

J-PARC MR 新 BPM 信号処理システムのための 低反射・低歪信号アテネータ開発

DEVELOPMENT OF SIGNAL ATTENUATOR WITH LOW REFLECTION AND LOW DISTORTION FOR NEW BPM SIGNAL ACQUISITION SYSTEM OF J-PARC MR

佐藤健一郎^{#,A)}, 外山毅^{A)}, 山田秀衛^{A)}, 小林愛音^{A)}

Kenichirou Satou^{#,A)}, Takeshi Toyama^{A)}, Shuei Yamada^{A)}, Aine Kobayashi^{A)}

^{A)} J-PARC/KEK

Abstract

The new data-acquisition system for beam position monitor (BPM) of J-PARC MR have been developing, which system is composed of signal attenuator units, ADC-boards, network interface units, and data-storage system. In JFY2021, we have developed the new signal attenuator unit which has tuning function of input impedance to reduce reflection at the input terminal, and system gain linearity showing spurious free dynamic range of that is better than 80 dBc at 5 MHz; these match the requirement of position error that is 1/3 of the present one. A hundred units were produced in JFY2021, and these performances are now investigated. The progress of the new data-acquisition system, details of the attenuator unit, and its performances are described in this paper.

1. はじめに

J-PARC MR では 1.3 MW 出力を目指した機器アップグレードの一環として Beam Position Monitor (BPM) システムの新信号処理装置を開発している。現装置は設計から 18 年を経ており、一部回路部品は生産中止になっているためメンテナンスが困難な状態にあり、すでに一部装置が使えない状態にある。この状態が進行すると早晚安定運用に支障をきたす恐れがある。さらに、1MW を超えるビームの調整には、光学パラメータの高精度測定が要求されている。高精度な位置データを大量に処理する必要があり、装置の改良が必要である。

現処理装置の位置測定方法には次の 2 通りがある。

- 1) COD 測定モード
- 2) BxB 測定モード

1) は閉軌道(COD)を測定するもので、デジタル化した波形を高速フーリエ変換(FFT)し、RF 周波数の 2 倍高調波成分を抜き出し、位置情報に換算する狭帯域の測定モードである。他方、2) はバンチ波形を測定するための広帯域の測定モードで、バンチ毎のビーム重心を測定するものである。位置測定誤差は、COD モードが約 30 μm 程度、BxB 測定モードが約 300 μm と報告されている [1]。

新システムでは、1) アテネータ入力端子部の反射係数の低減、2) アテネータおよび ADC での信号歪とゲイン温度係数の低減、3) ADC の垂直分解能の改善、4) デジタル信号処理部での帯域フィルタリング、によって誤差を両モードとも 1/3 以下に低減することを目指している。

大強度ビームは 50 Ω 入力端で最大 200 Vpp を発生するため、回路の入力レベルに合わせて信号を減衰させる必要がある。我々は 5 年前より新アテネータ装置の開発を進め、昨年度には必要数の半数 100 台を生産した。この装置では低反射を実現するため入力インピーダンスを $\pm 2\%$ の範囲で微調整し、ケーブル特性インピーダ

ンスと整合をとる機能を採用した。さらにテスト信号を入力して整合度とケーブル減衰を測定する機能を実現した。また、回路部品を注意深く選定することで、入力換算の高調波歪率 Spurious free dynamic range (SFDR) 80 dBc 以上を達成した。次章では全体計画の概要を述べ、以降では、新アテネータ装置の詳細について報告する。

2. 次期 BPM 信号処理装置

次期 BPM 信号処理の概要は以下の通りである。

・BPM センサー: センサーおよび信号処理装置までの信号ケーブルは既存のものを利用する。J-PARC MR では高放射線下のメンテナンス作業量を減らすため、可能な限りプリアンプ等の能動素子をトンネル内に設置しない方針を取っており、センサーからの信号を長距離伝送 (100~300 m) している。次期システムもこの考えを踏襲し、センサーおよびケーブルには変更を加えないこととした。

