

基于嵌入式系统的频率计权实现方法分析与对比

罗自荣, 陈章位, 蔡德威, 樊亚容

(浙江大学 流体传动与机电系统国家重点实验室, 杭州 310013)

摘要: 结合嵌入式系统平台的特点, 分析了基于卷积的全数字频率计权实现方法。为解决随着滤波精度提高, 滤波器系数增长, 运算量急剧增大的问题, 提出了基于重叠相加 DFT 的优化方案, 并对实现过程进行理论分析。对两种方案的运算量级进行讨论。在 MATLAB 中对优化方案进行仿真分析, 并在嵌入式系统平台上进行实验验证。理论推导和实验结果表明: 基于卷积和基于重叠相加 DFT 的方案的结果是一致的, 而且随着滤波器系数的增大后者性能快速提升, 并获得在滤波器系数已知和滤波器系数, 一帧大小都已知的情况下的方案和参数选择原则。

关键词: 频率计权; 卷积; 重叠相加; DFT/IDFT

中图分类号: TB52

文献标志码: A

DOI:10.13465/j.cnki.jvs.2014.09.005

Analysis and comparison of methods for frequency weighting based on an embedded system

LUO Zi-rong, CHEN Zhang-wei, Cai De-wei, FAN Ya-rong

(The State Key Lab of Fluid Power Transmission and Control, Zhejiang University, Hangzhou 310013, China)

Abstract: After taking the characteristic of an embedded system into consideration, a traditional method based on a convolution for digital frequency weighting was analyzed. In order to meet the requirements of high precision and long filter coefficient, the calculation amount increased dramatically, an optimization scheme based on overlapping and adding DFT was presented. Its realization process was analyzed theoretically. The total computation amount of both schemes were compared and discussed. The optimization scheme was simulated with MATLAB and tested on a platform of an embedded system. The results showed that both two methods can be used to get the same results; the method based on overlapping and adding DFT has a better performance as the filter coefficient becomes longer; the selection principle of schemes and parameters is acquired when both the filter coefficient and the length of a frame are known.

Key words: frequency weighting; convolution; overlapping and adding; DFT/IDFT

近年来人们对噪声污染的关注不断加大, 声学分析技术在噪声评估, 故障诊断, 污染防治, 消噪减噪, 疾病治疗等方面的应用也不断加深^[1-2]。人耳对声音的感受不仅跟声压大小有关, 而且跟声压的频率有关。在声学分析中使用频率计权网络, 以达到模拟人耳听觉的效果。

模拟电路时代, 频率计权的实现主要是通过利用电容, 电阻, 运放电路等组成计权网络实现频率计权, 但是这种方法由于各种电子器件的精度较难保证, 而且设计比较复杂, 不易变更和调试, 同时可靠性和稳定性都较低。近年来全数字式的频率计权方法得到广泛的应用^[3], 通过设计一个频率计权滤波器, 然后把采样后的声压信号与滤波器做卷积运算, 得到计权结果,

但随着滤波精度的提高, 滤波器系数的增长, 计权运算需要的运算量也急剧增大。本文提出了基于重叠相加 DFT 的优化方案, 并对实现过程进行理论分析。对基于卷积和基于重叠相加 DFT 的方案的运算量级进行理论推导, 计算和讨论。理论推导和实验结果表明: 两种方案的结果是一致的, 随着滤波器系数增大后者的性能快速提升, 并得出在滤波器系数已知, 和滤波器系数, 一帧大小都已知的情况下的方案和参数选择准则。

1 基于卷积的全数字式频率计权实现

1.1 频率计权声压

在声学测量仪器中, 依据不同需求使用不同的计权网络, 现在常用的频率计权网络有 A, B, C 计权。

图 1 所示的为 A, B 和 C 计权网络衰减曲线图。可以看到人耳对高频段和低频段的声压的反应比较迟钝, 对 1 000 Hz 左右的声压反应比较灵敏。式 (1) 和 (2) 分别是 A, C 计权频率与对应的衰减量的函数关系

