

# マイクロ波による微小変位計測の基礎検討

蔵田 真彦 稲葉 敬之

電気通信大学大学院 情報理工学研究科 〒182-8585 東京都調布市調布ヶ丘 1-5-1

E-mail: kurata.masahiko@inabalab.ee.uec.ac.jp

**あらまし** 医療現場における生体信号の計測や震災時の瓦礫下の生存者探索などを目的として、マイクロ波による mm オーダの微小変位計測の研究が進められている。本稿では、無変調の CW 波を送信する CW 方式及び FMCW 方式による微小変位計測の基礎検討を行う。両方式の微小変位計測原理について定式化を行うと共に、心拍信号計測への応用を想定した射影行列による周期的な不要変動成分抑圧法の提案を行う。また、微小変位計測の計算機シミュレーション及び 24GHz 特定小電力無線局規格準拠のレーダ装置による基礎実験の結果を示す。

**キーワード** レーダ, 生体信号, 心拍, 呼吸, FMCW, CW

## Basic study of small displacement detection using microwave radar

Masahiko KURATA and Takayuki INABA

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

1-5-1 chofugaoka, choufu-shi, Tokyo, 182-8585 Japan

E-mail: kurata.masahiko@inabalab.ee.uec.ac.jp

**Abstract** Small displacement detection with microwave has been researched and developed for use in vital sign monitoring in the medical field and life detection of survivors trapped in earthquake rubble. We show the basis of small displacement detection with non-modulated CW radar and FMCW radar and suggest a method for suppression of unrequired variation components using projection matrix. We also present simulation and experimental results of small displacement detection.

**Keyword** radar, vital sign, heartbeat, respiration, FMCW, CW

### 1. はじめに

マイクロ波による mm オーダの微小変位計測技術は多くの応用が期待される。例えば呼吸や心拍に伴う体表面の変位を計測することで非接触且つ着衣のまま呼吸や心拍といった生体信号の計測を行うことや、震災時等に瓦礫の下に埋もれた生存者をその体動を検知することで探索することが提案されている [1]-[3]。微小変位計測のためのレーダ方式は CW (Continuous Wave) 波を用いるものとパルス波を用いるものとに大別されるが [4], CW 波を用いるものとしては無変調の CW 波を送信する CW 方式や FMCW 方式が提案されている [1]-[3]。

本稿では CW 波を用いる代表的な方式である CW 方式及び FMCW 方式による微小変位計測の基礎検討を行う。CW 方式及び FMCW 方式の微小変位計測原理について定式化を行うと共に、目標の周囲に存在する静止物からの反射波混信除去について検討する。また、

微小変位計測の応用として心拍信号の計測を想定した場合、心拍由来の変動成分を呼吸由来の変動成分から分離抽出する必要がある。そこで、本稿では射影行列による周期的な不要変動成分抑圧法の提案を行う。計算機シミュレーションにより両方式における静止物混信除去の効果の確認及び両方式の性能の比較検討を行うと共に、提案する不要変動成分抑圧法の有効性を検証する。また、24GHz 特定小電力無線局規格準拠のレーダ装置による基礎実験の結果を示す。

### 2. マイクロ波による微小変位計測原理

#### 2.1. CW 方式

CW 方式は図 1 に示すように周波数一定の送信波を用いる。この送信波は、

$$T(t) = A \exp[j(2\pi ft + \phi_0)] \quad (1)$$

と書かれる。ここで、 $f$  は送信周波数、 $\phi_0$  は初期位相である。



図1 CW方式の送信シーケンス

また、送信波に対する受信波は、時間遅延の影響を受け、

$$R(t) = A' \exp\{j[2\pi f(t - \tau(t)) + \phi_0]\} \quad (2)$$

と書かれる。ここで、 $\tau(t)$  は時間遅延

$$\tau(t) = \frac{2R(t)}{c} \quad (3)$$

であり、 $R(t)$  は目標距離、 $c$  は光速である。

この受信波を送信波でミキシングし、LPF (Low Pass Filter) により周波数の和信号を除去することで、以下のビート信号が得られる。

$$B(t) = A'' \exp\{j[2\pi(-f\tau(t))]\} \quad (4)$$

上式において、(3)式および  $\lambda = c/f$  を用いて、

$$B(t) = A'' \exp\left\{j\left(-\frac{4\pi R(t)}{\lambda}\right)\right\} \quad (5)$$

