

平成 25 年度修士論文

電解コンデンサレス・フリッカ補正型
AC-DC ダイレクト LED 駆動回路

指導教員 小林 春夫 教授
群馬大学大学院理工学府
電気電子工学専攻

権力

目次

1. 研究背景と目的
2. スイッチングレギュレータ
 2. 1 スイッチング電源の構成
 2. 2 PWM コンバータの回路要素とスイッチング波形
 2. 3 降圧型 ・昇圧型 ・昇降圧型コンバータ
3. 電流充放電型リップル制御方式
 3. 1 基本制御回路
 3. 2 トランスレス・ダイレクト駆動回路
 3. 3 フィードバック制御
4. 電圧谷埋め補正回路
 4. 1 基本補正方式
 4. 2 各種リップル低減方法
5. 新電流充放電型リップル制御方式
6. まとめ&今後の課題

概要

スイッチング電源方式において、ケミコンレス方式駆動回路と通常の AC-DC コンバータに用いられる一般的な回路の2つの構成が考えられる。

ケミコンレス LED 駆動回路の基本はパルス幅変調 (PWM 制御) を行うことで、スイッチング周期に合わせて適切なタイミングでスイッチングを行い、平滑回路 (電解コンデンサ) は必要なくなり、小容量セラミック・コンデンサに置き替えても、正常に動作することである。

LED は直流電流の駆動素子のため、交流電源で点灯させる場合、整流素子と平滑回路を用いた直流安定化電源を用いるのが一般的。平滑回路に必要な電解コンデンサは周囲温度や自己発熱により 10°C の温度上昇で寿命が半分になる。このため LED 照明器の寿命は温度依存性により電解コンデンサの寿命に左右されていた。

本論文ではテーマに示されるように電解コンデンサレス、トランスレス、代わりに小容量のコンデンサを使って、AC-DC ダイレクト、フリッカ補正型 LED 駆動回路について検討した。いきなり小容量のコンデンサを使うと、フリッカが発生してしまうので、まずは電流充放電型リプル制御方式を検討することにより、回路の動作とリプル状況を確認し、そして、電圧谷埋め補正回路により、各種のリプル低減方式でリプルを最小限に抑えた。最後に、回路を実装しやすい (サブコンデンサ両端の電圧を下げる) ため、新しい電流充放電型リプル制御方式を考えた上、回路を実装し、実験結果を検討した。

1. 研究背景と目的

1. 1 研究背景

世界的な CO₂ 削減などの後押しもあり、「エコ」に対する取り組みが急速に広がっている。その一つとして、白熱灯や蛍光灯などから、長寿命で低消費電力のLED (Light Emitting Diode) を使った照明に変わっていく傾向がある。商用電源とLEDの間、交流電圧から直流電圧に変換するスイッチング電源、つまりAC/DCコンバータが必要になり、LEDを駆動するには、駆動電源回路が必要である。LED駆動電源回路において、アルミ電解コンデンサが必須だと言われている。しかし、電解コンデンサを使うと、LED駆動回路の寿命が非常に短くなり、一方で、電解コンデンサを使わないで、代わりに小容量コンデンサを使うと、光がちらつく、不安定になる問題が出てくる。

LED照明に期待されるもっとも大きな効果は、高効率かつ長寿命という点である。しかしながら冷静に設計を進めていくと、小型化にいたる部分で放熱が問題となり、仮に放熱面がクリアできたとしても、回路自身が相応に高温になってしまうことが予想される。そして高温になったとき露呈するのが、電源回路に使用される電解コンデンサの寿命である。

- LED の寿命

図 1.1.1 に描いたのは LED の輝度低減曲線である。

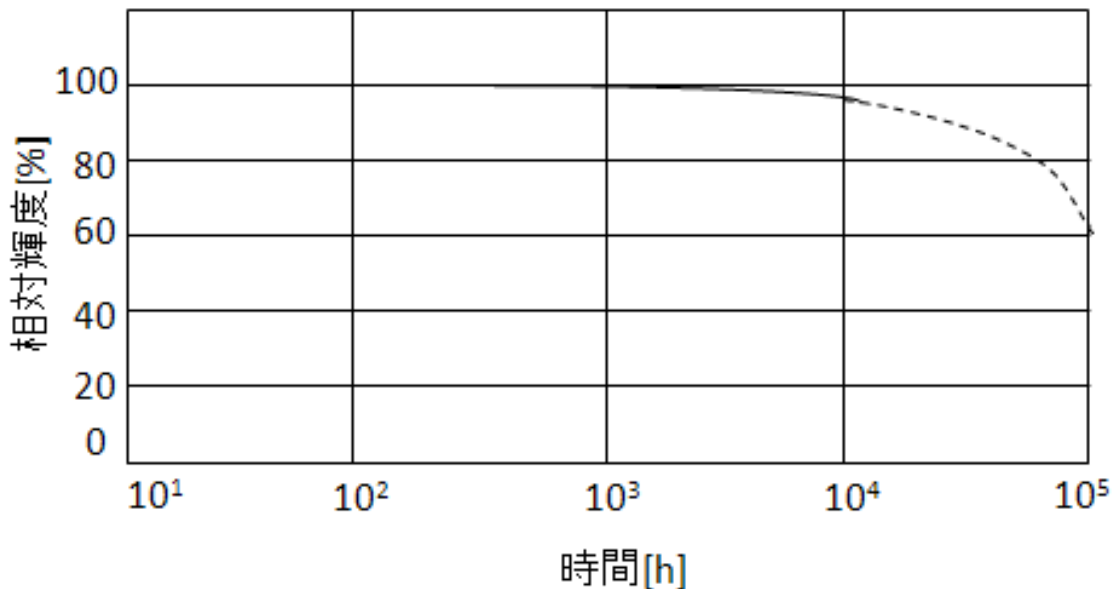


図 1.1.1 25 °C環境下における LED の輝度劣化カーブ

LED は電球のように寿命によって突然切れるというものではない、経年変化によって次第に暗くなる。図は 25°Cのときの曲線だが、熱設計をしっかりと行っていれば、60~70°Cであっても急に暗くなることはない。100,000 時間(10 万時間≒11 年)経過でも輝度 60%を保つという予測が立っている。これほどの長時間になると、LED 素子よりも、素子を封止している樹脂の劣化によって暗くなるといったほうが良いかもしれない。

- 電解コンデンサの寿命

図 1.1.2 は電源回路において必須ともいわれているアルミ電解コンデンサの静電容量と $\tan \delta$ の時間変化の温度依存性を示したものである。40°Cでは 10000 時間(約 1.1 年)経っても大きく変化はしないが、温度が上がると急に大きく劣化することがわかる。

したがって熱を発する LED と電源回路が同一パッケージ(電球)内で近接する照明器具の構造では、電解コンデンサ周囲の温度は 60~70℃程度と見積もることができる。仮に 70℃とすると、1.1 年で 10%もの容量が抜けることが予測できる。

LED と電源回路との距離が十分離れていれば電解コンデンサの温度を低く保つことができるが、照明器具としての構造は限定されている。

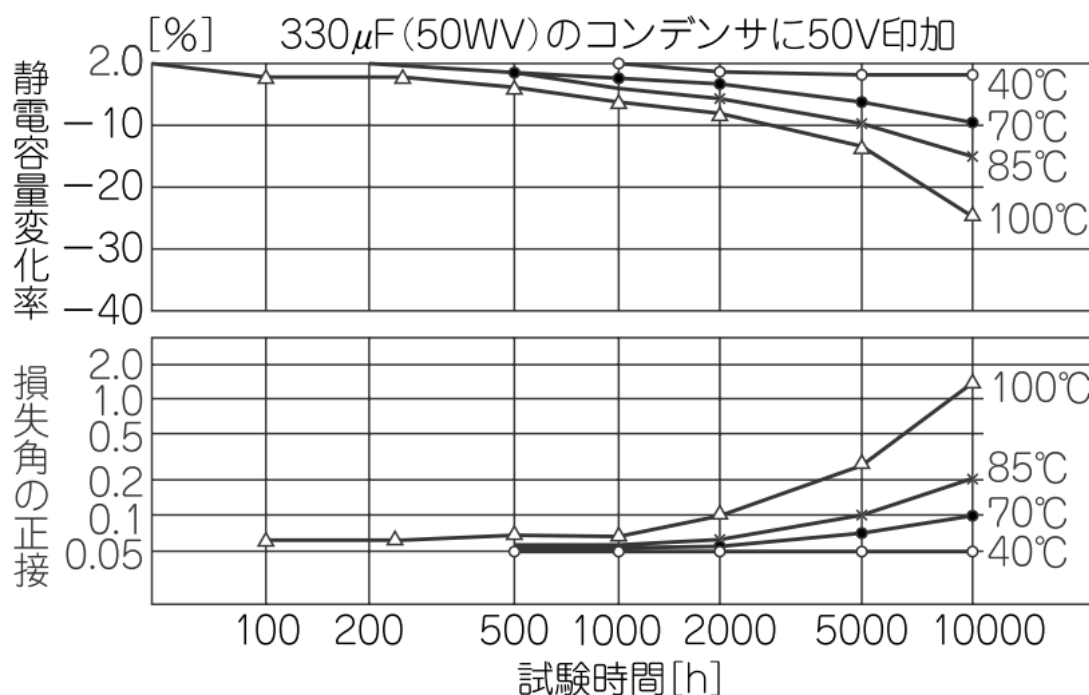


図 1.1.2 アルミ電解コンデンサの経時変化の温度依存性

● LED 照明の寿命の定義

照明業界における LED の寿命は、全光束が初期値の一定割合に低下するまでの点灯時間として定められており、初期値からの割合は一般表示用で 50%、照明用では 70%である。パイロット・ランプなどの一般用途では、光束が半分になっても何とか使えると考えるのは普通でしょう。しかし、照明用でそこまで暗くなると機能が大きく損なわれるので、70%という定義は妥当なところでしょう。

LED 照明機器を構成する場合、もちろん他の部品の寿命も検討しておく必要があるが、電源回路を構成するスイッチング素子…パワーMOSFET や制御用ICの寿命は、熱設計が LED と同等と考えれば、周囲温度も寿命もほぼ同じとしてよいでしょう。抵抗、コイル、セラミック・コンデンサなどの寿命は、電解コンデンサに比べれば長いと考えられる。

● LED 照明としての寿命

図 1.1.3 は、LED と電解コンデンサの寿命曲線を多少誇張して重ね書きしたものである。いずれも周囲温度は 60°Cだが、LED については光束が 70%になる時間、コンデンサについては静電容量が 50%になる時間を寿命と表示している。電解コンデンサによる寿命の違いもあるので、図中の寿命 1 まで保つものもあれば、早々と寿命 2 まで来てしまうものもある。

いずれにせよ LED 照明においては、アルミ電解コンデンサの寿命が照明器具としての寿命を大きく決定付けているのがわかる。

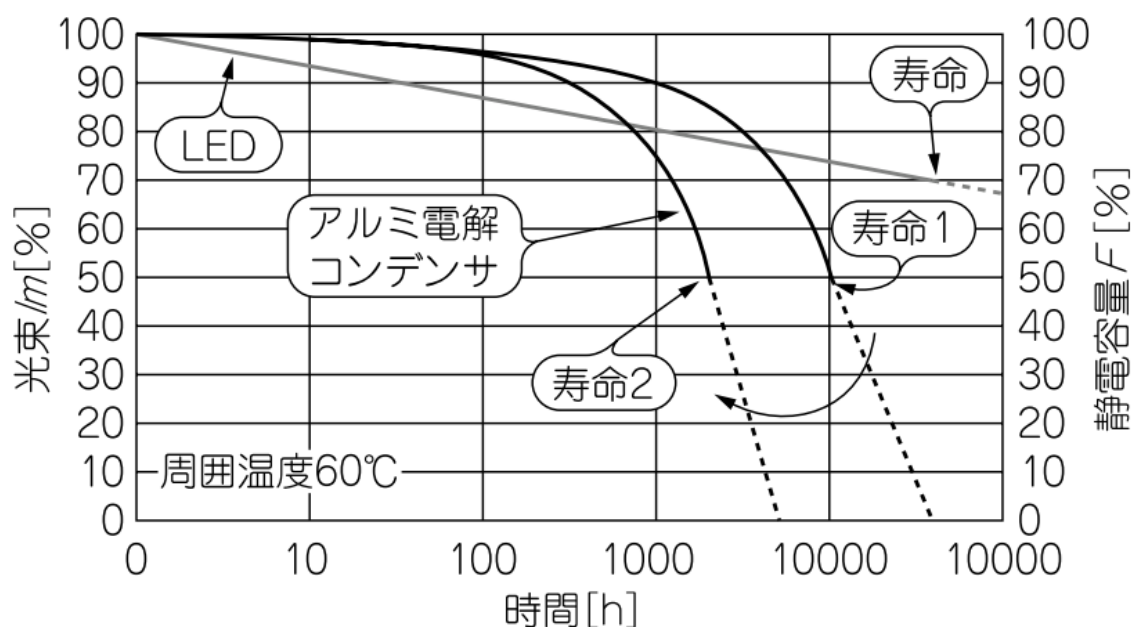


図 1.1.3 LED の輝度劣化とアルミ電解コンデンサの経時変化を重ねると(60 °Cでの推定)

- 最近の電球型 LED 照明では

最近盛んに売り出されるようになった LED 電球を解析して、今までの観点からどのように作られているかを見ておくことはたいへん参考になる。写真 1 は大手電機メーカーが出している LED 電球の駆動回路基板を取り出した様子である。図(a)では電源として十分な平滑特性を得るために、大きな静電容量をもつ電解コンデン 2 個が空間を占めている。図(b)は異なるメーカーのもので、コンデンサは小さいタイプだが、熱伝導を考えて周囲が空けてあり、総じて大きな空間を必要としていると考えられる。

しかし、デスクトップ PC などに使われているような空間的余裕のあるスイッチング電源ユニットとは異なり、LED 照明用電源では部品を詰め込む必要がある。LED 照明基板周辺をモールドで固めているメーカーもあるが、電解コンデンサを使用する以上は十分な放熱による長寿命化は難しいと思われる。



図(a) 大きな電解コンデンサが場所を占めている



図(b) コンデンサは小さいが大きな空間を必要としている
〈写真1〉市販の電球型 LED 照明具の回路基板の例

1. 2研究目的

照明器具では発熱する光源である LED と駆動回路が狭い同一空間内に組み込まれることが多く、駆動回路基板の温度が 60°C を超える場合がある。高温環境下では、電解コンデンサ(ケミコン)の寿命が LED の数分の一と著しく短くなる。例えば LED の寿命が 40000 時間であってもケミコンの寿命が 10000 時間近くになると、ほぼ 10000 時間が照明器具としての寿命となる。

ケミコンレス方式は、大容量キャパシタによる電源平滑を行わないことで、寿命低下の原因となるケミコンを使用しない駆動回路方式である。

LED 電球を例にとると、ケミコンを有する従来品の設計寿命は LED の寿命となるが、実使用による寿命はケミコンの寿命である。ケミコンレス方式では、LED の寿命がほぼ LED 電球の寿命を決する。

