

KEK PF 2.5 GeV リング新規デジタル LLRF の開発と性能評価

PERFORMANCE EVALUATION AND DEVELOPMENT OF THE NEW DIGITAL LLRF SYSTEM AT THE KEK 2.5 GeV RING

内藤大地[#], 山本尚人, 高橋毅, 本村新, 坂中章悟

Daichi Naito[#], Naoto Yamamoto, Takeshi Takahashi, Arata Motomura, Shogo Sakanaka
High Energy Accelerator Research Organization (KEK)

Abstract

At the KEK-PF 2.5 GeV ring, we have been developing and evaluating the digital-based LLRF system since 2022. The new system is composed of digital boards such as eRTM, AMC, and μ RTM, based on the MTCA.4 standard. The new LLRF system was installed in 2023 and we have been modifying the firmware of the RF control system to improve its performance. In this paper, we report on the improvement of the reflection coefficient at the RF input. We also report the improvement in the signal distortion at the RF output.

1. はじめに

KEK-PF 2.5 GeV リングでは 2021 年から MTCA.4 規格のデジタル LLRF システムの開発を行ってきた[1]。このシステムではデジタルボードに実装された FPGA を用いて RF 制御やインターロック監視を行なっている。2021 年度に試作機を製作し、2022 年度に試作機の性能評価を行った。そしてその結果をフィードバックしながら実機を製作した。その後 2023 年 8-10 月にかけて実機をインストールし、2023 年 11 月からユーザー運転で運用している[2]。またユーザー運転開始後も RF 制御の性能向上を目指してファームウェアの改良を行ってきた。本論文では試作機からの実機への改修、特に RF 信号入力部の反射率改善について報告する。またユーザー運転後に行った RF 出力信号の歪み補正機能の追加についても報告する。

2. 新規 LLRF システムのハードウェア

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[2]。Figure 1 に LLRF システムにおける RF 入/出力部のダイアグラムを示す。RF 信号は Micro Rear Transition Module (μ RTM)内で 50 Ω インピーダンスの信号から 100 Ω インピーダンスの差動信号に変換される。その後 Zone3 コネクタを介して Advanced Mezzanine Card (AMC)上の ADC に送られる。ADC で

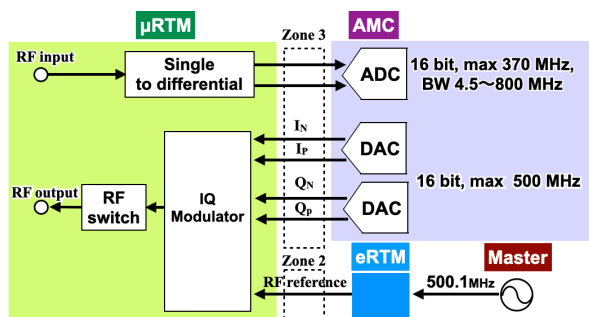


Figure 1: Diagram of the RF input and output.

[#] daichi.naito@kek.jp

は Non-IQ sampling 法によって RF 信号を IQ 信号として取得する。この時 RF 信号の周波数は 500.1 MHz を想定しており、ADC は 307.75 MHz のサンプリングクロックで動作している。IQ 信号は AMC 上の FPGA に送られて RF 制御やインターロック監視に用いられる。また 1 組の μ RTM と AMC で 6 チャンネルの RF 信号を検出できる。RF の出力に関しては I と Q の信号をそれぞれ DAC から差動信号で送り出し、IQ 変調器で RF 基準信号と合成して出力する。また 1 組の μ RTM と AMC で 1 チャンネルの RF を出力できる。

