

Analog Feedback Control System for J-PARC Linac

Tetsuya Kobayashi^{1,A)}, Etsuji Chishiro^{A)}, Hiroyuki Suzuki^{A)}, Shozo Anami^{B)}, Seiya Yamaguchi^{B)},
Shinichiro Michizono^{B)}, Masato Kawamura^{B)}, Yuji Fukui^{B)} and Zhigao Fang^{B)}

^{A)} Japan Atomic Energy Research Institute (JAERI)

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

^{B)} High Energy Accelerator Research Organization (KEK)

1-1 Oho, Tsukuba, Ibaraki, 305-0801

Abstract

Total System of 324MHz-Low Level RF Control for J-PARC Linac was produced and its performance study was done. In this system, in order to stabilize the Klystron output and to compensate the linearity of that, an analog feedback control system is adopted. The response function including phase characteristic (vector locus) of this feedback system was obtained by means of measurement. From this result the prospect for the transient analysis is discussed.

J-PARC リニアック

低電力高周波アナログフィードバック制御系の特性評価

1. はじめに

原研東海研究所で建設が進んでいるJ-PARC加速器²のリニアックでは、第1期として負水素イオンを181MeVまで加速するための装置の据付が現在行われている。加速高周波源として324MHzのクライストン(DC電圧110kV)20台により、それぞれRFQ(1台)、DTL(2台)、SDTL(32台)の各空洞へ加速電力が供給される(600 μ s, 50ppsのパルス運転)。SDTLでは1台のクライストンで空洞2台へ供給する。ビームロスを抑え高品質ビーム供給のため、加速電界には振幅、位相それぞれ $\pm 1\%$ 、 $\pm 1^\circ$ 以内の安定性が必要で、フィードバック(FB)/フィードフォワード(FF)制御により振幅と位相の安定化を行う。その実機用の低電力高周波(LLRF)制御システム全体(図1、製作：株式会社サムウエイ³、デジタルFB系はNEC)が完成し

その特性評価を行った。本稿では特にクライストン出力安定化のためのアナログFB制御モジュールの特性評価について述べる。

本システムのFB制御ではPI制御を行っているが、アナログによる部分は、そのPI係数などのパラメータを正確に与えることができず、前もって計算での正確な評価が難しい。そこで逆に、測定により応答関数を求め係数を決めることで、より詳細な特性評価もしくは過渡的な応答特性の解析の可能性について考察する。

応答特性の計測では、振幅の周波数特性に関する報告はよく見られるが、位相特性を含めた測定結果はあまり見ることがない。今回は振幅・位相の両方の特性（ベクトル軌跡）を測定できたので、その結果を報告する。

2. LLRF制御システム

図1に本システムの全体構成を示す。図はクライストロン1台でSDTL空洞2台(Tank1, 2)に電力供給する場合である。加速電場(振幅・位相)の安定化はデジタル制御方式(cPCIモジュールのFPGA)により2つの空洞のベクターサムでFB制御を行う。また空洞

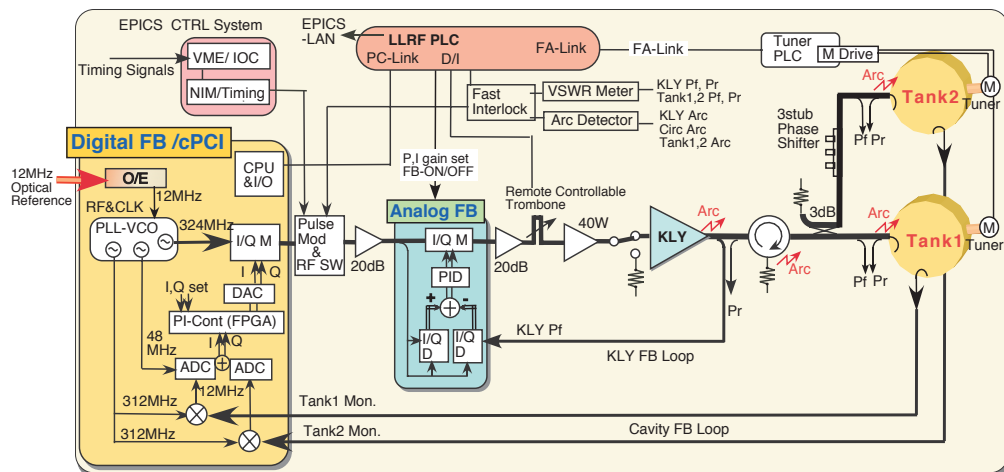


図 1 : LLRF制御システム全体構成

¹E-mail: tetsuya.kobayashi@j-parc.jp, ²<http://www.j-parc.jp/>, ³<http://www.thamway.co.jp/>

