

多比特相位量化数字射频存贮技术及寄生电平¹

曲尔光 杨绍全*

(山西运城高等专科学校 运城 044000)

*(西安电子科技大学电子工程学院 西安 710071)

摘要 该文讨论多比特相位量化的原理和方法, 给出易于单片集成的相位量化器的拓扑结构形式; 研究了影响寄生电平的因素, 给出了寄生电平与量化比特数的表示式, 并着重讨论了相位量化器输入的 I、Q 信号幅、相不平衡对寄生电平的影响。

关键词 数字射频存贮器, 相位量化, 寄生电平

中图分类号 TN911.72

1 前言

数字射频存贮器 (DRFM) 是一种近年来出现的高速数字信号处理部件, 用于对射频信号的存贮和重构。DRFM 已广泛用于新一代电子对抗系统, 对相干 / 不相干雷达的干扰和产生相干假目标。

根据量化的物理量不同, DRFM 分为幅度量化和相位量化两种类型。幅度量化 DRFM 保持了信号的幅度和相位信息, 因此重构信号具有高的保真度。但由于模数转换器 (A/D) 的结构复杂, 难以单片集成 DRFM 系统, 数模转换器 (D/A) 的低速率限制了宽带 DRFM 的实现。相位量化 DRFM 虽然只保存了信号的相位信息, 但不影响对脉冲雷达信号的存贮和重构, 尤其是相位量化 DRFM 易于单片集成^[1,2]的优点, 因此在电子对抗系统中得到广泛的应用。

目前应用的相位量化 DRFM 的比特数较低, 一般为 3bit, 重构信号的寄生电平的理论值为 -16.9dBc。文献 [3] 指出, 高的寄生电平会招致反辐射导弹对 DRFM 装载平台的攻击, 也会使雷达发现它正在受到干扰, 采用 FFT 处理机的脉冲多普勒雷达能发现低于主信号电平约 30dB 的虚假信号。半导体集成技术的发展使多比特单片集成 DRFM 的实现成为可能。

本文讨论多比特相位量化 DRFM 的原理和实现, 从半导体集成角度出发着重讨论了相位量化器的拓扑结构, 研究了量化比特数对寄生电平的影响, 给出了寄生电平的理论计算公式, 也研究输入正交信号幅相不平衡对寄生电平的影响, 预测实际的相位量化 DRFM 的寄生电平。

2 多比特相位量化技术及实现

2.1 相位量化原理^[4]

图 1 为多比特相位量化 DRFM 的原理图。输入的射频信号经正交下变频, 输出基带的同相信号 (I) 和正交信号 (Q)。相位量化器将信号 I 或 Q 的 2π 相位区间划分成 $2\pi/2^m$ 个相位子区间, 这里 m 为量化比特数。每一相位子区间用 m 比特的相位码表示。通常每一比特由一个信道的存贮器存贮。重构信号时, 读出存贮器的内容, 变换成一系列方波, 在加权相加网络 (数模变换器) 中对方波加权后相加, 形成阶梯形正弦波。然后, 正交的信号经上变频器输出。

2.2 相位量化的实现方法

相位量化是由相位量化器完成的, 相位量化的一种方法是利用正交信号 (I 和 Q) 产生相移信号, 对相移信号限幅或电平比较, 产生一系列移相方波。 2π 相位区间应分为 2^m 个子区间, 可利用 $2^{(m-1)}$ 个相移为 $\phi_i = i2\pi/2^m$ 的正弦波对 2π 相位区间进行划分, 这里 $i = 0, 1, 2, \dots, 2^{(m-1)}$

