

論文 / 著書情報  
Article / Book Information

論題(和文)	非計量多次元尺度法による受信電波強度の大小関係に着目した無線端末の位置計測
Title(English)	Wireless Node Localization Based on Inequalities of Received Signal Strength Using Nonmetric Multidimensional Scaling Method
著者(和文)	山田真太郎, 高山潤也, 大山真司
Authors(English)	Shintaro Yamada, Jun-ya Takayama, SHINJI OHYAMA
出典(和文)	電子情報通信学会論文誌B, Vol. J90-B, No. 12, pp. 1314-1325
Citation(English)	, Vol. J90-B, No. 12, pp. 1314-1325
発行日 / Pub. date	2007, 12
URL	<a href="http://search.ieice.org/">http://search.ieice.org/</a>
権利情報 / Copyright	本著作物の著作権は電子情報通信学会に帰属します。 Copyright (c) 2007 Institute of Electronics, Information and Communication Engineers.

## 論 文

非計量多次元尺度法による受信電波強度の大小関係に着目した  
無線端末の位置計測山田真太郎<sup>†a)</sup> 高山 潤也<sup>†</sup> 大山 真司<sup>†</sup>Wireless Node Localization Based on Inequalities of Received Signal Strength  
Using Nonmetric Multidimensional Scaling MethodShintaro YAMADA<sup>†a)</sup>, Jun-ya TAKAYAMA<sup>†</sup>, and Shinji OHYAMA<sup>†</sup>

あらまし 無線通信時に得られる受信電波強度は、その取得の手軽さからしばしば通信距離推定をもとにした無線端末の位置計測に利用されてきた。しかし、無線端末が配置される周囲の状況が未知であるような環境においては、その減衰特性の複雑さのために高精度な通信距離推定が行えず、位置計測精度が劣化するという問題があった。本論文では、通信距離推定が困難な未知の環境においても受信電波強度の大小関係の多くが通信距離の大小関係と一致していることに着目し、その大小関係をできる限り満たすノード配置を非計量多次元尺度法により求め、位置計測を行う。周囲に障害物のない屋外における、通信が密な無線ネットワークを用いた実験によって、提案手法は、通信距離推定を必要とする従来手法に対して、電波の減衰特性が異なる環境下でも安定して位置推定が行えること、配置ノード数の増加によって精度向上が期待できることが示された。

キーワード 無線ネットワーク, 位置計測, 非計量多次元尺度法, 不等式

## 1. ま え が き

近年, RFID やセンサネットワーク技術に代表されるように, 無線通信機能を搭載した小型端末の研究開発が活発になっている。このような小型端末(ノード)によって構成される無線ネットワークのための重要な技術の一つに位置計測がある。各端末の位置情報が獲得できれば, 例えばその端末がセンシング機能をもっている場合には計測値を取得した位置として利用可能であるし, また, その端末を人間が持ち歩いている場合には, 提供するサービスの向上のためにも利用できる。しかし, 一般にこのような端末には, 小型, 省電力, 低価格であることが求められるため, GPS 等の既存技術は必ずしも適切とはいえず, 小型端末によって構成される無線ネットワークのための新たな位置計測方法が切望されている。

このような要求に対して, 新たなハードウェアを追加する必要がない, 無線通信時に得られる副産物的な情報をもとにノード位置を推定する方法が数多く提案されている [1]~[9]。それらの中で, 受信電波強度が通信距離の増加に伴って低下することを利用した位置推定方法は, 理論上は受信電波強度から通信距離が推定できるため高精度な位置推定が可能である。しかし, K. Whitehouse ら [10] によっても指摘されているように, ノードが配置される環境によって電波の減衰特性は大きく変動するため, どのような状況でも通用する一般的な受信電波強度-通信距離モデルを作成することは非常に困難である。したがって, 環境に合わせてモデルの校正が可能である場合 [1] や, 予備実験によってその特性が明らかになっている場合 [2] に限って実用的な精度での位置推定が可能であった。

このような背景のもと, 受信電波強度に比べ環境やノイズの影響を受けにくく, 安定して取得が可能な各ノード間の最小ホップ数やネットワークトポロジーなどを用いた方法が提案されている [3]~[7]。しかし, これらの方法はもとにする情報の性質上, ノードの配置密度や最大通信距離の影響を受けやすく, また, ノー

<sup>†</sup> 東京工業大学大学院理工学研究科, 東京都  
Graduate School of Science and Engineering, Tokyo Institute of Technology, 2-12-1-S5-15 O-okayama, Meguro-ku, Tokyo, 152-8552 Japan

a) E-mail: shinta@k.ctrl.titech.ac.jp

ド間距離に関する情報としては受信電波強度に比べてより離散化された情報を用いているため、期待できる位置推定精度は必ずしも高くはない。それに加えて、N. Bulusu らの方法 [3] のように、あらかじめ配置場所が既知なアンカノードが多数設置されることを期待する手法は、広範囲に多数のノードが設置されるような用途に対しては必ずしも適切ではない。

このような状況にかんがみて、(1) 周囲の環境に関する情報や (2) 多数のアンカノードを必要としない (3) 受信電波強度をもとにした位置推定方法を実現するために、我々は、受信電波強度の大小関係の多くが通信距離の大小関係と一致している点に着目する。つまり、受信電波強度の大小関係から想定される通信距離の大小関係をできるだけ満たすようなノード配置を得ることで、上記の条件を満たすノード位置推定を実現する。提案手法では、特別なモデルを用いて受信電波強度から通信距離を推定する必要がないため、ノードが配置される周囲の環境が未知である状況でも適用でき、またその環境の変化にも柔軟に対応できると考えられる。それに加えて、アンカノードは座標系を固定するためだけに利用されるため、二次元平面上での位置推定の場合には最低 3 台のノードの位置が既知であればよい。また、原理的に、配置されたノード数が多くなるほど位置推定精度は向上するため、広範囲に多数のノードを設置するような用途に対しては特に有効であると考えられる。通信距離の大小関係をできるだけ満たすようなノード配置の計算には、これまで官能試験などで用いられてきた非計量多次元尺度法 [11] を応用する。

本論文ではこのような取組みの端緒として、(1) 周囲に障害物がない屋外の (2) 二次元平面上に設置された無線ネットワークにおいて、(3) すべてのノード間で直接通信が可能な場合を取り扱う。しかし、本質的には通信距離の大小関係が得られれば位置推定可能であるため、提案手法は幅広いネットワークトポロジーに対しても適用可能である。

これまでに多次元尺度法を用いた位置推定方法はいくつか提案されているが [1], [8], [9], これらはすべて計測または推定されたノード間距離をもとに計量多次元尺度法によって位置推定を行っている。本論文では比較対象となる従来手法として、これら計量多次元尺度法による位置推定方法を採用し、配置されるノード数や電波の減衰特性が異なる状況下での位置推定精度を比較することで、提案手法の有効性を示す。それに対

し、前述の最小ホップ数などを用いた方法は、本論文で取り扱うすべてのノード間で直接通信が可能な状況下では、すべてのノード間で最小ホップ数が 1 となり適用できないため、本論文では比較対象として用いない。

受信電波強度を示す指標はいくつか考えられるが、本論文では受信電力を使用し、以後、この受信電力を受信電波強度と呼ぶこととする。提案手法は、この受信電力が通信距離の増加に伴って低下することのみを利用した方法であるため、他の指標を用いた場合でも十分適用可能である。

本論文では、はじめに提案手法の位置推定原理と非計量多次元尺度法について説明し、次に、実験で得られた受信電波強度をもとに、通信距離推定の難しさに関して考察する。その後、屋外での位置推定実験を通じて、提案手法と従来手法とを比較し、提案手法の有効性について述べる。

