

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2009-150872

(P2009-150872A)

(43) 公開日 平成21年7月9日(2009.7.9)

(51) Int.Cl.
G01S 13/76 (2006.01)

F I
G01S 13/76

テーマコード (参考)
5J070

審査請求 未請求 請求項の数 11 O L 外国語出願 (全 37 頁)

(21) 出願番号 特願2008-277188 (P2008-277188)
 (22) 出願日 平成20年10月28日 (2008.10.28)
 (31) 優先権主張番号 11/959, 974
 (32) 優先日 平成19年12月19日 (2007.12.19)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 597067574
 ミツビシ・エレクトリック・リサーチ・ラ
 ボラトリーズ・インコーポレイテッド
 アメリカ合衆国、マサチューセッツ州、ケ
 ンブリッジ、ブロードウェイ 201
 201 BROADWAY, CAMBR
 IDGE, MASSACHUSETTS
 02139, U. S. A.

(74) 代理人 100110423
 弁理士 曾我 道治
 (74) 代理人 100084010
 弁理士 古川 秀利
 (74) 代理人 100094695
 弁理士 鈴木 憲七

最終頁に続く

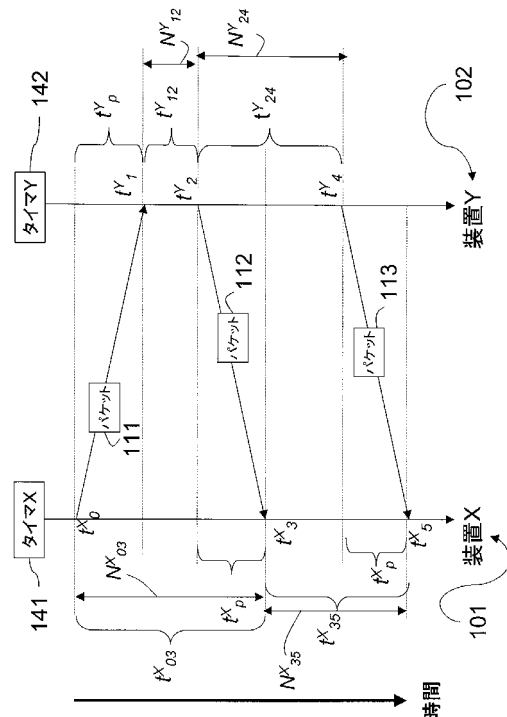
(54) 【発明の名称】 双方向無線測距精度を向上させるために相対クロック周波数差を推定する方法およびシステム

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】精度、安定度の高い部品、複雑な回路を使用せず、複雑な演算なしに、双方向無線測距を行う方法を提供する。

【解決手段】第1送受信機の第1クロックXと第2送受信機の第2クロックY間の相対クロック周波数差を推定することで双方向無線測距精度を向上させる。時刻t0で第1送受信機が第1パケットを送信し時刻t1で第2送受信機がこれを受信し、時刻t2で第2送受信機が第2パケットを送信し時刻t3で第1送受信機がこれを受信し、時刻t4で第2の送受信機が第3のパケットを送信し時刻t5で第1送受信機がこれを受信し、時刻t2とt4間、時刻t3とt5間の遅延から相対クロック周波数差を求め、これに基づいて第1送受信機、第2送受信機間の距離を求める。

【選択図】 図5



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

双方向無線測距精度を向上させるために第 1 の送受信機の第 1 のクロック X と第 2 の送受信機の第 2 のクロック Y との間の相対クロック周波数差を推定する方法であって、

前記第 1 の送受信機が、前記第 1 のクロック X の時刻 t_0 において、第 1 のパケットを送信すること、

前記第 2 の送受信機が、前記第 2 のクロック Y の時刻 t_1 において、前記第 1 のパケットを受信すること、

前記第 2 の送受信機が、前記第 2 のクロックの時刻 t_2 において、第 2 のパケットを送信すること、

前記第 1 の送受信機が、前記第 1 のクロック X の時刻 t_3 において、前記第 2 のパケットを受信すること、

前記第 2 の送受信機が、前記第 2 のクロック Y の時刻 t_4 において、第 3 のパケットを送信すること、及び

前記第 1 の送受信機が、前記第 1 のクロック X の時刻 t_5 において、前記第 3 のパケットを受信し、前記相対クロック周波数差は、

【数 1】

$$\Delta f'_{XY} \cong \frac{2f(N_{24}^Y - N_{35}^X)}{N_{24}^Y + N_{35}^X},$$

であり、式中、 f は前記第 1 のクロック及び前記第 2 のクロックの公称クロック周波数であり、 N_{24}^Y は、前記第 2 のクロックの時刻 t_2 と時刻 t_4 との間の測定される第 1 の遅延であり、 N_{35}^X は、前記第 1 のクロック X の時刻 t_3 と時刻 t_5 との間の測定される第 2 の遅延であることを含む方法。

【請求項 2】

前記相対クロック周波数差に基づいて前記第 1 の送受信機と前記第 2 の送受信機との間の距離を測定することをさらに含む、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

前記第 1 の遅延は、前記第 1 の送受信機及び前記第 2 の送受信機が動作するネットワークによって予め決定される、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 4】

前記第 1 の遅延は、前記第 2 の送受信機によって予め決定され、前記第 1 のパケットで送信される、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 5】

前記第 1 の遅延は、前記第 2 のパケットで送信される、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 6】

前記第 1 の遅延は、前記第 1 の送受信機によって前記第 2 の送受信機に第 3 のパケットで送信される、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 7】

前記第 1 のパケット及び前記第 2 のパケットの構造は通信規格に準拠する、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 8】

前記相対クロック周波数差を求めながら、チャネルインパルス応答、RF 回路、及びベースバンド回路の不完全性の影響を相殺することをさらに含む、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 9】

前記第 1 の遅延を増大させて、量子化誤差を低減させることをさらに含む、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 10】

前記第 1 の送受信機と前記第 2 の送受信機との間の前記信号の推定飛行時間は、

10

20

30

40

【数 2】

$$t_{p}^C = \frac{1}{2} \left(t_{03}^X - t_{12}^Y \cdot \left(1 - \frac{\Delta f'_{XY}}{f} \right) \right),$$

であり、式中、 t_{03}^X = 前記第 1 のクロック X によって測定される $t_3 - t_0$ であり、 t_{12}^Y = クロック Y によって測定される $t_2 - t_1$ である、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 1 1】

双方向無線測距精度を向上させるために第 1 の送受信機の第 1 のクロック X と第 2 の送受信機の第 2 のクロック Y との間の相対クロック周波数差を推定するシステムであって、前記第 1 のクロック X の時刻 t_0 において、第 1 のパケットを送信する第 1 の送受信機と、

10

前記第 2 のクロック Y の時刻 t_1 において、前記第 1 のパケットを受信する第 2 の送受信機と、

を備え、該第 2 の送受信機は、前記第 2 のクロックの時刻 t_2 において、第 2 のパケットを送信し、該第 2 のパケットは、前記第 1 のクロック X の時刻 t_3 において、前記第 1 の送受信機によって受信され、前記第 2 の送受信機は、前記第 2 のクロック Y の時刻 t_4 において、第 3 のパケットを送信し、該第 3 のパケットは、前記第 1 のクロック X の時刻 t_5 において、前記第 1 の送受信機によって受信され、前記相対クロック周波数差は、

【数 3】

$$\Delta f'_{XY} \cong \frac{2f(N_{24}^Y - N_{35}^X)}{N_{24}^Y + N_{35}^X},$$

20

であり、式中、 f は前記第 1 のクロック及び前記第 2 のクロックの公称クロック周波数であり、 N_{24}^Y は、前記第 2 のクロックの時刻 t_2 と時刻 t_4 との間の測定される第 1 の遅延であり、 N_{35}^X は、前記第 1 のクロック X の時刻 t_3 と時刻 t_5 との間の測定される第 2 の遅延であるシステム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、無線通信システムに関し、特に、無線装置間の相対クロック周波数差(RCFO)補償による正確な測距推定に関する。

30

【背景技術】

【0002】

多くの無線通信ネットワークでは、各装置は単一の基準クロックに同期されない。そうではなく、各装置は各自のクロックに頼る。ハードウェア、製造プロセス、温度変動、部品経年劣化等の制限に起因して、クロックの実際の動作周波数は、一般に、設計された公称周波数と異なる。例えば、100MHz のクロック信号が、許容差 + / - 20 百万分率(ppm) を有する水晶によって生成される場合、クロックの実際の周波数は、99,998,000 Hz ~ 100,002,000 Hz の範囲内の任意の値であり得る。

【0003】

40

クロックの実際の周波数と設計された公称周波数との差は、「クロック周波数差」(CFO)又は「絶対クロック周波数差」(ACFO)と称される。(同じ公称周波数を有する)2つの独立したクロックの周波数間の差は、「相対クロック周波数差」(RCFO)と呼ばれる。例えば、公称周波数100MHzを有する2つのクロックがあり、一方のクロックが周波数99,998,000Hzを有し、他方のクロックが周波数100,002,000Hzを有する場合、RCFOは4kHz又は40ppmである。

