

DEVELOPMENT OF ARES CAVITY SIMULATOR

Tetsuya Kobayashi#, Kazunori Akai, Kota Nakanishi

KEK

1-1 Oho, Tsukuba, Ibaraki, 305-0801

Abstract

For the SuperKEKB project, a new LLRF control system has been developed to realize high accuracy and flexibility. Accordingly the evaluation of the new LLRF system carries significant weight. For the test operation in quantity production of new LLRF systems, an ARES cavity simulator was developed. This paper reports details of the ARES simulator. The ARES is a special normal conducting cavity for the KEKB, which has a unique structure in order to avoid the coupled-bunch instability. It is a three-cavity system: the accelerating cavity is coupled with a storage cavity via a coupling cavity.

This simulator calculates real-time response of base-band (I, Q-components) from the state equation of the cavity. It is extended to three-cavity system by coupling terms in the equations. This calculation is performed by an FPGA. Because this simulator has I/Q modulators and demodulator, it can directly receive an RF signal as a cavity input, and can also output the responses as RF signal. Furthermore, this simulator can receive tuner control pulses, and simulate the cavity (de-) tuning. The cavity parameters such as Q-values and input coupling can be configured arbitrarily. The stability condition of calculation, which is related to FPGA clock frequency or coupling factor between the cavities, is also discussed in this report.

ARES 空洞シミュレータの開発

1. はじめに

高エネルギー加速器研究機構では SuperKEKB 計画 (ルミノシティを KEKB 加速器の 40 倍にアップグレード) が進められている^[1]。この高いルミノシティを実現するため、更なる低エミッタンスかつ大電流ビームが要求され、高周波 (加速電場) 制御の性能が非常に重要となる。SuperKEKB では従来のアナログ制御システムに代わり、新たに高精度かつフレキシブルなデジタル低電力高周波 (Low Level RF: LLRF) 制御システムを開発した^[2]。LLRF 制御では RF 信号の安定性のみならず、チューナー制御 (空洞の同調、大電流に対する離調制御) も重要なポイントである。この新しい LLRF 制御システムの評価試験 (大電力試験前の十分な動作試験) および量産時の動作確認が必要であり、そのため、ベンチトップ型の電気式 ARES 空洞シミュレータを開発した (図 1)。本稿では、この空洞シミュレータについて詳細を報告する。

ARES 空洞は、KEKB 加速器用に開発された常伝導空洞で、大電流ビームによる不安定性に対処するため、加速空洞 (A 空洞) に貯蔵空洞 (S 空洞) が結合空洞 (C 空洞) を介して互いに接続されている 3 連空洞である (図 2)^[3]。

2. 処理方式と特徴・機能

本シミュレータの主な特徴・機能を以下に挙げる。

(1) FPGA 演算 (ベースバンド時間発展) による模擬



図 1 : ARES 空洞シミュレータ (三光社* 製造)。RF 入力信号に対し、各空洞の応答および反射信号を RF 信号で出力する。チューナー制御による共振周波数の変化にも対応する。

- (2) 3 連空洞 (ARES 空洞の $\pi/2$ モード) に対応
- (3) RF 信号 (509MHz) による入出力
- (4) 反射信号を模擬・出力 (リアルタイム応答)
- (5) チューナー制御信号による共振変化に対応
- (6) ビームローディングの効果を模擬
- (7) 各種空洞パラメータを任意に設定可能
- (8) 卓上型、ラックマウント可能

特に(2)~(5)については、(1)の方式による空洞シミュレータとして今までにない機能である。(2)については、空洞間の結合度を 0 とすることで従来の単空洞シミュレータとしても機能する。これらの項目についてももう少し詳細に以下で説明する。

空洞シミュレーションの方式としては、機械的な構造物や電氣的等価回路などが考えられるが、空洞パラメータ (Q 値、結合度、離調度など) を自由に設定できる演算方式にした。また過渡的な応答も再現するために、ベースバンド (I, Q 成分) の時間発

tetsuya.kobayashi@kek.jp

* <http://www.sanko-sha.net/>

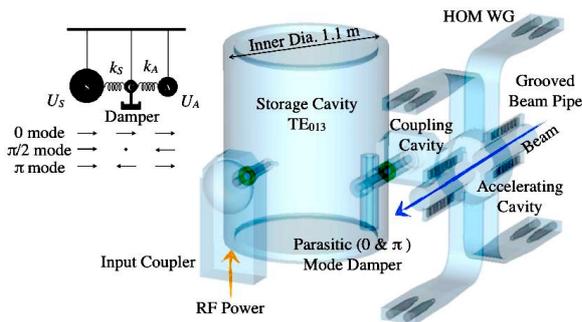


図 2 : ARES 空洞の構造イメージ (図 : 影山氏)。加速空洞に貯蔵空洞が結合空洞を介して連結されている。貯蔵空洞より電力が投入され $\pi/2$ モードで励振される。0, π モードや高次モードの減衰器がある。

