

シンクロトロン電源の今昔

(第7回加速器電源シンポジウム、2002.12.12~13)

高エネルギー加速器研究機構

遠藤 有聲

若い方はご存知ないかも知れないが、高エネルギー物理学研究所（現、高エネルギー加速器研究機構、略称 KEK）が昭和45年に筑波の地に設置される以前に、田無市の東大原子核研究所内一隅に「素粒子研究所」準備室が置かれていた。昭和42年に入所した私はまだ若輩で直ちに電磁石部門に配属され、何の知識もなく轟音を発しながら回転する交流発電機をいきなり操作し、大きな鉄の塊とも見える電磁石をパルス励磁しては磁場を測定する業務に就いた。当時の整流素子は水銀整流器から SCR（サイリスター）に切り替わったばかりで、回転機はまだ必需品であった。シンクロトロンのように多数の電磁石を1秒以内に最大電流まで励磁し、1秒程度のフラットトップの後、急激に電流を下げるというパルス運転の繰り返しに対して商用ラインの電圧変動（フリッカー）は避けられないものである。当時欧米では交流発電機の回転軸にフライホイールという重い回転体を回転子と一緒に取り付け、その慣性モーメントを利用してフリッカーを抑えることで、電源系統への影響を避けていた。

ところが、KEKの1.2 GeV陽子シンクロトロン主リングの建設が始まったころ、米国のフェルミ国立研究所（Fermilab）は500 GeVの巨大陽子シンクロトロンがまさに稼動に入ろうとしている時期でもあった。Princeton 大学で新しい知見に基づく加速器の設計を手掛けていた Wison に率いられた Fermilab はそれまでの常識を打ち破り、加速器の世界に大きな技術革新をもたらした。その1つは電磁石のラティスにおいてビームの偏向作用と収束作用をそれぞれ専用の電磁石に機能を分離するという機能分離型の設計を実現したことである。さらには、周長6 kmにわたって配置された電磁石を同期させて励磁するための技術である。以前のシンクロトロンは欧州原子核研究所（CERN）のCPSやブルックヘブン国立研究所（BNL）のAGSが最大であったが、Fermilabに比べれば1/10の規模である。それまでは1つの電源室でまかなえた規模が一気に10倍になり、長距離を引き回す大電力ケーブルの経済性や電流の伝達速度が問題視される領域に入った。この問題は電源室を複数に分けてリング周辺に分散させることで解決を図ると同時に回転機を廃し、交流ラインから直流への変換をシリコン整流器（SCR）に全面的に依存する設計を行っている。

フリッカーの問題は、ラインに影響を与えないで電力を蓄積および取り出す方法の転換にあり、フライホイールに蓄積される機械エネルギーの代わりに、コンデンサーに蓄える電気エネルギーに置き換える SCR 制御による静止形無効電力補償装置を導入することで解決される。この考え方は KEK で後に完成した KEK-PS および電子・陽電子衝突型の TRISTAN 主リングでも生かされている。

陽子シンクロトロンから電子・陽電子シンクロトロンへの移行の間に次期シンクロトロンの機種選定において、陽子・陽子、陽子・反陽子、陽子・電子の衝突用加速器が短期間ではあるが候補になったこともあった。しかし、米国においてスタンフォード大学の 2.5 GeV 電子・陽電子衝突型の SPEAR で華々しい成果を挙げ、その後継加速器の PEP、独
国では PETRA が建設されるに及んで、高エネルギーの電子・陽電子衝突型加速器が主流を占める時代が長く続いた。この間の特徴は電子シンクロトロンからの放射光によって電子の最大エネルギーが制限されるため、リングを大きくして磁場を低く抑え、放射光を減らすこと（放射光施設では逆に放射光が多くなる設計）、実験衝突点の前後に長い直線部を設けて加速のためと放射光で失ったエネルギーを補填するために多くの加速空洞を入れ、さらにルミノシティを上げるため衝突点でビームを絞る超伝導（または永久磁石）4極電磁石ミニベータシステムの導入である。電源側から見れば、電力消費の大口は高周波加速システムに移り、電磁石は2番手に後退した。とはいえ、電源の占める役割は依然として重要な位置を占め、実験直線部に置かれる個別電源で励磁するローカル4極電磁石の種類増加によって正確な磁場勾配の追従性と同期運転が新たな課題となった。偏向電磁石とメインの収束または発散電磁石（アーク部の規則的なラティスに置かれる4極電磁石）についてはそれぞれの電磁石の磁場の同時性が必要であることから、基本的にそれぞれ1台の電源で励磁される（厳密に言えば、磁場の同時性が要求されるのは偏向電磁石だけである）。

高エネルギー電子シンクロトロンではエネルギーを上げるにしたがって放射光損失もビームエネルギーの4乗に比例して増加するため、円形軌道による加速には限りがある。さらに電子のエネルギーを上げるためには直線的に加速するリニアコライダーと呼ばれる加速器によるのが経済的であるとされている。しかしながらリニアコライダーはまだ開発途上にあり、より大きな衝突エネルギーを実現する加速器として電子・陽電子コライダーが登場する前の一時期 SPS を改造した陽子・反陽子コライダー（Sp \bar{p} S）が現れたが、今度は重イオンの衝突も可能なさらに規模の大きいハドロンコライダー（BNLのRHIC、CERNのLHC）が要求される衝突エネルギーを達成するものとして登場するに到っている。このようなシンクロトロンの巨大化に伴い、電磁石も超伝導化され、以前の陽子シンクロトロンほどではないにしても電源も新しい整流素子 IGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）による電流安定化と小型化が行われている。

1. SCR位相制御電源と無効電力補償

昭和39年頃から日本の本格的な大型加速器計画として「素粒子研究所」準備室の元に40GeVの陽子シンクロトロン建設を目指して、東京大学原子核研究所（INS）の中で陽子シンクロトロンの開発が行われていた [1]。ESの名称で親しまれた1.3 GeV電子シンクロトロンが唯一の高エネルギー加速器として稼動中であったが、大型陽子シンクロトロンは未知の領域であった。したがって、その設計は真に手探りの状態であった。その時は機能結合型電磁石の製作方法が研究されていて、その磁場測定に用いる電源は陽子シンクロ

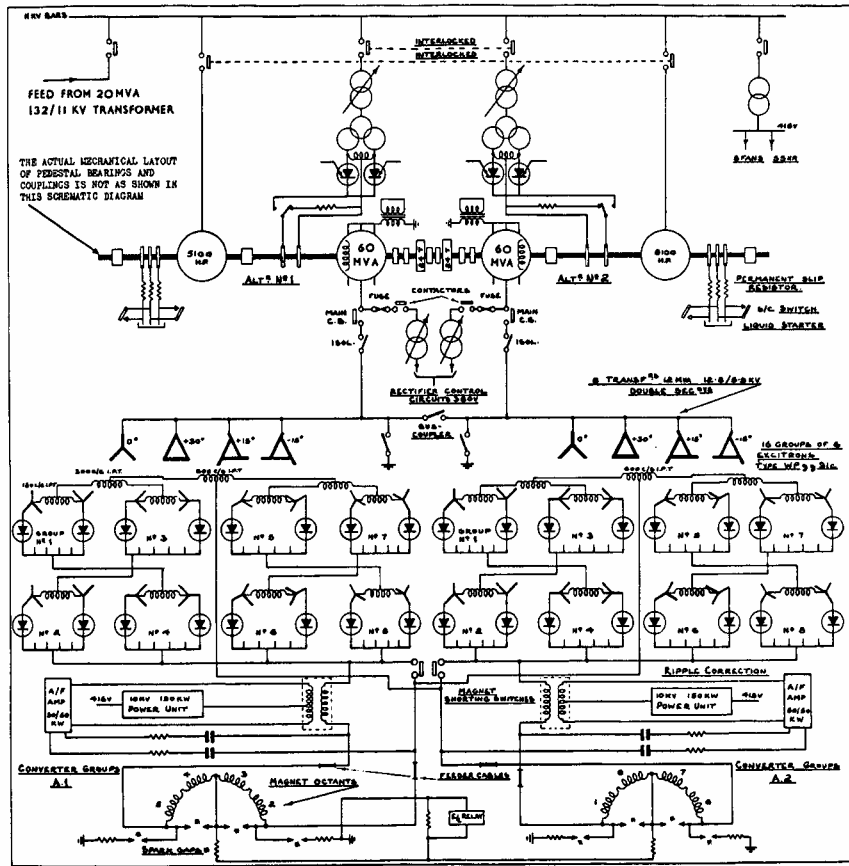
トロンのモデル電源であった。40GeV リングは平均半径 201.76m、周長 1268m という大規模なものであった。電磁石の励磁は加速時間 0.75sec、フラットトップ 0.5sec、繰り返し周期 2sec というもので、最大励磁電流 3380A、最大電圧 14,690V、ピーク電力 54.6MVA であった。残念ながらこの計画は、1/4 縮小案と呼ばれた計画に変更を余儀なくされ、素粒子研究所は「高エネルギー物理学研究所」と改称されて、今日の 12GeV 陽子シンクロトロン (KEK-PS) が誕生した。数年の時間的経過の間に、電源にも技術革新がもたらされ、それまで世界中で稼動していた電動機と交流発電機 (Motor-Generator set, M-G set) から構成されていたシンクロトロン電源の世界は一変して、シリコン整流器+静止形無効電力補償装置に移っていった。

1. 1 交流発電機

交流発電機のトラブルの原因は急激な繰り返し負荷変動による回転子ダブテイルの破損である。ダブテイルは回転コイルを支える溝との勘合部 (鳩の尻尾に形状が似ていることからそう呼ばれる) である。回転コイルに加わるトルク変動がここに応力として働き、金属疲労から破壊に到るものである。英国ラザフォード研究所の NIMROD の交流発電機が故障した時の状況を次のように伝えている [2]。図 1 のスケルトンに示すように同じ 60MVA 1000rpm の交流発電機が 2 台設置されているが、最初の 1 台目は 1962 年初めに据え付けられ、その年に電磁石の磁場測定に使用された [3]。2 台目は同じ年の後半に据付を終え、1963 年 2 月にすべての調整が終了している。この年から NIMROD の稼動に入り、2 年後の 1965 年 2 月 21 日夕刻突然 1 台目の交流発電機が轟音とともに黒煙が噴出し、緊急停止装置が働き、15 分後に停止した。このときまでのパルス繰返数は 7.25×10^6 であった。回転部のベアリング近傍にあった振動計や軸偏心計の記録では事故の 1 秒前までは異常は見られなかった。故障の原因は図 2 の NIMROD の励磁に伴う交流発電機の回転子エンドプレート頸部への繰り返し応力集中による金属疲労であった (図 3)。事故調査が徹底的に行われ、3 つの要因が重なって起こったものと結論された。すなわち、①パルス負荷による応力集中のメカニズムの理解が不十分であった、②回転子の形状と材質により機械的強度が低下した、③局所的に磨耗した。事故調査に基づいて回転子はすべて新しく作り直され、 1.5×10^6 パルス毎に超音波による定期点検が行われた。修復に 9 ヶ月かかっている。

金属疲労は加速器だけでなく、英国が世界に先駆けて 1952 年に就航させたジェット旅客機のコメットでも問題になった。この飛行機は水平飛行に移った後に突然機体が破壊する事故が多発し、その原因調査において金属疲労が指摘された。原因究明と再設計に 4 年半の歳月を要し、その間に首位の座はボーイング社に移ってしまった。

当然であるが、SCR が利用できなかった当時は水銀整流器が利用された。CERN-PS でもフライホイール付の M-G セットと水銀整流器が使用されていた。1968 年に 95 MVA の交流発電機 (図 4) に置き換えられが、信頼性の上でやはり水銀整流器が使用され、1980 年に SCR に置き換えられている。BNL-AGS でも未だに M-G セットが使用されている。



Nimrod Power Plant Schematic Diagram.

