



Title	漏えい同軸ケーブルを用いたTDOAによる端末位置検出方式
Author(s)	西川, 健一; 東野, 武史; 塚本, 勝俊 他
Citation	電子情報通信学会論文誌. B, 通信. 2009, J92-B(1), p. 320-327
Version Type	VoR
URL	<a href="https://hdl.handle.net/11094/2969">https://hdl.handle.net/11094/2969</a>
rights	copyright©2009 IEICE
Note	

*The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA*

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

The University of Osaka

## 漏えい同軸ケーブルを用いた TDOA による端末位置検出方式

西川 健一<sup>†a)</sup> 東野 武史<sup>†</sup> 塚本 勝俊<sup>†</sup> 小牧 省三<sup>†</sup>

TDOA Based Wireless Positioning Method Using Leaky Coaxial Cable

Ken-ichi NISHIKAWA<sup>†a)</sup>, Takeshi HIGASHINO<sup>†</sup>, Katsutoshi TSUKAMOTO<sup>†</sup>,  
and Shozo KOMAKI<sup>†</sup>

あらまし 携帯電話端末機に GPS ( Global Positioning System ) が搭載されるなど、端末位置検出への要求が高まっている。本論文では、曲げて配置した 1 本の漏えい同軸ケーブル ( LCX : Leaky Coaxial cable ) を用いて、TDOA ( Time Difference Of Arrival ) 方式により、端末の二次元位置を検出する方式を提案する。筆者らが、以前提案した位置検出方式では TOA ( Time Of Arrival ) 方式を用いていたが、TDOA の適用により、受信機が送信機の電波の送信時刻を取得する必要がなくなる。LCX の給電点から伝搬した直接波と LCX の終端からの反射波を合わせて三つ以上測定することにより、電波の到着時間差を利用して位置を検出する。本論文では、まず提案方式である TDOA による位置検出方式を示す。更に、提案方式による位置検出が原理的に可能であるかを検証し、位置検出精度を実験により評価する。

キーワード LCX, 漏えい同軸ケーブル, 二次元位置検出, TDOA

### 1. まえがき

IEEE802.11 WLAN ( Wireless Local Area Network ) や第三世代携帯電話、PHS ( Personal Handy- phone System ) をはじめとしたセルラネットワークに加えて、近距離無線によりネットワークを形成する WPAN ( Wireless Personal Area Network ) が普及し、人や物を取り巻く無線通信環境が変化している。これによって無線を利用したサービスも多様化し、その一つとして挙げられるのが、携帯端末や各種センサを利用した人や物の位置検出である。また同時に位置検出サービスを実現する通信基盤構築も重要な課題といえる。位置検出には、カーナビゲーションや携帯電話で使われている GPS ( Global Positioning System ) をはじめとして、無線、RFID ( Radio Frequency IDentification ), 超音波等を利用した技術が既に存在する [1] ~ [14] 。

ところで、GPS は屋外での位置検出を前提としており、トンネルや地下街など GPS の電波を受信でき

ない場所での利用はできない。センサノードやセルラシステムの基地局を用いる端末位置検出方式では、マルチパスフェージングや見通し外の伝搬路の影響により位置検出精度が低下するという共通の問題があり、これに対し位置検出精度の低下を防ぐ提案がなされてきた [1] ~ [6] 。

無線を利用した位置検出のうち、基地局で電波の到達時間を測定し三辺測位を行う技術は、TDOA ( 到達時間差方式 : Time Difference Of Arrival ) を用いており、GPS 方式や CDMA 方式の携帯電話並びに WiFi 端末の位置検出に利用される [7] 。基地局に接続する端末を発見する CS-ID ( Cell Station-IDentification ) 方式は PHS で利用されている。基地局で電波強度を測定し三辺測位を行う技術は RSSI ( Received Signal Strength Indicator ) を用いており、RFID による位置検出に利用される [8], [9] 。

ところで、無線の通信基盤として漏えい同軸ケーブル ( LCX : Leaky Coaxial cable ) がある。地下鉄や地下街には少なからず電波遮へい空間が存在し、火災や事故発生時の地上と地下の間の非常連絡網を確保することは消防法で義務づけられており [16] , 多くの建物内に LCX が敷設されている。近年、2.4 GHz 帯を伝送可能な広帯域な LCX が登場しており [17] , 公共スペースにおける通信基盤は整備されつつある。この

<sup>†</sup> 大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻情報通信工学部門,  
吹田市

