GPS 受信機の時刻同期信号を用いた 海上位置情報通信システムの実験的検討

吉田 将司*・北條晴正**・樊 春明***・安田 明生****

Experimental Evaluation of Maritime Position Communication System Synchronized by PPS Signal of a GPS Receiver

Masashi YOSHIDA, Harumasa HOJO, Fan CHUNMING and Akio YASUDA

Abstract

The authors proposed an extremely weak power radio DS-SS communication system that used the 1PPS signal of the GPS receiver for the code synchronization of the marine location information system in the emergency. One second data frame, triggered by PPS signal every second, is comprised of spread data with a phase detection sequence at the top. First, we measured the reception power, BER and detection probability when the sending point was fixed. We obtained better BER than 10^{-3} at 80 m. Next, we measured them when the ship has the transmitter. The result proved that the present method is effective, although the values were degraded comparing to the case of fixed transmitter.

Keywords : GPS, PPS signal, Low power radio, Spread spectrum Communication

キーワード : GPS, PPS 信号, 微弱電波, スペクトラム拡散通信

1. はじめに

近年海上でのレジャー人口の増加とともに、通信設備の乏しい小型船舶での海中転落や漂流事故が増加している。これらの事故は発生の確認が遅く、救助も遅れるため死亡率が高い。このため海中転落者や漂流者の救難を目的とした小型の位置情報通信システムが求められている⁽¹⁾。GPS によって取得した位置情報を送信するための方法として通信衛星や GPS 機能付携帯電話、特定小電力無線など様々な方法が提案されている^{(2)~(6)}が、携帯電話は東京湾など一部の沿岸を除くと海上では通話圏外である可能性が高い。特定小電力無線は技術適合認証されたものでなければ使用できず、搬送波周波数や変調方式が定められている。ISM バンド (2.4GHz 帯) は特定小電力無線より自由度は高いものの、技術適合認証が

必要であり、自由なシステム構築には制限がある。

一方、微弱電波機器は受信電界強度に関する制限があるものの周波数、変調方式等の選択が自由であることや無線局の免許なしで使用できる利点がある。ただし通信距離は一般的に数 10m 以内と短く⁽⁷⁾、キーレスエントリなど接点制御には利用されるものの通信システムの構築にはほとんど使用されていない。スペクトラム拡散 (Spread Spectrum, DS-SS) 方式を採用し処理利得により通信距離を伸ばす方法もあるが、まず受信側がリアルタイムで同期していなければならない。また相関及び同期追跡はデジタル回路内において高速で複雑、高度な算術演算を行う必要があり、そのためには大規模なデバイスが必要である。さらに受信電力が微弱であれば搬送波同期や拡散符号同期が困難であり、その報告例は僅かである⁽⁸⁾。

* 学生会員 東京海洋大学大学院 (〒135-8533 東京都江東区越中島 2-1-6) masashi@denshi.e.kaiyodai.ac.jp

** 正会員 東京海洋大学客員教授

*** 正会員 東京海洋大学 海洋生産学科 (〒108-8477 東京都港区港南 4-5-7)

**** 正会員 東京海洋大学 情報通信工学研究室 (〒135-8533 東京都江東区越中島 2-1-6)

Fig.1 The system configuration

そこで筆者らは通常測位のために DS-SS 方式で同期捕捉、同期追跡を行っている GPS を利用し、GPS 受信機から出力される時刻同期信号 (Pulse Per Second 信号、以下 PPS 信号) を利用して送受信機のチップ同期を行い、簡易な構成による DS-SS 方式を提案し、通信距離の拡大やビット誤り率特性 (Bit Error Rate、BER 特性) の改善が可能となることを報告している⁽⁹⁾。この位置情報通信システムは、乗船者が船舶から転落した直後や漂流者から救助者・救助船舶が確認できるものの、救助者側からは確認できない場合など、1 km 程度までの通信距離を想定している。

本研究では、まず GPS 受信機から出力される PPS 信号を利用した微弱電波 DS-SS 通信方式について説明し、同期方法の改善について述べる。次に実際に回路を FPGA(Field Programmable Gate Array)に実装し、微弱電波機器を使用した通信実験により、提案方式の有効性を検証した。次に提案するシステムの実用化に向けた実験として屋外で BER 特性と受信電力特性を測定した。さらに測定した値と理論値とを比較、評価した。最後に評価の結果、この微弱電波 DS-SS 通信方式が有効であり、提案するシステムが充分構築可能であることを示した。