図1 NIMRODの電源系統と水銀整流器による回路構成

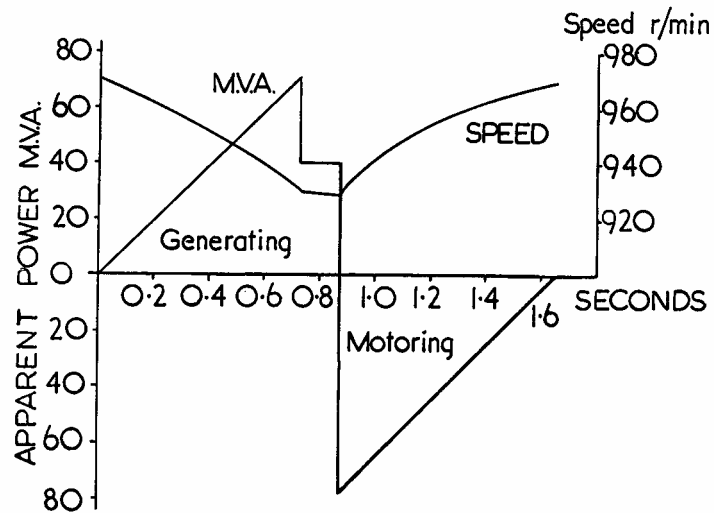
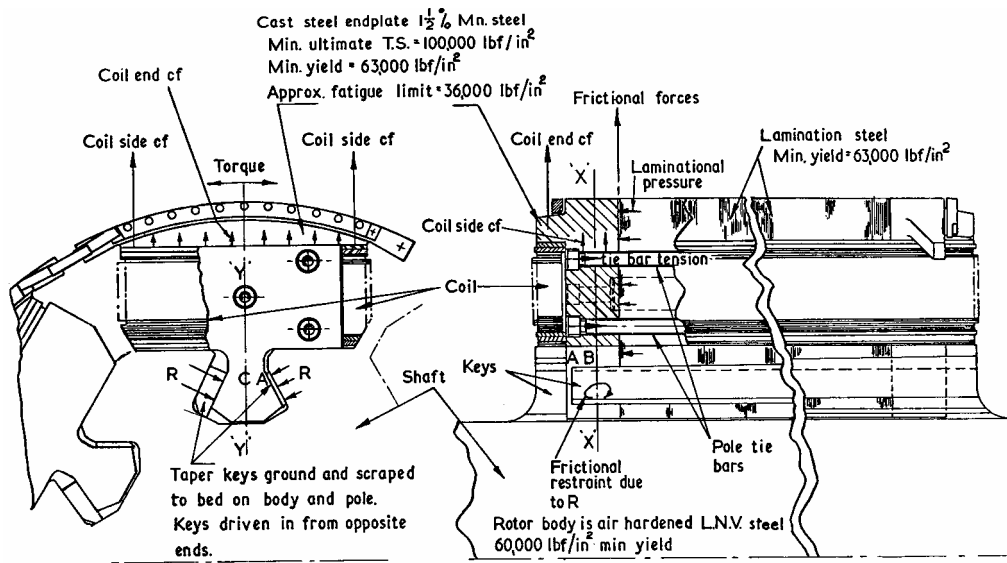


図2 運転1サイクルにおける交流発電機の出力と回転数の変化



ORIGINAL POLE CONSTRUCTION

図3 回転子エンドプレート頸部（左図A部が破損）



図4 CERN-PSのM-Gセット

回転モーメントをもつ回転軸を振動系として扱い、M-Gセットを図5の簡単な2質量1スプリング系のモデルとして考えれば回転子が負荷の急変に対して振れ振動する様子が理解できる。NIMRODの例では、電動機、交流発電機、フライホイールが回転軸とともに回転する3質量2スプリング系であるが、交流発電機の回転子は十分大きな慣性モーメントを持っているためフライホイールの役目を持たせることが可能である。図5はこのような考えに基づいた2質量1スプリング系である。前者は回転軸の固有振動数が小さくなり、振動の減衰に時間がかかる。これに反し、後者は固有振動数が大きく、減衰が早くなる特徴をもつ。回転軸の振動には回転軸が一体となって回転する振動と、回転軸が振れる振動があるが、ここで問題にするのは後者の振れ振動である。

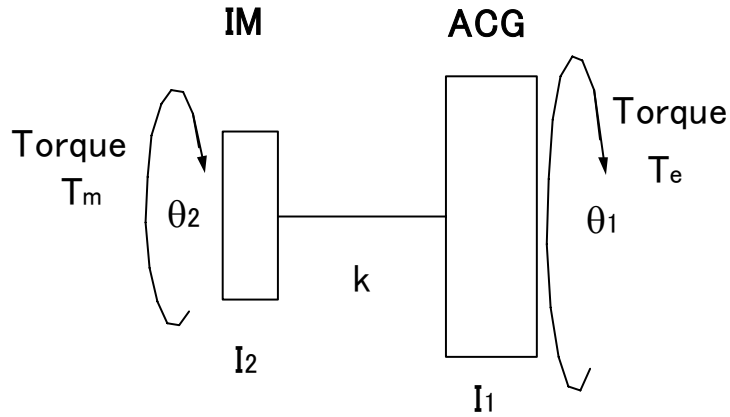


図5 2質量1スプリング系のM-Gセット

交流発電機（ACG）と誘導電動機（IM）の回転子のパラメータを

	回転角	慣性モーメント	トルク
ACG	θ_1	I_1	T_e
IM	θ_2	I_2	T_m

減衰係数を b 、回転軸の捩れ剛性を k とするとき、回転系の基本方程式は

$$I_1 \ddot{\theta}_1 + b(\dot{\theta}_1 - \dot{\theta}_2) + k(\theta_1 - \theta_2) = T_e$$

$$I_2 \ddot{\theta}_2 - b(\dot{\theta}_1 - \dot{\theta}_2) - k(\theta_1 - \theta_2) = T_m$$

ここで、 $\theta_1 - \theta_2 = \psi$ と置けば、

$$\ddot{\psi} + b \left(\frac{1}{I_1} + \frac{1}{I_2} \right) \dot{\psi} + k \left(\frac{1}{I_1} + \frac{1}{I_2} \right) \psi = \frac{T_e}{I_1} - \frac{T_m}{I_2}$$

なる関係が得られる。さらに、 $a = b \left(\frac{1}{I_1} + \frac{1}{I_2} \right)$ 、 $v = k \left(\frac{1}{I_1} + \frac{1}{I_2} \right)$ 、 $T = \frac{T_e}{I_1} - \frac{T_m}{I_2}$ と置けば、

$$\ddot{\psi} + a\dot{\psi} + v\psi = T$$

回転機の出力を P 、回転数を N (rps)、トルクを T とすれば、

$$P = \pi TN$$

この式から電磁石系に必要な電力から IM と ACG のトルクが得られる。ACG の回転子が受けるトルクは図6によりになり、加速と減速で符号が異なり回転軸が逆方向に振られる。

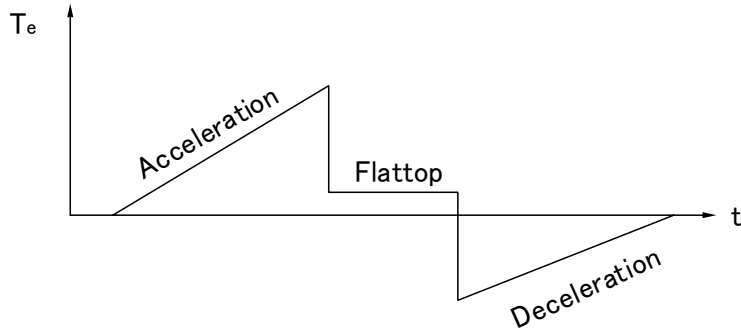


図6 ACGの回転子が受けるトルク

ACGの回転子の慣性モーメントは大きく、これに蓄えられる大きな回転エネルギーを電気エネルギーへ変換して電磁石のパルス電力を供給することで、公共の電力系統への影響を抑えることができる。そのかわり図6のトルクが回転子に繰り返し周期的に加わることになる。電磁石励磁の状態に応じて、

(I) 無負荷時 ($T_e = 0, T_m = const$) の回転軸の運動方程式は

$$\ddot{\psi} + a\dot{\psi} + v\psi = -T_m / I_2 = -\alpha$$

である。初期条件を $t=0$ で $\psi = \dot{\psi} = 0$ とする。

$$\psi(t) = e^{-at/2} \left(\frac{\alpha}{v} \cos pt + \frac{a\alpha}{2pv} \sin pt \right) - \frac{\alpha}{v}$$

ただし、 $p = \frac{1}{2} \sqrt{4v - a^2}$ とする。

(II) 加速時 ($T_e = ft, T_m = const$) のときは、

$$\ddot{\psi} + a\dot{\psi} + v\psi = ft / I_1 - T_m / I_2 = \beta t - \alpha$$

初期条件を $t=0$ で $\psi = -\alpha/v$ 、 $\dot{\psi} = 0$ とし、

$$\psi(t) = e^{-at/2} \left(\frac{a\beta}{v^2} \cos pt + \frac{1}{p} \left(\frac{a^2\beta}{2v^2} - \frac{\beta}{v} \right) \sin pt \right) + \frac{\beta}{v} t - \frac{a\beta}{v^2} - \frac{\alpha}{v}$$

(III) フラットトップ ($T_e = const, T_m = const$) のときは、

$$\ddot{\psi} + a\dot{\psi} + v\psi = T_e / I_1 - T_m / I_2 = \eta$$

初期条件を $t=0$ で $\psi = \delta$ 、 $\dot{\psi} = \gamma$ とし、

$$\psi(t) = e^{-at/2} \left(\left(\delta - \frac{\eta}{v} \right) \cos pt + \left[\frac{\gamma}{p} + \frac{a}{2p} \left(\delta - \frac{\eta}{v} \right) \right] \sin pt \right) + \frac{\eta}{v}$$

(IV) 減速時 ($T_e = -g + ht, T_m = const$) のときは、

$$\ddot{\psi} + a\dot{\psi} + v\psi = (-g + ht) / I_1 - T_m / I_2 = \xi t - \zeta$$

初期条件を $t=0$ で $\psi = \sigma$ 、 $\dot{\psi} = \omega$ とし、

$$\psi(t) = e^{-at/2} \left(A \cos pt + B \sin pt \right) + \frac{\xi}{\nu} t - \frac{a\xi}{\nu^2} - \frac{\zeta}{\nu}$$

