

其中 Z^{-j} 为延时算子. 显然, $x(n)$ 是这些截取向量的交: $x(n) = X_0 X_1 \dots X_{N-1}$. 按照数据矩阵的常规表示法, 定义 $x(n)$ 的全相位数据矩阵为

$$X_{N+1,0}(n) = [X_0 X_1 \dots X_{N-1}] \quad (2)$$

其中全部列向量 $[X_\ell, \ell=0, 1, \dots, N-1]$ 张成 $x(n)$ 的全相位数据空间.

2.2 全相位 DFT 滤波

对 $x(n)$ 的全相位数据矩阵 $X_{N+1,0}(n)$ 的每个列向量进行相同的 DFT/IDFT 滤波:

$$Y_\ell(i) = \prod_{k=0}^{N-1} W_N^{-1}(i, k) [F_N(k) \prod_{j=0}^{N-1} W_N(k, j) X_\ell(j)]$$

$$= \prod_{j=0}^{N-1} H_N(i, j) X_\ell(j), \quad i, \ell=0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

即

$$Y_\ell = H_N X_\ell, \quad \ell=0, 1, \dots, N-1 \quad (4)$$

其中

$$H_N(i, j) = \prod_{k=0}^{N-1} W_N^{-1}(i, k) W_N(k, j) F_N(k), \quad i, j=0, 1, \dots, N-1 \quad (5)$$

W_N 和 W_N^{-1} 分别为 $N \times N$ 的 DFT 和 IDFT 变换矩阵, F_N 是所期望的 N 维 DFT 滤波响应向量. 显然, 对应点 $x(n)$ 将分别得到 N 个不同的滤波值: $Y_\ell(\ell), \ell=0, 1, \dots, N-1$. 为消除因截取相位不同而引起的滤波值的歧义性, 取这 N 个滤波值的均值作为 $x(n)$ 的滤波输出, 即

$$y(n) = \frac{1}{N} \sum_{\ell=0}^{N-1} Y_\ell(\ell) \quad (6)$$

定义 1 $x(n)$ 的全相位 DFT 滤波输出是全相位数据矩阵所有列向量的 DFT/IDFT 滤波在该点输出的均值.

设全相位数据矩阵 $X_{N+1,0}(n)$ 的 DFT 滤波输出为 $Y_{N+1,0}(n) = [Y_0, Y_1 \dots Y_{N-1}]$, 由式(4)、(6), 显然有

$$Y_{N+1,0}(n) = H_N X_{N+1,0}(n) \quad (7)$$

$$y(n) = \frac{1}{N} \text{tr}[Y_{N+1,0}(n)] \quad (8)$$

定理 1 $x(n)$ 的全相位列率滤波输出正比于 $x(n)$ 的全相位数据矩阵 DFT 滤波的迹.

2.3 全相位 DFT 数字滤波器的性质

由式(1)、(3)、(6)

$$y(n) = \frac{1}{N} \prod_{\ell=0}^{N-1} \prod_{j=1}^{N-1} H_N(\ell, j) x(n - \ell + j)$$

$$= \prod_{\ell=-(N-1)}^{N-1} h_N(\ell) x(n - \ell) = h_N(n) * x(n) \quad (9)$$

其中

$$h_N(n) = \begin{cases} \frac{1}{N} \prod_{\ell=n}^{N-1} H_N(\ell, \ell - n), & n=0, 1, \dots, N-1 \\ \frac{1}{N} \prod_{\ell=0}^{N-1+n} H_N(\ell, \ell - n), & n=-1, -2, \dots, -N+1 \end{cases} \quad (10)$$

由式(5)

$$H_N(\ell, \ell - n) = \prod_{k=0}^{N-1} F_N(k) e^{jnk\frac{2\pi}{N}} = f_N(n) \quad (11)$$

其中 f_N 是 DFT 滤波响应向量 F_N 的 IDFT. 式(11)代入(10)得

$$h_N(n) = \frac{N - |n|}{N} f_N(n) = w_N(n) f_N(n), \quad n=0, \pm 1, \dots, \pm(N-1) \quad (12)$$

其中 $w_N(n)$ 为三角窗函数

$$w_N(n) = \begin{cases} \frac{N - |n|}{N} & n=0, \pm 1, \dots, \pm(N-1) \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (13)$$

我们感兴趣的是 $F_N(k)$ 和 $h_N(n)$ 均为实数的情况. 容易证明, 若 $F_N(k)$ 为实数, 且对称于 $N/2$, 即 $F_N(k) = F_N(N-k), k=0, 1, \dots, N-1$, 则 f_N 也为实对称:

$$f_N(n) = f_N(N-n) = f_N(-n), \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (14)$$

由式(12)可知, 此时 $h_N(n)$ 为实, 且具有零相位特性, 即

$$h_N(n) = h_N(-n), \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (15)$$

至此, 我们得到下面的定理.

