

# 用 C5402 DSP 实现的 G.168 自适应回声消除器

上海贝尔有限公司(200070) 蒋彦  
上海交通大学(200030) 陈健

**摘要:** 叙述网络电话系统的回声特点,介绍了 ITU-T G.168 建议书的有关要点。基于性价比方面的考虑,提出了利用 nLMS 算法构成的横向滤波器组成自适应回声消除器,并在 TMS320C5402 DSP 上实现了该算法。经过测试,主要性能均达到 G.168 规范要求。

**关键词:** 横向滤波器 回声消除器 nLMS 算法 数字信号处理 ITU-T 标准

过去,通过卫星打国际长途电话时,因为同步静止卫星的通话路径长,引起通话延迟(单跳 250ms,双跳 500ms),因电路失配所引起的线路回声就很明显,所以从二十世纪 80 年代起人们就研究回声消除的办法。由简单的回声抑制器发展到自适应回声消除器,国际电联 (ITU) 也相

应地制订了回声消除器的国际标准,如 G.164、G.165 和 G.167 等。进入 90 年代后期,通过英特网拨打长途电话,即 IP 电话流行。IP 电话是以数据包的格式在英特网中与其它数据信息按 TCP/IP 协议一起传输,从发话端到受话端延时较长,并且是不确定的。这里的延时包括算法延迟、处理延迟、网络延迟等,算法延迟从 0.125ms~30ms 不等,处理延迟约 30ms,网络延迟高达 70~100ms,总的延迟在 100ms 以上,而人耳对于大于 50ms 的回声就能鉴别出来,因此 IP 电话系统的回声影响相当严重,如何消除 IP 电话中的回声成为非常重要的问题。

在 IP 电话系统中,自适应回声消除器成为不可缺少的设备。鉴于 IP 电话与普通国际长途电话的不同,ITU 于 1997 年通过了 G.168 回声消除器的标准,该标准是 G.165 标准的发展,而更多地考虑到网络情况,包括话音、传真、固定和移动用户等应用,所以 G.165 和 G.168 均为 IP 电话系统采用的标准。

## 1 ITU-T G.168

国际电联就回声消除技术先后发布了一系列规范,分别包括电学回声和声学回声的消除,其中 1997 年公布的 G.168 是关于电学回声消除的最新规范。该建议书针对数字回声消除器提出了一般的设计要求,定义了相关的测试项目,以保证其能够在各种网络条件下提供足够的回声消除能力。该建议书覆盖了比 G.165 更加广泛的网络情况,包括话音、传真、残余的

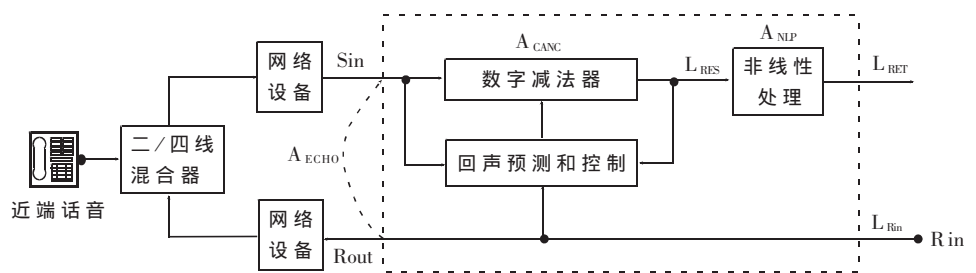


图 1 回声消除器的参数及位置

声学回声和移动网等不同应用。同时,该建议书还定义了一系列客观测试项目(objective tests),如果回声消除器通过这些测试,那么当其安装在网络中,起码就可以完成最低限度的回声消除功能。一个能够通过这些测试的回声消除器,不应该影响语音信号的传输或其它设备的工作。图 1 是回声消除器的基本组成和参数。

