

# 既設光回線を利用する GNSS 信号の中継

代表研究者 金子裕哉 沼津工業高等専門学校 制御情報工学科 助教

## 1 研究の背景

近年のモバイルシステムで利用される TDM (Time Division Multiplex), CoMP (Coodinated Multi-Point), ICIC (Inter-cell Interference Coordination) といった技術を実用するには, 無線機器の時刻および周波数が適切に較正されている必要がある [1]. GPS (Global Positioning System) をはじめとして位置推定に用いられることで知られる GNSS (Global Navigation Satellite System) は時刻標準としても広く用いられている. 定期的に地上から較正される人工衛星に搭載された原子時計によって提供される GNSS 時間は, 高精度で低価格かつ地球上のどこでも利用できるため, 無線機器の時計を構成するための時刻標準として最も広く用いられている方法の一つである. しかし, GNSS より送信される無線信号は受信環境によっては利用できない. 例えば, 屋内環境では建物侵入損失, 高層ビル群のある市街地ではマルチパスによって即位誤差が大きくなる urban canyon effect があり信号が劣化し, また地下等の環境では受信できない.

GNSS の利用できない環境では, グランドマスタークロックなどと呼ばれる時刻サーバを用意し, IEEE1588 のような PTP (Precision Time Protocol) を用いてパケットベースで時刻同期を取る方法がある. しかし, これを利用するためには無線機器もそのプロトコルに準拠している必要があること, グランドマスタークロックが一般に高価であること [2] が問題である.

一方, 地上放送波などの不感地帯の解消に用いられる方法でよく知られたものに RoF (Radio over Fiber) がある. RoF は無線信号で変調したレーザー光を光ファイバによって伝送することで, アナログ信号を長距離伝送する技術である. RoF によって, 受信環境の優れた地点に置かれたアンテナと不感地帯の間で無線信号を長距離中継することができる.

RoF を用いた GNSS 信号の中継は GNSS over Fiber や GPS over Fiber (GPSoF) [3][4] と呼ばれており, いくつかの研究がある. GPSoF の典型的なアプリケーション例は建物等構造物の精密測位による歪み推定である [3]. GPSoF の商用化例もいくつかあるが, GPSoF を用いた時刻同期についてはほとんど報告がなされていない. 本研究は GPSoF によって得られる時刻確度を実験的に評価する.

更に, GPS 不感地帯における安価な時刻同期方法として, 既設光回線を利用して GPSoF リンクを構築する方法を提案する. 筆者らはこれまでに RF (radio frequency) 信号と光 on-off keying (OOK) 信号の同時伝送を行うシステムを提案している. その提案システムは radio over optical on-off keying (RoOOK) [5] と呼ばれる. 光 OOK は 10Gbps イーサネットなどのデジタル光回線に用いられる, 光のオンオフの 2 値をデジタル信号の 0, 1 に対応させる変調方式である. 10Gbps イーサネットは構内 LAN (local area network) などに用いられている. RoOOK はビル等構内に構築された既設デジタル光回線を RoF と共用することで容易かつ安価に RoF を導入することができる. 先行研究では光 OOK 信号と同時伝送される RF 信号の EVM (error vector magnitude) を理論, 実験の両面から調べている. EVM は送信機の変調品質を評価する指標であり, この研究の目的は情報伝送を目的とした RF 信号の信号品質評価であった. 時刻確度や周波数不確定性といった同期アプリケーションを目的とした評価は行われていない.

本研究では, RoOOK を用いた GNSS over Fiber による時刻同期方法を提案した. 提案手法によって達成できる時刻確度を実験的に確かめた. 実験結果から提案手法がサブマイクロ秒レベルの時刻確度を達成できることが確認できた.