ただし、 $A = \sigma + \frac{a\xi}{\nu^2} + \frac{\zeta}{\nu}$ 、 $B = \frac{1}{p} \left[\omega + \frac{1}{2} a \left(\sigma + \frac{a\xi}{\nu^2} + \frac{\zeta}{\nu} \right) - \frac{\xi}{\nu} \right]$

(V) 停止時 ($T_e = 0, T_m = \text{const}$) のときは、

$$\ddot{\psi} + a\dot{\psi} + \nu\psi = -T_m / I_2 = -\alpha$$

初期条件を $t=0$ で $\psi = \tau$ 、 $\dot{\psi} = 0$ とし、

$$\psi(t) = e^{-at/2} \left(\left(\tau + \frac{\alpha}{\nu} \right) \cos pt + \frac{a}{2p} \left(\tau + \frac{\alpha}{\nu} \right) \sin pt \right) - \frac{\alpha}{\nu}$$

初期条件はそれぞれの区間の境界における連続性を考慮して決めなければならない。以上に求めた解 $\psi(t)$ を電磁石の励磁サイクルに対して描いたのが図7である。トルクが不連続に変化するところで捩れ振動が強く励起される様子が理解できる。捩れ振動の途中でトルクが急変すると、そのときの位相が振動の振幅に影響する。

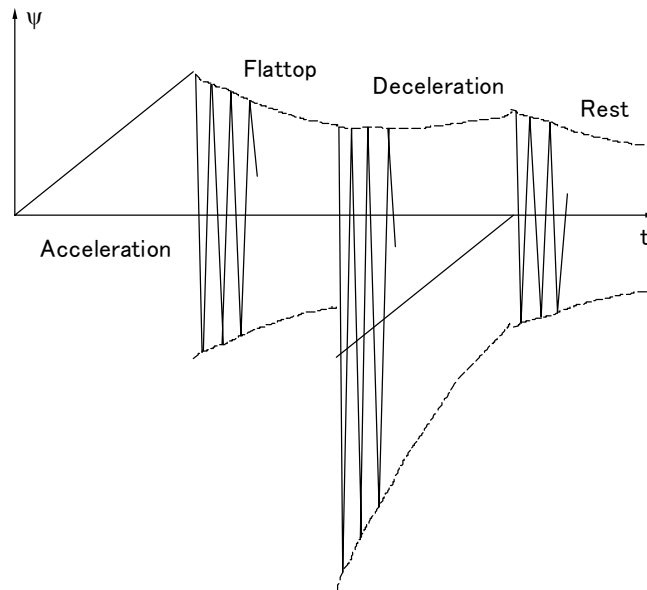


図7 回転子の捩れ振動

1. 2 半導体整流器と静止形無効電力補償装置 (Static Var Compensator, SVC)

電磁石を周期的に励磁するとき、パルスの電力を供給する。当時としては瞬時電力を蓄積できる装置は回転機械 (M-G セット) の運動エネルギー以外に見当たらなかった。大きな加速器のある研究所で M-G セットの故障が相次ぎ、その修理に 3~9 ヶ月の期間加速器を停止する事態に到っている [2][4]。1964年に CERN で 300 GeV シンクロトロン の建設計画が発表されるなど加速器が大型化する時期と相まって、電磁石励磁によるパル

ス電力が大幅に増加する傾向にあった。この300 GeV 計画の電力スイングは±160 MW という大きなもので、M-G セットによらない電源装置の開発が必要であった [5]。この頃すでにコンピュータによる計算から、かなりの負荷に対しても公共電力ラインに直接接続することが可能であるという研究成果が現れ、M-G セットを利用しない方式の研究開発が行われていた。

大きなパルス負荷によりフリッカーと呼ばれる電圧変動が現れ、これが公共電力ラインの電圧変動を引き起こし、ひどい場合には位相や波形に歪を与える。大電力パルスのスイングは、電力系統で用意されている安全マージンを一研究機関だけで食いつぶしてしまうので、このような状態でのパルス負荷の直接接続は許されない。電力系統の高圧ラインにおける±0.5%以上の電圧の繰り返し変動は一般的に許容できないので、大型加速器では公共電力系統をパルス負荷から隔てるため、電力を充放電する中間的な設備としての M-G セットが必要であった。

M-G セットを使用しない最初の大型加速器は Fermilab の 500GeV 陽子シンクロトロンである。この場合はエジソン電力会社からの専用ラインということで、電力系統への直接接続が許可されている [6][7][8]。この加速器がコミッショニングに入った時期が KEK-PS の建設開始時期にほぼ重なり、日本の 40GeV 陽子シンクロトロン計画（この計画は 1/4 縮小案が出されて現在の 12GeV へ変更された）で検討されていた M-G セットは急遽 SVC を用いる方式へ変更された。CERN でも Fermilab に対抗する大型陽子加速器 SPS が建設され、SVC が採用されている。その後建設された TRISTAN や CERN-LEP の電子・陽電子衝突型のシンクロトロンでは最大磁場が低く比較的ゆっくり加速するため、SCR 位相制御であっても無効電力は小さく、無効電力を測定しながら自動的にコンデンサーを入りきりすればよい程度である。LEP の場合は ISR（図 8 に電源回路構成図を示す）のシャットダウンに伴い、その SCR やトランスなどを再利用して偏向電磁石電源が作られている [9]。

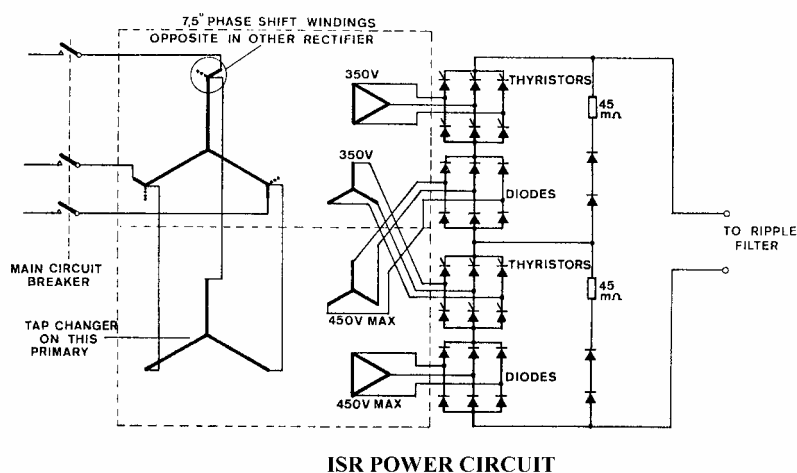


図 8 CERN-ISR の電源回路構成

1. 3 無効電力による電圧変動の補償

調相設備のない電力網のインピーダンス回路として、発電所から受電端までのインピーダンスの総和を図9のように扱うことができる [10]。

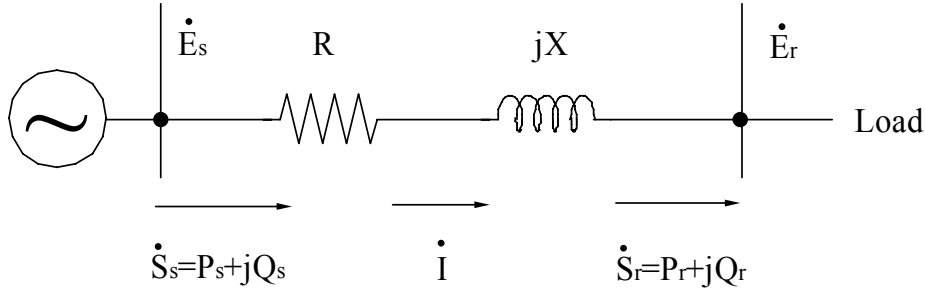


図9 調相設備のないインピーダンス回路

図9において、

$$\dot{E}_s = \text{送電端相電圧} \quad \dot{S}_s = 1 \text{ 相分の送電皮相電力}$$

$$\dot{E}_r = \text{受電端相電圧} \quad \dot{S}_r = 1 \text{ 相分の受電皮相電力}$$

である。複素電力（ベクトル電力）を

$$\dot{S} = \dot{E}\tilde{I} = EI \cos \varphi + jEI \sin \varphi \equiv P + jQ$$

で定義する。ただし、

$$\varphi = \text{力率、} \tilde{I} = \dot{I} \text{ の共役ベクトル、} P = \text{有効電力、} Q = \text{無効電力}$$

皮相電力は

$$S = |\dot{S}| = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

送電端と受電端の相電圧の間には

$$\dot{E}_s = \dot{E}_r + (R + jX)\dot{I}$$

の関係がある。 $\dot{E}_r = E_r$ を実軸上を選び、 $\dot{E}_s = E_s e^{j\theta}$ として

$$\tilde{S}_r = \tilde{E}_r \dot{I} = E_r \frac{E_s e^{j\theta} - E_r}{R + jX} \equiv P_r - jQ_r \quad (\text{電力方程式})$$

これより実部と虚部を分けて、

$$RP_r + XQ_r = E_r (E_s \cos \theta - E_r)$$

$$XP_r - RQ_r = E_r (E_s \sin \theta)$$

が得られる。 $\theta \ll 1$ の場合は、

$$E_s \cong E_r + \frac{RP_r + XQ_r}{E_r}$$

$$E_s \theta \cong \frac{XP_r - RQ_r}{E_r}$$

が成立する。送電端電圧が一定であれば、実効電力の変動による受電端の電圧変動は

$$\frac{\Delta E_r}{\Delta P_r} \cong \frac{R}{E_s - 2E_r}$$

$$\frac{\Delta E_r}{\Delta Q_r} \cong \frac{X}{E_s - 2E_r}$$

通常、 $R \ll X$ であるので、無効電力による電圧変動が大きく、近似的に

$$E_s \cong E_r + \frac{XQ_r}{E_r} \cong \text{const} \quad (\text{電圧変動})$$

$$E_s \theta \cong \frac{XP_r}{E_r} \quad (\theta \text{ は高圧送電系統における相差角})$$

となるので、 $E_s = \text{一定}$ という条件で、

$Q_r > 0$ のとき、受電端電圧 E_r は低下する

$Q_r < 0$ のとき、受電端電圧 E_r は上昇する

が成立する。すなわち、 Q_r の正負に応じて受電端の電圧が下降または上昇する。負の無効電力を吸収（＝正の無効電力の供給、容量性負荷）または負の無効電力を供給（＝正の無効電力を吸収、誘導性負荷）する装置によって電圧変動を抑えることができる。これが調相設備（無効電力補償装置）と呼ばれるものである。負荷が消費する無効電力を発電所から送れば大きな電圧降下と伝送損失が生じるが、負荷の近くに調相設備を備えることにより無効電力が局所的に補償され、線路を流れる無効電力が減るので力率が改善（有効電力が増加）する。次に、調相設備を備えた図10のインピーダンス回路を考える。

