

直接サンプリング検出技術を用いた RF 信号と LO 信号の同時測定

SIMULTANEOUS MEASUREMENT OF RF SIGNAL AND LO SIGNAL USING DIRECT SAMPLING DETECTION TECHNIQUE

松本利広^{#, A,B)}, 三浦孝子^{A,B)}, Qiu Feng^{A,B)}, 道園真一郎^{A,B)}, Liu Na^{B)}, Sigit Basuki Wibowo^{B)}
Toshihiro Matsumoto^{#, A,B)}, Takako Miura^{A,B)}, Qiu Feng^{A,B)}, Shinichiro Michizono^{A,B)}, Liu Na^{B)},
Sigit Basuki Wibowo^{B)}

^{A)} High Energy Accelerator Research Organization (KEK)

^{B)} SOKENDAI (The Graduate University for Advanced Studies)

Abstract

For the LLRF system of superconducting Linacs, precision measurements of amplitude and phase of RF and LO signals are important for the achievable field stability. The RF and LO signals can be measured with fast ADC (ADS5474) by use of direct sampling technique. In this paper, we report the simultaneous measurement algorithm of RF and LO signal and the results of the demonstration test.

1. はじめに

超伝導空洞を用いた線形加速器 (ILC, XFEL や LCLS2) の運転周波数は 1.3 GHz が一般的である。これらの加速器の高周波源では、超伝導空洞内の加速電場の振幅・位相を 0.1%、0.1 度以下の要求される安定度を満たすため、低電力 RF (Low-level RF, LLRF) 系でデジタルフィードバック制御を採用している。このデジタルフィードバック制御系は、主に ADC (Analog-to-digital convertor) や DAC (Digital-to-analog convertor)、デジタル信号処理を行う FPGA (Field-programmable gate array) で構成されている。

ADC の最大入力周波数は加速器の運転周波数より低い場合が多い。空洞からの波形信号を ADC に入力するため、運転周波数から 10~100 MHz 離れた周波数をもつ局所発振器 (Local oscillator, LO) からの LO 信号と RF ミキサーを用いて空洞からの振幅・位相を保存しつつ中間周波数 (10~100 MHz) へ周波数変換を行う。ADC ではオーバーサンプリングでデジタルデータを取得、デジタル信号処理で振幅・位相情報を引き出す手段がデジタル LLRF 系では一般的である。他の手段として、運転周波数より広い帯域を持つ ADC を用いて、アンダーサンプリング技術を使うことにより同様に振幅・位相を求めるものもある。この場合、RF ミキサー由来で起きる温度依存性や非線形効果の影響は無くなるが、クロックのジッターの影響が大きくなること、ADC の消費電力が大きくなる (2W 以上/ADC) 傾向がある。複数台の空洞の振幅・位相波形のベクトル和を一定にするフィードバック制御を採用する ILC や XFEL では、この方法を用いたデジタルボードの開発や実証試験が行われている [1,2,3,4] が波形モニターとして一般的になっていない。

KEK の cERL/STF では運転周波数 1.3GHz の超伝導空洞のデジタル処理を用いた高周波制御を進めてきた。これまでの運転時に中間周波数を基準信号としてモニターした場合に振幅や位相が変動する現象があり、RF 信号や LO 信号を直接モニターする必要性が出ていた。また RF 信号をモニターすることにより、ILC で要求される

数キロメートル以上に離れた高周波源の同期化に役立つと期待できる。今回、cERL/STF で開発した帯域 1.4GHz の ADC (ADS5474) を 2 チャンネル持つモニターボード [5] を用いて RF 信号と LO 信号の同時測定を行った。同時測定のアルゴリズムや実証試験の結果について報告を行う。

