

低軌道衛星を用いた通信システムの構成とドップラーシフトの影響  
に関する一考察

正員 片山 正昭<sup>†</sup>      正員 小川 明<sup>†</sup>      正員 森永 規彦<sup>††</sup>

Satellite Communication Systems with Low-Earth Orbits and the Effects of  
Doppler Shift

Masaaki KATAYAMA<sup>†</sup>, Akira OGAWA<sup>†</sup> and Norihiko MORINAGA<sup>††</sup>, Members

あらまし 衛星通信の需要の多様化, 衛星打上げ技術の進歩, 小型衛星の高機能化などを背景に, 近年, 非静止衛星を用いた通信システムに関する研究が盛んになりつつある。しかしながら, これらの多くは, 極地を対象にしたものであったり, 船舶・航空機あるいは過疎地域など通常の通信手段の利用が困難な状況を念頭に置いたものである。そこで本論文では, まず我が国のように人口密度が高く, 静止衛星や地上系の通信設備も容易に利用できるような地域に対して, 低軌道衛星を用いた実用的なシステムが構成可能であることを例をもって示し, またその特性について検討を行う。次に, 低軌道衛星におけるドップラーシフトについて述べ, 長だ円軌道を用いた場合とは異なり送信局での完全な補正が不可能であることを示す。更に, このようなドップラーシフト下での搬送波再生手法に関して, PLL および蓄積一括復調を用いた場合について考察する。また, ドップラーシフトが多元接続方式の周波数利用効率に与える影響について比較検討を行い, CDMA 方式が FDMA 方式に比して良い特性を与えることを示す。

キーワード 低軌道衛星, ドップラーシフト, 搬送波再生, 周波数利用効率, 衛星配置

1. まえがき

衛星通信の黎明期を除いて, 衛星通信システムにおける衛星の多くは, 赤道上約 36,000 km の静止衛星軌道に配置されてきた。そして, これ以外の軌道(非静止軌道)は, 一部の例外を除いて, 通信にはほとんど使用されずにきた。この理由としては, 静止衛星軌道を用いると, 連続サービスが単一の衛星で可能であること, 衛星追従が簡単(ほとんど不要)であることなどが挙げられる。

しかしながら静止衛星回線は, 伝搬路が長大となるため, 伝搬損・伝搬遅延が非常に大きくなるという欠点を有する。また, 更に高緯度地方では, 赤道上空の衛星に対する仰角が小さくなるため, 衛星が利用できないという問題もある。また静止衛星軌道上の位置そのものが限られた資源であることも, 今後の衛星需要の増加に伴う問題である。

上に挙げた問題点は, いずれも衛星通信の本質ではなく, 静止軌道を使うが故である。そこでそれらの問題の解決策として, 静止軌道以外の軌道を用いた衛星通信システムが近年注目を集めつつある<sup>(1)-(11)</sup>。この背景には, もちろん衛星通信需要の増加と多様化に伴い, 上に述べた静止衛星回線特有の問題点がクローズアップされるようになったことがある。しかしそれ以上に, スペースシャトルの GAS, Pegasus 等に代表されるように衛星打上げ技術が向上したこと<sup>(3)(4)</sup>, そして電子部品等の小型高機能化により, 打上げ容易な高機能小型衛星を比較的安価に実現できるようになったことが重要であろう。また更に衛星の利用が広まるにつれ, 衛星の製作・打上げがシステムのコスト全体に占める割合が相対的に小さくなってきていることも無視できない。

ところで, 非静止衛星軌道のうちで通信への利用が考えられるものは, 長だ円軌道と低軌道に大別できる。前者のうちで代表的なものはモルニア/ツンドラ軌道などと呼ばれるもので, 高緯度地域で高仰角を確保することを主たる目的にしている<sup>(1),(2)</sup>。これらの長だ円軌道は, 静止衛星並みの伝搬路長をもつ。従って, 静

<sup>†</sup> 名古屋大学工学部電子情報学科, 名古屋市  
Faculty of Engineering, Nagoya University, Nagoya-shi, 464-01 Japan  
<sup>††</sup> 大阪大学工学部通信工学科, 吹田市  
Faculty of Engineering, Osaka University, Suita-shi, 565 Japan

止衛星同様に大きな伝搬遅延が存在する。また伝搬損も大きいので、衛星および地球局もある程度の電力とアンテナゲインをもった大型のものである必要がある。

一方、低軌道を用いた衛星の場合は、静止衛星や長だ円軌道衛星とは異なり、伝搬路が短く伝搬遅延は小さい。また伝搬損も小さく、従って小型の衛星/地球局設備でも実用的なシステムが構築できる。なお、低軌道衛星を用いて中断のない連続した双方向通信を行うためには、複数の衛星が必要である。しかし、伝搬損が小さい点を生かして、次章で示すように、放送形態で複数の小型地球局のデータ配信を行うような場合は、一つの衛星だけでも従来の地上系や、静止衛星系にはないサービスが可能である。また伝搬損が小さいため比較的小型の衛星でミッションが可能である。従って、連続的なサービスのためには複数の衛星が必要であることも、打上げの容易性や、システムのロバストネスを含めて考えると必ずしもメリットとは言えない。本論文は、この低軌道衛星を用いた通信システムについて、その特徴を生かしたシステムの構成例を示すと共に、低軌道特有のドップラーシフトについて通信方式の立場から検討を加えるものである。

