

对称—反对称多小波滤波器组的参数化构造及其在图像压缩中的应用

高西奇, 甘露, 邹采荣

(东南大学无线电工程系, 江苏南京 210096)

摘 要: 本文给出了一类对称—反对称多小波滤波器组参数化设计方法, 并在此基础上提出了新的多小波零树编码方案. 实验表明, 与常用的 9/7 单小波相比, 我们所设计的双正交对称—反对称多小波可使编码性能有较大幅度的改善.

关键词: 多小波; 参数化; 图像压缩; 零树

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2001)06-0796-04

Parameterization of Symmetric-Antisymmetric Multiwavelet Filter Bank and Its Application in Image Compression

GAO Xi-qi, GAN Lu, ZOU Cai-rong

(Dept. Of Radio Eng., Southeast Univ., Nanjing, Jiangsu 210096, China)

Abstract: In this paper, we propose a parameterization design method for the symmetric-antisymmetric multiwavelet filter bank. Then, based on it, we present a new multiwavelet zerotree compression algorithm. Experimental results show that our multiwavelets can perform much better than the commonly used 9/7 biorthogonal wavelet in compression efficiency.

Key words: multiwavelet; parameterization; image compression; zerotree

1 引言

自 1996 年 Chui 首次成功地构造了 2 个对称—反对称多小波后^[1], 因为此类多小波既能将实际应用中十分重要的光滑性、紧支性、对称性、正交性完美地结合在一起^[1], 又具有较好的时频特性^[2], 所以, 它的构造以及在图像编码中的应用获得了广泛的研究^[1~4]. 然而, 在构造方面, 大部分工作都只限于重数 $r=2$ 、正交的情形, 而在图像编码的应用中, 已有的研究都沿用了单小波中高效的零树编码方法^[3,4], 而未考虑如何有效地组织多小波的系数, 由此获得的压缩效果往往不如传统的 9/7 双正交单小波. 所以, 为了在图像压缩中发挥对称—反对称多小波理论上的优势, 需要进一步研究构造方法并探索适合于多小波变换特点的编码方案.

本文研究了一类高重对称—反对称多小波参数化构造方法, 并探讨了它在图像压缩中的应用. 与已有的构造算法相比, 本文提出的参数化方法采用了最少的延时单元; 此外, 我们从图像编码的角度出发, 提出了新的多小波基优化准则和多小波系数组织方式. 零树图像编码的实验表明, 在保持单小波零树编码复杂度不过分增加的基础上, 用我们设计的多小波取代双正交单小波变换, 可使纹理成分较多、较难压缩的图像(如 Barbara)在编码性能有较大幅度的提高.

2 对称—反对称多小波的参数化

在 r 重多小波^[1,2]中, 有 r 个小波母函数 $\phi_i(t)$, $(0 \leq i \leq r-1)$, 相应地有 r 个尺度函数 $\phi_i(t)$, $(0 \leq i \leq r-1)$. 若记 $\Phi(t) = [\phi_0(t), \phi_1(t), \dots, \phi_{r-1}(t)]^T$, $\Psi(t) = [\psi_0(t), \psi_1(t), \dots, \psi_{r-1}(t)]^T$, 则 $\Phi(t)$ 和 $\Psi(t)$ 满足下列二尺度方程:

$$\begin{aligned}\Phi(t) &= \sqrt{2} \sum_{k=0}^{N-1} H_k \Phi(2t-k) \\ \Psi(t) &= \sqrt{2} \sum_{k=0}^{N-1} G_k \Psi(2t-k)\end{aligned}\quad (1)$$

上式中, H_k, G_k 为 $r \times r$ 的常数矩阵. 令 $H(z) = \sum_{k=0}^{N-1} H_k z^{-k}$, $G(z) = \sum_{k=0}^{N-1} G_k z^{-k}$, 则 $H(z)$ 和 $G(z)$ 分别是与尺度函数和小波函数对应的分析低通滤波器, 又称为多小波分析滤波器. 设 $\overline{\Phi}(t), \overline{\Psi}(t)$ 为 $\Phi(t)$ 与 $\Psi(t)$ 的对偶, 类似地, 可定义多小波合成滤波器 $\tilde{H}(z)$ 和 $\tilde{G}(z)$.

