

# M元 FDM-PLFM 移动水声通信方法

李芾茏<sup>1,2</sup>, 申晓红<sup>1,2</sup>, 王领<sup>1,2</sup>, 王海燕<sup>1,2</sup>

(1.西北工业大学 航海学院, 陕西 西安 710072  
2.海洋声学信息感知工业和信息化部重点实验室, 陕西 西安 710072)

**摘要:**针对移动水声通信中的多普勒频移特性,提出 M 元 FDM-PLFM 移动水声通信方法。从理论上对分段式线性调频信号(piecewise-LFM)与传统 LFM 信号的互相关性进行了分析,并结合频分复用(FDM),提高了传统水声 LFM 通信方法的频谱利用率,并保留了在较低的多普勒频移条件下,水声 LFM 通信方法无需多普勒频移补偿的优势。仿真结果表明,该方法相较传统水声 M 元 LFM 通信方法,在较高的数据率条件下,有更低的误码率。

**关键词:**移动水声通信;频分复用;分段式线性调频;低信噪比

**中图分类号:**TN914.42

**文献标志码:**A

**文章编号:**1000-2758(2019)04-0704-10

当水声通信的收发端之间存在相对运动或海洋洋流的影响时,由移动所带来的传播路程差,使得信号的频率及相位在传输过程中发生变化(即多普勒频移),且区别于无线通信,水声通信中存在的往往都是宽带多普勒频移,信号除频偏和相移外还存在着信号展宽或缩减的现象,因此,必须通过重采样和补偿频偏相结合的方式进行补偿,从而对系统性能产生较大影响<sup>[1-2]</sup>。

在水声通信中,目前有 2 种方法来抑制宽带多普勒频移:①估计多普勒因子并补偿接收信号的方法;②使用对多普勒频移不敏感的信号作为载波信号。

水声 OFDM 通信系统采用了估计多普勒频移并进行补偿的方法。该方法首先对多普勒频移进行粗估计,并利用重采样进行补偿,然后再针对未补偿完全的多普勒频移残余量进行精估计,并结合窄带的多普勒补偿法将残余量补偿掉。文献[3]提出了块估计法,通过在发射信号两端加入匹配序列,对多普勒频移进行粗估计,该方法因其便捷性而得到了较为广泛的应用。文献[4]利用 PN 序列对多普勒频移残余量进行精估计,但存在通信开销过大,对多普勒效应变化相对较快信道性能变差的问题。在此基础上,文献[5]提出了基于最优自相关序列的多

普勒频移精估计方法。该方法通过在信号中插入梳状导频,提高了估计精度,但仍具有较大的通信开销。

水声 LFM 通信系统利用了 LFM 信号较好的抗噪及抗多普勒频移特性<sup>[6-7]</sup>。在较低的多普勒频移条件下,通常可不对多普勒频移进行补偿。文献[7]利用 2 个不同频段的 LFM 信号,将拷贝相关作为解调方式,设计了数据率为 20 bit/s 的水声通信系统,误码率为  $10^{-3}$ 。收发端之间距离为 2 000~4 000 m,仅靠海浪海风等提供相对运动。文献[8]提出 M 元 LFM 远程水声通信方法,在 30 km 的通信距离下,同样仅依靠海洋运动提供相对速度,进行了海试,证明了该方法的稳定性。由于实验通信距离较远,系统有效带宽仅 200 Hz,数据率为 20 bit/s。

综上所述,OFDM 系统数据率高,但必须进行多普勒估计及补偿,损耗一定的通信开销,且要求在一个 OFDM 符号内,多普勒因子恒定;而 LFM 通信系统无需进行多普勒频移补偿,接收机实现简单且对信道的时变性要求不高。与 OFDM 通信系统相比,LFM 通信系统的不足之处是频谱复用率较低,主要原因是当 2 个 LFM 信号所占频段重叠率较高时,信号间的互相关性较强。因此,若能寻找到一种在保证自相关性的同时,互相关性优于 LFM 的新信号,

则可结合频分复用(FDM)的思想在有限频段内提升 LFM 系统的数据率。

分段式线性调频(PLFM)信号,是以 LFM 信号为基础,互相关性优于传统 LFM 信号的一类新兴信号。Qazi 首次对 PLFM 信号进行了定义,并设计了一个由两段调斜率相反的 LFM 所组成的 PLFM 信号<sup>[9]</sup>,本文将其称为 DPLFM(double-PLFM)信号。文献[10]则提出了一种由 3 段 LFM 组成的 PLFM 信号,其中第 1 段和第 3 段调斜率相同,第 2 段与之相反,本文称之为 TPLFM(treble-PLFM)信号。由文献中研究成果可见,该信号相对于传统 LFM 信号在互相关性方面有着较大的优越性。

但文献[9-10]仅对载波频率相同、调斜率不同的 PLFM 信号的互相关性进行了分析。而 FDM 系统则更关注载波频率不同、调斜率相同的 PLFM 信号的互相关性。因此,本文结合自相关及互相关公式,对上述问题及 PLFM 信号和 LFM 信号的互相关性进行了理论分析对比,据此提出了频分复用的多元分段式线性调频( $M$ 元 FDM-PLFM)移动水声通信方法。研究表明,该方法在较低信噪比下的移动水声通信环境中展现了较强的鲁棒性,信噪比为  $-5$  dB,  $3$  km 仿真多径信道,误码率为  $10^{-3}$  时,数据率可达到  $600$  bit/s。

## 1 移动时变水声通信信道模型

移动时变水声通信信道主要有 2 个特性,即时变的多径效应和多普勒频移。水声信道通常被视为一个相干多径信道,信号经不同路径传输,到达接收端的时间也有所不同,因此会产生一定的码间串扰。信道的单位冲激响应可表示为:

$$h(\tau, t) = \sum_{i=1}^{N(t)} A_i(t) \delta(t - \tau_i(t)) \quad (1)$$

式中,在  $t$  时刻下,  $N$  表示路径个数,  $A_i$  为第  $i$  条路径的衰减因子,  $\tau_i$  表示第  $i$  条路径的传输时延。