3. RF 入力部の反射率改善

この章ではまず試作機での RF 入力部の性能評価結果を紹介する。次に実機で行った性能改善について説明し、最後に実機での性能評価結果を報告する。

3.1 試作機での RF 入力部の性能評価

RF 入力部を介して ADC で検出された信号の特性を評価するため、信号源から 500.1 MHz の RF 信号を入力し、ADC で検出された RF 信号の振幅を評価した。Figure 2 に入力した RF パワーと ADC で検出された信号の振幅の相関を示す。各曲線は入力チャンネルごとの相関を示す。Figure 2 から同じパワーを入力した際に振幅が 30% 以上バラつくことが分かった。

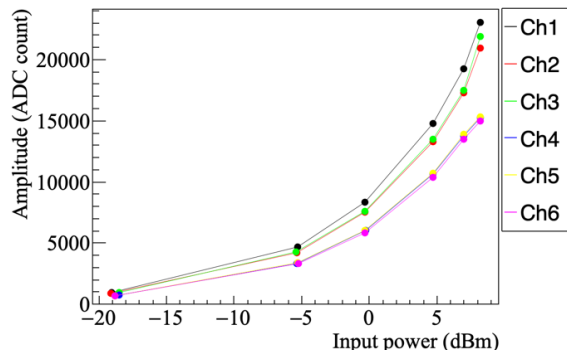


Figure 2: Signal amplitude measured by the prototype digital board as a function of the input power.

ADC で検出される振幅のバラツキの原因として、反射率の違いをネットワークアナライザで測定した。Figure 3 に反射率測定の結果を示す。Figure 3 の横軸は入力テスト信号の周波数、縦軸が各周波数での反射率を示す。また各色はそれぞれの入力チャンネルに対応している。Figure 3 から 500.1 MHz の入力信号に対して反射率が 0.5 近いチャンネルがあることが分かった。また反射率が入力周波数によって周期的に変化していることも判明した。このことから反射を起こしている場所は 1 箇所ではなく、複数の場所での反射が重なりあっていると考えられる。すると周波数によって反射波の干渉具合が変化し、見かけの反射率が変化することになる。

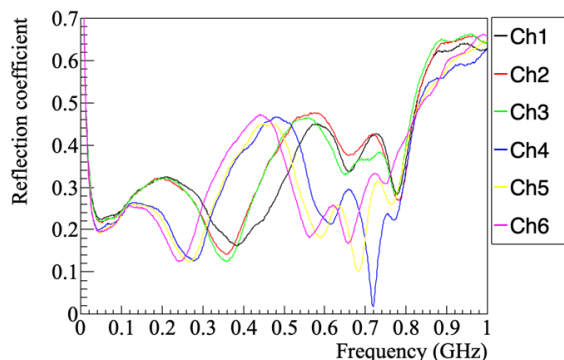


Figure 3: Reflection coefficient of the prototype-board RF input as a function of the input signal frequency.

反射が起こった場所を特定するため、RF 検出部の Time Domain reflectometry (TDR) 測定を行った。Figure 4 に測定結果を示す。横軸が入力からの距離、縦軸が各場所でのインピーダンスを示す。測定結果から主に 3 箇所所で反射が起こっていることが分かった。1 箇所目は信号のシングル-差動変換部、2 箇所目は μ RTM と AMC を Zone3 コネクタで接続している部分、3 箇所目は ADC の入力部であった。

この結果を踏まえてシングル-差動変換部と ADC 入力部の調査を行った。シングル-差動変換に関しては 50 Ω シングルから 50 Ω 差動への変換となっていることが判明した。 μ RTM では差動変換後の線路インピーダンスは 100 Ω となっているので、シングル-差動変換下流でインピーダンス不整合が起こっていることが判明した。

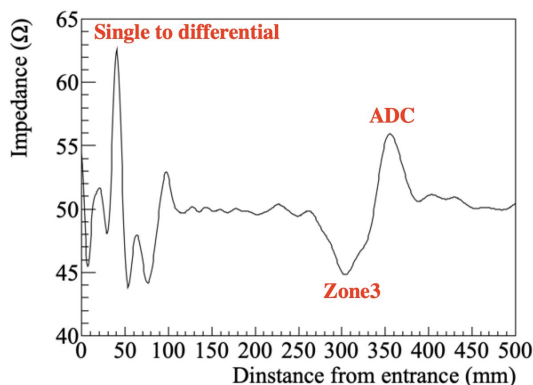


Figure 4: Impedance in the μ RTM and AMC as a function of the distance.