まず、2.では、我が国のように人口密度が高く、静止衛星も容易に利用できるような地域における域内通信を対象にしたシステム構成例とその特性を示す。続いて、3.で低軌道衛星を通信に用いた場合のドップラーシフトの特性を示した後、そのような環境下での搬送波再生については4.で、また多元接続の周波数利用効率については5.で、それぞれ検討を行う。

## 2. 低軌道衛星による通信システムの構成例

従来提案（あるいは実用化）されてきている非静止衛星を用いた通信システムとしては、静止衛星の利用が困難な極地などの高緯度の地域を対象とし、極軌道や長だ円軌道を用いたものが挙げられる。また比較的少量のトラヒックを蓄積転送によって扱うメール衛星や、多数の低軌道衛星で全地球の規模のサービスを行うようなシステムも提案されているが、これらも船舶・航空機や過疎地域など地上系の通信設備の利用が困難な場合を念頭において設計されたものである<sup>(1)-(7)</sup>。日本のような、人口密度が高く、また比較的low latitudeであるために静止衛星も十分な仰角で利用できるような地域の域内通信を対象にした非静止衛星シ

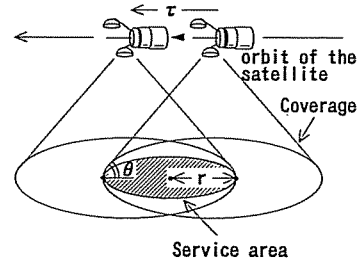


図1 アンテナカバレッジとサービスエリア  
Fig. 1 Antenna coverage and service area.

テムについては、従来ほとんど提案がされていない。そこで本章では、このような地域を対象に、伝搬遅延・損失の小さい低軌道衛星を用いた通信システムを考え、その特性試算を行う。

### 2.1 衛星のアンテナカバレッジとサービスエリア

具体的なシステム例を示す前に、非静止衛星系と静止衛星系の特徴的な差異について述べておく。

ある瞬間に衛星の仰角が一定値  $\theta$  以上になる範囲を、衛星のアンテナカバレッジと呼ぶことにする。静止衛星では、この範囲内のすべての地点で  $\theta$  以上の仰角が常に保証される。ところが非静止衛星の場合は、アンテナカバレッジは時間と共に移動していく。そこで、一定時間  $\tau$  (サービス時間と呼ぶことにする) の間は仰角が  $\theta$  以上になるような範囲を考え、それをサービスエリアと定義することにする(図1)。このようにアンテナカバレッジとサービスエリアを定義すると、図1でも明らかなように、非静止衛星では「アンテナカバレッジ  $\geq$  サービスエリア (等号は  $\tau=0$  のとき)」となる。これに対して、静止衛星では、「アンテナカバレッジ = サービスエリア」が常に成り立つ。このように、アンテナカバレッジとサービスエリアとが同一でないことは、非静止衛星を考える上で重要である。

### 2.2 システム構成例

単一の衛星によるシステムの例として、1日1回、サービスエリア内の放送局(一つ)から、サービスエリア内の他のすべての局に対して(衛星放送のようにして)、サービス時間  $\tau$  にわたって  $m$  ビットのデータが配信されるシステムを考える。この場合、衛星は単なる中継器として動作すればよい。もちろん、サービスエリアが重なっていない限り、一つの衛星を複数のサービスエリアにおいて利用することができる。なおサービスエリアの大きさは、図1に示す半径  $r$  で定義する。

サービス時間  $\tau$  の大きさは、図2において衛星が地

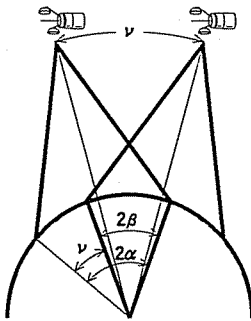


図2 アンテナカバレッジとサービスエリアの幾何学的関係

Fig. 2 Geometrical relationship between coverage and service area.

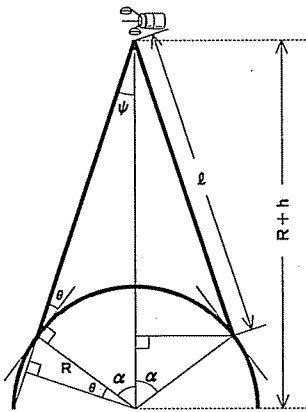


図3 伝搬路長・仰角・アンテナカバレッジ

Fig. 3 Path length, elevation angle and coverage.

球中心から見た角度  $\nu$  だけ動くのに要する時間に等しく、これは図2より明らかなように、 $2(\alpha - \beta)$  で表現できる。但し  $\alpha$  は、アンテナカバレッジの半径を地球中心から見た角度であり、図3より明らかに、

$$\alpha = \cos^{-1} \left( \frac{R}{R+h} \cos \theta \right) - \theta \quad (1)$$

である。ここで、 $\theta$  は仰角である。また  $\beta$  はサービスエリア半径の地球中心での角度であり、

$$\beta = r/R \quad (2)$$

と表される。なお、 $R$  は地球の平均半径 ( $6.371 \times 10^6$  [m]) である。

角度  $\nu$  だけ衛星が動くのに必要な時間は、地球の自転の影響を考慮すると、

$$\tau = \frac{1}{\pi} (\alpha - \beta) \frac{TeT}{Te \pm T \cos i} \quad (3)$$

となる。但し、 $Te$  は地球の自転周期 (86,114 秒)、 $i$  は

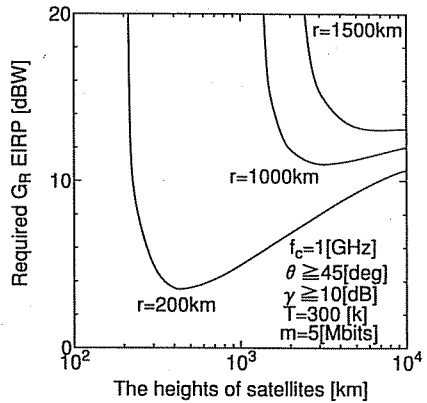


図4 所要  $G_R \cdot EIRP$

Fig. 4 Required  $G_R \cdot EIRP$ .