本文将重点研究一类对称—反对称多小波^[1,2]: 其重数 $r=2p, p \in \mathbb{Z}^+$, 在 $\Phi(t), \Psi(t), \overline{\Phi}(t)$ 和 $\overline{\Psi}(t)$ 的元素中, 对称和反对称的分量均为 p , 且它们的对称中心都是 $c/2$, ($c=2K+1, K \in \mathbb{Z}^+$). 设 $\phi_{2i}, \overline{\phi}_{2i}, \psi_{2i}, \overline{\psi}_{2i}$ ($0 \leq i \leq p-1$) 关于 $c/2$ 对称, $\phi_{2i+1}, \overline{\phi}_{2i+1}, \psi_{2i+1}, \overline{\psi}_{2i+1}$ 关于 $c/2$ 反对称, 则 $H(z), G$

收稿日期: 1999-11-01; 修回日期: 2000-09-05

基金项目: 国家自然科学基金(No. 69702007); 江苏省自然科学基金(No. BK97010); 江苏省青年科学基金(No. BQ98020)

(z) 、 $\tilde{H}(z)$ 和 $\tilde{G}(z)$ 分别满足:

$$\begin{aligned} H(z) &= z^{-(N-1)} S_{2p} H(z^{-1}) S_{2p} \\ G(z) &= z^{-(N-1)} S_{2p} G(z^{-1}) S_{2p} \\ \tilde{H}(z) &= z^{(N-1)} S_{2p} \tilde{H}(z^{-1}) S_{2p} \\ \tilde{G}(z) &= z^{(N-1)} S_{2p} \tilde{G}(z^{-1}) S_{2p} \end{aligned} \quad (2)$$

以上两式中, S_{2k} 表示对角元为 1、-1 交替的 $2k \times 2k$ 对角阵; $N = c + 1 = 2(K + 1)$ 为矢值滤波器的长度. 进一步, 令 $E(z)$ 为 $H(z)$ 和 $G(z)$ 的 I 型多相元素^[5], $R(z)$ 为 $\tilde{H}(z)$ 和 $\tilde{G}(z)$ 的 II 型多相元素矩阵^[5], 即 $[H^T(z), G^T(z)]^T = E(z^2) [I_r, z^{-1} I_r]^T$, 而 $[\tilde{H}(z), \tilde{G}(z)] = [I_r, z I_r] R(z^2)$, 则:

$$E(z) R(z) = I_{2r} \quad (4)$$

对于正交的多小波, 有 $R(z) = E^T(z^{-1})$, 即 $E(z)$ 为仿酉阵^[5]. 令 $V_{2r} = \begin{bmatrix} 0 & S_{2p} \\ S_{2p} & 0 \end{bmatrix}$, 则可验证:

$$\begin{aligned} E(z) &= z^{-K} S_{2r} E(z^{-1}) V_{2r}, \\ R(z) &= z^{-K} V_{2r} R(z^{-1}) S_{2r} \end{aligned} \quad (5)$$

以下, 我们根据 $E(z)$ 、 $R(z)$ 满足的式(4)~(5), 对其进行参数化解, 先在下文的定理 1 中给出正交时的结果, 再在定理 2 中讨论双正交时的情形.

定理 1 仿酉阵 $E(z)$ 满足式(5), 当且仅当它可以因子化为:

$$E(z) = T_0 X_K(z) \cdot X_{K-1}(z) \cdots X_1(z) \cdot X_0 \quad (6)$$

其中 $X_0 = \text{diag}(W_0, U_0) \cdot A \cdot \text{diag}(I_r, S_{2p})$ (7)

$$X_k(z) = \text{diag}(I_k, U_k) \cdot A \cdot \text{diag}(I_r, z^{-1} I_r) \cdot A, \quad (1 \leq k \leq K) \quad (8)$$

式(7)~(8)中, $A = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} I_r & I_r \\ I_r & -I_r \end{bmatrix}$, $W_0, U_k (0 \leq k \leq K)$ 为任意的 $r \times r$ 的正交阵, 而 T_0 为固定正交阵, 且满足:

$$T_0^T \cdot S_{2r} \cdot T_0 = \text{diag}(I_r, -I_r) \quad (9)$$

由于 S_{2r} 和 $\text{diag}(I_r, -I_r)$ 相似, 因此, 使式(9)成立的 T_0 必存在.