¹ 2001-05-08 收到, 2001-09-10 定稿

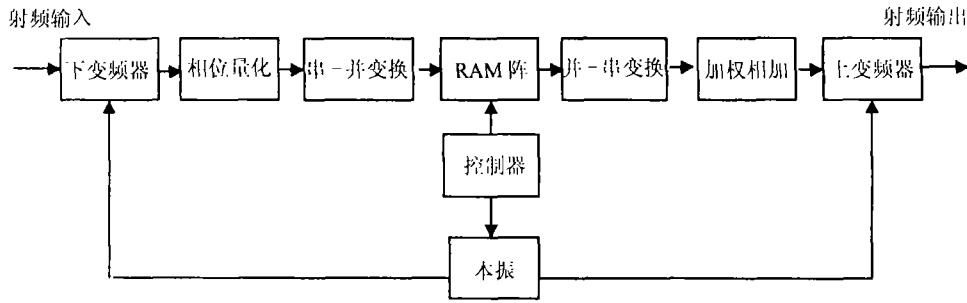


图1 多比特相位量化 DRFM 原理框图

- 1。然后对这些移相正弦波过零限幅，可得到 $2^{(m-1)}$ 个方波序列，按时钟对方波序列采样和编码得到表征每一个区间的 m bit 相位码。

以 $m = 4$ 为例，相移 ϕ_i 的信号为

$$V_i = \sin(\omega t + \phi_i) = \cos \phi_i \sin \omega t + \sin \phi_i \cos \omega t = a_i \sin \omega t + b_i \cos \omega t$$

$$\phi_i = i2\pi/2^4 = i\pi/8, \quad i = 0, 1, 2, \dots, 7 \tag{1}$$

式中 $a_i = \cos \phi_i, b_i = \sin \phi_i$ 均为常数。将 (1) 式作简单变换

$$V_i = \sin(\omega t + \phi_i) = a_i \sin \omega t - (-b_i \cos \omega t) \tag{2}$$

若式中“-”运算由电压比较器实现时，当 $a_i \sin \omega t > -b_i \cos \omega t$ ，输出为 1；反之，输出为 0。 V_i 将变成相位为 ϕ_i 的方波。对这些方波取样和编码，将产生 4bit 的相位码。

利用正弦波函数的对称性，可画出 4bit 相位量化器的拓扑结构，如图 2。图中“○”表示加权，“□”表示电压比较。这种对称结构既便于半导体集成，也减少了噪声对量化精度的影响。

3 寄生信号电平及影响因素

量化比特数，相位量化器输入的 I、Q 通道的幅、相平衡度，相位量化误差，加权相加网络的加权系数选择等均影响寄生信号的电平。下面着重讨论影响寄生信号电平的主要因素。

3.1 量化比特数

与幅度量化的 DRFM 一样，相位量化的比特数对寄生信号电平有显著的影响，其原因是加权相加网络 (D/A 变换器) 的输出是阶梯型的正弦波，如图 3 所示。对图中的阶梯型正弦波谐波分解^[5]，第 n 次谐波的幅度为

$$a_n = \begin{cases} \frac{4}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2}, & n = 1, 3, 5, \dots, \quad (m = 1) \\ \frac{2^m}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2^m}, & n = 1, 2^m - 1, 2^m + 1, 2^{m+1} - 1, 2^{m+1} + 1, 3 \times 2^m - 1, \dots, \quad (m \geq 2) \end{cases} \tag{3}$$

以分贝数为单位的谐波电平为

$$A_n(\text{dB}) = 20 \lg \left| \frac{a_n}{a_1} \right| = -20 \lg n,$$

$$\begin{cases} n = 2^m + 1, 2 \times 2^m - 1, 2 \times 2^m + 1 \dots, & (m = 1) \\ n = 2^m - 1, 2^m + 1, 2 \times 2^m - 1, 2 \times 2^m + 1, 3 \times 2^m - 1 \dots, & (m \geq 2) \end{cases} \tag{4}$$