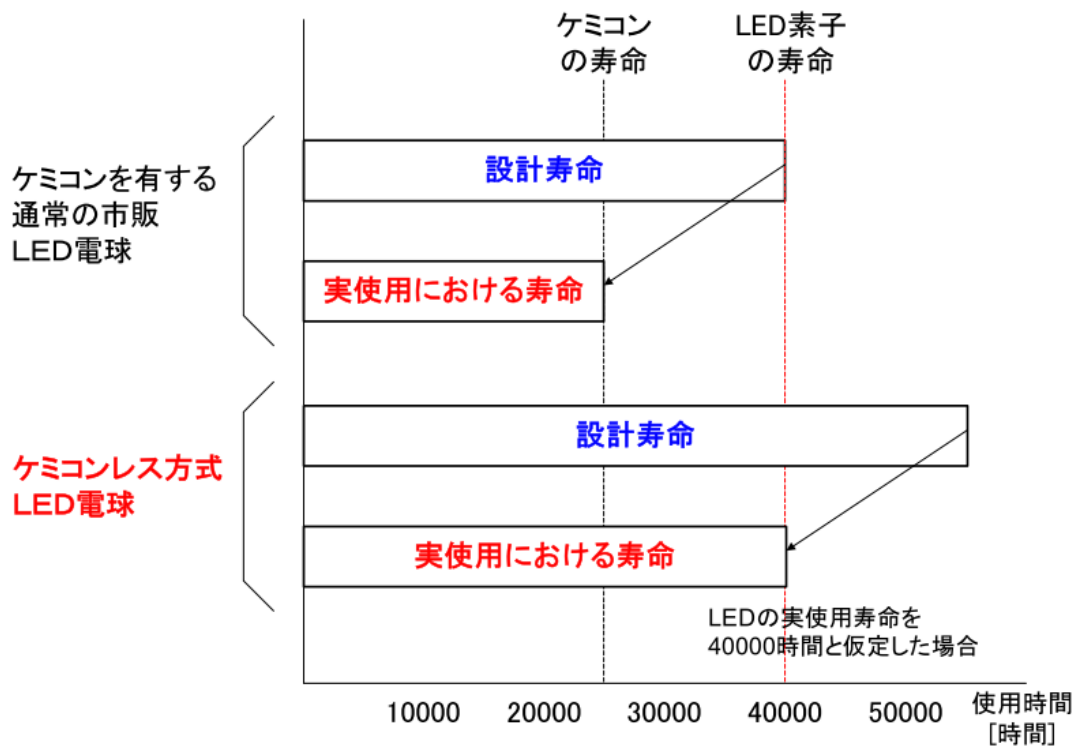


図 1.2 ケミコンと LED の設計寿命と実使用寿命

2. スイッチングレギュレータ

近年、白熱灯に代わって徐々に普及し始めているLED照明器具は、駆動回路としてスイッチング・レギュレータが多く使用されている[1]。

電力用半導体素子をスイッチとして利用する技術を総称して、パワーエレクトロニクスと呼んでいる。電動機の制御をはじめとし、主として半導体を利用した大電力制御を対象とし、電気機器学の中のもっとも先端的分野として位置づけられてきた。これに対し、電子工学の分野でも、比較的小電力の制御にパワーエレクトロニクスの名前が利用され始めた。ここでは、主として電子機器に電力を安定供給するための電源回路に半導体のスイッチング動作を利用すること、つまり、スイッチング電源あるいはスイッチングレギュレータが対象であった。

大電力を扱うパワーエレクトロニクスが、所謂強電の一分野として議論されたのに対して、スイッチング電源は弱電におけるパワーエレクトロニクスとして位置づけることができる。スイッチング電源の出現は、集積回路の発展による情報化社会と不可分の関係にある。近年、半導体技術著しく進歩した。電子素子をますます小形に、そして低コストにした。その結果電子機器の需要は飛躍的に拡大し、社会生活のあらゆる部分に利用されるようになった。しかしこのような集積化技術は、機能あたりの消費電力の減少が前提であり、もしこれが不可能であれば小形化が困難となる。電源回路は電力を取り扱うため、このままでは集積化が難しく、電源の小形化とコストの低減を図るために何らかの新たな発想が必要であった。

スイッチング電源は、この目的のために開発された技術であった、半導体スイッチ開閉により最少の損失で電力の流れを制御することを基本である。その場合必要となるコイル、コンデンサなどのエネルギー保存用素子はサイズの増大を招くが、これはスイッチの開閉周波数を高めることにより小形化できる。しかし、スイッチング周波数を高めれば、スイッチング損失、コイル損失など電力損失の増大を招く。従ってスイ

スイッチング電源の小形・軽量化は、単に周波数を上げるでは解決できないことが分かってきた。集積回路の発展に伴う電子機器本体の急速な小形・軽量化は電子機器全体の中で電源の占める割合を年ごとに増大させている。一方、高速スイッチング素子の利用は、スイッチングに伴うサージ、ノイズの発生を助長する。これらは単に素子の信頼性を低下させるばかりではなく、他の電子機器に深刻な影響を及ぼすなど、新たな環境問題を引き起こす要因ともなっている。

2. 1 スwitchング電源の構成

スイッチング電源 (switched-mode power supply) は半導体トランジスタあるいはパワーMOS FET をスイッチ素子とし、その半導体スイッチのオン・オフの時比率を制御することによって、電力の流れを調整する電源方式である。この方式では、半導体トランジスタが飽和領域と遮断領域で動作しているため、能動領域で動作するシリーズドロップ (series dropper) 電源に比べ、半導体素子における損失が少なく電力変換効率が高い。また、絶縁用のトランス及び平滑用のコイル、コンデンサなどの部品はスイッチングを上昇させることによって小形化できる。そのため、スイッチング電源は軽量・小形、高効率電源として、従来のシリーズドロップ電源の代わりに、あらゆる電子機器に使用されている。

スイッチング電源はスイッチングレギュレータを電力調整部分とし、それに、起動回路、過電流・過電圧保護回路、ノイズフィルタなどの機能を付加したものである。図2.1にスイッチングレギュレータの基本構成を示す。

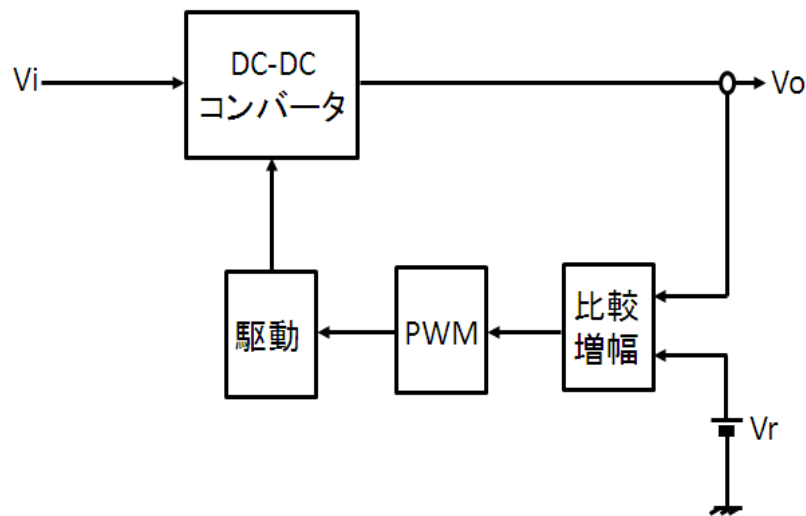


図2. 1 スイッチングレギュレータの基本構成

直流入力電圧がスイッチング方式 DC-DC コンバータにより、任意の直流出力電圧に変換される。その出力電圧が帰還回路 (feedback circuit) によって検出され、基準電圧と比較されて誤差電圧が増幅される。その誤差によってパルス幅変調回路 (pulse-width modulation controller) は駆動回路を通して半導体スイッチのオン・オフ時間比を変調させ、誤差電圧を抑えるように出力電圧の中で最も重要な部分である。それには種々の回路方式があるが、大別すると方形波で動作する PWM コンバータと正弦波で動作する共振型コンバータに分けられる。本章では PWM コンバータを議論する。

2. 2PWM コンバータの回路要素とスイッチング波形

PWM コンバータでは、直流電圧・電流がスイッチのオン・オフを繰り返すことによって、高周波方形波電圧・電流に変換される。出力はこれを整流して平滑することによって得られる。PWMコンバータは半導体スイッチ、整流ダイオード、平滑コイルと平滑コンデンサなどの基本的な部品によって構成される。入力と出力の間に電氣的な絶縁が必要な場合は、トランスを用い、高周波方形波電圧・電流はトランスを通して

出力側に転送する。図2. 2. 1はPWM コンバータを構成する基本要素である。平滑コイル、絶縁トランスなどの磁気部品と平滑コンデンサ素子は、スイッチング周波数を上げることによって、軽量・小形化される。

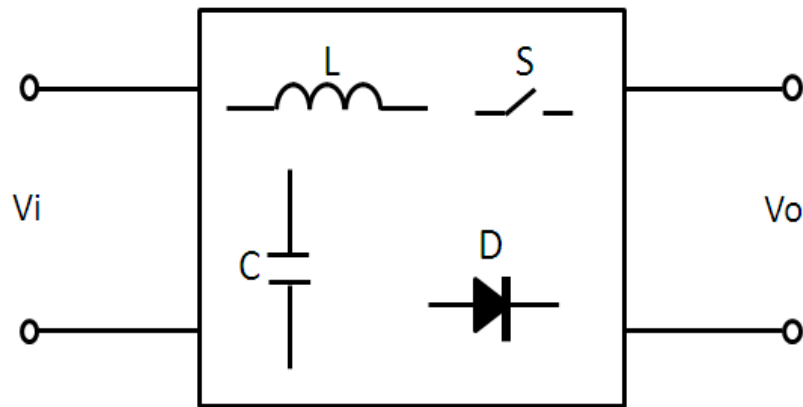


図2. 2. 1 PWM コンバータの構成要素

PWM コンバータの場合、スイッチにかかる電圧とスイッチを流れる電流の波形は近似的に方形波であり、図2. 2. 2にスイッチの動作とスイッチを流れる電流及びスイッチにかかる電圧の波形を示す。

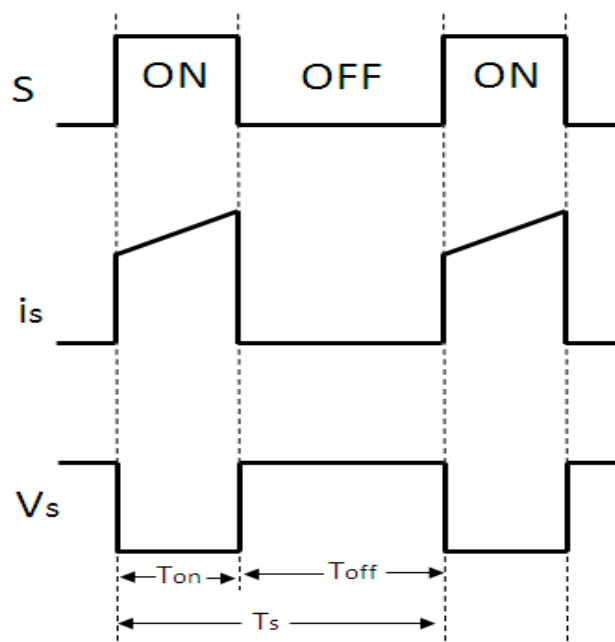


図2. 2. 2 スwitchの状態とスイッチング波形

スイッチONの時比率(duty ratio)D とオフの時比率D'を次のように定義する。

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}}$$
$$D' = \frac{T_{off}}{T_s} = \frac{T_{off}}{T_{on} + T_{off}} \quad (2.1)$$

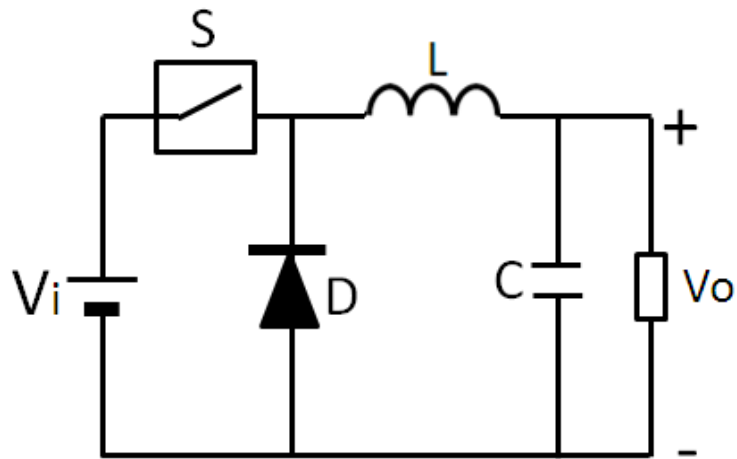
ここで、 T_s はスイッチング周期、 T_{on} はスイッチのオン期間、 T_{off} はスイッチのオフ期間を表す。時比率の定義より、明らかに、式2. 2が成り立つ。

$$D + D' = 1 \quad (2.2)$$

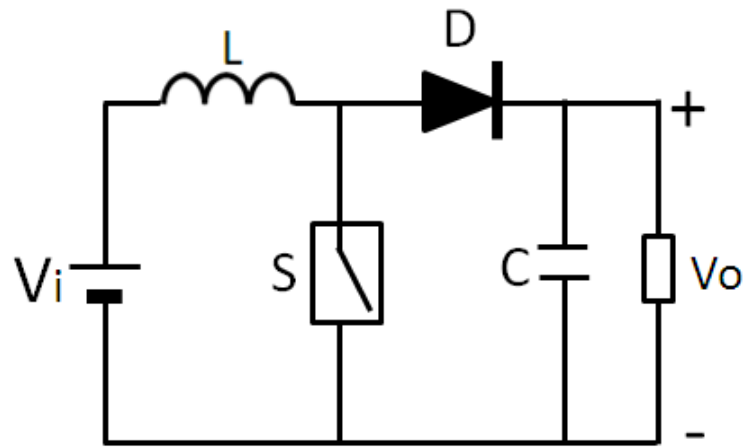
図2. 2. 2に示したスイッチング波形を持つコンバータでは、時比率を制御する方法として、スイッチング周期 T_s を固定し、オン時間 T_{on} を制御するパルス幅変調方式と、オン時間 T_{on} を固定し、スイッチング周期 T_s を制御する方式がある。このうち、スイッチング周期 T_s を制御することはスイッチング周波数変調方式となり、最低のスイッチング周波数に対して、コンバータの絶縁トランス、入出力フィルタを設計する必要があり、トランスとフィルタが大方になることが欠点となる。そのため、図2. 2. 2に示す波形を持つコンバータでは、スイッチング周波数を十分高く固定し、パルス幅変調方法を用いて、時比率制御を行うことが多い。

