カオスレーザレーダの FPGA を用いたオンライン計測

学生員 中川 達也* 正員 津田 紀生*
正員 山田 諄*

On-line Measurement of Chaos Laser Radar using FPGA

Tatsuya Nakagawa*, Student Member, Norio Tsuda*, Member, Jun Yamada*, Member

Today, laser radar is widely studied as in-car radar. The laser radar has a characteristic that the received signal becomes to be buried in noise with increasing distance. When the long distance is measured, it needs a high power laser, or the repetitive process that uses multiplication and integration. Therefore, a new type of the chaos laser radar has been studied. This laser radar is relatively resistant to noise and can simply process because of using only additional process. But, the chaos laser radar has been off-line processing thus far. Then using FPGA in the signal processing, the on-line measurement system is developed. As a result, the distance up to 95m can be measured on-line.

キーワード : FPGA, レーザレーダ, カオス変調, 半導体レーザ, オンライン処理

Keywords : FPGA, laser radar, chaos modulation, laser diode, on-line processing

1. はじめに

近年、自動車のインテリジェント化が進み、それに伴い車両周辺のセンシング技術についての研究が広く行われている。その中にレーダシステムがあり、ミリ波、超音波、レーザなどを用いたものがある。

ミリ波を用いたものは全天候下で安定した長距離計測が可能だが、他のものと比べて装置が大型で、空間分解能が低いという欠点がある。超音波を用いたものは検出距離が短いため、低速車での周辺監視装置としての応用が主流である。レーザを用いたものは、自動車のテールランプの反射板に向けてレーザ光を照射し、その反射光の遅れ時間を求める。このように、様々なレーダの研究が行われており、車載用レーダとしてレーザレーダが多く研究されている。

これまでのレーザレーダ方式としては、周期的な信号で変調をかける方式と、単一パルスを用いて遅れ時間を求める方式が一般的である。しかし、これらは距離が遠くなると戻り光が小さくなり、信号がノイズに埋もれてしまう。このため乗算と積分を用いた繰り返し処理といった複雑な処理を行うか、出力が数 W～数十 W と高い出力のレーザを必要とする。また、最近ではカオス変調を用いたレーザレーダが注目を集めている。

カオス変調を利用したものでは、疑似ランダムコード変調を用いたレーザレーダ^{(1)~(3)}や、カオス変調を用いたレーザレーダ^{(4) (5)}などが提案されている。しかし、これらの相関を取る方式では、受信信号を一時的にメモリした上、距離分解能に応じた間隔で乗算と積分を繰り返さなくてはならないので、処理が複雑で時間がかかる。

そこで我々は、出力の小さな半導体レーザを用いて、比較的ノイズに対して強く、加算のみで遅れ時間を求めることができるカオスレーザレーダ⁽⁶⁾の研究を行ってきた。これはカオス信号で変調をかけ、ターゲットから戻ってきた受信信号を進ませ、加算を行う簡単な信号処理で遅れ時間を求める方式である。遅れ時間を求める為に相関をとる方法は様々考えられているが⁽⁷⁾, その多くは乗算と積分を用いた繰り返し処理を行うため、処理が複雑になってしまう。しかし、本方式では加算のみであるためアルゴリズムが簡単となり、高速応答が可能である利点を持つ。また、非周期的なカオス信号を用いるため、ある程度ノイズに対して強く、混信に対しても強い。

これまでの研究では、平均出力 1mW 以下の安価な半導体レーザを用いて 80m 程度の距離計測が行え、カオスレーザレーダの有効性が確認されているが、信号処理にパソコンを用いてオフラインで行っているため、実時間で計測を行うことが出来ない。

そこで本研究では、FPGA を用いた信号処理システムを製作し、オンライン計測の方法について研究を行った。こ

* 愛知工業大学
〒470-0392 愛知県豊田市八草町八千草 1247
Aichi Institute of Technology
1247 Yachigusa, Yakusa-cho, Toyota-shi, Aichi 470-0392

