

J-PARC RCS の高周波加速システムの回路シミュレーションモデルの構築

CIRCUIT SIMULATION MODEL FOR THE RF SYSTEM OF J-PARC RCS

沖田英史 ^{*,A)}, 田村文彦 ^{A)}, 山本昌亘 ^{A)}, 宮越亮輔 ^{A)}, 野村昌弘 ^{A)}, 島田太平 ^{A)},
吉井正人 ^{A)}, 大森千広 ^{A)}, 清矢紀世美 ^{A)}, 原圭吾 ^{A)}, 長谷川豪志 ^{A)}, 杉山泰之 ^{A)}
Hidefumi Okita ^{*,A)}, Fumihiko Tamura ^{A)}, Masanobu Yamamoto ^{A)}, Ryosuke Miyakoshi ^{A)}, Masahiro Nomura ^{A)},
Taihei Shimada ^{A)}, Masahito Yoshii ^{A)}, Chihiro Ohmori ^{A)}, Kiyomi Seiya ^{A)}, Keigo Hara ^{A)}, Katsushi Hasegawa ^{A)},
Yasuyuki Sugiyama ^{A)}

^{A)} J-PARC center, JAEA & KEK

Abstract

The RF system of the J-PARC 3 GeV Synchrotron (RCS) consists of magnetic alloy (MA) core loaded cavities, RF amplifiers with tetrode tubes, and RF power supplies. For further beam power upgrade of the RCS, a tool that can simulate the behavior of RF system under the heavy beam loading condition. We developed the circuit simulation model for the RF system of RCS using the LTspice. The developed model allows simulations that take into account the characteristics of MA cores and tetrode tubes. The LTspice simulation results reproduce well the behavior of the RF system measured at 1 MW operation in the RCS. This paper reports the details of the developed LTspice model and results of verification by comparison of LTspice simulation and measurement.

1. はじめに

J-PARC 3 GeV シンクロトロン (RCS) は設計ビーム強度である 1 MW でのビーム加速に成功し、現在は、1 MW を超える大強度ビームの実現に向けた取り組みが行われている [1-3]。1 MW を超える大強度ビームを実現には空間電荷効果の更なる低減が望まれている [3,4]。RCS では 3 倍高調波を用いたトリプルハーモニクの検討を進めており、電荷密度の低減に有効であることが示されている [5]。

1 MW を超える大強度ビームのビームローディング条件下で 3 倍高調波を駆動させる場合、RF システムの各装置に大きな負荷がかかる。そのため、1 MW を超える大強度ビーム実現に向けた検討には、ビームローディングがあるときの RF システムの各装置の挙動を評価可能なツールが必須である。回路のインピーダンスを手計算で求めたモデル [6] で評価することも可能だが、本研究では汎用性・拡張性の高いモデルの構築を目指し、回路シミュレーター LTspice [7] を用いて RF システムの回路モデルを構築した。

RCS の RF 空洞には金属磁性体コアが装填されており、RF 増幅器には四極管を使用している。精度の良いモデルの構築には、金属磁性体コアや四極管の特性を LTspice に反映させることが必要不可欠である。本研究では、様々なテクニックを用いて RCS で使用している金属磁性体コアと四極管の LTspice モデルを作成した。

構築した LTspice モデルの RF 空洞のインピーダンスと四極管の出力電圧波形はいずれも測定値を精度良く再現した。また LTspice モデルにビーム電流を模擬する電流源を追加することで、大強度ビーム運転時の RF 電源の負荷を実用に足る精度で評価できた。本発表では、構築した RCS の RF システムの LTspice モデルの詳細と測定値との比較によるモデルの検証結果について報告する。

2. RCS の RF システムの構成

現在、RCS ではプッシュプル型とシングルエンド型の 2 種類の RF 空洞が稼働中である。本研究では、モデルの検証に十分なデータが揃っているプッシュプル型の RF 空洞の LTspice モデルを構築した。RCS プッシュプル型の RF システムの構成を Fig. 1 に示す。