## 2 提案システムの説明

### 2-1 光 OOK 重畳ファイバ無線 (RoOOK: radio over optical on-off keying)

図 1 に RoOOK のシステム構成を示す [5]. 10Gbps イーサネットが光 OOK のリンクとして用いられている. 一対の 10Gbps イーサネットスイッチが光ファイバによって接続されている. イーサネットスイッチから送信される光信号は外部変調器 (EOM: external optical modulator) に入力される. 外周変調器が RF 信号に

よって駆動されることで、光 OOK 信号が振幅変調され振幅に RF 信号が重畳される。光信号の受信側では、光信号は光カプラによって2つに分岐される。一方はイーサネットスイッチにて通常の OOK 信号同様に復調される。もう一方はフォトディテクタなどによって光電(O/E: optic to electric)変換された後、バンドパスフィルタによって広帯域の OOK 信号から RF 信号を抽出して復元する。

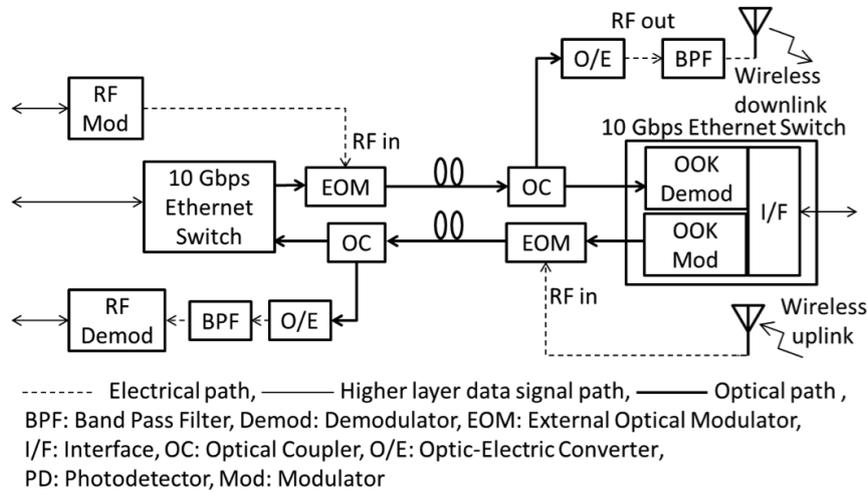


図 1 光 OOK 重畳ファイバ無線システム (RoOOK: Radio over Optical On-Off Keying) [5]

OOK 信号によるサンプリングが RF 信号に与える影響を明らかにするために光 OOK 重畳ファイバ無線で伝送される信号のパワースペクトルを導出する。パワースペクトルの導出にあたりまずは信号を数学的に表現する。

図 2 RF 信号で外部変調された光 OOK 信号 に外部変調によって RF 信号を重畳した OOK 信号を示す。

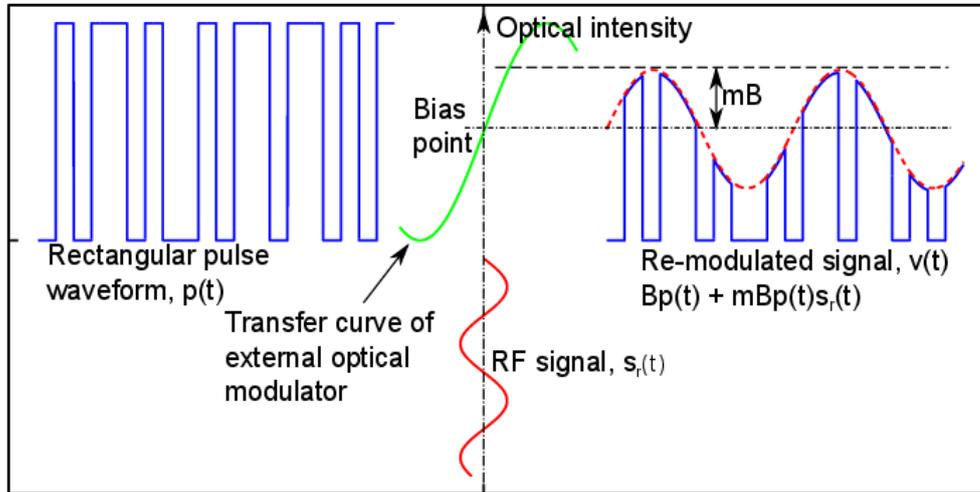


図 2 RF 信号で外部変調された光 OOK 信号

$\Pi(t)$  を矩形関数,  $T_p = 1/f_p$  をパルス幅,  $b_k \in \{0, 1\}$  をランダムビット列,  $s_r(t)$  を RF 信号,  $B$  をパルス振幅,  $m$  ( $0 < m \leq 1$ ) を変調度とする。RF 信号が重畳された OOK 信号  $v(t)$  は、変調器の非線形性を無視すれば次のように表せる、

$$v(t) = \{1 + m s_r(t)\} B \sum_{-\infty}^{\infty} b_k \Pi(t/T_p - k), \text{ 振幅 1 の OOK 信号の波形を } p(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} b_k \Pi(t/T_p - k), \text{ とすれば,}$$

