精密クロック同期に基づく測位通信複合化について^{*1}
On Integration of Navigation and Mobile Communication
Based on Precise Clock Synchronization

山 脇 功 次^{*2}
Koji YAMAWAKI

Key Words: Satellite Navigation, Mobile Communication, Clock Synchronization, GPS

Abstract

This paper discusses the application of precise clock synchronization to satellite-based navigation (positioning) and mobile communication and mentions its usefulness. The synchronization of the clock carried on a mobile radio station with the precise clock installed in a ground radio station is accomplished precisely by the bi-directional communication between these stations, because the greater part of radio propagation delay errors are canceled in the calculation of the clock offset between the two stations. The use of the clock offset for the clock synchronized navigation and communication will bring us the reduction of the number of satellites in orbit and the optional communication between mobile and ground stations, and will produce the efficient integration of wide area navigation and mobile communication.

1. 序 論

一般に、電波の伝搬時間を測定して2地点間の距離を決定するためには、電波伝搬速度が精密に測定されている必要があり、伝搬速度を決定するためには伝搬距離が精密に測定されていなければならない。即ち、伝搬距離と伝搬速度の測定はお互いに依存し合った関係にあるため、電離層や大気層による電波伝搬遅延誤差を如何に測定し補正するかは、これらの測定精度を左右する重要な課題となっている。

しかし、2地点間の双方向通信によって、両地点での時刻のずれ(クロックオフセット)を測定する問題、即ち、クロック同期の問題では、上述の伝搬経路に付随する伝搬遅延誤差はクロックオフセットの推定精度にほとんど影響を与えない。換言すれば、2地点間の距離が未知であっても、双方向の伝搬経路が同じであれば、双方向伝搬時間の測定によりクロックオフ

セットを推定することが可能であり、このことが精密クロック同期を容易に実現する根拠となっている。

ところで、ある観測点と複数の測距基準点との間の距離を測定(測距)して観測点の位置を算出する測位方式の場合、電波の伝搬速度は大気や電離層の影響を無視すれば極めて正確に定められるから、複数の測距基準点より電波を送信して観測点までの伝搬時間を測定することにより測位可能となる。しかし、このような片道伝搬時間が測定できるためには、2点間のクロックが同期していなければならない。

この論文では、まず、上述の双方向通信によるクロックオフセットの測定の原理とその精度について解析する。次に、このクロックオフセットを利用したクロック同期型測位方式とその精度について考察する。また、精密クロック同期を通信のタイミングに利用することにより送信局が受信局を特定できる選択的通信について議論する。最後に、クロック同期に基づく測位と通信の複合化の有用性について述べる。

2. 双方向通信による精密クロック同期

2.1 クロック同期の原理 同期型測位におけるクロックの同期化とは、測距電波源である衛星または地上局の測距電波送信タイミングの時刻基準に対する移動局のクロックオフセットを決定することである。

測距電波には、衛星で生成されて直接に送信される衛星送信型と、地上局で生成されて衛星中継により送信される衛星中継型がある。しかし、いずれの方式でも、測距電波源からの電波の伝搬時間と、移動局で生成された測距電波が衛星中継で地上局側に送信されるときに電波伝搬時間の測定により、クロックオフセットが求められる。厳密に言えば、移動局が測距電波を送信する時刻と地上局の送信した測距電波が衛星経由で移動局に到達する時刻の時間差(クロックオフセットを含む伝搬時間)と、地上局が測距電波を送信する

^{*1} 平成8年10月28日、第40回宇宙科学技術連合講演会にて発表。平成8年9月27日原稿受理

^{*2} 宇宙開発事業団技術研究本部先端ミッション研究センター

時刻と移動局の送信した測距電波が衛星経由で地上局に到達する時刻の時間差、或いは衛星の送信した測距電波が地上局に到達する時刻と移動局の送信した測距電波が衛星経由で地上局に到達する時刻の時間差より、クロックオフセットの推定が可能である。

まず、移動局の時刻と地上局の時刻基準とのクロック同期について考える。この場合、衛星は測距電波を中継するだけであり、すべての時刻基準の源となる精密標準クロックは特定の地上局に設置される。

第1図のように移動局の時刻のエポックが地上局よりも t_c 遅れており、移動局及び地上局双方のエポックを基準として双方で測定した測距電波伝搬時間をそれぞれ t_u 及び t_b 、衛星・移動局間距離及び衛星・地上局間距離をそれぞれ p_u 及び p_b 、衛星→移動局及び移動局→衛星の電波伝搬時に電離層、大気等で生じる伝搬遅延誤差をそれぞれ δt_{su} 及び δt_{us} 、衛星→地上局及び地上局→衛星の電波伝搬時に電離層、大気等で生じる伝搬遅延誤差をそれぞれ δt_{sb} 及び δt_{bs} 、電波伝搬速度を c (光速) とすれば、

$$t_u = p_u/c + p_b/c - t_c + \delta t_{bs} + \delta t_{su} \quad (1)$$

$$t_b = p_u/c + p_b/c + t_c + \delta t_{sb} + \delta t_{us} \quad (2)$$

なる関係式が得られる。従って、移動局のクロックオフセット t_c は、

$$t_c = (t_b - t_u)/2 + \delta t_1 + \delta t_2 \quad (3)$$

となる。ただし、 δt_1 及び δt_2 は、

$$\delta t_1 = (\delta t_{bs} - \delta t_{sb})/2 \quad (4)$$

$$\delta t_2 = (\delta t_{su} - \delta t_{us})/2 \quad (5)$$

で定義される値である。電離層や大気中を伝搬する際の電波伝搬遅延誤差は伝搬方向が逆であっても同じ伝搬経路に対して等しく発生するので、伝搬中の遅延誤差は(3)式により相殺される。(4)式及び(5)式は受信、送信或いは中継の時点で生じる微小な不規則誤差であり、クロックオフセット測定誤差の成分となる。

次に、衛星を中継手段として移動局と地上局との通

信を行い、移動局の時刻を衛星の時刻に同期させる場合を考える。これは複数の衛星が精密に同期した時刻基準を維持している場合であり、複数の衛星から精密に同期した測距電波が送信されるとみなす。この場合、地上局は測距電波を送信する必要はなく、移動局電波と衛星電波の到達時間差 δt_b を測定し、移動局に通報するだけで同期化が可能である。第2図を参考にし、上記と同様の記号を適用すれば、

$$t_u = p_u/c - t_c + \delta t_{su} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \delta t_b &= (p_u/c + p_b/c + t_c + \delta t_{sb} + \delta t_{us}) \\ &\quad - (p_b/c + \delta t_{sb}') \\ &= p_u/c + t_c + \delta t_{sb} + \delta t_{us} - \delta t_{sb}' \end{aligned} \quad (7)$$

なる関係式が得られる。ただし、 $\delta t_{sb}'$ は衛星から直接送信される電波の遅延時間であり、 δt_{sb} とは同一ではない。従って、移動局のクロックオフセット t_c は、

$$t_c = (\delta t_b - t_u)/2 + \delta t_1' + \delta t_2 \quad (8)$$

となる。ただし、 $\delta t_1'$ は

$$\delta t_1' = (\delta t_{sb}' - \delta t_{sb})/2 \quad (9)$$

であり、測距電波の送信と中継における遅延誤差の差が現れるが、伝搬時の遅延誤差は相殺される。

以上より、どの方法であれクロックオフセットの測定では伝搬遅延誤差が相殺され、原理的に測定精度が良い。しかし、距離の測定においては(1)、(2)式より、

$$\begin{aligned} p_u + p_b &= c\{(t_u + t_b) - (\delta t_{bs} + \delta t_{sb}) \\ &\quad - (\delta t_{su} + \delta t_{us})\}/2 \end{aligned} \quad (10)$$