2. 3 降圧型 ・ 昇圧型 ・ 昇降圧型コンバータ

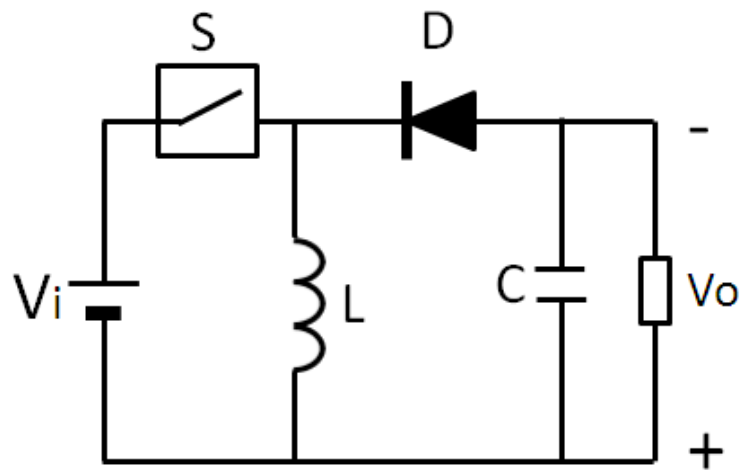
DC-DCコンバータの中で基本的な回路はトランスを除く基本要素を一個ずつ用いて構成された降圧型、昇圧型及び昇降圧DC-DCコンバータである。図2. 3. 1に三つの基本回路を示す。以下、これら基本的なコンバータ回路についてコイル電流が連続する場合の動作原理、電圧交換率(出力電圧対入力電圧の比)を求める。簡単のため、スイッチを理想スイッチとし、その他のすべてに回路素子の内部抵抗を無視する。また、コイルとコンデンサの値が十分大きく、コイル電流とコンデンサ電圧に含まれるリップルが十分小さいと仮定する。



(a) 降压型



(b) 昇圧型



(c) 昇降压型

图2. 3. 1 DC-DC コンバータの基本回路

● 降圧型コンバータ

図2. 3. 1 (a)に示す回路は降圧型コンバータ(buck converter)である。スイッチがオンの時、コイルLに電圧($V_i - V_o$)が加えられる。この期間に、コイルLは電圧($V_i - V_o$)で励磁され、磁束の増加分は

$$\Delta \phi_{on} = (V_i - V_o)T_{on} \quad (2.3)$$

となる。

スイッチがオフの時、コイル電流が連続のため、ダイオードがオンとなる。出力電圧 V_o がオン時と逆方向にコイルLに加えられる。この間、コイル磁束はリセットされ、磁束の減少分は次式となる。

$$\Delta \phi_{off} = V_o T_{off} \quad (2.4)$$

定常状態では、コイルの磁束の増加部分と減少分が等しくなり、降圧型コンバータの電圧変換率 M は次の式に求められる。

$$M = D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (2.5)$$

時比率 D が1より小さいため、このコンバータは直流電圧を降圧させる変換器となる。

● 昇圧型コンバータ

図2. 3. 1 (b)は昇圧型コンバータ(boost converter)の回路を示す。スイッチがオンの時、入力電圧 V_i がコイルLに加えられる。コイルLは入力電圧 V_i で励磁され、オンの期間に磁束増加部分は

$$\Delta \phi_{on} = V_i T_{on} \quad (2.6)$$

と表される。

スイッチがオフの時、コイル電流が連続のため、ダイオードがオンとなる。電圧($V_o - V_i$)がオン期間と逆方向にコイルLに加えられ、コイルの磁束はリセットされる。オフ期間における磁束減少分は

$$\Delta \phi_{\text{off}} = (V_o - V_i)T_{\text{off}} \quad (2.7)$$

となる。

定常状態では、リセット磁束の増加分と減少分が等しいとし、昇圧型コンバータの電圧変換率は次の式のように求められる。

$$M = D' \quad (2.8)$$

時比率 D' が1より小さいため、このコンバータは直流電圧を昇圧させる変換器となる。

● 昇降圧型コンバータ

昇降圧型コンバータ(buck/boost converter)の回路は図2. 3. 1(c)に示される。スイッチがオンの時、入力電圧 V_i がコイル L に加えられ、コイルは励磁される。オンの期間に、コイル磁束の増加部分は次の式で表される。

$$\Delta \phi_{\text{on}} = V_i T_{\text{on}} \quad (2.6)$$

スイッチがオフの時、コイル電流が連続のため、ダイオードがオン状況になる。出力電圧 V_o がオンの時と逆方向にコイル L に加えられ、コイルの磁束はリセットされる。この期間における磁束の減少分は

$$\Delta \phi_{\text{off}} = V_o T_{\text{off}} \quad (2.9)$$

となる。

同じように定常状態では、コイル L 磁束の増加部分が減少部分と等しいとおくことにより、昇降圧型コンバータの電圧変換率は次の式のように求められる。

$$M = \frac{D}{D'} \quad (2.10)$$

昇降圧型コンバータでは、直流電圧の昇圧と降圧が両方とも可能であり、出力電圧を、任意のレベルに設定することができ、昇降圧型変圧器となる。

以上求めた降圧型、昇圧型及び昇降圧型コンバータの電圧変換率を図示したものは図2. 3. 2であり、図より、スイッチの時比率 D を制御することによって、出力電圧

を調整できることが分かる。

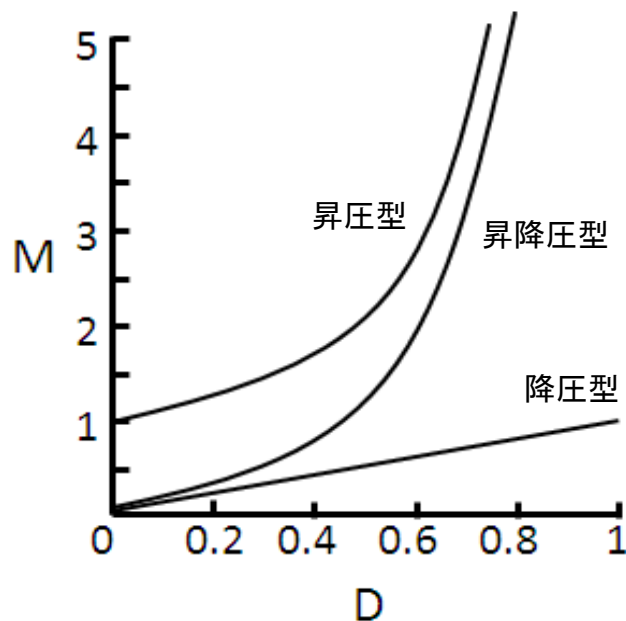


図2. 3. 2 PWM コンバータの制御特性

降圧型、昇圧型及び昇降圧型コンバータについて、エネルギーの蓄積と放出の観点からも動作原理を説明できる、コイルの励磁はエネルギーの蓄積、コイル磁束のリセットはエネルギーの放出と同意味を持つ。従って、以上の基本コンバータ回路では、スイッチがオンの時、エネルギーが入力電源からコイルに蓄積され、スイッチがオフの時、蓄積されたエネルギーが負荷に放出されるという形態になる。以上のコンバータはスイッチの時比率でエネルギーの蓄積と放出を制御し、所用の直流出力を得る方式となり、エネルギー蓄積型とも呼ばれる。コイルはエネルギー蓄積用コイルとなる。

3. 電流充放電型リップル制御方式

3. 1 基本制御回路(参考文献)

電流充放電型リップル制御方式の基本回路構成は図3. 1. 1に示されるようになる。

[2]-[4]

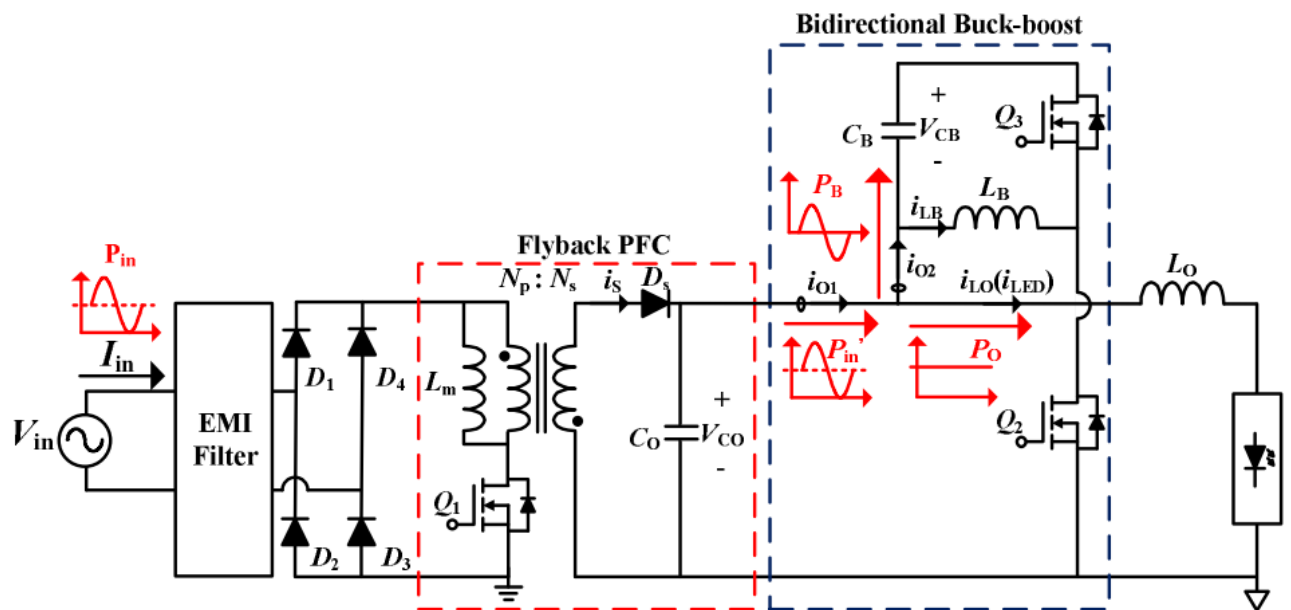


図3. 1. 1 基本回路図

図のように、LEDドライバの寿命を長くするため、電解コンデンサは使っていない。代わりに、小容量のフィルムやセラミックコンデンサなどが使われている。図の中、商用電源から交流電圧が入り、順番に整流器とトランスを通過して、メインコンデンサと双方向昇降圧コンバータがあって、LEDは一番右側にある。Q1、Q2とQ3 三つのスイッチがあって、Q1は入力側をON/OFFするメインスイッチである。Q2とQ3は交互にON/OFFすることにより、コイルとコンデンサの充放電をコントロールするスイッチである。C_oとL_oは出力の高周波数フィルタであり、L_BとC_Bは双方向昇降圧コンバータの予備タンクのような役目。例えば、入力から出力に必要以上の水が流れてくると、

足りない分の水が予備タンクに蓄積される。それに対し、出力側はたくさんの水が必要な時、しかし入力側の水が足りなくて、供給できない場合、予備タンクから借りて出力する。

回路動作は図3. 1. 2と図3. 1. 3のようになる。

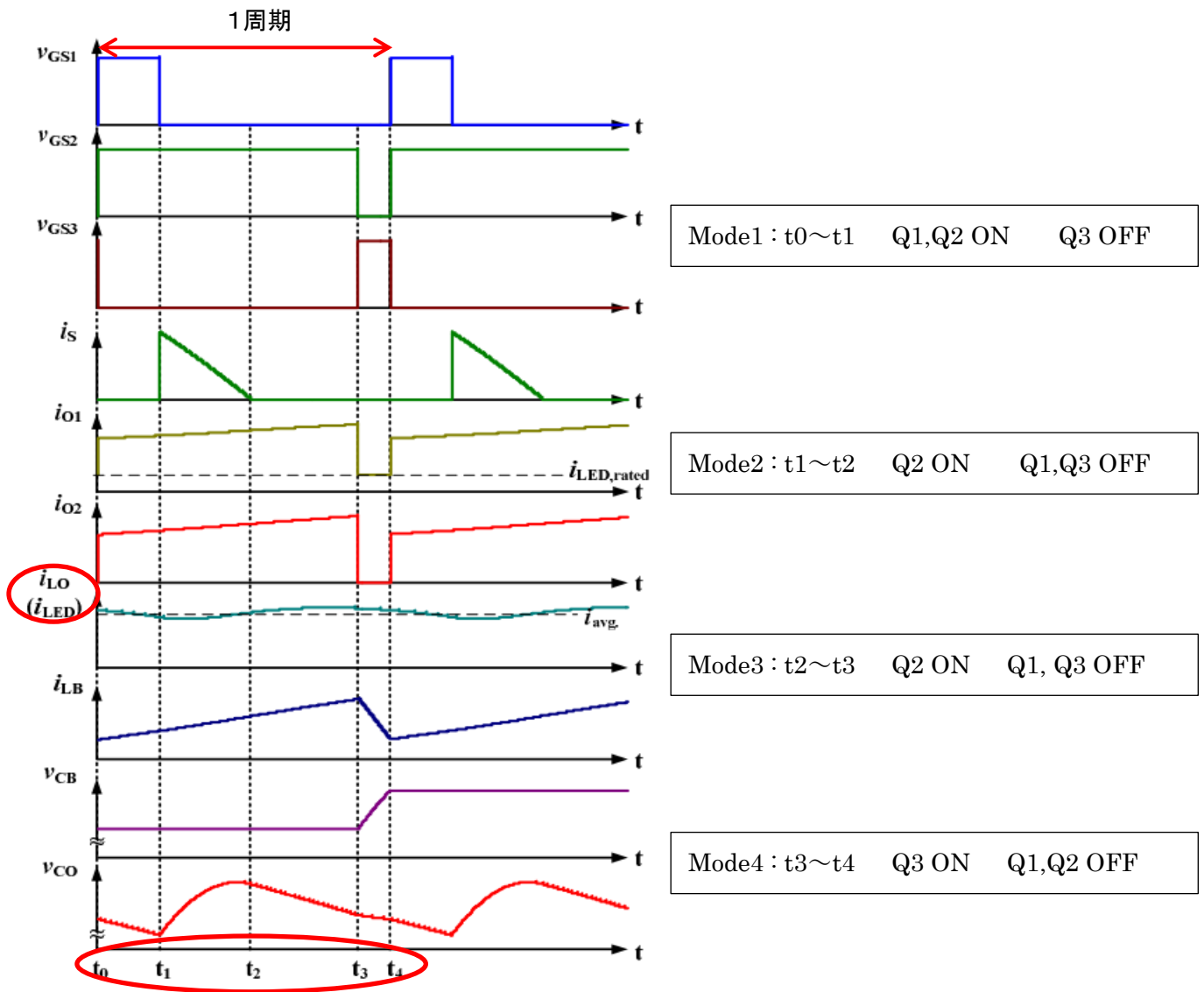


図3. 1. 2 回路動作

一周期は t_0 から t_4 まで四つのモードがある。これから、四つモードのスイッチ状態と回路動作をそれぞれを説明する。

- モード3 [$t_2 \sim t_3$]

