

高電圧電源に必要な要素技術の検討

望月 孔二*, 池田 祐樹*

Examination of the elemental technology necessary for a high voltage power supply

MOCHIZUKI Kouji*, IKEDA Yuki*

Abstract In this study, DC power supply circuit was considered. The specifications of the power supply which we aim at are as follows: The current output is 100 [μA]. The voltage is 6000[V] and can be controlled with a 12-bits digital value. Characteristics to be required for control were considered, and appropriated IC was chosen. The circuit which conveyed high voltage to an IC was designed. A high voltage generation circuit was produced experimentally, and it was confirmed that enough voltage was output.

Key Words: Voltage source, Switching regulator

1. はじめに

共同研究のテーマとして 6000V の直流電源回路を製作することになった。電源の仕様は、1[V] 刻みで出力電圧 V_{OUT} を制御でき、電流は $100\mu A$ を出力することである。

その実現に必要な回路について検討して基本となる要素技術を検討したので報告する。なお、一部の回路については、試作回路による検証も行った。

2. 一般的技術と、今回の回路への適用の検討

電源回路は、電圧を安定させる部分で大きく分類すると、直流動作をするドロップ型の回路と、交流動作をする降圧型のスイッチング型と、交流動作をする昇圧型のスイッチング回路が挙げられる。[1,2]

今回の回路では、昇圧型のスイッチング型の使用が考えられる。もともと 10V 程度、または 100V 程度の電圧が、我々が準備しやすいエネルギー源であり、その電圧を 6000V に変換して出力するには昇圧型が必要である。ドロップ型は降圧型に分類できる技術であり、高い電圧を作る今回の回路には適用できない。

スイッチング型において昇圧するには、チョークコイルまたはトランスが使われる。今回の回路にはトランスを使うのが適当だと思われる。なぜならば、1つのチョークコイルによって 6000V という大きな電圧を作り出す回路例が見当たらないからである。トランスは一次側と二次側の巻き数比を変えることで容易に高電圧を作ること

る。また、一次側と二次側の絶縁が保たれるため、二次側の回路の自由度が高く、回路設計をしやすい。

3. 電源 IC の検討

回路作成に適した電源 IC を RS-Online [3] を使って調査した。同社の情報によると電源 IC は 2019 年 11 月現在、22427 種類の IC が、44 通りに分類されており、候補となりうる IC も多数あげられる。その中で、今回の用途にあう候補として、アナログデバイセズ社 (リニアテクノロジー社開発) の LT1683 を選定した。[4] この IC を採用した理由は次のとおりである。:

- 最も多くの電源 IC を供給しているアナログデバイセズ社から、電源 IC を選定した。
- DC/DC コントローラの中で「超低ノイズ・レギュレータ」という分類内の IC である。1[V] 刻みで電圧を制御するには低ノイズであることが必要と考えた。
- パワースイッチが外付け型である。これにより、制御部はノイズの影響を減らせると共に、駆動部は必要な電力出力ができるようディスクリット素子を付加できる。
- トランスの駆動方式が Push-Pull 型であり、確実な動作が期待できる。
- Inverting 回路が内蔵されていて、センシング回路が柔軟に設計できる。

LT1683 の内部回路を図 1 に示す。内部の発振器は、外部接続の R や C によって決まる周波数の方形波を出力している。FB 端子は出力の V_{OUT} をフィードバックするための端子であり、GATE A と GATE B はトランスを駆動するための FET に接続する。

* 電気電子工学科

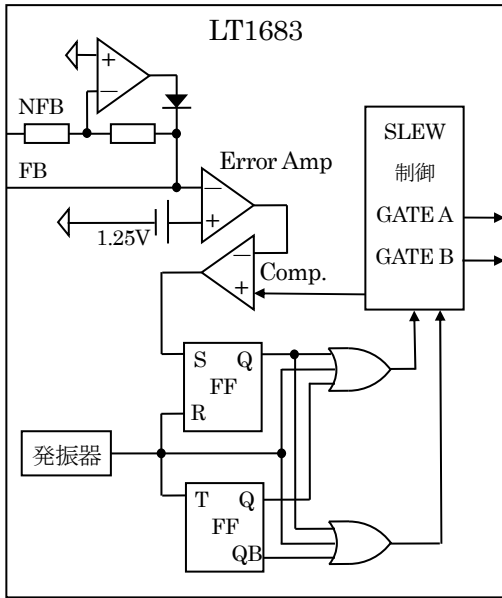


図 1 LT1683 ブロック図 [4]

