

多周波ステップ方式における高精度ドップラーイメージング

正員 渡辺 一宏^{*a)} 非会員 稲葉 敬之^{*} 非会員 秋田 学^{*}

High Resolution Doppler Imaging for Stepped Multiple Frequency Rader

Kazuhiro Watanabe^{*a)}, Member, Takayuki Inaba^{*}, Non-member, Manabu Akita^{*}, Non-member

(2020年10月13日受付, 2020年12月7日再受付)

This paper describes a method that can realize high resolution range-Doppler imaging for the front and lateral direction of an on-vehicle radar. A Doppler shift compensation method for millimeter wave radar using stepped multiple frequency has been proposed. This method can compensate the spread of Doppler frequency due to multiple frequency transmission, range walk and Doppler walk caused by movement of the radar in a measuring period. A high focusing accuracy in range-Doppler image is achieved even when the measuring period is long using this method. The proposed method is verified by computer simulation and by applying it to a field experiment result using a corner reflector and a vehicle for targets of the radar. And this paper also describes the fast processing by using FFT for Doppler frequency spreading correction and range walk compensation with large processing load, and shows the results of Doppler imaging by this method.

キーワード: 多周波ステップミリ波レーダ, ドップラーイメージング, レンジウォーク, ドップラーウォーク

Keywords: millimeter wave radar using stepped multiple frequency, Doppler imaging, range walk, Doppler walk

1. まえがき

近年, 障害物や人間を検知して衝突を回避する自動ブレーキ機能や, 周辺車両の車間距離や速度を計測して自車の速度を制御する衝突予防システムが脚光を浴びている。これらを実現する技術としてミリ波レーダが活用されている。限られた送信帯域幅と送信電力にて分解能と検知能力を両立させることはレーダ技術において重要な課題である。一般的なパルスレーダでは送信帯域幅と受信機帯域幅は同じであり送信帯域幅の広帯域化は, 受信機雑音の増加に直結し探知距離性能の劣化を招く。筆者らは, 現在車載レーダとして多く搭載されている FMCW 方式に比べ, 多目標の分離が可能で狭受信機帯域にて高距離分解能を実現可能な多周波ステップ方式を提案した⁽¹⁾⁽²⁾。この方式について, 送信デューティを高くして探知距離劣化を抑制するとともに短い符号長で優れた距離サイドローブ特性が得られ

る CPC (Complementary Phase Code) 符号パルス圧縮方式を採用した多周波ステップ CPC 方式を提案し⁽³⁾, 多目標分離, 高距離分解能, 遠距離性を達成可能であることを実験的にも実証してきた⁽⁴⁾⁽⁵⁾。また, 多周波ステップ方式で得られた距離と速度の 2 次元画像 (RV マップ) を使ったドップラーイメージングの活用として, 道路上の歩行者を検出することを目的とし, 多周波ステップ方式の高分解能な距離と速度の 2 次元データ出力に対し ELD-STAP を適用したクラッタ抑圧手法を提案し, 路側に植込みやガードレールがある一般道路や地面クラッタの大きな草地等の多数の実環境データにおいて抑圧性能を確認し有効性を示してきた⁽⁶⁾⁽⁷⁾。さらに, 目標車両の 1CPI (Coherent Processing Interval) の RV マップから目標の位置座標および速度ベクトルを推定する手法を提案してきた⁽⁸⁾。

筆者らは, 車載レーダを想定した前側方監視のための多周波ステップ方式によるドップラーイメージングにおける合焦方法について取り組んでいる。航空機レーダにおいて前方監視に向けた実開口レーダを用いたイメージングが報告されている⁽⁹⁾。実開口レーダ画像の方位分解能は, アンテナビーム幅によって制約され十分な分解能が得られないためモノパルス法や逆畳み込み法による前方方位精度の改善法が提案されている⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾。また, 車載ミリ波レーダにおい

a) Correspondence to: Kazuhiro Watanabe. E-mail: watanabe.kazuhiro@inabalab.ee.uec.ac.jp

* 電気通信大学大学院情報理工学研究所
〒182-8585 東京都調布市調布ヶ丘 1-5-1
Graduate school of Informatics and Engineering, The
University of Electro-Communications
1-5-1, Choufugaoka, Choufu, Tokyo 182-8585, Japan

て合成開口レーダによる前側方のイメージングの検討がされており, アジマス方向の精度においてレンジ・ドップラー法, Beam Former 法や Back projection 法の比較が報告されている⁽¹²⁾⁽¹³⁾. 距離方向の高精度化については, 高距離分解能を実現する多周波ステップ方式において距離サイドローブ特性の改善方式が報告されており⁽¹⁴⁾, 筆者らはドップラーシフトの影響によるサイドローブ特性劣化を補償する多周波ステップ CPC 方式を提案している⁽³⁾. 本論文では, 多周波ステップ CPC 方式により距離方向の高精度化を図り, 合成開口レーダ処理によりアジマス方向の高精度化を図る高精度なドップラーイメージングに取り組む。

多周波ステップ方式は, 狭受信機帯域を複数合成して広帯域な合成帯域により高い距離分解能を実現することができる。しかし, 多周波を使った送信周波数の違いによるドップラー周波数の変化により目標速度の精度に影響を与えドップラーイメージングの合焦が劣化する。より広帯域化に向けた合成帯域幅の拡大においてはその影響が大きなものとなる。そこで, ドップラー周波数が送信周波数に依存しないように補正することが課題となる。各送信周波数によるドップラーに起因した誤差の低減の方法として, 多周波ステップ ICW 方式⁽¹⁾に対するドップラー補正法が提案されている⁽¹⁵⁾。ドップラー周波数変化は, 多周波送信周波数のみならず各々の送信周波数におけるパルス帯域幅においても生じておりそれに対する対処も必要である。

また, これまで計測時間 SPI (Signal Processing Interval) をコヒーレント処理が可能な時間である 1CPI としていたが, SPI を 1CPI より長くすることによりドップラー分解能の向上が期待できる。しかし, レーダの移動に伴い SPI の間に目標との距離の変化が大きくなりレンジウォークが無視できなくなる。同じく, レーダの移動にともなう SPI 内の目標見込み角の変化によるドップラーウォークが生じ RV マップ上で目標の合焦精度の劣化が問題となりこれらの補償処理が課題となる。この問題に対し, 合成開口レーダ処理において各種方式が開発されている。チャープスケーリングアルゴリズム等の合成開口処理では fast time でレンジ圧縮 (パルス圧縮), slow time でアジマス圧縮を行うことによりレンジウォーク補償を行う。チャープスケーリングアルゴリズムでは, slow time でチャープ信号を変調してレンジウォーク補償のためのスケール変換を行う。しかし, パルス帯域幅内のドップラー周波数の変化については考慮されていない。

本論文では, ドップラーイメージングの合焦に向けた多周波ステップレーダに適した補償方法として fast time の周波数領域で多周波送信周波数に対するドップラー補正およびレンジウォーク補償を行う方法を提案する。fast time の周波数領域で周波数のスケール変換を行うことで, レンジウォークのみならず多周波ステップレーダの多周波送信周波数に対するドップラー補正, および合成開口処理では考慮されていないパルス帯域幅内のドップラー補正を同時に効率よく行うことが可能となる。第 2 章で, 多周波ステップ

ミリ波レーダの処理方式とそれによるドップラーイメージングについて説明する。第 3 章では, 高精度ドップラーイメージングについて説明する。ここでは, RV マップ上での合焦精度の劣化に対する, 周波数ステップ間ドップラー補正, レンジウォーク補償, ドップラーウォーク補償の方式について述べる。さらに, 合焦時刻を長時間 SPI の任意時刻に指定できる方式を示し, 特に処理負荷の大きな補償処理において, FFT が利用できる手法を導入した高速化処理を提案する。第 4 章で本論文における結論を述べる。

