

用于 HFC 上行信道的新型抗噪声调制解调器

苗 圃 吴乐南

(东南大学 信息科学与工程学院, 江苏 南京 210096)

摘 要: HFC 网络上行信道内部噪声复杂且难预测, 限制了发展和应用。基于该信道的传输特性, 针对上行传输系统噪声大且限制调制技术选择的缺陷, 推导出噪声对调制技术的影响关系; 采用多元位置相移键控 (MPPSK) 技术, 完成了对其上行信道接入网电缆调制解调器的改进; 分析了同轴电缆网络电气特性, 推导出新型调制信号在网络传输中的变化规律, 利用 Matlab 对改进后的上行信道同轴电缆传输体制进行数学建模, 实现了 MPPSK 调制信号的传输测试仿真。结果表明, 系统误码率改善了 2~3 个数量级, 能量节约了 3~4dB, 降低了门限信噪比, 压缩了信号带宽, 提高了频谱利用率。分析和实验表明了 MPPSK 调制解调技术在上行传输中抗噪声干扰的可行性和有效性。

关键词: 光纤同轴电缆混合网; 上行信道; 多元位置相移键控; 电缆调制解调器; 抗噪声

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2012)10-1361-09

An Anti-noise Modem used over HFC Uplink

MIAO Pu WU Le-nan

(College of Information Science & Engineering, Southeast University, Jiang Su Nanjing 210096, China)

Abstract: The noise in HFC upstream channel is both complex and hard to predict, which has limited the networks' development and application. According to the characteristics of uplink transmission and aiming at the defects of modulation selection constrained by the strong noise, the relationship between the uplink noise and modulation techniques was derived, which took the M-ray Pulse Position Shift Keying to improve the HFC uplink modem. The transmission characteristics of the MPPSK signals was deduced based on analysis of the electrical characteristics of the coaxial cable network. Using Matlab to model the transmission scheme, the MPPSK signals transmission in the coaxial cable was simulated. The theoretical analysis and experimental results effectively showed that the SNR threshold was reduced and the spectrum efficiency enhanced, the BER was declined by 2-3 orders of magnitude, and 3-4dB saved in signal energy. The MPPSK modem demonstrates a better anti-noise performance than the traditional techniques.

Key words: HFC; Uplink; MPPSK Modulation; Cable Modem; Anti-noise

1 引言

由于光纤/同轴电缆混合网络 (Hybrid Fiber-Coaxial, HFC) 电缆传输部分的树状拓扑结构, 决定了其上行信道和下行信道的非对称传输方式。下行信道使用广播方式传输信号, 良好的传输特性可使传输质量和信噪比很容易满足传输要求。由于上行信道使用多对

一传输方式, 从用户至光节点的回传信号共用上行带宽, 用户终端和电缆设备产生的噪声会在上行系统中严重汇聚, 形成“漏斗效应”, 因此系统性能和网络规模严重受限^[1]。HFC 系统对上行信道仅分配 5~42MHz 传输带宽, 频段内存在较高的热噪声和其他随机电磁干扰及非线性损害, 严重限制了上行传输能力, 进而对整个 HFC 网络的双向传输性能有较大影响。

所以,如何在恶劣的上行信道环境有效传输信号成为解决 HFC 网络双向通信的关键^[2]。从信号处理技术角度^[3],采用行之有效的杂散处理方法和具有较强抗干扰能力的调制及编码方式,可以有效克服 HFC 网络上噪声,改善信道传输性能。众多学者将研究切入点集中在寻找有效的噪声抑制方法来去除杂散干扰进而间接提高信号传输质量,在对噪声的性质、来源、建模和定量分析方面取得了一定的成果^[4-5]。在此基础上,一些噪声识别、窄带短波干扰信号消除和脉冲噪声抑制等杂散信号处理技术不断出现^[6],在一定情况下能够改善上行信道传输质量,提高传输速率。但这些噪声信号处理技术是以有效的信号识别为前提,在一些应用场合有一定局限性。在上行信道新型调制方式的探索中^[6],除了近年一些学者将 SCDMA 扩频通信技术引入 HFC 系统外,大多却一直遵循交互式有线电视业务传输系统(DOCSIS)规定的 QPSK 或 16-QAM 调制方式,少有突破性进展。

近些年来,“超窄带”(Ultra Narrow Band, UNB)高效调制技术引起了众多学者关注。在国外,Walker 最初提出可变相移键控(VPSK)和甚小频移键控(VMSK),以至后来脉位反相调制(3PRK)和缺周期调制(MCM)等调制解调技术,都体现出了带宽窄、速率高的数据传输能力^[7-8]。在国内,徐友云等人^[9]研究了 VPSK 和 VMSK 的频谱利用率及其编解码器的 FPGA 实现,吴乐南等人则先后提出最小波形差键控(VW-DK)、扩展的二元相移键控(EBPSK)、连续相位扩展的二元相移键控(CP-EBPSK)等调制解调技术^[10-11],既涵盖了经典的二进制相移键控(BPSK),又包含了美国专利中的 MCM、3PRK 等技术。由于 HFC 上行信道噪声大带宽窄,本文首次将 UNB 调制解调技术用于 HFC 接入网上行信道的信号传输,旨在频率资源有限和噪声丰富的环境中实现高速数据传输,提高上行信道传输性能。

2 噪声对上行信道调制技术的影响

HFC 上行信道噪声和干扰种类繁多,对网络性能影响各不相同。在同轴电缆传输线部分主要分为内部噪声和入侵噪声,内部噪声也叫结构噪声,主要由网络本身的结构和设备引起,以热噪声为主。入侵噪声主要来自同轴电缆所处的复杂电磁环境,以窄带短波噪声为主。

