

# 基于正交频分复用的频域差分幅度相位调制<sup>1</sup>

束 锋 吴乐南

(东南大学无线电系 南京 210096)

**摘 要** 本文提出一种基于频域的幅度两电平的 DAPSK+OFDM, 并讨论该调制方式在频域的差分调制和解调, 然后给出它在白高斯信道的误比特性能公式, 最后在典型的调幅 (AM) 波段信道对它和基于时域的 DAPSK+OFDM 的误比特性能进行了仿真。结果表明: 在短波信道, 频域的 DAPSK+OFDM 比时域的 DAPSK+OFDM 性能好; 在中波信道, 时域的 DAPSK+OFDM 比频域的 DAPSK+OFDM 性能好。因此, 数字调幅广播系统在短波信道可采用频域 DAPSK+OFDM, 在中长波信道可采用时域 DAPSK+OFDM

**关键词** 差分幅度相位调制, 正交振幅调制, 正交频分复用, 数字调幅广播  
**中图分类号** TN911.3

## 1 概 述

正交频分复用 (OFDM) 同单载波调制 (SCM) 相比具有频带利用率高和抗多径的优点, 所以正在被广泛应用到通信领域特别是广播电视领域。OFDM+QAM 或 OFDM+DAPSK 是正交频分复用通信系统两种常用实现方案。例如 ITU 在 1998 年制定的数字陆地电视广播 (DTVB) 的标准采用 64QAM+OFDM 或 64DAPSK+OFDM。OFDM+QAM 要获得高性能需要高精度的信道均衡, 这会大大地增加接收机的设计复杂度, 而且高精度信道均衡至少需要用 10% 的子载波来传递训练符号, 会降低 OFDM 系统的频带利用率, 对于接收机是固定的数字无线 OFDM 通信系统, 使用这一方案是可行的; 而 OFDM+DAPSK 是一种完全不要信道均衡的低复杂性的方案, 更适用于接收机是便携或移动的数字无线 OFDM 通信系统。Cahn 和 Hancock<sup>[1,2]</sup> 于 1960 年提出 APSK, 并分析 APSK 在白高斯噪声信道的性能。Harper<sup>[3]</sup> 于 1974 年第一次提出 DAPSK 并分析它在频率选择性信道的性能。Rohling 和 Engels 于 1995 年第一次将 64DAPSK 和 OFDM 结合起来应用于数字电视, 并在白高斯信道和多径信道对 64QAM+OFDM 和 64DAPSK+OFDM 进行比较<sup>[4-7]</sup> 得出: 当  $10^{-3} < \text{BER} < 10^{-4}$  时, 同样的误比特率 64QAM 比 64DAPSK 所需的信噪比约低 2dB, 可是这 2dB 是通过增大接收机计算复杂度和减少系统频带利用率换来的。如果再考虑到 QAM+OFDM 在信道估计时存在约 1.5dB 的信噪比丢失, 那么两者的性能差约 0.5dB。上面 DAPSK 和 OFDM 是从时域差分编码的, 本文提出基于频域的 DAPSK+OFDM, 给出它在白高斯信道的误比特性能公式, 并在典型的调幅波段信道对其进行了仿真。下文, 如不特别说明, DAPSK 均指 DAPSK+OFDM。

## 2 OFDM 系统描述

正交频分复用 (OFDM) 的基本原理就是将总的信道带宽分成  $N$  个带宽相等的子信道, 每个子信道上单独通过各自的子载波调制各自的信息符号并且各符号具有相同的符号间隔。当相邻子信道载波间隔等于有用符号间隔  $T_u$  的倒数时, 各个子信道间频谱相互重叠但相互正交。假如再在每个 OFDM 符号前面插入符号保护间隔  $T_g$  (周期头) 保证信道冲激响应的长度小于周期头, 则接收端在良好同步条件下就可消除子信道间和符号间干扰。图 1 画出了一个没有信道编

