

近接する複数の変動物体環境下における FM-CW レーダの構成と特性

秋山 拓也[†] 齋藤 光正^{††} 小林 朋弘^{†††} 山口 一弘^{†††} 松江 英明^{†††}

[†] 諏訪東京理科大学大学院 工学・マネジメント研究科

^{††} 株式会社 CQ-S ネット

^{†††} 諏訪東京理科大学 システム工学部 電子システム工学科

[†], ^{†††} 〒391-0292 長野県茅野市豊平 5000-1

^{††} 〒221-0064 神奈川県横浜市神奈川区鳥越 7-8

E-mail: [†] gh14601@ed.tus.ac.jp ^{††} saitoh@cq-snet.com ^{†††} g111023@ed.tus.ac.jp, yamaguchi@rs.tus.ac.jp, matsue@rs.suwa.tus.ad.jp

あらまし 準ミリ波帯を用いた 24GHz 帯 FM-CW レーダについて、近接する複数の微小変位のあるターゲットが存在する環境下において、個々のターゲットに分離するために位相リニアな中心周波数可変の帯域通過フィルタを用いる方式を提案した。そして、計算機シミュレーションにより特性評価した結果、ターゲットが 1m と 2m 地点の場合、FM-CW レーダの掃引周波数が 200MHz、掃引時間が 256 μ s であるとき、帯域通過フィルタの帯域幅は 1600Hz とすることで各ターゲットの微小変位を測定することができ、また、ターゲット間の距離を近くしていく場合、0.5m 程度まで近づけても分離可能であることを明らかにした。

キーワード FM-CW レーダ, 複数物体, 微小変位計測, 距離スペクトル

An FM-CW radar system under the multiple moving targets

Takuya Akiyama[†] Mitsumasa Saito^{††} Tomohiro Kobayashi^{†††} Kazuhiro Yamaguchi^{†††}
Hideaki Matsue^{†††}

[†] Graduate school of Tokyo University of Science, Suwa ^{†††} Tokyo University of Science, Suwa

[†], ^{†††} 5000-1, Toyohira, Chino, Nagano, 391-0292, Japan

^{††} CQ-S net Inc. 7-8, Torikoshi, Kanagawa-ku, Yokohama, Kanagawa, 221-0064, Japan

E-mail: [†] gh14601@ed.tus.ac.jp ^{††} saitoh@cq-snet.com ^{†††} g111023@ed.tus.ac.jp, yamaguchi@rs.tus.ac.jp, matsue@rs.suwa.tus.ad.jp

Abstract In this paper, FM-CW radar systems with frequency filtering for detecting multiple moving targets is proposed. Computer simulation is carried out for analyzing the performance of the FM-CW radar system under multiple moving targets. As the results, the system can detect both the distances and small displacements of the moving targets whose distance is about 0.5 m.

Keywords FM-CW radar, multiple moving targets, small displacements.

1. まえがき

準ミリ波帯を用いたレーダとして特定小電力 ARIB STD T-73[1]に準拠した 24GHz 帯レーダがあり、屋内外で使用できるため広く適用されている。[2][3][4][5][6]の中には、移動速度や変動などを図るドップラーレーダ[6]、移動体の距離などを測る 2 周波ドップラーレーダ、静止物体または低速移動体の距離を測る FM-CW レーダ[7][8]などがある。これらは装置

構成が簡易であり小型化が可能なため実装上広い適用範囲が期待できる。

これまで、FM-CW レーダを用いて人体の呼吸状態を検出して通信回線により集約する実証実験[9]を行った結果、測定対象が 1 人の場合には正常に動作できているが、近接して 2 人が存在する場合、その距離と位相が正確に計測して表示できないために呼吸状態を正確表示できないという課題があった。今回、FM-CW

