

1. はじめに

高エネルギー加速器は急速に発展し、高エネルギー物理の研究にとって必要欠くべからざるものとなっている。

高エネルギー加速器の分類として、円形加速器線と形加速器に分けられ、更に円形加速器は非衝突型シンクロトロンと衝突型シンクロトロンに分類できる。ここでは、円形加速器、特にシンクロトロンの電源について述べる。

近年、発展した衝突型シンクロトロンは、TRISTAN にみられるように、運動エネルギーを有効に利用できることから、エネルギーフロンティアを目指す高エネルギー加速器ではこの型のものが多い。この型のシンクロトロンは、初期の加速時期を除き、ほぼ直流運転される。一方、ビームを取出し、外部ターゲットに衝突させ、各種の実験に提供される非衝突型シンクロトロンでは、12 GeV 陽子シンクロトロン、J-PARC の 3 GeV および 50 GeV シンクロトロンにみられるように、入射、加速を繰り返す。

衝突型シンクロトロンでは、励磁速度が比較的緩やかであるので、ほとんどが抵抗によるジュール損を補うことになる。一方、非衝突型シンクロトロンでは、電磁石に貯められるエネルギーを数秒の繰返して出し入れするために、抵抗分の他にインダクタンス分の影響を考える必要がある。

また、Tevatron や HERA などのような超伝導加速器では、インダクタンスに比べて抵抗分が小さいため、加速時と定電流保持時では極端に必要な電圧が異なるので、電源の構成に特別の配慮が必要となる。励磁電流も大きく、10 kA 程度の値となる。

加速器用電磁石の励磁電流を i とすると、励磁における電磁石両端の電圧 V は次式で与えられる。

$$V = L \frac{di}{dt} + Ri \quad (1-1)$$

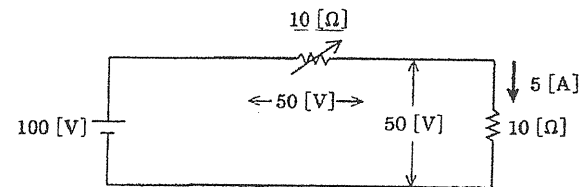
ここで、 L は電磁石のインダクタンス、 R は抵抗である。

衝突型シンクロトロンでは励磁速度がゆっくりしているため右辺第 1 項が小さく、非衝突型シンクロトロンでは両者が同程度になる。一方、超伝導シンクロトロンでは、電源からマグネットまでの配線の抵抗分はあるものの

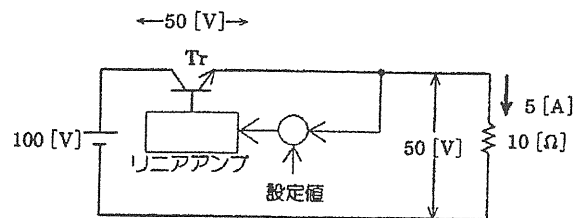
抵抗分がゼロであるので、右辺第 2 項が無視できる。以上のような夫々の特徴を考慮して電源を設計する必要がある。

2. 電源の構成

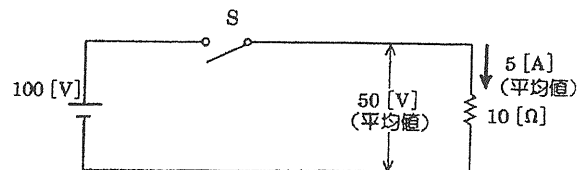
電源は、負荷に任意の電流を流す機能を持たなければならない。電源を構成別に図示すると図 2-1 に示すようになる。即ち、負荷電流を可変抵抗器で制御する方法 (図 2-1-a)、トランジスタアンプを用いて制御する方法 (図 2-1-b)、サイリスタスイッチを用いて制御する方法 (図 2-1-c)、トランジスタスイッチを用いて制御する方法 (図 2-1-d) に大別できる。各々一長一短があり、可変抵抗式とアンプ式は損失が大きく、大電力、大電流に適さない。一方、スイッチ式は損失が少なく、大電力を制御するのに向いているが、方式によっては高調波、リップルなどが大きいなどの欠点を持つ。



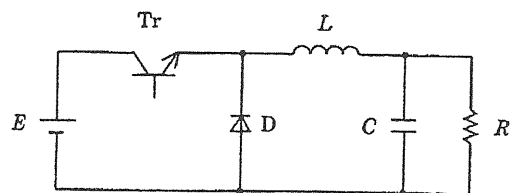
(a)可変抵抗式



(b)アンプ式



(c)サイリスタスイッチ式



(d)トランジスタスイッチ式

図 2-1 各種電源構成⁽¹⁾

シンクロトロンは、数千 A、数十 MW の大電流、大電力を必要とし、かつ 10^{-4} 以下の高安定性を要求する。大電流、大電力の要求から、図 2-1 の(c)ならびに(d)の構成が採用される。パワーエレクトロニクスの発展が、シンクロトロン電源にも大きく寄与している。

3. パワーエレクトロニクス

図 1 では直流電源から負荷に電流を流す回路構成になっているが、実際には交流系統から電力をとるために、直流電源部分が整流回路となっている。整流回路に用いられるスイッチング用半導体素子も含めて ON/OFF 機能を持つパワー半導体デバイスをバルブデバイスと呼ぶ。

シンクロトロン用電源では大電力を必要とするために、損失の少ない方式をとることが重要となってくる。上に述べたように、スイッチング方式は ON/OFF であるために損失が少ない。即ち、理想的に考えてスイッチング素子の ON 時の電圧降下がゼロであり、OFF

時の素子暗電流がゼロであれば、素子における損失は無視でき、電源での損失は配線のジュール損だけになる。

このようにバルブデバイスは、限りなく理想的なスイッチング機能を持つものが要求される。図 3-1 に ON/OFF 機能にしたがって整理したバルブデバイスの分類である。バルブデバイスは、スイッチングを任意に制御できる可制御バルブデバイスと制御ができないバルブデバイス（ダイオード）に分けられ、更に可制御バルブデバイスは、任意に ON 状態から OFF（消弧）できる機能を持つ自己消弧型バルブデバイスと、自己消弧機能を持たないバルブデバイスに分類できる。自己消弧型バルブデバイスは、GTO のようなラッチ型バルブデバイスと IGBT のようなパワートランジスタの非ラッチ型バルブデバイスとに分類できる。

