

# D1

## ドップラー信号の位相自己補償による長時間コヒーレント積分方式

Self-Compensated Coherent Integration Method for Doppler Lidar System

亀山 俊平、藤坂 貴彦、浅香 公雄、安藤 俊行、平野 嘉仁

Shumpei Kameyama, Takahiko Fujisaka, Kimio Asaka, Toshiyuki Ando, and Yoshihito Hirano

三菱電機（株） 情報技術総合研究所

Mitsubishi Electric Corporation, Information Technology R&D Center

### Abstract

In Doppler lidar systems, there is a great interest in coherent integration of heterodyne-detected signals over many estimates. However, it has been impossible when heterodyne-detected signals are randomly phased. In this paper, a new signal processing method named SCCI (Self-Compensated Coherent Integration) which enables a coherent integration over a longer time, compared to a coherence time of a back-scattered signal, is proposed. We confirm the effect experimentally using a 1.5- $\mu$ m wind sensing lidar system.

### 1. まえがき

ドップラーライダの信号処理部では、PP(Pulse-Pair)<sup>1,3</sup>、PPP(Poly-Pulse-Pair)<sup>3,4</sup>、FFT(Fast Fourier Transform)<sup>3,5</sup>、ML(maximum likelihood)<sup>6,7</sup>、ANF(Adaptive Notch Filter)<sup>8</sup>、AR(Auto-Regressive)<sup>3,9,10</sup>、ARMA(Auto-Regressive and Moving Average)<sup>11</sup>といった方式を用いてドップラー周波数の推定を行う。得られた信号が推定可能なSNRより低い場合には、これらの方式により得られた結果を積分することにより、SNRを改善することが必要とされる。得られた信号間の位相と振幅の変化が少ない場合には、複素振幅信号を同相で足し合わせることが可能であり、この場合、N個の信号での積分によるSNR改善はN倍となる。しかしドップラーライダの場合、コヒーレント積分可能なドップラー信号の信号長は、反射ターゲットの性質で決まるコヒーレント時間により制限されるため、信号長がコヒーレント時間を超える場合には、複素振幅の同相での足し合わせが困難であり、SNR改善は $\sqrt{N}$ 倍の強度の足し合わせ（インコヒーレント積分）を用いるのが一般的であった。本論文では、信号長がコヒーレント時間を超える場合においてもコヒーレント積分可能な、自己補償式コヒーレント積分（Self-Compensated Coherent Integration、以下 SCCI）方式について述べる。この方式はドップラー信号の位相を自己補償することにより、位相揺らぎとは関係なく長時間コヒーレント積分を可能とするものである。本方式の従来方式に対する優位性について、1.5 $\mu$ mのCW風速測定ライダを用いて確認したので合わせて報告する。

## 2. SCCI (Self-Compensated Coherent Integration)方式

SCCI 方式のブロックダイアグラムを Fig. 1 に示す。パルスを送受する場合においては、送信パルス幅を反射ターゲットのコヒーレント時間よりも短い値とし、受信信号においてターゲットレンジに相当する位置のドップラー信号をパルス幅と同じ長さの時間ゲートで切り出す。CWを送受する場合においては、ドップラー信号をコヒーレント時間よりも短い長さの時間ゲートにより連続的に切り出す。

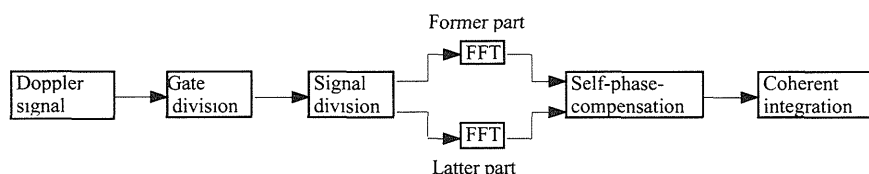


Fig. 1. Block diagram of SCCI.

