

## ベルトコンベア上での時変マルチパス環境下における UHF 帯無線 IC タグの適応的な二次元位置推定

森谷潤一郎<sup>†a)</sup>      長谷川孝明<sup>†</sup>      安藤 勝彦<sup>††</sup>      渡部 晴夫<sup>††</sup>  
 清水 洋二<sup>††</sup>      波多 正俊<sup>††</sup>

Adaptive Positioning of UHF Band Radio IC Tags on Conveyor-Belt  
 in Time-Variant Multipath Fading Channel Environments

Jun'ichiro MORIYA<sup>†a)</sup>, Takaaki HASEGAWA<sup>†</sup>, Masahiko ANDO<sup>††</sup>,  
 Haruo WATANABE<sup>††</sup>, Yoji SHIMIZU<sup>††</sup>, and Masatoshi HATA<sup>††</sup>

あらまし 本論文では、安価で固定のアンテナ一つによるベルトコンベア上での時変マルチパス環境下における UHF 帯無線 IC タグの適応的な二次元位置推定システムを提案している。本システムは、学習モードと位置推定モードの 2 モードがある。学習モードでは、位置が既知である基準タグの特徴量（基準データプロファイル）を取得する。位置推定モードでは、コンベア上を流れてきた位置が未知である無線 IC タグの特徴量（評価データプロファイル）を取得し、基準データプロファイルと比較を行うことで、位置が未知のタグの二次元位置を推定している。オフライン実験により二次元位置を推定可能であることを示し、オンライン実験により時変マルチパス環境下で環境変化よりも十分短い周期で学習することにより適応的な位置推定を可能とする本手法の有効性を確認している。

キーワード 無線 IC タグ (RF タグ, 電子タグ, RFID), UHF 帯, 時変マルチパス環境, ベルトコンベア

### 1. ま え が き

コンベア上を移動する一連の荷物に付けられたタグの順序や時々刻々の位置を正確に識別するシステム（情物一致システム）において、コンベア上でベルトの幅を有効に使いタグが二次元的な分布で置かれている場合でも、個々を識別しロボットによる任意のタグのみを取り上げることや、情物一致を達成しつつ単位時間当りの処理量の向上させることへの期待から、ベルトコンベア上を移動する個々の物に取り付けられた無線 IC タグの二次元位置推定が望まれており、それを安価に実現することが重要な課題となっている。近

年、2.45 GHz 帯に比較し通信範囲と回折特性に優れており、世界的に主流となりつつある UHF 帯（860～960 MHz）のパッシブ型無線 IC タグ（以下、タグ）の利用が、物流・流通分野をはじめとして様々な分野で注目されている [1]。しかしながら、通信範囲が広いために、用途によっては希望のタグ以外も読み込んでしまう問題 [2]、電波の反射によりマルチパスフェージングが発生し通信可能な領域が不連続に発生する問題 [3] がある。

情物一致システムでは、これらの問題に対応するために、電波遮へいカーテンで覆うことによる個別読取りや電波の届く範囲に対してタグの間隔をあけての読取りなど希望のタグ以外との通信の抑制が行われている [2]。しかしながら、これらは設置場所等の利用環境に制約がある。また、電波遮へいカーテンを利用した場合でも、カーテンの開閉時に希望のタグ以外のタグとしばしば通信してしまう。

このような従来のコンベア上での情物一致システムの問題を改善するために、文献 [4] では、フェイズド

<sup>†</sup> 埼玉大学大学院理工学研究科, さいたま市  
 Graduate School of Science and Engineering, Saitama University, Saitama-shi, 338-8570 Japan

<sup>††</sup> 日本信号株式会社, 東京都  
 Radio Frequency Identification Systems Promotion Dept., the Nippon Signal Co., Ltd., 1-5-1 Marunouchi, Chiyodaku, Tokyo, 100-6513 Japan

a) E-mail: jun@hslab.ees.saitama-u.ac.jp

アレーアンテナを利用したシステムが示されている。このシステムでは、フェイズドアレーアンテナの指向性を動的に変化させるスキャンアンテナ [5], [6] による方向情報と、二つの周波数で通信しその反射波の位相を比較することによる距離情報から、指定したエリア内のタグのみを検出し、二次元位置の推定を可能にしている。また、このシステムは、信号強度により距離を計測していないため、距離計測がタグの向きに影響を受けにくいという特長をもつ。

周波数差による距離計測は、使える周波数帯域により精度が変化する（付録 1. 参照）。例えば、米国のように使える帯域幅（902～928 MHz）[1] が広げれば、精度が高くなることが期待されるが、日本で高出力で使用可能な帯域幅 1.6 MHz（周波数帯 952.2～953.8 MHz）[7] では、1度の違いで約 20 cm もの差が生じ、位相誤差に厳しいシステムとなる（法改正後の帯域幅 4.0 MHz（952.2～953.8 MHz）[7] では、1度の違いで約 10 cm となる）。そのため、このシステムは、広い帯域幅を使用できる場合や、UHF 帯よりも波長の短い 2.45 GHz 帯に適している。また、フェイズドアレーアンテナの指向性を動的に変化させているため複雑な機構が必要といった問題がある。更に UHF 帯においては、狭指向性のフェイズドアレーアンテナの小形化は難しい。以上のように、このシステムでは原理的に止まっているタグでも二次元位置の推定が可能であるが、精度とコストの点で課題がある。

一方、文献 [8], [9] では、図 1 に示すように、安価で固定のアンテナを用い、コンベア上を一定方向に流れるタグがアンテナ部に最も接近した時刻を推定し、それを順序識別に利用した情物一致システムが提案されている（詳細は 2. で述べる）。このシステムのリーダでは、送受信の信号の位相差が得られる。このシステ

ムも信号強度ではなく位相差を利用しているため、タグの向きに影響を受けにくいという特長をもつ。しかしながら、このシステムは最も接近した時刻を推定できるが、ベルト上でのタグの二次元位置の推定はできていない。前述したように二次元位置の推定が達成されれば、コンベア上でベルトの幅を有効に使ってタグが二次元的な分布で置かれている場合でも、個々を識別しロボットによる任意のタグのみを取り上げることや、情物一致を達成しつつ単位時間当りの処理量を向上させることなどが期待される。

本論文では、文献 [8], [9] をベースとなる技術として、安価で固定の一つのアンテナからなる普及型のタグリーダを用いた、ベルトコンベア上での UHF 帯タグの二次元位置推定システムを提案する。

本論文は以下のような構成である。2. ではベースとなる技術の基本原則、3. では時変マルチパス環境下での適応的な二次元位置推定システムの提案、4. では性能評価、5. ではむすびを述べる。

