

レーダーを用いた呼吸,心拍,発汗などの生体情報に関する 計測方法の一検討

小林 朋弘[†] 齋藤 光正^{††} 田中 祥之^{†††} 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: [†] gh15607@ed.tus.ac.jp, ^{††} saitoh@cq-snet.com, ^{†††} g113054@ed.tus.ac.jp,

^{†††} yamaguchi@rs.tus.ac.jp ^{†††} matsue@rs.suwa.tus.ac.jp

あらまし 24GHz 帯 FM-CW 方式レーダを用いて,直接接触することなく人の呼吸,心拍や発汗状況などを計測する方式について検討した.具体的には,被測定者からの反射信号を受信し,その信号から FFT により距離スペクトルを計算し,その位相成分から微小変位である呼吸と心拍を検出する方法について,両者を分離するための最適な帯域通過フィルタの設計法を明らかにした.また,被測定物の水分量と反射係数との関係について,理論的に考察するとともに実験によりその考察の有効性を示した.これらの結果から,人の呼吸,心拍と発汗状態に関する計測の可能性を示した.

キーワード FM-CW レーダ,距離スペクトルの位相成分,呼吸,心拍,発汗状態,反射係数

Study on FM-CW Radar system for measuring biological information

Tomohiro Kobayashi[†] Mitsumasa Saito^{††} Yoshiyuki Tanaka^{†††} 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: [†] gh15607@ed.tus.ac.jp, ^{††} saitoh@cq-snet.com, ^{†††} g113054@ed.tus.ac.jp,

^{†††} yamaguchi@rs.tus.ac.jp, ^{†††} matsue@rs.suwa.tus.ac.jp

Abstract This paper describes a 24 GHz band FM-CW radar system for measuring human's breathing, heartbeat, and sweating state. The FM-CW radar system can receive signal from a human, and the signal includes various information such as the human's breathing, heartbeat, and sweating state. By using the proposed algorithm with a bandpass filtering, the information can be detected correctly. An optimization of the bandpass filter is analyzed, and a relationship between the amount of the moisture and the power of reflected signal was analyzed in experiments.

Keywords FM-CW radar, Phase spectrum, Breathing, Heartbeat, Sweating state, Reflection coefficient,

1. まえがき

近年,高齢化社会が進行する中で,健康年齢の増進が重要な社会的課題となっている.一方で,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]これらは主に,被測定物の距離や位相速度の計測に用いられてきたが,近年では,レーダ技術を活用して,直接,人に接触することなく人の呼吸や心拍を計測する技術が検討されてい

る.[7][8][9][10]例えば,MIT[10]ではレーダを用いて,人からの反射波から距離スペクトルの位相成分を求め,その信号を用いて人の呼吸や心拍を計測しようという検討が行われている.

今回,筆者らは,呼吸と心拍の周波数が大きく異なることから両者を分離するため,位相リニアな FIR フィルタの適用を提案し,その最適な設計法を計算機シミュレーションと実験から明らかにする.さらに,被測定物に含まれる水分量がその被測定物からの反射係数と

大きな相関があることから,その関係を理論的に考察するとともに実験によりその妥当性を明らかにしている。

2. 理論検討

2.1 距離スペクトルの位相特性について

図1にFM-CWレーダの構成図を示す。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,対象物までの距離や位相を算出する。

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。

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

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 番目の物体までの距離とする。

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,

$$\begin{aligned} &= A^2 \sum_{k=1}^K \alpha_k \gamma_k e^{j\varphi_k} \int_{-\frac{f_w}{2}}^{\frac{f_w}{2}} e^{j\frac{4\pi (f_0 + f_\Delta)(d_k - x)}{c}} df_\Delta \\ &= A^2 \sum_{k=1}^K \alpha_k \gamma_k e^{j\varphi_k} e^{j\frac{4\pi f_0 (d_k - x)}{c}} f_w \frac{\sin\left\{\frac{2\pi f_w (d_k - x)}{c}\right\}}{2\pi f_w (d_k - x)} \end{aligned} \quad (3)$$