【0004】

CFO及びRCFOは問題を生じるおそれがある。クロックが時間測定に使用される場合、ACFO及び/又はRCFOは誤差をもたらす。デジタル回路では、時間は一般に、2つの時刻の間のクロックサイクル数として測定される。

50

【 0 0 0 5 】

【 数 1 】

$$N = \frac{t}{T_{actual}} = t \cdot f_{actual}$$

【 0 0 0 6 】

式中、 T_{actual} は実際のクロック周期であり、 f_{actual} は実際のクロック周波数である。一例として、正確な 100 MHz クロックに基づくタイマは、1 ミリ秒周期で 100,000 クロックサイクルをカウントする。ACFO が -20 ppm である場合、実際のカウントは 100,000 クロックサイクルではなく ~99,998 クロックサイクルである。装置が各自のクロックの ACFO に関しての知識を有しない場合に多く当てはまるが、ACFO が補償されない場合、時間は単純に公称周波数を使用して計算される。

10

【 0 0 0 7 】

【 数 2 】

$$t = N \cdot T_{norm} = \frac{N}{f_{norm}} = t \cdot \frac{f_{actual}}{f_{norm}} = t + t \cdot \frac{\Delta f_{abs}}{f_{norm}} \quad (1)$$

【 0 0 0 8 】

式中、 T_{norm} は公称クロック周期であり、 f_{norm} は公称クロック周波数であり、 f_{abs} は ACFO である。この例では、 $f_{norm} = 100 \text{ MHz}$ であり、 $t = 999,980 \text{ ns}$ であり、結果として 20 ns の時間誤差が生じる。

20

【 0 0 0 9 】

同じ時間期間が、独立したクロックを使用する 2 つの装置によって測定される場合、RCFO は測定に不一致を生じる。例えば、公称クロック周波数が、タイマ X 及びタイマ Y の両方で 100 MHz である場合、タイマ X は -20 ppm の差を有し、タイマ Y は +20 ppm の差を有し、これは 40 ppm の RCFO である。1 ミリ秒時間期間は、タイマ X 及びタイマ Y でそれぞれ 99,998,000 ns 及び 100,002,000 ns として測定され、差は 40 ns である。

【 0 0 1 0 】

RCFO は、双方向 TOA (TW - TOA) システムの測距精度において大きな影響を有する。TW - TOA は、2 つの送受信機間の測距に使用することもできる方法である。TW - TOA では、送信機と受信機とを厳密に同期させる必要がない。TW - TOA 測距方法は、IEEE 802.15.4a 規格に使用されている。

30

【 0 0 1 1 】

TW - TOA では、2 つの送受信機がパケットを交換し、往復遅延が測定される。典型的な交換は以下の通りである。第 1 の装置がパケットを第 2 の装置に送信する。第 2 の装置は、パケットを受信した後、パケットを第 1 の装置に返送する。第 1 の装置は、第 1 のパケットの送信から第 2 のパケットの受信までに経過した合計時間を測定する。第 2 の装置は、第 1 のパケットの受信から第 2 のパケットの送信までに経過した時間を測定する。信号の往復移動時間は、これらの 2 つの測定値間の差として計算される。装置間の距離は、往復移動時間の 2 分の 1 を信号速度 (電磁信号の場合、自由空間内で $3 \times 10^8 \text{ m/秒}$) で乗算した積として計算される。

40

【 0 0 1 2 】

第 2 の装置でのターンアラウンドタイムは、信号の「飛行」時間よりもはるかに長いいため、RCFO に起因する誤差は、TW - TOA システムの時間推定誤差全体において支配的な要因である。装置が RCFO の正確な推定値を得ることができる場合、それを補償することによって時間推定精度を改善することができる。明らかに、正確な RCFO 推定は、正確な時間測定を実現する際に非常に重要である。

【 0 0 1 3 】

図 4 は、従来技術による測距手順を示す。装置 X が、時刻 t_0 において、要求パケット

50

(測距要求(ranging-req)) 1 1 1 を送信する。パケットは、時刻 t_1 において、装置 Y によって受信される。いくらかの遅延後、装置 Y は、時刻 t_2 において、肯定応答パケット(測距肯定応答(ranging-ack)) 1 1 2 を送信する。測距肯定応答パケットは、時刻 t_3 において、装置 X によって受信される。ターンアラウンド遅延 t_{12} が装置 Y によって測定され、測距肯定応答パケット又は別個のパケット(測距データ(ranging-data))のいずれかで装置 X に送信される。遅延 t_{03} が装置 X によって測定される。

【 0 0 1 4 】

t_p を信号の「飛行」時間とする。周波数差を考慮しない場合、推定される往復飛行時間は、

【 0 0 1 5 】

【数 3】

$$2.t'_p = t_{03}^X - t_{12}^Y$$

【 0 0 1 6 】

であり、 t_{03}^X は、装置 X によるそのクロック clk_X に基づく測距要求パケットの送信から測距肯定応答パケットの受信までの測定される往復時間であり、 t_{12}^Y は、装置 Y によるそのクロック clk_Y に基づく測距要求パケットの受信の開始から測距肯定応答パケットの送信の開始までの測定されるターンアラウンドタイムである。

【 0 0 1 7 】

装置 X と装置 Y との間の飛程は、

【 0 0 1 8 】

【数 4】

$$D_{XY} = t'_p \cdot C$$

【 0 0 1 9 】

である。式中、 C は電磁信号の速度、例えば自由空間では 3×10^8 m / 秒である。

【 0 0 2 0 】

真の往復飛行時間は、

【 0 0 2 1 】

【数 5】

$$2.t_p = t_{03} - t_{12},$$

$$t_{03}^X = N_{03}^X / f = t_{03} \cdot f_X / f, \text{ 及び}$$

$$t_{12}^Y = n_{12}^Y / f = t_{12} \cdot f_Y / f, \text{ 及び}$$

【 0 0 2 2 】

であるため、推定誤差は、

【 0 0 2 3 】

【数 6】

$$\Delta t_p = t'_p - t_p = (t_{03}^X - t_{12}^Y) - (t_{03} - t_{12})$$

【 0 0 2 4 】

である。

【 0 0 2 5 】

プロセス時間は飛行時間よりもはるかに長く、且つ $t_{12} \gg 2 t_p$ であるとする、

【 0 0 2 6 】

【数 7】

$$\Delta t_p = (t_{03}^X - t_{03}) - (t_{12}^Y - t_{12}) = t_{12}(\Delta f_{XY} / f) + 2t_p(\Delta f_X / f \approx t_{12}(\Delta f_{XY} / f)$$

【 0 0 2 7 】

10

20

30

40

50

式中、 f_x は、公称周波数 f に対するタイマクロックの周波数差であり、 f_{x-y} は、装置 X のタイマクロックと装置 Y のタイマクロックとの間の相対周波数差である。上記式は、 t_{1-2} 及び f_{x-y}/f を低減すると、時間推定精度が向上することを示す。しかし、実際には、所望の向上は実現可能でない場合がある。 f_{x-y}/f は、部品性能(特に水晶発振器)によって決まり、精度/安定性が高い部品ほどコストが高く、より複雑な回路設計を必要とし得る。

【0028】

プロセス時間 t_{1-2} は、多くの場合、いくつかの要因によって決まり、容易に低減することができない。その理由は、多くの通信規格が送信間にかかりの期間を課しており、受信側装置はデータを処理し、パケットを上位層に渡さなければならず、処理時間が長く、またパケットのペイロード部分の長さがゼロではないことが多いためである。

10

【0029】

無線システムにおいて RCF O を推定する従来の方法は、以下を含む。

【0030】

一つの方法は、受信パケットのプリアンブルを使用する。一般に、パケットのプリアンブルは複数のシンボルを含む。プリアンブルの長さ又は2つのシンボル間の時間間隔を測定することによって、受信側装置は、送信側装置のクロックに対する自身のクロックの RCF O を推定することができる。このような方法は、プリアンブルが有限の持続時間を有するため、正確な RCF O 推定をもたらさない。したがって、2つのシンボル間の時間間隔はあまり大きくなることができず、この方法は、プリアンブル内の多くのシンボルを使用することによる処理利得からの恩恵を受けず、この方法は、搬送波周波数差及びサンプルタイミング誤差に敏感である。

20

【0031】

対称両側双方向 (symmetric double-sided two-way) プロトコルは、以下の順序で2つの装置間でデータ/測距パケットを交換する。

装置 A が第 1 のパケットを送信する。

装置 B が第 1 のパケットを受信する。

装置 B が第 2 のパケットを送信する。

装置 A が第 2 のパケットを受信する。

装置 A が第 3 のパケットを送信する。

装置 B が第 3 のパケットを受信する。

装置 A 及び装置 B が、追加のデータパケットにおいてタイミング情報を交換する。

30

【0032】

装置 A は、第 1 のパケットを送信してから第 2 のパケットを受信するまでの往復時間 t_{roundA} を測定する。装置 B は、第 1 のパケットを受信してから第 2 のパケットを送信するまでの返送時間 t_{replyB} を測定し、装置 A は、第 2 のパケットを受信してから第 3 のパケットを送信するまでの返送時間 t_{replyA} を測定する。