而多普勒频移则主要由 2 类因素决定:①收发节点间的相对运动;②海面风浪、潮汐作用等。在正常的海况条件下,收发节点相对运动所带来的影响远高于第二个原因。因此,通常定义当前时刻收发节点径向相对速度  $v$  与当前时刻声速  $c$  的比值为衡量多普勒频移程度的参数,即多普勒因子

$$a(t) = \frac{v(t)}{c(t)} \quad (2)$$

当发射端的发射信号为  $s(t)$  时,综合上述特性,经过移动水声通信信道的接收信号可表示为

$$y(t) = \sum_{i=1}^{N(t)} A_i(t) S((1 + a(t))t - \tau_i(t)) + n(t) \quad (3)$$

$n(t)$  为接收端接收到的加性高斯白噪声。

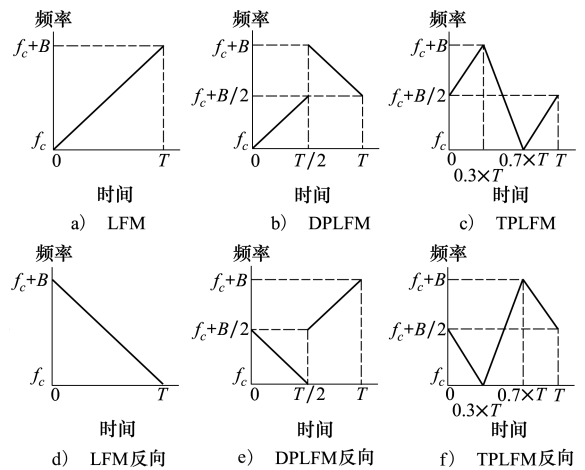


图1 信号的时频示意图

## 2 LFM 及 PLFM 的相关性分析

### 2.1 定义“反向”信号

为方便后续表述,首先需要在此定义反向信号的概念。反向信号,即与原信号的时频变化趋势相反的信号,其表达式可表示为

$$S_{nc}(t) = S(T - t) \quad (4)$$

式中,  $s(t)$  为原信号或称“正向”信号,  $T$  为原信号码元长度。图 1 展示了 LFM、DPLFM、TPLFM 信号及其对应反向信号的时频示意图,  $T$  为信号长度,  $f_c$  为信号起始频率,  $B$  为信号带宽。

### 2.2 LFM 信号的相关性分析

线性调频(LFM)信号可表示为

$$S(t) = e^{j2\pi(f_0 t + \frac{kt^2}{2})} \quad (5)$$

式中,  $f_0$  为信号的起始频率,  $k$  为信号的调斜率。LFM 信号的自相关函数则可表示为

$$R_{LA}(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} S\left(t + \frac{\tau}{2}\right) S^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) dt = \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) \text{sinc}\left(Tk\tau\left(1 - \frac{\tau}{T}\right)\right) e^{j2\pi f_0 \tau} \quad (6)$$

推导可得,该函数的峰值位于  $\tau = 0$  处,其峰值

为 1。该函数也被称为信号的匹配相关函数<sup>[11]</sup>。

LFM 信号与其反向信号的互相关公式则可表示为下式。该函数也被称为信号的非匹配相关函数<sup>[11]</sup>。

$$R_{LC}(\tau) = \frac{1}{\sqrt{TB}} e^{\frac{j\pi k \tau^2}{2}} \left[ C\left(\frac{\pi A^2}{2}\right) + jS\left(\frac{\pi A^2}{2}\right) \right] \quad (7)$$

$$A = \sqrt{TB} - |\tau| \sqrt{k} \quad (8)$$

式中,  $C\left(\frac{\pi A^2}{2}\right)$  和  $S\left(\frac{\pi A^2}{2}\right)$  表示菲涅耳积分, 其表达式分别为

$$C\left(\frac{\pi A^2}{2}\right) = \int_0^A \cos \frac{\pi v^2}{2} dv \quad (9)$$

$$S\left(\frac{\pi A^2}{2}\right) = \int_0^A \sin \frac{\pi v^2}{2} dv \quad (10)$$

由(6)式可得, 在  $(-T, T)$  的范围内,  $R_{LC}$  的幅值在  $1/\sqrt{2TB}$  上下浮动, 且最大值约为  $1/\sqrt{TB}$ <sup>[10]</sup>。图 2a) 给出了 LFM 与其反向信号在  $TB = 18$  时的互相关函数。图 2b) 和图 2c) 则分别是 LFM 信号与载波频率不同或是调斜率不同的反向信号的互相关函数, 可看到幅值与图 2a) 有相类似的分布特性, 且幅值有所减少。图 2 中的归一化参考值均为该 LFM 信号的自相关峰值。

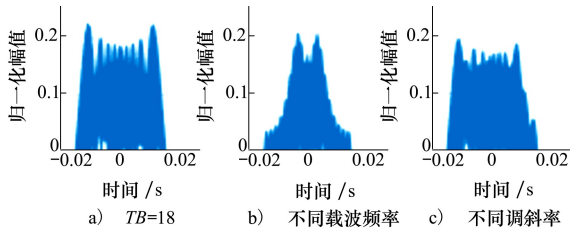


图 2 LFM 与其反向信号互相关函数

不同载波频率下 LFM 信号间的互相关函数可表示为

$$R_{Cr}(\tau) = \frac{1}{T} \cdot \int_{\frac{\tau-\tau}{2}}^{\frac{T-\tau}{2}} S_1\left(t + \frac{\tau}{2}\right) S_2^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) dt = \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) \text{sinc}\left(T(f_1 - f_2 - k\tau)\left(1 - \frac{\tau}{T}\right)\right) \cdot e^{j2\pi f_2 \tau} e^{-j\pi(f_1 - f_2)\tau} \quad (11)$$

