

基于多通道的调频连续波雷达生命信号提取

屈乐乐* 刘淑杰 杨天虹 孙延鹏

(沈阳航空航天大学电子信息工程学院 沈阳 110136)

摘要: 针对单通道调频连续波(FMCW)雷达不能保证生命信号检测准确度的问题, 该文提出一种基于多通道的FMCW雷达生命信号提取方法。所提方法对各等效接收通道进行距离像重构和相位信号提取后, 首先采用最大比率融合(MRC)技术对各通道提取的相位信号进行融合, 接着对融合后的相位信号进行变分模态分解(VMD)并对生命信号进行重构, 最后对重构信号进行快速傅里叶变换(FFT)得到呼吸和心跳信号频率。实测数据处理结果表明相比于单通道FMCW雷达, 所提多通道方法能够更加稳健准确地提取生命体征信号, 且结合MRC技术与VMD的信号处理方法明显优于结合MRC技术与带通滤波(BPF)的信号处理方法。

关键词: 多通道FMCW雷达; 最大比率融合; 变分模态分解; 生命信号重构

中图分类号: TN957

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2022)04-1318-09

DOI: 10.11999/JEIT211073

Life Signal Extraction Based on Multi-channel Frequency Modulated Continuous Wave Radar

QU Lele LIU Shujie YANG Tianhong SUN Yanpeng

(College of Electronic Information Engineering, Shenyang Aerospace University, Shenyang 110136, China)

Abstract: In order to solve the problem that the Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW) radar could not guarantee the detection accuracy of life signal, a life signal extraction method based on multichannel FMCW radar is proposed in this paper. After the proposed method achieves the reconstruction of the range profiles and the extraction of phase signal corresponding to each equivalent receiving channel, the Maximum Ratio Combining (MRC) technique is used to fuse the phase signals from the multiple receiving channels. Then the Variational Mode Decomposition (VMD) is adopted to decompose the fused phase signal to reconstruct the life signal. Finally, the Fast Fourier Transform (FFT) is performed on the reconstructed life signal to obtain the respiration rate and heartbeat rate. The experimental results show that the proposed life signal extraction method based on multichannel FMCW radar can extract the life signal more robustly and accurately compared to single channel FMCW radar. In addition, the combined MRC and VMD signal processing method outperforms the combined MRC and Band-Pass Filter (BPF) method.

Key words: Multi-channel Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW) radar; Maximum Ratio Combining (MRC); Variational Mode Decomposition (VMD); Life signal reconstruction

1 引言

传统的接触式生命信号传感器心电图仪在患者

出现烧伤、传染性皮肤疾病等情况时无法使用^[1], 并且长时间佩戴接触式传感器会令人感到不适, 这极大限制了此类设备的应用普适性^[2]。相较而言, 非接触式雷达在生命信号检测领域提供了一种非侵入式、方便、广泛的检测方法^[3]。调频连续波(Frequency Modulated Continuous Wave, FMCW)雷达具有体积小、重量轻、能耗低和支持实时处理的优点^[4], 因此FMCW雷达在非接触式生命信号检测领域具有广阔的应用前景。FMCW雷达生命信号检测过程中, 雷达向人体发射FMCW信号并接收反射信号, 由于接收到的反射信号幅度随周期性的胸腔振动而变化, 因此可从连续采样的幅度变化中获得呼吸和心跳频率。即使信号幅度受到环境噪声

收稿日期: 2021-10-08; 改回日期: 2022-03-15; 网络出版: 2022-03-21

*通信作者: 屈乐乐 qulele83@126.com

基金项目: 国家自然科学基金(61671310), 辽宁省兴辽英才计划基金(XLYC1907134), 航空科学基金(2019ZC054004), 辽宁省教育厅科学研究基金(LJKZ0172, JYT2020015)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61671310), The Xingliao Talents Program Foundation of Liaoning Province (XLYC1907134), The Aeronautical Science Foundation of China (2019ZC054004), The Scientific Research Foundation of the Education Department of Liaoning Province (LJKZ0172, JYT2020015)

等因素的影响,呼吸和心跳频率仍可通过对低通滤波后的相位信号进行快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)得到。

由于生命体征引起的人体胸腔位移较小,因此需要较高的信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)以保证提取生命信号的准确度。单输入单输出雷达可通过较高增益的定向喇叭天线实现较高回波信号SNR,然而天线的窄波束也限制了受测范围。宽波束天线可扩大精确测量的范围,但也使得回波信号SNR降低,导致呼吸和心跳的测量精度降低。为改进生命信号检测效果,文献[5]开发了一种 2×2 脉冲超宽带多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)雷达以准确估计由呼吸和心跳引起的胸部皮肤距离位移,实验结果证明MIMO雷达可以提高呼吸和心跳信号检测的准确性和可靠性。文献[6]提出采用最大比率融合(Maximum Ratio Combining, MRC)技术对MIMO毫米波雷达多通道信号进行处理以提高回波信号SNR,实现对睡眠中人体心跳信号的检测。文献[7]使用MIMO-FMCW雷达同时检测呼吸和心跳的频率,通过对多通道FMCW雷达回波信号的频谱进行相干叠加提高呼吸和心跳信号的检测准确性。文献[8]使用MIMO-FMCW雷达系统对人体目标同时进行定位和生命信号检测,首先对目标的距离和角度进行估计并提取相位信号,然后通过带通滤波器将呼吸和心跳信号分离,最后利用FFT处理相位得到呼吸和心跳信号频率,但是FFT无法对相位信号进行自适应分解,可能导致呼吸谐波频率、低频杂波与心跳信号频率无法区分。文献[9]提出结合MRC技术与带通滤波(Band-Pass Filter, BPF)的信号处理方法实现MIMO-FMCW雷达呼吸和心跳信号频率估计,在此基础上利用连续小波变换以提高心跳信号频率的估计精度,但是小波变换的效果依赖小波基的选择,而待测人员的个体差异会使小波基的选择更加困难。

针对上述问题,本文提出一种基于MRC和变分模态分解(Variational Mode Decomposition, VMD)的多通道FMCW雷达生命信号提取方法。本文首先对多通道FMCW雷达生命信号进行建模,接着对目标距离像重构和相位信号处理过程进行说明,然后对MRC和VMD的工作原理进行介绍,最后使用实测数据对所提方法的有效性进行验证。实测数据处理结果表明,结合MRC和VMD的多通道FMCW雷达生命信号提取方法能够更加稳健准确地提取生命信号,且结合MRC与VMD的信号处理方法所得生命信号提取结果优于结合MRC与BPF的信号处理方法所得生命信号提取结果。

