

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2005488

# 基于初始化参数传递的并行自适应 判决反馈均衡方法\*

钟佩琳 赵亚范 王文豪  
(海军航空大学 烟台 264001)

**摘要:** 椭圆球面波(PSWFs)时域正交调制信号脉冲间正交性易受到信道特性影响,信道补偿方法中线性均衡方法补偿精度有限、现有判决反馈均衡方法对并行信号训练复杂度大。针对上述问题,提出了一种基于参数传递的并行自适应判决反馈均衡方法。采用初始化参数传递方式,实现多个并行均衡器的快速初始化,并运用输出加权平均模式转换机制,快速准确判断判决引导模式的切换时机。仿真结果表明,在FIR信道模型下,该方法具有较快的收敛速度和低复杂度,稳态误差较线性均衡方法和传统判决反馈均衡方法分别改善了4 dB和0.5 dB。

**关键词:** 自适应判决反馈均衡;参数传递;并行;椭圆球面波

**中图分类号:** TN911.3 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.5015

## Parallel adaptive decision feedback equalization method based on initialization parameter passing

Zhong Peilin Zhao Yafan Wang Wenhao  
(Naval Aviation University, Yantai 264001, China)

**Abstract:** The orthogonality between pulses of time-domain quadrature modulated signals of prolate spheroidal wave functions(PSWFs) is easily affected by channel characteristics. Among the channel compensation methods, the linear equalization method has limited compensation accuracy and the existing decision feedback equalization method has high training complexity for parallel signals. To solve these problems, a parallel adaptive decision feedback equalization method based on initialization parameter passing is proposed. The initialization parameter transfer method is used to realize the fast initialization of multiple parallel equalizers. The output weighted average mode conversion mechanism is used to quickly and accurately judge the switching time of decision-making mode. The simulation results show that the proposed method has fast convergence speed and low complexity, and the steady-state error is improved by 4 dB and 0.5 dB respectively compared with linear equalization method and traditional decision feedback equalization method.

**Keywords:** adaptive decision feedback equalization; parameter passing; parallel; PSWFs

## 0 引言

椭圆球面波(prolate spheroidal wave functions, PSWFs)时域正交调制方式利用一组时域正交、频谱混叠且时频能量聚集性最优的椭圆球面波脉冲进行并行调制后形成合路信号,可以少量脉冲实现系统频带利用率的快速提高<sup>[1-2]</sup>。接收端依靠脉冲间的良好正交性,通过相关解调和检测完成多脉冲的分离和调制信息的获取。但其脉冲间正交性会受到信道特性的影响,相关解调后产生误码,从而降低通信的可靠性,因此,信道补偿算法是必不可少的。

在接收端加入均衡器是通常采用的解决方案。从均衡器输入输出关系上,可以将其分为线性均衡器<sup>[3-6]</sup>和非线性均衡器<sup>[7-15]</sup>。文献[3]通过构建新的变参数函数表达式,改善了原有算法在稳态阶段受噪声影响,步长变化过快的问題。文献[4]结合改进的双sigmoid函数和误差信号自相关函数,在迭代过程中调整步长,与现有LMS类方法相比可显著降低系统误码率和均方误差。文献[5]以信干噪比作为目标函数并对其做最大化处理,比ZF和MMSE均衡算法具有更好的误码性能和更强的鲁棒性。上述线性均衡方法存在对定时误差敏感、信道具有频谱零点时会导致噪