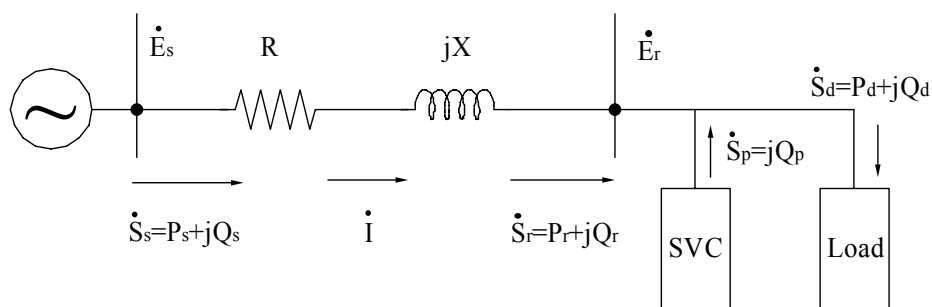


図10 調相設備のあるインピーダンス回路

図10から

$$\dot{S}_d = \dot{S}_r + \dot{S}_p, \quad \dot{S}_d = P_d + jQ_d, \quad \dot{S}_r = P_r + jQ_r, \quad \dot{S}_p = jQ_p$$

$$Q_r = Q_d - Q_p, \quad P_r = P_d$$

の関係から、電圧変動を抑えるために必要な調相容量 $\dot{S}_p = jQ_p$ を電力円線図を利用して次のようにして求めることができる。

$$\dot{E}_s = \dot{E}_r + (R + jX)\dot{I}_r$$

から

$$\dot{I}_r = \frac{\dot{E}_s - \dot{E}_r}{R + jX}$$

したがって、

$$\dot{S}_r = \dot{E}_r \tilde{I}_r = E_r \frac{E_s e^{-j\theta} - E_r}{R - jX} \xrightarrow{R \ll X} j \frac{E_s E_r}{X} e^{-j\theta} - j \frac{E_r^2}{X}$$

E_r 、 E_s が一定の場合には、 \dot{S}_r は θ の変化に応じて $(0, -E_r^2/X)$ を中心にもつ半径 $E_s E_r / X$ の円を図 1 1 のように描く。負荷 \dot{S}_d に対して、電圧を一定に保つために必要な調相容量 \dot{S}_p は $\dot{S}_d = \dot{S}_r + \dot{S}_p$ の関係から決まる。 \dot{S}_p が上向きであれば正の無効電力を供給（コンデンサー）、下向きであれば負の無効電力を供給（リアクトル）する設備が必要であることを示している。

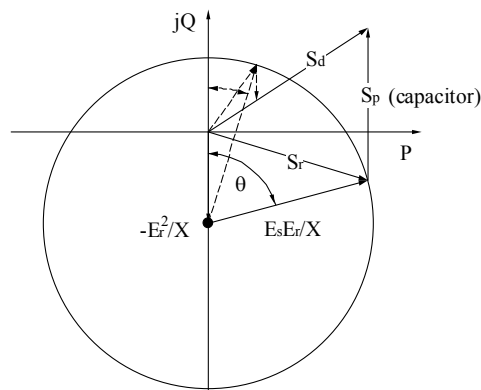


図 1 1 受電端における電力円線図と調相容量の関係
(実線はコンデンサーによる補償、点線はリアクトルによる補償を示す)

加速器の電源設備では制御性や経済性の上から図 1 2 の TCR+TSC (Thyristor Controlled Reactor + Thyristor Switched Capacitor) の組合せによる無効電力補償が採用されている [11]。この方式が導入される前には飽和リアクトル+直並列コンデンサの組合せによって同じ特性を得ていた。この方式によれば図 1 2 右図のように受電端の電圧変動は緩やかな勾配をもつ AB 線上で変化する。定格電圧にあれば無効電流はゼロであるが、定格電圧以上になれば SVC は無効電力を消費して系統電圧を下げる。逆に電圧が低下すれば無効電力を発生して系統電圧を上げる。

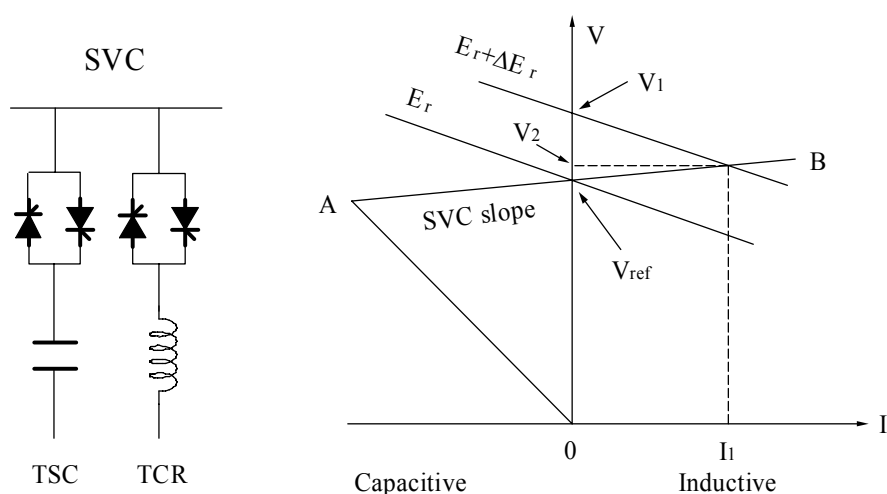


図 1 2 TCR+TSC 方式の回路と動作

電圧が ΔE_r だけ上昇した場合、無効電力補償がなければ受電端電圧は SVC の電流 $I = 0$ に相当する V_1 まで電圧が上昇するが、SVC に流れる誘導性電流 I_1 によって電圧が V_2 に下がる。逆の場合は容量性電流が流れて受電端電圧の低下を抑える。

2 SCR チョッパー

KEK-PS (1.2 GeV 陽子シンクロトロン) の建設が一段落し、先ずは 1.2 GeV リングの中に入れた内部ターゲットを使う物理実験が開始された。同時にカウンターホールへの遅いビーム取り出しシステムの追加、内部ターゲットとのビームシェアリングなどを順調にこなし、加速器の仕事も暇になりかけころ高エネルギー物理の流れは電子・陽電子衝突型加速器の建設へと移行していった。この頃は Stanford 大学の SLAC に作られた SPEAR と呼ばれるエネルギーの低い電子・陽電子衝突型シンクロトロンで大きな成果が生まれ、物理の成果を求めてこの型の加速器が世界的に流行した。PEP、PETRA が相次いで建設され、Top Quark を求めて競っているとき、新たに TRISTAN が加わることになった。

電子シンクロトロンは、それから放射されるシンクロトロン放射光のエネルギーを極力下げるため、リングをできるだけ大きくして低い磁場で必要なビームエネルギーが得られるように設計される。さらに、電子・陽電子の衝突頻度 (ルミノシティ) を大きくするチ

ューニングの自由度を上げるために独立に励磁電流が調整できる4極電磁石（ローカル4極電磁石）群が多くなる。そのため、比較的出力の小さな電源が多数使用される。大きな電源は偏向電磁石と QF、QD の規則セルを構成する4極電磁石の3台である。ローカル4極電磁石電源は出力 50kW 程度以下の小型で電源で、トランジスタドロップ型または SCR 位相制御+アクティブフィルターの組み合わせの電源、あるいはトランジスタの PWM 制御の電源などが利用される。

この時期に登場した異色の電源が SCR チョッパーを利用したものである [12][13]。電源の製作コストを下げるために SCR 位相制御に代わるものとして SLAC の PEP で導入された方式であるが、日本では必ずしもコスト削減には寄与しなかったため加速器の電源に採用されることはなかった。SLAC の PEP では多数の SCR チョッパーに共通の直流電源から電力を供給し、2kHz の PWM で平均電力制御を行うものである。後に B-Factor y へ転換されたとき SCR チョッパーは周波数の高い素子（20 kHz）に置き換えられている。

図 1 3 の PEP の電源では電源室 # 8 がメインであるが、1 台の電源に多数の電磁石が直列に接続される場合は別の電源室の SCR チョッパーを追加する。チョッパーの周波数は 2.16kHz であるが、SCR 位相制御とは異なり点弧パルスのアンバランスによる周波数の低いサブハーモニクスは発生しない。電流リップルが高周波であるためアルミ製の真空チェンバーに流れる渦電流によるシールド効果が幸いして磁場リップルが約 1 / 1 0 に低下する。チョッパー周波数が 2 kHz 付近にあるため最も耳に敏感な音域の可聴音を発生する。このため電源の側では騒音が大きく会話ができないほどである。

衝突型シンクロトロンではビーム入射の後、ビームをロスしないよう数分かけて最大エネルギーまで加速し、衝突モードに移行し 1 ~ 数時間ビームを蓄積した状態で実験を行う。

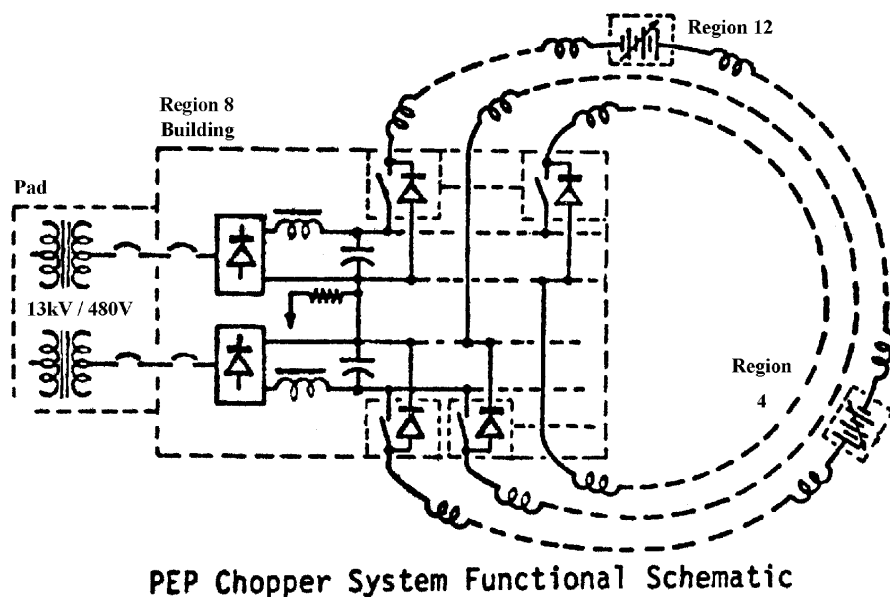


図 1 3 PEP の SCR チョッパー（スイッチで示す）

3. アクティブフィルター付 SCR 直流電源

SCR チョッパーとはほぼ同じ時期であるが、ドイツでは電子・陽電子衝突型シンクロトロンが DORIS から PETRA へ受け継がれ、SCR 直流電源の大小を問わずアクティブフィルターが電源毎に実装された [14][15]。パッシブフィルターが比較的高い周波数に対して効果があるのに対し、数 100 Hz 以下の低周波のリップル抑制に有効である。図 1 4 に回路構成を示す。

