

4-2 複擬似雑音方式衛星双方向時刻比較装置の開発

4-2 Development of Two-Way Time and Frequency Transfer System with Dual Pseudo Random Noises

雨谷 純 後藤忠広

AMAGAI Jun and GOTOH Tadahiro

要旨

衛星双方向時刻比較の精度向上、運用コスト低減を目標として、複擬似雑音方式を開発した。本方式の原理とその実現方法について述べる。

We developed Two-Way Satellite Time and Frequency Transfer with Dual Pseudo Random Noises as a method to improve precision of measurement. We show theory and implementation of this method.

[キーワード]

衛星双方向時刻比較, BOC, 群遅延計測

Two-Way Satellite Time and Frequency Transfer (TWSTFT), Binary Offset Carrier (BOC), Group delay measurement

1 まえがき

遠く離れた2つの時計の時刻差を精密に測定する方法のひとつとして、衛星双方向時刻比較(TWSTFT)がある[1]。TWSTFTの精度を向上させる方法として、搬送波位相の利用と、群遅延測定における等価帯域幅の拡大が考えられる。搬送波位相の利用については、すでにヨーロッパで試験が行われているが、実用化には至っていない[2]。群遅延測定における等価帯域幅の拡大については、高チップレートの擬似雑音(Pseudo Random Noise)[3]を使った単純な広帯域化方式が欧米で実施されているが、運用コスト(衛星のトランスポンダ借料)を考えると実用的な方式とはいえない。運用コストを増加することなく、精度を向上させる方式として、測位衛星で採用されているBOC(Binary Offset Carrier[4])のような、周波数帯域の端に電力密度を集中させる方法が有効である[5]。NICTでは、周波数を離れた2つの狭帯域な擬似雑音信号(複擬似雑音、Dual Pseudo Random Noises: DPN)を用いた方式(複擬似雑

音方式衛星双方向時刻比較: DPN TWSTFT)を開発し、実用化に向けた実証実験を実施している[6][7]。このDPN TWSTFTについて、精度向上の原理と、その実現方法を紹介する。

2 精度向上の原理

TWSTFTでは、遠く離れた2つの場所にある時計の時刻差を計測する。それぞれの時計は、通常、正弦波信号(通常10 MHzまたは5 MHz。以下、基準信号という)と1秒ごとのパルス信号(以下、1 PPS信号という)を出力している。この基準信号と1 PPS信号をもとに生成した信号を、互いに通信衛星を経由して送りあい、相手局からの信号の到達時刻を、自局の時計を基準として計測する。到達時刻の差をとって2で割ることにより、2局の時計の時刻差が得られる。

到達時刻の計測は、パルス計測、搬送波位相による位相遅延計測、広帯域信号による群遅延計測が考えられるが、GPS等、測位衛星で使われている擬似雑音を用いた群遅延計測が、簡便で比較的

高い精度で到達時刻の計測を行うことができるため、原子周波数標準器の国際時刻比較では広く採用されている。

擬似雑音を用いた群遅延測定においては、被測定信号と同じパターン(コード)の信号(レプリカ信号)を処理系で生成し、被測定信号と相関をとることにより、相互相関関数が極大となるラグ時間として群遅延を求める。

この群遅延の決定精度は、相互相関関数のピークの鋭さで決まる。相互相関関数のピークの幅は、信号の周波数帯域幅に反比例するから、信号が広帯域であればあるほど群遅延決定精度が向上することになる。以下、周波数領域で、さらに細かく群遅延を考察する。群遅延はクロススペクトルの位相の傾きであるから、この傾きをいかに精密に測定するかが決定精度を左右する。したがって、単に信号の帯域幅を広くするのではなく、帯域の両端に信号を集中させるほうが、群遅延決定精度の向上に有効であることがわかる。

通常の TWSTFT では、単一の擬似雑音を送りあって相互に群遅延測定を行うが、擬似雑音は帯域の中央部に信号電力が集中するので、群遅延測定において若干決定精度が劣化する。DPN TWSTFT では、複擬似雑音を用いることにより、群遅延精度の改善を目指した。

以下、複擬似雑音を用いた群遅延決定精度の理論限界を考察する。まず、1つの擬似雑音を用いた場合の群遅延決定精度を考察し、それを基に複擬似雑音を用いた場合の群遅延決定精度の考察を行う。なお、通常、信号処理はデジタル的に行われるので、以下の議論においては、信号はすべて連続関数ではなく離散関数として扱う。

2.1 1つの擬似雑音を用いた場合の群遅延決定精度

受信後、周波数変換(搬送波周波数が0 Hzになるような変換)された、白色雑音をともなった擬似雑音信号(以下、受信信号という)と、レプリカ信号の相関を考える。

擬似雑音のチップレートを R_c [bps]、受信信号の帯域制限幅を $2B$ [Hz] ($-B$ Hz から B Hz)、信号処理の際のサンプリングレートを R_s [bps] ($R_s/2 > B$) とする(図1参照)。

周波数 f_i [Hz] ($-R_s/2 < f_i < R_s/2$ 。 i は1から N

までの整数で、クロススペクトルの各点に対応。)における、レプリカ信号の成分 $X(f_i)$ 、受信信号の成分 $Y(f_i)$ およびそれに重畳されるノイズの成分 Y_n とそれらの合成された成分 $Y'(f_i)$ 、クロススペクトルの成分 $X(f_i) \cdot Y(f_i)$ 、 $X(f_i) \cdot Y_n$ 、 $X(f_i) \cdot Y'(f_i)$ の関係を図2に示す。

