

大電流ビーム蓄積における ARES 空洞の最適チューニングに関する再考 RECONSIDERATION ON OPTIMUM TUNING OF ARES CAVITY FOR HIGH CURRENT BEAM STORAGE

小林 鉄也 *, 阿部 哲郎, 榎本 瞬, 小笠原 舜斗, 岡田 貴文, 西脇 みちる, 山口 孝明
Tetsuya Kobayashi *, Tetsuo Abe, Shun Enomoto, Shunto Ogasawara, Takafumi Okada,
Michiru Nishiwaki, Takaaki Yamaguchi
High Energy Accelerator Research Organization (KEK)

Abstract

ARES cavity, which is a unique normal conducting cavity used for SuperKEKB, is a three-cavity system operated in the $\pi/2$ -mode: the accelerating (A-) cavity is coupled with a storage (S-) cavity via a coupling (C-) cavity. Owing to large stored energy of S-cavity, heavy beam loading is mitigated. RF fields excited in C-cavity (0- and π -mode) are extracted outside and dissipated by the "C-damper". In the optimum tuning for beam loading compensation, A-cavity only is detuned. Large detuning of A-cavity due to high current beam makes node shift in the field of the $\pi/2$ -mode. Accordingly, increase of power loading on the C-damper is concerned. Therefore, in order to reduce the C-damper loading, we evaluated another tuning methods with S-cavity detuning by using calculation model of three-coupled resonators. However, the calculation result shows that the original method (only A-cavity detuning) is still optimum to minimize the C-damper loading. This paper presents the details of the calculation model for ARES cavity tuning. Additionally, validity of the calculation model is also checked by comparison with the results of high power test.

1. はじめに

電子陽電子衝突型円形加速器である SuperKEKB 加速器は、前人未達のルミノシティの実現を目指し、非常に高い（これもまた史上最大級、前人未達の）蓄積ビーム電流が要求される [1]。現状ではデザインの約 1/3 の蓄積ビーム電流に達し、ルミノシティの世界記録を更新し続けている [2]。

大電流ビーム蓄積リングの RF システムにとって、加速モードに起因する結合バンチ不安定性 (Coupled Bunch Instability: CBI) の克服は重要な課題の一つである [3]。そのため SuperKEKB の加速空洞には ARES 空洞と呼ばれる特殊な常伝導空洞が使われている。ARES 空洞は SuperKEKB の前身である KEKB 加速器のために開発された非常にユニークな空洞で、Fig. 1 に示すように、加速空洞 (A) に結合空洞 (C) を介して貯蔵空洞 (S) を連結させた 3 連空洞で、 $\pi/2$ モードで運転される [4,5]。S 空洞の大きな蓄積エネルギーにより常伝導

空洞としては非常に高い Q 値を実現し、ビーム負荷補償のための空洞離調量を 1/10 に（周回周波数より十分小さく）することで CBI の致命的な影響を避ける。C 空洞には空洞減衰機構 (C ダンパー) があり、C 空洞に励起される電磁場は外へ排出され、 $\pi/2$ モード以外（寄生モード）は減衰する構造となっている。RF 電力は S 空洞の入力結合器から投入される。

本稿では、ARES 空洞の空洞離調（最適チューニング）と C ダンパー負荷に関して、モデル計算を用いて議論する。SuperKEKB の RF システム詳細や運転状況については過去の報告（文献 [6] 等）を参照のこと。

2. ARES 空洞の最適チューニング

ARES 空洞には機械式チューナーが S 空洞と A 空洞に装備され、共振点はそれぞれ、S 空洞と空洞入力位相差 (ϕ_{sg})、および A 空洞と C 空洞の位相差 (ϕ_{ac}) により自動制御される [7] (Fig. 2 参照)。ここで C 空洞の位相とは C ダンパーの方向性結合器で取り出された (ダミーロードに向かう) 信号の位相である。

このチューナー制御により、ビーム負荷 (reactive 成分) に対しては A 空洞だけが離調 (S 空洞は RF 周波数 $f_{rf} = 508.9$ MHz に維持) され最適チューニングとなる。デザイン電流では、この A 空洞の離調度が f_{rf} に対して非常に大きく、最大で約 280 kHz (ARES 全体= $\pi/2$ モードとしては 28 kHz) と見積もられる。この大きな空洞離調により $\pi/2$ モードの節の位置がずれてしまい、最適チューニングにより C ダンパーへの負荷の増大が懸念されている。これに対して、S 空洞の離調も考慮し A 空洞の大きな離調を避ける最適チューニングが可能かどうかを考える。

