

2-5 次世代ウィンドプロファイラの研究開発

2-5 Development of Next-Generation Wind Profiler Radar

山本真之 川村誠治 西村耕司 今井克之 斎藤浩二 浜田隆行 山口博史 中北英一 山口弘誠
 Masayuki YAMAMOTO, Seiji KAWAMURA, Koji NISHIMURA, Katsuyuki IMAI, Koji SAITO, Takayuki HAMADA,
 Hiroshi YAMAGUCHI, Eiichi NAKAKITA, and Kosei YAMAGUCHI

ウィンドプロファイラ (Wind Profiler Radar : WPR) は、晴天域における風速の高度プロファイル測定する観測機器である。国内外の気象業務機関が運用する WPR から得られる風速の観測データは、気象状況の把握や予報に利用されている。局地的大雨 (ゲリラ豪雨) や竜巻による気象災害は、社会に対する大きな脅威である。そのため、気象状態をより細かい時間・空間スケールで把握し、さらに高精度で予測することは、防災・減災のみならず電力・交通などの社会インフラの運用にも貢献することが期待される。次世代 WPR の開発は、小スケールの風速と乱流を十分に把握できる分解能と風速等の測定データ品質向上を達成することで、局地的かつ短時間で変化する気象状態の把握と予報の発展に寄与することを目指している。本報告では、次世代 WPR の研究開発における目標、開発状況、及び今後の展開を述べる。

Wind profiler radar (WPR) is an instrument that measures height profiles of wind velocity in the clear air. Wind products obtained by WPRs are used for weather monitoring and prediction. Weather disasters caused by localized heavy rain, tornadoes, and turbulence are large threats for human life and living. Therefore weather monitoring and prediction with enhanced time and spatial scales contribute not only to prevent and mitigate weather disasters but also to social infrastructure operation. Development of next-generation WPR aims at achieving resolution sufficient for measuring small-scale wind variations and perturbations. Resolution enhancement attained by next-generation WPR is a promising means for grasping and predicting localized weather phenomena. In this report, the concept, current status, and future plans of the development of next-generation WPR are described.

1 まえがき

ウィンドプロファイラ (Wind Profiler Radar : WPR) は、晴天域における風速の高度プロファイル測定する観測機器である。乱流等に起因する気温・水蒸気の局所的な変動は、大気中の電波屈折率の擾乱を引き起こすことで、送信電波の散乱を発生させる。WPR は、送信電波の半分の波長のスケールを持つ屈折率擾乱による電波散乱 (ブラッグ散乱) によるエコー (大気エコー) を受信する。大気エコーは背景風により移動するため、風速のアンテナビーム方向成分 (視線速度) が大気エコーのドップラー速度となる。多くの WPR では、複数のアンテナビームを使用し、異なる視線方向からのドップラー速度を得ることで、風速3成分 (風速の鉛直方向・東西方向・南北方向の成分) を測定する。晴天域において風速を連続観測する手段は限られて

いるため、WPR は、乱流、大気重力波、降雨システム等に関連する大気の力学過程の解明を目的とした学術研究のみならず、気象状況の把握や天気予報を行う気象業務にも利用されている [1]。気象庁では、全国 33 箇所に設置された 1.3 GHz 帯 WPR の観測・処理システム (Wind profiler Network and Data Acquisition System : WINDAS) を運用している。WINDAS で得られた観測データは気象庁本庁にある中央監視局に集められ、きめ細かな天気予報の基となる数値予報などに利用されている [2][3]。WPR の観測網は、欧州等でも運用されている [4]。

局地的大雨 (ゲリラ豪雨) や竜巻による気象災害は、社会に対する大きな脅威である。局地的に発生するこれらの極端気象を予測するためには、気象状態をより細かい時間・空間スケールで把握する必要がある [5]。気象状態をより細かい時間・空間スケールで把握する

2 地上レーダーによる気象現象の観測

ためには、分解能に優れる観測手段が必要である。しかし、現在の WPR が持つ測定性能には限界がある。現在の WPR における鉛直分解能は 100 ～ 数 100 m、時間分解能は最高で 1 分程度である。これらの分解能では、積雲対流・大気境界層内のサーマル・大気不安定等による小スケールの風の流れ(風速)や乱れ(乱流)を十分に観測できない。また、WPR には、大気エコー以外の非所望エコー(クラッタ)が受信信号に混入することで、風速等の測定データ品質が低下する問題がある。クラッタは受信アンテナビームのサイドローブからも混入するため、地表に固定された樹木や建物、地表を走行する車両(車や電車)、海面及び船舶、航空機・鳥・虫などの地上・海上・空中に存在する様々な対象がクラッタ源となりうる。多様な特性を持つクラッタを効果的に低減し、測定データ品質を向上させることは、WPR における長年の課題である。

次世代 WPR は、局地的な気象現象が引き起こす小スケールの風速や乱流を十分に把握できる観測分解能(最高で数 10 m の鉛直分解能と 10 秒以下の時間分解能)の達成を目指している。さらに、多様な特性を持つクラッタを効果的に低減することにより、局地的かつ短時間で変化する気象状態の把握と予測に寄与できる風速等の測定データ品質を実現することを目指している。本報告では、次世代 WPR の研究開発における目標、開発状況、及び今後の展開を述べる。

2 次世代ウィンドプロファイラ (WPR)

2.1 次世代 WPR の開発目標と開発方針

次世代 WPR の開発目標と開発方針は、以下の通りである。

観測分解能の向上

局地的な気象現象が引き起こす小スケールの風速や乱れを十分に把握できる観測分解能(最高で数 10 m の鉛直分解能と 10 秒以下の時間分解能)を達成する。目標とする観測分解能を達成する手段として、レーダーイメージングを用いる。レーダーイメージングには、周波数を送信毎に切り替えることでレンジ(鉛直)分解能を向上させるレンジイメージング(Range Imaging: RIM)と、サブアレイアンテナ(以下、サブアレイと表記)を用いた多チャンネル受信を行うことで、角度分解能を向上させるコヒーレントレーダーイメージング(Coherent Radar Imaging: CRI)がある [6]。

測定データ品質の向上

多様な特性を持つクラッタを効果的に低減することで、局地的かつ短時間で変化する気象状態の把握と予

測に寄与できる風速等の測定データ品質を実現する。目標とする測定データ品質を実現する手段として、サブアレイを用いて受信アンテナのビームパターンを動的に制御することでクラッタを低減するアダプティブクラッタ抑圧(Adaptive Clutter Suppression: ACS) [6]を用いる。

既設 WPR の活用

既設の WPR を開発プラットフォームとして使用することで、次世代 WPR の技術開発に要する費用を削減する。次世代 WPR を社会に広く利用するためには、既設 WPR のハードウェアを極力活用することで設置に要する費用を下げるのが望ましい。既設 WPR の改修により、次世代 WPR に要求される機能と性能を実現することを目指した研究開発を実施する。

ソフトウェア無線 (SDR) 技術を用いたデジタル受信機の開発

ソフトウェア無線 (Software-Defined Radio: SDR) 技術を用いたデジタル受信機を開発することで、次世代 WPR の技術開発と性能検証を実現する。従来の WPR におけるリアルタイムデジタル受信データ処理では、Field Programmable Gate Array (FPGA) や Digital Signal Processor (DSP) が使用されている。FPGA や DSP を用いることで、高速なリアルタイムデータ処理が実現できる。一方、これらの設計には専門技量が要求されるため、一旦実装した処理手順を容易に変更できない。近年の SDR 技術の発展や汎用コンピュータの高速化により、汎用のソフトウェア無線用データ収集装置やワークステーションを用いた高速デジタル処理が可能となっている。さらに、SDR 技術を用いることで、汎用プログラミング言語を用いた信号処理の開発が実現できる。そのため、SDR 技術を用いることでデータ処理の実装・変更・拡張が容易(コンフィギュラブル)なデジタル受信機を開発できる。コンフィギュラブルなデジタル受信機は、次世代 WPR に留まらず、将来開発される多様なセンサを迅速かつ柔軟に開発する手段となり得る。

2.2 次世代 WPR の開発プラットフォーム

次世代 WPR の開発プラットフォームとして、NICT が有する既設の 1.3 GHz 帯 WPR (通称 LQ-13) とデジタル受信機を使用する。

LQ-13

図 1 に LQ-13 の外観を示す。LQ-13 の中心周波数は 1357.5 MHz である。LQ-13 は 13 台のルネバルグレンズから構成されるフェーズド・アレイ・アンテナ



図1 次世代 WPR の開発プラットフォームとして使用されている既設 WPR (LQ-13) の外観。黄色いFRPパイプに取り付けられた5本のコリニアアンテナはクラッタ抑圧用サブアレイである。