複素数 X および Y を、絶対値とその偏角 θ_x 、 θ_y を用いて、 $|X|e^{i\theta_x}$ 、 $|Y|e^{i\theta_y}$ と表すと、 $X^* \cdot Y$ は、

$$\begin{aligned} X^* \cdot Y &= |X|e^{-i\theta_x} \cdot |Y|e^{i\theta_y} \\ &= |X||Y|e^{i(\theta_y - \theta_x)} \end{aligned} \quad (1)$$

となる。すなわち、 $X^* \cdot Y$ の絶対値は X 、 Y の絶対値の積となり、偏角は Y の偏角を X の偏角分、極座標上で右回りに回転させたものとなる。したがって、クロススペクトルの各成分は、受信信号の各成分の複素信号ベクトルに、レプリカ信号の振幅(規格化した場合、一般に1以下となる)を乗じ、レプリカ信号の偏角分右回りに回転させたものとなり、受信信号の信号成分とノイズ成分の関

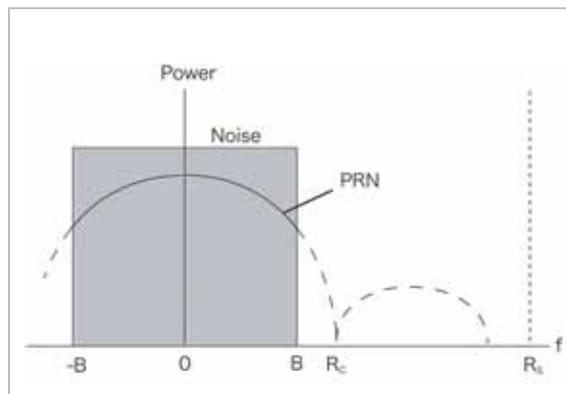


図1 ノイズに埋もれた擬似雑音信号

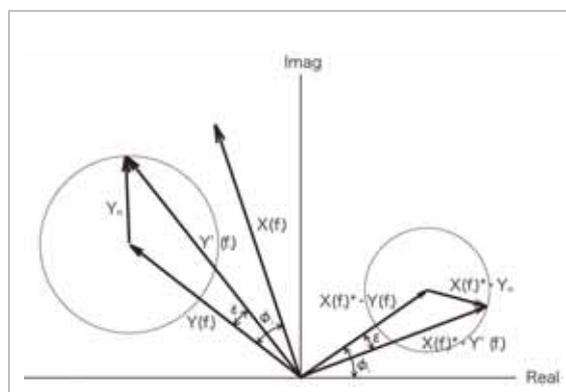


図2 複素信号ベクトルの配置

係は、クロススペクトルにおいても相似的に保存される。

Y_n の絶対値が小さい場合は、位相誤差 ε は、 $Y(f_i)$ に直交する単位ベクトルを i_Y として、

$$\varepsilon \approx \frac{Y_n \cdot i_Y}{|Y(f_i)|} \quad (2)$$

で表される。 $Y_n \cdot i_Y$ は、 Y_n の $Y(f_i)$ に直交する成分である。 Y_n のどの方向にそった成分の分散も、実軸または虚軸にそった成分の分散と等しくなる。この分散は、ノイズのパワー密度を p_n [W/Hz] ($-B < f_i < B$ の範囲内で一定、それ以外では 0)、クロススペクトルの 1 点あたりの帯域幅を $\Delta f (= R_s/N)$ 、積分時間を T とすると、クロススペクトルの 1 点あたりの独立なサンプル数は $R_s T/N$ となるから、

$$\overline{(Y_n \cdot i_Y)^2} = \frac{p_n \Delta f N}{2R_s T} \quad (3)$$

となる。また、 $|Y(f_i)|$ は、 f_i における受信信号のパワー密度を $p_s(f_i)$ [W/Hz] として、

$$|Y(f_i)| = \sqrt{p_s(f_i) \Delta f} \quad (4)$$

で表されるから、周波数 f_i におけるクロススペクトル成分の位相 ϕ_i の分散は、次式のように計算される。

$$\begin{aligned} \sigma_{\phi_i}^2 &= \sigma_{\varepsilon}^2 \\ &\approx \frac{\overline{(Y_n \cdot i_Y)^2}}{|Y(f_i)|^2} \\ &= \frac{p_n N}{2R_s T p_s(f_i)} \end{aligned} \quad (5)$$

チップレート R_c [bps] の擬雑音信号の BPSK 変調の場合、 $p_s(f)$ は $(\frac{\sin(\pi f/R_c)}{\pi f/R_c})^2$ に比例するから (図 3) [3]、帯域中央部 (0 Hz 付近) での受信信号のパワー密度とノイズのパワー密度の比を P_s とすると、 $p_s(f_i)/p_n$ は、

$$\frac{p_s(f_i)}{p_n} = P_s \left(\frac{\sin(\pi f_i/R_c)}{\pi f_i/R_c} \right)^2 \quad : \quad |f_i| \leq B \quad (6)$$