ここで、もしも出力の V_{OUT} が高 (低) くて、FB 端子に 1.25 [V] よりも高 (低) い電圧が入力されると、Error Amp の出力は低 (高) い電圧になる。すると、Comp. の出力は High (Low) になる。すると、2つ用意される 3 入力 OR 回路は、Comp. からの信号が High (Low) に固定されるため、OR 回路の出力はずっと High のままであって (それぞれ 2 入力の OR 回路として機能し)、GATE A も GATE B の値も時間に対して変化がない (変化がある)。そのため、 V_{OUT} に対してトランスからのエネルギー供給はなくなる (供給がある)。このようにして、 V_{OUT} の値を制御する。

3. 電圧出力回路の検討

参考として、データシート内の「標準的な実用回路」を図 2 に示す。

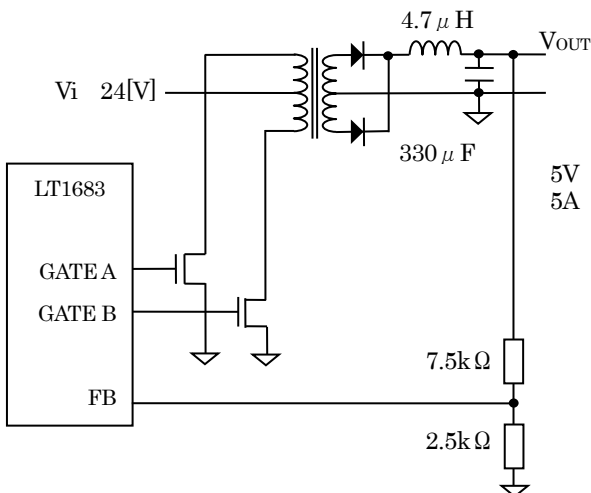


図 2 LT1683 標準的な応用例 [5]

LT1683 の GATE A と GATE B 端子から Push-Pull 出力が供給され、電力出力用の FET に繋がれ、その FET はトランスを駆動する。そのトランスの出力側は、ダイオードで整流され、その後平滑化して DC 出力になる。

この回路の特性を確認するため、図 3 の回路を作ってその基礎特性を測定した。なお、使用したトランスは日本パルス工業の昇圧用高周波トランス HVT303 であり、巻き数比 1:1:50、入力電圧は 20~30[V]、出力電圧は 1000~1500[V] である。[6] FET は IRF640N であり、タイマ IC555 によって駆動した。

最終目標とする DC 出力電圧は 6000 [V] だがトランスの最大出力は 1500 [V] である。従って、トランスの後ろに、コッククロフト・ウォルトン回路[7] を繋げることで更に電圧を 4 倍し、6000 [V] にする予定である。すべてをコッククロフト・ウォルトン回路によって昇圧するは考えなかった。すべてをコッククロフト・ウォルトン回路にすると段数が増えるため電圧を制御するのに遅れ時間が生じてしまい、安定な制御に好ましくない。

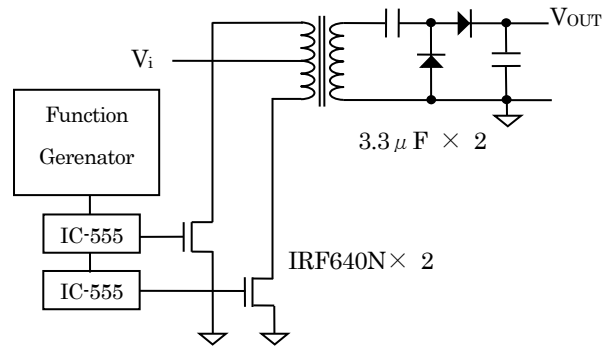


図 3 出力特性の確認に作った試作回路

図 3 の試作回路の特性を図 4 と 図 5 に示す。

$V_i = 1 [V]$ のときの実験結果を予想すると、トランスの巻き数比が 50 倍なのでトランスの出力は $\pm 50 [V]$ となり、後段につながる倍電圧の整流回路によって、出力は 100 [V] になるはずである。

図 4 は、 $V_i = 1 [V]$ のときの周波数と出力電圧の関係をグラフにしたものである。高い周波数では出力は 180 [V] あたりで飽和している。これは、予想された 100 [V] に比べて倍近い電圧である。この理由を確認するために V_i の電圧波形を確認したところ、平均値は 1[V] であるものの電圧変動が生じていることが分かった。トランスの出力には $\pm 90[V]$ が生じ、トランスの入力にはその約 50 分の 1 である $\pm 1.8[V]$ の変動が見られた。恐らく、トランスの誘導成分が影響したのだと考えられる。こうした変動を抑えるためには、大きな容量入れるなど、充実した入力側の電

