
報 告

規格化コヒーレント電力 NCP を用いた ドップラー気象レーダーの品質管理

山内 洋*・鈴木 修**

要 旨

ドップラー気象レーダー用の品質管理手法を提案し、その効果を実観測データで検証した。この手法は、激しい擾乱域におけるデータ欠落を抑えながら、ノイズを効果的に除去できる。提案する手法は、受信系の熱雑音に相当するノイズの強度 (N_0) を受信電力から差し引くとともに、 N_0 に基づく信号対ノイズ比 (SNR_0) 及び規格化コヒーレント電力 (NCP) の両者がしきい値以下となった場合に、該当するレンジビンのデータを無効値とするものである。この手法を気象研究所の C バンド固体素子二重偏波ドップラー気象レーダーによる実観測データに適用したところ、激しい擾乱域の気象エコーの多くを欠落させずに、気象エコーの無い領域のノイズ (二次エコー、太陽ノイズ、他無線局からの干渉波) の多くを除去することができた。一方、この手法の限界として、強い二次エコーが消え残る場合があることや、レーダーから遠方かつ風の鉛直シアが強い領域では反射強度の弱い気象エコーが誤って除去される場合があること、が確認された。

1. はじめに

ドップラー気象レーダーは、電波を送信し、降水粒子などの散乱体からの散乱波を受信する装置である。送信から受信までの時間差を用いてレーダーと散乱体間の距離を、受信波の強度を用いて反射強度を、送信波と受信波の周波数のずれを用いて散乱体のドップラー速度を、散乱体のドップラー速度が一様でない場合にそのばらつきの程度として速度幅を、それぞれ求めることができる。散乱体からの散乱波は、元となるレーダー送信波と干渉性のある一送信波に対してコヒーレントな一電波である。

一方、レーダーには送信波と干渉性の無い、イ

ンコヒーレントな電波も受信される。アンテナや受信系の熱雑音に加え、他の無線局からの干渉波、太陽からの電波 (太陽ノイズ)、レドーム水膜や降水粒子からの放射などである。また、パルス繰返し周期 T_r で定まる最大探知距離よりも遠方から返ってくる散乱波 (二次エコー) についても、送信波にランダム位相変調 (Joe *et al.*, 1997) を施している場合は、送信波に対してインコヒーレントな信号として受信される。この変調は、一次エコー (最大探知距離内の散乱体からの散乱波) と二次エコーを区別する目的で、送信波の位相をパルスごとに変化させ、連続する送信パルス間の干渉性を故意に下げるものである。

* 気象研究所気象衛星・観測システム研究部 ** 観測部観測課観測システム運用室

これらのインコヒーレントな信号にも、利用価値がある。例えば、太陽ノイズはレーダーの感度や方位の調整 (Darlington *et al.*, 2003 ; Arnott *et al.*, 2003) に、二次エコーは位相を補正することにより最大探知距離より遠方の散乱体の観測 (Joe *et al.*, 1997) に、レドーム水膜や降水粒子からの放射は降雨減衰の補正 (Fabry, 2001 ; Thompson *et al.*, 2011) に利用できるなどである。

しかしながら、上述のような、送信波にインコヒーレントな信号は、散乱体の位置・強度・速度を求めるドップラー気象レーダー本来の目的にとっては邪魔な存在である。それは、受信時刻・信号強度・周波数のずれが実在する散乱体の位置・反射強度・ドップラー速度を表わさず、虚像の原因となるからである。ドップラー気象レーダーの観測においては、ドップラー速度を精度良く測る必要性から従来型レーダーに較べてパルス繰返し周期の短い、すなわち最大探知距離の短い観測条件を用いるため、二次エコーが頻繁に混入し、その影響は時に深刻である (石原, 2001)。本報告では、送信波に対するコヒーレンシーの低い信号を「ノイズ」と呼ぶこととし、降水粒子などの散乱体からのコヒーレンシーの高い信号を「シグナル」と呼ぶことにする。ただし、降水粒子からの散乱波であっても、レーダーの観測体積内にさまざまなドップラー速度を持つ降水粒子が含まれている場合は、それら個々からの散乱波が合成される結果、速度幅の広い、送信波とのコヒーレンシーが低い信号として受信される。このため、必ずしも「ノイズ=不要な信号」というわけではないことには注意が必要である。

ノイズの影響を除去するには、ノイズの強度を求めて受信信号から差し引くこと、及びノイズに対するシグナルの強度の比 SNR に応じてデータを無効値とするなどの品質管理が必要である。ノイズの強度が時間的に安定している場合は、ノイズの平均強度を受信信号から差し引き、さらにシグナルの強度がノイズの変動幅以下であるデータを無効値とすることでその影響を除去できる。例えば、受信機の動作が安定しているならば、その熱雑音はこの手法で除去できる。

ノイズの強度が時間的に変動する場合は、観測

のたびにその強度を動的に求める必要がある。このための手法として、信号のパワースペクトルから客観的に求める手法 (Hildebrand and Sekhon, 1974) や自己相関関数から求める手法 (Srivastava *et al.*, 1979) が提案されている。他の無線局からの干渉波、太陽ノイズ、二次エコー、レドーム水膜や降水粒子からの放射によるノイズの強度は時間とともに大きく変化するので、それらの除去には、こうした手法でノイズの強度を求める必要がある。

しかしながらレーダーシステムによっては、信号処理能力の制限などの理由で、ノイズの強度を動的に求める上述の手法を採用することができず、ノイズを十分に除去できない「消え残り」の問題、あるいは反対に残すべき気象エコーを誤って除去する「消し過ぎ」の問題に悩まされる。例えば、気象研究所の C バンド固体素子二重偏波ドップラー気象レーダー (以下 MRI-C レーダーと呼ぶ) では、Srivastava *et al.* (1979) の手法に必要な 3 つの自己相関関数の内 1 つ (付録 (A14) 式で定義される R_2) が算出されないため、ノイズの強度を求められない。また気象庁の一般気象ドップラーレーダーでは、 SNR フィルター (小西ほか, 2009) と呼ばれる手法でノイズ除去を行っているが、シグナルがパワースペクトル上の特定周波数領域に集中していることを仮定して SNR を算出しているため、風のシアの強い領域における、速度幅の広いデータでは SNR が低く判定され、気象エコーであっても除去される傾向にある。防災上重要な監視対象であるメソサイクロンなど激しい気象擾乱域は速度幅が広いことが多く、こうしたデータ欠落は深刻な問題である。

本報告では、激しい擾乱域におけるデータ欠落を抑えた、信号処理能力の限られたドップラー気象レーダーに適用可能な品質管理手法を提案する。続いて、この手法の実観測データへの適用結果を示し、その効果と限界について考察する。

2. 提案する品質管理手法

ドップラー気象レーダーにおいて、受信信号の時系列データからシグナルの平均信号強度や平均ドップラー速度、速度幅などのモーメント値を求

める方式には大別して、パワースペクトルから求める方式と、自己相関関数から求める方式の2つがある。前者はスペクトラム空間で高度なデータ処理が可能である点において、後者は少ない時系列サンプル数でも安定して処理可能である点、及び高速処理が可能である点においてメリットがある。MRI-C レーダーは、後者の方式を採用している。気象庁の一般気象レーダーは、前者と後者の両方の方式を切り替えられる仕組みになっているが、現状では前者の方式が用いられている。

