

存在非线性失真和相位噪声影响的 CP-OFDM 与 TDS-OFDM 数字电视地面广播传输系统的性能分析

郑紫微¹, 杨知行¹, 朱义胜², 潘长勇¹

(1. 清华大学电子工程系微波与数字通信国家重点实验室, 北京 100084; 2. 大连海事大学信息工程学院, 大连 116026)

摘 要: 本文概述了数字电视地面广播传输系统中存在的非线性失真和相位噪声影响因素; 用模型统一表达了 CP-OFDM 和 TDS-OFDM 的 OFDM 复包络信号; 从理论上分析了循环前缀和不断插入的导频训练序列会导致基于 CP-OFDM 的数字电视地面广播传输系统比在同等的外界条件下的基于 TDS-OFDM 的数字电视地面广播传输系统具有更低的有效数据符号信噪比水平; 详细推导了非线性失真和相位噪声共同影响下的 CP-OFDM 系统和 TDS-OFDM 系统的有效数据符号的统一信噪比表达式; 定义并统一表达了非线性失真和相位噪声共同影响下的 CP-OFDM 系统和 TDS-OFDM 系统的性能恶化指标; 从理论和计算机仿真两方面比较分析了受到各种不同非线性失真和相位噪声影响的基于 CP-OFDM 和基于 TDS-OFDM 的两种不同数字电视地面广播传输系统的性能恶化程度。

关键词: 数字电视地面广播; 时域同步正交频分复用; 循环前缀正交频分复用; 非线性失真; 相位噪声
中图分类号: TN929.53 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2004) 10-1625-05

Performance Analysis of the CP-OFDM-Based and the TDS-OFDM-Based Digital Television Terrestrial Broadcasting Transmission Systems in the Presence of Nonlinear Distortions and Phase Noise

ZHENG Zi-Wei¹, YANG Zhi-Xing¹, ZHU Yi-Sheng², PAN Chang-Yong¹

(1. State Key Lab. on Microwave & Digital Communications, Electronics Engineering Department, Tsinghua University, Beijing 100084, China;
2. College of Information Engineering, Dalian Maritime University, Dalian, Liaoning 116026, China)

Abstract: The performance effects of the digital television terrestrial broadcasting (DTTB) transmission systems caused by the nonlinear distortions and the phase noise are summarized, a uniform model is used to express the complex envelope of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) signal for both the cyclic prefix OFDM (CP-OFDM) and the time domain synchronous OFDM (TDS-OFDM), the fact that cyclic prefix and large amount of training sequences make the CP-OFDM based DTTB transmission systems have less symbol signal to noise performance than the TDS-OFDM based DTTB transmission systems is theoretically analyzed, a uniform symbol signal to noise model is thoroughly derived and a performance degradation measure is defined and expressed for both the CP-OFDM system and the TDS-OFDM system in the presence of nonlinear distortions and phase noise, the performance degradations of the CP-OFDM based and the TDS-OFDM based DTTB transmission systems in the presence of nonlinear distortions and phase noise are comparatively analyzed both theoretically and by computer simulations.

Key words: digital television terrestrial broadcasting (DTTB); TDS-OFDM; CP-OFDM; nonlinear distortions; phase noise

1 引言

近几年来,人们对数字电视地面广播(DTTB)传输技术的研究不断深入,并提出了多种 DTTB 传输标准和解决方案^[1~4]。除了美国^[4]以外,大部分的 DTTB 传输标准和解决方案都采用正交频分复用(OFDM)的调制模式。欧洲数字视频地面广播标准(DVB-T)采用循环前缀作为 OFDM 的保护间隔以

使得能够有效地处理码间干扰(ISI)^[1];该方案也被称为循环前缀正交频分复用(Cyclic Prefix Orthogonal Frequency Division Multiplexing, CP-OFDM)。由于在 DVB-T 中,不仅使用了循环前缀,而且还使用了大量的导频训练序列,从而导致了符号效率的很大损失;因此,清华大学数字电视传输技术研发中心提出了采用时域同步正交频分复用(TDS-OFDM)作为调制方式的 DVB-T 方案^[3]。

收稿日期:2002-12-10; 修回日期:2004-04-15.

