

OFDM 信号の位相情報を用いた歩行者測位に関する検討

湯 素華[†] 小花 貞夫[†]

概要：都市部における歩行者測位精度劣化の問題を解消するために、歩行者より位置精度がはるかに高い車両・路側機を測位アンカーとして使用して歩行者の位置を算出する研究を行ってきた。歩行者とアンカーの間の距離については、歩行者が傍受する V2X 信号の受信信号強度 (RSSI) ではなく、より詳細なチャネル状態情報 (CSI) を利用して推定したが、それが電波減衰特性に基づくため、時間分解能やマルチパスなどの影響で、性能が限られる。本稿では、電波減衰特性の代わりに、V2X の OFDM 信号の位相情報が距離により変化する特性を利用することにより、振幅より雑音に強い位相情報から距離を推定する手法を考案する。変調データの影響、送受信機間の非同期、マルチパス信号などへの対応について検討した初期結果を紹介する。

キーワード：歩行者測位, OFDM, 位相情報, 測距

Exploiting phase information of OFDM signal for pedestrian positioning

SUHUA TANG[†] SADA O OBANA[†]

1. はじめに

内閣府の交通安全白書によると、状態別交通事故死者数のうち、歩行中の死亡者が、3 分の 1 以上を占め、一番多いことがわかる[1]。また、見通しの悪さが、交通事故の重要な原因である。ビルの陰にいる歩行者を検知するために、歩行者の位置情報を無線で周辺車両へ通知する歩車間通信システム[2]が検討されているが、その効果は位置情報の精度に大きく依存する。

屋外歩行者測位では、GPS を始めとする衛星測位が主に使用されるが、都市部においては高層ビルなどの遮蔽・反射の影響により、その信号を受信できる衛星数が不足して測位できない、または、直接波ではなく、反射波を受信して測位に使用すると位置精度が劣化する問題が発生する。

衛星以外の測位アンカーとして、歩行者より位置精度がはるかに高い車両の利用が検討されている[3]。これは、車両が歩行者より多くのセンサを搭載し、高精度 RTK-GPS 測位ができるためである[4]。車両は交通事故を回避するために定期的に位置情報を交換し合い、歩行者はその信号を傍受し、車両との距離を計測し、車両の位置を使って自位置を測位できる[5][6]。特に、5G における C-V2X 標準化[7]が進んでおり、車両といわゆるモノの間で通信ができるようになる見込みである[8]。また、5G を推進するために、日本政府は、全国にある信号機を 5G の基地局向けに開放す

る方針を決めた[9]。路側機も定期的に配信するため、それを歩行者測位のアンカーとして使える。路側機を一台ずつ正確に測位するには、手間がかかるが、通過する車両から受信した V2X 信号を累積し、車両の位置情報を利用して位置を正確に算出できる[10]。

歩行者測位には、アンカーを決めてから、アンカーとの相対関係（距離・角度など）を正確に計測することが重要である。今までに、受信信号強度 (RSSI) ではなく、より詳細なチャネル状態情報 (CSI) を利用して距離を推定したが、それは電波減衰特性に基づくため、時間分解能やマルチパスの影響で、性能が限られることが確認できた。

歩行者の位置をより正確に算出するために、本稿では、V2X の OFDM 信号の位相情報と電波伝搬距離の関係を利用し、雑音に強い位相情報から距離を推定する手法を考案し、変調データの影響、送受信機間の非同期、マルチパス信号などへの対応について検討した初期結果を紹介する。

2. 無線信号を用いた測位

衛星信号以外に利用できる無線信号とそれに基づく測位手法を簡単に紹介する[11]。

屋内測位には、Wi-Fi 信号、UWB 信号、BLE 信号などがよく利用されるが、屋外では、Cellular 信号、V2X 信号が利用される。

測位演算する際、アンカーが移動しない場合、位置情報

[†] 電気通信大学
The University of Electro-Communications

と電波受信パターンを対応づけるデータベースを構築し、電波受信パターンから位置情報を直接導出するフィンガープリント法がよく利用される。測位精度が高い一方、データベースの構築・更新には手間がかかる欠点もある。アンカーが移動する際、受信機とアンカーとの間の距離や角度情報を利用して、受信機位置を算出することが一般的である。また、測位結果を円滑化するために、カルマンフィルタ、粒子フィルタがよく利用される。