となる。

ビート信号の  $-4\pi R(t)/\lambda$  で表わされる位相の値は  $R(t)$  が  $\lambda/2$  ( $f$  が 24.15GHz の場合 6.2mm) 変化すると  $2\pi$  変化する。よって、ビート信号の位相の値を算出しその時間的な変化を求めることで  $R(t)$  の mm オーダの微小な変化を計測可能である。ビート信号の位相の値はビート信号の I 信号  $I(t)$  と Q 信号  $Q(t)$  から  $\arctan(Q(t)/I(t))$  を求めることで得られる。

## 2.2. FMCW 方式

FMCW 方式は図2に示すようにリニア FM 変調波(あるいはチャープ波)と呼ばれる周波数を時間とともに直線状に掃引 (sweep) する送信波を用いる。この送信波は、

$$T(t) = A \exp\left\{j\left[2\pi\left(f + \frac{1}{2}\mu t\right)t + \phi_0\right]\right\} \quad (6)$$

と書かれる。ここで、 $f$  は送信周波数、 $\mu (= B/T)$  は FM スロープ、 $B$  は掃引帯域幅、 $T$  は掃引時間、 $\phi_0$  は初期位相である。

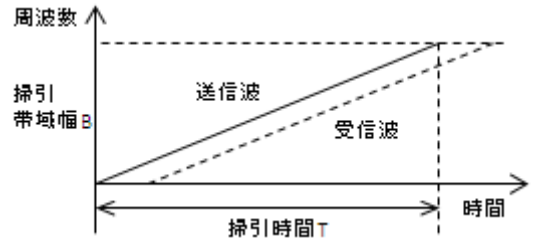


図2 FMCW方式の送信シーケンス

また、送信波に対する受信波は、時間遅延及びドップラーシフトの影響を受け、

$$R(t) = A' \exp\left\{j\left[2\pi\left(f + \frac{1}{2}\mu\left(t - \tau - \frac{2v}{c}t\right)\right) \cdot \left(t - \tau - \frac{2v}{c}t\right) + \phi_0\right]\right\} \quad (7)$$

と書かれる。ここで、

$$\tau = \frac{2R}{c} \quad (8)$$

であり、 $R$  は掃引開始時の目標距離、 $v$  は目標速度(遠ざかる方向を正とした)である。

この受信波を送信波でミキシングし、LPF (Low Pass Filter) により周波数の和信号を除去することで、以下のビート信号が得られる。

$$B(t) = A'' \exp\left\{j\left[2\pi\left(-f\frac{2v}{c}t + \left(\frac{1}{2}\mu\left(1 - \frac{2v}{c}\right)^2 - \frac{1}{2}\mu\right) \cdot t^2\right) - \mu\left(1 - \frac{2v}{c}\right)t - f\tau + \frac{1}{2}\mu\tau^2\right]\right\} \quad (9)$$

上式において、 $1 - 2v/c \cong 1$  とし、かつ、本論文において想定している目標距離は数 m 程度であることから  $\tau^2 \cong 0$  とすると、(8)式および  $\lambda = c/f$  を用いて、

$$B(t) \cong A'' \exp\left\{j\left[2\pi\left(-\frac{2BR}{cT} - \frac{2v}{\lambda}t - \frac{4\pi R}{\lambda}\right)\right]\right\} \quad (10)$$