これらバルブデバイスは、直流送電、電鉄用、電動機駆動、無停電電源装置、家庭用インバータなどの分野で発展してきた。

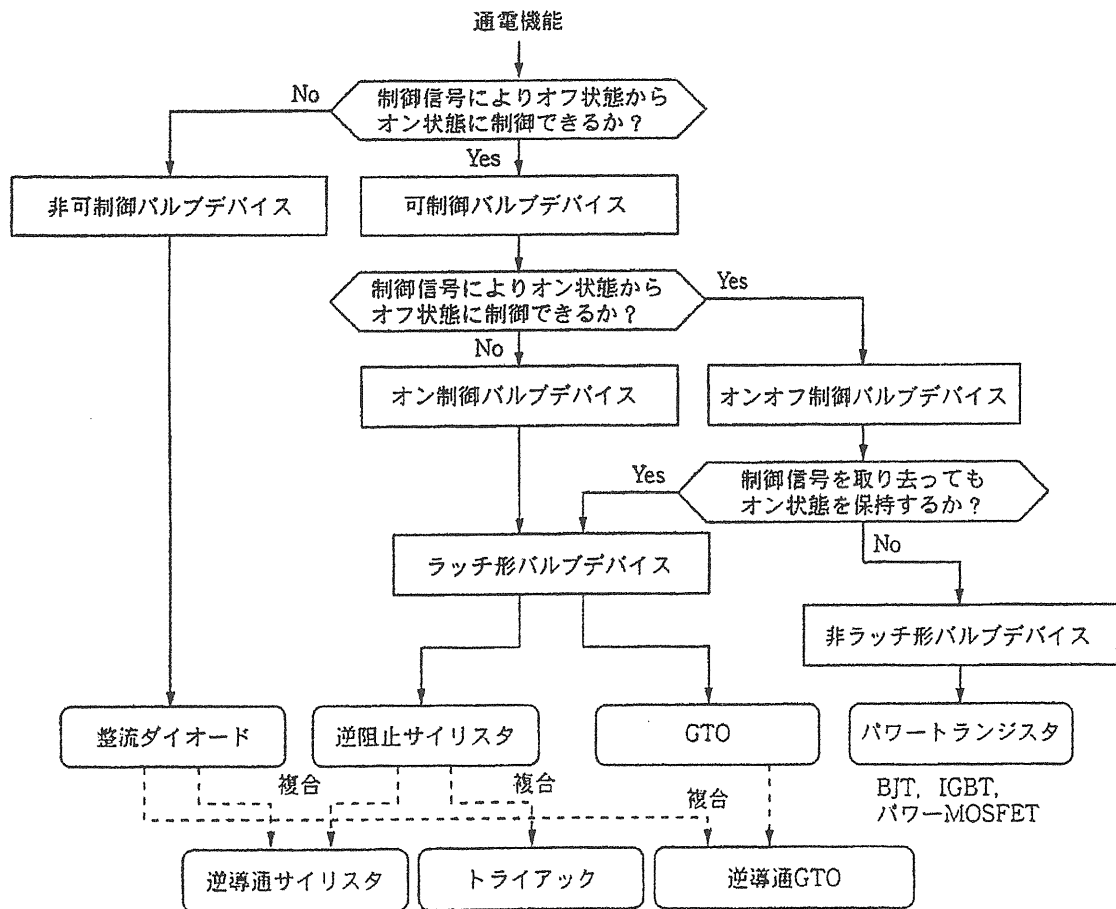


図 3-1 バルブデバイスの分類⁽¹⁾

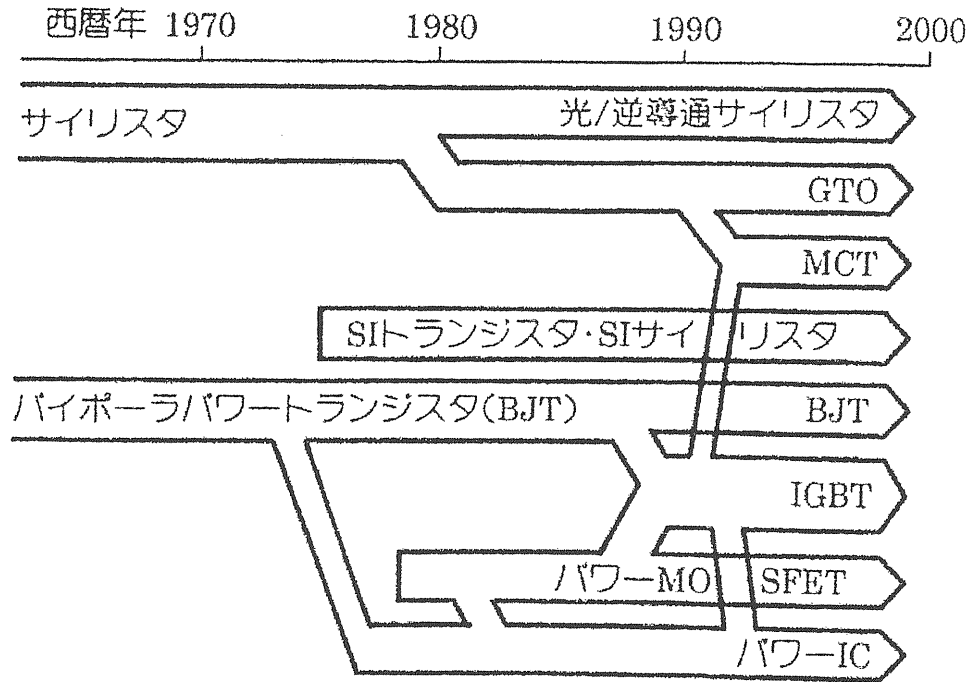


図3-2 バルブデバイスの発展⁽²⁾

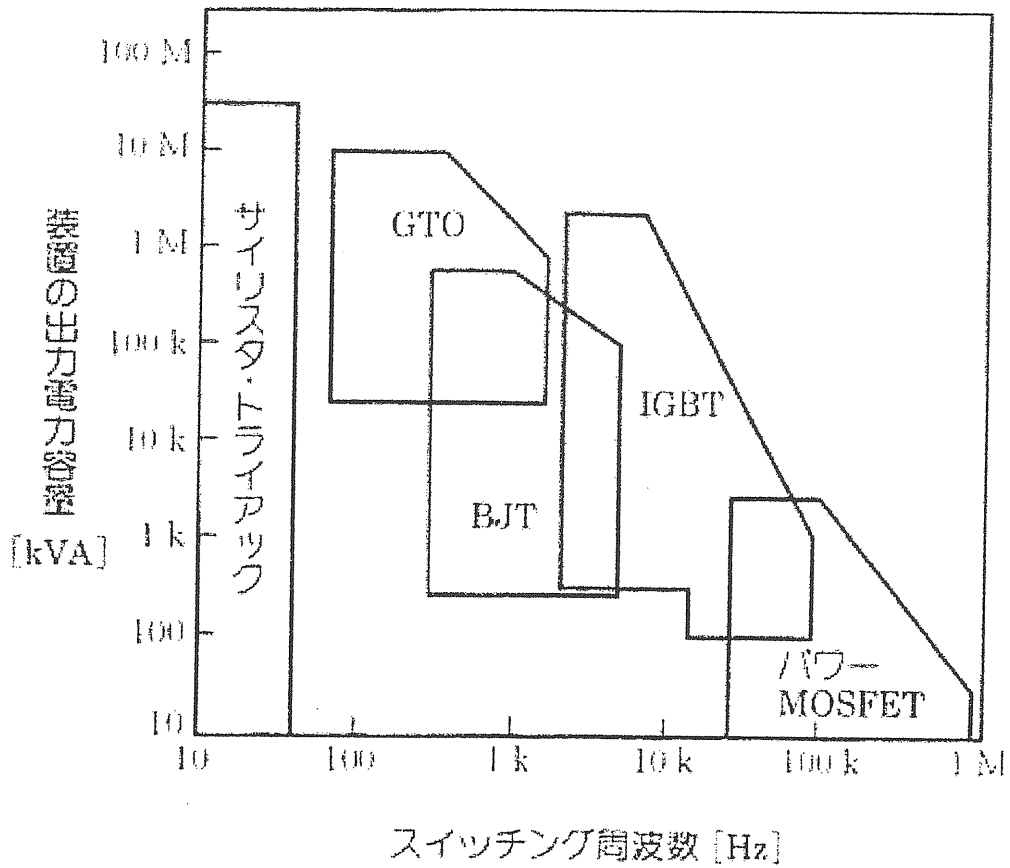


図3-3 バルブデバイスの守備範囲⁽²⁾

バルブデバイスは、その容量、スイッチング周波数で図 3-3 に示すように守備範囲が分類される。加速器電源に用いられる素子とし

ては、GTO、IGBT、BJT が考えられる。また各々の素子のスイッチング特性を表 1 に示す。

表 3-1 バルブデバイスの種類、記号、特性⁽¹⁾

分類	種類	記号	主電圧対主電流特性
ダイオード	整流ダイオード		
	ショットキーバリアダイオード		
サイリスタ	逆阻止三端子サイリスタ		
	ターンオフサイリスタ (GTO)		
	トライアック (双方向性三端子サイリスタ)		
	SI サイリスタ		
トランジスタ	バイポーラトランジスタ (npn 形)		
	MOSFET (n チャネル形)		
	IGBT (n チャネル形)		
	SI トランジスタ		
複合形パワーデバイス	パワーモジュール (ダイオード、サイリスタ、バイポーラトランジスタ、MOSFET、IGBT)、ソリッドステートリレーなど		

*1: 逆阻止三端子サイリスタ

*2: GTO サイリスタ, SI サイリスタ (非逆阻止形)

*3: ノーマリーオン形

*4: 一般に使用されている記号の例

4. 変換器の基礎

ここでは、スイッチング素子を用いた交直変換器について述べる⁽³⁾。交流を直流に変換する方式に種々の回路構成がある。幾つかの整流方式について述べる。

4.1. 変換方式

4.1.1 変換方式 - 単相整流

図4-1は単相整流回路である(a)単相半波整流、(b)単相全波整流ならびに(c)単相ブリッジ整流回路を示す。

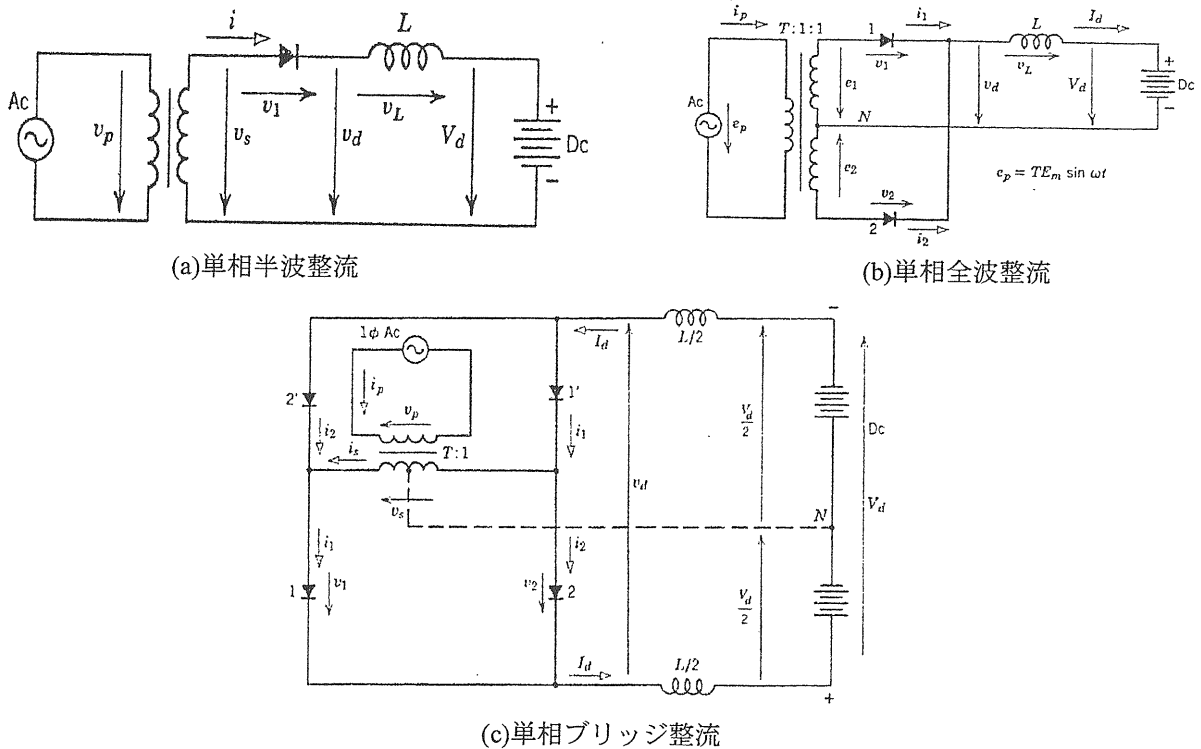


図4-1 単相整流回路

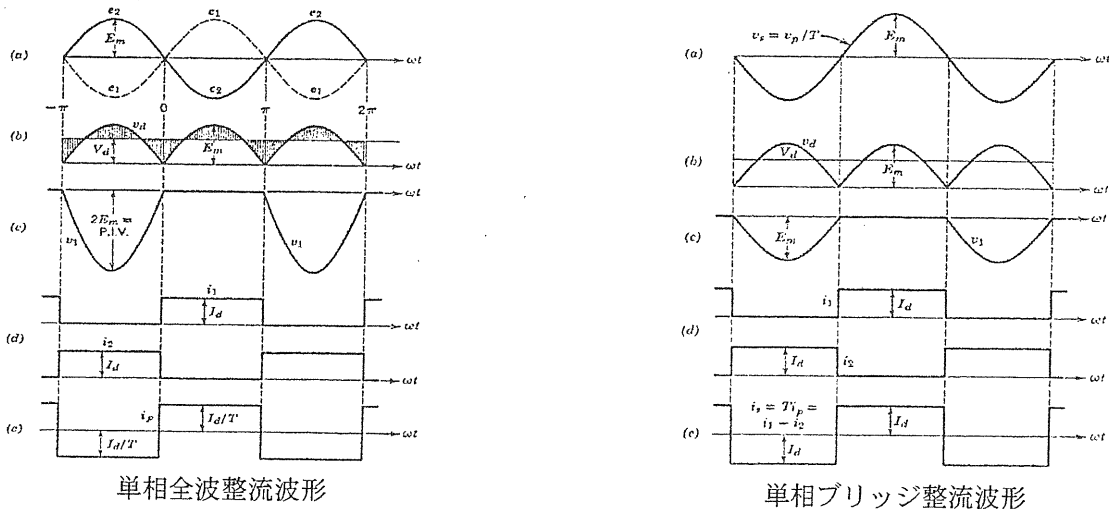
単相全波整流回路(b)ならびに(c)における波形を図4-2に示す。

このときの直流電圧 V_d は、波形を積分することで次式のように与えられる。

また、リップルの peak-to-peak 電圧は次式で与えられ、基本周波数は $2f$ である。

$$V_d = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} E_m \cos \theta d\theta = \frac{2E_m}{\pi} = .637E_m \quad (4-1.1a)$$

$$E_m = \frac{\pi}{2} V_d = 1.571V_d \quad (4-1.1b)$$



単相全波整流波形

単相ブリッジ整流波形

図4-2 単相全波整流回路の波形。(a)変圧器2次電圧、(b)直流電圧、(c)バルブ両端電圧、(d)バルブ電流 i_1 および i_2 、(e)変圧器1次電流 i_p および2次電流 i_s 。

4.1.2 変換方式 - 三相整流

図4-3は三相整流回路である(a)三相半波整流、(b)三相ブリッジ整流を示す。また、

両者の整流回路の電圧、電流波形を図4-4に示す。

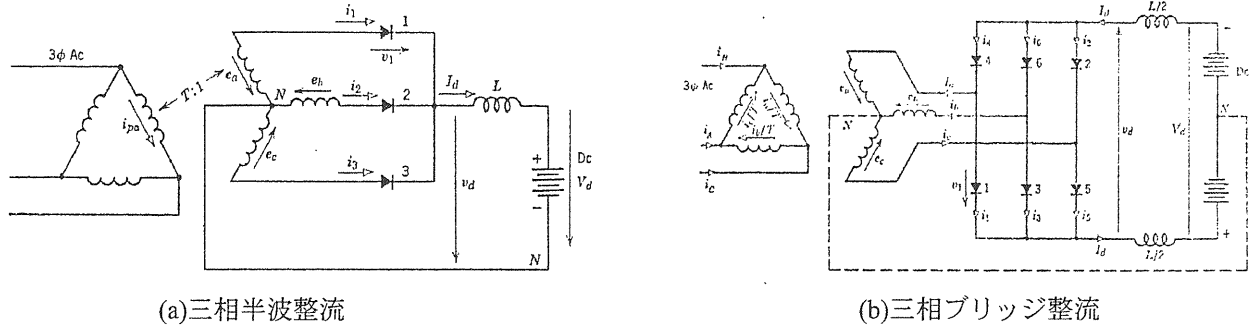


図4-3 三相整流回路

三相半波整流における直流電圧は次式で与えられる。

$$\frac{V_d}{E_m} = \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} \cos \theta d\theta = \frac{3}{\pi} \left(\sin \theta \right)_0^{\pi/3} = \frac{3}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = 0.828$$

$$E_m = 1.209 V_d \quad (4-1.2)$$

また、リップル電圧は

$$E_m(1 - \cos 60^\circ) = \frac{E_m}{2} = 0.605 V_d \quad (4-1.3)$$

となる。

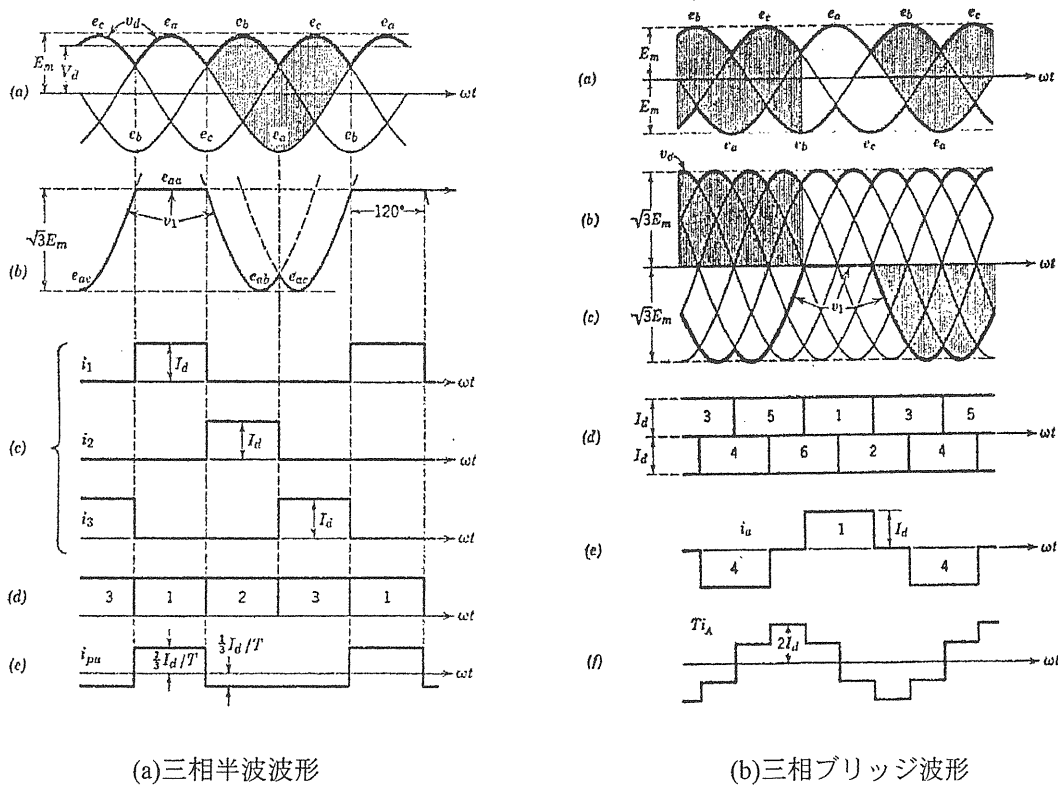


図4-4 三相整流波形。左図は、(a)変圧器2次電圧 e_a 、 e_b 、 e_c 、直流電圧 v_d 、 V_d 、(b)バルブ電圧、(c)バルブ電流 i_1 、 i_2 、 i_3 、(d)まとめたバルブ電流、(e)変圧器1次電流。右図は、(a)変圧器2次-中性点電圧 e_a 、 e_b 、 e_c 、(b)、直流電圧 v_d 、(c)2次線間電圧、(d)バルブ電流、(e)変圧器2次電流、(f)1次交流電流。