展の演算を FPGA で行うものとした。このベースバンドによるシミュレート方式はすでに良く用いられ^[4]、主に超伝導空洞の解析に用いられる。また KEK の STF 試験用でも FPGA で実現されている^[5]。ただしいずれも単空洞として扱っている。また、従来では反射の処理はなく、高周波の直接入力にも対応していない。

本シミュレータでは上記ベースバンドの演算処理を 3 空洞に拡張した。また反射信号も模擬する。更に、直接 RF 信号の入出力を可能とした。そのために IQ 変調/復調器を内蔵したものとなる。

図 3 に本シミュレータの構成を示す。RF 入力は IQ 復調され、それに対し 3 空洞の応答および反射信号をシミュレートした結果を IQ 変調し、RF 信号として出力される。そのための基準高周波信号を別途入力する必要がある。IQ 復調の実際は図 4 に示すように 21MHz の中間周波数 (IF) を IQ サンプリグする方式にした。他にもアナログデバイス (IQ 復調器) を直接用いる方法やダイレクトサンプリグ

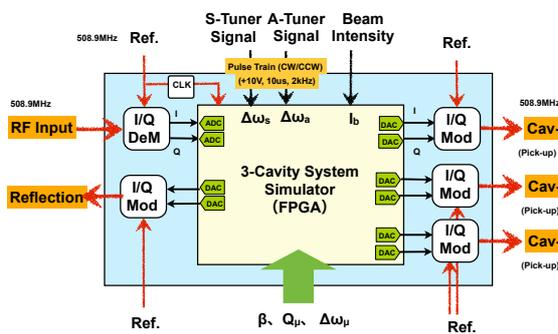


図 3 : ARES シミュレータの構成。

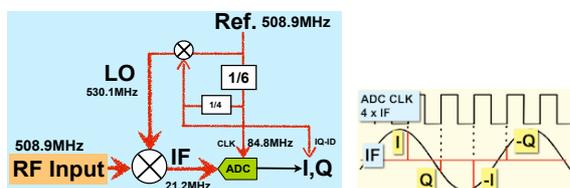


図 4 : IQ 復調方式 (IF の I,Q サンプリグ)。

方式が考えられるが、この IF の IQ サンプリグは振幅・位相の確度をもっとも高く確実である。ここで位相変化の方向に注意しなければならない。LO の周波数が RF より高いと IF の位相変化の方向が逆になり、出力 IQ 変調との関係 (I,Q 成分) が逆になる。ADC サンプルおよび FPGA 動作クロックは約 85MHz である。

採用したデバイスは ADC、DAC、IQ 変調器それぞれ LTC2217 (16bit)、AD9747 (16bit)、AD8345 である。演算処理 FPGA には Vertex-6 を用いた。

Q 値や入力カップリングなど空洞パラメータはシリアル通信で外部から任意に FPGA に設定可能になっている。そのためのインターフェス CPU (Spartan-6) を組み込んでいる。本体にはディスプレイがあり各信号の I,Q 成分および振幅・位相を表示する。

その他、実際のチューナー制御パルスを入力することで、A, S 空洞の共振周波数変化を模擬することが可能となっている。

3. FPGA によるシミュレート演算

3.1 単空洞の場合

共振周波数 ω_0 の空洞を周波数 ω で励振した場合のエンベロップ (ベースバンド) 応答は、次式のような 1 階微分の形 (状態方程式) で記述できる。

$$\begin{cases} \dot{V}_{cl}(t) + \omega_{l/2} V_{cl}(t) + \Delta\omega V_{cq}(t) = R_L \omega_{l/2} I_{gl}(t) \\ \dot{V}_{cq}(t) + \omega_{l/2} V_{cq}(t) - \Delta\omega V_{cl}(t) = R_L \omega_{l/2} I_{gq}(t) \end{cases} \quad (1)$$

$$\omega_{l/2} = \frac{\omega_0}{2Q_L}, \quad \Delta\omega = \omega_0 - \omega, \quad R_L = \frac{R}{1+\beta}$$