チューナーの自動制御も本デジタルFBシステム(DSPボード)が担う。これらの性能の詳細は[1]に報告される。

本システムでは更に、図のようにクライストロン出力の安定化を行うFBループを内側に設けている。本来、空洞電界のFB制御(外側ループ)だけで問題はないと考えられるが、高圧DC電源1台でクライストロン4台に印加するため、電圧サグが大きい(約5%=位相サグ 25° 以上になる)、及びビームローディングが大きく動作点が飽和に近いことが懸念される。そのためクライストロン出力に対して入出力特性の線形性を補償し、またDC電源変動(主に電圧サグ)に対する補正を行うことで、加速電場の安定化をより確実なものとする。

インターロックシステム等を含めこれらの装置はPLCにより統括されタッチパネルから操作を行う。

3. クライストロン出力FB制御

上記のクライストロン用内側ループではアナログFB回路(図1の"Analog FB")を採用し、外側ループ同様I/Q成分で制御する^{[2][3]}。外側の振幅・位相制御のため、内側の制御では入力信号自信を基準にした入力追従型(線形な入出力特性、及び空洞位相回転とは無関係)である必要がある。そのためI/Q変調・復調器の構成が図1のようになる。

PI制御の回路構成を図2に示す。これまでKEKでのR&Dのため製作されたもの^{[2][3]}(製作：日本高周波⁴⁾)と同じ方式を実機用でも踏襲している。積分係数、比例係数をそれぞれ R_i 、 R_p の抵抗を変えることで調整する。これによりPI係数が連続可変で調整しやすいといった特徴があるが、実機用ではこれらの抵抗は64段階(調整に十分な分解能)のデジタル抵抗にし、PLCから設定可能とした。

4. 性能評価

図3にクライストロン出力の安定化FB制御を行った結果を示す。図の左はクライストロン出力のパル

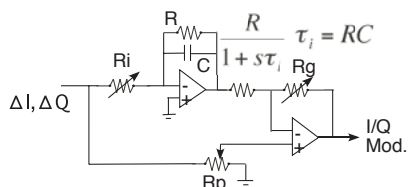


図2：PI制御回路構成。R=4.3k Ω 、C=0.022 μ F。

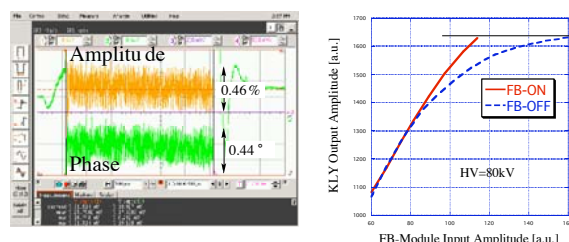


図3：FB制御クライストロン出力安定化特性

ス波形(振幅と位相)で、振幅・位相変動それぞれ $\pm 0.23\%$ 、 $\pm 0.22^{\circ}$ 以内である。またサグはほとんど見られない。FB制御なしでは約 15° の位相サグであった(本測定はDC電圧80kV、クライストロン2台に印加で電圧サグ約2.4%)。[2][3]の報告における当初の設計では 1° 近い位相サグが残ってしまっていたが、今回の実機用では更に積分回路のRとCを最適化することで位相サグをなくすことができた。

図3の右は、飽和付近の入出力特性である(横軸はFBモジュール入力振幅、縦軸がクライストロン出力の振幅)。実線がFB制御あり、波線がFB制御なしの場合で、ほぼ線形性が保たれることが分かる。