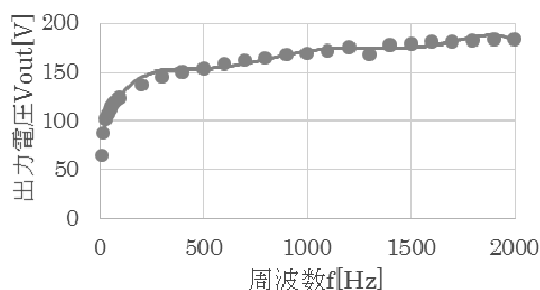


図4 $V_i = 1$ [V] のときの、周波数と出力電圧

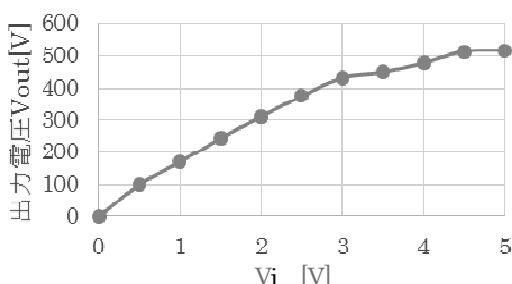


図5 $f = 1$ [kHz] のときの V_i と出力電圧

源を用意する必要がある。

図5は、周波数を1[kHz]にして、 V_i を変化させたときの出力電圧の関係をグラフにしたものである。ほぼ比例になっていることが確認できる。 V_i が3[V]を超えるあたりから、出力電圧が比例関係よりも少し低めの電圧になっている。これはおそらく、出力電圧が比例関係になるためには、1[kHz]という周波数は低すぎるからだと考える。

この実験によって、発振周波数が高くて V_i の電圧も高いほど、 V_{OUT} を高い電圧にできることが確認できた。

このことから、 V_{OUT} を6000[V]にするための最適な V_i の値を求めて、その値を使って小さな電圧の V_{OUT} を出力しようとする、周波数が低くなり、 V_{OUT} がその周波数で大きく変動することが予想される。それを防ぐには、図6のような二段構成の電源にして V_{OUT} の目標値によってLT1683に加える V_i も変化させることが良いと考えられる。

4. センシング回路の検討

LT1683を使って電源を作る場合、 V_{OUT} 出力からFBまたはNFBへのフィードバックが必要である。そのための回路として、図7の回路を設計した。 V_2 は仮想接地によって0[V]である。

V_{OUT} の1[V]の電圧変化を、 V_1 の0.1[V]の電圧変化にするため、 $R_1=0.1 \times R_3$ とした。

ここで、 V_{OUT} が6000[V]であれば $i_2=10[\mu A]$ であり、その電流をそのまま i_1 に流すと、 $V_1 \approx -600[V]$ となって

しまう。そこで、0～3.0[V]を出力するDACを用意して、 V_3 としてその負の電圧を作る回路を設け、300[k Ω]の抵抗で一定の電流 i_2 を流すようにした。DACの出力が3.0[V]であれば、 $i_3=10[\mu A]$ である。これによって、 V_1 は電源電圧をはみ出すようなことない。

もしもDACが12ビットの精度だとすれば、 V_3 の変化は0.73[mV]ずつ、 i_3 の変化は2.4[nA]ずつである。これは V_{OUT} の1.46[V]の変化に対応する。この値は当初の「1[V]ずつの制御」よりも大きい、必要に応じて16bit精度のDACを用意すれば良い。

現実に回路を作った場合、信号にノイズが重なることが予期される。ノイズが大きくて、1.46[V]の電圧変化を観測するのに難しいということであれば、別の回路設計が必要になる。

5. その他の回路部分の検討

電源回路を安定させるにはコンデンサが有効である。また、今回設計した回路の出力電流は100[μA]である。LT1683の発振周波数についてデータシートでは20[kHz]～250[kHz]としてあるので、100[kHz]を仮定して、必要なコンデンサの値を推定する。周期と考えると10[μs]である。

もしも10[μs]の間の電圧変動を0.5[V]以内に抑えたいのであれば、電荷 $Q = \text{容量 } C \times \text{電圧 } V$ により、

$$C = (100[\mu A] \times 10[\mu s]) \div 0.5[V] = 2.0[nF]$$

である。

もしも、電圧制御のために、ONとOFFが10周期ずつ繰り返されるのであれば、制御の1周期は200[μs]であり、その間の電圧変動を0.5[V]以内に抑えたいならば、

$$C = (100[\mu A] \times 200[\mu s]) \div 0.5[V] = 40[nF]$$

である。これは特別なコンデンサでなくても対応可能である。なお、この定数を使う場合、時定数は2秒ほどになるため、高電圧の実験をした後である程度の時間は高い電圧が残される。そうした電荷が散逸するには、時定数の10倍以上の時間を置くか、またはコンデンサを放電させることが必須である。

