

# マルチバンド RFKO システムのプロトタイプの開発

## DEVELOPMENT OF PROTOTYPE OF MULTI-BAND RADIO FREQUENCY KNOCKOUT SYSTEM

塩川智也<sup>#</sup>, 奥川雄太郎, 山口輝人, 中西哲也  
Tomoya Shiokawa<sup>#</sup>, Yutaro Okugawa, Teruto Yamaguchi, Tetsuya Nakanishi  
College of Industrial Technology, Nihon University

### Abstract

A spot scanning irradiation method for heavy particle beam cancer therapy requires a fast beam-on/off control, and a Radio Frequency Knockout (RFKO) method is used for beam extraction for the purpose. An RF electric field with a narrow band of several 10 kHz has been used previously. On the other hand, beam simulation showed that the extracted beam intensity becomes uniform by using a colored noise of a multi-band spectrum including many betatron resonance frequencies as a signal source. A prototype of the multi-band RFKO system is developed for the proof-of-principle experiment at Wakasa Wan Energy Research Center (WERC). The frequency characteristics of the electrode voltage using the RFKO prototype electrode increases by about 5 % on the lower frequency, and are almost constant from 8 MHz to 14 MHz without an amplifier. The electrode voltage with the amplifier increases by about 10 % in the middle frequency and decreases by 5 % on the higher frequency due to the frequency characteristics of the amplifier. The electrode voltage of WERC is estimated to be decreased by about 20 % at 14 MHz due to the large capacitance.

### 1. はじめに

重粒子線がん治療におけるビーム照射に最も適した方法としてスポットスキニング法がある。照射したい部分を数千-数万ブロックに分割しビームを照射するため、高速制御が必要であり、それを目的としたシンクロトロンからのビーム取り出し法として Radio Frequency Knockout (RFKO)法が幾つかの施設で用いられている。RFKO 法は周回粒子のベータトロン振動数に応じた高周波電界をビーム進行方向と垂直な方向に加えることで振幅を増大させ、ビーム取出しを行う。従来は数 10 kHz の狭帯域の高周波電界を使用する。この方法では、スピル強度のばらつきが大きく、それを一様化するために周回ビームをバンチングしていると思われ、その時ビームの off 時間は 1 ms オーダーと報告されており [1]、その時間はビームをバンチングすることによるものと考えられる。これに対して広い周波数帯域で複数のベータトロン共鳴周波数を含んだマルチバンドスペクトルのカラーノイズ(CN)を信号源に用いることを提案し、バンチングをさせなくても出射ビーム強度が一様になることをビームシミュレーションで示した [2]。

今回、本方式の原理実証実験を若狭湾エネルギー研究センター(WERC)のシンクロトロンで行うために、RFKO システムのプロトタイプ機を試作した。原理実証実験は炭素 55 MeV/u で行い、その時必要な周波数帯は、10 個の共鳴周波数帯を含める場合 1-14 MHz で、この必要周波数帯全てにおいて RFKO 電極に一定の電圧を印加するために、All Pass Network(APN)を用いる。一方、高周波源と APN のインピーダンス整合のために Impedance Transformer(IT) [3]が必要となる。

本論文では、マルチバンド RFKO システムを構成するマルチバンド信号源、IT、APN の設計・試作及び特性試験の結果について述べた後、各機器を接続した RFKO システムの特性試験について報告する。

### 2. RFKO システムの概要

Figure 1 に RFKO システムのブロック図を示す。Workstation から出力した CN は Low pass filter を通して RF スイッチに入力され、ビーム取り出し時間の間だけ出力される。その後位相分配器により、位相が 180 度異なる信号として、それぞれ 40 W の広帯域高周波アンプ(仕様周波数は 9 kHz- 250 MHz) 、IT、APN を通して各 RFKO 電極に入力される。WERC ではビームの取出し時間が 250 ms であり、周期は 2 s であった。

WERC の RFKO 電極の設計図を基に試作した電極は幅 80 mm、長さ 200 mm、間隔は 140 mm であり、アクリルで固定されている。40 W の広帯域高周波アンプを用いた場合、実効電極電圧は 70 V で電界は 780 V/m と推定した。電界は 2 次元電磁界解析ソフト Poisson で計算したギャップ中心付近の電界と、その時用いた電極電圧の関係から求めた。この時、蹴り角の実効値は  $8.67 \times 10^{-7}$  rad となる。