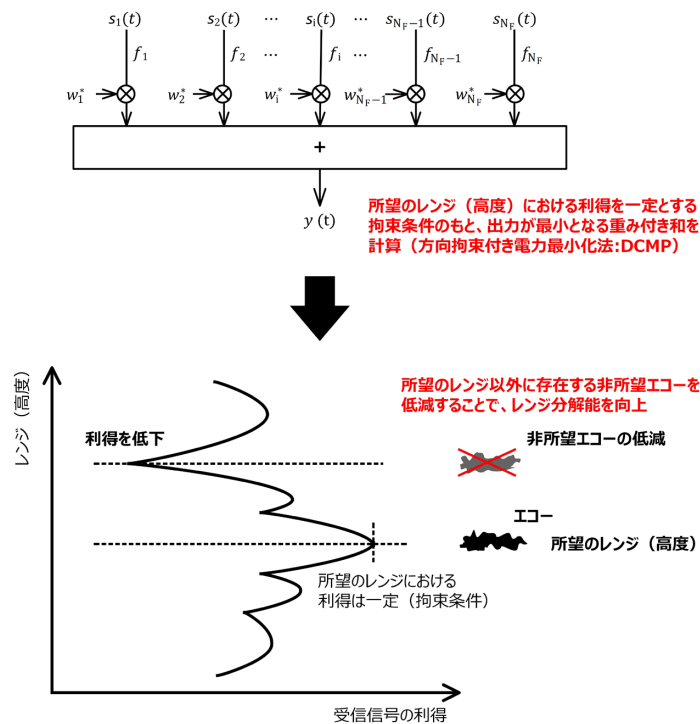


図2 RIMの概要説明図

を有している。ビーム方向は鉛直及び東西南北(天頂角 14°)の5方向に切替え可能である。ルネベルグレンズの概要は[7]に示されている。RIMに必要な送信毎の送信周波数切替え機能を付加するため、LQ-13の安定化局部発振器(Stable Local Oscillator: STALO)を改修した。STALOの改修により、LQ-13では最大5波の送信周波数が使用できる。

デジタル受信機

次世代 WPR に求められる観測分解能と測定データ品質を実現するためには、送信パルス幅に相当するサ

ンプリング間隔よりも小さい時間間隔で受信信号のサンプリングを行うオーバーサンプリング(Oversampling: OS)と多チャンネル受信が必要である。しかし、LQ-13に元来備えられた信号処理装置にはOSと多チャンネル受信の機能がない。そのため、SDR技術を用いたコンフィギュラブルなデジタル受信機を開発することで、これらの機能をLQ-13に実装する。

3 次世代 WPR における新技術

WPRの観測分解能を向上させるレーダーイメージ

2 地上レーダーによる気象現象の観測

ングには、レンジ(鉛直)分解能を向上させる RIM と角度分解能を向上させる CRI がある。また、受信アンテナのビームパターンを動的に制御することでクラッタを抑圧する ACS は、多様な特性を持つクラッタを効果的に低減できる技術である。本章では、RIM、OS、CRI 及び ACS の概要を述べる。

3.1 レンジイメージング (RIM)

送信における周波数帯域幅を確保することで WPR のレンジ(鉛直)分解能を向上させる手段として、短パルス送信と周波数変調連続波(Frequency Modulated Continuous Wave : FMCW)を用いた周波数変調パルス圧縮がある。また、送信パルスをサブパルスに分割し、それぞれのサブパルスに位相変調を行うことでレンジ(鉛直)分解能とエコー検出感度の両方を確保する位相変調パルス圧縮が広く用いられている。これらの従来手法では、入力(受信信号)の状態にかかわらず、受信信号の処理方法は同じである。これらの従来手法に対し、RIM は、受信信号の状態に応じた最適な出力を行う(入力に対してアダプティブな処理を行う)ことでレンジ分解能を向上させる新たな技術である。RIM では、送信毎に送信周波数を切り替えることで、送信される周波数(周波数チャンネル)毎に受信信号を得る。同一のレンジにおいて、それぞれ異なる散乱波の位相が各周波数チャンネルで受信される。RIM は、周波数チャンネル間における散乱波の位相の違いを利用してレンジ分解能を向上させる。そのため、RIM は周波数領域干渉計(Frequency Domain Interferometry : FDI)とも呼ばれる。

図2に RIM の概要説明図を示す。RIM では、適応信号処理(アダプティブ信号処理)を用いることで周波数チャンネル毎に得た受信信号の重み付け和を計算する。RIM は任意の測定レンジ(高度)において適用できる。所望のレンジ r における RIM の入力には、 r に最も近いサンプルレンジで取得された受信信号を用いる。所望のレンジに最も近いサンプルレンジで得られた受信信号 $\mathbf{s}(t)$ を、以下の式(1)で表す。

$$\mathbf{s}(t) = (s_1(t), s_2(t), \dots, s_{N_F}(t))^T \quad (1)$$

ここで t は時間、 N_F は送信される周波数の数、 $s_i(t)$ は i 番目の周波数チャンネルで得られた受信信号である。また、 \mathbf{T} は行列の転置を表す。RIM では送信毎に周波数を切り替えるため、受信信号のサンプル時刻は最大で送信間隔の $N_F - 1$ 倍のずれがある。しかし、大気エコーの時間変動はサンプル時刻の差異より十分小さいため、同一の時刻 t に受信信号がサンプルされたとみなせる。

重み付き合成後の出力 $\mathbf{y}(t)$ は以下の式(2)で表される。

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{s}(t) \quad (2)$$

ここで \mathbf{w}^H は重み係数ベクトル \mathbf{w} の複素転置である。 \mathbf{w} を決定するために使用する適応信号処理は、Capon 法[8]に基づいている。RIM における Capon 法では、所望の高度における受信信号を同位相とし、さらに所望の高度における利得を一定とする拘束条件のもと、出力における非所望レンジからの信号寄与が最小となるよう受信信号を重み付け合成する[6][9][10]。非所望信号の除去を主目的とする(観測分解能の向上が主目的ではない)場合は、この適応信号処理の方法は方向拘束付き電力最小化法(Directionally Constrained Minimization of Power : DCMP)とも呼ばれる。

RIM における輝度 B は以下の式(3)で表される。

$$B = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \quad (3)$$

ここで \mathbf{R} は周波数がそれぞれ異なる受信信号の間で計算された共分散行列である。 i 番目の行・ j 番目の列における \mathbf{R} の要素 r_{ij} は、以下の式(4)で表される。

$$r_{ij} = \sum_{p=1}^{N_{\text{data}}} s_i(t_p) s_j^*(t_p) \quad (4)$$

ここで N_{data} は計算に用いる受信信号時系列の数であり、 t_1 が最初のサンプル時刻、 $t_{N_{\text{data}}}$ が最後のサンプル時刻となる。

拘束条件は以下の式(5)で表される。

$$\mathbf{e}^H \mathbf{w} = 1 \quad (5)$$

\mathbf{e} は r におけるステアリングベクトルであり、以下の式(6)で表される。

$$\mathbf{e} = \frac{1}{\sqrt{N_F}} (e^{-2jk_1 r + j\varphi_1}, e^{-2jk_2 r + j\varphi_2}, \dots, e^{-2jk_{N_F} r + j\varphi_{N_F}})^T \quad (6)$$

ここで k_i は i 番目の波数である。 φ_i は WPR のハードウェアにより決定される初期位相である。

RIM では、任意の1つの周波数(m 番目の周波数とする)を基準とした φ_i と φ_m の位相差 $\varphi_i - \varphi_m$ を式(6)に示す φ_i の代わりに使用しても、同じ結果を得ることができる。 $\varphi_i - \varphi_m$ は、 s_m と s_i の位相差から近似的に求めることができる。図3に、周波数チャンネルが異なる受信信号の相互相関から得た位相差の測定例を示す。図3に示す位相差では、異なる2つの周波数チャンネルから得られた受信信号のそれぞれに対し、レン

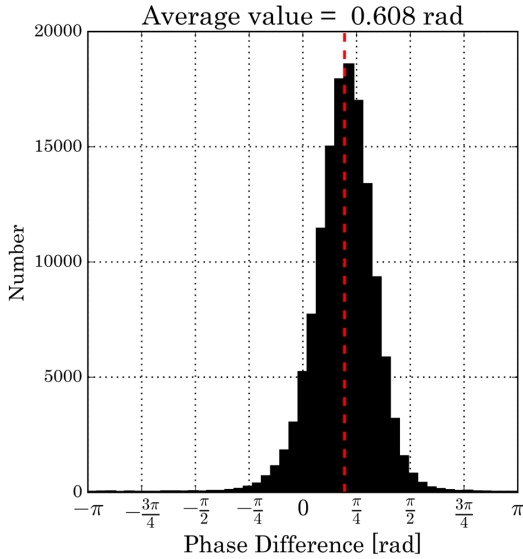


図3 周波数チャンネルが異なる受信信号の相互相関から得た位相差の測定例。ヒストグラムは位相差の分布を、赤点線は位相差の平均値をそれぞれ示す。

ジによる位相変化を補正している。送信パルスの形状と受信時の周波数フィルタリングにより、個々の散乱体からのエコー強度は散乱体が存在する高度に依存して重み付けされる（レンジ重み付け効果）。レンジ重み付け効果により、サンプルレンジ中心に近い散乱体のエコー強度は大きく重み付けされ、サンプルレンジ中心から離れた散乱体のエコー強度は小さく重み付けされる。そのため、測定された位相差の中央値あるいは平均値を用いることで、散乱体が存在する高度のばらつきによる $\varphi_i - \varphi_m$ の推定誤差を減らすことができる。

式(5)に示す方向拘束条件のもとで B を最小とする w は、以下の式(7)で表される。

$$w = \frac{R^{-1}e}{e^H R^{-1}e} \quad (7)$$

RIMでは、 $y(t)$ において所望の高度以外に存在する非所望エコーの混入が最小となるように w を決定することで、レンジ分解能を向上する。そのため、エコーの信号対雑音比(Signal to Noise Ratio: SNR)や高度分布などに依存してレンジ分解能が変化する。

RIMは、同じ送信周波数帯域を使用する短パルス送信を行う場合と比較して、送信パルスの周波数スペクトルにおける送信周波数帯域外の成分(スプリアス)が小さい利点がある[11]。また、RIMでは、FMCWを用いたパルス圧縮と比較してレンジエリアリングの影響を小さくできる。一方、RIMでは送信毎に周波数を切り替えるため、RIMを使用しない場合と比較して受信信号に対するナイキスト周波数(ナイキスト

