEDが40,000～50,000時間程度とされており，他の光源に比べ長寿命であることが分かる。このため，頻繁なメンテナンスが不要で，維持管理が従来と比較して容易になる。さらに蛍光灯に用いられる水銀も含まれていないため，環境汚染も引き起こさない。このようなメリットがあるため，LEDは一般照明用として欠かせない存在となっている。

LEDはダイオードと同様の構造をしており，真性半導体に不純物をドープすることで，P型半導体領域とN型半導体領域を作りPN接合を形成している。P型半導体に用いる不純物をアクセプタ，N型半導体に用いる不純物をドナーと呼び，それぞれ正孔と電子を生じさせる[37]。図2.1は，PN接合におけるポテンシャル図である[38]。E_Cは，伝導帯の底のポテンシャル，E_Vは，価電子帯の上端のポテンシャル，E_Fは，フェルミ順位である。P型とN型の半導体を接合させると，E_Fが一致するようにポテンシャルが変化する。この際，P型とN型の間には空乏層が生じ，ビルトインポテンシャルV_Dが生じる。W_Dは空乏層幅である。また，E_CとE_Vの差をバンドギャップと呼び，E_gと表す。バンドギャップには電子が存在することができず，価電子帯か伝導帯のどちらかに存在することになる。

図2.1の(a)は，PN接合にバイアスがかかっていない状態であり，V_DによってPN間に障

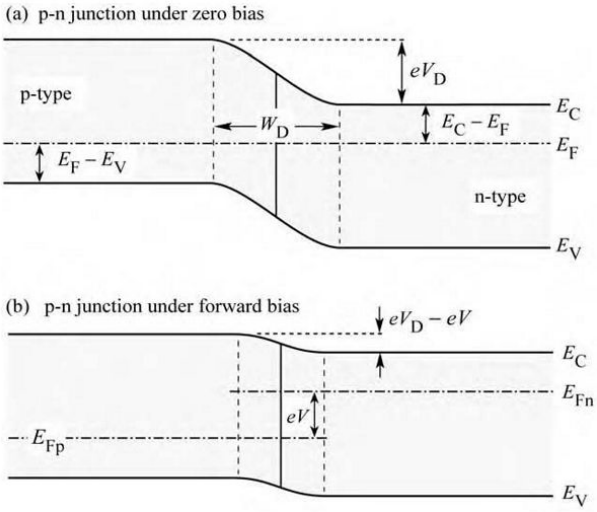

図 2.1 PN 接合のポテンシャル図

壁が生じている。この障壁により N 型に存在する電子は移動できず，電流は流れない。(b) は PN 接合に順方向の電圧を印加した場合の図で，印加電圧により障壁が低下している状態である。この状態になると電子が移動できるようになり，電流が流れ始める。電流は，N 型に存在する電子と P 型に存在する正孔が再結合することによって流れ，価電子帯に存在する電子は E_g を失うことになる。この際に放出する電磁波が LED の光源となる。光のエネルギーは振動数 ν とプランク定数 h の積によって表されるため，E_g と振動数には以下の関係が成り立つ。

$$E_g \approx h\nu \tag{2.1}$$

(2.1) 式から，LED が発する光の波長は，E_g から決まることが分かる。E_g は，半導体の素材や結晶構造によって決まるため，LED の光は非常に狭帯域なスペクトルであり，純度の高い光色となる。

不純物濃度が高い場合，フェルミ準位は各バンドの近傍に位置するため，ビルトインポテンシャルは，バンドギャップとほぼ同じ値になる。したがって，ダイオードが電流を流し始める順方向電圧 V_F は，近似的に半導体のエネルギーギャップ E_g によって表すことができ，以下の式となる。

$$V_F \approx \frac{E_g}{e} \tag{2.2}$$

ここで，e は電気素量であり，1.602×10^{-16} C である。E_g は，半導体の種類によって異なり，Si では 1.1 eV 程度である。(2.1), (2.2) 式から，光のエネルギーが高い青や紫といった色を発光するためには，E_g が高い必要があり，ダイオードの順方向電圧 V_F も高くなることが分かる。青色の波長である 470 nm で V_F は，2.6 V 程度，赤色の波長である 650 nm で 1.9 V 程

度となる。このように，LED の特性である光色と順方向電圧は，E_g によって決まっており，E_g が重要な値であることが分かる。

光源の効率は，発光効率で表すことができる。発光効率とは，光源に与える単位電力 (W) 当たりの全光束であり，単位は lm/W である。LED は，従来の電球や蛍光ランプと比較して，赤外線や熱を放射しにくいため，電気エネルギーから光への変換効率が高い照明と言える [39]。LED とその他の光源を比較する際，照明としての利用を考慮して，白色 LED の発光効率で比較することが多い。前述のように LED は単色光源であるため，様々な波長を含む白色を LED 単体では発光することはできない。白色 LED を構成する代表的な方式は 3 種類あり，励起方式と呼ばれる，青色 LED+黄色蛍光体あるいは紫外 LED ＋赤，緑，青色蛍光体の 2 種類，混光方式と呼ばれる，赤，青，緑 LED の混光によるものがある。この中で，青色 LED+黄色蛍光体の構成が最も発光効率が高く現在の主流の方式となっている。この方式は，人間の目の感度を利用したもので，黄色の波長は赤と緑の錐体を刺激することができるため，これに青色を加えることで白色を疑似的に得ることができる。ただし，青色 LED+黄色蛍光体の構成は演色性が低くなり，正しい物体の色を反映しづらい。演色性を向上させるには，蛍光体の種類を増やしたり，LED の発光色を増やしたりする方法があるが，発光効率とトレードオフの関係にある。

図 2.2 は，白色 LED と従来の光源の発光効率を比較したグラフである [40]。白色 LED が開発された当初は，発光効率は低く 10 lm/W 程度であったが，数年のうちに急激に向上していることが分かる。このグラフは 2007 年頃までのグラフであり，白色 LED の発光効率は

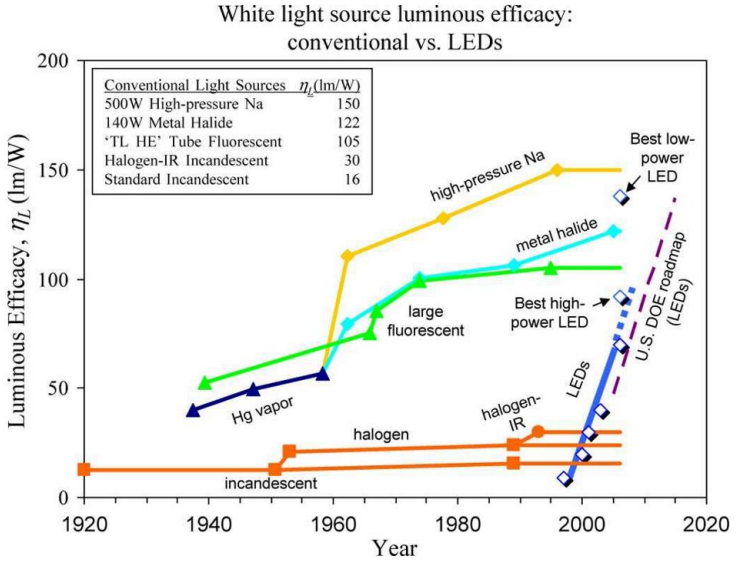

図 2.2　白色 LED 発光効率の向上

すでに 200 lm/W 程度まで向上しており，最も効率の良い光源と言えるまでになっている。図 2.3 は，LED の供給電力に対する消費エネルギーバランスで，発光効率が 100 lm/W の青

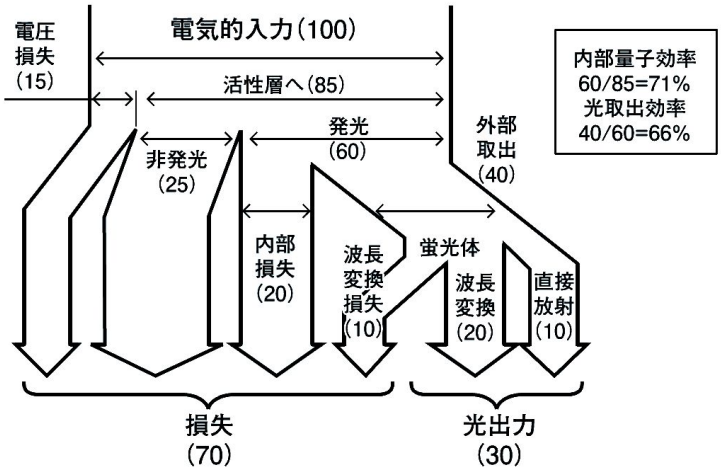

図 2.3 LED の供給電力に対する消費エネルギーバランス例

色 LED+ 黄色蛍光体方式の例である [41]。70 %が損失となっていることが分かる。これらの損失は熱として消費される。ただし，この効率は LED 単体の効率であり，電源回路の効率や照明器具の光学的効率等によって損失はさらに増加する。こうした損失を低減することで，最終的には 300 lm/W 程度の効率が実現できると考えられている。

2.2 駆動対象の LED 投光器

本論文で駆動対象とした LED 投光器は，春日工作所製の KSL40 である。

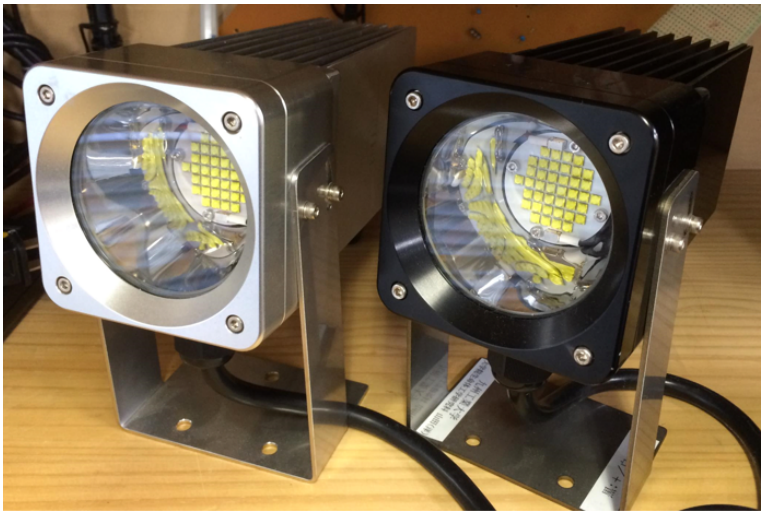

図 2.4 駆動対象の投光器 (KSL40)

図 2.4 に KSL40 の写真を示す。LED 照明の発光部を確認すると LED チップをいくつか直並列している様子が分かる。このように高輝度 LED 照明では，LED チップを複数個搭載し，輝度を高くしている。このため，LED 照明の V_F は高くなる。

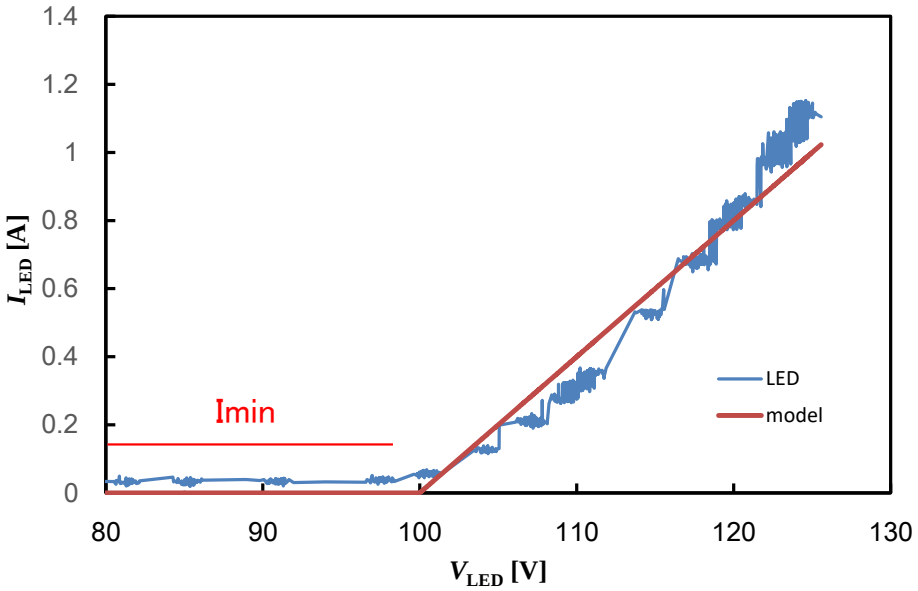

図 2.5　KSL40 の I-V 特性と線形モデル

図 2.5 に KSL40 の実測結果と線形モデルを示す。青い線が実測結果で赤い線が線形モデルである。線形モデルは，以下の式で表すことができる。

$$V_{LED} = V_F + I_{LED}R_{LED} \tag{2.3}$$

ここで，V_F は LED 照明の順方向電圧で，100 V，R_{LED} は等価抵抗で 25 Ω である。(2.3) 式で表されるモデルは，実測の結果を近似的に表すことができており，このモデルを用いて研究を進めた。

表 2.1　KSL40 の仕様

特性項目	KSL40	単位
定格電流	0.7	A
定格電圧	130	V
定格電力	91	W
出力光束 (I_{LED} = 0.7 A 時)	10,000	lm
発光効率	110	lm/W

表 2.1 に KSL40 の主要な仕様を示す。この仕様からも順方向電圧が高いことが分かる。

2.3　LED 駆動回路の基本構成

LED は，2.1 節で説明したように，PN 接合によって構成されており，順方向電圧 V_F は，出力する色によって異なるが，I-V 特性の形状はダイオードの特性と同様となる。したがって，V_F 以下の電圧では，LED に電流は流れず，V_F 以上の電圧で，電流が流れることになる。図 2.6 に LED の I-V 特性の概略図を示す。

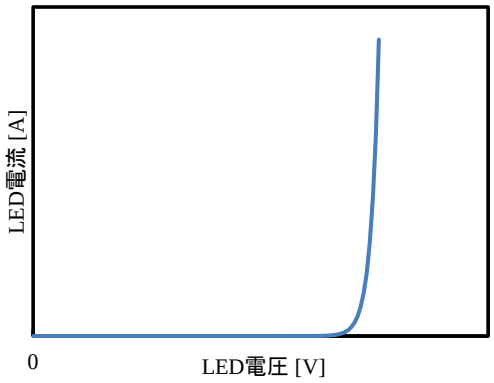

図 2.6 LED の I-V 特性の概略図

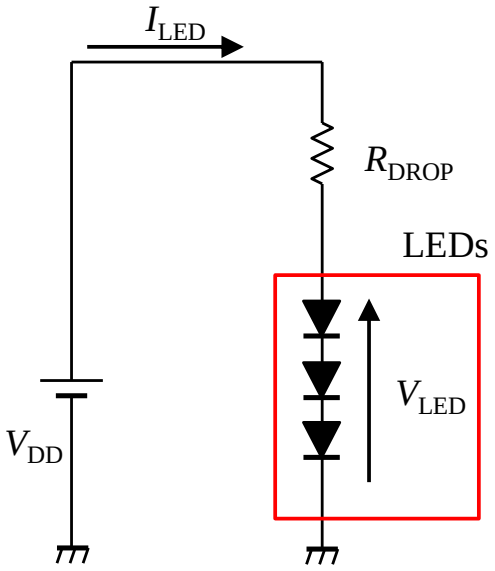

図 2.7 抵抗分割を用いた LED 駆動回路

図 2.6 から，LED を駆動する場合は，直流電源を使用する必要があることが分かる。たとえば，定格 12 V, 1 A の LED を直流電圧が 24V の電源で駆動する場合を考える。図 2.7 は抵抗分割によって定格電圧を印加する回路となる。ここで V_{DD} は電源電圧，V_{LED}, I_{LED} は LED 電圧と LED 電流，R_{DROP} は電圧降下用抵抗となる。前述の条件を用いて R_{DROP} を計算することができ，R_{DROP} =12 Ω である。この方式では，抵抗による電力損失は，LED の電力消費と等しいため，電力変換効率は 50 %であることが分かる。

図 2.8 は MOSFET によって適切な電圧を LED に印加する方式である [42]。V_{REF} は I_{LED} を制御するための電圧で，たとえば V_{REF} = 0.2 V とすると R_{SENSE} = 0.2 Ω と計算することができる。V_{REF}, R_{SENSE}，差動アンプから構成される制御回路によって，MOSFET のオン抵抗を調整し，LED へ適切な電圧を印加することができる。この場合も図 2.7 と同様に MOSFET と R_{SENSE} で発生する電力損失と LED の消費電力が等しいため，電力変換効率は 50 %となる。ここで，制御回路で消費される電力は小さく無視できるとしている。

図 2.9 はスイッチングを用いた LED 駆動回路である。スイッチをデューティー比 50 %でオン，オフを繰り返した場合，LED に印加される電圧は，24 V と 0 V の繰り返しとなり，平均的には 12 V の電圧が印加される。平均化するためにキャパシタやインダクタンスを追加する必要があるが，基本的な動作は同一であり，この動作で LED に適切な電圧を印加することができる。また，スイッチが理想的なスイッチでオフしているときにはリーク電流がゼロ，オンしているときは抵抗がゼロとするとスイッチによる損失はゼロであり，電力変換効率は 100 %となる。

こうしたことから，LED 駆動電源の効率を高くしようとした場合，スイッチング電源が最も効率が高く，この方式で駆動電源を構成することが最善策だと考えられる。

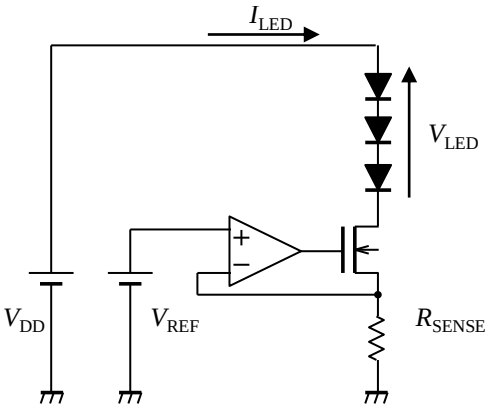

図 2.8　MOSFET を用いた LED 駆動回路 回路

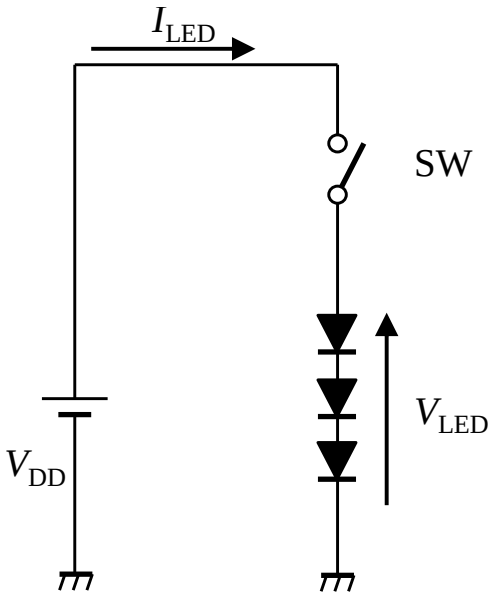

図 2.9　スイッチングを用いた LED 駆動

2.4　スイッチング素子

スイッチング電源に用いられるスイッチング素子は主に半導体で構成されており，様々な種類が存在する。図 2.10 は各種スイッチング素子の動作電圧，電流範囲を示している [43]。この図において，IGBT は Insulated Gate Bipolar Transistor，MCT は MOS-controlled thyristor，GTO は Gate Turn-Off thyristor である。図 2.10 から MOSFET は高周波数での動作に適して

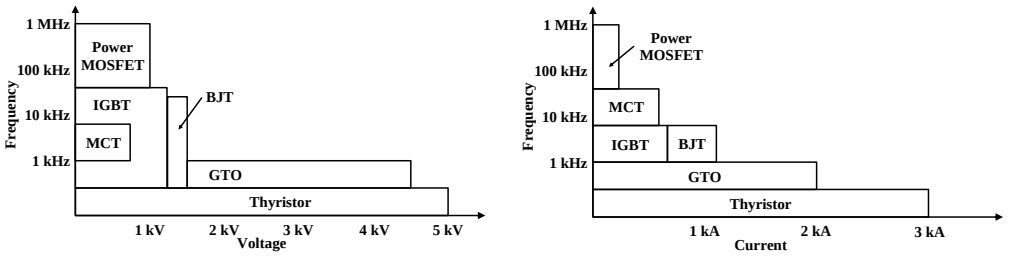

図 2.10　各種スイッチング素子の動作電圧，電流範囲

いることが分かる。ただし，使用できる電圧，電流範囲は他の素子に比べて限定される。スイッチング電源において，スイッチング周波数は重要なパラメータで，スイッチング周波数が高ければ高いほど，インダクタ，トランス，キャパシタ等のサイズを小さくすることができる。スイッチング周波数を高くすることで，構成素子を小さくでき，電源の電力密度を高められるため，基本的に高いスイッチング周波数で電源設計をすることが多い。こうしたことから，本論文で検討する LED 駆動電源の出力電力は，MOSFET を用いることができる範囲であり，本論文でもスイッチング素子として MOSFET を用いている。

図 2.11 に n 型 MOSFET の構造を示す。信号処理やデジタル回路に用いられる MOSFET は，横型の構造をしており，ゲート端子に電圧を印加することで，ゲート直下にチャネルを形成し，オン，オフを切り替えている。チャネルはゲートの直下のみに形成されるため，電子の経路は浅く，MOSFET がオンとなっているときのドレイン-ソース間の抵抗 (オン抵抗) が高くなりやすい。また，ドレインーソース間の耐圧を向上させるためには，チャネル長を長くする必要があるため，オン抵抗はさらに高くなってしまう。

こうした点を改良した D-MOS(Double-Diffused MOSFET) 構造を，図 2.12 に示す。D-MOS は縦型の構造をしており，電流は縦方向に流れる。このため，横型と比較して電流経路を広く取ることができ，オン抵抗の低減が可能となる構造である。D-MOS における耐圧は，N^- ドリフト層のドープ濃度や厚みによって決まり，高耐圧化する場合，n^- ドリフト層のドープ濃度を下げ，厚くする手法がとられる。この構造においても，高耐圧化することで N^- ドリフト層のキャリアが少なくなり，オン抵抗が高くなる傾向となる。D-MOS 構造において高耐圧化すると，ほぼ N^- ドリフト層の抵抗値でオン抵抗が決まる。

この他にもオン抵抗を低減するトレンチ構造やスーパージャンクション構造等がある。

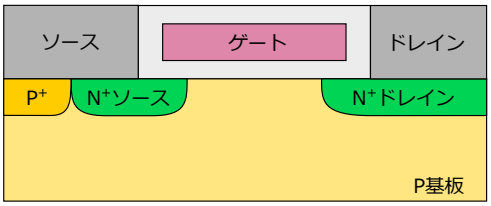

図 2.11　n 型 MOSFET の構造

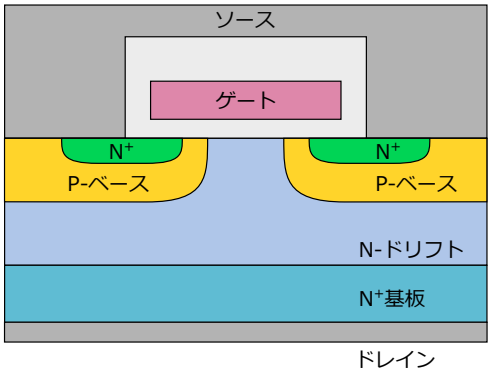

図 2.12　n 型 D-MOS の構造

理想的なスイッチング素子の要件は，以下のようなものである [43]。

1. スイッチがオンしているときに，順方向，逆方向電流に限界がない。
2. スイッチがオフしているときに，順方向，逆方向の耐圧に限界がない。
3. スイッチがオンしているときに，電圧降下が起こらない，つまりオン抵抗がゼロである。
4. スイッチがオフしているときに，無限の抵抗値をもつ，つまりリーク電流がゼロである。
5. オンからオフへ，オフからオンへ遷移するときの速度に限界がない。

これらの要件を満たすスイッチング素子を用いて，インダクタ，トランス，キャパシタ等も理想的な動作を前提とすれば，スイッチング電源の効率は 100 %となる。

しかしながら，図 2.11, 2.12 に示したように，半導体で構成された実際のスイッチング素子である MOSFET には，寄生の抵抗やキャパシタが存在し，理想的な特性を示さない。このため，現実的なスイッチング素子の特性は以下のようになる。

1. 許容電力に限界がある。オンしているときに導通電流に限界があり，オフしているときに，阻止できる電圧に限界がある。
2. ターンオン時間とターンオフ時間が存在するためスイッチング速度に限界がある。つまりスイッチング周波数に限界が生じる。
3. オン時抵抗とオフ時抵抗がある。オンしているときにドレイン-ソース間電圧が発生し，オフしているときにリーク電流が発生する。
4. 2 番目と 3 番目の項目から，実際のスイッチングには電力損失が発生する。これらは導通損失とスイッチング損失と呼ばれる。

本論文では，スイッチング周波数の限界に着目し，制御を工夫することで，従来手法より広い調光範囲を実現している。

ターンオン時間やターンオフ時間は，MOSFET の寄生のキャパシタにより発生する。図 2.13 に D-MOS 構造における寄生のキャパシタを示す。このように実際の構造上発生する寄生の

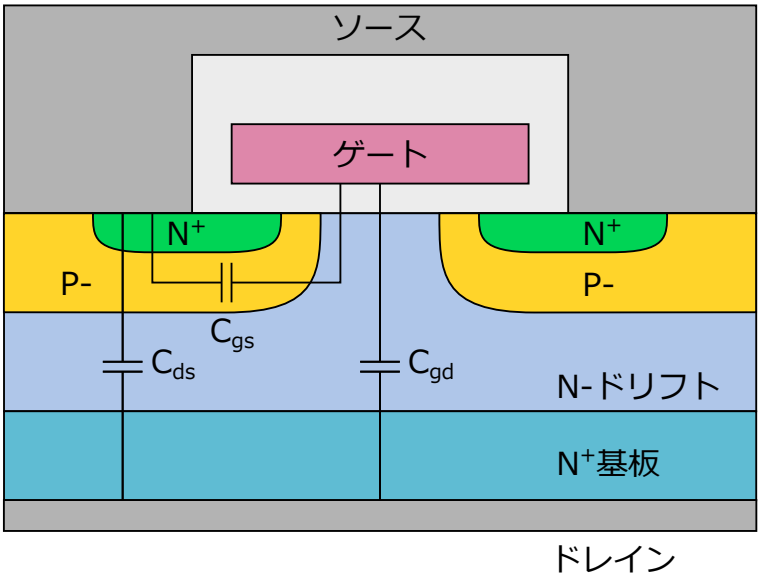

図 2.13　D-MOS 構造の寄生のキャパシタ

抵抗やキャパシタにより，スイッチング素子の動作には限界が生じ，定格電流やターンオン，ターンオフ時間が発生する。本論文では，こうしたスイッチング素子の限界を考慮した LED 駆動電源を研究している。

2.5　回路方式の検討

スイッチングを用いた絶縁型の回路方式は，図 2.14~2.17 に示されるような種類があり，主として出力電力の大きさによって決定される。また，表 2.2 にこれらの回路方式の特徴を示す [44, 45]。

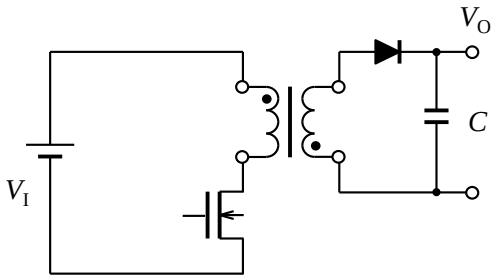

図 2.14 フライバック型コンバータ

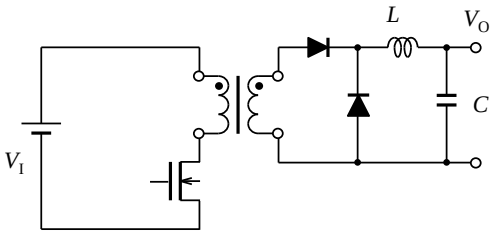

図 2.15 フォワード型コンバータ

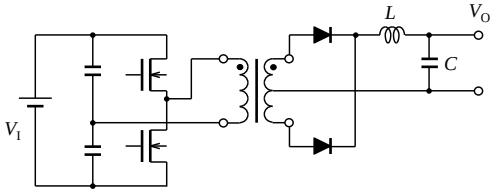

図 2.16 ハーフブリッジ型コンバータ

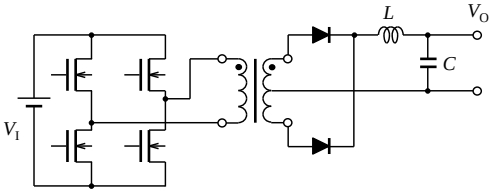

図 2.17 フルブリッジ型コンバータ

表 2.2 各回路方式の特徴

回路方式	出力電力	スイッチング素子数	電圧の安定化制御	特徴
フライバック型コンバータ	~200 W	1	PWM 制御	ドライブ回路を含め回路が簡単 C のリップル電流が大きい欠点がある チョークコイルが不要 帰還回路が不要
フォワード型コンバータ	~500 W	1	PWM 制御	ドライブ回路を含め回路が簡単 トランスの小型・軽量化可能 最終出力からの電圧帰還が必要 トランスのリセット回路が必要
ハーフブリッジ	~1 kW	2	PWM 制御	スイッチング素子にかかる電圧が低い 駆動回路が複雑になる 入力電圧が高いときに特長を活かせる
フルブリッジ	~ 数 kW	4	フェーズ・シフト PWM 制御	スイッチング素子にかかる電圧が低い 駆動回路が最も複雑 入力電圧が高く，出力電力が大きいときに特長を活かせる

本論文では定格出力電力が 100 W~400 W 程度の駆動装置を対象としており，1~2 台のコンバータの組み合わせで電源回路を構成する場合，フライバック型コンバータが適していることが分かる。フォワード型コンバータも近い出力電力であり，ドライブ回路を含め回路が簡単であるため，検討対象となり得る。しかしながら，フライバック型コンバータと比較すると，出力にチョークコイルが必要であること，トランスのリセット回路が必要なこと，2 次側の最終出力から絶縁された電圧帰還回路が必要なこと，等のデメリットが存在する。これらの理由からフライバック型コンバータより回路が複雑化し，コスト的に不利となる。ただし，フォワード型コンバータの場合，トランスにエネルギー蓄積の必要性がなく，トランスの小型・軽量化が可能となる。このため，出力電力 500 W 程度で，回路が複雑化するデメリット以上にトランスの小型化がメリットとなり得るならば，フォワード型コンバータを

検討する必要がある。

1 kW 程度の出力電力が必要な場合，ハーフブリッジ回路が適している。この回路の場合，スイッチング素子にかかる電圧を低くでき，入力電圧が高い際も定格が低い素子を用いることができる。ただし，スイッチング素子が 2 つ必要であり，制御回路が複雑になる。また，ハイサイド側のスイッチング素子を駆動する回路も工夫が必要となる。

さらに数 kW 程度の出力電力が必要な場合，フルブリッジ回路が適している。ただし，この回路はスイッチング素子が 4 つ必要で，制御回路は最も複雑となる。

これ以上の出力電力には，三相電源を用いた DC / DC コンバータを検討する必要もあるが，現状，LED 照明の最大の出力電力は，1 kW 程度であり，単相電源での検討で十分であると考えられる。

以上のことから，本論文ではフライバック型コンバータを用いた LED 駆動電源回路を研究した。また，非絶縁型については，フライバック型コンバータと類似の動作をする昇降圧型コンバータを用いている。このため，コンバータの設計，制御等に共通部分が多く設計効率がよい。

2.6 交流電源を用いた LED 駆動回路

図 2.18 に一般的に使われる交流電源を用いた LED 駆動回路を示す。交流電源を用いた LED 駆動電源では，力率改善 (Power Factor Correction : PFC) 用コンバータと LED 電流制御コンバータを組み合わせた回路構成が一般的に用いられている。PFC については，次の節で説明する。

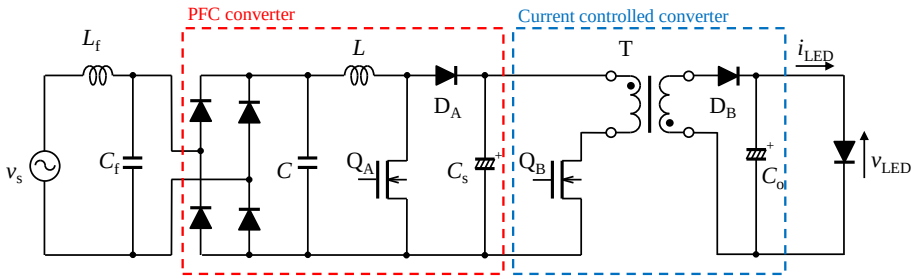

図 2.18　交流電源を用いた LED 駆動回路

図 2.18 では，PFC コンバータに昇圧型コンバータを用いており，電流制御コンバータにフライバック型コンバータを用いている。PFC 制御と電流制御を別々のコンバータで行うことで，それぞれに適した回路設計が可能である。昇圧型コンバータによって整流された電圧は，平滑化キャパシタ C_s のキャパシタンス値によるが，PFC 制御しているため交流電源の 2 倍の周波数のリップル電圧が発生する。しかしながら，次段で電流制御コンバータを用いることで，リップル電圧が減少し，安定して LED 電流を供給することができる。

また，電流制御コンバータに絶縁型のフライバック型コンバータを用いることで，LED は一次側と絶縁される。このため，LED 照明機器の絶縁性を確保しやすい。

2.7 Power Factor Correction(PFC) コンバータ

エネルギーの使用の合理化等に関する法律の一部を改正する法律[46] は石油危機を契機として制定された。1993 年の同法律の改正によって「内外におけるエネルギーをめぐる経済的社会的環境に応じた燃料資源の有効な利用の確保に資するため，工場等，輸送，建築物及び機械器具等についてのエネルギーの使用の合理化に関する所要の措置，電気の需要の平準化に関する所要の措置その他エネルギーの使用の合理化等を総合的に進めるために必要な措置等を講ずることとし，もって国民経済の健全な発展に寄与すること」が明記された。このような背景から，電気機器の高効率な駆動のために，パワーエレクトロニクスを応用した電源が広く普及してきた[47, 48, 49]。このような電源は商用交流電源に接続されるが，電源内部で一度直流に変換されることが多い。LED 照明についても同様に，商用電源を直流化し LED へ電流供給する。交流から直流へ変換する回路として，整流ダイオードとキャパシタを用いた，キャパシタインプット型がよく用いられる。図 2.19 にキャパシタインプット型の整流回路を示す。この図において，v_s は入力電圧，i_s は入力電流，v_{cap} はキャパシタ電圧を表す。

図 2.20 に，キャパシタインプット型整流回路の動作波形を示す。この回路の場合，入力電流は入力電圧と同相とはならない。入力電流は，全波整流された入力電圧がキャパシタ電圧より高くなるときに流れる。このため，入力電圧のピーク付近のみに電流が流れ，その他の期間は電流が流れない。こうした電流波形では，入力電流に高調波が発生し，力率は低くなってしまう。また，負荷での消費電力に対して，入力電流の波高値が大きくなり，配電線路における損失が増加する[50]。

高調波電流が多く，力率が低い機器では，消費電力に加え，皮相電力も必要となり，電力

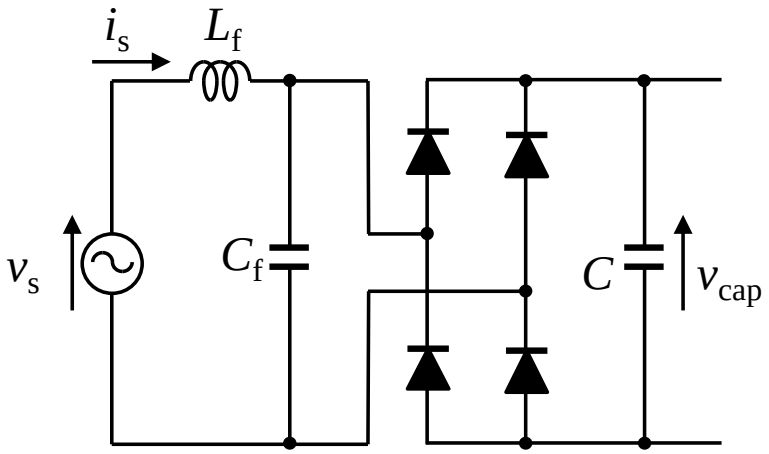

図 2.19 キャパシタインプット型整流回路

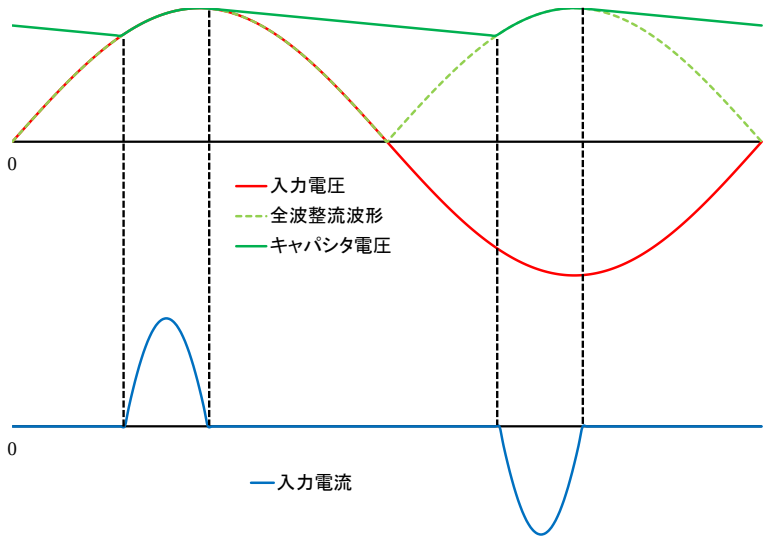

図 2.20　キャパシタインプット型整流回路における各波形

網の電力容量を高くする必要がある。また，電力網に存在するインピーダンスに高調波電流が流れることで，高調波電圧が発生することになる。商用電源に接続される機器は，基本的に商用電源の周波数での使用を想定し設計されているため，想定外の高調波電圧が印加された場合，誤動作を引き起こすことになる [51]。さらに高調波電流の吸収要素であるキャパシタへ過大な電流が流入し，加熱や焼損といった事態も発生する [52]。こうした事態が起こらないように，高調波電流を発生する機器に対して，高調波電流規制が設けられている。高調波電流規制は，国際規格が存在し，IEC(International Electrotechnical Commission, 国際電気標準会議) で，規格の改定審議を行なっている。高調波電流規制に関する国際規格は三種類あり，本論文で検討する LED 駆動電源に関しては，IEC61000-3-2 の規格が適応される。この規格は，一般低電圧配電系統に接続される機器 (入力電流 16 A 以下) に対する限度値について定められている。日本国内においては，IEC 規格との整合性を基本としながら，日本特有の事情の有無を配慮して，特定需要家向けの「高圧または特別高圧で受電する需要家の高調波抑制対策ガイドライン」と「家電・汎用品高調波抑制対策ガイドライン」[53] が 1994 年 9 月に制定されている。その後,「家電・汎用品高調波抑制対策ガイドライン」は，2004 年 9 月に廃止され，その代わりに JIS C 61000-3-2 を遵守することが通達された [54]。