高周波アンプの最大出力電力(実効値)は、最大電圧により制限される。また、スピル強度は実効値の二乗に比例する。よって CN データの最大値を下げるため次のように変更した。元データは、最大値/実効値は約 5 だったが、この値が 3.3 になるように高い値を減少させた。この操作により実効値は、5/3.3 倍にできた。これにより、ビームの取出し量は 2.3 倍になる。この最大値の操作によるスピルの影響がないことをシミュレーションにより確認した。

<sup>#</sup> cito19011@g.nihon-u.ac.jp

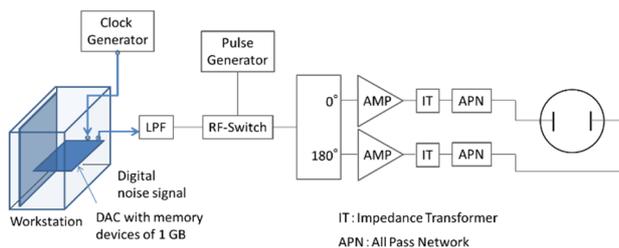


Figure 1: Block diagram of the RFKO system.

### 3. マルチバンド CN 信号源

マルチバンドスペクトルの CN 信号は次のような手順で発生させる。まず、デジタルフィルタ方式で CN データを作成後、Fig. 1 の Workstation 内のデジタル-アナログ変換器(DAC)のメモリに保存し、そのデータを外部クロックにより出力する [4]。CN データは、DAC のメモリに限りがあるため、計算したデータを繰り返し使用することにした。今回、CN データには、スパイル構造の変化が比較的小さい 1-20000 ターンの部分を使用した。

メモリから CN データを出力するクロック周波数は、必要な最大周波数 14 MHz から考えた。波形を正しくサンプリングするには、波形の持つ周波数成分の最大値の 2 倍以上の周波数でサンプリングする必要がある。この値が高いほど精度が良くなるため、今回は最大周波数の 10 倍(140 MHz)以上とした。使用した DAC に適用することができる周波数は最低で 250 MHz であるため、クロック周波数は 140 MHz 以上であるこの値とした。この値をシンクロトンの周回周波数 (2.97 MHz) で割ると、1 周当たりのサンプリング数は 84 となる。

作成したデータを用いて出力した CN の周波数スペクトルを Fig. 2 に示す。1~14MHz の間に必要な共鳴周波数帯が 10 個含まれていることを確認した。スペクトルの強度変化はスペクトルアナライザのサンプリングの問題であり、一定であることを確認している。Figure 2 の右図は 1 バンドを拡大したものであり、周波数幅は 0.925-1.068 MHz であり、設計値と一致している。

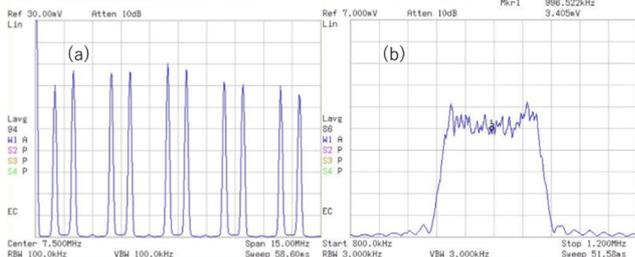


Figure 2: Multi-band spectrum and an enlarged view of one band observed by spectrum analyzer. (a) Horizontal frequency is 1-14 MHz. (b) Frequency width is 0.143 MHz.