【0033】

このような方法の欠点は、RCFO に起因する誤差を相殺するために、時間 t_{replyA} 及び t_{replyB} が同一又は非常に近くなければならないこと、情報を一方の装置から他方の装置に渡すために追加の送信が必要であること、及び2つの装置の RF フロントエンドでの遅延不整合が追加の誤差をもたらし得ることである。

40

【0034】

別の方法は、プリアンブルと、ペイロード部又は場合によってはポストアンブルとの組み合わせを使用する。Sahinoglu によって 2007 年 6 月 30 日に出願された「Method for Reducing Radio Ranging Errors Due to Clock Frequency Offsets」という発明の名称の米国特許出願第 11/749,517 号を参照されたい。当該特許文献は、参照により本明細書に援用される。

【0035】

別の方法は周波数領域解析を使用する。パケットのプリアンブルの一部又は全部に対し

50

て高速フーリエ変換(FFT)を実行することによって、RCFOを推定することができる。この手法では、多数のサンプルの記憶、複雑なFFT演算を必要とし、ひいては追加のハードウェア、ソフトウェア、及び電力を必要とする。精度は、受信信号の信号対雑音比(SNR)及びFFTに使用されるプリアンブル部分のサイズによって決まる。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0036】

上記問題及び複雑性のないRCFOを推定する方法を提供することが望まれる。

【0037】

本発明は、データパケット交換を実行することによって非同期クロックを使用する2つの無線通信装置間の相対クロック周波数差(RCFO)を推定する方法を提供する。当該方法は、双方向到着時間(TOA)測定の測距推定誤差を最小に抑える。

10

【課題を解決するための手段】

【0038】

第1の送受信機が第1のパケットを送信する。第2の送受信機が第2のパケットを送信し、それから、第1の遅延後に第3のパケットを送信する。第1の送受信機は第2のパケットを受信し、それから、第2の遅延後に第3のパケットを受信する。相対クロック周波数差が、測定される第1の遅延及び第2の遅延から求められる。

【発明の効果】

【0039】

従来の方法と比較して、本発明は以下の利点を有する。

20

【0040】

本発明では、測距通信又はデータ通信を実行するために使用されるパケットの構造を変更する必要がない。

【0041】

チャネルインパルス応答、RF回路、及びベースバンド回路の不完全性のいかなる影響も相殺される。

【0042】

クロックの有限期間に起因するいかなる量子化誤差も、第1の遅延の増大によって低減することができる。

30

【0043】

RCFO推定の精度が高い。

【0044】

追加のハードウェア、計算、及びパワーの要件が非常に低い。

【0045】

方法は、IEEE 802.15.4a規格に準拠し、その規格によって使用される媒体アクセス(MAC)プロトコルを変更する必要がない。

【発明を実施するための最良の形態】

【0046】

無線測距装置

40

図1は、本発明の一実施の形態による無線通信装置X101及び装置Y102を示す。装置Xと装置Yとの間の距離は $D_{X,Y}$ 110である。装置Xは、データパケット120を装置Yに送信することができ、装置Yはデータパケット130を装置Xに送信することができる。図1は、タイマX141及びタイマY142並びにクロック信号 clk_X 151及び clk_Y 152も示す。タイマはクロック信号をカウントする。タイマは、カウントクロック信号がそれぞれの公称(設計)周波数からのオフセットによって異なる周波数を有すること以外は同一である。装置は複数のタイマを有してもよい。

【0047】

タイマ

図2は、公称クロック周波数 f_{norm} を有する信号 clk_{202} に従って動作するタイマ

50

201を概略的に示す。もちろん、公称周波数は両装置で既知である。タイマ201がタイマ141、142のベースを形成する。

【0048】

タイマは、信号 $cnt_{start} 211$ がアクティブ(ON)になるとカウントを開始し、 $cnt_{stop} 212$ がアクティブになるとカウントを停止する。タイマはカウント $N 213$ を出力し、

【0049】

【数8】

$$N = (t_{stop} - t_{start}) f_{norm}$$

10

【0050】

を使用して、 cnt_{start} から cnt_{stop} までに経過した時間を求めることができる。

【0051】

相対クロック周波数差(RFCO)

図3は、クロック周波数差に起因する時間測定誤差を示す。時刻 t_0 において、 cnt_{start} 信号がアクティブになり、タイマがカウントを開始する。次に、時刻 t_1 において、 cnt_{stop} がアクティブになり、タイマがカウントを停止する。

【0052】

タイマの公称クロック周波数が f_{norm} である場合、出力カウントは N である。タイマ X の実際のクロック周波数が f_X である場合、タイマ X の出力カウントは N_X である。タイマ Y の実際のクロック周波数が f_Y である場合、タイマ Y の出力カウントは N_Y であり、以下のようにして与えられる。

20

【0053】

【数9】

$$N = t \cdot f;$$

$$N_X = t \cdot f_X = t \cdot (f + \Delta f_X) = N + t \cdot \Delta f_X = N + \Delta N_X;$$

$$N_Y = t \cdot f_Y = t \cdot (f + \Delta f_Y) = N + t \cdot \Delta f_Y = N + \Delta N_Y; \text{ and}$$

30

$$\Delta N = N_X - N_Y = (N + t \cdot \Delta f_X) - (N + t \cdot \Delta f_Y) = t \cdot (\Delta f_X - \Delta f_Y) = t \cdot \Delta f_{XY}$$

【0054】

式中、 f_X は、公称周波数 f に対するクロック X の周波数誤差であり、 f_Y は、公称周波数 f に対するクロック Y の周波数誤差であり、 f_{XY} は、クロック X とクロック Y との間の相対周波数誤差である。 N_X 及び N_Y は、公称カウント N に対するカウント誤差である。

【0055】

$N_{avg} = (N_X + N_Y) / 2$ の場合、 t は、

【0056】

40

【数10】

$$t = \frac{(N_X + N_Y)}{2f} - \frac{(\Delta N_X + \Delta N_Y)}{2f} \approx \frac{N_{avg}}{f}, \text{ 及び}$$

$$\Delta N = t \cdot \Delta f_{XY} \approx \frac{N_{avg}}{f} \cdot \Delta f_{XY} = \frac{N_X + N_Y}{2 \cdot f} \cdot \Delta f_{XY}.$$

【0057】

として近似することができる。

【0058】

50

N_X 、 N_Y 及び公称周波数 f が分かっている場合、相対クロック周波数差は、

【0059】

【数11】

$$\Delta f_{XY} \cong \frac{2f(N_X - N_Y)}{N_X + N_Y}$$

【0060】

である。

【0061】

RCFOプロトコル

10

図5は、本発明の一実施の形態による、パケット交換プロトコル及び関連付けられるRCFO推定方法を示す。図5において、時間軸は下に流れる。以下において、装置Xにおけるタイミング情報はクロックX及びタイマ141に対するものであり、装置Yにおけるタイミング情報はクロックY及びタイマ142に対するものである。これは暗黙的に理解され、上付文字及び下付文字によって明示的に示される。したがって、図5において、時間 t は、図示のように、クロックカウント N に等しい。

【0062】

時刻 t_0 において、装置Xが測距要求パケット111を送信する。装置Yは、時刻 t_1 において、測距要求パケットを受信する。

【0063】

20

測距要求パケットを受信した後、且つ遅延 t_{12} 後、装置Yは、時刻 t_2 において、測距肯定応答パケット112を送信する。装置Xは、時刻 t_3 において、測距肯定応答パケットを受信する。

【0064】

測距要求パケット111を受信した後、且つ第1の遅延 t_{24} 後、装置Yは、時刻 t_4 において、測距データ113を送信する。装置Xは、時刻 t_5 において、測距データパケットを受信する。

【0065】

周波数差を考慮せずに推定される往復時間は、

【0066】

30

【数12】

$$2 \cdot t_p = t_{03}^X - t_{12}^Y$$

【0067】

であり、式中、 t_{03}^X は、

【0068】

【数13】

$$t_{03}^X = \frac{N_{03}^X}{f} = \frac{t_{03} \cdot f_X}{f}$$

40

【0069】

として求められる装置Xが測距要求パケットを送信してから測距肯定応答パケットを受信するまでの測定される往復時間であり、 t_{12}^Y は、

【0070】

【数14】

$$t_{12}^Y = \frac{N_{12}^Y}{f} = \frac{t_{12} \cdot f_Y}{f}$$

50

【 0 0 7 1 】

として求められる装置 Y が測距要求パケットを受信してから測距肯定応答パケットを送信するまでの測定されるターンアラウンドタイムである。

【 0 0 7 2 】

装置 X と Y との間の飛程すなわち距離 1 1 0 は、

【 0 0 7 3 】

【 数 1 5 】

$$D_{XY} = t'_p \cdot C$$

【 0 0 7 4 】

であり、式中、C は光速である。

【 0 0 7 5 】

真の往復時間は、

【 0 0 7 6 】

【 数 1 6 】

$$2 \cdot t_p = t_{03} - t_{12}$$

【 0 0 7 7 】

であるため、推定誤差は、

【 0 0 7 8 】

【 数 1 7 】

$$\Delta t_p = t'_p - t_p = (t_{03}^X - t_{12}^Y) - (t_{03} - t_{12})$$

【 0 0 7 9 】

である。

【 0 0 8 0 】

処理時間は信号「飛行」時間よりもはるかに長い、すなわち、

$$t_{12} \gg 2 t_p$$

とすると、

【 0 0 8 1 】

【 数 1 8 】

$$\Delta t_p = (t_{03}^X - t_{03}) - (t_{12}^Y - t_{12}) = t_{12} \left(\frac{\Delta f_{XY}}{f} \right) + 2 t_p \left(\frac{\Delta f_X}{f} \right) \approx t_{12} \left(\frac{\Delta f_{XY}}{f} \right) \quad (1)$$