## 2. 非計量多次元尺度法による位置推定

非計量多次元尺度法は官能試験などで用いられてきた手法であり、刺激の非類似性の順序関係が、刺激間の距離の順序関係とできるだけ一致するような多次元空間上での刺激の配置を求めるための手法である [11]。計量多次元尺度法が刺激の非類似性を刺激間の距離として扱い、位置を求めるのに対し、非計量多次元尺度法ではその順序関係のみを使用して位置を求める。提案手法ではこの非計量多次元尺度法をノードの位置計測に応用し、各ノード間で観測された受信電波強度を類似性として扱うことによって、通信距離推定を必要としない位置推定を実現する。

非計量多次元尺度法では類似性の順序関係を使用するため、位置推定に先立ってこの順序関係を決定する必要がある。類似性として受信電波強度を用いる場合には、その大きさが通信距離の増加に伴って減少するモデルを使用する。すなわち、受信電波強度の大小関係とノード間距離の大小関係の間には式 (1) に示すような関係が成り立つとする。

$$r_{ij} > r_{kl} \Leftrightarrow \delta_{ij} < \delta_{kl} \quad (1)$$

ここで、 $r_{ij}$  はノード  $i, j$  間で観測される受信電波強度、 $\delta_{ij}$  はノード  $i, j$  間の距離である。

今、ノード  $i, j, k, l$  に関して、受信電波強度  $r_{ij}, r_{kl}$  が観測されたとすると、式 (1) のモデルに基づいて、式 (2) に示すように、受信電波強度の比較からノード間距離の順序関係が作成できる。

$$r_{ij} > r_{kl} \Rightarrow \delta_{ij} < \delta_{kl} \quad (2)$$

式 (2) の順序関係をすべての受信電波強度の比較に適用することで、ノード間距離に関する連立不等式が構成される。このノード間距離の連立不等式に対して、推定されたノード配置から計算されるノード間距離  $d$  の連立不等式が式 (3) に示す弱単調関係をできるだけ満たすようなノード配置を推定する。

$$\delta_{ij} < \delta_{kl} \Rightarrow d_{ij} \leq d_{kl} \quad (3)$$

このようなノード配置を計算するために、本論文では非計量多次元尺度法の代表的な手法であるクラスカルの方法 [11] を応用する。一般的な非計量多次元尺度法では、もとななる情報が連立不等式のみであるため、得られる配置は相対的である。そこで、絶対座標を得るためには、座標が既知なアンカノードが必要である。このアンカノードに対して、位置推定の対象となる座標が未知なノードを本論文ではターゲットノードと呼ぶことにする。

クラスカルの方法では、最急降下法によってクラスカルのストレスと呼ばれる値を最小にするターゲットノード配置を求める。アンカノードが存在する場合には座標系が固定されるため、クラスカルのストレス  $\psi$  は式 (4) のように表せる。

$$\psi = \sqrt{\sum_{i,j} (\hat{d}_{ij} - d_{ij})^2} \quad (4)$$

ここで、 $d_{ij}$  は暫定推定位置から計算されるノード  $i, j$  間の距離である。 $\hat{d}_{ij}$  はデイスパリティと呼ばれる距離の次元をもつ値で、式 (3) の順序関係を満たすように、暫定ノード間距離  $d_{ij}$  を単調変換することで算出できる。つまり、クラスカルのストレス  $\psi$  は、距離の公理を完全に満たすノード間距離  $d_{ij}$  と式 (3) の順序関係を完全に満たすデイスパリティ  $\hat{d}_{ij}$  の一致の度合を示す指標であるといえる。以後、本論文ではこのクラスカルのストレスを単にストレスと呼ぶことにする。

ノード間距離  $d$  からデイスパリティ  $\hat{d}$  を求める問題は、目的関数を式 (4)、制約条件を式 (3) とする二次計画問題として定式化できる。しかし、デイスパリティの計算に特化した解法としてクラスカルの最小二乗単調回帰法が提案されており [11]、この方法を用いることで比較的容易に計算が可能である。図 1 にクラスカルの最小二乗単調回帰法のアルゴリズムを示す。この手法ではまず、デイスパリティの

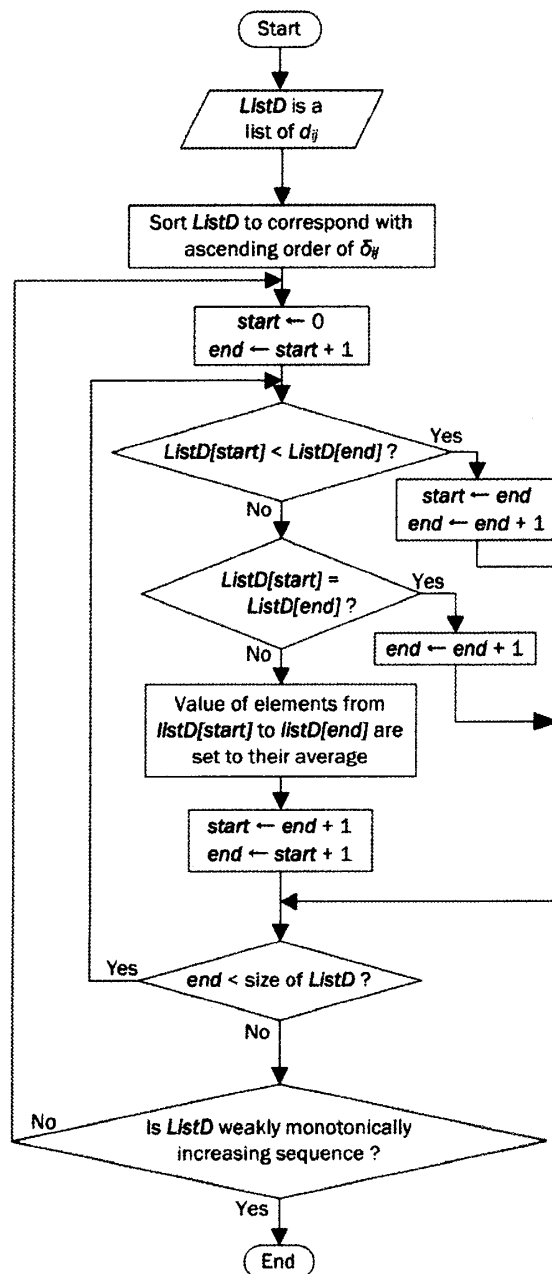


図 1 クラスカルの単調回帰法のアルゴリズム  
Fig. 1 Algorithm of Kruskal's least square monotonic regression method.

初期値としてノード間距離がコピーされる。そして、式 (3) の順序関係と一致するようにデイスパリティのリスト  $ListD$  を並べ換える。その後、リストの先頭  $ListD[start]$  から順番にその次のデイスパリティ  $ListD[end]$  との比較を行い、 $ListD[end]$  の方が小さかった場合には、平均値によって両者を置き換える。このとき、 $ListD[start] = ListD[end]$  であった場合には、対象範囲を  $end + 1$  の要素にまで広げて同様の作業を行う。以上の作業を  $ListD$  が弱単調増加となるまで繰り返すことによって、最適なデイスパリティ

を得ることができる。上記の方法において、受信電波強度が得られなかったノード間は比較の対象とならないため、常に  $d_{ij} = \hat{d}_{ij}$  となる。したがって、そのようなノード間はストレスの大きさに影響を与えず、受信電波強度が得られたノード間の順序関係のみが考慮されて位置推定が行われる。