### 4. IT と APN の設計・試作

#### 4.1 IT と APN の概要

IT と APN の回路図を Fig. 3 に示す。APN において、RFKO 電極は 2 枚の電極から構成されているため、等価的にコンデンサとなり、周波数によって入力インピーダンスが変化してしまう。この問題を回避するために、RFKO

電極を APN の一部として組み込むことで、入力インピーダンスを一定に保つことができる。ただし、以下の条件が必要となる。

$$C = \frac{C_L}{4}, L = \frac{C_L R^2}{2} \quad (1)$$

一方、入出力電圧比 (伝達関数)  $F(\omega)$  は、(1)式の条件を適用したとき、(2)式となる。また  $1 \gg \omega C_L R$  の場合、(3)式となり入出力電圧比は周波数に関わらず一定となる。

$$F(\omega) = \left[ 1 + \frac{j\omega C_L R}{2} + \frac{(j\omega C_L R)^2}{4} \right]^{-1} \quad (2)$$

$$F(\omega) \cong 1 \quad (3)$$

理想的な APN の入力インピーダンスは  $R$  となり、 $R$  にかかる電圧と  $C_L$  にかかる電圧は等しくなる。しかし、入出力電圧比を一定に保つには  $1 \gg \omega C_L R$  を満たす必要があるが、WERC の電極の  $C_L$  が大きい場合条件を満たさない。さらに、回路と電極を繋ぐリード線の影響により、周波数によって  $C_L$  が変化するため、 $C$  と  $L$  を最適化する必要がある。

APN の入力インピーダンスを  $R$  としたとき、 $R$  で消費される電力は  $V^2/R$  で表されることより、APN の入力インピーダンスが高ければ高いほど電力損失を小さくすることができる。しかし、 $R$  が大きいほど IT と APN の周波数特性は悪化する。これまでの実験結果から、IT の変換比は 16:1 (電圧変換比は 4:1)、 $R=800 \Omega$  とした。

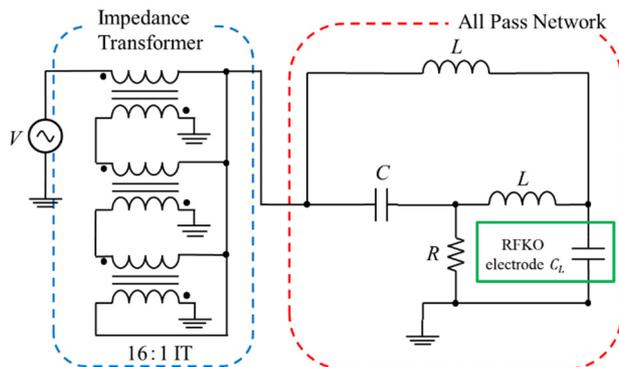


Figure 3: Electric circuits of the IT and APN.

#### 4.2 IT の設計・試作

試作した IT を Fig. 4 に示す。コアはフェライト素材で作られている TDK 社の K10 を使用した。K10 コアは外径 58.3 mm、内径 40.8 mm、幅 20.2 mm である。IT は K10 コアを 2 つ積層し、10 kV 耐圧のケーブルを巻いて製作した。1 次側と 2 次側をそれぞれ 8 巻きたトランスを 3 個組み合わせた。K10 コアの比透磁率は 1 MHz のとき 552、14MHz で 164 である。

16:1 IT の出力電圧の周波数特性を Fig. 5 に示す。測定は IT の出力側に  $800 \Omega$  の抵抗を接続し、高周波プローブ (10 M $\Omega$ 、15 pF) を用いて行った。IT の出力電圧は入力電圧が 1 V の時、1 MHz で 3.58 V、2 MHz で最大 3.78 V となり、その後高周波になるにつれて徐々に低下し、14 MHz で 3.2 V まで低下した。この原因は、プローブの静電容量で、負荷インピーダンスが等価的に小さく

なるためである。低周波における出力電圧は低いですが電圧変換比率はほぼ理論値通りの結果となっている。

同図にLTspiceによる解析結果を示す。解析においてコイルのインダクタンス $L$ 、コアのロス抵抗 $R_p$ は1 MHzの測定値を基に比透磁率のカタログ値を用いて必要周波数帯での値を算出した。結合係数 $k$ は、測定値に一致するような値にし、線間容量 $C_p$ は測定値から4.4 pFとした。各パラメータをTable 1に示す。

測定値とプローブを考慮した解析値はほぼ一致している。測定値と解析値の結果から、実際はプローブを除いた解析値のように約3.8 Vで一定になると考えられる。

Table 1: Parameters of IT

$f$ [MHz]	$L$ [ $\mu$ F]	$R_p$ [ $\Omega$ ]	$k$
1	135	24013	0.998
7	89	8677	0.993
14	40	7079	0.988



Figure 4: Prototype 16:1 IT.