证明: 充分性易见, 以下仅证必要性. 令 $F_K(z) = T_0^T \cdot E(z)$, 易验证 $F_K(z)$ 为仿酉阵且满足:

$$F_K(z) = z^{-K} \text{diag}(I_r, -I_r) \cdot F_K(z^{-1}) \cdot V_{2r} \quad (10)$$

当 $K = 0$ 时, 由 $F_0(z)$ 为正交阵及满足式(10), 可知 $F_0(z)$ 必可表示为式(7), 即 X_0 的形式. 当 $K > 0$ 时, 令 $F_K(z) =$

$\sum_{k=0}^K f(k) z^{-k} = \begin{bmatrix} f_U(0) \\ f_L(0) \end{bmatrix} + \sum_{k=1}^{K-1} f(k) z^{-k} + \begin{bmatrix} f_U(K) \\ f_L(K) \end{bmatrix}$. 其中, $f_U(0), f_L(0), f_U(K)$ 和 $f_L(K)$ 的尺寸均为 $r \times 2r$, 由仿酉阵的性质和式(10)可得: $f_U^T(0) \cdot f_U(0) = f_L^T(0) \cdot f_L(0)$. 由文[6]知, 存在 $r \times r$ 的正交阵 U_K , 使得: $f_L(0) = U_K f_U(0)$, 因此 $F_K(z)$ 可进一步表为: $F_K(z) = X_K(z) F_{K-1}(z)$, 其中 $F_{K-1}(z)$ 的阶数为 $K-1$, 易验证它仍为仿酉阵, 且满足式(10), 只需把 K 换为 $K-1$. 对 $F_{K-1}(z)$ 重复以上过程, 直到其阶数为 0, 即得到以 $K=0$ 满足式(10)的 $F_0(z)$. 故任何满足式(5)的仿酉阵 $E(z)$ 必可表示为式(6)的形式.

尽管 Jiang 在文献[2]也给出了此类多小波 $E(z)$ 的参数

化表达, 但本文的分解使用了最少的延时单元, 因而更有利于此类多小波快速实现.

对于双正交对称一反对称多小波滤波器组, 在定理 1 的基础上, 可获得类似于式(6)的分解形式, 只需把其中的正交阵 $W_0, U_k (0 \leq k \leq K)$ 扩展为一般的可逆阵即可.

定理 2 若 $E(z)$ 可按式(6)~(8)进行分解, 且在式(7)~(8)中, $W_0, U_k (0 \leq k \leq K)$ 为任意 $r \times r$ 的可逆阵, 则 $E(z)$ 是 FIR 可逆的并满足式(5). 此时, 式(4)中 $R(z)$ 的解可表示为:

$$R(z) = Y_0^T Y_1(z) \cdot Y_2(z) \cdots Y_K(z) \cdot T_0^T \quad (11)$$

其中 $Y_0 = \text{diag}(I_r, S_{2p}) \cdot A \cdot \text{diag}(W_0^{-1}, U_0^{-1})$ (12)

$$Y_k(z) = A \cdot \text{diag}(I_r, z I_r) \cdot A \cdot \text{diag}(I_r, U_k), \quad (1 \leq k \leq K) \quad (13)$$

且 $R(z)$ 满足式(5).

因每个 $r \times r$ 的正交阵均可以通过 $r(r-1)/2$ 个自由度参数来表示^[6], 故由定理 1, 满足式(5)的仿酉阵 $E(z)$ 可以通过 $(K+2)r(r-1)/2$ 个角度参数完备地表示. 对于可逆阵, 通过 LU 分解, 可使其由 r^2 个参数表达; 所以由定理 2, 我们可用 $(K+2)r^2$ 个参数进行双正交多小波的设计.

3 对称一反对称多小波零树图像编码

由于多小波中含有多个尺度函数(小波函数), 因而能够对图像信号进行更精细的频带划分, 这为压缩纹理、细节成分较多的图像提供了良好的基础. 当 $r > 2$ 时, 采用文献[2]/[3]中的 GMP 准则或时频最优准则构造多小波, 目标函数的求取将变得十分复杂. 为此, 我们从图像压缩的角度给出一表达简单的目标函数. 在多小波中, 由预滤波器^[3] $P(z)$ 和第一级分解构成的系统等效为含如下 $2r$ 个标量分析滤波器 $h_i(z)$, $(0 \leq i \leq 2r-1)$ 的滤波器组:

$$\begin{aligned} [h_0(z) \ h_1(z) \ \cdots \ h_{r-1}(z)]^T \\ = H(z^r) \cdot P(z^r) \cdot [1 \ z^{-1} \ \cdots \ z^{-(r-1)}]^T \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} [h_r(z) \ h_{r+1}(z) \ \cdots \ h_{2r-1}(z)]^T \\ = G(z^r) \cdot P(z^r) \cdot [1 \ z^{-1} \ \cdots \ z^{-(r-1)}]^T \end{aligned} \quad (15)$$

