

新構成 AC-DC 変換回路の検討

Novel AC-DC Converter Design

邢林, 高虹, 小堀康功 (群馬大) 岡本直久, 大島正樹 (ニチコン)

若林和行, 岡田考志, 小野澤昌徳, 小林春夫, 高井伸和, 新津葵一 (群馬大)

Abstract This paper proposes two new circuits which convert AC voltage to DC voltage directly with much less devices, though in the conventional system, the rectifier, ripple filter and DC-DC converter are principally used for converting the voltage from the alternating current (AC) to direct current (DC). The first one is composed of five switches, one inductor and one capacitor. The positive voltage can be converted to a steady positive voltage by buck converter or buck-boost converter and the negative voltage can be converted to a positive voltage by a buck-boost converter and vice versa. The second one is an H-bridge AC-DC converter where the inductor current flows always in the one direction whereas the first one may alter the inductor current direction. We present their circuit topologies, operation principles and simulation results.

キーワード : AC-DC コンバータ, 降圧コンバータ, 昇降圧コンバータ, スイッチングコンバータ (AC-DC Converter, Buck converter, Buck-boost converter, Switched-mode power supply)

1. はじめに

現在、電子機械のおかげでわれわれの生活が便利になり、生産も効率的になっている。このような電子機械が携帯電話から大きな生産機械まで、全てに AC-DC 変換器が使用されている。AC-DC 変換の課題は、正負の入力電圧に対して同等な出力電圧に変換することにある。従来では交流電圧から整流回路を介して平滑し、DC-DC コンバータで安定な直流に変換する。このような AC-DC 変換は大型で効率も悪い。

本報告では、DC-DC コンバータの原理を直接応用して、AC-DC コンバータを実現している。入力電圧の極性によりインダクタの使用条件を切換え、入力が正電圧時は非反転型の昇降圧コンバータとし、負電圧時は反転型の昇降圧コンバータとしている。

ここでは、昇降圧-昇降圧型 AC-DC コンバ

ータと Hブリッジ型 AC-DC コンバータの 2 種類のダイレクト AC-DC コンバータを紹介する。各コンバータに対して動作原理を説明し、シミュレーションによる基本動作と基本特性をも示す。また、電圧変換率の理論解析も導出し、商用電源 (50Hz, 100Vrms) に適用したときの特性を、通常の昇降圧形 DC-DC コンバータと比較して示す。

2. 昇降圧-昇降圧型 AC-DC コンバータ

2.1 回路構成と動作原理

検討した昇降圧-昇降圧型 AC-DC コンバータの回路構成を、入力が正電圧時の電流動作と共に図 1 に示す。また入力が負電圧時の電流動作を図 2 に示す。同図において、実線はコイル電流の充電時、破線は放電時の電流経路である。5 個のスイッチ群は 200kHz のクロックで動作しており、入力電圧およびコイル電流の充放電により動作モードが異なる。

図1では入力電圧が正であり、コイルへのエネルギー蓄積にはS1とS4がデューティDの期間、同時にONして電流を流す。次の期間はS1、S4をOFFに、S3、S2をONにして、コイルのエネルギーをコンデンサと負荷抵抗に放電する。(図3(a)参照)この動作を入力信号の半周期間繰り返すことにより、昇降圧型DC-DCコンバータと同様に、入力電圧の電圧値に連動してデューティDを可変制御することにより、安定な電圧を出力することができる。

図2は入力負電圧の場合であり、動作を図3(b)を用いて説明する。まずS1とS4が同時にONして、コイルにエネルギーを充電する。この場合、コイル電流は正電圧入力時と反対方向になるが、入力電圧が0V時に切換るので問題ない。次にS1、S4をOFFに、S4、S5をONにして、コイルのエネルギーをコンデンサと負荷抵抗に放電する。以上の結果、正負の入力電圧に対して、同様にデューティを制御することにより、安定な直流出力電圧を得ることができる。

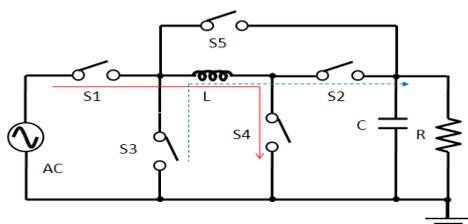


図1 昇降圧-昇降圧型 AC-DC コンバータ
($V_{in} > 0$ 時の電流状態)