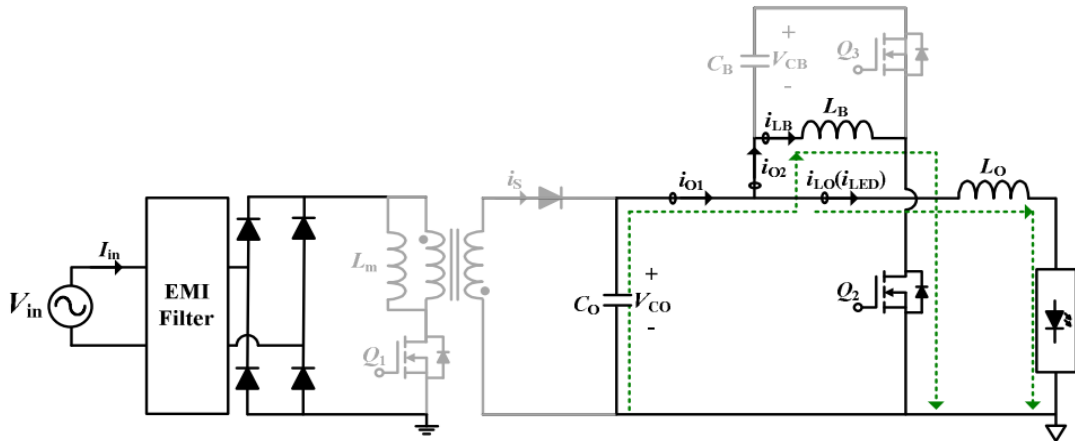


図3. 1. 3(c) モード3 [$t_2 \sim t_3$]

モード3では、スイッチの状態はモード2と同じで、違ったのはインダクタ L_m は全部放電し終わったので、動作しない。充電されたメインコンデンサ C_o から出力側に電流を供給する。いったん Q_2 がターンOFFになって、 Q_3 がターンONになったら、モード4に入る。

- モード4 [$t_3 \sim t_4$]

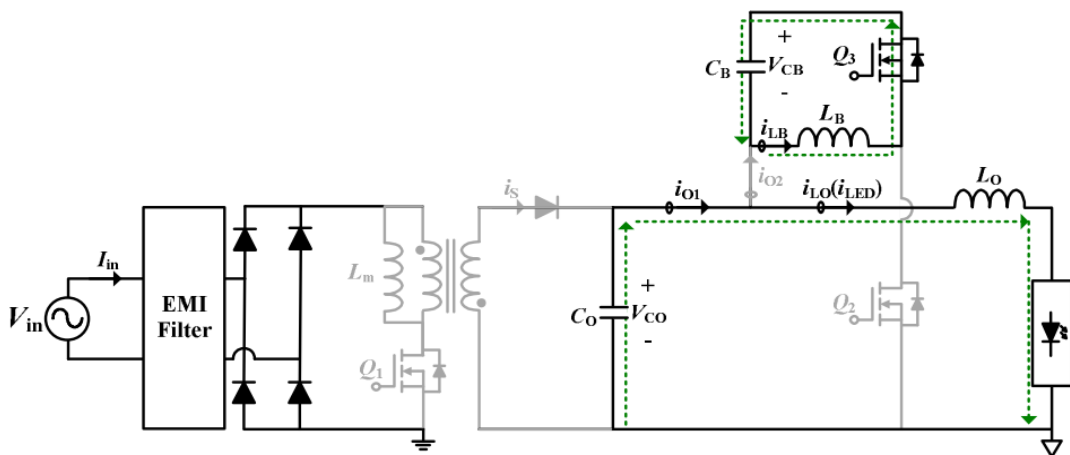


図3. 1. 3(d) モード4 [$t_3 \sim t_4$]

モード4では、 Q_3 だけはON状態。充電されたサブインダクタ L_B からサブコンデンサ C_B に放電する。出力側の電流はメインコンデンサ C_o から供給される。モード4は、 Q_3

がターンOFFになった時まで。

3. 2トランスレス・ダイレクト駆動回路(電圧フィードバック無)

トランスレス・ダイレクト駆動回路(電圧フィードバック無)は図3. 2. 1のようになる。

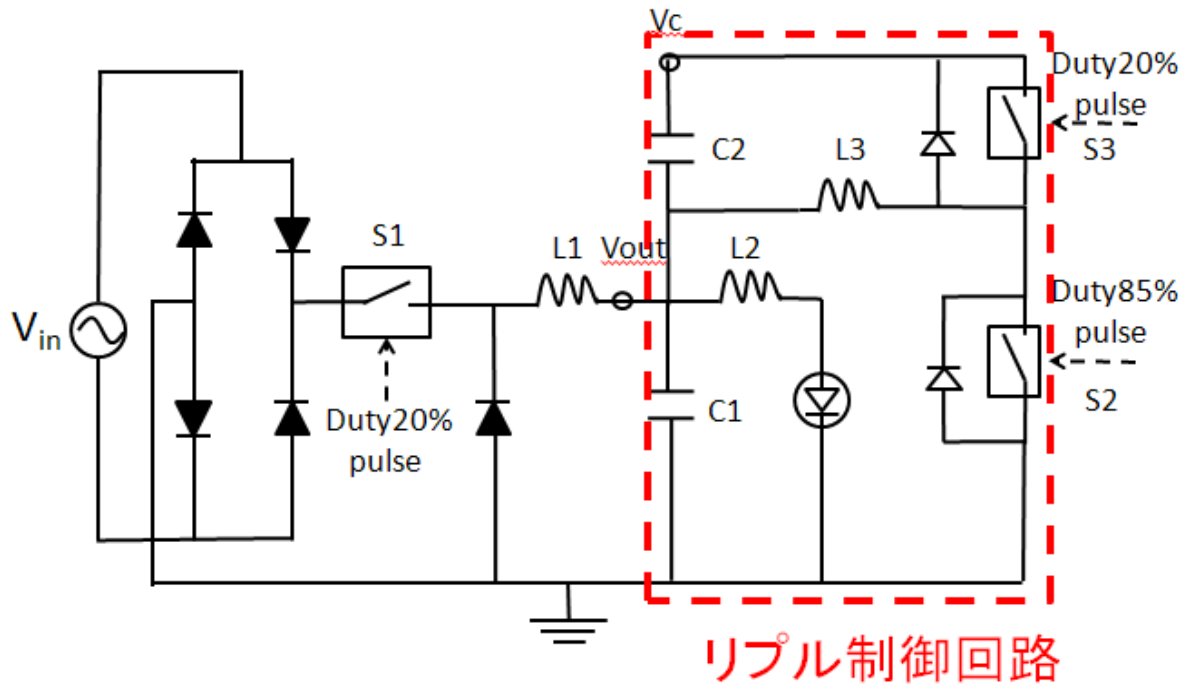


図3. 2. 1 トランスレス・ダイレクト駆動回路

パラメータ: L1=50uH L2=2mH L3=2.2mH

C1=10uF C2=8uF

Dv3=20% Dv4=85%

以下はシミュレーション結果になる。

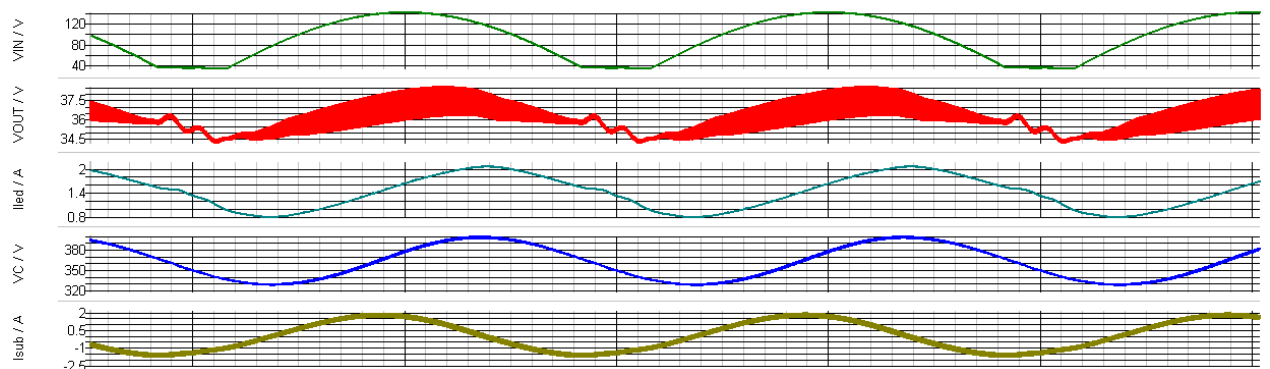


図3. 2. 2 シミュレーション結果

シミュレーション結果:

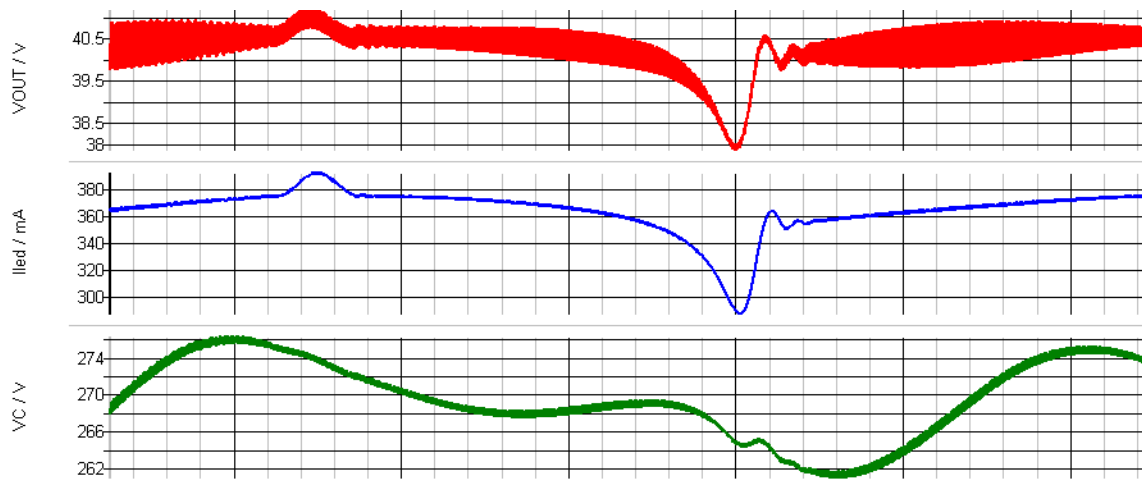


図3. 3. 2 シミュレーション結果

Vout:38V~41.2V $\Delta V_{out}=3.2V(8\%)$

Iled: 290mA~390mA $\Delta I_{led}=100mA(28.5\%)$

●LED 電流リップル:大 ⇒ 他の補正手段必要

4. 電圧谷埋め補正回路

4. 1 基本補正方式

A) 電圧フィードバック PWM 制御(電流検出型)

基本回路図は4. 1. 1となる。

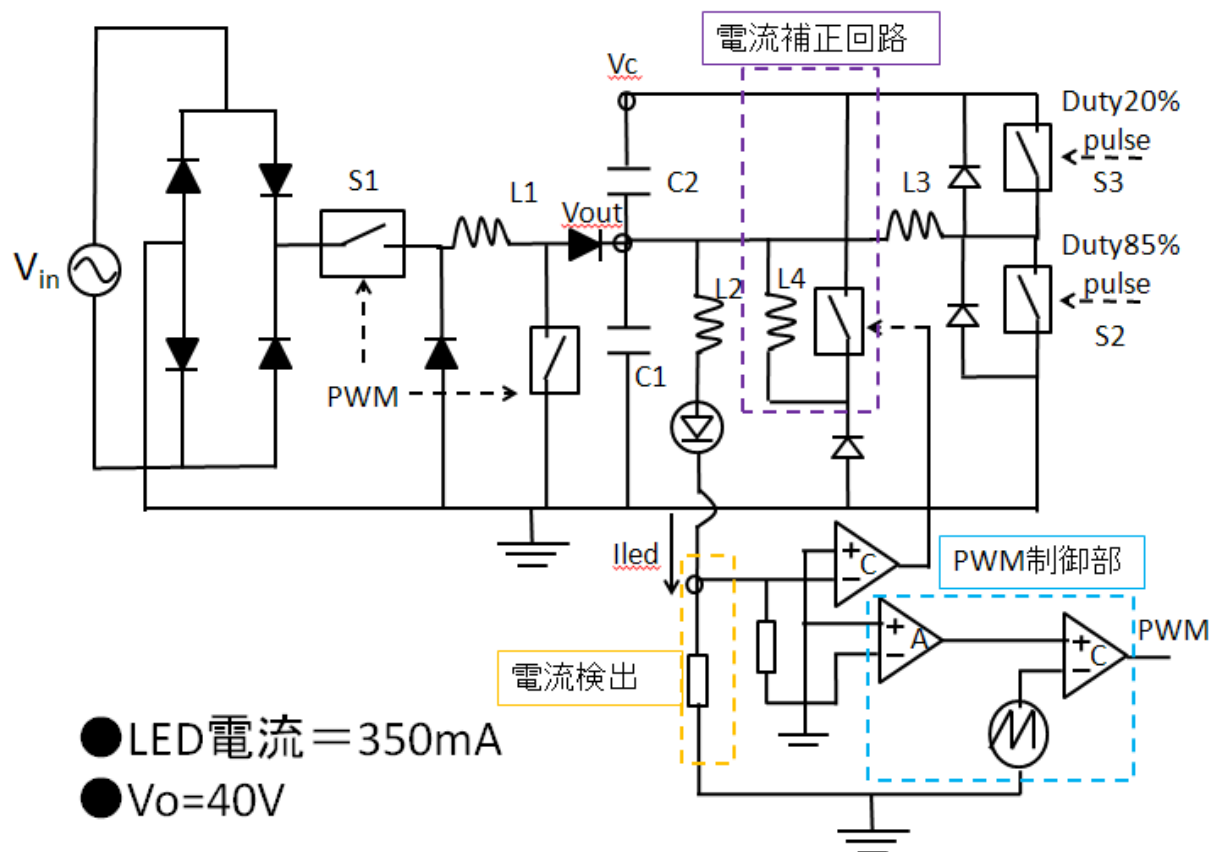


図4. 1. 1 電圧フィードバック PWM 制御回路(電流検出型)