となる。従って、高精度測位に対しては2周波測距による伝搬遅延量の補正等が不可欠である。

2.2 回転運動によるクロック同期シフト 慣性空間から観測すれば、地球の中心は概ね慣性運動をしており、衛星、地上局はこれを中心に回転運動をしているものとみなせる。このとき、衛星を介して電波が地上2局間を伝搬するのに必要な時間は伝搬する方向に

第1図 地上局・移動局間クロックオフセット測定原理

第2図 衛星・移動局間クロックオフセット測定原理

よって異なる。これは、衛星及び地上局が慣性空間に対して回転するためであり、地球自転角速度と衛星軌道角速度に比例した伝搬時間シフトの生じることが解析的に示される。

いま、地上局 $\#i$ が電波を送信する時刻を t_0 、地球中心と衛星を結ぶベクトルを $L(t_0)$ 、地球中心と地上局を結ぶベクトルを $r_i(t_0)$ 、この電波が衛星に到達する時刻を $t_1 (=t_0 + \Delta t_0)$ 、このときの地球中心と静止衛星を結ぶベクトルを $L(t_1)$ 、地球自転角速度ベクトルを ω_e 、衛星の軌道角速度ベクトルを ω_s とすれば、地上局 $\#i$ から送信された電波が衛星を中継して地上局 $\#j$ に達する場合の電波伝搬時間 T_{ij} のシフト量 ΔT_{ij} は近似的に、

$$\Delta T_{ij} = L(t_0) \cdot \{r_j(t_0) \times \omega_e - r_i(t_0) \times \omega_s\} / c^2 \quad (11)$$

で表される¹⁾。同様に、ほぼ t_0 と同時刻に地上局 $\#j$ から送信された電波が衛星を中継して地上局 $\#i$ に達する際の電波伝搬時間 T_{ji} のシフト量 ΔT_{ji} は、

$$\Delta T_{ji} = L(t_0) \cdot \{r_i(t_0) \times \omega_e - r_j(t_0) \times \omega_s\} / c^2 \quad (12)$$

となる。従って、衛星及び地球の回転運動によって生じる電波伝搬時間 T_{ij} と電波伝搬時間 T_{ji} の差 ΔT_R は、

$$\begin{aligned} \Delta T_R &= T_{ij} - T_{ji} \\ &= (\omega_e + \omega_s) \cdot [L(t_0) \times \{r_j(t_0) - r_i(t_0)\}] / c^2 \end{aligned} \quad (13)$$

となる。

以上より、第1図に基づいてクロックオフセット t_c を測定する場合は、

$$t_c = (t_0 - t_u - \Delta T_R) / 2 \quad (14)$$

となる。ここで、(13)式の i は移動局、 j は地上局に相当すると考えてよい。

同様に、第2図に基づいて t_c を測定する場合も、

$$t_c = (\delta t_0 - t_u - \Delta T_R) / 2 \quad (15)$$

なる関係式が成立する。ただし、

$$\Delta T_R' = -(\omega_e + \omega_s) \cdot [L(t_0) \times r_j(t_0)] / c^2 \quad (16)$$

即ち、 $\Delta T_R'$ は(13)式の $r_j(t_0)$ を零とした式となる。

2.3 移動局運動によるクロック同期シフト クロック同期化の対象である移動局が同期化のための双方向通信中に移動する場合、双方向の電波伝搬時間がシフトして、クロックオフセットの推定誤差が生じる。

まず、前項の解析結果を参考にして、移動局→地上局、地上局→移動局の両方向の伝搬時間の差 ΔT を求める。第1図を参考に、(13)式の地上局 $\#i$ を移動局として添字 i を u に、添字 j を b に書き換え、移動局の地表に対する移動速度ベクトルを v とすれば、

$$\begin{aligned} \Delta T &= (\omega_e + \omega_s) \cdot [L(t_0) \times \{r_b(t_0) - r_u(t_0)\}] / c^2 \\ &\quad + k p_u(t_0) \cdot v / c^2 = \Delta T_R + \Delta T_M \end{aligned} \quad (17)$$

となる¹⁾。ただし、 $k = \{|p_b| + |p_u|\} / |p_u|$ 、 $\Delta T_M (=$

$k p_u(t_0) \cdot v / c^2$)に含まれる p_u 及び p_b はそれぞれ移動局及び地上局から衛星に達するベクトルである。従って、 ΔT は前項で求めた伝搬経路回転効果 ΔT_R と移動局の移動速度によって生じる移動速度効果 ΔT_M の和となる。以上より、移動局の運動を考慮した場合の両方向の伝搬時間の差 ΔT は(17)式で与えられ、

$$t_c = (t_0 - t_u - \Delta T) / 2 \quad (18)$$

より、伝搬経路回転効果及び移動速度効果の補正されたクロックオフセットが求められる。

2.4 ドップラー周波数変移を利用したクロック同期 移動局側の速度が未知な場合でも、ドップラーシフトを測定することによってクロック同期が行える。

移動局が衛星等の宇宙機のように空間を高速で移動している場合、クロック同期の際の移動局の移動速度の影響は、(17)式より算出できるように、無視できない程に大きくなる。従って、移動局で受信される測距電波のドップラー周波数変移を用いた新たなクロック同期方式を検討する必要がある。

いま、移動局は宇宙機、地球局は地球を周回する衛星とし、宇宙機と衛星との直接的な双方向通信によるクロック同期を考える。地球を原点とするそれぞれの位置ベクトルを $r(t)$ 及び $L(t)$ 、速度を v_P 及び v_s 、宇宙機が自己の時刻を基準として測定した衛星測距電波(時刻 t_0 に送信)の伝搬時間を t_P 、衛星が自己の時刻を基準として測定した宇宙機からの測距電波(時刻 $t_0 + t_c$ に送信)の伝搬時間を t_s とすれば、参考文献2)に示されているように、

$$c \cdot (t_P + t_c) = |r(t_0 + t_P + t_c) - L(t_0)| \quad (19)$$

$$c \cdot (t_s - t_c) = |L(t_0 + t_s) - r(t_0 + t_c)| \quad (20)$$

$$r(t_0 + t_P + t_0) = r(t_0) + v_P \cdot (t_P + t_c) \quad (21)$$

$$L(t_0 + t_s) = L(t_0) + v_s t_s \quad (22)$$

$$r(t_0 + t_c) = r(t_0) + v_P t_c \quad (23)$$

なる関係が得られる。そして、上式を展開すれば、

$$c \cdot (t_P + t_c) = s_0 + (m_0 \cdot v_P) \cdot (t_P + t_c) \quad (24)$$

$$c \cdot (t_s - t_c) = s_0 + m_0 \cdot (v_P t_c - v_s t_s) \quad (25)$$

なる近似式が得られる。ただし、

$$s_0 = |r(t_0) - L(t_0)| \quad (26)$$

$$m_0 = \{r(t_0) - L(t_0)\} / s_0 \quad (27)$$

である。従って、(24)式及び(25)式より、

$$t_c = (t_s - t_P) / 2 + t_P (m_0 \cdot v_P) / 2c + t_s (m_0 \cdot v_s) / 2c \quad (28)$$

が求められる。

ここで、宇宙機は衛星からの測距電波の周波数 f_0 のドップラー周波数変移量 δf より求めることができ、即ち、

$$m_0 \cdot v_P = -(\delta f / f_0) c + (1 + \delta f / f_0) m_0 \cdot v_s \quad (29)$$

であることに着目すれば, (28)式は,

$$t_c = (t_s - t_r)/2 - t_r(\delta f/f_0)/2 \\ + (t_r + t_s)(\mathbf{m}_0 \cdot \mathbf{v}_s)/2c \quad (30)$$

なる関係式に書き換えられる. 従って, 衛星の位置速度データ (軌道要素) と衛星側で測定された t_s が宇宙機側に提供されれば, t_c の推定が可能となる. また, (30)式は衛星が地上局に代わっても成立する. この場合, $\mathbf{L} = \mathbf{r}_0$, $\mathbf{v}_s = \boldsymbol{\omega}_e \times \mathbf{r}_0$ と置けばよい.