在上行信道中,经常存在两种工作方式^[12]:竞争工作方式和按需分配工作方式。在竞争工作方式下,一子信道中有多个用户同时发出有用信号,接收机由于无法正确解调出这些信号,只好将其舍弃。因此,假设上行信道现在处于按需分配工作方式,在一子信道中只有一个用户处于工作状态,其他用户处于屏蔽状态。此时只需考虑仅有一个用户 m 有信号输出、解调器能够正确解调的情况即可。设此用户端输出信号载波功率为 P_c ,噪声功率为 P_{nm} ,则该用户输出端的载噪比为:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_m = \frac{P_c}{P_{nm}} = \frac{U_c^2}{U_{nm}^2} \quad (1)$$

其中 U_c 为载波电压, U_{nm} 为噪声电压。假设放大器增益等于同轴电缆线路损耗,每个用户到同轴电缆网络根部即解调器输入端的增益为 1,电缆输入端随机入侵噪声功率为 P_n ,内部噪声功率为 P_{n0} , F_i 为同轴电缆网络中放大器的噪声系数,将放大器自身带来的噪声功率等效到输入噪声功率中折合计算,则在电缆输出端的噪声功率为:

$$P_{ni} = P_n + \sum_{i=1}^n F_i P_{n0} - n P_{n0} \quad (2)$$

假设有 N 个用户, M 个上行放大器,每个用户输出端的随机噪声功率为 P_{ni} ,则在解调器输入端汇合叠加后,其噪声功率为:

$$P_n = \sum_{i=1}^N P_{ni} + \sum_{i=1}^M F_i P_{n0} - M P_{n0} \quad (3)$$

据此可以得出解调器输入端的载噪比为:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_r = \frac{P_c}{P_n} = \frac{P_c}{\sum_{i=1}^N P_{ni} + \sum_{i=1}^M F_i P_{n0} - M P_{n0}} \quad (4)$$

根据 m 用户输出端的载噪比和解调器输入端的载噪比可以得出由于同轴电缆网络漏斗效应引起的载噪比恶化量为:

$$\Delta\left(\frac{C}{N}\right)_{dB} = -10 \lg \left[\frac{\left(\frac{C}{N}\right)_m}{\left(\frac{C}{N}\right)_r} \right] \quad (5)$$

将(1)~(4)式代入(5)式中,化简后得出:

$$\Delta\left(\frac{C}{N}\right)_{dB} = -10 \lg \left\{ 1 + \left[\sum_{i=1}^N \frac{P_{ni}}{P_c} + \left(\sum_{i=1}^M F_i - M \right) \frac{P_{n0}}{P_c} \right] \left(\frac{C}{N}\right)_m \right\} \quad (6)$$

假设同轴电缆网络中各个放大器的参数相同,噪声系数相等且都为 F ,那么漏斗效应引起的载噪比恶

化量为:

$$\Delta\left(\frac{C}{N}\right)_{dB} = -10\lg\left\{1 + \left[\sum_{i=1}^N \frac{P_{ni}}{P_C} + (F-1)M \frac{P_{n0}}{P_C}\right] \left(\frac{C}{N}\right)_m\right\} \quad (7)$$

由数字通信^[13]相关知识可知,对于多进制的数字调制接收机,其输入端的载噪比为:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_r = \frac{S}{N} = \frac{E_b R_b}{n_0 W} \quad (8)$$

其中, E_b 为单位比特能量, n_0 为噪声单边功率谱密度, R_b 为信息速率, W 为接收机带宽。联立(3)、(4)和(8)式,可得接收机信噪比为:

$$\frac{E_b}{n_0} = \frac{1}{\left(\frac{R_b}{W}\right) \left[\frac{1}{\left(\frac{C}{N}\right)_m} + \sum_{i=1, i \neq m}^N \frac{P_{ni}}{P_C} + \left(\sum_{i=1}^M F_i - M\right) \frac{P_{n0}}{P_C}\right]} \quad (9)$$

对于一种调制技术,为了达到规定的误比特率(BER)技术指标如 10^{-4} ,要求信噪比 $\frac{E_b}{n_0}$ 必须大于等于某一个门限 D 才能有效解调。则可推出同轴电缆网络部分所使用调制技术的门限信噪比与用户个数、用户输出载噪比、信号功率以及上行网络放大器个数的关系为:

$$\frac{1}{\left(\frac{C}{N}\right)_m} + \sum_{i=1, i \neq m}^N \frac{P_{ni}}{P_C} + \left(\sum_{i=1}^M F_i - M\right) \frac{P_{n0}}{P_C} \leq \frac{W}{R_b D} \quad (10)$$

由(10)式可以看出噪声在经过上行信道传输汇集后形成的漏斗效应对调制解调技术的影响和制约, W 和 R_b 为确定值情况下, D 越小,网络规模和容量的选择余地越大。由于上行信道仅使用 5 ~ 42MHz 的有限频谱资源,对于用户个数、上行网络放大器等固定的网络参数而言,若要提高上行系统的传输性能,势必要使用频谱利用率高的调制技术,但随之带来的便是门限信噪比的提高,难以两全。这就要求开发一种能在噪声恶劣环境中使用,既保证高频谱利用率,又同时拥有较低门限信噪比的调制解调技术。

3 多元位置相移键控技术

EBPSK 调制是传统 BPSK 调制的扩展,使用了可控的跳变时间和小角度调相来紧缩发送信号频谱,能够很好地利用有限的频谱资源,是一种高效调制技术。但由

于其相位跳变位置只固定在每个发送符号“1”的起始位置且仅持续了“K”个载波周期,因此,一个符号内的 EBPSK 调制波形却只能携带 1 位信息,传信率被载波频率 f_c 和一个调制符号内的载波个数 N 所限制。而根据脉冲位置调制(PPM)原理,可将 EBPSK 调制技扩展到多进制调制,得到多元位置相移键控(MPPSK)调制技术^[14-15]。它使用 M 进制符号 G_i 直接控制载波的相位跳变时刻 t_i 在每个码元周期中的位置,实现了一个符号携带多位信息,从而实现多进制信号调制,使传信率成倍增加,有效提高了信息传输速率,在相同的传输带宽和发射功率条件下,可以进一步提高频谱利用率。

