

# 速い繰り返しシンクロトロン用 2 共振型電磁石電源の開発

山中信司<sup>A)</sup>、長谷川武夫<sup>A)</sup>、安達利一<sup>B)</sup>、染谷宏彦<sup>B)</sup>、佐藤 皓<sup>B)</sup>

<sup>A)</sup> 宮崎大学大学院工学研究科 〒889-2192 宮崎市学園木花台西 1-1

<sup>B)</sup> 高エネルギー加速器研究機構 〒305-0801 茨城県つくば市大穂 1-1

## 概要

速い繰り返しのシンクロトロンの電磁石電源は、高い精度の磁場波形の要求や効率の面から主に共振型電源を用いる。その磁場波形は正弦波であるために、ビームの加速期間と、次のビーム入射のための磁場を下げるリセット期間とは同じであった。このリセット時間を短くし加速の繰り返し周期を上げることができれば、同じ時間内での加速ビーム量の増強が図れる。本研究はそのような異なる加速期間とリセット期間の行える 2 共振型電磁石電源の実現のために解析と実証実験を行ったものである。

## 1 はじめに

速い繰り返し (数 10Hz) におけるシンクロトロンの電磁石電源は、共振型電源を用いることが多い。

速い繰り返しシンクロトロンにおける大強度シンクロトロンを設計する際に、1 周当たりのビーム量を増やすことなく単位時間当たりにおいてのビーム増強方法の一つとしては、単純に繰り返し周期を上げる方法があるが、これは RF 電源のピーク電圧を上げる必要がある。このことは高いコストが伴う。

従来の電源である単共振型は、加速期間と磁場を元に戻すリセット期間は同じであった。そこでリセット時間を短くし、加速期間は同じにすることで RF 電源のピーク電圧を上げることなく、繰り返し周期を上げることが実現できる様に、1981 年に Argonne National Laboratory(ANL) の M. Foss と W. Praeg が 2 つのタイプの 2 共振型電磁石電源を提案した[1]。

1 つ目は、繰り返し周波数とその倍の周波数の両方に共振する回路を用いて、2 つの周波数を混合した ( $\sin \omega t + A \sin 2 \omega t$ ) 磁場波形を作ることによって、実現させた方法である。問題点は、共振回路への給電のために 2 つの周波数波形を混合し、且つ安定した交流電源が必要なことである。この方式は、現在、フェルミ研究所で建設中のプロトンドライバーにおける、電磁石電源の設計レポート

(C. Jach and D. Wolff) に述べられている[2]。

2 つ目は、加速期間では、従来周波数で磁場を立ち上げる。リセット期間では、従来よりも速い周波数で立ち下げて、繰り返し周期を上げる方法である。このシステムは、共振回路の中に図 1-1 に示すようなスイッチによって共振周波数を変えることにより、この動作は可能となる。図 1-2 に従来の共振型電磁石の磁場波形と 2 共振電磁石電源の磁場波形を示す。この方式は、1987 年に、高エネルギー加速器研究所のジェミニ計画の中で、スイッ

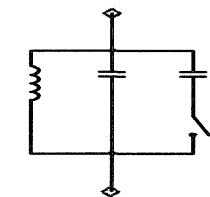


図 1-1 2 共振回路

チデバイスとして GTO を用いた PS ブースターの電磁石電源についての R&D が行なわれたが、この計画は途中で終わったために加速器への導入には至らなかった[3]。この実験により周波数切り替えにおける不安定要素などが問題点として明確になった。

両方法の利点を比較すると、RF 電源の振幅を抑えることは同じであるが、前者は、後者とは相違して、切り替え機構がないために波形としては安定している。しかし、前者は、繰り返し周期を上げる率の上限(1.49)があるが、後者は、電磁石に掛かる電圧や、切り替えデバイスの定格の限度内ならば、繰り返し周期は自由に決められるために、我々は後者のスイッチングによる 2 共振電磁石電源の実現性のために研究を行った。