式中的  $f_1, f_2$  分别为  $S_1, S_2$  信号的起始频率。互相关峰值位于  $T\Delta f/B$  处, 大小由  $(1 - \Delta f/B)$  决定, 因此,  $S_1, S_2$  信号的频率间隔越大, 互相关峰值越小。

### 2.3 PLFM 信号的相关性分析

分段式线性调频 (PLFM), 是指在保证相位连续的情况下, 将多个调斜率不同或相反的 LFM 信号

联接起来, 形成的一个新的信号。在本文中 PLFM 被用来结合编码选择器和拷贝相关器进行调制解调。

一个由  $N$  段 LFM 信号组成的 PLFM 信号可表示为

$$S(t) = \sum_{n=1}^N C_n \exp\left(j2\pi\left(f_n t + \frac{k_n t^2}{2}\right)\right) \quad (12)$$

式中,  $f_n$  为第  $n$  段 LFM 信号的起始频率,  $k_n$  为第  $n$  段 LFM 信号的调斜率,  $C_n$  为第  $n$  段 LFM 信号对应的矩形窗, 如(13) 式所示,  $T_n$  为第  $n$  段 LFM 信号的结束时刻。

$$C_n = \begin{cases} 1 & T_{n-1} < t < T_n \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (13)$$

受  $T_n$  等参数影响, PLFM 信号的波形具有多样性, 互相关特性也随之改变。迫于篇幅所限, 本文仅以 DPLFM 为例, 结合自相关及互相关公式, 对这一问题进行阐述。实际上, 由于 PLFM 信号是由若干 LFM 信号联接而成的, 各部分在时间轴上又互不重叠, PLFM 信号在自相关或互相关函数的推导过程及结果基本一致。

DPLFM 的信号时频特性可参考图 1, 其上扫频部分即第一部分以  $S_u$  表示, 下扫频部分即第二部分以  $S_d$  表示。  $S_u$  和  $S_d$  的带宽均固定为 DPLFM 信号总带宽的一半, 即  $B/2$ , 具体分析请参考文献[9]。DPLFM 的波形仅通过  $S_u, S_d$  的时长比例进行改变。设  $S_u$  时长占总时长的比例为  $C_l$ , 则信号的自相关公式及  $C_l$  可表示为

$$R_{PA}(\tau) = \frac{1}{T} \left( \int_{-\frac{\tau}{2}}^{(Q-0.5)T-\frac{\tau}{2}} S_u\left(t + \frac{\tau}{2}\right) S_u^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) dt + \int_{(C_l-0.5)T-\frac{\tau}{2}}^{(Q-0.5)T+\frac{\tau}{2}} S_u\left(t + \frac{\tau}{2}\right) S_d^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) dt + \int_{(C_l-0.5)T+\frac{\tau}{2}}^{\frac{T}{2}} S_d\left(t + \frac{\tau}{2}\right) S_d^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) dt \right) \quad (14)$$

$$C_l = \frac{T_{su}}{T} \quad (15)$$

由于公式(14)中的第二部分是反向信号间的互相关函数, 如同 2.2 节中对  $R_{LC}$  的分析, 该部分的幅值会保持在一个固定值处上下震荡, 且由于 DPLFM 信号的上下扫频部分频率间隔较大, 幅值较低, 因此仅会将函数的幅值在整体上少许提高, 并不会影响函数峰值的位置, 因此在分析过程中对这一部分忽略不计。

将公式(14)整理得到下式,其中 $k_1, k_2$ 分别为 $S_u, S_d$ 的调斜率

$$R_{PA}(\tau) = \left(C_l - \frac{\tau}{T}\right) \operatorname{sinc}\left[Tk_1\tau\left(C_l - \frac{\tau}{T}\right)\right] e^{j2\pi\left(\frac{(1-C_l)kT\tau}{2} - f_0\tau\right)} + \left(1 - C_l - \frac{\tau}{T}\right) \operatorname{sinc}\left[Tk_2\tau\left(1 - C_l - \frac{\tau}{T}\right)\right] e^{-j2\pi\left(\frac{C_l kT\tau}{2} + f_0\tau\right)} \quad (16)$$

由上式可知, DPLFM 信号的自相关函数峰值与 $C_l$ 及 $k_1, k_2$ 无关, 式中相加的两部分峰值均出现在 $\tau = 0$ 处, 峰值叠加且总和为 1, 因此, DPLFM 信号的自相关主瓣高度与 LFM 信号相等。

DPLFM 信号的互相关函数可表示为

$$R_{PC}(\tau) = \frac{1}{T} \left( \int_{-\frac{\tau}{2}}^{(C_l-0.5)T-\frac{\tau}{2}} S_{1u}\left(t + \frac{\tau}{2}\right) S_{2u}^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) dt + \int_{(C_l-0.5)T-\frac{\tau}{2}}^{(C_l-0.5)T+\frac{\tau}{2}} S_{1u}\left(t + \frac{\tau}{2}\right) S_{2d}^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) dt + \int_{(C_l-0.5)T+\frac{\tau}{2}}^T S_{1d}\left(t + \frac{\tau}{2}\right) S_{2d}^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) dt \right) \quad (17)$$

整理得

$$R_{PC}(\tau) = \left(C_l - \frac{\tau}{T}\right) \operatorname{sinc}\left[T\left(k_1\tau + \Delta f\right)\left(C_l - \frac{\tau}{T}\right)\right].$$

$$e^{j\pi(1-C_l)T(\Delta f+k_1\tau)} e^{-j\pi(f_0+f_1)\tau} + \left(1 - C_l - \frac{\tau}{T}\right) \operatorname{sinc}\left[T\left(k_2\tau + \Delta f\right)\left(1 - C_l - \frac{\tau}{T}\right)\right] \cdot e^{-j\pi C_l T(\Delta f+k_2\tau)} e^{-j\pi(f_0+f_1)\tau} \quad (18)$$