3.1 MPPSK 调制器

设 $G_k(k=0, 1, \dots, M-1, M>2)$ 为发送信息符号, ω_c 为载波频率, $T = \frac{2\pi}{\omega_c}$ 为载波周期,一个 G_k 周期 NT 内有 N 个载波,相位调制时间 τ 持续了 K 个载波周期, $0 \leq r_g < 1$ 为符号间隔控制因子,当 $k=0$ 时, MPPSK 的调制波形可以表示为:

$$f_k(t) = \sin \omega_c t \quad 0 \leq t \leq NT \quad (11)$$

当 $k \neq 0$ 时,则对应的调制波形为:

$$f_k(t) = \begin{cases} \sin \omega_c t & 0 \leq t \leq (k-1)KT \\ \sin(\omega_c t + \theta) & (k-1)KT < t < (k-r_g)KT \\ \sin \omega_c t & (k-r_g)KT \leq t < NT \end{cases} \quad (12)$$

通过改变 N, K, M, r_g 和 θ 的取值便可实现信号传输速率、带宽和解调性能的改变。当 $M=2, r_g=0$ 时,式(11)-(12)便是传统的 EBPSK 调制的统一表达式,可见 EBPSK 是 MPPSK 的一个特例。对于 M 进制符号序列,不同 G_i 对应的 MPPSK 调制波形不同,因此可用发送符号序列来控制选择对应的波形样本,时移之后便得到相应的 MPPSK 调制波形为:

$$s(t) = \sum_n f(t - nNT) \quad (13)$$

设计 MPPSK 调制器如图 1 所示。

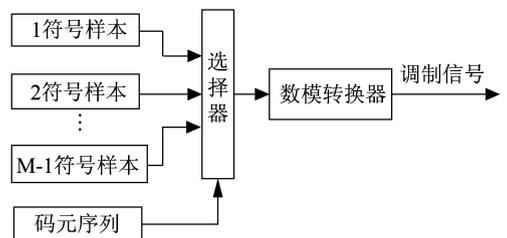


图 1 MPPSK 调制器框图

Fig. 1 the MPPSK modulator diagram

3.2 MPPSK 解调器

由于使用数字冲击滤波器对 EBPSK 信号解调能够取得良好的 BER 性能,因此,本文在对于 MPPSK 解调器的设计中同样采用基于数字冲击滤波的方法。MPPSK 解调器主要由 4 部分组成:冲击滤波、取绝对值、低通滤波取包络和抽样判决,如图 2 所示。

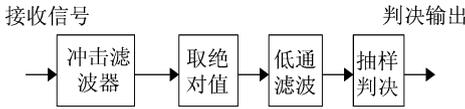


图2 MPPSK 解调器框图

Fig.2 MPPSK demodulator diagram

数字冲击滤波器是一种特殊的 IIR 带通滤波器,由一对共轭零点和至少多对共轭极点构成,且零点频率低于极点频率。该类滤波器幅频响应有如图 3 所示在中心频率处呈现极窄的“陷波-选频”特性,能够最大限度保持码元序列的调制信息,滤除信道噪声,将调制信号非零码元处的相位跳变转化为强烈的寄生调幅输出,可以此特征为基础进行抽样、检测和判决。因此,数字冲击滤波器性能在一定情况下决定了 MPPSK 解调器的抗噪性能。依据冲击滤波器的设计准则,取 I 个零点, J 个极点,则其传递函数可表示为:

$$H(Z) = \frac{1 + \sum_{i=1}^I b_i Z^{-i}}{1 - \sum_{j=1}^J a_j Z^{-j}} \quad (14)$$

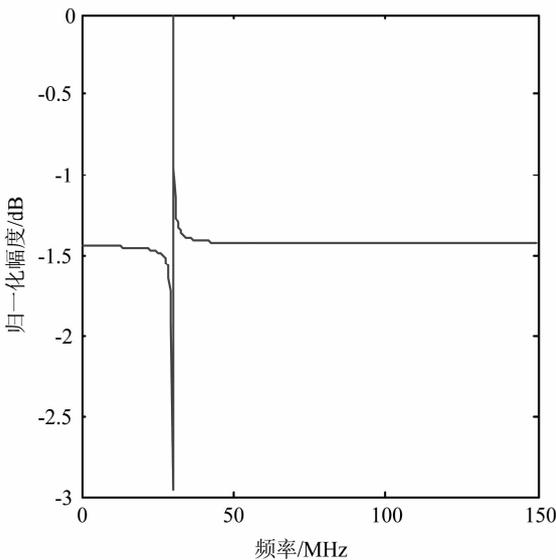


图3 冲击滤波器幅频响应

Fig.3 Frequency response of impacting filter

MPPSK 调制信号经过冲击滤波器后,在相位跳变处产生幅度冲击,取绝对值并低通滤波后可得信号包络,并将此包络根据位同步信号分为 $M-1$ 路进行抽样判决。第 i 路判决器只负责区分出符号 G_i ;如果包络抽样值大于该符号同步时刻的平均门限值,该路判决器输出为“1”,否则为“0”。由于信道噪声和干扰会导致冲击滤波器输出包络值畸变,出现多路判决结果为“1”的情况,以致判决出错。因此,判决算法对判决结果至关重要。对于上述情况,当每一路判决结果均为“0”或仅有一路为“1”时,判决器可以输出正确结果;如果有多路为“1”时,就要比较位同步脉冲时刻各路符号的采样值,选择对应最大采样值的那一路的判决值,乘上判决器增益作为最后的判决结果,以避免多路为“1”时对非零符号的误判。对于“0”符号,只需冲击包络采样最大值与判决门限相比较,将“0”符号判决器输出与非“0”符号判决器输出相乘,便可判决出“0”符号。多路判决器如图 4 所示。