ここで V_{cl} , V_{cq} はそれぞれ空洞電圧の I, Q 成分 (実数部、虚数部) を表す。また、 Q_L , β , R , I_{gl} はそれぞれお負荷 Q 値、入力カップリング、空洞インピーダンス、駆動電流である。この式(1)は、次式 (共振等価回路モデルの微分方程式)

$$\ddot{V}_c(t) + \frac{\omega_0}{Q_L} \dot{V}_c(t) + \omega_0^2 V_c(t) = \frac{\omega_0 R_L}{Q_L} \dot{I}_g(t) \quad (2)$$

から導かれる。 V_c , I_g の時間依存性を $e^{j\omega t}$ として RF 成分とエンベロップを変数分離し、2 階微分を無視することで式(1)を得る^[4]。従って式(1)は比較的 Q 値が高く (考える時間スケールに対して) 応答が遅い場合に有効である。通常の常伝導加速空洞 (Q=数千~数万) でも十分に有効である。

式(1) を差分式にし、時間ステップ毎の計算することで空洞をシミュレートする。これは 1 次の IIR フィルタに相当する。

従来シミュレータにおける式(1)の計算では R_L に具体的な空洞インピーダンスを与えるようだが、実際の高周波信号の測定信号 (電圧比) に対応させるには都合が悪い。そこで本シミュレータでは $R_L I_g$ を次式で与え、入力レベルに対し、同じインピーダ

ンスで測定した電圧比に対応するよう規格化した。また反射も追加した。

$$R_t I_s = \frac{2\sqrt{\beta}}{1+\beta} V_s, \quad V_r = V_c \sqrt{\beta} - V_g \quad (3)$$

ここで V_g, V_r はそれぞれ入射、反射電圧である。この式(3)のような定式化や反射を扱う空洞シミュレータはこれまでに参照できるものが見当たらず我々独自のものである。

実際には FPGA おける演算処理は整数だけなので、固定小数点として扱いビットシフトにより桁を合わせる^[5]。本シミュレータの FPGA 内部での演算は STF (参考文献[5]) に倣い 24bit 符号付き整数 (16bit-AD から拡張) とした。

3.2 ARES 空洞への拡張

ARES 空洞は図 1 に示すように 3 つの空洞が結合されたシステムである。そこで式(1)に空洞間の結合項を追加し 3 空洞に拡張した。FPGA において 3 空洞 (式(6)) および反射について同時に演算する。その計算式は次のような形になる。

$$\begin{cases} X_{a1} = W_a \cdot X_{a1}^{-1} - D_a \cdot X_{aQ}^{-1} + K_{aa} \cdot X_{cQ}^{-1} - B \cdot X_{b1} \\ X_{aQ} = W_a \cdot X_{aQ}^{-1} + D_a \cdot X_{a1}^{-1} - K_{aa} \cdot X_{c1}^{-1} - B \cdot X_{bQ} \\ X_{c1} = W_c \cdot X_{c1}^{-1} - D_c \cdot X_{cQ}^{-1} + K_{ac} \cdot X_{aQ}^{-1} + K_{sc} \cdot X_{sQ}^{-1} \\ X_{cQ} = W_c \cdot X_{cQ}^{-1} + D_c \cdot X_{c1}^{-1} - K_{ac} \cdot X_{a1}^{-1} - K_{sc} \cdot X_{s1}^{-1} \\ X_{s1} = W_s \cdot X_{s1}^{-1} - D_s \cdot X_{sQ}^{-1} + K_{as} \cdot X_{cQ}^{-1} + G \cdot X_{g1} \\ X_{sQ} = W_s \cdot X_{sQ}^{-1} + D_s \cdot X_{s1}^{-1} - K_{as} \cdot X_{c1}^{-1} + G \cdot X_{gQ} \\ X_{r1} = C \cdot X_{s1}^{-1} - X_{g1} \\ X_{rQ} = C \cdot X_{sQ}^{-1} - X_{gQ} \end{cases} \quad (4)$$