一方、三相ブリッジ整流では平均直流電圧は次式で与えられる。

$$\frac{V_d}{\sqrt{3}E_m} = \frac{6}{\pi} \int_0^{\pi/6} \cos \theta d\theta = \frac{6}{\pi} \left(\sin \theta \right)_0^{\pi/6} = \frac{6}{\pi} \cdot \frac{1}{2} = \frac{3}{\pi} \quad (4-1.4)$$

peak-to-peak リップルは

$$(1 - \cos 30^\circ) \sqrt{3} E_m = 0.134 \times 1.047 V_d = 0.140 V_d \quad (4-1.5)$$

となる。

以上の他に、三相半波ならびに三相全波整

流を組み合わせた幾つかの方式がある。それらを図4-5に示す。

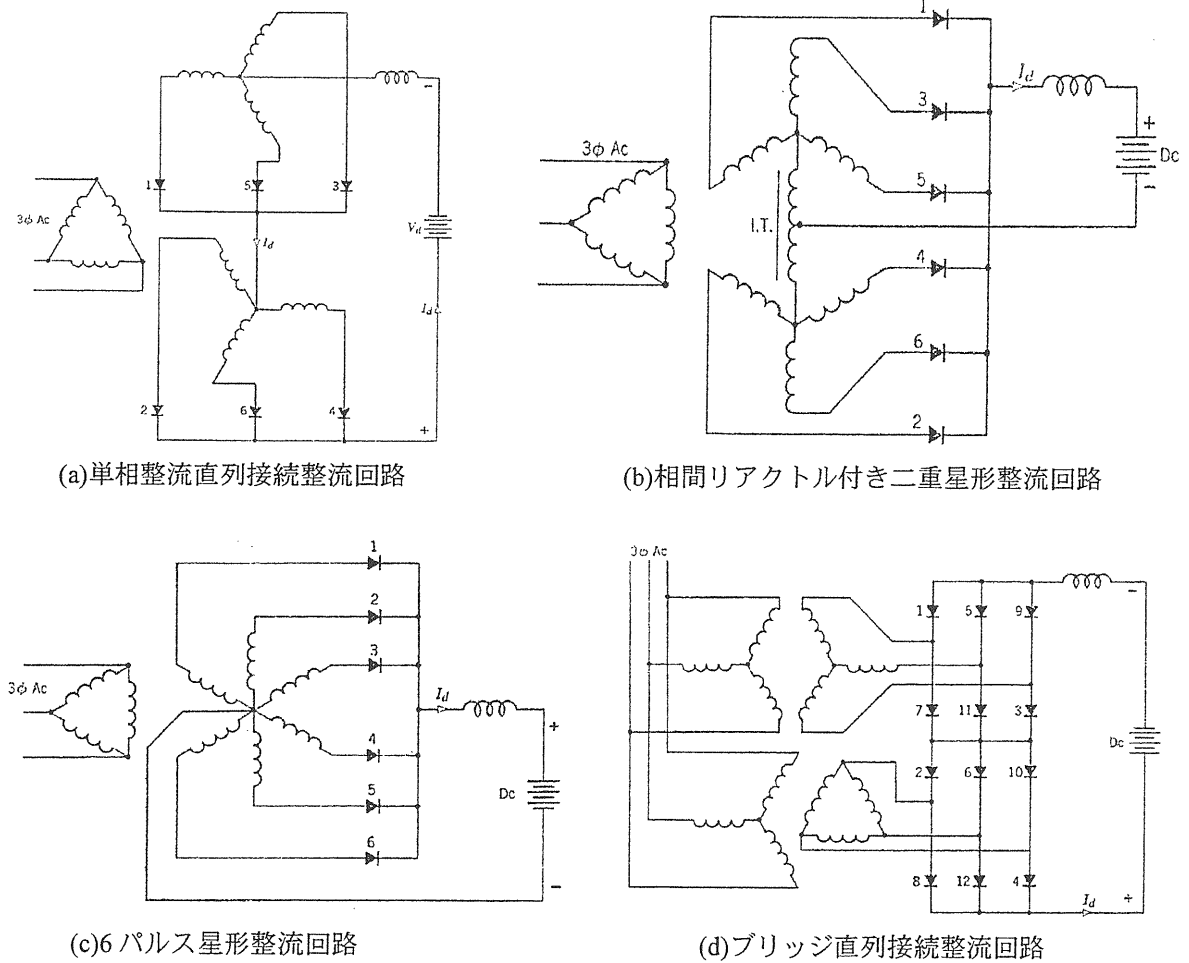


図4-5 各種整流方式

表 4-1 各種整流回路の比較

Circuit Number	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Name of Circuit	1 ϕ Full-wave	1 ϕ Bridge	3 ϕ One-way	3 ϕ Bridge	Cascade of 2-3 ϕ	Y-Y Interphase	6 ϕ Diametrical	Cascade of 3-1 ϕ	Cascade of 2-3 ϕ Bridges
Figure number	3	5	7	9	11	12	13	14	15
Number of valves	2	4	3	6	6	6	6	6	12
Pulse number	2	2	3	6	6	6	6	6	12
Currents:									
Valve, peak	1.000 I_d	1.000 I_d	1.000 I_d	1.000 I_d	1.000 I_d	0.500 I_d	1.000 I_d	1.000 I_d	1.000 I_d
Valve, average	0.500 I_d	0.500 I_d	0.333 I_d	0.333 I_d	0.333 I_d	0.167 I_d	0.167 I_d	0.500 I_d	0.333 I_d
Transformer, rms									
Secondary	0.707 I_d	1.000 I_d	0.577 I_d	0.816 I_d	0.577 I_d	0.289 I_d	0.408 I_d	0.707 I_d	0.816 I_d
Primary	1.000 I_d/T	1.000 I_d/T	0.471 I_d/T	0.816 I_d/T	0.816 I_d/T	0.408 I_d/T	0.577 I_d/T	1.000 I_d/T	0.816 I_d/T
Voltages:									
Dc ripple, peak to peak	1.571 V_d	1.571 V_d	0.605 V_d	0.140 V_d	0.140 V_d	0.140 V_d	0.140 V_d	0.140 V_d	0.036 V_d
Valve, peak inverse	3.142 V_d	1.571 V_d	2.094 V_d	1.047 V_d	1.047 V_d	2.094 V_d	2.094 V_d	1.047 V_d	0.524 V_d
Transformer, rms									
Primary	1.111 V_d	1.111 V_d	0.855 V_d	0.428 V_d	0.428 V_d	0.855 V_d	0.740 V_d	0.370 V_d	0.214 V_d
Each secondary	1.111 V_d	1.111 V_d	0.855 V_d	0.428 V_d	0.428 V_d	0.855 V_d	0.740 V_d	0.370 V_d	0.214 V_d
Volt-amperes:									
All valves*	3.142 P_d	3.142 P_d	2.094 P_d	2.094 P_d	2.094 P_d	2.094 P_d	2.094 P_d	3.142 P_d	2.094 P_d
Transformer, primary	1.111 P_d	1.111 P_d	1.209 P_d	1.047 P_d	1.047 P_d	1.047 P_d	1.283 P_d	1.111 P_d	1.047 P_d
Transformer, secondary	1.571 P_d	1.111 P_d	1.481 P_d	1.047 P_d	1.481 P_d	1.481 P_d	1.814 P_d	1.571 P_d	1.047 P_d

4.2 変換器の原理

4.2.1 重なり角のない理想的な場合

三相電圧は、図 4-6 に示すように 120 度ずつ位相差を持ち、時間とともに回転するベクトル

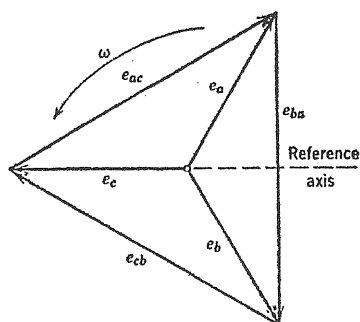


図 4-6 三相電圧の $t=0$ におけるベクトル

トルとして表すことができる。三相電圧は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} e_a &= E_m \cos(\omega t + 60^\circ) \\ e_b &= E_m \cos(\omega t - 60^\circ) \\ e_c &= E_m \cos(\omega t - 180^\circ) \end{aligned} \quad (4-2.1a)$$

$$\begin{aligned} e_{ac} &= e_a - e_c = \sqrt{3} E_m \cos(\omega t + 30^\circ) \\ e_{ba} &= e_b - e_a = \sqrt{3} E_m \cos(\omega t - 90^\circ) \\ &= \sqrt{3} E_m \sin \omega t \\ e_{cb} &= e_c - e_b = \sqrt{3} E_m \cos(\omega t + 150^\circ) \end{aligned} \quad (4-2.1b)$$

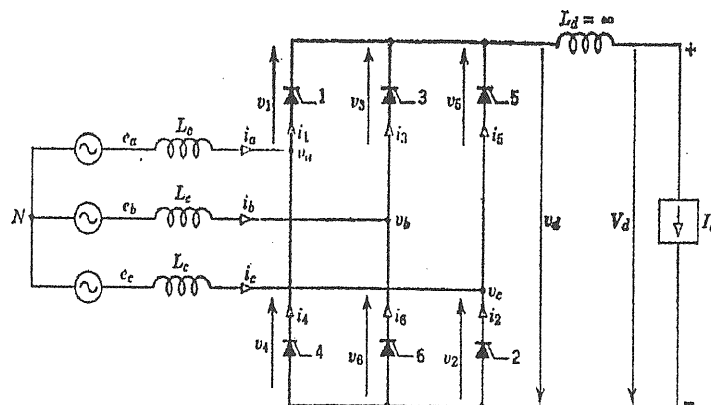


図 4-7 解析のための三相ブリッジ回路

解析のためのブリッジ回路を図4-7に、またその時の波形を図4-8に示す。バルブに示した番号順に転流する。理想的にはバルブの転流は瞬時に行われる。しかし、ブリッジ変圧器の2次巻線の漏洩インダクタンスのために、バルブが転流するときには2個のバルブが同時に導通する期間が生じる。この期間を転流重なり角 (u) と呼ぶ。重なり角によるバルブ電流波形の変化の様子を図4-9に示す。60度以上の重なり角になると、3個のバルブが同時に点弧する期間が出てくる。

