

到来時間差のある PC-HPRF 方式における 2 次元 Keystone の検討

Study on two dimensional Keystone for PC-HPRF with time difference of arrival

石井 雅博 芝 隆司 渡辺 優人 秋田 学 稲葉 敬之
 Masahiro Ishii Ryuji Shiba Masato Watanabe Manabu Akita Takayuki Inaba
 電気通信大学大学院情報理工学研究所

Graduate school of Informatics and Engineering, The University of Electro-Communications

1. まえがき

筆者らは、UWB(Ultra Wide Band)パルスレーダの探知距離を延伸させる PC-HPRF(Phase Coded High Pulse Repetition Frequency)方式[1]を提案している。UWB パルスレーダは、広帯域なパルスを送信することで帯域幅に相当する距離分解能を得る。さらに角度分解能を得るためには、大きな開口長を有するアレーアンテナが挙げられ、角度推定にデジタルビームフォーミング(Digital Beam Forming, DBF)を用いる。しかし、大きな開口長を有する PC-HPRF 方式のようなコヒーレントな UWB パルスレーダの観測時間(Coherent Processing Interval, CPI)を長くし、DBF を適用した場合、目標の移動によるレンジウォークとアンテナ素子間での到来時間差によりパルスが同一のレンジビンに存在しないことが起こり得る。レンジウォーク補償として Keystone 変換[2]が知られており、アンテナ方向時間遅延補正への適用が考えられる。本稿では、大きな開口長を有する PC-HPRF 方式における、レンジウォークとアンテナ方向時間遅延を補正する 2 次元 Keystone について検討する。

2. 2 次元 Keystone

2.1. レンジウォーク補償

図 1 に示す直線状に M 個のアンテナ素子を素子間隔 d で配列したアレーアンテナを考える。CPI を長くした場合、目標の移動によるレンジウォークの影響が大きくなり、距離推定の精度が劣化する。アンテナ $R_x(0)$ における PC-HPRF 方式の受信信号を式(1)に示す。Rec0(t)は PC-HPRF 方式の送信信号、目標のレーダに対する相対距離は図 1 より $R(t_{ms}) = R_0 - V \cdot t_{ms}$ 、 V は目標の視線速度、 t は fast time、 t_{ms} は $t_{ms} = ms \cdot N_p \cdot T_p$ (ms : 周期番号, N_p : 符号数, T_p : PRI) で与えられる slow time である。

$$x(t, t_{ms}) = \text{Rec0} \left(t - \frac{2R(t_{ms})}{c} \right) \cdot \exp \left(-j2\pi f_c \frac{2R(t_{ms})}{c} \right) \quad (1)$$

式(1)で与えた受信信号 $x(t, t_{ms})$ の fast time でのフーリエ変換は式(2)になる。ここで、 f は fast time 領域の周波数で、 $X(f)$ は $x(t)$ のフーリエ変換である。

$$X(f, t_{ms}) = \text{REC0}(f) \cdot \exp \left(-j2\pi(f_c + f) \frac{2R_0}{c} \right) \cdot \exp \left(j2\pi(f_c + f) \frac{2V}{c} t_{ms} \right) \quad (2)$$

ここで、式(2)に対して参照信号を乗算したパルス圧縮結果を $CSX(f, ms)$ とする。CSX(f, ms) の周波数成分における位相回転量の差を補正することにより、レンジウォーク補償する。パルス圧縮結果に対するレンジウォーク補償の式は式(3)になる。

$$\text{Dop}(f, ms_d) = \sum_{ms=0}^{ms-1} \text{CSX}(f, ms) \cdot \exp \left(-j2\pi \frac{f_c + f}{f_c} \cdot \frac{ms_d}{Ms} \cdot ms \right) \quad (3)$$

式(3)の exp の項が帯域内ドップラ補正によるレンジウォーク補償の Keystone 変換の項となる。

2.2. アンテナ方向時間遅延補正

図 1 に示すアレーアンテナに対して目標が角度を持つ場合、アンテナ方向の時間遅延を $m \cdot d \cdot \sin \theta / c$ (m : アンテナ番号), レンジウォーク補償後の受信信号を $x'(m, t)$ とすると式(4)で表される。

$$x'(m, t) = \text{Rec0} \left(t - \frac{2R_0}{c} - \frac{m \cdot d \cdot \sin \theta}{c} \right) \cdot \exp \left(j2\pi f_c \left(-\frac{2R_0}{c} - \frac{m \cdot d \cdot \sin \theta}{c} \right) \right) \quad (4)$$