・信号処理装置: アテネータおよび ADC からなり、NIM ビン規格 2 unit 幅のシャーシに 1 BPM 4 信号分を収める。ADC にはアナログデバイス社製 16 bit ADC LTC2194 を採用し、RF の基本周波数 1.67~1.72 MHz の 48 通倍クロック (~82 MHz) でダイレクト検波する。取得波形は FPGA Arria 10 270 でデジタル処理し、生波形、COD 波形、ベータatron 振動および位相を計算する。

・ネットワーク通信機器: ADC と通信し、波形データを取得し、データストレージに送信する役割を担う。ネットワークを介して大量のデータが送信されるため、既存のものではなく、10 GbE 光通信をベースとした BPM 専用のネットワークを構築する予定である。

・データストレージ: 大量に生成される波形データを保存する。1ファイルには大量の波形データが書き込まれるが、利用者は入射直後の振動やビームの挙動が変化した時点等、興味ある一部のデータを必要とする。この際にすべてのファイルを読み込み、解析地点を検索するのは効率が悪いいため、ファイルの一部を抜き出して読み込む機能・Lazy loading の機能を有し、EPICS でも扱え

[#] kenichirou.satou@j-parc.jp

る HDF5 フォーマットの採用を検討している。

・相関処理装置:電波天文分野で利用される FX タイプの相関処理装置を応用する。全 BPM センダー186 台のベータトロン振動波形を FFT した後、相関処理し SN 比を改善する。これにより通常ノイズに紛れて解析できないレベルの振動を解析し、定常運転時のチューンを常時観測し安定性を評価する。ただし、次期計画としての位置づけである。

この信号処理装置の整備は、2023 年度までに開発を終え装置を量産し、2024 年度に一部機器を導入し調整運転を実施、2025 年度に本格導入し運用を開始する予定である。しかし、COVID19、ウクライナ情勢、円安の影響による電子部品の供給不足と価格上昇のあおりを受け、計画通りには進んでいない。全体整備の進捗は2023 年度の電子部品の市況次第ではあるが、現在までの状況を考えると計画の修正が不可避であると考えている。

3. アテネータ

3.1 既存アテネータの問題点

信号処置装置の入力端部で最大信号レベルは 200 Vpp に達する。そのため、処理回路が許容できるレベルまで高精度に減衰させる必要がある。

現装置では入力端子直前に 20 dB 固定アテネータを配し、さらに装置内でのリレー素子を利用した可変アテネータで、運転状況によって減衰率を切替えて信号レベルを最適化している。切替頻度は年に数回程度である。このリレーは回路素子用にパッケージングされているが、内部が厳密にシールドされているわけではないため、接点表面は内部に流入する雰囲気ガスに長期間にわたって暴露されることになり、その汚染で接触抵抗が変化してしまう。リレー表面の検査の結果、シリコン系のガ

ス粒子が付着していることが確認できた。リレーの個体差によっては数 mm もの誤差になって現れている(接触抵抗が 0.5Ω 変化すると 1.3 mm の誤差になる)。

信号ケーブルとのインピーダンス不整合は BxB 測定モードでの主要な誤差要因になっている。パルス波形は不整合によって反射波を生じ逆流する。この反射波は BPM センサーで再反射し再度信号処理装置に到達する。センサーから処理装置までのケーブルが $100\sim 300 \text{ m}$ であるため、往復で $1\sim 3 \mu\text{s}$ である。一方、バンチ間隔は約 600 ns であるため、反射波は後続のバンチ波形に重畳することになり、誤差の要因になる。現装置では $300 \mu\text{m}$ 程度である[1]。一般的な同軸ケーブルの特性インピーダンスの誤差は 2% である。