ADC の入力部に関しては Fig. 5 に示す通り、入力インピーダンスが周波数に大きく依存することが判明した。その結果、500.1 MHz では ADC の入力インピーダンスが 100 Ω から大きくずれており、インピーダンス不整合が起きていることが判明した。

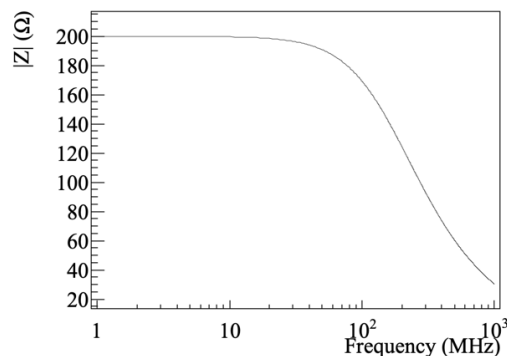


Figure 5: Impedance of the ADC input as a function of the input signal frequency.

これらの結果を踏まえて実機では 50 Ω シングル-100 Ω 差動変換を実装した。また、ADC の入力部は 500.1 MHz で入力インピーダンスが 100 Ω となるように抵抗を追加した。Figure 6 に実機での RF 入力パワーと ADC で観測される振幅の相関を、Fig. 7 に反射率測定の結果を示す。振幅のバラツキに関しては 30% 以上あったものが $\pm 2%$ まで改善することが出来た。反射率に関しても 500.1 MHz での反射率が大きく改善した。一方でまだ反射率の大きいチャンネルも存在している。反射率が大きいチャンネルはシングル-差動変換後から ADC 入力までの経路長が長いチャンネルであり、経路長の短縮が反射率の改善にもっとも有効である。しかしこれを実行するには MTCA.4 規格で指定されているコネクタ位置やコネクタの見直し等、抜本的な変更が必要となる。

4. RF 出力信号の歪み補正

PF 2.5 GeV リングでは 2023 年 11 月初頭にビームを用いた新規デジタル LLRF の調整を行ない、その後はこの LLRF を用いて安定的なユーザー運転を行っている [3]。またユーザー運転開始後もさらなる性能向上のために随時機能追加を行なっている。この章では RF 出力信号の歪み評価とその補正機能の実装について報告する。

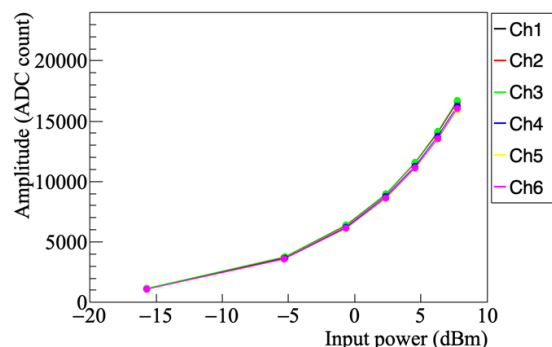


Figure 6: Signal amplitude measured by the modified digital board as a function of the input power.

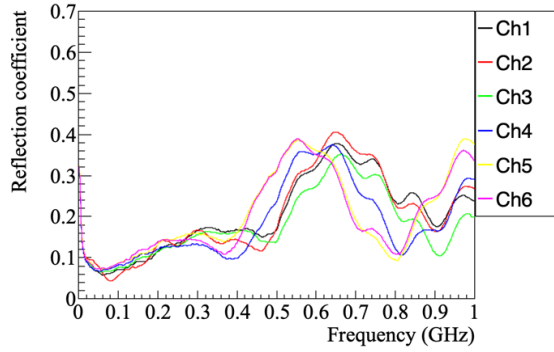


Figure 7: Reflection coefficient of the modified-board RF input as a function of the input signal frequency.

