



Title	パワーエレクトロニクスと電動機制御入門
Author(s)	辻, 峰男
Citation	パワーエレクトロニクスと電動機制御入門; 2015
Issue Date	2015
URL	http://hdl.handle.net/10069/35225
Right	

This document is downloaded at: 2019-01-23T02:05:04Z

第6章 チョッパ

Chopper (DC-DC converter)

○トランジスタ(transistor)

バイポーラトランジスタはP型半導体(p-type semiconductor)とN型半導体(n-type semiconductor)を図6-1のように3層にして作ったものである。各端子は、**ベース**、**エミッタ**、**コレクタ**と呼ばれ、図の記号で示される。トランジスタには、**増幅(amplification)**と**スイッチング(switching)**の働きがある。

図6-2に基本回路とトランジスタの特性の一例を示す。

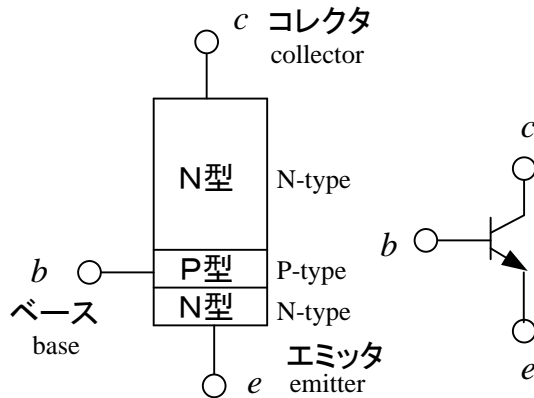


図 6-1 バイポーラトランジスタ (bipolar transistor)

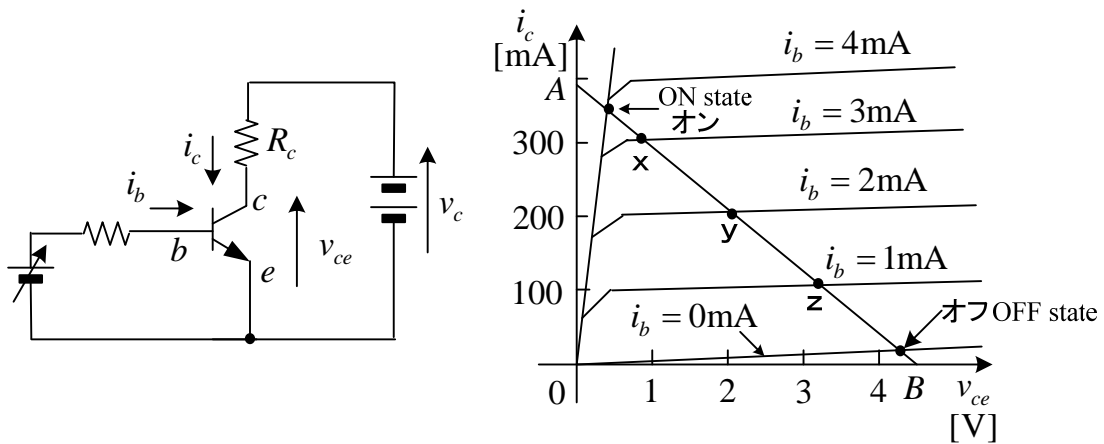


図 6-2 バイポーラトランジスタの基本回路と特性例(Characteristics of bipolar transistor)

トランジスタに、一定の**ベース電流** $i_b = 1\text{mA}$ を流し、電圧 v_c を上げて、コレクタエミッタ電圧 v_{ce} を徐々に上げると、**コレクタ電流** i_c が流れる。しかし、 i_c は v_{ce} には比例せず、すぐに飽和してほぼ一定の100mAとなっている。 $i_b = 2\text{mA}$ の場合には、 i_c は、ほぼ一定の200mA

となっている。このように、一定となる i_c の値は、 i_b に比例する。

それでは、 $i_b = 1\text{mA}$ のとき、 i_c や v_{ce} の値を求めてみよう。このためには、トランジスタにどのような回路がつながれているかを考えないといけない。図 6-2 の基本回路より、

$$v_c = R_c i_c + v_{ce} \quad \therefore \quad i_c = \frac{v_c}{R_c} - \frac{v_{ce}}{R_c} \quad (6-1)$$

