M 系列符号を用いた TOF 計測のバーニア効果に基づく高分解能化

木 崎 航 汰*・大 山 真 司*

High-resolution TOF Measurement Using M-sequence Code Based on Vernier Effect

Kouta KIZAKI* and Shinji OHYAMA*

In this paper, we propose a high-resolution ranging method for sensor nodes in wireless sensor networks based on RF TOF measurement. Ranging methods using TOF have a high-accuracy because TOF of RF signal is hardly affected by surrounding conditions. However, it is difficult to measure with enough resolution due to its very fast speed. In our laboratory, the principle of vernier caliper, which is called vernier effect, has been used to solve the problem. By using the principle, finer resolution than the periods of measurement clocks can be obtained. As problems of the method, however, it has been reported that the measurement takes too long time and requires additional circuits which lead to higher power consumption and cost. Then, we propose a novel method in this paper for obtaining TOF with just simple calculations and no extra hardware. In this method, the correlation property of M-sequence code is used to achieve accurate and easy measurement. By transmitting and receiving M-sequence code with different clocks and conducting a devised calculation of correlation value, TOF is accurately measured with high-resolution. Also, some experiments were conducted in our research. In the first experiment, we measured the delay time on delay lines. From the result, we found the condition that the measurement results may get worse and the way to achieve enough resolution even in the condition. In the second experiment, the proposed method was applied for laser ranging and it was confirmed that distance can be measured with 3 m resolution.

Key Words: vernier effect, M-sequence code, time of flight (TOF), wireless sensor networks (WSNs)

1. はじめに

近年では、無線通信機能を備えたセンサ端末により構成されるワイヤレスセンサネットワークに関する研究が幅広く行われており、その応用範囲は拡大を続けている。その中でセンサ端末が取得した情報を適切に活用するためには、センサ端末の位置情報が必要となる場合が数多く存在する¹⁾。このような背景から、センサ端末の高精度な位置計測手法に関する研究が注目を集めている。

ワイヤレスセンサネットワークでは複数のセンサ端末を長期的に稼働させることを想定している場合が多いため、消費電力やコストを抑えることが必要となる。そのため、位置計測のために追加のハードウェアを導入することは適切ではなく、無線通信に使用する電波の送受信の機能を利用することで位置を計測できることが望ましい。広く用いられている手法としては、無線信号の伝播時間 (TOF: Time of Flight) や受信信号強度 (RSS: Received Signal Strength) といった無線通信の際に得られる情報を用いることで、位置が既知であ

るアンカーノードを含む複数の端末間の距離を求め、そこから位置を推定する方法が知られている^{2),3)}。この手法に基づいて高精度に位置計測を行なうためには、無線通信により精度よく距離を計測する必要がある。しかし、RSSを用いる方法では周囲の環境が計測値に及ぼす影響が大きいため、高精度な計測を行なうことは必ずしも容易ではない^{4),5)}。そのため、計測環境の影響が小さい TOF を用いる手法が高精度な計測を行なう上で好ましいといえる。しかし、TOF を用いた手法にも異なる課題が存在する。電波は光速で伝播することから、実用的な分解能で距離を計測するには TOF の計測を非常に細かい時間分解能で行なう必要がある。これを実現するには非常に高周波なクロックで動作する計測器が必要になるが、そのような機器の導入は消費電力やコストの観点からワイヤレスセンサネットワークには適切ではない。低周波なクロックを使用する場合でも計測を数多く繰り返すことで TOF の推定精度が向上することが明らかになっているが⁶⁾、この場合には計測に非常に時間がかかってしまうことが問題となる。

そこで、筆者らはノギスの原理を応用した計測手法を提案してきた。ノギスには主尺と副尺と呼ばれる 2 つの異なる長さの目盛りがあり、その長さの違いを用いることでそれぞれの目盛りよりも細かい分解能で長さを計測することができる (バーニア効果)。そこで、主尺と副尺の関係を計測に用いるク

* 東京工業大学工学院 東京都目黒区大岡山 2-12-1

* School of Engineering, Tokyo Institute of Technology, 2-12-1 Ookayama, Meguro-ku, Tokyo

(Received June 14, 2019)

(Revised September 23, 2019)

ロックの周期に対応させることで、各クロックの周期よりも細かい分解能が得られることが先行研究により明らかになっている⁷⁾。これにより低周波なクロックでも高い分解能で TOF を計測することが可能となるため、消費電力やコストを抑えられることが期待される。

また、計測の際に送信する信号には、多くの分野で信号の伝播時間を求める際に用いられている^{8),9)}M 系列符号を採用してきた。M 系列符号は疑似ランダム系列の一種であり、相関関数がインパルスに近い形状になる特徴がある。そのため、送られてきた M 系列符号と、時間遅れをもつ M 系列符号の相関値を計算すると、時間遅れが TOF と一致するときのみ相関値は大きな値をとるため、そこから TOF を求めることができる。このようにして M 系列符号の相関値から TOF を求める手法はノイズの影響を受け難く、複雑な計算を必要としないといった利点がある¹⁰⁾。