のカオスレーザレーダでは、受信信号を進めてから加算をするためオフラインでは簡単に処理できるが、オンラインでは困難と思われた。しかし、信号をシフトレジスタでクロックに同期して進ませながら、同時に加算を行う方法を新たに考案し、オンラインシステムの開発を行った。これにより、約 100m までの距離計測をオンラインで行え、また近距離での受信信号の飽和による誤差を APC(Auto Power Control)回路を用いることである程度低減できることが確認できた。

2. 測定原理

カオスの特性を利用した測定原理を図 1 に示す。送信信号は±1 に 2 値化を行い、最初の立ち上がりの時間を基準時間とする。そして、基準時間以降の立ち上がりとの時間差 $T1 \cdot T2 \cdot T3 \dots$ を求める。また、受信信号も 2 値化を行い、送信信号で求めた時間差 $T1 \cdot T2 \cdot T3 \dots$ だけ受信信号を進ませ、移動させた受信信号波形をすべて加算する。すると、遅れ時間の所で加算信号の値が負から正に急峻に変化するゼロクロス点を持つ波形が得られる。それ以外の所では、受信信号波形は不規則に負または正になるので、加算信号は限りなく 0 に収束する。この加算信号の最大ピークとなるゼロクロス点と、基準時間との時間差が送信信号との遅れ時間を示すので、これに光速を乗算する事でターゲットまでの距離が測定できる。

この原理を利用することで、加算のみで処理するため、従来の方式よりも簡単に処理ができる。更に、ノイズにより受信信号が分離・結合し送信信号と違った場合でも、加算信号のピーク値が減少するだけで位置は変化しないため、ノイズによる影響を受けにくい。

なお、本測定原理は PN 系列などのランダムコードでも実現可能だが、カオス信号を用いた理由として、信号をクロックの立ち上がりに同期して出力でき、信号の周波数帯域を受信信号の周波数帯域に合わせることが出来る等が挙げられる。

図 1 測定原理

Fig. 1. Measurement principle.

3. 測定システム

試作した測定システムを図 2 に示す。本装置は、投光回路、受光回路、光学系、処理系から構成される。また、ターゲットには自動車の反射板を模したプラスチック製コーナキューブ反射板を使用した。

(3・1) 投光回路 投光回路は、半導体レーザ(以下 LD)を発振させるための LD 駆動回路、APC 回路から成る。LD 駆動回路では、LD の光出力が一定になるよう供給する駆動電流を制御し、この供給電流を外部から吸い取ることで変調をかけている。

APC 回路は、近距離においてレーザパワーを変化させる事で受信信号振幅を一定に保つよう調整している。受光回路内の増幅回路からまだ飽和していない信号を参照し、その振幅の変化に応じてレーザパワーを調節し、受信信号振幅をターゲットまでの距離にかかわらず常に一定に保つよう制御を行う。この回路を用いることで、近距離での受信信号の飽和を防ぐことができる。

(3・2) 受光回路 受光回路は、受信信号を増幅するための増幅回路から成る。フォトダイオード(以下 PD)で検出される信号は 1mV 程度と微弱であるため、初段にオペアンプを用いた反転増幅回路を用いて増幅を行った。更にカスコード回路を用いて増幅を行った。増幅回路全体での増幅度は、およそ 80dB である。なお、増幅回路の周波数帯域は、オペアンプを用いた反転増幅回路の高域カットオフ周波数は 16MHz 以上、カスコード回路の高域カットオフ周波数は 10MHz である。

(3・3) 光学系 光学系は投光部と受光部から成り、複眼式を用いた。投光部は LD と直径 30mm、焦点距離 30mm の投光レンズで構成され、直径 40mm、長さ 46.5mm のアルミニウム製の円筒内に設置した。LD は、シャープ株式会社製の LT022PD0 を使用し、発振波長 780nm、平均出力 1mW 以下で使用した。本装置では長距離の計測を行うため、レーザ光を平行ビームにした。受光部は、PD と直径 52mm、焦点距離 89mm の受光レンズで構成される。PD は浜松ホトニクス株式会社製の S1223-01 を使用した。

図 2 測定システム

Fig. 2. Measurement system.