本稿では、ARES 空洞の最適チューニング (空洞離調) に対する電力効率化 (C ダンパー負荷) に関してモデル計算・評価について紹介する。この計算からは、やはりビーム負荷に対しては A 空洞の大きな離調が必要

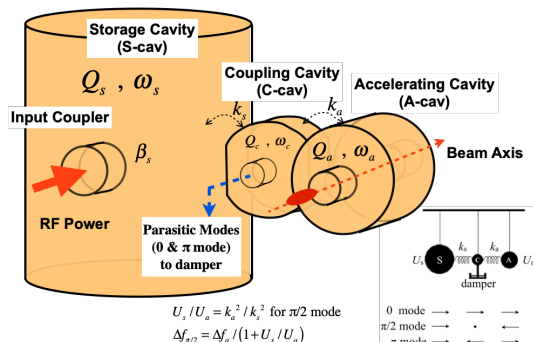


Figure 1: Illustration of ARES Cavity Structure.

* tetsuya.kobayashi@kek.jp

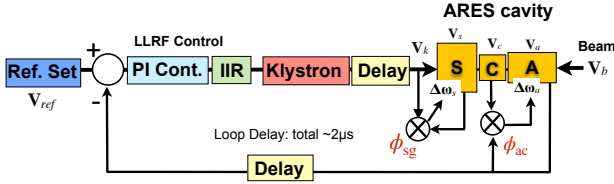


Figure 2: Block diagram for Vc feedback control and cavity tuning control.

であることを示す。これは KEKB 建設時にも検討されたことで新規の知見は少ない（自身のためのおさらいでもある）が、本稿では当時にはない異なる計算方法との比較も示す。

また、本件とは別の目的で大電力試験が行われ、実際の空洞で A 空洞を意図的に大きく離調し C 空洞の負荷を上げた際の測定値が得られたので、その結果と計算を比較した。これにより本計算モデルの妥当性や最適チューニングにおける懸念事項などを紹介する。

3. ARES 空洞のチューニング計算モデル

ARES 空洞のチューニング制御に関する評価計算は赤井氏によって文献 [7] に示されている。本稿もこれに沿った説明を行うが、更に文献 [7] にはない反射電力の評価や、異なる計算方法との比較も併せて示す。

3.1 周波数領域（伝達関数）での計算：KA-Formula

ARES 空洞 (Fig. 1) の 3 つの連結した共振器の応答 (等価回路) を表す連立微分方程式から、ラプラス変換すると以下の式 (p 領域の伝達関数) が得られる。

$$\left(p^2 + \frac{\omega_a}{Q_a}p + \omega_a^2\right) X_a + k_a p^2 X_a = \omega_a \frac{R_a}{Q_a} p I_b, \quad (1)$$

$$\left(p^2 + \frac{\omega_c}{Q_c}p + \omega_c^2\right) X_c + p^2 (k_a X_a + k_s X_s) = 0, \quad (2)$$

$$\left(p^2 + \frac{\omega_s}{Q_s}(1 + \beta_s)p + \omega_s^2\right) X_s + k_s p^2 X_s = \omega_s \frac{R_s}{Q_s} p I_g \quad (3)$$

ここで (以降)、a,c,s の添字はそれぞれ A,C,S 空洞を表し、 X, ω, Q, R はそれぞれ各空洞の電圧、共振周波数、無負荷 Q 値およびシャントインピーダンスである。 X_a は加速電圧に相当し、 $|X|^2$ は各空洞の蓄積エネルギーに比例した量として定義する。これより $\omega_a R_a / Q_a = \omega_s R_s / Q_s$ の関係にある。また $\beta_s, k_a, k_s, I_b, I_g$ はそれぞれ S 空洞の入力結合度、A-C 間の結合度、S-C 間の結合度、蓄積ビーム電流および駆動 (投入 RF) 電流である。

