

广东工业大学
硕士学位论文
正交镜像滤波器组的原理及实现
姓名：李建国
申请学位级别：硕士
专业：电力电子与电力传动
指导教师：彭端;徐杜
20040501

摘 要

正交镜像滤波器组是多抽率数字信号处理领域研究的问题。对小波分析, 语音编码, 图像压缩等具有重要的研究价值。传统的研究方法是在满足滤波器组完全重构的情况下通过寻优的方法得到滤波器的冲击响应, 所得到的滤波器性能较差。其阻带衰减大约在 -44dB , 对于一些对滤波器阻带性能要求较高的应用场合, 这个数值是达不到要求的。

本文为了得到较好的滤波器特性, 选择用窗函数法设计了两通道正交镜像滤波器组。考虑到滤波器组在过渡带出现的其幅频特性变化的情况, 选择在两个滤波器交叠的中心频率处, 使其满足滤波器的完全重构条件, 其附近频率处的误差也降到很小的范围之内。用本文的方法, 在重构误差将近千分之一的情況下, 取得了较好的滤波器特性, 其阻带衰减达到 -75dB , 文中给出了 MATLAB 实验程序及结果, 并通过 Simulink 仿真, 证明了这种方法的正确性与有效性。

本文内容安排如下:

第一章 介绍了滤波器组的发展历史及分类情况, 指出本研究课题的理论及实际意义, 给出国内外研究现状及其应用研究。

第二章 介绍了多抽样率系统的基本理论其中包括整数倍抽取和整数倍内插及多抽样率系统中的多相表示。网络结构的恒等变换等。

第三章 介绍了滤波器组的基本概念及原理分别讨论了二通道正交镜像滤波器组和多通道最大抽取正交镜像滤波器组的基本输入输出关系并且给出多通道最大抽取 QMF 组无混叠的条件, 及多通道 QMF 组能够进行准确重建的条件。树形结构滤波器组的基本原理及其与并形结构滤波器组的等效关系。

第四章 讨论了调制式滤波器组, 给出余弦调制滤波器组的基本原理及设计方法。重点给出各种用来设计原型滤波器的方法及快速实现结构。

第五章 介绍了数字集成电路技术的发展概况又分别描述了 DSP 的发展概况及现场可编程逻辑门阵列(FPGA)的发展概况, 表明滤波器的硬件实现已不是主要问题, 接着本文分析了两通道正交镜像滤波器组的重构条件并使用窗函数

法设计了 FIR 正交镜像滤波器组，给出了 MATLAB 设计程序并做了结果分析及 Simulink 仿真实验，表明该方法正确有效的。

关键词：滤波器组；正交镜像；MATLAB 仿真；调制式滤波器组；

ABSTRACT

Quadrature mirror filter banks is a project which belongs to multi-sample rate digital signal process .It has important research value for wavelet, speech code, image compress and so on. The traditional method is that the impulse response of filter can be gotten by optimization under the perfect reconstruction condition. The performance of filters is not very good. The attenuation of stop-band is almost -44dB.The performance cannot satisfy the requirement for some application situation.

For getting better filter performance, we design quadrature mirror filter banks using window function method. Considering the frequency response of filter change rapidly, we make the filter is perfect reconstruction on the point of center frequency. The error of reconstruction is small by the point. Applying the method of this article, we can get that the attenuation of stop-band is -75dB and the error of reconstruction is 0.0015. The simulation program and experiment result are provided .The correctness and validity are proved.

The following is the content of this paper:

The first chapter introduces the developing history and category of filter, points out the theory and fact meaning, research actuality and application research.

The second chapter introduces the theory of multi-sample rate system including integer times decimate and interpose, multi-phase expression and identical transform of network structure.

The third chapter introduces the concept and principle of filter banks. Two channel QMF banks and multi-channel QMF banks are discussed. The perfect reconstruction condition is provided for multi-channel QMF banks. Filter banks of tree structure are described.

The fourth chapter discusses modulated filter banks. The theory and design method of prototype filter are provided.

The fifth chapter introduces the development situation of digital integrate circuit technology. The development situation of DSP and FPGA are introduced too. The analysis indicates that hardware realization has no problem. The reconstruction condition of two channel QMF banks is analyzed and the FIR QMF banks are designed by windows function method. The MATLAB program and result analysis is provided. The simulation also be done by Simulink. It is indicated that the method is correct and efficient.

Key word: filter banks; quadrature mirror; MATLAB simulation; modulated filter banks

第一章 绪论

1.1 滤波器组的发展历史及分类

正交镜像滤波器组属于多抽样率数字信号处理领域。多抽样率数字信号处理涉及的问题是一个数字系统中需要多于一个抽样率的一些问题。这是现代数字通信理论的一个重要的部分，因为我们要求现代通信中的数字传输系统能处理若干不同抽样率的数据(比如，电传打字机、传真、低比特率语音、视频等等)。多抽样率数字信号处理的主要问题是设计一个有效的系统，使一个信号的抽样率提高或者降低任意倍。我们把降低信号抽样率的过程叫做抽取，而把提高信号抽样率的过程叫做内插。在许多信号处理技术和信号处理的应用中，抽样周期 T 是一个基本考虑，它常常决定实行信号处理是否方便，高效等。某些场合下，输入信号可能已被抽样，抽样周期 T 是某预先决定的值，我们的目的是将这个抽样信号变换成一个新的、具有不同抽样周期的抽样信号，所得的信号仍要对应于原来的模拟信号，这时就可能有必要将系统中信号的抽样率从一个抽样率变到另一个抽样率。我们称这样的系统为多抽样率系统。

子带信号处理从提出概念到今天大约 30 年的历史，期间经历以下几个阶段：

(1) 提出概念阶段

滤波器组的研究最早起源于 20 世纪 70 年代，主要应用在多速率采样，减少计算复杂度以及减少传输数据率和存储单元的要求。开始受到人们的关注时期是在 1980 年，提出了两通道正交镜像滤波器组(Quadrature Mirror Filter, 简称 QMF)。由于子带滤波器组中存在：(1) 分析综合滤波器 (2) 上下采样器，所以子带重构信号一般存在三种失真，幅度失真，相位失真，混叠失真。一般存在混叠失真的滤波器组是线性周期时变系统，而完全消除混叠失真的系统是线性时不变系统。如果滤波器组的输出是输入的纯延时，则称为完全重构系统。

(2) 基本理论发展的初步阶段

在 1986 年，Smith 和 Barnwell 提出的共轭正交滤波器组首次实现了完全重构^[1]。在 1986 年由 Vetterli 和在 1987 年由 Vaidyanathan 分别独立研究了滤波器组

的完全重构条件,并将两通道子带延伸到 M ($M>2$) 子带。他们引入了多相位分量分析滤波器组的方法使得滤波器组的设计和分析大大简化,从而推动了这一学科的发展^{[2][3]}。特别是 Vaidyanathan,他和他的研究组提出了 FIR 无损系统的晶格结构,用于设计完全重构的正交滤波器组,可以实现功率互补的滤波器组,简化了滤波器的优化设计^[4]。这些极大地推动了滤波器组的理论和应用的发展。

(3) 丰富完善理论阶段

20 世纪 80 年代末到 90 年代中期,小波分析研究成为热点。小波的多分辨率分析理论研究表明,满足一定正则条件的滤波器组可以迭代计算出小波, Mallat 提出了双尺度方程以及塔式分解算法,这些成果将滤波器组和小波紧密联系在一起,使得滤波器组与小波理论及设计有了非常紧密的联系。众学者开始重视利用滤波器组设计小波,以及滤波器组自身理论的研究。在此期间,众人公认的最有代表性的人物是 Vaidyanathan P.P.,他系统地提出了 M 通道正交滤波器组的理论^[5],他将当时的研究成果汇集成册,成为当时将从事此领域研究者的必读之书。

按照滤波器组所具有的特点,滤波器组分成如下几类:

(1) M 带均匀滤波器组

自从引入多相位分量分析滤波器组后,许多学者开始了在这方面的研究。余弦调制 M 带滤波器组的出现是一次重要飞跃。得出了完全重构条件并用格形结构进行了实现。大大简化了 M 带滤波器组的设计而且出现了类似 FFT 的快速算法,即快速离散余弦变换。用调制的方法实现 M 带滤波器组的方法得到广泛的应用。其中提出的设计方法有:非余弦任意正交调制的 M 带滤波器组,扩展高斯函数的余弦调制滤波器组,用 DFT 调制的 M 带滤波器组等

(2) 线性相位滤波器组

在某些应用中希望滤波器组是线性相位的,所以线性相位的滤波器组成为了人们研究的热点之一。线性相位一般是通过 FIR 滤波器实现的,所以由 FIR 滤波器做原型滤波器的滤波器组得到了广泛的研究。自从 1993 年, M 通道线性相位正交滤波器组理论诞生以后,余弦调制滤波器组被延伸到线性相位滤波器组领域,从而大大简化了线性相位滤波器组的设计,后来提出的用矩阵分解的方法设计线性相位的两通道滤波器组使得设计更加简洁。后来研究的任意长度任意通道的线性相位滤波器组的理论、结构、及设计方法更具一般性。

(3) 过采样滤波器组

当采样因子 R 小于通道数 M 时, 称为过采样滤波器组。与临界采样滤波器组相比, 它具有如下优点: (1) 增加了设计的自由度, 完全重构条件比较容易满足。(2) 增加了系统抗噪声能力。(3) 可以设计任意时延的滤波器组。(4) 方便设计线性相位滤波器组。

1.2 本研究课题的理论及实际意义

到 20 世纪 90 年代随着小波理论的迅速发展, 小波的多分辨率分析理论表明, 满足一定正则条件的滤波器组可以迭代计算出小波, 双尺度方程和塔式分解算法的提出将滤波器组和小波紧密的联系起来, 给滤波器组的发展注入了新的活力。本课题着眼于正交镜像滤波器组在尽量满足完全重构条件下的滤波器性能, 希望能够提高滤波器组的性能, 在实际应用当中, 滤波器组广泛应用于多载波调制, 语音信号的子带编码等领域, 随着应用的不断扩展, 对滤波器组性能的要求也不断提高, 特别像高保真音箱等, 对于输出音质要求较高的应用, 提高滤波器组的阻带衰减可以降低信号之间的相关性, 防止失真的发生。

1.3 滤波器组的研究现状

由于滤波器组在子带编码和小波分析中有重要的作用, 滤波器组成为人们研究的热点。对滤波器组的要求主要有以下两个方面: 第一, 完全重构, 即无失真地恢复原始信号。第二, 各子带滤波器的性能要好, 即较小的过渡带、较小的通带波纹和较大的阻带衰减。滤波器组的理论分析方法基本上有两种思路, 一种是树型结构滤波器组, 另一种是并型结构滤波器组。而且人们对并型结构滤波器组进行了较多的探讨。首先讨论两种设计方法的利与弊。

对于树型结构, 它一般是由两通道滤波器组级联而成的。其优点是对子频带的划分灵活, 可以根据信号的特征对子带进行划分, 因为它的滤波是分级实现的, 下一级的滤波必须等上一级处理完才能进行, 数据传输的延时与级数有关, 在滤波器阶数一定的前提下, 级数越多, 延时越长。因为它每一次频带划分的滤波运算都是独立进行的, 所以其计算量大。在实际设计中还是要根据具体的要求来加以选择, 只要延时能够满足要求, 树型结构滤波器组是一种理想的选择。

对于并行结构滤波器组, 也称为 M 带滤波器组, 它对输入信号的处理是通过一个对频带进行均匀划分的滤波器组一次性完成的。其优点是延时小, 计算量小, 由于这种方法可以实现一次性将全部子带信号算出, 不必对每个子带单独计算,

能够节省计算量,对于实时系统来说可以降低对处理器和存储器的要求,对系统实现成本的降低有重要影响。所以对于多子带系统来说,并型结构滤波器组更有其优越性。

在满足延迟,并且子带数较少的条件下,树型结构的滤波器组可以取得较好的滤波效果和较好的重构性。在实际产品中已有应用。并行结构滤波器组则尚处于研究阶段。由于并行结构滤波器组具有延时小,节省计算量的特点是树型结构滤波器组无法比拟的,按不同的设计思想阐述并型结构滤波器组的研究进展。

(1) 调制型滤波器组

这种设计方法首先通过优化方法得到一个原型低通滤波器,然后通过调制得到分析和综合滤波器组。若滤波器组为 M 个通道,则低通原型滤波器的通带宽度为 $1/2M$,为了得到好的恢复特性,对低通原型滤波器的优化是很重要的。

文献[6]通过适当矩阵变换,将精确重建余弦调制正交镜像滤波器组的设计转化为一种带约束的非线性优化问题。这是一种带二次型约束的最小二乘(QCLS)优化问题。然后提出了一种变参量的罚函数方法来有效求解该类 QcLs 优化问题。通过直接采用原型滤波器系数为优化变量,构造了一个特殊的凸函数作为优化代价函数,故获得了该问题的全局最小点^[6]。设计出了 8 通道余弦调制正交镜像滤波器组,其阻带衰减达到了 -44dB。通过对文中滤波器幅频特性的观察会发现其过度带很宽,在达到 -30dB 的时候,其过度带已经延伸到了其相邻子带的中心频率。

文献[7]一种近似重够的余弦调制滤波器组的原型滤波器设计方法。该方法将原型滤波器表示成 $A(z^2)B(z)$ 的形式(其中 $B(z)$ 是最平坦 FIR 滤波器),通过优化低阶 FIR 滤波器 $A(z)$ 的通带边缘频率,间接设计原型滤波器^[7]。一般来说,当通道数增加时,原型滤波器的带宽变窄,需要的过度带更窄,滤波器阶次升高。而 CPU 运算时间与滤波器阶次的平方成正比。这是我们不希望的。文中设计了一个 32 通道的正交镜像滤波器组,其滤波器阶数高达 466。由于在本文算法中,高阶滤波器 $H(z)$ 的优化设计被转化为低阶滤波器 $A(z)$ 的优化设计,并且每次迭代都要重新设计一次滤波器。这种间接设计法大大降低了运算量。最后,可以得到 -100dBd 的衰减,取得了较好的滤波效果。从以上可以看出如果想得到完全重够的滤波器组,其阻带衰减,过度带的特性都比较差,而近似重够的滤波器组的特性就比较好。

(2) 单个滤波器叠加型滤波器组

文献[8]考虑幅度和延时特性的 IIR 型通用参数滤波器作为构件组成滤波器组,以单个滤波器特性相互叠加为基础,设计时使相邻滤波器在交界频率点满足一定条件,并对各过渡带区的组合特性施以优化和采取抗混叠、串话措施,做到以一定精度逼近于信号完全重构的滤波器组。由于是以单个滤波器特性相互叠加为基础,故计算简单,可提高计算精度,采用的是 IIR 型滤波器,其阶次比其他方法通常采用的 FIR 型可低很多,因而使整体结构大为简化,不仅整体滤波器组可以做到其幅度、延时、混叠、串话失真在容许的要求范围内,分析与综合滤波器组也可分别做到其幅度、延时特性同时最佳优化逼近。分析滤波器组基本上可以得到 M 带正交基,此特性目前具有重要的现实意义,可以一定精度要求逼近信号完全重构情况,达到可实用化程度^[8]。文中设计了 8 通道 10 阶滤波器组,其阻带衰减大约为-25dB。由于文中采用的是 IIR 型滤波器,所以难以满足线性相位的条件。但其优点是滤波器阶数低,计算量小,成本低,易于实现。

现有的滤波器组的设计方法主要是优化法^[9-11],即针对滤波器组中的每个滤波器的频率响应建立目标函数,以滤波器的系数为变量,在完全重构的约束条件下,使目标函数最小。用这些方法可以获得完全重构的滤波器组,但由于选择完全重构为约束条件,所得到的滤波器组的特性较差,其阻带衰减都在-40dB 左右。其中具有代表性的有 Vaidyanathan 提出了一种晶格结构的滤波器组实现方法,这种结构的滤波器组是结构化完全重构的,量化其晶格系数不影响滤波器组的完全重构特性,可以用无乘法结构^[12]实现,使得信号处理速度加快,而且实现简单。但由于晶格系数和目标函数之间的很强的非线性关系,所以很难用非线性优化方法获得具有良好的频率特性的晶格结构滤波器组。

1.4 滤波器组的应用研究

(1) 在语音,图像编码中的应用

子带滤波器组最早的应用就是在语音,图像编码中。各种滤波器组多数是围绕提高编码效率,降低滤波器组时延,减少恢复信号的混叠成分和相位失真及幅度失真目的出现的。特别是为了适用于图像处理,出现了各种线性相位的滤波器组结构和设计方法。最优正交变换编码和正交子带编码器优化的一般理论框架是此应用最好的理论依据。

(2) 数字多路器

多个输入信号分别经过上采样器和合成滤波器组合成一个信号，在同一个信道上发送到接收方。接收方经过分析滤波器和下采样器，完成信号的恢复。这个系统完成了时分到频分的双向转换。这种数字多路器广泛应用于多用户通信，信道复用和 CDMA 等。电话传输的数字多路器是建立在 DFT 调制滤波器组的基础之上的。多路器中最主要的问题是交叉干扰，幅度和相位失真。随着多速率滤波器组的理论和设计技术的成熟，提出了完全重构的多路器。

（3）CDMA 通信方面的应用

滤波器组在通信方面的应用主要是两方面的：（1）通信中干扰的抑制（2）CDMA 的扩频码设计。扩频通信是当今世界通信发展的主流。但它与其他通信方式一样也受到各种干扰的影响。其中最主要的干扰源是码间干扰，多址干扰和窄带干扰。用滤波器组抑制窄带干扰是在频域内处理信号，在 1989 年 Davidovici S. 提出了用 DFT 变换方法消除窄带干扰，其算法过程是用子带滤波器分解接收信号，确定窄带干扰所处的频段后，在频域用切除器消除干扰，然后重构信号。