2 多通道FMCW雷达生命信号模型

FMCW雷达信号调制方式通常分为锯齿波和三角波两种,本文选用锯齿波,即发射信号频率随时间按锯齿波变化。假设FMCW雷达发射信号为复chirp信号,则发射信号可以表示为

$$s_{Tx}(t) = \exp(j(2\pi f_c t + \pi\gamma t^2 + \varphi(t))) \quad (1)$$

其中, t 为以发射时刻为起点的快时间, f_c 为发射信号起始频率, $\gamma = B/T$ 为调频斜率, $\varphi(t)$ 为相位噪声, B 为发射信号带宽, T 为单个chirp波形的持续时间。假设多通道FMCW雷达共有 M 个发射天线和 N 个接收天线,通过采用时分复用技术实现多通道测量,发射天线按照规定的时间顺序交替工作,接收天线按照规定的时间顺序同时接收回波信号。第 $m(m = 1, 2, \dots, M)$ 个发射天线的位置为 $d_m = (m - 1)d_{Tx}$,其中 d_{Tx} 为相邻两个发射天线之间的距离。由式(1)可得第 $m(m = 1, 2, \dots, M)$ 个发射天线的发射信号为

$$s_{Tm}(t) = \exp\left(j\left(2\pi f_c(t - (m - 1)T_r) + \pi\gamma(t - (m - 1)T_r)^2 + \varphi_m(t)\right)\right) \quad (2)$$

其中, T_r 表示发射天线交替工作的切换时间。

假设人体呼吸和心跳引起的胸腔微动等效为简谐振动,则人体到雷达的瞬时距离 $x(\tau)$ 可表示为

$$x(\tau) = d_0 + \mu(\tau) = d_0 + A_r \sin(2\pi f_r \tau) + A_h \sin(2\pi f_h \tau) \quad (3)$$

其中, τ 为慢时间, d_0 表示雷达天线到人体胸腔表面的起始距离, $\mu(\tau)$ 为人体呼吸和心跳引起的胸腔位移, A_r 和 A_h 分别为呼吸和心跳信号的幅度, f_r 和 f_h 分别为呼吸和心跳信号的频率。用 c 表示电磁波在真空中的传播速度,则雷达发射信号与接收信号之间的时延 t_d 可表示为

$$t_d = 2x(\tau)/c \quad (4)$$

多通道FMCW雷达生命信号检测中,假设第 n 个接收天线的位置为 $d_n = (n - 1)d_{Rx}$, d_{Rx} 为两个接收天线之间的距离,则对应第 $m(m = 1, 2, \dots, M)$ 个发射天线和第 $n(n = 1, 2, \dots, N)$ 个天线的接收信号表达式为

$$s_{Rmn}(t, \tau) = \sigma_{mn} \exp\left(j\left(2\pi f_c(t - (m - 1)T_r - t_d) + \pi\gamma(t - (m - 1)T_r - t_d)^2 + \frac{2\pi}{\lambda} d_m \sin\theta_{Tx} + \frac{2\pi}{\lambda} d_n \sin\theta_{Rx} + \varphi_{mn}(t)\right)\right) \quad (5)$$

其中, σ_{mn} 为接收信号的幅度,该参数主要受目标的雷达散射截面积、观测视角和传播损耗的影响,

θ_{Tx} 为第 m 个发射天线到目标的出发角, θ_{Rx} 为目标到第 n 个接收天线的到达角。则根据解线性调频, 式(5)的接收信号与式(2)的发射信号经过混频滤波后, 得到差拍信号 $s_{mn}(t, \tau)$

$$\begin{aligned} s_{mn}(t, \tau) &= s_{Tm}(t)s_{Rmn}^*(t, \tau) \\ &= \sigma_{mn} \exp\left(j\left(2\pi f_c t_d + 2\pi f_b t - 2\pi\gamma(m-1)T_r t_d - \pi\gamma t_d^2 + \frac{2\pi}{\lambda} d_m \sin\theta_{Tx} + \frac{2\pi}{\lambda} d_n \sin\theta_{Rx} + \phi_{mn}(t)\right)\right) \\ &\approx \sigma_{mn} \exp\left(j\left(2\pi f_c t_d + 2\pi f_b t + \frac{2\pi}{\lambda} d_m \sin\theta_{Tx} + \frac{2\pi}{\lambda} d_n \sin\theta_{Rx}\right)\right) \end{aligned} \quad (6)$$

其中, 上角标*表示复共轭操作, $f_b = \gamma t_d$, 目标所在距离与差拍信号频率 f_b 成正比。式(6)中 $2\pi\gamma(m-1)T_r t_d$, γt_d^2 和 $\phi_{mn}(t)$ 3项可以忽略不计。差拍信号经模数转换后得到

$$s_{mn}(k, l) = \sigma_{mn} \exp\left\{j\left[2\pi f_c(2x(kT_f + lT_s)/c) + 2\pi f_b kT_f + \frac{2\pi}{\lambda} d_m \sin\theta_{Tx} + \frac{2\pi}{\lambda} d_n \sin\theta_{Rx}\right]\right\} \quad (7)$$

其中, T_f 和 T_s 分别是快时间维和慢时间维的采样周期, $k = 1, 2, \dots, K$ 和 $l = 1, 2, \dots, L$ 分别表示快时间维采样索引值和慢时间维采样索引值。由于呼吸和心跳引起的胸腔微动位移很小, 在一个慢时间维采样周期内呼吸和心跳引起的胸腔位移可看作常数, 因此有

$$x(kT_f + lT_s) \approx d_0 + \mu(lT_s) \quad (8)$$

则第 (m, n) 个收发通道的相位信号为

$$\varphi_{mn}(l) = 4\pi \frac{d_0}{\lambda} + \frac{2\pi}{\lambda} d_m \sin\theta_{Tx} + \frac{2\pi}{\lambda} d_n \sin\theta_{Rx} + 4\pi \frac{\mu(lT_s)}{\lambda} \quad (9)$$