図4-7の回路で導通しているバルブ(1および2)だけを入れた回路を図4-10に示す。この時の回路各部分の電流、電圧は式(4-2.2)によって与えられる。

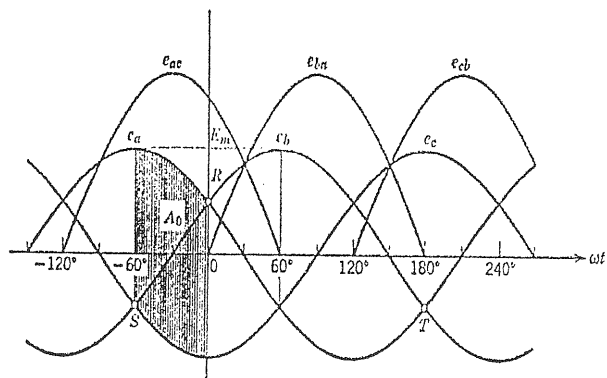


図4-8 解析のためのブリッジ回路ならびに電圧波形

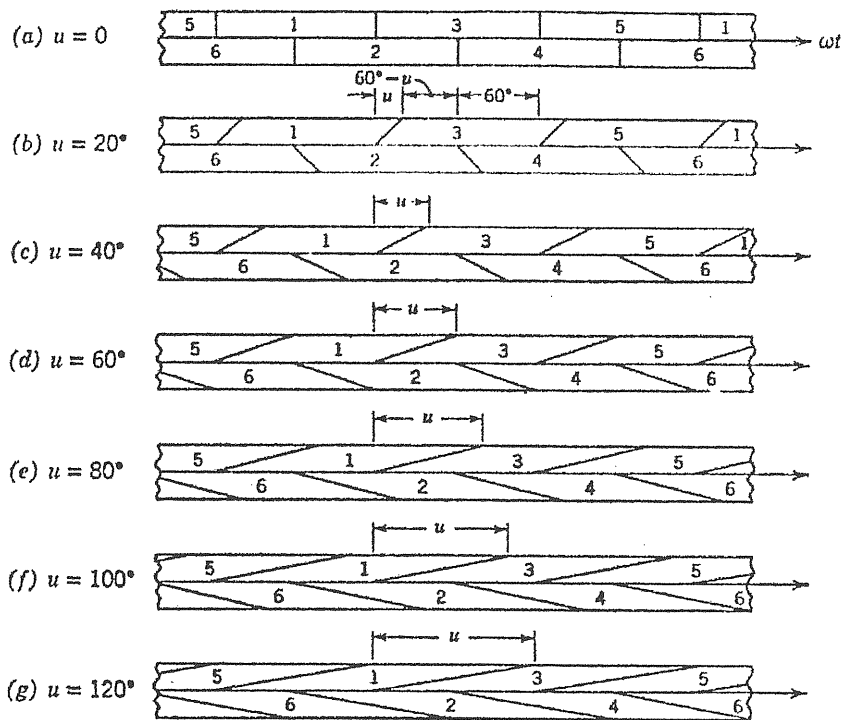


図4-9 転流時の重なり角によるバルブ電流の変化の様子

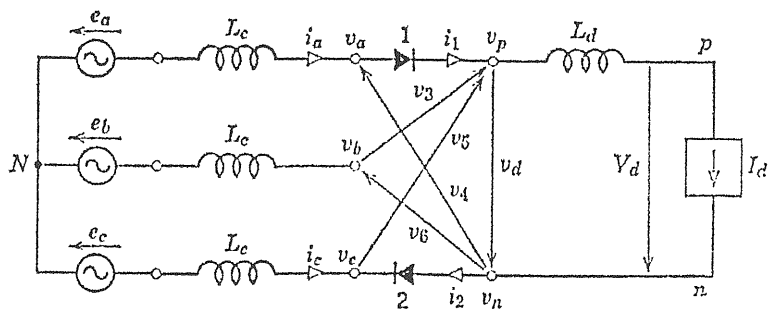


図4-10 バルブ1および2が導通しているときのブリッジ回路

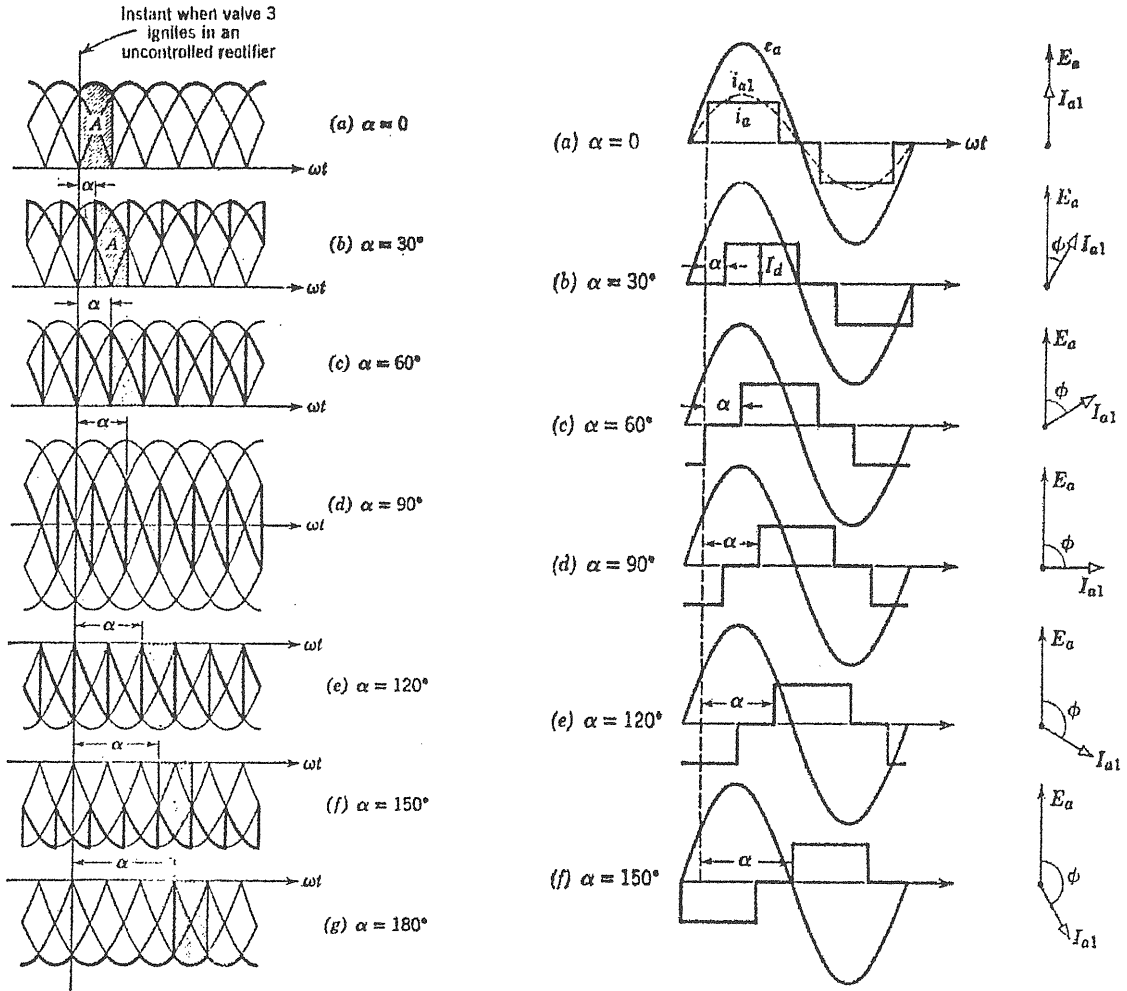


図4-1.1 点弧角による直流電圧の変化と交流側の電圧、電流の位相関係

$$\begin{aligned}
 i_a &= i_1 = i_2 = -i_c = I_d \\
 i_b &= i_3 = i_4 = i_5 = i_6 = 0 \\
 v_a &= v_p = e_a = E_m \cos(\omega t + 60^\circ) \\
 v_b &= v_b = E_m \cos(\omega t - 60^\circ) \\
 v_c &= v_n = e_c = E_m \cos(\omega t - 180^\circ) \\
 v_d &= v_p - v_n = e_a - e_c = e_{ac} = \sqrt{3} E_m \cos(\omega t + 30^\circ) \\
 v_1 &= v_2 = 0 \\
 v_3 &= e_{ba} = \sqrt{3} E_m \sin \omega t \\
 v_4 &= v_5 = -v_d = \sqrt{3} E_m \cos(\omega t - 150^\circ) \\
 v_6 &= e_{cb} = \sqrt{3} E_m \cos(\omega t + 150^\circ)
 \end{aligned}
 \tag{4-2.2}$$

直流側の瞬時電圧 v_d は、図4-8の波形の斜線部の高さで与えられる。点弧角 α によってこの波形が異なってくるが、その様子を図4-1.1に示す。 $\alpha = 0$ のときにはフル整流となり(図4-1.0 a)、平滑直流電圧 V_d が最大になる。この関係式を式(4-2.3)に示す。

$$\begin{aligned}
 V_{d0} &= \frac{3}{\pi} A_0 = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/3}^0 e_{ac} d\theta = \frac{3}{\pi} \int_{-60^\circ}^0 \sqrt{3} E_m \cos(\theta + 30^\circ) d\theta \\
 &= \frac{3\sqrt{3} E_m}{\pi} \sin(\theta + 30^\circ) \Big|_{-60^\circ}^0 = \frac{3\sqrt{3} E_m}{\pi} [\sin 30^\circ - \sin(-30^\circ)] \\
 &= \frac{3\sqrt{3} E_m}{\pi} 2 \sin 30^\circ = \frac{3\sqrt{3} E_m}{\pi} = 1.65 E_m
 \end{aligned}
 \tag{4-2.3}$$

また、平滑直流電圧 V_{d0} を実効相電圧 E_{LN} (相-中性点電圧)、実効相電圧 E_{LL} を使って表すと次式のようなになる。

$$V_{d0} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} E_{LN} = 2.34 E_{LN} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_{LL} = 1.35 E_{LL}
 \tag{4-2.4}$$

ここで、 V_{d0} は理想的な負荷電流がないときの平滑直流電圧である。

点弧角 α が有限の値を持つときには(図4-1.1の(b)~(g))、直流電圧 V_d は以下の式で与えられる。

即ち、

$$\begin{aligned}
 V_d &= V_{d0} \int_{\alpha-60^\circ}^{\alpha} \cos(\theta + 30^\circ) d\theta = V_{d0} \sin(\theta + 30^\circ) \Big|_{\alpha-60^\circ}^{\alpha} \\
 &= V_{d0} [\sin(\alpha + 30^\circ) - \sin(\alpha - 30^\circ)] \\
 &= V_{d0} (2 \sin 30^\circ) \cos \alpha = V_{d0} \cos \alpha
 \end{aligned}$$

(4-2.5)

ということは、点弧角 α によって直流出力電圧を制御することができる。 $\alpha = 90$ で直流出力がゼロになり、 $\alpha < 90$ の領域を順変換（正出力）、 $\alpha > 90$ の領域を逆変換（負出力）と呼ぶ。この様子を図4-12に示す。通常のスィッチングデバイスを用いると、上半分の領域をカバーする制御が可能となる。一方、強制転流が可能なる素子を用いれば下半分も含めて全領域での制御が可能となる。また、点弧角によって実効電力 P と無効電力 Q を制御することができる。図の Q の上向きは遅れ無効電力を表す。

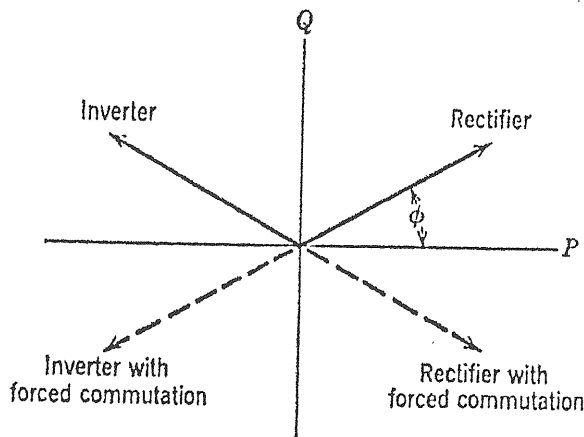


図4-12 順変換、逆変換領域を表す図

リップル電圧は、 α が0あるいは180に近づくほど小さくなり、 $\alpha = 90$ で最大になる。

変換器の損失を無視すると、交流電力と直流電力は等しいから

$$3E_{LN}I_{L1} \cos \phi = V_d I_d = I_d V_{d0} \cos \alpha \quad (4-2.6)$$

で与えられる。ここで、 I_{L1} は交流ライン電流の基本波成分である。交流ライン電流の形は図7-10右側(a)のように、高さ I_d で、導通角が $2\pi/3$ の正負の繰返し矩形波である。重なり角のない理想的な場合には、この形状は α に無関係である。

この波形をフーリエ展開することで、次式のように基本波電流が与えられる。

$$\begin{aligned}
 \sqrt{2} I_{L1} &= \frac{2}{\pi} \int_{-\pi/3}^{+\pi/3} I_d \cos \theta' d\theta' = \frac{2}{\pi} I_d \sin \theta' \Big|_{-\pi/3}^{+\pi/3} \\
 &= \frac{2}{\pi} I_d [\sin 60^\circ - \sin(-60^\circ)] = \frac{2}{\pi} I_d (2 \sin 60^\circ) \\
 &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d = 1.11 I_d
 \end{aligned}$$

(4-2.7)

式(4-2.4)と(4-2.7)を式(4-2.6)に代入すると、 $\cos \phi = \cos \alpha$ となる。 ϕ は相電圧に対する基本相電流の位相を表し、 $\cos \phi$ はいわゆる力率を表す。

4.2.2 重なり角がある場合

4.2.1では、変圧器に漏洩インダクタンスがないときの理想的な状態を考えた。この場合には、導通状態にあるバルブが消弧して、瞬時に隣のバルブへと転流する。即ち、図4-9(a)の状態である。実際には漏洩インダクタンス L_c があるために、そこに溜まっているエネルギーが点弧しているバルブの消弧を妨げるため、そのエネルギーが消滅するまでは点弧状態にある。一方で転流のためのゲート信号が次のバルブに加えられているので、次のバルブは点弧する。即ち、同時に同方向の2個のバルブが点呼している時期がある。この時期を重なり角と呼び、 u で表す。

バルブの転流シーケンスは、12、123、23、234、34、345、45、456、56、561、61、612の順番となる。重なり角が60度以上になると、常に3個あるいは4個のバルブが導通状態にある。しかし、重なり角が60度以上で使用することはまれであるので、ここでは重なり角が60度以下の場合を検討する。

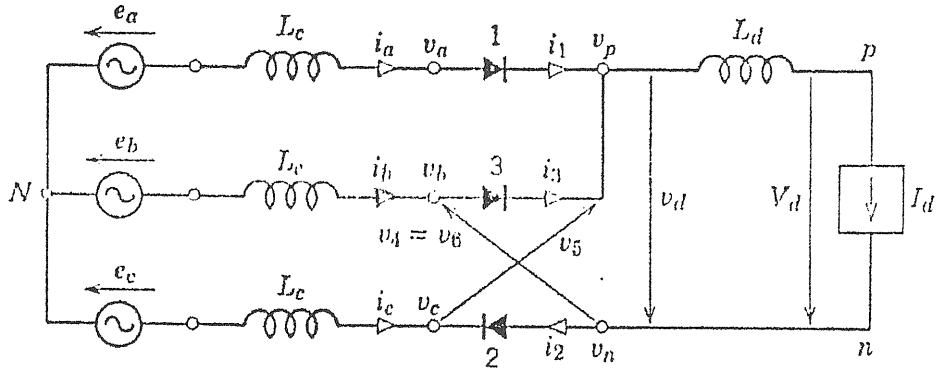


図4-13 三相ブリッジ変換器のバルブ1, 2, 3が導通している状態

図4-13で考えると、 $i_1 = I_d, i_3 = 0 @ \omega t = \alpha$ で、また $i_1 = 0, i_3 = I_d @ \omega t = \alpha + u = \delta$ である。ここで、 δ を消弧角と呼ぶ。

今、回路N31Nの閉ループを考えると

$$e_b - e_a = L_c \frac{di_3}{dt} - L_c \frac{di_1}{dt} = \sqrt{3} E_m \sin \omega t \quad (4-2.8)$$

