

電力変換技術の基礎

S. Tajima

第 2.0 版 2019 年 2 月 ©s.tajima 2012-2019

目 次

前書き	4
第 1 章 基本電力変換方式	6
1.1 インバータ	7
1.1.1 電圧型インバータの原理	7
1.1.2 電流型インバータ	9
1.1.3 電力の回生	11
1.1.4 3 相インバータ	12
1.2 コンバータ	13
1.2.1 コンバータ、インバータの双方向性	13
1.2.2 3 相コンバータ	13
1.3 サイクロコンバータ	14
第 2 章 電力変換要素デバイスの原理	16
2.1 エネルギー蓄積素子	16
2.1.1 コンデンサ	17
2.1.2 インダクター/リアクター	18
2.2 トランス	20
2.3 電流、電荷の変換	21
2.4 電力スイッチングの本質	21
2.5 スwitching素子	22
2.5.1 ダイオード	22
2.5.2 サイリスタ	22
2.5.3 GTO	24
2.5.4 IGBT	24
2.5.5 バイポーラトランジスタ	25
2.5.6 静電誘導トランジスタ	25
2.5.7 TRIAC	26
2.5.8 MOSFET	26
2.5.9 SiC デバイス	27
2.6 弱電用リレー	28
2.7 電力用メカニカル開閉器	28
2.7.1 ナイフスイッチ	29
2.7.2 電磁接触器	29
2.7.3 電磁開閉器	29
2.7.4 遮断器、断路器、その他	30

第3章 蓄電の概要	31
3.1 鉛バッテリー	31
3.2 ニッケルカドミウムバッテリー	32
3.3 ニッケル水素バッテリー	33
3.4 リチウムイオン2次バッテリー	33
3.4.1 概要	33
3.4.2 スマートバッテリー	33
3.4.3 インフォリチウムバッテリー	34
3.4.4 バッテリーパック	34
3.5 リン酸鉄リチウムバッテリー	35
3.6 チタン酸リチウムバッテリー	35
3.7 電池の残量計算	36
3.7.1 電圧測定方式	36
3.7.2 クーロンカウンタ	36
3.7.3 セルモデル方式	37
3.8 レドックスフロー電池	37
3.9 NAS 電池	37
3.10 電気二重層コンデンサ	38
3.11 リチウムイオンキャパシター	40
第4章 電力変換回路	41
4.1 交流変換	41
4.2 直流の変換	42
4.2.1 トランスの矩形波駆動	42
4.2.2 フォワードコンバータ	43
4.2.3 フォワードコンバータの解析	45
4.2.4 トランスのリセット	47
4.2.5 フライバックコンバータ	47
4.3 コイル、コンデンサのスイッチング	48
4.3.1 DCDC コンバータ	48
4.3.2 ACDC コンバータ	49
4.4 双方向コンバータ	50
4.5 LC 共振を利用する電力変換	51
4.5.1 共振回路	51
4.5.2 LC 並列共振回路の駆動	53
4.5.3 ゼロクロススイッチング	54
4.5.4 LC 直列共振回路の駆動	55
4.5.5 共振型コンバータ構成の考え方	55
4.5.6 部分共振型コンバータ	57
4.5.7 部分共振型フライバックコンバータ	58
4.5.8 アクティブクランプフォワードコンバータ	58
4.5.9 共振回路の古典的駆動回路	60
4.5.10 トランス、リアクター、疎結合トランス	61

第 5 章	トランスの設計	63
5.1	概要	63
5.2	電磁界の解析	63
5.2.1	Maxwell の方程式	63
5.2.2	実用世界での Maxwell の方程式	64
5.2.3	電気工学での Maxwell の方程式	65
5.2.4	定常電流のつくる磁場	65
5.2.5	ソレノイド	66
5.2.6	$\partial \mathbf{J} / \partial t$ および $\mathbf{J}(t)$	67
5.2.7	磁界と磁束密度	68
5.2.8	磁束から電圧	68
5.3	インダクタンス	70
5.4	トランスの設計の基本式	70
5.5	トランス設計手順	71
5.5.1	仕様の決定	71
5.5.2	コアの選択	71
5.5.3	1 次巻き線の巻き数および線径計算	72
5.5.4	2 次巻き線の巻き数、計算	73
5.5.5	効率計算	73
5.5.6	製作および試験	73
5.5.7	トランスのインダクタンス	73
5.6	トランス設計例	74
5.6.1	仕様決定	74
5.6.2	鉄芯の選定	74
5.6.3	1 次巻数の決定	75
5.6.4	2 次巻数の決定	75
5.6.5	1 次、2 次電流の計算	76
5.6.6	1 次巻線径の決定	76
5.6.7	巻線抵抗の計算	76
5.6.8	銅損の計算	77
5.6.9	鉄損の計算	77
5.6.10	電圧変動率の計算	78
5.6.11	効率の計算	78
第 6 章	スイッチング電源用トランス、リアクター解析	79
6.1	コア材料	79
6.2	フェライト	80
6.3	フェライトコア材料	80
6.3.1	概要	80
6.3.2	コア透磁率の決定	81
6.3.3	フェライトの磁気特性	81
6.4	リアクター、トランスの動作モード	82
6.4.1	ギャップの効果	82
6.4.2	A_L 値：インダクタンス係数	84
6.4.3	エネルギー透過モード	84

6.4.4	エネルギー蓄積モード	85
6.4.5	チョークコイル	86
第 7 章	スイッチング電源用トランス設計	87
7.1	フライバックコンバータトランス設計	87
7.1.1	1 次側の巻き数計算	88
7.1.2	1 次巻き線のインダクタンス計算	89
7.1.3	2 次側の巻き数計算	89
7.1.4	ギャップ長計算	89
7.2	フォワードコンバータトランス設計	90
7.2.1	1 次側の巻き数計算	90
7.2.2	2 次側の巻き数計算	91
第 8 章	数学的基本事項	92
8.1	振動の複素表現	92
8.1.1	三角関数	92
8.1.2	サイン波とコサイン波	92
8.1.3	複素周波数	94
8.2	線形素子とその回路	95
8.2.1	線形素子	95
8.2.2	線形回路と線形素子	96
8.2.3	テブナンの定理	97
	参考資料	98

前書き

21 世紀に入って、地球環境の問題がさらに注目され、再生可能エネルギーの利用が推進されています。特に、太陽光発電システム、蓄電システム、ガス利用の電力エネルギーシステム等、一般家庭用電力機器も利用が進んでいます。これは、それまで、電力会社や専門メーカーの専用技術と考えられてきたものが、それだけ身近になったという意味です。

商用電源を入力とした家庭用電気製品は、20 世紀前半にはすでにありましたが、これらの電源はトランスに簡単な整流回路を組み込んだだけのものでした。現在では、半導体を中心とした技術進歩により、小型の装置の内部でも高度な電力制御技術が使われています。

技術の進歩が速く、また主要部品が I C であるため、電力制御機器の標準回路などは I C メーカーの発表資料が主要な情報源ですが、原理的な事柄は省かれる場合が多い様です。つまり、どの様にして動作するかという基本的な考えを知る機会や資料が少ないのが現状です。

この文書は、電力変換技術の概要および、その具体例として、商用周波数トランスおよび、スイッチングコンバータの設計についてまとめたものです。通常、電源トランスを設計する必要も、機会も殆どありませんが、これは物理がいかに技術として実装されるかの例として記述しました。

従って、内容は物理、電気工学、電子工学の基本的なものから応用までを含みますが、できるかぎり技術の底にある考え方を明確にするよう努力しました。そのため設計に関するも記述しましたが、設計マニュアルを目指した訳ではありません。実際の設計に入る前の、いわば技術的常識を得るため、あるいは実行すべき技術の方向を見定める指針となれば、本文書の目的は達したと言えるでしょう。

なおこの文書は 2012 年にまとめたものが基になっており、一部アップデートが不十分な項目があるかも知れません。

2019 年 2 月 S. Tajima

第1章 基本電力変換方式

この章では電力変換技術の基本について記述します。電力変換装置の入出力は直流または交流ですから、これらの組み合わせは4通りあります。入出力の組み合わせによって、次のような名称で呼ばれます。

【入力】 【出力】

直流 → 直流 チョップ、チョップコンバータ、DCDC コンバータ
直流 → 交流 インバータ（逆変換装置）
交流 → 直流 コンバータ（順変換装置）、整流装置（回路）
交流 → 交流 変圧器、サイクロコンバータ、回転変流器¹

これらは変換方式についての分類ですので、出力の安定化はまた別の問題となります。しかし家電機器等小電力向けで多用されるコンバータは、DCDC コンバータと併用され、普通は安定化回路を伴います。

一方、基幹電力システム（電力会社や鉄道向け等）の電力変換技術では、変換装置内でエネルギーとして蓄積するのを避け、直接変換を基本とし、出力の安定化は行いません。これは負荷変動を考慮した発送電システムとして設計され、一定の出力電圧変動内に収まる様に、発電/変電側で調整、運用しているからですが、そもその理由は安定化技術が考えられる以前にその基礎が構築されたためです。例えば交流送電では変圧器による電圧変換のみで、負荷に見合う電力を供給するだけです²。直流鉄道の送電も架線（および並行して走る饋電線）による供給のみで、公称 1.5kV でも、1kV 程度まで低下する事があります³。

また多負荷ですからフィードバックを基本とした安定化も困難となり、安定化が必要ならローカルで対応します。

電力変換にはリアクターやコンデンサの様なエネルギー蓄積素子を使うと設計し易いのですが、電力用エネルギー蓄積素子は大型になり、設計、製造が困難、高価になり、扱い上も危険性が増加します。そのため、大電力では、エネルギー蓄積素子ではできるだけ使用しない様にします。例えば交流変換では、変圧器による単純な電力変換以外では、電流や電圧波形のひずみ、力率の低下という問題を伴います。

チョップコンバータについては、安定化を伴った技術として別途述べますので、ここでは省略します。

¹回転機から始まった歴史を反映しているのだと思割れます。

²現在の日本では考えにくいのですが、電力事情の悪い国では、電灯線電圧の低下も頻繁に発生します。また日本でも第二次大戦中、戦後では、電圧低下を補うため、家庭でオートトランスが使われました。

³著者は昔、電車に乗車中、架線の電圧低下のため暫く駅から出発できないという体験があります。車掌がその様にアナウンスをしました。

1.1 インバータ

1.1.1 電圧型インバータの原理

図 1.1 に直流を交流に変換する一番簡単な方式を示します⁴。スイッチ S_a 、 S_y とスイッチ S_b 、 S_x は交互に ON し入力直流電圧 V_{IN} を負荷に交互に加えます。この時、 S_a 、 S_x および S_b 、 S_y は同時に ON する事が無い様にします。得られる交流出力は 1 : 1 の矩形波（ただし、直流成分を含まない）で基本周波数は当然スイッチング周波数と等しくなります。

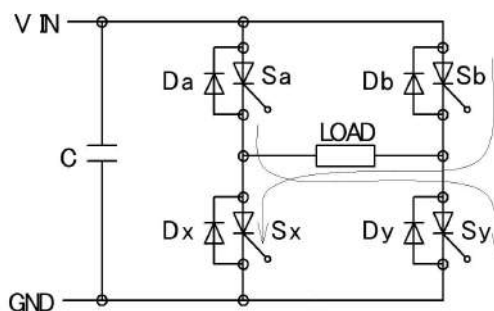


図 1.1: 単相インバータ

この方式では、負荷に対して、電圧が加わるので電圧型インバータと呼ばれ、電圧源としての内部インピーダンスは直流電源のインピーダンスと、半導体スイッチの ON 抵抗で決まります。

出力電圧が矩形波であるため、この電圧型インバータの動作を明確に理解するには、接続される負荷の種類を考える必要があります⁵。負荷が純抵抗の場合、負荷には矩形波状の電圧と電流が流れるのは明らかでしょう。

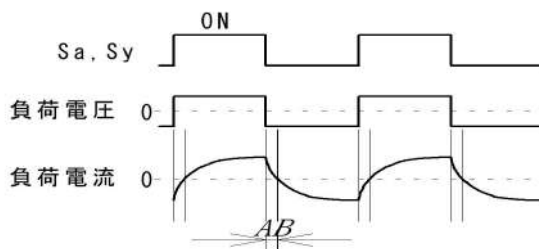


図 1.2: インバータのスイッチングタイミング

一方負荷が LR 直列⁶となるリアクティブ負荷の場合、負荷電流は、図 1.2 に示すように立ち上がり、立下りがなまった波形となります。負荷電圧、電流とも交流ですから、直流重畳はされず中心はゼロですが、図中の AB 区間のように電圧と電流の方向にずれが生じ、この区間はダイオード D_a 、 D_y あるいは D_b 、 D_x が ON となり、電源部（コンデンサ C）に電力を戻します。これがダイオード D_a 、 D_y 、 D_b 、 D_x の主たる役目で、もしこれらのダイオードが無いと、L に蓄えられた電流の行き場がなくなり、リーケージキャパシタンスを充電し、高電圧が発生、トラブルの元となります。

ダイオード D_a 、 D_b 、 D_x 、 D_y は図 1.1 のようにサイリスタを主スイッチとする場合⁷に必要な部品

⁴この回路は直流モータの正逆制御と全く同じです。

⁵これが、出力がサイン波では無い電力装置の宿命です。サイン波ならば、微積分しても形が変化しないため、線形負荷ならばインピーダンスの影響は単に出力電圧のみです。

⁶例えば交流モータはこのような負荷です。ただし、交流モータを矩形波駆動していいと言っている訳ではありません。

⁷ゲート制御によるサイリスタのオフは出来ないので、別途オフ制御が必要です。

となります。また半導体スイッチとしてバイポーラトランジスタや逆方向ダイオードが内蔵されていない IGBT を使用する場合には必要です。MOSFET や逆方向ダイオード内蔵 IGBT を使用する時には、基本的には不要ですが、逆方向の電流特性改善のため、ダイオードを外付けすることがあります。MOSFET の逆方向ダイオードは、もともと構造上出来てしまう、寄生素子だったのですが、ここでの応用を考えて、意図的に用意される素子もあり、この場合には外付けダイオードは不要です。

矩形波出力の電圧型インバータと負荷の種類の組み合わせを考えると、RC 並列負荷もあり得ます。この場合、電流波形は矩形波を微分した形となり、電圧の立ち上がり、立下りでおおきなピーク電流が流れます。従って、これに耐えるインバータを用意すれば使えますが、そもそもコンデンサを定電圧矩形波で駆動する事が間違いですので、このような場合は定電流型インバータを使用すべきです。

図 1.3 に示す様に、負荷を LC から成る共振回路とし、共振周波数をスイッチング周波数に合わせると、正弦波電流が得られます。従って、L をトランスとして、負荷に適当な R を接続すれば、負荷には正弦波が供給され、正弦波インバータが非常に簡単に構成できる筈ですが、この周波数を商用周波数としたい場合には、トランスやコンデンサが非常に大きくなり、現実的では無くなります。

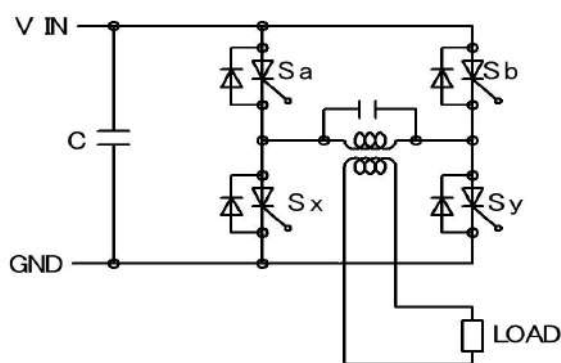


図 1.3: 共振型インバータ

自動車のバッテリー等から交流を発生する簡易インバータには矩形波出力のものがあり、白熱電球やヒータの様な負荷では使用可能ですが、一般の商用交流用電子機器では内部整流回路の平滑コンデンサに過大なリップル電流が流れし、故障する危険性があります(図 1.4)。通常使用される平滑コンデンサは電解コンデンサで、これは商用電源を半波、または全波整流した周波数のリップルを前提に設計されているからです⁸。

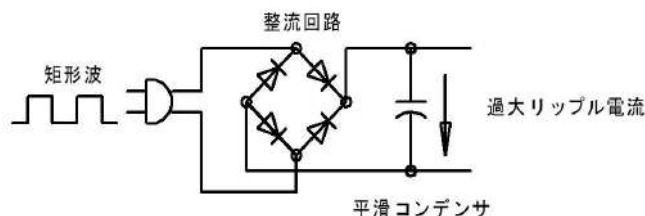


図 1.4: 電子機器の整流、平滑回路

上記問題回避にとどまらず、電力交流波形は正弦波とすべきです。これは微分、積分をしても波形が変化せず、単一スペクトラムを持ちますから、不要なノイズの最小化等を考えると当然です。その

⁸スイッチングレギュレータ用に設計された電解コンデンサを使用してあれば使用可能ですが、通常は、サイン波電源を仮定して設計してあります。

一方法として PWM 制御を用い、矩形波スイッチングを行いながら正弦波交流を得るものが広く利用されます。図 1.5 に示すように、基準正弦波と三角波を比較し、PWM 変調を行い、主スイッチの ON/OFF タイミングを制御し、波形の平均面積が正弦波となるようにします。出力には LC フィルターを用意し、PWM 波形のキャリア除去を行うと、負荷には正弦波が供給される訳です。具体的な制御方法は、PWM チョッパ型コンバータに類似しますので、第 4 章を参照して下さい。

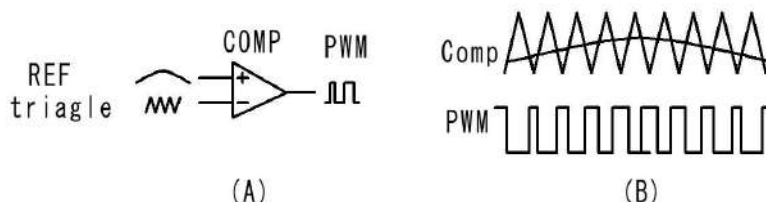


図 1.5: PWM 制御インバータ

電圧型コンバータで負荷に電圧を加えない場合の処理に 2 通りあります。一つはすべてのスイッチをオフして、負荷をフローティング状態にする場合でです。もう一つは、 S_a 、 S_x または S_b 、 S_y を同時にオンし、負荷を短絡する場合でです。抵抗負荷ならば、どちらも大きな違いはありませんが、例えばモータ負荷の場合、フローティング状態というのは、モータが慣性で減速回転するのを許容する時で、負荷の短絡ではモータに急ブレーキを加える事に相当します。どちらが良いかということではなく、どうしたいかによる設計事項でです。

1.1.2 電流型インバータ

【電流加算の理想と現実】

太陽光発電による電力等を系統と連携させる場合、系統出力は電圧型出力ですので、理論的には、これに電圧加算する訳にはいきません。つまり系統出力の出力インピーダンスがゼロと仮定すると、ゼロインピーダンスに、外部から有限インピーダンスの電源を加えても加算できない訳でです。

この場合電流加算が必要で、出力電流量を制御できるような電流型インバータの出番でです。あくまで理論的な話ですが、電流加算のためには、系統に直列にインバータを入れる必要があり、例えば図 1.6 のような回路となるべきでです。つまり、電流型インバータの出力をトランスを介して、系統に直列に電流加算する訳でです。もちろん系統の電流位相を知るため、位相検出信号が必要、これとの相対位置を見ながら制御します。

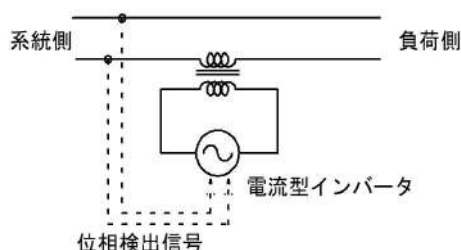


図 1.6: 電流インバータによる電力の連携

しかし実際は加算点までのインピーダンスがあり、かつ系統に対して直列に装置を挿入するのは、

システム上不可能⁹なので、電圧型インバータを工夫しながら使用します。

【電流型インバータによる動作原理】

ここでは理論的議論をするため、図 1.1 に対応する（スイッチング型）電流インバータを考えます。負荷に対して電流を供給する目的で使用する場合でも、通常、直流電力源として定電圧源を使用します。これを定電流源に近づけるため、図 1.7 に示すように入力端にリアクター L が接続されます。図 1.7 中の D1 から D4 は、直流電源側への電流逆流を防ぐためのもの（電流回生を行う場合については第 1.1.3 節で述べます）、Q1 その他は IGBT です。必要に応じ半導体スイッチの逆耐圧保護のため、DQ1 に相当するダイオードを並列に接続します。

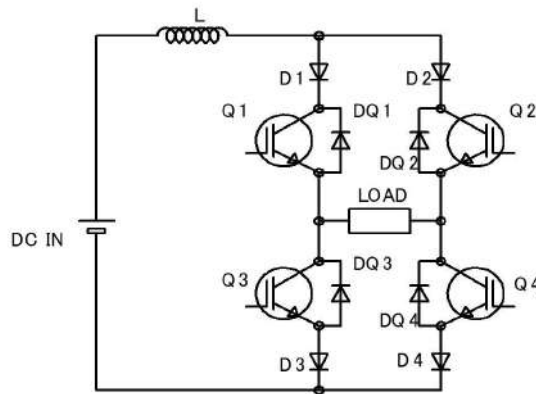


図 1.7: 電流型インバータ

電流型インバータは電圧型インバータの双対装置ですから、リアクティブ負荷としては CR 並列負荷が適しています。この場合負荷電圧は矩形波、負荷電流がなまった矩形波となります。

電圧インバータと同様に、電流型インバータも D1-Q1-負荷-Q4-D4 を通過する閉回路と、D2-Q2-負荷-Q3-D3 を通過する閉回路間で電流スイッチを行います。従って、原理的には、この切り替え時にオープンとなる事態が生じてはいけません。これは Q1、Q4 および Q2、Q3 の切り替えタイミングを途切れなく実行すべきという意味で、実際は困難です。

また負荷電流供停止をどう実現するかにも工夫が必要です。つまり、いきなりすべての主スイッチをオフすると、（電力用） L に蓄えられたエネルギーの行き場が無くなり、これがスパークなどとして出現トラブルを発生させます。従って装置全体として、 L のエネルギーを徐々に減らしながら停止せねばなりません。

電流型インバータでは、主スイッチに直列にダイオードが 2 ケ入り、これによる電力損失が発生、大型の電力用リアクター L が必要、停止処理の考慮が必要など、実使用にはさまざまな工夫が必要となります。

【電流型インバータの動作限界】

電流型インバータも直流電源が入力ですから、電流源として動作可能な範囲はこの電圧で押さえられてしまいます。つまり、ある動作範囲内でのみ電流型装置となる訳で、これは技術的に可能な電流源に対して共通の性質です。負荷抵抗の増加に対して一定電流を供給するためには電圧を上昇させ

⁹純技術的には可能ですが、実用的には、電力会社との責任分担の切り分けができなく、実現できません。

ねばなりません、普通は使える最大電圧に制限がありますから、この範囲内での定電流制御となります。

(この点は電圧型インバータの出力電流が、入力直流電源の電源容量により制限される点に対応しています。ただ実用的直流電力源を考えると、電流を増やす方が電圧を高めるより容易です。例えば電気鉄道の直流の実用的最高電圧は 3kV 程度ですが、電流は一台の機関車でさえ 4kA を超える¹⁰ものがあります。)

1.1.3 電力の回生

電圧型、電流型インバータにせよ、負荷がモータのように減速時に電力を発生する能動的な場合、電力を電源側に戻す事ができます。しかし、ブロック図からでは、このメカニズムがわかり難いので、ここで原理的な説明をしましょう。

インバータを逆に動作させるとコンバータとして振舞う事は第 1.2.1 節で説明しますから、直流入力 \leftrightarrow インバータ/コンバータ \leftrightarrow 直流発電機の中間の変換部分を省略、直流入力 \leftrightarrow 直流発電機という構成で考えます。

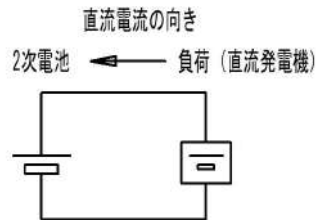


図 1.8: 直流電圧によるエネルギー伝送のアナロジー

電圧による回生の場合、図 1.8 のように直流入力側を 2 次電池、負荷側を直流発電機と考えると、負荷側の電圧が入力側 (2 次電池) よりも高ければ 2 次電池を充電します。これが電圧型の電力回生の本質部分で、そのためには負荷側から入力側への電流経路が不可欠となり、図 1.1 におけるダイオード D_a 、 D_y 、 D_b 、 D_x がこれを確保しているのが分かります。

一方電流型の場合はちょっと分かり難いのですが、以下の説明はいかがでしょうか？

電流によるエネルギーの伝送を、2 台の機械的な装置間のエネルギー伝送に置き換えます。この機械装置をプーリとベルトで結び、このベルトでエネルギー伝送を行うというアナロジーを考えましょう。

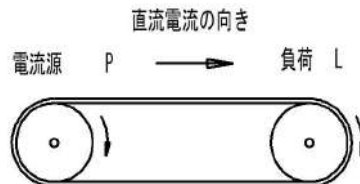


図 1.9: 直流電流によるエネルギー伝送のアナロジー

電流源側のプーリを P、負荷側のプーリを L とすると、電流源から負荷にエネルギーを送るには P

¹⁰JR の最高出力の機関車 EF200 は 6000kW です。

を駆動して、Lを回転させればいいでしょう。逆に、負荷側から電流源側にエネルギーを戻すには、負荷側Lを駆動してPを回転させます。この時、直流電流であるという条件は、プリーの回転をいつも一方向にするという事に対応します。つまり、負荷にエネルギーを供給する時も、負荷からエネルギーを供給される時も、電流の方向は同一な訳です。要は、電源側がプリーを駆動するか、負荷側がプリーを駆動するかの違いで、これを保証するのが図1.7のD1、D4、およびD2、D3となります。

なお、電流型の回路で回路がオープンとなるというのは、ベルトが切れるという事で、電流型ではオープンが致命的である事が分かります。

さらに身近な例では、車のエンジブレーキがあります。これは車を減速させる際に、車輪からエンジンに力を加え、エンジンを強制的に駆動することによるブレーキ効果ですが、この時、車の進行方向もエンジンの回転方向も逆転しません。（ただし、エネルギー回生をしている訳ではありません。）

1.1.4 3相インバータ

3相交流の場合も単相と同様に電圧型と電流型が存在します。また内部のリアクターや半導体の役割は単相の場合と同等です。図1.10に3相電圧型インバータを示します。サイリスタに並列に接続されたダイオードはリアクティブ負荷による逆起電力を電源側に回生します。

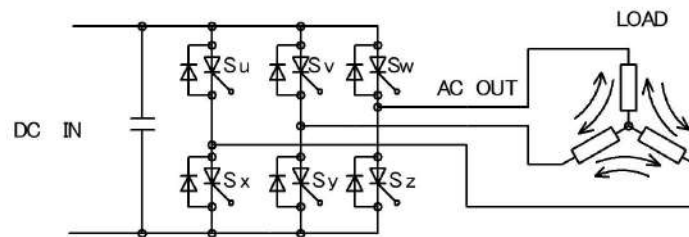


図 1.10: 3相電圧型インバータ

回路中の $S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$ はサイリスタまたは半導体スイッチで、これらを制御することにより方形波の電圧が出力に現れます。出力端からみると電圧の向きが順次変化するので、交流となる訳です。

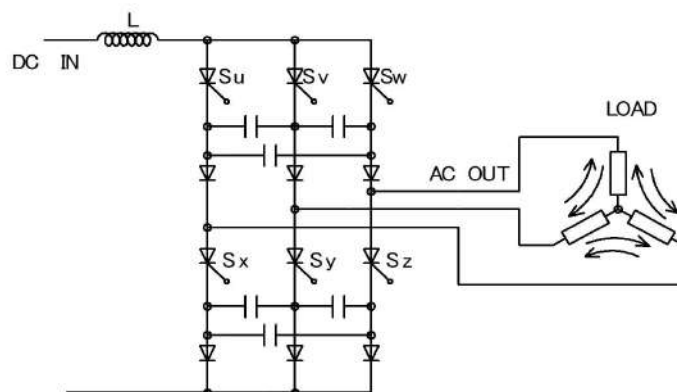


図 1.11: 3相電流型インバータ

図 1.11 に示す回路の特徴は、単相同様、入力端にリアクターが接続され、定電流供給となっている点です。また直列ダイオードは、負荷から電源側に電流が逆流することを防ぎます。

1.2 コンバータ

1.2.1 コンバータ、インバータの双方向性

コンバータは交流を直流に変換する装置あるいは回路であり、弱電では整流回路と呼ばれます。ダイオードを使用した整流回路を見る限りでは、これを逆に使用するとインバータとなる事は自明ではありません。ここでは、ダイオードブリッジ整流回路の原理より、これがインバータになる事を示しましょう。

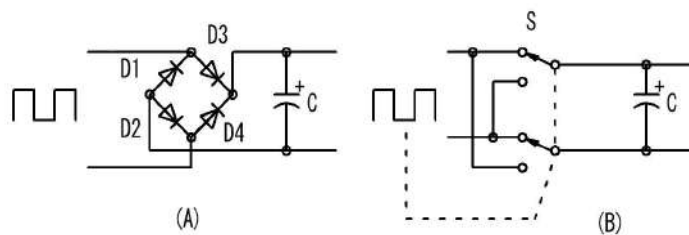


図 1.12: 整流回路におけるスイッチング

図 1.12 に示す (A) は極く一般的なダイオードブリッジで、簡単のため入力を矩形波交流としています。(B) はブリッジダイオードのスイッチ動作をシンボル化したもので、このスイッチを入力波形を見ながら切り替えれば、コンデンサには常に決まった極性の電圧が出現します。これが交流、直流変換の原理です。一方、図 1.13 は (B) の左右を入れ替え、コンデンサの変わりに電池、出力に負荷を接続したものです。ここでスイッチ S をある適当な信号によって切り替えれば、負荷にはその周波数と同じ交流電圧が出現する事が容易に分かります。

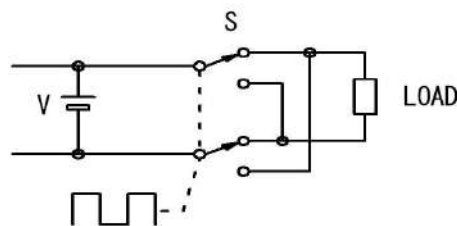


図 1.13: インバータへの変換

これがコンバータ、インバータが双方向となり得る原理で、このために、スイッチを半導体とするなら、外部制御端子が必須で、最低限サイリスタが必要となる訳です。

1.2.2 3相コンバータ

図 1.14 に 3 相半波整流回路を示します。3 相交流を使用する回路は通常、大電力を扱うので、ダイオードのあとにすぐにコンデンサを接続する、いわゆるコンデンサインプットとはせず、チョーク

コイルLで平滑を行います。コンデンサが無ければ、これによる突入電流もなく、大電流での当然の処理です。また、半波整流と言え、3相は単相よりもリップルがもともと小さくなります。コンデンサによる電圧平滑では無く、コイルによる電流平滑を実行しているとも考えられます。

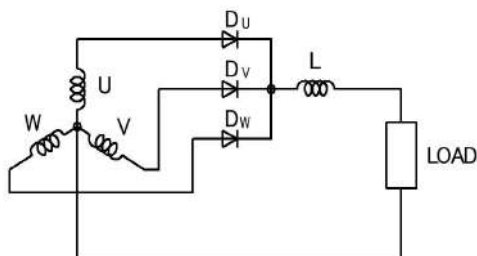


図 1.14: 3 相半波整流回路

同様に全波整流回路は図 1.15 のようになります。特にデルタ結線では中性点がありませんから、半波整流はできず、全波整流を使います。

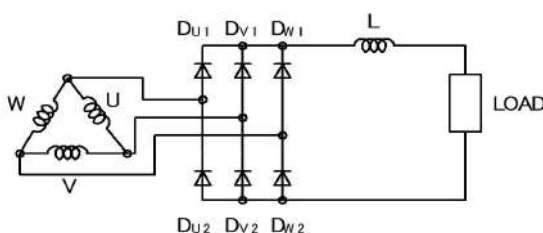


図 1.15: 3 相全波整流回路

1.3 サイクロコンバータ

サイクロコンバータは、交流の周波数変換装置に用いられ、その中にエネルギー蓄積素子を持たないというのが原型です。従って大電力応用に有利ですが、変換前後の電圧波形や電流波形は高調波を多く含み、各種障害の発生源となり得ます。

図 1.16 は、周波数を 1/3 に変換するサイクロコンバータの原理波形です。この方式では、入力交流を部分的に整流するというもので、これでも周波数変換をしたと言ってもいいかどうか迷うものですが、サイクロコンバータの基本アイデアは明瞭に示されています。

実応用では図 1.16 を改善して、入力を多相交流とし、スイッチングタイミングを細かく制御する（スイッチング素子の多用）というような各種技術的工夫が実施されます。例えば図 1.17 の様な構成により、3 相交流から 6 相交流を得、これを図 1.18 のようなスイッチングを行い 50Hz から 60Hz へと変換します¹¹。つまり、途中で、位相をスキップし、出力波形をスイッチングにより近似するのです。従って、サイクロコンバータには多数のスイッチング素子が必要で、このためサイリスタ¹²の発展と同時に進化してきました。サイリスタの OFF スwitching（転流）は素子自体で行われる

