バーストディジタル相関器による LDV の信号処理*

(第3報, バースト信号の検出)

池田 裕二^{*1}, 栗原 昇^{*1}, 中島 健^{*2}

Burst Digital Correlator for LDV Signal Processing

(3rd Report, Burst Detection of LDV by Correlation Method)

Yuji IKEDA, Noboru KURIHARA and Tsuyoshi NAKAJIMA

This paper presents a burst detection method, called a correlation trigger, which can extract Doppler signals from noisy and visually indistinguishable signals. The correlation trigger uses a burst digital correlator in which the strength of correlation is expressed by the height between the peaks and troughs of the correlation function, and depends on the SNR. The results of numerical simulation show that the correlation trigger can detect the Doppler signals down to SNR = -10 dB. It was found that the amplitude triggering can not detect low SNR data of less than 0 dB, and the reasonable correlation threshold level was one-sixth of the sample number to be correlated. The BDC correlation trigger is effective for low SNR, wide bandwidth, wide dynamic range, small fringe number, and high data-rate.

Key Words: LDV, Burst Digital Correlator, Signal Processing, Correlation, Doppler Burst Signal, Numerical Simulation

1. はじめに

LDV の信号処理は、従来カウンタや、トラックタイプの信号処理器により行われてきた。近年、FFT を用いた信号処理器が開発され^{(1)~(3)}, SN 比の悪いドップラ信号を高データレート、高バリデーションで処理可能となってきた。FFT を用いて信号処理を行うと、SN 比が 0 dB 以下のドップラ信号の周波数を測定することができる。しかし、これらはドップラ信号の周波数算出に重きを置いたものであり、いかに SN 比の悪い信号から真の信号を検出するかとは別なものである。従来形の LDV 信号処理器はフィルタを使用し、ペDESTALあるいはエンベロープ成分を取り出し、これをドップラ・バースト信号を検出するための振幅トリガとしている。それらはシュミットトリガやコンパレータを使用しており、そのレベルは固定されている。また、振幅トリガではフィルタの設定がよほどうまくないと 0 dB を下回る信号からドップラ信号を検出することは困難である。振幅トリガの場合、SN 比の低下とともにミストリガが増加し、そのため多くの誤っ

た信号を検出するのでバリデーション率が低下することになる。従来形のカウンタプロセッサを 0 dB 以下の信号に用いると、フィルタ域などのパラメータの設定によって速度データが変化する。振動流やエンジン内の流動、壁面近傍の乱流構造のような複雑な流れを測定するためには、LDV 信号処理器は高データレート、低 SN 比、実時間処理、広ダイナミックレンジ、広バンド幅の性能を有することが望まれる。

検出されたドップラ・バースト信号の自己相関関数は、低 SN 比においてさえドップラ周波数を示している。この相関性が検出されれば、低 SN 比の信号は検出できる。スペクトル解析により、低 SN 比の信号の相関性を検出することはできるが、スペクトル解析器を実時間で、しかも高データレートで動作させることは非常に難しい。

著者らは現在までに、検出された信号の自己相関からドップラ周波数を求めるバーストディジタル相関器(BDC)の開発を行ってきた^{(4)~(7)}。ゼロクロス法⁽⁸⁾が開発されてきているが、その性能は 0 dB 以下の SN 比において満足のいくものではない。BDC はドップラ周波数を算出するために二値化したドップラ信号の自己相関関数を三角波の形で求めており、この方法は数値解析⁽⁵⁾および統計解析⁽⁷⁾において研究され、-10 dB

* 原稿受付 平成3年8月8日。

^{*1} 正員、神戸大学自然科学研究科 (〒657 神戸市灘区六甲台町1)。^{*2} 正員、神戸大学工学部。

を下回る信号を処理可能であることが証明されている。また、プロトタイプのBDC⁽⁶⁾は実際の測定によってFFTによる処理器と比較がなされている。検出された信号の自己相関関数にはドップラ周波数とドップラ信号の相関の強さ（あるいはSN比）という情報が含まれている。このドップラ周波数は自己相関関数の三角波の周期より求める。しかし、ドップラ信号のコヒーレンスは相関性の強さとして現れ、相関の強さは自己相関関数の三角波の山の高さとして表示される。