3.2 新アテネータ装置

Figure 1 に新アテネータ装置のブロック図を示す。

ビームバンチの時間構造は加速とともにシャープになるため、信号は最大エネルギー 30 GeV 到達時に最大電圧 200 Vpp になる。この信号を RF2033 パワーディバイダ(-12 dB)、切替式アテネータ(-10 dB or 0 dB)、可変ゲイン($G=1$ or $1/2$)、RF トランス伝送($1/2$)で信号を減衰させる。

出力を 50Ω 系 ADC で受ける場合、固定の減衰率は -12 dB(パワーディバイダ)-6 dB(RF トランス伝送)-6 dB(出力)で -24 dB となる。切替式アテネータの切替にはリレーを使用し運転パターン毎に設定する。一方、可変ゲインは MOSFET 半導体スイッチを採用しているため、高速切替が可能である。加速前半では $G=1$ で、電圧が増大する加速後半で $G=1/2$ とする。トータルの減衰率は、

$$-(24 \text{ dB or } 34 \text{ dB}) - (0 \text{ dB or } 6 \text{ dB}) \quad (1)$$
 となる。第 2 項は高速切替可能な部分である。最大減衰率 -40 dB 設定で、ADC 入力端で 2 Vpp が最大電圧となる。

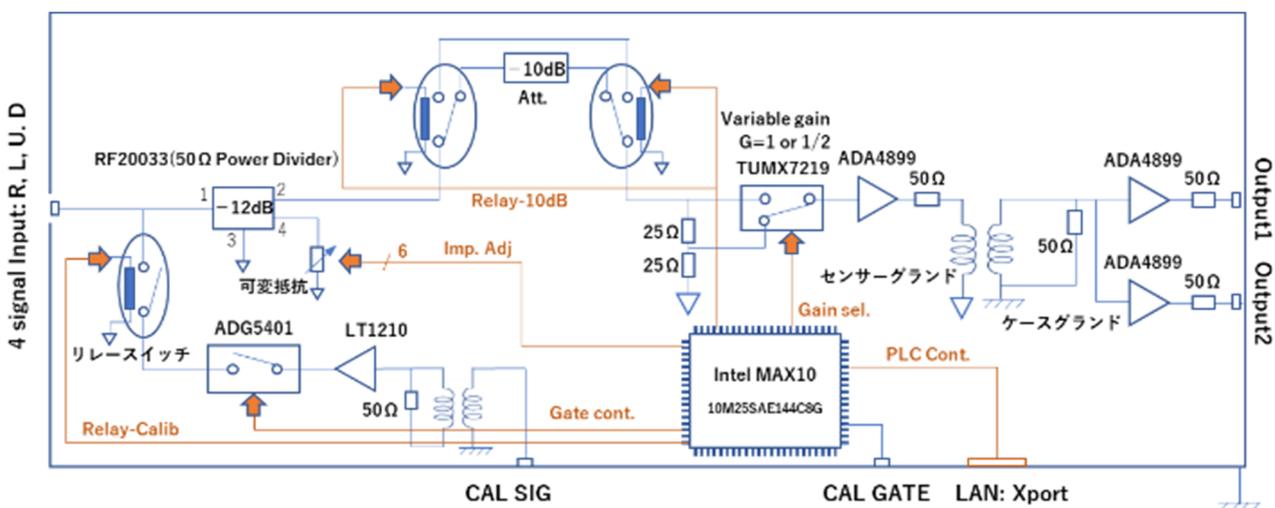


Figure 1: Block diagram of new attenuator unit.

3.3 不活性ガス封入リレーの採用

新アテネータではガラス管内に密閉されたリードリレー(内部に窒素を封入)である沖田製作所製 HFS-1C-05W

を採用した。密閉により塵埃や雰囲気ガス等の影響を受けないため、接触抵抗が長期安定であることを期待している。Figure 2 はリードリレーおよび水銀リレーの接触抵抗の変化を示したものである。リードリレーは 2E6 回以内

で使用していれば 10 mΩ 程度の変動に抑えられることがわかる。これはビーム位置の誤差に換算すると約 4 μm の変動に相当する。リレーが使用限度を超過した場合、もしくは破損した場合に備え、取り換えられるよう専用のソケットを利用して実装した。