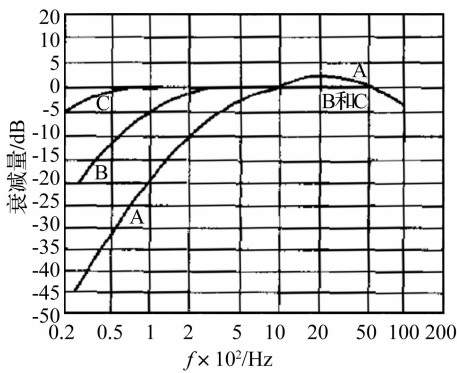


图1 A,B,C计权网络衰减曲线

Fig. 1 A, B, C weighting network attenuation curve

式。其中:

$$f_1 = 20.6 \text{ Hz}, \quad f_2 = 107.7 \text{ Hz},$$

$$f_3 = 737.9 \text{ Hz}, \quad f_4 = 12194 \text{ Hz},$$

$$A_{1000} = 2.000 \text{ dB}, \quad C_{1000} = -0.063 \text{ dB}$$

$$A(f) =$$

$$20 \lg \left[\frac{f_4^2 f^4}{(f^2 + f_1^2)(f^2 + f_2^2)^{\frac{1}{2}}(f^2 + f_3^2)^{\frac{1}{2}}(f^2 + f_4^2)} \right] - A_{1000} \quad (1)$$

$$C(f) = 20 \lg \left[\frac{f_4^2 f^2}{(f^2 + f_1^2)(f^2 + f_4^2)} \right] - C_{1000}$$

1.2 基于卷积的频率计权实现

声压频率计权可通过让声压信号经过对应频率计权滤波器实现。使用双线性变换法,结合(1)式得A,C计权所对应的频率计权滤波器的传递函数^[4]

$$H_C(s) = \frac{\omega_4^2 s^2}{(s + \omega_1)^2 (s + \omega_4)^2} \quad (2)$$

$$H_A(s) = H_C(s) \left(\frac{s}{s + \omega_2} \times \frac{\omega_4}{s + \omega_3} \right)$$

对频率计权滤波器传递函数从S平面映射到Z平面得^[5]:

$$H_C(z) = \left(\frac{b_0 + b_1 z^{-2}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \right)^2 \quad (3)$$

$$H_A(z) = H_C(z) \frac{b_{10} + b_{11} z^{-1} + b_{12} z^{-2}}{a_{10} + a_{11} z^{-1} + a_{12} z^{-2}}$$

其中: $a_0 = 1, a_1 = -0.9846, a_2 = -0.01265, b_0 = 0.5057, b_1 = -0.5057, a_{10} = 1, a_{11} = -1.8944, a_{12} = 0.8957, b_{10} = 0.9475, b_{11} = -1.895, b_{12} = 0.9745$ 。

得到滤波器传递函数Z变换,容易得滤波器的系数,假设取滤波器的系数长度为M,调用卷积计算式(3)即可以求得对应频率计权的结果^[6]。

$$y(n) = x(n) * h(n) \quad (4)$$

考虑原始信号 $x(n)$ 是一个无限长序列,在嵌入式系统中不可能存放一个无限长序列,所以把原始信号分割为一帧一帧的数据,每帧的大小都为N。记第n帧数据的第i个值为 x_n^i ,则第n帧数据的滤波结果为

$$\begin{bmatrix} y(1) \\ y(2) \\ y(3) \\ \vdots \\ y(N) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} x_{n-1}^{N-M-2} & x_{n-1}^{N-M-1} & \dots & \dots & x_{n-1}^{N-1} & x_{n-1}^N & 0 \\ x_{n-1}^{N-M-1} & x_{n-1}^{N-M} & \dots & \dots & x_{n-1}^N & & \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & & \\ \vdots & \vdots & & & & & \\ x_{n-1}^{N-1} & x_{n-1}^N & & & 0 & & \\ x_{n-1}^N & & & & & & \end{bmatrix}}_M \begin{bmatrix} h(1) \\ h(2) \\ h(3) \\ \vdots \\ h(M) \end{bmatrix} +$$

$$\left\{ \begin{bmatrix} & & & & x_n^1 & x_n^2 \\ & 0 & & & x_n^1 & x_n^2 & x_n^3 \\ & & \ddots & & x_n^1 & x_n^2 & x_n^3 \\ & & & \ddots & & & \\ & & & & x_n^M & \dots & \dots & x_n^{2M-3} & x_n^{2M-2} & x_n^{2M-1} \\ x_n^{M+1} & x_n^{M+2} & \dots & \dots & x_n^{2M-2} & x_n^{2M-1} & x_n^{2M} \\ \vdots & \vdots & & & & & \\ \vdots & & & & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h(1) \\ h(2) \\ h(3) \\ \vdots \\ h(M) \end{bmatrix} \right\}_N$$