$i_1 = I_d - i_3$ であるので、 $di_1/dt = -di_3/dt$ となり、

$$\sqrt{3} E_m \sin \omega t = 2L_c \frac{di_3}{dt} \quad (4-2.9)$$

この式を変形し、積分することで重なり角の期間における電流の波形が求められる。

$$\frac{\sqrt{3} E_m}{2L_c} \int_{\alpha/\omega}^t \sin \omega t dt = \int_0^{i_3} di_3$$

$$I_{s2} (\cos \alpha - \cos \omega t) = i_3 = I_d - i_1 \quad (4-2.10)$$

ここで、 $I_{s2} = \sqrt{3} E_m / 2\omega L_c$ で与えられる。

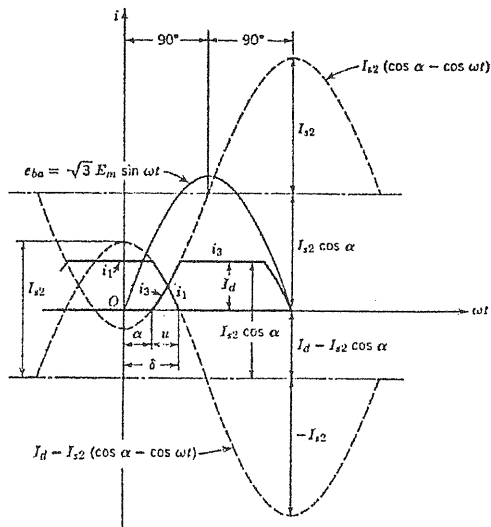


図4-14 転流時におけるバルブ1と3の電流波形

その時の電流波形は図4-14に示されるようになる。

転流中は相電圧は短絡されてゼロになり、2つの相電圧は等しくなり、夫々の相電圧の平均になる。即ち、

$$v_a = v_b = \frac{e_a + e_b}{2} = \frac{E_m}{2} \cos \omega t = -\frac{e_c}{2} \quad (4-2.11)$$

で与えられる。

転流時 ($\alpha < \omega t < \alpha + u$) のバルブ1と3の瞬時電圧と電流は次式で与えられる。

$$i_a = i_1 = I_d - I_{s2} (\cos \alpha - \cos \omega t)$$

$$i_b = i_3 = I_{s2} (\cos \alpha - \cos \omega t)$$

$$i_c = -i_2 = -I_d$$

$$i_4 = i_5 = i_6 = 0$$

$$v_a = v_b = v_p = -0.5e_c = 0.5E_m \cos \omega t$$

$$v_c = v_n = e_c = -E_m \cos \omega t$$

$$v_d = v_p - v_n = 1.5E_m \cos \omega t$$

$$v_1 = v_2 = v_3 = 0$$

$$v_4 = v_5 = v_6 = -v_d = -1.5E_m \cos \omega t \quad (4-2.12)$$

一例として、点弧角 $\alpha = 15^\circ$ 、重なり角 $u = 15^\circ$ の時の瞬時電流、電圧波形を図4-15に示す。

消弧時に $i_3 = I_d$ であるので、式(4-2.10)から

$$I_d = I_{s2} (\cos \alpha - \cos \delta) \quad (4-2.13)$$

となる。即ち、重なり角の分だけ直流電流が低くなる。

同様の計算が直流電圧に対する重なり角の影響について計算できる。図4-16に示すように、 $A_0 = V_{d0} \pi / 3$ 、同様に $A = \Delta V_d \pi / 3$ である。ここでAは

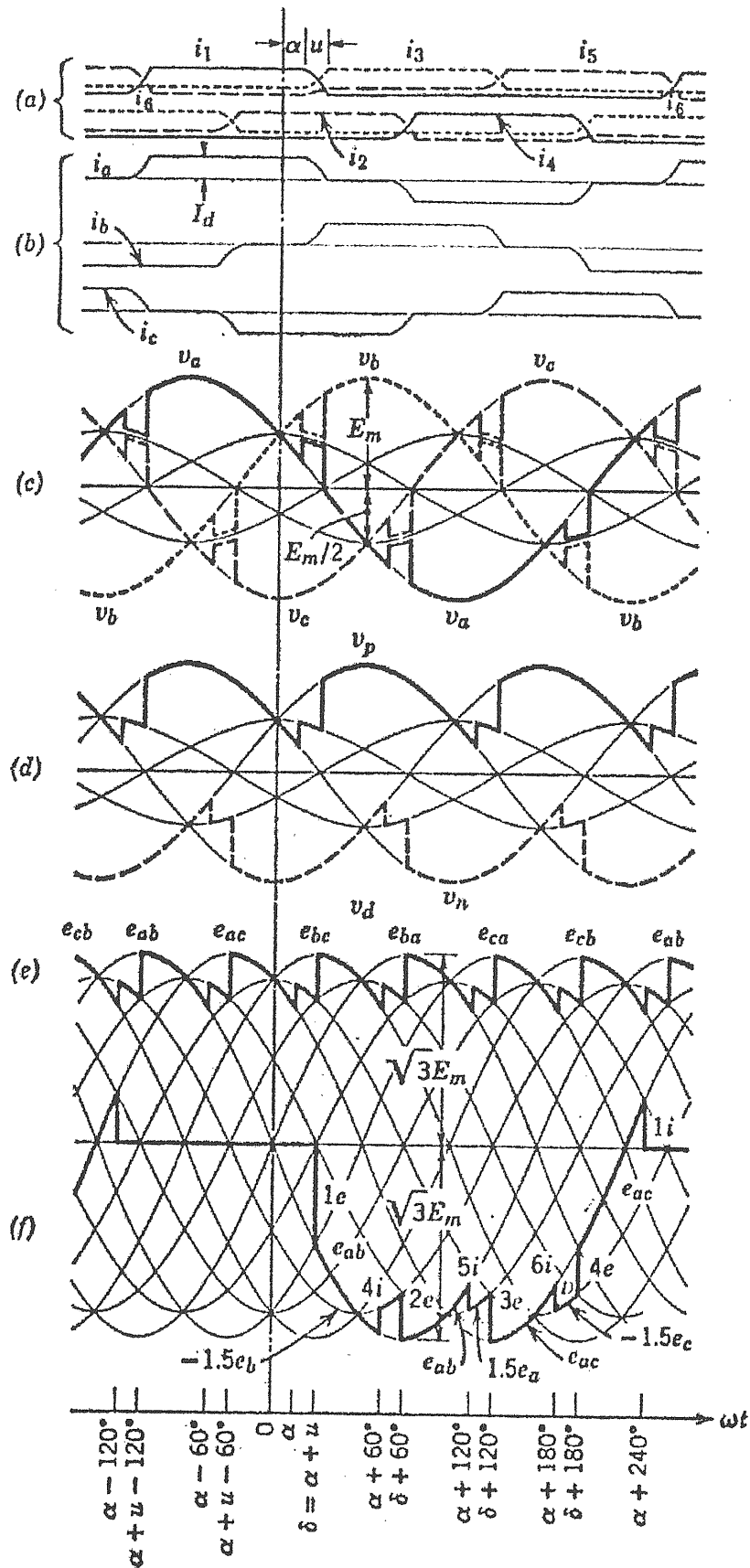


図4-15 点弧角 $\alpha=15^\circ$ 、重なり角 $u=15^\circ$ の時の瞬時電流、電圧波形。

(a)バルブ電流、(b)相電流、(c)相電圧、(d)中性点に対する直流電圧、(e)直流側両端電圧、(f)バルブ1の両端電圧

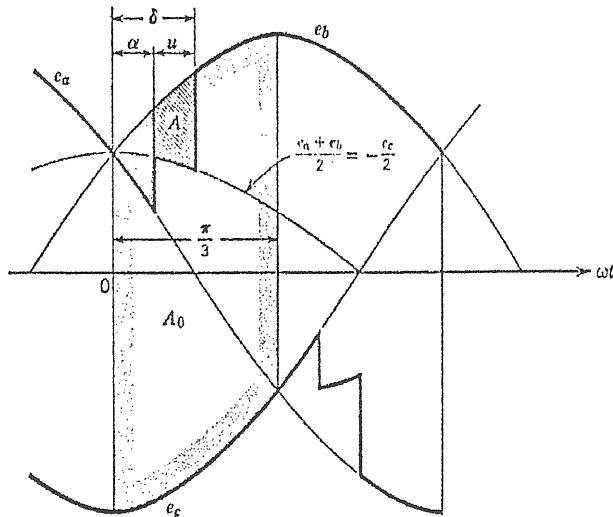


図4-16 重なり角による直流電圧低下

$$\begin{aligned}
 A &= \int_{\alpha}^{\alpha+\delta} \left(e_b - \frac{e_a + e_b}{2} \right) d\theta = \int_{\alpha}^{\alpha+\delta} \frac{e_b - e_a}{2} d\theta \\
 &= \frac{\sqrt{3} E_m}{2} \int_{\alpha}^{\alpha+\delta} \sin \theta d\theta = \frac{\sqrt{3} E_m}{2} \left[-\cos \theta \right]_{\alpha}^{\alpha+\delta} \\
 &= \frac{\sqrt{3} E_m}{2} (\cos \alpha - \cos \delta) \\
 \Delta V_d &= \frac{3}{\pi} A = \frac{3\sqrt{3} E_m}{2\pi} (\cos \alpha - \cos \delta) \\
 &= \frac{V_{d0}}{2} (\cos \alpha - \cos \delta)
 \end{aligned} \tag{4-2.14}$$

となる。重なり角がないときの直流電圧は $V_{d0} \cos \alpha$ であるので、重なり角がある場合の直流電圧は

$$V_d = V_{d0} \cos \alpha - \Delta V_d = \frac{V_{d0} (\cos \alpha + \cos \delta)}{2} \tag{4-2.15}$$

となる。式 (4-2.13) から次式の関係が得られる。

$$\frac{\Delta V_d}{V_{d0}} = \frac{I_d}{2I_{s2}} \tag{4-2.16}$$

あるいは

$$V_d = V_{d0} \left(\cos \alpha - \frac{I_d}{2I_{s2}} \right) \tag{4-2.17}$$

また、等価転流レジスタンス

$$R_c = \frac{3}{\pi} \omega L_c = \frac{3}{\pi} X_c = 6fL_c \text{ を使って}$$

$$V_d = V_{d0} \cos \alpha - R_c I_d \tag{4-2.18}$$

とも書ける。さらに次のようにも表すことができる。

$$V_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \left(\frac{\cos \alpha + \cos \delta}{2} \right) E_{LN} \tag{4-2.19}$$

変換器の損失を無視すると、直流側電力と交流側電力は等しくなるから

$$P_a = 3E_{LN} I_{L1} \cos \phi = P_d = V_d I_d \tag{4-2.20}$$

これから基本波実効交流電流が次式で与えられる。

$$I_{L1} \cos \phi = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \left(\frac{\cos \alpha + \cos \delta}{2} \right) \tag{4-2.21}$$

この式は

$$I_{L1} \approx \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d = I_{L10} \tag{4-2.22}$$

で近似できる。実際に重なり角 $u \leq 30^\circ$ であれば誤差は 1.1% 以下である。

力率は式 (4-2.15) と (4-2.18) を使って

$$\cos \phi \approx \frac{\cos \alpha + \cos \delta}{2} = \frac{V_d}{V_{d0}} = \cos \alpha - \frac{R_c I_d}{V_{d0}} \tag{4-2.23}$$

また、直流電圧は次式で近似できる。

$$V_d \approx \frac{3\sqrt{6}}{\pi} E_{LN} \cos \phi \tag{4-2.24}$$

一方、無効電力は次式で与えられる。

$$Q = P_a \tan \phi \tag{4-2.25}$$

4.2.3 逆変換

これまで述べてきたように、逆変換は $\alpha > 90^\circ$ の場合で、負の直流電圧を発生する。電流の向きは正方向であるので、負荷から交流側に電力を戻すことになる。

次のように α_i を定義すると、常に $\alpha \leq 90^\circ$ となり準返還に準じて逆変換を議論できる。

$$\alpha_i = \pi - \delta = \frac{\pi - u}{2} \tag{4-2.26}$$

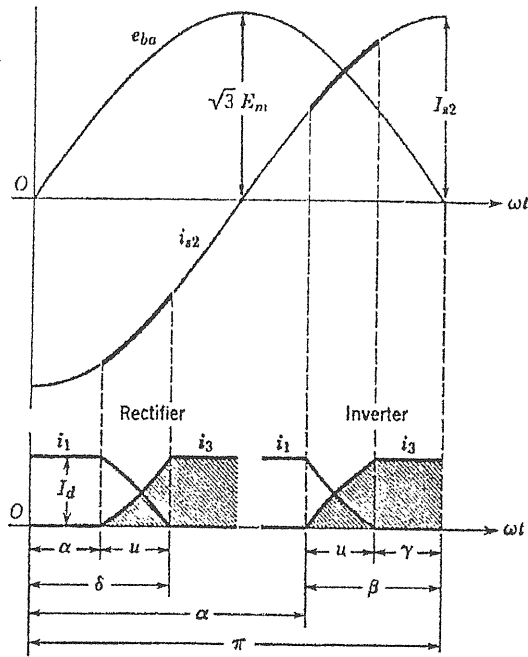


図 4-1 7 準変換と逆変換の場合の各位相角と転流電流波形の違い

準変換と逆変換との間の位相角の関係は次式のようになる。

$$\begin{aligned} \beta &= \pi - \alpha \\ \gamma &= \pi - \delta \\ u &= \delta - \alpha = \beta - \gamma \end{aligned} \quad (4-2.27)$$

直流電流、直流電圧は次のように与えられる。

$$I_d = I_{s2}(\cos \gamma - \cos \beta) \quad (4-2.28)$$

$$\begin{aligned} V_d &= \frac{V_{d0}(\cos \gamma + \cos \beta)}{2} \\ &= V_{d0} \cos \beta + R_c I_d \\ &= V_{d0} \cos \gamma - R_c I_d \end{aligned} \quad (4-2.29)$$