【 0 0 8 2 】

であり、式中、 f_X は、公称周波数 f に対するタイマクロックの周波数差であり、 f_{XY} は、装置 X のタイマクロックと装置 Y のタイマクロックとの間の相対周波数差である。式(1)は、 t_{12} 及び f_{XY} / f を低減することによって、時間推定精度が向上することを示す。

【 0 0 8 3 】

しかし、実際には、所望の向上は実現可能でない場合がある。値 f_{XY} / f は、部品性能、特に水晶発振器によって決まり、精度 / 安定性が高い部品ほどコストが高く、より複雑な回路設計を必要とし得る。

【 0 0 8 4 】

処理時間 t_{12} は、多くの場合、いくつかの要因によって決まり、容易に低減することができない。これらの要因には以下が含まれる。すなわち、通信規格は、通常、送信間に「かなりの」期間を課す。受信側装置は、データを処理し、パケットを上位層に渡さなければならない、処理時間は往復時間よりもかなり長い。パケットはゼロではない長さを有する。

【 0 0 8 5 】

10

20

30

40

50

しかし、 f_{XY} の正確な推定を得れば、時間推定の精度を向上させることができる。相対クロック周波数差に対する装置(送受信機)間の各パケットの信号の飛行時間推定は、

【0086】

【数19】

$$2 \cdot t_p^C = t_{03}^X - t_{12}^Y \cdot \left(1 - \frac{\Delta f'_{XY}}{f}\right) \quad (2)$$

【0087】

である。

【0088】

推定誤差は、

【0089】

【数20】

$$\begin{aligned} \Delta t_p^C &= t_{12} \left(\frac{\Delta f_{XY}}{f} \right) - t_{12} \left(\frac{\Delta f'_{XY}}{f} \right) = t_{12} \left[\left(\frac{\Delta f_{XY} - \Delta f'_{XY}}{f} \right) + \left(\frac{\Delta f_{XY} \cdot \Delta f'_{XY}}{f^2} \right) \right] \quad (3) \\ &= t_{12} \left(\frac{\Delta f_{XY} - \Delta f'_{XY}}{f} \right) + t_{12} \left(\frac{\Delta f_{XY} \cdot \Delta f'_{XY}}{f^2} \right), \end{aligned}$$

【0090】

であり、式中、 f'_{XY} は推定されるRCFOである。

【0091】

式(3)は、相対周波数差の正確な推定が、時間推定誤差を大幅に低減することを示す。正確な相対周波数クロック差推定が達成される場合、すなわち $f'_{XY} = f_{XY}$ が達成される場合、式(3)中の最初の項がゼロになる。第2の項は、 $f \gg f'_{XY}$ 且つ $f > f'_{XY}$ であるため、非常に小さい。したがって、 t_p^C は p よりも大幅に小さい。したがって、時間推定は非常に正確である。

【0092】

RCFOを推定するために、装置Xは、カウント N_{35}^X として、測距肯定応答パケット112を受信してから測距データパケット113を受信するまでに経過した時間である第2の遅延 t_{35} を測定する。装置Yは、カウント N_{24}^Y として、測距肯定応答パケット112を送信してから測距データパケット113を送信するまでに経過した時間である第1の遅延 t_{24} を測定する。

【0093】

装置Yは、時間測定 N_{24}^Y を装置Xに送信する。

【0094】

装置Xは、

【0095】

【数21】

$$\Delta f'_{XY} \cong \frac{2f(N_{24}^Y - N_{35}^X)}{N_{24}^Y + N_{35}^X}, \quad (4)$$

【0096】

として相対クロック周波数差(RFCO) f_{XY} を求める。式中、 f は、第1及び第2のクロックの公称周波数である。

【0097】

第1の遅延 N_{24}^Y は、装置Yでの2つの送信パケット間の遅延であるため、厳密な値である。第2の遅延 N_{35}^X は、装置Xが受信する2つのパケット間の時間差である。

【0098】

10

20

30

40

50

次に、装置 X は式 (2) を使用して t^c_p を求めることができる。

【0099】

第1の遅延 N^Y_{24} の値は、以下を含むがこれに限定されない方法を使用して装置 X に知らせることができる。

N^Y_{24} がネットワークによって予め決定される。

N^Y_{24} が、装置 Y によって予め決定され、測距肯定応答パケット 112 で送信される。

N^Y_{24} が測距データパケット 113 で送信される。

N^Y_{24} がいくつかの他のパケットで装置 X に送信される。

【0100】

装置 Y が、第2の遅延が提供されるのと同様にして RCF O を求めることができることを理解されたい。

【0101】

RCF O f_{xy} の値が比較的安定している場合、RCF O 推定を定期的に行うことができる。

【0102】

本発明を好ましい実施の形態の例として説明したが、本発明の精神及び範囲内で様々な他の適応及び変更を行うことが可能なことを理解されたい。したがって、添付の特許請求の範囲の目的は、本発明の真の精神及び範囲内にあるこのようなすべての変形及び変更を包含することである。

【図面の簡単な説明】

【0103】

【図1】本発明の一実施の形態によるパケットを交換することによって互いに通信する2つの装置のブロック図である。

【図2】本発明の一実施の形態によるタイマのブロック図である。

【図3】クロック周波数差に起因する時間誤差のタイミング図である。

【図4】RCF O 推定なしの場合の2つの装置間でのパケット交換プロトコルのタイミング図である。

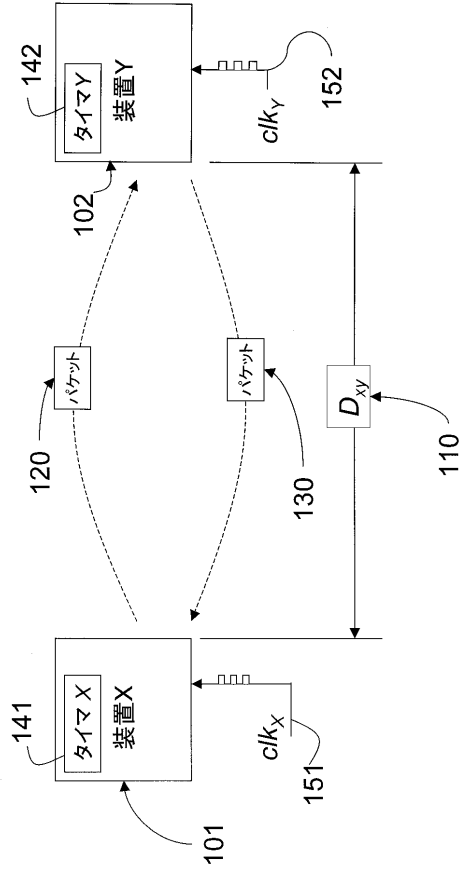
【図5】本発明の一実施の形態による2つの装置間でのパケット交換プロトコルのタイミング図である。