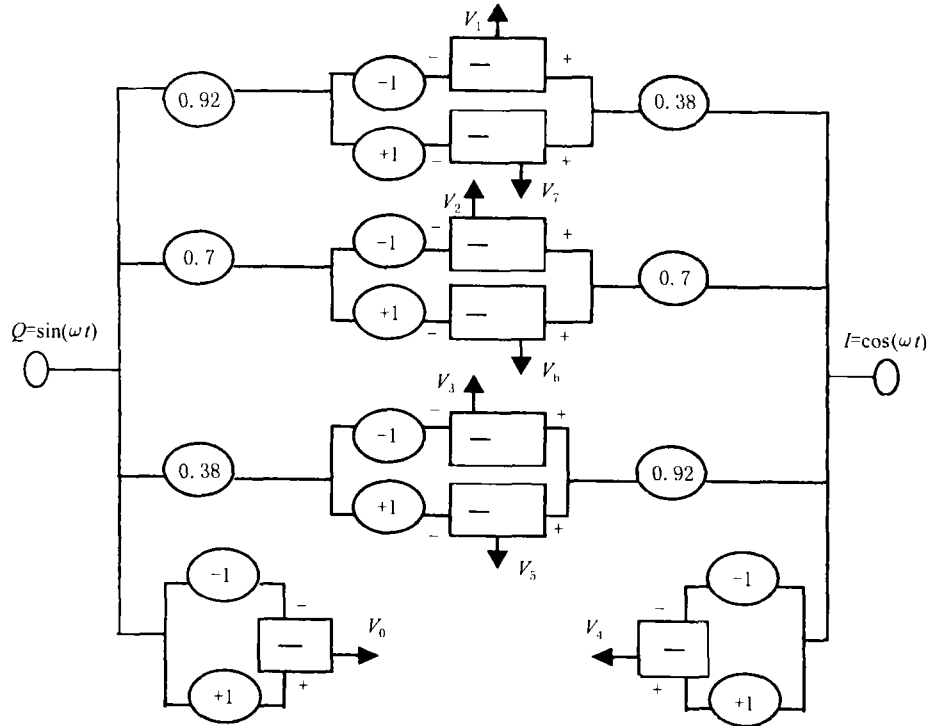


图 2 4bit 相位量化拓扑结构

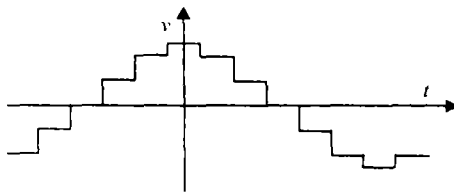


图 3 $m=4\text{bit}$ 时, 加权相加网络的输出

最高电平的谐波为上式中 n 为最低次的谐波, 因此寄生电平为

$$A(\text{dB}) = \begin{cases} -20\lg(2^m + 1), & (m = 1) \\ -20\lg(2^m - 1), & (m \geq 2) \end{cases} \quad (5)$$

由 (4), (5) 式可见, m 越大, 不仅寄生信号电平越低, 而且具有大寄生信号电平的谐波次数越高, 这有利于用低通滤波器进一步抑制寄生信号。

由计算可知, 当要求寄生电平低于 30dB 时最小相位量化比特数应为 6bit。

3.2 I, Q 信号的幅、相平衡度

在实际应用中, 正交下变频器输出的 I, Q 通道存在幅、相不平衡。若 I, Q 通道的幅、相不平衡的相对的幅、相误差为 ΔA 和 $\Delta\phi$, 则 (2) 式变为

$$V_i' = a_i \sin \omega t + b_i \cdot \Delta A \cdot \cos(\omega t + \Delta\phi) \quad (6)$$

将 $a_i = \cos \phi_i$ 和 $b_i = \sin \phi_i$ 代入 (6) 式, 变为

$$V'_i = (\cos^2 \phi_i + 2\Delta A \cos \phi_i \sin \phi_i + \Delta A^2 \sin^2 \phi_i)^{1/2} \sin(\omega t + \phi'_i) \quad (7)$$

式中

$$\phi'_i = \tan^{-1} \frac{\cos \phi_i + \Delta A \sin \phi_i \sin \Delta \phi}{\Delta A \sin \phi_i \cos \Delta \phi} \quad (8)$$

由 (8) 式可见, $\phi'_i \neq \phi_i$, 这将使相位量化器输出的方波位移, 导致加权相加网络输出信号寄生信号电平增加。仿照上述的谐波分析方法, $m = 4$ 时, 总的寄生信号电平与 ΔA , $\Delta \phi$ 的关系如图 4 所示。