JIS C 61000-3-2 の適用範囲は，300 V 以下の商用電源系統に接続して使用する定格電流 20 A/相以下の電気・電子機器 (家電・汎用品) である。また，機器によってクラスが分けられており，表 2.3 にその分類を示す。

各クラスに対して異なる高調波電流の規制が設けられている。LED 照明の分類は，照明機器のクラス C となるため，クラス C の規制に対応する必要がある。

高調波電流規制は，入力電源の基本周波数 (西日本 : 60 Hz，東日本 : 50 Hz) に対して，整数倍の周波数の電流値に制限がある。この整数倍の値を高調波次数と表現し，n を用いて表

表 2.3 高調波電流規制における機器の分類 (JIS C 61000-3-2)

クラス	機器
クラス A	・平衡三相機器 ・家庭用電気機器（クラス D に分類される機器を除く) ・電動工具 (手持ち型を除く) ・白熱電球用調光器 ・音響用機器
クラス B	・手持ちの電動工具 ・専門家用でないアーク溶接機
クラス C	・照明機器
クラス D	次に示す有効入力電力が 600 W 以下の機器 ・パーソナルコンピュータおよび同モニタ ・テレビジョン受信機 ・インバータで制御する圧縮機を搭載する冷蔵庫

す。表 2.4 にクラス C の高調波電流規制値を示す。表において，λ は力率である。クラス C において，この表に表される規制が適用されるのは，有効入力電力が 25 W 以上の機器に限られるが，本論文において検討する LED 駆動電源は，25 W 以上の消費電力を有するため，この規制値の対象機器となる。

表 2.4 クラス C における高調波電流規制

高調波次数 n	照明機器の基本波入力電流の百分率として表される最大値 (%)
偶数高調波	
2	2
奇数高調波	
3	$30 \times \lambda$
5	10
7	7
9	5
$11 \leqq n \leqq 39$	3

前述のように商用電源に接続される機器には高調波電流規制が適応される。このため，高調波の発生を抑制し，力率改善を施す必要がある。力率改善の手段として，受動素子を使用したパッシブタイプとスイッチング素子を用いたアクティブタイプが一般的である [55]。本論文では，力率改善のためにアクティブタイプの力率改善回路を検討している。

力率改善回路のスイッチング方式には力率改善回路に用いるインダクタの電流の連続性によって三種類の制御法がある [56]。電流不連続モード (DCM) では，一度のスイッチングにおいて，ダイオード電流が流れない期間が存在する。電流臨界モード (CRM) では，ダイオード電流がゼロになったタイミングで次のスイッチングが開始される。電流連続モード

(Continuous Conduction Mode : CCM) では，電流が連続的に流れる。

図 2.22, 2.23, 2.24 に各スイッチング方式における交流電源半周期分の波形の概念図を示す。ここで，v_s, i_s は交流電源の電圧と電流，i_L はインダクタの電流波形である。

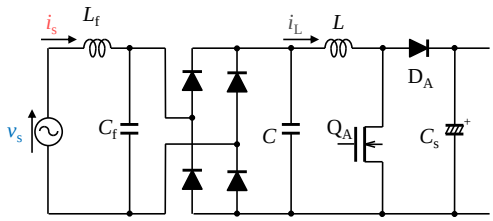

図 2.21　一般的な PFC 回路

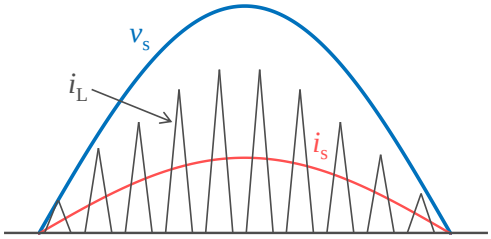

図 2.22　DCM の PFC 動作概念図

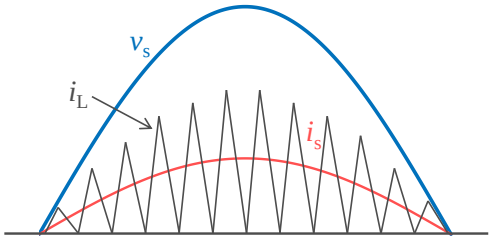

図 2.23　CRM の PFC 動作概念図

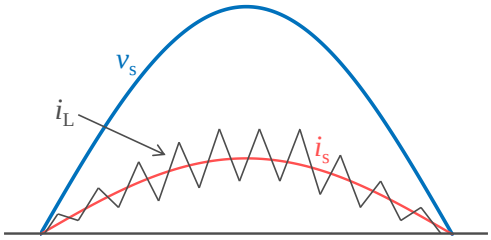

図 2.24　CCM の PFC 動作概念図

DCM は，スイッチング周波数を固定とし，スイッチング素子のオン時間も固定できるため，簡易なスイッチング制御で力率改善が行える。また，DCM 動作のため，スイッチがオンするタイミングにおいて，ソフトスイッチングとなり比較的高効率となる。ただし，電流が流れる期間が短くなるため，スイッチングにおけるピーク電流が増加し，スイッチング素子の定格電流を大きくする必要がある。また，出力電力の調整が容易であり，LED 駆動用電源に用いる場合，調光性を高くすることができる。CRM は，制御回路にゼロ電流検出回路を導入する必要があり制御が複雑となる。しかし，DCM と比較すると効率的には有利である。また，ピーク電流も低くすることができる。ただし，調光性に関しては，DCM と比較するとやや低くなる。CCM は，ダイオードに電流が流れている状態でスイッチングするため，スイッチング損失が大きくなり，ノイズも発生しやすい。しかし，他の方式に比べて，ピーク電流を抑制することが可能であり，大電力を扱う際はよく用いられる。また，500 W を超えるような大電力を扱う場合は，2 つのコンバータで，交互にスイッチングを行う，インターリーブ方式を用いることもある。

一般的な回路構成である図 2.18 では，PFC 用コンバータに昇圧型コンバータを用いている。昇圧型コンバータを用いて PFC 制御する場合，CRM で動作させることが多い。

本論文では，非絶縁型コンバータと絶縁型コンバータを用いた LED 駆動電源を検討している。非絶縁型コンバータは，昇降圧型コンバータとフライバック型コンバータで構成しており，これらのコンバータは，DCM 動作のスイッチングが適している。このため，スイッ

チング方式を DCM として検討している。絶縁型コンバータは，フライバック型コンバータで構成されているため，スイッチング方式は DCM が適しているが，効率向上を目的として，CRM で検討している。

2.8 LED 照明のフリッカ対策

LED 素子の特徴として，他の光源と比較して応答性が高いことがあげられる。応答性が高いことにより，必要な輝度へ切り替える際，瞬時に切り替えることができ，輝度の制御性が非常に高い。応答性の高さは，こうした利点を持っているが，駆動電流への応答性が高いことにより，フリッカが発生しやすくなる。たとえば，図 2.25 に示すように，交流電源を全波整流し LED へ印加した場合，光出力がどうなるかを図 2.26 に示した。図 2.26 において，光出力が間欠的な波形になるのは，LED の V_F 以下の電圧になる際，電流が流れないためである。また，比較用に図 2.27 に白熱電球の光出力の概念図も示す。

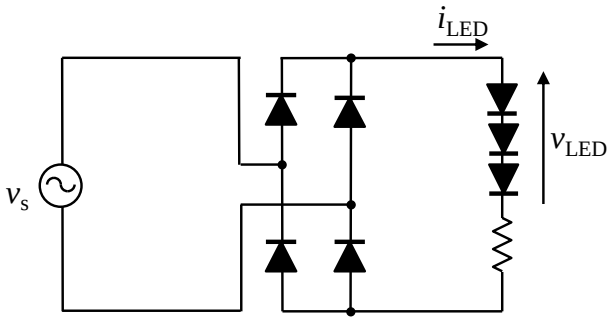

図 2.25 全波整流による LED 駆動回路

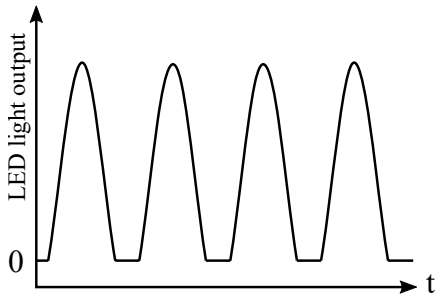

図 2.26 LED の光出力概念図

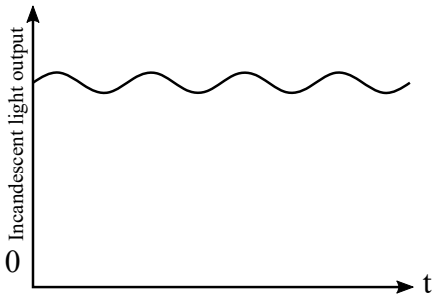

図 2.27 白熱電球の光出力概念図

白熱電球の場合，応答性が低いため印加する電圧が 0 V になっても光り続ける。このため，光出力のフリッカは小さくなる。しかしながら，LED の場合，応答性が高いため光出力は印加電圧とほぼ同じ波形となり，大きなフリッカが発生する。

フリッカについて，従来は知覚できなければ大きな影響はないと考えられてきたが，知覚できないような高周波のフリッカについても，疲労，めまい，吐き気等が発生する可能性があることが分かり，規制が設けられた。日本国内におけるフリッカの規制は，電気用品安全

法で定められており，チラツキを感じないものと定義されている[57]。具体的には繰り返し周波数が 100 Hz 以上で光出力に欠落部がないものか，繰り返し周波数が 500 Hz 以上のもの，となっている。ここで，欠落部とは光出力のピーク値の 5 %以下の部分という定義となっている。

また，同様の規格が IEEE1789-2015[58] にも記載されており，この規格では推奨動作領域が定められている。図 2.28 に推奨動作領域を示す。この規格では，1 Hz から 10 kHz まで定められており，周波数が高いほど規制が緩くなっている。この図における，Modulation は以

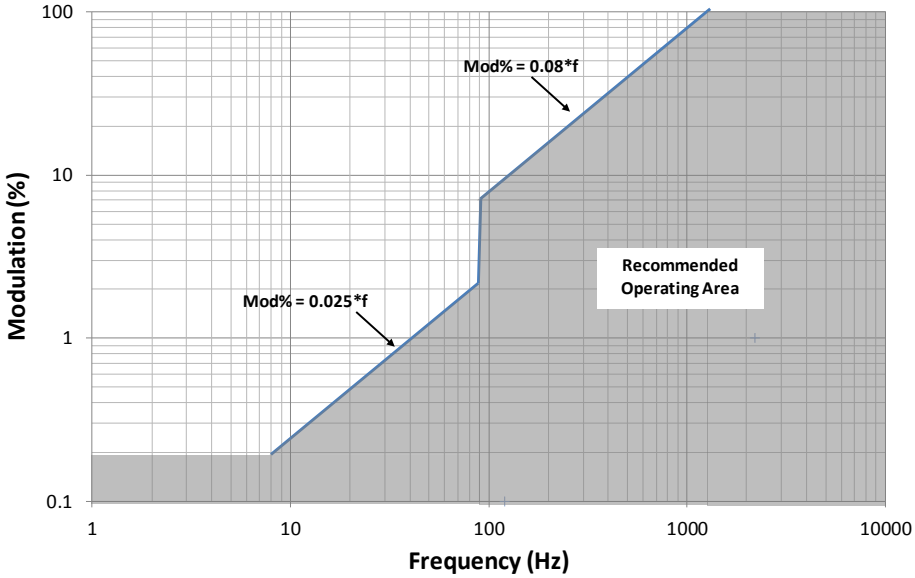

図 2.28　IEEE1789-2015 規格　推奨動作領域

下の式で表される。

$$\text{Modulation}\,(\%) = 100\frac{L_{\max} - L_{\min}}{L_{\max} + L_{\min}} \tag{2.4}$$

ここで，$L_{\max}, L_{\min}$ は，光出力の最大値と最小値である。

フリッカの繰り返し周波数が 120 Hz のときの電気用品安全法による規制と IEEE1789-2015 の規制を数式化すると以下のようになる。

$$L_{\min 1} > 5\ \% \times L_{\max 1} \tag{2.5}$$

$$L_{\min 2} > 82\ \% \times L_{\max 2} \tag{2.6}$$

(2.5) 式は電気用品安全法の規制，(2.6) 式は IEEE1879-2015 の規制を数式化したものである。

また，図 2.29 に規制をグラフ化したものを示す。赤線で示されているのが，電気用品安全法による規制値で，青色で示されているのが，IEEE1789-2015 の規制値である。2 つのグラフの平均的な輝度が等しいとしてグラフ化している。数式，グラフから IEEE1789-2015 の規格が非常に厳しい規制であることが分かる。本論文においては，国内を対象としているため，電気用品安全法の規制を満たすように検討している。

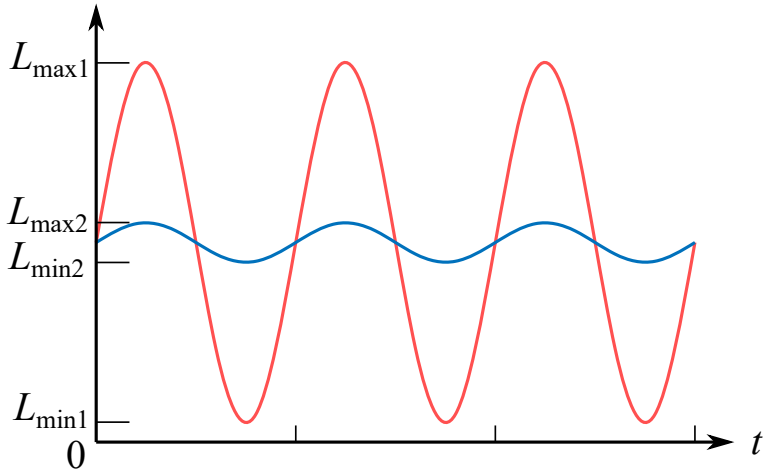

図 2.29 電気用品安全法と IEEE1789-2015 規格のフリッカ比較

2.9 出力平滑キャパシタ

2.8 節における電気用品安全法の規制を満たすために，必要となる出力平滑キャパシタのキャパシタンス値について検討する。2.8 節から，フリッカ周波数が 100 Hz~500 Hz の場合，最小の光出力は定格の光出力の 5 %以上でなければならない。本論文で検討している LED 駆動電源の出力におけるフリッカ周波数は，入力の交流電源の周波数の二倍となる。日本国内であれば，交流電源の周波数は 50 Hz か 60 Hz であり，フリッカ周波数は 100 Hz か 120 Hz となるため，上記の規格の通り，最小の光出力の規制を満たす必要がある。

光出力の規制値から直接出力平滑キャパシタのキャパシタンス値を計算できない。このため，光出力と LED 電流，LED 電流と出力電圧リップルの関係性を用いて，光出力の規制値を出力電圧リップルの上限値へ読み替える。その後，出力電圧リップルと出力平滑キャパシタのキャパシタンス値間に成り立つ式を導出し，規制値を満たすために必要となるキャパシタンス値を計算可能にする。

図 2.30 は，駆動対象の LED 投光器の LED 電流と照度の関係を示したものである。青い点は，測定で得られた LED の照度であり，赤い線は線形に近似したグラフで，緑色の線は 2 次の曲線で近似したグラフである。図 2.30 から分かるように，照度は LED 電流に対して飽和した特性を示す。このため，照度を LED 電流に比例した特性を示すと仮定し，LED 電流のリップルを電気用品安全法の規格に準拠するよう設計した場合，実際の照度のフリッカ特性は，規格に対し余裕をもつことができる。このため，LED 電流と照度は比例するとし，LED の光出力に対する規格を LED 電流に対する規格へ読み替えることができる。

規格に基づいて，LED 電流の最大値 $I_{\mathrm{LED-max}}$ と最小値 $I_{\mathrm{LED-min}}$ の関係は以下のように表すことができる。

$$\frac{I_{\mathrm{LED-min}}}{I_{\mathrm{LED-max}}} > \alpha \tag{2.7}$$

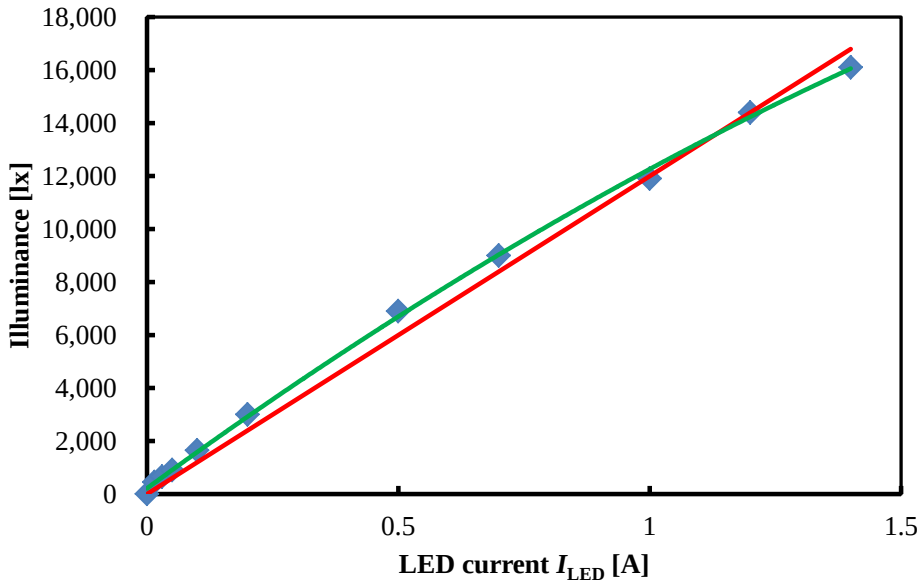

図 2.30　LED 電流と照度の関係

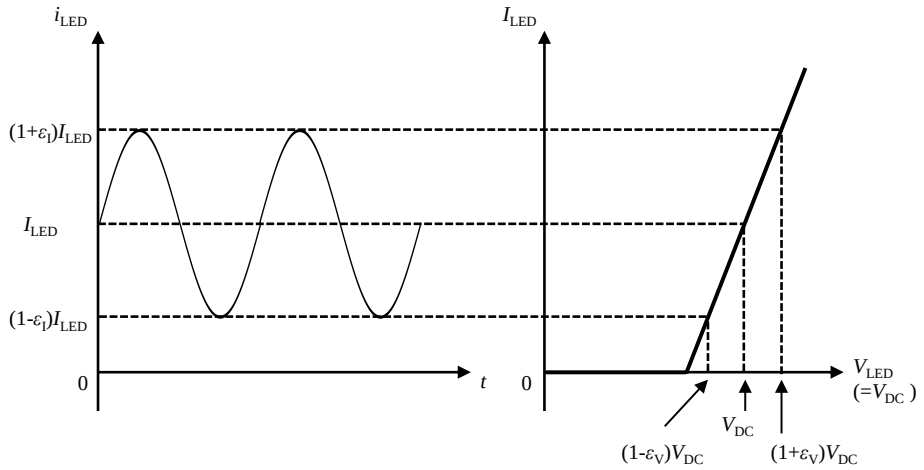

図 2.31　LED 電流と LED 電圧リップルの関係

α は電流の最大値と最小値の比で，電気用品安全法の基準では，0.05(5 %) である。図 2.31 は，LED 電流と LED 電圧のリップルの関係を示している。ここで，LED の I-V 特性は，(2.3) 式で表される線形モデルを用いている。ϵ_I と ϵ_V は，それぞれ LED 電流と LED 電圧のリップル成分である。また，V_{DC} は LED へ印加される平均電圧である。$I_{LED-max}$ と $I_{LED-min}$ は，以下のように表すことができる。

$$I_{LED-max} = \frac{(1+\epsilon_V)\,V_{DC} - V_F}{R_{LED}}$$
$$I_{LED-min} = \frac{(1-\epsilon_V)\,V_{DC} - V_F}{R_{LED}} \tag{2.8}$$

ここで，V_F は LED の順方向電圧である。(2.7)，(2.8) 式から，ϵ_V は以下のように表すことができる。

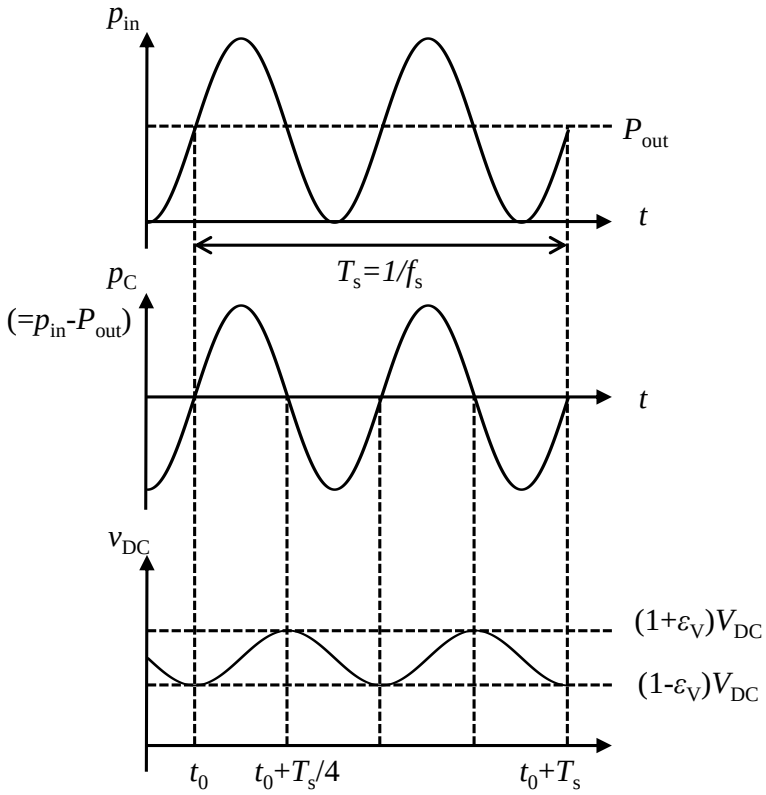

図 2.32　電力の流れと出力平滑キャパシタの電圧リップルの関係

$$\epsilon_V = \frac{(1-\alpha)(V_{DC}-V_F)}{(1+\alpha)V_{DC}} \tag{2.9}$$

図 2.32 は，電力の流れと出力平滑キャパシタの電圧リップルの関係を表している。ここで，コンバータを構成する部品の中で，交流電源の周波数領域で電力蓄積している部品は，出力平滑キャパシタのみと仮定している。図 2.32 において，T_s は交流電源の周期，p_{in} は，出力平滑キャパシタと LED へ入力される電力，P_{out} は，出力電力の平均値を表している。p_c は，出力平滑キャパシタへ流入，あるいは流出する電力の流れを表している。

力率が 1 であると仮定すると，入力電圧 v_s，入力電流 i_s，入力電力 p_{in} は，以下のように表すことができる。

$$\begin{aligned} v_s(t) &= \sqrt{2}V_{rms}\sin\left(2\pi\frac{t}{T_s}\right) \\ i_s(t) &= \sqrt{2}I_{rms}\sin\left(2\pi\frac{t}{T_s}\right) \\ p_{in}(t) &= 2P_{out}\sin^2\left(2\pi\frac{t}{T_s}\right) \end{aligned} \tag{2.10}$$

ここで，電力変換効率が 100 %で損失がないと仮定している。出力平滑キャパシタに流入，あるいは流出する電力 p_C は，以下のように表せる。

$$
\begin{aligned}
p_{\mathrm{C}} &= p_{\mathrm{in}}(t) - P_{\mathrm{out}} \\
&= 2P_{\mathrm{out}} \sin^2\left(2\pi \frac{t}{T_{\mathrm{s}}}\right) - P_{\mathrm{out}}
\end{aligned}
\tag{2.11}
$$

さらに，出力平滑キャパシタへ入力されるエネルギー $\Delta U_{\mathrm{C_in}}$ は，図 2.32 において，電力が正の値をとる期間，$t_0 \sim t_0 + T_{\mathrm{s}}/4$ において，電力を積分することで得ることができる。

$$
\begin{aligned}
\Delta U_{\mathrm{C_in}} &= \int_{t_0}^{t_0+T_{\mathrm{s}}/4} 2P_{\mathrm{out}} \sin^2\left(2\pi \frac{t}{T_{\mathrm{s}}}\right) - P_{\mathrm{out}} dt \\
&= P_{\mathrm{out}} \frac{T_{\mathrm{s}}}{2\pi}
\end{aligned}
\tag{2.12}
$$

その一方で，$\Delta U_{\mathrm{C_in}}$ は，ϵ_{V} を用いて以下のように表せる。

$$
\Delta U_{\mathrm{C_in}} = \frac{1}{2} C_{\mathrm{o}} \left[\{(1+\epsilon_{\mathrm{V}}) V_{\mathrm{DC}}\}^2 - \{(1-\epsilon_{\mathrm{V}}) V_{\mathrm{DC}}\}^2 \right] \tag{2.13}
$$

(2.12)，(2.13) 式から，C_{o} は，以下のように表せる。

$$
C_{\mathrm{o}} = \frac{P_{\mathrm{out}} T_{\mathrm{s}}}{4\pi \epsilon_{\mathrm{V}} V_{\mathrm{DC}}^2} \tag{2.14}
$$

(2.14) 式を用いて，電圧リップルが上限値以内に収まる出力平滑キャパシタのキャパシタンス値を計算することができる。

2.10 二段直列接続方式 LED 駆動電源

一般に，150 W を超える高輝度 LED 向けの駆動電源回路は，PFC 制御を備えた昇圧型コンバータと LED 電流を制御する DC / DC コンバータを直列接続した，図 2.18 のような回路構成を取ることが多い。図 2.18 のブロック図を図 2.33 に示す。ここで，定電圧出力コンバータは，PFC コンバータに対応し，定電流出力コンバータは電流制御コンバータに対応している。

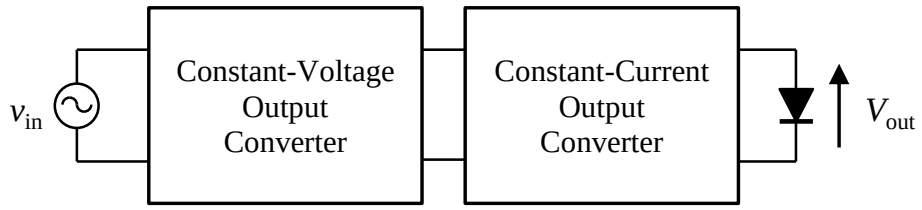

図 2.33　二段直列接続回路のブロック図

この構成の特長として，DC / DC コンバータが二段直列に接続されているため，出力平滑キャパシタが小さくても出力のリップル電圧を小さくすることが可能である点である。また，出力が絶縁型コンバータであるため，LED 負荷が一次側と絶縁されている。このため，LED 照明としての絶縁性確保が比較的簡単で，安全性が高くなる。しかしながら，後で示

すように構成的にコンバータの効率を高くしにくい。また，コンバータの構成素子に対するストレスが高いため，定格電流が高く，高耐圧な素子を使用する必要があり，コストが高くなってしまう。図 2.33 に示した回路の電力変換効率を η_S とし，定電圧出力コンバータの効率を η_V，定電流出力コンバータの効率を η_I とすると，η_S は以下のように表すことができる。

$$\eta_S = \eta_V \eta_I \tag{2.15}$$

したがって，二段直列接続回路において，全体の効率は，それぞれのコンバータの積で表すことができる。このため，全体の効率は，1 つのコンバータの効率よりも悪化することが分かる。

2.11 一段接続方式 LED 駆動電源

出力電力が 100 W 程度以下の場合，コンバータの構成として，一段接続回路を採用する場合もある。図 2.34 に一段接続回路の回路構成を示す [59]。この構成の特長として，一段の

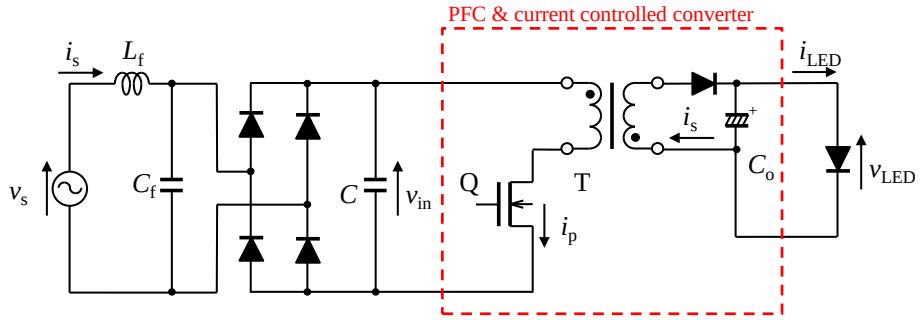

図 2.34 一段接続方式 LED 駆動電源回路

コンバータであるため，高効率を達成できる。また，絶縁型コンバータのフライバック型コンバータを用いた場合，LED 基板が一次側と絶縁できるため，安全性が高い構成となる。さらに，構成素子が少なくて済むため，低コストとなる。

ただし，1 つのコンバータで PFC 制御と出力電流制御を行うため，出力のリップル電圧が大きくなってしまう。これを回避するためには，大きな出力平滑キャパシタが必要となる。文献 (59) では，出力平滑キャパシタを小さくする工夫がなされているが，大きなフリッカが発生してしまい，フリッカの規制を満たすのは難しい。また，スイッチング素子の定格やトランスのコアサイズの制限等により，出力可能な電力が 150 W 程度までとなっており，それ以上の出力電力が必要となる場合，この構成は使用できない。

2.12 一段並列接続方式 LED 駆動電源

2.10 節で説明したように，二段直列接続方式の LED 駆動電源には，各コンバータの効率よりコンバータ全体の効率が悪化してしまう，という課題が存在する。また，2.11 節で説明

した，一段接続方式の LED 駆動電源には，最大出力電力に制限がある。これらの課題を解決するため，Jane らは，2 つの並列接続された定電圧出力コンバータと電流制御コンバータを備えた，回路方式を提案している [33]。図 2.35 は，文献 (33) で提案された一段並列接続の電源回路である。この一段並列接続方式は二段直列接続方式と比較して高い電力変換効率を有する。この方式において，1 つの DC / DC コンバータが LED の順電圧を供給し，その一方，もう 1 つの DC / DC コンバータが LED 電流を制御している。さらに 2 つのコンバータは入力側にブリッジダイオードのみを介して交流入力電源と直接接続されているため，PFC 機能を有している。これら 2 つのコンバータは入力に対して並列に接続されており，出力側では直列に接続されている。

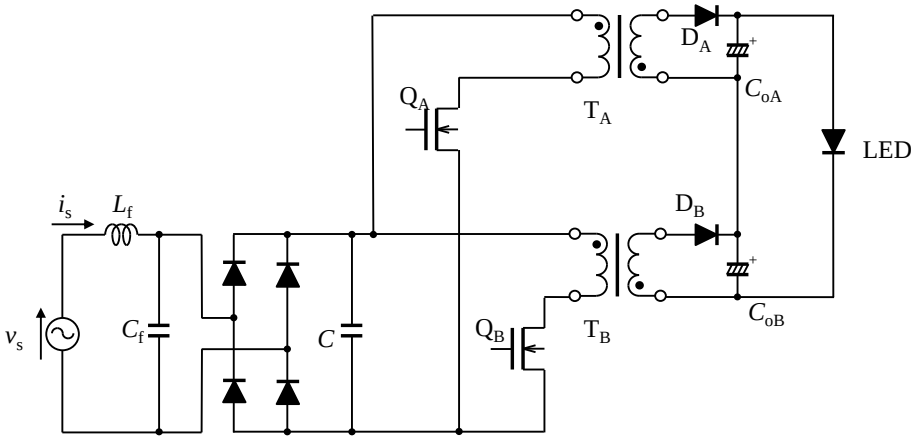

図 2.35　一段並列接続方式 LED 駆動電源回路

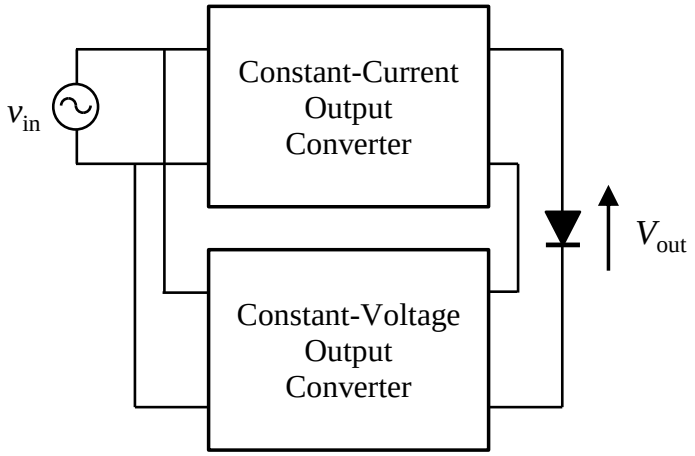

図 2.36　一段並列接続回路のブロック図

図 2.36 に図 2.35 のブロック図を示す。ここで，定電圧出力コンバータは図 2.35 の Q_B を有するフライバック型コンバータに対応し，定電流出力コンバータは Q_A を有するフライバック型コンバータに対応している。

η_P と P_{IN} を全体の電力変換効率と入力電力，$P_{IN,V}$ と $P_{IN,I}$ を定電圧出力コンバータと定

電流出力コンバータの入力電力を表すとする。全体の出力電力は以下のように表すことができる。

$$\eta_{\mathrm{P}} P_{\mathrm{IN}} = \eta_{\mathrm{V}} P_{\mathrm{IN,V}} + \eta_{\mathrm{I}} P_{\mathrm{IN,I}}$$
$$\eta_{\mathrm{P}} = \eta_{\mathrm{V}} \frac{P_{\mathrm{IN,V}}}{P_{\mathrm{IN}}} \eta_{\mathrm{I}} \frac{P_{\mathrm{IN,I}}}{P_{\mathrm{IN}}} \geq 2 \sqrt{\eta_{\mathrm{V}} \eta_{\mathrm{I}} \frac{P_{\mathrm{IN,V}}}{P_{\mathrm{IN}}} \frac{P_{\mathrm{IN,I}}}{P_{\mathrm{IN}}}} \tag{2.16}$$

ここで，$P_{\mathrm{IN}} = P_{\mathrm{IN,V}} + P_{\mathrm{IN,I}}$ である。それぞれの入力電力は正の値であるので，相加平均と相乗平均の関係から，以下の式が成り立つ。

$$\frac{P_{\mathrm{IN,V}}}{P_{\mathrm{IN}}} \frac{P_{\mathrm{IN,I}}}{P_{\mathrm{IN}}} < \frac{1}{4} \tag{2.17}$$

(2.16) 式に (2.17) 式を代入し，(2.15) 式を用いると以下の式が成り立つ。

$$\eta_{\mathrm{P}} \geq \sqrt{\eta_{\mathrm{V}} \eta_{\mathrm{I}}} = \sqrt{\eta_{\mathrm{S}}} \geq \eta_{\mathrm{S}} \tag{2.18}$$

ここで効率は 1 以下であることを用いた。(2.18) 式から，一段並列接続回路の電力変換効率は，二段直列接続回路の電力変換効率以上となることが分かる。

2.13 駆動回路の比較検討

表 2.5 に，従来の LED 駆動回路方式の比較を示す。

表 2.5 駆動回路方式の比較

	制御の簡易性	調光範囲	回路効率	THD	体積	コスト	フリッカ
二段直列接続回路	○	1%～	×	○	大	大	○
一段接続回路	△	1%～	○	△	小	小	×
一段並列接続回路（非協調制御）	○	50%～	△	△	中	中	○

特性やコストの面では一段接続回路が良いが，本論文で駆動対象とした高輝度 LED 照明に対して出力電力が不足している。このため，回路効率が比較的高い，一段並列接続回路構成を研究対象とした。ただし，調光範囲は他の方式と比較して狭いため，本論文において，調光範囲を拡大するため，協調制御を検討している。

コンバータの直列数や出力 DC / DC の並列数に関して，その他の組み合わせについて表 2.6 にまとめた。直列数や並列数が増えることで，当然コストは増加する。また，直列数が増えることで，効率は悪化する。一段で構成する方式が高効率であり，DC / DC 並列数を増やすと出力可能な電力が向上する。ただし，段数増加によるコスト増加もあるため，出力電力が駆動対象 LED の消費電力 200 W 程度であれば，一段二並列回路が最適な構成であることが分かる。

表 2.6　直列数，並列数の組み合わせ

直列数 / DC / DC 並列数	一段 (DC / DC)	二段 (PFC + DC / DC)	三段以上 (PFC + DC / DC*2)
一段	高効率 出力電力に限界	効率やや悪化 THD 改善	効率悪化 特性上利点なし コストやや大
二段	高効率 300 W 程度に最適	効率やや悪化 THD 改善 コストやや大	効率悪化 特性上利点なし コスト大
三段以上	高効率 450 W 程度に最適 コストやや大	効率やや悪化 THD 改善 コスト大	効率悪化 特性上利点なし コストかなり大

また，DC / DC の出力側の接続方法として，直列接続と並列接続が考えられる。図 2.37, 2.38 に直列接続した回路例と並列接続した回路例を示す。

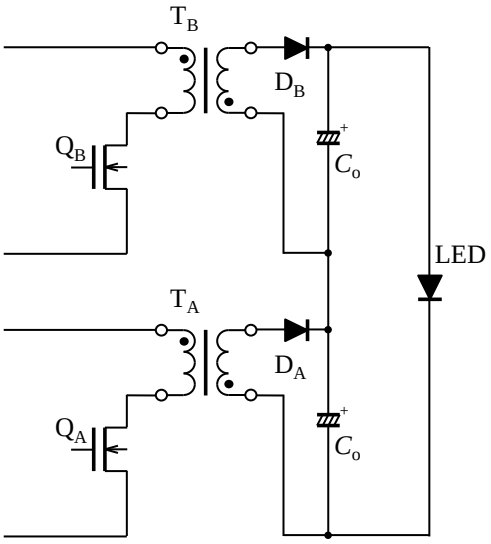

図 2.37　出力を直列接続した回路例

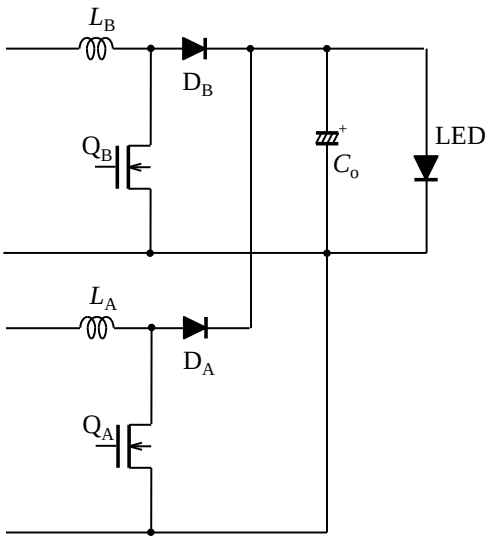

図 2.38　出力を並列接続した回路例

高輝度 LED 照明の順方向電圧 V_F は 100 V 以上の高電圧であることが多く，高電圧を出力する場合は，出力を直列接続するほうが適している。また，LED 駆動電源には，絶縁性を求められる場合があり，その場合，直列接続への親和性が高い。さらにスイッチング素子である MOSFET への印加電圧を下げることができる。ただし，直列接続する際，コンバータは絶縁型である必要がある。また，出力電圧が低い場合は適さない。

