

光通信中双幅度脉冲位置调制的功率谱分析

张铁英¹ 王红星² 史建国¹ 王庆官¹

(¹海军航空工程学院战略导弹工程系, 山东 烟台 264001)
(²海军航空工程学院电子信息工程系, 山东 烟台 264001)

摘要 在研究数字脉冲调制时,对调制方式的功率谱分析十分必要。详细推导了随机双幅度脉冲位置调制(DAPPM)序列的功率谱密度,并分别对连续谱和离散谱进行了分析。数值结果表明,DAPPM的功率谱形状类似于一般的抽样函数,并且包含直流分量,幅度因子 α 只影响功率谱的幅度,不影响功率谱的形状;时隙基频分量存在与否与脉冲占空比有关;时隙基频幅度强弱依赖于调制阶数和脉冲占空比。当占空比为0.5时,时隙基频分量最大,调制阶数每增大1,幅度衰减约5 dB。同时指出,当调制阶数较大时,随机DAPPM序列难以直接提取时隙基频分量。

关键词 光通信;双幅度脉冲位置调制;连续谱;离散谱;谱分析

中图分类号 TN929.12 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/CJL201138.0305001

Spectral Characteristics of Dual Amplitude Pulse Position Modulation in Optical Communications

Zhang Tieying¹ Wang Hongxing² Shi Jianguo¹ Wang Qingguan²

¹Department of Strategic Missile Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai, Shandong 264001, China
²Department of Electronic Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai, Shandong 264001, China

Abstract It is necessary to analyze the power spectral density of modulation mode in optical communications. A detailed derivation of power spectral density of the dual amplitude pulse position modulation(DAPPM) scheme is presented and the continuous spectrum and discrete spectrum of DAPPM spectrum are analyzed respectively. Numerical results show that the spectral profile resembles a general sinc envelope shape, which contains direct component. The amplitude coefficient α has nothing to do with shape of continuous spectrum, but the amplitude of continuous spectrum. The amplitude of both components and the location of the slot frequency component largely depend on the modulation level and the pulse duty cycle. The maximum power level of slot frequency components is achieved when pulse duty cycle is 0.5, and decreases linearly at a rate of about 5 dB with the increase of modulation level. It is also shown that the slot frequency is hard to pickup from random DAPPM sequence at large modulation level.

Key words optical communications; dual amplitude pulse position modulation; continuous spectrum; discrete spectrum; spectral analysis

OCIS codes 060.2605; 060.4510; 010.1330

1 引 言

有很多数字调制技术被建议用于光纤通信和无线光通信系统^[1~3]。数字调制技术按照比特信息是

否直接调制到光载波上进行划分,分为两种调制方式,一种是数字副载波调制,另一种是数字脉冲调制^[4]。前者的优点是副载波解调过程中信号的处理

收稿日期: 2010-08-02; **收到修改稿日期**: 2010-11-17

作者简介: 张铁英(1974—),男,博士研究生,讲师,主要从事大气信道中无线光通信的调制与编码等方面的研究。

E-mail: emailofzty@126.com

导师简介: 王红星(1962—),男,教授,博士生导师,主要从事现代通信新技术、光通信技术等方面的研究。

E-mail: 13371368601@cumail.com

可以得到改善,同时可利用光载波的带宽优势,采用复用方式,提高通信系统的传输容量。但其对激光器的线性度提出了更高的要求,而一般的激光器的线性范围较窄,这就导致激光器的输出功率受限,传输距离受到影响^[5]。因此副载波调制一般应用于信道条件相对较好或距离较近的通信环境。因此人们研究的重点主要放在数字脉冲调制上。