2. 直接サンプリング検出技術

デジタル LLRF 制御系でサンプリングから振幅と位相を評価するため、運転周波数とサンプリングのクロック周波数を同期させ、非 IQ サンプリング方式を用いる。サンプリング周波数 f_s と運転 RF 周波数 f_0 には、

$$f_s = \frac{f_0}{K + \frac{N}{M}}, K = 0, 1, 2 \dots \quad (1)$$

の関係が成り立つ必要がある。ここで $\Delta\phi$ は 2 つの隣接するサンプル間の位相差

$$\Delta\phi = \left(K + \frac{N}{M}\right) \cdot 2\pi \quad (2)$$

を意味する。I/Q の計算アルゴリズムは

$$I = \frac{2}{M} \sum_{i=1}^M x[i] \cdot \cos(\Delta\phi \cdot i) \quad (3)$$

$$Q = \frac{2}{M} \sum_{i=1}^M x[i] \cdot \sin(\Delta\phi \cdot i) \quad (4)$$

を用いる [6]。ここで $x[i]$ は ADC の生データである。

cERL や STF のデジタル LLRF 制御系では、運転周波数 f_0 を 128 分周した 10.156 MHz を IF 周波数として採用している。このため LO 信号の周波数は $129/128 \times f_0 (= 1310.156 \text{ MHz})$ である。式 (3, 4) の \cos や \sin の引数の部分は式 (2) より (入力信号周波数) / (CLK 周波数) で決まる係数である。サンプリング周波数 f_s は、運転周波数 f_0 を元にして周波数分周器による分周 (割り算) と RF ミキサーや IQ 変調器による合成 (加減算) で作られるため、 f_0/f_s は整数比で表現される。LO 信号の周波数は $129/128 \times f_0$ であるため、LO 信号での係数は

[#] toshihiro.matsumoto@kek.jp

$$\frac{129}{128} \cdot f_0 / \frac{f_0}{K + \frac{N}{M}} = \left(K + \frac{N}{M} \right) \cdot \frac{129}{128} \quad (5)$$

ここで $(KM+N)=128$ となるように CLK 周波数を決めれば、運転 RF 周波数 f_0 の場合にはアルゴリズムの係数を $128/M$ 、LO 信号に対しては $129/M$ に変更することで、同一のクロック信号で RF 信号と LO 信号の I/Q 計算が可能になる。

3. サンプリング周波数の選択と生成

3.1 サンプリング周波数の選択

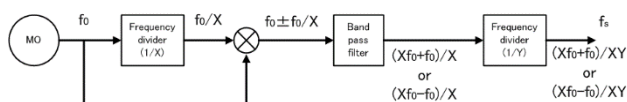


Figure 1: Sampling clock generation for direct sampling.

これまで直接サンプリング検出での CLK 周波数は Figure 1 で示すように

- 1) RF 周波数を X 分周
 - 2) RF と RF の X 分周を IQ 変調器や RF ミキサーで合成
 - 3) 合成後の信号を BPF で選択
 - 4) BPF 通過後の信号を Y 分周
- で作ってきた。この方法を用いるものとする、 $XY = KM+N=128$ となり、可能な組合せを Table 1 に示す。

Table 1: Possible combination of sampling clock for simultaneous measurement

Operating freq. 1300 [MHz]					
X		(X±1)/X freq. [MHz]	Y	Sampling freq. [MHz]	
32	+	1340.6	4	335.16	×
32	-	1259.4	4	314.84	×
16	+	1381.3	8	172.66	○
16	-	1218.8	8	152.34	○
8	+	1462.5	16	91.41	○
8	-	1137.5	16	71.09	○
4	+	1625.0	32	50.78	×
4	-	975.0	32	30.47	○

モニターボードの動作可能周波数は最大で 300 MHz 程度であること、また周波数分周に用いる AD9510 の許容入力周波数が 1.6 GHz であるため、サンプリング周波数の候補として 172.66 MHz ($K=7, M=17, N=9$) を選択した。

3.2 セットアップ

Figure 2 に今回の試験環境を示す。1.3 GHz の基準信号発振器(MO)には E8663D(Keysight 製)、周波数分周器には AD9510(Analog Devices)、CLK 信号生成用の RF ミキサーには ZX05-C42-S+(Mini-circuits)、LO 信号生成用の IQ 変調器には AD8346(Analog Devices)を用いている。LO 信号や CLK 信号の周波数選択にはバンドパスフィルター(BPF、総合電子)を組み込んでいる。MO を除いたこれら信号生成系とデジタルボードはペル

チェ素子を使った恒温槽(Fig. 2 枠内)の中に組み込まれ、槽内の温度を 25°C に設定してある。

今回の試験で用いる信号の位相雑音スペクトラムを Figure 3 に示す。10 Hz-1 MHz のジッターは、32 fsec. (RF 信号)、46 fsec. (LO 信号)、53 fsec. (CLK 信号)であった。