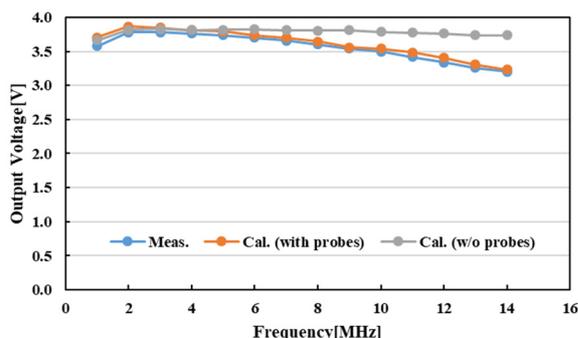


Figure 5: Measurement and analysis results (IT).

#### 4.3 APN の設計・試作

WERCでの電極の静電容量の測定結果をTable 2に示す。静電容量は真空チェンバーに取り付けられる同軸コネクタを通してLCRメーターで測定した。括弧内の値は試作電極の静電容量である。通常 $C_L$ は一定であるが、回路と電極を繋ぐリード線の影響により周波数によって変化する。(1)式を用い計算した各素子の結果を同表に示す。しかし、これらの $L$ と $C$ を一定として用いた場合、高周波側で電圧が低下してしまい、良い特性を得られなかった。解析の過程で $L$ の値が特性に大きく影響することが分かり、下げていった結果6.5  $\mu$ Hの時、高周波側での

低下が小さく、1-14 MHzの帯域で満足する特性を得られたのでこの値に決定した。 $C$ の変化については、特性にあまり影響は及ぼさないが、(1)式の $L$ と $C$ の関係から値を求めた。ただし、この値は実際の $C$ の選定において、後で述べるように2.8 pFに変更した。

抵抗はメタルクラッド抵抗を使用し、消費電力50 Wの抵抗2個(470  $\Omega$ , 330  $\Omega$ )を組み合わせ100 W、800  $\Omega$ とした。耐圧は一つ500 Vで二つ組み合わせているので1 kVである。実験では抵抗に熱が発生するため空冷している。

コイルは、電極に印加される電圧が385 Vの時、LTspiceを用いて解析した結果、コイルに流れる電流は1.01 Aであった。線径はこれ以上の安全電流を持つ $\phi$  1.2 mmに決定した。コイルの形状はHelical Coil Calculatorというwebの計算サイトを使用した。その結果、コイル径32.7 mm、ターン数24とした。また、コイルの巻き線間の浮遊容量を低減するため、線間距離は2.1 mmとした。この値を基に製作したコイルのインダクタンスは6.7  $\mu$ Hであった。

コンデンサは高圧セラミックコンデンサを使用した。容量は計算で求めた値に近い5.6 pFを選定した。コンデンサの電圧は電極電圧の2倍になる。これはコンデンサにかかる電圧と負荷抵抗に加わる電圧の位相差による。最終的な使用を考えた場合、必要な耐圧は約10 kVであるため、耐圧7 kVのコンデンサを2個直列に接続した。コンデンサの静電容量は2.8 pFとなりTable 2に示した値と異なるが、LTspiceの解析から、必要周波数帯において出力特性に大きな変化が表れないことを確認した。これらの素子を用いて、試作したAPNをFig. 6に示す。

APN単体の電極電圧の測定値及び解析値をFig. 7に示す。入力電圧を1 Vとし、ITが接続された場合は入力側が800  $\Omega$ になることから、電源の内部インピーダンス50  $\Omega$ と合わせて800  $\Omega$ となるように、入力側に750  $\Omega$ の抵抗を接続した。電極電圧は高周波プローブを用いて測定した。ITと同様にプローブを考慮した場合と外した場合の解析を行った。

電極電圧は高周波側で約30%低下しているが、これはプローブの影響である。測定値とプローブを考慮した解析値は約8%の範囲で一致している。プローブを外した解析値は1-14 MHzまで1 Vに近い値を示しており、実際の電圧もこの傾向に近いと考えられる。このとき、電極電圧は入力電圧1 Vに対して最大で7%増加し、最も低い値を示した14 MHzで1%低下した。