10

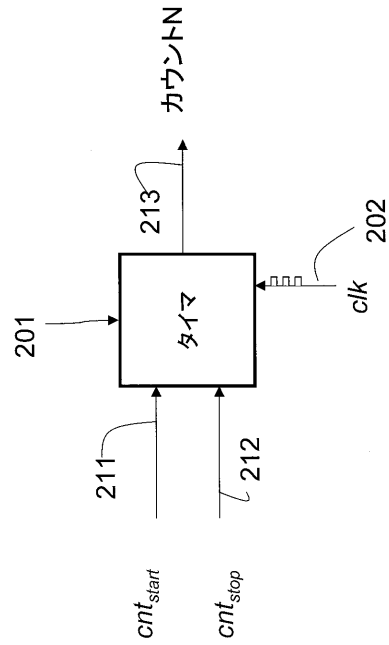
20

30

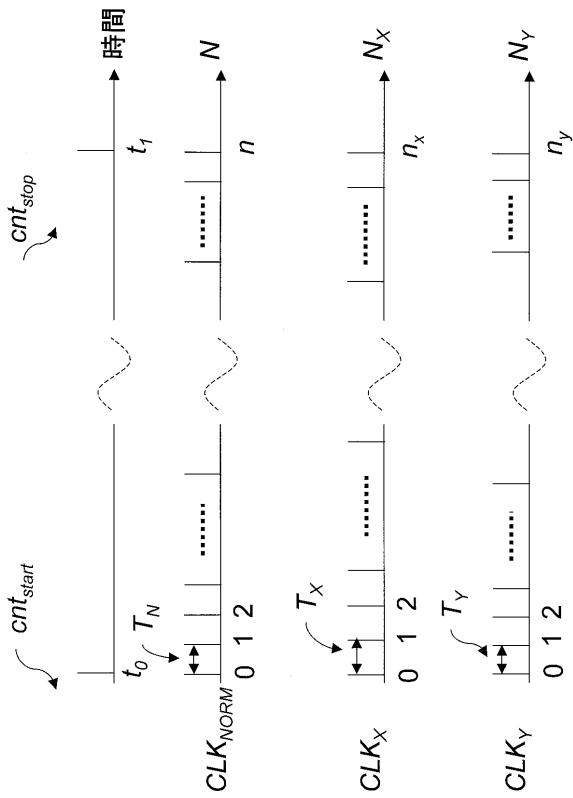
【 図 1 】



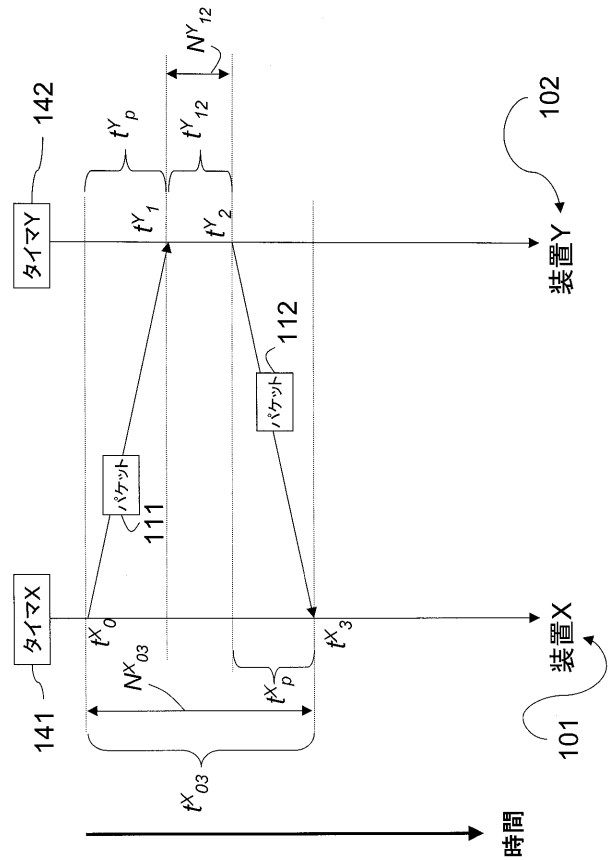
【 図 2 】



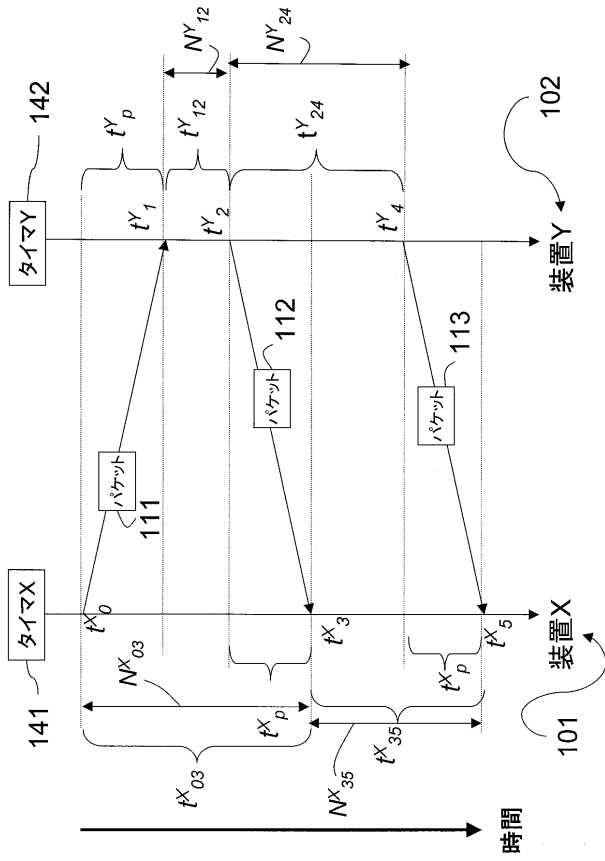
【 図 3 】



【 図 4 】



【 図 5 】



フロントページの続き

(74)代理人 100111648

弁理士 梶並 順

(74)代理人 100122437

弁理士 大宅 一宏

(74)代理人 100147566

弁理士 上田 俊一

(72)発明者 チョンジェ・デュアン

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州、メドフィールド、パイン・ストリート 29

(72)発明者 ジョバンニ・ヴァヌッチ

アメリカ合衆国、ニュージャージー州、レッド・バンク、ラトリッジ・ドライブ 329

Fターム(参考) 5J070 AB01 AC02 AH23 AK22 BC13

【外国語明細書】

Title of Invention

Method and System for Estimating Relative Clock Frequency Offset to Improve Two-Way Radio Ranging Accuracy

Field of the Invention

This invention relates to wireless communication systems, and more particularly, to accurate ranging estimation through relative clock frequency offsets (RCFO) compensation between wireless devices.

Background of the Invention

In many wireless communication networks, devices are not synchronized to a single reference clock. Instead, each device relies on its own clock. Due to the limitation of the hardware, manufacturing processes, temperature drift, component aging, etc., the actual operating frequency of the clock is generally different from the designed nominal frequency. For example, if a 100 MHz clock signal is generated by a crystal that has a tolerance of +/- 20 parts per million (ppm), the actual frequency of the clock can be any value in a range from 99,998,000 Hz to 100,002,000 Hz.

A difference between the actual frequency of the clock and the designed nominal frequency is referred to as the 'clock frequency offset' (CFO) or 'absolute clock frequency offset' (ACFO). The difference between the frequencies of two independent clocks (with the same nominal frequency) is called 'relative clock frequency offset' (RCFO). For example, for two clocks with nominal frequency of 100 MHz, if one clock has a frequency of

99,998,000 Hz and the other clock has a frequency of 100,002,000 Hz. The RCFO is 4 KHz, or 40 ppm.

The CFO and RCFO can cause problem. When the clock is used for time measurement, the ACFO and/or RCFO introduce errors. In digital circuit, time is generally measured as the number of clock cycles between two time instances

$$N = \frac{t}{T_{actual}} = t \cdot f_{actual},$$

where T_{actual} is the actual clock period, and f_{actual} is the actual clock frequency. As an example, a timer based on an accurate 100 MHz clock will count 100,000 clock cycles in a 1 millisecond period. If the ACFO is -20 ppm, the actual count is ~99,998 clock cycles instead. If the ACFO is not compensated, which is often the case when the device has not knowledge of the ACFO of its own clock, then the time is simply computed using the nominal frequency:

$$t = N \cdot T_{norm} = \frac{N}{f_{norm}} = t \cdot \frac{f_{actual}}{f_{norm}} = t + t \cdot \frac{\Delta f_{abs}}{f_{norm}} \quad (1)$$

where T_{norm} is the nominal clock period, f_{norm} is the nominal clock frequency, and Δf_{abs} is the ACFO. In the example, $f_{norm} = 100$ MHz, $t = 999,980$ ns, which results in a 20 ns time error.

If the same time period is measured by two devices using independent clocks, the RCFO causes a discrepancy in the measurements. For example, if the nominal clock frequency is 100 MHz for both timer X and timer Y , timer X has a -20ppm offset and timer Y has a +20ppm offset, which is a RCFO of

40ppm. A 1 msec time period will be measured as 99,998,000ns and 100,002,000ns respectively for timer X and timer Y , a difference of 40ns.

The RCFO has a significant impact on the ranging accuracy of a two-way TOA (TW-TOA) system. A TW-TOA is a method can also be used for ranging between two transceivers. TW-TOA does not require exact synchronization between the transmitter and receiver. The TW-TOA ranging method is used in the IEEE 802.15.4a standard.

In TW-TOA, two transceivers exchange packets and the round trip delay is measured. A typical exchange is as follows: the first device transmits a packet to the second device. After receiving the packet, the second device transmits a packet back to the first device. The first device measures the total time elapsed from the transmission of the first packet to the reception of the second packet. The second device measures the time elapsed from the reception of the first packet to the transmission of the second packet. The round trip travel time of the signal is calculated as the difference between these two measured values. The distance between the devices is calculated as the product of one half of the round trip traveling time multiplied by the speed of the signal (3×10^8 meter/sec in free space for electromagnetic signal).

Because the turnaround time at the second device is much larger than the signal 'flying' time, the error caused by RCFO is the dominant factor in the overall time estimation error for a TW-TOA system. If the devices can obtain an accurate estimation of the RCFO, then the time estimation accuracy can be improved by compensating for it. Clearly, an accurate RCFO estimation is very important in achieving accurate time measurement.