本報告で提案する品質管理手法は、自己相関関数を用いる方式のドップラー気象レーダーに適用可能なものである。この方式によるモーメント値、ノイズ強度等の算出法を付録に示す。この方式のドップラー気象レーダーでは、平均信号強度を求めるために付録の (A12) 式で定まる自己相関関数 R_0 (受信電力) を、また平均ドップラー速度を求めるために付録の (A13) 式で定まる遅れ1の自己相関関数 R_1 を、それぞれ算出する。

$$R_0 = R(0) = S_r + N_r \quad (\text{付録 A12})$$

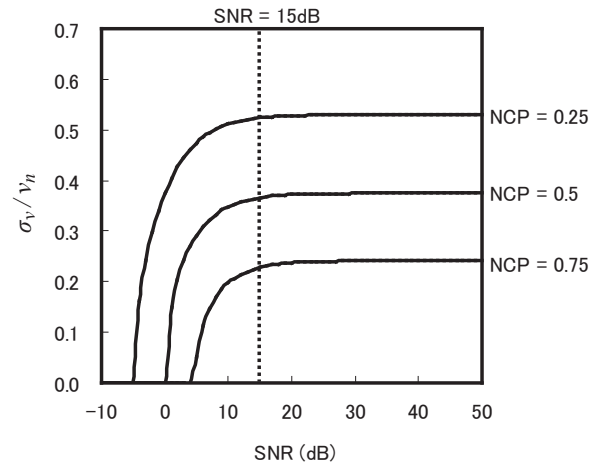
$$R_1 = R(T_s) = S_r \exp\left(-\frac{\pi^2 \sigma_v^2}{2v_n^2}\right) \exp\left(-j \frac{\pi \bar{v}}{v_n}\right) \quad (\text{付録 A13})$$

この2つの自己相関関数から、レーダー品質管理情報の1つであり、ドップラー速度データの信頼性を示す NCP (付録 A20 式) の算出が可能である。

$$NCP = \frac{|R_1|}{R_0} = \frac{SNR}{SNR + 1} \exp\left(-\frac{\pi^2 \sigma_v^2}{2v_n^2}\right) \quad (\text{付録 A20})$$

しかしながら、MRI-C レーダーのように遅れ2の自己相関関数 R_2 (付録 A14 式) を算出していない場合は、付録の (A18) 式で定まるノイズ強度 N_r (あるいは SNR) は算出できない。

NCP は、受信信号全体における、送信波に対してコヒーレントな信号の程度を示す。定義の (A20) 式より明らかなように、 NCP は0から1の範囲の値をとる。 NCP は、速度幅 σ_v が広い場合、又は SNR が低い場合に小さな値となり、ドップラー速度データの信頼性が低いことを示す。第1図は、 NCP の、 SNR 及びナイキスト速度 v_n (付録 A11 式) で規格化した速度幅 σ_v/v_n への依



第1図 NCP の SNR 及び規格化した速度幅 σ_v/v_n への依存性

存性を図示したものである。 SNR が15dBよりも大きい領域では、 NCP は SNR にはほとんど依存せず、ほぼ速度幅 σ_v/v_n によって決まる。反対に、 SNR が小さい領域では、 NCP の値は SNR に大きく依存して決まる。より定量的に言えば、 SNR が小さいという条件の下では、 σ_v/v_n が一定の場合には、(A20) 式からも判るように、 NCP が SNR にはほぼ比例する。そこで、 SNR が小さい場合には、 NCP で SNR をある程度代用することつまり SNR が一定値以下のデータを無効値とする代わりに NCP が一定値以下のデータを無効値とすること—ができる。

NCP で SNR を代用するには、以下の3つの課題がある。

- ①そもそも SNR の値がわからないため、「 SNR が小さい」という条件が成立するか否かを判断できない。
- ②ノイズの強度そのものを算出できないので、受信信号全体からノイズの強度を差し引くことができない。つまり、ノイズが気象エコーに重畳した場合に、ノイズ成分だけを除去することができない。
- ③ NCP の速度幅への依存性を完全には排除できないため、速度幅が広い場合には、実際よりも SNR を低く判定してしまう。

そこで、 NCP に加えて、受信系の熱雑音を想定したノイズの強度 N_0 に対する信号対ノイズ比

SNR_0 を導入した、以下の品質管理手法を提案する。提案する手法は、信号のコヒーレンシーが高いデータ、及び、大きい SNR_0 のデータ—すなわち強い反射強度のシグナル—は、ノイズでは無いと判定するものである。これを実現する最もシンプルなアルゴリズムの具体的な手順は次の通りである。

(a) 受信系の熱雑音に相当するノイズの平均強度 N_0 を、一定値であると仮定し、あらかじめ受信系の熱雑音以外のノイズや気象エコーがないと考えられる時に取得した受信電力 R_0 から求めておく。

(b) 各レンジビンにおいて、 N_0 を受信電力 R_0 から差し引き、受信系の熱雑音を除去した信号強度 S' を推定する。

$$S' = R_0 - N_0 \quad (1)$$

(c) 受信系の熱雑音に対する信号対ノイズ比 SNR_0 を求める。

$$SNR_0 = \frac{S'}{N_0} \quad (2)$$

(d) あらかじめ設定しておくしきい値 SNR_{0_th} 及びしきい値 NCP_{th} に対し、以下の条件が成り立つ場合に、該当するレンジビンのデータを無効値とする。

$$SNR_0 < SNR_{0_th} \quad (3)$$

かつ

$$NCP < NCP_{th} \quad (4)$$

というものである。

N は、 N_0 以外の二次エコーなどのノイズを含み得るため、 N_0 よりも常に大きい。このため、 SNR は SNR_0 よりも常に小さい。(3) 式で SNR_0 の上限値を定めると、 SNR がその上限値よりも小さくなることが保証され、①の課題が解決される。また、受信電力から N_0 を差し引くので②の課題も軽減される。更に、 N_0 以外のノイズ源がない場合には $SNR_0 = SNR$ となり、しきい値 SNR_{0_th} より大きい SNR のデータ—すなわち強い反射強度のシグナル—はたとえ速度幅が大きくても無効値化されない。つまり③の課題も軽減される。

3. 観測データ

提案する品質管理手法の検証に用いた MRI-C レーダーの主要諸元を第 1 表に示す。水平及び垂直に偏波した電波をそれぞれ送受信可能な二重偏波レーダーであるが、本手法は二重偏波情報を必要としないので、検証には水平偏波を用いて観測されたデータのみを用いた。また、ノイズ除去以外の効果が混入しないように、地形クラッタ除去は行わなかった。

観測のパラメータを第 2 表に示す。観測モードとして PPI (Plan Position Indicator: 円錐面観測) を用いた。二次エコーや他の無線局からの干渉波が混入し易くなるように仰角を低く (0.5° , 1.0°) 設定した。ドップラー速度の折返し補正を容易にし、また二次エコーの存在を認識し易くするため、一定方位角 (0.7°) ごとに 2 つの PRF (Pulse Reputation Frequency: パルス繰返し周波数) を切り替える Dual-PRF 方式 (Dazhang *et al.*, 1984) により観測を行った。この方式では PRF の変化に応じて最大探知距離が変化するため、二次エコーの現れる位置が一定方位角ごとに変化する。このため二次エコーは方位方向に縞状に現れる。

