

文章编号: 1001-2486 (2000) 04-0081-04

宽带调频信号数字解调新技术研究*

胡延平, 李广森, 吴春光, 皇甫堪

(国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要: 提出了一种利用 DSP (数字信号处理器) 解调宽带调频信号的新方法, 仿真试验表明: 该方法简单有效, 特别适合在软件无线电接收机中应用。

关键词: 宽带调频; 非线性解调; 数字接收机

中图分类号: TN763 **文献标识码:** A

A New Digital Method to Demodulate the WBFM Signal

HU Yang-ping, LI Guang-sen, WU Chun-guang, HUANGFU Kan

(College of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: The Demodulation of WBFM (Wide-Band Frequency Modulation) signal is a typical nonlinear processing in communication. This paper introduces a new method using DSP to demodulate the WBFM signal in the digital receiver.

Key words: WBFM; nonlinear demodulation; digital receiver

在无线电通信系统中, 调频、鉴频都属于非线性变换过程, 已调信号的频谱与调制信号的频谱之间不存在线性对应关系, 而是产生与频谱搬移不同的新频率分量, 呈现出典型的非线性特征^[1]。

设调制信号为 $f(t)$, 载波频率为 f_c , 则调频信号可表示为

$$S_{FM}(t) = A \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t + K_{FM} \int f(\tau) d\tau + \theta_{FM}) \quad (1)$$

根据调制后载波瞬时相位偏移大小, 可将频率调制分为宽带调频(WBFM)和窄带调频(NBFM)两种形式, 但二者之间并无严格界限。通常认为当 $|K_{FM} \int f(\tau) d\tau|_{\max} \ll \pi/6$ 时, 为窄带调频, 否则就是宽带调频^[2]。

传统的信号解调方法一般采用模拟硬件电路或数字硬件电路来实现, 当用 DSP 解调时难以采用传统解调方法。随着软件无线电技术的兴起, 迫切需要研究适合 DSP 采用的各种信号解调新方法。本文提出了一种利用数字信号处理器解调宽带调频信号的新方法, 将欠采样技术巧妙地与鉴相运算结合起来, 大大减少了数据运算量。最后给出仿真结果, 证明了方法的有效性。

1 WBFM 信号解调新方法

1.1 WBFM 信号瞬时相位求解

由(1)式中可知: 瞬时相位 $\phi(t) = K_{FM} \int f(\tau) d\tau + \theta_{FM}$ 包含我们所感兴趣的信息。只要我们能够获取 $\phi(t)$, 经过一个鉴频器鉴频后, 再滤波就能解调出有用信号。设宽带调角信号 $S(t)$ 的带宽为 B , 不难证明: 当 $f_c > B/2$ 时, 利用(1)式可唯一确定瞬时相位 $\phi(t)$ 。在图1所示的软件无线电接收机中, 我们采用下面将要介绍的宽带调频信号解调新方法, 利用 DSP 实现了对 WBFM 信号的无失真解调恢复。

接收信号经 A/D 变换为离散数字信号, 输入到 DSP 的宽带调频信号变为

$$S(n) = A \cdot \cos(W_0(n) + \phi(n)) \quad (2)$$

其中 $\phi(n)$ 包含我们感兴趣的调制信息。设调制信号 $f(t)$ 的最高频率分量为 f_H , 合理选择抽样频率 f_s (采用 DDS 技术, 可以根据需要任意地设置抽样频率) 使:

* 收稿日期: 2000-03-06

作者简介: 胡延平 (1969), 男, 博士生。

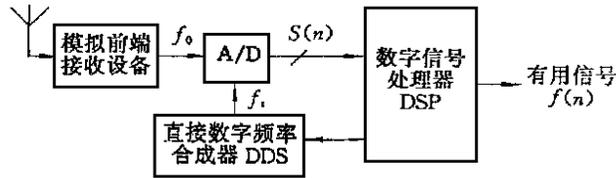


图1 解调框图

Fig 1 Demodulate diagram

$$W_0 = \frac{2\pi f_0}{f_s} = \frac{2p+1}{2}\pi \quad (p = 0, 1, 2 \dots) \quad (3)$$

并且同时满足条件: $f_s = \frac{4f_0}{2p+1} > 2f_H$, 就可以唯一确定出 $\phi(n)$ 。当取 $p > 0$ 时, 采用的就是欠采样技术, 这样可大大减少运算量, 现有的高速 DSP 完全可以满足实时处理要求。