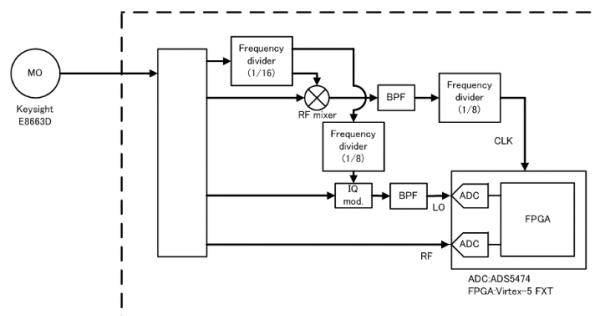


Figure 2: Experimental setup of RF-LO simultaneous measurement.

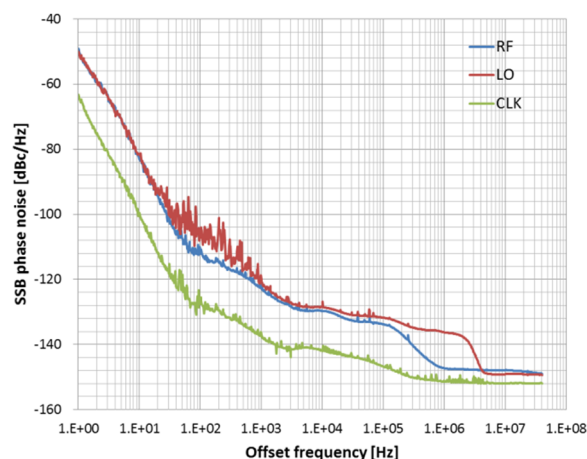


Figure 3: Phase noise distribution of RF, LO and CLK signals.

4. 直接サンプリング検出技術による RF 信号と LO 信号の同時測定

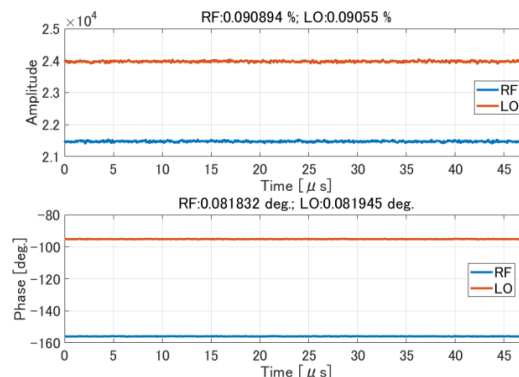


Figure 4: Amplitude and phase stabilities of RF and LO signal measured with simultaneous direct sampling.

適切な CLK 信号とアルゴリズム係数の選択を行い、直接サンプリング検出技術を用いて RF 信号と LO 信号の同時測定で求めた振幅・位相安定度の結果を Figure 4 に示す。今回の測定の結果、RF 信号と LO 信号の振幅安定度は共に 0.09% (rms)、位相安定度は 0.08deg. (rms)であった。

今回の測定では測定した I/Q 値に対してフィルタ処理を行わなかった。今後、適切なフィルタ処理をすることで測定精度の向上が期待できる。

5. RF-LO 合成信号からの直接サンプリング技術による分離検出

式(3, 4)は FIR フィルタと見ることもできる。今回の測定条件での RF 信号測定と LO 信号測定での FIR フィルタの伝達関数を Figure 5 に表す。RF 信号(横軸:0.4706)と LO 信号(横軸:0.4118)は互いに直交関係にあることがわかる。

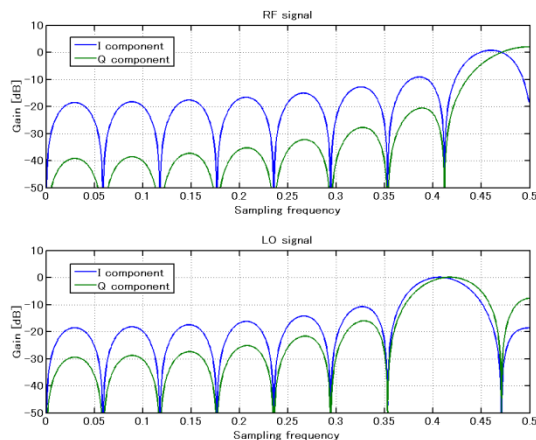


Figure 5: Transfer function of the FIR filter for RF signal measurement (top) and LO signal measurement (bottom).