となる。

σ_{ϕ_i} を使って、遅延決定の誤差 σ_{τ} [sec] および位相決定の誤差 σ_{ϕ_0} [rad] は、次のように求められる。

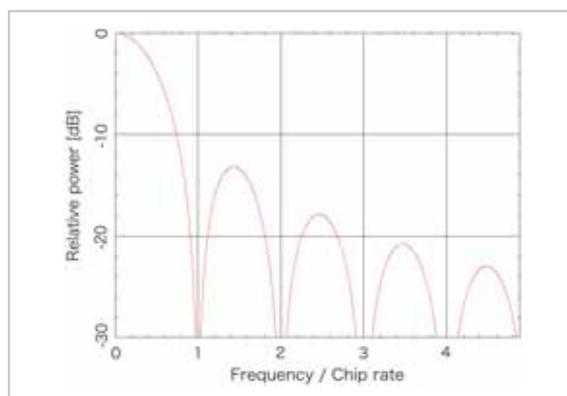


図 3 擬雑音信号のワースペクトル

る [8][9]。

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{1}{4\pi^2} \frac{\sum_{i=1}^N \frac{1}{\sigma_{\phi_i}^2}}{\left(\sum_{i=1}^N \frac{1}{\sigma_{\phi_i}^2}\right) \left(\sum_{i=1}^N \frac{f_i^2}{\sigma_{\phi_i}^2}\right) - \left(\sum_{i=1}^N \frac{f_i}{\sigma_{\phi_i}^2}\right)^2} \quad (7)$$

$$\sigma_{\phi_0}^2 = \frac{\sum_{i=1}^N \frac{f_i^2}{\sigma_{\phi_i}^2}}{\left(\sum_{i=1}^N \frac{1}{\sigma_{\phi_i}^2}\right) \left(\sum_{i=1}^N \frac{f_i^2}{\sigma_{\phi_i}^2}\right) - \left(\sum_{i=1}^N \frac{f_i}{\sigma_{\phi_i}^2}\right)^2} \quad (8)$$

ここで、 $\sigma_{\phi_i}^2$ が偶関数であることを考慮すると $\sum_{i=1}^N \frac{f_i}{\sigma_{\phi_i}^2} = 0$ となることから、 $i=1$ が 0 Hz に、 $i=N_B$ が B Hz に対応するように、クロススペクトルの各点を再配置することにより、式(7)、式(8)はそれぞれ、

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{1}{8\pi^2 \sum_{i=1}^{N_B} \frac{f_i^2}{\sigma_{\phi_i}^2}} \quad (9)$$

$$\sigma_{\phi_0}^2 = \frac{1}{2 \sum_{i=1}^{N_B} \frac{1}{\sigma_{\phi_i}^2}} \quad (10)$$

のようになる。

式(5)、式(6)を代入すると、

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{1}{16\pi^2 R_s T \frac{1}{N} P_s \sum_{i=1}^{N_B} f_i^2 \left(\frac{\sin(\pi f_i/R_c)}{\pi f_i/R_c}\right)^2} \quad (11)$$

$$\sigma_{\phi_0}^2 = \frac{1}{4R_s T \frac{1}{N} P_s \sum_{i=1}^{N_B} \left(\frac{\sin(\pi f_i/R_c)}{\pi f_i/R_c}\right)^2} \quad (12)$$

が得られる。

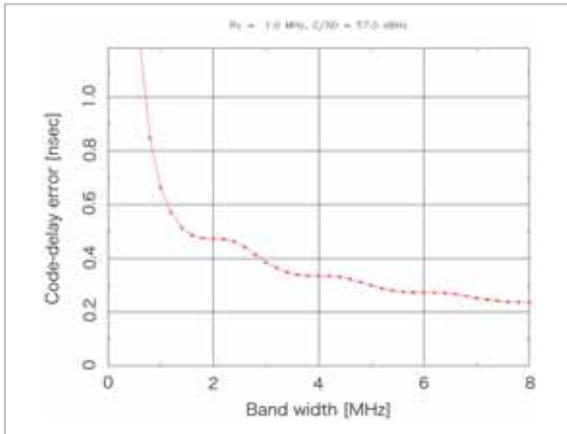


図4 帯域幅と群遅延決定精度

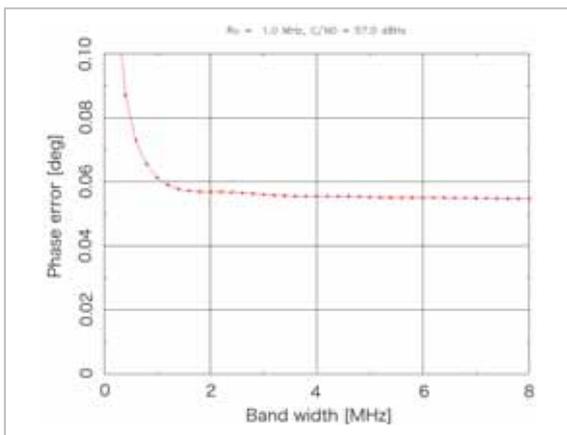


図5 帯域幅と位相決定精度

図4、図5に、 $R_c = 1$ MHz、 $C/N_0 = 57$ dBHzの場合の、帯域幅と群遅延決定精度、帯域幅と位相決定精度の関係を、それぞれ示す。図3に示すように、周波数が $2R_c$ を越えた部分の信号電力密度は、中央部のそれに比べ低く、群遅延決定に寄与しないように思えるが、図4からわかるように、群遅延決定精度は、帯域幅を広くすれば広くするほど改善することがわかる。一方、位相決定精度は、帯域幅をチップレートと同程度以上に増やしても効果がないことが分かる。