受信系の熱雑音に相当するノイズの平均強度 N_0 は、第 4 章にて後述するような太陽ノイズ、二次エコー、他レーダーからの干渉波がないと考

第 1 表 気象研究所 C バンド固体素子二重偏波ドップラーレーダーの主要諸元

送信周波数	5370MHz
送信器	ガリウムヒ素 電力FET
ピーク送信電力	水平偏波 3.5kW以上 垂直偏波 3.5kW以上
空中線	パラボラ, 直径4m
最小受信電力	-110dBm
距離分解能	150m

第 2 表 観測パラメータ

パルス繰返し周波数	624 / 780MHz (Dual-PRF方式)
最大探知距離	約150km (PRFによって変化)
アンテナ回転速度	4rpm
データの方位分解能	0.7°
サンプル数 (ヒット数)	20
観測仰角	0.5° , 1.0°

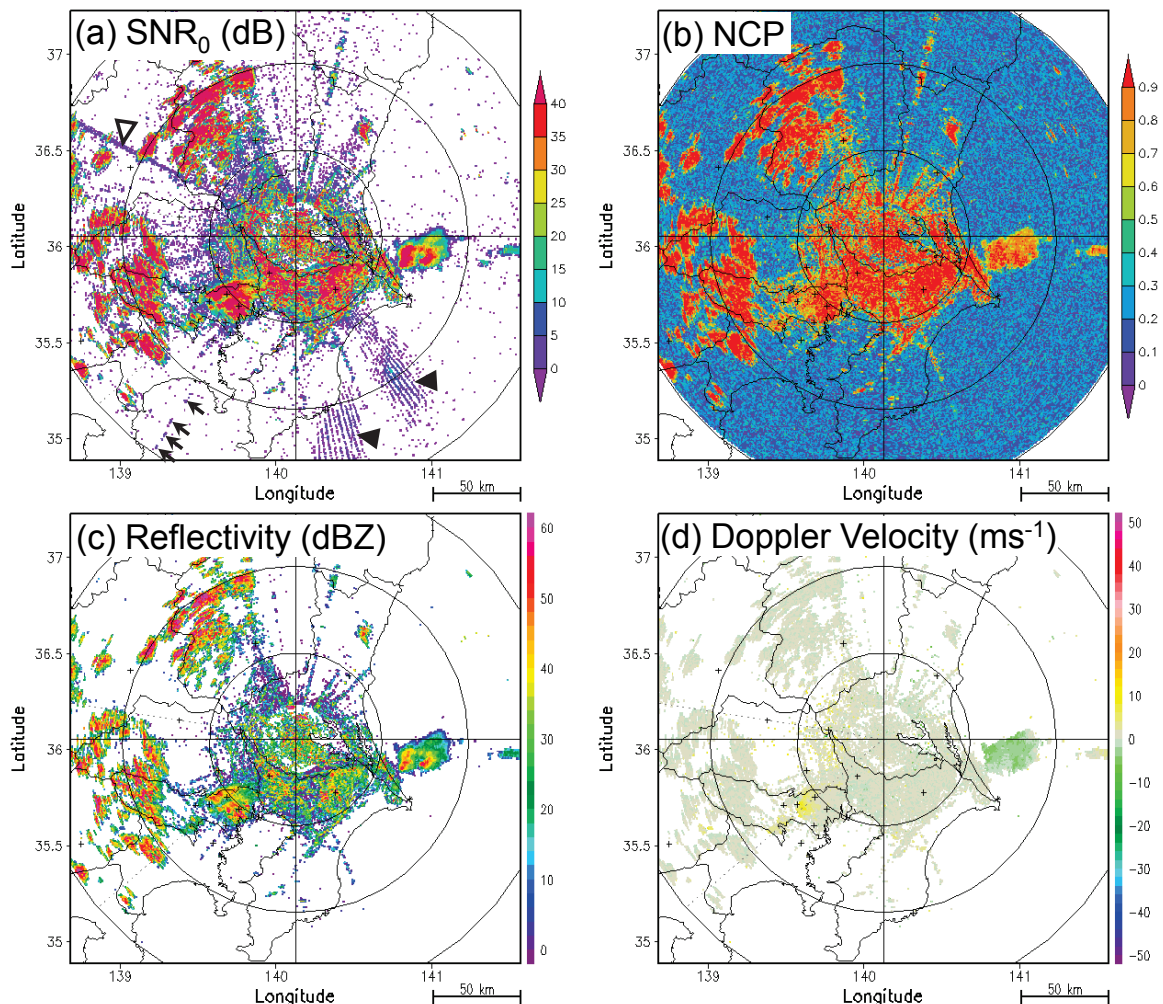
えられるデータから求めたところ、 -111.0dBm であった。しきい値 $SNR_{0_{th}}$ は第1図において NCP の SNR への依存性がほぼ無くなる 15dB に設定した。しきい値 NCP_{th} は、シグナルのない、ノイズ領域の NCP の上限値である 0.25 に設定した。この上限値は NCP の算出誤差を含んでいるので、レーダーシステムの送受信系の周波数・位相制御の安定性及びモーメント値の算出に用いるサンプル数に依存する。周波数・位相制御の安定性が低いシステムや少ないサンプル数を用いた観測では NCP の誤差が大きく、より高いしきい値を設定する必要があるだろう。

4. 適用結果

第2章で説明した品質管理手法を、MRI-Cレーダーで実際に観測した3つの事例に適用した。

第2図は、太陽ノイズ、他の無線局からのインコヒーレントな干渉波、ランダム位相変調を施した二次エコーを含む事例である。(a)に示す図は、提案する手法に用いる変数 SNR_0 の分布であると同時に、本手法を適用する前のノイズを含んだ受信信号の強度分布を表わしている。

(a) 図中の Δ で示す位置には太陽ノイズがある。このノイズの発生方位と仰角が、該当日時における太陽の方位と仰角に一致していること、強度分布に距離依存性（時間依存性）がないことか