Graduate School of Engineering, Osaka University, Suita-shi, 565-0871 Japan

a) E-mail: nishi\_k@oms.comm.eng.osaka-u.ac.jp

ように、既存の通信基盤をそのまま利用して、端末の位置を検出することは新たな敷設工事を必要とせず、迅速にサービスを提供できるなどの特徴を有するため、非常に汎用性が高いといえる。LCX を用いた端末位置検出方式がいくつか提案されている [10] ~ [13]。文献 [10] は、送信用と受信用の 2 本の LCX を設置し、LCX 間の電界変動により侵入者の存在と、軸方向の位置検出を行っている。文献 [11] は、1 本の LCX を用いて二次元の位置検出を行っており、二つの無線周波数を利用している。文献 [12] は、送信用と受信用の 2 本の LCX を用いて対象物が反射した電波を測定し、ハフ変換により二次元の位置検出を行っている。また、筆者らは、1 本の LCX と單一周波数を用いて、二次元の位置検出を TOA (Time Of Arrival) 方式により可能とするため、LCX の終端で電波を故意に反射させる方法を提案した [13]。この方法は送信機の電波の送信時刻と受信した直接波の到着時間差及び上記送信時刻と終端反射波の到着時間差の二つの時間から二次元の位置を検出している。このように TOA 方式は、受信機が送信機の電波の送信時刻を知る必要がある。これに対し TDOA (Time Difference Of Arrival) 方式は、受信機が送信機の電波の送信時刻を知る必要がないという特徴を有する。そこで本論文では LCX を用いた TDOA 方式を実現するため、曲げた LCX を位置検出に使用することを提案する。LCX を曲げて配置することにより、LCX と端末間には直接波と終端反射波から成る複数の伝搬路が発生する。これらの複数の伝搬路の時間差を用いて二次元の位置検出を行う。このように提案方式は伝搬路の数を増加させることで TDOA 方式の実現を可能とする。

文献 [15] では、障害物による通信不能エリアが少なくなるように、屋内の天井部分に曲げた LCX を配置している。平面エリアにおいて、無線の端末の位置を検出するアプリケーションに適用することを目的としている。

本論文は、2. では LCX の放射特性を示し、3. では提案方式について述べる。4. では実験と位置検出誤差を評価する。

## 2. LCX の放射特性

提案する位置検出方式が利用する LCX の電波放射特性について述べる。図 1 に LCX の構造図を示す。LCX は皮膜、外部導体、絶縁体、内部導体の 4 層で構成されており、外側導体の放射孔から電波を放射する。

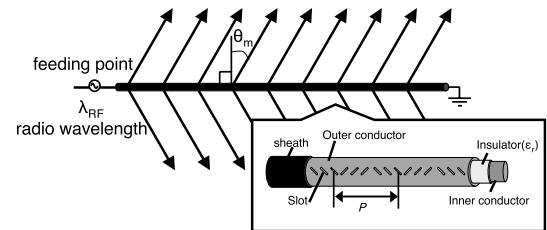


図 1 LCX の構造と放射特性  
Fig. 1 Configuration of LCX and radiation characteristics.

LCX のケーブル内を伝搬する電波の波長が放射孔の大きさよりも十分に長い場合、放射孔から放射される電波は微小ダイポールから放射されている電波と等価であり、LCX はケーブルの長手方向に微小ダイポールが放射孔の間隔で連続的に配置された構造となる。一方、放射される電波の位相は、ケーブル内を伝搬する電波の位相に依存するため、各放射孔から放射される電波は位相が異なっている。このため LCX から放射された電波は、各放射孔から放射された位相のずれた電波の重ね合わせとなる。そのため、放射角度により電波の強め合いや弱め合いが発生することにより指向特性をもつ。放射孔の間隔  $P/2$  [m] と搬送波の波長  $\lambda_{RF}$  [m] により電波の放射角度  $\theta_m$  が決まる [18]。

$$\theta_m = \sin^{-1} \left( \sqrt{\epsilon_r} + \frac{m\lambda_{RF}}{P} \right). \quad (1)$$

$$(m = -1, -2, \dots)$$

ここで、 $m$  は負の整数をとり、 $m = -1$  のとき、電波は最も強め合う。 $\epsilon_r$  は LCX 内の絶縁体の比誘電率を表す。

## 3. 提案方式

### 3.1 提案方式のフローチャート

図 2 に提案方式のフローチャートを示す。phase1 では、端末が LCX と端末との間のインパルス応答を端末が取得する。phase2 では、phase1 で得られたインパルス応答からピーク値が現れた時刻を取得する（ピーク値の検出）。なお、本論文では 3.3 で述べる理由により、ピーク値の取得数をインパルス応答の最大値を含む上位三つに限定する。phase3 は、phase2 で取得した時刻が 3.2 で述べる伝搬路モデルの中のどの伝搬路かを特定する処理である。詳細については 4.3 で述べる。phase4 では、phase3 で伝搬路が特定されたため、後で導出する位置検出に用いる式が判明し、phase2 で

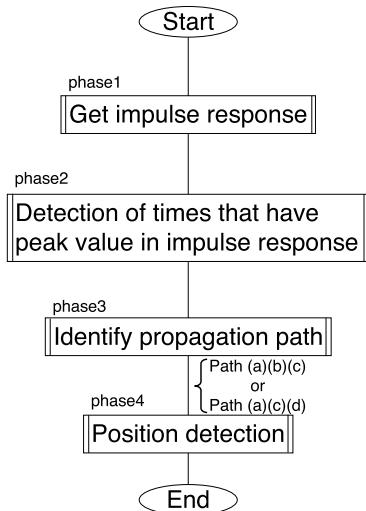


図 2 位置検出フローチャート  
Fig. 2 Position detection flowchart.

