

# SuperKEKB 高周波基準信号分配システム

## RF REFERENCE DISTRIBUTION SYSTEM FOR SUPERKEKB

小林鉄也<sup>#,A)</sup>, 赤井和憲<sup>A)</sup>, 岩城孝志<sup>B)</sup>, 岩崎昌子<sup>A)</sup>, 海老原清一<sup>A)</sup>, 小田切淳一<sup>A)</sup>, 可部農志<sup>A)</sup>, 末武聖明<sup>A)</sup>,  
 出口久城<sup>B)</sup>, 中西功太<sup>A)</sup>, 西脇みちる<sup>A)</sup>, 林和孝<sup>B)</sup>, 漁師雅次<sup>B)</sup>  
 Tetsuya Kobayashi<sup>#,A)</sup>, Kazunori Akai<sup>A)</sup>, Hisakuni Deguchi<sup>B)</sup>, Kiyokazu Ebihara<sup>A)</sup>, Kazutaka Hayashi<sup>B)</sup>, Takashi Iwaki<sup>B)</sup>,  
 Masako Iwasaki<sup>A)</sup>, Atsushi Kabe<sup>A)</sup>, Kota Nakanishi<sup>A)</sup>, Michiru Nishiwaki<sup>A)</sup>, Jun-ichi Odagiri<sup>A)</sup>, Masatsugu Ryoshi<sup>B)</sup>,  
 Masaaki Suetake<sup>A)</sup>

<sup>A)</sup> High Energy Accelerator Research Organization (KEK)  
<sup>B)</sup> Mitsubishi Electric TOKKI System Corporation (MELOS)

### Abstract

High stability and accuracy in accelerating field control are very significant for the SuperKEKB, because higher-current and lower-emittance beam are required to upgrade the luminosity to 40-times higher than the KEKB.

A new RF reference distribution system was designed for the SuperKEKB. In this system the reference signal will be distributed by means of “Star” configuration into the RF control sections and transferred optically by using the phase-stabilized optical fiber. Furthermore phase-lock control function will be implemented to compensate the temperature drift of each transfer line. For this phase stabilization, a new optical delay control system for multi-divided transfer lines was developed originally by applying the direct IQ sampling method, and the its performance was evaluated and the required stability of  $\pm 0.1$  degrees was obtained.

### 1. はじめに

SuperKEKB は、KEKB 加速器のルミノシティを更に 40 倍にするプロジェクトである<sup>[1]</sup>。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ビームが要求され、また蓄積ビーム電流も 2 倍となる。このように大強度かつ高品質ビームを目指す加速にとって高周波（加速電場）の精度、安定性は最も重要な要素の 1 つである。そのため新たに高精度なデジタル低電力高周波（Low Level RF : LLRF）制御システムの開発を行っている<sup>[2]</sup>。その LLRF 制御の”基”になる信号（加速空洞の相互の位相関係）も同様に「変わらない」ことが重要であるので、RF 位相基準信号分配システムについても新規システムを導入し、更なる高安定性を目指す。

本発表では、SuperKEKB 用にデザインされた高周波基準信号分配システムを紹介し、新たに考案されたデジタル光遅延制御システムの評価結果について報告する。

RF 基準信号は、加速高周波だけでなくビーム診断等にも用いられ、その名の通りすべての基準である常に絶対的な信頼性が期待される。従ってビーム運転が順調に進むためにも基準信号の高い安定性（再現性）が鍵となる。

要求される加速電界（508.9MHz）の安定性（pk-pk）は、振幅、位相それぞれ  $\pm 1\%$ 、 $\pm 1$  度以内とされている。各 LLRF 制御システムの安定性がそれぞれ  $\pm 0.3\%$ 、 $\pm 0.3$  度（温度特性を含めた pk-pk）なので（その他で  $\pm 0.3$  度の変動として）、RF 基準信号の位相安定性も  $\pm 0.3$  度以内が許容範囲であり、年

間通して  $\pm 0.1$  度（pk-pk）の安定性を目標とする。ちなみに LLRF 制御システム<sup>[2]</sup>のフィードバック（FB）制御では振幅、位相それぞれ rms で 0.02%、0.02 度以内の安定性を実現している。

