

1章 パワーエレクトロニクスの概要

「これからも世の中を変えていく、我々の生活に深く密着している技術とは」、と聞かれたらあなたはどのように答えるだろうか。過去の映画や小説の中において、未来に実現したらどんなにすばらしいだろうとの思いを込めて、宇宙船や地球上をタイヤ無しで動き回る乗り物や、腕時計で乗り物やロボットに命令を出したり通信したりする様子を描かれてきた。これらの実現に大きく貢献している技術の1つが、『パワーエレクトロニクス技術』といえる。例えば、ロボットというものを少し掘り下げた場合には、AI(人工知能)の技術や手や足をどのように動物に近いように動かすのかという制御系技術が必要で、柱の1つとなっている。それらを実装し実現する際に必要となるものがパワーエレクトロニクスである。この1章ではまず、日常生活でなかなか気がつく事のできない、将来性のある技術を体感してほしい。更に本書を読みすすめると、あなたも世界を変えることのできる技術への理解が深まるだろう。世界の様々な分野における技術を一緒にパワエレエンジニアとしてイノベートしていこうではないか。

1.1 暮らしの中のパワーエレクトロニクス

パワーエレクトロニクスとは、1973年にWilliam. E. Newellによって図1-1のように定義づけられた¹⁾。それはエレクトロニクス、電力と制御の3つの分野の境界領域に存在する技術であるというものである。その歴史の詳細は1.3にて説明する。

パワーエレクトロニクスは世に出てから、我々の暮らしに不可欠な技術となっている。また、その多大なる恩恵を我々は日々享受している。本書を手にした方々は、上記の『W. E. Newell』か『パワーエレクトロニクス』を検索エンジ

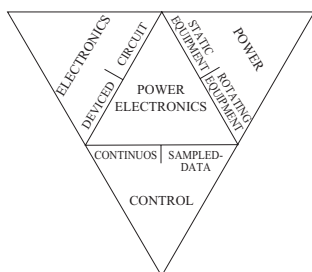


図 1-1 William. E. Newell によるパワーエレクトロニクス技術の定義¹⁾

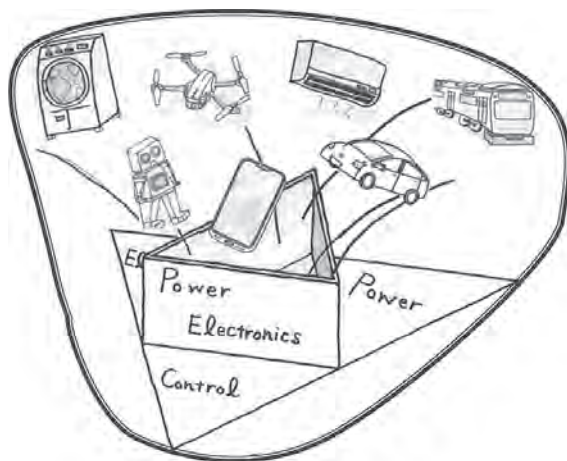


図 1-2 パワーエレクトロニクスと共創するイノベーション

ンによって調べたかも知れない。その際に使用したスマートフォンは、動力となる電力を、内蔵されている蓄電素子へ供給するための電源、第5世代(5G)となった通信用電波の受発信回路や様々な回路に使用しているにもかかわらず手のひらサイズに収まっている。まさにこれこそパワーエレクトロニクス技術進化がもたらした文明の利器といえる。更に通信技術が6G、7Gと発展し続けるためには、パワーエレクトロニクス技術の発展(図1-2)が必須となる。

それでは、スマートフォンを充電するために、何気なく使用している USB 電源アダプタに搭載されている技術の概略を紹介する。そこには小型軽量化のために 50 kHz を超えて動作する高周波スイッチング電源技術が使用されている。これは、交流電力を直流電力へ変換するために用いるコンバータといわれる電気機器や、使用する負荷を制御するために直流電力を交流電力に変換するインバータといわれる電気機器に適用されている技術である。そのスイッチング電源技術で最も利用されてきたものの 1 つがパルス幅変調 (pulse width modulation : PWM) という技術である。そのスイッチング速度と制御応答性を決定するキャリア周波数は長い間 20 kHz 以下 (パルス幅は 50 μ s 以下) が使用されてきたが、それを超える高い周波数がスマートフォン用 AC アダプタには使用されている。高い周波数を取り扱う方が高度な技術を搭載する必要があるため難しいとされる。

更に特徴的なパワーエレクトロニクス技術の適用は、この USB 電源アダプタの基本仕様にある。入力電圧は 240 Vac までを許容し、出力電圧は 5 Vdc という低電圧が出力できる回路となっている。電気回路の基本だが、240 Vac の交流を直流へ変換した場合 (単純平滑した場合) は、300 Vdc を超える電圧となることがわかる。その 300 Vdc を超える電圧から 5 Vdc まで 1/60 以下に降圧でき、同時にそのときの電流は 60 倍にもなる技術、それが高々 2.5 cm \times 2.5 cm \times 3 cm の直方体に人知れず組み込まれていることはなんとも興味深いものであり、パワーエレクトロニクス技術の進化を感じられる身近な事例である。

その USB 電源アダプタの代表的なブロック図を図 1-3 に示す。この技術は、コンピュータやゲーム機器などでも幅広く使用されており、その製品サプライヤーにより技術や品質レベルは大きく異なっている。スマートフォン以外にパワーエレクトロニクスが使用されているものは、エアーコンディショナ (エアコン)、空気清浄機に始まり暗闇でも我々に光を与えてくれる蛍光灯や LED 照明、簡単に短時間でお湯がでける電気ポット、調理を身近にしてくれている電