取得した時刻を用いて位置推定を行う。なお 3.2 で伝搬路モデルについて述べ、3.5 では位置検出に用いる式を導出する。

### 3.2 伝搬路モデル

提案方式は [13] で提案した終端で電波が反射する LCX を曲げて配置する。本論文では、LCX の曲げ角度を 90 度とした場合について述べる。LCX の 1 辺を  $L$  [m] とする。

図 3、図 4 に伝搬路モデルを示す。図中の星印は検出の対象である。図 3 は直接波の伝搬路モデルであり、給電点に近い部分からの伝搬路モデルを (a) とし、無終端点に近い部分からの伝搬路モデルを (b) とする。(a) は、LCX を  $A$  [m] 伝搬した後、空間中を  $B$  [m] 伝搬する。電波の放射角度は  $\theta_{-1}$  である。この伝搬時間  $t_{b1}$  [s] とする。

同様に、(b) は、LCX を  $L + C$  [m] 伝搬した後、空間中を  $D$  [m] 伝搬する。このときの伝搬遅延時間を  $t_{b2}$  [s] とする。 $t_{b1}, t_{b2}$  は次のように表せる。

$$t_{b1} \simeq \frac{A}{v} + \frac{B}{c}, \quad (2)$$

$$t_{b2} \simeq \frac{L + C}{v} + \frac{D}{c}. \quad (3)$$

図 4 は反射波の伝搬路モデルであり、無終端点に近い部分からの伝搬路モデルを (c) とし、給電点に近い部分からの伝搬路モデルを (d) とする。(c) は、LCX を  $2L + E$  [m] 伝搬した後、空間中を  $F$  [m] 伝搬する。このときの伝搬遅延時間を  $t_{b3}$  [s] とする。

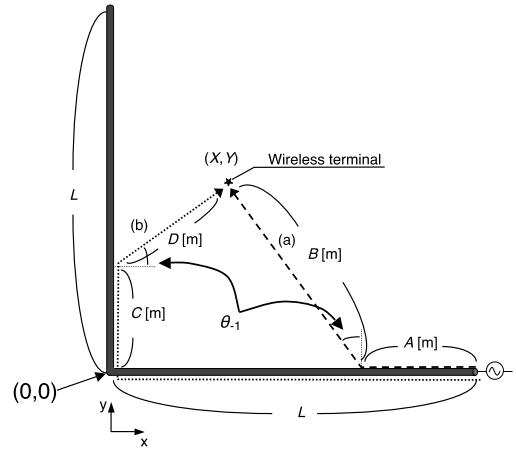


図 3 直接波の伝搬路モデル  
Fig. 3 Path model of direct wave.

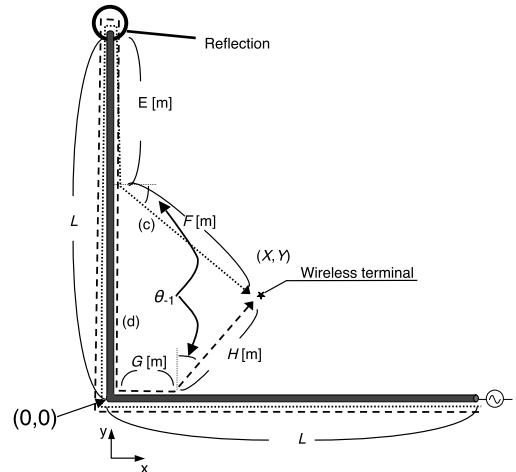


図 4 反射波の伝搬路モデル  
Fig. 4 Path model of reflected wave from nonterminal end of LCX.

同様に、(d) は、LCX を  $3L + G$  [m] 伝搬した後、空間中を  $H$  [m] 伝搬する。このときの伝搬遅延時間を  $t_{b4}$  [s] とする。 $t_{b3}, t_{b4}$  は次のように表せる。

$$t_{b3} \simeq \frac{2L + E}{v} + \frac{F}{c}, \quad (4)$$

$$t_{b4} \simeq \frac{3L + G}{v} + \frac{H}{c}. \quad (5)$$

ここで、図 3、図 4 で示すように、LCX の曲がっている点を座標の原点  $(0, 0)$ 、給電点方向に  $x$  軸、LCX の無終端点方向に  $y$  軸とし、推定位置を座標  $(\tilde{x}, \tilde{y})$  と表す。A, B, …, H は、推定位置座標  $(\tilde{x}, \tilde{y})$  を用いてそれぞれ次式のように表せる。

$$A = L - \tilde{x} - |\tilde{y}| \tan \theta_{-1} \quad [\text{m}], \quad (6)$$

$$B = H = \frac{|\tilde{y}|}{\cos \theta_{-1}} \quad [\text{m}], \quad (7)$$

$$C = \tilde{y} - |\tilde{x}| \tan \theta_{-1} \quad [\text{m}], \quad (8)$$

$$D = F = \frac{|\tilde{x}|}{\cos \theta_{-1}} \quad [\text{m}], \quad (9)$$

$$E = (L - \tilde{y}) - |\tilde{x}| \tan \theta_{-1} \quad [\text{m}], \quad (10)$$