## 2. ベースとなる技術の基本原則とリーダの仕様

### 2.1 ベースとなる技術の基本原則 [8]

図 1 に示すように、コンベア上を一定方向に流れるタグの、ある時刻  $t$  のときのタグとアンテナの距離を  $d(t)$  とし、そのときにリーダから得られる送受信信号の位相差を  $\theta(d(t))$  とすると、タグとアンテナの距離と位相差  $\theta(d(t))$  の関係は、図 2 のようになる。この位相差  $\theta(d(t))$  に対し  $d\theta(d(t))/dt$  を  $\theta'(t)$  とすると、 $\theta'(t) > 0$  の場合、タグはアンテナから離れる方向に移動している。また、 $\theta'(t) < 0$  の場合、タグはアンテナに近づく方向に移動している。 $\theta'(t) = 0$  の場合、タグとアンテナの距離が最短となる。このシステムは、タ

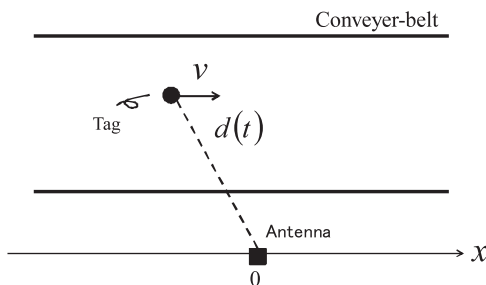


図 1 時刻  $t$  におけるタグとアンテナの位置関係

Fig. 1 Relationship between tag and antenna in position at the time of  $t$ .

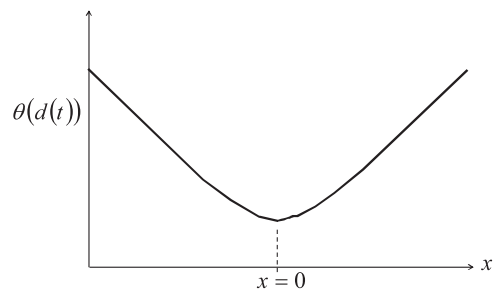


図 2 タグの位置と位相差  $\theta(d(t))$  の関係

Fig. 2 Relationship between tag position and phase.

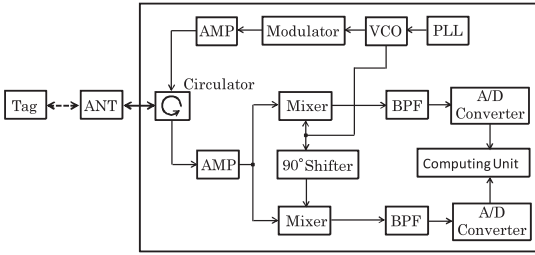


図 3 リーダのブロック線図  
Fig. 3 Block diagram of tag reader.

グの順序識別のために、タグとアンテナの距離が最短になる  $\theta'(t) = 0$  となる時刻を推定している。

本来このシステムでは、ある時刻  $t$  における位相差  $\theta(d(t))$  が得られているが、位相データが  $360 [^\circ]$  を法とした値で得られるために、 $d(t)$  を一意に決定できない上、マルチパスの影響が様々にあるため曖昧さが残る。そのため、 $\theta'(t) = 0$  となる時刻のみを推定するシステムにしている。

### 2.2 リーダの仕様 [9]

図 3 にリーダのブロック線図を示す。図に示すように、直交復調器により得た IQ 信号を演算することにより、タグと通信を行うのと同時に、送受信信号の位相差を測定している。タグとの 1 回の通信で得られるデータは、ある時刻  $t$  での位相データ  $\theta(d(t))$  (図 2 のある 1 点) である。また、タグからの反射波より環境からの反射波が大きい場合、これらを排除しないことにはタグとの通信自体が成り立たない。そのためリーダでは環境からの反射波を弁別する必要がある。タグからの反射波は決められた周波数 (例えば、160 kHz) で変調がかけられ周波数が変化する。これに対し環境からの反射波の周波数は変化しない。また、動くもの (人・物) からの反射波の周波数は変化するが、タグの変調による変化と比べ非常に小さい。よって、受信信号を高域フィルタに通すことで容易に環境からの反射波の影響を抑制することが可能となる。このシステムでは図 3 の帯域フィルタ (BPF、その特性は図 4 参照) によって高域フィルタと同様の処理を行い環境からの反射波の影響を抑制する。複数のタグが存在する環境においても、Framed slotted ALOHA 方式を用いたアンチコリジョン機能により通信相手となるタグを一つに限定した条件下で位相差を測定することで、その通信で得られた ID と位相差データを関連づけて管理することで複数タグの弁別を行う。また、システ

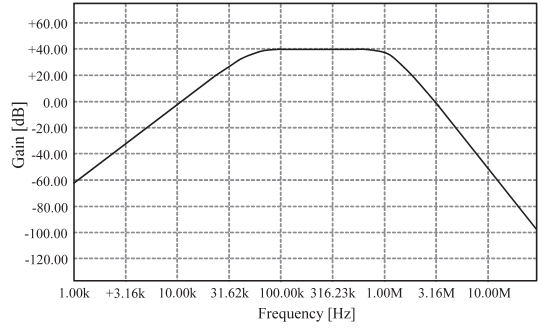


図 4 BPF の周波数特性 (周波数 vs. 利得)  
Fig. 4 Frequency property of BPF.

表 1 コントローラの仕様  
Table 1 Controller specifications.

項目	仕様	
タグインタフェース	ISO/IEC18000-6TypeC(C1G2) 準拠	
送信電力	最大 30 dBm, 最小 20 dBm	
R/W	周波数	952.2 ~ 953.8 MHz
	変調方式	DSB-ASK
Tag	符号化方式	PIE (Pulse interval encoding)
	通信速度	26.7 kbit/s
タグ	占有周波数	200 kHz
	帯域幅	
R/W	変調方式	ASK
	符号化方式	FM0
R/W	通信速度	160 kbit/s
アンチコリジョン	Framed slotted ALOHA	

表 2 アンテナの仕様  
Table 2 Antenna specification.

項目	仕様
偏波面	円偏波
利得	5.5 dBi ± 0.5 dB (953 MHz)
半値角	60 度以上
軸比	3 dB 以下
寸法	25(幅) × 32(高さ) × 200(奥行) mm

ムの仕様上、この位相データは  $360$  を法とした値であるため異なる位置でも同じ数値をとり、等速直線運動しているタグとの複数回で得られる位相データ列は一定の時間間隔で得られない。

表 1, 表 2 にリーダのコントローラとアンテナの仕様を示す。リーダは、UHF 帯のタグとリーダ/ライタ間の接続を規定した国際標準である ISO/IEC 18000-6 Type C [10] に準拠している。表 1 中の符号化方式 PIE (Pulse interval encoding) [11] 及び FM0 [11] は、ISO/IEC 18000-6 Type C で規定されている符