一方，並列接続の場合，並列数に制限が少なく，比較的容易に並列数を増やすことができる。また，非絶縁型コンバータで構成が可能である。ただし，各コンバータが電圧を出力する場合，それぞれの出力電圧に協調性が必要となる。こうした課題を解決する方法として，コンバータの制御を工夫して等価的に出力抵抗を付加する方法[60]や，1 つのコンバータが電圧出力し，その他のコンバータが電流出力する方法等が提案されている。また，協調制御に当たり，並列接続した昇圧チョッパのキャリア位相差によって生じる，配線損失と出力電

圧リップルについて，位相差に対する依存性が検討されている [61]。

本論文で駆動対象とする高輝度 LED 照明の順方向電圧は 100 V と高いため，出力は直列接続したほうが適していると考えられる。

コンバータの接続方法として，入力に対して直列に接続する方法も考えられる。この方式は，3-Level コンバータと呼ばれている。三相電源に用いられることが多く，高い入出力電圧の場合に適しており，スイッチング素子の定格を下げることができる。単相電源にも適応可能で，昇圧型コンバータによる PFC 回路に適応した研究 [62] やフライバック型コンバータを 3-Level コンバータへ応用した研究 [63] がある。3-Level コンバータであれば，入力電圧を 2 つのスイッチング素子に分圧することができるため，スイッチング素子の定格を下げられる。また，それぞれの素子に印加される電圧が半分になるため，スイッチング損失が低減でき，効率的に有利となる。ただし，本論文で検討する入力電圧は最大でも AC240 V であり，Si-MOSFET で対応可能な電圧である。したがって，3-Level コンバータの回路方式を使用する必要性が低い。また，ハイサイド側のスイッチに対応した駆動回路が必要であること，中間電位が安定となるために，制御的にハイサイドとローサイドスイッチの対称性を確保することが求められること，といった欠点もある。こうした点から，回路と制御ともに複雑化してしまう。このため，本研究では入力に対して並列接続としている。

2.14 従来方式の課題

図 2.35 の従来回路において，図 2.39 および図 2.40 に示すように，1 つの DC / DC コンバータが LED の順電圧を供給し，もう一方の DC / DC コンバータが LED 電流を制御している。図 2.39 において，太い実線は，駆動対象の LED の I-V 特性を線形に近似し，以下の式に従うと仮定した場合のグラフである。

$$V_{\mathrm{LED}} = V_{\mathrm{F}} + I_{\mathrm{LED}} R_{\mathrm{LED}} \tag{2.19}$$

ここで，V_{LED} は，駆動対象の LED に印加される電圧，V_{F} は LED 順方向電圧，I_{LED} は，LED 電流，R_{LED} は V_{F} 以上の電圧をかけた際の等価的な抵抗値である。また，V_{max} は LED に定格電流 (I_{max}) を流したときに LED に発生する電圧，V_{min} は LED に最小電流 (I_{min}) を流したときに LED に発生する電圧，V_{oA} と V_{oB} は，図 2.35 のスイッチング素子 $\mathrm{Q_A}$ を有するフライバック型コンバータの出力電圧とスイッチング素子 $\mathrm{Q_B}$ を有するフライバック型コンバータの出力電圧である。$\mathrm{Q_A}$ を有するコンバータを電流制御し，$\mathrm{Q_B}$ を有するコンバータは定電圧出力としている。従来の制御方法においては，V_{oB} は一定であり，図では $V_{\mathrm{oB(const)}}$ と表記している。また，V_{oA} は出力電流によって変化するため，定格電流時を $V_{\mathrm{oA}}(I_{\mathrm{max}})$，最小電流時を $V_{\mathrm{oA}}(I_{\mathrm{min}})$ と表記している。

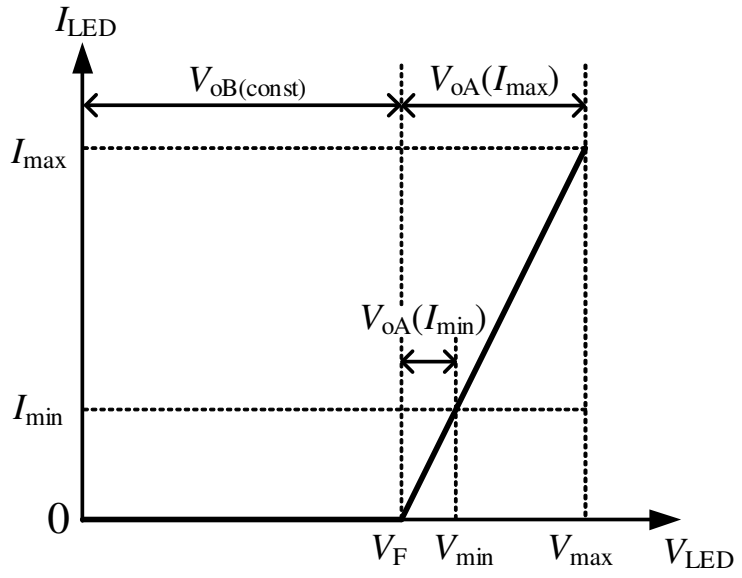

図 2.39　従来の制御法における各コンバータの出力範囲

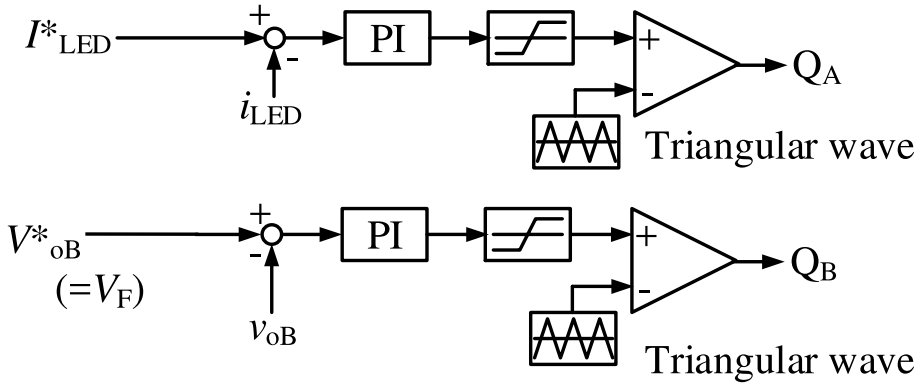

図 2.40　従来の制御法における制御ブロック図

図 2.40 において，I^*_{LED} は，LED 参照電流値であり，LED に流れる電流がこの電流値となるようコンバータを制御する。V^*_{oB} は，V_{oB} の参照電圧値であり，この制御では固定の電圧 ($=V_F$) としている。それぞれの参照値との誤差を PI 制御し，過渡的な条件時に発生する異常値を排除するため，上限と下限を設けている。こうして得られた値を三角波と比較することで，スイッチング素子 Q_A，Q_B の制御波形を生成する。

図 2.39 から分かるように，定電圧出力コンバータと電流制御コンバータの組み合わせでは，低電流出力時に電流制御コンバータの出力電圧が低くなる。DCM でコンバータを制御した場合，電流制御コンバータのデューティー比は小さくなり，制御が不安定となってしまう。

具体的に調光範囲が 1 %から 100 %の場合，デューティー比の変化による影響を検討する。電流制御コンバータが DCM でスイッチングし，スイッチング周波数が 50 kHz であるとする。スイッチング周波数は，可聴域である 20 kHz 未満の周波数を避けて設定した。

(3.26) 式から，スイッチング素子のオン時間 T_{on} は以下のように表せる。

$$T_{on} = \sqrt{\frac{2L_p T}{R_{LED}} \frac{V_{out}}{V_{rms}}} \tag{2.20}$$

ここで，L_p はトランスの一次側インダクタンス値，T はスイッチング周期，R_{LED} は LED の等価的な抵抗で図 2.39 における V_F 以上の傾き，V_{out} は出力電圧，V_{rms} は交流電源の実効値である。LED の光出力が LED 電流に比例して変化すると仮定すると，調光範囲が 1 %から 100 %の場合，LED 電流も同様の範囲で変化しなければならない。また，LED の I-V 特性が図 2.39 のような特性となっていて，LED 電圧が V_F 以上の場合，LED 電流と電圧も比例関係にある。したがって，本論文で検討する調光範囲を実現するためには，出力電圧 V_{out} が 1 %から 100 %まで変化する必要がある。調光 100 %の際のデューティー比を 50 %と仮定すると，T_{on} は 10 μs である。この条件で，調光を 1 %とすると，(2.20) 式から，T_{on} も 10 μs の 1 %である 0.1 μs となり，デューティー比で表せば 0.5 %である。このように従来の制御方法で調光 1 %を実現しようとすると，非常に短いパルスでスイッチング素子を動かす必要がある。

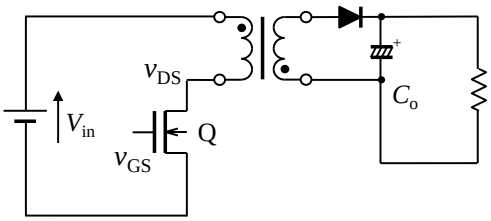

図 2.41　スイッチング動作実験用回路

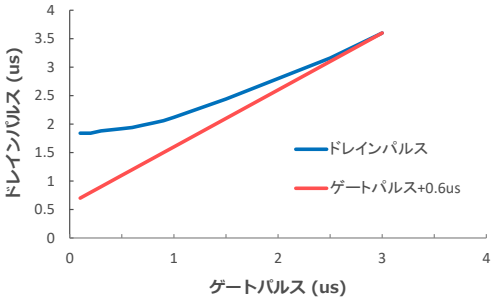

図 2.42　ゲートパルスに対するドレインパルス

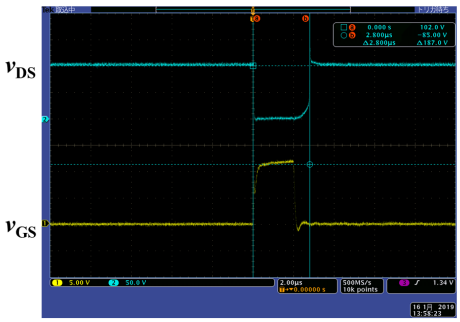

図 2.43　ゲートパルス 2 μs 時の応答

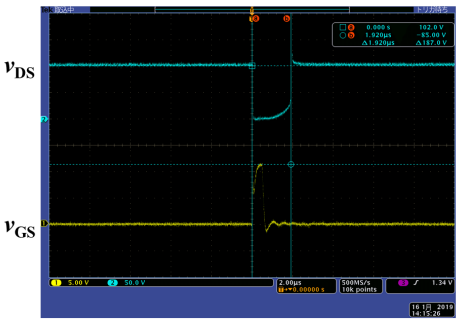

図 2.44　ゲートパルス 0.5 μs 時の応答

MOSFET のゲート-ソース電圧とドレイン-ソース電圧との関係を確認するために，図 2.41 に示すフライバック型コンバータを用いた試験回路を用いて実験を行った。入力電圧は 100 Vdc としている。図 2.42 にゲートパルスに対する，ドレインパルスの測定結果を示す。また，ド

レインパルスとともにゲートパルスに 0.6 μs 加算した波形も合わせて示した。また，図 2.43, 2.44 にオシロスコープで取得した波形を示す。

図 2.42 の結果から，ゲートパルスが 2 μs 以上では，0.6 μs のオフセットは発生しているもののある程度追従してドレインパルスが短くなっていることが分かる。しかしながら，ゲートパルスが 1 μs 付近になるとドレインパルスが短くならず，制御できていないことが分かる。

このため，従来制御方法で 1 %調光の際に必要となる 0.1 μs の制御が不可能なことが分かる。この課題を解決するため，本論文で協調制御法を提案する。

第3章　提案する一段並列接続非絶縁型LED駆動電源

Jane らが提案した一段並列接続回路は，150 W を超える高輝度 LED 向け電源で一般に用いられる二段直列接続と比較して，電力変換効率に優れている [33]。しかしながら，この方式は，調光し低電流を出力する際，電流制御コンバータの出力電圧が小さくなり，制御が不安定となる課題がある。

そこで，非絶縁型の DC / DC コンバータと絶縁型の DC / DC コンバータを用いた，一段並列型 LED 駆動電源を検討する。ここで，非絶縁型の DC / DC コンバータを採用した理由は，トランスをインダクタに置き換えることができ，同じ体積の電源回路においてより大きな電力を出力できるためである。本章では，最大出力電力が 400 W クラスの LED 駆動電源を検討した。また，広い調光範囲を達成するために，協調制御法を用いている。この制御方法では，2 つの DC / DC コンバータが LED 電流の参照値に応じてそれぞれ個別に制御される。このように各コンバータの出力電圧を制御する必要があるため，スイッチングによって入力電圧を昇圧あるいは降圧可能な回路トポロジーである，昇降圧型コンバータとフライバック型コンバータを用いる。非絶縁型コンバータに昇降圧型コンバータを用いたのは，回路のスイッチング動作がフライバック型コンバータと類似しており，設計手法や制御に共通点が多いためである。また，これらのコンバータは電流不連続モード（DCM）で駆動される。このため，スイッチング周波数は固定となり，簡単な制御方法で PFC を達成することができる。

提案する LED 駆動電源の制御方法について，PLECS ソフトウェア (Ver.4.1.8, Plexim, Zürich, Switzerland) を用いて検証する。協調制御によって調光範囲は，1 % ~ 100 %まで拡大され，この調光範囲において，電源電流は IEC61000-3-2 の規格を満足することを確認する。

さらに，提案する LED 駆動電源の電力変換効率の改善方法について検討を行う。DC / DC コンバータのスイッチングデバイスに Si-MOSFET を用いた場合と SiC-MOSFET を用いた場合の電力変換効率を比較し，SiC-MOSFET を用いた LED 駆動電源が高効率に駆動できることを明らかにする。また，低電流時のスイッチング損失を低減するために，可変スイッチング周波数制御法を提案し，その有効性を確認する。

3.1 システム構成

回路設計の優先度として，目標仕様に対して回路方式が適しているかを検討し，本章では，非絶縁型コンバータに決定した。絶縁型コンバータが求められる場合，3 並列以上の回路方式を検討する必要がある。次に回路の設計指針として，まずスイッチング素子の選定を行い，その素子の定格に適したトランス，インダクタを設計する。仕様に適した設計が困難な場合には，回路方式やスイッチング素子から再検討する必要がある。これらの流れを示すと図 3.1 となる。

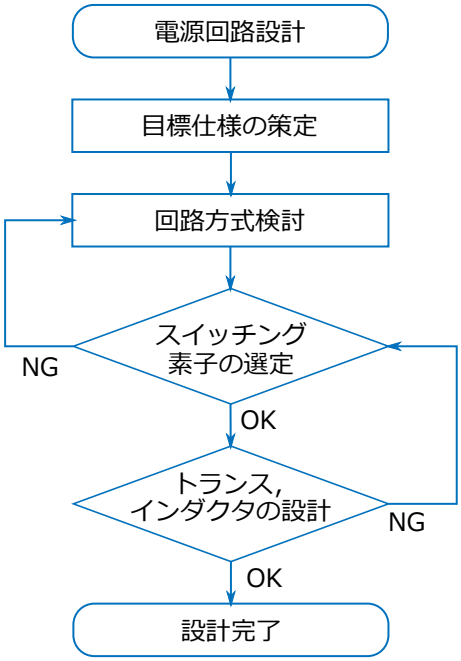

図 3.1 電源回路設計フロー

図 3.2 は，提案する LED 駆動電源の回路トポロジーである。入力側から，スイッチングにより発生する高周波を除去するローパスフィルタ，ブリッジダイオードによる全波整流回路，並列接続されたフライバック型コンバータと昇降圧型コンバータから構成される。これらのコンバータはスイッチングのデューティー比によって，入力電圧に対して，昇圧も降圧も可能であるため，調光範囲を広くすることが可能である。また，接続される負荷は，春日工作所製の LED 投光器 KSL40 で 2 台を直列に接続している。この LED 投光器の順方向電圧 V_F は，222 V で，定格電流は 1.5 A である。ここで，昇降圧型コンバータの制御対象は電圧であり，フライバック型コンバータの制御対象は電流である。このため，この回路トポロジーは，電流源と同等に動作するため，LED の順電流を正確に制御することができる。また，調光制御も線形に行うことが可能となっている。定格出力電力において，昇降圧型コンバータは，LED 投光器の順方向電圧を出力し，フライバック型コンバータは，LED 電流を出力する。昇降圧型コンバータは，絶縁型のコンバータではないため，従来の回路と比較す

ると絶縁性の点で劣っている。しかしながら，LED 照明の分野において，絶縁性は必ずしも必要となる要素ではない。非絶縁型の昇降圧型コンバータを用いることで，トランスをインダクタに置き換えることができる。この置き換えによって，トランスにおいて 1 次巻き線と 2 次巻き線が必要だったものが，1 つの巻き線のみでインダクタを構成できる。このため，同じサイズのトランスと比較して，より大きな電力を扱うことができる。さらに，一次側と二次側の漏れインダクタンスを考慮する必要がなくなるため，サージの影響も軽減できる。

この回路で使用するコンバータは，力率改善の制御を簡易的な方法で行うため，どちらも電流不連続モードとすることを提案した。

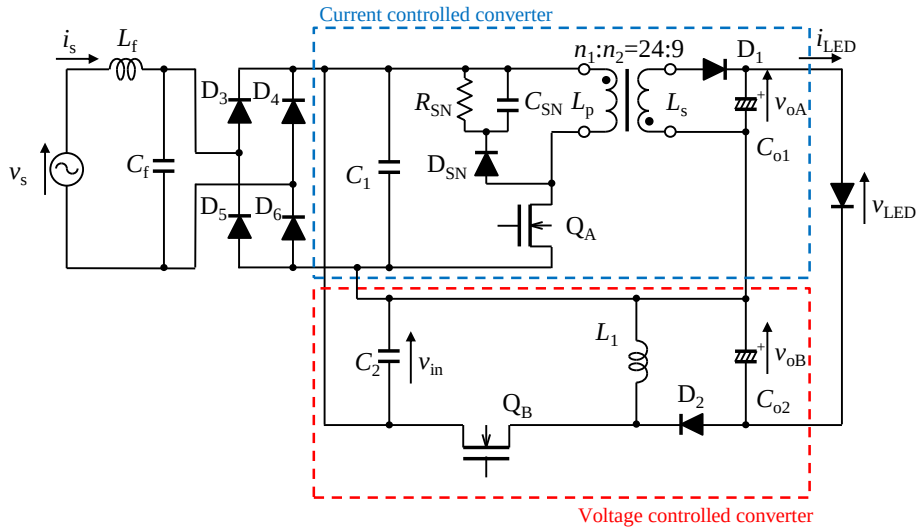

図 3.2　提案する LED 駆動電源回路図

そこで，各コンバータにおける，電流不連続モード動作のための条件を検討する。まず，昇降圧型コンバータについて行う。駆動電源回路のスタートアップが完了し，動作が定常状態になった際，昇降圧型コンバータのインダクタ L の電流は不連続となる必要がある。図 3.3 は，昇降圧型コンバータの回路図である。

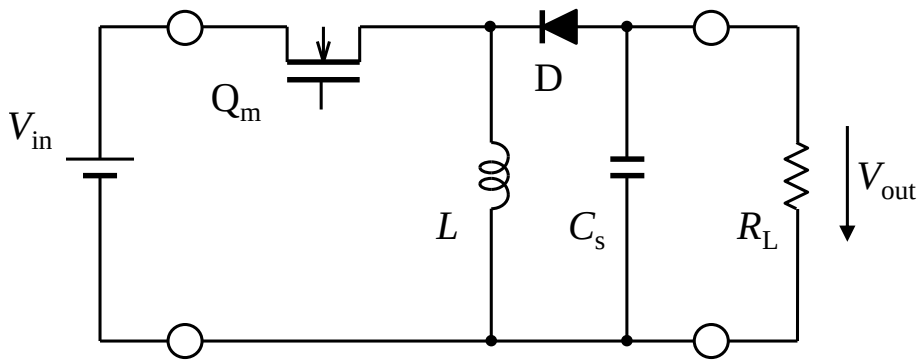

図 3.3　昇降圧型コンバータ回路図

このコンバータは，スイッチング素子 Q_m，インダクタ L，整流ダイオード D，平滑キャ

パシタ C_s で構成される。また，入力は DC 電圧源 V_{in} で，負荷は R_L である。

Q_m がオン状態，つまり導通しているとき，インダクタに入力電圧 V_{in} が印加され，インダクタにエネルギーが蓄積される。Q_m がオフ状態のとき，インダクタに蓄積されたエネルギーが D を経由して，C_s に蓄積される。こうして電力が出力へ伝達し，R_L に電圧が発生する。この際，出力電圧は，入力電圧と反対の極性となる [64]。

平衡状態となった際の電力のやり取りは，どのタイミングのスイッチングにおいても同一であるため，一度のスイッチングによって，インダクタに蓄積される電力と放出される電力は等しい。今，DCM で検討しているため，Q_m がオンする時刻では，インダクタ電流は 0 となっており，Q_m のオン期間中に蓄積された電力は，Q_m のオフ期間中にすべて出力へ伝達されることになる。Q_m のオン時間を T_{on} としたとき，インダクタのピーク電流 I_p は以下のように表せる。

$$I_p = \frac{V_{in}}{L} T_{on} \tag{3.1}$$

したがって一度のスイッチングで V_{in} から L へ供給されるエネルギー U_{in} は以下のように表せる。

$$\begin{aligned} U_{in} &= \frac{1}{2} L I_p^2 \\ &= \frac{1}{2} \frac{(V_{in} T_{on})^2}{L} \end{aligned} \tag{3.2}$$

また，1 周期に供給される電力 P_{in} は，スイッチング期間 T で割れば計算できる。

$$\begin{aligned} P_{in} &= \frac{1}{2} \frac{(V_{in} T_{on})^2}{LT} \\ &= \frac{V_{in}^2}{2L} T D_{sw}^2 \end{aligned} \tag{3.3}$$

ここで，オン時間のスイッチング時間におけるデューティー比を $D_{sw}(= T_{on}/T)$ とした。Q_m がオフの期間，L は D を介して出力に接続され，負荷抵抗 R_L を通じて放電される。出力電圧を V_{out} とすれば，I_p は以下のように表せる。

$$I_p = \frac{V_{out}}{L} T_x \tag{3.4}$$

ここで，T_x はインダクタが電力を放出する時間である。(3.1)，(3.4) 式から以下の式が成り立つ。

$$\frac{V_{in} T_{on}}{L} = \frac{V_{out} T_x}{L} \tag{3.5}$$

コンバータによる損失が 0 であると仮定すると，入力電力と出力電力は等しく，また，負荷により消費される電力は以下のように表せる。

$$P_{\mathrm{in}} = P_{\mathrm{out}} = \frac{V_{\mathrm{out}}^2}{R_{\mathrm{L}}} \tag{3.6}$$

(3.3)，(3.6) 式から以下の式が成り立つ。

$$\frac{V_{\mathrm{in}}^2}{2L} T D_{\mathrm{sw}}^2 = \frac{V_{\mathrm{out}}^2}{R_{\mathrm{L}}} \tag{3.7}$$

(3.7) 式から出力電圧の式を導出できる。

$$V_{\mathrm{out}} = D_{\mathrm{sw}} V_{\mathrm{in}} \sqrt{\frac{R_{\mathrm{L}}}{2Lf_{\mathrm{sw}}}} \tag{3.8}$$

ここで，$f_{\mathrm{sw}}(= 1/T)$ はスイッチング周波数である。DCM での動作を前提としているため，$T - T_{\mathrm{on}} \geq T_{\mathrm{x}}$ が成り立つ必要がある。(3.5)，(3.8) 式より，以下の式が導出できる。

$$\begin{aligned} T - T_{\mathrm{on}} &\geq T_{\mathrm{x}} \\ T\,(1 - D_{\mathrm{sw}}) &\geq \frac{V_{\mathrm{in}}}{V_{\mathrm{out}}} T_{\mathrm{on}} \\ T\,(1 - D_{\mathrm{sw}}) &\geq T \sqrt{\frac{2Lf_{\mathrm{sw}}}{R_{\mathrm{L}}}} \\ (1 - D_{\mathrm{sw}})^2 &\geq \frac{2Lf_{\mathrm{sw}}}{R_{\mathrm{L}}} \\ R_{\mathrm{L}} &\geq \frac{2Lf_{\mathrm{sw}}}{(1 - D_{\mathrm{sw}})^2} \end{aligned} \tag{3.9}$$

これが DCM での動作のための条件となる。

次に，フライバック型コンバータについて検討する。動作が定常状態になった際，フライバック型コンバータのトランスの電流は不連続となる必要がある。図 3.4 は，フライバック型コンバータの回路図である。

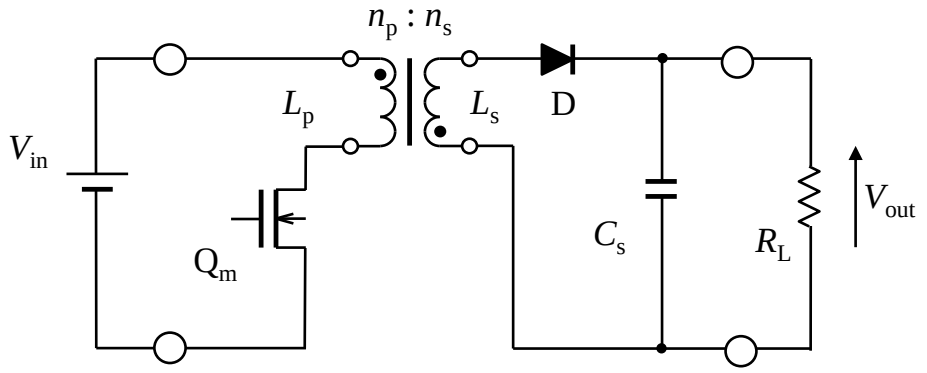

図 3.4　フライバック型コンバータ回路図

このコンバータは，スイッチング素子 $\mathrm{Q_m}$，一次側インダクタンス値が L_{p}，二次側インダクタンス値が L_{s} のトランス，整流ダイオード D，平滑キャパシタ C_{s} で構成される。また，入力は DC 電圧源 V_{in} で，負荷は R_{L} である。$\mathrm{Q_m}$ がオン状態，つまり導通しているとき，ト

ランスの一次側に入力電圧 V_{in} が印加され，トランスの一次側にエネルギーが蓄積される。$\mathrm{Q_m}$ がオフ状態のとき，トランスに蓄積されたエネルギーが二次側へ伝達され，D を経由して C_{s} に蓄積される。こうして電力が出力へ伝達し，R_{L} に電圧が発生する。

平衡状態となった際の電力のやり取りは，どのタイミングのスイッチングにおいても同一であるため，一度のスイッチングによって，トランスに蓄積される電力と放出される電力は等しい。また，DCM で検討しているため，スイッチがオンするタイミングでは，トランスに蓄積された電力は 0 となっており，一次側にも二次側にも電流は流れていない。つまり $\mathrm{Q_m}$ のオン期間中に蓄積された電力は，$\mathrm{Q_m}$ のオフ期間中にすべて二次側の出力へ伝達されることになる。$\mathrm{Q_m}$ のオン時間を T_{on} としたとき，トランスの一次側電流 i_{p} のピーク電流 I_{pp} は以下のように表せる。

$$I_{\mathrm{pp}} = \frac{V_{\mathrm{in}}}{L_{\mathrm{p}}} T_{\mathrm{on}} \tag{3.10}$$

したがって一回のスイッチングで V_{in} からトランスへ供給されるエネルギー U_{in} は以下のように表せる。

$$\begin{aligned} U_{\mathrm{in}} &= \frac{1}{2} L_{\mathrm{p}} I_{\mathrm{pp}}^2 \\ &= \frac{1}{2} \frac{(V_{\mathrm{in}} T_{\mathrm{on}})^2}{L_{\mathrm{p}}} \end{aligned} \tag{3.11}$$

また，1 周期に供給される電力 P_{in} は，スイッチング周期 T を用いて次式で計算できる。

$$P_{\mathrm{in}} = \frac{V_{\mathrm{in}}^2}{2L_{\mathrm{p}}} T D_{\mathrm{sw}}^2 \tag{3.12}$$

$\mathrm{Q_m}$ がオフの期間，トランスは二次側へ D を介して出力に接続され，出力電圧 V_{out} によって放電される。トランスの二次側電流 i_{s} のピーク電流 I_{sp} に関して，以下の式が成り立つ。

$$I_{\mathrm{sp}} = \frac{V_{\mathrm{out}}}{L_{\mathrm{s}}} T_{\mathrm{x}} \tag{3.13}$$

ここで，T_{x} はトランスが電力を放出する時間である。I_{pp} と I_{sp} には以下の関係が成り立つ。

$$I_{\mathrm{pp}} n_{\mathrm{p}} = I_{\mathrm{sp}} n_{\mathrm{s}} \tag{3.14}$$

また，一次側のインダクタンス値と二次側のインダクタンス値には以下の関係が成り立つ。

$$L_{\mathrm{p}} n_{\mathrm{s}}^2 = L_{\mathrm{s}} n_{\mathrm{p}}^2 \tag{3.15}$$

(3.10), (3.13), (3.15) 式から以下の式を導出できる。

$$
\begin{aligned}
\frac{I_{\mathrm{pp}}}{I_{\mathrm{sp}}} &= \frac{V_{\mathrm{in}}}{V_{\mathrm{out}}}\frac{T_{\mathrm{on}}}{T_{\mathrm{x}}}\frac{L_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{p}}} \\
\frac{T_{\mathrm{on}}}{T_{\mathrm{x}}} &= \frac{V_{\mathrm{out}}}{V_{\mathrm{in}}}\frac{n_{\mathrm{s}}}{n_{\mathrm{p}}}\left(\frac{n_{\mathrm{p}}}{n_{\mathrm{s}}}\right)^2 \\
\frac{V_{\mathrm{in}}T_{\mathrm{on}}}{n_{\mathrm{p}}} &= \frac{V_{\mathrm{out}}T_{\mathrm{x}}}{n_{\mathrm{s}}}
\end{aligned}
\tag{3.16}
$$

コンバータによる損失が 0 であると仮定すると，入力電力，出力電力は等しく，また，負荷により消費される電力は以下のように表せる。

$$
P_{\mathrm{in}} = P_{\mathrm{out}} = \frac{V_{\mathrm{out}}^2}{R_{\mathrm{L}}} \tag{3.17}
$$

(3.12)，(3.17) 式から以下の式が成り立つ。

$$
\frac{V_{\mathrm{in}}^2}{2L_{\mathrm{p}}}TD_{\mathrm{sw}}^2 = \frac{V_{\mathrm{out}}^2}{R_{\mathrm{L}}} \tag{3.18}
$$

(3.18) 式から出力電圧の式を導出できる。

$$
V_{\mathrm{out}} = D_{\mathrm{sw}}V_{\mathrm{in}}\sqrt{\frac{R_{\mathrm{L}}}{2L_{\mathrm{p}}f_{\mathrm{sw}}}} \tag{3.19}
$$

DCM で検討しているため，$T - T_{\mathrm{on}} \geq T_{\mathrm{x}}$ が成り立つ必要がある。(3.16)，(3.19) 式より，以下の式が導出できる。

$$
\begin{aligned}
T - T_{\mathrm{on}} &\geq T_{\mathrm{x}} \\
T\,(1 - D_{\mathrm{sw}}) &\geq n\frac{V_{\mathrm{in}}}{V_{\mathrm{out}}}T_{\mathrm{on}} \\
T\,(1 - D_{\mathrm{sw}}) &\geq nT\sqrt{\frac{2L_{\mathrm{p}}f_{\mathrm{sw}}}{R_{\mathrm{L}}}} \\
(1 - D_{\mathrm{sw}})^2 &\geq n^2\frac{2L_{\mathrm{p}}f_{\mathrm{sw}}}{R_{\mathrm{L}}} \\
R_{\mathrm{L}} &\geq \frac{2n^2L_{\mathrm{p}}f_{\mathrm{sw}}}{(1 - D_{\mathrm{sw}})^2}
\end{aligned}
\tag{3.20}
$$

ここで，$n = n_{\mathrm{s}}/n_{\mathrm{p}}$ とした。これがフライバック型コンバータにおける DCM での動作のための条件となる。

ここまで，直流の電圧源を前提にしてきたが，入力が交流電圧源の場合，どのような修正が必要となるか検討する。まず，今回検討するスイッチング周波数は，交流電源の周波数 60 Hz と比較して十分に速いとする。この場合，一度のスイッチングにおける入力電圧の変化はないと考えても問題はない。したがって，直流電圧を前提に検討してきた前述の内容も適用できる。

まず，昇降圧型コンバータについて検討する。(3.3) 式で計算した際，入力が変化しないため，単純にスイッチング周期 T で割るだけで，入力電力を計算することができたが，今回は

交流電圧源の周期 T_s の半周期における平均的な電力を考える必要がある。なお，スイッチング周期 T は T_s と比較して十分に短いため，連続時間での積分とした。図 3.2 における全波整流後の入力電圧 v_{in} は，以下のように表される。ただし，ここで検討する範囲は交流電源の半周期 ($t : 0 \sim \pi/\omega$) である。

$$v_{in}(t) = \sqrt{2}V_{rms}\sin(\omega t) \tag{3.21}$$

(3.3) 式に (3.21) 式を代入し，T_s の半周期での平均値を求める。

$$\begin{aligned} P_{in} &= \frac{2}{T_s}\int_0^{T_{ac}/2}\frac{1}{2}\frac{\left\{\sqrt{2}V_{rms}\sin(\omega t)\right\}^2 TD_{sw}^2}{L}dt \\ &= \frac{V_{rms}^2 TD_{sw}^2}{L}\frac{2}{T_s}\int_0^{T_s/2}\sin^2(\omega t)dt \\ &= \frac{V_{rms}^2 TD_{sw}^2}{2L} \end{aligned} \tag{3.22}$$

上記のように交流電圧源の場合，(3.3) 式の入力電圧 V_{in} を交流電圧の実効値 V_{rms} に置き換えれば良いことが分かる。(3.5) 式については，同様に扱える。ただし，V_{in} が時間の関数であることに注意する必要がある。ここで，T_x が最長となるのは，v_{in} が最大値 V_{in_max} となるときであり，$V_{in_max} = \sqrt{2}V_{rms}$ のときである。したがって，(3.5) 式から，最大の $T_x(T_{x_max})$ は，以下のように表すことができる。

$$\begin{aligned} T_{x_max} &= \frac{V_{in_max}T_{on}}{V_{out}} \\ &= \frac{\sqrt{2}V_{rms}T_{on}}{V_{out}} \end{aligned} \tag{3.23}$$

出力電圧 V_{out} は，変換損失が 0 とすると，(3.22) 式から以下のように表せる。

$$V_{out} = D_{sw}V_{rms}\sqrt{\frac{R_L}{2Lf_{sw}}} \tag{3.24}$$

以上の結果から，入力が交流電源の場合の DCM 動作となるときの条件は以下のようになる。

$$R_L \geq \frac{4Lf_{sw}}{(1-D_{sw})^2} \tag{3.25}$$

ここで，右辺の分子が，(3.9) 式の倍になっているのは，入力電圧が交流電源の半周期中で最大 ($\sqrt{2}V_{rms}$) となる際の条件で DCM 条件を導出したためである。

また，フライバック型コンバータも同様の計算をすることでそれぞれの式を導出できる。入力電源が交流電源の場合，フライバック型コンバータの入力電力 P_{in} は以下のように表せる。

$$P_{in} = \frac{(V_{rms}T_{on})^2}{2L_pT} = \frac{V_{out}^2}{R_L} \tag{3.26}$$

また，フライバック型コンバータの出力電圧 V_{out} は以下のように表せる。

$$V_{\mathrm{out}} = D_{\mathrm{sw}} V_{\mathrm{rms}} \sqrt{\frac{R_{\mathrm{L}}}{2L_{\mathrm{p}} f_{\mathrm{sw}}}} \tag{3.27}$$

さらに，$T_{\mathrm{x_max}}$ は以下のように表せる。

$$T_{\mathrm{x_max}} = \frac{n\sqrt{2}V_{\mathrm{rms}}T_{\mathrm{on}}}{V_{\mathrm{out}}} \tag{3.28}$$

以上のことから，フライバック型コンバータの DCM 動作の条件は以下のように表せる。

$$R_{\mathrm{L}} \geq \frac{4n^2 L_{\mathrm{p}} f_{\mathrm{sw}}}{(1 - D_{\mathrm{sw}})^2} \tag{3.29}$$

3.2 DCM での力率改善

昇降圧型コンバータとフライバック型コンバータにおける力率改善は，固定スイッチング周波数 f_{sw}，固定デューティー D_{sw} の DCM 動作で実現できる。図 3.2 において，昇降圧型コンバータのインダクタのピーク電流 i_{p} は，(3.1) 式から以下のように表せる。

$$i_{\mathrm{p}} = \frac{v_{\mathrm{in}}}{L} T_{\mathrm{on}} \tag{3.30}$$

一度のスイッチングにおける入力電流の平均値 i_{in} は，i_{p} に $D_{\mathrm{sw}}/2$ をかけることで計算できる。

$$i_{\mathrm{in}} = \frac{i_{\mathrm{p}} D_{\mathrm{sw}}}{2} = \frac{T_{\mathrm{on}} D_{\mathrm{sw}}}{2L} v_{\mathrm{in}} \tag{3.31}$$

したがって，入力電流は入力電圧と同相かつ相似の波形となるため，力率は 1 となることが分かる。フライバック型コンバータも (3.10) 式から，同様の結果を導くことができる。

3.3 インダクタトランスの設計

3.1 節で検討した結果から，インダクタ，トランスの設計を行う。駆動対象である LED を定格で発光させた際の動作条件を決め，その条件に合ったインダクタンス値を設計する。