基金项目:国家自然科学基金(No. 50177001, No. 60372007); 信息产业部电子信息产业发展基金(2002-291); 中国博士后科学基金(No. 2003034169).

OFDM 对由于高功率的放大器和在数字域上对复数据符号进行削波处理所引起的非线性失真以及本地振荡器的相位噪声敏感^[5]。对该领域的研究受到了人们的广泛重视;但,目前的各种文献,[6~13]主要集中在对各个影响因素进行单独的研究和分析上。然而,在实际上,特别是在将 OFDM 用于低廉的消费电子产品的前提下,由于高功率的放大器和在数字域上对复数据符号进行削波处理所引起的非线性失真以及本地振荡器的相位噪声是同时存在的,因此,有必要从整体上考虑它们对 OFDM 系统性能的影响情况。

在下文中,我们将从整体上分析,由于高功率的放大器和在数字域上对复数据符号进行削波处理所引起的非线性失真以及本地振荡器的相位噪声而导致 CP-OFDM 数字电视地面广播传输系统与 TDS-OFDM 数字电视地面广播传输系统的性能恶化情况。

2 非线性失真与相位噪声对基于 CP-OFDM 与基于 TDS-OFDM 的数字电视地面广播传输系统的系统性能影响的模型表达及分析

不管是 CP-OFDM 数字电视地面广播传输系统,还是 TDS-OFDM 数字电视地面广播传输系统,其 OFDM 信号的复包络都可统一地用下式表达

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n(i) s_n(t - iT) \quad (1)$$

在式(1)中, $T = T + T_g$ 表示 OFDM 的符号周期, N 表示 OFDM 的子载波数,

$$s_n(t) = \begin{cases} \sqrt{2/T} e^{j2\pi f_n t}, & -T_g \leq t < T \\ 0, & t \notin [-T_g, T] \end{cases} \quad (2)$$

在式(2)中, $\int_{-T_g}^T |s_n(t)|^2 dt$ 是发射的脉冲能量; T_g 表示 OFDM 的循环前缀所占据的期间;对于 CP-OFDM, $T_g > 0$, 对于 TDS-OFDM, $T_g = 0$; $a_n(i) = a_m(i) + ja_{Qn}(i)$ 表示在第 i 个时隙上具有子载波频率为 $f_n = n f$ (其中 $f = 1/T$) 的第 n 个子信道上所发射的数据符号。在下文中,为简便表达起见,时隙标号 i 将省略。对于采用 M-QAM 符号星座的 OFDM 系统,有

$$a_m = A, \quad a_{Qn} = A \\ A = \{2u - 1 - \sqrt{M}, \quad u = 1, 2, \dots, \sqrt{M}\} \quad (3)$$

对应于符号“1”的一个 M-QAM 符号星座的信号功率为^[7]

$$P_{M-QAM} = [2(M - 1)]/3 \quad (4)$$

在 CP-OFDM 数字电视地面广播传输系统中,循环前缀的引入导致了带宽有效性的降低,带宽乘以因子 $\eta = T/T_g$;有效数据符号的信噪比 (SNR_u) 也相应减少,总数据符号的信噪比 (SNR) 乘以 η ;在传输数据过程中不断穿插的导频训练序列同样会导致有效数据符号的信噪比 (SNR_u) 的降低,循环前缀和导频训练序列使得信噪比 (SNR) 乘以 (k) , 即 $SNR_u = (k) SNR$, 其中 $k = (N_s)/(N_s + N_f)$; N_s 和 N_f 分别表示在一个符号周期中的有效数据符号数和所穿插的导频训练序列符号数;对于 CP-OFDM, $0 < k < 1$; 对于 TDS-OFDM, $k = 1$ 。因此,循环前缀和导频训练序列使得 CP-OFDM 数字电视地面广播传输系统的有效数据符号的信噪比 (SNR_u) 比 TDS-OFDM 数字电