收稿日期:2020-12-04

\* 基金项目:山东省“泰山学者”建设工程专项经费(ts20081130)资助

声增强的问题。

非线性均衡器可以避免对噪声的增强作用,同时能够消除严重码间干扰。非线性均衡器主要包括最大似然序列估计 (MLSE) 均衡器<sup>[7]</sup> 和判决反馈均衡器 (DFE)<sup>[8-15]</sup>。MLSE 均衡器利用信道特性,将所有假设可能发射序列与实际接收序列进行对比,找出与接收序列最为接近的假设序列。这种均衡器理论性能最优,但实现较复杂,此外,MLSE 均衡器依赖信道估计。DFE 均衡器通常包含初始化和跟踪两个过程,首先通过周期性发送训练序列来初始化均衡器,充分初始化后,进入判决引导跟踪阶段,只要转换阶段误码率低于 10%,判决引导均衡器就可以收敛<sup>[8]</sup>。在没有发生差错传递的情况下,能够很好地均衡信道而不引入噪声增益。文献[8]针对判决反馈均衡器初始阶段瞬时误差波动大,导致初始化和跟踪两模式频繁切换问题,改进了切换机制。文献[11]在传统判决反馈均衡结构基础上,提出一种基于多比特响应的均衡结构,在高速链路仿真中能得到更好的眼图,更好的克服非线性信道影响。

总体来说,DFE 均衡器比线性均衡器能更好地应对信道的非线性影响,但这种均衡结构在低信噪比条件下,存在不正确的判决被反馈造成性能损失的问题。此外,对于 PSWFs 时域正交调制信号来说,想要以码元速率进行均

衡,必须先通过相关运算对各路脉冲进行解调,得到多路解调数据,单一的 DFE 均衡器无法应对多路数据的均衡,需要构建并行 DFE 均衡器组,如此计算复杂度必然会成倍增加。如何快速的令各均衡器组系数达到收敛、降低复杂度,是 DFE 均衡器发挥性能优势的关键。

本文针对如何使 DFE 均衡器实现快速初始化和适时进行过程模式切换的问题,结合多路并行脉冲信号的结构特点,提出了一种基于初始化参数传递的并行自适应判决反馈均衡方法,采用初始化参数传递方式,由一个均衡器的初始化引导实现并行均衡器组的快速初始化,并运用输出加权平均模式转换机制,快速准确判断判决引导模式的切换时机。

### 1 方法描述

#### 1.1 总体结构和算法流程

面向多路并行正交脉冲信号的均衡方法遵循的基本思路是,采用多个基于判决反馈的均衡器组合完成多路解调数据的均衡,并采取一定的措施降低训练和计算复杂度。基于上述思路,提出一种基于初始化参数传递的并行自适应判决反馈均衡方法 (parallel adaptive decision feedback equalization based on initialization parameter passing, IPP-PADFE),其结构如图 1 所示。

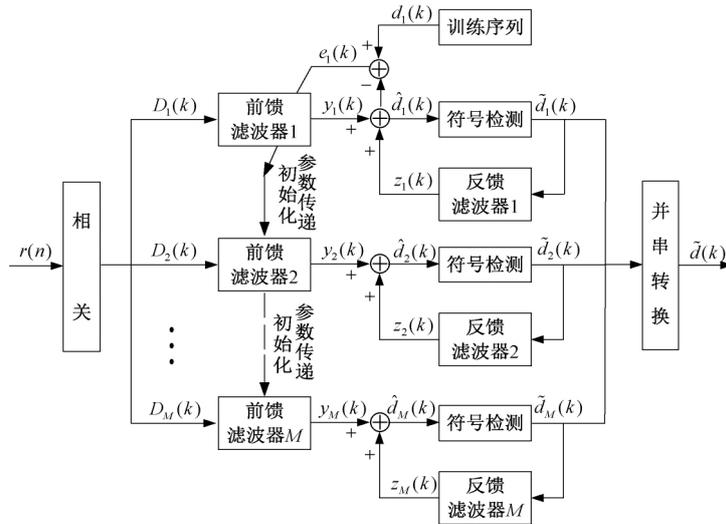


图 1 IPP-PADFE 均衡器结构

假设接收信号中并行脉冲路数为  $M$ ,则该均衡器由  $M$  组并行 DFE 均衡器构成,为便于实现速率匹配,各均衡器中的前馈和反馈滤波器分别具有相同的抽头数  $K_1 + 1$  和  $K_2$ 。该均衡器的工作过程仍然分为初始化和跟踪两个阶段,在第 1 阶段仅对某一组均衡器如均衡器 1 进行训练,充分初始化后将前馈滤波器 1 的系数传递给其余并行前馈滤波器,反馈滤波器 1 的系数传递给其余并行反馈滤波器,使其余均衡器实现快速初始化。然后,所有均衡器全部转换到判决引导模式,进入跟踪阶段。在这一阶段,各均衡器将各自进行跟踪,并根据对应脉冲信号所经信道的