号化方式である．これらは付録 2. で説明する．

### 3. 時変マルチパス環境下での適応的な二次元位置推定システムの提案

2. で述べた技術をベースに二次元かつ時変マルチパス環境に対応可能な適応的な位置推定システムを提案する．

#### 3.1 タグの二次元位置とプロファイルの関係

図 5 に示すように，コンベア上を速度  $v$  で一定方向に等速運動するタグにおいて，タグがアンテナ正面を通過する時刻を  $t_{nearest}$  とする．そのとき，タグとアンテナの距離は最短となり，この  $y$  軸方向の距離を  $L$  とする．時刻  $t$  におけるアンテナとタグの距離  $d(t)$  は，

$$d(t) = \sqrt{L^2 + v^2 \cdot (t - t_{nearest})^2} \quad (1)$$

で表すことができる．2.1 で述べたように， $\theta(d(t))$  は， $d(t)$  の関数であり， $d(t)$  は式 (1) に示すように  $L$  と  $v$  と  $t$  の関数である．つまり，図 5，図 6 に示すように， $\theta(d(t))$  は  $L$  に依存して，開き（広がり）と位相オフセット（図 5 の phase offset．以下，オフセット）が異なる．ただし，2.1 で述べたように，位相データ列は，図 6 に示すような 360 を法とした値であるため，異なる位置でも同じオフセット値をとり得る．また，リーダから得られるこの位相データ列をプロファイルと呼ぶことにする．

プロファイルの開きとオフセットの二つは二次元位置を推定するための重要な情報であり，これらから時刻  $t$  における無線 IC タグの二次元位置  $(x(t), y(t))$  の推定可能であると考えられる．しかしながら，実際は，波長と，反射波で位相測定するため往復の距離から，

約 15 cm ごとで繰り返される曖昧さが存在する．また，マルチパスにより，図 5 の点線で示すように，開きとオフセットがマルチパスの影響を受けたプロファイルとなってしまうため，マルチパスへの対応も必要である．

#### 3.2 時変マルチパス環境への対応した二次元位置推定の基本原理

本節では，前述したようにマルチパス環境への対応を行う．通常，このようなマルチパス環境は時変である．したがって，マルチパス環境かつそれが時変である場合の対応も必要である．ここで，我々が対象とする時変環境とは，例えば，コンベアが設置されている工場などで，物品を置くために人が入り，置かれた物によって電波環境が変化するような，長い時間間隔において変化するマルチパス環境である．

そこで，このような環境に対応可能な，学習モード (Learning mode) と位置推定モード (Positioning mode) の 2 モードをもつ，適応的な二次元位置推定システムを提案する．提案システムは，LOS (Line of Sight) の直線距離で決定する位相差から位置を推定する手法というよりむしろパターンマッチング手法といえる．すなわち，提案システムは，学習モードで，図 7 に示すように  $y$  軸方向で離散化された複数の位置に設置された基準タグの特徴量（以下，基準データプロファイル）をあらかじめ取得し，それらを集めデータベースとした上，位置推定モードで，図 8 に示すように位置が未知のタグの特徴量（以下，評価データプロファイル）を取得し，学習モードで取得済みのデータベース内の基準データプロファイルとマッチングを

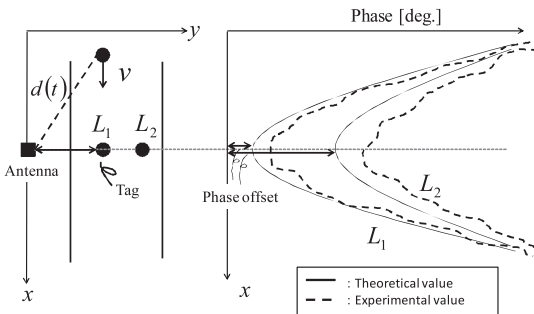


図 5 タグがアンテナが最短となる距離  $L$  とプロファイルの関係

Fig. 5 Relationship between profile and shortest distance  $L$ .

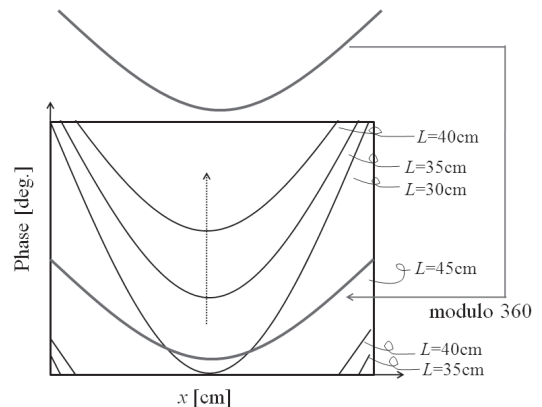


図 6 360 を法としたプロファイル

Fig. 6 Modulo 360 profiles.

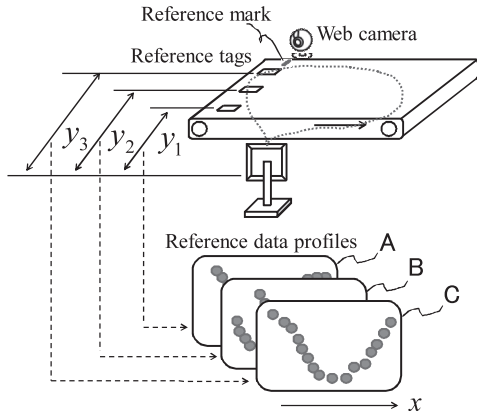


図 7 学習モード  
Fig. 7 Learning mode.

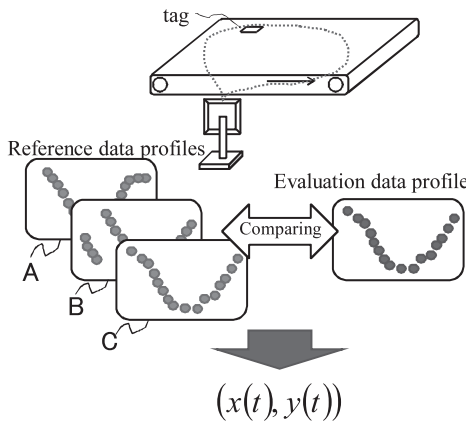


図 8 位置推定モード  
Fig. 8 Positioning mode.

行い、最ゆの基準データプロファイルを決定することにより位置が未知のタグのある時刻  $t$  における二次元位置  $(x(t), y(t))$  を推定する。基準データプロファイルと評価データプロファイルは、ベルトコンベア上を一方方向に等速で移動する際に取得した位相データ列であり、 $y$  軸方向の距離に依存して徐々に変化するため、近い位置で取得した特徴量や約 15 cm ごとにずれた位置で取得したプロファイルと相関が高い傾向があるものの、複雑にマルチパスの影響を強く受けたものであるため、LOS の直線距離で遠い位置でのプロファイルだけでなく近い位置でのプロファイルにも一致することがある。また、提案システムの学習間隔は、電波環境の変化する時間に対し十分短いことを前提としている。更に、本システムは、取得される位相データ列の要素データ数が増えるにつれ、位置推定精度の向

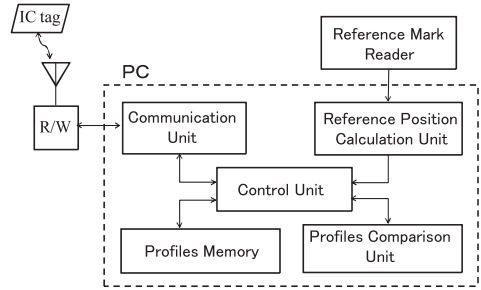


図 9 機能ブロック図  
Fig. 9 Functional block diagram.