视地面广播传输系统低,乘以 (k) 。

假设除了保护间隔、同步、信道估计的方式不同之外, CP-OFDM 数字电视地面广播传输系统与 TDS-OFDM 数字电视地面广播传输系统采用相似的收发模式。在发射机端,由 IFFT 处理得到的数字 OFDM 信号按采样率 N/T 进行采样后,经串并变换,通过一个低通滤波器 $H_e(f)$,经本地射频振荡器 f_{RF} 上变至射频,产生模拟复信号 $x(t)$ 。该信号在具有双边谱功率密度为 $N_0/2$ 的 AWGN 噪声 $z(t)$ 影响下经放大后向外发射,经衰落信道,到达接收机端。在接收机端,接收信号经本地射频振荡器 f_{RF} 下变至中频,采用滤波器 $H_r(f)$ 滤波后送至解调器解调;解调器采用与发射端相对应的策略。在本文中,我们没有考虑对 OFDM 信号的编解码问题。

设接收机端的接收信号为 $z(t)$,经 N 点 FFT 处理得到的数字 OFDM 采样信号为 $z_m (0 \leq m < N - 1)$, 则与具有子载波频率为 $f_k = k f$ (其中 $f = 1/T$) 的第 k 个子信道上所发射的数据符号 a_k 相对应的接收机端的判决输出值为

$$Z_k = (1/N) \sum_{m=0}^{N-1} z_m \exp\{-j(2\pi/N)mk\} \quad (5)$$

因为高功率的放大器以及模数(A/D)转换、数模(D/A)转换、低通滤波在数字域上对复数据符号所进行的削波处理,对 OFDM 系统性能影响具有相类似的效果,即都导致了 OFDM 信号的非线性失真;而且,对于数字电视地面广播传输系统,在上述这些因素中,高功率的放大器所产生的非线性失真是使得 OFDM 系统性能恶化的最主要影响因素^[5];因此,我们将仅用高功率的放大器的非线性失真情形近似地表示包括高功率的放大器、模数(A/D)变换、数模(D/A)变换、低通滤波在数字域上对复数据符号所进行削波处理等所共同导致的非线性失真情形。

功率放大器的输入信号的复包络可表示为^[7,8]

$$x(t) = A(t) \cdot e^{j\phi(t)} \quad (6)$$

功率放大器的输出信号的复包络可表示为^[7,8]

$$\tilde{x}(t) = A(t) \cdot e^{j[\phi(t) + \phi_f(t)]} \quad (7)$$

在式中, $A(t)$ 和 $\phi(t)$ 分别表示由高功率的放大器所导致的输入信号的幅值变化 (AM/AM) 和相位变化 (AM/PM) 特性。通常被采用的两类非线性的功率放大器为:(1) 具有强的相位变化 (AM/PM) 的行波电子管放大器 (TWT); (2) 没有相位变化 (AM/PM) 的固态放大器 (SSPA)。根据无记忆 Saleh 的 TWT 模型,幅值变化 (AM/AM) 和相位变化 (AM/PM) 特性可表示为^[7,8]

$$A[\tilde{x}(t)] = A_{sat}^2 \frac{A(t)}{2(t) + A_{sat}^2}, \quad \phi[\tilde{x}(t)] = \frac{2(t)}{3 \cdot [2(t) + A_{sat}^2]} \text{rad}, \quad (8)$$

在式(8)中, A_{sat}^2 表示功率放大器的输入饱和电压,放大器信号的最大相位偏移为 $\phi = (\pi/3)$ rad。SSPA 放大器的幅值变化 (AM/AM) 和相位变化 (AM/PM) 特性可近似表示为^[7,8]

$$A[\tilde{x}(t)] = \frac{A(t)}{\left[1 + \left(\frac{A(t)}{A_0}\right)^{2p}\right]^{1/2p}}, \quad \phi[\tilde{x}(t)] = 0, \quad (9)$$

在式(9)中, A_0 表示功率放大器的最大输出幅值, 参数 p 控制着从功率放大器的线性域到极限域跃迁的平滑度.

以分贝 (dB) 为单位的功率放大器的输入补偿 (IBO) 或输出补偿 (OBO) 可表示为^[7,8]

$$IBO = 10\log_{10}(A_{sat}^2 / < P_N >),$$

$$OBO = 10\log_{10}(A_0^2 / < P_{OUT} >) \quad (10)$$

在式(10)中, $A_0^2 = [(vA_{sat})/2]^2 = [A_{sat}/2]^2$ 表示功率放大器的最大输出电压, $v=1$ 表示功率放大器的小信号增益; $< P_N >$ 和 $< P_{OUT} >$ 分别表示功率放大器的输入信号和输出信号的平均功率.