そこで、ジェミニ計画で課題になった共振切り替え時刻における様々な波形の歪みの原因と対策を行う。

別の課題として、高調波の抑制と J-PARC-3GeV Ring の様なシンクロトロンの機能分離型電磁石におけるトラッキングの問題である。その対策のために従来のパルス電源でなく高速 (数 10kHz) スwitching 電源を用いる。そのステップとして、電磁石電流の波形の定式化による現象の解明や、入力電流の適切化を行う。また電源の効率化も行う。

これらの問題につきモデル回路を用いて解き、実証実験を通じて、実現性を証明する。

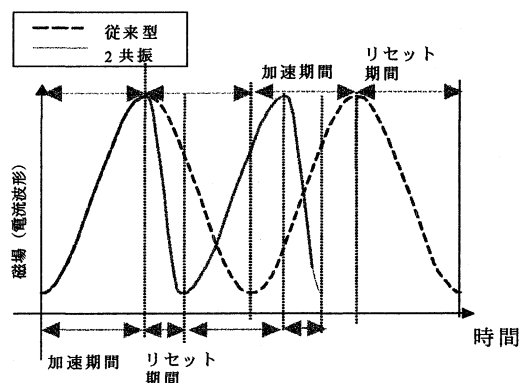


図 1-2 従来の共振型電磁石と 2 共振電磁石電源の磁場波形

## 2 共振形電源の電磁石励磁電流波形の定式化と磁場の追従性の検討

図 2-1 に、今回開発を試みた 2 共振型電磁石電源回路の原理を示す。回路は、電磁石  $L_m$ 、 $L_m$  の内部抵抗  $R_L$ 、コンデンサー  $C_1$ 、 $C_2$ 、周波数の切り替え用のスイッチ SW、内部抵抗として内部抵抗  $R_{sw}$  (実際は半導体を用いるため) によって構成され、 $L_m$ 、 $C_1$ 、 $C_2$  によって並列共振をしている。

スイッチング電源に見立てた電流源の電流 (入力電流)  $i_s$ 、コイル (電磁石) 電流  $i_L$ 、電圧  $v_L$  の波形とスイッチ

動作、周波数を図2-2に示す。スイッチオフ期間(リセット期間  $T_H = \pi/\omega_H$ )のときの電源 ( $i_S$ ) と共振回路は、周波数

$$\omega_H = 1/\sqrt{C_2 L_m}$$

で共振している。そのときの回路のQ値を  $Q_H$  とする。またスイッチオン(加速期間  $T_L = \pi/\omega_L$ )のときの電源 ( $i_S$ ) と共振回路は、周波数  $\omega_L (=1/\sqrt{(C_1+C_2)L_m})$  で共振している。そのときの回路のQ値を  $Q_L$  とする。ここで一周期  $T$  は  $T_H+T_L$  である。従来の共振回路が電流源と共振しているときは電流源(入力電流)  $i_S$  と共振回路の電圧の位相が同じである。従って、電流源に対する電磁石電流効率を高くするために、2共振回路においても、図2-2に示すように電源の電流を同位相で流す。その電流源(入力電流)  $i_S$  は

$$i_S = \begin{cases} I_{S_H} \sin \omega_H(t-nT) & \{nT \leq t \leq nT+T_H\} \\ -I_{S_L} \sin \omega_L\{t-(nT+T_H)\} & \{nT+T_H \leq t \leq (n+1)T_H\} \end{cases} \quad (1)$$

という形にする。ここで、 $n$  は整数である。また、 $v_L$  の振幅比すなわち最大値と最小値の比の絶対値は、リアクタンス比 ( $L_m \omega_H : L_m \omega_L$ ) となり、周波数比と同じになる。

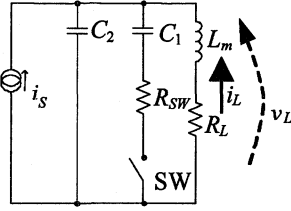


図2-1 今回開発を試みる2共振型電磁石電源回路の原理

$$I_{L_L} = \frac{-(1-e^{\alpha_L})I_{S_L}Q_L + e^{\alpha_L}(1-e^{\alpha_H})I_{S_H}Q_H}{1-e^{(\alpha_H+\alpha_L)}} \quad (4)$$