第二章 多抽样率系统的理论分析

2.1 整数倍抽取和内插

在一个信号处理系统中有时需要不同的抽样率。这样做的目的有时是为了系统中各处需要不同的抽样率，以利于信号的处理、编码、传输和存储，有时则是为了节省计算工作量。在抽样率满足抽样定理的前提下，我们可以先将以某一抽样率得到的抽样信号经过数模转换器变成模拟信号，然后再经过模数转换器用另一个抽样率进行抽样、这样就可以改变抽样率。但是实际上改变抽样率并不一定需要先变成模拟信号再进行另一次不同抽样率的抽样，而是以简单得多的数字处理方法完成抽样率的转换。使抽样率降低的抽样率转换称为抽取，亦称抽样率压缩。使抽样率升高的抽样率转换称为内插，亦称抽样率扩张。抽取和内插有时是整数倍的，有时是有理分数倍的。抽取和内插是多抽样率信号处理中的基本环节。当信号的抽样数据量太大时，为了减少数据量以便于处理和计算，我们把抽样数据每隔 $(D - 1)$ 个取一个，这里 D 是一个整数。这样的抽取称为整倍数抽取， D 称为抽取因子。这是在时域的解释。

2.2 多抽样率系统中的多相表示

多相表示在多抽样率信号处理中是一种基本方法。使用它可以在实现整数倍和分数倍抽取和内插时提高计算效率，在实现滤波器组时也非常有用，多相表示亦称多相分解，它是指将数字滤波器的转移函数分解成若干个不同相位的组。

在 FIR 滤波器中，系统函数

$$H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)z^{-n} \quad (2.1)$$

式中 N 为滤波器长度。如果将冲激响应 $h(n)$ 按下列的排列分成 D 个组，并设 N 为 D 的整倍数，即 $N/D=Q$ ， Q 为整数，则

$$\begin{aligned}
 H(z) = & \begin{array}{ccc} h(0)z^0 & + h(D)z^{-D} & + \dots + h[(Q-1)D]z^{-(Q-1)D} \\ + h(1)z^{-1} & + h(D+1)z^{-(D+1)} & + \dots + h[(Q-1)D+1]z^{-(Q-1)D-1} \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ + h(D-1)z^{-(D-1)} & + h(2D-1)z^{-(2D-1)} & + \dots + h[(Q-1)D+D-1]z^{-(Q-1)D-D-1} \end{array} \\
 = & \sum_{n=0}^{Q-1} h(nD+0)(z^D)^{-n} + z^{-1} \sum_{n=0}^{Q-1} h(nD+1)(z^D)^{-n} + \dots + z^{-(D-1)} \sum_{n=0}^{Q-1} h(nD+D-1)(z^D)^{-n}
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

$$n = 0, 1, \dots, Q-1$$

$$E_k(z^D) = \sum_{n=0}^{Q-1} h(nD+k)(z^D)^{-n}, k = 0, 1, \dots, D-1. \tag{2.3}$$

$$H(z) = \sum_{k=0}^{D-1} z^{-k} E_k(z^D) \tag{2.4}$$

$E_k(z^D)$ 称为 $H(z)$ 的多相分量。式(2.4)称为 $H(z)$ 的多相表示。(2.4)式称为多相分解的第一种形式。其结构如图 2-1 所示。

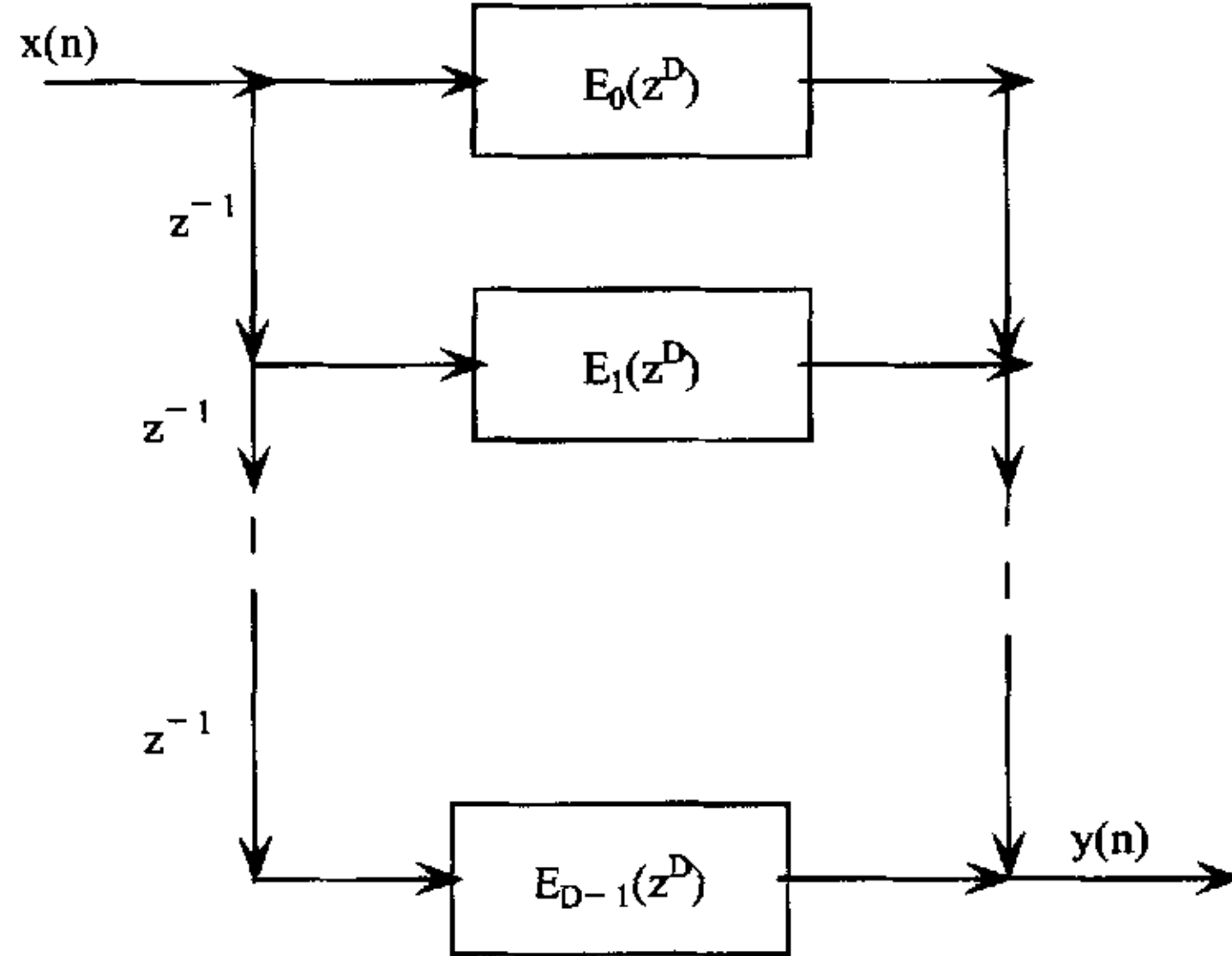


图 2-1 多相分解的第一种形式

Fig. 2-1 The first form of multiphase decompose

令 $z = e^{j\omega}$

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{k=0}^{D-1} e^{-j\omega k} E_k(e^{j\omega D}) \quad (2.5)$$

式中 $e^{-j\omega k}$ 表示不同的 k 具有不同的相位，所以称之为多相表示。这种型式的多相分解适用于带有限带滤波的抽取系统。

下面讲述多相分解的第二种形式。如果把(2.3)式改为

$$\sum_{n=0}^{Q-1} h(nD+k)(z^D)^{-n} = R_{D-1-k}(z^D) \quad (2.6)$$

(2.4)式变为

$$H(z) = \sum_{m=0}^{D-1} z^{-(D-1-m)} R_m(z^D) \quad (2.7)$$

(2.7)式称为多相分解的第二种形式。其网络结构如图 2-2 所示。

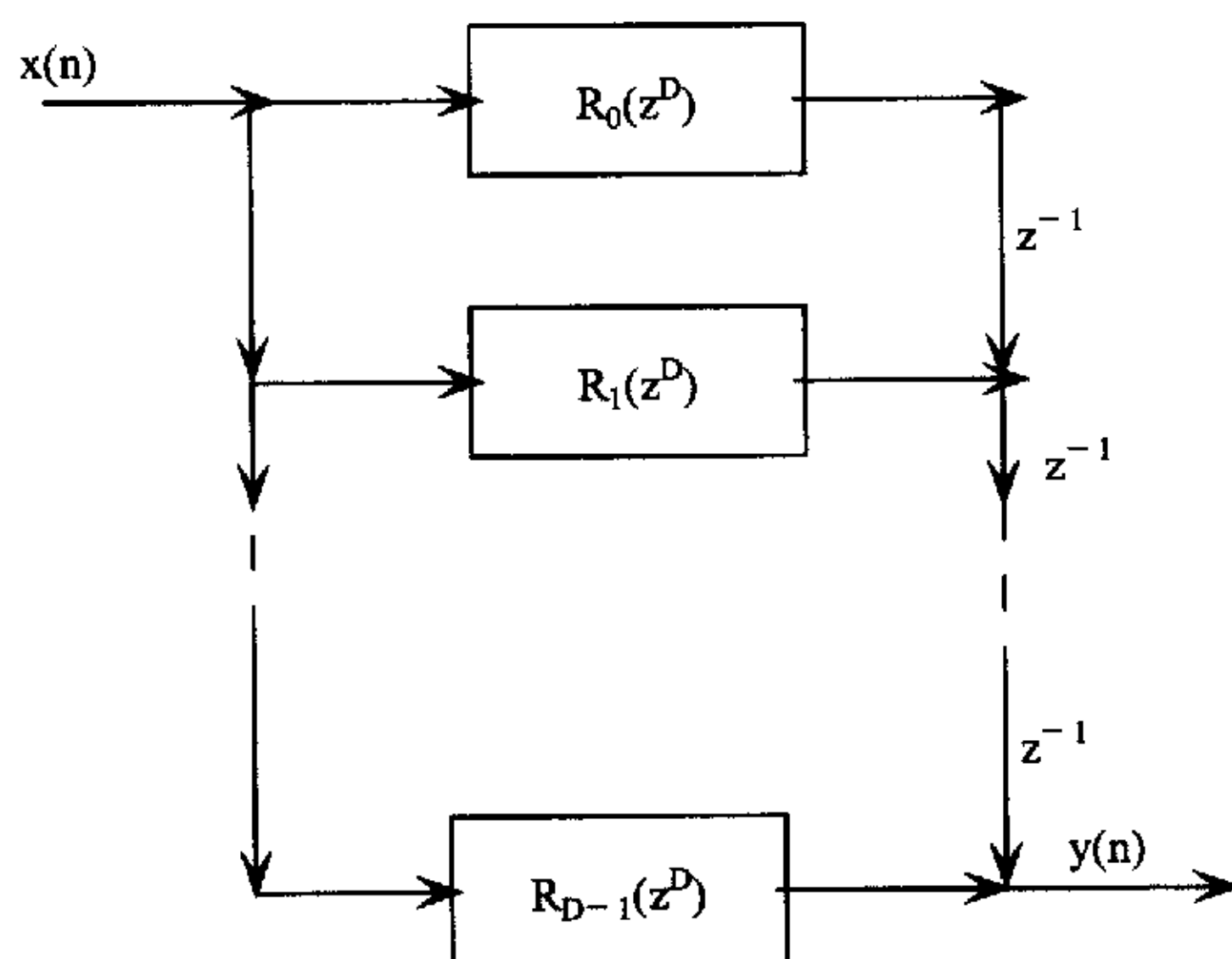


图 2-2 多相分解的第二种形式

Fig. 2-2 The second form of multiphase decompose

这种型式的多相分解适用于带有去镜像滤波的内插系统。通过多相分解和等效变换可以减少运算量。

2.3 网络结构的恒等变换

下面将分别探讨系统函数与抽取级联时的等效变换，及系统函数与插值级联时的等效变换。这两种等效变换对于降低计算量具有重要的意义。

2.3.1 系统函数与抽取级联时的等效变换

图 2—3 中示出这种等效变换。

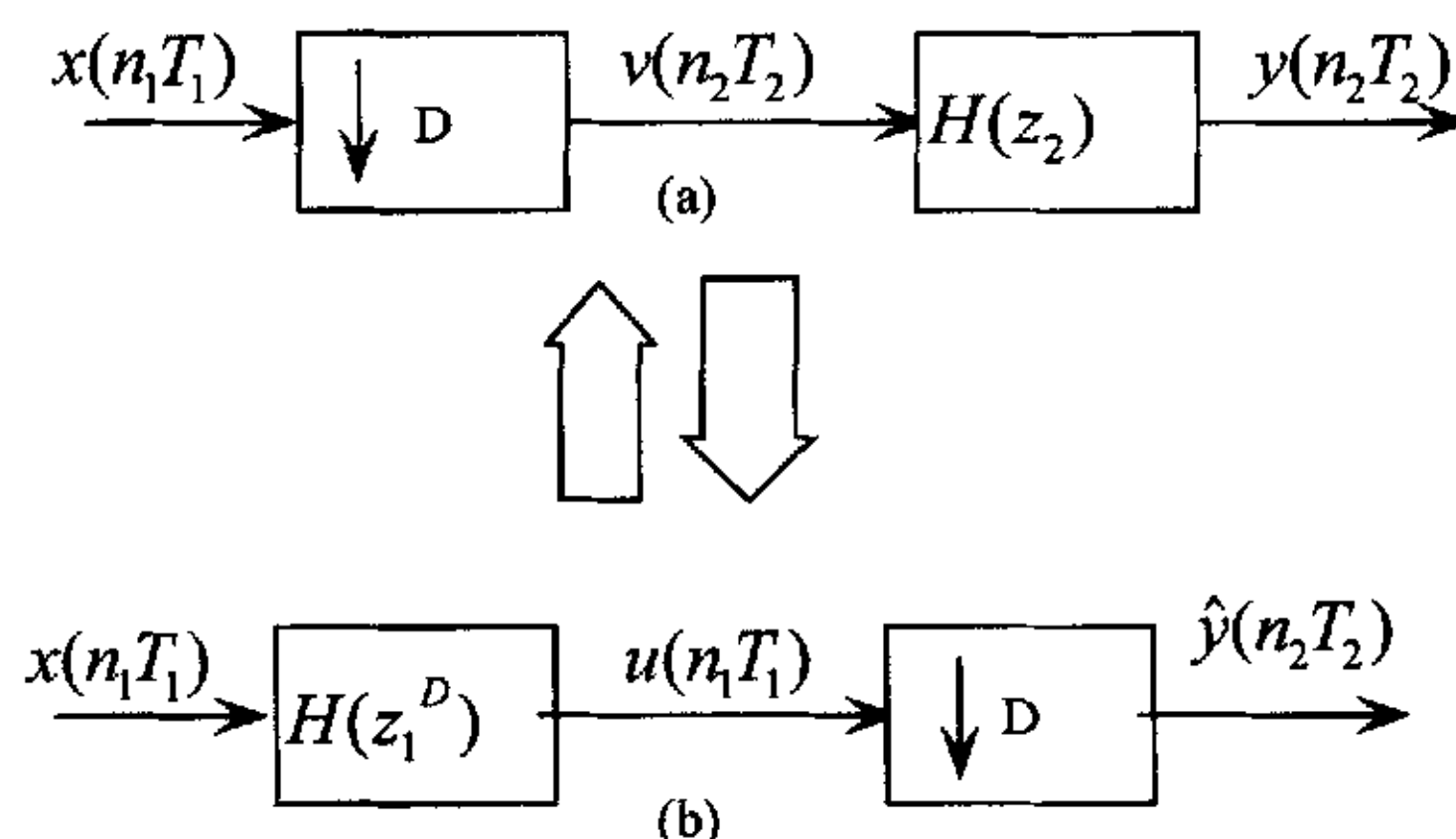


图 2—3 系统函数与抽取级联时的等效变换

Fig. 2-3 Equivalent transition of system function and decimation

在 (a) 中输入输出关系为

$$Y(z_2) = H(z_2)V(z_2) \quad (2.8)$$

$$V(z_2) = \frac{1}{D} \sum_{l=0}^{D-1} X(z_1 W^l) \quad (2.9)$$

所以

$$Y(z_2) = H(z_2) \frac{1}{D} \sum_{l=0}^{D-1} X(z_1 W^l) \quad (2.10)$$

在图(b)中输入输出关系为

$$\hat{Y}(z_2) = \frac{1}{D} \sum_{l=0}^{D-1} U(z_1 W^l) \quad (2.11)$$

$$U(z_1) = X(z_1)H(z_1^D) \quad (2.12)$$

于是

$$U(z_1 W^l) = X(z_1 W^l)H[(z_1 W^l)^D] = X(z_1 W^l)H(z_1^D) \quad (2.13)$$

$$\hat{Y}(z_2) = H(z_1^D) \frac{1}{D} \sum_{l=0}^{D-1} X(z_1 W^l) \quad (2.14)$$

比较式(2.10)和式(2.14)可知, 如果 $H(z_1^D) = H(z_2)$ 则 $\hat{Y}(z_2) = Y(z_2)$ 由于

$$z_1^D = e^{j\omega_1 D} = e^{j\Omega(T_1 D)} = e^{j\omega_2} = z_2 \quad (2.15)$$