因此, 功率放大器的幅值变化 (AM/AM) 和相位变化 (AM/PM) 特性, 即, 功率放大器的非线性失真特性取决于功率放大器的类型 (TWTA 行波管功率放大器, 或者 SSPA 固态功率放大器) 及其在工作点处的输入补偿 (IBO) 或输出补偿 (OBO).

设功率放大器的输出信号 $\tilde{x}(t)$, 经 N 点 FFT 处理得到的数字 OFDM 采样信号为 $\tilde{x}(0 \leq m < N - 1)$, 则与第 k 个子信道上所发射的数据符号 a_k 相对应的功率放大器的输出信号在接收机端的判决输出值为

$$\tilde{X}_k = (1/N) \sum_{m=0}^{N-1} \tilde{X}_m \exp\{-j(2/N)mk\} \quad (11)$$

本地振荡器的相位噪声 $\phi(t)$ 可用维纳-利维 (Wiener-Levy) 过程描述^[9,12]

$$\phi(t) = 2 \int_0^t \mu(\tau) d\tau \quad (12)$$

在式(12)中, $\mu(\tau)$ 是个具有功率谱密度为 $R_\mu(f) = N_\mu$ 的白高斯频率噪声. 相位噪声载波 $e(t) = \exp[j\phi(t)]$ 的功率谱可表示为^[9]

$$R_e(f) = [2/(B)] [1/(1+2f/B)^2] \quad (13)$$

在式(13)中, $B=2N_\mu$ 表示控制着相位噪声变化速率的双边 3dB 带宽.

如果不考虑信道衰落情况的影响, 则在接收机端的接收信号可表示为 $z(t) = \tilde{x}(t) \cdot e(t)$ (14)

接收信号 $z(t)$ 经 N 点 FFT 处理得到的数字 OFDM 采样信号为 $z_m(0 \leq m < N - 1)$, 则与第 k 个子信道上所发射的数据符号 a_k 相对应的接收信号的输出在接收机端的判决输出值为

$$Z_k = (1/N) \sum_{m=0}^{N-1} z_m \exp\{-j(2/N)mk\} \quad (15)$$

表 1 仿真所采用的部分系统参数

传输系统	CP-OFDM (DVB 8K)	TDS-DFDM (DMB)
数据符号数 N_s	6116	3780
训练符号数 N_t	701	378
子载波数 N	8192	3780
循环前缀的比重 N_p/N	1/4	0
采样时间 $T(\mu s)$	0.1094	0.1323
实际采用带宽 $f_B(\text{MHz})$	7.61	7.56
调制方式	64-QAM	64-QAM

如果暂时忽略本地振荡器的相位噪声的影响, 把与第 k 个子信道上所发射的数据符号 a_k 相对应的功率放大器的输出信号在接收机端的判决输出值分成 M 组, 每组对应于信号集合的一个元素 (一个星座点), 则, 第 k 个子信道上的判决输出值可重新表示为

$$\tilde{X}_k^i = a_k^i + u_k^i, \quad i = 1, \dots, M \quad (16)$$

在式(16)中, i 表示星座点的标记, u_k^i 表示在接收符号上由非线性功率放大器所产生的干扰效应, u_k^i 可进一步地分解为^[13]

$$u_k^i = c_k^i + q_k^i \quad (17)$$

在式(17)中, c_k^i 表示由于功率放大器的非线性失真而导致的第 i 个理想星座点的恒定偏移; q_k^i 表示相应的随机偏移, q_k^i 可用一个具有非相关元素的复零均值高斯变量来近似表达.

由于变量 q_k^i 的方差 $\sigma_{q_k^i}^2$ 独立于子信道 k 及所考虑的星座点 i ^[13], 所以, 可用所有的子信道和符号上的 $\sigma_{q_k^i}^2$ 的平均值表示该变量所引起的噪声的方差

$$\sigma_q^2 = [1/(N \cdot M)] \sum_{i,k} \sigma_{q_k^i}^2 \quad (18)$$

在式(18)中, $\sigma_{q_k^i}^2 = (1/2) E[|q_k^i|^2]$.