Figure 4 shows a prior art ranging procedure. Device X transmits a request packet (ranging-req) 111 at time t_0 . The packet is received by device Y at time t_1 . After some delay, device Y transmits an acknowledge packet (ranging-ack) 112 at time t_2 . The range-ack packet is received by device X at time t_3 . The turn-around delay t_{12} is measured by device Y and sent to device X either in the ranging-ack packet, or in a separate packet (ranging-data). The delay t_{03} is measured by device X .

Let t_p be the ‘fly’ time of the signal. Without considering the frequency offsets, the estimated round-trip fly time is

$$2.t'_p = t^X_{03} - t^Y_{12},$$

and t^X_{03} the measured round-trip time from the transmission of the range-request packet to the reception of the range-acknowledge packet by device X based on its clock clk_X , and t^Y_{12} is the measured turn-around time from the beginning of the received ranging-request packet to the beginning of the transmitted ranging-acknowledge packet by device Y based on its clock clk_Y .

The range between device X and Y is

$$D_{XY} = t'_p \cdot C,$$

where C is the speed of the electromagnetic signals, e.g., 3×10^8 m/sec in free space.

Because the true round-trip fly time is

$$2.t_p = t_{03} - t_{12},$$

$$t^X_{03} = N^X_{03} / f = t_{03} \cdot f_X / f, \text{ and}$$

$$t^Y_{12} = n^Y_{12} / f = t_{12} \cdot f_Y / f, \text{ and}$$

the estimation error is

$$\Delta t_p = t'_p - t_p = (t_{03}^X - t_{12}^Y) - (t_{03} - t_{12}).$$

Given that the process time is much longer than the fly time and $t_{12} \gg 2t_p$, $\Delta t_p = (t_{03}^X - t_{03}) - (t_{12}^Y - t_{12}) = t_{12}(\Delta f_{XY}/f) + 2t_p(\Delta f_X/f \approx t_{12}(\Delta f_{XY}/f)$, where Δf_X is the frequency offset of the timer clock with respect to the nominal frequency f and Δf_{XY} is the relative frequency offset between the timer clock for device X and the timer clock for device Y . The above equation indicates that reducing t_{12} and $\Delta f_{XY}/f$ will improve the time estimation accuracy. However, in practice, the desired improvements may not be feasible. $\Delta f_{XY}/f$ is determined by the components performance (in particular, the crystal oscillator) and a higher accuracy/stability components are more costly and may require more complicated circuit design.

The process time, t_{12} is often determined by several factors and cannot be easily reduced because many communication standards impose a quite period between transmissions, and the receiving device must process the data and pass the packet to the upper layer and the processing time is long, and the length of the payload portion of the packet is often non-zero.

Conventional methods for estimating the RCFO in wireless systems include the following.

One method uses the preamble of a received packet. Generally the preamble of the packet includes multiple symbols. By measuring a length of the preamble or a time interval between two symbols, the receiving device can estimate the RCFO of its clock with respect to the clock of the transmitting

device. Such a method does not yield an accurate RCFO estimation because the preamble has a finite duration. Therefore, the time interval between two symbols cannot be very large, the method does not benefit from the processing gain by using as many symbols in the preamble, and the method is sensitive to carrier frequency offset and sample timing errors.

A symmetric double-sided two-way protocol exchange data/ranging packet between two devices in the following sequence:

Device A transmits a first packet;

Device B receives the first packet;

Device B transmits a second packet;

Device A receives the second packet;

Device A transmits a third packet; and

Device B receives the third packet.

Devices A and B exchange the timing information in additional data packets.

Device A measures a round trip time t_{roundA} between transmitting the first packet and receiving the second packet. Device B measures a reply time t_{replyB} between receiving the first packet and transmitting the second packet, and device A measures a reply time t_{replyA} between receiving the second packet and transmitting the third packet.

The drawbacks of such a method are: the times t_{replyA} and t_{replyB} must be identical or very close in order to cancel out the error caused by the RCFO; additional transmissions are needed to pass the information from one device

to the other device; and delay mismatches in RF front ends of two devices may introduce additional errors.

Another method uses a combination of preamble and payload section or possibly postamble, see U.S. Patent Application Sn. 11/749,517, "Method for Reducing Radio Ranging Errors Due to Clock Frequency Offsets," filed by Sahinoglu on June 30, 2007, incorporated here in by reference.

Another method uses frequency domain analysis. By performing a fast Fourier transform (FFT) on part or all of the preamble of a packet, the RCFO can be estimated. This approach requires the storage of a large number of samples, a complex FFT operation and therefore requires additional hardware, software and power. The accuracy is dependent on the signal-to-noise ratio (SNR) of the received signal and the size of the preamble portion used for FFT.

It is desired to provide a method for estimating the RCFO without the above problems and complexities.

The invention provides a method for estimating a relative clock frequency offset (RCFO) between two wireless communication devices with asynchronous clocks by performing a data packet exchange. The method minimizes range estimation error in a two-way time-of-arrival (TOA) measurements.

Summary of the Invention

A first transceiver transmits a first packet. A second transceiver transmits a second packet, and then, after a first delay a third packet. The first transceiver receives the second packet, and then after second delay the third packet. The relative clock frequency offset is determined from the measured first and second delays.

Effect of the Invention

Compared with conventional method, the invention has the following advantages.

The invention does not require a modification of a structure of packets that are used to perform the ranging or data communication.

Any effect of channel impulse response, RF circuit and baseband circuit imperfection are cancelled.

Any quantization error caused by a finite period of the clock can be reduced by increasing the first delay.

The accuracy of estimating the RCFO is high.

The requirement for additional hardware, computation and power is very low.

The method is compliant with the IEEE 802.15.4a standard, and does not require a modification to the media access (MAC) protocol used by that standard.

Detailed Description of the Preferred Embodiments

Wireless Ranging Devices

Figure 1 shows wireless communication device X 101 and device Y 102 according to an embodiment of the invention. A distance between device X and device Y is D_{XY} 110. Device X can transmit a data packet 120 to device Y , and device Y can transmit a data packet 130 to device X . Figure 1 also shows timer X 141 and timer Y 142, and clock signals clk_X 151 and clk_Y 152. The timers count the clock signals. The timers are identical other than that count clock signals having different frequencies due to offsets from their nominal (design) frequency. A device may have multiple timers.

Timers

Figure 2 generally shows a timer 201 operated according to a signal clk 202 having a nominal clock frequency f_{norm} . Of course, the nominal frequency is known at both devices. The timer 201 forms the basis for timers 141-142.

The timer starts counting when a signal cnt_{start} 211 is active (ON), and stops counting when cnt_{stop} 212 is active. The timer outputs a count N 213 and the time elapsed from cnt_{start} to cnt_{stop} can be determined using

$$N = (t_{stop} - t_{start}) f_{norm} .$$

Relative Clock Frequency Offsets (RFCO)

Figure 3 shows a time measurement error caused by clock frequency offset.

At a time t_0 , the cnt_{start} signal is active, and the timer starts counting. Then, at a time t_1 , the cnt_{stop} is active and the timer stops counting.

If the nominal clock frequency of the timer is f_{norm} , then the output count is N .

If the actual clock frequency of timer X is f_X , then the output count of timer X

is N_X . If the actual clock frequency of timer Y is f_Y , then the output count of

timer Y is N_Y given as follows:

$$N = t \cdot f ;$$

$$N_X = t \cdot f_X = t \cdot (f + \Delta f_X) = N + t \cdot \Delta f_X = N + \Delta N_X ;$$

$$N_Y = t \cdot f_Y = t \cdot (f + \Delta f_Y) = N + t \cdot \Delta f_Y = N + \Delta N_Y ; \text{ and}$$

$$\Delta N = N_X - N_Y = (N + t \cdot \Delta f_X) - (N + t \cdot \Delta f_Y) = t \cdot (\Delta f_X - \Delta f_Y) = t \cdot \Delta f_{XY} ,$$

where Δf_X is the frequency error of clock X with respect to the nominal

frequency f ; Δf_Y is the frequency error of clock Y with respect to the nominal

frequency f ; Δf_{XY} is the relative frequency error between clock X and clock Y .

ΔN_X and ΔN_Y are the count error with respect to the nominal count N .

If $N_{avg} = (N_X + N_Y)/2$, then t can be approximated as:

$$t = \frac{(N_X + N_Y)}{2f} - \frac{(\Delta N_X + \Delta N_Y)}{2f} \approx \frac{N_{avg}}{f} , \text{ and}$$

$$\Delta N = t \cdot \Delta f_{XY} \approx \frac{N_{avg}}{f} \cdot \Delta f_{XY} = \frac{N_X + N_Y}{2 \cdot f} \cdot \Delta f_{XY} .$$

If N_X , N_Y and the nominal frequency f are known, the relative clock frequency offset is

$$\Delta f_{XY} \cong \frac{2f(N_X - N_Y)}{N_X + N_Y}.$$

RCFO Protocol

Figure 5 shows a packet exchange protocol and an associated RCFO estimation method according to an embodiment of the invention. In Figure 5, the time axis runs down. In the following, the timing information at device X is with respect to clock X and timer 141, and at device Y with respect to clock Y and timer 142. This is implicitly understood and explicitly indicated in the superscripts and subscripts. Thus, in Figure 5, the times t are equivalent to the clock counts N , as shown.