ストレス  $\psi$  を最小化するためには、ノード配置とディスパリティの両方の最適値を求める必要がある。しかし、任意のノード配置における最適なディスパリティをクラスカルの単調回帰法によって算出可能であるため、式 (5) に示すように、ストレス  $\psi$  をノード配置のみの関数と考えると最小化することができる。

$$\begin{aligned} \min_{X, \hat{d}} \psi(X, \hat{d}) &= \min_X [\min_{\hat{d}} \psi(X, \hat{d})] \\ &= \min_X \psi[X, \hat{d}(X)] \end{aligned} \quad (5)$$

ここで、 $X$  は  $(i, a)$  要素にノード  $i$  の  $a$  軸上における座標値  $x_{ia}$  をもつ行列である。ストレス  $\psi$  をノード座標  $X$  に対して最小化するためには、式 (4) をノード座標  $X$  で偏微分して、一次導関数がゼロとなるようにすればすればよい。クラスカルの方法では、式 (6) に示すように、最急降下法によって最小化を行う。

$$X^{(q+1)} = X^{(q)} - \alpha^{(q)} \Delta \psi(X^{(q)}) \quad (6)$$

ここで、 $\alpha$  はステップサイズを、添字  $(q+1)$  は繰返し数を示す。  $\Delta \psi$  の  $(k, a)$  要素は式 (7) のように導かれる。

$$\begin{aligned} \frac{\partial \psi}{\partial x_{ka}} &= \frac{1}{2} \left\{ \left( \frac{\psi}{\psi^2} \right) \left( \frac{\partial \psi^2}{\partial x_{ka}} \right) \right\} \\ &= \frac{1}{\psi} \sum_{j \neq k} \frac{d_{jk} - \hat{d}_{jk}}{d_{jk}} (x_{ka} - x_{ja}) \end{aligned} \quad (7)$$

式 (6) 及び式 (7) によってターゲットノードの位置を修正し、その都度クラスカルの単調回帰によって最適なディスパリティを計算する。これらの繰返しによってストレスは最小値に収束する。繰返し数、ストレスの大きさ、ステップサイズ等にしきい値を設定し、そのしきい値を超えた時点で処理を終了する。そして、終了時点でのターゲットノードの位置を推定位置とする。

上記の流れによって、ノード間距離の連立不等式をできる限り満たすノード配置の推定が可能となる。しかし、位置推定は暫定位置の修正の繰返しによって行われるため、位置推定に先立って、ターゲットノード

の初期位置を決定する必要がある。初期位置によってはストレスがローカルミニマムに陥り、最適なノード配置が求まらない場合があるため、初期位置の決定は非常に重要である。これまでの研究 [12] において、ターゲットノードが配置される四角形のフィールドを囲むようにアンカノードが配置される状況においては、フィールド中心が共通の初期位置として適切であることが結論づけられているため、本論文でもそれに倣うことにする。

提案手法では、観測された電波強度の順序関係からノード間距離の順序関係を作成し、その順序関係を満たすようなノード配置を計算する。したがって、観測された電波強度がノード間距離の増加に対して単調減少とならない環境下では、場合によっては、そこから作成されるノード間距離の順序関係を満たすノード配置が存在しない状況が発生する。そのような状況ではストレスはその矛盾の量に応じた零以上の値に収束する。そこで、観測された電波強度のノード間距離に対する単調減少の割合を評価するために、観測された電波強度の全比較の中で式 (1) に示した正しいノード間距離との関係を満たす比較の数を  $p$ 、それ以外の比較の数を  $q$  としたとき、式 (8) に示す矛盾率  $\kappa$  を定義する。

$$\kappa = \frac{q}{p+q} \quad (8)$$

この矛盾率は、電波強度がノード間距離について単調減少関係をどの程度忠実に満たしているかを表す、実験環境を評価するための指標であり、提案手法による位置推定に利用されるものではない。しかし、提案手法はこの矛盾率が幅広い環境において低く抑えられていることに着目し、電波強度の順序関係からノード間距離の順序関係を予測して位置推定を行う。実際のアプリケーションにおいて、この矛盾率から環境の評価を行いたい場合には、提案手法とは別の方法で各ノード間の正しい距離を取得する必要がある。得られた矛盾率が低いほど、提案手法による高精度な位置推定が期待できる。

### 3. 受信電波強度をもとにした通信距離推定に関する検討

1. でも述べたように、受信電波強度をもとにした従来のノード位置計測においては、その減衰特性が環境によって大幅に変わることから、環境を考慮した受信電波強度-通信距離モデルの校正や予備実験が必要

であった。本研究が目指すのは、そのような校正や予備実験なしに幅広い環境に対して適用可能な位置計測方法の実現である。そのため、従来手法をそのような条件にも適用するためには(1)環境に関する情報を必要とせず、(2)受信電波強度から一意に通信距離が推定できるモデルが必要である。上記のような条件を満たすモデルとして、通信距離の増加に伴う減衰(距離減衰)のみを考慮したフリスの伝達公式による単純なモデルを使用する。このモデルは4.の位置推定実験において、提案手法の比較対象となる従来手法のための受信電波強度-通信距離モデルとして使用される。また、上記の条件は満たさないものの、より精度良く現実の減衰特性を表すものとして、地面での反射を考慮したモデルを比較のために使用する。このモデルは、これまでの研究[13]において、滑らかな土の地面で反射が起こる場合には、実測値とよく一致することが確認されている。

本論文では砂利が敷き詰められたフィールドでの実験を通して、二つのモデルと実測値との比較を行い、受信電波強度をもとにした通信距離推定の難しさについて議論する。土の地面に対し砂利が敷き詰められた地面では、乱反射の度合いが大きくなるため、モデルによる予測は困難になると考えられる。

### 3.1 距離減衰のみを考慮したモデル

電波の反射や遮断が全く起こらない空間(自由空間)では、受信電波強度は式(9)に示すフリスの公式からも分かるように、通信距離の2乗に反比例して減衰する。

$$P_1 = \frac{P_t G^2 \lambda^2}{(4\pi)^2} \left(\frac{1}{x}\right)^2 \quad (9)$$

ここで、 $P_1$ [W]は受信位置での電波強度、 $P_t$ [W]は送信電力、 $x$ [m]は通信距離、 $G$ はアンテナゲイン、 $\lambda$ [m]は電波の波長である。この条件下では、通信距離に対して受信電波強度は単調減少の関係にあり、式(9)を用いることによって受信電波強度から一意に通信距離を推定できる。また、設定すべき値はすべて送受信器固有の値であるため、このモデルは環境に関する情報を一切必要としない。

### 3.2 地面での反射を考慮したモデル

3.1で示した距離減衰に加え、実際の環境下では、ノイズ、障害物による電波の遮断や反射、アンテナの指向性などの影響を受けるため、受信電波強度は通信距離に対して厳密な単調減少とはならない。特に壁や地面などで電波が反射され、直接波と反射波の両方が

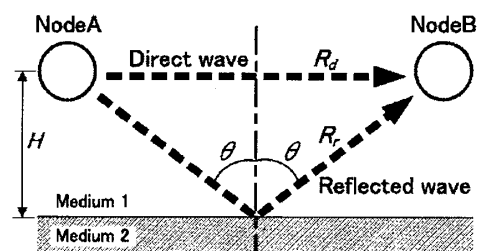


図2 マルチパスモデル  
Fig. 2 A model of multi-path.