昇降圧型コンバータは，定格において駆動対象の順方向電圧 V_{F} を出力する。定格の LED 電流 1.5 A を流したとき，V_{F} は 222.1 V である。また，スイッチング周波数は 50kHz とし，定格時のデューティー比は，50 %とする。ここでは電力変換効率 η も考慮に入れて計算する必要があり，90 %とする。3.1 節では，η を 100 %として計算していた。η を導入した場合，(3.6) 式は以下のようになる。

$$\eta P_{\mathrm{in}} = P_{\mathrm{out}} = \frac{V_{\mathrm{out}}^2}{R_{\mathrm{L}}}$$

$$P_{\mathrm{in}} = \frac{V_{\mathrm{out}}^2}{\eta R_{\mathrm{L}}} \tag{3.32}$$

このため，負荷 R_{L} に効率 η を掛けることで電力変換効率が変わった際の計算に対応できる。(3.25) 式からインダクタンス値の DCM 条件が計算できる。

$$\begin{aligned} L &\leq \frac{\eta R_{\mathrm{LED}} \left(1 - D_{\mathrm{QB}}\right)^2}{4 f_{\mathrm{sw}}} \\ &\leq \frac{0.9 \times \frac{222.1\,\mathrm{V}}{1.5\,\mathrm{A}} \times 0.5^2}{4 \times 50\,\mathrm{kHz}} \\ &\leq 166 \times 10^{-6} \end{aligned} \tag{3.33}$$

昇降圧型コンバータが DCM 動作するためには，インダクタンス値は 166 μH 以下である必要がある。また，これ以下のインダクタンス値に設定した場合は，インダクタが充放電していない時間が発生する深い DCM 動作となる。ここで負荷 R_{LED} は，LED 負荷の等価的な抵抗負荷であり，定格動作点における電流と電圧から計算できる。また，D_{QB} はスイッチング素子 $\mathrm{Q_B}$ のデューティー比である。また，インダクタンス値は (3.23) 式から計算することができる。

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \frac{\left(V_{\mathrm{rms}} T_{\mathrm{on}}\right)^2}{LT} &= \frac{V_{\mathrm{out}}^2}{\eta R_{\mathrm{LED}}} \\ L &= \frac{\eta \left(V_{\mathrm{rms}} T_{\mathrm{on}}\right)^2}{2 T P_{\mathrm{out}}} \\ &\approx 68\ \mu\mathrm{H} \end{aligned} \tag{3.34}$$

以上から，インダクタンス値を 68 μH に設計すれば，昇降圧型コンバータは DCM 動作し，デューティー比 50 %で動作する。

同様にフライバック型コンバータの一次側インダクタンス値を計算する。フライバック型コンバータは定格出力時に LED の順電流によって発生する，V_{F} 以上の電圧を出力する。V_{F} 以上の電圧における LED の等価的な抵抗値は，測定結果から 33.2 Ω 程度である。(3.27) 式から，一次側インダクタンス値を計算することができる。

$$\begin{aligned} \frac{\left(V_{\mathrm{rms}} T_{\mathrm{on}}\right)^2}{2 L_{\mathrm{p}} T} &= \frac{V_{\mathrm{out}}^2}{\eta R_{\mathrm{LED}}} \\ L_{\mathrm{p}} &= \frac{\eta \left(V_{\mathrm{rms}} T_{\mathrm{on}}\right)^2}{2 T P_{\mathrm{out}}} \\ &\approx 300\ \mu\mathrm{H} \end{aligned} \tag{3.35}$$

また，(3.29) 式から DCM 動作条件は以下のようになる。

$$\begin{aligned} L_{\mathrm{p}} &\leq \frac{\eta R_{\mathrm{LED}} \left(1 - D_{\mathrm{QA}}\right)^2}{4 n^2 f_{\mathrm{sw}}} \\ &\leq \frac{0.9 \times 33.2\ \Omega \times 0.5^2}{4 \times n^2 \times 50\,\mathrm{kHz}} \\ &\leq \frac{75}{n^2}\ \mu\mathrm{H} \end{aligned} \tag{3.36}$$

ここで，D_{QA} はスイッチング素子 Q_A のデューティー比である。(3.35) 式から，L_p は，300 μH であるので，巻数比 n は以下の条件を満たす必要がある。

$$n^2 \leq \frac{75}{300}$$
$$n \leq 0.5 \tag{3.37}$$

ここで計算した値を用いた場合，交流電源がピークの電圧となった際，誤差要因によって電流連続モードで動作してしまう可能性がある。そのため，実際の設計ではシミュレーションの結果も踏まえ，L_p =228μH，$n = 9/24 \fallingdotseq 0.375$ とした。

3.4 出力平滑キャパシタの計算

図 3.2 における出力平滑キャパシタのキャパシタンス値 C_{o1}，C_{o2} について検討する。2.8, 2.9 節に示したように，国内においては電気用品安全法の規制を満たす必要があり，式で表すと以下のようになる。

$$\frac{I_{\mathrm{LED-min}}}{I_{\mathrm{LED-max}}} > 0.05 \tag{3.38}$$

ここで，LED 電流と照度は比例の関係であると仮定している。

出力電力が最大となるとき，出力電圧 V_{DC} は，272 V となる。したがって，(2.9) 式より，α が 0.05 のとき，ϵ_V は 0.166 となり，これが電圧リップルの最大値となる。

(2.14) 式を用いて出力平滑キャパシタのキャパシタンス値を求める。ここで，出力電力 P_{out} は最大値 408 W であり，交流入力電源周期 T_s が 1/60 s の条件において，C_o は，44.06 μF と計算できる。

C_{o1} と C_{o2} は直列接続されている。このため，結合キャパシタンス値 C_o は以下のように表すことができる。

$$C_o = \frac{C_{o1}C_{o2}}{C_{o1} + C_{o2}} \tag{3.39}$$

このため，C_{o1} と C_{o2} を 110 μF とした。

表 3.1 は，提案する LED 駆動電源の回路定数を示している。

表 3.1 提案する LED 駆動電源の回路定数

Item	Symbol	Value
AC source voltage	V_s	100 Vrms
Inductance of filter inductor	L_f	265 μH
Capacitance of filter capacitor	C_f	0.1 μF
Capacitance	C_1, C_2	0.1 μF, 0.1 μF
Capacitance	C_{o1}, C_{o2}	110 μF, 110 μF
Buck-boost inductance	L_1	69 μH
Turn ratio	N_1:N_2	24:9
Inductance of primary side	L_p	228 μH
Snubber resistance	R_{SN}	23.5 kΩ
Snubber Capacitance	C_{SN}	1 nF
Switching frequency	f_{sw}	50 kHz

3.5 協調制御

図 3.5 に，提案する協調制御を用いた，各コンバータの出力範囲を示す。提案した制御方法では，電圧によって制御されている昇降圧型コンバータの出力電圧 V_{oB} は，LED 電流に応じて変化する。このため，Q_A を安定した領域で制御することができる。LED 駆動電源の LED 電流を 15 mA まで制御することを可能とした。

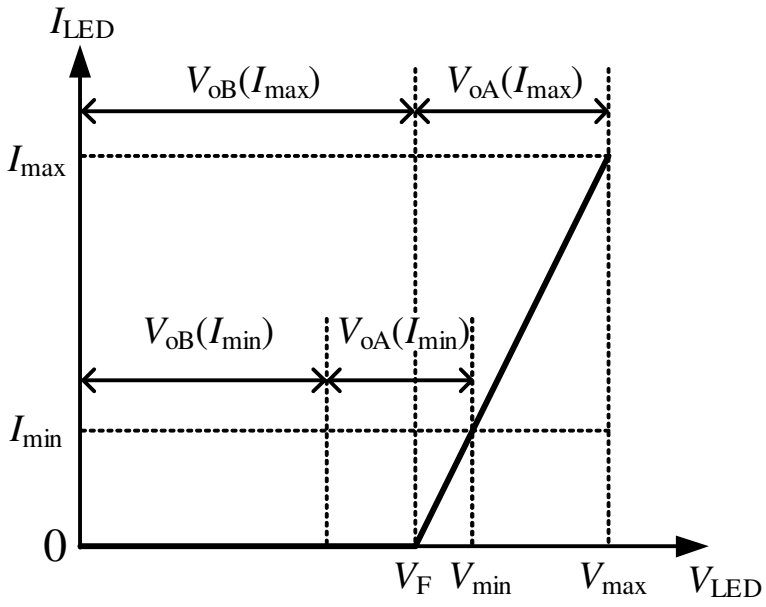

図 3.5 提案する協調制御法を用いたコンバータの出力範囲

提案手法で制御できる出力電力を計算する。ここで LED の I-V 特性は (2.19) 式に従うとする。駆動対象の LED の各値は，V_F =222.1 V，R_{LED} =33.2Ω である。定格電流を LED に

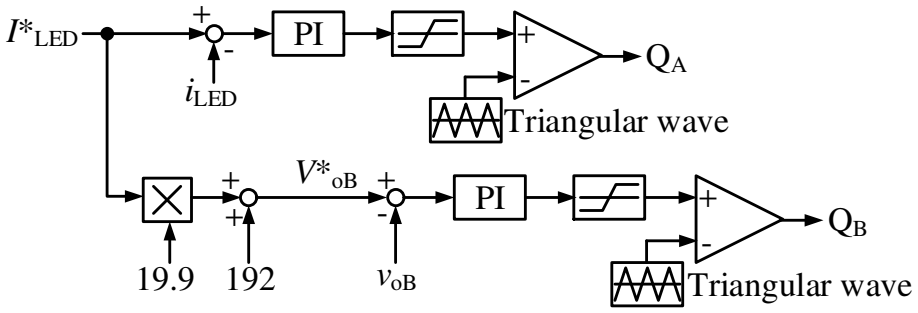

図 3.6　提案する協調制御法の制御ブロック図

流した場合の消費電力は以下のようになる。

$$P_{\mathrm{out_max}} = (222.1\ \mathrm{V} + 33.2\ \Omega \times 1.5\ \mathrm{A}) \times 1.5\ \mathrm{A}$$
$$\approx 408\ \mathrm{W} \tag{3.40}$$

また，LED 電流が 15 mA の際の消費電力は以下のようになる。

$$P_{\mathrm{out_mim}} = (222.1\ \mathrm{V} + 33.2\ \Omega \times 0.015\ \mathrm{A}) \times 0.015\ \mathrm{A}$$
$$\approx 3.34\ \mathrm{W} \tag{3.41}$$

(3.22)，(3.26) 式から，昇降圧型コンバータもフライバック型コンバータも入力電力は T_{on}^2 に比例することが分かる。定格時の電力配分と同じ配分で最小出力時の電力を供給するとしたとき，定格時のオン時間 $T_{\mathrm{on_max}}$ と最小出力時のオン時間 $T_{\mathrm{on_min}}$ には，以下の関係が成り立つ。

$$\left(\frac{T_{\mathrm{on_max}}}{T_{\mathrm{on_min}}}\right)^2 = \frac{P_{\mathrm{out_max}}}{P_{\mathrm{out_min}}}$$
$$\frac{T_{\mathrm{on_max}}}{T_{\mathrm{on_min}}} = 11.05 \tag{3.42}$$

ここで，効率 η は，定格出力時と最小出力時で同じとして計算している。定格出力時の T_{on} は各々のコンバータで 10 μs 程度であるため，電力配分を保って最小出力電力に調光した場合，どちらのコンバータもオン時間を 1 μs 以下としなければならない。しかしながら，昇降圧型コンバータの出力電力のほうが 4 倍以上大きく，スイッチング素子に用いる MOSFET の定格電流を大きくする必要がある。つまり，MOSFET のゲートにおける寄生のキャパシタが大きくなるため，昇降圧型コンバータのオン時間は，フライバック型コンバータのオン時間より長く設定したほうが良い。フライバック型コンバータに使用する MOSFET(STF20NM65N) では，実験結果から安定して動作させるには 300 ns 以上のオン時間が必要である。そこで，2 倍の余裕を持って最小の T_{on} を 600 ns として設計した場合，フライバック型コンバータの最小出力電力は，(3.26) 式から以下のようになる。

$$
\begin{aligned}
P_{\mathrm{out_min}} &= \frac{\eta\,(V_{\mathrm{rms}}T_{\mathrm{on}})^2}{2L_{\mathrm{p}}T} \\
&= \frac{(0.9 \times 100\ \mathrm{V} \times 0.6\ \mu\mathrm{s})^2}{2 \times 228\ \mu\mathrm{H} \times 20\ \mu\mathrm{s}} \\
&\approx 0.44\ W
\end{aligned}
\tag{3.43}
$$

また，LED 電流は 15 mA のため，最小出力電力を出力電圧に換算すると約 30 V となる。したがって，昇降圧型コンバータの出力電圧を下げ，フライバック型コンバータの出力電圧が 30 V 確保できるように協調制御を行えば良いことが分かる。また，この際の昇降圧型コンバータの T_{on} は，(3.22) 式から計算でき，約 890 ns となる。

従来の制御法のように電圧制御を行うコンバータの出力電圧を V_{F} に固定した場合，最小の T_{on} を 600 ns とすると出力できる最小電流は，115 mA になるため，提案手法を用いることにより制御範囲を大幅に拡大することができる。

定格出力時に昇降圧型コンバータの出力電圧を V_{F}=222.1 V とし，15 mA 出力時にフライバック型コンバータの出力電圧を 30 V とすると，昇降圧型コンバータの参照出力電圧値 V^*_{oB} は，LED 参照電流値 I^*_{LED} の関数として以下の式に従って変化すれば良い。

$$
V^*_{\mathrm{oB}}(I^*_{\mathrm{LED}}) = 19.9 I^*_{\mathrm{LED}} + 192. \tag{3.44}
$$

図 3.6 は，提案する協調制御の制御ブロックを示している。

ただし，提案する協調制御法は，LED 照明の I-V 特性から (3.44) 式を導出するため，別の LED を使った場合，その LED の I-V 特性に合わせた協調制御に変更する必要がある。また，LED は温度により I-V 特性が変化するため，それに合わせて協調制御も調節するほうが理想的だが，本論文では発光状態を維持して動作が安定した際の I-V 特性を用いている。

3.6 シミュレーション結果

提案する制御方法の有効性を確認するため PLECS を用いたシミュレーションを行った。LED 投光器については，線形のダイオードモデルを用いてシミュレーションに組み込んでいる。

図 3.7 は，LED 参照電流値 I^*_{LED} を 1.5 A に設定した際の，提案する協調制御法を用いたシミュレーション結果である。図 3.7 中の v_{s} は，入力電源電圧，i_{s} は入力電流，v_{oB} は昇降圧型コンバータの出力電圧，i_{LED} は LED 電流を示している。図 3.7 から，LED 電流の平均値は参照電流値である 1.5 A に一致していることが分かる。さらに i_{s} はほぼ正弦波状になっており，力率は 0.99 となっている。

図 3.8 は，LED の参照出力電流値 I^*_{LED} に対する，LED 電流と昇降圧型コンバータの出力電圧の平均値の変化を示している。直線は，(3.44) 式から計算された，昇降圧型コンバータの参照電圧値 V^*_{oB} である。図 3.8 において，赤い点と青い点はシミュレーションの結果を表している。図 3.8 から，昇降圧型コンバータの出力電圧の平均値 V_{oB} と LED 電流の平均値 I_{LED} は，参照値と一致するように制御されていることが分かる。

図 3.9 は，LED の参照出力電流 I^*_{LED} に対する出力の過渡応答を示している。ここで I^*_{LED} を最小の LED 参照電流値である 15 mA から最大値 1.5 A まで約 0.1 s の時間で変化させている。昇降圧型コンバータの出力電圧 v_{oB} と LED 出力電流 i_{LED} は約 0.5 s かけて安定的に変化していることが分かる。

図 3.10，3.11 は，入力電源電流 i_{s} の高速フーリエ変換 (FFT) の結果を示している。これらの図から，提案する協調制御法を用いた LED 駆動電源は，IEC61000-3-2 の規格を満足している。

図 3.12 は，LED の参照出力電流 I^*_{LED} が 15 mA に設定されているときの，昇降圧型コンバータのスイッチング素子とフライバック型コンバータのスイッチング素子のドレイン電流 ($i_{\mathrm{ds(QA)}}$，$i_{\mathrm{ds(QB)}}$) 波形を示している。これらの波形から，$\mathrm{Q_A}$ と $\mathrm{Q_B}$ のオン時間は，300 ns 以上確保されていることが分かる。このように，DCM を用いることにより，調光性を高め，さらに提案する協調制御法により，最大出力電流の 1 %の電流値まで制御できた。

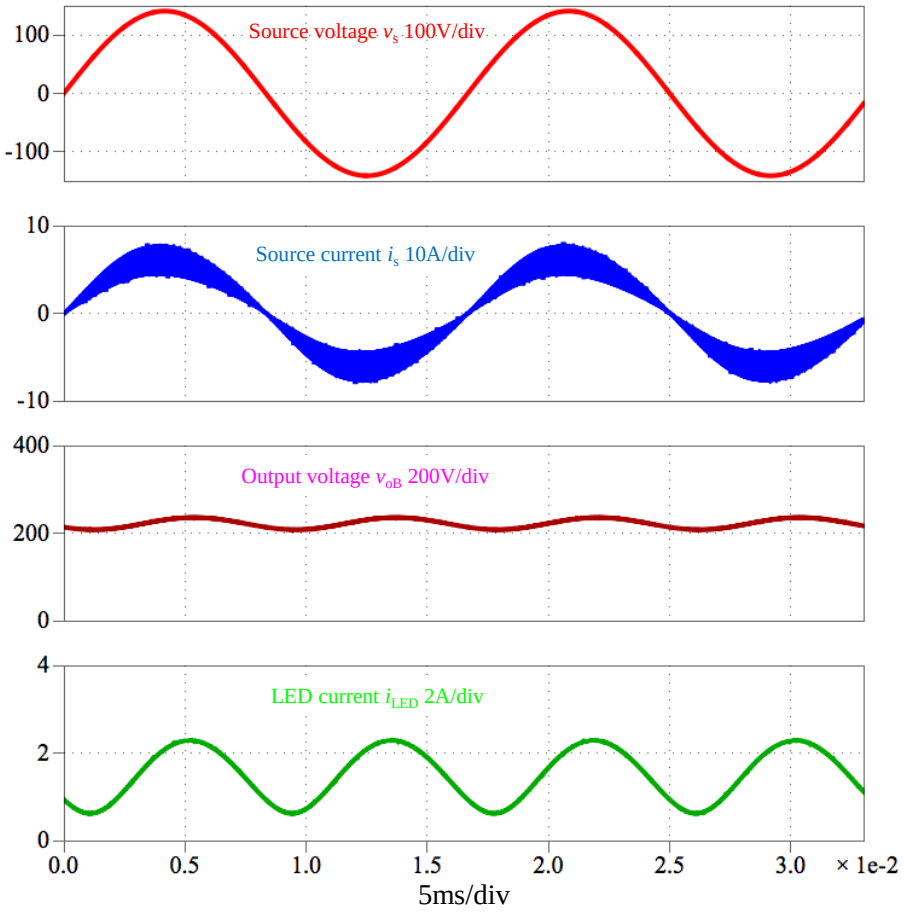

図 3.7 LED 参照電流値 I^*_{LED} が 1.5 A のときの協調制御法によるシミュレーション結果

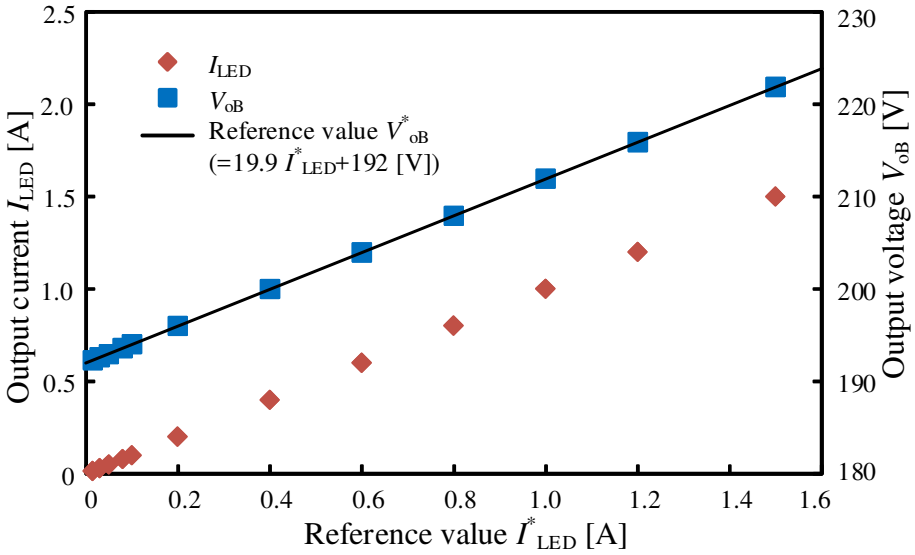

図 3.8 LED 参照電流値 I^*_{LED} に対する LED 電流 I_{LED} と出力電圧 V_{oB} の変化

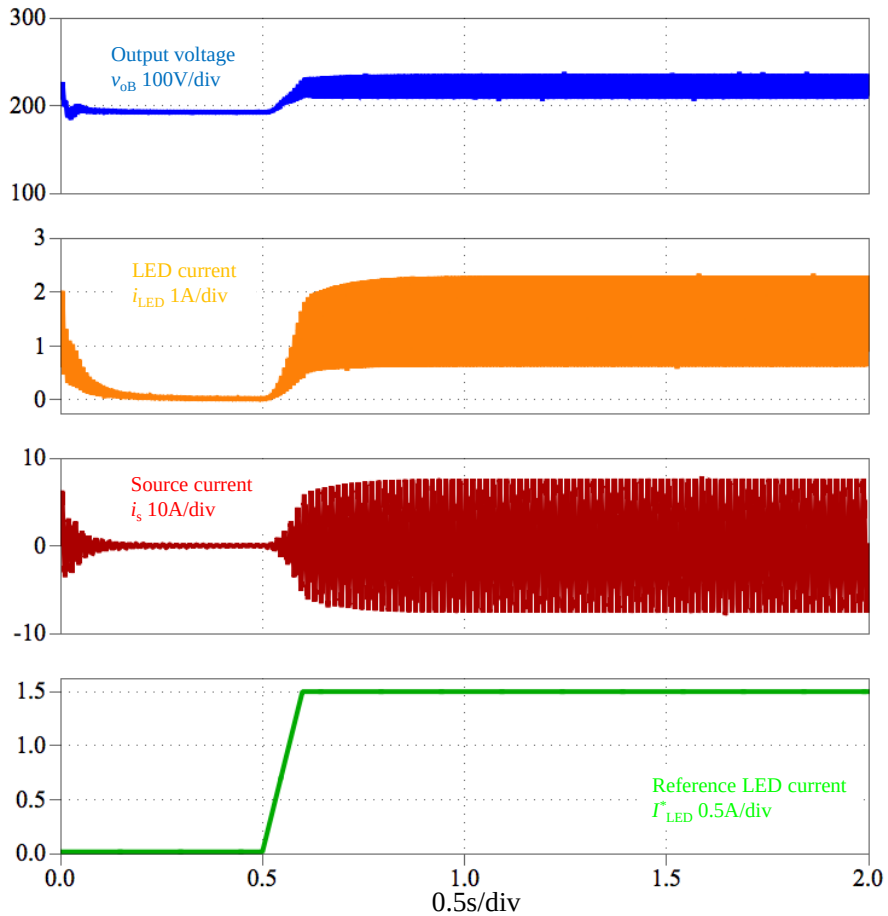

図 3.9　LED 参照電流値 I^*_{LED} を 15 mA から 1.5 A へ変化させたときのシミュレーション波形

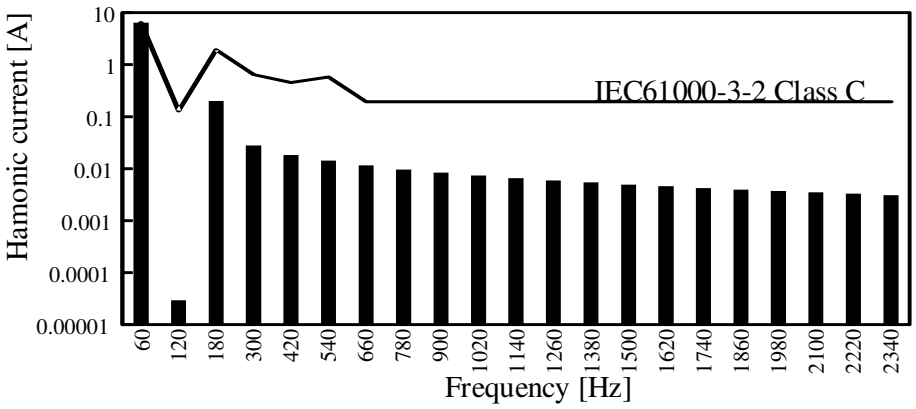

図 3.10　LED 電流の平均値が 1.5 A のときの入力電源電流の FFT 解析結果

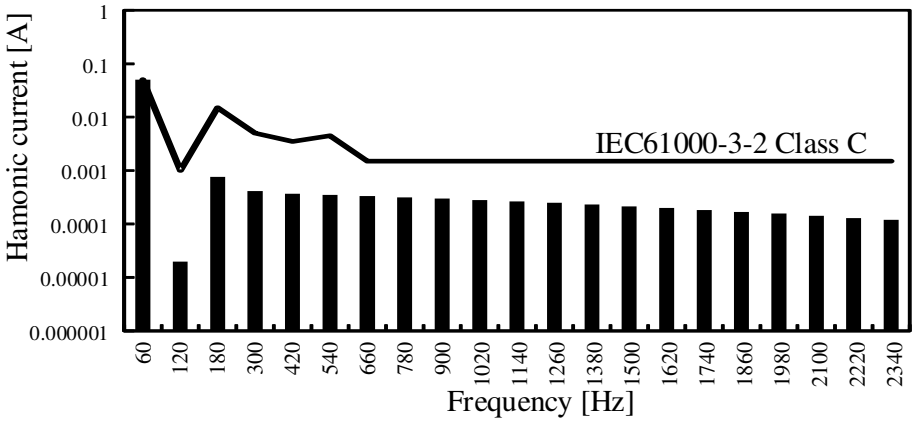

図 3.11 LED 電流の平均値が 15 mA のときの入力電源電流の FFT 解析結果

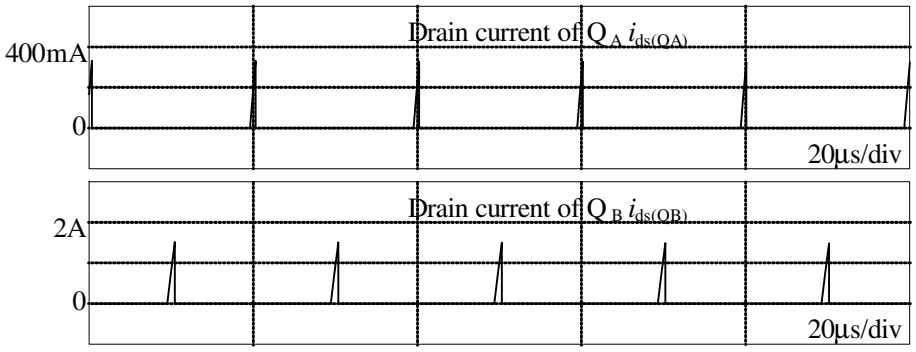

図 3.12 LED 参照電流値 I^*_{LED} が 1 % (15 mA) のときの提案する協調制御法におけるシミュレーション結果

3.7 実機検証

提案する協調制御法を用いた LED 駆動電源の試作機の作成および実験を行った。実機検証において，協調制御やスイッチング制御を行うため，デジタルコントローラー (TMDS-DOCK28035) を用いた。このデジタルコントローラーには，デジタルシグナルプロセッサー (DSP:TMS320F28035, 60 MHz) が含まれる。どちらの製品もテキサスインスツルメンツ製である。図 3.13 は実験で使用した LED 駆動電源の写真である。

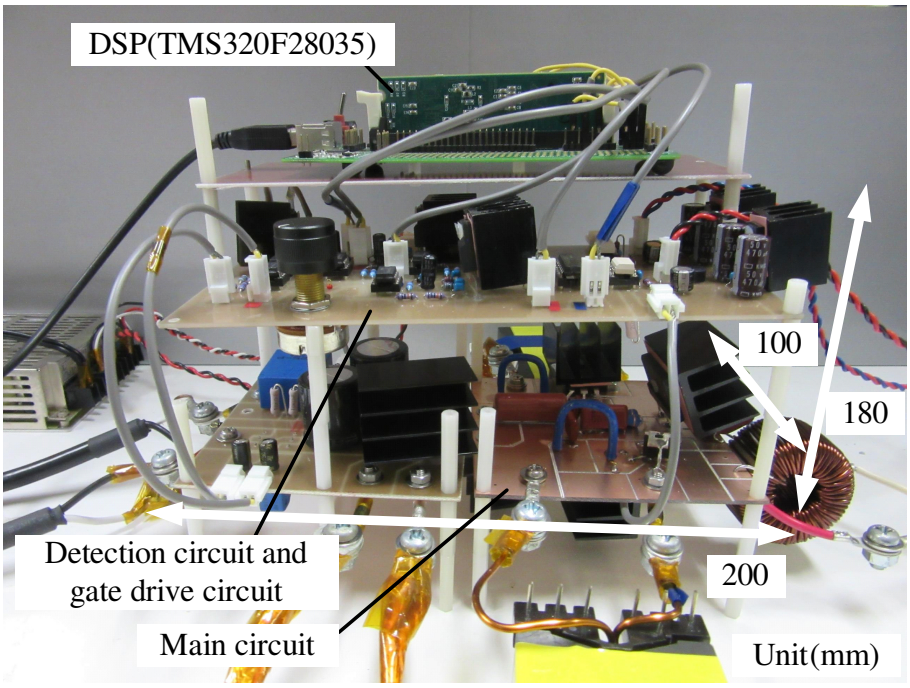

図 3.13　実験に用いた LED 駆動電源

図 3.14，3.15 は，LED 参照電流値 I^*_{LED} が，1.5 A と 15 mA の際の提案する協調制御法を用いた実験結果である。v_{s} は入力電源電圧，i_{s} は入力電源電流，v_{oB} は昇降圧型コンバータの出力電圧，i_{LED} は LED 電流である。図 3.14 から，i_{s} はほぼ正弦波状となっていることが分かる。また，力率は 0.99 であった。LED 電流の平均値は，LED 参照電流値である 1.5 A と一致しており，正しく制御されていることが分かる。また，LED 電流は，入力の交流電源周波数の 2 倍の周波数で変動しているが，定格電流の 5 %以上の電流値を維持している。このことは，提案する LED 駆動電源が日本の電気用品安全法の規格に準拠していることを示している。

図 3.16，3.17 は，i_{s} の FFT 解析結果を示している。これらの図から，提案する協調制御法を用いた LED 駆動電源が IEC61000-3-2 の規格に準拠していることが分かる。

図 3.18 は，LED 参照電流値 I^*_{LED} に対する LED 電流の平均値 I_{LED} と昇降圧型コンバータの出力電圧の平均値 V_{oB} の変化を示している。図 3.18 において，赤い点と青い点はそれぞれ実験結果を示している。図 3.18 から，I_{LED} と V_{oB} が，参照値と一致していることを確認

できる。

図 3.19 は，LED 参照電流値 I^*_{LED} が 15 mA のときの昇降圧型コンバータとフライバック型コンバータのスイッチング素子のドレイン電流 ($i_{\mathrm{D(QA)}}, i_{\mathrm{D(QB)}}$) を示している。この図の波形から，それぞれのコンバータのオン時間，$t_{\mathrm{on(QA)}}$ と $t_{\mathrm{on(QB)}}$ は，300 ns 以上となっていることが分かる。

図 3.20 は，LED 参照電流値 I^*_{LED} を 15 mA から 1.5 A へ変化させたときの実験結果である。図 3.20 において，緑の線は DSP のアナログチャンネルによって与えられる参照電圧波形である。この値が 3 V のとき，LED 参照電流値 I^*_{LED} は，1.5 A となる。この結果から，LED 電流 i_{LED} は，LED 参照電流値 I^*_{LED} に一致するように変化していることが分かる。

図 3.21 は，LED 電流が最小のときと最大のときの照度を比較した図である。提案する LED 駆動電源はすべての調光範囲においてフリッカを発生していない。

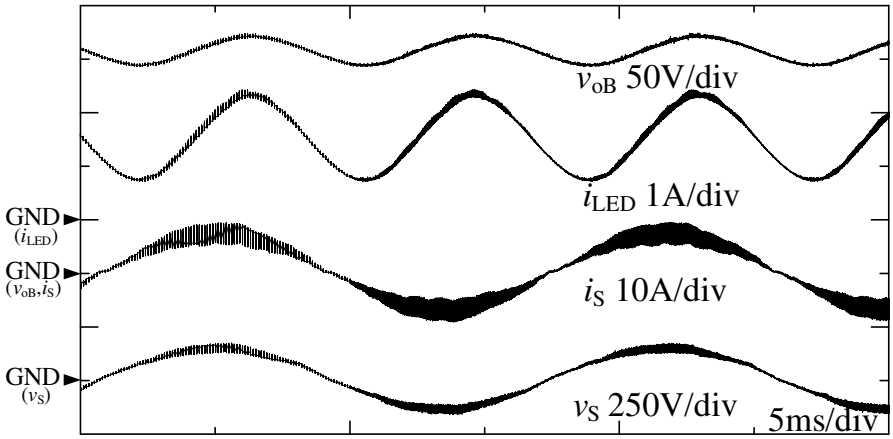

図 3.14 LED 参照電流値 I^*_{LED} が 1.5 A のときの提案する協調制御法による実験結果

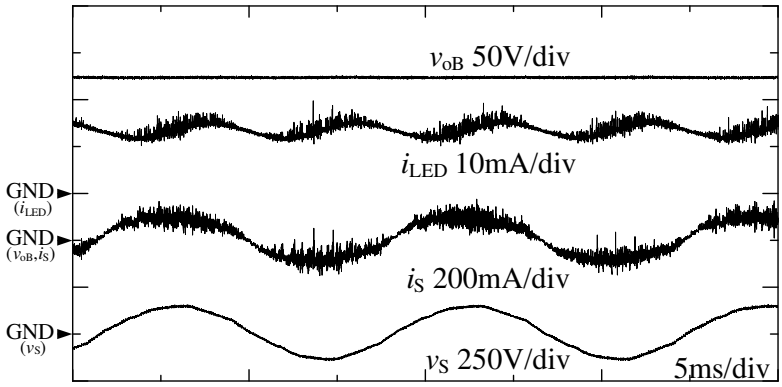

図 3.15 LED 参照電流値 I^*_{LED} が 15 mA のときの提案する協調制御法による実験結果

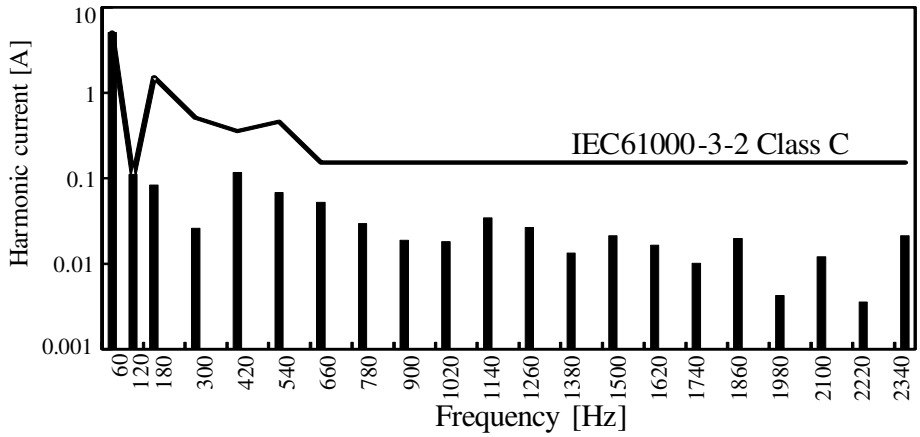

図 3.16　LED 電流の平均値が 1.5 A のときの入力電源電流の FFT 解析結果

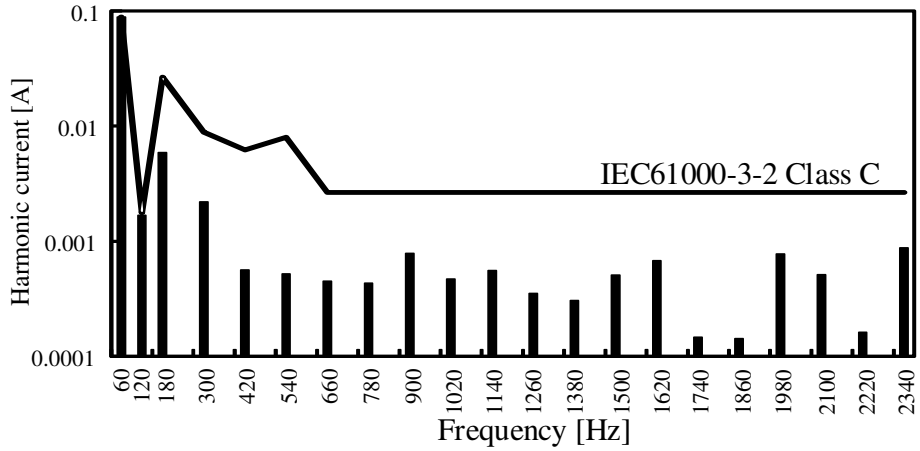

図 3.17　LED 電流の平均値が 15 mA のときの入力電源電流の FFT 解析結果

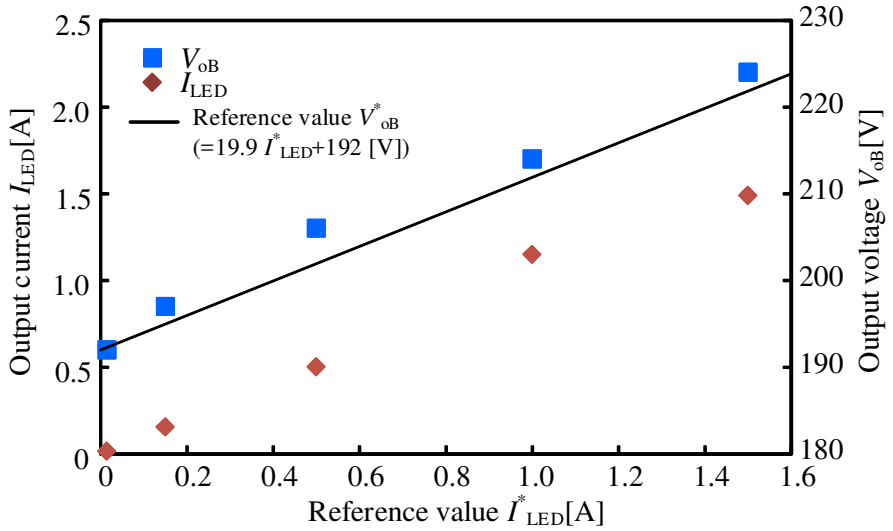

図 3.18　LED 参照電流値 I^*_{LED} に対する LED 電流 I_{LED} と出力電圧 V_{oB} の変化

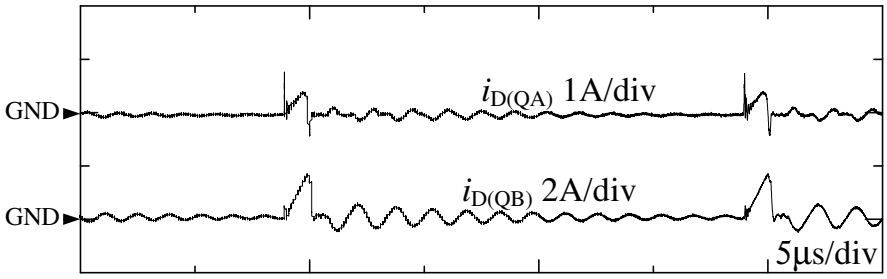

図 3.19 LED 参照電流値 I^*_{LED} が 1 %(15 mA) のときの提案する協調制御法による実験結果

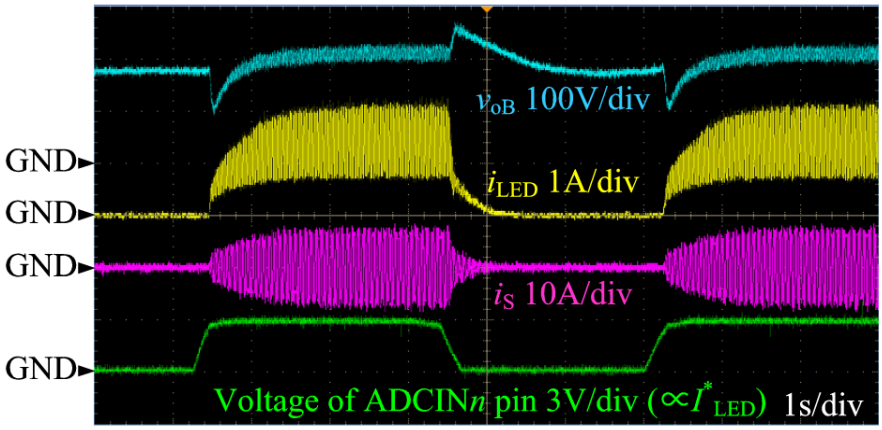

図 3.20 LED 参照電流値を 15 mA から 1.5 A へ変化させたときの各波形の過渡応答の実験結果

Illuminance: 16,080 lx
LED current: 1.5A

Illuminance: 257 lx
LED current: 15mA

図 3.21 LED 電流が最小のときと最大のときの照度比較

3.8 シリコン MOSFET とシリコンカーバイド MOSFET の電力変換効率の比較

提案する LED 駆動電源の電力変換効率について検討する。図 3.22 は，LED 電流が 1.5 A のときの試作機における損失解析結果である。電力変換効率は 90.5 %で，合計の損失電力は 45.4 W である。MOSFET Q_A と Q_B の損失は，10.1 W となり，全損失の 22.2 %を占めている。出力電力が高い場合，導通損失が主要な損失要因となっている。LED 電流が 1.5 A のとき，Q_A と Q_B の導通損失はそれぞれ 3.0 W と 3.3 W である。このため，MOSFET の導通損失を低減することで，試作機の電力変換効率を改善することができると考えられる。