轻微差异性进行参数调整。如果对图 1 进行修改,将相关运算置于前馈滤波器之后,即可得到类似于分数间隔 DFE 均衡器的结构,参数传递仅在反馈滤波器中进行,算法流程基本相似,这里不再赘述。

采用参数传递的理由是,从时域上看,PSWF 时域正交调制信号各路脉冲所受信道影响是基本相同的,只是与各自模板脉冲相关运算后,解调数据各不相同,这种差异主要源于各路脉冲所承载信息不同,而相关运算本身并不会使信道特性对各路脉冲的影响产生差异。从频域上看,PSWF 时域正交调制信号各路脉冲频谱是部分或完全交

叠的,占用相同频带的脉冲所受信道影响是相同的,因此在初始化过程中,只需选取某一组或几组均衡器进行初始化,再传递给其余均衡器,可以降低计算复杂度,加快收敛速度。图 1 是在各脉冲所占频带相同的情况下给出的。

IPP-PADFE 方法在两个阶段均采用 MMSE 准则实现系数最优化,具体算法流程如下:

1) 在初始化阶段,发送一路训练序列  $d_1(k)$ ,此时,均衡器 1 输入  $u_1(k)$  表示为:

$$u_1(k) = [D_1(k + K_1), D_1(k + K_1 - 1), \dots, D_1(k), d_1(k - 1), \dots, d_1(k - K_2)]^T \quad (1)$$

均衡器 1 的抽头系数向量为:

$$w_1(k) = [w_{-K_1}^1, w_{-K_1+1}^1, \dots, w_0^1, w_{-1}^1, \dots, w_{-K_2}^1]^T \quad (2)$$

根据输入信号和抽头系数,得到待判决符号序列  $\hat{d}_1(k)$ ,表示为:

$$\hat{d}_1(k) = w_1^T(k)u_1(k) \quad (3)$$

误差信号为:

$$e_1(k) = d_1(k) - \hat{d}_1(k) \quad (4)$$

由此,得到初始化阶段的参数更新方程:

$$w_1(k + 1) = w_1(k) + 2\mu e_1(k)u_1^*(k) \quad (5)$$

2) 当初始化满足模式转换条件,将参数  $w_1$  传递给  $w_s$ ,  $s = 2, \dots, M$ 。进入跟踪阶段,各均衡器的参数更新流程如式(6)~(9)所示,  $s = 1, 2, \dots, M$ 。与式(1)~(5)的主要区别在于决定误差信号的不再是训练序列,而是各个均衡器自身的判决结果。

$$u_s(k) = [D_s(k + K_1), D_s(k + K_1 - 1), \dots, D_s(k), \tilde{d}_s(k - 1), \dots, \tilde{d}_s(k - K_2)]^T \quad (6)$$

$$\hat{d}_s(k) = w_s^T(k)u_s(k) \quad (7)$$

$$e_s(k) = \tilde{d}_s(k) - \hat{d}_s(k) \quad (8)$$

$$w_s(k + 1) = w_s(k) + 2\mu e_s(k)u_s^*(k) \quad (9)$$

从上述计算式可以看出,在跟踪过程中,信道影响的轻微差异可以通过逐步调整各均衡器参数来弥补。该均衡器中采用的迭代算法比较基础,还可以融入一些收敛速度更快的算法<sup>[11-12]</sup>,在高速率通信链路中显得尤为重要,这也是后续研究改进的方向。

### 1.2 输出加权平均的模式转换机制

IPP-PADFE 方法中存在一个关键点,它直接影响了整个均衡器的初始化性能和复杂度,这就是初始化和跟踪两种模式的转换。目前,DFE 均衡器大多是根据瞬时误差与门限的关系来确定何时进行转换。代价函数为:

$$J(K_1, K_2) = \begin{cases} E\{|d_1(k) - \hat{d}_1(k)|^2\}, & |d_1(k) - \hat{d}_1(k)| > d \\ E\{|\tilde{d}_1(k) - \hat{d}_1(k)|^2\}, & |\tilde{d}_1(k) - \hat{d}_1(k)| \leq d \end{cases} \quad (10)$$