¹¹ この方式では、入力、出力の位相関係が規定されています。従って、50Hz 系と 60Hz 系の変換ではこの問題もあります。

¹² 歴史的には水銀整流器を使用して、製造されました。このため、現在でもサイリスタ装置の事をバルブと呼ぶ事があります。

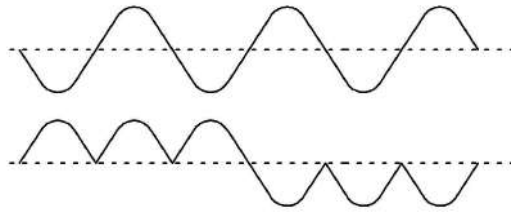


図 1.16: 定比式サイクロコンバータの波形

ため、高圧、大電力化が容易です。このためサイクロコンバータは、金属の圧延装置の電源、異周波数間のグリッド連携、リニアモーターカーの電源等に使用されてきました。

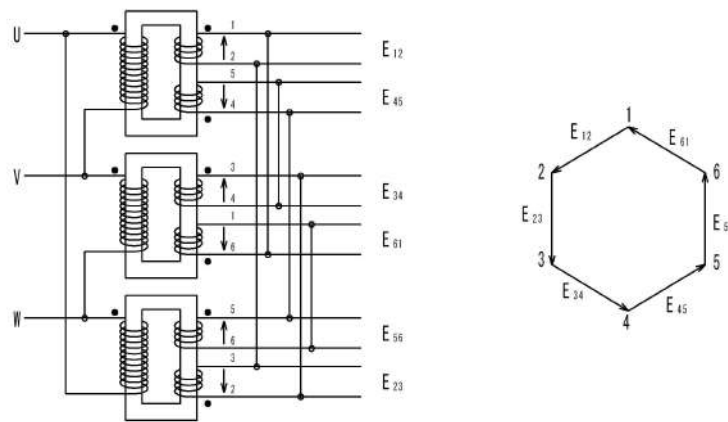


図 1.17: 6 相結線

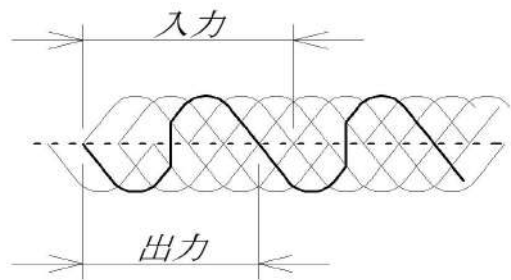


図 1.18: 50Hz-60Hz 変換

一方、入力力率が低く、波形の高調波が多いなどの原理的な問題点を抱えており、交流を一旦直流に直し再度交流化するという方向に技術は進んでいます。電気機関車や電車などに使われるVVVF(Variable voltage variable frequency) インバータやインバータエアコンはその例です。

基幹電力網の例では、交流-交流の周波数変換方式である佐久間、新信濃変換所によるグリッドの異周波数変換にはコンバータ・インバータ方式が用いられています。この場合交流 → 直流 → 交流という変換を行いますので、直流部分を延ばせば直流送電システムが実現できる訳です。

第2章 電力変換要素デバイスの原理

この章では、電力変換に使用される要素デバイスの原理的な動作について解説し、実際の回路図を見たときの素子動作が容易に理解できるようにしましょう。電力変換回路には様々な方式やトポロジーがありますが、この理解のためにも、各要素の原理的な動作を理解しておくべきです。

2.1 エネルギー蓄積素子

ここで言うエネルギー蓄積素子はコンデンサ、コイル、モータ、スピーカ等の電圧電流の時間変化に反応する素子を想定していて、バッテリー類を除きます。

電力変換回路にかぎらず、システム内に存在するエネルギー蓄積素子はその動作の数式的表現は問題なく出来ても、直感的に把握するのが困難です。これはエネルギー蓄積や放出に時間がかかるため、その挙動に時間遅れが発生し、これが私たちの感覚と一致しないからです。

交流送電ではシステム中のインダクタンス、キャパシタンス成分は電圧、電流に位相差を発生させ、交流電力を扱う場合の関心事項です。例えば、電流、電圧の位相差は、エネルギー伝送の効率を下げるだけでなく、送電線の予期せぬ電圧上昇¹ともなり得て、対策のためには、無効電流補償装置が必要となります。原理的には、問題点が顕在化しているノードにリアクターやコンデンサを接続し、電圧電流の位相差を小さくするものですが、電流や電圧が大きい事、リアクターやコンデンサの値が一義に決まらない事を考えると容易ではありません。

自動制御の用語を使うと、エネルギー蓄積素子は微分や積分要素と呼ばれ、システムの伝達関数の次数を増やします。そして、微積分要素はその入出力波形が相似とはならず²システムの動作が単純に予想できなくなります。例えば、初心者が車を運転する時、カーブで蛇行する事があるのも、車の進行方向と言う出力からハンドル操作というフィードバックループに遅れが発生するからです。

伝達関数の次数の高いシステムのフィードバック制御では安定にするために種々の工夫が必要となります。多用されるスイッチングレギュレータも自動制御装置で、かつスイッチングのためのコイルやコンデンサを含み、自動制御装置としての解析はやや難しくなります。

スピーカも身近なエネルギー蓄積特性をもつデバイスです。コーン（質量）とダンパー（ダンブ効果を持たせたバネ）からなる機械要素とマグネットに挟まれたボイスコイルという発電機能を持ちます。そのためドライブ側（つまりアンプ）の出力インピーダンスが高いと、コーンの振動が抑えられず、いわゆるダンピングの利いていない音になります³。

この様にエネルギー蓄積素子はシステム上の様々な問題源でもあります。この様な素子無しでは何もできませんので、これらの挙動の理解はシステムや回路の解析上、非常に興味深くまた大切です。

¹発電所で電圧を上げている訳ではないのに；送電端より受電端の方が電圧が高くなってしまうというのも私たちの感覚とは一致しません。

²微積分要素は線形であるのに、入出力波形が変化してしまい、比例が成立していないように見えます。（第 8.2 節参照）

³半導体を用いたアナログアンプでは出力インピーダンスは非常に小さく、このような状況は過去のものとなりました。

2.1.1 コンデンサ

コンデンサは電圧としてエネルギーを蓄える素子ですから、これは電流で駆動するのが原則です。コンデンサの両端に電流を加えると、その時間に比例した電荷が蓄えられ、電圧として現れます。理想的なコンデンサでは、蓄えられた電荷は、外部に出力しない限り永久に保持されますが、実際には、電極間の漏れ電流のため、序々に電荷が放電します。特に電解コンデンサでこの傾向が大きい事は良く知られています。

コンデンサに直流電圧を加えると、加えた瞬間に大電流が流れてしまうので、原理的に禁止事項です。同様に、充電されたコンデンサの両端をゼロオームでショートしてはいけません。

電荷を外に取り出すには有限の抵抗を接続すべきで、ゼロオームでは電流が無限大となり、回路として破綻します。しかし電子回路ではこの様な使い方もしており、鋸波発生回路のように、コンデンサを定電流で充電し、一定の電圧に達したときにショートするような構成があります。これは、一見ゼロオームによるショートに見えますが、そもそも扱う電流が小さく、またスイッチや配線の抵抗による電流制限を暗黙のうちに仮定しています。

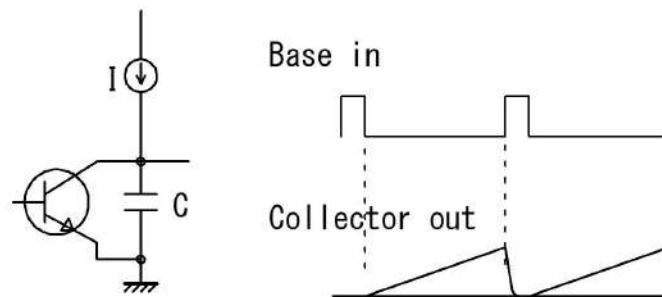


図 2.1: 鋸波の発生

バッテリーを除いて考えると、電荷はコンデンサに貯めるものです。この電荷をコンデンサからコンデンサへと直接移動するとどうなるかについて考えます。

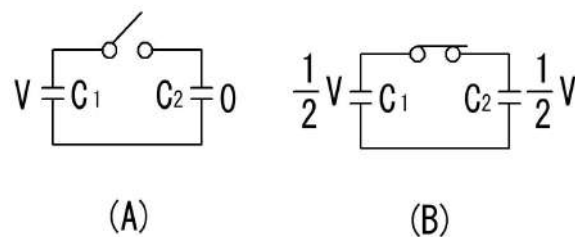


図 2.2: コンデンサ間の電荷移動

図 2.2 の回路で、同容量のコンデンサ C_1 、 C_2 があり、(A) では C_1 は電圧 V に、 C_2 は全くチャージされていないとします。これをスイッチで接続、ある時間が経つと (B) のようにどちらも $\frac{1}{2}V$ の電圧となります。(A) の全エネルギーは $\frac{1}{2}CV^2$ ですが、(B) の全エネルギーは

$$\frac{1}{8}CV^2 + \frac{1}{8}CV^2 = \frac{1}{4}CV^2$$

となります。即ちエネルギーの半分がどこかに消滅してしまうのです！

これは、スイッチを入れた瞬間に非常に大きなパルス状電流がながれ、磁界をつくり $\partial B/\partial t$ として空中に飛んでいくためです。回路の抵抗を考慮すれば、これによる熱も発生します。これはエネルギーの移動に関しては、コンデンサ間の直接移動をしてはいけないという意味です。

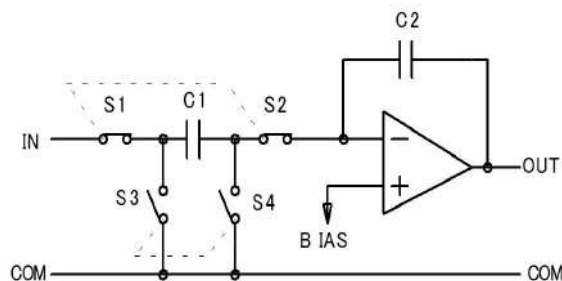


図 2.3: スイッチトキャパシターフィルター

図 2.3 に示すスイッチトキャパシターフィルター⁴は、S1、S2 が ON、S3、S4 が OFF の時入力信号により C1、C2 に充電、S1、S2 が OFF、S3、S4 が ON の時 C1 の電荷を（完全）放電します。従ってコンデンサ間のスイッチやコンデンサ電荷のショートをしますが、エネルギーではなく信号処理回路なので許されます。

2.1.2 インダクター/リアクター

インダクター（あるいはコイル、リアクトル、リアクター⁵）はコンデンサーの双対素子であり、電流エネルギー素子です。インダクターはエネルギーを電圧ではなく電流（厳密には磁界）として蓄えます。従って、インダクターにエネルギーを供給するには電圧を加え、またインダクターを含む回路はオープンということはありません。必ず閉回路になっていて、その中で電流が流れ続ける事でエネルギーを蓄えます。しかし常温の通常の導体は抵抗があるため、閉回路内に電流源を含まないと、エネルギーはすぐに消滅してしまいます。インダクター単体としてエネルギーを蓄え続けられるのは、超伝導コイルのみで、これに電流を流すと永久に保持され、強力な電磁石を作るために使用されます。逆に、永久磁石では、その内部に回転する電流が流れ続けていると考えられます。ただし、このような磁石に切り込みを入れたとしても、「電流」は取り出せません。電磁気学で言う、「磁荷」が存在しない為です。

回路設計で通常使用するインダクターは超伝導インダクターではありませんので、この電流連続（ただし、時間と共に増えたり、減ったりすることは構わない）が必ず確保される構造になっています。例えば共振回路であり、この場合インダクターとコンデンサで閉回路を構成しています。

しかし、世の中では、本来使用すべきではないコイルの使い方が非常に多用されてきた例があります。例えば、学校の実験室などにあった、誘導（感応）コイルです。鉄心に巻き数の少ない 1 次コイルが巻かれ、1 次コイルに電圧が加えられると切れる機械式スイッチでオンオフされます（つまりスイッチは自励振動します）。従って、トランスを矩形波（あるいはパルス）で駆動するので、大きな $\partial B/\partial t$ が得られるのです。さらに巻き数の多い 2 次コイルにより、このコイルの両端の間に高圧が発生する仕組みで、この放電を、いわば楽しむ仕掛けです。

⁴ここでは、何故これがフィルターになるかについては興味がありません。単に、コンデンサー間の電荷移動という意味で観察します。

⁵コイルは巻き線、インダクターやリアクターは巻き線で作られた素子、そしてインダクターは弱電、リアクターやリアクトルは強電用語というおおよその違いがありますが、本文書ではルーズに使用します。

もちろん、遊びのために設計された装置では無く、原型の応用と言う意味では2次コイルの放電ギャップにコンデンサを並列接続し、放電による共振を利用した無線送信機として使われました。

ベルやブザーも同様の仕組みをもち、昔は多用されましたが、現在は淘汰されています⁶。現在の様に、IT機器が日常的に使用され、低電力で動作するプロセッサが多数動作している時代では、この様な機器は実験といえども使用されるべきではありません。

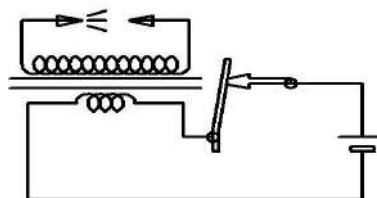


図 2.4: 誘導コイル

他の例としては、車やオートバイのエンジン点火のための点火装置があり、これはコイルに断続的に電圧（電流ではない）を加え、電圧が切れたときに発生する高電圧を利用、このスパークによってガソリンに点火するものです。これが実用化されたのはまだ、電波障害という概念が無かった時代で、電子式に置き換えられました（しかし、機械スイッチを半導体に置き換えただけで、考えは同じです）。

電子回路でも、フライバックコンバータ等は、上記の様な乱暴な考えと同等ですが、負荷側の工夫により、2次側にはスパークを発生させるのではなく、単に高電圧を出力するようにしています。

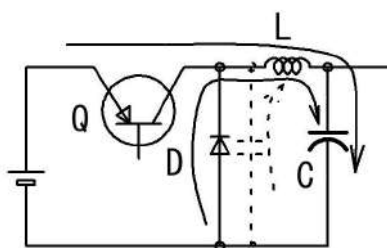


図 2.5: 降圧型チョップレギュレータ

インダクタンスの正しい使い方として、図 2.5 に示す降圧型チョップレギュレータがあります。図中の L には、トランジスタ Q から電圧が加えられ、コンデンサ C は L から電流で充電されます。Q がオフすると、ダイオード D が自動的にオンとなりインダクター L から見ると、電流の値は変化するものの、電流の途切れが無いのが特徴です。（ただし出力電力が小さいと、Q、D ともオフするモードがあり、この時は電流の行き場がなくなり、インダクターの周りに存在するストレーキャパシタンス（点線で表示）を充電し、おおきなリングングとなって見えます。インダクターから見れば、好ましい使用方法ではありませんが、通常はおおきな害をなさないので、これも許されます。この場合でもストレーキャパシタンスを含んだ閉回路となっています。）

コイルはコンデンサに対する双対素子です。従って、コンデンサにおいて発生した不可解な現象が

⁶逆に、IC を使用した論理装置のノイズマージンを簡易的に見るために、昔風のブザーを近くで鳴らしてみると面白い。この様なブザーが入手できるとして。

コイルにおいても成立すると予想されます。図 2.6 のように同じコイル L_1, L_2 と外部素子（単なる銅線）から成る回路に電流が流れている状況を考えます。スイッチ S は最初は L_2 を短絡してます。実用的な状況では、コイル中の初期電流は内部抵抗ですぐに熱に変化し、この状態は維持できませんが、コイルやその外部回路が超電導状態にあると想定しましょう。（これは実際に可能）

(A) の状態でのコイルのエネルギーは $\frac{1}{2}LI^2$ です。この状態でスイッチを開くと、今まで流れていた電流が L_2 も流れるようになります。最終的にはインダクタンスが 2 倍になるため電流は半分になり、エネルギーは

$$\frac{1}{2}L\left(\frac{I}{2}\right)^2 + \frac{1}{2}L\left(\frac{I}{2}\right)^2 = \frac{1}{4}LI^2$$

となります。

初期電流のないコイル L_2 が接続された瞬間に両端にかかる電圧は（スイッチが閉じられていた初期状態では、回路中に電圧が発生していないことに注意）この不連続動作のため、無限大となります。無限大の電圧はゼロ時間でコイルに電流を流し、この時についでに空中にエネルギーを放出、全エネルギーの半分が失われます。

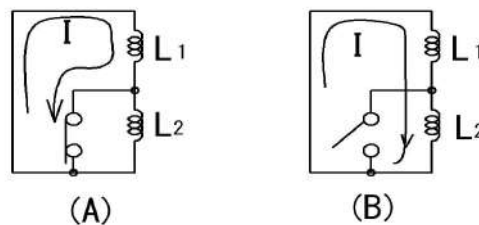


図 2.6: コイル間の電荷移動

これがインダクターからインダクターへとエネルギーを供給する問題点で、コンデンサーと双対な現象です。

2.2 トランス

インダクターの理想的な形はトロイダルコイルです。この形状では、コイルを流れる電流がつくる磁束はすべてインダクター内に封じ込められ、外に漏れません。このトロイダルコイルに 2 次巻き線を巻くとトランスが出来上がります。実用的にはトロイダルコアを用いて、磁束密度を高め、小型で大きな入出力電力を扱えるようにします。

しかし、出来上がったトランスは使い方に大きく分けて 2 種類あり、その特性は大きく異なります。

(1) 1 次コイルを流れる電流がトランスにエネルギーを蓄積しない使用法。例えば AC 電源トランスがこれに相当します。2 次側に公称抵抗負荷を接続すると、1 次側に入力した電力は時間遅れなしにすべて 2 次側に伝達され、トランスはエネルギーを蓄積しません。

(2) 1 次コイルがある周期で電力を蓄積、次の周期で放出している場合。つまりエネルギーが磁束として蓄えられる場合。1 次コイルに電流が流れている時、2 次側には電流を流さず（この間は磁束としてエネルギーを貯め）、1 次コイルの電流を停止した時に 2 次側が電流を流すという使い方、フライバックコンバータ用トランスがこの例の一つです⁷。

詳細は第 6.4 節で述べます。

⁷もう一つの好例は 2019 年現在では全く過去のものとなった、CRT テレビのフライバックトランスです。

2.3 電流、電荷の変換

第 2.1 節で電荷どうし、電流どうしの移動は（理論的に）エネルギーを空間に放出してしまう事を示しました。これはエネルギー変換装置では避けねばならない点で、この本質的解は、電流－電荷あるいはその逆の変換とすることです。即ちコンデンサとコイルの間のエネルギー変換を基本とすべきで、この時はゼロ時間のエネルギー移動は原理的に発生しません。

この端的な例はコイルとコンデンサを組み合わせた共振回路です。共振回路では、回路中の抵抗がなければ振動は無限に続きます。回路中の抵抗があっても、これを十分小さくできれば共振は持続します。これはコイル、コンデンサ間でのエネルギー変換が原理的にロス無しで発生している事の表れです。

例えばチョップパ型 DCDC コンバータでは、コイルとコンデンサによる閉じた回路にエネルギーを加え、そして取り出すという動作をしています。共振周波数での動作とはなってはいませんが、エネルギーを無駄に空中に放出することはありません⁸。

電力源からのエネルギー供給の場合は、コンデンサ（電圧エネルギー素子）は電流駆動、インダクタ（電流エネルギー素子）は電圧駆動をするのが大原則です。

2.4 電力スイッチングの本質

交流、直流に関わらず、電力のスイッチングは大きな問題です。交流の場合、定期的に電圧、電流ともゼロになる瞬間があり、アーク等のトラブルが直流よりは軽減されるため、直流のスイッチングの問題が着目されますが、本質的には同一です。

簡単のため、直流で考える事にします。まずスイッチングとは、電力を負荷に対して接続および切断することと定義しましょう。この時、電力源や負荷、そしてそれらを接続する電力線にインダクタンスやキャパシタンスと言ったエネルギー蓄積成分が存在しなければ、問題も発生しません。すなわち、問題は電力源、負荷、配線用線材が、必ずインダクタンスやキャパシタンス成分を含む事に起因します。

例えば、家電機器では、通常、交流入力を整流し、直流に変換して使用します。リップルの少ない直流を得るため、整流回路には平滑用の大きなコンデンサが接続され、電源投入時、このコンデンサのためのラッシュ電流が流れます⁹。一方、交流電力は、コンセントの点で、できるだけ一定の電圧となるように設計、つまり電圧源とされており、機器を接続するタイミング時に大来な電圧があれば、これがラッシュ電流の電力源となります。

これは、もし機器側のコンデンサ成分を容認するならば、電源側は電流源とすべきものです。しかし実世界では、機器のコンデンサを禁止する訳にも行きません。また電流源とした場合には、すべての交流電流源コンセントは直列であり、機器の電源を OFF とするにはコンセントを抜くのではなく、コンセント間をショートするという構造となり、これは電圧源型よりもっと大変です。

これらの本質的、かつ根源的な解決は、電圧、電流を負荷に供給する際は小さな値で始め、時間をかけて増加させることです。これが、いわば電圧源型コンセントと、自由な構成の電気機器設計を保証するために、守らねばならない点であり、実際、電源投入時に大きなコンデンサを充電する機器では、電流制限をかけている例があります。

起動時に電流制限をかける例として、旧型の直流電車や機関車では、起動時にはモータに直列に抵抗を挿入し、電流を押さえながら発車、速度が増えるに従って、直列抵抗を減らすという制御を実施していました。現在は通常インバータ車両となりましたが、これも実質的に等価な制御（しかも抵抗

⁸リーケージインダクタンス等による損失は、また別の話です

⁹実はこれを軽減するために、直列に接続したチョークコイルを経由する、チョークインプットが望ましいのですが、電流容量の大きいチョークコイルは大型、高価になってしまい、あまり使われません。

のようなロスがありません) となっています。

2.5 スイッチング素子

ここでは、半導体スイッチング素子のみにについて記述します。スイッチング素子として、弱電ではトランジスタ、MOSFET がよく使われ、強電では GTO、IGBT が使用されてきました。いずれの場合でも、スイッチング時の低 ON 抵抗、スイッチング速度、耐圧、制御のし易さ等が関心事項で、半導体素子はこれらの要望を満たすべく発展してきたと言えます。

2.5.1 ダイオード

スイッチングの最も基本的なものは電流の流れの制御です。この制御素子の代表はダイオードで、電流はアノードからカソードへしか流れず、この性質を用いて、交流から直流への変換ができます¹⁰。ダイオードをスイッチング素子と考えると、アノードがカソードより V_f だけ電圧が高くなった時に導通、アノードとカソードが同電圧となった時にオフとなるデバイスと理解できます。つまり、制御と電流の向きが一体となった仮想的な制御電極をもつスイッチ素子と考えられるのです¹¹。

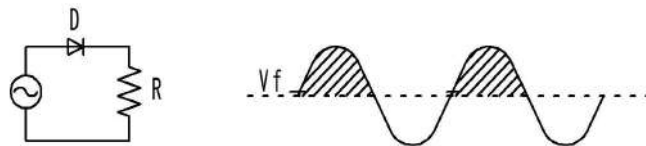


図 2.7: ダイオードによる整流

シリコンダイオードは最も基本的なデバイスで、一般には整流に使用されます。構造が簡単、大電流、高電圧まで実用化されていますが、スイッチング素子としての最大の問題は物性で決まる順電圧降下です。中電流 (数 A) シリコンダイオードで、約 1V に達し、1A 流しただけでも 1W の損失を発生してしまいます。これを改善したものがショットキーダイオードで、同等の電流容量に関して、順方向電圧降下は約 40% から 50% となります。しかし、高逆耐圧のものが無く、現在容易に入手できる最大電圧は 100V 程度です。

この順方向電圧の改善は見込めませんので、最近では図 2.9 に示す様に、ダイオードの代わりに MOSFET を用いる事ができます¹²。このばあい MOSFET のゲート制御電圧が必要など、原理的には面倒ですが、こういう制御目的の IC が製造されています (TI 製 LM74670-Q1 等)。

2.5.2 サイリスタ

ダイオードの仮想制御電極を実際の電極に置き換えたのがサイリスタです。半導体構造としてはもちろん異なりますが、ブラックボックスとして見ると、サイリスタは、ダイオードの制御電極が独立し、外部から制御できる様になったものと見えます。ただし、制御電極でオフすることができず、サイリスタは電流がゼロとなったところで、勝手にオフします。従って、図 2.7 のような整流回路のダイオードをサイリスタで置き換え (図 2.10)、交流入力タイミングをモニターしながらサイリス

¹⁰ 単相交流の場合、いわゆる平滑回路がないと、リップルの非常に大きい、直流と呼びにくいものですが、3 相交流ではこれだけでも、リップルの少ないものが得られます。

¹¹ 単純な構造の素子について、このような持って回った言い方をするのは、次のサイリスタを念頭においているからです。

¹² [71]

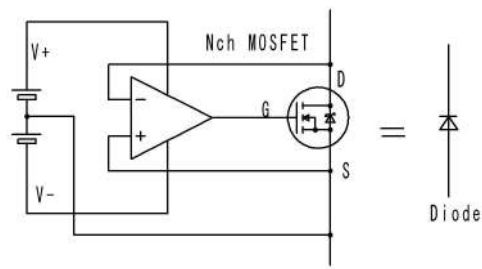


図 2.8: MOS トランジスタによる整流

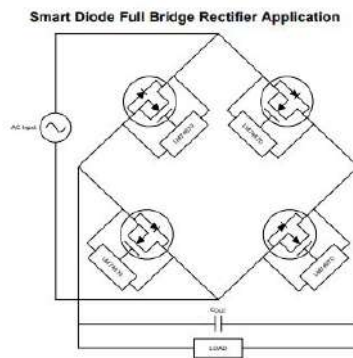


図 2.9: LM74670 による全波整流（LM74670 データシートより抜粋）

タのオンタイミングを制御すると、直流平均出力電圧をゼロから最大まで自由に变化させられる事がわかります。つまり、サイリスタを使用することで、可変出力の直流電源が製作できるのです。このような方式の制御をサイリスタチョップ制御と呼びます。

大電力向けの応用の一つに交流電気鉄道車両がありますが、この発達過程を見ると、サイリスタの位置づけも分かり易いです。交流電気車両の方式の一つに、直流モータを使用したものがあり、最初は水銀整流器を用い、直流化、抵抗制御により直流モータ駆動しました。次に水銀整流器をシリコンダイオードに置き換え（したがってまだ抵抗制御）たものとなり、やがてサイリスタにより可変直流による直流モータ制御（例えば 1996 年、100 系新幹線）へと発展しました。サイリスタの問題点は出力のリップルやそれに付随するノイズで、もちろん平滑回路やノイズ対策が必要です。また交流電力源から見ると、力率の悪化ということになり、電気鉄道においても、直流変換後、さらに可変電圧可変周波数交流を発生、交流モータを制御する方式へと発展して来しました。

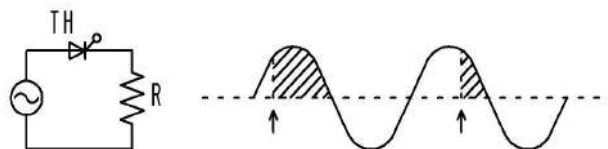


図 2.10: サイリスタによるスイッチング

サイリスタのもう一つの大きな特徴は、直流から交流が作り出せる点にあります。ダイオードの場合そのスイッチング決めるのは直流入力の方角のみで、オンかオフの 2 値しかありません。しかし、サイリスタの場合オン制御は外部のタイミングで可能なので図 2.11 に示すように、サイリスタ S_a 、

S_d および S_b 、 S_c を交互にオンすることで、負荷 LOAD に流れる電流の向きが変えられます。ただし自動的にオフが出来ませんので、この工夫が必要で、いくつかの方式が実用化されています。しかし、2019 年現在、サイリスタによる交流変換は過去の技術になったと言えるでしょう。

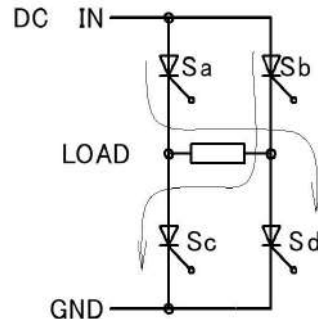


図 2.11: サイリスターによる交流変換

2.5.3 GTO

サイリスタでは、制御電極によりオフ制御ができませんので、使い勝手がわるく、このオフ制御が要求されたのは当然です。これを実現したのが GTO, 即ち Gate Turn Off Thyristor で、直流の高速スイッチングが可能となりました。直流の高速スイッチング素子としてはバイポーラトランジスタがありますが、GTO の方が耐圧で勝っていました (1980 年頃、バイポーラトランジスタの耐圧は約 1400V 程度なのに対し、GTO は約 4500V¹³)。しかしスイッチング速度としては 500 – 1000Hz 程度でした。

GTO の実用化は鉄道車両の方式にも大きな影響を与え、1990 年開発の JR 東海 300 系は最初に交流モーターを使用した新幹線車両であり、この時は 4500V, 3000A の GTO を用いたインバータが使用されました。この車両では、架線電圧 (25000V) をトランスで 1220V に変換、これを直流 (2400V) にして GTO により可変電圧可変周波数交流 (VVVF) としてモータを駆動しました。JR 西日本の 500 系新幹線も GTO による VVVF インバータ制御です。

しかし、スイッチングスピードの点で IGBT に置き換わり、2019 年現在では、過去のデバイスと考えていいでしょう。

2.5.4 IGBT

IGBT はバイポーラトランジスタのベースに MOSFET を組み合わせたような構造 (図 2.12) をしており、高耐圧、低 V_{ce} 、高速スイッチング、電圧ドライブなどの特徴を持ちます。等価回路中の R_n は、伝導度に変調される特性を示しています。

IGBT は GTO に比べると高速スイッチング (5kHz から 10kHz 以上) が可能かつ低損失です。MOSFET に比較すると、低電圧スイッチング (100V 程度まで) では、MOSFET の方が、オン抵抗は小さく、低損失ですが、高電圧 (500 V 以上) では IGBT の方が低損失となります。従って、IGBT は比較的高電圧スイッチングに向いた素子です。家電向けの応用では、エアコン、電子レンジや洗濯機

¹³これはバイポーラトランジスタは電子または正孔のいずれか一方のみが電流を流しているため、高電圧では抵抗が高くなってしまふことによる。

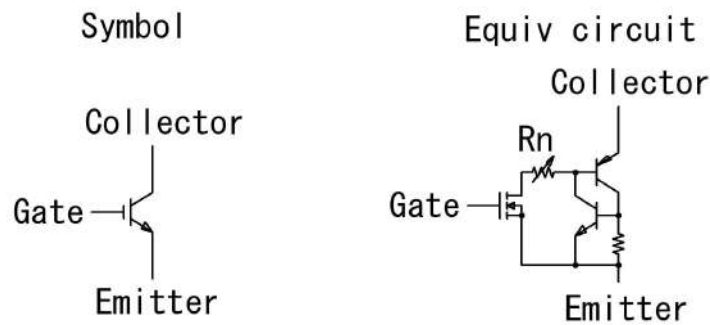


図 2.12: IGBT

などのインバータに広く使われますが、これらは商用交流から変換した直流 350V-400V¹⁴ を制御しており、MOSFET には不利な領域なのです。

大電力応用では、現在 IGBT 全盛と言ってよく、新幹線車両においては、1996 年に JR 東海、300 系車両で 2500 V、1000 A の IGBT が、1997 年に JR 東海 700 系車両で 3300V、1200A の IGBT が用いられ GTO は使用されなくなりました ([20])。

2.5.5 バイポーラトランジスタ

電力スイッチングとしてはそろそろ過去のデバイスとなってきました。構造としては、NPN、PNP 型の 3 端子デバイスで、ベースに電流を供給することで、コレクタ、エミッタ間に電流を流す事ができます（コレクタ、エミッタ間のインピーダンスを下げます）。電流制御デバイスであることより、コレクタ電流に比例したベース電流（ベース電流は $1/H_{fe}$ ）が必要で¹⁵、ドライブがややしにくい、ベースキャリア蓄積効果のため OFF 時のスイッチ特性が良くない（これは高速スイッチング時に電力損失となります）、コレクタ、エミッタは半導体の結合で構成されているため、コレクタエミッタ飽和電圧が 0.1V 程度以下には下がらない等の欠点があります。ただし、オフした時、コレクタ、エミッタ間は双方向で高インピーダンスとなり、ベースは（MOSFET のゲートに比べたら）静電気に耐性があります。これらの特性により、主として弱電用パワースwitchングデバイスとして広く使用されてきましたが、2019 現在、すべて MOSFET または IGBT に置き換え可能でしょう。

2.5.6 静電誘導トランジスタ

大電力、高周波スイッチングを可能とする FET ですが、オーディオ増幅器への応用は散見（その三極管特性のためか？）したもの、製造メーカであったトーキンが製造を中止してしまったこともあり、電力機器にはほぼ使用されていません。カタログより判断すると、THF-51S 使用時に、600V、20A の 1MHz 程度のスイッチングが可能です、ゲートには -30V 程度の負パルスが必要、かつゲート容量が 5000pF（以上）あり、ドライブが困難です。IGBT や MOSFET よりも高速スイッチングが可能と思われますが、このドライブの難しさ、そして製造メーカが無くなってしまったため、一般化しなかったデバイスです。

¹⁴製品をワールドワイド対応にし、かつ力率改善のため、入力 100V-230VAC を一旦、400V 弱の直流に変換します。

¹⁵スイッチング動作では、ON 時のコレクタ、エミッタ電圧を下げるため、 H_{fe} から計算されるベース電流よりも、過剰なベース電流を流します。

2.5.7 TRIAC

サイリスタのオン制御は、交流入力の手サイクルに限られ、オフタイミングは交流入力がゼロとなった点に決められてしまいます。これを両サイクルでオン可能としたものが TRIAC と呼ばれる素子で、交流全周期に対して位相制御が可能となりました。この応用として一番広く用いられて来たものは、白熱電球の調光器でしょう。白熱電球の明るさは流れる電力の積分値で決まりますので、その入力交流が高速に断続されても眼にはちらつきは感じず、明るさの違いとなるだけです。同様にニクロム線を用いたヒータに対しても有効であり、この場合温度制御が可能です。

図 2.13 は TRIAC を使った、調光あるいは温度制御回路であり、TRIAC は T1,T2 電極に対して G が正または負のある値になった時オンし、負荷電流がゼロになるとオフします（4 象限デバイスです）。TRIAC の G に接続されているデバイスは DIAC と呼ばれ、図 2.14 の特性を持ちます。つまり、両端の電圧が $+/- V_{B0}$ となった時にオンする訳です。DIAC には $R1$ 、 $R2$ および C により位相が入力電圧より遅れた電圧が加えられ、この位相は可変抵抗 $R2$ で変化できます。結局、TRIAC は $TRG1$ 、 $TRG2$ のタイミングでオンし、斜線の部分が負荷に加わります。