2. 多周波ステップミリ波レーダ

〈2-1〉 多周波ステップ CPC 方式 ここでは, 多周波ステップ方式の一つである多周波ステップ CPC 方式を例として取り上げ, 多周波ステップミリ波レーダの信号処理について述べる。多周波数ステップ CPC 方式⁽³⁾は, CPC パルス圧縮と位相差を用いた距離推定 (合成帯域法) を複合したレーダ変調方式である。送信シーケンスを Fig. 1 に示し, 信号処理ブロック図を Fig. 2 に示す。時分割で 2 つの相補となる CPC 符号の送信と複数個の送信周波数切り替えを行い, 受信時に送信周波数毎に復調する。距離サイドローブのない完全自己相関が得られる 2 つの CPC 符号を使ったパルス圧縮信号を距離ゲートとすることで, 位相を用いた合成帯

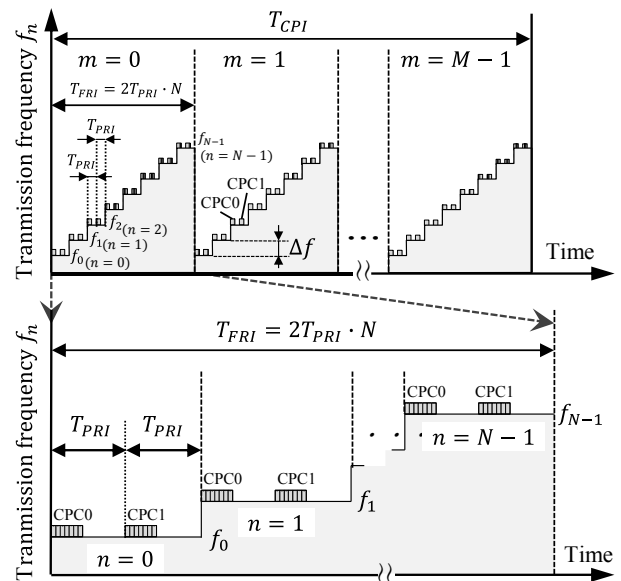


Fig. 1. Transmission sequence diagram of stepped multiple frequency CPC method

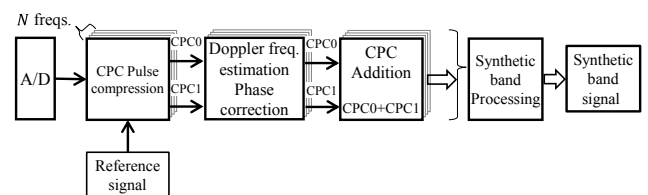


Fig. 2. Signal processing block diagram of stepped multiple frequency CPC method

Table 1. Variable definition

c	Speed of light
τ	Fast time
t_m	Slow time
g	Signal complex amplitude
R	Target range
f_0	Transmission frequency of step 0
Δf	Transmission frequency step interval
T_{pri}	Pulse repetition period
N	Number of transmission frequency steps
n	Transmission frequency step number ($0 \dots N-1$)
M	Number of pulses
m	Pulse number ($0 \dots M-1$)
ic	CPC code number ($0,1$)

Table 2. Multi-frequency step CPC millimeter wave radar parameters

Transmission frequency f_c	60.5 GHz
Transmission bandwidth B_w	430 MHz
Transmission frequency step interval Δf	50 MHz
Number of transmission frequency steps N	8
Number of pulses M	512
Coherent Processing Interval T_{cpi}	28.6 ms
Range resolution	0.35 m
Velocity resolution	0.311 km/h
Maximum velocity field of view	± 79.64 km/h

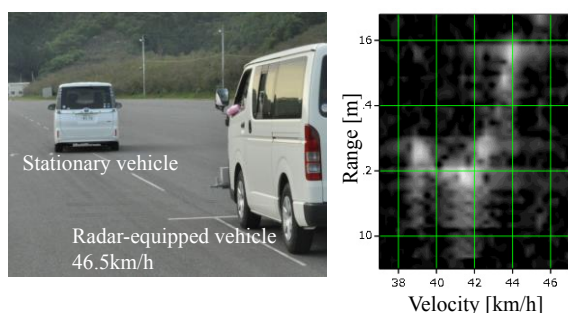


Fig. 3. Imaging of a stationary vehicle with millimeter-wave radar

域法による距離アンビギュイティを抑えることができる。受信信号をパルス圧縮処理した後ドップラー周波数推定を行う。時分割送信によるドップラーシフトに対する位相補正処理を行い、相補のCPC受信信号の加算により距離サイドローブを抑圧する。距離ゲートにより距離アンビギュイティが抑えられた複数ステップの受信信号を周波数方向の位相差を用いた合成帯域処理をする。これら一連の処理により、送信帯域幅と比較して狭受信機帯域幅で探知距離を確保しつつ高距離分解能を実現する。

〈2・2〉 多周波数ステップCPC方式の受信信号 多周波ステップCPC方式の各ステップで送信周波数が異なることを考慮した受信信号は、目標までの往復時間に相当する時間遅延を τ とすると(1)式ようになる。

$$s_{ic}(n, t_m, \tau) = g \left(\tau - \frac{2R(t_m)}{c} \right) \cdot \exp \left(-j2\pi(f_0 + n\Delta f) \frac{2R(t_m)}{c} \right) \dots \dots \dots (1)$$

また、受信パルス番号 m におけるslow time t_m は、Fig. 1の送信シーケンスより(2)式で与えられる。

$$t_m = 2T_{pri}(N \cdot m + n) + T_{pri} \cdot ic \dots \dots \dots (2)$$

ここで、式内の各変数はTable 1のとおりである。

〈2・3〉 ミリ波レーダのドップラーイメージング

Fig. 3に、右後方から46.5 km/hで接近する多周波ステップCPCレーダによって1CPI(28.6 ms)の計測時間で、車幅1.7 m、車長4 mの静止車両を捉えた様子を示す。Fig. 3右は、計測された車両の速度と距離をRVマップで示したものである。使用したレーダのパラメータをTable 2に示す。車両の各部からのドップラー計測値はレーダから見込む角度に応じて変化し、速度に変換すると、車両の左後端は39 km/h、右後端は42 km/h、右先端は44 km/hと計測されている。本ミリ波レーダの高距離分解能によって車両各部が分離して観測されRVマップ上で車両の外形を確認することができる。

3. 高精度ドップラーイメージング

〈3・1〉 周波数ステップ間ドップラー補正 多周波ステップレーダにおいて、各ステップの送信周波数を考慮した処理によるドップラーに起因した誤差の低減の方法として、多周波ステップICW方式⁽¹⁾に対するドップラー補正法が提案されている⁽¹⁵⁾。これは多周波ステップICW方式の送信周波数の違いによるドップラー周波数変化に起因する目標信号の位相回転を補正するドップラー補正法である。多周波ステップ方式の各ステップで送信周波数が異なることを考慮した受信信号は以下ようになる。

目標がレーダ正面にある場合、 $t_m = 0$ の時の目標距離を R_0 、目標速度を v_0 とすると、 $R(t_m) = R_0 - v_0 t_m$ となり、さらに計測時間が1CPI内である場合の受信信号は、(3)式のようになる。

$$s_{ic}(n, t_m, \tau) = g \left(\tau - \frac{2R_0}{c} \right) \cdot \exp \left(-j2\pi(f_0 + n\Delta f) \frac{2(R_0 - v_0 t_m)}{c} \right) \\ = g \left(\tau - \frac{2R_0}{c} \right) \cdot \exp \left(-j2\pi(f_0 + n\Delta f) \frac{2R_0}{c} \right) \\ \cdot \exp \left(j2\pi(f_0 + n\Delta f) \frac{2v_0}{c} t_m \right) \dots \dots \dots (3)$$