可以看出, DPLFM 的互相关函数存在 2 个峰值, 分别位于

$$\tau_1 = \frac{\Delta f}{k_1} = \frac{2T\Delta f}{B} \cdot C_l \quad (19)$$

$$\tau_2 = \frac{\Delta f}{k_2} = \frac{2T\Delta f}{B} \cdot (1 - C_l) \quad (20)$$

将公式(19)~(20)代入(18)式可知, 两峰值的大小分别由 $C_l(1 - 2\Delta f/B)$ 和 $(1 - C_l)(1 - 2\Delta f/B)$ 决定。因此, 当 $C_l = 0.5$ 即 $S_u, S_d$ 时长相等、 $k_1, k_2$ 相等时, DPLFM 在互相关的优化上最好。DPLFM 互相关函数的两峰值在此时相等且最小, 约比 LFM 的互相关峰值低 0.5。

### 2.4 LFM 及 PLFM 相关性仿真结果

结合上述研究结果, 本文对互相关性优化最优的 DPLFM、TPLFM 信号与 LFM 信号的自相关及互相关函数进行了仿真, 并从相关解调的角度对结果进行了分析。仿真结果如图 3 所示, 其中各图的归一化参考值为当前 LFM 信号的自相关峰值。

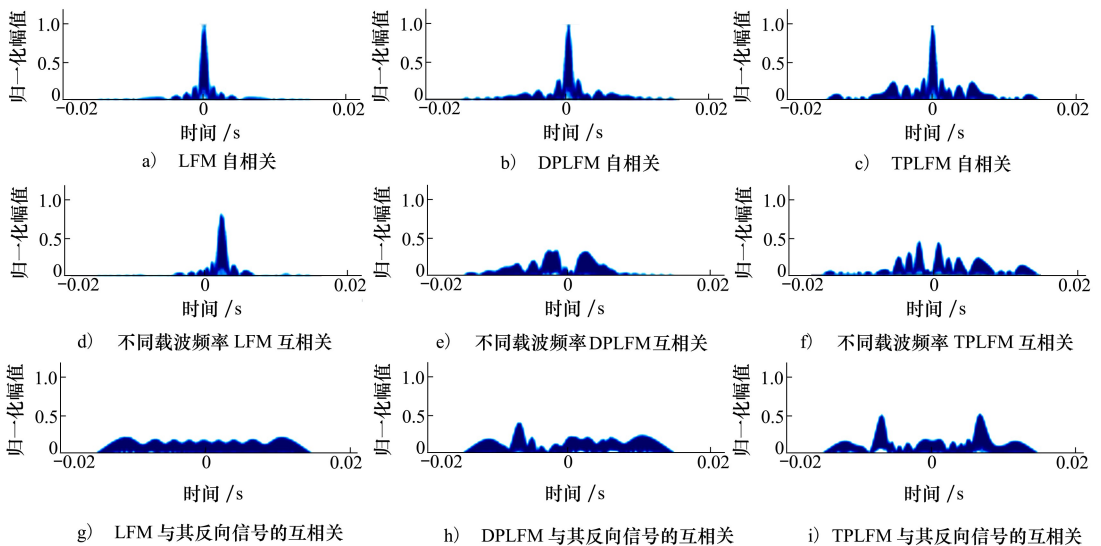


图 3 LFM、DPLFM、TPLFM 信号自相关及相互性的对比

图 3a)~3c) 分别是 LFM、DPLFM、TPLFM 信号的自相关波形。可以看出, 如上文中所分析, 3 种波形在自相关主瓣高度上并没有区别。但 2 种 PLFM

信号的旁瓣高度都略高于 LFM, 因此损失了少许自相关性。

而在图 3d)~3f) 中, 3 种信号分别与起始频率

间隔 200 Hz 的同波形信号进行了互相关仿真,结果可见 DPLFM 和 TPLFM 在互相关性的优越性相仿,其峰值约比 LFM 信号互相关峰值低 0.5,符合 2.3 节中分析。

图 3g)~3i) 是 3 种信号与其对应的反向信号在相同频段下的互相关波形。可以看出,PLFM 信号的互相关函数会在时延达到一定位置时产生幅值较高的波峰。这是由于 PLFM 信号波形的特殊性,反向信号之间总有某些部分的频率变化趋势较为一致。当时延  $\tau$  使得这些部分重叠之时,就会产生较大的相关性。但如 2.3 节中所述,不同载波频率信号之间的互相关峰值的位置和大小与信号间频率间隔有关。结合图 3h)、3i) 中结果,如果该峰值能与反向信号的峰值位置重合,那么这 2 个载波频率不同的信号之间的频率间隔约为  $B/2$ ,代入公式 (18) 得到  $R_{pc}=0$ ,意味着此时两信号的互相关幅值仅受该函数非匹配部分的控制,因此并不会对解调带来太大影响。对非匹配部分的定义可参考公式 (7)。