速度)が低下することに注意が必要である。また、複数の周波数を用いるRIMでは可能となる受信信号の時間積分回数が減るため、RIMなしの場合と比較してSNRの面で不利となることに注意が必要である。さらに、RIMにより達成されるレンジ分解能は送信パルス幅で決定される通常のレンジ分解能よりも優れるため、 $y(t)$ の強度とエコー検出感度がレンジ重み付け効果の影響を受ける点に注意が必要である。レンジ重み付け効果による $y(t)$ の強度とエコー検出感度の低下は、送信パルスの端付近に相当するレンジにおいて顕著となる[12]。

RIMにおける周波数変化は最大でも数MHzの範囲であるため、既設のWPRのハードウェアに対する送信毎の周波数切替機能の付加とデジタル受信データ処理機能の改修により、RIM機能を実装することができる。LQ-13では、STALOを改修することで送信における周波数変換の最終段で送信毎に周波数を切り替えている。そのため、中間周波数(Intermediate Frequency: 以下IF)でのアナログ信号用ハードウェアは変更することなく使用している。

3.2 オーバーサンプリング(OS)

OSは、送信パルス幅よりも小さい時間間隔で受信信号のレンジサンプリングを行う観測手法である。レンジ重み付け効果のため、RIMのみを使用する(OSを使用しない)場合では、 $y(t)$ の強度とエコーの検出感度がレンジ方向に依存する。レンジ重み付け効果による $y(t)$ の強度とエコー検出感度の低下は、送信パルスの端付近に相当するレンジにおいて顕著となる。OSとRIMを併用し、RIMを適用する所望レンジとサンプルレンジの差を小さくすることで、レンジ重み付け効果によるエコーの検出感度低下を小さくできる[12]。

OSは、RIMを用いない場合にも有用である。大気エコーは送信パルス幅で決定されるレンジ分解能よりも小さい鉛直スケールを持つことが多いため、OSを用いることでレンジ重み付け効果による検出感度の低下や風速の高度プロファイル測定における不確かさを減らすことができる。OSと適応信号処理を用いた鉛直分解能の向上手法も提案されている[13]。

3.3 コヒーレントレーダーイメージング(CRI)

図4にCRIの概要説明図を示す。CRIでは、サブアレイから得られた受信信号を重み付き合成することで、角度分解能を向上する。 w を決定するための適応信号処理には、RIMの場合と同様にCapon法の原理を用いることができる[6][14][15]。そのため、CRIにおける信号処理は、サブアレイから得た受信信号を用

2 地上レーダーによる気象現象の観測

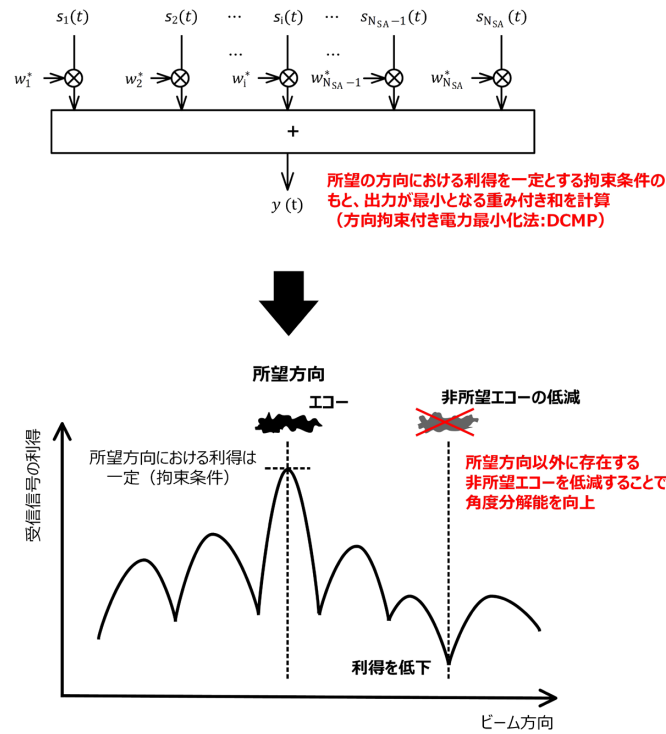


図4 CRIの概要説明図。図では一定の方位角方向における受信信号の利得変化を示しているが、実際の受信信号の利得は方位角と天頂角の両方で変化することに注意。

いることと、 \mathbf{e} が異なることを除き、 $\mathbf{y}(t)$ 及び \mathbf{w} の決定に用いる式(2)-(5)及び式(7)は同じである。サブアレイ毎に得た受信信号の位相情報を利用してレンジ分解能を向上するCRIは、空間領域干渉計法(Spatial Domain Interferometry : SDI)とも呼ばれる。

レンジ \mathbf{r} ・時間 t における受信信号 $\mathbf{s}(t)$ を、以下の式(8)で表す。

$$\mathbf{s}(t) = (s_1(t), s_2(t), \dots, s_{N_{SA}}(t))^T \quad (8)$$

N_{SA} は使用するサブアレイの数、 $s_i(t)$ は i 番目のサブアレイから得られた受信信号である。

\mathbf{e} は以下の式(9)で表される。

$$\mathbf{e} = \frac{1}{\sqrt{N_{SA}}} (e^{jk \cdot \mathbf{D}_1}, e^{jk \cdot \mathbf{D}_2}, \dots, e^{jk \cdot \mathbf{D}_{N_{SA}}})^T \quad (9)$$

ここで \mathbf{D}_i は i 番目のサブアレイの中心座標である。 \mathbf{k} は所望方向における波数ベクトルであり、以下の式(10)で表される。

$$\mathbf{k} = \frac{2\pi}{\lambda} (\sin \theta \sin \phi, \sin \theta \cos \phi, \cos \theta) \quad (10)$$

ここで λ は送信波長、 ϕ と θ はそれぞれ所望方向の方位角と天頂角である。式(9)では、サブアレイの受信初期位相が較正されていることと、各サブアレイの雑音レベルが同一であることが仮定されている点に注意

が必要である。

CRIでは、 $\mathbf{y}(t)$ において所望方向以外に存在する非所望エコーの混入が最小となるよう \mathbf{w} を決定することで、角度分解能を向上する。そのため、エコーのSNRや空間分布などに依存して角度分解能が変化する。非所望方向に存在する大気エコーとクラッタの両方が、CRIにより抑圧される対象となる。CRIでは、受信アンテナビームのメインローブ形状が受信信号の状態により変化するため、測定された大気エコーの強度やスペクトル幅の定量的な解釈に注意が必要である。

3.4 アダプティブクラッタ抑圧(ACS)

ACSは適応信号処理を用いた受信信号の重み付き合成を行う点でRIM及びCRIと同様であるが、ACSでは大気エコーのSNRの低下(受信アンテナビームのメインローブ形状の変化)を抑えつつクラッタを低減することを目的としている。DCMPの原理は受信アンテナビームのメインローブ形状が大きく変化することを許容しているため、ACSでは \mathbf{w} の決定に用いる適応信号処理としてノルム拘束・方向拘束付き電力最小化法(Norm-Constrained DCMP : NC-DCMP) [16]-[18]を用いる。ACSには、主アンテナを構成するサブアンテナをサブアレイとして用いる方法 [19][20]と、主アンテナ及び主アンテナのメインローブ方向に感度を持たないクラッタ抑圧用サブアレイアンテナ(以下、クラッタ抑圧用サブアレイ)を用いる方法

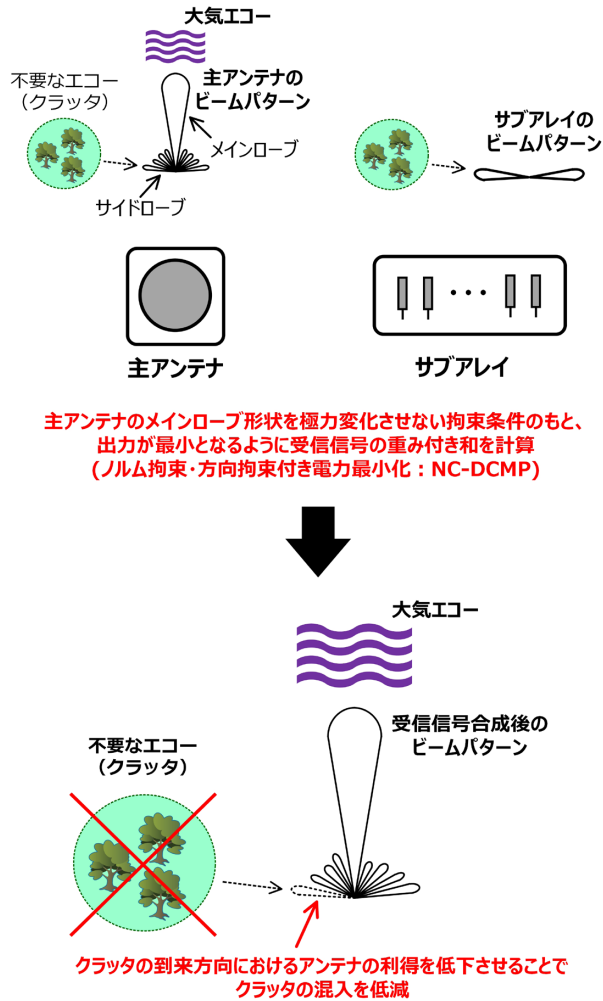


図5 WPRの主アンテナとクラッタ抑圧用サブアレイを用いたACSの概要説明図

[21][23]がある。前者では受信アンテナビームのメインローブから混入するクラッタとサイドローブから混入するクラッタの両方が、後者ではサイドローブから混入するクラッタのみがクラッタ抑圧の対象となる。図5に、WPRの主アンテナとクラッタ抑圧用サブアレイを用いたACSの概要説明図を示す。