パラメータ: L1=50uH L2=2mH L3=2.2mH

C1=10uF C2=8uF

Dv3=20% Dv4=85%

シミュレーション結果：

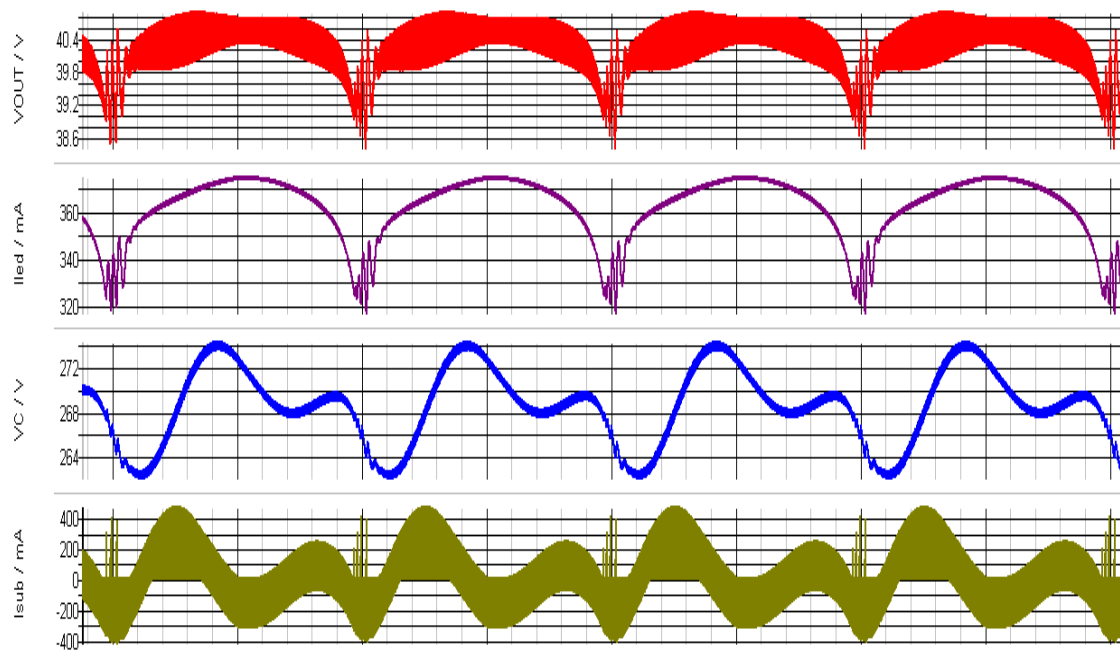


図4. 1. 2 電圧フィードバック PWM 制御回路シミュレーション結果

Vout:38.5V~40.8V $\Delta V_{out}=2.3V(5.8\%)$

Iled: 320mA~375mA $\Delta I_{led}=55mA(15.7\%)$

- LED 電流リップルは、まだ大きい、ほかのリップル低減方法必要

4. 2各種リップル低減方法

- 1)リップル制御回路の周波数 可変
- 2)リップル制御回路の Duty 可変
- 3)谷埋め制御期間の 幅 可変
- 4)谷埋め制御期間の 位相 可変

上に示したよう、リップル制御回路の周波数や Duty、谷埋め制御期間の幅、位相などをシミュレーションで確認した。

これから、シミュレーション回路図とシミュレーション結果を順番に示す。

1) リプル制御回路の周波数可変

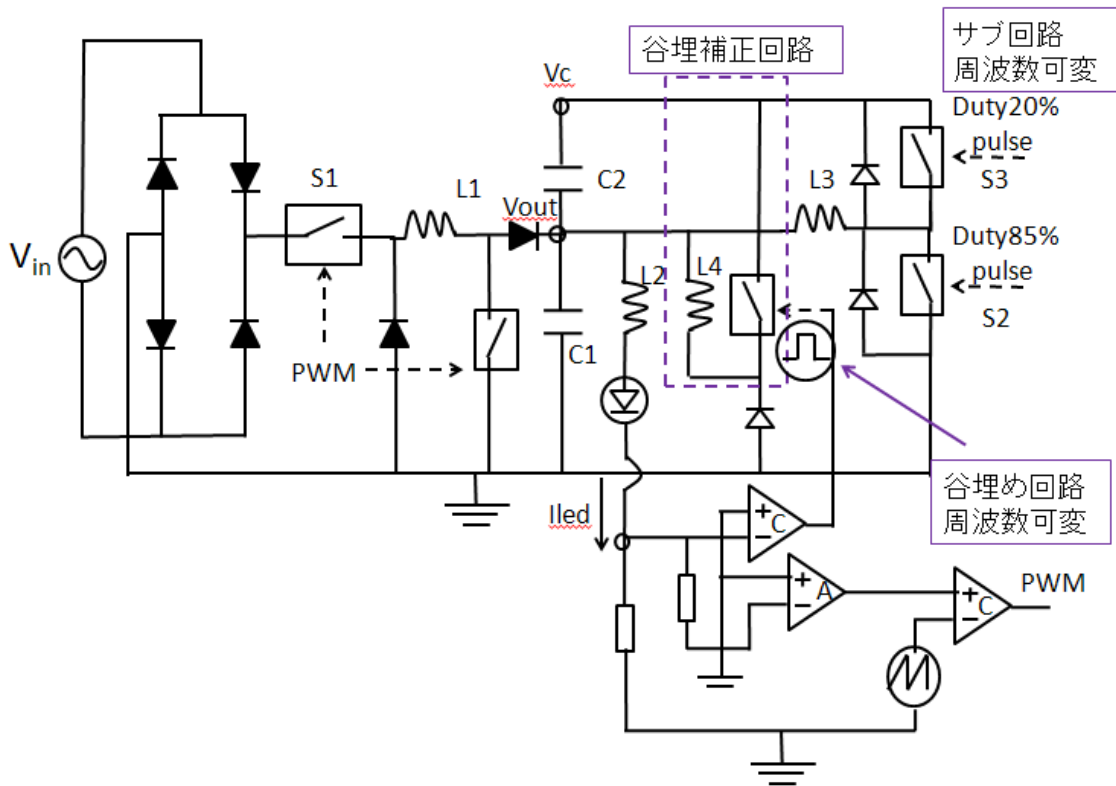


図4. 2. 1 リプル制御回路の周波数可変

➤ まずは谷埋め周波数をもともとの 50KHz から 40 KHz、60 KHz に変えてみると。

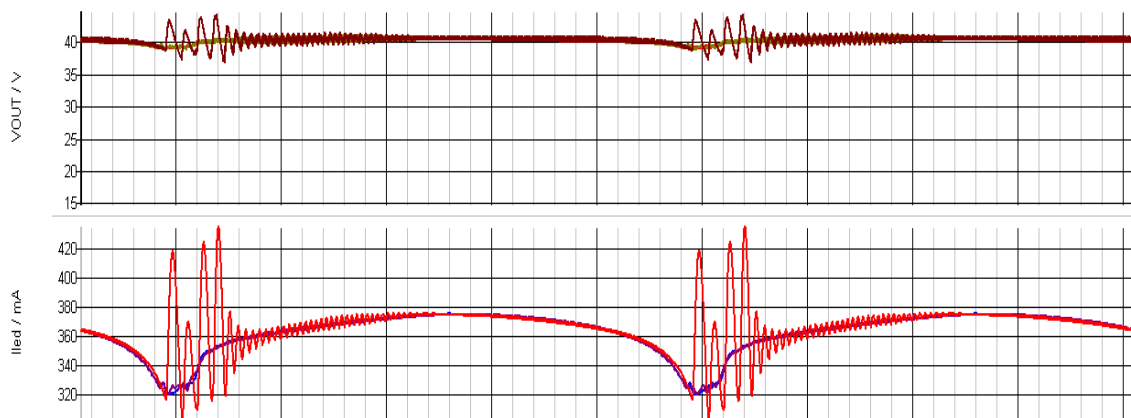


図4. 2. 2 谷埋め周波数変える(全体図)

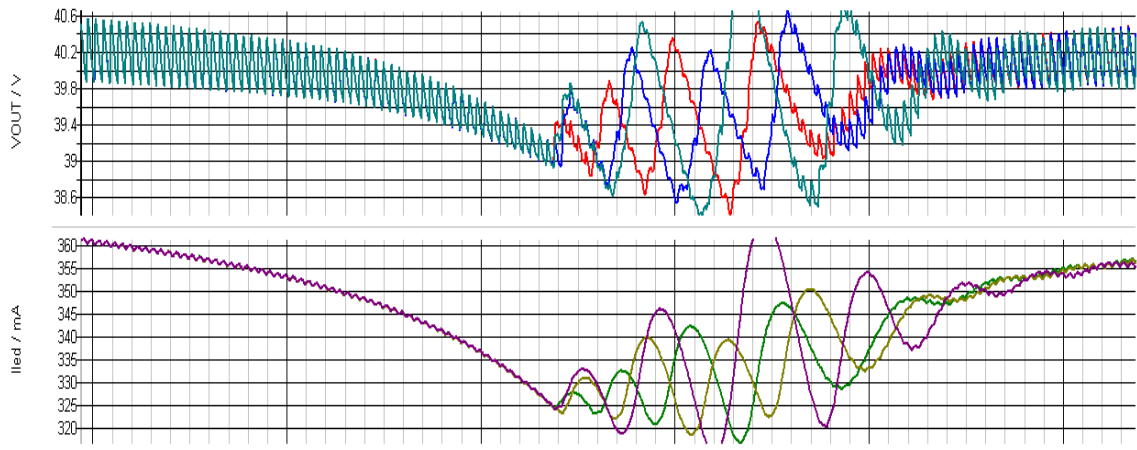


図4. 2. 3 谷埋め周波数変える(拡大図)

Vo: 赤 50KHz 青 40KHz 水 60KHz

Iled: 緑 50KHz 黄 40KHz 紫 60KHz

図 4.2.3 により、下のほう led の電流リップルを見ると、谷埋め周波数は 60KHz(紫)の時、リップルが一番大きい、40 KHz(黄)の時は一番安定していることが分かる。

- 周波数は小さい方が良いかと？周波数を小さくし続けた。

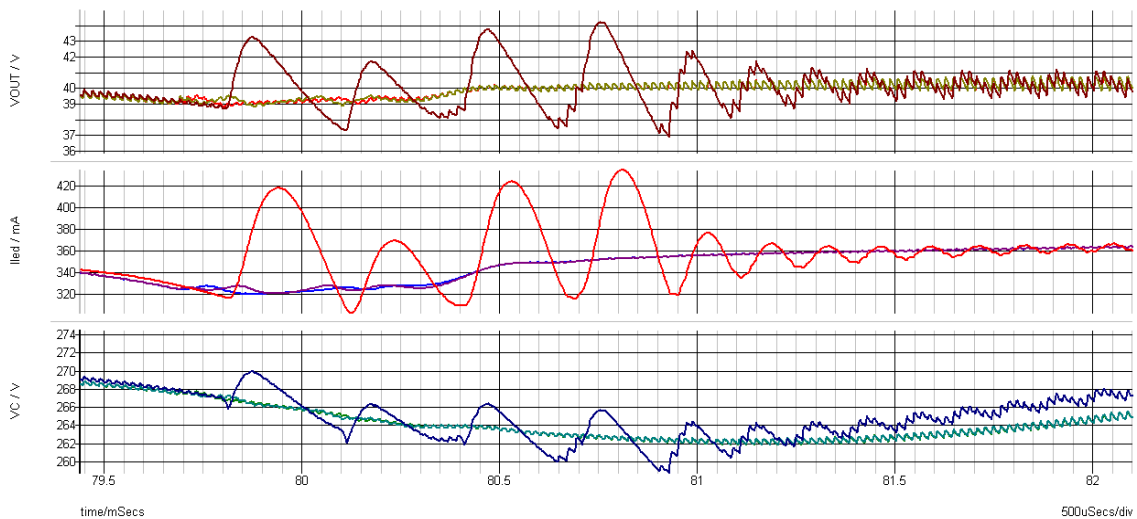


図4. 2. 4 谷埋め周波数小さくし続ける

Vo: 赤 50KHz 黄 40KHz 濃赤 10KHz

Iled: 青 50KHz 紫 40KHz 赤 10KHz

Vc: 緑 50KHz 水 40KHz 青 10KHz

- コントロール周波数小さくすると、 V_c は低くなり、好ましいが、出力リップルは大きくなる。結果的には **50KHz** の方が**良い**。
- サブ周波数をもととの 50KHz から 60 KHz、40 KHz に変えてみると。

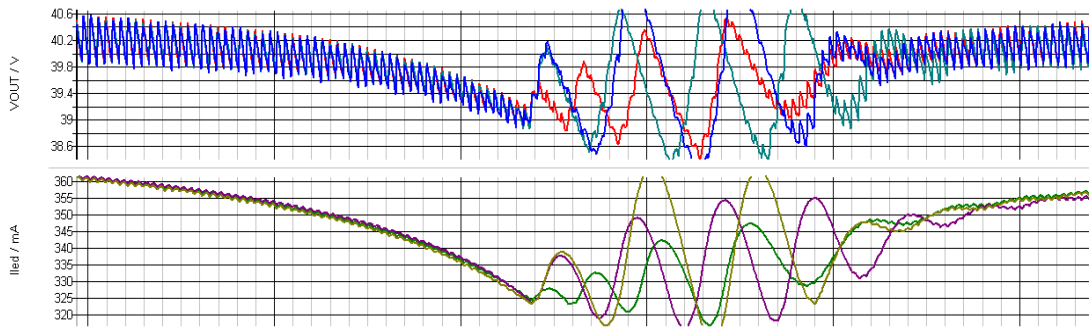


図4. 2. 5 サブ周波数変える

V_o : 赤 50KHz 水 60KHz 青 40KHz
 I_{led} : 緑 50KHz 紫 60KHz 黄 40KHz

- 結果: 周波数を大きくすると、リップルも上がる。小さくすると、応答スピードが遅くなる。結果的には、**50KHz** のままで、サブ周波数と同一周波数の方が**良い**。
- 谷埋め周波数とサブ周波数を揃えて変えるとどうなるかと疑問した。

