

## 第1章 はじめに

最近、世界的に大強度陽子ビーム発生のための加速器が脚光をあびている。その主な目的は、二次粒子利用に重点をおいた、素粒子・原子核分野を越えて物性の分野もとりこんだ、加速器のより広い応用を目指すことにある。我が国に於いても、東京大学原子核研究所を中心に、大型ハドロン計画と称して、大強度陽子シンクロトロンと入射用大強度リニアックの設計が進んでいる<sup>1)</sup>。ここで言う「大強度」とはビームパワー（ビームの運動エネルギー×ビームの平均電流）が大きいことを意味する（ちなみに、現在計画中の大強度加速器は数百 kW～MW 級のビームパワーを目指している）。

シンクロトロンの場合、ある一定時間でビームの入射から加速、取出しまでを、平均半径で特徴づけられる一定の軌道で行う。このように、ビームのエネルギーが変化するため、ビームを一定軌道上に束縛するためにはビーム閉じ込めのための磁場の強さを、この時間内で変化させる必要がある（当然、加速終了後、磁場は次の入射のため下げなければならない！）。入射から次の入射までの時間を加速周期と呼び、1秒間当りの加速回数を「加速の繰り返し」と呼ぶ。図1-1にシンクロトロンでの磁場の強さの時間変化を模式的に示した。ビームの平均電流は、一回の加速で得られるビームの電荷量と加速の繰り返しの積で与えられるので、一回の加速で得られるビーム強度を落としても、加速の繰り返しを上げることで同じビームパワーを得ることができる。シンクロトロンの場合、一回の加速で得られるビーム強度にはそれ自身の持つ強い電場の影響による限界があることから、加速の繰り返しを上げることで所定のビームパワーを得ようとしている。「速い繰り返し」が必要な理由はここにある。但し、ここで言う速い繰り返しは10～50 Hz程度の繰り返しのことである。

ここでは、大強度シンクロトロンを構成する偏向電磁石と四極電磁石に話を限ってその設計の方法と電磁石を励磁するための電源システム（特に電磁

石を含む回路構成）について説明する。この種のシンクロトロンは、上に述べたように速い繰り返し（数十Hz）で加速を行う。従って、電磁石及び電源システムにも速い繰り返しに対する心配りが必要となる。この観点から、主に筆者の経験を基にして話を進めていくことにする。従って、ここで述べる設計方針等はあくまでも多くの方法のうちのひとつであることを断っておく。

本文は電磁石に関する章と電源システムに関する章の二章から成っている。

第2章では、最初に電磁石を設計するために必要な知識を簡単にまとめる。次に、電源システム設計のために必要な電磁石の電気的パラメータを求める。最後に、速い繰り返しに起因する問題点を洗い出し、それに対する解決策を考える。

第3章では、前章で得られた電磁石を負荷とする電源構成を考える。但し、電源の細部に立ち入ることは筆者の能力をはるかに越えているので、電磁石を含む基本的な回路構成に話を限ることにする。もちろん電源を如何に構成するかという問題に対する解答もユニークに決まるものではなく、またそれぞれの方式によって一長一短がある。ここでは、筆者がかかわってきた、並列共振回路を用いた回路構成について分かっている範囲で述べる。

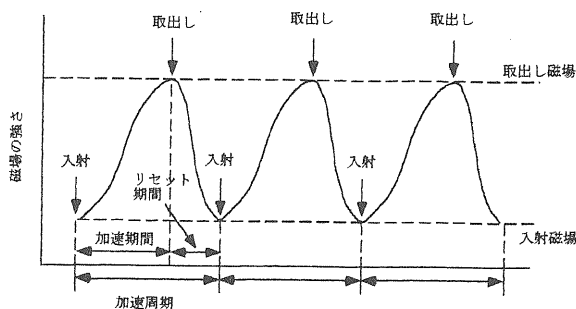


図1-1 シンクロトロンでの磁場の強さの時間変化  
リニアックからのビームは最低磁場（入射磁場）のところで入射され、加速されたビームは最大磁場（取出し磁場）のところで取出される。ビーム取出し後、次のビーム入射のため磁場は入射磁場まで下げられる。磁場波形は電源の回路構成に依存するのでこの図に示した波形は、ここでは特に意味は無い。

## 第2章 電磁石

加速器で使う電磁石については、その基礎から具体的な設計手順に至るまで、まとまった講義ノート<sup>2)</sup>が出ているので、ここで使われている公式の導出等、詳細についてはそちらの方を参照してもらうことにして、ここでは必要なことだけを簡単に説明することにする。

### § 2-1 シンクロトロンに於ける電磁石

シンクロトロンでは多くの種類の電磁石を使用している。その主なものを以下にまとめる。

#### (1) 偏向電磁石

ビームを決まった軌道上に束縛するために用いられる。

#### (2) 四極電磁石

ビームを決まった軌道から大きく拡がるのを押さえるために用いられる。光学系に於けるレンズの役目をする電磁石である。

#### (3) 補正用偏向電磁石

偏向磁場の設計値からのずれを補正するために用いられる。

#### (4) 補正用四極電磁石

四極磁場の設計値からのずれを補正するために用いられる。

#### (5) 六極電磁石

偏向電磁石の曲げ角、および四極電磁石の収束力の運動量依存性を補正するために用いられる。

以上述べた電磁石の内、(1)(2)はシンクロトロンの加速パターン(数十Hz)で運転される。

(3)～(5)も通常、加速時間程度の立ち上がりで運転される。その他に、より速い立ち上がりが要求される電磁石として以下のものがある。

#### (6) 入射/取出し用バンブ電磁石

入射あるいは取出し時にビーム軌道を、加速時の軌道から少しふくらませるために用いられる。

この軌道をバンブ軌道と呼び、ビームの整形やキッカー電磁石のキック角の軽減等のために用いられるものである。立ち上がりは数十マイクロ秒程度。

#### (7) 入射/取出しセプタム電磁石

ビーム輸送ラインからシンクロトロン内の軌道(入射バンブ軌道など)へ、またはシンクロトロン内の軌道(取出しバンブ軌道など)からビーム輸送ラインへビームを導くために用いられる。立ち上がりは1ミリ秒程度。

#### (8) 入射/取出しキッカー電磁石

入射バンブ軌道から加速時の軌道へ、または取出しバンブ軌道から取出しセプタム電磁石へビームを導くために用いられる。立ち上がりは数十ナノ秒が要求される。

ここで述べた電磁石は、全て磁場が時間とともに変化するので、ビーム輸送ライン等で用いられる磁場の一定な電磁石を直流電磁石と呼ぶことに対応して、交流電磁石あるいはパルス電磁石と総称している。

図2-1に高エネルギー物理学研究所の500 MeV プースターシンクロトロン(繰り返し20 Hz)に於ける電磁石の配置を示した。但し、この加速器では偏向磁場と四極磁場が重ね合わさった磁場を発生する電磁石(機能結合型電磁石)を用いている。

ここで示したように、シンクロトロンでは用途に応じて様々な電磁石が用いられていることが分かった。これら全ての電磁石について説明を試みることは時間の都合上あきらめて、以下では偏向電磁石と四極電磁石に話を限ることにする。