ドップラー周波数が送信周波数に依存しないように、中心周波数 f_c での推定ドップラー周波数 $2\tilde{v}_c/c$ を用いて位相回転の補正を考えると、ドップラー補正因子は、

$$\alpha(n, t_m, \tilde{v}) = \exp \left(-j2\pi(f_0 + n\Delta f) \frac{2\tilde{v}}{c} t_m \right) \dots \dots \dots (4)$$

となり, ドップラー周波数推定のためのコヒーレント積分は(5)式のようになる。

$$\begin{aligned} dop_{ic}(n, t_m, \tau) &= \sum_{m=0}^{M-1} s_{icpc}(n, t_m, \tau) \cdot \alpha(n, t_m, \tilde{v}) \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} s_{ic}(n, t_m, \tau) \cdot \exp\left(-2\pi(f_0 + n\Delta f) \frac{2\tilde{v}}{c} t_m\right) \end{aligned} \quad (5)$$

ドップラービンを $Vbin$ としたとき, 推定目標速度は,

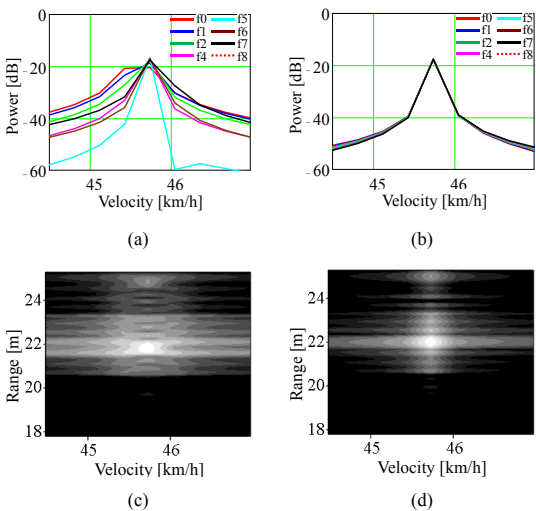
$$\tilde{v} = \frac{Vbin}{2(2T_{pri}NM)} \frac{c}{f_c} \quad (6)$$

で与えられるため, (2), (5), (6)式より, 周波数ステップ間のドップラー補正をしたコヒーレント積分は(7)式のようになる。

$$\begin{aligned} dop_{ic}(n, Vbin, \tau) &= \sum_{m=0}^{M-1} s_{ic}(n, t_m, \tau) \\ &\cdot \exp\left(-j2\pi \left(\frac{f_0 + n\Delta f}{f_c}\right) \frac{m}{M} Vbin\right) \\ &\cdot \exp\left(-j2\pi \left(\frac{f_0 + n\Delta f}{f_c}\right) \frac{2n + ic}{2NM} Vbin\right) \end{aligned} \quad (7)$$

(7)式で, 2番目の \exp の項は時分割送信によるドップラーシフトに対する位相補正となっている。

Fig. 4 (a)~(d)に, 計測時間が 1CPI 内である場合の, 点目標に対する(7)式に基づく周波数ステップ間ドップラー補正のシミュレーション比較結果を示す。上記補正により各周波数ステップによるドップラー周波数の変化が同じ 1 周波数に集まり, ドップラーイメージングにおいてはドップラー方向の拡がりが増えられ合焦効果が確認できる (Fig. 4 (b), (d))。



(a) Range-Doppler profile without Doppler correction. (b) Range-Doppler profile with Doppler correction between frequency steps. (c) RV map without Doppler correction. (d) RV map with Doppler correction between frequency steps.

Fig. 4. Comparison of focusing effect by Doppler correction

〈3・2〉 分解能改善に向けた計測時間の拡大 計測時間 SPI をコヒーレント処理が可能な時間である 1CPI より長くした場合ドップラー分解能の向上が期待できる。しかし, 一方で計測時間が長くなることによりレーダの移動に伴うレンジウォークやドップラーウォークの影響が大きくなりドップラーイメージングの合焦精度が劣化する。Fig. 5 に示すようにレーダ正面から左に離れた位置に置かれた点目標を, 1CPI (28.6ms) の 8 倍の計測時間 SPI (228.8ms) でとらえた RV マップ (シミュレーション) を Fig. 6 に示す。点目標は, 前項で述べた送信周波数の違いによるドップラー周波数の拡がりに加え, レーダの移動に伴ってレンジ方向に拡がるとともに, 点目標のレーダからの見込角度の変化によりドップラー周波数 (速度) も拡がる。

(1) レンジウォーク補償

長時間計測時のレンジウォークに対するドップラー補正を考えるにあたり, ここでは点目標はレーダ正面にあるとし, 前項と同じく目標距離を $R(t_m) = R_0 - v_0 t_m$ とする。(1)式で与えられる多周波ステップの受信信号 $s_{ic}(n, t_m, \tau)$ の fast time τ でのフーリエ変換 $S_{ic}(n, t_m, f_\tau)$ は(8)式のようになる。ここで, f_τ は各周波数ステップ帯域内の fast time 方向の周波数で, $G(f_\tau)$ は $g(\tau)$ のフーリエ変換である (Fig. 7)。

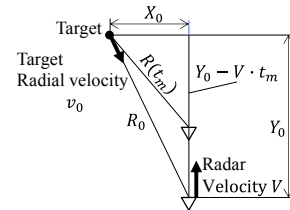


Fig. 5. Measurement of point target by mobile radar

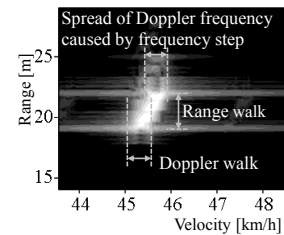


Fig. 6. RV map of point target by long-time measurement

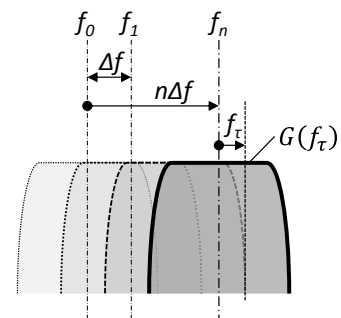


Fig. 7. Received signal in the fast time domain

$$\begin{aligned}
 S_{ic}(n, t_m, f_\tau) &= G(f_\tau) \cdot \exp\left(-j2\pi f_\tau \frac{2R(t_m)}{c}\right) \\
 &\cdot \exp\left(-j2\pi (f_0 + n\Delta f) \frac{2R(t_m)}{c}\right) \\
 &= G(f_\tau) \cdot \exp\left(-j2\pi (f_0 + n\Delta f + f_\tau) \frac{2R(t_m)}{c}\right) \\
 &= G(f_\tau) \cdot \exp\left(-j2\pi (f_0 + n\Delta f + f_\tau) \frac{2R_0}{c}\right) \\
 &\cdot \exp\left(j2\pi (f_0 + n\Delta f + f_\tau) \frac{2v_0 t_m}{c}\right) \\
 &\dots\dots\dots(8)
 \end{aligned}$$

(7)式の周波数ステップ間ドップラー補正と同じ考え方で、周波数ステップ間と各周波数ステップ帯域内のドップラー補正を同時に行うドップラー補正因子は、

$$\alpha(n, t_m, \tilde{v}) = \exp\left(-j2\pi (f_0 + n\Delta f + f_\tau) \frac{2\tilde{v}}{c} t_m\right) \dots\dots\dots(9)$$