$$G = \tilde{x} - |\tilde{y}| \tan \theta_{-1} \quad [\text{m}]. \quad (11)$$

### 3.3 ピーク値の現れる時間検出

提案方式では、LCX と検出対象との位置関係により、発生する伝搬路の数が異なる。二次元の位置座標を決定するためには最低限三つの伝搬路を必要とする。伝搬路の数が 2 以下となる領域は検出可能領域の対象外とし、3, 4 以上となる領域を検出可能領域とする。更に放射角度  $\theta_{-1}$  の値により検出可能領域は、その大きさが変化する。図 5 に、伝搬路モデルに基づく位置検出可能領域を示す。提案方式では、三つの波が受信される場合 (a)(b)(c), (a)(b)(d), (a)(c)(d), (b)(c)(d) の 4 通りであり、四つの波が受信される場合 (a)(b)(c)(d) の 1 通りである。このため、4 波が観測される場合には、4 波すべてを使う位置検出方式の検討を行う必要があるが、提案方式ではこれを行わず、三つの時間を測定し、それらの伝搬路を特定することで位置検出を行う。図 5 に示すように、 $0 < \theta_{-1} < 45^\circ$  の場合には、伝搬路数が 3 と 4 の領域が混在し、 $45^\circ < \theta_{-1} < 90^\circ$  の場合には、伝搬路数が 4 の領域は存在しない。提案方式は、インパルス応答から、最大値を含む上位三つのピーク値を検出する。

### 3.4 伝搬路の特定方法

phase2 で得られた三つの時間から伝搬路の特定を行う。ここで“インパルス応答の中に伝搬路 (a) と (c) が必ず存在する”という前提を設けると、特定すべき対象は、(a)(b)(c) と (a)(c)(d) の二つに絞ることができる。次に、この二つの特定方法について述べる。3.3 で検出したピーク値の時刻を、(a)(b)(c) が受信される領域では、それぞれ  $t_{b1}, t_{b2}, t_{b3}$  と表し、(a)(c)(d) が受信される領域では、それぞれ  $t_{b1}, t_{b3}, t_{b4}$  を表す。(a)(b)(c) が受信される領域での、1 波目の  $t_{b1}$  と 3 波目の  $t_{b3}$  の時間差  $Diff_{13}$  を示す。

$$\begin{aligned} Diff_{13} &= redt_{b3} - t_{b1} \\ &= \frac{|\tilde{x}| - |\tilde{y}|}{c \cdot \cos \theta} \\ &\quad + \frac{2L + \tilde{x} - \tilde{y} - (|\tilde{x}| - |\tilde{y}|) \cdot \tan \theta}{v}. \end{aligned} \quad (12)$$

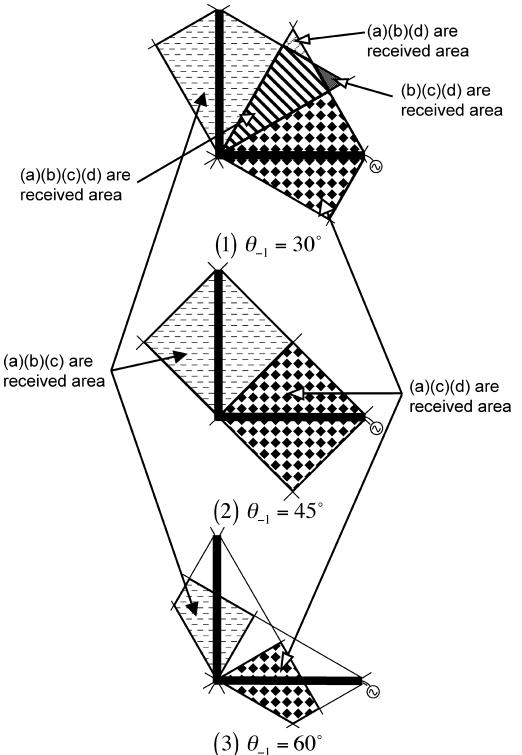


図 5 伝搬路モデルに基づく位置検出可能領域  
Fig. 5 Position detection possible area based on path model.

この領域では、 $x = y$  のとき  $Diff_{13}$  は最大値  $2L/v$  をとるため、以下を満たす。

$$Diff_{13} \leq \frac{2L}{v}. \quad (13)$$

次に、(a)(c)(d) が受信される領域での、1 波目の  $t_{b1}$  と 3 波目の  $t_{b4}$  の時間差  $Diff_{14}$  を示す。

$$\begin{aligned} Diff_{14} &= t_{b4} - t_{b1} \\ &= \frac{2L + 2\tilde{x}}{v}. \end{aligned} \quad (14)$$

この領域内では、 $x = y = 0$  のとき  $Diff_{14}$  は最小値  $2L/v$  をとるため、 $Diff_{14}$  は以下を満たす。

$$Diff_{14} \geq \frac{2L}{v}. \quad (15)$$

式 (13), 式 (15) より  $2L/v$  をしきい値とし、1 波目と 3 波目の時間差がしきい値  $2L/v$  よりも小さい場合は、(a)(b)(c) が受信される領域とし、1 波目と 3 波目の時間差がしきい値  $2L/v$  よりも大きい場合は、(a)(c)(d) が受信される領域とする。