RF 空洞は 3 つの加速ギャップと 6 つのタンクで構成される。1 つのタンクには 3 枚の金属磁性体コアが装填されており、タンクの中に純水冷却水を流すことでコアを冷却している。金属磁性体コアにはプロテリアル製のリボン厚が 18 μ m の FINEMET FT3M [8] を使用している。コア 1 枚の寸法は内径、外径、厚さでそれぞれ、375 mm、850 mm、35 mm である。各加速ギャップの上流、下流側がそれぞれ電極となっており、プッシュプル (AB1~AB2 級) で動作させビームにエネルギーを与えている。上流側の 3 つの電極と下流側の 3 つの電極はそれぞれブスバーで並列に接続されている。

終段増幅器は加速ギャップに加速電圧を発生させるために必要な電力を供給している。終段増幅器の構成を Fig. 1 に示す。終段増幅器には、THALES 製の四極管 TH589 を 2 本 (VT1、VT2) 使用している。VT1 は加速ギャップ上流側の 3 つの電極、VT2 は下流側の 3 つの電極に接続されている。

四極管である TH589 はフィラメント、コントロールグリッド、スクリーングリッド、アノードの 4 つの入出力ポートを備えている。TH589 の静止点は、コントロールグリッド電圧 V_{cg} を -420 V、スクリーングリッド電圧 V_{sg} を 1.75 kV、アノード電圧 V_a を 12 kV に設定している。

3. 金属磁性体コアの LTSPICE モデル

RCS の RF システムの挙動を計算する上で、RF 空洞に装填されている FT3M の複素透磁率の考慮は必要不可欠である。コアのインピーダンス Z_{core} は複素透磁

* hidefumi.okita@j-parc.jp

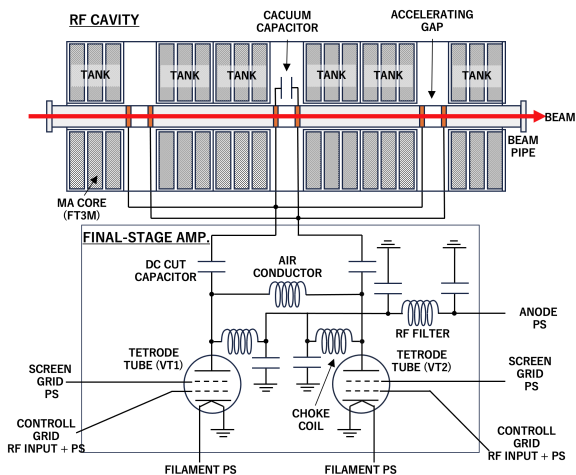


Figure 1: The configuration of the final stage amplifier and RF cavity of the RCS.

率とコアの寸法から、

$$Z_{core} = f\mu t \ln \frac{b}{a} \quad (1)$$

と計算できる。ここで、 a, b, t はコアの内径、外径、厚さであり、 f は周波数、 μ が複素透磁率である。FT3M の複素透磁率の測定値 [9] と RCS のコアの寸法から、Eq. (1) を用いてコア 1 枚あたりのインピーダンスを計算した結果が Fig. 2 の実線である。RCS の RF システムで主に使用する周波数領域は 100 kHz~10 MHz である。この周波数領域において FT3M の複素透磁率は周波数とともに減少するため、高周波側でコアのインピーダンスの増加は鈍化している。

複素透磁率を持つ磁性体の電気回路は、周波数依存性のある抵抗 $R(f)$ とインダクタ $L(f)$ の直列回路で表せる。しかし、LTspice を含む Spice 系統の回路シミュレータでは、標準ツールに $R(f)$ や $L(f)$ のような周波数依存性のある素子がないため、複素透磁率を考慮した計算をするためには工夫が必要となる。ここでは、LTspice で複素透磁率を持つ磁性体の電気回路をモデル化する手法を二つ紹介する。

一つは、LTspice の標準ツールにある Arbitrary Behavioral Voltage Source (BV) を使用する手法 [10] である。BV はユーザーが定義するラプラス関数に基づいて回路の電圧と電流の関係を制御することができる。BV を用いれば $R(f), L(f)$ のような周波数依存性のある素子を模倣することができ、ラプラス関数を複素透磁率に言うように定義することで、複素透磁率を考慮した計算が可能となる。この手法は周波数解析 (AC 解析) には適しているが、ラプラス関数が複雑な場合、過渡解析 (TRAN 解析) が取束しないことがある。