选择合适的调制方式是对抗噪声的重要途径,因此研究人员提出了很多调制方式,其中脉冲位置调制(PPM)可用很低平均功率达到最佳差错性能,但对带宽提出了更高的要求,从而降低了信道容量^[6~8]。数字脉冲间隔调制(DPIM)用较小的功率代价获得了较高的传输容量,但其符号的时隙个数不固定,容易造成接收机缓存器溢出,实现有一定难度^[9~12]。在互联网通信中,需要一种具有更高信道传输容量的调制方式,同时要求差错性能无明显下降。对此,文献[13]在 PPM 的基础上,提出一种双幅度脉冲位置调制(DAPPM),在保持一定的功率利用率的前提下,提高了 PPM 的带宽效率和信道传输容量,同时实现简单,为光通信调制方式提供了一种新选择。通过调制信号的谱分析,可根据信号谱的特点来选择相匹配的信道,提高系统性能,增强调制方式选择的针对性。因此,在研究数字脉冲调

制系统时,对调制方式的功率谱分析是十分必要的。已有研究人员对 PPM 和 DPIM 的谱进行了研究^[14,15],但是对 DAPPM 功率谱的研究工作目前还未见公开报道。本文详细推导了 DAPPM 的功率谱,给出谱密度的封闭形式,并对连续谱部分和离散谱部分进行分析,得出其能量集中的频率范围、离散频谱的分布规律及直流成分的大小,为 DAPPM 的应用提供理论支撑。

2 DAPPM 的时域结构

根据文献[13]可知,DAPPM 采用两种幅度的信号脉冲,将一个二进制的 M 位(M 称为调制阶数)数据组映射为 2^{M-1} 个时隙组成时间段上的某一个时隙处的单脉冲信号,其符号长度被分为 2^{M-1} 个时隙,幅度分别定义为 A 和 αA ($0 < \alpha < 1$, α 为幅度因子)。令 k 为符号所表示的十进制数,则当 $k < 2^{M-1}$ 时,幅度为 A ,相对于 PPM,去掉后面 2^{M-1} 个空时隙;当 $k \geq 2^{M-1}$ 时,幅度为 αA ,相对于 PPM,去掉前面 2^{M-1} 个空时隙。当然,相反的幅度对应方式也是可以的。若将 M 位数据组写成 $K = (m_0, m_1, \dots, m_{M-1})$,将时隙位置记为 z ,则 DAPPM 调制的一一映射编码关系为

$$S_z = \begin{cases} 2^{M-1} m_{M-1} + 2^{M-2} m_{M-2} + \dots + 2m_1 + m_0, & k < 2^{M-1} \\ 2^{M-1} m_{M-1} + 2^{M-2} m_{M-2} + \dots + 2m_1 + m_0 - 2^{M-1}, & k \geq 2^{M-1} \end{cases} \quad (1)$$

式中 S_z ($0 \leq z \leq 2^{M-1}$) 表示脉冲时隙在第 z 个位置。图 1 为 DAPPM 的时域波形,为了便于对比,也给出了开关键控(OOK)和 PPM 的时域波形,其中 T_b 为信息比特周期。

由图 1 可知,DAPPM 的时域波形与 PPM 相比并无明显变化,每个符号内也只有一个脉冲,只是幅

度不同,但时隙宽度只是 PPM 时隙宽度的一半,从而大大降低了带宽需求,相应提高了系统传输容量。

3 随机 DAPPM 序列的功率谱密度

若不确定随机信号是否广义平稳,则不宜采用随机信号自相关函数的傅里叶变换来求取功率谱密度。对于任意一个功率型随机信号 $x(t)$,它的功率谱密度 $P_s(f)$ 可表示为^[16]

$$P_s(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|X_T(f)|^2}{T}, \quad (2)$$

式中 $X_T(f)$ 是 $x(t)$ 在 $[-T/2, T/2]$ 上的截短函数 $x_T(t)$ 的傅里叶变换。若 $x(t)$ 为一随机过程则(2)式为

$$P_s(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{E[|X_T(f)|^2]}{T}, \quad (3)$$

DAPPM 序列可表示为

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nLT_s - d_n T_s), \quad (4)$$