受信されるようなマルチパス環境は、その位相差に応じて二つの電波が強め合ったり弱め合ったりするため、受信電波強度を用いて位置推定を行う場合には大きな誤差要因となる[14]。

ここでは図2に示すような地面での反射が起こる場合を想定する。このとき、受信側であるノードBで観測される電波強度 $P_2$ は式(10)のように記述できる。ここで、 $R_d$ は直接波の経路長、 $R_r$ は反射波の経路長、 $\rho$ は反射係数、 $\theta$ は入射角、 $\phi$ は位相差を示す。位相差 $\phi$ は式(11)に示すように反射係数 $\rho$ の正負に従って反射時に位相が反転することも考慮されている。反射係数 $\rho$ は、入射波の磁界が境界面と平行なTM波であるか、電界が境界面と平行なTE波であるかによって値が異なり、境界面の媒質の誘電率 $\epsilon$ 、透磁率 $\mu$ 、導電率 $\sigma$ 、使用する電波の角周波数 $\omega$ から式(12)、式(13)によって計算できる。TM波はアンテナを反射面に対して垂直にした場合に相当し、TE波は平行にした場合に相当する。

$$P_2 = \frac{P_t G^2 \lambda^2}{(4\pi)^2} \left\{ \left(\frac{1}{R_d}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{|\rho|}}{R_r}\right)^2 + 2 \left(\frac{\sqrt{|\rho|}}{R_d R_r}\right) \cos \phi \right\} \quad (10)$$

$$\phi = \begin{cases} \frac{2\pi(R_d - R_r)}{\lambda} + \pi & (\rho < 0) \\ \frac{2\pi(R_d - R_r)}{\lambda} & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (11)$$

$$\rho = \begin{cases} \text{Transverse Magnetic Wave :} \\ \gamma_{TM} = \frac{\mu_1 n^2 \cos \theta - \mu_2 \sqrt{n^2 - \sin^2 \theta}}{\mu_1 n^2 \cos \theta + \mu_2 \sqrt{n^2 - \sin^2 \theta}} \\ \text{Transverse Electric Wave :} \\ \gamma_{TE} = \frac{\mu_2 \cos \theta - \mu_1 \sqrt{n^2 - \sin^2 \theta}}{\mu_2 \cos \theta + \mu_1 \sqrt{n^2 - \sin^2 \theta}} \end{cases} \quad (12)$$

表 1 空気と土の物理特性  
Table 1 Physical properties of air and clay.

	Air (Medium 1)	Clay (Medium 2)
Dielectric constant ( $\epsilon$ ) [F/m]	$8.85 \times 10^{-12}$	$26.56 \times 10^{-12}$
Magnetic permeability ( $\mu$ ) [H/m]	$1.26 \times 10^{-6}$	$1.26 \times 10^{-6}$
Electrical conductivity ( $\sigma$ ) [S/m]	0	$10^{-4}$

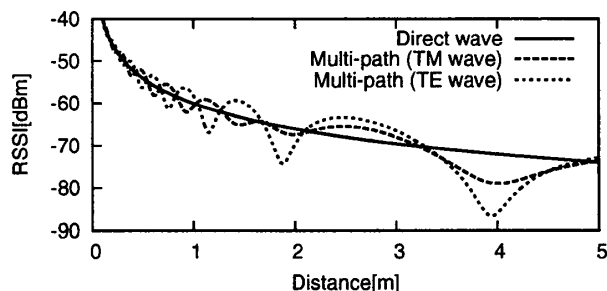


図 3 モデルより得られた受信電波強度の通信距離に対する推移

Fig. 3 Theoretical RSS variation according to communication distance.

$$n = \sqrt{\frac{\mu_2}{\mu_1}} \sqrt{\frac{\epsilon_2 - j(\sigma_2/\omega)}{\epsilon_1 - j(\sigma_1/\omega)}} \quad (13)$$

表 1 に地面の媒質として典型的な空気及び土の誘電率, 透磁率, 導電率の例を示す. また, 図 3 には, これらの物性値に基づいて, 媒質 1 を空気, 媒質 2 を土とし, 地面までの距離  $H$  を 0.5 m, 送信電波出力  $P_t$  を 1 mW, 電波の波長  $\lambda$  を 0.12 m, アンテナゲイン  $G$  を 0.1 に設定した場合のノード間距離に対する受信電波強度の推移を示す. 図 3 において受信電波強度の単位として使用されている  $P$  [dBm] に関して,  $P$  [W] からの換算は式 (14) により行われる.

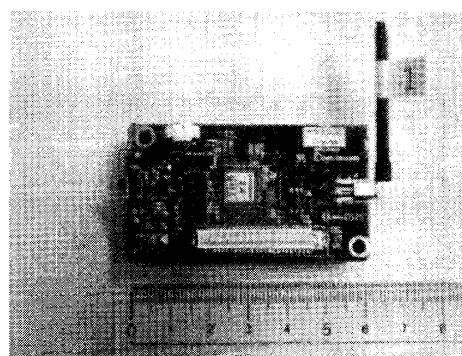
$$P \text{ [dBm]} = 10 \log_{10} \left( \frac{P \text{ [W]}}{0.001} \right) \quad (14)$$

図 3 からも分かるように, 地面での反射を考慮した式 (10) のモデルでは受信電波強度から通信距離が一意に求まらない. 加えて, このモデルは反射面までの距離やその媒質に関する情報を必要とするため, 未知の環境に対しては使用できない.

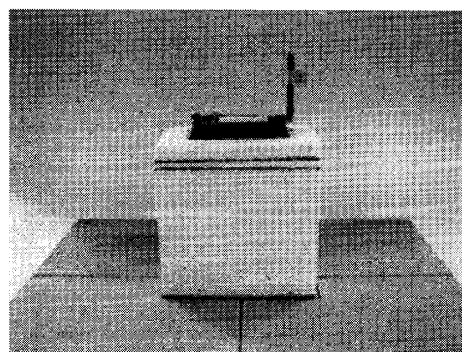
本節で示したモデルは一つの壁での反射のみを考慮した単純なものであったが, 屋内環境のように電波を反射する対象が複数存在する場所においては状況はより複雑となる. したがって, そのような環境では,

表 2 ノードの主な仕様  
Table 2 Specification of node.

	MICAz
Size	64×35×29 mm
Radio Frequency	2.4 GHz
Max. Data Rate	250 kbits/sec
Power Source	AA×2 (DC3 V)
Antenna	whip (quarter wavelength)



(a) ノードの外観 (Appearance of node)



(b) 高さ 10 cm に設定されたノード (A node setting to 10 cm in height)

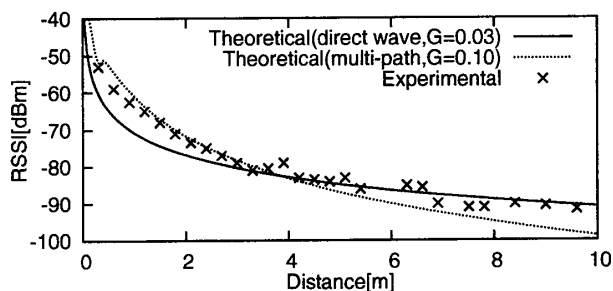
図 4 ノードとその固定台  
Fig. 4 Node and its pedestal.

ノードが配置される環境に関する情報があらかじめ得られたとしても, その情報から任意の地点間での受信電波強度を予測することは非常に困難である.

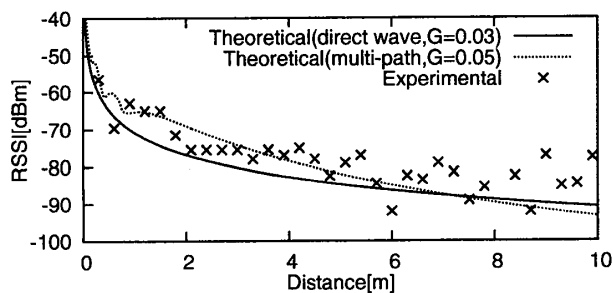
### 3.3 モデルと実測値との比較

本節では, 前節までに示した二つのモデルと実測値との比較を行う. 実験にはクロスボー社の無線センサネットワークシステム MOTE を使用した. 表 2 に使用したノードの主な仕様 [15] を, 図 4 にノードの外観と実験時に使用した発砲スチロール製の固定台を示す. 図 4 に示すように, この実験ではアンテナを地面に対して垂直な向きになるように設置したため, 地面では TM 波の反射となる.