ここで X_a, X_c, X_s はそれぞれ A 空洞、C 空洞、S 空洞の電圧、 X_g, X_r は入力、反射電圧をそれぞれ表す。また上付きの "-1" は 1 ステップ前を保持した値を表し、各ステップで元の値から次の値を求める関係となっている。各係数は、それぞれ次のように空洞パラメータから与えられる。

$$\begin{cases} \Delta\omega_\mu = \omega_\mu - \omega, \quad \omega_{\mu/2} = \frac{\omega_\mu}{2Q_\mu} \\ G = \frac{2\sqrt{\beta}}{1+\beta} \Delta t \cdot \omega_{\mu/2}, \quad C = \sqrt{\beta}, \quad B = \Delta t \cdot \omega_{a/2} \\ W_a = 1 - \Delta t \cdot \omega_{a/2}, \quad W_c = 1 - \Delta t \cdot \omega_{c/2} \\ W_s = 1 - (\beta+1) \cdot \Delta t \cdot \omega_{s/2}, \quad D_\mu = \Delta t \cdot \Delta\omega_\mu \\ K_{\mu\nu} = \frac{k_\mu}{2} \cdot \Delta t \cdot \omega_{\nu/2} \cdot Q_\nu = \frac{k_\mu \cdot \Delta t \cdot \omega_\mu}{4} \end{cases} \quad (5)$$

ここで、 μ は a, c, s を表し、 k_a, k_s はそれぞれ C-A 間の結合度、C-S 間の結合度である。各結合項では I, Q 成分が逆に作用しているため $\pi/2$ モード (90 度の位相差) に対応する。 ω_μ は空洞の共振周波数、 Q_μ は各空洞の Q 値 (Q_0) である。 Δt はステップ時間間隔 (サンプル周期) で、本装置では 1 ステップの計算に 2 クロックかかるため約 42MHz の離散化処

理になっている。

厳密には ARES 空洞の式(2)に相当する式は次のように表される^[6]。

$$\begin{cases} \left[j \left(\frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega} \right) + \frac{1}{Q_c} \right] X_a = -j \frac{\omega}{\omega_c} \frac{1}{2} k_a X_c + \frac{R_a}{Q_c} I_b \\ \left[j \left(\frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega} \right) + \frac{1}{Q_c} \right] X_c = -j \frac{\omega}{\omega_c} \frac{1}{2} (k_a X_a + k_s X_s) \\ \left[j \left(\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega} \right) + \frac{(\beta+1)}{Q_s} \right] X_s = -j \frac{\omega}{\omega_s} \frac{1}{2} k_s X_c + \frac{R_s}{Q_s} I_g \end{cases} \quad (6)$$

ここで R_a, R_s はそれぞれ A 空洞、S 空洞の空洞インピーダンスである。式(4)は、式(1)と同様に式(6)から求められるが、厳密に求めた式は非常に複雑となり FPGA で扱うには困難になるため、そこから単純な結合項だけを残したものが式(4)およびその係数 (式(5)) に相当する。

ユーザーインターフェースでは Q 値など通常扱うパラメータ数値を入力すれば良い。そこから内部の CPU (Spartan-6) が式(5)を計算し、24bit 整数 (固定小数点) として各係数を FPGA に与える。

空洞離調に相当する係数 D_a, D_s はパルス入力に応じて変化させ、A, S 空洞のチューナー制御を模擬することがけきる。1 パルスあたりの変化量 (チューナー感度) は任意に与えることができる。

更には、加速空洞へのビーム負荷 (加速位相 ϕ_s を含む) を模擬することができる。式(4)の X_b がビーム励起に相当し、振幅 X_a に対してローディングファクター ($b = P_b/P_c/\cos(\phi_s)$) に比する値 ($X_b = X_a * b * e^{j\phi_s}$) を与える。実際の加速ビーム電流との対応にはシャントインピーダンスに相当する係数を予め与える必要がある。

空洞間の結合を 0 ($k_a=0, k_s=0$) とすれば、通常の単空洞 (S 空洞のみ) のシミュレータとして機能する。ただし、この場合 A 空洞と結合がないのでビーム負荷については模擬できない。

その他、入力パワーに対する温度変化 (共振の変化) などは今のところ考慮していないが、外部から共振周波数を任意に変更できるので (遅い処理で良いので) スクリプト制御で十分対応可能である。