となる。次に距離スペクトルの振幅成分 $|P(x)|$ は

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

$$\leq A^2 f_w \sum_{k=1}^K \alpha_k \gamma_k \left| \frac{\sin\left\{\frac{2\pi f_w (d_k - x)}{c}\right\}}{2\pi f_w (d_k - x)} \right| \quad (4)$$

として得られる。ここで(7)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,

$$P(x) = A^2 \alpha_1 \gamma_1 e^{j\varphi_1} e^{j\frac{4\pi f_0 (d_1 - x)}{c}} f_w \frac{\sin\left\{\frac{2\pi f_w (d_1 - x)}{c}\right\}}{2\pi f_w (d_1 - x)} \quad (5)$$

その振幅成分は

$$|P(x)| = A^2 \alpha_1 \gamma_1 f_w \left| \frac{\sin\left\{\frac{2\pi f_w (d_1 - x)}{c}\right\}}{2\pi f_w (d_1 - x)} \right| \quad (6)$$

となる。

一方,位相成分を求めると,

$$\angle P(x) = \frac{4\pi f_0 (d_1 - x)}{c} + \varphi_1 = \theta_1(x) \quad (7)$$

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

$$-\frac{c(-\pi - \varphi_1)}{4\pi f_0} \leq d_1 \leq \frac{c(\pi - \varphi_1)}{4\pi f_0} \quad (8)$$

$\varphi_1 = 0$ 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。

送信信号 P_t は,

$$P_t = |V_T(f, 0)|^2 \quad (9)$$

で表せる。また,ある対象物 k の距離 $x = d_k$ の位置の信号強度は, $V_R(f, d_k)$ である。ここで,反射係数を R (一般的に複素数) とおくと対象物から反射された信号は,

$$V_R(f, d_k) = V_T(f, d_k) \cdot R \quad (10)$$

と表すことが出来る。よって $x=0$ の受信点における信号は, $V_R(f, 0)$ となり,受信電力 P_r は $P_r = |V_R(f, 0)|^2$ より

$$V_R(f, 0) \propto \frac{R}{d_k^2} \quad (11)$$

$$P_r \propto \frac{|R|^2}{d_k^4} \quad (12)$$

となる。したがって受信アンテナ位置における信号 $V_R(f, 0)$ は対象物の距離 d_k の2乗に反比例し,反射係数 R に比例する。また受信電力は対象物の距離 d_k の4乗に反比例し,反射係数の絶対値の2乗 $|R|^2$ に比例する。

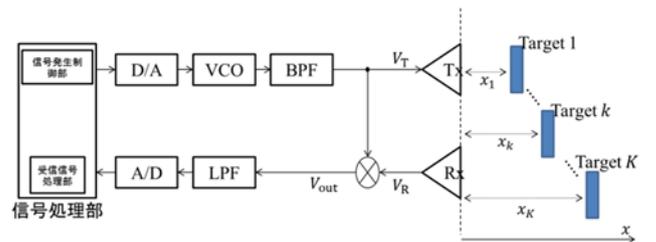


図1. FM-CWレーダの構成

2.2 反射係数について

図2に平面波の入射,反射と透過の関係を示す.2つの媒質が滑らかな面で接している場合,その境界面に入射した平面波は反射波と透過波に分かれて,それぞれの媒質中を伝搬する.このとき図2において以下のSnellの法則を満たす.ここで θ は反射平面の法線ベクトルと入射波のなす角である.

$$\theta_i = \theta_r$$

$$\delta_1 \cdot \sin\theta_i = \delta_2 \cdot \sin\phi$$

ここで,媒質1に対する媒質2の相対屈折率は,

$$n = \frac{\delta_2}{\delta_1} = \sqrt{\frac{\mu_2}{\mu_1}} = \sqrt{\frac{\frac{\epsilon_2 - j\sigma_2}{\omega}}{\frac{\epsilon_1 - j\sigma_1}{\omega}}} \quad (13)$$

で表すことが出来る.ここで, $\epsilon_1, \epsilon_2, \mu_1, \mu_2, \sigma_1, \sigma_2, \delta_1, \delta_2$ はそれぞれ媒質1および媒質2の誘電率,透磁率,伝導率および屈折率である.一般に平滑な境界面における電磁波の反射・透過特性は入射波の偏波に依存している.ここで入射面に対する入射波電界の方向が平行と垂直の場合を考える.