3. クロック同期型測位方式

3.1 クロック同期型測位アルゴリズム 参考文献3)及び4)で考察されているように, 同期型/非同期型, 2次元/3次元のすべての測位アルゴリズムは重み付け最小自乗法を用いて一般的に記述することができる. しかし, 典型的な衛星配置を選ばない限り最小自乗法では見通しのよい解析解が得られないため, この章では確定法⁵⁾の測位アルゴリズムに限定して考察する.

双方向通信によりクロックオフセット t_c が求められると, 実レンジ p_i は擬似レンジ測定値 s_i を用いて,

$$p_i = s_i + ct_c \quad (31)$$

より求められる. 従って, 実レンジ偏差 δp_i が3つの測距基準点に対して算出されると, 移動局の3次元位置ベクトル偏差 $\delta \mathbf{r}$ は,

$$\delta \mathbf{r} = -\frac{1}{\mathbf{m}_3 \cdot (\mathbf{m}_1 \times \mathbf{m}_2)} \begin{bmatrix} (\mathbf{m}_2 \times \mathbf{m}_3)^T \\ (\mathbf{m}_3 \times \mathbf{m}_1)^T \\ (\mathbf{m}_1 \times \mathbf{m}_2)^T \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \delta p_1 \\ \delta p_2 \\ \delta p_3 \end{bmatrix} \quad (32)$$

となる⁵⁾. また, 実レンジ偏差 δp_i が2つの測距基準点に対して算出され, 高度データ偏差が与えられる場合, 移動局の3次元位置ベクトル偏差 $\delta \mathbf{r}$ は,

$$\delta \mathbf{r} = -\frac{1}{\mathbf{m}_x \cdot (\mathbf{m}_1 \times \mathbf{m}_2)} \begin{bmatrix} (\mathbf{m}_2 \times \mathbf{m}_x)^T \\ (\mathbf{m}_x \times \mathbf{m}_1)^T \\ (\mathbf{m}_1 \times \mathbf{m}_2)^T \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \delta p_1 \\ \delta p_2 \\ \delta r_{xm} \end{bmatrix} \quad (33)$$

で与えられる⁵⁾. ただし, $\mathbf{m}_i$ 及び $\mathbf{m}_x$ は移動局と衛星 # i 及び地心を結ぶ方向の単位ベクトル, δp_i 及び δr_{xm} は実レンジ誤差及び高度データ誤差である. 前者の(32)式が3次元同期型測位, (33)式が2次元同期型測位の測位ベクトル偏差に関する解析解である.

3.2 クロックオフセット誤差の影響とその補正 同期型測位方式において, 移動局搭載クロック (ユーザクロック) の安定性は測位精度と運用性を左右する重要な性能要求項目であるが, 長期間安定した性能を保証できるクロックは当然ながら高価となる. 従って, 印加された力学環境等の影響を受けて徐々に経年変化するようなクロック誤差パラメータを, 運用中においても容易に較正できることが望ましい.

クロック誤差の中には, 不規則ノイズの積算値のように統計的には平均値は零で経過時間の平方根に比例して標準偏差が増大するような誤差がある. このような不規則誤差 (以下では, 単にランダム誤差と呼ぶ) は一般に決定的 (Deterministic) な補正はできない. しかし, ある限った期間内では経過時間に比例して変化するとみなせる定常的誤差 (以下では, クロックオフセットドリフト率と呼ぶ) があり, その時間積分値がランダム誤差に比較して大きな値になるようであれば, その補正は有効である.

いま, ランダム誤差の占める割合は小さいとして, クロックオフセットドリフト率 ϵ_c のみを考慮すると, t_c は最新の更新からの経過時間 Δt の関数,

$$t_c = t_{c0} + \epsilon_c \Delta t \quad (34)$$

であるから, t_c の変動量 δt_c は最新のクロックオフセット推定値 t_{c0} の推定誤差 δt_{c0} とクロックオフセットドリフト率の変動量 $\delta \epsilon_c$ を用いて,

$$\delta t_c = \delta t_{c0} + \delta \epsilon_c \Delta t \quad (35)$$

で表される.

次に, δt_c による位置ベクトル誤差 $\delta \mathbf{r}$ の関係式を求める. 3衛星による3次元測位では, (32)式の δp_i ($i=1, 2, 3$) にすべて $c\delta t_c$ を代入することにより求められる,

$$\delta \mathbf{r} = -(c\delta t_c / \cos \theta_v) \mathbf{u}_v \quad (36)$$

となる⁵⁾. ただし, $\mathbf{u}_v$ は移動局から見た3つの測距基準点を通る円の中心方向の単位ベクトル, θ_v は移動局から見た $\mathbf{u}_v$ の方向と測距基準点の方向との成す広がり角である. 従って, θ_v が既知であれば, 測位誤差の絶対値より δt_c が推定できることがわかる.

同様に, 2衛星と高度データによる2次元測位では,

$$\delta \mathbf{r} = \{c\delta t_c / \sin \theta \cos (\phi_{12}/2)\} \mathbf{u}_T \quad (37)$$

となる⁵⁾. ただし, 簡便のため2衛星の仰角は等しいとして, θ は移動局位置での衛星天頂角 (衛星仰角の余角), ϕ_{12} は2衛星の方位方向の成す角度, $\mathbf{u}_T$ は水平面内で2衛星の中央を通る単位ベクトルである.

3.3 搭載クロックの較正 前項の解析によれば, δt_c は $\delta \mathbf{r}$ から算出できるため, 時系列の δt_c が算出されれば, δt_{c0} と $\delta \epsilon_c$ は推定できることになる. いま, 測定誤差を $\delta \mathbf{r}$, 衛星位置誤差を $\delta \mathbf{L}_i$ とすれば,

$$\mathbf{m}_i \cdot \delta \mathbf{r} = \mathbf{m}_i \cdot \delta \mathbf{L}_i - \delta p_i \quad (38)$$

なる関係が成立する¹⁾. 従って, 3衛星の実レンジが測定できる場合は, 測位誤差 $\delta \mathbf{r}$ の解析解が求められる,

$$\delta \mathbf{r} = \frac{1}{\mathbf{m}_3 \cdot (\mathbf{m}_1 \times \mathbf{m}_2)} \begin{bmatrix} (\mathbf{m}_2 \times \mathbf{m}_3)^T \\ (\mathbf{m}_3 \times \mathbf{m}_1)^T \\ (\mathbf{m}_1 \times \mathbf{m}_2)^T \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{m}_1 \cdot \delta \mathbf{L}_1 - \delta p_1 \\ \mathbf{m}_2 \cdot \delta \mathbf{L}_2 - \delta p_2 \\ \mathbf{m}_3 \cdot \delta \mathbf{L}_3 - \delta p_3 \end{bmatrix} \quad (39)$$

である。また、高度データが利用できる場合は、

$$\delta \mathbf{r} = \frac{1}{\mathbf{m}_x \cdot (\mathbf{m}_1 \times \mathbf{m}_2)} \begin{bmatrix} (\mathbf{m}_2 \times \mathbf{m}_x)^T \\ (\mathbf{m}_x \times \mathbf{m}_1)^T \\ (\mathbf{m}_1 \times \mathbf{m}_2)^T \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{m}_1 \cdot \delta \mathbf{L}_1 - \delta p_1 \\ \mathbf{m}_2 \cdot \delta \mathbf{L}_2 - \delta p_2 \\ -\delta r_{xm} \end{bmatrix} \quad (40)$$