が成立する。求める値は、この直線上を動き、かつトランジスタの特性曲線の上にもないといけない。よって、(6-1) (図の直線 AB) とトランジスタの特性の交点から i_c や v_{ce} の実際値が求まる。従って、 $i_b = 1\text{mA}$ の場合には、z 点が求める点で、そのときの座標から i_c や v_{ce} が求まる。 $i_b = 2\text{mA}$ 、 $i_b = 3\text{mA}$ の場合には、それぞれ y、x 点より値が求まる。このような非線形の特性を持つ回路は、連立方程式で解けないので、図形で求めることになる。もちろん、特性を線形近似すれば、連立方程式から値が求まる。

トランジスタの重要な働きに**増幅**がある。増幅したい信号に比例してベース電流 i_b が 0mA から 3mA の範囲内で変化させると、コレクタ電流 i_c は、ベース電流に比例して大体 0mA から 300mA の範囲で変化する。すなわち増幅されたことになる。増幅といってもエネルギーが増えるのではなく、直流電源 v_c からエネルギーをもらって、信号を大きくしているのである。

次に、トランジスタを**スイッチ**として用いる場合を考える。これを実現するには、ベース電流 i_b を極端に変えればよい。 $i_b = 0\text{mA}$ では、コレクタ電流はほとんど流れず、図のオフの点にある。 $i_b = 4\text{mA}$ 以上では、どの場合でも図のオンの点にあり、コレクター-エミッタ間の電圧はほとんど 0 となる。このように、極端にベース電流を変えることで電気信号でオン、オフするスイッチを作ることができる。スイッチオンとは、スイッチの電圧が 0 で電流は不明、スイッチオフとは、スイッチの電流が 0 で電圧が不明の状態、これが近似的に実現できる。

トランジスタとしては、図 6-3 に示す**パワー-MOSFET** (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor: MOS 形電界効果トランジスタ) と **IGBT** (Insulated Gate Bipolar Transistor) も良く用いられている。スイッチとして用いる場合について、これらの素子の特徴を表 6-1 にまとめておく。

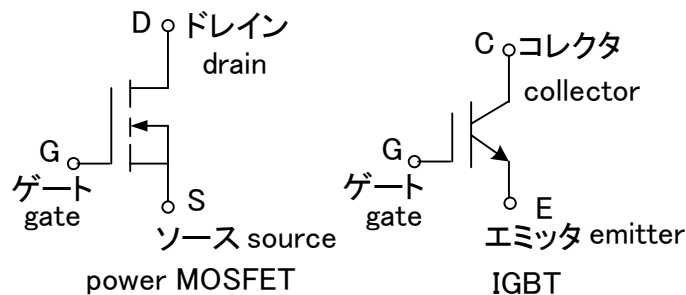


図 6-3 パワー-MOSFET(power MOSFET)と IGBT

表 6-1 スイッチング素子の特徴

	バイポーラトランジスタ	パワーMOSFET	IGBT
オンするとき	正のベース電流を流し続ける（電流駆動）	ゲートソース間に正電圧を加え続ける（電圧駆動）	ゲートエミッタ間に正電圧を加え続ける（電圧駆動）
オフするとき	ベース電流を負にする	ゲートソース間の電圧を負にする	ゲートエミッタ間の電圧を負にする
最大スイッチング周波数	2 k Hz 以下	100kHz 以下	20 k Hz 以下
電力容量	100kVA 以下	10kVA 以下	5000kVA 以下
特徴	歴史が最も古い	少ないゲート駆動電力	少ないゲート駆動電力

近年はパワー出力部の集積化にとどまらず、駆動回路や各種の制御、保護回路を内蔵した **IPM (Intelligent Power Module)** が開発され、IGBT を用いた IPM が一般的となっている。4500V,1000A の定格を持つ大容量 IPM も報告されている。この他、大電力用として、サイリスタや GTO (gate turn-off thyristor) も用いられている。GTO は新幹線のインバータに利用されていたが、**最大スイッチング周波数 (maximum switching frequency)** が 500Hz と低く、2000 年以降は IGBT が使用されている⁽⁴⁶⁾。サイリスタは電気信号でオンできるがオフするためには素子に逆電圧 (reverse voltage) を印加する必要がある。