電界が入射面に平行な場合(TM波)では,反射係数 R_p は, θ 及び相対屈折率 n を用いて表すと,

$$R_p = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\mu_1 n^2 \cos\theta - \mu_2 \sqrt{n^2 - \sin^2\theta}}{\mu_1 n^2 \cos\theta + \mu_2 \sqrt{n^2 - \sin^2\theta}} \quad (14)$$

となる.

一方,電界が入射面に垂直な場合(TE波)では,反射係数 R_n は,

$$R_n = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\mu_2 \cos\theta - \mu_1 \sqrt{n^2 - \sin^2\theta}}{\mu_2 \cos\theta + \mu_1 \sqrt{n^2 - \sin^2\theta}} \quad (15)$$

となる.

ここで,媒質1が空気,媒質2が比誘電率 ϵ_s の誘電体と仮定した場合, $\epsilon_1 = \epsilon_0, \epsilon_2 = \epsilon_0 \epsilon_s, \mu_1 = \mu_2 = \mu_0, \sigma_1 = \sigma_2 = 0$ と近似することができ, R_p, R_n はそれぞれ次式で表される.

$$R_p = \frac{\cos\theta - \sqrt{\frac{(\epsilon_s - \sin^2\theta)}{\epsilon_s^2}}}{\cos\theta + \sqrt{\frac{(\epsilon_s - \sin^2\theta)}{\epsilon_s^2}}} \quad (16)$$

$$R_n = \frac{\cos\theta - \sqrt{\epsilon_s - \sin^2\theta}}{\cos\theta + \sqrt{\epsilon_s - \sin^2\theta}} \quad (17)$$

TM波,TE波の2つの電波における誘電体からの反射係数と比誘電率の関係を,入射角 θ をパラメータにして計算した結果を図3に示す.比誘電率は1から100まで可変,また,入射角は 0° から 30° の範囲で可変している.その結果, R_p は入射波と反射波は同相であり, R_n は入射波と反射波の位相が反転するが,その大きさは入射角 0° の場合等しいことがわかる.また,入射角が 0° から 30° まで可変しても反射係数の絶対値

はほとんど入射角には依存しない.一方,比誘電率が1から10程度まで大きくしていくと2つの反射係数の絶対値は $0 \sim 0.5$ 程度と大きくなることわかる.さらに,比誘電率を10から100と大きくすることで反射係数の絶対値は 0.5 から 0.8 程度とゆっくり大きくなることわかる.実際には,TM波とTE波は送受信アンテナの角度などにより混在することとなる.