定理 2 当 DFT 滤波响应向量 F_N 为实对称时, 全相位 DFT 滤波可由一个零相位数字滤波器实现, 称之为全相位 DFT 数字滤波器, 其单位脉冲响应 $h_N(n)$ 可用 F_N 的 IDFT 关于原点对称延拓再用三角窗加权产生. 即

$$\begin{cases} h_N(n) = \frac{N-n}{N} \text{IDFT}[F_N(k)] \\ h_N(-n) = h_N(n) \end{cases} \quad n, k=0, 1, \dots, N-1 \quad (16)$$

另一方面, 由零相位数字滤波器的单位脉冲响应 $h_N(n)$ 求其对应的 DFT 滤波响应 $F_N(k)$ 的反变换公式可由式(16)得到:

$$F_N(k) = \text{DFT} \left\{ \frac{N-n}{N} h_N(n) \right\}, \quad n, k=0, 1, \dots, N-1 \quad (17)$$

例 1 取 $F_4 = [1 \frac{1}{2} 0 \frac{1}{2}]^T$, 则由式(16)可得

$$h_4 = [h_4(-3) h_4(-2) h_4(-1) h_4(0) h_4(1) h_4(2) h_4(3)]^T$$

$$= [\frac{1}{16} 0 \frac{3}{16} \frac{1}{2} \frac{3}{16} 0 \frac{1}{16}]^T$$

而 $[1 \frac{1}{2} 0 \frac{1}{2}]^T \text{DFT} \left\{ \frac{4-n}{4} [\frac{1}{2} \frac{3}{16} 0 \frac{1}{16}] \right\}$, 与式(17)相符.

2.4 全相位 DFT 数字滤波器的性质

定理 3 全相位 DFT 数字滤波器是零相位数字滤波器的一个子集. 一个长度为 $(2N-1)$ 的零相位滤波器是全相位 DFT 数字滤波器的充要条件是其单位脉冲响应 $h(n)$ 满足

$$\begin{cases} h(n)/h(N-n) = (N-n)/n, h(n) \neq 0, h(N-n) \neq 0 \\ \text{或者 } h(n) = h(N-n) = 0 \end{cases} \quad n=1, 2, \dots, N-1 \quad (18)$$

证明 必要性由式(14)、(16)可直接看出. 为证明充分性, 只需证明当式(18)满足时存在实对称的 DFT 滤波响应向量 F_N 即可, 这一点由式(17)容易得到. 值得指出, 式(18)是应用式(17)的前提条件.

例 2 由例 1, 显然 $h_4(1)/h_4(3) = 3/1, h(2) = 0$, 满足式(18). 若任意改变一下 $h_4(n)$ 的元素使式(18)不满足, 例如取 $h_4 = [\frac{1}{16} 0 \frac{2}{16} \frac{1}{2} \frac{2}{16} 0 \frac{1}{16}]^T$, 则按式(17)计算出来的 DFT 滤波响应向量 F_4 不是实对称的, 所以单位脉冲响应 $h_4(n)$ 所对应的不是全相位 DFT 数字滤波器.

定理 4 对于 M 个子带 DFT 滤波响应向量 $F_{N,m}, m=1,$

2, ..., M, 若 $F_{N,m} = [1 \ 1 \ \dots \ 1]^T = U_N$, 则它们所对应的全相位 DFT 数字滤波器是严格互补型子带滤波器。

证明 由式(6)和(3)易见, M 个子带滤波输出之和等效于以全 1 向量 U_N 作为 DFT 滤波响应向量时的全相位 DFT 滤波输出。由式(16), 此时等效的全相位 DFT 滤波器的单位脉冲响应为 $h_N(n) = \delta(n)$, 相当于全通滤波器。