其中, 前3项为常数项, 最后一项为由于呼吸和心跳引起的胸腔位移导致的相位变化。

3 多通道FMCW雷达信号处理

基于多通道FMCW雷达的生命信号提取流程如图1所示。

3.1 目标距离像重构和相位信号提取及低通滤波

由于多通道FMCW雷达共有 M 个发射天线和 N 个接收天线, 则多通道FMCW雷达共有 $Q = M \times N$ 个等效通道, 记 $s_q(k, l)$ 为第 $q(q = 1, 2, \dots, Q)$ 个等效通道的差拍信号矩阵。首先对 $s_q(k, l)$ 进行距离维FFT得到距离像矩阵 $S_q(k, l)$, 然后对 Q 个等效通道距离像矩阵 $\{S_q(k, l)\}_{q=1}^Q$ 进行相干相加后计

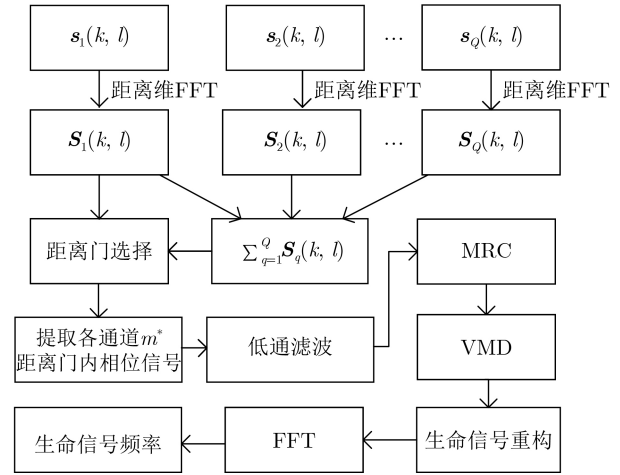


图1 多通道FMCW雷达生命信号提取流程图

算各个距离门对应的信号方差, 将方差最大的距离门 m^* 作为人体目标所在的距离门^[10], 最后分别提取每个等效通道中目标所在距离门对应的慢时间维信号 $s_q(l) = S_q(m^*, l)$ 。对 $s_q(l)$ 进行反正切解调^[11] (Arctangent Demodulation, AD)和相位解缠绕得到相位信号 $\psi_q(l)$

$$\psi_q(l) = \text{unwrap}(\arctan(s_q(l))) \quad (10)$$

记 $\Phi_q(l) = \arctan(s_q(l))$, 则 $\text{unwrap}(\cdot)$ 所表示的解缠绕过程可表示为

$$\begin{aligned} &\text{unwrap}(\Phi_q(l+1)) \\ &= \begin{cases} \Phi_q(l+1) - 2\pi(\Phi_q(l+1) - \Phi_q(l)) > \pi \\ \Phi_q(l+1) & (|\Phi_q(l+1) - \Phi_q(l)| \leq \pi) \\ \Phi_q(l+1) + 2\pi(\Phi_q(l+1) - \Phi_q(l)) < -\pi \end{cases} \end{aligned} \quad (11)$$

由于健康成年人的呼吸和心跳的频率范围为 $0.1 \sim 2$ Hz, 根据该频率范围首先对相位信号去除直流分量, 然后使用截止频率为2 Hz的低通滤波器滤除高频噪声, 最后将收到的 Q 个等效通道相位信号表示为 $\Psi_l = [\psi_1(l), \psi_2(l), \dots, \psi_Q(l)]^T$ 。

3.2 MRC信号处理

MRC技术是一种自适应的信号处理技术^[6,12], 通过对不同通道得到的输入信号进行融合从而实现增强信噪比和抑制噪声的目的。由于MRC的权重向量依赖输入信号的互相关矩阵, 因此输入信号的选择对实现最佳的MRC性能显得尤为重要。本文利用MRC技术对式(10)所示的相位信号 $\psi_q(l)$ 进行融合, 因为AD方法用于在不同等效通道中提取相位信号, 所以每个等效通道的相位信号相互独立且不受天线位置和目标的影响, 故而不需要进行相位补偿。MRC技术处理流程如下: 定义 Ψ_l 的相关矩阵 R_{ss} 为

$$R_{ss} = \langle \Psi_l \Psi_l^H \rangle \quad (12)$$

其中, 上角标 \mathbf{H} 表示共轭转置, $\langle \cdot \rangle$ 表示使用集合平均求期望算子, 可以使用时间平均来近似。对 \mathbf{R}_{ss} 进行特征值分解

$$\mathbf{R}_{ss} = [\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_Q] \text{diag}\{\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_Q\} [\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_Q]^{\mathbf{H}} \quad (13)$$

其中, $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_Q$ 是 \mathbf{R}_{ss} 按降序排列的特征值, $\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_Q$ 是 $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_Q$ 对应的特征向量, 且特征向量满足 $|\mathbf{v}_q|^2 = 1$ ($q = 1, 2, \dots, Q$)。MRC技术使用第1特征向量 \mathbf{v}_1 作为权重向量 $\mathbf{w} = \mathbf{v}_1$, 此时可得到相位融合信号 $\varphi(l) = \mathbf{w}^{\mathbf{H}} \Psi_l$ 。

3.3 基于VMD的相位信号分解

VMD算法整体框架是变分问题^[13], 假设每个本征模态函数(Intrinsic Mode Function, IMF)具有不同中心频率和有限带宽, 使得每个IMF的估计频谱带宽之和最小, 约束条件是各个IMF之和等于原始信号。为解决这一变分问题, VMD使用交替方向乘子法(Alternating Direction Method of Multipliers, ADMM)不断更新各模态分量及其中心频率, 逐步将各模态分量解调到相应的基带, 最终提取出各个模态分量及其对应的中心频率。VMD信号分解的原理如下:

(1) 假设相位信号 $\varphi(l)$ 被分解为 I 个模态分量 $u_i(l)$ ($1 \leq i \leq I$), 各模态分量为具有中心频率 ω_i ($1 \leq i \leq I$)的有限带宽信号, 同时各模态分量的估计带宽之和最小, 约束条件为所有模态分量之和与原始信号相等, 则相应的约束变分问题可表示为

$$\min_{u_i, \omega_i} \left\{ \sum_{i=1}^I \left\| \partial_t \left[\left(\delta(l) + \frac{j}{\pi l} \right) * u_i(l) \right] e^{-j\omega_i l} \right\|_2^2 \right\}, \quad (14)$$

$$\text{s.t.} \sum_{i=1}^I u_i(l) = \varphi(l)$$

(2) 引入惩罚因子 α 和拉格朗日乘子 $\lambda(l)$, 将式(14)转换为非约束变分问题, 得到增广拉格朗日表达式为

$$L(u_i, \omega_i, \lambda) = \alpha \sum_{i=1}^I \left\| \partial_t \left[\left(\delta(l) + \frac{j}{\pi l} \right) * u_i(l) \right] e^{-j\omega_i l} \right\|_2^2 + \left\| \varphi(l) - \sum_{i=1}^I u_i(l) \right\|_2^2 + \left(\lambda(l), \varphi(l) - \sum_{i=1}^I u_i(l) \right) \quad (15)$$

(3) 采用ADMM求解式(15)的变分问题, 即通过定义子信号的个数 I , 不断交替更新子信号 $u_i^{p+1}(l)$ 、对应中心频率 ω_i^{p+1} 以及拉格朗日乘子 $\lambda^{p+1}(l)$ 来寻找迭代序列中的增广拉格朗日式的鞍点。 $\widehat{u}_i^{p+1}(\omega)$ 的解为

$$\widehat{u}_i^{p+1}(\omega) = \frac{\widehat{\varphi}(\omega) - \sum_{k=1, k \neq i}^I \widehat{u}_k^p(\omega) + \frac{\widehat{\lambda}^p(\omega)}{2}}{1 + 2\alpha(\omega - \omega_i^p)^2} \quad (16)$$

其中, $\widehat{\varphi}(\omega)$, $\widehat{u}_i^p(\omega)$ 和 $\widehat{\lambda}^p(\omega)$ 分别为 $\varphi(l)$, $u_i^p(l)$ 和 $\lambda^p(l)$ 的傅里叶变换。

可求得 ω_i^{p+1} 的解为

$$\omega_i^{p+1} = \frac{\int_0^\infty \omega \left| \widehat{u}_i^{p+1}(\omega) \right|^2 d\omega}{\int_0^\infty \left| \widehat{u}_i^{p+1}(\omega) \right|^2 d\omega} \quad (17)$$

VMD算法的具体步骤如下:

- (1) 初始化 $\widehat{u}_i^1, \omega_i^1, \widehat{\lambda}^1$ 和 $p = 0$, 定义模态数量 I ;
- (2) 将 $p + 1$ 赋值给 p , 当满足 $1 \leq i \leq I$ 时, 根据式(16)和式(17)分别更新 \widehat{u}_i 和对应的中心频率 ω_i ;
- (3) 更新拉格朗日乘子 $\widehat{\lambda}^{p+1}(\omega) \leftarrow \widehat{\lambda}^p(\omega) + \tau \left[\widehat{\varphi}(\omega) - \sum_i \widehat{u}_i^{p+1}(\omega) \right]$;
- (4) 对于给定的收敛条件参数 $\varepsilon > 0$, 若 $\sum_i \left\| \widehat{u}_i^{p+1} - \widehat{u}_i^p \right\|_2^2 / \left\| \widehat{u}_i^p \right\|_2^2 < \varepsilon$, 则停止迭代, 否则返回执行步骤(2)。

3.4 呼吸心跳频率估计

人体呼吸信号的幅度约为心跳信号幅度的10倍, 呼吸谐波很可能与心跳信号有相近的幅度^[14], 因此如何确定呼吸和心跳信号对应的IMF分量显得尤为重要。本文采用模态判别准则^[15]实现生命信号重构。根据人的呼吸频带为0.1~0.6 Hz, 心跳频带为0.8~2.0 Hz, 在频域上对每个IMF计算呼吸和心跳的能量百分比, 表达式为

$$\frac{E_r(i)}{E(i)} > \delta_r, \quad \frac{E_h(i)}{E(i)} > \delta_h \quad (18)$$

其中, $E(i)$ 为第 i 个IMF的频域能量, $E_r(i)$ 和 $E_h(i)$ 分别为第 i 个IMF中呼吸和心跳频带内的能量, δ_r 和 δ_h 分别表示判断呼吸和心跳的能量比阈值。根据文献^[16]的结果, 当 δ_r 和 δ_h 取值为0.5时, 呼吸和心跳信号的提取效果达到最佳。因此, 本文将 δ_r 和 δ_h 均取值为0.5。将满足模态判别准则的IMF相加即可得到重构生命信号。重构呼吸信号 $s_r(l)$ 和心跳信号 $s_h(l)$ 的时域表达式为

$$\left. \begin{aligned} s_r(l) &= \sum_i \text{IMF}_i(l), \left(\left\{ i \mid \frac{E_r(i)}{E(i)} > \delta_r \right\} \right) \\ s_h(l) &= \sum_i \text{IMF}_i(l), \left(\left\{ i \mid \frac{E_h(i)}{E(i)} > \delta_h \right\} \right) \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

当呼吸和心跳信号重构后,对重构的呼吸和心跳时域信号进行FFT即可得到生命信号的估计频率。

4 实验结果分析

实验中采用Ancortek公司所生产的SDR-KIT 2400AD4雷达套件进行实验,SDR-KIT 2400AD4是具有1个发射通道4个接收通道的厘米波雷达系统,天线采用喇叭天线,增益为15 dBi,多通道FMCW雷达参数如表1所示。实验中采用接触式传感器HKH-11C(呼吸波传感器)和HKG-07C(红外

脉搏传感器)得到呼吸和心跳频率的参考值。实验场景如图2所示,发射天线处于最左侧,每个相邻天线之间的距离为3.5 cm,一名健康的男性志愿者坐在0.4 m高的凳子上,佩戴接触式传感器,面向距离人体2 m远的雷达天线保持正常呼吸。将各个通道的测量数据按列堆叠得到差拍信号矩阵,分别对4个通道的差拍信号矩阵做256点距离维FFT后相加得到距离像矩阵如图3所示。利用最大方差法得到目标所在距离门后,提取相位信号并使用低通滤波器对相位信号进行滤波,得到各通道的相位信号和相位融合信号如图4所示。

表1 多通道FMCW雷达参数

	起始频率 f_c	带宽 B	Chirp波形持续时间 T	慢时间维采样周期 T_s	慢时间维采样数 L	快时间维采样数 K
参数值	24 GHz	2 GHz	1 ms	1 ms	10000	256