衛星の軌道傾斜角である。ここで式中の複号は、衛星の公転方向により、逆行軌道なら正、順行軌道なら負となる。また  $T$  は衛星の公転周期で、地球の半径を  $R$ 、衛星高度を  $h$  とすると

$$T = 2\pi [(R+h)^3 / GE]^{1/2} \quad (4)$$

となる。但し  $GE$  は地心重力定数 ( $3.986 \times 10^{14}$  [ $m^3/s^2$ ]) である。

ここで変調方式として QPSK を考え、これにガウス雑音のみが加わるような (混信等は考えない) 理想的システムを考える。このとき受信端で搬送波雑音電力比 (CNR) が与えられた値  $r$  以上になることを保証するためには  $G_R \cdot EIRP$  (すなわち、衛星と地球局のアンテナゲインの積  $\times$  送信電力) が、

$$G_R \cdot EIRP \geq k T_N B \gamma L \quad (5)$$

なる条件を満たす必要がある。但し、 $k$  はボルツマン定数 ( $1.381 \times 10^{-23}$  [J/K])、 $T_N$  は受信機の雑音温度である。また  $B$  は受信機帯域であり、送信データ量  $m$  と式 (3) に示すサービス時間  $\tau$  によって

$$B = m / 2\tau \quad (6)$$

となる。また  $L$  は伝搬損であり、搬送波の波長を  $\lambda$ 、伝搬路長を  $l$  とすると、

$$L = (4\pi l / \lambda)^2 \quad (7)$$

である。なお伝搬路衛星仰角  $\theta$  の場合の伝搬路長  $l$  は図3より明らかに、

$$l = (R+h) \sin \alpha / \cos \theta \quad (8)$$

である。

図4に数値例を示す。衛星軌道は、軌道傾斜角が我が国の緯度と同程度の36度の円軌道を考え、これが回帰数1以上の回帰軌道であるものとしている。なお信号帯域は、必要だけ広げることができるものと仮定

している。従って、この図に示した値は一種の下限(最良)値である。なお図の所要  $G_R \cdot EIRP$  は、上の議論より明らかなように、使用周波数の2乗 ( $f_c^2$ ) および配信用データ量 ( $m$ ) の各々に比例する。

この図によると、サービスエリアの半径  $r$  のそれぞれに対して、最小の「所要  $G_R \cdot EIRP$ 」を与える最適衛星高度が存在することがわかる。これは、「高度が高いほど、伝搬損が大きくなり受信信号電力が小さくなる効果」と「高度が高いほど、サービス可能時間が長くなるため伝送速度が低速(従って狭帯域)となり、雑音電力が減少する効果」のトレードオフによって生じる。この最適衛星高度は、無線周波数  $f_c$ 、受信雑音密度  $T_N$ 、配信用データ量  $m$  には依存しない。なお衛星中継による放送形態ではなく、衛星にいったん蓄積されたデータを再送信するようなシステムでも、同様の理由で最適衛星高度が存在する。

### 3. 低軌道衛星のドップラーシフト

静止衛星以外の衛星を用いた通信システムでは、衛星と地球局の位置関係が時間と共に変化するため、信号はドップラーシフトを受ける。特に低軌道衛星の場合はこの位置関係の時間変化率が大きいためドップラーシフトの大きさも非常に大きなものとなる。

ドップラーシフトの大きさは、初歩的な衛星軌道に関する知識<sup>(16)</sup> から容易に導き出せるので、ここでは結果のみを示す。またドップラーシフトの絶対値は搬送波周波数に比例するので、ここでは搬送波周波数で規格化したもの(規格化ドップラーシフト  $\Delta$ )を用いる。

$$\Delta = \frac{1}{C} \frac{dD(t)}{dt} \quad (9)$$

但し、 $C$  は光速 ( $3.00 \times 10^8$  [m/s]) である。また  $D(t)$  はその時刻における衛星と地球局の相対距離であり、

$$D(t) = [a^2(e \cos u(t) - 1)^2 + R^2 + 2(-aR(\cos u(t) - e)\cos \omega \cos \phi \cos(\theta(t) - \Omega) + aR\sqrt{1 - e^2}\sin u(t)\sin \omega \cos \phi \cos(\theta(t) - \Omega) - aR(\cos u(t) - e)\sin \omega \{\cos i \cos \phi \sin(\theta(t) - \Omega) + \sin i \sin \phi\} - aR\sqrt{1 - e^2}\sin u(t)\cos \omega \{\cos i \cos \phi \sin(\theta(t) - \Omega) + \sin i \sin \phi\})]^{1/2} \quad (10)$$

となる。但し、

- $a$ : 軌道長半径       $e$ : 離心率
- $i$ : 軌道傾斜角       $\Omega$ : 昇交点赤径

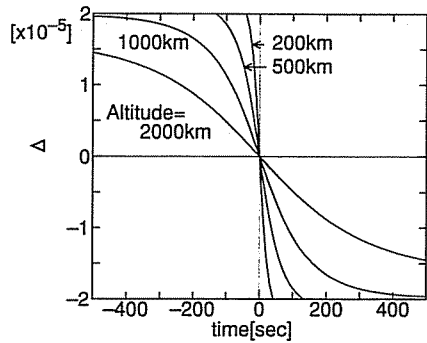


図5 低軌道非静止衛星による規格化ドップラーシフト  
Fig.5 Examples of normalized Doppler shift of low-altitude non-geostationary satellite systems.