しかし、従来手法では相関値を求めるために演算回路を新しく導入する必要があるため、計測のためにハードウェアを拡張しなければならず、また、複数の相関値を計算するためには信号を繰り返し演算回路に入力する必要があるため、TOF を求める際の演算処理に非常に時間がかかるという問題が指摘されていた¹¹⁾。

そこで、本論文では追加のハードウェアを必要としない新しい TOF 計測手法を提案する。M 系列符号を送信する際に用いるクロックとは異なる周期で取得した M 系列符号をソフトウェア上で処理し、単純な計算のみで相関関数を作成することで TOF を計測する手法について述べる。また、提案手法を用いて行なった実験の結果についても示し、提案手法の有効性の評価や実際の計測における問題点について考察する。

2. M 系列符号を用いた TOF 計測手法

2.1 M 系列符号の性質

まずはじめに、TOF 計測の際に送信する信号として用いる M 系列符号の性質について述べる。

M 系列符号は 2 通りの値から構成される数値列であり、疑似的なランダム系列として広く用いられている。また、同時に周期性を有しており、 $N_r = 2^n - 1$ (n は自然数であり次数と呼ばれる) の周期で同じ数値が現れる。以下に $n = 3$ の M 系列符号の例を示す。この例の M 系列符号では周期 $2^3 - 1 = 7$ で同じ値が繰り返し現れていることが確認できる。

1 -1 -1 1 -1 1 1 1 -1 -1 1 -1 1 1 1 -1 -1 ...

また、この M 系列符号の 1 周期に含まれる 1 と -1 の数をそれぞれ数えると、1 は 4 回、-1 は 3 回現れている。同様にして 2 ビットのパターン、3 ビットのパターンがそれぞれ現れる回数を数えると、Table 1 のような結果となる。この結果から見て取れるように、M 系列符号には次数 n ビットのパターンが、すべてが -1 であるパターンを除き一度ずつ均等に現れるといった特徴がある。このように、出現するパターンに偏りがほとんどないことから、M 系列符号は不規則信号

Table 1 The number of times each bit pattern appears in a period

bit pattern	times	1 1 1	1
1	4	1 1 -1	1
-1	3	1 -1 1	1
1 1	2	1 -1 -1	1
1 -1	2	-1 1 1	1
-1 1	2	-1 1 -1	1
-1 -1	1	-1 -1 1	1
		-1 -1 -1	0

に似た特徴を示す。

このような疑似的な不規則性から、M 系列符号は相関特性にも大きな特徴をもつ。M 系列符号を $m[i]$ と表わすと、その自己相関関数 $\phi_{mm}[k]$ は (1) 式のように表わすことができる。

$$\begin{aligned}\phi_{mm}[k] &= \sum_{i=0}^{N_r-1} m[i]m[i+k] \\ &= \begin{cases} N_r & (k = 0, \pm N_r, \pm 2N_r, \dots) \\ -1 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (1)\end{aligned}$$

この式からわかるように、同じ M 系列符号同士の相関値は、それらの位相が一致、もしくは周期の整数倍だけずれている場合にのみ大きな値をとる。そのため、周期を大きくしていくにつれて相関関数がインパルス状に近づいていくことから、不規則信号に近い特性を有していることを確認できる。このような特徴的な相関特性を利用して正確に TOF を計測する手法を本研究では扱うこととする。

2.2 TOF 計測の基本原則

前節で述べた M 系列符号の特性を用いた TOF 計測の基本原則について説明する。

まずはじめに、M 系列符号の送受信を行なうためのシステムについて述べる。M 系列符号を送信する際には、2 値の数値列 $m[i]$ を実信号 $m(t)$ として扱う必要がある。そこで、送信ノードの動作クロック (周期 T_a) に合わせて $m[i]$ の各要素を順番に出力することを考える。つまり、送信信号 $m(t)$ は、幅 T_a の矩形パルス信号 $r(t)$ を用いると (2) 式のように表わすことができる。

$$m(t) = \sum_i m[i]r(t - iT_a) \quad (2)$$

$$r(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t < T_a) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (3)$$

Fig. 1 に示すように、この信号を受信ノードで受信し、受信ノードの動作クロック (周期 T_b) に合わせてサンプリングを行なう。このとき、送信側と受信側のクロックの周期が等しい、つまり $T_a = T_b$ のときにはサンプリングされた数値列も M 系列符号となる。ただし、**Fig. 2** に示すように、信号の伝播時間の影響により取得された M 系列符号には位相ずれが生じる。伝播時間が信号のシンボル幅 T_a だけ増えるごとに位相が 1 つずつずれていくので、取得された M 系列符号が $m[i - k_0]$ であった場合、信号の伝播時間 t_f は (4) 式のよう