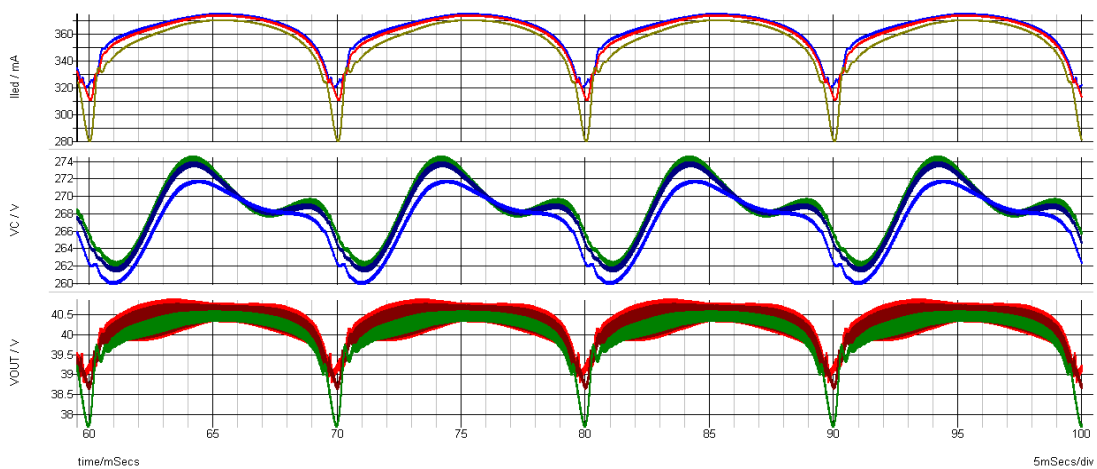


図4. 2. 6 谷埋めとサブ周波数揃えて変える

- 周波数を 40KHzにすると、 V_c が高くなり、好ましくない。

50KHzから 60KHz、100KHzにすると、 V_c はだんだん低くなるが、出力電圧の谷が高くなる。

結果的に両方とも 50KHzの方が良い。

2)リプル制御回路の Duty 可変

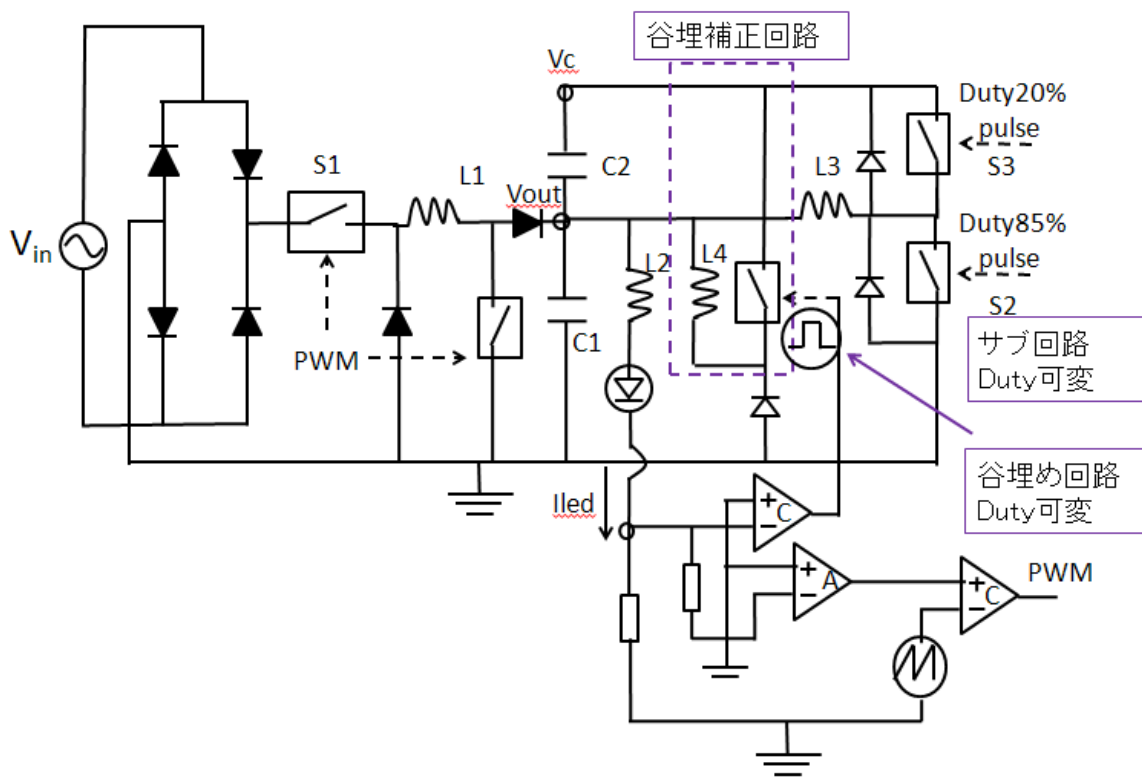


図4. 2. 7 リプル制御回路 Duty 可変

- まずはサブ回路の Duty をもともとの 85%から 80%、90%に変えてみると。

V_o : 赤 85KHz 黄 80KHz 濃赤 90KHz

I_{led} : 青 85KHz 紫 80KHz 赤 90KHz

V_c : 緑 85KHz 水 80KHz 青 90KHz

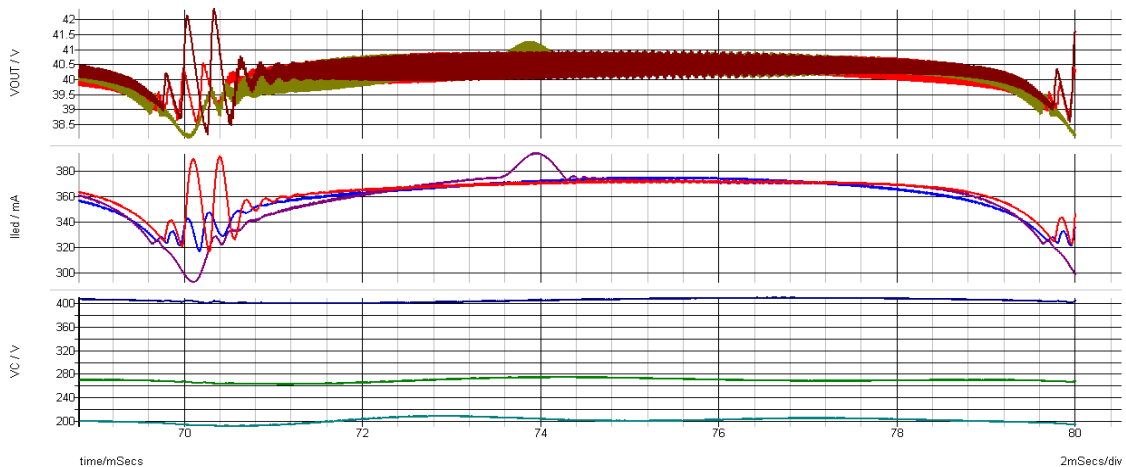


図4. 2. 8 サブ回路 Duty 変える

- 結果: サブ Duty 下がると、出力の谷が落ち込む(リップル大きくなる)、 V_c は小さくなる。

サブ Duty 上がると、出力リップルが大きくなり、 V_c も大きくなる。

結果には **85%の方が良い**。

- 谷埋め回路の Duty を変えた結果

谷埋め回路の Duty をもともとの 20%から 15%、13%、10%まで変えてみたところ、以下の図形が出た。

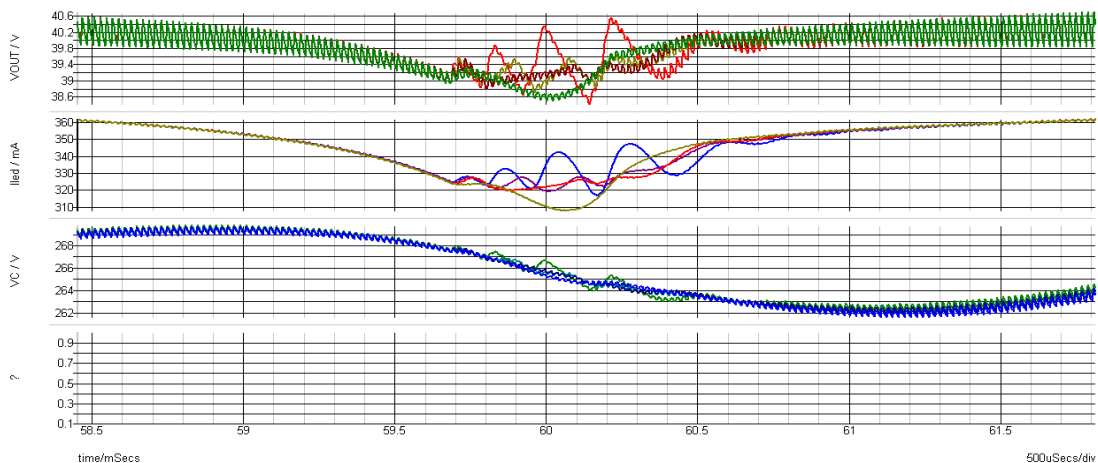


図4. 2. 9 谷埋め回路 Duty 変える

Vo	赤 20KHz	黄 15KHz	濃赤 13KHz	緑 10KHz
Iled	青 20KHz	紫 15KHz	赤 13KHz	黄 10KHz
Vc	緑 20KHz	水 15KHz	青 13KHz	青 10KHz

- 結果: 谷埋め回路の Duty を 20%から 10%まで、だんだん小さくしていくと、谷の波形はだんだん滑らかになるが、10%まですると、谷の電流が落ち込んでいることが分かる。

結果には、谷埋め回路の Duty は 13%の方が一番良い。

3) 谷埋め制御期間の幅可変

谷埋め制御期間の幅変える前に、問題を発見し、回路を変えた。

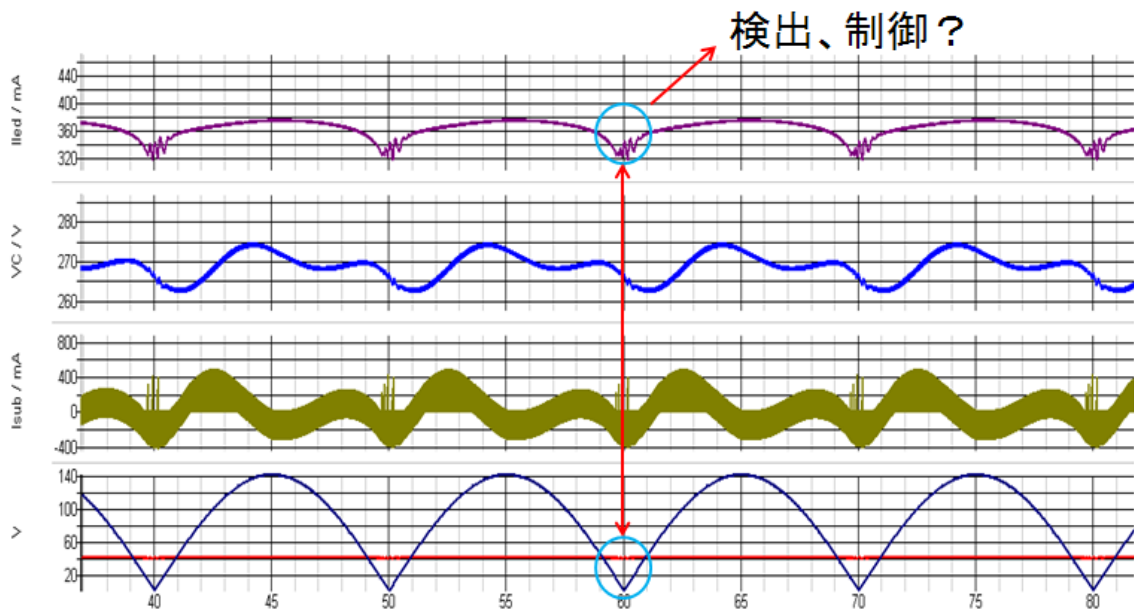


図4. 2. 10 入力、出力電圧を重ねる

出力電圧と入力電圧を重ねて見ると、出力電圧は入力電圧より高い時、リップル発生。何故かが分からないが、そこだけ自動的に検出して制御する方法がないかと、回路を変えて検討した。

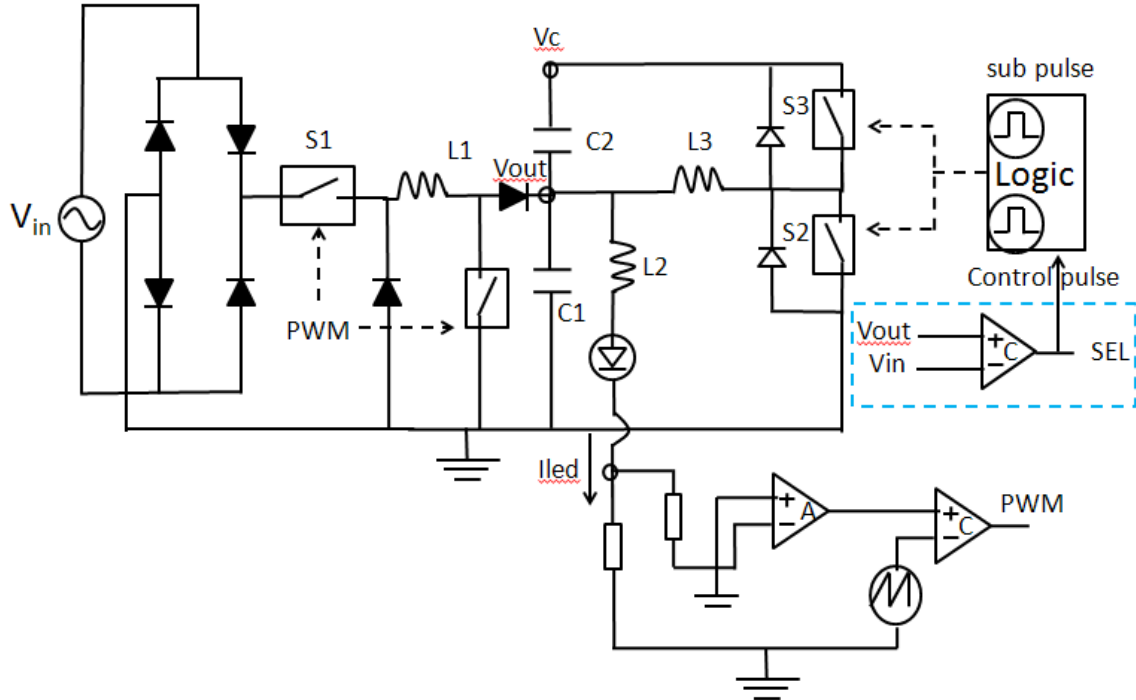


図4. 2. 11 谷間検出回路

コントロール信号 Duty(Dc)とサブ信号の Duty(Ds)を揃えて 84%から 79%まで変えてみた。結果は以下のようなになる。

紫:84% 水:83% 赤:82% 緑:81% 青:80% 黄:79%

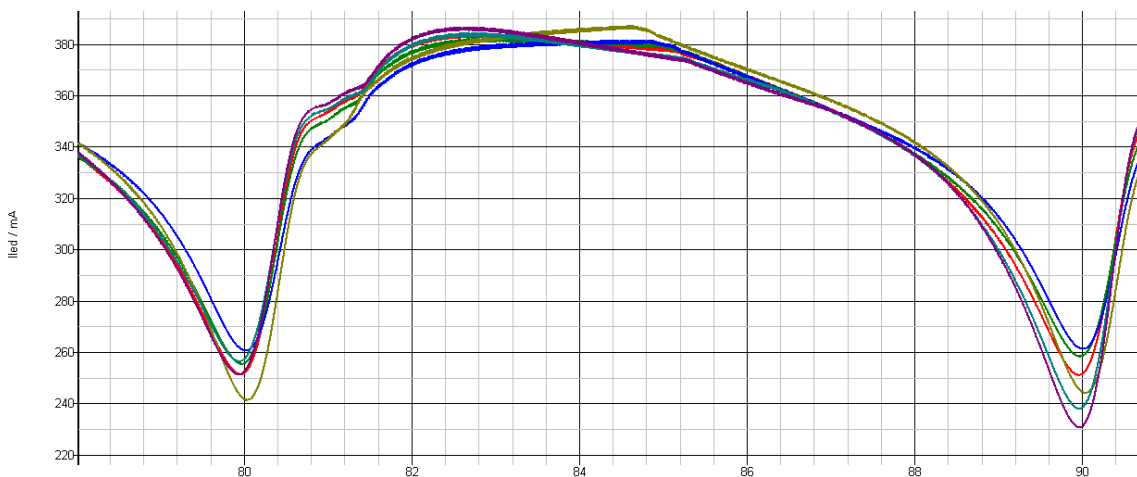


図4. 2. 12 コントロール、サブ信号の Duty と led 電流

- 結果:両方の Duty を揃えて小さくすると、谷間上がっていく、波形がフラットになり、リップルは小さくなる。79%まで下げると、リップルは逆に大きくなる。80%の方が一番良い。
- D_s と D_c の一つを固定し、一つだけ変えるとどうなるか。
 D_s と D_c を 84%&84%、84%&83%にしてみると。

