

## 一种新的基于椭圆球面波函数的非正弦短波通信的均衡方案

潘耀宗<sup>\*①②</sup> 孙小东<sup>①</sup> 钟佩琳<sup>①</sup> 刘传辉<sup>①</sup> 王红星<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(中国人民解放军海军航空工程学院 烟台 264001)

<sup>②</sup>(中国人民解放军 92407 部队 秦皇岛 066200)

**摘要:** 针对基于椭圆球面波函数(Prolate Spheroidal Wave Function, PSWF)的非正弦通信技术在短波频段内受到多径时延,引起码间串扰导致系统可靠性下降的问题,在分析信道特性对基于 PSWF 非正弦调制信号影响和非正弦通信的特殊性的基础上,通过对均衡思路的分析,设计了一种新的均衡方案。此方案首先将码间串扰对正交性的影响转化为对判决数据信号质量的影响。进而,针对每一路判决数据信号采取均衡措施,提高判决数据的质量。最后,依据判决准则进行判决。仿真结果表明这种新的均衡方案是有效的,在给定的仿真条件下,信噪比为 24 dB 时,误码率约从  $10^{-2}$  改善到  $10^{-3}$ ; 针对 PSWF 脉冲两种不同的生成方法(单波道脉冲生成方法和多波道脉冲生成方法)生成脉冲组的特性,在基本均衡方案的基础上提出了参数共享式均衡和分组参数共享式均衡两种方法,并在最后给出了仿真结果,证明了这两种方法的有效性。

**关键词:** 短波通信; 非正弦通信; 均衡; 椭圆球面波函数(PSWF)

中图分类号: TN914

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)12-2862-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00816

## A New Equalizer for Non-sinusoidal HF Communication Based on Prolate Spheroidal Wave Function

Pan Yao-zong<sup>①②</sup> Sun Xiao-dong<sup>①</sup> Zhong Pei-lin<sup>①</sup> Liu Chuan-hui<sup>①</sup> Wang Hong-xing<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(Naval Aeronautical and Astronautical University of PLA, Yantai 264001, China)

<sup>②</sup>(Troop 92407 of PLA, Qinhuangdao 066200, China)

**Abstract:** The multipath effects of the HF channel make the BER of non-sinusoidal HF communication based on Prolate Spheroidal Wave Function (PSWF) increasing. An new equalizer scheme is proposed on the base of analysising the factors reducing the quality of decision dates and the particularity of the non-sinusoidal communication system based on PSWF. This scheme transfer the effects of ISI to the quality of the decision date signals, and taking measures to equilibrium each path of decision date signals to improve its quality. Finally, the disicion will be made according to the judgement criterion. The results of the simulations show that the new equalizer is effective, and the BER can be reducing from  $10^{-2}$  to  $10^{-3}$ , when the SNR is 24 dB. For the group of different characteristics of PSWF pulses which come from different pulse generating methods including constructing method of PSWF based on single-channel and constructing method of PSWF based on multi-channel, parameters shared equalizer and grouping parameters shared equalizer are put forwad. The results of the simulations show that: the two kinds of equalizers are effective.

**Key words:** HF communication; Nonsinusoidal communication; Equalizer; Prolate Spheroidal Wave Function (PSWF)

### 1 引言

短波通信具有设备轻便、易于架设、使用维护简单、通信距离远、传输无需中介、顽存性强等优点,始终在通信舞台上扮演着重要角色。但可用频

带窄、多径时延、频移等短波信道的固有特性,始终成为其发展的桎梏<sup>[1]</sup>。椭圆球面波函数(Prolate Spheroidal Wave Function, PSWF)具有带限信号能量聚集性最优、双正交等优良特性<sup>[2,3]</sup>,在卫星通信<sup>[4,5]</sup>、超宽带通信<sup>[6]</sup>中都有相关研究。基于 PSWF 的非正弦通信技术,采用多路并行传输,码元持续时间延长,增强了对短波信道特性的抵抗能力。并且频带利用率高<sup>[7]</sup>,其频带利用率较 OFDM 技术可以更快地接近理论极限值<sup>[8]</sup>。所以,研究其在短波通

