

# KEK PF 2.5 GeV リング LLRF システムのコミッショニングと運用状況

## COMMISSIONING AND OPERATION STATUS OF THE LLRF SYSTEM AT THE KEK PHOTON FACTORY 2.5 GeV RING

内藤大地<sup>#</sup>, 山本尚人, 高橋毅, 本村新, 坂中章悟  
 Daichi Naito<sup>#</sup>, Naoto Yamamoto, Takeshi Takahashi, Arata Motomura, Shogo Sakanaka  
 High Energy Accelerator Research Organization

### Abstract

At the KEK-PF 2.5 GeV ring, the analog-based LLRF system was replaced by an FPGA-based digital system in 2023. The new system is composed of digital boards such as eRTM, AMC, and  $\mu$ RTM, based on the MTCA.4 standard. In this paper, we report on the beam commissioning of the new LLRF system for the user operation, in particular, dealing with the oscillation in the RF control feedback. After the commissioning, the LLRF system has worked well without any troubles for a total of 6 months. We also report the stability of the LLRF system during these periods.

### 1. はじめに

KEK Photon Factory(PF)の2.5 GeVリングでは2022年度に低速インターロックシステムの更新[1]、2023年8月から10月にかけて新規 low-level RF(LLRF)システムのインストールと調整を行った[2]。また2023年11月初頭にはユーザー運転に向けてビームを使った調整を行った。本論文ではビーム調整中に問題となったRF制御部の発振とその解決について報告する。ビーム調整後は何のトラブルも発生することなく、現在まで約2ヶ月のユーザー運転を3度行う事ができた。本論文ではこの期間におけるLLRFシステムの安定性についても報告する。

### 2. 新規 LLRF システムでの RF 制御

新規 LLRF システムは MTCA.4 規格のデジタルボード群で構成されている[3]。RF制御については Advanced Mezzanine Card (AMC)と Micro Rear Transition Module ( $\mu$ RTM)を用いて行う。Table 1 に主な PF RF システムのパラメーターを示す。PF では4台の空洞をそれぞれ個別のクライストロンで運用している。LLRF システムでは1組のクライストロンと空洞のペア(RFステーション)を1組のAMCと $\mu$ RTMを用いて制御している。

Table 1: The Principal Parameters of the RF System for the Photon Factory Storage Ring

| Parameter                 | Value     |
|---------------------------|-----------|
| Number of cavities        | 4         |
| Radio frequency           | 500.1 MHz |
| Harmonic number           | 312       |
| Cavity voltage per cavity | 0.425 MV  |
| Beam current              | 450 mA    |
| Klystron power per cavity | 72 kW     |

<sup>#</sup> daichi.naito@kek.jp

Figure 1 に1 RFステーションのRF制御ブロックダイアグラムを示す。RF制御はFPGA上で行われ、EPICSによって制御される。またRF制御には空洞入力と空洞ピックアップの信号を使ったダブルフィードバックを用いる。このフィードバックシステムでは空洞ピックアップ信号を用いたフィードバックの出力を、空洞入力信号を用いたフィードバックのリファレンスとして使用する。この時、それぞれのフィードバックの最上流に設置したIIRフィルターに異なるカットオフ周波数を設定する事で、フィードバックの応答速度が重ならないように設定する。こうする事で空洞入力信号を用いたフィードバックでは主にクライストロン用高圧電源で発生するリップルを除去し、空洞ピックアップ信号を用いたフィードバックではビーム負荷や同調エラーによる遅い変動を抑える、というようにフィードバックの機能分離が実現できる。このフィードバック方式は既に SPring-8 で確立され、ユーザー運転で使用されている[4]。PFでは高圧電源由来のリップルが数kHz、同調エラーやビーム負荷による変動が数Hzである事を踏まえ、それぞれのIIRフィルターのカットオフ周波数を10kHzと20Hzに設定してビーム調整に備えた。

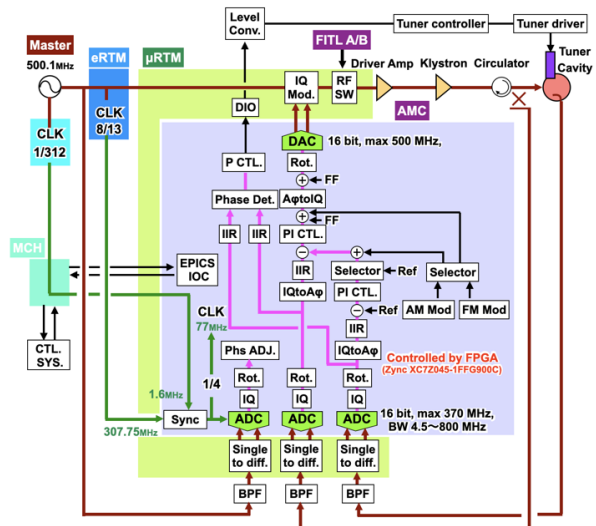


Figure 1: The block diagram of the RF control in the new LLRF system [3].