レーダについて、近接する複数の微小変位のあるターゲットが存在する環境下において、個々にターゲットを分離法として位相リニアな中心周波数可変の帯域通過

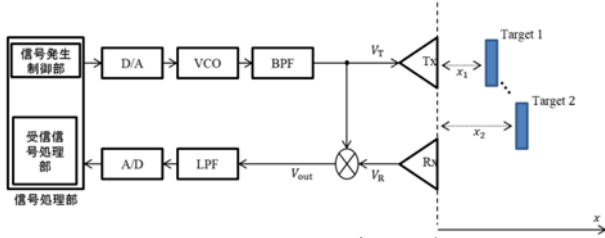


図1. FM-CW レーダの構成図

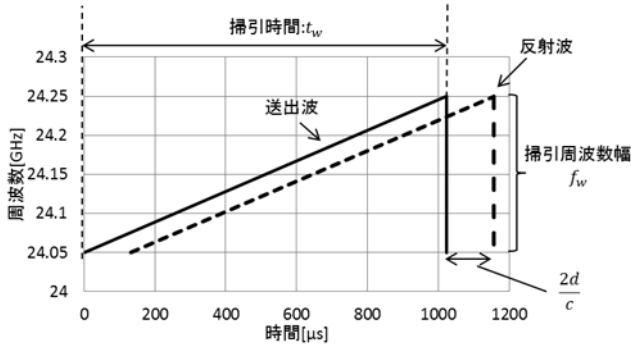


図2. FM-CW レーダの掃引周波数と掃引時間

フィルタを用いる方式を提案している. そして, 計算機シミュレーションにより特性を明らかにしその有効性を示している.

2. 複数物体環境下における FM-CW レーダの構成と特性

2.1. FM-CW レーダの動作原理

図1に FM-CW レーダの構成図, 図2に FM-CW レーダの掃引周波数と掃引時間を示す. FM-CW レーダでは, VCO により周波数変調した電波を送信アンテナ Tx から発射, 対象物に反射した電波をアンテナ Rx により受信し, 送信波とのミキシングによりビート信号を得る. 得られたビート信号を FFT し解析することで, 対象物までの距離を算出することができる. このとき, 周波数変調の周波数幅を掃引周波数幅 f_w , 周期を t_w と呼ぶ. 送信信号周波数を f , 振幅を A , 送信機からの距離を x とすると, 送信信号 $V_T(f, x)$ は次式で表される.

$$V_T(f, x) = A e^{j \frac{2\pi f}{c} x} \quad (1)$$

K 個の物体による x 点における反射波の信号 $V_R(f, x)$ は,

$$V_R(f, x) = \sum_{k=1}^K A \alpha_k \gamma_k e^{j \varphi_k} e^{j \frac{2\pi f}{c} (2d_k - x)} \quad (2)$$

となる. ここで, γ_k , φ_k はそれぞれ k 番目の物体の反

射による振幅および位相係数, α_k は k 番目の物体 X_k に反射した信号の伝搬損による振幅係数である. d_k は送信点から k 番目の物体の距離とすると, 受信機位置 $x=0$ の点における反射波の信号は(2)式で $x=0$ とおき,

$$V_R(f, 0) = \sum_{k=1}^K A \alpha_k \gamma_k e^{j \varphi_k} e^{j \frac{2\pi f}{c} 2d_k} \quad (3)$$

送信信号と反射波の信号を乗算し, LPF を通すと次式を得る.

$$V_{out}(f, 0) = \sum_{k=1}^K A^2 \alpha_k \gamma_k e^{j \varphi_k} e^{j \frac{4\pi f d_k}{c}} \quad (4)$$

ここでフーリエ変換による距離スペクトルを求めると,

$$\begin{aligned} P(x) &= \int_{f_0 - \frac{f_w}{2}}^{f_0 + \frac{f_w}{2}} V_{out}(f, 0) e^{-j \frac{4\pi f x}{c}} df \\ &= \int_{f_0 - \frac{f_w}{2}}^{f_0 + \frac{f_w}{2}} \sum_{k=1}^K A^2 \gamma_k \alpha_k e^{j \varphi_k} e^{j \frac{4\pi f d_k}{c}} e^{-j \frac{4\pi f x}{c}} df \\ &= A^2 \sum_{k=1}^K \alpha_k \gamma_k e^{j \varphi_k} \int_{f_0 - \frac{f_w}{2}}^{f_0 + \frac{f_w}{2}} e^{j \frac{4\pi f (d_k - x)}{c}} df \end{aligned}$$