1波目と3波目の時間差がしきい値 $2L/v$ よりも小さい場合は、(a)(b)(c)と判断する。1波目と3波目の時間差がしきい値 $2L/v$ よりも大きい場合は、(a)(c)(d)と判断する。

### 3.5 位置検出式の適用

$x$ が負の値、または $y$ が負の値のエリアにおいても、位置検出に使用する式は $x$ が正の値かつ $y$ が正の値のエリアで用いる式と同じである。つまりエリアによって用いる式を変える必要はない。

#### 3.5.1 (a)(b)(c)の領域

(a)(b)(c)の三つの波のみが受信されている領域では、一つ目の波と二つ目の波の到着時間差 $t_{b2} - t_{b1} = Diff_{12}$ とすると、 $Diff_{12}$ は次式のようになる。

$$Diff_{12} = \frac{|\tilde{x}| - |\tilde{y}|}{c \cdot \cos \theta} + \frac{\tilde{x} + \tilde{y} - (|\tilde{x}| - |\tilde{y}|) \cdot \tan \theta}{v}. \quad (16)$$

推定位置座標 $(\tilde{x} \ \tilde{y})$ は以下のようにになる。

$$\tilde{y} = \frac{2L - (Diff_{13} - Diff_{12}) \cdot v}{2}, \quad (17)$$

$$\tilde{x} = \frac{\frac{2L}{v} - Diff_{13} + \tilde{y} \left( \frac{1}{c \cdot \cos \theta_{-1}} - \frac{1 - \tan \theta_{-1}}{v} \right)}{\frac{-1}{c \cdot \cos \theta_1} - \frac{1 + \tan \theta_{-1}}{v}}. \quad (18)$$

ただし $\tilde{x} < 0$ の場合

$$\tilde{x} = \frac{\frac{2L}{v} - Diff_{13} + \tilde{y} \left( \frac{1}{c \cdot \cos \theta_{-1}} - \frac{1 - \tan \theta_{-1}}{v} \right)}{\frac{-1}{c \cdot \cos \theta_{-1}} - \frac{1 + \tan \theta_{-1}}{v}}, \quad (19)$$

を適用する。

#### 3.5.2 (a)(c)(d)の領域

(a)(c)(d)の三つの波のみが受信されている領域では、一つ目の波と二つ目の波の到着時間差 $t_{b3} - t_{b1} = Diff_{13}$ とする。推定位置座標 $(\tilde{x} \ \tilde{y})$ は以下のようになる。

$$\tilde{x} = \frac{Diff_{14} \cdot v - 2L}{2}, \quad (20)$$

$$\tilde{y} = \frac{Diff_{13} - \frac{2L}{v} + \tilde{x} \left( \frac{1}{c \cdot \cos \theta_{-1}} + \frac{1 - \tan \theta_{-1}}{v} \right)}{\frac{-1}{c \cdot \cos \theta_1} - \frac{1 + \tan \theta_{-1}}{v}}. \quad (21)$$

ただし $\tilde{y} < 0$ の場合

$$\tilde{y} = \frac{Diff_{13} - \frac{2L}{v} + \tilde{x} \left( \frac{1}{c \cdot \cos \theta_{-1}} + \frac{1 - \tan \theta_{-1}}{v} \right)}{\frac{-1}{c \cdot \cos \theta_1} - \frac{1 + \tan \theta_{-1}}{v}}, \quad (22)$$

を適用する。

## 4. 位置検出実験

### 4.1 実験構成

図6に、実験構成を示す。実験では、適切な長さのLCXを得るために2本の5mの長さをもつLCXを直列につなげ、2本のLCXの接続点で直角に曲げて配置した。このような配置は、10mの長さをもつLCXを中点で直角に曲げて配置することと等価である。ネットワークアナライザを介してオムニアンテナとLCXがつなげられている。ネットワークアナライザではLCXから放射された電波がオムニアンテナで受信されるまでの伝搬時間を測定し、複数の電波の伝搬時間差を用いるTDOAにより、位置を推定した。

図7に位置検出実験を行った環境を示す。図中の黒

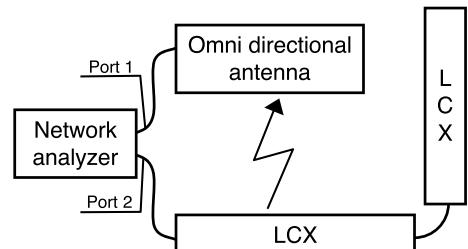


図6 実験構成

Fig. 6 Block diagram of the experiment system.

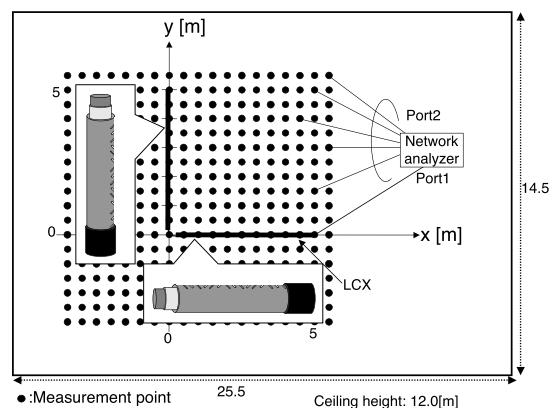


図7 実験場所

Fig. 7 Experimental setup.