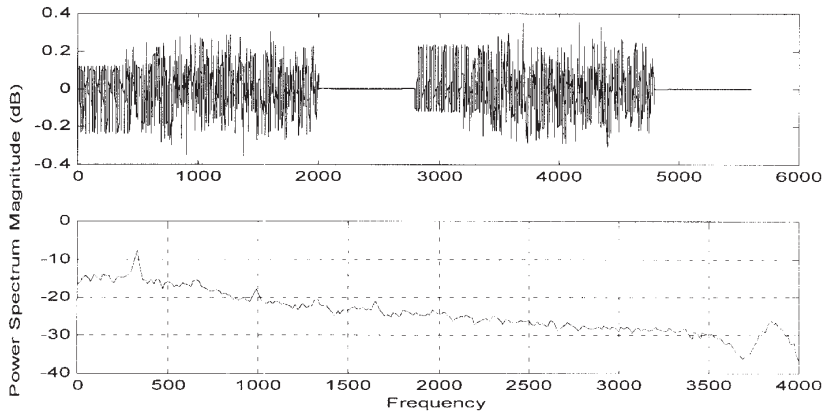
为了客观地评价各种回声消除器的性能,G.168 中规定了一种特定的复合信号源(Composite Source Signals: CCS),带限 CCS 是具有与话音类似的功率密度谱的信号,可以仿真话音信号的特征,用它来作测试信号可以测量回声消除器对语音信号的处理能力。由于信号的起始和终止都有明确定义,因此可以方便地测出同一方向上的切换时间,和整个系统的切换和延迟时间。

在 MATLAB 中,利用程序生成了符合 G.168 要求的带限 CCS 信号,如图 2 所示。

## 2 回声消除器的算法原理

一般而言,回声消除器就是一个自适应辨识系统,它通过特定的方法辨识未知的目标系统,即:回声经过的路径。通常,先设定“自适应辨识网络”的结构形式,再通过对输入序列和输出序列的计算,不断地调整网络参数。这种自适应辨识要求在尽量短的输入数字序列期间,以某种合理定义下的辨识误差为准则,解出各待定参数。

自适应网络结构的常用形式为“横向(Transverse)



注：图中，横坐标为频率值，纵坐标分别为信号幅度和功率谱密度值。

图2 带限 CCS 信号的时域序列和功率密度谱

滤波器”，如图3所示。 $T$ 是延时器， $W(n)=[w_0(n), w_1(n), \dots, w_{L-1}(n)]$ 是加权因子（ $n$ 为时间序号），即待定的网络参数，它随着辨识误差等而改变，每隔一个码元间隔（每时间序号）调整一次。

最陡梯度法是以最小估计误差平方为准则的自适应信号处理算法，但是它要求知道输入/输出数据的二阶统计特性，并且要求这些数据信号是平稳的，通常不易满足。于是，在最陡梯度法的基础上引入适当的近似，即得到LMS算法。由于在最陡梯度法中应用的是统计平均特性，而在LMS法应用的是瞬间数据，只是在统计平均的意义下才与最陡梯度法等效，故解所反映的过程是随机的，即它为一随机自适应算法。虽说输入信号的二阶统计特性彼此相同，所得解（指数值）与最陡梯度法相比却呈现波动，且波动瞬间时值随输入信号的不同而异。LMS算法的特点是：每次迭代的计算量小，所需的存储量也小，易于实现。

在图3的情况下，设 $X(n)=[x(n), x(n-1), \dots, x(n-L+1)]^T$ 是时刻 $n$ 的输入信号矢量，由最近的 $L$ 个信号采样值构成， $L$ 是横向滤波器的长度。 $y(n)$ 是回声消除器的期望（估计）输出值， $d(n)$ 是