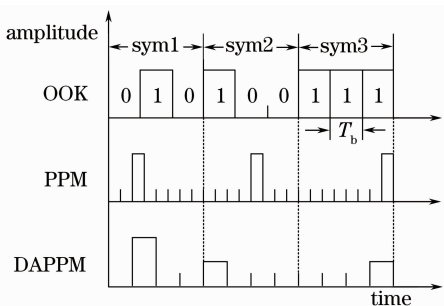


图 1 OOK, PPM 和 DAPPM 的时域波形
Fig. 1 Time domain waveforms of OOK, PPM and DAPPM

式中 a_n 表示第 n 个 DAPPM 符号中位置脉冲的幅度, 取值为 A 和 αA , $g(t)$ 为脉冲波形函数, T_s 为时隙宽度, $L=2^{M-1}$ 为 DAPPM 一个符号的时隙个数, d_n 为 DAPPM 符号中的脉冲位置, 且 $d_n \in (1, L)$ 。

令 $T = (2N + 1)LT_s$, N 是个足够大的数, 则 $x_T(t)$ 为

$$x_T(t) = \sum_{n=-N}^N a_n g(t - nLT_s - d_n T_s), \quad (5)$$

其频谱函数为

$$\mathcal{F}[x_T(t)] = X_T(f) = \sum_{n=-N}^N a_n G(f) \exp[-j2\pi f(nLT_s + d_n T_s)], \quad (6)$$

式中 $G(f) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) \exp(-j2\pi ft) dt$, 于是

$$|X_T(f)|^2 = X_T(f) X_T^*(f) = |G(f)|^2 \sum_{n=-N}^N \sum_{m=-N}^N a_n a_m \exp[-j2\pi fLT_s(n-m)] \exp[-j2\pi fT_s(d_n - d_m)]. \quad (7)$$

设 a_n 和 d_n 不相关, 则其统计平均为

$$E[|X_T(f)|^2] = |G(f)|^2 E[a_n a_m] E\{\exp[-j2\pi fT_s(d_n - d_m)]\} \sum_{n=-N}^N \sum_{m=-N}^N \exp[-j2\pi fLT_s(n-m)]. \quad (8)$$

不难得出, 当 $m=n$ 时 (p 为概率),

$$a_n a_m = a_n^2 = \begin{cases} A^2, & p = 1/2 \\ (\alpha A)^2, & p = 1/2 \end{cases} \quad (9)$$

所以

$$E[a_n^2] = \frac{1}{2}A^2 + \frac{1}{2}(\alpha A)^2 = \frac{1}{2}A^2(1 + \alpha^2), \quad (10)$$

而

$$E\{\exp[j2\pi fT_s(d_n - d_m)]\} \sum_{n=-N}^N \sum_{m=-N}^N \exp[-j2\pi fLT_s(n-m)] = 2N + 1, \quad (11)$$

当 $m \neq n$ 时,

$$a_n a_m = \begin{cases} A^2, & p = 1/4 \\ (\alpha A)^2, & p = 1/4 \\ \alpha A^2, & p = 1/2 \end{cases} \quad (12)$$

故

$$E[a_n a_m] = \frac{1}{4}A^2 + \frac{1}{4}(\alpha A)^2 + \frac{1}{2}\alpha A^2 = \frac{1}{4}A^2(1 + \alpha)^2, \quad (13)$$

因为 d_n 和 d_m 不相关, 所以有

$$E\{\exp[j2\pi fT_s(d_n - d_m)]\} \sum_{\substack{n=-N \\ n \neq m}}^N \sum_{m=-N}^N \exp[-j2\pi fLT_s(n-m)] = |E[\exp(j2\pi fT_s d_n)]|^2 \times \left\{ \sum_{n=-N}^N \sum_{m=-N}^N \exp[-j2\pi fLT_s(n-m)] - (2N + 1) \right\}, \quad (14)$$

将(10), (11), (13)和(14)式代入(8)式, 并整理可得

$$E[|X_T(f)|^2] = \frac{A^2}{2} |G(f)|^2 \left\{ (2N + 1) \left[1 + \alpha^2 - \frac{(1 + \alpha)^2}{2} |E[\exp(j2\pi fT_s d_n)]|^2 \right] + (1 + \alpha)^2 |E[\exp(j2\pi fT_s d_n)]|^2 \left| \sum_{n=-N}^N \exp(-j2\pi fLT_s n) \right|^2 \right\}, \quad (15)$$