上記の 3 式を連立方程式として X について解くと、

$$X_a(p) = \frac{A_b(p)I_b + A_g(p)I_g}{D(p)}, \quad (4)$$

$$X_c(p) = \frac{C_b(p)I_b + C_g(p)I_g}{D(p)}, \quad (5)$$

$$X_s(p) = \frac{S_b(p)I_b + S_g(p)I_g}{D(p)} \quad (6)$$

が得られる。ここで、

$$D(p) = \left(p^2 + \frac{\omega_a}{Q_a}p + \omega_a^2\right) \left(p^2 + \frac{\omega_c}{Q_c}p + \omega_c^2\right) \times \left(p^2 + \frac{\omega_s}{Q_s}(1 + \beta_s)p + \omega_s^2\right) - p^4 \left[\left(p^2 + \frac{\omega_a}{Q_a}p + \omega_a^2\right) k_s^2 + \left(p^2 + \frac{\omega_s}{Q_s}(1 + \beta_s)p + \omega_s^2\right) k_a^2\right], \quad (7)$$

$$A_b(p) = \left[\left(p^2 + \frac{\omega_c}{Q_c}p + \omega_c^2\right) \times \left(p^2 + \frac{\omega_s}{Q_s}(1 + \beta_s)p + \omega_s^2\right) - k_s^2 p^4\right] p \omega_a \frac{R_a}{Q_a}, \quad (8)$$

$$A_g(p) = k_a k_s p^5 \omega_a \frac{R_a}{Q_a}, \quad (9)$$

$$C_b(p) = -k_a \left(p^2 + \frac{\omega_s}{Q_s}(1 + \beta_s)p + \omega_s^2\right) p^3 \omega_a \frac{R_a}{Q_a}, \quad (10)$$

$$C_g(p) = -k_s \left(p^2 + \frac{\omega_a}{Q_a}p + \omega_a^2\right) p^3 \omega_a \frac{R_a}{Q_a}, \quad (11)$$

$$S_b(p) = k_a k_s p^5 \omega_a \frac{R_a}{Q_a}, \quad (12)$$

$$S_g(p) = \left[\left(p^2 + \frac{\omega_a}{Q_a}p + \omega_a^2\right) \times \left(p^2 + \frac{\omega_c}{Q_c}p + \omega_c^2\right) - k_a^2 p^4\right] p \omega_a \frac{R_a}{Q_a} \quad (13)$$

である。

以上までが文献 [7] に示されている。更に反射電圧 X_r を次のように求める。

$$X_r(p) = X_s(p)\sqrt{\beta_s} - X_g(p) \quad (14)$$

ここで X_g は空洞入力 I_g による励起電圧に相当し、電力換算 (同一インピーダンス) で規格化している。例えば (等価回路で) 入力電圧を $V_g = R_0 I_g$ (R_0 は入力側の特性インピーダンス) とした場合、S 空洞の消費電力に合わせて、 $\frac{|X_g|^2}{R} = \frac{|V_g|^2}{R_0}$ および全反射で $|X_r| = |X_g|$ となるように X_g, X_r を定義する。ここで $R_s = 2R, \beta_s = \frac{R}{R_0}$ の関係にある。これより $X_g = V_g \sqrt{\beta_s} = \frac{R_s I_g}{2\sqrt{\beta_s}}$ である。

以上の式について、 $p = j2\pi f_{rf}$ として、A,S 空洞の離調周波数に対する X の振るまいが評価できる。本稿ではこの計算方法を便宜上 (赤井氏の名から) "KA-Formula" と呼ぶことにする。

3.2 時間領域シミュレーション：TK-Sim

バンチ・ギャップ (過渡的ビーム負荷) に対する ARES 空洞電圧の振幅・位相変化を評価するために、著者等によって時間領域のシミュレーション・コード (以降、著者の名から "TK-Sim" と呼ぶ) が開発されている [8]。TK-Sim では 3 連空洞の連立微分方程式を差分式にして、

$$\begin{bmatrix} X_{ar}^{n+1} \\ X_{aj}^{n+1} \\ X_{cr}^{n+1} \\ X_{cj}^{n+1} \\ X_{sr}^{n+1} \\ X_{sj}^{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_a & -D_a & 0 & K_{aa} & 0 & 0 \\ D_a & W_a & -K_{aa} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_{ac} & W_c & -D_c & 0 & K_{sc} \\ -K_{ac} & 0 & D_c & W_c & -K_{sa} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_{ss} & W_s & -D_s \\ 0 & 0 & -K_{ss} & 0 & D_s & W_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} X_{ar}^n \\ X_{aj}^n \\ X_{cr}^n \\ X_{cj}^n \\ X_{sr}^n \\ X_{sj}^n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -B \cdot X_{br}^n \\ -B \cdot X_{bj}^n \\ 0 \\ 0 \\ G \cdot X_{gr}^n \\ G \cdot X_{gj}^n \end{bmatrix} \quad (15)$$