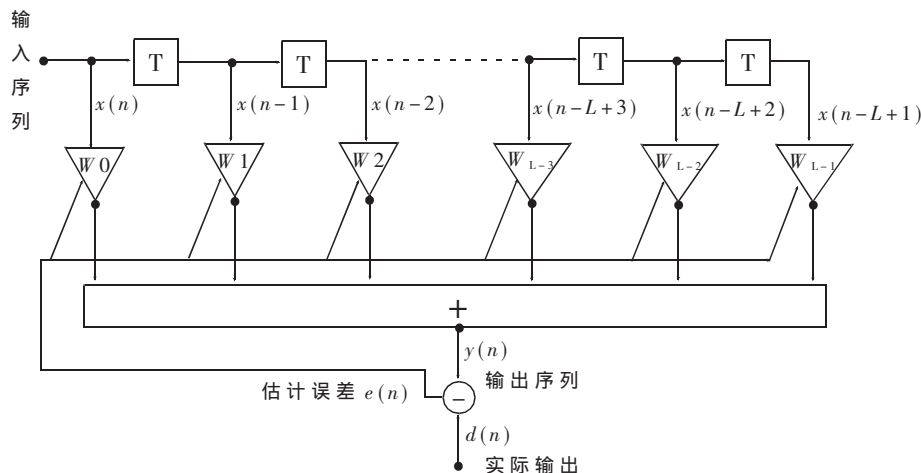


图3 横向滤波器结构图

$S_{in}$ 点的实际输出值， $e(n)$ 是减法器得到的估计误差。 $\mu$ 是回声消除器控制稳定性和收敛速度的参量，称为步长因子。

LMS算法的基本方程归纳如下：

$$y(n) = W^T(n)X(n) \quad (1)$$

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2)$$

$$W(n+1) = W(n) + \mu e(n)X(n) \quad (3)$$

由于输入信号的大小对LMS算法存在影响，即同样情况下，能量高的信号会引起梯度噪放大，而能量低的信号算法收敛较慢。因此在实际应用中，将输入信号按照自身的平均能量进行归一化处理，得到归一化的LMS算法，即nLMS。如式(4)所示。

$$W(n+1) = W(n) + \frac{\mu e(n)X(n)}{a + X^T(n)X(n)} \quad (4)$$

这里的参数 $a$ 是nLMS所特有的，为了避免在输入信号矢量过小时可能产生的数值计算问题，而特意引入的，它是一个很小的正数。

从方程看，LMS算法的优点是运算简便，但它只有一个可调整参数，即步长因子 $\mu$ ，用来控制收敛速度。由于 $\mu$ 的选择受系统稳定性的限制，因此，算法的收敛速度受到较大限制。

### 3 用DSP实现的G.168回声消除器

#### 3.1 TMS320VC5402 DSP的特点介绍

TMS320VC5402是TI C5000系列DSP芯片族中使用最广的一种，具有以下特点：

- TMS320VC5402 DSP，它的最高时钟频率达到100MHz，内核电压是1.8V，I/O电压是3.3V。它的片内存储器为：16KB DARAM，4KB ROM，功耗低，平均约为0.32mW/MIPS。

- DSP内部采用改进的哈佛结构，即：程序空间和数据空间分开，允许同时取指令和取操作数，而且，还允许在程序和数据空间之间相互传送数据。

- DSP芯片内部采用多总线结构，C54x内部有P、C、D和E等4条总线（每条总线包括地址总线和数据总线），可以在一个机器周期内从程序存储区取1条指令，从数据存储区读2个操作数并向数据存储区写1个操作数，大大提高了DSP的运行速度。