となる。

図2に示した送信波を送信し(10)式のビート信号を得ることを繰り返し行う。このときビート信号の  $-4\pi R/\lambda$  で表わされる位相項の値は  $R$  が  $\lambda/2$  だけ変化すると  $2\pi$  変化する。よって、ビート信号の位相項の値を求めその時間的な変化を求めることで CW 方式と同様に  $R$  の微小な変化を計測可能である。

ビート信号の初期位相の値はビート信号に対してフーリエ変換を行うことで得る。ビート信号をサンプリング間隔  $\Delta$  でサンプリングし、これに離散フーリエ

変換を行うと下式の通りとなる.

$$F(k) = \sum_{n=0}^{N-1} B(n) \exp(-j \frac{2\pi nk}{N}) \quad (11)$$

$$\cong \sum_{n=0}^{N-1} A^* \exp\left\{j \left[ 2\pi \left( -\frac{2BR}{cT} - \frac{2v}{\lambda} \right) (n\Delta) - \frac{4\pi R}{\lambda} \right] \right\} \exp(-j \frac{2\pi nk}{N})$$

ここで、 $k$  は周波数を示す番号、 $N$  はサンプル数である.

上式においてビート信号の周波数は  $R$ 、 $v$  の変化に応じて変化する. しかし、本稿において想定している  $R$  の値、 $v$  の値、 $R$  の変化幅はそれぞれ数  $m$  程度、数  $mm/s$  程度、数  $cm$  以下であることから、レーダパラメータとして後述の「3. 計算機シミュレーション」で示す値を採用する場合

$$F(k) \cong \sum_{n=0}^{N-1} A^* \exp\left\{j \left[ 2\pi \left( -\frac{2BR_n}{cT} \right) (n\Delta) - \frac{4\pi R}{\lambda} \right] \right\} \exp(-j \frac{2\pi nk}{N}) \quad (12)$$

とすることが出来る. ここで、 $R_n$  は  $R$  の平均的な値 (一定) であり、目標の変位計測前等に何らかの手段で求めておく.

このとき、離散フーリエ変換の値が最大となる周波数番号  $k_{peak}$  は

$$k_{peak} = N \left( -\frac{2BR_n}{cT} \right) \Delta \quad (13)$$

で与えられ、このとき

$$F(k_{peak}) = NA^* \exp\left[ j \left( -\frac{4\pi R}{\lambda} \right) \right] \quad (14)$$

となる. ただし、 $k$  は整数の値しかとり得ないところ、(13)式で与えられる  $k_{peak}$  の値は整数とならない場合がある. この場合、離散フーリエ変換の  $k_{peak}$  の値に最も近い  $k = k_1$  ( $k_1$  は整数) における値を求めると

$$F(k_1) = NA^* \exp\left[ j \left( -\frac{4\pi R}{\lambda} \right) \right] E(\delta) \quad (15)$$

となる. ここで、

$$E(\delta) = \frac{1}{N} \frac{1 - \exp\{j[2\pi(-\delta)]\}}{1 - \exp\left\{j \left[ 2\pi \left( -\frac{\delta}{N} \right) \right] \right\}} \quad (16)$$

$$\delta = k_1 - k_{peak} \quad (17)$$

である.

$R_n$  から(13)式より  $k_{peak}$  の値を算出し、 $k_{peak}$  の値が整数である場合は、離散フーリエ変換の  $k = k_{peak}$  における値を求める. その値は(14)式に示されるものであり、位相を求めることでビート信号の位相項の値を得る. また、 $k_{peak}$  の値が整数とならない場合は、離散

フーリエ変換の  $k = k_1$  における値を求める. その値は(15)式に示されるものであり、位相はビート信号の位相項の値に  $E(\delta)$  の位相が加算されたものとなる. しかし、(12)式の近似が成り立つ条件では  $E(\delta)$  は  $R$ 、 $v$  の変化に依らず一定とみなすことが出来、 $E(\delta)$  の位相が加算されていることはビート信号の位相項の値の時間的な変化を求める上で影響無い.

このとき、距離  $R_n$  に対応する特定の周波数成分に着目していることから、距離ゲートを掛けることになり、目標とは異なる距離に位置する反射物の影響を避けることが可能である.