実験では 2 台のノードを用い, 送信電力を 1 mW に設定した上で, 周囲に電波の反射や遮断を起こす障害



(a) 設定高さ: 10 cm (Setting height: 10 cm)



(b) 設定高さ: 20 cm (Setting height: 20 cm)

図5 観測された受信電波強度の通信距離に対する推移  
 Fig. 5 Observed RSS variation according to communication distance.

物のない、砂利が敷き詰められた屋外に設置した。そして、通信距離を 0.3 m から 9.9 m まで 0.3 m 間隔で設定したときの両ノード間での通信における受信電波強度を計測した。個体差等によって、2 台のノードそれぞれで観測される受信電波強度は完全には一致しないため、両者の平均値をその通信距離における受信電波強度とした。また、電波の減衰特性は反射面である地面までの距離の影響を受けるため、高さの異なる固定台を用意し、それぞれに対して同様の実験を行った。固定台の高さが 10 cm と 20 cm の場合の各通信距離における観測された受信電波強度をそれぞれ図 5(a), (b) に示す。図 5 には実測値とともに、二つのモデルから得られた受信電波強度も示す。これら二つのモデルにおいて、電波の波長  $\lambda$  を 0.12 m, 送信電波出力  $P_t$  を 1 mW に設定し、事前に大きさが分からなかったアンテナゲイン  $G$  は実験結果にできるだけ一致するように調整した。また、地面での反射を考慮したモデルでは、地面までの距離  $H$  を実験条件に合わせて 10 cm または 20 cm に設定し、反射面の媒質は空気と土とした。

図 5 より、固定台の高さが 10 cm の場合には、地面での反射を考慮したモデルが実測値の減衰の傾きをよく表していることが確認できる。また、この条件においては地面での乱反射の影響は少なく、多くの通信距

離において単調減少となった。それに対し、固定台の高さが 20 cm の場合には、地面での乱反射の影響が大きいため、実測値の通信距離に対する変動が大きくなり、モデルとの一致の度合は低くなっている。

以上の結果より、条件としては単純な、地面でのみ反射が起こる場合でも、反射面の状態や設置高さによっては乱反射などの予測不可能な要因によって受信電波強度が変動するため、その特性を正確にモデル化することは困難であることが明らかにされた。それに対し、提案手法が使用する受信電波強度の大小関係に着目すると、式 (8) に示した通信距離の大小関係との矛盾率  $\kappa$  は設定高さ 10 cm と 20 cm でそれぞれ 4.8%, 17.0% であった。つまり、モデル化が困難な設定高さ 20 cm の場合においても、受信電波強度の大小関係の 80% 以上は、通信距離の大小関係と等しく保たれている。受信電波強度の大小関係のこのような特徴は、提案手法にとって、幅広い環境において安定した位置推定を行うために好都合である。

#### 4. 位置推定実験

本章では 3.3 でも用いた無線センサネットワークシステム MOTE を用いて位置推定実験を行い、実環境下での提案手法の位置推定精度について検討する。提案手法の比較対象となる従来手法としては、受信電波強度から推定された通信距離をもとに計量多次元尺度法によってノード位置を推定する方法 [9] を採用する。この計量多次元尺度法による位置推定方法については 4.1 にて概要を説明する。

一つ目の実験では、設置高さを変えることで異なる減衰特性の環境を作り、それらの環境での提案手法と従来手法の位置推定精度を比較する。二つ目の実験では、18 台のノードから観測された受信電波強度をもとに、位置推定精度に対するノード数の影響について検討する。

##### 4.1 計量多次元尺度法による位置推定

計量多次元尺度法では、刺激の非類似性を刺激間の距離として扱い、位置を決定する。そのため位置推定に先立って、受信電波強度をもとにした通信距離推定が必要である。以下に計量多次元尺度法における位置推定の流れを示す。

- Step1 受信電波強度-通信距離モデルを用いて観測された受信電波強度から通信距離を推定する。
- Step2 計量多次元尺度法によって通信距離からノード位置を推定する。



Step3 アンカノードの既知の座標をもとに推定位置を座標変換し、絶対座標を得る。

本論文では Step1 で用いられる受信電波強度-通信距離モデルとして式 (9) に示した距離減衰のみを考慮したモデルを使用し、そのアンテナゲイン  $G$  を 0.03 に設定した。Step2 ではモデルより得られた通信距離をもとに、以下の流れに沿ってノード位置が計算される。

(1) 各ノードの初期位置としてランダムな座標を設定する。

(2) 式 (15) によって推定位置を更新する。

$$X^{[k+1]} = V^{-1} \left( \sum_{i < j} \frac{w_{ij} \delta_{ij}}{d_{ij}(X^{[k]})} A_{ij} \right) X^{[k]} \quad (15)$$

$$V^{-1} = \left( V + \frac{1}{n} ee' \right)^{-1} - \frac{1}{n} ee' \quad (16)$$

$$V = \sum_{i < j} w_{ij} A_{ij} \quad (17)$$

ここで、 $A_{ij}$  は  $(i, i)$ ,  $(j, j)$  要素が 1,  $(i, j)$ ,  $(j, i)$  要素が  $-1$ , それ以外の要素が 0 の行列,  $\delta_{ij}$  は受信電波強度-通信距離モデルによって得られたノード  $i, j$  間の距離,  $w_{ij}$  はノード  $i, j$  間で受信電波強度が観測された場合には 1, 通信が行えない場合には 0 となる値,  $X$  は行要素に各ノードの推定位置をもつ行列,  $d_{ij}(X)$  は推定位置から計算されるノード間距離,  $k$  は繰返し数,  $n$  はノード数,  $e$  は要素がすべて 1 の  $n$  次元ベクトルである。

(3) 式 (18) に示すような、モデルから得られた通信距離と推定位置から計算されるノード間距離との一致の度合を表す  $\sigma$  を計算し、その変化量が設定値よりも小さい場合には計算を終える。そうでない場合には (2) に戻る。

$$\sigma(X) = \sum_{i < j} w_{ij} (d_{ij}(X) - \delta_{ij})^2 \quad (18)$$

Step3 ではアンカノードの既知の座標をもとにアフィン変換によって推定位置を座標変換し、絶対座標を得る。本論文では二次元平面上での位置推定を対象としているため、アンカノードが 4 台以上の場合には最小二乗法によってアフィン変換の各係数を求める。

#### 4.2 電波減衰特性の異なる条件下での位置推定精度の比較

位置推定実験は、図 6 に示すように、周囲に電波の反射や遮断を起こす障害物のない、地面に砂利が敷き

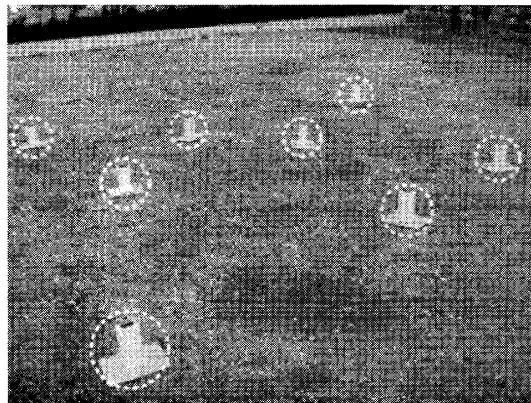
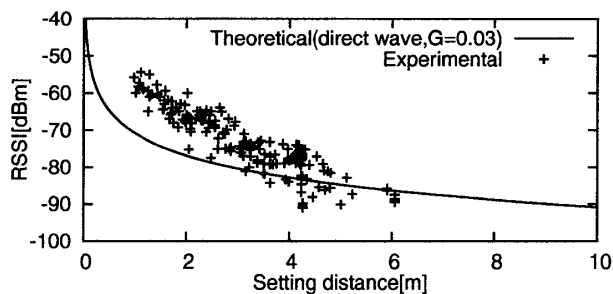


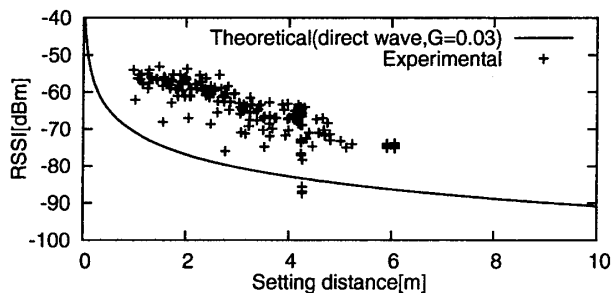
図 6 障害物のない屋外に設置されたノード  
Fig. 6 Nodes arrangement for experiment.