$v(t) = \{1 + m s_r(t)\} B p(t)$ . と書ける。この信号を変調 OOK 信号と呼ぶことにする。

$v(t)$  を広義定常性を持った実関数とすると、その自己相関関数  $R_v(\tau)$  は次のように計算できる、

$$\begin{aligned}
R_v(\tau) &= E[v(t)v] \\
&= B^2E[p(t)p(t-\tau)] + mB^2E[p(t)p(t-\tau)s_r(t-\tau)] + mB^2E[p(t-\tau)p(t)s_r(t)] \\
&\quad + m^2B^2E[p(t)s_r(t)p(t-\tau)s_r(t-\tau)]
\end{aligned}$$

ここで  $\tau$  はタイムラグである。  $E[\cdot]$  は期待値演算子である。  $p(t)$  と  $s_r(t)$  が統計的に独立とすると、

$$R_v(\tau) = B^2R_p(\tau) + mB^2R_p(\tau)E[s_r(t-\tau)] + mB^2R_p(\tau)E[s_r(t)] + m^2B^2R_p(\tau)R_s(\tau)$$

となる。ここで  $R_p(\tau)$  は  $p(t)$  の自己相関関数、  $R_s(\tau)$  は  $s_r(t)$  の自己相関関数である。  $s_r(t)$  は RF 信号であるからその期待値を 0 と仮定すると、

$$R_v(\tau) = B^2R_p(\tau) + m^2B^2R_p(\tau)R_s(\tau)$$

となる。  $p(t)$  を NRZ (non return-to-zero) の 00K 信号とし、全ビットが統計的に独立で、マーク ( $p(t) = 1$ ) をとる確率を  $\rho$  とすると、

$$R_p(\tau) = \rho^2 + \rho(1-\rho)\Lambda(f_p\tau)$$

となる。ここで、

$$\Lambda(x) = \begin{cases} 1 - |x| & (|x| \leq 1) \\ 0 & (|x| > 1) \end{cases}$$

である。 sinc 関数

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$$

を用いれば  $R_v(\tau)$  のフーリエ変換  $G_v(f) = F[R_v(\tau)]$  は、

$$G_v(f) = B^2\rho^2\delta(f) + \frac{\rho(1-\rho)}{f_p}B^2\text{sinc}^2\left(\frac{f}{f_p}\right) + m^2B^2\rho^2G_s(f) + \frac{m^2B^2\rho(1-\rho)}{f_p}\text{sinc}^2\left(\frac{f}{f_p}\right) * G_s(f)$$

となる。ここで  $G_s(f)$  は  $R_s(\tau)$  のフーリエ変換、  $*$  は畳み込みを表す。ウィーナー・ヒンチンの定理より、ある信号のパワースペクトル密度 (PSD: power spectral density) はその関数の自己相関関数のフーリエ変換で表されるから、  $G_v(f)$  は  $v(t)$  のパワースペクトル密度である。右辺第 1 項は DC 成分を、第 2 項は 00K 信号、第 3 項は RF 信号の成分である。第 4 項は RF 信号を 00K 信号でサンプリングしたことによって生ずるノイズであるため、ここではこれをエイリアスと呼ぶことにする。  $s_r(t)$  の振幅の最大値を 1 に正規化し、実際の RF 信号の電力は  $m$  と  $B$  によって与える。  $S_s$  は  $G_s(f)$  の電力とする。  $s_r(t)$  が正弦波の時  $S_s = 1/2$  である。図 3 にパワースペクトル密度の例を示す。