所以图(a)与(b)等效。

2.3.2 系统函数与零值内插的等效变换

图 2-4 示出这种等效变换。在图(a)中输入输出关系为

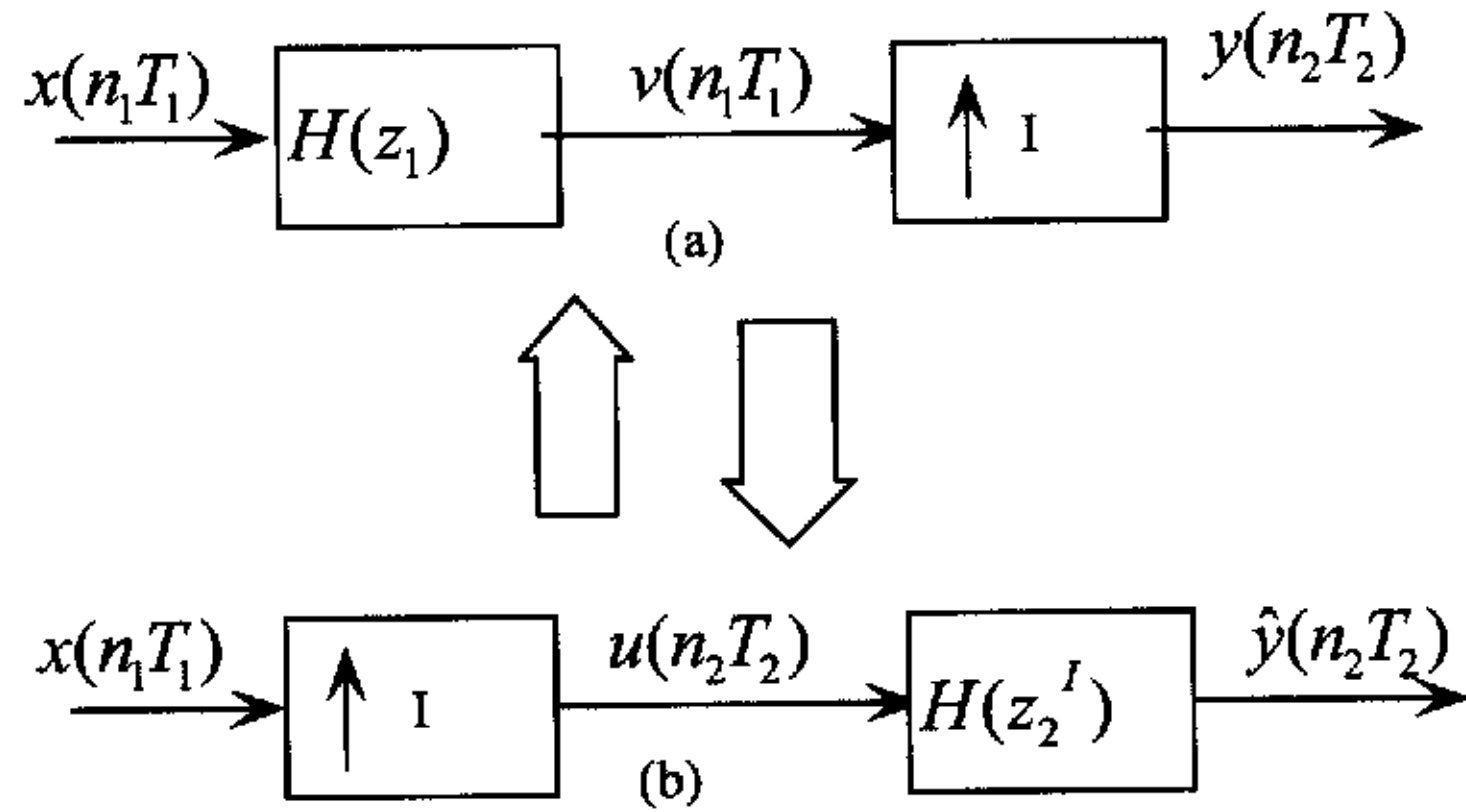


图 2-4 系统函数与零值内插的等效变换

Fig. 2-4 Equivalent transition of system function and zero interpose

$$Y(z_2) = V(z_1) = X(z_1)H(z_1) \quad (2.16)$$

在图(b)中输入输出关系为

$$\hat{Y}(z_2) = U(z_2)H(z_2^I) \quad (2.17)$$

$$U(z_2) = X(z_1) \quad (2.18)$$

$$\hat{Y}(z_2) = X(z_1)H(z_2^I) = X(z_1)H(z_1) \quad (2.19)$$

可以看出图(a)和(b)是等效的。

第三章 滤波器组的基本原理

3.1 滤波器组的概念

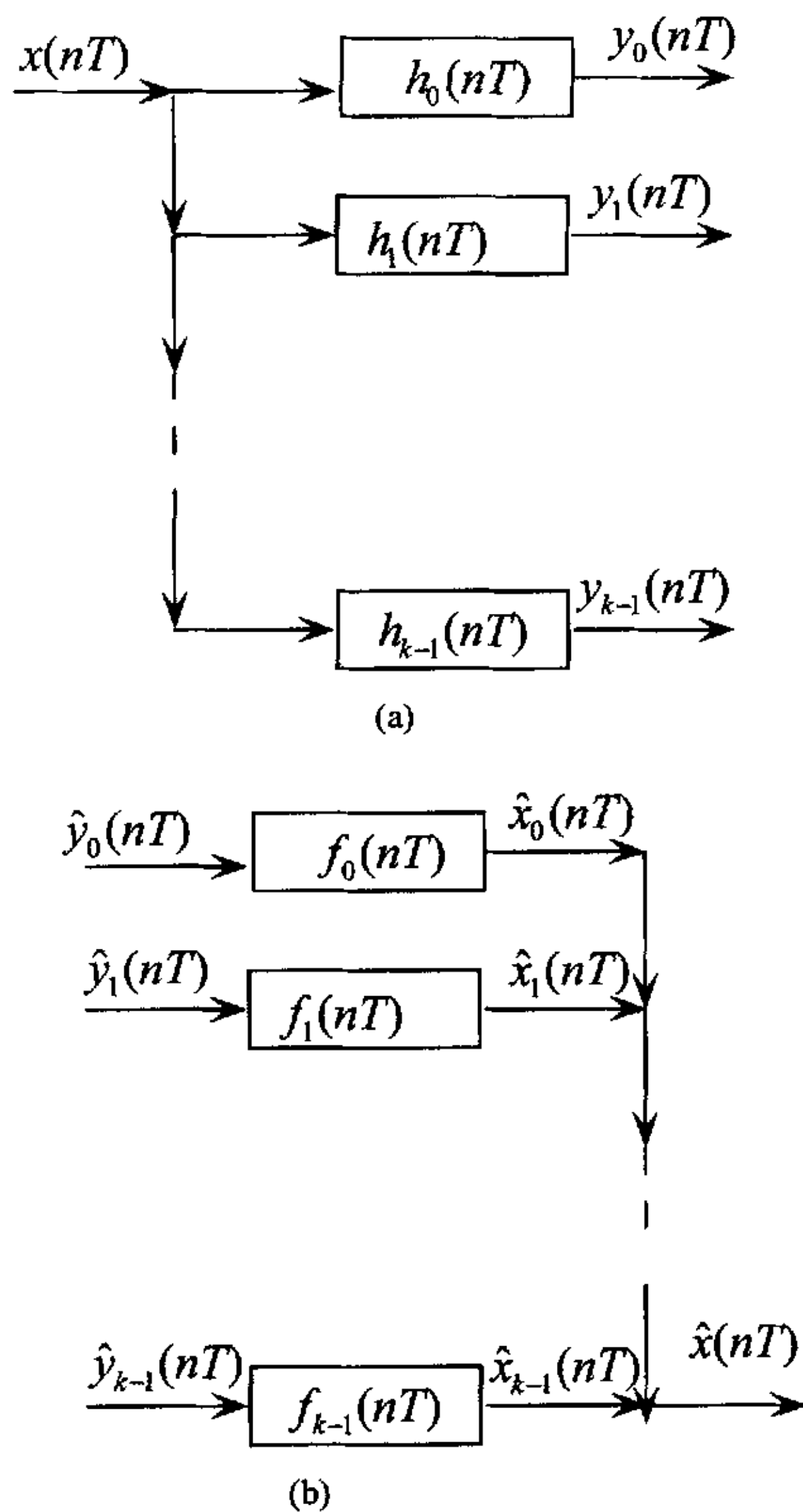


图 3-1 (a) 分析滤波器组 (b) 综合滤波器组

Fig. 3-1 (a) analysis filter banks (b) synthesis filter banks

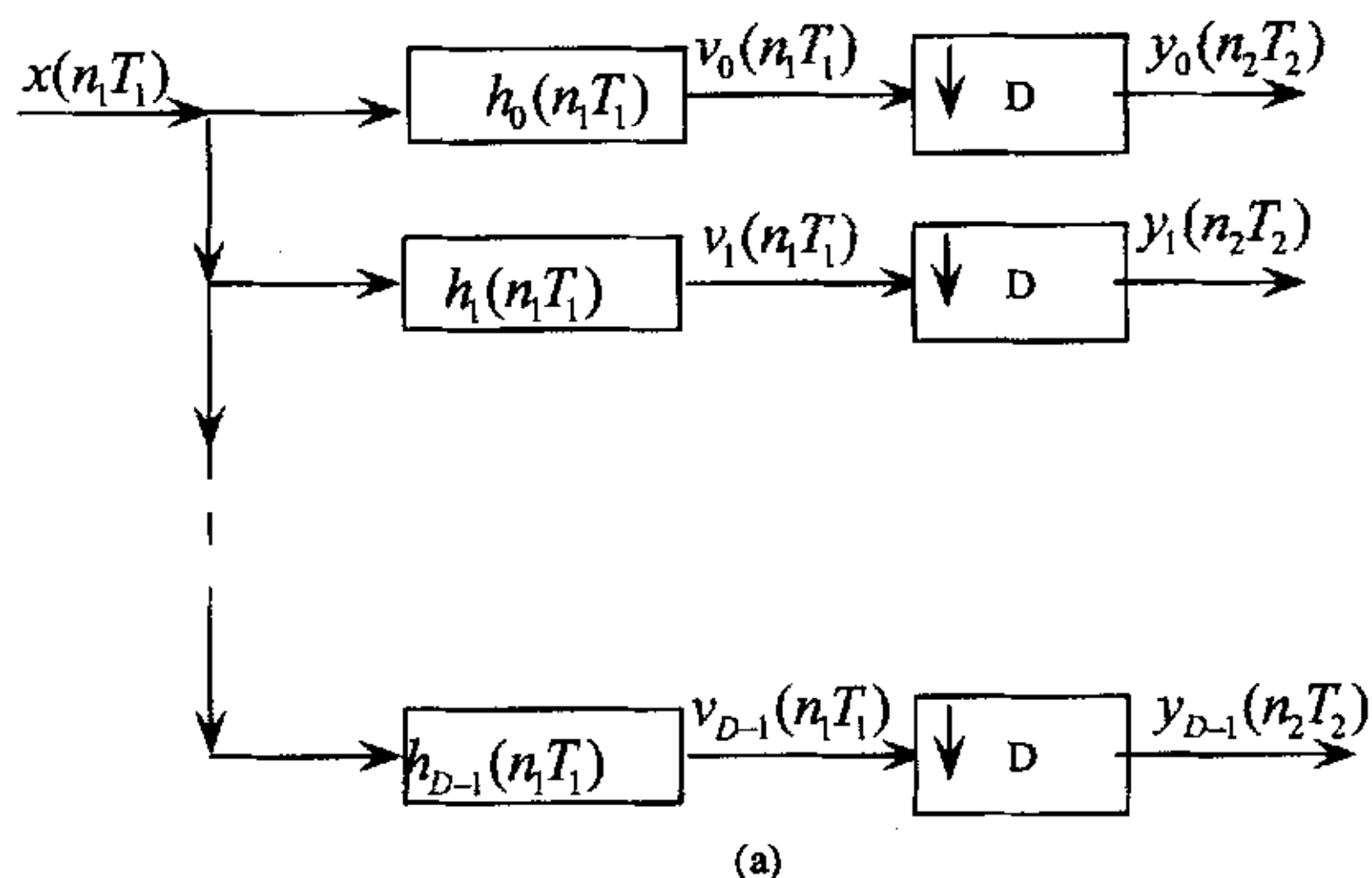
在许多应用中，一个离散时间信号首先被一个分析滤波器组分成几个子带信号，然后各子带信号经过处理，经过一个综合滤波器组，形成输出信号。各个子

带信号由于所占的频带变窄，所以可以被抽取，对被抽样后的进行处理比原信号处理更高效，我们把具有一个共同输入信号或一个共同输出信号的一组滤波器称为滤波器组。

图(a)所示是一个具有共同输入信号的滤波器组。输入信号 $x(nT)$ 进入 K 个通道，每个通道中有一个滤波 $h_k(nT)$ ， $k=0, 1, \dots, K-1$ 。设 $x(nT)$ 为一宽频带信号，经过各通道中的带通滤波器后被分成 K 个子频带信号 $y_k(nT)$ ， $k=0, 1, \dots, K-1$ 。这样的滤波器组称为分析滤波器组。滤波后各通道的信号 $y_k(nT)$ ， $k=0, 1, \dots, K-1$ ，是窄带信号，因此它们的抽样率可降低。如果 $x(nT)$ 是个满带信号，即 $X(nT)$ 的频谱占满 $-\pi$ 到 π 的区域，而各通道的信号都具有相同的带宽 B ，则

$B = \frac{2\pi}{K}$ 。于是抽样率最多可降低到 $\frac{1}{KT}$ 。如果抽样率低于 $\frac{1}{KT}$ ，则必将出现混迭。

这就是说各通道滤波后的信号可以进行抽取因子 D 等于或小于 K 的抽取。因此， $D=K$ 的抽取称为最大抽取。最大抽取情况下的分析滤波器组和综合滤波器组如图 3-2 所示。



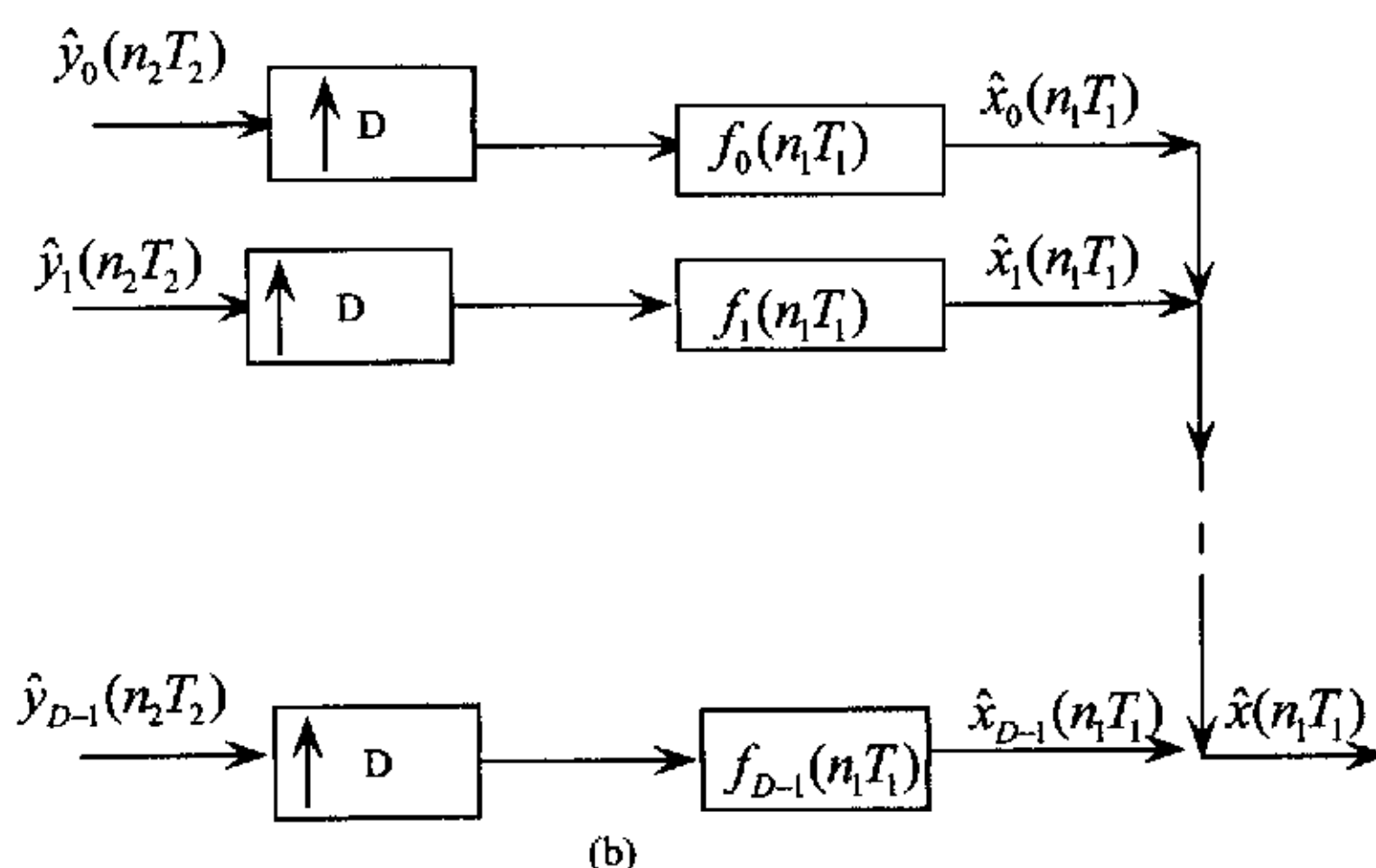


图 3-2 (a)带 D 倍抽取的最大抽取分析滤波器组
(b)带 D 倍内插的综合滤波器组

Fig. 3-2 (a) The max decimation analysis filter banks with D times decimation
(b) The synthesis filter banks with D times interpose

具有多个输入信号和一个共同输出信号的滤波器组称为综合滤波器组。在综合滤波器组中输入信号为 $\hat{y}_k(n_2 T_2)$ ， $k=0, 1, \dots, K-1$ 。先进行零值内插，经综合滤波器 $f_k(n_1 T_1)$ 后保留了所需要的子频带，得到相应子频带信号 $\hat{x}_k(n_1 T_1)$ $k=0, 1, \dots, D-1$ 。把所有的 $\hat{x}_k(n_1 T_1)$ 相加起来，就得到所求的综合信号 $\hat{x}(n_1 T_1)$ ，即

$$\hat{x}(n_1 T_1) = \sum_{k=0}^{D-1} \hat{x}_k(n_1 T_1) \quad (3.1)$$

滤波器组中的误差来源来自 4 个方面。由于抽取和内插所产生的混迭和镜像是产生误差的来源之一，由这种误差产生的失真称为混迭失真 (ALD)。因为滤波器幅频特性的波纹而产生的误差是误差来源之二，因而产生的失真称为幅度失真 (AMD)。由于滤波器相频特性的非线性而产生的误差是误差来源之三，因而产生的失真称为相位失真 (PHD)。还有第四种误差是编码和解码产生的误差，这种误差与量化误差相似，是一种非线性失真，称为子频带量化误差，这是一种无法完