次に各 RF 信号の処理について説明する。RF 信号は ADC に入力され、そのままサンプリングされる。この時 RF 信号の周波数が 500.1 MHz に対して、サンプリング周波数は 307.75 MHz になっている。ADC でサンプリングされた信号は non-IQ sampling 法によって IQ 値に変換される。IQ 信号は ADC でのサンプリングに起因する高周波ノイズを除去するため、カットオフ周波数が 100 kHz の IIR フィルターを通して。その後 IQ 信号から振幅と位相に変換され、振幅と位相が独立に比例積分制御される。

PF LLRF の制御ロジックで特徴的なのは ADC のサンプリング周波数を RF 周波数の 8/13 (307.75 MHz) に設定している点である。分母の 13 はハーモニック数である 312 の約数となっており、周回周波数と ADC でのサンプリングを同期することができる。これによりバンチトレイン中の空洞電圧の過渡的変動が観測可能となる。この機能は次世代光源での過渡的電圧変動の補償に有用な技術で、今後はこの機能を用いた過渡的電圧変動の補償[5]を PF で検証していく予定である。

### 3. 新規 LLRF システムのビーム調整

LLRF システムのビーム調整は 11 月初頭に行った。1 日目でユーザー運転可能な状態まで調整し、別日に RF 制御のフィードバックパラメーターの最適化を行った。

初日の調整では電子バンチが受け取る加速電圧が最大になるよう、空洞同士の位相関係を調整した。調整はビーム電流が 20 mA の状態で行った。位相調整後のシンクロtron 振動数は 23.2 kHz となり、計算から求めた加速電圧が最大 (1.7 MV) の時のシンクロtron 振動数 (23.5 kHz) と良く一致した。その後、蓄積ビーム電流を上昇させていった。

しかしながらビーム電流が 100 mA を超えると RF 制御のフィードバックループが発振してしまった。そして空洞からの反射パワーのインターロックが働いて RF 出力が遮断されてしまい、ビームが蓄積できなくなってしまった。Figure 2 にフィードバック発振時の空洞ピックアップ信号振幅の時間変動を示す。空洞ピックアップを用いたフィードバックループの応答速度が IIR フィルターで 20 Hz に制限されているにも拘らず、それを大きく超える 170 Hz で発振している事が分かる。

この発振を抑えるため、徐々に IIR フィルターのカットオフ周波数を上げ、空洞ピックアップを用いたフィードバックの応答速度を上げていった。Figure 3 に IIR フィルターのカットオフ周波数とフィードバックが発振が無い状態

で蓄積できた最大電流の相関を示す。カットオフ周波数を 20 Hz から 500 Hz に上げる事で、ユーザー運転条件の 450 mA までビーム電流を蓄積する事ができ、ユーザー運転を開始する事ができた。

上述のカットオフ周波数とフィードバックループの発振の相関に関連して、MATLAB/Simulink[6]を用いた簡易シミュレーションによるフィードバックの応答変化を示す。Figure 4 にシミュレーションのブロック図を示す。このシミュレーションではクライストロンと空洞をローパスフィルターに近似しており、ビーム負荷の影響は考慮していない。また各要素の遅延量にはインストール時の調整で測定した値[2]を使用している。

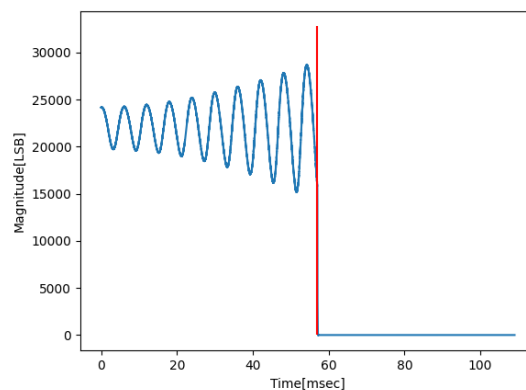


Figure 2: Time dependence of the cavity-voltage amplitude waveform. The red line shows the time when the RF output was turned off by the interlock.