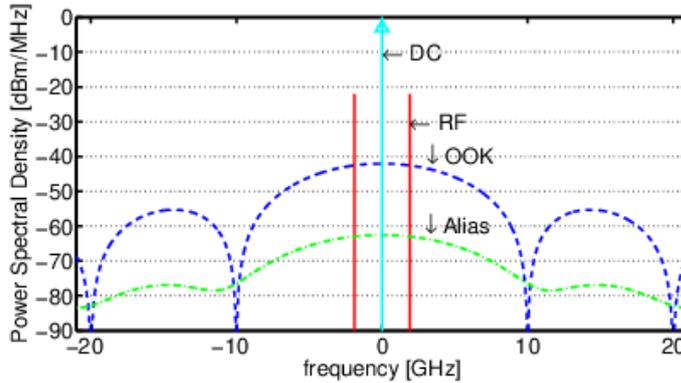


図 3 パワースペクトル密度の例

OOK 信号とエイリアスのスペクトルが RF 信号の周波数帯に干渉する。ただしエイリアスの電力は OOK 信号に比べて小さく、支配的な干渉は OOK 信号である。  $G_s(f)$  の占有帯域を中心周数  $f_r$ 、幅  $W$  とする。  $S$  を BPF 通過後の信号電力とすると、

$$S_s = \left\{ \int_{-f_r - \frac{W}{2}}^{-f_r + \frac{W}{2}} + \int_{f_r - \frac{W}{2}}^{f_r + \frac{W}{2}} \right\} G_v(f) df$$

$$= B^2 \rho (1 - \rho) S_p + m^2 B^2 \{\rho\}^2 S_s + m^2 B^2 \rho (1 - \rho) S_a$$

となる。ここで  $S_p$  及び  $S_a$  は次の積分である、

$$S_p = 2 \int_{f_r - \frac{W}{2}}^{f_r + \frac{W}{2}} \frac{1}{f_p} \text{sinc}^2\left(\frac{f}{f_p}\right) df$$

$$S_a = 2 \int_{f_r - \frac{W}{2}}^{f_r + \frac{W}{2}} \frac{1}{f_p} \text{sinc}^2\left(\frac{f}{f_p}\right) * G_s(f) df$$

RF 信号の SNR  $\gamma$  は  $m$  と  $\rho$  の関数として次のように書ける、

$$\gamma(m, \rho) = \frac{m^2 B^2 \{\rho\}^2 S_s}{B^2 \rho (1 - \rho) (S_p + m^2 S_a) + N_0 W} \frac{W}{f_s}$$

ここで  $f_s$  は RF 信号のシンボルレート、 $N_0$  は雑音の片側電力スペクトル密度である。熱雑音が OOK 信号やエイリアスに比べて十分小さい、すなわち  $B^2 \rho (1 - \rho) (S_p + m^2 S_a) \gg N_0 W$  と仮定すると、

$$\gamma \simeq \frac{m^2 \rho S_s}{(1 - \rho) (S_p + m^2 S_a)} \frac{W}{f_s}$$

となる。これは光信号の SNR が高いとき、RF 信号の SNR が OOK 信号の振幅  $B$  に依存せず、OOK 信号と RF 信号の振幅比である変調度  $m$  によって決まることを示している。実際の RF 信号の場合  $G_s(f)$  は帯域制限フィルタなどの影響で複雑な形状をしているため、 $S_a$  を厳密に計算することは難いため、適当な近似を行う。RF 信号の帯域幅  $W$  は通常数 MHz 以下であり、OOK 信号の帯域幅 (ビットレート)  $f_p$  は数 GHz であるから、 $W \ll f_p$  とすれば  $G_s(f) \simeq \delta(f - f_r)/2 + \delta(f + f_r)/2$  と近似できる。これを代入すれば、

$$\begin{aligned} S_a &= \frac{1}{2f_p} \int_{-f_r - \frac{W}{2}}^{-f_r + \frac{W}{2}} \text{sinc}^2\left(\frac{f + f_r}{f_p}\right) + \text{sinc}^2\left(\frac{f - f_r}{f_p}\right) df + \frac{1}{2f_p} \int_{f_r - \frac{W}{2}}^{f_r + \frac{W}{2}} \text{sinc}^2\left(\frac{f - f_r}{f_p}\right) + \text{sinc}^2\left(\frac{f + f_r}{f_p}\right) df \\ &= \int_{-\frac{W}{2f_p}}^{\frac{W}{2f_p}} \text{sinc}^2 \xi + \text{sinc}^2\left(\xi + \frac{2f_r}{f_p}\right) d\xi \end{aligned}$$