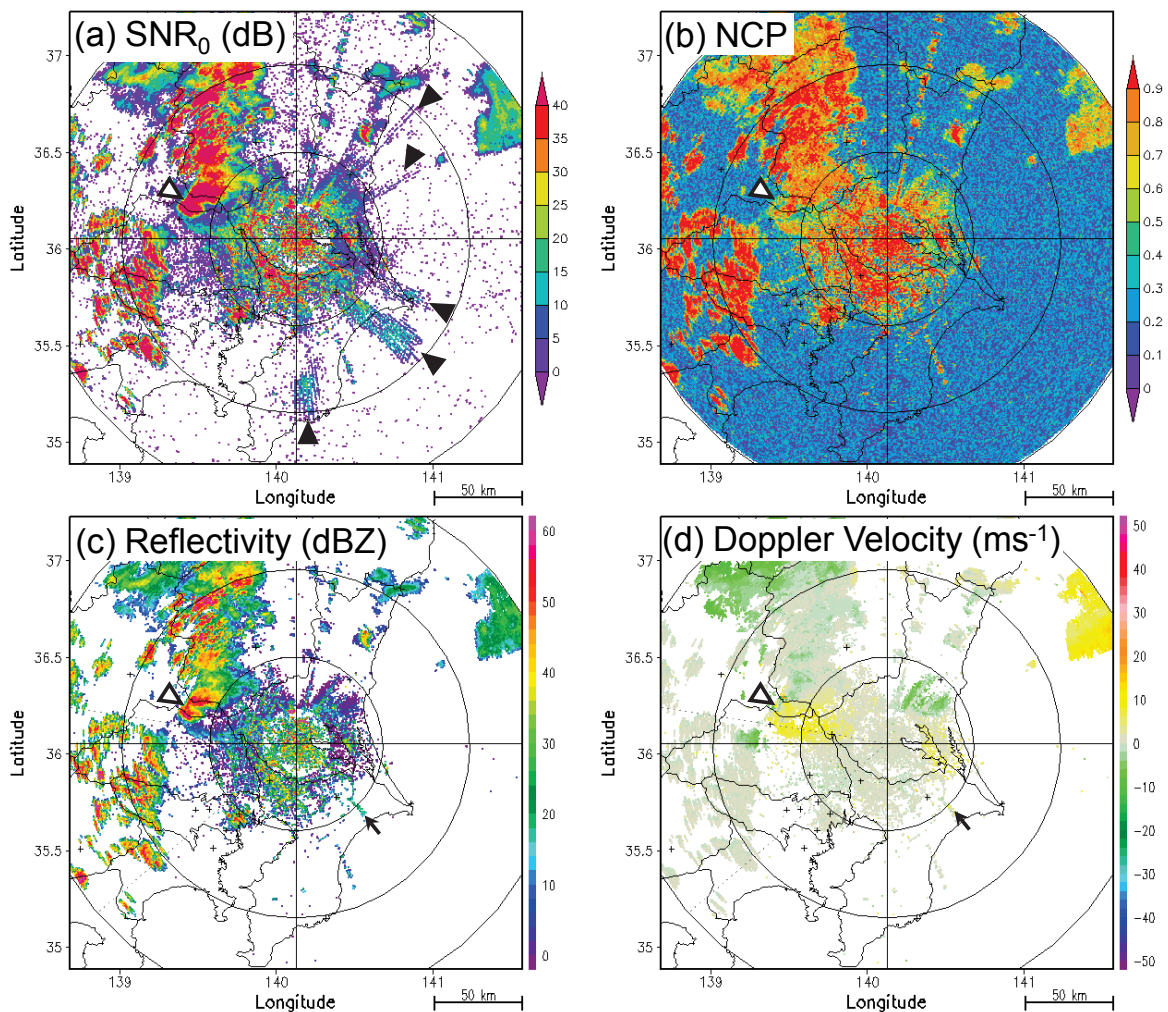
第2図 二次エコー、太陽ノイズ、干渉波がある場合の観測例 (2011年7月5日 18:52JST, 仰角 0.5°)

(a) SNR_0 , (b) NCP , (c) 反射強度, (d) ドップラー速度. (a) において, \blacktriangle , \triangle 及び矢印で示す位置にそれぞれ二次エコー, 太陽ノイズ及び他無線局からの干渉波がある.

ら太陽ノイズであると判断できる。図中の▲で示す位置には、二次エコーがある。前章で述べたとおり方位方向に縞状に現れていること、最大探知距離より遠方における降水エコーの存在が東京レーダーのパルス繰返し周波数の低い観測（図略）で確認できることから二次エコーであると判断できる。また矢印で示す位置には、東京レーダーからの干渉波がある。東京レーダーの送信周波数はMRI-Cレーダーの送信周波数に近接（7.5MHz差）しており干渉が発生しやすいこと、ノイズの発生方位がMRI-Cレーダーから見た東京レーダーの方位と一致すること、東京レーダーの観測休止期間には同様のノイズが発生しないことから、東京レーダーからの干渉波と判断できる。

この事例では、これらのノイズの SNR_0 がしきい値である15dB以下の低い値であることがわかる。品質管理を行わない場合は、これらの虚像が、反射強度場やドップラー速度場に出力されることになる。(b)に示すNCPは、地形クラッタや気象エコーといったシグナルのある領域では比較的高い値である一方、太陽ノイズ、干渉波、二次エコーに対しては、受信系の熱雑音のみの領域と同様の低い値となっている。(a)において認められるノイズが、提案する手法を適用した(c)反射強度場と(d)ドップラー速度場においては除去されていることがわかる。

第3図は、激しい擾乱と強い二次エコーを含む事例である。△で示す位置の激しい擾乱域では、



第3図 激しい擾乱と二次エコーがある場合の観測例（2011年6月21日17:27JST，仰角0.5°）

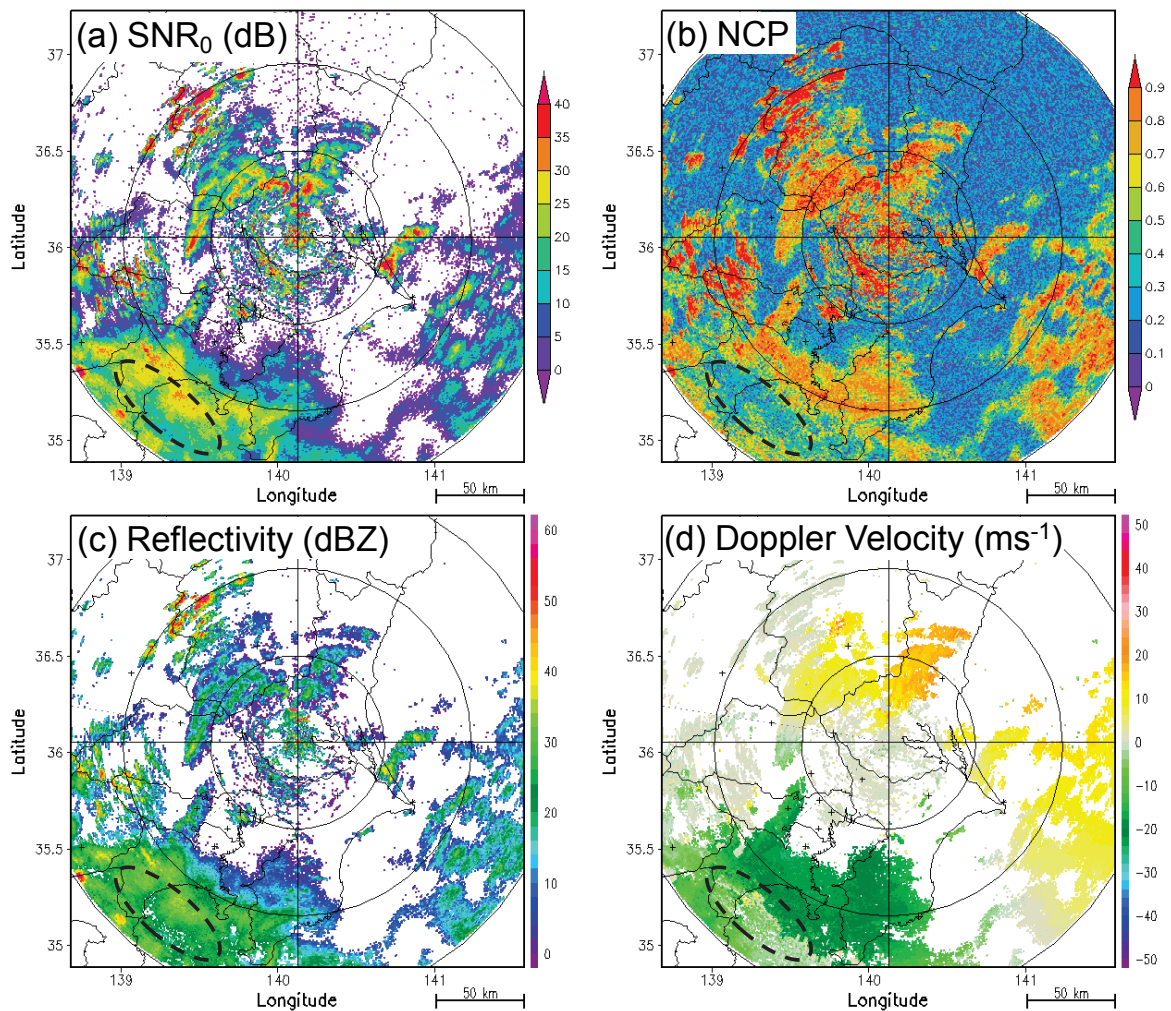
(a) SNR_0 ，(b) NCP，(c) 反射強度，(d) ドップラー速度。△及び▲で示す位置にそれぞれ二次エコー及び激しい擾乱がある。矢印はノイズ除去で消え残った二次エコーを示す。

