2016年10月

文章编号: 2095-4980(2016)05-0688-07

基于坐标变换的 OFDM 均衡方法

史可显,魏 强

(中国电子科技集团公司 第50研究所, 上海 200023)

摘 要:介绍了应用于正交频分复用(OFDM)系统中的一种基于坐标变换的信道均衡方法。该 方法利用块导频进行信道估计,通过坐标旋转数字计算方法(CORDIC)进行坐标变换,并通过线性 插值的方法跟踪补偿信道的时变衰落,从而提高系统的信道适应性;同时由于 CORDIC 将频域的 数据线性化,有效降低了传统信道均衡方法的复杂度,便于硬件实现。仿真结果验证了该方法的 有效性和适应性。

Equalization for OFDM system based on coordinate transformation

SHI Kexian, WEI Qiang

(No.50 Institute, China Electronic and Technology Corporation, Shanghai 200023, China)

Abstract: A channel equalization method applied in Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) system is introduced based on coordinate transformation. This method adopts block pilots to estimate channel response firstly; then by means of Coordinate Rotation Digital Computer(CORDIC) coordinate transformation, the time-selective fading of channel is compensated. Therefore, the adaptability of the communication system can be improved. Meanwhile, by the linearization of CORDIC at frequency domain, it decreases the complexity of traditional methods of channel equalization and makes them easy to be implemented by hardware. Simulation results indicate the effectiveness and adaptability of the method.

Key words: Orthogonal Frequency Division Multiplexing; Coordinate Rotation Digital Computer; coordinate transformation; time-selective fading

正交频分复用(OFDM)是一种同时具有高带宽有效性和良好的抗多径衰落性能的通信体制^[1-2]。通过串并转换,把宽带的无线通信信道,划分成一个个并行的窄带信道。通过增加符号持续时间与添加循环前缀,可有效降低多径延迟带来的符号间干扰^[3]。从频域角度看,当循环前缀长度大于最大多径时延时,多径时延带来的影响在频域可以当作乘性干扰,方便采用频域均衡手段进行补偿^[4]。

同步处理技术在通信系统中占有非常重要的地位,是信息可靠传输的前提^[5-6]。OFDM 系统对同步误差很敏感,在同步之后,还会受到多种同步误差的影响,既有剩余频偏,又有收发端的采样时钟频率误差^[7]。另外,在移动通信系统中,由于终端或收发端之间散射体的快速移动,都会引起多普勒频移,使信道随着时间产生随机变化,即时变衰落。信道的变化给信道估计带来一定挑战,信道估计必须跟踪信道的变化,尤其对信道质量较差信道的跟踪性能,直接影响到整个通信系统的性能^[8]。采用传统的均衡实现方法时,算法的复杂度比较高,且往往包含了除法、需要查表或级数展开近似才能实现的 e 指数等运算。不仅消耗运算资源,同时影响算法的精确度^[9]。如果将坐标变换处理引入信道均衡算法的实现,可以大大降低实现的复杂度,提升算法实现的精确度。

1 引入误差的因素

这里分析几种引入基带信号误差的主要因素,包括剩余频偏、采样时钟频差和时变衰落^[10]。

第5期

1.1 剩余频偏

OFDM 系统虽然有载波同步或频偏估计、校正的算法功能模块,但并不能一劳永逸地解决频偏问题。主要原因有以下 2 点:

1) 数字系统存在量化误差,频偏估计也不例外,从而与真实的频偏结果存在微小差异。

2) 由于噪声的影响,从而对频偏的估计值产生影响,引入误差。

剩余频偏的数学表达与频偏一致,如式(1)所示:

$$r_n = x_n \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\Delta f_n T_s} \tag{1}$$

式中: r_n 为接收到的信号; x_n 为发送信号; Δf 为剩余频偏; T_s 为采样周期。

剩余频偏产生的影响,从子载波星座图上看,是将引起星座点的整体旋转。

1.2 采样时钟偏差

采样时钟偏差是由发射机与接收机基带采样时钟频率上的差异引入的。同步后,经过时间的累积,采样点之间的差异会越来越大,从而对整个系统性能带来严重影响。

假设发射机的采样时钟周期为 *T*,接收机的采样时钟周期为 *T*,相对误差为 $\beta = (T' - T) / T$,则采样时钟误 差为 *T* β 。考虑采样频偏影响得:

$$\begin{cases} y[n] = y[nT(1+\beta)] \\ y[mN_s+l] = y[mN_sT+lT+mN_sT\beta+lT\beta] \end{cases}$$
(2)