2.2 チップレートがバンド幅の1/2に等しい場合

特殊な場合として、 R_c (チップレート) が B (バンド幅の1/2) に等しい場合は、 $\frac{N_B}{N} R_s = R_c$ より、

$$\sigma_\tau^2 = \frac{1}{16TR_c^3 P_s \frac{1}{N_B} \sum_{i=1}^{N_B} \sin^2(\pi f_i / R_c)} \quad (13)$$

$$\sigma_{\phi_0}^2 = \frac{1}{4R_c T P_s \frac{1}{N_B} \sum_{i=1}^{N_B} \left(\frac{\sin(\pi f_i / R_c)}{\pi f_i / R_c}\right)^2} \quad (14)$$

となる。ここで、 N_B が十分に大きい場合は、

$$\frac{1}{N_B} \sum_{i=1}^{N_B} \sin^2(\pi f_i / R_c) \approx \frac{1}{2} \quad (15)$$

$$\frac{1}{N_B} \sum_{i=1}^{N_B} \left(\frac{\sin(\pi f_i / R_c)}{\pi f_i / R_c}\right)^2 \approx 0.45 \quad (16)$$

が成り立つから、

$$\sigma_\tau^2 \approx \frac{1}{8TR_c^3 P_s} \quad (17)$$

$$\sigma_{\phi_0}^2 \approx \frac{1}{1.8TR_c P_s} \quad (18)$$

となり、 C/N_0 が、式(16)を使って、

$$\begin{aligned} C/N_0 &= 2R_c \times \frac{1}{2N_B} 2P_s \sum_{i=1}^{N_B} \left(\frac{\sin(\pi f_i / R_c)}{\pi f_i / R_c}\right)^2 \\ &\approx 0.9R_c P_s \end{aligned} \quad (19)$$

と表されることから、 σ_τ 、 σ_{ϕ_0} はそれぞれ、

$$\sigma_\tau \approx \frac{1}{3R_c \sqrt{TC/N_0}} \quad (20)$$

$$\sigma_{\phi_0} \approx \frac{1}{\sqrt{2TC/N_0}} \quad (21)$$

となる。

2.3 複擬似雑音方式の群遅延決定精度

周波数軸上に複数配置された擬似雑音信号を用いて遅延測定を行なった場合の遅延決定精度を考える。

図6のように、チップレート R_c の擬似雑音信号が $2F_1$ 離れて配置されており、それぞれの擬似雑音信号が帯域幅 $2R_c$ のフィルターにより切り出されているとする (BOC (F_1, R_c)) に相当[4])。群遅延は、クロススペクトルの位相の傾斜であり、2つの擬似雑音信号のクロススペクトルの位相は図6

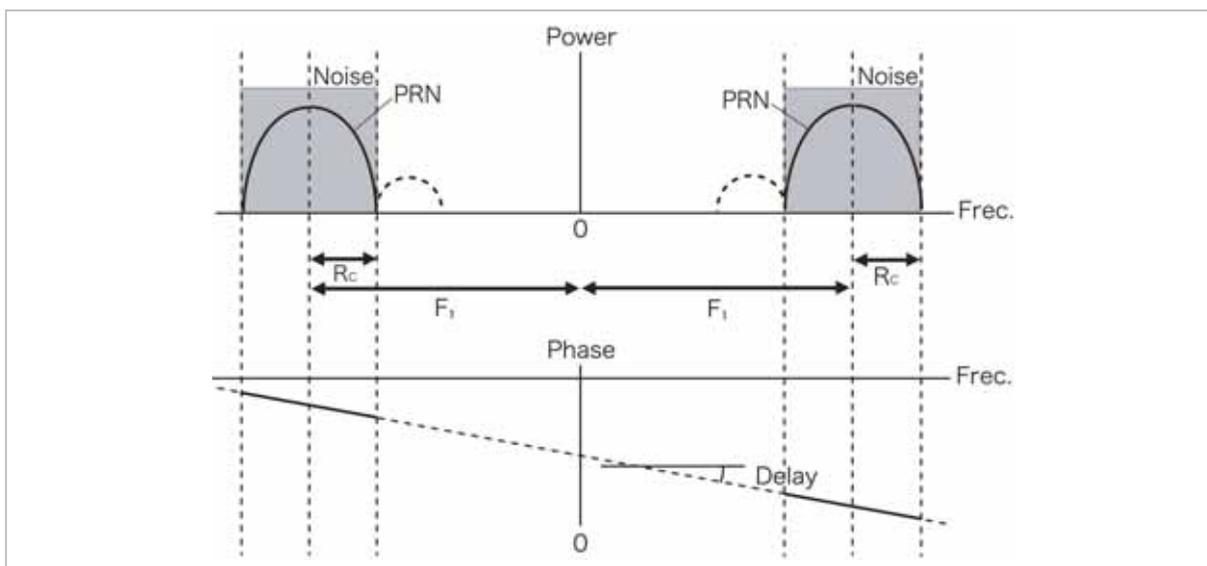


図6 ノイズに埋もれた DPN 信号
クロススペクトルのパワー(上)および位相(下)

のようにひとつの直線上に乗る。

いま、それぞれのフィルター通過帯域を $2N_B$ 個に等間隔に分割し、最低周波数から順に、1 から $4N_B$ までの番号 i をつける。各番号に対応する周波数帯域の中心周波数を f_i [Hz]、クロススペクトルの位相を ϕ_i [rad]、その誤差を σ_{ϕ_i} [rad] とする。

σ_{ϕ_i} を使って、遅延決定の誤差 σ_τ [sec] は、次のように求められる [8][9]。

$$\sigma_\tau^2 = \frac{1}{4\pi^2} \frac{\sum_{i=1}^{4N_B} \frac{1}{\sigma_{\phi_i}^2}}{\left(\sum_{i=1}^{4N_B} \frac{1}{\sigma_{\phi_i}^2}\right)\left(\sum_{i=1}^{4N_B} \frac{f_i^2}{\sigma_{\phi_i}^2}\right) - \left(\sum_{i=1}^{4N_B} \frac{f_i}{\sigma_{\phi_i}^2}\right)^2} \quad (22)$$

