

次世代放射光施設入射器における MTCA.4 規格を用いたデジタル LLRF システム の評価

EVALUATION OF THE DIGITAL LLRF SYSTEM USING MTCA.4 FRAMEWORK FOR THE INJECTION LINAC FOR THE NEXT GENERATION SYNCHROTRON LIGHT SOURCE

岩井瑛人 ^{*A)}、細田直康 ^{A, B)}、福井達 ^{A)}、石井美保 ^{A, B)}、前坂比呂和 ^{A)}、出羽英紀 ^{B)}、大島隆 ^{A, B, C)}、稲垣隆宏 ^{A)}
Eito Iwai^{*A)}, Naoyasu Hosoda^{A, B)}, Toru Fukui^{A)}, Miho Ishii^{A, B)}, Hirokazu Maesaka^{A)},
Hideki Dewa^{B)}, Takashi Ohshima^{A, B, C)}, Takahiro Inagaki^{A)}

^{A)}RIKEN SPring-8 Center

^{B)}Japan Synchrotron Radiation Research Institute (JASRI)

^{C)}National Institutes for Quantum and Radiological Science and Technology (QST)

Abstract

We have developed a MTCA.4-based LLRF system for the injector LINAC of the next generation synchrotron radiation facility. This LLRF system consists of RF frontends, digital-analog conversion parts with ADC and DAC, and on-board processing circuits. By using this system, we can set, monitor and apply feedback-control to the phase and amplitude of the RF signals for acceleration cavities within a single module. The MTCA.4 modules have high performance and high channel density features, and thus we can build compact and high-speed systems with small amount of cables and reasonable costs. It also provides better usability on operation such as controlling and configuring operational parameters remotely via networks. We describe the architecture of the MTCA.4-based digital LLRF system, and the results of the performance evaluation tests, such as resolutions and stabilities, obtained with prototype modules.

1. はじめに

高輝度でコンパクトな次世代放射光施設の建設が始まっている [1,2]。この放射光施設は 110 m の入射器ライナックと、周長 350 m の蓄積リングからなる。電子ビームの設計値はエネルギーが 3 GeV、水平エミッタンスが 1.1 nm rad、ビーム電流が 400 mA で、2023 年度からのユーザー供用開始を目指している。この次世代放射光施設の入射器ライナックは、熱電子銃, 238 MHz 空洞, 476 MHz 空洞, S バンド加速管からなる入射部と計 20 台の C バンド加速管からなる。蓄積リングへの入射効率などの観点から、入射エネルギーのふらつきは $\pm 0.2\%$ 以内であることが望ましく、設計値として $\pm 0.1\%$ を目指している。この入射エネルギーの安定性 $\pm 0.1\%$ の条件を満たすため、入射器の各コンポーネントは感度に応じて Table 1 に示すような要求値 (暫定) が設定されている。MTCA.4 規格のモジュールを用いて、この要求値を満たすデジタル LLRF システムを構築するのが本開発の目的である。

Table 1: Requirements for Amplitudes and Phases of Individual Components of the Injector LINAC

要求値	$\delta A/A[\%]$	$\delta\phi[\text{deg}]$
238 MHz	± 0.08	± 0.5 (クレスト)
476 MHz	± 0.15	± 0.2
S-band	± 0.3	± 0.5
C-band	± 0.1	± 2.5 (クレスト)

* iwai@spring8.or.jp

2. LLRF システムの概要

Figure 1 はデジタル LLRF システムの概要である。LLRF システムから出た RF 信号は半導体アンプ等で増幅され、加速管に充填される。加速管に充填された RF 信号は、方向性結合器またはピックアップなどを通じて取り出し、減衰させて LLRF システムで振幅と位相を測定する。この振幅と位相が常に設定通りの振幅と位相になるように励振 RF をフィードバック制御することが、この LLRF システムの目的である。

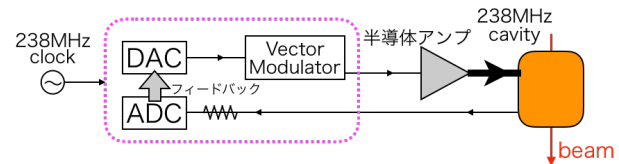


Figure 1: Schematic view of the digital LLRF system (for 238 MHz cavity, as an example).

