

電力変換と制御

長岡技術科学大学 電気系 近藤 正示
kondo@vos.nagaokaut.ac.jp

1 電力変換の必要性

電力会社が売っている電気は電圧や周波数が一定であるが、負荷はさまざまな電圧や周波数を要求する。たとえば、照明ランプならば、明るさを調整するために電圧振幅を変える必要がある。エアコンのときは、暑ければコンプレッサのモータを速く回して涼しくするために交流の周波数を大きくする必要がある。

このように電圧および周波数の大きさを変えたり、交流から直流へ（逆に直流から交流に）変えたりすることを電力変換といい、それを行う装置を電力変換器という。インバータエアコンの「インバータ」とは、直流を交流へ変換してモータを制御する電力変換器のことである。

本文では、電力変換についてその基礎と制御方法を、直流電圧を出力する電圧変換器を例にして説明する。例題は簡単であるが、以下に説明する考え方は、インバータなどにも使えるものであり、基本のキである。

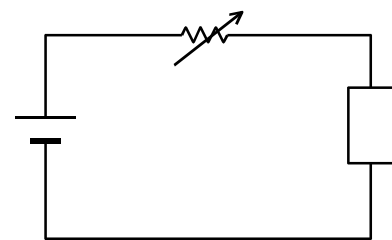
2 電力変換の基礎

2.1 電圧の大きさを変えるのに、なぜスイッチを使うのか？

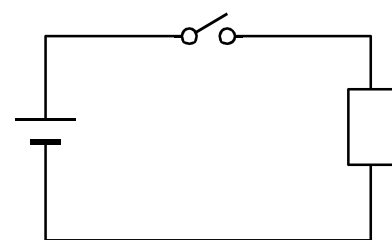
ランプの明るさを調整するために、一定電圧の直流電源から可変電圧を得ることを考えてみよう。それには、図1の(a)のように可変抵抗器を使ってもできるが、(b)のようにスイッチを使ったほうがよい。それを以下に説明する。

図1(a)の方法は、可変抵抗器と負荷だけの簡単な装置で実現できる。30年くらい前に作られた電車のモータ制御は、ほとんどこの方法を用いていた。今でもローカル線の古い電車で使われている。そんな古い電車に乗ったことのある人なら、電車が停車したとき下からモヤッと暖かい空気が上がって来るのを知っているだろう。このことは、この方法の最大の欠点を示している。暖かい空気は、電車の床下に取り付けてある可変抵抗器から、上がって来る。つまり、この方法は、せっかくの電気エネルギーを熱に変えてしまい、電気の利用効率が悪いのである。約120年前の電気自動車ならいざ知らず、現代の電気自動車にはこのように効率の悪い方法は使えない。（ガソリン自動車を作られたのは約120年前であるが、電気自動車を作られたのはもっと古くてその数年前である。）

一方、図1(b)のようにしてスイッチのオンとオフの時間比率を変えても、負荷の端子電圧を変えることができる。しかも、こちらのほうが電力の変換効率がよい。なぜならば、スイッチの電圧と電流はいつも片方が0だから、スイッチの電力損失 = 電圧 × 電流 = 0 になるからである。ただし、これは理想スイッチの場合である。現実のスイッチでは、オン時の電圧は0ではなく1[V]位の電圧が残り、オフ時の電流も数十 μ [A]位残るから、わずかながら電力損失がある。さらに、現実のスイッチは、オンとオフが瞬時に切り換わるわけではないから、このときにも電力損失（スイッチング損失という）がある。それでも、可変抵抗器の場合に比べると電力損失は約1/50になる。



(a)



(b)

図1 電圧を調整する方法

ここで、オン1回あたりに失われるエネルギーを計算しよう。簡単のため、電圧と電流が図2(a)のように直線的に変化するものとして、スイッチング時間 T_{sw} [s]の間に失われるエネルギー E [J]を計算すると次のようになる。

$$E = \int_0^{T_{sw}} v \cdot i dt = \frac{VI}{6} T_{sw} \quad [\text{J}]$$

図2(b)のようになるならば、

$$E = \frac{VI}{2} T_{sw} \quad [\text{J}]$$

である。実際に測定してみると波形は、図2(a)よりも(b)に近くなる。また、スイッチがオフする場合は、図2で電圧と電流を入れ換えたようになる。

いずれにしても、上式から、 T_{sw} が小さいほど E も小さくなるのが分かる。つまり、スイッチングの速いスイッチを使ったほうが、エネルギー損失を小さくすることができる。このため、スイッチングの遅いパワートランジスタは、スイッチングの速いIGBTに取って代わられた。(その理由はこれだけではないけれど。)