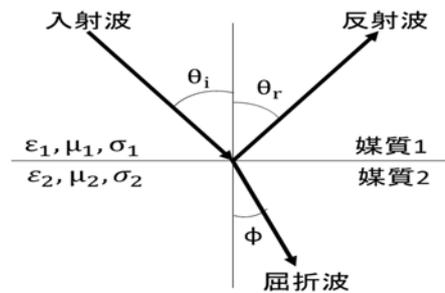


図2. 平面波の反射と透過

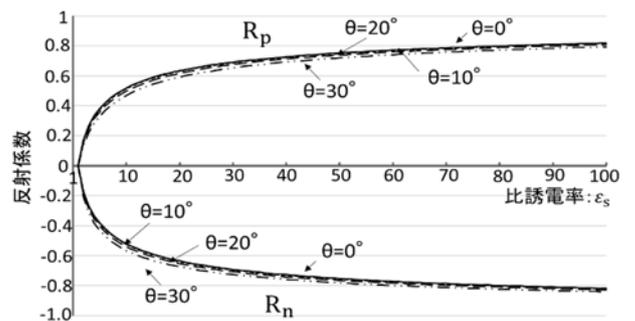


図3. 反射係数 比誘電率特性の計算結果

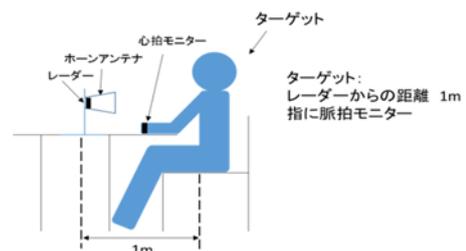


図4. 呼吸・心拍の測定環境

3. 実験による検討

3.1 呼吸および心拍の計測について

表1に24GHz帯FM-CWレーダの諸元を示す.また,図4に対象物である人に関する距離スペクトルの計測イメージを示す.レーダによる計測と同時に心拍を計測する装置{日本精密測器株式会社 光電式脈拍モニター PulNeo HR-70}を併用している.今回使用したレーダ装置は,ARIB-STD T-73 準拠,FM-CWレーダであり,

その掃引周波数は 180MHz としている。図 5 に距離スペクトルの位相特性の計測例を示す。1 サンプル時間は約 78ms, 2048 サンプル分, 約 160sec (2.67min) の間表示している。図 5 では, $\pm 3.11\text{mm}$ の微小変位に対応して人の呼吸が明確に表示できている。さらに, 微小ではあるがその信号に心拍が重畳されていることが確認できる。

この信号から精度よく呼吸成分と心拍成分を表示するため, この信号に対して FFT 処理した結果を図 6 に示す。(a)では FFT 数=2048 (計測時間: $0.078\text{s} \times 2048 = 160\text{s}$), (b)では FFT 数=1024 (計測時間: 80s), (c)では FFT 数=512 (計測時間: 40s), (d)では FFT 数=256 (計測時間: 20s) である。FFT 数が 512 以上の場合, 呼吸数として約 17[1/min]であり, また心拍成分も小さな値ではあるが表示できている。一方, FFT 数 256 では十分な表示精度がないことがわかる。

3.2 心拍を分離する帯域通過フィルタの設計

呼吸に重畳している微弱な心拍成分を抽出するため帯域通過フィルタを用いることとし, その設計法について考察する。信号の位相特性に影響を与えないよう位相リニアな FIR フィルタの適用を考える。図 7 に示す 3 種類の帯域幅を有する帯域通過フィルタについて, その周波数幅, 帯域外減衰量と FIR フィルタのタップ数の関係を計算機シミュレーションにより検討した。

図 6 の FFT 数 512 の場合の信号に対して, フィルタ 1 (帯域幅: 160[1/min]), フィルタ 2 (帯域幅: 70[1/min]), フィルタ 3 (帯域幅: 15[1/min]) による心拍成分の表示結果をそれぞれ図 8 の(a), (b), (c)に示す。ここで 3 つのフィルタの帯域外減衰量は 30dB とした。その結果, 同時に計測しておいた心拍計の計測値としては 91, 93, 97 (計測時間は約 10s) が得られており, それと比較して, (a), (b)では, 心拍値以外にも同じレベル成分が表示されており, 帯域幅が広すぎることを示している。一方, (c)では, レーダから計測した結果と心拍計の計測結果はほぼ一致している。従って, フィルタの帯域幅としては 15[1/min]程度に狭くする必要がある。ここで, フィルタ 3 の選定について記述する。呼吸数 17 の整数倍 (高調波成分) を除いて信号スペクトルの強度が他の成分に比べ幅が 10~15[1/min]程度継続する部分を選定したものである。

次に, 帯域外減衰量について検討した。フィルタ 3 について, 帯域外減衰量 20dB (図 8(d)に表示)と 30dB (図 8(c))を比較すると 20dB では不十分であり, 30dB 程度必要であることがわかる。次に, 図 9 に 3 つの帯域幅のフィルタにおけるその帯域外減衰量とタップ数の関係のシミュレーション結果を示す。この結果からフィルタ 3, 帯域外減衰量 30dB の場合, 75 タップ必要であることが分かる。