3. MTCA.4 を用いた LLRF システム

MTCA.4 規格 [3] のモジュールは高機能、高チャンネル密度であり、コンパクトで高速なシステムが、比較的省コスト・省配線で構築可能である。またネットワーク越しの遠隔操作や制御パラメータの変更など、運用上の利便性も高い。そのため我々はこの MTCA.4 規格のモジュールを用いてデジタル LLRF システムを構築する計画である。MTCA.4 規格を用いたデジタル LLRF システムは、RF フロントエンド部、ADC/DAC によるデジタル-アナログ変換部とオンボード回路処理部からなる。これにより加速管や空洞への RF 制御、モニター、

フィードバックを1つのモジュール内で行うことができる。RF信号の振幅と位相を検出する際にアンダーサンプリング、ダウンコンバージョンと言う2つの手法を用いる。Figure 2はこの2つの手法に対応する回路の模式図である。その特徴はアンダーサンプリングは後者と比べ回路がシンプルで、温度特性など外乱を抑えやすいが、ADCの周波数特性上500 MHz程度までしか適用できない。一方、ダウンコンバージョンは500 MHzを超える高い周波数の測定を行える唯一の方法である。この手法のポイントは、サンプリングを行う入力信号の周波数を抑えることができる点である。238 MHz、476 MHz 空洞はアンダーサンプリング、Sバンド、Cバンド加速管はダウンコンバージョンで測定を行う。アンダーサンプリング、ダウンコンバージョンでの測定の詳細について以下で述べる。

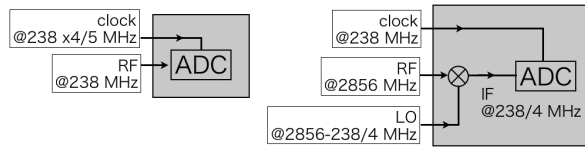


Figure 2: Schematic diagram of the under-sampling method (left, 238 MHz) and the down-conversion method (right, S-band).

3.1 アンダーサンプリングによる振幅・位相の測定

はじめに238 MHz 空洞の場合を例にアンダーサンプリングについて説明する。Figure 3はアンダーサンプリングの概念図である。238 MHzのRF信号を測定するにあたって、238 MHzの4/5 通倍周波数である190.4 MHzをADCのクロックとして入力しサンプリングを行う。こうすることでその差周波数である47.6 MHzのうなりを測定することができる。ADCで記録した k 番目のデータを $a_{in}(k)$ 、入力周波数とサンプリング周波数に相当する角速度を ω_{in} 、 ω_{clk} 、測定時 $t=0$ での入力振幅と位相をそれぞれ A 、 ϕ とすると、サンプリング時間 $t(k) = 2\pi k / \omega_{clk}$ となるので、

$$\begin{aligned} a_{in}(k) &= A \cos(\omega_{in}t(k) + \phi) \\ &= A \cos\left(\frac{\omega_{in} - \omega_{clk}}{\omega_{clk}} 2\pi k + 2\pi k + \phi\right) \\ &= A \cos\left(\Delta\omega \frac{2\pi k}{\omega_{clk}} + \phi\right) \end{aligned}$$

となる。ここで $\Delta\omega \equiv \omega_{in} - \omega_{clk}$ であり、2つの周波数差に相応する角速度である。この信号に ω_{clk} に同期して駆動するNumerically-Controlled-Oscillator(NCO)の直交する2つの信号 $a_{nco}^I(k) \equiv \cos(\Delta\omega t(k))$ 、 $a_{nco}^Q(k) \equiv \sin(\Delta\omega t(k))$ を乗じて得られる値 $I(k)$ 、 $Q(k)$ は、

$$\begin{aligned} I(k) &= a_{in}(k) \cdot a_{nco}^I(k) \\ &= A \cos(\Delta\omega t(k) + \phi) \cos(\Delta\omega t(k)) \\ &= \frac{A}{2} \{ \cos(2\Delta\omega t(k) + \phi) + \cos(\phi) \} \\ Q(k) &= a_{in}(k) \cdot a_{nco}^Q(k) \\ &= \frac{A}{2} \{ \sin(2\Delta\omega t(k) + \phi) - \sin(\phi) \} \end{aligned}$$