シリコンカーバイド (SiC) は，シリコン (Si) と比較してオン抵抗が低く，導通損失を低減することができる。本節では，SiC-MOSFET の C3M0065090J と C2M0040120D をそれぞれ Q_A と Q_B に用いた結果を検討する。

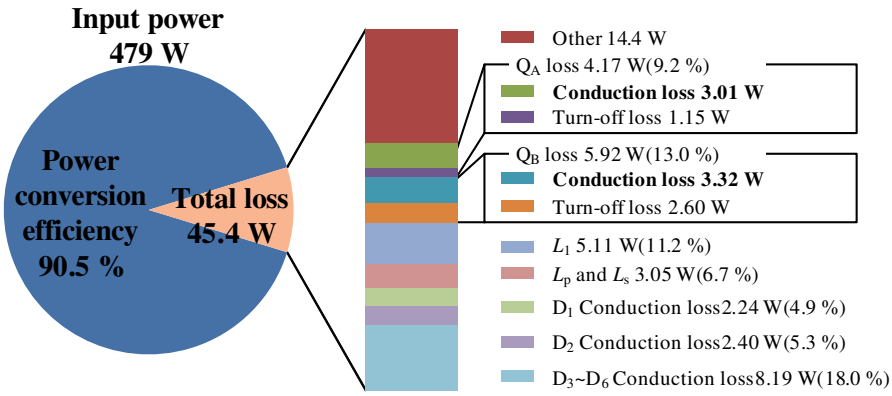

図 3.22　Si-MOSFET を用いた DC / DC コンバータで構成された LED 駆動電源の損失解析

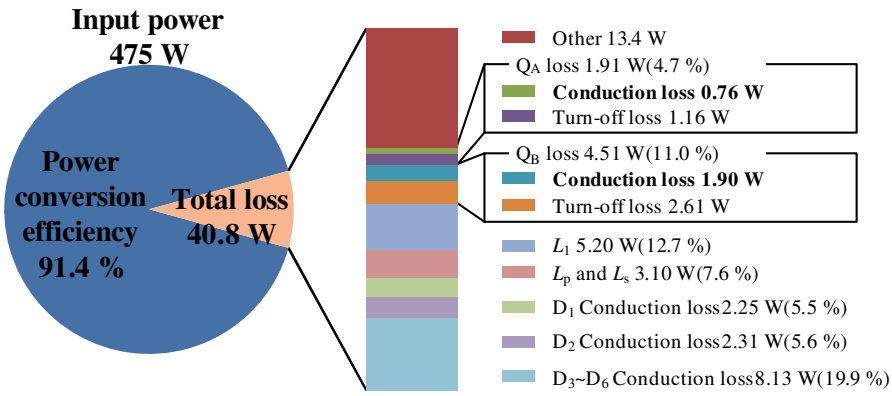

図 3.23　SiC-MOSFET を用いた DC / DC コンバータで構成された LED 駆動電源の損失解析

表 3.2 は実験で用いた Si-MOSFET と SiC-MOSFET の主要パラメータを示している。表 3.2 から，Q_A と Q_B のドレイン–ソース間のオン抵抗は，Si-MOSFET から SiC-MOSFET へ変更することでそれぞれ約 77 %と約 40 %低減できることが分かる。

表 3.2 実験における Si-MOSFET と SiC-MOSFET のパラメータ

Parameter		Q_A		Q_B	
		(SiC-MOSFET)	(Si-MOSFET)	(SiC-MOSFET)	(Si-MOSFET)
		C3M0065090J	STF20NM65N	C2M0040120D	TK40J60T
Drain-source voltage V_{DS} (V)		900	650	1,200	600
Gate-source voltage V_{GS} (V)		−8/19	−25/25	−10/25	−30/30
Continuous drain current (A)	T_C = 25 °C	35	15	40	40
	T_C = 100 °C	22	9.45	60	-
Junction temperature T_j (°C)		−55 to 150	−55 to 150	−55 to 150	−55 to 150
Drain-source on-state resistance (mΩ)	T_C = 25 °C	65	250	40	68
	T_C = 100 °C	78	270	52	80
Input capacitance C_{iss} (pF)		660	1,280	1,893	3,900
Output capacitance C_{oss} (pF)		60	110	150	9,200
Reverse capacitance C_{rss} (pF)		4.0	10	10	280

図 3.23 は，LED 電流が 1.5 A のときの SiC-MOSFET を用いた試作機の損失解析結果である。LED 電流が 1.5 A のとき，Q_A と Q_B の導通損失はそれぞれ 0.76 W と 1.90 W となった。つまり導通損失はそれぞれ 74.8%と 42.8%低減できたことになる。このように Si-MOSFET を SiC-MOSFET に置き換えることで，電力変換効率は 0.9 %向上した。図 3.24 は，試作機の電力変換効率の実験結果である。この結果から，すべての調光範囲において，SiC-MOSFET を用いた LED 駆動電源の電力変換効率は，Si-MOSFET を用いた LED 駆動電源と比較して高いことが分かる。

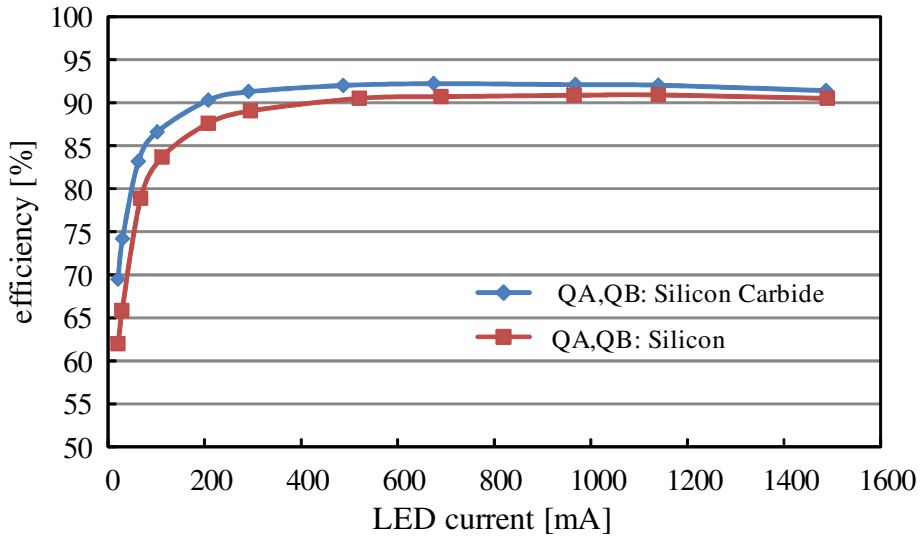

図 3.24 LED 参照電流値 I^*_{LED} に対する電力変換効率の実験結果

表 3.3 は，従来制御法の LED 駆動電源と提案する協調制御を用いた LED 駆動電源を比較した表である。提案する LED 駆動電源は入力電源電圧を 100 Vrms として実験している。し

かしながら，SiC-MOSFET を用いた LED 駆動電源は，MOSFET の耐圧増加により，入力電源電圧を 300 Vrms まで上げることができる。提案する LED 駆動電源は LED 電流を線形的に制御することができる。提案する制御方法において Si-MOSFET を用いた場合，定格電流の 34 %以上の範囲において，90 %以上の効率を達成する。また，SiC-MOSFET に置き換えた場合，定格電流の 17 %以上の範囲において，90 %以上の効率を達成することができる。

表 3.3　従来の制御法と提案する制御法の LED 駆動電源の比較

Item	Conventional Method	Proposed Method with Si-MOSFETs	Proposed Method with SiC-MOSFETs
AC input voltage	185–265 Vrms	100 Vrms	100 Vrms
Output power	210 W	408 W	408 W
Dimming type	Step	Linear	Linear
Dimming range (%)	50, 75, 100	1–100	1–100
Efficiency at maximum output power	92.1%	90.5%	91.4%
Efficiency at minimum output power	90.7%	62.0%	69.5%
Minimum illuminance of LEDs	1,680lx	257lx	257lx

ここで MOSFET Q_A と Q_B のヒートシンクについて検討する。

ヒートシンクの熱抵抗 $Rth_{\mathrm{h-a}}$ は，以下のように表せる。

$$Rth_{\mathrm{h-a}} = \frac{T_{\mathrm{j}} - T_{\mathrm{a}}}{P_{\mathrm{loss}}} - Rth_{\mathrm{j-p}} - Rth_{\mathrm{p-h}} \tag{3.45}$$

ここで，T_{j} は素子のジャンクション温度，T_{a} は周囲温度，P_{loss} は MOSFET の損失，$Rth_{\mathrm{j-p}}$ は，素子のジャンクションからパッケージ表面までの熱抵抗，$Rth_{\mathrm{p-h}}$ は，パッケージ表面からヒートシンクまでの熱抵抗である。

図 3.25 に，6 つのフィンをもつヒートシンクの概略図を示す。ヒートシンクの幅と長さは

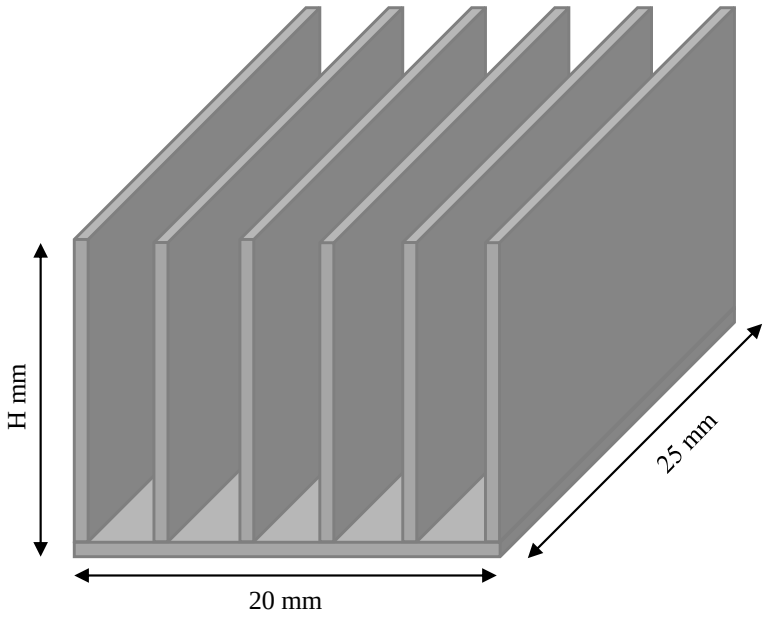

図 3.25　検討したヒートシンクの概略図

TO-220 パッケージサイズに合わせて設定している。ヒートシンクの表面積 S_{h} は以下のように表せる。

$$S_{\mathrm{h}} = 6 \times 2 \times 0.025 \times H \times 10^{-3} \tag{3.46}$$

さらに，$Rth_{\mathrm{h-a}}$ は S_{h} を用いて以下のように表せる。

$$Rth_{\mathrm{h-a}} = \frac{1}{hS_{\mathrm{h}}} \tag{3.47}$$

ここで h は，ヒートシンクの熱伝達率である。ヒートシンクの高さ H を見積もるため，$Rth_{\mathrm{j-p}}$ を 5°C/W，$Rth_{\mathrm{p-h}}$ を 1 °C/W，h を 5 W/m^2 °C とそれぞれ仮定する。(3.45)–(3.47) 式から，T_{j} が 150 °C で T_{a} が 50 °C であるとき，H は以下のように表せる。

$$H = \frac{10^3}{1.5\left(\frac{100}{P_{\mathrm{loss}}} - 6\right)} \tag{3.48}$$

表 3.4 に，ヒートシンクの形状の見積結果を示す。表 3.4 から，$\mathrm{Q_A}$ と $\mathrm{Q_B}$ のヒートシンクの体積は，Si-MOSFET から SiC-MOSFET へ置き換えることで，それぞれ 61 %と 32 %削減することができる。

表 3.4 ヒートシンクのサイズ見積り

	$\mathbf{Q_A}$		$\mathbf{Q_B}$	
Item	Si-MOSFET	SiC-MOSFET	Si-MOSFET	SiC-MOSFET
Loss	4.17 W	1.91 W	5.92 W	4.51 W
Height of the heat sink	37 mm	14.4 mm	61.2 mm	41.2 mm

SiC-MOSFET を用いた場合のコストについて検討する。本提案の場合，SiC-MOSFET を用いることで定格出力電力時に 1 %程度の効率向上を確認できた。定格 400 W で考えると 4,000 時間以上の使用で，SiC-MOSFET を用いることによるコストアップを還元できる計算[1]となるため，LED 寿命が一般的に 40,000 時間であることを考慮すると十分コストメリットがあると言える。また，SiC-MOSFET の価格がさらに低減できれば，Si-MOSFET から置き換えが進んでいくと考えられる。

SiC-MOSFET は高耐圧化が可能である点もメリットである。高輝度 LED 照明は LED 素子を直列接続して構成されることが多く，順方向電圧 V_{F} が高電圧化する傾向にある。このため，SiC-MOSFET の高耐圧のメリットを活かした設計も可能となる。このような設計を行なった場合，Si-MOSFET と比較して 7 %程度効率が向上した研究事例もある [65]。

[1] 電源の原価を 2,000 円，Si を用いた電源の半導体素子のコストの割合を 10 %とすると Si 半導体素子のコストは 200 円である。SiC を用いた場合，Si と比較して三倍程度のコストアップとなるので電源の原価は 400 円上昇する。電気料金を 1 kWh 当たり 25 円とし，定格 400 W のうち 1 %の電力を削減できる場合，コストアップを還元できる時間は以下のように表せる。

$$\frac{400\text{ 円}}{25\text{ 円}}\mathrm{kWh/4Wh} = 4,000\mathrm{h}$$

3.9 低 LED 電流領域における電力変換効率の改善法

提案する LED 駆動電源回路は，LED 電流が低い領域において電力変換効率が低くなる。出力電力が低いとき，損失は主に MOSFET Q_B のターンオフ損失によって発生する。MOSFET によるターンオフ損失 P_{TurnOff} は以下のように表せる。

$$P_{\mathrm{TurnOff}} = f_{\mathrm{sw}} \int_{t_0}^{t_0+\Delta T_{\mathrm{off}}} v_{\mathrm{DS}}(t)\, i_{\mathrm{D}}(t)\, dt \tag{3.49}$$

ここで f_{sw} はスイッチング周波数，t_0 はターンオフ期間が始まる時間，ΔT_{off} はターンオフ期間，v_{DS} と i_{D} は MOSFET のドレイン–ソース間電圧とドレイン電流である。(3.49) 式から，ターンオフ損失はスイッチング周波数によって変化し，スイッチング周波数が低くなれば，ターンオフ損失も低減できることが分かる。

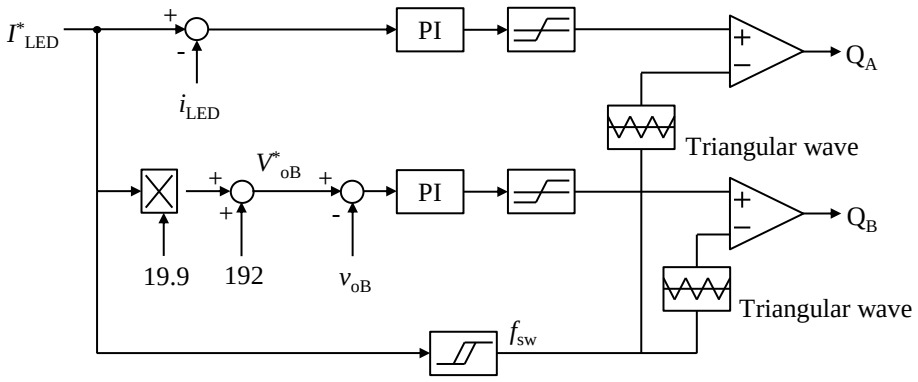

図 3.26　スイッチング周波数可変機能を有した提案する協調制御法における制御ブロック図

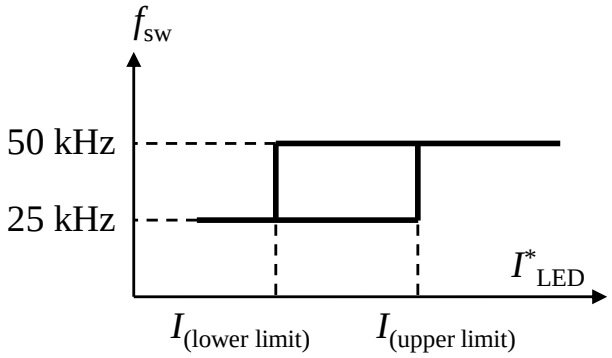

図 3.27　LED 参照電流値 I^*_{LED} とスイッチング周波数の関係

ここでは，スイッチング周波数を可変できる機能を追加する方法を検討する。図 3.26 は，提案手法を追加した制御ブロックである。この機能は LED 参照電流値 I^*_{LED} に対してヒステリシス特性を持っている。図 3.27 に，LED 参照電流値とスイッチング周波数の関係を示す。また，ヒステリシス特性は以下のように表せる。

$$\begin{cases} I^*_{\mathrm{LED}} \geq I_{(\mathrm{upper\ limit})} \rightarrow f_{\mathrm{sw}} = 50\ \mathrm{kHz} \\ I^*_{\mathrm{LED}} \leq I_{(\mathrm{lower\ limit})} \rightarrow f_{\mathrm{sw}} = 25\ \mathrm{kHz} \end{cases} \tag{3.50}$$

$I_{(\mathrm{upper\ limit})}$ と $I_{(\mathrm{lower\ limit})}$ は，スイッチング周波数が 25 kHz の場合と 50 kHz の場合の試作機の電力変換効率を比較することで決定した。

図 3.28 にスイッチング周波数が 25 kHz の場合と 50 kHz の場合の試作機の電力変換効率を示す。図 3.28 において，提案する LED 駆動電源には Si-MOSFET を用いている。LED 電流が 250 mA 以下になったとき，電力変換効率はスイッチング周波数が 50 kHz の場合より，25 kHz のほうが高くなることが分かる。このため，$I_{(\mathrm{upper\ limit})}$ を 300 mA，$I_{(\mathrm{lower\ limit})}$ を 200 mA と設定した。この結果，LED 電流が 15 mA のとき，電力変換効率を 5 %程度改善することができた。

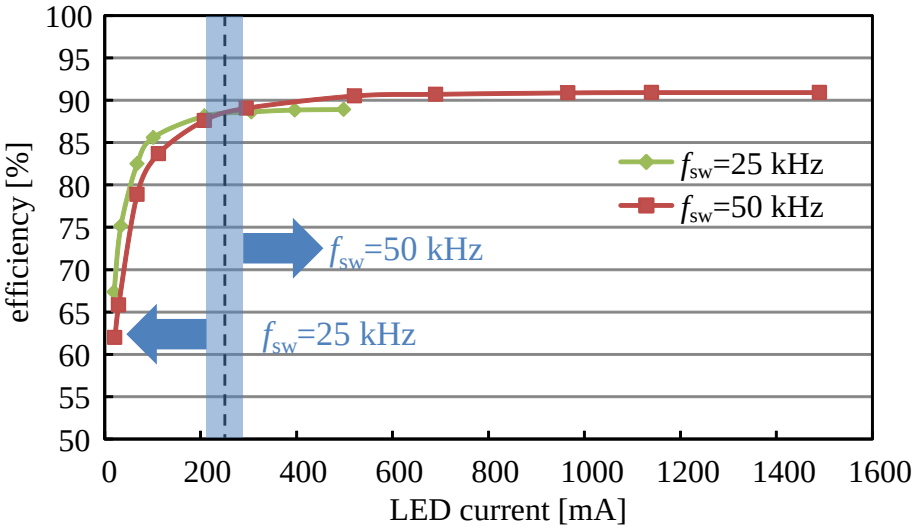

図 3.28 スイッチング周波数が 25 kHz の場合と 50 kHz の場合の電力変換効率の実験結果

3.10 まとめ

本章では，出力電力 400 W 級の LED 駆動電源について，設計および実験による検証結果を示した。LED 駆動電源は協調制御法を用いた二並列接続 DC / DC コンバータによって構成されている。提案する協調制御法では，LED 参照電流値に基づいて 2 つの DC / DC コンバータを駆動する。すべてのコンバータは簡易な制御方法で力率改善するため DCM 動作となるように回路定数を設計し，スイッチング素子のオン時間を確保して安定して動作できる範囲になるよう設計している。

提案する協調制御法を用いた LED 駆動電源の試作機を作成し実験を行った。シミュレーションと実験結果から，提案する協調制御を用いることで，MOSFET のオン時間は調光範囲である定格の 1 %から 100 %の範囲において 300 ns より長くなることを確認した。提案する LED 駆動電源は従来の方法と比較して，最小電流を 87 %以上低減できた。また，シミュレーションと実験結果から，LED 参照電流値を 1 %から 100 %へ変えた際，提案する LED 駆動電源は，線形に調光でき，かつ安定した動作を実現できることを確認できた。SiC-MOSFET を用いた LED 駆動電源において，最大電力変換効率は 91.4 %となった。最後に，LED 電流が低電流な領域における電力変換効率を改善するために可変スイッチング周波数制御法を提案した。実験結果から，可変スイッチング周波数制御法を用いることで，低電流領域において電力変換効率が改善することを確認できた。

第4章　提案する一段並列接続絶縁型LED駆動電源

本章では絶縁型LED駆動電源を検討した。非絶縁型コンバータのメリットとして，大電力を扱う際に，コンパクトな電源設計が可能であることがあげられる。これは，コンバータ内で大きな体積を占める，電磁誘導素子を小さくできるためである。しかし一方で，出力が一次側と絶縁されていないため，発光部分であるLED基板も一次側の部品となってしまう。LED素子は熱に弱いため，排熱機構が重要であり，高輝度LEDにおいては特にヒートシンクが必須となっている。

ヒートシンクとLED基板は極力近接して配置したいため，ヒートシンクとLED基板を絶縁するのはあまり現実的ではない。このため，ヒートシンクも一次側の部品となる。したがって，ヒートシンクと筐体を共有するような設計は困難である。LED照明器具全体を設計する際に，筐体側で絶縁対策を施すことが可能であれば非絶縁型LED駆動電源のメリットを活かせるが，LED駆動電源としての汎用性を確保するのであれば，絶縁型の電源とする必要性がある。

絶縁型LED駆動電源であれば，非絶縁型と比較して，筐体での絶縁設計が容易である。電源において絶縁性が確保されているため，筐体とヒートシンクを一体とすることが可能となるためである。このため，絶縁型のコンバータとして，フライバック型コンバータを用いた，一段並列型LED駆動電源について検討する。3章と同様に調光範囲を拡大するため，協調制御法を提案する。また，スイッチング素子のオン時間を最小でも1 μs以上確保するよう設計し，すべての調光範囲で安定して動作させることを目指す。また，電力変換効率を向上させるため，スイッチング方式に電流臨界モード(CRM)を用いる。

提案するLED駆動電源の制御方法について，PLECSソフトウェアを用いて検証し，協調制御によって絶縁型LED駆動電源においても，調光範囲を拡大できることを確認する。

4.1　駆動対象のLED照明

図4.1に，本章の駆動対象となるLED照明をモデル化した際のI-V特性を示す。本章においては1台のKSL40を駆動対象としている。図中のV_{F}はLEDの順方向電圧，I_{min}はLEDの最小電流，I_{max}はLEDの最大電流，V_{LED}とI_{LED}はLED電圧とLED電流である。一般的

に高輝度 LED は LED を直列接続しているため，図 4.1 のような特性を有する。このため定電圧制御を行うと小さな電圧変化が大きな電流変化となり，安定した駆動が困難となる。

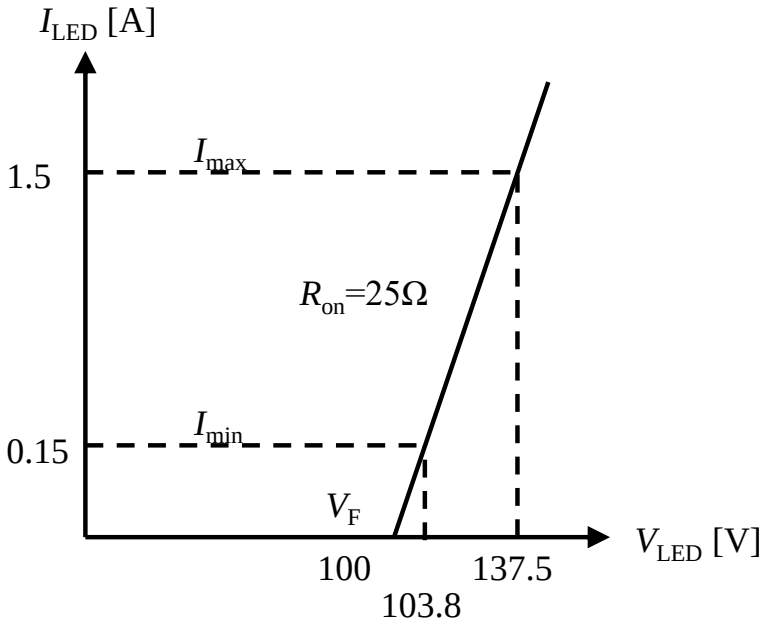

図 4.1 駆動対象となる LED 照明のモデル化

図 4.2 に，図 4.1 のモデルと実測した LED 照明の I_{LED}-V_{LED} 特性を比較した図を示す。実測した結果は一定時間放置し，LED の温度が平衡状態となったデータを使用している。実測とモデルには差異が発生しているが，LED 参照電流値を基に LED 駆動電源を制御した場合，電流の低い I_{min} 近傍においては，モデルよりも実測のほうが電力が高くなる。このため，後で検討するようにオン時間 t_{on} が，長くなるように制御する。つまり，モデルにおいて，t_{on} の最小値 t_{on_min} を 1 μs 以上確保していれば，LED 照明を負荷として用いた際は，より長い t_{on} を確保できることになり，LED 駆動電源としての動作は安定方向へ向かう。また，電流値の大きい I_{max} 近傍においては，モデルよりも実測のほうが電力が低くなる。このため，後で検討するようにスイッチング周波数 f_{sw} が高くなるような制御を施す。モデルにおいて，f_{sw} が設定した最小値を下回らないように設定しておけば，実機におけるスイッチング周波数はモデルより低くならないと考えられる。

以上のことから，駆動対象をモデル化して検討することは，実際の負荷である LED 照明を使用するときよりも厳しい条件で検討することになる。したがって，以降はモデル化した負荷を用いて検討を進める。

また，表 4.1 に駆動対象の LED 照明の特性を示した。

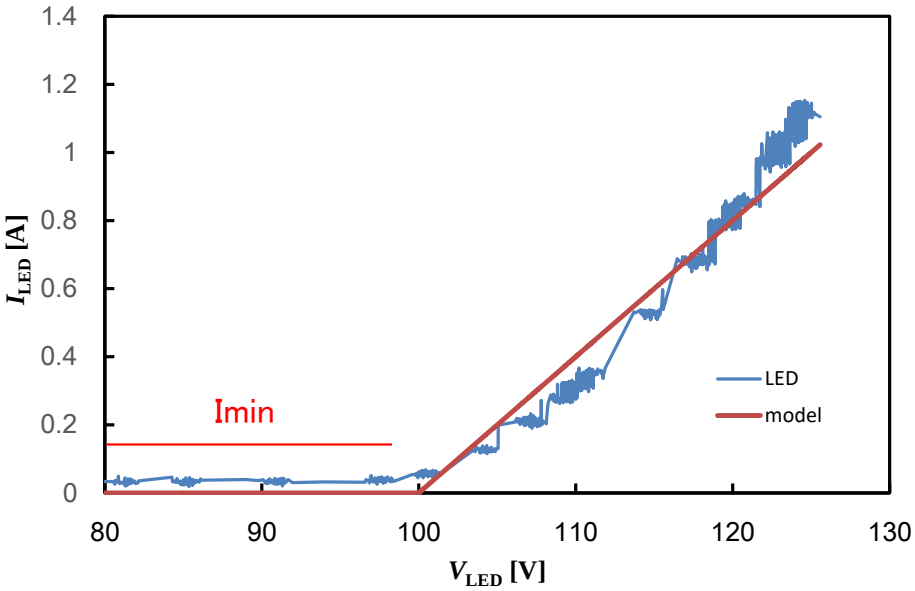

図 4.2　駆動対象となる LED 照明とモデルの I_{LED}–V_{LED} 特性比較

表 4.1　駆動対象となる LED 照明の特性

Item		Value
Rated LED current	I_{rated} [A]	0.7
Rated LED forward voltage	V_{rated} [V]	130
Output light flux (I_{LED} = 0.7 A)	[lm]	10,000
Angle of light beam (typical)	[deg]	115
Color temperature	[K]	5,000 – 8,300
Maximum LED current	I_{max} [A]	1.5
Minimum LED current	I_{min} [A]	0.15
Maximum LED forward voltage	V_{max} [V]	137.5
Minimum LED forward voltage	V_{min} [V]	103.8
Forward voltage	V_F [V]	100

4.2 絶縁型 LED 駆動電源の回路構成

図 4.3 に絶縁型 LED 駆動電源の回路構成を示す。フライバック型コンバータを 2 つ用いた，一段並列構成となっている。上段のフライバック型コンバータは，LED 電流を制御するため電流制御とし，下段のフライバック型コンバータは，LED の V_F を供給するため電圧制御としている。

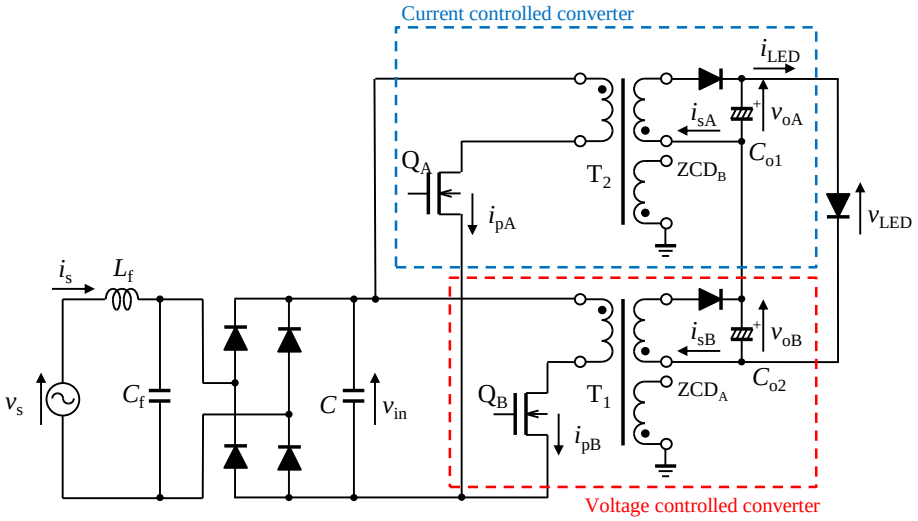

図 4.3 一段並列回路構成

4.3 LED 駆動電源の設計

図 4.3 の回路におけるスイッチングについて検討する。本章ではスイッチング方式を電流臨界モード (CRM) としている。これは，3 章で用いた電流不連続モード (DCM) と比較して，電力変換効率を向上できると期待できるためである。電力変換効率が向上する理由は以下の通りである。CRM で制御した場合，DCM と同様に MOSFET に流れ込む電流が 0 となるタイミングで MOSFET がオンとなるため，スイッチングによる電力ロスを低減できる。さらに CRM では，DCM よりトランスの導通率が高くなり，トランスによる電力ロスも低減できる。

図 4.3 から分かるように，フライバック型コンバータは入力電源にダイオードを介して直接接続されるため，力率改善回路 (PFC) を導入する必要がある。DCM の場合は，スイッチング周波数とデューティー比を固定することで，PFC 動作が可能であったが，CRM の場合，スイッチング周波数が変化し，スイッチング素子のオン時間 t_{on} も変化させる必要がある。このため，スイッチング周波数を 30 kHz 以上とし，オン時間の最小値 t_{on_min} を 1 μs 以上となることを目標として，設計を進める。

以上の回路構成，制御方式を用いた場合の t_{on_min} を設計し，その結果からトランスの一次側インダクタンス値，巻数比を決定する。

4.3.1　昇圧型コンバータによる CRM 動作時の PFC 制御

まず，一般的な PFC 回路の CRM 動作について検討する。その後，フライバック型コンバータの場合の動作について検討する。力率を高くするには，入力電圧の位相と入力電流の位相を同相とする必要がある。また，入力電流については高調波電流規制があり，規格によって許容される高調波歪みの上限が決められている。このため，入力電流波形は入力電圧波形と同位相で，更に相似な形状となることが望ましい。

図 4.4 は，PFC 回路としてよく用いられる昇圧型コンバータ回路である。昇圧型コンバータ回路を CRM 制御した場合，スイッチングのオン時間が入力電圧の瞬時値に依存せず一定となる，定オン時間制御となることが知られている [66]。

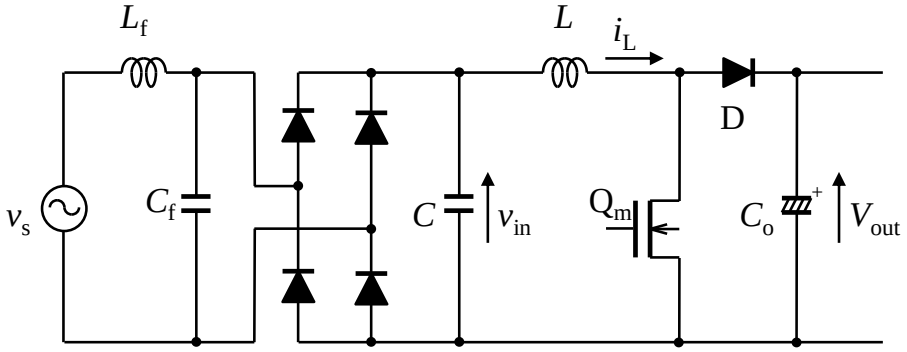

図 4.4　昇圧型コンバータの PFC 回路

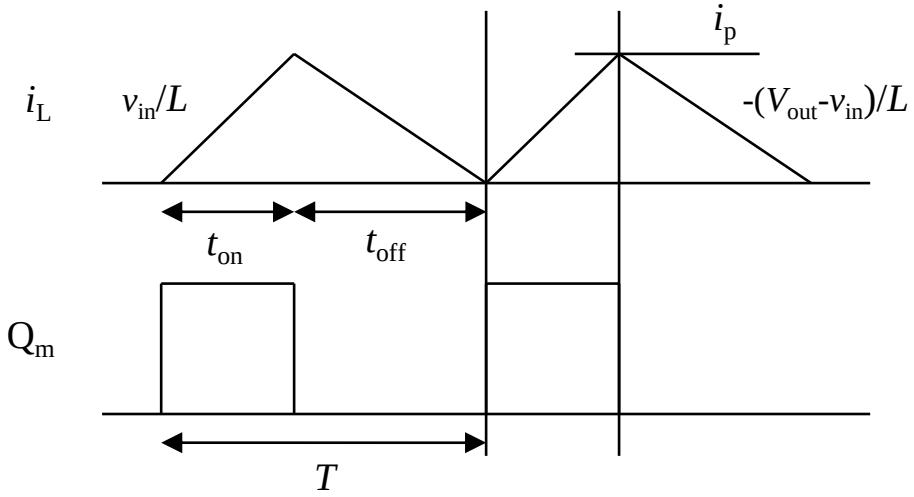

図 4.5　昇圧型コンバータのインダクタ電流波形

PFC 制御が理想的に動作し，入力電流波形が入力電圧波形と同様に正弦波となる場合，全波整流後の入力電圧 $v_{in}(t)$ と入力電流 $i_{in}(t)$ は以下のように表される。ただし，ここで検討する範囲は交流電源の半周期 ($t : 0 \sim \pi/\omega$) である。

$$v_{\mathrm{in}}(t) = \sqrt{2}V_{\mathrm{rms}}\sin(\omega t)$$
$$i_{\mathrm{in}}(t) = \sqrt{2}I_{\mathrm{rms}}\sin(\omega t) \tag{4.1}$$