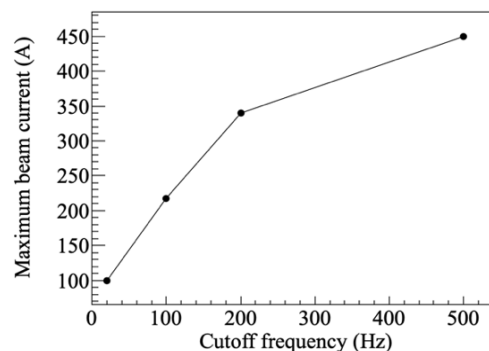


Figure 3: Maximum beam current achieved without any feedback oscillations as a function of the IIR-filter cutoff frequency [3].

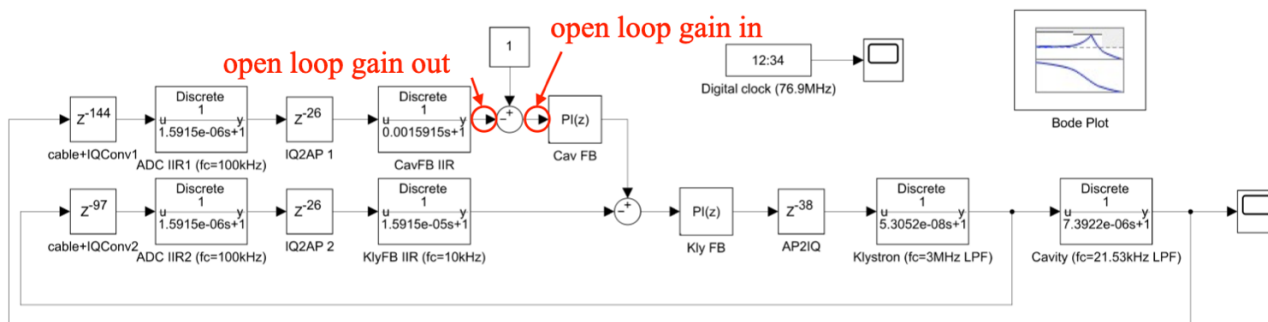


Figure 4: Block diagram of the open loop gain simulation. The effect of the beam loading was not concerned.

Figure 5 に Fig.4 中の open loop gain in と out の位相差を示す。横軸が入力信号の周波数、縦軸が位相差になっており、空洞ピックアップ信号を用いたフィードバックの位相進みに相当する。Figure 5 中の 4 色の曲線は IIR フィルターのカットオフ周波数がそれぞれ 20 Hz、200 Hz、500 Hz、1 kHz の時の位相進みを示している。一般的にフィードバックは位相進みが -180 度を下回った時にゲインが 0 dB を上回っていると発振する。Figure 5 からカットオフ周波数が低い時は位相進みに下向きのピークが生じており、もしビーム負荷によってこのピークでの位相がさらに低下した場合はフィードバックの発振が起きうる。

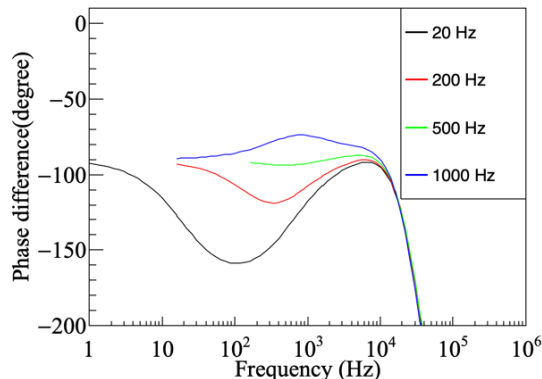


Figure 5: Phase difference between the input and output of the cavity-pickup feedback controller as a function of the frequency. A simplified simulation without beam [3].

