

STABILITY EVALUATION WITH LONG FB LOOP DELAY IN THE ACS CAVITY RF CONTROL FOR THE J-PARC 400-MeV LINAC

Tetsuya Kobayashi¹

Japan Atomic Energy Agency (JAEA)

2-4 Shirakata-Shirane, Tokai, Naka, Ibaraki, 319-1195

Abstract

For 400-MeV upgrade of the J-PARC Linac. ACS (Annular Coupled Structure) cavities, which are driven by 972-MHz RF, will be installed.

The ACS cavity has complicated structure. Its Q-value is very low and the operation frequency is three times high in comparison with that of the SDDL cavity. So the stabilizing control of the ACS accelerating field will be more difficult than present RF system. Furthermore the chopped beam loading compensation is required. Especially, a debuncher will be located very far from the klystron, then the feedback loop delay will be about 1.5 μ s.

This presentation will show the simulation results of the feedback control of the ACS cavity field including long loop delay and the effect of the chopped beam loading.

J-PARC400MeVリニアックにおける FBループ遅延に対するACS空洞RF制御の特性評価

1. はじめに

J-PARCは世界最大級を目指す大強度陽子加速器であり^[1]、大きく分けて400MeVリニアック、3GeVシンクロトロン (RCS: Rapid Cycling Synchrotron) 及び50GeVシンクロトロン (MR: Main Ring) の3種類の加速器で構成される。現在においては、リニアックでは181MeVまでの加速 (加速周波数: 324MHz) でRCS入射を行っているが、数年後に400MeVへとエネルギーが増強される計画になっている。

リニアックの400MeVへの増強においては、加速周波数972MHzのACS (Annular Coupled Structure) 空洞^[2]が21台追加される。これまでRF制御と比べ周波数が3倍高い上に、ACS空洞の構造は複雑で負荷Q値が8000程度と低い (DTLは約20000) ため、FB制御が324MHzのRFシステムより厳しい条件となる。特に最下流のデムバチャー (RCS入射ビーム調整用ACS空洞) では、装置や建屋の都合により空洞とクライストロンが100m以上程離れることになり、FBループ遅延も通常の約3倍となる。本稿では、ACS空洞の高周波FB制御の特性について改めて長いループ遅延を含めたシミュレーション評価を行ったので、それについて報告する。

2. リニアックビームとLLRFシステム

リニアックでは最大ピーク50mA、幅500 μ sのマクロパルスビームを25Hz (最大50Hz) の繰り返してで加速し、マクロパルスはリニアック上流 (MEBT) のRFチョッパーによって、RCS周回周期 (RFバケット、約1MHz) に合わせてチョップされ、楕形の間パルス構造 (チョップドビーム) となる。

RCSの入射ビームとしてピーク電流50mAで運動量広がり ($\Delta p/p$) が0.1%以下であることが要求されている。この大強度かつ高品質ビーム加速において加速電界の安定性は最も重要な性能の1つであり、位相、振幅変動それぞれ ± 1 度、 $\pm 1\%$ 以内が要求される。これを実現するため低電力高周波 (LLRF) 制御ではFPGAによるデジタルフィードバック (FB) 制御システムが開発され^[3]、フィードフォワード (FF) 制御を併用することでビーム負荷補償に対応する。また、ACS空洞では、チョップドビーム構造による加速電界の変動も大きくなり、そのためビーム負荷補償機能も必要となる^{[4][5]}。

現在の181MeV加速では324MHzの加速空洞 (SDDL等) が24式並び、実際のビーム加速運転において加速電界の安定性は位相、振幅それぞれ ± 0.2 度、 $\pm 0.2\%$ 程度を達成している。その結果、極めて再現性の高いビームを常にRCSに入射することが可能となっている。