ここで、速いスイッチ素子が使えるようになったからといって、スイッチングの周波数を大きくする損失が増えてしまう。なぜなら、

$$(\text{スイッチングによる電力損失}) = E \times (1 \text{ 秒間あたりのスイッチング回数}) \quad [\text{W}]$$

となっているからである。

ところが、最近は、スイッチング周波数をどんどん増やす傾向にある。たとえば、中容量のkWサイズでは数十kHz、数十W以下の小さいものでは数MHz程度である。スイッチング周波数を大きくすると損失が増えるにも関わらず、そうする理由は別のところにある。スイッチング周波数を大きくすると、制御応答が速くなるだけでなく、電力変換器に使うインダクタとかコンデンサを小さくできて、装置が小型軽量になる。小さくて軽いものは安く作れて、しかも制御性能が良くなるというのが本当の理由である。ならば、「スイッチング損失の増加をどうしてくれるのだ!」という意見もあって、こちらのほうは、共振を利用したソフトスイッチングが研究開発されている。

2.2 Lの平均電圧・Cの平均電流

電力変換器のスイッチが一定の時間でオンオフを繰り返すと、電流(または電圧)の時間波形は、図3のようになる。このように周期的に繰り返す状態を、**定常状態**という。定常状態では、インダクタ L の平均電圧とコンデンサ C の平均電流がそれぞれ0になるという、便利な性質が成り立つ。

これを納得するには、次のように考えればよい。インダクタの平均電圧は端子電圧の時間積分を時間で割ったものだから、それが0ではなく正ならば磁束がどんどん増えるし、また、コンデンサの電流の時間積分が正ならば電荷がどんどん増えることになるから、これは定常状態ではないことになる。だからその対偶 ($\bar{B} \rightarrow \bar{A} \Leftrightarrow A \rightarrow B$) をとれば、先に述べたことが成り立つ。

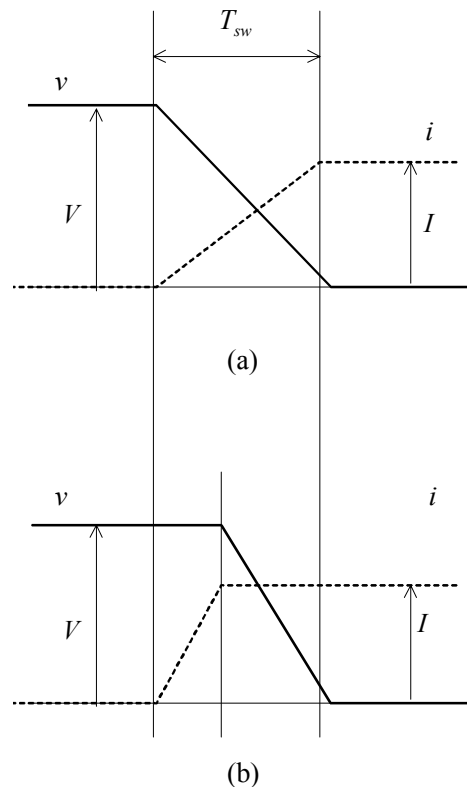


図2 オン時の電圧・電流波形

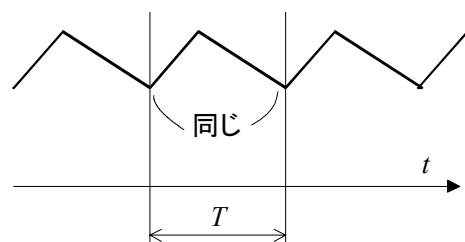


図3 定常状態の波形

上の説明では狐につままれたような感じがするなら，以下のように正面から攻めればよい。たとえば，インダクタ L の端子電圧 v は，それに流れる電流を i とすれば，

$$v = L \frac{di}{dt}$$

である。これを繰返し周期 T で定積分して，電圧の平均値を求めれば

$$\bar{v} = \frac{1}{T} \int_0^T L \frac{di}{dt} dt = \frac{L}{T} (i(T) - i(0)) = 0 \quad \because \text{定常状態の始めと終わりは等しい。}$$