- 在DSP中，采用流水线结构，将一条指令执行所需要的取指、译码、取操作数并执行等几个步骤同时完成，使指令周期降低到最小值。

- DSP内部有多个处理单元，如算术逻辑运算单元（ALU）、辅助

运算单元 (ARCU)、累加器 (ACC) 和硬件乘法器 (MUL) 等, 它们可以在一个指令周期内同时进行运算, 特别适用于 FIR 和 IIR 滤波器。

· 在 DSP 的指令系统中, 设计了一些特殊高效的 DSP 指令, 如 FIRS 和 LMS 指令, 专门用于对称 FIR 滤波器和 LMS 算法。

### 3.2 编程介绍

DSP 中实现的 nLMS 算法就是上面介绍的 (1)~(4) 式, 但其中的归一化方法需要说明。首先, 考虑到数值计算的有限精度, 将 (4) 式分母中的平方项拆开, 组成两个分式相乘。拆开后的信号能量记为 POWER(y(n)), 由 (6) 式的时间估计值进行迭代计算。

$$W(n+1) = W(n) + [\mu e(n) / \text{POWER}(y(n))] * [X(n) / \text{POWER}(y(n))] \quad (5)$$

$$\text{POWER}(y(n+1)) = (1-\alpha) * \text{POWER}(y(n)) + \alpha * |y(n)|^2 \quad (6)$$

以下为采用 C5000 汇编语言实现 nLMS 算法的基本代码:

```
STM#(TAPS-2),BRC ;根据横向滤波器的长度
                    TAPS,循环(TAPS-1)次,
                    但是另有一次在 RPTBD
                    指令后的流水线中完成。

SSBX FRCT
XC 2, NTC ;如果要求停止更新滤波器系数,
           则将(5)式的更迭项置零

ST #0, n_error_mu
LD #0,B
LD n_error_mu, T ;norm_error * mu -> T
RPTBD $nLMS_end-1
MPY *n_ref_ptr+0%,A
LMS *filter_ptr,*ref_ptr+0%
ST A,*filter_ptr+
|| MPY *n_ref_ptr+0%,A
                    ;error (in T) * n_ref_sample->A
LMS *filter_ptr,*ref_ptr+0%
                    ;A+coef<<16+round.->A
                    ;coef*ref+B->B

$nLMS_end:
ST A,*filter_ptr
|| SUB *AR5,A
                    ;S0<<16-B (est.echo) -> A
STH A,error_out
ABS A
STH A,ABSE0 ;abs value for power
estimate.
```

在程序的主要循环体内, 每次循环只需要两个指令周期, 因此对于 nLMS 算法的每次系数更新需要的指令周期约为 (2×TAPS) 个。这里, DSP 处理器的优越性能起了决定作用。

在实际应用中, 回声消除器所需要的处理能力取决于回声路径容量, 即自适应滤波器的抽头个数, 以及在稳定情况下是否继续更新滤波器系数。如果仅仅是在话路建立初期激活滤波器系数的迭代, 而在系数收敛以后, 冻结迭代过程, 维持当前系数, 则可以节省系统的处理能力, 完成对更多信道的回声消除。在表 1 中, 对利用 C5000 汇编语言实现的 nLMS 算法进行了一些评估。从中可以看出, 如果采用单片 100MIPS 的 C5402, 则可以并行处理 11 条 64ms 的回声路径。

### 3.3 测试结果

表 1 利用 nLMS 算法实时处理回声的评估

应用场合	通道数	估算公式	指令周期数	MHz
16-bit 系数, 4ms 回声	1	2×N+70	134	1.07
16-bit 系数, 8ms 回声	1	2×N+70	198	1.58
16-bit 系数, 16ms 回声	1	2×N+70	326	2.61
16-bit 系数, 32ms 回声	1	2×N+70	582	4.66
16-bit 系数, 64ms 回声	1	2×N+70	1094	8.75

按照 G.168 的要求, 采用带限 CCS 信号进行了有关的测试, 并将输入/输出信号的功率作图示意。均方根 (RMS 功率) 的估计范围是 0.7s。

(1) 测试项目 1A, 稳定工作时, 残余回声电平测试 (NLP 暂停);