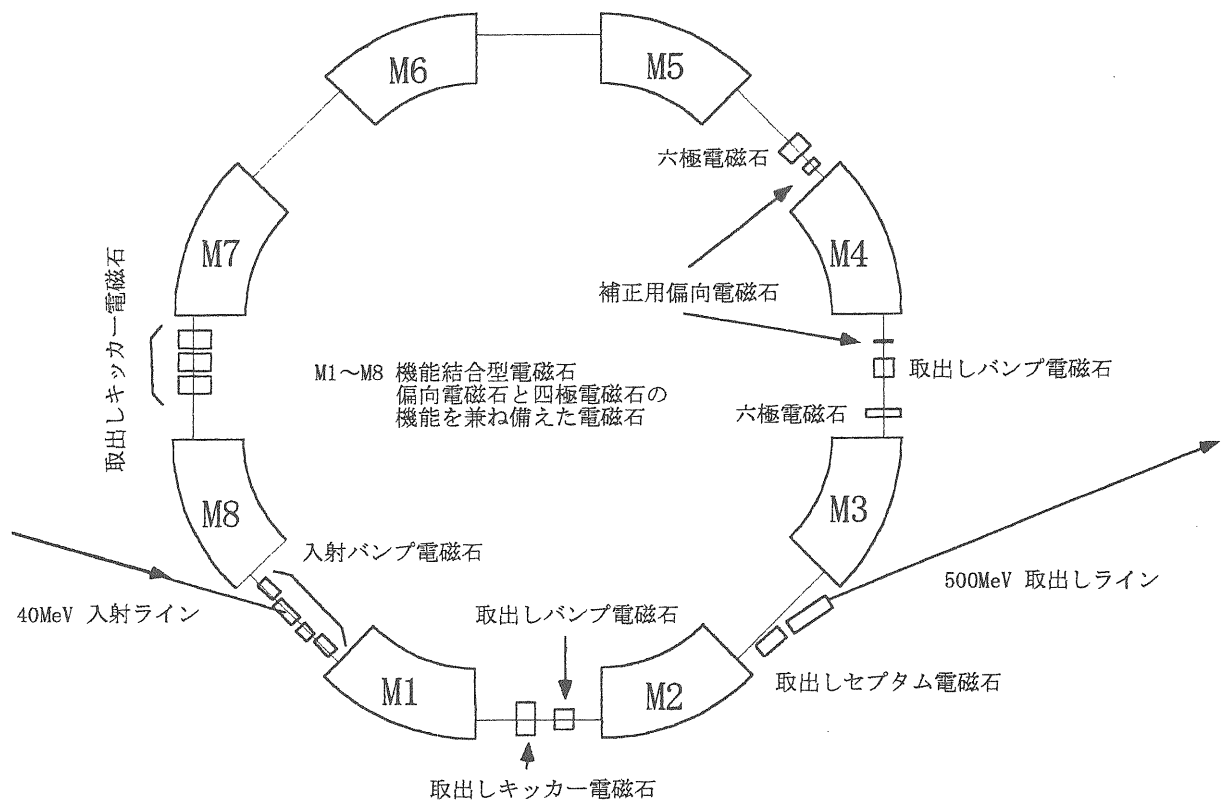


図 2-1 ブースターシンクロトロン電磁石配置

§ 2-2 電磁石の設計手順

加速器のラティスから磁場の強さと磁場長、電磁石のアーチャー（ビームが通る領域に、真空槽の壁の厚さや様々な誤差を見込んで余裕を追加した領域。）が決まる。この要請を実現する電磁石を以下の手順で設計してみよう。

(1) 起磁力の決定

電磁石鉄芯の断面形状を決めてやれば、磁場の強さ（交流磁場の場合最大磁場）とアーチャーから必要な（最大）起磁力が計算できる。偏向電磁石と四極電磁石については、図 2-3 に示した断面形状から以下の関係式で求められる。

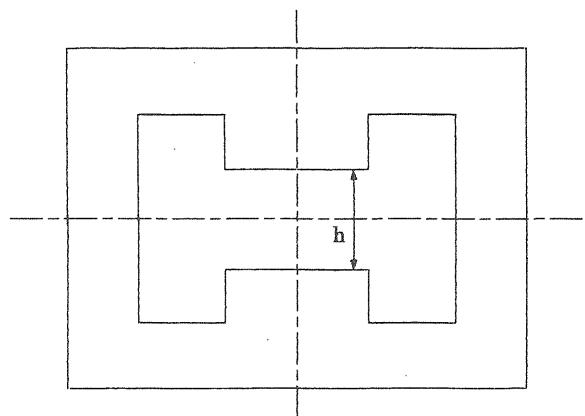


図 2-3-1 偏向電磁石断面形状

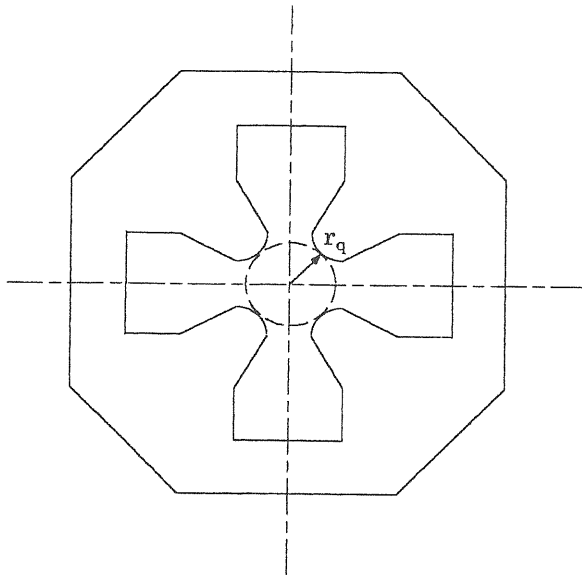


図 2-3-2 四極電磁石断面形状

○偏向電磁石

$$N_p I (\text{Ampere} \cdot \text{Turns}) = \frac{hB}{\mu_0} \quad (2-1)$$

h : ギャップ高さ (m)

B : 所定の磁場の強さ (T)

$\mu_0$  : 真空の透磁率 (H/m)

○四極電磁石

$$N_q I (\text{Ampere} \cdot \text{Turns} / \text{pole}) = \frac{gr_q^2}{2\mu_0} \quad (2-2)$$

$r_q$  : ボア半径 (m)

g : 所定の磁場勾配の強さ (T/m)

(2) コイルの巻数Nの決定

コイルの巻数Nは、起磁力(NI)から

$$N = \frac{(NI)}{JS} \quad (2-3)$$

で与えられる。ここで、Jはコイル領域に於ける電流密度、Sはコイル導体の実効断面積である。すなわち、JSはコイル導体に流す電流であり、この段階で導体のサイズも決めなければならない。電流密度は、コイルの冷却の仕方に依存して、数

A/mm<sup>2</sup>から数十A/mm<sup>2</sup>程度になる。要するにコイルの温度が、定格運転時に許容範囲に入るように決めれば良い。電流密度が大きいと、コイルはコンパクトになる。一方、電流密度が小さければ、コイルサイズは大きくなるが、電力損は小さくなる。また、速い繰り返しの電磁石のコイル導体のサイズや形状は、渦電流の問題と電磁石のインダクタンスによって発生する電圧の大きさを考慮して決めなければならない。その詳細については後述する。

巻き数が決まって、電磁石の鉄芯長さを適当に決めてやれば（偏向電磁石の場合、磁場長—ギャップ高さが目安）、コイル導体の全長が決まって直流抵抗が分かり、インダクタンスは、以下の式を用いて見積もるか、あるいは次のステップで行う磁場計算の結果から求める。

○直流抵抗

$$R = \rho \frac{\ell}{S} \quad (2-4)$$

$\rho$  : 比抵抗 ( $\Omega \cdot \text{m}$ )

$\ell$  : コイル導体全長 (m)

○インダクタンス

(偏向電磁石)

$$L = \mu_0 N_p^2 W \ell_m / h \quad (2-5)$$

但し、 $\ell_m$ は磁場長、Wは

磁極付き  $W = W_p + \frac{1}{2}h$

窓枠型  $W = W_a + \frac{2}{3}W_c$

で与えられる。ここで、

$W_p$  : 磁極幅

$W_a$  : コイル間隔

$W_c$  : コイル幅

である。

(四極電磁石)

$$L = 8\mu_0 N_q^2 y_{\max} (y_{\max} + \frac{2}{3}W_c) \frac{\ell_m}{r_q^2} \quad (2-6)$$

$y_{\max}$ は磁極中心とコイル面との距離である。

### (3) 計算機による磁場計算

電磁石の断面形状と起磁力が決まったら、使用する鉄芯の磁気特性を入れて計算機で磁場計算を行う。もちろんこの時、コイル形状も決まっているはずである。ここでの主な目的は、電磁石内のビームが通る領域（グッドフィールド領域と呼ぶ）で磁場（または磁場勾配）が十分に一定になるように磁極の形状を決めてやること、及び、磁場の飽和の様子を見ることである。飽和がきつい時には、コアのサイズを大きくしてやる必要がある。速い繰り返しの電磁石については、飽和の目安を1.5テスラにしている。磁場の一様性については、通常、グッドフィールド領域に於いて、偏向電磁石では磁場の変化量が中心磁場に対して $5 \times 10^{-4}$ 以下に、四極電磁石では、磁場勾配の変化量が $5 \times 10^{-3}$ 以下になるように磁極の形状を決めてやる。

この作業をもちろん3次元の磁場計算プログラム (Tosca 等) で行っても良いが、作業性を考えて我々は普通、2次元の計算プログラム (Poisson 等) を用いている。2次元の磁場計算プログラムについては、詳しい説明が講義ノート OH0'85にあるので興味のある人は一読を勧める。