表 1 : 評価に使った ARES 空洞パラメータ

入力カップリング : β	3
加速空洞 $Q_0 : Q_a$	26000
結合空洞 $Q_0 : Q_c$	100
貯蔵空洞 $Q_0 : Q_s$	140000
加速空洞結合度 : k_a	5%
貯蔵空洞結合度 : k_s	1.5%
運転時の壁面損失 : P_c	150kW
	= (A) 60kW + (S) 90kW
運転時の加速電圧	0.5MV ($P_c = 150kW$)

4. 動作確認

4.1 ARES 空洞の特徴の 1 例

本章では、正しく ARES 空洞を模擬しているか、その確認例をいくつか示す。空洞パラメータとして

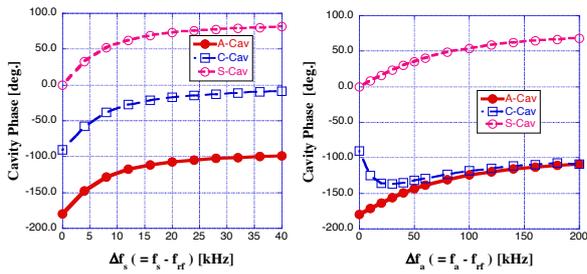


図5：与えた離調度に対する空洞位相の変化。S 空洞を離調した場合（左）と A 空洞を離調した場合（右）。入力を0度としている。

計算に使った値を表1に示す^[7]。

まず、ARES 空洞 ($\pi/2$ モード) の特徴として X_c は非常に小さく (理想的には0)、 $X_s/X_a = -k_a/k_s$ となることが確認できた ($\pi/2$ モードは S 空洞と A 空洞で位相差が 180 度となる)。

4.2 離調に対する位相変化

空洞を離調した時 ($\Delta\omega_\mu$ を変えた時) の各空洞位相の変化を図5に示す。左が S 空洞を離調した場合で、右が A 空洞を離調した場合である。縦軸は入力を0度とした時の各空洞の位相である。S 空洞を離調した場合は、離調に従って S 空洞の位相が変わるが、空洞間の位相差は 90 度のままとする。一方、A 空洞を離調した場合は C 空洞と位相が一致していく。負の方向の離調については位相も逆方向へ対称的に変化する。これらの結果は参考文献[8]に示される赤井氏の解析とよく一致し、ARES 空洞の特徴を再現している。

4.3 過渡応答

次に、パルス入力に対する応答を確認した。まず、パルス入力に対して空洞共振器の一般的な応答を図6に示す (離調は 0)。図は空洞電圧と反射のエンベロープ波形を表す。左がオーバーカップリング ($\beta=3$)、右がアンダーカップリング ($\beta=0.8$) の場合で、反射に特徴がある。それぞれ反射位相は 180 度違い、立ち上がりの形や立ち下りの大きさ (V_{r_end}) はカップリングに依存する。これを踏まえ、実際の ARES シミュレータの出力結果を図8に示す。この時の入力信号は 1ms 幅の RF パルスで図7に示

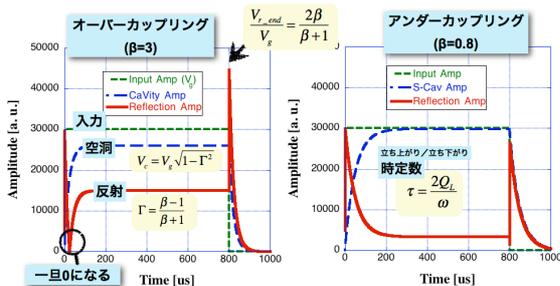


図6：矩形パルス入力に対する空洞の応答 (エンベロープ波形) の特徴 (離調 0)。立ち下りの反射の大きさがカップリングに依存する。

す。図7、8の測定は帯域 1GHz のオシロスコープで RF 信号を直接サンプル (5GS/s) した波形である。図8は左側が $\beta=3$ 、右側が $\beta=0.8$ とした場合で、それぞれの S 空洞出力 (上)、反射出力 (下) を示す。この結果は、波形や信号の大きさなど図6の特徴をよく再現している。この図では分からないが反射位相もオーバー/アンダーで 180 度変わる。また、立ち上がり/立ち下りの時定数 ($\tau = 2Q_L/\omega$) も設定パラメータに対応する関係になっている。ただし、参考文献[6]に従うと、ARES 空洞全体の Q 値 (Q_{tot}) は (表1のパラメータに対し) 約 110000 となる。また、ここで与える β は式(4)(5)に示すように S 空洞における結合度であり、ARES 空洞全体に対する実効的な入力カップリング (β_{eff}) とは異なる。 $\beta = 3, 0.8$ に対し β_{eff} はそれぞれ約 2.7, 0.7 となる^[6]。従って $Q_L = Q_{tot}/(\beta_{eff}+1)$ である。図8これらの実効的な数値に則した結果となっている。図6は $k_a=0, k_s=0$ とした時の S 空洞のみに相当する。

