

数字电视多媒体广播系统的相位噪声抑制

侯永宏, 戴居丰, 王安国

(天津大学 电子信息工程学院, 300072 天津, houroy@tju.edu.cn)

摘要: 为提高数字电视多媒体广播(DTMB)系统抗相位噪声的能力,提出了利用DTMB系统保护间隔内所填充的PN序列的时域公共相位误差校正方案,以及利用传输参数信令(TPS)的判决辅助子载波间干扰抑制方案. 计算机仿真结果表明,该方法可有效地抑制接收机本振相位噪声引起的相位旋转和子载波间干扰,降低系统误符号率. 而且时域公共相位误差校正方案具有抗噪声、抗干扰能力强的优点.

关键词: 时域同步正交频分复用; 相位噪声; 公共相位误差; 子载波间干扰

中图分类号: TN911

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2011)01-0134-05

Phase-noise suppress scheme for DTMB system

HOU Yong-hong, DAI Ju-feng, WANG An-guo

(School of Electronic & Information, Tianjin University, 300072 Tianjin, China, houroy@tju.edu.cn)

Abstract: To improve the phase noise immunity of Chinese Digital Terrestrial/Television Multimedia Broadcasting (DTMB) system, a time domain CPE (Common Phase Error) correction scheme utilizing PN sequence which was filled in the guard interval of DTMB signal frame, and a decision aided ICI (Inter-Carrier Interference) eliminating scheme which used Transmission Parameters Signaling (TPS) in DTMB signal frame, were proposed. Simulation results showed that the proposed schemes can eliminate the ICI and CPE, which were caused by phase noise of receiver local oscillator, and improve the symbol error rate. In addition, the time domain CPE correction scheme exhibits excellent performance in strong noise and interference environment.

Key words: Time-domain Synchronous Orthogonal Frequency Division Multiplexing (TDS-OFDM); phase noise; common phase error (CPE); Inter-Carrier Interference (ICI)

中国数字电视多媒体广播(DTMB)标准^[1]的核心技术为时域同步正交频分复用(TDS-OFDM),其最大特点是在时域基带信号中周期性插入伪随机序列(PN序列)取代传统的OFDM系统中的循环前缀,它在完成消除OFDM符号间干扰的同时还可用于各种系统参数同步和信道估计,从而避免了与传统的采用循环前缀的OFDM(CP-OFDM)系统^[2]所需的大量的频域导频,因而具有频谱效率高、捕获快、支持移动接收等优点^[3].

相位噪声对OFDM接收机性能的影响已得到较深入的研究^[4],它可以分为公共相位误差

(CPE)和子载波间干扰(ICI).消除相位噪声的根本方法是控制本地振荡器的相位噪声水平,以保证本振相位噪声不会引起系统性能的明显下降.目前,所报道的OFDM系统相位噪声抑制方法可分为以下几类.第1类是利用嵌入在OFDM符号中的导频符号估计并校正CPE造成的星座旋转,忽略相位噪声造成的ICI,或将它看作高斯白噪声^[4],该方法只适用于子载波间隔较大的系统.第2类方法建议在系统中设置专用导频^[5],要求导频与数据子载波相距足够远,该方法会导致系统频谱效率的降低.第3类方法称为ICI自消除方法^[6],将每1个数据符号用2个相邻的子载波发送,通过对接收信号的线性合并来抑制ICI,该方法最大缺点是频谱效率降低一半.由于频谱利用率低,上述2、3类方法仅限于学术研究,在实

收稿日期: 2009-08-09.

基金项目: 国家重点基础研究计划资助课题(2007CB310605); 天津市科技支撑计划重点项目资助课题(09ZCKFGX01700).

作者简介: 侯永宏(1968—),男,副教授.

际的系统中并没有得到应用. 文献[7]提出一种利用有限脉冲响应滤波器来均衡相位噪声等因素引起的ICI方法,该方法利用分散导频作为目标信号,用最小二乘法估计滤波器系数. 考虑到相位噪声谱的窄带性质及相位噪声谱和信号频谱间的卷积关系,用可以接受的均衡滤波器长度,就可以很好地补偿子载波间干扰,是一种有较高实用价值的方案,该方法是针对基于循环前缀的OFDM系统提出的. TDS-OFDM系统与普通的OFDM系统一样,对相位噪声非常敏感,但在OFDM符号中没有导频子载波,因此,上述所有方法都不适用于TDS-OFDM系统. 本文结合中国国家数字电视地面广播标准信号帧结构特点,提出了一套完整的针对TDS-OFDM系统相位噪声抑制方案.