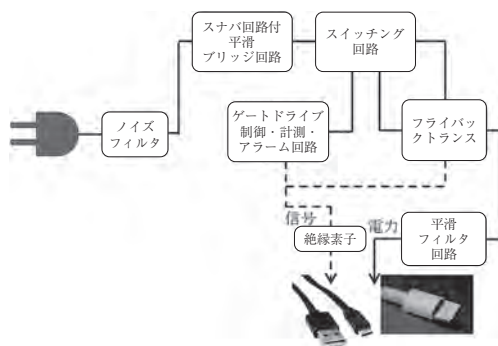


図 1-3 USB 電源アダプタ ブロック図

子レンジや電磁調理器，毎日使用する電動歯ブラシ機，美容機器の多機能ドライヤーや美顔器，いつの間にか普及している電動アシスト自転車を実現させたのもこの技術によるものである。各家庭が1台以上所有しているであろう掃除機の中でも高速回転する機器には，素子や集積回路および制御ソフトウェアの進化とともに，100 kHz を超えるキャリア周波数が適用されて始めている。次章以降で，これらの技術について学んでもらうが，電気を入り切り（ON/OFF する）して制御するスイッチング技術は，とても重要で複雑なものである。それゆえ，適正に使用することにより，高効率すなわち発熱や騒音が少なく，高安定すなわちノイズや変動が少ない良質な電源を，小型かつ軽量で実現させることが可能となる。

このように，我々の生活が電気エネルギーを使用する限りにおいて，既にパワーエレクトロニクス技術なしには成り立たないといえる。そんななかで，自動車・移動体の業界では100年に1度の大変革である技術改革が，電動化の流れである。



図 1-4 1879 年独シエメンズによる
電車デモ走行（ベルリン工業
博にて）



図 1-5 1900 年独 Lohner-Porsche 車
パリ万博にて（インホイール
モータによく似たモータ構造）

本書が発行される 2023 年時点では、HV (hybrid vehicle)、EV (electric vehicle)、FCV (fuel cell vehicle) という略号で称される電動化された自動車
が、日本を含むモータリゼーションが浸透した国々で、従来の化石燃料を燃焼さ
せるエンジンを搭載した自動車と一緒に、道路を走行している状況になってい
る。電気をエネルギー源として走行する自動車が最新技術のように思われるか
もしれない。しかし、自動車と位置付けられている乗り物の歴史は、蒸気機関を
利用したものから始まり、次に発明されたものが電気動力の Horseless Carriage
と呼ばれるもので、馬車の車輪上の位置に搭載されたエネルギー源となる鉛蓄
電池から車輪を回すための直流ブラシモータへ電力を供給して走る電気自動車
であった。この時期は産業革命の流れの中で工学的に革新的な発明が多くなさ
れており、電動機、発電機、蓄電池が実用化されたことが発明の大きな理由と
なった。比較的現在の EV に近いものとなった最初の電車と車を図 1-4²⁾ と
1-5²⁾ に示す。その後生じたエネルギー革新によって固体化石燃料の石炭か
ら液体の石油に推移した際に、原油から生成されるガソリンを燃料として回転動
力を得ることのできるエンジンの量産化に成功したヘンリー・フォードによって
今の自動車の原型が作られることになった。これ以降自動車を電動化するムーブ

メントは、日本を中心に3回ほど起こっており、現在は4度目となるが、それが世界中に広がったものである³⁾。これには、日本企業によって実用化されたリチウムイオン電池が大きな影響を与えた。残念ながら現時点におけるリチウムイオン電池の製造量は、太陽光発電に使用するPV (photovoltaics) パネルの製造量とともに日本製を見ることは少なくなってしまった。そして電動化した自動車を駆動させるインバータや磁石モータにも多くのパワーエレクトロニクス技術が用いられている。

HV, EV, FCV の内部では、600 Vdc を超える電圧が用いられている。これは、比較的難しいとされる大型蓄電池を高電圧化し、そこに充電した電力を使用して、可能な限り損失を減らして高効率な駆動系を構築するためである。これら電源などの装置における電力効率低下の主原因である抵抗による損失 P_{loss} は、回路に存在する抵抗成分の損失を R_{loss} 、そこに流れる電量を I とすると、

$$P_{\text{loss}} = R_{\text{loss}} \cdot I^2 \quad (1.1)$$

となり電流の二乗に比例する。そのため、電流値と損失の抵抗成分とを小さくすることにより損失が減少し効率が向上する。同じ電力を使用する場合で高効率化するために、高い電圧を使用する理由の1つである。

技術革新は更に続き、スマートフォンに電気を供給するUSB電源アダプタを接続せずに、所定の場所に置いておくだけで充電できる機器もある。これはワイヤレス給電もしくは非接触給電といわれる技術であり、現在HVやEVという電動化された自動車の蓄電池を、走行しながら充電できるところにまで開発が進められている。電動化された自動車は、自動運転という技術の展開をもたらし、これまで便利さの半面で車社会が抱えてきた負の問題の1つである交通事故をなくすための取り組みへと発展している。移動する手段としては、自動車以外に新幹線のような電車もある。電車は、自動車とは異なる発展の歴史を

もつ移動手段であり、この発展にもパワーエレクトロニクス技術が大きく関与し影響している。

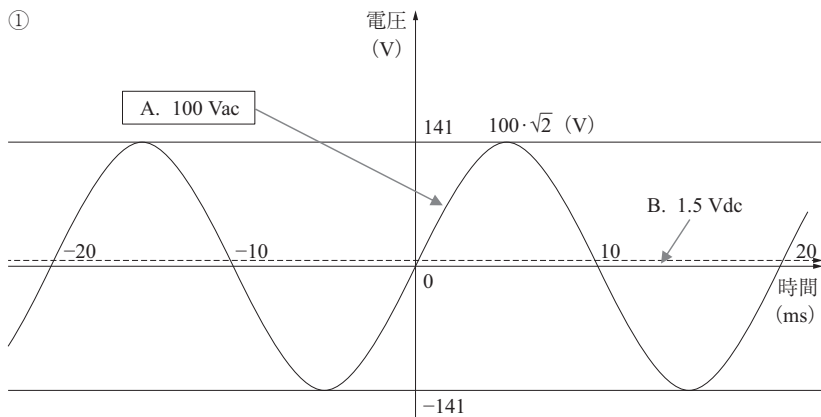
18 世紀の産業革命時にワットによって発明された蒸気機関を駆動動力として発展してきた大規模輸送の仕組みが鉄道と大型の船であった。当初は、前出の石炭などの固体化石燃料をエネルギー源として蒸気を発生させ動力を得ておりパワーエレクトロニクス技術とは無関係であった。その後のエネルギー革新で液体化石燃料をエネルギー源としたディーゼル機関という内燃機関が登場する。それと同時に電動化も速やかに進み、特に鉄道は内燃機関と電動化とが共存して発展した移動および輸送の仕組みといえる。欧州では他の地域に先立ち、このディーゼル機関が他方式の燃焼機関よりも高効率で出力が得られるため、鉄道だけにとどまらず産業機械や自動車へも展開された。ディーゼル機関は現在でも多くの大型バスやトラックの駆動源となっており、山岳部などの電力インフラを整えることが難しい地域の鉄道の駆動源としても共存し続けている。一方、鉄道の中でパワーエレクトロニクス技術が大きく関与して発展したものが、高速鉄道網である。日本国内やアジア圏では新幹線と呼び、欧州では TGV などとして知られている。これら高速鉄道では三相の誘導機が多く使用されるため、これを高速・大電力で駆動させるために不可欠な技術となっている。