もう一つの手法が、周波数依存性を持たない R, L, C のラダー回路を使用する手法 [11] である。 R, L, C からなる回路を素子の値を変えながらラダー状に複数段組み合わせることで周波数依存性を持つインピーダンスを表現できる。ラダー回路を構成する R, L, C の値を調節することで複素透磁率を考慮した計算が可能とな

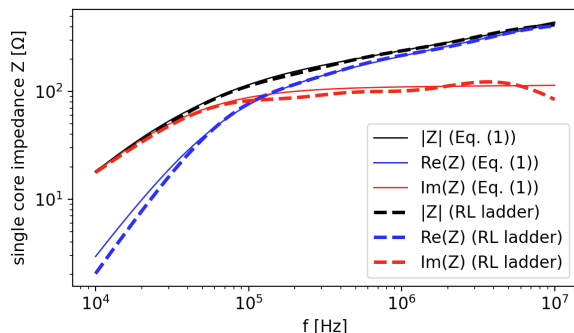


Figure 2: The impedance of the single FT3M core (375 mm, 850 mm, 35 mm). Solid lines are derived from the Eq. (1) using the measured complex permeability of the FT3M. Dashed lines are RL ladder model with the LTspice.

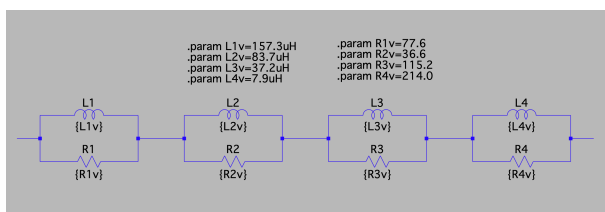


Figure 3: The RL ladder model of the single FT3M core.

る。ラダー回路は AC 解析と TRAN 解析の両方に適している。

本研究では、TRAN 解析を用いた電圧と電流波形の解析が必須であるため、後者のラダー回路手法を採用した。ラダー回路には、自由度がより少なく手法が確立している R, L の並列回路のラダーを採用した [11]。

Figure 3 に R, L 並列ラダー回路で作成した FT3M コア一枚の LTspice モデルを示す。FT3M の特性を再現するために 4 段の R, L 並列ラダー回路を作成した。各 R, L の値の決め方は [11] の手法に従った。Figure 3 で示した R, L 並列ラダー回路のインピーダンスが Fig. 2 の破線である。4 段の R, L 並列ラダー回路で、FT3M の複素透磁率に従うコアのインピーダンスを再現できた。

Figure 4 の実線はタンク 1 台あたりのインピーダンスの測定結果である。測定したインピーダンス曲線から、タンク 1 台あたりの共振周波数 f_{res} 、 Q 値、シャントインピーダンス R_s はそれぞれ、1.89 MHz、0.57、437 Ω と求まる。タンクを周波数依存性の無い R, L, C の単純な並列回路と仮定すると、 f_{res}, Q, R_s から、 R, L, C はそれぞれ $R = 437 \Omega, L = 65 \mu\text{H}, C = 109 \text{pF}$ と計算から求まる。この値を用いて R, L, C の単純な並列回路のインピーダンスを計算した結果が Fig. 4 の赤破線である。FT3M の複素透磁率を考慮しない、実際のタンクのインピーダンスを精度良く再現しないことが分かる。

Figure 3 に示した R, L 並列ラダー回路をベースにタンクのモデル化したときのインピーダンスが Fig. 4 の青破線である。 R, L 並列ラダー回路を用いた LTspice モデルは実際のタンクのインピーダンスと良く一致している。このように、RF 空洞の LTspice モデルを構築する上で、FT3M の複素透磁率の考慮は必須であり、 R, L

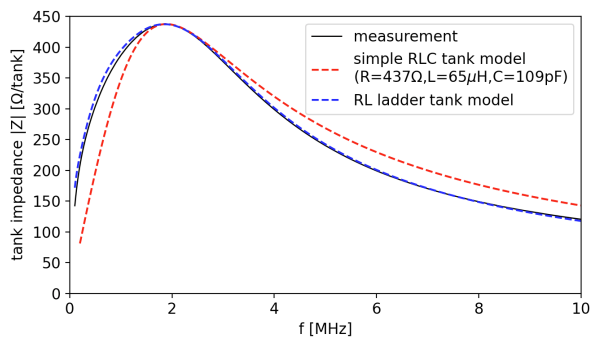


Figure 4: The impedance of tank in the RF cavity. The solid line is the measurement. The red dashed line is the simple R, L, C circuit. The blue dashed line is the tank model using the RL ladder circuit.