1 系统信号模型

1.1 信号模型

中国国家数字电视地面广播标准中规定的物理层信号帧结构包括帧头和帧体两部分,帧体是由3 780个子载波组成的OFDM符号,第 m 个信号帧的帧体可表示为

$$\mathbf{X}_m(k) = [X_m(0) \quad X_m(1) \quad \cdots \quad X_m(N-1)]^T.$$

式中 $N=3\,780$. 帧体数据又由用户数据和传输参数信令(TPS)两部分构成,TPS携带的是系统信息,为每个信号帧提供必要的解调和解码信息,例如符号星座映射模式、LDPC编码的码率、交织模式信息等. 共设定64种不同的系统信息模式,用6个信息比特表示,再采用扩频技术变换为32 bit长的系统信息矢量,然后加上4 bit的帧体模式指示,最后采用I、Q相同的4QAM调制,形成36个系统信息符号,占用36个子载波. 这些信息经过频域交织以后集中在载波附近,占据的子载波序号为 $-18 \leq k \leq 17$,TPS符号的功率比数据符号的功率高3 dB. 经过IFFT调制以后的时域信号为

$$\mathbf{x}_m = [x_m(0) \quad x_m(1) \quad \cdots \quad x_m(N-1)]^T,$$

其中 $x_m(n) = (\sqrt{N})^{-1} \sum_{k=0}^{N-1} X_m(k) e^{j \frac{2\pi n k}{N}}, n = 0, 1, \cdots, N-1$.

帧头数据是一定长度的PN序列,它替代了传统的OFDM系统中的循环前缀作为保护间隔,令 $\mathbf{c}_m = [c_m(0) \quad c_m(1) \quad \cdots \quad c_m(N_g-1)]^T$ 为填充于第 $m-1$ 与第 m 个OFDM符号块之间的已知时域符号. 则含保护间隔的完整的TDS-OFDM时域符号块可表示为 $\tilde{\mathbf{s}}_m = [\mathbf{c}_m^T \quad \mathbf{x}_m^T]^T$. 在后续中表示中,将OFDM时域符号块指多载波调制信号的时域波形,TDS-OFDM时域符号块指包含时域导

频在内的完整的时域波形.

接收端接收到的第 i 个采样值为

$$r(i) = e^{j\varphi(i)} \sum_{l=0}^{L-1} h(l)s(i-l) + w(i).$$

式中: $s(i)$ 是发送的时域信号序列; $\varphi(i)$ 是相位噪声序列; $r(i)$ 是接收序列; $h(l), l=0, 1, \cdots, L-1$ 是信道脉冲响应, L 为信道脉冲响应长度; $w(i)$ 为独立同分布的高斯随机变量,单边功率谱密度为 N_0 ,方差为 σ^2 . 通过适当地截取OFDM数据块前后的时域填充信号,就可以构造包含时域保护间隔的TDS-OFDM符号块与信道的循环卷积,经过截取以后的时域接收信号,可以写成

$$\tilde{\mathbf{r}}_m = e^{j\varphi_m} (\mathbf{h} \otimes \tilde{\mathbf{s}}_m) + \tilde{\mathbf{w}}_m.$$

式中: $\otimes$ 表示循环卷积; $\tilde{\mathbf{s}}_m$ 为截取的时域符号块,它包含一个OFDM数据块及该数据块前后的时域填充信号的各一部分,且 $\tilde{\mathbf{s}}_m = [\tilde{\mathbf{c}}_m^T \quad \mathbf{x}_m^T \quad \tilde{\mathbf{c}}_{m+1}^T]^T$.

$$\tilde{\mathbf{c}}_m = [c_m(N_g-I) \quad c_m(N_g-I+1) \quad \cdots \quad c_m(N_g-1)]^T,$$

$$\tilde{\mathbf{c}}_{m+1} = [c_{m+1}(0) \quad c_{m+1}(1) \quad \cdots \quad c_{m+1}(J-1)]^T.$$

截取的原则是 $\tilde{\mathbf{c}}_m$ 的头部与 $\tilde{\mathbf{c}}_{m+1}$ 尾部相衔接,表示式如下:

$$c_{m+1}(J-1) = c_m(N_g-I-1);$$

$$c_{m+1}(J-2) = c_m(N_g-I-2).$$

...