表 1 LCX とオムニアンテナの特性

Table 1 Characteristic of LCX and omnidirectional antenna.

LCX	Transmission loss@2.4 GHz	7.8 [dB/100 m]
	Coupling loss@2.4 GHz	64.3 [dB]
	VSWR@2.4 GHz	$\leq 1.25$
	Interval of slot ( $P$ )	0.24 [m]
	Group velocity ( $v$ )	$2.63 \times 10^8$ [m/s]
	Radiation angle ( $\theta_{-1}$ )	39 [degree]
Omnidirectional antenna	Frequency band	1.9~2.4 [GHz]
	VSWR@2.4 GHz	$\leq 1.3009$
	Antenna gain@2.4 GHz	2.6 [dBi]
	Velocity of the light ( $c$ )	$3.0 \times 10^8$ [m/s]

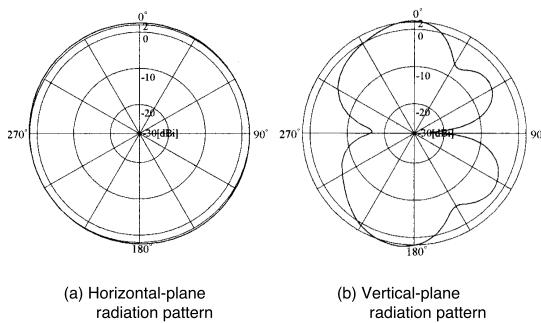


Fig. 8 Radiation pattern of omnidirectional antenna.

い点が測定点であり、図の中央の LCX がつながっている点を原点となるように二次元座標を設定し、図の横方向が  $x$  軸、縦方向が  $y$  軸となるようにした。LCX は、床から 1.4 m の高さになるように設置し、無線端末の受信アンテナは無指向性と仮定し、オムニアンテナを用いた。三脚を用いて、常に LCX と同じ高さになるようにした。実験を行った部屋は、奥行 25.5 m、幅 14.5 m、高さ 12.0 m の電波暗室である。暗室内的壁、天井は電波吸収体で覆われてあり、反射波は存在しないが LCX とアンテナ及び測定器設置上の問題で床の電波吸収体を一部取り除いたため、床面による反射波は少なからず発生している。このマルチパス干渉は実験に影響を与える環境である。

表 1 に LCX とオムニアンテナの特性を、図 8(a) に、オムニアンテナの水平面指向性パターンを、図 8(b) に、オムニアンテナの垂直面指向性パターンを示す。オムニアンテナは、図 8 のそれとの水平面、垂直面の両方の指向性パターンの 0 度が図 7 の  $y$  軸の正の方向を向くように、垂直面指向性パターンの 270 度が天井方向を向くように設置した。

図 9 に、インパルス応答の測定例を示す。図 9(a) は 3 波が受信された場所での測定例であり図 9(b) は

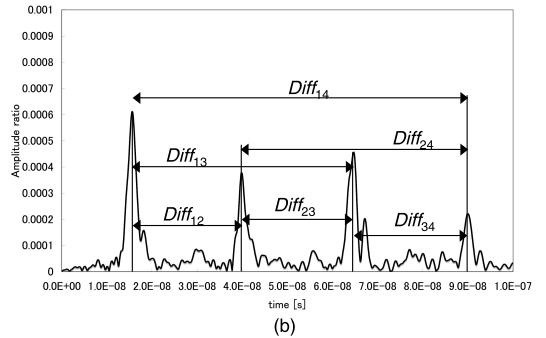
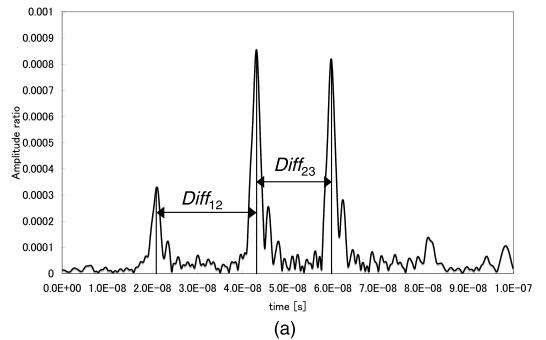


Fig. 9 An example of impulse response via nonterminal LCX.

4 波が受信された場所での測定例である。図中に各時間差を示した。ここで振幅比 (Amplitude ratio) と電力の伝搬損 (LOSS [dB]) は次のような関係をもつ。

$$\text{LOSS} = -20 \log \text{Amplitude ratio.} \quad (23)$$

#### 4.2 位置検出結果と誤差特性の評価

図 10 に、実験により求めた推定位置と測定位置の誤差の二次元分布を示す。なお、測定位置の座標を  $(x, y)$ 、位置検出誤差を  $e$  とし、位置検出誤差  $e$  を次のように求めた。

$$e = \sqrt{(x - \tilde{x})^2 + (y - \tilde{y})^2} \quad (24)$$

図 10 の最も白い部分が最大誤差が 50 cm の領域であり、位置検出可能領域内では最大誤差 2 m となっている。提案方式は、3.3, 3.4 で述べた位置検出誤差の要因の存在下で、位置検出可能領域内で最大誤差 2 m の精度を実験的に達成した。