全消除的误差。我们以后的讨论中只讨论前三种失真而不讨论第四种失真。

3.2 两通道正交镜像滤波器组

设一个两通道的滤波器组如图 3-3 所示。

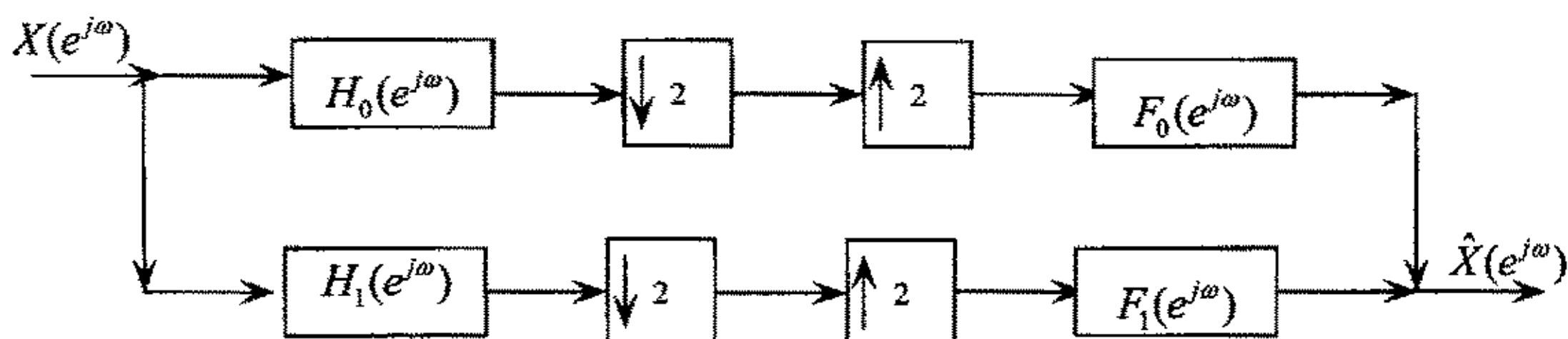


图 3-3 两通道正交镜像滤波器组

Fig. 3-3 Two channels quadrature mirror filter banks

如果

$$H_1(e^{j\omega}) = H_0(e^{j(\omega-\pi)})$$

则 $H_0(e^{j\omega})$ 及 $H_1(e^{j\omega})$ 的幅频特性如图 3-4 所示。

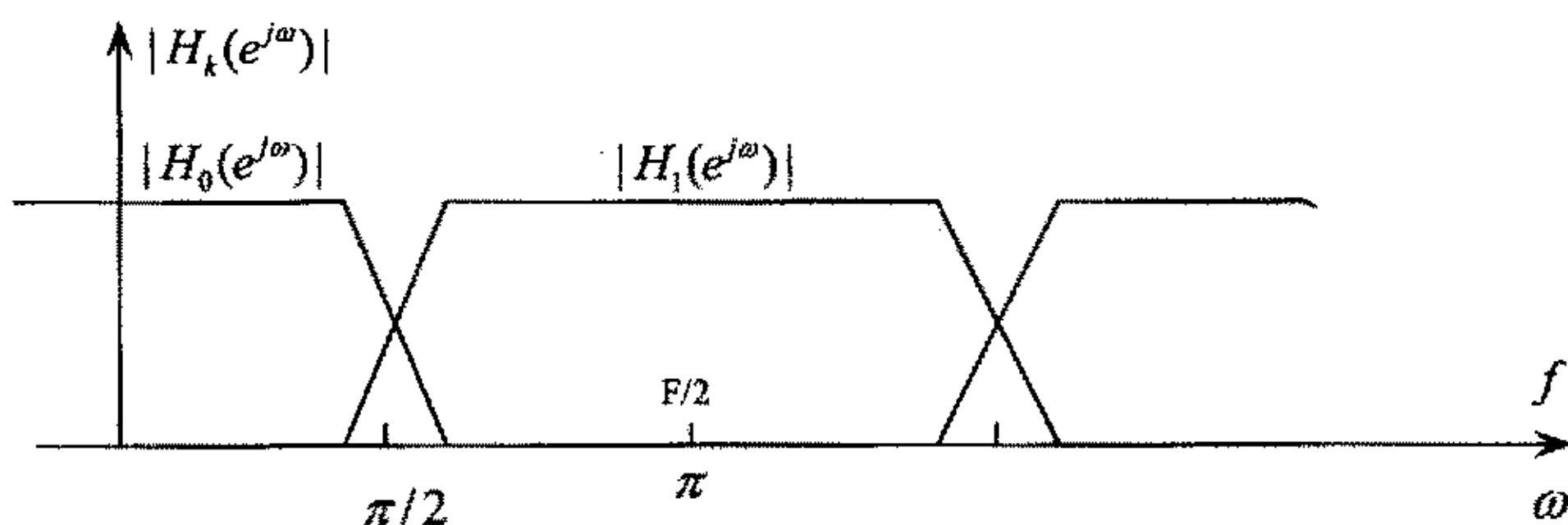


图 3-4 两通道正交镜像滤波器组的幅频特性

Fig. 3-4 The magnitude and frequency characteristic of two channels QMFB

$H_0(e^{j\omega})$ 与 $H_1(e^{j\omega})$ 对于 $\pi/2$ 镜像对称, 所以称这种滤波器组为正交镜像滤波器

(Quadrature Mirror Filter) 组, 简称 QMF 组, 这是 QMF 组原始的涵义。

3.3 D 通道最大抽取正交镜像滤波器(QMF)组的基本关系

对于 D 个通道的滤波器组, 如果其中各滤波器 $H_k(e^{j\omega})$ 具有 $H_k(e^{j\omega}) = H_0(e^{j\omega W^k})$

$W = e^{-j\frac{2\pi}{D}}$ 的关系, 如图 3-5 所示, 则也称之为 QMF 组。这时已经不具有幅频特性对 $\pi/2$ 对称的性质, 不过是一种大家习惯上的称呼而已。

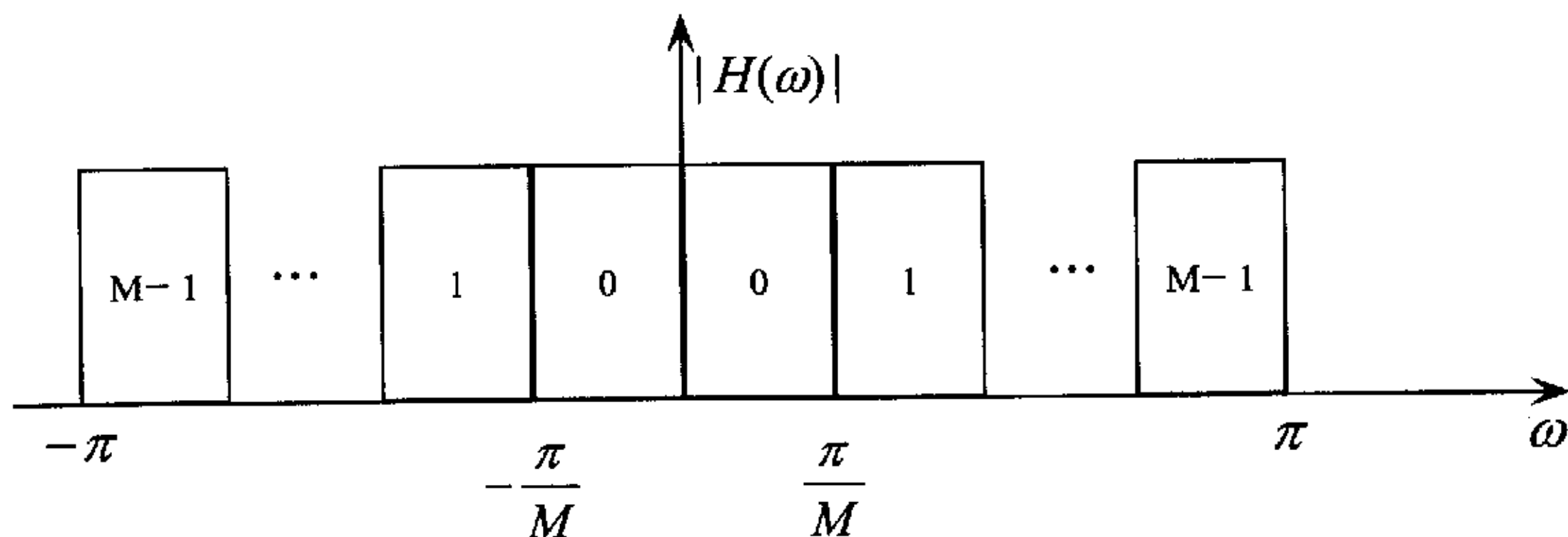


图 3-5 理想 D 通道正交镜像滤波器组的幅频特性

Fig. 3-5 The magnitude and frequency characteristic of ideal D channels QMFB

图 3-6 示出一个 D 通道 QMF 组并注明了各点信号的符号。下面我们研究其输入 $X(z_1)$ 及输出 $\hat{X}(z_1)$ 的关系。

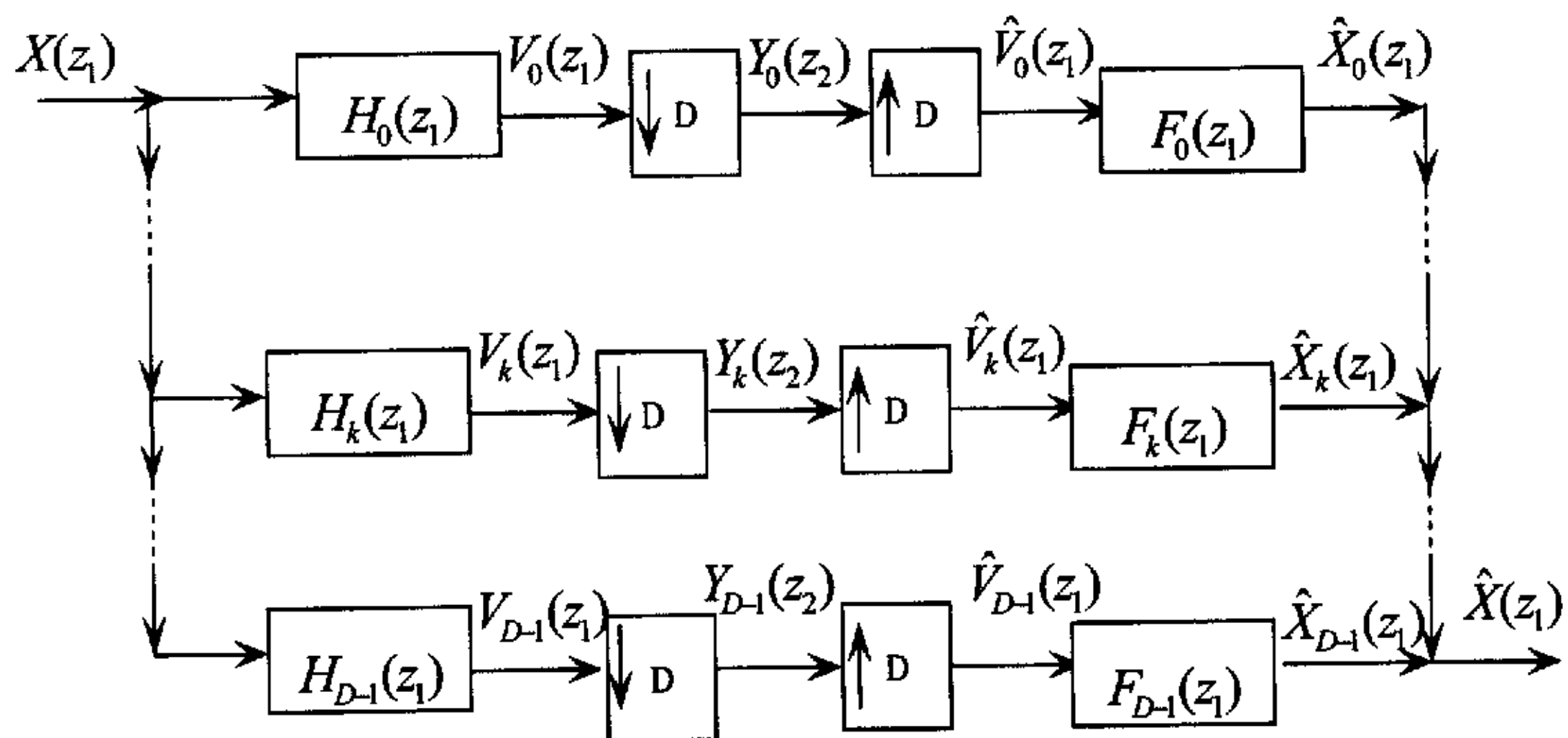


图 3-6 D 通道 QMF 组

Fig. 3-6 D channels QMFB

先取出其中的第 K 条支路, 有

$$\hat{X}_k(z_1) = \hat{V}_k(z_1) F_k(z_1) \quad (3.2)$$

$$\hat{V}_k(z_1) = \hat{Y}_k(z_2) \quad (3.3)$$

$$\hat{Y}_k(z_2) = Y_k(z_2) \quad (3.4)$$

$$Y_k(z_2) = \frac{1}{D} \sum_{l=0}^{D-1} V_k(z_1 W^l) \quad (3.5)$$

$$V_k(z_1) = X(z_1) H_k(z_1) \quad (3.6)$$

$$\hat{X}_k(z_1) = \frac{1}{D} \sum_{l=0}^{D-1} X(z_1 W^l) H_k(z_1 W^l) F_k(z_1) \quad (3.7)$$

整个系统的输出为各通道输出之和，即

$$\hat{X}(z_1) = \sum_{k=0}^{D-1} \hat{X}_k(z_1) = \frac{1}{D} \sum_{l=0}^{D-1} X(z_1 W^l) \sum_{k=0}^{D-1} H_k(z_1 W^l) F_k(z_1) \quad (3.8)$$

其中 $W = e^{-j\frac{2\pi}{D}}$

3.4 多通道最大抽取无混迭 QMF 组

下面定义循环矩阵，一个方阵它的一行右移一位，其溢出补至左边，即为下一行的矩阵是循环矩阵。也可定义为列的上移等于该列左侧一列的矩阵。

下面定义伪循环矩阵。

将循环矩阵中对角线的左下方各项分别乘以 $z^{-\lambda}$ ，这里 λ 为一常数，则矩阵即为伪循环矩阵应该指出在上一节中(3.7)式的 $X(z_1 W^l)$ ， $l=1, \dots, D-1$ ，是原输入信号 $x(z_1)$ 的混叠样本，

是由于抽取而造成的，故称混迭分量。如果希望在输出中去掉混迭的影响，则应将(3.8)式分成 $l=0$ 和 $l \neq 0$ 两部分。令 $l \neq 0$ 的部分为 0，就得到

$$\hat{X}(z_1) = \frac{1}{D} \sum_{k=0}^{D-1} H_k(z_1) F_k(z_1) X(z_1) \quad (3.9)$$

将(3.9)式中的 $H_k(z_1)$ 和 $F_k(z_1)$ 用多相表示则可写成

$$H_k(z_1) = \sum_{m=0}^{D-1} z_1^{-m} E_{km}(z_1^D), \quad k = 0, 1, \dots, D-1 \quad (3.10)$$

$$F_k(z_1) = \sum z_1^{-(D-1-m)} R_{mk}(z_1^D), \quad k = 0, 1, \dots, D-1 \quad (3.11)$$

式中 $E_{km}(z_1^D)$ 和 $R_{mk}(z_1^D)$ 分别为 $H_k(z_1)$ 和 $F_k(z_1)$ 的多相分量。将 $E_{km}(z_1^D)$ 和