2012-06-27 收到, 2012-09-03 改回

国家自然科学基金(60772056)和山东省“泰山学者”建设工程专项经费资助课题

\*通信作者: 潘耀宗 panyaozong008@yahoo.com.cn

信中的应用, 对提高短波通信的性能有重要意义。

在短波信道中, 由于多径时延而造成的码间串扰是影响系统通信可靠性的一个重要因素。而均衡是解决码间串扰的有效技术手段。尽管各类均衡下的均衡算法琳琅满目, 但是一种通信系统如果没有一套针对自身特性设计的均衡方案, 就不能将各种均衡算法有效地组织起来, 提高系统传输的可靠性, 所以任何应用在短波信道中的通信技术大都伴随着对相关均衡方案的研究。目前, 针对短波频段内基于 PSWF 的非正弦通信的均衡技术方案研究, 还未见有文献对相关分析报道。本文在建立基于 PSWF 的短波非正弦通信模型的基础上, 通过理论推导得出了多径效应对系统可靠性的干扰项, 并结合基于 PSWF 非正弦通信技术解调的特殊性, 设计了一种基本的均衡技术方案; 仿真结果表明, 此方案明显改善了通信系统的可靠性; 在提出基本均衡方案的基础上, 针对单波道生成 PSWF 脉冲和多波道生成 PSWF 脉冲两种不同方法所生成脉冲的不同特性<sup>[9]</sup>, 分别提出了参数共享式均衡和分组参数共享式均衡两种均衡方法, 最后, 通过仿真证明了这两种方法的有效性。

## 2 短波信道下基于 PSWF 的非正弦通信仿真建模

非正弦时域正交信号调制解调的基本思想是, 数据流经串并变换后, 各路分别选取 PSWF 脉冲集中的一个脉冲进行调制, 产生的各路调制信号相加, 得到待发射的调制信号。经信道后, 在解调端利用 PSWF 脉冲的正交性, 采用相关解调方式得到各路数据, 经并串变换后得到数据流<sup>[10]</sup>。基本流程如图 1 所示。

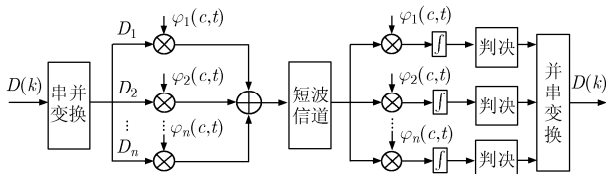


图 1 时域正交信号调制解调流程图

短波信道模型选择被广泛接受的 Watterson 信道模型。假设输入信号为  $x(t)$ , 高斯白噪声为  $n(t)$ , 最后形成经过仿真信道的信号为  $y(t)$ , 信道冲击响应假设用  $h(t)$ <sup>[11]</sup>表示, 则  $y(t)$  为式(1)。

$$y(t) = x(t) * h(t) + n(t) \quad (1)$$

其中

$$h(t) = \sum_{i=1}^N a_i(t) e^{-j2\pi f_i(t)t} \delta(t - \tau_i(t)) \quad (2)$$

$N$  表示传输路径数目, 取值 2~4 的约占 85%<sup>[12]</sup>;  $\tau_i(t)$  表示第  $i$  条路径上  $t$  时刻的相对时延, 取 0.5~5.0 ms 的约占 99%<sup>[13]</sup>;  $a_i(t)$  表示第  $i$  条路径上  $t$  时刻相对于主径的幅值;  $f_i(t)$  表示第  $i$  条路径上  $t$  时刻的频移, 取值大约在 1~2 Hz<sup>[14]</sup>。虽然, 短波信道是时变的, 但是在有限的时间和带宽下, 信道特性可以保持平稳<sup>[15]</sup>。为分析方便, 在文中假设频移、相对时延和各路相对幅值, 都是非时变的。

## 3 基于 PSWF 的非正弦短波通信的均衡思路

### 3.1 由于短波信道特性产生的码间串扰对非正弦通信的影响

假设, 第  $k$  个码元时刻第  $i$  路传输的信息为  $d_{i,kT}$  (在  $(k-1)T \sim kT$  时刻内其取值为 1 或者 -1, 其中  $T$  表示码元的持续时间), 共有  $M$  路调制信号,  $\varphi_i(c, t)$  为第  $i$  路调制信号所使用的 PSWF 脉冲。发射信号  $t$  时刻解析式为式(3)。

$$s(t) = \sum_{i=1}^M d_{i,kT} \varphi_i(c, t) \quad (3)$$

其中  $(k-1)T \leq t \leq kT$ 。经过信道后的信号可以表示为  $S(t) = s(t) * h(t) + n(t)$ 。假设信道有  $N$  个路径。可以得到式(4)。

$$S(t) = \sum_{i=1}^N \sum_{i=1}^M [d_{i,kT-\tau_i} \varphi_i(c, t - \tau_i) * a_i e^{j2\pi f_i t}] + n(t) \quad (4)$$