如此一帧一帧处理,便可得频率计权后的信号。但是随着分析精度要求的提高,逐渐要求滤波器系数越来越长,而计权滤波的运算量跟滤波器长度有关。容易得到对于一列长为L的数据,通过一个系数长度为M的滤波器总共需要 $L \times M$ 次乘除法和 $L \times (M-1)$ 次加减法运算。所以当M增大时,处理需要的运算量也急剧的增大。

2 基于重叠相加 DFT 的频率计权实现

2.1 基于重叠相加 DFT 的卷积实现

随着计权滤波器系数长度的增大,运算量急剧上升,考虑用循环卷积计算线性卷积,而依据卷积定理可通过DFT/IDFT计算循环卷积^[7-9]。设滤波器系数 $h(n)$ 长度为M,一帧长度为N的数据 $x(n)$ ($x(n)$ 是N个时域声压信号以N为周期的周期延拓,是确定信号,可以使用DFT进行分析), $y_c(n)$ 和 $y(n)$ 分别表示 $h(n)$ 与 $x(n)$ 的L点循环卷积和线性卷积,且满足 $L > \max[N, M]$,则有:

$$y_c(n) = h(n) \otimes x(n) = \left(\sum_{m=0}^{L-1} h(m)x((n-m))_L \right) R_L(n) \quad (5)$$

$x((n-m))_L$ 为 $x(n)$ 的以L为周期的周期延拓, $R_L(n)$ 为单位矩形序列,当 $0 \leq n \leq L-1$ 时 $R_L(n) = 1$,其他情况 $R_L(n) = 0$ 所以有:

$$x((n-m))_L = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} x(n-m+iL) \quad (6)$$

又依卷积的定义有：

$$y(n) = h(n) * x(n) = \sum_{m=0}^{M-1} h(m)x(n-m) \quad (7)$$

联立式(5),式(6)和式(7)得：

$$y_c(n) = \sum_{m=0}^{M-1} h(m) \sum_{i=-\infty}^{+\infty} x(n-m+iL)R_L(N) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left(\sum_{m=0}^{M-1} h(m)x(n-m+iL)R_L(N) \right) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} y(n+iL)R_L(n) \quad (8)$$

所以 $h(n)$ 和 $x(n)$ 的 L 点循环卷积为线性卷积 $y(n)$ 以 L 为周期的周期延拓序列的主值序列。由定义可知 $y(n)$ 序列的长度为 $N+M-1$ 。所以 $y(n)$ 以 L 为周期的周期延拓无混叠的条件是：

$$L \geq N + M - 1 \quad (9)$$

即当循环卷积长度 L , 一帧长度 N 和滤波器系数长度 M 满足式(5)时有： $y_c(n) = y(n)$ 。此时依卷积定理通过 DFT/IDFT 计算得 $h(n)$ 和 $x(n)$ 的 L 点循环卷积, 进而得到线性卷积值。具体计算过程如图 2 所示, 先对 $h(n)$ 和 $x(n)$ 分别补 $L-N$ 和 $L-M$ 个零, 得 L 点序列。然后分别进行 L 点 DFT 得 $H(k)$ 和 $X(k)$ 。 $H(k)$ 乘 $X(k)$ 得 $Y_c(k)$ 。对 $Y_c(k)$ 进行 L 点 IDFT 得 $y_c(n)$ 。 $y_c(n)$ 便是 $h(n)$ 和 $x(n)$ 的线性卷积值 $y(n)$ 。

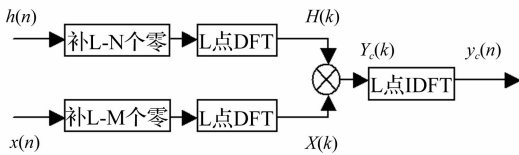


图 2 卷积计算流程图

Fig. 2 Convolution calculation flowchart

这里采用重叠相加 DFT 计算得 $h(n)$ 和 $x(n)$ 的卷积, 避免卷积计算过程中繁琐重复的相乘相加运算, 而对 DFT, IDFT 可以采用快速算法 FFT 和 IDFT 计算求得。

对于无限长序列 $x(n)$, 与先前类似, 分成一帧一帧, 每帧长度 N , 设 $x_i(n) = x(n+iN)R_N(n)$, 则：

$$x(n) = \sum_{i=0}^{\infty} x_i(n-iN) \quad (10)$$

设 $y_i(n-iN) = h(n) * x_i(n-iN)$, 有：

$$y(n) = h(n) * x(n) = \sum_{i=0}^{\infty} h(n) * x_i(n-iN) = \sum_{i=0}^{\infty} y_i(n-iN) \quad (11)$$