式中: N_s为 OFDM 符号的采样点数; m 为经过的符号数; l 为当前采样点的序号。由式(2)可见,当 m 较大时, l 可忽略,则定时偏移简化为 mN_sTβ。

采样时钟频移产生的影响为:

$$x_m(n) \approx \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{m,k} \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi k \left(\frac{n}{N} + mN_{\mathrm{s}}\beta\right)}$$
(3)

式中:N为快速傅里叶逆变换点数;k为子载波索引。由式(3)可见,与剩余频偏不同,采样时钟偏差在每个子载 波上引起的相位旋转并不一样。随着子载波索引的增加,采样时钟偏差引起的相位旋转也随之增加。在星座图上 可以见到由一个星座点变为一段弧线。

1.3 时变衰落

在移动通信中,发射机和接收机之间的相对移动会造成传播路径的改变,从而使信道具有时变性,这种时变性会使接收信号的幅值和相位随时间发生变化。在信道有 *L*条可辨路径的宽带通信系统中,接收到的等效基带信号去掉连续导频(Continual Pilots, CP),进行快速傅里叶运算后,在第 *m* 个子载波上可表示为:

$$Y_m = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y_k e^{-j\frac{2\pi km}{N}} = H_{mm} X_m + \sum_{\substack{m'=0\\m'\neq m}}^{N-1} H_{mm'} X_{m'} + N(m)$$
(4)

式中: N(m) 为第 m 个子载波上的加性频域噪声; H_{mm} 体现了信道对第 m 个子载波上传输数据的影响, $H_{mm'}(m' \neq m)$, 体现了信道对第 m' 个子载波上的数据加于第 m 个子载波上的干扰影响。

当*m'*≠*m*时, *H*_{mm}可表示为:

$$H_{mm} = \sum_{l=1}^{L} h_{ave}^{(l)} e^{\frac{-j2\pi m l^{(l)}}{N}}$$
(5)

式中 $h_{\text{ave}}^{(l)} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} h_k^{(l)}$ 。

 H_{mm} 即为第 *m* 个子载波上的理想频域信道估计值。当系统多普勒频移较小时,可以假设多径信道的每条路 径在几个 OFDM 符号传输时间内均为线性变化,即 $h_k^{(l)} = a^{(l)}k + b^{(l)}$ (0 $\leq k \leq M \times N - 1$),其中 *N* 为单个 OFDM 符号 间隔内的采样点数,*M* 为信道衰变系数保持不变的 OFDM 符号传输间隔数。由式(5)可得:

$$H_{mm}(i) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{ave}^{(l)}(i) e^{\frac{-j2\pi m \tau^{(l)}}{N}} = \sum_{l=0}^{L-1} \left(a^{(l)} \frac{N-1}{2} + b^{(l)} \right) e^{\frac{-j2\pi m \tau^{(l)}}{N}} + (i-1)N \sum_{l=0}^{L-1} a^{(l)} e^{\frac{-j2\pi m \tau^{(l)}}{N}}, \quad 1 \le i \le M$$
(6)

由式(6)可以看出,每个子载波频点上的信道频域采样值也会在几个 OFDM 符号传输时间内线性变化。

2 基于坐标变换的估计和均衡方法

为保证接收性能,必须对接收到的数据进行同步跟踪与补偿[11]。

在接收端, 假定归一化剩余频率误差为 ε(剩余同步误差与载波间隔的比值), 归一化采样时钟误差为 β。经 过时变信道后, 第 *m* 个 OFDM 符号可以表示为:

$$r_{m}(n) = e^{\frac{j2\pi\varepsilon(mN_{s}+N_{g})(1+\beta)}{N}} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{m,k} H_{m,k} e^{\frac{j2\pi k(mN_{s}+N_{g})\beta}{N}} e^{\frac{j2\pi (k+\varepsilon)n(1+\beta)}{N}} + w_{m}(n)$$
(7)

式中: N_g 为循环前缀的数据点数; N_s 为1个 OFDM 符号的采样点数,且 $N_s=N+N_g$ 。则接收端收到的频域数据为: $j2\pi\varepsilon(mN_s+N_g)(1+\beta)$ $j2\pi\kappa(mN_s+N_g)\beta$

$$Y_{m,k} = e^{-\frac{N}{N}} e^{-\frac{N}{N}} H_{m,k} R_{m,k} X_{m,k} + w_m(k) + I_m(k)$$
(8)