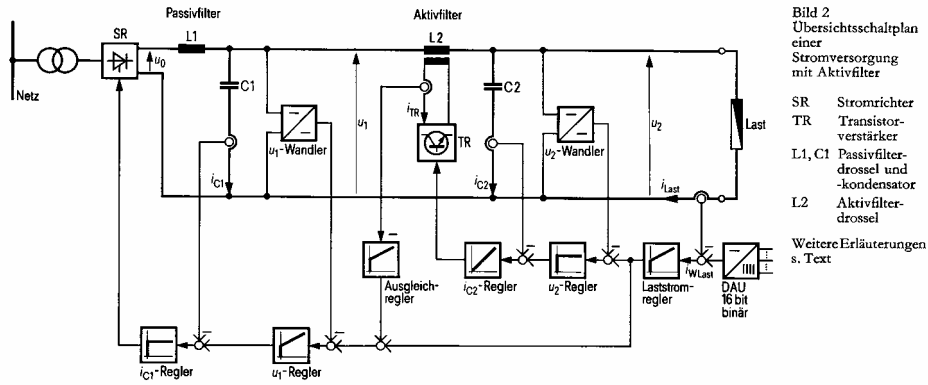


図 1 4 DESY のアクティブフィルター付 SCR 直流電源

アクティブフィルターの原理は簡単である。図 1 4 に示す回路で、SCR 整流器の後にパッシブフィルターを置き、残ったリップルをアクティブフィルターで除去する。検出したリップルをトランジスタアンプで増幅し、二次側の電流リップルを打ち消すようにリアクトルトランスの一次側に供給する [16][17][18]。

この種のアクティブフィルターは KEK-PS、TRISTAN-AR の偏向電磁石電源や TRISTAN-MR の偏向および 4 極電磁石電源に採用されている。トランジスタドロップャーによる電流制御はリップルのもつエネルギーをオーム損失として消費する一種のアクティブフィルターと考えることができるが、大電流制御には大掛かりなトランジスタバンクが必要である。これに対してトランスを採用する図 1 4 の方法はコスト面で大電流制御に適している。アクティブフィルターには図 1 5 に示す 2 種類のものがあり、お互いに相補的である [19]。

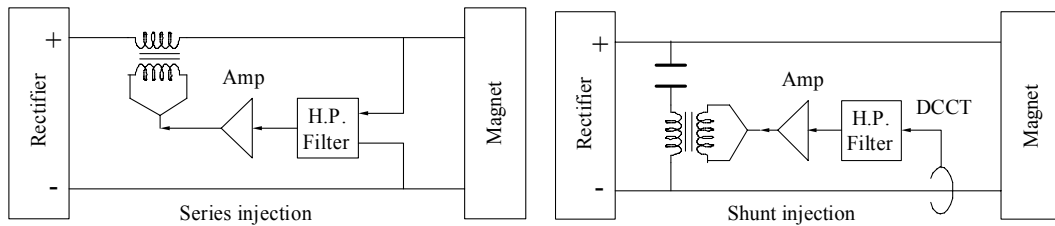


図 1 5 リップル低減法の違いによるアクティブフィルター

アクティブフィルタを解析的に扱うため、図16のようなリアクトルトランスを考える。検出したリップル信号をアンプで増幅した後、一次側の巻線に加える。

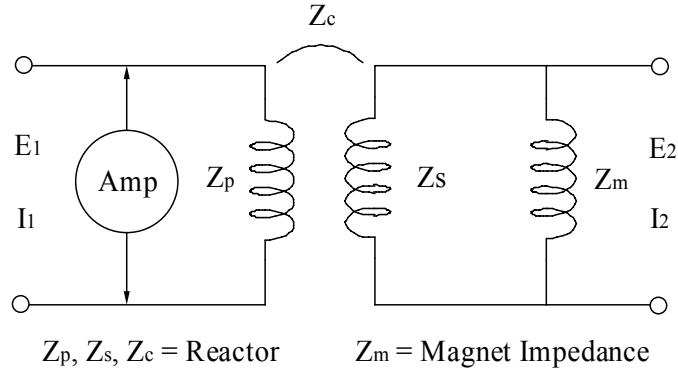


図16 アクティブフィルタ解析のための回路

図16の4端子回路網において、F-マトリックスを適用すれば、

$$\begin{pmatrix} E_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{Z_p}{Z_c} & \frac{Z_p Z_s - Z_c^2}{Z_c} \\ \frac{1}{Z_c} & \frac{Z_s}{Z_c} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_m} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_2 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

アンプ側から見たインピーダンス Z は

$$Z = \frac{E_1}{I_1} = Z_p \left(1 - \frac{Z_c^2}{Z_p(Z_m + Z_s)} \right)$$

理想的なリアクトルとすれば、 $Z_c^2 = Z_p Z_s$ が成立する。加速器では一般的に $Z_m \gg Z_s$ である。

また、リアクトルの1次側と2次側の巻線数をそれぞれ N_p 、 N_s とすれば、

$Z_p = (N_p / N_s)^2 Z_s$ である。これらの関係を考慮すれば、

$$Z \cong Z_p \left(1 - \frac{Z_s}{Z_m} \right) \cong \frac{Z_p}{1 + Z_s / Z_m} = \frac{1}{\frac{1}{Z_p} + \frac{1}{(N_p / N_s)^2 Z_m}}$$

となるので、図17の等価回路が得られる。

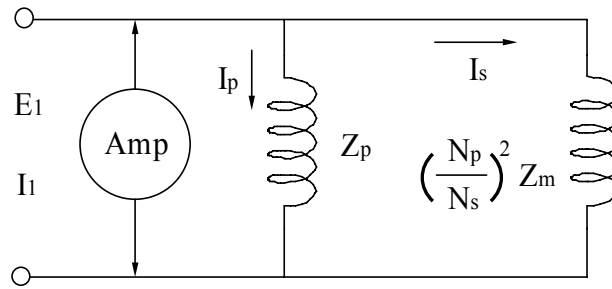


図 1 7 アクティブフィルターの等価回路

図 1 7 から

$$E_1 = Z_p I_p = \left(N_p / N_s \right)^2 Z_m I_s$$

$$I_1 = I_p + I_s = E_1 / Z$$

電磁石側が蓄える電力は

$$P_m = \left(N_p / N_s \right)^2 Z_m I_s^2$$

リアクトルの 1 次側巻線が蓄える電力は

$$P_p = Z_p I_p^2 = \left(N_p / N_s \right)^2 \left(Z_m / Z_p \right) P_m$$

であるので、アンプが供給すべき電力として

$$P_{amp} = P_m + P_p = P_m \left(1 + Z_m / Z_s \right) \xrightarrow{Z_m \gg Z_s} \left(Z_m / Z_s \right) P_m$$

が得られる。パッシブフィルター通過後の電流リップルの各成分が持つ電力を求めて、その総和を求めればアンプの出力が求められる。

4. スイッチモード電源

1970 年代の石油危機に端を発した省エネルギーへの要求から、SCR 位相制御よりも効率の良いスイッチモード電源へ移行することになる。1982 年 CERN は電源メーカーとの協力関係を築き、LEP に向けた研究開発を開始した [20]。LEP に採用されたスイッチモード電源は高電圧電源用に GTO (Gate-Turn-Off Thyristor)、低電圧電源用に MOSFET をスイッチ素子に採用したもので、それぞれの周波数は 11 kHz と 20 kHz または 50 kHz である。MOSFET はステアリング電源のような小型のバイポーラ電源に使用され、DESY-HERA、SPRING-8、KEKB などに採用されている [21][22]。GTO はゲートに正、負の信号を加えることによってオンとオフ状態を切り替えることのできるスイッチング素子で、SCR のような強制転流回路を必要としない。現在は GTO に代わる大電流、高耐圧の新しいスイッチン

IGBT の登場により、比較的容量の大きな加速器電源は IGBT が主流を占めるようになった。IGBT は MOSFET の制御性と高速スイッチング特性を兼ね備え、より高耐電圧・大電流領域のパワーデバイスとして位置づけられる。しかし、1 MW を超える電源には SCR 整流はまだ健在で、CERN の LHC においても偏向電磁石電源に使用される。4 極電磁石などの電源には IGBT が用いられ、LHC や BNL の RHIC で採用されている。これらハドロンシンクロトロンは超伝導電磁石が使用されるので、励磁電源の電圧は低くて大電流であることが特徴であり、IGBT にとってはとても都合がよい。

スイッチング方式の加速器への最初の応用は Cornell 大学の CESR で図 1 8 の 4 極電磁石電源に初めて採用された。そのころはトランジスタを 20kHz でスイッチングする小電流制御であって、コイル巻数の多い 4 極電磁石を小電流で個別に励磁するものである [23]。

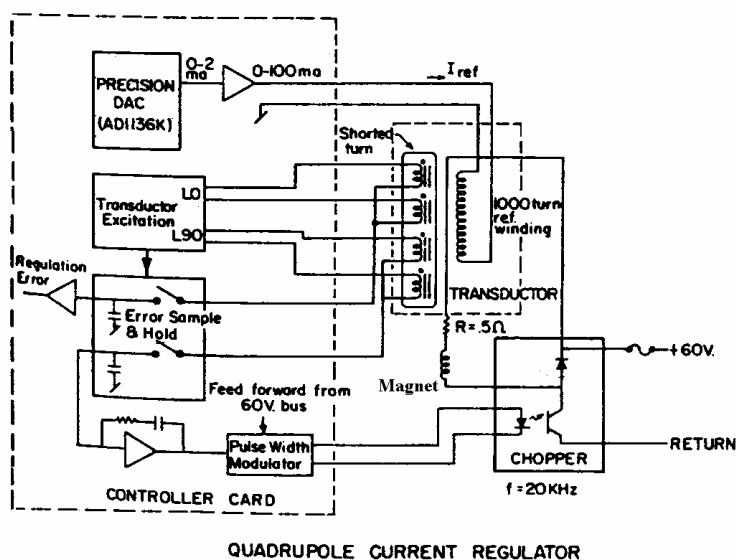


図 1 8 Cornell 大学の CESR 用 4 極電磁石電源

スイッチモード電源の特徴は動作周波数を高くすることによってトランス、フィルター、コンデンサーなどの回路部品が小型化できること、初段の整流回路の整流トランスが省略できるため電源が小型になること、電流と電圧の位相が一致するので力率が ~ 1 であるため調相設備が要らないなどの利点がある。さらに、 $0 \sim 100\%$ にわたって出力の直線性や電流安定度がよく、 $\pm 5 \times 10^{-5}$ の出力電流安定度が容易に得られる。図 1 9 に簡略化したスイッチモード電源の回路と動作原理を示す [24]。

スイッチモード電源は、ダイオード整流された直流電源の電圧を IGBT のスイッチングにより DC/DC 変換するものである。IGBT の ON 時間 T_{on} を制御することにより平均出力電圧 $V_0 = V_b(T_{on}/T)$ を変化させる。通常はスイッチングの周波数を一定に保ち、ON 時間幅を変化させる PWM(Pulse Width Modulation)が採用される。偏向電磁石のような電圧の高い大きな負荷に対しては図 2 0 のような電源回路の構成が考えられる。