2.1 距離推定

距離推定には、一般的に、電波減衰特性を利用し、受信信号強度 (RSSI) か、より詳細なチャネル状態情報 (CSI) [12]から距離を算出する[5]。

また、電波の伝搬速度が一定であることを利用し、電波の飛行時間 (time-of-flight) を計測して電波伝搬距離を算出することも可能である。例えば、IEEE 802.11mc には、Fine Time Measurement (FTM) という仕組みが標準化され、送信機と受信機との間のメッセージのやり取りによって電波の飛行時間を推測する[13]。ただし、それにより遅延が発生する。例えば、端末と1台のAPとの間の往復時間 (RTT) の計測には、30 ms かかり、測位するために、3台のAPとの間のRTTを計測することが必要であり、100~120 ms かかる[14]。IEEE 802.11az には、複数の端末の同時距離計測に関する仕組みが標準化された。IEEE 802.11bd は、IEEE 802.11p の後継として、これらの測距技術を高速移動する車車間通信環境へ適用するよう、検討しているが、やはり遅延の大きさが懸念される[15]。

より正確に電波伝搬距離を計測するために、RFID 分野では、電波伝搬距離によって位相が線形的に増える特徴が利用される[16]。複数の周波数を利用するが、周波数ごとに位相を計測するため、時間がかかる。また、OFDM レーダでは、ものによって反射された信号と送信信号の位相差から遅延 (距離) が推定されるが[17]、どの反射物からの反射かがわからない。また、リアルタイムに測位演算するために、一度のメッセージ送信 (送信機から受信機への片道送信) だけにより、距離の推定が期待されるが、前記の手法では実現できない。

近年、UWB は iPhone に搭載されることにより、距離の高精度計測は可能となるが、Wi-Fi と比べて、アンカーの少なさが問題となる。

2.2 角度推定

角度推定には、指向性アンテナ、複数のアンテナでの位相差、ドップラーシフトなどを利用できる[6]。Wi-Fi の場合、IEEE 802.11n から複数のアンテナを搭載し、角度の計測が可能となり、後続の IEEE 802.11ac/ax ではより多くのアンテナを使用することで、角度の計測精度をさらに向上させることができる。また、BLE5.1 から、角度情報の計測とそれを測位へ応用することも可能となる。

3. 位相情報を用いた距離推定

ここでは、電波伝搬距離による位相の変化を解析し、それを用いた距離の推定方法を説明する[16]。

3.1 簡単モデル

まず、図 1 に示す簡単な通信モデルを考える。送信機が下記の2周波無線信号を送信するとする。

$$s(t) = \exp(j2\pi f_p t) + \exp(j2\pi f_q t). \quad (1)$$

距離 d だけ離れている受信機では、信号の減衰を考慮しなければ、受信信号における直接波成分は

$$r(t) = \exp\left(j2\pi f_p \left(t - \frac{d}{c}\right)\right) + \exp\left(j2\pi f_q \left(t - \frac{d}{c}\right)\right) \quad (2)$$

となり、2周波のそれぞれの位相は

$$2\pi f_k \left(t - \frac{d}{c}\right) = \theta_k + n_k \cdot 2\pi, k = p, q \quad (3)$$

となる。ただし、 c は電磁波速度であり、 $\theta_k \in [0, 2\pi)$ は実際に測定された位相であり、 n_k は位相の 2π 周期の曖昧さを表す整数である。

受信機は送信機と同期している場合、時刻 $t = 0$ の時、2周波の位相差は

$$\theta_p - \theta_q + (n_p - n_q) \cdot 2\pi = -2\pi(f_p - f_q) \cdot \frac{d}{c} \quad (4)$$

となり、距離が短い場合、 $n_p - n_q = 0$ 、送受信機間の距離 d は、

$$d = -\frac{c}{2\pi} \cdot \frac{\theta_p - \theta_q}{f_p - f_q} \quad (5)$$

によって算出される。

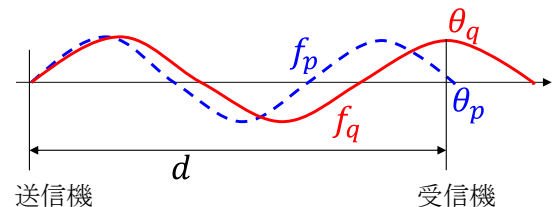


図 1 2周波の簡単通信モデル

Figure 1 A simple model for 2 frequency transmission.