<sup>1</sup> 2000-12-06 收到, 2001-06-11 定稿  
国家自然科学基金 (60072013) 资助项目

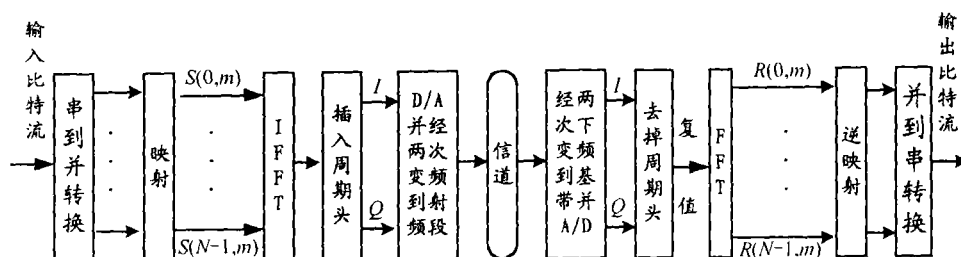


图1 OFDM 通信系统的实现原理框图

码的简单的 OFDM 通信系统框图, 假设接收端已实现良好的同步, 则接收的数据符号  $R(k, m)$  和发送的数据符号  $S(k, m)$  满足

$$R(k, m) = H(k, m)S(k, m) + W(k, m), \quad k = 0, \dots, N-1; \quad m = 0, 1, \dots \quad (1)$$

式中的  $H(k, m)$  是信道频响在第  $m$  个 OFDM 符号的第  $k$  个子载波上的值,  $S(k, m)$  是发送端在第  $m$  个 OFDM 符号的第  $k$  个子载波上所传递的复数据符号,  $R(k, m)$  是接收端在第  $m$  个 OFDM 符号的第  $k$  个子载波上的复数据符号,  $W(k, m)$  是独立的均方差为  $\sigma_w^2$  的加性白高斯噪声。

### 3 DAPSK+OFDM 频域的差分调制和解调

我们建议的 8DAPSK, 16DAPSK 和 32DAPSK 星座图分别如图 2(a), (b) 和 (c) 所示, 从极坐标的角度看, 它们形成幅度相位极坐标系, 共同点是: 幅度坐标有两个电平, 相位的数目分别是 4, 8 和 16。当然, 还有幅度电平更多的 DAPSK, 本文仅研究幅度两电平的 DAPSK。星座图上的点更确切地说是调制过程中的状态, 也就是差分调制后的实际输出, 幅度两电平的 DAPSK 就是对每输入  $\log_2(M)$  比特的二进制信息按幅度和相位分别进行独立地差分编码且将其映射到图 1 的星座图上, 其中  $\log_2(M) - 1$  比特用于差分相位, 另外一比特用于差分幅度。下面我们将 DAPSK 和 OFDM 结合起来研究一下 DAPSK 的调制和解调, 实际上它们的结合有两种方式: 一种是频域差分调制, 即在同一 OFDM 符号内相邻子载波之间进行; 另一种是时域差分调制, 即在相邻的 OFDM 符号同一子载波之间进行。至于后一种, 文献 [4-8] 已经讨论过, 本文仅讨论前者。假设第  $m$  个 OFDM 的第  $k-1$  个子载波所传递的复绝对符号为  $S(k-1, m)$ , 则该符号的第  $k$  个子载波的复绝对符号  $S(k, m)$  为

$$\begin{aligned} S(k, m) &= A(k, m) \exp(j\Phi(k, m)) = S(k-1, m)r(k, m) \exp[j\Delta\Phi(k, m)] \\ &= A(k-1, m)r(k, m) \exp[j(\Phi(k-1, m) + \Delta\Phi(k, m))] \end{aligned} \quad (2)$$

上式中幅度  $r(k, m)$  和相位  $\Delta\Phi(k, m)$  表示的是相对幅度和相对相位, 它们与输入信息比特的对应关系分别如图 3 和表 1。图 3 中  $R_H$  和  $R_L$  分别是图 2 中外圆和内圆的半径,  $a = R_H/R_L$ , 又称圆周半径比率, 这里  $R_H = a$ ,  $R_L = 1$ 。表 1 中的差分相位采用 Gray 编码。(2) 式可进一步分解为

$$A(k, m) = A(k-1, m)r(k, m) \text{ 和 } \Phi(k, m) = \Phi(k-1, m) + \Delta\Phi(k, m) \quad (3)$$