となり、これは  $i_L$  の負の振幅  $I_{L_L}$  である。よって収束後の  $i_L$  は

$$i_L = \begin{cases} \left\{ I_{S_H}Q_H \left( e^{-\frac{1}{T_H}(t-nT)} - 1 \right) + I_{L_H} e^{-\frac{1}{T_H}(t-nT)} \right\} \cos \omega_H(t-nT) & \{nT \leq t \leq nT+T_H\} \\ \left\{ I_{S_L}Q_L \left( 1 - e^{-\frac{1}{T_L}(t-(nT+T_H))} \right) - I_{L_L} e^{-\frac{1}{T_L}(t-(nT+T_H))} \right\} \cos \omega_L\{t-(nT+T_H)\} & \{nT+T_H \leq t \leq (n+1)T\} \end{cases} \quad (5)$$

ここで、 $n$  は整数である。以上のように電磁石電流の定式化はできた。この解析方法は、通常共振回路に用いる周波数解析でなく、時間解析を用いた。それにより個々のスイッチ動作時間における解析ができる。

定式化の結果から通常の単振動と異なって正側と負側の振幅の大きさは0を中心に対称ではないことが分かった。しかし、1/4周期時( $T_H/2$ ), 3/4周期時( $T_L/2+T_H$ )のときの値は通常の単振動と同じ様に値は0となる。

次に効率化の問題について考える。2共振型電源のQ値を、入力電流(電流源)と電磁石電流との実効値(rmsv)比として定義する。 $i_S$  の平均電流振幅を1(実効値  $\times \sqrt{2}$ )に規格化すると  $I_{S_L}$  と  $I_{S_H}$  の関係は、1対1となるために、 $Q$  が  $dQ/dI_{S_L} = 0$  のとき、 $Q$  は最大値となる、つまり電源としての効率が最大になる。そのときの  $I_{S_H}/I_{S_L}$  の最適値は、周波数比であり、電圧の振幅比と同じである。効率化した場合の電源のQ値は、実験のパラメータを用いると34.4となる。

さて、別々の電源を持つ機能分離型電磁石については、収束電磁石と偏向電磁石間の磁場(電流)トラッキングの問題がある。それは、磁石間の磁場を高い精度( $10^{-4}$ )で相似させることである。それぞれの磁石の電源は別々であるから  $Q_H$  と  $Q_L$  はそれぞれ異なる。従って、それに依存する電流の正側と負側の振幅比( $I_{L_H}/I_{L_L}$ )も異なる。このことがトラッキングの際に問題となる。そこで、収束電磁石に対して大きい電力を必要とする偏向電磁石の電源を先に述べたように効率化をし、他の電磁石電源については、偏向電磁石の振幅比  $I_{L_H}/I_{L_L}$  と一致させるように、 $i_S$  のパラメータ比 ( $I_{S_L}, I_{S_H}$ ) を調整することで必要な精度( $10^{-4}$ 程度)における電流追従が可能となる。一般的に  $Q_H$  と  $Q_L$  が高いと精度も高くなる。

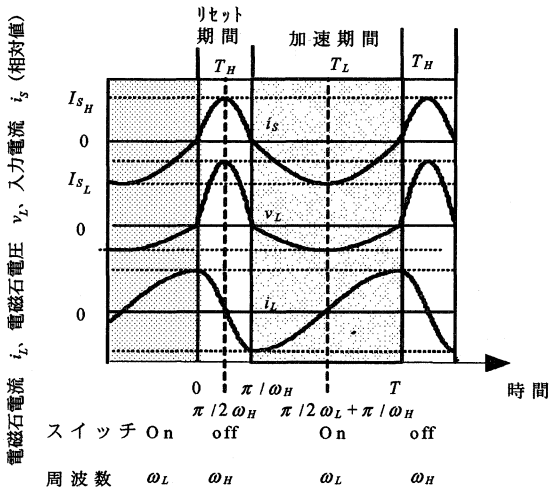


図2-2 電流源の電流、電磁石電流、電圧の波形(計算値)

回路方程式は、

$$L_m \frac{di_L}{dt} + R_L i_L + \frac{q}{C} = 0, i_L = \frac{dq}{dt} + i_S \quad (2)$$