1.2 パワーエレクトロニクスの目的：電力変換

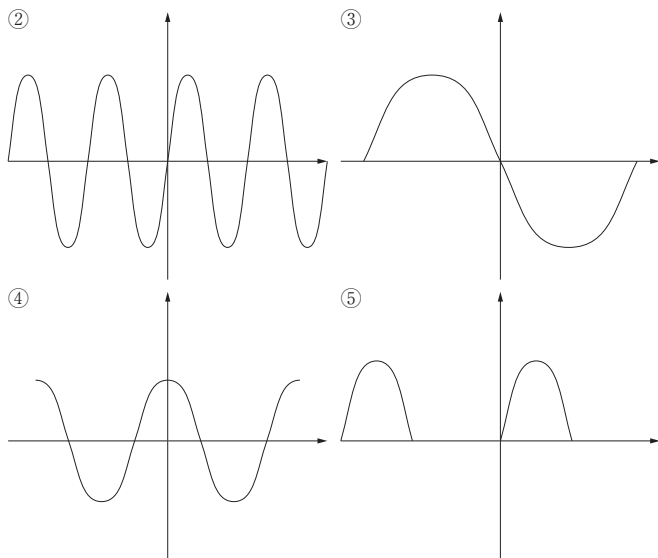
パワーエレクトロニクスの目的は電力変換であり、大きく分けると直流-直流変換 (DC/DC)、直流-交流変換 (DC/AC)、交流-直流変換 (AC/DC)、交流-交流変換 (AC/AC) の 4 つの変換がある。

パワーエレクトロニクス技術とは、電力を半導体素子と、CPU (central processing unit) の小型・高速および高集積化によるデジタル化技術を駆使することにより、効率よく電力利用できるようにすることである。パワーエレクトロニクス技術は、目に見えない電気エネルギーを取り扱う。そこで、理解するためによく使用されてきた手法がグラフを使用した波形で表現する方法であり、

本章ではそれによって説明を行う。その他には、ベクトル図などを使用することもあるが、ここではグラフにて説明を進める。



① A. 交流単相 100 Vac, 50 Hz, B. 破線 1.5 Vdc



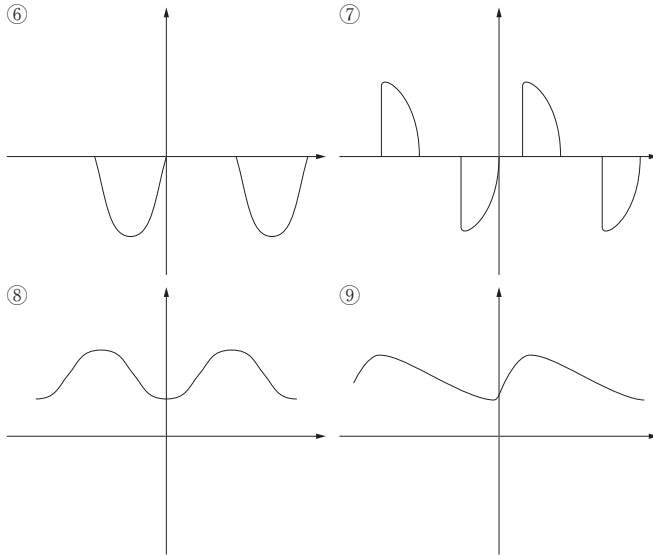


図 1-6 交流波形の変換例

それでは、我々の周りにある比較的容易に得られる電源を探してみる。最も身近にある電源は、コンセントから供給されている日本では主に $1\phi 100\text{ Vac}$ (単相 100 V 交流) の電気である。この電圧 100 Vac をグラフで表すと図 1-6 の A. となり、乾電池の直流 1.5 Vdc が B. である。更に、②以降に交流単相 100 Vac の電圧波形を元に、様々に変換した後の電圧波形を示す。②のグラフは、周波数を 50 Hz から 2 倍の 100 Hz へ変換した波形で、③は、 $1/2$ の 25 Hz にした波形である。更に、④は、位相を 90° 進ませた波形。⑤は正の半波整流した波形、⑥は負の半波整流波形、⑦は 90° 波形の発生を阻止した波形、⑧と⑨は正方向に整流して平滑した波形である。ここで、波形が波を打ったようなグラフになっているが、直流電圧を一定に平滑しようとした際に生じるこの波のことをリップル波形と呼ぶ。同じ 50 Hz のリップル波形であるが、電流の流れるタイミングと時間的長さが異なるため同じ電圧波形とはならない。