从式(11)可知对于无限长序列 $x(n)$ 经过频率计权后的结果 $y(n)$ 为各帧卷积重叠相加。当 $L = N + M - 1$ 时, 即为第 $(i-1)$ 帧的末尾 $M-1$ 个值与第 i 帧的前面 $(M-1)$ 个值相加。具体过程如图 3 所示。

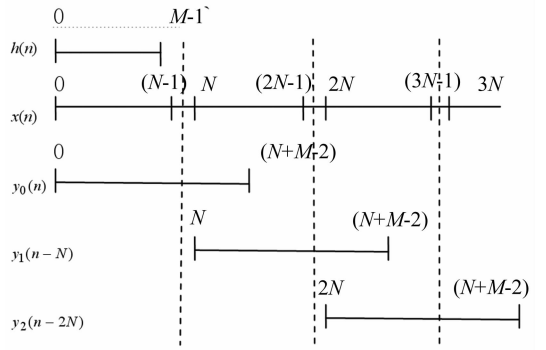


图 3 重叠相加法计算卷积步骤

Fig. 3 Convolution calculation steps

2.2 频率计权中 DFT 的实现

采用 FFT 计算 DFT 很大得减少了 DFT 的运算量, 但是 FFT 运算是针对复数的, 而要处理的声压信号都是实数, 实数可以看为虚部为 0 的复数, 但很明显这有很多的冗余运算, 所以考虑把两个相邻的实数看为一个复数^[10], 对于 L 点序列 $x(n)$, 设 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 分别为序列的奇序列和偶序列即 $g(n) = x_1(2n) + jx_2(2n+1)$ 。所以 $G(k) = X_1(k) + jX_2(k)$, 则有：

$$X(k) = \sum_{i=0}^{\frac{L}{2}-1} x(2i)W_L^{2ik} + \sum_{i=0}^{\frac{L}{2}-1} x(2i+1)W_L^{(2i+1)k} = \sum_{i=0}^{\frac{L}{2}-1} x(i)W_{L/2}^{ik} + W_L^k \sum_{i=0}^{\frac{L}{2}-1} x_2(i)W_{L/2}^{ik} = X_1(k) + W_L^k X_2(k) \quad (12)$$

又结合 DFT 的定义和性质有：

$$X_1(k) = \frac{1}{2} \left\{ G(k) + G^* \left(\frac{L}{2} - k \right) \right\} \quad (13)$$

$$X_2(k) = \frac{1}{2} \left\{ G(k) - G^* \left(\frac{L}{2} - k \right) \right\}$$

式(12)与式(13)联立有：

$$X(k) = \frac{1}{2} (1 - jW_L^k) G(k) + \frac{1}{2} (1 + jW_L^k) G^* \left(\frac{L}{2} - k \right) \quad (14)$$

所以要计算 $x(n)$ 的 L 点 DFT, 只需计算 $g(n)$ 的 $L/2$ 点 DFT 然后利用式(14)即可计算得 $X(k)$ 的值。

2.3 频率计权中 IDFT 的实现

按图 2 计算得 $Y_c(k)$, 需要进行 L 点 IDFT 才能求得最终的频率计权结果。类似 DFT 的运算, 是否有一种简便的方法减少 IDFT 需要计算的点数。考虑频率计权的声压信号是实数, 而设计的滤波器的系数也都是实数, 实数与实数的卷积的结果肯定也是实数。也就是说在对 $Y_c(k)$ 进行 L 点 IDFT 后的结果是为 L 个实数。即 $Y_c(k)$ 为 $y_c(n)$ 的 L 点实序列 DFT, 设 $Y_1(k)$ 和 $Y_2(k)$ 分别为 $y_c(n)$ 的奇序列和偶序列 DFT。则有^[11]：

$$Y_c(k) = Y_1(k) + W_L^k Y_2(k) \quad (15)$$

$$Y_c\left(k + \frac{L}{2}\right) = Y_1(k) - W_L^k Y_2(k) \quad (16)$$

另一方面, $y_c(n)$ 的派生复数序列, 即把相邻的两个实数, 一个作为复数的实部, 一个作为复数的虚部, $g(n) = y_1(n) + jy_2(n)$, 即 $G(k) = Y_1(k) + jY_2(k)$, 则联立式(15)和式(16)有:

$$\begin{aligned} G(k) &= Y_1(k) + jY_2(k) = \\ &= \frac{Y_c(k) + Y_c^*\left(\frac{L}{2} - k\right)}{2} + j \frac{Y_c(k) - Y_c^*\left(\frac{L}{2} - k\right)}{2W_L^k} = \\ &= \frac{1 + jW_L^{-k}}{2} Y_c(k) + \frac{1 - jW_L^{-k}}{2} Y_c^*\left(\frac{L}{2} - k\right) \quad (17) \end{aligned}$$