逆変換時の瞬時電圧電流波形を図 4-1 8 に示す。逆変換の場合には、重なり角のために最大でも $\alpha \leq 150^\circ$ 程度に抑えなければならない。

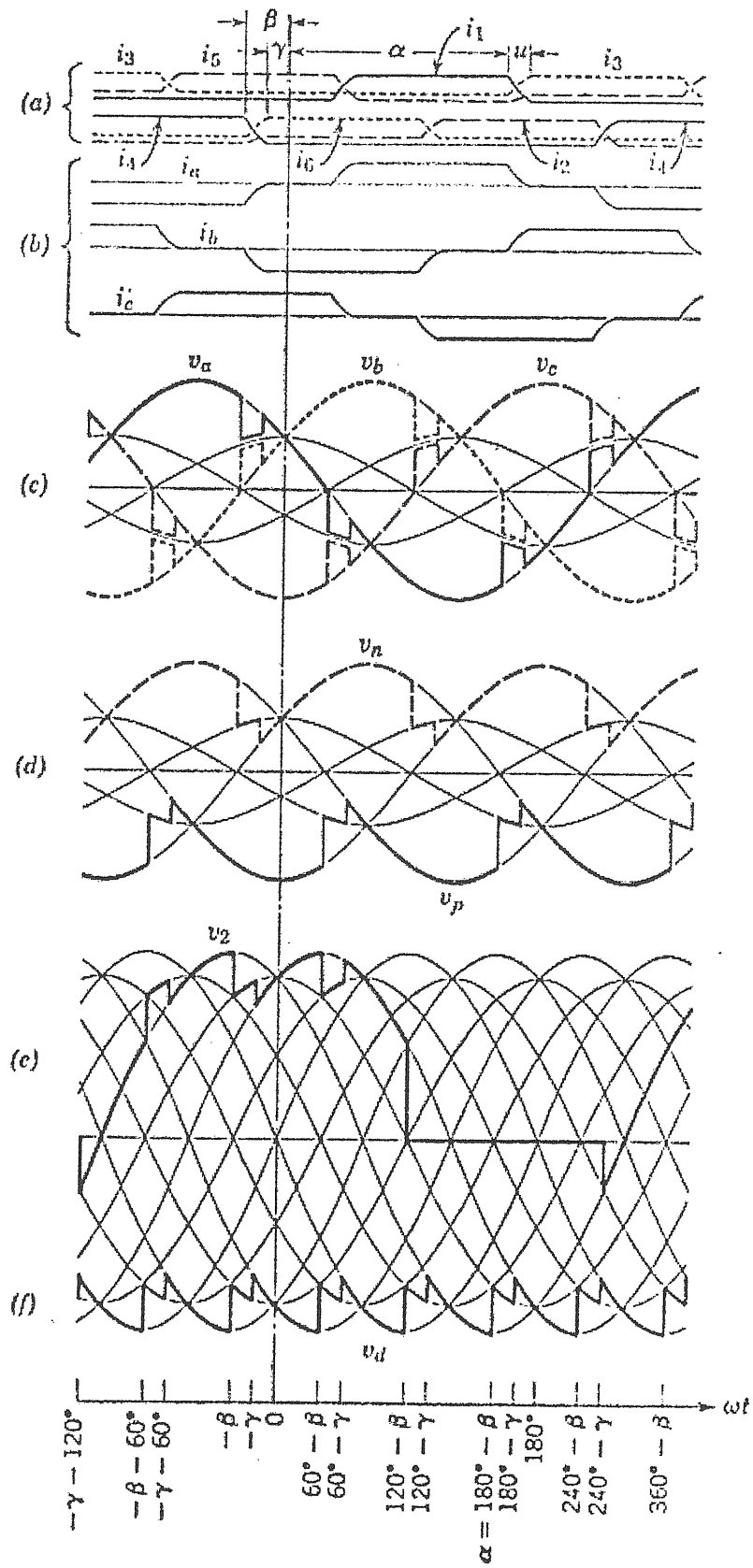


図4-17 点弧角 $\alpha = 150^\circ$ 、 $\beta = 30^\circ$ 、 $u = 15^\circ$ 、 $\gamma = 15^\circ$ の時の瞬時電流、電圧波形。
 (a)バルブ電流、(b)相電流、(c)相電圧、(d)中性点に対する直流電圧、(e)バルブ2の両端電圧、(f)直流側両端電圧

5. 高調波とリップル

パルス数 p の変換器では、交流側に $h = pq \pm 1$ の高調波を、また直流側に $h = pq$ のリップルを発生する。パルス数が 6 ないし 12 の場合の高調波ならびにリップルの次数を表 5-1 に示す。ここでは、交流側の高調波を単に高調波（高調波成分）、直流側の高調波をリップル（リップル成分）と呼ぶ。

表 5-1 高調波ならびにリップルの次数

パルス数 p	交流側 $pq \pm 1$	直流側 pq
6	1, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, ...	0, 6, 12, 18, 24, ...
12	1, 11, 13, 23, 25, ...	0, 12, 24, ...

高調波成分（交流側）の振幅は次数とともに減少し、 $I_h < I_1/h$ である。

高調波を議論するとき以下の仮定をする。

- (1) 三相、正弦波である。
- (2) 直流電流は一定で、リップルがないとする。即ち、負荷の時定数が無限大であるとする。
- (3) パルプが等間隔に点弧するものとする。
- (4) 転流インダクタンスは三相間で同じであるとする。

5.1. 重なり角がない場合の高調波

図 5-1 は三相ブリッジ回路の相電圧、相電流波形を示す。

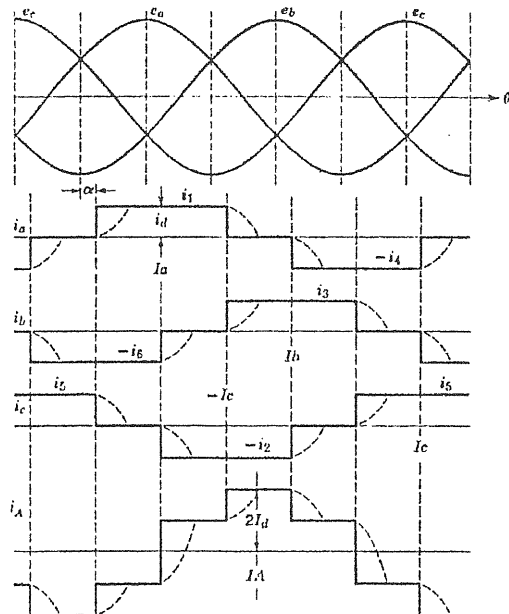


図 5-1 三相ブリッジ回路の相電圧、相電流波形。上から、相電圧、変圧器 YY 結線の相電流、 ΔY 結線の相電流を表す。実線は重なり角のない場合、点線は重なり角がある場合を示す。

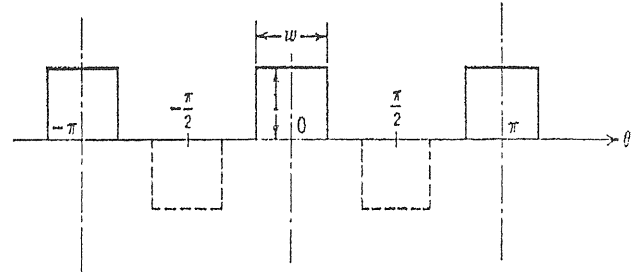


図 5-2 任意の幅 w をもつパルス列

図 5-2 は任意の矩形パルス列を示すが、重なり角がない場合の相電流を疑似している。これを次式に示すようにフーリエ展開すれば高調波が求まる。

$$F(\theta) = \frac{A_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} (A_h \cos h\theta + B_h \sin h\theta) \quad (5-1.1)$$

ここで、

$$A_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F(\theta) d\theta$$

$$A_h = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F(\theta) \cos h\theta d\theta$$

$$B_h = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F(\theta) \sin h\theta d\theta$$

(5-1.2)

ここで原点をパルスの中心にとると、偶関数となり、 $B_h = 0$ で、 A_h のみ残る。

即ち、

$$A_h = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(\theta) \cos h\theta d\theta = \frac{1}{\pi} \int_{-w/2}^{+w/2} \cos h\theta d\theta$$

$$= \frac{1}{\pi h} \left[\sin \frac{hw}{2} - \sin \left(-\frac{hw}{2} \right) \right] = \frac{2}{\pi h} \sin \frac{hw}{2}$$

(5-1.3a)

$$\frac{A_0}{2} = \frac{1}{2\pi} \int_{-w/2}^{+w/2} d\theta = \frac{w}{2\pi}$$

(5-1.3b)

したがって、展開式は次式のようにになるが、

$$F_1(\theta) = \frac{2}{\pi} \left(\frac{w}{4} + \sin \frac{w}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \frac{2w}{2} \cos 2\theta + \frac{1}{3} \sin \frac{3w}{2} \cos 3\theta + \frac{1}{4} \sin \frac{4w}{2} \cos 4\theta + \dots \right) \quad (5-1.4)$$

三相ブリッジ整流の場合、 $w = 2\pi/3$ となり、3の整数倍の項が消える。

一方、図5-2の負のパルス列をフーリエ展開すると

$$F_2(\theta) = \frac{2}{\pi} \left(-\frac{w}{4} + \sin \frac{w}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \frac{2w}{2} \cos 2\theta + \frac{1}{3} \sin \frac{3w}{2} \cos 3\theta - \frac{1}{4} \sin \frac{4w}{2} \cos 4\theta + \dots \right) \quad (5-1.5)$$

両者の和をとると

$$F_3 = F_1 + F_2 = \frac{4}{\pi} \left(\sin \frac{w}{2} \cos \theta + \frac{1}{3} \sin \frac{3w}{2} \cos 3\theta + \frac{1}{5} \sin \frac{5w}{2} \cos 5\theta + \dots \right) \quad (5-1.6)$$

三相ブリッジ整流の場合、 $w = 2\pi/3$ ということから3の整数倍の項が消え

$$i_a = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left(\cos \theta - \frac{1}{5} \cos 5\theta + \frac{1}{7} \cos 7\theta - \frac{1}{11} \cos 11\theta + \frac{1}{13} \cos 13\theta - \frac{1}{17} \cos 17\theta + \frac{1}{19} \cos 19\theta - \dots \right) \quad (5-1.7)$$

が得られ、 $6q \pm 1$ が残る。

基本波成分の最大値と実効値は

$$I_{10m} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d = 1.103I_d \quad (5-1.8)$$

$$I_{10} = \frac{I_{10m}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d = 0.780I_d \quad (5-1.9)$$

h 次成分は

$$I_{h0} = \frac{I_{10}}{h} \quad (5-1.10)$$

となる。

図4-5(d)にあるような12パルス整流の場合、相電流波形は図5-3(c)のようにより滑らかな波形となって、高調波成分が打ち消され、次式で与えられるように5次、7次、...が消え、11次、13次、...が残る。

$$i_{12} = 1.103I_d \left(\cos \theta - \frac{1}{11} \cos 11\theta + \frac{1}{13} \sin 13\theta - \frac{1}{23} \cos 23\theta + \frac{1}{25} \sin 25\theta - \dots \right) \quad (5-1.11)$$

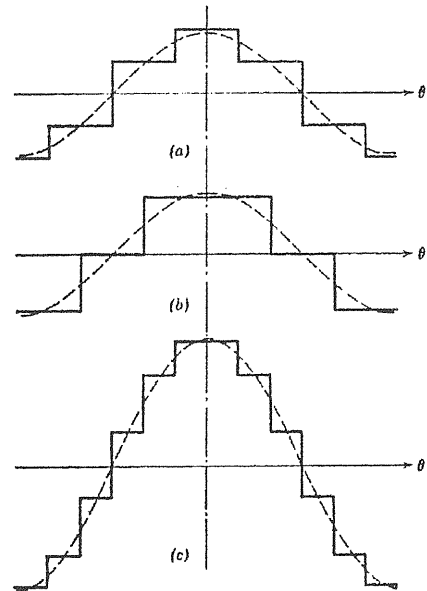


図5-3 2ブリッジ12パルス変換器の相電流波形。(a)YΔ結線整流、(b)YY結線整流、(c)総和

5.2. 重なり角がある場合の高調波およびリップル

重なり角がある場合には、相電流は図5-1中の点線で示すような波形になる。重なり角があることによって一般に高調波成分は減る。これらをフーリエ展開したときの高調波成分の重なり角依存性を図5-4に示す。