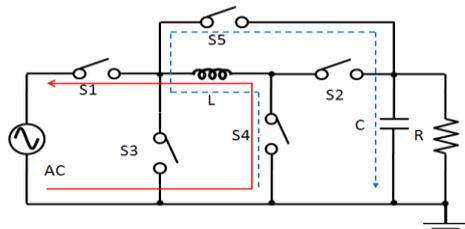
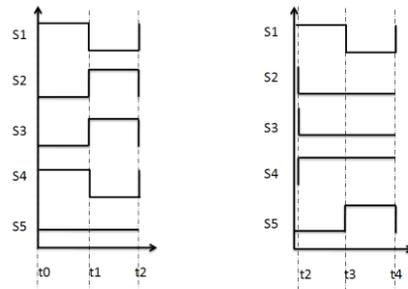


図2 $V_{in} < 0$ 時の動作電流



(a) $V_{in} > 0$ (b) $V_{in} < 0$

図3 スイッチのタイミング・チャート

2.2 シミュレーション結果

図4にシミュレーションに使用した全体の回路構成を示す。入力電圧を50Hz, 100Vrmsとし、100kHzでPWM制御した。また、表1に使用した素子パラメータを示し、出力電圧を $V_o=50V$ 、負荷電流 $I_o=0.1A$ に設定した。

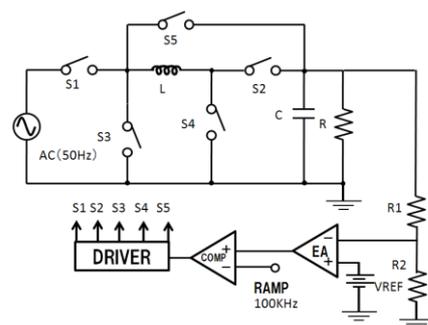


図4 シミュレーション回路図

表1 使用パラメータ

| | |
|------|--------------|
| C | 220 μ F |
| R | 100 Ω |
| R1 | 9 k Ω |
| R2 | 1 k Ω |
| L | 220 μ H |
| VREF | 5.0 V |

図5に入力電圧 V_i と出力電圧 V_o の概要を、図6に出力電圧リップル波形を、図7にコイル電流波形を示す。出力電圧の定常電圧リップル

は 5mVpp 以下であり全く問題なく、またコイル電流リプルは 1.7App で妥当である。

図 8 に負荷電流を切替えたときの出力応答特性を示す。入力電圧により応答特性は少し変化するが、最大電圧入力時付近での応答特性を示す。切替え電流を $\Delta I_o = 1.0 / 0.5\text{A}$ としたとき、電圧リプルは $\Delta V = 30\text{mVpp}$ 、電圧オフセット $\Delta V_{DC} = 10\text{mV}$ である。電圧リプルはやや大きいですが、出力電圧に対する電圧リプル比率でみると、 $\Delta V/V_o = 0.0006$ と十分小さいと判断される。

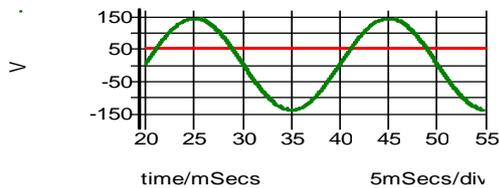


図 5 入力電圧と出力電圧の波形

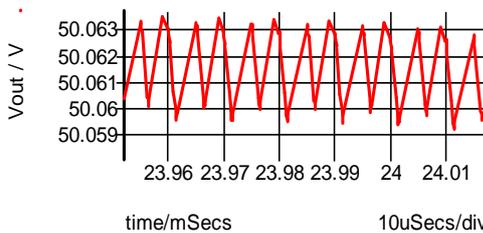


図 6 出力電圧リプル (拡大図)