フィードバックが発振してビームダンプが起きた時に観測されたフィードバックの発振周波数とその際に設定していた IIR フィルターのカットオフ周波数( $F_c$ )との相関(黒線)と、簡易シミュレーションにおける位相進みの下向きピークの周波数とその際に設定していたカットオフ周波数との相関(赤線)を Fig. 6 に示す。Figure 6 より発振周波数と下向きピークの周波数の絶対値はずれているが、カットオフ周波数の変化に対する変化は同じ傾向を示している。この事実と Fig. 5 から、ビーム負荷によって位相進みが変化している事、カットオフ周波数を上げる事で位相進みが改善してよりフィードバックが安定になる事が類推される。

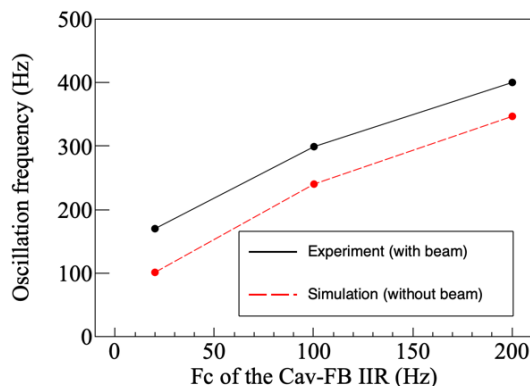


Figure 6: The frequency of the feedback oscillation as a function of the cutoff frequency.

次に後日行ったフィードバックパラメータの最適化について報告する。ここでは空洞ピックアップ信号の短期時間変動が最小になるよう、空洞ピックアップ信号を用いたフィードバックの比例ゲインと積分ゲインの最適化を行った。この時、ビーム電流はユーザー運転と同じ 450 mA で行った。パラメータは比例ゲインを固定した状態で積分ゲインを段階的に上げていった。そしてフィードバックが発振してビームが散逸するとビームを再蓄積し、比例ゲインを少し増やした状態で同様に積分ゲインを上げていった。Figure 7 に 450 mA ビーム蓄積時の空洞ピックアップ信号振幅の短期変動、Fig. 8 にビームがない時の短期変動を示す。どちらも横軸が比例ゲイン、縦軸が積分ゲインを示し、カラーバーが振幅変動の大きさを示す。振幅変動の定義は振幅の時間変動の RMS(0.1ms 間)を  $A_{RMS}$ 、振幅の時間平均(0.1ms 間)を  $A_{mean}$  とすると、

$$\text{振幅変動} = \left( \frac{A_{RMS}}{A_{mean}} - 1 \right) \times 100 \quad (1)$$

と定義した。また空白部分はフィードバックが発振して RF が遮断され、振幅変動が観測不能だった領域を示す。

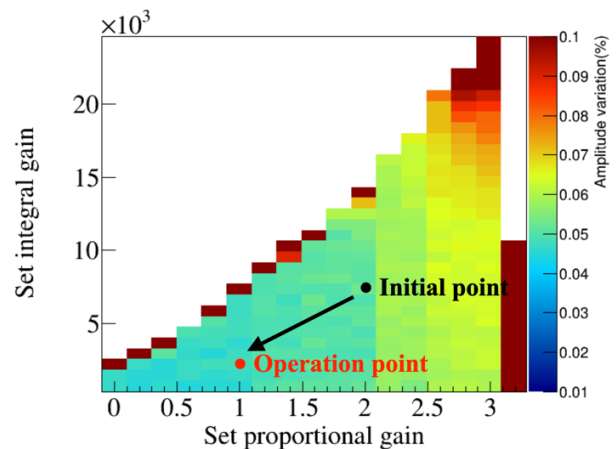


Figure 7: Measured amplitude variation of the cavity pickup signal as the function of the feedback parameters with a beam current of 450 mA [3].

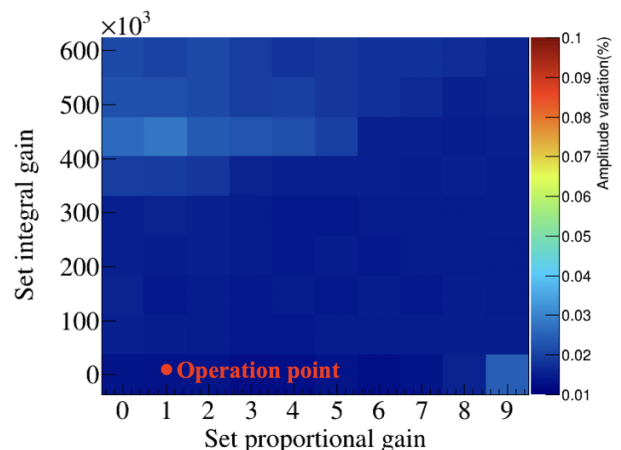


Figure 8: Measured amplitude variation of the cavity pickup signal as the function of the feedback parameters without the beam. Note that the scales in horizontal and vertical axes are larger as compared to those in Fig. 5.