类似地, 可由 $\tilde{H}(z) \tilde{G}(z)$ 及后滤波器 Q 定义等价的合成滤波器 $\tilde{h}_i(z)$, $(0 \leq i \leq 2r-1)$. 为了获得较好的图像压缩性能, 用 $h_i(z) (\tilde{h}_i(z)) (0 \leq i \leq 2r-1)$ 的响应对 $(0, \pi)$ 进行等频带分割; 同时, 从重建图像的视觉效果上考虑, 分析滤波器 $h_i(z) (1 \leq i \leq 2r-1)$ 在 $z=1$ 的分量以及合成滤波器 $\tilde{h}_i(z) (0 \leq i \leq 2r-2)$ 在 $z=-1$ 的分量应尽可能地小^[8], 定义如下的代价函数:

$$\begin{aligned} C = \sum_{i=0}^{2r-1} \int_{\omega \in \text{subband}} [|h_i(e^{j\omega})|^2 + \alpha_i | \tilde{h}_i(e^{j\omega})|^2] \cdot d\omega \\ + \beta \cdot \sum_{i=1}^{2r-1} h_i^2(1) + \gamma \cdot \sum_{i=0}^{2r-2} \tilde{h}_i^2(-1) \end{aligned} \quad (16)$$

其中, α_i, β, γ 为预先设定的加权系数, 用于图像压缩的多小波基应使 C 最小.

由上述讨论可知, 经过预滤波和多小波第一级分解后, 图像信号被分为 $4r^2$ 个子带. 在 $r=2$ 时, 文献[2]/[3]的多小波零树图像编码算法均是把单小波中零树节点的父子关系直接用于多小波变换域. 但在[9]中, 我们已证实这样的“零树”定

义并未能充分利用多小波系数的带间相关性. 为了有效地利用单小波中的零树预测, 当 $r = 2^L$ 时, 我们仿照文献[10]将零树方法推广至 DCT 域编码的算法, 先对多小波变换后的系数进行重新组织, 使之具有按 $L+1$ 级单小波变换后的多分辨率的排列形式, 然后再将单小波中零树数据结构用于多小波中. 在 $r = 2$ 这一情况下, 文[9]的结果已表明, 系数经过进行重新组织后的零树比直接用单小波的零树更为有效.

另外, 对最低频系数, 我们用文献[3]的 $r = 2$ 的 SA4(1)多小波对其做进一步分解, 该多小波可以获得和 9-7 单小波相近的图像压缩性能, 而计算量略小.

4 实验结果及讨论

我们用 Matlab 的 fmins 函数, 以式(16)最小为目标, 用第 2 节参数化结果, 对长度 $N = 4$, 重数 $r = 4, 8$ 的正交和双正交多小波分别进行无约束的优化设计. 其中, 式(14)~(15)的预滤波器 $P(z)$ 按文献[3]中的“变换法”进行选取, 而根据反复实验和筛选, 加权系数 α_i, β, γ 的取值为:

$$\alpha_i = \begin{cases} 1.2, & (0 \leq i \leq r-1) \\ 0.85, & (r \leq i \leq 2r-1) \end{cases} \quad \beta = 30 \quad \gamma = 2 \quad (17)$$

对 $512 \times 512 \times 8$ 比特的标准灰度图像 Lena, Couple, Barbara, 我们采用 SPIHT 零树编码算法^[7]来研究所设计的多小波的零树编码性能. 实验结果如表 1 所示, 为了便于比较, 9-7 单小波的结果也列于表 1. 另外, 图 1 显示了压缩比为 32:1 时, Barbara 中桌布的重建图像.

从表 1 和图 1 可以看出:

(1) 无论正交多小波还是双正交多小波, 随着重数 r 的增加, 对频带的划分逐步加细, 使得图像编码性能逐步提高.

(2) 由于双正交多小波的设计比正交多小波的设计含有更多的自由参数, 在 r 相同的条件下, 双正交多小波的编码性能均好于正交多小波的编码性能; 因而, 尽管多小波能同时满足正交性和对称性, 但在图像压缩中, 宜选用双正交基.

