

一种实现预置式均衡器的新方法*

郑林华 黄小严 王成友

(国防科技大学电子技术系 长沙 410073)

摘要 本文根据话密机采用的预置式均衡器的特点,提出了用数字频谱分析技术来确定音频转接段数的新方法。这种方法实现简单,效果良好。

关键词 群延时测量, DFT

分类号 TN918

采用模拟信道传输模拟话音加密信号时,由于信道存在衰减频率畸变和群延时频率畸变,使通话质量下降,甚至于无法同步,不能正常工作。因此,有必要对信道进行均衡。

模拟话密机常用自适应信道均衡。它效果较好,但计算量占用系统资源较多,有时会发散。于是有人提出了预置式均衡,其原理框图如图1所示。典型载波信道群延时频率特性如图2所示。

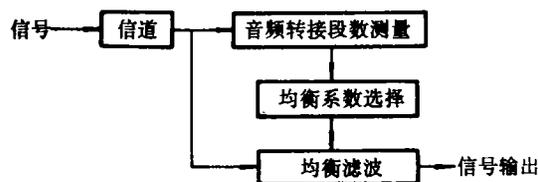


图1 预置式均衡器实现原理

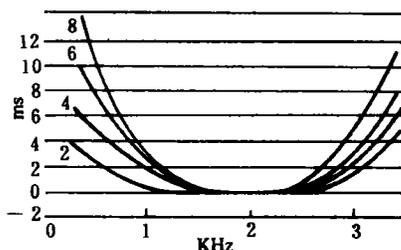


图2 载波信道群延时频率特性

从图中看出,信道频率特性畸变主要由话路带通滤波器,也即音频转接段数决定。一旦话路建立,音频转接段数也就确定了,信道特性也固定下来。因此,只要能够测出音频转接段数,就能从预置的几组滤波器系数中选出合适的进行滤波,进行幅度和群延时均衡,每一组系数对应一个音频段数下的均衡滤波器。给定频率特性信道的均衡器可采用成熟的数字滤波器设计程序来设计。于是,预置式均衡的关键在于找到一种简便易行的方法来确定音频转接段数。

1 音频转接段数的测量方法

因为信道的频率特性与音频转接段数有某种对应关系,因此可以通过测量信道特有的频率特性来确定

* 1994年6月1日收稿

音频转接段数。一般而言，群延时频率特性与幅频特性相比较为稳定，而且随转接段数不同，群延时特性差别较大，在频带低端尤为明显。况且群延时畸变对信号影响最大，所以采用测量群延时来确定转接段数的方法。

传统的群延时测量方法有奈奎斯特法，CCITT 建议 0.81 中也列出了一种测量方案，但它们都不适合于软件实现，有必要寻找一种新的方法。

群延时定义如下：

$$\tau(\omega) = -d\Phi(\omega)/d\omega \quad (1)$$

式中 ω 为角频率， Φ 为系统传递函数在 ω 处的相移。

根据微分中值定理，设有两相邻频率 ω_1, ω_2 ，分别对应相移 Φ_1, Φ_2 ，则有：

$$\tau(\omega') = (\Phi_2 - \Phi_1)/(\omega_2 - \omega_1), \omega' \in (\omega_1, \omega_2) \quad (2)$$

若 ω_1 与 ω_2 之差很小，则从 ω_1 到 ω_2 群延时变化不大，可以认为 $\tau(\omega')$ 等于频率 $\omega' = (\omega_1 + \omega_2)/2$ 处的群延时值。于是群延时的测量就转化为相移 Φ 的测量。

若发送一单频余弦信号 $\cos\omega t$ ，经信道传输后变为 $A(\omega)\cos[\omega t + \Phi(\omega)]$ ，为得到相移 $\Phi(\omega)$ ，可采用有传统的正交检波法等，但是利用数字频谱分析技术，可以准确方便地求出 $\Phi(\omega)$ 。

设有信号 $s(t) = \cos(\omega t + \Phi)$ ，经采样后用 $s(n) = \cos(\omega' n + \Phi)$ ，(ω' 为数字频率)，经离散傅里叶变换(DFT)后，应得到一个尖峰。设变换值 $X(\omega') = \text{Re} + j\text{Im}$ ，则有：

$$\Phi = \arctg(\text{Im}/\text{Re})$$

于是得到相移测量流程如下：

为了避免 DFT 频率混叠对测量的影响，分两次发送频率各为 ω_1 和 ω_2 的正弦信号，测出 Φ_1 和 Φ_2 。实际上，只需求出 $\text{tg}\Phi_1$ 和 $\text{tg}\Phi_2$ 即可，因为我们只对 $\Phi_2 - \Phi_1$ 感兴趣。设 $\text{tg}\Phi_1 = I_1/R_1$ ， $\text{tg}\Phi_2 = I_2/R_2$ ，则

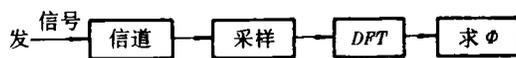


图 3 相移测量流程图

$$\begin{aligned} \text{tg}(\Phi_2 - \Phi_1) &= (\text{tg}\Phi_2 - \text{tg}\Phi_1)/(1 + \text{tg}\Phi_1\text{tg}\Phi_2) \\ &= (I_2/R_2 - I_1/R_1)/(1 + I_1I_2/R_1R_2) \end{aligned} \quad (3)$$