3.2 より現実的なモデル

3.2.1 受信機が1台の場合

振幅・位相に情報を含む $\alpha'_p \exp(j\phi'_p)$ を用いて周波数 f_p を変調すると、信号

$$\alpha'_p \exp(j\phi'_p) \cdot \exp(j2\pi f_p t)$$

が得られる。この信号に対して $\exp(j(2\pi f_c t + \phi_c))$ でアップコンバートして送信すると、送信信号が

$$s(t) = \alpha'_p \cdot \exp\left(j(2\pi(f_c + f_p)t + \phi'_p + \phi_c)\right) \quad (6)$$

となる。この信号が、距離 d_l だけ離れている受信機 l に到着する際の、無線チャネルによる周波数 f_p の減衰と位相変化を $\alpha'_{l,p} \exp(j\phi'_{l,p}) \cdot \exp(-j2\pi(f_c + f_p)\frac{d_l}{c})$ とする。直接

波の場合、 $\phi'_{l,p} = 0$ 。 $\alpha_{l,p} = \alpha'_{l,p} \cdot \alpha'_p$ と $\phi_{l,p} = \phi'_p + \phi_c + \phi'_{l,p}$ によって、受信信号が下記になる。

$$r_l(t) = \alpha_{l,p} \cdot \exp\left(j\left(2\pi(f_c + f_p)\left(t - \frac{d_l}{c}\right) + \phi_{l,p}\right)\right). \quad (7)$$

受信機 l で、これに対して $\exp(-j(2\pi f_l t + \phi_l))$ を使ってダウンコンバートすると、ベースバンド信号が下記となる。

$$r_{l,b}(t) = \alpha_{l,p} \cdot \exp\left(j\left(2\pi(f_c + f_p - f_l)t - 2\pi(f_c + f_p)\frac{d_l}{c} + \phi_{l,p} - \phi_l\right)\right). \quad (8)$$

周波数 f_p の位相は

$$\begin{aligned} & 2\pi(f_c + f_p - f_l)t - 2\pi(f_c + f_p)\frac{d_l}{c} + \phi_{l,p} - \phi_l \\ & = n_l^p(t) \cdot 2\pi + \theta_l^p(t) \end{aligned} \quad (9)$$

である。実際に取得できる位相は $\theta_l^p(t) \in [0, 2\pi)$ であり、 $n_l^p(t)$ は位相の 2π 周期の曖昧さを表す整数である。 $n_l^p(t)$ がわからないため、 $\theta_l^p(t)$ から距離 d_l を算出できない。すべての可能な $n_l^p(t)$ を探索することは可能であるが、波長 $c/(f_c + f_p)$ が小さいため、探索空間が大きい。

二つの周波数 f_p と f_q を同時に使用する際、位相差 $\theta_l^{p,q}(t) = \theta_l^p(t) - \theta_l^q(t)$ は

$$\begin{aligned} & 2\pi(f_p - f_q)t - 2\pi(f_p - f_q)\frac{d_l}{c} + (\phi'_p - \phi'_q) \\ & = n_l^{p,q}(t) \cdot 2\pi + \theta_l^{p,q}(t), n_l^{p,q}(t) = n_l^p(t) - n_l^q(t) \end{aligned} \quad (10)$$

となる。 f_c, ϕ_c, f_l, ϕ_l が相殺されたため、それらの影響がなくなり、ドップラーシフトなどによる周波数・位相変化へ対応できる。ただし、位相差は送信データ (ϕ'_p, ϕ'_q) に依存する。受信機が送信機と同期して、 t がわかる場合、等価波長 $c/(f_p - f_q)$ が大きい場合、探索空間が小さくなる。CSI を利用して、距離の近似値を推定すれば、探索空間はさらに小さくなる。

3.2.2 受信機が 2 台の場合

受信機 m は受信機 l と同じタイミングで位相を取得すれば (図 2), (10) と同様に、受信機 m での位相差 $\theta_m^{p,q}(t) = \theta_m^p(t) - \theta_m^q(t)$ は

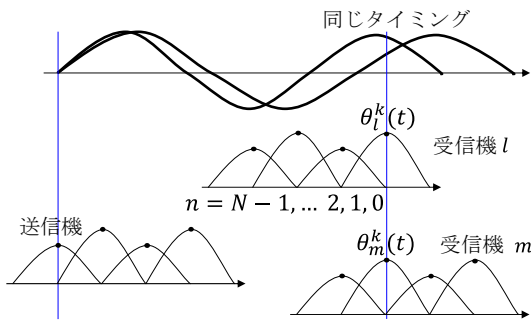


図 2 送信機と 2 台受信機間の距離差の計測

Figure 2 Estimation of distance difference between a transmitter and two receivers.