2. システムの概要と構成

2.1 システムの概要

Fig.1 に PPS 信号をチップ同期に利用した微弱電波 DS-SS 通信システムの構成概念図を示す。送信機と受信機は、ともに GPS 受信機と信号処理回路、通信用の微弱電波通信機の RF 部で構成される。使用する RF 部の変調方式は自由である。まず送信機には GPS 受信機から毎秒位置情報と PPS 信号が入力され、

Fig.2 Configuration of transmitter (a) and receiver (b)

PPS 信号をトリガとして拡散符号が出力される。送信データは拡散符号によりスペクトラム拡散されて RF 部へ出力、搬送波を変調してアンテナから送信される。一方受信機でも、GPS 受信機から PPS 信号が送信機と同じタイミングで入力されるため、DS-SS で必要となるチップ同期を容易にとることができる。受信側の RF 部で一次復調された受信信号と PPS 信号をトリガとして生成した拡散符号とで逆拡散が行われ、データを取り出すことができる。

同期信号として使用される PPS 信号の精度については、GPS 時刻が周波数標準による測定により UTC との差が 10ns 以内に維持されている⁽¹⁰⁾。また一般的な GPS 受信機から出力される PPS 信号は、バイアスを校正すれば 50ns で、校正しない場合も 150ns の精度である⁽¹¹⁾。

2.2 符号位相制御によるチップ同期の改善

Fig. 2(a)、(b)にそれぞれ送信機、受信機の構成を示す。前述の同期方法の場合、送信機と受信機が同時に拡散符号を送出して拡散及び逆拡散を行うため、伝搬時間が拡散符号の 1 チップ分の周期よりも長くなると、チップ同期がとれず、通信可能な距離と情報伝送速度は拡散符号のチップレートによって制限されていた。そこで今回は、伝搬距離の変化に関係なく同期を維持させるため、同期方法を改良し

Fig.3 Structure of the transmission data frame ($T > T_a$)
(a), $T \leq T_a$ (b))

Fig.4 Configuration of Signal Processing of a Receiver

た。送信データ（以下、情報系列）をスペクトラム拡散する拡散符号（以下、情報拡散系列）に加え、情報拡散系列の符号位相を検出するため新たに別の拡散符号（以下、位相検出系列）を挿入することにより拡散符号の初期位相を制御させる方法である。前項では送受信システムの概要を述べたが、ここでは符号位相による制御方法について述べる。

1秒毎の送信フレームはFig. 3で示すように位相検出系列と、情報拡散系列で拡散された情報系列で構成されている。送信機にPPS信号が入力されるとPPS信号をトリガとして位相検出系列と情報拡散系列が生成される。ここで位相検出系列を系列A、情報拡散系列を系列Bとおく。系列Aは回路構成の便宜上、 T の i 倍の長さに設定する(i は正の整数)。ただし、Fig. 3(a)のように $T > T_a$ の場合は、 T との差分($n-m$)を0系列で埋め、系列Bと同じ長さ($i=1$)とする。このとき、系列Aが挿入されると、1秒間に伝送する情報量は $(k-1)$ [bit]となる。また(b)のように $T \leq T_a$ であれば $T = T_a$ の場合を除き、長さが iT となるように超過分を切り捨てる。長さ iT の系列Aが挿入されるた

め、1秒間に伝送する情報量は $(k-i)$ [bit]となる。

これは i が0であれば位相検出系列を使用しない状態であること、逆に i が増加するほど伝送可能な情報量は低下することを意味する。なお、誤り訂正などは本論文では触れず、後述の実験においても誤り訂正符号化は行っていない。

Fig. 4に受信機の信号処理部の構成を示す。伝搬遅延時間を受信機で生成される拡散符号の符号位相として検出すれば、その初期位相を修正して同期を確立させることができる。位相検出はマッチドフィルタと閾値判定部で構成され、相関値が閾値を超えた場合、系列Aを検出したものと判断しパルスを出力する。位相制御部では出力されたパルスを利用して初期位相を修正し、系列Bを送出する。同期後もその検出は毎秒行われ、PPS信号が入力されたときに符号位相を制御するだけで信号を追尾できる利点がある。さらに位相検出系列をプリアンプルとして用いればフレーム同期も取れるため、情報の復号の高速化が期待できる。

さらに、このシステムはチップレートが高速化できれば、簡単な測距が可能である。例えばチップレートが3MHz以上であれば、PPS信号からの遅延時間を計測することにより100mオーダでの測距が可能である。もし位置が不明でも、距離情報を得ることで搜索範囲を狭めることができる利点がある。