となる。

次に、時刻 t_0 及び時刻 $t_1 (= t_0 + \Delta T)$ での位置ベクトル誤差を $\delta \mathbf{r}(t_0)$ 及び $\delta \mathbf{r}(t_1)$ 、上式右辺の誤差要素ベクトルを便宜上、 $\delta \mathbf{z}(t_0)$ 及び $\delta \mathbf{z}(t_1)$ とする。また、移動局は移動しない、或いは移動してもその位置移動量が正確に測定できるため、測位基準座標系に対する位置ベクトル誤差の変動量 $\delta \mathbf{r}_e (= \delta \mathbf{r}(t_1) - \delta \mathbf{r}(t_0))$ が正確に決定できるものとする。そして、 $\mathbf{m}_i$ 、 $\delta \mathbf{L}_i$ は時刻 t_0 から t_1 の間でほとんど変化しないものとするれば、3次元測位の場合の変動量 $\delta \mathbf{r}_e$ は、近似的に、

$$\delta \mathbf{r}_e = \frac{1}{\mathbf{m}_3 \cdot (\mathbf{m}_1 \times \mathbf{m}_2)} \begin{bmatrix} (\mathbf{m}_2 \times \mathbf{m}_3)^T \\ (\mathbf{m}_3 \times \mathbf{m}_1)^T \\ (\mathbf{m}_1 \times \mathbf{m}_2)^T \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \delta p_1(t_0) - \delta p_1(t_1) \\ \delta p_2(t_0) - \delta p_2(t_1) \\ \delta p_3(t_0) - \delta p_3(t_1) \end{bmatrix} \quad (41)$$

で表される。

ここで、衛星搭載の各クロックはユーザクロックと比較して十分な安定性を持っており、かつ測距電波が電離層などを通過する際に発生する伝搬時間誤差や移動端末装置内部の遅延時間などは短時間で変動しないものとするれば、レンジ誤差 δp_i が変動する主要な要因はユーザクロックの安定性にあるとみなすことができる。そこで、クロックオフセット誤差が(35)式に従うものとするれば、

$$\delta p_i(t_0) - \delta p_i(t_1) = -c \delta \varepsilon_c \Delta T \quad (42)$$

となるから、

$$\delta \varepsilon_c = -\mathbf{m}_i \cdot \delta \mathbf{r}_e / (c \Delta T) \quad (i=1, 2, 3) \quad (43)$$

が成立する。従って、(43)式の $\delta \varepsilon_c$ の平均値をクロックオフセットドリフト率誤差と見なしてよい。また、

$$\delta \varepsilon_c = -|\delta \mathbf{r}_e| \cos \theta_v / c \Delta T \quad (44)$$

となり、 $\delta \mathbf{r}$ の ΔT 間での変化量 $|\delta \mathbf{r}_e|$ より $\delta \varepsilon_c$ が求められる。(40)式の2次元同期型測位では、(43)式は $i=1, 2$ に対して与えられる。このように測位誤差の変動量を測定すれば、移動局の位置が精密に知られていなくても、クロックオフセットドリフト率は推定可能である。

一方、移動局の位置が既知で測位誤差 $\delta \mathbf{r}$ が求められる場合、(35)式及び(36)式より、

$$\delta \mathbf{r}(\Delta T) = -\{c(\delta t_{c0} + \delta \varepsilon_c \Delta T) / \cos \theta_v\} \mathbf{u}_0 \quad (45)$$

であるから、位置ベクトル誤差 $\delta \mathbf{r}$ を時系列に複数回観測すれば、 δt_{c0} 及び $\delta \varepsilon_c$ は最小自乗法により求められる。例えば、 $\delta \mathbf{r}$ を ΔT を $(n-1)$ 等分して n 個の観測値を得るとすれば、 δt_{c0} 及び $\delta \varepsilon_c$ の推定誤差の標準偏差 σ_{c0} 及び σ_{c1} は、 $n > 10$ に対して、概ね

$$\sigma_{c0} = (4/n)^{1/2} (\cos \theta_v / c) \sigma_z \quad (46)$$

$$\sigma_{c1} = (12/n)^{1/2} (\cos \theta_v / c \Delta T) \sigma_z \quad (47)$$

で表される。ただし、 σ_z は $\delta \mathbf{r}$ の測定誤差の絶対値の標準偏差である。

2次元測位の場合は、(37)式を参考にすれば、

$$\sigma_{c0} = (4/n)^{1/2} \{\sin \theta \cos (\phi_{12}/2) / c\} \sigma_z \quad (48)$$

$$\sigma_{c1} = (12/n)^{1/2} \{\sin \theta \cos (\phi_{12}/2) / c \Delta T\} \sigma_z \quad (49)$$

となる。

(46)～(49)式は、衛星配置、測位誤差測定条件とクロック較正精度との関係をよく表している。ただし、移動局(地上局でもよい)に一定の位置誤差がある場合は一定のクロックオフセット誤差になるが、上式にはこの項は含まれていない。

次に、 δt_{c0} 及び $\delta \varepsilon_c$ を最小自乗法により推定するアルゴリズムを示す。いま、時系列に測定される位置ベクトル誤差を $\delta \mathbf{r}_k (= \delta \mathbf{r}(k \Delta t))$ とすれば、(35)式及び(36)式により、 $k=0, 1, \dots, n$ に対して、

$$(\mathbf{m}_i \cdot \delta \mathbf{r}_k) / c = (\cos \theta_v / c) |\delta \mathbf{r}_k| = -(\delta t_{c0} + k \Delta t \delta \varepsilon_c) \quad (50)$$

が得られる。従って、 $k=n$ のときの δt_{c0} 及び $\delta \varepsilon_c$ の最小自乗解 δt_{c0n} 及び $\delta \varepsilon_{cn}$ は、

$$\delta \mathbf{x}_n = \begin{bmatrix} \delta t_{c0n} \\ \delta \varepsilon_{cn} \end{bmatrix} = (\mathbf{H}_n^T \mathbf{H}_n)^{-1} \mathbf{H}_n^T \delta \mathbf{Z}_n \quad (51)$$

$$\mathbf{H}_n = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 0 & \Delta t & 2\Delta t & \dots & n\Delta t \end{bmatrix}^T \quad (52)$$

$$\delta \mathbf{Z}_n = (\delta z_0 \quad \delta z_1 \quad \delta z_2 \quad \dots \quad \delta z_n)^T \quad (53)$$

より求められる。ただし、簡便のため、(50)式の左辺を δz_k 、その合成したベクトルを $\delta \mathbf{Z}_n$ 、 $\delta \mathbf{r}_k$ のサンプリング時間間隔を等間隔として Δt とした。

以上の関係式は極めて明快な表現であるが、観測値は時系列で保存される必要がある。そこで、カルマンフィルタを用いてイテラティブな推定式を求めると、

$$\delta \mathbf{x}_n = \delta \mathbf{x}_{n-1} + \mathbf{K}_n (\delta z_n - \mathbf{H}_{0n} \delta \mathbf{x}_{n-1}) \quad (54)$$

$$\mathbf{H}_{0n} = (1 \quad n\Delta t) \quad (55)$$

となる。 $\mathbf{K}_n$ はカルマンゲインであり、測定値が $\delta \mathbf{r}_k$ のみで、 $(\mathbf{m}_i \cdot \delta \mathbf{r}_k)$ の誤差の標準偏差が σ の場合は、

$$\mathbf{K}_n = \mathbf{P}_n \mathbf{H}_{0n}^T (\mathbf{H}_{0n} \mathbf{P}_n \mathbf{H}_{0n}^T + \sigma^2)^{-1} \quad (56)$$

$$\mathbf{P}_n^{-1} = \mathbf{P}_{n-1}^{-1} + \sigma^{-2} \mathbf{H}_{0n} \mathbf{H}_{0n}^T \quad (57)$$