Fig. 1 TOF measurement system using M-sequence code as the transmission signal

Fig. 2 Sampled M-sequence code with phase delay

に推定することができる。

$$(k_0 - 1)T_a < t_f \leq k_0 T_a \quad (4)$$

そのため、取得された M 系列符号から位相ずれ k_0 を求めることができれば、分解能 T_a で TOF を計測することができる。

そこで、取得された M 系列符号の位相ずれを求める手段として、(1) 式に示した M 系列符号の相関特性を用いる。計測に使用する M 系列符号に各位相ずれをもたせた数値列 $m[i-k]$ ($0 \leq k < N_r$) を参照 M 系列符号としてあらかじめ用意しておき、取得された M 系列符号との相関値を求めていく。これらの相関値を各 k について計算することで相関関数 $\phi[k]$ を作成すると、M 系列符号の性質から $k = k_0$ のときのみ相関関数は最大値をとる。 $N_r = 7$ の M 系列符号を用いたときに作成される相関関数の例を **Fig. 3** に示す。この例のような相関関数から最大値をとる点の位置を読み取ることで k_0 の値が求まるため、(4) 式の関係から分解能 T_a での TOF 計測を実現できたことになる。

2.3 バーニア効果

前節で述べた TOF の計測手法では、使用するクロックの周期がそのまま計測分解能となる。そのため、無線信号の伝播時間といった非常に短い時間を計測するには高周波なクロックを使用することが必要となる。しかし、その場合には消費電力の増加や高周波での動作に対応した装置の導入によるコストの増加といった問題が生じてしまう。そこで、ノギスに

Fig. 3 Example of correlation function ($k_0 = 3$)

Fig. 4 Improvement of resolution with vernier effect ($N : N - 1$)

Fig. 5 Improvement of resolution with vernier effect ($N : M$)

用いられている原理であるバーニア効果を TOF の計測に導入することで、高周波なクロックを使用せずに計測分解能の向上を図る。

ノギスは主尺と副尺と呼ばれる長さの異なる 2 つの目盛りを組み合わせる計測を行なう器具であり、それぞれの目盛りの幅には $N : N - 1$ ($N, N - 1$ は自然数) の関係がある。そこで、主尺の長さを $N\Delta$ 、副尺の長さを $(N - 1)\Delta$ とすると、**Fig. 4** に示すように 2 つの目盛りの位置は順番に Δ ずつずれていくことになる。そのため、主尺と副尺の相対的な位置をずらしたときに、どの目盛りが一致しているかを読み取ることで、ずれの大きさを Δ の分解能で計測することができる。

この関係は 2 つの目盛りの幅が $N : M$ (N, M は互いに素な自然数) の場合にも成り立つことが知られている⁷⁾。その例を **Fig. 5** に示す。この場合には $N : N - 1$ の場合のように順番に Δ ずつずれていくわけではないが、各目盛りの相対的な位置が Δ ずれるごとに 2 つの目盛りがどこかで一致する関係が成り立っていることは確認できる。そのため、ずれの大きさと目盛りが一致する位置の関係を事前に把握しておく

ことで、分解能 Δ での計測が可能となる。

このようにして、2つの異なる目盛りを組み合わせることにより、それらの目盛りがもつ分解能よりも細かい分解能が得られる原理をバーニア効果と呼ぶ。

2.4 バーニア効果を適用した TOF 計測手法

バーニア効果を TOF 計測に適用するため、ノギスの主尺と副尺の関係を信号の送信クロックと受信クロックに対応させる。つまり、**Fig. 6** のように送信クロックの周期を $T_a = N\Delta$ 、受信クロックの周期を $T_b = M\Delta$ と設定して計測を行なう (N と M は互いに素な自然数)。このとき、バーニア効果から分解能 Δ で TOF を計測することができると考えられる。また、 N, M の値と Δ の値はそれぞれ独立に設定できるため、TOF の計測に十分な分解能となるように Δ を設定した後に、低コストな端末の動作クロックで一般的に用いられている周期程度になるように N, M の値を設定することで、低周波クロックでの高分解能な TOF 計測を実現できる。

しかし、バーニア効果を適用する場合には送信する信号のシンボル周期とサンプリング周期が一致しないため、送信された M 系列符号の各要素を順番に取得していくことができない。そのため、そのままでは前述のような相関関数は作成できず、TOF 計測を行なうことができない。そこで、取得された数値列の中から適切なものを選び出し、それらを用いて相関関数を作成することで TOF 計測を行なう手法について述べる。

まず、受信クロックに合わせてサンプリングされた 2 値の数値列 $s[i]$ ($0 \leq i < N_r N$) を (5) 式のように $N_r \times N$ の形に並べることで行列 S を作成する。

$$S = \begin{pmatrix} s[0] & s[1] & \dots & s[N-1] \\ s[N] & s[N+1] & \dots & s[2N-1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s[(N_r-1)N] & \dots & \dots & s[N_r N-1] \end{pmatrix} \quad (5)$$

