

シンクロサイクロトロンの高周波数広帯域無同調型高周波加速装置の可能性

佳元壮一郎

大阪大学核物理研究センター

〒567-0047 大阪府茨木市美穂ヶ丘 10-1

概要

並列 LCR 共振回路を橋絡 T 字型全域通過網回路(以下橋絡 T 回路)に組込むと、共振周波数が時間的に一定であるにも拘らず、この共振回路の両端に発生する電圧は周波数帯域特性を示す。橋絡 T 回路のこの特性を活用して、固定周波数のサイクロトロンのための高周波加速空洞に組込んで、加速電圧に周波数帯域特性を持たせることにより、シンクロサイクロトロンのための高周波加速装置として、高電力、周波数掃引の繰返しの速い、高周波加速装置の開発研究に取り組んでいる。その研究の第一段階目として、加速電圧を昇圧する、サイクロトロンの高周波空洞と増幅器間のカップリング回路を、トランスで模擬したときの、弱電回路のモデルを製作し、各部の電圧電流特性の測定を行った。本論文では、その測定に基づいて、新たな方式による可能性と問題点について報告する。

1、序論

シンクロサイクロトロンは、時間的に一定の磁場の下で、荷電粒子の周回周波数が軌道半径の増加に従い変化するように磁場分布を定め、それに高周波加速周波数を変調させ、同期加速する加速器であり、磁場を最外周まで利用できる、加速エネルギーを、サイクロトロンよりも、高く出来ると言う特長を持つ。

この加速器は 1940 年代にかけて弱集束サイクロトロンの高エネルギー化の目的で一時期建設されたが、その後、当時のシンクロサイクロトロンの高周波加速装置では周波数掃引の繰返しが 50~80(sec)と遅く、平均ビーム強度を高く出来なかったことや、強集束サイクロトロンが登場したことにより衰退した。しかし、最近の高周波加速装置の技術的な進歩により、周波数掃引の繰返しが速く出来るようになり、ビーム強度を高く出来るので、この加速器の見直しが始められている。[1]

我々 RCNP でも、シンクロサイクロトロンの基礎研究に着手し、そこで、今までの高周波加速装置とは異なり、橋絡 T 字型全域通過網回路をサイクロトロンの高周波加速装置に適用することを考えた。

この橋絡 T 回路は、通常の並列 LCR 共振回路を広帯域化した場合に比べ、広帯域、高電力に出来るのが特長で、これまでに、この回路はシンクロトロンの高周波加速空洞にも適用されている。[2]

ところで、サイクロトロンの高周波加速装置では、電圧を昇圧するので、入力側から大電流が流れ、電力フィーダーが過熱する可能性がある。これを避けるために、橋絡 T 回路を複数組合せて、電流を分散化するような方法を考えなくてはならない。しかし、その構造は複雑な回路となり、まだ検討中である。しかし、本論文ではそのような複雑な回路へ進むための第一段階目として、まず加速電圧を昇圧する、サイクロトロンの高周波加速空洞と増幅器間のカ

ップリング回路を、トランスで模擬したときの、単一の橋絡 T 回路の性能を、弱電回路によるモデルで検証することにした。

2、橋絡 T 字型全域通過網の原理

橋絡 T 回路は、図 1 のような回路である。これらの回路網はキルヒホッフの法則を用いて定式化することが出来る。回路網のインピーダンスと電圧の関係式と全域通過の条件 $V=IR$ から、一定値 R になるようにインピーダンスを定めると、以下のような特殊な条件が導き出される。

$$Z_2 = \frac{R^2}{2Z_1}, \quad Z_3 = 4Z_1 \quad (1)$$

すなわち、これを満たせば、この回路全体の入力インピーダンスは加速周波数に依らず抵抗 R となり、インピーダンスマッチングが実現でき、市販の高周波増幅器で励振可能である。さらに、(1)の条件の下で、図 1 のインピーダンス Z_1 を並列 LC 共振回路としたとき、入力電圧 V に対する、加速ギャップにあらわれる電圧(加速電圧)との比と、加速周波数の関係は図 2 のように広帯域特性を示す。従って、入力側の周波数を変化させると、加速電圧側の周波数も変化させることができる。

また、この橋絡 T 回路は同調型のような共振回路の共振周波数を変えて、粒子の周回周波数に同調させるような複雑な構造、制御系が不要なので、比較的簡素化された回路であり、LCR 並列共振回路を広帯域化した場合に比べて、抵抗が図 1 のように加速空洞の外側なので、抵抗を増加させると、電力を増加させることが出来る。