サイリスタを除く上記の素子は、電気信号でオン、オフできるスイッチと考えてよいが、スイッチと異なり、一般に電流は一方向にしか流せない。

最近、Silicon Carbide (SiC) の半導体も実用化され始めている。SiC はシリコンと炭素 1:1 の半導体である。SiC は現在普及している Si に比べて、バンドギャップが広く、絶縁破壊電界強度、熱伝導性、耐熱性が高い。このためオン抵抗の低減、スイッチングの高速化、放熱性向上によるデバイスの小型化が図れる。現在は、構造が簡単なダイオードのみに SiC を使い Si-IGBT との組み合わせでインバータの開発が行われている。Si インバータに比べ損失で 30%、容積が 40% 低減されている。容量も 3.3kV/1.2kA 級まで実用化している。またこれを内蔵したモータも開発されている。問題はコストが高いことである。このほか比較的小容量であるがオン抵抗が SiC よりさらに低い窒化ガリウム (GaN) の半導体もある。SiC や GaN は WBG (Wide Band Gap) 半導体と呼ばれている。

○ チョップパ (chopper)

チョップパ (DC-DC コンバータ) は、直流から電圧の異なる直流を得る装置である。図 6-4 のトランジスタ Q とダイオード D は**降圧チョップパ**で、コイル L と抵抗 R は負荷を示す。Q がオンの T_{on} 期間では、D には逆電圧が印加されるのでオフ状態にあり、 $i_1 = i_2$ の電流が流れる。Q がオフの T_{off} 期間では、コイル L に蓄えられたエネルギーにより、D を通って

電流が流れ続ける ($i_2 = i_D$)。このため、D は**還流ダイオード**(free wheeling diode)と呼ばれる。D がないと、Q をオフするときコイルに非常に高い電圧が発生して、Q を破壊する危険がある。出力電圧の平均値(average value of output voltage) $\overline{e_2}$ は次式で与えられる。

$$\overline{e_2} = \frac{T_{on}}{T} E = d E \quad (6-2)$$

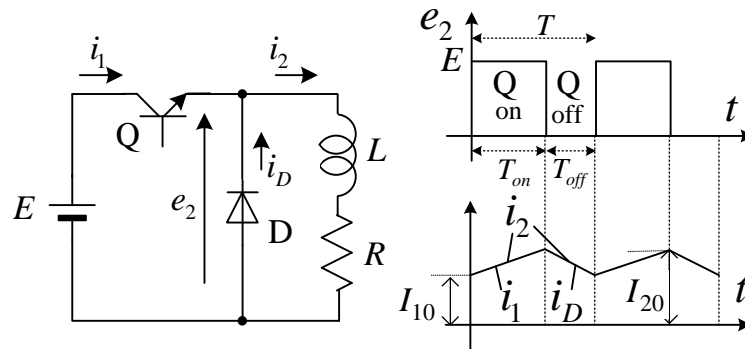


図 6-4 降圧チョップパの動作 (buck converter, step-down converter)

$d = T_{on}/T$ は**デューティ比**(duty ratio)と呼ばれる。 T_{on} を変えることで、出力電圧の平均値を制御できる。このような制御法を **PWM (Pulse-Width Modulation)制御**あるいは**パルス幅変調**という。一般に**スイッチング周波数**($f = 1/T$)は kHz 程度であるから、たとえ過渡状態でも負荷に作用する電圧は周期 T ごとの平均値と考えてよい。振幅を自由に制御できる素子はないので、時間幅を変えて等価的に振幅を制御している。この結果、**高調波電圧**(harmonic voltage)が発生し問題となっている。

図 6-4 の電流を求める。期間ごとに以下の微分方程式(differential equation)が成り立つ。

$$0 \leq t \leq T_{on} : E = L \frac{di_1}{dt} + Ri_1 \quad , \quad T_{on} \leq t \leq T : 0 = L \frac{di_D}{dt} + Ri_D$$

初期条件(initial condition) $i_1(0) = I_{10}$, $i_D(T_{on}) = I_{20}$ のもとで、微分方程式を解くと

$$i_1 = \frac{E}{R} + (I_{10} - \frac{E}{R}) \exp(-\frac{t}{\tau}) \quad , \quad i_D = I_{20} \exp(-\frac{t-T_{on}}{\tau}) \quad \text{但し, } \tau = L/R$$