Figure 7 と Fig. 8 の比較からビーム負荷があると、フィードバックの安定領域が著しく制限される事が分かった。また空洞ピックアップ信号の安定性が悪くなるのも分かった。例えば Fig. 7 の operation point での振幅変動は 0.06 %と、ビームなしの時と比べて 5 倍大きくなっている。一方で安定性としてはビーム有りでも十分に低い値を達成できている。またパラメータの最適化としてはビーム運転前にオフラインで調整した比例ゲインと積分ゲイン (2, 7.3e3)から(1, 2.9e3)に変更し、RF 制御が不安定なパラメータからより離れた領域で運転する事にした。

最後にビーム有無しでの空洞ピックアップ信号の FFT を比較した結果を Fig. 9 に示す。Figure 9 中におけるビームなしの FFT(黒線)と 450 mA のビームを蓄積した状態での FFT(赤線)の比較から、ビーム電流が増えると、ビーム不安定性起因と思われる 4 kHz 以上の成分が増えている事が分かる。また 1 kHz 付近のピークやその周辺でも信号強度が増加している。現在の所、これらの信号強度増加の明確な原因の特定には至っていない。原因の特定にはフィードバックパラメータの変化に対する各周波数成分の増減や、ビーム負荷を考慮した回路シミュレーションを行うなど、ビーム負荷がある場合のフィードバックの応答に対する理解を深める必要がある。一方で現状でも振幅の変動は±0.056 %以下、位相の変動は±0.053 度以下を達成できており、新規デジタル LLRF システムにより非常に高い安定性を実現できた。

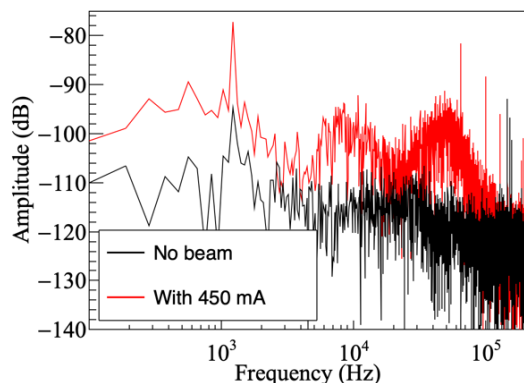


Figure 9: The FFT of cavity pickup signal with and without stored beam.

#### 4. 新規 LLRF システムの長期安定性

新規 LLRF システムはビーム調整後、2023 年 11-12 月、2024 年 2-3 月、2024 年 5-7 月と合計約 6 ヶ月のユーザー運転中一度も不具合を起こす事なく、安定に運用できた。本章では 3 つの期間のうち、5-7 月期のデータから行った RF 制御フィードバックと LLRF システム自体の安定性評価について報告する。

RF 制御フィードバックの安定性は LLRF で 1 秒毎に EPICS レコードとしてアーカイブされた空洞ピックアップ信号を用いた。Figure 10 に空洞ピックアップ信号振幅の時間変動を示す。横軸が時間、縦軸が振幅変動を示す。振幅変動の定義は各時刻の振幅を  $A(t)$ 、全時間の振幅の平均値を  $A_{mean}$  とすると、

$$\text{振幅変動} = \left( \frac{A(t)}{A_{mean}} - 1 \right) \times 100 \quad (2)$$

とした。黒、赤、緑、青の 4 色の曲線は 4 つある RF ステーションそれぞれの空洞ピックアップ信号の時間変動を示している。また MB と書かれた区間はマルチバンチ運転モード、HB と書かれた区間はハイブリッド運転モードの区間を示す。時折見える 0.2 %近いピークはビームの入射タイミングと同期しており、入射キッカーが周回ビームを蹴っている効果が見えていると思われる。またハイブリッドモードの方がマルチバンチモードよりも安定性が悪くなっている。これはハイブリッドモードでは長いバンチギャップによりビームの周回周波数(1.6 MHz)に同期した電圧変動が空洞内に生じるためである。振幅の時間変動に関しては全期間を通してその RMS が±0.06 %以下となっており、RF 制御フィードバックが安定に動作し続けている事が分かった。