我们定义:

$$X(m) = \sum_{n=0}^m S(n) e^{-jw_0 n} \Rightarrow X(m) = \frac{A}{2} \sum_{n=0}^m e^{j\phi(n)} + \frac{A}{2} \sum_{n=0}^m e^{-j2w_0 n - j\phi(n)} \quad (4)$$

则有:

$$\begin{cases} X(m) - X(m-1) = \frac{A}{2} e^{j\phi(m)} + \frac{A}{2} e^{-j2w_0 m} e^{-j\phi(m)} \\ X(m+1) - X(m) = \frac{A}{2} e^{j\phi(m+1)} + \frac{A}{2} e^{-j2w_0(m+1)} e^{-j\phi(m+1)} \end{cases} \quad (5)$$

分析可知: 只要 $\frac{f_s}{f_H}$ 足够大, 就可以认为包含调制信号的相位信息是一个慢变化过程。在此条件下, 可以认为 $\phi(m) \approx \phi(m+1)$ 。我们将 (3) 式和 $\phi(m) \approx \phi(m+1)$ 代入 (5) 式得到:

$$\begin{cases} X(m) - X(m-1) \approx \frac{A}{2} e^{j\phi(m+1)} + \frac{A}{2} e^{-j\pi \cdot m \cdot (2p+1)} e^{-j\phi(m+1)} \\ X(m+1) - X(m) = \frac{A}{2} e^{j\phi(m+1)} + \frac{A}{2} e^{-j\pi(m+1) \cdot (2p+1)} e^{-j\phi(m+1)} \end{cases} \quad (6)$$

将 (6) 中两式相加可得:

$$X(m+1) - X(m-1) \approx A e^{j\phi(m+1)} \quad (7)$$

那么, 瞬时相位为:

$$\phi(m+1) \approx \arctan[X(m+1) - X(m-1)] \quad \text{mod}(2\pi) \quad (8)$$

其中 $\text{mod}(2\pi)$ 保证相位在 $(-\pi, \pi)$ 之间变化。

将式 (4) 代入式 (7), 并考虑条件式 (3) 可得出:

$$\begin{aligned} X(m+1) - X(m-1) &= \sum_{n=0}^{m+1} S(n) e^{-jw_0 n} - \sum_{n=0}^{m-1} S(n) e^{-jw_0 n} \\ &= S(m+1) e^{-jw_0(m+1)} + S(m) e^{-jw_0 m} \\ &= S(m+1) \cdot (-1)^{m+1} j^{m+1} + S(m) \cdot (-1)^m j^m \end{aligned} \quad (9)$$

通过合理选择采样频率 (DSP 控制 DDS), 将欠采样技术和鉴相算法结合起来, 只需要简单运算, 利用 (8) 和 (9) 式就可以顺利解调出宽带调频信号瞬时相位。剩下的工作仅仅是要从瞬时相位获取调制信号了, 而利用一个数字鉴频器就可以方便地实现这一目的。

1.2 DSP 实现数字鉴频

数字鉴频器的数学模型为:

$$H(z) = 1 - z^{-D} \quad (10)$$

其中 D 为延迟因子, $D \geq 1$ 。

宽带调频信号的瞬时相位 $\phi(n) = \Delta Wn + K_{FM} \sum_{i=0}^n f(i) + \theta_{FM}$ (ΔWn 为频率漂移引入的附加相移), 通过数字鉴频器后的输出为:

$$\begin{aligned} F(n) &= \phi(n) - \phi(n-D) \\ &= \Delta W \cdot n + K_{FM} \sum_{i=0}^n f(i) + \theta_{FM} - \left[\Delta W(n-D) + K_{FM} \sum_{i=0}^{n-D} f(i) + \theta_{FM} \right] \\ &= \Delta WD + K_{FM} \sum_{i=n-D+1}^n f(i) \end{aligned} \quad (11)$$