Table 2: Value of Each Element of APN

$f$ [MHz]	$C_L$ [pF]	$L$ [ $\mu$ H]	$C$ [pF]
1	24.4 (25.6)	7.8	6.1
6	35.2 (25.9)	11.3	8.8
14	32.0 (27.5)	10.2	8.0
Final value		6.5	(5.1)

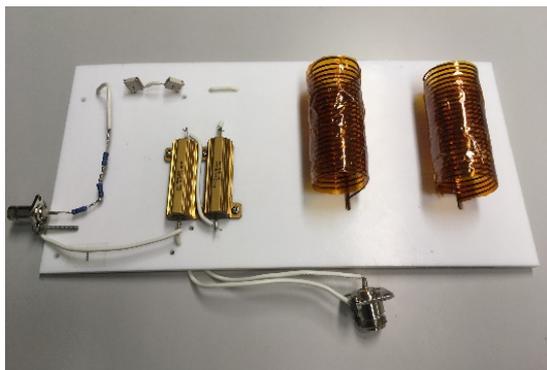


Figure 6: Prototype APN.

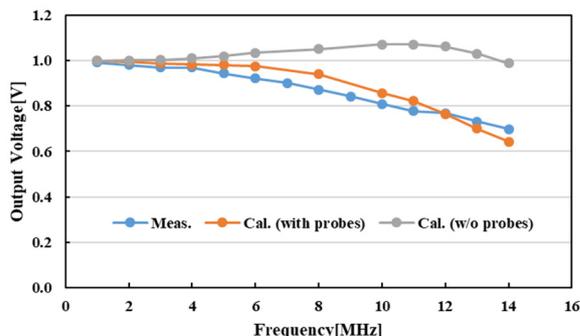


Figure 7: Measurement and analysis results (APN).

## 5. RFKO システムのプロトタイプ

試作した IT、APN、RFKO 試作電極を組み合わせた装置を Fig. 8 に示す。電極電圧の測定は電極に繋がる同軸コネクタの内導体に高周波プローブを接続し行った。また、高周波プローブの影響により高周波側で正しく測定できないため、電極付近の電位の測定も行った。電位の測定は、高周波プローブの先端に小さな銅板を付けて行った。測定では、CN 信号の代わりに標準信号発生器を使用した。

測定結果と解析結果を Fig. 9 に示す。結果は周波数 1 MHz の値を 1 として規格化した。電極電圧の測定値は APN、IT の場合と同様にプローブの静電容量の影響により高周波側で低下する。測定値と解析値の誤差は大きい箇所では約 10 % である。APN 単体での測定結果と比較すると、特性に類似性があり、APN の解析モデルによるものと考えられる。

電位測定の結果は、アンプなしの場合、低周波側で約 5 % 増加し、8 MHz 付近からはほぼ一定の電圧が印加された。アンプなしの電位測定とプローブを外した解析値が一致すると考えたが、図に示すように中間の帯域で差が生じた。この原因は前述したように APN の解析モデルによるものと考えられる。

アンプを使用した場合は、アンプの周波数特性により中間の帯域では、電圧は約 10 % 増加し、高周波側では約 5 % 低下した。この分布が電極の実際の電圧分布になると考える。

一方、入力信号をバンド数 10 の CN としたときの電極電圧は、最大実効値で 70 V であった。この値は電位の

測定結果と高周波プローブで  $C$  の影響を無視できる 1 MHz で測定した電極電圧の比から算出した。このとき、最大値は CN データの実効値と最大値の比から 230 V と推定した。

次に、WERC 電極に接続した結果(標準信号発生器を使用)について述べる。接続した RFKO システムを Fig. 10 に示す。Figure 11 は RFKO システムを WERC 及び試作電極で同様の測定をした結果と WERC 電極電圧の推定値を示す。結果は周波数 1 MHz の値を 1 として規格化した。APN と電極を繋ぐコネクタの内導体にプローブを接続し直接測定した結果を黄色で示す。試作電極で直接測定した電圧(水色)より高周波側で低下していることが分かる。一般に、電極の静電容量が大きいと APN の電極電圧は高周波側で低下する。Table 2 に示すように WERC 電極の方が試作電極に比べ静電容量が大きい。