$R_{mk}(z_1^D)$ 写成矩阵形式简记为 $E(z_1^D)$ 和 $R(z_1^D)$ 。

用图表示如下：

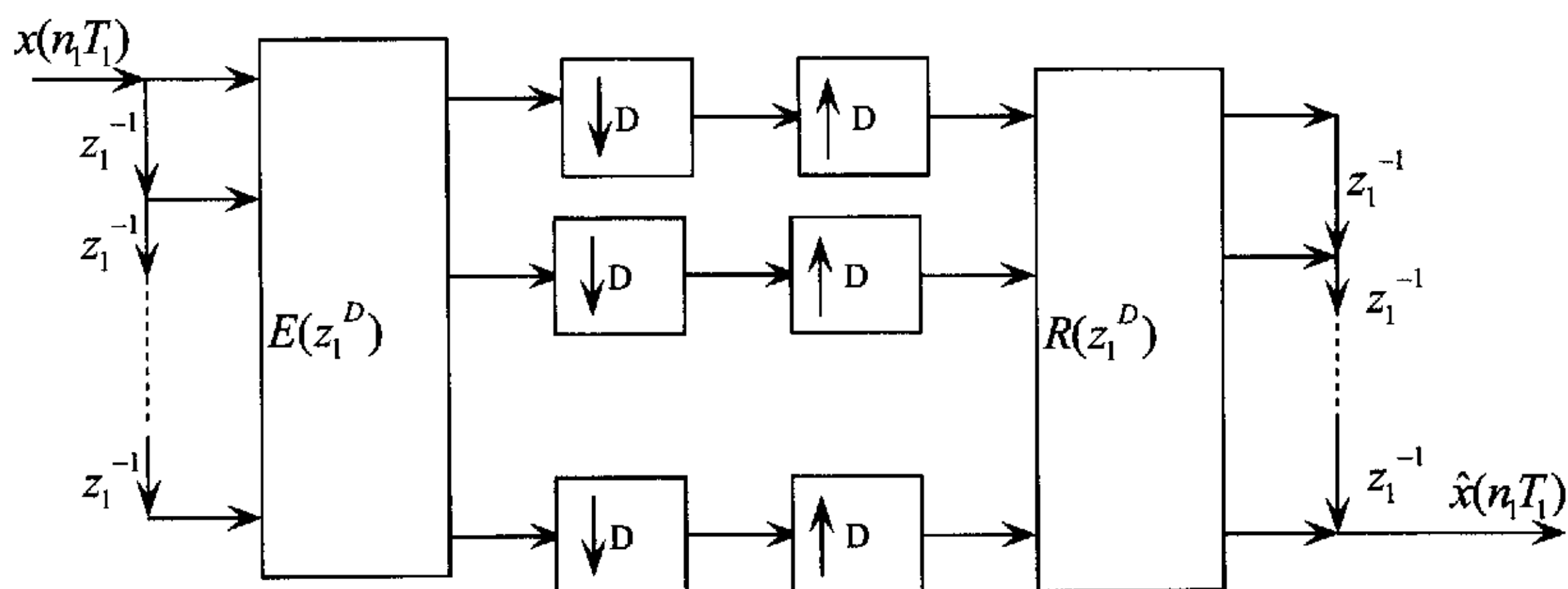


图 3-7 D 通道 QMF 组的多相表示

Fig. 3-7 The multiphase express of D channels QMFB

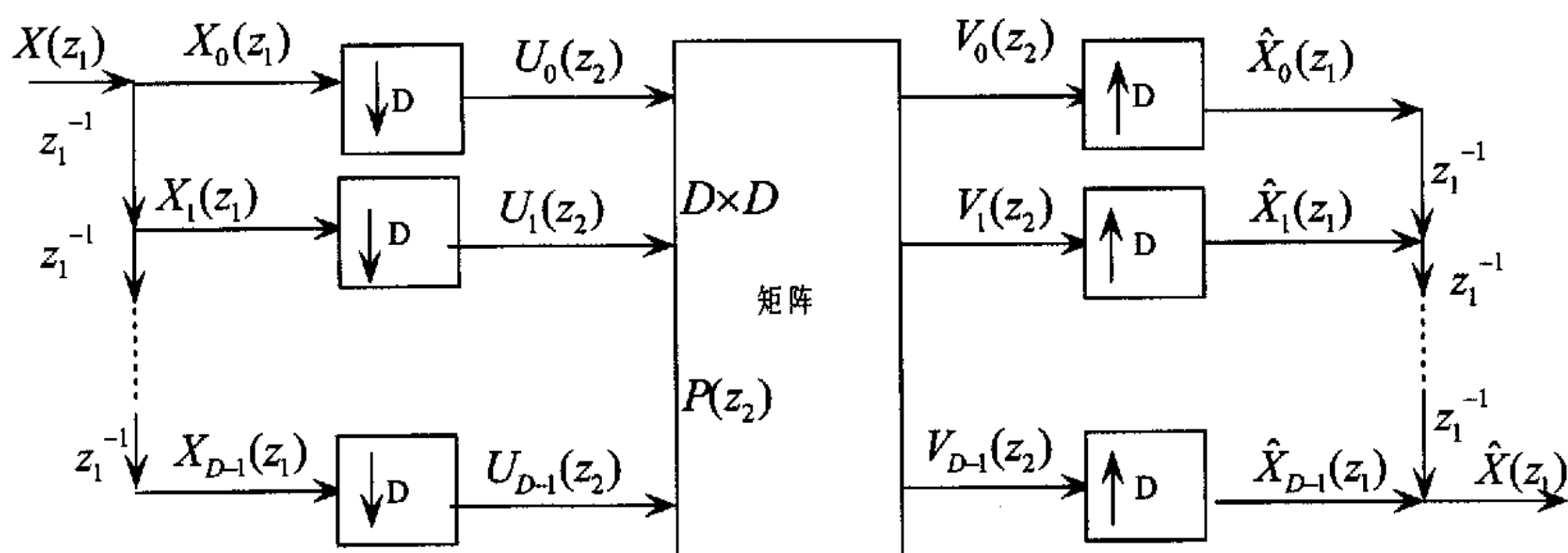


图 3-8 D 通道 QMF 组的多相表示的进一步化简

Fig.3-8 The predigesting of The multiphase express of D channels QMFB

图 3-8 中 $P(z_2)$ 矩阵是 $E(z_2)$ 与 $R(z_2)$ 的乘积。从图 3-8 可得

$$\hat{X}(z_1) = \sum_{s=0}^{D-1} z_1^{-(D-1-s)} \hat{X}_s(z_1) \quad (3.12)$$

$$\hat{X}_s(z_1) = V_s(z_2) \quad (3.13)$$

$$Z_2 = Z_1^D \quad (3.14)$$

$$V_s(z_2) = \sum_{k=0}^{D-1} P_{sk}(z_2) U_k(z_2) \quad (3.15)$$

$$U_k(z_2) = \frac{1}{D} \sum_{l=0}^{D-1} X_k(z_1 W^l) \quad (3.16)$$

式中 $W = e^{-j\frac{2\pi}{D}}$

$$X_k(z_1) = z_1^{-k} X(z_1) \quad (3.17)$$

$$\hat{X}(z_1) = \frac{1}{D} \sum_{l=0}^{D-1} X(z_1 W^l) \sum_{k=0}^{D-1} W^{-kl} \sum_{s=0}^{D-1} z_1^{-k} z_1^{-(D-1-s)} P_{sk}(z_2) \quad (3.18)$$

这是用多相表示得到的 D 通道 QMF 组的基本输入输出关系。(3.18) 式可写成

$$\hat{X}(z_1) = \frac{1}{D} \sum_{l=0}^{D-1} X(z_1 W^l) A_l(z_1) \quad (3.19)$$

$$A_l(z_1) = \sum_{k=0}^{D-1} W^{-kl} \sum_{s=0}^{D-1} z_1^{-k} z_1^{-(D-1-s)} P_{sk}(z_2) \quad (3.20)$$

定义

$$\sum_{s=0}^{D-1} z_1^{-k} z_1^{-(D-1-s)} P_{sk}(z_2) = G_k(z_1) \quad (3.21)$$

$$\text{则} \quad A_l(z_1) = \sum_{k=0}^{D-1} W^{-kl} G_k(z_1) \quad (3.22)$$

在(3.19)式中 $X(z_1 W^l)$, $l > 0$, 为 $\hat{X}(z_1)$ 中的混迭分量, 要想在输出中消除 $X(z_1 W^l)$, $l > 0$ 则须要 $A_l(z_1) = 0$, $l > 0$, 即, 只有 $A_0(z_1)$ 不为 0, 而其它 $A_l(z_1)$ 均为 0。这样就得到

$$\hat{X}(z_1) = \frac{1}{D} X(z_1) A_0(z_1) \quad (3.23)$$

$$G_0(z_1) = G_1(z_1) = \cdots = G_{D-1}(z_1) = \frac{1}{D} A_0(z_1) \quad (3.24)$$

将 (3.21) 式代入 (3.23) 式按照对应项相等的条件可以得到

$$P(z_2) = \begin{bmatrix} P_{00} & P_{01} & P_{02} & P_{03} \\ z_1^{-4} P_{03} & P_{00} & P_{01} & P_{02} \\ z_1^{-4} P_{02} & z_1^{-4} P_{03} & P_{00} & P_{01} \\ z_1^{-4} P_{01} & z_1^{-4} P_{02} & z_1^{-4} P_{03} & P_{00} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

可以看出矩阵 $P(z_2)$ 是一个伪循环矩阵。以上证明了无混迭 QMF 组中 $P(z_2)$ 必然是个伪循环矩阵。同样如果 $P(z_2)$ 是个伪循环矩阵, 则系统必然是无混迭 QMF 组。这里就不再加以证明了。对于 D 通道 QMF 组只考虑矩阵 $P(z_2)$ 的一行里只有一个非零项。并设该非 0 项为 $Q(z_2)$, 于是得到 $P(z_2)$ 的一般形式为

$$P(z_2) = Q(z_2) \begin{bmatrix} 0 & I_{D-r} \\ z_2^{-1} I_r & 0 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

式中 I_r 为 $r \times r$ 单位矩阵, $0 \leq r \leq D$, $Q(z_2)$ 是一个转移函数。在 (3.26) 式中如果 $Q(z_2) = cz_2^{-n_0}$, 则有

$$P(z_2) = cz_2^{-n_0} \begin{bmatrix} 0 & I_{D-r} \\ z_2^{-1} I_r & 0 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

这样就成了准确重建系统。

3.5 能够进行准确重建的多通道 QMF 组

首先定义酉矩阵, 设 E 为一非奇异矩阵, 若 $E^T E = I$, 则称 E 为酉矩阵。式中符

号 T 为取转置并取共轭之意。

下面定义仿酉矩阵, 设一矩阵 $E(z)$, 定义 $\tilde{E}(z)$ 为将 $E(z)$ 中的 z 变为 z^{-1} , 对 $E(z)$ 中的各项系数取共轭, 并对 $E(z)$ 进行转置。如果

$$\tilde{E}(z) E(z) = dI \quad (3.28)$$

$$\text{或 } \tilde{E}(z) E(z) = I \quad (3.29)$$

则称 $E(z)$ 矩阵为仿酉矩阵或归一化仿酉矩阵。式中 d 为常数， I 为单位矩阵。另外指出能用仿酉矩阵表示其转移函数的单元我们称之为仿酉单元。仿酉单元级联构成的系统仍是仿酉系统。D 通道 QMF 组系统中分析和综合滤波器组的多相表示可写成(3.10)和 3.11)式，如果令

$$R(z_2) = cz_2^{-n_0} \tilde{E}(z_2) \quad (3.30)$$

式中 c 及 n_0 皆为常数。则图(3.8)中 $P(z_2)$ 为

$$\begin{aligned} P(z_2) &= R(z_2)E(z_2) \\ &= cz_2^{-n_0} \tilde{E}(z_2)E(z_2) \\ &= cz_2^{-n_0} I \end{aligned} \quad (3.31)$$

于是图 3.8 所示的系统便是一个准确重建系统。也就是说，只要求得了 $E(z_2)$ 便可根据(3.10)式直接写出 $H_k(z_1)$ ，根据(3.30)式求得 $R(z_2)$ ，再根据(3.11)式求出 $F_k(z_1)$ 。整个系统的分析和综合滤波器组便都求出来了，而且保证系统是准确重建系统。

3.6 树形结构正交镜像滤波器组

3.6.1 树形结构正交镜像滤波器组的基本结构

我们知道滤波器组的作用就是将信号分成若干子带信号，再将其综合起来的过程。下面给出了一种多带滤波器组的实现形式，即树形结构正交镜像滤波器组。图 3—9 和图 3—10 合并起来形成树形结构的分析 / 综合 QMF 组，由于图中的网络结构呈树形分枝形状，所以这种 QMF 组称为树形结构 QMF 组。树形结构滤波器组各级的分支并无限定为两个，分支数可以是 3 个或 4 个，视需要而定且各级中的分支数并不要求相同。在分析滤波器组中如果某一级的分支数为 3，则该级中的抽取因子也应为 3。滤波器将该级输入的信号频带分成三等分，抽取仍为最大抽取。图 3—12 给出了各级分支情况不同的树形结构分析滤波器组的例子。在综合滤波器组中其各级的情况与分析滤波器组是对应的。