### 2. 基本デザイン

SuperKEKB における RF 基準信号の伝送経路を図 1 に示す。図 2 に光送受信（光遅延制御）システムのブロック図を示す。中央コントロール棟から、メインリング（MR）の 3 つの直線部（各直線部 2ヶ所の加速セクション：D4, D5, D7, D8, D10, D11）および衝突点（筑波実験棟 IP）の計 7ヶ所へ伝送する。さらにダンピングリング（DR）に必要で合計

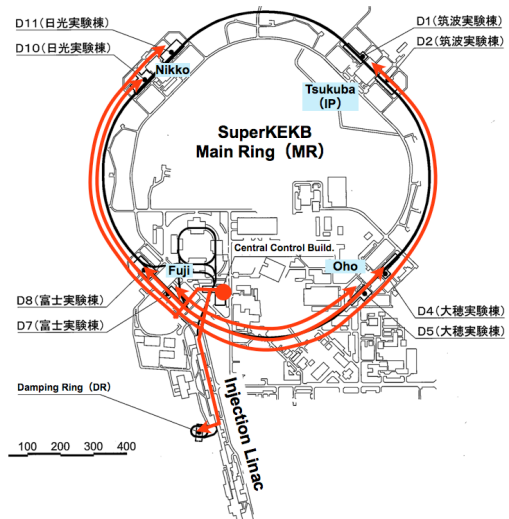


Figure 1: Transmission paths for the RF reference.

<sup>#</sup> tetsuya.kobayashi@kek.jp

8ヶ所となる。DRは陽電子のエミッタンスを小さくするために、入射リニアックの途中に挿入されるリングで、MRと同じRF周波数で運転する。伝送経路長の最大は衝突点への約2kmとなる。

我々の基準信号分配方法の主な特徴（基本方針）は次の点であり、そうする理由を以下に述べる。

- (1) 光伝送で位相安定化光ファイバーの利用
- (2) トンネル内に光ケーブル敷設
- (3) 温度ドリフト補償のためのアクティブ制御
- (4) 中央から光分岐によるスター型配線で分配

上記(1)～(3)については、一番の問題である温度ドリフトに対してである。今回我々は、信頼性確保のため、アクティブなFB制御（もしくは位相ロックループ：PLL）に頼る以前に極力変動は小さく抑えておくことが重要であると考え、温度係数が非常に小さい位相安定化光ファイバー<sup>[3]</sup>（Phase Stabilized Optical Fiber：PSOF、 $<1\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 、現在は古河電工のみが製造）を用いてビームトンネル内に敷設することにした。光伝送にすることは絶縁性、ノイズフリー、低損失などのメリットもある。しかしトンネル内敷設の場合、光ファイバーへの放射線の影響が問題になる。そこで線量の評価を行った結果、影響が心配される所は一部であることが分かり、そこだけ鉛防護を施すことにした。

上記とは逆に（例えば普通のケーブルを屋外に敷設し）、完全にFB制御に頼ることも可能であるが、RF位相変動が（往復で）一周期より大きくなってしまふので、これを検出するには分周した異なる周波数の信号も合わせて送る必要がある。この場合、伝送先が多いことを考えるとシステムが複雑になってしまう。また位相 $360^\circ$ にわたる変動を補正するためにはI/Q変調器のような制御が必要で、制御が停止した場合や不安定な（発振した）場合に大きく（不連続に）変わってしまう可能性があり信頼性に欠ける。従って位相補正はメカニカルな移相器で追従できる範囲であることが望ましい。

こうして(1)(2)のように安定化を図ってもトンネル内温度が年間 $\pm 5^\circ\text{C}$ の変動があると仮定す

ると最大(2km)で $\pm 9$ 度以上の位相変動が予想され、目標を達成するには更にFB制御が必要である。制御方式は様々な方法が考えられるが、多分岐していることを踏まえ、できるだけ複雑な方式は避け、次節で説明する光遅延制御システムとした。

最後に上記(4)についてである。従来のKEKBでは同軸ケーブルで各セクション間をカスケード方式で接続・伝送し、それぞれの伝送区間毎にPLLを組むことでリング一周の位相関係を補償した<sup>[4]</sup>。この場合システムとしてはシンプルであるが、隣り以外のセクション（例えばリング反対側）との関係が把握できない。また制御エラーがその先へ蓄積されることになる。今回SuperKEKBではDRへの分配も必要なこともあり、中央コントロールからスター型に分配することにした。これにより全体が1つの基準に従うことになりバランスがとれ、且つ一ヶ所でそれぞれの位相関係を把握することができる。また、光源(E/O)を1つにしてパッシブ素子で光分岐することで同期性を高める（低ジッターにする）。