式中: $w_m(k)$ 为第 m 个 OFDM 符号第 k 个子载波上的加性高斯白噪声; $I_m(k)$ 为由于同步误差造成的子载波间干 $\frac{j(N-1)\pi[c(1+\beta)+k\beta]}{m}$ ($\pi[s(1+\beta)+k\beta]$)

扰;
$$R_{m,k} = e$$
 N $sin(π[ε(1+β)+kβ])/Nsin(\frac{n[ε(1+β)+kβ]}{N})$ 为由于同步误差造成的符号内部的相位和幅度

变化,其与 m 无关,只与载波序号有关。当剩余载波频率误差和采样时钟频率误差较小时, $R_{m,k} \approx 1$, $k = 0, 1, \dots, N-1$ 。

从式(8)可见,接收到的频域数据为非线性的,导致占用资源多、实现复杂等问题。因此本文采用 CORDIC 算法来降低信道均衡,实现复杂度。

2.1 CORDIC 算法

CORDIC 算法是 Volder 于 1959 年在美国航空控制系统的设计中提出来的^[12-13],它是一种用于计算运算函数的循环迭代算法。其基本思想是用一系列与运算基数相关的角度的不断偏摆,从而逼近所需旋转的角度。它满足了硬件算法的模块化思想,从而便于在 FPGA 中实现^[14]。

在计算坐标变换时,让 CORDIC 运算器工作在矢量模式下,输入 $\begin{cases} X_0 = a \\ Y_0 = b \end{cases}$,经过若干次迭代后得此模式下 $Z_0 = 0$

的输出为:

$$\begin{cases} X_n = \frac{1}{K} \sqrt{a^2 + b^2} \\ Y_n \to 0 \\ Z_n = \theta = \arctan(b / a) \end{cases}$$
(9)

式中 $K = \prod_{n=0}^{\infty} \cos\left(\arctan(\frac{1}{2^n})\right) = \prod_{n=0}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{1+2^{2n}}} \approx 0.607253$, 去掉 1/K 的比例系数,得到极坐标(R, θ)。运算过程中进行

相应的预处理和后处理后,利用 CORDIC 算法便可得到较高精确度的正余弦值或极坐标值^[15]。

2.2 CORDIC 算法在均衡中的应用

利用 2 个相邻块导频之间或块导频与长前导之间的 OFDM 符号上的导频子载波来进行剩余载波频率误差和 采样时钟频率误差的估计,从而对接收数据进行跟踪与补偿^[16]。具体同步估计与补偿算法如下:

1) 从接收到的第 m 个 OFDM 符号 Y_{m,k}中提取导频符号,则第 l 个子载波上的导频数据为:

$$Y_{m,l} = e^{\frac{j2\pi\varepsilon(mN_{s}+N_{g})(1+\beta)}{N}} e^{\frac{j2\pi l(mN_{s}+N_{g})\beta}{N}} H_{m,l}R_{m,l}X_{m,l} + w_{m}(l) + I_{m}(l), \quad l \in \gamma$$
(10)

式中: $\gamma = \left[\gamma(1), \gamma(2), \dots, \gamma(N_p) \right]$ 为导频位置的集合; N_p 为 OFDM 符号中导频子载波的数目。

2) 假设相邻 2个 OFDM 符号对应子载波上的信道频率响应近似不变,即假设 $H_{m,k} \approx H_{m+1,k}$,对相邻 2个 OFDM 符号对应的导频子载波上的数据做相位差分处理,得:

$$Z_{m,l} = Y_{m+1,l} * Y_{m,l}^* \approx e^{\frac{j2\pi\epsilon N_s(1+\beta)}{N}} e^{\frac{j2\pi l N_s \beta}{N}} |H_{m,l} R_{m,l}|^2$$
(11)

这里为了简单,忽略了噪声与载波间干扰项。

3) 将 Z_{ml} 高低导频符号进行差分处理,得

$$\tilde{\beta} = \frac{N}{2\pi DN_s} \text{angle} \left\{ \sum_{m=1}^{L-1} \sum_{l=\gamma(1)}^{N_p/2} \left(Z_{m,l+D} Z_{m,l}^* \right) \right\}$$
(12)