- $\omega$ : 近地点引数       $u(t)$ : 離心近点角
- $R$ : 地球半径       $\omega_E$ : 地球自転角速度
- $\phi$ : 地球局緯度       $\theta_E$ : 地球局経度

である。

数値例を図5に示す。時刻の原点は衛星が地球局の天頂にあるときである。ここでは計算の容易のため、赤道順行軌道を考え、地球局は赤道上にあるものとしている。これは同一軌道高度の中ではドップラーシフトの大きさが最小となる場合である。この図からも明らかなように、低軌道を用いた衛星では、信号は地上系や静止衛星系では考えられないような大きなドップラーシフトを受ける。またこのドップラーシフトは、単にその絶対値が大きだけでなく時間変化率も大きい。従って、低軌道衛星を用いた通信システムでは、ドップラーシフトの静特性だけでなく、動特性についても考慮する必要がある。

ところで、低軌道衛星の場合、ある地球局から見て衛星が近づきつつある場合に、他の地球局からは衛星が遠ざかりつつあるように見えるという状況が起き、その結果、同一時刻に同一の信号を受信しても受信位置の違いによりドップラーシフトの大きさが異なる現象が生じる。従って、低軌道衛星を用いた通信システムでは、ドップラーシフトの影響に対する対策を受信側で行う必要がある。これは、長だ円軌道の場合に、送信側で衛星を介して受信した自分の信号からドップラーシフト量を知ること、ドップラーシフトの影響をほぼ完全に補正できることと比べて大きく異なる点である。

### 4. ドップラーシフトを伴う信号の搬送波再生

#### 4.1 PLLを用いた搬送波再生

衛星通信を含む通常のデジタル無線通信では、同期式受信機が広く用いられている。このような受信機においては、受信機において搬送波再生が正しく行われていることが動作の前提になる。そこで、低軌道衛星システム特有のドップラーシフト下での受信特性について搬送波再生の観点から検討を行う。

本論文で取り上げる同期式受信機の基本概念を図6 Aに示す。ここで復調器前段のフィルタは帯域幅  $W_s$  を、位相ロックループ (PLL) 前段のフィルタは帯域幅  $W_L$  をもつものとする。通常受信機では、 $W_s = W_L$  (従って一つのフィルタをA点におく) であり、かつこれは信号の帯域幅と等しい。

ここでまず、ドップラーシフトにより中心周波数位置が偏移している搬送波をPLLが捕そくできる条件を考える。PLLが一般的な2次のものであるとし、解析を簡単にするため自動周波数制御回路 (AFC) などの影響を考えないものとする。PLLが搬送波を高速に捕そくできる条件は、

$$C_s = \frac{2\pi f_c \Delta_{max}}{2\xi\omega_n} < 1 \tag{11}$$

と書くことができる<sup>(12)</sup>。但し、 $f_c$ ,  $\Delta_{max}$ ,  $\xi$  はそれぞれ、送信周波数、規格化ドップラーシフト量の最大値、PLLのダンピングファクタである。また  $\omega_n$  は固有角周波数であり、PLLによるCNR改善比  $Q$ , PLLの入力帯域幅  $W_L$  および  $\xi$  を用いて、

$$\omega_n = \frac{W_L}{2Q[\xi + 1/4\xi^2]} \tag{12}$$

と表現できる。

ここで、式(11)を式(12)に代入することによって、条件

$$W_L > 2\pi f_c \Delta_{max} Q [1 + 1/4\xi^2] \tag{13}$$

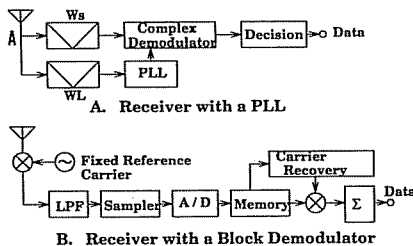


図6 受信機構成  
Fig.6 Receiver configurations.

を得る。これより、例えば高度1,000 kmの軌道を用いる場合、図4より  $\Delta_{max}$  は約  $2.1 \times 10^{-5}$  であるから、搬送波周波数が2 GHz,  $Q=100$ ,  $\xi=1/\sqrt{2}$  とすると、搬送波捕そくを行うためには、 $W_L$  が約40 MHz以上もの広い帯域幅をもつ必要がある。このように低軌道衛星を用いた通信システムでは、PLLにより高速に搬送波の捕そくを行おうとすると  $W_L$  が非常に大きくなる。よって通常受信機のように  $W_s$  を  $W_L$  と等しいものとする、信号帯域幅が極めて広い必要が生じる。