RF 出力は Fig. 1 のように DAC から出力した IQ 信号を IQ 変調器で基準 RF 信号と合成して出力する。そのため DAC の個体差によって IQ 信号にオフセットが発生したり、IQ 変調器の非線形性によって I と Q 信号の位相差が 90 度からずれたりする。すると RF 出力の振幅のみを変更した場合でも位相が追従して変化する。

RF 出力を LLRF の RF 入力に直接接続し、位相設定値を変えずに振幅設定値のみを変化させていったときに、ADC で検出した位相の変化を Fig. 8 に示す。横軸が設定した RF 出力の振幅、縦軸が ADC で観測された RF 出力の位相を示す。また黒線は RF 出力を RF 入力に接続して測定した結果、赤線が RF 出力をボルテージメータに入力して測定した結果である。いずれの測定結果でも、本来振幅を変えても一定であるはずの位相が変化している。ユーザー運転では振幅設定値を 20000 程度に設定して運用するが、この付近では振幅が 1% 変化すると位相が 0.02 度変化してしまう。この変動は空洞電圧の振幅位相の安定化に悪影響を与えている可能性があるため、RF 出力の I と Q 成分を補正することにした。

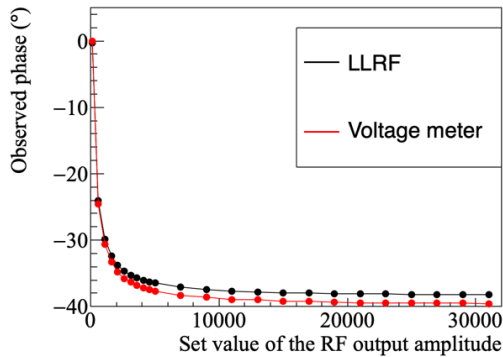


Figure 8: The phase variation of the RF output when the amplitude of the RF output was changed.

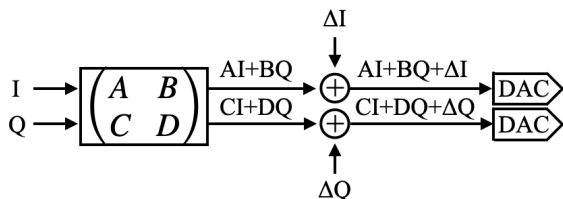


Figure 9: Diagram of the IQ signal correction.

I と Q 成分を補正するため IQ 信号をオフセットと回転行列で任意に変形できる機能を DAC へ設定値を送る直前に導入した (Fig. 9)。具体的には I と Q のオフセット設定値をそれぞれ $\Delta I, \Delta Q$ 、回転行列の要素を A, B, C, D 、補正後の値を I' と Q' とおくと

$$\begin{pmatrix} I' \\ Q' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I \\ Q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Delta I \\ \Delta Q \end{pmatrix} \quad (1)$$

と任意に補正できるようにした。次に RF 出力信号を LLRF の RF 入力に直接接続した状態で、各補正パラメータの決定方法を検討した。補正パラメータの決定ではまず ΔI と ΔQ を決定し、その後に行列要素を決定することにした。

IQ 信号のオフセットを I_{offset}, Q_{offset} とおき、RF 信号出力から ADC までの位相進みを θ 、信号の減衰率を ζ とおくと検出される信号は

$$\begin{pmatrix} I' \\ Q' \end{pmatrix} = \zeta \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I + I_{offset} \\ Q + Q_{offset} \end{pmatrix} \quad (2)$$

と書ける。Q の設定値がゼロの時には

$$\begin{pmatrix} I' \\ Q' \end{pmatrix} = \zeta \begin{pmatrix} I \cos \theta + I_{offset} \cos \theta - Q_{offset} \sin \theta \\ I \sin \theta + I_{offset} \sin \theta + Q_{offset} \cos \theta \end{pmatrix} \quad (3)$$