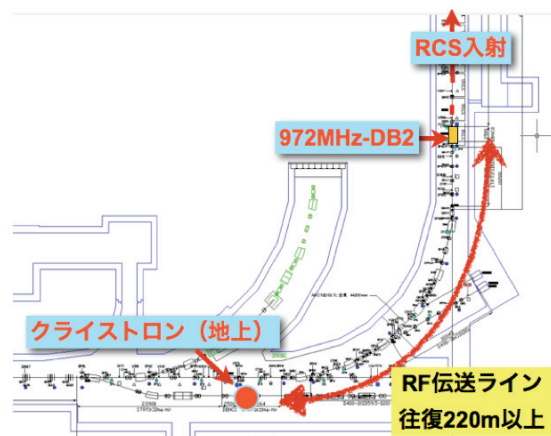


図1: リニアック入射アーク部とDB2

¹ E-mail: tetsuya.kobayashi@j-parc.jp

3. デバンチャー 2 と高周波源

RCS入射調整用にACS空洞を用いたデバンチャーが2つあり、下流側のデバンチャー (DB2) はアーク後に設置される (図1)。そのRF源として半導体アンプやIOTなどが検討されたが、要求される電力や価格等を考量し、結局クライストロンを採用することになった。そのためクライストロンギャラリーから導波管で大電力高周波を伝送することとなり、その伝送ラインは100m以上になる。制御ループとしては往復220m以上となり、信号の群速度を考量し、そのFBループ遅延時間は約1.5μs程度となりRF制御にとっては非常に長い。ACS空洞は、これまでのSDTLの空洞と比べると周波数が3倍でQ値も低く、安定化制御にとって更に厳しい条件になる。そこで長い遅延時間も考慮した上で十分な安定性が補償できるか検証が必要となった。

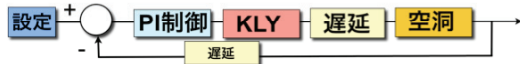


図2：制御系ブロック図

4. 伝達関数による概評

図2に示す簡単なブロック図で考え、まず伝達関数による大まかな特性を評価した。空洞の帯域に比べ他の構成機器の帯域は十分に広く、図3のような単純な系で十分であると考え (ほぼ空洞の帯域で制限される)。また、DB2の入力電力は100kW~500kW程度なので、クライストロン (最大出力3MW) の飽和や非線形性を無視する。FB制御においてはデジタルによるIQ成分のPI制御を行っているが、ここでは離散化の影響も考えない。その上で、閉ループの伝達関数 H_{close} は次式のようになる。

$$\mathbf{H}_{close} = [\mathbf{E} + \mathbf{H}_{delayR} \cdot \mathbf{G}]^{-1} \cdot \mathbf{G} \quad (1)$$

$$\mathbf{G} = \mathbf{H}_{cav} \cdot \mathbf{H}_{delayF} \cdot \mathbf{H}_{kly} \cdot \mathbf{H}_{PI}$$

ここで、 \mathbf{H}_{cav} 、 \mathbf{H}_{kly} 、 $\mathbf{H}_{PI} = \mathbf{P}_{gain} + \mathbf{I}_{gain}/s$ 、 $\mathbf{H}_{delayF} = \exp(-sT_{dF})$ 、 $\mathbf{H}_{delayR} = \exp(-sT_{dR})$ はそれぞれ空洞、クライストロン、PI制御、遅延の伝達関数を表す (T_{dF} 、 T_{dR} はそれぞれ往、復の遅延時間)。また空洞 \mathbf{H}_{cav} については、実部、虚部について次式の行列で表される¹⁶⁾。

$$\mathbf{H}_{cav} = \frac{\omega_{1/2}}{\Delta\omega^2 + (s + \omega_{1/2})^2} \begin{pmatrix} s + \omega_{1/2} & -\Delta\omega \\ \Delta\omega & s + \omega_{1/2} \end{pmatrix} \quad (2)$$

$$\Delta\omega = \omega_0 - \omega, \quad \omega_{1/2} = \frac{\omega_0}{2Q_L}$$

ここで ω_0 は空洞の共振周波数、 Q_L は負荷Q値である。クライストロンは1次の特性 $H_{kly} = \omega_{kly}/(\omega_{kly} + s)$ とした。 ω_{kly} はクライストロン帯域で5MHzである。

DB2について、ループ遅延を1.5μs、 $Q_L=8000$ 、 $\Delta\omega=0$ として図2における開ループのボーデ線図 (\mathbf{H}_{close} の(1,1)要素)を図3に示す。これよりゲイン余裕は10dB ($\mathbf{P}_{gain} \sim 3$)であることが分かる。PI制御