式中: L 为 2 块导频之间, 或块导频与长前导之间的数据符号个数; D 为高低导频信号之间间隔的子载波数; γ(1) 为导频位置集合 γ 中的第1个元素。

4) 利用 $\tilde{\beta}$ 对 $Z_{m,l}$ 进行补偿,以去除 $Z_{m,l}$ 中的采样时钟频率误差的影响,得到 $Z_{m,l} = Z_{m,l} e^{\frac{jzzuv_s \rho}{N}}$,再估计 ε ,得

$$\tilde{z} = \frac{N}{2\pi N_{\rm s}} \text{ angle} \left\{ \sum_{m=1}^{L-1} \sum_{l=\gamma(1)}^{N_p} Z_{m,l} \right\}$$
(13)

5) 利用估计得到的 $\tilde{\beta}$ 和 $\tilde{\epsilon}$ 对块导频上的信道估计值进行补偿,即

$$H_{p(L+1),k} = e^{\frac{-j2\pi\delta[p(L+1)N_{s}+N_{g})(1+\beta)}{N}} e^{\frac{-j2\pik[p(L+1)N_{s}+N_{g}]\beta}{N}} H_{p(L+1),k}$$
(14)

式中: *p* 为块导频的索引, 即第 *p* 个块导频; *H_{p(L+1),k}* 为补偿前块导频上第 *k* 个子载波处的信道频域响应; *H_{p(L+1),k}* 为补偿后的对应信道。然后利用前面介绍的信道内插方法,利用补偿后的信道频域响应内插出块导频之间其他 OFDM 符号上的信道频域响应。

6) 利用步骤 5)中内插出的信道对接收到的非块导频上的数据进行均衡。假设信道估计准确,忽略噪声和干扰项,则均衡后的数据为: $Y_{m,k} = e^{\frac{j2\pi\epsilon(mN_s+N_g)(1+\beta)}{N}} e^{\frac{j2\pi k(mN_s+N_g)\beta}{N}} R_{m,k} X_{m,k}$ 。利用步骤 3)和 4)中的估计值对频域均衡后的数据进行补偿,并利用 $R_{m,k} \approx 1$,得到同步跟踪以及均衡处理后的最终数据为:

$$Y_{m,k'} = e^{\frac{-j2\pi\tilde{\varepsilon}(mN_{s}+N_{g})(1+\tilde{\rho})}{N}} e^{\frac{-j2\pi k(mN_{s}+N_{g})\tilde{\rho}}{N}} Y_{m,k}$$
(15)

从式(15)可见,利用 CORDIC 算法可将频域数据线性化,有效降低信道均衡算法的实现复杂度。

3 仿真结果与分析

3.1 仿真条件

仿真均采用统一帧结构,系统帧长为 8.4 ms,每帧 84 个 OFDM 符号。系统带宽为 6 MHz,采用 16QAM 调制, 2 048 点 FFT,有效子载波个数为 480 点,循环前缀长度 为 256 个样点。每隔 15 个符号插入 1 个块导频。仿真信 道均加入归一化剩余频率偏移为 0.01(125 kHz),采样时钟 误差为 5 PPM。



3.2 静止状态下仿真结果

3.2.1 比特误码率性能

Fig.1 Performance of synchronization tracking under static state 图 1 静止状态下同步跟踪性能

图 1 为终端相对静止状态下, 6 MHz 带宽、16QAM 调制下,系统同步跟踪性能。无信道估计将信道看作理 想的 AWGN 信道,没有对子载波进行信道估计和均衡。未同步跟踪方法利用插入的块导频进行信道估计,并直 接线性插值均衡。同步跟踪方法采用前文介绍的利用块状导频分别估计 $\tilde{\beta}$ 和 $\tilde{\varepsilon}$,分别补偿后再线性内插均衡,即 同步跟踪。可以看出,由于剩余同步误差的影响,利用理想信道估计系统误比特率几乎为 0.5。直接线性插值方 法可以使误比特率性能大大提高,同时,采用同步跟踪方法后,性能会进一步提高。当 R_{SN} =18 dB 时,采用同步 跟踪方法系统误比特率达到 10⁻⁷以下。 3.2.2 星座图旋转情况

图 2 分别为静止状态下,未采用同步跟踪与采用同步跟踪,第 60 个 OFDM 符号的星座图旋转情况。从图中可以看出,采用同步跟踪后,星座图扩散明显变小。



Fig.2 Constellation under static state 图 2 静止状态下星座图

3.3 移动速度为 60 km/h 时的仿真结果

3.3.1 比特误码率性能

图 3 为相对移动速度为 60 km/h 时, 6 MHz 带宽、 16QAM 调制下,系统同步跟踪性能。可以看出,由于剩 余同步误差的影响,无信道估计系统误比特率几乎为 0.5。 直接线性内插未同步跟踪方法可以使误比特率较快降低, 但由于同步误差影响,会存在误比特率地板。相对的,对 信道做同步跟踪后,不存在误比特率地板,在高信噪比下, 其性能大大优于直接线性内插信道均衡的系统性能。 3.3.2 星座图旋转情况