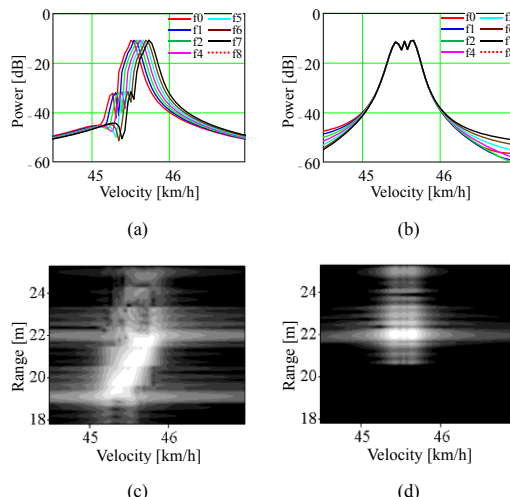
となり、前項と同じく(6)式を使って、周波数ステップ間ドップラー補正とレンジウォークに対するドップラー補正をした fast time 周波数領域におけるコヒーレント積分は(10)式のようになる。

$$\begin{aligned}
 Dop_{ic}(n, Vbin, f_\tau) &= \sum_{m=0}^{M-1} S_{ic}(n, t_m, f_\tau) \\
 &\cdot \exp\left(-j2\pi \left(\frac{f_0 + n\Delta f + f_\tau}{f_c}\right) \frac{m}{M} Vbin\right) \\
 &\cdot \exp\left(-j2\pi \left(\frac{f_0 + n\Delta f + f_\tau}{f_c}\right) \frac{2n + ic}{2NM} Vbin\right) \\
 &\dots\dots\dots(10)
 \end{aligned}$$

(10)式は、パルス帯域幅内におけるドップラー周波数の補正も同時に行われるものである。fast time 周波数領域でレンジウォーク補償を行うことで、レンジウォーク補償、多周波ステップレーダの多周波送信周波数に対するドップラー補正、パルス帯域幅内のドップラー補正を同時に効率よく行うことが可能となる。

Fig. 8 (a)~(d)に、(10)式に基づいて計測時間 SPI (228.8ms)である場合の点目標に対する周波数ステップ間と各周波数ステップ帯域内のドップラー補正を同時に行ったシミュレーション比較結果を示す。上記補正により各周波数ステップによる異なるドップラー周波数変化形状が1つの形状となり、ドップラーイメージングにおいてはレンジ方向の拡がりや抑えられていることが確認できる (Fig. 8 (b), (d))。ドップラー方向については、周波数ステップ間補正を行っているものの Fig. 4 (b), (d)より拡がった結果になっている。これは、レーダ移動にともなうドップラーウォークによるものである。

帯域内ドップラー補正によるレンジウォーク補償として Keystone 変換が知られている⁽¹⁶⁾。(10)式のコヒーレント積分変数 m を含む1番目の \exp 項に着目すると、各周波数ステ



(a) Range-Doppler profile without Doppler correction. (b) Range-Doppler profile with step frequencies & in-band Doppler correction. (c) RV map without Doppler correction. (d) RV map with step frequencies & in-band Doppler correction.

Fig. 8. Comparison of focusing effect by step frequencies & in-band Doppler correction

ップ $f_0 + n\Delta f$ においてレンジウォークを補償する Keystone 変換⁽¹⁶⁾では(11)式の項となる。

$$\exp\left(-j2\pi \left(\frac{(f_0 + n\Delta f) + f_\tau}{(f_0 + n\Delta f)}\right) \frac{m}{M} Vbin\right) \dots\dots\dots(11)$$

一方、周波数ステップ間ドップラー補正は(7)式より、

$$\exp\left(-j2\pi \left(\frac{(f_0 + n\Delta f)}{f_c}\right) \frac{m}{M} Vbin\right) \dots\dots\dots(12)$$

であり、上で示した(10)式内の1番目の \exp 項は、Keystone 変換と周波数ステップ間ドップラー補正 ((12)式)を乗算した結果と等価になる。

(2) ドップラーウォーク補償

Fig. 5 に示すように、静止目標がレーダの正面から離れたところにある場合、レーダの移動にともなう目標見込み角の変化によるドップラーウォークが生じる。

周波数ステップ間と各周波数ステップ帯域内ドップラー補正によりレンジウォークを補償した信号をあらためて $s'_{n,ic}(t_m, \tau)$ とすると(13)式ようになる。 R_0, v_0 は、 $t_m = 0$ の時の静止目標の距離、速度で、 V はレーダの移動速度である。

$$s'_{n,ic}(t_m, \tau) = g\left(\tau - \frac{2R_0}{c}\right) \cdot \exp\left(-j2\pi f_c \frac{2R(t_m)}{c}\right) \dots\dots\dots(13)$$

ここで、新しい slow time 時間変数 t'_m を導入し、

$$R(t_m) = R_0 - v_0 t'_m \dots\dots\dots(14)$$

$$t'_m = \frac{R_0 - R(t_m)}{v_0} \dots\dots\dots(15)$$

とすれば、(13)式の信号は(16)式なる。

$$\begin{aligned}
 s'_{n,ic}(t'_m, \tau) &= g\left(\tau - \frac{2R_0}{c}\right) \cdot \exp\left(-j2\pi f_c \frac{2(R_0 - v_0 t'_m)}{c}\right) \\
 &= g\left(\tau - \frac{2R_0}{c}\right) \cdot \exp\left(-j2\pi f_c \frac{2R_0}{c}\right) \cdot \exp\left(j2\pi f_c \frac{2v_0 t'_m}{c}\right) \\
 &\dots\dots\dots(16)
 \end{aligned}$$

このとき, (6)式を用いてドップラービン $Vbin$ で書き直したドップラー補正因子は(17)式ようになる。

$$\alpha(t'_m, \tilde{v}) = \exp\left(-j2\pi f_c \frac{2\tilde{v} t'_m}{c}\right) = \exp\left(-j2\pi \frac{Vbin}{2T_{pri}NM} t'_m\right) \dots\dots\dots(17)$$

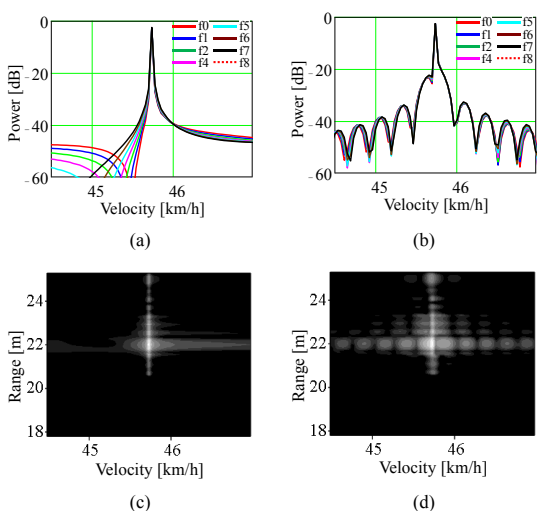
そこで, (15)式の関係よりドップラー補正因子は,

$$\alpha(t_m, Vbin) = \exp\left(-j2\pi \frac{R_0 - R(t_m)}{v_0} \frac{Vbin}{2T_{pri}NM}\right) \dots\dots\dots(18)$$

で与えられ, レンジウォークを補償した信号 $s'_{ic}(t_m, \tau)$ に対してドップラーウォークを補償するコヒーレント積分は, 目標距離 R_0 , 速度 v_0 を与えることにより(19)式ようになる。

$$\begin{aligned}
 dop'_{n,ic}(Vbin, \tau) &= \sum_{m=0}^{M-1} s'_{ic}(t_m, \tau) \cdot \alpha(t_m, Vbin) \\
 &= \sum_{m=0}^{M-1} s'_{ic}(t_m, \tau) \cdot \exp\left(-j2\pi \frac{R_0 - R(t_m)}{v_0} \frac{Vbin}{2T_{pri}NM}\right) \\
 &= \sum_{m=0}^{M-1} s'_{ic}(t_m, \tau) \cdot \exp\left(-j2\pi \frac{R_0 - \sqrt{R_0^2 - 2R_0 v_0 t_m + v_0^2 t_m^2}}{v_0} \frac{Vbin}{2T_{pri}NM}\right) \\
 &\dots\dots\dots(19)
 \end{aligned}$$

Fig. 9 (a)~(d)に, 計測時間 SPI (228.8 ms) である場合の, 各周波数ステップ間と各ステップ帯域内のドップラー補正でレンジウォーク補償を行った信号に, (19)式に基づいてドップラーウォーク補償を行ったシミュレーション結果を示



(a) Range-Doppler profile with correction using known target range and velocity. (b) Range-Doppler profile with correction using each range and Doppler bin. (c) RV map with correction using known target range and velocity. (d) RV map with correction using each range and Doppler bin.