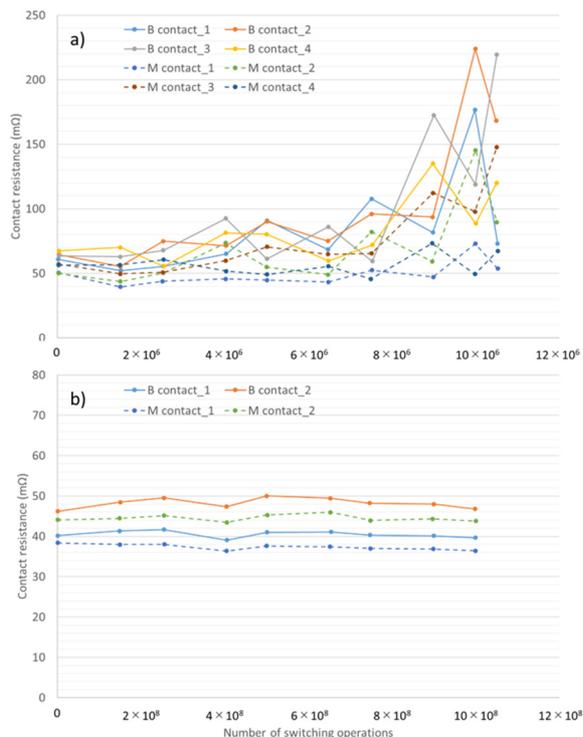


Figure 2: Changes of contact resistance of transfer type lead relay (a) and Hg relay (b). These data are from ref [2].

図のように水銀リレーのメリットは明らかである。1E9 回の使用でも 3 mΩ 程度の変動で収まる。初期の段階では使用を検討していたが、水銀に関する水俣条約の運用が強化され、2020 年 12 月 31 日からスイッチ・リレーや非電気式計測器等の特定水銀使用製品も対象となり入手性が悪くなったため断念した。しかし、将来変更することも考慮し、簡単な回路修正で実装できるように設計している。

3.4 入力インピーダンス調整機能

BxB 測定において、信号ケーブルとアテネータ装置のインピーダンス整合は重要である。整合を取るために入力インピーダンスを微調整する回路を実装した。調整は啓社製パワーディバイダ RF2033 (Fig. 3) を使用する。下図の端子 2 に後段の 50 Ω 系回路を接続し、端子 3 をグランドに接続する。端子 4 に 17 (=Δ) Ω 抵抗を接続した際に端子 1 から見た入力インピーダンス(Z_{in})は 50 Ω となる。この端子に 17-δ Ω を接続した場合、入射から見たインピーダンスは、

$$50 - \frac{\delta}{4} - \frac{3}{800} \delta^2 \quad (2)$$

となるため、δ を可変抵抗で調整することで Z_{in} を微調整できる。同時に微調整により初段の減衰率も変化し 1/4 (-12 dB) が、

$$\frac{3}{8} \cdot \frac{400 - 3\delta}{600 - 3\delta} \quad (3)$$

になる。

図中、端子 4 された接続の調整回路で、並列の 10 Ω か 15 Ω を切り替え、可変抵抗を 0 から 62 Ω ~ 2 Ω 刻みで調整することによって 50 ± 1 Ω の範囲を VSWR 0.001 刻みで調整可能である。