TRIAC による制御は専用デバイス（DIAC）と組で使用されると回路が簡単になり、ラインオペレータの交流回路内ですべて回路が完結します。一方、入力交流を断続するためノイズが発生、汎用のマイクロプロセッサとのインタフェースが取りにくい等の問題があり広範囲の応用には使いにくいと思われます。

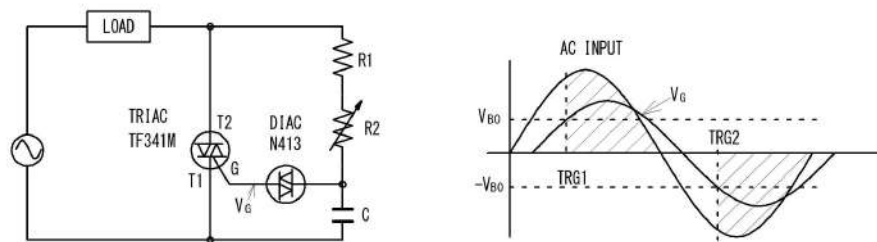


図 2.13: TRIAC による交流位相制御

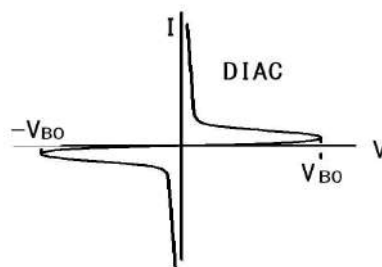


図 2.14: DIAC の特性

2.5.8 MOSFET

MOSFET は、電界により変化する抵抗体を絶縁された制御電極の電圧で制御する構造のもので、ドレインーソース間の抵抗が主要パラメータです。ドレインーソース間には半導体の接合が無く、特に低耐圧のものでは抵抗を低くする事ができ、最近のものでは数 $m\Omega$ のものも潤沢に入手可能で、プ

リント基板に実装する時には、パターンの抵抗よりも低い位です。しかし高耐圧のものはドレインソース間の抵抗が高くなってしまい、鉄道のような大電力には向きません。

MOSFET の特徴はドレインソース間を ON するためのゲート電圧が素子設計時のパラメータとして決められる点で、スレッショルド電圧の選択枝が広いことです。このため、例えば 5V 系のロジック電圧に使いやすい、2.5V 程度のゲートスレッショルド電圧のものも、3.3V 系のロジックに適した 1.6V 程度のゲートスレッショルドのものも製造可能かつ入手可能です。この点はマイクロプロセッサの論理素子としても最適で、ロジック電圧を 0.5V 程度の低い電圧に出来るのも MOSFET の特徴です¹⁶。

MOSFET の構造上ドレインソース間に寄生ダイオードが入ってしまい、スイッチングは片方向となります（バイポーラトランジスタでは、双方向で OFF します）。また、電圧制御なので、周波数が低い時の制御は容易ですが、高周波スイッチングでは、ゲートの容量（これはゲートの入力電圧の関数となります）を高速にチャージ、ディスチャージするため、ドライブ回路が必要です。その他ノーマリーオフで使いやすいのですが、構造上静電気に弱い、故障がショートモードであるなど注意を要する面もあります。しかし ON 時は抵抗と考えていいため、並列接続ができるという大きな利点もあります。これも N チャンネルと P チャンネルデバイスが入手可能ですが一般に N チャンネルの方が ON 抵抗が低く、P チャンネルの選択がややしにくい状況です。

また本質的な問題ではありませんが、MOSFET の回路シンボルが複雑で、P チャンネル、N チャンネルの区別が紛らわしく¹⁷、電流の流れがはっきりしない、寄生ダイオードを書いておかないと、実回路設計で勘違いをし易いという事もあります。

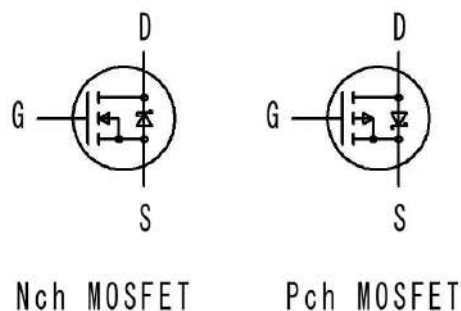


図 2.15: MOSFET のシンボル

2019 年現在では最もよく使われるスイッチングデバイスで、今後もこの状況は続くでしょう。

2.5.9 SiC デバイス

現在主流の Si-MOSFET では物理的性能の限界に近づいていると言われます。一方 SiC を用いたデバイスではバンドギャップが広い事により低損失パワー MOSFET が可能であり、開発が進んでいます。

SiC は、バンドギャップが Si の約 3 倍、破壊電界強度が 10 倍以上という特性を持ち、高温動作（SiC では 650℃動作の報告がある）が可能、高い熱伝導度（SiC は Cu 並み）による放熱効果の改善が期待できます。従って、SiC を使えば低オン抵抗で高温動作可能な素子が得られます。

¹⁶バイポーラトランジスタを論理として使用する場合、ベースを ON にする最低電圧は 0.7V 程度ですので、ロジック電圧はこれ以上とならざるを得ず、低電圧化に原理的限界があります。また駆動に電流が必要なので、消費電流を小さくすることが原理的に困難です。それでも、昔はバイポーラトランジスタを電流スイッチングとして、ロジック電圧を下げた方式 *IIL* がありました。

¹⁷バイポーラトランジスタとの比較で言うと中央矢印が PNP, NPN とちょうど逆のように見えてしまいます。

特に、HV や EV の開発が進む中で、インバータへの応用としておおきな期待が集まっている状況です。

SiC 自体は昔から知られていたものの、最近まで実用化されなかったのは、ウエハー技術が未熟で欠陥が多かったこと、プロセス技術技術も未熟だったことによります。現在は電流 4~12A、電圧 300~1200V 系の SiC-SBD (schottkybarrier diode) が市販されています。

残る問題はウエハー価格が Si の数十倍と高価なことですが、これも 2015 年ごろには SiC ウエハーの価格が Si ウエハーの数倍にまで下がってくると予測されています。

また、SiC-MOSFET では、2012 現在、Rhom 製、SCH2080KE の量産が始まりました。耐圧 1200V、ターンオフ時の特性改善により、IGBT では不可能であった 50kHz 以上のスイッチング周波数も可能です。しかし、2019 年現在、まだすべての Si-MOSFET を置き換えるまでには至っていません。

2019 現在では Littlefuse、Semikron、Infineon、Wolfspeed 等、SiC-MOSFET のメーカーも増加しています。

2.6 弱電用リレー

リレーは、電力を含め、古くから実績のあるデバイスです。機械的構造のため、高速スイッチングの繰り返しには向きませんが、大電力対応のものも製造されてきた実績があります。リレーで制御する際、その対象が交流か直流かで、構造も異なりますので、弱電でも、電力制御には注意が必要です¹⁸。

特に直流回路用リレーでは、アーク対策のため、水素が封じてあるなど、直流の切断を考慮した構造となっているため、適切なものの選択と仕様を遵守する必要があります。このような理由で、形状も大きくなります。

また、アークが発生するため、制御接点間にバリスタや CR 回路を接続するなど、対策を取らないと他の電子回路に被害を及ぼす可能性が高くなります。

現在、使用する場合でも、いわば必要悪のような存在で、可能な限り半導体スイッチで置き換え、アーク無しで切断するべきです。(この観点からも MOSFET の故障モードがショートなのは残念です。リレーも接点溶着が発生し得ますが。)

リレーの制御は磁気回路で行うため、電磁石を構成するためのコイルがあり、これに制御電圧を加えます。制御電圧の投入時はコイルのリアクタンスによる電流制限が働きますが、コイルの電流は原理的に切断してはいけないものですから、電流をオフすると、コイルは電流を流し続けようとし、コイル両端に存在するストレー容量を充電し(ストレー容量は小さいので)非常に高いパルス状の電圧が発生します。これは容易に他の回路の誤動作を誘発しますので、リレーの制御コイルには並列にダイオードを入れてオフ時の電流に対する閉回路を作っておきます。そしてダイオードの内部直流抵抗により、この余分なエネルギーを熱に変換し、外部に対するノイズを最小にするのです。

2.7 電力用メカニカル開閉器

弱電では単にスイッチとして扱われますが、電力開閉機器の場合呼び方や関連用語がやや特殊¹⁹ですので、これらについて解説します。

¹⁸交流 250V,7A のリレーを直流 200V, 最大 2A の切断に使用した処、内部電極に使用されていたプラスチックが火花のため溶け、ほんの数回で破壊したことがあります。

¹⁹これは弱電の技術者からの見方です。

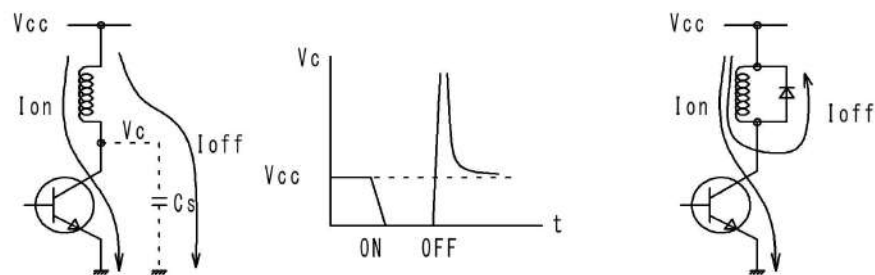


図 2.16: リレーの駆動

2.7.1 ナイフスイッチ

最も古典的な開閉器（スイッチ）であり、銅合金で製作した刃状の電極が、同じく銅合金製の刃受けに差し込まれることで導通するものです。構造が簡単、電極の差し込みにもなうセルフクリーニングが出来るなどの特徴がありますが、むき出し電極に充電部²⁰を接続する使用法をすると感電の危険性があるなど、近年は使用が禁じられています²¹。通常スイッチにヒューズが内蔵される構造となっていますが、単相3線式に使用する場合、中性相にはヒューズを入れてはいけません。これは中性相が溶断すると、電圧が上昇し、接続されている機器を損傷する恐れがあるからです。

2.7.2 電磁接触器

これは、現在ナイフスイッチの代わりとなる機器で、Electromagnetic Contactor (MC) とも呼ばれます。電磁リレーと構造的には同一で、主接点とそれを駆動する電磁石から構成されますが、電磁石駆動用の小容量運動接点を持っています。この小容量接点は、例えば図 2.18 のような接続を行い、外部から主接点を制御します。この機器は主電力の制御に用いられ、メーク接点、ブレーク接点のことを a 接点、b 接点と呼んでいます。

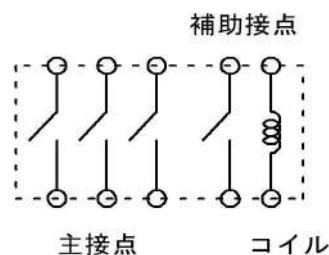


図 2.17: 電磁接触器の電氣的構造

電磁接触器には過電流保護機能はありませんので、これが必要な時は電磁開閉器を用います。

2.7.3 電磁開閉器

これは電磁接触器にサーマルリレーなどの過電流継電器を直列に組み合わせたものです。過電流によりサーマルリレーが動作すると、サーマルリレーに用意されたブレーク接点 (b 接点) により電

²⁰ 電力が現れている部分。弱電でいうコンデンサとは関係がありません。

²¹ 「内線規程 JEAC-8001」 社団法人 日本電気協会 内線規程専門部会

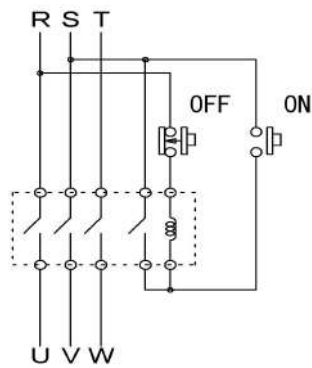


図 2.18: 電磁接触器の制御例

磁接触器のコイルの電流を切り、切断状態を維持するといった使い方をします。

2.7.4 遮断器、断路器、その他

遮断器とは、通電中の電力線を遮断するために用いられ、アークを消す機能を持っているものです。消弧の方式によって各種製造されていますが、空気を吹き付けるもの、磁気を用いるもの、油やガス、真空中で遮断するものがあります。これに対して断路器は、アークを消す機能がなく、遮断器と直列に接続、遮断器の動作後に断路器を動作させ安全性確保という使い方をします。

サーマルリレーは、電流による熱作用によりバイメタルを動作させ、電流切断を行うものです。動作状態を外部でモニターできる様に接点が用意されています。

第3章 蓄電の概要

本章では、蓄電デバイスについて議論しますが、原則として、蓄電自体のメカニズムには踏み込まず、ユーザから見た蓄電デバイスの性質に限定します。

3.1 鉛バッテリー

自動車用として発展してきた歴史を持つため、現在使用されている2次電池の中でも、最も広く普及しているものです。構造が簡単で、火災等の危険も少ないのですが、電解液（希硫酸）が漏れると危険です。電圧は、セルあたりでは2Vですが、これを組み合わせた6V、12Vが主に使われます。自動車用では電流が大きくなるため、12Vを36Vにしようという動きがあります。

鉛バッテリーは大きく2種類に分かれます。一つは車載用で、常時満充電で使う事が前提で、エンジン始動時の瞬間的大電流供給が目的となるものです。従って、エネルギー放出および蓄積の繰り返しには向きません¹。車載用としての最適化が進み、重いけれど安価で、電解液のメンテナンスが必要ですが、車載ゆえ電解液に適宜振動が加わり、これは電解液を攪拌するので有利です。容量と重量は一般乗用車で32(11kg) – 64(22kg)Ah程度、大型車用で52(16kg) – 176(61kg)Ah程度です（いずれも12V）。

もう一つはディープサイクルとも呼ばれ、深放電に対応したバッテリーで、エネルギーの蓄積および放出に対応したものです。もともとは、フォークリフトやゴルフカーなどのバッテリー車両用でしたが、太陽電池や風車による発電のエネルギー蓄積デバイスとしても使用されます。パナソニック製LC-XC1228AJ(12V,28Ah)では、400サイクルの充放電後に初期の70%の容量を保持します。このバッテリーの充電には2段定電圧制御充電方式が適し、充電初期は設定電圧の高い(サイクル充電電圧)で充電、充電電流が所定の値まで減少した時に、設定電圧の低い(トリクル充電電圧)に切り換えます。

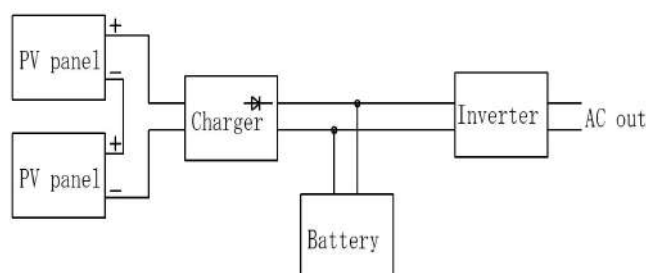


図 3.1: バッテリー使用簡易太陽光システム

図 3.1 は鉛電池を用いた、簡易な太陽光発電システムで、太陽光からバッテリーに充電しながら、

¹この状況はアイドリングストップ車用では変わりつつあり、この場合バッテリーの充放電の繰り返しが多く、バッテリーに対する負担も大きくなります。

交流が得られるという、必要最小限の要求を満たすものです。太陽光発電にせよ、小型風力発電にせよ、最初はこのようなシンプルな方式から始まったもので、状況によっては、複雑なシステムよりも適します。例えば図 3.2 は、ココボード²が無償で設置した照明装置ですが、ガーナ北部州イエンディー近郊の無電化村の設置状況です。この場合太陽電池がポール先端に、チャージャコントローラがポール内に、バッテリーはポール下の土中に埋めてあります³。



図 3.2: 太陽光街灯

3.2 ニッケルカドミウムバッテリー

ポータブル家電機器用 2 次電池として、実用化された最初のもので、セル電圧は公称 1.2V であり、乾電池よりも若干低いのですが、単体でも、組合せでも乾電池代わりに使用可能なことが多く乾電池互換形状として販売されました。この電池は放電特性の良さ（放電期間中電圧がほぼ一定、終了時点で急激に減少）、出力インピーダンスが非常に低いなどの特徴を持ちます。出力インピーダンスの低さは、モータの起動に適しており、初期のカムコーダ用として最適でした。欠点として、自然放電が多い、メモリー効果（電池容量を使い切らないと、初期値まで充電されなくなる）を持つ、有害物質を使用している等があり、特性の良く似たニッケル水素電池に置き換わりました。

放電特性の良さは、充電管理が難しいことを意味します。電池の充電電圧をモニターしながら、定電流充電を行い、充電終期で、電圧がやや上昇し下がる点を検出して充電完了とするなどの方式、あるいは小さな一定電流をある時間加えるだけという簡易な方式などが使われました。

²ガーナ国内でココア生産を一手に引き受けている企業。

³村人の意向などはお構いなしに、いきなりやって来て、重機で穴を掘り設置していききました。故障時の連絡先も分からなければ、バッテリーの寿命に対するサポートも全く不明です。

3.3 ニッケル水素バッテリー

ニッケルカドミウム電池の負極材料を水素吸収合金で置き換えたもので、電池としての容量が倍以上であり電圧特性が類似しているため、ニッケルカドミウム電池を置き換えることになりました。欠点もニッケルカドミウム電池に似ていて、メモリー効果があること、自然放電が多いなどです。ただし自然放電に関しては大きく改善し、当初から充電した状態で販売される製品（サンヨー⁴のエネループ、パナソニックのエボルタ等）が出現しました。これらの製品は、充放電回数も 1000 から 1800 回と多く、全寿命を考慮すれば乾電池よりもはるかに経済的です。

一方、電気化学的性質である電圧については乾電池より低く、乾電池と置き換えられない状況もあります。特に、無電化地域⁵向けの LED ランタン等は乾電池使用前提の設計で、ニッケル水素電池では動作しないか、あるいは動作時間が非常に短く実用になりません。

リチウムイオン電池が単体で販売されないこともあって⁶、乾電池のような使用感覚をもった 2 次電池は今のところ、ニッケル水素電池しかありません。また、ニッケル水素電池はハイブリッド車や電気自動車にも採用され、まだまだ活躍の余地が残っています。

3.4 リチウムイオン 2 次バッテリー

3.4.1 概要

1991 年にソニーと旭化成により実用化され、生産が開始されました。セル当たりの電圧が 3.7V、メモリー効果が無く自己放電が少ない、エネルギー密度が高い (155Wh/kg で、ニッケル水素電池の約 2 倍) 等の特徴があり、瞬く間に、携帯電話、ノート PC、カムコーダ等のモバイル機器の主要バッテリーとなりました。サイクル寿命も 500-1000 回と言われています。

短所としては、過放電でセルが使えなくなり、過充電では異常発熱の危険性があるなど、セル自体の物理的保護に気をつけねばなりません。またセルの充電制御も高度な管理が必要で、これは各電池メーカーの推奨方式を逸脱しないようにする必要があります。特に、2006 年 8 月以降パソコン用リチウムイオン電池の発火、発煙事故が発生し、エネルギー密度の高い電池の危険性がクローズアップされました。原因は電池のセルあるいは無理な充電方法にあるとも言われますが、現在まで確定していません。また、原材料であるリチウムやコバルトはレアメタルであり、価格が高い事も挙げられます。

軽量で使用しやすい電池ではあるものの、その扱いには細心の注意が必要で、この観点からも電池メーカーはセル単体では販売しておらず、バッテリーパックという形態で、特定の機器専用設計となっています。また、バッテリーパックだけではなく、その充放電制御まで含めたシステムとしての取り扱いが必須です。

3.4.2 スマートバッテリー

主としてノート PC をターゲットとして、インテルとデューラセルにより 1994 年に策定された「規格」です⁷。バッテリーとして鉛やニッケル水素等、異なる種類も包含していますが、現状ではほぼリチウムイオンと考えていいので、この節で記述しましょう。

図 3.3 に示すように、バッテリーパック、使用機器およびチャージャの間に SMBus と呼ぶ情報バスを用意、これにより、バッテリー残量計算、機器動作時間計算やバッテリー充電制御が実現されま

⁴2011 年、パナソニックに吸収されました。

⁵こういう地域では、使用済み乾電池のリサイクルなど望むべくもなく、その辺に捨てられています。

⁶2019 年現在、リチウムイオン電池セルとチャージャを組み合わせると入手可能です。また販売元は電池メーカーではなく、第 3 者メーカーです。ただ、形が乾電池互換ではなく、一般的に使用されているとは言えません。

⁷東芝が定置型蓄電池システムのラインナップをスマートバッテリーと呼んでいます。これは全く別の話です。

す。またバッテリーからは、バッテリー形式、メーカ、型番、特性、アラーム等が読み出され、急速充電やバッテリー放電時の PC のシャットダウン等が実現できます。またバッテリーの充放電回数もバッテリー側に記録でき、バッテリーパックの使用履歴からの寿命判断もできます。

仕様やプロトコルが公開 ([38]) され、PC 用デバイスドライバーもダウンロードできます。

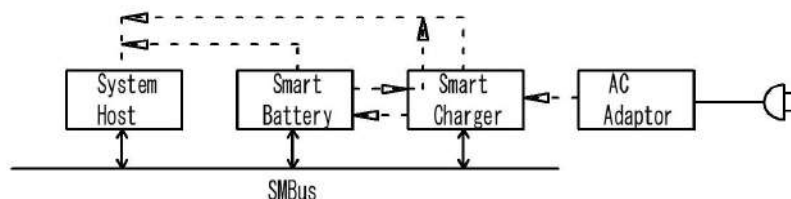


図 3.3: スマートバッテリー

3.4.3 インフォリチウムバッテリー

1996 年にソニーが開発した、電池の残量を分単位で表示可能なバッテリーパックで、カムコード向けに設計されました。バッテリーパックには 3 端子が用意され、電力用 +/- とデータ通信用です。データ通信の内容として、バッテリーパックからは、バージョン情報、現在の容量 (Ah)、電圧 (V)、電流 (A)、内部温度 (°C) 等が読み出され、充放電回数等を書き込むことができます。

従って、機器側にインフォリチウム対応の機能を用意すれば、これらの情報を用いて、機器種類や条件を考慮した上での、バッテリー残量表示が実現できました。また、機器側の設計により、非対応バッテリー（サードパーティーバッテリー）の使用拒否も可能ですが、データ通信をしないからと言って、バッテリー自体からの電力の取り出しや充電が禁止されている訳ではありません。データ通信仕様は非公開ですので、データ内容の具体的詳細は不明です。

3.4.4 バッテリーパック

リチウムイオン電池はセル単位⁸では、製造メーカからは直販されずバッテリーパックとしての供給が基本です。バッテリーパック内には、リチウムイオン電池セルが直並列されます。例えばノート PC 用バッテリーパック用チャージャには、通常 10.5V、16V、19.5V のものが使用されますが、これらはそれぞれ 2、3、4 直列セルに対応したものです⁹。内部で並列に接続されるセルについては、工場で電圧が管理されたものを組み合わせ、使用されます。

ノート PC 用バッテリーパックでは、これらセルの充電制御（定電流、定電圧充電）、過電流、過電圧保護、バッテリー残量計測、温度管理、使用履歴など多岐にわたる管理がされており、またスマートバッテリー仕様に対応するため、内部には通常マイクロプロセッサが搭載されています。しかし使用セル数が少ないこともあり、通常各セル間の電圧バランスは実行せず、直列のまま充放電を行います ([42])。

一方、電気自動車や電動工具用など、セルの直列本数が多いバッテリーパック¹⁰では、さらなる管理が必要となります。リチウムイオン電池の 1 セルの電圧範囲は充電時および放電時それぞれ 4.2V、2.8V 程度ですので、例えば 10 本直列にして、公称電圧 37V のセルとすると、42V-28V となります。そのため、直列された全体の電圧を見ても、単体セルの故障はわかりません。

⁸最もよく使用されるセルは 18650 と呼ばれる直径 18mm、長さ 65mm のものです。携帯電話やタブレット型端末の組み込みバッテリーではすべて機種専用設計となっています。

⁹セル当たりの最大充電電圧は 4.2V。

¹⁰マキタ製 HR262DRDX では 36 V。

そこで、直列接続した各セルの電圧をモニターし (この様な IC として TI 製 bq76PL536A があります。[44] 参照。) 電圧バランス制御を行います。これは、図 3.4 に示すように、各セルに並列抵抗と半導体スイッチが接続され、すべてのセルが一番電圧の低いセルと同じになるように、ローカル放電させるものです。

このような制御が数直列 (例えば 6 直列) ごとに実行され、さらにこれを単位として必要な電圧が得られるまで直列接続され、バッテリーパックを構成します。

このように、リチウムイオンバッテリーの充電制御には細心の注意が払われており、特にバッテリーパックとしての公称電圧が上がる程著しくなり、当然、これは価格に反映されます。

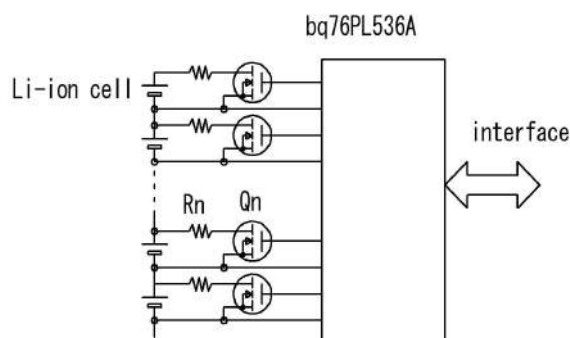


図 3.4: Li-ion バッテリーのセルバランス

3.5 リン酸鉄リチウムバッテリー

リチウムイオン電池の一種ですが、正極にリン酸鉄リチウムを使用、異常使用時の発熱を抑え、安全性を高めるとともに充放電回数を飛躍的に改善したものです。5000 サイクルでも 80% 以上の容量を維持すると言われます。その代わり、ややエネルギー密度が低くなり、筒型セル 26650 (直径 26mm, 高さ 65mm) で重量 40g、容量 1.1Ah、公称電圧 3.2V、エネルギー密度 95Wh/kg となっています。

この特性が生かせるのは、電力供給制御用蓄電システムや EV です。数年の使用が前提のノート PC や携帯電話、スマートフォン等には、通常のリチウムイオン電池と比較して、大きさや重さで不利、寿命では過剰品質であり、向きません。

3.6 チタン酸リチウムバッテリー

東芝が EV、HEV をターゲットとして開発したもので、正極にマンガン酸リチウム、負極材にチタン酸リチウム ($\text{Li}_4\text{Ti}_5\text{O}_{12}$) を使用したものです。特徴は、急速な充放電が可能かつ長寿命で約 3,000 回の充放電を繰り返しても容量低下は 10% 未満で、5,000 回を超える繰り返し充放電が可能としています。-30 度 C での動作や、外力による内部短絡が発生したとしても熱暴走しないなどの特徴があり、寿命の長さと堅牢性から三菱製電気自動車「i-MiEV」と「MINICAB-MiEV」、ホンダ製「FIT-EV」に採用されています。セル電圧はやや低く 2.4V、エネルギー密度は約 67Wh/kg です。またチタンを使用しているため高価と言われています。

3.7 電池の残量計算

2次電池使用時の最大の関心事項はバッテリー残量の把握でしょう。このため種々の方法が提案、使用されてきました。ここでは2次電池、特にリチウムイオンやニッケル水素を想定して議論しますが、バッテリーが組み込みか、取り外し可能か、複数容量のバッテリー対応かで対応が大きく変わります。取り外しや複数容量対応の場合、バッテリーとの情報通信は不可避でしょう。現在では、バッテリーとの通信も情報処理（機器、パック側とも）のコストは低下していて、スマートバッテリー形式が標準です。

情報通信機能があったとしても、サードパーティー製のバッテリーパックまで含めて精度よく、残量計算を行うことはほぼ不可能でしょう¹¹。

以下、残量計算の基本的方式について概括します。

3.7.1 電圧測定方式

すべてのバッテリーは初期は電圧は高く、放電と共に低下、放電終了時には電圧の低下が大きいという傾向を持ちます。従って、基本的には、この電圧をモニターすれば、残量が計算できます。しかし良好な特性の電池であればあるほど、放電時の電圧降下が少なく、終了時に急速低下という特性であり、これは電圧による残量予測がしにくいという意味です。

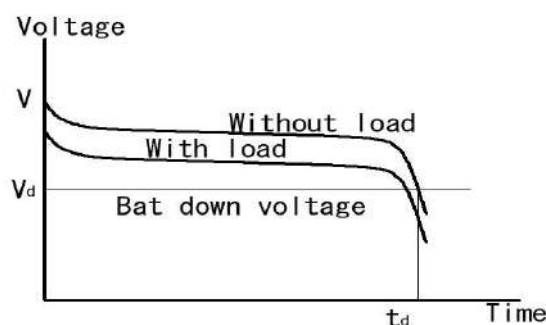


図 3.5: バッテリーの放電特性

図 3.5 に放電特性を示します¹²が、バッテリー放電終了時刻 t_d では急激に電圧が低下します。従って、この時の電圧 V_d が終了電圧となりますが、放電カーブはバッテリーによるばらつき、使用回数による低下、負荷時による低下、温度特性などすべてによって影響され、電圧による正確な残量予測はできません。このため、電圧だけによる残量計算はニッケルカドミウムやニッケル水素電池の初期、あるいは単なる目安程度の場合に使用します。

この精度を上げるには、バッテリーのメーカーや型番、使用履歴、内部温度、負荷状況などの情報が必要とし、これが必然的にスマートバッテリーやインフォリチウムを生んだ訳です。

3.7.2 クーロンカウンタ

バッテリーは電荷を蓄積するものという物理特性に基づく方式です。つまり、充電時にバッテリーに流れ込む電流および放電時に流れ出す電流を積分していき、電荷量を計測する訳です。具体的には電流検出抵抗に流れる電流に比例したパルスが発生させ、充放電に対応してアップダウンカウンター

¹¹ サードパーティーバッテリーパックメーカーの良心と技術に依存してしまいます。

¹² リチウムイオンでもニッケル水素でもおよそこの様なカーブとなります。

により計数します。(これが「カウンター」の云われです。[41])。この方式は電圧計測よりも精度は高まりますが、温度や経年変化によるバッテリーの特性変化に対応できません。また、動作中は基本的に相対動作なので、電圧計測と組み合わせてキャリブレーション（例えば、満充電時にリセット）が必要となります。またバッテリーパックが取り外し可能な場合は困難さが増し、バッテリーパックの容量情報（型番情報）や、パックが現在容量を保持、機器側がこれを読み出せる必要があります。

3.7.3 セルモデル方式

使用バッテリーの放電特性や温度特性のデータベースを機器内に用意しておき、クーロンカウンターと併用して残量計算をします。この場合、経年変化や温度変化も計算に入ることになり精度が高まります。しかしながら、バッテリーが取り外し可能、複数の容量をサポートするとすると、バッテリー側にデータメモリ機能が無いと使えません。

3.8 レドックスフロー電池

レドックスとは還元 (reduction) 酸化 (oxidation) を組み合わせた、人造語で、2種類の活物質の酸化、還元反応により電力の充放電を行うという原理を表しています。活物質としては主としてバナジウムイオンを溶かした硫酸水溶液を使用、電流を取り出す電極 (カーボンフェルト) は正負同一です。図 3.6 では、セル 2 ケを直列接続した例を示します。各セルはイオン交換膜で仕切られたスペースに電極が用意され、それぞれにバナジウムイオン (V^{5+}, V^{4+}) (V^{2+}, V^{3+}) を含む液体がポンプにより循環されます。

電極自体は変化せず、二つのタンクから供給されるバナジウム溶液も酸化、還元による変化のみであるので、電池の寿命を阻害するものはありません。

イオン交換膜は、イオンのみを通過させます。セル当たりの電圧は 1.4V であり、電圧の増加には直列接続を行います。セルの機能は酸化、還元を効率よく反応させることで、電気的にはこれが内部抵抗となります。出力電力はセルの大きさと枚数および溶液を供給するポンプの能力で、出力容量は溶液を貯蔵するタンクの容量で決まり、出力電力と出力容量が分けられるという特徴を持ちます。ポンプを停止し、二種類の活性物質をそのまま保存することが出来ますので、自己放電は無視できることになります。

もともとは、電力の平準化を目的に、比較的長時間をかけて放電させることを目標に開発されましたが、短時間での電力供給能力にもすぐれていることが分かり、常温動作できるので大電力貯蔵用として期待されています。ただしエネルギー密度が 100Wh/kg と低いこと、ポンプを動作させるエネルギーが必要なこと¹³、活性物質貯蔵タンクが必要なため大型になる等の構造的欠点も持っています。

3.9 NAS 電池

電力貯蔵用 2 次電池として開発された、比較的大型のものです。セルの構造はセラミックの容器の内側に金属ナトリウム (負極)、その外側に硫黄 (正極) を配置、全体をステンレスの容器に収めたものです。

エネルギー密度は、786Wh/kg と非常に高く 2500 以上の充放電サイクル特性を持ちます。シンプルな構造ですが、セラミック容器が最重要であり、これを製造できるのは日本ガイシ 1 社しかありません。

¹³ 始動さえできれば、あとは自分の電力でポンプを動かし続けられます。

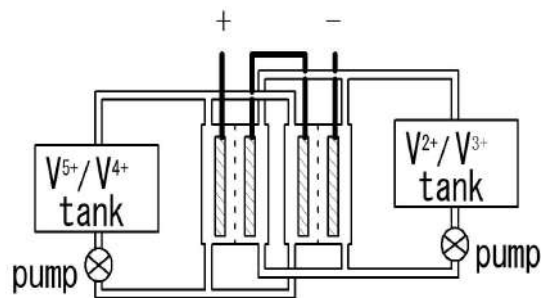


図 3.6: レドックスフロー電池

セル電圧は 2 V で、必要な電力容量にするために直並列され、これらをさらに砂をつめた容器に封入、高温状態に維持されます。

この方式の最大の難点は、金属ナトリウムおよび硫黄を液体状態に保つため、セルを 300-350 度 C の高温にせねばならない点です。また金属ナトリウムは水と反応して燃焼するため、火災時に水による消火ができません。