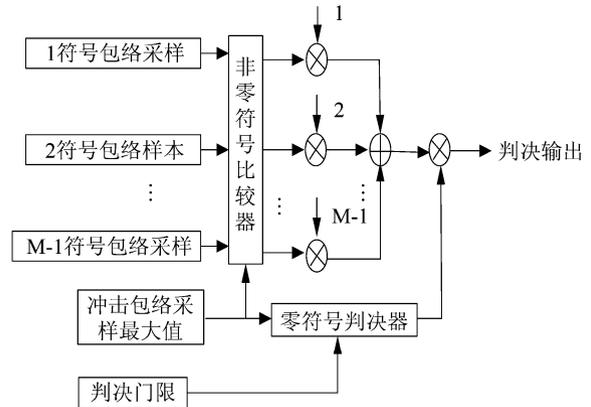


图4 多路判决器框图

Fig.4 Decision device diagram

4 MPPSK 调制信号在同轴电缆中的传输

由于受到同轴电缆的趋肤效应、屏蔽效应、回波损耗等电气性能的影响,MPPSK 调制信号的强度在同轴电缆传输中会逐渐衰减。同轴电缆的电气特性可看成为一个四端网络,由许多类似的小四端网络串联组成,回路导线上均匀分布电阻和电感,内导体和外导体间分布着电容和电导,如图 5 所示, R 和 L 分别为回路单位长度的有效电阻和有效电感, C 和 G 分别为单位长度内外导体间的有效电容和有效电导。 U_s 为输入电压, U_o 为输出电压。

在 HFC 同轴电缆部分的传输信号频率主要工作

在高频区段,由传输线理论可知,同轴电缆某一点的电压和电流的变化不仅与时间有关,还与该点的空间坐标有关,电压和电流分布是不均匀的,因此同轴电缆的等效电路是一种分布参数电路。假设同轴电缆介质的介电常数为 ϵ ,磁导率为 μ ,漏电导为 σ ,导体电导率 σ_1 ,电缆外径为 D ,内径为 d ,在某一位置处跨接线上的电压为 $U(x,t)$,所载电流为 $I(x,t)$,由电报方程可知:

$$\begin{cases} \frac{dU}{dx} = -L \frac{dI}{dt} = -(R+j\omega L)I(x) = -ZI(x) \\ \frac{dI}{dx} = -C \frac{dU}{dt} = -(G+j\omega C)U(x) = -YU(x) \end{cases} \quad (15)$$

其中, $Z=R+j\omega L$ 为串联电阻, $Y=G+j\omega C$ 为串联导纳。将(15)式两端对电缆长度 x 再次求导,化简后可得:

$$\begin{cases} \frac{d^2 U}{dx^2} = -ZYU(x) \\ \frac{d^2 I}{dx^2} = -ZYI(x) \end{cases} \quad (16)$$

令其传播常数 $\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R+j\omega L)(G+j\omega C)} = \alpha(\omega) + j\beta(\omega)$ 。 $\alpha(\omega)$ 为衰减常数, $\beta(\omega)$ 为相位常数,它们都为频率 ω 的函数。求解方程(16)可得电压电流的通解表达式:

$$\begin{cases} U(x,t) = (C_1 e^{\gamma x} + C_2 e^{-\gamma x}) e^{j\omega t} \\ I(x,t) = \left(\frac{C_1}{\sqrt{Z/Y}} e^{\gamma x} - \frac{C_2}{\sqrt{Z/Y}} e^{-\gamma x} \right) e^{j\omega t} \end{cases} \quad (17)$$

电压和电流随距离传播变化的关系由(17)式所示。则其特性阻抗 $Z_0 = \frac{U}{I} = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}}$,由同轴电缆材料参数求出分布参数: $R = \sqrt{\frac{f\mu}{\pi\sigma_1}} \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{d} \right)$, $C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln(D/d)}$, $G = \frac{2\pi\sigma}{\ln(D/d)}$, $L = \frac{\mu}{2\pi} \ln(D/d)$;结合式(17),便可求出在电缆任意位置处的电压 $U(x,t)$ 和电流 $I(x,t)$ 。

假设同轴电缆输入端的 MPPSK 调制信号源电压为 U_s ,信号源输出阻抗为 R_s , U_1, U_2, I_1, I_2 分别为电缆输入端、输出端电压和电流,电缆负载阻抗为 R_L, l 为电缆长度,则,由基尔霍夫回路定理可得:

$$\begin{cases} I_2(\omega) = I_1(\omega) \cosh(l\gamma) - \frac{U_1(\omega)}{Z_0} \sinh(l\gamma) \\ U_2(\omega) = U_1(\omega) \cosh(l\gamma) - I_1(\omega) Z_0 \sinh(l\gamma) \\ I_1(\omega) = (U_s(\omega) - U_1(\omega)) / R_s \\ I_1(\omega) = U_2(\omega) / R_L \end{cases} \quad (18)$$

所以,同轴电缆传输函数为:

$$H_c(\omega) = \frac{U_2(\omega)}{U_s(\omega)} \quad (19)$$

联立方程组(17)、(18)和(19),求得: $H_c(\omega) = \frac{R_L + R_s}{(R_L + R_s + Z_0) e^{l\gamma} + (R_L + R_s - Z_0) e^{-l\gamma}}$ 。可以看出,调制信号的幅度在同轴电缆传输中是逐渐衰减的,其衰减幅值随着频率升高而增大,并且传输长度 l 越大衰减越剧烈,因此同轴电缆呈现出低通滤波器的传递特性。在 HFC 网络同轴电缆部分大多使用 QR860 JCASS 型电缆,因此取 $l=500\text{m}, D=21.03\text{mm}, d=5.16\text{mm}$,负载 $R_L=75\Omega$,其幅频响应仿真曲线如图 6 所示。