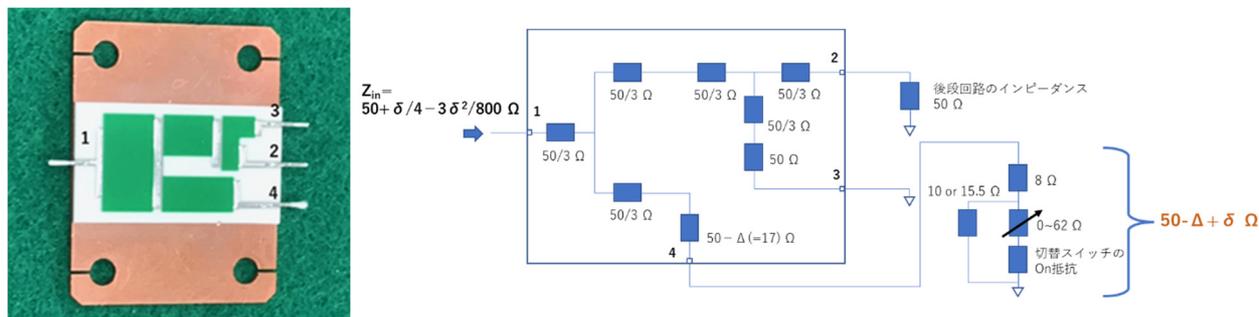


Figure 3: 12 dB 50 Ω power divider RF2033 from HIRAKU Ltd, which has impedance tuning pad labeled as 4 in the figure, here the Δ is 17.

3.5 入力パルスによる整合度測定

入力と RF2033 の端子 1 の間にテストパルスを入力することによって、信号ケーブルとアテネータ回路の整合度を測定する。リレーを閉にすることで Z_{in} 調整回路(入力 Stub 回路)が接続され、別途 CAL_SIG から入力する任意波形で入力回路を励起することができる。ここで、切り替えにリレーを使用しているのは入力電圧が 200 Vpp に

なるためである。

Figure 4 は整合度測定方法を示している。入射波形は信号の主要な帯域である 5 MHz のバースト波を想定している。入射波(第 1 波)は BPM センサーで反射され、第 2 波として観測される。第 2 波が到達する前に MOSFET スイッチを開にして Z_{in} 調整用 Stub 回路を切り離し、回路の Z_{in} と散乱させる。ケーブルのインピーダンスと回路の Z_{in} が整合していない場合、第 2 波の一部が反射し、その反射波が第 3 波で観測される。この第 2

波と第 3 波の波高から整合度が計算できる。ここで、5 MHz 程度の周波数では電気長が 40 m 程度であり、使用する N 型コネクタの影響は無視できる。

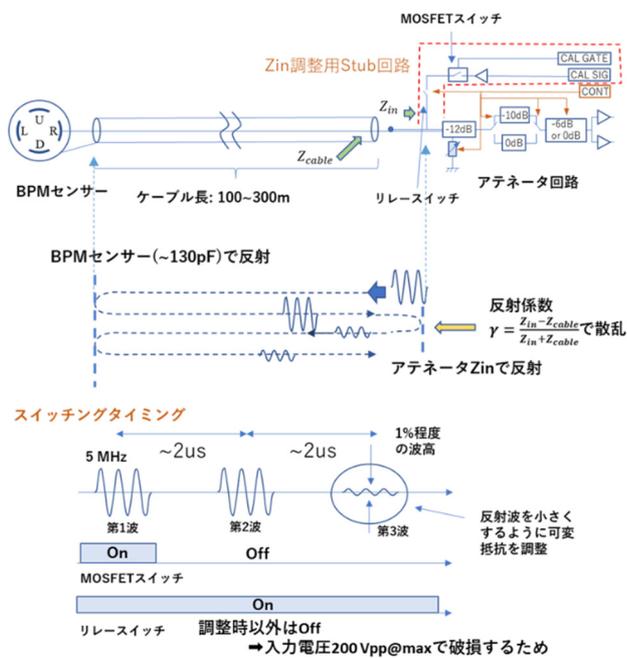


Figure 4: Conceptual diagram describing how to match the input impedance with the characteristic impedance of the cable.

