

パルス RF 信号の位相振幅検出

MEASUREMENT OF PHASE AND AMPLITUDE OF PULSED RF SIGNAL

大島隆^{#, A, B)}, 岩井瑛人^{A, B)}
Takashi Ohshima^{#, A, B)}, Eito Iwai^{A, B)}

^{A)} RIKEN SPring-8 Center

^{B)} JASRI

Abstract

At XFEL facility, high stabilities are required for the phase and amplitude of the RF accelerating fields. So, a low level RF pulse modulator, a high power amplifiers to feed accelerating cavities, and so on must have low noise performance. To evaluate these modules, specially designed expensive detectors are usually used. If the evaluation is limited to pulse-to-pulse jitter, a simple cost effective system may exist. For this purpose, we built a system using off-the-shelf RF components and an oscilloscope. The phase and amplitude jitter of a 110 kW 476 MHz pulsed RF amplifier output was measured with this system. The results were 4.0E-4 and 146 fs in rms, respectively. For stable XFEL operation in SACLA, the required peak-to-peak jitters are 2.0E-3 and 600 fs for 476 MHz accelerating field, for example. So, the performance of this simple system were sufficiently good enough to verify the device under test.

1. はじめに

XFEL 施設である SACLA では熱電子銃から引き出された 500keV、パルス幅 1ns の電子ビームを 238MHz およびその高調波に共振する加速空洞を使って徐々にエネルギーを高め、低エネルギーでは速度圧縮を、高いエネルギーでは磁気シケインを用いた圧縮を用いてピーク電流値を高めている。加速空洞に生成する電場の振幅・位相の精度は最終的に到達する圧縮率に大きな影響を与える。このような高い安定度を実現するためにはマスターオシレータ、基準信号伝送系、低電力高周波システム、大電力増幅器など、それぞれの構成要素に対して低ジッタが要求される。SACLA の 8GeV 線形加速器 [1] や放射光施設 NewSUBARU や NanoTerasu の入射線形加速器 [2, 3] ではドリフトや雑音を抑えた機器が開発され、実運用に供されている。システムに要求される精度の例として、SACLA の 476MHz バンチャー空洞では安定した XFEL 発振を維持するためには振幅に対して 2E-3 p-p、位相に対して 0.1 度 p-p (時間ジッタにして 600 fs p-p) が要求されている [4]。一方で、たとえば低電力高周波システムの振幅位相変調装置や高周波大電力増幅器などを製造するメーカーでは、高価な測定機器を揃えることが困難な場合がある。これらの機器を開発する上でも過剰な雑音の増加は大きな問題であり、製造メーカーにおいてノイズ源の特定、対処ができることが望まれる。我々は過去に高価な測定器群の機材を製造メーカーの工場に持ち込み評価を行った経験がある。ただ、ここで要求される測定器としては、増幅器を通すことによって生じる雑音増加の評価であり、ショットごとの変動量の評価のみでよく、長時間のドリフトなどは無視しても良い場合もある。その目的においてはコストパフォーマンスの優れたパルス RF 信号の振幅・位相測定方法があるのでは無いかと考えた。本発表では市販の機器を組み合わせて構成したシステムの構成とショットごとの振幅・位相変動

量を評価した結果について報告する。

2. パルス RF 信号の位相振幅測定方法

RF 信号の振幅・位相を測定する方法は複数ある [5] が、ここでは、In phase Quadrature (IQ) 方式を使った測定方法について説明する。IQ 検出には中間周波数 (IF) を用いた方式とベースバンド方式とがある。

2.1 IF 信号を使った IQ 測定方法

周波数 f_{RF} の RF 信号と周波数 $f_{RF} - f_{IF}$ の Local Oscillator (LO) 信号とをミキサに入力する。ミキサからは、 $2f_{RF} - f_{IF}$ および f_{IF} の 2 つの周波数の信号が得られる (Eq. (1) 参照)。これらの信号のうち、低い周波数 f_{IF} 信号成分を ADC でサンプリングする。ADC のクロックの周波数は f_{IF} の N 倍とする。また、このクロックの周波数で動作する余弦波、正弦波のデジタル信号 (Numerically Controlled Oscillator: NCO) のデータ列、 $a_{NCO}^I(k)$ 、 $a_{NCO}^Q(k)$ を用意しておく。ADC から得られるデータ列 $a_{if}(k)$ に対し、NCO の \cos データ列および \sin データ列を乗じ、低域通過フィルタを通すことでそれぞれ I、Q 成分のデータが得られる。I、Q の 2 乗和の平方根が振幅、Q/I のアークタンジェントが位相となる (Eq. (2) 参照)。Figure 1 に IF 信号を使った IQ 検出のブロック図を示す。DUT は被試験装置 (Device Under Test) を示す。