詰められた屋外で行った。ノードは 3.3 と同様のものを使用し、すべてのノード間で安定した通信を可能とするために、ノードの最大通信距離を考慮してフィールドサイズを 4.2 メートル四方とした。アンカノードは、非計量多次元尺度法における初期位置の設定方法に関するこれまでの研究 [12] に倣い、フィールド四隅にそれぞれ 1 台ずつ、合計 4 台を固定台に載せて設置した。提案手法は配置密度によって精度が変動するものと考えられるため、精度に関する議論を行いやすくするために、この実験では、固定台に載せられた 5 台のターゲットノードを配置密度に極端な不均一が生じない範囲でランダムにフィールド内に配置した。設定高さ 10 cm と 20 cm の固定台を用意し、それぞれの場合に対してターゲットノードの位置が異なる 4 パターンの配置に対して位置推定を実施した。

固定台の高さが 10 cm と 20 cm の場合の実際の通信距離に対する測定された受信電波強度をそれぞれ図 7(a), (b) に示す。図 7 には測定値とともに、計量多次元尺度法による位置推定で使用した受信電波強度-通信距離モデルから得られた値も示す。図 7 より、設定高さ 20 cm で観測された受信電波強度の方が設定高さ 10 cm の場合に比べ、全体として受信電波強度のばらつきが大きいことが分かる。また、通信距離に対する電波強度の減衰の傾きにも違いが見られる。これらの減衰特性の違いは、単一のモデルによる通信距離推定を行う際には真値との一致の度合を左右する要因となるため、距離推定を必要とする従来手法を用いた場合には、位置推定精度が変動すると考えられる。それに対し、非計量多次元尺度法による位置推定では、式 (8) に示した通信距離の大小関係と受信電波強度の大小関係との間の矛盾率  $\kappa$  が位置推定精度に影響を



(a) 設定高さ : 10 cm (Setting height : 10 cm)



(b) 設定高さ : 20 cm (Setting height : 20 cm)

図 7 位置推定実験において観測された受信電波強度とそのノード間の距離

Fig. 7 Observed RSS vs. setting distance in localization experiments.

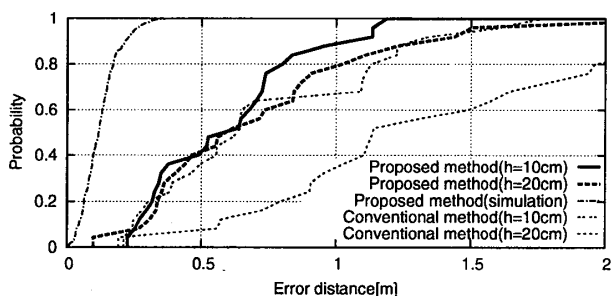


図 8 提案手法及び従来手法による位置推定における誤差距離の累積分布関数

Fig. 8 CDF of error distance in localization using proposed and conventional method.

与えることとなる。今回の実験では、設定高さ 10 cm, 20 cm において矛盾率  $\kappa$  はそれぞれ 12.6%, 16.3% で、設定高さ 20 cm の場合の方が約 4 ポイント矛盾が多いことが確認された。

図 8 に推定位置から設定位置までの距離を指す誤差距離に関する累積分布関数を示す。図 8 には実験結果に加え、受信電波強度が通信距離の増加に対して単調減少する場合を計算機シミュレーションによって再現し、その条件下で提案手法による位置推定を行い、得られた累積分布関数も示す。この計算機シミュレーションではフィールド広さとノード数を実験と同様に設定しており、位置推定に使用された受信電波強度は

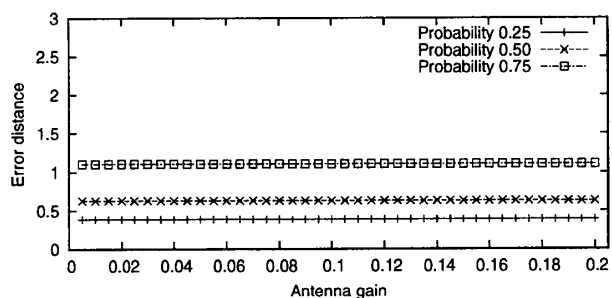
表 3 累積分布関数の主要な確率における誤差距離  
Table 3 Error distances of key probability on CDF.

Localization method	Setting height	Probability		
		0.25	0.50	0.75
Proposed method	10 cm	0.33 m	0.58 m	0.73 m
	20 cm	0.36 m	0.59 m	0.90 m
Conventional method	10 cm	0.39 m	0.63 m	1.10 m
	20 cm	0.90 m	1.13 m	1.90 m
Proposed method (simulation)		0.07 m	0.12 m	0.16 m

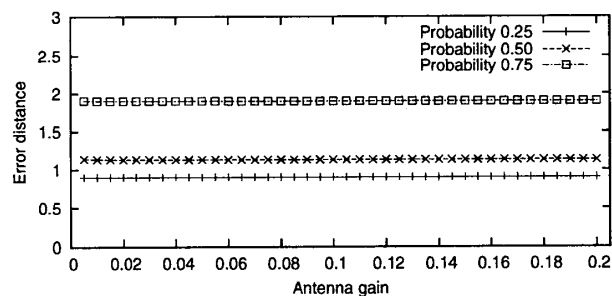
式 (9) によって通信距離から計算した。すなわち、このシミュレーションでは通信距離の大小関係と受信電波強度の大小関係がすべて式 (1) の関係を満たしているため矛盾率は零であり、この結果は提案手法の最良精度を示しているといえる。表 3 には、図 8 における各累積分布関数の 25%, 50%, 75% 値を示す。図 8 及び表 3 より、最も位置推定精度が高かった設定高さ 10 cm の場合の提案手法による位置推定では、25%, 50%, 75% 値がそれぞれ 0.33 m, 0.58 m, 0.73 m であった。この結果とシミュレーション結果とを比較すると、約 5 倍誤差距離が増大していることが分かる。これは、先にも示した受信電波強度の大小関係と実際の通信距離の大小関係との間の約 13% の矛盾によって引き起こされたものであり、この矛盾が位置推定精度に与える影響は非常に大きいことが分かる。

次に手法の違いに着目すると、設定高さが 10 cm の場合には、提案手法の精度が従来手法に比べ若干優れてはいるが、顕著な違いは見られない。しかし設定高さが 10 cm から 20 cm になったことで、従来手法の推定誤差が大幅に増大していることが分かる。この誤差増大は、受信電波強度から通信距離を推定する際に使用した受信電波強度-通信距離モデルの実測値との一致の度合いが低下した事が理由である。それに対し、提案手法では受信電波強度の大小関係のみを使用するため、位置推定精度の低下は低く抑えられている。この精度の低下は、設定高さ 20 cm では設定高さ 10 cm に比べ、矛盾率が 12.6% から 16.3% に約 4 ポイント増大したことによるものである。