本研究の目的は、従来の信号処理系では困難であった低SN比のドップラ信号を高データレートで検出するために相関の強さをトリガとして用いるBDCの性能を確認することにある。本研究ではBDCハードウェアによる実際の処理時間を模擬することにより、バースト信号の検出の数値シミュレーションを行う。試験結果について、振幅トリガの例として従来型のカウンタを選び、そのシミュレーションの結果と比較検討を行う。

2. BDCによるバースト検出の原理

2.1 BDCの信号処理 まず、BDCによる信号処理法について簡単に述べる。BDCによる信号処理の概念を図1に示す。ドップラ・バースト信号は、あるしきい値をトリガとしてクリッピングされ、高速のクロックを用いて二値化されたデータが取り込まれる。この二値化信号の自己相関関数はチップ化されたデジタル相関器 (TRW 社製 TDC 2023) によって計算される。得られた自己相関関数は三角波であり、三角波の周期はドップラ周期と一致しているので、これより速度を算出する。

図1 BDCの信号処理原理

2.2 バースト検出 BDCによるバースト信号の検出の原理を図2に示す。光検出器によって検出された信号は、ローパスフィルタにかけられ、ペDESTAL成分が抜き出される。SN比が5dB以上の信号の場合、トリガとしてエンベロープ成分を用いるほうが、データレートは高くなるが⁽¹⁰⁾、本報では0dB以下の信号を対象としているため、ペDESTAL成分のみを考慮する。BDCはペDESTAL信号が非常に低いしきい値を横切る時点で処理を開始する。このしきい値はノイズの低周波成分を除去するために用いる。求められた自己相関関数はドップラ信号の周波数と相関の強さを含んでいる。三角波の形状をした自己相関関数の最初の谷と山との高さの差が図2のようにバースト信号の検出に用いられる。このHDがある設定値 N_{cp} を超えた信号のみ、ドップラ信号分析のために三角波の周期が計算される。もし、BDCがミストリガによって処理を行った場合、出力信号には信号の相関性が見られないので信号の高さがHDを越えず、BDCはリセットされる。つまり、BDCはローパスフィルタを用いた振幅トリガと相関の強さをトリガとした相関トリガの二つのトリガを持つことを意味する。別の言い方をすれば信号検出に関する信号の良否判定を二度行っていることになる。

BDCは図3に示されるように主に三つの部分から

図2 相関トリガの原理

成り立っている。高速サンプリング、データ転送、そして相関処理部である。動作時間は性能試験⁽⁶⁾により、ハードウェア上で12 μ sであることがわかっている。このことは、BDCは83 kHzまでのデータレートで信号処理できることを示している。この信号処理時間をデッドタイムと称することにする。BDCが誤ったペダスタルのトリガによって動作を始め、真のバースト信号がちょうどこのミストリガの直後にくると、BDCはデッドタイムのために真のバースト信号を検出することができない。このデッドタイムはバースト検出シミュレーションにおいて考慮されている。

振幅トリガはローパスフィルタを通過した信号を用いて発生させた。シミュレーションでのカウンタプロセッサはこの振幅トリガによって動作を開始する。

BDCにより相関トリガとカウンタの振幅トリガは、100個のバースト信号をランダム時系列に発生させ、検出されたバースト数と誤動作したトリガの数によって評価検討された。

3. シミュレーションの方法

3.1 ドップラ・バースト信号 解析のためのドップラ・バースト信号は次式で与えられる。

$$S(t^*) = B(t^*) + n(t^*) \quad \dots\dots\dots (1)$$

ここで $S(t^*)$ は発生したドップラ・バースト信号、 $B(t^*)$ はノイズを含まないドップラ・バースト信号、 $n(t^*)$ は付加されたノイズ、そして t^* はサンプリング周期 T により無次元化された無次元時間である。

$$B(t^*) = \exp \left[- \left(\frac{2\sqrt{2}}{N_f W} t^* \right)^2 \right] \times \left[D + A \cdot \cos \left(\frac{2\pi t^*}{W} + \phi \right) \right] \quad \dots\dots\dots (2)$$