この方式では、用いられる ADC が 1 つなので I、Q の利得の違いが生じないこと、ADC のオフセット電圧は NCO データとの掛け算の平均を取ることでキャンセルされること、NCO の直交性には誤差が非常に小さいことなどの利点がある。一方で N クロック分のデータの平均により値が決まるため、振幅・位相の早い応答に対しては感度が鈍ること、ADC クロックの位相ジッタが演算結果に影響を与えてしまうことなどの欠点もある。この方式は NewSUBARU や NanoTerasu の線形加速器の MTCA.4 規格モジュールで構成された LLRF システムに採用されている。

ohshima@spring8.or.jp

$$\begin{aligned}
 a_{RF}(t) &= A \cos(2\pi f_{RF}t) \\
 a_{LO}(t) &= B \cos(2\pi f_{LO}t) \\
 a_{RF}(t) \times a_{LO}(t) &= AB \cos(2\pi f_{RF}t) \cdot \cos(2\pi f_{LO}t) \\
 &= \frac{AB}{2} \{ \cos(2\pi(f_{RF} + f_{LO})t) - \cos(2\pi(f_{RF} - f_{LO})t) \} \\
 &= \frac{AB}{2} \{ \cos(2\pi(2f_{RF} - f_{IF})t) - \cos(2\pi f_{IF}t) \} \quad (1)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 a_{NCO}^I(k) &= \cos(2\pi f_{IF} \cdot t(k)) \\
 a_{NCO}^Q(k) &= \sin(2\pi f_{IF} \cdot t(k)) \\
 I(k) &= a_{if}(k) \cdot a_{NCO}^I(k) \\
 &= \frac{AB}{2} \cos(2\pi f_{IF} \cdot t(k) + \phi) \cdot \cos(2\pi f_{IF} \cdot t(k)) \\
 &= \frac{AB}{4} \{ \cos(4\pi f_{IF} \cdot t(k) + \phi) + \cos(\phi) \} \\
 Q(k) &= a_{if}(k) \cdot a_{NCO}^Q(k) \\
 &= \frac{AB}{2} \cos(4\pi f_{IF} \cdot t(k) + \phi) \cdot \sin(2\pi f_{IF} \cdot t(k)) \\
 &= \frac{AB}{4} \{ \sin(4\pi f_{IF} \cdot t(k) + \phi) - \sin(\phi) \} \\
 r &= \sqrt{I^2 + Q^2}, \quad \tan(\phi) = \frac{\sin(\phi)}{\cos(\phi)} = -\frac{Q}{I} \quad (2)
 \end{aligned}$$

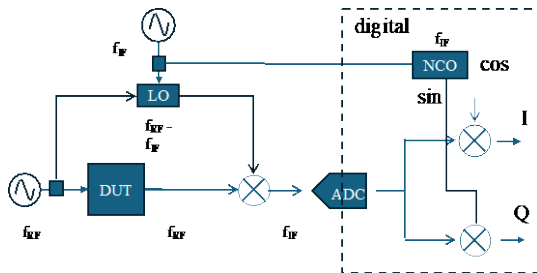


Figure 1: Block diagram of IQ detection system using Intermediate Frequency signal.

2.2 ベースバンド IQ 測定方法

IF 信号を 0 Hz とした場合がベースバンド IQ 検出である。ここでは 2 つの ADC を用いる。これにより、高速な測定が可能となる。Figure 2 にベースバンド IQ 検出のブロック図を示す。ADC に供給するクロック信号に対して低位相雑音は要求されない。

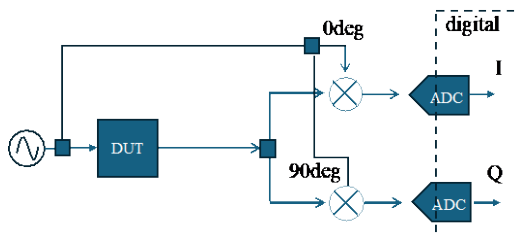


Figure 2: Block diagram of Baseband IQ detection system.