最後に、「3. 計算機シミュレーション」で示すレーダパラメータを採用した場合の(12)式の近似による誤差を検討する. 厳密には  $R$ 、 $v$  の値に応じて  $k_{peak}$  や  $E(\delta)$  は変化し、これにより誤差が生じる. 例えば変位計測中に  $R$  が  $10mm$  変化する場合、 $\delta$  は  $4.8 \times 10^{-3}$  変化し  $E(\delta)$  の位相は  $4.8 \times 10^{-3} \pi$  変化する. これは  $R$  の変化量算出結果に  $1.5 \times 10^{-2} mm$  の誤差をもたらす. また変位計測中に  $v$  が  $0mm/s$  から  $5mm/s$  に変化する場合、 $\delta$  は  $2.1 \times 10^{-2}$  変化し  $E(\delta)$  の位相は  $2.1 \times 10^{-2} \pi$  変化する. そして、 $v$  が  $0mm/s$  の場合と  $5mm/s$  の場合 ( $R$  の値は同じ) とで  $R$  の所定の基準位置からの変化量算出結果は  $6.4 \times 10^{-2} mm$  異なる.

### 2.3. 静止物混信除去

目標周囲に静止物が存在する場合、受信波には静止物からの反射波が含まれ得る. 例えばレーダ送受信部から距離  $R_s$  (一定) の位置に静止物が存在する場合、CW 方式で計測を行うと、ビート信号を示す(5)式は下式で置き換えられる.

$$B(t) = A^* \exp\left[ j \left( -\frac{4\pi R(t)}{\lambda} \right) \right] + A_s \exp\left[ j \left( -\frac{4\pi R_s}{\lambda} \right) \right] \quad (5')$$

時間が経過して  $R(t)$  が変化すると、上式右辺において目標に対応する第1項は変化するのに対して静止物に対応する第2項は変化しない. このことから、ビート信号の時間的な変化に着目して第2項の成分を取り除くことが可能である. そのための手法は様々考えられるが、簡便にはビート信号のサンプリング信号からその時間平均を減算することが考えられる.

また、同条件下において FMCW 方式で計測を行う場合、ビート信号を示す(10)式は下式で置き換えられる.

$$B(t) \cong A^* \exp\left\{ j \left[ 2\pi \left( -\frac{2BR}{cT} - \frac{2v}{\lambda} \right) t - \frac{4\pi R}{\lambda} \right] \right\} + A_s \exp\left\{ j \left[ 2\pi \left( -\frac{2BR_s}{cT} \right) t - \frac{4\pi R_s}{\lambda} \right] \right\} \quad (10')$$

そして、ビート信号をフーリエ変換して得る(15)式

は下式で置き換えられる.

$$F(k_1) = NA^* \exp\left[j\left(-\frac{4\pi R}{\lambda}\right)\right] E(\delta) + NA_s \exp\left[j\left(-\frac{4\pi R_s}{\lambda}\right)\right] E(\delta_s) \quad (15')$$

ここで,

$$\delta_s = k_1 - k_{peak\_s} \quad (18)$$

$$k_{peak\_s} = N\left(-\frac{2BR_s}{cT}\right)\Delta \quad (19)$$

である.

時間が経過し  $R$  が変化すると, (15')式の右辺において目標に対応する第1項は変化するのに対して静止物に対応する第2項は変化しない. よって, フーリエ変換して得た値からその時間平均を減算することで CW方式の場合と同様に静止物に対応する第2項の成分を取り除くことが可能である. ここではビート信号をフーリエ変換した式として(15)式を考えたが, (14)式の場合でも同様である.

### 3. 射影行列による不要変動成分抑圧法

体表面の変位から心拍信号を計測する場合, 心拍由来の変動成分を呼吸由来の変動成分から分離する必要がある. そこで, 本論文では主に心拍信号計測への応用を想定し, 計測した目標の変位に所望の変動成分及び周期的な不要変動成分が含まれる条件下で適用される射影行列による周期的な不要変動成分抑圧法を提案する.