のように時間発展 ($t = n\Delta t$) を逐次計算する。ここで、電圧 X の添字 r, j はそれぞれ実部、虚部 (I, Q 成分と言っても良い) を表している。その他、各行列要素や係数は、空洞パラメータと時間ステップ Δt に依存する。これらの詳細は文献 [8] を参照して頂きたい。この計算は 1 次の項だけの近似計算であるが、本質的には KA-Formula と同等であり、測定結果をよく再現する。また本シミュレーションは、Fig. 2 に示す空洞電圧のフィードバック制御および自動チューナー制御も模擬している。反射電圧も Eq. (14) と同様に計算される。

4. 最適チューニングの計算評価

以降、ARES 空洞全体 ($\pi/2$ モード) を表すパラメータ記号には“ $\pi/2$ ”の添字を付ける。また周波数、角周波数の記号はそれぞれ $f, \omega (= 2\pi f)$ で表す。

4.1 空洞パラメータと運転条件

本計算に用いる空洞パラメータおよび運転条件を Table 1 に示す。これより ARES 空洞全体 ($\pi/2$ モード) の無負荷 Q 値 ($Q_{\pi/2}$) を文献 [4] に従って計算すると、 $Q_{\pi/2} \sim 113000$ (= 典型的な ARES 空洞の Q_0) となる。

Table 1 に示す運転条件において (ARES 全体の) 最適チューニングの離調周波数 ($\Delta f_{\pi/2, \text{opt}} = f_{\pi/2, \text{opt}} - f_{\text{rf}}$) および最適結合度 ($\beta_{\pi/2, \text{opt}}$) を一般的な計算式 (例えば文献 [3]) から求めると、それぞれ $\Delta f_{\pi/2, \text{opt}} = -25.8 \text{ kHz}$, $\beta_{\pi/2, \text{opt}} = 5.17$ となる (ただし実際の結合度調整に 3 桁の精度はない)。

ここで、A, S 空洞の離調周波数をそれぞれ $\Delta f_a = f_a - f_{\text{rf}}$, $\Delta f_s = f_s - f_{\text{rf}}$ とすると、空洞全体の離調度 $\Delta f_{\pi/2}$ との関係は次式のようになる [4]。

$$\Delta f_{\pi/2} = \frac{\Delta f_a}{1 + \frac{U_s}{U_a}} + \frac{\Delta f_s}{1 + \frac{U_s}{U_a}} = 0.1\Delta f_a + 0.9\Delta f_s \quad (16)$$

ここで U は空洞の蓄積エネルギーを表し、 $U_s/U_a = k_a^2/k_s^2 = 9$ の関係にある。これより、ARES 空洞全体 ($\pi/2$ モード) の離調は A 空洞の離調の 1/10 に小さくできる。逆に言うと、最適チューニングでは A 空洞の離調周波数を $\pi/2$ モードの 10 倍、すなわち $\Delta f_{a, \text{opt}} = 10\Delta f_{\pi/2, \text{opt}} = -258 \text{ kHz}$ とすることになる。

Table 1: Parameters and Conditions for the Calculation

ARES Cavity Parameters	
Q-value of A-Cav (Q_a)	26000
Q-value of A-Cav (Q_c)	100
Q-value of A-Cav (Q_s)	180000
A-C coupling factor (k_a)	5%
S-C coupling factor (k_s)	1.6%
R/Q (for $\pi/2$ mode)	15
Operation Conditions	
Beam Current (I_b)	3.6 A
Cavity (Acc.) Voltage (V_{acc})	0.5 MV /cav.
Synchronous (Acc.) Phase (ϕ_s)	70°