4.4 ビーム負荷の模擬

KEKB のパラメータにおいて、加速電圧 0.5MV ($\phi_s \sim 78$ 度、 $P_c=150$ kW) でビーム電流 2.6A を加速する場合、ARES 空洞の optimum 条件は、 $\beta_{eff} = 2.7$ および離調が約 -20kHz である^[7]。ただし、実際に離調するのはビームが感じる加速空洞 ($\Delta f_a = \Delta\omega_a/2\pi$) である^[8]。加速空洞だけ見ると壁面損失 (P_{cA}) は

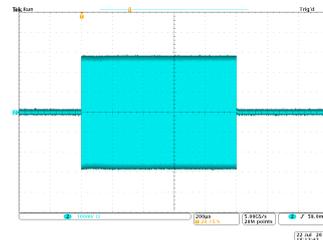


図7：矩形パルス入力波形 (幅 1ms)。オシロスコープ (帯域 1GHz, 5GS/s) による RF 信号 (509MHz) 波形。

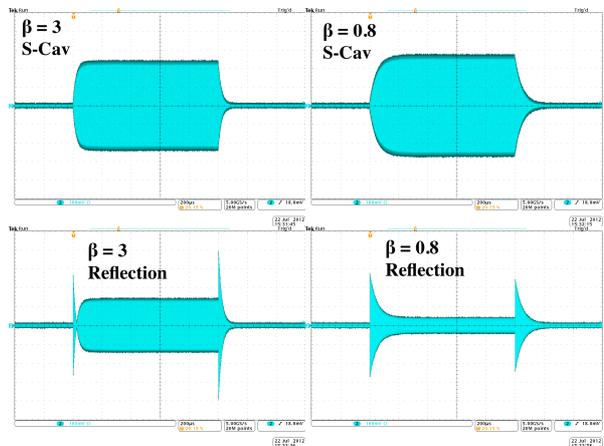


図8：入力 (図7) に対する ARES シミュレータの出力波形。1ms 幅の矩形パルス入力に対する S 空洞波形と反射波形。左がオーバーカップリングの場合、右がアンダーカップリングの場合。

60kW なのでローディングファクター (b_A) は $P_b/P_{cA}/\cos(\phi_b) = 21$ となり、optimum detuning は約-200kHz である。これは ARES 空洞の特徴として全体 ($\pi/2$ モード) の離調度は $\Delta f_a/(1+k_a^2/k_s^2)$ となることに相当する。

これを確認するため ARES シミュレータにおいて、ビーム負荷 $X_b = X_a \cdot b_A \cdot e^{j\phi_b}$ を与えたところ、 Δf_a を約-200kHz かつ β を約 3 ($\beta_{\text{eff}} = 2.7$) とした時に optimum 条件 (空洞位相 0、反射ほぼ 0) となった。従って、上述のビーム負荷に対する KEKB の運転パラメータを再現した。ただし、Q 値や k_a, k_s などのパラメータによってはファクターの違いが出る。

本シミュレータのユーザーインタフェースにおいてはビーム電流値を入力し、換算して FPGA に X_b を与える。

4. ユーザーインターフェース

ここでは Graphical User Interface (GUI) について簡単に紹介しておく。Windows 用と Linux 用 GUI を用意した。3 空洞の各種パラメータ (約 20 個) を入力し、シリアル通信でシミュレータに与える。入力する数値は人が普通に扱うパラメータとして、FPGA に与える数値 (式(5)) はシミュレータ内部の CPU が計算する。逆に、本体からは (ディスプレイに表示している) 各信号の I,Q 成分/振幅、位相の値を読み出すことができる。Linux 用では EPICS レコードとも対応させ、新 LLRF の評価試験における利便性を図る。

5. 計算の安定条件

これまでの確認では、空洞間の結合度 (k_a, k_s) を大きくすると計算が不安定になる。またその場合、 Δt を小さく (クロックを速く) すれば安定になることが、別の計算機による解析で分かっている。これより計算の安定な条件について考察する。