となる。さらに平均値の定理によれば、次の式を満たす  $x$  が存在する。

$$S_a = \frac{W}{f_p} \left\{ \text{sinc}^2 x + \text{sinc}^2\left(x + \frac{2f_r}{f_p}\right) \right\} \quad \left(-\frac{W}{2f_p} \leq x \leq \frac{W}{f_p}\right)$$

$W \ll f_p$ ,  $G_s(f)$  のとき  $x$  はほぼ 0 となるため、

$$S_a \simeq \frac{W}{f_p} \left\{ 1 + \text{sinc}^2\left(\frac{2f_r}{f_p}\right) \right\}$$

とできる。さらに RF 信号のキャリア周波数  $f_r$  が OOK 信号の帯域幅  $f_p$  より十分小さいとき、 $f_r \ll f_p$  から  $\text{sinc}^2(2f_r/f_p) \simeq 1$  であるため  $S_a \simeq 2W/f_p$  とできる。同様の方法が  $S_p$  にも適用でき、 $S_p \simeq 2W/f_p$  とできる。これらを代入すれば SNR は、

$$\gamma \simeq \frac{m^2 B^2 \rho^2 S_s}{B^2 \rho (1 - \rho) (1 + m^2) \left(\frac{2W}{f_p}\right) + N_0 W} \frac{W}{f_s}$$

となる。熱雑音が OOK 信号やエイリアスに比べて十分小さい場合は、

$$\gamma \simeq \frac{m^2 \rho S_s}{2(1 - \rho)(1 + m^2) f_s}$$

と書ける。

## 2-2 提案システム

図 2 に提案する時刻同期システムを示す。GPS の無線信号はビルの屋上等の受信環境が優れた場所で受信される。受信信号は Ro000K によって光信号に変換して GPS 不感地帯へと中継される。既設の光ファイバリンクを利用することができるため導入費用を抑えることができる。中継された GPS 信号は無線機器へと分配され、各機器は同期して協調動作することができる。

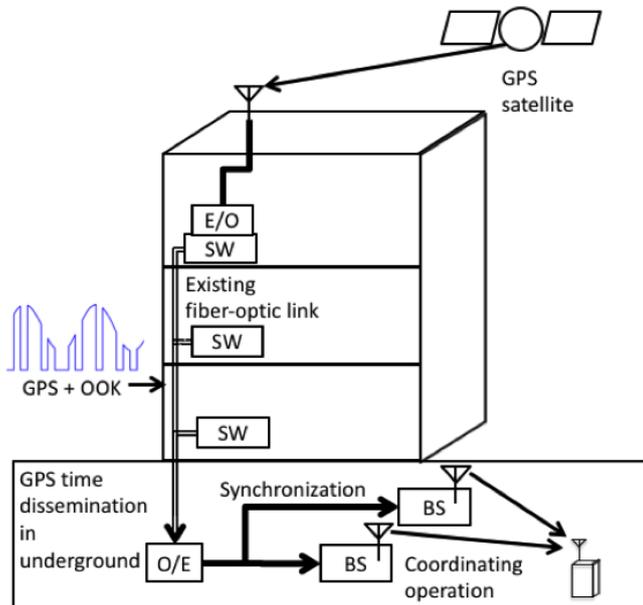


図 4 Ro000K を用いた GPS 時刻配信システム

## 3 実験

### 3-1 屋内における GPS 受信実験

まず屋内において GPS を受信した際の信号の劣化について調べる。建物 2 階の南側に窓の存在する室内において GPS 受信実験を行った。窓際と窓から 3m 室内の位置にそれぞれアンテナを置き、また窓のブラインドを開閉測定した結果をそれぞれ表 1、表 2 に示す。3m 室内に設置したモジュールはコールドスタートの場合 GPS にロックせず時刻同期を行えなかったため一度窓際にて GPS を捕捉してから室内に移動して測定した。表 1 より、3m 室内に設置した場合約 10dB 程度信号強度が弱くなることがわかった。表 2 より、ブラインドを下げることで室内での受信強度は約 20dB 弱くなり、ブラインドなど見通しの状況によって受信環境が大きく変動すること、室内の奥まった位置や壁に囲まれた室内では受信が困難になることが確認できた。