为简化推导, 设  $M=4, N=2$  代入  $S(t)$  后, 整理得到式(5)。

$$\begin{aligned} S = & \sum_{i=1}^4 [d_{i,kT-\tau_1} a_1 \varphi_i(c, t - \tau_1) \cos 2\pi f_1 t \\ & + d_{i,kT-\tau_2} a_2 \varphi_i(c, t - \tau_2) \cos 2\pi f_2 t] \\ & + j \sum_{i=1}^4 [d_{i,kT-\tau_1} a_1 \varphi_i(c, t - \tau_1) \sin 2\pi f_1 t \\ & + d_{i,kT-\tau_2} a_2 \varphi_i(c, t - \tau_2) \sin 2\pi f_2 t] + n(t) \quad (5) \end{aligned}$$

因为  $(k-1)T \leq t \leq kT$ , 码元持续时间  $T$  在毫秒级, 并且  $f_1$  和  $f_2$  取值大约在几 Hz, 则  $\cos 2\pi f_1 t \cdot \cos 2\pi f_2 t$  的值近似取为 1,  $\sin 2\pi f_1 t$  和  $\sin 2\pi f_2 t$  的值近似取为 0。则可得信号  $S$  为

$$S = \sum_{i=1}^4 [d_{i,kT-\tau_1} a_1 \varphi_i(c, t - \tau_1) + d_{i,kT-\tau_2} a_2 \varphi_i(c, t - \tau_2)] + n(t) \quad (6)$$

其中  $S$  可以分为噪声  $n(t)$ , 及式(7)和式(8)3 部分。

$$S_1 = \sum_{i=1}^4 d_{i,kT-\tau_1} a_1 \varphi_i(c, t - \tau_1) \quad (7)$$

$$S_2 = \sum_{i=1}^4 d_{i,kT-\tau_2} a_2 \varphi_i(c, t - \tau_2) \quad (8)$$

以对第  $i$  路进行解调为例, 得到第  $i$  路的判决信号

$D_i$ , 如式(9)所示。

$$\begin{aligned}
 D_i = & a_1 \int_{kT}^{(k+1)T} d_{i,kT-\tau_1} \varphi_i(c,t) \varphi_i(c,t-\tau_1) dt \\
 & + a_2 \int_{kT}^{(k+1)T} d_{i,kT-\tau_2} \varphi_i(c,t) \varphi_i(c,t-\tau_2) dt \\
 & + \sum_{i=2}^4 \left[ a_1 \int_{kT}^{(k+1)T} d_{i,kT-\tau_1} \varphi_j(c,t) \varphi_i(c,t-\tau_1) dt \right. \\
 & \left. + a_2 \int_{kT}^{(k+1)T} d_{i,kT-\tau_2} \varphi_j(c,t) \varphi_i(c,t-\tau_2) dt \right] \\
 & + \int_{kT}^{(k+1)T} n(t) \varphi_i(c,t) dt \tag{9}
 \end{aligned}$$

其中  $j \neq i$ 。假设第 1 径的相对时延  $\tau_1$  为 0, 则式(9)简化为式(10)。

$$\begin{aligned}
 D_i = & a_1 \int_{kT}^{(k+1)T} d_{i,kT} \varphi_i(c,t) \varphi_i(c,t) dt \\
 & + a_2 \int_{kT}^{(k+1)T} d_{i,kT-\tau_2} \varphi_i(c,t) \varphi_i(c,t-\tau_2) dt \\
 & + \sum_{j=1}^4 \left[ a_1 \int_{kT}^{(k+1)T} d_{i,kT} \varphi_i(c,t) \varphi_j(c,t) dt \right. \\
 & \left. + a_2 \int_{kT}^{(k+1)T} d_{i,kT-\tau_2} \varphi_j(c,t) \varphi_i(c,t-\tau_2) dt \right] \\
 & + \int_{kT}^{(k+1)T} n(t) \varphi_i(c,t) dt \tag{10}
 \end{aligned}$$