At time t_0 , device X transmits a ranging request packet 111. Device Y receives the ranging request packet at time t_1 .

After receiving the ranging request packet and a delay of t_{12} , device Y transmits a ranging acknowledgement packet 112 at time t_2 . Device X receives the ranging acknowledgement packet at time t_3 .

After receiving the ranging request packet 111 and a first delay t_{24} , device Y transmits a ranging data 113 at time t_4 . Device X receives the ranging data packet at time t_5 .

The estimated round trip time without considering the frequency offsets is

$$2 \cdot t'_p = t^X_{03} - t^Y_{12},$$

where, t_{03}^X is the measured round trip time transmitting the ranging request packet to receiving the range acknowledge packet by device X determined as

$$t_{03}^X = \frac{N_{03}^X}{f} = \frac{t_{03} \cdot f_X}{f},$$

and t_{12}^Y is the measured turn-around time from receiving the ranging request packet to transmitting the ranging acknowledge packet by device Y determined as

$$t_{12}^Y = \frac{N_{12}^Y}{f} = \frac{t_{12} \cdot f_Y}{f}.$$

The range or distance 110 between device X and Y is

$$D_{XY} = t'_p \cdot C$$

where C is the speed of light.

Because the true round trip time is

$$2 \cdot t_p = t_{03} - t_{12},$$

the estimation error is

$$\Delta t_p = t'_p - t_p = (t_{03}^X - t_{12}^Y) - (t_{03} - t_{12}).$$

Given that the processing time is much longer than the signal 'flying' time,

i.e.,

$$t_{12} \gg 2t_p,$$

then

$$\Delta t_p = (t_{03}^X - t_{03}) - (t_{12}^Y - t_{12}) = t_{12} \left(\frac{\Delta f_{XY}}{f} \right) + 2t_p \left(\frac{\Delta f_X}{f} \right) \approx t_{12} \left(\frac{\Delta f_{XY}}{f} \right), \quad (1)$$

where Δf_X is the frequency offset of the timer clock with respect to the nominal frequency f and Δf_{XY} is the relative frequency offset between the timer clock for device X and the timer clock for device Y . Equation (1) indicates that reducing t_{12} and $\Delta f_{XY}/f$ improves the time estimation accuracy.

However, in practice, the desired improvements may not be feasible. The value $\Delta f_{XY}/f$ is determined by the components performance, in particular, the crystal oscillator, and a higher accuracy/stability components are more costly and may require more complicated circuitry design.

The processing time t_{12} is often determined by several factors and cannot be reduced easily. These factors include the following. Communication standards usually impose a ‘quite’ period between transmissions. The receiving device must process the data and pass the packet to an upper layer and the processing time is substantially longer than the round trip time. The packets have a non-zero length.

However, if we obtain an accurate estimation of Δf_{XY} , then we can improve the accuracy of the time estimation. The flight time estimation of the signals of each packet between the devices (transceivers), with relative clock frequency offset, is

$$2 \cdot t_p^c = t_{03}^X - t_{12}^Y \cdot \left(1 - \frac{\Delta f_{XY}}{f}\right). \quad (2)$$

The estimation error is

$$\begin{aligned}\Delta t_p^c &= t_{12} \left(\frac{\Delta f_{XY}}{f} \right) - t_{12}^Y \left(\frac{\Delta f'_{XY}}{f} \right) = t_{12} \left[\left(\frac{\Delta f_{XY} - \Delta f'_{XY}}{f} \right) + \left(\frac{\Delta f_{XY} \cdot \Delta f'_{XY}}{f^2} \right) \right] \quad (3) \\ &= t_{12} \left(\frac{\Delta f_{XY} - \Delta f'_{XY}}{f} \right) + t_{12} \left(\frac{\Delta f_{XY} \cdot \Delta f'_{XY}}{f^2} \right),\end{aligned}$$

where $\Delta f'_{XY}$ is the estimated RCFO.

Equation (3) shows that an accurate estimation of relative frequency offset reduces the time estimation error significantly. If an accurate relative frequency clock offset estimation is achieved, i.e., $\Delta f'_{XY} = \Delta f_{XY}$, then first term in Equation (3) becomes zero. The second term is very small because $f \gg \Delta f_{XY}$ and $f \gg \Delta f'_{XY}$. Therefore, Δt_p^c is significantly smaller than Δp . Hence, the time estimation is very accurate.

To estimate the RCFO, device X measures the second delay t_{35} , which is the time elapsed between the reception of the ranging acknowledgement packet 112 and the reception of the ranging data packet 113, as counts N_{35}^X . Device Y measures the first delay t_{24} , which is the time elapsed between the transmission of the ranging acknowledgement packet 112 and the transmission of the ranging data packet 113, as counts N_{24}^Y .

Device Y transmits the time measurement N_{24}^Y to device X .

Device X determines the relative clock frequency offset (RCFO) Δf_{XY} as

$$\Delta f'_{XY} \cong \frac{2f(N_{24}^Y - N_{35}^X)}{N_{24}^Y + N_{35}^X}, \quad (4)$$

where f is the nominal frequencies of the first and second clocks.

The first delay N_{24}^Y is an exact value as it is the delay between two transmitted packets in device Y . The second delay N_{35}^X is the time difference between two received packets by device X .

Then, device X can then determine t_p^C using Equation (2).

The value of the first delay N_{24}^Y can be made known to device X using methods including, but not limited to the following:

N_{24}^Y is predetermined by the network;

N_{24}^Y is predetermined by device Y and transmitted in the ranging acknowledgement packet 112;

N_{24}^Y is transmitted in the ranging data packet 113; and

N_{24}^Y is transmitted to device X in some other packet.

It should be understood, the device Y can also determine the RCFO similarly provided with the second delay.

In the cases when the value of RCFO Δf_{XY} is relatively stable, the RCFO estimation can be performed periodically.

Although the invention has been described by way of examples of preferred embodiments, it is to be understood that various other adaptations and modifications can be made within the spirit and scope of the invention.

Therefore, it is the object of the appended claims to cover all such variations and modifications as come within the true spirit and scope of the invention.

Brief Description of the Drawings

Figure 1 is a block diagram of two devices communicating with each other by exchanging packets according to an embodiment of the invention.

Figure 2 is a block diagram of a timer according to an embodiment of the invention;

Figure 3 is a timing diagram of time error caused by clock frequency offsets; and.

Figure 4 is a timing diagram of a packet exchanges protocol between two devices without RCFO estimation; and

Figure 5 is a timing diagram of a packet exchanges protocol between two devices according to an embodiment of the invention.

1. A method for estimating a relative clock frequency offset between a first clock X of a first transceiver and a second clock Y of a second transceiver to improve two-way radio ranging accuracy, comprising:

transmitting, by the first transceiver, a first packet at time t_0 of the first clock X ;

receiving, by the second transceiver, the first packet at a time t_1 of the second clock Y ;

transmitting, by the second transceiver, a second packet at a time t_2 of the second clock;

receiving, by the first transceiver, the second packet at a time t_3 of the first clock X ;

transmitting, by the second transceiver, a third packet at a time t_4 of the second clock Y ; and

receiving, by the first transceiver, the third packet at a time t_5 of the first clock X , and in which the relative clock frequency offset is

$$\Delta f'_{XY} \cong \frac{2f(N_{24}^Y - N_{35}^X)}{N_{24}^Y + N_{35}^X},$$

where f is a nominal clock frequency of the first and second clocks, N_{24}^Y is a measured first delay between times t_2 and t_4 of the second clock, N_{35}^X is a measured second delay between times t_3 and t_5 of the first clock X .

2. The method of claim 1, further comprising:

measuring a distance between the first transceiver and the second transceiver based on the relative clock frequency offset.

3. The method of claim 1, in which the first delay is predetermined by a network in which the first and second transceivers operate.
4. The method of claim 1, in which the first delay is predetermined by the second transceiver and transmitted in the first packet.
5. The method of claim 1, in which the first delay is transmitted in the second packet.
6. The method of claim 1, in which the first delay is transmitted by the first transceiver to the second transceiver in a third packet.
7. The method of claim 1, in which a structure of the first and second packets complies with a communications standard.
8. The method of claim 1, further comprising:
canceling an effect of channel impulse response, RF circuit and baseband circuit imperfection while determining the relative clock frequency offset.
9. The method of claim 1, further comprising:
increasing the first delay to reduce quantization errors.
10. The method of claim 1, in which an estimated flight-time of the signals between the first and second transceivers is

$$t_p^C = \frac{1}{2} \left(t_{03}^X - t_{12}^Y \cdot \left(1 - \frac{\Delta f'_{XY}}{f} \right) \right),$$

in which $t_{03}^X = t_3 - t_0$ measured by the first clock X , and $t_{12}^Y = t_2 - t_1$ measured by clock Y .