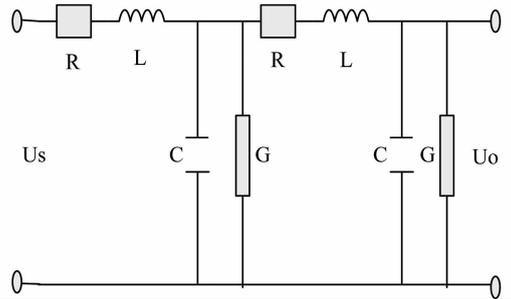


图 5 均匀同轴电缆等效电路

Fig. 5 the equivalent circuit of coaxial cable

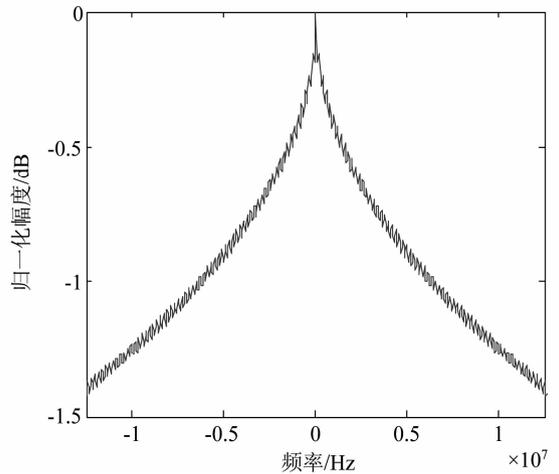


图 6 同轴电缆幅频响应

Fig. 6 Frequency response of coaxial cable

设 M 进制符号 G_i 出现的概率为 p_i ,则 $G_i(\omega)$ 为其对应调制波形 $G_i(t)$ 的傅里叶变换,由(11)、(12)式可知:

$$G_i(t) = \begin{cases} \sin(\omega_c t) & 0 \leq t < (i-1)K/f_c \\ \sin(\omega_c t + \theta) & (i-1)K/f_c \leq t < iK/f_c \\ \sin(\omega_c t) & iK/f_c \leq t \leq N/f_c \end{cases} \quad (20)$$

当 G_i 为非零符号时,

$$G_i(\omega) = \int_{NT}^{(i-1)K} G_i(t) e^{-j\omega t} dt = \int_0^{\frac{(i-1)K}{f_c}} \sin(\omega_c t) e^{-j\omega t} dt + \int_{\frac{(i-1)K}{f_c}}^{\frac{iK}{f_c}} \sin(\omega_c t + \theta) e^{-j\omega t} dt + \int_{\frac{iK}{f_c}}^{\frac{(i+1)K}{f_c}} \sin(\omega_c t) e^{-j\omega t} dt$$

$$= \frac{\omega_c}{(\omega_c^2 - \omega^2)} \left[1 - 2e^{-\frac{j(i-1)K}{f_c}\omega} + 2e^{-\frac{jK}{f_c}\omega} - e^{-\frac{jN}{f_c}\omega} \right]$$

当 G_i 为零符号时, $G_0(\omega) = \int_0^{\frac{N}{f_c}} \sin(\omega_c t) e^{-j\omega t} dt =$

$$\frac{\omega_c}{(\omega_c^2 - \omega^2)} \left[1 - e^{-\frac{jN}{f_c}\omega} \right],$$

则可以求出 MPPSK 调制信号的功率谱为:

$$P_s(\omega) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \left| \sum_{i=0}^{M-1} [p_i G_i(\frac{mf_c}{N})] \frac{f_c}{N} \right|^2 \delta(f - \frac{mf_c}{N}) + \sum_{i=0}^{M-2} p_i(1-p_i) |G_{M-1}(f) - G_i(f)|^2 \frac{f_c}{N} - \sum_{i=0}^{M-2} \sum_{j=i+1}^{M-1} p_i p_j |G_{M-1}(f) - G_i(f) | |G_{M-1}(f) - G_j(f) | \frac{f_c}{N} \quad (21)$$

可见, MPPSK 的功率谱由连续谱和离散线谱组成, 离散谱表征了已调信号的周期成分, 不含调制信息, 连续谱包含了调制信息。所以, MPPSK 调制信号经过 l 长度同轴电缆传输后, 其输出功率为: $P_0(\omega) = P_s(\omega) H_c^2(\omega)$ 。MPPSK 调制信号在电缆里传输时, 要受到电阻损耗和绝缘材料的介质损耗的影响, 由于电缆的频率选择衰减特性, 且不同 f_c 的 MPPSK 调制信号在经过电缆传输后其信号强度衰减量不同, 可以求出单位长度缆线的 MPPSK 信号衰减常数为:

$$\alpha(\omega) = \sqrt{\frac{RC - LC\omega^2 + \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)}}{2}} \quad (22)$$

5 HFC 上行信道 MPPSK 信号传输仿真

5.1 传输实验设计

基于上行信道处于按需分配模式的假设, 设计 MPPSK 信号传输测试仿真模型如图 7 所示, 主要分为调制、信道传输、解调和误码率统计四部分。为了体现 MPPSK 调制技术的抗干扰能力, 没有加入信道编码。由于 HFC 网络内部噪声主要是热噪声, 且在很宽的频带内具有均匀的频谱特性, 所以可将热噪声建模为高

斯白噪声; 对于单个窄带短波噪声入侵, 其特征函数可表示为: $\phi_c(\rho) = \exp(-\frac{\sigma_c^2 \rho^2}{2})$, σ_c 为窄带连续波干扰的方差。假设在接收机带宽内存在多个相互独立的窄带连续波干扰, 则总的特征函数是各个特征函数的乘积。即: $\phi_c(\rho) = \prod_{i=1}^n \phi_i(\rho)$ 。它们对信道干扰如图 7 所示。