其中,  $d$  为模式转换的判决门限。由于在初始阶段瞬时误差波动较大,这种机制使得均衡器在两种模式之间频

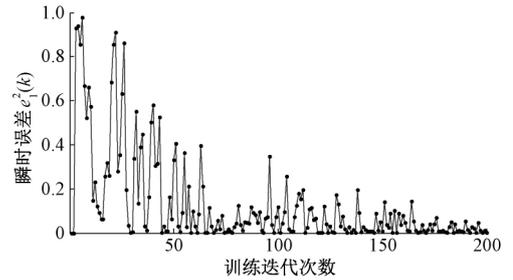
繁切换,此时符号判决可靠性低,可能最终导致跟踪阶段整体误差升高。构建准确高效的转换机制是均衡器发挥性能的重要保障。

文献[8]在分数间隔预测 DFE 均衡器设计中,针对双模式多模算法的模式切换方面存在的上述这类问题,提出一种带有遗忘因子的近似均方估计式,如式(11)所示。

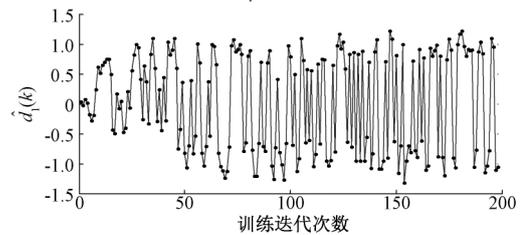
$$MSE\_DD(n) = \eta MSE\_DD(n-1) + (1-\eta)(y(n) - \hat{y}(n)) \quad (11)$$

其中,  $MSE\_DD(n)$  为均方误差,  $\eta$  为遗忘因子,取值 0.99,该方法能够使近似均方误差估计值的变化较为平缓,基本反映出均衡器的收敛情况。但该方法仍然基于误差变化,只有当  $n$  取值较大时才能获得稳定的误差估计,而误差恰好在初始阶段  $n$  取值较小时波动较大。此外,仿真发现该方法遗忘因子取不同值时门限值不固定。因此,该方法对迭代初期模式切换频繁的改善能力有限。那么,除了基于误差估计的模式转换方式,是否可以其他参数来判断模式转换的最佳时机呢?

下面观察单次训练过程中均衡器输出  $\hat{d}_1(k)$  及其与训练序列  $d_1(k)$  的瞬时误差  $e_1^2(k)$ ,如图 2 所示,其中信道建模为 FIR 滤波器,其系数为  $H = [0.8, 0.5]^T$ 。



(a)  $e_1^2(k)$  的迭代取值



(b)  $\hat{d}_1(k)$  的迭代取值

图 2 单次训练过程中的  $e_1^2(k)$  和  $\hat{d}_1(k)$  的取值变化

由图 2 可知,瞬时误差  $e_1^2(k)$  在均衡器迭代的初始阶段波动较大,在 0~1 之间快速起伏。即使迭代 100 次左右也仍然出现较大的瞬时误差,难以确定均衡器何时完成初始化,同时也难以确定适当的门限。门限设置过高,将可能导致均衡器初始化不充分,收敛到局部极值,而无法收敛到 MMSE 意义下的最优解。门限设置过低,将导致过度初始化,浪费计算资源,降低有效信息传输效率。实际上,在上述仿真条件下,均衡器初始迭代 30~50 次进入跟踪,即可收敛,但从瞬时误差取值变化上却无从判断。因

此,有必要寻找更为稳定高效的参量作为模式转换的依据。通过观察均衡器输出  $\hat{d}_1(k)$ ,也就是待检测量,发现其在迭代 60 次后,取值明显集中在 1 和 -1 附近,绝对值基本  $> 0.5$ ,这说明均衡器已经充分的初始化。再仔细观察,在迭代 30~50 次时,待检测量虽然变化较大,但不难看出其几次迭代的绝对值平均值已稳定在 0.5 以上。因此,根据上述观察结果,给出一种基于输出加权平均的模式转换机制。