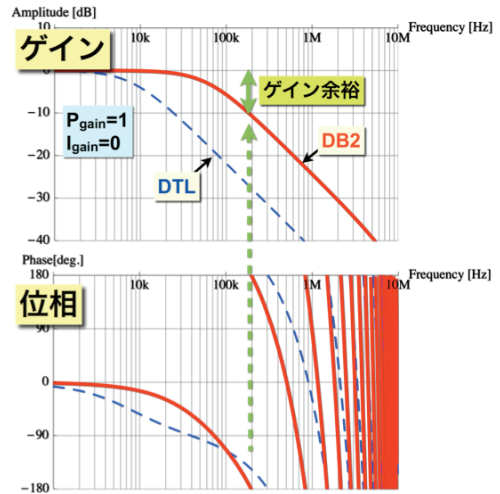


図3：図2におけるボーデ線図 (開ループ)。波線はDTL (324MHz) の場合を示す。

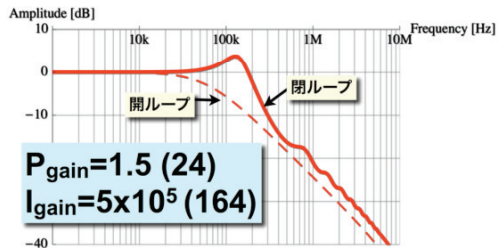


図4：図2におけるボーデ線図 (閉ループ)。積分係数を高くしないと帯域がとれない。

の比例係数 \mathbf{P}_{gain} は実用的にはゲイン余裕の半分で $\mathbf{P}_{gain}=1.5$ であり、やはり比例制御の効果は期待できない。図3の波線はDTL (324MHz、 $Q_L=20000$) の場合を示す。これを見ると、遅延よりQ値が小さいことの影響が大きい。図4に閉ループの場合を示す。積分係数 (\mathbf{I}_{gain}) を大きくすることでなんとか帯域を確保できる (図4のカッコ内の数字は実際のFBシステムの設定値に相当する)。

次に図5のようにクライストロンにノイズ (変動) が加わる場合を考える。このノイズから見た空洞の応答 (閉ループ) を図6に示す。これより低い周波数領域では積分制御によって抑えられ、周波数

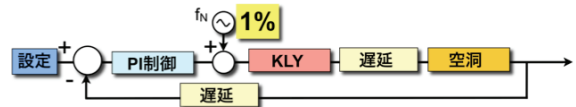


図5：外乱入力を想定したブロック図

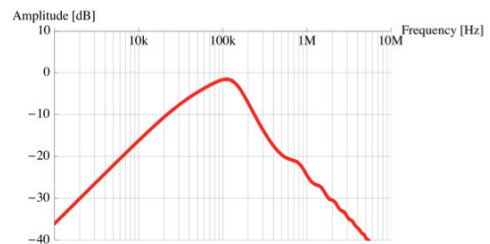


図6：図5におけるボーデ線図 (閉ループ)。外乱入力から見た空洞の応答。

の高い領域では空洞の帯域で制限されている。しかしながら100kHz位の領域ではFB制御によって抑えられず、外乱がそのまま空洞変動になってしまうことになる。

4. パルス・シミュレーション

より具体的に（特に位相について）安定性を調べるため時間領域での計算コードを作り、パルス波形シミュレートした。ここでは前節の各伝達関数を差分式に変換し図2又は図4の制御系の時間発展を計算する。PI制御においては、まさに実際のデジタルFBシステムのFPGAの動作に相当する。空洞については次式の状態方程式から差分式が得られる。

$$\begin{aligned} \dot{V}_r(t) + \omega_{1/2} V_r(t) + \Delta\omega V_j(t) &= R_L \omega_{1/2} I_r(t) \\ \dot{V}_j(t) + \omega_{1/2} V_j(t) - \Delta\omega V_r(t) &= R_L \omega_{1/2} I_j(t) \end{aligned} \quad (3)$$

ここでV、Iはそれぞれ空洞電圧と駆動電流（高周波エンベロープ）に相当する（添字r、jはそれぞれ実部、虚部を表す）。 R_L は入力インピーダンスを表す。また、このシミュレーションではクライストロンの非線形やサグ（振幅10%、位相30度）等の効果も計算に入れている。本システムのFPGAが48MHzで動作するため、このシミュレーションの時間ステップを48MHzとした。加速位相を最大-60度として、シャントインピーダンスから空洞パラメータは以下のようなoptimumチューニングとなる。

$$\begin{aligned} \beta = 1 + b = 1.3, \quad Q_L = \frac{Q_c}{(1 + \beta)} = 8000 \\ \Delta f_{opt} = \frac{f_d}{2Q_L} \tan(\Psi_{opt}) = -13.7 \text{ kHz}, \quad \Psi_{opt} = \arctan\left(\frac{b}{1 + \beta} \tan(\phi_s)\right) = -12.7 \text{ deg.} \end{aligned} \quad (4)$$

