

SuperKEKB の LLRF 制御における導波管温度変化に対する 空洞電圧制御ループの位相補償

CAVITY VOLTAGE CONTROL LOOP PHASE COMPENSATION FOR WAVEGUIDE TEMPERATURE CHANGE IN SuperKEKB LLRF CONTROL

小笠原 舜斗[#], 赤井 和憲, 小林 鉄也, 中西 功太, 西脇 みちる, 渡邊 謙

Shunto Ogasawara[#], Kazunori Akai, Tetsuya Kobayashi, Kota Nakanishi, Michiru Nishiwaki, Ken Watanabe
High Energy Accelerator Research Organization (KEK)

Abstract

The SuperKEKB accelerator aims at high beam current operation over 2A. The RF system is required to provide high power RF over 800kW per a cavity at designed beam current. In the waveguide (WG) system that transfers such high-power RF, transmission phase will change due to WG temperature change. The WG temperature is predicted to reach about 80 deg.C in designed beam current. This temperature change will make feedback (FB) loop phase change of about 130 deg. in cavity voltage (V_c) control. Digital LLRF control system is adopted for SuperKEKB. In the digital system, IQ modulation FB control method, which has broadband characteristics, is applied for V_c regulation control. However, this method has low tolerance to a large phase change within FB loop. Therefore, the WG phase change due to high power RF transmission is non-negligible problem to keep the FB control stable. One of the measures for this problem is that to install a cooling system to the WG system. Furthermore, it is also important to prepare other measures in the LLRF control system. Therefore, we implemented the loop phase compensation function for the WG temperature change into the digital LLRF systems. In this paper, detail of the new function is introduced, and the evaluation result is reported.

1. はじめに

SuperKEKB[1]は、前身の KEKB 加速器の 40 倍にあたる $8 \times 10^{35}/\text{cm}^2/\text{s}$ のルミノシティを目標とした電子陽電子衝突型円形加速器である。2019 年 3 月の Phase-3 開始[2]以降、目標ルミノシティの達成に向けて日夜調整が続けられている。目標ルミノシティを達成するために、設計ビーム電流は 7 GeV 電子リング(High Energy Ring, HER)において 2.6 A、4 GeV 陽電子リング(Low Energy Ring, LER)において 3.6 A という大電流に設定されている。RF システムにおいては、この大電流ビームがもたらす大きなビーム負荷の克服が重要な課題となる。

ビーム負荷に対応するために、RF システムに要求される RF パワーは 1 空洞あたり最大 800 kW 程度と見積もられている[3]。このような大電力 RF を地上のクライストロンから地下の加速空洞へ輸送する立体回路系では、壁面抵抗などによる発熱で導波管が変形し、空洞到達時の RF 位相が変化する。

SuperKEKB 用に新たに開発されたデジタル低電力高周波(LLRF)制御システムは、広帯域特性などを考慮し、空洞電圧(V_c)制御に RF 信号の I/Q 成分によるフィードバック(FB)制御方式を採用している。この方式では、FB ループ内の大きな位相変化に対して安定領域が制限されるという弱点があるため、上記の導波管での位相変化が問題となる可能性がある。この問題に対し、立体回路の冷却で対応することを検討しているが、一方で、LLRF 制御系でも対応策を別途準備しておくことが重要である。

そこで今回、IQ 成分による FB 制御を採用するデジタル LLRF 制御システム(デジタル LLRF)[4-7]において、

導波管の温度をモニターし、その変化に対して FB 制御のループ位相を補償する機能を導入した。本稿では、導波管の発熱と位相変化の評価結果、および導入したループ位相補償機能について紹介する。

2. RF システムの概要

SuperKEKB の加速システムは、HER と LER の両リング合わせて 30 台の常伝導加速空洞および 8 台の超伝導空洞[8]で構成される。常伝導空洞は、電磁氣的に結合した加速空洞、結合空洞、貯蔵空洞の 3 空洞からなる KEKB 特有の空洞システムで、ARES 空洞と呼ばれる[9]。ARES 空洞 1 台に対して、508.9MHz クライストロン 1 台が最大定格 1.2 MW のハイパワー RF を供給する[10]。クライストロンから加速空洞までは、アルミニウム合金製の WR-1500 型導波管によって接続されており、この区間に特別な冷却装置はない。