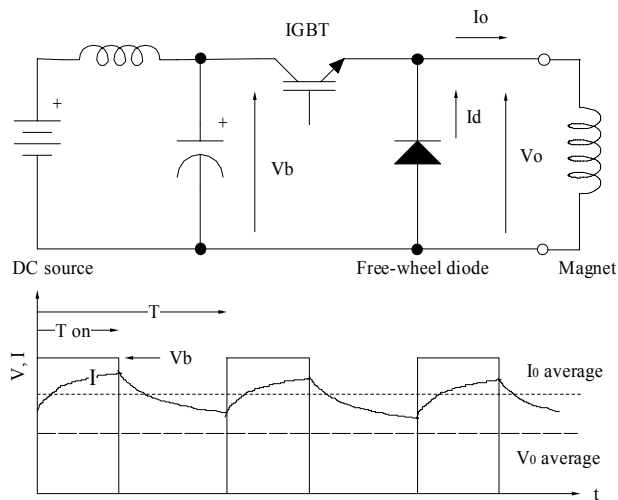


図 1 9 スイッチモード電源の制御 (スナバ回路は省略)

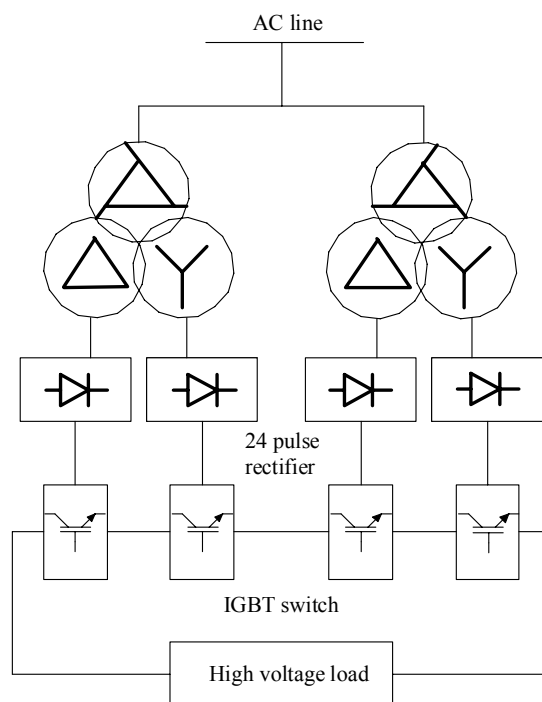


図 2 0 高電圧負荷に対する電源回路構成

スイッチング周波数を高くすることで出力リップルを小さくできること、力率が大きく (0.95 程度) 無効電力補償装置が不要であること、高調波電流が小さく低次の高調波フィルタが省略できること、複数の負荷に対してトランス/整流器を共有できること、受電電圧変動を調整する自動タップ変換器が不要であること、整流トランスまでの中間のステップダウントランスが不要であることなど、従来の SCR 位相制御電源に比べてスイッチモ

ード電源による大きなコストダウンが期待される。

スイッチモード電源で注意しなければならないことは、発生する電磁波ノイズの環境への影響である。スイッチング周波数の凡そ1000倍以下が妨害ノイズとして対策が必要とされる。電源内部の回路から発生するノイズは、スイッチング基本波、その高調波、整流ノイズなどである。加速器の場合、これらのノイズは出力リップルとして電磁石への漏れ、伝導ノイズとして入力ラインへの漏れ、電磁波として放射される輻射ノイズとなって電源外部へ影響を与える。これら3種類のノイズの測定法は確立しているので、規制値を超えない対策が必要である [25]。

5. ラピッドサイクリング電源

以上に述べた繰返率の低いスローサイクリングシンクロトロンとは異なり、平均ビーム強度を上げるため1秒間に10～60Hzの速い繰り返して運転されるラピッドサイクリングシンクロトロン用に特殊な電源がある。日本ではINS-ES (20 Hz) がそうであったが既にシャットダウンになり、KEK-BOOSTER (20 Hz) が稼動している。また、統合計画のJ-PARCでは3 GeVのBOOSTER (25 Hz) が建設中である。外国では、Cornell-CESR (60 Hz)、FNAL-BOOSTER (15 Hz)、DESY (50 Hz)、RAL-ISIS (50 Hz) などがある。

この電源の特徴は正弦波の電流が増加する側を有効に利用して、大きな磁場変化が得られるように直流のバイアス磁場を重畳させる。運転周波数の正弦波電流を持続させるために電磁石やチョークトランスのインダクタンスと共振するようにコンデンサーを組み合わせ共振回路を構成する。この周波数で電磁石とコンデンサーの間を電流が行き来するとき回路抵抗による損失がある。加速に関係しない時間を見計らって、この損失に見合う電力をパルス電源から1サイクル毎に補充する。このようにして安定な交流磁場が発生できる。電磁石には直流バイアス電流が流れているので、混触をさけるためにチョークトランスを介して電磁石側にパルス電力を供給する。加速器が小さいものであれば一台のチョークトランスに複数の2次巻線を巻き込むことが可能であるが、大きな加速器では複数のチョークトランスを電磁石の設置場所に合わせてトンネル内に分散配置させる。図21にそれぞれの回路構成を示す [26]。

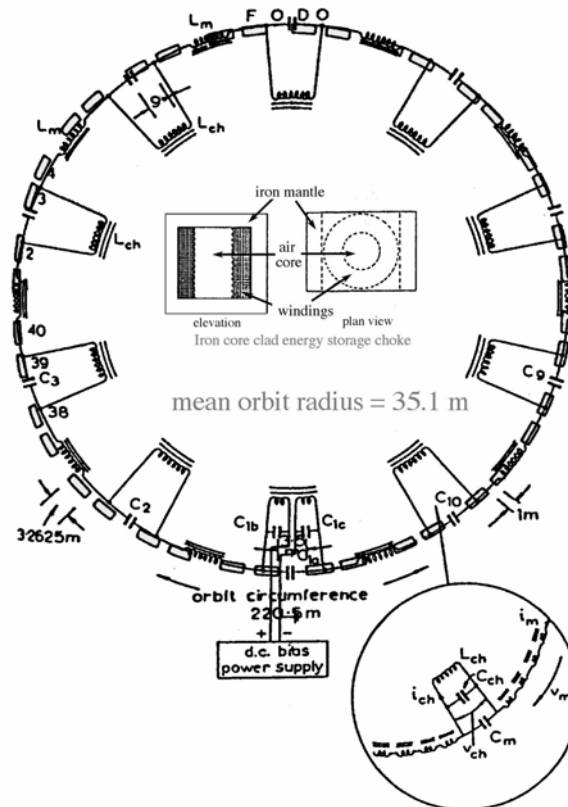
電磁石の台数に合わせて回路のメッシュ数が決められる。ここでは簡単のため、図22に示す1メッシュの場合について回路解析を行う [27][28]。理想的なチョークトランスを考え、2次巻線に誘導される電圧は巻線比に対応して1次側電圧の整数倍であるとする。回路方程式は、

$$\text{1次側} \quad \frac{V_s}{n} = \frac{L_{ch}}{n} \frac{dI}{dt} + \frac{L_{ch}}{n^2} \frac{dI_p}{dt} \quad (1)$$

$$\text{2次側} \quad R_{ch} I + \frac{L_{ch}}{n} \frac{dI_p}{dt} + L_{ch} \frac{dI}{dt} + \frac{1}{C} \int I_1 dt = 0 \quad (2)$$

$$R_m I_2 + L_m \frac{dI_2}{dt} - \frac{1}{C} \int I_1 dt = 0 \quad (3)$$

$$I = I_1 + I_2 \quad (4)$$



Resonant network and power supply for the 4GeV electron synchrotron Nina (UK)

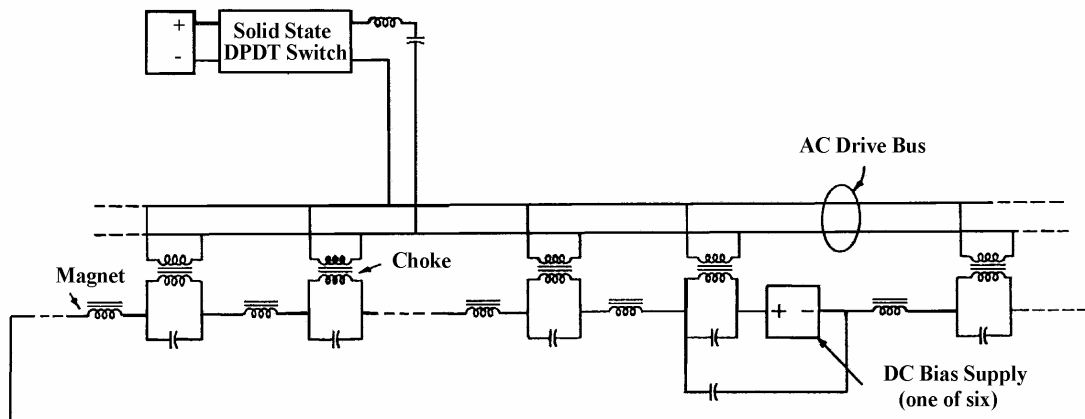


図 2 1 ラピッドサイクル電源の回路構成
(上) NINA の回路構成 (集中型)、(下) CESR の回路構成 (分散型)

(1) と (2) から

$$R_{ch} + V_s + L_{ch} \frac{dI}{dt} + \frac{1}{C} \int I_1 dt = 0 \quad (5)$$

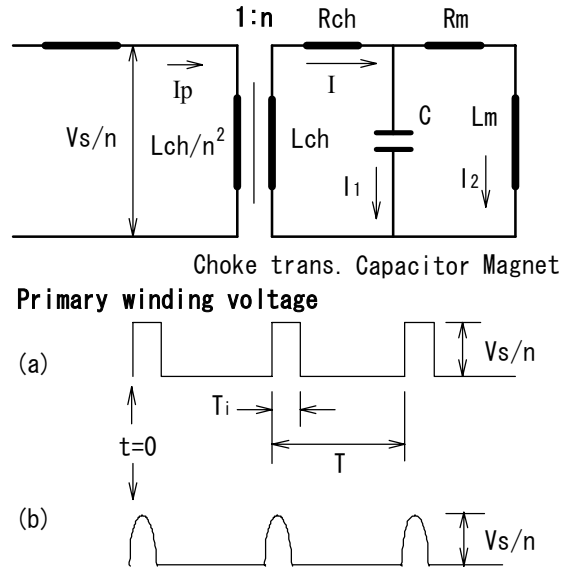


図 2 2 過渡解析のためのシングルメッシュ回路

(3)、(4)、(5) のラプラス変換により、 $R_m / L_m = R_{ch} / L_{ch}$ の仮定のもとに、

$$L\{I_1\} = -\frac{s}{L_{ch}} \frac{L\{V_s\}}{s^2 + s(R_{ch} / L_{ch}) + \omega^2}$$

$$L\{I_2\} = \frac{L\{I_1\}}{s[s + s(R_m / L_m)]L_m}$$

ただし、共振周波数 ω は

$$\omega^2 = \frac{L_m + L_{ch}}{L_m L_{ch} C}$$

である。 V_s を周期 $T = 2\pi / \omega (= 0.02 \text{ sec})$ 、パルス幅 a の矩形パルスの周期関数であるとすれば、

$$L\{V_s\} = \frac{V_s}{1 - e^{-sT}} \frac{1 - e^{-as}}{s}$$

となって、 $I_1(t)$ と $I_2(t)$ を求めることができる。電流波形がビルドアップする様子を図 2 3 に示す [29]。同様の取り扱いはマルチメッシュの回路構成に対しても可能である。