可见, DAPSK 的幅度和相位的调制是相互独立的。

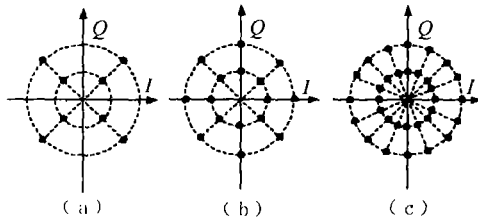


图 2 8DAPSK, 16DAPSK 和 32DAPSK 的信号星座图

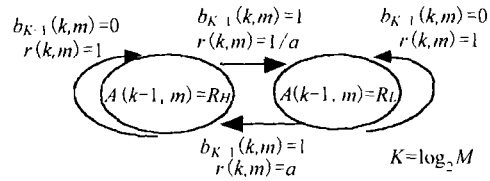


图 3 DAPSK 的幅度转换状态图

表 1 8DAPSK, 16DAPSK 和 32DAPSK 相位差分编码

8DAPSK 相位差分编码		32DAPSK 相位差分编码	
$b_0(k, m)b_1(k, m)$	$\Delta\Phi(k, m)$	$b_0(k, m)b_1(k, m)b_2(k, m)b_3(k, m)$	$\Delta\Phi(k, m)$
00	0	0000	0
01	$\pi/2$	0001	$\pi/8$
11	$\pi$	0011	$\pi/4$
10	$3\pi/2$	0010	$3\pi/8$
16DAPSK 相位差分编码		0110	$\pi/2$
$b_0(k, m)b_1(k, m)b_2(k, m)$	$\Delta\Phi(k, m)$	0111	$5\pi/8$
000	0	0101	$3\pi/4$
001	$\pi/4$	0100	$7\pi/8$
011	$\pi/2$	1100	$\pi$
010	$3\pi/4$	1101	$9\pi/8$
110	$\pi$	1111	$5\pi/4$
111	$5\pi/4$	1110	$11\pi/8$
101	$3\pi/2$	1010	$3\pi/2$
100	$7\pi/4$	1011	$13\pi/8$
		1001	$7\pi/4$
		1000	$15\pi/8$

很显然, DAPSK 的调制实现起来比 QAM 要复杂, 但是它的解调非常容易。假设 OFDM 信号经过信道传输之后, 接收端的第  $m$  个 OFDM 符号的第  $k$  个子载波和第  $k-1$  个子载波上的复绝对符号分别为  $R(k, m)$  和  $R(k-1, m)$ , 我们将获得差分 (相对) 的复值  $X_r(k, m)$  为

$$X_r(k, m) = \frac{R(k, m)}{R(k-1, m)} = \frac{S(k, m)H(k, m) + W(k, m)}{S(k-1, m)H(k-1, m) + W(k-1, m)} \quad (4)$$

上式  $H(k, m)$  是信道在第  $m$  个符号第  $k$  个子载波处的频响应,  $W(k, m)$  是加性白高斯噪声。当 OFDM 系统的总子载波数目较大时, 我们可以认为  $H(k, m) = H(k-1, m)$ , 则上式可简化为

$$X_r(k, m) = \frac{S(k, m) + W(k, m)/H(k, m)}{S(k-1, m) + W(k-1, m)/H(k, m)} = r_r(k, m) \exp(j\Delta\Phi_r(k, m))$$

$$\xrightarrow{W(k, m) \rightarrow 0 \text{ and } W(k-1, m) \rightarrow 0} X_r(k, m) = X(k, m) = r(k, m) \exp(j\Delta\Phi(k, m)) \quad (5)$$

当  $2/(1+a) < r_r(k, m) < (1+a)/2$ , 对应的相对幅度的二进制信息是 0; 当  $2/(1+a) > r_r(k, m)$  或  $r_r(k, m) > (1+a)/2$ , 对应的相对幅度的二进制信息是 1。

实际上, 在白高斯信道, 公式 (1) 中信道频域特性满足  $H(k, m) = H(k', m') = \text{常数}$  (这里的  $m, k, m', k'$  为任意的非负整数且  $k$  和  $k'$  小于  $N$ ), 时域 DAPSK+OFDM 可看作相互独立的  $N$  路并行的白高斯信道, 而频域 DAPSK+OFDM 从同一 OFDM 符号子载波方向或频域角