2 リングで合計 30 本のクライストロンそれぞれに対して、1 式の LLRF 制御システムが設置される。この LLRF 制御システムは、KEKB から SuperKEKB へのアップグレードに際して、従来型のアナログ制御システムから FPGA を中心としたデジタル LLRF への更新が図られている。2021 年 8 月現在では、ARES 空洞に対応する LLRF 系 22 式のうち 9 式がデジタルシステムであり、今後も超伝導空洞のステーションを含め、全 RF ステーションについてデジタル LLRF への更新を進める予定である。

3. デジタル LLRF 制御システム

3.1 デジタル LLRF の概要

Figure 1 に、デジタル LLRF のブロック図を示す。デジタル LLRF は、 μ TCA プラットフォーム上に実装された

[#] shunto.ogasawara@kek.jp

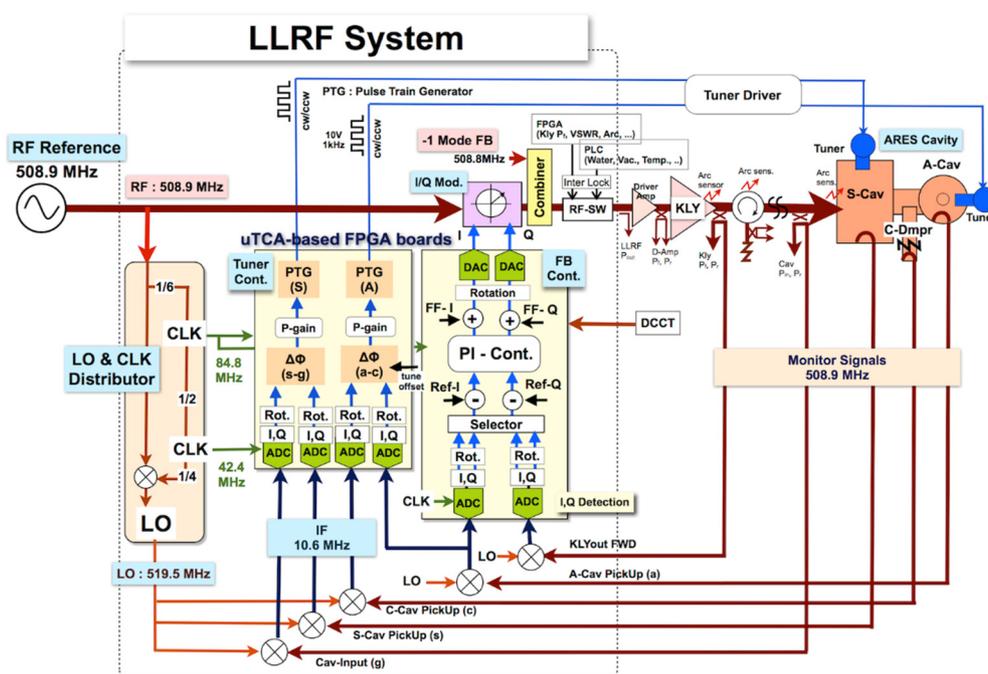


Figure 1: Block diagram of SuperKEKB digital LLRF control system (for ARES).

FPGA を中心としたシステムである。1 式のデジタル LLRF は異なる機能を持つ複数の制御ボードを持つ。1 枚の制御ボードには Linux CPU 付き FPGA と入出力基板などが搭載され、CPU 上では EPICS IOC が動作する。

Vc ループ制御とチューナ制御は、それぞれ別の制御ボードが担当している。Figure 1 では、「FB Cont.」のブロックが Vc 制御ループを担う制御ボード (DFBCNT)、「Tuner Cont.」のブロックがチューナ制御を担う制御ボード (TNRcnt) を表している。