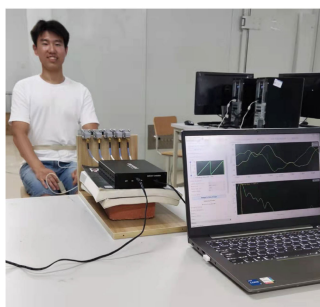


图2 实验场景

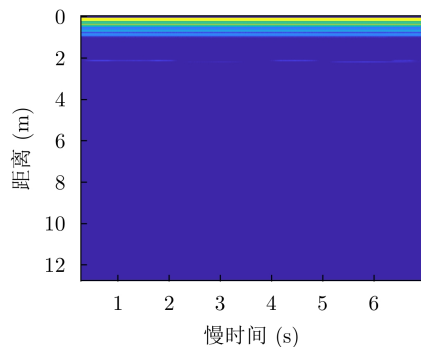


图3 距离剖面图

对滤波后的各通道提取的相位信号和基于MRC技术的相位融合信号分别进行VMD分解,分解结果如图5所示。VMD的参数选择依据如下:惩罚因子 α 的取值会影响IMF的带宽,取值太小会导致不同频率的信号无法被分离,取值太大会使分解得到的IMF波形失真,综合多次实验处理结果后取 $\alpha = 10^6$,由于原始相位信号已经进行过直流处理,因此设直流参数 $DC = 0$,收敛条件参数越小,所得结果越准确,但运行时间也会更长,综合考虑实验中取收敛条件参数 $\epsilon = 10^{-6}$ 。初始化各模态中心

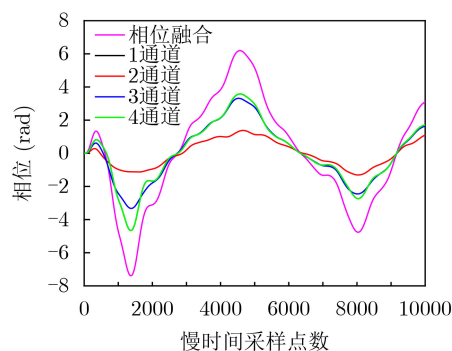


图4 多通道FMCW雷达相位信号

频率为 $\omega_i = 0$ 和 $\tau = 0$ 。原始相位信号中包含呼吸信号、呼吸各次谐波信号、心跳信号和噪声信号,为获得较好的分解效果,取模态分解个数 $I = 6$ 。对图5中每个IMF分量中的呼吸和心跳能量占比进行计算,得到相位融合后IMF1,IMF2的呼吸能量占比超过阈值,IMF4,IMF6的心跳能量占比超过阈值,因此用IMF1,IMF2和IMF4,IMF6分别对呼吸和心跳信号进行重构,同理分别对4个通道进行生命信号能量占比计算,利用超过阈值的IMF进行信号重构,对重构呼吸和心跳信号进行FFT得到生命信号频谱如图6所示。由图6可知多通道FMCW雷达相位融合后得到的重构呼吸和心跳信号的频率分别为0.1625 Hz和1.475 Hz,1通道重构呼吸和心跳信号的频率分别为0.1625 Hz和1.475 Hz,2通道重构呼吸信号的频率为0.1625 Hz,2通道重构心跳信号频谱在1.013 Hz和1.463 Hz同时出现峰值,导致心跳信号的频率无法判断,3通道重构呼吸和心跳信号的频率分别为0.15 Hz和1.475 Hz,4通道重构呼吸和心跳信号的频率分别为0.1625 Hz和1.475 Hz。接触式传感器所测得的呼吸和心跳信号频率为