### (4) 電磁石の電力損と冷却水の温度上昇

交流電磁石で消費する電力の内訳を、以下にまとめる。但し、 $I_{dc}$ は直流電流、 $I_{ac}$ は交流電流の振幅、 $R$ は直流抵抗である。

#### ○直流損

$$\text{ジュール損} \quad I_{dc}^2 R$$

#### ○交流損

$$\text{ジュール損} \quad \frac{1}{2} I_{ac}^2 R$$

渦電流損 後述

鉄損 鉄芯に於けるヒステリシス損  
と渦電流損の和

電磁石は、これらの電力損失により発熱する。電磁石で発生した熱は、導体中に純水を流して取り除いてやる。冷却水の温度上昇  $\Delta T$  と、鉄損を除

いた電力損（鉄損による熱は空調の負荷となる。） $P$  (kW) との間には、以下の関係がある。

$$\Delta T = \frac{P}{4.2G} \quad (2-7)$$

ここで、 $G$ ( $l/sec$ )は冷却水の流量である。温度上昇が許容範囲を越えている場合、コイルの冷却水路を増やして流量を稼ぐか、それでも足りない場合は、ステップ(2)に戻って電流密度を下げなければならない。

以上で、電磁石の基本設計が終わる。後は、電磁石を製作し、磁場測定を行って設計通りの性能が出ているかどうかを確認することになるが、ここでは省略する。以下では、速い繰り返しの電磁石特有の問題について簡単にふれる。

### § 2-3 渦電流と速い繰り返しの電磁石

ある材質（電磁石鉄芯の主成分の鉄やコイル導体として使われる銅など）に、時間的に変動する磁場  $B$  を加えると、磁場が侵入できる厚さの範囲で電磁誘導の法則により電流が流れる。これを渦電流 (Eddy Current) と呼ぶ。式で書けば、

・電磁誘導の法則；

$$\oint E \cdot ds = - \frac{\partial}{\partial t} \int B \cdot dS \quad (2-8)$$

・オームの法則；

$$j = \sigma E \quad (2-9)$$

・表皮効果の深さ；

$$\delta = \sqrt{2 / \mu \sigma \omega} \quad (2-10)$$

となる。我々が言うところの速い繰り返しはせいぜい数十Hzであるので、(2-10)式を用いて、50Hzの繰り返しの場合について、いくつかの材料について表皮効果を求めると、  
 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ 、 $\omega = 2\pi \times 50$ として、

材質	$\mu$ (H/m)	$\sigma$ (1/ $\Omega$ m)	$\delta$ (mm)
銅	$\mu_0$	$5 \times 10^7$	10.1
磁性体 (鉄)	$1000 \mu_0$	$7 \times 10^6$	0.85
ステンレス	$\mu_0$	$5 \times 10^6$	31.8
アルミニウム	$\mu_0$	$4 \times 10^7$	11.3

となる。この表から、速い繰り返しの電磁石では鉄芯を磁性体のブロックで造ることはできないということが分かる。そのため珪素鋼板と呼ばれる、厚さ 0.5mm 程度の薄い板を積み重ねて鉄芯を造る。また、コイル導体の実効サイズは 10mm 程度であり、これより大きくしても電気的にはむだであることが分かる。

次に、コイル導体に於ける渦電流損を考える。

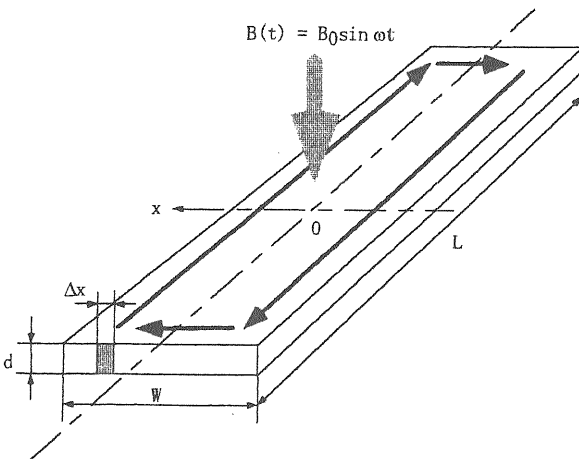


図 2-4 細長い導体と交流磁場

図 2-4 に示したように、厚さ  $d$ 、幅  $w$  に比べて十分長い長さ  $L$  の導体面に垂直に交流磁場が加わっている場合を考える。但し、磁場は導体全体に対して一様に加わっているものとする。 $x$  座標を幅の方向に、その原点を幅の中心にとると、 $x$  を通る誘導電流は  $-x$  を通るループ電流となるので、図の  $\pm x$  を通るループに対して (2-8) 式を適用すると、

$$2LE = -\frac{\partial}{\partial t}(B(t) \cdot 2xL)$$

$$\therefore \quad (2-11)$$

$$E = -B_0 \omega x \cos \omega t$$

となる。但し、 $x$  方向の経路積分の寄与は無視した。さらに、オームの法則から電流密度  $j$  は

$$j = -B_0 \sigma \omega x \cos \omega t \quad (2-12)$$

で与えられる。このループ電流による導体内での電力損は、

$$\Delta p = \langle (j \cdot \Delta x \cdot d)^2 \rangle \frac{2L}{\sigma \cdot \Delta x \cdot d}$$

$$= 2L \cdot \langle j^2 \rangle \cdot d \cdot \Delta x$$

$$= 2L \cdot d \cdot \Delta x \cdot \sigma (B_0 \omega)^2 x^2 \langle \cos^2 \omega t \rangle$$

$$= L \cdot d \cdot \Delta x \cdot \sigma (B_0 \omega)^2 x^2 \quad (2-13)$$

となる。ここで、 $\langle \rangle$  は時間平均を表わす。導体全体では、

$$p = L \cdot d \cdot \sigma (B_0 \omega)^2 \int_0^{\frac{w}{2}} x^2 dx$$

$$= L \cdot d \cdot w \cdot \frac{\sigma (B_0 \omega w)^2}{24} \quad (2-14)$$

となる。最後に、 $L d w$  は導体の体積だから、単位体積あたりの渦電流損は、

$$p = \frac{\sigma (B_0 \omega w)^2}{24} \quad (2-15)$$

で与えられる。この式から、渦電流損は、加わる交流磁場の振幅と繰り返し周波数と導体の幅の積の自乗に比例することが分かる。速い繰り返しの電磁石コイルを設計する時は、このことを心に留めておかなければならない。

## § 2-4 ホローコンダクターとストランド線

速い繰り返しの電磁石コイルの線材として、ここではホローコンダクターとストランド線について述べる。

図2-5左側に示したホローコンダクターは、電磁石コイルの線材として広く使われており、矩形の外形を持ち、中心に冷却水を流す穴があいている。

ストランド線は、速い繰り返しの電磁石用線材として本研究所で開発されたもので、図2-5右側に示したように中心の冷却水を通すステンレスパイプのまわりに互いに電氣的に絶縁された多数の細い導体（素線）をまきつけて、矩形に圧縮整形されている。素線の材質は自然酸化膜を利用できるので、コストの観点からアルミニウムを用いている。導体部は、パイプの領域を除いた面積の80%以上を占めている。ストランド線は、渦電流損が幅の自乗に比例することを利用して、同じ外形を持つホローコンダクターに対して、渦電流損をおおよそ素線の径と外形サイズの比の自乗分低減することができる。欠点としては、撚り線であることから、曲げ半径をホローコンダクターほど小さくすることが出来ないことが上げられる。これまでの経験では、最少曲げ半径はストランド線断面の1辺のサイズの約2.5倍程度である。また、素線の径をあまり細くできないことから断面サイズも $20 \times 20 \text{mm}^2$ のものが今の所最少である。

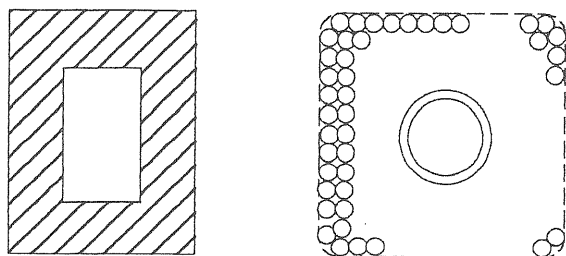


図2-5 ホローコンダクターとストランド線

## § 2-5 電磁石鉄芯の終端部の形状

電磁石終端部の形状については、端部での鉄芯の飽和を如何に緩和するかということに注目して、考えられてきた。速い繰り返しの電磁石の場合、終端部の形状設計を誤ると、単なる鉄芯の飽和だけでなくその結果として深刻な事態が生ずる。