目標の変位の計測データに所望の変動成分及び周期的な不要変動成分が含まれる場合を考える. まず, この計測データに対してフーリエ変換を行うなどして不要変動成分の周期を求める. 次に, 計測データをその周期毎に分割し,  $M$  個のサンプル数  $N$  からなるデータベクトル  $X_m \in C^{N \times 1} (m=1 \dots M)$  とする.

このデータベクトル  $X_m$  から

$$R = \left\langle X_m X_m^H \right\rangle \quad (20)$$

により相関行列  $R$  を求める. ここで,  $\langle * \rangle$  は  $m$  についての平均操作を表わす.

この相関行列  $R$  を固有値展開する. 相関行列  $R$  は下式で固有値展開表現される.

$$R = \sum_{n=1}^N \lambda_n e_n e_n^H \quad (21)$$

ここで,  $\lambda_n$  は固有値,  $e_n$  は固有ベクトルである.

データベクトル  $X_m$  は不要変動成分の周期で分割し

たものであり, 通常の場合最大固有値は不要変動成分に対応する. そこで, 最大固有値に対応する固有ベクトル  $e_i$  により不要変動成分に対応する部分空間  $S$  を下式で求める.

$$S = e_i e_i^H \quad (22)$$

そして, 不要変動成分抑圧のための射影行列  $P$  を

$$P = I - S \quad (23)$$

として求め(ここで,  $I$  は  $N \times N$  の単位行列.), データベクトル  $X_m$  に対して以下の処理を行う.

$$Y_m = P X_m \quad (24)$$

射影行列  $P$  はデータベクトル  $X_m$  を不要変動成分の部分空間  $S$  に直交する部分空間に射影するものであり, 不要変動成分を抑圧する.

心拍由来の変動成分を呼吸由来の変動成分から分離する手法として HPF(High Pass Filter)により分離する方法が知られている[5]. しかし, この方法では呼吸由来の変動の高調波成分を分離出来ず心拍の変動波形の再現性が低下したり心拍数を計測不能となる虞がある[6]. これに対し, 提案法は射影行列で呼吸由来の変動成分をその高調波成分も含めて抑圧するものであり, 高調波成分の影響を受けにくいと考えられる.

### 4. 計算機シミュレーション

(1) 目標及び静止物が存在, (2) 目標, 静止物及び目標以外の移動物が存在, (3) 心拍及び呼吸に伴う体表面の変位をモデル化した目標及び静止物が存在, の3条件を想定した計算機シミュレーションを行った.

シミュレーションで採用した CW方式及び FMCW方式のレーダパラメータは表1の通りである. また, 何れのシミュレーションにおいても目標からの信号の SN が 20dB となるよう雑音を付加した. 以下, 条件別に説明する

#### 条件 (1) 目標及び静止物が存在

往復移動する目標 (RCS=0dB) 及び静止物 (RCS=10dB) が存在する場合である. 目標距離,

表1 レーダパラメータ一覧

	CW方式	FMCW方式
搬送波周波数	24.15GHz	24.15GHz
サンプリング周波数	10kHz	10kHz
掃引帯域幅 B	-	72MHz
掃引時間 T	-	25.6ms

静止物距離はそれぞれ 1.8m, 2.2m であり, 設定した目標の変位及びこれをフーリエ変換して得た周波数スペクトルを図 3 に示す.