度看可认为是一路白高斯信道,故时域的 DAPSK+OFDM、频域的 DAPSK+OFDM 和单载波的 DAPSK 在白高斯信道具有相同的误比特率性能。基于此,我们推广文献 [8] 的结果获得频域幅度两电平的 DAPSK+OFDM 在白高斯噪声信道的平均误比特率如下:

$$p_{b,MDASPK} = (1/K)((K-1)p_{b,M'DPSK} + p_{b,2DASK}) \quad (6)$$

这里  $K = \log_2 M$ ,  $M' = M/2$ 。根据文献 [8] 和 [9], 在高信噪比情况下, 2DASK 和 M'DPSK 误比特率分别如下:

$$p_{b,2DASK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\operatorname{SNR} \frac{1}{(1+(a+1)^2/4)} \frac{a-1}{\sqrt{2(a^2+1)}}} \right) \quad (7)$$

$$p_{b,M'DPSK} \approx \frac{1}{2(K-1)} \sum_{i=1}^2 \operatorname{erfc} \left[ a^{i-1} \sqrt{\operatorname{SNR} \frac{2}{(a^2+1)} \sin \left( \frac{\sqrt{2}\pi}{M} \right)} \right] \quad (8)$$

这里的 SNR 是信噪比。

#### 4 仿真及分析

本节在典型长波信道 (148.5–283.5kHz, 白高斯信道), 典型中波信道 (526.5–1606kHz) 和典型的短波信道 (3–27MHz) 按图 1 的原理框图对 8DAPSK, 16DAPSK 和 32DAPSK 进行仿真。实验中信道总的带宽是 9kHz, 总的子载波数目  $N = 256$ , 周期头长是  $L = 32$ 。典型的中波信道是两径的信道, 一路直达信号, 另一路是最大时延为 1ms 多谱勒扩展是 0.1Hz 的非直达信号; 典型的短波信道是四径信道, 没有直达信号, 最大时延 2.2ms, 最大多谱勒扩展是 1Hz。至于它们的具体参数请参考文献 [10]。

图 4 画出在白高斯信道且信噪比为 15dB 时, 8DAPSK, 16DAPSK 和 32DAPSK 的 BER 随  $a$  的理论变化曲线。从图可知, 随着  $M$  从 8 增加到 32, 3 种调制的最低误比特率依次递增。经数值计算, 在 SNR=15dB 时, 当  $a = 2.42$  时, 8DAPSK 得到最低误比特率, 约等于 2.5%, 当  $a = 1.98$ , 16DAPSK 获得最低误比特率, 约等于 4.5%, 当  $a = 2.07$ , 32DAPSK 获得最低误比特率, 约等于 9%。

图 5, 图 6 和图 7 分别显示频域 DAPSK 在白高斯、中波和短波信道仿真的 BER 随 SNR 变化曲线。从这 3 图可以看出, 8DAPSK 性能最好, 16DAPSK 次之, 32DAPSK 最差。