表 1 FPGA デバイスの詳細
Table 1. Detail of FPGA device.

Logic Cells	System Gate Range	CLB Array	Total CLBs	Available User I/O	Total BlockRAM Blocks	Total BlockRAM Bits
2,700	100,000	20X30	600	92	10	40,960

受光面は 3.7mm 角であるが、水平方向を広く取るため 45°傾けて使用した。また、投光、受光レンズ間距離は 46mm で、測定限界距離は 69cm である。

〈3・4〉 処理系 処理系は電圧レベル変換回路、FPGA、セグメント LED から成る。電圧レベル変換回路は、送信、受信信号の振幅を FPGA に入力可能な電圧振幅に変換するための回路である。この回路から出力された送信、受信信号は FPGA に入力し、信号処理を行い、距離を算出する。なお FPGA には Xilinx 社の Spartan II (XC2S100) を用い、このデバイスの詳細を表 1 に示す。このデバイスを HUMANDATA 社製の評価ボードに実装し、クロック周波数を 80MHz に設定して使用した。その後、算出された距離をリアルタイムでセグメント LED によって表示している。

4. FPGA での処理

本研究では FPGA を用いて信号処理を行っており、処理は送信側と受信側の 2 つから構成される。

〈4・1〉 送信側での処理 送信側では図 3 に示すような LFSR(Linear Feedback Shift Register)を用いてカオス信号を生成している。LFSR とは線形帰還シフトレジスタの略称で、EX-OR で帰還をかけたシフトレジスタで構成される。本研究では 8 ビットのシフトレジスタを用いてランダムな信号を発生させている。なお、フィードバックの値 D0 は式(1)のように設定した。このシフトレジスタの最上位ビットを送信信号として出力している。

$$D0 = Q(7) \text{ xor } Q(3) \text{ xor } Q(2) \text{ xor } Q(1) \dots\dots(1)$$

〈4・2〉 受信側での処理 受信側では測定原理に基づいた信号処理を行っており、模式図を図 4 に示す。本方式では、メモリなどを用いて信号をストックすることなく、実時間での信号処理を、シフトレジスタでの移動と同時にカウンタでの加算を行う新しい方式で実現している。まず、送信信号を 80 ビットシフトレジスタでクロックに同期して左シフトさせ、送信信号の下位 2 ビットから送信信号の立ち上がりを検出し、CE(Counter Enable)を出力する。同時に受信信号も 80 ビットシフトレジスタでクロックに同期して左シフトさせ、CE が High の時に 6 ビットカウンタで加算を行う。こうして加算を行っていき、最大値となったカウンタをコンパレータで検出する。この最大値となったカウンタが、受信信号が何クロック分遅れているかの遅れ時間を示すので、これに光速とクロック周期を掛けることでターゲットまでの距離を算出している。また、算出した距離をセグメント LED によって表示するので、各桁の値に分割して出力している。

これらの処理を測定原理と比較すると、この処理ではシ

図 3 LFSR の構成
Fig. 3. Structure of LFSR.

図 4 受信側の構成
Fig. 4. Structure of receiver.

フトレジスタでクロックに同期して移動するのと同時に CE を出力するのは、測定原理における立ち上がりの検出と時間差ごとの移動に相当する。またカウンタでの加算処理は、測定原理における加算処理に相当する。そしてコンパレータで最大値となるカウンタを検出するのは、測定原理における加算信号の最大値となる時間検出するのに相当する。

これらのことから、シフトレジスタ、カウンタ、コンパレータを用いた簡単な処理を FPGA で行う事で、複雑な処理で相関を取ることなく遅れ時間を実時間で算出することができる。