DCMPとNC-DCMPでは、 \mathbf{w} の決定に用いる拘束条件が異なる。NC-DCMPにおける拘束条件は、以下の式(11)で表される。

$$\begin{aligned}
 \mathbf{e}^H \mathbf{w} &= 1 \\
 \mathbf{w}^H \mathbf{w} &\leq \delta
 \end{aligned}
 \tag{11}$$

上段の式が方向拘束条件、下段の式がノルム拘束条件となる。 δ は正の実数であり、許容しうる雑音レベル増加の上限と等価である。

主アンテナを構成するサブアンテナをサブアレイとして用いる方法では、 \mathbf{e} は式(9)で表される。WPRの主アンテナとクラッタ抑圧用サブアレイを併用する方法では、 \mathbf{e} の要素 e_i は以下の式(12)で表される。

$$\begin{aligned}
 e_1 &= 1, \\
 e_i &= 0 \quad (2 \leq i \leq N_{SA})
 \end{aligned}
 \tag{12}$$

ここで1番目の要素は主アンテナから得られた受信信号に対するステアリングベクトルの要素、2番目から N_{SA} 番目までの要素はクラッタ抑圧用サブアレイから得られた受信信号に対するステアリングベクトルの要素である。式(12)に示す通り、主アンテナからの受信信号は重み付けなしに(そのまま)出力される。また、主アンテナのメインローブ方向に感度を持たないクラッタ抑圧用サブアレイに対しては方向拘束がない。

式(11)に示す拘束条件のもとで B を最小とする \mathbf{w} は、以下の手順で計算できる[18]。

手順1:

CRIの場合と同じ手順で(DCMPを用いて) \mathbf{w} を求める。求めた \mathbf{w} のノルム($\mathbf{w}^H \mathbf{w}$)が式(11)に示す δ 以下の場合、求めた \mathbf{w} を解とする。求めた \mathbf{w} のノルム

2 地上レーダーによる気象現象の観測

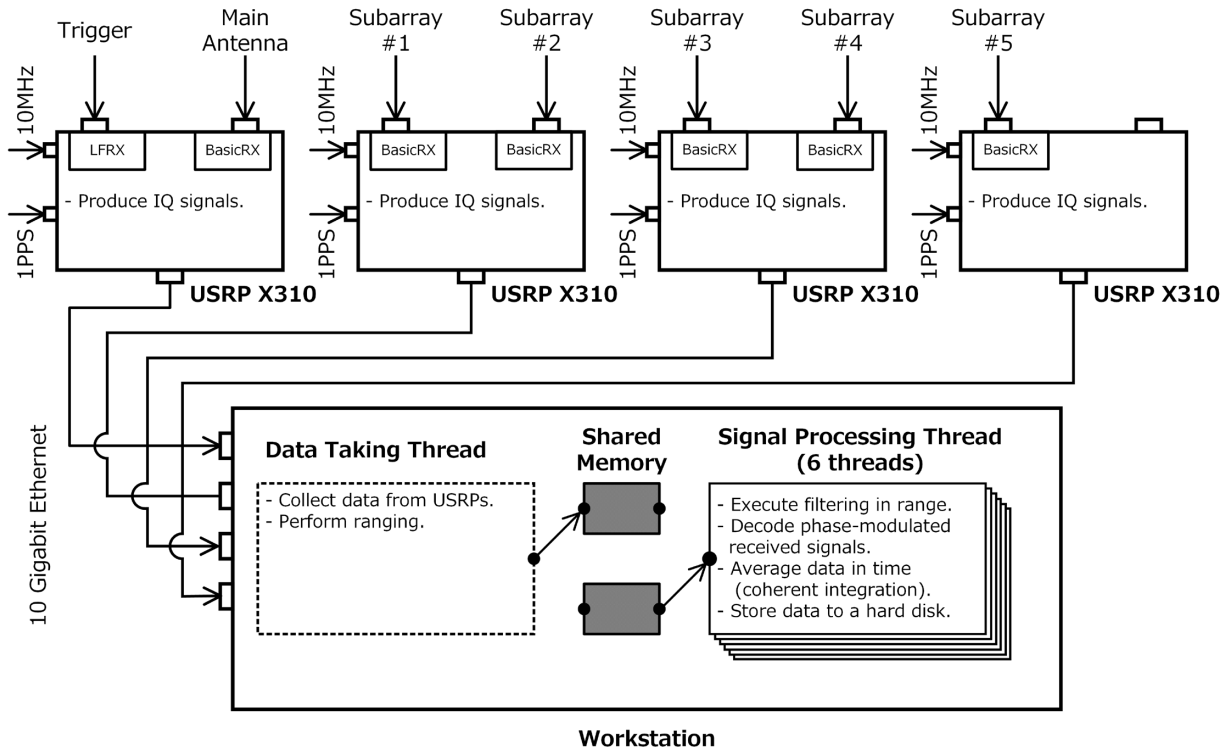


図6 LQ-13に付加されているデジタル受信機の構成及び機能の説明図

が δ より大きい場合は、手順2を行う。

手順2：

\mathbf{R} に疑似雑音を加えることで、ノルムが δ 以下となる \mathbf{w} を探す。 \mathbf{R} に疑似雑音を加えた場合に計算される \mathbf{w} は、以下の式(13)で表される。

$$\mathbf{w}(\beta) = \frac{(\mathbf{R} + \beta \mathbf{I})^{-1} \mathbf{e}}{\mathbf{e}^H (\mathbf{R} + \beta \mathbf{I})^{-1} \mathbf{e}} \quad (13)$$

ここで β は正の実数、 \mathbf{I} は単位行列である。 β の増加に伴い $\mathbf{w}(\beta)$ のノルムは単調に減少するため、 β を単調に増加させる反復計算を行うことで $\mathbf{w}(\beta)$ のノルムが δ 以下となる β (以下、 β_1)を見つけることができる。手順3のため、 β_1 を決定した直前の計算で用いた β (以下、 β_0)の値を保存しておく。

手順3：

式(11)の拘束条件を満たす最小の β (以下、 β_{\min})を見つける。 $\beta_0 < \beta_{\min} \leq \beta_1$ であり、 β の増加に伴い $\mathbf{w}(\beta)$ のノルムは単調に減少するため、 β_{\min} は2分法を用いて決定できる。

手順4：

β_{\min} を用いた計算により、 \mathbf{w} を決定する。 \mathbf{w} は以下の式(14)で表せる。

$$\mathbf{w} = \frac{(\mathbf{R} + \beta_{\min} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{e}}{\mathbf{e}^H (\mathbf{R} + \beta_{\min} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{e}} \quad (14)$$

主アンテナとクラッタ抑圧用サブアレイを併用する方法では主アンテナのメインローブに混入するクラッタの抑圧を目的としないが、クラッタ抑圧用サブアレイを新たに設置することで既設のWPRに対しても比較的容易にACSの機能を付加することができる[23]。また、主アンテナとしてフェーズド・アレイ・アンテナでないアンテナ(パラボラアンテナ等)を使用するWPRに対しても、ACS機能を付加できる。さらに、クラッタ抑圧用サブアレイからの受信信号に対して位相の調整を行う必要がないため、クラッタ抑圧用サブアレイの設置と保守が容易である。また、この方法においては、ハードウェアの差異により主アンテナとクラッタ抑圧用サブアレイの雑音レベルが同じとならないことが一般的である。そのため、主アンテナとクラッタ抑圧用サブアレイで検出されるクラッタ強度を等価に扱えるよう、主アンテナ及び各クラッタ抑圧用サブアレイから得られる受信信号をそれぞれの雑音レベルで正規化し、正規化した受信信号を用いてACS処理を行う必要がある。

クラッタの低減におけるDCMPとNC-DCMPの比較結果と $\mathbf{y}(t)$ における雑音レベルの増加結果を評価することで、最適な δ を自動で決定する方法も提案されている[24]。

4 現在の開発状況

4.1 SDR 技術を用いたデジタル受信機の開発

既設の WPR に OS と多チャンネル受信の機能を付加することを目的としたデジタル受信機の開発に取り組んでいる。図 6 に、現在 LQ-13 に付加されているデジタル受信機の構成及び機能の説明図を示す。デジタル受信機は 4 台のソフトウェア無線用データ収集装置 (Ettus Research 社製 USRP X310[25]) とワークステーション (Workstation: 以下 WS) で構成されている。USRP X310 はホストへのデータ転送用インタフェースとして高速データ通信が可能な 10 ギガビットイーサネットを有しているため、次世代 WPR に要求される OS 機能を実現できる。

USRP X310 では LQ-13 の主アンテナ及び 5 台のクラッタ抑圧用サブアレイからの IF 受信信号のそれぞれに対し、アナログ→デジタル変換回路 (Analog-to-Digital Converter: 以下 ADC) を用いたデジタル化とデジタル直交検波を行う。主アンテナからの受信信号の IF は 15 MHz、クラッタ抑圧用サブアレイからの受信信号の IF は 130 MHz である。デジタル直交検波後の複素受信信号は、10 ギガビットイーサネットを通じて WS に伝送される。WS への転送レートは 10 メガサンプル毎秒 (Megasamples per second: MS s^{-1}) である。