### 3 M 元 FDM-PLFM 移动水声通信方法

#### 3.1 M 元 FDM-PLFM 通信系统

M 元 FDM-PLFM 水声通信系统的设计依据是 LFM、PLFM 等宽带信号在频段完全不重叠时互相关峰值极小,不会干扰彼此的相关解调。

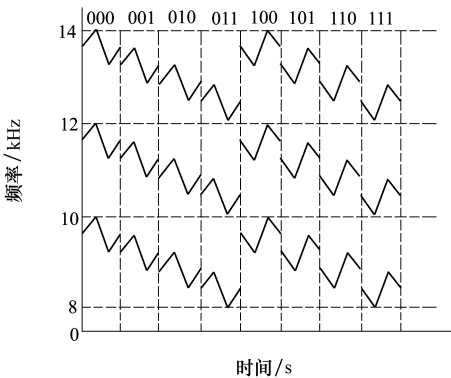


图 4 8 进制 FDM-PLFM 调制技术示意图

如图 4 所示,可结合频分复用的思想,将系统频带分为若干互不重叠的子频带,并行传输。各子频段内均使用 M 元调制,提升系统数据率。图 5 给出

了该系统的发射机模型。传输数据经过串并转换后,分别通过不同子频段对应的编码选择器,编码选择器控制信号发生器组生成该数据所对应的信号,每个信号发生器组均由 M 只对应不同数据的信号发生器组成。各子频段内信号生成后经累加器累加,交由换能器进行电声转换并发射。

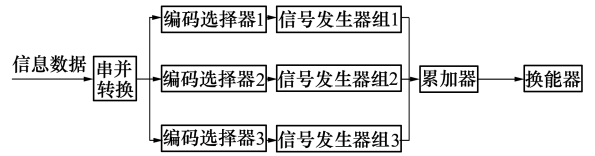


图 5 M 元 FDM-PLFM 发射系统模型

图 6 给出了系统的接收机模型。考虑到移动水声信道的时变性和系统实现复杂度,本文在接收端仅对接收信号进行了时间反转和带通滤波的处理,降低信道多径效应及宽带噪声对系统性能带来的影响。对多普勒频移,则不进行补偿,仅靠信号自身的抗多普勒频移特性来保证通信的可靠性。接收机换能器在接收到信号后,经过滤波及时反处理,将信号传输至各子频段对应的相关器组。与信号发射器组类似,每个相关器组均由 M 只对应不同信号的相关器组成。各子频段的相关器组输出一串相关所得的峰值至判决器,经判决后得到传输数据。

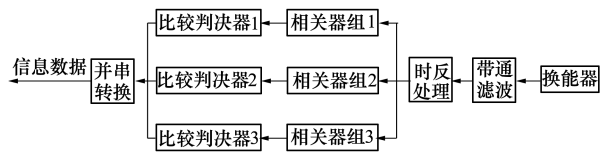


图 6 M 元 FDM-PLFM 接收系统模型

#### 3.2 水声移动通信系统参数设计

在水声通信环境中,高频声信号的快速衰减以及低频段环境噪声的复杂使得浅海中程水声通信的可用带宽通常仅有十几千甚至几千<sup>[12]</sup>。对于常见的浅海中程水声扩频通信系统频段 8~14 kHz,无论是 M 元 FDM-LFM 系统还是 M 元 FDM-PLFM 系统在划分子载波频段时不可避免地会产生重叠。

尽管不同载波频率下信号间的互相关峰值不可能为 0,但为了降低解调时的干扰,仍需保证信号与其他频段信号的互相关函数在该信号自相关主瓣处为 0。以 DPLFM 为例,由公式 (19)~(20) 可知,  $C_l=0.5$  时 DPLFM 的互相关性优化最佳,结合公式

(16)及(18)可知,信号自相关主瓣通常在 $\tau=0$ 处附近,因此,令

$$R_{PC}(0) = \frac{1}{2} \text{sinc} \left[ \Delta f \cdot \frac{T}{2} \right] e^{\frac{j\pi T \Delta f}{2}} + \frac{1}{2} \text{sinc} \left[ \Delta f \cdot \frac{T}{2} \right] e^{-\frac{j\pi T \Delta f}{2}} \quad (21)$$

解得

$$\Delta f = D \cdot \frac{1}{T} \quad (22)$$

式中, $D$ 为整数。图7展示了码元时长为15 ms的DPLFM、TPLFM分别在频率间隔为200 Hz条件下的互相关函数图,归一化参考值为当前DPLFM或TPLFM信号的自相关峰值。可以看出,该函数的幅值在 $\tau=0$ 处均基本为0,证明上述结论有效。

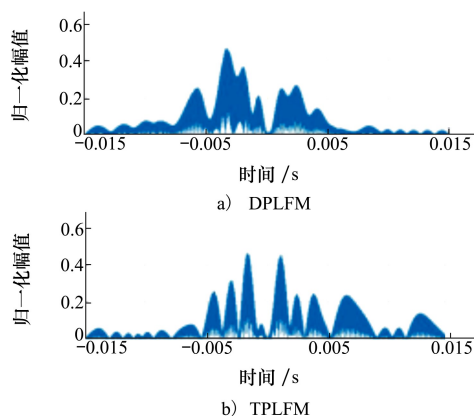


图7 频率间隔为200 Hz的PLFM互相关函数

除此之外,由于PLFM的互相关函数中存在着如公式(7)所示的LFM的非匹配相关函数,因此 $R_{LC}$ 的峰值在一定程度上也决定着PLFM的互相关性。参考公式(7), $R_{LC}$ 的峰值大约是 $R_{LA}$ 的 $1/\sqrt{TB}$ ,即信号要保证一定的时间带宽积( $TB$ ),可以保证反向信号与正向信号的准正交性。结合公式(18),PLFM互相关函数的匹配部分峰值不超过0.5, $1/\sqrt{TB}$ 也应小于0.5。但考虑到水声信道中存在的加性噪声和时反无法完全抑制的旁瓣所带来的码间串扰,本文将 $1/\sqrt{TB}$ 控制在0.25以下,即 $TB$ 应大于16。而在相关解调系统中,码元长度 $T$ 决定着码元所携带的能量,直接影响着信号自相关的峰值高度,也就同时影响着系统的误码率。通常设定 $T$ 不得低于10 ms。但 $T$ 也同样影响着数据率,因此也不宜过大,本文在此将码元长度设为15 ms。结合