並列ラダー回路を用いることでFT3Mの複素透磁率の考慮できるようになり、実際のインピーダンスを精度良く再現するタンクのLTspiceモデルを構築できた。

4. 四極管のLTSPICEモデル

RCSの終段増幅器にはFig. 1で示すように2本の四極管(TH589)を使用している。四極管は非線形回路であり、その特性は製品によって異なる。データシートから読み取ったTH589の $I_a(V_a, V_{cg})$ の特性をFig. 5の丸い点で示す。ここで、 I_a はアノード電流である。広く普及している四極管については、製作メーカーや有志によってLTspiceモデルが作成されているが、TH589のLTspiceモデルはないため新たに作成した。

本研究では、参考文献[12]の手法を参考にTH589のLTspiceモデルを作成した。この手法では、 V_a がある電圧 V_{a0} で一定のときの V_{cg} と I_a の関係 $I_a(V_{a0}, V_{cg})$ を関数で定義する必要がある。理想的な四極管の場合、 $I_a(V_{a0}, V_{cg}) \propto V_{cg}^n$ が成り立つ[13]。ここで $n \sim 3/2$ で定数である。しかし、実際の四極管は n は一定ではなく I_a 依存性を持つなど複雑な挙動をする。本研究では $I_a(V_{a0}, V_{cg})$ の関数に、TH589のデータシートをよく再現するような任意の関数を選択し、フィッティングすることにした。

参考文献[12]では、フィッティング関数に多次元関数を採用しているが、多次元関数では V_{cg} が低いところで $I_a \sim 0$ となる領域を再現するのが困難である。そこで本研究では、フィッティング関数にEq. (2)を採用した。

$$I_a(V_{a0}, V_{cg}) = \frac{a_0}{1 + e^{-a_1(V_{cg} - a_2)}} - \frac{a_3}{\sqrt{2\pi}a_5} e^{\frac{(V_{cg} - a_4)^2}{2a_5^2}} \quad (2)$$

ここで、 $a_0 \sim a_5$ の合計6個の係数をデータシートのフィッティングで求める。 I_a の V_{cg} に対する非線形増加を表すのにロジスティック関数を採用した。ロジスティック関数だけでは、TH589の I_a の0Aからの立ち上がり周辺の再現性が良くないため、その補正にガウス関数を重畳した。

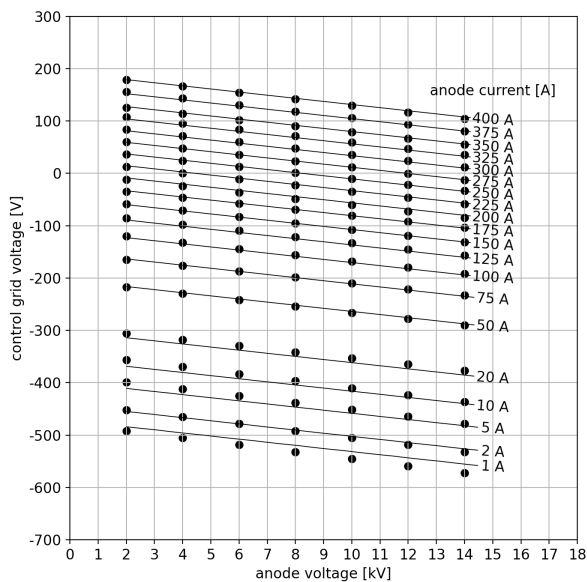


Figure 5: The tetrode characteristic curves of TH589 at the screen grid voltage of 1.75 kV. The circle markers are picked up from the data sheet. Solid lines are the LTspice model.