WS では測距 (レンジング)・レンジ方向のフィルタリング・位相変調パルス圧縮された受信信号の復号処理・時間積分・ハードディスクへのデータ保存を行う。WS のオペレーティングシステムは Ubuntu である。WS では、USRP X310 からのデータ取得及びレンジングを実施するスレッド (Data Taking Thread) とレンジングより後段のリアルタイムデジタル受信データ処理を実施するスレッド (Signal Processing Thread) を用いることで、USRP X310 からのデータ取得とリアルタイムデジタル受信データ処理を同時に実行する。Data Taking Thread においてレンジングを行った受信信号データは、共有メモリ (Shared Memory) を介して Signal Processing Thread に渡される。共有メモリはダブルバッファ構成とし、片方のバッファでは Data Taking Thread からのデータ書き込みを、もう片方のバッファでは Signal Processing Thread からのデータ読み込みを行うことで、Data Taking Thread と Signal Processing Thread との間におけるデータ競合の発生を防いでいる。

USRP X310 は、ADC を搭載したデジタルボードでは一般的である、トリガ信号の入力を基に定められたデータ量のみをサンプリングする機能がない (つまり、常に入力データのサンプリングとホストへのデータ転

送が行われる)。そのため、WS でレンジングを行っている。レンジングに必要な受信開始用トリガ信号 (Trigger) は LQ-13 本体から USRP に入力され、さらに WS に伝送されている。多チャンネルの受信信号を並列処理するため、Signal Processing Thread は、主アンテナ (Main Antenna) 及び 5 台のクラッタ抑圧用サブアレイ (Subarray) からの受信信号のそれぞれに対して (計 6 つが) 実行される。また、Signal Processing Thread において OpenMP[26] を用いたループ処理の並列化を行うことで、処理速度を向上させている。

汎用プログラミング言語である C++ を用いて、リアルタイムデジタル受信データ処理用プログラムを開発している。また、USRP X310 に対する測定パラメータ (受信信号の中心周波数・USRPX310 から WS へのデータ転送レートなど) の設定やサンプリング開始などの制御には、Ettus Research 社が提供する Universal Hardware Driver (UHD) [27] を使用している。UHD は C++ から利用できる。UHD を使用することで、専門技量を要する FPGA の回路設計を行うことなく、USRP X310 上でデジタル直交検波を行える。C++ で記述されたソースコードは可読性と可用性が高いため、リアルタイムデジタル受信データ処理の内容を容易に変更あるいは追加できる。さらに、受信周波数の変更や受信チャンネル数の変更も容易である。これらの点で、開発したデジタル受信機はコンフィギュラブルである。

開発したデジタル受信機は、WPR 本体と周波数を同期するための 10 MHz 参照信号、USRP 間のデータ転送タイミングを同期させるための毎秒パルス (1 Pulse Per Second: 1 PPS) 信号、WPR 本体の送信あるいは受信開始を知るためのトリガ信号、及び主アンテナからの IF 受信信号を供給することで、既設の WPR に接続することができる。LQ-13 では、USRP X310 と LQ-13 本体の周波数を同期させるため、LQ-13 本体の構成部品である全地球測位システム (Global Positioning System または Global Positioning Satellite: 以下 GPS) 受信機から出力される 10 MHz 参照信号をそれぞれの USRP X310 に入力している。また、USRP X310 間のデータ転送タイミングを同期させるため、同じ GPS 受信機から出力される 1 PPS 信号をそれぞれの USRP X310 に入力している。送信あるいは受信開始を知るためのトリガ信号の入力にあたっては、USRP X310 の持つ入力端子のインピーダンスが 50 Ω であることに注意する必要がある。異なる WPR 間におけるトリガ信号やリアルタイムデジタル受信データ処理における差異は、WS における処理内容の変更により対応することが期待できる。

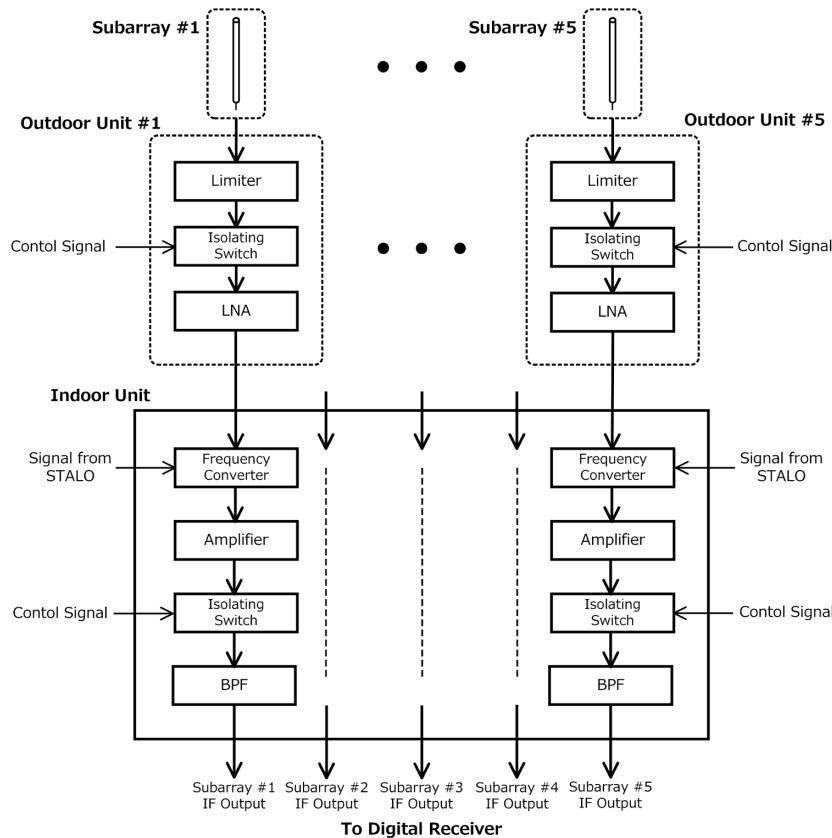


図7 LQ-13に接続されているACSシステムの構成及び機能の説明図。Isolating Switchは送信時に入力を遮断するスイッチ、LNAは低雑音増幅器を、BPFはバンドパスフィルタをそれぞれ示す。

4.2 RIM・OS・ACS 機能の実装

4.1に述べたデジタル受信機では、最大10 MS s⁻¹のオーバーサンプリングが可能である。つまり、送信パルス幅1 μsの場合において最大10倍のOSが可能である。また、デジタル受信機は、RIMのため送信周波数毎に取得された受信信号に対してリアルタイムデジタル受信データ処理を行う機能を持つ。開発したデジタル受信機を用いることで、RIMとOSを併用した高鉛直分解能測定を可能とした。

LQ-13に接続するACSシステムを開発した。図7に、現在LQ-13に接続されているACSシステムの構成及び機能の説明図を示す。また、図8にACSシステムの外観を示す。本ACSシステムは地上もしくはその付近に存在するクラッタを抑圧することを主な目的としているため、クラッタ抑圧用サブアレイ(Subarray)には、低仰角のクラッタに対し感度を有する7段コリニアアンテナを使用している。コリニアアンテナは水平面内で無指向性である。5本のクラッタ抑圧用サブアレイのそれぞれから得られた受信信号は、アンテナ直下に設置された屋外ユニット(Outdoor Unit)に伝送される。屋外ユニットには、アンテナからの受信信号を増幅する低雑音増幅器(Low Noise Amplifier: 以下LNA)に加え、リミッタ(Limiter)と送信時に入力

を遮断するスイッチ(Isolating Switch)が設置されている。リミッタとスイッチは、送信時に入力される大電力からLNAを保護するとともに、クラッタ抑圧用サブアレイからの過大な入力によるLNAの飽和を防ぐことを目的としている。LNAで増幅された受信信号は、屋内ユニット(Indoor Unit)に伝送される。屋内ユニットでは、周波数変換器(Frequency Converter)によるIFへの周波数変換、増幅器(Amplifier)による受信信号の増幅、受信された送信パルスを遮断するスイッチ(Isolating Switch)による後段の機器(USRP X310)の保護、バンドパスフィルタ(Band Pass Filter: BPF)による受信信号の周波数帯域制限を行う。IFは130 MHzである。BPFは、受信された送信パルスを遮断するスイッチの動作により生じるノイズを低減する目的でも使用されている。屋内ユニットの出力は、デジタル受信機に入力される。デジタル受信機は、主アンテナ及び5台のサブアレイからの受信信号に対するリアルタイムデジタル受信データ処理を行う。

LQ-13による、RIM・OS・ACSを用いた大気下層の観測例を図9に示す。LQ-13では、5波の周波数切替送信を用いたRIMを実施している。送信周波数の差は最大1.5 MHzである。1 μsの送信パルス幅に

対し、レンジサンプリング間隔 $0.2 \mu\text{s}$ (レンジ間隔 30 m) の OS を行っている。鉛直は約 8.2 秒 毎に取得されているが、得られたドップラースペクトルを2回時間方向に積分している (インコヒーレント積分している) ため、図9に示す鉛直流の表示間隔は約 16.4 秒 である。ACS を用いることで、地表に存在する固定クラッタ (グラウンドクラッタ) の影響を低減している。