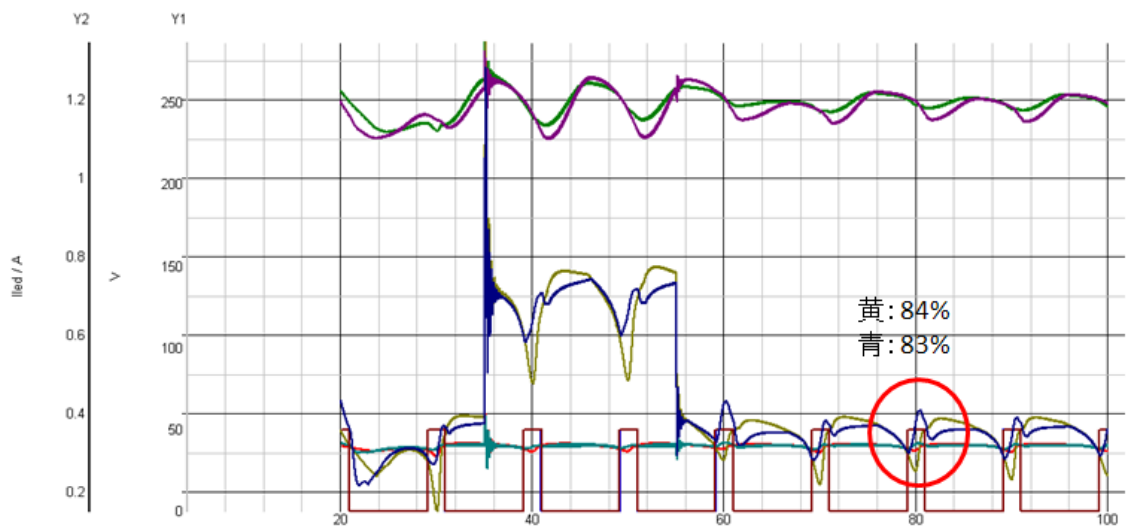


図4. 2. 13 D_s と D_c を 84%&84%と 84%&83%の重ね

結果 : 84%&83%(青) の方がリップル小さい。

- D_s を 84%に固定し、 D_c を 82%までもっと小さくしてみるとどうなるか。

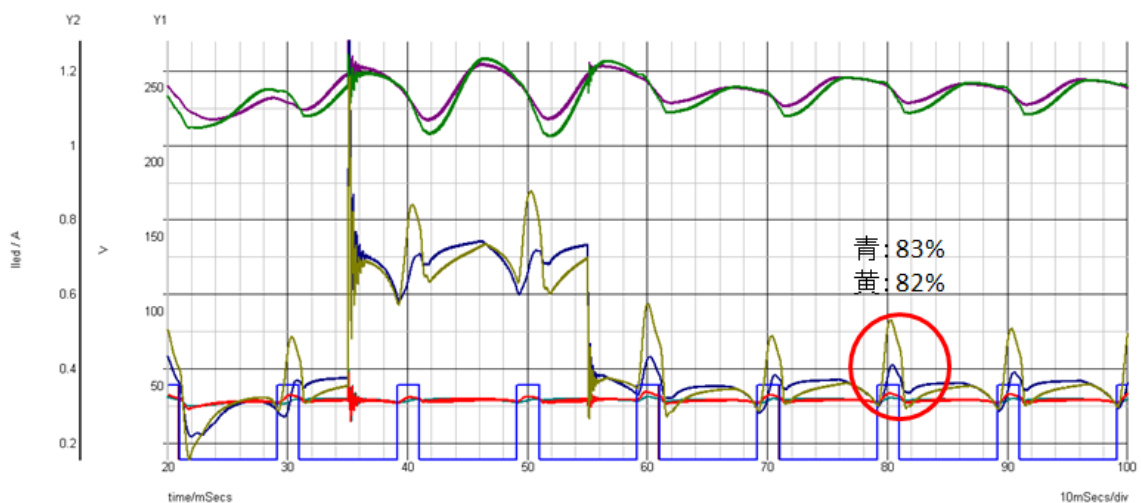


図4. 2. 14 D_s と D_c を 84%&83%と 84%&82%の重ね

結果:84%&83%(青)の方がリップル小さい。

➤ これからは D_s を固定し、 D_c を変える実験を行う。

a) まずは D_s を 84%に固定し、 D_c を変えてみた。以下は実験結果になる。

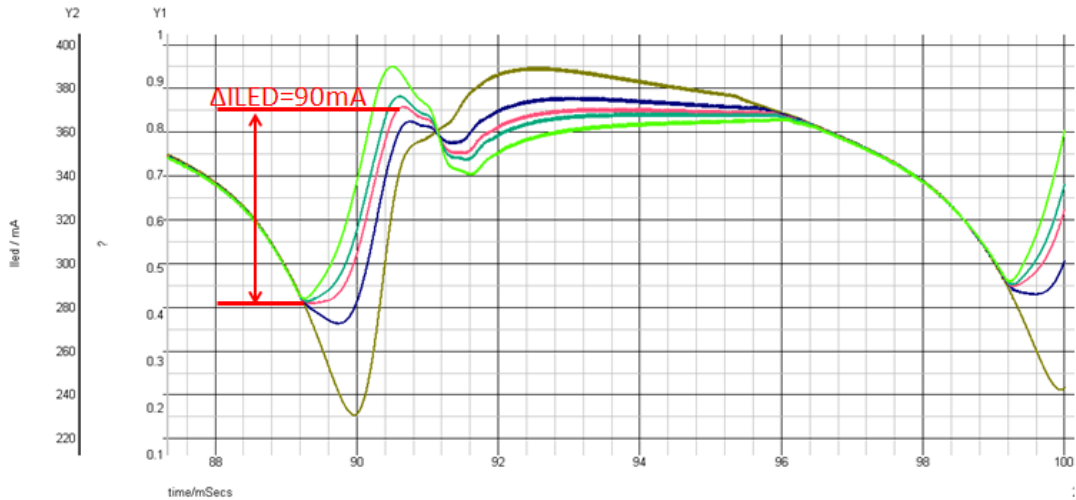


図4. 2. 15 D_s を 84%に固定し、 D_c を変える

黄:84% 青:83.5% **ピンク:83.3%** 水:83.2% 緑:83%

➤ 結果: D_c を 83.3%(ピンク)の時、リップルが一番小さい。

I_{led} : 280mA~370mA

$\Delta I_{led} = 90mA$

b) D_s を 83%に固定し、 D_c を変えると。

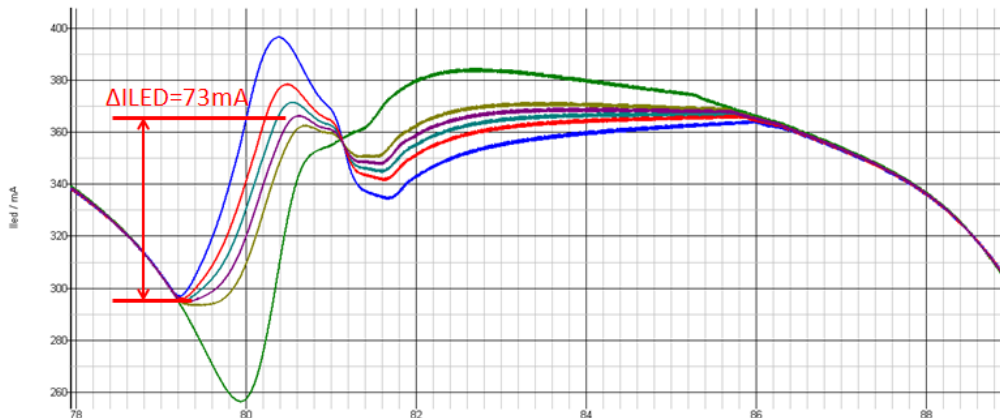


図4. 2. 16 D_s を 83%に固定し、 D_c を変える

緑: 83% 黄: 82.5% **紫: 82.4%** 水: 82.3% 赤: 82.2% 青: 82%

- 結果: Dc を 82.4%(紫)の時、リップルが一番小さい。

Iled: 295mA~368mA

$\Delta I_{led} = 73mA$

- c) Ds を 82%に固定し、Dc を変えると。

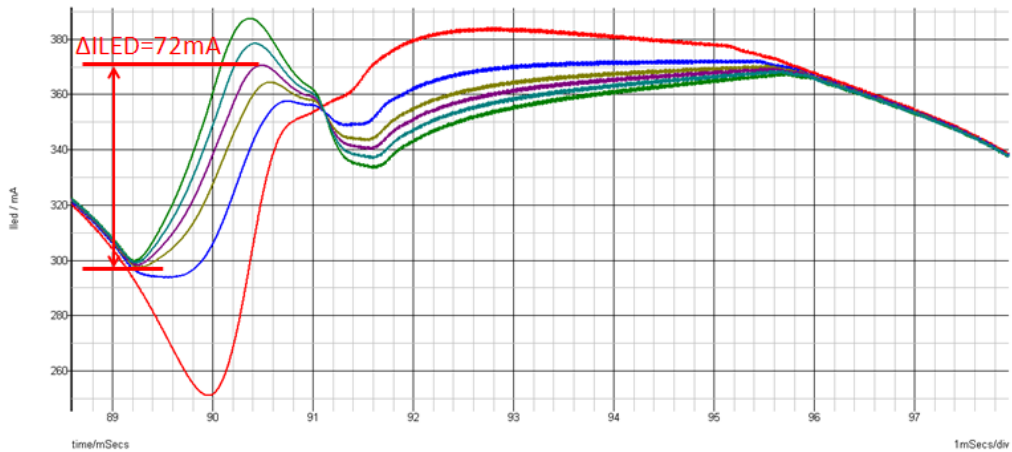


図4. 2. 17 Ds を 82%に固定し、Dc を変える

赤 : 82% 青 : 81.5% 黄 : 81.3% 紫 : 81.2% 水 : 81.1% 緑 : 81%

- 結果: Dc を 81.2%(紫)の時、リップルが一番小さい。

Iled: 298mA~370mA

$\Delta I_{led} = 72mA$

- d) Ds を 81%に固定し、Dc を変えると。

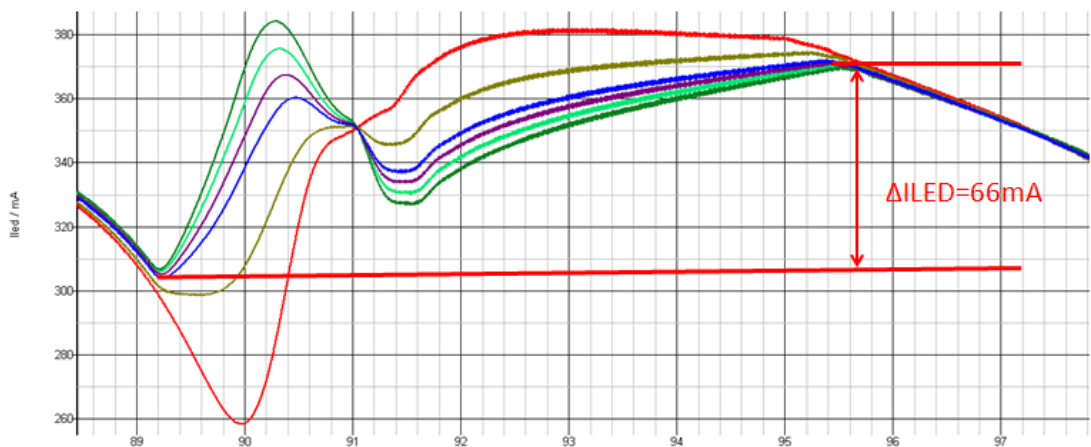


図4. 2. 18 Ds を 81%に固定し、Dc を変える

赤:81% 黄:80.5% 水:80% 緑:79.9% 紫:80.1% 青:80.2%

- 結果:Dc を 80.1%(紫)の時、リップルが一番小さい。

$I_{led}: 305\text{mA} \sim 371\text{mA}$

$\Delta I_{led} = 66\text{mA}$

- e) D_s を 80%に固定し、 D_c を変えると。

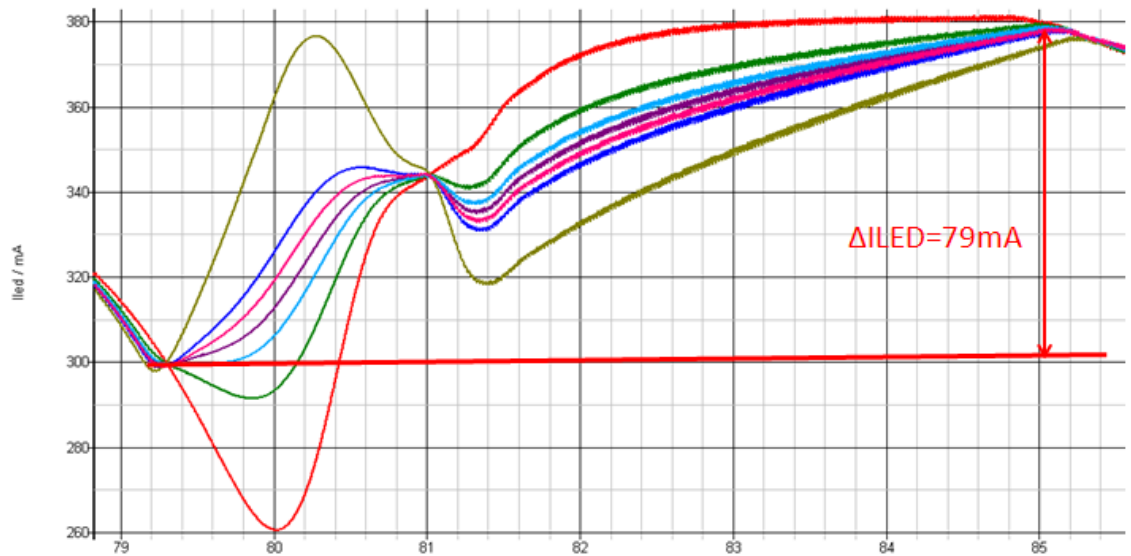


図4. 2. 19 D_s を 80%に固定し、 D_c を変える

赤 : 80% 緑 : 79.5% 水 : 79.3% 紫 : 79.2% 青 : 79% 黄 : 78.5%

- 結果:Dc を 89.2%(紫)の時、リップルが一番小さい。

$I_{led}: 299\text{mA} \sim 378\text{mA}$

$\Delta I_{led} = 79\text{mA}$

結果的には、 D_s を 81%、 D_c を 80.1%の時、電流リップルは 66mA で、一番小さい。

4) 谷埋め制御期間の位相可変

ここでは、制御期間の位相可変により、制御時間を早くしたり、長くしたりすることで、谷間($V_{out} > V_{in}$)のリップルを更に抑えられるだろうとやってみた。