均衡器在进行第  $k$  次迭代时,计算包含第  $k$  次在内的前  $p$  次输出待检测量的绝对值平均值,简称输出均值,表示为:

$$\overline{|\hat{d}_1(k)|}_p = \frac{1}{p} \sum_{i=k-p+1}^k |\hat{d}_1(i)| \quad (12)$$

其中,  $p$  为权值参量,  $p \geq 2$ ,越接近当前时刻的输出待检测量权重越大,反之越小。设置门限  $d = 0.5$ ,新方法的代价函数改写为:

$$J(K_1, K_2) = \begin{cases} E\{|\hat{d}_1(k) - \hat{d}_1(k)|^2\}, & \overline{|\hat{d}_1(k)|}_p < d \\ E\{|\tilde{d}_1(k) - \hat{d}_1(k)|^2\}, & \overline{|\hat{d}_1(k)|}_p \geq d \end{cases} \quad (13)$$

新方法用均衡器输出均值代替了瞬时误差,均值变化更为平缓稳定,能够准确的反映出均衡器初始化收敛情况。平均加权的方式虽然简单但很实用。一旦输出均值达到或超越了判决门限  $d$ ,均衡器即由初始化阶段推进到跟踪阶段。同时,权值参量  $p$  的恰当设置也尤为重要,在一定的范围内  $p$  越大,越能准确快速的对均衡器模式转换进行判断。 $p$  值过大或过小都将影响均值变化的稳定性,导致计算量增加或初始化过程延长,降低效率。

在前述仿真条件下,对  $p$  取 9~11 时均衡器输出均值

$\overline{|\hat{d}_1(k)|}_p$  进行了仿真,如图 3 所示。

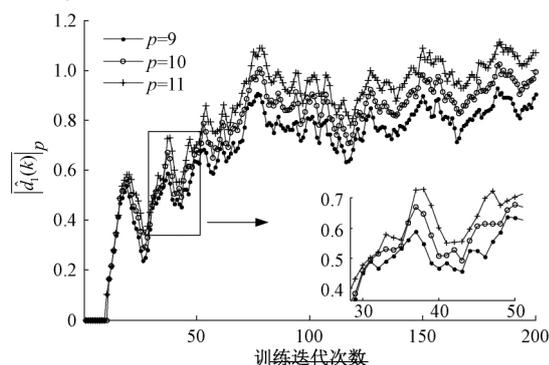


图 3  $p$  取不同值时  $\overline{|\hat{d}_1(k)|}_p$  的取值变化

从图 3 可以看出,随着迭代次数的增大,输出均值的取值曲线呈上升趋势,且逐渐趋于平稳。令模式转换判决门限  $d = 0.5$ ,在迭代 30 次之前,输出均值在 0.5 上下起伏,需要进行一次模式转换,之后开始基本保持在 0.5 以

上。当  $p = 9$  时,迭代 30~43 次之间仍有取值低于 0.5 的情况,而当  $p = 10$  和  $p = 11$  时,迭代 31 次以后均值基本稳定在 0.5 以上,且  $p = 11$  时更能明确判断出,在该次训练中最佳的转换时刻就在迭代 31 次后。但  $p$  较大时计算量也相对较高,因此,在该仿真条件下的该次训练中, $p$  取 10 是最佳的。此外,通过仿真发现,不同次的训练中最佳转换时刻会有差异,但基本都维持在  $30 \pm 5$  次范围内, $p$  的最佳取值仍然是 10 或 11。

对于不同信道条件下如何找到最佳  $p$  值的问题,可以先将经验值作为  $p$  的初值,然后在迭代初期,如果输出均值呈增长趋势,说明  $\hat{d}_1(k)$  在不断增大,则  $p$  值可以适当减小或保持不变,当输出均值低于 0.5 且呈下降趋势,说明  $\hat{d}_1(k)$  在小幅值处抖动,这时的判决不可靠,算法中自动增大  $p$  值,减少计算量。 $p$  值调节过程在算法中通过判断语句实现。