となる。したがって Q の設定値をゼロに固定した状態だと、検出される I' と Q' は I の設定値に対して線形に変化することができる。さらに I と Q の設定値がどちらもゼロの時に検出された IQ 値を I^0, Q^0 とおくと、

$$\begin{pmatrix} I_{offset} \\ Q_{offset} \end{pmatrix} = \frac{1}{\zeta} \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I^0 \\ Q^0 \end{pmatrix} \quad (4)$$

と計算することができる。実際に I の設定値を変化させて測定した結果の例を Fig. 10 に示す。横軸が RF 出力の I 設定値、縦軸が ADC で検出した値である。また黒線が観測された I 成分、赤線が Q 成分を示す。これらの直線を直線 fit した結果と Eq. (3) から、試験に用いた RF 出力のオフセットは $(I_{offset}, Q_{offset}) = (143, 203)$ と求めた。そしてこれらの値にマイナスをかけた値を ΔI と ΔQ として設定してオフセット成分を補正した。

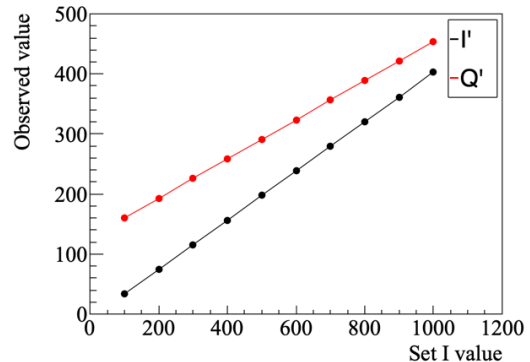


Figure 10: Observed I' and Q' as the function of the set I value.

次にオフセット成分が完全に除去されたと仮定し、検出される I' と Q' を

$$\begin{pmatrix} I' \\ Q' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_1 \cos(\theta + \varphi) \\ V_2 \sin \theta \end{pmatrix} \quad (5)$$

と定義する。この時 φ は I 成分と Q 成分の 90 度からのずれを表している。観測される値が位相進み θ に依らず一定となるには Eq. (1) と Eq. (5) から

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \cos(\theta + \varphi) \\ V_2 \sin \theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_2 \cos \theta \\ V_2 \sin \theta \end{pmatrix} \quad (6)$$

を満たすように IQ 信号を変形させれば良い。これには

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{V_2}{V_1} \cdot \frac{1}{\cos \varphi} & \tan \varphi \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (7)$$

を満たすように変換係数を決めれば良い。そこで RF 出力の振幅設定値を固定した状態で位相設定値を変化させながら IQ 値を測定し、その結果を Eq. (5) で fit することにより補正值を計算した。Figure 11 に測定結果の例を示す。横軸は位相の測定値、縦軸が IQ 信号の振幅を示す。また黒点が I 成分、赤点が Q 成分を示す。このグラフを Eq. (5) で fit して V_1 , V_2 , φ を求め、Eq. (7) に代入することで $A=1.00$, $B=-0.011$ という補正係数を得た。

行列とオフセットによる補正係数を決定出来たので、補正の効果を確認した。Figure 12 に位相設定値は一定で、振幅設定値のみを変化させていったときに、ADC で観測された RF 出力位相の変化を示す。なお、横軸と縦軸は Fig. 8 と同じである。また黒線が何も補正がない時、赤線がオフセットのみで補正した時、緑がオフセットと行列の補正を追加した結果である。補正をかけることにより、振幅の変動に追従して位相が変動する影響がほぼ解消された。今度は振幅を一定にして位相設定値を変化させていった時に、ADC で観測された振幅変化を Fig. 13 に示す。横軸が ADC で観測された信号の位相、縦軸がその振幅を示す。また各曲線の定義は Fig. 12 と同一である。信号の歪みを補正することで、振幅の変動を元の 1/5 まで減らすことに成功した。