所以在频率计权时, 对于 L 点 DFT $Y_c(k)$ 要求它的 IDFT, 只需要按照式(17)求得 $G(k)$, 然后对 $G(k)$ 做 $L/2$ 点 IDFT 得 $g(n)$, $g(n)$ 的实部就是 $y_c(n)$ 的奇序列, 虚部就是 $y_c(n)$ 的偶序列。

3 算法复杂度分析与对比

设嵌入式系统做一个乘除法运算的时间为 T_m , 一个加减法运算需要的时间为 T_a 。滤波器的系数的长度为 M , 考虑嵌入式系统做卷积实现的需要和避免频繁的数据移动, 一般一帧的长度 $N-1$ 应大于或等于 M , 则对于直接采用卷积定义的频率计权实现方法计算一列长为 Le ($Le \rightarrow \infty$) 的序列 $x(n)$ 需要的运算量为

$$T_{\text{total}}^1 = Le \times M \times T_m + (M-1) \times Le \times T_a \quad (18)$$

对于基于重叠相加 DTF 的优化方案, 设一帧的长度为 N , $Le = nN$, 取循环卷积长度 $L = N + M - 1$, 则需要的运算量为

$$\begin{aligned} T_{\text{total}}^2 &= T_{\text{DFT}} + T_{\text{multiply}} + T_{\text{IDFT}} = \\ &= \left[2LT_m + LT_a + \frac{L}{2} \left(\log_2 \frac{L}{2} \right) T_a + \frac{L}{4} \left(\log_2 \frac{L}{2} \right) T_m \right] + \\ &= (2LT_m + LT_a) + \left[2LT_m + LT_a + \right. \\ &= \left. \frac{L}{2} \left(\log_2 \frac{L}{2} \right) T_a + \frac{L}{4} \left(\log_2 \frac{L}{2} \right) T_m \right] = \\ &= \left(6L + \frac{L}{2} \log_2 \frac{L}{2} \right) T_m + \left(3L + L \log_2 \frac{L}{2} \right) T_a \quad (19) \end{aligned}$$

在 DSP 中采用了硬件乘法器的结构, 乘法运算的运算量大大减小, 跟加法指令的运算周期接近, 这里取 $T_a = T_m = T$, 所以:

$$m = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{T_{\text{total}}^1}{T_{\text{total}}^2} =$$

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{(2M-1)nNT}{\left[9(N+M-1) + \frac{3}{2}(N+M-1) \log_2 \left(\frac{N+M-1}{2} \right) \right] Tn} =$$

$$\frac{\frac{2}{3}(2M-1)N}{6(N+M-1) + (N+M-1) \log_2 \left(\frac{N+M-1}{2} \right)} \quad (20)$$

对式(20)分子分母同时除以 M 得:

$$m = \frac{\frac{2N}{3} \left(2 - \frac{1}{M} \right)}{6 \left(\frac{N-1}{M} + 1 \right) + \left(\frac{N-1}{M} + 1 \right) \log_2 \left(\frac{N+M-1}{2} \right)} \quad (21)$$

对一帧大小已知情况, 即 N 为已知量, m 为关于 M 的函数, 显然式(21)的分子为关于变量 M 的单调增函数。对于式(21)的分母, 取 $k = N-1$, 则分母可表示为以 M 为自变量的函数 $f(x)$:

$$f(x) = 6 \left(\frac{k}{x} + 1 \right) + \left(\frac{k}{x} + 1 \right) \log_2 \left(\frac{x+k}{2} \right)$$

对 $f(x)$ 求导得:

$$\begin{aligned} f'(x) &= -\frac{6k}{x^2} - \frac{k}{x^2} \log_2 \left(\frac{x+k}{2} \right) + \frac{k+x}{x} \times \frac{1}{(x+k) \ln 2} = \\ &= -\frac{1}{x^2} \left(6k - k \log_2 \frac{x+k}{2} - \frac{x}{\ln 2} \right) \quad (22) \end{aligned}$$