ところが低軌道であるメリットを生かすためには、受信機構成が簡単であることが重要であり、極端な広帯域信号は扱いにくい。そこで、PLLの入力の帯域幅  $W_L$  を信号検波器の入力のフィルタの帯域幅  $W_s$  より大きく設定することを考える。もちろんこのような受信機構成において、搬送波再生のためのPLL入力におけるフィルタの通過帯域  $W_L$  の中に他の信号が存在することは許されない。従って、比

$$R = W_s/W_L \tag{14}$$

は周波数利用効率 (最大1) を表すと言える。

さてここでこの受信機をQPSK信号に適用した場合を考える。ここで受信機に加わる雑音は平均0、片側電力密度  $N_0$  の白色ガウス雑音であるものとする。すると再生搬送波の位相雑音は、受信機のCNRが十分に大きくAGCが雑音に与える影響が無視できる場合には、平均値0、分散  $N_0 W_L/PQ$  のガウス分布で近似できる<sup>(12)</sup>。但し  $P$  は信号電力である。

以上のような仮定のもとで求めた誤り率特性を図7の実線で、また破線で再生搬送波の位相雑音の影響がないような理想的な場合の誤り率特性を示す。横軸は、PLL入力におけるCNRである。これからも明らかのように同一の受信信号電力、雑音密度、そしてドップ

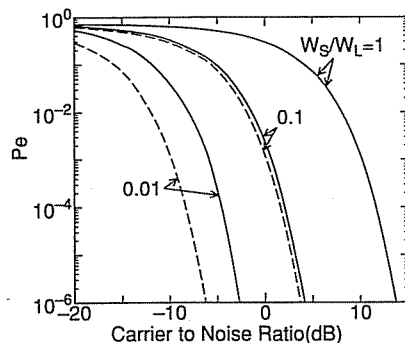


図7 PLLを用いた受信機による誤り率特性  
Fig.7 Symbol error probability by the receiver with a PLL.

ラーシフト ( $W_L$  を定める) 下でも, 比  $R = W_S/W_L$  を小さく (周波数利用効率を低下) することにより誤り率特性を改善することが可能ではある。しかし, 比  $R$  が小さくなるにつれ, 再生搬送波の位相雑音の影響が支配的になり, 周波数効率の犠牲に見合う誤り率特性改善が得られなくなる。従って, 比較的狭帯域の信号を用いるシステムでは, PLL のみによって同期捕そくを図る手法は有効なものではなく, 他の手法を考える必要がある。

ところで前章で示したように, 低軌道衛星においては, ドップラーシフト量は急激な時間変化をする。そこで, このような周波数の時間変化のもとで PLL が適用可能な条件を考える。一般に入力信号電力が十分大きい場合, 信号角周波数の変化率が  $\omega_s^2$  以内であれば, 2次 PLL は同期捕そく・保持が可能である<sup>(12)</sup>。従って, ドップラーシフトによる角周波数偏移の時間変化率が最大値 ( $\Delta_{\max} f_c$  とする。ここで  $\Delta_{\max}$  は式(9)で表される規格化ドップラーシフトの微分値の最大値である。)をとるとき (衛星が頭上にあるとき) においても同期確立・保持ができる条件は, 式(12)より

$$W_L > 2\sqrt{2\pi f_c \Delta_{\max} Q} [1 + 1/4\xi^2] \quad (15)$$

となる。

紙面の都合で詳細は略すが, この式と, 式(13)を比較すると, 軌道および PLL の特性が一般的なものである場合には, 式(13)の方が厳しい条件である。従って, PLL による搬送波捕そくにおいては, ドップラーシフトの静特性を考えるだけでよいことがわかる。但し, ドップラーシフトの絶対値は衛星が地平線にあるときに最大であるのに対し, その時間変化率は衛星が天頂にあるときに最大となる。そこで, もし衛星を高仰角でのみ使用する場合には, ドップラーシフトの動特性も併せて考慮する必要がある。

#### 4.2 蓄積一括復調による搬送波再生

蓄積一括復調<sup>(13)</sup>による受信機構成を図6Bに示す。受信信号は, 固定参照波 (ドップラーシフトを受ける前の信号に等しい搬送波周波数をもつものとする) と乗積することにより低域信号に変換され, 帯域幅  $W_B$  の低域フィルタ (LPF) でろ波される。信号は AD 変換の後, サンプラによって, 1シンボル時間  $T_s$  当り,  $K$  サンプルの割合でサンプリングされメモリに記憶される。搬送波再生回路はこのサンプルに基づいて, 受信信号の位相を推定し搬送波再生を行う。

具体的には, 搬送波再生回路は, 受信信号の位相の

時間変化を1次関数で近似し, 各々のサンプル時刻ごとに,  $N$  個のサンプルから最小2乗法によって位相推定を行う。この手法では, 今  $M$  相位相変調が用いられたとすると, 隣接する2サンプル間の位相の変化が  $\pi/M$  より小さい必要がある。従って, 受信機の帯域幅  $W_S$  に関する以下の条件が成立する。

$$W_B = \frac{K}{T_s} > 2\pi f_c \Delta_{\max} M \quad (16)$$

ここでこの式の  $W_B$  と式(13)の  $W_L$  とを比較すると, 蓄積一括復調は, PLL と比べ,

$$M[\pi Q(1+1/4\xi^2)]^{-1} \approx 0.002 \times M$$

倍の小さな受信機帯域幅で十分動作可能であることがわかる。但し前節同様に,  $Q=100$ ,  $\xi=1/\sqrt{2}$  として計算した。

次に, 位相推定に用いるサンプル数について検討する。ここでは計算の容易のため, 赤道順行円軌道上の衛星が地球局の天頂にある場合を考える。また信号電力を1に規格化し, CNR を  $\gamma=1/\sigma^2$  で表す。但し,  $\sigma^2$  は雑音の電力である。また雑音による各サンプルの位相の揺らぎ (誤差) が平均0であり, 雑音電力と等しい分散  $\sigma^2$  をもつガウス分布をなすものと仮定 (高 CNR のもとでは正当) し, 変調の影響は完全に切り除けるものとする。またサンプリングレートは  $K=1$  とする。このような仮定のもとで, 位相推定に用いたサンプル数と誤り率特性の関係を求めてみる。