- もともと 4ms の制御期間を 3ms、2ms、1ms にやってみた。実験結果は以下になる。

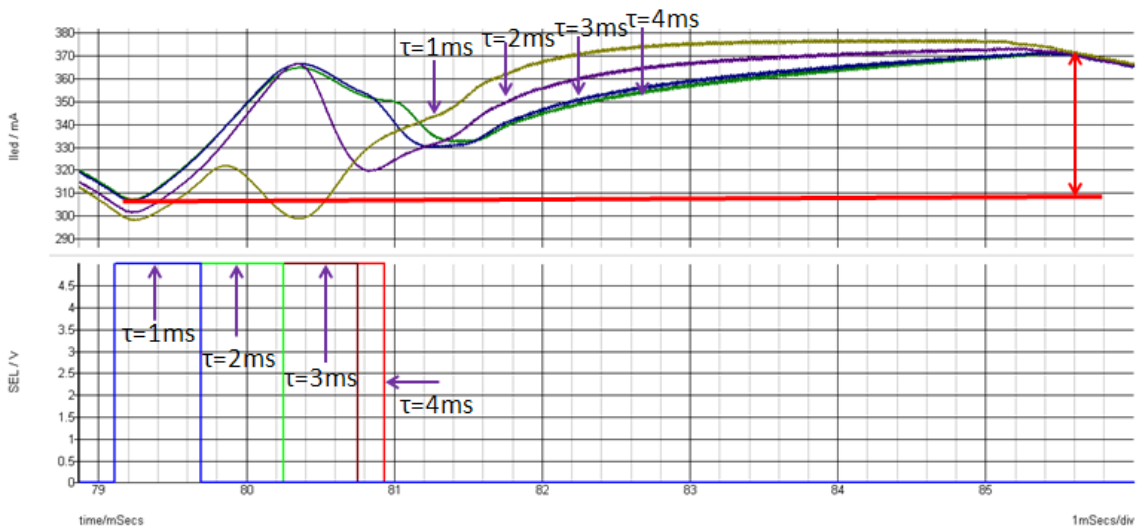


図4. 2. 20 制御期間&電流リップル

- 結果:もともと 4ms の時、 $\Delta I_{LED}=65\text{mA}$
 $\tau=3\text{ms}$ の時、 $I_{LED}=307\text{mA}\sim 371\text{mA}$ $\Delta I_{LED}=64\text{mA}$ (一番小さい)
- 制御期間を早くして、長くするとどうなるか。
 方法: V_o を固定電源に変え、電圧を上げる。

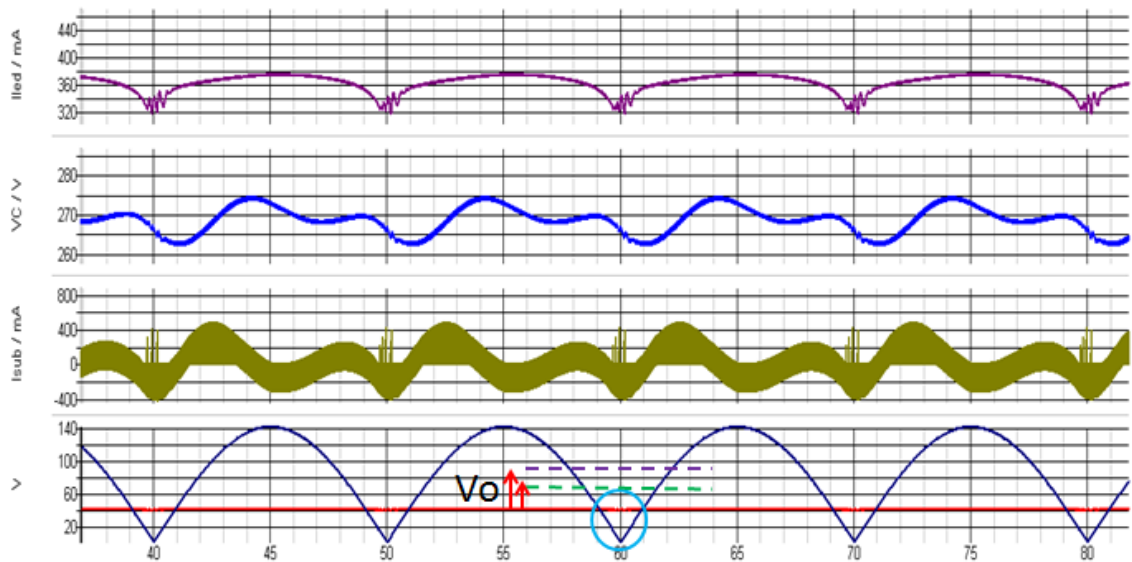


図4. 2. 21 制御期間を早く、長くする

結果は以下のようなになる。

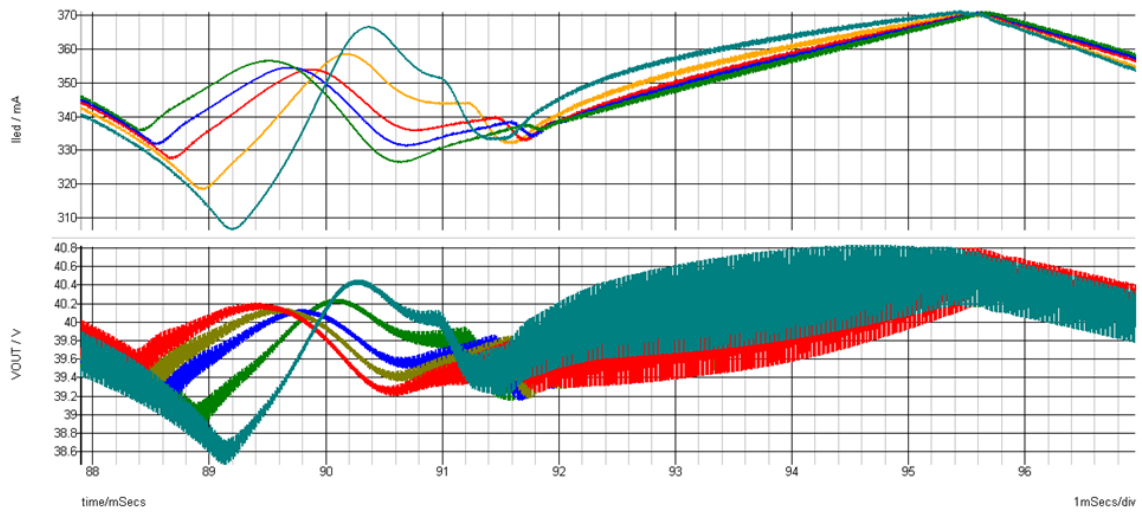


図4. 2. 22 V_o を上げた結果

水:40V 黄:50V 赤:60V 青:65V 緑:70V

➤ 結果: V_o を 65V(青)まで上げると、電流リップルが一番小さい。

I_{LED} : 331mA~370mA $\Delta I_{LED}=39mA$

V_o : 39.4V~40.4V $\Delta V_o=1V$

5. 新電流充放電型リプル制御方式

本章では、新しい電流充放電型リプル制御方式を紹介する。新型では、上にあるサブ回路の補正コンデンサの位置を変えることで、コンデンサ両端の電圧 V_c を低減し、実装しやすいためもある。回路図は以下になる。

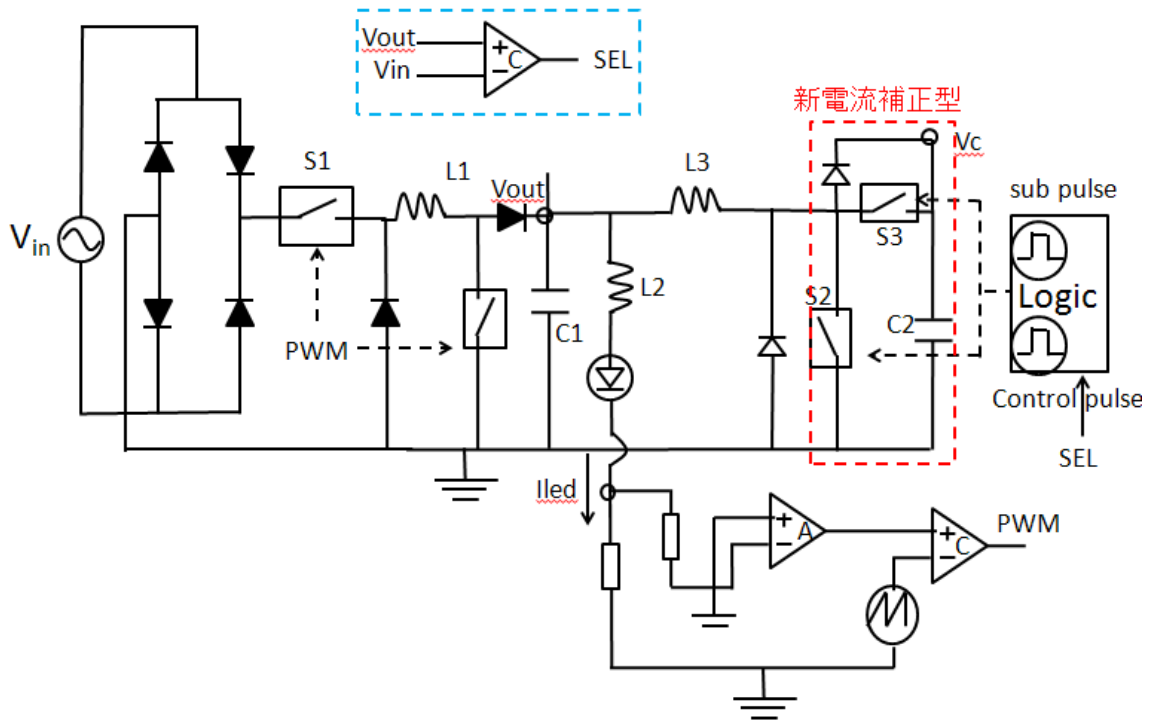


図5. 1 新電流充放電型リプル制御回路

元回路と新回路の比較図を以下になる。

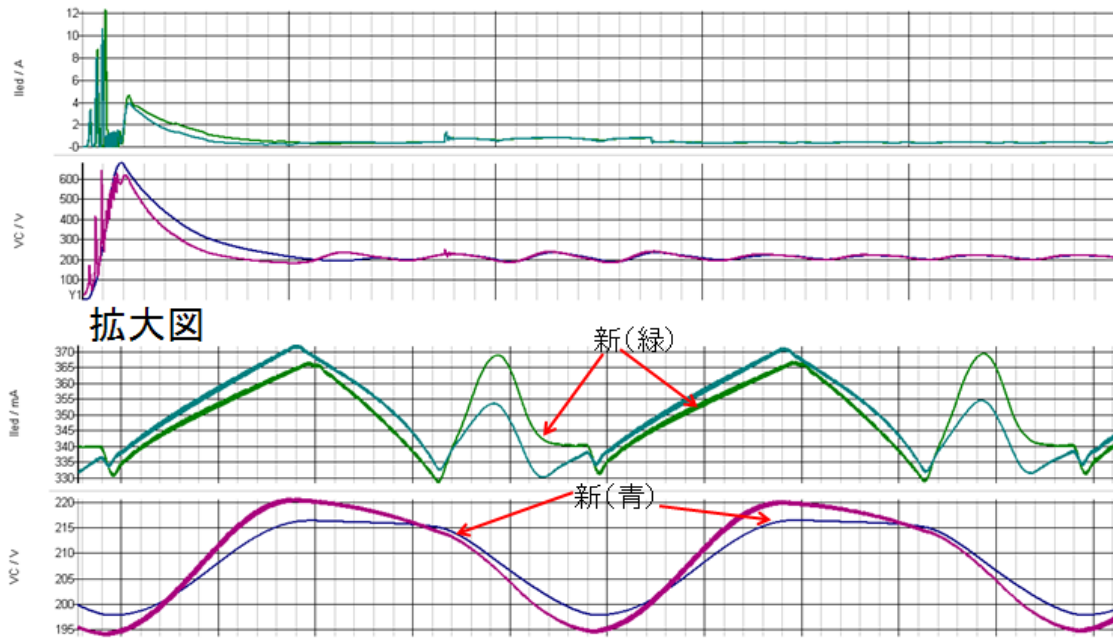


図5. 2 元回路&新回路

- 結果: LEDの電流リップルは同等、あまり変わらないが、補正コンデンサのピーク電圧 V_c は少し低減。

6. まとめ & 今後の課題

電解コンデンサレス・フリッカ補正型 LED 駆動回路について検討した。基本の電流充放電型にPWMフィードバック制御をかけ、そして電圧谷埋め補正回路と各種のリプル低減方法で電流リプルを 10%弱に抑えた。最後に実装しやすいため、新電流充放電型リプル制御方式を提案した。

今後の課題としては、補正コンデンサ両端の電圧を 200V 以下に下げ、200V 以上の耐圧が必要。電流リプルを 10%以内に抑える。最後に実装回路を完成し、性能を実装回路で確認する。

参考文献

- 1) 原田 耕介、二宮 保、顧 文建 “スイッチングコンバータの基礎” コロナ社、Nov.1991.
- 2) K. Lee , Y. Hsieh and T. Liang , “A Current Ripple Cancellation Circuit for Electrolytic Capacitor-less AC-DC LED Driver” IEEE Trans. on Power Electron., vol.978, no.1 Aug.2013
- 3) J. Marcos Alonso, “Analysis and design of the integrated double buck-boost converter as a high-power factor driver for power –LED lamps,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 59, no. 4, pp. 1689-1697, April 2012.
- 4) Linlin Gu, Xinbo Ruan, Ming Xu, and Kai Yao, “Means of eliminating electrolytic capacitor in AC/DC power supplies for LED lightings,” IEEE Trans. Power Electron., vol.24, no.5, pp. 1399-1408, May 2009.

発表論文

- 1) 権力、小堀康功、李慕容、呉ジュ、趙峰、シャイフル ニザム モハイヤ、小田口貴宏、中西功、根本謙治、松田順一、高井伸和、小林春夫
「疑似デルタシグマ変調単インダクタ 2 出力 SIDO 降圧形スイッチング電源」
電子情報通信学会 回路とシステム研究会、大分 (Jan. 2013)
- 2) 権 力、小堀康功、趙 峰、李 慕容、呉 ジュ、朱 秋霖、高井伸和、小林春夫
(群馬大学)、
「電解コンデンサレス・フリッカ補正型 AC-DC ダイレクト LED 駆動回路」
電気学会群馬支部栃木支部合同研究会 桐生 (Mar. 2014)
- 3) Shu Wu, Yasunori Kobori, Zachary Nosker, Murong Li, Feng Zhao, Li Quan, Qiulin Zhu, Tetsuji Yamaguchi, Eiji Shikata, Tsuyoshi Kaneko, Kimio Ueda, Nobukazu Takai and Haruo Kobayashi,
“Design of a Simple Feed-Forward Controller for DC-DC Buck Converter,”
The 4th IEICE International Conference on Integrated Circuits Design and Verification, Ho Chi Minh City, Vietnam (Nov. 15-16, 2013).
- 4) Shu Wu, Yasunori Kobori, Zachary Nosker, Murong Li, Feng Zhao, Li Quan, Qiulin Zhu, Nobukazu Takai, Haruo Kobayashi Gunma University “A Simple Feed-Forward Controller Design for DC-DC Buck Converter ”
5th International Conference on Advanced Micro-Device Engineering (AMDE2013) Kiryu, Japan (Dec. P72, 2013)