图 4 分别为移动速度为 60 km/h 时,未采用同步跟踪 与采用同步跟踪,第 60 个 OFDM 符号的星座图旋转情况。 从图中可以看出,采用同步跟踪后,星座图扩散明显变小。



Fig.3 Performance of synchronization tracking under 60 km/h 图 3 60 km/h 速度下同步跟踪性能

但与图 2(b)比较,星座点有所扩散,边缘的星座点尤其明显。这表明经过了同步跟踪均衡方法,时变衰落虽然有 明显改善,但其影响并不能完全补偿。



(a) constellation without tracking under 60 km/h



(b) constellation with tracking under 60 km/h

Fig.4 Constellation under 60 km/h 图 4 60 km/h 状态下星座图

3.4 移动速度为 160 km/h 时的仿真结果

3.4.1 比特误码率性能

图 5 为相对移动速度为 160 km/h 时, 6 MHz 带宽、 16QAM 调制下,系统同步跟踪性能。虽然总体性能明显劣 于 60 km/h 的情况,但还是可以看出同步跟踪对于性能的提 高。由于剩余同步误差的影响,无信道估计系统误比特率 几乎为 0.5。线性内插可以使误比特率降低,作为对比,对 信道做同步跟踪后,系统误比特率会进一步降低。

3.4.2 星座图旋转情况

图 6 分别为移动速度 160 km/h 时,未采用同步跟踪与 采用同步跟踪,第 60 个 OFDM 符号的星座图旋转情况。从 图中可以看出,采用同步跟踪后,星座图扩散略微变小。



(a) constellation without tracking under 160 km/h



Fig.5 Performance of synchronization tracking under 160 km/h 图 5 160 km/h 速度下同步跟踪性能



(b) constellation with tracking under160 km/h

Fig.6 Constellation under 160 km/h 图 6 160 km/h 状态下星座图

10

10

10

10

0

BER 10

且随着移动速度增大,同步跟踪性能变差,这是因为移动速度越大,信道时变越快,但性能仍有一定的提高。

3.5 不同移动速度下的仿真结果

图 7 为相对移动速度分别为 160 km/h、60 km/h、 静止时,系统同步跟踪性能。从图中可以看出随着速 度的增大,系统总体性能逐步降低。并且在 160 km/h 时,虽然采用了同步跟踪信道估计方法,但仍出现了 比特误码率地板。这表明为了取得较佳的补偿效果, 该方法的适用范围上限在相对速度 60 km/h~160 km/h 之间。

4 结论



10

5

-synchronization tracking under 160 km/h -synchronization tracking under 60 km/h

synchronization tracking under static state

 R_{SN}/dB

15

20

25

从以上仿真及理论分析可以看出,在移动通信系 统中,信道随着时间产生随机变化。信道的变化、系统中存在的剩余频偏和采样时钟偏差,都给信道估计带来了 一定挑战。信道估计必须要跟踪信道的变化,尤其对质量较差信道的跟踪能力,直接影响到整个通信系统的性能。

本文提出的基于坐标变换的 OFDM 线性内插均衡方法具有较好的性能,同时将坐标变换处理引入信道均衡 算法的实现,可以将非线性的插值运算线性化,从而大大降低实现的复杂度,提升算法实现的精确度。

参考文献:

[1] 赵北雁,谢伟良,孙震强,等. OFDM 在未来无线通信系统中的应用分析[J]. 中国无线电, 2008(5):35-39. (ZHAO Beiyan, XIE Weiliang,SUN Zhenqiang, et al. Analysis of OFDM in future wireless communication systems[J]. CHINA RADIO,

2008(5):35-39.)