考虑前面分析 $N-1 \geq M$, 即 $x \leq k$, 且滤波器系数 M 大于 1, 即 $x > 1$, 所以对于式(22)有:

$$\begin{aligned} f'(x) &= -\frac{1}{x^2} \left(6k + k \log_2 \frac{x+k}{2} - \right. \\ &= \left. \frac{x}{\ln 2} \right) \leq -\frac{1}{x^2} \left(6k + k \log_2 x - \frac{x}{\ln 2} \right) < \\ &= -\frac{1}{x^2} \left(6k - \frac{k}{\ln 2} \right) < 0 \end{aligned}$$

所以 $f(x)$ 为一个单调减函数, 对于式(21), 分子是 M 的单调增函数, 分母是 M 的单调减函数, 所以 M 越大, 基于重叠相加 DFT 优化算法的优越性越好。

对于式(20), 分子分母同时除以 N 得:

$$m = \frac{\frac{2}{3}(2M-1)}{6 \left(1 + \frac{M-1}{N} \right) + \left(1 + \frac{M-1}{N} \right) \log_2 \left(\frac{N+M-1}{2} \right)} \quad (23)$$

对于滤波器设计已经完成, 即 M 已知, m 为关于 N 的函数, 取 $k = M-1$, 则式(23)分母表示为关于 N 的函数 $f(x)$:

$$f(x) = 6 \left(\frac{k}{x} + 1 \right) + \left(\frac{k}{x} + 1 \right) \log_2 \left(\frac{x+k}{2} \right)$$

$$\begin{aligned} f'(x) &= -\frac{6k}{x^2} - \frac{k}{x^2} \log_2 \left(\frac{x+k}{2} \right) + \frac{k+x}{x} \times \frac{1}{(x+k) \ln 2} = \\ &= -\frac{1}{x^2} \left(6k - k \log_2 \frac{x+k}{2} - \frac{x}{\ln 2} \right) = 0 \quad (24) \end{aligned}$$

对式(23), 画出 m 关于 N 的变化曲线如图 4 所示, 实线, 点线, 虚线分别为 $M=64$, $M=32$, $M=16$ 时 m 随 N 的变化曲线, 可以看到曲线 m 先增大后减小, 又考虑式(18)可知基于卷积的方案运算量与帧的长度无

关,所以取在极值点处的帧大小 N 时,基于重叠相加 DTF 的优化方案的运算量最小。

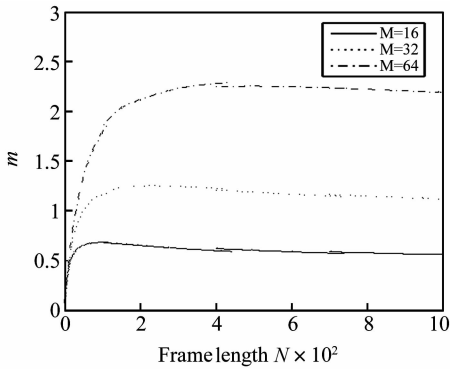


图 4 m 随 N 的变化曲线
Fig. 4 N, m curve

这个极值点就是式(24)的解,设为 x^* 。所以 M 一定,基于重叠相加 DTF 优化算法取一帧大小 $N = [x^*]$ 时,运算量最小。

对于已知 M 和 N 的情况,显然当 M 和 N 满足式(25)时基于重叠相加 DTF 优化算法的运算量比较小。

$$m = \frac{\frac{2}{3}(2M - 1)N}{6(N + M - 1) + (N + M - 1)\log_2\left(\frac{N + M - 1}{2}\right)} > 1 \quad (25)$$

4 数值与实验分析

4.1 MATLAB 仿真分析

为了便于对效果的观察,先假设频率计权为一个具有低通效果的频率计权曲线,截止频率为 $f_c = 7\ 680$ Hz。在 MATLAB 上对基于重叠相加 DTF 的频率计权优化方案进行仿真,为满足高精度要求我们选取频率计权滤波器系数长度 $M = 2\ 049$,依式(24)得此时最佳的帧大小为: $N = 28\ 229$,考虑人耳能听到的声压频率范围为: $20 \sim 20\ 000$ Hz,结合采样定理,选择采样频率 $f = 51\ 200$ Hz,让三列频率分别为 $f_1 = 1\ 000$ Hz, $f_2 = 11\ 000$ Hz和 $f_3 = 17\ 000$ Hz,幅值为 1 的正弦信号叠加即: $x(n) = \sin(2\pi n f_1 / f) + \sin(2\pi n f_2 / f) + \sin(2\pi n f_3 / f)$,如图 5(a) 所示;进行频率计权得到结果如图 5(b) 所示,可以看到高频成分由于频率计权增益为 0,所以基本得到了抑制,只留下低频段频率 $f_1 = 1\ 000$ Hz 幅值为 1 的正弦信号。