ところで、(1)の条件の下で、このような特性を持つ橋絡 T 回路を高周波加速装置に適用したときのインピーダンス Z_1 、 Z_2 、 Z_3 は LCR 共振回路で構成される。図 3 のように高周波加速空洞のインピーダンス Z_1 とし、加速電圧を昇圧するカップリング回路をトランスで模擬した LC 共振回路とすると、(1)の条件より Z_2 は直列共振回路、 Z_3 は並列共振回路と定めることが出来る。

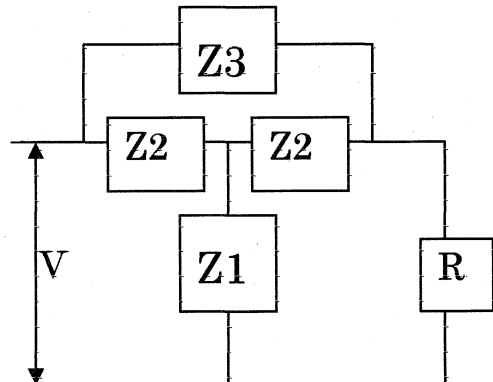


図 1：橋絡 T 字型全域通過網回路

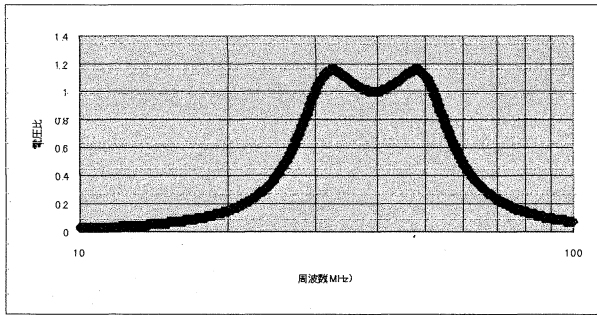


図2 ; シンクロサイクロトロン の周波数広帯域化特性

さて、図3のようにカップリング回路Z1のコイルをL0、L1とし、加速ギャップに当たるコンデンサをC0、トランスの結合定数kとすると、Z1は

$$Z_1 = \frac{j\omega L_s \{1 - \omega^2 L_0 C_0 (1 - k^2)\}}{1 - \omega^2 L_0 C_0} \quad (2)$$

となり、(1)の条件からZ2、Z3が求まる。さらに素子の値L1、C1、C1'、L2、L2'、C2もそれぞれ求められる。

$$L_1 = \frac{k^2 R^2 L_0 C_0}{2L_s}, \quad C_1' = \frac{2(1 - k^2)L_s}{k^2 R^2}$$

$$C_1 = \frac{2L_s}{R^2}$$

$$L_2 = 4k^2 L_s, \quad L_2' = 4(1 - k^2)L_s, \quad C_2 = \frac{L_0 C_0}{4L_s} \quad (3)$$

ここで、理想的に結合定数kを1として、再計算すると、C1'、L2'は消え、L1、L2が求まる。

$$L_1 = \frac{R^2 L_0 C_0}{2L_s}, \quad L_2 = 4L_s \quad (4)$$

これらの結果は図3のように決まる。さらに、回路網の入出力電圧比が1のとき、周波数の値(初期値 ω_i 、終値 ω_f)は2つ導き出すことができる。

$$\omega_f \omega_i = \frac{1}{L_0 C_0}, \quad \frac{\omega_f - \omega_i}{\omega_f \omega_i} = \frac{2L_s}{R} \quad (5)$$

これらの式には、 ω と、 L_s 、 L_0 、 C_0 、 R の4つの変数が含まれ、 ω の値と L_s と L_0 の巻線比を定め、 C_0 か R かを定めれば、回路素子の値を全て決定することは出来る。しかし、シンクロサイクロトロンの高周波加速装置は設計中であり、今回はサイクロトロン の運転周波数である30と52MHzを選び、 R を180 Ω として、 C_0 を80pFに合わせた。また、電圧を昇圧するための巻線比は、今後の検討課題であり、今はこれを1:1とした。すると回路素子は以下の値となった。

$$L_0 = L_s = 0.2 \mu H, \quad C_0 = 80 pF$$

$$L_1 = 1.3 \mu H, \quad C_1 = 12.4 pF \quad (6)$$

$$L_2 = 0.8 \mu H, \quad C_2 = 20 pF$$

さて、トランスの巻線比が1:1であり、単一の橋絡T回路の入力電流Iに対する、出力電流Isとの比と加速周波数との関係は図4のようになる。この図から分かるように30MHzと52MHzのところで電流が最大をとることを示している。これは電圧の昇圧に対して、最大値も比例関係にあるので、フィーダー過熱の問題は回避出来ない。従って、複数の橋絡T回路を並列に使用して、電流を分散化するような方法を考えなくてはならない。