例 3 取 $F_{4,1} = [1000]^T$, $F_{4,2} = [0101]^T$ 和 $F_{4,3} = [0010]^T$, 可得三子带严格互补滤波器:

$$F_{4,1} = \left[\frac{1}{16} \ \frac{1}{8} \ \frac{3}{16} \ \frac{1}{16} \right]^T, \quad F_{4,2} = \left[0 \ \frac{1}{4} \ 0 \ \frac{1}{4} \right]^T, \\ F_{4,3} = \left[\frac{1}{16} \ \frac{1}{8} \ \frac{3}{16} \ \frac{1}{16} \right]^T, \quad \text{而 } h_{4,m} = [0001000]^T.$$

定理 5 长度为 $2N - 1$ 的全相位 DFT 数字滤波器的传递函数在 $2/N$ 的整数倍频率点上的值等于其 DFT 滤波响应向量的值。

证明 全相位 DFT 数字滤波器的传递函数为

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{n=-(N-1)}^{N-1} h_N(n) e^{-j\omega n} = \sum_{n=-(N-1)}^{N-1} w_N(n) f_N(n) e^{-j\omega n} \\ = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F_N(k) \hat{w}_N\left(-\frac{2k}{N}\right) \quad (19)$$

其中 $\hat{w}_N(\cdot)$ 是三角窗 $w_N(\cdot)$ 的傅立叶变换:

$$\hat{w}_N(\omega) = \sum_{n=-(N-1)}^{N-1} w_N(n) e^{-j\omega n} = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin(N\omega/2)}{\sin(\omega/2)} \right]^2 \quad (20)$$

将式(20)代入(19)得

$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} F_N(k) \left[\frac{\sin(N(\omega - 2k/N)/2)}{\sin((\omega - 2k/N)/2)} \right]^2 \quad (21)$$

$H(e^{j\omega})$ 在 $\omega = 2m/N, m=0, 1, \dots, N-1$, 的采样值为

$$H(e^{j2m/N}) = \frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} F_N(k) \left[\frac{\sin(m-k)}{\sin(m-k)/N} \right]^2 = F_N(m) \quad (22)$$

例 4 例 1 中的单位脉冲响应 $h_4(n)$ 所对应的传递函数为 $H(e^{j\omega}) = \frac{1}{2} + \frac{3}{8} \cos \omega + \frac{1}{8} \cos 3\omega$, 在 $\omega = 0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ 处的采样值分别为 $1 = F_4(0), 1/2 = F_4(1), 0 = F_4(2), 1/2 = F_4(3)$ 。

推论 任何不属于全相位 DFT 数字滤波器的零相位滤波器都可由长度足够大的全相位 DFT 数字滤波器实现逼近。

3 FIR 滤波器的全相位 DFT 设计方法

3.1 设计步骤

零相位滤波器可以作为全相位 DFT 数字滤波器进行设计。由定理 5 可知, 类似于传统的频率采样法, 全相位 DFT 法也是基于频率采样点并能精确控制采样点频率响应的设计方法。其设计步骤如下:

(1) 根据设计要求, 选择理想的零相位 FIR 滤波器的幅度频率特性 $H_g(\omega)$ 。由零相位条件, 该幅频特性对于 $\omega = 0, \pi, 2\pi$ 皆呈偶对称。

(2) 根据对截止频率精度和实现复杂度的要求, 适当选择全相位 DFT 数字滤波器 $h_N(n)$ 的长度 $M = 2N - 1$ 。

(3) 在 $[0, 2\pi]$ 区间对 $H_g(\omega)$ 等间隔采样, 频率采样点为 $\omega = 2k/N; k=0, 1, \dots, N-1$ 并令 DFT 滤波响应为

$$F_N(k) = H_g(2k/N) \quad (22)$$

(4) 按式(16)求出零相位滤波器 $h_N(n)$ 。

众所周知, 简单地平移 $h_N(n)$ 即可得到因果线性相位滤波器:

$$h_N(n) = h_N(n - N + 1), \quad n=0, 1, \dots, M-1 \quad (23)$$

可以看出, 由于不需考虑频率采样点的相频特性, 因此设计过程比传统频率采样法^[2]简捷。

3.2 与传统频率采样法的性能比较

3.2.1 理论分析 用传统频率采样法设计的线性相位数字滤波器的传递函数为^[2]

$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H(k) \left[\frac{\sin(N(\omega - 2k/N)/2)}{\sin((\omega - 2k/N)/2)} \right] e^{-j(N-1)(\omega - 2k/N)/2} \quad (24)$$