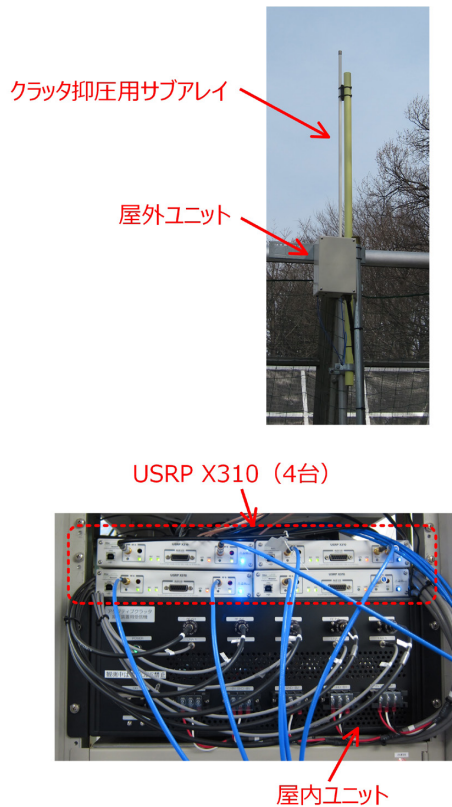


図8 ACSシステムを構成するクラッタ抑圧用サブアレイ、屋外ユニット、及び屋内ユニットの外観。デジタル受信機の構成品であり、ACSシステムから出力される受信信号に対するリアルタイムデジタル受信データ処理を行う USRP X310 の外観も示されている。

RIM を用いることで、サーマルや大気不安定の発生に伴うと考えられる鉛直方向の風速 (鉛直流) の変動を詳細に捉えている。

科研費基盤S研究 (課題名: ストームジェネシスを捉えるための先端フィールド観測と豪雨災害軽減に向けた総合研究) において、RIM 機能を持つ境界層レーダー (Boundary Layer Radar: 以下神戸 BLR) が兵庫県神戸市において設置・運用されている。NICT が開発した3台のクラッタ抑圧用サブアレイを持つ ACS システム [23] とデジタル受信機が、BLR に付加されている。さらに、LNA を収納した屋外ユニットをクラッタ抑圧用サブアレイの直下に追加することで、クラッタの検出感度を向上させている。本科研費の研究目的のひとつは、晴天域に発生する上昇流が雲を発生させ、さらに発生した雲が豪雨をもたらす積乱雲に発達するまでの諸過程をマルチセンサ観測により捉えることである。晴天大気中における上昇流を高分解能で観測することが可能な神戸 BLR と気象レーダー、雲レーダー、ライダー、ラジオゾンデ (気球) 観測等を併用したマルチセンサ観測により、積乱雲を発達させる大気中の諸過程の解明に取り組んでいる。

5 次世代ウィンドプロファイラの実用化と標準化を目指した取組み

NICT による ACS の開発成果を基に、NICT の高度通信・放送研究開発委託研究 (課題名: 次世代ウィンドプロファイラの実用化に向けた研究開発) が昨年度 (2018 年度) から実施されている。本委託研究では、ACS の実用化を目指した実証実験を実施する。また、ACS の実証実験に使用する機材 (以下、実証実験用機材) も製作する。以下に、ACS の実証実験用機材の製

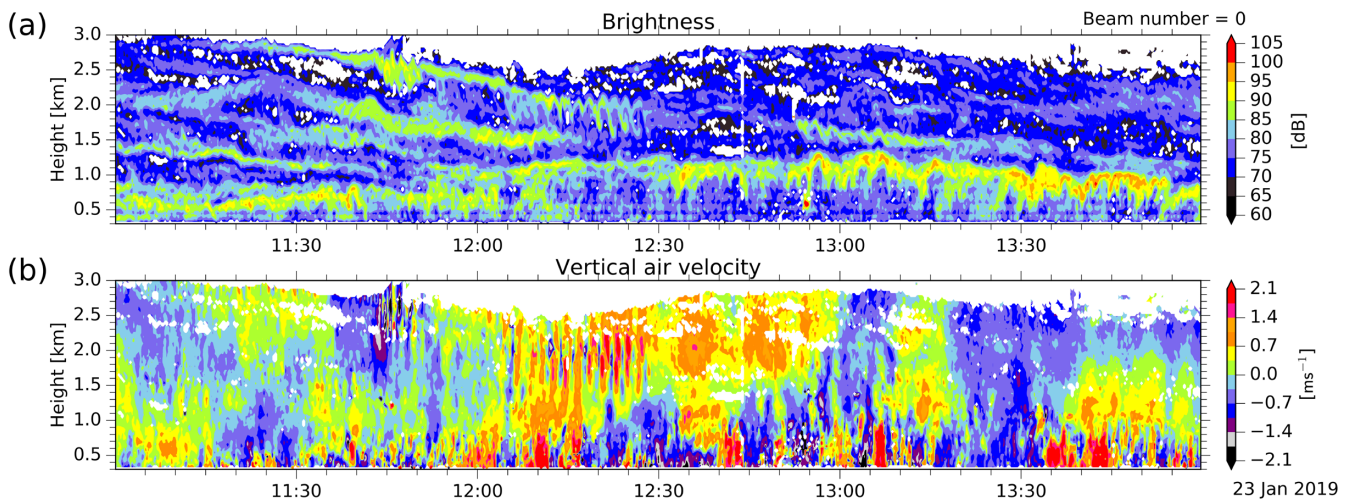


図9 LQ-13による、RIM・OS・ACSを用いた大気下層の観測例。(a)は輝度(エコー強度)の、(b)は鉛直方向の風速(鉛直流)の時間高度変化をそれぞれ示す。

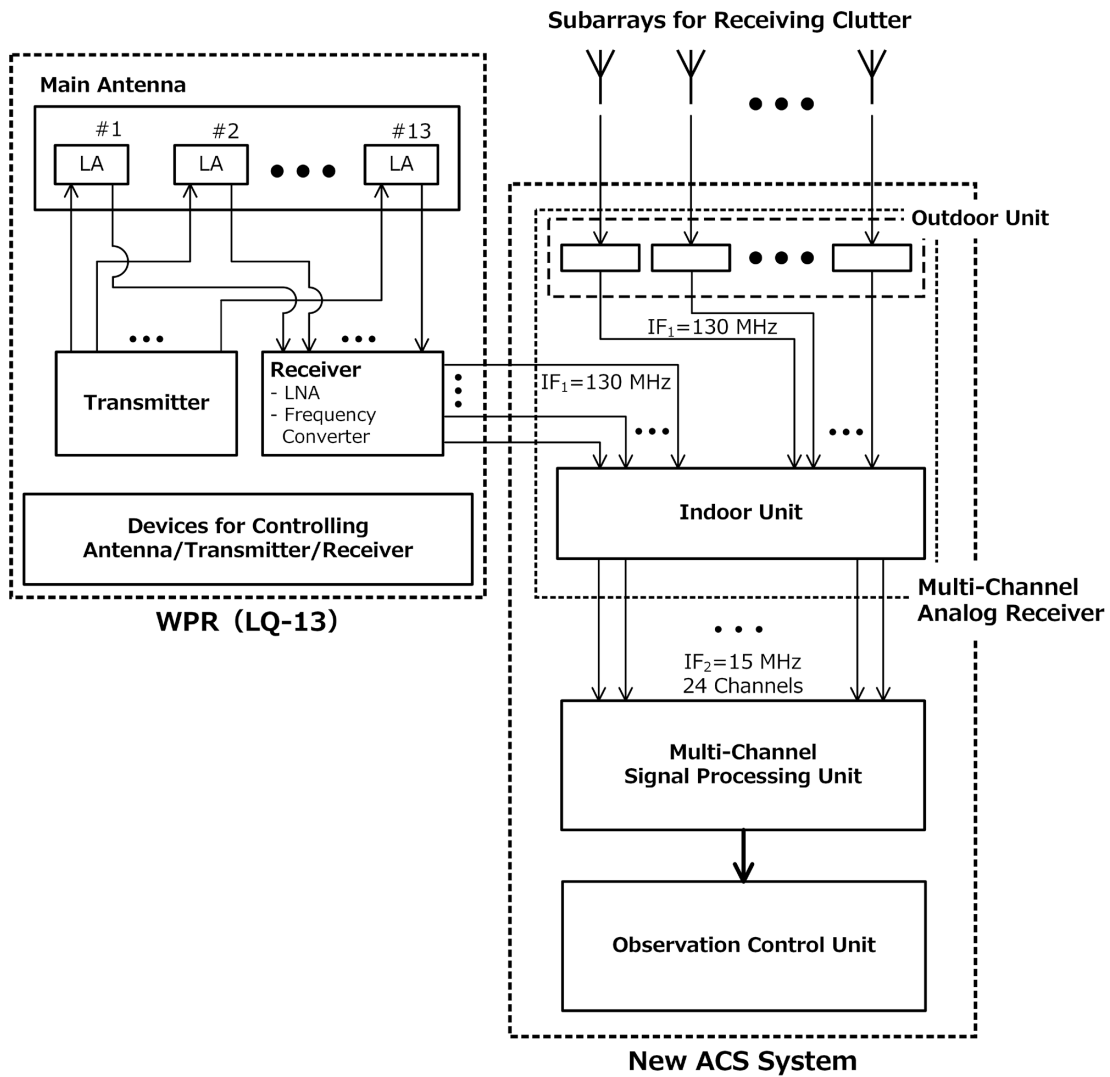


図 10 新 ACS システムの概要説明図。LA は LQ-13 の主アンテナを構成するルネベルグレンズを、LNA は低雑音増幅器をそれぞれ示す。

作と、実証実験の概要を述べる。

ACS の実証実験用機材の製作

LQ-13 に、新たな ACS システム (新 ACS システム) を導入する。図 10 に新 ACS システムの概要説明図を示す。新 ACS システムは、クラッタ抑圧用サブアレイ (Subarrays for Receiving Clutter)、多チャンネルアナログ受信機 (Multi-Channel Analog Receiver)、多チャンネル信号処理装置 (Multi-Channel Signal Processing Unit)、及び観測制御装置 (Observation Control Unit) から構成される。LQ-13 本体の送信部 (Transmitter) 及び主アンテナ (Main Antenna) は、そのまま使用する。LQ-13 の受信機 (Receiver) は、主アンテナを構成するルネベルグレンズ (LA) のそれぞれに対して、受信信号の増幅を行う LNA と第一 IF (IF_1) への周波数変換を行う周波数変換器 (Frequency Converter) を持つ。これらの LNA と周波数変換器も、そのまま使用する。これらの既設ハードウェアの動作