各制御ボードの FPGA では、必要な RF 信号を I/Q 変換して取り扱う。それぞれの制御ボードで参照する RF 信号はそれぞれ異なる。例えば TNRcnt に「Cav-Input」として入力されている信号は、ARES 貯蔵空洞への入力カプラ直前にある方向性結合器からの信号であるが、DFBCNT ではこの信号は参照されない。

DFBCNT では、ARES 加速空洞のピックアップ信号を使い、I/Q 成分それぞれに対して独立に PI 制御を行う。この方式では、処理がシンプルであり高速な制御が可能であること、対応する周波数帯域が広いこと等が利点として挙げられる。一方で、クライストロンや立体回路など大電力系を含めた Vc ループ内で大きな位相変化があると、I/Q 成分のカップリングが大きくなり、制御全体を安定に保てなくなるおそれがある[11]。デジタル LLRF の現在の運転条件では、Vc ループ位相が 50° 以上変化すると FB を安定に保つことができなくなる[4]。

3.2 クライストロン PLL

SuperKEKB の RF システムでは、クライストロンの運転効率改善のため、クライストロンのアノード電圧を RF パワーに合わせてアクティブに制御している。アノード電圧変調には、クライストロン入出力の位相関係を大きく変化させる副作用があるため、この位相変化を補償するクライストロン PLL(KPLL)が準備されている[4,5]。

KPLL は、DFBCNT 上に実装され、実体は FPGA 上

での回転行列演算(I/Q ローテーション)である。Figure 1 では、FB Cont. ブロック内の DAC の前段にある「Rotation」の中に含まれている。

3.3 デジタル LLRF の Vc ループにおける位相制御

この節では、本稿のテーマに関する前置きとして、Vc ループにおける位相制御について説明する。Figure 2 に、Vc ループにおける位相制御に関する模式的なブロック図を示す。「DFBCNT」ブロック内の要素は、DFBCNT の FPGA 上で実装されていることを指す。図中の位相器に相当するものは、Vc-PLL を除いて、FPGA 上での I/Q ローテーションである。Vc-PLL は、Vc ループにおける I/Q 成分に対する PI 制御の位相変化分を表現している。Vc-PLL が大きく変化すること(I/Q のカップリングが大きくなること)は、3.1 節で述べた理由により、Vc ループ全体の安定性を損ねる原因となる。

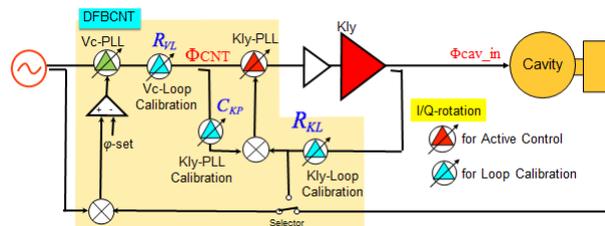


Figure 2: Block diagram of phase control in digital LLRF control system.

R_{KL} , C_{KP} , Kly-PLL は、KPLL のための位相器である。KPLL は、クライストロンのアノード電圧変調の状態にかかわらず、 Φ_{CNT} に対するクライストロン出力位相を一定に保つ働きをする。

Φ_{cav_in} は、立体回路を通過したことによる位相進みをクライストロン出力に加えたもので、立体回路が変化しない限り両者は一定の関係を保つはずである。しかしながら、

実際には温度変化によって導波管が変形し、両者の位相関係が変化する。この位相変化は、Fig. 2 の構成では Vc-PLL が補償することになり、Vc ループを不安定にしてしまう要因となる。

なお、3.1 節で説明した通り、ARES 空洞へ入力される直前の RF 信号は Vc ループ用制御ボードには入力されていない。そのため、Vc ループ用の制御ボードからは、実際には EPICS IOC を通じた比較的低速な通信手段でしか Φ_{cav_in} を知る事ができない。

4. 導波管の発熱と位相変化

4.1 導波管の発熱量の見積もり

SuperKEKB の立体回路系では、アルミニウム合金製の WR-1500 型導波管内を 508.9 MHz のハイパワー RF が TE10 モードで伝送する。WR-1500 型導波管の横幅は 381 mm、高さは 190.5 mm である。