输出加权平均模式切换机制最大的优势,是能够减少迭代初期因误差波动而造成的模式频繁切换,降低均衡器跟踪阶段的稳态误差,同时,可以减少因模式频繁切换带来的计算量的增加。

## 2 收敛性能及差错性能仿真

### 1) 仿真条件

信道仍然建模为 FIR 滤波器,其系数为  $\mathbf{H} = [0.8, 0.5]^T$ ,采用基于参数传递 IPP-PADFE 方法,均衡器阶数为  $K_1 = 2$ ,  $K_2 = 2$ ,初始化中心抽头系数为 0.1,其余为 0,步长为 0.015,前馈和反馈滤波器均采用符号速率。PSWF 时域正交调制信号频段为  $[17 \sim 19]$  GHz,码元周期为 4.5 ns,并行路数为 16,码元内采样点数为 50。收敛性能仿真中,  $E_b/N_0 = 15$  dB,仿真平均次数为 200。

### 2) 仿真结果与分析

对所提 IPP-PADFE 方法、符号速率线性均衡方法及采用文献[7]转换机制的普通 DFE 方法进行性能比较,第 1 路均衡器收敛特性如图 4 所示。

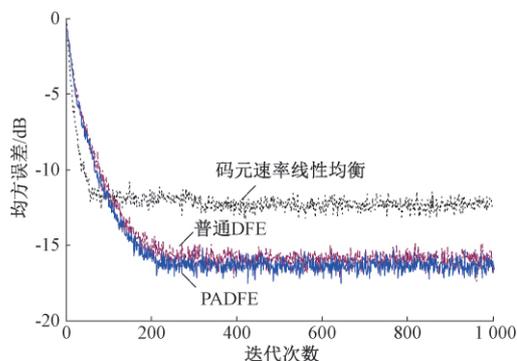


图 4 3 种均衡方法收敛特性比较

由图 4 可知,IPP-PADFE 方法在迭代约 200 次后收敛到稳态,稳态误差约为 -16 dB。从收敛速度上比较,IPP-

PADFE 方法不如码元速率线性均衡方法快,但从补偿精度上来说,新方法要明显优于线性均衡方法,稳态误差改善了 4 dB。与采用文献[7]转换机制的普通 DFE 相比,由于模式切换稳定性的提高,使收敛速度加快,迭代次数减少了约 20 次,稳态误差也降低了约 0.5 dB。此外,由于新方法采用了初始化参数传递机制,提高了训练效率,降低了计算复杂度,从总体性能来看,要优于普通 DFE 方法和线性均衡方法。

均衡器的补偿精度最终还是要通过系统可靠性来体现,对新方法的误比特率进行仿真,并与码元速率和采样速率线性均衡方法及普通 DFE 方法进行比较,如图 5 所示。

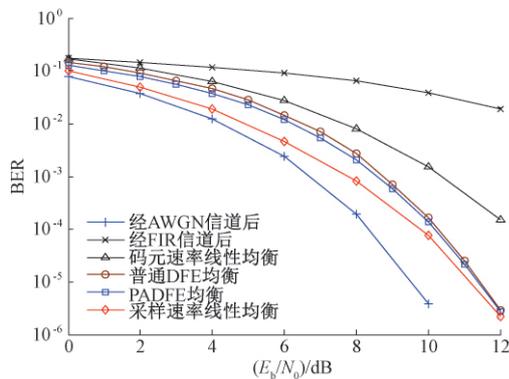


图 5 误比特率特性比较

从图 5 可以看出,PSWFS 时域正交调制信号经过 FIR 信道后,可靠性较 AWGN 信道条件下有显著下降。加入均衡算法可以不同程度的降低误比特率,其中,采样速率线性均衡性能最优,但其均衡算法加入的位置在相关解调之前,是针对波形采样值的补偿,因此其可靠性的优势是高运算量换来的,不适用于高速宽带条件下的信号均衡。IPP-PADFE 方法与码元速率线性均衡方法相比,误比特率特性有明显的改善,当 BER = 10<sup>-4</sup> 时,信噪比节约 2 dB。IPP-PADFE 方法与文献[7]DFE 方法相比,误比特率略有优势,随着信噪比的提高,两种方法可靠性基本一致,这说明模式转换对稳态误差的影响在噪声较小时影响较小。由于仿真数据个数有限,超过 12 dB 的误比特率没有给出。