表 1 多小波及 9-7 单小波对 3 幅图像压缩结果比较

图像	压缩比	PSNR (dB)					
		正交多小波		双正交多小波		9-7 单小波	
		$r = 4$	$r = 8$	$r = 4$	$r = 8$		
Lena	1:16	33.49	33.84	34.04	34.18	34.11	
	1:32	30.46	30.84	30.94	31.12	31.10	
	1:64	28.51	28.98	29.05	29.36	29.35	
Couple	1:16	32.26	32.73	32.54	32.95	32.45	
	1:32	29.17	29.61	29.43	29.76	29.25	
	1:64	26.74	27.14	26.95	27.45	26.90	
Barbara	1:16	32.78	33.58	33.15	33.88	31.40	
	1:32	28.95	29.83	29.23	30.07	27.58	
	1:64	25.92	26.71	26.26	26.91	24.86	

(3) 对 Lena 图像, 我们所设计的双正交多小波能够获得与 9-7 单小波相当的压缩性能; 对较为复杂的 Couple 图像, $r = 8$ 的双正交多小波性能比 9-7 单小波约高 0.5 dB, 而对 Barbara 这一含丰富纹理的图像, 在各压缩比下, 双正交多小波比单小波在峰值信噪比上可有 1~2.4 dB 的改善; 并可从图 1 看

出, $r = 8$ 的双正交多小波的视觉效果远优于 9-7 单小波. 这主要是由于我们设计的多小波基对高频部分做了更精细的划分, 并且对系数采取了多分辨率的组织形式, 使得次要系数出现的概率大大增加, 更加充分地体现了“零树”的假设, 因而使压缩效果具有较大的提高.

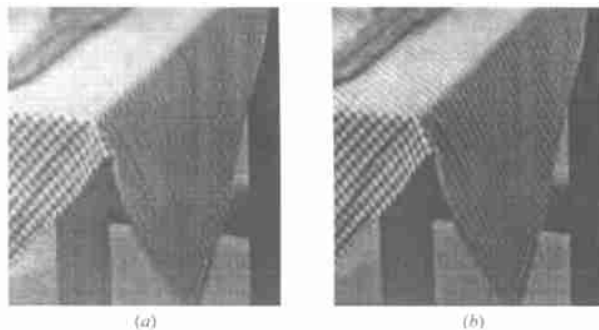


图 1 Barbara 图像在压缩比为 32:1 时的左下角桌布
(a) 9-7 单小波; (b) $r = 8$ 的双正交多小波

5 结束语

本文给出了一类对称—反对称多小波滤波器组的参数化设计方法, 并在此基础上, 提出了基于多小波变换的零树编码方案, 主要包括多小波基的选取及多小波变换后系数如何进行组织. 零树编码的实验结果表明, 当采用我们设计的多小波基取代常用的 9-7 单小波基时, 可使含纹理成分较多、较难压缩的图像的编码性能有较大幅度的提高.

参考文献:

- [1] C K Chui, J A Lian. A study of orthonormal multiwavelets [J]. Applied Numerical Mathematics, 1996, 20: 273–298.
- [2] Q T Jiang. On the design of multiband filters and orthonormal multiwavelet bases [J]. IEEE Trans. SP, 1998 46(12): 3292–3304.
- [3] J Y Than, L X Shen, S L Lee, and H H Tan. A general approach for analysis and application of discrete multiwavelet transforms [J]. IEEE Trans. SP, 2000, 48(2): 453–464.
- [4] T Xia, Q T Jiang. Optimal multiband filters: Design, related symmetric extension transform and application to image compression [J]. IEEE Trans. SP, 1999, 47(7): 1878–1890.
- [5] P P Vaidyanathan. Multirate System and Filter Banks [M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1993.
- [6] 方开泰. 实用多元统计分析 [M]. 华东师范大学出版社, 1992.
- [7] A Said, and W A Pearlman. A new, fast, and efficient image codec based on set partitioning in hierarchical trees [J]. IEEE Trans. Circuits and Systems for Video Technology, 1996, 6: 243–250.
- [8] I Balasingham. On optimal Perfect Reconstruction Filter Banks for image compression [J]. Norwegian University of Science and Technology, Ph. D thesis, 1998.
- [9] 高西奇, 甘露, 邹荣采. 多小波零树图像编码方法研究 [J]. 东南大学学报, 2000, 30(2): 32–37.
- [10] Z Xiong, O Guleryuz and M Orchard. A DCF based embedded image coders. IEEE Signal Processing Letters, Nov. 1996, 3: 289–290.