Fig. 9. Comparison of focusing effect by range walk & Doppler walk correction

す。(a), (c)は目標距離 R_0 , 速度 v_0 を既知として与えた場合である。(b), (d)は R_0 , v_0 は未知として距離と速度の2次元画像である RV マップのピクセル座標を $(Vbin, Rbin)$ とした時, (19)式中の t_m を(2)式で与え, v_0 および R_0 を(20), (21)式で与えた場合である。 $Rbin$ は τ に対応する距離ビンである。

$$v_0 = Vbin \cdot \Delta v \quad \Delta v: Vbin \text{間隔} \dots\dots\dots(20)$$

$$R_0 = Rbin \cdot \Delta R \quad \Delta R: Rbin \text{間隔} \dots\dots\dots(21)$$

Fig. 8 (a), (c)に示したドップラー補正を行わない結果と比較して明らかなように, レンジウォークおよびドップラーウォーク補償により, 点目標が1点に合焦されていることが確認できる。 R_0 , v_0 について既知の値を使わずに2次元画像である RV マップのピクセル座標から与えた場合, サイドローブの上昇が認められるが約 20dB 以下に抑えられている (Fig. 9 (b), (d))。また, Fig. 4 (b), (d)に示した計測時間 1CPI (28.6ms) の結果と比較して, 計測時間の拡大 (8倍) によりドップラー (速度) 分解能が向上している。

〈3・3〉 提案法

提案法は, Fig. 2 に示したブロック図内の CPC パルス圧縮処理とドップラー周波数推定処理で行う (Fig. 10)。受信信号と参照信号を fast time のレンジ方向で FFT して乗算してパルス圧縮した後, (10)式に従って周波数ステップ間ドップラー補正およびレンジウォーク補償を行い, レンジ方向で逆 FFT を行うことで, ドップラー補正とレンジウォーク補償がされたパルス圧縮信号となる。この信号に対して, (19)式に従ってコヒーレント積分を行うことでドップラーウォークが補償されたドップラー信号を得ることができる。その後は, Fig. 2 の通常多周波ステップ CPC の CPC 加算以降の信号処理を行い合成帯域信号に変換することでドップラーイメージを生成することができる。

〈3・4〉 実測データによる検証

上述の今回の提案法を検証するために, Table 2 に示すパラメータの多周波ステップ CPC ミリ波レーダの前側方に CR と静止車両を配置し, 46.5km/h でレーダをこれらに接近させて計測を行い (Fig. 11), ドップラーイメージングを行った。

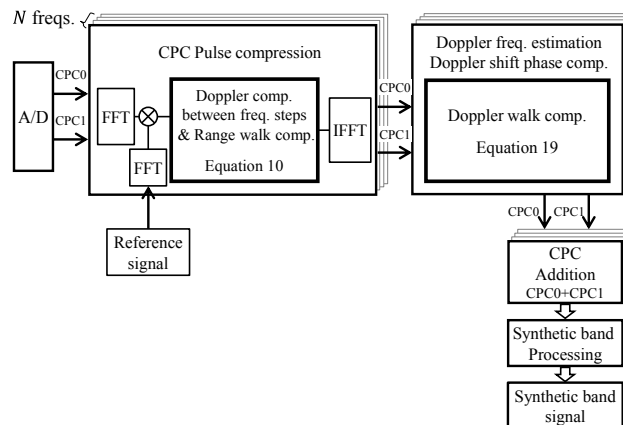


Fig. 10. Block diagram of the proposed method

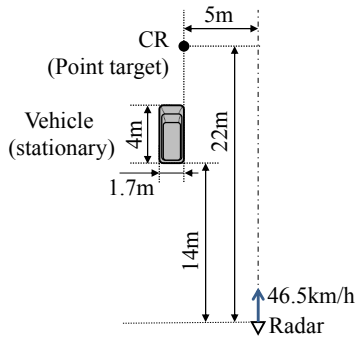


Fig. 11. Measurement environment

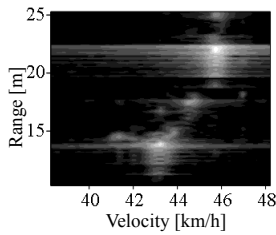


Fig. 12. RV map obtained without Doppler walk correction in 28.6 ms SPI

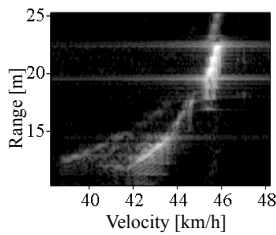


Fig. 13. RV map obtained without Doppler walk correction in 228.8 ms SPI

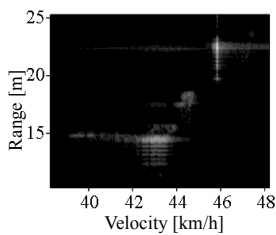


Fig. 14. RV map focused on only a point target with range walk and Doppler walk correction obtained in 228.8 ms SPI

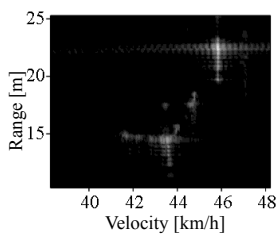


Fig. 15. RV map focused on the whole by range walk and Doppler walk correction obtained in 228.8 ms SPI

Fig. 12 は, 1CPI である 28.6ms で計測した RV マップである。Fig. 13 は, 1CPI の 8 倍の 228.8ms で計測し, ドップラー補正を行っていないもので, 計測時間が長くなったことでドップラー分解能は向上するが, レンジウォークおよびドップラーウォークが発生している。Fig. 14 は, 提案法によりレンジおよびドップラーウォークを補償した結果で, 既知の CR の距離, 速度の値を与えたことで CR については良く合焦している。一方, 車両部分については合焦が不十分でドップラー拡がりが生じている。Fig. 15 は, 提案法を使い 2 次元画像である RV マップのピクセル座標を利用して全体にわたって合焦させた結果である。Fig. 14 の CR と比べると若干サイドローブが上昇するが, 車両部分についても良く合焦している。これらは, これまでのシミュレーション結果とよく合致し, 実測データでも提案法の有効性が確認できた。

〈3・5〉 任意時刻における合焦 計測時間 $t_0 \sim t_{M-1}$ 内の任意時刻 t_q すなわちパルス番号 $m = m_q$ における合焦は, (2) 式の slow time を (22) 式で与え, 前述と同じく (10) 式でコヒーレント積分したのち (19) 式による時間軸ドップラー信号 $dop'_{n,ic}$ から RV マップを得ることで可能である。

$$t_m = 2T_{pri} \left(N \cdot (m - m_q) + n \right) + T_{pri} \cdot ic \dots\dots\dots (22)$$

