

# I/Q フィードバック制御における大電流ビーム負荷での空洞離調に対する 位相補償機能

## PHASE COMPENSATION FUNCTION FOR CAVITY DETUNING DUE TO HEAVY BEAM LOADING IN I/Q-FEEDBACK CONTROL

小林鉄也<sup>\*,A)</sup>, 赤井和憲<sup>A)</sup>, 中西功太<sup>A)</sup>, 西脇みちる<sup>A)</sup>, 林和孝<sup>B)</sup>, 水野隼一<sup>B)</sup>, 廣澤航輝<sup>C)</sup>

Tetsuya Kobayashi<sup>\*,A)</sup>, Kazunori Akai<sup>A)</sup>, Kota Nakanishi<sup>A)</sup>, Michiru Nishiwaki<sup>A)</sup>, Kazutaka Hayashi<sup>B)</sup>, Jun-ichi Mizuno<sup>B)</sup>,  
Kouki Hirose<sup>C)</sup>

<sup>A)</sup>High Energy Accelerator Research Organization (KEK)

<sup>B)</sup>Mitsubishi Electric TOKKI System Corporation (MELOS)

<sup>C)</sup>The Graduate University for Advanced Studies (SOKENDAI)

### Abstract

Digital low-level RF control systems, which handle I/Q components of RF signal with FPGAs, had been developed for the SuperKEKB project, and they have worked successfully in the Phase-1 (2016) and Phase-2 (2018) commissioning. However, some issues to be concerned are still remaining for the high beam current to achieve the design luminosity, which is aiming at 40 times higher than the KEKB accelerator. One of the concerned issues is large cavity detuning for compensation of heavy beam loading. Optimum detuning for the normal conducting cavity in SuperKEKB will attain about 30 kHz at the design beam current of 3.6 A. This detuning corresponds to about 70-degree phase change in RF cavity transmission, which makes phase shift in a closed loop of cavity field regulation. Accordingly it is worried that some disturbances make the I/Q feedback control unstable due to the large phase shift inside the loop. Therefore, a new function to compensate the phase shift due to the large detuning was implemented into FPGA of the digital control system. This new function was successfully worked in the Phase-2 commissioning. In this paper, the demonstration result is reported, and also it is discussed that how the large phase shift in an I/Q-feedback loop effects on the cavity regulation control.

### 1. はじめに

KEKB 加速器の 40 倍のルミノシティを目指す電子陽電子非対称衝突型円形加速器である SuperKEKB 計画が始動し、2016 年には最初のコミッショニング (Phase-1) が無事にその目的 (約 1A のビーム蓄積と真空焼き) を果たした。そして今年 2018 年、3 月から 7 月中旬まで Phase-2 コミッショニングが行われた。Phase-2 では SuperKEKB 初のビーム衝突が観測され、概ね期待される成果が得られた[1-3]。次の Phase-3 は 2019 年の始めに開始される予定である。

本稿のテーマとなる RF 制御にとっての課題は、デザインビーム電流 3.6A という非常に大きな蓄積電流の達成に向け、起こりうる不安定性の克服である。そのたにも高精度でフレキシブルな低電力高周波 (LLRF) 制御が必要となる。Field-Programmable Gate Array (FPGA) で構成されるデジタル LLRF 制御システムが SuperKEKB のために新たに開発され、KEKB 従来のアナログ制御システムの一部を置き換えられた[4]。これら新制御システムは期待通り動作し、Phase-1 および Phase-2 コミッショニングの成功に大きく貢献している。それでも、今後の課題や懸念事項はいくつかあり、本稿では、その一について紹介する。

大電流ビーム蓄積において RF 制御で懸念される事の一つが、大きな空洞離調である。ビーム励起によるリアクティブ成分を補償するため (電子陽電子ビームの場合) 空洞の共振周波数を RF 周波数より低くする必要がある。大きなビーム電流に加え、それにより空洞が大きく離調されることで、大きな問題となるのが結合バンチ不安定性やアポートバンチギャップによる過渡的变化の影響などである。これらは当然対処が必要のため、すでに別途対策が考えられている[5, 6]。