ここで，V_{rms} は交流入力電圧の実効値，I_{rms} は交流入力電流の実効値，ω は交流電源の角周波数である。図 4.5 に，昇圧型コンバータ回路のインダクタ電流波形とスイッチング素子として用いている MOSFET のゲート波形の概略図を示す。図 4.4 からスイッチング素子がオン (導通) しているとき，インダクタには，入力電圧 v_{in} が印加されており，傾き v_{in}/L で線形にインダクタ電流が増加していく。この際，CRM 動作を前提としているため，スイッチング開始の時点では，インダクタに電流は流れておらず，蓄積されている電力は 0 である。また，スイッチング素子がオフしているとき，インダクタには，入力電圧と出力電圧の差の電圧がかかっており，傾き $-(V_{\mathrm{out}} - v_{\mathrm{in}})/L$ で電流が減少していく。CRM 動作が正しく動作していれば，インダクタ電流が 0 になったタイミングで，次のスイッチング周期が開始される。このため，インダクタの電流波形は，図 4.5 のような波形になる。

図 4.5 から，1 制御期間 T での入力電流をインダクタ電流を用いて表すと以下のようになる。

$$i_{\mathrm{in}}(kT) = \langle i_{\mathrm{L}}\rangle_{\mathrm{kT}} = \frac{i_{\mathrm{p_kT}}}{2} \tag{4.2}$$

ここで，$\langle i_{\mathrm{L}}\rangle_{\mathrm{kT}}$ は，スイッチング周期の k 番目の期間 T における，インダクタの平均電流である。以下，$\langle\rangle_{\mathrm{kT}}$ を k 番目の期間 T における平均値とする。また，下付きの $_\mathrm{kT}$ は，k 番目の期間 T における値を意味する。考えている区間 kT から $(k+1)T$ のインダクタ電流のピーク値は，以下のように表せる。

$$i_{\mathrm{p_kT}} = \frac{v_{\mathrm{in}}(kT)}{L}t_{\mathrm{on_kT}} \tag{4.3}$$

$v_{\mathrm{in}}(kT)$ を今考えている区間の入力電圧とすると，$v_{\mathrm{in}}(kT) = \sqrt{2}V_{\mathrm{rms}}\sin(\omega kT)$ と表せる。(4.1)，(4.2)，(4.3) 式から以下の式を導出できる。

$$t_{\mathrm{on_kT}} = 2L\frac{I_{\mathrm{rms}}\sin(\omega kT)}{V_{\mathrm{rms}}\sin(\omega kT)}$$
$$t_{\mathrm{on}} = 2L\frac{\langle P_{\mathrm{in}}\rangle}{V_{\mathrm{rms}}^2} \tag{4.4}$$

ここで $\langle P_{\mathrm{in}}\rangle$ は，入力電力の平均値である。(4.4) 式から分かるように，t_{on} は区間 kT によらず，入力電源電圧，入力電力，インダクタの値から決まる，一定の値を取ることが分かる。つまり t_{on} は，交流周期で変化する入力電圧の瞬時値に依存しない。次に t_{off} について検討する。図 4.5 から，期間 kT におけるインダクタ電流のピーク値は $t_{\mathrm{off_kT}}$ を用いて以下のように表せる。

$$-i_{\mathrm{p_kT}} = \frac{-(V_{\mathrm{out}} - v_{\mathrm{in}}(kT))}{L} t_{\mathrm{off_kT}} \tag{4.5}$$

ここで，昇圧型コンバータの出力電圧については，十分に平滑化され一定となると仮定している。(4.3), (4.5) 式から期間 kT において，t_{on} と $t_{\mathrm{off_kT}}$ に以下の関係が成り立つ。

$$\frac{v_{\mathrm{in}}(kT)}{L} t_{\mathrm{on}} = \frac{V_{\mathrm{out}} - v_{\mathrm{in}}(kT)}{L} t_{\mathrm{off_kT}}$$
$$t_{\mathrm{off_kT}} = \frac{v_{\mathrm{in}}(kT)}{V_{\mathrm{out}} - v_{\mathrm{in}}(kT)} t_{\mathrm{on}} \tag{4.6}$$

t_{off} については，t_{on} と異なり，交流入力電圧の瞬時値に応じて変化することが分かる。また，$V_{\mathrm{in}}(kT)$ が大きくなると t_{off} が長くなる。

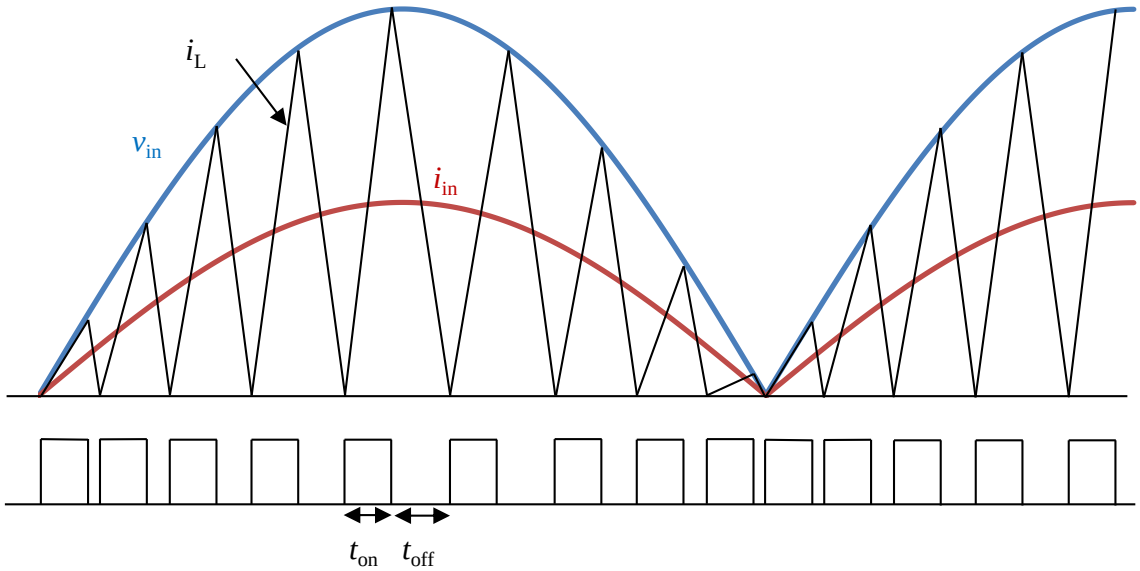

図 4.6　昇圧型コンバータにおける各波形

t_{on} と t_{off} の交流入力電圧の瞬時値に対する変化から，概略的な各波形は図 4.6 のようになる。各波形をイメージしやすいように，t_{on} と t_{off} は実際のスイッチング周波数と比較して長くしている。また，i_{in} は入力フィルタによってスイッチングノイズが除去された波形になる。

4.3.2　フライバック型コンバータによる CRM 動作時の PFC 制御

次に図 4.3 に示すフライバック型コンバータの CRM 動作時の PFC 制御について検討する。電圧制御側と電流制御側は基本的な動作は同一のため，電流制御側のフライバック型コンバータについて検討する。また，本節においても検討する範囲は交流電源の半周期 ($t : 0 \sim \pi/\omega$) である。図 4.7 は，上からトランスの一次側電流，二次側電流，MOSFET $\mathrm{Q_A}$ のゲート波形の概略図である。

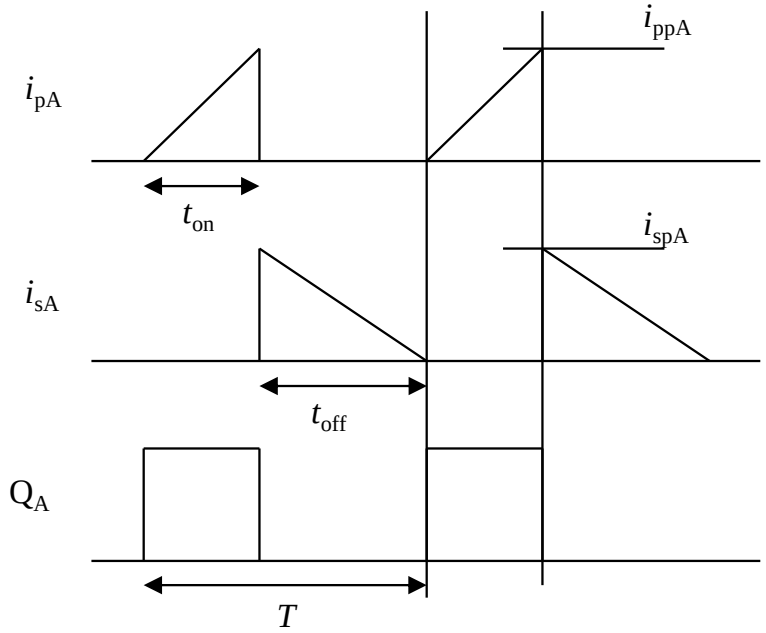

図 4.7 フライバック型コンバータのトランス電流波形

スイッチング素子がオンしているとき，トランスの一次側の巻線が入力電圧 v_{in} に接続され，傾き v_{in}/L_{pA} でトランスの一次側電流が増加する。ここで L_{pA} は電流制御側トランスの一次側インダクタンス値である。また，CRM 動作を前提としているため，スイッチング開始のタイミングで，トランスに電力は蓄積されておらず，トランスの一次側電流は 0 である。スイッチング素子がオフしているとき，トランスの一次側は電流が流れる経路がなくなるため，電流は流れない。二次側は，ダイオードを介して出力に接続されるため，傾き V_{oA}/L_{sA} で二次側の電流が減少していく。ここで L_{sA} は電流制御側トランスの二次側インダクタンス値である。ここで，昇圧型コンバータと異なる点は，スイッチングのオフ期間においては，トランスはスイッチング素子によって，入力電源から切り離されており，電力が供給されていない点である。この点を考慮することで，期間 kT における入力電流の平均電流は以下のように表すことができる。

$$i_{in}(kT) = \langle i_{pA} \rangle_{kT} = \frac{i_{ppA_kT}}{2} \frac{t_{on_kT}}{T} \tag{4.7}$$

次に t_{on_kT}/T を求める。(3.16) 式より，t_{on} と t_{off} の間には以下の関係が成り立つ。

$$\frac{t_{on_kT}}{t_{off_kT}} = \frac{V_{oA}}{v_{in}(kT)} \frac{n_{pA}}{n_{sA}} = \frac{V_{oA}}{\sqrt{2} V_{rms} \sin(\omega kT)} \frac{n_{pA}}{n_{sA}}$$

$$t_{off_kT} = \frac{\sqrt{2} V_{rms} \sin(\omega kT)}{V_{oA}} \frac{n_{sA}}{n_{pA}} t_{on_kT} \tag{4.8}$$

ここで，n_{pA} と n_{sA} は，電流制御コンバータのトランスにおける一次側の巻数と二次側の巻数である。また，出力電圧 V_{oA} は平滑キャパシタにより一定であると仮定している。(4.8) 式

より以下の式が導出できる。

$$\begin{aligned}\frac{t_{\mathrm{on_kT}}}{T} &= \frac{t_{\mathrm{on_kT}}}{t_{\mathrm{on_kT}} + t_{\mathrm{off_kT}}} = \frac{1}{1 + t_{\mathrm{off_kT}}/t_{\mathrm{on_kT}}} \\ &= \frac{1}{1 + \frac{\sqrt{2}V_{\mathrm{rms}}\sin(\omega kT)}{V_{\mathrm{oA}}}\frac{n_{\mathrm{sv}}}{n_{\mathrm{pv}}}}\end{aligned} \tag{4.9}$$

PFC 制御が正確に行われているとすると，$\langle i_{\mathrm{pA}}\rangle_{\mathrm{kT}}$ は，(4.1) 式を満たす必要がある。また，(4.7)，(4.9) 式から，$i_{\mathrm{ppA_kT}}$ は以下のように表せる。

$$\begin{aligned}\langle i_{\mathrm{pA}}\rangle_{\mathrm{kT}} &= \sqrt{2}I_{\mathrm{rms}}\sin(\omega kT) \\ &= \frac{i_{\mathrm{ppA_kT}}}{2}\frac{1}{1 + \frac{\sqrt{2}V_{\mathrm{rms}}\sin(\omega kT)}{V_{\mathrm{oA}}}\frac{n_{\mathrm{sA}}}{n_{\mathrm{pA}}}} \\ i_{\mathrm{ppA_kT}} &= 2\sqrt{2}I_{\mathrm{rms}}\sin(\omega kT)\left(1 + \frac{\sqrt{2}V_{\mathrm{rms}}\sin(\omega kT)}{V_{\mathrm{oA}}}\frac{n_{\mathrm{sA}}}{n_{\mathrm{pA}}}\right)\end{aligned} \tag{4.10}$$

また，$i_{\mathrm{ppA_kT}}$ は，(4.3) 式と同様に表すことができ，(4.4) 式と同様の変換を施すと以下の式が得られる。

$$\begin{aligned}t_{\mathrm{on_kT}} &= 2L_{\mathrm{pA}}\frac{\langle P_{\mathrm{in}}\rangle}{V_{\mathrm{rms}}^2}A \\ A &= \left(1 + \frac{\sqrt{2}V_{\mathrm{rms}}\sin(\omega kT)}{V_{\mathrm{oA}}}\frac{n_{\mathrm{sA}}}{n_{\mathrm{pA}}}\right)\end{aligned} \tag{4.11}$$

ここで，L_{pA} は，電流制御コンバータのトランスの一次側インダクタンス値である。

(4.11) 式に示したように，フライバック型コンバータの場合，入力電圧に応じてオン時間を制御する必要がある。ただし，オン時間が最小となるのは (4.11) 式の $A = 1$ となる $\omega t = 0$ の場合であり，これは昇圧型コンバータ回路の L を L_{pA} に置き換えた形となる。以下の検討で必要となるため (4.9)，(4.11) 式から計算した，スイッチング周波数も以下に示す。

$$\begin{aligned}f &= \frac{1}{T} = \frac{1}{t_{\mathrm{on_kT}} + t_{\mathrm{off_kT}}} = \frac{1}{t_{\mathrm{on_kT}}(1 + t_{\mathrm{off_kT}}/t_{\mathrm{on_kT}})} \\ &= \frac{V_{\mathrm{rms}}^2}{2L_{\mathrm{pA}}\langle P_{\mathrm{in}}\rangle}\left(\frac{1}{1 + \frac{\sqrt{2}V_{\mathrm{rms}}\sin(\omega kT)}{V_{\mathrm{oA}}}\frac{n_{\mathrm{sA}}}{n_{\mathrm{pA}}}}\right)^2\end{aligned} \tag{4.12}$$

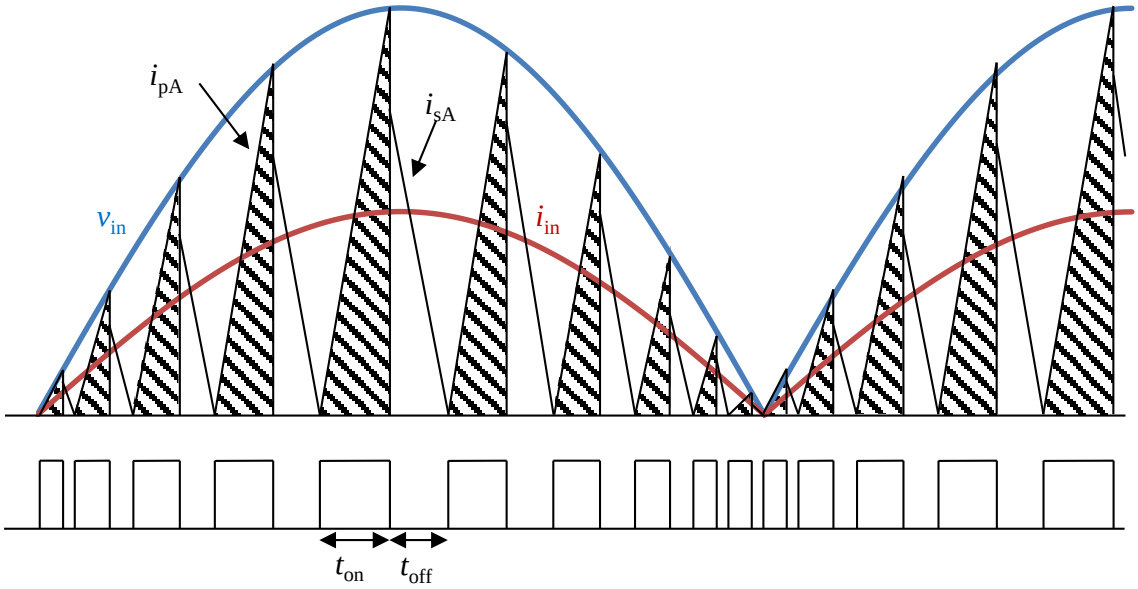

図 4.8 フライバック型回路における各波形

t_{on} と t_{off} の交流入力電圧の瞬時値に対する変化から，概略的な各波形は図 4.8 のようになる。各波形をイメージしやすいように，t_{on} と t_{off} は実際のスイッチング周波数と比較して長くしている。また，i_{in} は入力フィルタによってスイッチングノイズが除去された波形になる。

4.4 提案する協調制御法

調光範囲拡大のため，図 4.9 のように，電圧制御コンバータと電流制御コンバータを協調制御し，t_{on} の変化幅を考慮することで，LED 駆動電源の安定動作を確保する。

図 4.9 に，提案する協調制御法による，制御範囲を示す。ここで，V_{oA} は，電流制御コンバータの出力電圧，V^*_{oB} は，電圧制御コンバータの参照電圧値，I^*_{LED} は，LED 電流参照値である。

ここで，最大出力電流時の電圧制御コンバータの参照電圧値を V_F と設定し，残りの電圧を電流制御コンバータによって生成する。このように設定することで，電圧制御コンバータと電流制御コンバータの出力電力比は，100 : 37.5 となる。

フライバック型コンバータの t_{on} は，(4.11) 式より，出力電力（入力電力 × 効率）に比例するため，調光による出力電力の変化の割合を小さくすることで t_{on} の変化幅を小さくすることができる。したがって，すべての調光範囲で出力電力の比率を保持しながら制御する。また，本章において，LED 電流の最小値は最大電流値の 10 %とした。

LED 電圧 $V_{LED} = V_F$ のとき，$I_{LED} = 0$ が成り立つと仮定すると，電圧制御コンバータの

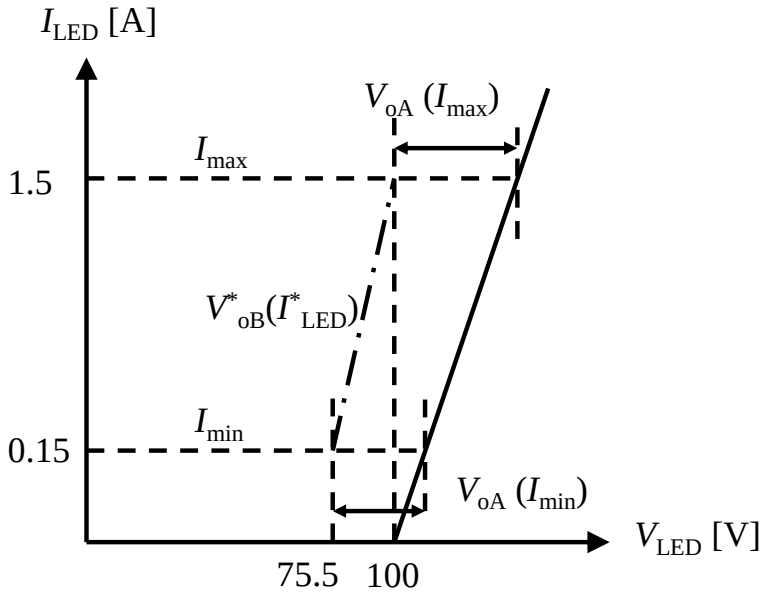

図 4.9　提案する協調制御法による制御範囲

参照電圧値 V^*_{oB} は以下のように表すことができる。

$$V^*_{oB}\left(I^*_{LED}\right) = K_1 I^*_{LED} + K_2 \tag{4.13}$$

上記の協調制御条件式中の K_1 と K_2 は，以下に示す式から計算することができる。

$$K_1 = \frac{100}{137.5}\frac{V_{max} - V_F}{I_{max}} \tag{4.14}$$

$$K_2 = \frac{100}{137.5}V_F \tag{4.15}$$

(4.13) – (4.15) 式から，電圧制御コンバータの参照電圧値 V^*_{oB} は，以下のように与えられる。

$$V^*_{oB}\left(I^*_{LED}\right) = 18.2 I^*_{LED} + 72.7 \tag{4.16}$$

最小出力電力時にスイッチング素子のオン時間を 1 μs としたとき，電圧制御コンバータのスイッチング周波数は，最大出力電力時に約 30 kHz となる。

(4.16) 式より，電圧制御コンバータ，電流制御コンバータの仕様を表 4.2, 4.3 のように設計する。この場合，それぞれのコンバータの最小出力電力は，最大出力電力の約 7.5 %となる。したがって，t_{on} も最大出力電力時の 7.5 %以上を確保できる。

4.4.1　トランス設計

トランスの一次側インダクタンス値 (L_{pB}) を設計する。(4.11) 式から，t_{on} と L_{pB} の関係が分かる。この関係を用いて，t_{on} >1 μs となるよう L_{pB} を設計する。オン時間の最小値は，電源の効率やゲートドライバのドライブ能力を考慮して決定した。本章では，交流入力電圧を

表 4.2 電圧制御コンバータの仕様

項目	最大値	最小値
出力電圧 (V)	100	75.5
出力電流 (A)	1.5	0.15
出力電力 (W)	150	11.3

表 4.3 電流制御コンバータの仕様

項目	最大値	最小値
出力電圧 (V)	37.5	28.3
出力電流 (A)	1.5	0.15
出力電力 (W)	56.3	4.25

V_{rms}=100 V とした。また，入力電力については，出力電力より効率を考慮して算出する。仮に効率を 90 %とし，設計を進める。

まず，電圧制御側トランスの一次側インダクタンス L_{pB} を設計する。4.4 節の検討結果から，出力電力の最小値は，11.3 W である。各値を (4.11) 式に代入するとオン時間の最小値 $t_{\mathrm{on_min}}$ の制限から L_{pB} の最小条件が導かれる。

$$t_{\mathrm{on_min}} = 2L_{\mathrm{pB}} \times \frac{11.3\ \mathrm{W}/0.9}{(100\ \mathrm{V})^2} > 1\ \mu\mathrm{s}$$
$$L_{\mathrm{pB}} > 398\ \mu\mathrm{H}$$

以上の結果から，L_{pB} を 400 μH とした。

この場合のオン時間の最大値 $t_{\mathrm{on_max}}$ を求める。(4.11) 式から，最大出力時 (150 W) で，$\omega t = \pi/2$ のとき，t_{on} は最大となる。できるだけ t_{on} の変化幅を小さくし，入力電圧の瞬時値が高くなった際のスイッチング周波数が低くならないよう，$n_{\mathrm{sB}}/n_{\mathrm{pB}}$ は小さくするべきである。このため耐圧を考慮して，$n_{\mathrm{pB}} : n_{\mathrm{sB}} = 3 : 1$ とした。この場合，最大のフライバック電圧は以下のように表せる。

$$V_{\mathrm{fb}} = V_{\mathrm{oB}} \frac{n_{\mathrm{pB}}}{n_{\mathrm{sB}}} = 100 \times \frac{3}{1} = 300\ \mathrm{V}$$

MOSFET に印加される最大電圧は，$\sqrt{2}V_{\mathrm{rms}} + V_{\mathrm{fb}} = 441$ V となり，MOSFET の耐圧 (600 V) 内であるため問題ない。

$t_{\mathrm{on_max}}$ は，(4.11) 式より 19.6 μs となる。また，スイッチング周波数は (4.12) 式から 34.6 kHz となる。

次に電流制御側トランスの一次側インダクタンス L_{pA} を設計する。電圧制御側トランスと同様の計算をする。

$$t_{\mathrm{on_min}} = 2L_{\mathrm{pA}} \frac{4.2\ \mathrm{W}/0.9}{(100\ \mathrm{V})^2} > 1\ \mu\mathrm{s}$$
$$L_{\mathrm{pA}} > 1.07\ \mathrm{mH} \tag{4.17}$$

以上の結果から，L_{pA} を 1.1 mH とした。

電流制御側の $t_{\mathrm{on_max}}$ を求める。巻数比は，耐圧を考慮して $n_{\mathrm{pA}} : n_{\mathrm{sA}} = 8 : 1$ とした。この場合も最大のフライバック電圧は 300 V となる。$t_{\mathrm{on_max}}$ は，(4.11) 式より 20.2 μs となる。スイッチング周波数は，(4.12) 式から 33.6 kHz となる。

4.4.2　電流臨界モード制御回路

制御回路は，電流臨界モード制御回路と協調制御回路で構成される。各回路を以下で説明する。

電流臨界モード制御回路は，t_{on} を生成する回路と t_{off} を生成する回路からなる。図 4.10 に制御回路図を示す。t_{on} 生成回路は，参照値 (ref) と検出値 (sense) との差分を PI 制御し，三角波と比較することで生成する。三角波は，定電流源 (I_{dc}) とキャパシタ (C_{c}) から生成される。また，RS ラッチによりリセットがかかるようになっている。この PI 制御で得られる値を，(4.11) 式において $A = 1$ のときの値とし，入力電圧の瞬時値によって変化する A については，補正値を積算し，t_{on} を算出する。補正値は，コンバータ入力電圧，巻数比，出力電圧から算出することができる。

t_{off} は，二次側電流 ($i_{\mathrm{sA}}, i_{\mathrm{sB}}$) の電流がゼロとなるタイミング（ゼロクロス）を検出することで生成する。ゼロクロスは，トランスの補助巻き線を用いることで検出可能であり，補助巻き線から得られる信号を図 4.10 の ZCD 端子へ接続する。この端子をゼロクロスディテクト (ZCD) とした。ZCD 端子の電圧の立下りのタイミングでパルスを発生させ，RS ラッチをセットする。RS ラッチをセットした際，三角波の生成がスタートし，次のスイッチングへと移ることになる。

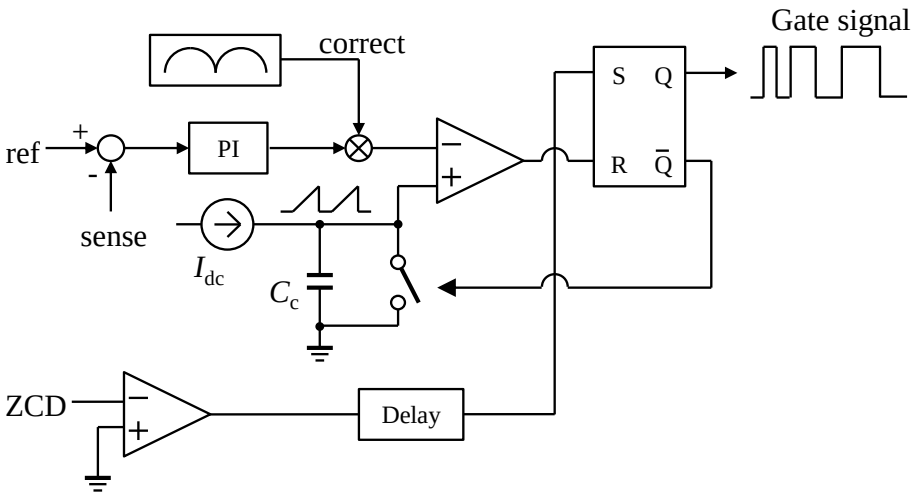

図 4.10　電流臨界モード制御回路

4.4.3　協調制御回路

協調制御の動作は，LED 参照電流値を与えて，その値に応じた V^*_{oB} を算出し，電圧制御コンバータの参照電圧値とする方法である。

図 4.11 に協調制御回路を示す。LED 参照電流値 I^*_{LED} を与え，上段の制御回路で電流制御し，下段の制御回路で電圧制御する。また，(4.16) 式を用いて，I^*_{LED} から電圧制御コンバー

タの参照電圧値 V^*_{oB} を算出する。

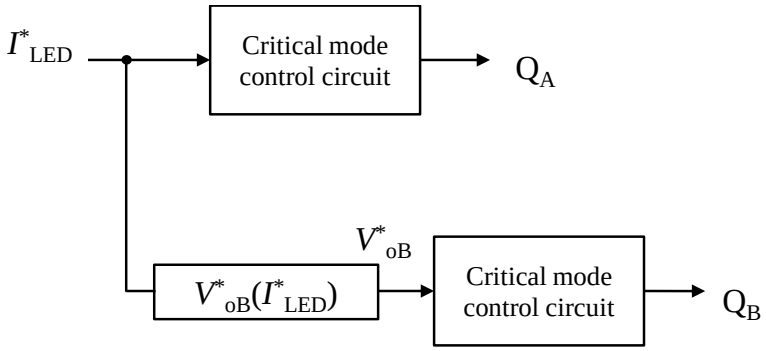

図 4.11　協調制御回路

4.5　シミュレーション結果

提案する協調制御法の有用性を確認するために，PLECS を用いた計算機シミュレーションを行った。各フライバック型コンバータの出力段の平滑キャパシタは，1 mF とした。図 4.12 に，LED 参照電流値 1.5 A のときの提案する LED 駆動電源回路の各部の波形を示す。シミュレーション波形は上から，電源電圧 (V)，電源電流 (A)，LED 電圧 (V)，LED 電流 (A) である。図 4.12 から，LED 電流は 1.5 A に制御されていることが分かる。また，電源電流はほぼ正弦波状になっており，力率は 0.99 の制御が達成できている。図 4.13，4.14 に，最大電流出力時と 0.15 A 出力時の電源電流の FFT 解析結果を示す。LED 参照電流値を変化させた場合においても，IEC61000-3-2 の限度値内となり，PFC 制御の妥当性が確認できる。

図 4.15 は，LED 参照電流値 I^*_{LED} に対する LED 電流の平均値 I_{LED} と電圧制御コンバータの出力電圧の平均値 V_{oB} のシミュレーション結果である。実線は，(4.16) 式を用いて算出した参照出力電圧値 V^*_{oB} である。LED 電流は，赤色のひし形，出力電圧は緑色の四角で示されており，電圧制御コンバータが参照出力電圧値と一致するように制御できていることが分かる。また，LED 電流 I_{LED} は，LED 参照電流値と一致するように制御できていることが分かる。

図 4.16, 4.17 は，最大出力電力時の波形で，交流入力電源の電圧がピークとなる $\omega t = \pi/2$ のときのトランス一次側電流 (i_{pA}, i_{pB}) と二次側電流 (i_{sA}, i_{sB}) の拡大波形である。波形を確認すると電流臨界モードで動作していることが分かる。また，スイッチング周波数は電圧制御コンバータが約 39 kHz，電流制御コンバータが約 37 kHz となっており，ほぼ設計通りの結果である。

図 4.18，4.19 は，最小出力電力時の波形で，交流入力電源の電圧が 0 となる $\omega t = 0$ のときのトランス一次側電流 (i_{pA}, i_{pB}) と二次側電流 (i_{sA}, i_{sB}) の拡大波形である。波形を確認すると $t_{\mathrm{on}} \approx 1$ μs となっていることが分かる。

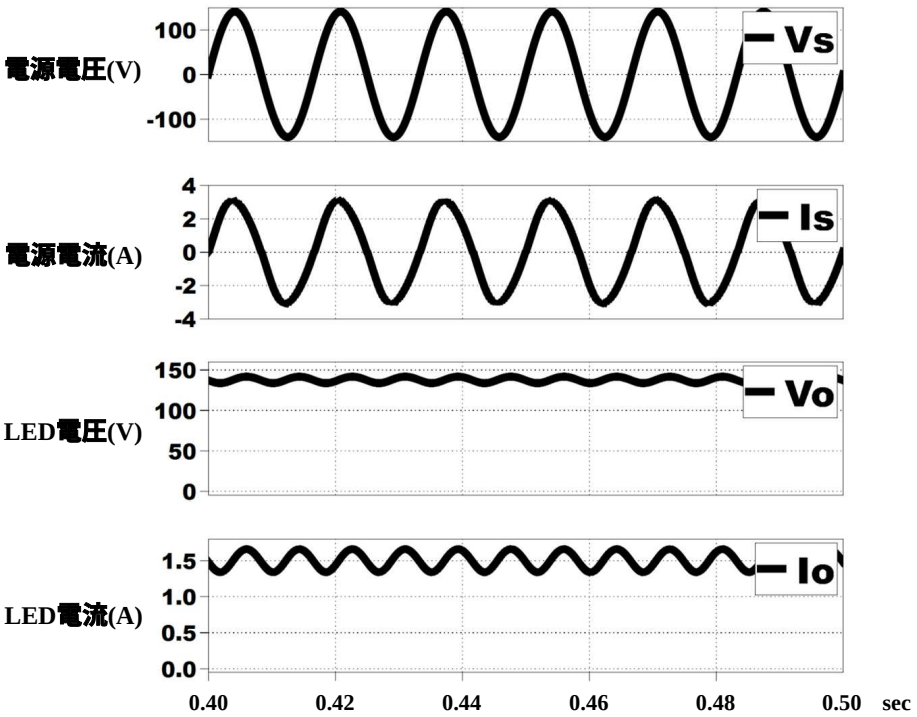

図 4.12　LED 参照電流値 I^*_{LED} が 1.5 A のときの協調制御法によるシミュレーション結果

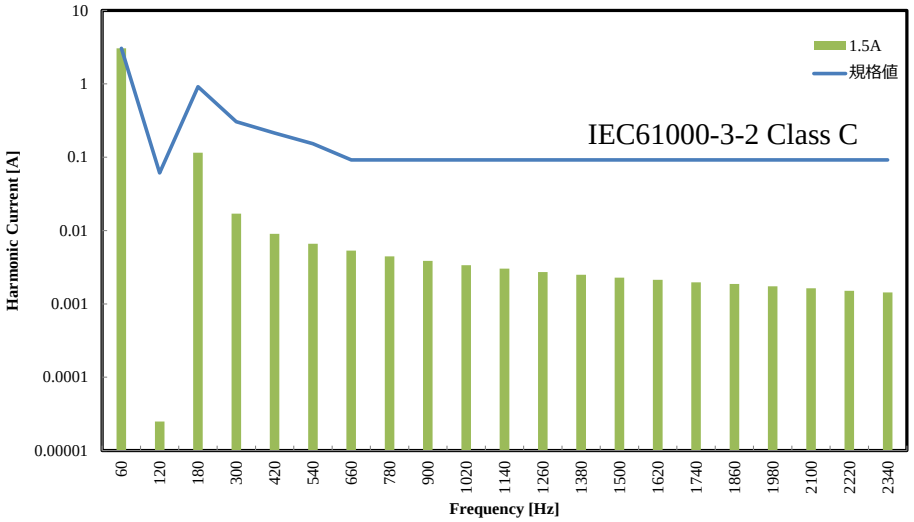

図 4.13　LED 電流の平均値が 1.5 A のときの入力電源電流の FFT 解析結果

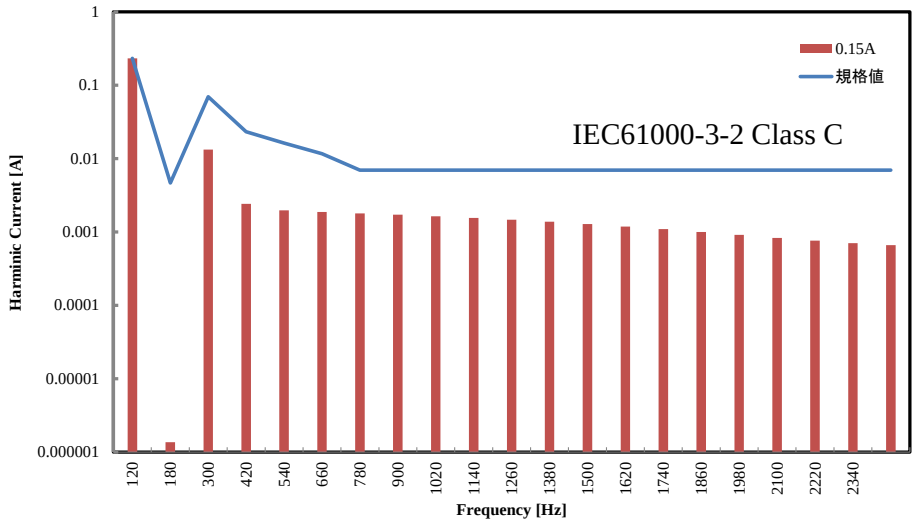

図 4.14 LED 電流の平均値が 0.15 A のときの入力電源電流の FFT 解析結果

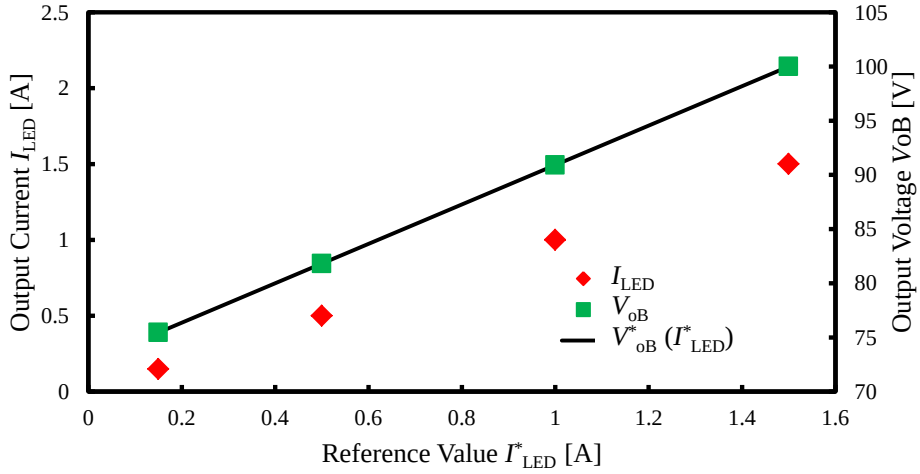

図 4.15 LED 参照電流値 I^*_{LED} に対する LED 電流 I_{LED} と出力電圧 V_{oB} の変化

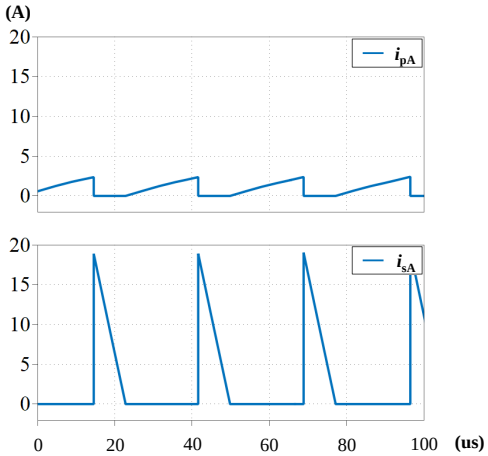

図 4.16　最大出力電力時の $\omega t = \pi/2$ の i_{pA} と i_{sA} の拡大波形

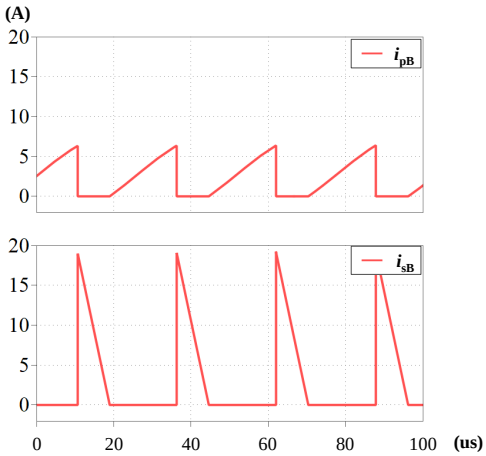

図 4.17　最大出力電力時の $\omega t = \pi/2$ の i_{pB} と i_{sB} の拡大波形

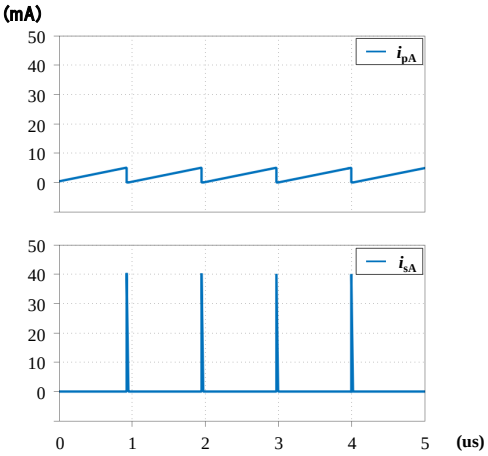

図 4.18　最小出力電力時の $\omega t = 0$ の i_{pA} と i_{sA} の拡大波形

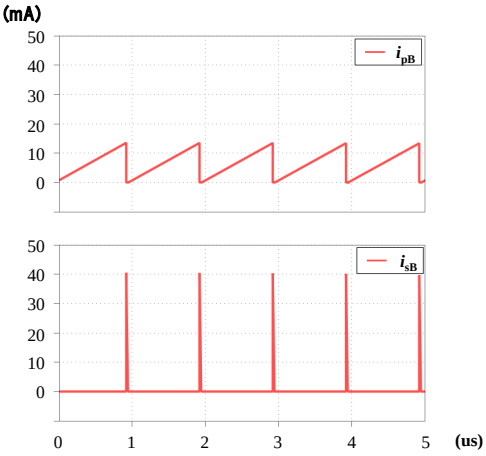

図 4.19　最小出力電力時の $\omega t = 0$ の i_{pB} と i_{sB} の拡大波形

4.6 まとめ

本章では，LED 駆動電源における一段並列接続したフライバック型コンバータの協調制御法を提案した。提案する制御法は，参照電流値に応じて各コンバータを協調制御することで，オン時間の最小値を 1 μs 以上確保しながら，最大出力電流の 10 %〜100 %まで電流を安定に制御できる特長をもつ。