高温環境を維持せねばならない点からもモバイルは無理で、据え置き的大型であり、かつ高温維持にエネルギーが必要です。システム効率は 75% です。

2010 年には火災事故が発生し、一時期、設置済みの電池の使用中止や撤去などが発生しましたが 2013 年現在ではトラブルも収束、次の発展段階が始まったと思われます。しかし、本書が想定する電力応用の要素とはなりにくい形式です。

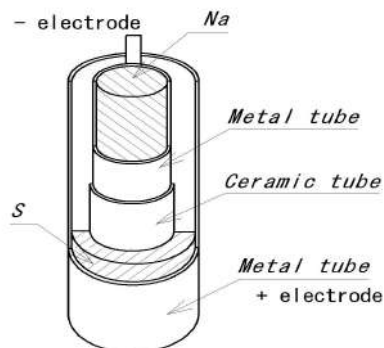


図 3.7: NAS 電池

3.10 電気二重層コンデンサ

コンデンサは電荷を蓄積する素子ですが、容量が大きくなると当然電力蓄積としての用途が出現します。電解コンデンサでも、100 μ F、450V もあれば¹⁴、家電機器内の回路としては大きな電力を蓄積していると言えます。しかし、エネルギー蓄積用としては微々たるもので、実用的とは言えません。

¹⁴ この程度の充電状態でも電線でショートすると大きな音を立てて火花が飛びます。また感電すると極めて危険です。交流家電機器内ではよく使われる値なので、要注意。

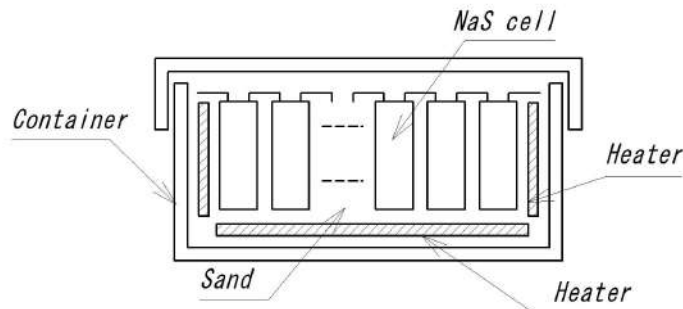


図 3.8: NAS 電池装置の構造

エネルギー蓄積には、容量と電圧が大きい必要がありますが、容量が大きなコンデンサーとして電気二重層コンデンサーがあります。スーパーキャパシターとも呼ばれ、1970 年代に販売が始まり、すでに長い歴史を持っています。

図 3.9 に示す様に、電解質を挟んで正、負の電極を置き、これに電圧を加えると、電解質内のイオンが引き寄せられます。電圧を切り離しても、このイオンの状態は保持され、コンデンサとして動作します。ただし、電圧は電解質が分解しない範囲とせねばならないので、単体コンデンサとしての耐圧は低くなります。また、電極と電界質の界面は大きな面積を持ち、これがコンデンサとしての容量を大きくします。そのため容量は 1F-2000F 程度が得られますが、耐電圧は 3V 程度と低くなります。一方、電気化学的に電力を蓄積するのでは無いため、充放電サイクル寿命は数十万回であり、非常に永くなります。また、一定電流による放電特性は直線状に電圧が下降し、電気化学的なバッテリーとは明らかに異なる、コンデンサの特性を示します。

電解コンデンサと比較すると内部抵抗は高く、交流平滑用途には向きません。主としてメモリーのバックアップ、時計のバックアップ等に用いられます。未だ、電力貯蔵用主エネルギー蓄積素子としては向きませんが、急速充放電が可能¹⁵なので、バッテリーと組み合わせて使用することができます。

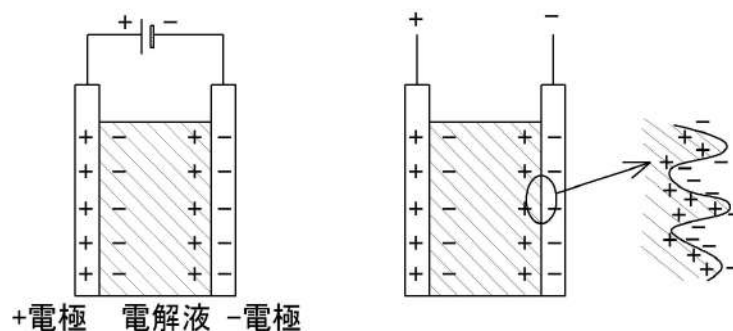


図 3.9: 電気二重層の構造

¹⁵ これは 2 次電池に比較しての話で、コンデンサとしては内部抵抗が高く、充電はゆっくりです。逆に、電圧を加えても、極端にサージ電流が増えず、使いやすいのです。

3.11 リチウムイオンキャパシター

リチウムイオン電池の負極と電気二重層キャパシタの正極を組み合わせた構成で、両極の充電メカニズムが異なるという特徴を持っています。負極側ではリチウムイオン電池のようにイオンとして蓄え、正極側では電極表面に蓄電します。このため、耐電圧を 4V 程度に高めることができ、容量が増加、自己放電が少ない、熱暴走ににくい、急速充放電可能という特徴を持ちます。一方、使用下限電圧の制限や、過放電による劣化などリチウム電池同様の欠点も持ちます。

充電原理も電池と電気二重層キャパシタのハイブリッドで、約 3V までは負極側（電池側）にチャージされ、3-4V では正極（コンデンサ側）に吸着されます。放電時はこの逆となります。電気二重層コンデンサの急速充放電特性とリチウムイオン電池の高エネルギー密度特性を合わせたものと言えます。

JM エエナジー製、ULTIMO ラミネートセル CLQ2200S2A では $180 \times 126 \times 10.9\text{mm}$ のセルで上限 3.8V、下限 2.2V、容量 2200F でエネルギー密度 10Wh/kg です。

充放電特性もリチウムイオン電池とコンデンサの並列接続を思わせるものです。図 3.10、3.11 は太陽誘電性 PAS414HR の充放電特性です。(Taiyo Yuden Navigator「エネルギー供給の多様化に対応する PAS キャパシタ/リチウムイオンキャパシタの適用」による。)

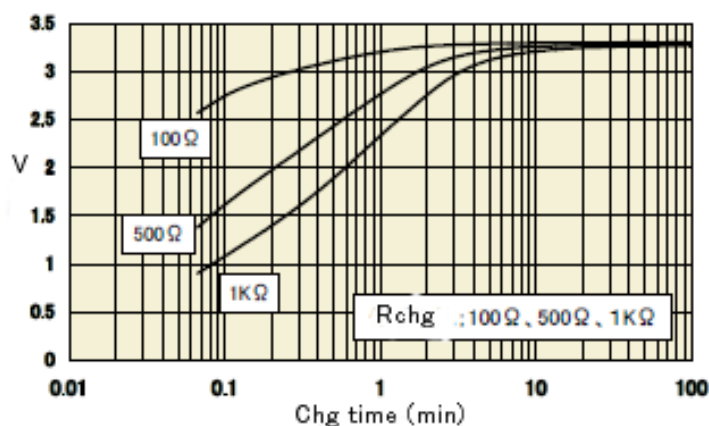


図 3.10: PAS414HR の充電特性

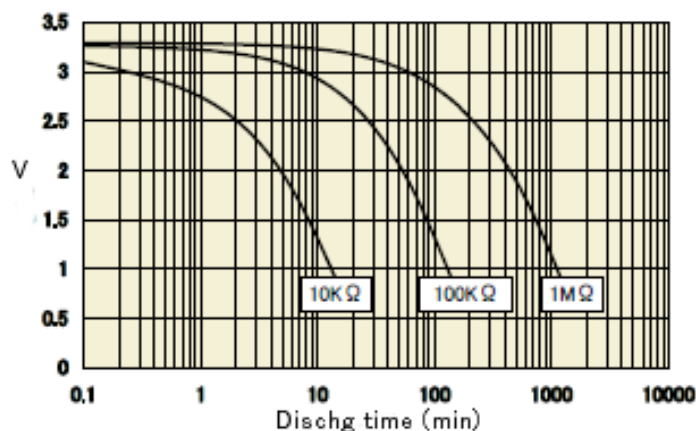


図 3.11: PAS414HR の放電特性

第4章 電力変換回路

一般に電力供給は電圧型供給、つまり一定の電圧を供給し、電流に関してはある規定値以下自由に使うという方式になっていますから、直流、交流に関わらず変換と言えば電圧変換となります¹。(電子回路内のようにローカルな場合にはこの限りではありません。)

4.1 交流変換

DCDC コンバータは直流を別の電圧や電流値にするような直流-直流変換ですが、一旦は交流に変換しますので、交流変換の基本要素であるトランスに関して理解しておく必要があります。以下その概要を記しますが、電磁気理論からトランス設計にいたるシームレスな議論は別途、第5章で述べます。

交流の場合の電圧変換はトランスを用いるのが一番容易で、電圧（電流）を一旦磁界に変換し、磁界を再度電圧（電流）に変換しており、電気的には1次側と2次側が絶縁されます²。通常、商用周波数（50,60Hz）による正弦波電圧変換であり、変換の仕様としては、まず電圧比が要求されます。この電圧比はトランスの1次、2次巻き線の巻き数比となり、例えば巻き数比が

$$n_1 : n_2$$

ならば、入力電圧 V_i と出力電圧 V_o の間には

$$V_o = \frac{n_2}{n_1} V_i$$

が成立します。

次に必要なのは、電流値で、これは結局トランスの容量を決めることになります。トランスの容量は、出力電力に、巻き線の抵抗による損失、コアの（主として）渦電流による損失を加えたもので、これが入力電力になります。従って、設計（あるいは仕様決定）には、電力容量が必須です。電力容量により、コアが決まり、外形が決まると考えて差し支えありません。

原理的に大は小を兼ねますが、トランスの場合、大きくなると重くなるし、コストも高く、また励磁電流も増えるので、負荷容量に対して適切なものとすべきです。

効率に関しては、主として家電用小型トランスの場合、80% 程度以上が見込め、発電所、変電所で用いる大型トランスでは99% 以上が実現できます。

トランスの設計は通常専門家に任せますが、単に使用する場合でも、いくつかの点を理解しておくべきです。まず、トランスの定格容量以上の出力を取り出そうとすると、単に出力電圧が低下するだけではありません。電源トランスの場合、コア容量は、トランスが磁気飽和を起こさない限界近くに設定しており、容量を超えた使用では、磁気飽和が発生します。磁気飽和が発生すると、1次側に大きな電流が流れ、いわゆる焼損につながります。この兆候は、1次電流を観測すると分かり、電流が正弦波の最大値からさらにピークが発生している様ならば、磁気飽和が発生していますので、使用を停止せねばなりません。

¹原理的には、定電流供給型のシステムも考えられますが、負荷すべて直列接続が完成していないと電力供給ができません。また、電圧が非常に高くなり得る等少し考えただけでも実用性は疑問です。

²いわゆるオートトランスと呼ばれる、非絶縁型のものもあります

トランスには通常フォルマル線が使用され、使用最高温度は 105 度Cです。従ってトランスは、環境温度を含めた上で、コア最深部の線材の温度がこの温度に対して十分マージンがあるように設計されます。ユーザはトランスの設計仕様以内で使用すれば問題は発生しません。

トランスは無負荷状態と定格負荷が接続された状態では、電気的性格が異なって見えます。無負荷状態では、1 次側に励磁電流が流れるだけで、インダクタに見え、この励磁電流は電圧に対して、位相が遅れます。理想状態では、90 度ですが、実際には（励磁電流はコアの鉄損、銅損にエネルギーを補給するので）、これ以下の遅れとなります。一方、定格負荷が接続され、さらにこの負荷が純抵抗ならば、トランス 1 次側からも抵抗に見え、位相の遅れは発生しません。実用上は、2 次側に整流回路等が接続されるでしょうから、位相はある程度遅れ、また力率も若干悪化します。結局、電源からはコイルと抵抗、コンデンサが並列接続されたように見えます。ただし抵抗成分が支配的な筈です³。

設計定格で使用している時のトランスは、入力エネルギーはすべて出力側に伝わり、エネルギーを蓄積しません。すなわち、1 次側、2 次側とも物理的にはコイルが巻いてありますがインダクタには見えません。言い換えると、インダクタ（リアクタ）成分が少ないからこそ 1 次側から 2 次側へと「電力」が供給される訳です。1 次側から見たらリアクティブ成分が大きいとは、無効電力が沢山発生しているという事になります。

4.2 直流の変換

直流の場合、交流変換を経ない電圧変換は、抵抗による電圧降下を用いるか、直流モータを回して直流発電機を駆動するという方法位しかありません。従って一旦交流に変換する必要があり、この方法として、スイッチング素子を用いるのが一般的です。

最も単純な直流－交流変換はスイッチング素子を用いて矩形波を発生する方法です⁴。このため多くの DC/DC コンバータは矩形波を用い、トランスを用いて必要な電圧に変換します。

矩形波変換を行うと、商用交流ではなかった事態が発生します。一つは波形に起因するもので、この解析には微分方程式が必要です⁵。

もう 1 点はトランスの駆動方式です。正弦波交流では単方向ドライブ（コイルに流れる電流が常に一方方向あるいは、直流バイアスがある）という事は発生しません。しかし、直流では単方向ドライブが簡単のため広く使われ、商用交流とは別の検討事項が発生します。

4.2.1 トランスの矩形波駆動

この節では、直流を元にしてトランスを駆動する 2 方式について解説します。

図 4.1 は、矩形波でトランスを駆動する基本回路です。トランジスタ Q はトランス T1 の 1 次側をスイッチング駆動し、従って電流は常に一方方向となります。AC 正弦波トランスと比較するとこの点がおおきく異なります。1 次、2 次とも DC 成分を持ちますが、これは逆方向なのでキャンセルされ、直流磁化は原理的には発生しません。

同様の直流入力に対し、商用交流トランスのように双方向駆動するためには、図 4.2 のような構成が必要となります。この構成では Q1、Q4 と Q2、Q3 の各ペアが交互に ON/OFF します。この場合 1 次巻き線の電流方向は交互に変化し、直流成分を持ちません。

この方式は普通”フルブリッジ”駆動と言われますが、回路的には図 4.1 よりもトランジスタ数の増加だけでなくスイッチング制御も大分複雑になります。これが単純なものが使われる大きな理由です。

³普通は、およそこの状態となります。

⁴共振を利用すると、直流から正弦波交流が得られます。

⁵交流理論では、適応範囲は（商用）正弦波であり、微積分は $j\omega$ の乗除算で置き換えられます。

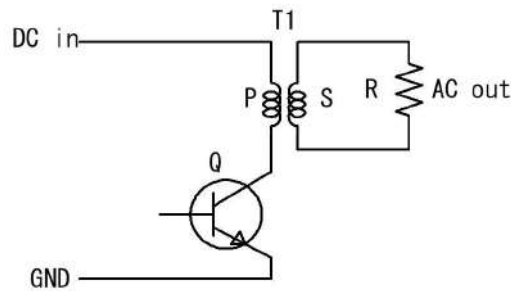


図 4.1: ハーフスイッチ駆動

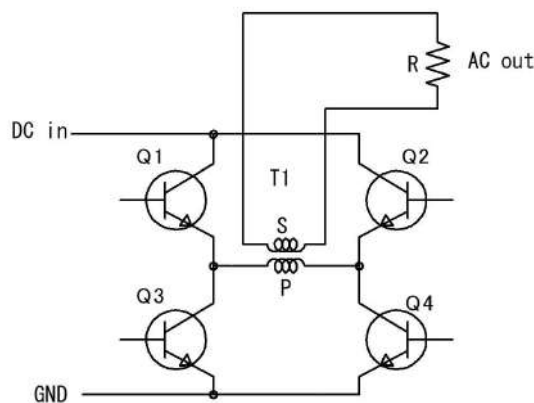


図 4.2: フルブリッジ駆動

上例では、2次側には抵抗負荷が接続され、理想状態では、1次電圧、電流波形、2次電圧、電流波形すべて矩形波でAC正弦波トランスの場合のように、トランスは単に電圧を変換するのみで、エネルギーを蓄積する事はありません。トランジスタもコイルを駆動しているように見えながら、実際は抵抗を駆動しているに過ぎません。

ただし、矩形波は通過させねばなりませんので、トランスのコアの周波数特性が良好な必要があります。スイッチング周波数が $f[\text{Hz}]$ ならば $10f[\text{Hz}]$ 程度の帯域は必要でしょう。

4.2.2 フォワードコンバータ

図 4.3 に、フォワードコンバータ (オン/オンコンバータ) の原理図を示します。1次側巻き線はスイッチ Q によりオン、オフされるだけですから、電流はの方向は単一方向のままとなります。トランスの巻き線は1次、2次電圧の位相関係が同相となるように使用され (トランスに表示されるドットに注意)、1次、2次同タイミングで電流が流れます。 Q がオンし、1次側に電圧が加わると、トランスの巻き数に比例した2次電圧が得られ、エネルギーとしてはこのタイミングでしか伝送されません。つまり周期的にある一定時間しか電圧が得られません。このため Q のオン時、負荷に電流供給しながら、 $L1$ にもエネルギーを貯め、 Q がオフの時、 $L1$ のエネルギーを $D2$ 、 $L1$ 、 $C2$ 、 $R1$ (負荷) というループで放電します。また $L1$ の電流は原則途切れない様に設計します。

この回路でのトランスの使用法は商用電源トランスと同様であり、トランスは電圧変換素子と考え

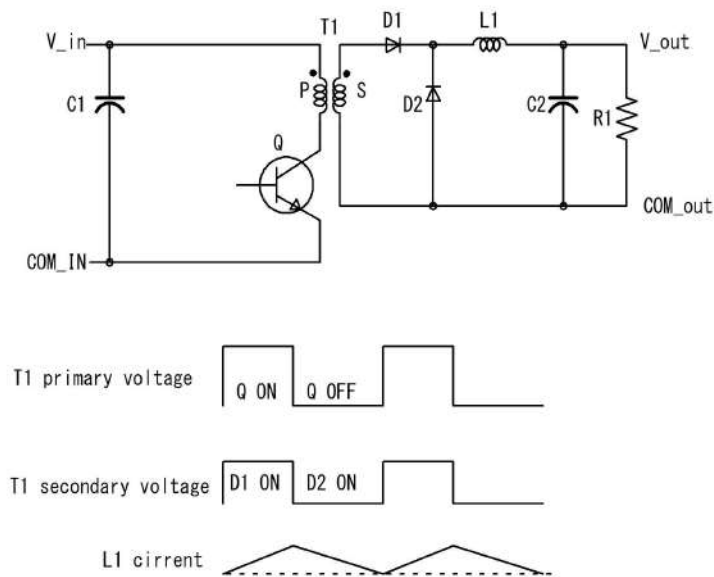


図 4.3: フォワードコンバータの動作

られます。原理的にはエネルギー蓄積素子ではありませんので、コアにギャップは入れません。ギャップの意味や、トランス設計詳細については第 7.2 で述べます。

図 4.3 の回路で出力電圧の安定化のためには、出力電圧を抵抗で検出し、1 次側のコントローラにフィードバックします。L1 に流れる電流 (DC+AC 成分) は連続または不連続となりますが、不連続となるのは、Q の ON 時間が負荷要求を十分満たし、これ以上不要という場合に発生します。トランス型の利点として、1 次、2 次が絶縁可能なことがあり、このため 2 次側から 1 次側へのフィードバックも、通常はフォトカプラー等で絶縁します。

トランスを用いた変換のもう一つの大きな利点は二次側に複数の回路が構成できる事です。これらの出力には負極製があってもよく、正負混在、複数出力が一つのトランスで供給できます。ただし、レギュレータ方式の場合出力すべてを独立に制御できないため、通常主出力を見てレギュレートします。

上述した様に、2 次側に公称抵抗負荷をつなぐと、理想的には、トランスは抵抗に見えます。しかし、実際はトランスの励磁インダクタンスおよび漏れインダクタンスが存在するため (まとめて L とします)、Q の負荷は抵抗分の他にインダクタンス成分が加わります。従って、Q がオフした時に、L に蓄えられたエネルギーによりコレクタには高電圧が発生します (第 2.6 節で説明した場合と同じ現象が発生)。このサージ電圧対策を立てないと、トランジスタ Q に非常に高耐圧のものが必要、効率悪化、大きなノイズを発生するなど悪影響が多くなります。非常に単純な対策はリレー同様、サージ電圧を熱に変換してしまうスナバーを L に並列に用意する事ですが、ここには様々な工夫が存在します。

ここで示した方式のフォワードコンバータは励磁のためには磁化曲線の第一象限しか使いませんので、トランスの磁気特性を初期化するためリセット回路が必要となります。あるいは 4.5.8 節に示すアクティブクランプ方式を使用すると、多くの問題点が一度に解決されます。

4.2.3 フォワードコンバータの解析

図 4.4 に示すフォワードコンバータを例にして、基礎的關係式を示します。まず、インダクター L_1 の電流が連続するモードについて考えると、出力トランス 2 次側の電圧 V_s と電流の關係は図 4.5 のようになります。トランジスタ Q がオンした時はダイオード D_1 経由の I_1 、オフした時は D_2 経由の I_2 となり平均負荷電流 I_O が得られます。以下ダイオードの V_f は無視します。

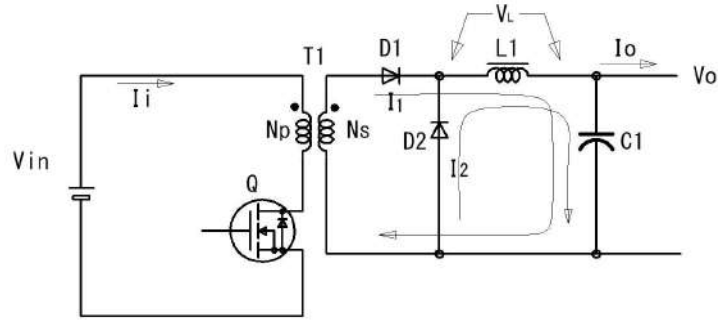


図 4.4: フォワードコンバータ

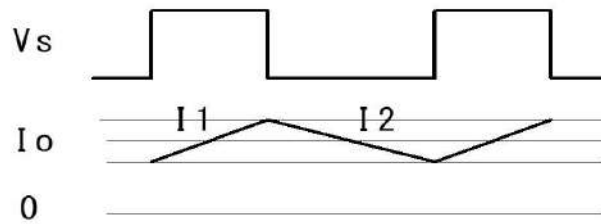


図 4.5: フォワードコンバータ波形

トランスの入出力電圧と、巻き数は、

$$\frac{V_s}{V_i} = \frac{N_s}{N_p}.$$

トランジスタ Q の ON 期間を t_{on} とすると、2 次側の電流 $I_1(t)$ は

$$\begin{aligned} V_L &= L_1 \frac{d}{dt} (I_1(t)) \\ &= \frac{L_1 I_1}{t_{on}}. \\ I_1 &= \frac{V_s - V_O}{L_1} \cdot t_{on}. \end{aligned}$$

トランジスタの OFF 期間 t_{off} においてはダイオード D_2 を流れ、 $V_L = V_O$ だから、

$$I_2 = \frac{V_O}{L_1} \cdot t_{off}.$$

電流連続モードでは、インダクターの平均電流、つまりダイオード D_1 、 D_2 からの電流は等しいので、

$$\frac{V_s - V_O}{L_1} \cdot t_{on} = \frac{V_O}{L_1} \cdot t_{off},$$

$$V_O = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \cdot V_S.$$

ここで、 f はスイッチング周波数

$$f = \frac{1}{t_{on} + t_{off}},$$

なので、

$$V_0 = f \cdot \frac{N_S}{N_P} \cdot t_{on} \cdot V_{IN}.$$

上式より、出力電圧を変化させるには、デューティー比

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}},$$

を変化させればよいことが分かります。

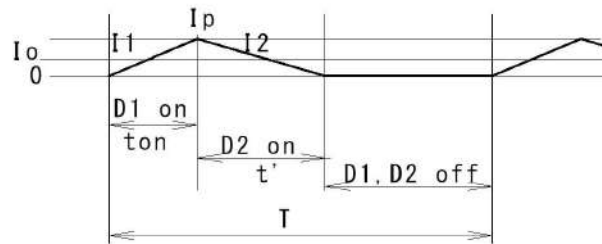


図 4.6: フォワードコンバータ波形-電流不連続モード

負荷が軽くなった場合には平均出力電流が小さくなり、図 4.6 に示すように、電流がゼロとなる区間（ $D1$ 、 $D2$ とも同時にオフ）が現れます。この場合 $L1$ のピーク電流を I_p とすると

$$\frac{I_p}{t_{on}} = \frac{V_L}{L_1}.$$

$D2$ がオンしている時間を t' とすると、この時 $L1$ の両端電圧は、出力電圧なので、

$$\frac{I_p}{t'} = \frac{V_O}{L_1},$$

$$I_p = \frac{V_L}{L_1} t_{on} = \frac{V_O}{L_1} t'.$$

出力平均電流 I_O は

$$\begin{aligned} I_O &= \frac{1}{T} \cdot \frac{1}{2} (t_{on} + t') I_p \\ &= \frac{I_p}{2T} \left(t_{on} + \frac{V_L}{V_O} \cdot t_{on} \right) \\ &= \frac{I_p}{2T} \left(1 + \frac{V_L}{V_O} \right) \cdot t_{on}. \end{aligned}$$

t_{on} の時は、 $V_L = V_S - V_O$ だから、

$$\begin{aligned} &= \frac{I_p}{2T} \left(1 + \frac{V_S - V_O}{V_O} \right) \cdot t_{on} \\ &= \frac{I_p}{2T} \frac{V_S}{V_O} t_{on}. \end{aligned}$$

I_p は、

$$I_p = \frac{V_L}{L_1} t_{on}.$$

従って、

$$I_O = \frac{1}{2TL_1} \frac{V_L V_S}{V_O} t_{on}^2.$$

結局

$$V_O = \frac{V_L V_S}{2TL_1 I_O} t_{on}^2.$$

つまり、出力電圧は、トランジスタの ON 期間で制御できるのが分かりました。

4.2.4 トランスのリセット

トランスの材料である、鉄やフェライトなどの本質的な磁氣的性質に起因する問題として、残留磁束があります。これは、磁気材料を磁化すると、その記憶が残るというもので、トランスにはこの量の小さい材料を使いますが、ゼロにはなりません。

特に、この性質が問題になるのは、トランスに対して直流電流成分が発生する場合で、フォワードコンバータでは励磁電流がこれに相当します。(2次側にエネルギーを伝送する1次側の磁化に関しては、2次側エネルギーで消費されます。)

図 4.7 に示すトランスの B-H カーブで、電源 ON 時のスタートは原点ですが、電流が最大で C 点に至ります。電流がゼロになると、B 点には戻りますが、A 点には戻らず、いわばバイアスされた状態になります。これを A 点に戻す操作がリセットです。リセットをしたとしても原点にはもどらず、残留磁束 A が残ってしまいますが、これは 1 象限のみを使っているので、これ以上の対策はありません。

これが、簡便な回路を使用する、いわば代償となってしまう訳です。

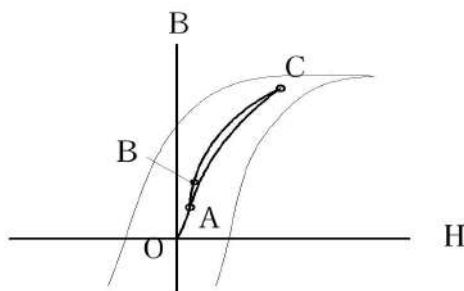


図 4.7: BH カーブ

4.2.5 フライバックコンバータ

図 4.8 はフライバックコンバータと呼ばれるもので、トランスの 1 次、2 次に流れる電流はちょうど逆タイミング（ドットの位置に注意）となります。従って 1 次側に電流を流す時、2 次側は（ダイオード D1 でカットオフされる）無負荷です。同様に 2 次側が電流を流す時には 1 次側はオフとなります。つまり、トランスの構造はしているものの、実際はインダクタとしての動作で、インダクタとしてのエネルギーを大きくするために⁶、トランスコアにギャップを入れます。詳細は第 6.4 節で述

⁶ギャップを入れるとインダクタンスは減少。しかし、電流容量の増加による飽和が発生しにくくなり、電流によるエネルギー $\frac{1}{2}LI^2$ の増加が寄与します。

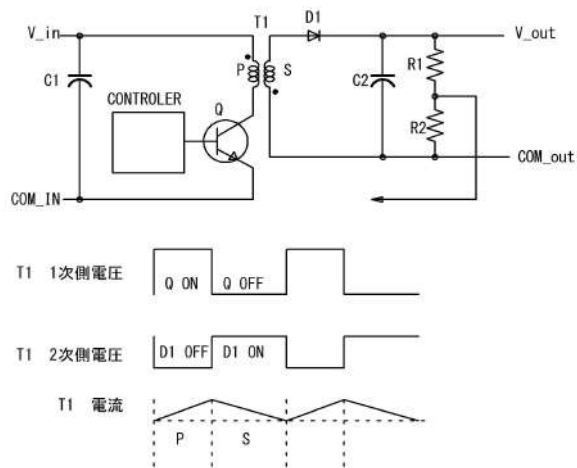


図 4.8: フライバックコンバータ

べます。回路的にはフォワードコンバータに良く似ているように見えますが、原理的には全く異なり、特にコイルのペアの使い方が決定的に異なります。

フォワードコンバータではコイルペアがトランス動作をし、フライバックコンバータではインダクタペアとなる訳です。

4.3 コイル、コンデンサのスイッチング

4.3.1 DCDC コンバータ

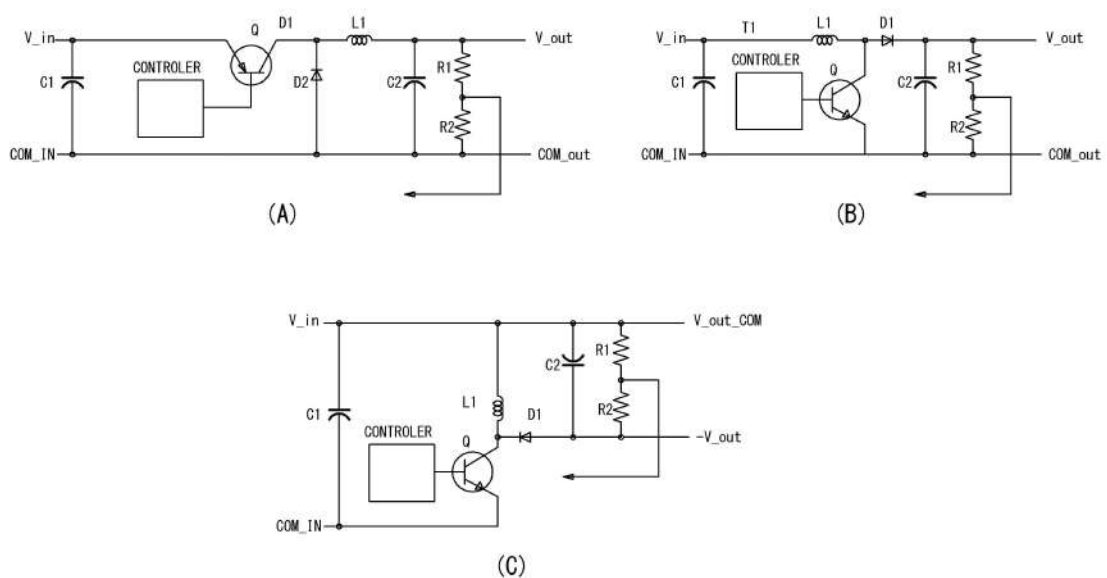


図 4.9: DCDC コンバータのトポロジー

コイルやコンデンサはエネルギー蓄積素子であり、これらを適宜スイッチングすることで、電圧変換が可能です。この性質を巧妙に使用するのが DCDC コンバータですが、その入出力関係に着目した降圧型、昇圧型、および電圧反転型があります。いずれもコイルとコンデンサを用い、それらのト

ポロジの違いが出力の違いとなっています。図 4.9 (A)、(B)、(C) にそれぞれの原理回路を示しますが、いずれもコイルに電流（磁束）としてエネルギーを貯え、次にこのエネルギーを電流として放出、コンデンサーに移すという原理です。通常はスイッチの ON 時間を PWM 制御して、出力の安定化を実施します。（負荷が殆ど一定で、電圧精度も不要ならば、安定化が不要で、回路が簡単になります。）

これらのコンバータの特徴として

(A)：出力電圧＜入力電圧 （降圧型コンバータ）

(B)：出力電圧＞入力電圧 （昇圧型コンバータ）

(C)：出力電圧の符号は入力と反対 （反転型コンバータ）

となりますが、特に (C) の出力電圧の絶対値は入力に対して、大きくも、小さくもでき、昇降圧型コンバータとも呼ばれます。(C) は入出力が V_{in} を共通とできる場合などでは非常に有効です。

降圧型コンバータは、DCDC コンバータの中でも、最も単純な方式の一つで、図 4.3 に示した方式に対し、トランスを省き、入出力の絶縁を省略したものと考えられます。また、昇圧型コンバータは、トポロジー的には、ちょっと考える必要がありますが、図 4.8 に示したフライバックコンバータのトランスを省略したものと同価です。これらの、降圧型と昇圧型を組み合わせると双方向の DCDC コンバータが構成できますが、これについては第 4.4 節で述べます。

4.3.2 ACDC コンバータ

ここでは、コンデンサだけを用いた電圧変換方式の例を示します。（スイッチトキャパシタと呼ばれる一連の回路もコンデンサのスイッチングによる変換回路と考えられます。）

【コッククロフト・ウォルトンの回路】

図 4.10 は、コッククロフト・ウォルトンの回路と呼ばれ、高圧直流の発生に非常に多用されます。これは半サイクル毎にコンデンサを充電し、次の半サイクルでは、入力電圧に充電したコンデンサを直列として放電するもので、入力電圧（交流）にどんどん DC バイアスを加えていきます。

これはもともと、粒子加速器の高電圧源として考案されたもので、コンデンサ、ダイオードの段数が増える程高電圧が得られます。出力電圧はコンデンサの直列放電により得ますので、電流を必要とする負荷には適しません。電流は小さいけれど、高電圧が欲しいという応用向きです。