上記とは別に、本稿で扱うのは、空洞フィードバック (FB) 制御ループにおける問題である。例えばデザイン電流 (3.6A) において必要な空洞離調度は約 30kHz で RF 位相にして約 70 度相当に達する。90 度が共振器の最大位相変化であることを考えると 70 度は非常に大きい。一方、新しいデジタル LLRF 制御システムでは I/Q 成分による FB 制御を行なっているため、大きな空洞離調 (ループ位相変化) がビーム励起とは別の外乱 (ビーム自身の振動も含む) により不安定を起こす可能性が懸念される (詳細は後述)。この対処として、蓄積ビーム電流 (空洞離調) 増加に応じて I/Q 制御での位相を補償する機能を本システム (FPGA) に組み込んだ。これは蓄積電流 (空洞離調) に応じて位相シフト (I/Q-rotation) するだけの単純な方式ではあるが、他の制御と干渉せず安定に動作するにはそれなりに注意が

\*tetsuya.kobayashi@kek.jp

必要である。これについて動作試験を Phase-2 コミッショニングにて行なったので、その結果を報告する。また、大きな空洞離調度（ループ位相変化）が I/Q-FB 制御に与える影響についても議論する。

## 2. RF システム概要と運転パラメータ

本加速器は非対称衝突のため電子、陽電子でエネルギーが異なり、それぞれ High Energy Ring (HER) と Low Energy Ring (LER) の 2 本のリングで構成される。RF 関連のデザインパラメータを Table 1 に示す。加速 RF 周波数が 508.876MHz で、RF システムは基本的に KEKB から再利用しているが、ビームパワーが約 3 倍になるため、各コンポーネントは必要な増強を行っている。加速空洞は常伝導、超伝導の 2 種類の加速空洞がある[7, 8]。常伝導空洞は ARES と呼ばれる特殊な空洞で[8, 9]、大電流による結合バンチ不安定（空洞離調度）を抑えるために KEKB 用に開発されたユニークな構造を持つ高次モード（Higher Order Mode, HOM）減衰型空洞である。ARES 空洞は、結合空洞（C）を介して、加速空洞（A）に貯蔵空洞（S）が連結された 3 連空洞システム（ $\pi/2$  モード運転）で、S 空洞に付けられた入力結合器から電力が投入される。

Table 1: RF-related Design Parameters of SuperKEKB

Parameter	LER	HER
Beam energy [GeV]	4	7
Beam current ( $I_b$ ) [A]	3.6	2.6
Beam power [MW]	8	8.3
RF frequency ( $f_r$ )[MHz]	508.876	
Harmonic number	5120	
Cavity type	ARES	SCC/ARES
Number of cavities	22	8/8
Total RF voltage [MV]	10~11	15~16
R/Q of cavity [ $\Omega$ ]	14.8	93/14.8
Loaded Q-value ( $Q_L$ ) [ $\times 10^4$ ]	2.4	7.0/2.0
Coupling factor ( $\beta$ )	4.3	-/5
RF voltage/cavity (V) [MV]	0.48	1.5/0.5
Wall loss/cavity [kW]	140	-/150
Beam power/cavity [kW]	460	400/600
Cavity detuning [kHz]	-28	-44/-18
Number of klystrons	18	8/8
Klystron power [kW]	~600	~450/~800

## 3. デジタル FB 制御とその課題

本デジタル FB 制御システムは基本的な I/Q サンプリング方式で、I, Q 成分に対しそれぞれに独立に Proportional-Integral (PI) 制御を行ない I/Q 変調器に

出力する (Fig. 1 参照)。これが加速電圧制御 (Vc-Loop) となり、そこに更にクライストロン (KLY) 出力の位相ロック制御 (KLY-PLL) が内側の FB ループとして組み込まれている[10]。これは KLY のアノード電圧制御（効率最適化）により KLY 出力の位相が大きく変化するため、I/Q 成分による FB 制御が不安定にならないようループ位相を補償する必要があるからである。