WERC 電極の推定値(オレンジ)は次のように求めた。試作電極と WERC 電極のプローブで測定した電圧の比を求め、試作電極の電位の周波数特性にその比をかけたものを WERC の推定電圧とした。推定電圧は 9 MHz 付近までは一定で、14 MHz で約 20 % 低下した。

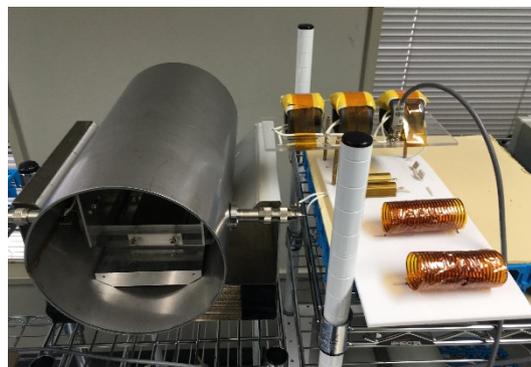


Figure 8: RFKO system prototype (prototype electrode).

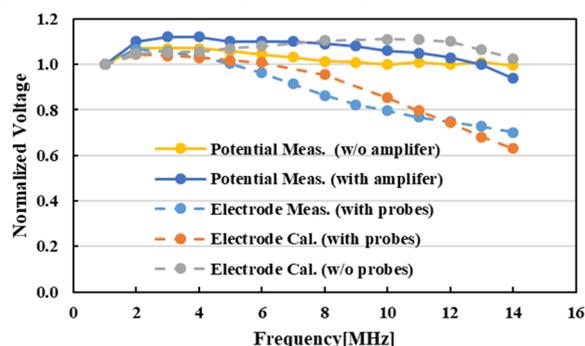


Figure 9: Measurement and analysis results (prototype electrode).



Figure 10: RFKO system prototype (WERC's electrode).

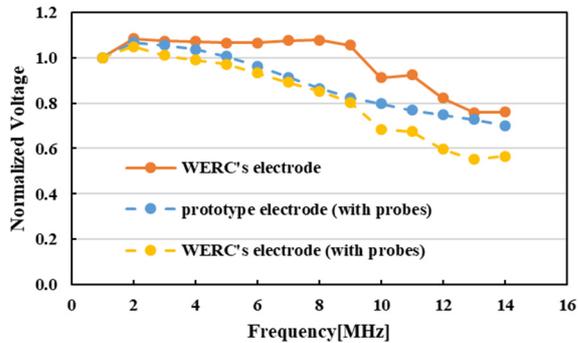


Figure 11: Measurement and analysis results (WERC's electrode).

## 6. 結論

WERC のシンクロトロンで原理実証実験を行うために、マルチバンドに対応した RFKO システムのプロトタイプ的设计・試作及び特性試験を行った。その結果、試作電極ではアンプなしの場合、低周波側で約 5 % 電圧が上昇し、8 MHz 付近からは、ほぼ一定電圧が電極に印加された。アンプを使用した場合は、アンプの周波数特性により中間の帯域では電圧が約 10 % 増加し、高周波側では約 5 % 低下した。入力信号を CN とした場合、最大実効値は 70 V で、最大値で 230 V であった。

WERC での結果は各電極電圧の比から推定した電圧の特性が得られていると考えており、9 MHz 付近までは一定で、静電容量が大きいいため 14 MHz では約 20 % 低下した。また、測定値と解析値に約 10 % の差があり、APN の解析モデルが原因であると考え。そのため、今後、解析について詳細に検討する必要がある。

## 参考文献

- [1] L. Falbo, "Advanced Accelerator Technology Aspects for Hadron Therapy," Proceedings of the HIAT, pp. 156-162, 2012.
- [2] Nakanishi Tetsuya, "Dependence of a frequency bandwidth on a spill structure in the RF-knockout extraction," Nuclear Instruments and Methods A621, pp. 62-67, 2010.
- [3] Bowick, "Matching to coaxial feedlines," RF CIRCUIT design, pp. 180-183, 2008.
- [4] Akio Shinkai, Soichiro Ishikawa, Tetsuya Nakanishi, Nuclear Instruments and Methods A 769, pp. 16-19, 2015.