に必要な各種信号を伝送するためのハードウェア (Devices for Controlling Antenna/Transmitter/Receiver) も、可能な範囲でそのまま使用する。 IF_1 は 130 MHz である。

実証実験では、多様な特性を持つクラッタに対して ACS の性能検証を行う。そのため、異なる指向特性を持つクラッタ抑圧用サブアレイを製作することで、クラッタの特性に応じた効果的なクラッタ抑圧の方法を比較・評価する。

多チャンネルアナログ受信機は、屋外ユニット (Outdoor Unit) と屋内ユニット (Indoor Unit) から構成される。屋外ユニットはクラッタ抑圧用サブアレイの直下に設置され、LNA による受信信号の増幅と IF_1 への周波数変換を行う。屋外ユニットの製作数は 12 である。屋内ユニットでは、 IF_1 から第二 IF (IF_2) への周波数変換を行うとともに、受信信号を増幅する。 IF_2 は 15 MHz である。屋内ユニットは、受信チャンネル数 6 のサブユニット 4 台と制御ユニットで構成さ

(a) 3段コリニアアンテナ



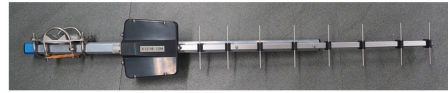
(c) 5素子八木アンテナ



(b) 7段コリニアアンテナ



(d) 12素子八木アンテナ



(e) NICT大型電波暗室における測定

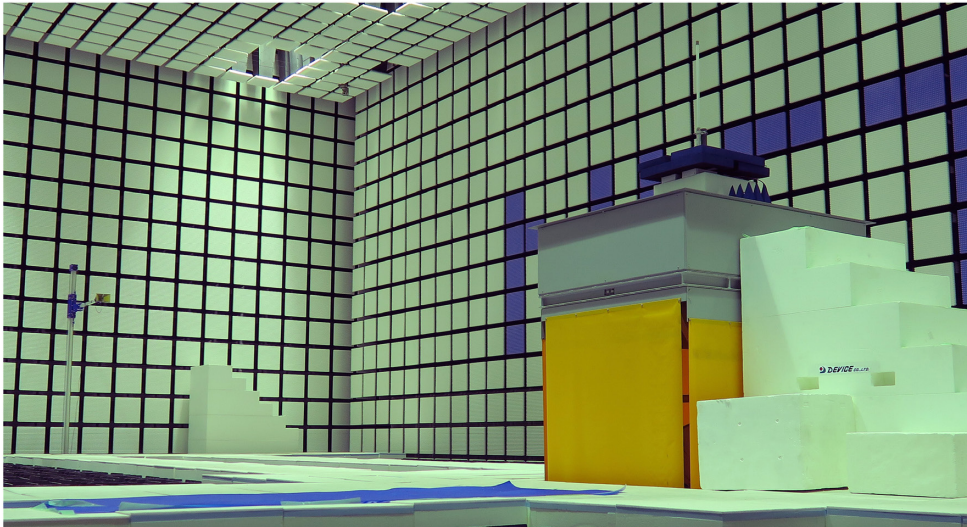


図 11 2018 年度に製作したクラッタ抑圧用サブアレイの外観。(a) は 3 段コリニアアンテナの、(b) は 7 段コリニアアンテナの、(c) は 5 素子八木アンテナの、(d) は 12 素子八木アンテナの外観をそれぞれ示す。(e) は NICT の大型電波暗室におけるクラッタ抑圧用サブアレイのビームパターン測定時の写真。

れ、最大受信チャンネル数は 24 である。制御ユニットは、サブユニットの動作に必要な制御信号と IF_2 への周波数変換に使用する 115 MHz 信号を供給する。屋内ユニットは、クラッタ抑圧用サブアレイだけでなく、LQ-13 の主アンテナを構成する 13 台の LA のそれぞれから得た受信信号に対しても IF_2 への周波数変換と信号増幅を行うことが可能である。そのため、新 ACS システムでは、主アンテナを構成するサブアンテナをサブアレイとして用いた ACS を行うことができる。

多チャンネル信号処理装置では、最大 24 チャンネルの受信信号に対するリアルタイムデジタル受信データ処理（デジタル直交検波・レンジング・レンジ方向のフィルタリング・位相変調パルス圧縮された受信信号の復号処理・時間積分）を行う。ACS の実用化に耐える処理性能と信頼性を確保するため、多チャンネル信号処理装置では FPGA を用いたリアルタイムデジタル受信データ処理を実施する。観測制御装置では、送受信及び信号処理に必要な測定パラメータの設定・観測の開始及び制御・ACS 処理・ならびに測定データの保存を行う。

ACS の実証実験

ACS の実証実験では、LQ-13 を用いた実証実験と LQ-13 以外の WPR を用いた実証実験の両方を実施する。LQ-13 を用いた実証実験では、異なる指向特性を持つサブアレイを用いた ACS の性能評価に加え、主アンテナを構成する LA のそれぞれから得た受信信号を用いた（主アンテナを構成するサブアンテナをサブアレイとして用いた）ACS の性能評価も実施する。さらに、多様なクラッタ環境下における ACS の性能評価を行うため、LQ-13 以外の既設 WPR を用いた ACS の実証実験も実施する。実証実験の実施年度は、2019 年度と 2020 年度である。

2018 年度は、4 種類のクラッタ抑圧用サブアレイ（3 段コリニアアンテナ・7 段コリニアアンテナ・5 素子八木アンテナ・12 素子八木アンテナ）と多チャンネルアナログ受信機の屋外ユニットを製作するとともに、屋外ユニット以外の新 ACS システムの構成部品を設計した。図 11 に、製作したクラッタ抑圧用サブアレイの外観と NICT の大型電波暗室における測定時の写真を示す。さらに、LQ-13 以外の既設 WPR を用いた実証実験の実施に必要な関係機関との調整を行う

とともに、既設 WPR への実証実験機材の接続方法の検討を進めた。

2017 年 11 月に、ISO/TC 146/SC 5/WG 8 “Radar wind profiler” による WPR の ISO 規格策定が開始された。ISO/TC 146/SC 5/WG 8 による WPR の ISO 規格策定において日本からの提案を行うことを目的とした、国内審議委員会が設置されている。国内審議委員会は、WPR に関連する官公庁・企業・研究機関に所属するメンバーで構成されている。NICT の職員が、国内審議委員会の委員及び ISO/TC 146/SC 5/WG 8 の Expert (日本代表) として、WPR の ISO 規格策定に参加している。NICT では、次世代 WPR の研究開発成果と WPR の運用・保守の経験・ノウハウを生かし、さらに国内審議委員会のメンバーと連携することで、WPR の設計・製造・保守における品質を確保するとともに、WPR の最新技術が反映された ISO 規格の策定を目指している。

6 今後の展開

次世代 WPR は、局地的な気象現象が引き起こす小スケールの風速や乱流を十分に把握できる観測分解能 (最高で数 10 m の鉛直分解能と 10 秒以下の時間分解能) の達成を目指している。また、多様な特性を持つクラッタを効果的に低減することにより、局地的かつ短時間で変化する気象状態の把握と予測に寄与できる風速等の測定データ品質を実現することを目指している。次世代 WPR では、多周波切替え送信によりレンジ (鉛直) 分解能を向上させる RIM、レンジ重み付け効果の低減により RIM の性能を向上させる OS、サブアレイを用いることで角度分解能を向上させる CRI、サブアレイを用いて受信アンテナのビームパターンを動的に制御することでクラッタを抑圧する ACS を用いて、次世代 WPR に要求される観測分解能と測定データ品質を実現する。これまでに、ソフトウェア無線技術を用いたデジタル受信機と、既設の WPR に付加できる ACS システムを開発した。NICT が主体となって取り組む次世代 WPR の研究開発に加え、ACS の実用化を目指した高度通信・放送研究開発委託研究や、WPR の標準化を目的とした ISO 規格の策定も進められている。

今後も次世代 WPR に関する技術開発を進めるとともに、さらに LQ-13 等を用いた観測実験に取り組むことで、次世代 WPR で達成できる観測分解能と測定データ品質を実証していきたい。また、次世代 WPR を用いた乱気流発生 の早期検出による航空機の安全な運行の実現や、積乱雲発達 の早期探知によるゲリラ豪雨予測への貢献など、安心・安全な社会に貢献するア

プリケーション創出に取り組んでいきたい。次世代 WPR の開発成果を、気象レーダーをはじめとする他のリモートセンシング機器の技術開発と性能向上に展開することにも注力したい。風速を観測する WPR と、降水を観測する気象レーダー・雲を観測する雲レーダー・エアロゾルや水蒸気を観測するライダー・風速の 3 次元分布を観測するドップラーライダー等を併用したマルチセンサ観測は、大気中の力学過程や雲物理過程の解明に加え、局地的な気象現象の把握と予測に大きく貢献し得る手段でもある。次世代 WPR の開発成果を、マルチセンサ観測の推進にも生かしていきたい。