I/Q 成分のそれぞれ独立な制御は対称的で、高速な処理がシンプルになる反面、上記のようにループ内の大きな位相変化 (I, Q 成分のカップリング) が FB 制御を不安定にしやすいという弱点がある (第 5 章参照)。そのため近年では (処理速度が格段に向上していることもあり) FPGA 内で I/Q サンプリング後にデジタル演算で振幅/位相成分に変換し、その制御結果を再び I/Q 変調にするという方式をとる場合もある[11]。この問題とは別に精度向上のため I/Q 成分のクロスカップリングを含むより高度な Multi Input Multi Output 制御も用いられる[11]。ただし、我々の本システムは基本的に現状の基本方式で十分と考え、シンプルさと高速さ (広帯域) を重視し、大きく変更する予定はない。

しかしながら今後の大電流蓄積においては、空洞が大きく離調されるため、再び KLY 出力と同様に位相変化による FB 制御の不安定性が懸念される。これに対応するためビーム電流に応じて位相シフトを補償する機能を FPGA に新たに組み込んだ。詳細を次章で説明する。また、離調の影響と位相補償の効果については第 5 章で簡単な計算により考察する。

## 4. 空洞離調と位相補償機能

### 4.1 空洞離調と位相変化

加速空洞の共振周波数( $f_r$ )は一般的に、

$$f_a = f_r - \frac{I_b f_r R}{2V_c Q} \sin \phi_s \quad (1)$$

に従って、離調される ( $\phi_s$  は synchronous phase)。これはビーム励起によるリアクティブ成分を補償し、電力を効率化するためであるが、蓄積リングの場合、結合バンチ不安定性の抑制効果もある。Equation (1) の通り電流が大きいほど離調度は大きく、例えば SuperKEKB のデザイン電流において ARES 空洞は約 -30kHz 離調されることになる (Table 1 参照)。これは通常の常伝導空洞 (ARES の A 空洞だけ) であれば離調度は約 10 倍になるほど大きな蓄積電流である。この離調度は RF 位相にして約 70 度の変化となる。I/Q 成分による FB 制御にとって 70 度のループ位相変化は不安定になる可能性がある。

ただし、この場合、空洞離調はビーム励起がある状態で位相が変わらないようにチューナー (共振周波数) が自動制御された結果 (optimum tuning) である。従って変動のないビーム負荷においては LLRF 制御にとって位相変化には見えない。しかし実際のビームには振動があり、これに対する LLRF 制御の応答は空洞離調に影響される。特に大電流ビームにおいてはビーム振動による不安定が顕著になる恐



試験は LER の ARES 空洞一式の制御に対して本機能を適用した。その結果を Fig. 3 に示す。図は空洞電圧 0.4MV で最大 750mA まで蓄積した場合である。ここで動作パラメータは  $I_{0i}=100[\text{mA}]$ ,  $\alpha=0.06[\text{deg./mA}]$ ,  $\Phi_{lim}=35[\text{deg.}]$ としている。この結果、DCCT 信号（ビーム電流：赤線）に従って I/Q-rotation の位相（青線）は期待通り変化することが確認できた。この時、Vc-Loop は正常に動作し、問題なく安定に運転できている。図で  $V_c$ 位相（水色）に細かい変動が見えるが、これはアボートバンチギャップによる Revolution 周期の過渡変動によるもので、正常なものである。 $V_c$  振幅（緑線）も同様だが、このスケールでは見えない。プロットの中央ではビームアボートにより 1 回ダウンしているが、再立ち上げ後の蓄積も問題なく行われている。

ちなみに、この時の空洞離調度 ( $\Delta f$ ) は、各種運転条件から 750mA 蓄積で約 7kHz 程度、離調位相にして約 30 度程度であったと推測される。

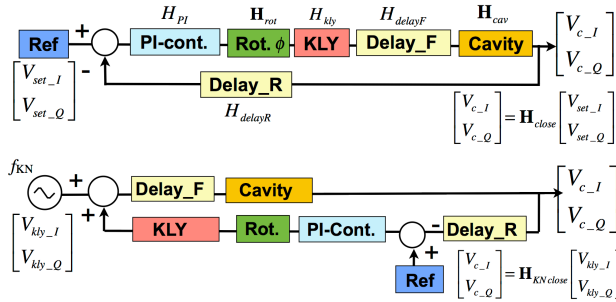


Figure 4: Block diagrams for response analysis of Vc-Loop (upper side) and the klystron output (lower side).