在上面的理论推导中, 接收信号  $S$  分为  $S_1, S_2$  和  $n(t)$  3 部分, 其中干扰项为  $S_2$  和  $n(t)$ ,  $S_2$  是由于多径效应造成的干扰, 其物理意义是由于多径产生的副径信号。

在上述理论推导中  $D_i$  表示第  $i$  路的判决信号, 为 5 部分依次相加, 在这里将 5 个部分依次表示为  $D_{i,1}, D_{i,2}, D_{i,3}, D_{i,4}$  和  $D_{i,5}$ 。其代表的物理意义依次是:  $D_{i,1}$  表示第  $i$  路调制信号和对应的模板信号  $\varphi_i(c,t)$  得到的相关解调数据, 是判决信号的有效部分;  $D_{i,2}$  表示第  $i$  路信息和模板信号  $\varphi_i(c,t)$ , 在第 2 径的  $a_2$  和  $\tau_2$  的影响下, 得到的相关解调后的信号, 是相关解调后判决信号的干扰部分;  $D_{i,3}$  表示第  $i$  路信息和模板信号  $\varphi_j(c,t)$  得到的相关解调后的信号, 由于  $\tau_1$  为 0, 所以其相互正交  $D_{i,3}$  为 0;  $D_{i,4}$  表示第  $i$  路信息和模板信号  $\varphi_j(c,t)$ , 在第 2 径  $a_2$  和  $\tau_2$  的影响下, 得到的相关解调后的信号, 是判决信号的干扰部分。  $D_{i,5}$  表示由于噪声得到的相关解调后的信号, 是判决信号的干扰部分。

从上述公式的推导过程中可以看出, 接收信号的干扰项  $S_2$  和  $n(t)$  最终变成了相关解调后判决信号质量的干扰部分  $D_{i,2}, D_{i,3}, D_{i,4}$  和  $D_{i,5}$ 。其中,  $D_{i,2}, D_{i,3}$  和  $D_{i,4}$  由  $S_2$  产生,  $D_{i,5}$  由噪声  $n(t)$  产生。所以, 采取均衡措施恢复 PSWF 的波形, 通过对正交性进行补偿提高通信的可靠性, 和通过采取均衡措施提高判决信号的质量, 提高通信的可靠性这两种方法等效。

### 3.2 基于 PSWF 非正弦短波通信的均衡思路分析

基于 PSWF 的非正弦通信有其特殊性, 从 2 节中可知, 其接收端是利用 PSWF 之间的正交性, 采用相关解调的方式进行解调的。PSWF 时域正交而频域不正交。PSWF 脉冲之间的正交性依靠其时域波形来保持的, 当完成采样后, 则依靠采样值之间的相对大小来保持。结合 3.1 节的理论分析, 有以下两种均衡思路。

(1)均衡思路 1 在接收端完成采样后进行均衡, 均衡的目的是尽量消除 3.1 节中提到的干扰信号  $S_2$ , 在一定程度上对受信道影响的 PSWF 脉冲间的正交性进行补偿, 提高系统的可靠性。如图 2 所示。

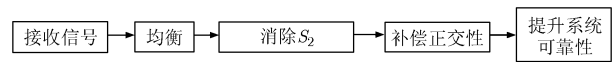


图 2 补偿正交性均衡思路示意图

对均衡思路 1 分析如下:

(a)从频域的角度来讲。接收信号为多路叠加的合成信号, 对于多路并行传输的通信系统进行均衡一般都需要进行信道估计。而在信道估计中, 频域内导频信号的设计和提取是一个关键问题。PSWF 脉冲是以频段的形式产生的, 并不能在一个频点上生成。若以极小带宽的 PSWF 作为导频信号, 则传输码元的脉冲必须与其带宽相同, 否则并不能保证其正交, 进而影响导频信号的提取。为了方便导频信号提取, 传输码元的脉冲必须设计得和导频脉冲同样宽, 脉冲设计得过窄, 小相对带宽信号的高采样率会极大地增加 PSWF 脉冲的生成困难。带宽设计得不够窄的话则会严重影响信道特性估计的精度, 这会直接影响均衡的效果。

(b)从时域的角度来讲。为了避免导频信号设计, 可以考虑采取基于时域训练序列的均衡。上述均衡思路的直接目的是恢复合成信号的时域波形, 补偿 PSWF 脉冲的正交性。然而, 当接收信号完成模数转换后, 恢复时域波形转变为对采样值的修正, 均衡器的阶数很大、训练的次数很多, 且相邻采样值之间的幅度差别甚微, 利用均衡方法矫正采样值幅度, 这对均衡器的精度要求非常苛刻, 若精度不够, 很有可能对脉冲间的正交性起到适得其反的效果。