3. 通信実験とその評価

3.1 実験システムの構成

本論文では、系列Aのコード長をそれぞれ127bit(A_{127})、1023bit(A_{1023})とし、系列Bのコード長を1023bit(B_{1023})に固定、位相検出系列を用いずに系列Bのみで相関をとる方法(N_{1023})とスペクトラム拡散を行わずチップレートと同じ伝送速度で通信を行う方法(N_{-SP})とで比較した。Table1にパラメータの一覧を示す。 A_{127} 、 A_{1023} と B_{1023} の相互相関を計算し、その中でそれぞれ最も良い組み合わせを選択して使用した。ただし N_{1023} は A_{1023} と同様のタップ位置とした。FPGAボードと微弱無線モジュールで構成される送受信機とPPS出力のあるGPS受信機を使用した。次に、使用した微弱無線モジュールの諸元をTable2に示す。微弱無線モジュールにはBER特性の良いBPSK(Bi-Phase Shift Keying)や、高い受信感度、通信速度が速いものが最適であるが、それらの条件を全て満たすものが入手できないため、入手が容易で通信速度が速い包絡線検波ASK(Amplitude Shift Keying)モジュールを使用した。ただし、本実

Table 1 Parameter of the experiment

	A1023	A127	N1023	N-SP
Chipping Rate[bps]	20.46k	20.46k	20.46k	-
Data Rate[bps]	20	20	20	20.46k
Sequence A[bit]	1023	127	-	-

Table 2 Specification of the RF module

Carrier Frequency	303.78MHz
Transmitting Power	-43.5dBm
Modulation	Asynchronous ASK
IF Rate	20.46kbps

験でのRF部への伝送速度は20.46kbpsと低速であり、本実験では測距性能については評価していない。

3.2 室内における実証実験

提案した通信システムを評価するために、まず微弱電波 DS-SS 方式の有効性を検証した。また提案するシステムの評価だけでなく、新しい同期方法の導入効果も検証した。

Fig. 5 に実験構成を示す。送受信機間距離を 4m と設定し、 A_{1023} 、 N_{1023} 、N-SP の各条件における BER を測定した。測定は 2 回に分けて実施し、BER 特性は 2 回の測定における送信データ数と誤りの合計値で評価する。送信アンテナ及び受信アンテナは共に無指向性のロッドアンテナ (Gain = -5.5dB) を使用し、高さは共に 1.0m とした。実験で使用する微弱無線モジュールの送信出力は、式(1)より求めることができる。

$$E = \frac{7\sqrt{Pt}}{d} \quad [\text{V/m}] \quad (1)$$

ただし E は電界強度、 d は距離、 P_t は送信電力である。この式(1)に電波法の受信電界強度の制限値である $E = 500 \mu\text{V/m}$ 、 $d = 3\text{m}$ を代入すると P_t は約 -43.4dBm となる。そこで本実験ではそれより低い値とした。BER は、受信機側 FPGA に BER 測定用回路を加え、その結果をユニバーサルカウンタで計測して求めた。また、距離特性を推定するために、受信側アンテナー微弱無線モジュール間に 10dB 及び 20dB の減衰器を挿入し、受信電力を低下させて同様に BER を測定した。10dB 及び 20dB の減衰器を挿入した場合の BER 特性は、実際よりもそれぞれ約 3.3 倍と 10 倍の距離における

Fig.5 Configuration of the indoor experiment

Fig.6 The BER characteristic of the indoor experiment

結果であると推定できる。本実験の場合は約 13.2m と 40m に相当する。

Fig. 6 に BER 特性の測定結果を示す。 A_{1023} は 2 回の測定で誤りを生じなかったため、3dB の減衰器を挿入した結果を示している。この図で示されるように、RF 部と信号処理部の間を同じ速度で信号伝送した場合、DS-SS の処理利得による特性改善の効果が明らかである。 A_{1023} は N_{1023} より優れた BER 特性を示しており、新しい同期方法の導入効果も示すことができた。また、20dB の減衰器を挿入した場合の BER 特性は、N-SP は 10^{-1} 程度と急激に劣化した。DS-SS 方式 (N_{1023} 、 A_{1023}) での BER も劣化した、それでも N-SP と比べて約 100 倍優れており、提案方式の有効性を示している。