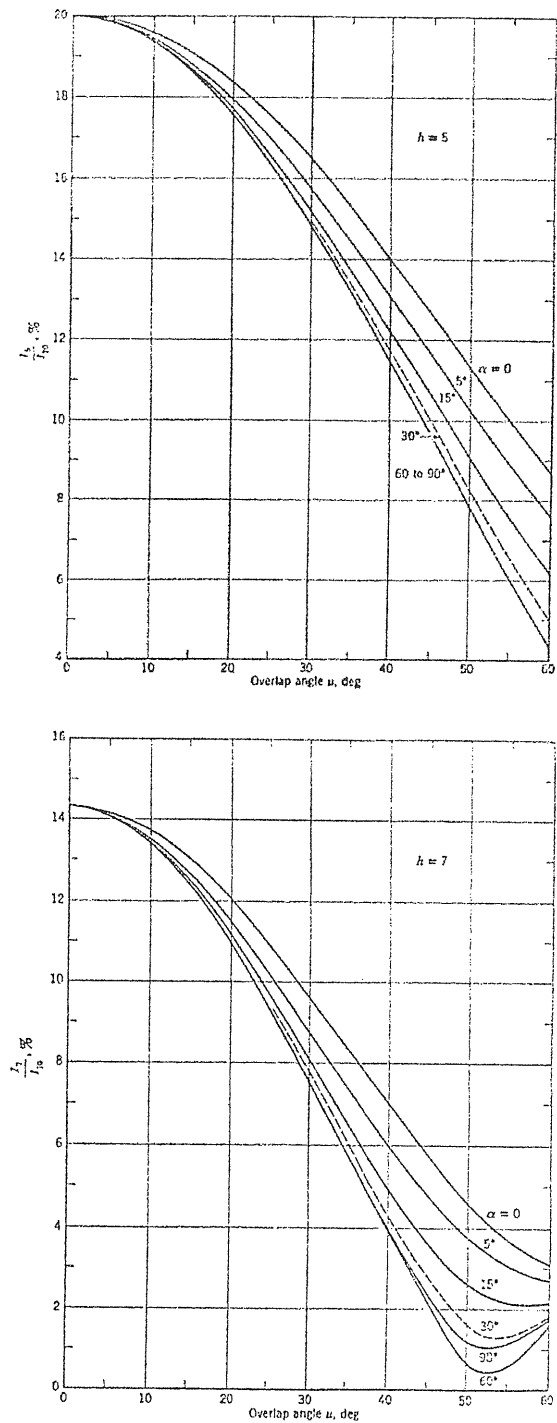


図5-4(a) 重なり角がある場合の高調波成分 (5次および7次)

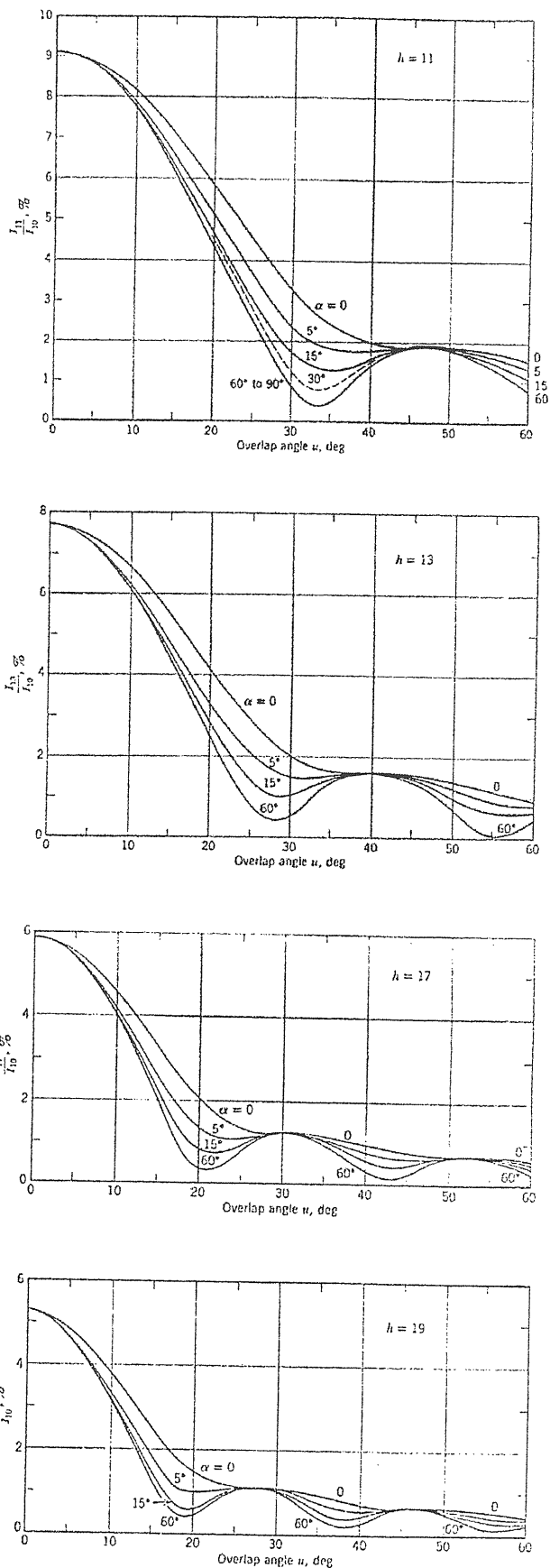


図5-4(b) 重なり角がある場合の高調波成分 (11次、13次、17次および19次)

直流側のリップル成分について以下に示す。

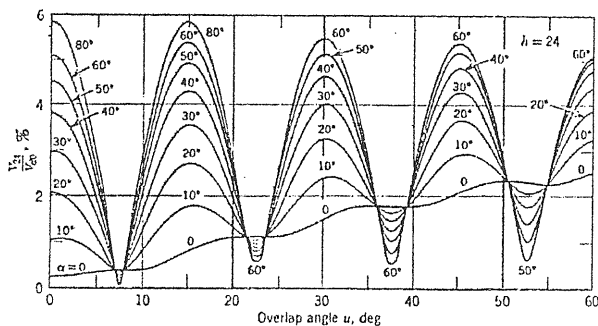
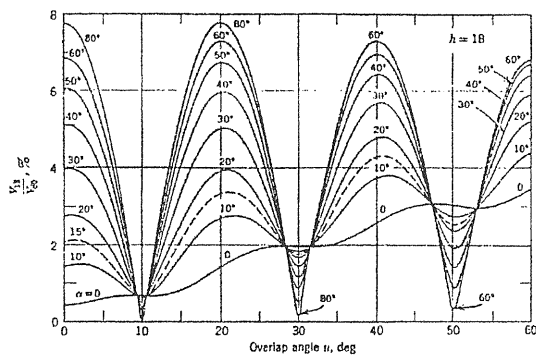
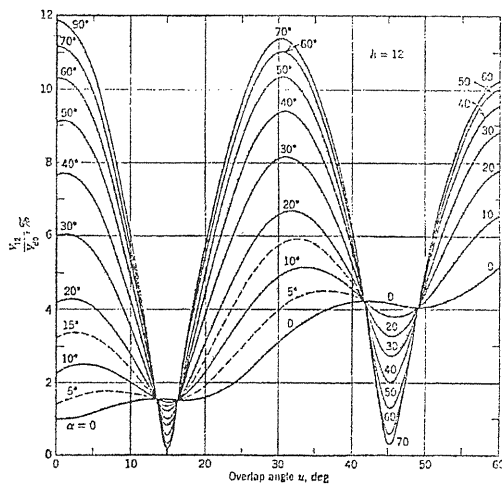
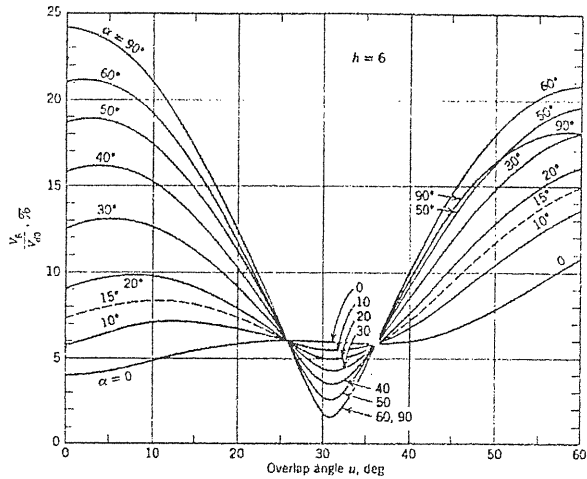


図5-5 重なり角があるときのリップル成分

6. フリッカー

変換器を動作させると、図4-11にあるように、制御位相角（点弧角）によって相電圧と相電流の位相が変化する。一般に負荷はインダクタンスであるので、電流が遅れることになる。このために無効電力が発生する。実効電力を P 、無効電力を Q とすると夫々以下のように与えられる。

重なり角を無視したとき

$$P = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} I_d \cos \alpha \quad (6-1)$$

$$Q = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} I_d \sin \alpha \quad (6-2)$$

重なり角を考慮したとき

$$P = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} I_d \left(\frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + u)}{2} \right) \quad (6-3)$$

$$Q = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} I_d \left(\frac{\sin \alpha + \sin(\alpha + u)}{2} \right) \quad (6-4)$$

力率は

$$\cos \phi = \frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + u)}{2} \quad (6-5)$$

変換器では無効電力が発生するために、無効電力が変化することによって電力系統に電圧変動（フリッカ）を生じる。これを防止するために種々の方法が開発されている。電圧変動を防ぐには、無効電力が発生しないようにする、あるいは無効電力が変動しないようにすればよい。即ち、図6-1に示すように、変換器が発生する変動する無効電力 Q_M を何らかの方法で一定になるように加えてやればよい。

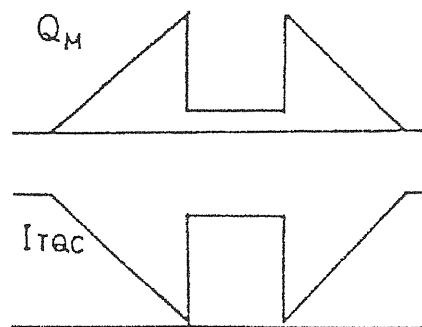


図6-1 無効電力変動補償の原理

表 6-1 各種無効電力補償装置 (2)

方式	(a) サイリスタON-OFF制御方式(TSC)	(b) サイリスタ位相制御方式(TCR)	(c) 自動インバータ方式(SCC)
構 成			
動 作 原 理			
特 徴	<ul style="list-style-type: none"> ・進相可変 ・段階制御 	<ul style="list-style-type: none"> ・L可変によるL,Cの制御 ・連続制御 	<ul style="list-style-type: none"> ・可変直流電圧による出力電圧制御 ・連続制御

表 6-1 に各種無効電力補償装置を方式を示す。

TSC (Thyristor Switched Capacitor) は、サイリスタを用いてキャパシタを入り切りする方式である。負荷の遅れ電力とキャパシタの進み電力でキャンセルする。

TCR (Thyristor Controlled Reactor) は、サイリスタを用いてリアクターの電流を制御し、負荷の無効電力と合わせて一定になるようにする方式である。どちらも遅れ電力であるので、進相用のキャパシタがいる。このキャパシタは高調波フィルタを兼用するように設計される。

SCC (Self-Commutated Converter) は、GTOのような自己消弧型のスイッチを用いて自励式の変換器を用い、進み-遅れ電力を発生して、負荷無効電力を補償する。

図 6-2 は KEK の 12GeV 陽子シンクロトロン電源に採用されている無効電力補償装置の構成図である。SCR となっている部分が所謂 TCR である。負荷の無効電力を検出し、SCR のサイリスタの位相を制御することで無効電力を補償する。図 6-3 に示すように、この装置によってフリッカが抑制されているのが分かる。

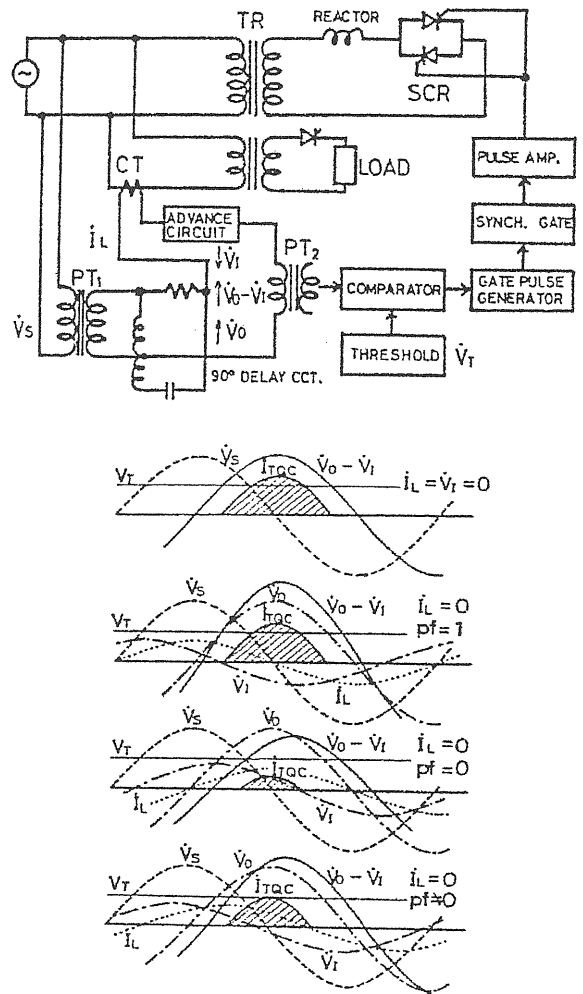


図 6-2 KEK の 12GeV 陽子シンクロトロン電源用無効電力補償装置の構成ならびに SCR の電圧-電流波形 (5)