ゲート番号を  $n$ 、ゲート内サンプル番号を  $m$  とし、ゲート信号を  $A(n,m)$  とする。この信号は次式 (1) に示すように前後半分割する。

$$\begin{aligned} A^{former}(n,k) &= A(n,k) \\ A^{latter}(n,k) &= A\left(n, \frac{M}{2} + k\right) \end{aligned} \quad (1)$$

ここで  $k$  は前後半各部内でのサンプル番号、 $M$  はゲート内サンプル数である。前後半各部をフーリエ変換し、前後半各部のスペクトルを次式 (2) により計算する。

$$\begin{aligned} S^{former}(n,l) &= \sum_{k=0}^{M-1} A^{former}(n,k) e^{j2\pi \frac{kl}{M}} \\ S^{latter}(n,l) &= \sum_{k=0}^{M-1} A^{latter}(n,k) e^{j2\pi \frac{kl}{M}} \end{aligned} \quad (2)$$

ここで、 $l$  は周波数軸上でのサンプル番号 ( $f=l/\tau$ ,  $f$ : 周波数,  $\tau$ : サンプルング周期) である。式 (2) の処理はドップラー信号のコヒーレント積分に相当する<sup>12</sup>。次に、前半部と後半部のクロススペクトルを次式 (3) により求める。

$$\begin{aligned} C(n,l) &= S^{former}(n,l) \times S^{latter}(n,l)^* \\ &= A_a^{former}(n,l) \cdot A_a^{latter}(n,l) \cdot e^{j\phi(n,l)} \end{aligned} \quad (3)$$

ここで、 $A_a^{former}(n,l)$  および  $A_a^{latter}(n,l)$  は前後半各部のスペクトルの振幅項である。また、 $\phi(n,l)$  は前後半間の位相差である。信号長がコヒーレント時間を超える場合、各ゲートのスペクトルの位相は揺らいでいるが、前後半間の時間差がコヒーレント時間よりも短いために位相差  $\phi(n,l)$  は一定となる。したがって、この処理は各ゲートにおける位相自己補償に相当する。式 (3) で得たクロススペクトルを、次式 (4) に示すようにドップラー信号全長わたって積分する。

$$D(l) = \sum_{n=0}^{N-1} C(n,l) \quad (4)$$

ここで、 $N$ はドップラー信号から切り出した全ゲート数である。各ゲートにおける位相差 $\phi(n,l)$ は一定であるので、この処理はドップラー信号全長にわたるコヒーレント積分に相当する。ドップラー周波数は、式(4)のピーク周波数から検出される。なお、以上に述べた検討においては、ゲート信号の分割を前後半分分割していたが、ゲート内サンプルを交互にサンプルし、偶奇分割を行っても良い。しかし、ノイズのコヒーレント時間がサンプリング間隔以上の場合においては前後半分分割する必要がある。

ターゲットが等速運動している限り、この方式により長時間の信号加算が可能である。風速検出等の場合でも、ドップラー周波数は1sのオーダーで一定であることが知られており<sup>13</sup>、この時間範囲内での信号加算が可能である。

### 3. SNRに関する検討

積分後のSNRについて、従来方式と、SCCI方式との比較を行う。1ゲートでのSNRを $SNR_0$ とする。インコヒーレント積分方式の場合、積分前のSNRは、 $SNR_I = SNR_0$ である。SCCI方式では、ゲート信号を2つに分割し、さらにクロススペクトルを計算することで振幅を自乗している。したがって、 $SNR_0$ が0dBより十分に小さい場合、SCCI方式での積分前のSNRは $SNR_S \equiv (SNR_0/2)^2$ と近似できる。インコヒーレント積分方式での積分後のSNRが $SNR_I \cdot \sqrt{N}$ となるのに対し、SCCI方式では $SNR_S \cdot N$ となる。このことから、SCCI方式がインコヒーレント積分方式に対して優位となるのは、次式(5)の条件を満足するときである。

$$N > \frac{16}{SNR_0^2} \quad (5)$$

式(5)と各方式の積分後のSNRの計算式とから、所要SNRが6dBを超える全ての場合において、SCCI方式が優位となることが分かる。また、 $SNR_0$ の値がより小さく、所要SNRがより高くなる程、SCCI方式の優位性はより大きくなる。

### 4. 実験結果

SCCI方式の優位性について、波長1.5 $\mu$ mのCW風速測定ライダを用いて確認実験を行った。送信パワー6W、焦点距離300mとし、ローカル光強度を変化させることでSNRを変えて測定を行った。ゲート時間は0.5 $\mu$ sとした。SCCI方式での処理結果をFig.2に示す。Fig.2においては、信号レベルおよびノイズレベルを明確に把握するために、処理結果に30回のビデオアベレージを施した結果を示している。Fig.2(a)はSNRを高い状態に設定した際の結果であり、周波数16MHzにおいてドップラー周波数を検出することができる。また、信号レベルが一定であるのに対し、ノイズレベルが積分回数に逆比例して低減されており、SCCI方式によるコヒーレント積分の効果を確認することができる。Fig.2(a)の状態でもローカル光強度を低減し、SNRを低い状態に