となる。この $I(k)$ 、 $Q(k)$ に対して、 $2\Delta\omega$ に相当する周波数を十分に抑制するlow-passフィルタを通すことにより、 $\cos(\phi)$ 、 $\sin(\phi)$ にアクセスすることができ、 $A = 2\sqrt{I^2 + Q^2}$ 、 $\phi = \arctan(-Q/I)$ を計算することで、入力RFの振幅と位相を決定することができる。

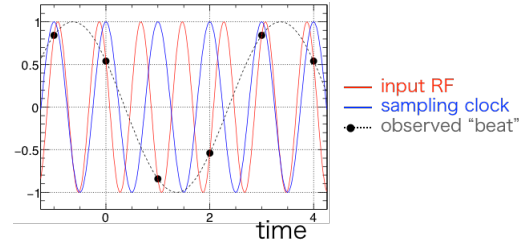


Figure 3: Schematic view of the under-sampling method. Here, the input RF is sampled when the sampling clock is at the maximum peak (=1).

3.2 ダウンコンバージョンによる位相・振幅の測定

次にダウンコンバージョンについて説明する。アンダーサンプルを行うためには高いサンプリングレートを持ち、かつ高い分解能をもつADCが必要であるが、これらは高価で発熱量が多いなどの問題もあり、多チャンネルを高密度で実装したモジュールの調達には容易ではない。そのため、高い周波数の信号検出にはサンプリングを行う入力信号の周波数を抑えたダウンコンバージョン方式が考えられる。Sバンド(2856 MHz)の場合を例にすると、2856 MHzと238 MHzの1/4倍である59.5 MHzとの差周波数である $2856 - 59.5 = 2796.5$ MHz LO信号をローカルオシレーターから得る。加速管からのピックアップ信号(2856 MHz)とこのLO信号をミキサーに入れることで、59.5 MHzのIF信号が得られ、このIF信号を238 MHzのADCで測定する(Fig. 2右)。重要なのはこの59.5 MHzの信号が、元のピックアップ信号の振幅と位相の情報を持っているということである。数式で説明すると、先のアンダーサンプリングとほとんど同じになるが、入力信号とLO信号の周波数に対応する角速度をそれぞれ ω_{in} 、 $\omega_{LO} \equiv \omega_{in} - \Delta\omega$ とすると、

$$\begin{aligned} &A \cos(\omega_{in}t + \phi) \cdot \cos(\omega_{LO}t) \\ &= \frac{A}{2} \{ \cos((\omega_{in} + \omega_{LO})t + \phi) + \cos(\Delta\omega t + \phi) \} \end{aligned}$$

と表せる。これに対して、 2ω 相当の周波数を十分に抑制するlow-passフィルタを通すことで $\frac{A}{2} \cos(\Delta\omega t + \phi)$ を抽出することができる。今、 $\Delta\omega = 238/4$ MHzを選んでいるので、 $N=4$ のIQサンプリングを行うことで、振幅 A と位相 ϕ を測定することができる。

3.3 MTCA.4 モジュール

MCTA.4規格のモジュールとしては2種類の組み合わせについて検討・試験を実施した。一つは、SPRING-8蓄積リングで使用実績のある三菱電機特機社[4]製デジタルタイザAMC(mmeadc01b)とキャンドックス社[5]製信号処理RTM(72DSR238)との組み合わせである。もう一つは、Euro XFELで使用実績のあるStruck Innovative

Systeme 社 [6] 製のデジタイザ (SIS8325 [7]) とダウンコンバージョン RTM(DWC8VM1 [8]) の組み合わせである。Figure 4 はこれらの AMC, RTM の回路の概要である。使用したデジタイザ AMC はともに 2 チャンネルの DAC 出力と、10 チャンネルの ADC 入力を持ち、その分解能は 16 bit である。最大サンプリングクロックの周波数はそれぞれ 370 Msps, 250 Msps となっている。以下で、これらのモジュールの組み合わせを用いて行った性能評価試験について述べる。なお、測定結果で 238 MHz と記したものは前者 (mmeadc01b + 72DSR238M)、S バンド、C バンドと記したものは後者 (SIS8325 + DWC8VM1) を指すこととする。

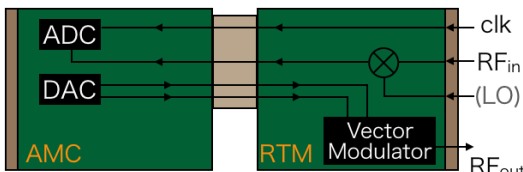


Figure 4: Schematic diagram of the MTCA.4 AMC and RTM of the LLRF system.