$\tilde{\varphi}_m = [\tilde{\varphi}_{m,p}^T \quad \varphi_m^T \quad \tilde{\varphi}_{m+1,a}^T]^T$ 是加在 $\tilde{\mathbf{s}}_m$ 上的相位噪声矢量,而

$$\varphi_m = [\varphi_m(0) \quad \varphi_m(1) \quad \cdots \quad \varphi_m(N-1)]^T.$$

$\tilde{\varphi}_{m,p}^T$ 与 $\tilde{\mathbf{c}}_m$ 相对应,且

$$\tilde{\varphi}_{m,p}^T = [\varphi_m(N_g-I) \quad \varphi_m(N_g-I+1) \quad \cdots \quad \varphi_m(N_g-1)]^T.$$

$\tilde{\varphi}_{m+1,a}^T$ 与 $\tilde{\mathbf{c}}_{m+1}$ 相对应,且

$$\tilde{\varphi}_{m+1,a}^T = [\varphi_{m+1}(0) \quad \varphi_{m+1}(1) \quad \cdots \quad \varphi_{m+1}(J-1)]^T.$$

经过信道均衡以后的数据需要转换回时域,重新截取OFDM帧体信号,然后再做FFT解调. FFT后的频域符号可表示为

$$R_m(k) = \underbrace{\Phi_m(0)X_m(k)H(k) + \sum_{l=1}^N \Phi_m(l)X_m[(k-l)_N]H[(k-l)_N]}_{I_m} + W_m(k). \quad (1)$$

其中 $(\cdot)_N$ 表示模 N 运算; $\Phi_m(k)$ 是相位噪声过程的离散傅里叶变换,且

$$\Phi_m(k) = N^{-1} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\varphi_m(n)} e^{-j \frac{2\pi k n}{N}}. \quad (2)$$

$H(k)$ 是信道的频域响应;信号与信道在时域的循环卷积等于在频域的相乘,相位噪声与信号在时域的相乘关系等于在频域的循环卷积. $\Phi_m(0)$ 是

相位噪声的直流分量,称为 CPE,它将导致所有子载波上调制符号相位的共同旋转;式(1)中的第 2 项 I_m 称为 ICI,是其它子载波上的符号被 $\Phi_m(k-l)$ 加权后的总和.从式(1)可看到相位噪声和信道对信号的影响是叠加在一起的,在 CP-OFDM 系统中还没有一个有效的方法将二者分开.而在 TDS-OFDM 系统中是利用相对较短的时域导频做信道估计,因为持续时间短,相位噪声变化不大,再加上 PN 序列良好的自相关特性,所以时域信道估计可很好地抑制相位噪声对信道估计准确度的影响,因而在 TDS-OFDM 系统中可将二者分开估计.

1.2 振荡器相位噪声模型

振荡器相位噪声可用功率谱密度(PSD) $S_\varphi(f)$ 表述,单位是 dBc/Hz,含义是 1 Hz 单位带宽内的噪声功率与载波功率比的对数.对于自由振荡器,可观察到振荡器的相位噪声 PSD 与频率偏差 f 间呈 $1/f$ 到 $1/f^4$ 的关系^[8].在实际的接收机中会有一个锁相环(PLL)控制压控振荡器,改善其长期稳定性和相位噪声,带锁相环的振荡器相位噪声可以建模为一个零均值、广义平稳、有限方差的窄带随机过程.相位噪声序列可以将高斯白噪声序列通过一个低通滤波器产生^[9].一种简单方法是定义低通过程的 PSD 的模板,如下式^[9]:

$$S_\varphi(f) = 10^{-c} + \begin{cases} 10^{-a}, & |f| \leq f_L; \\ 10^{-(f-f_L)(\frac{b}{f_H-f_L})-a}, & f > f_L; \\ 10^{(f+f_L)(\frac{b}{f_H-f_L})-a}, & f < -f_L. \end{cases}$$

式中: f_L 是 PLL 的环路带宽; f_H 是相位噪声带宽; 参数 a 确定在 PLL 环路带宽内的相位噪声功率水平; 参数 b 确定噪声 PSD 的下降速率; c 确定噪声底部. 相位噪声的方差由 $\sigma_\varphi^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_\varphi(f) df$ 确定.