ここで N_f は測定体積中のフリンジ数、 W はドップラ周期当たりのサンプリング数、 A は信号の交流成分を示し、 ϕ は位相遅れを示している。

図3 BDCの動作図

ノイズ $n(t^*)$ は次式のようなガウス形確率密度分布をしている。

$$P_C(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp \left(-\frac{n^2}{2\sigma_n^2} \right) \quad \dots\dots\dots (3)$$

SN比は信号とそれに重なったノイズとの実効値の比として表され、次式で定義される⁽⁵⁾。

$$\sigma_n = \frac{0.47 \cdot A}{\text{SNR}} \quad \dots\dots\dots (4)$$

3.2 フィルタ 発生した信号からペダスタル成分 S_{pf} を得るために FIR フィルタ⁽⁹⁾を用いた。ペダスタル成分 S_{pf} は、次式で表される。

$$S_{pf}(t^*) = \sum_{\tau^*=-N_{pf}}^{N_{pf}} A_{pf}(\tau^*) S^*(t^* - \tau^*) \quad \dots\dots\dots (5)$$

ここで、 $A_{pf}(\tau^*)$ は重み関数、 N_{pf} はウィンド幅、そして τ^* は無次元時間である。

$A_{pf}(\tau^*)$ は次式で表される。

$$A_{pf}(\tau^*) = \frac{2b}{W_{pf}} \cdot \frac{\sin \left(\frac{2\pi\tau^*}{W_{pf}} \right)}{\left(\frac{2\pi\tau^*}{W_{pf}} \right)}$$

$$b = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi\tau^*}{N_{pf}} \right) \right] & |\tau^*| < N_{pf} \\ 0 & |\tau^*| > N_{pf} \end{cases} \quad \dots\dots\dots (6)$$

ここで、 W_{pf} は W の最大カットオフ値、すなわちローパスフィルタの最大周波数を表し、 b は $2N_{pf}+1$ で定義される範囲内でのウィンド幅である。

バンドパスフィルタは FIR フィルタの線形性を利用して作成される。図4に示すように、二つの FIR フィルタの差によってバンドパスフィルタが形成される。フィルタの最小値および最大値はシミュレーションのパラメータとなっている。

図4 FIR フィルタを用いたバンドパスフィルタ

3.3 フローチャート 検出されたドップラ・バースト信号は、バースト検出のためにそのペデスタル成分が抽出され、周波数分析に利用する交流成分を得るためにバンドパスフィルタに通される。二値化された交流成分は相関処理がなされ、自己相関の高さの差 HD が N_{cp} を超えると、相関トリガが働いて相関波形が周波数分析回路に送られる。ここで、デッドタイムが考慮されることになる。

3.4 振幅トリガ 振幅トリガを用いてカウンタ方式の信号処理を行う。検出されたドップラ・バースト信号はペデスタル成分を抽出するためにローパスフィルタに通される。このトリガは一定のしきい値に固定されている。振幅トリガは図5に示される $A \rightarrow B \rightarrow C \rightarrow D$ 、相関トリガは $A \rightarrow B \rightarrow E \rightarrow F$ で行われる。ペデスタル信号がしきい値を超えた時点で、カウンタが動作を開始する。その動作開始時刻は信号が発生した時刻と比較され、バースト検出の良否を評価する。発生した信号の数に対して検出された信号の数の割合が計算される。シミュレーションでは、デッドタイムが8フリンジ通過に必要な時間として定義されており、それは信号の交流成分の8周期分に相当する。

低SN比においてはペデスタルに大きなうねりがあるため、多くの間違ったトリガが発生する。カウンタで誤動作のトリガが生じると、トリガ直後の信号はデッドタイムのために処理されない。FFTによるLDV信号処理器においてさえ検出されたデータはメモリ内に蓄積されるのでデータのバリデーションの割合はミストリガ数の増加とともに減少する。BDCにおいては二つのトリガを用いてノイズによるトリガを防止しているため、信号処理器から出力された信号に含まれる誤データ数は少なくなる。

3.5 計算条件 計算上のカウンタ型信号処理器の比較精度 ε は5フリンジと8フリンジにおいてそれぞれ測定された周期の差として定義され、ここでは10%以下に設定されている。BDC相関トリガにおいて、信号は次の条件を満たすときに正しい信号とみなした。

$$\left| 1 - \frac{W_n}{W_1} \right| < \varepsilon \quad \varepsilon = \frac{0.5}{n} \dots\dots\dots (7)$$