となる。そこで、 $\mathbf{P}_0^{-1} = \mathbf{0}$ とすれば、

$$\mathbf{P}_n^{-1} = \sigma^{-2} \sum_{k=1}^n \mathbf{H}_{0k} \mathbf{H}_{0k}^T \quad (58)$$

となるから、

$$P_n = \sigma^2 \begin{bmatrix} \frac{2(2n+1)}{n(n-1)} & -\frac{6}{n(n-1)\Delta t} \\ -\frac{6}{n(n-1)\Delta t} & \frac{12}{n(n^2-1)\Delta t^2} \end{bmatrix} \quad (59)$$

が求められ、(46)～(49)式の算出の根拠が得られる。

従って、(56)式は以下の解析的な関係式で与えられ、

$$K_n = \left(1 + \frac{2(2n-1)}{n(n+1)}\right)^{-1} \begin{bmatrix} -\frac{2}{n} \\ \frac{6}{n(n+1)\Delta t} \end{bmatrix} \quad (60)$$

となる。以上より、カルマンゲインは n と Δt のみによって定まり、観測データ誤差の標準偏差 σ に無関係であることがわかる。

以上の解析結果を(54)式に代入すれば、クロックオフセット δt_{cn} 及びドリフト率 $\delta \epsilon_{cn}$ のイテラティブな関係式が得られ、以下のように整理できる。

$$\delta t_{cn} = \delta t_{cn-1} - \frac{2(n+1)}{n^2+5n-2}(\delta z_n - \delta \bar{t}_{cn}) \quad (61)$$

$$\delta \epsilon_{cn} = \delta \epsilon_{cn-1} + \frac{6/\Delta t}{n^2+5n-2}(\delta z_n - \delta \bar{t}_{cn}) \quad (62)$$

ただし、 $\delta \bar{t}_{cn}$ は前回の推定値より算出され、

$$\delta \bar{t}_{cn} = \delta t_{cn-1} + n\Delta t \delta \epsilon_{cn-1} \quad (63)$$

である。また、更新から $n\Delta t$ 経過後の δt_{cn} は、

$$\delta t_{cn} = \delta t_{cn-1} + \frac{2(2n-1)}{n^2+5n-2}(\delta z_n - \delta \bar{t}_{cn}) \quad (64)$$

となる。

3.4 クロック同期型測位の優位性 地上局との双方向通信を利用してクロック同期を行う衛星測位方式は、衛星・移動局間のクロックオフセットを推定しなければならない非同期型測位方式に比較して、測距電波源が1基少なくとも測位可能である。従って、3次元測位では25%、2次元測位では33%の衛星数の低減が可能となる。また、移動局に高安定クロックを搭載して、非同期型測位を組み入れれば、非同期型測位選択時に推定されたクロック同期状態を維持することにより、衛星の故障や可視（受信可能）衛星数の一時的な減少に対しても測位機能を持続することが可能となる。

同期型測位の優位性はこれに留まらない。一般に非同期型測位の衛星配置条件に対する要求は、同期型測位のそれに比較して厳しい。いま、第3図のように、3衛星はほぼ同じ天頂角 θ で、方位に対してほぼ均等に配置され、第4番衛星が天頂角 θ_4 にあるとすれば、3次元非同期型測位の鉛直方向及び水平面内の測位劣化指数（Dilution of Precision） $VDOP$ 及び $HDOP$ 、レンジ偏位（＝クロックオフセット×光速）の測位

第3図 典型的な4衛星配置

劣化指数 $TDOP$ は近似的に、

$$VDOP = (4/3)^{1/2} / |\cos \theta_4 - \cos \theta| \quad (65)$$

$$HDOP = (4/3)^{1/2} / \sin \theta \quad (66)$$

$$TDOP = (1/3 + \cos^2 \theta)^{1/2} / |\cos \theta_4 - \cos \theta| \quad (67)$$

によって表される。一方、第4番衛星がない状態の3次元同期型測位では、

$$VDOP = (1/3 + \mu^2)^{1/2} / \cos \theta \quad (68)$$

$$HDOP = (4/3)^{1/2} / \sin \theta \quad (69)$$

となる⁵⁾。ただし、 μ は同期誤差の標準偏差と測距誤差の標準偏差との比の値である。

以上の関係式によれば、非同期型測位では4衛星とも同心円上に位置する場合は鉛直方向の測位精度が著しく劣化する。また、(65)式及び(67)式より

$$TDOP = \{1/4 + (3/4) \cos^2 \theta\}^{1/2} VDOP \quad (70)$$

であるから、クロック同期精度も同様に劣化する。

しかし、同期型測位では上記の問題は緩和され、 $\mu = 1$ のときは、非同期型測位において最良の衛星配置となる $\theta_4 = 0$ 度の場合と比較しても、衛星仰角が30度以下にならない限り、同期型測位の方が精度がよい。従って、航空機、船舶のように視界が良好である場合を除けば、同期型測位は非同期型測位よりも高い精度の測位情報を提供する。

以上の如く同期型測位は、測距電波源が局所に集中する場合でも、非同期型測位に較べて良好な測位精度を達成するため、例えば、地球近傍の測距基準点を用いて月近傍の宇宙機の連続測位を行う場合の有力な測位方式と考えられる。いま、宇宙機から見て半角 θ_c の円錐内に入るように N 個の測距電波源（衛星）が配置されている場合、非同期型測位のレンジ方向及び直角方向の測位劣化指数 $RDOP$ 及び $NDOP$ は、

$$RDOP = \theta_c^{-2} (N/45)^{-1/2} \quad (71)$$

$$NDOP = \theta_c^{-1} (N/6)^{-1/2} \quad (72)$$

となる²⁾。従って、6基の地球同期衛星を測距電波源として月の近傍で測位を行った場合、 $RDOP = 228$,

$NDOP=9$ となる。しかし、同期型測位では、

$$RDOP=(\mu^2+1/N)^{1/2} \quad (73)$$

となり²⁾、レンジ方向測位劣化指数はレンジ偏位誤差/測距誤差比 μ と同程度となる。従って、測距誤差を 10 m、クロック安定性を 1×10^{-10} 、クロック同期間隔を 1 時間としたとき、概ね 100 m 級の精度の測位が可能となる。

また、(65)式に見られるように、非同期型測位では $\theta \rightarrow 0$ 度、 $\theta \rightarrow 90$ 度のとき $TDOP=0.6$ であり、高精度なクロックオフセットの推定が可能である。従って、同期型、非同期型の両測位方式の特長を生かす総合的な測位アルゴリズムを考えるべきであり、高安定クロックの適用はその統合化の要点である。この場合、カルマンフィルタや参考文献 3)、4) 及び 6) に示した重み係数可変型最小自乗法の適用が有効である。

4. クロック同期型通信方式

4.1 クロック同期による選択的通信の原理 多数の移動体ユーザが小刻みに短いデータを送受信するメッセージ通信では、従来の衛星通信とは異なった新たな通信回線接続方式が求められる。特に、衛星を介して移動局から送信されたメッセージを地上の電話回線に効率的に流す場合には、移動局は多数の地上固定局の中からどれか 1 局を選択して交信する機能を有することが望ましい。

移動局と地上局との選択的通信は符号分割多元接続 (CDMA)、即ち、異なる擬似雑音系列コードによってスペクトル拡散された多数の電波を用いることによって可能である。しかし、CDMA だけでは多数のメッセージ通信ユーザの収容できる多重化方式を実現することは難しい。このため、擬似雑音系列コードの正確なタイミングを通信回線の多重化に利用することが考えられる。即ち、CDMA と TDMA (時分割多元接続) を併用して、1 CDMA 回線を単に時分割で使用するのではなく、スペクトル拡散電波はコードの同期が取れない限り雑音であるという性質を多重化に利用するのである。このため、すべての無線局のクロックは正確に同期しており、無線局間の電波伝搬時間は正確に推定できなければならない。この条件が成立すれば、移動局は特定の地上局での受信タイミングに一致するように電波を送信することができ、地上局は自己の受信タイミングでスペクトル逆拡散を行うことができるため、選択的通信が成立することになる。