ここでbはビーム負荷係数 (P_b/P_c)、 β は空洞結合度、 ϕ_s は加速位相、 $\Delta\Psi_{opt}$ は離調角、 Δf_{opt} は離調周波数である。図7にビーム負荷（チョップなし）がある場合のRFパルスをシミュレーションした結果を示す。実線（赤）が空洞電界、波線（青）が空洞入力、点線（黒）がFB制御結果を示す。FBゲイン (P_{gain}, I_{gain}) は図4と同じ値である。ビーム電流については(3)式における I_i に(5)式を加える。

$$I_{beam} = \frac{b}{1 + \beta} \cdot \frac{I_{cav}}{\cos(\phi_s)} \quad (5)$$

図7の例では650 μ 幅のRFパルス内に300 μ s幅（200 μ -500 μ ）のマクロパルスビームを入れている。この結果から、ビーム負荷及びクライストロン・サグ（パルス毎の電源変動に対しても）補正でき振幅、位相それぞれ $\pm 0.1\%$ 、 ± 0.1 度の安定性が得られる。ただし、ビームの立ち上がり／立ち下りはFB制御では原理的に応答できずフィードフォワード（FF）制御で補償するしかない。FF制御の効果はこれまでの運転では確認済みである。この計算において比例係数を3以上にすると発振し、前節の図3と矛盾しない。また図7で入力位相が離調角分ずれているが、ビームのあるところ（中央300 μ s幅）で空洞位相と一致

しoptimumチューンが模擬されていることが分かる。その他、図5に示すように外乱（ノイズ）をクライストロン入力に加算すると図6に示す周波数特性と同じ結果が確認できる。チョップドビームについての計算、評価は本学会の別発表[5]を参照のこと。

その他、ACS空洞は周期構造を持つため、加速モード以外のパスバンドによるFB不安定性^[7]についても検討中である。

5. まとめ

J-PARCリニアックの400MeV加速においてACS空洞はFB制御の条件が現在より厳しくなる。更にデバンチャー2では高周波伝送ラインが往復で220m以上となり、FB制御のループ遅延の影響が危惧される。そこで計算コードを作り長いループ遅延を含めてパルス制御を評価した。その結果、PI制御の比例係数は十分でないが積分係数を大きくすることで、要求される安定性を確保できることが分かった。ただし100kHz程度のノイズはそのまま空洞変動に現れる可能性がある。今後、ACS空洞の周期構造によるFB不安定性について検討する。

参考文献

- [1] URL: <http://www.j-parc.jp/>
- [2] H. Ao, et al., "Fabrication Status of ACS Accelerating Modules of J-PARC LINAC", Proc of PAC07, pp. 1514-1516, 2007
- [3] S. Michizono, et al., "Performance of a Digital LLRF Field Control system for the J-PARC Linac", Proc. of LINAC2006, pp. 574-576, 2006
- [4] S. Michizono, et al., "Digital Feedback Control for 972-MHz RF System of J-PARC Linac", Proc of PAC09, WE5PFP082, 2009
- [5] T. Kobayashi, et al., "Beam Test of Chopped Beam Loading compensation for the J-PARC Linac 400-MeV Upgrade", in this annual meeting, 2010
- [6] T. Schilcher, "Vector Sum Control of Pulsed Accelerating Fields in Lorentz Force Detuned Superconducting Cavities", Doctor Thesis, Hamburg University, 1998
- [7] T. Miura, et al., "Measurements of Feedback-Instability due to $8/9\pi$ and $7/9\pi$ Mode at KEK-STF", Proc. of LINAC08, pp. 1051-1053, 2008

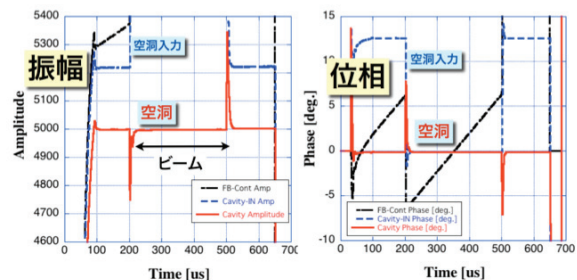


図7：DB2のFB制御シミュレーション（RFパルス波形）。実線（赤）が空洞電界、波線（青）が空洞入力、点線（黒）がFB制御を示す。