上が期待される。

学習モードにおける基準タグの  $x$  座標  $x(t)$  を推定するには、コンベア速度  $v$  が既知であれば、基準マークの位置を  $x_0$  とし、基準マークを検出した時刻  $t_0$  からの時間を計測することにより、 $x(t) = v \cdot (t - t_0) + x_0$  と推定可能である。例えば、図 7 では、赤色のマークをベルト上に固定しそれを安価な Web カメラにより赤色を検出することで、基準位置を算出している。

この 2 モードによる適応的な位置推定は、適応等化器を利用した復調 [12], [13] と同様の考え方である。適応等化器を利用した復調とは、時変伝送路において、はじめにシンボルパターンが既知のパイロット信号を受信し、それに基づきパラメータを適切に変化させ、データが未知の信号を適切に復調する方式である。ここでは、パイロット信号とそれに続いて到来するデータが未知の情報信号の間では、伝送路特性が大きく変化しないことを前提としている。

また、本システムは、データベースに保有した特徴量と測定した特徴量のマッチングを行うパターンマッチング手法を用いている。電波を用いたパターンマッチングによる位置推定手法の一つに、Fingerprinting と呼ばれる手法 [14] ~ [19] があるが、本システムの手法はこれとは異なるものである (付録 3. 参照)。

### 3.3 システムの機能ブロック図

図 9 に、本システムの機能ブロック図を示す。本システムは、無線 IC タグ、リーダ、リーダと情報の送受信を行う通信部 (Communication unit)、プロファイルを記憶するプロファイル記憶部 (Profiles memory)、基準データプロファイルと評価データプロファイルを比較するプロファイル比較部 (Profiles comparison unit)、基準マークを読み取る基準マーク読取部 (Reference mark reader)、基準マーク読取部の情報をもと

に、基準タグの位置を算出する基準位置算出部 (Reference position calculation unit)、全体を制御する制御部 (Control unit) で構成される。

### 3.4 マッチングの誤差計算

2.2 で述べたように、プロファイルの位相データは一定の時間間隔で得られない。そこで、基準データプロファイルを線形補間して誤差計算を行う。式 (2) に示すように、システムは、評価データプロファイル内の各位相データと線形補間された基準データプロファイルの位相データの二乗誤差を、互いの位相データがある範囲で計算し、その平均二乗誤差を計算する。各基準データプロファイルに対し同様の計算を行い、平均二乗誤差が最小となる基準データプロファイルより二次元位置を推定する。

$$E_L = \frac{\sum_{i=1}^N \varepsilon_i}{N} \quad (2)$$

ここで、 $\varepsilon_i$  は評価データプロファイル内の  $i$  番目の位相データと線形補間された基準データプロファイルの位相データとの二乗誤差、 $E_L$  は、各距離  $L$  に対応する基準データプロファイルとの平均二乗誤差、 $N$  は計算対象となった位相データの点数である。

二乗誤差の計算例を示す。図 10 に示すように、評価データプロファイル中のある位相データ  $g_1$  と、線形補間によって得られた基準データプロファイル中の位相データ  $r_1$  の二乗誤差  $\varepsilon_1$  は  $\varepsilon_1 = (g_1 - r_1)^2$  となる。ただし、 $g_2$  と  $r_2$  のように、 $g_2$  と  $r_2$  の差の絶対値が 180 度よりも大きい場合は、図の点線部分ではなく、矢印で示している部分の大きさの二乗誤差を計算する。すなわち、この場合二乗誤差は  $\varepsilon_2 = (g_2 + (360 - r_2))^2$  となる。

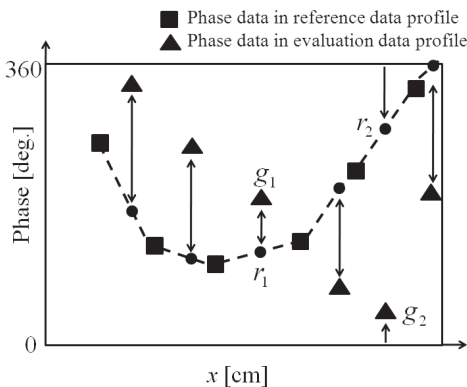


図 10 線形補間と誤差計算

Fig. 10 Linear interpolation and error calculation.

## 4. 性能評価

実験により性能評価を行う。一般に、データ取得を処理系と切り離して行い、データを保存した後に処理系でデータ処理を行うことをオフライン処理といい、これに対し、データ取得系と処理系を分離せずに、データ取得を行いながらリアルタイムに処理系を動作させデータ処理を行うことをオンライン処理というが、本研究では、基礎的なデータをとるために、基準データプロファイルと評価データプロファイルを取得し保存しておき、あとで時間をかけて種々の検討を行う実験をオフライン実験と呼び、これに対し、主として動作確認を行うために、実際の使用に即して学習から位置推定までの一連の処理を実時間で実行する実験をオンライン実験と呼ぶことにする。本システムが一つの基準データプロファイルと評価データプロファイルとのマッチングを行うのに平均 384ms (標準偏差 23ms, 30 回の測定による) であった。例えば、基準タグ数 29 の場合、一つの、位置が未知のタグの  $y$  軸方向位置を推定するための処理時間は約 11 秒となり、リアルタイムでの処理は難しいと判断した。そこで、まず、オフライン実験により位置推定精度の評価を行い、次に、オンライン実験により学習モードと位置推定モードの学習機構が良好に動作していることを確認する。

### 4.1 オフライン実験

#### 4.1.1 実験システム

実験に用いるコンベアとタグを図 11、図 12 に示す。リーダ (アンテナと変調部を含むコントローラ) は、2.1 と同じ日本信号の FD5050A (コントローラ) と FD5051A (UHF アンテナ) を用いる。PC は、Panasonic Let's note CF-W7 (CPU は、Core2Duo U7500 1.06 GHz) を用いた。基準マークの読取りには、安価な Web カメラを用いた。Web カメラは、ELECOM の UCAM-N1D 30MBK を用いた。Web カメ

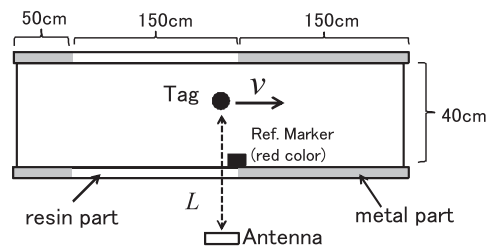


図 11 使用するコンベアの俯瞰図

Fig. 11 Bird's-eye view of conveyor-belt.