2 时域 CPE 估计

在 CP-OFDM 系统中,可以利用在 OFDM 符号块内插入的频域导频来估计和抑制 CPE.在采用 TDS-OFDM 的中国数字电视地面传输标准中没有频域导频,但设有 4 bit 的帧体模式指示比特,用来区分是多载波还是单载波调制,如果是多载波调制,则为 1111,若是单载波调制,则为 0000.帧体模式指示比特占用 4 个子载波,可以将他们看作频域导频,因为数量太少,噪声和窄带干扰对估计精度的影响比较严重.为此本文提出了一种利用时域导频的时域 CPE 估计方法.

在接收端,需要首先根据估计出的信道响应对截取的 TDS-OFDM 信号作频域均衡,假设有非常

理想的信道估计,均衡后再转换到时域的信号为

$$\hat{\mathbf{r}}_m = e^{j\varphi_m} \tilde{\mathbf{s}}_m + \hat{\mathbf{w}}_m.$$

它可以分为 3 部分 $\hat{\mathbf{r}}_m = [\hat{\mathbf{r}}_{m,p}^T \quad \hat{\mathbf{r}}_{m,\text{OFDM}}^T \quad \hat{\mathbf{r}}_{m+1,a}^T]^T$. 其中 $\hat{\mathbf{r}}_{m,p} = e^{j\varphi_m} \tilde{\mathbf{c}}_m + \hat{\mathbf{w}}_{m,p}$ 为 OFDM 符号块前面的部分时域填充序列, $\hat{\mathbf{r}}_{m+1,a} = e^{j\varphi_{m+1}} \tilde{\mathbf{c}}_{m+1} + \hat{\mathbf{w}}_{m+1,a}$ 为 OFDM 符号块后面的部分时域填充序列, $\hat{\mathbf{r}}_{m,\text{OFDM}} = e^{j\varphi_m} \mathbf{s}_m + \hat{\mathbf{w}}_m$ 为 OFDM 符号的时域基带信号, $\hat{\mathbf{w}}_m = [\hat{\mathbf{w}}_{m,p}^T \quad \hat{\mathbf{w}}_{m,\text{OFDM}}^T \quad \hat{\mathbf{w}}_{m+1,a}^T]^T$ 为经过均衡后的噪声序列,与 $\hat{\mathbf{r}}_m$ 的各部分相对应.重新截取 OFDM 符号的时域基带信号,再经过 FFT,OFDM 符号的频域符号可表示为

$$R_m(k) = \Phi_m(0)X_m(k) + \sum_{l=1}^N \Phi_m(l)X_m[(k-l)_N] + W_m(k). \quad (3)$$

将 $k=0$ 代入式(2),在 $|\varphi_m(n)| \ll 1$ 的情况下, CPE 的表达式变为

$$\Phi_m(0) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\varphi_m(n)} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (1 + j\varphi_m(n)) = 1 + j \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \varphi_m(n).$$

由相位噪声引起的公共相位旋转角度为

$$\bar{\varphi}_m = \arg\{\Phi_m(0)\} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \varphi_m(n).$$

它是相位噪声的平均分量,或者说低频分量,变化非常缓慢,可以认为在一个 TDS-OFDM 符号周期内保持不变,这样就可以用 OFDM 块前后的时域导频来估计 $\bar{\varphi}_m$,即

$$\hat{\bar{\varphi}}_m = \arg\{\tilde{\mathbf{c}}_{m+1}^H \hat{\mathbf{r}}_{m+1,a} + \tilde{\mathbf{c}}_m^H \hat{\mathbf{r}}_{m,p}\} \approx \frac{1}{I+J} \left(\sum_{i=0}^{I-1} \varphi_m(N_g - I + i) + \sum_{j=0}^{J-1} \varphi_{m+1}(j) \right). \quad (4)$$

式中 $(\cdot)^H$ 表示共轭转制.因为截取的 TDS-OFDM 符号块内的时域填充块是已知的,式(4)实际上是传统的数字接收机中数据辅助相位估计方法.因为利用了 PN 序列的处理增益,能有效地抑制噪声和干扰.