5. 測定結果及び検討

〈5・1〉 加算信号波形 FPGA 内の処理をできるだけ簡単に実現するために、図 1 の測定原理図に示したように信号を ±1 に 2 値化を行うのではなく、0 と 1 に 2 値化を行った。本測定装置は FPGA 内において処理を行っているため、加算信号波形を直接確認することが出来ない。そこで、内部で加算処理がどのように行われているかを確認するため、距離 58m の実信号を用いたシミュレーション波形を図 5 に示す。横軸がシフトレジスタのビット数、縦軸がカウンタの加算結果を表している。実際のシミュレーション結果は 0 と 1 に 2 値化しているため、ゼロ点が平均値まで上がっているが、図 1 と同様の波形が得られ、遅れ時間を求められる事が分かった。

〈5・2〉 加算個数による影響 本測定原理において、

図5 加算信号波形

Fig. 5. Added signal waveform.

図6 加算個数による影響

Fig. 6. Influence by addition number.

加算個数が増加すればノイズに対しての耐性も向上する。そこで加算信号波形の最大ピークと、ノイズによるピークを比較することで確認できるが、FPGA内で信号処理を行っているため加算信号波形を確認することができない。そこで加算個数パラメータとして、距離によってLED表示の誤り回数の変化を確認した。各距離に対する表示誤り回数の結果を図6に示す。これは40回の表示の間に何回表示誤りがあるかをグラフ化したものである。図6より、距離が遠くなると戻り光が少なくなるので表示誤り回数が増加するが、加算個数が増えるに従って表示誤り回数が減少しているのが確認できる。このことから、加算個数が多いほどノイズによる影響を改善できている。この結果から、加算個数を63個とすると表示誤り回数が95mまで0回であったので、本測定では加算個数を63個として処理を行っている。

〈5・3〉 各距離における波形 距離10mの時の信号波形を図7に示す。送信信号にはカオス信号を2値化したものを用いているので、パルス波形が不規則な波形となっている。また、送信信号に対して受信信号が時間的に遅れていることが確認できる。また受信信号は戻り光が強いため、送信信号とほぼ同様の波形を示している。

続いて距離95mの時の信号波形を図8に示す。受信信号波形がノイズの影響を受けているが、送信信号とある程度似た波形となっている。また、距離10mの場合と比較して、

Transmitted
SignalReceived
Signal

図7 10mにおける信号波形

Fig. 7. Signal waveform at 10m.

Transmitted
SignalReceived
Signal

図8 95mにおける信号波形

Fig. 8. Signal waveform at 95m.

時間的に更に遅れていることが確認できる。これはターゲットの位置が遠くなったためである。

〈5・4〉 距離測定 試作した測定装置を用いて距離計測を行った結果を図9に示す。測定距離については1つの距離に対して20回測定し、その平均値から算出した。また、APC回路を用いない場合と用いた場合の結果を示した。これらの結果には、回路の遅れ時間が含まれるので差し引いてある。また、実際の距離については巻尺で測定したので、100mで1cm以下の精度である。

APC回路を用いない場合、測定距離は実際の距離に対して比例的に増加し、95mまで測定が出来た。しかし50m以下の近距離において、測定値が実際の距離よりも高くなっていることが確認できる。これはレーザのパワーが一定である為、近距離では戻り光が強すぎるために受信信号が飽和したと考えられる。また、遠距離において誤差が生じているが、これは戻り光が小さくなり受信信号がノイズの影響を受けたためと考えられる。これに対して、APC回路を用いた場合も同様に95mまで測定が行えた。また、APC回路を用いない場合の結果よりも、近距離での値が実際の距離に近くなっている。これはAPC回路を用いた事で、近距離での受信信号の飽和が解消でき、より実際の距離に近い計測が行えたものと考えられる。また、全体的に値に多少のバラツキが見られるが、これはAPC回路によりレーザパワーが調整され、戻り光量が小さくなったため、ノイズの

図 9 測定結果

Fig. 9. Measurement result.

図 10 絶対誤差

Fig. 10. Absolute error.