(2)均衡思路 2 在接收端完成相关解调后, 对每一路进行均衡, 消除由于干扰判决数据质量的  $D_3$  和  $D_4$ , 提高判决数据质量, 从而提升系统的可靠性。如图 3 所示。

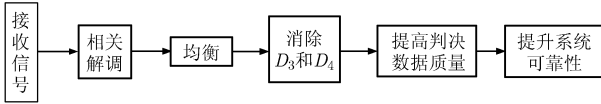


图 3 提高判决数据质量均衡思路示意图

接收信号进行相关解调后，多径的影响全部转化到数据质量的判决上去，采用均衡措施消除对判决数据质量的干扰项，从而提高判决数据质量，进而提升系统的可靠性。

对均衡思路 2 分析如下：

(a)从 3.1 节中的分析中可以得知，这两种均衡思路消除的干扰是由于同一个原因产生的，只是在信号流程的不同阶段表现出不同的形式。在均衡思路 2 中，通过相关运算将干扰项分散到每一路，将思路 1 中对合成信号的均衡转换为对单路信号的均衡，均衡难度降低。

(b)若采用插入导频的方法，依然存在着均衡思路 1 涉及到的导频脉冲设计问题。但是在均衡思路 2 中不存在由于对采样值进行均衡，而产生巨大计算量的问题，所以若采用基于时域训练序列的方式进行均衡，从均衡器设计的角度上来讲难度较小，具有可行性。

(3)均衡思路的选择 从对两种均衡思路的分析可知：

(a)这两种均衡思路消除的干扰是等效的。此非正弦通信技术中用于信道估计的导频脉冲的设计问题，还没有得到有效解决。均不适合采取插入导频进行信道估计后的均衡。

(b)均衡思路 1 中若在采样值的层面上采用基于时域训练序列的均衡，计算量大且对均衡器的精度要求苛刻。均衡思路 2 首先将干扰分配到每一路中，在码元层面上采取基于时域训练序列的并行均衡方式，降低了对均衡器计算量和均衡器精度的要求。

综上所述，选择第 2 种均衡思路进行均衡方案设计。

#### 4 新均衡方案的提出

根据 3.2 节中的分析，依据均衡思路 2，新的均衡方案以消除码间串扰的影响，提升判决数据的质量为目标。具体方案示意图，如图 4 所示。

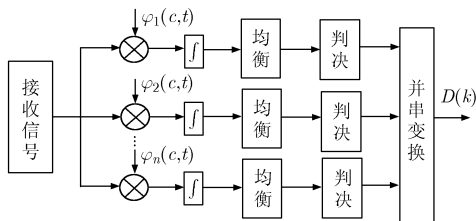


图 4 均衡方案示意图

经短波信道后，接收信号分别与 PSWF 各阶模板信号  $\varphi_i(c, t)$  进行相关运算，得到判决数据，通过训练序列每一路信号分别采用均衡方法进行均衡后判决。最后，进行并串变换得到传输的数据流  $D(k)$ 。

上述方法是针对基于 PSWF 非正弦通信技术的一种基本方案设计，在非正弦通信技术中，对于 PSWF 脉冲的生成有单波道和多波道两种生成方法<sup>[9]</sup>，单波道生成的 PSWF 脉冲，频谱完全重叠，每一路传输信号所受到的是同一频段的干扰，针对这一特性，对于采用单波道脉冲进行通信时的具体均衡方案可以采用如图 5 所示的均衡方案。

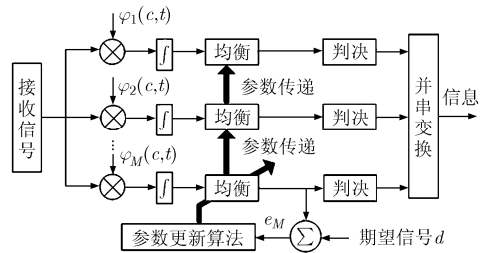


图 5 单波道 PSWF 正交脉冲组均衡结构示意图

从图 5 中可以看出所有均衡器中，只需要对其中任意一组参数进行训练，完成均衡器参数设置后，直接共享给其余的均衡器即可。

对于多波道生成的 PSWF 脉冲，不同波道之间的脉冲在频域是相互交叠的，同一波道的脉冲频谱是完全重叠的，针对这个特点，可以采用分组参数共享式均衡，既将传输的各路信息按照波道来分组，分组后每一波道的均衡结构和图 5 一样。