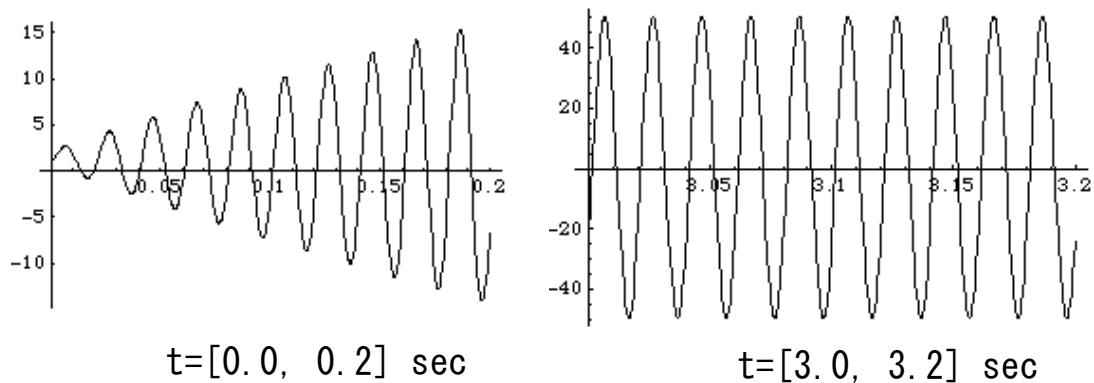


図 2.3 共振電流がビルドアップする様子

6. 先進小型シンクロトロン電源（大電流パルス電源）

先進医療をあまねく普及させるためには一般病院を視野に入れた低価格の医療機械を開発しなければならない。日本では地方自治体がメーカーから医療用加速器を購入して、地域の医療に貢献する機運にあり、加速器の研究者として真に喜ばしいことである。研究用加速器で培った技術を医療用に特化することで、かなりの小型化が実現されているが、それでも医療用加速器の運用には人手と運転の経費がかかるのが実情である。コスト削減を目指して、これをさらに小型にするためには現在最も進んだ加速器の技術を総動員しても直接の小型化にはつながらない。それは更なる小型化には乗り越えなければならない技術的課題が多々存在し、現在の技術が避けてきた困難に直面するからである。

幸いにも関係者の努力により、近年この分野にもある程度の予算がつき、超小型化に向けて開発研究が行われてきた。ここで、この開発の一端を電源だけに絞って紹介するのは時宜を得たものと思われる。

シンクロトロンを超小型化することは、軌道半径を小さくすることに他ならない。軌道半径はビームのエネルギーが一定であれば磁場に逆比例するので、磁場を強くすることである。通常の電磁石では2テスラ以下の鉄心があまり飽和しない領域で設計されるが、これ以上となれば飽和させた状態でいかに広いビームアパーチャーが確保できるかが設計上の重要な課題である。当然のこととして、要求ビーム強度を確保するために必要なアパーチャーはビーム光学的に決めなければならない。アパーチャーを小さくすれば鉄心全体としての平均的な飽和は小さくできるが、ビーム強度を犠牲にすることになる。さらに、小型電磁石ではコイルの占める体積も小さいことが問題で、ここにどれだけ大きな電流を流すことが可能か。逆に言えば、アパーチャーを決めれば最大磁場に必要電流は決まるので、ジュール熱にコイルが耐えられる通電時間以内に励磁を終えなければならない。

先進小型加速器開発事業における我々の設計基準は現在達成されている電磁石や高周波の加速器技術を大幅ではなくても、小幅だけでも超えられることを超小型シンクロトロン

で実証しようとしている。このような立場から 200 MeV の陽子加速を目標として、開口径として全高 50 mm、全幅 80 mm の電磁石に対し最大磁場を 3 テスラとして動的 3 次元磁場計算に基づき図 2 4 のピーク電流 200 kA のパルス電源を開発した。加速が終わった後に電磁石に残ったエネルギーは回生回路を通してコンデンサーバンクの再充電に利用される。この磁場における超小型シンクロトロン（周長は 12 m 弱で、所謂テーブルトップクラスのシンクロトロン (Table-Top Proton Synchrotron, TTPS) が実現できる見通しである [30]。



図 2 4 ピーク電流 200kA のパルス電源と 3 T パルス電磁石（右端）

前書きが長くなったが、このパルス電源の構成について若干述べる。電磁石に供給する電流がパルスの、しかもピーク電流が大きいことから、コンデンサーに蓄えた電力をステップダウントランスを介して電流を巻線比で増加させる図 2 5 の方式が経済的である。この構成であればコンデンサーに充電する電力は小さく、負荷への放電は 1 次側とは分離された状態で行われるので、公共電力系統への影響は考えなくてもよい。

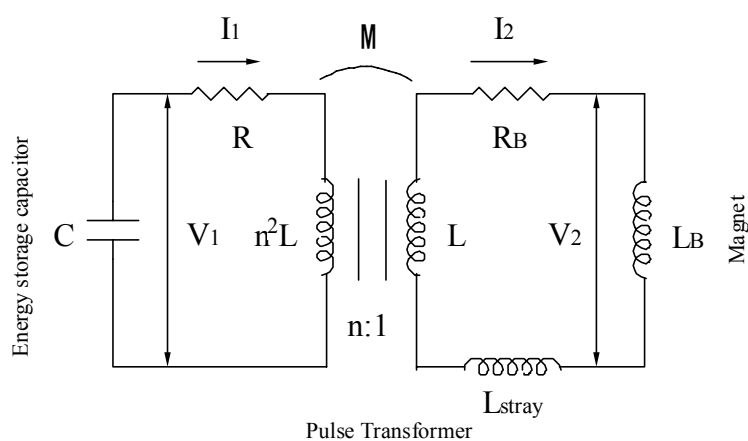


図 2 5 負荷電磁石 1 台に対する励磁回路

トランスの巻線比を求めるため、簡単な図 2 5 の回路で R 、 R_B および L_{stray} を無視して扱えば、回路方程式は

$$\begin{aligned}V_1 &= j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_2 \\V_2 &= j\omega M I_1 + j\omega L_2 I_2 \\V_2 &= j\omega L_B I_2\end{aligned}$$

ここで、 M は相互インダクタンスである。また、巻線比を n 、結合係数 $k \approx 1$ として、

$$L_1 = n^2 L, \quad L_2 = L, \quad M = k \sqrt{L_2 L_1} \cong nL$$

である。これより、

$$I_2 = -\frac{M}{L_2 - L_B} I_1$$

入力インピーダンスは

$$Z_i = \frac{V_1}{I_1} = j\omega L_1 - \frac{j\omega M^2}{L_2 - L_B} = j\omega n^2 L \left(1 - \frac{L}{L - L_B} \right)$$

$L = \varepsilon L_B$ ($0 < \varepsilon < 1$) と仮定すれば、 $Z_i = j\omega n^2 L_B \left(\frac{\varepsilon}{1 - \varepsilon} \right)$ となって、入力電圧は

$$V_1 \cong j\omega \frac{\varepsilon}{1 - \varepsilon} n^2 L_B I_1$$

これより全体の概略インダクタンスは $L_{total} \cong \frac{\varepsilon}{1 - \varepsilon} n^2 L_B$ である。これが 1 次側のエネルギー蓄積コンデンサーと共振するものとすれば、共振周波数は

$$\omega = \frac{1}{n} \sqrt{\frac{1 - \varepsilon}{\varepsilon C L_B}}$$

である。この周波数がパルス電源の立ち上がりを決めるので、50 Hz を想定して、電磁石の初期インダクタンスが $L_B = 1 \mu H$ の場合、例えば $C = 2.4 mF$ 、 $\varepsilon = 0.8$ として、 $n \approx 32$ が得られる。 ε を 1 に近づければ巻線比は小さくなるので、電源と負荷を一体としてとらえ、経済的な立場からパルストランスの最適化を図る必要がある。

次に必要なコンデンサー容量を求めめるため、負荷に蓄えられる最大エネルギーとのバランスを考える。蓄積エネルギーがすべて磁場に変換されるとすれば、

$$\frac{1}{2} C V^2 = \frac{1}{2\mu_0} B^2 \times [\text{volume}] = \frac{1}{2} L_B I_B^2$$

において、蓄積エネルギーは電磁石 1 台分相当の $L_B = 1 \mu H$ に対して 20 kJ、全体では 80 kJ 必要になる。損失も考えて 120 kJ として、充電電圧を $V_1 = 10 kV$ とすれば、 $C = 2.4 mF$ である。このような考察のもとに回路シミュレータを利用して 4 台の電磁石を負荷にして解析した結果を図 2 6 に示す [31]。

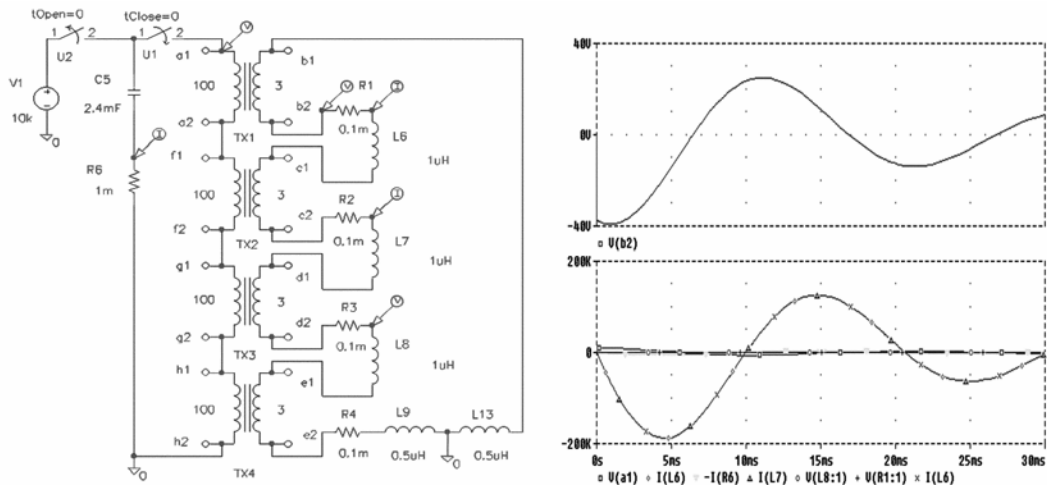


図 2 6 回路シミュレータによるパルス電源の解析例

7. バイポーラ電源 (FOUR-QUADRANT (4象限) 電源、デュアルコンバータ)

この電源の特徴は、出力電圧と電流の符号の組み合わせが自由にできることで、直列に接続された負荷電磁石の1台または数台をまとめて電流の微調整を行うことができる。例えば、ビームベイスドアラインメント (Beam-Based Alignment) において、運転中の4極電磁石の電流を1台ずつ微小変化させては軌道の変化を測定して4極電磁石のミスアラインメントを求める場合に利用できる。電圧と電流の符号が同じ場合は負荷にエネルギーを供給し、異なる場合には電源はエネルギーを吸収する。このような運転では負荷が接続されている主電源とは電流的にアイソレートしなければならない。