表 1. 24GHz 帯 FM-CW レーダの諸元

中心周波数	24.15GHz
規格	ARIB STD T-73
掃引周波数	180MHz
空中線電力	3mW
アンテナ利得	5dBi

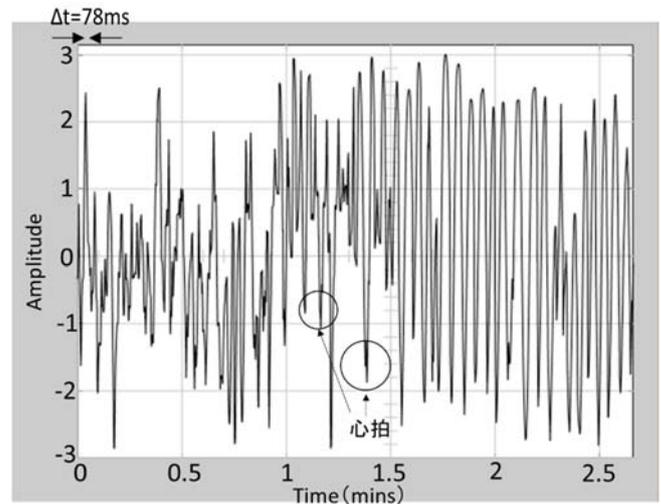


図 5. 対象物の距離スペクトルの位相成分 (2048 点)

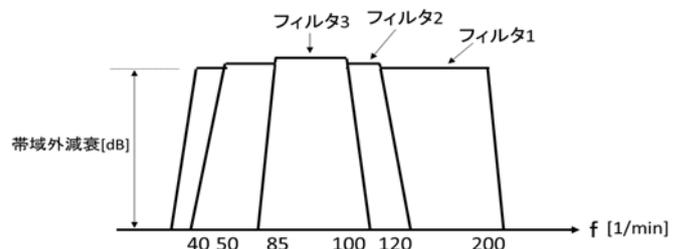


図 7. 帯域通過フィルタの種類

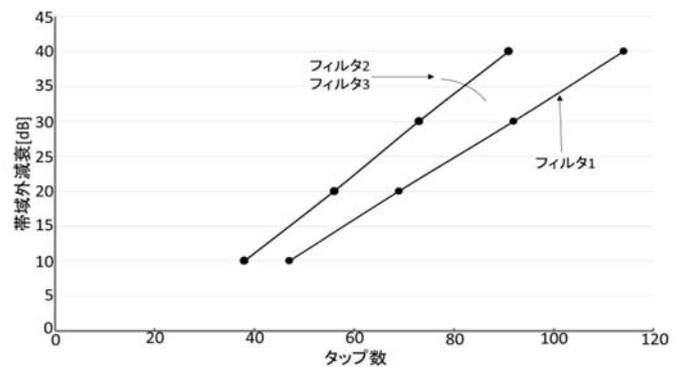
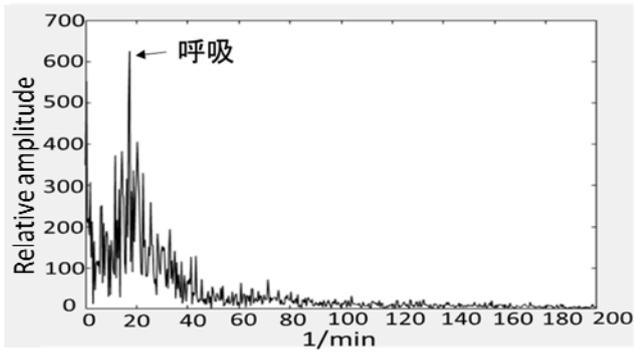
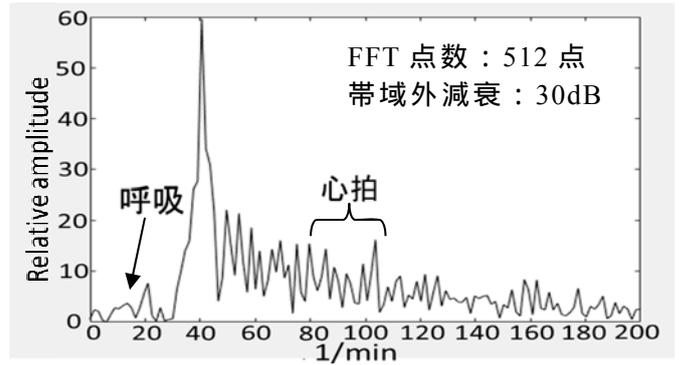