同样地, 在所有子信道上的恒定偏移 c 的平均值可表示为

$$c = [1/(N \cdot M)] \sum_{i,k} c_k^i \quad (19)$$

下面, 进一步地考虑本地振荡器的相位噪声的影响. 本地振荡器的相位噪声 $\phi(t)$ 经 N 点 FFT 处理得到的数字采样信号为 $\phi_m(0 \leq m < N - 1)$, 则与第 k 个子信道上所发射的数据符号 a_k 相应的本地振荡器的相位噪声在接收机端的判决输出值为

$$\phi_k = (1/N) \sum_{m=0}^{N-1} \phi_m \exp\{-j(2/N)mk\} \quad (20)$$

由式(11), 式(14)和式(15), 接收信号 $z(t)$ 经 N 点 FFT 处理得到的数字采样信号可重新表示为

$$z_m = \tilde{x}_m \exp[j(\phi_0 + \phi)] = \tilde{x}_m \exp(j\phi_0) \exp(j\phi) \quad (21)$$

在式(21)中, ϕ_0 表示本地振荡器的输出信号的初始相位值, ϕ 表示本地振荡器的随机高斯相位噪声.

因为本地振荡器的随机高斯相位噪声 ϕ 通常都比较小^[9], 所以,

$$\exp(j\phi) \approx 1 + j\phi \quad (22)$$

随机高斯相位噪声 ϕ 导致两重效应^[9,12]: (1) 使得所有子载波产生公共相位旋转 (CPR); (2) 由于每个子载波独自的相位偏移而导致对其他子信道产生相邻的子信道间干扰 (ACI) 噪声. 考虑功率放大器的非线性失真、随机高斯相位噪声以及接收机端的加性高斯白噪声的共同影响, 则, 在第 k 个子信道上, 与具有子载波频率为 $f_k = k f$ (其中 $f = 1/T$) 的第 k 个子信道上所发射的数据符号 a_k 相对应的受到加性高斯白噪声影响的接收信号的判决输出值可表示为:

$$Z_k = \tilde{X}_k \exp(j\phi_0) \cdot \bar{\phi}_0 + \tilde{X}_k \exp(j\phi_0) \cdot (\phi_0 - \bar{\phi}_0) + \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} \tilde{X}_m \exp(j\phi_0) + N_k = [\tilde{X}_k \exp(j\phi_0)] \cdot \bar{\phi}_0 + \bar{V}_k + N_k \quad (23)$$

在式(23)中, ϕ_0 表示具有均值为 $\bar{\phi}_0$ 的公共相位旋转(CPR)偏差值在接收机端的判决输出值;在第一个等式中,第二项表示公共相位旋转(CPR)偏差效应,第三项表示相邻的子信道间干扰(ACI)噪声效应,第四项表示加性高斯白噪声效应;在第二个等式中,第二项用一个零均值的随机变量 \tilde{v}_k 表示公共相位旋转(CPR)偏差和相邻的子信道间干扰(ACI)噪声的总效应.因为本地振荡器的随机相位噪声 $\phi(t)$ 是高斯的^[9,12],若用 P_ϕ 表示该随机高斯相位噪声的总功率,则 ϕ_0 的均值 $\bar{\phi}_0$ 可表示为 $\bar{\phi}_0 = \exp(-P_\phi/2)$ (24) 随机变量 \tilde{v}_k 的方差可表示为

$$\begin{aligned} \tilde{v}_k^2 &= (MS\{\tilde{X}_k \exp(j\phi_0)\}) \cdot E\{| \phi_0 - \bar{\phi}_0 |^2 + \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} | \phi_m |^2 \} \\ &= (MS\{\tilde{X}_k \exp(j\phi_0)\}) \left\{ E\{| \phi_m |^2\} - | \bar{\phi}_0 |^2 \right\} \end{aligned} \quad (25)$$

在式(25)中, $MS\{ \cdot \}$ 表示均方值, $E\{ \cdot \}$ 表示均值. 由式(20),有

$$E\left\{ \sum_{m=0}^{N-1} | \phi_m |^2 \right\} = 1 \quad (26)$$

由式(24)~式(26),有

$$\tilde{v}_k^2 = (MS\{\tilde{X}_k \exp(j\phi_0)\}) \cdot (1 - \exp(-P_\phi)) \quad (27)$$