## 5. I/Q-FB ループ内位相変化の影響の評価

### 5.1 閉ループの応答関数

この章では、ループ内の位相変化がどう影響するかの評価について考える。ここでは応答関数（伝達関数）を用いた計算について議論する。

本制御系として Fig. 4 に示すブロック線図で考える。上の図は通常の FB 制御の応答に対する図を表す。一方、下の図は、例として KLY ノイズなどの応答を表し、言い換えると FB 制御による外乱（ノイズ）の抑制特性を表すことになる。

ここでまず空洞の伝達関数 ( $H_{cav}$ ) は、

$$H_{cav}(s) = \frac{\omega_{1/2}}{\Delta\omega^2 + (s + \omega_{1/2})^2} \begin{pmatrix} s + \omega_{1/2} & -\Delta\omega \\ \Delta\omega & s + \omega_{1/2} \end{pmatrix} \quad (2)$$

$$\omega_{1/2} = 2\pi f_a / (2Q_L), \quad \Delta\omega = 2\pi(f_a - f_{rf})$$

と表せ[12]、全体として I,Q 成分の転送行列のような扱いになる。また KLY の伝達関数 ( $H_{kly}$ ) は、測定結果（帯域約 130kHz）に従っている。PI 制御および遅延時間  $T_d$  の伝達関数はそれぞれ  $H_{pi} = P_{gain} + I_{int}/s$ ,  $H_{delay} = e^{-sT_d}$  である。ここにループ内の I/Q-rotation (位相シフト  $\phi$ ) として、回転を表す行列

$$H_{rot} = \begin{pmatrix} \cos\phi & -\sin\phi \\ \sin\phi & \cos\phi \end{pmatrix} \quad (3)$$

を追加している。

その他の装置の特性はこれら空洞や KLY に比べ十分に帯域が広いので無視できる。また、本デジタル系の動作クロックは十分に高く、この議論において離散化の影響は無視できるため連続系として扱う。

以上を踏まえて、Figure 4 (上) の図に対応する閉ループの応答関数 ( $H_{close}$ ) は、

$$H_{open} = H_{cav} \cdot H_{delayF} \cdot H_{kly} \cdot H_{rot} \cdot H_{PI} \quad (4)$$

$$H_{close} = [E + H_{open} \cdot H_{delayR}]^{-1} \cdot H_{open}$$

と表すことができる ( $E$  は単位行列)。一方、Figure 4 (下) の図に対応する閉ループの応答関数 ( $H_{KNclose}$ ) あるいは外乱抑制特性は

$$G = H_{cav} \cdot H_{delayF} \cdot H_{kly} \cdot H_{rot} \cdot H_{PI} \cdot H_{delayR} \quad (5)$$

$$H_{KNclose} = [E + G]^{-1} \cdot H_{cav} \cdot H_{delayF}$$

となる。ビーム振動による外乱も基本的には同様である。ただし、これは制御系の評価であって、その結果がビーム振動に与える影響（相互作用）は考慮されない。

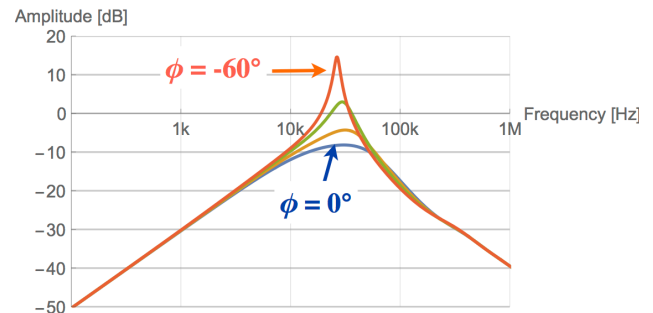
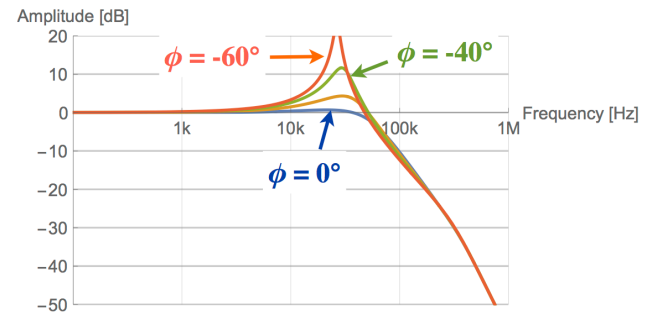