以下に, 本ドップラーイメージングの定式に基づいた RV マップの生成例を示す。5 点の静止目標をレーダの前側方に配置し (Fig. 16), その横を速度 $V = 50\text{km/h}$ で接近しながら $M = 4096$ 回の多周波ステップ送受信で得られる受信信号パルス列を使い, 丁度中間のパルス番号 $m = m_q = 2048$ で合焦させた RV マップを生成する (Fig. 17)。コヒーレント処理が可能な時間 1CPI (28.6 ms) 内での計測を想定した通常のドップラー推定による RV マップを Fig. 18 に示す。1CPI を越える長時間計測 (8CPI 分, 228.8 ms) のため, 目標像がレンジ・ドップラーウォークにより流れたものになっている。

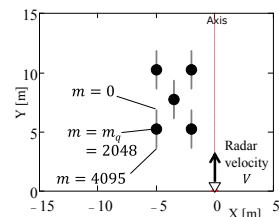


Fig. 16. Static targets position

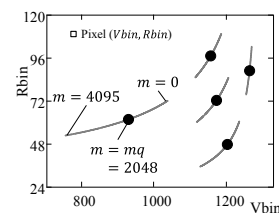


Fig. 17. Focus position on RV map

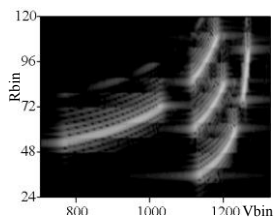


Fig. 18. RV map with normal Doppler estimation without focusing in 228.8 ms SPI

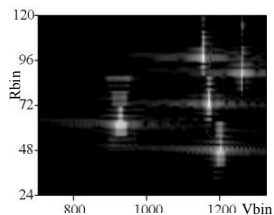


Fig. 19. RV map focused on $m = 2048$ position in 288.8 ms SPI by the proposed method

一方, Fig. 19 に示す本ドップラーイメージングによる合焦処理を行った RV マップでは, 5 目標ともに Fig. 17 で予定していた $m = 2048$ の位置に点像として合焦できている。

〈3・6〉 合焦処理の高速化 〈3・2〉 節の(10)式による多周波ステップによるドップラー拡がり補正, レンジウォーク補償は, FFT 等の高速演算が利用できない形であるため合焦の処理時間が大きいものとなっている。そこで, 上記補償処理において部分的に FFT が使える処理に置き換えることによる高速化を図った。具体的には, 下記の一連の処理とした。

- (1) 多周波ドップラー補正とレンジウォーク補償
- (2) 合焦位置シフトとドップラー位相補正
- (3) ドップラーウォーク補償

まず, (1) の処理で多周波ステップによるドップラー拡がり補正を行うと同時に合焦時刻を t_0 ($m=0$) としたときのレンジウォーク補償を行う (距離方向の合焦)。次に, (2) の処理で距離方向の合焦位置を指定時刻 t_{m_q} ($m=m_q$) へシフトする。最後に, (3) の処理でドップラーウォーク補償を行う (速度方向の合焦)。

- (1) 多周波ドップラー補正とレンジウォーク補償

多周波ステップによるドップラー拡がり補正とレンジウォーク補償は(23)式で同時に処理可能である。しかし, fast time 周波数領域の各周波数 f_r に対してコヒーレント積分 (slow time) を行うため処理量は大きくなる。

$$Dop_{ic}(n, Vbin, f_r) = \sum_{m=0}^{M-1} S_{ic}(n, m, f_r) \cdot \exp\left(-j2\pi\left(\frac{f_0 + n\Delta f + f_r}{f_c}\right)\frac{m}{M}Vbin\right) \dots\dots\dots(23)$$

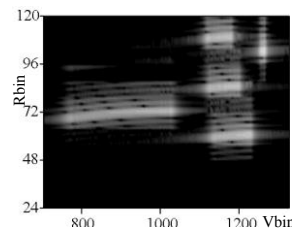


Fig. 20. Multi-frequency Doppler correction and range walk compensation

そこで, (23)式の S_{ic} について slow time の離散時間 m を (24)式のようにスケール変換することにより FFT が使える形にすることができる。

$$Dop_{ic}(n, Vbin, f_r) = \sum_{m=0}^{M-1} S_{ic}(n, m, f_r) \cdot \exp\left(-j2\pi\left(\frac{f_0 + n\Delta f + f_r}{f_c}\right)\frac{m}{M}Vbin\right) \\ = \sum_{m=0}^{M-1} S_{ic}\left(n, \left(\frac{f_c}{f_0 + n\Delta f + f_r}\right)m, f_r\right) \cdot \exp\left(-j2\pi\frac{m}{M}Vbin\right) \\ = FFT\left[S_{ic}\left(n, \left(\frac{f_c}{f_0 + n\Delta f + f_r}\right)m, f_r\right)\right] \dots\dots\dots(24)$$

その際, S_{ic} のスケール変換の処理量が問題になるが, (25)式で示す関数を定義することにより, (26)式に示すように $S(m)$ から $S(\beta \cdot m)$ へのスケール変換を FFT と IFFT を使って高速処理することができる⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾。

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta = \frac{f_c}{f_0 + n\Delta f + f_r} \\ H_1(m) = \exp\left(j2\pi\frac{M-1}{2M}m\right) \\ H_2(m) = \exp\left(-j2\pi\frac{M-1}{2M}\beta m\right) \cdot \exp\left(j\pi\frac{\beta}{M}m^2\right) \\ H_3(m_d) = \exp\left(j\pi\frac{\beta}{M}m_d^2\right) \\ H_4(m_d) = \exp\left(-j\pi\frac{\beta}{M}m_d^2\right) \end{array} \right. \dots\dots\dots(25)$$

$$S(\beta \cdot m) = \frac{1}{M} \cdot H_2(m) \cdot \left[\{FFT(S(m) \cdot H_1(m))\} \otimes H_4(m) \right] \\ = \frac{1}{M} \cdot H_2(m) \cdot IFFT\left[FFT\{FFT(S(m) \cdot H_1(m))\} \cdot H_3(m)\} \cdot FFT\{H_4(m)\}\right] \dots\dots\dots(26)$$

Fig. 20 に, 多周波ステップによるドップラー拡がり補正とレンジウォーク補償を行った RV マップを示す。Fig. 18 で距離方向に流れている静止目標像が, 合焦時刻 t_0 のそれぞれ

れの位置に距離方向で合焦する。

(2) 合焦位置シフトとドップラー位相補正

t_0 ($m=0$) の位置にレンジウォーク補償した結果を, 距離方向 (fast time 方向) で合焦位置である t_{m_q} ($m=m_q$) の位置にシフトする。合焦位置のシフトは, fast time 周波数領域の信号 Dop_{ic} に対して(27)式の位相回転を与えることで行う。また, その同時に Fig. 1 の送信シーケンスに示す時分割送信によるドップラーシフトに対する位相補正を(28)式の位相回転を与えることで行う。

$$\phi_q = -2\pi \left(\frac{f_0 + n\Delta f + f_\tau}{f_c} \right) \cdot m_q \cdot \frac{Vbin}{M} \dots\dots\dots(27)$$

$$\phi_{cpc} = -2\pi \left(\frac{f_0 + n\Delta f + f_\tau}{f_c} \right) \cdot \frac{2n + ic}{2N} \cdot \frac{Vbin}{M} \dots\dots\dots(28)$$

その結果, 上記合焦位置シフトとドップラー位相補正をしたドップラー信号 Dop'_{ic} は(29)式となり, 時間軸でのドップラー信号 dop'_{ic} は(30)式のようにになる。

$$\begin{aligned} Dop'_{ic}(n, Vbin, f_\tau) &= Dop_{ic}(n, Vbin, f_\tau) \cdot \exp(j(\phi_q + \phi_{cpc})) \\ &= Dop'_{ic}(n, Vbin, f_\tau) \\ &\cdot \exp\left(-j2\pi \left(\frac{f_0 + n\Delta f + f_\tau}{f_c} \right) \cdot \left(-m_q + \frac{2n + ic}{2N} \right) \frac{Vbin}{M} \right) \end{aligned} \dots\dots\dots(29)$$

$$dop'_{ic}(n, Vbin, Rbin) = IFFT(Dop'_{ic}(n, Vbin, f_\tau)) \dots\dots\dots(30)$$