ここで $f = f_0 + f_\Delta$ とおき,

$$\begin{aligned} &= A^2 \sum_{k=1}^K \alpha_k \gamma_k e^{j \varphi_k} \int_{-\frac{f_w}{2}}^{\frac{f_w}{2}} e^{j \frac{4\pi (f_0 + f_\Delta)(d_k - x)}{c}} df_\Delta \\ &= A^2 \sum_{k=1}^K \alpha_k \gamma_k e^{j \varphi_k} e^{j \frac{4\pi f_0 (d_k - x)}{c}} f_w \frac{\sin\left\{\frac{2\pi f_w (d_k - x)}{c}\right\}}{\frac{2\pi f_w (d_k - x)}{c}} \end{aligned} \quad (5)$$

となる. 次に距離スペクトルの振幅成分 $|P(x)|$ は

$$\begin{aligned} |P(x)| &= A^2 \left| \sum_{k=1}^K \alpha_k \gamma_k e^{j \varphi_k} e^{j \frac{4\pi f_0 (d_k - x)}{c}} f_w \frac{\sin\left\{\frac{2\pi f_w (d_k - x)}{c}\right\}}{\frac{2\pi f_w (d_k - x)}{c}} \right| \\ &\leq A^2 f_w \sum_{k=1}^K \alpha_k \gamma_k \left| \frac{\sin\left\{\frac{2\pi f_w (d_k - x)}{c}\right\}}{\frac{2\pi f_w (d_k - x)}{c}} \right| \end{aligned} \quad (6)$$

として得られる.

ここで(6)式の等号が成り立つのはすべての k について $\varphi_k + \frac{4\pi f_0 (d_k - x)}{c}$ が等しい場合である.

ここで $K=1$ すなわち対象物の数が 1 として,

$$P(x) = A^2 \alpha_1 \gamma_1 e^{j \varphi_1} e^{j \frac{4\pi f_0 (d_1 - x)}{c}} f_w \frac{\sin\left\{\frac{2\pi f_w (d_1 - x)}{c}\right\}}{\frac{2\pi f_w (d_1 - x)}{c}} \quad (7)$$

を得る. その振幅成分は

$$|P(x)| = A^2 \alpha_1 \gamma_1 f_w \left| \frac{\sin\left\{\frac{2\pi f_w (d_1 - x)}{c}\right\}}{\frac{2\pi f_w (d_1 - x)}{c}} \right| \quad (8)$$

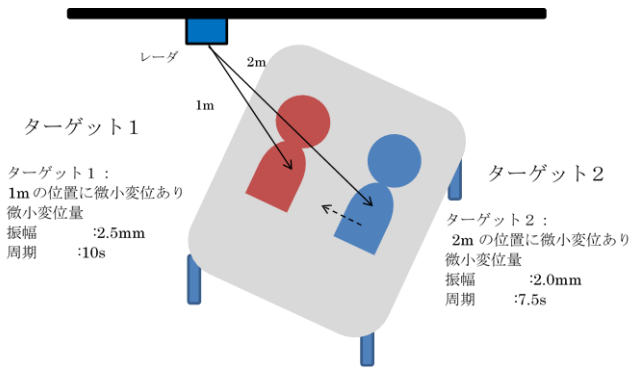


図 3. 近接する複数の変動物体環境

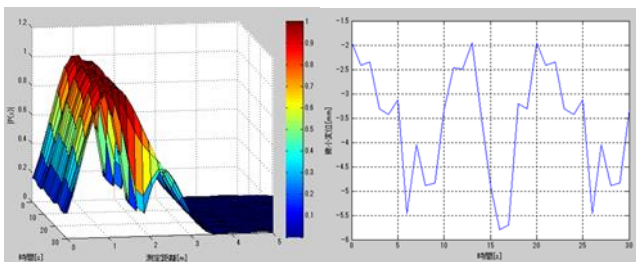
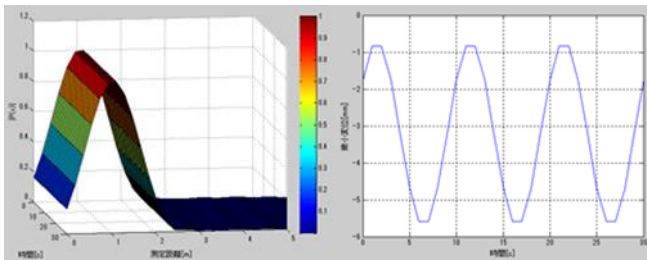
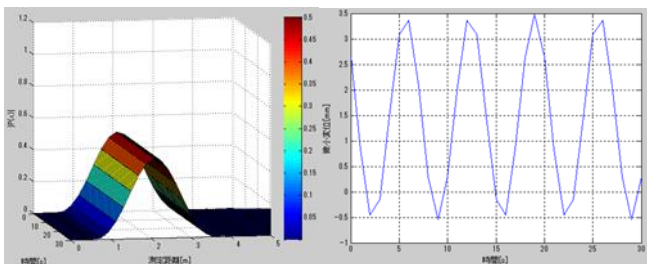