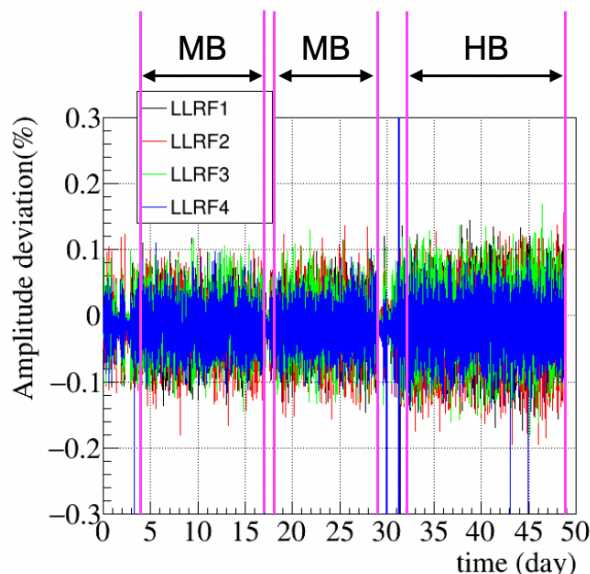


Figure 10: Amplitude variation of the cavity pickup signals.

LLRF システム自体の安定性評価は RF 基準信号の振幅と位相のモニター値から評価した。モニターには RF 制御に用いているデジタルボードの空き ADC チャンネルを用い、空洞ピックアップ信号と同様に EPICS レコードとしてアーカイブした。この時、RF 基準信号は十分安定で、観測した基準信号の時間変動は全て LLRF システムでの信号検出が変動していると仮定した。また LLRF システム内の温度を熱電対、湿度を湿度計により測定し、データロガーを用いて記録した。Figure 11 に RF 基準信号振幅の時間変動と、LLRF システム内の温度の時間変化を示す。Figure 11 の横軸は時間、上図の縦軸は振幅変動、下図の縦軸は温度変化を示す。また振幅変動の定義は Eq. (2)と同じである。Figure 11 から LLRF システムで検出された RF 基準信号の振幅が約 50 日間の間に±0.5 %変化しているのが分かる。またこの変動は Fig. 11 下図に示す LLRF システム内の温度変化と強い相関を持っている。この変動が LLRF システム自体の変動だとすると、LLRF システム外の系から見た空洞電圧も LLRF システム内の温度に対して 1.5 %/°C程度で変化し

ていることになる。しかしながらこの変動は非常に遅い変動で、PF のユーザー運転では問題にならないとともに、その補正も比較的容易だと思われる。またこの変動の原因としては信号を検出している ADC の温度変化を疑っている。

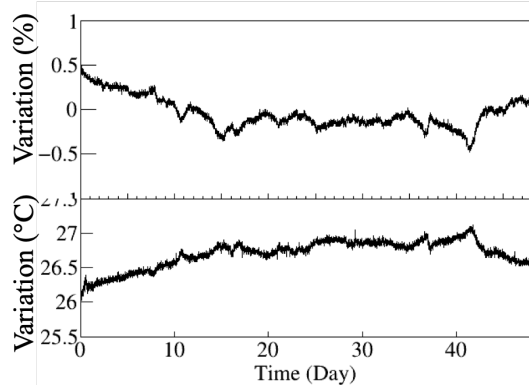


Figure 11: Variation of the master RF signal amplitude (top) and variation of the room temperature (bottom).

今度は Fig. 12 に RF 基準信号の位相変動(上図)と LLRF システム内の湿度変化(下図)を示す。Figure 12 の横軸は時間、上図の縦軸は位相変動、下図は湿度変化を示している。位相変動の定義は各時刻の位相と全時間の平均位相との差である。Figure 12 から LLRF システムで検出された RF 基準信号の位相が約 50 日間の間に  $\pm 0.8$  度変化しているのが分かる。またこの変動は Fig. 12 下図に示す LLRF システム内の湿度変化と強い相関を持っている。この変動が LLRF システム自体の変動だとすると、LLRF システム外の系から見た空洞電圧も湿度に対して  $0.075\%/\%RH$  程度で変化していることになる。この変動も振幅の場合と同様に非常に遅い変動で、PF のユーザー運転では問題にならないとともに、その補正も比較的容易だと思われる。またこの変動の原因としては RF 基準信号から ADC 用のサンプリングクロックを生成しているモジュールの湿度変化を疑っている。

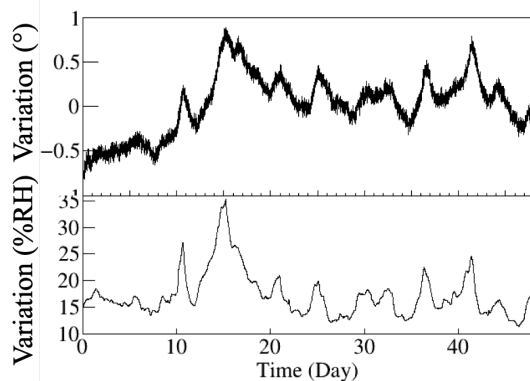


Figure 12: Variation of the master RF signal phase (top) and variation of the room humidity (bottom).