となる。定常状態(steady state)では、 $i_D(T) = I_{10}$ が成立するので、 I_{10}, I_{20} は

$$I_{10} = \frac{E}{R} \frac{\exp(-\frac{T_{off}}{\tau}) - \exp(-\frac{T}{\tau})}{1 - \exp(-\frac{T}{\tau})} \quad , \quad I_{20} = \frac{E}{R} \frac{1 - \exp(-\frac{T_{on}}{\tau})}{1 - \exp(-\frac{T}{\tau})}$$

τ が大きいかまたは T が小さいとして、 $\exp(-T/\tau) \approx 1 - T/\tau$ と近似する(approximate)と

$$I_{10} = I_{20} = \frac{E T_{on}}{R T} \quad (6-3)$$

を得る。これは、(6-2)の平均電圧を R で割った値に他ならない。

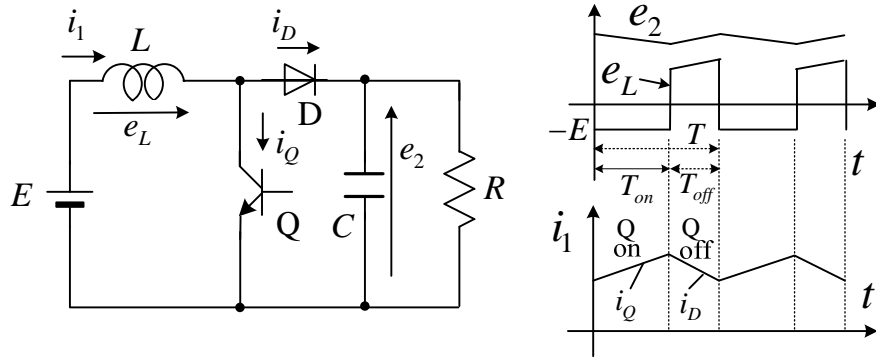


図 6-5 昇圧チョップパの動作 (boost converter, step-up converter)

次に、**昇圧チョップパ**を図 6-5 に示す。電流平滑用リアクトル L 、電圧平滑用コンデンサ C 、トランジスタ Q 、ダイオード D よりなり、 R は負荷である。 L と C の値は普通十分大きくとられる。 Q をオンすると、 $i_1 = i_Q$ となって電流が流れ、コンデンサ電圧 e_2 は R を通して放電される。この間 D はオフ状態で、出力側から入力側への電流の逆流を防ぐ。次に、 Q をオフすると、 L に電圧が発生し、その電圧は E に加算されて D が導通し、 $i_1 = i_D$ となりコンデンサを充電する。コイルの電圧の平均値を考えよう。

$$\int_0^T e_L dt = -\int_0^T L \frac{di_1}{dt} dt = -L(i_1(T) - i_1(0)) = 0 \quad (6-4)$$

何故なら、定常状態の周期性より、 $i_1(T) = i_1(0)$ である。 C が十分大きく、出力電圧 $e_2 = E_2$ (一定) とすると、 T_{off} 期間では、 $e_L = E_2 - E$ である。(6-4)より、次式が成立する。

$$ET_{on} = (E_2 - E)T_{off} \quad \therefore E_2 = \frac{T_{on} + T_{off}}{T_{off}} = \frac{1}{1-d} E \quad (6-5)$$

このように出力電圧を入力電圧より高くすることができる。ただし、エネルギーが大きくなった訳ではなく、電源 E からは常に電流 i_1 が流れているが、ダイオード D には T_{off} の期間しか電流は流れておらず、その分電圧は高いが結果的にエネルギーはバランスしている。

○ チョップパ-DC モータ(chopper-fed DC motor)

直流電圧を変化させるチョップパで DC モータの速度を容易に制御できる。図 6-6 は、正転だけが可能なチョップパ回路である。**力行運転時** (電動機運転時) には、 Q_2 は常にオフし、 Q_1 をオンオフする降圧チョップパとして利用することで DC モータの電圧を制御し速度を変

える。**回生運転**時（発電機運転時）には、 Q_1 は常にオフし、 Q_2 をオン、オフする昇圧チョップとして利用することでモータの運動エネルギーを電源に戻すことができる。