(2) 测试项目 2B, 收敛性能测试 (NLP 暂停)。

这两个项目可以在一次测试中完成, 结果如图 4 所示。这里, 中间一条线是输入信号的均方根, 最下方一条线是估计误差的均方根, 最上方一条线是两者的差值。显然, 采用带限 CCS 信号, 当滤波器稳定工作时, 残余回声电平 (最下方曲线) 低于输入信号 (中间曲线) 30dB 以上, 达到 G.168 的要求。

根据 G.168 要求, 系统工作 1s 后, 残余回声电平低于输入信号 16dB, 从图 4 可见, 实际结果略低于规范要求。其原因在于, 所选的步长因子为 0.001, 取值较小, 导致系统收敛时间较长。

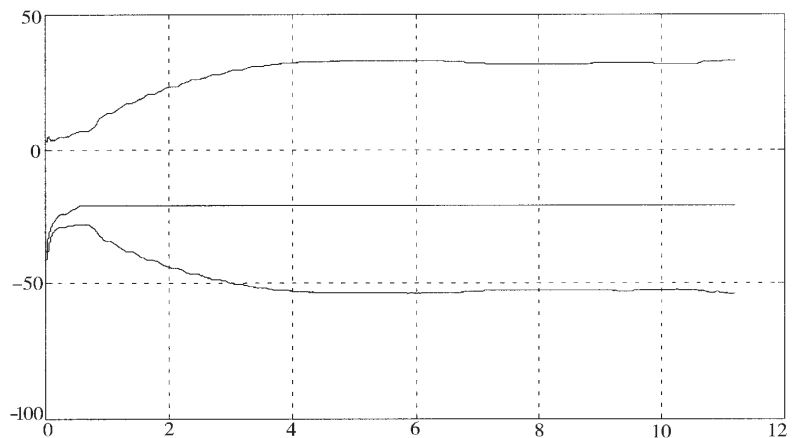


图 4 测试项目 1A 的结果

(下转第 73 页)

电、涓流充电时的充电电流分别为  $1A$ 、 $1A/16=62.5mA$ ，充电速率分别为  $C$ 、 $C/16$ 。

#### 4 MAX712 的充电曲线分析

图 3 是实测的由 MAX712 构成的镍镉电池快速充电器的充电曲线，充电过程分 5 个阶段，见图 3。通电前，MAX712 只从电池上汲取极少的电能，对应于阶段 1，充电电流为  $\mu A$  级。在 MAX712 接通电源而它的上电复位信号到来之前，电池处于涓流充电状态（阶段 2），充电电流为  $mA$  级。当复位信号到来时，只要  $E_M/N > 0.4V$  ( $0.4V$  为欠压锁定电压)，就转入快速恒流充电，此时充电电压迅速升高而充电电流很快保持恒定（阶段 3），充电电流为  $A$  级。判断快速充电结束有两种方法：(1) 根据电压斜率判断。MAX712 内部 A/D 转换器（量程  $1.65V$ ，分辨率  $2.5mV$ ）在经过两次连续采样后得到  $V_1$ 、 $V_2$  的值，可比较出电池电压的变化斜率，只要  $V_1=V_2$ ，说明斜率为零，就从快速充电切换到涓流充电（阶段 4）。(2) 根据温度判断，如图 4 所示。使用两只负温度系数的热敏电阻，其中  $RT_1$  与被充电电池表面相接触，以检测电池是否超过温度上限  $T_H$ ， $RT_2$  用于感知环境温度。当  $T > T_H$  时温度比较器翻转，快速充电结束。关断电源后进入阶段 5，充电电流又降到零。