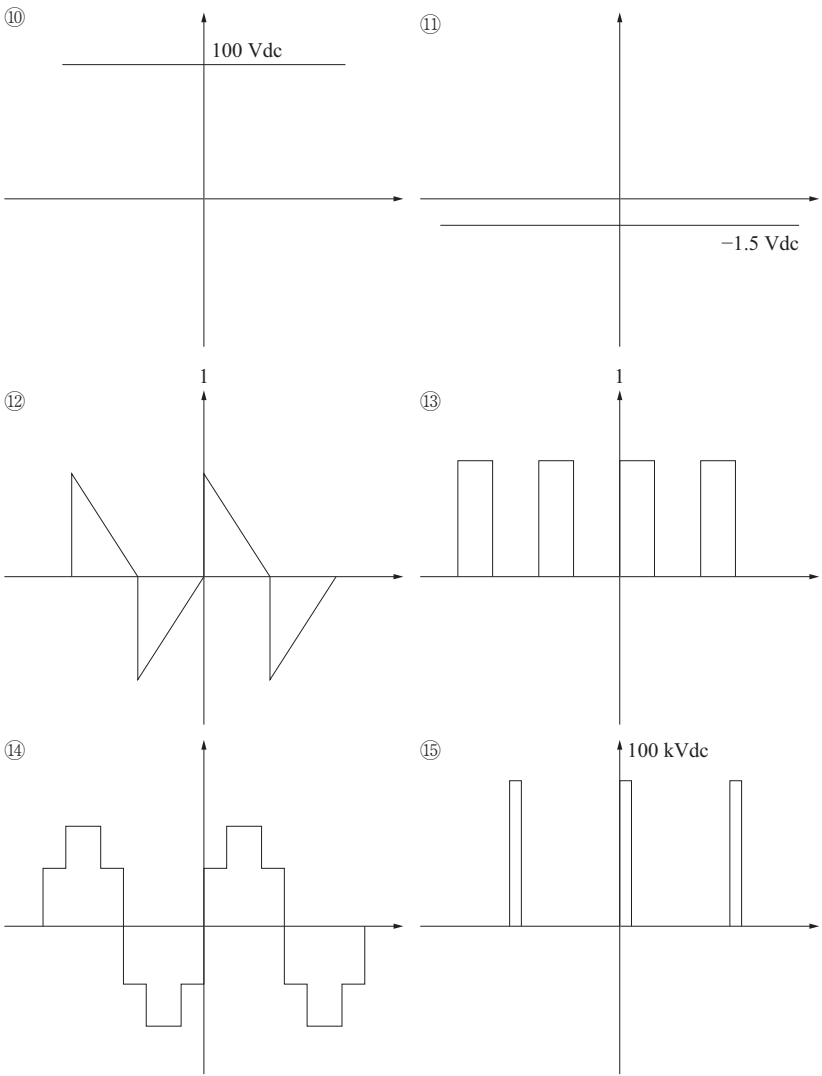


図 1-7 直流波形の変換例

今度は、図 1-6 の B. 破線 1.5 Vdc を元に成型する。図 1-7 の ⑩ と ⑪ は、電圧値が 100/1.5 倍であるものと、同じ電圧値で負の波形である。⑫ ⑬ に示す波形は図 1.6 の A と同じ周波数・波高値の三角波や方形波である。⑭ は、パルス振幅変調（pulse amplitude modulation : PAM）の波形、⑮ は高電圧短パルス波形（100 kVdc, 数 ns など）の例である。

このように電力変換を電圧波形だけを眺めても様々な成型できることがわかる。さらに ⑩ ⑪ のように一直線の同じ電圧波形でも、接続される負荷によって流れるタイミングや電流波形は異なる場合もある。

パワーエレクトロニクス技術を用いることで負荷の電気的特性と整合できればどんな波形でも成型することが理論的には可能である。次章以降で具体的にどのように実現していくのかに関して、回路トポロジと制御方法などを説明する。

1.3 パワーエレクトロニクスの歴史

パワーエレクトロニクス技術の進歩には、電力を制御するためのスイッチ素子、電子・電気回路技術、コンピュータのハードとソフトの発展と並行に行われてきたことはすでに述べているが、電子・電気回路技術の進歩には、それら回路動作を解析するツール（SPICE）の登場や設計し製造するまでを一貫して行えるようになったことも大きい。また、電子・電気回路とその制御を、ソフトウェア上でブロック化することで、多種多様に構成できるようになり、動作検証できるツールも今では主流となっている。

次に、スイッチ素子に目を向ける。ニコラ・テスラにより提唱され Westinghouse 社が最初の供給者となった交流電力であるが、社会実装するためには、その電力供給が制御不能に陥った際に、それによる影響を最低限にするために、電力供給源から遮断する必要があった。そのために開発されたのが、歴代のスイッチ素子であるが、それらを論じるために真空放電管から始まる水銀整流器と真空管およびその応用に関する開発の歴史を表 1-1 に示す。水銀整流器の発明は 1882 年に Jumin と Meneuvrier とが水銀電弧の整流性を発見したことに

表 1-1 水銀整流器の研究・開発・量産 年表⁵⁾

1. 胎動時代	
1650 年（慶応 3 年）	Guericke：真空ポンプの発明
1675 年（延宝 3 年）	Picard：真空放電の発見
1838 年（天保 9 年）	Geissler：真空放電管の炸裂
1882 年（明治 15 年）	Jemin, Meneuvrier：水銀電弧の整流性発見
1895 年（明治 28 年）	W. C. Rontgen：X 線の発見
1900 年（明治 33 年）	C. Hewitt：水銀整流器の発見
2. 揺籃時代	
1905 年（明治 38 年）	G. E 社, Westinghouse 社にて水銀整流器の作成
1911 年（明治 44 年）	Schafer：鉄製水銀整流器の製作
1913 年（大正 2 年）	Pensylvania 州（米）鉄道列車に水銀整流器を使用
3. 発展時代	
1920 年（大正 9 年）	日本国内 ラジオ放送開始
1924 年（大正 13 年）	芝浦, 日立, Siemens 社 鉄製水銀整流器の製作
1931 年（昭和 6 年）	鉄道省 水銀整流器の採用
1940 年（昭和 15 年）	Hull：補給型熱陰極の発明
1940 年（昭和 15 年）	Dallenbach：希有ガス入ポンプなし整流器の製作