図 4. 近接する複数の物体環境下における距離スペクトルの振幅成分と位相成分



(a) ターゲット 1



(b) ターゲット 2

図 5. ターゲットが単一の環境における距離スペクトルの振幅成分と位相成分

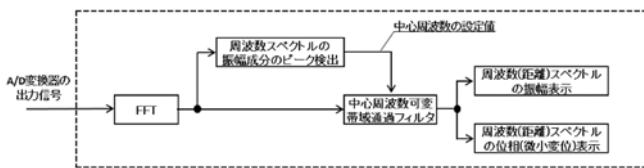


図 6. 中心周波数可変の帯域通過フィルタ (位相リニア) を用いた受信信号処理部の構成

となる. また, 位相成分を求めると,

$$\angle P(x) = \frac{4\pi f_0 (d_1 - x)}{c} + \varphi_1 = \theta_1(x) \quad (9)$$

とおくと, $-\pi \leq \theta_1(x) \leq \pi$ として

$$-\frac{c(-\pi - \varphi_1)}{4\pi f_0} \leq d_1 \leq \frac{c(\pi - \varphi_1)}{4\pi f_0} \quad (10)$$

$\varphi_1 = 0$ とすれば $f_0 = 24.15\text{GHz}$ において

$-3.11 \leq d_1 \leq 3.11$ [mm] となり, 距離スペクトルの位相特性から $\pm 3.11\text{mm}$ の範囲で微小変位を測定可能となる.

2.2. 複数物体環境下における従来技術の課題

本稿の想定する計測環境は複数の変動物体が存在する環境である. 図 5 に複数の変動物体環境下の例を示す. 今回ターゲットは 2 物体とし, それぞれレーダから 1 m 地点にあるターゲット 1 と 2 m 地点にあるターゲット 2 と仮定した. また, それぞれのターゲットに微小変位がある. ターゲット 1 の微小変位は振幅 2.5mm, 周期 10s の正弦波であり, ターゲット 2 の微小変位は振幅 2mm, 周期 7.5s の正弦波であると仮定した.

その環境下における FM-CW レーダの特性を図 6 に示す. 距離スペクトルの振幅成分から 1m と 2m の地点にピークが見られ, その地点にターゲットが存在することがわかる. 一方, 距離スペクトルの位相成分からターゲット 1 とターゲット 2 の微小変位成分が混在するためそれぞれのターゲットを判別することができないという課題があった.

なお, 参考のために, 2 つのターゲットが 1 つずつ存在する場合には図 5 に示すようにそれぞれ距離スペクトルの振幅成分および位相成分は正確に表示できていることがわかる. [7][8]

2.4. 提案法

図 6 に帯域通過フィルタを用いた受信信号処理部の構成を示す. 受信信号を A/D 変換して得られたデジタル信号を FFT 演算して距離スペクトルが得られる. 距離スペクトルから 1 対 1 に対応している周波数スペクトルに変換した後, その振幅成分の極大を検出する振幅成分のピーク検出部の出力をもとにそれぞれのターゲットに対応した極大値の周波数成分に中心周波数を合わせた帯域通過フィルタを用意して個々に 1 つずつターゲットを分離することができる. ここで, 帯域通過フィルタには位相リニア特性を保証可能な FIR デジタルフィルタを用いた.