謝辞

本研究開発の一部は、科研費基盤研究 B (課題番号 26281008)、科研費挑戦的萌芽研究 (課題番号 16 K12861)、及び科研費基盤研究 S (課題番号 15 H05765) による助成を受けている。また、本研究開発の一部は、NICT の高度通信・放送研究開発委託研究 (課題名: 次世代ウィンドプロファイラの実用化に向けた研究開発・採択番号 19801) において実施されている。

【参考文献】

- 1 W. K. Hocking, “A review of Mesosphere-Stratosphere-Troposphere (MST) radar developments and studies, circa 1997-2008,” *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics*, vol.73, no.9, pp.848-882, June 2011. DOI:10.1016/j.jastp.2010.12.009.
- 2 気象庁, ウィンドプロファイラ, <https://www.jma.go.jp/jma/kishou/known/windpro/kaisetsu.html>, アクセス日: 2019 年 3 月 22 日.
- 3 M. Ishihara, Y. Kato, T. Abo, K. Kobayashi, and Y. Izumikawa, “Characteristics and performance of the operational wind profiler network of the Japan Meteorological Agency,” *Journal of the Meteorological Society of Japan*, vol.84, no.6, pp.1085-1096, Jan. 2007. DOI:10.2151/jmsj.84.1085.
- 4 V. Lehmann, et al., “Overview on wind profiler networks worldwide and review of impact results,” 6th Workshop on the Impact of Various Observing Systems on NWP, Shanghai, China, 10-13 May 2016. https://www.wmo.int/pages/prog/www/WIGOS-WIS/reports/6NWP_Shanghai2016/WMO6-Impact-workshop_Shanghai-May2016.html より入手可能.
- 5 国土交通省交通政策審議会気象分科会, 「新たなステージ」に対応した防災気象情報と観測・予測技術のあり方 (提言), 2015 年 7 月. http://www.mlit.go.jp/policy/shingikai/kishou00_sg_000058.html
- 6 M. K. Yamamoto, “New observations by wind profiling radars,” in *Doppler Radar Observations - Weather Radar, Wind Profiler, Ionospheric Radar, and Other Advanced Applications*, Edited by J. Bech and J. L. Chau, pp.247-270, InTech, Rijeka, Croatia, April 2012. DOI:10.5772/37140.
- 7 今井克之, 中川貴央, 橋口浩之, 電波レンズ搭載型対流圏ウィンドプロファイラレーダー (WPR LQ-7) の開発, SEI テクニカルレビュー, 170号, pp.49-53, 2007 年 1 月. <https://sei.co.jp/technology/tr/pdf/sei10497.pdf> より入手可能.
- 8 J. Capon, “High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis,” *Proceedings of the IEEE*, vol.57, no.8, pp.1408-1418, Aug. 1969. DOI:10.1109/PROC.1969.7278.
- 9 R. D. Palmer, T.-Y. Yu, and P. B. Chilson, “Range imaging using frequency diversity,” *Radio Science*, vol.34, no.6, pp.1485-1496, Nov. 1999. DOI:10.1029/1999RS900089.

- 10 H. Luce, M. Yamamoto, S. Fukao, D. Helal, and M. Crochet, "A frequency domain radar interferometric imaging (FII) technique based on high-resolution methods," *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics*, vol.63 no.2-3, pp.221-234, Jan. 2001. DOI:10.1016/S1364-6826(00)00147-4.
- 11 P. B. Chilson, T.-Y. Yu, R. G. Strauch, A. Muschinski, and R. D. Palmer, "Implementation and validation of range imaging on a UHF radar wind profiler," *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, vol.20 no.7, pp.987-996, July 2003. DOI:10.1175/1520-0426(2003)20<987:IAVORI>2.0.CO;2.
- 12 M. K. Yamamoto, T. Fujita, Noor Hafizah Binti Abdul Aziz, T. Gan, H. Hashiguchi, T.-Y. Yu, and M. Yamamoto, "Development of a digital receiver for range imaging atmospheric radar," *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics*, vol.118, pp.35-44, Oct. 2014. DOI:10.1016/j.jastp.2013.08.023.
- 13 Yu, T.-Y., G. Zhang, A. Chalamalasetti, R. J. Doviak, and D. Zrnić, Resolution enhancement technique using range oversampling, *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, vol.23 no.2, pp.228-240, Feb. 2006. DOI:10.1175/JTECH1841.1.
- 14 R. D. Palmer, S. Gopalam, T.-Y. Yu, and S. Fukao, "Coherent radar imaging using Capon's method," *Radio Science*, vol.33 no.6, pp.1585-1598, Nov. 1998. DOI:10.1029/98RS02200.
- 15 B. L. Cheong, M. W. Hoffman, R. D. Palmer, S. J. Frasier, and F. J. López-Dekker, "Phased-array design for biological clutter rejection: simulation and experimental validation," *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, vol.23 no.4, pp.585-598, April 2006. DOI:10.1175/JTECH1867.1.
- 16 H. Cox, R. Zeskind, and M. Owen, "Robust adaptive beamforming," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol.35 no.10, pp.1365-1376, Oct. 1987. DOI:10.1109/TASSP.1987.1165054.
- 17 K. Kamio, K. Nishimura, and T. Sato, "Adaptive sidelobe control for clutter rejection of atmospheric radars," *Annales Geophysicae*, vol.22 no.11, pp.4005-4012, Nov. 2004. doi:10.5194/angeo-22-4005-2004.
- 18 K. Nishimura, T. Nakamura, T. Sato, and K. Sato, "Adaptive beamforming technique for accurate vertical wind measurements with multichannel MST radar," *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, vol.29 no.12, pp.1769-1775, Dec. 2012. DOI:10.1175/JTECH-D-11-00211.1.
- 19 T. Hashimoto, K. Nishimura, M. Tsutsumi, and T. Sato, "Meteor trail echo rejection in atmospheric phased array radars using adaptive sidelobe cancellation," vol.31 no.12, pp.2749-2757, Dec. 2014. DOI:10.1175/JTECH-D-14-00035.1.
- 20 H. Hashiguchi, T. Manjo, and M. Yamamoto, "Development of middle and upper atmosphere radar real-time processing system with adaptive clutter rejection," *Radio Science*, vol.53 no.1, pp.83-92, Jan. 2018. DOI:10.1002/2017RS006417.
- 21 S. P. Applebaum, "Adaptive arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.24 no.5, pp.585-598, Sept. 1976. DOI:10.1109/TAP.1976.1141417.
- 22 T. Hashimoto, K. Nishimura, and T. Sato, "Adaptive sidelobe cancellation technique for atmospheric radars containing arrays with nonuniform gain," *IEICE Transactions on Communications*, vol.E99.B no.12, pp.2583-2591, Dec. 2016. DOI:10.1587/transcom.2016EBP3047.
- 23 M. K. Yamamoto, S. Kawamura, and K. Nishimura, "Facility implementation of adaptive clutter suppression to an existing wind profiler radar: First result," *IEICE Communications Express*, vol.6 no.9, pp.513-518, Sept. 2017. DOI:10.1587/comex.2017XBL0075.
- 24 T. Hashimoto, K. Nishimura, M. Tsutsumi, K. Sato, and T. Sato, "A user parameter-free diagonal-loading scheme for clutter rejection on radar Wind profilers," *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, vol.34 no.5, pp.1139-1153, May 2017. DOI: 10.1175/JTECH-D-16-0058.1.
- 25 Ettus Research, "USRP™ X300 and X310 X series," https://www.ettus.com/wp-content/uploads/2019/01/X300_X310_Spec_Sheet.pdf, アクセス日: 2019年4月8日.
- 26 OpenMP, <https://www.openmp.org/>, アクセス日: 2019年4月10日.
- 27 Ettus Research, "UHD," <https://kb.ettus.com/UHD>, アクセス日: 2019年4月8日.



山本真之 (やまもと まさゆき)

電磁波研究所
リモートセンシング研究室
主任研究員
博士 (情報学)
リモートセンシング



川村誠治 (かわむら せいじ)

電磁波研究所
リモートセンシング研究室
主任研究員
博士 (情報学)
レーダーリモートセンシング



西村耕司 (にしむら こうじ)

情報・システム研究機構
データサイエンス共同利用基盤施設
極域環境データサイエンスセンター
特任准教授
博士 (情報学)
計測工学、リモートセンシング、大気科学、
信号処理工学

今井克之 (いまい かつゆき)

住友電設株式会社
通信システム事業部
事業企画部
主管
学士 (工学)
電波レンズ、リモートセンシング

斎藤浩二 (さいとう こうじ)

住友電設株式会社
通信システム事業部
事業企画部
課長
学士 (工学)
ウィンドプロファイラのシステム開発

浜田隆行 (はまだ たかゆき)

住友電設株式会社
通信システム事業部
広域通信システム部
課長
学士 (工学)
テレビ放送用アンテナの開発

山口博史 (やまぐち ひろし)

住友電設株式会社
通信システム事業部
広域通信システム部
主席
準学士(工学)
ウィンドプロファイラのシステム開発



中北英一 (なかきた えいいち)

京都大学
防災研究所
教授
工学博士
水文気象学



山口弘誠 (やまぐち こうせい)

京都大学
防災研究所
准教授
博士(工学)
水文気象学