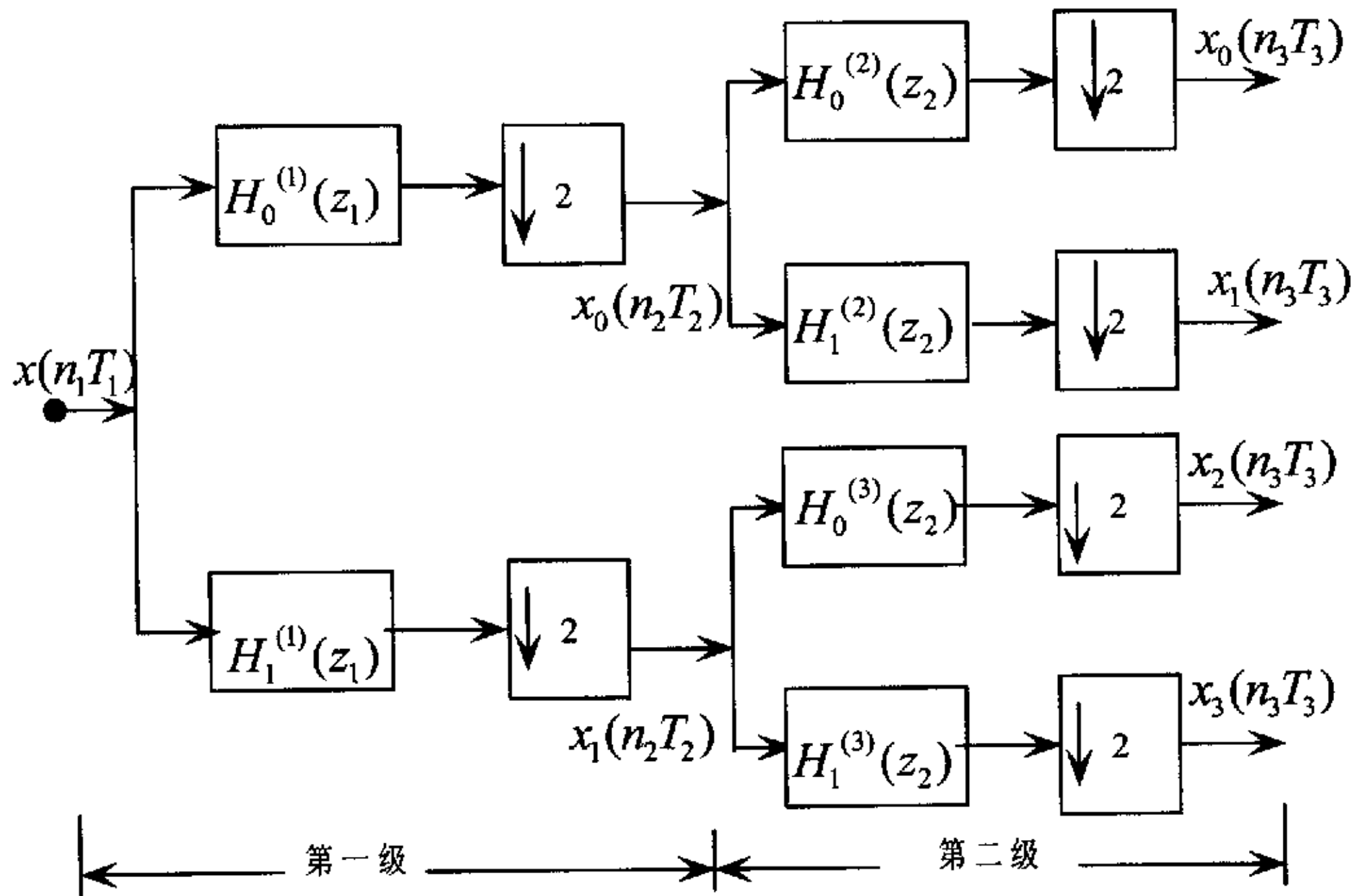


图 3-9 树形结构的分析滤波器组

Fig. 3-9 The analysis filter banks of tree structure

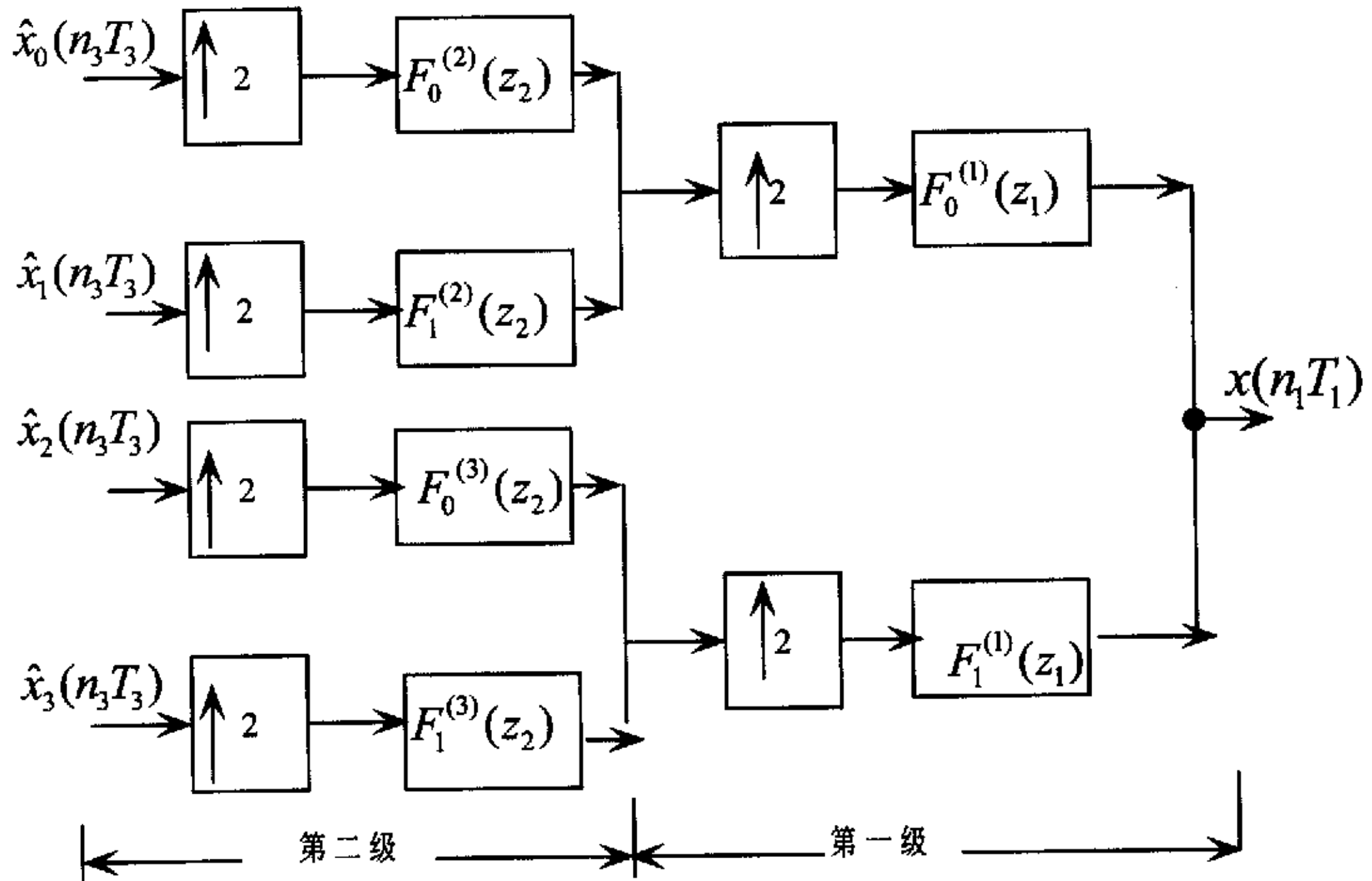


图 3-10 树形结构的综合滤波器组

Fig. 3-10 The synthesis filter banks of tree structure

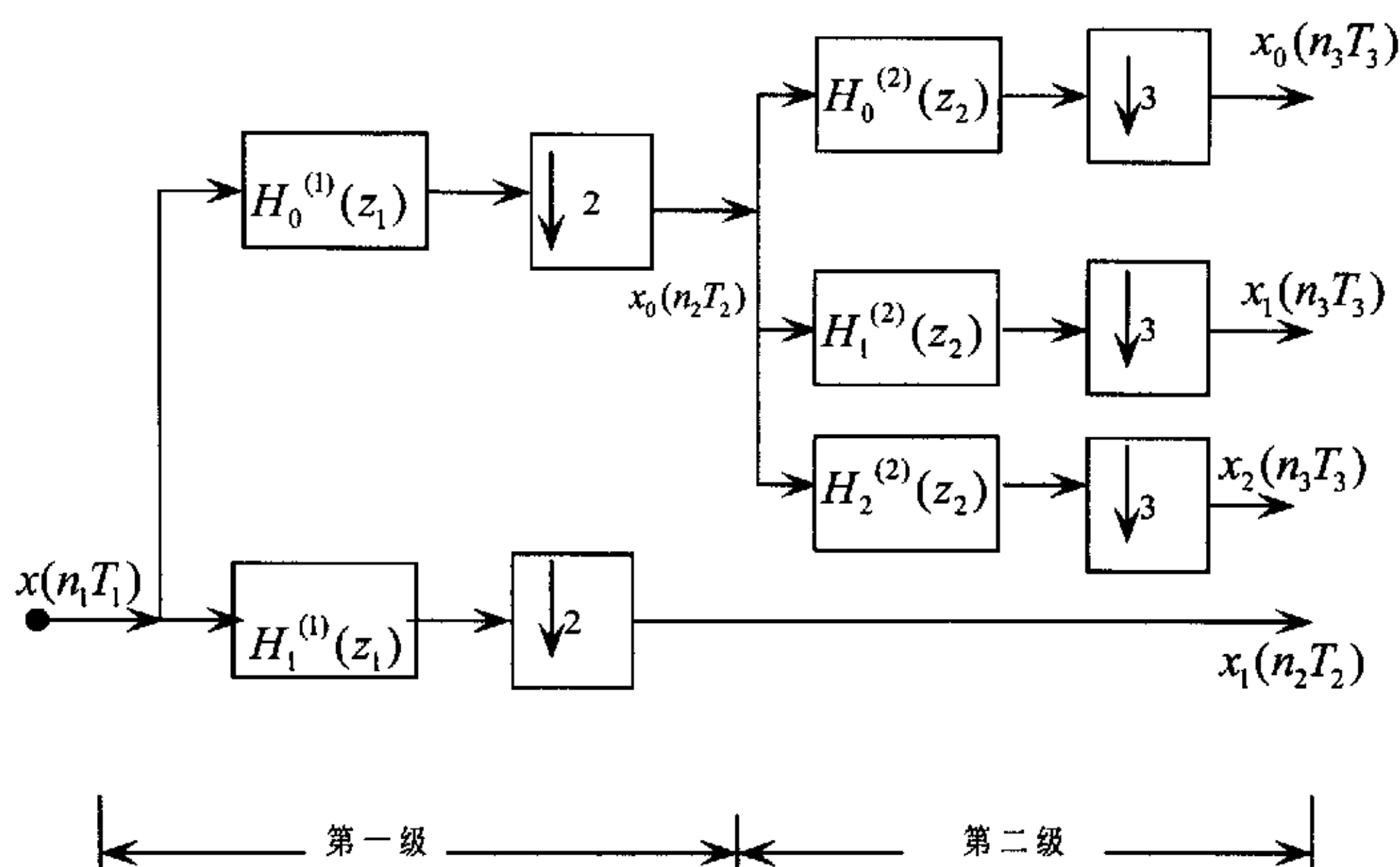


图 3-11 各级分支情况不同的树形结构分析滤波器组

Fig. 3-11 The tree structure analysis filter banks with different embranchment

3.6.2 树形结构 QMF 组与平行结构 QMF 组的等效关系

树形结构 QMF 组可等效为一般平行结构的 QMF 组。例如图 3-9 可等效为图 3-13 所示的 QMF 组。

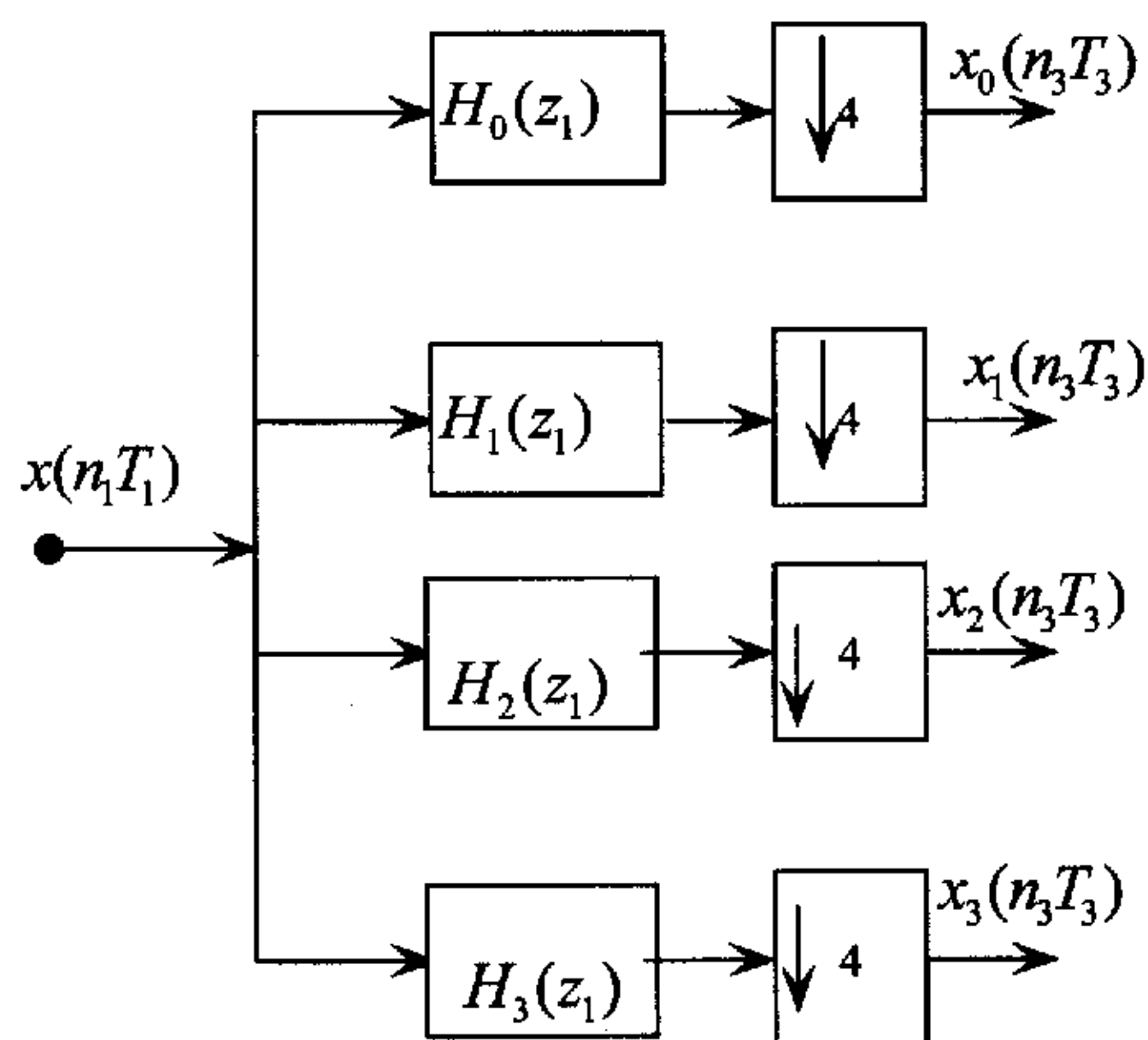


图 3-12 与图 3-9 等效的平行结构的 QMF 组

Fig.3-12 The parallel structure QMFB equivalent Fig.3-9

图 3-9 中从输入信号 $x(n_1T_1)$ 到输出信号 $x_0^{(3)}(n_3T_3)$ 的过程等于图 3-13 中的多级抽取过程。而多级抽取又可等效于单级抽取，即图 3-13 中的两个两倍抽取的级联可等效于图 3-14 中的一个四倍抽取。

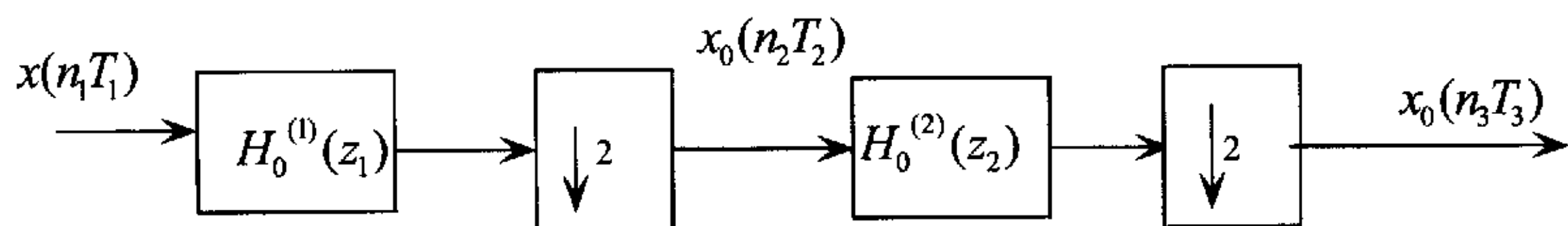


图 3-13 树形结构分析 QMFB 中一个输出与输入的关系等于抽取器多组级联实现

Fig. 3-13 One input and output in tree structure analysis QMFB equivalent decimation connection realization

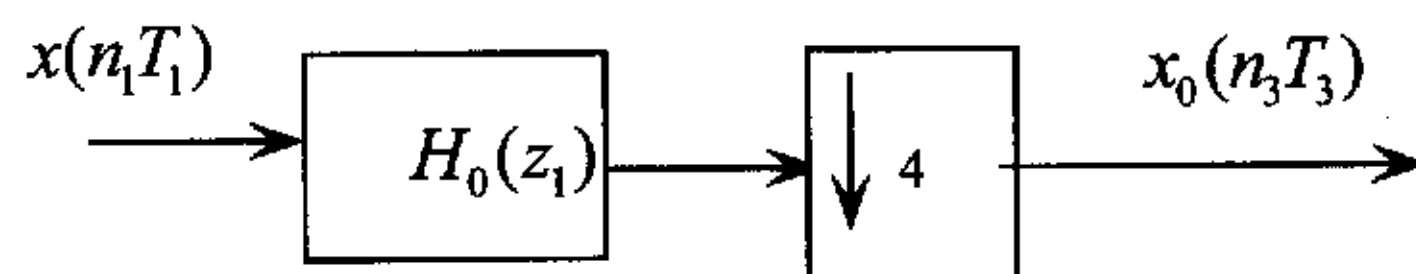


图 3-14 一个抽取器单级实现

Fig. 3-14 One level realization by a decimation

第四章 余弦调制正交镜像滤波器组

4.1 余弦调制滤波器组的设计方法

4.1.1 余弦调制滤波器组的基本原理

余弦调制滤波器组作为一种新的设计方法,具有高的频率选择性和高的分辨率的滤波器组很容易用这种方法设计。作为设计结果的各子带滤波器由一个实系数原型滤波器得到。由于其设计简单,性能优越得到了人们的广泛关注。余弦调制滤波器组可以通过对线性相位低通原型滤波器进行余弦调制来实现,定义分析/综合滤波器组的冲激响应如下:

$$h_k(n) = p(n) \cos[(2k+1)\frac{\pi}{2M}(n - \frac{N-1}{2}) + \theta_k] \quad (4.1)$$

$$g_k(n) = p(n) \cos[(2k+1)\frac{\pi}{2M}(n - \frac{N-1}{2}) - \theta_k] \quad (4.2)$$

$$0 \leq n \leq N-1 \quad 0 \leq k \leq M-1$$

其中 $p(n)$ 是一个线性相位低通滤波器,称为原型滤波器, $\theta_k = (-1)^k \frac{\pi}{4}$,

$N = 2mM$ 。且有 $g_k(n) = h_k(N-1-n)$,把 $p(n)$ 写成多相位形式:

$$P(z) = \sum_{j=0}^{2M-1} \sum_{l=0}^{m-1} p(j+2lM) z^{-(j+2lM)} = \sum_{j=0}^{2M-1} z^{-j} Q_j(z^{2M}) \quad (4.3)$$

文献[13]证明了 CMFB 重够的充要条件为

$$\tilde{Q}_k(z)Q_k(z) + \tilde{Q}_{k+M}(z)Q_{k+M}(z) = C(\text{常数}) \quad (4.4)$$

并且 $Q_k(z) = z^{-(m-1)} \tilde{Q}_{2M-1-k}(z)$

$$0 \leq k \leq M-1$$

图 4-1, 4-2, 4-3 是其幅频响应示意图。

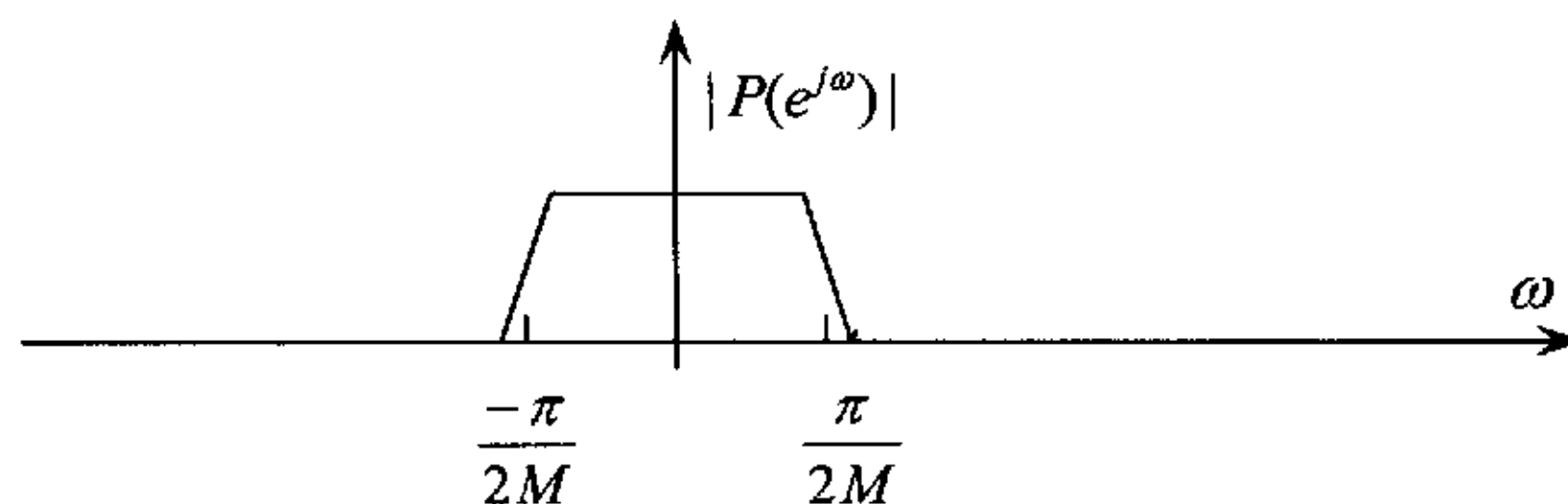


图 4-1 原型滤波器的幅频响应

Fig. 4-1 Magnitude and frequency response of prototype filter

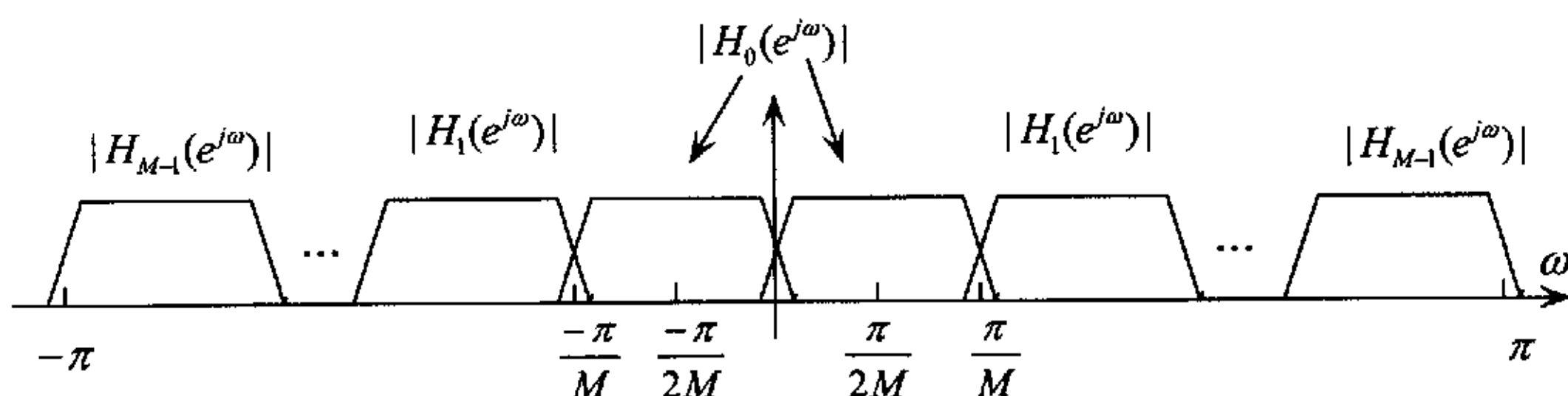


图 4-2 分析滤波器组的幅频响应

Fig.4-2 Magnitude and frequency response of analysis filter banks

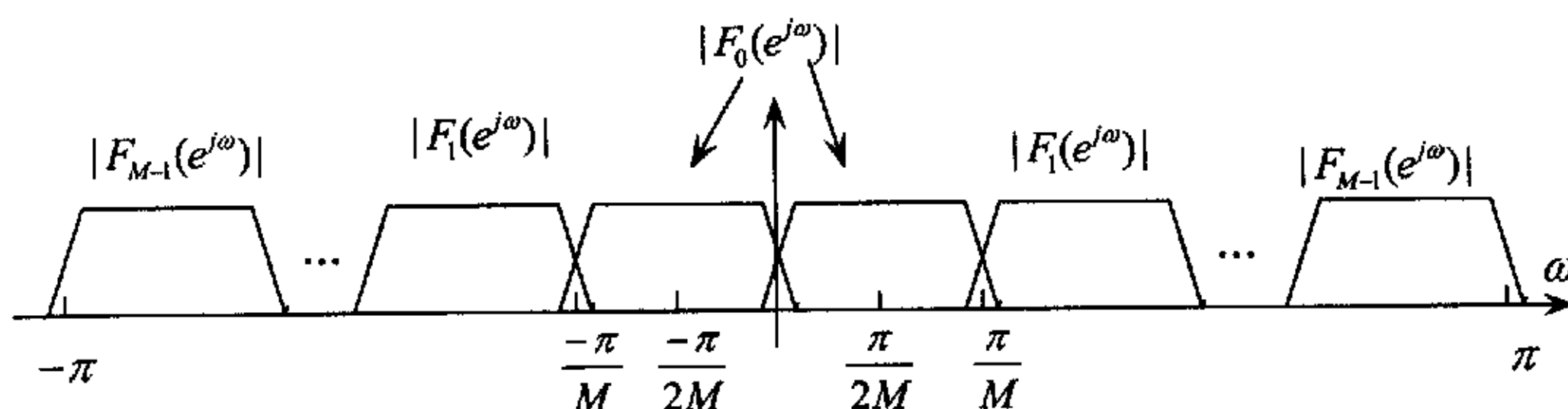


图 4-3 综合滤波器组的幅频响应

Fig.4-3 Magnitude and frequency response of systhesis filter banks

由于完全重构的余弦调制滤波器组很难得到高的阻带衰减，所以把目光投向近似完全重构的余弦调制滤波器组。

4.1.2 各种原型滤波器的设计方法

目前出现的各种方法大部分是选择不同的目标函数来优化原型滤波器系数。以下是最常见的提出来的一些方法：

1 传统的方法是它的目标函数选择为同时最小化原型滤波器的阻带能量和全部幅度失真，其表达式如(4.5)式所示

$$\phi = \min \left\{ \alpha \int_0^{\pi/M} (|P(e^{j\omega})|^2 + |P(e^{j(\omega-\pi/M)})|^2 - 1)^2 d\omega + (1-\alpha) + \int_{\xi+\pi/(2M)}^{\pi} |P(e^{j\omega})|^2 d\omega \right\} \quad (4.5)$$

$$\xi > 0, 0 < \alpha < 1$$

2 由 Creusere and Mitra 提出的方法使用 Parks—McClellan technique^[14], 原型滤波器的长度, 相对误差和阻带边缘在优化之前就是确定的, 只是通过最小化目标函数来调整其通带边缘。其目标函数为幅度失真。