$$\begin{aligned} & 2\pi(f_p - f_q)t - 2\pi(f_p - f_q)\frac{d_m}{c} + (\phi'_p - \phi'_q) \\ & = n_m^{p,q}(t) \cdot 2\pi + \theta_m^{p,q}(t), n_m^{p,q}(t) = n_m^p(t) - n_m^q(t) \end{aligned} \quad (11)$$

となり、二重位相差 $\theta_{l,m}^{p,q}(t) = \theta_l^{p,q}(t) - \theta_m^{p,q}(t)$ は、

$$\begin{aligned} & -2\pi(f_p - f_q)\frac{d_l - d_m}{c} = 2\pi \cdot n_{l,m}^{p,q}(t) + \theta_{l,m}^{p,q}(t) \\ & n_{l,m}^{p,q}(t) = n_l^{p,q}(t) - n_m^{p,q}(t) \end{aligned} \quad (12)$$

から算出される。時刻 t , 変調位相 ϕ'_p, ϕ'_q がさらに無くなるため、受信機は送信機と時刻同期しないで、変調情報がわからなくても、距離差 $d_l - d_m$ が推測可能である。

どのように、 $\theta_l^p(t), \theta_l^q(t), \theta_m^p(t)$ と $\theta_m^q(t)$ を求めるかが、次の課題である。

4. OFDM 信号を用いた距離推定

OFDM の場合、二つのサブキャリアではなく、 N 個のサブキャリアを同時に使用して送信する。また、サブキャリア間の直交性を保つために、周波数間隔 Δf や、サンプリング間隔 T_s は下記のように設定される。

$$\begin{aligned} & f_k - f_c = k \cdot \Delta f, k = 0, 1, \dots, N-1, \\ & T_s = \frac{1}{N \cdot \Delta f}, t = nT_s, n = 0, 1, \dots, N-1, \end{aligned} \quad (13)$$

$$2\pi(f_k - f_c)t = 2\pi \cdot k\Delta f \cdot \frac{n}{N \cdot \Delta f} = 2\pi \frac{k \cdot n}{N}.$$

送信側では、OFDM の時系列データを作ってから送信する際、スペクトラムが使用する帯域幅外へ漏れないで、同時に符号間干渉 (ISI) を回避するため、パルス整形信号 $f(t)$ を使って送信する。 $f(t)$ の特徴は

$$\begin{aligned} & f(0) = 1 \\ & f(nT_s) = 0, n \neq 0 \end{aligned} \quad (14)$$

である。 nT_s 以外では、 $f(t)$ が 0 でないため、正確に同期しないと、ISI が起きてしまう。

k 番目のサブキャリアに対して、初めてのサンプルの位相を $\theta_l^k(t)$ とする。 T_s の間隔で取得する後続のサンプルは

$$\begin{aligned} & \alpha_{l,k} \exp\left(j\left(2\pi \frac{kn}{N} + \theta_l^k(t)\right)\right) f(t - nT_s), \\ & n = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (15)$$

で表せる。それに対して、フーリエ変換 (FFT) を行い、

$$\begin{aligned} & \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{l,k} \exp\left(j\left(2\pi \frac{k \cdot n}{N} + \theta_l^k(t)\right)\right) f(t - nT_s) \\ & \cdot \exp\left(-j2\pi \frac{i \cdot n}{N}\right), \end{aligned} \quad (16)$$

サンプリング時刻が同期されていれば $f(t - nT_s)$ の項目が消え、FFT の係数が

$$F_{l,k} = N \alpha_{l,k} \exp(j\theta_l^k(t)) \quad (17)$$

となり、 k 番目のサブキャリアの位相 $\theta_l^k(t)$ は

$$\theta_l^k(t) = \text{angle}(F_k) \quad (18)$$

から算出される。

4.1 複数のサブキャリア (周波数) の利用

式(12)では、 q を 0 に固定にして、 p を 1 から $N-1$ へ変化させると、 $N-1$ 個の式が得られる。 $n_{l,m}^{k,0}(t)$, $k=1,2,\dots,N-1$ は $N-1$ 個の unknown であるが、等価波長 $c/(f_k - f_0) = c/(k\Delta f)$ が大きいので、CSI から推測した距離の差を用いて絞ることが可能である。また、これらの推測値から平均値を算出すれば、距離差の推測精度をさらに向上できる。

$$d_l - d_m = -\frac{c}{f_1 - f_0} \left(n_{l,m}^{1,0}(t) + \frac{1}{2\pi} \theta_{l,m}^{1,0}(t) \right),$$

...

