

QPSK 基带数字相干解调的载波提取

陈 教 芳

(中国科学院电子学研究所,北京)

摘要 本文介绍了基带数字相干解调的载波恢复锁相环的结构原理,并对其进行了性能分析。与四倍频方法比较,在相同条件下,前者比后者环路信噪比高5—10dB。实验结果表明,恢复的载波稳定性良好。

关键词 数字通信;相干解调;锁相环

1. 引言

在四相移相键控(QPSK)解调方案中,较多的是采用四倍频或科斯塔环方法提取载波信号^[1]。这些方法需要使用倍频、放大和滤波等分立元件的电路,由于这些元器件的性能一致性差,整机部件的可靠性和互换性就不好。我们对用数字技术在基带恢复载波的方法进行了实验研究,其跟踪性能较好。本文对此用数学模型进行了计算,得到基带法比四倍频法恢复的载波性能优越。在相同条件下,前者比后者的环路信噪比高5—10dB。

2. QPSK 基带数字相干检测原理

从原理上看^[2],QPSK 调制方式的发射能谱中载波是被抑制的。恢复载波必须采用相干检测原理,即用两个与载波同频率的相互正交的参考载波电压与收到的 QPSK 信号进行相位比较,得到一组相差信号,将这些相差信号之和经过放大和低通滤波后加到产生参考载波信号的压控振荡器控制极。这样就组成了上述载波提取锁相环路。提取的参考载波频率的稳定度是决定解调系统性能的主要因素之一。这要求该锁相环的静态相位与调制信号无关,而只与输入信号和参考载波信号之间的静态相位差有关。

假设接收机输入的信号为 $s(t)$

$$s(t) = E(t)\exp[j(\omega_c t + \theta(t))] \quad (1)$$

其中 ω_c 为载波信号角频率, $\theta(t)$ 和 $E(t)$ 分别为信号的相位和幅值。参考载波信号以 $\exp(j\omega_0 t)$ 表示。假如相位比较器在锁定区间的静态特性用直线表示, $V_d = k_d \theta_e$, V_d 为相位比较器的输出信号电压, θ_e 为被比较信号的相位差, K_d 为每单位相位差输出的信号电压;在动态情况下, $V_d(t) = f(E(t)) \times g(\theta(t))$; 其中 $f(E(t))$ 为幅值效应函数,对于数字信号, $f(E(t)) = \text{常数}$; $g(\theta(t))$ 为相位差值函数,若 $\theta = \theta_0$ 时环路稳定,则 $g(\theta(t))$ 在 θ_0 附近平滑,无跳跃点, $g(\theta)$ 对 θ_0 是奇函数。输入信号用波形函数的矢量表示为

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t - nT)E(t)\exp[j(\omega_c t + \theta_0 + 2\pi k/N)] \quad (2)$$

其中 $1/T$ 表示符号率; θ_0 为相对于参考载波的静态相位差, 等于调制成分引起的相位抖动的平均值; k 为相应数据序列的整数, $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$. 可以证明, 对于 QPSK 方式 ($N=4$) 环路将在四个相位点中的任意一个相位锁定.

$$\theta = \arg \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t-nT) \exp\{j((2\pi k/N) + \theta_0)\} \right] \quad (3)$$

对于每一个 n , $\int_0^T g(\theta) d\theta = g(\theta_0) = 0$, 在上述条件下, $V_d = 0$, 说明甚至在相位稍微抖动时, 锁定的环路中心相位仍与调制信号无关.

3. QPSK 基带数字载波恢复锁相电路

QPSK 调制方式的解调, 载波只能从相位信息的四倍中提取, 这是因为四个相互正交的相位的四倍永远是相等的. 在基带法中, 载波是利用 $\sin 4\theta$ 信号来提取的.

$$\sin 4\theta = (1/2)[(\sin \theta \times \cos \theta) \times (\sin^2 \theta - \cos^2 \theta)] \quad (4)$$

用二值电路的符号法表示上式的三角关系式为

$$\text{sgn}(\sin 4\theta) = [\text{sgn}(\sin \theta) \oplus \text{sgn}(\cos \theta)] \oplus \text{sgn}[\sin^2 \theta - \cos^2 \theta] \quad (5)$$

其中 $\text{sgn}(x) = +1$, 当 $x > 0$; $\text{sgn}(x) = -1$, 当 $x < 0$; \oplus 为异或乘. 基带载波跟踪锁相电路原理图表示于图 1.