由式(22),式(24)和式(27),有

$$\bar{\phi}_0 = (1 - P_\phi/2) \quad (28)$$

$$\tilde{v}_k^2 = (MS\{\tilde{X}_k \exp(j\phi_0)\}) \cdot P_\phi \quad (29)$$

由式(13),有

$$P_\phi = (2BT)/N \quad (30)$$

由式(28)~式(30),有

$$\bar{\phi}_0 = [1 - (2BT)/2N] \quad (31)$$

$$\tilde{v}_k^2 = (MS\{\tilde{X}_k \exp(j\phi_0)\}) \cdot [(2BT)/2N] \quad (32)$$

由式(4),加性高斯白噪声效应 N_k 的方差可表示为

$$\tilde{N}_k^2 = (1/2) E[N_k N_k^*] = (M-1)/[3 \cdot SNR \cdot (k)] \quad (33)$$

在式(33)中, SNR 表示包括循环前缀和导频训练序列在内的总数据符号的在接收机端的信噪比. 由式(4),式(18)和式(19),可得

$$MS\{\tilde{X}_k \exp(j\phi_0)\} = P_{QAM} + \frac{2}{q} + c^2 \quad (34)$$

由式(4),式(18),式(19),式(31)~式(34),有效数据符号的信噪比(SNR_u)可表示为

$$SNR_u = P_u / \tilde{N}_k^2 \quad (35)$$

在式(35)中,有效数据符号的功率 P_u 和总噪声功率 \tilde{N}_k^2 可分别表示为

$$P_u = [(2(M-1))/3] \cdot |\exp(j\phi_0)|^2 \cdot [1 - (2BT)/2N]^2 \quad (36)$$

$$\begin{aligned} \tilde{N}_k^2 &= (\frac{2}{q} + c^2) \cdot |\exp(j\phi_0)|^2 \cdot [1 - (2BT)/2N]^2 \\ &+ [(2(M-1))/3 + \frac{2}{q} + c^2] \cdot |\exp(j\phi_0)|^2 \\ &\cdot [(2BT)/2N] + (M-1)/[3 \cdot SNR \cdot (k)] \end{aligned} \quad (37)$$

有效数据符号的符号差错率(SER)可表示为

$$SER = 1 - Q\left[\frac{1 - 2(1 - 1/\sqrt{M})}{\sqrt{3/(M-1)} \cdot \log_2(M) \cdot SNR_u} \right] \quad (38)$$

在式(38)中, $Q(x) = 1/\sqrt{2} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt, x \geq 0 = \frac{1}{2} \text{erfc}(x/\sqrt{2})$;

$\text{erfc}(\cdot)$ 表示补余差错函数; SNR_u 表示有效信噪比. 有效数据符号的平均位错率(BER)可表示为

$$BER = SER_u / (\log_2 M) \quad (39)$$

对于功率放大器的非线性失真和相位噪声影响的情况,定义如下的性能恶化指标

$$D_{Total} = SNR - SNR_u + OBO \quad (40)$$

在式(40)中, SNR 表示受到非线性失真(此时,功率放大器工作在某个输出补偿点 OBO 上)和相位噪声影响的情况下为确保系统的性能维持在某个位错率水平(例如, $BER = 10^{-4}$) 在接收机端应有的有效数据符号的信噪比要求; SNR_u 表示在没有非线性失真和相位噪声影响的情况下为确保系统的性能维持在某个同样的位错率水平在接收机端应有的有效数据符号的信噪比要求; SNR 和 SNR_u 可根据如下求得

$$SNR = SNR_u = P_u / \tilde{N}_k^2 \quad (41)$$

$$SNR = \tilde{P}_u / \tilde{N}_k^2 \quad (42)$$

在式(41)中, P_u 和 \tilde{N}_k^2 分别可据式(36)和式(37)求得;在式(42)中, \tilde{P}_u 和 \tilde{N}_k^2 可分别按下列式子求得

$$P_u = [(2(M-1))/3] \quad (43)$$

$$\tilde{N}_k^2 = (M-1)/[3 \cdot SNR \cdot (k)] \quad (44)$$

从式(35)~式(44),可以看出,数字电视地面广播传输系统的有效数据符号的信噪比 SNR_u 及系统的性能恶化指标 D_{Total} 受其所采用的 OFDM 模式(CP-OFDM 或 TDS-OFDM),决定了参数 (k) , 功率放大器的非线性失真程度(决定了参数 $(\frac{2}{q} + c^2)$ 和参数 OBO), 相位噪声的干扰程度(决定了参数 $[(2BT)/2N]$), 加性高斯白噪声效应(决定了参数 SNR) 的共同影响.