一般的に FDTD の手法などでは空間メッシュサイズ ($\Delta x = \Delta y = \Delta z = \delta$) から次式のように制限される¹⁾。

$$v \cdot \Delta t < \sqrt{(\Delta x)^2 + (\Delta y)^2 + (\Delta z)^2} = \delta \sqrt{3}$$

ここで v は対称とする場の伝搬速度である。本シミュレータにおいては、 Δx のような空間に相当するものではなく、 v は ARES 空洞における $\pi/2$ モードの群速度 (v_g) とし、

$$v_g \cdot \Delta t < \sqrt{2} \quad (7)$$

とすると実際とよく合う。この右辺の解釈として、 Δx 等の代わりに I, Q 成分 ($\delta=1$) などが考えられるが、厳密な議論は他に委ねるとする。式(7)の v_g は

$$v_g = \frac{\pi f_{rf} \sqrt{k_a^2 + k_s^2}}{2} \quad [\text{cavity-cell/s}]$$

であるので、具体的な安定条件は次のようになる。

$$\sqrt{k_a^2 + k_s^2} < \frac{2\sqrt{2}}{\pi f_{rf} \Delta t} \quad \text{又は} \quad \Delta t < \frac{1}{\pi f_{rf}} \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{k_a^2 + k_s^2}} \quad (8)$$

実際に不安定になる値と式(8)の関係はよく一致するので、定性的な説明として良いと思われる。ただ正確には式(7)右辺にある係数がかかる (δ に関係する) と思われる。

式(8)から ARES 空洞の場合 ($k_a=5\%$, $k_s=1.5\%$)、 Δt の安定条はクロック (離散化) 周波数で 30MHz 以上であるので本装置 (42MHz) では問題ない。

6. 長所短所と改良できる点

以上まとめると、本 ARES シミュレータは、空洞パラメータを自由に設定できる、チューナー制御/ビーム負荷に対応する、などの特徴がある。ただ、RF 周波数が固定であることがデメリットと言える。

将来的に改良できる点として、I,Q 復調をダイレクトサンプリング方式 (平均処理) にし小型化する、ビーム負荷のトランジェントな変化に対応させる、入力レベル (温度変化) による共振周波数の変化を模擬、クロック周波数を高くし安定条件を広げる、などが考えられる。

謝辞

本シミュレータの製作 (特に FPGA 演算処理) にあたり柔軟かつ真摯に対応して下さった石垣氏を始め三光社の方々に対し深く感謝致します。

参考文献

- [1] K. Akai, et al., "Design Progress and Construction Status of SuperKEKB", Proc. of IPAC'12, pp. 1822-1824 (2012); <http://accelconf.web.cern.ch/AccelConf/IPAC2012/papers/tuppr006.pdf>
- [2] T. Kobayashi, et al., "Prototype Performance of Digital LLRF System for SuperKEKB", Proc. of IPAC'12, pp. 3470-3472 (2012); <http://accelconf.web.cern.ch/AccelConf/IPAC2012/papers/thppc079.pdf>
- [3] T. Kageyama, et al., "The ARES cavity for KEKB", Proc. of APAC98, pp. 773-775 (1998); <http://accelconf.web.cern.ch/AccelConf/a98/APAC98/6D039.PDF>
- [4] T. Schilcher, "Vector sum control of pulsed accelerating fields in Lorenz force detuned superconducting cavities", PhD. Thesis (1998)
- [5] G. zheqiao, "KEK-STF Cavity Simulator", KEK-STF Internal Report (2005)
- [6] Y. Yamazaki and T. Kageyama, "A Three-Cavity System which Suppresses the Coupled-Bunch Instability Associated with the Accelerating Mode", Particles Accelerators, Vol. 44, 107 (1994)
- [7] K. Akai et al., "RF systems for the KEK B-Factory", Nucl. Instrum. Meth. A 499 (2003) 45-65
- [8] K. Akai, et al., "Tuning Control and Transient Response of the ARES for KEKB", Proc. of EPAC'96, WEP046L (1996); <http://accelconf.web.cern.ch/AccelConf/e96/PAPERS/WEPL/WEP046L.PDF>
- [9] A. Taflove and M. E. Brodwin, "Numerical Solution of Steady-State Electromagnetic Scattering Problems Using the Time-Dependent Maxwell's Equations", IEEE, MTT-23, pp. 623-630 (1975)