则

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{E[|X_T(f)|^2]}{(2N + 1)LT_s} = \frac{A^2}{2} |G(f)|^2 \left\{ \frac{1 + \alpha^2 - (1 + \alpha)^2 |E[\exp(j2\pi fT_s d_n)]|^2 / 2}{LT_s} + \right.$$

$$(1 + \alpha)^2 |E[\exp(j2\pi f T_s d_n)]|^2 \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \left| \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(-j2\pi f n L T_s) \right|^2 \}. \quad (16)$$

由于 $\exp(-j2\pi f n L T_s)$ 是周期为 $1/T_s$ 的频谱函数, 可以看成是周期冲激序列的指数傅里叶级数

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T_s}\right) = T_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(-j2\pi f n T_s), \quad (17)$$

根据关系式 $\delta(ax) = \frac{1}{|a|} \delta(x)$ [14], 故

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \left| \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(-j2\pi f n L T_s) \right|^2 = \frac{1}{(L T_s)^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \delta^2[f - n/(L T_s)], \quad (18)$$

利用 $\delta(\omega) = \frac{1}{2\pi} \lim_{T \rightarrow \infty} 2T \sin(\omega T)/(\omega T)$, ω 为角频率, 则有

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \{\delta^2[f - n/(L T_s)]\} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} 2T \frac{\sin\{[f - n/(L T_s)]T\}}{[f - n/(L T_s)]T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta[f - n/(L T_s)], \quad (19)$$

因此可得

$$P_s(f) = \frac{A^2}{2} |G(f)|^2 \left\{ \frac{(1 + \alpha^2 - (1 + \alpha)^2 |E[\exp(j2\pi f T_s d_n)]|^2/2)}{L T_s} + \frac{(1 + \alpha)^2}{(L T_s)^2} |E[\exp(j2\pi f T_s d_n)]|^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta[f - n/(L T_s)] \right\}. \quad (20)$$

当二进制比特序列中“0”和“1”等概出现时, d_n 在 $(1, L)$ 上服从均匀分布, 则

$$|D(f)| = |E[\exp(j2\pi f T_s d_n)]| = \frac{1}{L} \left| \frac{1 - \exp(j2\pi f T_s L)}{1 - \exp(j2\pi f T_s)} \right| = \frac{1}{L} \left| \frac{\sin(\pi f T_s L)}{\sin(\pi f T_s)} \right|, \quad (21)$$

式中只有 $f = n/(L T_s)$ 时才有意义, 所以

$$|D[n/(L T_s)]| = \begin{cases} 1, & n = kL \\ 0, & \text{others} \end{cases} \quad (22)$$

这时

$$P_s(f) = \frac{A^2}{2} |G(f)|^2 \left\{ \frac{f_s}{L} [1 + \alpha^2 - (1 + \alpha)^2 |D(f)|^2/2] + \frac{(1 + \alpha)^2 f_s^2}{L^2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(f - k f_s) \right\}, \quad (23)$$

由(23)式可知, DAPPM 的功率谱可以写成连续谱和离散谱之和的形式, 其中连续谱为

$$P_c(f) = \frac{A^2 f_s}{2L} |G(f)|^2 \times [1 + \alpha^2 - (1 + \alpha)^2 |D(f)|^2/2], \quad (24)$$

离散谱为

$$P_d(f) = \frac{(1 + \alpha)^2 A^2 f_s^2}{2L^2} |G(f)|^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(f - k f_s). \quad (25)$$

对于连续谱, 主要关心它的分布规律, 看它的能量主要集中在哪一个频率范围之内, 由此确定信号的带宽; 而对于离散谱, 主要关心直流分量大小、离散谱是否存在、能否提取同步信号等。