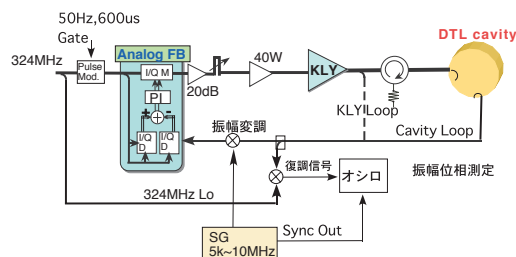


図4：応答特性の測定

5. 応答関数の測定

図2の R_i 、 R_p のデジタル抵抗は帯域が数MHzと言われFB制御に問題がないか確認する必要があった(クライストロン帯域は約1MHz)。また厳密に係数が決まらないアナログFB系において、より詳細な応答特性の解析を行えるよう、位相特性も含めた応答関数(ボード線図、ベクトル軌跡)を測定により求めた。

図4に測定のセットアップを示す。図のようにFBのモニター信号に振幅変調をかけ強制的に変動を作り、その1ループ後(変調直前)のFB制御された信号をミキサーにより復調しオシロスコープで測定した。この時同時に、元の変調信号との位相差をオシロスコープ上で測定した。変調信号の周波数を変え、復調信号(オシロ上)の振幅と位相の変化を測定した。本測定においては設定位相を 45° とし、I、Q成分が同程度の制御(変調)電圧になるよう調整した。また本測定及び以下の議論においては、空洞チューナーは共振点としI、Q成分の結合はないものとする。ミキサーなどの計測系の影響は別途測定により校正を行っている。

この測定結果では、アナログFBモジュール自信の帯域は約5MHzと問題ないことが確認できた。しかし、やはりデジタル抵抗により帯域幅が制限されていると思われる。

ここで、簡単なモデルによる計算と測定結果を比較することで、この測定方法の妥当性を示し、PI係数の決定について述べる。帯域特性が明確なほうが分かり易いため、本稿では空洞(DTL)のFB制御における測定結果について示す。

図6、7は空洞を含めた制御系において、それぞれ積分ゲイン R_i (図2参照、ゲインは電流に比例)を変えた場合の測定結果(ボード線図とベクトル軌跡)である。図6は抵抗 R_i が大きく積分制御の効果

⁴ <http://www.nikoha.co.jp/>

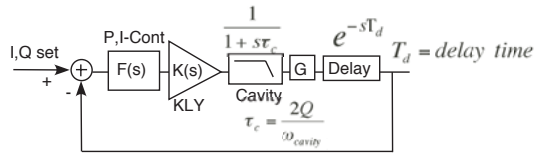


図5：FB制御系のブロックモデル

が小さい場合で、図7は R_i が小さく（図6の1/15）積分ゲインを大きくしたものである。1.5MHz付近にピークが測定されたが、これについては要因が分かっていない。実線は以下の通り簡単なモデルにおける応答関数をプロットしたものである。

本制御系の本質的な構成は、図5のように表すことができる。空洞は1次のローパスフィルタとなる。他の装置はこれより十分帯域が広いとする（実際40Wアンプなどの帯域も測定し確認している）。ここで、PI制御の伝達関数 $F(s)$ は図2から、

$$F(s) = K_g \cdot \left(K_p + \frac{K_i}{1 + s\tau_i} \right)$$

と表すことができ、図の系全体の応答関数 $H(s)$ は、

$$H(s) = \frac{A(s)}{1 + A(s)}, \quad A(s) = G \cdot F(s) \cdot K(s) \cdot \frac{1}{1 + s\tau_c} \cdot e^{-sT_d}$$

となる。ここで、クライストロンの伝達関数 $K(s)$ は、測定から2次の特性を有していたため、

$$K(s) = \frac{1}{1 + s\tau_k - \alpha s^2}$$

とし、測定結果のフィッティングから、 $\tau_k = 9.9 \times 10^{-8}$ 、 $\alpha = 1.2 \times 10^{-14}$ を決定した（ただし空洞に比べ十分帯域が広いため、この例ではほとんど関係しない）。その他のパラメータは実際の値から、積分回路の時定数 $\tau_i = 95 \mu s$ 、空洞の時定数 $\tau_c = 22 \mu s$ ($Q_L = 22400$)、遅延時間 $T_d = 0.8 \mu s$ である。 G, K_g は単純に1とし、 K_p, K_i で決めるものとする。