この方式の欠点としては、2 つの ADC の検出利得の差、オフセット電圧の差、LO 信号を 90 度の位相差で生

成する際の位相差などが、測定結果に誤差や歪みを発生させることがあげられる。SACLA ではこの方式が RF 信号の振幅・位相検出に用いられている。IQ 検出には 19"幅のユニットが、ADC としては VME 規格の 16 bit 分解能、クロック周波数 238 MHz の ADC が使用されている。

3. 簡便なベースバンド IQ 測定システム

パルス RF 信号のショットごとの振幅・位相の変動を観測することが目的であれば、ADC に代わってオシロスコープが使用できるのではないかと考えた。オシロスコープの縦方向分解能は一般的には高くないが、適切なオフセットを与えることでレンジを拡大できること、高速サンプリングが可能であり、平均操作により分解能の向上が考えられることから、高分解能を目指せると考えた。我々は市販の高周波用パーツとオシロスコープを組み合わせ、476MHz 用ベースバンド IQ 検出システムを構築した。セットアップのブロック図を Fig.3 a) に、外観図を Fig.3 b) に示す。ミキサ、ディバイダ、Low Pass Filter などは主に mini circuit 社のものを、phase shifter には Spectrum Control 社のものを使用した。オシロスコープとしては Rohde Schwartz 社 RTO6、信号源としては SMA100B を使用した。

測定としては以下の手順をとった。

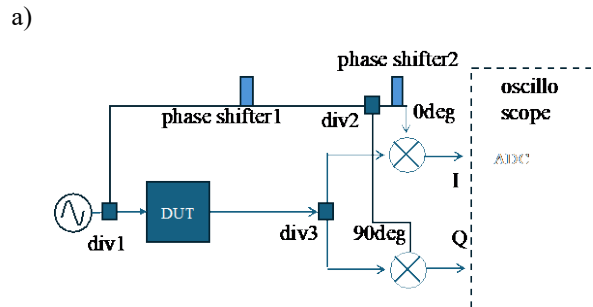


Figure 3: a) Block diagram and b) photo of the simplified baseband IQ detection system.

LO 信号の 0 度、90 度の確認:

- Div2 出力をオシロスコープ ch1, ch2 に接続。
 - Ch2 のゼロクロスでトリガ
 - Ch1 が最大となるように phase shifter2 を調整
- DUT のジッタ測定:
- Div3 に DUT 出力を接続

- Ch1 が 0 V 近傍になるように Phase shifter1 を調整し、レンジを~mV/div まで拡大。帯域は 20 MHz に制限。
- Ch2 のオフセットを調整しレンジを~mV/div まで拡大。帯域は 20 MHz に制限。

オシロスコープの measure 機能の mean 値を選択。Gate を有効にして希望のタイミング・時間領域の平均値を求める(今回は 10 us の時間幅を設定)。統計機能を有効にする。

4. 振幅・位相ジッタの測定

3 章に述べた装置を用いて振幅・位相の測定を行った。

4.1 信号源の位相雑音の影響

基準信号の位相雑音が測定に対してどの程度影響を与えるかの確認を行った。Figure 3 a)の DUT として through を用い、信号源として Rohde Schwartz 社 SMA100B と SMC100A を切り替えて測定した。信号源の出力は+10dBm に設定した。これは今回使用したミキサの飽和による非線形性が顕著にならないことを狙った。信号源の位相雑音の測定には Keysight 社 Signal Source Analyzer E5501A を用いた。Figure 4 にオシロスコープの画面の例を示す。第 3 章に示した手順の通りに ch1 の mean 値は~0V になるように Phase Shifter 1 を調整し、ch2 には 253mV のオフセットを与えた。Ch2 の mean 値は 251.42mV であった。この値が RF の振幅と考え、ch1 の σ を振幅で割った値の arctan が位相変動、ch2 の σ を振幅で割った値が振幅変動とみなした。結果を Table 1 に示す。Figure 5 に示すように Signal Source Analyzer を用いて測定した 1Hz から 10MHz までの積分位相雑音には 2 つの信号発生器で桁違いの差がみられたが、このシステムで測定した振幅・位相のジッタにはさほど大きな差が見られなかった。これは、系の遅延時間が大きくない場合、同相で動く変動はキャンセルして影響が小さくなるのが要因だと考えられる。今回の測定には高価な信号源を用意することが不要であることが判明した。

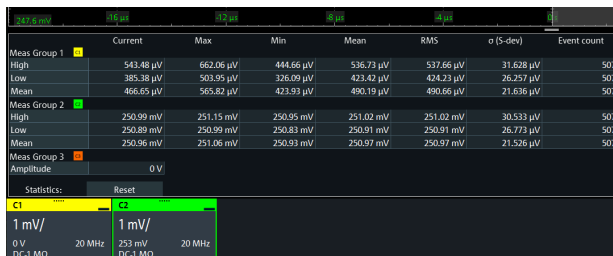


Figure 4: Captured image of a screen of an oscilloscope. Measured mean and standard deviation values were displayed. Vertical scale was 1 mV/div.