以上の結果より、通信距離の推定を必要とする従来手法では、受信電波強度-通信距離モデルの精度が位置推定精度に大きく影響を与えることが実験的に示された。しかし、ここで使用されたアンテナゲイン  $G = 0.03$  は図 7 に示した実測値と比べて、必ずしも適切な値とはいえない。このアンテナゲイン  $G$  の設定値が従来手法による位置推定精度に及ぼす影響について検討するため、アンテナゲイン  $G$  を 0.005 から 0.2



(a) 設定高さ : 10 cm (Setting height : 10 cm)



(b) 設定高さ : 20 cm (Setting height : 20 cm)

図 9 通信距離推定におけるアンテナゲイン設定値の誤差距離への影響

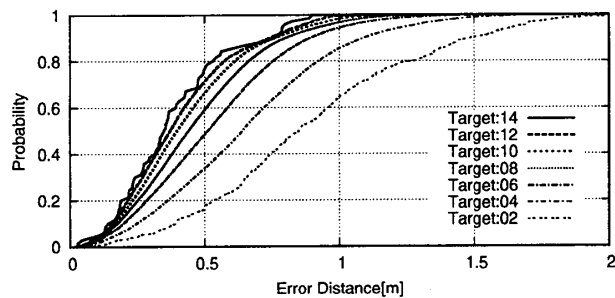
Fig. 9 Effect of antenna gain to error distances of key probability.

まで 0.005 間隔で設定したモデルを用いて位置推定を行った。得られた累積分布関数における 25%, 50%, 75% 値のアンテナゲイン  $G$  による推移を図 9 に示す。図 9 より、アンテナゲイン  $G$  の大きさに従来手法の位置推定精度はほとんど影響を受けないことが明らかになった。この結果は、従来手法でも計量多次元尺度法による最適化が行われているため、推定通信距離の大きさよりも、モデル自体の形状の方が位置推定には重要であるということを示唆している。

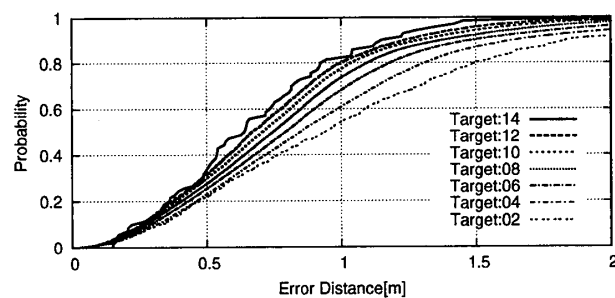
#### 4.3 ノード数の変化に伴う位置推定精度の推移

提案手法はその性質上、ノードの配置密度が高くなるほど位置推定精度も高くなる。これまでの研究 [14] における計算機シミュレーションでも同様の結果が示されているが、本節では実機を用いた実験によって配置ノード数が精度に与える影響を検討する。

実験は 4.2 と同様のフィールド内に 14 台のターゲットノードを設定高さ 10 cm でランダムに配置して行われた。そして、ターゲットノードの位置が異なる 5 パターンの配置それぞれにおいて、各ノード間での受信電波強度を観測した。14 台のターゲットノードで観測された受信電波強度データをもとに、位置推定の対象となるノードを選択することで、ターゲットノード数が 2, 4, 6, 8, 10, 12 台の場合を模擬した位置



(a) 提案手法によって得られた累積分布関数 (Proposed method)



(b) 従来手法によって得られた累積分布関数 (Conventional method)

図 10 ターゲットノード数の増加に伴う位置推定精度の向上

Fig. 10 Improvement of localization accuracy according to the number of target nodes.

推定も併せて行った。このとき、位置推定の対象として選択されなかったノードとの通信で得られた受信電波強度は、位置推定に使用されないため、この方法によってターゲットノード数が 14 台未満の実験と同等の結果が得られると考えられる。14 台のターゲットノードから位置推定の対象となる 2, 4, 6, 8, 10, 12 台のノードを選ぶ組合せはそれぞれ、91, 1001, 3003, 3003, 1001, 91 通りあり、そのすべてに対して位置推定を実施した。提案手法及び従来手法によって得られた誤差距離の累積分布関数をそれぞれ図 10 (a), (b) に示す。図 10 において、位置推定の対象となったノード総数が多いターゲットノード数ほど、もとななるデータ数も多くなるため、累積分布関数は滑らかな曲線となっている。図 11 には、各ターゲットノード数における平均矛盾率とその標準偏差を示す。図 10 より、ターゲットノード数が 2 の場合には、提案手法と従来手法によって得られた結果はほぼ同等であるものの、ターゲットノード数が増加するに従って提案手法の方が精度が著しく向上していることが確認できる。しかしながら、提案手法による精度向上の割合はターゲットノード数が大きくなるにつれて小さくなっていることも確認できる。これは、図 11 より分かるよう

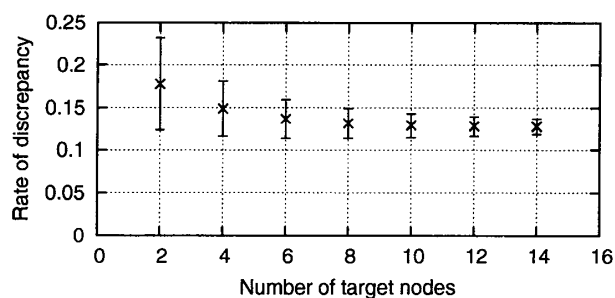
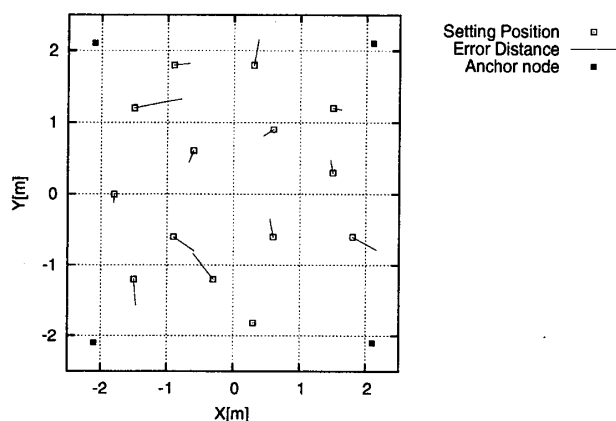
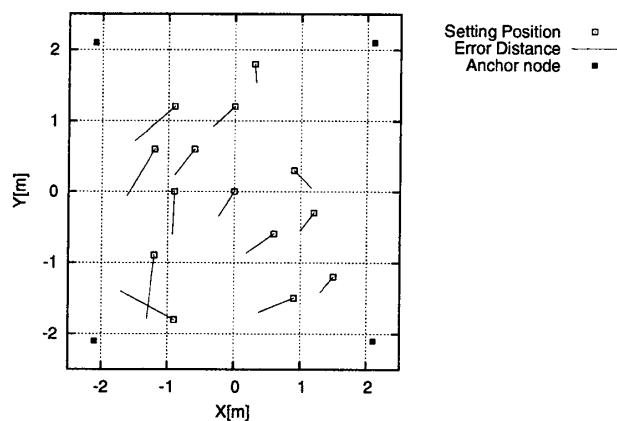


図 11 ターゲットノード数の増加に伴う平均矛盾率の推移  
Fig. 11 Number of target nodes vs. average of discrepancy rate.