11. A system for estimating a relative clock frequency offset between a first clock X of a first transceiver and a second clock Y of a second transceiver to improve two-way radio ranging accuracy, comprising:

a first transceiver transmits a first packet at time t_0 of a first clock X ;

a second transceiver receives the first packet at a time t_1 of a second clock Y , and in which the second transceiver transmits a second packet at a time t_2 of the second clock, which is received by the first transceiver at a time t_3 of the first clock X , and in which the second transceiver transmit a third packet at a time t_4 of the second clock Y , which is received by the first transceiver at a time t_5 of the first clock X , and in which the relative clock frequency offset is

$$\Delta f'_{XY} \cong \frac{2f(N_{24}^Y - N_{35}^X)}{N_{24}^Y + N_{35}^X},$$

where f is a nominal clock frequency of the first and second clocks, N_{24}^Y is a measured first delay between times t_2 and t_4 of the second clock, N_{35}^X is a measured second delay between times t_3 and t_5 of the first clock X .

Abstract

A method and system improves two-way radio ranging accuracy by estimating a relative clock frequency offset between a first clock X of a first transceiver and a second clock Y of a second transceiver. The first transceiver transmits a first packet at time t_0 received by the second transceiver at a time t_1 . The second transceiver transmits a second packet at a time t_2 received by the first transceiver at a time t_3 . The second transceiver transmits a third packet at a time t_4 received at a time t_5 . The relative clock frequency offset is then

$$\Delta f'_{XY} \cong \frac{2f(N_{24}^Y - N_{35}^X)}{N_{24}^Y + N_{35}^X},$$

where f is a nominal clock frequency of the first and second clocks, N_{24}^Y is a measured first delay between times t_2 and t_4 of the second clock, N_{35}^X is a measured second delay between times t_3 and t_5 of the first clock X .

Representative Drawings**Figure 5**

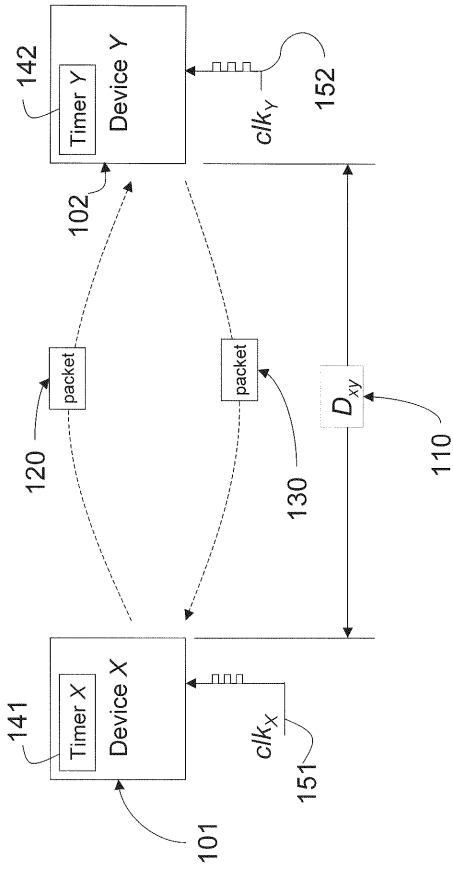


Fig 1.

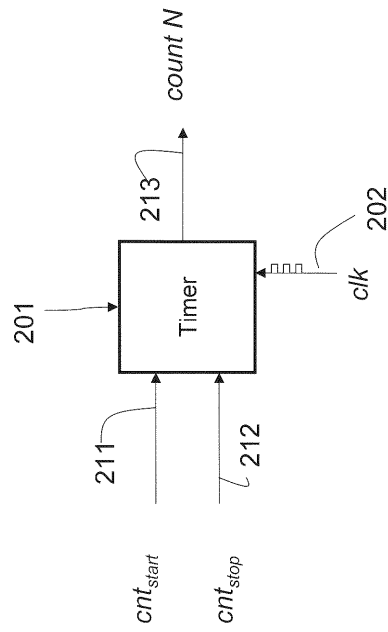


Fig 2.

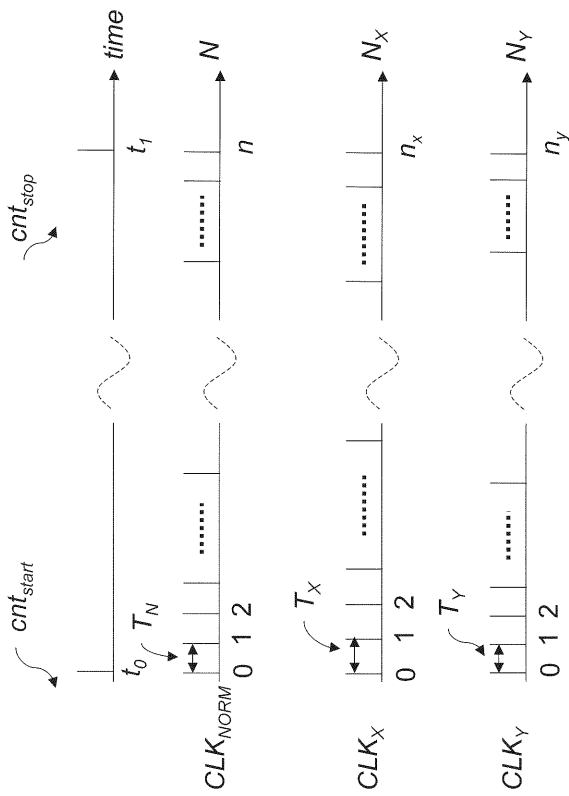


Fig 3.

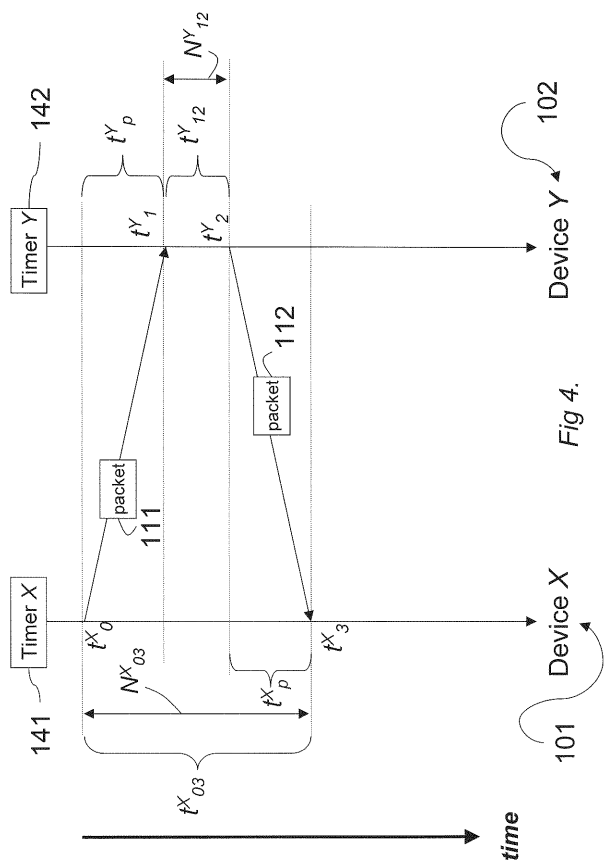


Fig 4.

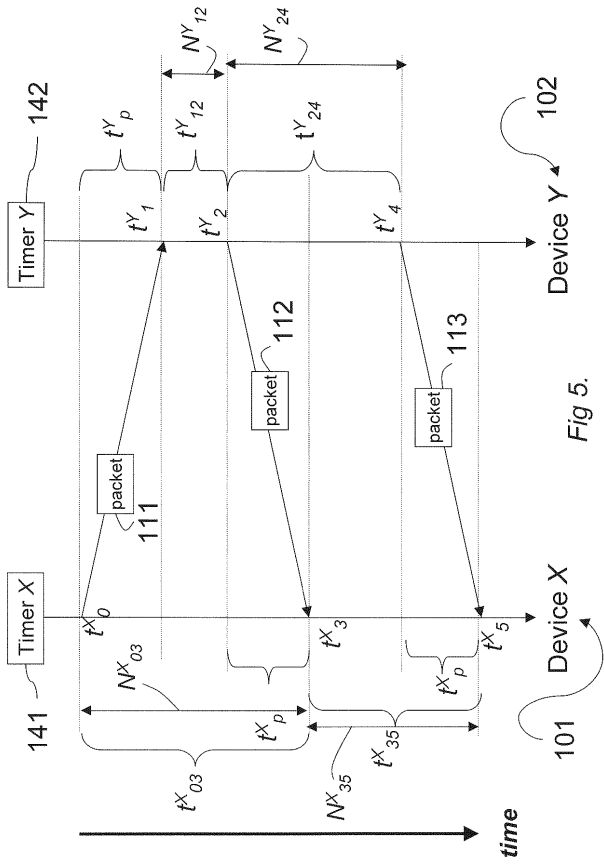


Fig 5.