NCP が二次エコーなどと同様に低い値であるものの、 SNR_0 は二次エコーと異なり 40dB を超える高い値である。提案する手法を適用した (c) 反射強度場と (d) ドップラー速度場においては、二次エコーがほぼ除去されている。その上で、懸案であった激しい擾乱部におけるデータ欠落は生じていないことが確認できる。しかしながら、矢印で示す位置の二次エコーは、 SNR_0 がしきい値 15dB を超える強さであるため、消え残っている。

第 4 図は、遠方の層状性エコーにドップラー速度が大きく変化する領域がある事例である。破線で示す領域において、レーダーに向かって近傍側

と遠方側とでドップラー速度が大きく変化していることが確認できる。この領域では NCP と SNR_0 の両方が低くなっている。このため、 SNR_0 を見る限り層状性の気象エコーで埋まっているにもかかわらず、品質管理により反射強度・ドップラー速度データの一部に欠落が生じている。

なお、仰角 0.5° で観測した第 2 図及び第 3 図において、北北東及び南南東方向に放射状に伸びる不自然なエコーは、レーダー近傍の建物に送受信波が反射してできる鏡像である。第 4 図では、仰角が 1.0° とやや高いためにこの鏡像は映っていない。



第 4 図 遠方の層状性エコーにドップラー速度の大きな変化がある場合の観測例 (2011 年 7 月 20 日 08:41JST, 仰角 1.0°)

(a) SNR_0 , (b) NCP , (c) 反射強度, (d) ドップラー速度. 破線で囲った領域は鉛直シアが大きい。

5. 考察

提案する品質管理手法を実観測データに適用したところ、多くの領域でノイズの除去に成功し、激しい擾乱域におけるデータ欠落も抑えられた。その一方で、頻度は少ないものの消え残りや消し過ぎも発生することが確認された。ここでは、この手法の効果と限界について考察する。

第5図は、各種シグナル及びノイズに対する、 SNR_0 及び NCP の値の分布の模式図である。提案する手法は、(3) 式かつ (4) 式が満たされるデータ、すなわち図の左下の領域内のデータを無効値とする。ノイズの多くがこの領域内に入っているために、ノイズは効率よく除去され、「消え残り」が少ない。また、シグナルの多くがこの領域の外であるために「消し過ぎ」も少ない。なお、本報告では、簡明さと実用性の観点から、ノイズの多くが (3) 式かつ (4) 式で定まる $NCP-SNR_0$ 平面上の四角形の領域内にあるとしたが、ノイズ領域を特定できるのであれば、必ずしも、四角形（これらの式）に限定する必要もないし、距離依存性があっても良い。

対流性エコーについては、 SNR_0 は大きく、 NCP は大きい値から小さい値まで分布する。 SNR_0 が大きい理由は反射強度が高いためである。実在する散乱体からの信号であるから NCP は一般には高くなるが、擾乱によって速度幅が広がる領域では NCP は低い値を取りうる。提案する手法では、対流性エコーにおいて NCP が低くな

ったとしても、 SNR_0 が大きいために無効値とされることは免れる。このため、第3図で示したように、激しい擾乱域におけるデータ欠落は抑えられる。

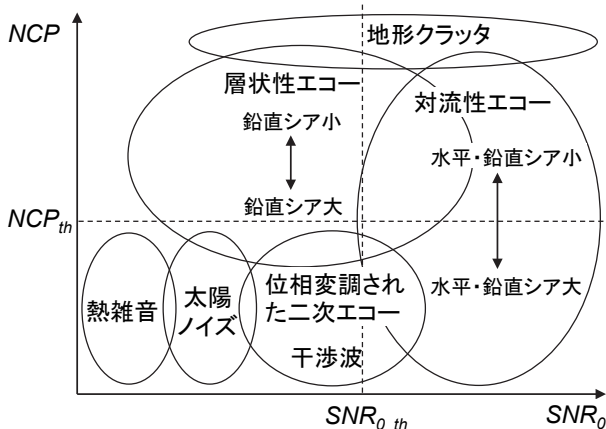
層状性エコーについては、反射強度が対流性エコーほど高くないために SNR_0 はレーダーからの距離に応じて高い値から低い値まで分布する。 SNR_0 が低くとも、擾乱が小さく NCP が高いために、通常は無効値とは判定されない。

しかしながら、レーダーから遠方にあり、かつ鉛直シアの強い領域の層状性エコーに対しては、 NCP が低くなる傾向にある。第4図の例では、レーダーに近い下層の領域ではレーダーに近づく速度が大きく、レーダーから遠方の、上層の領域では近づく速度が小さくなっていると考えられる。レーダーから遠方では、送信波のビームが拡がるため、レーダーの観測体積内にさまざまな高度や位置の散乱体が含まれるようになる。このとき、第6図aのように風のシアがあると、第6図bのパワースペクトルの模式図に示すように速度幅が増大して観測され、 NCP が低くなる。このような場合は、 NCP 及び SNR_0 がしきい値以下となって「消し過ぎ」が発生しやすくなる。

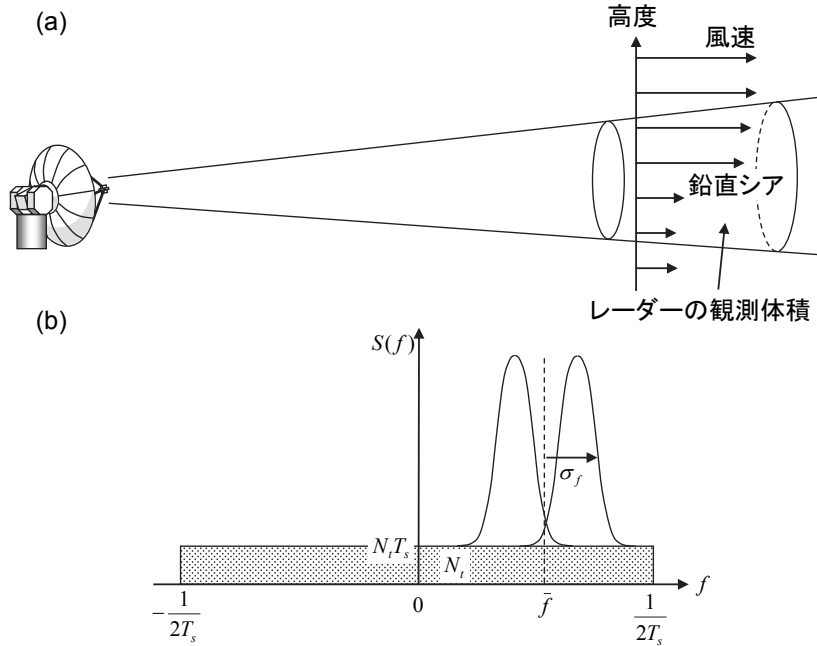
ノイズの内、受信系の熱雑音と太陽ノイズについては、 NCP と SNR_0 がともに低い領域にあり、提案する手法により除去可能である。しかし、二次エコーと干渉波については、 NCP は低いものの、強い強度で混入する可能性がある。そのような場合は、 SNR_0 がしきい値以上となってノイズの「消え残り」が発生しやすくなる。