ここで、 $\sigma_{\phi_i}^2$ が偶関数であることを考慮すると $\sum_{i=1}^{4N_B} \frac{f_i}{\sigma_{\phi_i}^2} = 0$ となる。また、 $F_1 \gg R_c$ とすると、 $f_i \approx F_1$ となる。さらに個々の擬似雑音信号の対称性を考えると、式(22)は、

$$\sigma_\tau^2 = \frac{1}{8\pi^2 F_1^2 \times 2 \sum_{i=1}^{N_B} \frac{1}{\sigma_{\phi_i}^2}} \quad (23)$$

のようになる。

2.2 で述べたように、 $1/(2 \sum_{i=1}^{N_B} \frac{1}{\sigma_{\phi_i}^2})$ は単独の擬似雑音により推定された位相の分散 $\sigma_{\phi_0}^2$ で、積分時間 T および単独の擬似雑音の C/N_0 を用いて、

$$\sigma_{\phi_0}^2 \approx \frac{1}{2TC/N_0} \quad (24)$$

となるから、式(23)から、

$$\sigma_\tau \approx \frac{1}{4\pi F_1 \sqrt{TC/N_0}} \quad (25)$$

が導かれる。

しかし実際には、それぞれの擬似雑音で決定される群遅延を反映した位相が1本の直線上に乗る必要があるから、片方の擬似雑音で決定される群遅延の誤差 σ_{τ_s} が、 $2\pi(2F_1)\sigma_{\tau_s} < \pi$ を満たす必要がある。 σ_{τ_s} は、2.2 で述べたように、

$$\sigma_{\tau_s} \approx \frac{1}{3R_c \sqrt{TC/N_0}} \quad (26)$$

であるから、

$$R_c > \frac{4F_1}{3\sqrt{TC/N_0}} \quad (27)$$

が、複数の擬似雑音信号を用いた群遅延決定を成立させる条件となる。実際には、これは 1σ の確率で位相不確定性(アンビギュイティ)の決定が成功する条件なので、安定な解を得るためには、 R_c は式(27)の右辺の数倍、広めにとる必要がある。

2.4 S/N比による制限

擬似雑音は離散的な信号であることから、S/N比が高いと測定された群遅延に系統的な誤差が生じてしまう。そのため、S/N比は1よりも小さくする必要がある。今、信号電力を、雑音電力の半分に設定するとした場合、

$$\frac{1}{2N_B} 2P_s \sum_{i=1}^{N_B} \left(\frac{\sin(\pi f_i/R_c)}{\pi f_i/R_c} \right)^2 = \frac{1}{2} \quad (28)$$

であるから、式(19)より、

$$C/N_0 = R_c \quad (29)$$

となる。したがって、DPNで得られる遅延決定精度は、式(25)より、

$$\sigma_\tau \approx \frac{1}{4\pi F_1 \sqrt{T} R_c} \quad (30)$$

となり、群遅延決定成立条件は、式(27)より、

$$R_c^3 > \frac{16F_1^2}{9T} \quad (31)$$

となる。

3 実現方法

2で示された、DPN TWSTFTの群遅延決定精度と周波数配置の条件をもとに、実際にどのようにシステムを実現するかについて述べる。

3.1 システム構成

これまで使われてきたTWSTFTの一般的なシステム構成を図7に、諸元を表1に示す。経済性や普及性、今後の発展性を考慮すると、これまでの方式で使用されていた機器をできるだけそのまま継承できること、ハードウェアに高度な機能を