より始まり、1900 年頃に Hewitt により発明される。その約 5 年後に G.E 社と Westinghouse 社にて製作が開始される。また、真空管は、1904 年にフレミングにより低真空下における高温の熱電子放出用フィラメント陰極と、その電子を捕捉する陽板より構成される二極管を発明したことから始まる。引き続き 1906 年に発展型となる、陰極と陽極の間にらせん状格子電極を配置した三極管がド・フォレストにより発明された。このド・フォレストは更に応用研究を進め三極管を利用した増幅器や発振回路を発明した。これら真空管発明のきっかけとなった発見にエジソン効果があった。更に、エジソンにより見出されたチャイルド・ラングミュアにより、1914 年に高真空技術が開発され、これまで低真空で不安定な動作であった真空管が安定して動作するようになり、本格的な真空管の産業応用へ進んでいった。

水銀整流器による国内にて最初に報告された半波整流動作に関し、図 1-8 に回路例と図 1-9 に波形を示す。

この実験回路には日本電池（株）の Glaitor（図 1-10）が使用された。ここで示した姿写真は大容量化したものであり、現在のサイラトロンの構造を有し

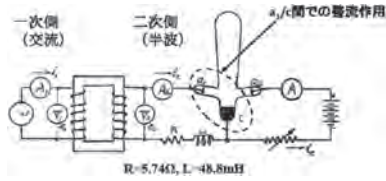
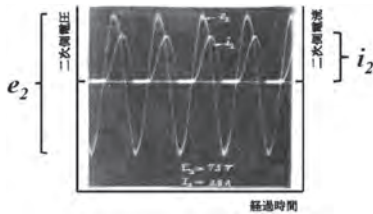
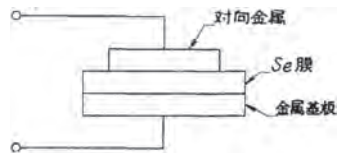
図 1-8 水銀整流器を用いた半波整流回路の例⁶⁾図 1-9 水銀整流器を用いた半波整流回路による出力波形例⁶⁾

図 1-10 日本電池株式会社製の水銀整流器 (Glaitor) の姿写真

ている。軍事産業とラジオ放送などの発展とともに真空管は発展していき、パワーエレクトロニクス技術の基本となる電力スイッチングを行うデバイスとなる。図 1-9 に示す通り、セレン整流板、鉄もしくはアルミニウム板上に金属結晶 Se 膜を設けて、Cd などの対抗電極を蒸着した素子の発明により、半導体へとシフトしていくこととなる。

そして、大電力を扱う整流器 (ダイオード) やトランジスタ (GTO, IGBT, MOSFET) が開発されていき、真空管にとって代わっていくことになる。これらは後章にて説明する。

図 1-11 Se 整流板の構成⁷⁾

演習問題

パワーエレクトロニクスが「家庭内で役立っているところ」、「産業で役立っているところ」を挙げよ

演習解答

家庭

スマートフォン, USB 電源アダプタ, エアコン, 電子レンジ, 蛍光灯, IH コンロその他多数

産業

自動車, 電車, 飛行機, ロボット等

引用・参考文献

- 1) W. E. Newell 1973 IEEE Power Electronics Specialists Conference 11th-13th June 1973 @ Pasadena, CA, USA 'Power Electronics-Emerging from Limbo {Conference Keynote Address}'
- 2) 小関隆章: キャパシタフォーラム大会講演会, '電気鉄道の電気供給とパワーマネージメント', 2015 年 5 月 15 日.
- 3) <https://www.cev-pc.or.jp/kiso/history.html>
- 4) 秦常造・久保俊彦: 『水銀整流器』, 修教社, 1936.
- 5) 青木佐太郎: 水銀整流器と放電管, 株式会社電気日本, 1946.
- 6) 後藤文雄: 電解工業と水銀整流器. 九州帝国大学工学彙報, 福岡. Vol.11, No.7, pp.299-30., 1936.
- 7) 後藤文雄: 水銀整流器の実験的研究. 九州帝国大学博士論文, 1935.
- 8) セレン整流器の我が国における発展過程と現在の諸問題: 山口次郎, 「材料試験 第 5 巻第 35 号」 465-466, 昭和 31 年 8 月.

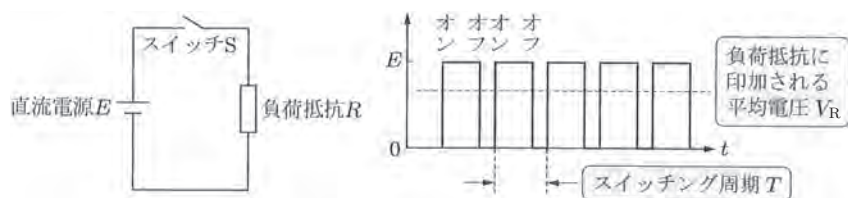
2章 パワーエレクトロニクスの電気回路理論

パワーエレクトロニクスでは直流と交流が同一の回路に混在する。このため直流・交流回路理論を用いて解析する。更にパワーエレクトロニクス機器の出力する波形は矩形波やパルス幅変調（pulse width modulation：PWM）波形となる。これを交流理論で解析する場合、フーリエ変換などを用いて正弦波へ分解する必要がある。さらにスイッチングでオン（ON）とオフ（OFF）を切り替える際は過渡現象としての取り扱い、オンとオフの時間を定量的に扱うためのデューティ比（デューティファクタとも呼ぶ）などで表現する必要がある。そこで本章では、パワーエレクトロニクスの関係する回路現象を取り上げ、電気回路理論での取り扱いについて学ぶ。