移動体通信のこの選択的回線接続は、原理的には地上局がそれぞれ異なった特定の受信処理タイミングを維持し、移動局は自己の送信したい地上局の受信処理タイミングに同期して送信することにより行える。こ

の正確な送受信タイミングのために、双方の無線局は高安定クロックを持ち、かつ適切な頻度で精密なクロック同期を行う必要がある。そうすれば、精密に同期した時刻基準によって生成される擬似雑音系列コードを用いて、送信側はスペクトル拡散を行い、受信側は特定の同期条件を満たす電波を逆拡散することができる。このように、同期型測位のために必要な精密クロック同期は上記の送受信タイミングにも使用され、短時間回線接続を特徴とするメッセージ通信に対しても効率的な回線制御が実現する。以下では、広域移動体メッセージ通信に有効なクロック同期型通信方式を提案し、その通信性能に関わる問題を考察する。

4.2 クロック同期による通信回線制御 クロック同期型通信方式は、通信データは高々数百バイトのサイズの情報量ではあるが、数百万の移動体ユーザが共用できるような移動体メッセージ通信システムを効率的に運用することを目的とした回線割当接続方式であり、測位と移動体通信の複合化によりグローバルな交通管制、運行管理及び捜索救難活動を支援するための移動体情報ネットワークを構築するものである。

ここで検討する CDMA 通信方式では、通信 (或いは測距) 電波はユーザに割り当てられた擬似乱数系列コードによってスペクトル拡散される。そして、例えば GPS 衛星等の測距電波を利用して無線局間の距離を正確に測定し、擬似乱数系列コードのエポックが相手側無線局の指定時刻基準に同期して到達するような送受信タイミング管理を行うことにより、多数のユーザが 1 本の CDMA 回線を効率的に共用する。このような CDMA と TDMA の回線接続方式の併用により、多数の通信ユーザを収容することが可能となる。

しかし、移動局が無指向アンテナを用いる移動体衛星通信では、通信電波が複数の衛星によって中継される場合がある。さらに、衛星が単に電波中継のみを行う場合は、衛星回線と接続するすべての地上局 (衛星通信基地局) において受信処理することになり、衛星や地上無線基地局が増加しても、システム全体の通信能力が向上することにはならない。従って、単に CDMA と TDMA を併用するだけでは、広域移動体メッセージ通信に適した通信方式とは成り難い。

ところで、GPS 衛星や通信衛星を用いて、すべての移動局及び地上局の時刻基準を必要な精度で同期させることが可能で、かつ送信側の無線局が受信側の無線局までの電波伝搬距離を正確に測定できるならば、送信側は受信側の指定するタイミングに合わせて電波を送信することができる。この原理に着目すれば、特定の受信局の指定する受信タイミングに同期するように送信側が通信電波を送信することは、送信側がこの

第4図 クロック同期型選択的通信の概念

通信に使われる中継衛星と受信局を選択する，即ち，電波伝搬経路を指定することになる．また，移動局が受信先の地上局をかくの如くに選択することにより，地上局は自己の指定したタイミングに合った電波の受信処理を行うだけでよいことになる．

第4図は，移動局から送信された電波が地上局に到達するタイミングと地上局の指定する受信処理タイミングの関係を示したものである．スペクトル拡散された後，指定された地上局の受信処理タイミングに同期して送信された“同期電波”に，地上局の受信処理タイミングに同期していない“非同期電波”が混入しても，地上局が自己の受信処理タイミングの近傍にある信号のみをスペクトル逆拡散することにより，非同期電波はノイズとして処理される．これは，擬似雑音系列コードで変調された電波は，コード同士だけでなく時刻のずれに対しても非相関性を有することによる．

このような移動体通信方式における送信側による受信先の選択は，通信システム全体の正確な時刻管理と電波伝搬時間の正確な決定が行われて初めて実現できるものであり，従来のCDMA方式やTDMA方式，或いはその複合方式を越える効率性を提供するものである．即ち，衛星通信における同報性の特長に加えて，アンテナ指向性のごとき空間的選択性の代わりに時間的選択性を導入することにより，広域メッセージ通信における回線利用効率を高めることが可能となる．

4.3 通信回線設計の初歩的考察 スペクトル拡散通信による時間的選択性の原理を利用したメッセージ通信に要求される多重化の方法を検討し，併せて通信回線としての能力について初歩的な考察を行う．

すべての無線局のクロック同期と無線局間の伝搬距離の正確な推定が可能であれば，特定の送信局（移動局）から送信される電波が特定の受信局（地上局或いは衛星）の特定の時間スロットに正確なタイミングで進入するように送信することができる．この電波を受信局が特定のタイミングで受信処理するならば，他の

送信局から到達する同期していない電波は，ほとんど雑音として処理される．従って，衛星から常時放送される“回線利用情報”に基づいて，個々の送信局が送信タイミングを選択することは，送信したい受信局を選択することと同じになる．しかし，地上局には多くの電波が混入して到達することは避けられないため，雑音電力は回線利用密度の増大とともに増加するが，時間軸においてもその分布が均等化されるため，適切にスペクトル拡散された電波であれば，S/N比の極端な劣化は防ぐことができるだろう．

次に，精密同期を用いた多元接続の多層化について検討する．まず，適用できる擬似雑音系列の数を N_0 とすれば， N_0 チャンネルのCDMA回線を作成することができる．次に，衛星を介して地上局に到達する電波の送信タイミングが調整できれば，この電波は多数の移動局により時分割で使用できる．1分割の時間幅を τ 秒，繰り返し周期を T 秒とすれば，割当の可能な N_1 チャンネル（ $=T/\tau$ ）のTDMA回線が作成される．さらに，上述のように移動局及び地上局の精密同期が可能であれば，この回線は擬似雑音系列によってスペクトル拡散されていることを利用して，擬似雑音系列の周期の N_2 分の1の整数倍の時間をシフトさせた N_2 チャンネルの遅延回線を作成できる．従って，最終的には送信時間幅 T 秒で，

$$N = N_0 N_1 N_2 \quad (74)$$

の低速データ通信向けのCDMA/TDMA回線が生成される．このように，擬似雑音系列の周期よりも短い時間間隔で同期がとれるならば，通信チャンネル数の大幅な増加が可能となる．

以上の多元接続方式をまとめれば以下の通りである．従来のTDMAでは，時間分割によって作成された時間スロット内に1つのバースト電波が送信されるように回線制御され，2つ以上の電波が重なって受信されれば混信状態となる．しかし，これでは移動局が選択できるタイミングは少なく，利用回線の輻輳する確率が高い．そこで提案の方式では，擬似雑音系列の周期よりもさらに短い時間シフトを移動局送信タイミングに加えることにより前述の遅延回線を作成し，新たな同期型CDMA回線を形成するのである．

4.4 クロック同期による選択的通信の問題 地上局との選択的通信を行うためには，それぞれの地上局に対して異なった受信タイミングを割り当てる必要がある．また，複数の衛星の中継した移動局電波はそれぞれの受信装置で処理されるため，回線の信頼度を高めることに利用するのでなければ，それぞれの受信装置を別個の地上局として扱うべきである．このような受信タイミングに合わせて，多くの移動局がCDMA

回線を前項の遅延回線の如く重ねるように利用する場合、複数の移動局が同一の受信タイミングを選択するか、移動局、衛星、地上局の距離関係により指定していない地上局の受信タイミングと偶然に一致することによって、混信状態になる確率が高くなる。