- [2] 王晓峰. OFDM 调制与解调技术及其 FPGA 实现[D]. 大连:大连海事大学, 2016. (WANG Xiaofeng. Research on modulation and demodulation technology of OFDM and implementation based on FPGA[D]. Dalian, China: Dalian Maritime University, 2016.)
- [3] 严寒. MIMO-OFDM 基带数据传输系统的设计与实现[D]. 北京:北京化工大学, 2015. (YAN Han. Design and implementation of MIMO-OFDM baseband data transmission system[D]. Beijing:Beijing University of Chemical Technology, 2015.)
- [4] 熊艳伟.先进信号处理技术的研究及其在信道仿真器中的应用[D].北京:北京邮电大学, 2015. (XIONG Yanwei. Research of advanced signal processing technologies and its applications in the channel emulator[D]. Beijing:Beijing University of Posts and Telecommunications, 2015.)
- [5] 郭连平. 宽带信号频谱分析关键技术研究及系统实现[D]. 成都:电子科技大学, 2015. (GUO Lianping. Research on key technique for spectrum analysis of broadband signals and system implementation[D]. Chengdu, China: University of Electronic Science and Technology of China, 2015.)
- [6] 宋青平,刘荣科,段瑞枫,等. 一种用于全数字接收机的位同步算法[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2015,13(3):436-440.
 (SONG Qingping,LIU Rongke,DUAN Ruifeng, et al. A symbol timing synchronization algorithm for all digital receiver[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2015,13(3):436-440.)
- [7] 孙希东. OFDM/OQAM 系统在瑞利信道下的信道估计及均衡方法[J]. 自动化技术与应用, 2016,35(3):36-41. (SUN Xidong. A novel channel estimation and equalization algorithm of OFDM/OQAM system in Rayleigh channel[J]. Techniques of Automation and Applications, 2016,35(3):36-41.)
- [8] 魏国延. LTE 信道估计算法的研究及 FPGA 实现[D]. 广州:广东工业大学, 2015. (WEI Guoyan. Research on channel estimation algorithm of LTE system and FPGA implementation[D]. Guangzhou, China: Guangdong University of Technology, 2015.)
- [9] 孙科学,高红梅,魏敏,等. 基于 CORDIC 算法的通用调制器设计[J]. 计算机技术与发展, 2015,25(11):196-199. (SUN Kexue,GAO Hongmei,WEI Min,et al. Design of general modulator based on CORDIC algorithm[J]. Computer Technology and Development, 2015,25(11):196-199.)
- [10] 刘国英,李建平,丁鲜花. 基于导频的 OFDM 系统信道估计算法的研究[J]. 数字通信世界, 2016(1):63-67. (LIU Guoying, LI Jianping, DING Xianhua. Study of channel estimation algorithm based on pilot in OFDM system[J]. Digital Communication Word, 2016(1):63-67.)
- [11] 王亚林,张元雨,朱字霞. LTE-A 中一种改进的基于 DFT 的信道估计算法[J]. 光通信研究, 2016(2):59-62. (WANG Yalin, ZHANG Yuanyu,ZHU Yuxia. A novel channel estimation algorithm based on DFT for LTE-A system[J]. Study on Optical Communications, 2016(2):59-62.)
- [12] 鲍宜鹏. 一种 CORDIC 算法优化及 32 位浮点反正切函数 FPGA 实现[J]. 电子与封装, 2015,15(3):22-25. (BAO Yipeng. One improved CORDIC algorithm of calculating 32 bit floating the arctangent functions with FPGA[J]. Electronic and Packaging, 2015,15(3):22-25.)
- [13] 胡坤,林心龙,黎尧,等. 基于定点 DSP 的 CORDIC 算法研究[J]. 微电子学与计算机, 2015(10):58-62. (HU Kun,LIN Xinlong,LI Yao,et al. Study of CORDIC algorithm based on fixed-DSP[J]. Microelectronics and Computer, 2015(10):58-62.)
- [14] 杨治国,付俊. CORDIC 迭代算法研究[J]. 电脑知识与技术, 2016(12):90-91. (YANG Zhiguo, FU Jun. Study of iterative algorithm based on CORDIC[J]. Computer Knowledge and Technology, 2016(12):90-91.)
- [15] DAI Yijun, BI Zhuo. CORDIC algorithm based on FPGA[J]. Journal of Shanghai University, 2011,15(4):304-309.
- [16] 陈应兵,刘魁魁. 基于正余弦计算的 CORDIC 旋转算法的改进与分析[J]. 电子质量, 2011(08):11-13. (CHEN Yingbing, LIU Kuikui. The improvement and analysis based on the CORDIC algorithm of Sine and Cosine[J]. Electronics Quality, 2011(8):11-13.)

作者简介:



史可显(1977-),男,天津市人,硕士,主 要研究方向为移动通信系统.email:petershih@ 189.cn. **魏** 强(1989-),男,哈尔滨市人,硕士, 主要研究方向为移动通信系统、信号处理.