#### 4.3 誤差要因

図 3において、 $y = 0$  で  $x$  が 0 に近い場所のスロットから放射された電波は、 $y$  軸上の LCX 自体で反射され、第 5 の伝搬路として存在する可能性があり、更

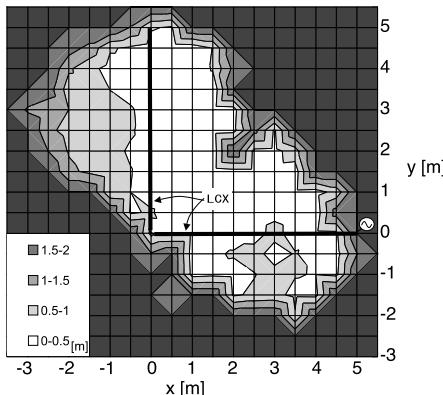


図 10 位置検出誤差の二次元分布

Fig. 10 Two-dimensional distribution of detection error.

に、図 4において、 $x = 0$ で  $y$  が 0 に近い場所のスロットから放射された電波は、 $x$  軸上の LCX 自体で反射され、第 6 の伝搬路として存在する可能性がある。本論文ではこれらの存在の検証は行っていない。更に、提案方式は 3.3 で述べるように 4 波が受信される領域は存在しているが、その中から 3 波を抽出して位置検出を行っている。もし、第 5 波、第 6 波が存在した場合、これらが含まれたインパルス応答になり、ピーク値の検出誤りが発生し位置検出誤差を与える。提案方式はこの誤差要因を含んだ方式であり、図 10 では、その影響を含んだ誤差分布を表しているが、誤差 2 m 以下の領域を形成することが可能であることを示している。以上のように第 5、第 6 の伝搬路が存在した場合の検討を行う必要があるが、本論文ではこの誤差要因を含んだ位置検出方式を仮定して評価を行っており、今後の検討課題としたい。

$x = y = 2 \sim 2.5$  の領域の検出誤差について述べる。3.1 で述べたフローチャートのうち、phase2 で発生するピーク値の検出誤りと phase3 での伝搬路の特定処理で発生する誤りが主な原因である。

まず最初に、ピーク値の検出誤りについて説明する。実験で使用した LCX は  $\theta_{-1}=39$  度のため、図 5 の(1)と(2)の中間の状態になり、4 波が到着するエリアが 2 本の LCX の対角付近に形成される。このエリアでは四つの伝搬路から三つの伝搬路を特定することになり、提案方式は 3.4 で加筆したように、“インパルス応答の中に伝搬路 (a) と (c) が必ず存在する”という前提のもとでインパルス応答の中から最大値を含む上位 3 点のピーク値の時刻を選択する。ここで伝搬

路 (a) と (c) がマルチパス干渉により極端に低い応答であった場合には、ピーク値として選択されず、結果として上記の前提が満たされないため、ピーク値検出の検出誤りによって位置検出の誤差が発生する。つまり図 10 はピーク値の検出誤りによる位置検出誤差を含む結果であり、 $x = y = 2 \sim 2.5$  における位置検出誤差の増加の一原因といえる。そして、マルチパス干渉により提案方式の上記の前提を満たさない場合については別途検討が必要である。

次に phase3 で発生する伝搬路特定誤りについて説明する。実験で使用した LCX は  $\theta_{-1}=39$  度のため、図 5 の(1)と(2)の中間の状態になり、4 波が到着する領域の対角延長上に (a)(b)(d) または (b)(c)(d) のみが存在する領域が形成され、3.4 で加筆したように、提案方式が前提とする“インパルス応答の中に伝搬路 (a) と (c) が必ず存在する”という条件を満たさないため、ここでは伝搬路の特定誤りが発生する。つまり図 10 は伝搬路の特定誤りによる位置検出誤差を含む結果であり、 $x = y = 2 \sim 2.5$  において誤差の増加の一原因といえる。ただし、 $\theta_{-1}$  が 45 度未満のときにその面積は小さいものの上記の条件が成立しない領域が存在し、誤差の増加の原因となるが、この問題についても別途検討が必要である。

## 5. む す び

本論文では、1 本の曲げた LCX と单一の周波数を用いて、端末で受信された複数の波の到着時間差をもとに TDOA により無線端末の位置を推定するという二次元位置検出方式を提案した。更に、提案方式が実際に位置検出が可能かどうか検証するために原理確認実験を行い、高精度な位置検出が行えることを確認した。ただし、本提案の LCX を位置検出以外の用途で運用する場合には別途マルチパス干渉の影響を検討する必要がある。

謝辞 本研究は、科学研究費補助金基盤研究 (B) (課題番号 19360147) の助成を受けたものである。また、本研究を推進するにあたり実験装置の補助で協力を頂いたアジレント・テクノロジー (株) に感謝します。

## 文 献

- [1] 川端 学, 朝生雅人, 斎川貴彦, 服部 武, “セルラーシステムにおける最ゆう推定法に基づく TDOA システムの位置検出性能評価,” 信学論 (B), vol.J87-B, no.2, pp.285–291, Feb. 2004.
- [2] S. Hara, D. Zhao, K. Yanagihara, K. Fukui, S.