$$d_l - d_m = -\frac{c}{f_{N-1} - f_0} \left(n_{l,m}^{N-1,0}(t) + \frac{1}{2\pi} \theta_{l,m}^{N-1,0}(t) \right), \quad (19)$$

$$\theta_{l,m}^{k,0}(t) = \left(\theta_l^k(t) - \theta_m^k(t) \right) - \left(\theta_l^0(t) - \theta_m^0(t) \right).$$

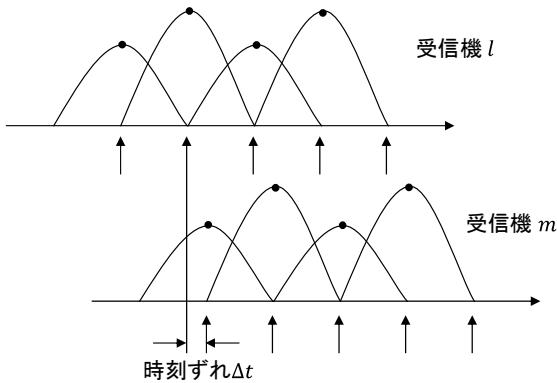


図 3 ISI を回避するためのサンプリング時刻の調整
Figure 3 Adjustment of sampling timing for avoiding ISI.

4.2 サンプリング時刻の調整

位相差および距離差を正確に測るために、2 台の受信機 l と m は同時にサンプルを取得することが必要である。ところが、距離によって信号の到着時間が異なるため、2 台とも nT_s の時刻でサンプルを取得できるとは限らない。例えば、図 3 に示すように、受信機 l で nT_s でサンプルを取得できるが、受信機 m では、その時刻でサンプルを取得すると、OFDM の ISI が発生する。この問題を解消するために、受信機 m では、サンプリング時刻を Δt だけ、次の nT_s まで延期する。式(9)により、受信機 m では周波数 f_p の位相が、

$$2\pi(f_c + f_p - f_m)(t + \Delta t) - 2\pi(f_c + f_p) \frac{d_m}{c} + \phi_{m,p} - \phi_m$$

$$= n_m^p(t + \Delta t) \cdot 2\pi + \theta_m^p(t + \Delta t) \quad (20)$$

となり、位相 $\theta_m^p(t + \Delta t)$ は余分に $2\pi(f_c + f_p - f_m)\Delta t$ 増える。周波数 f_q の位相 $\theta_m^q(t + \Delta t)$ も同様に表される。2 周波の位相差は、下記となる。

$$2\pi(f_p - f_q)(t + \Delta t) - 2\pi(f_p - f_q) \frac{d_m}{c} + (\phi'_p - \phi'_q)$$

$$= n_m^{p,q}(t + \Delta t) \cdot 2\pi + \theta_m^{p,q}(t + \Delta t) \quad (21)$$

(10)を利用して、2 重位相差、すなわち、 $\theta_{l,m}^{p,q}(t + \Delta t) = \theta_l^{p,q}(t) - \theta_m^{p,q}(t + \Delta t)$ は

$$-2\pi(f_p - f_q) \cdot \Delta t - 2\pi(f_p - f_q) \frac{d_l - d_m}{c}$$

$$= 2\pi \cdot n_{l,m}^{p,q}(t + \Delta t) + \theta_{l,m}^{p,q}(t + \Delta t) \quad (22)$$

となる。 Δt による位相を補正すれば、 $\theta_{l,m}^{p,q}(t + \Delta t)$ から距離差 $d_l - d_m$ を正しく算出できる。このように、2 台の受信機で、ISI を回避するために、それぞれのサンプリング時刻でサンプルを取得しても、距離差の算出には影響がない。

4.3 マルチパス信号の影響

無線環境では、直接波のみならず、反射物による反射波も少し遅れて受信機に届く。直接波に合わせてサンプリング時刻を決めれば、反射波による ISI が発生する。

複数の周波数の同時使用によってこの問題を解決する。

5. 距離推定結果

Matlab 環境において、IEEE 802.11a のシミュレーションコードを使用していくつかのシナリオを作成し、位相を用いた 2 台受信機と送信機の距離差の推定精度を評価する。OFDM のサンプリングレートは 20MHz であり、マルチパスなどを模擬するために、シミュレーション中 1GHz のクロックでデータを処理する。また、送信側のパルス整形信号 $f(t)$ は、rolloff が 0.5 の raised cosine を使用する。