3 判决反馈的 ICI 消除

由式(1)和式(3),相位噪声对信号的影响可以看成是相位噪声谱和信号噪声谱的卷积,而在实际应用中的带有锁相环的振荡器的相位噪声谱是窄带低通型的.由相位噪声引起的子载波间干扰主要集中在相邻的几个子载波上.因此,可以用一个简单的 Q 抽头均衡器来抑制子载波间干扰.不失一般性,定义均衡器的系数为

$$\mathbf{g}_m = [g_{-q} \quad g_{-q+1} \quad \cdots \quad g_0 \quad \cdots \quad g_{q-1} \quad g_q]^T.$$

均衡器的第 k 个子载波输出为

$$\hat{X}_m(k) = \mathbf{R}_{m,Q,k}^T \mathbf{g}_m.$$

式中 $\mathbf{R}_{m,Q,k} = [R_m(k-q)_N \ R_m(k-q+1)_N \ \cdots \ R_m(k)_N \ \cdots \ R_m(k+q-1)_N \ R_m(k+q)_N]^T$, 在后续的表示中为了表示简洁, 略去表示 OFDM 符号序号的下标 m .

现在的问题是求均衡器系数 $\mathbf{g}$. 如果已知连续 $2Q-1$ 个子载波上的发送符号, 则可以通过解方程组的方法求得 $\mathbf{g}$. 在 CP-OFDM 系统中, 导频主要用于信道估计, 是分散插入的, 一般不设连续导频. TDS-OFDM 系统的信道估计在时域进行, 为了提高频谱效率, 不设频域导频. 在中国国家数字电视地面广播标准中 TPS 子载波位置集中, 且 TPS 符号的功率比数据符号的功率高 3 dB, 在加上约 7 dB 的扩频增益, 在接收机正常工作信噪比范围内, 误符号的概率极低^[10], $P_e = (M-1)Q(\sqrt{ME_s/N_0})$, $M=32$ 是码字的长度, E_s 是符号的能量, 即使 $E_s/N_0=1$, P_e 仍然可以达到 10^{-223} 的数量级. 而帧体信息在多载波调制时为固定的 1111. 因此可以首先检测 TPS 符号, 通过判决辅助的方法来估计 $\mathbf{g}$, TPS 符号和相应的接收符号间的关系可以用下式表示:

$$\mathbf{X}_p = \mathbf{R}_p \mathbf{g} + \mathbf{w}_p.$$

式中:

$$\mathbf{X}_p = [X(-18) \ \cdots \ X(0) \ \cdots \ X(17)]^T;$$

$$\mathbf{R}_p = [\mathbf{R}_{Q,-18} \ \mathbf{R}_{Q,-17} \ \cdots \ \mathbf{R}_{Q,0} \ \cdots \ \mathbf{R}_{Q,16} \ \mathbf{R}_{Q,17}]^T;$$

$$\mathbf{g} \text{ 的最小二乘解为 } \mathbf{g} = [\mathbf{R}_p^T \mathbf{R}_p]^{-1} \mathbf{R}_p^T \mathbf{X}_p.$$

4 仿真结果

仿真时, 系统参数参照中国国家数字电视地面广播标准中时域填充序列为 PN420 的多载波调制帧结构, 子载波数量为 3 780 个, 子载波间隔为 2 kHz. 信道为高斯白噪声信道, 没有加前向纠错编码. 每个信噪比点仿真的数量是 100 帧, 数据符号的数量是 3.7×10^5 个. 数据子载波采用 16QAM 调制, TPS 和时域填充序列采用 4QAM 调制.