ここで W_1 は最初の三角波から得られる値で、 W_n は最後の三角波から得られる値である (W は1周期中に含まれるサンプル数を示している)、 n は三角波の数である。

計算上、ドップラ周波数はサンプリング周波数によって無次元化されている。 $W=20$ の条件は、200 MHzのサンプリング周波数のもとでは10 MHzのドップ

ラ信号ということになる。ハードウェア⁽⁸⁾では200 MHzまたは400 MHzのサンプリング周波数が使用可能である。

BDCのパラメータの変化を表1に示す。

4. 結 果

4.1 振幅トリガ 振幅トリガについて計算を行った結果を図6に示す。図6(a)は種々のしきい値 C_1 におけるトリガ数を示しており、図6(b)はトリガリングされた信号の数に対する検出されたドップラ信号の数の比、すなわちバリデーションの割合が示されている。ただし、 C_1 は信号の最大振幅を1として無次元化された値で示されている。トリガ数はSN比の減少とともに増加している。つまり、ノイズにより発生するミストリガの数が増加しているのである。実際のカウンタではトリガレベルを、例えば200 mV (Dantec)

表1 計算条件

SNR : The ratio of the effective values of the signals to that of the noise	5, 0, -5, -10, dB
W : The sample number per period	5, 10, 20, 40, 80, 100
C : Ratio of the center frequency to the bandwidth	0.4, 0.5, 0.6
N_f : Fringe number	4, 6, 8, 10, 20
C_1 : The ratio of the amplitude trigger to the pedestal maximum	0.1, 0.2, 0.3, 0.4
N_{cp} : Correlation height for correlation trigger	32, 64, 96, 128
Data rate	5 to 200 kHz
Visibility	50%

図5 相関トリガと振幅トリガの差

としており、この値は低くするほど望ましいが、ノイズによる影響が大きくなる。 $C_1=0.1$ においては、カウンタは5 dBの信号を処理することができるが、バリデーションは良好といえず、振幅トリガ方式では0 dBを下回る信号を処理することは困難である。

4・2 相関トリガ しきい値 C_1 、相関しきい値 $HD (=2N_{cp})$ 、ダイナミックレンジ W 、帯域幅 BW 、フリンジ数 N_f 、およびデータ密度による影響を調べるシミュレーションを行った。それらの影響は100個のバースト信号について評価された。計算によって得られた結果はトリガ数、ドップラ・バーストの検出数、トリガリングされたドップラ・バースト数に対する発生させたドップラ・バーストの検出数の割合により評価を行った。ここでフリンジ数は20、データレートは5 kHzとしている。

4・2・1 相関トリガレベル BDCトリガにおいて N_{cp} を変化させたときの影響を図7に示す。 $\tau=0$ における自己相関の値はスムージング⁽⁴⁾⁽⁵⁾により 128×3 となっており、相関トリガレベル N_{cp} は32, 64, 96, 128つまり、相関の最大値に対して、17, 33, 50, 67%と変化させた。 W と C (バンド幅)の値はそれぞれ20, 0.5となっており、それはサンプリング周波数200 MHzのとき、発生させたドップラ信号の周波数が10 MHz、バンド幅が10 MHz (0~20 MHz)であることを意味している。 N_{cp} が低いときトリガ数はSN比の低下とともに増加し、ミストリガ数が増加する。SN比が-5, -10 dBのとき、満足のいく結果を得ることのできる N_{cp} の値は64および96である。振幅トリガレベルによる影響については4・2・2項で検討を行う。

図6 振幅トリガの検出数とバリデーション

BDCと、振幅トリガによるカウンタとのバースト信号の検出可能な範囲も図7によって比較が可能である。すなわち振幅トリガでは0 dB以下の信号を検出することはできないが、BDCトリガでは-10 dBまでの信号の検出が可能であることがわかる。また、 N_{cp} はほぼ64が妥当な値であることがわかる。これは相関処理を行うbit数の1/6に相当する。