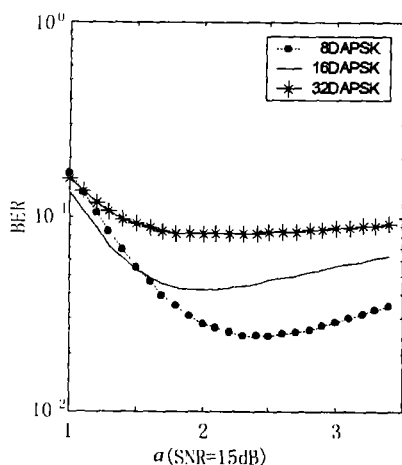


图 4 SNR=15dB, BER 随  $a$  理论变化曲线

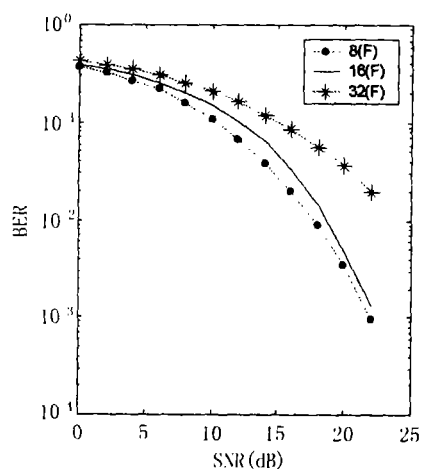


图 5 频域 DAPSK 在白高斯噪声信道 BER 随 SNR 变化曲线

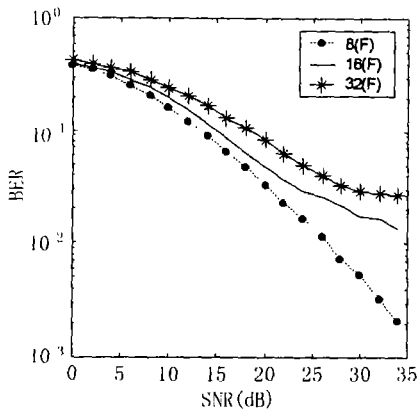


图 6 频域 DAPSK 的 BER 在典型中波信道随 SNR 变化曲线

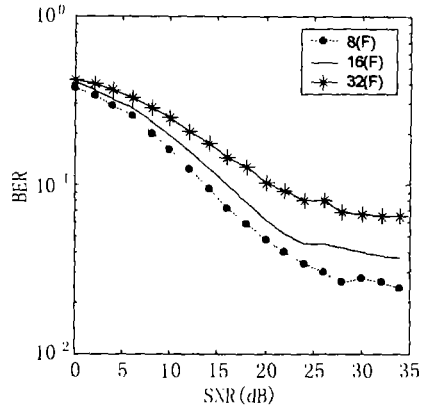


图 7 频域 DAPSK 的 BER 在典型短波信道随 SNR 变化曲线

图 8 的 6 个子图的上面和下面 3 个子图分别表示在典型的中波和短波信道的频域 DAPSK 和时域 DAPSK 的性能比较。图中“F”和“T”分别表示频域和时域差分调制，8、16 和 32 分别表示 8DAPSK、16DAPSK 和 32DAPSK。仔细观察图 8，我们发现，在典型的短波信道，3 种调制的频域差分误比特性能都比时域差分好，并随 SNR 增加，这一优势在加速；在典型的中波信道，当信噪比小于 10dB 时，所有的 3 种调制的频域差分误比特性能和时域差分性能基本相同，当信噪比大于 10dB 时，所有的 3 种调制的频域差分误比特性能比时域差分性能差。实际上，从频域 DAPSK+OFDM 和时域 DAPSK+OFDM 的调制的基本原理看，前者仅要求信道在一个 OFDM 符号内基本上保持不变或缓慢变化；而后者要求信道在几个相邻 OFDM 符号内基本上保持不变或缓慢变化。很明显，前者适合于信道特性随时间变化更快的应用。很显然，理论和仿真的结果一致：中波信道是慢消失多径信道，基于时域的调制更适合；而短波信道同中波相比是快消失多径信道，更适宜用频域调制。