この行列の各列の値は N 点おきにサンプリングされた値を並べたものとなっている。ここで、 $T_a : T_b = N : M$ の関係から $NT_b = MT_a$ が成り立つが、 T_a が M 系列符号のシンボル幅、 T_b がサンプリング周期であるため、 N 点おきにサンプリングされた値は M 系列符号を M シンボルおきに取得したものとなる。M 系列符号には、周期 N_r と互いに素な間隔で取

得された数値列も同じ周期をもつ M 系列符号となる性質があるため、 N_r と M は互いに素な値を選ぶことで、 N 点おきにサンプリングされた数値列は M 系列符号となる。この場合には、行列 S のすべての列の数値列が M 系列符号となるため、 N 通りの M 系列符号が得られることになる。

そこで、これらの M 系列符号を用いて相関関数を作成するために、参照 M 系列符号の作成を行なう。実現できる計測分解能が Δ であることから、伝播時間が Δ 増えるごとに取得する値は変化するはずである。そこで、 $t_f = k\Delta$ (k は整数) の場合に対応する参照 M 系列符号を定義する。

まず、送信信号のシンボルの切り替わりの位置をノギスにおける主尺、サンプリング位置をノギスにおける副尺とみなすと、信号の伝播時間が主尺と副尺の相対的なずれに対応するため、 t_f が Δ の整数倍のときにはシンボルの切り替わりとサンプリング位置が一致する点が存在する。そこで、 $t_f = k\Delta$ のときには j ($0 \leq j < N$) 番目のサンプリング点においてそれらが一致するとした場合、**Fig. 7** からその条件は $jT_b - k\Delta$ が T_a の整数倍であるといえる。また、 $T_a = N\Delta, T_b = M\Delta$ であることから、この条件は $jM - k$ が N の整数倍といい換えることができ、合同式を用いると (6) 式のように表わすことができる。

$$jM \equiv k \pmod{N} \quad (6)$$

よって、この合同式を j について解くことによって、伝播時間が $k\Delta$ のときにシンボルの切り替わりと一致するサンプリング位置を判別できる。

ここで、行列 S の j 列目のサンプリング値に注目すると、それぞれの値は $j, N+j, \dots, (N_r-1)N+j$ 番目にサンプリングされた値となっているが、これらのサンプリング点はすべて (6) 式を満たしている。そのため、 $t_f = k\Delta$ のときには、**Fig. 8** のようにこれらのサンプリング点すべてがシンボルの切り替わりと一致することになる。送信信号のシンボル幅は T_a であるため、信号の伝播時間が $k\Delta$ から T_a だけ小さい範囲、つまり (7) 式の範囲に含まれる場合は j 列目のサンプリング点は同じ値を取得する。

$$k\Delta - T_a < t_f \leq k\Delta \quad (7)$$

前述の議論から各列のサンプリング値は M 系列符号となるの

Fig. 6 TOF measurement system when vernier effect is applied

Fig. 7 Correspondence of the sampling point with the chip boundary

Fig. 8 Sampling points of the j -th column when TOF is $k\Delta$

Fig. 9 Example of correlation function when vernier effect is applied ($k_0 = 10$, $N = 8$)

で、(7) 式を満たすときに j 列目で得られる M 系列符号を、 $t_f = k\Delta$ に対応する参照 M 系列符号と定義する。このように定義した参照 M 系列符号と、実際に計測で得られた j 列目の M 系列符号との相関値を求めた場合、M 系列符号の性質から信号の伝播時間が (7) 式の範囲に含まれる場合のみ大きな値となる。そのため、 $t_f = k\Delta$ に対応する参照 M 系列符号からは (7) 式の範囲で信号の伝播時間を計測することができる。

参照 M 系列符号は任意の k の値について作成することができるため、各 k の値に対して上述のように相関値を計算していき、相関関数を作成する。このとき、1 点の相関値からは (7) 式のように $T_a = N\Delta$ の範囲で計測ができるが、 k をずらしていくことで計測範囲が Δ ずつずれていくため、Fig. 9 のように相関関数は N 点連続で最大値をとる。そこで、これらの N 点の最大値の位置から、(7) 式の t_f に関する条件式が N 本得られるため、それらの共通範囲を求めることで計測範囲を Δ まで狭めることができる。ここで、 N 点の最大値の中で最初に最大値をとる点の位置を $k = k_0$ とすると、 t_f の範囲は (8) 式のように求めることができる。

$$(k_0 - 1)\Delta < t_f \leq k_0\Delta \quad (8)$$

そのため、Fig. 9 のような相関関数を作成し、最初に最大値をとる点の位置を読み取ることで、(8) 式のように分解能 Δ で信号の伝播時間を計測することができる。