5.1 サンプリング時刻調整の効果

図 2 に示した 1 台の送信機、2 台の受信機のシナリオを使用して、送信機から受信機 l への直接波の遅延を 100ns に設定し、受信機 m への直接波の遅延を 50ns から 100ns へ 2ns ずつ増やし、距離差とその誤差を調べる。ここではマルチパス信号無し、雑音無しとする。

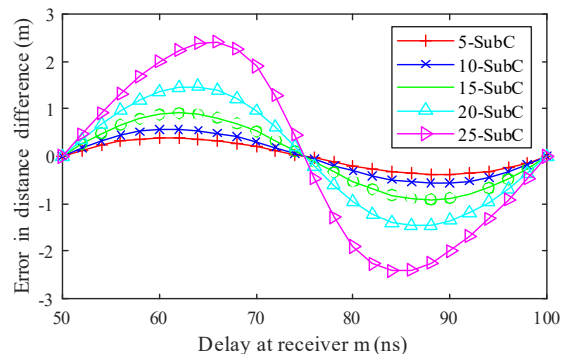


図 4 受信機 m への直接波遅延増加に伴う距離差における誤差 (サンプリング時刻調整なし)

Figure 4 Error in distance difference with respect to the delay to receiver m (without adjusting sampling timing).

図 4 に、 q と p の差を 5, 10, 15, 20, 25 に設定する際、受信機 m への直接波遅延の増加に伴い、距離差における誤差の変化を示す。50ns と 100ns は nT_s なので、その時点で、

誤差は 0 である。受信機 m への遅延が増えるとともに、誤差は正弦波のように変化し、真ん中の 75ns でも 0 になる。また、 q と p の差が大きいほど、誤差が大きくなるが見られる。

図 5 に、受信機 m で、サンプリング時刻を調整する際、距離差における誤差を示す。ほぼ 0 になるので、調整の効果を確認できる。

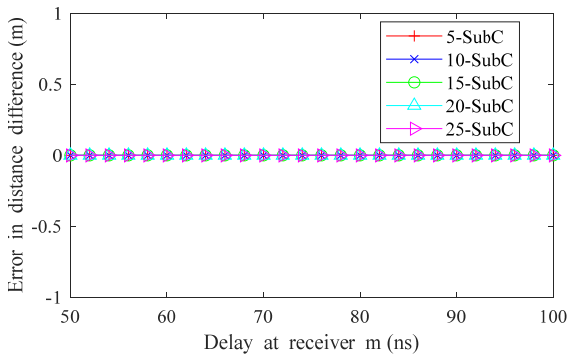


図 5 受信機 m への直接波遅延増加に伴う距離差における誤差 (サンプリング時刻調整あり)

Figure 5 Error in distance difference with respect to the delay to receiver m (with adjusting sampling timing).

5.2 マルチパスの影響

次に、に示した 1 台の送信機、2 台の受信機のシナリオを使用して、送信機から受信機 l への直接波の遅延を 50ns に、受信機 m への直接波の遅延を 100ns に設定する。受信機 m への反射波の振幅を直接波の 0.3162 (-10dB) に、余分な遅延を 5ns から 250ns へ 5ns ずつ増やし、距離差における誤差を調べる。雑音無し、受信機 l へ反射波無しとする。

図 6 に、 q と p の差を 5, 10, 15, 25, 35, 45 に設定し、受信機 m で反射波の余分な遅延が増加する際、距離差における誤差の変化を示す。誤差が最大値に達する時刻は、 q と p の差に依存するが、一般的に、 q と p の差が大きいほど、誤差が小さくなる。

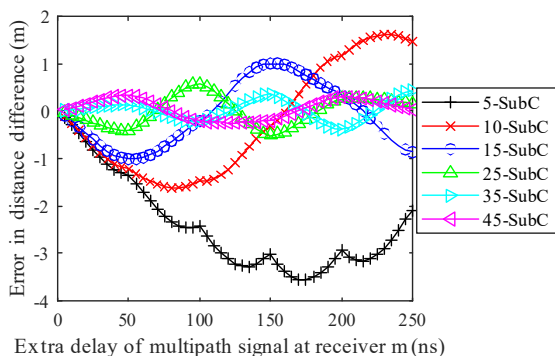


図 6 受信機 m でのマルチパス波の余分な遅延による距離差における誤差の変化

Figure 6 Error in distance difference with respect to extra delay of the multipath signal at receiver m .