表 1. シミュレーション諸元

| | | |
|--------------|-------------------------------|---------|
| ターゲット1 | 位置: 1m; 微小変位: 振幅2.5mm, 周期10s | |
| ターゲット2 | 位置: 2m; 微小変位: 振幅2.0mm, 周期7.5s | |
| 中心周波数 f_0 | 24.15 | GHz |
| 掃引周波数幅 f_w | 100/200/400/800 | MHz |
| 掃引時間 t_w | 256/512/1024/2048 | μs |
| フィルタ帯域幅 B | 200/400/800/1600/3200 | Hz |

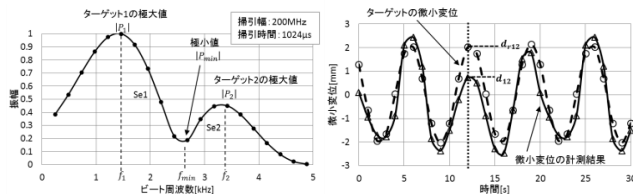
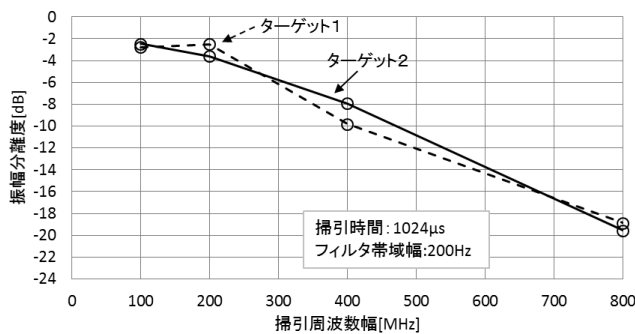
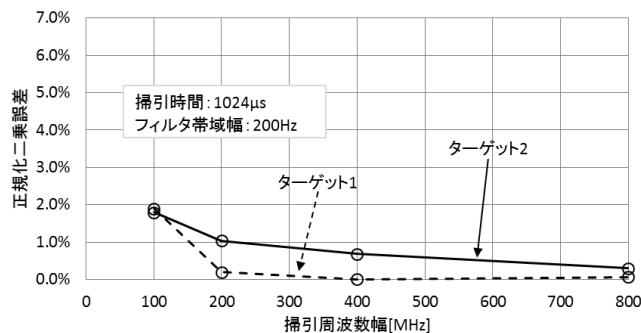


図 7. 距離スペクトルの振幅成分と位相成分の評価方法



(a) 距離スペクトル振幅成分における振幅分離度対掃引周波数幅特性



(b) 距離スペクトル位相成分における正規化二乗誤差対掃引周波数幅特性

図 8. 掃引周波数幅を変化させた場合の振幅分離特性と正規化二乗誤差特性

3. 計算機シミュレーション評価

提案法の有効性を確認するために計算機シミュレーションを行った. 表 1 にシミュレーション諸元を示す. 中心周波数はミリ波帯を用いたレーダとして特定小電力 ARIB STD T-73[1] に準拠した 24GHz 帯レーダに

準拠して 24.15GHz とする. 掃引周波数幅は 100MHz から 800MHz, また, 掃引時間は 256 μs から 2048 μs の範囲で変化させ, 帯域通過フィルタの帯域幅は 200Hz から 3200Hz の間で変化させた.

3.1. 振幅分離度の定義

図 7 に距離スペクトルの振幅成分と位相成分の評価方法を示す. 距離スペクトル振幅成分の評価方法は, 周波数スペクトルの振幅成分表示において, ターゲット 1 の極大値を P_1 , ターゲット 1 とターゲット 2 の間の極小値を P' とすると, ターゲット 1 の振幅分離度 Se_1 は, 次式で表される.

振幅分離度

$$Se = 10 \log \frac{|P'|}{|P_1|} = 10 \log \frac{|P(f_{min})|}{|P(f_1)|} \quad (11)$$

振幅分離度 Se の値が小さいほどよく分離できていることを示している.