Fig. 21 に, Fig. 20 に示す結果に t_{m_q} ($m_q = 2048$) への合焦位置シフトとドップラー位相補正を行った RV マップを示す。Fig. 20 の t_0 での目標像が, 距離方向で指定した指定したそれぞれの位置 (Fig. 17) に移動する。

(3) ドップラーウォーク補償

t_{m_q} の位置にレンジウォーク補償した結果の dop'_{ic} に対し, ドップラーウォーク補償を行い速度方向の合焦を行う。これに先立ち, (31)式に示すようにレンジウォーク補償したドップラー信号 dop'_{ic} を逆 FFT することで slow time のパルス列信号 s'_{ic} に変換する。

$$s'_{ic}(n, m, Rbin) = IFFT(dop'_{ic}(n, Vbin, Rbin)) \dots\dots\dots(31)$$

ここまでの処理で, すでに合焦位置シフトと時分割送信によるドップラーシフトに対する位相補正が完了している

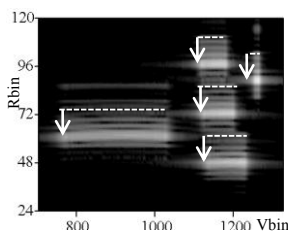


Fig. 21. Focus position shift and Doppler phase correction

ので, 以下のドップラーウォーク補償における slow time は(32)式で与えられ, ドップラー補正因子を $\alpha'(t_m)$ とするとドップラーウォーク補償のコヒーレント積分は, (33)式となる。

$$t_m = 2T_{pri}N \cdot m \dots\dots\dots(32)$$

$$Dop''_{ic}(n, Vbin, Rbin) = \sum_{m=0}^{M-1} s'_{ic}(n, m, Rbin) \cdot \alpha'(t_m) \dots\dots\dots(33)$$

(27), (28)式による周期 M のサイクリックな位相回転により $m = M - m_q$ において信号 s'_{ic} の位相曲線が折り返す。 $m < M - m_q$ における $\alpha'(t_m)$ は(34)式のようにになる。

$$\alpha'(t_m) = \exp\left(-j4\pi f_c \frac{R_0 - R(t_m)}{c}\right) \dots\dots\dots(34)$$

一方, $m \geq M - m_q$ では, 信号 s'_{ic} の位相曲線の折り返しを考慮することにより $\alpha'(t_m)$ は(35)式のようにになる。

$$\alpha'(t_m) = \exp\left(-j4\pi f_c \frac{R_0 - R(t_{m-M}) - \{R(t_{M-m_q}) - R(-t_{m_q})\}}{c}\right) \dots\dots\dots(35)$$

最終的に, 多周波ステップによるドップラー拡がり補正, レンジ・ドップラーウォーク補償の全てを行った時間軸でのドップラー信号 dop''_{ic} は(36)式で与えられる。

$$dop''_{ic}(n, Vbin, Rbin) = IFFT(Dop''_{ic}(n, Vbin, f_\tau)) \dots\dots(36)$$

Fig. 22 に, Fig. 21 に示す結果にドップラーウォーク補償を行った RV マップを示す。Fig. 21 で速度方向に流れていた目標像が, 指定したそれぞれの位置 (Fig. 17) に点画像として合焦する。

Fig. 10 の提案法のブロック図において, (10)式による多周波ドップラー補正とレンジウォーク補償の代わりに FFT を用いた(24)式で行った後, (19)式によるドップラーウォーク補償の代わりに合焦位置シフトとドップラー位相補正を(29)式で行いドップラーウォーク補償を(33)式で行うことで高速化処理が可能となる。

〈3・7〉 定式による処理と高速化処理の結果

〈3・2〉節の(10), (19)式で示した提案法は, パルス圧縮処理において受信信号 s_{ic} を FFT により fast time τ でのフーリエ変換をした周波数領域信号 s_{ic} を使い, (37)式の定式により多周波ステップによるドップラー拡がり補正, レンジ・ドップラー

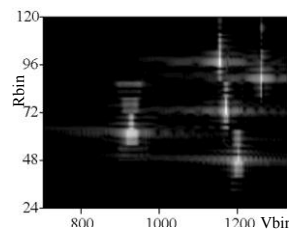


Fig. 22. Doppler walk compensation

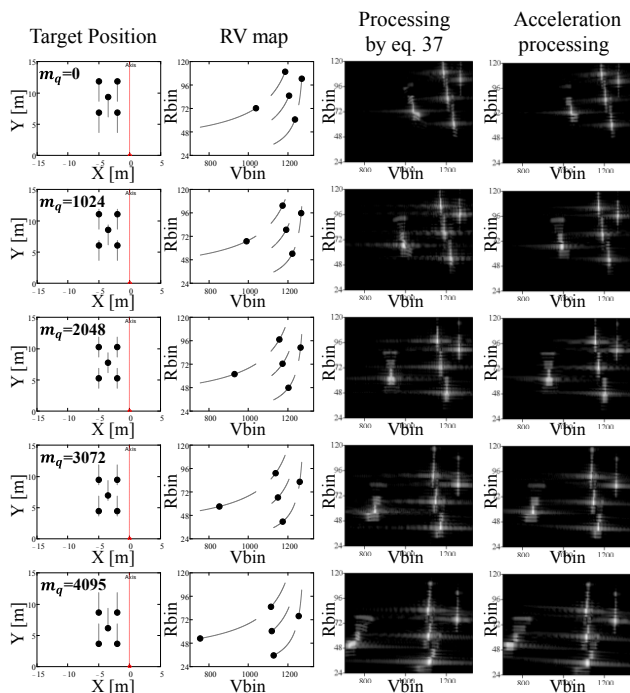


Fig. 23. Comparison of results between formula processing and acceleration processing

ウォーク補償の全てを行い、その結果を逆FFTしてfast time 時間領域に変換することと等価である。

$$Dop_{ic}(n, v_0, R_0, f_\tau) = \sum_{m=0}^{M-1} S_{ic}(n, m, f_\tau) \cdot \exp(-j2\pi(f_0 + n\Delta f + f_\tau) \cdot \frac{2(R_0 - \sqrt{R_0^2 - 2R_0v_0f_m + V^2f_m^2})}{c}) \dots (37)$$

(37)式の定式による処理と、〈3・5〉節で示した高速化処理の合焦結果を Fig. 23 に示す。レーダが5つの静止目標に接近した時のRVマップを、合焦時刻を $m_q = 0, 1024, 2048, 2072, 4095$ と変化させてそれぞれの時刻で生成した。各時刻において両処理で同じ結果が得られることが確認できる。また、両結果共に予定した合焦位置に点画像として合焦できていることが確認できる。

〈3・8〉 合焦処理速度 定式(37)による処理と、高速化処理の処理量オーダーを Table 3 に示す。また、同表に数式ソフトウェア Mathcad を使った Fig. 19 の RV マップの生成に要した実際の処理時間を示す。ここで、処理オーダーの各変数と Fig. 19 の RV マップ生成時の各値は Table 4 の通りである。

高速化処理により合焦処理速度は定式(37)による処理に比べ $O(N_{f_t})$ 倍となり、Fig. 19 の RV マップ生成での実計測では約 54 倍となった。特に、多周波ドップラー補正とレンジウォーク補償は、(37)式に従った処理では slow time でのコヒーレント積分を fast time 周波数領域の各周波数 f_t に対して行うため $O(N_V \cdot N_{f_t} \cdot M)$ の処理量が必要であるが、〈3・5〉節(b)で示した FFT を導入できる形にすることで $O(N_{f_t} \cdot M \log_2 M)$ となり処理量を大きく削減できている。