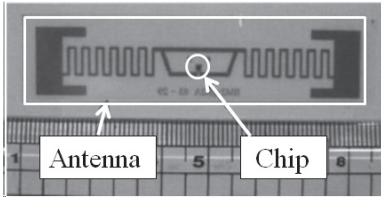


図 12 使用したタグ  
Fig. 12 Tag.

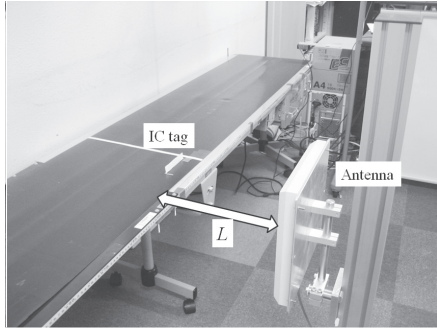


図 13 屋内実験環境  
Fig. 13 Indoor experimental environments.

ラを用いて基準マーカを検出する場合の  $x$  軸方向の量子化誤差  $\sigma_x$  は、一様分布と考えることができ、量子化幅を  $q_x$  とすると、 $\sigma_x = \sqrt{q_x^2/12}$  となる。よって、コンベア速度が 45 cm/s、Web カメラのフレーム速度 1/15 s における量子化幅は 3 cm となるため、Web カメラを用いて基準マーカをカメラで検出する際の  $x$  軸方向の量子化誤差は約 1 cm となる。

#### 4.1.2 実験方法

図 13 に示す屋内環境で、タグをコンベアのベルトに固定し、タグとアンテナが最短となる距離  $L$  を 21 ~ 59 cm まで  $y$  軸方向に 1 cm 刻みで、各  $L$  で 1 回の測定により基準データプロファイルを取得した。ただし、コンベアの構造上、一部タグを固定できない箇所があり、この部分は実験の対象から外した。次に、基準データプロファイルと  $y$  軸方向に 0.5 cm ずれた位置（例えば、 $L = 28.5$  cm, 29.5 cm, 30.5 cm）で、評価データプロファイルを各  $L$  ごとに 30 回取得し位置推定精度を評価した。更に、基準データプロファイルと同じ位置（例えば  $L = 28$  cm, 29 cm, 30 cm）となる  $L = 30$  cm, 40 cm, 50 cm でも同様に評価した。コンベアの速度  $v$  は 45 cm/s とした。

#### 4.1.3 実験結果

表 3 に実験結果を示す。結果は、誤差の平均（標準

表 3 実験結果（屋内）

Table 3 Results of indoor experiments.

$L$ [cm]	Error- $x$ [cm]	Error- $y$ [cm]
21.5	-0.5(3.1)	-0.1(0.5)
22.5	-4.4(1.8)	-0.4(0.3)
23.5	-0.3(1.9)	0.0(0.5)
24.5	-1.5(2.2)	-0.2(0.5)
25.5	3.2(2.0)	0.5(0.0)
26.5	1.7(1.7)	-0.5(0.0)
27.5	-2.8(2.1)	0.5(0.0)
28.5	-0.1(2.9)	0.3(0.4)
29.5	0.7(1.8)	-0.8(2.1)
30.0	0.0(1.3)	0.0(0.0)
30.5	-1.3(1.7)	-0.5(0.0)
37.5	-1.1(1.7)	-0.1(0.5)
38.5	-0.4(1.9)	-0.2(0.5)
39.5	-2.4(1.5)	-0.4(0.3)
40.0	1.6(1.5)	0.0(0.0)
40.5	1.2(2.2)	3.6(6.9)
41.5	-2.8(1.8)	0.0(0.5)
48.5	0.8(1.3)	0.5(0.0)
49.5	-1.2(1.8)	0.0(0.5)
50.0	-1.4(1.6)	0.0(0.0)
50.5	2.0(1.6)	0.5(0.0)
51.5	0.7(2.0)	-0.1(0.5)
52.5	-1.2(1.5)	-1.2(5.6)
53.5	-1.3(1.1)	-0.5(0.0)
54.5	0.4(1.7)	-0.5(0.0)
55.5	-2.7(1.5)	0.5(0.0)
56.5	-3.1(1.9)	-11.8(6.3)
57.5	1.4(2.6)	-9.1(7.8)
58.5	1.5(1.7)	-0.4(0.2)

偏差) [cm] で表している。基準データプロファイルと同じ位置となる  $L = 30$  cm, 40 cm, 50 cm では、 $y$  軸方向の位置精度が誤差 0 となった。基準データプロファイルと  $y$  軸方向に 0.5 cm ずれた位置でも高精度に  $y$  軸方向の位置を推定可能であることが分かった。しかし、 $L = 40.5$  cm, 52.5 cm, 56.5 cm, 57.5 cm では、誤差が大きくなっている。

これは以下の理由による。誤差の要因は大きく分けて「マルチパスを含む雑音」と以下に説明する「量子化雑音」の二つに分けられる。本システムは、アナログ的ではなく  $y$  軸方向で離散化された位置に設置された基準タグのプロファイルのいずれに近いかをデジタル的に判定するため、これを量子化とし、量子化による誤差を量子化誤差、そのアンサンブルを量子化雑音と呼ぶことにする。また、基準データプロファイルを取得した  $y$  軸方向位置を  $L_i$ 、評価データプロファイルの  $y$  軸方向位置（実際のタグの位置）を  $L_p$ 、システムが推定した  $y$  軸方向位置を  $L_e$  とする。前述したように、量子化雑音は、量子化された  $L_1, L_2, \dots, L_i$ ,

$L_{i+1}, \dots$  中のいずれに近いからシステムが推定した位置  $L_e$  と、実際のタグの位置  $L_p$  との誤差のアンサンブルである。

実験結果は、マルチパスを含む雑音による毎回の揺らぎに対し、量子化雑音が支配的であることを示している。このような量子化雑音が支配的な状況下で、例えば  $L_p = (L_i + L_{i+1})/2$  の場合、本システムは  $L_i$  または  $L_{i+1}$  のいずれかに約 0.5 ずつのほぼ等確率で判定する。この場合、推定した位置  $L_e$  は実際のタグの位置  $L_p$  との量子化誤差を生じる。本実験では基準タグを 1 cm 間隔で設置しているため  $y$  軸方向の量子化誤差  $\sigma_y$  は 0.5 cm となる。これに対し、 $L_p = (L_i + L_{i+1})/2$  から  $L_i$  に近づくにつれ  $L_i$  と判定する確率が高くなり、 $L_p$  が  $L_i$  に一致するところで  $L_e = L_i$  と判定する確率が極めて高くなる。もし  $L_p$  が  $L_i$  に一致する場合でかつ  $L_e = L_i$  と判定した場合、システムが推定した位置  $L_e$  は、量子化誤差が 0、かつマルチパスを含む雑音による毎回揺らぎが抑圧されたものになる。表 3 において、多くの  $L_p$  での  $y$  軸方向の誤差の標準偏差が 0.5 cm 以下となっていることから、量子化雑音が支配的であったことが示されている。また、 $L_p$  が  $L_i$  に一致する場合でかつ  $L_e = L_i$  と判定した  $L_p = 30$  cm, 40 cm, 50 cm での誤差は 0(0) cm となっており、マルチパスを含む雑音による毎回揺らぎが抑圧されていることが示されている。更に、 $L_p = 40.5$  cm, 52.5 cm, 56.5 cm, 57.5 cm で誤差が大きくなっている理由は、3.1 で述べたように、波長により生じる約 15 cm ほどの繰返しで生じるオフセットの曖昧さとマルチパスを含む雑音による毎回の揺らぎの影響である。つまり、マルチパスにより、プロフィールが変化し、かつオフセットが 1 周してほぼ同じ値となり、別のプロフィールと類似し誤推定してしまったためである。 $x$  軸方向の精度は  $y$  軸方向の精度に比べ悪くなっているが、4.1.1 で述べた安価な Web カメラの精度による影響である。