### 3. 多チャンネル光遅延制御システム

#### 3.1 光遅延制御方式

前節の設計方針に従って提案された基準信号分配システム（デジタル光遅延制御システム）の構成を図2に示す。RF基準信号(508.9MHz)を光信号に変換し、光アンプで増幅、光分岐して各RFセクションへ伝送する。分岐後の各光ケーブルの位相変動に対してFB制御（光遅延制御）を行う。光遅延制御では、波長多重（Wavelength Division Multiplex：WDM）によって異なる波長で同一ファイバーへ信号を戻し、挿入された光遅延器（Variable Optical Delay Line：VODL）で往復の位相変化をキャンセルさせる。このWDMを用いた安定化方式は以前から利用され確立された方式である<sup>[5][6]</sup>。しかし、今回の我々のように多チャンネル同時に行う例は他に見られない。また文献[7]など、他にも高精度な制御方法は提案されているが、分配数やSuperKEKBのスケジュールなど考えると、今回採用した方式がもっとも現実的かつ確実と言える。本システムで用いる光波長は往路、復路それぞれ1551nm、1531nm（一般的なWDM通信帯）とした。

WDMを用いず（そのままの波長で）ミラーやサーキュレータを用いた方法も可能であるが、アイソレーションが悪く必要な精度や安定性は得られないことが分かっている。他にも偏波によるアイソレーションも可能であるが、ファラデーローテータや偏光ビームスプリッターなど特殊なデバイスが必要であり、実績も乏しく、また偏波保持ファイバーの必要性など十分に検証する必要がある。

各装置機器の温度依存性を考慮し、収納する19"ラック全体（送信側、受信側それぞれ図2の波線枠の中）を $\pm 0.1^\circ\text{C}$ 程度で空調する。

#### 3.2 光遅延器（VODL）

図3は使用するVODL（Santec社製ODL-340）の写真である。メカニカルな方式でトロンボーンによ

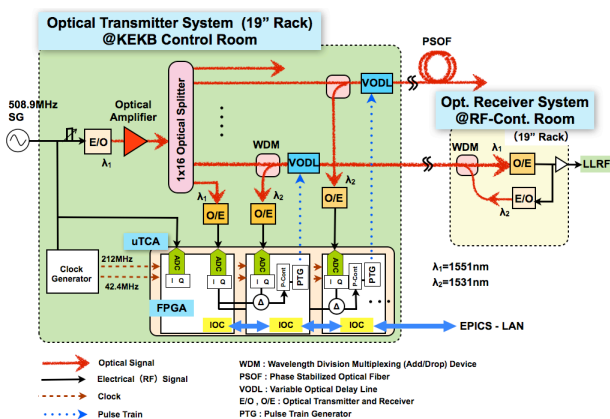


Figure 2: Functional block diagram of the RF reference distribution system.



Figure 3: Photo of variable optical delay line (Santec Corp., ODL-340), which is additionally equipped with pulse-motor driving mechanism and limit switches.

うな機構になっている。可変範囲が 340ps (RF 位相にして約 62 度) あり、PSOF を用いるなら十分な可変量と言える。ちなみにファイバーストレッチャーの場合は可変範囲が 20ps 程度しかない。

また、メカニカルな機構にした理由として、可変範囲が広いだけでなく、制御異常で大きく変わって (ジャンプして) しまうことがなく、制御が停止した時はその位置を維持するため高い信頼性 (再現性) を確保できる。温度ドリフトを補正するので速い応答は必要ない。

本システムでは敢えて手動タイプの VODL を選定し、図 3 のようにパルスモーターで駆動できるように改造した。これによりデジタル LLRF 制御システムの空洞のチューナー制御方式を応用できる。両端にはリミットスイッチも追加している。

本 VODL は 1 パルスが 0.0006 度の位相変化に相当する。全ストロークが約 100000 パルスとなる。また全可変範囲で最大 1dB ほど光強度 (挿入損失) も変化するが、後述するように本システムの E/O, O/E では、この程度の光強度の変化では影響がない。