これが ARES 空洞の特徴を表す最も重要な特性である。入力結合度については、実際の現場において測定により調整・設定できるのは ARES 空洞全体 ($\pi/2$ モード) の結合度 $\beta_{\pi/2}$ の値である。一方、本計算では S 空洞の結合度 β_s で与える必要がある。外部 Q 値を Q_{ext} で表すと、結合度の定義から、

$$\beta_s = \frac{Q_s}{Q_{\text{ext}_s}}, \quad \beta_{\pi/2} = \frac{Q_{\pi/2}}{Q_{\text{ext}_{\pi/2}}} \quad (17)$$

と書くことができ、文献 [4] より以下の関係にあるので、最適結合度では $\beta_{s, \text{opt}} = 9.16$ となる。

$$\frac{Q_{\text{ext}_{\pi/2}}}{Q_{\text{ext}_s}} = \frac{U_{\pi/2}}{U_s} \sim 1 + \frac{U_a}{U_s} = 1 + \left(\frac{k_s}{k_a}\right)^2 \quad (18)$$

本章では、加速電圧と位相はフィードバック制御により一定 (実際の運転と同様) とする。従って KA-Formula では Eq. (4-6) において X_a を固定 (位相 0°) とし、その他のパラメータ (応答関数) について解いている。加速位相は I_b で定義する。

4.2 A 空洞のみ離調する場合

ビーム負荷に対して A 空洞のみ離調する (通常の運転時の) 場合を考える。KA-Formula において Δf_a の関数として Mathematica を用いてプロットした結果を Fig. 3 に示す。S 空洞の離調は 0 ($f_s = f_{\text{rf}}$ で固定) とする。プロットの実線、点マークはそれぞれ KA-Formula、TK-Sim による計算値を表し、両者は良く一致している。TK-Sim はフィードバック制御やチューナー制御についても実際の運転状態を模擬する時間発展シミュレーションであり、パラメータ設定後に定常状態になった時の値をプロットしている。

Figure 3(a) は Δf_a に対する入力、S 空洞および C 空洞の位相変化である (A 空洞は 0° で一定)。最適チューニング点 ($\Delta f_a = \Delta f_{a, \text{opt}}$) が共振点とまったく同じ振るまいであることが分かる (共振点で A-C 間、C-S 間の位相差が 90°)。Figure 3(b)(c)(d) はそれぞれ、C 空洞振幅 $|X_c|$ 、入力振幅 $|X_g|$ 、反射率 $|X_r|/|X_g|$ のプロットである。ただし (b)(c) は最適チューニングを基準とした比率としてプロットしている。これらのプロットから、A 空洞だけの離

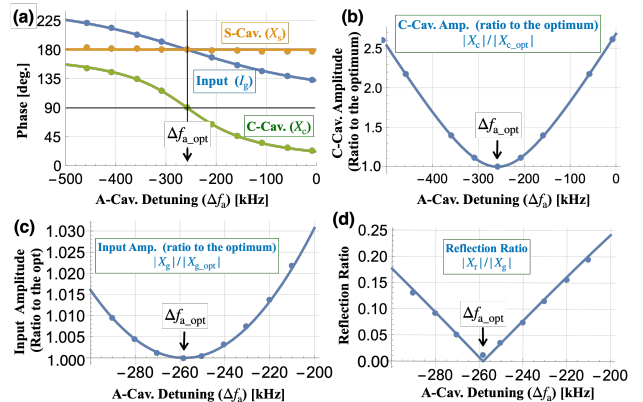


Figure 3: ARES cavity response for A-cav. detuning under X_a -regulation. Solid line and dot marker the calculation by using KA-Formula and TK-sim, respectively.