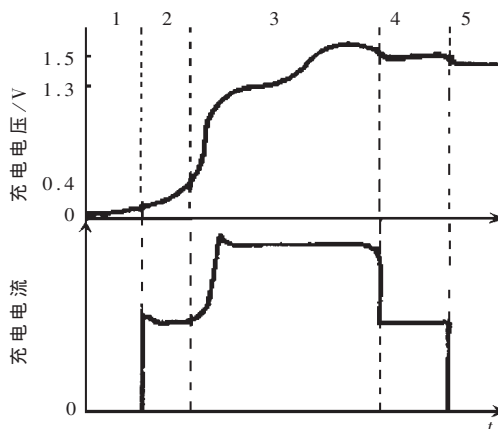


图 3 充电电压与充电电流变化曲线

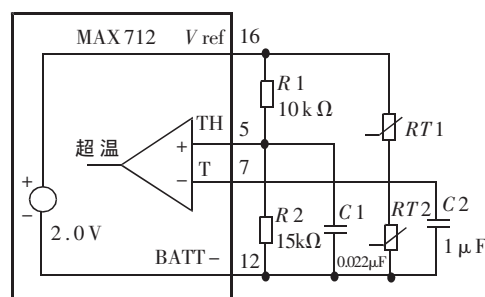


图 4 温度检测与比较电路

使用 MAX712 实际设计的镍镉电池快速充电器充电时间短、充电效率高，克服了普通镍镉电池充电器功能单一、充电电流无法调整、充电时间长且效率低的缺点，取得了良好的使用效果。

#### 参考文献

- 1 沙占友, 李学尧, 邱凯. 新型特种集成电源及应用. 北京: 人民邮电出版社, 1998
- 2 NEW RELEASES DATA BOOK Volume VIII. MAXIM. 1999 (收稿日期: 2001-04-16)

(上接第 65 页)

测试项目 3A，近端低电平的双讲性能测试 (NLP 暂停)。

如图 5 所示，这里，中间一条线是输入信号的均方根，最下方一条线（残余回声）是估计误差的均方根，最上方一条线是两者的差值。残余回声的功率与近端语音相当，符合规范要求。

本文介绍了回声消除中的 LMS 算法，以及在 DSP 上如何实现，最后按照 G.168 的各项测试要求进行了性能检测，主要指标都符合规范要求。因为 IP 电话系统发展很快，回声消除器是该系统不可缺少的模块，因此如何取得最佳的性价比是业界最为关心的。LMS 不是回声消除中的最佳算法，但是它具有算法简便快速、DSP 开销小等优点，并且在此基础上，通过一些改进可以得到性能较好的算法。如果是应用于局端的大容量 IP 电话终端，可以采用性能更高的 C62xx DSP 芯片。

#### 参考文献

- 1 德州仪器公司应用报告 SPRA188. Implementing a

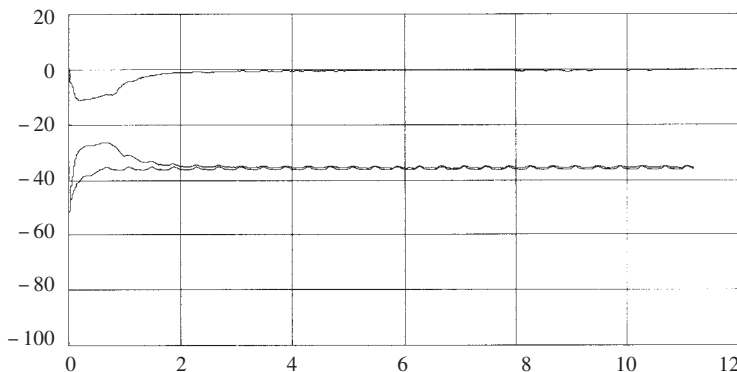


图 5 测试项目 3A 的结果

- Line-Echo Canceller Using the Block Update and NLMS Algorithms on the TMS320C54x DSP. 1997; 4
- ITU-T G.168. Apparatus associated with long-distance telephone circuits; Digital network echo cancellers. 1997; 4
- 陈尚勤. 快速自适应信息处理. 北京: 人民邮电出版社
- 覃景繁, 韦岗. 回波消除理论进展及其应用. 电路与系统学报. 1998; 3(3)

(收稿日期: 2001-04-03)