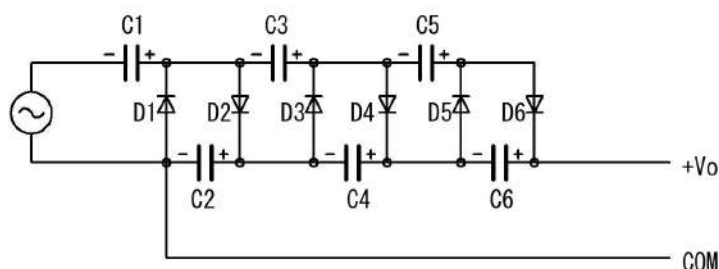


図 4.10: コッククロフト・ウォルトンの回路

【直列充電・並列放電回路】

図 4.11 は、コンデンサの直列充電、並列放電を行う回路です。図中のスイッチは交互に ON/OFF を繰り返し、コンデンサに直列に蓄えた電荷を並列にして負荷に供給します。並列放電なので、すべてのコンデンサの容量は同一となります。段数が増える程、電圧の変換率が増加します。

高電圧だけど、インピーダンスの高い電圧源から、低電圧かつ実用可能な電流を得るための回路です。

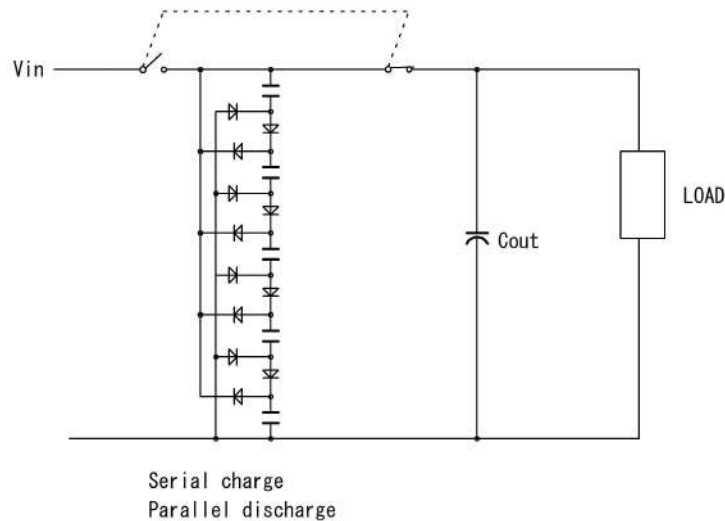


図 4.11: 直列充電、並列放電

コイルはコンデンサの双対デバイスですから、コイルのみを使用した変換回路もあり得ます。しかし、これらは電流変換回路となり、コイルの抵抗や、コイルに関して常に閉回路を維持しながらスイッチングをせねばならず、実用は困難でしょう。

4.4 双方向コンバータ

これは入出力について、双方向変換が可能なコンバータで、第 4.12 図に示す様に、降圧型と昇圧型コンバータを背中合わせに接続したものと理解でき、非常に素晴らしい構成です。原理そのものについては、図により容易に理解できますが、特に Q1-D2、Q2-D1 が自然にトランジスタとダイオードの並列ペアとなり、これは降圧、昇圧型では、不明確（単方向）なスイッチであった D1、D2 が完全な双方向スイッチとなった訳です⁷。

降圧型としての動作では、R1、R2 により電圧を検出、コントローラで Q1 を制御、D1 は、Q1 が OFF したタイミングで自動的に ON となります。昇圧型では R3、R4 より電圧を検出、コントローラで Q2 を制御、D2 は Q2 が OFF したタイミングで自動的に ON となります。

設計的には、変換方向が頻繁に切り替わる様な使い方を可能にするなどが工夫のしどころです。実際に製品化されたものとして、TDK-Lambda 製 EZA2500⁸ 等があり、これは 48V 系 ↔ 320V 系の変換、容量 2.5kW という仕様です。

⁷構成の美しさという意味では、降圧、昇圧型とも、いわば不完全で、双方向型で完全になったという感があります。

⁸この製品の回路がここに示したのと同等という意味ではありません。双方向の DCDC コンバータの実例として記しました。

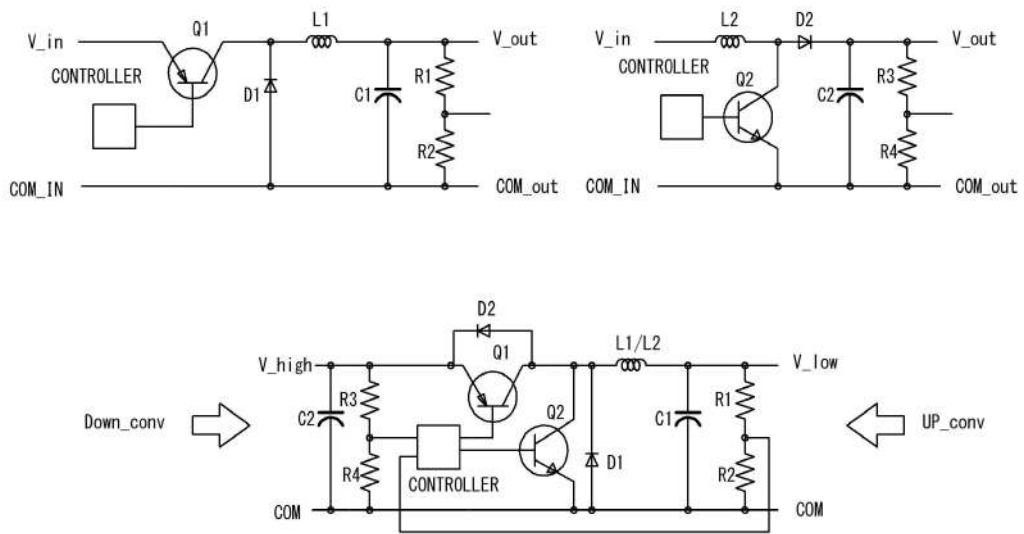


図 4.12: 双方向コンバータ

4.5 LC 共振を利用する電力変換

4.5.1 共振回路

次の節で、共振回路を扱いますので、まず、共振回路の特性を明確にしておきましょう。

理想的共振回路はコンデンサ、コイルが一巡している閉回路で、この回路は並列とも直列とも言い切れません。理想的共振回路では何らかの理由で、振動が発生すれば永久に持続するものですが、実用的な共振回路は、これにエネルギーを与え、固有振動を持続させます。外部にはその周期情報や交流信号、交流電力を取り出します。

例えば振り子時計の場合、振り子にゼンマイからのエネルギーを与え固有振動を持続させ、振り子の周期情報によりゼンマイの緩む速度を一定にし（エスケープメントと言われるメカニズムを使用します）、時刻として利用しています。

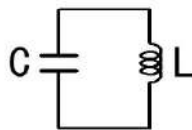


図 4.13: 理想 LC 共振回路

従って、実用的共振回路にはエネルギーを与える仕組み、および周期情報やエネルギーを取り出す仕組みといった、外部とのインタフェースが不可欠で、このインタフェースとの関係で並列、直列という見方が実用性を持ちます。

これを踏まえ、エネルギー源と損失を考慮した回路は図 4.14 の 2 形式となります。通常 (A) を並列共振回路、(B) を直列共振回路と言いますがエネルギー源との関係を考えてみましょう。 R_P 、 R_S はそれぞれ共振回路中の損失を表す項で、 R_P は大きな値、 R_S は小さな値となります。

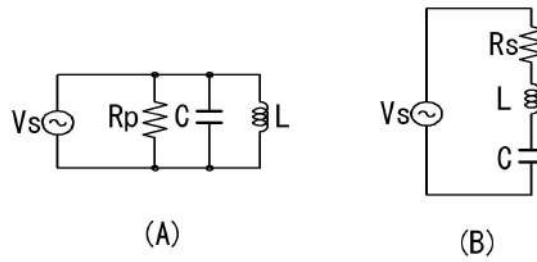


図 4.14: LC 共振回路

並列共振回路のアドミッタンス Y_P は

$$Y_P = R_P + j(\omega C - \frac{1}{\omega L}).$$

直列共振回路のインピーダンス Z_S は

$$Z_S = R_S + j(\omega L - \frac{1}{\omega C}).$$

虚数項がゼロとなる周波数が共振周波数 f_0 なので、どちらも、

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

となりますが、これは（もともと一つの回路しか存在しないので）当然です。

損失分とは、コイルの直流抵抗、コンデンサの誘電体損失等ですが、これを抵抗 R であらわすと共振回路の Q は、

$$Q = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}},$$

で与えられます。

共振回路と外部の間のエネルギーの供給、消費も考慮すると図 4.15 のようになります。(A) は共振回路に並列にエネルギーを加える場合、(B) は直列にエネルギーを加える場合で、同様に (C)、(D) は負荷を並列、直列に接続する場合です。

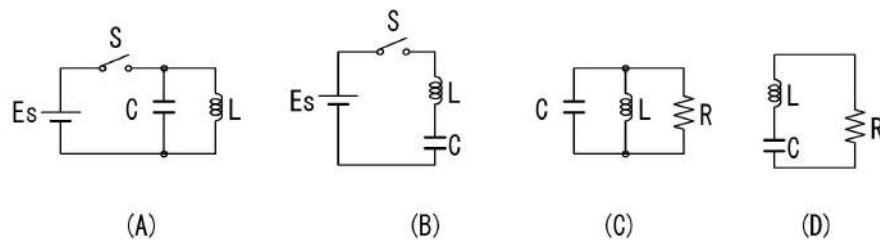


図 4.15: LC 共振回路と外部回路の関係

エネルギーを加え、かつ負荷を接続する事を考えると、そのトポロジーは図 4.16 のように 4 通りになります。(G) で、抵抗 R は L に並列にしても (回路を閉回路としてみると) 同一です。

並列、直列共振という言い方は上記コンテキストで用いられて意味が明確になります。

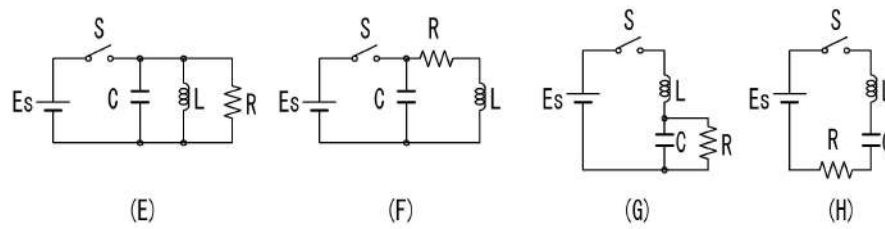


図 4.16: 負荷付 LC 共振回路の駆動

4.5.2 LC 並列共振回路の駆動

現実の共振回路にはエネルギーを加え続けないと振動は持続しません。図 4.17 は並列共振回路にエネルギーを供給する場合で、電圧源 V を共振周期でオンオフする場合があります。

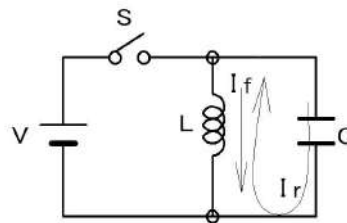


図 4.17: 並列 LC 共振回路の駆動

図 4.18 に各部の波形を示します。スイッチ S を、時間 t_0 でオン、 t_1 でオフ、周期は $t_0 - t_p$ とすると、コンデンサの電圧は t_0 で電源電圧 V まで充電されます⁹。一方コイルの充電電流は t_0 をスタート点として、 t_1 まで直線的に増加します。 t_1 でスイッチがオフすると、コンデンサに蓄積されたエネルギーにより、 t_2 までコイルに電流を供給、この時点でコンデンサの電圧はゼロになり、コイルからコンデンサにエネルギー移動を開始します。

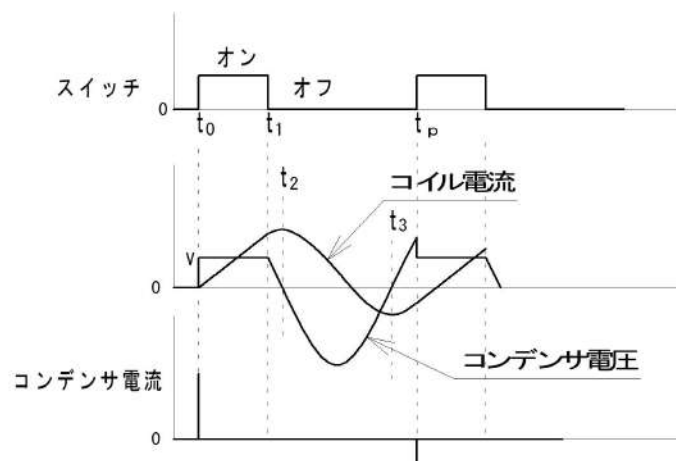


図 4.18: 並列 LC 共振回路の各部波形

⁹電圧源なので、内部抵抗はゼロとなり、どんなコンデンサであろうが瞬時に充電完了です。

図 4.18 は共振回路の最初からの状況を示していますが、この場合コンデンサには t_0 、 t_1 の間に、共振回路が必要とするエネルギーより余計に充電しています。従って t_p のタイミングではコンデンサの端子電圧が V を若干上回り、かつコイルには既に I_f 方向に電流が流れています。共振が安定した状態では、コンデンサの電圧は V 、コイルの電流はゼロの点が次の電力供給点 t_p となり、コンデンサにはパルス状の電流が流れなくなります。またコイルには電流ゼロから電流供給を行います。

共振回路の駆動を考える上で理解しにくい点は、電圧波形と電流波形が全く異なる点です。実際、図 4.18 に示す様に、コンデンサの両端電圧（これは並列共振回路の電圧そのもの）は、正弦波とはなりません、コイル電流はほぼ正弦波となります。受動部品（抵抗、コイル、コンデンサ）は線型素子ですが、電圧、電流間に微積分作用があると、波形は相似になりません¹⁰。

電圧と電流波形が全く異なるので、外部にエネルギーとして取り出す際には、正弦波となっているものを取り出すべきです。この節の例では共振コイルにカップリングする第 2 のコイルを用意し、ここから取り出せば正弦波が得られます。第 4.5.10 で詳述しますがこの時の結合係数は疎結合の必要があります。

過渡状態とは言え、コンデンサに瞬間的におおきな電流を供給する事を考えると、並列共振回路を電圧源で駆動するのは望ましくありません。一方、電流源による駆動を考えると、コンデンサには電流により電荷を徐々に蓄えますが、コイルには電流を瞬時に供給することになります。これは第 4.3 節で述べた、いわば禁則事項を実施していることになり、共振回路を矩形波駆動すると、過渡的には何らかの無理が発生することを示しています。

4.5.3 ゼロクロススイッチング

直流スイッチングでのおおきな問題は、電流が流れている状態でスイッチすることにあります。半導体によるスイッチング時間は有限であり電流が流れている間に半導体の電圧が変化すると、この部分の掛け算が熱となり、効率の低下、半導体の損失となる訳です。この問題は電力になるほど、スイッチング周波数が高いほど¹¹ 深刻です。半導体のスイッチング特性の改善はこの対策の一つですが、スイッチング特性が改善されると、スイッチング周波数を高くして使用する様になり、本質的改善は中々できません。

本質的改善のためには、半導体をスイッチする時に、電流、電圧のどちらか（あるいは両方）がゼロであればスイッチング損失の問題は発生しません。この点から考えられた方式に、コイルとコンデンサによる共振を利用したものがあります。

共振回路の面白い点は、外からのエネルギーをパルス的に加えても共振回路自体は正弦波動作する点にあります¹²。図 4.19 に示す LC 共振回路に、共振周期でパルスを加えると、共振が開始し、ある時間後には安定した共振が得られます。

A 点から B 点までがトランジスタのオン期間ですが、A 点ではコレクタ電流がゼロです。B 点では L に流れている電流 Q から C へと向きを変えます。この瞬間コレクタ電圧はゼロから V 向けて上昇を開始しますが、電流は L から C へとスイッチされ、コレクタには流れません。（AB の区間では電流は直線的に増加、そのあと正弦波的増加に変化しますが、B 点以降はコンデンサが吸い込みます。）

結局、電流ゼロの点でスイッチをオン、オフという動作を行い、トランジスタによる損失が（原理的には）発生しません。

¹⁰第 8 章、8.2 節参照。

¹¹半導体の遅れ時間が一定とすると、高周波程、スイッチングロスの割合が増えます。

¹²加えるパルス幅の時間（導通角）に限度があります。

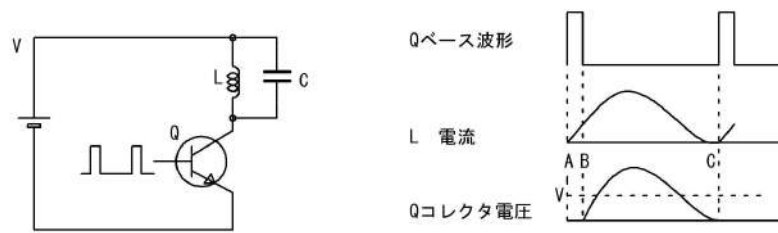


図 4.19: 並列 LC 共振回路の定常動作

4.5.4 LC 直列共振回路の駆動

直列共振回路を電圧源を用いて駆動する場合、図 4.20 の様に、共振回路に対して直列になるように $S1$ を用いて接続するとともに、 $S2$ により電源が切り離された時のループを構成します。直列共振回路の閉ループを確保するために $S1$ 、 $S2$ を交互に切り替えますが、実設計の例は第 4.5.5 節で述べます。

並列共振回路駆動では、コンデンサまたはコイルに瞬間的におおきな電力を供給する可能性があるのに対し、直列共振回路の駆動では閉ループが破られる可能性がある訳です。

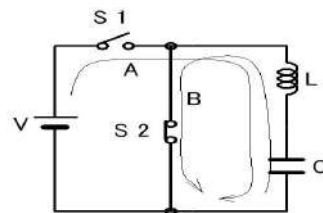


図 4.20: 直列 LC 共振回路の駆動

4.5.5 共振型コンバータ構成の考え方

一般に共振型コンバータと呼ばれるものでも、正弦波を作り出し、共振点付近の振幅-周波数特性を利用して出力の定電圧化を図るものと、ソフトスイッチを利用することを主眼とするものがあります。ここでは前者について議論します。

共振型コンバータ（レギュレータ）が単なる共振回路の駆動と異なる最大の点は出力電圧をフィードバックして、安定化する点にあります。もちろんゼロクロススイッチング実現のため共振を利用するので、PWM の様にスイッチング周波数を一定として、デューティを変更する訳にはいきません。そこで、固定の共振周波数をもった共振回路の共振特性を利用します。共振回路は、共振点で電圧が最大になり、共振点からずれると、電圧は下降します。もし Q が非常に高いと、共振点はいわばデルタ関数のようになり、利用しにくいのですが、電力を取るために共振回路には抵抗が並列接続され、 Q は高くはありません。従って、共振点の左右のいずれかで電圧が下がることを利用、すなわち駆動周波数を制御すれば出力電圧を可変とする事ができます。このため 2 次側の電圧を検出し、1 次側の駆動周波数を制御する事でレギュレータが構成できます。図 4.21 に電流共振型コンバータの基本回路を示します。この回路の構成は、単に出力を取り出せるようにしただけで、図 4.20 と全く同一です。

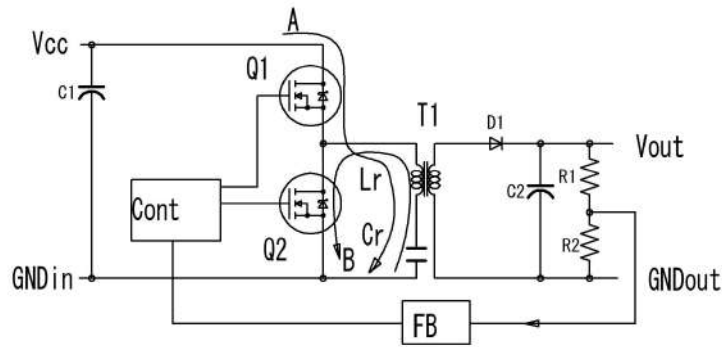


図 4.21: 共振型コンバータ

Q1 および Q2 が主スイッチング素子であり、通常、前者をハイサイド、後者をローサイドスイッチと言います。ハイサイドスイッチはトランスの（リーケージ）インダクタンス L_r ¹³、コンデンサ C_r から構成される直列共振回路に電力を供給（電流 A）、ローサイドスイッチは L_r 、 C_r の共振回路を閉じて自己共振を持続させます（電流 B）。従って Q1、Q2 は相補的に動作し、動作周期は出力側で検出した電圧をフィードバックして変調されます。図中 FB がフィードバック回路ですが、1 次、2 次の絶縁のためフォトカプラを使うことが一般的です。コントローラは Q1、Q2 のゲートドライブ信号を発生、この周期をフィードバック信号により制御します。

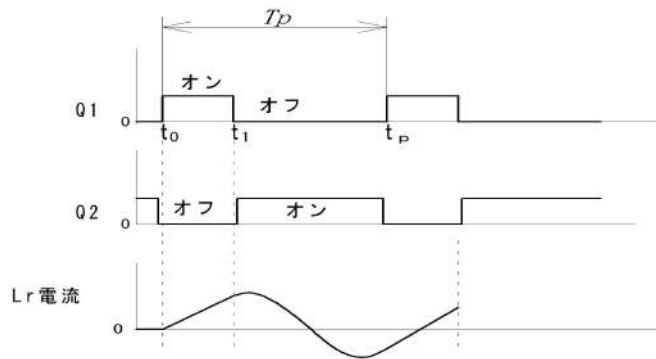


図 4.22: ゲートドライブ波形

この方式の原理から明らかなように、制御する周波数領域はかならず共振点の片側にのみ存在する必要があります。実用的回路では動作周波数を共振点よりも高いほうに設定しますが、理由は正弦波を発生する方式にあります。

図 4.22 に示すように、Q1 はスイッチング動作で、オン期間に共振回路にエネルギーを蓄え、これ以外の期間は Q2 をオンし、共振回路に自己共振させます。そのため Q1 の最大オン時間は $1/4$ 周期以下で、これは出力電力が増加するほどこの値に近づきます。もし、共振点の低い側に動作点を選ぶと、出力電力が増加した時は電圧を高くする方向つまり、周波数を高くすることになります。こうすると、 T_p は短くなるのに、Q1 のオン期間 $t_0 - t_1$ は長くなり全体としての動作マージンが無くなります。

ここで述べた共振型コンバータをまとめると次のようになり、非常に巧妙にいくつかの課題を解決しています。

(1) 共振回路を共振周期スイッチング駆動することで、ソフトスイッチングと高周波正弦波を

¹³ トランス T1 にはギャップを設け、積極的にリーケージインダクタンスを発生させます。

得ます。これは高周波正弦波を出来るだけ効率良く発生する問題への解答です。

- (2) 共振回路の振幅特性を利用して電圧の安定化を実施しています。
- (3) トランスを利用して電圧の変換を行います。このトランスの結合を小さくしてリーケージインダクタンスを持たせ共振回路の一部に利用。高周波正弦波なので、トランスの小型化ができ、不要輻射も少ない（単一周波数）。

特にリーケージインダクタンスとコンデンサの組み合わせに対してスイッチングをしているのは、閉回路がオープンになるのを回避していると考えられます。

欠点としては、共振特性を利用する点に起因する、出力電力や入力電圧変動に対する制御範囲が狭い事があります。

4.5.6 部分共振型コンバータ

共振型コンバータは種々の課題を一度に解決しますが、そのアイデアの一部を既存のコンバータに応用する方法があります。コンバータの大きな問題は主スイッチングデバイスのスイッチング損失で、これを何らかの手段で軽減できれば大きな利益が得られます。そこで、共振特性をこの部分に応用しようとするのは当然でしょう。

図 4.23 に昇圧型コンバータに使用した例を示します。昇圧型コンバータの主要部分はインダクタンス L 、主スイッチ $Tr1$ 、ダイオード D およびコンデンサ C で構成されます。この図では、 $Tr1$ の ON タイミングをゼロクロススイッチとするものです。このため、ON タイミングをカバーするように ON するトランジスタ $Tr2$ と、この ON 区間が共振半周期となる C_r および T の漏れインダクタンス L_r による共振回路を用意します。 $Tr2$ が ON すると、共振回路に流れる電流は図の I_r のように、増加、減少します。増加した頂点で、 $Tr1$ の $VD1$ はゼロとなりますから、この点で $Tr1$ を ON とする訳です。従って $Tr1$ の ON 時には損失が発生しません。もちろん $Tr1$ の OFF 時にもこのような処理をしたいところですが、 $Tr1$ は PWM 制御されている事を考えると、OFF タイミングを知るのは困難です。

C_r および L_r の共振電流による T の 2 次電圧は直流にして、負荷電力の一部に使用します。これは 1 次側で蓄えたエネルギーをリセットする動作にもなります。

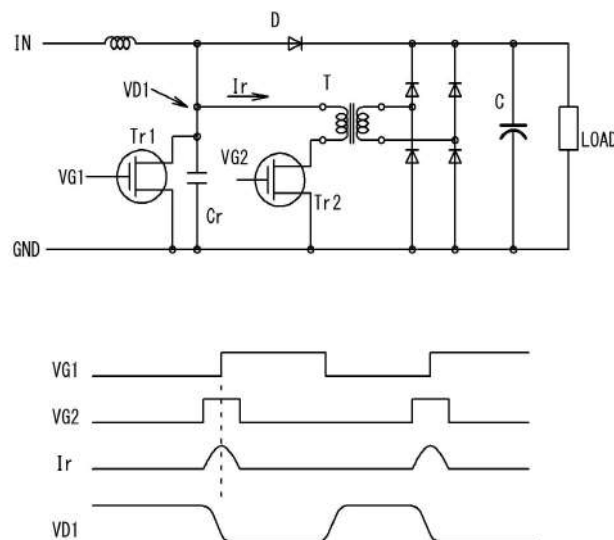


図 4.23: 部分共振型昇圧コンバータ

4.5.7 部分共振型フライバックコンバータ

最も基本的な部分共振型コンバータを図 4.24 に示します。この回路から C_r を取り去ると、通常のフライバックコンバータとなります。この方式の特徴は、 $D1$ の電流が減少しオフになった時、トランスの 1 次巻線のインダクタンス L_r と C_r で共振を生じさせ、 Q のドレイン電圧が低くなったところで、 Q を ON する事です。従って、ON した瞬間に発生するロスが減少、効率が向上します。

フライバックコンバータにおいても、負荷が軽くなると、 $D1$ が OFF になっても、 Q を ON できない場合が出てきます(ここで ON してしまうと供給過剰)が、この時の L_r とストレー容量による共振は利用しません。負荷が軽くなり、スイッチング損失は既に減少しているのです。

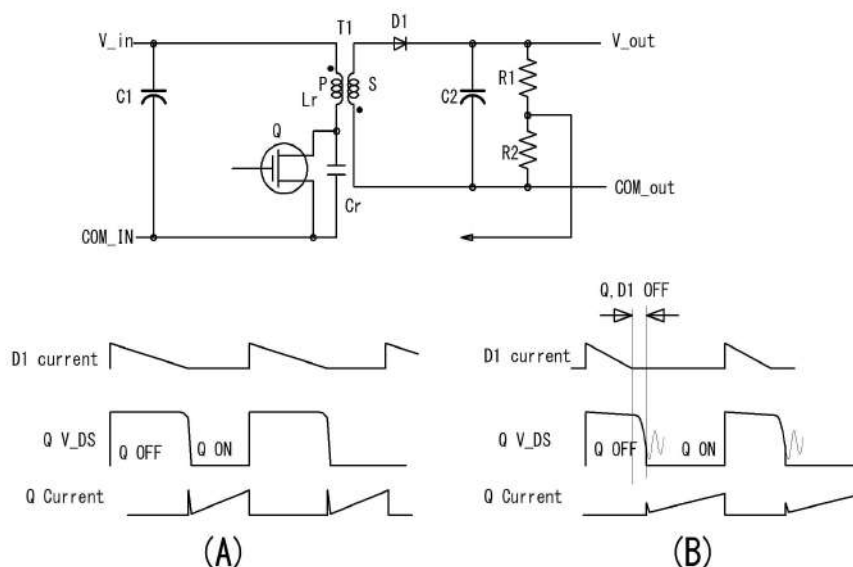


図 4.24: 部分共振型フライバックコンバータ

4.5.8 アクティブクランプフォワードコンバータ

原理的なフォワードコンバータでの大きな問題となっている、漏れインダクタンスに蓄えられたエネルギーを積極的に利用して、一度にいくつかの改善をするという、極めて巧妙なものです。改善項目としては、

- (1) サージ電圧を入力 DC の倍程度に抑えます。
- (2) 耐圧の低いトランジスタが使用可能となります。
- (3) スナバーで熱にしていた L のエネルギーが再利用され、この部分の効率が向上します。
- (4) トランジスタ $Q2$ (追加したトランジスタ) もソフトスイッチング実現、効率が向上します。
- (5) トランスの漏れインダクタンス成分について、ヒステリシス曲線の第 1、第 3 象限を使用することになり、リセットができます。

図 4.25 に、アクティブフォワードコンバータの原理図を示します。フォワードコンバータとの違いは L に発生するサージエネルギーを再利用するため、スイッチ $Q2$ 、コンデンサ $C1$ 、 $C2$ を追加したことです。図 4.25 では、 $T1$ のインダクタンス成分は L で明示してあります。以下の議論では、この L だけを考えます。図 4.26 は、スイッチ $Q1$ 、 $Q2$ およびコンデンサ $C1$ 、 $C2$ がどのように動作するかについて、簡略化して示したものです。1、2 ではメイントランジスタ $Q1$ がオン、2 次側に出力しながら、 L に電流としてエネルギーを蓄えます。1 では L の電流の向きが、電源 E からの供給方向

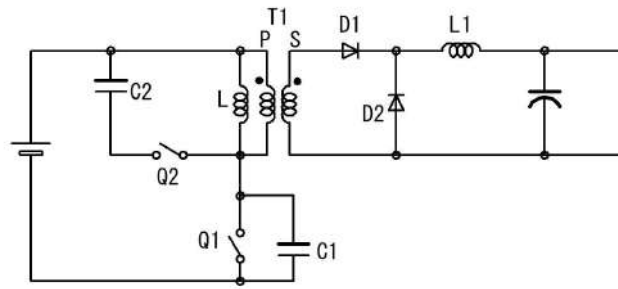


図 4.25: アクティブクランプフォワードコンバータ

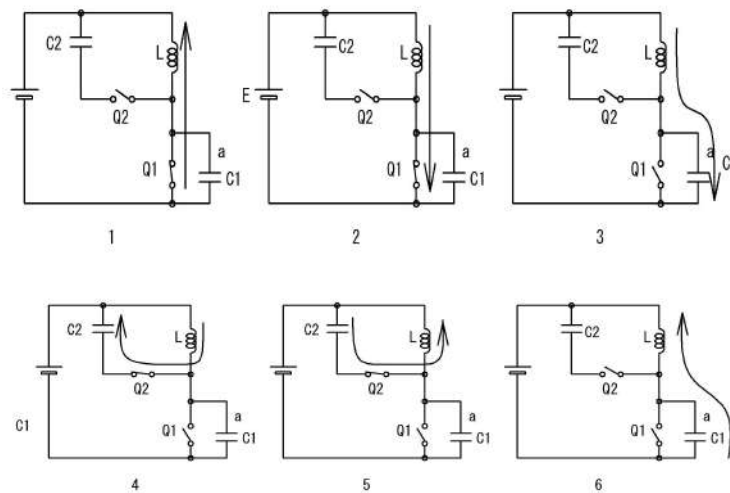


図 4.26: アクティブクランプフォワードコンバータの動作

と逆のように見えますが、これは2次側に出力されている部分を奪い取るという意味です。つまりLだけに着目すると、このような向きとなる訳です。また1、2の部分ではL、C1、C2による共振回路にエネルギーを供給している時間帯と考えられ、アクティブクランプの動作の本質部分の議論から外してかまいません。

こう考えると図4.26で、 $3 \rightarrow 4 \rightarrow 5 \rightarrow 6 \rightarrow 3 \dots$ という様に動作すると考えられ、これは2組の共振回路の間(Lを共通素子として)での電流経路の切り替えを行っていることになります。

従ってQ2、Q1それぞれの経路でスイッチ間の電位差がゼロとなるタイミングがあり、これを利用してソフトスイッチングを実現しているのです。

回生エネルギーはインダクタンスLとC1、LとC2の共振を利用してやり取りされます。アクティブクランプ回路の動作エネルギー源はもともとは捨てられてしまうものの再利用でしたが、このような動作のためには不足する事態も発生、トランスにギャップを入れ、リーケージインダクタンスを意識的に増やすこともあります。

極めて、巧妙、凝った動作である故に、各部の設定やタイミング制御が困難です。ここで述べた諸々の原因は、もともと1次側を単一方向にスイッチングしている事にありますので、ここまで苦労するならば、単純にトランスの駆動方式を双方向とする事を考えた方が良いとも思えます。

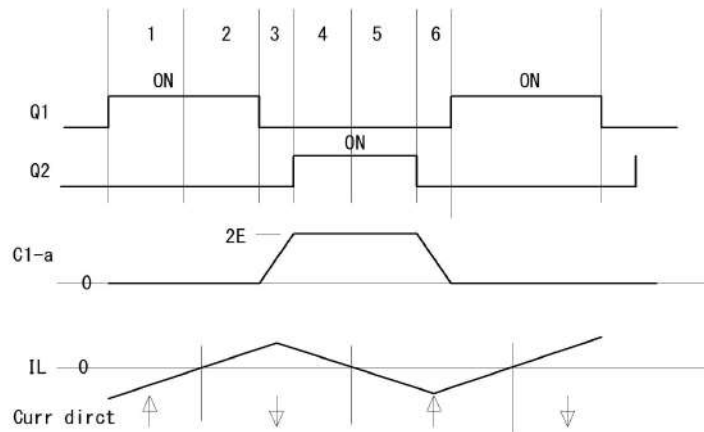


図 4.27: アクティブクランプフォワードコンバータの動作波形

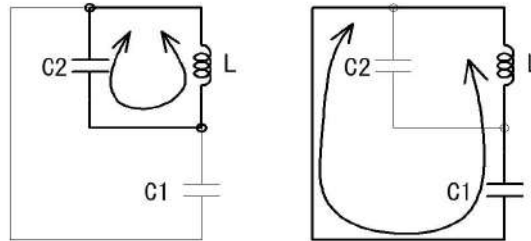


図 4.28: 2 組の共振回路

4.5.9 共振回路の古典的駆動回路

共振回路の駆動自体はスイッチングレギュレータに応用されるずっと以前から、無線送信機の終段回路として使われました。図 4.29 に示すように真空管のグリッドには搬送波が加えられ、これにより真空管 V はスイッチ動作（真空管の C 級動作）をします。