調により最適チューニング点（および最適結合度）において反射が0となり、最も効率が良く（C空洞も最小となり）理屈通りの結果となっている。

4.3 A,S両空洞を離調する場合

ARES 空洞全体の最適チューニングという意味では、 $\Delta f_{\pi/2} = \Delta f_{\pi/2, \text{opt}}$ に離調すれば良いので、Eq. (16) に従うと、A,S 空洞の両方を等しく離調 ($\Delta f_a = \Delta f_s = \Delta f_{\pi/2, \text{opt}} = -25.8 \text{ kHz}$) しても良いと考えられる。そのような場合について、前節と同じ条件で計算した結果を Fig. 4 に示す。それぞれは Fig. 3 と同じだが、A,S 空洞を同時に離調した場合 ($\Delta f_a = \Delta f_s$) の計算である。また同様に (b)(c) は最適チューニングを基準とした比率であり、その基準は A 空洞のみ離調した場合 (Fig. 3) の最適値である。ここでは $\pi/2$ モードの最適チューニング ($\Delta f_{\pi/2, \text{opt}} = -25.8 \text{ kHz}$) の周りをプロットしている。Fig. 4(c)(d) では TK-Sim の計算に明らかなずれ（非対称性）が見られるが、この理由は不明である（1次近似式であることも関係してるか？）。

Figure 4 の結果から、理屈通り $\Delta f_{\pi/2} = \Delta f_{\pi/2, \text{opt}}$ で反射0 および入力最小（最適）となっているが、C 空洞における電圧が約 2.5 倍（電力比はその二乗）になっている。また空洞位相 (図の (a)) を見ても正常な $\pi/2$ モードでないように見える。更に、それぞれ $\Delta f_{\pi/2, \text{opt}}$ 周りで変化率が大きく、効率的な範囲が狭い（少しのずれでも非効率が生じる）と言える。また制御が不安定になる可能性がある。

4.4 評価結果まとめと考察

前節の結果以外にも、計算では S 空洞の離調は C 空洞電圧にはほとんど影響せず、ほぼ A 空洞の離調で決まることが示される。

ビーム負荷に対して効率化しつつ C 空洞電力を最小にするには、やはり Section 4.2 に示すように、A 空洞だけを大きく ($\Delta f_a = 10\Delta f_{\pi/2}$ として) 離調するのが (モデル計算上は) 最適となる。つまりビーム負荷の reactive 成分は A 空洞で補償するのが理想的ということであろう。しかし実際には大きな離調 (チューナーによる電磁場の変化・歪み) により $\pi/2$ モードの節がずれ、C

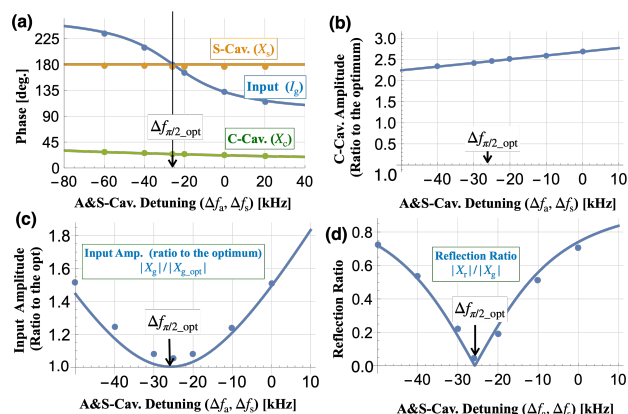


Figure 4: ARES cavity response for A and S-cav. detuning under X_a -regulation.

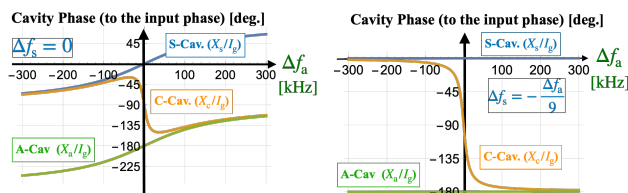


Figure 5: Δf_a dependence of the cavity phases, which is relative to the input phase, without (left) and with (right) applying S-cav. detuning of $\Delta f_s = \Delta f_a/9$.

ダンパーへの負荷が増大する。今後この負荷が問題になる場合は、電磁場分布や節の位置を考慮したシミュレーション等を行い、Cダンパー負荷を軽減する空洞離調の最適化 ($\pi/2$ モードに対しては S 空洞の離調も含めて補償する特殊なチューナー制御方式) を検討する必要があるだろう。ただしその場合、ビーム不安定性が発生しないよう注意することも重要である。

5. 大電力試験と計算の比較例

上記の問題とは別件ではあるが、ARES 空洞の A 空洞を大きく離調して C 空洞の電力負荷を大きくする大電力試験が行われた。その目的は S-C 空洞間の接合部の耐久性（熱変形による真空封止性能）の確認である。これは運転中に A 空洞が不調になり A 空洞 (C 空洞と一体) を交換したので、S-C 間接合部の切断/再接合が行われたためである。この大電力試験の際に、A 空洞の離調と C 空洞電力の関係について本計算モデルと測定との比較を行った。