4 功率谱分析

DAPPM 的功率谱由连续谱和离散谱两部分组成, 它们决定于脉冲的形状、占空比、符号长度和 d_n 的概率分布等。

4.1 连续谱

若 DAPPM 的脉冲宽度为 T_s 的矩形波 $g(t)$, 其双边频谱函数为

$$|G(f)|^2 = T_s^2 \left| \frac{\sin(\pi f T_s)}{\pi f T_s} \right|^2 = T_s^2 \text{Sa}^2(\pi f T_s), \quad (26)$$

而

$$|D(f)|^2 = \frac{1}{L^2} \left| \frac{\sin(\pi f T_s L)}{\sin(\pi f T_s)} \right|^2 = \frac{1}{L^2} \frac{\sin^2(\pi f T_s L)}{\sin^2(\pi f T_s)}, \quad (27)$$

故

$$P_c(f) = \frac{A^2 T_s}{2L} \text{Sa}^2(\pi f T_s) \times \left[1 + \alpha^2 - \frac{(1 + \alpha)^2}{2} \frac{1}{L^2} \frac{\sin^2(\pi f T_s L)}{\sin^2(\pi f T_s)} \right]. \quad (28)$$

对于 $M=3, 4$ 和 5 理论计算得到的 DAPPM 的功率谱密度如图 2 所示, 这里假设发射波形为矩形波, 且每个矩形波的峰值功率相等, $\alpha = 0.5, R_b =$

$1/T_b$ 为信息比特速率。由图 2 可知,随着 M 的增大,功率谱密度主瓣逐渐展宽,说明带宽需求相应增加。可以看出,虽然 DAPPM 的低频部分不为零,但密度较小,能量主要集中在中间频率($0.4 \sim 0.5$) R_b 附近,比较适合低频特性不好的信道上传输。

为了分析 α 在频谱中所扮演的角色,图 3 给出了 $\alpha=0.4, 0.6$ 和 0.8 下的 DAPPM 的连续谱,其中 $M=3$ 。分析图形可知, α 的大小只影响频谱幅度,对频谱的形状、主瓣宽度基本无影响。

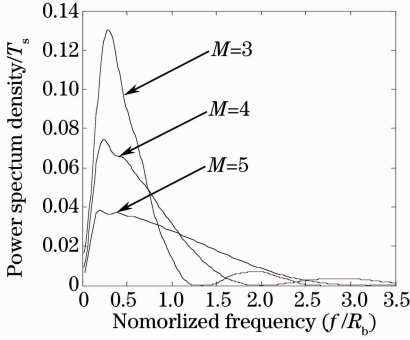


图 2 当 $M=3, 4$ 和 5 时 DAPPM 序列的连续谱
Fig. 2 Continuous spectra of DAPPM with $M=3, 4$ and 5

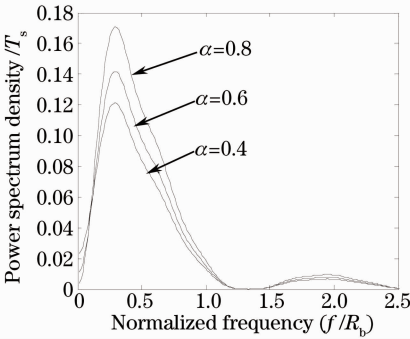


图 3 不同 α 值时 DAPPM 序列的连续谱
Fig. 3 Continuous spectra of DAPPM with different α

为了便于分析比较,图 4, 5 分别给出了 $M=3$ 和 $M=4$ 情况下 DAPPM, OOK, PPM 和 DPIM 的连续谱。可以看出,OOK 主瓣最窄, DAPPM 次之, DPIM 更宽一些, PPM 最宽,说明在同样的调制阶数下, DAPPM 的带宽效率优于 PPM 和 DPIM, 仅次于 OOK。从谱的形状上看, OOK 为标准的抽样函数波形, DAPPM 和 PPM 形状类似, 而 DPIM 谱的形状有明显的起伏。 M 值的增大, 一般不改变谱的形状, 只改变谱的幅度。图 2~5 中的纵坐标为 T_s , 如 0.06 表示 $0.06T_s$ 。