2.5 M 系列符号の性質を用いた計測時間の短縮

前節で述べた手法ではサンプリング周期 $M\Delta$ で $N_r N$ 点の

サンプリングを行なうことから、計測に必要な値を取得するために $N_r N M \Delta$ の時間が必要となる。そのため、 N_r , N , M を大きな値に設定した場合には、それだけ計測時間が長くなってしまふ。しかし、M 系列符号の性質を用いることで計測時間を短縮することができるため、その手法について述べる。

前述のように、 n 次の M 系列符号にはすべてが -1 であるパターンを除くあらゆる n ビットのパターンが 1 周期内に 1 度ずつ現れる。また、このことから、 n ビットよりも長いパターンも 1 周期内に複数回現れることはない。そのため、(1) 式で表わされる相関演算を、1 周期の範囲ではなく一般に l ($l \geq n$) 点の範囲で行なう場合を考えると、相関値は 2 つの信号が似通っているほど大きな値となることから、相関値が最大となるのは (1) 式と同じく 2 つの M 系列符号の位相が一致する場合のみである。よって、 l 点の範囲での M 系列符号の相関特性は (9) 式のように表わすことができる。

$$\phi_{mm}^l[k] = \sum_{i=0}^{l-1} m[i]m[i+k] \quad (9)$$

$$\begin{cases} = l & (k = 0, \pm N_r, \pm 2N_r, \dots) \\ < l & (\text{otherwise}) \end{cases}$$

このような性質から、少なくとも n ビットのパターンを取得すれば M 系列符号の位相を特定することができる。

そこで、サンプリング数を $N_r N$ 点から nN 点に削減して伝播時間を計測する場合について考える。この場合、サンプリングされた数値列から作成する行列 S のサイズは、(10) 式のように $N_r \times N$ から $n \times N$ に縮小される。

$$S = \begin{pmatrix} s[0] & s[1] & \dots & s[N-1] \\ s[N] & s[N+1] & \dots & s[2N-1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s[(n-1)N] & \dots & \dots & s[nN-1] \end{pmatrix} \quad (10)$$

この行列の各列の数値列は元の手法で得られる M 系列符号の最初の n ビットである。そのため、参照 M 系列符号の最初の n ビットとの相関値を求めていくことで相関関数を作成した場合、(9) 式の相関特性より元の手法と同じ位置で最大値をとる。そのため、最初に最大値をとる位置を読み取ることで、元の手法と同じく分解能 Δ で信号の伝播時間を計測することができる。この手法を用いた場合、サンプリング点数が $n/N_r = n/(2^n - 1)$ となるため、M 系列符号の次数が大きいほど計測にかかる時間が短縮されることになる。

ただし、(1) 式と (9) 式を比較するとわかるように、サンプリング点数を削減した場合には最大値をとる点以外の点の値にばらつきが生じてしまふ。この場合には、Fig. 10 に示した例のように、元の手法に比べて最大値とそれ以外の値の差が非常に小さくなってしまふ。ノイズなどの影響により計測値に誤りが生じた場合には相関値が本来の値からずれてしまふが、Fig. 10 のような相関関数を用いる場合には少しの相関値の変動で最大値をとる点とそれ以外の点の判別ができなくなってしまう可能性がある。そのため、計測時間を短縮で

Fig. 10 Example of correlation function in case sampling points are reduced ($k_0 = 10$, $N = 8$)

Fig. 11 Configuration of the measuring instruments

きる一方でノイズなどに弱くなってしまう欠点が存在するため、計測の際に必要な性質に応じてそれぞれの手法を使い分けるのが好ましいと考えられる。

3. 遅延時間の計測実験

3.1 実験の概要

前章では、ノギスの原理を応用することで使用するクロックの周期よりも細かい分解能で TOF を計測する手法を提案した。そこで、本章では実際に提案手法を用いて行なった実験について説明する。

はじめに、提案手法により理論どおりの分解能で時間の計測ができることを確認するため、無線信号を送信する代わりに遅延素子を用いて Fig. 11 に示すような実験装置を構成し、遅延素子における遅延時間を計測する実験を行なった。M 系列符号の送信部にはシフトレジスタを使用し、送信クロックに合わせて M 系列符号を 1 ビットずつ出力し続けるようにしている。また、受信部には SRAM を使用し、送られてきた 2 値信号を受信クロックに合わせて取得し記憶するようにしている。送信部と受信部の間には遅延時間を連続的に変えることができる遅延素子を設け、その時間を TOF に見立てて計測を行なう。

提案手法では送信クロックと受信クロックが同時に立ち上がったタイミングで計測を開始する必要があるため、2 つのクロックが同期している必要がある。そこで、同一の基準クロックを 2 つの PLL に入力し、それぞれ N 通倍、 M 通倍することで各クロックを生成している。この場合、Fig. 12