これまでに STF では周波数の異なる中間周波数の信号を合成、ADC でサンプリング後に FPGA 内でのデジタル信号処理により、個々の中間周波数の IQ 成分の再構築する技術を開発、STF での超伝導空洞の運転に用いてきた[7]。RF-LO の合成信号にもこの技術が応用できると考え、Figure 6 に示すセットアップを構築、実証試験を行った。

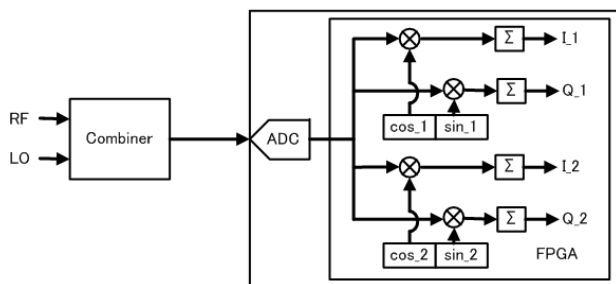


Figure 6: Experimental setup of RF-LO simultaneous measurement under RF-LO combined signal.

Figure 7 に測定結果を示す。RF 信号と LO 信号の振幅安定度は 0.12~0.15% (rms)、位相安定度は 0.1deg.

(rms)となり、Figure 4 と比較して若干の悪化があった。原因として、信号合成による有効分解能の低下や信号強度の低下が考えられ、引き続き調査を進める必要がある。

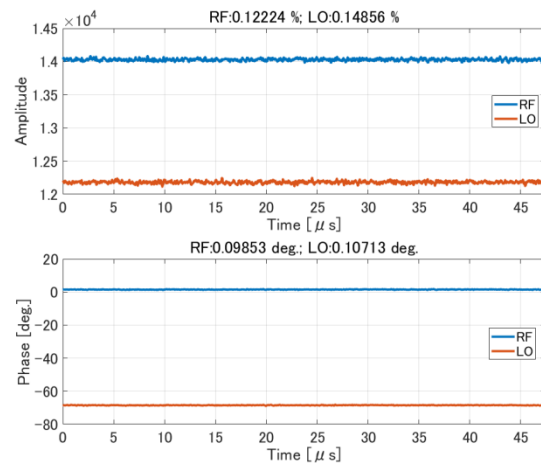


Figure 7: Amplitude and phase stabilities of RF and LO signal measured with simultaneous direct sampling from RF-LO combined signal.

6. まとめ

運転周波数をカバーする帯域を持つ ADC を搭載したモニターボードを用いて、デジタル LLRF 系の重要な構成要素である RF 信号と LO 信号を同一サンプリング周波数でモニターする方法を実証した。また RF-LO の合成信号でも RF 信号と LO 信号の IQ (もしくは振幅・位相)成分を分離して測定できることを確認した。

今後はこれらの方法を用いて、大規模な加速器に要求される安定な RF 基準信号系の開発を進めていく予定である。

参考文献

- [1] H. Katagiri *et al.*, “High Speed Data Acquisition System using FPGA for LLRF Measurement and Control”, LINAC08, THP106.
- [2] Z. Geng *et al.*, “Evaluation of Fast ADCs for Direct Sampling RF Field Detection for the European XFEL and ILC”, LINAC08, THP102.
- [3] Y. Okada *et al.*, “Direct Sampling of RF Signal for 1.3 GHz Cavity”, PAC09, WE5PFP088.
- [4] S. B. Habib, “Performance Evaluation of 8-Channel Card for Direct Sampling of 1.3 GHz Signals”, IEEE TRANSACTIONS ON NUCLEAR SCIENCE, VOL. 60, NO. 5, OCTOBER 2013.
- [5] J. Mizuno *et al.*, “A New FPGA Board with Fast ADCs for Direct RF Sampling”, Proceedings of the 8th Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, MOPS106.
- [6] M. Grecki, T. Jezynski and A. Brandt, “Estimation of IQ Vector Components of RF Field - Theory and Implementation”, 12th Int. Conf. Mixed Design of Integrated Circuits and Systems, MIXDES 2005, p.783-788.
- [7] S. B. Sigit *et al.*, “Digital low level rf control system with four different intermediate frequencies for the International Linear Collider”, to be published in PRAB.