真空管のプレートには、LC で構成されたいわゆるタンク回路が接続され、この 2 次側にカップリングしたコイルによりエネルギーを取り出します。ここで、1 次共振回路と 2 次コイルは、空気を媒体としているので疎結合です。タンク回路には高周波の正弦波が流れ、2 次側コイルをアンテナフィーダケーブルにインピーダンスマッチングさせます。アンテナフィーダケーブルはさらに最終の送信アンテナとインピーダンスマッチングがとられ、タンク回路としては、インダクタンスと、抵抗が並列接続されたように見え、真空管は Q の低い共振回路にエネルギーを供給することになります。

この場合、真空管 V はスイッチング動作のため、損失は最小¹⁴、インダクタンスでのエネルギー損失ゼロで等価抵抗¹⁵に電力を供給するようになります。そしてこの等価抵抗は空中と考えればよく、送信機周辺で熱が発生する訳ではありません。

¹⁴そうは言っても真空管の場合、 V_{pk} の最小値が小さくなく、損失はゼロには近づきません。

¹⁵実際は抵抗成分だけではなく、リアクタンス分も含まれますが、ここでは空中に供給される電力をこの抵抗で表します。

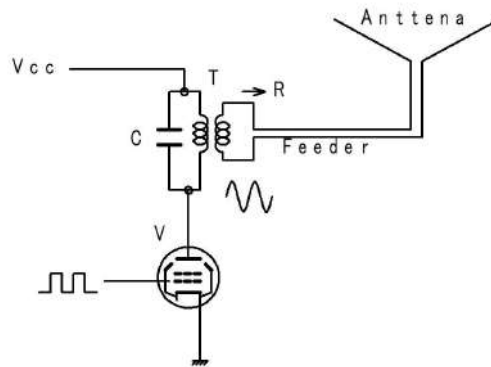


図 4.29: 送信機の最終段

4.5.10 トランス、リアクター、疎結合トランス

共振型コンバータのトランスは回路図上、商用周波数電源トランスと同じシンボルで表現されますが、その構造や動作原理は大きく異なります。

商用周波数電源トランスでは、第 4.1 節で述べたように、1 次側に入力したエネルギーは直ちに 2 次側に伝送され、エネルギーを蓄積する事はありません。商用周波数以外でもフォワードコンバータに用いられるトランスは全く同様の動作をします。

一方、第 4.3.1 節で述べた昇圧型 DCDC コンバータに使用されるコイル¹⁶は第 4.2.1 節で示したように、エネルギー蓄積、放出という動作をします。同様に、フライバックコンバータに用いられるトランスも、1 次側と、2 次側交互にエネルギー蓄積、放出を行います。従って 1 次、2 次から見た場合にはトランスではなくリアクターに見えます。

これらに用いられるリアクターやトランスはエネルギー蓄積が主動作ですので、ギャップを設け、インダクタンスよりも電流でエネルギーを蓄積するという考えを採用します。

つまり、回路シンボル上トランスと見えるものも、実はエネルギーの蓄積の有無でリアクターまたはトランスと分けて考えるべきです。

この様に、エネルギーの蓄積の有無で動作が異なることを認識した上で、この中間を考えると分かりやすくなります。

これが、共振型コンバータに用いられるトランスで、違いを明確にするため疎結合トランスと呼ぶことにしましょう。共振型コンバータに用いられる疎結合トランスはコアにギャップを設け¹⁷、2 次側に定格負荷が接続されても、1 次側から見てインダクタンスも見えるように設計します。つまり、1 次側に入力されたエネルギーは、インダクタンス分にエネルギーを蓄積（ただし、このエネルギーは負荷には放出されず共振用コンデンサに移動、再び戻ってきます）すると同時に、トランスとして 2 次側にエネルギーを供給します。このインダクタンスは 2 次側に結合されない分で、リーケージインダクタンス部分です。商用電源トランスではこのリーケージインダクタンスは少ない方がいいのですが、疎結合トランスでは、これを積極的に利用する訳です。

別の見方をすると、共振回路が成立するためには、まずコンデンサとインダクタンスが必要ですが、もし密結合トランスを用いると、1 次側のコイルによる（見かけ上の）インダクタンスは、2 次側に定格負荷が接続されたとたんに、抵抗としてしか見えなくなり、共振回路がそもそも成立しなくなってしまいます。従って、疎結合トランスとして、インダクタンス成分を持たせ、このインダクタ

¹⁶電力用コイルあるいはリアクター

¹⁷初期の共振型コンバータでは、ギャップ無しのトランスを用い、直列にインダクタンスを接続しました。

ンスとコンデンサで共振させ、一方トランスとして、2 次側にエネルギー供給も行うのです。

共振型コンバータでは送信機のタンク回路で非明示的であった、疎結合トランスを明示的に設計項として取り入れねばなりません。そのため、疎結合トランスの設計は、トランスの設計とも、リアクターの設計とも異なった要素を考慮する必要があります。

理想的な共振型コンバータでは、2 次側が消費したエネルギーだけを 1 次側に供給すればいいので、高効率のものが実現できます。また、その動作点で共振回路に流れる電流が正弦波になるよう設計されます¹⁸。

¹⁸並列共振にせよ直列共振にせよ、実用的回路では通常電圧源駆動になります。

第5章 トランスの設計

5.1 概要

トランスの設計手順はトランスメーカ等では計算式や表を用いてのルーティンワークとなっており、日常的な設計という意味では物理的な原理については考える必要はありません。一方、電磁気の教科書では、この原理については記すものの、これをどのように応用して、設計に結びつけるかは（範疇外でもあるので）記述しません。電気機器等の工学向けの教科書でも、技術解析に偏り、トランスの実践的な設計については手薄です。そのため、トランスを電磁気学的原理から設計までシームレスに理解するのは困難です。

一方、DCDC コンバータでも、トランスは多用されており、トランスを原理から理解する事は電力設計にとって大きな助けになると考えます。この章では交流商用トランス設計について、物理の最初から議論します。

5.2 電磁界の解析

5.2.1 Maxwell の方程式

まず最初に、Maxwell 方程式の表記について、問題を指摘しておきます。以下の表現で、電界は問題ありませんが、 \mathbf{B} は磁束密度です。しかし、これを無造作に磁界と呼ぶ習慣があり、教科書¹でもこのように呼ばれているものがあります。工学への応用では、磁界と磁束密度を明確に区別しないと設計に差し支えるので、 \mathbf{B} を常に磁束密度と呼びたいところですが、実際にはどうしても不自然な説明になってしまいます。仕方ありませんので、必要に応じて \mathbf{B} を磁束密度と明示的に示すことにします。また \mathbf{J} は電流密度です。

Maxwell の方程式自体を電界 \mathbf{E} 、電束密度 \mathbf{D} 、磁界 \mathbf{H} 、磁束密度 \mathbf{B} を用いて記述する流儀がありますが、Maxwell の方程式の本質である、電界、磁界それぞれ 3 次元ベクトルの時空間微分表現という事から離れてしまいますので、本文書では電界 \mathbf{E} と磁束密度 \mathbf{B} に関する 2 つの微分方程式という形式で記します。時空間微分（全体の微分）を $D()$ で書くと、

$$D(\mathbf{E}) = \text{div}\mathbf{E} + \text{rot}\mathbf{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t},$$
$$D(\mathbf{B}) = \text{div}\mathbf{B} + \text{rot}\mathbf{B} = 0 + \epsilon_0\mu_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} + \mu_0 \mathbf{J}.$$

となります。

Maxwell の方程式の電界及び磁界部分をさらにスカラー成分と 3 次元ベクトル成分²に分解すると、電界 \mathbf{E} 、および磁界 \mathbf{B} に関して、

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0},$$

¹例えばファインマンの電磁気学

² $\text{div}\mathbf{E} \equiv \nabla \cdot \mathbf{E}$, $\text{rot}\mathbf{E} \equiv \nabla \times \mathbf{E}$ ですが、物理的意味が分かり易い表現が div , rot 、内積、外積の違いが分かり易いのが $\nabla \cdot$, $\nabla \times$ 表現です。

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{E} &= -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}, \\ \nabla \cdot \mathbf{B} &= 0, \\ \nabla \times \mathbf{B} &= \epsilon_0 \mu_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} + \mu_0 \mathbf{J}.\end{aligned}$$

のように表されます。

ϵ_0 、 μ_0 はそれぞれ真空の誘電率および透磁率で

$$\begin{aligned}\epsilon_0 &= 8.854 \times 10^{-12}, & \left[\frac{C^2}{N \cdot m^2} = s^4 \cdot A^2 \cdot kg^{-1} \cdot m^{-3} \right] \\ \mu_0 &= 4\pi \times 10^{-7}, & [N/A^2 = kg \cdot m \cdot s^{-2} \cdot A^{-2}]\end{aligned}$$

となる値で、

$$\frac{1}{c^2} = \epsilon_0 \cdot \mu_0,$$

の関係があります。

5.2.2 実用世界での Maxwell の方程式

Maxwell の方程式は 3 次元空間中の電界、磁界の空間微分 ($\nabla \cdot$ 、 $\nabla \times$) と時間微分 ($\partial \mathbf{E} / \partial t$ 、 $\partial \mathbf{B} / \partial t$)、および定常電流 $\mu_0 \mathbf{J}$ の関係を示したものです。あるいは、時間変化する \mathbf{E} 、 \mathbf{B} のあらゆる空間中の分布 (単に真空中だけでなく、土、木や人体中も含む) を最も一般的に表現しているとも言えます。

そこで、電気工学に適用するに当たり、Maxwell の式の応用される空間を明確にしましょう。電気電子工学では、概略、導電物中と絶縁物が対象であり³、前者は電線、後者は空気中や絶縁体と考えてかまいません。

従って、応用空間としては、電線中、空気中 および電線、空気の境界という事になります。ここではトランスを考えているので、空気中は我々の範疇外、境界部分はアンテナ理論の範囲として除外され、残るは電線中ということになります。

導電体中には電界が存在せず、この中では $\partial \mathbf{E} / \partial t$ は考える必要がありません。しかし、 $\partial \mathbf{E} / \partial t$ はコンデンサのように開いた回路の電極に影響を与える可能性はあります。これが当てはまるのは電極間に空間が沢山あるようなもの (エアバリコンのようなもの) で、現在の電気回路設計ではまれですし、もし外部電界が存在する空間での回路や素子動作を考えるにしても、外部電界はほぼノイズなので、出来るだけ影響が無いようにします。また小型で容量の大きいコンデンサなど自動的に外部電界の影響を受けにくくなります。結局、我々の応用範囲では $\partial \mathbf{E} / \partial t$ は除外できます。

次に、磁界と巻いたコイルの関係を考えます。この関係はファラデーにより発見され、これが電磁石や関連の技術の基礎である事を知っています。従って $\partial \mathbf{B} / \partial t$ は必要な項目で、特にコイルとの関係で重要となります。

$\mu_0 \mathbf{J}$ 項は、主として電線のような導電体中に存在し、これが我々の主要ターゲットです。もちろん空気中にも存在⁴しますが、我々の解析の対象とはしません。

また、材料として、金属や絶縁物中の孤立した電荷を利用するものは少なく⁵、 ρ / ϵ_0 も考えません。

³実際にはまだ他の空間があります。例えば人体中で、この部分は完全な絶縁物でも導電体でもありません。

⁴雷を考えれば、まれではありません。

⁵エレクトレットコンデンサーマイクはその例でしょう。

5.2.3 電気工学での Maxwell の方程式

今までの議論を基に Maxwell の方程式を電気回路向けに書き直すと⁶、

$$\begin{aligned}\nabla \cdot \mathbf{E} &= 0, \\ \nabla \times \mathbf{E} &= -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}, \\ \nabla \cdot \mathbf{B} &= 0, \\ \nabla \times \mathbf{B} &= \mathbf{J},\end{aligned}$$

となります。ここで存在するのは、動磁界と、適当な電流だけです。（電流がある以上、電荷が動いていて、電荷一つ一つについては動電荷となりますが、全体としての電流を考えます。）

ここを出発点として、ソレノイドに流れる一定電流の作る磁界を考え、電流が作るマグネットへと議論を展開していきます。そして、この電流が時間変化、つまり

$$\mathbf{J} = \mathbf{J}(t),$$

の場合の議論、特に正弦波的变化した場合の磁界の状態を考え、交流電磁石、トランスへと展開していきましょう。

5.2.4 定常電流のつくる磁場

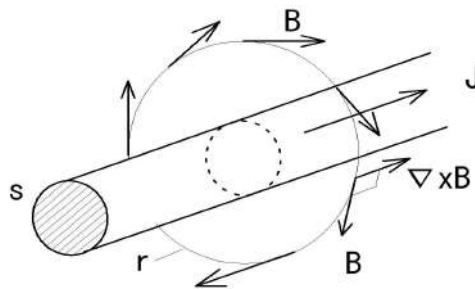


図 5.1: 定常電流の作る磁界

図 5.1 に示す様に電線に電流 \mathbf{J} が流れている時、その廻りには同心円状の磁界 \mathbf{B} が発生します。電流が流れているからには、どこかに電源があり、電線は電源のプラス、マイナス電極に接続される閉回路となっています。電磁気学的に見ると $\nabla \cdot (\nabla \times \mathbf{B}) \equiv 0$ はベクトル解析より常に成立しますので、電流と磁界の関係式

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mathbf{J},$$

は、

$$\nabla \cdot (\nabla \times \mathbf{B}) = \nabla \cdot \mathbf{J} = 0,$$

となり、電流は発散せず（磁界が常に閉じたループを作るように）閉じた道筋を通ることを示します。逆に、これを電流の定義とみる事もでき、「電流は閉回路を流れる」訳です。

⁶完成形態の Maxwell の方程式をご都合主義的簡略化（つまり、静電磁界とした訳でもない）したように見えますが、このように変位電流項を無視したのが、いわゆる交流理論です。

電流と磁界の定量的な関係については、

$$\oint_r \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} = \mu_0 \int \mathbf{J} \cdot \mathbf{n} dS,$$

が成立します。(アンペールの法則)

上式は、電線を囲む同心円上の磁界ベクトル \mathbf{B} を円周に沿って線積分すると(接線方向の単位ベクトル $d\mathbf{s}$ との内積的な積分なので、結局 \mathbf{B} の大きさの円周上の積分)これは密度 \mathbf{J} の電流が面積 S を流れる量、つまり電線を流れる電流に等しくなります。

電線の中心から距離(半径) r の処の磁束は、電線の電流を I とすると、

$$\begin{aligned} \oint_r \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} &= B \cdot 2\pi r \\ &= \mu_0 I. \end{aligned}$$

従って、磁束密度と電流の関係は、

$$B = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{2I}{r},$$

MK S 単位系では、

$$\frac{\mu_0}{4\pi} = 10^{-7},$$

となります。

なお、図 5.1 において、磁界 \mathbf{B} を任意の 3 次元ベクトル場、円周を適当な閉曲面(平面でなくてもいい)に一般化できて⁷、この閉曲面の周に沿って線積分すると、その結果は 3 次元ベクトルの rot の法線成分の面積分となるという定理(ストークスの定理)になります。

$$\oint_r \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} = \int_S (\nabla \times \mathbf{B}) \cdot \mathbf{n} dS.$$

上式で \mathbf{n} は法線方向の単位ベクトルです。 $\nabla \times \mathbf{B}$ も \mathbf{n} も 3 次元ベクトルですが、これらの内積を取って積分しているので、結果はスカラーを得ます。

5.2.5 ソレノイド

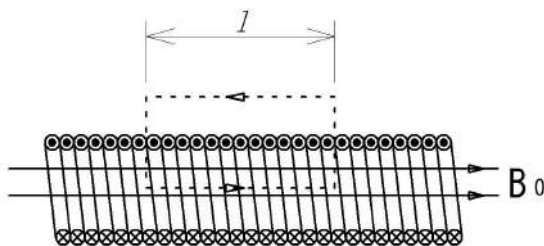


図 5.2: ソレノイド

一本の電線を長いコイル状に N 回巻いた(この部分の長さ l) ソレノイドに電流 I を流すと、その中では密度 B_0 の磁束が均等に発生し、

$$B_0 l = \mu_0 N I,$$

⁷通常は逆に、ストークスの定理を適応して、電線の電流と周辺の磁界の関係を定式化します。しかし、一般的な場合は工学的には不必要に分かり難いと思いますので、ここでは工学的には当たり前、物理的には特別な場合の記述としました。

となります。磁界に書き直すと、

$$H = \frac{NI}{l}.$$

コイルの端の磁界の様子については、図 5.3 のようにソレノイドの外側を戻って全体として閉曲線を作ります。これは

$$\begin{aligned} \operatorname{div} \mathbf{B} &= 0, \\ (\nabla \cdot \mathbf{B} &= 0,) \end{aligned}$$

が意味するもので、閉曲線であればよく、その形は問いません。

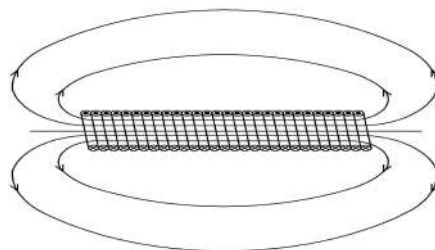


図 5.3: ソレノイドの端

物理で考える「十分に長いソレノイド」を、トランスを想定して、工学的に変形すると、すぐにドーナツ状のソレノイド（トロイダル）とする事が考えられます。この場合、磁界 \mathbf{B} はソレノイドの中にすべて閉じ込められて、外に漏れることがありません。従って、例えソレノイドの電流を一定では無く、時間の関数としても、 $\partial \mathbf{B} / \partial t$ として外部に飛び出すこともありません。

次の式は、一定電流が空間に静磁界を作り出す事を示します。

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{J}.$$

これはソレノイド内についても同様ですが、ここで、電流を時間変化させる事を考えます。時間について微分すると (第 5.2.6 節参照)、

$$\nabla \times \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = \mu_0 \frac{\partial \mathbf{J}}{\partial t}.$$

一方、時間変化する磁界 $\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$ は 2 次側に $\nabla \times \mathbf{E}$ を発生します。

$$-\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = \nabla \times \mathbf{E}.$$

つまり、トロイダルソレノイドに 2 次巻き線を用意すれば、直ちにトランスとなることが了解されます。実用的なトランスではトロイダルコアはむしろ少なく、EI コア⁸ のような理論計算がしにくいものが使用されますが、磁束の通り道を用意し、なるべく磁界が空間に飛び出さない様に考えていることは確かです。

5.2.6 $\partial \mathbf{J} / \partial t$ および $\mathbf{J}(t)$

ここで、 $\partial \mathbf{J} / \partial t$ と $\mathbf{J}(t)$ について若干議論しておきましょう。電線中の電流を考えると、電流の経路は制約され、ベクトル \mathbf{J} は自由空間中のベクトルではなくなります。一方、元の Maxwell の式の中の \mathbf{J} は電流経路について規定はしていません。そのため時間とともに経路も、その強さも変化可能です。

⁸EI コアは組み立てコアなので、コイルを別に製作しておいてトランスができ、安価となります。トロイダルコアはそうは行きません。

従って、電線中の電流の時間変化分を考えると、 \mathbf{J} の時間変化分のみ (そのため偏微分) に着目し、 $\partial \mathbf{J} / \partial t$ を考えるだけでいいことになります。

このような理由で、以下の式が得られます。

$$\nabla \times \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = \mu_0 \frac{\partial \mathbf{J}}{\partial t}.$$

さらに、電線により空間変化の自由度を失ったので \mathbf{J} は J (ベクトルでは無い) で置き換えられ、空間的变化は切り捨てられます。結局 $J(t)$ が得られ、これは $\partial J / \partial t$ (スカラー) に等しくなります。さらに $J(t)$ はサイン波であっても良く、この場合 $\sin(\omega t)$ となります。これで、電磁気学がいわゆる交流理論に翻案されます。

5.2.7 磁界と磁束密度

真空や空気中の磁界と磁束密度の関係は

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H},$$

という単なる比例関係が成立するのですが、 μ_0 は非常に小さい値で磁界に対して磁束密度は小さくなってしまいます。トランスは電流-磁束-電流という変換を用いますので、磁束の通りの抵抗を小さく、かつ容量を大きくする手段が必要です。幸いにも真空中や空气中に比べ、磁束が格段に通やすい物質があります。いわゆる磁性体と呼ばれる鉄、ニッケル等の金属やフェライトのようなセラミックで、これを空気の代わりに使用すると効率が良くなります。

しかし、この磁性体においては、磁界と磁束密度は単純に比例とはいかず、図 5.4 に示すようなヒステリシス特性を持ち、

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H},$$

と表現されます。この場合、 μ は非線形比例係数となります。それも、単に比例しないというだけではなく、ヒステリシスというメモリー効果を持つ厄介な係数なのです。

磁束密度 \mathbf{B} の単位はテスラ [$\text{Wb} \cdot \text{m}^{-2}$] を使い、SI 組み立て単位では

$$[\text{kg} \cdot \text{s}^{-2} \cdot \text{A}^{-1}]$$

となります。一方磁界 \mathbf{H} の単位は [$\text{A} \cdot \text{m}^{-2}$] です。

トランスの場合、このヒステリシス曲線の囲む面積が小さい程よく、また、小さな磁界で大きな磁束密度が得られるよう傾きが急峻、さらに大きな最大磁束密度 B_s が得られる材料が適当です。磁性材料の、磁化のしやすさは比透磁率 μ_s ⁹ で表され

$$\mu_s = \frac{\mu}{\mu_0}$$

の関係があります。

比透磁率 μ_s はヒステリシス特性のため定数ではなく、また材料により大きく異なりますが、およそその値として、珪素鋼板で 7000 程度、パーマロイで 10,000 程度です。

5.2.8 磁束から電圧

電流が磁界をつくり、磁界と磁束密度の関係が分かったところで、最後に残るのは、磁界から電圧を発生する部分です。(磁界から電流でもいいのですが、電流とした場合、負荷をこの時点で考え

⁹無次元である点に注意。

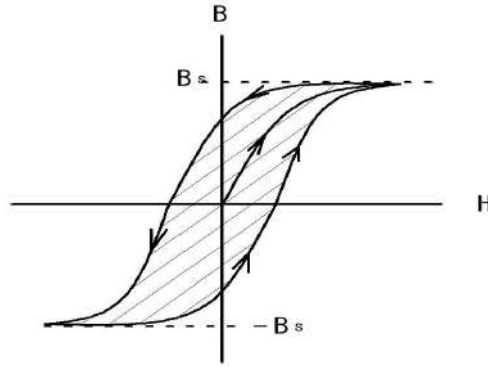


図 5.4: ヒステリシス特性

入れる必要があり、電圧の方が容易です。) この部分を表す Maxwell の方程式は、

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}.$$

ストークスの定理

$$\oint_r \mathbf{E} \cdot d\mathbf{s} = \int_s (\nabla \times \mathbf{E}) \cdot \mathbf{n} da,$$

を用いると、

$$\oint_r \mathbf{E} \cdot d\mathbf{s} = - \int_s \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot \mathbf{n} da,$$

が得られます。 r は時間変化しない閉曲面であり、 S はその閉曲面の面積ですから、時間に関する偏微分は積分の外に出せて

$$= - \frac{\partial}{\partial t} \int_s \mathbf{B} \cdot \mathbf{n} da.$$

が得られます。

ここで、 $\int_s \mathbf{B} \cdot \mathbf{n} da$ は磁束密度 \mathbf{B} を 面積 a について積分したもの、つまり全磁束ですから、

$$\oint_r \mathbf{E} \cdot d\mathbf{s} = - \frac{\partial}{\partial t} (\text{面積 } S \text{ を通る全磁束}),$$

となります。

ここまでの Maxwell の方程式から導いた、磁束と電界の関係ですが、ファラデーは磁束変化がコイルに誘導する電圧について実験し、コイル 1 ターン当たりの強さを

$$V_{emf} = - \frac{\partial}{\partial t} (\text{コイルを通る全磁束}),$$

により定義しました。全磁束を ϕ で表し、かつ N ターンのコイルとすると、

$$V_{emf} = -N \frac{d\phi}{dt},$$

となります。

磁束密度の単位はテスラ T で次元は $kg s^{-2} A^{-1}$ ですが、磁束の単位はウェーバ W_b を使い、次元は $kg m^2 s^{-2} A^{-1}$ です。巻き数 N は無次元ですが磁束の微分が入り、誘導電圧の単位 V の次元は $kg m^2 s^{-3} A^{-1}$ となります。

5.3 インダクタンス

リアクターの理想的な形はトロイダルコアにコイルを巻いたものです。全磁束を ϕ で表し、かつ N ターンのコイルとすると、電圧は

$$V(t) = -N \frac{d\phi(t)}{dt},$$

となる事がファラデーにより実験的に求められました。

一方、アンペールの法則

$$\oint_r \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} = \mu_0 \int \mathbf{J} \cdot \mathbf{n} dS,$$

により全磁束 ϕ はコイル電流に比例します。従って、比例係数を L とすると N ターンのコイルについて

$$\phi(t) = LI(t),$$

となり、これがインダクタンスの定義です (単位はヘンリー)。発生する電圧を $V(t)$ と書き直すと、

$$V(t) = -NL \frac{dI(t)}{dt}.$$

トロイダルコアを用いる時の様に空芯でない場合には、その磁束密度は真空の場合の値 μ_0 に対し比透磁率 μ_s 倍され

$$\mu = \mu_s \cdot \mu_0,$$

となり、インダクタンスが増加します。

5.4 トランスの設計の基本式

第 5.2 節が analysis であったのに対しここでは synthesis が問題となります。従って、analysis の逆の手順と考えればいいでしょう。

Maxwell の式が直接的に関わるものとしては 1 次巻き線の巻き数計算があります。

第 5.2.8 で導いた式で V_{emf} を V に置き換え、負号を取ってしまうと

$$V = N \frac{d\phi}{dt},$$

となり、これを積分すると、

$$\phi = \frac{1}{N} \int V dt,$$

が得られます。

波形は正弦波を考えることにして、磁束密度を B 、コアの断面積を S とすると、 $\phi = BS$ なので、

$$\begin{aligned} B &= \frac{1}{SN} \int V dt \\ &= \frac{1}{SN} \int E \sin \omega t dt. \end{aligned}$$

磁束密度 B の最大値 B_{max} は半周期にわたる積分なので

$$\begin{aligned} B_{max} &= \frac{E}{SN} \left[-\cos \omega t \right]_0^\pi \\ &= \frac{E}{\omega SN} \\ &= \frac{E}{2\pi f SN}. \end{aligned}$$

E は波高値なので、実効値にすると

$$B_{max} = \frac{E_{rms}}{\sqrt{2}\pi f S N}.$$

B_{max} の単位はテスラで、SI 単位は $[kg \cdot s^{-2} \cdot A^{-1}]$ です。

従って巻き数 N は

$$N = \frac{E_{rms}}{\sqrt{2}\pi f S B_{max}}.$$

その他、トランス設計にまつわるものとして、入力電圧 V_i と出力電圧 V_o の間には

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{n_2}{n_1}$$

が成立します。

5.5 トランス設計手順

5.5.1 仕様の決定

トランス設計にはおよそ次の様な仕様が必要です。絶対に必要なものとして、

- (1) 入力電圧
- (2) 使用周波数
- (3) 出力電圧、電流 （複数あれば、それぞれ）

があり、次に

- (4) 出力電圧変動（無負荷、最大負荷時の電圧変動）
- (5) トランスの（おおよその）寸法、形体（コアの形状、外筐の有無、外部接続の方式、取り付け方法）
- (6) 仕向け地（適用安全規格）
- (7) 使用コアの希望
- (8) 電磁シールドの有無
- (9) コスト

があります。

これらの仕様を最初からすべて満足する事はできないと考えるべき¹⁰で、設計者は最終仕様をユーザと相談しながら詰めていくことになります。

5.5.2 コアを選択

コアの選択は、本来その材質から考えるべきですが商用周波数では、低周波（50 または 60Hz）かつ正弦波なので、特に効率を追求する¹¹のでなければ、一般的な珪素鋼板を使用します。コアの形状により方向性珪素鋼板（カットコア向き）か通常珪素鋼板（EI コア向き）の違いもあります。しかしトランスコアメーカーが標準的に製造している形状のコア材を選択した時点で、コア材料はほぼ決まっており、トランス設計者の選択肢とはならないでしょう。

¹⁰発注側は細かい事は分からないので、ある部分は適当な仕様となってしまうでしょう。

¹¹AC グリッド用柱上トランスでは、この効率を上げると、全体のロス減への寄与が大きいので、アモルファスコアの研究もされています。[?]