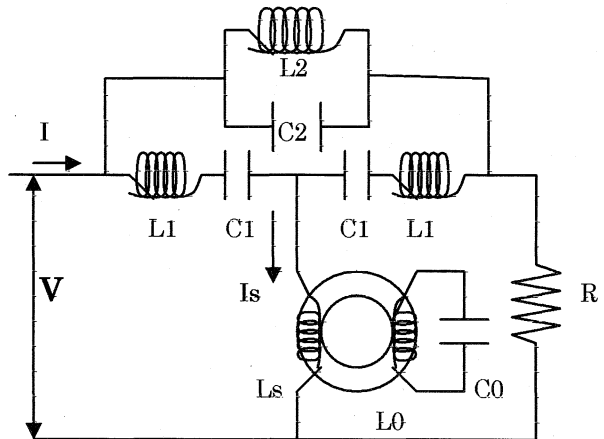


図3 ; 橋絡T字型全域通過網の内部構造

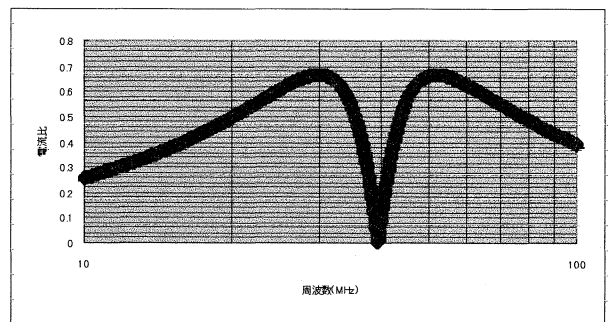


図4 : 橋絡T回路の入出力電流特性

3、実験

トランス巻線比1:1の橋絡T回路の周波数広帯域特性を実験によって検証するために、弱電回路によるモデルを製作し、各部のインピーダンス、電圧電流測定をおこなった。

さて、弱電回路によるモデルの回路素子は全てテフロンシートの上に設置して外部から絶縁し、銅板コンデンサと巻線コイル、金属皮膜抵抗を使用した。トランスを模擬したカップリング回路Z1は、透磁率が8であり、高周波損失が少ないカーボニル鉄 $Fe(CO)_5$ からなる、トロイダルコアにコイルを巻き、一方のコイルに加速電圧にあたるコンデンサを取り付けた。

また、この回路全体の抵抗は市販の増幅器とマッチングをとるために50 Ω の抵抗に対し、本来は50 Ω をとることが望ましいが、インピーダンス変換器を取り付けることでさらに大きな抵抗にすることが出来る。そこで、180 Ω の抵抗を回路網に組込んで、周波数特性がない、抵抗からなるインピーダンス変換器を取り付けた。

これらの回路網を製作した後は、全体のインピーダンスの値をベクトルインピーダンスメータを用いて測定した。回路全体では 50Ω になるように製作したが、実際に測定を行うと周波数帯域内で若干値が抵抗値が小さくなり 45Ω 弱になっていて、LC 成分が含まれ、全体として無視できなくなっていた。しかし、信号源の特性インピーダンス 50Ω の 8 割～9 割の抵抗であり、測定に差し支える程の電力の反射がおきるとは思われなかったため、測定をそのまま行った。また、電圧測定は信号源のシンセサイザーとオシロスコープを用いた。

さて、図 5 の入力側の電圧 V に対する出力電圧(図 3 : L_s の両端の電圧)特性や加速電圧(図 3 : C_0 の両端の電圧)特性のようになり、どちらも計算と大きく異なる好ましくない結果となった。図 5 で 40MHz と 70MHz で十分に電圧が出力されており、一方で 30MHz では入力電圧 V の 70% と低めにあらわれており、全体として共振点が計算結果より右にずれた形になっているようである。図 6 では 40MHz の手前のところで入力電圧 V の 60% の加速電圧が得られており、この図の共振点の前後では加速電圧が得られていなかった。また、これら 2 つの図を比べると、明らかに 50MHz に差が出ており、電力が十分に伝達されていないことが分かる。