導波管の表面抵抗 R_s は、RF 角周波数 ω を用いて、

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} \sim 7.5 \times 10^{-3} [\Omega] \quad (1)$$

と求められる。ただし、 σ^{-1} はアルミニウム合金の比抵抗で $2.8 \times 10^{-18} [\Omega m]$ 、 μ は透磁率(比透磁率は ~ 1)である。これを使って、RF(TE10 モード)が導波管を 1m 進む間に失う電力 P_{loss} は、振幅減衰率 α_d および投入 RF 電力 P_k から、

$$\alpha_d = \frac{R_s}{Z_0} \frac{1 + \left(\frac{2b}{a}\right) \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}{b \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \sim 0.00026 [1/m] \quad (2)$$

$$P_{loss} = P_k \times 2\alpha_d [W] \quad (3)$$

と求められる[12]。ただし、 Z_0 は真空の特性インピーダンスで、 $Z_0 \sim 377 \Omega$ とした。 a および b は、それぞれ導波管の横幅および高さである。Equation (3)によれば、800 kW の RF を導波管へ投入した時にロスする RF 電力は、導波管 1 m あたり約 420 W となる。

特別な冷却機構を持たない導波管について、放射熱を無視し、主に大気への熱伝達だけを考える。導波管 1 m あたりの表面積 $S \sim 1.15 m^2$ 、空気の熱伝達率 $h_a \sim 5 [W/m^2K]$ とすると、800 kW の RF を導波管に投入した時の平衡状態における温度変化 ΔT は、

$$\Delta T = \frac{P_{loss}}{h_a S} \sim 73 [^\circ C] \quad (4)$$

となる。すなわち、800 kW の RF を投入した導波管の温度は、室温よりも 70°C 以上高くなると予想される。

4.2 導波管の温度変化が位相へ与える影響の考察

アルミニウム合金製の導波管が温度変化 ΔT によって熱膨張し、導波管長 L が ΔL だけ変化することを考える。 ΔL は、アルミニウム合金の線膨張係数 $\alpha_T \sim 23.9 \times 10^{-6}$

[/ $^\circ C$]を使って、

$$\Delta L(\Delta T) = L \cdot \alpha_T \cdot \Delta T \quad (5)$$

と表される。これによる導波管出口における位相の変化 $\Delta\theta$ は、

$$\Delta\theta(\Delta T) = -2\pi \cdot \frac{\Delta L}{\lambda_g} \quad (6)$$

となる。ただし、 λ_g は導波管の管内波長で、導波管の横幅 a 、カットオフ周波数 f_c 、光速 c 、通過する RF の周波数 f から、

$$f_c = \frac{c}{2a} \quad (7)$$

$$\lambda_g = \frac{c}{\sqrt{f^2 - f_c^2}} \quad (8)$$

である。

ところで、導波管の大きさが熱膨張によって変化する場合、導波管長 L のみならず、横幅 a も変化する可能性がある。横幅 a が変化した場合、カットオフ周波数および管内波長も変化するが、これも導波管出口における位相変化 $\Delta\theta$ に影響を与える。

導波管の横幅が温度変化 ΔT によって膨張する場合のカットオフ周波数 f_c および管内波長 λ_g は、アルミニウム合金の線膨張係数 α_T を使って

$$f_c(\Delta T) = \frac{c}{2a(1 + \alpha_T \cdot \Delta T)} \quad (9)$$

$$\lambda_g(\Delta T) = \frac{c}{\sqrt{f^2 - f_c^2(\Delta T)}} \quad (10)$$

となる。これらから、導波管出口における位相の変化 $\Delta\theta$ は、

$$\Delta\theta(\Delta T) = -2\pi \left[\frac{L + \Delta L(\Delta T)}{\lambda_g(\Delta T)} - \frac{L}{\lambda_g(0)} \right] \quad (11)$$