## 5. まとめ

PF 2.5 GeV リングでは 2023 年度に LLRF システムを MTCA.4 規格のデジタルシステムへ移行した。2023 年 8

月から 10 月にかけて LLRF システムのインストールと調整を行ったのち、2023 年 11 月初頭にはユーザー運転に向け、ビームを用いた調整を行った。

蓄積ビーム電流を増やした際にはビーム負荷起因と思われる RF 制御フィードバックの応答変化が観測され、RF 制御フィードバックが発振してビーム電流の蓄積が滞った。これには RF 制御フィードバックの応答速度を 20 Hz から 500 Hz に上昇させることで対処し、ユーザー運転条件である蓄積ビーム電流 450 mA を達成できた。

その後行った RF 制御フィードバックのパラメータ最適化ではビーム負荷があるとフィードバックパラメータの安定領域が非常に狭くなることが分かった。この原因については現在調査中である。パラメータ最適化後に振幅と位相の変動を評価した所、それぞれ  $\pm 0.056\%$  以下と  $\pm 0.053$  度以下を達成できており、新規デジタル LLRF システムにより非常に高い安定性を実現できた。

LLRF システムの長期安定性に関しては 2024 年 2-3 月期のデータを評価した。RF 制御フィードバックの安定性については非常に優れた安定性を示しており、運転中にフィードバック能力が低下するような事象は観測できなかった。LLRF システム自体の安定性に関しては振幅、位相の検出においてそれぞれ  $1.5\%/^{\circ}C$  程度、 $0.075\%/\%RH$  程度の変化が観測された。しかしながらどちらも非常に遅い変化で、PF のユーザー運転で問題とならないこと、補正自体も比較的難しくないことが分かった。今後は RF 基準信号を用いた空洞ピックアップ信号の補正について検討していく。

## 謝辞

PF デジタル LLRF システム開発にご協力、アドバイスをいただいた KEK 加速器研究施設の小林鉄也氏、杉山泰之氏、二ツ川健太氏、松本利広氏、三浦孝子氏、日本原子力研究開発機構の田村文彦氏、SPring-8 の大島隆氏に謝意を述べる。またデジタル LLRF システムの製作及びデバッグにご尽力いただいた三菱電機ディフェンス&スペーステクノロジーズの岩城孝志氏、大河内嵩人氏、北川隆太氏、寺田晃氏、張替豊旗氏、山崎伸一氏、漁師雅次氏に謝意を述べる。

## 参考文献

- [1] T. Takahashi *et al.*, "Implementation of RF slow-speed interlock system using PLC at KEK-PF", Proc. PASJ2023, Funabashi, Japan, Aug, 2023, pp. 287-289.
- [2] D. Naito *et al.*, "Progress report on the update of the low-level RF system at KEK-PF ring", Proc. PASJ2023, Funabashi, Japan, Aug, 2023, pp. 190-194.
- [3] D. Naito *et al.*, "Commissioning of the digital LLRF system at the KEK Photon Factory 2.5 GeV ring", Proc. IPAC24', Nashville, USA, May, 2024, pp. 3442-3445. doi:10.18429/JACoW-IPAC2024-THPG71
- [4] T. Ohshima *et al.*, "Development of a New LLRF System Based on MicroTCA.4 for the SPring-8 Storage Ring", Proc. PASJ2018, Nagaoka, Japan, Aug, 2018, pp. 55-59.
- [5] N. Yamamoto *et al.*, "Reduction and compensation of the transient beam loading effect in a double rf system of synchrotron light sources", *Phys. Rev. Accel. Beams* **21**, 01200, Jan 2018. doi:10.1103/PhysRevAccelBeams.21.012001

**PASJ2024 FROA01**

[6] MATLAB/Simulink by TheMathWorks,Inc., <https://jp.mathworks.com>