4. 性能評価

ADC のクロストーク、分解能、安定性、直交性、DAC 制御による Vector Modulator (VM) の出力特性、最後に実際の運転を想定して VM の出力安定性を評価した。これらの結果について述べる。

4.1 ADC のクロストーク

外部からの RF 信号を各チャンネルに入力して、チャンネル間でのクロストークの測定を行った。238 MHz での結果は Fig. 5 である。奇数・偶数のチャンネルで挙動が異なるが、チャンネル間にやや大きなクロストークが見られた。Figure 4 に示すように、238 MHz 用 RTM では、RTM 側から入力した RF 信号がそのまま AMC-RTM を繋ぐ Zone3 を経由して前面の AMC に送られるが、この Zone3 コネクタにおけるこの帯域でのアイソレーションが原因だと考えている。チャンネル 1, 2, 4, 6, 7, 8 のみを用いて (チャンネル 3, 5 は使わない) 運用を行うことで -70 dB 以下に抑えることができる。

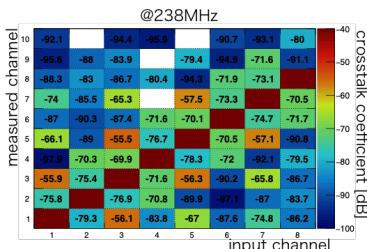


Figure 5: Result of crosstalks between channels for 238 MHz input signals.

一方、S バンドではクロストークは概ね -80 dB 程度に抑えられており、明確なチャンネル依存は見られなかった。S バンド用 RTM ではダウンコンバージョンを行った 59.5 MHz の信号が AMC に送られており、低周波信

号に対する Zone3 コネクタのアイソレーションが高いことがこの結果に結びついていると考えている。

4.2 ADC 分解能

外部からの RF 信号を入力して、その振幅と位相の測定分解能の評価を行った。入力振幅はダイナミックレンジの 80% 近傍に設定し、周辺温度の変化などの外乱の影響を抑えるため測定は短時間で行った。結果を Table 2 にまとめる。ADC からの 4 点のデータ毎に I/Q を計算し、この値から振幅と位相の計算を行った結果、238 MHz では、振幅分解能が 0.07%、位相分解能が 0.07 deg、S バンドでは、振幅が 0.07%、位相が 0.05 deg となった。振幅については、ADC のベースライン周りのふらつき (ノイズ) で説明できる値 (それぞれ 0.06%、0.07%) に近い結果となった。分解能について、RF パルス 1 ショットに対応する 1 波形内の複数個のデータに対して平均化を行うことにより更に精度を上げることが期待できる。238 MHz、S バンドのそれぞれについて必要とされる 1 MHz、20 MHz 程度の帯域まで見える範囲で平均化を行うことにより、238 MHz では、振幅分解能が 0.02%、位相分解能が 0.02 deg、S バンドでは、振幅が 0.02%、位相が 0.02 deg となった。

Table 2: Observed Resolutions of Amplitude and Phase with 238 MHz and S-band Inputs; Top half was obtained with 4 sampling points (one I/Q-pair), and bottom half was obtained by averaging them with the limited bandwidth.

	$\sigma_A/A[\%]$	$\sigma_\phi[\text{deg}]$
238 MHz	0.07	0.07
S-band	0.07	0.07
238 MHz (avg, BW: 1 MHz)	0.02	0.02
S-band (avg, BW: 20 MHz)	0.02	0.02

4.3 安定性

MTCA.4 モジュールで読み取った振幅・位相の値の温度依存性は周辺環境の変動の影響を見積もる上で重要である。過去に測定した mmeadc01b とダイレクトサンプル RTM の例では振幅、位相についてそれぞれ $+0.13\%/K$ 、 $-0.51 \text{ deg}/K$ であった。そのため ADC の安定性を調べるためには相応に系の温度変化を抑える必要がある。RTM 上にある温度センサーで付近の温度をモニターしながら測定を行った。238 MHz については、7 時間超の測定を行い振幅、位相の変動はそれぞれ $\pm 0.01\%$ 、 $\pm 0.07 \text{ deg}$ 以内であった (Fig. 6)。この時の付近の温度変化は $\pm 0.2 \text{ }^\circ\text{C}$ であった。温度変化との相関が見られ、依然温度変化による変動が支配的である。