この条件において(a)CW 方式, (b)CW 方式+AvS, (c)FMCW 方式, (d)FMCW 方式+AvS の各方法で得た目

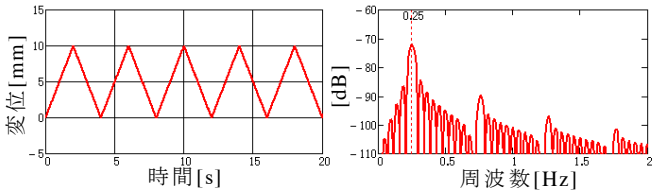


図 3 条件 (1) (2) の設定目標変位及び周波数スペクトル

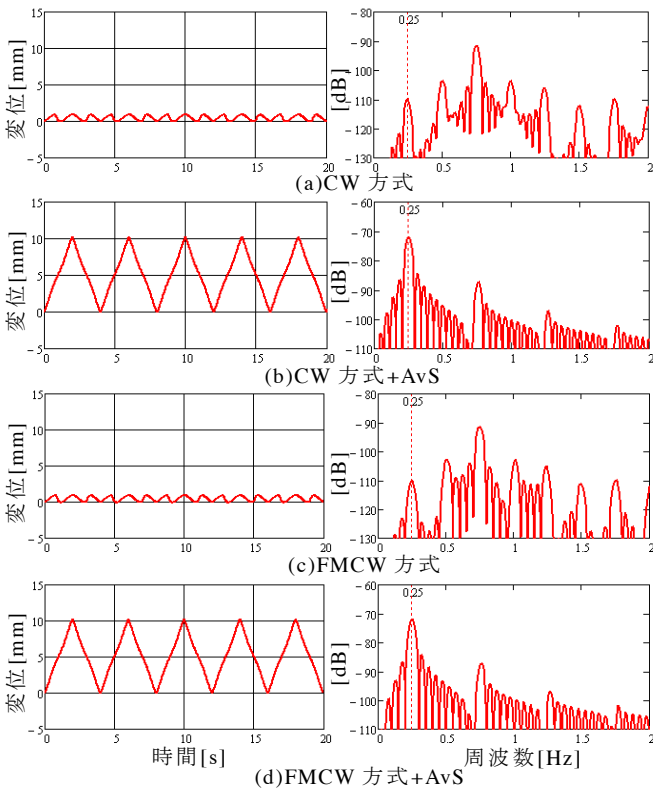


図 4 条件 (1) の目標変位算出結果及び周波数スペクトル

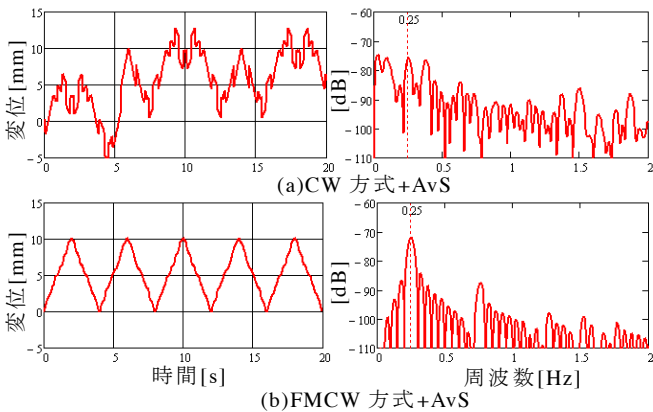


図 5 条件 (2) の目標変位算出結果及び周波数スペクトル

標変位算出結果及びこれをフーリエ変換して得た周波数スペクトルを図 4 に示す. ここで, 「+AvS」は「2.3. 静止物混信除去」で説明した平均値減算処理の適用を示す. CW 方式, FMCW 方式の何れにおいても, 平均値減算処理を行わない場合 ((a), (c)) は図 3 と同様の変位とならなかった. これに対し, 平均値減算処理を行った場合 ((b), (d)) は図 3 と同様の変位となった.

条件 (2) 目標, 静止物及び目標以外の移動物が存在

条件 (1) で設定した目標及び静止物に加えて, 目標以外の移動物 (RCS=10dB) が存在する場合である. 移動物距離は 5.0m であり, 変位幅 20mm, 速度 15mm/s で往復移動するとした.