この結果から、本方式を利用すれば従来の方式より通信容量が低下するものの、高い通信品質でさらに遠距離の通信が可能になることを示した。

3.3 屋外実験結果

次に、システム実現のための実証実験の第一段階として屋外における通信実験を行った。Fig. 7 に実験の構成を、Fig. 8 に実験の配置図をそれぞれ示す。実

Fig.7 Configuration of the outdoor experiment

Fig.8 Geometrical configuration of the experimental units

実験場所は東京海洋大学越中島キャンパス内の小型船係留施設で、送受信機間距離 d はそのほぼ両端の約 80m に固定した。また海面近くから送信が行われる使用状況を想定し、送信アンテナ高さを 0.5m と低く設置した。受信アンテナの高さは 2.5m である。送信データには 511bit の PN 符号を用いた。微弱電波は電波法で受信アンテナに関する規制はなく、微弱無線モジュールの受信感度を補うことができる。そこで受信側のアンテナに指向性のあるログペリオディックアンテナ (Log-Periodic antenna) を使用した。指向性を持つアンテナの場合、全方位の同時探索は難しいが、アンテナを旋回させること等で対応可能である。また一旦信号を捕捉した場合は指向性を持つアンテナで信号を追尾する方が有利と考えられる。また FPGA からのデジタル信号出力を PC で直接取得するため、デジタル I/O カードをノート PC に挿入して使用した。受信データ、相関値フラグ (閾値未満の場合に 1)、位相検出フラグ (位相検出系列が検出

Table 3 Results of measurement-1

	BER	Detect Rate	E_b/N_0 [dB]	Pr [dBm]
A1023	5.60×10^{-4}	1.000	14.5	-93.3
A127	1.87×10^{-3}	0.988	13.7	-94.0
N1023	2.70×10^{-3}	—	13.4	-92.4

された場合に 1) を毎秒取得した。実験は 2 日に分け 1 回の測定はそれぞれ 20 分以上行った。

Table 3 に A_{1023} 、 A_{127} 及び N_{1023} の場合における BER 特性と位相検出系列の検出率を示す。この値は 2 回行った測定の合計値である。ただし受信電力のみ 2 回の平均値である。 A_{1023} が他の場合と比較して最も各特性で良い結果であった。また A_{127} の BER も N_{1023} より 69% 低下したことから、系列 A の挿入により BER 特性が改善されることがわかる。次に検出率の測定では、測定時間中において A_{1023} は全て検出され、 A_{127} は僅かに不検出が発生した。この結果から系列 A の不検出の要因は、系列 A の処理利得の影響が大きく、ハードウェアの容量に制約がなければ、コード長の長い系列 A を使用して検出率を改善することができると考えられる。Table 3 中の 1 bit あたりのエネルギー密度でシステム全体の SN 比を表す E_b/N_0 特性は、測定で得られた BER を利用して、ASK における理論値を求めたものである。ただし実験に使用した無線モジュールは H レベル (データが 1) と L レベル (データが 0) の振幅比が約 40 倍ある。また包絡線検波であるため非同期であり、 E_b/N_0 と BER の関係式は式 (2) のように表すことができる。

$$BER = \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{0.96 \cdot E_b}{4N_0} \right) \quad (2)$$

式 (2) 中の括弧の中は、2 値デジタル変調における復調出力 E_d を求める式⁽¹²⁾、

$$E_d = \int_{-\infty}^{+\infty} [p_1(t) - p_2(t)]^2 dt \quad (3)$$

から計算した結果から求めることができる。ただし、 $p_1(t)$ 及び $p_2(t)$ は、H レベル時の信号の振幅を A_c 、搬送波周波数を ω とすると振幅比から近似的に、

$$p_1(t) = A_c \cos \omega t \quad (4)$$

$$p_2(t) = \frac{1}{40} A_c \cos \omega t \quad (5)$$

とおくことができる。式 (2) は自由空間環境で熱雑音

のみを考慮する理論式である。本実験の場合、実際には見通し環境で且つ直接波と反射波が存在する仲上-ライスフェージング環境下であると考えられる。その場合の理論式は、

$$BER = \frac{1}{2} \frac{1}{1 + \frac{4N_0}{1+\zeta}} \exp \left(- \frac{1}{1 + \frac{1+\zeta}{0.96Eb}} \zeta \right) \quad (6)$$

と求めることができる⁽¹³⁾。ここで ζ は直接波と反射波の電力比であり、 ζ が大きければ式(2)に近くなり、逆に $\zeta=0$ の場合は見通し外のレイリーフェージング環境となる。