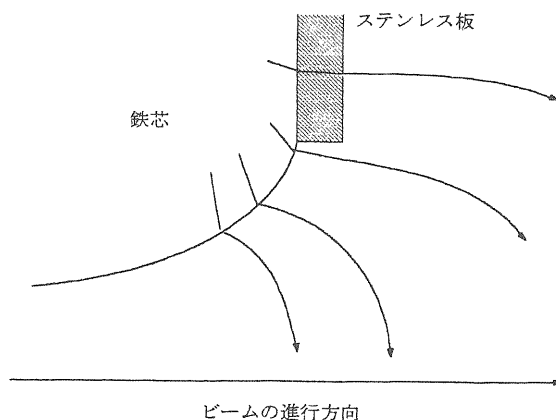


図2-6 電磁石終端部の磁場の様子

図2-6はビームの進行方向にそって眺めた偏向電磁石の鉄芯の断面形状である。磁場は、図の様に、終端部では横方向の成分を持って外側に漏れていく。渦電流損の式から、交流磁場の縦成分は、幅 $w$ として、電磁鋼板の厚さ（ $\sim 0.5 \text{mm}$ ）程度を見る。しかしながら、横成分は数十cmオーダーの幅を見ることになる。従って、漏れ磁場の大きい磁石、言い換えると飽和し易い磁石では終端部で、特に表皮効果の深さの大きいステンレス板による渦電流損による発熱が問題となる。

ここでは、偏向電磁石の終端部の形状を2例あげておく。

### (1) ログウスキーの形状関数

もともとは、平行板コンデンサーの端部に電界が集中しないようにする目的で考えられた。磁場

に対しても、電流が存在しない領域に於いてはスカラーポテンシャルで記述できるため同様の議論ができる。この形状は、x 軸をビームの進行方向にとって以下の式で与えられる<sup>3)</sup>。

$$\frac{y}{g} = 1 + \frac{2}{\pi} \exp\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{x}{g} - 1\right) \quad (2-16)$$

ここで、g はギャップの半分の高さである。また、上の式は、厳密には  $x \rightarrow -\infty$  で g に一致する関数なので、適当に x 座標を選ぶ必要がある。

## (2) 熊谷の形状関数

以下の式で与えられる形状は、「磁極面に於ける磁場の強さが一定である」という要請をおいて導かれた<sup>4)</sup>。

$$\frac{y}{g} = \cosh\left(\frac{x}{g}\right) \quad (2-17)$$

この形状は、終端部の処理を始める点を x の原点とする。



### 第3章 速い繰り返しの電源

前の章で、速い繰り返しの電磁石について考えてきた。この章では、電磁石を速い繰り返しで励磁するための電源構成について考える。但し、電源回路の細部に立ち入ることはしない。

#### § 3-1 電磁石励磁のための回路構成

最初に述べたように、シンクロトロンでは、ある一定時間でビームの入射から加速、取出しまでを、平均半径で特徴づけられる一定の軌道で行う。従って、ビームのエネルギーが増すにつれて、軌道に閉じこめるための磁場も強くいき、ビーム取出し後は、次のビーム入射のため磁場を下げなければならない。この様に、シンクロトロン電磁石は磁場の上昇と下降を一定のパターンで繰り返す。

電源の立場から見ると、電磁石はインダクタンスと抵抗成分から成る負荷と考えることができる。この負荷に、ある電流パターンをつかって流しこんでやれば、所定の磁場パターンを実現できる。励磁のためのパターンに依存して以下の電源構成が考えられる。

##### (1) パターン電源による電磁石の直接励磁

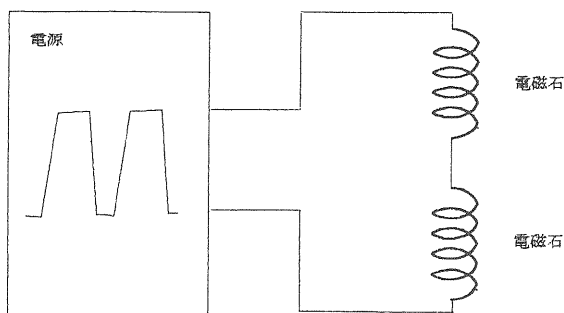
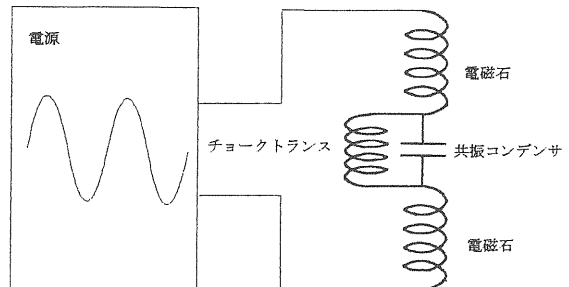


図3-1 パターン電源による励磁回路

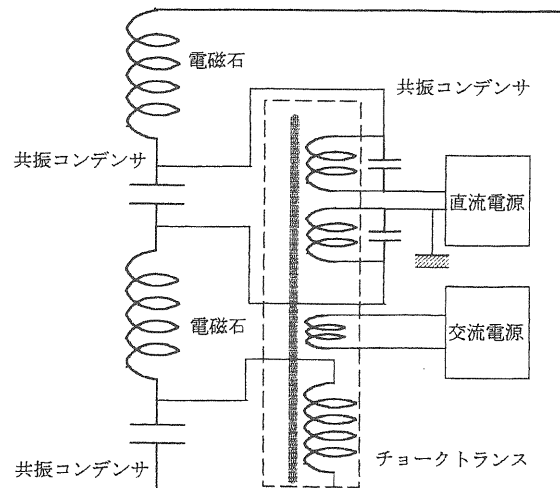
図3-1に示したように、電源でパターンをつかって、直接電磁石を励磁する。この方法では、

原理的に任意のパターンをつくることができる。特に、遅い取出しのためのフラットトップ磁場が必要なシンクロトロンでは、今の所、この方法しかない。

##### (2) 共振回路を用いた電磁石の励磁



直列共振回路



並列共振回路

図3-2 共振型励磁回路

図3-2に示したように、電磁石のインダクタンスとコンデンサー、及び直流電流をバイパスさせるためのチョークトランスのインダクタンスでLC直列共振回路または並列共振回路を構成し、以下の式で表わす直流バイアスの加わったサイン波形で励磁する。並列共振回路の場合、特にWhite Circuitと呼ばれる<sup>5)</sup>。

$$i_m = I_{dc} - I_{ac} \cos \omega t \quad (3-1)$$

この時磁場のパターンは

$$B = B_{dc} - B_{ac} \cos \omega t$$

$$= \frac{B_{\max} + B_{\min}}{2} - \frac{B_{\max} - B_{\min}}{2} \cos \omega t \quad (3-2)$$

となる。ここで、 $B_{\max}$  は取出し磁場、 $B_{\min}$  は入射磁場である。

この方法では、励磁パターンはサイン波形に限られるのでフラットトップ磁場はもちろんつくることができない。しかしながら、遅い取出しを行う必要の無いシンクロトロンでは、サイン波形の最大振幅に於けるわずかな（近似的）フラット部で十分ビームの取出しを行うことができる。

このように、電磁石励磁のための回路構成はいろいろ考えられる。「どの構成をとるか」という問題に対しては、その加速器に要求される機能や、コストを考慮した上で答えることができる。以下では、3通りの回路構成のうち、並列共振型の回路構成を採用した時の問題点についてのみ議論する。理由は、筆者が一番理解している回路であるということだけである。

最後に、現在世界で稼動中の速い繰り返しの陽子シンクロトロンをリストアップしておく。

研究所	エネルギー (GeV)	繰り返し (Hz)	励磁方式
KEK (日)	0.5	20	並列共振
ANL (米)	0.45	30	直列共振
FNAL (米)	8.0	15	並列共振
BNL (米)	1.5	7.5	パターン
RAL (英)	0.8	50	並列共振

### § 3-2 並列共振回路の簡単な解析

並列共振型の回路構成の特徴は、後で述べるように、直流電源と交流電源とを独立に扱うことができる点にある。このことは、電源を制御する上

で、大きな利点であると思われる。ここでは、交流電源から見た並列共振回路の簡単な解析を行うことにする。

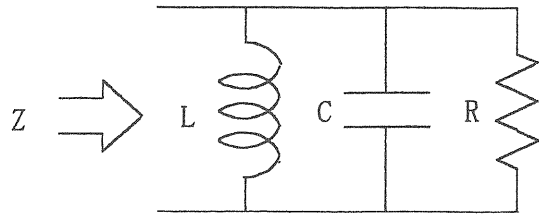


図 3-3 LCR 並列共振回路

図 3-3 は、LCR で構成される普通の並列共振回路である。この回路のインピーダンスは、

$$Z = \frac{\omega L}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \frac{\omega^2}{Q^2 \omega_0^2}}} e^{j\theta} \quad (3-3)$$