本手法における「消し過ぎ」と「消え残り」は互いに背反する内容であるため、その軽減には限界がある。「消し過ぎ」を軽減するには、 NCP あるいは SNR_0 のしきい値を下げる必要があるが、そうすると二次エコー及び干渉波の「消え残り」が発生しやすくなる。「消え残り」を軽減するには、 SNR_0 のしきい値を上げる必要があるが、そうすると鉛直シアの強い領域の層状性エコーにおいて「消し過ぎ」が発生しやすくなる。したがって、ある程度の「消え残り」と「消し過ぎ」を容せざるを得ない。

本手法のもう一つの限界は、ノイズの強度その



第5図 各種シグナル及びノイズに対する、 SNR_0 及び NCP の値の分布の模式図



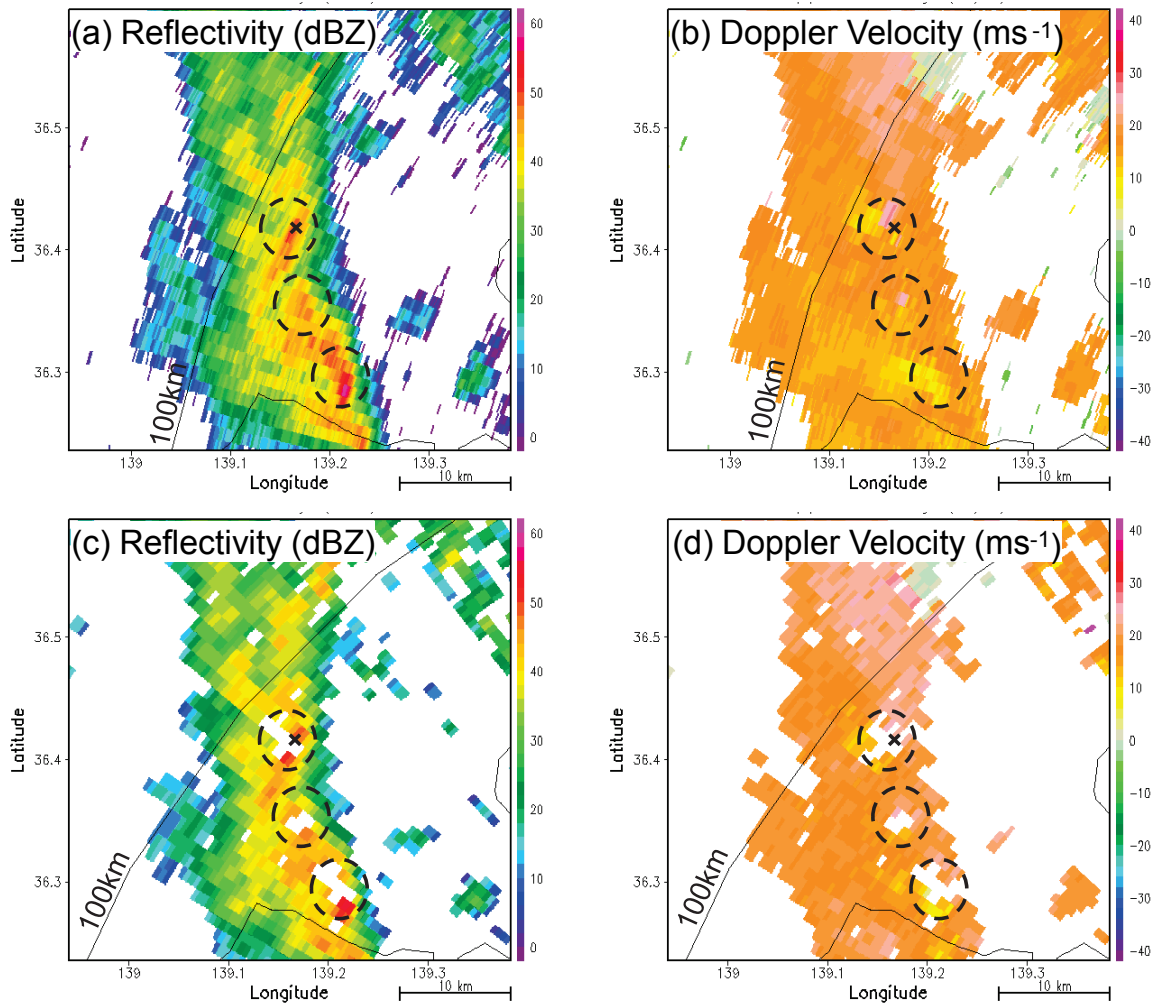
第 6 図 レーダーの観測体積に強い鉛直シアが含まれる場合の、(a) 状況を示した模式図、及び (b) 観測されるパワースペクトルの模式図

ものを算出できないために、シグナル（気象エコーや地形クラッタ）に重畳したノイズの内、受信系の熱雑音を除く太陽ノイズ、二次エコー、干渉波、放射は原理的に除去できない点である。ノイズの強度がシグナルの強度に較べて強ければ、シグナルがあっても無効値とされる。反対に弱ければ、シグナルの強度にノイズの強度が重畳したままとなる。

これらの問題をある程度軽減するには、第 1 章で述べたように Hildebrand and Sekhon (1974) か Srivastava *et al.* (1979) の手法でノイズの強度を動的に求めて、受信信号から取り除く必要がある。それには、レーダーシステムの処理能力の向上や、ノイズの算出を効率的に行うためのアルゴリズム開発が要求されるであろう。

上述の限界はあるものの、提案する手法による激しい擾乱域でのデータ品質改善の効果は大きい。第 7 図は、2011 年 9 月 4 日 01:10JST 頃に前橋市に突風被害を発生させた激しい気象擾乱の事例について、MRI-C レーダーと気象庁の東京レーダーの観測を比較したものである。第 4 章の検証事例とは異なり、地形クラッタ除去処理も併用

した観測結果である。(a) 及び (b) は、それぞれ MRI-C レーダーで観測した反射強度場及びドップラー速度場であり、(c) 及び (d) は、それぞれ東京レーダーで観測した反射強度場及びドップラー速度場である。MRI-C レーダーのデータには今回提案する手法が、東京レーダーのデータには SNR フィルター（小西ほか、2009）による品質管理がそれぞれ適用されている。両レーダー観測条件は、距離分解能が 150m (MRI-C レーダー) と 500m (東京レーダー) の違いがある他は、レーダーからの距離（約 100km）、仰角（1°）、観測時刻等ほぼ同じである。東京レーダーのデータにおいては、反射強度が大きく、渦を示すドップラー速度分布を持つ、激しい気象擾乱の領域（破線で示す領域）で、データ欠落が発生している。一方、本手法を適用している MRI-C レーダーのデータにおいては、激しい気象擾乱の領域でデータ欠落がない。両レーダーの観測結果の相違は、もちろんノイズ除去以外の効果（たとえば地形クラッタ除去の違い等）を多少は含んでいるものの、主に提案する手法の有用性を示していると考えられる。