2.1 スwitchングによる制御

2.1.1 オンとオフのスイッチング

パワーエレクトロニクスはスイッチをオンオフ（開閉）することが制御の基本となる。スイッチの開閉を繰り返すことによる制御をスイッチング（switching）と呼ぶ。スイッチングによって電力を調整する原理を図 2-1 に示す。回路では直流電源 E と負荷抵抗 R の間にスイッチ S がある。このスイッチを繰り返しオンとオフにする。負荷抵抗の両端の電圧はスイッチがオンになると E になり、オフのときは 0 になる。負荷抵抗に印加される電圧の平均値は、スイッチがオンの状態の時間 T_{on} と、オフの状態の時間 T_{off} に応じて決まる。このとき、オン時間 T_{on} とオフ時間 T_{off} をあわせた時間 $T (= T_{\text{on}} + T_{\text{off}})$ をスイッチング周期（switching period）と呼ぶ。このスイッチング周期に対して十分に長い時間を考えたとき、電圧の平均値が負荷抵抗に印加される平均電圧 V_R （mean

図 2-1 スイッチングによる制御の原理¹⁾

voltage) となる。

負荷抵抗に印加される平均電圧 V_R と、直流電源 E 、オン時間 T_{on} 、オフ時間 T_{off} の関係を考える。スイッチング周期のオン時間 T に対するオン時間 T_{on} は、

$$DF = \frac{T_{on}}{T} = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} \quad (2.1)$$

となる。このオンオフ時間比 DF をデューティファクタ (duty factor) もしくはデューティ比と呼ぶ。デューティファクタ DF を用いると、平均電圧 V_R は

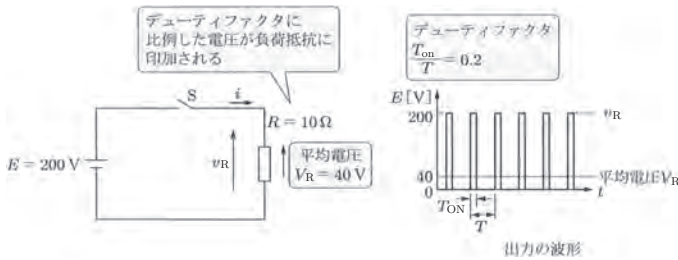
$$V_R = E \times \frac{T_{on}}{T} = E \times DF \quad (2.2)$$

となる。例えば、直流電源 E の電圧を 200 V として、 $10\ \Omega$ の負荷抵抗 R に 40 V の平均電圧 V_R を印加するとする。式 (2.2) より、 DF は $0.2 (= 40/200)$ となる。すなわち、図 2-2 に示すように、デューティファクタを 0.2 としてスイッチングを行うことで、平均電圧 V_R を 40 V に制御できることがわかる。すなわち $10\ \Omega$ の負荷抵抗には 4 A の平均電流が流れることになる。これはオン時間だけ $20\text{ A} (= 200\text{ V}/10\ \Omega)$ の電流が負荷に流れることで生じる。このような回路は電圧を断続させるためチョッパ (chopper) と呼ばれる。

オン時間とオフ時間の和であるスイッチング周期 T の逆数をスイッチング周波数 (switching frequency) f_s と呼ぶ。

$$f_s = \frac{1}{T} \quad (2.3)$$

一般のパワーエレクトロニクス回路では周期 T が数 ms 以下になるように高速

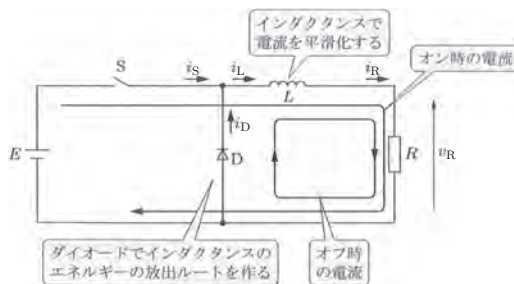
図 2-2 デューティファクタによる電圧制御理論¹⁾

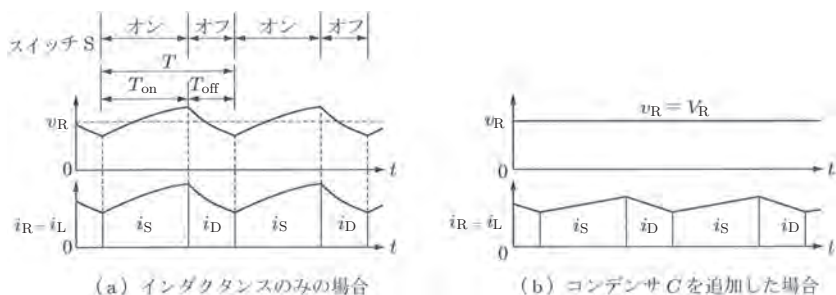
でスイッチングを行う。従って、スイッチング周波数 f_s は数 100 Hz 以上である。もちろん、オン時間 T_{on} は周期 T より短くなる。

2.1.2 電流の平滑化

パワーエレクトロニクスを利用する場合、パワーエレクトロニクス回路から出力される電流を利用することが多い。しかし図 2-1 のような回路の場合、電流も電圧と同じように断続する。電流が断続しないようにするため平滑回路 (smoothing circuit) が一般に用いられる。平滑回路にはインダクタ L 、ダイオード D 、およびキャパシタ C が用いられる。

インダクタ L とダイオード D による平滑回路を図 2-3 に示す。このときの負荷抵抗 R の両端の電圧 v_R と負荷抵抗に流れる電流 i_R の波形を図 2-4 (a) に示す。

図 2-3 インダクタによる電圧の平滑化動作¹⁾

図 2-4 インダクタとキャパシタによる平滑化¹⁾

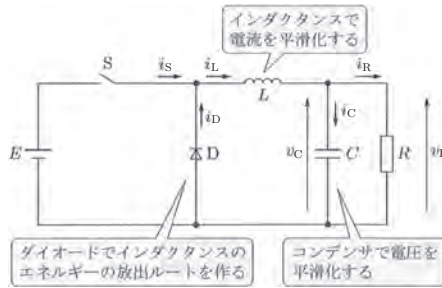
スイッチ S がオンの期間ではスイッチを流れる電流 i_S は、 $E_+ \rightarrow L \rightarrow R \rightarrow E_-$ と流れる。ただし、 E_+ と E_- は電源のプラスとマイナス側を指す。このときダイオード D は逆極性なので導通していない。このときは $i_S = i_L = i_R$ である。スイッチ S をオンにすると、インダクタ L と抵抗 R の直列回路の過渡現象により、 i_S はゆっくり上昇する。スイッチがオンの期間はインダクタに電流が流れているので、インダクタには磁気エネルギー U_L

$$U_L = \frac{1}{2} L \cdot i_L^2 \quad (2.4)$$

が蓄積されていく。

スイッチ S がオフになるとインダクタには電流が電源から供給されなくなる。しかしインダクタにはエネルギーが蓄積されているため、電流がすぐには 0 にならず、徐々に減少していく。このときインダクタに蓄えられたエネルギーは、 $L \rightarrow R \rightarrow D \rightarrow L$ という経路を流れる電流となる。インダクタは蓄えたエネルギーを放出し、それまで流れていた電流と同一方向に電流を流し続ける働きをする。すなわちインダクタが起電力となって電流を流し続けようとする。