表 1 室内受信時の GPS 信号強度 (ブラインドなし)

|     |    |    |
|-----|----|----|
| G4  | 26 | 16 |
| G10 | 42 | 25 |
| G12 | 27 | 12 |
| G14 | 23 | 13 |
| G15 | 27 | 31 |
| G20 | 32 | 27 |
| G24 | 14 | 17 |
| G25 | 34 | -  |
| G29 | 28 | 26 |
| G31 | 11 | 13 |
| G32 | 27 | -  |

表 2 室内で受信した GPS 信号強度 (ブラインドあり)

|     |    |    |
|-----|----|----|
| G4  | 27 | -  |
| G10 | 46 | 13 |
| G12 | 23 | -  |
| G14 | 8  | -  |
| G15 | -  | -  |
| G20 | 31 | 22 |
| G24 | -  | -  |
| G25 | 29 | 7  |
| G29 | 41 | 19 |
| G31 | 30 | -  |
| G32 | 31 | -  |

### 3-2 提案システムによる時刻同期実験

図3に実験構成を示す。イーサネットスイッチから送信された光 OOK 信号は偏光器を通過した後マッハツェンダ変調器によって強度変調される。この時 OOK 信号は光搬送波信号として用いられることになる。アンテナによって受信した GPS 信号を増幅器とバンドパスフィルタを通し変調信号として変調器を駆動する。OOK 信号の強度の変動によって GPS 信号を伝送する。光ファイバ中継後の受信側ではフォトディテクタによって GPS 信号を復元する。中継後の GPS 信号とアンテナ受信直後の GPS 信号が Module2 と Module1 それぞれによって評価されこれを比較する。

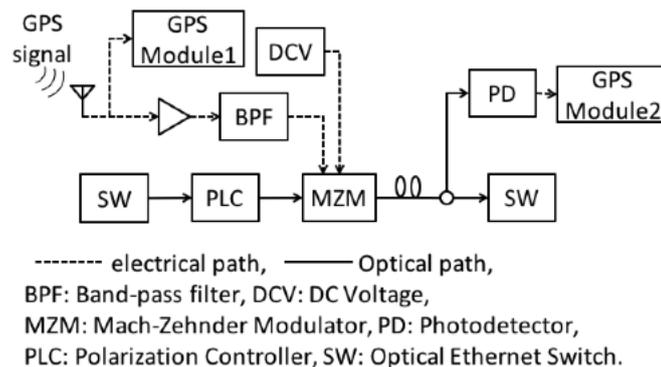


図 5 実験構成

実験では GPS の L1 帯のみを使用し、GPS モジュールには GPS に同期したクロックと発振器の機能を持つ u-blox 社製 EVK-M8F を使用した。イーサネットスイッチは 10GBASE-ER に準拠した物を使用し、光送信電力は 0dBm であった。バンドパスフィルタの通過帯域は 1575MHz を中心とした 30MHz であった。マッハツェンダ変調器の半波長電圧は 4.5V で、入力した変調信号の電力は -5dBm であった。先行研究[5]ではイーサネットリンクを切断することなく重畳できる変調信号の入力電力は 6dBm であり、今回の実験でもイーサネットリンクを切断することなく GPS 信号を同時伝送できる。アンテナの受信環境は上方半分は建物によって遮られている状態であったが、半分は開けた状態であった。GPS モジュールは両方ともコールドスタートし、ログは 1 週間記録した。

表 3 に実験開始から 1 時間後の搬送波対雑音電力密度比 (C/N<sub>0</sub>: carrier-to-noise density ratio) を示す。アンテナ直後と RoOOK による中継後とで約 18dB の劣化がみられた。このためいくつかの衛星は捕捉できなくなったが 6 個の衛星は捕捉することができた。室内で GPS を受信した実験に比べて、コールドスタートが可能であったこと、ブラインドを下ろした場合より劣化が少なかったことを確認できた。

表 3 RoOOK 中継前後の C/N<sub>0</sub>

| Satellite | C/N <sub>0</sub> [dB] |          |
|-----------|-----------------------|----------|
|           | Module 1              | Module 2 |
| G10       | 16                    | -        |
| G12       | 42                    | 25       |
| G14       | 50                    | 32       |
| G18       | 8                     | -        |
| G22       | 14                    | -        |
| G24       | 39                    | 21       |
| G25       | 47                    | 29       |
| G26       | 24                    | -        |
| G31       | 50                    | 32       |
| G32       | 39                    | 21       |