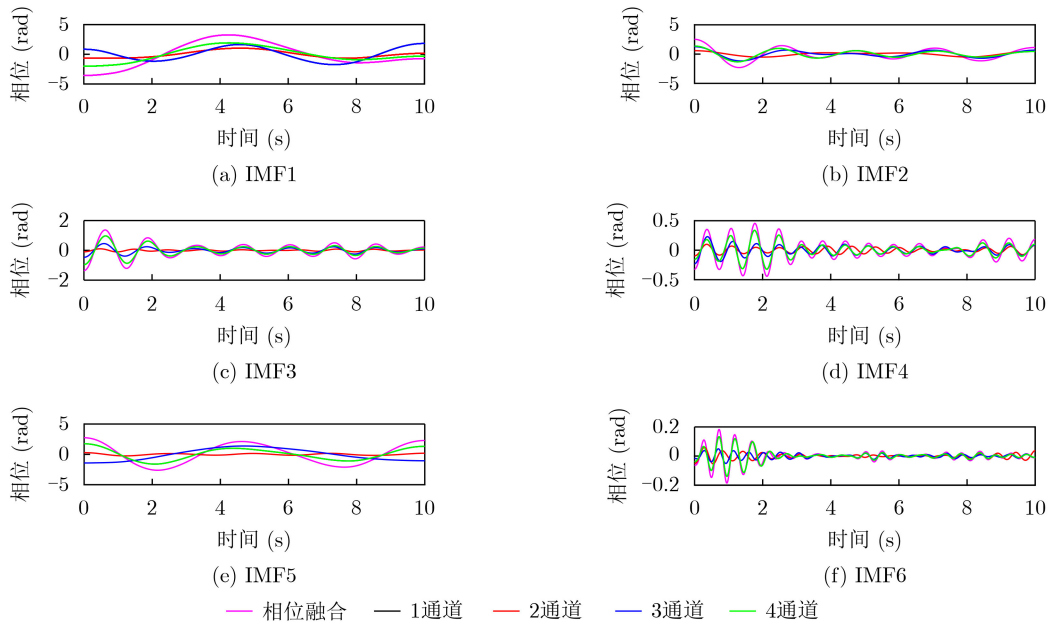


图5 多通道FMCW雷达相位信号VMD分解结果

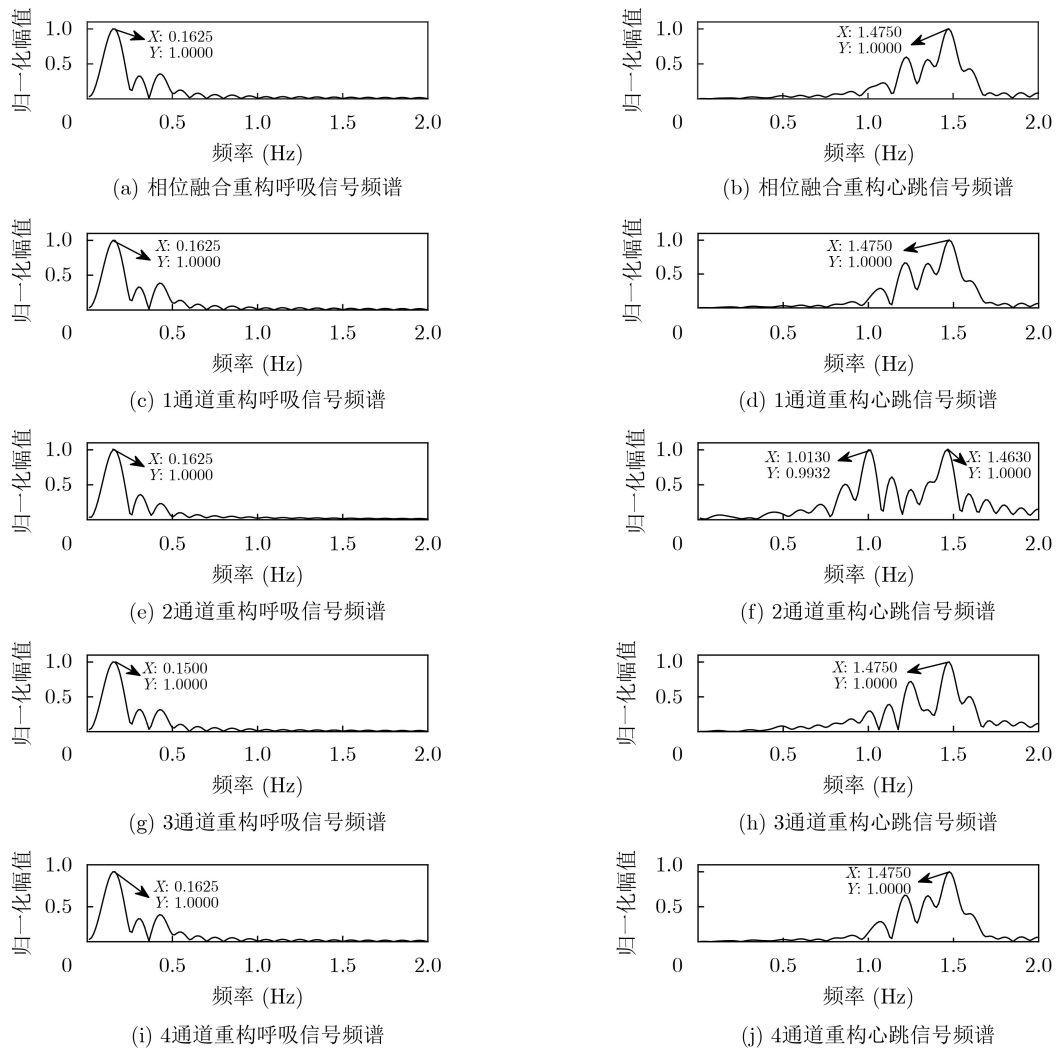


图6 多通道FMCW雷达VMD重构的生命信号频谱

0.1445 Hz和1.251 Hz。由以上数据可知, 1,3,4通道和多通道相位融合都能够较准确提取生命信号频率, 相较于单通道重构生命信号, 多通道相位融合能够更加稳健地重构生命信号和获取生命信号频率。

为进一步显示MRC技术结合VMD算法在生命信号提取中的优越性, 根据健康成年人的呼吸和心跳信号频率范围, 将MRC融合后的相位信号通过BPF分别获得呼吸和心跳信号, 再通过FFT得到生命信号的频率。BPF滤波得到生命信号的频谱如图7所示。根据接触式传感器所测得生命信号频率可判断0.4605 Hz为2次呼吸谐波分量的频率, 0.9126 Hz为4次呼吸谐波分量的频率, 由图7可以看到通过BPF滤波后得到的呼吸和心跳信号中均含有呼吸谐波分量, BPF滤波得到的心跳信号频谱中呼吸信号谐波分量与心跳信号未分离, 这将导致心跳信号频率提取错误。由图6与图7的重构心跳信号频谱结果可知, 结合MRC技术与VMD算法重构的心跳信号能够有效抑制呼吸信号谐波分量。实验中采用版本为R2016a的MATLAB软件对实验数据进行处理, 计算机配置为I7-8700的CPU处理器和8 GB内存, VMD算法的运行时间为3.982 s, BPF滤波的运行时间为0.149 s。相比于BPF滤波, VMD算法的运行时间虽然更长, 但是VMD算法的处理结果更优, 随着高性能信号处理器性能的提高, VMD算法的实时性会得到进一步提升。

为比较采用单通道相位信号和多通道相位信号融合提取生命信号的准确性, 采用重构结果SNR信噪比进行量化对比。重构结果SNR^[17]定义为

$$\text{SNR} = 20\lg \left[\frac{A}{\sqrt{\text{sum}(\text{sqr}(\text{Noise}))/P}} \right] \quad (20)$$

其中, A 表示生命信号的幅度, sqr 为平方函数, sum 为求和函数, sqrt 为开根号函数, P 为噪声样本数量, 噪声不包含直流和生命信号对应的频谱

成分。

多通道FMCW雷达相位融合重构结果SNR和各个通道重构结果SNR如表2所示。表2分别列出两名志愿者距离雷达分别为1 m和2 m时的重构结果SNR, 1号志愿者为如图2所示健康成年男性, 2号志愿者为健康成年女性。由表2数据可知, 当志愿者距离雷达1 m时, 1号志愿者和2号志愿者相位融合后的呼吸重构结果SNR与各通道的呼吸重构结果SNR近似相等; 1号志愿者相位融合后的心跳重构结果SNR与各通道的心跳重构结果SNR相比最小提升为1.44 dB, 最大提升为3.92 dB; 2号志愿者相位融合后的心跳重构结果SNR略大于各通道的心跳重构结果SNR。当志愿者距离雷达2 m时, 1号志愿者和2号志愿者相位融合后的呼吸重构结果SNR与各通道的呼吸重构结果SNR也近似相等; 1号志愿者相位融合后的心跳重构结果SNR与各通道的心跳重构结果SNR相比最小提升为1.33 dB, 最大提升为5.14 dB; 2号志愿者相位融合后的心跳重构结果SNR与各通道的心跳重构结果SNR相比最小提升为0.97 dB, 最大提升为2.72 dB。由上述数据分析可得出以下结论: 当志愿者距离多通道FMCW雷达的距离增加时, 经相位融合的心跳重构结果SNR与各个通道的心跳重构结果SNR相比得到了显著提高, 因此本文所提基于MRC和VMD的生命信号提取方法更适合探测远距离人体的生命信号信息。