Fig. 12 Generated synchronized clocks

Fig. 13 Example of deteriorated correlation function

ロックが同時に立ち上がるタイミングと一致するため、基準クロックに合わせて計測を開始することで信号の送信と受信を同時に始めることができる。

3.2 実験条件

使用するクロックとして、周期 $T = 10 \mu\text{s}$ のクロックを 5 通倍、8 通倍することで $T_a = 2 \mu\text{s}$, $T_b = 1.25 \mu\text{s}$ ($T_a : T_b = 8 : 5$) のクロックを生成して実験を行なった。このときの遅延時間の計測分解能 Δ は 250 ns と求められる。そこで、遅延素子の遅延時間を 50 ns 刻みの値に設定し、各遅延時間について 10 回の計測を行なうことで、それぞれの遅延時間を正しく計測できているかの評価を行なった。

また、送信信号には 3 次の M 系列符号 ($N_r = 7$) を使用し、 $N_r N$ 点のサンプリング結果から相関関数を作成する場合について評価を行なう。

3.3 実験結果

実験の結果、遅延時間の設定値を $\Delta = 250 \text{ ns}$ の整数倍に設定した場合、Fig. 13 のように本来の相関関数とは異なる結果が得られることがあった。この相関関数では最大値をとる点の数が $N - 1$ 点となっていることから、その両隣にある中間の値をとっている点のどちらかが本来最大値をとり、もう一方は本来最小値をとっていることになる。どちらを最大値をとる点とするかで最初に最大値をとる点の位置が変わってくるが、それを判別することはできないため、2 通りの計測結果を考える必要がある。このことから、Fig. 13 のような

Fig. 14 The number of times deteriorated correlation function was obtained

相関関数が得られた場合には、計測分解能は 2Δ に悪化することになる。

このように計測結果が悪化する条件をさらに細かく調べるため、遅延時間の設定値を Δ の整数倍付近で 2 ns ずつずらしながら同様の実験を行ない、Fig. 13 のような結果が得られた回数を記録した。その結果を **Fig. 14** に示す。この結果から、遅延時間が Δ の整数倍から数 ns 程度の範囲に含まれているとき計測精度が悪化することがわかる。

3.4 計測分解能の悪化の原因

Fig. 13 のような結果が得られる理由として、遅延時間が Δ の整数倍のときには Fig. 8 に示したようにシンボルが切り替わる位置でサンプリングを行なっていることが原因と考えられる。実際の計測では、シンボルの切り替えにはある程度の時間が必要になることやクロックにジッタが存在することなどの原因により、シンボルが切り替わる付近では取得する値が不正確になる。シンボル幅とサンプリング周期が等しい場合には、シンボルの切り替わりと重ならない位置でサンプリングを行なうことによりこのような問題が生じることを避けることができるが、バーニア効果を適用する場合にはシンボルとサンプリング点の位置関係は一定ではないため、いくつかのサンプリング点はシンボルが切り替わる位置に近接することになる。

3.5 計測分解能の悪化への対策

Fig. 13 のような相関関数が得られた場合にも、計測分解能 2Δ での計測は可能であるため、あらかじめ Δ を十分小さな値に設定しておくことで分解能が悪化した場合にも十分な分解能で計測を行なうことができる。ただし、 Δ を小さくしすぎてしまうと、**Fig. 15** のように計測精度が悪化する区間同士が重なることになる。この場合には、それぞれの区間における相関関数の悪化が同時に起こるため、**Fig. 16** のような相関関数が得られると考えられる。この相関関数では最初に最大値をとる点の候補が 3 点存在するため、分解能は 3Δ に悪化してしまう。 Δ の値を小さくするにつれてさらに分解能が悪化することが考えられるため、分解能の悪化を 2Δ までに抑えるためには、計測精度が悪化する区間が重ならないよ

Fig. 15 Relationship between Δ and deterioration intervals

Fig. 16 Example of correlation function in case Δ is set too small

うに Δ の値を設定する必要がある。計測精度が悪化する区間の幅を T_e とすると、Fig. 15 より設定できる Δ の値の下限は T_e となる。

3.6 計測分解能変更後の再実験

Δ をできる限り小さな値に設定した場合にも正しく計測ができることを確認するため、 Δ の条件を変更して再び実験を行なった。Fig. 14 の結果から、今回使用した実験回路での T_e の値は数 ns と考えられるため、新しい Δ の設定値は 10 ns とした ($T_a = 80$ ns, $T_b = 50$ ns)。この場合には Δ の値が T_e よりも大きいため、計測分解能は 2Δ よりも悪化することはないと考えられる。そこで、実際に 2Δ までの分解能で遅延時間の計測ができるか確認を行なう。遅延時間の設定値は 5 ns 刻みの値に設定し、それぞれの遅延時間につき 10 回の計測を行なった。