图 1 是在无单频干扰情况下两种 CPE 校正方案的 SER 性能比较. 可以看出时域 CPE 校正方案的性能优于频域校正方案, 在低信噪比区优势更明显. 图 2 是在承载帧体模式指示比特的 4 个子载波中的任何一个加了一个单频干扰, 功率谱密度比信号的平均功率谱密度高 3 dB, 其他条件不变的情况下的 SER 性能比较. 可以看到频域校正方案的性能反倒不如未校正的, 这是因为受单频干扰的子载波的相位出现了很大的误差, 由于导频子载波数量只有 4 个, 但是它对估计结果的贡献很大, 所以最终的估计结果出现了较大的偏

差. 而采用时域校正方案的性能与无干扰时无明显差别, 因为它可以利用更多的时域符号以及 PN 码的处理增益, 所以能很好地抑制同道干扰.

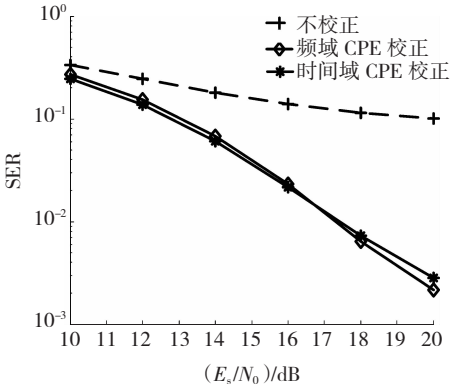


图 1 无单频干扰情况下的 CPE 校正方法的 SER 性能比较($f_L/\Delta f=0.01, \sigma_\varphi=0.2 \text{ rad}$)

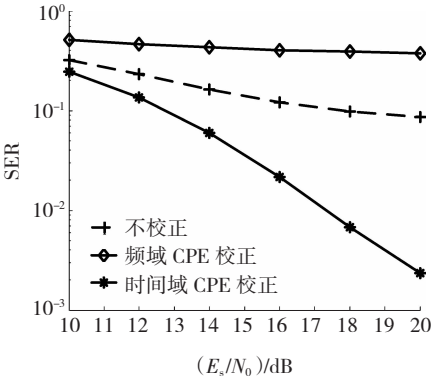


图 2 存在单频干扰情况下的 CPE 校正方法的 SER 性能比较($f_L/\Delta f=0.01, \sigma_\varphi=0.2 \text{ rad}$)

图 3 是相位噪声方差不变, 相位噪声带宽分别为子载波间隔的 0.01 和 1 的情况下, 不同的均衡器长度与系统误符号率的关系. 可以看到在相位噪声带宽很窄的情况下 ($f_L/\Delta f=0.01$), CPE 校正就可以显著地改善误符号率. 随着相位噪声带宽的增加, 需要增加均衡器抽头系数才能显著地改善系统误符号率, 但是增加均衡器的抽头系数, 并不能无限制地改善误符号率, 在实际应用中需要根据实际情况, 选择最佳的均衡器长度.

图 4 为在相位噪声带宽不变, 相位噪声方差改变的情况下, 不同的均衡器长度与系统误符号率的关系. 可以看到随着相位噪声总体水平的提高, 需要更长的均衡器抽头系数才能显著地改善系统误符号率性能. 所以在设计实际的接收机时, 要根据相位噪声带宽及其总体水平来确定均衡器的长度. 而噪声带宽及其总体水平可以通过设计本地振荡器的锁相环的带宽来控制. 设计者可以根据硬件成本、处理速度和功耗等多方面的考虑

来平衡各部分设计.

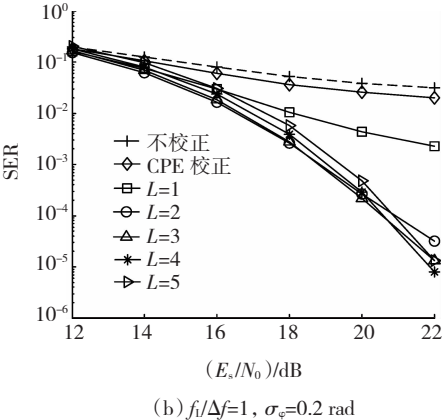
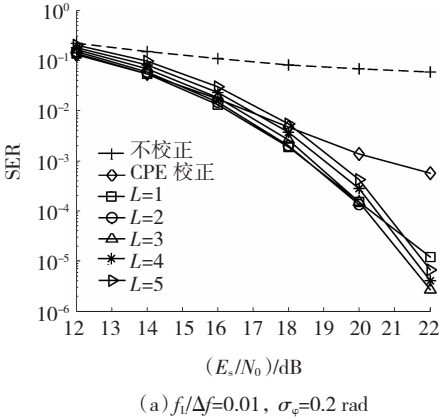