### 3.3 デジタル光遅延器制御システム

位相検出および VODL の制御は、FPGA を用いたデジタル制御である (図 2)。新 LLRF 制御システム<sup>[2]</sup>と規格を合わせ、 $\mu$ TCA プラットフォームを採用し各 AMC カード (FPGA ボード) に EPICS-IOC を組み込んでいる<sup>[8]</sup>。FPGA で検出された位相差に応じて、それをキャンセルする方向へとパルスを出力して VODL を制御する。この方法は空洞チューナー制御アルゴリズムを応用する。ただし、チューナー制御では位相差に応じてパルスレート (速度) を変える比例制御であるのに対し、この VODL 制御では位相差の方向 (符号) だけに対応して常に一定パルスを出力する。

1 つの AMC カードを 1 つの伝送先に対応させ、対応するチャンネル (往復信号) の位相検出と VODL の制御を行う。ここで位相の基準となる信号は光分配器の直後で E/O 変換された信号で、その位相情報を各 AMC カードへバックプレーンを介して転送する<sup>[9]</sup>。この転送された位相に対して、各チャ

ネルの位相差を求め、それぞれ VODL を制御 (パルス出力) する。このようにして多分岐された各伝送先の位相が相対的にロックされる。

VODL 制御は FPGA が独立して行っており、パラメータ設定やデータの読み出しは組み込み EPICS-IOC により CA を介して行う。

### 3.4 高速ダイレクトサンプリング方式

各 FPGA の位相検出は RF ダイレクトサンプリングによる I,Q 検波方式とした<sup>[10]</sup>。この方式は中間周波数に変換せず、RF 信号 (508.9MHz) を直接 AD 変換するので、LO 信号生成やダウンコンバーターが不要になり、多チャンネルでもシンプルな構成にできる。また  $\mu$ TCA 規格によりシステムがコンパクトになる。ADC はテキサス・インスツルメンツの ADS5474 (14bit、最大 400 MS/s、帯域 1.4 GHz) を使用する。

ダイレクトサンプリング方式の短所は周波数が高いため AD におけるジッターの影響が大きいことである。ただし十分に平均化すれば必要な精度を得ることができる<sup>[10]</sup>。今回のように温度ドリフトに対しては、ゆっくりとした制御で良いので、平均化 (実際には IIR フィルター) で十分対応可能である。

位相検出においては、AD サンプルした  $n$  番目の値  $x(n)$  から次のように I,Q 成分が求められる<sup>[11]</sup>。

$$I = \frac{2}{N} \sum_n x(n) \cdot \cos\left(\frac{2\pi M}{N} \cdot n\right)$$

$$Q = \frac{2}{N} \sum_n x(n) \cdot \sin\left(\frac{2\pi M}{N} \cdot n\right)$$

ここでサンプリング周波数  $f_s$  と RF 周波数  $f_{rf}$  は  $Nf_s = Mf_{rf}$  の関係がある ( $M$  は整数、 $N$  は 3 より大きい整数)。ADC の性能や FPGA の処理能力を考慮して、適当なクロック周波数となるよう  $M, N$  を選ぶ必要がある。本システムでは  $M=12, N=5$  ( $f_{rf}=508.9\text{MHz}$  の RF を  $f_s=212\text{MHz}$  でアンダーサンプル) とした。 $N=4$  とするとサンプル値そのものが I,Q 成分となり単純であるが、 $N=5$  の場合は 2 倍と 3 倍高調波をキャンセルできるメリットがある ( $N=4$  は 2 倍高調波のみ)。ただし、いずれも DC 成分 (オフセット電圧) はキャンセルされ、また振幅に依存せず、ほぼ理想的 (高精度) な位相測定ができる点がデジタル I,Q 検波方式の大きなメリットである。

サンプルクロック 212 MHz は RF 信号から 12/5 分周して生成する。また AMC ボード間の位相を補償する (I か Q かを識別をする) ための 12 分周した信号 (42.4MHz) も必要となる。

### 3.5 E/O, O/E

J-PARC リニアックの RF 基準信号分配用に開発された光送受信機 (E/O, O/E) を SuperKEKB でも採用する。この E/O, O/E はペルチェにより温度が安定化されている<sup>[12]</sup>。また、光伝送における位相ノイズはジッター (10Hz~1MHz) にして 50fs 程度 (509MHz で約 0.01 度) と十分に小さい<sup>[13]</sup>。光アンプを用いた