Figure 5 は 3D-FB ケーブル 200 m で行った試験結果である。ここで $Z_{in}=50 \Omega$ に設定している。第 1 波と第 2 波の波高減衰率から、ケーブルの減衰率が 32 dB/km であることがわかる(実際のケーブルは NH-5D-FB であり、ケーブル減衰率は 1/5 程度である)。さらに第 2 波と第 3 波の波高減衰率は、入力部での反射とケーブルの減衰に依存しているため、先に求めたケーブル減衰率を利用し、入射部での反射係数が 0.01 であることがわかる。これはケーブルの特性インピーダンスが 50Ω から 2%程度ずれていることを意味している。実運用では反射波の波高を最小値になるように Z_{in} を調整することで整合を取る。

実際には MOSFET スイッチを開にしても Z_{in} 調整用 Stub 回路を完全に切り離すことはできない。Figure 6 上図は S11 の測定結果を示しており、リレー開とリレー閉でかつ MOSFET スイッチ開の時の違いを示している。下図は S11 の違いから、MOSFET スイッチ開時の Stub 回路のインピーダンスを求めたものである。等価回路は現在調査中であるが、インピーダンスの傾きから MOSFET 開時のスルー容量が $C=41 \text{ pF}$ (ADG5401 のカタログ値 45 pF と同程度)であることがわかる。

実運用では 5 MHz で整合を取るため、あらかじめ Stub 回路のインピーダンスを測定しておき、調整時に差し引くこととする。

上左図 S11 は 10 MHz 以下で 1.0005~1.0025 の範囲に収まっており、 Z_{in} を調整することで 1.002 (反射係数 0.1%相当) 以下に調整可能であることを示しており、 Z_{in} 整合を取らない現システムの 1/10 程度に反射波を抑えることが可能である(目標は 1/3)。

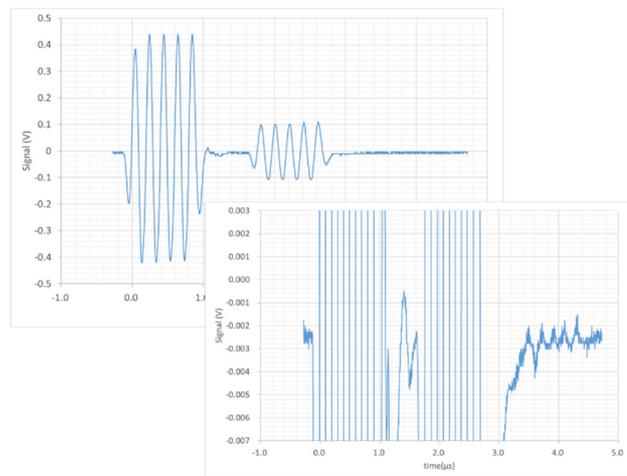


Figure 5: Waveform of 5 MHz burst signal (1st wave), returned signal from the BPM sensor (2nd wave), and the returned wave (3rd wave) scattered at the input terminal of the attenuator unit.

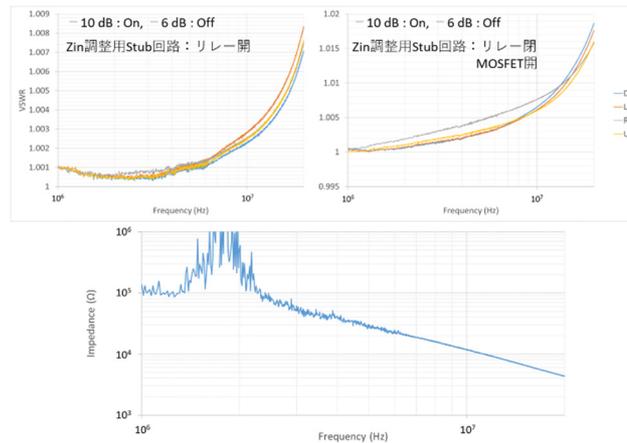


Figure 6: S11 measurement when the attenuator setting is -10 dB On and -6 dB Off, and w./w.o. the stub circuit for Z_{in} tuning is connected (Relay close and MOSFET Open). The bottom figure shows impedance of the stub circuit estimated by the difference of the S11 data.