Equation (2)を用いて作成したTH589のLTspiceモデルの特性がFig. 5の実線である。作成したTH589のLTspiceモデルはデータシートの特性と一致した。

ここでは、 $I_a(V_a, V_{cg})$ のモデル化について説明した。四極管では他にも $I_{sg}(V_a, V_{cg}), I_{cg}(V_a, V_{cg})$ についてモデル化する必要がある。ここで、 I_{sg}, I_{cg} はそれぞれスクリーングリッド電流、コントロールグリッド電流である。 $I_{sg}(V_a, V_{cg}), I_{cg}(V_a, V_{cg})$ についても $I_a(V_a, V_{cg})$ と同様の手法でモデル化することが可能である。

5. RCS RFシステムのLTSPICEモデル

構築したRCSのRFシステムのLTspiceモデルをFig. 6に示す。終段増幅器の四極管のアノード電極からRF空洞までの回路をモデル化した。アノード電源の負荷を評価するために、アノード電源から四極管のアノード電極までの回路もモデルに組み込んだ。

RF空洞は実際の構造と同様、6つのタンクモデルを用いて構築した。今回は検証が目的のため、6つのタンクは全て同じFig. 4で示したモデルを使用した。

ブスバー回路もモデルに落とし込み、想定されるブスバーの浮遊インピーダンスもモデルに組み込んだ。

ビームローディングはビーム電流を模擬する電流源をタンクと並列に接続することで考慮できる。本モデルでは、ビーム電流を5つの異なる周波数の電流源の並列回路で模擬した。5つの電流源は、DC電流源と基本波、2、3、4倍高調波の4つのAC電流源からなる。各電流源の振幅と位相には、観測されたビーム電流波形をフーリエ解析した結果を使用した。ビーム電流の向きは実機と同様にタンクの上流と下流で反転させている。

四極管のRF入力に相当するコントロールグリッドの電圧波形は5つの異なる周波数の電圧源の直列回路

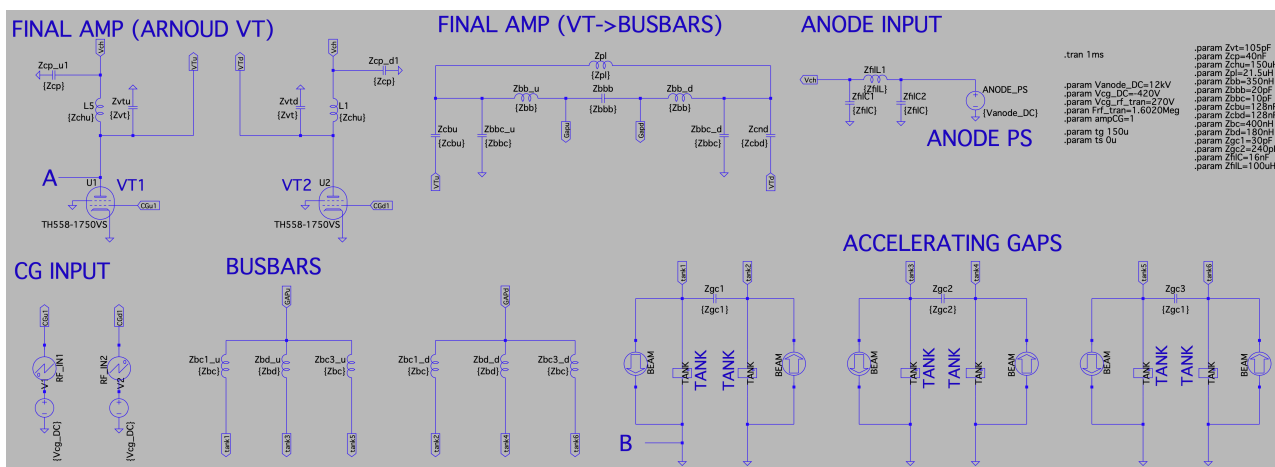


Figure 6: The developed LTspice model for the RF system of the RCS.

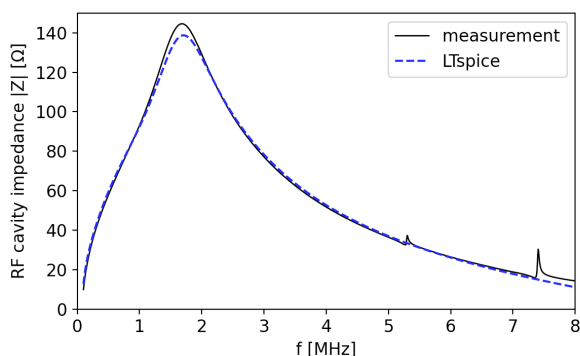


Figure 7: The impedance of RF cavity of the RCS. The solid and dashed lines are the measurement and LTspice simulation.