采用相对误差^[15](Relative Error, RE)对本文所提MRC和VMD方法、文献[9]的MRC和BPF方法得到的结果进行量化对比。RE定义为

$$\text{RE} = \frac{|f_1 - f_2|}{f_1} \times 100\% \quad (21)$$

其中, f_1 为通过接触式传感器得到的生命信号频率, f_2 为通过雷达非接触式测量得到的生命信号频率。为进一步显示所提方法的准确性与鲁棒性, 实

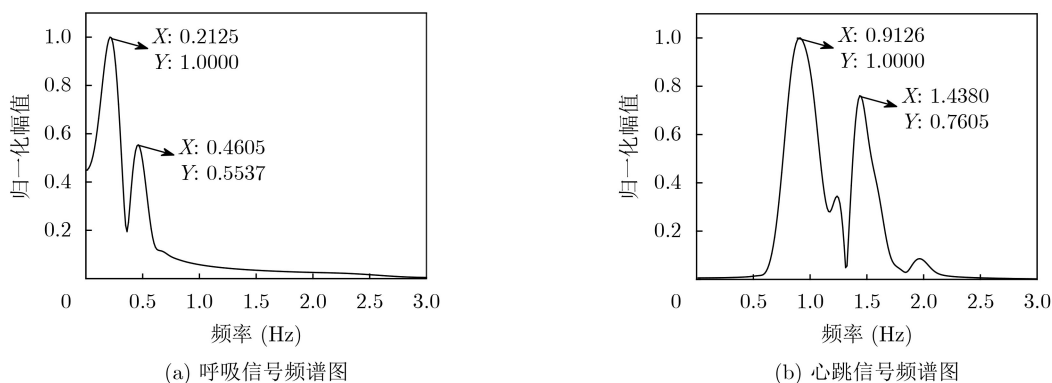


图7 多通道FMCW雷达相位融合信号BPF滤波后生命信号频谱

表2 重构结果SNR(dB)

重构结果SNR	测量通道	目标距离 (1 m)	目标距离 (2 m)
1号志愿者呼吸重构结果SNR	相位融合	36.87	36.76
	1通道	36.83	36.53
	2通道	36.88	36.62
	3通道	36.81	36.50
	4通道	36.83	36.53
1号志愿者心跳重构结果SNR	相位融合	36.06	35.88
	1通道	32.42	34.55
	2通道	32.14	32.78
	3通道	34.62	30.74
	4通道	32.42	34.26
2号志愿者呼吸重构结果SNR	相位融合	37.29	36.35
	1通道	37.24	35.26
	2通道	37.41	34.43
	3通道	37.24	34.28
	4通道	37.24	34.93
2号志愿者心跳重构结果SNR	相位融合	33.12	33.70
	1通道	32.61	30.99
	2通道	32.95	32.73
	3通道	32.42	31.69
	4通道	32.61	30.98

验中选取7名志愿者，均位于雷达天线1 m正前方处，前6名志愿者均保持正常呼吸，第7名志愿者屏住呼吸，测量时窗为10 s。图8给出了两种方法分

别所得到志愿者的呼吸、心跳信号频率的RE值。从图8可以看出MRC和VMD方法所得志愿者的呼吸和心跳频率RE值均低于MRC和BPF方法，本文所提MRC结合VMD的信号处理方法能够更加稳健准确地提取呼吸和心跳信号频率。对于第7名志愿者而言，由于两种方法均未提取到呼吸信号，所以图8(a)未给出第7名志愿者的呼吸频率RE值比较结果，图8(b)中MRC和VMD方法所得心跳频率RE值为7.7%，MRC和BPF方法所得心跳频率RE值为15.4%，因此MRC和VMD方法在呼吸异常的情况下仍能较准确地提取心跳信号频率。另外MRC和VMD方法得到的心跳频率RE值仍然较大，这是由于实验过程中尽管人体保持静止但不同人员的身体仍然可能存在一定随机运动，这会导致微弱的心跳信号频率估计结果的不准确。

5 结束语

本文提出基于MRC和VMD的多通道FMCW雷达生命信号提取方法。所提方法利用MRC技术对各通道的相位信号进行融合，然后采用VMD算法获得有限个IMF，最后通过模态判别准则对生命信号进行重构从而得到呼吸和心跳信号频率。实验结果表明所提方法可以更加稳健准确地从多通道FMCW回波信号中提取出生命信号。在接下来的工作中将致力于选择合适的信号处理方法消除实验过程中人体的随机运动以便达到更准确提取生命信号的效果。