4.4 直交性

運転時に位相をだけ変えたつもりが、同時に振幅まで変わってしまうと加速器のビーム調整に影響と与える。このため、ADC における振幅 A 制御と位相 ϕ 制御の独立性 (パラメータの直交性) は重要である。直交性の確認は、入力位相だけを変えた際の振幅を測定することで評価する。もし A/ϕ が直交していない場合は、入力位相に応じて振幅にも周期的変動が見られる。入力位相だけを

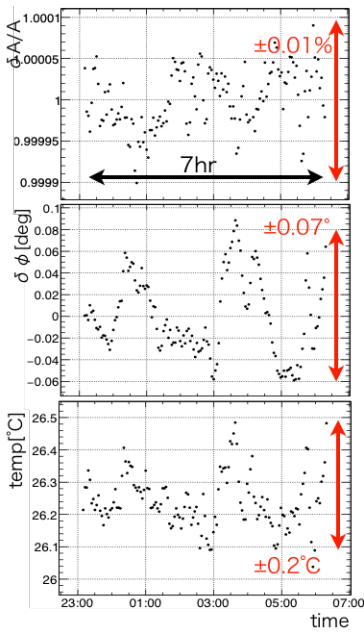


Figure 6: Stability of amplitude (top) and phase (middle) of the 238 MHz signal measured with mmeadc01b and 72DSR238M. The temperature deviation during the measurement is also shown at the bottom.

変える方法としては、ADC への入力信号の周波数を基準信号のそれから僅かにずらすことで、入力信号の振幅は保持したままに位相だけが時間に比例して変わるようにする (Fig. 7)。さらにその応答の周期性の有無を確認することで、直交性によるものと外乱の影響を識別することができる。238 MHz については、基準信号である 238 MHz から 0.02 Hz (8×10^{-11}) だけずれた周波数で入力信号を生成して測定を行った。Figure 8 は、238 MHz について位相のみを変えた時の振幅と位相の変動である。位相については、時間に比例した位相変化を仮定して位相期待値を計算し、その期待値からの残差を評価した。振幅では明らかな周期構造が見えたが、位相では精度が足りず周期構造が明確には観測できなかった。ADC 上で A/ϕ が直交していない場合には、倍周期の構造が見えると期待していたが、振幅変動の結果からは 4 倍周期の構造が見えた。これは、例えば信号の飽和に起因する際に見られるものである。仮にこれがすべて LLRF 系によるものとした場合、 $0 - 360 \text{ deg}$ 間で $\delta A_{p-p}/A < 10^{-3}$ である。位相を微調整する場合、その応答をフィットすると

$$\delta A/A \sim 2.7 \times 10^{-4} \cos(4\phi_{\text{rad}} + \pi)$$

であり、その傾きの絶対値は $\phi_{\text{rad}}^{\text{max}} \sim \frac{(2n+1)\pi}{8}$ の時に最大になり、位相調整量 $\Delta\phi_{\text{rad}} [\text{rad}]/\Delta\phi_{\text{deg}} [\text{deg}]$ に対して、

$$\begin{aligned} |\delta A_{\text{max}}/A| &\sim 10.8 \times 10^{-4} |\sin(4\phi_{\text{rad}}^{\text{max}} + \pi)| \Delta\phi_{\text{rad}} \\ &\sim 1.9 \times 10^{-5} \Delta\phi_{\text{deg}} \end{aligned}$$

となる。例えば位相を 0.1 deg 変えた時の振幅の変動が $|\delta A/A| < 1.9 \times 10^{-6}$ であるということなので、十分な

直交性を備えているといえる。Cバンドについても同様に評価を行い、 $0 - 360 \text{ deg}$ 間で $\delta A_{p-p}/A < 7 \times 10^{-4}$ 、位相微調整量 $\Delta\phi_{\text{deg}} [\text{deg}]$ に対して、 $|\delta A/A| < 1.8 \times 10^{-5} \Delta\phi_{\text{deg}}$ となった。

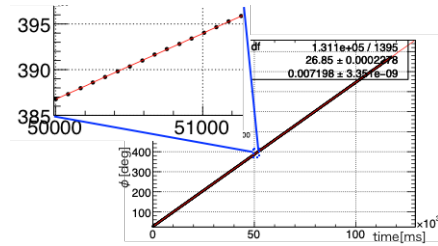


Figure 7: Observed phase shift as a function of triggered time by displacing input RF frequency slightly from the reference frequency.