更に、屋内と比較しマルチパスが少ない図 14 に示すような屋外環境で、基準データプロフィールと同じ位置となる  $L = 30$  cm, 40 cm, 50 cm で評価データプロフィールを各  $L$  ごとに 30 回取得し位置推定精度を評価した。表 4 の結果が示すように屋外でも高精度に二次元位置を推定可能であった。屋内が屋外と比べ精度が良くなっている理由としては、屋外に比べ屋内はマルチパスが生じやすく、プロフィールの特徴に差が出やすいためである。

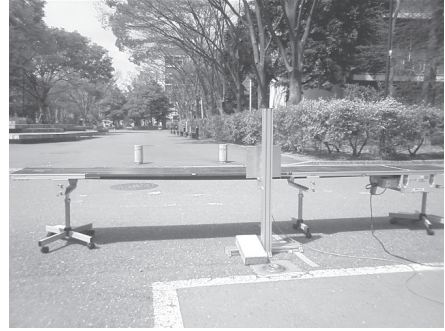


図 14 屋外実験環境

Fig. 14 Outdoor experimental environments.

表 4 屋外での実験結果

Table 4 Results of outdoor experiments.

$L$ [cm]	Error- $x$ [cm]	Error- $y$ [cm]
30	2.0(1.0)	0.0(0.0)
40	-1.0(0.9)	-0.5(2.9)
50	-0.3(0.8)	0.2(0.4)

図 12 に示すようにタグの長さが 7 cm で、タグがタグと同程度以上の物体に取り付けられていることを考慮すると、今回の精度は個々のタグの付けられた物体の位置を特定し、情物一致を成し遂げるのに十分な精度であった。タグの長さを考慮すると 1 cm 間隔での設置困難に思えるが、実験では基準タグを斜めにずらして設置している。また、今回のようにマルチパスを含む雑音による毎回の揺らぎに対し量子化雑音が支配的な場合、基準データプロフィールの  $y$  軸方向の粒度を上げることで、量子化雑音が小さくなり精度は向上すると考えられるが、今回の間隔 1 cm で十分であることが分かった。

以上より、提案システムがコンペア上でのタグの二次元位置を推定可能であることを示した。

## 4.2 オンライン実験

### 4.2.1 実験方法

時変マルチパス環境下で適応的な位置推定を可能にする、学習モードと位置推定モードの 2 モードをもつ学習機構の効果をオンライン実験により確認した。ここでは、3.2 で述べたような時変環境を対象とし、システムの学習間隔は電波環境の変化する時間に対し十分短いことを前提としている。このような時変環境の変化を図 15 に示す障害物の有無で模擬した。実験は、筆者らの研究室のハードウェア等の制約上、リアルタイム実験の限界とし五つのタグを用い、 $y$  軸方向に 1 cm 間隔で  $L = 51 \sim 55$  cm に設置し評価した。前



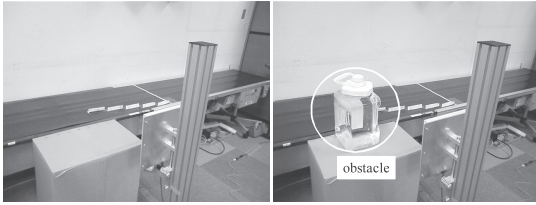


図 15 障害物の有無  
Fig. 15 With or without an obstacle.

述したように、電波環境の変化に対し、学習モードと位置推定モードが良好に動作することを確認することを主目的とした実験であり、はっきりと動作を確認するために量子化雑音が発生しにくい位置関係にタグを設置し実験を行った。コンベアはこれまでの実験同様 45 cm/s とした。ここで、基準データプロファイル、評価データプロファイルとも 1 回の測定によって得られたものである。

実験は、まず、障害物がない状態で学習と位置推定を行った。次に、障害物を設置し位置推定を行った。次に、障害物を設置した状態のまま、学習と位置推定を行った。最後に、障害物を取り除き位置推定を行った。以上をまとめると、学習時と位置推定時の障害物の有無は以下ようになる。

- (1) 学習時に障害物なし、位置推定時に障害物なし
- (2) 学習時に障害物なし、位置推定時に障害物あり
- (3) 学習時に障害物あり、位置推定時に障害物あり
- (4) 学習時に障害物あり、位置推定時に障害物なし

学習機構がないシステムでは、初期設定した状況から電波環境が変化した場合にその変化に対応することができない。また、学習機構があっても、環境変化と比較し長い間隔で学習した場合にはその変化に対応できない。これらの状況を (2), (4) で表している。それに対して (1), (3) は、システムが環境変化に対し十分短い周期で学習することを意味している。

#### 4.2.2 実験結果

図 16 の結果が示すように、(1), (3) では正しく位置推定可能であったが、(2), (4) では正しく位置推定ができないことが分かった。つまり、電波環境が変化する時間に対しそれよりも短い周期で学習することにより、本システムが適応的に位置推定可能であることを示した。図 16 の (1), (3) は、4.1.3 で述べたように、マルチパスを含む雑音による毎回の揺らぎに対し量子化雑音が発生的であり、 $L_p$  が  $L_i$  に一致する場合かつシステムが  $L_e = L_i$  と判定した場合である。そ

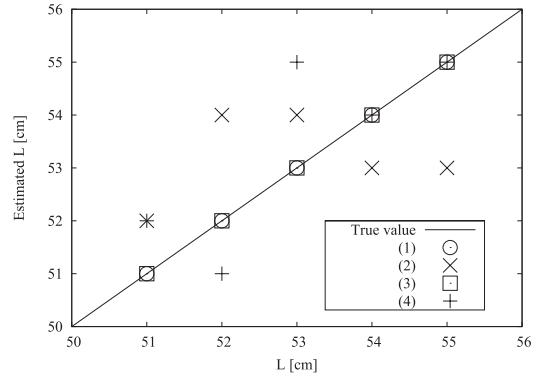


図 16 適応的な位置推定のオンライン実験の結果  
Fig. 16 Results of on-line experiments.