デュアルコンバータは図 2 7 のように2つの SCR ブリッジ (Plus コンバータと Minus コンバータ) から構成され、各ブリッジは位相制御によりコンバータまたはインバータとして運転できる [32]。Plus コンバータは I、II 象限で運転され、負荷に正の電流を与える。Minus コンバータは III、IV 象限で運転され、負荷に負の電流を与える。動作モードは2つのコンバータを周回する電流がある場合とない場合に分かれる。前者の場合には、2つのコンバータが同時に動作するもので、点弧角は各コンバータの平均出力電圧が同じになるように制御される。このとき絶えず一方がコンバータとして、他方がインバータとして動作する。平均電圧は同じであっても瞬間的には電圧差が現れるので、この瞬間に大きな交流電流がコンバータ間に流れる。この瞬時電流を抑えるために両者の間にチョークフィルターを入れる。出力電流がゼロでも両者間には電流が流れていて、外部回路の順方向または逆方向に自由に電流を切り替えることができる。一度に片方のコンバータしか運転しない後者に比べて運転の自由度が大きい。チョークを Plus コンバータ側と Minus コンバータ側にそれぞれ1個ずつ対称に入れることを考え、2つのチョークが相互誘導をもつ場合と持たない場合で取り扱いが異なる。

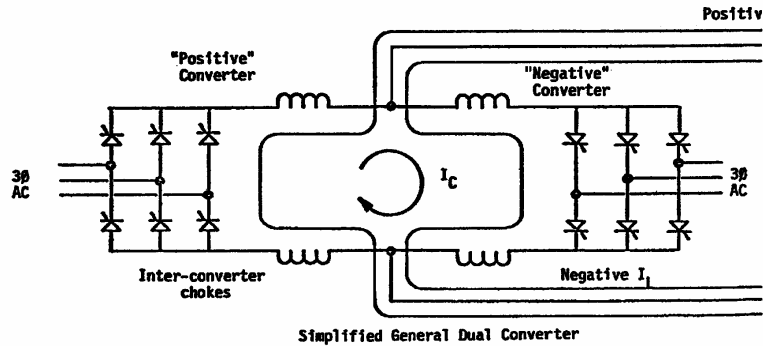


図 2 7 デュアルコンバータ

SCR を使用するデュアルコンバータは体積が大きく、しかもトランスやパッシブフィルタのため重量もあり、さらに電流リップルが大きいという問題がある。CERN ではこれらの点を改良するため、バイポーラ電源にスイッチモードを採用して IGBT を 50kHz で PWM 制御して超伝導電磁石の高次磁場成分を補正するコイルを励磁する。この回路構成を図 2 8 に示す [33]。高周波トランス $T1$ の前で $L2$ と $C2$ または $C2'$ の直列共振回路を 2 つの IGBT ($Q5$ と $Q6$) で交互にドライブし、高周波トランスの後のダイオードで全波整流する。 $L3, L3', C5, C5'$ は EMC フィルターである。これらのフィルタの後で MOSFET ($Q3, Q4$) を使用して極性を切る変えるものである。 $Q1, Q2$ は電磁石の電圧に抗して電流を上げ下げするときに電磁石の電力を消費する働きをする。

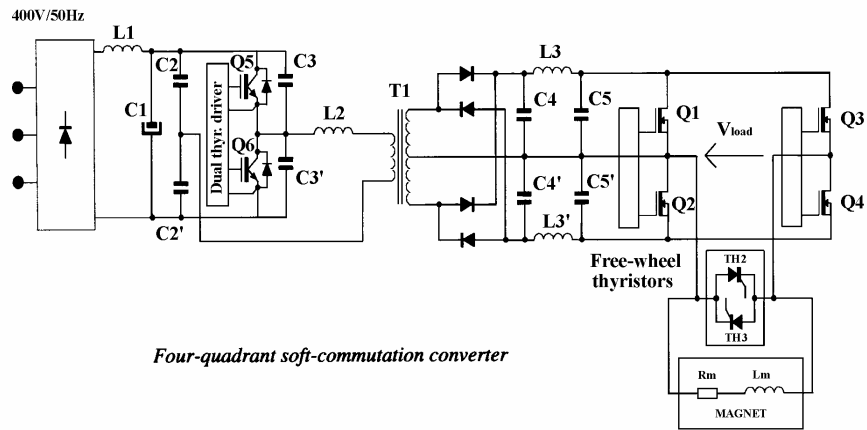


図 2 8 スイッチモードのバイポーラ電源 (CERN-LHC)

8. 結び

Cosmotron (BNL)、Birmingham (英国) などの初期のシンクロトロンが世に現れて約 50 年である。INS-ES の完成は 1961 年、KEK-PS の完成は 1976 年であり、日本初のシンクロトロンから数えて 40 年余りの間に PF、TRISTAN、KEKB、HIMAC、SPring-8 と次々とシンクロトロンが建設され、J-PARC へと受け継がれてきた。この間に外国でも

PEP、PETRA、HERA、LEP、PEP-II、RHIC、LHCへと発展し、この変化の時代に研究者としてこの分野に身を置き、あらゆる電源に接することが出来たのは幸運であった。この間に加速器の建設を通して体験したことを書き留めることは聊かでも何かの役に立つのではないかと思われる。

M-G セットを備えた電源で始まったシンクロトロン電源は、それを支える基盤技術の変革とともに内容を変えながら時代の要求に答えてきた様子をここに再現したつもりである。整流素子そのものの特性や動作の詳細には立ち入らないで、加速器の立場から表面には現われにくい裏面を紹介することに主眼を置きつつ歴史の変遷を見ることを優先したわけであるが、力の入りすぎた部分と足りなかった部分があり、纏りのない仕上がりとなってしまった。これはひとえに筆者の力不足によるものである。多岐に及ぶシンクロトロン電源全体を体系的に見ようとすれば膨大なものとなり、どの局面から捉えるかによってその内容は異なるものとなる。

参考文献

- 1 素粒子研究所準備室、40 GeV 陽子シンクロトロン、基礎および準備研究総合報告（昭和39年～昭和43年）、1969.
- 2 H.C. Brooks and A.B.D. Reed, "The Failure of the Alternators of the NIMROD Main Magnet Power Supply," IEEE Trans., Vol.NS-14, 1967, pp.517-521.
- 3 H.C. Brooks and P.J. Baker, "Parallel Operation of Machines used to Pulse Nimrod 7 GeV Proton Synchrotron Magnet," Proc. Int. Conf. Magnet Tech., Oxford, 1967, pp.421-431.
- 4 W.W. Salsig and H.W. Vogel, "Extended Flattop Operation of BEVATRON Results from Studies of Generator Dovetail Failure," IEEE Trans., Vol.NS-16, 1969, pp.699-703.
- 5 J.A. Fox, "Static Power Supplies for Large Pulsed Magnets," 2nd Int. Conf. Magnet Tech., Oxford, 1967, pp.373-390.
- 6 R.L. Cassel and J.E. Van Ness, "Direct Powering of the 200-GeV Synchrotron Magnets from the Utility System," IEEE Trans., Vol. NS-16, 1969, pp.672-6.
- 7 R. Cassel, "Power Supply for NAL Main Ring System," IEEE Trans., Vol. NS-20, 1973, pp.355-359.
- 8 H. Pfeffer, J. Lockwood and E. Kessler, "Fermilab Capacitor Tree," IEEE Trans., Vol.NS-24, 1977, pp.1352-4.
- 9 K.D. Petersen and P. Proudlock, "Design, Construction, Testing and Commissioning of the LEP Main Dipole Power Converter," CERN/LEP-PC/89-77, 1989.

- 1 0 林 泉、電力系統、昭晃堂、1976.
- 1 1 林 喬、鈴木 浩、最近の電力系統における静止形無効電力補償装置の動向、電気学会誌、1 0 3 卷 8 号、1983, pp.803-806.
- 1 2 T. Jackson, "Design and Performance of PEP DC Power Systems," IEEE Trans., Vol. NS-28, pp.2737-41
- 1 3 L.T. Jackson, "PEP Magnet Power Supply System," IEEE Trans., Vol. NS-24, 1977, pp.1245-7.
- 1 4 V.H. Kuller and H. Mittelmeyer, "Hochgenaue Stromregelung fur die Magnetstromversorgung," Siemens-Zeitschrift, 1975.
- 1 5 W. Bothe, "DC Power Supplies for the DORIS Storage Rings," Proc. 5th Int. Conf. Magnet Tech., Roma, 1975, pp.81-84.
- 1 6 S. van der Meer, "A Decoupled Active Ripple Filter," CERN/ISR-PO/68-21, 1968.
- 1 7 R.J. Yarema, "Quadrupole Power Supply Active Ripple Filters," Fermilab Internal Rep., TM-407, 1973.
- 1 8 H.C. Appelo and S. van der Meer, "The SPS Auxiliary Magnet Power Supplies," CERN 77-12, 1977.
- 1 9 M.G.J. Fry, "Precision Stabilised D.C. Power Supplies," 2nd Int. Conf. Magnet Tech., Oxford, 1967, pp.432-450.
- 2 0 P. Proudlock et al, "The Use of Switch-mode Power Converters for the LEP Main Ring Power Converter System," Proc. PAC1987, pp.1511-13.
- 2 1 H.W. Isch et al, "Switch Mode Power Converters," Proc. PAC1989, Chicago, pp.1151-53.
- 2 2 K. Endo et al, "Switching Mode Power Supply for the Synchrotron Magnet," Proc. EPAC1994, London, pp.2341-43.
- 2 3 D.L. Hartill and D.H. Rice, "The CESR Magnet Power Supply System," IEEE Trans., Vol. NS-26, 1979, pp.4078-79.
- 2 4 V. Scani and B.M. Urban, "High Current DC Choppers and Their Operational Benefits," IEEE Trans.PCIC-98-19, 1998.
- 2 5 遠藤有聲、加速器用スイッチモード電源、第2回加速器電源シンポジウム報告集、東大原子核研究所、1996, pp.122-133.
- 2 6 J.A. Fox, "Resonant Magnet Network and Power Supply for the 4 GeV Electron Synchrotron Nina," Proc. IEE, Vol.112, pp.1107-1126.
- 2 7 K. Endo, "Analysis of the 50 Hz Rapid Cycle Power Supply," Proc. 8th Acc. Sci. and Tech., 1991, Saitama, pp.234-6.
- 2 8 K. Endo et al, "50 Hz Power Supply for B-Factory Booster Synchrotron," Proc. IEEE Nucl. Sci. Symposium, 1993, San Francisco, pp.385-9.

- 2 9 K. Endo, "Analytical Treatment of Parallel Resonant Network," Proc. 5th Symp. Power Supply Tech. for Acc., KEK, 1999, pp.108-114.
- 3 0 放射線医学総合研究所、先進小型加速器実証製作・普及事業、平成13年度研究成果報告書、2002.
- 3 1 K. Endo et al, "Resonant Pulse Power Supply for Compact Proton and/or Heavy Ion Synchrotron," Proc. APAC2001, Beijing, pp.636-8.
- 3 2 R.J. Yarema, "A Four-Quadrant Magnet TRIM Power Supply," Fermilab Internal Rep. TM-878, 1979.
- 3 3 F. Bordry, P. Cussac and A. Dupaquier, "High Precision and High Frequency Four-Quadrant Power Converter [$\pm 600\text{A}$, $\pm 12\text{V}$], LHC Project Report 311, 1999.