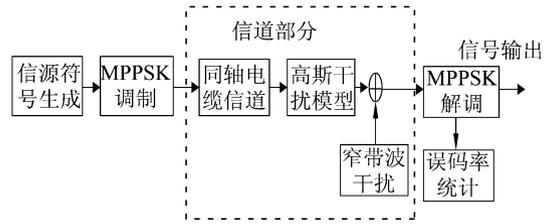


图 7 传输测试仿真框图

Fig. 7 The simulation diagram

取载波频率 $f_c = 30\text{MHz}$, 采样频率 $f_s = 300\text{MHz}$, 跳变相位 $\theta = \pi$, 一个码元周期内有 $N = 10$ 个载波, 其中相位跳变部分 $K = 2$ 、信源符号 $M = 4$ 、符号间隔保护因子 $r_g = 0$, 传信率 $R = 6\text{Mbps}$ 。设同轴电缆线长 $l = 500\text{m}$, $D = 21.03\text{mm}$, $d = 5.16\text{mm}$, $R_L = 75\Omega$ 。在 MPPSK 解调器的冲击滤波器设计中, 使用 1 对零点 3 对极点, 设计式 (14) 中冲击滤波器的系数为:

$$b = [1, -1618092409933249, 0.99990000250000044];$$

$$a = [1, -4.5620074920961651, 9.5862839416819483, -11.566980661101638, 8.4523528839743243, -3.5467147693005732, 0.6855154433139603].$$

5.2 Matlab 仿真与结果分析

取 10 万个信息符号进行传输仿真。为了较清晰地对比测试信号在系统各部分的变化情况, 取 $(3.334 \sim 3.346) \times 10^{-4}\text{s}$ 时段内系统各部分信号进行观察分析。那么信源符号和对应 MPPSK 调制信号波形如图 8 所示, 可以看出不同符号对应的调制信息在一个码元周期内的 MPPSK 调制波形中的相位跳变位置不同。经过同轴电缆传输和噪声模型模块后, 调制器输出信号和解调器输入信号的功率谱对比如图 9 所示。从图 9(a) 可以看出已调信号的能量主要集中在载频附近, 与 QPSK 调制信号相比, 其频谱极大地紧缩, 其半功率带宽仅为 $W = 46\text{KHz}$, 因此在同等传输速率情况下, 4PPSK 调制信号具有很高的频谱利用率, 有利于在 HFC 频谱资源有限的上行信道中实现高速数据传输; 从图 9(b)

可以看出由于电缆的低通滤波特性,调制信号在经过电缆后,信号高频部分已经相当衰弱了。MPPSK 解调器对应该时段的输入信号和输出冲击滤波包络波形如图 10 所示,图 10(a)中的解调器输入信号已经被噪声极大的干扰,对比图 8 和图 10 可已看出,调制信号在经过信道传输被严重污染后,解调器同样能够准确地取出原始信号的冲击包络,为码元的正确判决打下了良好的基础,在信号质量特别差的情况下展现了 MPPSK 调制解调器极强的抗干扰性能。

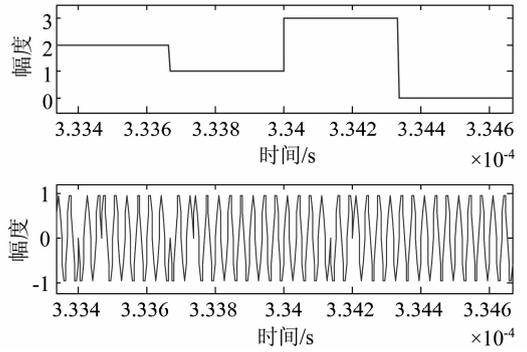
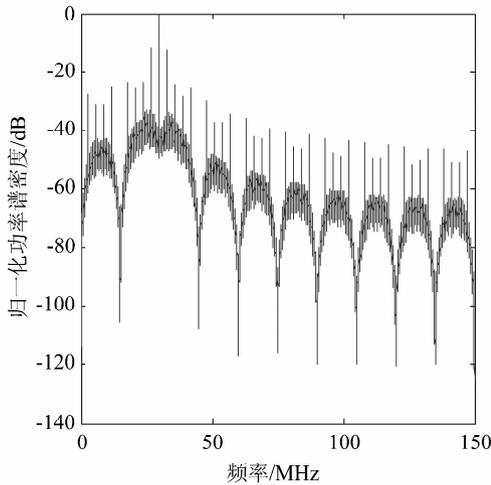