実験の結果、どの遅延時間の条件でも計測分解能が 2Δ に悪化することはあったが、それ以上の悪化は起こらなかった。そのため、今回使用した実験回路では、提案手法により

$2\Delta = 20 \text{ ns}$ の分解能での計測が可能であると結論付けられる。また、クロックや各回路素子により高精度なものを使用した場合には T_e が小さくなると想定されるため、さらに細かな計測分解能も実現できると考えられる。

4. レーザを用いた距離計測実験

4.1 実験の概要

遅延素子を用いた実験から 20 ns の分解能での計測が可能であることが明らかになったので、この分解能で実際に信号の伝播時間を計測し、距離を測定する実験を行なう。本来の目的は電波を用いて距離計測を行なうことであるが、電波の送受信には信号の変復調処理や高周波回路の設計など、考慮する必要がある問題が多く存在する。そこで、本実験では提案手法による距離計測の有効性の確認を目的として、電波の代わりに信号の送受信が容易であるレーザを使用して実験を行なった。レーザ光の伝播速度は電波と等しいことから、レーザを用いる場合でも電波の場合と同様の条件で提案手法の評価を行なうことができる。

また、実験に使用する装置では、同期したクロックを生成するために同一の基準クロックを 2 つの PLL に入力する必要があることから、送信回路と受信回路を分離することができない。そこで、2 つのノード間で信号を往復させ、その往復時間を計測する方式を用いる。この方法では信号の送信回路と受信回路を同一の基板上に実装することができるため、送信クロックと受信クロックの同期を行なうことができる。

この場合には往復時間を 20 ns の分解能で計測することになるため、片道の伝播時間の計測分解能は半分の 10 ns となる。そのため、電波の伝播速度を $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ とすると、距離の計測分解能は 3 m と求まる。そこで、この分解能で実際に距離計測ができることを実証する実験を行なう。

4.2 実験条件

実験には Fig. 11 に示した実験装置の遅延素子を Fig. 17, Fig. 18 に示すレーザの送受信装置に置き換えたものを使用した。信号の送信はレーザモジュールにシフトレジスタから

Fig. 17 Configuration of the measuring instruments

Fig. 18 Overview of the measuring instruments

出力された M 系列符号を入力することで行なっている。信号を受信する際にはレンズで集光したレーザ光をフォトダイオードで受光することで、再び電気信号に変換を行なっている。また、送信したレーザ光をフォトダイオードに向けて反射させる必要があるため、そのための装置としてコーナーキューブを使用している。コーナーキューブは光を平行に反射する特性をもっているため、正確な位置に向けてレーザ光を反射させることができる。

実験の条件として、信号の送受信装置とコーナーキューブの間の距離を 1.5 m から 7.5 m まで 1.5 m 刻みで変化させ、それぞれの条件に対して 10 回の計測を行なった。また、クロックの周期は 3.6 節の実験と同じ値に設定して実験を行なった。

相関関数を作成した際に最初に最大値をとる位置が $k = k_0$ であった場合は信号の往復時間は (8) 式のように求まることから、計測距離 L は (11) 式のように求めることができる。ただし、 t_d は計測装置上での遅延時間であり、 $t_d = 65 \text{ ns}$ として計算を行なう。

$$\frac{c((k_0 - 1)\Delta - t_d)}{2} < L \leq \frac{c(k_0\Delta - t_d)}{2} \quad (11)$$

4.3 実験結果

実験の結果、遅延素子を用いた実験と同様に 2Δ までの分解能で正しく計測を行なうことができた。各条件において k_0 が各値をとった回数をまとめたものを Table 2 に示す。Fig. 13 のような相関関数が得られてしまったことで k_0 が 2 通り考えられる場合は、その両方の回数をカウントしている。 1.5 m の計測では、分解能が 2Δ となってしまった場合には k_0 は 8 か 9 の 2 通りの値が考えられるが、これらの値を (11) 式に代入すると、距離の計測値は $0.75 \text{ m} < L \leq 3.75 \text{ m}$ となる。よって、計測された範囲の中に真値である 1.5 m が含まれているため、正しく計測を行なえていることが確認できる。ほかの条件においても同様に計測された範囲を計算しプロットしたものを Fig. 19 に示す。この結果から、すべての条件において計測された範囲の中に真値が含まれているため、理論どおりに距離計測ができていることが確認できる。よって、提案手法により 3 m の分解能で距離計測が可能であることを実証することができた。

5. おわりに

本論文では、M 系列符号を用いた TOF 計測にノギスの原理であるバーニア効果を適用し、低周波なクロックを用いる場合にもその周期をずらすことで計測分解能を大きく向上させる手法の提案を行なった。この手法により計測装置の消費電

Table 2 The number of times k_f took each value

	$k_f = 8$	$k_f = 9$	$k_f = 10$	$k_f = 11$	$k_f = 12$	$k_f = 13$
1.5 m	8	8	0	0	0	0
3.0 m	0	9	1	0	0	0
4.5 m	0	0	1	10	0	0
6.0 m	0	0	0	10	1	0
7.5 m	0	0	0	0	10	2