(a) 誤差距離が最も小さかった配置 (Best result),  
error distances : 0.29 m



(b) 誤差距離が最も大きかった配置 (Worst result),  
error distances : 0.54 m

図 12 提案手法による 14 台のターゲットノードの位置推定結果

Fig. 12 Examples of localization result obtained by proposed method (14 target nodes).

に、ターゲットノード数が多くなるにつれて矛盾率が低下しながら一定値に収束するためである。

図 12 にターゲットノードが 14 台の場合における最も位置推定精度が高かった配置と低かった配置の位置推定結果を示す。ここで、平均誤差距離はそれぞれ 0.29 m, 0.54 m であった。図 12 (b) において、推定

位置が設定位置に対して類似した方向にずれている現象は他の多くの位置推定結果からも確認されており、今後の精度向上のための糸口になると考えられる。

## 5. むすび

無線ネットワークのための新たなノード位置計測方法として、無線通信時の受信電波強度の大小関係情報をもとに非計量多次元尺度法によってノード位置を推定する方法を提案し、実機を用いた実験によって提案手法の有効性を検証した。通信距離の推定を必要とする従来の位置推定方法に対して、提案手法は電波の減衰特性の影響を受けにくく、また配置されるノード数の増加によって位置推定精度の向上が期待できるといった利点をもつことが実験によって示された。受信電波強度は周囲の環境の影響を受けやすく、実環境下では通信距離の増加に対して厳密な単調減少とはならないが、その大小関係の多くが通信距離の大小関係と等しく保たれているため、その情報を用いることで受信電波強度をもとにしたノード位置推定は十分可能である。しかし一方で、受信電波強度の大小関係と実際の通信距離の大小関係との間の矛盾が位置推定精度に与える影響は非常に大きいことが確認され、今後の精度向上のためには、その矛盾を検出し、修正する方法を考案する必要がある。

本論文ではフィールド内に設置されたターゲットノードは配置密度に極端な不均一が生じない範囲でランダムに設置された。しかし、実際のアプリケーションを考慮した場合には、この条件は必ずしも適切ではないため、今後は配置密度の不均一性に関する検討も必要である。加えて、本論文では、すべてのノード間で通信が可能である場合の位置推定のみを扱った。そのため、使用したハードウェアの最大通信距離の制限から、4.2 m 四方という比較的狭いフィールドでの実験となった。しかし、提案手法は一部のノード間で電波強度が得られない場合にも適用可能であるため、今後はフィールドサイズを拡大して実験を行う予定である。提案手法はその性質上、ノードの最大通信距離と配置密度によって精度が変動するものと考えられるため、フィールドサイズが広がっても配置密度が同じであれば同程度の精度が実現できると考えられる。しかし一方で、これまでの研究によって、各ノードが全体に対してごく一部のノードとしか通信が行えない状況では、条件によっては情報不足のために位置推定精度が著しく劣化することが確認されている [16]。その

ため、今後はこのような情報不足を補うために、受信電波強度以外の指標を導入し、複数の情報の大小関係をもとにした位置推定手法を考案する予定である。提案手法はそもそももともとなる情報の大小関係のみを用いて位置推定を行う手法であるため、もとにする情報が複数の場合であっても容易に拡張が可能である。また、今回示したのは屋外実験の結果のみであったが、今後はより電波の反射が多い屋内での実験も行う予定である。

## 文 献

- [1] J. Costa, N. Patwari, and A.H. III, "Distributed weighted-multidimensional scaling for node localization in sensor networks," *ACM Trans. Sensor Networks*, pp.39-64, Feb. 2006.
- [2] P. Bahl and V. Padmanabhan, "Radar: An in-building rf-based user location and tracking system," *Proc. IEEE Computer and Communication Societies*, pp.775-784, 2000.
- [3] N. Bulusu, J. Heidemann, and D. Estrin, "Gps-less low cost outdoor localization for very small devices," *IEEE Pers. Commun. Mag.*, vol.7, no.5, pp.28-34, Oct. 2000.
- [4] 岩谷晶子, 西尾信彦, 村瀬正名, 徳田英幸, "ごましお: アドホックセンサネットワークにおけるノード位置決定方式," *情処学モバイルコンピューティングとユビキタス通信研報*, MBL-19-4, pp.23-30, Nov. 2001.
- [5] L. Doherty, K. Pister, and L. Ghaoui, "Convex position estimation in wireless sensor networks," *Proc. IEEE Computer and Communications Societies*, pp.1655-1663, 2001.
- [6] 佐藤雅幸, 松尾啓志, "アドホックネットワークにおけるバネモデルを適用した端末位置決定手法," *情処学モバイルコンピューティングとユビキタス通信研報*, MBL-32-23, pp.155-162, 2005.
- [7] D. Niculescu and B. Nath, "Ad hoc positioning system (aps)," *Proc. GlobeCom*, pp.2926-2931, Nov. 2001.
- [8] Y. Shang and W. Ruml, "Improved mds-based localization," *Proc. IEEE Communications Society*, pp.2640-2651, March 2004.
- [9] X. Ji and H. Zha, "Sensor positioning in wireless ad-hoc sensor networks using multidimensional scaling," *Proc. IEEE INFOCOM*, pp.2652-2661, 2004.
- [10] K. Whitehouse, C. Karlof, and D. Culler, "A practical evaluation of radio signal strength for ranging-based localization," *ACM Mobile Computing and Communication Review (MC2R)*, pp.41-52, Jan. 2007.
- [11] 高根芳雄, *多次元尺度法*, 東京大学出版会, 1980.
- [12] S. Yamada, R. Enomoto, J. Takayama, and S. Ohyama, "Evaluation of initial arrangements for sensor nodes localization based on inequalities of electric field intensity," *Proc. 22nd Sensor Symposium*

on Sensors, Micromachine and Applied Systems, pp.421-424, Oct. 2005.

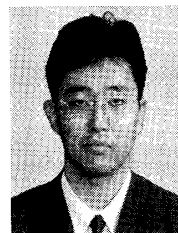
- [13] 山田真太郎, 榎本良太, 高山潤也, 大山真司, 小林 彬, "センサネットワークにおける電波強度の大小関係情報に基づくノード位置推定," *センサ・マイクロマシン部門総合研究会議事録*, June 2005.
- [14] S. Yamada, R. Enomoto, J. Takayama, and S. Ohyama, "Sensor nodes localization based on inequalities of electric field intensity," *Proc. IEEE Sensors 2005*, pp.424-427, Oct. 2005.
- [15] *MPR-MIB Users Manual Revision B*, Crossbow Technology Inc., June 2000.
- [16] S. Yamada, J. Takayama, and S. Ohyama, "Sensor node localization based on inequalities of radio field intensity -comparison of simulation and experiments-," *Proc. SICE-ICASE International Joint Conference 2006*, pp.1947-1952, Oct. 2006.

(平成 19 年 4 月 6 日受付, 7 月 6 日再受付)



山田真太郎 (学生員)

2005 東京工業大学大学院理工学研究科機械制御システム専攻修士課程了。同年同大学院理工学研究科機械制御システム専攻博士課程入学, 現在に至る。



高山 潤也

1998 東京工業大学大学院修士課程了。同年日産自動車(株)入社。2000 東京工業大学大学院理工学研究科機械制御システム専攻助手。2007 助教となり, 現在に至る。高度能動計測系としての信号場の理論とその応用などの研究に従事。2005 年度計測自動制御学会論文賞受賞。



大山 真司 (正員)

1984 東京工業大学大学院修士課程了。同年(株)日立製作所日立研究所入社。1990 東京工業大学工学部助手。現在, 同大学院理工学研究科准教授。計測工学, 計測システム構成論等の研究, 教育に従事。86, 05 年度計測自動制御学会論文賞受賞。IEEE, 計測自動制御学会等各会員(博士(工学))。