3 仿真研究

因为 8K 模式的 DVB-T 与 DMB-T 具有相近的频谱利用率;所以,在本部分计算和仿真中,我们仅研究如表 1 所示的 8K 模式(不考虑 2K 模式)的 DVB-T 的 CP-OFDM 和 DMB-T 的 TDS-OFDM 的两个数字电视地面广播传输系统.(在计算和仿真中,忽略了编解码增益对系统性能的影响.)

首先,取 1000 个 OFDM 符号,对式的 TWT 模型(取 $A^2_{sat} = 4$) 的功率放大器在 $OBO = 8\text{dB}$ 进行单独仿真得到 $\frac{2}{q}$ 和 c^2 ;然后,对于各种不同的 BT 值,根据式(35)~式(38)计算得到平均位错率-信噪比

(BER-SNR) 特性,我们称此种理论计算情况下得到的特性为理想特性.另外,取 1×10^6 个 OFDM 符号,对整个系统直接仿真得到不同的 BT 值下的平均位错率(BER)信噪比(BER-SNR)特性,我们称此种仿真得到的特性为仿真特

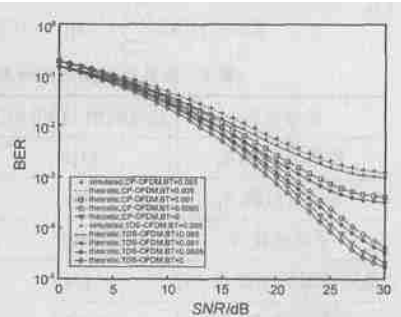


图 1 $OBO = 8\text{dB}$, 不同 BT 值下的 CP-OFDM 与 TDS-OFDM 的 BER-SNR 仿真曲线及理论曲线

性.理想特性曲线和仿真特性曲线如图 1. 所示(图中的 SNR 表示包括循环前缀和导频训练序列在内的总数据符号在接收机端的信噪比).从图 1. 中可以看出,通过少量 OFDM 仿真加上理论计算得到的理想特性与通过大量 OFDM 符号直接仿真得到的仿真特性相当吻合.所以,可以通过对功率放大器单独仿真得到 σ_q 和 c^2 ,再利式(35)~式(38)进行相关参数的各种对应关系的计算,以避免非常消耗时间的直接仿真.

为使系统的性能维持在某个位错率 ($BER = 10^{-4}$) 水平,对和式(9)的 SSPA 模型(取 $A_0 = 2, p = 2$)的功率放大器进行单独仿真得到 σ_q 和 c^2 ;在不同的 BT 值下,利用式(35)~式(44)计算得到的系统的总失真与功率放大器输出补偿 ($D_{Total} \sim OBO$) 特性如图 2 所示.

从图 1 和图 2 可以看出,在相同的功率放大器非线性失真和本地振荡器相位噪声影响的各种情况

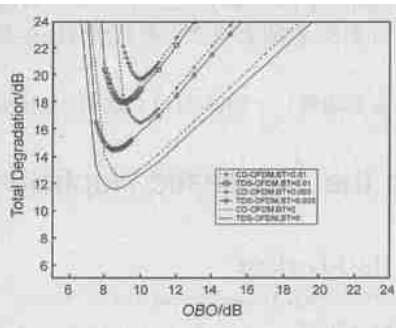


图 2 $BER = 10^{-4}$,不同 BT 值下的 CP-OFDM 与 TDS-OFDM 的总性能变差 $D_{Total} \sim OBO$ 理论曲线

下,DMB-T 的 TDS-OFDM 都比 DVB-T 的 CP-OFDM 具有较好的系统位错率(BER)和系统总失真(D_{Total})性能.

4 结论

本文从理论和计算机仿真两个方面详细地比较分析了受到各种不同非线性失真和相位噪声影响的基于 CP-OFDM 和基于 TDS-OFDM 的两种不同数字电视地面广播传输系统的性能.