如果合理地选择采样速率和 D 值, 使在 $(n-D+1) \sim n$ 范围内 $f(i)$ 值相等或基本相等, 则 (11) 可进一步简化为:

$$F(n) \approx \Delta WD + DK_{FM}f(n) \quad (12)$$

从 (12) 可知: 如果频率偏移量 ΔW 不为零, 必然会引进干扰。但因为一般频率漂移是一个慢变化过程, ΔW 是一个缓慢变化的低频信号, 我们可以利用高通滤波器去掉该干扰。这样 (13) 式就简化为:

$$F(n) \approx DK_{FM}f(n) = A \cdot f(n) \quad (13)$$

至此我们已经顺利解调出了 WBFM 信号。为滤除差分运算引入的高频成分, 可在鉴频后用一低通滤波器滤掉高频干扰。

2 仿真试验结果

仿真信号 $S(n) = A \cdot \cos(W_0n + \phi(n)) + N(n)$, 其中 $N(n) = \alpha_x \sqrt{0.5 \cdot \log(r_n)} \cdot \cos(2\pi r_n)$ 为高斯白噪声, r_n 为 0、1 之间的随机数。信噪比定义为: $SNR = 10 \log \frac{A^2}{2 \cdot \sigma_x^2}$, A 为信号的幅度值。由于噪声的影响, 在瞬时相位 $\phi(n)$ 上叠加了一个噪声相位 $\varphi(n)$, 变为 $\phi(n) = \phi(n) + \varphi(n)$ 。取 $f_s = 4000\text{kHz}$, $f_0 = 10.7\text{MHz}$, $W_0 = \frac{107}{2}\pi = 53\pi + \frac{\pi}{2}$, 理想的瞬时相位为:

$$\begin{aligned} \phi(n) &= K_{FM} \sum_{i=0}^n f(i) + \theta_{FM} \\ &= 0.7\pi \sin(2\pi f_1 \sqrt{f_{SN}} + \pi/5) + 0.7\pi \sin(2\pi f_2 / f_{SN} + \pi/6) \end{aligned}$$

其中 $f_1 = 1000\text{Hz}$, $f_2 = 2000\text{Hz}$, $SNR = 10\text{dB}$, $D = 3$, 仿真结果如图 2 所示。

3 结论

通过理论分析和仿真试验可知: 宽带调频信号的 DSP 解调新方法简单有效, 对缓慢变化的频率漂移不敏感。用该方法解调 WBFM 信号时, 可在较高的载波频率上直接采用欠采样技术, 大大减小了运算量, 利用现有高速 DSP 专用处理芯片完全可以满足实时性要求, 特别适合在软件无线电接收机中应用, 具有较高的实用价值。

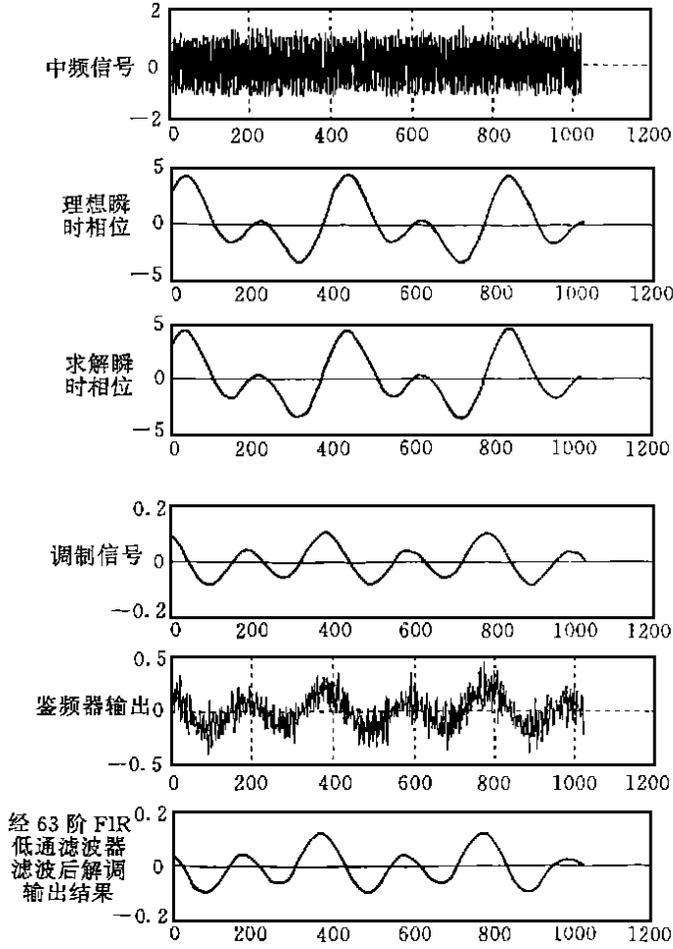


图2 仿真结果

Fig 2 Simulate result

参考文献:

- [1] 杨金法, 王以孝. 非线性电子线路 [M]. 合肥: 中国科技大学出版社, 1991.
- [2] 曹志刚, 钱亚生. 现代通信原理 [M]. 北京: 清华大学出版社, 1992.