のように証明できた。コンデンサの場合も電圧と電流を入れ替えるだけ同じように証明できる。

この L の平均電圧と C の平均電流が定常状態で 0 という性質は，たいへん便利なもので，電力変換器の動作を定量的に解析するとき必ず使われる。その例を，次章で示すことにしよう。

3 チョップ回路

3.1 降圧チョップ

図 1 (b) の回路は原理図であり，実際のものではない。実際に使われている回路を図 4 (a) に示す。これを降圧チョップという。

この降圧チョップの出力電圧の平均値を計算してみよう。その準備として，スイッチのオン時間 T_{on} とオフ時間 T_{off} から，**通流率** を

$$\alpha \equiv \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}}$$

と定義する。もちろん， α は 0 と 1 の間の値になる。そうしておけば，図 4 (a) のダイオード D の電圧 v_D は同図(b)のようになっているから，その平均値 \bar{v}_D を簡単に計算できる。

$$\bar{v}_D = \alpha E_d$$

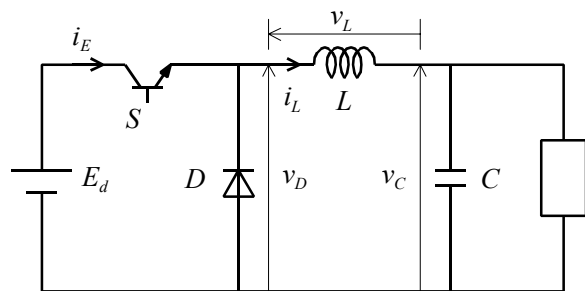
これと L の平均電圧は 0 であることから， C の端子電圧の平均値 \bar{v}_C は，

$$\bar{v}_D = \bar{v}_C = \alpha E_d$$

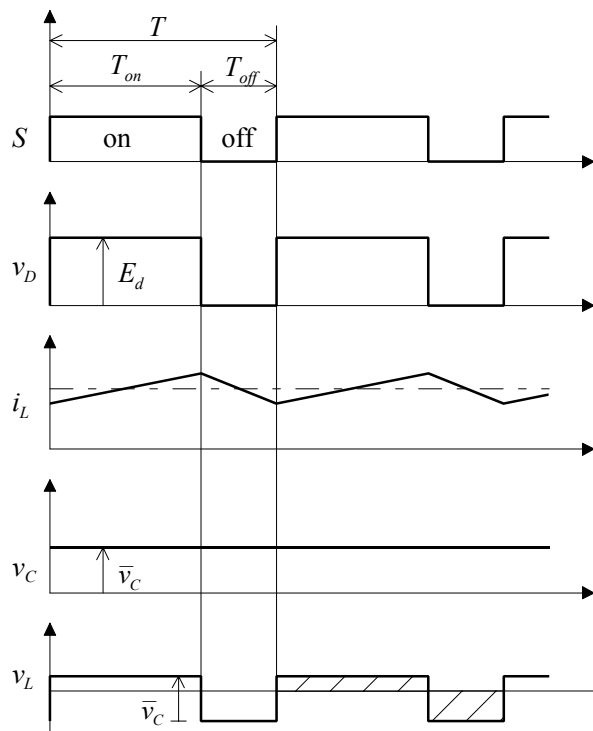
と計算できた。この式から，通流率 α を調整すれば \bar{v}_C を制御できることが分かる。 α は 0 と 1 の間の値だったから，出力平均電圧 \bar{v}_C は 0 と E_d の間になる。つまり，直流電源電圧より小さい範囲で出力電圧を制御できる。これが，降圧チョップと呼ばれる由縁である。通流率 α の制御方法には，次の 2 種類がある。

- パルス周波数制御： $T_{on} = \text{一定}$ ，周期 $(T_{on} + T_{off}) = \text{可変}$ 。
- パルス幅制御 (PWM, Pulse Width Modulation)：周期 $(T_{on} + T_{off}) = \text{一定}$ ， $T_{on} = \text{可変}$ 。

後者の方が，リップル周波数が一定となって LC フィルタを効率よく利用できるため，多く用いられている。



(a) 降圧チョップ主回路



(b) 動作波形

図 4 降圧チョップ

3.2 昇圧チョップ

直流電源の電圧より大きい出力電圧だって作ることができる。それが、図5に示す昇圧チョップである。図4の回路と違うのは、 L, S, D の位置がそれぞれ入れ替わっていることである。