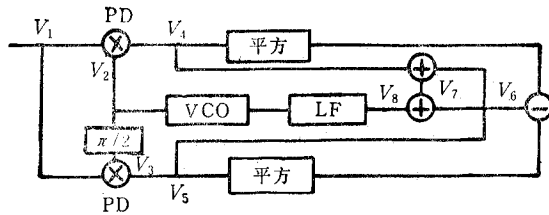


图 1 载波跟踪锁相环原理图

下面分析环路的各个部件:

(1) 鉴相/鉴频器 (PD)^[2] 采用两个脉冲鉴相/鉴频器 E12040, 其内部结构是由 RS 触发器和两个锁存器组成. 鉴相和鉴频的相位偏移特性表示在图 2 中. 在锁定状态 $V_d(t) = k_d \theta_e$, $-2\pi < \theta_e < 2\pi$; 在失锁状态 $V_d(t) \approx k'_d \omega_e = k'_d(\omega_1 - \omega_2)$, ω_e 为频率偏移.

(2) 压控振荡器 (VCO) 采用 E1648, 图 3 示出了实测的 $f(V)$ 曲线, 平均转换系数 $K_{VCO} \approx 3\text{MHz/V}$.

(3) 环路滤波器 LF 采用 ER4807 和有源比例积分滤波器, 其传递函数 $F(s)$ 为

$$F(s) = K(1 + \tau_2 s)/\tau_1 s \quad (6)$$

其中 τ_1, τ_2 为环路滤波器的时间常数, $\tau_1 = R_1 C_1$, $\tau_2 = R_2 C_2$; K 为环路增益系数. 可以推算得到^[3], 牵引过程的时间常数 T_P 为

$$T_P = \tau_2 + \tau_1/K_{VCO} k'_d \quad (7)$$

可以看出, 对于参考信号的任何频偏, 此锁相环总会锁定的. 因此, 理论上说, 同步带和捕捉带为无穷大.

4. 载波恢复环路信噪比

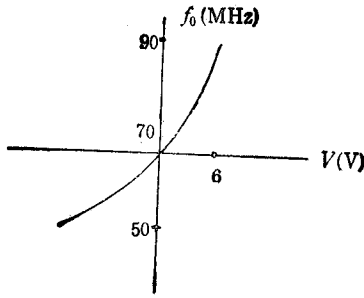
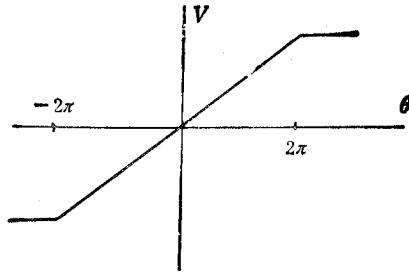


图2 数字鉴相/鉴频曲线

图3 压控振荡器的 $f(V)$ 曲线

假如考虑到环路引入的噪声，并且输入信号和鉴相输出信号中引入的都是加性白噪声。图1中的各点信号电压可表示如下：

$$V_1(t) = \sqrt{2} V_{i0} \sin(\omega_c t + \theta + \theta_1) + n(t) \quad (8)$$

$$V_2(t) = \sqrt{2} \sin(\omega_0 t + \theta_2) \quad (9)$$

$$V_3(t) = \sqrt{2} \cos(\omega_0 t + \theta_2) \quad (10)$$

式中 V_{i0} 为载波信号有效值。经过数学计算，可以得到

$$V_s(t) = V_{i0}^4 \sin 4\theta_e + V(t) \quad (11)$$

其中 θ_e 为鉴相静态相位差， $V(t)$ 为信号中与噪声有关的项。在不计入噪声的情况下， $V_s(t)$ 与 $\sin 4\theta_e$ 成正比；在 θ_e 很小时， $V_s(t) \approx 4V_{i0}^4 \theta_e$ 。为了分析环路的锁定特性，用求自相关函数的方法计算噪声项的功率谱密度。最后得到噪声功率谱密度 W'_n 为

$$W'_n = V_{i0}^4 N_0 + 6.75 V_{i0}^4 B_i N_0^2 + 25 V_{i0}^2 B_i^2 N_0^3 + 21 B_i^3 N_0^4 \quad (12)$$