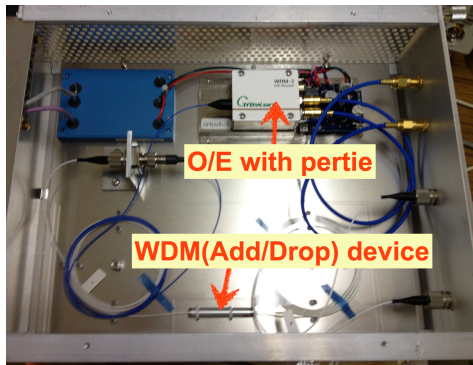


Figure 4: Photo of the low-noise E/O unit equipped with thermal stabilizer and the WDM device, which are assembled as a NIM module.

分配方法は J-PARC リニアックも同様であり、それによるジッター増加もなく加速器運転での十分な実績がある。

本 E/O,OE ではリミットアンプを内蔵し、パルス整形することで光強度や消光比の変化には影響しないようになっている。従って正弦波に戻すためにはローパスフィルター（又はバンドパスフィルター）が必要である。更には空洞の LLRF 制御システム<sup>[2]</sup>においても RF 基準信号の振幅変動には影響しないような構成となっている。

図 4 に O/E と WDM デバイスの写真（NIM モジュール化）を示す。WDM は 2 波長のみなので、3 ポートの Add/Drop デバイスを用いている。この E/O（ペルチェによる温度安定化）と WDM デバイスのセットで位相の温度特性を評価したところ 0.02 度/°C であった。しかし、RF アンプやフィルターの温度特性が 0.1 度/°C 程度あるため、目標の安定性を得るには ±0.1°C 程度の空調は必要と考える。

#### 4. VODL 制御システム性能試験

デジタル光遅延器制御システムの性能評価試験を行った。図 5 に試験のセットアップブロック図、および図 6 に VODL 制御装置の写真を示す。前節で説明した図 2 の多分岐系のうち 1 系統分を構成している。伝送先の位相をベクトル電圧系（Vector Volt Meter : VVM）で測定する。測定機器は恒温槽で温度一定にしている。光送信（制御機器）側は基準信号と比較している（各チャンネルのデバイス特性が同じなら）温度変化に対してキャンセルされる。

本評価において PSOF の代わりに通常の光ケーブル 100m を伝送経路にして恒温槽に入れ、温度を 10°C~40°C で変化させた。この光ケーブルは温度係数が約 19ppm/°C（約 1.7 度/°C/100m@508.9MHz）なので PSOF の約 1.9km に相当し、これはコントロール棟から衝突点までの最も長いルートに対応する。

図 7 に測定結果を示す。左縦軸が VVM で測定した伝送信号の位相（赤）、右縦軸がパルスモーターを動かしたパルス数（青）すなわち VODL の移動量（位置）に対応する。光ケーブルの温度を 10°C ずつステップで変えた時に VODL を動かして位相変動を

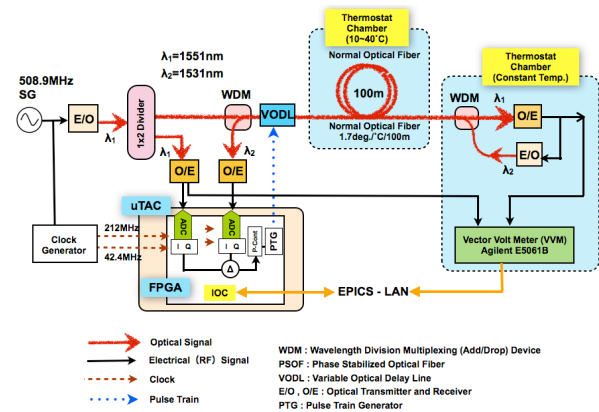


Figure 5: Measurement setup diagram for evaluation of the digital VODL control system. Phase stability of the transferred signal was measured by using a vector voltmeter under the VODL control.