Figure 5: Bode plot (upper side) and disturbance-reduction property (lower side) with variation of loop-phase shift  $\phi$ . These plots correspond to calculation of Eq. (4) and Eq. (5), respectively.

### 5.2 ループ内位相変化の影響

まず、空洞離調は 0 で、ループ内位相の変化があった場合を考える。Equation (4)および(5)を計算したプロットを Fig. 5 に示す。それぞれ位相  $\phi$  (I/Q-rotation) を 0, -20°, -40°, -60°と変えた場合の I 成分の応答特性 ( $|H_{close}[1,1] + jH_{close}[2,1]|$ ,  $s=j\omega$ ) をプロット

している。Figure 5 の上下がそれぞれ Eq. (4), (5) すなわち Fig. 4 の上下の図にそれぞれ対応している。

この結果から位相が  $40^\circ$  以上ずれると不安定になる可能性がある。実際の運転経験および時間領域シミュレーション結果においても、この計算結果とは矛盾しない。また、位相変化がない場合 ( $\phi=0$ ) の計算結果は測定結果ともよく一致する[13]。

ここで、我々の運転条件として PI 制御のゲインはそれぞれ  $P_{\text{sum}}=2.5$ ,  $I_{\text{sum}}=2.1 \times 10^4 [\text{s}]$  (連続系に換算した値) である。比例ゲインはもっと高くしても制御系としては安定であるが (ゲイン余裕は 10 程度)、大電力装置 (KLY や空洞カプラ) への負荷を心配し、比例ゲインは小さめで、ほとんど積分ゲインだけで帯域を考慮して運用している。

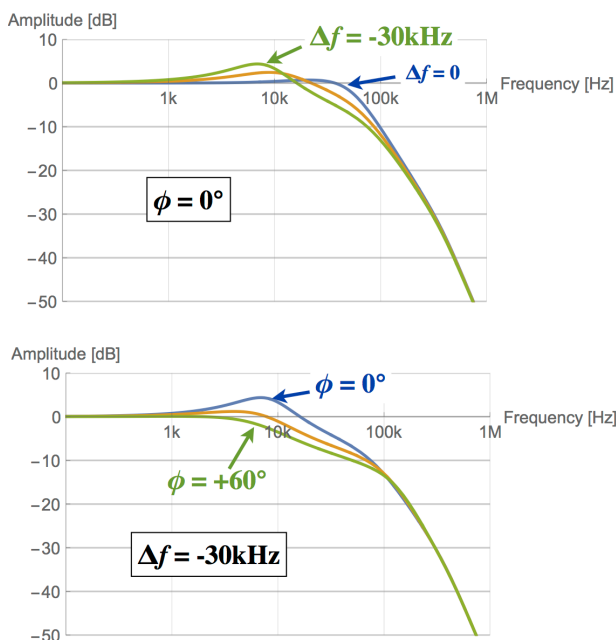


Figure 6: Bode plot with various cavity detuning of  $\Delta f=0$ , -15 kHz and -30 kHz (upper side), and also bode plot at  $\Delta f=-30$  kHz with various phase compensations of  $\phi=0$ ,  $30^\circ$  and  $60^\circ$  (lower side).