5. まとめ

KEK-PF 2.5 GeV リングでは 2021 年度に MTCA.4 規格のデジタル LLRF システムの試作機を製作し、2022 年度に試作機の性能評価を行った。

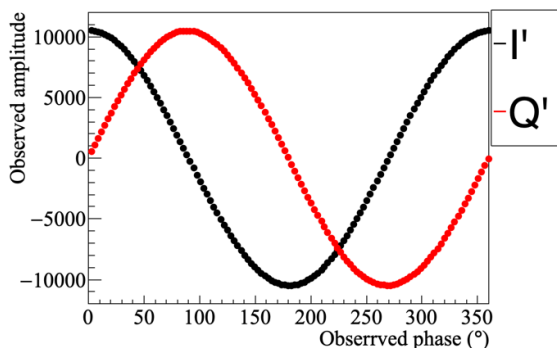


Figure 11: Observed amplitude of the IQ signal as the function of the observed phase.

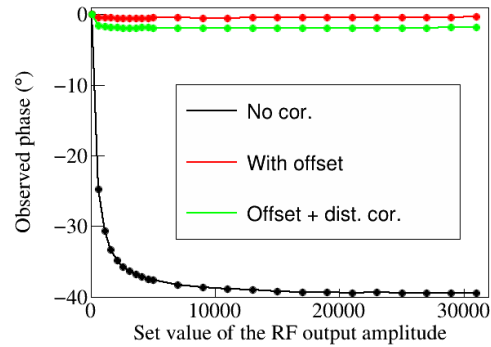


Figure 12: The phase variation of the RF output when the amplitude of the RF output was changed.

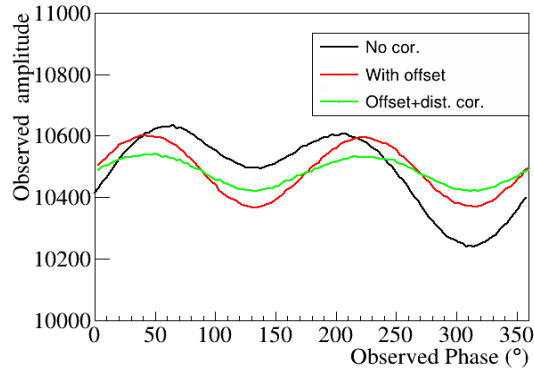


Figure 13: Observed amplitude of the RF output as the function of the observed phase.

性能評価では同じ RF 信号を入れてもチャンネルによって振幅の測定値が 30 % 以上バラつくことが判明した。そしてその原因がデジタルボード内でのインピーダンス不整合だとして実機製作にフィードバックした。実機での RF 信号検出のバラつきは $\pm 2\%$ 以内に収まっており、試作機での不具合を解消することに成功した。その後 2023 年 8-10 月にかけて実機をインストールし、2023 年 11 月からユーザー運転で運用している。またユーザー運転開始後も RF 制御の性能向上を目指して RF 信号の歪みを補正できる機能を追加した。そして実際に補正に用いる係数の決定手法を確立し、RF 信号の歪みの影響を補正がない時の 1/5 以下に抑えることに成功した。今後はユーザー運転時と同様に RF 出力を RF のハイパワー系に繋いで同様の測定を行い、行列とオフセットによる信号の歪み補正をユーザー運転に適用させる。

謝辞

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、大河内富人氏、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] D. Naito *et al.*, “The upgrade status of the KEK-PF low-level-RF system and performance test of their prototype”, Proc. PASJ2022, Online, Oct, 2022, pp. 639-643.
- [2] 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
- [3] D. Naito *et al.*, “Commissioning and operation status of the LLRF system at the KEK Photon Factory 2.5 GeV ring”, presented at this conference, Yamagata, Japan, Jul., 2024.