Fig. 19 Experimental results of distance measurements

力やコストの低減が可能となるため、ワイヤレスセンサネットワークにおける位置計測の手段として活用されることが期待できる。また、提案手法を用いた実験についても述べ、遅延素子を用いた実験では伝播時間の値によって計測精度が悪化してしまう可能性があることを明らかにし、その対処方法についても提案を行なった。さらに、レーザを用いた距離計測実験も行ない、提案手法により 3m の分解能での計測が実際に可能であることを明らかにした。

今後の課題としては、実際にワイヤレスセンサネットワークへの提案手法の適用に向けて電波を用いた実験を行ない、レーザでの実験では考慮する必要のなかった問題について考察を行なっていく必要がある。レーザの実験ではコーナーキューブを使用して瞬時に信号を送り返していたが、ワイヤレスセンサネットワークでの端末間では送り返す際の処理時間が存在するため、その時間が計測値に上乗せされることや、受信と送信を同時に行なうと自己干渉が生じるといった問題から、レーザの実験で行なったような信号の往復は容易ではない。そのため、電波を用いた実験を実現するにはそれらの問題を解決できるような装置や手法の提案を行なうことが必要である。また、電波を使用する場合にはレーザとは異なり信号を広範囲に放射するため、マルチパスによる干渉が発生する。この場合の計測結果への影響は周囲の環境や使用する変調方式などによって変化すると考えられるため、マルチパスがどのように影響を与えるかを明確化し、それを低減する方法について検討を行なっていく必要がある。

参考文献

- 1) N. Bulusu, J. Heidemann and D. Estrin: GPS-less Low-Cost Outdoor Localization for Very Small Devices, *IEEE Personal Communications*, **7**-5, 28/34 (2000)
- 2) N. Iliev and I. Paprotny: Review and Comparison of Spatial Localization Methods for Low-Power Wireless Sensor Networks, *IEEE Sensors Journal*, **15**-10, 5971/5987 (2015)
- 3) D. Macii, A. Colombo, P. Pivato and D. Fontanelli: A Data Fusion Technique for Wireless Ranging Performance Improvement, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, **62**-1, 27/37 (2013)
- 4) K. Whitehouse, C. Karlof and D. Culler: A Practical Evaluation of Radio Signal Strength for Ranging-based Localization, *ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Communication Review*, **11**-1, 41/52 (2007)
- 5) K. Benkic, M. Malajner, P. Planinsic and Z. Cucej: Using RSSI value for distance estimation in Wireless sensor networks based on ZigBee, *Proc. 15th Int. Conf. Syst. Signal. Image Process.*, 303/306 (2008)
- 6) E.B. Mazomenos, D. De Jager, J.S. Reeve and N.M. White: A Two-Way Time of Flight Ranging Scheme for Wireless Sensor Networks, *Proc. 8th Euro. Conf. Wireless Sensor Networks*, 163/178 (2011)
- 7) 高山, 高, 大山: 一般化バーニア効果と RF 伝播時間計測への応用, *計測自動制御学会論文集*, **47**-12, 597/605 (2011)
- 8) F. Fereidoony, S.A. Mirtaheeri and S. Chamaani: High-resolution range estimation using time delays in ultra-wideband M-sequence radar, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, **11**-10, 1332/1339 (2017)
- 9) Y. Wang, T. Siginouchi, M. Hashimoto and H. Hachiya: Development of Ultrasonic Multiple Access Method Based on M-sequence Code, *Japanese Journal of Applied Physics Part 1-Regular Papers Brief Communications & Review Papers*, **46**-7B, 4490/4496 (2007)
- 10) S. Yoshida and S. Ohyama: RF TOF Measurement using M-sequential Coded Vernier Effect by Interleaved Correlation Technique, *Proc. SICE Ann. Conf. 2015*, 239/242 (2015)
- 11) 金子, 大山: RF 伝播時間計測のための M 系列符号とバーニア効果を組み合わせた高精度化, 第 33 回センシングフォーラム資料, 266/271 (2016)

[著者紹介]

木崎航汰

2018 年, 東京工業大学制御システム工学科卒業。同年同学工学院システム制御系修士課程入学, 現在に至る。センサネットワークにかかわる端末位置計測のための研究に従事。

大山真司 (正会員)

1984 年, 東京工業大学大学院修士課程修了。同年 (株) 日立製作所日立研究所入社。90 年, 東京工業大学工学部助手, 現在, 同学工学院システム制御系准教授。計測工学, 計測システム構成論などの研究, 教育に従事。86, 2005, 2012 年度計測自動制御学会論文賞受賞。IEEE, 電気学会, 電子情報通信学会などの会員 (工学博士)。