影響を受けたと考えられる。

以上のことから、平均出力 1mW 以下と低出力の半導体レーザを用いても 100m 程度の長距離計測をオンラインで行えることが確認できた。

なお、この結果は大学構内の廊下を用いて計測を行ったもので、この廊下は 95m までしかないので、これ以上の計測を行うことができなかった。しかし、本測定装置は更に長距離の計測を行うことが出来る能力を有していると考えている。この理由として、ターゲットを 80m の地点に設置し、レーザ光軸の前方に 10% 透過の光学フィルタを配置した場合でも計測を行うことが出来た。そのため、更に戻り光が減少した場合でも計測が可能であるので、更なる長距離計測が可能ではないかと考えている。なお、理論上は 80m の $\sqrt{10}$ 倍程度の距離である、250m 程度の計測が可能なのではないかと思われる。

〈5・5〉 絶対誤差 実際の距離に対する測定結果の絶対誤差を図 10 に示す。絶対誤差については測定した 20 回の平均値と、実際の距離との差から算出した。APC 回路を用いない場合と用いた場合を共に示す。50m 以下の近距離において、APC 回路を用いない場合に比べて、用いた場合の方が絶対誤差が小さくなっている。これは、APC 回路を用いることで受信信号の飽和が解消でき、その結果として誤差が減少したと考えられる。また、APC 回路を用いない場合の全体の平均誤差は 5.71m であるのに対し、APC 回路を用いた場合の全体の平均誤差は 2.73m と低く抑えられた。なお、本測定装置での距離分解能はクロック周波数を 80MHz としたので約 1.9m であり、APC 回路を用いることでその値に近くなっていることが確認できる。

以上より、APC 回路を用いることで近距離での受信信号の飽和を防ぎ、誤差の低減を行うことができた。

〈5・6〉 統計誤差 実際の距離に対する測定結果の統計誤差を図 11 に示す。統計誤差については、式(2)で与えられる。また、図 11 は統計誤差を各距離で割って示し、APC

図 11 統計誤差

Fig. 11. Statistical error.

回路を用いない場合と用いた場合を共に示す。

$$\left[\sum_{i=1}^n (x_i - m)^2 / (n-1) \right]^{1/2} \dots\dots\dots (2)$$

ただし、 x_i = 測定値、 m = 平均値、 n = 測定回数

相対的な統計誤差については、APC 回路を用いない場合と用いた場合ともに回路の遅れ時間やバラツキやサンプリングレートによる一定の誤差があるため、近距離の場合に誤差は大きくなるが、それ以外は 2~4% 程度とほぼ一定になった。

6. まとめ

本論文では、低出力の半導体レーザを用いても長距離計測を行うことができるカオスレーザレーダの信号処理の方法として、FPGA を用いた信号処理を考案し、計測のオンライン化を行った。このカオスレーザレーダでは受信信号

を進ませて加算を行う方式であるので、オフラインではメモリなどを用いることで簡単に実行できるが、オンラインでの信号処理は困難と思われた。しかし、FPGA 内において信号をシフトレジスタでクロックに同期して進ませながら、同時にカウンタで加算を行い、コンパレータによる比較を行う事で、計測のオンライン化が可能となった。その結果、平均出力 1mW 以下の半導体レーザを用いて 100m 程度の距離を、本研究で提案した方式を用いて FPGA で処理することでオンライン計測が可能となった。

また、近距離での誤差を APC 回路によって低減を図った。測定結果については、APC 回路を用いない場合、用いた場合の両者ともに、測定結果が実際の距離に対して比例的に増加し、実際の距離に近い値を示している事が確認できた。しかし、APC 回路を用いない場合、近距離において実際の距離よりも高い値を示した。これはターゲットの距離が近いことにより戻り光が強く、受信信号が飽和してしまったためである。そこで、APC 回路を用いてレーザパワーを調節し、受信信号振幅を常に一定に保つ事で信号の飽和を防ぎ、より実際の距離に対して近い測定結果を得ることができた。更に、絶対誤差については、50m 以下の近距離において APC 回路を用いない場合は 10m 程度の高い値を示しているが、APC 回路を用いることで 4m 程度に低減された。しかしながら、受信信号振幅が最大となる 10m 付近において少し高い値を示していることから、APC 回路の調節の最適化が必要である。