この条件において(a)CW 方式+AvS, (b)FMCW 方式+AvS の各方法で得た目標変位算出結果及びこれをフーリエ変換して得たスペクトルを図 5 に示す. (a)CW 方式+AvS では図 3 と同様の変位とならなかった. 移動物からの反射波が混信したためと考えられる. これに対し, (b)FMCW 方式+AvS では図 3 と同様の変位となった. 目標と移動物との距離差が約 3.2m と FMCW 方式の距離分解能 ( $c/2B=2.08m$ ) と比較して大きく, 「2.2.FMCW 方式」で説明した FMCW 方式の距離ゲート機能が有効に作用したと考えられる.

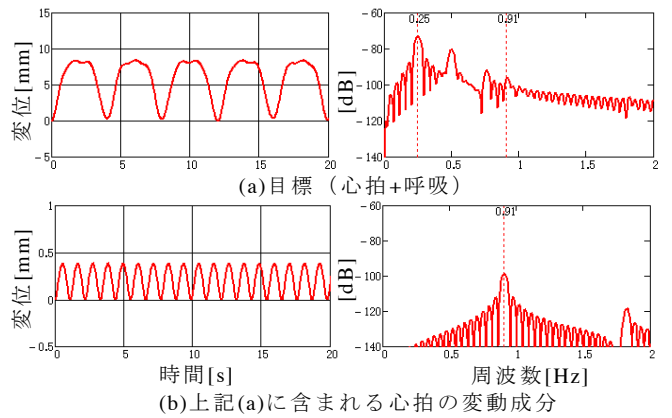


図 6 条件 (3) の設定目標変位及び周波数スペクトル

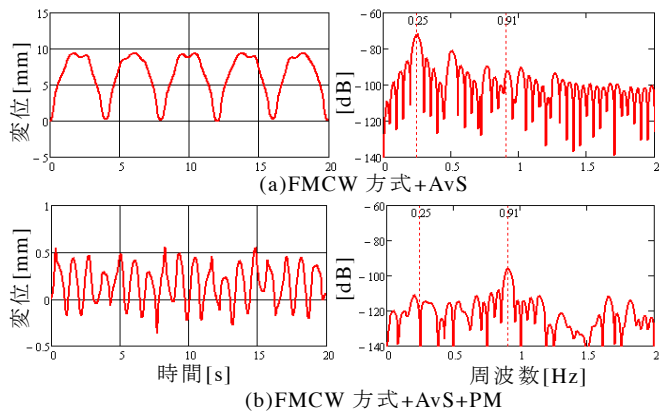


図 7 条件 (3) の目標変位算出結果及び周波数スペクトル

条件(3) 心拍及び呼吸に伴う体表面の変位をモデル化した目標及び静止物が存在

心拍及び呼吸に伴う体表面の変位を想定した目標 (RCS=0dB) の変位及びこれをフーリエ変換して得た周波数スペクトルを図 6(a)に示す。目標の変位は呼吸を想定した変位幅 8mm, 周期 4s の変動に, 図 6(b)に示す心拍を想定した変位幅 0.4mm, 周期 1.1s の変動を重畳したものである。

この条件において(a)FMCW 方式+AvS, (b)FMCW 方式+AvS+PM の各方法で得た目標変位算出結果及びこれをフーリエ変換して得た周波数スペクトルを図 7 に示す。ここで, 「+PM」は「3.射影行列による不要変動成分抑圧法」で説明した提案法の適用を示す。(a)FMCW 方式+AvS では周波数スペクトルにおいて心拍に対応する周波数 (0.91Hz) にピークを明確に認識出来ない。これに対し, (b)FMCW 方式+AvS+PM では図 6(b)とほぼ同様な変位となり, また心拍に対応する周波数にピークが認められる。提案法により呼吸を想定した変動を抑圧したためと考えられる。

**5. 基礎実験**

当研究室が開発した 24GHz 特定小電力無線局規格準拠のレーダ装置による FMCW 方式についての基礎実験を行った。レーダパラメータは計算機シミュレーションの場合と同じである。また, 目標及び静止物の距離並びに目標の変位幅及び速度は計算機シミュレ