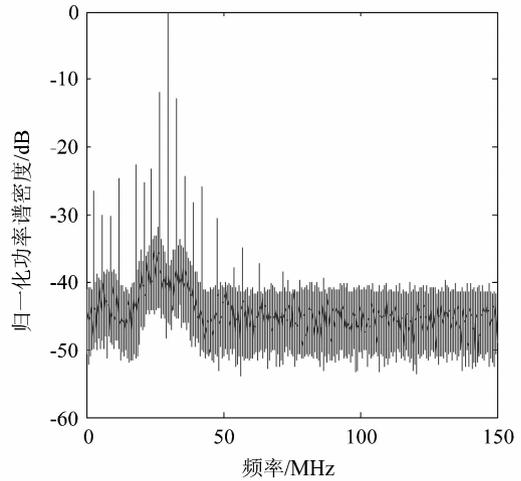
图 8 MPPSK 调制信号

Fig. 8 The MPPSK signal



(a) 调制信号功率谱

(a) Power spectrum of the modulated signal

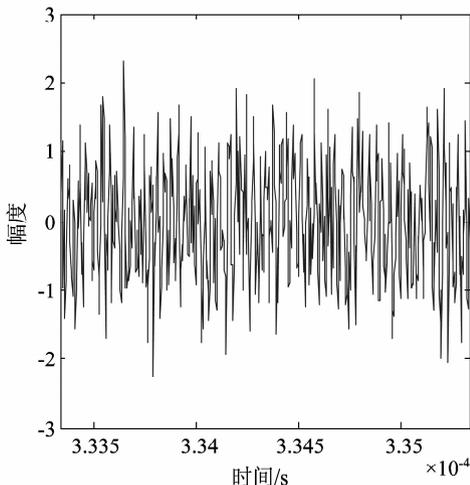


(b) 经同轴电缆传输后的信号功率谱

(b) Power of the signal after the coaxial cable

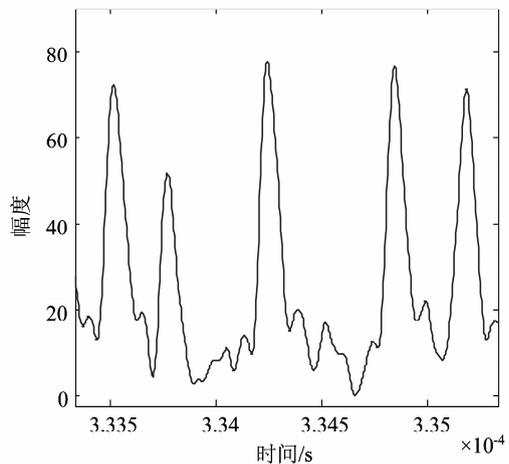
图 9 信号功率谱经同轴电缆传输后变化对比

Fig. 9 the power spectrum of the signal



(a) 解调器输入信号

(a) The input signal of the demodulator



(b) 冲击滤波包络

(b) The envelope of the impacting filter

图 10 解调器输入信号和对应的冲击滤波包络对比

Fig. 10 the input signal of the modem and envelope of impacting filter

为了更精确地计算 MPPSK 调制信号经同轴电缆传输后在不同信噪比下解调器的 BER, 需要统计大量码元。需对信源数据进行分组传输以便 Matlab 快速仿真。仿真中, 每设置一个解调器信噪比值, 就需传输一组初始数据进行测试。使用 720P 高清数字电视信号, 每帧传送 $1280 * 720$ 分辨率的图像信息, 测试 250 幅图像信息经过同轴电缆传输后的图像质量变化。则设置所传输的初始数据有 10 个数据块, 每一子块内有 25 帧, 每帧有 10 个子帧, 每个子帧有 9216 个码元, 这样便可实现大数据量的连续传输测试, 保证误码率统计结果如图 11 的准确性。改变 $M=8, N=20$, 保持其他参数不变, 得到 8PPSK 调制信号传输的误码率性能曲线, 可以看出, 与 4PPSK 的性能很接近。

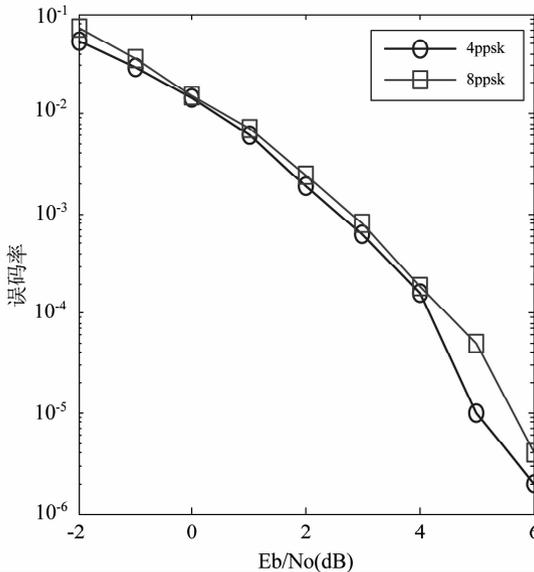


图 11 基于电缆的 MPPSK 解调器的误码率对比
Fig. 11 the BER of MPPSK signal

由于传统的上行信道传输系统主要采用 QPSK 和 16-QAM 相结合的调制方式, 信号传输质量和调制效率不能很好兼顾, 只能折中取舍。对信号质量要求高的系统^[16], 使用抗干扰能力强的 QPSK, 而对调制效率有要求的系统则使用 16-QAM。在图 7 相同信道环境参数情况下传输 QPSK 和 16-QAM 调制信号, 解调器的 BER 性能曲线对比如图 12。可以看出, 相对于 16-QAM 方式, QPSK 具有较强的抗噪声能力和较低的门限信噪比电平。而相对于 16-QAM 和 QPSK, 4PPSK 显示出了极好的误码率性能, 门限信噪比电平更低, 4dB 时误码率降低约 2 个数量级。在相同误码率标准下, 4PPSK 系统能够节省大约 3-4dB 的信号发送能量, 在满足式 (10) 的前提下用户数、信号功率以及上行放大

器个数的选择具有更充足的裕量, 进而可以极大提高 HFC 网络的容量和规模, 利于升级和扩容。从图 9-图 12 的对比分析可以很好地说明 MPPSK 调制解调系统有较高的频谱利用率和较强的噪声抗干扰能力, 能提高上行通信质量, 适用于容易受到通信和工业噪声干扰的 HFC 网络上行系统设计。但是, 由图 (1) 调制器结构可知, 需要耗费一定的存储空间来预存波形样本, 在硬件资源耗费方面, MPPSK 技术还需进一步优化和改进。