である。ここで、スイッチオン期間は、 $C=C_1+C_2$  オフ期間は  $C=C_2$  であり、 $q$  は  $C_1$  と  $C_2$  の電荷を足したものである。式(2)は振動解であり、電源投入後ある時間が経つと振幅は収束する。その収束値は、

$$I_{L_H} = \frac{(1-e^{\alpha_H})I_{S_H}Q_H + e^{\alpha_H}(1-e^{\alpha_L})I_{S_L}Q_L}{1-e^{(\alpha_H+\alpha_L)}} \quad (3)$$

となり、これは  $i_L$  の正の振幅  $I_{L_H}$  である。ここで、 $\alpha_{H,L} = \pi/2Q_{H,L}$  である。また電圧  $v_L$  に対する電流  $i_L$  の位相差は、 $Q_H, Q_L$  が数十であるために無視した。同様に、 $T_H$  後の  $i_L$  は、

### 3 スwitchingにおける電流歪みの抑制

2共振型電磁石電源の回路構成を図3に示す。スイッチは電流方向別にIGBTとIGBTに内蔵されているダイオードで構成されている。 $L_S$  (2.5mH) は、電圧源で発生する高調波(32kHz付近)電圧によるコンデンサーに流れる高調波電流抑制のために取り付けている。 $L_S$  を追加したために、反共振状態が発生した。これを抑えるために、抵抗  $R_S$  を追加した。 $R_L, R_{ch1}, R_{ch2}$  はコイルにおける電力損に対する等価的抵抗値である。

電流の歪みは、時間順に、ダイオードオン時刻、IGBTターンオン時刻、IGBTターンオフ時刻に発生する。この歪みを加速器電磁石電源として  $10^{-4}$  以下にする必要がある。このうちターンオフ時刻における歪みは加速期間ではないので粒子に影響しない。また、IGBTターンオン時刻

については、IGBT オン電圧特性による電流オン遅延で歪みが引き起こされるが、実機においてオン電圧に対してオン時における電磁石電圧が高いために、その歪みは小さく ( $10^{-4}$  以下) 問題ない。問題になるのはダイオードオン時刻における歪みである。

そのダイオードオン時刻における波形の歪みの実験を行った所[4]、IGBTに流れる電流と  $C_2$  に流れる電流の内、目的とする周波数 ( $\omega_L$ ) 以外の周波数成分 ( $\omega_C$ ) が両方に存在し、その位相は逆で、振幅は同じであることがわかった。故に、その成分は、IGBT- $C_1$ - $C_2$  のループで電流が流れていることがわかる。しかし、その成分は電磁石電流  $i_L$  に僅かながら歪みとして影響する。加速器電磁石電源として電磁石電流の歪みは ( $10^{-4}$  以下) に抑えなければならない。周波数成分 ( $\omega_C$ ) の存在原因として、実際の回路における IGBT- $C_1$ - $C_2$  ループ上のコンデンサー内部や IGBT 内部とそれを結ぶ配線に無視できないインダクタンスの存在が寄与している。そのインダクタンス  $L_C$  とコンデンサー  $C_1$ 、 $C_2$  との間で共振が行われて、それが  $\omega_C$  の原因成分となったと考えた。それを検証するために、内部インダクタンス  $L_C$  を一部に集約させ、IGBT に直列に繋げたモデル回路を用いて解析をした。そのモデル回路における  $i_L$  の応答式の解は式(6)のような形式となる。

$$i_L = e^{-t/\tau_L} A \sin(\omega_L t - \psi_1) + e^{-t/\tau_C} B \sin(\omega_C t - \psi_2) \quad (6)$$

ここで  $\omega_C = \sqrt{1/C_1 + 1/C_2} / L_C$  である。解析から内部インダクタンスと歪み率  $B/A$  は比例することがわかった。そこで、配線を  $L_C$  の大部分を占める銅線からインダクタンスがより小さい銅板に置き換えた。解析通りに、銅板を用いると減ったインダクタンスの割合で歪みは減り、加速器電磁石電源として要求する精度に達することがわかった[4]。