4・2・2 振幅トリガレベルの影響 DC成分を除くために用いる振幅トリガ C_1 が相関トリガに与える影響を図8に示す。 N_{cp} は64, SN比は-5, -10 dBとし、 C_1 を変化させて性能評価を行った。 $C_1 > 0.3$ のとき、バリデーションが80%を超えるが C_1 の減少とともに低下する。 $N_{cp}=96$ のとき発生させた100個のバースト信号と比べてトリガ数は低くなっている。しかし、-5 dBの信号において、バリデーションは高くなっている。 $C_1 > 0.3$ のとき-10 dBの信号のバリデーションは C_1 の増加とともに大きくなる。4・2・1項で示されたように N_{cp} の妥当値は64であり、振幅トリガレベルは0.1から0.2である。

4・2・3 バンド幅 BDCは広帯域という長所を持っている。FFT処理器⁽²⁾は C の値について制約を持っている。ここで、 C とはバンド幅に対する中心周波数の比として $C = f_c / BW$ (f_c : 中心周波数, BW : バ

図7 相関トリガレベルの影響

ンド幅)で表される。 C の値が0.5ということは中心周波数が20 MHzのとき、周波数帯域が0 MHzから40 MHzであることを示している。 C の値が0.5以下になると、周波数帯域の最小値が零を下回るため、 C の下限は0.5である。本シミュレーションではこの最小周波数をペダスタル除去のためのローパスフィルタと同じ値にとっている。

バンド幅の影響を調べるため、二つの周波数の信号について評価を行った結果を図9に示す。 $W=10, 40$ はサンプル周波数400 MHzのとき40, 10MHzのドップラ信号に相当する。 N_{cp} は4・2・2項で示されたように64とし $N_f=20$, $C_1=0.2$ とした。SN比が-5 dBより良好な場合、 $W=10$ においては広バンド幅で十分なドップラ・バースト信号の検出が行われている。-10 dBの信号は $W=10$ では検出できないが $W=40$ では検出可能である。図9より、相関トリガを用いると広帯域のバンド幅で低SN比のドップラ信号を検出できることがわかる。これは、実際の測定においてはローパスフィルタの設定の必要性が少なくなることを示している。

4・2・4 ダイナミックレンジ BDCの長所の一つとして、ダイナミックレンジの広さが挙げられる。LDVによって、例えばエンジン内の流れや振動流などの大きな速度変動を伴う流れを測定するためには広いダイナミックレンジが要求される。広いダイナミックレンジの測定ができるようになれば、処理系のパラメータ設定はそれほど重要ではなくなり、設定値によ

る影響が測定結果に対して鈍感になる。本シミュレーションでは W 値は5から100まで変化させた。ここで、 W とは1周期当たりのサンプル数である。図10はさまざまな W とSN比におけるパースト検出のシミュレーション結果を示している。この結果によると、相関トリガを用いれば0 dBの信号をほとんど完全に $W=10$ から100の範囲で検出することができる。これは4~40 MHzのドップラ周波数に対応する。トリガ数の結果は波うった形を示すが、これは、周波数を算出するために用いる自己相関関数が $R(0)/2$ を横切る回数が増加するためである。たとえ、SN比が-10 dBであっても W が20から80の間のドップラ・バースト信号をこのパースト検出法で検出することができる。低SN比の場合、 W は大きくする必要がある。SN比の低下により、得られる自己相関関数の波形に凸凹が生じる。そこで、三つの平均をとり、ノイズの影響を低減するスムージング法⁽⁴⁾⁽⁵⁾は $W>10$ において行われている。最後に、-5 dB以上のドップラ信号に対して、BDCは $W=5$ から100で検出できることがわかる。これは400 MHzクロックを用いると4 MHzから80 MHzのドップラ周波数の幅に相当する。

4・2・5 フリンジ数 LDVの応用は光ファイバの使用によって多くの計測分野に拡張されてきた。ファイバLDVの能力を示すためには、長い焦点距離、小さな測定体積、良好なSN比が要求される。これらの要求は、フリンジ数が小さくなれば達成することがで

図8 振幅トリガレベルが相関トリガに与える影響

図9 バンド幅の影響

きる。従来のカウンタではバリデーションのために8以上のフリンジ数を必要とする。本シミュレーションではフリンジ数の少ない際のバースト信号検出精度の評価を行い、図11に示す。図11には $W=20$ および 40 の結果が示されている。バースト信号検出可能なフリンジ数は -10 dB の場合 $W=40$ において4, $W=20$ において6である。バリデーションは $W=40$ のときフリンジ数によらずほとんど100%であり、フリンジ数が6より大きいときには低SN比の信号を検出するためにはより速いサンプリングクロックが用いられるべきであることを示している。