3 其他的设计方法还有, 给定 ρ , M , N , 通过最小化阻带能量来寻找 $P(Z)$ 的系数^[15], 其目标函数如式(4.6)

$$E_2 = \int_{(1+\rho)\pi/(2M)}^{\pi} |P(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (4.6)$$

4.2 余弦调制正交镜像滤波器组的实现结构

我们知道滤波器的功能就是把输入序列通过一定的运算变换成输出序列。可以用以下两种方法来实现数字滤波器: 一种方法是把滤波器所要完成的运算编成程序让计算机执行, 也就是采用计算机软件来实现; 另一种方法是设计专用的数字硬件, 或采用通用的数字信号处理器来实现。滤波器的运算结构是重要的, 不同结构所需要的存储单元及乘法次数是不同的, 存储单元的数量影响复杂性, 乘法次数影响运算速度。另外, 在考虑到有限字长效应的影响, 不同运算结构的误差, 稳定性是不同的。由于 FIR 滤波器可以实现准确线性相位, 所以这里只考虑 FIR 滤波器, 对于单个滤波器的实现我们有多种实现结构, FIR 滤波器其实现结构有: 直接型结构, 级联型结构, 频率抽样型结构, 快速卷积结构, 线性相位 FIR 滤波器结构, 及格型结构。我们这里考虑的是滤波器组的结构其同滤波器的结构有一定的关系, 但又是不同的, 当然我们可以采用滤波器的结构来实现滤波器组, 即单个滤波器分别计算来实现, 我们以上所讲的结构都可以采用, 但是这样实现滤波器组是不高效的, 即所需的开销大, 难以提高计算效率, 滤波器组的结构所采用的思想应该是一次性, 计算出分析滤波器组或综合滤波器组的全部输出, 而不是单个滤波器去计算。下面我们给出几种滤波器组的实现结构。

4.2.1 利用多相分解及正余弦变换的滤波器组的实现结构

对于多相分解及余弦调制滤波器组的设计方法已经分别在 2.2 和 4.1 中做了论述, 这种实现结构是针对余弦调制滤波器组来说的, 我们原型滤波器的设计方法可以

是多种多样的，在得到滤波器的冲击响应之后我们要做的工作就是设计滤波器组的实现结构。下面给出余弦调制滤波器组的分析及综合滤波器组的多相分解及正余弦变换的滤波器组实现结构。

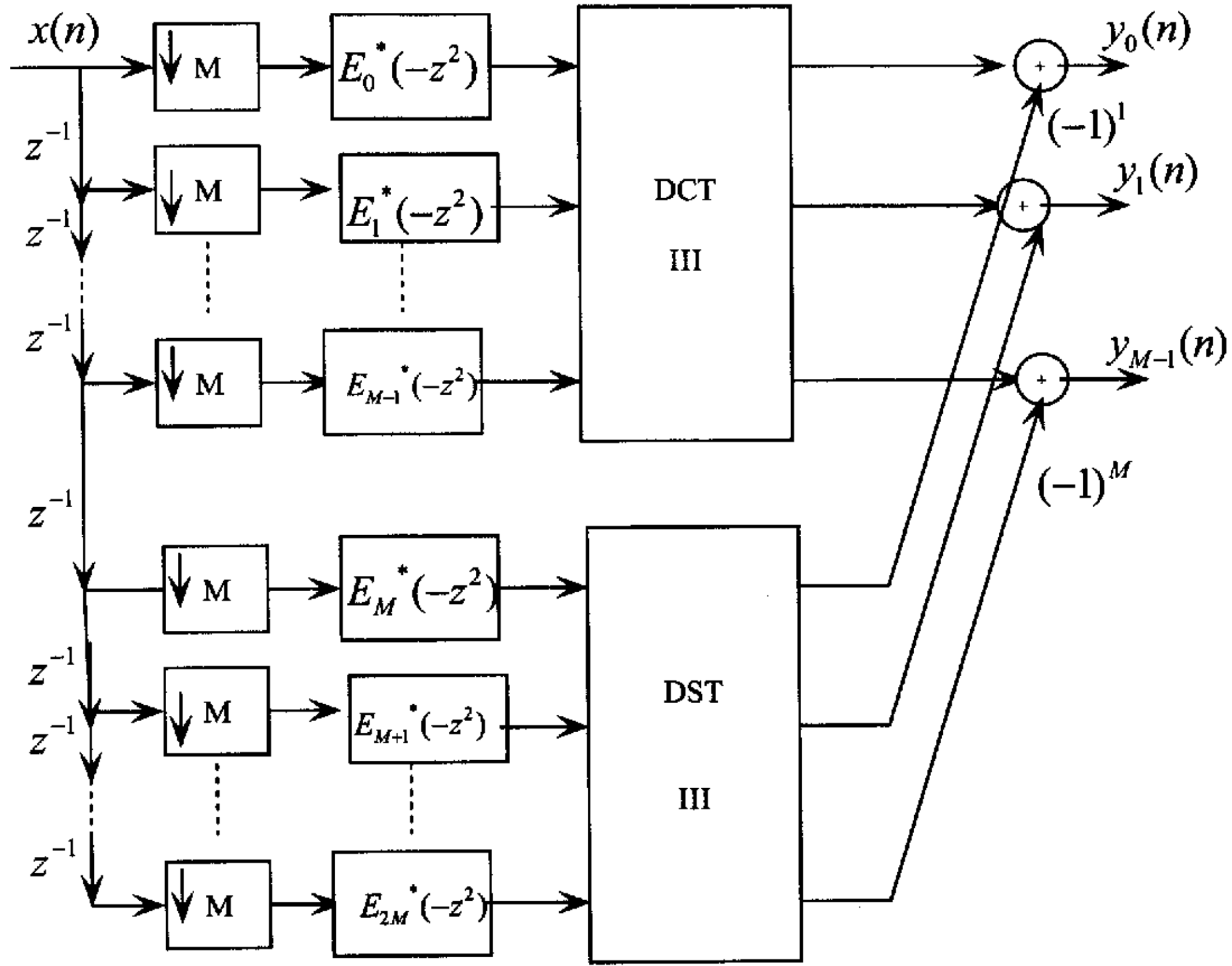


图 4-4 利用多相分解的分析滤波器组实现结构

Fig.4-4 The realization structure of analysis filter banks with multiphase decompose
 M 点第二、三类离散正、余弦变换用相应的快速算法实现,其所需的实数乘法和实数加法次数分别为 $\frac{M}{2}\log_2 M$ 和 $\frac{3M}{2}\log_2 M - M + 1$, 对每一个输出样本, 该实现结构

所需的实数乘法为 $2 + 2\frac{N}{M} + 3\log_2 M$ 次, 实数加法为 $2 + 2\frac{N}{M} + \frac{6}{M} + 9\log_2 M$ 次^[16]。

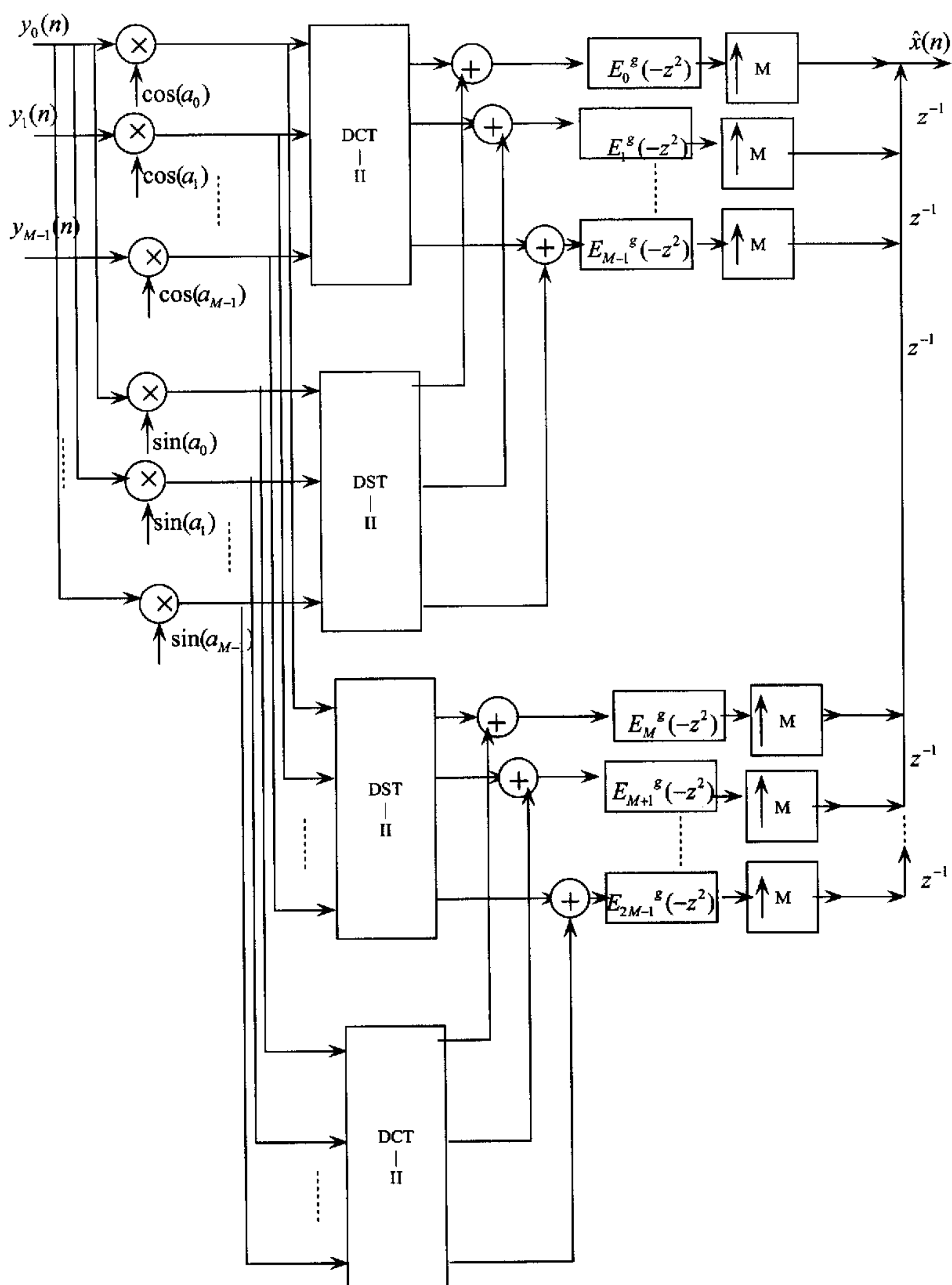


图 4-5 利用多相分解的综合滤波器组实现结构

Fig.4-5 The realization structure of synthesis filter banks with multiphase decompose

4.2.2 基于离散余弦变换的滤波器组实现结构

把原型滤波器写成如下形式得到一种多相位形式。

$$P(z) = \sum_{j=0}^{2M-1} \sum_{i=0}^{m-1} p(j+2iM)z^{-(j+2iM)} = \sum z^{-j} Q_j(z^{2M}) \quad (4.7)$$

$Q_k(z)$ 和 $Q_{k+M}(z)$ 是由两通道格型结构实现，这里 I, J 分别为 $M \times M$ 的单位阵和反单位阵^[17]。其分析综合滤波器组实现结构如下：