昇圧チョップでは、 S がオンの間に L にエネルギーが蓄えられて、 S がオフの間に L からエネルギーが放出される。当然、この2つのエネルギーは等しい。このことを使って出力電圧の平均値を計算しよう。簡単にするため、 L と C は十分に大きく、 i_E と v_C がほぼ一定であると仮定し、それぞれの平均値を \bar{i}_E と \bar{v}_C とする。このとき、 L のエネルギーを考えると、

$$(1) S \text{ がオン時間 } T_{on} \text{ の間に } L \text{ に蓄えられるエネルギーは、} E_d \bar{i}_E T_{on}$$

$$(2) S \text{ がオフ時間 } T_{off} \text{ の間に } L \text{ から放出されるエネルギーは、} (\bar{v}_C - E_d) \bar{i}_E T_{off}$$

定常状態ではこの2つのエネルギーは同じだから両者を等しいと置いて、変形すれば、

$$\bar{v}_C = \frac{T_{on} + T_{off}}{T_{off}} E_d = \frac{1}{1 - \alpha} E_d$$

のように、出力電圧 \bar{v}_C が計算できた。なお、

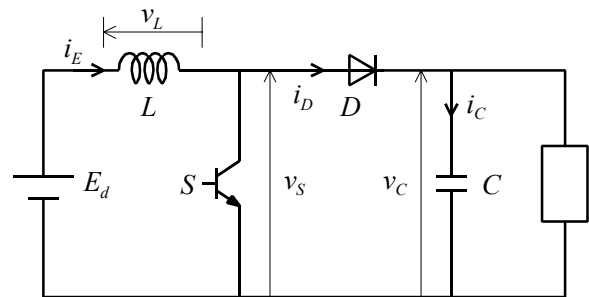
は通流率で1より小さい値であったから、上式から出力電圧 \bar{v}_C は電源電圧 E_d より大きくなるのが分かる。これが、昇圧チョップと呼ばれる由縁である。

ここで、昇圧チョップの動作を振り返るとおもしろいことが分かる。図5の回路では、まず、スイッチ S がオン時に電源 E_d から L にエネルギーが送り込まれ、そのエネルギーは S がオフ時に L から負荷へ送られる。

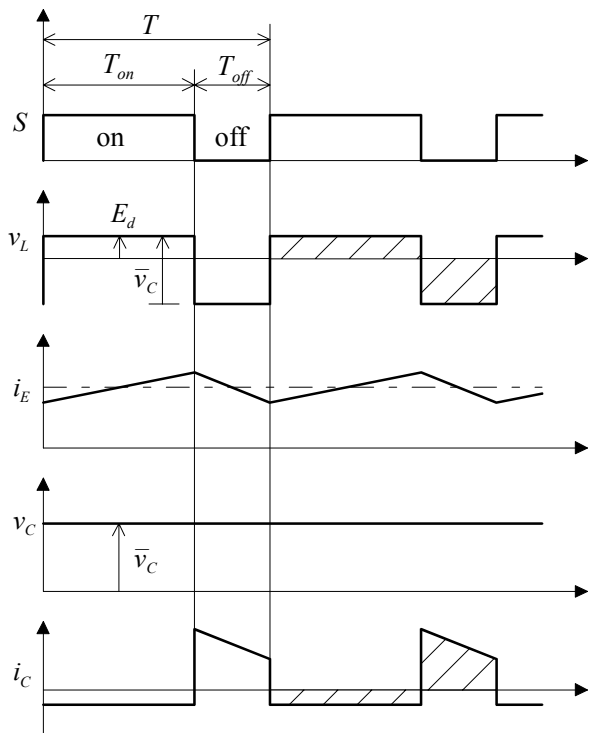
これを、火事場のバケツリレーにたとえれば、池(電源)からバケツ(L)に水(エネルギー)を汲んで、それを燃えている家(負荷)にかけていることと同じである。ここで、バケツリレーの繰返しを早くするほど、多くの水を運ぶことができる。また、同じ水量を運ぶよいときは、リレーの繰返しを早くするほどバケツは小さくてよいことになる。