第7図 2011年9月4日01:10JST頃に、前橋市内で突風被害が発生した際の、MRI-Cレーダーと東京レーダーの観測データの比較

(a) 01:11:04JSTにMRI-Cレーダーで観測された仰角1.0°の反射強度場、(b) (a)と同時に観測されたドップラー速度場、(c) 2011年9月4日01:10:42JSTに東京レーダーで観測された仰角1.0°の反射強度場、(d) (c)と同時に観測されたドップラー速度場。×で示す位置において突風被害が発生した。破線で示す領域には、反射強度が大きく、渦を示すドップラー速度分布を持つ、激しい気象擾乱がある。

6. まとめ

ドップラー気象レーダーのデータ品質の確保にとって、受信信号に混入するノイズ（受信系の熱雑音、二次エコー、太陽ノイズ、他レーダーからの干渉波、放射）の除去は、非常に重要である。受信系の熱雑音以外のノイズは、時間とともに強度が変化するため、動的にノイズの強度を求めて受信信号から取り除く必要がある。しかしながらレーダーシステムによっては、理想的なノイズ除去が行えず、ノイズの「消え残り」や激しい気象擾乱域の気象エコーの「消し過ぎ」が発生する。

そこで、激しい気象擾乱域における「消し過ぎ」の軽減を目的とした品質管理手法を提案した。

提案した手法は、受信系の熱雑音に相当するノイズ強度 N_0 を受信電力から差し引くとともに、 N_0 に基づく SNR (SNR_0) 及び NCP の両者がしきい値以下となった場合に、該当するデータを無効値とするものである。

この手法をMRI-Cレーダーの実観測データに適用したところ、シグナル（気象エコーや地形クラッタ）の無い領域のノイズ（二次エコー、太陽ノイズ、他レーダーからの干渉波）については、

それらの SNR_0 がしきい値より低い場合に除去することができた。また、激しい擾乱域の気象エコーを誤って除去する副作用がないことも確認できた。

もちろん、提案した手法によって完璧なノイズ除去が行えるわけではない。発生頻度は少ないものの、 SNR_0 のしきい値を越える強い二次エコーは除去できなかった。逆にレーダーから遠方において SNR_0 が小さくかつ風の鉛直シアの強い領域ではデータが欠落しやすいという副作用も確認された。このため、 NCP と SNR_0 のしきい値を決定するにあたっては、ある程度の「消え残り」と「消し過ぎ」を受容し、ノイズ除去能力と副作用の強さのバランスをとる必要がある。また、シグナルに重畳した、熱雑音以外のノイズは原理的に除去できないことにも留意する必要がある。

これらの留意点があるものの、本手法は、現状の気象庁現業レーダーで用いられている SNR フィルターに比べて、データの品質を大幅に改善できる。今後、「消え残り」と「消し過ぎ」の低減、シグナルに重畳したノイズの除去、除去したノイズの減衰補正などへの活用について、新たな手法が開発されることが望まれる。

参 考 文 献

- Arnott, N. R., Y. P. Richardson, J. M. Wurman, and J. Lutz (2003) : A solar alignment technique for determining mobile radar pointing angles. Extended abstract, 31st Conf. Radar Meteor., Amer. Meteor. Soc., 491-493.
- Darlington, T., M. Kitchen, J. Sugier, and J. de Rohan-Truba (2003) : Automated real-time monitoring of radar sensitivity and antenna pointing accuracy. Extended abstract, 31st Conf. Radar Meteor., Amer. Meteor. Soc., 538-541.
- Dazhang, T., S. G. Geotis, R. E. Passarelli, Jr., A. L. Hansen, and C. L. Frush (1984) : Evaluation of an alternating-PRF method for extending the range of unambiguous Doppler velocity, unambiguous Doppler velocity. Preprints, 22nd Conf. Radar Meteor., Amer. Meteor. Soc., 523-527.
- Doviak, R. J. and D. S. Zrnić (1993) : Weather Signal Processing. Doppler Radar and Weather Observations. 2nd ed., Academic Press, San Diego, CA, 122-159.
- Fabry, F. (2001) : Using radars as radiometers: Promises and pitfalls. Proceedings, 30th Inter. Conf. Radar Meteor., Amer. Meteor. Soc., 197-198.
- 深尾昌一郎・浜津享助 (2005) : 気象と大気のレーダーリモートセンシング, 京都大学学術出版会, 京都, 89-141.
- Hildebrand, P. H. and R. S. Sekhon (1974) : Objective determination of the noise level in Doppler spectra, J. Appl., Meteor., 13, 808-811.
- 石原正仁 (2001) : ドップラー気象レーダーの原理と基礎. ドップラー気象レーダー. 気象研究ノート, 200, 1-38.
- Joe, P., D. Hudak, J. Scott, R. Passarelli Jr. and A. Siggia (1997) : Operational evaluation of range ambiguity resolution by phase diversity, Preprints, 28th Conf. Radar Met., Amer. Meteor. Soc., 250-251.
- 小西雅也・宮城仁史・須田良久・塚本尚樹 (2009) : 位相信号を用いた二次エコー処理の改良, レーダー観測技術資料 57.
- 前橋地方気象台 (2011) : 平成 23 年 9 月 4 日に群馬県前橋市で発生した突風について, 報道発表資料.
- 笹岡雅宏・足立アホロ・橋口浩之 (2004) : ウィンドプロファイラーの観測方法. ウィンドプロファイラー—電波で探る大気の流れ—. 小林隆久編, 気象研究ノート, 205, 41-96.
- Srivastava, R. C., A.R. Jameson and P. H. Hildebrand (1979) : Time-Domain computation of mean and variance of Doppler spectra, J. Appl., Meteor., 18, 189-194.
- Thompson, R., A. Illingworth and J. Ovens (2011) : Emission: a simple new technique to correct rainfall estimates from attenuation due to both the radome and heavy rainfall. Proceedings, Weather Radar and Hydrology, Exeter.

付録 受信信号からのモーメント値及びノイズ強度、規格化コヒーレント電力の算出

送信波に対してコヒーレンシーの高いシグナルと、ホワイトノイズ的なスペクトルを持つ信号（以下、ノイズ）の両方を含む受信信号の時系列データ（IQ データ） $x(t)$ が、以下のように表わされるものとする。

$$x(t) = I(t) + jQ(t) \quad (\text{A1})$$

t は時間、 j は $\sqrt{-1}$ を表わす。受信信号は振幅だけでなく位相の情報を持つため、複素数で表現する必要があり、 $I(t)$ はその実数部、 $Q(t)$ はその虚数部である。受信信号のパワースペクトル $S(f)$ は、 $x(t)$ のフーリエ変換：

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (\text{A2})$$

を用いて

$$S(f) = |X(f)|^2 \quad (\text{A3})$$

と表現できる。ここで f は周波数である。また $x(t)$ について時間遅れ τ の自己相関関数は、

$$R(\tau) = E(x^*(t) \cdot x(t+\tau)) \quad (\text{A4})$$

である。ここで E は期待値、 $*$ は複素共役を表わす。

(A1) 式の時系列データからシグナルの平均信号強度や平均ドップラー速度などのモーメント値を求める方式には、(A2)、(A3) 式を通じてパワースペクトルから求める方式（FFT 方式と呼ばれることがある）と、(A4) 式を通じて自己相関関数から求める方式（パルスペア方式と呼ばれることがある）の、大きく分けて2つがある。ここでは、後者の方式について、Doviak and Zrnić (1993) 及び深尾・浜津 (2005) を参考にして説明する。この方式におけるノイズ除去手法は Srivastava *et al.* (1979) により提案されたものである。なお前者の方式に対するノイズ除去手法は、Hildebrand and Sekhon (1974) により提案されており、その説明については、笹岡ほか (2004) を参照されたい。