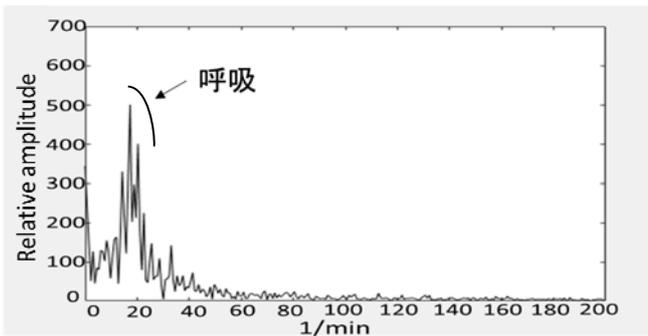
図 9. フィルタの帯域外減衰量とタップ数



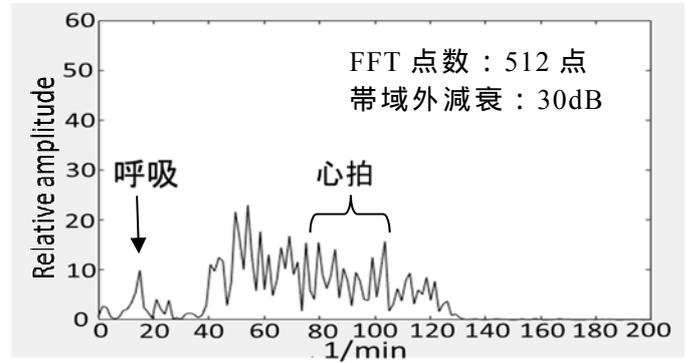
(a)FFT 点数 2048 点における位相特性



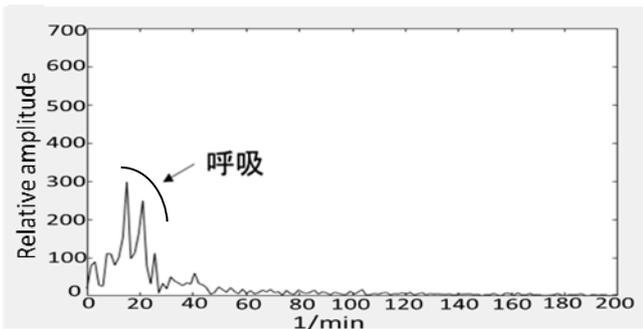
(a)フィルタ 1 使用時



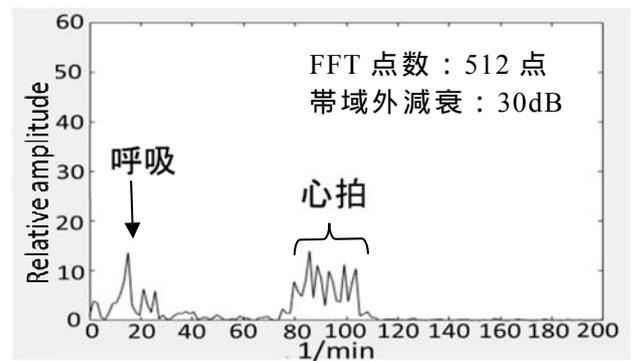
(b)FFT 点数 1024 点における位相特性



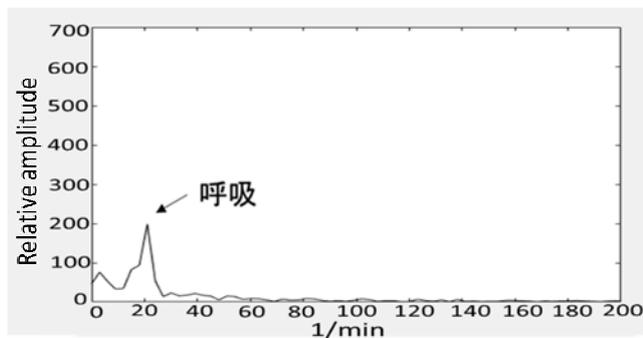
(b)フィルタ 2 使用時



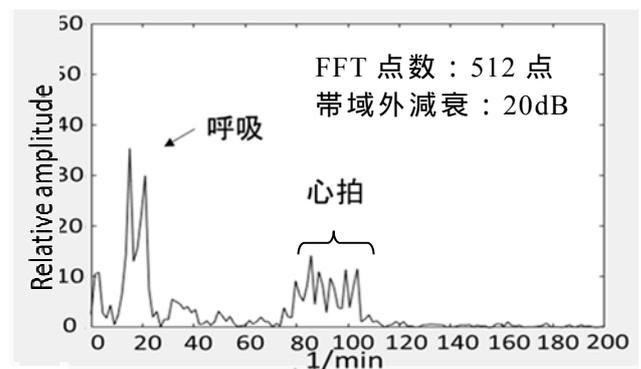
(c)FFT 点数 512 点における位相特性



(c)フィルタ 3 使用時(帯域外減衰 30dB)



(d)FFT 点数 256 点における位相特性



(d)フィルタ 3 使用時(帯域外減衰 20dB)

図 6. FFT 処理後の信号スペクトル

図 8. 帯域フィルタ通過後の信号スペクトル

3.3 反射係数について

レーダからの距離を約 50cm に固定し対象物としてタオルを用いて,それに水分を徐々に含ませていった際の相対反射係数を測定した.その結果を図 10 に示す.水分量が 0%の乾いた状態では比誘電率が約 3 から 6 程度と低く,電波をほとんど透過するため相対反射係数は約 0 となっている.一方,比誘電率が 80 の水(常温)がタオルに徐々に含まれていくと相対反射係数が大きくなる.例えば,水分量が約 20%では相対反射係数 0.2,約 70%では 0.8 となり水分量が 70%近くまでは相対反射係数が増えていくがそれ以上の水分量では反射係数は飽和していくことがわかる.

以上の結果から,人の発汗状態を反射係数を測定することで計測できる可能性を示した.

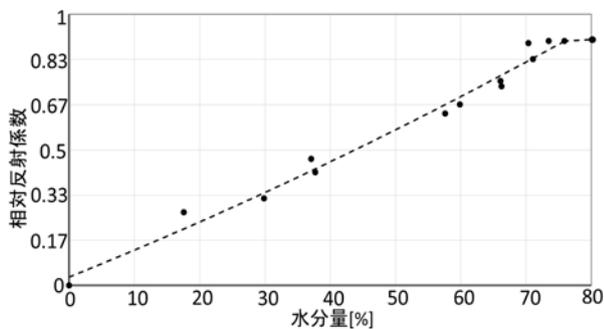


図 10. 水分量と相対反射係数の関係

4. まとめ