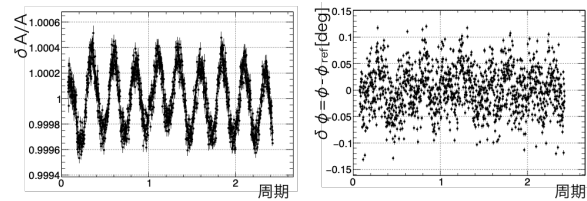


Figure 8: Observed deviations of amplitude and phase as a function of input phase.

4.5 DAC 制御による Vector Modulator 出力特性

大電力増幅器を励振する RF 信号は 2 チャンネルの DAC 出力で制御される IQ vector modulator (VM) から出力する。この VM に印加する DAC の制御電圧の振幅と位相をそれぞれ 0.1 から 1 V まで 0.1 V ステップ、 0 から 340 deg まで 20 deg ステップで変化させた。この VM 信号を RTM に入力し、デジタイザの AMC で RF 信号の振幅・位相の測定を行った。Table 3 に結果をまとめた。Figure 9 は 238 MHz での結果である。 $(1\text{V}, 0 \text{ deg})$ に対する出力で結果を規格化した。VM の出力特性は概ね期待通りであり、DAC 振幅が $0.4\text{--}0.6\text{V}$ のレンジで用いることで、出力の応答差を抑えることができた。この振幅レンジで用いることで振幅を $\pm 1.0\%$ 、位相を $\pm 0.6 \text{ deg}$ で制御できることが分かった。実運用時は加速管のピックアップ信号の振幅・位相を一定に保つフィードバック制御のループ内で発生する DAC や VM の誤差、その他に大電力増幅器から生じるドリフトなどの変化はフィードバック制御によって抑制できる。しかし高い精度で空洞電圧を保持するためにはこれらの誤差も小さく抑えることが望まれる。この観点からしても得られた VM 出力は十分な精度を備えていると言える。Figure 10 左は C バンド用 RTM の VM 出力特性である。設定値に対して実際の振幅は 2π の中で 2 回振動する周波数を持つことがわかった。この誤差が発生する要因としては IQ 軸の傾きの 90 度からのずれと、IQ 軸のスケールの相違が考えられる。そこで測定した出力から、入力設定値への逆変換を考える。IQ 軸の成す角度と IQ 軸の相対スケールの 2 つの変換自由度を入れてフィットを行った結果、それぞれ -69.2 deg 、 -6% となった。実際に出力したい値をこれらの変換係数で逆変

換したものを DAC に設定することで、狙った出力が得られることが期待される。Figure 10 右は、等間隔の設定候補値に対して逆変換を行ったものを DAC に設定して得られた VM 出力である。期待通りに VM 出力を補正することができた。Figure 11 に設定値からの残差を示す。Struck の RTM は、DAC 振幅 0.8–1.0V 近辺のレンジ上限あたりで運用すると出力の応答差を抑えることができる。この振幅レンジで用いることで振幅を $\pm 2.5\%$ 、位相を ± 2.0 deg で制御できることが分かった。

Table 3: Deviation of the Vector Modulator Output for the Phase $[0, 2\pi]$

	$\delta_A/A[\%]$	$\delta_\phi[\text{deg}]$
238 MHz (± 1.0	± 0.6
C-band	± 2.5	± 2.0

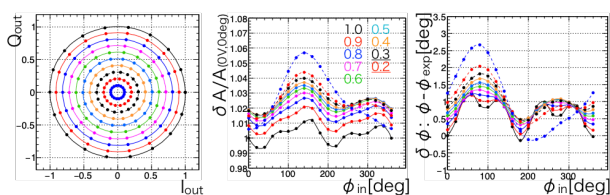


Figure 9: Characteristic of vector modulator outputs for 238 MHz: Normalized output (left), and the deviations of amplitude (middle) and phase (right) from the set values as a function of amplitudes and phases.