4.2 离散谱

将(26)式代入(25)式可得基于矩形波的 DAPPM 的离散谱为

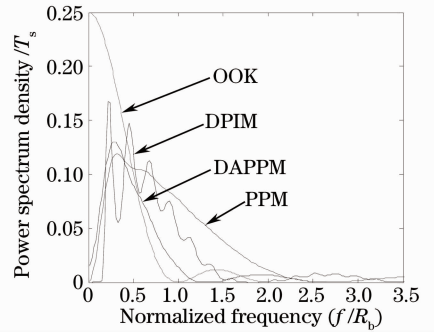


图 4 当 $M=3$ 时 DAPPM, OOK, PPM 和 DPIM 序列的连续谱

Fig. 4 Continuous spectra of DAPPM, OOK, PPM and DPIM with $M=3$

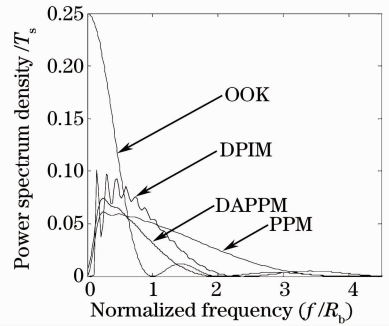


图 5 当 $M=4$ 时 DAPPM, OOK, PPM 和 DPIM 序列的连续谱

Fig. 5 Continuous spectra of DAPPM, OOK, PPM and DPIM with $M=4$

$$P_d(f) = \frac{(1+\alpha)^2 A^2}{2\pi L^2} \text{Sa}^2(\pi f T_s) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(f - k f_s). \quad (29)$$

图 6 给出了 DAPPM 的直流分量随调制阶数变化的规律, 其中 $\alpha = 0.5$ 。为了便于与 PPM 和 DPIM 比较, 图 6 也绘制了这两种调制方式的直流分量。由图可知, 随着 M 的增大, 直流分量越小, 也就是说, 平均功率越小, 而小的直流分量更适合在基带信道中传输^[16]。这也表明, 随着 M 的增大, 功率利用率上升。与 PPM 相比, DAPPM 的功率利用率有一定程度的下降, 与 DPIM 相比, 略有不如, 但随着调制阶数的增加, 将趋于一致。为了分析占空比对时隙基频分量的影响, 对(29)式进行了改写, 令 $k=1$ 即

$$P_d(f_s) = \frac{(1+\alpha)^2 A^2}{2\pi L^2} \text{Sa}^2(\gamma\pi) \delta(f_s), \quad (30)$$

式中 γ 为占空比。

图 7 绘制了脉冲占空比与时隙基频频率分量的关系, 这里调制阶数 $M=3, \alpha=0.5$ 。由图可知, 当占空比为 1 时, 离散谱中无时隙基频分量, 当占空比

为 0.5 时,时隙基频分量最大。当 $0 < \gamma < 0.5$ 或 $0.5 < \gamma < 1$ 时,其频谱中含有包括脉冲信号周期信号频率点在内的多种谱线。从频谱中还发现,如果占空比小于 0.5 太多或者过于接近 1,尽管存在时隙基频分量,但是其幅度太小,不易于提取。