となる。

Figure 3 に、Eq. (6)および Eq. (11)を用いて計算した、導波管の温度変化と立体回路の位相変化の関係を示す。導波管長として、導波管長が一番長い RF ステーション(D05A)の $L=70 m$ を仮定すると、熱膨張によって L だけが変化する場合は、1°C の温度変化に対して立体回路の位相が 0.65° 程度変化する計算になる。熱膨張によって管内波長も変化する場合は、1°C の温度変化に対して 1.6° 程度の位相変化がある計算となる。すなわち、導波管の温度変化が 70°C に達する場合、立体回路の通過位相は最大で 110° 以上の変化を想定する必要がある。

4.3 導波管温度変化と立体回路内位相変化

実際の立体回路系における導波管温度変化と立体回路内の位相変化の状況の評価するため、デジタル LLRF に対応する立体回路系について、導波管表面の温度を測定するモニターを設置した。Figure 4 に、ある日の D05A ステーションにおける導波管温度と立体回路の通過位相の関係を示す。ただし、立体回路の通過位相とは、Fig. 2 における Φ_{CNT} と Φ_{cav_in} の差を指す。

この日は長期シャットダウン後の LER 立ち上げ日であり、立体回路へは最大 250 kW の RF が投入された。RF が待機状態のときの導波管温度は室温と同じ 30°C 程度だったが、RF の投入後は導波管温度が約 3 時間かけて上昇し、平衡状態での温度は 50°C 程度だった。この温度変化は、Eq. (3), (4) の計算による予想と矛盾しない。

導波管温度と立体回路の通過位相には、概ね線形な関係がみられた。D05A 以外のステーションにおいても、両者の関係には概ね同様の傾向がみられた。導波管温度の変化 1°C に対する位相の変化量は、D05A ステーションにおいて約 1.4°、その他のステーションにおいても 1.0° ~ 1.3° 程度であった。この結果は、Eq. (6) の予想と Eq. (11) の予想の中間程度である。位相の変化量が計算と一致しない理由として、実際の立体回路に設けられているベローズや多数のコーナーの影響などが考えられる。また、ステーションごとの導波管長そのものの違いの影響も考えられる。

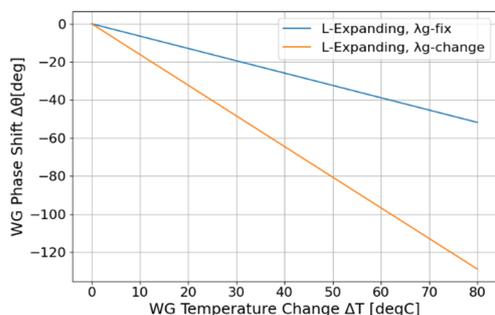


Figure 3: Prediction of WG phase shift due to temperature change.

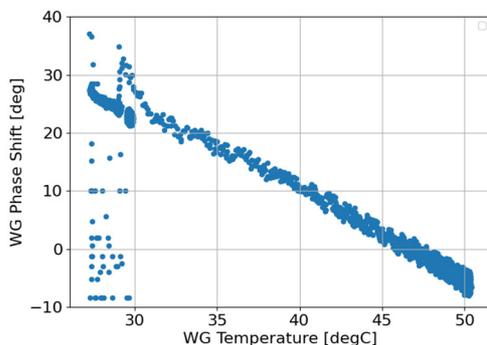


Figure 4: Waveguide temperature and RF phase shift on actual waveguide system.

5. 導波管温度変化に対するループ位相補償

5.1 位相補償機能の設計

導波管の温度変化によるループ位相変化が Vc ループを不安定にすることを防ぐため、デジタル LLRF において、導波管温度変化による位相変化を FPGA 上の I/Q ローテーションで相殺する機能(WGPHC)を導入することとした。

具体的な制御方法としては、まず空洞入力 RF の位相を使って KPLL と同等の FB 制御ループを構築する方法が考えられる。しかし、3.3 節で述べた通り、DFBCNT は空洞入力 RF の信号を参照していないため、位相変化量は EPICS を経由して求めるしかない。そのようなシステムでは、最終的な Vc ループの位相制御は 3 重の FB ループと EPICS 通信が絡み合ったものになるが、不必要に FB ループを多重化することは、条件次第では Vc ループをかえって不安定にするおそれがある。