出力電圧の共振点が異なり、計算結果と異なったのは、回路網のいずれかのインピーダンスに LCR 成分が含まれ、共振周波数が異なっていたという問題が考えられ、加速電圧への電力が小さいのは入力側からみた Z_1 はカップリング回路に対し、 L 性が強くあらわれ、高周波では電力が伝達されにくくなっていると考えられる。また、高周波で電圧が小さく、出力側との差が顕著にあらわれているので、上の問題に加えて、相互インダクタンスの寄与が小さく、カップリング回路の間で電力が損失しているようにもみえる。これはカップリング回路のトロイダルコアの透磁率が低く結合定数が 0.5 以下と小さくなっていることと、カップリング間の漏れ磁束がまだ大きいことが原因と考えられている。

一方、入力電流 I に対する、 C_0 へ流れる電流との比と周波数の関係については、図 6 のようになり、これも計算と異なった結果となった。図のように共振手前で増加した後、急激に減少し、高周波に従い再び増加傾向になっていた。最大で入力電流 I の 35% であり、帯域の終値では 40% となっていた。また高周波に従い増加傾向にあった。電流計算が異なっていたのは加速電圧の場合と同じ理由と考えられる。

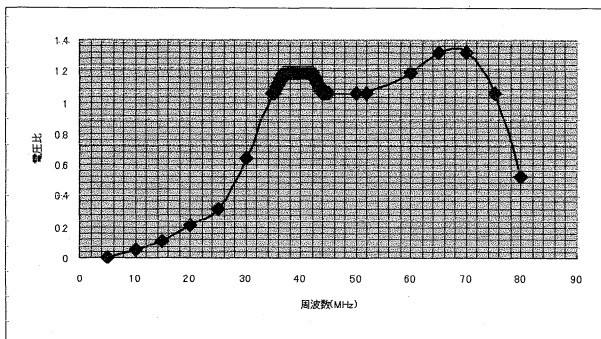


図 5 : 橋絡 T 回路の出力電圧(図 3 : L_s の両端)特性

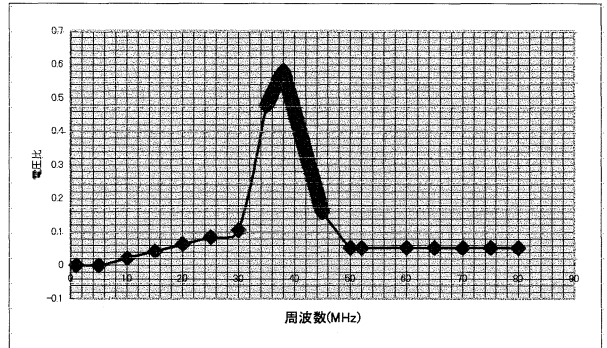


図 6 : 橋絡 T 回路の加速電圧(図 3 : C_0 の両端)特性

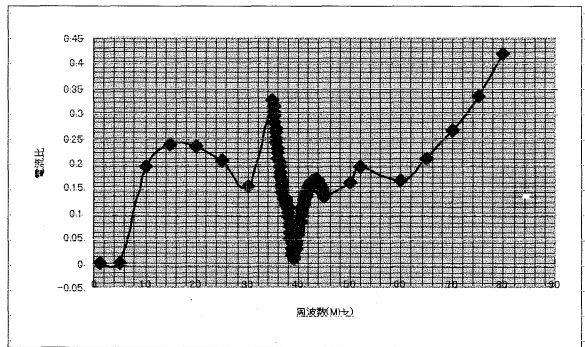


図 7 : 橋絡 T 回路の電流(C_0 に流れる電流)特性

4、結論

同じ巻線比のトランスを用いたカップリング回路の加速電圧測定を行ったが、いずれも計算結果と異なる結果となっていた。計算結果を再現するためには回路網各々のインピーダンスの共振周波数を合わせた上で、 L_s までに含まれる、寄生共振の原因となる LCR 成分を減らすことであり、また、相互インダクタンスの寄与を大きくするためにコイル接触不良の技術的な問題などを解決し、漏れ磁束を小さくすることである。

今の段階では可能性があるかどうかは言えないが、今後はこの回路の再度検証を行い、次段階では電圧を昇圧した場合の、電流が分散化するような方法について追求したい。

謝辞

本論文を作成するにあたって、RCNP の加速情報研究部の方の様々なご助言とご協力を頂きました。指導教官の佐藤健次先生、助手の二宮史郎先生、技官の田村仁志先生には物理的なものの考え方や実験のノウハウについて教えてくださいました。心から感謝致します。

参考文献

- [1] Joe Nakano : FFAG の開発とその応用について、KEK、2002
- [2] 山本昌亘 : 修士論文、陽子シンクロトロン加速器用無同調型高周波加速空洞の開発、阪大、1997