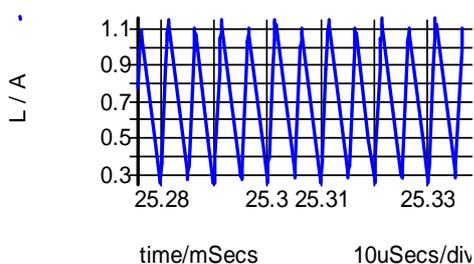


図 7 インダクタ電流の波形

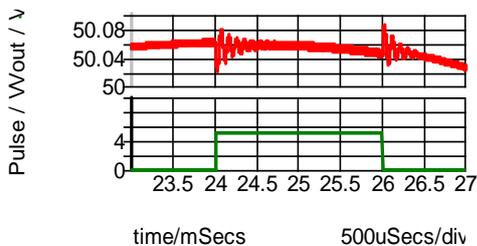


図 8 負荷応答特性

3. 非反転型Hブリッジ AC-DC コンバータ

3.1 回路構成と動作原理

インダクタ L の電流を一定方向となるように、図 9、図 10 の構成の非反転型 Hブリッジ AC-DC コンバータを検討した。入力電源や出力電圧は図 1 と同様である。入力が正の半周期では、図 11 (a) のようにスイッチが制御される。つまり、まず $S1$ 、 $S3$ が ON となり実線のようにインダクタにエネルギーを充電し、次に $S2$ 、 $S5$ が ON となり破線のようにキャパシタや負荷抵抗に電流を供給する。この動作を入力信号の半周期間繰返して、非反転型昇降圧 DC-DC コンバータの動作をする。

次に入力信号の負の半周期では図 11 (b) のように、まず $S2$ 、 $S4$ が ON して実線のようにインダクタにエネルギーを充電し、その後 $S2$ 、 $S5$ が ON して破線のように出力側に電流を供給する。基本的な動作は、先の昇降圧一昇降圧型 AC-DC コンバータと同様である。

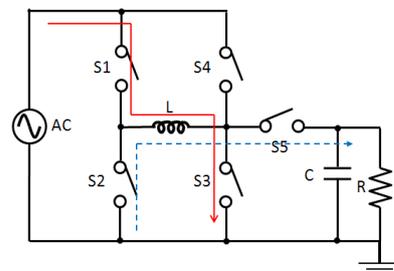


図 9 非反転型 Hブリッジ AC-DC コンバータ ($V_{in} > 0$ 時の電流方向)

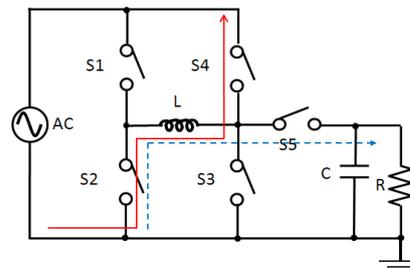


図 10 $V_{in} < 0$ 時の電流方向

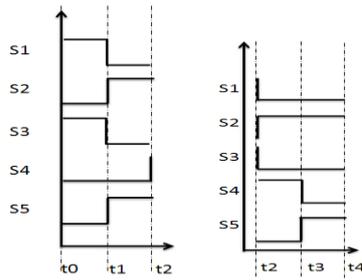
(a) $V_{in} > 0$ (b) $V_{in} < 0$

図 11 スwitchのタイミング・チャート

3.2 電圧変換率の検討

図 9 の Hブリッジ AC-DC コンバータにおいて、入力電源の電圧極性で分けて昇降圧動作を考える。なお、入力電源周波数に対して PWM 周波数は十分速く、ある時間 t における入力電圧は一定値と見なすことができる。

1) $V_i > 0$ 時の動作

図 12 は S1、S3 が ON 状態でインダクタにエネルギーを充電時の等価回路、図 13 は S2 と S5 が ON 状態でキャパシタと負荷抵抗に電流供給時の等価回路である。このときのインダクタ電流を、図 14 に示す。これらの等価回路およびインダクタ電流を見る限り、この動作は通常の非反転型 DC-DC 昇降圧形コンバータと全く同等である。

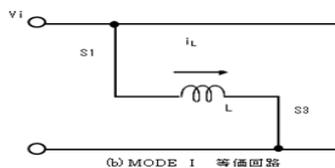
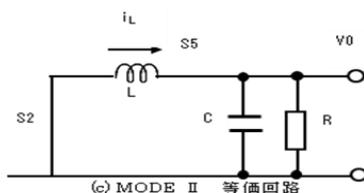
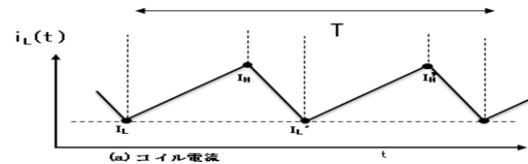
図 12 $V_i > 0$: S1, S3=ON 時の等価回路図 13 $V_i > 0$: S2, S5=ON 時の等価回路

図 14 インダクタ電流

2) $V_i < 0$ 時の動作

図 10 において、入力電源が負の状態でも、S2, S4 が ON 時にはインダクタ電流の状態方程式は前期と同等である。また、S2, S5 が ON 時にも、インダクタ電流の流れ方は全く前期と同等である。したがって電圧変換率は $V_i > 0$ の半周期のみを考えればよい。