3.2. 位相分離度の定義

位相成分の評価方法は, 距離スペクトルの位相成分を時間表示した場合の 1 サンプルごとのターゲットの実際の変位と計測された微小変位の差を正規化二乗したものである. サンプル i におけるターゲットの実際の変位を dr_i , 計測された変位を d_i とすると, 正規化二乗誤差は

$$\text{正規化二乗誤差} = \sum_{i=1}^{N-1} \frac{|d_i - dr_i|^2}{|dr_i|^2} \quad (N: \text{計測サンプル数}) \quad (12)$$

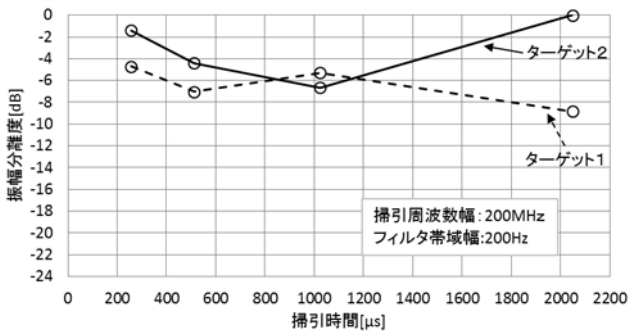
正規化二乗誤差も小さいほど正確に表示できることを示している.

3.3. 掃引周波数幅を変化させた場合の振幅分離と位相成分の正規化二乗誤差特性

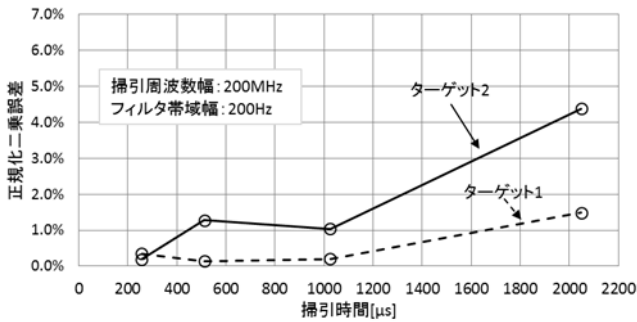
図 8 に, 掃引周波数幅を変化させた場合の振幅分離特性と正規化二乗誤差特性を示す. 距離スペクトルを見ると, 掃引周波数幅が 100MHz の時, 振幅分離度は約 -2.5dB であるが, 800MHz の時は約 -19dB 確保できる. これは, 掃引周波数幅 f_w が大となると距離スペクトルの分解能が上がり, ターゲットの分離が容易になるためである. 実際には振幅分離度が -1dB 程度確保されていれば十分である.

次に, 位相成分における正規化二乗誤差については, 掃引周波数幅が 100MHz の時は約 2% であるが, 200MHz の時にターゲット 1 は約 0.2% まで改善されているが, ターゲット 2 については約 1% までしか改善されていない. これは, ターゲット 1 とターゲット 2 では, ターゲット 1 のビート信号の影響が大きいからである. 掃引周波数幅が 400MHz 以降でもターゲット 2 のほうが比較的誤差は大きい. 実際には正規化二乗誤差が約 6% 未満であれば, 微小変位の周期について