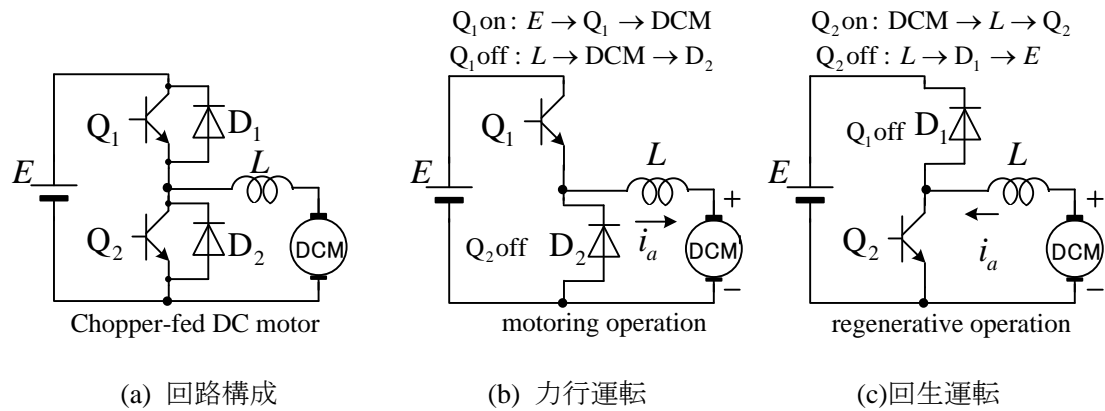


図 6-6 Chopper-fed DC motor（正転のみ）

図 6-7 に DC モータの逆転も可能な回路構成とその動作を示す。

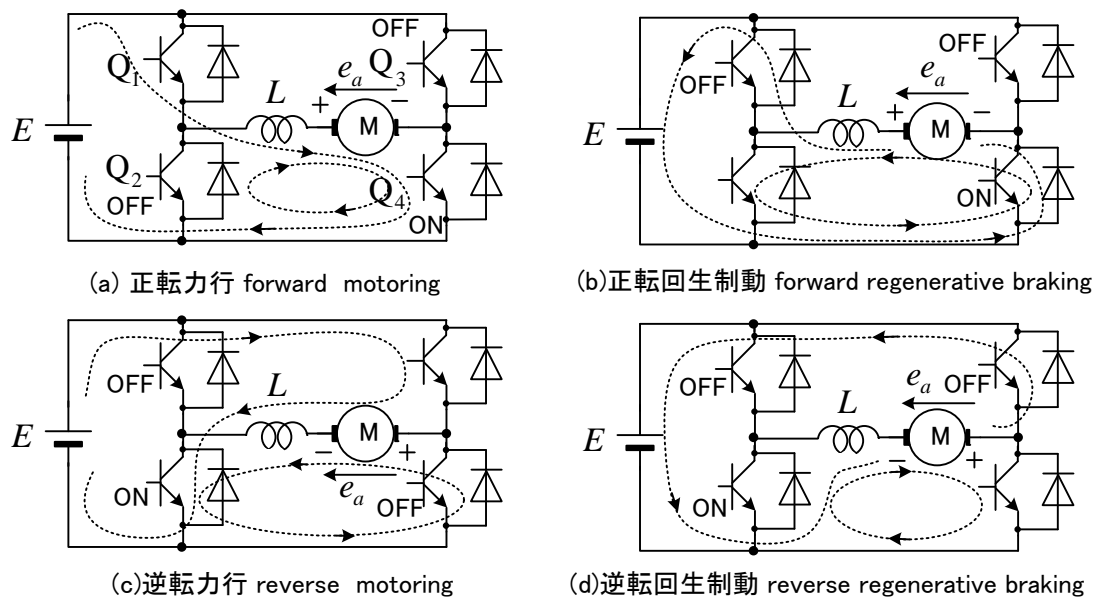


図 6-7 4象限運転(four-quadrant operation)（正転，逆転可能）

正転の場合には、常に Q_3 をオフ、 Q_4 をオンすることで、図 6-6 の場合と同様に力行、回生が可能である。逆転の場合には、常に Q_1 をオフ、 Q_2 をオンしておく。逆転力行運転時（電動機運転）には、 Q_4 をオフし、 Q_3 をオン、オフする降圧チョップとして運転する。このとき、電動機には逆方向の電圧が印加されていることに注意して欲しい。逆転回生運転時（発電機運転）には、 Q_3 をオフし、 Q_4 をオン、オフする昇圧チョップとして運転する。チョップ駆動 DC モータは制御が容易であり複数の小型モータを使う用途に適する。