关于建立新的雷达测雨方程的若干思考

方 兴

(浙江师范大学, 浙江金华 321004)

雷达对暴雨和连续暴雨降水率的探测是关系到某一区域或某一流域防洪防涝的重要问题, 也是气象雷达的根本任务. 如何提高探测和预报准确率是摆在广大雷达气象工作者面前的头等大事.

雷达气象方程是建立测雨算式的基础. 将近 60 年来, 国外从 40 年代开始; 我国自 60 年代至今一直使用 $Z = \alpha R^\beta$ 算式, 其中层状云降水, 取值 $\alpha \doteq 200$, $\beta \doteq 1.6$, 对流云降水 $\alpha \doteq 500$, $\beta \doteq 1.4$. 从现实的情况看, 该方程远远不能满足生产需要. 特别是从长江流域特大洪水以来, 雷达的短期暴雨降水率探测和预告越来越引起人们的关注.

为了建立新的更有效的雷达测雨算式, 本文提出若干思考如下:

一、关于是否仍采用 Marshall plamer 分布作为建模的基础.

M-P 方法已使用了相当长历史时期, 虽然起到过一定的作用, 但从目前的情况看, 效果并不令人满意. 论其原因, 可能是非理性的因果关系, 即非可逆性. 再说, 用某一单点的 M-P 分布, 分析某一区域 R 值, 对不均匀降水目标必然带来误差. 因此, M-P 分布仅作为一种分析参考, 不能作为建模的主要依据.

二、关于建立区域性或流域雷达测雨算式.

从理论上讲, 应该建立一套权威性的全国适用方程, 但由于降水区域的不平衡和降水性质的差异等, 宜建立体现区域或流域特性的地方适应方程. 如浙江钱塘江流域和长江中下游, 特别是两湖流域的特征方程.

三、关于网格点阵的分布

美 J. W. Wilsson 曾经提出 420km^2 设置 175 个站点, 也有人认为 20km^2 设一个站点. 作者认为还是以流域集雨面为基础, 根据地形, 参照原水文雨量站, 一般网格站点间距选取 50

~ 80km, 特殊情况别定.

四、关于气象雷达的波长和极化性质

根据气象雷达方程, $\bar{P}_t \propto (1/\lambda_2)$, 波长是决定雷达特性的重要因子. 因此, 必须服从 Rayleigh 散射条件. 对 711 和 843 雷达, 看是否有改型的必要.

至于极化性质, 根据雨滴的形状和可能携带的静电性质, 是否有改用双极化度辐照的必要.

五、关于现阶段暂用实验公式的可行性.

(待条件成熟时, 改用雷达站点与雨量站点的计算机联网)

鉴于降水率的随机性, 要建立一套既理性又符合实际的测雨方程, 看来现在还有困难, 因此, 现阶段可先建立流域性的实验方程. 方程的形式可参照原方程, 但 α 与 β 参由实验得到.

具体操作方法, Z 值由雷达 RH 高度显示器的信号调零和 PP2 显示器上回波消失为指标, 读出增益 G . 此时应考虑由于大气流场引起的回波涨落. R 值为网格点上标准降水率. 由此建立测雨一级方程. 然后经 N 网点诸方程求和, 平均, 最后再作填充因子 ϕ 和介电率 ϵ 过滤, 结合天气形势建立两级实用方程.

根据以上情况, 对钱塘江流域和长江流域的网格站点作如下选取:

钱塘江流域: 雨量站点, 上游金华江为金华、东阳和武义, 上游巨江为巨州、开化和常山; 下游为兰溪、湘庐和杭州. 雷达站点布局金华和杭州, 作用距离 200km.

长江流域, 特别是两湖流域, 可否根据原有水文和气象站点, 以重庆、宜昌、岳阳(武汉)和九江(南昌)为中心, 分别建立雷达有效作业区的 $E \propto R$ 方程. 最后以联网的形式建立流域模式.

作者简介:



高西奇 男, 1967 年生于安徽灵璧. 东南大学无线电工程系教授, 分别于 1987、1992 和 1997 年获得学士、硕士和博士学位, 主要从事小波与滤波器组的理论与应用, 图像与视频处理以及无线通信信号处理方面的研究工作.



甘 露 女, 1975 年生于江苏南京. 1998 年获东南大学学士学位, 2000 年获东南大学硕士学位, 研究兴趣包括小波与滤波器组理论、图像编码.