話を昇圧チョップに戻そう。繰返しを早くすることは、スイッチをオンオフする周波数を大きくすることになる。そして、水量が同じとき小さなバケツでよいことは、同じ電力を送るためのインダクタ L が小さくてもよいことになる。ゆえに、同じ電力を扱うときは、スイッチング周波数を大きくすれば、インダクタ L を小さくできることになる。おなじことが、キャパシタ C についてもいえる。

つまり、スイッチング周波数を大きくすれば、 L と C を小さくできる。その結果、装置が小型軽量になるとともに、安く作れるようになる。このため、スイッチング周波数を大きくするとスイッチング損失が増えて効率が下がるにもかかわらず、最近十年あまりの間、高周波数化が推し進められて来た。



(a) 昇圧チョップ主回路



(b) 動作波形

図5 昇圧チョップ

4 オン・オフ制御の方式

前章で、スイッチのオン・オフにより電力変換器の出力を制御できることが分かった。それではオン・オフ信号をどのようにして作るのだろうか？この章では、オン・オフ制御の方式を二つだけ説明する。

4.1 電流瞬時値比較方式

電力変換器の出力電流を制御するときによく用いられるのが、電流瞬時値制御方式である。図4の降圧チョッパでインダクタの電流 i_L をその指令値 i^* にしたい場合を例に説明する。電流瞬時値制御方式の考え方は、次のとおりである。

- (1) 図4で、まず、スイッチ S をオンするとインダクタの電流 i_L が増加するから、それが指令値 i^* より大きくなりすぎたらスイッチ S をオフすればよい。
- (2) スwitch S をオフすると電流 i_L が減少するから、それが指令値 i^* より小さくなりすぎたら今度はスイッチ S をオンすればよい。そして(1)に戻って繰り返す。

以上を実現するには、図6に示すようにすればよい。ポイントは、ヒステリシス幅つき比較器の動作である。ヒステリシス幅が大きいときは、電流 i_L のリップルが大きくなり、オン・オフの繰り返し周期も長くなる。逆に、ヒステリシス幅を小さくすると、電流 i_L のリップルは小さくなるが、オン・オフの繰り返しが早くなる。また、オン・オフの繰り返し周波数は、電流指令値 i^* の大きさでも変わる。オン時間とオフ時間が50%づつになるときに、繰り返し周波数が最大になる。

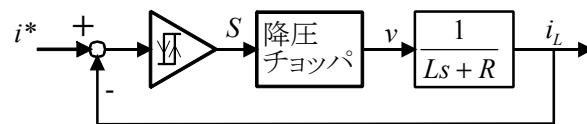
図6(b)の動作波形から分かるように、この方式では、電力変換器は直流電源電圧そのものを出力するか、0Vを出力するかのどちらかである。これは電力変換器が出力できる最大範囲である。このように、上限値と下限値を切り替える制御をバンバン制御と呼ぶ。つまり、電流瞬時値比較方式では電圧を上限値と下限値に切り換えているから、電流指令値への追従速度はこれより速いものではなく最速である。(なお、ヒステリシス幅つき比較器の等価ゲインは、平均して考えると、図6(a)中のヒステリシスの左下角から右上角に向けて引いた対角線の傾きである。)

オン・オフの繰り返し周波数が大きいと、スイッチング損失が増える。特に、スイッチングが遅いパワートランジスタなどでは、スイッチング周波数を抑えるために、ヒステリシス幅を設ける必要があった。

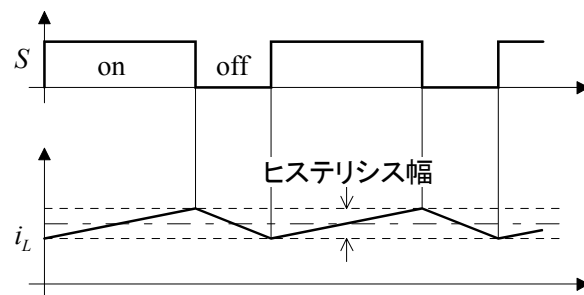
図6だけを見ていると、ヒステリシス幅を0に近づければ、繰り返し周波数をどんどん大きくできるように考えがちである。パワートランジスタより約10倍早く動作するIGBTならば、ヒステリシス幅を小さくしてオン・オフ周波数を上げたいところである。しかし、現実には、ヒステリシス幅を小さくしても、繰り返し周波数は数kHzどまりである。