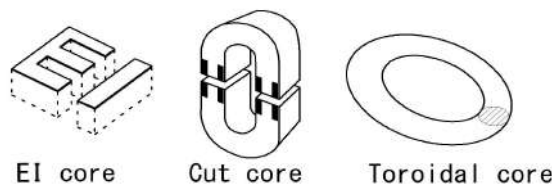


図 5.5: コア形状

従って、実設計でのコア選択は扱う電力容量や寸法、重量に対する要求（これはほぼ効率に対する要求と同じ）、入手性、生産性そしてコストをもとに EI コア、カットコア、トロイダルコア等から選択することになります。EI コアの場合、手巻きによる試作も可能¹²ですが、トロイダルコアでは専用巻き線機が必要となります。コアを選択すると、トランスの仕上がり形状や取り付け方法などが決まります。

要求される出力電力に、1 次、2 次側の巻き線の抵抗損失（銅損）コアの損失（鉄損）を加えたものがトランスの容量となります。小型トランス（例えば 200VA 以下）では、容量は出力容量の 1.2 倍程度と考えておけば実情に合ったものとなります。

5.5.3 1 次巻き線の巻き数および線径計算

1 次巻き線の巻き数は以下の式で計算できます。

$$N = \frac{E_{rms}}{\sqrt{2}\pi f S B_{max}}$$

ここで、理解しておくべきなのは、磁束密度としてコア材の最大値を使用している点です。これはトランスを公称出力で使用した時、コアが飽和する近傍となるような使い方となっています。これは、もちろんトランスの形状（そしてコスト）を最適に設計しているためで、トランスの動作点に余裕をあまり見ていない事を意味します。そのため、トランスを過負荷で使用したり、60Hz 用トランスを 50Hz で使用¹³すると容易に飽和することを意味し、いわゆる焼損¹⁴に至る場合があります。

B_{max} 値はコア材（珪素鋼板、方向性珪素鋼板、パーマロイ、アモルファス等）の性質で決まり、数値におおきな開きがあります。実際にはコア選択時に材質も決まっているでしょうから、そのコア材の値を使用します。通常コアは薄い材料を積層し、うず電流損を減らします。EI コア、カットコアともこの点同様ですが、コア組み立てが不適切で突合せに隙間ができると特性が変化してしまい、ここで計算した通りにはなりません。この辺りの特性変化を（経験的に）どう見込んでおくか等はトランス設計のノウハウです。

使用コアの選択をする時点で、巻き線断面積も決まりますが、通常これを 1 次、2 次均等に割り当て、1 次巻き線に使用可能な断面積を求めます。1 次巻き線が使用可能な断面積が決まると、使用できる線材の太さ（断面積）が計算できますが、もちろん可能な限り太い線材を選びます。しかし使用可能断面積は、どのようなボビンが使えるか、線材の巻き方（整列巻きが可能か）、何層ごとにどのような絶縁紙を挟むか等のノウハウの部分が多く含みます。

¹²通常巻き数は 1000 回以上になるので、これでも、巻き線機は必要です。しかしアマチュア的に製作可能です。

¹³最大磁束密度 B_{max} は、使用周波数に反比例します。

¹⁴商用トランス設計では、各国の安全規格が、1 次側に温度ヒューズを要求しています。これはまさにこのような事故を未然に防ぐためです。

第 5.6 節における設計例では、線材の占める断面積

$$S = \frac{\pi \phi_d^2}{4},$$

をそのまま使用しています。これはコア材やボビンがこの様な計算に合うように設計されているからと考えられます。

線材（通常はマグネットワイヤと呼ばれる、絶縁銅線やアルミ線）の抵抗率は使用する線材で決まり、長さは使用するコア材（それに適合するボビン）で決まります。

容量を決めると、結局線材の太さや全長が決まるという事は、この時点でトランスのレギュレーションがほぼ決まり、逆に通常使用で問題ないコアサイズ（そしてコイル用断面積）となるようにコアメーカーがコアを用意している訳です。

5.5.4 2 次巻き線の巻き数、計算

2 次巻き線の巻き数は、電圧比で自動的に決まります¹⁵ ので 2 次側巻き線断面積に収まる線材を選定します。線材長もコアおよびボビンに対応した計算式で決まります。ここも 1 次側同様のノウハウがあります。

5.5.5 効率計算

ここまでで、1 次、2 次の巻き線長、線材の太さが決まったので、抵抗も分かり、電流は仕様として与えられています。つまり、巻き線による損失（銅損）が計算できます。

一方、コア材や寸法、重量は既に選択済みなので、鉄損も計算できます。

従って、全体の損失が計算でき、トランスの効率が計算（見積もり）できます。

200VA 程度までの小型トランスでは、効率は 80% 以上あれば、まずまずですので、ここでの計算値がこの程度になっていれば、トランスとして使用可能なものが製作できる筈です。

5.5.6 製作および試験

1 次、2 次の巻き数、使用線材が決まったので、実際に製作（この時、トランスから電線をどう引き出すか、ワニスの含浸を行うか¹⁶ など付帯作業が発生します。）、負荷試験を行います。電圧比はもちろん、ロードレギュレーション（最大出力電流時の電圧降下）等、必要データを計測、仕様を満たせないならば、再設計という事になります。

一度の設計で仕様を満たす¹⁷ というのは、長年の設計、製造経験が必要と考えるべきです。

5.5.7 トランスのインダクタンス

商用交流用トランス設計では、設計負荷が 2 次側に接続される前提で、コアおよび巻き数を決めます。また、設計負荷が 2 次側に接続されると、1 次側からは抵抗に見え、従ってインダクタンス成分は見えなくなります。これがトランス設計の際に 1 次、2 次のインダクタンスという概念が出てこない理由ですが、トランスの 2 次側負荷が設計値より小さい場合、あるいはその極限の 2 次開放で使用する場合、1 次側から見たインダクタンスが出現します。

¹⁵電圧降下を勘案して、やや高めに設定します。これもノウハウです。

¹⁶例えば UL 規格適合の製品設計時には、UL 試験のため、ワニスが含浸されてないトランスのサンプルも提出します。

¹⁷最初のサンプルを入手したところで、問題点や、仕様追加変更が発生というのはよくある話。

トランスの1次側インダクタンスは、巻き数と、コアの磁束密度で決まってしまう、2次側開放状態でこの値が測定できます。この場合、トランスではなくリアクターであり、入力電圧、電流間の位相差が発生、電力消費は励磁電力のみとなります。

2次側の負荷が増えるにつれ、この励磁電力に、2次側消費電力が加算されていきます。設計負荷では、励磁電力は2次側消費電力に対して十分小さい値となる筈です。

トランスの1次側巻き数が不足する場合、 B_{max} がそれを補う様に大きくならない限り

$$N = \frac{E_{rms}}{\sqrt{2}\pi f S B_{max}}$$

が成立しなくなります。しかし、 B_{max} はトランスコア材で固定ですから、飽和が起こりトランスの焼損につながります。これが1次2次の巻き数比は一定でも、1次巻き数を減らすことのできない理由です。例えば、1次1000回、2次100回で入力100Vに対して出力10Vを得るトランスがあった時、(同じコアで)1次100回、2次10回という訳にはいきません¹⁸。

50および60Hzで使用可能な商用電源トランスは、周波数50Hzで設計されます。これは50Hzで巻き数を決めておけば、60Hzでは B_{max} に対して余裕の出る方向だからです¹⁹。

5.6 トランス設計例

ここでは、実際のトランスメーカー（東京精電株式会社）がWeb上に公開している小型単相変圧器TES1-Aシリーズを使用する設計例を示します。本項は

<http://www.tokyo-seiden.co.jp/gijyutu/report/tr/trans.htm>

の内容を参考にしました。

5.6.1 仕様決定

以下のような仕様としましょう。

容量	: 20VA
周波数	: 50Hz
1次電圧	: 100V
2次電圧	: 20V
2次電流	: 1A
絶縁種別	: A種（許容最高温度：105℃、温度上昇限界：55℃以下）

5.6.2 鉄芯の選定

容量により、鉄芯寸法及び積厚は決まります。材質は無方向性珪素鋼板を使用します。

容量が20VAなので、図5.6より以下を選択します。

コア	: EI-60
積厚	: 25mm
材質	: 50A600A

¹⁸筆者が子供の時に、これを実験、電灯線の元のヒューズを切った事があります。この時、何食わぬ顔でヒューズを交換しましたが、この理由は長い事理解できませんでした。

¹⁹真空管オーディオアンプの出力トランスのように、広帯域の電力を扱う場合、低域の出力を確保するためには、巻き数を多くする必要があります。一方、巻き数が多いと巻線間のキャパシタンスが多くなり、高域特性が落ちるというジレンマがあります。

Series TES1-	Cap VA	-----Core-----			----- Bobbin-----			
		Type	Thickness mm	Area m ²	Weight kg	W mm	D mm	I mm
0.5	0.5	EI-28	11	0.088×10^{-3}	0.042	10.0	13.4	4.2
1	1	EI-35	10	0.096×10^{-3}	0.056	12.3	12.3	6.0
2	2	EI-38	13	0.14×10^{-3}	0.091	13.8	15.4	5.6
5	5	EI-41	13	0.17×10^{-3}	0.10	15.5	15.4	6.4
10	10	EI-48	20	0.32×10^{-3}	0.24	18.9	22.7	6.0
15	15	EI-57	23	0.44×10^{-3}	0.38	21.5	25.7	7.6
20	20	EI-60	25	0.50×10^{-3}	0.46	22.5	26.6	8.4
25	25	EI-60	30	0.60×10^{-3}	0.55	22.5	31.6	8.4
30	30	EI-66	25	0.55×10^{-3}	0.56	24.5	27.2	8.4
35	35	EI-66	30	0.66×10^{-3}	0.67	25.6	32.0	8.4
40	40	EI-66	35	0.77×10^{-3}	0.78	25.6	38.0	8.8
50	50	EI-66	40	0.88×10^{-3}	0.89	24.8	42.8	8.8
60	60	EI-76.2	35	0.89×10^{-3}	1.0	28.6	38.0	10.4
75	75	EI-76.2	40	1.02×10^{-3}	1.2	28.6	43.0	10.4

図 5.6: コアリスト

5.6.3 1次巻数の決定

1次巻き線の巻き数は下記計算式により求められます。

$$N1 = \frac{E1}{\sqrt{2}\pi f A_e B_m} \quad (1)$$

N1 : 1次巻数

E1 : 1次電圧 (V)

f : 周波数 (Hz)

Ae : 鉄芯断面積 (m²) (図 5.6 による)

Bm : 最大磁束密度 (T)

最大磁束密度 (T) は 1.4T²⁰ として、式 (1) に代入。

$$N1 = \frac{100}{\sqrt{2}\pi \times 50 \times 0.5 \times 10^{-3} \times 1.4} = 643$$

N1 を切りのいい 650 とします。

5.6.4 2次巻数の決定

下記計算式により求めます。

$$N2 = \frac{E2 + V_e}{E1} \times N1 \quad (2)$$

N2 : 2次巻線

E2 : 2次電圧 (V)

V_e : 変圧器の内部降下電圧 (V)

式 (2) に代入し

$$N2 = \frac{20 + 2}{100} \times 650 = 143$$

V_e は 2次電圧 20V に対し 10%程度を見込み 2V としました。

²⁰ この値はメーカーが標準として用意しているコア材の値。

5.6.5 1 次、2 次電流の計算

下記計算式により求めます。

$$I1 = \frac{P}{E1} \quad (3)$$

I1 : 1 次電流 (A)

P : 容量 (VA)

E1 : 1 次電圧 (V)

式 (3) に代入し、

$$I1 = \frac{20}{100} = 0.2 \quad (A)$$

同様に 2 次電流は

$$I2 = \frac{20}{20} = 1 \quad (A)$$

5.6.6 1 次巻線径の決定

まず、巻線径算出の基本を整理すると次のようになります。巻線径と断面積の関係は

$$S = \frac{\pi \phi_d^2}{4} \quad (4)$$

電流密度は

$$\delta = \frac{I}{S} \quad (5)$$

(4)、(5) 式より

$$\delta = \frac{4I}{\pi \phi_d^2} \quad (6)$$

従って

$$\phi_d = 2\sqrt{\frac{I}{\pi \delta}} \quad (7)$$

ϕ_d : 巻線径 (mm)

S : 電線の断面積 (mm^2)

I : 電流 (A)

δ : 電流密度 (A/mm^2)

巻き線の電流密度を $3A/mm^2$ と設定すると 1 次巻線径は (7) 式により、

$$\begin{aligned} \phi_{d1} &= 2\sqrt{\frac{0.2}{\pi \times 3}} \\ &= 0.2913 \end{aligned}$$

よって 0.29ϕ となります。同様に 2 次巻き線径は 0.65ϕ となります。

5.6.7 巻線抵抗の計算

巻き線抵抗 r は以下の様に計算できます。

$$r = \rho \frac{L}{S} \quad (\Omega) \quad (8)$$

$$L = ((W + D) \times 2 + T \times 8) \times N \times 10^{-3} \quad (m) \quad (9)$$

ρ : 導体の抵抗率 ($\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$) [20℃時 0.01724]
 L : 巻線長 (m)
 WDT : ボビン寸法 (mm) 図 5.7 参照

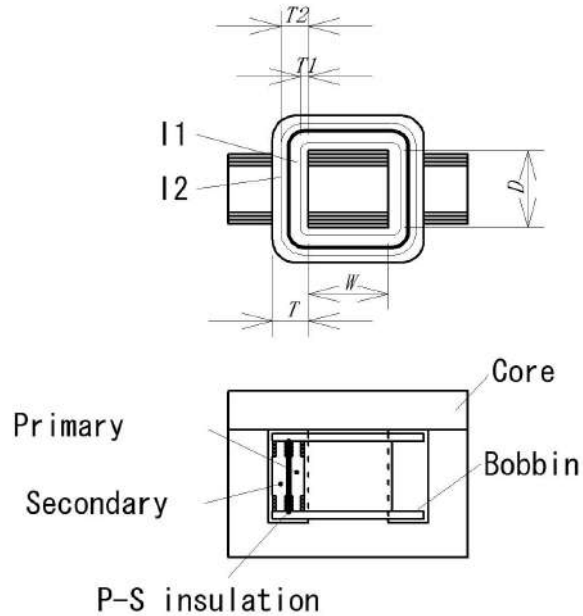


図 5.7: トランス構造

1 次巻線の T 寸法は $T/4$ とし、2 次巻線の T 寸法は $3T/4$ とします。
 式 (8)、(9) より 1 次巻線長および抵抗は

$$L1 = ((22.5 + 26.6) \times 2 + 2.1 \times 8) \times 650 \times 10^{-3} = 74.8 \quad (m)$$

$$r1 = 0.01724 \times \frac{74.8}{0.066} = 19.5 \quad (\Omega)$$

同様に 2 次巻線長および抵抗は

$$L2 = ((22.5 + 26.6) \times 2 + 6.3 \times 8) \times 143 \times 10^{-3} = 21.2 \quad (m)$$

$$r2 = 0.01724 \times \frac{21.2}{0.332} = 1.1 \quad (\Omega)$$

5.6.8 銅損の計算

巻線抵抗による銅損 $P_c(W)$ を計算します。

$$P_c = r1 \times I1^2 + r2 \times I2^2 (W) \quad (10)$$

より、

$$P_c = 19.5 \times 0.2^2 + 1.1 \times 1^2 = 2 \quad (W)$$

5.6.9 鉄損の計算

鉄損 P_f は

$$P_f = P_a \times P_b(W) \quad (11)$$

P_f : 鉄損 (W)

P_a : 1kg あたりの鉄損 (W/kg)

P_b : トランスの鉄芯質量 (kg)

これらの値を、式 (11) に代入し、以下の結果を得ます。

$$P_f = 4.8 \times 0.46 = 2.2 \quad (W)$$

鉄損は、最大磁束密度 1.4 T 時で、鉄損特性より 4.8 W/kg とし、鉄芯質量は図 5.6 により 0.46kg となります。

5.6.10 電圧変動率の計算

$$\epsilon = \frac{P_c}{P} \times 100(\%) \quad (12)$$

ここの値が、2 次巻数決定時の変圧器の内部降下電圧 $V_e(V)$ に反映されます。式 (12) に代入し、

$$\epsilon = \frac{2}{20} \times 100 = 10 \quad (\%)$$

5.6.11 効率の計算

効率 η は

$$\eta = \frac{P}{P + P_c + P_f} \times 100 \quad (\%) \quad (13)$$

式 (13) に代入し、

$$\eta = \frac{20}{20 + 2 + 2.2} \times 100 = 82.6 \quad (\%)$$

以上で、電圧変動率も、効率も適正な値が得られましたので、一通りのトランスの設計が完了です。

第6章 スイッチング電源用トランス、リアクター解析

商用周波数用トランス設計では、使用周波数が低く、かつ一定なので、トランスの設計としては容易でした。しかし、実際の製作については、電源設計者が行う事は極めて稀で専門メーカーに依頼することになります。

スイッチング用トランスやリアクターでは、商用交流トランス設計と以下のような違いがあり、従って設計方法や注意点が異なります。

- (1) 特性解析の基本が微分方程式となります。(固定正弦波を基本とする交流理論は使えません。)
- (2) スイッチング周波数や使用デューティの自由度があります。
- (3) 使用コア材(物理特性および形状)の選択肢が広い。
- (4) トランスの使用法として、エネルギーを蓄積しないものから、全エネルギー蓄積型まであります。

このためスイッチング用トランスには標準型が存在せず、スイッチング電源を設計する度に専用トランスを設計します。これが電源設計者が仕様決めだけではなく、トランスやリアクターも自分で設計、試作をする理由です。

6.1 コア材料

最初の問題は、使用する磁性材料の特性です。商用周波数用トランスの周波数特性を考える必要はありませんが、スイッチングトランスでは、まずこの点について考えておきましょう。

商用電源に用いられる珪素鋼板も、これを薄くして渦電流損を減らすと、周波数特性が20kHzまで伸びます。この様な例に日金電磁工業(株)製の極薄珪素鋼帯があり、無方向性極薄珪素鋼帯 ST-050では50-20kHzまで完全にフラットです。このような材料は動作周波数が10kHzを超えるチョークコイルに使用されています。これ以上の周波数に対応したチョークコイルには、その直流重畳特性が良好なダストコア(モリブデンが主成分)、ギャップ付のフェライトコアやアモルファスコアを使用します。

一方、電力用スイッチングトランスを考えると20kHzでも低すぎる周波数で、100kHzを超えるスイッチング周波数が使用されます¹。つまり、この様な用途のトランスには、商用電源用コア材料は不適で、周波数特性の良好な材料が必要となります。この目的のため、飽和磁束密度は低いものの、フェライト系の材料を使用せざるを得ません。フェライトコアは渦電流が少ないため、薄い材料を(導電材料のように絶縁して)積み重ねる必要がなく、焼結した一体型で製作できます。このためトランスの試作は商用周波数トランスより容易です²。

¹扱う電力によりますのであくまで目安。

²コイルの巻き数が少なく、コアの組み立てが簡単です。

6.2 フェライト

フェライトは酸化鉄を主成分とするセラミックであり、永久磁石に適したハードフェライトと、トランスやチョークコイルに適したソフトフェライトがあります。

ここでは、トランスを想定し、ソフトフェライトの特徴をまとめます。フェライトは非導電体で、渦電流による損失が少なく、BH 特性の周波数帯域が広いので、スイッチング電源に多用されています。一方、最大磁束密度は珪素鋼板（概略 1.8 テスラ）などに比べ小さく（例えば TDK 製、PC90 材で 0.54 テスラ）、これまでは小型スイッチング電源用が主用途でした。

一方 3kW 程度のパワーコンディショナ（太陽パネル出力をグリッドに逆潮流させるために使用）では、内部リアクタの動作周波数は 16-18kHz で、珪素鋼板やセンダストで何とかまかなえる領域であり、余裕のある飽和磁束密度と相まって今まで主流です。しかし、これを超える周波数では、損失が大きくなり実用的ではなくなります。周波数特性の広い材料として TDK より、PE90 材が提供されており、今後想定される高周波化には、このような材料を用いてリアクタやトランスを設計していくことになります。

初透磁率³の周波数特性をみると JFE フェライト製 MC2 材で、3MHz 付近まで伸びています（3MHz 付近に若干ピークを持ちます）。一般的材料である TDK 製 PC40 材では 1MHz 程度までの周波数帯域です。従って、コアの特性から想定される使用可能スイッチング周波数は 200kHz 程度ですが、この辺りは理論的に決めきれず、設計時の試行錯誤の要素を含みます。

コア材の特性として、飽和磁束密度のほかに、コアロスがあります。コアロスはフェライトを形成する微小結晶粒にローカルに流れる渦電流によるもので、TDK 製 PC44 材で 90～110℃において 300kW/m^3 程度です。ここで注意せねばならないのは、コアロスは 90℃から 110℃という高温で最低になるようにコアが設計されてきたことで、このような材料のコアの場合、環境温度がある程度高い処で（スイッチング電源が）使用されることを考えています。

6.3 フェライトコア材料

6.3.1 概要

AC 電源トランスのコア材としてコアメーカーが標準品を用意しているように、フェライトコア材もフェライトコアメーカーが標準品を用意しています。形状としては EI 型とその変形（EE、EI の中心部を円柱状にしたもの）、リング（トロイダル）型、EI 型の一部がコイル全体を覆うようにして、漏れ磁束を減らしたポット型が入手できます。これは粉末材料を焼結して製作するため、珪素鋼板よりも自由度が大きくなります。またコアにあったボビンも用意され、かつ通常は巻き数も少ないので、スイッチング電源設計時には、設計者が手巻きを行い定数や特性を決める事ができます。AC トランスでは常識であった、コアをねじ（EI コア）やバンド（カットコア）で締め付けたり、商用周波数によるうなりの防止は考える必要がありません。分割されたコアにコイルを巻いたボビンをはさみ、粘着テープで止めるだけで使えます⁴。

フェライトの材料としての性質として、セラミック同様欠けやすいという点があります。このためフェライトを用いた製品製造ではすべての段階で、欠けやすさに対する配慮が必要です。また、非導電物ですが、抵抗が十分高い訳ではありませんので、絶縁物として扱う訳にはいきません。従って、高電圧で使用する場合、コアとの絶縁に注意する必要があります。

フェライトコア材としては各種の形状がメーカーより標準コアとして販売されていますが、コア形状によりもれ磁束が異なるので、実際に設計に使用可能なデータは、材質のデータとは異なります。

³透磁率はリニアではありませんので、磁化開始部分の透磁率です。定義は $\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \lim_{\mu \rightarrow 0} \frac{B}{H}$ です。

⁴設計、開発段階での話しです。また、バンドで止める大型のコアもあります。

トランスに使用可能なフェライトコアメーカは少なく、国内では TDK, NEC トーキン、JFE フェライト (株)、日本セラミック、日立金属が主要メーカです。

6.3.2 コア透磁率の決定

フェライトの磁束密度 B は磁界の強さ H 、真空の透磁率 μ_0 の時、比透磁率 μ_s ⁵ を使って

$$B = \mu_s \mu_0 H,$$

と定義されます。フェライトコアには各種形状、材質があるので、まず材質の比透磁率をつぎのようにして決めます。

比透磁率を決めようとする材質でトロイダルコアを作り⁶、コイルを巻き、インダクタンスを測定します。この時インダクタンス L は、コアの断面積 A_e 、巻き数 N 、コアの磁路長 l_e として、

$$L = \frac{\mu_s \mu_0 A_e N^2}{l_e}.$$

従って、

$$\mu_s = \frac{L l_e}{\mu_0 A_e N^2}.$$

また $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} [H/m]$ ですから

$$\mu_s = \frac{L l_e}{4\pi A_e N^2} \times 10^{-7}, \quad [\text{無次元}]$$

の関係が得られます。

個別のコアについて、材料の比透磁率を使い、実効比透磁率 μ_e を決めます。同様に、実効飽和磁束密度等がそれぞれのコア形状について定義されていて、計算ではこれらの値を使用します。

6.3.3 フェライトの磁気特性

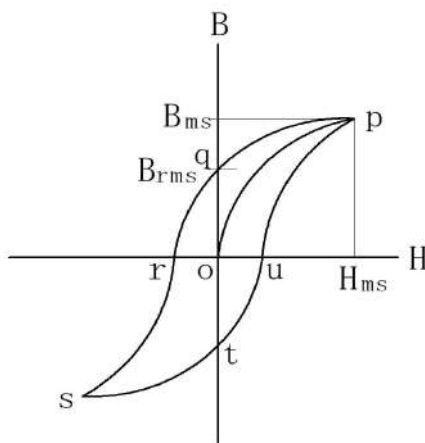


図 6.1: BH カurve

図 6.1 はいわゆる磁性体の BH カurve です。磁界が加えられて行く時、磁性体の磁束密度は点 o から始まり、 $o \rightarrow p$ のように増加し、磁界の向きが変わると、 $p \rightarrow q \rightarrow r \rightarrow s$ の様に変化します。点

⁵ここで、 μ_s は単なる比例係数で、従って次元も無いことに注意。紛らわしいのですが、これが業界の慣習です。

⁶トロイダルコアに巻いたコイルでは、磁束は内部にすべて閉じ込められるので、これを材質の比透磁率とする訳です。

p に対応する磁束密度 B_{ms} を実効飽和磁束密度、実効飽和磁束密度の状態から磁界を取り去ったときの磁束密度 B_{rms} を実効飽和残留磁束密度と言います。フライバックコンバータの様に、トランスをエネルギー蓄積素子として使う応用では、磁束は B_{ms} と B_{rms} の間を使用します。図 6.1 は模式的に示したものであり、実際のコアの例 (NEC Tokin FEI12.5, BH2 材) を図 6.1 に示します。この例では $B_{rms} = 510mT$ 、 $B_{ms} = 100mT$ です。

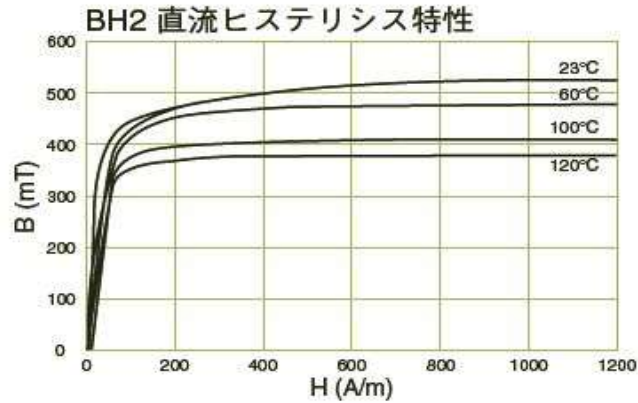


図 6.2: NEC Tokin BH2 材ヒステリシスカーブ

6.4 リアクター、トランスの動作モード

6.4.1 ギャップの効果

フェライトの最大磁束密度が小さい点を考慮すると、コアを飽和させないように注意する必要があります。このため、コアにギャップを設けるという手法が用いられます。

これは、コアに、適当な厚さのプラスチック等をはさみ、透磁率は小さくし、加えられる最大磁界を大きくするというものです。図 6.3 において、点線で示したものがギャップ無しの場合のヒステリシス曲線とすると、ギャップを入れることで実線のように傾きが緩やかになります。つまり、ギャップ無しでは磁界の強さが p で飽和に達していたものが q まで強くできます。これは磁界を発生するコイルの巻き数・電流 (AT) 積を大きくし、同一のコアでも、大きなエネルギーが蓄えられる事を意味します。

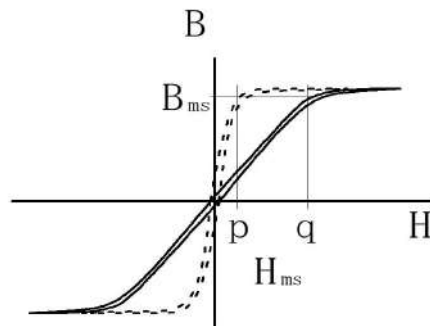


図 6.3: BH カーブとギャップ

ギャップは AT 積を大きくする効果がありますので、これを電流に割り当てるか、巻き数に割り当てるかの自由度が発生します。フライバックコンバータ用コイルの場合、ギャップ無しでは通常イン

ダクタンスが大きすぎるので、ギャップを入れてインダクタンス（巻き数）を減らします（結果的に電流が増えます）。コアとして、すでにギャップを用意したものもあります。この場合、EI 型ならば、センターのコア部分にギャップが用意され、組み立て完了後にはギャップの有無は判別できません。

リップルフィルター用チョークコイルの場合、直流重畳が普通ですので、ギャップによる AT 積の増加分を電流に割り当てることも、巻き数に割り当ててインダクタンスを増やすこともできます。後者の場合、同じコアを使用しながら、インダクタンスのおおきなチョークコイルが設計できます。ただし、巻き線スペースは同じなので、巻き線直径が小さくなり直流抵抗が増え、結果として最大許容直流電流が減少します。

ギャップとインダクタンスの関係を求めるため、磁気抵抗の概念を導入しましょう。トロイダルコア⁷の平均磁路長を l_e 、断面積を A_e とすると、これに N ターンのコイルを巻き電流 I を流したとすると、総磁束 ϕ は

$$\phi = BA_e = \mu_s \mu_0 H A_e,$$

となり、

$$H = NI/l_e,$$

ですから（第 5.2.5 節参照）、

$$\begin{aligned}\phi &= \mu_s \mu_0 \frac{NI}{l_e} A_e \\ &= NI / \frac{l_e}{\mu_s \mu_0 A_e}.\end{aligned}$$

ここで、 NI は磁力を発生するポテンシャル、 $l_e/\mu_s \mu_0 A_e$ は磁気抵抗（磁路長に比例、断面積に反比例）となる事を考えると、電気回路のオームの法則に相当する磁気回路の法則が考えられます。すなわち、 $R_m = l_e/\mu_s \mu_0 A_e$ 、 $NI = V_m$ とすれば

$$\phi = \frac{V_m}{R_m},$$

となります。 ϕ は磁流に相当します。

第 6.3.2 節より、

$$\begin{aligned}L &= \frac{\mu_s \mu_0 A_e N^2}{l_e} \\ &= \frac{1}{R_m} N^2,\end{aligned}$$

が得られ、これより

$$N^2 = R_m L,$$

となります。

ギャップ付のコイルのインダクタンスは次のように計算されます。使用するトロイダルコアは完全に閉じておらず、長さ l_g の切り欠き、つまりギャップがあるとします。するとギャップ以外の部分の磁気抵抗 R_{mc} はギャップの長さを無視すると、

$$R_{mc} = \frac{l_e}{\mu_s \mu_0 A_e}.$$

ギャップ部分については、

$$R_{mg} = \frac{l_g}{\mu_0 A_e}.$$

従って、

$$N^2 = (R_{mc} + R_{mg})L$$

⁷ 閉じたコアであればいいのですが、簡単のためトロイダルコアで考えます。

$$= \left(\frac{l_e}{\mu_s \mu_0 A_e} + \frac{l_g}{\mu_0 A_e} \right) L.$$

これを l_g について解くと、

$$l_g = \frac{\mu_0 A_e}{L} N^2 - \frac{l_e}{\mu_s}.$$

ここで、実際のコアの l_e は通常最大 100mm 程度、 μ_s は 500 以上ですから、2 項目は省略できて、
 $(\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} [H/m], A_e [m^2], L [H])$

$$l_g = \frac{\mu_0 A_e}{L} N^2. \quad [m]$$

これは

$$\frac{A_e}{l_g} = \frac{1}{\mu_0} \frac{L}{N^2},$$

と書き直すと、断面積 A_e のコアにギャップを用意した時の、1 ターン当たりのインダクタンスを示し、インダクタンス係数あるいは A_L 値⁸ と呼ばれます。

6.4.2 A_L 値：インダクタンス係数

フライバックモードトランスやフライバックモードリアクター設計のためにはギャップが重要な要素となり、コアメーカーの設計資料では、これを考慮したパラメータとして A_L 値が使用されます。

図 6.4 は、コアが決まったコイルに対して、巻き数 1 回あたりのインダクタンスを表すグラフです。横軸はコイルの巻き数と電流の積 NI 、縦軸は A_L 値、単位は通常 nH/N^2 です。ギャップ厚をパラメータとして変化させた時の NI 、 A_L 値が示されています。(図では、ギャップ=1.0、1.1、1.2、1.5mm の時の値が示されています。これは逆に、ギャップ長はこの値にしろということですね。)

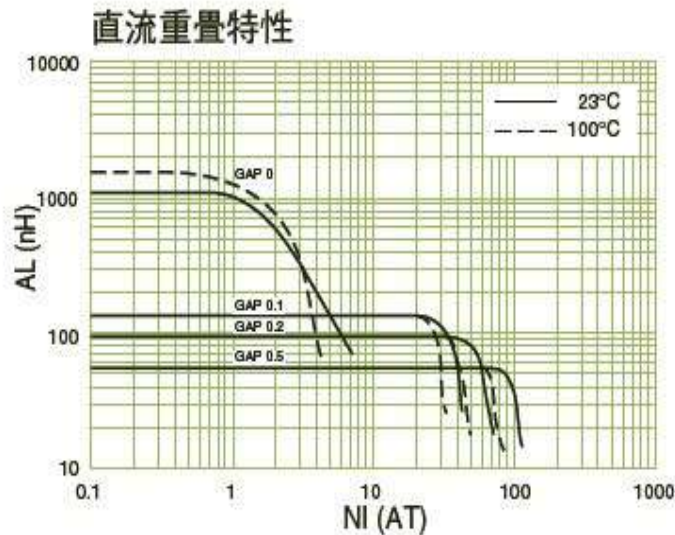


図 6.4: NEC Tokin FEI12.5 (BH2) の A_L 値

6.4.3 エネルギー透過モード

これは AC 電源トランスやフォワードコンバータのトランスの場合の使用法で、1 次側に入力されたエネルギーは直ちに 2 次側に伝えられ、トランスにエネルギーは蓄積せずコア材の磁束密度を最大

⁸元は A/L 値という意味だったのでしょう。

限に利用します。トランスコアにギャップは入れません。特に、コアの BH カーブの使用法という観点からは、第 1 から 4 象限まですべて使用、つまりコアの性能を使い切る場合がもっとも効率的となります。例えばフルブリッジ型のフォワードコンバータがこれに相当します。第 4 章、第 4.2 図参照。

6.4.4 エネルギー蓄積モード

トランス式フライバックコンバータのトランスや、昇圧、反転型コンバータのリアクターの使用モードです。図 6.5 のように、トランスの 1 次、2 次で入力電流と出力電流が流れるタイミングは交互に発生します⁹。

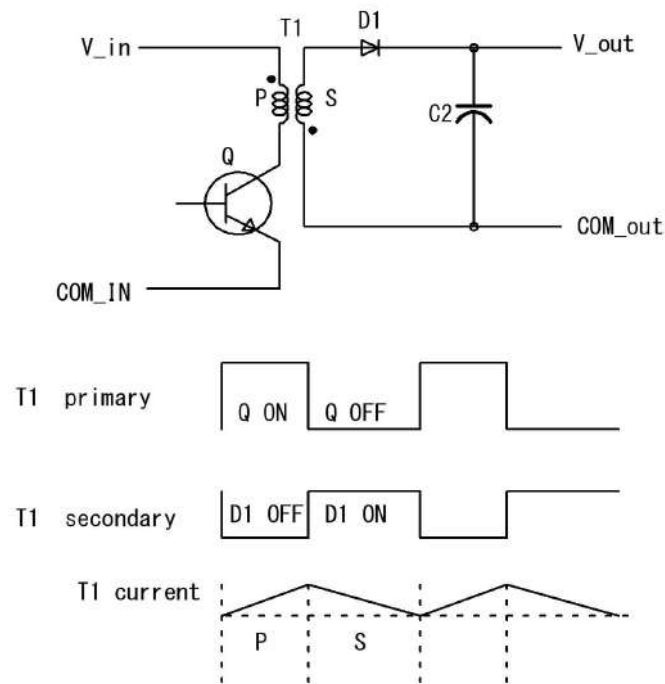


図 6.5: フライバックコンバータのトランス電流

このモードでは、コアの BH カーブの第 1 象限のみを使います。フライバックモードトランス¹⁰やチョークコイルでは、コアを磁束蓄積素子（エネルギー蓄積素子）として使います。従って、できるだけこのエネルギー量を増やす戦略を採用する訳です。

コアをエネルギー蓄積素子として使用する事は、入力からいつもインダクタンス成分に見えるという意味です。

インダクタンス L は、定常電流 I が流れているとその蓄積するエネルギー E_L は

$$E_L = \frac{1}{2} L I^2$$

です。従って、エネルギーを大きくする戦略として L を大きくするか電流を大きくするかの選択肢があります。

コアにギャップを入れる事で同じコアサイズのまま AT 値が大きくなります。即ち L を大きくする（巻き数を増す）ことも電流を増やすこともできます。一般のフライバックコンバータの場合、ギャッ

⁹動作条件によっては、どちらも流れないタイミングが存在することがあります。フライバックコンバータの非連続モードです。

¹⁰フライバックトランスというと、今まで、テレビ用の部品を指してきたので、混乱をさけるためこう言うことにします。2019 年現在では、CRT テレビは忘れてもいいかも知れませんが。

ブ無しで計算すると、AT 値が小さすぎ、ギャップを入れる事で (L を小さくして) 設計性能を引き出します。

6.4.5 チョークコイル

チョークコイルの場合、直流電流が重畳されるのが原則ですので、BH カーブの使用領域は第 1 象限のみとなります。これは本来使用可能領域の (第 2,4 象限はもともと使う部分が少ない) 半分しか使わないことになります。そこで、透磁率を小さくし、磁気飽和飽しにくくするという設計方法がとられます。この場合コアにギャップを入れる、ギャップ付コア使用あるいは、オープン型のコア (例えばドラムコア) を用います。

チョークコイルは、仕様が標準化し易く、メーカーが電流容量、使用周波数帯域 (スイッチング周波数) に対応したシリーズ品を用意していますので、これらの中から使用することになるでしょう。

特に比較的小容量ながら、スイッチング周波数を高めた (2013 現在 6MHz 程度が最高) 応用がありますが、これらはチョップパ型レギュレータで、トランスは使用せず、チョークコイルを使用します。使用するチョークコイルもコア材にメタルコンポジット材を使用 (NEC Tokin MPC シリーズ等)、インダクタンスは $1\mu H$ 以下というものです。

第7章 スイッチング電源用トランス設計

スイッチング電源用トランスとして、エネルギー蓄積をする場合とエネルギーを透過させる場合、およびその中間¹がありますが、エネルギー蓄積と透過について理解できれば、その中間も理解できるでしょう。

7.1 フライバックコンバータトランス設計

ここでは、トランスをエネルギー蓄積モードで使用するフライバックコンバータ用トランスの設計について示します。

フライバックコンバータ用トランスでは、トランスと呼びながら、実際はインダクターである点、およびコアに蓄積可能なエネルギーを大きくするためにギャップを入れるという特徴があります。