Table 3. Focus processing amount

Processing		Processing amount order	Processing time (seconds)	
Processing by equation 37		$O(N_R \cdot N_V \cdot M \cdot N_{f_t})$	15688	
Acceleration processing	1) Multi-frequency Doppler correction & range walk compensation	$O(N_{f_t} \cdot M \log_2 M)$	11	303
	2) Focus position shift & Doppler phase correction	$O(M \cdot N_{f_t} \log_2 N_{f_t})$	4	
	3) Doppler walk compensation	$O(N_R \cdot N_V \cdot M)$	288	

Table 4. Processing order variables and their values

Number of bins in the range direction	N_R	13
Number of bins in the velocity direction	N_V	625
Number of pulses	M	4096
Number of fast time frequency domain bins	N_{f_t}	64

4. むすび

本論文では、複数周波数ステップを用いた狭受信機帯域幅で高距離分解能と遠距離性を両立する多周波ステップ方式において、前側方の静止物に対する多周波ステップ方式によるドップラーイメージングを高精度に行う方式を提案した。提案方法は、fast time の周波数領域において送信周波数ステップ間とパルス帯域幅内のドップラー補正およびレンジウォークに対する補償処理を効率よく行うものである。また、送信周波数の違いによるドップラー周波数の拡がり、計測時間内のレーダの移動によって発生するレンジウォーク及びドップラーウォークをパルス列の任意パルス時刻で合焦させる方式を示した。点目標を使ったシミュレーションと、実際に多周波ステップミリ波レーダで計測したデータへの本手法の適用において合焦効果を確認し本提案法の有効性を示した。また、処理負荷の大きな多周波ドップラー補正とレンジウォーク補償において、FFT が利用できる形式を導入した高速化処理を提案した。両処理の合焦処理速度の考察を行い提案の高速化処理によって処理量が大きく削減できることを示した。本提案方式は、レーダ移動速度 V をレーダと目標の相対速度として扱うことで移動物に対しても適用可能であり、路側に置いた静止レーダや走行する車載レーダを用いた移動車両のドップラーイメージングを行うことができる。

謝辞

本研究開発は、一部総務省 SCOPE (受付番号 195003009) により実施されたものである。

文 献

- (1) 稲葉敬之:「多周波ステップ ICW レーダによる多目標分離法」, 信学論(B), Vol.J89-B, No.3, pp.373-383 (2006)
- (2) 渡辺優人・稲葉敬之:「多周波ステップ LFM 法における信号処理の比較検討」, 信学技報, SANE2010-160 (2011)
- (3) 渡辺優人・秋田 学・稲葉敬之:「多周波ステップ CPC レーダの提案と原理検証実験」, 電学論 C, Vol.135, No.3, pp.285-291 (2015)

- (4) 渡辺優人・稲葉敬之・坪田 光・矢野公広:「Development of Millimeter wave Radar using Stepped Multiple Frequency Complementary Phase Code Modulation」, 信学技報, Vol.111, No.239, SANE2011-81, pp.99-104 (2011)
- (5) 秋田 学・太田裕也・渡辺優人・稲葉敬之:「多周波ステップ CPC方式とパルス圧縮方式の探知距離性能比較実験」, 信学技報, Vol.116, No.252, pp.51-56 (2016)
- (6) 渡辺一宏・渡辺優人・秋田 学・稲葉敬之:「多周波ステップ CPCレーダによる ELD-STAP のフィールド実験とクラッタ抑圧性能評価」, 信学技報, Vol.116, No.427, pp.7-12 (2017)
- (7) 渡辺一宏・石崎健太・秋田 学・稲葉敬之:「狭受信機帯域幅での広帯域レーダ (多周波ステップ CPC/ELD-SATP) による歩行者/車両判別技術の検討」, 信学技報, SANE2017-39, Vol.117, No.182, pp.59-64 (2017)
- (8) 渡辺優人・秋田 学・中村真帆・稲葉敬之:「多周波ステップ CPCレーダを用いた目標車両位置・速度ベクトル推定法の検討」, 信学総大, B-2-36 (2016)
- (9) Y. Zhang, D. Mao, Q. Zhang, Y. Zhang, Y. Huang, and J. Yang: "Airborne Forward-Looking Radar Super-Resolution Imaging Using Iterative Adaptive Approach", in IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, Vol.12, No.7, pp.2044-2054 (2019)
- (10) X. Zhang, M. He, Z. He, H. Su, and J. Zhang: "Research on mono-pulse forward-looking imaging airborne radar system", IET International Radar Conference 2013, Xi'an, pp.1-3 (2013)
- (11) H. Tan, D. Wu, and D. Zhu: "A Novel Airborne Radar Forward-looking Imaging Algorithm Based on Deconvolution", 2019 6th Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR), Xiamen, China, pp.1-4 (2019)
- (12) 小林佑輔・山田寛喜・山口芳雄・美濃谷潤・杉山裕一:「車載ミリ波レーダによるスクイントモード SAR の遠方・近傍界モードベクトルを用いたターゲットイメージングの比較検討」, 信学総大, B-2-39, p.275 (2016)
- (13) 杉山裕一・山田寛喜・岸田正幸:「車載ミリ波レーダによる合成開口イメージングに関する基礎検討」, Denso Ten technical review, Vol.1, pp.31-37 (2017)
- (14) N. Levanon: "Stepped-Frequency Pulse-Train Radar Signal", Radar, Sonar and Navigation, IEE Proceedings, Vol.149, No.6, pp.198-309 (2002)
- (15) 福島冬樹・原沢康弘・原 照幸・稲葉敬之:「相対速度による影響が大きい場合の多周波ステップ ICW 方式におけるドップラー補正法の一検討」, 信学技報, SANE2009-48, pp.7-12 (2009)
- (16) R. P. Perry, R. C. DiPietro, and R. Fante: "Coherent Integration With Range Migration Using Keystone Formatting", Proceedings 2007 IEEE Radar Conference, pp.863-868 (2007)
- (17) L. Jing, G. Hong, S. Weimin, and Z. Mojun: "A fast range migration compensation method", Signal Processing Systems (ICSPS), 2010 2nd International Conference on 5-7 July 2010, V2-139-143 (2010)
- (18) D. Y. Zhu, Y. Li, and Z. D. Zhu: "A keystone transform without interpolation for SAR ground moving- target imaging", IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, Vol.4, No.1, pp.18-22 (2007)

渡 辺 一 宏



(正員) 1982年早稲田大学工学部電子通信工学卒業, 1984年同大学大学院理工学研究科電子工学専攻前期博士課程修了。同年, (株) 富士通研究所入社。同社メディア処理システム研究所主管研究員を経て, 2014年電通大産学官連携研究員, レーダ信号処理の研究開発に従事。

稲 葉 敬 之



(非会員) 1981年東京工業大学理学部物理卒業, 1983年同大学大学院理工学研究科物理学専攻修士課程修了。同年, 三菱電機(株)鎌倉製作所入社。同社情報技術総合研究所首席技師長を経て, 2008年4月より電通大学教授。工博。レーダ信号処理, 超電導磁気センサ信号処理, アダプティブアレー信号処理, 車載レーダの研究開発等に従事。2006年度本会通信ソサエティ論文賞, 2006年IEEE AES Japan-chapter best paper award 受賞, IEEEシニア会員。

秋 田 学



(非会員) 2006年大阪大学工学部電子情報工学卒業, 2008年同大阪大学院工学研究科電気電子情報工学専攻博士前期課程修了。2011年同大学大学院博士後期課程修了。2012年ニューメキシコ工科大学博士研究員を経て, 2013年電気通信大学大学院情報理工学研究科勤務。現在准教授。工博。レーダ信号処理の研究開発に従事。