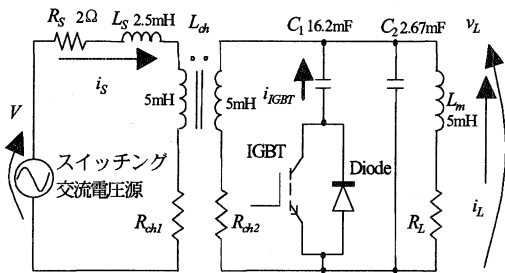


図3 2共振型電磁石電源の実験回路構成

#### 4 実験による定式化の実証

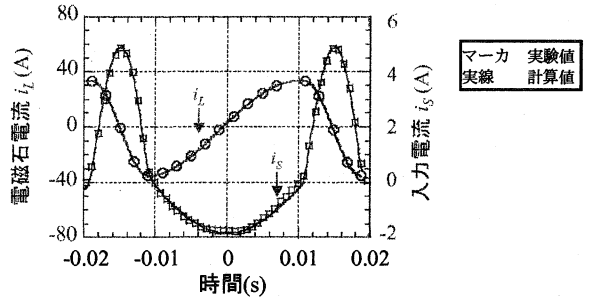
前々節で述べた2共振型電磁石電源の定式化を実証するために、それに基づいた計算結果と図3の回路を用いた実験結果とを比較する。そのために、電磁石、チョークトランスのようなコイルにおける電力損を時間解析に基づいて等価的抵抗値 ( $R_L, R_{ch1}, R_{ch2}$ ) に変換する。そのスイッチ状態による変化の考えとそれを考慮した測定からの値を

表1 コイルで損失する電力値の仮定

スイッチング	オフ状態	オン状態	依存性
銅損	同じと考える	なし	
ヒステリシス損	同じと考える	1/周期 (T)	
渦電流損	$\omega_H^2$ 倍	$\omega^2$ 倍	周波数 ( $\omega$ )
	磁石の鉄心に薄板を重ねたものを用いれば相対的に低くなる		

表1にまとめた。入力電流  $i_{s1}=3A$  としたとき入力電流  $i_s$  と電磁石電流  $i_L$  の実験結果と計算結果の比較を図4に示す。図4に示すように、今回目的とする、繰り返し周期を速くする電磁石励磁電流波形が出力され、その実験値は、先の定式化に基づく計算値と一致した。これにより、モデル回路に基づく定式化が正しいことを確認したと言える。また、入力の振幅比  $I_{sH}/I_{sL}$  を変えて別の実験をしたときもこのように一致した。これより入力の振幅比を変えることで磁石間におけるトラッキングが要求する精度において可能であることを確認できた。

図4 2共振型電磁石電源の定式化に基づいた計算結果と



実験結果との比較

#### 5 まとめ

2共振型電磁石電源のモデル回路における定式化を行った。

- ・入力電流波形の最適化を行い、それにより機能分離型シンクロトロン電磁石電源にも2共振型電源が有効であることを確かめた。

2つの共振周波数切り替え時における問題

- ・ダイオードオン時における波形の乱れの解析と対策ができた。

2共振型電源のモデル回路による実証実験

- ・2共振型電磁石電源の定式化に基づいた計算結果とこれらの実験結果は一致し、2共振型電流波形におけるコイルの電力損失の仮定が確認された。

- ・入力電流波形の最適化により、機能分離型シンクロトロン電磁石電源にも2共振型電源が有効であることが確認できた。

2共振型電磁石励磁電流波形の一般化を実験によって確認できたことにより、実用機への予測される問題への対策もでき、2共振型電磁石電源方式の実用化の見通しが得られた。

#### 参考文献

- [1] M. foss, and W. praeg, "SHAPED EXCITATION CURRENT FOR SYNCHROTRON MAGNETS", IEEE Trans. Nucl. Sci. Ns-28, 2856.
- [2] C. Jach, D. Wolff, "Proton Driver Power Supply System", Proceedings of PAC2001, Jun.18-22,2001, Chicago, USA, P3678.
- [3] T. Adachi, et al., "MAGNET EXCITING WITH DUAL RESONANT FREQUENCY CIRCUIT", Proceedings of EAC1988, Jun.7-11, 1988, Italy, P923
- [4] S Yamanaka, et al., "Development of Dual Resonant Frequency Magnet Power Supply for a Rapid Cycling Synchrotron", N.I.M.-A (accepted)