K_i をそれぞれ7、40とし $H(j\omega)$ をプロットしたものが図6、図7の実線である ($K_p = 1.2$)。図6はほとんど空洞の1次特性であり、積分効果が大きい図7では2次特性が現れるのが分かる。これらは測定結果とよく一致し、PI係数が得られたことになる。

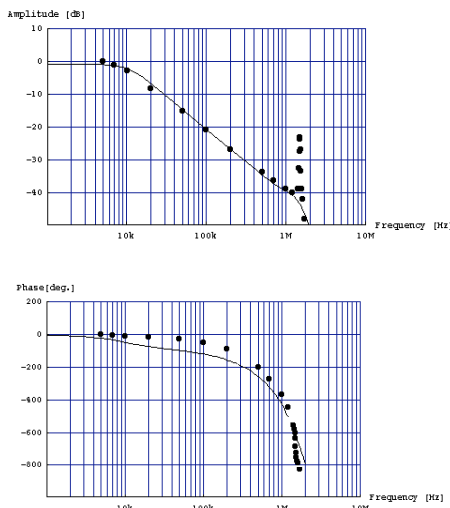


図6： $R_i = 1.2k\Omega$ の場合の測定結果。実線は $K_i = 7$ 、 $K_p = 1.2$ とした $H(j\omega)$ 。

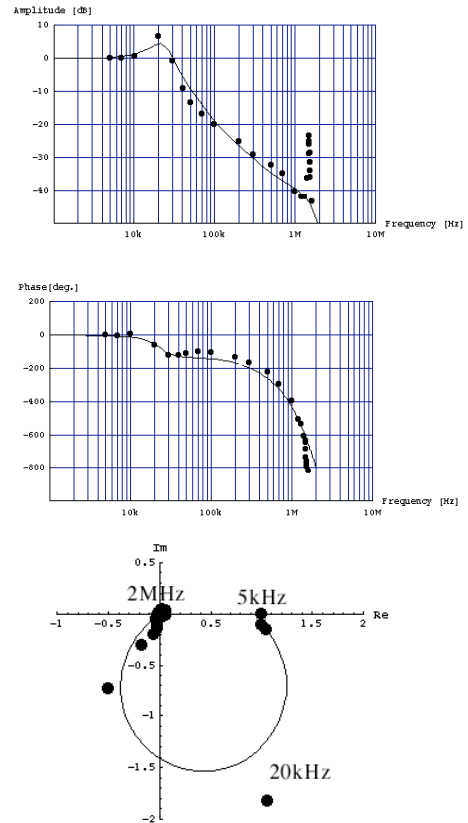


図7： $R_i = 0.08k\Omega$ の場合の測定結果。実線は $K_i = 40$ 、 $K_p = 1.2$ とした $H(j\omega)$ 。一番下はベクトル軌跡。

以上のことから、位相特性を含めた本測定方法は有意であることが分かる。また、PI係数 K_p, K_i が得られ応答関数を求めることができたので、これより過渡的な（時間軸での）応答特性の正確な評価ができる可能性がある。これについては今後の課題である。

6. まとめ

J-PARCリニアック324MHz低電力高周波制御の実機システムがほぼ完成し、その性能評価を行なった。クライストロン出力の安定化(及び線形性の補償)を行うアナログ回路FB制御系において期待通りの性能が確認された。また、位相特性を含めシステムの応答関数（ボード線図）が測定から得られ、PI係数を決定することができた。今後の課題として、得られた応答関数によりトランジェントな応答特性の解析に繋げたい。

参考文献

- [1] S. Michizono, et al., “Digital LLRF feedback control system for the J-PARC linac”, in this meeting, 22A09, 2005.
- [2] S. Yamaguchi, et al. “Feedback Control for 324MHz KLYSTRON”, Proc. of the 25th Linear Accelerator Meeting in Japan, pp. 192-194, 2000.
- [3] T. Kobayashi, et al., “Characteristics of Low Level RF System for DTL1 Beam Commissioning of J-PARC Linac”, Proc. of the 1st Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, pp. 314-316, 2004