本実験においては直接波と反射波の電力比を測定できず、 ζ の算出が困難であるため、式(2)から計算された Eb/N_0 で比較した。 A_{127} は N_{1023} に比べて0.3dB、 A_{1023} の場合は1.1dB優れており、式(6)で求めた場合はさらに差があると考えられる。また、もし同じ非同期検波でも、DBPSK (Deferential Bi-Phase Shift Keying) の微弱無線モジュールを使用して実験を行い、同じ Eb/N_0 特性が得られるとすれば、DBPSKの自由空間における理論式は、

$$BER = \frac{1}{2} \exp \left(- \frac{Eb}{N_0} \right) \quad (7)$$

であることから、大幅なBER特性の向上が期待できる。

また受信電力は、自由空間伝搬における理論値-93.7[dBm]と、反射損失も含めた理論値-107.7[dBm]から比較すると、いずれの場合も自由空間伝搬における理論値に近い値を示し、反射損失を加えた場合とは大きく異なる結果となった。

3.4 小型船を用いた距離特性測定

最後に、実証実験の第二段階として小型船を用いて水上で同様の測定を行った。まず3.3と同じ通信距離である80m付近で船を停止させ、 A_{1023} の条件でデータ伝送実験と受信電力測定を行った。次に距離を徐々に伸ばし、約180m付近まで同様の測定を繰り返した。また、比較のため N_{1023} に変更して55m~80mの距離で測定を行った。Fig. 9 は実験時における送信側の構成、Fig. 10 は受信側から見た送信側の様子を示す。Fig. 9 のように、送信側のアンテナ高は3.3と比べて高く1m程度、また受信側は2.5mと変化し

Fig.9 The state of the transmitter on the ship

Fig.10 The state of the communication experiment which used a boat

ていない。ただし測定中、送信側は風や川の流の影響などで完全に停止できず、10~20m程度距離が変化していた。

Table4 に 80m付近で取得した測定結果を示す。Table3 と比較してBERが劣化し、 Eb/N_0 が減少している。しかしその差は1.1dBと3.3での結果と変わらなかったことから提案方式の有効性が確認できた。また検出確率は50%以下に低下した。ただし、受信電力は N_{1023} の場合の方が高いにもかかわらず、 A_{1023} のBER特性の方が優れており、今回導入した同期方法が有効であることをこの実験結果からも示すことができたと考えられる。

Fig. 11 に距離と受信電力の関係を示す。自由空間伝搬における損失 L_F は、

$$L_F = 20 \log(fd) - 27.56 - G_a \quad [\text{dB}] \quad (4)$$

と求められる⁽¹⁴⁾。ここで f は搬送波周波数[MHz]、 d は距離[m]、 G_a はアンテナ利得である。一方2波モデルによる反射損失 L_R は、

Table 4 Results of measurement-2

	BER	Detect Rate	Eb/No [dB]	Pr [dBm]
A1023	3.60×10^{-2}	0.426	10.4	-95.8
N1023	6.41×10^{-2}	—	9.3	-91.3

Fig.11 The characteristic of received power to the distance

$$L_R = 20 \log \left| 2 \sin \left(\frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda d} \right) \right| \quad [\text{dB}] \quad (5)$$

である。ここで h_1 、 h_2 はそれぞれ送受信アンテナ高さ、 λ は波長である。このとき伝搬損失 L は、

$$L = L_F + L_R \quad [\text{dB}] \quad (6)$$

であり、受信電力 P_r の理論値は、

$$P_r = P_t - L \quad [\text{dBm}] \quad (7)$$

で表される。Fig. 11 より、測定値は距離が 100m 以上になると反射損失を加えた伝搬損失 L に近い値となっており、3.3 とは異なる結果を示した。これは送信点が低い場合は直接波に対し反射波の影響が少なく、逆に送信点が高くなると大きく影響すると考えられるが、送信点の高さと受信電力の関係は今後検討する必要がある。

今回の実験では受信側に指向性アンテナを使用し約 80m で船陸間の微弱電波を用いた通信に成功した。本実験で使用したモジュールは、通信速度は高速だが受信感度は他の機器よりおよそ 10dB 程度劣り、受信機の NF も大きい。そこで RF 部の最適化を図り、また広帯域化により処理利得を増加すれば、30dB 以上の利得増加が期待できる。例えば 20dB 利得が向上すれば、800m 付近で今回の実験結果と同様