のため推定された位置  $L_e$  は、量子化誤差 0 かつ、マルチパスを含む雑音による毎回揺らぎが抑圧され誤差 0 となった。これに対し、図 16 の (2), (4) は、マルチパスを含む雑音による毎回の揺らぎが支配的であったために誤差を生じた。

以上より、時変環境下で本手法が有効であることを確認した。前述したように今回は研究室のハードウェアの制約上、五つのタグで実験を行った。そのため、マッチング処理の並列化やアルゴリズムの改良などによる更なる高速化が必要である。また将来的には PC の処理速度が向上するため、より多くの基準タグでのリアルタイム処理が可能になると考える。

## 5. むすび

本論文では、安価で固定の一つのアンテナからなる普及型のタグリーダを用いたベルトコンベア上での時変マルチパス環境下における UHF 帯無線 IC タグの適応的な二次元位置推定システムを提案、構築し、その性能を明らかにした。本システムは、学習モードと位置推定モードの 2 モードをもつ。学習モードでは位置が既知である基準タグの特徴量（基準データプロファイル）を取得する。位置推定モードではコンベア上を流れてきた位置が未知である無線 IC タグの特徴量（評価データプロファイル）を取得し、基準データプロファイルと比較することで、位置が未知であるタグの二次元位置を推定する。

オフライン実験により、二次元位置推定が可能であることを示した。更に、オンラインシステムを構築し、時変マルチパス環境下で、環境変化よりも十分短い周期で学習することにより、適応的な位置推定を可能と

する本手法の有効性を確認した。

今後の課題は、マッチング処理の並列化やアルゴリズムの改良などによるプログラムの高速化，自動的な学習機構，基準タグの設置方法等の実用化に向けた検討，プロファイルの一部からでも高精度に位置推定可能な手法の研究・開発，種々の環境下での性能評価である。

謝辞 実験協力，助言等をして頂きました日本信号の金子氏，本田氏，託見氏，埼玉大学大学院の金助教に深謝致します。

## 文 献

- [1] 川井若浩，“第1節 UHF 帯 IC タグの特性と将来展望”；次世代 IC タグ開発最前線，pp.33–43，(株)エヌ・ティー・エス，東京，2006.
- [2] (財)流通システム開発センター，“RFID 技術動向・運用環境調査報告書”；March 2007.
- [3] 三次 仁，羽田久一，“950 MHz 帯無線タグシステムにおけるフェージングの影響”；2005 信学総大，B-1-38，March 2005.
- [4] オムロン株式会社，“世界初！UHF 帯アンテナから IC タグまでの距離を計測する技術を開発”；オムロン(株)ニュースリリース，Sept. 2007.  
<http://www.omron.co.jp/press/2007/09/p0910.html>
- [5] 齋藤啓介，岡村慎一郎，河合武宏，“タグ通信用アンテナ，タグ通信装置，タグ通信システム，タグ通信装置のスカン調整方法，およびスカン調整プログラム”；日本国特許庁公報，特開 2006-020083，2006.
- [6] 安藤浩次，尾崎智博，河合武宏，“UHF 帯 RF タグ移動方向検知技術”；2006 信学ソ大(基礎・境界)，AS-3-10，Sept. 2006.
- [7] 総務省 地域における安心安全のための利活用に関する研究会，“RFID の概要—RFID (電子タグシステム) の概要”；総務省，July 2010.
- [8] 安藤勝彦，“リーダライタ，及び物品仕分システム”；日本国特許庁公報(A)，特開 2009-31267，2009.
- [9] 金子慎一，安藤勝彦，本田太郎，松山 崇，千賀敦夫，中村康之，“UHF 帯 RFID システムの開発—リーダライタ開発とシステム構築”；日本信号技報，vol.32，no.1 2008-3 (通巻 103 号)，pp.35–46，March 2008.
- [10] ISO/IEC，“ISO/IEC Information technology radio frequency identification for item management part 6: Parameters for air interface communications at 860 MHz to 960 MHz AMENDMENT 1: Extension with Type C and update of Types A and B,” 2006.
- [11] S. Dontharaju, S. Tung, R.R. Hoare, J.T. Cain, M.H. Mickle, and A.K. Jones, “Design automation for RFID tags and systems,” in RFID Handbook: Applications, Technology, Security, and Privacy, ed. S. Ahson and M. Ilyas, pp.35–64, CRC Press, 2008.
- [12] S. ヘイキン，“適応信号処理の例” 適応フィルタ入門，武部 幹(編)，pp.9–11，現代工学社，東京，1987.
- [13] S.U.H. Qureshi, “Adaptive equalization,” Proc. IEEE, vol.73, pp.1349–1387, 1985.
- [14] P. Bahl and V.N. Padmanabhan, “RADAR: An in-building RF-based user location and tracking system,” Proc. IEEE INFOCOM, pp.775–784, 2000.
- [15] A. Chattopadhyay and A.R. Harish, “Analysis of low range indoor location tracking techniques using passive UHF RFID tags,” IEEE Radio and Wireless Symposium, pp.351–354, Jan. 2008.
- [16] N. Swangmuang and P. Krishnamurthy, “Location fingerprint analyses toward efficient indoor positioning,” Proc. Sixth Annual IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications, PerCom 2008, 2008.
- [17] M. Nezafat, M. Kaveh, and H. Tsuji, “Indoor localization using a spatial channel signature database,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol.5, no.1, pp.406–409, Dec. 2006.
- [18] K. Kaemarungsi, Design of Indoor Positioning Systems Based on Location Fingerprinting Technique, Ph.D. paper, University of Pittsburgh, 2005.
- [19] K.W. Kolodziej and J. Hjelm, “Location fingerprinting,” in Local Positioning Systems — LBS Applications and Services, pp.403–404, CRC Press, 2006.

## 付 録

### 1. 周波数差による距離計測と精度

1. で述べた二つの周波数差による距離測定は，式(A.1)に示す位相差を測定することで求められる。

$$\begin{aligned} \text{位相差 } \Delta\theta [\text{deg.}] &= 360 \cdot M \cdot \left( \frac{1}{\lambda_1} - \frac{1}{\lambda_2} \right) \\ &= 360 \cdot M \cdot \left( \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_1 \cdot \lambda_2} \right) \quad (\text{A.1}) \end{aligned}$$

ここで， $\lambda_1$  と  $\lambda_2$  はそれぞれ二つの周波数に対応する波長 [m]， $M$  は推定する距離 [m] であり，反射波で位相差を測定するため距離  $M$  は実距離の 2 倍となる。

米国のように使える帯域幅 (902 ~ 928 MHz) が広ければ，1 度の違いで約 2 cm の差しか生じない。一方，日本の高出力で使用可能な帯域幅 1.6 MHz (周波数帯 952.2 ~ 953.8 MHz) では，1 度の違いで約 20 cm もの差が生じ，位相誤差に厳しいシステムとなる。

### 2. 表 1 の補足

表 1 の補足説明を行う。表 1 中の符号化方式 PIE (Pulse interval encoding) [11] 及び FM0 [11] は，ISO/IEC 18000-6 Type C [10] で規定されている符号化方式であり，ビットを表現する際の信号形式を図 A.1，図 A.2 に示す。

図 A.1 (a) に示すように，PIE において，情報 “0” は， $T_0/2$  のハイレベル区間と，それに続く同じ長さ

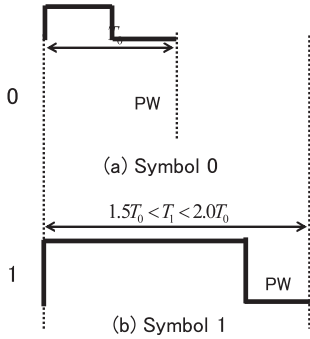


図 A-1 PIE (pulse interval encoding)  
Fig. A-1 Pulse interval encoding (PIE).