は問題のない精度と言える。

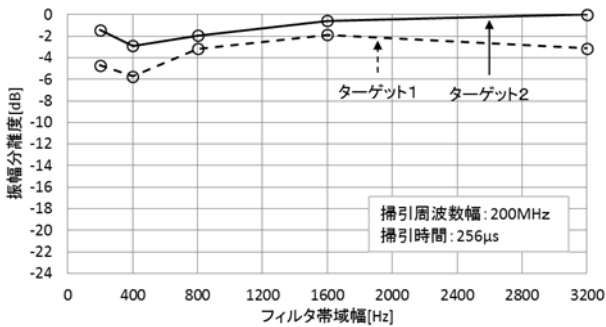


(a)距離スペクトル振幅成分における振幅分離度対掃引時間特性

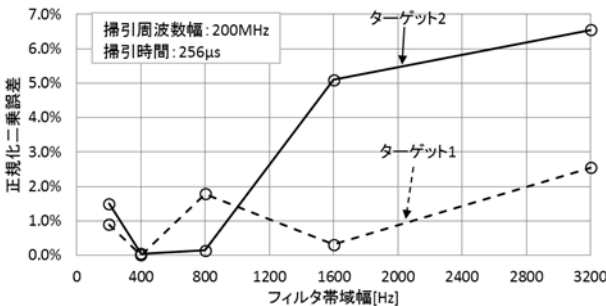


(b)距離スペクトル位相成分における正規化二乗誤差対掃引時間

図9. 掃引時間を変化させた場合の振幅分離特性と正規化二乗誤差特性



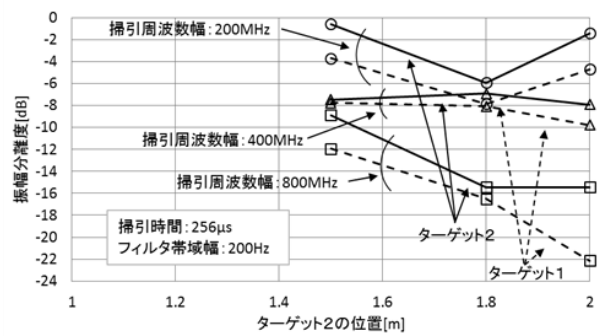
(a)距離スペクトル振幅成分における振幅分離度対フィルタ帯域幅特性



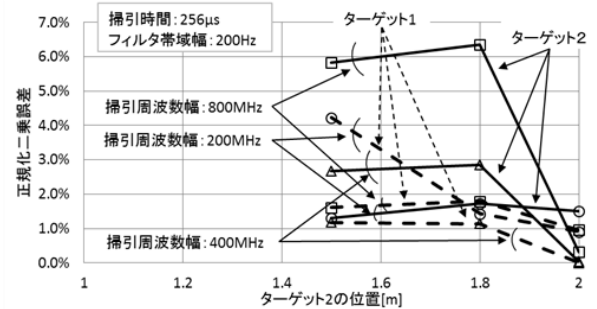
(b)距離スペクトル位相成分における正規化二乗誤差対フィルタ帯域幅特性

図10. 掃引時間を変化させた場合の振幅分離特性と

正規化二乗誤差特性



(a)距離スペクトル振幅成分における振幅分離度対ターゲット位置特性



(b)距離スペクトル位相成分における正規化二乗誤差対ターゲット位置特性

図11. 掃引時間を変化させた場合の振幅分離特性と正規化二乗誤差特性

3.4. 掃引時間を変化させた場合の振幅分離特性と位相成分の正規化二乗誤差特性

図9に、掃引時間を変化させた場合の振幅分離特性と正規化二乗誤差特性を示す。振幅分離度を見ると、ターゲット1については、掃引時間に関係なく-4dB未満の分離度を確認することができたが、ターゲット2に関しては掃引時間が256μsから1024μsまでは概ね-1dBの分離度を確保している。2048μsの場合は、分離度が0dB付近とピークの判別不能な値となっている。これは、掃引時間が大となると、周波数スペクトルの分解能が悪化するためである。正規化二乗誤差については分離の難しいターゲット2については、同様に256μsから1024μsまでは概ね1.5%以下を確保しているが、2048μsの場合は約4%まで誤差が大きくなっている。

これより、掃引時間は1024μs以下であることが望ましいことがわかる。

3.5. フィルタ帯域幅を変化させた場合の振幅分離特性と位相成分の正規化二乗誤差特性

図10に、フィルタ帯域幅を変化させた場合の振幅分離特性と正規化二乗誤差特性を示す。振幅分離度についてはターゲット1については概ね-2dB未満であるが、

ターゲット 2 については、フィルタ帯域幅が 1600Hz と 3200Hz では -1dB 以上であり、分離が困難である。これは、フィルタの帯域幅が広く、ターゲット 2 の振幅成分だけを取り出すことが困難になったためである。微小変位の正規化二乗誤差についてもターゲット 1 は概ね 3% 以下であるが、ターゲット 2 については 1600Hz では約 5%、3200Hz では約 6.5% まで悪化している。これも振幅分離度の悪化と同じく、フィルタの帯域幅が広く、ターゲット 2 の位相成分だけを取り出すことが困難になったためである。以上より、帯域通過フィルタの帯域幅は 1600Hz 以下であることが望ましいことがわかる。

3.3. ターゲット間の位置を近接させた場合の振幅分離特性と位相成分の正規化二乗誤差特性

次に、2つのターゲット間の距離を近接していった場合について計算機シミュレーション評価を行った。具体的にはターゲット 2 を 1m 地点のターゲット 1 に近づけた場合の特性を評価した。