公式(22)及分析,码元带宽 $B$ 应大于1 066.67 Hz, $\Delta f$ 应为66.67 Hz的整倍数。为充分利用系统带宽8~14 kHz,设定码元带宽 $B$ 为1 200 Hz,载波频率间隔 $\Delta f$ 为200 Hz,用于频分复用同时传输的子频带数 $N_c$ 为3。

## 4 仿真结果分析

### 4.1 系统抗多普勒频移特性分析

本文首先在无噪声、无多径的条件下,对LFM、PLFM系统及传统FSK系统的抗多普勒频移特性进行了仿真实验。仿真过程中,首先利用预设的收发端相对速度计算多普勒因子,然后通过重采样的方式对信号进行处理以同时模拟信号在通信过程中的频偏及时域上的展宽或缩减,即宽带多普勒频移。图8给出了系统带宽为8~14 kHz、数据率为200 bit/s时,单载波的 $M$ 元TPLFM、DPLFM、LFM通信系统以及2FSK、4FSK、8FSK、16FSK通信系统的多普勒频移抗性对比。TPLFM、DPLFM、LFM通信系统的码元长度为15 ms,码元带宽为1 200 Hz,用于 $M$ 元调制的载波间频率间隔为1 200 Hz即载波频带不相互重叠。2FSK、4FSK、8FSK、16FSK通信系统的码元长度分别为5,10,15,20 ms,载波间频率间隔分别为6 000,2 000,800,400 Hz。可以看到,上述系统在抗多普勒频移性能方面基本相近,随着多普勒因子的增加,16FSK、DPLFM的误码率上升速度略慢于其他方法。

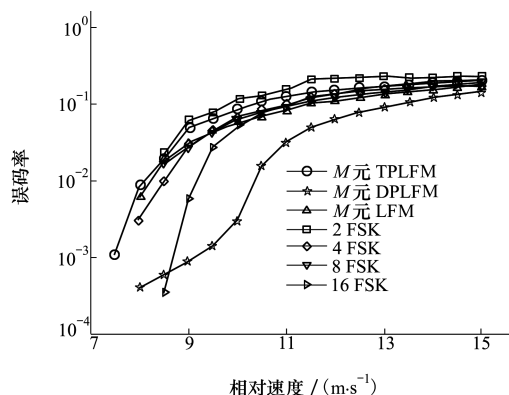


图8 单载波系统多普勒频移抗性对比

图9则展示了系统速率为600 bit/s时,OFDM和 $M$ 元FDM-TPLFM、FDM-DPLFM、FDM-LFM通信

系统及 FDM-2FSK、FDM-4FSK、FDM-8FSK 通信系统的多普勒频移抗性特性。FDM-FSK 是文献 [13] 中提出的一种将 FDM 和 FSK 相结合的通信方法。该方法通过将系统频带划分为若干子频带并在各子频带内进行 MFSK 调制并同时传输,从而降低了传统 MFSK 在相同条件所需要的载波信号数,因此在保证码元长度较长的情况下,频率间隔的降低速度小于传统的 FSK。在系统数据率为 200 bit/s 的仿真条件下,传统的 FSK 系统受系统带宽的限制,无论是载波间频率间隔还是码元长度都已较小,随着数据率的增加,继续对其细分将影响系统鲁棒性。因此在数据率为 600 bit/s 的仿真条件下,本文不再对传统 FSK 系统进行仿真对比。

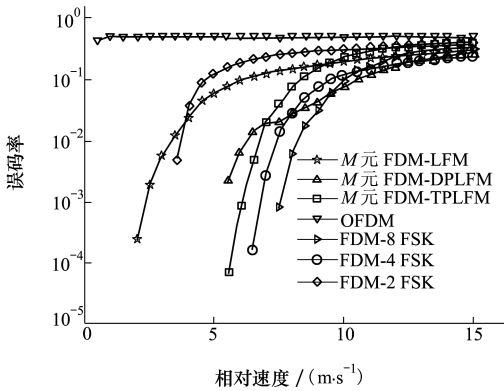


图 9 多载波系统多普勒频移抗性对比

从图 9 中可以看出,OFDM 在未进行多普勒频移补偿的情况下,基本无法正确解调。而其他方法由于在系统带宽不变的条件下进行了频分复用,因此抗多普勒频移性能均有一定的降低。其中 FDM-LFM 系统由于不同载波频率下的 LFM 信号间互相关性较强的缘故衰减最大。FDM-2FSK 由于码元长度较短,受收发端移动导致的时延展宽的影响衰减也很大。而 FDM-8FSK、FDM-4FSK 及 2 种 PLFM 系统衰减相对较小,2 种 PLFM 系统在多普勒因子轴上大约衰减了 2 m/s,FDM-8FSK 和 FDM-4FSK 则大约衰减了 1 m/s。上述系统中,LFM 及 PLFM 的系统参数如 3.2 节所述。FDM-8FSK、FDM-4FSK、FDM-2FSK 系统的码元长度为 15,10,5 ms,频率间隔为 200,400,1 200 Hz。

#### 4.2 移动水声通信仿真结果分析

在这一部分,本文主要通过 LFM 系统和 PLFM

系统在不同系统频谱利用率下的仿真结果,进一步验证载波信号的相关性对基于相关解调的通信系统性能的影响,并将其与传统 FSK 系统性能进行对比。

仿真所用信道基于 Bellhop 算法建立,所用数据为 2014 年 10 月于三亚陵水的一组实测声速,信道冲激响应及声速剖面如图 10 所示。仿真距离 3 km,总水深 300 m,收发端垂直深度均为 20 m。收发端相对速度设定为 1.54 m/s,多普勒频移仿真方法与 4.1 节中相同。