インダクタは電流の変化が小さくなるような働きをする。そのためインダクタに生じた起電力による電流は負荷抵抗 R に流れ、ダイオード D を導通させる。これを還流と呼ぶ。これによりスイッチのオフ期間には電流 i_D が流れる。このとき $i_D = i_L = i_R$ であり $i_S = 0$ である。すなわち負荷抵抗 R に流れる電流 i_R は i_D と i_S が交互に供給することになる。このように負荷抵抗 R に流れる

図 2-5 キャパシタを追加した場合の電圧の平滑化動作¹⁾

電流は断続しくなくなり，図 2-4 (a) に示すように変動する。このような周期的な変動をリップル（脈動：ripple）という。

このようなリップルを低下させるためには図 2-5 に示すようにキャパシタを回路に追加する。キャパシタは電流 i_C が流れると，電圧 v_C がゆっくり上昇していき，静電エネルギー U_C

$$U_C = \frac{1}{2} C \cdot v_C^2 \quad (2.5)$$

として蓄積される。これを充電という。キャパシタに電流が供給されなくなると，キャパシタに蓄積されたエネルギーが放電され，電圧 v_C は徐々に減少する。このようにキャパシタは電圧の変化を抑える働きがあり，このため図 2-4 (b) に示すように，電圧は平滑化され，電流の変動も小さくなる。キャパシタ C の容量が十分に大きい場合，負荷の両端の電圧 v_R はほぼ一定の V_R となる。このような働きをするキャパシタを平滑化コンデンサ（smoothing capacitor）という。

このようにスイッチングすることにより平均電圧を制御し，更に平滑化すればほぼ直流の電圧が得られる。平均電圧が制御できれば，オームの法則から平均電流の制御も行えることになる。ただし負荷抵抗 R の大きさにより電圧や電流のリップルの大きさは変化する。このため平滑回路のインダクタ L やキャパシタ C は，負荷抵抗 R に応じて最適な値を選定する必要がある。

2.2 平均値と実効値

交流回路理論では正弦波交流の扱いを中心に学習した。パワーエレクトロニクスでは、前節のように方形波やリップルを含む波形など正弦波ではない波形を扱うことが多い。ここでは前節で学んだ平均値に実効値を加え、正弦波交流やそれ以外の波形の扱いを学習する。

2.2.1 正弦波交流の平均値と実効値

正弦波交流は時間で電圧や電流が変化する。このため大きさを数値で表す場合、任意の瞬時の時間の大きさを表す瞬時値、最大値を表す波高値、その他には実効値と呼ばれる値が用いられる。図 2-6 にこの関係性を正弦波電流で示す。瞬時値 $i(t)$ は時刻によって変化する。このため電流の代表的な大きさはわからない。交流電流の大きさは直流電流と同じ働きをする電流と対応して示される。同じ値の抵抗 R に直流電流 I と交流電流 $i(t)$ を流したとき、抵抗で発生する熱エネルギーが等しければ、交流電流は直流電流と同じ働きをしたことになる。このときの直流電流 I の値を、交流電流 $i(t)$ の実効値 (effective value : root-mean-square value) という。正弦波交流の場合、実効値は波高値の $1/\sqrt{2}$ 倍となる。すなわち、正弦波電圧 V および電流 I とそれぞれの波高値 V_m および電流 I_m の間には、以下のような関係がある。

$$V = \frac{1}{\sqrt{2}} V_m = 0.707 V_m, \quad I = \frac{1}{\sqrt{2}} I_m = 0.707 I_m \quad (2.6)$$

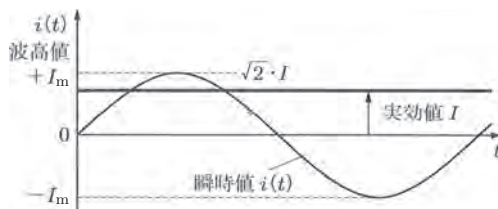


図 2-6 正弦波交流の波高値と実効値¹⁾

実効値は実際にエネルギーとして働く交流電圧，交流電流の大きさを示す。周期 T の正弦波電圧 $v(t)$ を例にとると，実効値電圧 V_{eff} は以下のように定義される。

$$V_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \{v(t)\}^2 dt} \quad (2.7)$$

また平均電圧 V_{ave} の定義は以下となる。

$$V_{\text{ave}} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt \quad (2.8)$$

2.2.2 方形波波形の平均値と実効値

正弦波以外の電圧や電流の場合でも，式 (2.7) や式 (2.8) を用いて実効値や平均値は求めることができる。いま，電圧を例として図 2-7 に示す方形波の実効値 V_{eff} と平均値 V_{ave} を求めてみる。なお電流の場合も v や V を， i や I に置き換えると同様に求められる。実効値 V_{eff} は

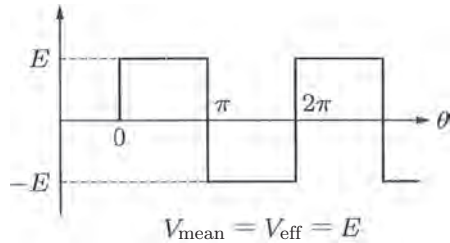


図 2-7 180° 導通方形波の実効値と平均値¹⁾

$$V_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} E^2 d\theta} = E \quad (2.9)$$