図 7 に、受信機 m で反射波の余分な遅延を 10ns, 30ns,

50ns, 70ns, 70ns, 90ns に設定し、 $p = 1$ を固定に、 q が増加する際、距離差における誤差を示す。 q が大きいほど、誤差が小さくなる傾向がより明確に見られる。以降、 $p = 1$ を固定にし、 q の大きい周波数から推測した距離差の平均値を算出し、距離差の計測値とする。

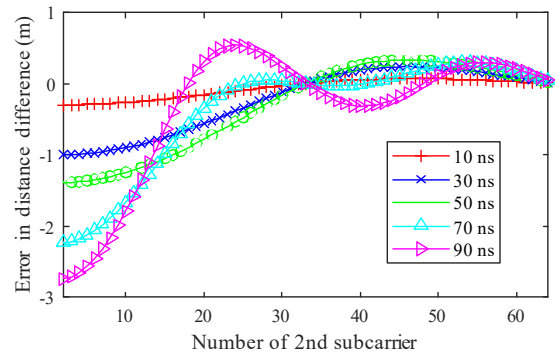


図 7 距離差の推測に、2 周波によるマルチパス波の抑制

Figure 7 Suppression of multipath signals by using two frequencies in estimating distance difference.

5.3 総合評価

ここで、サンプリング時刻、マルチパス、雑音の影響をすべて含めて評価する。

図 2 に示した 1 台の送信機、2 台の受信機のシナリオを使用して、送信機から受信機 l へ直接波の遅延を 50ns に、受信機 m へ直接波の遅延を 70ns に設定する。2 台の受信機への反射波が直接波に対する余分な遅延を 1~50ns の間で一様に、その振幅を 0~0.3162 の間で一様に、反射による余分な位相を $0 \sim 2\pi$ の間で一様に設定する。また、2 台の受信機での信号雑音比 (SNR) は同じとする。

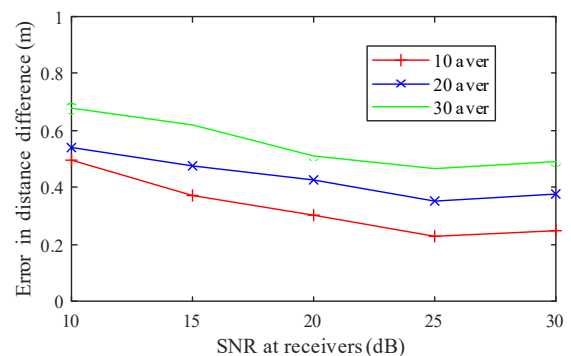


図 8 SNR による距離差における誤差の変化

Figure 8 Error in distance difference with respect to SNR.

図 8 に、SNR が増加する際、10-aver (q が 51~60 の結果の平均)、20-aver (q が 41~60 の結果の平均)、30-aver (q が 31~60 の結果の平均) の、距離差における誤差の 100 回試行の平均値を示す。SNR が大きくなると、誤差が小さくなる傾向が見られる。また、30-aver, 20-aver, 10-aver の順で誤差が小さくなるが、これは、 q が大きいほど誤差が小さくなるからである。ただし、複数の周波数を同時に使用すると平滑効果があるため、 q を大きい値に絞ると、誤

差が逆に増える恐れがある。q値の選択については、今後継続に評価する。

図 9 に、SNR が 20dB の際、距離差における誤差の累積分布を示す。10-aver の場合、83%の確率で誤差が 0.5m 以下になる。また、10-aver, 20-aver, 30-aver の平均誤差はそれぞれ 0.305, 0.424, 0.511 である。

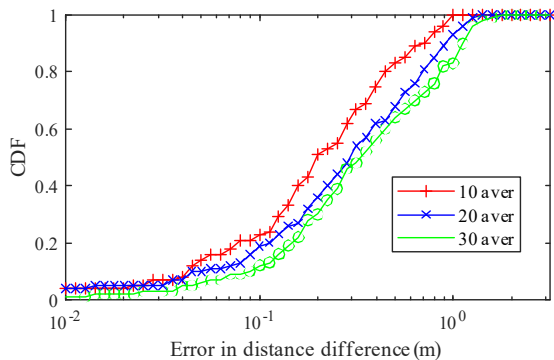


図 9 距離差における誤差の累積分布 (SNR=20dB)
 Figure 9 Cumulative distribution of error in distance difference (SNR=20dB).