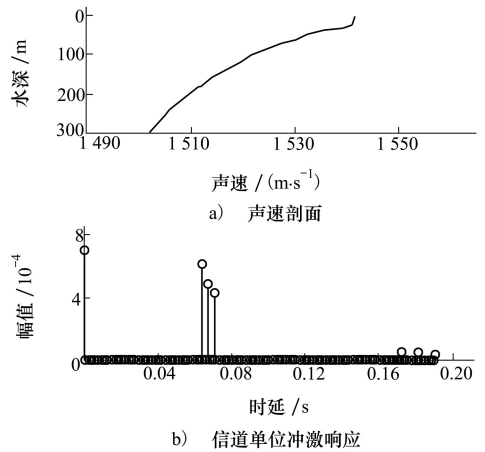


图 10 声速剖面及信道单位冲激响应

在通信系统参数的设置上,系统带宽设定为 8~14 kHz,将其分为 3 个互不重叠的子信道,并在各子信道内进行 8 进制调制,码元带宽均为 1 200 Hz,码元长度为 15 ms,载波频率间隔  $\Delta f$  为 200 Hz。

基于上述仿真条件,首先对二进制的 FDM-TPLFM、FDM-DPLFM 和 FDM-LFM 通信系统的误码率进行仿真对比,3 个系统数据率均为 264 bit/s,系统带宽 8~14 kHz,码元带宽  $B$  为 1 200 Hz,码元长度  $T$  为 15 ms,同时传输的子频带数  $N_c$  为 4,且各子频带频率间隔为 1 200 Hz 即各子频带所占频段完全不重叠。如图 11 所示,3 个系统的性能大体相仿,在 -7 dB 的接收信噪比下,误码率可以保持在  $10^{-3}$  以下。由于此时并没有进行  $M$  进制调制,信号所占频段互不重叠,不同载波频率信号间的互相关性对解调的干扰极小,而如 2.4 节中所写,DPLFM 和 TPLFM 在优化互相关性的同时,在自相关性上相比 LFM 略有损失,因此系统误码率略高于 LFM。FDM-LFM 系统相比 2 个 FDM-PLFM 系统有约 1 dB

的增益。

结合上述结论,进一步在相同仿真条件下,将上述3个系统与传统的2FSK、4FSK、8FSK、16FSK系统进行性能对比。4种FSK系统的系统速率均为264 bit/s,码元长度分别为3.75,7.5,11.25,15 ms,载波间频率间隔分别为6 000,2 000,800,400 Hz。从图11可以看到,由于系统带宽和系统速率一定,传统的FSK系统的码元长度与频率间隔相互制约。2FSK、4FSK系统虽然频率间隔较大,但由于码元长度较短,收发端移动所带来的信号展宽对解调影响较大,因此误码率较高。而8FSK、16FSK系统虽然码元长度较长,但频率间隔较小,受噪声影响严重,因此误码率也较大。而FDM-2FSK系统的误码率在信噪比较低时,与FDM-LFM、FDM-PLFM相近,但随着信噪比增加,误码率下降速度相对相关解调系统较小。此时,FDM-2FSK系统速率为264 bit/s,码元长度为15 ms,频率间隔为800 Hz。

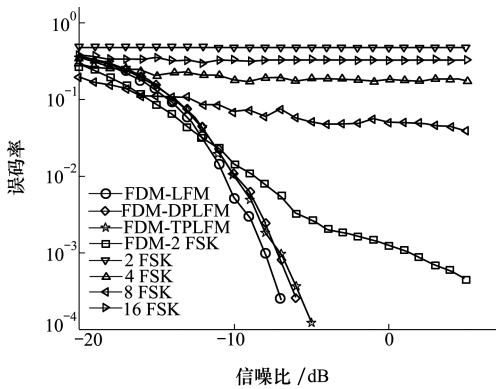


图11 二进制下相关解调系统与FSK系统误码率对比

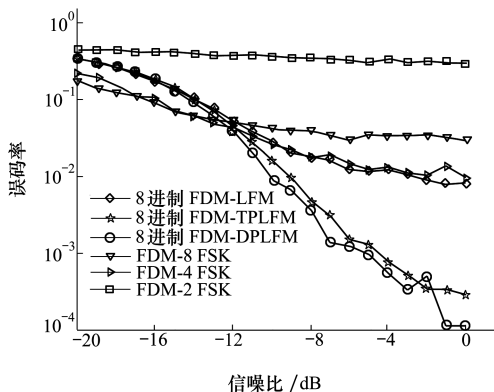


图12 8进制下相关解调系统与FSK系统误码率对比

但在8进制调制模式下,由于各符号所对应信号有较大的频段重叠,FDM-LFM系统的误码率大幅增加。但PLFM信号凭借自身的互相关性较低的特性,使系统仍然可以在较低的信噪比下保持良好性能。在3级海况条件下,噪声级为50 dB,当FDM-PLFM系统的发射声源级为156 dB时,3 km处的接收信噪比为-5 dB,此时系统误码率可小于 $10^{-3}$ 。图12给出了上述仿真结果,此时系统数据率均为600 bit/s,系统参数如3.2节所述。对于相同系统数据率的FDM-8FSK、FDM-4FSK、FDM-2FSK通信系统,码元时长分别为15,10,5 ms,频率间隔分别为200,400,1 200 Hz。其中FDM-4FSK性能最佳且与FDM-LFM系统性能相仿。FDM-8FSK由于频率间隔较小,受噪声影响,误码率较高。而FDM-2FSK则由于码元长度较短,在信号时延展宽的作用下,同样拥有较高的误码率。且3个系统误码率均远高于FDM-PLFM系统。

上述仿真结果及结论证实了,在本文仿真条件下,利用LFM、PLFM等信号进行扩频调制及相关解调的系统,在系统速率相同时,抗多普勒频移方面优于OFDM系统,略弱于FSK系统。从调制方式来看,由于扩频调制系统同时采用正向信号和反向信号进行调制,因此在相同系统带宽下,相对于FSK系统,扩频调制系统的频带资源更加充足,且结合相关解调的扩频信号相比FSK系统中的单频信号有更强的抗噪特性。因此,在系统频带资源有限的条件下,无论LFM系统还是PLFM系统相较传统FSK系统都有更低的误码率。而对于相关解调系统中,不同频率下载波信号较强的互相关性是制约传统LFM通信系统频谱利用率的重要因素,用PLFM信号代替LFM信号作为载波信号可大幅提升系统的频谱利用率。