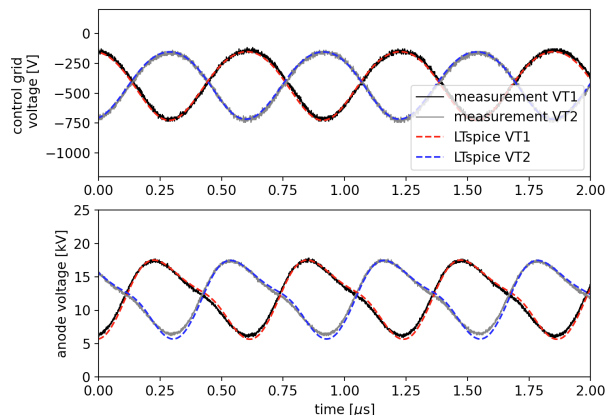


Figure 8: The waveform of the control grid voltage and anode voltage without the beam. The solid black and grey lines are measurements of VT1 and VT2. The dashed red and blue lines are LTspice simulations of VT1 and VT2.

で模擬した。5つの電圧源は、DC電圧源と基本波、2、3、4倍高調波の4つのAC電圧源からなる。各電圧源の振幅と位相には、観測されたコントロールグリッドの電圧波形をフーリエ解析した結果を使用した。

構築したLTspiceモデルの検証としてRF空胴のインピーダンスを測定値と比較した。ネットワークアナライザで測定したRF空胴のインピーダンスがFig. 7の実線である。インピーダンスの観測箇所はFig. 6中のA-B間である。構築したLTspiceモデルの同じ箇所のインピーダンスがFig. 7の破線である。LTspiceモデルの R_s は測定値より3%程度低いものの、全体的に実際のRF空胴のインピーダンスをよく再現できている。

ビームがないときの四極管の挙動を測定値と比較した。Figure 8の実線がビームがないときの V_{cg} と V_a の測定結果である。 V_{cg} の測定値をフーリエ解析し、その結果をLTspiceモデルのコントロールグリッド電圧源の振幅と位相に反映し、 V_a を計算した結果がFig. 8の破線である。構築したLTspiceモデルで計算した四極管の出力波形 V_a は測定値をよく再現しており、ビームがないときのRCSのRFシステムの挙動を精度よく計算できることが示された。

最後にビームローディングがある条件でのLTspiceモデルの検証結果を示す。0,200,400,600,800,1000 kWと

ビーム強度を増やししながらアノード電源の出力電流 I_{aps} を測定した結果がFig. 9の黒丸である。ここでは、加速中アノード電源の負荷が最も高くなる加速開始後10 msの I_{aps} を示している。構築したLTspiceモデルで各ビーム強度におけるアノード電源の出力電流を計算した結果がFig. 9の赤三角である。ビームなしでの I_{aps} は測定値と完全に一致する。ビーム強度が増えるとLTspiceモデルの I_{aps} は測定値と徐々に乖離していくが、その差は1 MWで7%程度で実用に足る精度である。このわずかな測定値との差は、 I_{aps} が高いところでTH589のLTspiceモデルの精度が悪いことが原因と考えられる。Figure 5に示したデータシートはTH589の代表的な特性であり、実際の四極管はそれぞれデータシートとは異なる特性を有している。四極管は新品の状態でも個性があり、長年の使用による経年劣化を含めると、稼働中の四極管はデータシートとは異なる特性をそれぞれ持っている。稼働中のTH589の特性を測定し、それをLTspiceモデルに反映すれば精度はさらに向上すると考えている。

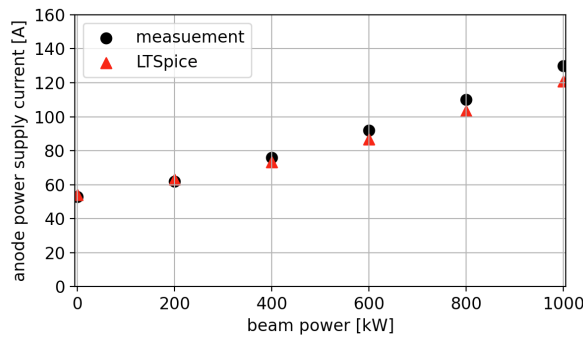


Figure 9: The increase of output current of anode power supply due to the beam loading. The black circle markers and red triangle markers are measurement and LTSpice simulations, respectively.