搬送波再生回路の出力と受信信号の搬送波の位相の誤差を  $\varepsilon$  とする。するとこの時のシンボル誤り率は,

$$Pe(\varepsilon) = 1 - \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left\{ -\sqrt{\gamma} \cos \left( \frac{\pi}{4} + \varepsilon \right) \right\} - \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left\{ -\sqrt{\gamma} \sin \left( \frac{\pi}{4} + \varepsilon \right) \right\} \quad (17)$$

と表せる。ところで, 搬送波再生回路は位相推定において最小2乗法を用いている。そこで, あるサンプルの搬送波位相を推定するために, そのサンプルおよび前後  $(N-1)/2$  個のサンプルを用いるとすると, この位相推定は, 変調の影響を取り除いた  $N$  個のサンプルの位相の平均値を出すことと等価となる。ところが各サンプルの位相誤差は上に述べたように分散が  $\sigma^2$  であるガウス分布に従う。従って, これらのサンプルの平均値の位相誤差もまたガウス分布となり, その分散は  $\sigma^2/N$  となる。

従って, シンボル誤り率  $Pe$  は,

$$Pe = \int_{-\infty}^{\infty} Pe(N) N(0, 1/N\gamma) dN \quad (18)$$

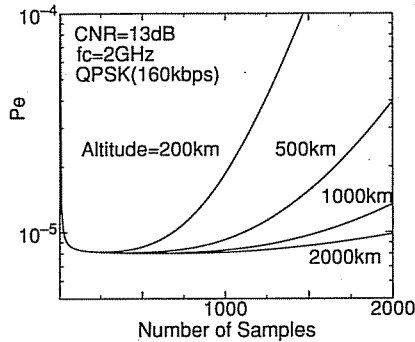


図8 蓄積一括復調におけるサンプル数と誤り率特性  
Fig. 8 Symbol error probability and number of samples for phase estimation by a block demodulator.

となる。但し、 $N(\mu, \sigma^2)$  は平均  $\mu$  分散  $\sigma^2$  のガウス分布を表す。

式(18)による数値例を図8に示す。この図より、サンプル数には一種の最適点が存在することがわかる。これは、以下のように説明できる。一般にサンプル数が増加するにつれ、雑音が推定位相に与える影響は減少する。ところが一方、受信機は位相の時間変化(すなわちドップラーシフトによる周波数偏移)を一定であると仮定して1次近似を行っているため、サンプル数が増加、すなわち観測時間が長くなるにつれてこの近似の誤差が大きくなる。サンプル数の増加に伴うこの二つの相反する効果のため、誤り率を最小にする最適サンプル数が存在する。

なお図8によれば、最適サンプル数と比して十分少ないサンプル数でも良好な誤り率が達成できるように見える。しかしながら、この数値例は、上で述べたような理想的な状態(変調の影響の完全除去、高CNR)を仮定している。従って、実際には、雑音の影響等の除去のため、より多くのサンプルが必要となる。この場合には、サンプル数の最適値はよりクリティカルとなる。

なお、上で述べた最適サンプル数の下での誤り率特性は、位相推定誤差のない場合とほぼ完全に一致している。従って、低軌道衛星のドップラーシフトを伴う信号の受信に対して、特に信号帯域幅が小さい場合、蓄積一括復調は選択肢の一つとして有望であると言える。

## 5. 周波数利用率

静止衛星を用いたシステムの多元接続の周波数利用率  $\eta$

$$\eta = n \frac{R_b}{W_s} = \frac{C/N_o W_s}{E_b/N_o} \quad [\text{bit/s/Hz}] \quad (19)$$

$n$ : チャネル数

$R_b$ : チャネル当りビットレート

$W_s$ : システム全体の帯域幅

$C$ : システム全体の搬送波電力

$N_o$ : 片側雑音電力密度

$E_b$ : 1ビット当りのエネルギー

は、周波数分割多元接続(FDMA)方式の場合の方が符号分割(スペクトル拡散)多元接続(CDMA)方式の場合より優れていると言われている<sup>(14)</sup>。しかしながら、低軌道衛星を用いた通信でFDMA方式を用いる場合、ドップラーシフトによって周波数が偏移した隣接チャネルからの干渉を避けるために、静止衛星を用いた場合よりも大きなガードバンドが必要となり、周波数利用率は低下する。そこで低軌道衛星通信システムにおけるFDMA方式の周波数利用率について考えてみることにする。

低軌道衛星におけるドップラーシフトの大きさは、衛星軌道のみならず、衛星や送受信局の数や配置、サービスエリア半径などによって大きく異なったものとなる。そこで、最も基本的なシステムである2.2で述べた単一衛星を用いたものに限って議論を行うことにする。