提案する協調制御法と設計手法について述べ，PLECS を用いた計算機シミュレーションを行った。シミュレーション結果から，協調制御によって LED 電流 10 %調光時もオン時間の最小値 $t_{\mathrm{on_min}}$ を 1 μs 以上とし，安定的に制御できることを明らかにした。

第5章　絶縁型LED駆動電源の簡易オン時間制御

4章では，調光範囲の拡大を目的に絶縁型のフライバック型コンバータを一段並列接続し，協調制御する手法を提案した。2つのフライバック型コンバータをLED参照電流値に応じて，それぞれ個別に制御することで，最大電流の10 %まで安定に動作させることを可能とした。また，最小出力電流時のスイッチング素子のオン時間を1 μs以上確保している。4章の協調制御において，駆動電源を安定的に動作させるため，駆動対象のLED照明の順方向電圧を基に2つのコンバータの電力比率を決定していた。そのため，電圧制御コンバータと電流制御コンバータが出力する電力の比率は，100 : 37.5となっている。

本章では，電力変換効率のさらなる向上を目的とし，出力電力を均等化した，新しい協調制御法を提案する。一段並列接続されたフライバック型コンバータは，LED参照電流値に応じて，それぞれのコンバータの出力電力が均等となるように制御される。この制御方法によって高い電力変換効率を達成し，スイッチング素子の定格を下げることが可能となった。さらに簡単な制御回路で電源を制御することができる。

フライバック型コンバータを用いてPFC制御するためには，4.3.2節の(4.11)式に示したように，交流入力電源の瞬時電圧値に応じて，オン時間を制御する必要があった。この制御により，入力電流の高調波電流を抑制することができるが，制御が複雑となってしまう。そこで，スイッチング素子のオン時間制御について，昇圧型コンバータと同様に，出力電力が一定の際に，交流電源の瞬時電圧値に依存しない，簡易オン時間制御を検討した。

簡易オン時間制御により，入力電流において高調波歪みが発生するが，IEC61000-3-2のClass C規格内に抑えられることを確認している。簡易オン時間制御することで，さらに制御を簡略化できることに加え，昇圧型コンバータ用に設計されたアナログ制御ICを利用することが可能となる。

PLECSを用いたコンピュータシミュレーションにおいて，提案する制御法の有効性を確認した。また，試作機を作成し，実験を行った。この実験において，協調制御法を組み込むまでに至らなかったが，フライバック型コンバータの動作自体は同等なものとして，動作させることができた。スイッチングには昇圧型コンバータ用PFC制御アナログICであるNCP1608を用いている。実験結果から，LEDの最大電流の10 %から100 %の調光範囲において安定動作することを確認する。

5.1 均等出力電力による協調制御法

本章で駆動対象とする LED 照明は 4 章で用いた LED 照明と同一であり，図 4.1 で示した LED モデルを用いる。LED の I-V 特性がダイオードと同等の特性であることを考慮して，電圧制御ではなく，電流制御とする。本章で用いる一段並列接続の LED 駆動電源回路を図 5.1 に示す [33]。上段のフライバック型コンバータを電流制御とすることで，駆動対象の LED 照明を安定して駆動させることができる。

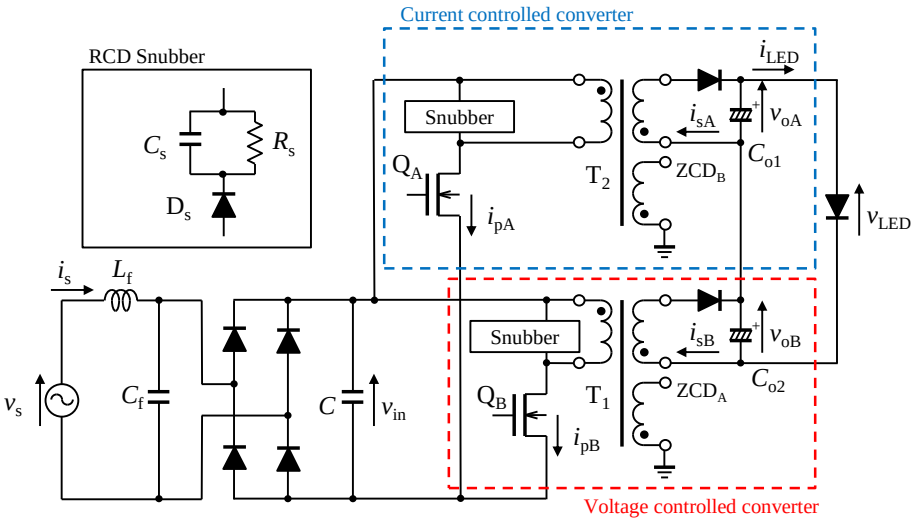

図 5.1 一段並列接続の LED 駆動電源回路

4 章で提案した協調制御法において，電圧制御コンバータと電流制御コンバータの出力電力比率は，LED 照明の特性に対応させるため不均一であった。均等ではない条件で駆動電源を動作させる場合，スイッチング素子の定格電流やトランスの出力電力がそれぞれのコンバータで異なることになる。電力効率のさらなる向上と回路パラメータ設計の簡単化，および素子のストレス低減を図るためには出力電力の均等化が求められる。

図 5.2 に，本章で提案する均等出力電力による，協調制御法の制御範囲を示す。ここで，電圧制御コンバータの出力電圧は 2 つのコンバータの合計した出力電圧の半分となるように，設計されている。このため，(4.13) 式の K_1，K_2，$V^*_{\mathrm{oB}}\left(I^*_{\mathrm{LED}}\right)$ は，以下のように算出される。

$$K_1 = \frac{1}{2}\frac{V_{\max} - V_{\mathrm{F}}}{I_{\max}} \tag{5.1}$$

$$K_2 = \frac{1}{2}V_{\mathrm{F}} \tag{5.2}$$

また，(4.16) 式は以下のように変更される。

$$V^*_{\mathrm{oB}}\left(I^*_{\mathrm{LED}}\right) = 12.5I^*_{\mathrm{LED}} + 50 \tag{5.3}$$

協調制御の制御回路については，図 4.11 に示した回路となり，4 章の制御回路と同じである。また，参照出力電圧 V^*_{oB} は，LED 参照電流値 I^*_{LED} に対応して，(5.3) 式から計算する

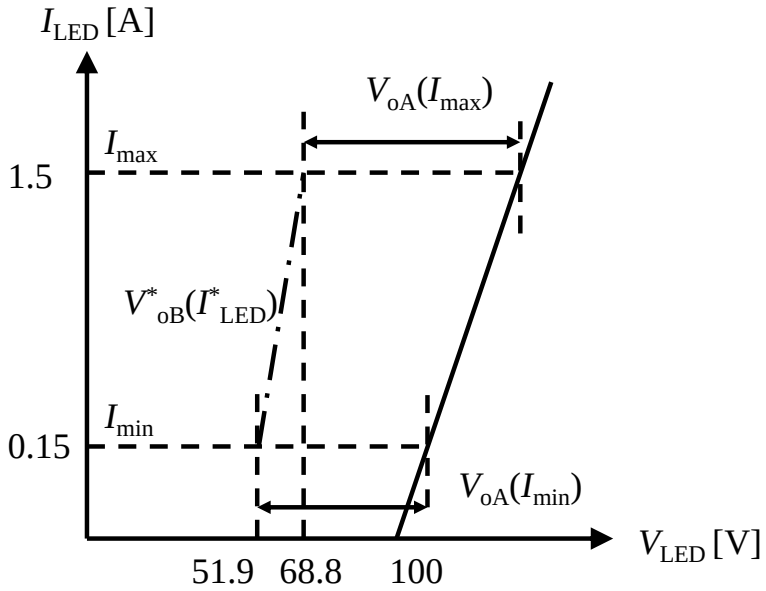

図 5.2　提案する均等出力電力協調制御法における制御範囲

ことができる。4 章で示した協調制御法と本章での協調制御法の違いは，V^*_{oB} の算出式である (5.3) 式の係数部分である。電圧制御コンバータの出力電力は，4 章の協調制御法と比較して，約 30 %削減されている。このため，本章での協調制御法においては，電圧制御側トランスの定格電力とスイッチング素子の定格電流が削減され，2 つのコンバータの出力電力が均等になり，回路や熱設計が簡単になっている。

5.2　簡易オン時間制御法

4 章では，2 つのコンバータは CRM 動作し，スイッチング素子のオン時間 t_{on} は，入力電源電流の高調波歪みを改善するように制御されていた。

本章でも，4 章と同様に t_{on} 時間を 1 μs 以上確保し，LED 駆動電源を安定的に動作させられるようにする。スイッチング素子として用いる MOSFET のゲートにおける寄生のキャパシタと MOSFET を駆動するゲートドライバの駆動能力は，スイッチング動作に影響を与える。このため，回路定数と t_{on} の関係を明らかにすることは，制御を検討する際に重要な事項となる。フライバック型コンバータが CRM 動作で制御されているとき，スイッチング素子のオン時間 t_{on} は，4 章の (4.11) 式より以下のように表せる。

$$t_{on_var} = 2L_p \frac{P_{out}}{\eta V_{rms}^2} A \tag{5.4}$$

$$A = \left(1 + \frac{n\sqrt{2}V_{rms}\sin(\omega t)}{v_{out}}\right)$$

ここでオン時間を t_{on_var} と表記したのは，各制御方式におけるオン時間を区別するためである。また，L_p は，トランスの一次側インダクタンス値，P_{out} は，出力電力，η は，電力変換

効率，V_{rms} と ω は，入力電源電圧の実効値と角周波数，n はトランスの巻数比で，$n_{\mathrm{s}}/n_{\mathrm{p}}$ で与えられる。(5.4) 式から，オン時間 t_{on} は，入力電源電圧の瞬時値によって変化することが分かる。

一方，昇圧型コンバータが CRM 動作で PFC 制御する場合，昇圧型コンバータにおけるオン時間 $t_{\mathrm{on_boost}}$ は，(4.4) 式から以下のように与えられる。

$$t_{\mathrm{on_boost}} = 2L\frac{P_{\mathrm{out}}}{\eta V_{\mathrm{rms}}^2} \tag{5.5}$$

ここで，L は昇圧型コンバータのインダクタのインダクタンス値である。(5.5) 式から，t_{on} は入力電源電圧の瞬時値に依存しないことが分かる。つまり，一定の P_{out} と一定の入力電圧 V_{rms} であればオン時間は一定となる。昇圧型コンバータによる電流臨界モード動作力率改善制御 IC は，このような制御を行う駆動電源用に開発されており，広く普及している [67]。

フライバック型コンバータにおいても入力電圧の瞬時値に依存せず，P_{out} と V_{rms} だけに依存するよう t_{on} を制御する簡易的な制御を用いることもできる。そのような簡易オン時間制御を行なった場合のオン時間を $t_{\mathrm{on_cnst}}$ とすると，以下のように表すことができる [29]。

$$t_{\mathrm{on_cnst}} = \frac{\pi L_{\mathrm{p}}}{2}\frac{P_{\mathrm{out}}}{\eta V_{\mathrm{rms}}^2 BX} \tag{5.6}$$

ここで，B と X は以下のように表せる。

$$B = \frac{v_{\mathrm{out}}}{n\sqrt{2}V_{\mathrm{rms}}} \tag{5.7}$$

$$X = \begin{cases} 1 - \frac{\pi B}{2} + \frac{B^2}{\sqrt{1-B^2}}\left(\ln\left|\frac{B+1-\sqrt{1-B^2}}{B+1+\sqrt{1-B^2}}\right| - \ln\left|\frac{1-\sqrt{1-B^2}}{1+\sqrt{1-B^2}}\right|\right) & \text{when } 0 < B < 1 \\ 2 - \frac{\pi}{2} & \text{when } B = 1 \\ 1 - \frac{\pi B}{2} + \frac{2B^2}{\sqrt{B^2-1}}\left(\tan^{-1}\frac{B+1}{\sqrt{B^2-1}} - \tan^{-1}\frac{1}{\sqrt{B^2-1}}\right) & \text{when } 1 < B \end{cases} \tag{5.8}$$

図 5.3 にオン時間 t_{on} と LED 電流 I_{LED} の関係を示す。この図において，$t_{\mathrm{on_varL}}$ と $t_{\mathrm{on_varH}}$ は，(5.4) 式から計算された，LED 参照電流値における最小のオン時間と最大のオン時間である。入力電圧の瞬時値によってオン時間が変化する制御を施す場合のトランス一次側インダクタンス値 $L_{\mathrm{p}} = 580\ \mu\mathrm{H}$，巻数比 $n = 1/5$ としている。また，固定オン時間制御の場合のトランス一次側インダクタンス値 $L_{\mathrm{p}} = 232\ \mu\mathrm{H}$，巻数比 $n = 2/3$ としている。トランス一次側インダクタンス値 L_{p} と巻数比 n は，それぞれ最小出力電力時の t_{on} が 1 μs 以上，かつ，最大出力電力時のスイッチング周波数が 30 kHz 以上となるように設計している。また，出力電圧と LED 電流の関係は，(5.3) 式を満たすように設定されている。

図 5.3 から，最大出力電力時において，$t_{\mathrm{on_cnst}}$ は，$t_{\mathrm{on_varL}}$ より小さな値となっている。このことから，簡易オン時間制御法は，トランスのサイズを小さくできることを示唆している。

図 5.4 に，本章で用いるフライバック型コンバータ用の電流臨界モード制御回路図を示す [29]。この回路図で，“sense” は電圧制御コンバータの場合，間接的に得られた出力電圧値

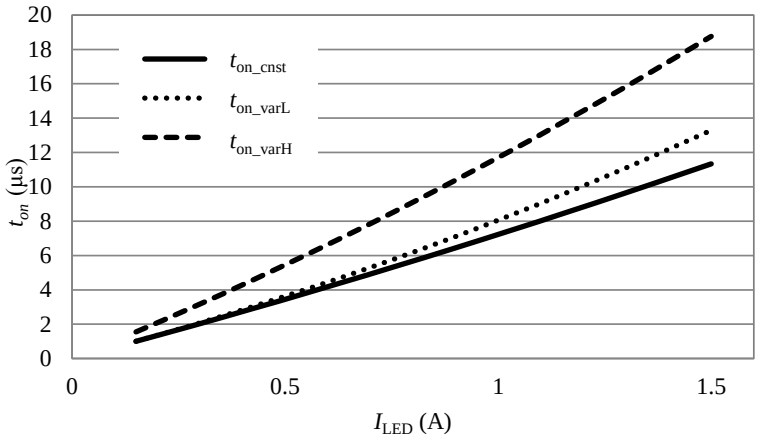

図 5.3　LED 電流 I_{LED} と t_{on} の関係 (η = 0.9，V_{rms} = 100 V)

である。これは，ゼロ電流検出信号 (ZCD) 電圧をダイオードで整流し，平均化することで得られる。ゼロ電流検出信号は，トランスの補助巻き線によって得ることができ，補助巻き線には，トランスの二次側巻線との巻数比によって決まる係数によって，出力電圧に比例した電圧が出力される。

4 章で提案した制御法においては，入力電流の高調波歪みを抑制するために，(5.4) 式の変数 A のための補正ブロックを用いていた。本章においては，この補正ブロックを用いる必要がないため，図 4.10 に記載された補正ブロックを削除している。このため，図 5.4 から補正ブロックを削除している。

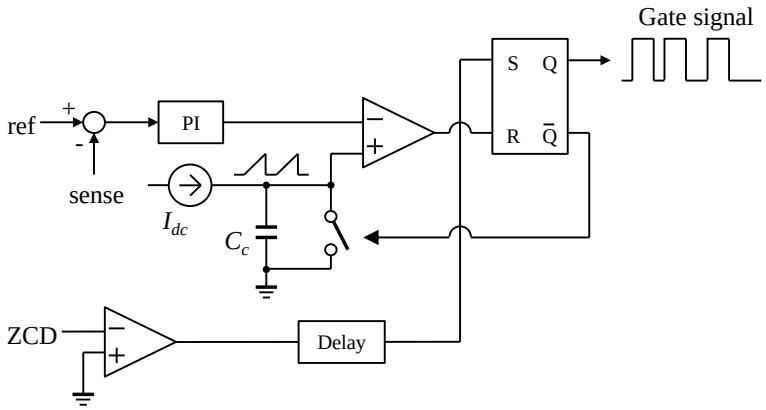

図 5.4　簡易オン時間制御を用いた CRM 制御回路

5.3　シミュレーション結果

提案する制御手法の有効性と実用性について，PLECS を用いて検証した。表 5.1 に回路定数を示す。図 5.1 の回路において，これらの値を用いてシミュレーションした。シミュレーションにおいても，電力変換効率を確認するため，MOSFET のオン抵抗 R_{Mon}，ダイオードの順方向電圧 V_D とオン抵抗 R_{Don}，トランスの一次側と二次側の寄生抵抗 R_{Lp} と R_{Ls} を考慮

した。出力電圧のリップル値を 3 %以下とするため，平滑キャパシタのキャパシタンス値 C_1 と C_2 は，それぞれ 1 mF とした。

表 5.1 回路定数

Item		Value
AC source voltage	V_{rms}[Vrms]	100
Source frequency	f[Hz]	60
Capacitance of filter capacitor	C_{f}[μF]	0.1
Smoothing capacitance	C[μF]	0.5
Smoothing capacitances	C_1, C_2[mF]	1
Forward voltage of rectifier diode	V_{D}[V]	0.7
On-resistance of rectifier diode	R_{Don}[mΩ]	30
Inductance of filter inductor	L_{f}[mH]	2
On-resistance of MOSFET	R_{Mon}[mΩ]	30
Primary side inductance of voltage and current control transformers	L_{p}[μH]	232
Turns ratio of voltage and current control transformers	$N_{\mathrm{p}} : N_{\mathrm{s}}$	3 : 2
Primary side resistance of voltage and current control transformers	R_{Lp}[mΩ]	20
Secondary side resistance of voltage and current control transformers	R_{Sp}[mΩ]	20
LED load model	Ref. Fig. 4.1	-
Resistance of snubber	R_{s}[kΩ]	75
Capacitance of snubber	C_{s}[nF]	22

図 5.5 に LED 参照電流値 I^*_{LED} = 1.5 A のときの提案する協調制御法におけるシミュレーション結果を示す。図 5.5 において，v_{s} は入力電圧，i_{s} は入力電流，v_{LED} は出力電圧，i_{LED} は LED 電流である。この図から，LED 電流の平均値は，LED 参照電流値である 1.5 A と一致していることが分かる。さらに，CRM 動作において，i_{s} は正弦波に近い形状をしており，力率は 0.99 となっている。

図 5.6 に LED 電流が 1.5 A のときの入力電源電流 i_{s} の FFT 解析結果を示す。この図から，入力電流は提案する制御法を用いて，IEC61000-3-2 [68] の規格を満足している。図 5.7 に LED 電流が 0.2 A のときの入力電源電流 i_{s} の FFT 解析結果を示す。LED 電流が 0.2 A のときでも規格を満足している。

図 5.8 に，LED 参照電流値 I^*_{LED} に対する，電圧制御コンバータの出力電圧の平均値 V_{oB} と LED 電流の平均値 I_{LED} のシミュレーション結果を示す。実線で示されているのは，(5.3) 式から計算された参照電圧値 V^*_{oB} である。この図から，V_{oB} は，参照値と一致していることが分かる。また，I_{LED} が I^*_{LED} と一致していることが分かる。

図 5.9 にオン時間 t_{on} と LED 参照電流値 I^*_{LED} の関係を示す。この図において，$t_{\mathrm{on_cnst}}$ は，(5.6) 式から計算されたオン時間であり，t_{onA} と t_{onB} は，電流制御コンバータと電圧制御コン

バータのオン時間のシミュレーション結果である。$t_{\mathrm{on_cnst}}$ は，図 5.3 に用いた条件と同じ条件で計算したが，効率 η についてはシミュレーションの結果に合わせて，0.95 としている。図 5.9 から，両コンバータの t_{on} の値は，(5.6) 式で計算された値と一致しており，設計通りに制御されていると考えられる。

図 5.10 に LED 参照電流値 I^*_{LED} に対する電力変換効率のシミュレーション結果を示す。この図から 4 章で提案した協調制御法を用いた場合の最大電力変換効率は，93.5 %(図 5.10 の previously proposed) であることが分かる。また，5.1 節で提案した協調制御法を用いた場合の最大電力変換効率は，約 93 %(図 5.10 の proposed1) である。しかしながら，簡易オン時間を採用した協調制御法を用いた場合の最大電力変換効率は，約 95 %(図 5.10 の proposed2) である。

簡易オン時間を採用した協調制御法における電力変換効率は，4 章で提案した協調制御法や 5.1 節で提案した均等電力制御法と比較して，すべての調光範囲で高い結果となった。簡易オン時間制御した際に電力変換効率が向上するのは，インダクタンス値の低減により漏れインダクタンス値を低減でき，さらに巻数比も低減できるため，サージ電圧が下り，スナバによる損失が低減できるためだと考えられる。これらの結果から，本章で提案する LED 駆動電源の制御法は有用であると言える。

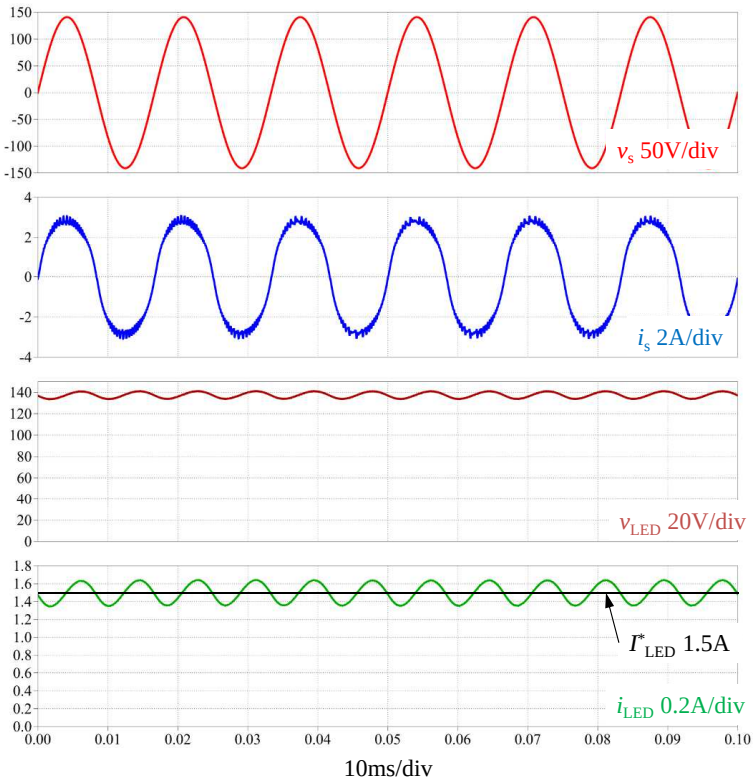

図 5.5　シミュレーション結果：LED 参照電流値 I^*_{LED} が 1.5 A のときの提案する協調制御法における各波形

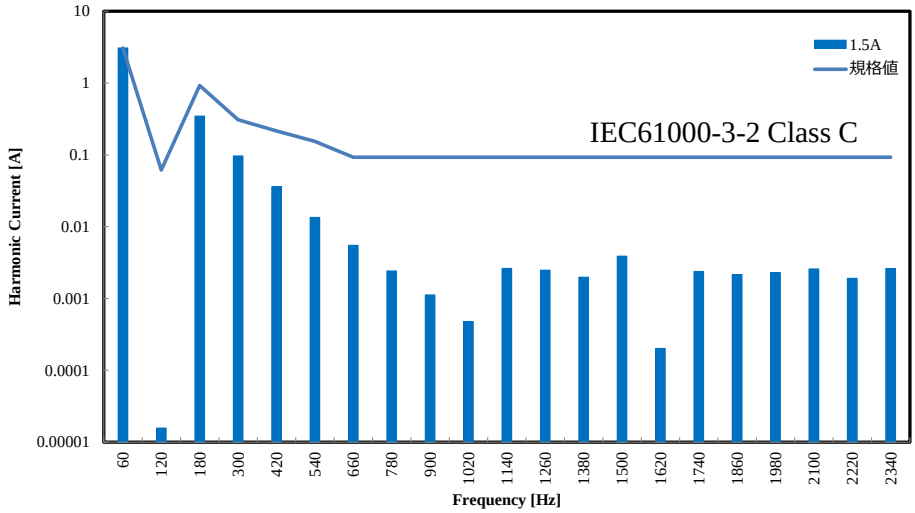

図 5.6 シミュレーション結果：LED 電流の平均値が 1.5 A のときの入力電源電流の FFT 解析結果

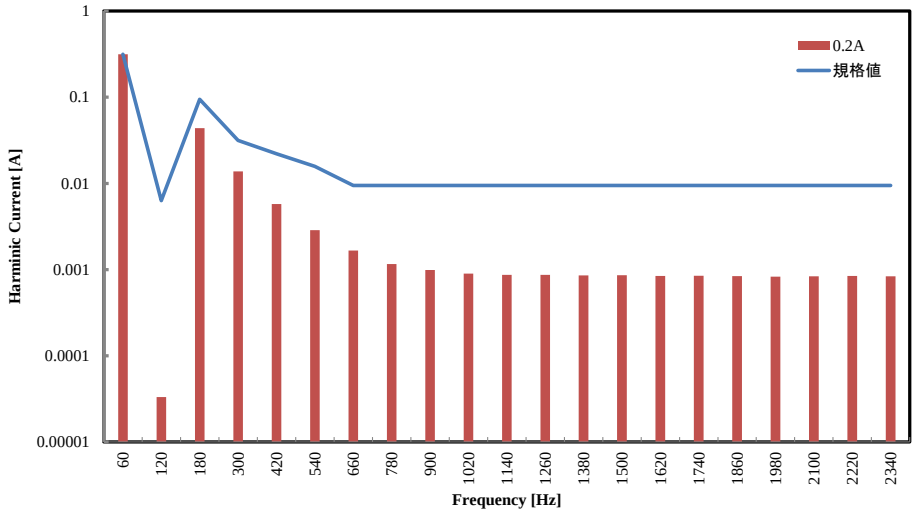

図 5.7 シミュレーション結果：LED 電流の平均値が 0.2 A のときの入力電源電流の FFT 解析結果

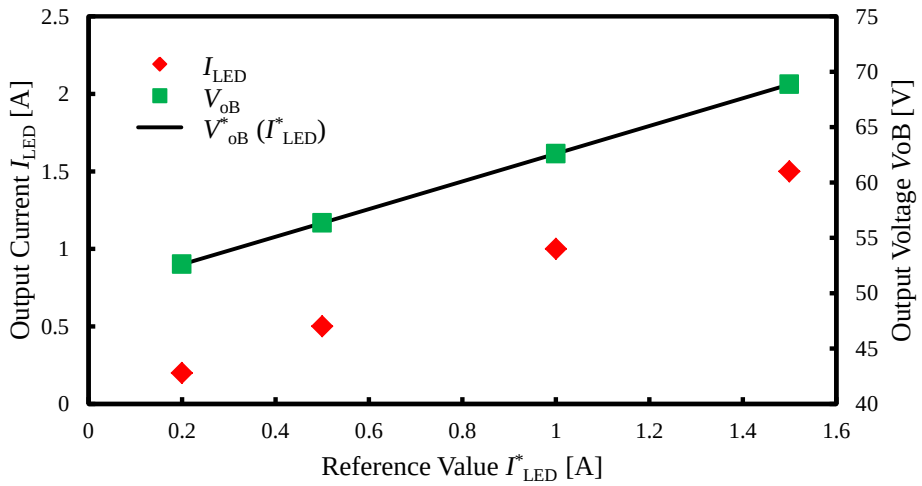

図 5.8　シミュレーション結果：LED 参照電流値 I^*_{LED} に対する LED 電流 I_{LED} と出力電圧 V_{oB} の変化

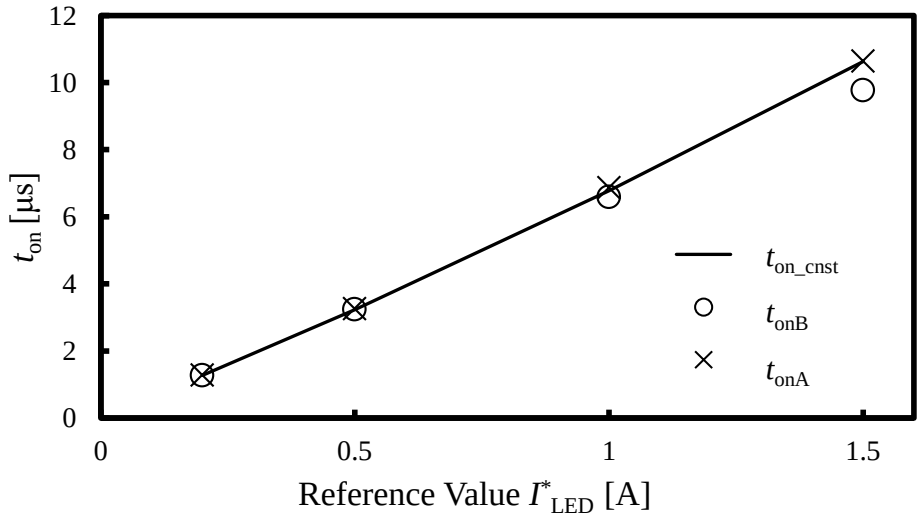

図 5.9　シミュレーション結果：LED 参照電流値 I^*_{LED} に対するオン時間 t_{on} の変化

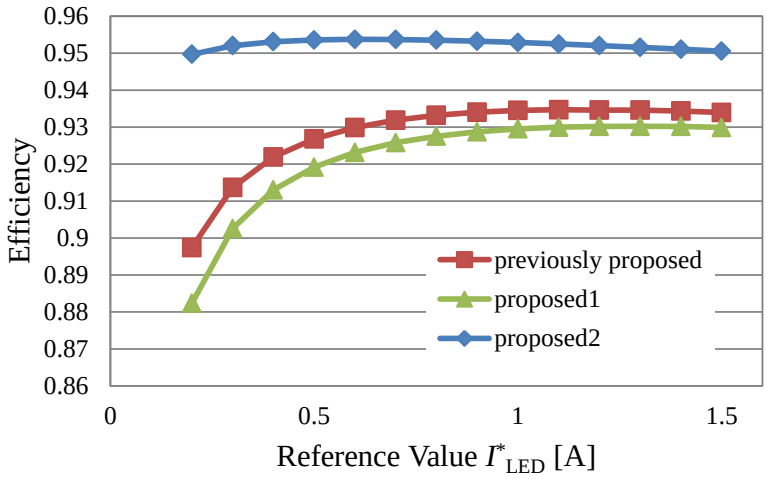

図 5.10　シミュレーション結果：LED 参照電流値 I^*_{LED} に対する電力変換効率の変化

5.4 実機検証

提案する制御法を用いた LED 駆動電源の試作機を作成し実験した。試作機において，基本的な動作確認のため，2 つのアナログ制御 IC(NCP1608, On Semiconductor, Phoenix, AZ, USA) を用いた。この制御 IC を用いることで，簡易オン時間制御を簡単に実現できる。しかしながら NCP1608 で実現できる最小の t_{on} は，1.4μs 程度であるため，実験における最小出力電流は 0.2 A に制限される。また，この試作機においては，基本動作の確認までの実験であり，協調制御自体を組み込むまでに至らなかった。このため，どちらのコンバータについても電圧制御となっており，電流制御ではない。ただし，制御回路は異なるものの，電力変換回路自体の動作は同一のものであり，電力変換効率等の実験結果は，本来の制御回路を組み込んでもほぼ同じ結果となると考えられる。トランスのコアには，PQ40 / 40 を用いた。回路定数は，基本的に表 5.1 に示した通りである。この試作機において，フィルタ用インダクタは，インダクタンス値 L_f = 400 μH のタムラ製作所製鉄合金系ダストチョークコイルを用いている。入力電圧の平滑キャパシタ C は，2 つの部品に分け，それぞれ 0.47 μF のキャパシタンス値のキャパシタをコンバータの直近に配置した。

図 5.11 に試作機における回路ブロック図を示す。この回路は，ノイズフィルタ回路，整流ダイオード回路，フライバック型コンバータ回路，制御回路から構成される。図 5.12 に提案する LED 駆動電源の試作機を示す。この実験において，負荷は電子負荷を用いており，その I-V 特性は，図 4.1 に示したモデルと同一に設定した。

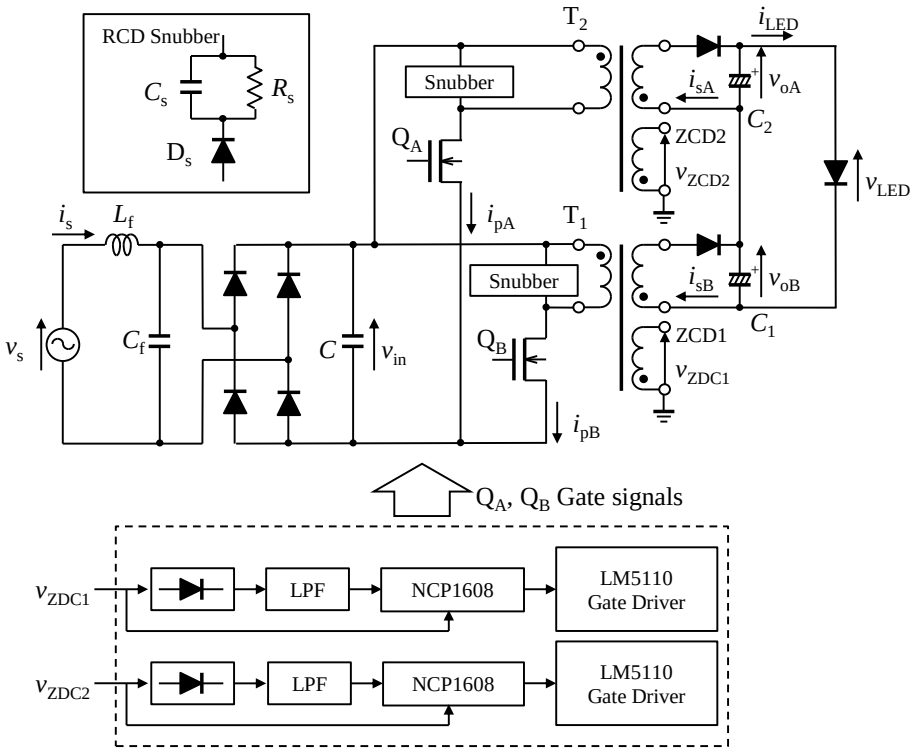

図 5.11 試作機における回路ブロック図

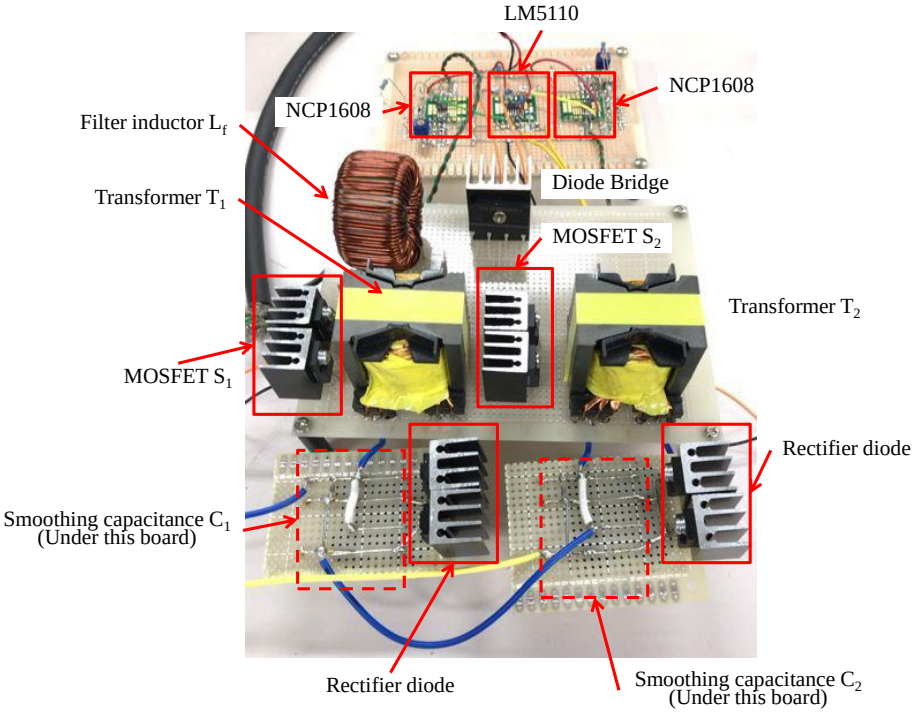

図 5.12　提案する LED 駆動電源の試作機

図 5.13 に LED 電流が 1.5 A のときの各波形の実験結果を示す。図 5.13 に示された各波形は，上から v_s，i_s，v_{LED}，i_{LED} である。v_s と i_s の実効値は，それぞれ 98.33 Vrms，2.163 Arms であった。v_{LED} と i_{LED} の平均値は，それぞれ 140.8 V，1.482 A であった。実験によって得られたこれらの値は，理論値にほぼ一致している。