6. まとめ

本研究では、RCSのRFシステムの回路シミュレーションモデルをLTSpiceを用いて構築した。RF空胴に装填されている金属磁性体コアの特性を R, L 並列ラダー回路でモデル化した。四極管の特性はロジスティック関数を用いてモデル化した。構築したLTSpiceモデルのRF空胴のインピーダンスと四極管の出力電圧波形は測定値とよく一致した。また、構築したLTSpiceモデルでビーム強度1 MW運転時のアノード電源の出力電流を実用に足る精度で評価できた。

今後はシングルエンド型のRF空胴のLTSpiceモデルを構築する。また、縦方向ビームシミュレーションとLTSpiceモデルを組み合わせ、1 MWを超える大強度ビームをトリプルハーモニックで加速する際にRF電源にかかる負荷を評価する予定である。

参考文献

- [1] H. Hotchi *et al.*, “Recent progress of J-PARC RCS beam commissioning-toward realizing the 1-MW output beam power”, *Proc. of IPAC2015*, Richmond, VA, USA, May, pp. 1346–1348, 2015. <https://doi.org/10.18429/JACoW-IPAC2015-TUBB3>
- [2] P. K. Saha *et al.*, “1-MW beam operation at J-PARC RCS

- with minimum beam loss”, *Proc. of HB2023*, Geneva, Switzerland, Oct. pp. 147–152, 2023. <https://doi.org/10.18429/JACoW-HB2023-TUA4I2>
- [3] K. Yamamoto *et al.*, “Beyond 1-MW scenario in J-PARC Rapid-Cycling Synchrotron”, *Proc. of HB2023*, Geneva, Switzerland, Oct. pp. 270–273, 2023. <https://doi.org/10.18429/JACoW-HB2023-WEC3C1>
- [4] H. Hotchi *et al.*, “J-PARC 3-GeV RCS: 1-MW beam operation and beyond”, *J. Instrumentation*, vol. 15, P07022, 2020. <https://doi.org/10.1088/1748-0221/15/07/P07022>
- [5] H. Okita *et al.*, “Consideration of triple-harmonic Operation for the J-PARC RCS”, *Proc. of IPAC2021*, Campinas, SP, Brazil, May, pp. 3020–3022, 2021. <https://doi.org/10.18429/JACoW-IPAC2021-WEPAB177>
- [6] M. Yamamoto *et al.*, “Vacuum tube operation analysis under multi-harmonic driving and heavy beam loading effect in J-PARC RCS”, *Nucl. Instr. Meth.*, vol. 835, pp. 119–135, 2016. <https://doi.org/10.1016/j.nima.2016.08.028>
- [7] Analog Devices, LTSpice version 17.0.21.0, <https://www.analog.com/en/resources/design-tools-and-calculators.html>
- [8] Proterial, Ltd., https://www.proterial.com/e/products/soft_magnetism/finemet.html
- [9] M. Nomura *et al.*, “Ribbon thickness dependence of the Magnetic Alloy core characteristics in the accelerating frequency region of the J-PARC synchrotrons”, *Nucl. Instr. Meth.*, vol. 749, pp. 84–89, 2014. <https://doi.org/10.1016/j.nima.2014.02.041>
- [10] K. Nomura *et al.*, “Novel SPICE model for common mode choke including complex permeability”, *Proc. 2016 IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition (APEC)*, pp.3146–3152, 2016. <https://doi.org/10.1109/APEC.2016.7468314>
- [11] K. Nomura *et al.*, “Straightforward Modeling of Complex Permeability for Common Mode Chokes”, *IEEE Journal of Industry Applications*, Vol.7, No.6, pp.462–472, 2018. <https://doi.org/10.1541/ieejjia.7.462>
- [12] G. Favia, “The CERN PS main RF system: a study for possible upgrades in the perspective of the ultimate LHC performance”, Master thesis, Sapineza University, Rome, Italy, 2013.
- [13] 廣田友義、伊藤糾次、副島光積, “電子管回路(1)”, オーム社.