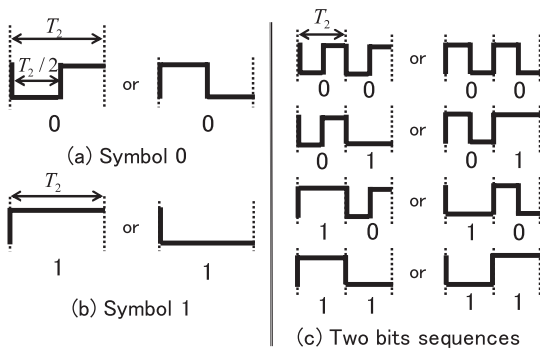


図 A-2 FM0 エンコーディング  
Fig. A-2 FM0 encoding.

$T_0/2$  のローレベル区間で構成される。このローレベルの区間は、固定の長さで PW と呼ばれる。また、図 A-1 (b) に示すように、情報“1”は、パルス長  $T_1$  で、長く続くハイレベル区間と、それに続く PW で構成される。 $T_1$  は、周波数に応じて、 $T_0$  の 1.5~2 倍の値をとる。パッシブ型の無線 IC タグは、リーダからの電力供給により回路を駆動させるため、単純なオンオフキーイングでは情報“0”が続いた場合、その間、無線 IC タグに電力が全く供給されない状態となってしまう。しかしながら、情報“0”を図 A-1 (a) に示すように表現することで、この問題に対応している。また、情報“1”を長く続くハイレベルで表現するため、無線 IC タグにより多くの電力供給が可能である。

図 A-2 (a) に示すように、FM0 において、情報“0”は、シンボル長  $T_2$  の途中で信号転換点が現れる。また、図 A-2 (b) に示すように、情報“1”は、転換点がなく、同じ振幅レベルを維持する。更に、連続した情報は、図 A-2 (c) に示すように表現するため、直流成分が小さくなる。また、連続して同じ振幅レベルが続

かないようになっている。

### 3. 提案システムの位置推定手法と Fingerprinting との違い

提案システムは、データベースに保有した特徴量と測定した特徴量のマッチングを行うパターンマッチング手法を用いている。電波を用いたパターンマッチングによる位置推定手法の一つに、Fingerprinting と呼ばれる手法 [14]~[19] があるが、提案システムの手法はこれとは異なるものである。なぜなら、Fingerprinting の定義として、一つの位置にその位置を他と識別できる一つの位置指紋が得られることが文献 [17]~[19] などで述べられているが、本システムはある一つの位置でそのような位置指紋を取得しておらず、定義と異なるためである。本システムにおいてある一つの位置で得られるのは、特徴量としているプロファイル（例えば図 7 の基準データプロファイル C のような位相データ列）のただ 1 点であり、この 1 点の位相データだけで位置を推定しているわけではない。更に、本システムはアンテナ一つのみを利用しているのに対し、文献 [14]~[16], [18], [19] では複数のアンテナを用いており、文献 [17] ではアンテナ一つではあるがスキャンアンテナを利用している点で異なる。また、インパルス解析により通常のアンテナ一つでも Fingerprinting 手法を実現できる可能性も考えられるが、インパルス応答の手法はインパルスとみなせるほど帯域幅が広く（短時間パルスで）なければ理論的に成り立たない（分解能が低くシステムとして動作しない）。また、帯域幅がインパルスとみなせるような短時間パルスの帯域幅に比較して、十分に狭い通信（通常の e タグ通信、部分的には連続波とみなせるような通信）を条件とすれば、前者は成り立たない。この点からも、本システムの手法は Fingerprinting とは異なるものである。

(平成 22 年 7 月 12 日受付, 11 月 16 日再受付)



森谷潤一郎 (学生員)

平 15 埼玉大・工・電気電子システム卒。  
平 17 同大学院修士課程了。現在、同大学院理工学研究所博士後期課程在学中。主として、位置特定システムに関する研究に従事。



長谷川孝明 (正員)

昭 56 慶大・工・電気卒．昭 61 同大学院博士課程了．同年埼玉大・工・電気助手．同助教授を経て，現在，同大学院理工学研究科教授．工博．平 7~8 カナダ・ICTロリア大客員研究員．現在の興味は，IT (Information Technology) による QoS (Quality of Spatial Comfort) の向上のシステム創成論的アプローチにある．スペクトル拡散通信システム，CDMA，ニューラルネットとその情報システムへの応用，画像入力マイクロホンなどの人間機械間通信を含む情報通信の方式・情報と信号の処理の研究を経て，システム創成論的アプローチにより，ITS プラットホーム，システムアーキテクチャ，下位レイヤでそれらを支える ITS 要素技術としての情報通信・ポジショニング・HMI，上位レイヤで展開される ITS アプリケーションの研究を進めてきたが，特に近年はこれらをベースとした QoS の向上の研究を楽しんでいる．平 2 年度本会篠原記念学術奨励賞受賞，著書「スペクトル拡散技術の基礎と応用」(分担執筆)，「プライマリー C 言語ノート」，「モバイル・コンピューティング教科書」(分担執筆) など．IEEE，情報処理学会，国際交通安全学会各会員．



波多 正俊

昭 60 青学大・法卒．同年日本信号(株)入社．IC カード・RFID システムの企画・開発を経て，現在，ものづくりセンター生産管理部(宇都宮)勤務．



安藤 勝彦

平 9 法政大・工・システム制御卒．平 17 日本信号(株)入社．現在，RFI 事業推進部勤務．主として，RFID システムの開発に従事．



渡部 晴夫

昭 56 信州大・工・電気卒．同年日本信号(株)入社．駅務機器・IC カード・RFID システムの研究・開発を経て，現在，情報システム技術部勤務．日本鉄道技術協会会員．



清水 洋二

昭 55 慶大・工・電気卒．同年日本信号(株)入社．IC カード・RFID システムの企画・開発を経て，現在，情報システム事業部勤務．