で与えられる。但し、

$$\tan \theta = Q \frac{\omega_0^2 - \omega^2}{\omega \omega_0}$$

$$Q = \frac{R}{\omega_0 L} \quad (3-4)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$$

である。この並列共振回路に交流電源を接続して、 $V = V_0 e^{j\omega t}$  で強制振動させると、電源が供給する電流及び、電力は以下の様になる。

$$i = \frac{V}{Z} = \frac{V_0}{\omega L} \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \frac{\omega^2}{Q^2 \omega_0^2}} e^{j(\omega t - \theta)}$$

$$P = V^* i = \frac{V_0^2}{\omega L} \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \frac{\omega^2}{Q^2 \omega_0^2}} e^{-j\theta}$$

$$= \text{const} \quad (3-5)$$

すなわち、この回路で消費する電力は、時間によ

らず一定となることが分かる。これが共振型のひとつの特徴である。すなわち、電力変動が無いため電源の一次側に対する擾乱を防ぐことができるのである。

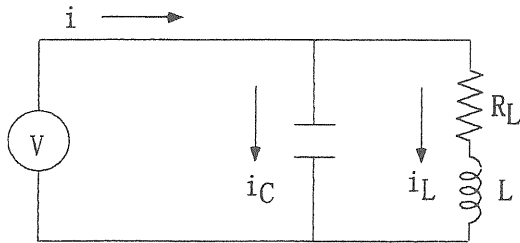


図 3-4 インダクタンスに流れる電流

次に、インダクタンスに流れる電流を考えてみよう。図 3-4 に示したように、定常状態ではインダクタンスに流れる電流は、それ自身の抵抗成分によって位相がずれる。式で書くと、

$$\begin{aligned}
 i_L &= \frac{V_0}{R_L + j\omega L} e^{j\omega t} \\
 &= \frac{V_0}{\omega_0 L \sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{Q^2}}} e^{j(\omega t - \varphi)} \quad (3-6) \\
 \tan \varphi &= \frac{\omega}{\omega_0} Q, \quad Q = \frac{\omega_0 L}{R_L}
 \end{aligned}$$

で与えられる。ここで分かったことは、インダクタンス（電磁石）に流れる電流は、回路系の Q 値と固有周波数  $\omega_0$ 、そして電源の振動数  $\omega$  に依存した振幅、位相関係を持つことである。この点に関しては、後で再び触れる。

### § 3-3 共振ネットワーク

並列共振回路の復習が終わったところで、もう少し実際的な話をする。図 3-5 は並列共振型の電源構成で電磁石を励磁するためのネットワークである。通常、我々はこのネットワークを共振

ネットワークと呼ぶ<sup>6)</sup>。

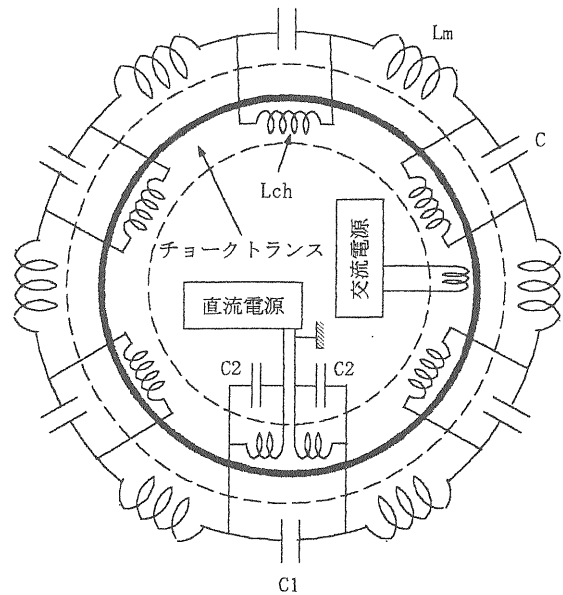


図 3-5 共振ネットワークの例

ネットワークは  $L_m$ 、 $C$  及び  $L_{ch}$  を最少単位とし、その繰り返りで構成される。この  $L_m$ 、 $C$ 、 $L_{ch}$  で決まる最少単位をメッシュと言う。図の例は 6 メッシュ共振ネットワークということになる。ちなみに 1 メッシュ共振ネットワークが White Circuit なのである。 $L_m$  は電磁石のインダクタンスである。 $L_m$  は必ずしも 1 台の電磁石に対応するものではなく、複数台の電磁石を直列に接続した場合のインダクタンスであってもよい。

また、 $L_{ch}$  はチョークトランスの二次側の自己インダクタンスであり、 $C$  は共振コンデンサーである。1ヶ所だけ直流電源が接続されているイレギュラーなメッシュがあるが、後で述べるように交流的には他のメッシュと同等になっている。各メッシュのチョークトランスは、相互に結合されている場合と互いに独立な場合がある。図では鉄芯で結合された形で描いてある（点線で示した二つの円で囲まれた部分がチョークトランス）。

回路系で消費されるパワーのうち、交流成分はチョークトランスの一次側から交流電源で供給される。交流電源にはパワーをパルス的に供給するタイプのもの、連続的に供給するタイプのものがある。

§ 3-4 n-メッシュ共振ネットワークの解析

n-メッシュ共振ネットワークについて交流解析を行う。図3-6はそのための回路構成を示したものである。

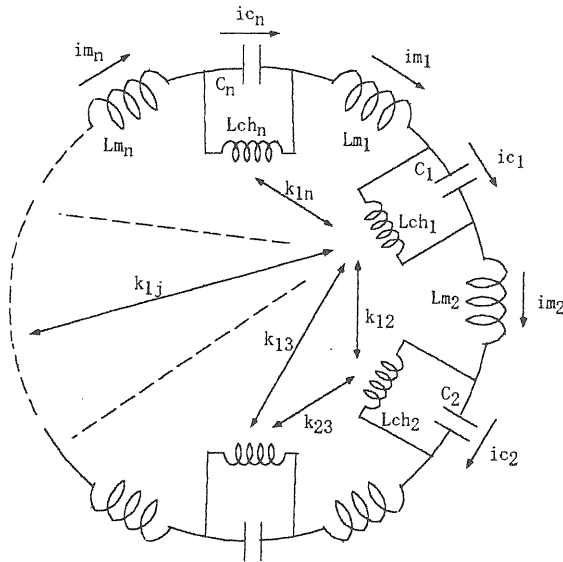


図3-6 ネットワーク解析のための図

$$M_{ij} = k_{ij} \sqrt{L_{chj} L_{chj}} \quad (3-7)$$

となる。j 番目のメッシュに於いて、 $i_{mj}$  を電磁石電流、 $i_{cj}$  をコンデンサーに流れる電流とすると、回路方程式は、

$$\sum_{j=1}^n (L_{mj} \frac{di_{mj}}{dt} + \frac{1}{C_j} \int i_{cj} dt) = 0$$

$$L_{chj} \frac{d(i_{mj} - i_{cj})}{dt} + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^n M_{jk} \frac{d(i_{mk} - i_{ck})}{dt} = \frac{1}{C_j} \int i_{cj} dt$$

for  $j = 1$  to  $n$

(3-8)

となる。この回路系には電流源が無いから、電磁石電流は全て等しくなる。

各部の電流を

$$i_m = I_m e^{j\omega t}, \quad i_{cj} = I_{cj} e^{j\omega t} \quad (3-9)$$

と置くと、簡単な計算を行って以下の連立方程式を得る。この式がゼロ以外の解を持つためには、

$$\begin{pmatrix} -\omega^2 \sum_{j=1}^n L_{mj} & \frac{1}{C_1} & \frac{1}{C_2} & \dots & \frac{1}{C_n} \\ -\omega^2 (L_{ch1} + M_{12} + M_{13} + \dots + M_{1n}) & \omega^2 L_{ch1} - \frac{1}{C_1} & \omega^2 M_{12} & \dots & \omega^2 M_{1n} \\ -\omega^2 (L_{ch2} + M_{21} + M_{23} + \dots + M_{2n}) & \omega^2 M_{21} & \omega^2 L_{ch2} - \frac{1}{C_2} & \dots & \omega^2 M_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -\omega^2 (L_{chn} + M_{n1} + M_{n2} + \dots + M_{nn-1}) & \omega^2 M_{n1} & \omega^2 M_{n2} & \dots & \omega^2 L_{chn} - \frac{1}{C_n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_m \\ I_{C1} \\ I_{C2} \\ \dots \\ I_{Cn} \end{pmatrix} = 0 \quad (3-10)$$