3.6 ノイズ、クロストーク、高調波歪測定

現在、アテネータ装置の性能を確認中である。

Figure 7 は出力端子で測定したノイズである。20 MHz 以下の範囲で特徴的なノイズ波形は観測されていない。Figure 8 は R(U)ch に信号を入れ L(D)ch 出力で測定したクロストークであり、測定限界以下であることを確認した。Figure 9 には 5 MHz 入力時の出力波形をオシロスコープで測定し FFT したもので、高調波歪を測定した例である。測定にはオシロスコープ自身の非直線性が含まれるため、5 MHz 帯域阻止フィルタ(BEF)で高調波(HOM)のみを測定し、SFDR が -80 dBc 以下であることが分かった。

引き続き各種性能の評価、個体差や温度特性を測定する予定である。結果は次年度以降に報告する。

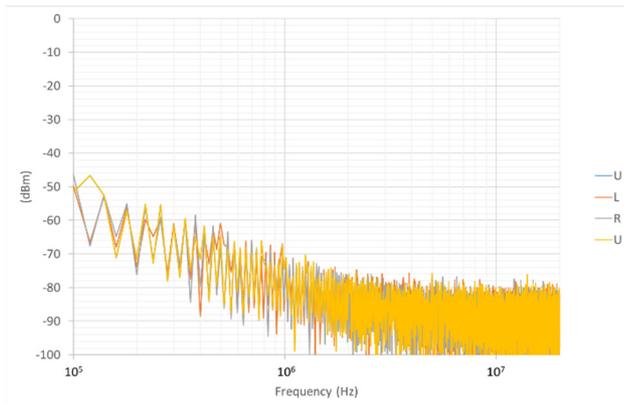


Figure 7: Noise spectrum measurement.

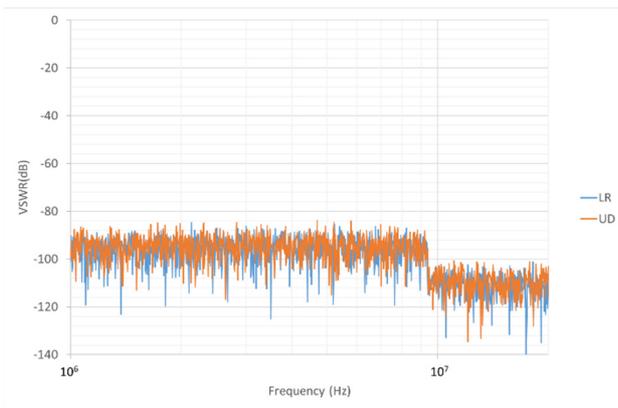


Figure 8: Cross talk measurement.

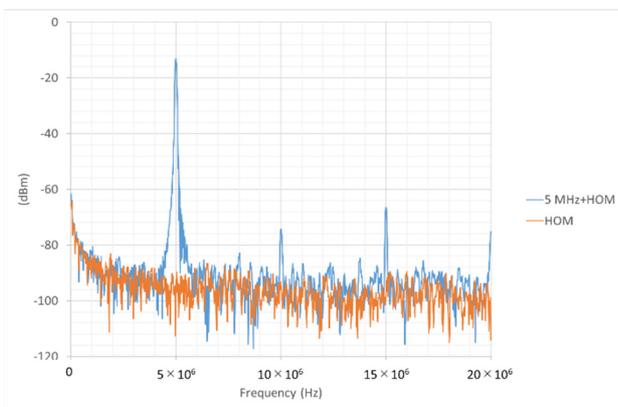


Figure 9: Measurement of higher order mode (HOM) of output signal for 5 MHz sinusoidal wave input.

参考文献

- [1] S. Igarashi *et al.*, “Accelerator design for 1.3-MW beam power operation of the J-PARC Main Ring”, Prog. Theor. Exp. Phys., Vol. 2021, p. 033G01, Mar. 2021.
- [2] “OKITA RELAYS CATALOG”, 沖田製作所.