只要从两次测量中得到 I_1, R_1, I_2, R_2 ，即可知 $\text{tg}(\Phi_2 - \Phi_1)$ ，它就反映了群延时的大小。

因为测量的是相位，信道幅频特性影响可忽略。

以上讨论是以收发同步为前提的，否则就不可能测出信道相移，而同步在通话的初始化阶段是不难建立的。

2 DFT 算法的选择

经过对各种 DFT 算法分析，采用二阶戈泽尔 (Gerozetl) 递推算法。这种算法采用递推实现，适用于对少数频率点 DFT 值的计算，便于实时处理。

算法信号流程图如图 4。

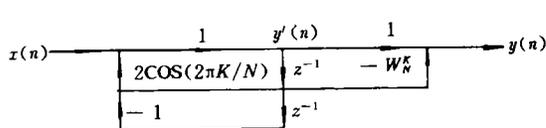


图 4 算法流程图

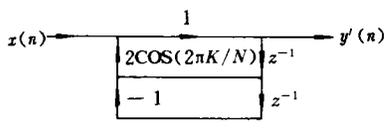


图 5 信号流程图

图中 $W_N^K = e^{-j2\pi K n/N}$ ， N 为样本序列 $x(n)$ 的长度。

设欲求变换值为 $X(k)$, 则 $X(k) = y(n)|_{n=N}$.

从信号流程图看出, $y(n)$ 无反馈, 因此可将上图分解, 先算 $y'(n)$, 得流程图如图 5.

上图对应差分方程为: $y'(n) = 2y'(n-1)\cos(2\pi k/N) - y'(n-2) + x(n)$

$$\begin{aligned} \text{当 } n=N \text{ 时, } y(N) &= y'(N) + y'(N-1)(-W_N^k) \\ &= y'(N-1)[\cos(2\pi k/N) + j\sin(2\pi k/N)] - y'(N-2) \\ &= X(k) \end{aligned}$$

3 仿真实验结果及误差分析

在实际信道中存在噪声影响, 一般可作为加性白噪声处理. 因此, 取输入信号为 $S(n) = \cos(2\pi nk/N + \Phi) + w(n)$, $w(n)$ 为噪声, N 为 DFT 长度, k 为正整数, $n=0, 1, 2, \dots, N-1$. k/N 由信号频率决定, 设 $\omega_s = 16\text{KHz}$, 则可取 $\omega_1 = 16\text{KHz}/32$, $\omega_2 = 16\text{KHz}/31$, 即 $k_1/N_1 = 1/32$, $k_2/N_2 = 1/31$. 实验中取点长为 128 点.

结果如表 1 所示.

$\Phi_{\text{真实}}$	$\Phi_{\text{计算}}$	误差
1.5	1.5061	0.0061
1.54	1.3659	0.1741
0	0.0312	0.0312
0.8	0.8001	0.0001

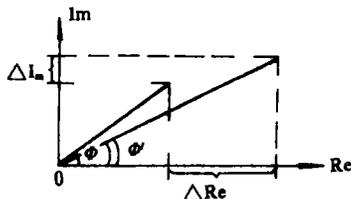


图 6 误差说明图

误差可认为由两部分带来, 一是噪声的影响. 因为 $\text{tg}\Phi = \text{Im}/\text{Re}$, 由于信号混有噪声, Im 和 Re 值有误差, $\text{tg}\Phi$ 也有误差. 这可用图 6 说明.

图中 ΔIm 和 ΔRe 由噪声带来, 叠加在信号 Im 和 Re 上, 使求出 $\Phi' \neq \Phi$. 当 Φ 接近 $k(\pi/2)$, k 为整数时, Im 或 $\text{Re} \rightarrow 0$, 则噪声对 Im/Re 值影响最大. 第二是有限寄存器长度和系数量化的影响, DFT 变换点数越多, 影响越明显. 这可用增加字长或采用浮点制来解决.

为减少噪声影响, 可采用改变计算起始点的方法. 当测出 Φ 接近 $k(\pi/2)$ 时, 重新计算一次, 并使计算样本序列的起点移动若干点; 对收端而言, 给信号相位附加相移 $\Delta\Phi$, 使 Φ 离开 $k(\pi/2)$. 因为 $\Delta\Phi$ 已知, 本次测量 Φ' 也可准确得到, 则原相位 $\Phi = \Phi' - \Delta\Phi$ 可准确求出. 这样做的代价是延长了信号发送时间.

4 结 论

本方法对前置式均衡是简便易行的, 经仿真实验效果良好, 已经应用于模拟话密机信道均衡器, 在 TMS320C25 系统上实现. 未均衡前当话路中音频转接段大于 3 时, 话密机工作不正常, 均衡后可在 6 个音频转接段下正常通话.

参 考 文 献

- 1 李乐民著. 数字传输设备中的均衡器. 北京: 人民邮电出版社
- 2 A V Oppenheim, R W Schaffer. Digital Signal Processing. 北京: 科学出版社

(下接第 35 页)

Abstract

Radar target recognition is an important aspect of modern radar technology. With the development of radar technology at higher levels and better functions, it is necessary to set up an advanced automatic target recognition system in air—defence. In this paper, according to aircraft's fast and flexible features, a new recognition approach is proposed by using Mellin transform and bispectrum estimation to obtain radar targets' signatures. The nearest—neighbour(NN) algorithm can be used for classification of radar targets. The results of computer stimulation tests show that this approach has better noise—proof ability and higher recognition rate.

Key words target recognition; bispectrum; bispectrum estimation

(上接第 46 页)

A New Implementation of Preset Equalizer

Zheng Linhua Huang Xiaoyan Wang Chengyou

(Department of Electronic Technology)

Abstract

We present a new implementation of voice-band channel preset equalizer. DFT is used to compute the groupdelay of channel and the transferfunction of channel is determined by groupdelay. This method is easy and efficient.

Key words: groupdelay mesurment, DFT