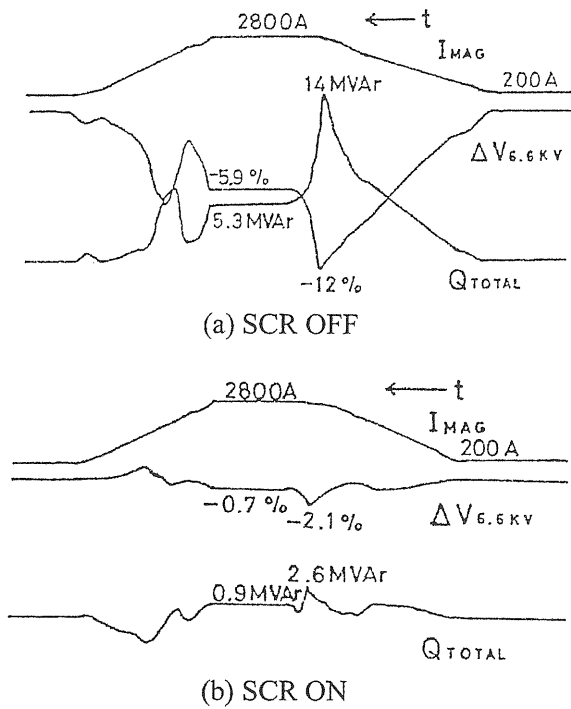


図 6-3 無効電力補償装置 (SCR) の効果を示すグラフ

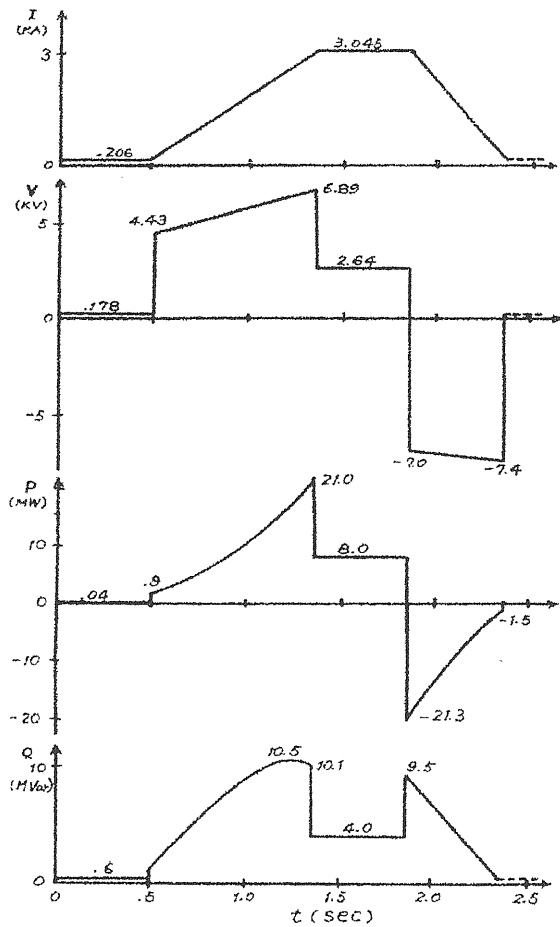


図 6-4 12GeV 陽子シンクロトロン電流、電圧、電力波形

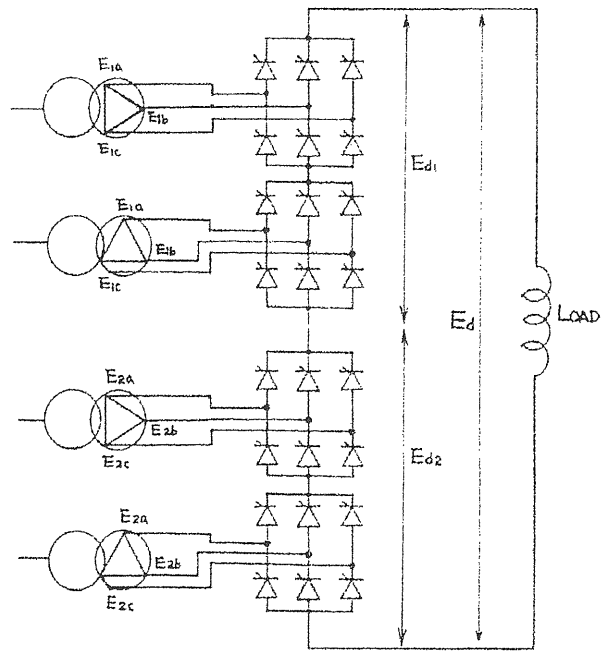


図 6-5 12GeV 陽子シンクロトロン電源の順-逆変換器回路構成

フリッカを抑えるもう一つの方法として、無効電力を少なくする方法である。初めに述べたように、加速器では負荷のインダクタンスのために、加速中とフラットトップにおける必要電圧が異なってくる。電源としては加速に必要な電圧で設計する必要があり、フラットトップにおいて電圧を絞る必要がある (図 6-4)。

通常、変換器で電圧を絞ると無効電力が発生する。そこで、図 6-5 に示すような 12 パルス変換器を直列接続し、一方を順変換器、他方を逆変換器として位相制御し、キャンセルして出力電圧を抑える。

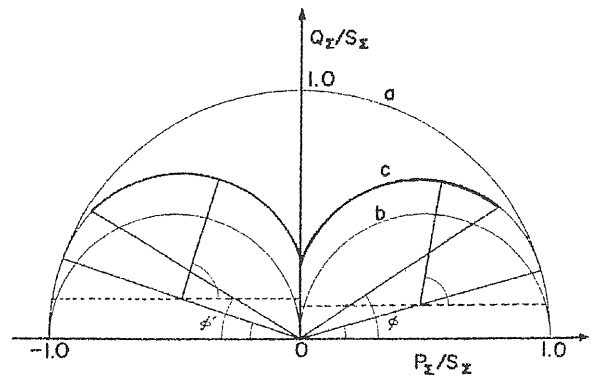


図 6-6 順-逆変換器による無効電力制御

無効電力抑制の原理を図6-6に示す。

半円 a は、図6-5の直列接続変換器を同位相で制御した場合である。直流出力電圧がゼロの時、最大の無効電力を発生する。

半円 b は、漏洩インダクタンスが無視できる理想状態で、順-逆変換で位相制御したときである。直流出力電圧をゼロにするときには、一方の変換器を位相角 180 度で制御し、他方の変換器を位相角 0 度で制御する。無効電力は発生しない。

実際には、漏洩インダクタンスがあるために位相角がこのような値を取れない。したがって、半円 c のような軌跡をとる。また、位

相角の余裕をみると実際に制御できる範囲が図の太線で表す範囲となる。この場合でも無効電力を抑制できる。

7. 電源の例

電源構成の例として、12GeV 陽子シンクロトロン、J-PARC シンクロトロンの例を述べる。

12GeV 陽子シンクロトロン用電源構成を図7-1に示す。必要電源容量としてはピークで20MWを越える。この電源は12パルス変換器を基本要素として、これらを直列接続したものである。

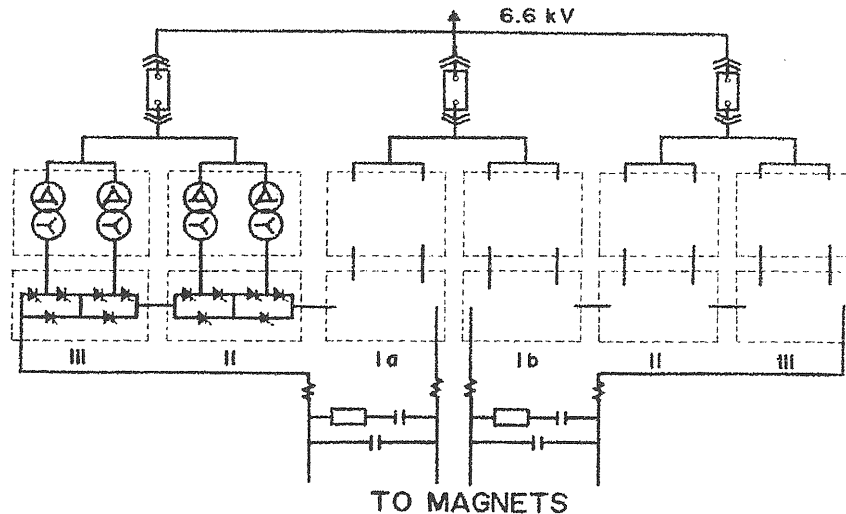


図7-1 12GeV 陽子シンクロトロン用電源構成

図7-2は、J-PARC 50GeV シンクロトロンの電源系統単線結線図である。電力はピークで130MWになる。図7-3に示すIGBTスイッチング電源を用いることで無効電力の発生

を防ぐ。実効電力の変動が大きく、この変動は電力系統の周波数変動をもたらすので、フライホイール発電機を設置し周波数変動を防ぐ方式が検討されている。

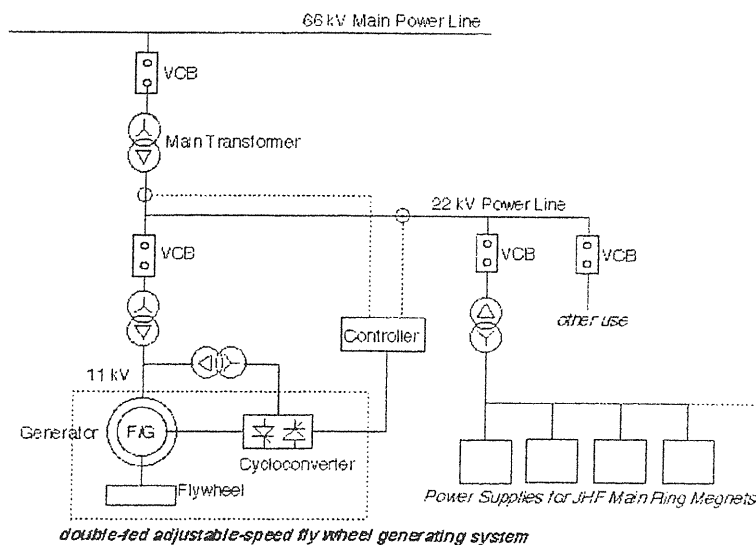


図7-2 J-PARC 50GeV シンクロトロンの電源系統単線結線図 (6)

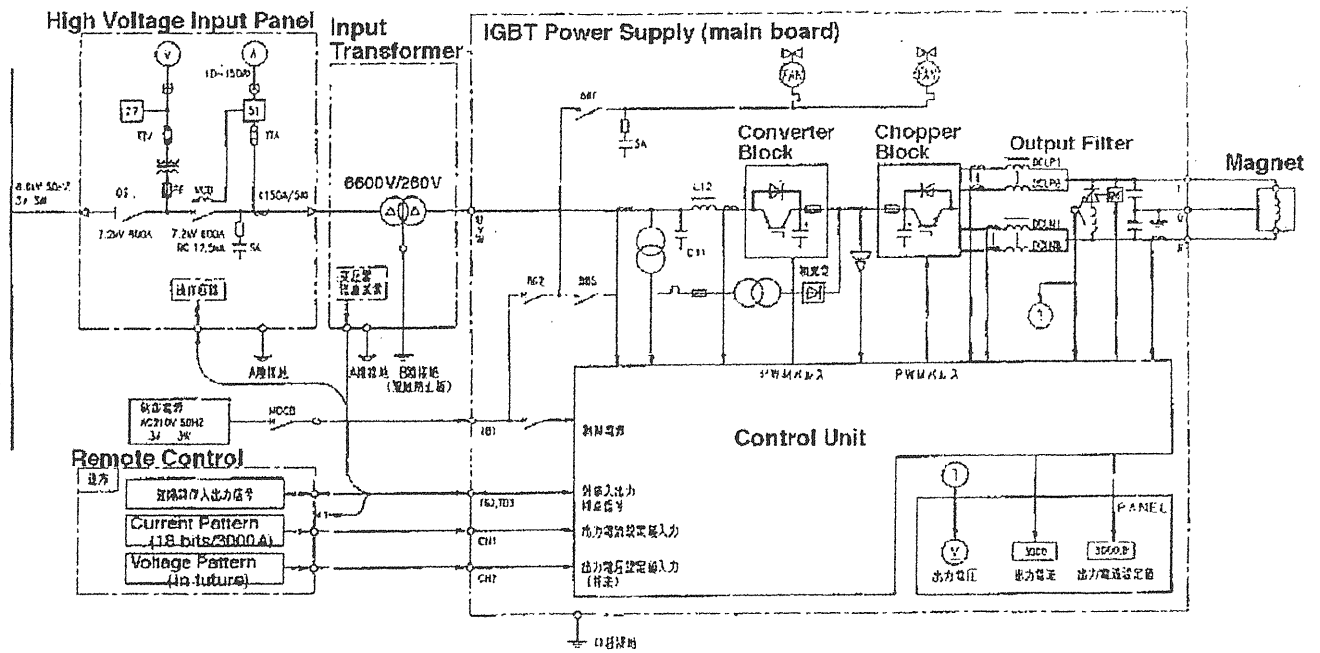


図 7-3 J-PARC 50GeV シンクロトロン用に開発された IGBT スイッチング電源 ⁽⁶⁾

8. まとめ

加速器用電源、特に高エネルギーシンクロトロンに用いる電源について、変換器を中心に述べた。近年のパワーエレクトロニクスの発展で、種々のパワースイッチング素子が開発されており、今後とも高安定度、系統への擾乱をより抑えられる電源の開発が為されるであろう。

参考文献

- 1) 電気工学ハンドブック (第6版)、電気学会編、オーム社、2001
- 2) パワーエレクトロニクスガイドブック-99年版、OHM 編集部編、オーム社
- 3) E. W. Kimbark, Direct current transmission - vol. 1, Wiley-Interscience, 1971
- 4) T. Shintomi, M. Masuda, S. Matsumoto and M. Takeda, Harmonic Current AC Filters at a Large Accelerator, Particle Accelerators, vol. 8 (1978) 87
- 5) M. Masuda, S. Matsumoto and T. Shintomi, Flicker Suppressor by Thyristor, IEEE Trans. Nucl. Sci., vol. NS-24 (1977) 1306
- 6) ACCELERATOR TECHNICAL DESIGN REPORT FOR J-PARC, Accelerator Group JAERI/KEK Joint Project Team, <http://hadron.kek.jp/member/onishi/tdr2003/index.html>