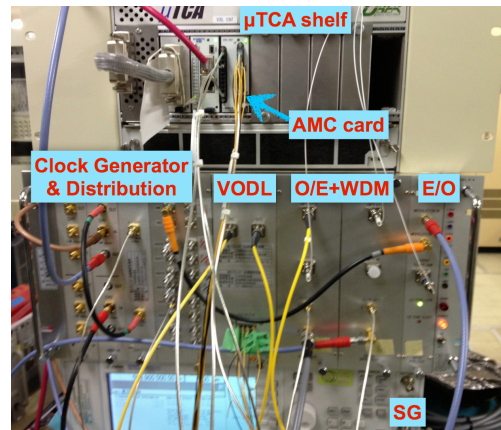


Figure 6: Photo of the digital VODL control system, which consists of a μTCA-platform FPGA board and optical components.

抑えているのが分かる。10°C~40°C で約 51 度（往復で 100 度以上）の位相変化を ±0.1 度以内（目標値）に抑えられている。しかしながら、30°C から 20°C に変わるところでは位相が 0.1 度ほどオフセットしている（図 7）。このオフセットは温度に関係なく、VODL の位置（パルスカウント数）によって（この場合 -2000 から 0 の間で）ずれることがなかった。従って、VODL 内における光路長が往きと戻りで僅かに異なっている（非対称である）と考えられる。そこで VODL の移動範囲を図 8 に示すようにズレの小さい位置を選ぶことで、十分に小さな位相変化（±0.05 度以内）に抑えることができた。図 8 では光ケーブルの温度を 30°C から 20°C の範囲としている。実際の運用上でもケーブル敷設はトンネル内で、この程度の変化を想定している。

以上から、各チャンネルの VODL を一度スキャンしてオフセットがない領域を探すことが必要である。今回選定した VODL はトロンボーンのような反射タイプであるが、直進タイプの VODL もあり<sup>[4]</sup>、それを用いた評価も行う予定である。直進タイプのほうが進行方向による違い（非対称性）が小さいと期待で



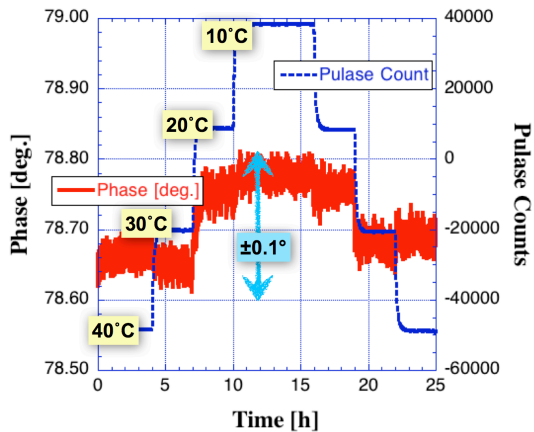


Figure 7: Transferred signal phase measured by the VVM (Red solid line), and pulse count for the pulse-motor to move the VODL (Blue dashed line), with the VODL control for temperature drift compensation.

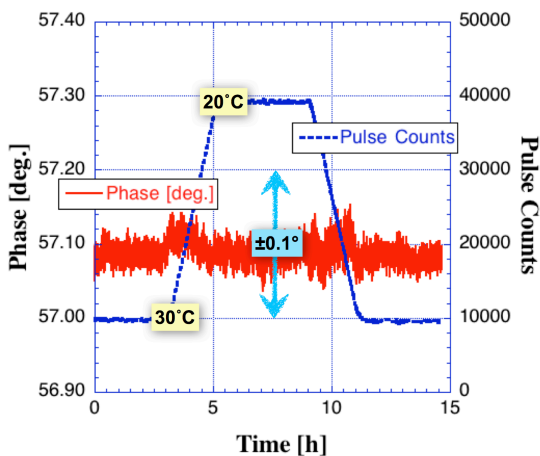


Figure 8: The same measurement data as Fig. 7, but the temperature change was narrowed down to operation range and position of the VODL was optimized to avoid the delay-offset found in Fig. 7.