このようにシステムを限定してもドップラーシフトの大きさは、送受信局数とその配置やドップラーシフトの補正方法などによっても大きく異なったものとなる。そこで

- A. 送信局が一つ、受信局は複数
- B. 受信局が一つ、送信局は複数
- C. 送信局、受信局ともに複数

の三つのモデルに場合分けを行うことにする。なお、A, Bにおいて、それぞれ一つだけ存在する送信局・受信局はサービスエリアの中心に存在するものとする。これは、一般にドップラーシフトの影響が最小になる配置である。また、ドップラーシフト対策としては、

(1a) 積極的な補正を行わない。アップリンク・ダウンリンクの周波数をそれぞれ  $f_u, f_d$  とするとき、衛星の周波数変換局発振器周波数  $f_m$  を、 $f_d = f_u - f_m$  となるように選ぶ。

(1b) 積極的な補正を行わない。衛星の周波数変換局発振器周波数  $f_m$  を、 $f_d = f_m - f_u$  となるように選ぶ。

(2) 衛星からのパイロット信号を受信するなどし

て、アップリンクにおけるドップラーシフトの影響を送信局において補正する。

の三つの方式を考える。上に述べた三つの手法では、ドップラーシフトの大きさが異なるだけではなく、ドップラーシフトの影響が最大になる状況も異なってくる。例えば(1a)では、サービス開始時点と終了時点でドップラーシフトの影響が最大になる。また送受信局間距離が小さいほどドップラーシフトは大きい。ところが(1b)では、送信局と受信局の距離が大きく、衛星が一方に対して近づきつつ、他方に対して遠のいていくような関係にあるとき、つまり衛星が送信局と受信局の間にあるときにドップラーシフトの影響が大きくなる。このようにドップラーシフトの補正方法にドップラーシフトの影響は異なってくる。従って、全体で9通りの解析パターンが存在することになる。

周波数利用効率は、以下の手順で求められる。まずそれぞれのパターンについて、ドップラーシフトが最大になる送受信局および衛星の位置関係と、そのときのドップラーシフト量を調べる。次に、その場合にも隣接チャンネルとの周波数間隔があらかじめ所要量以上となることが保証されるようにガードバンドファクタを決定する。そして、その結果と式(19)より、文献(14)、(15)と同様の手法で周波数利用効率を算出する。

ここで軌道としては、高度1,000 kmの赤道順行軌道を考えて、周波数利用効率の試算した例を図9に示す<sup>(9),(11)</sup>。主なパラメータを表1に示す。なお所要隣接チャンネル間隔は、静止衛星系ドップラーシフトの影響が無い場合に必要なガードバンドファクタに対応しており、表1の数値は、ガードバンドファクタに換算すると0.5である。(搬送波再生を考えると更に大きな隣接チャンネル間隔が必要であるが、ここでは静止衛星系での特性との比較のためこのように設定している。)

図9のFDMA-1は、FDMA方式に対する9通りの解析パターン中で最良の特性を示す場合であり、モデルBに方式2の補正を適用することで得られる。またFDMA-2は、ドップラーシフト補正を行わない場合の最良値であり、モデルAと方式(1b)の組み合わせで得られる。なおモデルAで他の方式(1a)や(2)を用いた場合や、モデルCで方式(2)のドップラーシフト補正を行った場合は、FDMA-2を若干下回る特性となる。またCDMA方式については、ドップラーシフトの大きさが信号帯域幅と比べ無視できる程度であるため、静止衛星の場合の結果<sup>(15)</sup>をCDMAとして示している。静止衛星の場合<sup>(15)</sup>は、低CNR下でのみCDMA

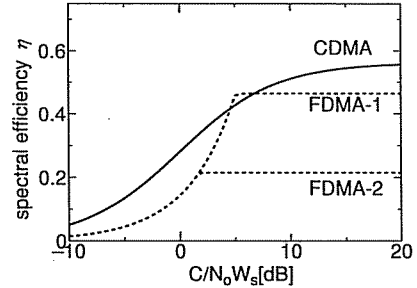


図9 周波数利用効率  
Fig.9 Spectral efficiency of FDMA and TDMA.

表1 周波数利用効率算出のためのパラメータ

軌道	赤道順行円軌道
軌道高度	1 0 0 0 [km]
サービスエリア	半径 1000km で中心が赤道上
許容最小仰角	30[deg]
全占有帯域幅	7 [MHz]
周波数	1. 6 / 1. 5 [GHz]
情報伝送速度	1 6 [kbps]
変調方式 (FDMA)	8 値位相変調
符号化率 (FDMA)	2 / 3
所要隣接チャンネル間隔 (FDMA)	1 6 [kHz]
所要 $E_b/N_0$ (FDMA)	8. 4 [dB]
所要 $E_b/N_0$ (CDMA)	2. 5 [dB]

の周波数利用効率がFDMAを上回る。しかしながら図9では、CNRにかかわらずほとんどすべての領域でCDMA方式がFDMA方式の特性を上回っている。またFDMA方式では、本例のように比較的低速なデータ伝送を行う場合に、この搬送波再生を考えると、前章で述べたように搬送波再生のために信号帯域幅と比べて大きな受信機入力帯域幅が必要になる。これもまた周波数利用効率を低下させる要因である。一方、CDMA方式では、信号の帯域幅が広いために、搬送波再生は通常のPLLでも十分可能である。以上のことから、低軌道衛星通信システムの多元接続方式としては、特にチャンネル当りの情報伝送速度が小さい場合は、CDMA方式が有望であるということが言える。