6. おわりに

車両・路側機をアンカーとする歩行者測位において、測位精度をさらに向上させるために、従来の電波減衰特性ではなく、雑音に強い位相情報を用いて距離推定する手法を検討した。2重位相差から2台の受信機と送信機の距離差を算出するため、OFDMの変調データの影響を無くし、サンプリング時刻の調整によりISIを回避することで、距離差を正確に算出できることを示した。さらに、複数の周波数を同時に使用することで、マルチパス波を抑制できることを確認した。

本稿では、2台の受信機と送信機間の距離差が小さく、位相の 2π 周期の曖昧さの影響がなかったが、今後、より一般的なシナリオで、複数台の受信機を用いる際の位相の 2π 周期の曖昧さへの対策や、距離差を用いた測位手法を検討する。

参考文献

[1] 内閣府, 令和元年中の道路交通事故の状況
https://www8.cao.go.jp/koutu/taisaku/r02kou_haku/zenbun/genkyo/h1/h1b1s1_2.html

[2] Suhua Tang, Kiyoshi Saito, and Sadao Obana, "Transmission control for reliable pedestrian-to-vehicle communication by using context of pedestrians," in *Proc. IEEE ICVES'15*, pp. 41-47, 2015.

[3] 山下 遼, 湯 素華, 小花 貞夫, 歩行者事故削減のための GPS と車両からの電波を用いた歩行者位置の高精度測位方式の提案と評価, 情報処理学会論文誌, 59(1), 113-123, 2018.

[4] "System Architecture and Solution Development; High-Accuracy Positioning for C-V2X," *5GAA Automotive Association Technical Report*, Feb. 2021.

[5] Suhua Tang and Sadao Obana, "Improving performance of

pedestrian positioning by using vehicular communication signals," *IET Intelligent Transport Systems*, vol. 12, no. 5, pp. 366-374, 2018.

[6] Wataru Komamiya, Suhua Tang, and Sadao Obana, "Precise angle estimation by jointly using spatial/temporal change of channel state information and its application in pedestrian positioning," *IEEE Access*, vol.9, pp. 59420-59431, Apr. 2021.

[7] H. Seo, K. D. Lee, S. Yasukawa, Y. Peng, and P. Sartori, "LTE evolution for vehicle-to-everything services," *IEEE Communications Magazine*, vol. 54, no. 6, pp. 22-28, June 2016.

[8] Yosuke Segawa, Suhua Tang, Takaaki Ueno, Tomohiko Ogishi, and Sadao Obana, "Reliable and efficient dissemination of traffic events among vehicles associated with different operators by using cellular V2X," in *Proc. IEEE VNC'20*, 2020.

[9] 玄 忠雄, 全国 21 万の信号機を 5G 基地局に, 民間も行政も一挙両得のワケ, 日経 xTECH, 2019.06.24, <https://xtech.nikkei.com/atcl/nxt/column/18/00001/02445/>

[10] 戸田 和宏, 小花 貞夫, 湯 素華, 車両からの電波の長期計測による路側機の高精度測位方式の提案, 情報処理学会論文誌, 60(8), 1379-1389, 2019.

[11] F. Zafari, A. Gkelias and K. K. Leung, "A Survey of Indoor Localization Systems and Technologies," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 21, no. 3, pp. 2568-2599, 2019.

[12] Zheng Yang, Zimu Zhou, and Yunhao Liu, "From RSSI to CSI: Indoor localization via channel response," *ACM Computing Surveys*, Vol. 46, Issue 2, 2013, Article No. 25.

[13] A. Makki, A. Siddig, M. Saad, J. R. Cavallaro and C. J. Bleakley, "Indoor Localization Using 802.11 Time Differences of Arrival," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 65, no. 3, pp. 614-623, March 2016.

[14] Leor Banin, Ofer Bar-Shalom, Nir Dvorecki, and Yuval Amizur, "High-Accuracy Indoor Geolocation Using Collaborative Time of Arrival," *IEEE 802.11-17/1397R0*, Sept. 2017.

[15] S. -W. Ko, H. Chae, K. Han, S. Lee, D. -W. Seo and K. Huang, "V2X-Based Vehicular Positioning: Opportunities, Challenges, and Future Directions," *IEEE Wireless Communications*, vol. 28, no. 2, pp. 144-151, April 2021.

[16] G. von Zengen, Y. Schröder, S. Rottmann, F. Büsching and L. C. Wolf, "No-cost distance estimation using standard WSN radios," *IEEE INFOCOM'16*, pp. 1-9, 2016.

[17] Rui Zhang, Ying-Hui Quan, Sheng-Qi Zhu, Lei Yang, Ya-chao Li, and Meng-Dao Xing, "Joint High-Resolution Range and DOA Estimation via MUSIC Method Based on Virtual Two-Dimensional Spatial Smoothing for OFDM Radar," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2018, Article ID 6012426, 9 pages, 2018.