现在对于 A 计权,让一列噪声信号分别通过 MATLAB 的 simulink 模块和使用重叠相加法 DTF 的方法进行频率计权,选择信号采样频率 $f = 51\ 200$ Hz,滤波器系数长度 $M = 1\ 025$,依式(24)得此时最佳的帧大小为: $N = 13\ 351$,对一列噪声信号采用 simulink 仿真和基于重叠相加 DTF 得结果如图 6(a) 所示,实线的是采用

simulink 模块频率计权的结果,点线是使用基于重叠相加 DTF 法在 MATLAB 上仿真的结果,可以看到两条曲线基本重合,也就是两种方法的计权结果是一致的。为便于观察将其错开一定的相位如图 6(b) 所示,可以看到两者的结果是一致的。

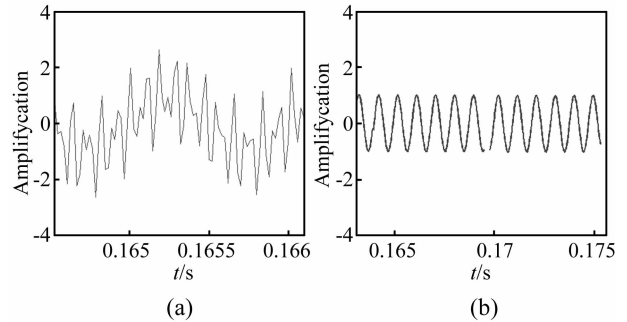


图 5 使用 DFT 计算低通计权结果

Fig. 5 Lowpass weighting result using DFT

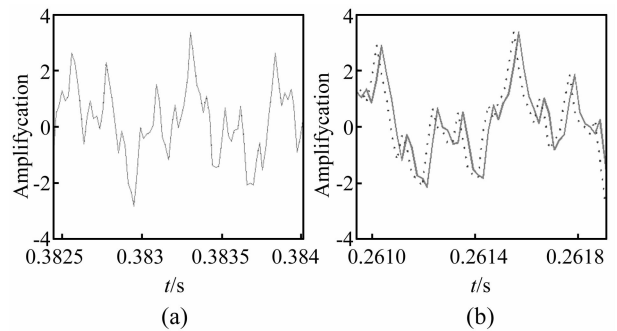


图 6 MATLAB simulink 仿真结果

Fig. 6 Simulink result with MATLAB

4.2 嵌入式平台实验分析

在嵌入式平台上进行试验分析^[12],验证算法的准确性,可行性。图 7 是实验平台实物图。本文采用 DSP + ARM + FPGA 的硬件架构,DSP 与 ARM 集成在同一块双核处理器上。选择信号采样频率 $f = 51\ 200$ Hz, FPGA 负责与慢速外设的交互,声压信号 AD 转换后,经 FPGA 采集通过 SPI 传给 DSP, DSP 使用 EDMA 采集得一帧数据 $N = 2\ 048$,后进入中断,这里选择一帧大小为 $N = 2\ 048$ 是综合分析了精度要求和更新速度,系统内存等因素后的结果。为满足精度要求选择频率计权滤波器系数 $M = 2\ 049$ 。 M 和 N 都已知,代入式(21)得 $m = 26.8$,显然满足式(25),此时使用基于重叠相加 DTF 的算法需要的运算量只为基于卷积的方法的运算量的。DSP 处理结果通过 DSPLINK 传给 ARM,进行实时的分析与显示,并通过网络接口导出在 MATLAB 上进行对比分析。

对同一列噪声信号分别使用 MATLAB 仿真和嵌入式平台实验得到频率计权结果如图 8(a) 所示,实线是 MATLAB 仿真的结果,点线是在嵌入式实验平台上用重叠相加 DTF 法计算的到的结果,可以看到两条曲线