I, Q 幅、相不平衡, 增大了寄生信号电平。虽然在图中寄生信号出现了谷点, 这是因为产生新的谐波分量, 谐波间功率进行了重新分配。谷点的出现并不意味着寄生信号总功率变小。I, Q 幅相不平衡度越大, 寄生信号总功率也越大。根据正交下变频器输出 I, Q 的幅、相平衡度, 可由图 4 或相应的图表预测重构信号的寄生信号电平。

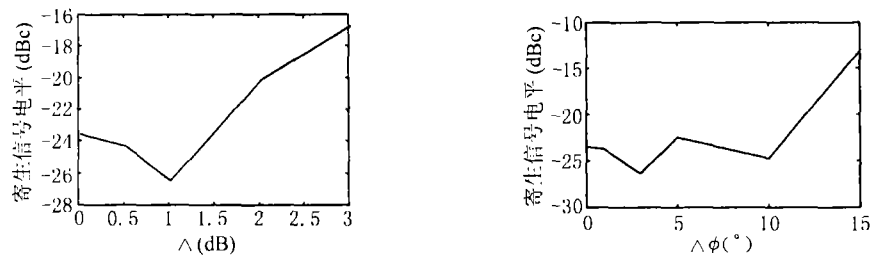


图 4 $m = 4$ 时, I, Q 信号幅、相不平衡与总的寄生信号电平关系

4 结束语

雷达技术的进步, 对多比特相位量化提出了迫切要求。本文讨论了多比特相位量化器的构成原理和方法, 给出寄生电平与量化比特数的关系公式, 根据系统设计对寄生电平的要求, 可选择要求的量化比特数。文中也讨论了影响寄生电平的另一重要因素, 即正交下变频器输出的 I, Q 信号幅、相平衡度对寄生电平的影响, 给出了 4bit 相位量化时寄生电平与幅、相平衡度的关系。虽然文中以 $m = 4$ 为例, 分析方法可推广应用到其它比特数的情况。

参 考 文 献

- [1] W. M. Schnaitter, *et al.*, A 0.5GHz CMOS digital RF memory chip, IEEE J. of Solid-State Circuits, 1986, SC-21(5), 720-726.
- [2] M. Gary, H. William, H. Marty, *et al.*, 500MHz GaAs digital RF memory modulator IC, Proc. of the 1996 18th Annual IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuit Symposium, Austin, TX, USA: Systems & Processes Engineering Corp (SPEC), 1996, 73-76.
- [3] D. C. Schleher, Electronic Warfare in the Information Age, Boston, London, Artech House, Inc 2000, Chapter 5, 5.2.
- [4] T. T. Vu, M. Hattis, A GaAS phase digitizing and summing system for microwave signal storage, IEEE J. of Solid-State Circuits, 1989, SC-24(1), 104-117.

- [5] 周国富, 相位量化数字射频存储器的寄生信号性能分析, 电子学报, 1992, 20(12), 26-31.

MULTI-BIT PHASE QUANTIZATION RF MEMORY AND ITS SPURIOUS LEVEL

Qu Erguang Yang Shaoquan*

(*Yuncheng Advanced College, Yuncheng 044000, China*)

(**Inst. of Electron. Eng., Xidian University, Xi'an 710071, China*)

Abstract The principle of multi-bit Phase Quantization Digital RF Memory (PQDRFM) and the implementation of Phase Quantizer (PQ) are discussed. The topology of PQ which is easy to monolithic integration is given. The factors affecting the spurious level of PQDRFM are investigated and the expression of the relationship of spurious level via the quantization bit number is given. The emphasis is put on the effect of the unbalance of PQ input amplitude and phase on the spurious level.

Key words Digital RF memory, Phase quantization, Spurious level

曲尔光: 男, 1958 年生, 副教授, 主要从事电路系统计算机仿真和数字射频存储器等方面问题的研究.
杨绍全: 男, 1938 年生, 教授, 博士生导师, 主要从事电子对抗理论和技术的研究.