ここで、式(2)と同様に $x'(m, t)$ を fast time でフーリエ変換すると式(5)になる。

$$X'(m, f) = \text{REC0}(f) \cdot \exp \left(-j2\pi f_c \frac{2V}{c} t_{ms} \right) \cdot \exp \left(-j2\pi(f_c + f) \frac{2R_0}{c} \right) \cdot \exp \left(-j2\pi(f_c + f) \left(\frac{m \cdot d \cdot \sin \theta}{c} \right) \right) \quad (5)$$

式(5)に対するパルス圧縮結果を $CSX'(f, ms)$ として、式(3)の周波数成分における位相回転量の差の補正と同様の考え方で、アンテナ方向を周期方向として置き換えると、アンテナ方向の時間遅延補正は式(6)になる。

$$\text{Dop}'(f, m_d) = \sum_{m=0}^{M-1} \text{CSX}'(m, f) \cdot \exp \left(-j2\pi \frac{f_c + f}{f_c} \cdot \frac{m_d}{M} \cdot m \right) \quad (6)$$

式(6)において exp の項が式(3)と同様の項であるため、アンテナ方向時間遅延を補正する Keystone 変換の項となる。式(6)を IFFT 後、式(7)に示す DBF により角度を推定する。Dop'(m, t) は Dop'(m, f) の fast time での IFFT、 φ はアンテナの指向角である。

$$\text{BZ}(t, \varphi) = \sum_{m=0}^{M-1} \text{Dop}'(m, t) \cdot \exp \left(j2\pi f_c \frac{m \cdot d \cdot \sin \varphi}{c} \right) \quad (7)$$

以上より、信号処理ブロック図を図 2 に示す。

3. 計算シミュレーション

2. で示した 2 次元 Keystone を検証するため、表 1 に示すレーダパラメータでシミュレーションを行った。目標速度を 100km/h、目標距離を 50m、目標角度は 30° とし、速度・距離検出のシミュレーション結果を図 3、距離・角度の検出結果を図 4 に示す。図 3・4 の結果より、2 次元 Keystone を適用後の結果が適用前に比べ、レンジウォークとアンテナ方向の時間遅延による広がりが抑えられ、目標速度・距離・角度に相当する値が検出された。

4. むすび

本稿では、到来時間差が無視できないような大きな開口長を有する PC-HPRF 方式レーダにおいて周期方向と角度方向に適用する 2 次元 Keystone 変換を検討した。レンジウォークとアンテナ方向時間遅延の補正として、Keystone 変換が適用できることを確認した。今後、移動目標の到来角が変化するドップラウォークの影響を受ける場合の信号処理を検討する。

本稿に示す研究内容は、総務省の委託研究「電波資源拡大のための研究開発(狭帯域・遠近両用高分解能小型レーダ技術の研究開発)」により実施されたものである。

参考文献

- [1] 渡辺優人, 稲葉敬之, “H-PRF レーダにおけるパルス間周期符号変調による測距法の提案”, 信学総大, B-2-7, 2011-3
 [2] M.A.Richards, “The Keystone Transformation for Correcting Range Migration in Range-Doppler Processing”, pp.1-29, Mar.2014

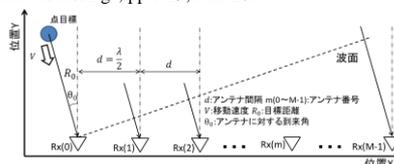


図 1. アレーアンテナ配置図



図 2. 信号処理ブロック図

表 1. PC-HPRF 方式レーダパラメータ

送信周波数 f_c	79 GHz	受信アンテナ数 M	256
波長 λ	3.8mm	アンテナ間隔 d	0.5 λ
送信パルス幅 T	1 nsec	距離分解能 δR	0.15 m
送信パルス数 N_p	512	速度分解能 δV	0.334 km/h
CPI T_{cp}	20msec	角度分解能 $\delta \theta$	0.448 deg

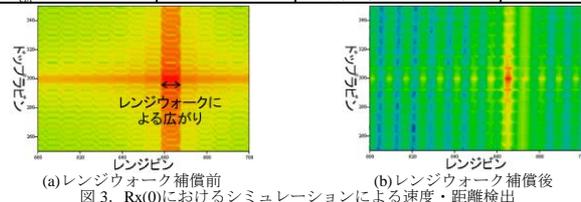


図 3. Rx(0) におけるシミュレーションによる速度・距離検出

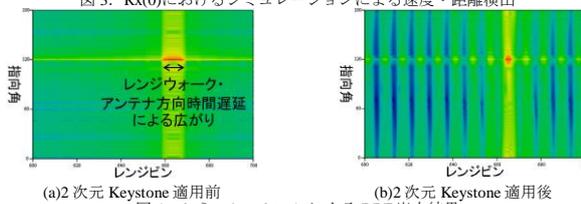


図 4. シミュレーションによる DBF 出力結果