是频率采样点 $H(k)$ 与矩形窗谱函数 $\frac{\sin(N\omega/2)}{\sin(\omega/2)} e^{-j(N-1)\omega/2}$ 的离散卷积。另一方面, 由式(21)、(22)可知, 全相位 DFT 数字滤波器的传递函数是频率采样点与三角窗谱函数的离散卷积。显然, 后者对于减小吉布斯效应是有利的。因此可以说, 全相位 DFT 法兼有频率采样法和窗函数法的设计优点, 在滤波性能的综合评价上将优于传统频率采样法。

3.2.2 设计实例 图 1 示出了在相同频率采样点数 ($N = 17$) 的情况下, 用两种方法设计的零相位低通滤波器 (截止频率 $\omega_c = \pi/2$) 的频率响应曲线, 其中虚线代表频率采样法, 实线代表全相位 DFT 法。容易看出, 无论是在过渡带宽度、阻带衰减, 还是在纹波的均匀度方面, 全相位 DFT 法都要优于频率采样法。在频率采样点受限的应用场合这是有意义的, 也就是说, 根据同样的频率采样点, 用全相位 DFT 法可以设计出比频率采样法性能全面优越的滤波器, 当然这时滤波器的长度要增加约一倍。

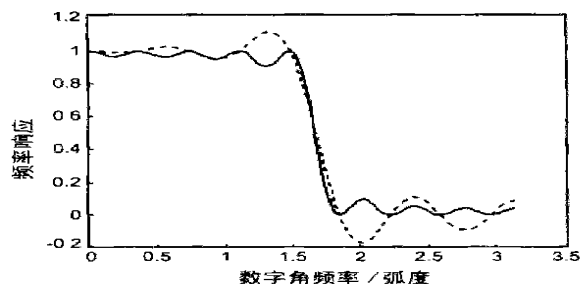


图 1 在相同频率采样点下低通滤波器性能比较

由图 1 还可看出, 与频率采样法不同, 全相位 DFT 滤波器的纹波无论在通带还是阻带都不会产生过冲, 这是由于其传递函数是频率采样点与恒正的三角窗谱函数的卷积。这个性质对于消除数字滤波器因吉布斯效应引起的过载失真, 增大数字处理的动态范围具有重要意义。

为了使设计方法的比较更加全面, 图 2 示出了在相同滤波器长度 ($M = 33$) 的情况下, 用三种方法设计的零相位低通滤波器 (截止频率 $\omega_c = \pi/2$) 的频率响应曲线。其中实线代表

全相位 DFT 法, 频率采样点数 $N = 17$; 虚线代表无过渡点的频率采样法, 点划线代表为改善纹波在截止频率处增加一个过渡点的频率采样法, 二者的频率采样点数均为 $M = 2N - 1 = 33$. 由图 2 可见, 在过渡带宽度方面, 全相位 DFT 法略大于无过渡点的频率采样法而甚小于有过渡点的频率采样法; 在纹波方面, 全相位 DFT 法接近有过渡点的频率采样法而较无过渡点的频率采样法有很大改进. 因此, 全相位 DFT 法兼取了有过渡点和无过渡点的频率采样法的优点, 具有较好的总体滤波性能.

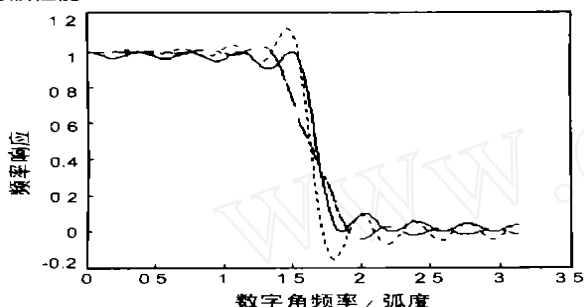


图 2 在相同长度下的低通滤波器性能比较.

(实线代表全相位 DFT 法, 虚线代表无过渡点的频率采样法, 点划线代表有过渡点的频率采样法)

4 全相位 DFT 滤波器的直接频域实现

4.1 直接频域网络结构

根据频率采样点, 按照如前所述的设计步骤计算出单位脉冲响应之后, 全相位 DFT 滤波器可以采用通常的时域卷积算法即横向滤波器结构实现^[1]. 除此之外, 全相位 DFT 滤波还可根据定义 1 直接在频域实现, 图 3 示出了全相位 DFT 滤波器的直接频域网络结构^[4]. 除 DFT 和 IDFT 运算单元外, 与时域零相位横向滤波结构相比, 图 3 所示的直接频域网络结构具有数目相同的延时器和乘法器单元, 加法器单元减少一倍. 而 DFT 和 IDFT 可以用 FFT 和 IFFT 实现, 这已是很成熟的技术.