ここで、i 番目と j 番目のメッシュのチョークトランス二次側の相互インダクタンス  $M_{ij}$  は両者の結合定数  $k_{ij}$  を用いて、

係数行列の行列式がゼロでなければならない。

各素子の値が、全て等しい場合について係数行列の行列式を解いてみる。方程式は、 $\omega^2$  につい

での  $n+1$  次の多項式となる。途中経過は複雑なため結果のみを示すと、ゼロ以外の解は以下の様になる。

$$\omega_1^2 = \frac{1}{C} \left\{ \frac{1}{[(n-1)k+1]Lch} + \frac{1}{Lm} \right\} \quad (3-11)$$

$$\omega_2^2 = \frac{1}{(1-k)LchC}$$

但し、 $\omega_2^2$  については  $n-1$  重根となる。ここで、各素子の値が等しいことから添え字を取り去った。またチョークトランスの実効インダクタンスを

$$Lch^{eff} \equiv [1+(n-1)k]Lch \quad (3-12)$$

と定義しておく。

$\omega_1$  を基本モード (fundamental mode) と呼び、 $\omega_2$  をスプリアスモード (spurious mode) と呼ぶ。式の形から分かる様に、スプリアスモードは電磁石の関与しない振動モードである。従って、電磁石を励磁できるモードは基本モードである。

次に、基本モードに対して、回路系の対称性から

$$Lm \frac{di_m}{dt} + \frac{1}{C} \int i_c dt = 0 \quad (3-13)$$

が直ちにいえるので、各メッシュの電磁石とコンデンサーの組の両端で同電位になることが分かる。もう少し詳しく言うと、各メッシュを  $Lm$  と  $Lch$  と  $C$  の並列接続で構成される独立な並列共振回路として扱うことができるのである。図3-7にコンデンサーの midpoint をアース点にした時のネットワークに沿っての電圧分布を示す。図のイレギュラーメッシュのところに直流電源を接続すれば、交流電圧の節になるため直流電源は交流の影響を受けない。また、対アース電圧は素子の端子間電圧の半分となることが分かる。

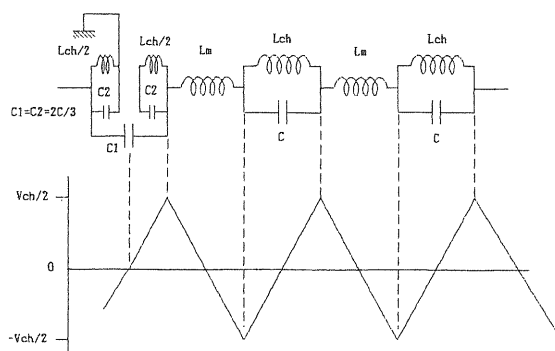


図3-7 ネットワークに沿っての電圧分布

### § 3-5 共振ネットワークに於ける問題点

ここで、共振ネットワークに於ける問題点を簡単に説明する。

まず前節の計算の結果現れたスプリアスモードについて考える。詳しい回路シミュレーションによれば、各メッシュ間の電圧バランスが崩れると、このモードが発生することが分かっている。具体的には、電磁石とチョークトランスのインダクタンス、及び、コンデンサーの容量、そして各メッシュ間の結合の強さのばらつき等があれば起こりうる。もちろん、これは起こりうる可能性であって、実際にこのモードが励起されるためには対応する周波数の外乱が必要である。

このモードが発生するのを避けるひとつの方法は、スプリアスモードがチョークトランス二次側の結合係数  $k$  に依存していることを利用して、 $k$  の値を出来るだけ1に近づけることである。すなわち、このモードの周波数を非常に大きくしてやるのである。ちなみにブースターシンクロトロンの場合、チョークトランスの結合係数は0.9985を実現している<sup>7)</sup>。

2番目の問題点は、いわゆるディレイラインモードである。これは、電磁石コイルとアースとの間の浮遊容量に起因して生ずる。浮遊容量が問題になる周波数帯域では、共振コンデンサーはショート状態にある。従って、ネットワークは図3-

8に示したようにディレイライン（遅延線）と等価な回路で描くことができる。

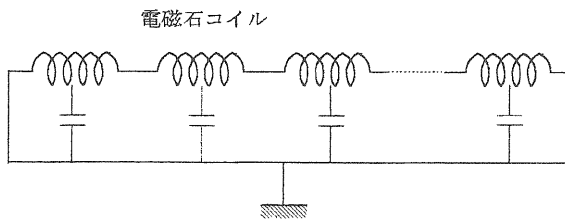


図3-8 ネットワークのディレイライン等価回路

このモードは、周りのノイズを電磁石が拾うことにより発生し、ネットワークのアース点を節とする定在波となる<sup>8)</sup>。ブースターシンクロトロンでは、入射バンパ電磁石のパワーラインが電磁石の鉄芯に接触していたために、ディレイラインモードを誘起したことがあるが、パワーラインを遠ざけることで解消した。

### §3-6 共振ネットワークの設計

ここで、共振ネットワークのパラメータを決める方法について順を追って述べる。

既に、電磁石のパラメータは決まっている。既知のパラメータを列挙すると、

- ①インダクタンス  $L_1$
- ②電流値（直流電流、交流電流振幅） $i_{dc}$ 、 $I_{ac}$
- ③繰り返し周波数  $\omega$
- ④電力損

である。

まずメッシュ当り直列に接続する電磁石の台数を決める。電磁石台数を  $n$  とすると、最初と最後の電磁石の端子間に発生する電圧は、

$$V = n\omega L_1 I_{ac} \quad (3-14)$$

となる。適正な台数を決めるための目安は、 $V$  があまり大きくならないことと、電磁石の総数の約数になっていることである（メッシュの数は整数！）。我々は、10 kV を越えない範囲で  $n$  を

決めている。上で述べたように、対アース電圧は 5 kV となることに注意すること。これで  $Lm (= nL_1)$  と、メッシュの数が決まる。次に、チョークトランスの実効インダクタンスを決めてやる。

共振ネットワークに於いて、チョークトランスは、直流電流をバイパスさせるために必ず必要な素子である。インダクタンスの値は、一応自由に決めることができるが、コンデンサーも考慮したコストの観点から、大体  $Lm$  の2倍程度の値が最適である<sup>7)</sup>。そこで、 $Lch^{eff} = 2Lm$  となる。実際のチョークトランスの形状を決めるためにはメッシュ間の結合係数を決めてやる必要があるが、二通りの選択の仕方がある。ひとつは、前に述べたように、スプリアスモードを避けるために  $k$  をできるだけ1に近づける選択。この選択では、必然的にチョークトランスはネットワーク当り1台で良くなる。しかしながら、ネットワークの規模が大きくなると巨大化してしまう欠点がある。一方、チョークトランスをコンパクト化するために  $k$  を0にする選択。こちらは、コンパクトになるがチョークトランスの台数がメッシュの数だけ必要になると共にスプリアスモードを心配しなければならない。

チョークトランスに流れる電流値は、直流電流は電磁石電流と同じであるが、交流電流はインダクタンスが2倍なので電磁石に流れる交流電流の半分となる。チョークトランスのコイル形状が決まれば、電力損（直流、交流）も計算出来る。

電磁石とチョークトランスのインダクタンスが決まったので、所定の繰り返し周波数（基本モード）を与える共振コンデンサーの値を決めてやることができる。この時コンデンサーの電力損（誘電損）も、計算しておく。但し、コンデンサーに流れ込む電流は電磁石電流とチョーク電流の和である。

以上の計算から電力線による電力損も考慮してネットワーク全体の電力損も分かり、電源規模も見積もることが出来る。

§ 3-7 交流電源

交流電源としては、二通りの方式のものが考えられる。ひとつは、連続的に電力を供給するタイプの電源。もう一つは、パルスの電力を供給するタイプの電源である。RAL (英) の交流電源は前者のタイプで、モータージェネレーターが用いられている。後者のタイプのひとつは、ブースターシンクロトロンで用いられているパルス電源である。ここでは、パルス電源について説明する。