3) 電圧変換率と平均デューティの検討

PWM クロック周波数に対して入力正弦波の周波数は十分に低く、したがって瞬時の入力電圧はほぼ一定電圧とみなせる。このとき出力電圧 V_o は、非反転昇降圧型 DC-DC コンバータと同様に次式で表される。ここで出力電圧は一定であり、必要なデューティ D は次式で表される。

$$V_o = \frac{D}{1-D} \cdot V_i$$

$$= \sqrt{2} V \cdot \frac{D}{1-D} \cdot V_{rms} \cdot \sin(\theta) \quad (1)$$

$$D(\theta) = \frac{1}{1 + \sqrt{2} / M \cdot \sin(\theta)} \quad (2)$$

$$\text{ただし } M = V_o / V_{rms} \quad (3)$$

したがって半周期の平均デューティ D^* は次式で求めることができる。

$$D^* = \frac{1}{\pi} \int D(\theta) d\theta$$

$$= \frac{1}{\pi} \int \frac{d\theta}{1 + \sqrt{2} / M \cdot \sin(\theta)} \quad (4)$$

上式は直接求めることができないので、近似的に区分求積法により求める。得られた

結果を、通常の非反転昇降圧型コンバータと比較して図 15 に示す。同図の横軸は平均デューティ D 、縦軸は出力電圧 V_o である。通常の昇降圧型コンバータに比較して、同じデューティでは本方式の出力電圧 V_o はやや低いことが理解される。このことは反面、低電圧出力時には大きいデューティが必要であり、PWM パルス幅としては制御し易い利点がある。

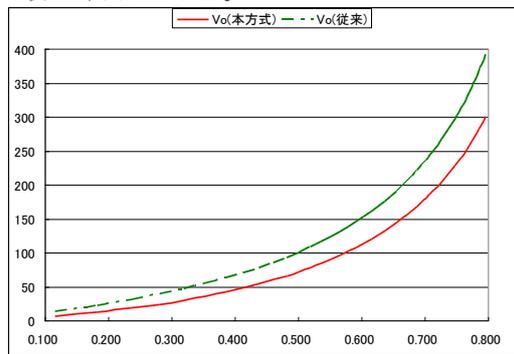


図 15 平均デューティと出力電圧 ($V_{rms}=100V$)

3.3 シミュレーション結果

入力電源、出力負荷およびフィードバック回路部を昇降圧—昇降圧型 AC-DC コンバータと同一にして、図 16 の回路でシミュレーションした。素子パラメータを表 2 に示す。

図 17 に入力電圧と出力電圧の概略波形を、図 18 に出力電圧リップルを、図 19 に負荷応答特性、図 20 にインダクタ電流を示す。

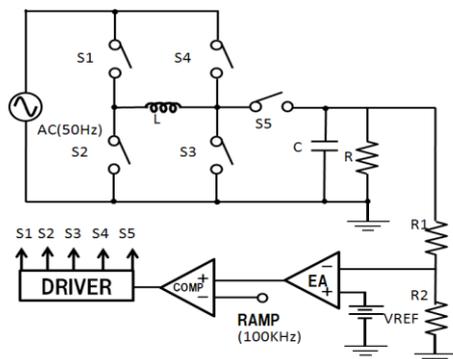


図 16 シミュレーション回路

表 2 素子パラメータ

| | |
|------|--------------|
| C | 220 μ F |
| R | 100 Ω |
| R1 | 9 k Ω |
| R2 | 1 k Ω |
| L | 220 μ H |
| VREF | 5.0V |

定常時の電圧リップルは 6 mV と十分に小さい。負荷応答特性の電流比は先と同じく $\Delta I = 1.0 / 0.5A$ とした。電圧リップルは $15mV_{pp} / 0.5A$ であり、出力電圧に比して十分小さい。負荷インダクタ電流では、負荷電流が大きいときは電流連続モード、小さいときは電流不連続モードとなっていることが分かる。

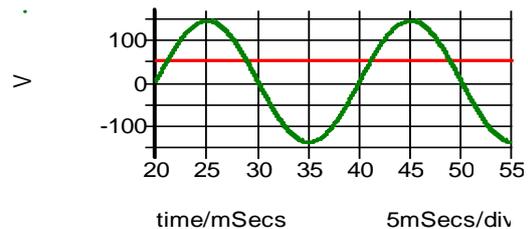


図 17 入力電圧と出力電圧の波形

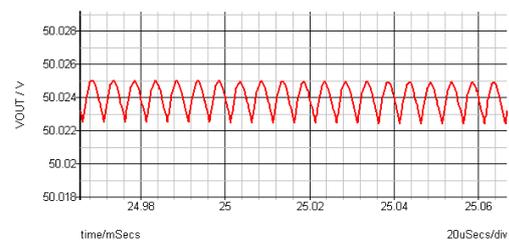


図 18 出力電圧リップル (拡大図)