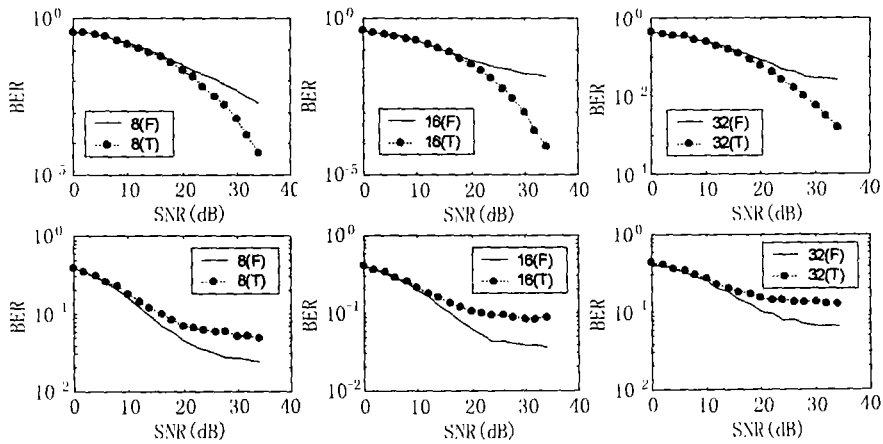


图 8 在典型的中波和短波信道频域 DAPSK 和时域 DAPSK 的性能比较

## 5 结 论

本文研究了一类基于频域的幅度两电平 DAPSK+OFDM, 该调制方式尽管在一定程度上增加发送端调制复杂性, 但不像 QAM+OFDM 需要信道均衡, 所以显著地降低接收端解调的复杂性. 经过实验仿真, 我们得出如下结论: 在典型中波信道, 时域 DAPSK 性能比频域的 DAPSK 好; 在典型短波信道, 频域 DAPSK 性能比时域的 DAPSK 好. 因此, 数字调幅广播 (DAMB) 系统在短波信道调制方式可采用频域 DAPSK+OFDM, 在中长波信道调制方式可采用时域 DAPSK+OFDM. 当然在实际的 DAMB 系统中, 要想实现在调幅波段可靠传递信息, 必须引入强纠错能力的信道编码, 至于它们的结合将在以后的文章中讨论.

## 参 考 文 献

- [1] C. R. Cahn, Combined digital phase and amplitude modulation communication systems, IRE Trans. on Communication Systems, 1960, CS-8(8), 150-155.
- [2] J. C. Hancock, R. W. Lucky, Performance of combined amplitude and phase modulated communication systems, IRE Trans. on Communication System, 1960, CS-8(12), 232-237.
- [3] R. C. Harper, Adaptive phase and amplitude modulation on a frequency dispersive fading channel, IEEE Trans. on Communication, 1974, COM-22(6), 764-776.
- [4] H. Rohling, V. Engels, Differential amplitude phase shift keying (DAPSK)-A new modulation method for DTVB, IEE International Broadcasting Convention, 1995, 43(9), 14-18.
- [5] V. Engels, H. Rohling, Multilevel differential modulation techniques(64-DAPSK) for multicarrier transmission systems, European Trans. on Telecommun., 1995, 11(6), 633-640.
- [6] V. Engels, H. Rohling, Multi-resolution 64-DAPSK modulation in a hierarchical COFDM, IEEE Trans. on Broadcasting, 1998, 1(40), 139-149.
- [7] T. May, H. Rohling, V. Engels, Performance analysis of Viterbi decoding for 64-DAPSK and 64-QAM modulated OFDM signals, IEEE Trans. on Communications, 1998, COM-46(2), 182-190.
- [8] Shigeki Moriyama, *et al.*, Digital transmission of high bit rate signals using 16DAPSK-OFDM modulation scheme, IEEE Trans. on Broadcasting, 1998, 40(1), 115-122.
- [9] E. Arthur, H. Dym, On the optimum detection of digital signals in the presence of white Gaussian noise, IRE Trans. on Communication Systems, 1962, CS-10(12), 336-372.
- [10] DRM proposal for a digital radio system for application in the broadcasting bands below 30MHz, 2000.1.

## FREQUENCY-DOMAIN DAPSK+OFDM

Shu Feng    Wu Lenan

(Department of Radio Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract** In this paper, a new frequency-domain DAPSK+OFDM is proposed. Its modulation and demodulation are discussed, and its BER performance is analysed in AWGN channel. In the case of the typical AM channel, the simulation results indicate that the BER performance of frequency-domain DAPSK+OFDM is better than that of time-domain DAPSK+OFDM in Short Wave (SW) channel but poorer in Medium Wave (MW) channel. In short, it is reasonable to use frequency-domain DAPSK+OFDM in SW channel and time-domain DAPSK+OFDM in MW and Long Wave (LW) channel.

**Key words** Differential amplitude phase shift keying, Quadrature amplitude modulation, Orthogonal frequency division multiplexing, Digital amplitude modulation broadcast

束 锋:    男, 1973 年生, 博士生, 主要研究方向为数字通信, 信号处理, 空间谱估计.

吴乐南:    男, 1952 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为数据压缩, 数字信号处理.