の BER が得られることになる。このように、今後の性能改善により、位置情報システムの構築が可能と考えられる。

4. まとめ

海上における簡易な位置情報通信システムの構築を目的として、GPS 受信機の時刻同期信号を利用し拡散符号同期を簡易化した微弱電波 DS-SS 通信方式の実現法を提案し、その通信特性について評価した。市販の微弱無線モジュールを使用し、まず室内で DS-SS 方式による BER 特性の改善効果を明らかにし、本方式の有効性を示した。次にシステム実現のための実証実験として屋外で同様に測定した結果、送受信機間距離 80m で 10^{-3} 以下の BER 特性が得られた。最後に船陸間で同様の実験を行い、BER は若干低下したものの、同程度の距離での通信に成功した。

また、位相検出系列を用いた場合の Eb/No 特性は、これを用いなかった場合よりも優れており、さらに位相検出系列のコード長が長い方が良い Eb/No 特性が得られたことから、このチップ同期方法の改善は有効であることがわかった。

これらの結果から、本方式を採用することにより、市販の微弱電波機器でも通信品質の改善が可能であることを示した。今後 RF 部の改善等を行えば、通信距離特性の向上も期待でき、本方式を利用した海上位置情報通信システムなどへの応用が可能であるといえる。

一方、受信電力特性は送信点が低かった屋外実験では自由空間伝搬特性で求められる理論値に近く、高かった船陸間実験では反射の影響が大きくなった。この受信電力及び通信距離の関係は今後検討を要する課題である。他の課題としては、システムに適した無線機器の開発、処理利得や伝送速度の性能向上、測距性能の付加に対する検討などを行うことが挙げられる。

謝辞

本研究を進めるにあたり、伝搬特性の理論値の計算法など多くのご助言を戴きました日本無線株式会社研究開発部基盤研究グループ木田弘幸担当部長に深く謝意を表します。

参考文献

- [1] 郵政省, "海上通信の高度化に関する研究会最終報告," pp. 16-20, p35-47, Dec. 2000.
- [2] 中条渉, 手代木たすく, 三浦秀一, "双方向搜索

救難衛星通信システム,” 信学技報, SANE84-26, Oct. 1984.

[3] 和田雅昭, 天下井清, 木村暢夫, 岩森利弘, ” 海中転落者のための救助システムについて,” 日本航海学会論文集, No. 108, pp. 181-188, Mar. 2003.

[4] 和田雅昭, 天下井清, 木村暢夫, 岩森利弘, 西澤直晃, ” 海中転落者のための救助システムについてー,” 日本航海学会論文集No. 109, pp. 105-112, Sep. 2003.

[5] 和田雅昭, 天下井清, 木村暢夫, 岩森利弘, ” 海中転落者のための救助システムについてー,” 日本航海学会論文集, No. 110, pp. 51-58, Mar. 2004.

[6] 和田雅昭, 天下井清, 木村暢夫, 岩森利弘, ” 海中転落者のための救助システムについてー,” 日本航海学会論文集, No. 111, pp. 165-172, Sep. 2004.

[7] 鈴木規夫, 丸岡嵩彌, ” 微弱電波を使ったデータ伝送の技法,” 電波による無線データ伝送技術, トランジスタ技術編集部(編), pp. 6-15, 東京, 1996.

[8] 安藤裕武, 福島恵介, 羽田 寧, 岡野陽也, 鬼沢正徳, ” スペクトラム拡散方式の微弱電波による無線データ伝送,” FUJITSU GENERAL TECHNICAL JOURNAL, 1999 No. 2, pp. 27-32, 1999.

[9] 吉田将司, 北條晴正, 樊春明, 安田明生, ” GPS の時刻同期信号を利用した海上における位置情報通信システムに関する研究,” 日本航海学会論文集, No. 112, pp. 213-218, Mar. 2005.

[10] P. Misra, P. Enge(著) 日本航海学会GPS 研究会(訳), 精説GPS 基本概念・測位原理・信号と受信機, 正陽文庫, 東京, 2004.

[11] 樊春明, 浪江宏宗, 古澤昌彦, 本多由希子, 安田明生, ” GPSによる時刻同期を用いた水中計測に関する研究,” 日本航海学会論文集, No. 108, pp. 157-163, Mar. 2003.

[12] Behzad Razavi 著, 黒田忠広監訳, RFマイクロエレクトロニクス, pp. 81, 丸善株式会社, 2002.

[13] 野本真一, ワイヤレス基礎理論, pp. 321, 電子情報通信学会, 2003.

[14] 横山光雄, スペクトル拡散通信システム, pp. 467, 科学技術出版, 2002.