そこで今回は、導波管温度のモニター値から立体回路の位相変化量を推定し、KPLL 用の I/Q ローテーションで相殺するフィードフォワード(FF)制御方式によって位相制御を実現することとした。この方式では、FF 方式であるのでループが多重化せず、位相制御のブロック図は Fig. 2 からほとんど変化しない。RF 信号を直接参照しないため、RF の運転状態(RF on/off)とは独立に常時稼働が可能であるメリットもあり、運用の柔軟性の観点からも有利である。

デメリットとしては、位相変化量の見積もりが多少不正確となることが考えられる。しかし、3.1 節で述べた通り、Vc ループ位相変化の安定な範囲は $\pm 50^\circ$ 程度あるので、WGPHC による補償精度が $\pm 10^\circ$ 程度あれば、十分に目的を達せられる。

5.2 WGPHC の実装

Figure 5 に、WGPHC のフローチャートを示す。

ループ位相の操作目標値は、ある時点での導波管温度を基準温度として記憶しておき、基準温度と現在の導波管温度の差分に係数をかけることで決定する。得られたループ位相の変化は、KPLL 用の仮想的な位相器 R_{KL} を操作することで相殺することとした。

R_{KL} を変化させる際には、導波管温度から求めた位相補償量の目標値まで一気に動かすことはせず、一定のステップで少しずつ変化させることとした。また、目標値付近での無用な振動を避けるために不感帯を設け、現在の補償量と目標値の微小な差分は無視するようにした。温度変化量と位相変化量の変換係数は、Fig. 4 のような図を全ステーションについて作成し、その比例係数からステーションごとに個別に決定した。

WGPHC は、EPICS を主体として実装した。EPICS IOC は、各デジタル LLRF で比較的低速な処理を担当する PLC[13] 上の Linux CPU で動作させており、DFBCNT とは独立である。

5.3 運用結果

WGPHC は、今春よりデジタル LLRF システムに対応する全ステーションに導入した。Figure 6 に、導入後のある日における、D05A ステーションの導波管温度と Vc ループ位相変化の関係を示す。この日は SuperKEKB の

メンテナンス日であり、日中は RF が待機状態であったが、夕方の運転再開時から RF が投入された。導波管温度は室温から 60°C 近くまで上昇したが、導波管温度にかかわらず立体回路の位相変化量は ±5° 程度に抑えられており、十分に許容範囲内である。

WGPHC 導入から 2021 年 7 月の夏季シャットダウン突入までの期間には、導波管温度が最大 70°C 近くに達する日もあった。このときの位相変化は 60° 程度に相当するが、WGPHC によって正常にループ位相をほぼ一定に保つことができていた。

現在の SuperKEKB の運転状況で要求される RF パ

ワーは 250 kW 程度であり、温度変化が問題になる頻度は低く、これまでは適宜手動で位相を調整することで対応できた。しかしながら、設計電流において要求される RF パワー(800 kW)を想定すると、導波管を冷却しない場合、この WGPHC は必須である。

6. まとめ

SuperKEKB のデジタル LLRF 制御システムにおいて、導波管温度をモニターし、Vc ループ位相の変化を自動的に補償する機能(WGPHC)を導入した。WGPHC によって、導波管温度の変化による Vc ループ位相の変化を十分に小さく抑えられることが確認できた。これにより、設計電流の蓄積にも十分に対応できると期待できる。