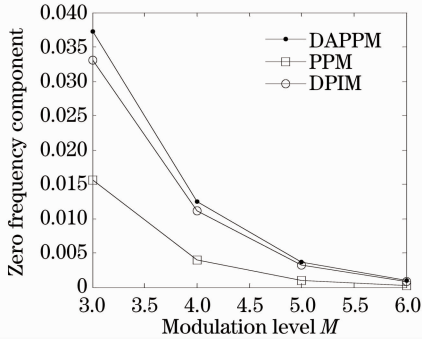


图 6 DAPPM, PPM 和 DPIM 的直流分量

Fig. 6 DC component of DAPPM, PPM and DPIM

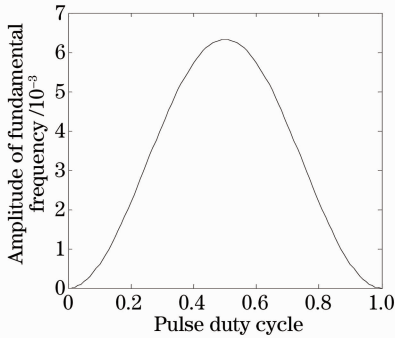


图 7 不同占空比下 DAPPM 的基频分量

Fig. 7 Fundamental component of DAPPM with different duty ratios

图 6,7 的纵坐标表示冲击强度,如 0.01 表示 $0.01\delta(f - mf_s)$ 。图 8 给出了 DAPPM 的基频分量相对于调制阶数 M 的峰值幅度,幅度用 OOK 进行了归一化,这里 $\alpha = 0.5$,占空比为 0.5。由图可知,随着 M 的增大,DAPPM 的基频分量幅度相应减

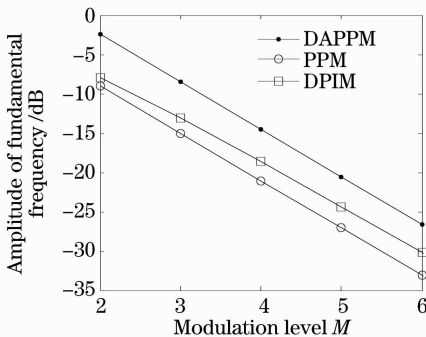


图 8 DAPPM, PPM 和 DPIM 基频分量归一化峰值幅度

Fig. 8 Amplitude of fundamental frequency of DAPPM, PPM and DPIM normalized to OOK, versus M

小, M 每增加 1,幅度减小约 5 dB。在调制阶数一定时,DAPPM 的基频分量幅度要强于 DPIM 和 PPM。这也表明,DAPPM 的时隙时钟提取要比 DPIM 和 PPM 容易些。当调制阶数大于 5 时,虽然存在时隙基频分量,但由于幅度衰减很大,提取将变得困难。这就相当于全占空比二进制随机信号序列经预处理后,脉冲占空比太小会使基频分量幅度减小而导致时钟信号不容易提取的情况。这也说明,DAPPM 序列的功率谱存在时隙基频分量只是时钟提取的必要条件,而能否直接提取还要取决于基频分量幅度的大小。

5 结 论

通过谱分析,可以确定信号需要占据的频带宽度,还可以获得信号频谱中的直流成分、时隙定时分量、主瓣宽度和谱滚降衰减速度等。这样,可以针对信号谱的特点来选择相匹配的信道,或者说根据信道的传输特性来选择适合的调制方式或码型。推导了随机 DAPPM 序列的功率谱密度表达式,并进行了详细分析。数值结果表明,DAPPM 频带利用率明显好于 PPM,甚至优于 DPIM,适用于带宽要求比较高的通信环境。当脉冲占空比为 0.5 时,功率谱密度中存在时隙基频分量且幅度最大,为时隙时钟的提取奠定了必要条件。与 PPM 和 DPIM 类似,DAPPM 的直流分量也不为零,且略高于 PPM 和 DPIM,这也表明,DAPPM 的功率利用率要逊于 PPM 和 DPIM。

参 考 文 献

- 1 N. M. Aldibbiat, Z. Ghassemlooy, R. Mclaughlin. Spectral characteristics of dual header pulse interval modulation (DH-PIM)[J]. *IEE Proc. Commun.*, 2001, **148**(5): 280~286
- 2 Wang Lihui, Wang Xiaokun. New method to improve sensitivity of ultraviolet communication system[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2009, **46**(12): 120~123
王丽辉,王孝坤.提高紫外光通信系统灵敏度的新方法[J].*激光与光电子学进展*, 2009, **46**(12): 121~123
- 3 Hu Hao, Wang Hongxing, Zhou Min *et al.*. Modeling and analyzing of error performance for pulse position modulation and digital pulse interval modulation under turbulence[J]. *Chinese J. Lasers*, 2010, **37**(5): 1269~1274
胡昊,王红星,周旻等.湍流大气中脉冲位置调制和数字脉冲间隔调制差错性能的建模与分析[J].*中国激光*, 2010, **37**(5): 1269~1274
- 4 Tomoaki Ohtsuki. Multiple-subcarrier modulation in optical wireless communications[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2003, **3**: 74~79
- 5 Robert M. Gagliardi, Sherman Karp. Optical Telecommunications[M]. Chen Genxiang, Qin Yuwen, Zhao Yucheng *et al.* transl. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 1998. 117~146