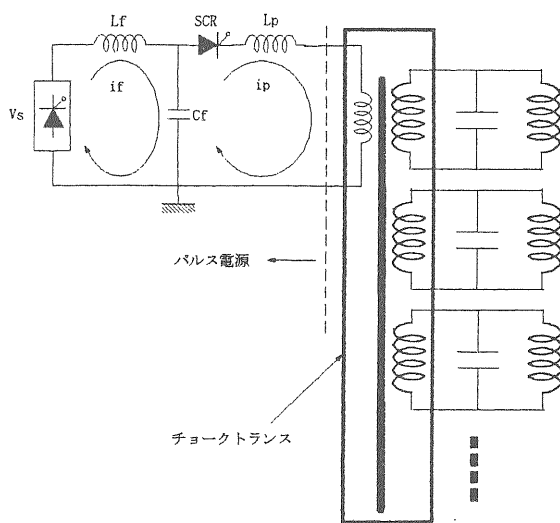


図 3-9 パルス電源の基本構成

図 3-9 はパルス電源の基本構成である。共振ネットワークは交流的な等価回路で表わしてある。動作を簡単に述べると、まず充電用直流電源  $V_s$  からコンデンサー  $C_f$  に  $L_f$  を通して充電する (充電期間)。充電電流を  $i_f$  とおいた。次に、共振ネットワークの電圧が最大となる時点で、サイリスタ SCR を点弧して  $C_f$  に蓄えられた電荷を  $L_p$  を通して共振ネットワークへ供給する (放電期間)。放電パルス電流を  $i_p$  とおく。以上の動作を基本モード周波数で繰り返す。

各素子の値とパルス電源の基本構成要素である  $C_f$ 、 $L_f$ 、 $L_p$  と共振ネットワークにおける交流損との間には密接な関係があり、この値を決める

ところまでは我々が行う必要がある。従って、以下で電源動作を詳しく解析する。

まず、パルス電流  $i_p$  で表わした時間のシーケンスを図 3-10 の様に設定する。ここで、 $-t_1 \sim t_1$  が放電期間、 $t_1 \sim t_2$  が充電期間である。また、放電期間は周期  $T$  に比べて、十分小さいものとする。

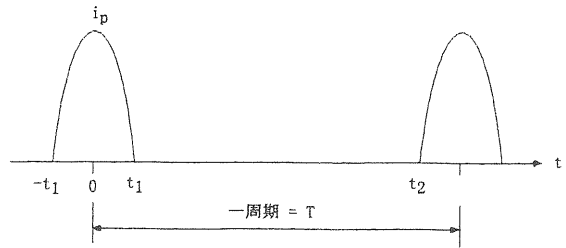


図 3-10 パルス電流の時間シーケンス

各期間に対する回路方程式は、

- (1)  $t = -t_1 \sim t_1$  ; 放電期間 (SCR on)

$$\begin{aligned} L_f \frac{di_f}{dt} &= V_s - v_f \\ L_p \frac{di_p}{dt} &= v_f - V_{ch}' \\ v_f &= \frac{1}{C_f} \int (i_f - i_p) dt \end{aligned} \quad (3-15)$$

- (2)  $t = t_1 \sim t_2$  ; 充電期間 (SCR off)

$$L_f \frac{di_f}{dt} + \frac{1}{C_f} \int i_f dt = V_s \quad (3-16)$$

となる。ここで、 $v_f$  は  $C_f$  電圧、 $V_{ch}'$  はチョークトランス一次側の電圧である。上の方程式を以下の条件の下で解く。

- ・ 放電期間で  $V_{ch}'$  は一定。
- ・  $t = -t_1$  で、 $i_f = i_{f1}$ 、 $v_f = v_{f1}$ 、 $i_p = 0$ 。
- ・  $t = t_1$  で、 $i_f = i_{f0}$ 、 $v_f = 0$ 、 $i_p = 0$ 。
- ・  $t = t_2$  で、 $i_f = i_{f1}$ 、 $v_f = v_{f1}$ 、 $i_p = 0$ 。

方程式を解いた結果、最初に与えた任意パラメータは

$$\begin{aligned} i_{f0} = i_{f1} &= \frac{V_s}{L_f \omega_f} \cot \frac{\phi}{2} \\ v_{f1} &= 2V_s \\ V_{ch} &= V_s \end{aligned} \quad (3-17)$$

と決まり、各部の電流、電圧は以下ようになる。

(1) 放電期間

$$\begin{aligned} i_f &= -\frac{C_f \omega V_s}{\sin \omega t_1} \left( \frac{\omega_f^2}{\omega^2} \cos \omega t + \frac{\omega_p^2}{\omega^2} \cos \omega t_1 \right) \\ i_p &= \frac{C_f \omega V_s \omega_p^2}{\sin \omega t_1 \omega^2} (\cos \omega t - \cos \omega t_1) \\ v_f &= V_s \left( 1 - \frac{\sin \omega t}{\sin \omega t_1} \right) \end{aligned} \quad (3-18)$$

(2) 充電期間

$$\begin{aligned} i_f &= \frac{V_s}{L_f \omega_f} \left\{ \cot \frac{\phi}{2} \cos \omega_f (t - t_1) + \sin \omega_f (t - t_1) \right\} \\ v_f &= V_s \{ 1 - \cos \omega_f (t - t_1) + \sin \omega_f (t - t_1) \} \end{aligned} \quad (3-19)$$

となる。ここで、

$$\begin{aligned} \omega_f^2 &= \frac{1}{L_f C_f}, \quad \omega_p^2 = \frac{1}{L_p C_f} \\ \omega^2 &= \omega_f^2 + \omega_p^2 \\ \phi &= \omega_f (t_2 - t_1) \end{aligned} \quad (3-20)$$

とおいた。また、回路が定常動作を行うために、束縛条件

$$\omega_f \cot \frac{\phi}{2} + \omega \cot \omega t_1 = 0 \quad (3-21)$$

が必要となる。

さらに、解析的な手続きを続行するためには束

縛条件を解かなければならない。そのために以下の仮定を追加する。

$$\begin{aligned} \bullet \omega &\gg \omega_f \\ \bullet \omega t_1 &= \pi/2 + x, \quad x \ll \pi/2 \end{aligned}$$

以上より束縛条件を1次の近似で解くと、

$$\begin{aligned} x &= \frac{\omega_f}{\omega} \cot \beta_0 \\ \beta_0 &= \pi \left( \frac{\omega_f}{\omega_a} - \frac{\omega_f}{2\omega} \right) \end{aligned} \quad (3-22)$$

となる。ここで、 $\omega_a$ は電源の繰り返し周波数である(共振ネットワークの基本モード)。各期間に対しても、同様の近似を行って最終結果を得る。以下に、その結果をまとめる。

(1) 放電期間

$$\begin{aligned} i_f &= C_f \omega_f V_s \left( \cot \beta_0 - \frac{\omega_f}{\omega_p} \cos \omega_p t \right) \\ i_p &= C_f \omega_p V_s \left( \frac{\omega_f}{\omega_p} \cot \beta_0 + \cos \omega_p t \right) \\ v_f &= V_s (1 - \sin \omega_p t) \end{aligned} \quad (3-23)$$

(2) 充電期間

$$\begin{aligned} i_f &= C_f \omega_f V_s \frac{\cos(\omega_f t - \frac{\omega_f}{\omega_a} \pi)}{\sin \beta_0} \\ i_p &= 0 \\ v_f &= V_s \left( 1 + \frac{\sin(\omega_f t - \frac{\omega_f}{\omega_a} \pi)}{\sin \beta_0} \right) \end{aligned} \quad (3-24)$$

但し、 $\omega = \omega_p (\gg \omega_f)$ とおいた。最後にこの結果を用いて、平均電流を求めておく。電源内部での電力損を無視すれば、 $i_p$ と $i_f$ の平均電流は等しく、

$$\langle i_p \rangle = \langle i_f \rangle = \frac{C_f \omega_a V_s}{\pi} \left( 1 + \frac{\pi \omega_f}{2 \omega_p} \cot \beta_0 \right) \quad (3-25)$$



で与えられる。従って、共振ネットワーク全体の電力損  $P_{net}$  は、

$$P_{net} = \langle i_p \rangle V_s = \frac{C_f \omega_a V_s^2}{\pi} \left( 1 + \frac{\pi \omega_f}{2 \omega_p} \cot \beta_0 \right) \quad (3-26)$$

となる。

以上で電源動作の解析を終わる。続いてこの結果を用いて、 $C_f$ 、 $L_f$ 、 $L_p$  の値を決めてやる。共振ネットワーク全体の電力損は、共振コンデンサーに蓄積されるエネルギー  $U$  と  $Q$  値、及び、メッシュ数  $m$  を用いて、

$$P_{net} = \frac{m \omega_a U}{Q} \quad (3-27)$$

$$U = \frac{1}{2} C (n V_s)^2$$

で表わすことができるので、 $C_f$  は

$$C_f = \frac{m \pi n^2 C}{2Q} \frac{1}{1 + \frac{\pi \omega_f}{2 \omega_p} \cot \beta_0} \quad (3-28)$$