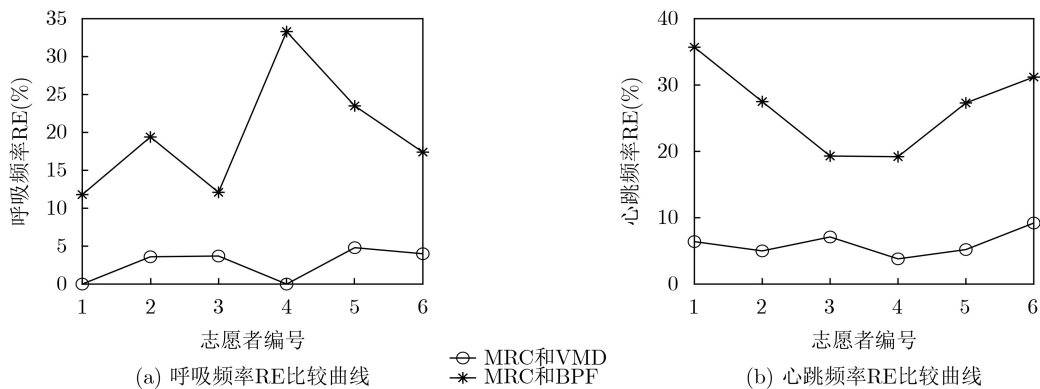


图8 呼吸和心跳频率RE比较曲线

参考文献

- [1] SACCO G and PISA S. A MIMO radar for vital signs recording[C]. 2019 Photonics & Electromagnetics Research Symposium-Spring, Rome, Italy, 2019: 387–393. doi: 10.1109/PIERS-Spring46901.2019.9017283.
- [2] CARDILLO E and CADDEMI A. Radar range-breathing separation for the automatic detection of humans in cluttered environments[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2021, 21(13): 14043–14050. doi: 10.1109/JSEN.2020.3024961.
- [3] WANG Wen, WANG Yong, ZHOU Mu, *et al.* A novel vital sign sensing algorithm for multiple people detection based on FMCW radar[C]. 2020 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference, Hong Kong, China, 2020: 1104–1106. doi: 10.1109/APMC47863.2020.9331552.
- [4] WEISHAUPF F, WALTERSCHEID I, BIALLOWONS O, *et al.* Vital sign localization and measurement using an

- LFMCW MIMO radar[C]. The 2018 19th International Radar Symposium, Bonn, Germany, 2018: 1–8. doi: [10.23919/IRS.2018.8448229](https://doi.org/10.23919/IRS.2018.8448229).
- [5] SHANG Xiaolei, LIU Jian, and LI Jian. Multiple object localization and vital sign monitoring using IR-UWB MIMO radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2020, 56(6): 4437–4450. doi: [10.1109/TAES.2020.2990817](https://doi.org/10.1109/TAES.2020.2990817).
- [6] SAKAMOTO T. Noncontact measurement of human vital signs during sleep using low-power millimeter-wave ultrawideband MIMO array radar[C]. 2019 IEEE MTT-S International Microwave Biomedical Conference, Nanjing, China, 2019: 1–4. doi: [10.1109/IMBIOC.2019.8777864](https://doi.org/10.1109/IMBIOC.2019.8777864).
- [7] LIU Qiwei, GUO Hanqing, XU Junhong, *et al.* Non-contact non-invasive heart and respiration rates monitoring with MIMO radar sensing[C]. 2018 IEEE Global Communications Conference, Abu Dhabi, United Arab Emirates, 2018: 1–6. doi: [10.1109/GLOCOM.2018.8648106](https://doi.org/10.1109/GLOCOM.2018.8648106).
- [8] HUANG Qianlan, LU Dawei, HU Jiemin, *et al.* Simultaneous location and parameter estimation of human vital sign with MIMO-FMCW radar[C]. 2019 IEEE International Conference on Signal, Information and Data Processing, Chongqing, China, 2019: 1–4. doi: [10.1109/ICSIDP47821.2019.9173200](https://doi.org/10.1109/ICSIDP47821.2019.9173200).
- [9] VO DAI T K, OLEKSAK K, KVELASHVILI T, *et al.* Enhancement of remote vital sign monitoring detection accuracy using multiple-input multiple-output 77 GHz FMCW radar[J]. *IEEE Journal of Electromagnetics, RF and Microwaves in Medicine and Biology*, 2022, 6(1): 111–122. doi: [10.1109/JERM.2021.3082807](https://doi.org/10.1109/JERM.2021.3082807).
- [10] YAN Jiaming, HONG Hong, ZHAO Heng, *et al.* Through-wall multiple targets vital signs tracking based on VMD algorithm[J]. *Sensors*, 2016, 16(8): 1293. doi: [10.3390/s16081293](https://doi.org/10.3390/s16081293).
- [11] PARK B K, BORIC-LUBECKE O, and LUBECKE V M. Arctangent demodulation with DC offset compensation in quadrature Doppler radar receiver systems[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2007, 55(5): 1073–1079. doi: [10.1109/TMTT.2007.895653](https://doi.org/10.1109/TMTT.2007.895653).
- [12] SAKAMOTO T and YAMASHITA K. Noncontact measurement of autonomic nervous system activities based on heart rate variability using ultra-wideband array radar[J]. *IEEE Journal of Electromagnetics, RF and Microwaves in Medicine and Biology*, 2020, 4(3): 208–215. doi: [10.1109/JERM.2019.2948827](https://doi.org/10.1109/JERM.2019.2948827).
- [13] DRAGOMIRETSKIY K and ZOSSO D. Variational mode decomposition[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2014, 62(3): 531–544. doi: [10.1109/TSP.2013.2288675](https://doi.org/10.1109/TSP.2013.2288675).
- [14] SUN Li, HUANG Shuaiming, LI Yusheng, *et al.* Remote measurement of human vital signs based on joint-range adaptive EEMD[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 68514–68524. doi: [10.1109/ACCESS.2020.2985286](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2985286).
- [15] WEI Jiaqi, ZHANG Lei, and LIU Hongwei. Non-contact life signal extraction and reconstruction technique based on MAE[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 110826–110834. doi: [10.1109/ACCESS.2019.2934573](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2934573).
- [16] 冯久超, 潘水洋. 基于经验模态分解的生命信号提取算法[J]. 华南理工大学学报:自然科学版, 2010, 38(10): 1–6. doi: [10.3969/j.issn.1000-565X.2010.10.001](https://doi.org/10.3969/j.issn.1000-565X.2010.10.001).
FENG Jiuchao and PAN Shuiyang. Extraction algorithm of vital signals based on empirical mode decomposition[J]. *Journal of South China University of Technology: Natural Science Edition*, 2010, 38(10): 1–6. doi: [10.3969/j.issn.1000-565X.2010.10.001](https://doi.org/10.3969/j.issn.1000-565X.2010.10.001).
- [17] REN Lingyun, WANG Haofei, NAISHADHAM K, *et al.* Phase-based methods for heart rate detection using UWB impulse Doppler radar[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2016, 64(10): 3319–3331. doi: [10.1109/TMTT.2016.2597824](https://doi.org/10.1109/TMTT.2016.2597824).
- 屈乐乐: 男, 1983年生, 教授, 研究方向为超宽带雷达信号处理技术.
- 刘淑杰: 女, 1996年生, 硕士生, 研究方向为生命雷达信号处理技术.
- 杨天虹: 女, 1982年生, 讲师, 研究方向为雷达信号处理技术.
- 孙延鹏: 男, 1973年生, 教授, 研究方向为雷达信号处理技术.

责任编辑: 余蓉