参考文献:

- [1] ETSI ETS 300 744, Digital video broadcasting (DVB) ;frame structure , channel coding and modulation for digital terrestrial television (DVB-T) [S]. ETSI ,March 1997.
- [2] ITU-R WP 11A/ 59, Channel coding ,frame structure and modulation scheme for terrestrial integrated service digital broadcasting (ISDB-T) [S]. ITU-R WP 11A/ 59-E, May 1999.
- [3] P R China Patent 00 123 597. 4, Terrestrial digital multimedia/ television broadcasting system[P]. Issued March 21, 2001.
- [4] ATSC, ATSC Digital Television Standard, ATSC Standard A/ 53 [S]. ATSC, September 1995.
- [5] Y Wu, B Caron, P Bouchard G Chouinard. Comparison of Terrestrial DTV Transmission Systems: The ATSC 8-VSB, the DVB-T COFDM and the ISDB-T BST-OFDM [J]. IEEE Trans. Broadcasting, 2000, 46(2) : 101 - 113.
- [6] J Rinne, M Renfors. The behavior of Orthogonal Frequency Division Multiplexing signals in an amplitude limiting channels [A]. IEEE ICC ' 94 [C]. USA : IEEE, ICC, 1994 : 381 - 385.
- [7] G Santella, F Mazzenga. A model for performance evaluation in M-QAM-OFDM schemes in presence of nonlinear distortions [A]. IEEE Vehicular Technology Conference [C]. USA : IEEE, VTC, 1995. 830 - 834.
- [8] G Chrisikos, C J Clark et al. A nonlinear ARMA model for simulating power amplifiers [A]. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest [C]. USA : IEEE MTT-S, 1998. 733 - 736.
- [9] C Muschallik. Influence of RF oscillators on an OFDM signal [J]. IEEE Trans. Consumer Electron. , 1995, 41(3) : 592 - 603.
- [10] T Pbllet, M Van Bladel, M Moeneclaey. BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and wiener phase noise [J]. IEEE Trans. Commun. , 1995, 43(1) : 191 - 193.
- [11] R Howald, S Kesler, M Kam. BER performance of MQAM using OFDM with RF carrier phase noise [A]. IEEE Thirtieth Southeastern Symposium on System Theory [C]. USA : IEEE, 1998. 419 - 423.
- [12] L Tomba. On the effect of Wiener phase noise in OFDM systems [J]. IEEE Trans. Commun. , 1998, 46(5) : 580 - 583.
- [13] P Banelli, S Cacopardi. Theoretical analysis and performance of OFDM signals in nonlinear AWGN channels [J]. IEEE Trans. Commun. , 2000, 48(3) : 430 - 441.
- [13] P Banelli, G Baruffa, S Cacopardi. Effects of HPA non linearity on frequency multiplexed OFDM signals [J]. IEEE Trans. Broadcasting, 2001, 47(2) : 123 - 136.

作者简介:



郑紫微 男, 1975 年出生于福建永春, 分别

于 1997 年, 2000 年, 2003 年在大连海事大学获工学学士, 硕士, 博士学位, 自 2002 年 9 月起, 在清华大学电子工程系微波与数字通信国家重点实验室从事数字电视地面广播宽带传输以及第四代移动通信的核心技术研究, 现为清华大学电子工程系博士后, 目前主要研究领域为: 高性能数字信号处理算法, 宽带信息传输和移动通信的理论与技术.

杨知行 男, 1946 年出生于湖南邵阳, 1970 年清华大学无线电技术专业毕业, 现任清华大学电子工程系教授, 博士生导师, 兼任微波与数字通信技术国家重点实验室常务副主任; 清华大学数字电视传输技术研发中心主任; 国家数字电视标准化专家委员会委员; 信息产业部数字电视标准化总体协调工作组组长, 主要从事宽带信息传输技术领域的科研和教学工作.

朱义胜 男, 1945 年出生于山东, 大连海事大学信息工程学院教授, 博士生导师, IEEE 高级会员, 主要研究领域为: 电网络理论, 宽带匹配, 数字通信.

潘长勇 男, 1975 年出生于安徽六安, 清华大学电子工程系讲师, 主要从事数字电视地面广播相关领域的科研工作.