## 5 结论

凭借信号的抗多普勒频移和抗噪特性,在多普勒频移较低的条件,基于拷贝相关解调的水声LFM通信系统相对于OFDM系统有着不用进行多普勒频移补偿的优势。基于这一结论,本文对LFM信号及2种典型的PLFM信号的相关性进行了分析。结果表明,PLFM信号在损失少量自相关性的代价下,相对传统LFM信号有更低的互相关性。结合上述结论,提出了 $M$ 元FDM-PLFM浅海中程移动

水声通信方法。在有限系统带宽及高频谱复用率的条件下,  $M$  元 FDM-PLFM 的误码率极大的优于传统  $M$  元 FDM-LFM 水声通信系统, 且在系统频带资源有限的条件下, 相较传统 FSK 系统有更低的误码

率。在  $8 \sim 14$  kHz 的系统带宽, 600 bit/s 的数据率的条件下, 在  $-4$  dB 的接收信噪比处,  $M$  元 FDM-PLFM 水声通信系统的误码率仍可保持在  $10^{-3}$  以下。

## 参考文献:

- [1] SALBERG A B, SWAMI A. Doppler and Frequency-Offset Synchronization in Wideband OFDM[J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2005, 4(6): 2870-2881
- [2] LIU H, TURELI U. A High-Efficiency Carrier Estimator for OFDM Communications[J]. Communications Letters IEEE, 1998, 2(4): 104-106
- [3] SHARIF B S, NEASHAM J, HINTON O R, et al. A Computationally Efficient Doppler Compensation System for Underwater Acoustic Communications[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2000, 25(1): 52-61
- [4] SCHMIDL T M, COX D C. Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM[J]. IEEE Trans on Communications, 1997, 45(12): 1613-1621
- [5] 梁益. OFDM 水声通信多普勒估计与补偿技术研究[D], 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017  
LIANG Yi. Research on Doppler Estimation and Compensation Technique for OFDM Underwater Acoustic Communication[D]. Harbin, Harbin Institute of Technology, 2017 (in Chinese)
- [6] LI C, SHEN X, JIANG Z, et al. Mobile Underwater Acoustic Communication Based on Passive Time Reversal[C]//IEEE International Conference on Signal Processing, 2017: 1-5
- [7] AYELA G, NICOT M, LURTON X. New Innovative Multimodulation Acoustic Communication System[J]. Oceans, 1994(1): 292-295
- [8] 何成兵, 黄建国, 张群飞, 等.  $M$  元线性调频远程水声通信新技术[J]. 西北工业大学学报, 2005, 23(6): 777-780  
HE Chengbing, HUANG Jianguo, ZHANG Qunfei, et al. On Exploring Quaternary Linear Frequency Modulation (LFM) for Improving Long Range Underwater Acoustic Communication[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2005, 23(6): 777-780 (in Chinese)
- [9] QAZI F A, FAM A T. Good Code Sets Based on Piecewise Linear FM[C]//Radar Conference, 2012: 0522-0527
- [10] GAO C, TEH K C, LIU A, et al. Piecewise LFM Waveform for MIMO Radar[J]. IEEE Trans on Aerospace & Electronic Systems, 2016, 52(2): 590-602
- [11] PINKNEY J. Low Complexity Indoor Wireless Data Links Using Chirp Spread Spectrum[D]. Calgary, University of Calgary, 2003
- [12] 程刚, 张锋国, 丁珊珊, 等. 水中远程遥控装置发射系统技术参数分析[J]. 探测与控制学报, 2000, 22(1): 26-30  
CHENG Gang, ZHANG Fengguo, DING Shanshan, et al. The Analysis of Some Technical Parameters of the Transmission System for a Telecontrol Device Used in the Sea[J]. Journal of Detection and Control, 2000, 22(1): 26-30 (in Chinese)
- [13] 马雯, 黄建国, 张群飞. FDM 与 MFSK 相结合的水声远程信息传输[J]. 数据采集与处理, 2005, 20(4): 423-427  
MA Wen, HUANG Jianguo, ZHANG Qunfei. Underwater Acoustic Remote Information Transmission Based on FDM and MFSK[J]. Data Acquisition and Processing, 2005, 20(4): 423-427 (in Chinese)

# Research of Mobile Underwater Acoustic Communication of $M$ -Ary Combining FDM and Piecewise-LFM

LI Fulong<sup>1,2</sup>, SHEN Xiaohong<sup>1,2</sup>, WANG Ling<sup>1,2</sup>, WANG Haiyan<sup>1,2</sup>

(1.School of Marine, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China;

2.Key Laboratory of Ocean Acoustics and Sensing Ministry of Industry and Information Technology, Xi'an 710072, China)

**Abstract:** Aiming at the countering doppler shift, a mobile underwater acoustic communication scheme of  $M$ -ary via FDM-PLFM is proposed. The cross-correlation between piecewise linear frequency modulation (PLFM) and traditional LFM signal is analyzed based on the cross-correlation function. Combining with frequency division multiplexing (FDM), the spectrum utilization of traditional underwater acoustic LFM communication scheme is improved. With the underwater acoustic LFM communication scheme, the new scheme does not require the doppler frequency shift compensation at the low doppler shift. The simulation results show that the present scheme has lower bit error rate than that for the traditional underwater acoustic  $M$ -ary LFM communication method under higher data rate conditions.

**Keywords:** mobile underwater acoustic communication, FDM, piecewise-LFM, low-SNR