### 3 结 论

基于初始化参数传递的并行自适应判决反馈均衡方法针对多路并行传输脉冲信号的均衡问题,采用初始化参数传递方式,通单个均衡器的初始化完成对整个均衡器组的初始化,采用输出加权平均的模式切换机制,减少迭代初期因误差波动而造成的频繁模式切换,降低均衡器跟踪阶段的稳态误差。有效控制了计算复杂度和训练成本,在均衡器结构上、收敛特性和差错性能上优于线性均衡和已有的 DFE 均衡方法。后续将改进每一路均衡器所采用的均衡算法,优化抽头系数的收敛与稳定,进一步降低稳态误差。

### 参考文献

- [1] 王红星, 赵志勇, 刘锡国, 等. 非正弦时域正交调制方法:200810159238.3[P]. 2011-02-02.
- [2] 陈昭男, 刘锡国, 王红星, 等. 基于 PSWF 框架的非正弦脉冲波形调制方法[J]. 电子学报, 2016, 44(3): 620-626.
- [3] 胡异丁, 王凤森, 杨敏, 等. 一种改进变步长 LMS 自适应滤波算法[J]. 计算机仿真, 2020, 37(7): 291-295.
- [4] 隋泽平, 鄢社锋. 噪声鲁棒变步长 LMS 算法及其在 OFDM 水声信道均衡中的应用[J]. 系统工程与电子技术, 2020, 42(7):1605-1613.
- [5] 耿云龙, 张瑞. 基于信干噪比的多输入多输出滤波器组多载波系统信道均衡算法[J]. 科学技术与工程, 2019, 19(9): 133-137.
- [6] 胡江湖, 吉丰. 盲信号处理在雷达抗主瓣干扰中的性能分析[J]. 国外电子测量技术, 2020, 39(7): 17-21.
- [7] 周小林, 毕伟祥, 赵鑫. 基于 MLSE 的新型分数间隔均衡研究[J]. 上海师范大学学报(自然科学版), 2015, 44(5): 528-532.
- [8] 霍亚娟, 葛临东, 王彬. 基于 FPGA 的分数间隔预测判决反馈均衡器的设计与实现[J]. 电路与系统学报, 2011, 16(4): 103-109.
- [9] 生雪莉, 阮业武, 殷敬伟, 等. 单矢量时反自适应多通道误差反馈的判决均衡技术[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2018, 39(12): 1894-1901.
- [10] 李雪姣, 徐松毅. 基于噪声预测的低复杂度判决反馈均衡[J]. 电讯技术, 2018, 58(2): 186-190.
- [11] CHU X, WANG W, WANG J, et al. A novel decision feedback equalization structure for nonlinear high-speed links[J]. IEEE Access, 2020, 8:59135-59144.
- [12] SERDAR S, CIPRIANO A M, POUILLIAT C, et al. Iterative equalization with decision feedback based on expectation propagation [J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(10):4473-4487.
- [13] 崔琳, 杨俊安, 刘辉, 等. 通用数据链并行 Laguerre 盲均衡算法[J]. 电子测量与仪器学报, 2017, 31(2): 216-223.
- [14] 罗亚松, 胡洪宁. 基于移动抽头机制的判决反馈盲均衡算法研究[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(1): 63-69.
- [15] 张殿伦, 肖爽, 张友文, 等. 基于稀疏时变水声信道的判决反馈均衡算法[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2019, 40(5):892-898.

### 作者简介

钟佩琳,工学博士,讲师,主要研究方向为非正弦波通信、电子技术应用等。

E-mail:hellopeilin@126.com