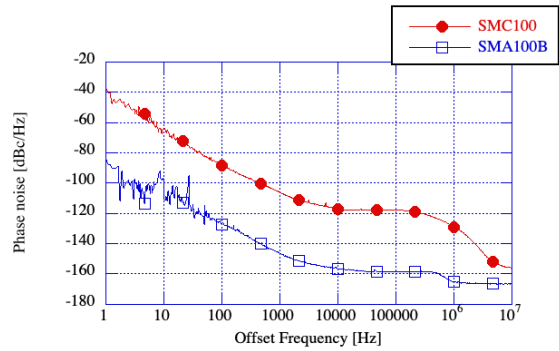


Figure 5: Single Side Band (SSB) phase noise of two signal generators.

Table 1: Phase and Amplitude Jitter for Different Signal Generator

Signal source	SMA100B	SMC100A
SSB noise (measured with E5501A)	27 fs rms	3.8 ps rms
Amplitude jitter	0.80E-4	0.85E-4
Phase jitter	25 fs rms	32 fs rms

4.2 オシロスコープの性能の影響

4.1 に示したセットアップで、性能の異なる複数台のオシロスコープを切り替えて測定を行った。結果を Table 2 に示す。比較的安価なオシロスコープであっても、2E-3、600 fs のジッタを評価できる分解能を得られていることがわかった。

Table 2: Phase and Amplitude Jitter for Different Oscilloscope

oscilloscope	RTO6	MSO44B	MSO24
Sampling rate , vertical resolution	20 Gs/s, 9.4-ENOB	6.25 Gs/s, 12bit	1.25 Gs/s, 8bit
Maximum analog band width	6 GHz	1 GHz	500 MHz
Amplitude jitter	0.80E-4	1.93E-4	2.32E-4
Phase jitter	25 fs rms	64 fs rms	75 fs rms

4.3 外乱の振幅とジッタ

Figure 3 a)の DUT としてミキサを挿入し、ミキサの IF ポートに Function Generator (FG)の出力を接続して RF 信号に対して振幅・位相変調を加えられるようにした。FGからは DC オフセット 300 mV に周波数 100 Hz の正弦波を重畳させた信号を出力した。正弦波の振幅を 1 Vp-p から 10 mVp-p まで変えた場合の振幅 / 位相ジッタを計測した。結果を Fig. 6 に示す。観測された振幅 / 位相ジッタは変調正弦波の振幅に比例して増加した。

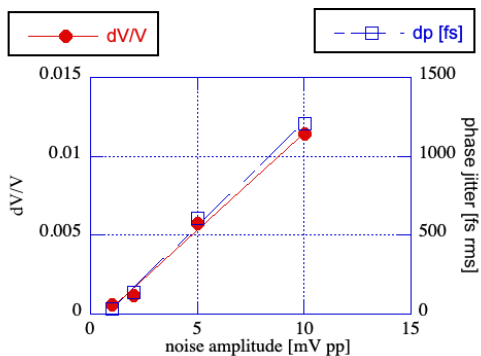


Figure 6: Amplitude response of the phase and amplitude jitter.

4.4 外乱の周波数とジッタ

4.3 のセットアップで FG の周波数を変更した場合のジッタ計測を行った。正弦波の振幅は 10 mVp-p とした。結果を Fig. 7 に示す。観測された振幅 / 位相ジッタは正弦波の周波数が 10 kHz から 100 kHz の間で大きく減少した。これは mean 値の積分を行う領域である 10 us の時間の中で平均化操作が働くことに起因していると考えられる。積分区間の選択は観測したい雑音の周波数も考慮に入れて選択する必要がある。

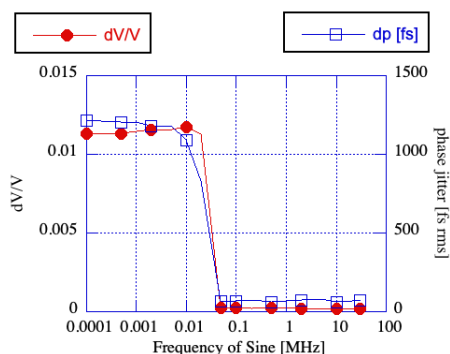


Figure 7: Frequency response of the phase and amplitude jitter.