モジュール 1 とモジュール 2 で時刻確度を測定した結果、それぞれ 0.004us と 0.015us であった。内蔵の発振器の周波数不確定性は 0.2ppb と 0.8ppb であった。モジュール 2 の同期性能はモジュール 1 に比べて 4 倍程度劣化した。これより、RoOOK による GPS 中継は信号品質を劣化させるが、中継後の信号を用いても GPS モジュールは衛星を捕捉することができ GPS 時刻に同期して動作できることを確認した。モバイル通信に用いられる LTE-TDD (Long Term Evolution time division duplex) のマクロセルでは 1.5us の時刻確度と

50ppb の周波数精度が求められる [1] . 今回の実験結果から, Ro000K で中継した GPS 信号で同期したクロックと発振器が LTE-TDD の所要を満たすことを確認できた.

図 5 に 1 週間のログから得られた時刻不確かさのヒストグラムを示す. モジュール 1 とモジュール 2 の時刻不確かさの平均はそれぞれ 7.5ns, 25ns, 標準偏差は 3.3ns, 12ns であった. モジュール 2 の平均時刻精度と標準偏差はモジュール 1 の 4 倍程度に劣化したが, 分布の裾を見ると時刻不確かさが大きくなれば頻度が減少していることがわかり, GPS 時刻にロックして動作できていることがわかる.

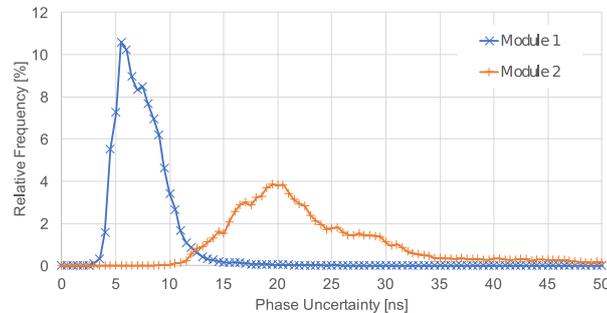


図 6 時刻不確かさのヒストグラム

次に, 同期性能を評価する指標の一つであるアラン分散について示す. まず, アラン分散の説明のために図 5 に GPS 捕捉状態のモジュール (アンテナ直下) と GPS 信号を入力せず GPS を捕捉していないモジュールそれぞれの時刻についてのアラン分散を示す. アラン分散  $\sigma^2(\tau)$  は, 発振器などの周波数安定度を評価する尺度で, 小さいほど優れた安定度を持っていると考えることができる. アラン分散は, サンプル間隔  $\tau_0$  が一定とすると平均時間間隔  $\tau = n\tau_0$  なので  $i$  番目にサンプルされた位相を  $x_i$  として

$$\sigma^2(\tau) = \sigma^2(n\tau_0) = \frac{1}{2(n\tau_0)^2} \langle (x_{i+2n} - 2x_{i+n} + x_i)^2 \rangle$$

で計算される.  $\langle \cdot \rangle$  は  $i$  についてのアンサンブル平均を意味する. 定期的な較正によってずれが修正される理想的な発振器では平均時間間隔を徐々に長くしていくと白色雑音成分が平均されてアラン分散が小さくなっていく. しかし, 時間とともに周波数がずれていくドリフトが存在する場合, 平均時間間隔を長くするとアラン分散は大きくなる. そのため, 較正が行われない発振器では典型的には下に凸のグラフになる. 図 5 は, GPS を捕捉した状態のモジュールは平均時間間隔を長くすることでアラン分散が下がり続け, GPS を捕捉していない状態のモジュールでは平均時間間隔を長くしていくと最初はアラン分散が小さくなっていくが, ある時間を境にドリフトによるずれが支配的になりアラン分散が上昇していくという典型的な傾向を示している.