- R. M. 加利亚尔迪, 斯科 S. 卡普著. 光通信技术与应用[M]. 陈根祥, 秦玉文, 赵玉成 等译. 北京: 电子工业出版社, 1998. 117~146
- 6 Kamran Kiasaleh. Turbo-coded optical PPM communication systems[J]. *J. Lightwave Technol.*, 1998, **16**(1): 18~26
- 7 Kamran Kiasaleh. Performance of APD-based, PPM free-space optical communication systems in atmospheric turbulence [J]. *IEEE Trans. Commun.*, 2005, **53**(9): 1455~1461
- 8 A. R. Hayes, Z. Ghassemlooy, N. L. Seed *et al.*. Base-line wander on the performance of digital pulse-interval modulation [C]. *IEE Proc. Optoelectron.*, 2000, **147**(4): 295~300
- 9 Huang Aiping, Fan Yangyu, Li Wei *et al.*. Performance analysis of optical wireless FDAPIM-CDMA systems [J]. *Chinese J. Lasers*, 2010, **37**(7): 1772~1776
黄爱萍, 樊养余, 李 伟 等. 无线光 FDAPIM-CDMA 系统性能分析[J]. *中国激光*, 2010, **37**(7): 1772~1776
- 10 Z. Ghassemlooy, A. R. Hayes, B. Wilson. Reducing the effects of intersymbol interference in diffuse DPIM optical wireless communications[C]. *IEE Proceedings*, 2003, **150**(5): 445~452
- 11 Zhang Tieying, Whang Hongxing, Cheng Gang *et al.*. A novel fixed length digital pulse interval modulation for optical wireless communications [J]. *Chinese J. Lasers*, 2007, **34**(12): 1655~1659
张铁英, 王红星, 程 刚 等. 无线光通信中的定长数字脉冲间隔调制[J]. *中国激光*, 2007, **34**(12): 1655~1659
- 12 Huang Aiping, Fan Yangyu, Li Wei *et al.*. Fixed length dual-amplitude pulse interval modulation for optical wireless communications[J]. *Chinese J. Lasers*, 2009, **36**(3): 602~606
黄爱萍, 樊养余, 李 伟 等. 无线光通信中的定长双幅度脉冲间隔调制[J]. *中国激光*, 2009, **36**(3): 602~606
- 13 Zhang Tieying, Whang Hongxing, Zhu Yinbing *et al.*. Dual-amplitude pulse position modulation for optical wireless communication[J]. *Laser Journal*, 2007, **28**(6): 71~73
张铁英, 王红星, 朱银兵 等. 无线光通信双幅度脉冲位置调制[J]. *激光杂志*, 2007, **28**(6): 71~73
- 14 Fmderic M. Davidson, Xiaoli Sun. Slot clock recovery in optical PPM communication systems with avalanche photodiode photodetectors[J]. *IEEE Trans. Commun.*, 1989, **31**(11): 1164~1172
- 15 Gianfranco Cariolaro, Tomaso Ersegheand, Lorenzo Vangelista. Exact spectral evaluation of the family of digital pulse interval modulated signals[J]. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 2001, **47**(7): 2983~2992
- 16 Fan Changxin, Zhan Daoyong, Xu Bingxiang *et al.*. *Communication Theory*[M]. Beijing: National Defence Industry press, 1995. 16~18
樊昌信, 詹道庸, 徐炳祥 等. *通信原理*[M]. 北京: 国防工业出版社, 1995. 16~18