CDMA 回線のこのような時間軸での多重化には、すべての送受信局のクロックが精密に同期しており、スペクトル拡散及び逆拡散ではこの同期したクロックを用いて擬似雑音系列コードを生成しなければならない。このため、まず、すべての地上局のクロックは時刻基準局となる地上主局のクロックと同期させる。クロック同期は第2章で述べた原理により、地上局クロック安定性と同期精度要求に応じた頻度で行われる。次に、移動局のクロック同期は、選定した衛星・地上局間の通信回線を用いた双方向通信によって行われる。移動局の作動開始段階で送信タイミングが正確に設定できない場合を考慮すれば、クロック同期専用のチャンネルを設ける必要があるかもしれない。

4.4.1 通信回線多重化の一例 通信回線は、(74)式で表されるように、 N_0 チャンネルの CDMA 回線、 N_1 チャンネルの TDMA 回線及び N_2 チャンネルの遅延回線によって多重化される。地上局との選択的通信を行うには、遅延回線の1チャンネルに与えられた遅延スロットを、さらに地上局回線の受信タイミングに割り当てなければならない。一例として、まず上記の遅延スロットを衛星(中継)数 N_s で分割して N_s チャンネルの衛星割当スロットを作成し、次に衛星割当スロットを地上局数 N_g で分割して N_g チャンネルの受信タイミングを定める。この場合、 J_{N_1} 番の TDMA 回線を使用し、 J_{N_2} 番の遅延回線を選択し、さらに J_s 番の中継局を選んで J_g 番の地上局と通信を行う場合、選択された地上局の基準受信タイミングからのシフト量 ΔT_0 は、

$$\Delta T_0 = \tau J_{N_1} + (\tau_{RN}/N_2)\{J_{N_2} + (1/N_s)(J_s + J_g/N_g)\} \quad (75)$$

となる。ただし、 τ_{RN} は擬似雑音コードの周期である。従って、移動局の送信タイミングは、 ΔT_0 より J_s 番の中継局を経由して J_g 番の地上局に達する電波伝搬時間を差し引くことによって得られる。

4.4.2 クロック同期型通信の回線制約条件 簡便のため、受信タイミングは等時間間隔で設定されるものとして、クロック同期による選択的通信の回線制約条件を求める。

前述の回線多重化の例に従えば、地上局のスペクトル逆拡散時のサーチ時間間隔を τ_{SS} とすれば、

$$\tau_{SS} < \tau_{RN}/(N_2 N_g N_s) \quad (76)$$

なる不等式が成立しなければ、選択的通信に混信が生

じる。従って、移動局の許容クロック同期誤差 $\delta\tau$ に対して、 $\delta\tau = \tau_{SS}/\chi$ ($\chi > 1$) を設計要求とすれば、 τ_{RN} 内の受信タイミング数 $M_T (= N_2 N_g N_s)$ は、

$$M_T < \tau_{RN}/\tau_{SS} = \tau_{RN}/(\chi\delta\tau) \quad (77)$$

となる。従って、 M_T は擬似雑音周期 τ_{RN} 及び移動局許容クロック同期誤差 $\delta\tau$ によって決まる。

参考に、 $\tau_{RN} = 1$ ms, $\chi = 2$, $\delta\tau = 2.5 \mu\text{s}$ (距離換算で 0.75 km 相当) とすれば、 $N_2 N_g N_s = 200$ となるから、例えば地上局数 N_s を 10、中継衛星数 N_g を 2 とすれば、遅延回線数 N_2 は 10 となる。従って、同一通信ルートでも 10 通りの選択が可能であることになる。

4.4.3 通信回線の輻輳 地上局→移動局のメッセージ通信では、地上局間での CDMA 回線の時分割割当が必要であるが、地上局数は移動局数に比較して数桁少ないため、通信回線接続は比較的容易である。また、各移動局へのメッセージは地上局から送信される放送電波に時系列で組み込まれる。

移動局→地上局のメッセージ通信では、多数の移動局の利用を可能とするために、1つの時間スロットを複数の移動局によって共有する。それぞれの移動局は割り当てられた TDMA 回線の遅延チャンネルを任意に選択して、前項で述べた特定のタイミングで電波を送出する。従って、複数の移動局が同一受信タイミングを選択する可能性があり、通信回線が混信する可能性がある。

また、各移動局がどの衛星を中継手段として使用し、どの遅延チャンネル、地上局を選定するのがよいかは、地上局が回線使用状況を分析して、移動局に共通情報として通報することができる。そして、回線の輻輳状態を時間的に平均して、混信や干渉による回線品質の低下を抑えることができる。

ここで回線の輻輳する確率を求める。いま、CDMA 1 回線を共用する移動局数を n 、1回の送信で使用する時間幅を τ 秒、移動局が1回の送信を行う平均時間間隔を T 秒とすれば、1つの時間スロットを同時に s 個以上の移動局が送信することによって回線が輻輳する確率 $P(s)$ は

$$P(s) = 1 - \sum_{i=0}^{s-1} \frac{n!}{i!(n-i)!} \left(\frac{\tau}{T}\right)^i \left(1 - \frac{\tau}{T}\right)^{n-i} \quad (78)$$

となる。これは、TDMA 回線の1スロットを同時に使用する輻輳確率であり、CDMA 回線を用いた前項の多重化方式では、そのまま回線の混信確率とはならない。

前項の例によれば、CDMA 回線は拡散周期 τ_{RN} を $N_2 N_g N_s$ に分割した受信タイミングシフトの導入により多重化している。そこで、TDMA チャンネルの平均回線割当率 r なるパラメータを導入し、

$$r = n\tau/T \quad (79)$$

とすれば、2つ以上の同一拡散コードの電波が同一チャンネルに重なって入る確率 P_1 は(78)式より、

$$P_1 = P(2) = 1 - (1 - r/n)^n \{1 + r/(1 - r/n)\} \\ \approx 1 - (1 + r)e^{-r} \quad (80)$$

となる。従って、受信タイミングシフトによる多重化を行わなければ、 P_1 が混信確率になる。

次に、前記の多重化を行った場合の混信確率 P_2 を求める。この場合、(79)式のチャンネル選択確率 τ/T は $(\tau/T) \times (\tau_{SS}/\tau_{RN})$ で置き換えられるから、

$$P_2 = 1 - (1 - r/nk)^n \{1 + (r/k)/(1 - r/nk)\} \\ \approx 1 - (1 + r/k)e^{-r/k} \quad (81)$$

となる。ただし、

$$k = \tau_{RN}/\tau_{SS} \quad (82)$$

であり、多重化率と言えるようなパラメータである。従って、(80)式と(81)式を比較すれば、多重化された平均回線割当率は多重化により r/k に引き下げられることになる。また、通常、

$$k = \tau_{RN}/\tau_{SS} < \tau_{RN}/\delta\tau \quad (83)$$

であるから、擬似雑音周期 τ_{RN} を長くするか、移動局許容クロック同期誤差 $\delta\tau$ を低減することによって k を高め、混信確率を低減することができる。

参考に、 $n=1000$ 、 $T=100$ (秒)、 $\tau=1$ (秒) とし、 $r=10$ の場合を考えると、多重化を行わない場合の混信確率 P_1 は 99.95% であるが、 $k=100$ の多重化を行うことにより、混信確率 P_2 はわずかに 0.47% になる。

第5図は、多重化率をパラメータとして、平均回線割当率と混信確率の関係を示したものである。多重化により混信確率が減少することは明らかになったが、同一 TDMA チャンネルに同一拡散コードの電波が輻射する確率には変わりはなく、電波干渉の問題は残る。

4.4.4 信号雑音比 地上局が受信する電波には複数の擬似雑音系列の電波が重なっているため、所要ビットエネルギー対雑音密度比 (E_b/η_0) が高くなる。以下では、このようなバースト電波の混成による処理