图 3 相位噪声带宽对均衡器性能的影响

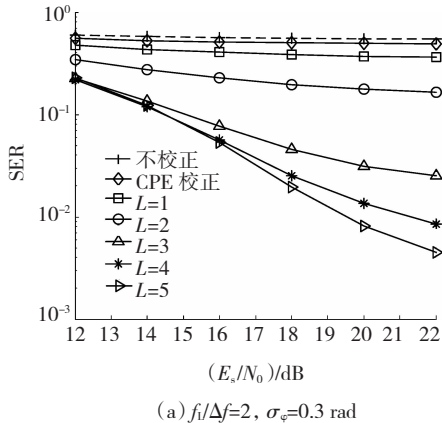
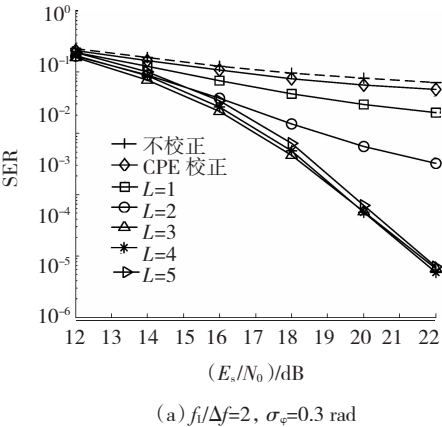


图 4 相位噪声功率对均衡器性能的影响

5 结 论

相位噪声会造成正交频分多工系统的公共相位旋转和子载波间干扰,有效的相位噪声抑制算法可以提高接收机性能,降低接收机的成本. 本文提出了针对中国国家数字电视地面广播标准中多载波调制模式利用时域训练符号的时域公共相位误差校正方案,以及利用信号帧中 TPS 信令的判决辅助的 ICI 干扰抑制方案. 仿真结果表明,该方案可以有效地抑制接收机本振相位噪声引起的相位旋转和 ICI,而且时域公共相位误差校正方案具有抗噪声、抗干扰能力强的优点,具有较高的实用价值.

参考文献:

[1] 数字电视地面广播传输国家标准特别工作组. GB20600-2006 数字电视地面广播传输系统帧结构、信道编码和调制[S]. 北京: 中国标准出版社, 2006.

[2] European Telecommunications Standards Institute. ETSI EN 300 744 V1.5.1. Digital video broadcasting (DVB); framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television[S]. Sophia Antipolis Cedex: ETSI, 2004.

[3] SONG Jian, YANG Zhixing, YANG Lin, *et al.* Technical review on Chinese digital terrestrial television broadcasting standard and measurements on some working modes[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2007, 53(1): 1-7.

[4] ARMADA A G. Understanding the effects of phase noise in orthogonal, frequency division multiplexing (OFDM) [J]. IEEE Trans Broadcast, 2001, 47(2): 153-159.

[5] LIU G, ZHU W. Compensation of phase noise in OFDM systems using an ICI reduction scheme[J]. IEEE Trans Broadcast, 2004, 50(4): 399-407.

[6] SHENTU J, PANTA K, ARMSTRONG J. Effects of phase noise on performance of OFDM systems using an ICI cancellation scheme [J]. IEEE Trans Broadcast, 2003, 49(2): 221-224.

[7] GHOLAMI M R, NADER-ESFAHANI S, EFTEKHAR A A. A new method of phase noise compensation in OFDM [C]//Proc IEEE Int Conf Commun (ICC). Piscataway, NJ: IEEE Operations Center, 2003: 3443-3446.

[8] MUSCHALLIK C, MULTIMEDIA T. Influence of RF oscillator on an OFDM signal[J]. IEEE Trans Consumer Electron, 1995, 41(3): 592-603.

[9] STANTCHEV B, FETTWEIS G. Time-variant distortions in OFDM[J]. Commun Lett, 2000, 4(9): 312-314.

[10] JOHN Proakis. 数字通信 [M]. 第四版英文影印版. 北京: 电子工业出版社, 2001: 422.

(编辑 张 宏)