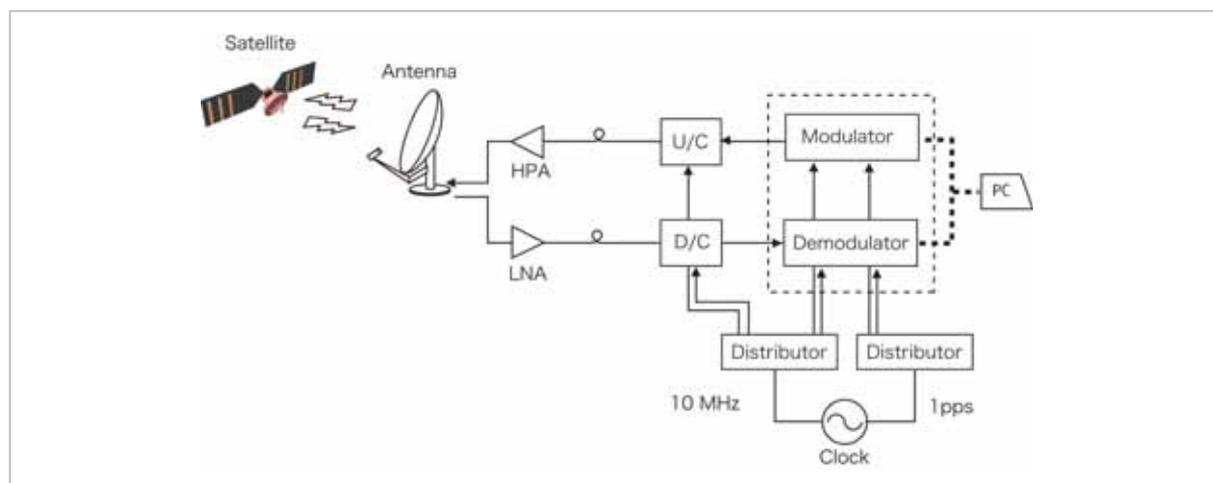


図7 一般的なTWSTFTのシステム構成

表1 一般的なTWSTFTシステムの諸元

アンテナ	開口径	1.8 m
	偏波	直線偏波 (送受直交)
高出力増幅器	最大出力	10 W
	運用出力	2 W 以下
	送信周波数帯	13.75 - 14.5 GHz
低雑音増幅器	雑音温度	60 K 以下
	受信周波数帯	10.9 - 12.75 GHz
送信周波数変換器	中間周波数帯	50 - 90 MHz
受信周波数変換器	中間周波数帯	50 - 90 MHz

持たせず、できるだけパソコン上のソフトウェアで処理を行うようにすることが望ましい。

通常の静止衛星の商用通信回線で使われているトランスポンダの帯域幅は、30 MHz 程度である。複数のトランスポンダにまたがった周波数配置も考えられるが、既存装置の活用を考え、DPN TWSTFT の分離周波数間隔 $2F_1$ は、20 MHz 程度とすることにした。以下の例では $2F_1 = 20.24$ MHz に設定した。

分離周波数間隔が決まれば、式(31)から、使用する擬似雑音のチップレート R_c の下限が計算できる。アンビギュイティ決定の所要時間を1秒とし、チップレート R_c は、余裕を見て100 kcps に設定した。この周波数配置での群遅延決定精度 σ_t は、式(30)から、20 psec 以下が期待できることがわかる。

実際には、トランスポンダ借用帯域幅を200 kHz とし、その帯域内で電力密度がなるべく均等になるよう、チップレートは204.6 kcps とした。

3.2 送信信号の生成

通常、擬似雑音(2相位相偏位変調 BPSK の場

合)の発生は、ハードウェアを用いて、搬送波の位相を反転させて生成する[3]。BOC の場合も同様で、通常の擬似雑音を、より高い周波数の2値副搬送波を用いて位相を反転させることにより生成する[4]。単純な回路により実現できるため広く使われているが、ハードウェアで構成されるためシステムの変更を柔軟に行うことができない。一方、DPN TWSTFT は、通信衛星のトランスポンダの複数の周波数帯域を借用しなくてはならないため、必ずしも希望する分離周波数や帯域幅を確保できるとはかぎらない。本方式では、柔軟な周波数配置を実現するため、任意波形発生装置を使ってIF信号を直接発生する方式を採用することにした。

任意波形発生装置を採用したもうひとつの理由は、アナログ回路の不安定性の排除である。通常、電波法上規制される帯域外信号の抑制は、SAW フィルターのような急峻なフィルターをIF帯信号に適用することにより行うが、こうしたアナログフィルターの群遅延特性は環境温度変化の影響を受けやすい。パソコンを使って、デジタルフィルターにより整形された波形を、任意波形発生装置で発生させることにより、アナログフィルターの不安定性を排除することができる。

任意波形発生装置は既に高性能のものが多く市販されているが、DPN TWSTFT に特化し機能を制限した低価格の任意波形発生装置を新規に開発した。表2に DPN TWSTFT 用に開発した任意波形発生装置の仕様を示す。

パソコンで作成した最大1,024,000個のサンプルを、USB経由で任意波形発生装置に送る。任意波形発生装置は、送られてきたサンプルを周期的に毎秒204,600,000サンプルのアナログ信号に変換し、外部基準信号に同期して出力する。実際には、毎正秒に周期が完結するように、5 msec に相



図8 DPN TWSTFT の送信部(左)および受信部(右)

表2 任意波形発生装置諸元

サンプリング周波数	204.6 Msps
D/A ビット数	8 ビット
チャンネル数	2
外部基準信号	10 MHz および 秒信号(1PPS)
波形メモリ	512 KB × 2チャンネル
重畳データメモリ	64 kB / チャンネル
インターフェース	USB 2.0