上述两种均衡方法，较基本均衡方案而言，可以减少训练序列的使用，提高系统传输有效信息的效率，同时也减少在接收端进行参数训练时的计算量。

#### 5 仿真分析

(1)采取基本均衡方案的误码率性能仿真分析

(a)仿真条件：假设短波信道的中心频率为 3.0015 MHz，信道带宽为 3 kHz，码元持续时间为 4 ms，时间带宽积为  $12\pi$ ，调制路数为 16 路，传输路径分别设为 3 径，具体信道参数如表 1 所示。

表 1 信道参数

传输路径	相对幅度(V)	相对时延(ms)	多普勒频移(Hz)
第 1 径	0.857	0	0
第 2 径	0.200	3	0
第 3 径	0.300	4	0

均衡采用基于时域训练序列的均衡方式，均衡算法采用传统的最小二乘法，仿真时采用的均衡器阶数为10阶，训练序列位置如图6所示。

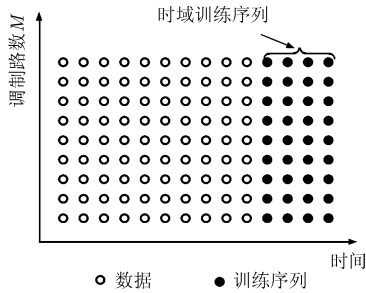


图6 训练序列位置示意图

在图6中白色的点代表数据，黑色的点代表训练序列，由于采用的是多路并行传输，纵轴代表调制信息所属的路数，每一行代表一路调制信息，每一列代表在此列所对应的时刻叠加的各路码元信息。图6仅是训练序列插入位置示意图，不代表实际参数。

(b)仿真结果：仿真结果如图7所示。图中的两条曲线依次为未采取均衡措施的误码率曲线和使用10阶均衡器后的误码率曲线。在上述的仿真条件下，信噪比为24 dB时，误码率约从 $10^{-2}$ 改善到 $10^{-3}$ 。从曲线的走势可以看出，随着信噪比的升高，改善情况愈发明显，这主要是因为影响系统误码率的主要因素由噪声逐渐变成了信道的多径时延作用，而均衡器针对的是由多径效应产生的码间串扰，所以均衡的效果也就更加明显。

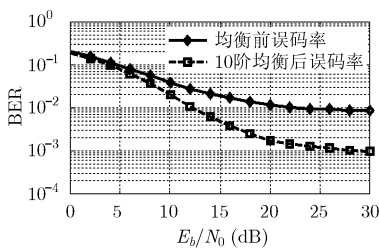


图7 短波信道条件下的误码率曲线

(2)采取基本均衡方案使用不同阶数的均衡器进行误码率分析

(a)仿真条件：采用单波道正交脉冲组生成方法，选取第1路插入训练序列，均衡器为最小二乘法，均衡器的阶数分别为8阶，18阶和28阶。通信带宽 $B=3$  kHz，中心频率为3.0015 MHz，脉冲持续时间 $T=4$  ms，时间带宽积 $c=12\pi$ ，传输信息路数 $M=16$ 。传输路径为3条。具体参数如表2所示。

表2 短波信道参数表

传输路径	幅度(V)	多径时延(ms)	多普勒频移(Hz)
路径1	0.8	0	0
路径2	0.2	5	0
路径3	0.4	7	0

(b)仿真结果：从图8中可以看出，随着均衡器阶数的增加，系统的误码率性能有所改善。这主要是因为，均衡器阶数的增加，提高了均衡器估计值的准确性，从而使误码率性能得到了改善。

(3)针对采取单波道脉冲的参数共享式均衡方案效果仿真分析

(a)仿真条件：采用单波道正交脉冲组生成方法，均衡器为参数共享式均衡，采用最小二乘法，均衡器阶数为10阶，通信带宽 $B=3$  kHz，中心频率为3.0015 MHz，脉冲持续时间 $T=4$  ms，时间带宽积 $c=12\pi$ ，传输信息路数 $M=16$ 。传输路径为3条，具体参数如表3所示。