## 6. む す び

本論文では、域内通信を対象とするシステムについて、構成例を示した。また衛星がデータを一括配信するような形態では衛星高度に最適値が存在すること、などを明らかにした。次に低軌道衛星におけるドップラーシフトの特性を示し、絶対値が大きいだけでなく



時間変化率も大きいこと、また長だ円軌道を用いた場合とは異なり送信局での完全な補正が不可能であることを述べた。更に、このようなドップラーシフト下での搬送波再生手法に関して、PLL は広い帯域をもつ信号では有効であるが、狭帯域の信号に関しては蓄積一括復調が優れていることを示した。また蓄積一括復調におけるサンプル数の最適値にも言及した。最後にドップラーシフトが多元接続方式の周波数利用効率に与える影響についての比較検討を行い、CDMA 方式が FDMA 方式に比して良い特性を与えることを示した。

今後の課題としては、複数の衛星や円軌道以外の軌道を用いた域内通信システムの検討、AFC も考慮した搬送波再生、位相の時間変化を高次関数で近似した蓄積一括復調方式、また複数の衛星を用いたシステムにおける周波数利用効率の解析などが挙げられる。

謝辞 PLL および同期回路について有益な助言を頂いた大阪産業大学教授村田正博士、日本電気(株)中川治氏に深謝する。また、本論文をまとめるにあたって御助言・御協力を頂いた小川研究室ならびに森永研究室の諸氏に謝意を表す。なお、本研究の一部は文部省科学研究費の補助を受けて行われた。

## 文 献

- (1) 飯田尚志, 下世古幸雄: “特集非静止型通信衛星と小型衛星”, ITU 研究 No. 21(1989-12).
- (2) 宮島雅典: “非静止衛星を用いた通信システムに関する研究”, 平成元年度大阪大学工学部通信工学卒業論文(1990-03).
- (3) 小型衛星研究会: 平成2年度小型衛星研究会報告書, SPWS 90-002(1991-02).
- (4) 小型衛星研究会: 平成3年度小型衛星研究会報告書, SPWS 91-003(1992-02).
- (5) Halelid J. E. and Sterling D. E.: “A Survey of Small Spacecraft in Commercial Constellations”, AIAA/Utah State University Conference on Small Satellite (1990-08).
- (6) Ogawa A., Shibata T. and Goto K.: “CDMA for Multiple Low/Medium-Orbit Satellite Systems”, Proc. of 9th International Conference on Digital Satellite Communication, pp. 153-158 (1992-05).
- (7) 白井智徳, 川端 勉, 岡 育夫, 小野里好邦: “低軌道衛星通信ネットワークにおける軌道と衛星配置”, 信学論(A), J75-A, 8, pp. 1370-1378 (1992-08).
- (8) Katayama M. and Morinaga N.: “Technical Feasibility of Communication Systems Using Non-geostationary Satellites”, Joint-Conference of Communication Network Switching and Satellite (1990-12).
- (9) Katayama M. and Morinaga N.: “A Study of the Communication Systems Using the Lowaltitude Non-geostationary Satellites”, Proc. IEEE International Conference on System Engineering, pp. 452-456 (1992-09).
- (10) Katayama M., Ogawa A. and Morinaga N.: “Carrier Synchronization under Doppler Shift of the Non-geostationary Satellite Communication Systems”, Proc. of IEEE International Conference on Communication Systems (1992-11).
- (11) 横川和征, 原 晋介, 森永規彦, 片山正昭: “低軌道周回衛星を用いた通信システムの周波数利用効率”, 信学技報, SAT92-25(1992-06).
- (12) Gardner F. M.: “Phaselock Techniques (2nd Ed.)”, John Wiley & Sons (1979).
- (13) 並木淳治: “無線短パケット用蓄積一括復調方式”, 信学論(B), J67-B, 1, pp. 54-61 (1984-01).
- (14) Viterbi A. J.: “When Not to Spread Spectrum — a Sequel”, IEEE Commun. Mag., 23, 4, pp. 12-17 (1985-04).
- (15) Gilhousen K. S., Jacobs I. M., Padovani R. and Weaver JR.: “Increased Capacity Using CDMA for Mobile Satellite Communications”, IEEE JSAC, 8, 4, pp. 503-514 (1990-05).
- (16) 長沢 工: “天体の位置計算 増補版”, 地人書館(1985-09). (平成4年9月30日受付, 12月21日再受付)



片山 正昭

昭56阪大・工・通信卒。昭61同大大学院博士課程了。工博。同年豊橋技科大助手(工・情処セ)。平1阪大講師(大計セ)。平4より名大講師(工・電子情報)。衛星通信方式, デジタル通信方式, 雑音理論, トラヒック理論, 計算機ネットワーク等に関する研究に従事。情報処理学会, IEEE 各会員。昭61本会篠原記念学術奨励賞受賞。



小川 明

昭35名大・工・電気卒。同年国際電信電話(株)入社。同社研究所勤務を経て, 昭63名古屋大学に移る。この間, デジタル通信方式, 衛星通信, 移動体通信等に関する研究開発に従事。現在, 名大・工・教授。工博。IEEE 会員。共著書「衛星通信技術」。



森永 規彦

昭38静岡大・工・電気卒。昭43阪大大学院博士課程了。阪大・工・通信・助手, 講師, 助教授を経て現在教授。工博。無線通信, 移動通信, 衛星通信, 光通信などの通信方式および EMC の研究に従事。テレビジョン学会, IEEE 各会員。監訳「光通信システム」, 共著「光通信とその応用」など。