24GHz 帯を使用した FM-CW 方式レーダを用いて,被対象者からの反射信号を受信し,その信号から距離スペクトルの位相成分を求め,それを用いて人の呼吸と心拍を検出することを提案した.具体的には,呼吸の検出は容易であるが,微弱な心拍を検出するためには位相リニアな FIR フィルタによる帯域通過フィルタの適用が不可欠であることを示し,その設計法を明らかにした.また,被測物の水分量と相対反射係数の関係について,理論的に考察するとともに実験により確認し,人の発汗状態の検出の可能性を示した.

今後は,心拍成分を抽出するための帯域通過フィルタの中心周波数の選定方式について,選定精度向上に向けた検討を行う.

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]秋山拓也,齋藤光正,小林朋弘,山口一弘,松江英明,“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,”電子情報通信学会,信学技報,RCS2014-269, pp1-6, Jan.2015

[9]Kazuhiro Yamaguchi, Mitsumasa Saito, Takuya Akiyama, Tomohiro Kobayashi, Naoki Ginoza and Hideaki Matsue, “Development of FM-CW Radar System for Detecting Colored Multiple Targets and Application in Actual Scenes”, Open Journal of Internet of Things(OJIOT)Volume2, Issue1, 2016

<http://www.ronpub.com/ojiot> ISSN 2364-7108

[10]Fadel Adib, Hongzi Mao, Zachary Kabelac, Dina Katabi, Robert C. Miller, “Smart Homes that Monitor Breathing and Heart Rate”, Massachusetts Institute of Technology, CHI 2015 April 18-23 2015 Publication Rights licensed to ACM