5.1 試験条件と計算方法

この試験では、クライストロン出力のフィードバック制御により空洞入力を一定としている。その上で、A 空洞のチューナー制御の位相検出 (Fig. 2 の ϕ_{ac}) にオフセット値を与えることで (自動チューナー制御の結果として) A 空洞を離調する (その結果 C 空洞電力が上がる)。この時 S 空洞は通常のチューナー制御 (ϕ_{sg} 一定) を行っている。

この試験について、KA-Formula による計算では I_b を一定および $I_b = 0$ として、 Δf_a (位相オフセットで換算) の変化に対する応答を求める。ただし、ここで S 空洞のチューナー制御 (ϕ_{sg} の補償制御) を考慮する必要がある。Equation (16) を見ると、S 空洞の離調周波数を $\Delta f_s = -\Delta f_a/9$ とすると、 Δf_a による変化が打ち消されるので、これで ϕ_{sg} 一定の条件を模擬することができる。その様子を Fig. 5 に示す。図は A 空洞の離調周波数 Δf_a に対する各空洞の位相変化 (基準は入力位相) をプロットしている。左が Δf_a だけを変えた場合 ($\Delta f_s = 0$) で、右が $\Delta f_s = -\Delta f_a/9$ として S 空洞にも離調を与えた場合である。後者の場合、入力と S 空洞間の位相が一定で、S 空洞のチューナー制御と同等である。このようにして KA-Formula について計算した。

一方、TK-Sim では試験条件 (空洞入力一定、S 空洞チューナー制御、A 空洞チューナー制御+位相オフセット) の動作をそのままシミュレートしている。

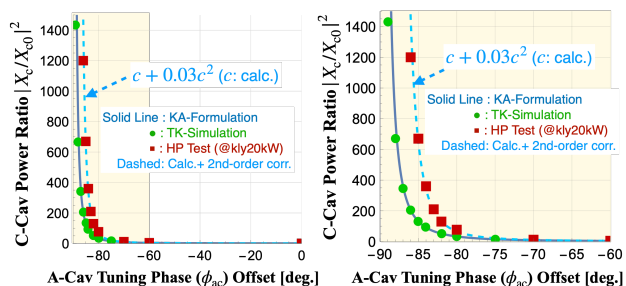


Figure 6: C-Cav power as function of A-cav tuning offset phase. The right side shows the zoomed plot of the left side.

5.2 大電力試験結果

大電力試験（ビームなし、空洞入力一定）での測定値と計算を値比較した結果を Fig. 6 に示す。横軸を A 空洞のチューニング位相オフセット（A-C 空洞間の位相オフセット）として、C 空洞（C ダンパー）の電力増加率をプロットしている（基準はオフセット 0 時の電圧 $|X_{c0}|$ ）。右は左のプロットの横軸を拡大（範囲を $-90^\circ \sim -60^\circ$ と）したものである。実線と緑丸マークがそれぞれ KA-Formula と TK-Sim による計算、赤四角マークが大電力試験における測定値（クライストロン出力 20kW 時）を表している。ここでオフセット位相が負であることは、離調周波数 Δf_a も負（ $f_a < f_{rf}$ ）であることを意味している。

Figure 6 から 2 種類の計算は互いによく一致しているのが分かる。しかし測定結果は計算値からずれ、オフセット位相（絶対値）が 70° （ $|\Delta f_a|$ にして約 30kHz）以上になるとその違いが顕著になっている。ここで、測定には非線形効果があると仮定して、計算値（仮に c とする）に適当な 2 次の補正項（ $0.03c^2$ ）を加えた値（ $c + 0.03c^2$ ）を破線でプロットし、これが測定値をよく再現している。0.03 の係数は一致するように決めただけで根拠はない。この計算値とのずれ（非線形効果）は、離調により $\pi/2$ モードの節の位置がずれていることが原因と考えることができる。