設定した結果を Fig. 2(b)に示す。SNRが低い場合においても、ノイズレベルの低減により積分回数100以上の場合においてドップラー周波数を検出できていることが分かる。

Fig. 2(b)の結果を得た際の受信信号に対し、2つの方式で処理した際の積分回数とSNRの関係を Fig. 3 に示す。SNRは、信号レベルと、ノイズレベルの分散値との比により求めた。3. で述べた理論値を Fig. 3 に合わせて示す。理論値における積分前のSNRは実験値において十分な回数の積分を行った後の信号レベルとノイズレベルとから求めた。実験値と理論値は良く一致しており、SNR 6 dB以上で SCCI 方式が優位となっていることが分かる。

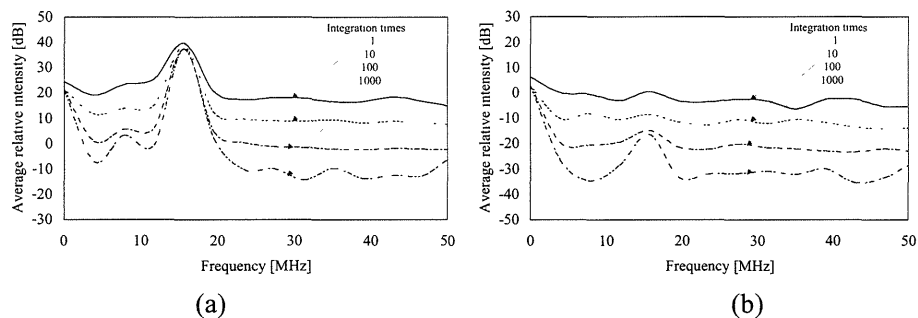


Fig. 2. Doppler spectra processed by SCCI ( (a) SNR: moderate, (b) SNR: Low ).

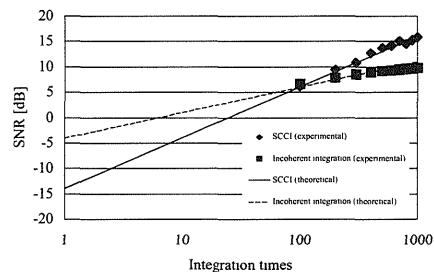


Fig. 3. Integration times versus SNR.

## 5. まとめ

ドップラー信号の位相自己補償による長時間コヒーレント積分方式 (SCCI 方式) について報告した。SCCI 方式の優位性を波長  $1.5 \mu\text{m}$  の風速測定ライダーにより確認した。

## 参考文献

- 1) K. S. Miller and M. M. Rochwarger, *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-18, 588-596, (1972).
- 2) D. S. Zrinc, *IEEE Trans. Geosci. Electron.*, vol. GE-17, 113-128, (1979).
- 3) P. R. Mahapatra and D. S. Zrinc, *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. GE-21, 491-501, (1983).
- 4) R. W. Lee and K. A. Lee, *Proc. in Topical Meeting on Coherent Laser Radar for Atmospheric Sensing*, Aspen, Co, OSA, 1-4, (1980).
- 5) J. W. Cooley and J. W. Tukey, *Math. Comput.*, vol. 19, 297-301, (1965).
- 6) M. J. Levin, *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-11, 100-107, (1965).
- 7) R. G. Frehlich and M. J. Yadlowsky, *J. Atmos. Ocean. Technol.*, vol. 11, 1217-1230, (1994).
- 8) J-L. Zarader, *et al.*, *J. Atmos. Ocean. Technol.*, vol. 13, 16-28, (1996).
- 9) J. P. Burg, 37th Annu. Meeting, Soc. Explor. Geophys., Oklahoma City, OK., (1967).
- 10) R. J. Keeler and R. W. Lee, *Int. Conf. Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Instr. Electron. Eng., Tulsa, OK, (1978).
- 11) J-L. Zarader, *et al.*, *IEEE Trans. on Geosci. And Remote Sens.*, vol. 37, 2678-2691, (1999).
- 12) S. Goldman, *Microwave Systems News & Communication Technology*, vol. 18-3, 44-52, (1988).
- 13) G. N. Pearson and C. G. Collier, *Q. J. R. Meteorol. Soc.*, vol. 125, 2703-2721, (1999).