その原因は、電流センサおよびノイズフィルタのローパス特性のせいである。このために高周波成分が遮断されて図6(a)のループを通れなくなる。したがって、高周波数領域ではループが閉じなくなりオンオフが機能しなくなるためである。つまり、オン・オフ周波数が低周波領域に限定されてしまう。

さらに、図6(a)の制御をデジタル化した場合は、オンオフ周波数があがらない別の原因がある。それは、検出した電流をAD変換するときの量子化幅が、ヒステリシス幅と同じ効果を持つ



(a) ブロック図



(b) 動作波形

図6 電流瞬時値比較方式

ためである。

結局、瞬時値比較方式はオンオフ周波数が数 kHz 以下の用途に向いている。それだけでは、最近の IGBT のように 20kHz 程度のオンオフ周波数が可能な素子を活かすことができない。オン・オフ周波数を高くするためのさまざまな工夫が現在も続けられている。

4.2 三角波比較方式

高周波のオンオフを行いたい場合や、電力変換器の出力電圧を制御したい場合などによく用いられるのが、三角波比較方式である。図7にそのブロック図を示す。出力電圧制御の場合は、同図の破線枠の内側だけを使うことになる。また、出力電流制御の場合は、破線枠の外側も使えばよい。この方式のオンオフ周波数は、三角波キャリア周波数になる。したがって、三角波キャリアの周波数を大きくすれば、高周波のオンオフが可能である。

図8には、出力電圧指令値 v^* が正弦波交流の場合の動作波形を示す。ただし、同図を見やすくするために、正弦波の1周期中に三角波キャリアが11周期しか入っていない場合を示した。実際には、三角波キャリア周波数は 20kHz くらいに大きくする。正弦波が 50Hz ならば、その1周期に 400 個の三角波が入ることになる。そうすれば、出力のオンオフ信号に含まれる指令値以外の低周波成分がなくなる。残ったスイッチングに伴う高周波ノイズ成分を除去すれば、きれいな正弦波出力を得ることができる。

この方式の高周波ノイズは、設計者が決めることができる三角波キャリア周波数で決まるスイッチング周波数付近に集中している。(瞬時値比較方式のノイズ周波数は幅が広く、しかも指令値の大きさにより変化する。)三角波比較方式のほうが、出力フィルタの設計が容易になるが、反面では、出力フィルタや負荷機器から耳障りな騒音が生じることがある。このため、この方式の三角波キャリア周波数は、人間に聞こえないとされる 15kHz 以上に設定される。

なお、図6の電流瞬時値比較方式に比べると、図7の出力電流制御は等価的なループゲインが小さく電流指令値への追従速度は遅くなる。

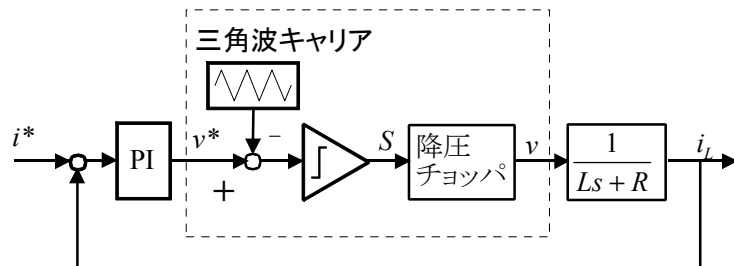


図7 三角波比較方式

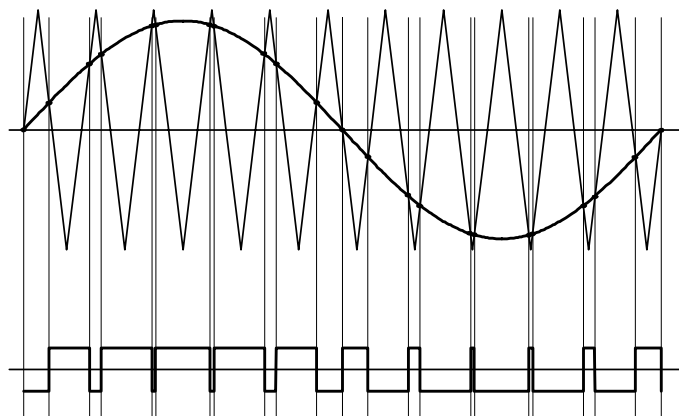


図8 正弦波 / 三角波比較方式の PWM パタン