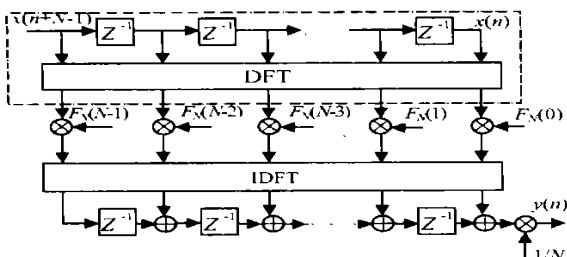


图 3 全相位 DFT 滤波器的直接频域实现网络结构

利用全相位数据空间相邻向量间的关系, 图 3 点划线内的 DFT 部分可以得到简化. 设该 DFT 部分在 j 时刻的输入和输出 (从右至左) 分别为 $\{x_j(0), x_j(1), \dots, x_j(N-1)\}$ 和 $\{\alpha_j(0), \alpha_j(1), \dots, \alpha_j(N-1)\}$, 容易证明存在如下递推公式:

$$\alpha_{j+1}(k) = [x_{j+1}(N-1) - x_j(0) + \alpha_j(k)] e^{j2\pi k/N}$$

$$k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (25)$$

这就是说, 图 3 点划线内的 DFT 部分可以用 N 个一阶递归网络实现. 利用的共轭对称性, 一阶递归网络的数目还可以减少约一半.

4.2 直接频域网络结构的优点

(1) 改变图 3 中的 DFT 滤波响应 $F_N(k)$, 即频率采样点的幅度, 就能够实时地调节滤波器频率响应, 因此使全相位 DFT 滤波器具有实时自设计功能. 这对于需要实时切换或改变滤波器频率响应的场合, 例如频域自适应滤波、自适应编码等具有重要意义.

(2) 若对位于图 3 下部的输出延时链做抽头输出, 则可方便地调节全相位 DFT 滤波器的长度. 与特点 (1) 相结合, 直接频域网络结构便于实现频响和长度均可编程的通用线性相位数字滤波器.

(3) 对于窄带滤波器, 由于大部分 DFT 滤波响应 $F_N(k)$ 为零, 图 3 中相应的乘法器可以省掉, 相应的实现 DFT 的一阶递归网络也可以省掉, 滤波器结构可得到很大的简化.

5 结论和展望

(1) 本文提出了全相位数据空间的概念, 基于该空间的 DFT/IDFT 滤波导出了一种新型的零相位滤波器——全相位 DFT (All Phase Discrete Fourier Transform APDFT) 数字滤波器, 证明了它的若干重要性质.

(2) 零相位 FIR 滤波器可以作为全相位 DFT 数字滤波器进行设计. 本文给出了 DFT 滤波响应向量与等效滤波器单位脉冲响应之间的变换公式. 全相位 DFT 方法是一种 FIR 滤波器设计新方法, 是对传统频率采样法的改进. 理论分析和模拟实验表明, 在总体滤波性能上它优于传统的频率采样法, 广泛适用于设计各种带宽以及各种频率特性的数字滤波器.

(3) 这种滤波器除可用时域卷积实现之外, 还具有直接频域实现网络结构, 本文给出了直接频域实现的简化算法. 这种结构具有实时自设计功能, 可构成时变系统用于要求滤波器传递函数实时可变的场合, 例如频域自适应滤波等. 同时, 它还便于集成为频响和长度均可编程的通用零相位数字滤波器.

(4) 这种滤波器便于实现严格互补子带滤波, 在信号内插、数据压缩和模式识别等领域都有良好的应用前景.

参考文献:

- [1] A V Oppenheim, R W Schaffer. Discrete-Time Signal Processing [M]. New Jersey: Prentice-Hall, 1989.
- [2] 丁玉美, 高西全, 彭学愚. 数字信号处理 [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1997.
- [3] 侯正信. 离散余弦列率滤波器的卷积算法 [J]. 通信学报, 1999, 20(增): 211-215.
- [4] 王兆华, 韩萍, 曹继华. Fourier 重叠数字滤波器 [J]. 信号处理, 2001, 17(2): 189-191.