表3 短波信道参数表

传输路径	幅度(V)	多径时延(ms)	多普勒频移(Hz)
路径1	0.8	0	0
路径2	0.2	3	0
路径3	0.3	4	0

(b)仿真结果：图9中的两条曲线依次为未采取均衡措施的误码率曲线和采取参数共享式均衡后的误码率曲线。在上述仿真条件下，误码率为 $10^{-2}$ 时，信噪比约可以改善6 dB左右。

(4)针对采取多波道脉冲的分组参数共享式均衡方案效果仿真分析

(a)仿真条件：采用多波道正交脉冲组生成方法，分组参数共享式均衡，两个波道相互交叠50%，通信带宽 $B=3$  kHz，中心频率为3.0015 MHz，每个波道的带宽为2 kHz，第1波道的最低频点 $f_{l1}=3.000$  MHz，最高频点为 $f_{h1}=3.002$  MHz，第2波道的最低频点 $f_{l2}=3.001$  MHz，最高频点为 $f_{h2}=3.003$  MHz，脉冲持续时间 $T=4$  ms，时间带宽积 $c=8\pi$ ，传输信息路数 $M=16$ ，均衡器为10阶，采用最小二乘法。信道传输路径为3条，具体参数如表4所示。

(b)仿真结果：图10中的两条曲线依次为未采取均衡措施的误码率曲线和采取参数共享式均衡后的误码率曲线。在上述的仿真条件下误码率为 $10^{-2.8}$ 时，信噪比约改善7 dB左右。

表 4 短波信道参数表

传输路径	幅度(V)	多径时延(ms)	多普勒频移(Hz)
路径 1	0.80	0	0
路径 2	0.15	2	0
路径 3	0.30	4	0

## 6 结束语

通过采取均衡技术修正时域波形，补偿 PSWF

脉冲的正交性进而提高系统通信的可靠性和通过提高判决数据质量提高系统通信的可靠性，所消除的干扰对象是由同一因素产生的；结合非正弦短波通信的特性提出了基于时域训练序列的基本均衡方案，仿真结果表明了其有效性，在文中的仿真条件下，随着均衡器阶数的增加，均衡的效果愈加明显；在基本均衡方案的基础上，针对两种不同的 PSWF 脉冲生成方法，提出了参数共享式均衡和分组参数共享式均衡，仿真结果也表明了这两种方法的有效性。