となる。ただし θ は電圧の位相角である。一方，平均値 V_{ave} は

$$V_{\text{ave}} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt = \frac{1}{2\pi} \left\{ \int_0^{\pi} E d\theta + \int_{\pi}^{2\pi} (-E) d\theta \right\} = 0 \quad (2.10)$$

となる。すなわち，1 周期の平均は 0 となる。このような場合，半周期（1/2 周期）の波形を用いて平均値を求める半周期平均値 V_{mean} が用いられる。

$$V_{\text{mean}} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} v(t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} E d\theta = E \quad (2.11)$$

すなわち、図 2-7 に示すような方形波の場合では、半周期平均値 V_{mean} と実効値 V_{eff} は同じ値となる。

一方、図 2-8 に示すような方形波の場合では半周期平均値 V_{mean} と実効値 V_{eff} は一致しなくなる。図 2-7 の波形と同じように実効値 V_{eff} 、平均値 V_{ave} 、半周期平均値を求めてみる。それぞれの値は、

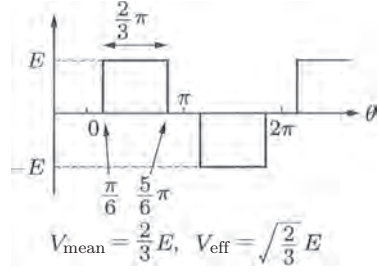


図 2-8 120° 導通方形波の実効値と平均値¹⁾

$$\begin{aligned} V_{\text{eff}} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left\{ \int_{\pi/6}^{5\pi/6} E^2 d\theta + \int_{7\pi/6}^{11\pi/6} E^2 d\theta \right\}} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} E \end{aligned} \quad (2.12)$$

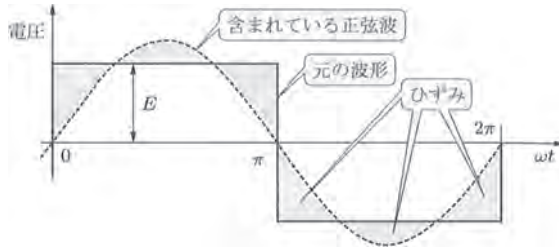
$$\begin{aligned} V_{\text{ave}} &= \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt = \frac{1}{2\pi} \left\{ \int_{\pi/6}^{5\pi/6} E d\theta + \int_{7\pi/6}^{11\pi/6} (-E) d\theta \right\} = 0 \end{aligned} \quad (2.13)$$

$$V_{\text{mean}} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} v(t) dt = \frac{1}{\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} E d\theta = \frac{2}{3} E \quad (2.14)$$

となる。すなわち、この波形の場合、半周期平均値 V_{mean} と実効値 V_{eff} は異なる値となる。このように正弦波でない場合、実効値や平均値などの値は、波形によって異なる。なお電流も同様のことがいえる。

2.3 ひずみ波形のフーリエ級数による表示

パワーエレクトロニクスではスイッチングにより電力を変換する。そのため電圧と電流の波形はオンオフを基本とした、正弦波と異なる様々な波形となるこ

図 2-9 方形波に含まれるひずみ¹⁾

とが多い。このような波形に含まれる正弦波以外の成分をひずみ (distortion) という。例えば方形波は、図 2-9 に示すように正弦波とひずみの合成波形と考えることができる。このようにひずみを含んだ交流波形の電圧 $v(t)$ 、電流はフーリエ級数 (Fourier series) を用いて、以下のように表すことができる。

$$\begin{aligned}
 v(t) &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \\
 &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \sin(n\omega t + \varphi_n) \\
 &= V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}V_n \sin(n\omega t + \varphi_n)
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

ここで n は周波数の次数で、 $n = 1$ は基本波といわれる周期 T の正弦波を示す。周波数が 2 倍のときは $n = 2$ のように、 n は周波数が何倍かを示す。 a_0 、 a_n 、 b_n はフーリエ係数と呼ばれ、次のような定積分で表される。

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \cos n\omega t dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(\theta) \cos n\theta d\theta \quad (n = 0, 1, 2, \dots) \tag{2.16}$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \sin n\omega t dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(\theta) \sin n\theta d\theta \quad (n = 0, 1, 2, \dots) \tag{2.17}$$

a_0 は交流に含まれる直流成分であり次のように示される。

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(\theta) d\theta \quad (2.18)$$

すなわち、1 周期の平均である。同様に V_0 は交流に含まれる直流成分である。周波数が基本波の n 倍の正弦波である n 次の成分の電圧の実効値は、 $V_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}/\sqrt{2}$ と表される。 n 次の成分のそれぞれの位相は、 $\varphi_n = \tan^{-1}(a_n/b_n)$ と表すことができる。電流も同様に、式 (2.15) より、以下のよう表すことができる。

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n - \phi_n) \quad (2.19)$$

ここで I_0 は交流に含まれる直流成分、 I_n は n 次の実効値成分、 ϕ_n は n 次の成分の力率角である。このように電圧や電流をフーリエ級数表示したとき、 $n = 1$ の成分を基本波 (fundamental component)、 $n \geq 2$ の成分を高調波 (harmonic component) と呼ぶ。またそれぞれの周波数ごとの電圧と電流には後述する力率角に相当する位相差 ϕ_n が存在する。

ひずみ波形の実効値は定義に基づき、波形を定積分することで求められる。しかし、フーリエ級数で表したときには各周波数成分の実効値を用いて次のように表すことができる。

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt} = \sqrt{V_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} = \sqrt{V_0^2 + V_1^2 + V_2^2 + \dots} \quad (2.20)$$

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt} = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + \dots} \quad (2.21)$$

すなわち、ここで示した実効値 V_{rms} 、 I_{rms} はフーリエ級数の各次数成分の二乗平均平方和 (root mean square : rms 和) である。この式はひずみ波形の実効値には高調波の全ての成分が含まれることを意味する。

フーリエ級数を用いると図 2-10 に示すようにひずみ波形を周波数の異なる