きる。ただし当然サイズ（長さ）は大きくなる。

しかし、今回のように 0.1 度の位相変化はファイバー光路長にして 0.1mm 程度の長さに相当する。コア径が 10 $\mu$ m 以下であることを考えると、進行方向で違いがこれほど大きくなるとは考えにくい。従って図 7 のオフセットの正しい原因を理解したとは言えず、更に詳しい調査を必要とする。

## 5. まとめ

SuperKEKB 計画では新しい RF 基準信号分配システムを導入し、RF（加速電界）のより高い精度と安定性を目指す。新システムでは、PSOF を用いた光伝送で、中央コントロール棟からスター配線で合計 8ヶ所に分配する。光ケーブルの温度ドリフト補償（FB 制御）のため、ダイレクト IQ サンプリング方式を応用し、これまでにないコンパクトな多チャン

ネル経路のデジタル光遅延制御（位相安定化）システムを考案した。これはメカニカルな VODL を用いることで高い信頼性が期待され、また、これにより伝送先 8ヶ所の位相関係を確実に把握できる。

このデジタル光遅延制御システムの性能評価を行った結果、想定される位相変化に対し $\pm 0.05$ 度の位相安定性を達成することができた。しかし、VODL の可変範囲のうち位置によっては位相が約 0.1 度オフセットすることが分かった。このズレの原因は往復の進行方向で光路長に違いが生じる（非対称である）と考えられ、その位置を避けて利用する必要がある。反射タイプの VODL ではなく、直進タイプの VODL に変更することでこのズレが改善されるかどうか確認する予定である。

## 参考文献

- [1] K. Akai, et al., "Design Progress and Construction Status of SuperKEKB", Proc. of IPAC12, pp. 1822-1824 (2012); <http://accelconf.web.cern.ch/AccelConf/IPAC2012/papers/tuppr006.pdf>
- [2] K. Nakanishi, et al., "Development of LLRF system for SuperKEKB", Proc. of this annual meeting, SUP093 (2013)
- [3] T. Kakuta, S. Tanaka, "LPC coated optical fiber with zero thermal coefficient of transmission delay time", in: Proceedings of International Wire & Cable Symposium, pp. 234-240 (1987)
- [4] K. Akai, et al., "RF systems for the KEK B-Factory", Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A 499 (2003) 45-65
- [5] K. Sato, et al., "Development of actively controlled ultra phase stable reference signal transfer system", Proc. of the meeting on engineering and technology in basic research, KEK Proc. 99-16, pp. 153-156 (1999)
- [6] T. Naito, et al., "Development of Timing Distribution System with Femtosecond Stability", Proc. of IPAC11, pp. 421-423 (2011); <http://accelconf.web.cern.ch/AccelConf/IPAC2011/papers/mopc146.pdf>
- [7] J. M. Byrd, et al., "Femtosecond Synchronization of Lase Systems for the LCLS", Proc. of IPAC10, pp. 58-60 (2010); <http://accelconf.web.cern.ch/AccelConf/IPAC10/papers/mocra03.pdf>
- [8] J. Odagiri et al., "Fully Embedded EPICS-Based Control of Low Level RF System for SuperKEKB", Proc. of IPAC'10, p. 2686 (2010); <http://accelconf.web.cern.ch/AccelConf/IPAC10/papers/wepeb003.pdf>
- [9] K. Hayashi, et al., "MicroTCA inter-board data communications applied to BPM and LLRF systems", Proc. of this annual meeting, SUP096 (2013)
- [10] Y. Okada, et al., "Direct Sampling of RF Signal for 1.3GHz Cavity", Proc. of PAC09, pp. 2216-2218 (2009); <http://accelconf.web.cern.ch/AccelConf/PAC2009/papers/we5pfp088.pdf>
- [11] T. Matsumoto, et al., "Digital Low-Level RF Control System with Four Intermediate Frequencies at STF", Proc. of PAC09, pp. 2198-2200 (2009); <http://accelconf.web.cern.ch/AccelConf/PAC2009/papers/we5pfp081.pdf>
- [12] T. Kobayashi, et al., "RF Reference Distribution System for J-PARC linac", Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A 585 (2008) 12-19
- [13] K. Futatsukawa, et al., "Upgrade of the RF Reference Distribution System for 400 MeV Linac at J-PARC", Proc. of IPAC12, pp. 2630-2632 (2012); <http://accelconf.web.cern.ch/AccelConf/IPAC2012/papers/weppd050.pdf>
- [14] [http://www.ozoptics.com/ALLNEW\\_PDF/DTS0055.pdf](http://www.ozoptics.com/ALLNEW_PDF/DTS0055.pdf)