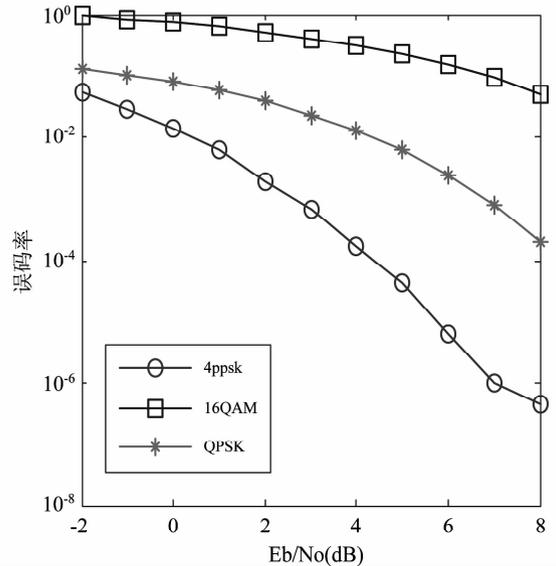


图 12 3 种调制技术误码率对比

Fig. 12 The BER comparison of different modulation techniques

6 结语

HFC 网络的主要问题集中在“最后 100 米”同轴电缆接入网上行信道中, 其性能决定了整个 HFC 网络通信性能的优劣。要实现有效的双向通信, 就必须解决好上行信道特有的一些干扰问题。本文从调制技术分析的角度, 在解析噪声对上行信道调制技术影响的基础上, 推导出信噪比恶化公式和 HFC 上行网络参数与调制技术的约束关系表达式, 为上行信道调制技术选择提供了理论依据; 引入多元位置相移键控调制解调技术对上行传输系统进行改进, 分析了同轴电缆电气特性, 推导出其传输函数和 MPPSK 调制信号在同轴电缆传输中的衰减变化规律; 利用 Matlab 软件对改进后的上行传输系统同轴电缆部分进行了建模仿真, 表明系统在提高频谱利用率方面的可行性, 以及在噪声抗干扰方面的有效性和可靠性。引入 MPPSK 调制解调技术可使 HFC 网络上行通信性能得到进一步提升, 对加速 HFC 网络的升级改造以及智能化综合化的发

展具有重要的实际意义,为下一代广播电视接入网的发展做基础铺垫。

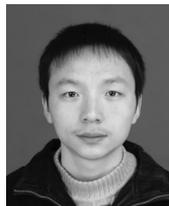
参考文献

- [1] 景新幸,阎瑛,周萍. 宽带 HFC 网络回传通路输入噪声抑制的研究[J]. 信号处理,2001,17(3):219-221.
JING X. X, YAN Y, ZHOU P. Study on Suppressing noise on Upstream Channel in HFC Network [J]. Signal Processing, 2001, 17(3): 219-221. (in Chinese)
- [2] 景新幸,金奕丹,刘贤德. 宽带 HFC 中 16QAM 窄带噪声抑制的研究[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2004, 32(4): 99-101.
JING X. X, LIU Y. D, LIU X. D. Study on Suppressing noise on upstream channel in HFC Networks [J]. Journal of Huazhong University of Science & Technology (Nature Sciences Edition), 2004, 32(4): 99-101. (in Chinese)
- [3] 姜萍,花汉兵,王建新. 上行信道中 QPSK 技术的研究[J]. 中国有线电视, 2007, 5(12): 1146-1149.
JIANG P, HUA H. B, WANG J. X. Study on QPSK Modulation Techniques in Upstream Channel of HFC-CATV Networks [J]. China Digital Cable-TV, 2007, 5(12): 1146-1149. (in Chinese)
- [4] Pedro C. Pinto, Moe Z. Win. Communication in a Poisson field of interferers-part I: interference distribution and error probability [J]. IEEE Communications on Wireless Communications, 2010, 9(7): 2176-2186.
- [5] Pedro C Pinto, Moe Z Win. Communication in a Poisson field of interferers-part II: channel capacity and interference spectrum [J]. IEEE Communications on Wireless Communications, 2010, 9(7): 2187-2195.
- [6] 曾元. HFC 网络上行信道噪声特性研究及建模[D]. 天津大学, 天津, 2010.
ZENG Y. Research and Modeling of the noise Characteristic on the Upstream Channel for HFC Networks [D]. Tianjin University, Tianjin, 2010. (in Chinese)
- [7] Walker H R. VPSK and VMSK Modulation Transmit Digital Audio and Video at 15 Bits/sec./Hz [J]. IEEE Transactions on Broadcast Engineering, 1997, 43(1): 96-103.
- [8] Walker H R. Digital Modulation Device in a system and Method of using the same [P]. US Patent 6445737, 2002.
- [9] 徐友云,阮铭,宋文涛. 用于无线数字传输的双相编码调制[J]. 上海交通大学学报, 2000, 34(2): 250-253.
XU Y. Y, RUAN M, SONG W. T. Biphasic Coded Modulation for Wireless Digital Transmission [J]. Journal of

Shanghai Jiaotong University, 2000, 34(2): 250-253. (in Chinese)

- [10] 吴乐南. 超窄带高速通信进展[J]. 自然科学进展, 2007, 17(11): 143-149.
Wu L. N. Advance in UNB high speed communications. Progress in Nature Science [J]. 2007, 17(11): 143-149. (in Chinese)
- [11] Feng M, Wu L. N. Special non-linear filter and extension to Shannon's channel capacity [J]. Digital Signal Processing, 2009, 19(5): 861-873.
- [12] 赵问道,黄莉. 上行信道调制技术研究[J]. 电视技术, 2000, 10(5): 24-25.
- [13] John G. Proakis, Mssoud Salehi, Gerhard Bauch. Contemporary communication systems using MATLAB and Simulink [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005. 231-236.
- [14] Wu L. N and Qi C. H. Modulation and demodulation method for M-ray Pulse Position Shift Keying (MPPSK). CN Pat. No. 200710025202. 1, June 2007.
- [15] Qi C. H, Wu L. N. PLL Demodulation Technique for M-ray Position Phase Shift Keying [J]. Journal of Electronics. 2009, 26(3): 289-295.
- [16] 刘聪杰,彭华,吴迪,赵国庆. 突发自适应调制信号的调制识别算法研究[J]. 信号处理, 2012, 28(3): 418-423.
LIU C. J, PENG H, WU D, ZHAO G. Q. Modulation Recognition Algorithm Of Burst Adaptive Modulation signal [J]. Signal Processing, 2012, 28(3): 418-423. (in Chinese)

作者简介



苗圃(1987-),男,河南禹州人,东南大学信息科学与工程学院博士研究生,主要从事塑料光纤、通信信号处理的研究。E-mail: miaopusias@126.com



吴乐南(1952-),男,安徽枞阳人,东南大学信息科学与工程学院教授、博士生导师,中国电子学会会士,中国通信学会和中国计算机学会高级会员,主要从事高效调制解调系统和通信信号处理等研究与开发工作。

E-mail: wuln@seu.edu.cn