まず、(A3) 式の受信信号のパワースペクトルが次式のように、ガウシアン分布に従うシグナルと周波数特性を持たないノイズの重ね合わせで表わされると仮定する。

$$S(f) = \frac{S_s}{\sqrt{2\pi}\sigma_f} \exp\left(-\frac{(f-\bar{f})^2}{2\sigma_f^2}\right) + N(f) \quad (\text{A5})$$

$$N(f) = \begin{cases} 0 & (|f| \geq \frac{1}{2T_s}) \\ N_s T_s & (|f| < \frac{1}{2T_s}) \end{cases} \quad (\text{A6})$$

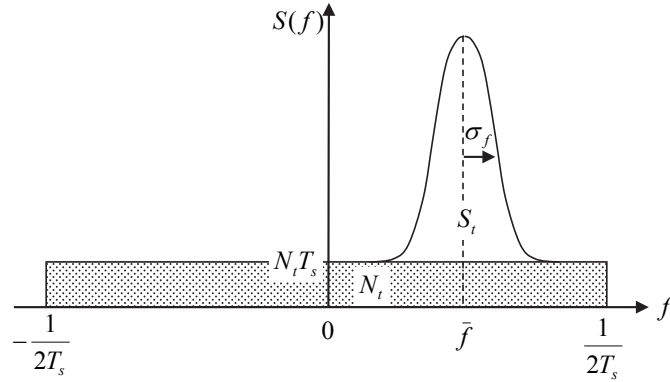
ここで S_s と N_s はそれぞれシグナルとノイズの強度、 σ_f は周波数 f の標準偏差、 \bar{f} はドップラー周波数の平均値である。 $N(f)$ は受信信号に含まれるノイズのパワースペクトルであり、パルス繰返し周期 T_s の逆数で定まる周波数域にわたって強度が一定値 $N_s T_s$ であると仮定している。第A1図はこのスペクトルを図示したものである。ノイズの強度 N_s は、 $-1/(2T_s)$ から $1/(2T_s)$ までのドップラー周波数域にわたって大きさが $N_s T_s$ となる矩形領域の面積で表わされる。同様にシグナルの強度 S_s は、ガウシアン曲線とノイズフロアで囲まれた領域の面積で表わされる。

ドップラー周波数とドップラー速度の関係から、ドップラー速度の平均値 \bar{v} とその標準偏差としての速度幅 σ_v は、以下の式から求められる。

$$\bar{f} = -\frac{2}{\lambda}\bar{v}, \quad \sigma_f = \frac{2}{\lambda}\sigma_v \quad (\text{A7})$$

ここで λ は送信波の波長である。

ウィーナー・ヒンチンの定理によると、このパワースペクトルをフーリエ変換して、(A4) 式の自己相関関数を求めることができる。



第 A1 図 周波数特性を持たないノイズが重畳している場合の、ガウシアン分布に従うシグナルのパワースペクトルの模式図。

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f)e^{j2\pi f\tau} df \quad (\text{A8})$$

(A8) 式に (A5), (A6) 式を代入してフーリエ変換を実行すると、以下ようになる。

$$R(\tau) = S_t \exp(-2\pi^2 \tau^2 \sigma_f^2) \exp(j2\pi \bar{f}\tau) + N_t \text{sinc}\left(\frac{\tau}{T_s}\right) \quad (\text{A9})$$

(A9) 式を時間遅れ $\tau = mT_s$ (m は整数) 及び (A7) 式で書き直すと、

$$R(mT_s) = S_t \exp\left(-\frac{m^2 \pi^2 \sigma_v^2}{2v_n^2}\right) \exp(-j\frac{m\pi \bar{v}}{v_n}) + N_t \delta_m \quad (\text{A10})$$

となる。ここで、

$$v_n = \frac{\lambda}{4T_s} \quad (\text{A11})$$

は、パルス繰返し周期 T_s でドップラー速度を観測する場合のナイキスト速度である。 δ_m は $m = 0$ の場合に 1 となり、それ以外の場合は 0 となるデルタ関数である。ノイズ成分は時間的に自己相関がないため、時間遅れ $\tau = mT_s$ が 0 でない場合は、(A10) 式のノイズの項 (右辺第二項) は 0 になる。

(A10) 式から $m = 0, 1, 2$ に対する自己相関関数が求まる。

$$R_0 = R(0) = S_t + N_t \quad (\text{A12})$$

$$R_1 = R(T_s) = S_t \exp\left(-\frac{\pi^2 \sigma_v^2}{2v_n^2}\right) \exp(-j\frac{\pi \bar{v}}{v_n}) \quad (\text{A13})$$

$$R_2 = R(2T_s) = S_t \exp\left(-\frac{2\pi^2 \sigma_v^2}{v_n^2}\right) \exp(-j\frac{2\pi \bar{v}}{v_n}) \quad (\text{A14})$$

(A12), (A13), (A14) 式を用いて、シグナルの平均信号強度、平均ドップラー速度、速度幅、ノイズの強度、SNR を自己相関関数 R_0, R_1, R_2 で表現できる。 R_0 はシグナルとノイズを合わせた全受信電力を表わしている。シグナルの信号強度は、(A13), (A14) 式の絶対値から \bar{v} と σ_v を消去することにより、

$$S_t = \sqrt[3]{\frac{|R_1|^4}{|R_2|}} \quad (\text{A15})$$

ドップラー速度は、(A13) 式の偏角より、

$$\bar{v} = \frac{v_n}{\pi} \text{Arg } R_1 \quad (\text{A16})$$

また速度幅は, (A13), (A14) 式の絶対値を用いて,

$$\sigma_v = \frac{v_n}{\pi} \sqrt{\frac{2}{3} \ln \frac{|R_1|}{|R_2|}} \quad (\text{A17})$$

ノイズの強度は, (A12), (A15) 式より,

$$N_t = R_0 - \sqrt[3]{\frac{|R_1|^4}{|R_2|}} \quad (\text{A18})$$

SNR は (A15), (A18) 式より,

$$SNR = \frac{S_t}{N_t} = \frac{1}{R_0 \sqrt[3]{\frac{|R_2|}{|R_1|^4}} - 1} \quad (\text{A19})$$

として求められる.

また (A12) 式の全受信電力 R_0 に対する (A13) 式の R_1 の絶対値の割合を規格化コヒーレント電力 NCP (Normalized Coherent Power) と呼ぶ.

$$NCP = \frac{|R_1|}{R_0} = \frac{SNR}{SNR + 1} \exp\left(-\frac{\pi^2 \sigma_v^2}{2v_n^2}\right) \quad (\text{A20})$$

NCP は, SQI (Signal Quality Index) と呼ばれることもある.

(A4) 式を用いて, 受信信号から自己相関関数 R_0, R_1, R_2 を求めれば, (A15) ~ (A19) 式に適用してシグナルのモーメント値, ノイズの強度, NCP を算出することができる. このようにして求められるのは, あくまで (A5), (A6) 式のようにシグナルとノイズのスペクトラムが仮定でき, かつ, 実際に使用する時系列信号のサンプル数 (ヒット数とも呼ぶ) が, 平均値を十分な精度で推定できる程度に大きな場合である. 実際のスペクトラムがこれらの仮定と異なれば, 上述の手法から算出される値には誤差が生じる.