フライバックモードトランスの設計プロセスを図 7.1 に示します。

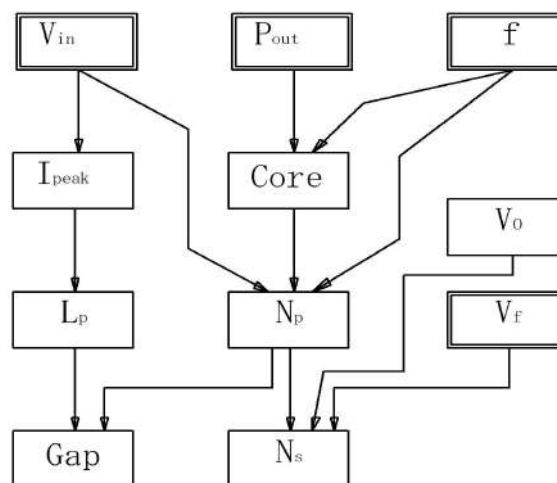


図 7.1: フライバックコンバータトランス設計プロセス

図 7.1 では、設計者が決めねばならないものを二重枠で囲ってあります。最初に決定すべきものは入力電圧（の最低値）、出力電力および使用スイッチング周波数です。通常は、入力電圧や出力電力は電源設計の仕様として与えられます。一方スイッチング周波数は高い方がトランスが小型にできますが、使用コアの周波数特性、スイッチング素子のスピード等により、上限がきまります。出力電力およびトランスの形状を考慮して、使用コアをおよそ選定すると、そのコアで使用可能なスイッチング周波数の上限が定義されこれを参考にすることになります²。

¹共振型コンバータは、トランスにリーケージを用意し、この部分で共振させます。

²スイッチング周波数は技術進歩に伴い増加していきますから、経験を積んだエンジニアには、その設計時点での周波数はあまり考えることなく決められるでしょう。

7.1.1 1次側の巻き数計算

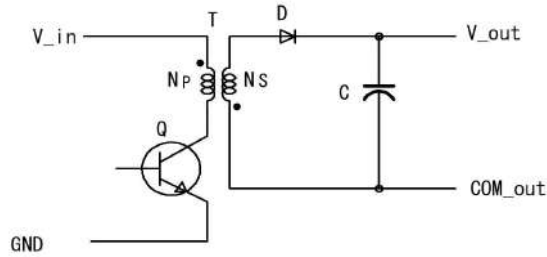


図 7.2: フライバックコンバータ

トランスコアが決まったならば、そのコアの磁束密度特性 ΔB を基に、入力巻き線の巻き数が決めます。巻き線に使用する線材の種類（単線カリツ線か）、太さなど他にも決めねばならない事や考慮事項がありますが、ここではトランス設計の本質について議論します。

入力電圧 V_{in} 、巻き数 N_p 、磁束 ϕ について

$$V_{in} = N_p \frac{d\phi}{dt},$$

ですから、積分して、

$$\phi = \frac{1}{N_p} \int V_{in} dt,$$

を得ます。使用磁束密度範囲 ΔB (B_{ms} と B_{rms} の間を使用します)、コアの断面積 A_e とすると $\phi = \Delta B A_e$ ですから、

$$\Delta B = \frac{1}{A_e N_p} \int V_{in} dt$$

スイッチのオン時間 t_{on} とすると、

$$= \frac{V_{in} t_{on}}{A_e N_p}.$$

従って巻き数 N は

$$N_p = \frac{V_{in} t_{on}}{A_e \Delta B}.$$

ΔB の単位はテスラで、ディメンションは SI 系で $[kg \cdot s^{-2} \cdot A^{-1}]$ 、 A_e の単位は $[m^2]$ です。

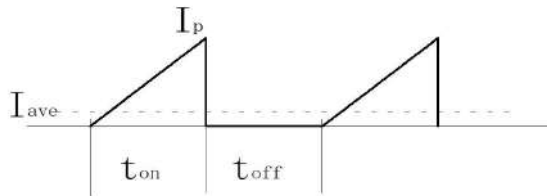


図 7.3: 1次電流

巻き数値はデューティによる影響もありますが、通常スイッチオン時間 t_{on} の最大をスイッチング周期 T の半分とします。

7.1.2 1次巻き線のインダクタンス計算

出力電力を P_o 、入力平均電流 I_{ave} 、トランス効率を η とすると、

$$P_o = \eta V_{in} I_{ave}.$$

ここで、 V_{in} は想定される最小入力電圧であることに注意。

ピーク電流を I_p 、 $t_{on} = T/2$ とすると、トランス電流は直線的に増加しますので

$$I_p = 4I_{ave} = 4 \frac{P_o}{\eta V_{in}}.$$

インダクタンス L_p に t_{on} の時間に蓄えられるエネルギー E は

$$E = \frac{1}{2} L_p I_p^2 = \frac{V_{in}^2 \cdot t_{on}^2}{2L_p}.$$

従って、

$$\begin{aligned} L_p &= \frac{V_{in} t_{on}}{I_p} \\ &= \frac{\eta V_{in}^2 t_{on}}{4P_o}. \quad [H] \end{aligned}$$

7.1.3 2次側の巻き数計算

2次電流の出力電流を I_o とするとピーク電流 I_{2p} は、

$$I_{2p} = 4I_o,$$

ですので、2次インダクタンス L_s は

$$\begin{aligned} L_s &= \frac{V_s t_{off}}{I_{2p}} \\ &= \frac{V_s t_{off}}{4I_o}. \end{aligned}$$

2次の巻き数は、2次側ダイオードの順方向電圧ドロップを V_F として、

$$\begin{aligned} N_s &= \sqrt{\frac{L_s}{L_p}} \cdot N_p \\ &= \sqrt{\frac{P_o(V_o + V_F)}{\eta V_{in}^2 I_o}} \cdot N_p. \end{aligned}$$

7.1.4 ギャップ長計算

第 7.1.1 節で、1次側の巻き数が決まりましたが、この時はコアのギャップを計算に入れていません。扱う電力を基に選定したコアは、通常この巻き数ではインダクタンスが大きくなりすぎます。（この様にコアメーカーがサイズを設定しているのです。）

従って、ここでコアの実質透磁率を下げ、コアの扱えるエネルギーを増加、飽和させないようにギャップを入れます。第 6.4.1 節により、ギャップ長は以下の式で計算されます。

$$l_g = \frac{\mu_0 A_e}{L} N^2. \quad [m]$$

7.2 フォワードコンバータトランス設計

ここでは、トランスにエネルギーを蓄積しないフォワードコンバータ用トランスの設計について示します。

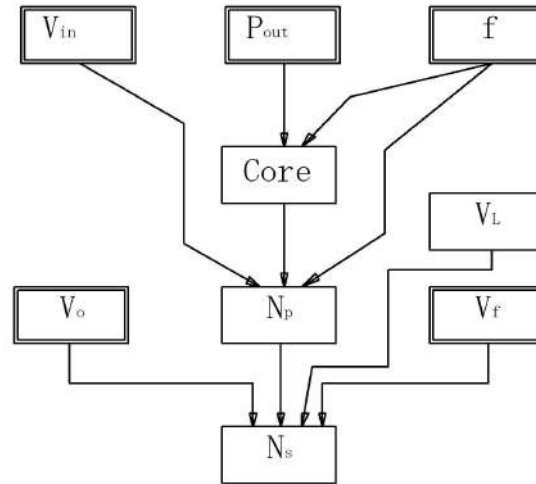


図 7.4: フォワードコンバータトランス設計プロセス

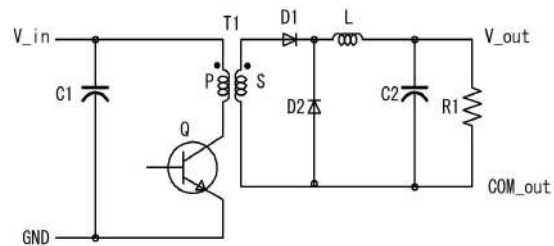


図 7.5: フォワードコンバータ

フォワードコンバータでは、トランスにギャップを入れませんので、この分計算が容易です。一方、2次側には別部品としてのインダクターが必要となり、この部分の設計事項が増えます。また、1次側巻き線のリセットに対する配慮も必要となります。この節ではトランスについてのみ議論します。

7.2.1 1次側の巻き数計算

1次巻き線の決定自体はフライバックコンバータと同一です。注意すべきは、飽和を起こさないようにコアの定数に気をつけ、またマージンを見ていくことです。必ず $\Delta B < (B_{ms} - B_{rms})$ となり、 t_{on} の最大時間間³を考慮した上で、

$$N_p = \frac{V_{in} t_{on}}{A_e \Delta B},$$

とする必要があります。

³これは、起動時などの定常状態以外に発生する場合も考慮する必要がある。

7.2.2 2次側の巻き数計算

図 7.5 において、動作点でのデューティ比を D 、とすると

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}}.$$

トランス T1 の 2 次側巻き線の出力電圧 V_s は、出力電圧 V_{out} 、ダイオードの順方向電圧降下 V_f 、2 次側インダクタンスの直流電圧降下を V_L として

$$V_s = \frac{V_{out}}{D} + V_f + V_L.$$

1 次、2 次の電圧比は単純に

$$\frac{V_s}{V_{in}} = \frac{N_s}{N_p},$$

ですから、

$$\begin{aligned} N_s &= \frac{V_s}{V_{in}} \cdot N_p \\ &= \frac{V_{out}/D + V_f + V_L}{V_{in}} \cdot N_p. \end{aligned}$$

2 次側の巻き数は、単純に 1 次、2 次の電圧比で決定されず、デューティ比によっても変化します。もちろん、フィードバックを掛けて出力電圧安定化を図る前提ですから、動作点での想定デューティ比があります。つまり、動作点でのデューティ比を小さく (t_{on} を短く) 設定すると、これは 2 次側の出力電圧をより高く設定 (2 次側巻き数を増やす) ことになり、より低い入力電圧でも出力安定化が可能となります。

しかし、フォワードコンバータの場合、スイッチ Q のオン時に負荷に電力供給すると共に、インダクタンス L にエネルギーとして蓄積し、オフ時にはインダクタンスから負荷にエネルギーを供給します。従って、動作点でのデューティ比は 50% が適当です。一方、計算では電圧が最小の場合を想定してきていますので、これを考慮し通常、デューティ比を 0.4 程度とします。

また、トランス T1 はエネルギーを蓄積しませんので、1 次、2 次巻き線決定の際にインダクタンス計算をする必要がありません。

第8章 数学的基本事項

電気、電子工学で使用する数学的基本事項に関し、今まで何かと説明不足と思われるものについて解説を試みます。

8.1 振動の複素表現

8.1.1 三角関数

三角関数は、直角三角形の辺の比として導入されます。図 8.1 を参照すると、

$$\sin \theta = \frac{c}{a},$$
$$\cos \theta = \frac{b}{a},$$

で定義されます。

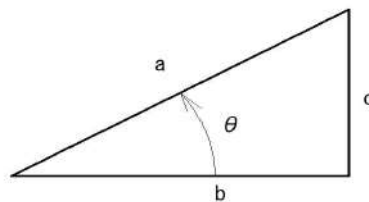


図 8.1: 三角関数

ここで、 θ は角度ですので、単位は「度」を使いますが、物理的にはディメンションを持たない無名数です。 θ を例えば 0 度 360 度まで変化させながら、その振幅を図に表すと、図 8.2 が得られます。

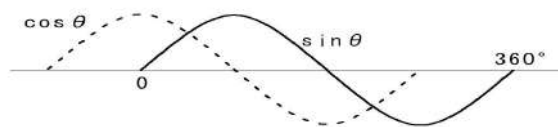


図 8.2: 三角関数の図形

8.1.2 サイン波とコサイン波

振り子は最も簡単な物理現象の一つと言えるでしょう。底にピンホールの空いたバケツを錘として振らせ、バケツの下に長い紙をおいて、紙を一定速度で動かすと、図 8.3 のような図形が得られ、こ

れはサイン波形となります。この時、パラメータとして振幅と周波数が現れます。

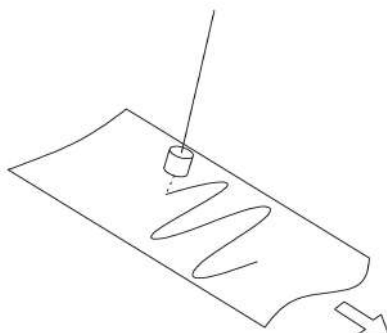


図 8.3: 振り子とサイン波

同様に、空中に固定した、一定回転する車輪を考え、その一点 A が地面に写す像を考えるとこれもサイン波になり、回転運動からもサイン波が発生することが分かります。振り子同様、回転運動も運動の基本であり、これとサイン波の関係を調べるのは、自然な成り行きでしょう。

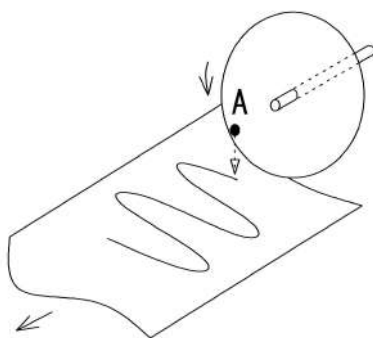


図 8.4: 回転体を作るサイン波

回転体を表すパラメータとしては、直径、回転速度、回転方向そして点 A の現在位置があります。角度の単位をラジアン、角速度を ω とすると、サイン波の周波数 f との関係は

$$\omega = 2\pi f,$$

となります。 ω の単位はラジアン/秒、ラジアンは無次元なので、 ω のディメンションは $1/s$ です。

A 点の写像としてのサイン波を数式表現する際に、三角関数の導入時に使用した θ の代わりに、そのまま ω を代入し、例えば、

$$f(t) = \sin \omega,$$

と書くのは不適切です。これは、元のサインの定義において、 θ は無次元の数であり、これに $1/s$ の次元を代入することはできないからです。このため、 $1/s$ をそのまま使用するのではなく、次元 $1/s$ をキャンセルする変数 t と掛け合わせ ωt とします。

次に、図 8.4 に示した A 点の位置（中心からの距離 r は固定として）をどう決めていけばいいか考えます。単純なのは車軸に垂直あるいは水平線を決め、ここからの角度 ϕ として定義する方法です。この場合、パラメータは 振幅 $2r$ 、角速度 ω 、位置（位相） ϕ ということになります。

もう一つの方法として、図 8.5 に示すものがあります。この場合には、回転体の写像を垂直、水平方向のペアで扱うもので、それぞれサイン波とコサイン波となります。

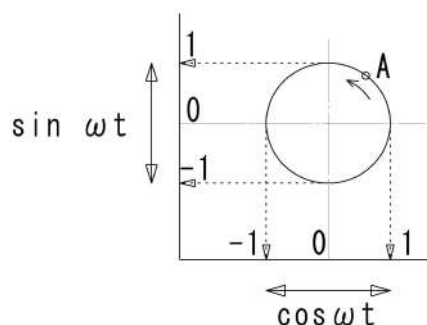


図 8.5: 回転体を作るサインとコサインのペア

サイン波とコサイン波とは、同じ形の波形であり、片方を決めればもう一方は自動的に分かります。つまり、一見、わざわざ二つを使用する意味が分かりにくいのです。

しかし、ここで波形の発生源が回転であると想定、あるいは拡張すると、サイン波とコサイン波を使う意味が見えてきます。もし、サイン波またはコサイン波を単独で使用すると、位相を定義するには基準を決めねばなりません。この一方法が ϕ 表現ですが、基準を回転体の外部に基準線として用意したのです。また、 ϕ 表現では、それに正負を定義しても、回転方向は分かりません。

ところが、サイン波、コサイン波をペアで使うことで、その元となる回転の位相だけでなく回転方向まで定義することができます。これはサイン波、コサイン波の位相関係が定義されていることを利用した、いわば回転体内部に基準を用意する方法な訳です。こうすれば、回転体に対して外部基準をいちいち用意する必要がなくより柔軟な表現となっています。

サイン波に対して、任意の位相差をもった波形 ϕ は

$$\sin(\omega t + \phi) = \sin(\omega t) \cos(\phi) + \cos(\omega t) \sin(\phi),$$

となり、 $\cos(\phi), \sin(\phi)$ が定数となることに注意すると、A,B を適当な係数として、

$$\sin(\omega t + \phi) = A \sin(\omega t) + B \cos(\omega t),$$

となります。サイン波、コサイン波のペアを用意しておくと、(同じ周波数ならば) どんな位相をもった信号でも表せます。結局、見かけ上 ϕ という変数を消してしまった訳です。

消えてしまった ϕ は、

$$\phi = \tan^{-1} \frac{B}{A},$$

とする事で、いつでも取り出せます。

8.1.3 複素周波数

第 8.1.2 節で使用した式

$$\sin(\omega t + \phi) = A \sin(\omega t) + B \cos(\omega t),$$

は、 $\sin(\omega t)$ も $\cos(\omega t)$ も実数であり、従って、これからだけでは例えば位相差は表現できるとは言え、元の回転が表現しきれません。図 8.5 が回転を表現しているのは、 $\sin(\omega t)$ と $\cos(\omega t)$ を直交するように配置しているからです。

この事より、若干飛躍をします。つまり $\sin(\omega t)$ と $\cos(\omega t)$ が直交する様な表現として、複素数表示を用います。どちらを虚数とするかについては本質的違いはありませんが、普通

$$\cos(\omega t) - j \sin(\omega t) = e^{-j\omega t},$$

を用います。振幅のパラメータ r を入れると、

$$r(\cos(\omega t) - j \sin(\omega t)) = r e^{-j\omega t},$$

が得られ、回転表現が完成します。つまり、この様な表現をすると、振幅、周波数、位相、回転方向すべてが分かります。これを図 8.6 に示します。この表現は、多くのパラメータを内包しますが、限界としては、すべて単一周波数（基本波）についての表現です¹。

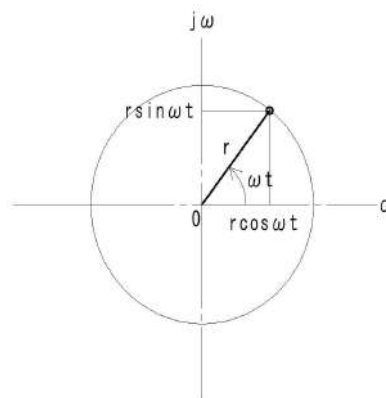


図 8.6: 複素周波数

サイン波は微分しても積分してもその形を変えません。位相が変化するだけです。交流理論では、単一の周波数を扱うため、この点をフルに利用、微分方程式を解かずに解析するのが基本です。サイン波の微積分は複素平面上では $\pi/2$ ラジアン of 回転に対応します²。このためいわゆる交流理論と相性が良く、交流理論では微分方程式を必要としません。

サイン波の、この微積分に対する、一種タフさは、驚嘆に値するものです。

8.2 線形素子とその回路

8.2.1 線形素子

数学的な線形の定義とは、関数あるいは演算子 f に関して、 A, B を変数あるいは演算対象とする時、

$$f(A) + f(B) = f(A + B)$$

$$f(cA) = cf(A)$$

が成立することです。ただし c は定数です。

¹交流理論では、回転方向は左回り（正の周波数）で、右回りは出現しません。

²この回転角を 90 度以外と考えると、微分の階数が一般化され、0.5 階の微分どころか π 階の微分まで定義できます。ただ、現在この考えはあまり有効に使われていません。

インピーダンス（抵抗、コンデンサ、コイルの組み合わせ）は線形（素子）の組み合わせであり、一方微分、積分は線形演算です。

ここで、図 8.7 に示す様に、入力に矩形波を加えた時の、微分、積分回路の出力波形を考えます。線形と比例とは同義語ですが、波形を見る限り、入出力が比例しているように見えません。

しかし、矩形波入力信号が

$$f(t) = c_1 \sin \omega_1 t + c_3 \sin \omega_3 t + \dots c_n \sin \omega_n t + \dots$$

と表現されることを考えると、微分出力や積分出力は、係数の値が入力信号の各成分に対して別々（もちろん法則性はあります）になるだけで、線形の定義は満たしています。

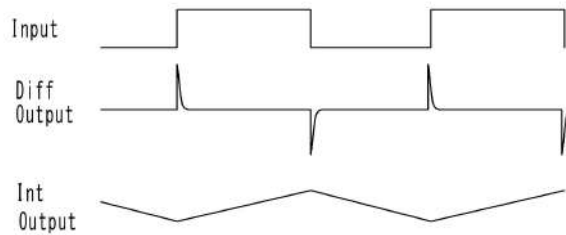


図 8.7: 微積分による波形変化

つまり、一般波形を微積分すると、形は元とは異なります。これは、サイン波に分解した各成分について、振幅および位相が変化するため、それらの総和による波形は元の波形とは異なるからです。

8.2.2 線形回路と線形素子

二つの線形素子から構成される回路を考えます。これに更に外部の回路素子を接続する事を考えましょう。

この接続点を決めるには、素子の接続点にタップする場合と、回路を切断して2端子を取り出す場合があります。このような操作をして始めて、前者は並列、後者は直列と定義できます。この回路をブラックボックスとして見ると、いずれも線形であることが分かります。

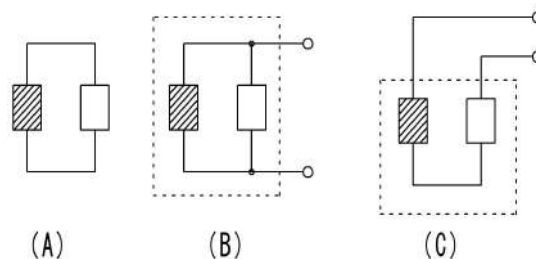


図 8.8: 二素子によるブラックボックス

このブラックボックスの2端子に線形素子を接続すると、再び、線形となることは容易にわかります。つまり、線形素子をどのように接続しようとも、任意の2端子から見て線形となります。

8.2.3 テブナンの定理

ブラックボックスとしての、電力網や回路網がある時に、適当なノードに負荷を接続する場合を考えます。負荷の大きさは既知として、その負荷に供給される電力を計算しましょう。これには Thevenin の定理という便利なものがあり、負荷に加わる電圧、電流が計算できます。図 8.9 を参照しながら、

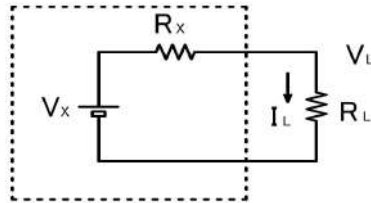


図 8.9: テブナンの定理

$$V_L = \frac{R_L}{R_X + R_L} V_X,$$
$$I_L = \frac{1}{R_X + R_L} V_X.$$

が得られます。

つまり、ブラックボックスの無負荷電圧 V_X は既知として、ブラックボックスの内部抵抗 R_X を知るには、適当な負荷抵抗 R_L を付けて、その抵抗端の電圧を測定すればいいのです。当たり前のように見える定理ですが、ブラックボックスは任意の電圧源や抵抗によるネットワークを含んで構わないので都合がいいのです。

ブラックボックスとしての電力源の内部抵抗はこれで測定できますが、その電力源がどの程度電力を供給可能かは分かりません³。

³極めてプラクティカルな考えとして、内部抵抗が負荷の 5% 以下ならばいいとしてしまうのも可能でしょう。現状グリッドの家庭での公称電圧 100V に対して、柱上トランスの出力電圧は 110V で、この場合 10% の電圧降下を想定しています。

参考資料

- [1] 日本電気技術者協会ホームページ
- [2] 「超低損失柱上トランス用材料の開発」事後評価報告書
新エネルギー・産業技術総合開発機構 技術評価委員会 平成 15 年 2 月
- [3] 富士電機 太陽電池セル
<http://www.fujielectric.co.jp/products/fwave/about/index.html>
- [4] 日本産業機械工業会
欧州風力発電における最新動向
www.jsim.or.jp/kaigai/0906/003.pdf
- [5] 日本風力発電協会 日本の風力発電の現状と課題
2011 年 12 月 16 日
jwpa.jp/2011_pdf/90-22mado.pdf
- [6] 田中 主税、専田 慎
直流送電技術の変遷
電気学会誌 pp32 - 35、119 巻 1 号 1999
- [7] 石井 順
直流電気鉄道における電力補完装置の開発経緯
West Japan Railway Co.
GS Yuasa Technical Report 2006 年 12 月 第 3 巻 第 2 号
www.gs-yuasa.com/us/technic/vol3_2/pdf/003_2_001.pdf
- [8] 廣瀬 圭一
将来のデータセンタに向けた直流給電方式の検討
グリッド協議会 第 27 回ワークショップ
NTT ファシリティーズ 2009 年 9 月 2 日
www.jpgrid.org/event/2009/pdf/ws27/ws27-hirose.pdf
- [9] 「直流給電、省エネの切り札に」
日経エレクトロニクスの 2008 年 12 月 29 日号
- [10] 特集から 4 年、データセンター向け直流給電がついに商用化
Tech On 2013/03/25
<http://techon.nikkeibp.co.jp/article/COLUMN/20130321/272391/?ST=energytech>

- [11] 栗飯原 一雄, 鈴木 伸夫, 菊地 征範
電気鉄道変電所用新型直流高速度遮断器
富士時報 Vol.72 No.2 1999 pp.111-117
- [12] 恩地 俊行, 工藤 高裕, 外山 健太郎
直流配電システムの開閉保護技術
富士時報 Vol.85 No.2 2012 pp.154-157
http://www.fujielectric.co.jp/about/company/jihou_2012/pdf/85-02/FEJ-85-02-0000-2012.pdf#page=52
- [13] 古橋 武
サイクロコンバータの構成法と波形制御法に関する研究
昭和 60 年 2 月
<http://hdl.handle.net/2237/6387>
- [14] C.K.Tse, S.C.Wong and M.H.L.Chow
On Lossless Switched-Capacitor Power Converters
IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS,
Vol. 10 NO. 3, MAY 1995
- [15] 三菱半導体 ゲートターンオフサイリスタ
FG3000GX-90DA 他データシート
- [16] 東芝半導体 ディスクリート IGBT
製品カタログ 2011-3
- [17] 田中 保宣
超低電力損失 SiC 静電誘導型トランジスタの開発に成功
産総研 TODAY 2005 年,6 月 pp. 34-35
http://www.aist.go.jp/aist-j/aistinfo/aist_today/vol05_06/p34.html
- [18] 中川 明夫, 四戸 孝
ますます性能をあげるディスクリート半導体技術
東芝レビュー Vol.55 No.1 (2000) pp. 30-33
www.toshiba.co.jp/tech/review/2000/01/b02.pdf
- [19] サイリスタ・トライアックご使用上の注意
Renesas データシート
RJJ27G0022-0100/Rev.1.00 2005.01
htanaka.blogzine.jp/namahage/files/rjj27g0022_thyristors.pdf
- [20] 井上 亮二, 坂本 守, 神田 淳
N700 系新幹線車両用主回路システム
富士時報 Vol.79 No.2 2006 pp.110-117

- [21] 古橋 武
スイッチングレギュレータノート
www.cmplx.cse.nagoya-u.ac.jp/~furuhashi/.../SwitchingRegulator.pdf
- [22] 大伴 高敏, 糸島 浩, 宮本 和将
次世代電源形 S8VS180W 開発
OMRON TECHNICS Vol.43 No.3 (通巻 147 号) 2003
- [23] チョップパ型スイッチングレギュレータ IC
SI-8000JD シリーズ アプリケーションノート
サンケン電気 2010 年
- [24] National Semiconductor
Application Note 556
2002 年 9 月
<http://www.ti.com/general/docs/lit/getliterature.tsp?literatureNumber=snva006b&fileType=pdf>
- [25] National Semiconductor
LM5025 Reference Design
Active clamp forward converter with an input of 30-60V to 15V@1.5A isolated.
May 2007
- [26] 人見 基久, 田口 隆行
低損失スナバを用いた DC/DC コンバータ
Origin Technical Journal No.66 2003 pp.19-28
- [27] 森田 浩一
アクティブクランプコンバータ
power-assist-tech.com/swfu/d/gijutsu-doc1.pdf
- [28] 平地 克也
アクティブクランプ方式 1 石フォワード形 DC/DC コンバータ
hirachi.cocolog-nifty.com/kh/files/20080519-1.pdf
- [29] 柳田 佳広, 井上 裕章
高効率スイッチングユニットの開発
FB テクニカルニュース No.57 2001 pp.20-23
- [30] 宮脇 慧, 伊東 淳一, 岩谷 一生
直列補償を用いた双方向絶縁形 DC/DC コンバータにおける補償方式の比較検討
itohserver01.nagaokaut.ac.jp/itohlab/paper/2011/.../miyawaki.pdf

- [31] 押方 哲也
DSP 制御による情報通信用アクティブフィルタに関する研究
2007-03-20
<http://hdl.handle.net/10069/7347>
- [32] 制御弁式鉛蓄電池概要
パナソニック ストレージバッテリー株式会社
<http://panasonic.co.jp/ec/psb/products/oem/>
- [33] 電池選定方法・各特性
パナソニック ストレージバッテリー株式会社
<http://panasonic.co.jp/ec/psb/products/oem/>
- [34] 寺田 正幸 他 42V 高電圧システム自動車用制御弁式鉛蓄電池の開発
新神戸テクニカルレポート No.13 2003 年 3 月
- [35] 充電式ニッケル水素電池の概要
パナソニック
industrial.panasonic.com/www-data/pdf/ACG4000/ACG4000PJ1.pdf
- [36] ニッケル水素電池の 5 大特性
パナソニック
industrial.panasonic.com/www-data/pdf/ACG4000/ACG4000PJ2.pdf
- [37] 充電方法について
パナソニック
industrial.panasonic.com/www-data/pdf/ACG4000/ACG4000PJ4.pdf
- [38] Smart Battery Data Specification
Duracell, Intel
Revision 1.0 1995
smartbattery.org/specs/sbdata10.pdf
- [39] 野中 智巳 赤羽 正志 岩本 基光
SMBus 対応バッテリー残量計測 IC の開発
富士時報 Vol.76 No.3 2003 年 pp.185-188
www.fujielectric.co.jp/company/jihou.../pdf/.../FEJ-76-03-185-2003.pdf
- [40] 木村 好男, 小澤 秀清
ニカド/ニッケル水素充電回路の設計
ランジスタ技術 2007 年 7 月
CQ 出版社

- [41] LTC4150 データシート
リニアテクノロジー
- [42] LTC4012-3 データシート
リニアテクノロジー
- [43] 電源 IC セレクション・ガイド
テキサスインスツルメンツ
2012
- [44] bq76PL536A データシート
テキサスインスツルメンツ
- [45] 重松 敏夫
電力貯蔵用レドックスフロー電池
SEI テクニカルレビュー 第 179 号 pp.7-16 2011 年 7 月
www.sei.co.jp/tr/pdf/special/sei10674.pdf
- [46] Semi-Solid Flow Cell(半固体フロー電池)
機能材料 2012 年 3 月号 Vol.32 No.3
www.cmcbooks.co.jp/user_data/pdf/niche1203.pdf
- [47] 佐藤 寛
ここまで来た大型電力設備の性能と将来展望
J. Plasma Fusion Res. Vol.80, No.7 (2004) pp.568-571
ci.nii.ac.jp/naid/110003827788
- [48] NAS 電池について
(財) 建築コスト管理システム研究所新技術調査検討会
www.ribc.or.jp/research/pdf/report/report21.pdf
- [49] 加藤 太郎
NAS 電池とその適用について
日本ガイシ株式会社
www.enecho.meti.go.jp/info/committee/kihonmondai/28th/28-3.pdf
- [50] エネルギー供給の多様化に対応する PAS キャパシタ／リチウムイオンキャパシタの適用
太陽誘電
www.yuden.co.jp/productdata/navigator/jp/004/SP1_101013.pdf
- [51] 畑 陽一郎
電池からキャパシタへ
EE Times Japan 2009 年 6 月 pp.22-32
mizugaki.iis.utokyo.ac.jp/staff/hori/capacitor.pdf

- [52] 宮島 龍興 訳 ファインマン物理学 III 電磁気学
岩波書店 1969
- [53] 日立マグネットワイヤ カタログ
日立電線株式会社
<http://www.hitachi-cable.co.jp/>
- [54] 極薄珪素鋼帯 および その応用製品 カタログ
日金電磁工業株式会社 2008 年 5 月
- [55] 電磁鋼板 上
日本スチールマンズリー 2005 Vol.147 pp.11-4
新日鉄住金
http://www.nssmc.com/company/publications/monthly-nsc/2005_all.html/
- [56] 電磁鋼板 下
日本スチールマンズリー 2005 Vol.148 pp.9-12
新日鉄住金
http://www.nssmc.com/company/publications/monthly-nsc/2005_all.html/
- [57] 戸川治朗
実用電源回路設計ハンドブック
CQ 出版社 第 20 版 2001 年
- [58] トランジスタ技術
2004 年 3 月
はじめてのパワーエレクトロニクス
CQ 出版社
- [59] トランジスタ技術
すぐ見つかる！ 電源回路ハンドブック
2007 年 3 月
CQ 出版社
- [60] トランジスタ技術
2005 年 3 月
すぐに使える！ 電源設計クックブック
CQ 出版社
- [61] トランジスタ技術
2004 年 8 月
保存版 パワー・デバイス活用入門
CQ 出版社

- [62] トランジスタ技術
2009 年 5 月
電源回路設計 Q&A 90
CQ 出版社
- [63] スイッチング電源用トランス データシート
TDK 002-01/20080919/j6355_srw.
September, 2008
- [64] 伝送用フェライト 概要
TDK 003-02/20120615/j130_1.
June, 2012
- [65] 毛利 佳年雄
磁気センサ理工学
コロナ社 1998
- [66] フェライトコア VOL 04
9603FERVOL04J1001T0
NEC/TOKIN
- [67] トランス VOL 06
9616TRAVOL06J0912E1
NEC/TOKIN
- [68] 堀場 啓二 フェライトバーアンテナについて
www.ndxc.org/tech/horibapdf/021102-001.pdf
- [69] インピーダンス測定技術を用いた誘電体、磁性体材料測定
アプリケーション・ノート 1369-1
Agilent technologies
cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5980-2862JA.pdf
- [70] Products Guide Soft ferrites
日立金属
www.hitachi-metals.co.jp/e/prod/prod02/pdf/hj-b3-d_c.pdf
- [71] 超低オン抵抗 MOS-FET による整流回路
http://www.ne.jp/asahi/evo/amp/active_rectifier/report.htm