- Fukunaga, and K. Kitayama, "Propagation characteristics of IEEE 802.15.4 radio signal and their application for location estimation," VTC 2005-Spring, vol.1, pp.97–101, May 2005.
- [3] 高島雅弘, 趙 大鵬, 柳原健太郎, 福井 潔, 福永 茂, 原 晋介, 北山研一, “センサネットワークにおける受信電力と最ゆう法を用いた位置推定,” 信学論( B ), vol.J89-B, no.5, pp.742–750, May 2006.
- [4] C.L. Chen and K.T. Feng, "Hybrid location estimation and tracking system for mobile devices," VTC 2005-Spring, vol.4, pp.2648–2652, May 2005.
- [5] G.V. Zaruba, M. Huber, F.A. Kamangar, and I. Chlamtac, "Indoor location tracking using RSSI readings from a single Wi-Fi access point," Wireless Networks, vol.13, no.2, pp.221–235, April 2007.
- [6] 谷口健太郎, 河野隆二, “TDOA 型センサネットワークにおける階層型粒子フィルタを用いた位置推定法,” 信学論( A ), vol.J89-A, no.12, pp.1068–1078, Dec. 2006.
- [7] 安田明生, “GPS 技術の展望,” 信学論( B ), vol.J84-B, no.12, pp.2082–2091, Dec. 2001.
- [8] 大森宣暁, 室町泰徳, 原田 昇, 太田勝敏, “高度情報機器を用いた交通行動データ収集の可能性,” 第 34 回日本都市計画学会学術研究論文集, pp.169–174, 1999.
- [9] 森嶋健平, 今野貴洋, 渡部修平, “RFID による位置情報技術,” NTT コムウェア・テクノロジー, pp.12–15, エヌ・ティ・ティ・コムウェア( 株 )広報室, 東京, 2004.
- [10] 猪又憲治, 平位隆史, “漏洩同軸ケーブルによる広域周辺監視センサーの測距方式の検討,” 信学技報, SANE2005-101, Feb. 2006.
- [11] 猪又憲治, 平位隆史, 鷺見和彦, 田中健一, 山田寛喜, 山口芳雄, “漏洩同軸ケーブルによる 2 次元測位技術の基礎検討,” 信学技報, SANE2006-100, Oct. 2006.
- [12] K. Inomata, T. Hirai, Y. Yamaguchi, and H. Yamada, "Two-dimensional target location estimation technique using leaky coaxial cables," IEICE Trans. Commun., vol.E91-B, no.3, pp.878–886, March 2008.
- [13] K. Nishikawa, T. Higashino, K. Tsukamoto, and S. Komaki, "A new position detection method using leaky coaxial cable," IEICE Electronics Express, vol.5, no.8, pp.285–290, April 2008.
- [14] 南 正輝, 森川博之, 青山友紀, “超音波を用いた自律分散型位置検出システムの設計と実装,” 信学論( A ), vol.J88-A, no.12, pp.1432–1441, Dec. 2005.
- [15] 杉山智則, 松下尚弘, “漏洩伝送路を用いた無線 LAN システムの検討,” 信学技報, A-P2003-139, Oct. 2006.
- [16] 消防法施行令第 29 条の三
- [17] 高野一彦, 石井伸直, 鈴木文生, 小川幸三, 御園信行, “ギガヘルツ対応広帯域漏洩同軸ケーブル (WBLCX<sup>TM</sup>)” フジクラ技報, vol.110, pp.9–15, April 2006.
- [18] J.H. Wang and K.K. Mei, "Theory and analysis of leaky coaxial cables with periodic slots," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.49, pp.1723–1732, Dec. 2001.

(平成 20 年 5 月 8 日受付, 8 月 22 日再受付)

### 西川 健一 ( 学生員 )



平 19 阪大・工・通信卒。現在、同大学院工学研究科電気電子情報通信工学専攻博士前期課程在学中。無線通信システムの研究に従事。

### 東野 武史 ( 正員 )



2001 阪大・工・通信卒。2002 同大学院工学研究科通信工学専攻博士前期課程了。2005 同大学院博士後期課程了。現在、同大学院工学研究科電気電子情報工学専攻助手。無線通信方式、光通信方式に関する研究に従事。工博。

### 塚本 勝俊 ( 正員 )



1982 阪大・工・通信卒。1984 同大学院修士課程了。同大学助手、講師を経て、現在、同助教授。光通信方式、無線通信方式、光電波融合通信方式に関する研究に従事。工博。ITE, IEEE 各会員。1996 本会論文賞, 2004 同業績賞受賞。

### 小牧 省三 ( 正員 : フェロー )



昭 45 阪大・工・通信卒。昭 47 同大学院修士課程了。同年電電公社(現、NTT)入社。平 2 阪大・工・通信助教授、平 4 同教授。デジタル無線通信方式並びに光通信方式の研究に従事。工博。昭 50 本会論文賞, 平 5 同業績賞受賞。IEEE シニア会員。