6. まとめ

目的に沿う回路について設計した。今後はこの検討を元に回路を実際に作成して特性を確認する。恐らく、今回の検討のままでは不十分などがあると思われる。試作をしながら更に必要な検討を進め、当初設定した仕様を満たすように研究する予定である。

参考文献

- [1] 別冊トランジスタ技術「電源用 IC 活用マニュアル」, CQ 出版社, 1997 年
 [2] 「リニアレギュレータとスイッチングレギュレータの基礎」, ROHM 社, ダウンロードは以下の URL から
https://pages.rohm.co.jp/Co_download05.html
 [3] RS-Online の Web ページ <https://jp.rs-online.com/>

- [4] LT1683 のデータシート
 [5] “High Voltage, Low Noise, DC/DC Converters” Application Note 118, March 2008, Linear Technology
 [6] 「昇圧用高周波トランス」,
<http://www.nihon-pulse.co.jp/products/trance/07.html>
 [7] コッククロフト・ウォルトン回路, 株式会社ベルニクス の Web ページ (2019 年 11 月閲覧),
http://www.bellnix.co.jp/powersupply_faq/entry005.html

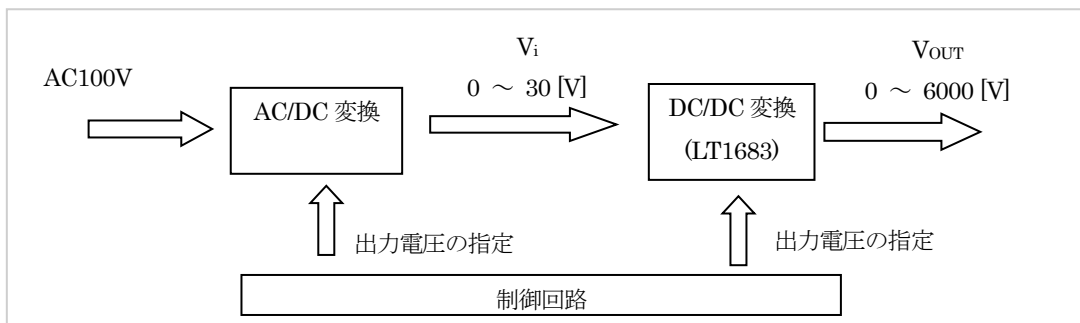
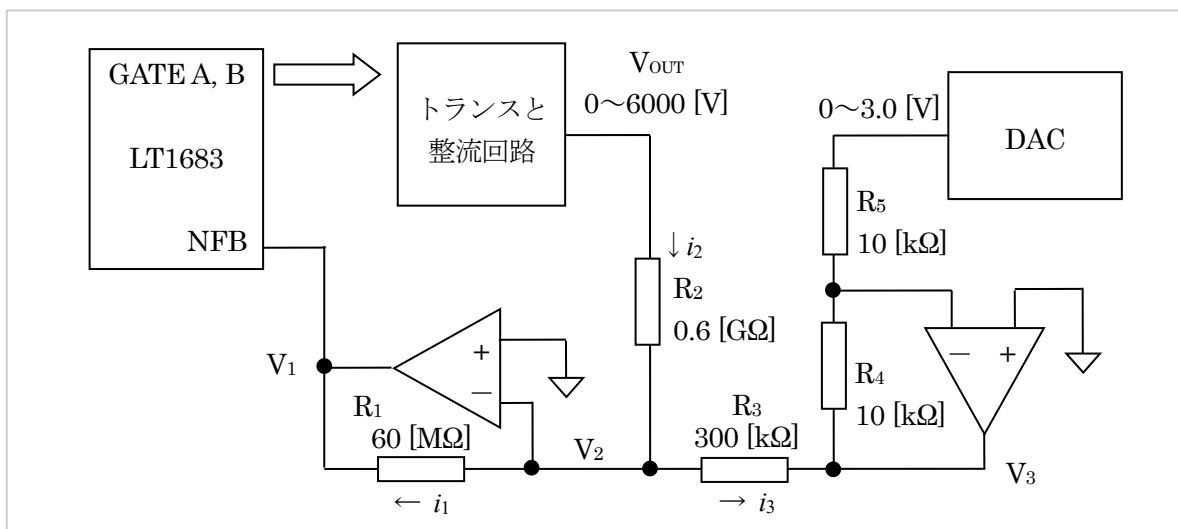


図 6 二段構成の電源

図 7 V_{OUT} から LT1683 へのフィードバックについて