図 5.14 に LED 電流が 0.2 A 時の各波形の実験結果を示す。図において，v_{ds1} と v_{ds2} は，S1 と S2 のドレイン–ソース間電圧，v_{LED} と i_{LED} は，出力電圧と LED 電流である。図 5.14 では，t_{on} は約 1.7 μs となっている。LED 電流が 0.2 A のとき，電力変換効率 η は約 85 %で，t_{on} の実験から得られた値は，この効率における理論値である約 1.4 μs に近い値になっている。

図 5.15，5.16 に実験による LED 電流が 1.5 A 時と 0.2 A 時の入力電源電流の FFT 解析結果を示す。LED 電流 i_{LED} = 0.2 A の際の 3 次と 5 次の高調波が 1.5 A 時の値よりも大きい。これは，アナログ制御 IC の制限によるもので，スイッチング素子 Q_A と Q_B を正確に駆動できていないためだと考えられる。しかしながら，そのような条件下でも提案する制御法による高調波の値は，IEC61000-3-2 [68] の規格を満足している。

図 5.17 に実験によるオン時間 t_{on} と LED 電流の平均値 I_{LED} の関係を示す。この図において，実線で表される t_{on_cnst} は，(5.6) 式から得られるオン時間の計算値であり，t_{onA} と t_{onB} は，電流制御コンバータと電圧制御コンバータのオン時間の実験結果である。t_{on_cnst} の値は，図 5.3 に用いた条件と基本的に同じ条件で計算した結果である。ただし，電力変換効率 η は，各出力電流時の実験により得られた効率を用いている。図 5.17 から，両コンバータの t_{on} の値は，(5.6) 式から計算された値と一致している事が分かる。

図 5.18 に実験による電力変換効率と LED 電流の平均値 I_{LED} の関係を示す。LED 電流が 0.2 A のとき，電力変換効率は約 85 %であり，シミュレーション結果である図 5.10 と比較すると出力電流が小さい範囲で効率が低下していることが分かる。これは，シミュレーションにおいて，MOSFET のスイッチング損失を考慮できておらず，その影響によるものと考えられる。

図 5.19 に実験による最大出力時の電力変換効率と入力電源電圧の関係を示す。電力変換効率はすべての入力電源電圧において，93.5 %以上となっており，V_{rms} が 220 V のときに最大の効率 94.8 %となった。これらの結果から，提案する LED 駆動電源は，主要な国々で使用する事ができる。

図 5.20 に実験による最大出力電力時における損失解析結果を示す。損失解析において，入力電源電圧 V_{rms} = 100 Vrms である。両コンバータは均等出力電力となるように，同じ回路定数と部品を使用しており，損失解析においては，電圧制御コンバータを代表として解析した。半導体素子による損失が全損失の約 75 %を占めている。このため，半導体素子を SiC で構成すればより高効率となると考えられる。

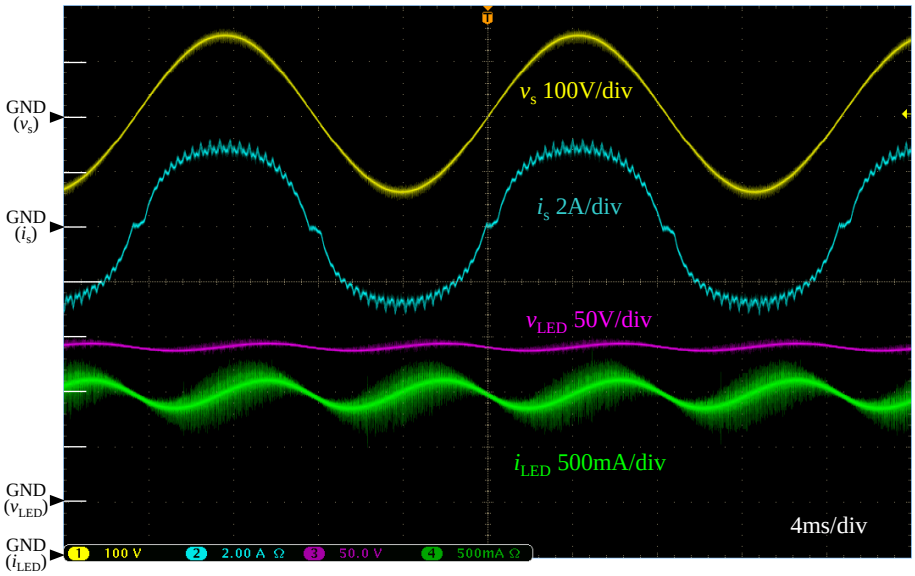

図 5.13　実験結果：LED 電流が 1.5 A 時の各波形

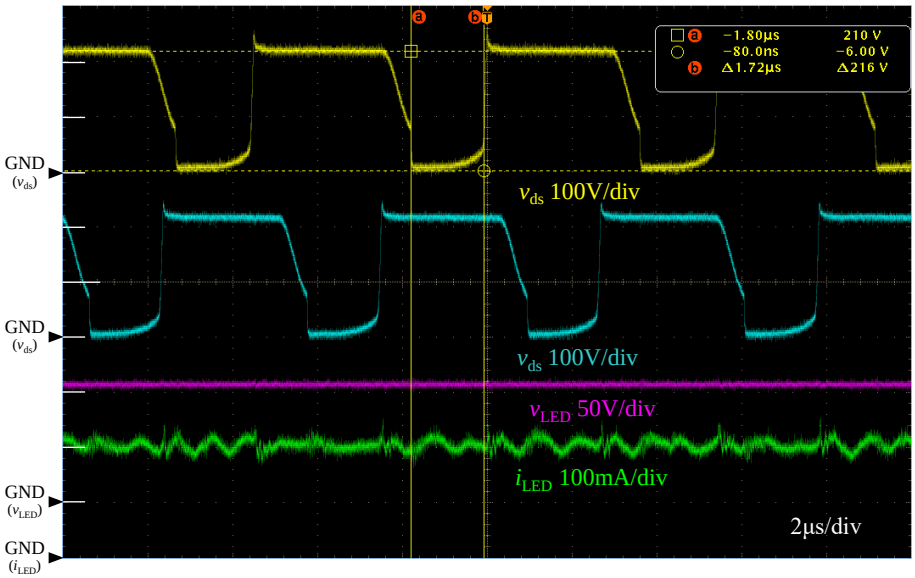

図 5.14　実験結果：LED 電流が 0.2 A 時の各波形

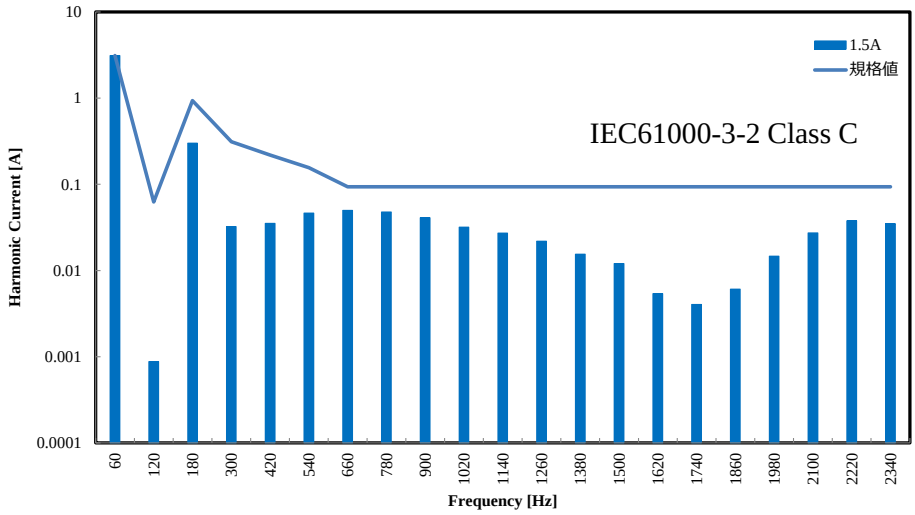

図 5.15　実験結果：LED 電流の平均値が 1.5 A のときの入力電源電流の FFT 解析結果

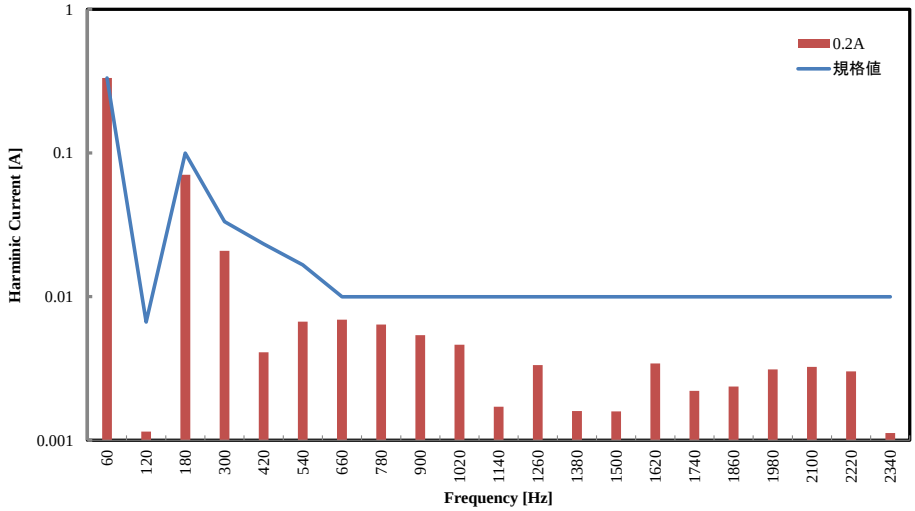

図 5.16　実験結果：LED 電流の平均値が 0.2 A のときの入力電源電流の FFT 解析結果

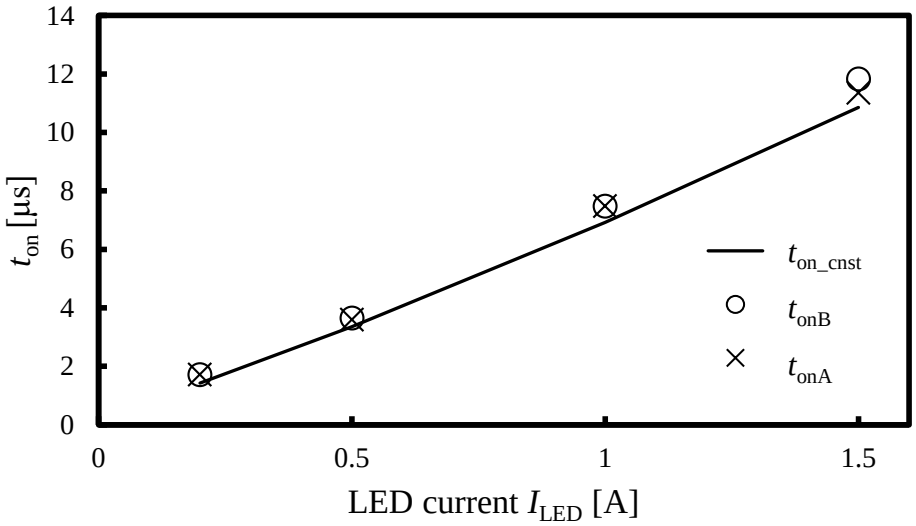

図 5.17 実験結果：LED 電流 I_{LED} に対するオン時間 t_{on} の変化

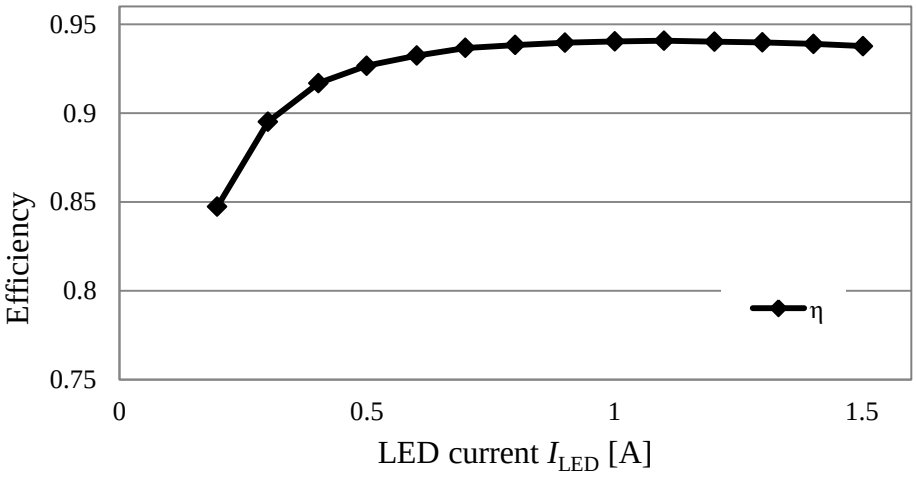

図 5.18 実験結果：LED 電流 I_{LED} に対する電力変換効率 η の変化

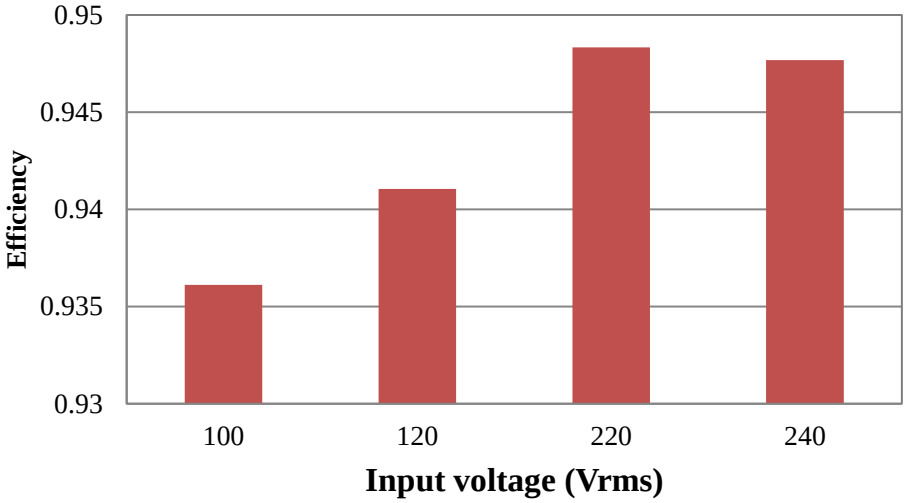

図 5.19 実験結果：入力電源電圧に対する電力変換効率の変化

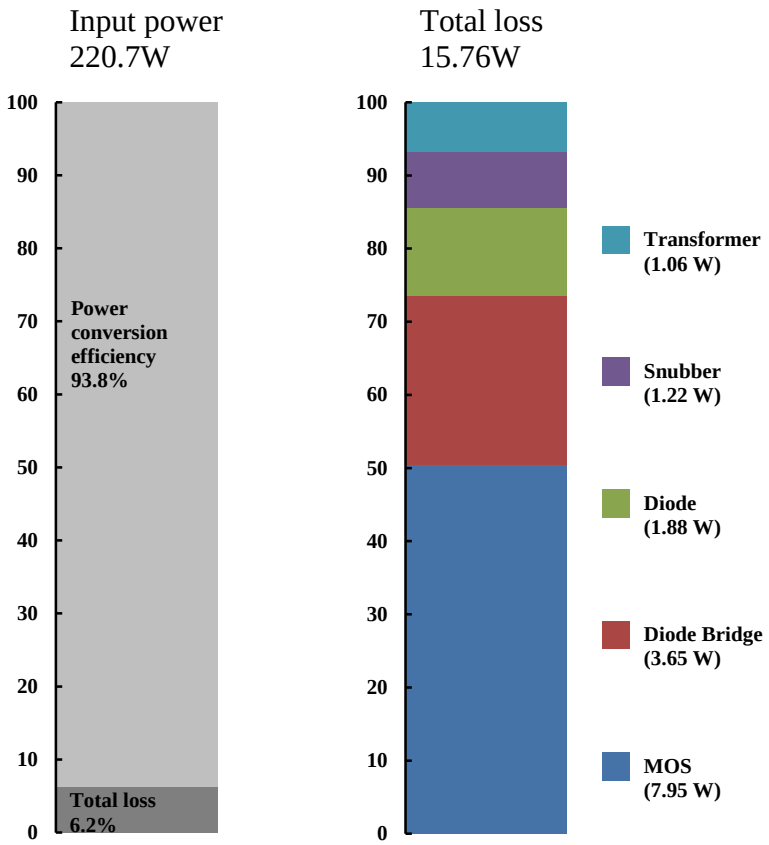

図 5.20　実験結果：最大出力電力時の損失解析

5.5 まとめ

本章では，出力電力を均等化し協調制御を用いた 200 W クラスの LED 駆動電源を提案した。電力変換効率と調光範囲について，4 章の課題を克服している。シミュレーション結果から，提案する簡易オン時間制御法を用いた LED 駆動電源の電源電流は IEC61000-3-2 の規格を満足することを確認した。実験結果から，最大出力電力時に 93.5 %程度の電力変換効率となり，調光範囲 0.2 A から 1.5 A で制御可能であることを確認できた。提案する制御方法を用いた LED 駆動電源の試作機は IEC61000-3-2 の規格を満足することを確認した。

第6章　結論

本論文では，協調制御を用いた一段並列構成の高輝度 LED 照明駆動用電源回路を提案し，その回路の有用性を明らかにした。

第 1 章では，消費エネルギーの増大にともなう化石燃料の枯渇，温暖化ガス排出による気候変動について述べた。地球環境の保全のため，再生可能エネルギーの導入が進められているが，消費エネルギーの削減も重要であり，省エネルギー化可能な LED 照明の普及が重要であることを述べた。また，LED 駆動電源の研究動向について述べた。

第 2 章では，LED の発光原理について説明し，LED を駆動する電源回路について説明した。また，高輝度 LED 駆動電源として広く用いられている二段直列接続回路について説明し，力率改善回路の必要性について述べた。また，二段直列接続回路と比較して，電力変換効率が優れる一段並列接続回路について説明し，一段並列接続回路による調光制御に関する課題について説明した。

第 3 章では，非絶縁型の DC / DC コンバータと絶縁型の DC / DC コンバータを用いた，一段並列非絶縁型 LED 駆動電源を検討した。出力電力が 400 W 級の LED 駆動電源について，設計および実験による検証結果を示した。シミュレーションおよび実験結果から，提案する協調制御を用いることで，MOSFET のオン時間を 300 ns 以上確保しながら LED 定格電流の 1 %から 100 %の広範囲で調光できることを確認した。提案する LED 駆動電源は従来法と比較して，最小電流を 87 %以上低減できた。また，LED 駆動電源の電力変換効率を改善するためにスイッチングデバイスに SiC-MOSFET を用いた実機を構築し，導通損失を低減できることを確認した。最後に，LED 電流が低電流な領域における電力変換効率を改善するために可変スイッチング周波数制御法を提案した。実験結果から，可変スイッチング周波数制御法を用いることで，低電流領域において電力変換効率が改善することを確認できた。

第 4 章では，絶縁型のフライバック型コンバータを用いた，一段並列接続絶縁型 LED 駆動電源を検討した。LED 駆動電源としての汎用性を確保するため，絶縁型の電源を検討した。提案する制御法は，参照電流値に応じて各コンバータを協調制御することで，オン時間の最小値を 1 μs 以上確保しながら，最大出力電流の 10 %～100 %まで電流を安定に制御できる特長をもつ。提案する協調制御法と設計手法について述べ，計算機シミュレーションを行った。シミュレーション結果から，協調制御によって LED 電流 10 %調光時もオン時間の最小値を 1 μs 以上とし，安定的に制御できることを明らかにした。

第 5 章では，簡易オン時間制御を用いた絶縁型の一段並列接続型 LED 駆動電源を検討した。電力変換効率のさらなる向上を目的とし，出力電力を均等化した，新しい協調制御法を提案した。電力変換効率と調光範囲について，4 章の課題を克服している。シミュレーションによる検証から，提案する制御法を用いた LED 駆動電源の電源電流は，IEC61000-3-2 の規格を満足することを確認した。実験結果から，最大出力電力時に 93.5 %程度の電力変換効率となり，調光範囲 0.2 A から 1.5 A で制御可能であることを示した。提案する制御方法を用いた LED 駆動電源の試作機における電源電流が IEC61000-3-2 の規格を満足することを確認した。

以上より，提案した協調制御を用いた一段並列構成の高輝度 LED 照明駆動用電源回路の有用性を明らかにした。本研究における今後の検討課題として以下があげられる。

- 3 台以上のコンバータの協調制御による組み合わせ拡張の検討
- 調光の応答性改善による光通信への応用検討

参考文献

(1) 経済産業省, 経産省（編）. 2018 年版 エネルギー白書. 経済産業調査会, 8 2018.

(2) “BP Statistical Review of World Energy June 2018”. p. 54, 2018.

(3) 国土交通省気象庁. “温室効果ガスの種類”. https://www.data.jma.go.jp/cpdinfo/chishiki_ondanka/p04.html.

(4) Stocker, T.F., D. Qin, G.-K. Plattner, M. Tignor, S.K. Allen, J. Boschung, A. Nauels, Y. Xia, V. Bex, and P.M. Midgley (eds.). “Climate Change 2013: The Physical Science Basis. Contribution of Working Group I to the Fifth Assessment Report of the Intergovernmental Panel on Climate Change”. *IPCC*, p. 1535, 2013.

(5) 刑部真弘. エネルギーと環境問題の疑問 55 (みんなが知りたいシリーズ 8). 成山堂書店, 6 2018.

(6) 藤原宗, 稗田祥正, 境要典, 亀田倫之, 山田洋明, 水田敬. “高輝度 LED 用電源回路における現状と課題”. 電気学会研究会資料. ECT, 電子回路研究会, Vol. 2012, No. 87, pp. 81–86, dec 2012.

(7) 箕田充志, 福島志斗, 恒次秀起, 栗原勇次. “植物育成用 LED 光源の制御法”. 電気学会論文誌Ｄ（産業応用部門誌）, Vol. 127, No. 12, pp. 1249–1250, 2007.

(8) 野下裕市, 伊東淳一. “線形動作する電流バイパス回路を多段直列接続した高力率 LED 駆動回路”. 電気学会論文誌Ｄ（産業応用部門誌）, Vol. 134, No. 5, pp. 554–563, 2014.

(9) Ryota Yamagata, Hiroaki Yamada, Tsuyoshi Hanamoto, Yoshimasa Hieda, and Hajime Fujiwara. “A Novel Power Supply with Blinking LEDs and Substrate Temperature Feedback for A Plant Factory”. In *8th Asia-Pacific Symposium on Applied Electromagnetics and Mechanics*, pp. 114–115, 2014.

(10) 経済産業省. “生産動態統計/電球、配線及び電気照明器具”. http://www.meti.go.jp/statistics/tyo/seidou/result/ ichiran/08_seidou.html.

(11) Hexa Research. “High-Brightness LED Market Size and Forecast, By Application, and Trend Analysis, 2014 - 2024”. https://www.hexaresearch.com/research-report/ high-brightness-hb-led-market, 2017.

(12) 岩崎電気. “H5322S”. https://www.iwasaki.co.jp/lighting/support/products/detail.php?ItemNo=H5322S.

(13) Y. K. Cheng and K. W. E. Cheng. “General Study for using LED to replace traditional lighting devices”. In *2006 2nd International Conference on Power Electronics Systems and Applications*, pp. 173–177, Nov 2006.

(14) 岩崎電気. “LEDioc FLOOD ZEST 800 クラス”. https://www.iwasaki.co.jp/lighting/support/products/ detail.php?ItemNo=E33102N%2FNSAJ2.

(15) United Nations Environment. “Minamata Convention on Mercury”. http://mercuryconvention.org/ Convention/tabid/3426/Default.aspx.

(16) 新井良一. “集魚用の大光量 LED 照明の開発”. 産学官連携ジャーナル, 6 2015.

(17) 水産庁. “平成 29 年度水産白書”. http://www.jfa.maff.go.jp/j/kikaku/wpaper/29hakusyo/attach/pdf/index-16.pdf.

(18) M. Arias, D. G. Lamar, F. F. Linera, D. Balocco, A. Aguissa Diallo, and J. Sebastián. “Design of a Soft-Switching Asymmetrical Half-Bridge Converter as Second Stage of an LED Driver for Street Lighting Application”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 3, pp. 1608–1621, March 2012.

(19) D. Gacio, J. M. Alonso, J. Garcia, D. Garcia-Llera, and J. Cardesin. “Optimization of a Front-End DCM Buck PFP for an HPF Integrated Single-Stage LED Driver”. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 3, No. 3, pp. 666–678, Sept 2015.

(20) X. Wu, Z. Wang, and J. Zhang. “Design Considerations for Dual-Output Quasi-Resonant Flyback LED Driver With Current-Sharing Transformer”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, No. 10, pp. 4820–4830, Oct 2013.

(21) M. Arias, D. G. Lamar, J. Sebastian, D. Balocco, and A. A. Diallo. “High-Efficiency LED Driver Without Electrolytic Capacitor for Street Lighting”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 49, No. 1, pp. 127–137, Jan 2013.

(22) Y. Li, X. Chen, Y. Liu, H. Tang, Q. Guo, and Y. Lu. “Single-stage PFC converters for electrolytic capacitor-less LED lamps”. In *2017 China International Electrical and Energy Conference (CIEEC)*, pp. 102–106, Oct 2017.

(23) J. C. W. Lam and P. K. Jain. “A High Power Factor, Electrolytic Capacitor-Less AC-Input LED Driver Topology With High Frequency Pulsating Output Current”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 30, No. 2, pp. 943–955, Feb 2015.

(24) M. Arias, M. Fernández Diaz, D. G. Lamar, D. Balocco, A. Aguissa Diallo, and J. Sebastián. “High-Efficiency Asymmetrical Half-Bridge Converter Without Electrolytic Capacitor for Low-Output-Voltage AC–DC LED Drivers”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, No. 5, pp. 2539–2550, May 2013.

(25) W. Lun, K. H. Loo, S. Tan, Y. M. Lai, and C. K. Tse. “Bilevel Current Driving Technique for LEDs”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 24, No. 12, pp. 2920–2932, Dec 2009.

(26) J. Zhang, H. Zeng, and T. Jiang. “A Primary-Side Control Scheme for High-Power-Factor LED Driver With TRIAC Dimming Capability”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 11, pp. 4619–4629, Nov 2012.

(27) W. Chen and S. Y. R. Hui. “A Dimmable Light-Emitting Diode (LED) Driver With Mag-Amp Postregulators for Multistring Applications”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 6, pp. 1714–1722, June 2011.

(28) Y. Hsieh, B. Liu, J. Wu, C. Fang, H. Tsai, and Y. Juang. “A Hgh-Dimming-Ratio LED Driver for LCD Backlights”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 11, pp. 4562–4570, Nov 2012.

(29) X. Xie, J. Li, K. Peng, C. Zhao, and Q. Lu. “Study on the Single-Stage Forward-Flyback PFC Converter With QR Control”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, No. 1, pp. 430–442, Jan 2016.

(30) Chun-An Cheng, Hung-Liang Cheng, and Tsung-Yuan Chung. “A novel single-stage high-power-factor LED street-lighting driver with coupled inductors”. In *2013 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 1–7, Oct 2013.

(31) C. Cheng, C. Chang, T. Chung, and F. Yang. “Design and Implementation of a Single-Stage Driver for Supplying an LED Street-Lighting Module With Power Factor Corrections”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 30, No. 2, pp. 956–966, Feb 2015.

(32) C. Moo, Y. Chen, and W. Yang. “An Efficient Driver for Dimmable LED Lighting”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 11, pp. 4613–4618, Nov 2012.

(33) G. Jane, Chun-Chieh Su, Huang-Jen Chiu, and Yu-Kang Lo. “High-efficiency LED driver for street light applications”. In *2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, pp. 1–5, Nov 2012.

(34) Round H. J. “A note on carborundum”. *Electrical World*, Vol. 19, p. 309, 1907.

(35) Lossev O. V. “Luminous carborundum detector and detection effect and oscillations with crystals”. *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*, Vol. 6, No. 39, pp. 1024–1044, 1928.

(36) Nick Holonyak and S. F. Bevacqua. “Coherent (visible) light emission from ga(as1 − xpx) junctions”. *Applied Physics Letters*, Vol. 1, No. 4, pp. 82–83, 1962.

(37) 古川静二郎. 半導体デバイス (電子通信学会大学シリーズ〈E-1〉). コロナ社, 10 1982.

(38) E. Fred Schurbert. *Light-Emitting Diodes 2nd edition*, pp. 1–23, 59–63. Cambridge University Press, 2006.

(39) LED 照明ハンドブック. オーム社, 2008.

(40) M. R. Krames, O. B. Shchekin, R. Mueller-Mach, G. O. Mueller, L. Zhou, G. Harbers, and M. G. Craford. “Status and Future of High-Power Light-Emitting Diodes for Solid-State Lighting”. *Journal of Display Technology*, Vol. 3, No. 2, pp. 160–175, June 2007.

(41) Panasonic Lighting Design Support Site P.L.A.M. “LED の基礎”. http://www2.panasonic.biz/es/lighting/plam/knowledge/document/0901.html.

(42) 新日本無線株式会社. “PWM 調光機能付き定電流 LED ドライバ NJW4617”. https://www.njr.co.jp/products/semicon/PDF/NJW4617_J.pdf.

(43) Muhammad H Rashid. *Power electronics handbook*. Butterworth-Heinemann, 2017.

(44) 長谷川彰. 改訂 スイッチング・レギュレータ設計ノウハウ - すべての疑問に応えた電源設計 現場技術者実戦シリーズ. CQ 出版, 改訂, 1 1993.

(45) 戸川治朗. スイッチング電源のコイル/トランス設計 - 磁気回路-コア選択-巻き線の難題を解く (POWER ELECTRONICS). CQ 出版, 9 2012.

(46) 関東経済産業局ウェブサイト. “省エネルギー法の概要”. http://www.kanto.meti.go.jp/seisaku/shoene/ 1-2shoene_ho_gaiyo.html.

(47) 大森英樹, 弘田泉生. “パワーエレクトロニクスで変わる家電製品”. 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, Vol. 119, No. 2, pp. 127–132, 1999.

(48) 植杉通可, 金澤秀俊, 蛭間淳之, 宮崎浩, 神戸崇幸. “力率改善型エアコン用単相倍電圧コンバータ回路”. 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, Vol. 119, No. 5, pp. 592–598, 1999.

(49) 高橋勲. “II. 種々の高力率整流回路”. 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, Vol. 119, No. 5, pp. 568–569, 1999.

(50) 安岡康一. 電力工学 (基本を学ぶ). オーム社, 11 2012.

(51) KIKUSUI ELECTRIC CORP. “菊水電子技術資料–電源高調波電流について”. Technical report, KIKUSUI ELECTRIC CORP., 2000.

(52) ビル構内電源品質確保調査専門委員会編工場. “工場 ビルにおける電源品質確保の現状と対策”. 電気学会技術報告, 1996.

(53) 通商産業省資源エネルギー庁公共事業部. “家電・汎用品高調波抑制対策ガイドライン”. 2000.

(54) EMC 共通技術専門委員会. “高調波抑制対策技術指針 (JEAG 9702-2013) の改定について”. Technical report, 一般社団法人　電子情報技術産業協会, 2014.

(55) 赤木泰文. “電源高調波規制と対応技術 II 電源高調波規制に対応するパワーエレクトロニクス技術”. 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, Vol. 115, No. 9, pp. 1089–1091, 1995.

(56) グリーン・エレクトロニクス編集部（編）. グリーン・エレクトロニクス No.3 続 LED 照明&力率改善回路の設計. CQ 出版, 3 2011.

(57) 経済産業省. 電気用品安全法. 2018.

(58) “IEEE Recommended Practices for Modulating Current in High-Brightness LEDs for Mitigating Health Risks to Viewers”. *IEEE Std 1789-2015*, pp. 1–80, June 2015.

(59) B. Wang, X. Ruan, K. Yao, and M. Xu. “A Method of Reducing the Peak-to-Average Ratio of LED Current for Electrolytic Capacitor-Less AC–DC Drivers”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 25, No. 3, pp. 592–601, March 2010.

(60) 伊東洋一, 楊仲慶, 赤木泰文. “分散型電源を含む小規模直流電力供給システムの制御法”. 電気学会論文誌Ｄ（産業応用部門誌）, Vol. 126, No. 9, pp. 1236–1242, 2006.

(61) 佐藤祐規人, 仁芳賀, 近藤正示. “並列接続した昇圧チョッパのキャリア位相差に着目した配線損失と出力電圧リプルの解析”. 【全国大会】平成 24 年電気学会全国大会論文集, pp. 2–3, mar 2012.

(62) M. T. Zhang, Yimin Jiang, F. C. Lee, and M. M. Jovanovic. “Single-phase three-level boost power factor correction converter”. In *Proceedings of 1995 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC’95*, Vol. 1, pp. 434–439 vol.1, March 1995.

(63) K. D. Coelho and I. Barbi. “A three level double-ended flyback converter”. In *2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No.03TH8692)*, Vol. 1, pp. 651–655 vol. 1, June 2003.

(64) 小山純, 根葉保彦, 花本剛士, 山田洋明. パワーエレクトロニクス入門 (第 3 版). 朝倉書店, 第 3, 3 2018.

(65) Luís Martínez-Salamero. “Efficiency comparison between si and sic-based implementations in a high gain dc–dc boost converter”. *IET Power Electronics*, Vol. 8, pp. 869–878(9), June 2015.

(66) Joel Turchi. “AND8123/D Power Factor Correction Stages Operating Critical Conduction Mode”. Technical report, ON Semiconductor, 2014.

(67) ON Semiconductor. “NCP1608 Critical Conduction Mode PFC Controller Utilizing a Transconductance Error Amplifier”. Technical report, ON Semiconductor, 2015.

(68) *IEC-61000-3-2 Edition 4.0*, pp. 19–20. International Electrotechnical Commission, 2014.

発表論文

学術論文

(1) 矢田 智春，山田 洋明，花本 剛士：「LED 駆動電源における並列接続したフライバックコンバータの協調制御法」，パワーエレクトロニクス学会誌，Vol.40，pp.168-175(2014)

(2) Tomoharu Yada, Yuta Katamoto, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, Masayuki Okamoto, and Tsuyoshi Hanamoto, “Design and Experimental Verification of 400-W Class LED Driver with Cooperative Control Method for Two-Parallel Connected DC/DC Converters, ”*Energies*, Vol. 11, No. 9, 20pages (2018)

口頭発表

(1) 矢田智春，山田洋明，花本剛士：「LED 駆動電源における一段並列構成したフライバックコンバータの協調制御」，パワーエレクトロニクス学会第 205 回定例研究会，兵庫県神戸市，JIPE-40-19，2014 年 10 月 18 日

(2) 矢田智春，藤原宗，武渕堅次，山田洋明：「LED 駆動電源における並列接続した均等出力電力フライバックコンバータの協調制御法」，電気学会電子回路研究会，東京都目黒区，ECT-15-109，pp.71-76，2015 年 12 月 21 日

(3) 矢田智春，藤原 宗，山田洋明：「LED 駆動電源における並列接続した均等出力電力フライバックコンバータの協調制御法」，平成 29 年電気学会全国大会，Vol.4，pp.201-202，富山県富山市，2017 年 3 月 15 日

謝辞

本論文は，筆者が新日本無線株式会社において進めてきたLED駆動電源に関する研究をまとめたものである。

本論文をまとめるに当たり，親切なご指導とご鞭撻を頂きました九州工業大学大学院生命体工学研究科生体機能応用工学専攻 花本剛士教授ならびに山口大学大学院創成科学研究科 山田洋明准教授に心から感謝申し上げます。

本論文の審査に際し，貴重なご意見，ご指導を頂きました九州工業大学大学院生命体工学研究科生体機能応用工学専攻 大村一郎教授，バンディ・シャム・スディル准教授，工学研究院電気電子工学研究系 松本聡教授に深く感謝いたします。

また，本研究に携わるチャンスを与えていただいた新日本無線株式会社 瀬志本明氏，本研究の遂行に当たりビジネス的な視点で様々なアドバイスをいただいた新日本無線株式会社新規事業開発部 藤原宗氏，仕事と研究の両立に苦心する私に対して精神的なサポートをいただいた武渕堅次氏，実験装置の作成にご協力いただいた加藤義規氏に深く感謝いたします。

電源開発のノウハウをご教授いただいたパワーアシストテクノロジー株式会社の方々，長野日本無線株式会社パワーエレクトロニクス事業部 本道正彦氏に厚くお礼申し上げます。

仕事のため，なかなか実験を進められなかった私をサポートして下さった，研究室の修士課程，学部の学生の方々に感謝いたします。

最後に，本論文をまとめるに当たり子育てに多忙であるにも関わらず，温かく見守ってくれた妻の瑞季，笑顔で癒してくれた娘の紬に感謝します。