ーションの条件(1)と同様であり, 目標及び静止物としてはそれぞれ RCS=0dB のコーナリフレクタ, RCS=10dB のコーナリフレクタを使用した。実験風景を図 8 に示す。

(a)FMCW 方式, (b)FMCW 方式+AvS の各方法で得た目標変位計測結果及びこれをフーリエ変換して得た周波数スペクトルを図 9 に示す。(a)FMCW 方式では目標の変位を捉えることが出来なかったのに対し, (b) FMCW 方式+AvS では捉えることが出来た。この結果は計算機シミュレーションの条件(1)で得た結果と同様である。基礎実験により当研究室が開発した上記レーダ装置は FMCW 方式により mm オーダの微小な変位を計測可能な性能があることを確認すると共に, 平均値減算処理により静止物の混信を除去可能であることを実験的に確認した。

**6. まとめ**

CW 方式及び FMCW 方式の微小変位計測原理についての定式化, 静止物混信除去の検討及び射影行列による周期的な不要変動成分抑圧法の提案を行った。また, 計算機シミュレーションにより静止物混信除去の効果, FMCW 方式の距離ゲート機能, 提案法である不要変動成分抑圧法の有効性を確認すると共に, 基礎実験により当研究室開発のレーダ装置は mm オーダの微小変位を計測可能であること及び静止物混信除去の効果を確認した。

今後の課題は計算機シミュレーションで確認した事項の実験的検証, 人体を目標とした計測実験, CW 波を用いたその他の微小変位計測方法との性能比較である。

**文 献**

- [1] C. Li, Y. Xiao, and J. Lin, "Experiment and Spectral Analysis of a Low-Power Ka-Band Heartbeat Detector Measuring From Four Sides of a Human Body," IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol.54, no.12, pp.4464-4471, Dec. 2006.
- [2] 若山真都, 江崎裕志, 荒井郁男, 三輪空司, "FM-CW レーダを用いた心拍の非接触計測," 信学技報, SANE2005-3, pp.13-16, Apr. 2005.
- [3] 荒井郁男, "生存者探索用レーダについて," 信学技報, SANE99-100, pp.31-36, Jan. 2000.
- [4] C. Li, and J. Lin, "Recent Advances in Doppler Radar Sensors for Pervasive Healthcare Monitoring," Proc. of Asia-Pacific Microwave Conf. 2010, WE4C-5, pp.283-290, 2010.
- [5] B. Lohman, O. Boric-Lubecke, V.M. Lubecke, P.W. Ong, and M.M. Sondhi, "A digital Signal Processor for Doppler Radar Sensing of Vital Signs," IEEE Engineering in Medicine and Biology, September/October 2002, pp.161-164, 2002.
- [6] G. Lu, F. Yang, X. Jing, and J. Wang, "Contact-Free Measurement of Heartbeat Signal via a Doppler Radar Using Adaptive Filtering," International Conference on Image Analysis and Signal Processing, pp.89-92, April 2010.



図 8 実験風景

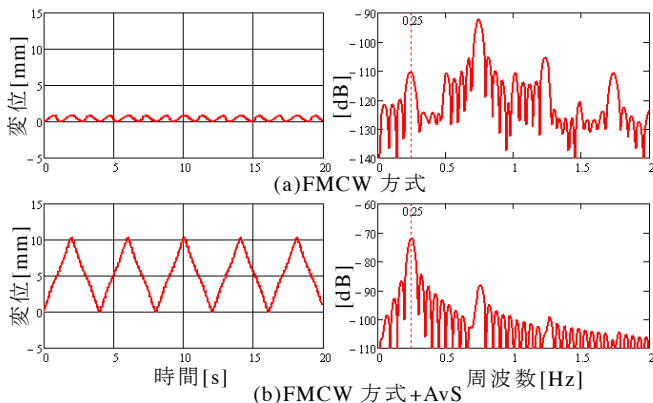


図 9 実験結果