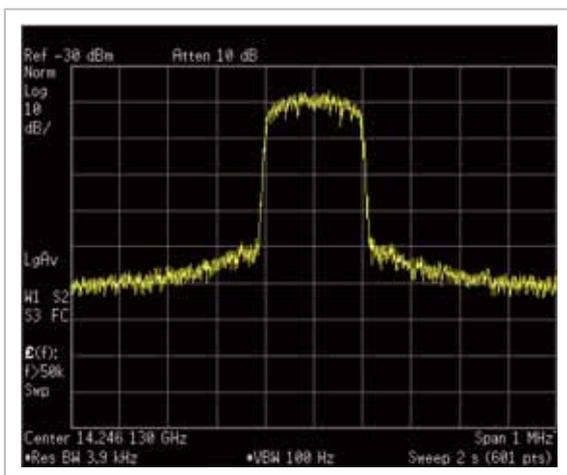


図9 DPNの低周波側信号のスペクトル

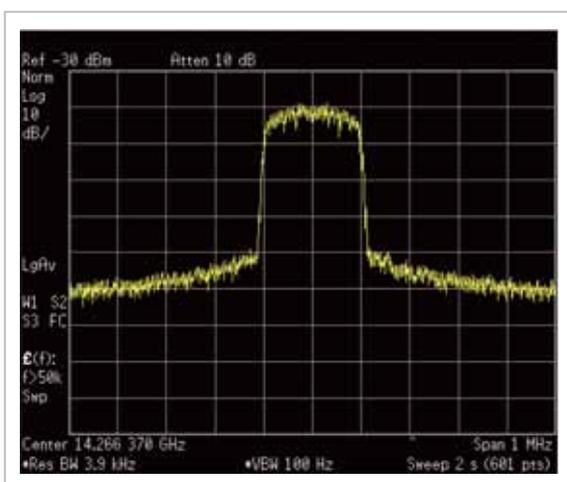


図10 DPNの高周波側信号のスペクトル

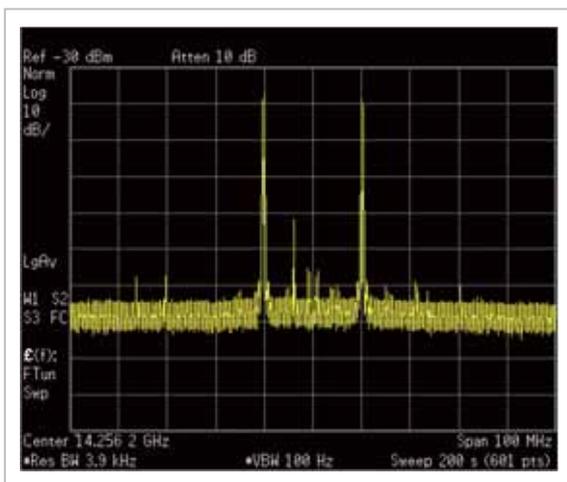


図11 DPN信号のスペクトル(全体)

当する1,023,000個を周期(コード長)に設定して使用する。また、外部の秒信号に同期したコードを指定するため、重畳信号を使ってコード毎の位

相(0度または180度)を反転させる。擬似雑音にはGPS L1 C/A信号[10]で使用されているゴールドコードを用いた。パソコン内で、204.6 kcpsの擬似雑音を生成し、タップ数16385点のデジタルフィルターで100 kHzに帯域制限したのち、66.13 MHzと86.37 MHzの2つの正弦波を使って周波数変換した。こうして生成した波形と重畳信号を任意波形発生装置にセットして発生させた信号の例を、図9～図11に示す。

これらの図は、任意信号発生装置で生成された後、送信周波数帯に周波数変換され高電力増幅器を用いて増幅された送信信号を、高電力増幅器のモニター端子を使って取得したスペクトルである。

生成された信号には、いくつかのスプリアス信号が見られる。しかし、通常の口径のアンテナを使用してTWSTFTを行う場合、送信出力は0.5 W(それぞれの擬似雑音で0.25 W)以下で十分なため、これらのスプリアス信号は電波法の規制値に対して十分に低くなり問題にならない。

また、占有周波数帯域幅についても、パソコンでの波形生成時にデジタルフィルター特性を調整することにより、容易に最適化することが可能である。

3.3 受信信号の処理

アンテナで受信された信号は、通常のTWSTFTと同様、低雑音増幅器で増幅されたのちIF帯の信号に周波数変換される。IF信号の処理には、VLBI用に開発された汎用ADコンバータ[11][12]を用いた。使用した汎用ADコンバータの諸元を表3に示す。

DPNの実効信号帯域は200 kHzずつ2つのバンドに分かれているので、これをアナログ回路で分離、狭帯域フィルターで不要成分を除去した後、汎用ADコンバータの2つのチャンネルで500 kHzサンプリングすれば十分であるが、やはりアナログ回路の不安定性を排除するため、2つの帯域をまとめて64 Mspsでサンプリングする方式を採用した(図12)。通常のTWSTFTで使用している汎用周波数変換器の出力IF帯域は50～90 MHzなので、IF信号を64 MHzから96 MHzのバンドパスフィルターに通した後、汎用ADコンバータの64 Msps 8 bitモードを用いてアンダーサンプリングした。サンプリングされた信号に、

表 3 汎用 AD コンバータ諸元

サンプリング周波数	40 kHz ~ 64 MHz, 11 モード
A/D ビット数	1, 2, 4, 8 ビット
チャンネル数	4
外部基準信号	10 MHz および 秒信号 (1PPS)
インターフェース	USB 2.0