今後の課題としては、距離分解能の向上が挙げられるが、クロック周波数を上げる事なく距離分解能を向上させる方法を検討中である。これは位相遅延回路を用いて送信側のクロックを僅かずつ遅らせながら計測を行う事で向上できると考えている。また、今回の FPGA での処理は測定原理に基づいてはいるが、正確にゼロクロス点を求める処理を行っているわけではない。よって、今後はより正確に測定原理に基づいた処理を行うよう、改良する必要があると考えられる。

(平成 17 年 3 月 9 日受付, 平成 17 年 8 月 15 日再受付)

文 献

- (1) N.Takeuchi, N.Sugimoto, H.Baba, and K.Sakurai : "Random Modulation CW lidar", *Appl.Opt.*, Vol.22, No.9, pp.1382-1386 (1983-5)
- (2) N.Takeuchi, H.Baba, K.Sakurai, and T.Ueno : "Diode-Laser Random-Modulation CW Lidar", *Appl.Opt.*, Vol.25, No.1, pp.63-67 (1986-1)
- (3) C.Nagasawa, M.Abo, H.Yamamoto, and O.Uchino : "Random Modulation CW Lidar Using New Random Sequence", *Appl.Opt.*, Vol.29, No.10, pp.1466-1470 (1990-4)
- (4) A.Minato : "Laser Remote-Sensing Technique Using Chaotic Modulation", *Trans. of SICE*, Vol.34, No.10, pp.1316-1320 (1998-10)
湊 淳 : 「カオス変調を用いたレーザ遠隔計測手法の提案」, 計測自動制御学会論文集, 34, 10, pp.1316-1320 (1998-10)
- (5) A.Minato, M.Itaba, M.Wakasa, and S.Ozawa : "Fundamental Experiment of Ranging Using Chaotically Modulated Laser

Diode", *Trans. of SICE*, Vol.37, No.1, pp.1-5 (2001-1)

湊 淳 : 「カオス変調レーザダイオードを用いた測距手法の基礎実験」, 計測自動制御学会論文集, 37, 1, pp.1-5 (2001-1)

- (6) Y.Narita, N.Tsuda, and J.Yamada : "Study on Collision Avoidance Sensor using Chaos Laser Radar", *IEEE Trans. EIS*, Vol.123, No.12, pp.2079-2084 (2003-12)

成田義之・津田紀生・山田 淳 : 「カオスレーザレーダを用いた衝突防止センサの研究」, 電気学論 C, 123, 12, pp.2079-2084 (2003-12)

- (7) J.R.Jordan : "Correlation algorithms, circuits and measurement applications", *IEE Proc.*, Vol.133, pp.58-74 (1986-2)

中 川 達 也 (学正員) 1981 年 2 月 26 日生。2003 年愛知工業大学工学部電子工学科卒業。2005 年同大学大学院修士課程修了。レーザ計測に関する研究に従事。2004 年度電気学会優秀論文発表賞受賞。現在、(株)デンソーに勤務。

津 田 紀 生 (正員) 1968 年 11 月 18 日生。1992 年愛知工業大学工学部電子工学科卒業。1994 年同大学大学院修士課程修了。同年アンデン(株)入社。1995 年愛知工業大学助手, 2000 年同講師。現在, 同助教授。工学博士。レーザプラズマ及びレーザ計測に関する研究に従事。物理学会, レーザー学会会員。

山 田 諄 (正員) 1944 年 4 月 25 日生。1967 年名古屋大学工学部電子工学科卒業。1972 年同大学大学院博士課程満了。同年名古屋大学工学部助手。1974 年愛知工業大学電子工学科講師, 助教授を経て, 現在同大学電子工学科教授。工学博士。レーザプラズマ及びレーザ計測に関する研究に従事。物理学会, レーザー学会会員。