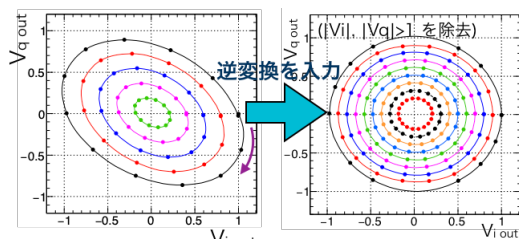


Figure 10: Characteristic of vector modulator outputs for C-band: Normalized output (left), and one obtained with DAC inputs applying the IQ-axes correction (right).

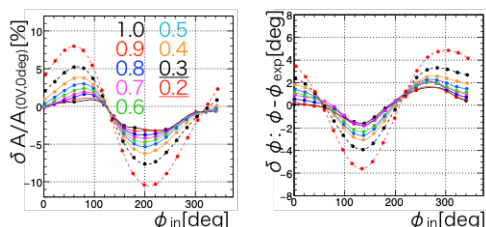


Figure 11: Deviations of vector modulator outputs from the set values as a function of amplitudes and phases for C-band: Amplitude (left) and phase (right).

4.6 VM 出力安定性

前述のように、DAC からの電圧で制御される VM 出力を大電力増幅器を通して加速管に充填する。この充填

した RF を加速管からピックアップした信号を減衰させ ADC で振幅と位相の測定を行い、加速管に印加した RF 信号が設定値に近づき、とどまり続けるようにフィードバックを行う。つまり VM 出力をそのまま ADC で測定した振幅、位相の安定性が、LLRF 系の安定性のベースラインとなる (ADC の安定性は先に示した通りである)。この VM 出力の安定性を調べた (Fig. 12)。温度変化が $\pm 0.1^\circ\text{C}$ という環境下で 4 時間超での安定性は振幅、位相それぞれ $\pm 0.02\%$ 、 ± 0.05 deg であった。

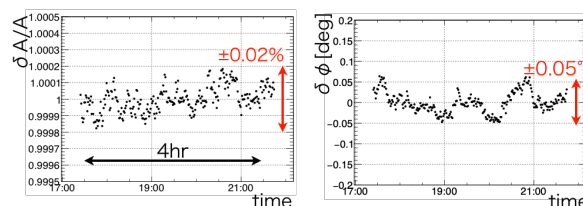


Figure 12: Stability of VM output: amplitude (left) and phase (right).

5. まとめと今後の展望

高輝度でコンパクトな次世代放射光施設の建設が始まっており、この次世代放射光施設の入射器ライナックのための LLRF システムの開発を行っている。入射エネルギーの安定性 $\pm 0.1\%$ を達成するために必要な各空洞、加速管に対する振幅と位相の要求値を満たす LLRF システムを、省スペースで省コストな MTCA.4 規格のモジュールで構築する予定である。検討・試験を行っている MTCA.4 モジュールについて、クロストーク、分解能、安定性、直交性、DAC 制御による VM 出力特性と実際の運転を想定した VM の出力安定性の評価を行った。評価を行ったモジュールと項目においては、十分な性能を有していることが確認できた。

今後の展開としては、今回測定できていなかった 476 MHz 用 RTM や S バンド/C バンドの各項目、さらには AMC と RTM の組み合わせを変えた場合の性能についても合わせて評価を行っていきたいと考えている。また、AMC がもつ温度依存性から数 $^\circ\text{C}$ レベルの温度変化は容認しにくいと、いかに安価で簡便にどこまで温度制御を行うのか検討していきたい。

参考文献

- [1] 内海渉, “次世代放射光施設計画の推進状況”, 第 16 回日本加速器学会年会, 2019 年.
- [2] 西森信行, “3GeV 次世代放射光施設の加速器システム”, 第 16 回日本加速器学会年会, 2019 年.
- [3] PICMG MicroTCA standard; <https://www.picmg.org/openstandards/microtca/>
- [4] 三菱電機特機システム株式会社; <http://www.melos.co.jp/>
- [5] Cadox Systems Inc.; <http://www.cadox.co.jp/index.shtml>
- [6] Struck Innovative Systeme; <https://www.struck.de/>
- [7] SIS8325 10 channel 16-bit 250 MSPS MTCA.4 Digitizer; <https://www.struck.de/sis8325.html>
- [8] DWC8VM1 MTC.4 Downconverter/Vector modulator RTM; <https://www.struck.de/dwc8vm1.html>