参考文献

- [1] Y. Ohnishi *et al.*, "Accelerator design at SuperKEKB", Prog. Thesor. Exp. Phys., vol. 2013, no. 3, pp. 03A011, Mar. 2013.
- [2] A. Morita, "Status of Early SuperKEKB Phase-3 Commissioning", Proc. of IPAC2019, Melbourne, Australia, WEYYPLM1.
- [3] K. Akai *et al.*, "RF System for SuperKEKB", Proc. of the 7th Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, himeji, Japan, 2010, pp.177-181.
- [4] K. Nakanishi *et al.*, "Development of LLRF system for SuperKEKB", Proc. of the 10th Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, Nagoya, 2013, pp. 1154-1158.
- [5] T. Kobayashi *et al.*, "Development and Production Status of New LLRF Control System for SuperKEKB", Proc. of the 11th Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, Aomori, 2014, pp. 1320-1324.
- [6] T. Kobayashi *et al.*, "Operation Status of LLRF Control System in SuperKEKB", to be presented in this Annual Meeting, TUP044, 2021.
- [7] M. Ryoshi *et al.*, "LLRF Board in Micro-TCA Platform", Proc. of the 7th Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, Himeji, 2010, pp. 667-669.
- [8] M. Nishiwaki *et al.*, "Status of Superconducting Accelerating Cavity and Development of SiC Damper for SuperKEKB", Proc. of the 14th Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, Sapporo, 2017, pp. 914-918.
- [9] T. Kageyama *et al.*, "Development of High-Power ARES Cavities", Proc. of PAC97, Vancouver, B.C., Canada, 1997, pp. 2902-2904.
- [10] K. Watanabe *et al.*, "Current Status of the High-Power RF Systems during Phase2 Operation in SuperKEKB", Proc. of the 15th Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, Nagaoka, 2018, pp.464-467.
- [11] T. Kobayashi *et al.*, "Phase Compensation Function for Cavity Detuning due to Heavy Beam Loading in I/Q-Feedback Control", Proc. of the 15th Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, Nagaoka, 2018, pp. 622-627.
- [12] 倉石 源三郎, "詳解 例題・演習マイクロ波回路", 東京電機大学出版局 (1983).
- [13] J. Odagiri *et al.*, "EPICS on F3RP61 for SuperKEKB Accelerator Control", Proc. of the 11th Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, Aomori, 2014, pp.785-789.

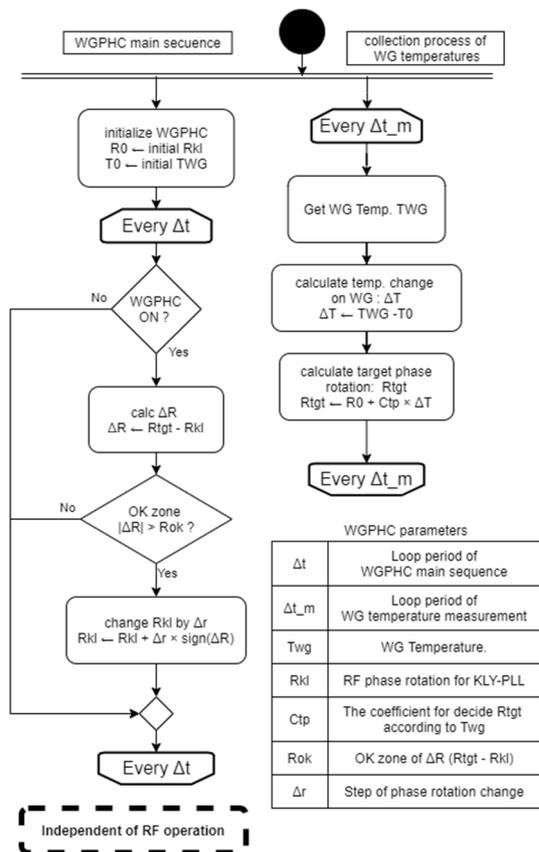


Figure 5: Flow chart of WGPHC.

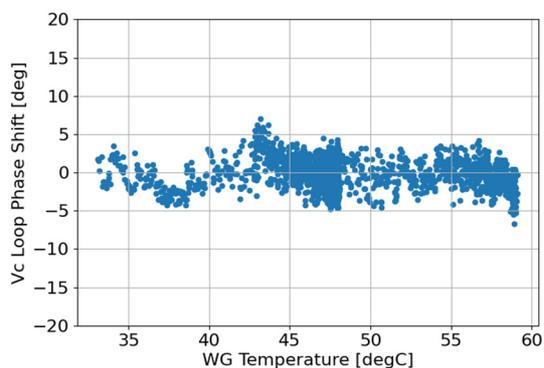


Figure 6: Waveguide temperature and Vc loop phase shift, with WGPHC.