4.2.6 高データレートの影響 振動流や高乱流の乱れスペクトルを理解するためには高データレートの測定が必要となる。FFTによる解析では、ハードウェア上信号処理時間を速くできない、多量のメモリが必要であるなどの問題がある。BDCの長所の一つに高速データ処理が挙げられる。高データ密度についてのBDCの性能試験を行った結果を図12に示す。BDCのハードウェア⁽⁸⁾において示されたように、信号処理はおよそ $12 \mu s$ であり、BDCは 83 kHz のデータレートの信号を処理することができる。しかし、3章で述べたように、そこにはデッドタイムが存在するので、多量のミストリガが発生すると、検出できるドップラ・バーストの数が散乱粒子密度の増加とともに減少

する。

SN比 $> -5 \text{ dB}$ のときに検出されたバースト数はデータ密度の増加とともに減少するが、バリデーション

図11 フリンジ数による性能変化

図10 ダイナミックレンジ性能

図12 散乱粒子密度による影響

図 13 データレートと散乱粒子密度との関係

ンはほとんど 100% を示している。SN 比 = -10 dB についてデータレートは高いが検出数はエンジン内のガス流動などの振動流を測定するには十分でない。

図 13 は発生させたデータレートに対する、検出されたデータレートの関係を示している。発生させたデータレートの増加とともにミストリガとデッドタイムは増加する。SN 比 > -5 dB について、検出可能なデータレートは発生させたデータレートとともに増加している。そのため、BDC は 200 kHz までの高データレートを処理することが可能となり、結局得られるデータレートは 68 kHz までになる。SN 比 < -5 dB については SN 比 > -5 dB と同じ傾向が見られる。

5. 結 論

ドップラ・バースト信号を検出するために振幅トリガと相関トリガに関する数値解析を行った。カウンタ

方式の処理器が従来の振幅トリガの代表としてシミュレートされた。BDC においては低 SN 比のドップラ信号を検出するため、ドップラ信号の相関性の強さが用いられた。ここでは自己相関関数の三角波の高さが自己相関関数の信号の良否を示すものとした。相関トリガの性能は -10 dB まで調査された。バースト信号の検出精度に及ぼす BDC の各種のパラメータの影響も調べられた。結果は次のように要約される。

- (1) 振幅トリガは 0 dB 以下のドップラ信号を検出することができない。
- (2) 相関トリガは -10 dB までの信号のドップラ・バースト信号を検出することができる。
- (3) 相関トリガのしきい値は相関処理を行う bit 数の 1/6 が妥当値である。
- (4) BDC の相関トリガは低 SN 比、広帯域、広ダイナミックレンジ、小フリンジ数、高データレートで有効でもある。

文 献

- (1) Jenson, L., ほかに 1 名, *Proc. 3rd Int. Conf. Laser Anemomet.* Swansea, (1989), S3.
- (2) Lading, H., *Proc. Use Comput. Laser Velocimet.*, Saint-Louis, (1987).
- (3) Hishida, K., ほかに 3 名, *Proc. 3rd Int. Conf. Laser Anemomet.*, Swansea, (1989), S2.
- (4) Nakajima, T., ほかに 4 名, *Applications of Laser Anemometr to Fluid Mechanics*, (1989), 415-433 Springer-Verlag.
- (5) 池田・ほかに 3 名, *機論*, 56-523, B(1990), 817.
- (6) Ikeda, Y., ほかに 3 名, *Proc. 5th Int. Symp. Laser Tech. Fluid Mech.* Lisbon, (1990), 25-1.
- (7) 中島・ほかに 2 名, *機論*, 56-527, B(1990), 2137.
- (8) Adrian, R. J., ほかに 3 名, *J. Phys. E; Scientific Instrumentation*, 21(1988), 743-748.
- (9) Rabiher, L. R., ほかに 1 名, *Prentice-Hall*, (1975), Englewood Cliffs, New Jersey.
- (10) Dantec, BSA マニュアル, (1988).