其中 N_0 为白噪声功率谱密度， B_i 为中频带宽，将噪声项 $N(t)$ 等效为输入噪声相位 $\theta_{n1} = V(t)/V_{i0}^4$ ，环路输出的噪声相位方差 $\overline{\theta_{n0}^2} = W'_n B_n / V_{i0}^8$ ，其中 B_n 为环路噪声带宽。环路信噪比 $(\text{SNR})_L$ 为

$$(\text{SNR})_L = (1/2) \overline{\theta_{n0}^2} = E_b \beta / N_0 = E_b B_i / (y_B N_0 B_n) \quad (13)$$

其中

$$y_B = 1 + 6.75(N_0/E_b) + 25(N_0/E_b)^2 + 21(N_0/E_b)^3 \quad (14)$$

E_b 为每比特信号的能量， $E_b = V_{i0}^2 T/2$ 。

在四倍频方法中^[9]，可以计算得到相应的 y_4 值，

$$y_4 = 14.4 + 55.5(N_0/E_b) + 61.5(N_0/E_b)^2 + 14.02(N_0/E_b)^3 \quad (15)$$

在 $B_i T = 2$ ， $B_i/B_n = 400$ 和 120 的情况下，对比基带法环路信噪比 $(\text{SNR})_B$ 和四倍频法环路信噪比 $(\text{SNR})_4$ 值，列于表 1。

可以看出，基带法比四倍频法的环路信噪比高 5—10dB。

5. 实验结果

我们采用 ECL 器件进行 QPSK 的调制和解调实验。实验的中频做为载波，频率为 70MHz，信号比特率为 10Mbit/s。用信号发生器、示波器和频率计对闭环性能进行测试。快捕带大约为 90kHz，捕捉时间大约为 2—3s。环路滤波器的电容加大时，捕捉时间也随

表 1 $(SNR)_B$ 与 $(SNR)_A$ 的对比 (dB)

E_b/N_0 (dB)		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
B_i/B_n = 400	$(SNR)_B$	11.9	14.9	17.8	20.5	23.03	25.4	27.57	29.58	31.4	33.13
	$(SNR)_A$	6.84	9.13	11.28	13.29	16.16	16.91	18.54	20.1	21.5	22.9
B_i/B_n = 120	$(SNR)_B$	6.65	9.67	12.55	15.26	17.8	20.16	22.34	24.35	26.2	27.9
	$(SNR)_A$	1.61	3.9	6.05	8.06	9.93	11.68	13.31	14.84	16.29	17.66

之变长。在锁定之后,降低电源电压至额定值的 0.8 倍时,仍未失锁;但超过时,则会突然失锁。在锁定状态下,大约有正负几十赫的抖动偏差。具体数据从略。

6. 结束语

基带数字 QPSK 解调系统载波恢复性能的理论计算结果和实验结果都说明,基带法能够达到较稳定的载波提取,技术上实现也比较方便。对系统集成化有一定参考价值。

参加本项工作的还有徐燕幸、王东生同志,邵文昌同志对本文提出过宝贵意见,在此一并致谢。

参 考 文 献

- [1] H. B. Killen, Digital Communication with Fiber Optics and Satellite Applications, Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, New Jersey, (1988), pp. 153—162.
- [2] V. K. Bhargava, et al., Digital Communication by Satellite (Modulation, Multiple Access and Coding) A Wiley-Interscience publication, John Wiley & Sons, New York, (1981), pp. 125—141.
- [3] 郑继禹等著,锁相环路原理与应用,人民邮电出版社,北京,1976年,第142—185页。
- [4] J.J. Spilker, Jr. 著,白延隆等译。卫星数字通信,人民邮电出版社,北京,1980年,第426—433页。

CARRIER EXTRACTION OF QPSK BASEBAND DIGITAL DEMODULATION

Chen Jiaofang

(Institute of Electronics, Academia Sinica, Beijing)

Abstract The principle and structure of the carrier recovery PLL of baseband digital coherent demodulation are presented, and the performance of this PLL is analysed. Comparing with the "four times frequency" method under the same conditions, the signal to noise ratio of this PLL is 5—10dB higher. The experimental results show that the recovered carrier is stable.

Key words Digital communication; Coherent demodulation; Phase-lock loop