4.5 パルス RF 信号のジッタ

DUT として 110 kW 半導体増幅器の出力を接続して測定を行った。測定時の RF 出力電力は 100 kW 繰り返しは 60 pps であった。測定開始直後は、半導体増幅器を SACLA 加速器と独立した周期で運転していたところ、周辺のクライストロン電源に起因すると思われるノイズがジッタ測定に大きく影響していた。増幅器のトリガを AC 電源同期とすることで測定値の再現性が改善した。Figure 8 にオシロスコープの画面の例を示す。位相に敏感な ch 1 はパルス内で時間と共に 6 mV (1.8 degree) ほど変化している様子が見られたが波形の再現性は高かった。約 22 us のゲート区間で計算した Mean 値の測定結果を Table 3 に示す。観測された振幅 / 位相ジッタは 4.0E-4 / 149 fs rms であった。これは、2E-3 / 600 fs p-p の評価に使えるレベルであると考えられる。近傍の RF 信号が無い部分について同程度の時間の gate を設定して測

定した。この電圧変動が増幅器のノイズに重畳されていると仮定し、引き算を行った結果も Table 3 に示す。この時の位相ジッタは 111 fs rms であり、VME の ADC を用いたシステムで得られた振幅/位相ジッタの値 2E-4 / 96 fs rms と大きくは矛盾しない値であった。また、他のモデルのオシロスコープでの結果も Table 3 に合わせて示す。RTO6 で計測した値より若干悪いが、十分有益な情報を与えると考えられる。MXO24 の測定においてはデータの更新レートが他のモデルより低く測定に若干時間がかかっており、増幅器システムの位相ドリフトの影響を被っている可能性がある。

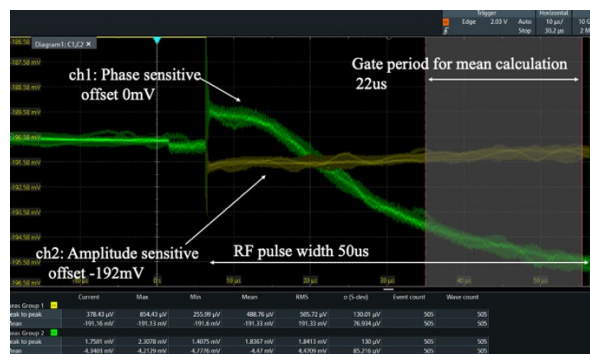


Figure 8: 476 MHz power amplifier output signal. Channel 1 and 2 were sensitive to the phase and amplitude, respectively.

Table 3: Phase and Amplitude Jitter for 476MHz 110kW Solid State Power Amplifier at 100 kW Output

Oscilloscope	RTO6	MXO44B	MXO24
Amplitude jitter (raw/ offset subtracted)	4.0E-4 / 2.70E-04	4.2E-4 / 2.70E-04	4.6E-4 / 2.70E-04
Phase jitter (raw/ self noise subtracted) [fs rms]	149 / 111	166 / 125	217 / 177

5. まとめ

パルス RF 信号のジッタを計測する簡便なシステムを市販の RF 部品とオシロスコープを用いて構築した。このシステム単体での rms ジッタは振幅について 0.80E-4、位相について 25 fs と高い性能を有していた。476 MHz 半導体増幅器から出力されるパルス RF 信号のジッタについて計測した結果は 振幅について 4.0E-4 rms、位相について 149 fs rms であり、SACLA の XFEL 安定運転に必要な 2E-3 p-p、600 fs p-p を満たしているかどうかの判断に寄与する測定精度を有していることが確認できた。このシステムは市販品で構成されており、専用のソフトウェアも不要であることから、たとえば低電力高周波装置や半導体増幅器を製造している業者が導入することに対する障壁は低いと考えられる。ただ、mV レンジの信号を測定するため、環境ノイズを抑える工夫(各機器の AC 電源の取り回しや、電源同期を取ることなど)は必要である。

参考文献

- [1] Y. Otake *et al.*, “Timing and low-level rf system for an x-ray laser”, Phys. Rev. Accel. Beams 19, 022001.
- [2] T. Ohshima *et al.*, “Timing and Low Level RF Control System of New Injector Linac for NewSUBARU”, Proceedings of the 18th Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, Online, Aug. 9-12, 2021, pp. 156-160.
- [3] T. Asaka *et al.*, “Installation and Beam Commissioning of 3 GeV Linear Accelerator in NanoTerasu”, Proceedings of the 20th Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, Funabashi, Aug. 29-Sep.12, 2023, pp. 49-53.
- [4] E. Iwai *et al.*, “Introducing Solid State Amplifiers at SACLA”, Proceedings of the 21th Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, Yamagata, Jul. 31-Aug. 2, 2024.
- [5] T. Schilcher, “RF applications in digital signal processing”, cern accelerator school, 2007.