となる。ここで、 $n$  はチョークトランスのステップアップ比である。次に  $L_f$ 、 $L_p$  を決めてやらなければならないが、これはユニークには決まらない。そこで、方程式を解く際に与えた条件を思い出すと、それは

- ・パワー供給のためのパルス電流は基本モードの周波数に比べて十分速くなければならない。
- ・しかしながら、ディレイラインモードを誘起するほど速すぎてはならない（追加条件）。
- ・充電電流は基本モードの周波数に比べて十分遅くなければならない。

であった。

我々は、上の3つの条件から  $\omega_f$ 、 $\omega_p$  に対して以下の関係を設定することにする。

$$\omega_f = 0.25 \omega_a, \quad \omega_p = 3 \omega_a \quad (3-29)$$

これで、パルス電源の基本構成が決まった。

### § 3-8 共振励磁方式の将来の可能性

共振型の励磁方式は、パターン制御による励磁方式に比べて、数十ヘルツの運転が比較的簡単に実現できる。しかしながら、最近の大強度加速器に要求されるフレキシブルな運転を可能とするには、今の所パターン制御にたよらざるを得ない。

それでは、どのような機能が要求されているであろうか？

#### ○複数の共振ネットワーク間の位相合わせ

ひとつは、大幅にベータートロンチューンを変えることが可能であること。これは、入射時に於いてビームの空間電荷によるチューンシフトが大きい場合に要求される。共振型の励磁方式を採用しているこれまでの加速器は全てベータートロンチューンは固定であり、微調を補正用電磁石で行っているにすぎない。その理由は使用している電磁石が機能結合型の電磁石で、原理的にベータートロンチューンをいじれないか、又は、偏向電磁石と四極電磁石を直列に接続して、ひとつの共振ネットワークで励磁していることにある。

後者の場合、偏向電磁石と四極電磁石を別々の共振ネットワークで位相を合わせて励磁してやればベータートロンチューンの大幅な変更が可能となる。

元々、共振型励磁方式の場合、共振回路で勝手に電流が振動しているというイメージでとらえられてきた。これが、パターン制御方式に比べて運転が簡単な理由になっているわけであるが、位相合わせの問題（トラッキングの問題と呼ばれる）は共振型励磁方式ではこれまで考えられて来なかった。ここで、3-2節を思い出してみよう。簡単な並列共振回路の解析結果から、電磁石（イ

ンダクタンス)に流れる電流の位相は、回路系のQ値と固有周波数 $\omega_0$ 。そして電源の周波数 $\omega$ に依存していることが分かった。電源の周波数とQ値は、定常運転中は一定と見て良いであろう。 $\omega_0$ は何等かの原因による素子の値が変わることにより変動する可能性がある。経験的に素子の値が変化する主な原因は温度変化であり、変化の速さは電磁石の繰り返しの速さに比べて十分遅い。もし他に変動の理由がなければ、この変動による位相の差を検知してフィードバックしてやれば、共振型といえどトラッキングは可能であろう。

以上の考察の下に我々は現在、2台の独立したネットワークを製作し、両者の位相を合わせるテスト実験を始めている。

### ○2周波数共振回路

良く知られているように、RF加速に必要な最大電圧は、磁場の時間変化に比例する。従って、加速の周期を変えないでゆっくり磁場を立ちあげて、加速と無関係な磁場リセット時に速く立ち下げることで単純なサイン波形で励磁する場合に比べてRF電圧を低減することができる。そのためには、共振回路に二つの周波数を持ち込まなければならない。これは、ネットワークの共振コンデンサーを二つに分け、その片方をオンオフすることで実現できる。

我々は、図3-11に示した1メッシュの共振回路について実験を行い、バイアス電流を重畳した状態で所定の波形をつくることのできた<sup>9)</sup>。

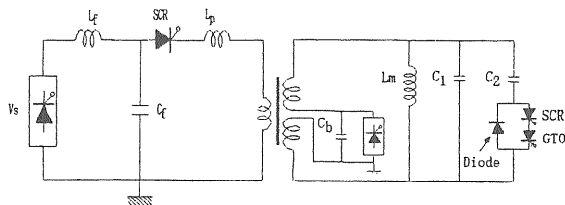


図3-11 2周波数共振回路

### ○フラット磁場

さらにもうひとつ考えられる機能としては、磁場のフラットな期間を加速期間内に設けることができること。もちろんカウンター実験に使えるような長い時間にわたるフラットトップは考えない。ここで考えるフラット磁場は、例えば、入射時に於いてビームをつぎ込んでいる間の時間程度続くようなものである。これを実現するためには、ネットワークの共振コンデンサーに並列にショート回路を設ければよい。

この可能性についても、図3-12に示した1メッシュの共振回路について実験し、50ms程度ショート状態を維持させ、時定数約1秒で減衰するフラットに近い電流波形を得ることができた<sup>10)</sup>。この減衰は、電磁石とショートバーの抵抗によるものであり、満足のゆくフラット磁場を得るためにはこれを補償するための手だてが必要となるが、これは今後の課題である。

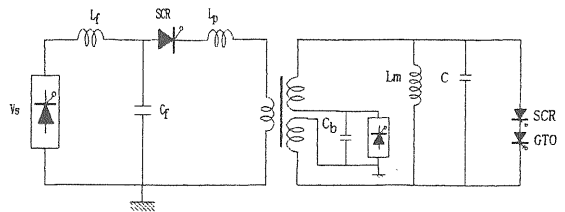


図3-12 フラット磁場発生用回路

## 第4章 まとめ

ここまで、速いシンクロトロンのための電磁石と電磁石励磁のための電源構成について述べてきた。もちろん、全てを網羅したとは言えないが、電磁石と電源システムの設計の大体の様子が分かってもらえたと思う。紙面の都合上ここでは述べなかつたが、重要と思われる項目をいくつか上げよう。

まず、磁場測定。これは、電磁石が設計通り造られているかどうか確認するためには必ず必要である。それに加えて、実際の運転時に磁場を安定させるための電源へのフィードバックを行うためにも必要となる。特に、複数の共振ネットワークのトラッキングを行う場合は、磁場の値だけではなく位相も高精度で検出しなければならない。また、場合によっては渦電流による磁場の測定も行う必要がある。

次に、設計に関する問題として、シミュレーションプログラムについて。

電磁石を設計する際には、これまでPoisson、Linda、Trimなどの2次元の磁場解析プログラムを用いていた。最近は、これらに加えて、Tosca、elf/magic（以上の二つは筆者が使ったことのあるプログラム）といった3次元の磁場解析プログラムも快適な計算機環境で使えるようになってきている（100%満足とはいかないが・・・）。特に、電磁石の終端部の形状の決定のためには3次元の磁場解析プログラムは不可欠である。

一方、電源システムに関して、回路方程式を解析的に解くことはもちろん重要なことであるが、現実の回路を現実の運転に則してシミュレートすることは実際の回路を製作する前に必ず行う必要がある。そのためにこれまでは、小規模なモデル回路を実際に製作してテストを行ってきた。最近、使い勝手の良い回路シミュレーションプログラムが簡単に手に入り、同じ事が計算機上で

行うことが可能となってきた。例えば、「ネットワークの対称性が崩れた時に何が起きるか」という問題に対しては、有力な武器となることは言うまでもない。

最後に、一言。

加速器に於いて、電磁石、特に偏向電磁石と四極電磁石は空気のようなものである・・・絶対に必要であるが、ビームダイナミクスを考える時には忘れても良い・・・これが理想の姿であると思う。これができる初めてより深く加速器に於けるビームのふるまいが理解できるのである。

## 参考文献

- 1) 山崎良成、「大型ハドロン計画の加速器」  
OH0'96 大型ハドロン計画における大強度陽子加速器（本セミナー）。
- 2) OH0'84 高エネルギー加速器入門。  
OH0'85 加速器と計算機。
- 3) プリンツ 電界計算法、朝倉書店。
- 4) Kumagai, H., Nucl. Instr. Meth. 6 (1960) 213-216.
- 5) White, M. G., et. al, CERN-Symposium (1956) 525-529.
- 6) Fox, J. A., Proc. IEE 112 (1965) 1107-1126.
- 7) Sasaki, H., et. al, KEK-73-2 (1973).
- 8) Marks, N., Proc. Int. Conf. on Magnet Technology (1967) 409-420.
- 9) Adachi, T., et. al, Proc. EPAC (1988) 923-925.
- 10) Adachi, T., et. al, Proc. HEAC (1989) 841-846.