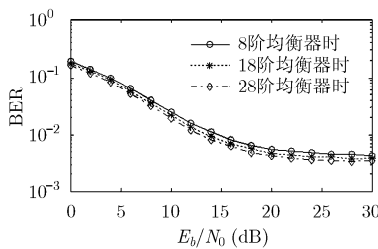


图 8 不同阶数均衡器下的误码率性能

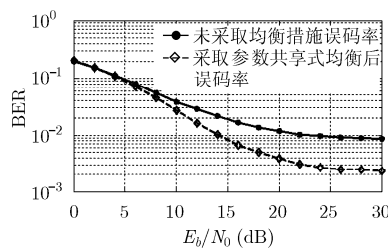


图 9 针对单波道脉冲的均衡方案效果

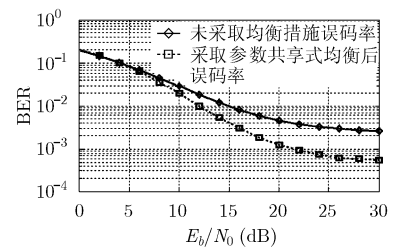


图 10 针对多波道脉冲的均衡方案效果

## 参考文献

- [1] 涂旭东. 宽带短波信道特性和建模研究[D]. [硕士学位论文], 电子科技大学, 2004.  
Tu Xu-dong. Research of the characteristic and modeling in wideband HF channel[D]. [Master dissertation], University of Electronic Science and Technology of China, 2004.
- [2] Moore I C and Cada M. Prolate spheroidal wave functions, an introduction to the Slepian series and its properties[C]. Applied Computational Harmonic Analysis, San Diego: Academic Press, 2004: 208-230.
- [3] Dilmaghani S, Ghavami M, Allen B, et al.. Novel UWB pulse shaping using prolate spheroidal wave functions[C]. 14th IEEE International Symposium on Personal, Indoor & Mobile Radio Communications, Beijing, 2003: 602-606.
- [4] Sachhi C, Rossi T, and Ruggieri M. Efficient waveform design for high-bit-rate W-band satellite transmissions[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2011, 47(2): 974-995.
- [5] 周艳玲, 胡修林, 唐祖平. 长椭圆球波函数在卫星导航中的应用研究[J]. 宇航学报, 2011, 32(9): 1890-1894.  
Zhou Yan-ling, Hu Xiu-lin, and Tang Zu-ping. Research on application of prolate spheroidal wave functions in satellite navigation[J]. Journal of Astronautics, 2011, 32(9): 1890-1894.
- [6] 马英杰, 周正, 何文才. 认知 UWB 正交脉冲序列设计及性能分析[J]. 北京理工大学学报, 2011, 31(5): 583-588.  
Ma Ying-jie, Zhou Zheng, and He Wen-cai. Cognitive UWB orthogonal pulses design and its performance analysis[J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2011, 31 (5): 583-588.
- [7] 舒根春, 王红星, 刘传辉. 非正弦短波通信方案及性能分析[J]. 电讯技术, 2011, 51(7): 139-142.  
Shu Gen-chun, Wang Hong-xing, and Liu Chuan-hui. Nonsinusoidal HF communication scheme and performance analysis[J]. Telecommunication Engineering, 2011, 51(7): 139-142.
- [8] 王红星, 赵志勇, 刘锡国, 等. 非正弦时域正交调制方法[P]. 专利号: ZL200810159238.3, 中国, 2009.  
Wang Hong-xing, Zhao Zhi-yong, Liu Xi-guo, et al.. The method of non-sinusoidal orthogonal modulation in time domain[P]. Patent No: ZL200810159238.3, China, 2009.
- [9] 舒根春, 王红星, 刘锡国. 椭圆球面波时域正交脉冲集构建方法[J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33(4): 908-912.  
Shu Gen-chun, Wang Hong-xing, and Liu Xi-guo. Constructing method of PSWF time-domain orthogonal pulse set[J]. Systems Engineering and Electronics, 2011, 33(4): 908-912.
- [10] 舒根春, 王红星. 基于椭圆球面波的非正弦解调方法及性能分析[J]. 电路与系统学报, 2011, 16(2): 90-93.  
Shu Gen-chun and Wang Hong-xing. The method of non-sinusoidal demodulation based on PSWF and the analysis of its performance[J]. Journal of Circuits and Systems, 2011, 16(2): 90-93.
- [11] 徐发强. 短波宽带通信系中信道模型的研究[J]. 系统仿真学报, 2003, 15(11): 1557-1560.  
Xu Fa-qiang. Research of channel model in wideband HF communication system[J]. Journal of System Simulation, 2003, 15(11): 1557-1560.

- [12] 高珑. 短波宽带并行传输体制的研究[D]. [硕士学位论文], 西安电子科技大学, 2009.  
Gao Long. Research on shortwave wideband parallel transmission system[D]. [Master dissertation], Xi Dian University, 2009.
- [13] 吴施其, 朱立东. 通信系统概论[M]. 北京: 清华大学出版社, 2005: 43-45.  
Wu Shi-qi and Zhu Li-dong. Introduction to Commuciation Syetem[M]. Beijing: TsingHua University Press, 2005: 43-45.
- [14] 胡中豫. 现代短波通信[M]. 北京: 国防工业出版社, 2005: 16-17.  
Hu Zhong-yu. Modern Shortwave Communication[M]. Beijing: Defence Industry Press, 2005: 16-17.
- [15] 张传浩, 程健庆, 陈利风. 短波信道模型仿真实现及改进算法研究[J]. 指挥控制与仿真, 2009, 31(6): 76-78.  
Zhang Chuan-hao, Cheng Jian-qing, and Chen Li-feng. Simulation of shortwave channel model and research on improved algorithm[J]. *Command Control & Simulation*, 2009, 31(6): 76-78.
- 潘耀宗: 男, 1984年生, 硕士生, 研究方向为非正弦波通信理论及应用.
- 孙小东: 男, 1974年生, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为现代通信技术、军事通信.
- 钟佩琳: 女, 1984年生, 博士生, 研究方向为非正弦波通信理论及应用.
- 刘传辉: 男, 1984年生, 博士生, 研究方向为非正弦波通信理论及应用.
- 王红星: 男, 1962年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为现代通信新技术、非正弦波通信、无线光通信理论与技术.