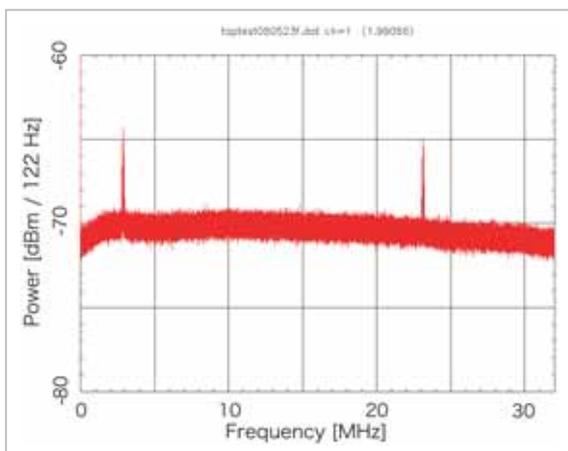


図 12 64 Msps でサンプリングされた DPN 信号

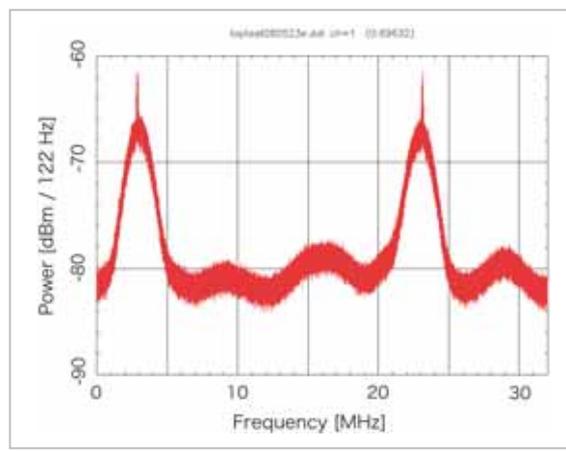


図 13 フィルター処理後の DPN 信号

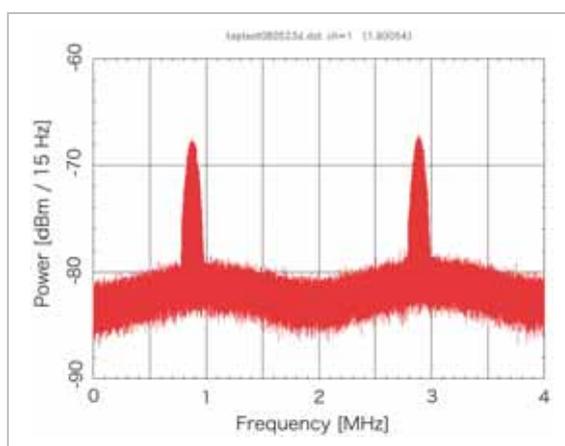


図 14 8 Msps に間引いた後の DPN 信号

汎用 AD コンバータ内で 64 タップのデジタルフィルターをかけ、所望周波数において 2 つの 2 MHz 帯域 (2 ~ 4 MHz および 22 ~ 24 MHz) を切り出す (図 13)。フィルター処理された信号列をさらに 1/8 に間引きし 8 Msps にレートを落としたのち (図 14)、USB ケーブルを用いてパソコンに出力する。この間引きにより、パソコンでの演算の負荷を大幅に減らすことができる。

しかし、図 13 から分かるように、デジタルフィルターのタップ数が少ないことから、不要帯域の雑音は、所望帯域の雑音の -15 dB 程度になっている。こうした不要帯域雑音は、間引きにより所望帯域に折り返るため、S/N が 1 割程度劣化してしまうが、式 (30) から、これによる群遅延精度の劣化は数 % 程度と見積もられる。汎用 AD コンバータ内のデジタルフィルターのタップ数を上げ

るには、より大規模なFPGAの導入が必要となり、費用対効果を考えると、この程度の精度の劣化は許容の範囲とした。

なお、図12～図14は、スペクトルの構造を見やすくするため、DPN信号の C/N_0 を高めに設定してある。

パソコン内においては、まず、それぞれの帯域で200kHz帯域幅のデジタルフィルター処理を行った後、各帯域独立にレプリカコードとの相互相関をとって群遅延と搬送波位相を求め、それらの結果を接続することにより、群遅延を決定する[13]。

4 むすび

新しいTWSTFTの方式であるDPN TWSTFTについて、群遅延決定精度の理論限界と、実現方法を紹介した。この方式を用いることにより、TWSTFTの精度を1桁、向上させることができる。さらに衛星トランスポンダの借用帯域を大幅に減らせるため、運用コストも1桁減らすことができる。今後、国際時刻比較での実証実験を継続し、評価・改良を行い実用化をめざす。

参考文献

- 1 D. Kirchner, "Two-Way Time Transfer Via Communication Satellite," Proc. IEEE, pp. 983–990, 1979.
- 2 B. Fonville et al., "Development of Carrier-phase-based Two-way Satellite Time and Frequency Transfer (TWSTFT)," PTTI, pp. 149–164, 2004.
- 3 R. Peterson et al., "Introduction to Spread Spectrum Communications," Prentice Hall, 1995.
- 4 J. W. Betz, "Binary Offset Carrier Modulations for Radio Navigation," Journal of The Institute of Navigation, Vol. 48, No. 4, Winter 2001-2002.
- 5 W. Schafer, "New trends in two-way time and frequency transfer via satellite," PTTI, 1999.
- 6 J. Amagai et al., "Current Status of Two-way Satellite Time and Frequency Transfer Using a Pair of Pseudo Random Noises," ATF2008, pp. 267–271, 2008.
- 7 T. Gotoh et al., "Development of A GPU Based bTwo-way Time Transfer Modem," CPEM, 2010.
- 8 A. R. Whitney, "Precision geodesy and astrometry via very-long-baseline interferometer," Ph.D. Thesis, M. I. T., 1974.
- 9 高橋富士信, 近藤哲朗, 高橋幸雄, 「VLBI技術」, オーム社, 1997.
- 10 "IS-GPS-200D," July, 2004.
- 11 M. Kimura et al., "The implementation of the PC based Giga bit VLBI system," IVS CRL-TDC News, No. 21, pp. 31–33, 2002.
- 12 T. Kondo, Y. Koyama, R. Ichikawa, M. Sekido, E. Kawai, and M. Kimura, "Development of the K5/VSSP System," J. Geodetic Soc. Japan, Vol. 54, No. 4, pp. 233–248, 2008.
- 13 A. E. E. Rogers et al., "Very long baseline interferometry with large effective bandwidth for phase-delay measurements," Radio Science., 5, 10, Oct. 1970.



あまがい じゆん
雨谷 純

新世代ネットワーク研究センター
光・時空標準グループ研究マネージャー
時刻周波数比較、電波干渉計



ごとう ただひろ
後藤 忠広

情報推進室情報最適化チーム
主任研究員
時間・周波数標準