5.3 大電力試験からの考察・懸念事項等

A 空洞の離調（チューニング位相オフセット）による C ダンパー負荷の増加は、モデル計算より大きくなり、やはり正確に評価するためには電磁場分布を考慮する必要があるだろう。本計算方法は、オフセット位相が 70° （ $|\Delta f_a|$ で約 30kHz）を超えるような大きな空洞離調に対しては注意が必要である。

その他、この大電力試験では、チューナー制御のオフセット位相（絶対値）を 86° （ $|\Delta f_a|$ で約 260kHz）以上に設定すると、チューナー制御がほとんど機能しないことが確認された。これは、共振器のチューニング角は共振点から遠くなる（原理的に） 90° に漸近的に近づき、チューナー移動に対して位相がほとんど変化しなくなるためである。従ってこのこと自体は当然で、むしろ 80° 以上で十分チューナー制御が機能したことは、デジタル制御系の精度の良さが確認できたと言える。しかし、デザイン電流での最適チューニングでは $|\Delta f_a|$ が 260kHz \sim 280kHz になることを考えると、

この時に正常にチューナー制御が働くのか心配された（ちなみにチューナー／離調周波数の可変範囲は十分広いので問題ない）。これについては、Fig. 3(a) に示すように、ビーム負荷に対して最適チューニングを維持していれば、位相変化は共振点と同じように見えるため、今のところ問題ないと考えている。また、ARES 空洞シミュレータ [9] を用いたデジタル RF 制御システムの動作確認で、大電流ビーム負荷を模擬し、最適チューニング（約-300kHz の A 空洞離調）における制御試験を行った結果、問題はなかった [10]。ただし、この試験も実際の ARES 空洞ではない（電磁場分布の変化は考慮されてない）ので今後も注意は必要である。

6. まとめ

ARES 空洞（A,C,S の 3 連空洞、 $\pi/2$ モード運転）ではビーム負荷に対する最適チューニングにおいて A 空洞だけを離調する。SuperKEKB の大電流ビーム電流負荷では空洞離調が非常に大きく、 $\pi/2$ モードの節のずれにより C ダンパー負荷が増大する。これに対し、ARES 空洞のモデル計算を用いて別の離調方法を検討したが、やはりビーム負荷に対しては A 空洞だけを大きく離調することが計算上は最適であることが示された。

モデル計算については、異なる（本質的には等価な）2 種類の計算方法を紹介し、両者はよく一致することを示した。しかし C ダンパー負荷の評価において実際の測定と計算に違いが見られ、計算にない離調による電磁場分布の変化の影響があると考えられる。ただし、離調が小さい場合は測定とよく一致し、その範囲ではこのモデル計算が有効であると言える。

C ダンパー負荷に対しては、電磁場分布を考慮したシミュレーションや A,S 両空洞を離調する特殊な最適チューニングの検討が今後の課題である。

参考文献

- [1] <http://www-superkekb.kek.jp>
- [2] https://www-linac.kek.jp/skekb/status/web/2022ab_history.png
- [3] T. Kobayashi, “RF システム (2)”, OHO’19 テキスト, 13-2, 2019.
- [4] Y. Yamazaki and T. Kageyama, “A Three-Cavity System which Suppresses the Coupled-Bunch Instability Associated with the Accelerating Mode”, Part. Accel., 44, 107, 1994.
- [5] T. Abe, “高周波加速入門”, OHO’04 テキスト, 2004.
- [6] T. Kobayashi *et al.*, “Operation Status of LLRF Control System in SuperKEKB”, Proc. of PASJ2021, QST-Takasaki Online, Japan, TUP044, 2021, pp. 541-545.
- [7] K. Akai *et al.*, “Tuning Control and Transient Response of the ARES for KEKB”, Proc of EPAC’96, Barcelona, Spain, WEP046L, 1996. pp. 1994-1996.
- [8] T. Kobayashi and K. Akai, “Advanced simulation study on bunch gap transient effect”, Phys. Rev. Accel. Beams 19, 062001, 2016.
- [9] T. Kobayashi *et al.*, “Development of ARES Cavity Simulator”, Proc. of PASJ2012, Osaka, Japan, WEPS121, 2012, pp. 757-761.
- [10] T. Kobayashi *et al.*, “Status and Preliminary Test of LLRF Control System for SuperKEKB Commissioning”, Proc. of PASJ2015, Tsuruga, Japan, WEP114, 2015, pp. 809- 813.