第5図 混信確率と平均回線割当率の関係

利得への影響について考察する。

データ伝送速度が R_i 、拡散符号速度が R_c の場合、スペクトル拡散により得られる処理利得 G_p は、

$$G_p = 10 \log (R_c/R_i) \quad (\text{dB}) \quad (84)$$

で表される。そして、CDMA を使用する端末数 (重畳数) を U とすれば、S/N 比の集合平均 SNR は近似的に、

$$\text{SNR} = \left[\frac{U-1}{3G_p} + \frac{\eta_0}{2E_b} \right]^{-1/2} \quad (85)$$

で表される⁷⁾。従って、 U の増加とともに S/N が減少し、回線の品質が低下することになる。

参考に、 $E_b/\eta_0=10.5$ dB として、 U 個のバースト電波の重畳による影響を雑音と同程度として、(85)式より、 $\eta_0/2E_b=(U-1)/3G_p$ とすれば、近似的に

$$U = G_p - 8.7 \quad (\text{dB}) \quad (86)$$

となる。従って、例えば、500 のスペクトル拡散電波の重畳に対応できるためには、 $G_p=35.7$ dB、即ち、データ伝送速度 R_i を 4.8 Kbps とすれば、拡散符号速度 R_c は 17.8 Mbps にまで高めなければならない。

また、この電波の重畳数と SNR の関係を拡散符号速度の観点から見た場合、例えば、重畳数が 1 から 500 に増加すれば、 R_c が 1 Mbps の場合、SNR は 6.8 dB から 0.4 dB にまで低下するが、拡散符号速度が 17.8 Mbps であれば、SNR は 5.3 dB になる。

以上の電波干渉の問題は、同一の拡散符号速度を持つスペクトル拡散電波が同時に重畳される場合の問題である。この重畳数 U は移動局数 N_U と 1 移動局の平均回線利用頻度の関数であり、間隔 τ 秒の TDMA チャンネルを 1 時間当たり n_c 回利用するとすれば、

$$U = N_U n_c \tau / 3600 \quad (87)$$

と考えられる。従って、 $U=500$ とするためには、 $n_c=6$ 、 $\tau=1$ 秒で、 $N_U=300,000$ となる。

4.4.5 通信可能容量 上記の解析より、同期型通信方式の基本的な設計条件がわかるが、通信可能容量は使用できる電波のバンド幅、送信電力、アンテナ利得等の条件に左右され、これらが定まらなければこれを概算することはできない。さらに、CDMA 通信では自己相関性、相互相関性の両方とも良好な擬似雑音系列コードが必要であり、その数には制限がある。

通常の通信においては、その回線の通信能力は与えられたバンド幅とほぼ等しい。従って、例えば搬送波のバンド幅を 10 MHz にすることができれば、10 Mbps 程度の通信が可能となる。しかし、実際には多くのユーザに対応するために通信回線割当とその制御が必要であり、回線使用効率は低くなる。

ここで、通信回線の成立性を考慮して、拡散符号速度 2 Mbps の擬似雑音系列を使用してスペクトル拡散

し、この拡散電波に4.8 Kbpsの伝送速度のデータを重畳する場合を考える。(84)式及び(85)式によれば、スペクトル拡散による処理利得 G_p は26 dB、混信のない場合のSNRは6.8 dBである。もし、SNRが3 dBまで低下することが許されたとすれば、重畳数 U は約260となる。SNR=3 dBで $U=500$ を満たすには、 $G_p=29$ dB、即ち、 $R_c=3.9$ Mbpsでなければならない。従って、SNR=3 dBであれば、送信できるデータ伝送速度は拡散符号速度の約60%となる。

地上局→衛星→移動局の通信では、移動局は割り当てられた特定の拡散コードの信号をスペクトル逆拡散し、時分割で割り当てられたデータを抽出することになる。参考に、電波の占有バンド幅を5 MHz程度とすれば、拡散コード数を100として、スペクトル拡散電波の伝送レートを32 Kbps程度とすることが可能である。このとき、移動体へのデータ伝送速度は3.2 Mbpsであるから、10万の移動局に対して、連続して平均32 bpsのメッセージを送信できることになる。

5. 測位通信の複合化

測位と通信の複合化の必要性は、これらの利用形態が複合的であると言った便宜上の理由に留まらない。第3章で考察したように、クロック同期と高安定クロックの利用により、測位精度、信頼度において、従来の非同期型測位よりも優れたクロック同期型測位方式の適用が可能となる。また、第4章で考察したように、移動体通信においてはさらに測位機能を利用して、選択的通信のできるクロック同期型通信の実現が可能となり、通信効率を向上させることができる。このように、測位通信の複合化はクロック同期を加えることにより、三位一体の利便性を提供するものとなる。

クロック同期型通信は衛星を利用したグローバル移動体メッセージ通信を効率的に具現する一つの考案であり、クロック同期型測位と並んで、精密クロック同期の有効な利用形態である。従って、広域メッセージ通信の利便性が認識され、電波の資源としての有効利用が強く求められるようになれば、クロック同期型通信方式は測位通信複合化の産物としてだけでなく、情報通信に関わるインフラストラクチャの最適化の一方式として研究されることになろう。また、GPS衛星

と通信衛星を用いた精密時刻同期と精密測位の実証実験、スペクトル拡散通信技術と精密クロック技術の開発及び移動端末の低価格化も重要な課題である。GPS測位技術や移動体通信技術の著しく発展した今日では、この実現に大きな障害はない。もし、グローバル移動体メッセージ通信に対する社会的要請が緊急なものであれば、まず、GPS衛星と静止衛星1基を併用したクロック同期型の測位通信複合システムの研究開発が有望であると思われる。

6. 結 論

本論文では、高精度なクロック同期と高安定クロックの移動局への利用が、測位精度や測位システムとしてのインテグリティの向上に極めて効果的であるだけでなく、移動体通信方式として精密クロック同期による同期型通信方式を採用することにより、通信効率の高いメッセージ通信が可能となることを述べた。

測位と通信の複合化は、単に衛星自体のリソースとしての多様な利用に留まらない。精密クロック同期を利用することにより効率的な移動体通信が可能となれば、多数のユーザが低コストかつ簡便にこれを利用することができるようになる。従って、従来の自動車航法やポケベルの分野に加えて、各種移動体の交通管制或いは運行管理、広域搜索救難、各種の無人監視・作業機との簡易通信、大規模災害時の緊急通信等の測位と通信の複合サービスが望まれる分野で活発に利用されるようになり、移動体情報ネットワークの構築に新たなビジョンを提供するものと思われる。

参 考 文 献

- 1) 山脇功次：ユーザクロック同期型衛星測位方式、日本航空宇宙学会誌, **39** (1991), pp. 171-179.
- 2) 山脇功次：地球・月間宇宙航行のための衛星利用航法について、日本航空宇宙学会誌, **42** (1994), pp. 309-318.
- 3) 山脇功次：衛星測位アルゴリズムの統合とその運用効果、日本航空宇宙学会誌, **41** (1993), pp. 472-481.
- 4) 山脇功次：GPSによる陸上航法の機能強化について、日本航空宇宙学会誌, **41** (1993), pp. 655-664.
- 5) 山脇功次：最小自乗法に基づく衛星測位の精度解析、日本航空宇宙学会誌, **40** (1992), pp. 543-552.
- 6) 山脇功次：ポストGPSとしての測位通信複合衛星システムについて、日本航空宇宙学会誌, **43** (1995), pp. 309-318.
- 7) Pickholtz, R.L., Schilling, D.L. and Milstein, L.B.: Theory of Spread-Spectrum Communications - A Tutorial, IEEE Trans. Commun., **COM-30** (1982), pp. 855-884.