作者简介:



侯正信 男,1945年11月生于天津,1968年北京无线电电子学系毕业,1982年获天津大学硕士学位,天津市图像图形学会理事,现任天津大学电子信息工程学院教授、博士生导师、电视与图像信息研究所所长、学科带头人,主要研究方向包括现代数字信号与信息处理理论、数字图像处理与编码技术、数字视频处理与通信等,曾获省部级科技进步奖及优秀教材一等奖。



王兆华 男,1937年6月生于浙江镇海,1961年清华大学无线电电子学系毕业,1981至1982年在德国不伦瑞克工业大学作访问学者,中国通信学会通信信息与信号处理专业委员会委员,现任天津大学电子信息工程学院教授、博士生导师,主要研究方向包括数字视、音频信息处理与传输技术、图像恢复与处理、数据压缩与编码理论等,发表论文80余篇,论著5本,专利1项,培养博士生、硕士生数十名。

中国科协 2003 年学术年会 征文通知

中国科协 2003 年学术年会将于 2003 年 9 月 13 日至 16 日在辽宁省沈阳市召开,会前正式出版论文摘要文集将收录报名参加年会主题会场和分会场交流的学术论文摘要,希望全国广大的科技工作者能将自己的最新科研成果展示于此。同时,本文集不保留知识产权,作者可继续向其他刊物投稿。本文集由中国科学技术出版社出版。

请报名参加中国科协 2003 年学术年会的代表,按照本通知的各项规定撰文和投稿。

一、学术年会的主题和会场设置

(一) 学术年会的主题

2003 年年会的主题为“全面建设小康社会:中国科技工作者的历史责任”。大会特邀报告将围绕年会主题以及科学技术的前沿领域邀请报告人。

(二) 会场设置及组织

会场分为大会特邀报告会、主题会场和分会场。大会特邀报告会主要内容为中国科协组织的大会特邀报告;主题会场将围绕年会主题进行交流;分会场由有关全国性学会和辽宁省、沈阳市负责组织,进行以学科群分类的综合性学术交流。请作者根据文章内容选择所参加的主题会场或分会场,并在个人报名表和论文摘要登记表中准确填写会场标题和编号,将论文摘要直接投递到负责各个会场组织工作的单位。

二、征文的范围(分会场左边为编号,右边为题目)

(一) 主题会场

主题会场围绕本届学术年会主题“全面建设小康社会:中国科技工作者的历史责任”,可以考虑以下内容投稿:中国科技工作者在全面建设小康社会中的历史责任和重要作用;关于全面建设小康社会的战略思考和政策建议;全面建设小康社会和科学技术发展;2020 年中国科技发展前景;走新型工业化道路;依靠科技进步和提高劳动者素质;完善科技服务体系思路和等方法。

(二) 分会场

分会场围绕各个分会场专题设定的内容投稿。

三、论文摘要的要求

(一) 中国科协 2003 年学术年会论文摘要的作者(包括在地方科协报名的作者),凡报名主题会场的将论文摘要直接投递到中国技术经济研究会,报名各个分会场的将稿件直接投递到负责分会场组织工作的全国性学会和辽宁省、沈阳市科协。

(二) 请作者按照前述学术交流主题与范围撰写论文摘要,于 2003 年 4 月 30 日前报送各个会场组织单位。

(三) 论文摘要的征集、审定和推荐工作,将由各个会场的组织单位负责。论文摘要未被录用,并不影响参加学术年会的代表资格,仍可获得参会通知。如对征文通知有不清楚的问题,可与中国科协学会学术部学术交流处联系。

(四) 应征论文摘要中,鼓励作者提交未公开发表过的研究成果、新学说和新见解,或曾于 2002 年 1 月至 2003 年 4 月在学术刊物上公开发表过的亦可,但需在正文下注明出版物名称、出版单位及出版时间等。

(五) 文集版面将为双排版,文章一律不要全文,只刊登摘要,但在摘要前须列 4 个关键词(第一个关键词为学科名称);文后可列 5 条以内的参考文献;后附作者简介。

(六) 提交论文的作者,请在论文摘要稿及登记表中标明所参加主题会场或分会场的编号、题目。

(七) 每位作者只收录一篇文章,请勿多投。如投稿 2 篇以上,文集编辑将予以删除。

四、文字、格式的要求

(一) 每篇摘要字数限为 500 - 800 字(请作者严格遵守),只需阐明论文的主要观点,勿附任何图、表,并请用计算机排印。文中请尽量减少公式,必需的公式和外文,请打印清楚。文前列 4 个关键词。如稿件不清或文章篇幅超额,文集编辑有权删改。

(二) 文章题目用小 4 号黑体字,居中排;题目以下作者姓名,用小 4 号楷体字居中排。

(转第 559 页)