図 1 1 に、ターゲットの位置を変化させた場合の振幅分離特性と正規化二乗誤差特性を示す。振幅分離度については、ターゲット 2 について、掃引周波数幅が 800MHz の時、ターゲット 2 の位置がターゲット 1 の近づくと、約 -9dB まで変化している。しかし、掃引周波数幅が 400MHz の時はターゲット 2 の位置にかかわらず -7dB 付近の値となっている。掃引周波数幅が 200MHz の時はターゲット 2 の位置が 1.4m の地点で -0.3dB まで悪化している。これは、ターゲット間の距離が近く分離ができないためである。正規化二乗誤差を見ると、ターゲット 2 が 1.5m の地点で掃引周波数幅が 200MHz の場合、約 1~4% である。掃引周波数幅が 400MHz の場合、約 1~2.5% と改善されている。掃引周波数幅が 800MHz の場合、約 1.5~6% と悪化していて、特にターゲット 2 については顕著である。これは、ターゲット間の距離が近づくと、周波数スペクトルの振幅表示上での各ターゲットの極大値検出の精度が問題となり、帯域通過フィルタの中心周波数の設定が不適切になる。その結果、掃引周波数が 800MHz と大きくなると不適切な値のフィルタの設定の影響も大きく、正規化誤差も大きくなった。

4. まとめ

準ミリ波帯を用いた 24GHz 帯 FM-CW レーダについて、近接する複数の微小変位のあるターゲットが存在する環境下において、個々のターゲットに分離するために位相リニアな中心周波数可変の帯域通過フィルタを用いる方式を提案した。そして、計算機シミュレーションにより特性評価した結果、ターゲットが 1m と 2m 地点の場合、FM-CW レーダの掃引周波数が 200MHz、

掃引時間が 256 μ s であるとき、帯域通過フィルタの帯域幅は 1600Hz であれば各ターゲットの微小変位を測定することができ、また、ターゲット間の距離を近くしていく場合、0.5m 程度まで近づけても分離可能であることを明らかにした。

今後は各パラメータをさらに可変して分離特性を検証するとともに、実機への実装を行い実験によって特性評価を行う。

文 献

- [1] http://www.arib.or.jp/tyosakenkyu/kikaku_tushin/tsush_std-t073.html
- [2] 上保徹志, “0m から測距可能な定在波レーダ,” 電学論 C, 125 巻 12 号, pp.1641-1651, 2005 年
- [3] 大窪義博, 上保徹志, “距離 0m から測距可能な定在波レーダの測定原理の実験的検証,” 信学論(B), vol.J89-B No.7 pp.1141-1150, 2006 年
- [4] T.Ihara and K.Fujimura, “Research and development trends of millimeter-wave short-range application systems,” IEICE Trans. Commun., vol.E79-B, no.12, pp.1741-1753, Dec.1996.
- [5] T.Saito, T.Ninoyama, O.Isaji, T.Watanabe, H.Suzuki, and N.Okubo, “Automotive FM-CW radar with heterodyne receiver,” IEICE Trans. Commun., vol.E79-B, no.12, pp.1806-1812, Dec.1996
- [6] H.Rohling and E.Lissel, “77GHz radar sensor for car application,” IEEE 1995 International Radar Conference, pp.373-379, May 1995.
- [7] 宮坂浩平, 齋藤光正, 山口一弘, 松江英明, “24GHz 帯 FM-CW レーダの設計と特性,” 電子情報通信学会, 無線通信システム研究会報告, RCS2013-260, pp29-34, Jan.2014
- [8] K.Yamaguchi, M.Saito, K.Miyasaka and H.Matsue: “Design and Performance of a 24GHz Band FM-CW Radar System and Its Application,” IEEE APWiMob 2014, pp.226-231, Aug 28-30th, Indonesia.
- [9] 松江英明, 齋藤光正, 天野敏夫, 我孫子拓治, 山口一弘, 小林朋弘, “FM-CW レーダ技術の応用と電波防護指針について,” 月間 EMC, No.318, pp53-63, Oct.2014