図 19 負荷応答特性

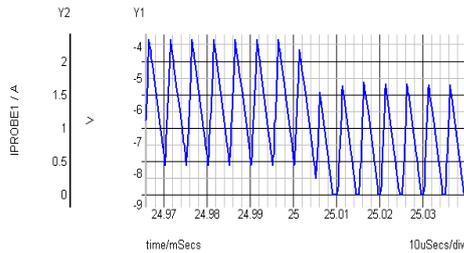
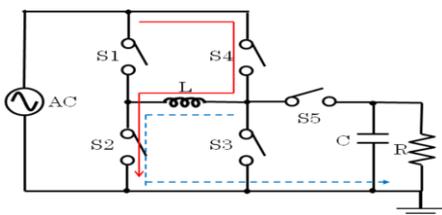


図 20 インダクタ電流（電流切換点）

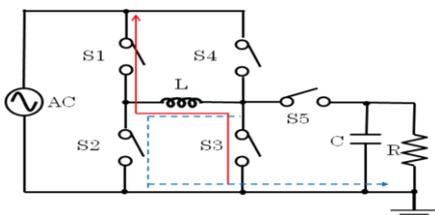
4. 反転型 H ブリッジ AC-DC コンバータ

4.1 回路構成と動作原理

インダクタの電流方向を反転させることにより、負電圧電源を構成することができる。回路構成を図 21 に示すが、スイッチ群の動作状態を変更してインダクタ電流の向きを反転させるのみで実現できる。スイッチ群の動作は、① $V_i > 0$ では、まず S_4 - S_2 =ON として、次に S_2 - S_5 =ON とする。② $V_i < 0$ では、まず S_4 - S_1 =ON として、次に S_2 - S_5 =ON とする。なお、図 9、図 10 の動作において、インダクタのシンク側（図の左側）に S_5 とキャパシタおよび負荷抵抗を配置することでも、同様に実現できる。このように同一回路で、スイッチ群の動作状態を切替えるのみで「正電圧あるいは負電圧」出力を実現できる。



(a) $V_i > 0$ 時の電流状態



(b) $V_i < 0$ 時の電流状態

図 21 反転型 H ブリッジ AC-DC コンバータ

4.2 シミュレーション結果

先述の非反転型 H ブリッジ AC-DC コンバータと同一条件でシミュレーションした結果、出力電圧の概要を図 22 に、負荷電流が 220mA 時の出力リップルを図 23 に示す。出力リップルは 3mV 以下と十分に小さい。各特性は、非反転型 H ブリッジ AC-DC コンバータの特性と類似している。

以上の各ダイレクト AC-DC コンバータでは、入力電圧が高電圧の状態では問題が無いが、20V 以下の低電圧になると出力リップルがやや大きくなることが判明した。この原因の追究と対策方法は今後に検討していきたい。

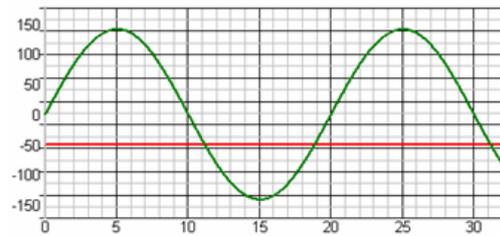


図 22 反転型コンバータの出力電圧

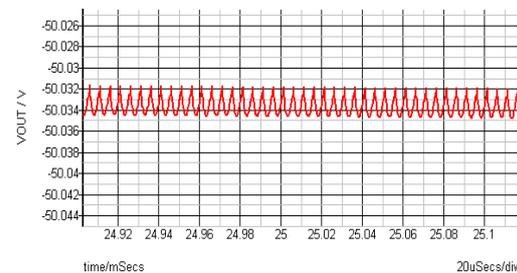


図 23 出力リップル

5. まとめ

本報告では、DC-DC コンバータの原理を AC-DC コンバータへ応用して、2つの新しい AC-DC コンバータ（昇圧降圧—昇降圧型 AC-DC コンバータおよび H ブリッジ AC-DC コンバータ）を提案し、その動作原理を示すとともにシミュレーションにて基本動作を確認した。

参考文献

- 1) 原田, 二宮, 顧, "スイッチングコンバータの基礎" コロナ社(2004)