基本重合。图 8(b)是把两条曲线错开一定相位并拉开后的图形。也可以看到两者结果是一致的。

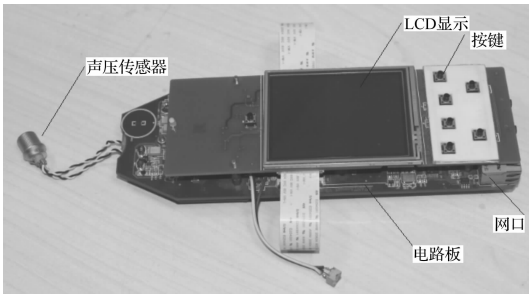


图 7 实验平台

Fig. 7 Platform for experiment

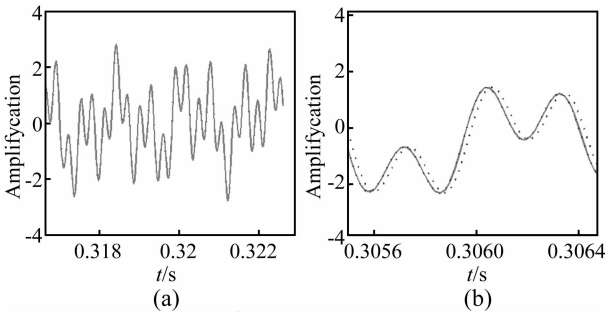


图 8 嵌入式系统实验结果

Fig. 8 Experimental result with embedded system

5 结论

本文系统分析了基于卷积的频率计权实现方法和实现过程。但随着滤波精度的提高,滤波器系数的增长,计权过程运算量也急剧增大。针对这个问题提出了基于重叠相加 DFT 的频率计权优化方案,对整个实现过程进行分析,对比和实验验证有如下结论:

(1) 基于重叠相加 DFT 的实现方法和基于卷积的实现方法的结果是一致的。

(2) 滤波器系数越长,基于重叠相加 DFT 的实现方法相比基于卷积的实现方法性能越好。

(3) 当滤波器系数长度确定, x^* 为方程式(24)的解,取一帧大小 $N = \lceil x^* \rceil$ 时,基于重叠相加 DFT 的实现方法的运算量最小。

(4) 当滤波器系数长度 M ,一帧长度 N 都已知时。若不等式(25)成立,选择基于重叠相加 DFT 的实现方法的运算量较小。反之基于卷积的实现方法的运算量较小。

参考文献

- [1] Christopher W T, Bom J K, Chiemi T. Frequency-weighting functions for broadband speech as estimated by a correlational method[J]. *Acoust. Soc. Am*,1998,104(3):1580-1585.
- [2] Chong K S, Gwee B H. A 16-channel low-power nonuniform spaced filter bank core for digital hearing aids[J]. *IEEE Trans. Circuits Syst*,2006,53(9):853-857.
- [3] 杨昌祺,秦树人,张跃俊. 虚拟式噪声分析仪的数字计权与开发[J]. *重庆大学学报(自然科学版)*,2001,24(5):59-66.
YANG Chang-qi, QIN Shu-ren, ZHANG Yue-jun. Digit weight and development of a virtual noise analyzer[J]. *Journal of Chongqing University (Natural Science Edition)*, 2001,24(5):59-66.
- [4] 金晖,何洁. 频率计权的全数字实现[J]. *仪器仪表学报*, 2006,27(6):1495-1499.
JIN Hui, HE Jie. Digital design method of the frequency weighting[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2006,27(6):1495-1499.
- [5] Zuo L, Nayfeh S A. Low order continuous-time filters for approximation of the ISO 2631-1 human vibration sensitivity weightings[J]. *Journal of Sound and Vibration*,2003,265:459-465.
- [6] Andrew N R, Neil J M. Design of digital filters for frequency weightings required for risk and assessments of workers exposed to vibration[J]. *Industrial Health*, 2007,45:512-519.
- [7] Emmanuel C L, Barrie W J. *Digital signal processing: A practical approach*[M]. Prentice Hall,2002.
- [8] Agarwal R C, Cooley J W. New algorithms for digital convolution[J]. *IEEE Trans. On ASSP*,1977,25(8):281-294.
- [9] Steohen A, Martucci. Symmetric convolution and the discrete sine and cosine transforms[J]. *IEEE Trans. On Signal Processing*, 1994,42(5):1038-1051.
- [10] 胡广书. *数字信号处理理论,算法与实现(第二版)*[M]. 北京:清华大学出版社,2003.
- [11] Oppenheim A V, Schaffer R W. *Discrete-time signal processing*[M]. Prentice Hall,1999.
- [12] Gajski D D, Vahid F. *Specification and design of embedded hardware-software Systems*[J]. *IEEE Des. Test Comput*, 1995,12(1):53-67.