### 5.3 空洞離調の影響と位相補償の効果

次に、空洞離調を変えた場合を考える。空洞離調度  $\Delta f=0$ , -15kHz および-30kHz とした場合 ( $\phi=0$ ) について前節と同様に Eq. (4) のプロットを Fig. 6 (上) に示す。この結果からは、デザイン電流における離調度 (約-30kHz) では、それほど (前節に比べれば) 制御は不安定にはならないと予想する。これは外乱に対してはむしろ離調されることで振幅が減少するからと考えられる。しかし、シンクロン振動周波数が 2-3kHz であることを考えること、ビーム振動が助長される可能性がある。

その次に、離調度を -30kHz とした場合において、位相補償を行なった (離調位相をキャンセルする方向に I/Q-rotation を変えた) 場合を Fig. 6 (下) に示す。図は、 $\phi=0$ ,  $+30$  度および  $+60$  度とした場合のプロットである。位相を変えることで安定性は改善す

る方向に変わるのが分かる (必ずしも制御特性が良いことを意味しないが)。ただし  $60$  度以上 ( $<90$  度) では、ほぼ  $60$  度の場合と変わらない。Equation (5) に対しても同様である。これらの結果から、仮に不安定性が起きた場合でも位相補償機能により改善されることが期待でき、今回新たに追加した機能は備えておいてしかるべきと言える。

ただし、この評価方法では、現実の状況 (実際のビーム振動等) を完全に想定できていないので、安心はできない。

## 6. まとめ

SuperKEKB のデザイン電流 3.6A においては、加速空洞の離調度 (ビーム励起のリアクティブ成分を補償) が位相にして約  $70$  度に達するため、I/Q 成分によるデジタル LLRF 制御では、大きな FB ループ内位相変化が不安定性を起こす可能性がある。そのため、ビーム電流 (空洞離調度) に応じてループ位相を補償する機能を新たに FPGA に組み込んだ。また、実際のビーム運転 (Phase-2 コミッショニング) で動作試験を行い問題ないことが確認できた。

応答関数を用いた空洞離調度の影響の評価では、大きな心配は必要なさそうであるが、ビーム振動を助長する可能性がある。今のところ実際の状況を想定した定量的な評価は不十分であるものの、今回の評価では、空洞離調に対してループ位相補償の有効性が見られるため、本機能を備えておくことは必要と考える。

## 参考文献

- [1] Y. Ohnishi, "Report on SuperKEKB Phase 2 Commissioning", IPAC2018, MOXGB1; [http://ipac2018.vrws.de/talks/moxgb1\\_talk.pdf](http://ipac2018.vrws.de/talks/moxgb1_talk.pdf)
- [2] A. Morita, "Status of SuperKEKB phase-2 commissioning", ICHEP2018, 877; <https://indico.cern.ch/event/686555/contributions/2962552/>
- [3] K. Akai, "SuperKEKB/Belle II Status", ICHEP2018, 1072; <https://indico.cern.ch/event/686555/contributions/3028068/>
- [4] T. Kobayashi *et al.*, "LLRF controls in SuperKEKB Phase-1 commissioning", Proc. of LLRF2017, arXiv:1803.09037
- [5] K. Hirose *et al.*, "A New Damper for Coupled-Bunch Instabilities caused by the accelerating mode at SuperKEKB", Proc. of LLRF2017, arXiv:1803.10886.
- [6] T. Kobayashi and K. Akai, "Advanced simulation study on bunch gap transient effect", Phys. Rev. Accel. Beams 19, 062001, 2016.
- [7] K. Akai, *et al.*, "RF System for SuperKEKB", Proc. of the 7th Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, 2010, pp. 177-181.
- [8] K. Akai, *et al.*, "RF systems for the KEK B-Factor", Nucl. Instrum. Meth. A 499 (2003) 45-65.
- [9] T. Kageyama *et al.*, "The ARES cavity for KEKB", Proc. of APAC98, 1998, pp. 773-775.
- [10] T. Kobayashi *et al.*, "Development and Construction Status of new LLRF Control System for SuperKEKB", Proc. of IPAC2014, WEPME071, 2014, pp. 2444-2446.
- [11] <https://conferences.lbl.gov/event/27/timetable/#20130930>
- [12] T. Schilcher, "Vector Sum Control of Pulsed Accelerating

- Fields in Lorenz Force Detuned Superconducting Cavities.”  
Ph.D. Thesis, Universität Hamburg, 1998.
- [13] T. Kobayashi *et al.*, “Progress in Development of New  
LLRF Control System for SuperKEKB”, Proc. of  
IPAC2013, WEPME014, 2015, pp. 2953-2955.