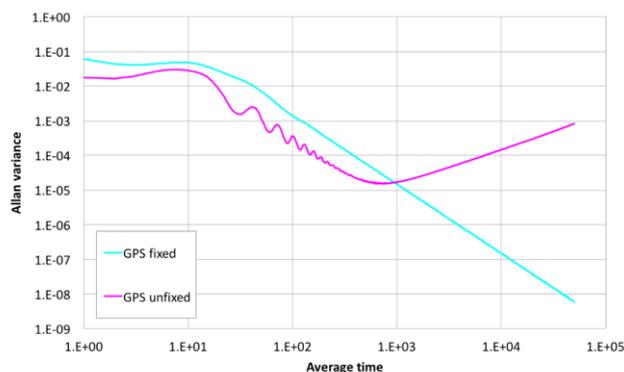


図 7 GPS 捕捉有無でのアラン分散の比較

図6にモジュール2のログから計算したアラン分散を示す。ある平均時間からアラン分散が一時的に上がるが、その後下がるという傾向が得られた。途中アラン分散が上昇する原因としては、アラン分散は平均時間によって様々なノイズ要因を評価しているため、途中捕捉した衛星の数が少なくなったりした影響が現れている可能性がある。これはそもそものアンテナの受信環境を良くすることで解決できる可能性がある。一時的に雑音上がる要因があったにせよ、平均時間を長くするとともに上昇し続けることはなかったため、ドリフトして不安定になることなく動作できていることがわかった。

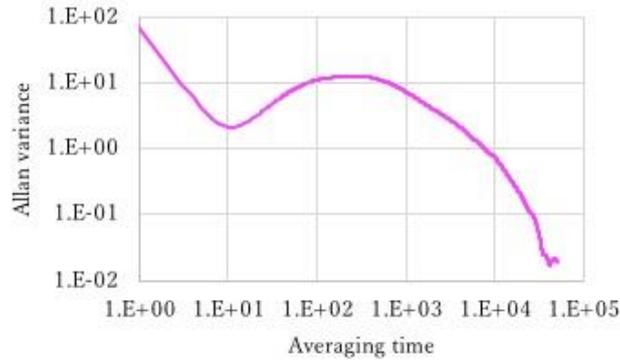


図 8 光 00K 重畳ファイバ無線による GPS 中継で時刻同期したモジュールのアラン分散

#### 4 まとめ

本研究は光 00K 重畳ファイバ無線によって既設デジタル光回線を利用して GNSS 時刻を配信する方法を提案した。提案手法によって達成できる時刻精度について実験によって測定した。実験結果から提案手法がサブマイクロ秒レベルの時刻同期が行えることが確認できた。光 00K 重畳ファイバ無線によって中継された GPS 信号によって同期されたクロックおよび発振器は LTE-TDD の所要を満たすことを確認した。

#### 5 参考文献

- [1] D. Bladsho, M. Hogan, and S. Ruffini, "Synchronization aspects in LTE small cells," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 51, no. 9, pp. 7077, Sep. 2013.
- [2] Y. Nakamura, A. Harvath, and H. Nishi, "Time Synchronization Technique Using EPON for Next-Generation Power Grids," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E99-B, no. 4, pp. 859866, Apr. 2016.
- [3] D. Macias-Valadez, R. Santerre, S. Larochelle, and Rene Landry Jr., "Improving vertical GPS precision with a GPS-over-fiber architecture and real-time relative delay calibration," *GPS Solutions*, vol. 16, pp. 449462, Oct. 2012.
- [4] A. M. Karim, S. J. Stafford, and R. B. Baker, "Global Positioning System over Fiber for Buoyant Cable Antennas," *Johns Hopkins APL Technical Digest*, vol. 30, no. 4, pp. 309320, 2012.
- [5] Y. Kaneko, T. Higashino, and M. Okada, "Performance evaluation of radio over fiber link simultaneously transmitted with 10 Gbps on-off keying signal." *IEICE Electronics Express*, vol. 13, no. 14, pp. 18, June 2016.

〈発表資料〉

| 題 名   | 掲載誌・学会名等   | 発表年月     |
|---|--|----------|
| An Empirical Performance Evaluation of Time Synchronization Using GNSS Signal Simultaneously Transmitted with 10 Gbps Optical On-Off Keying | 2018 Asia-Pacific Microwave conference Proceedings | 2018年11月 |
|   |  |          |
|   |  |          |
|   |  |          |