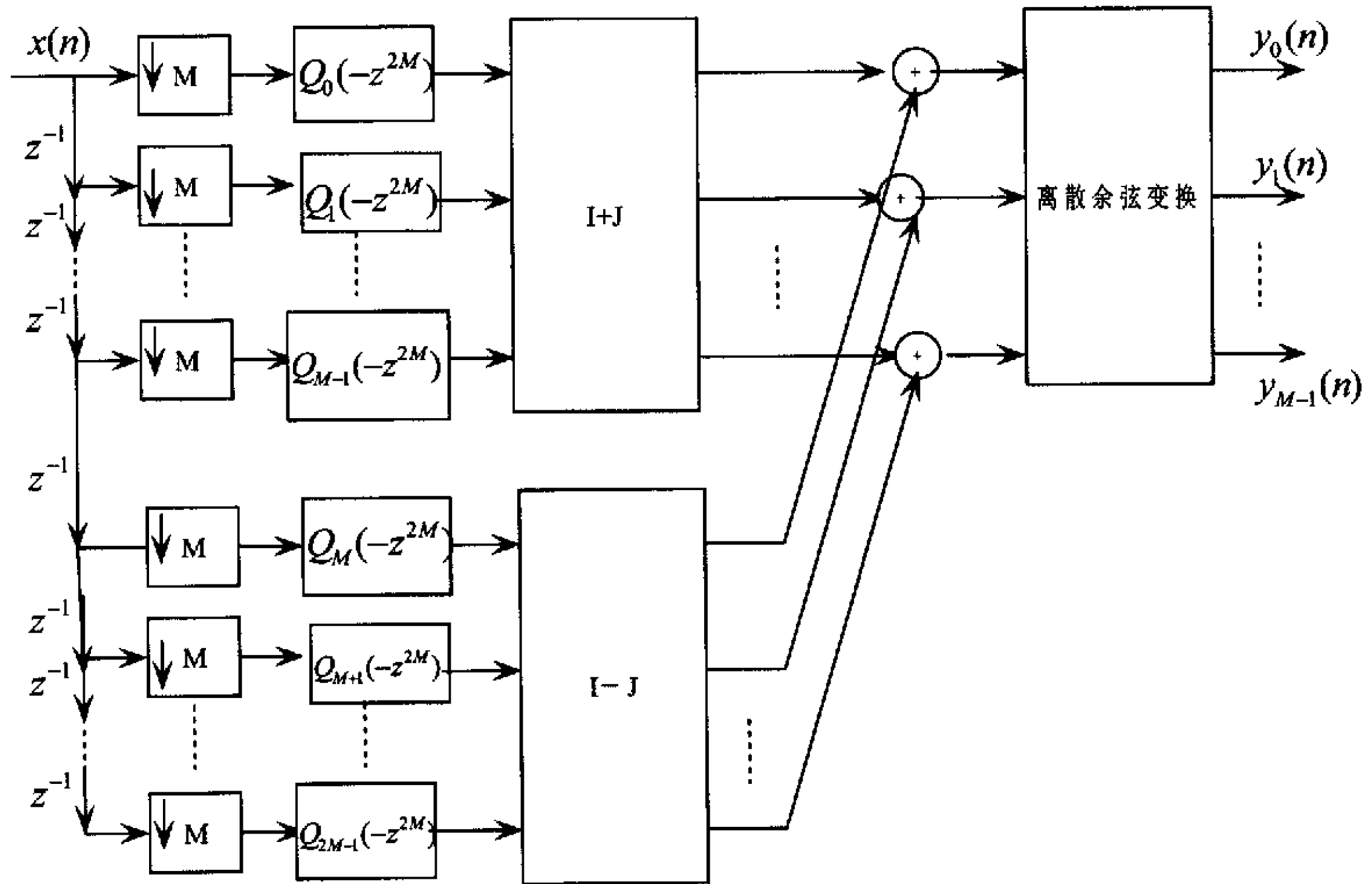


图 4-6 分析滤波器组的实现结构

Fig. 4-6 The realization structure of analysis filter banks

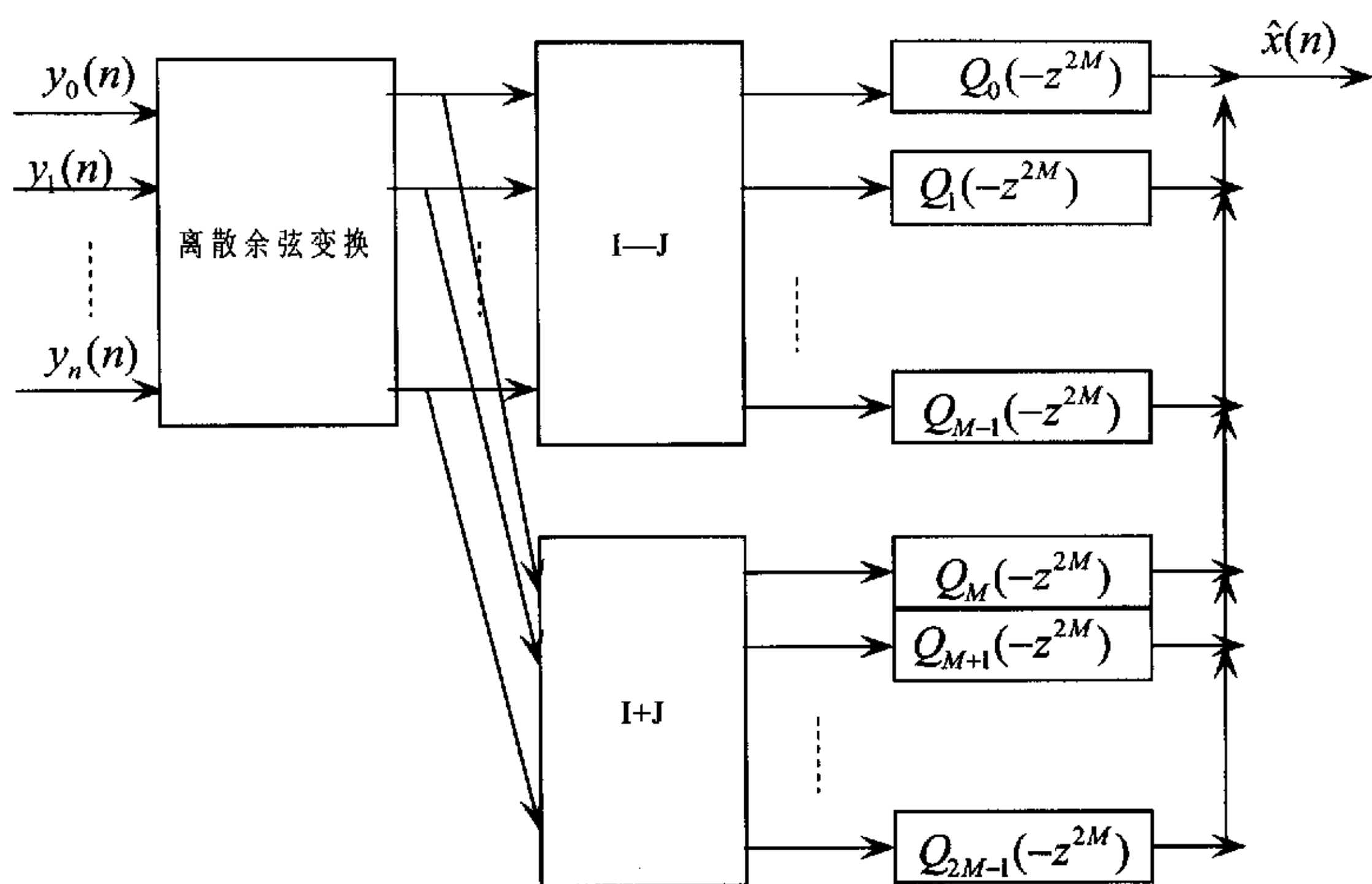


图 4-7 综合滤波器组的实现结构

Fig. 4-7 The realization structure of synthesis filter banks

第五章 正交镜像滤波器组的实现及仿真分析

5.1 数字集成电路技术的发展概况

目前流行的实时数字信号处理有两种模式:基于 DA(Distributed Arithmetic)的处理模式和基于 DSP(Digital Signal Processor)的模式。两种方法各具优点,在实时信号处理领域均有相当份额的市场。

DA 中文意为分布式算术,其名字的由来是因为在这种处理模式中,不存在类似于乘法器、加法器之类的处理器,即无法从中划分出一个模块,它完成一个比较完整的算术功能,供其它模块调用。在这种模式中,整体一起完成一项具体的功能,如数字滤波、编码、解码、内积等。DA 模式的优点在于其运算效率高,只需极少的几个时钟就可以完成复杂的运算,这是因为它是由门电路和触发器直接完成的。在 DA 系统中,如果需要改动算法中的一小部分,甚至是一个参数,需要其实现芯片(FPGA 等)重新布线,因为其参数往往也是分布式存储的,有些参数甚至在电路中已经根本不存在,而是转换成门电路。如实现 FIR 数字滤波,我们无法在芯片中存储相应的系数,而通过改变系数实现不同性能的滤波。具有 FPGA 设计经验的开发人员都知道,由于电路中各种延时的存在,经重新布线的电路不能保证正常工作,往往需要一些调试,特别是对于高于 100MHz 的高频电路。故柔性较小是 DA 方式的一个主要局限性。算法不算太繁但要求速度较高,而且一经确定不需改动任何参数的实时系统比较适合于采用 DA 模式实现。目前成功应用的例子有 MP3 和 MPEG 的编码/解码器、离散余弦变换、逆离散余弦变换器、FFT 等。

基于 DSP 的实现模式,顾名思义,该系统以一片或多片 DSP 为核心,然后配以适当的外围电路。由于 DSP 芯片的存在,算法在这种模式下是通过程序实现的,故具有相当的柔性,可以实现非常复杂的计算。而且由于 DSP 芯片设计和制造业的飞速发展,目前其处理速度可达 4800MIPs(TI 公司的 TMS320C64 系列),

故可以实现高速的信号处理算法。

两种实现模式相比较，DSP 模式具有更大的柔性，可以实现算法参数的在线变动；当然，由于 DSP 芯片的存在，其外围电路相对要复杂一些。从成本上考虑，用 ASIC(基于通用的 DSP 内核，用户可以在通用 DSP 的 CPU 基础上选用所需要的外设接口和存储器等资源，并在片内固化所需软件)实现适合于大批量生产的产品，其成本最低，如果批量不大，则可以考虑用 FPGA 实现的 DA 或 DSP，从芯片本身考虑，目前 DSP 要比 FPGA 便宜，基本为 1:3 左右(大众型芯片)。从产品的特点考虑基于 DSP 的方法更容易实现复杂的算法，适合于大系统的开发。

很多 DSP 系统是与 PC 结合在一起使用的，充分发挥各自的优点，因而需要一种 PC 接口，实现它们之间的数据交换。USB 是世界几个工业巨头提出的一种即插即用型高速通讯接口，是 PC 机接口的一个重要发展方向。

数字集成电路技术正经历着飞速的发展，主要有两方面表现：首先是其处理速度的提高，这一点从计算机 CPU 的更新换代中我们可以切身体会到；另外一个方面是其体积和功耗，目前的设计采用越来越紧凑的结构，减小芯片的体积，集成电路的低功耗产品也越来越普及，其功耗变得越来越低。下文分别讨论 DSP、FPGA 两类重要数字集成电路的发展概况。

5.1.1 DSP 的发展概况

DSP 近年来的发展非常迅速，目前 DSP 制造商主要有德州仪器公司(Texas instrument, 简称 TI)、模拟器件公司(Analog Device, 简称 AD)、Motorola 公司等，占市场份额最大的是 TI。它的产品从整体水平上将，基本可以代表目前最高水平，多以其产品作为例子。DSP 按芯片内包含处理器的数量可分为两类：单 DSP 和多 DSP，其中 TI 公司的 TMS320CSX 系列为多 DSP，如在一片 C80 中包含 4 片高性能的 DSP 和一片 RJSC 管理器。其它的如 C3X、C4X、CSX、C6X 系列均为单 DSP 产品。按处理器类型可以分为：浮点 DSP 和定点 DSP。如 C3x、C4x、C67xx 系列为浮点处理器，C20x、C24x、C5x、C54x、C62、C64 系列为定点处理器。定点 DSP 进行算术操作时，使用的是小数点位置固定的有符号数或无符号数。浮点 DSP 进行操作时，使用的

是带有指数的小数，小数点的位置随着具体数据的不同进行浮动。定点器件在结构上比浮点器件简单，具有价格低速度快的特点，因而应用的最多。浮点器件的优点是精度高，不需要进行定标和考虑有限字长效应，但是其成本和功耗相对较高，速度较慢，适合于对数据动态范围和精度要求高的特殊应用。除此之外，TI 还为各种行业设计专门 DSP，如 TMS320C54 和 TMS320C62 是专门为通信行业设计的 DSP，TMS320C2000 是为控制行业设计的 DSP。

DSP 处理速度的提高主要依赖三方面的因素:流水线(Pipeline)技术的应用、芯片主频的提高和并行处理技术。处理器执行一条指令均需 4 个步骤:取指令(Fetch)、指令译码(Decode)、取操作数(Read)和执行(Execute)。流水线技术在每个机器周期同时进行 4 个过程:第 n 条指令(当前指令)的执行、第 $n+1$ 条指令的取操作数、第 $n+2$ 条指令的译码和第 $n+3$ 条指令的读取，形成流水一样源源不断的处理。该技术大大提高了计算效率。处理器计算并行度的增加是处理速度提高的另一重要因素，C6X 系列每片 DSP 内包含两个乘法器和 6 个算术逻辑单元，共 8 个处理单元。

除了处理速度提高之外，DSP 的另一个重要发展趋势是功耗和体积的减小。目前降低功耗的主要措施为降低工作电压。一般情况下，IO 电压有各自的标准，考虑使用的便利性，通常不考虑降压。故在现行的低功耗 DSP 产品中，内核工作电压与 IO 电压大都分开，内核采用更低的电压，以节省功耗，同时有利于处理速度的增加。再看其体积的变化，这里体积包括两个概念:“芯”体积和封装体积。功耗的降低使得散热问题变得容易，从而为芯片体积的减少提供了空间，“芯”体积较难考证，我们可以从封装体积中得到类似的结论。

5.1.2 现场可编程逻辑门阵列(FPGA)的发展概况

70 年代初期利用双极性生产工艺生产的 PLA 和 1978 年美国 MMI 公司推出的 PAL 器件可以认为是最早的 PLD(Programmable Logic Device)产品。PLA(Programmable Logic Array)是可编程逻辑阵列的简称，PLA 的逻辑结构是基于“与”、“或”表达式的，其内部是由与门、或门、三态门等够成的逻辑阵列。PAL(Programmable Array Logic)是可编程阵列逻辑的简称，仍以最简与或表达式为基础。它与 PLA 的不同之处在于其或门阵列是固定连接，而与门阵列是可编程的。

这样简化了编程，同时 PAL 带有异步编程 I/O 口等。PAL 器件可以取代任何逻辑电路器件，且有可靠性高，设计灵活，速度快等优点，但由于 PAL 多是采用肖特基 TTL 和双极型 PROM 熔断丝连接工艺，一旦编程完成并写入 PAL，将无法改变，是一次性编程器件。这是 PAL 的一个劣势。

随着电子技术的发展，新产品不断出现 PLD 的性能也不断提高，通用逻辑阵列 GAL(Generic Array Logic)是一种较为理想的 PLD 器件，目前已得到广泛应用。GAL 克服了 PAL 只能编程一次的缺点，采用电擦除工艺，使整个器件的逻辑功能可以重新配置，重复擦写。同时 GAL 可以实现更为复杂的逻辑功能，编程数据可保存在 20 年以上。但 GAL 器件对设计异步时序电路很困难，这是它的劣势。PLA、PAL、GAL 等 PLD 产品均为低密度器件，其中含有的等效门数较少，不超过 500 门。80 年代中期，Xilinx 公司在成立之初即开始研究开发 FPGA，掀起了 FPGA 的高潮，在 90 年代更是经历了迅猛的发展。目前在数字电路中占有极其重要的地位，使得传统依靠门电路、触发器、计数器等构建数字电路的方法成为历史。目前 FPGA 正朝着功耗更小、速度更高、规模更大及接口兼容性更好的方向发展。

5.2 使用窗函数法设计 FIR 正交镜像滤波器组

5.2.1 两通道正交镜像滤波器组的重构条件

这种设计方法比常规使用的优化方法所需要的的计算量少的多，可以快速设计 FIR 正交镜像滤波器组，这里我们先考虑两通道 QMFB。其框图如图 5-1 所示：

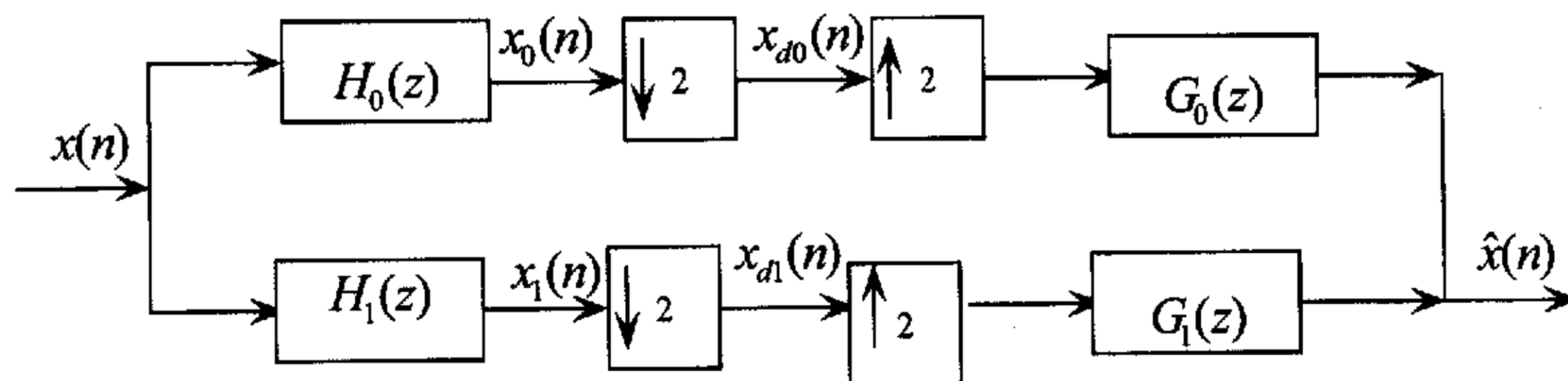


图 5-1 两通道 QMFB

Fig. 5-1 Two channels QMFB

分析滤波器组由 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 组成, 综合滤波器组由 $G_0(z)$ 和 $G_1(z)$ 组成。

这里给出两个滤波器正交的定义^[14]:

对任意两个滤波器 $A(\omega)$ 和 $B(\omega)$, 记

$$M(\omega) = \begin{bmatrix} A(\omega) & A(\omega + \pi) \\ B(\omega) & B(\omega + \pi) \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

$$M^*(\omega)M^T(\omega) = I_2 \quad (5.2)$$

则称 (A, B) 为正交滤波器组。式中上标*表示矩阵的共轭, 上标 T 表示转置, I_2 是一个 2×2 单位矩阵。对于理想情况, $\hat{x}(n)$ 是 $x(n)$ 的纯延迟样本, 也就是实现了信号的完全重构。然而, 实际上, 完全重构是很难实现的, 我们设计的方法是使综合滤波器组的输出与原始信号的延迟之间的误差达到最小。使用线性相位的滤波器就可以得到具有恒定延迟特性。两通道 QMFB 的频率响应示于图 5-2, 如果假设在 $\pi/2$ 有一面镜子, 高通滤波器是低通滤波器的镜像。 $H_1(\omega)$ 是由 $H_0(\omega)$ 向右平移 π 得到的。

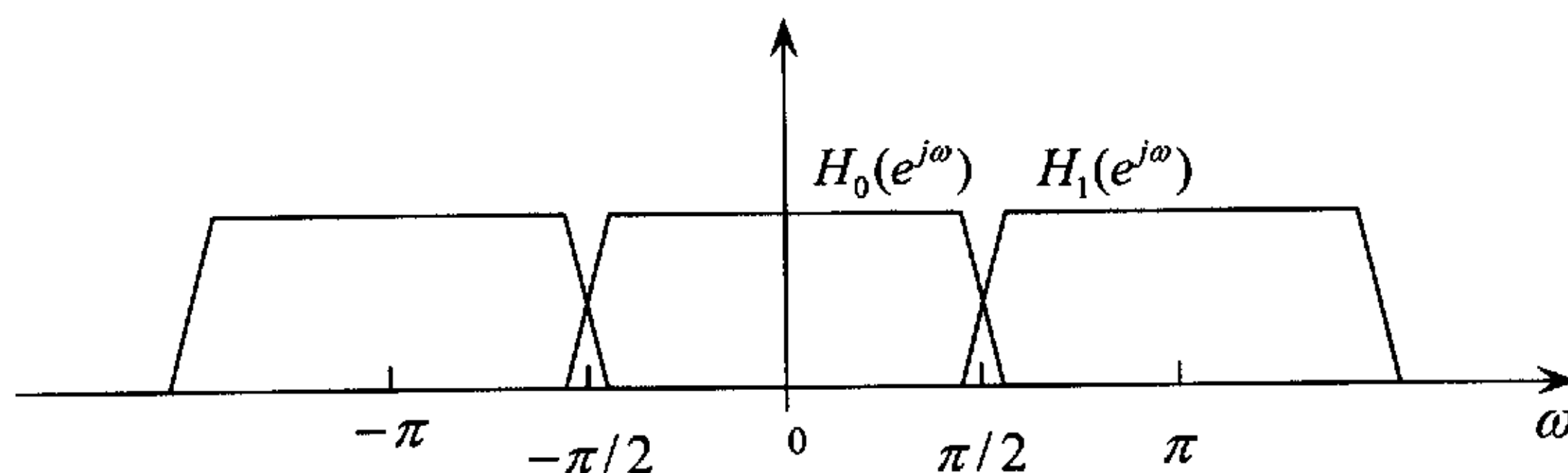


图 5-2 两通道 QMFB 的频率响应

Fig. 5-2 frequency response of two channels QMFB

$H_0(\omega - \pi)$ 和 $H_1(\omega)$ 可分别表示为:

$$H_0(\omega - \pi) = \sum_{n=0}^{N-1} h_0(n) e^{-j(\omega - \pi)n} \quad (5.3)$$

$$H_1(\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} h_1(n) e^{-j\omega n} \quad (5.4)$$

相应的 $h_1(n)$ 和 $h_0(n)$ 在时域的关系是

$$h_1(n) = h_0(n) e^{j\pi n} = (-1)^n h_0(n) \quad (5.5)$$

$$X_0(\omega) = H_0(\omega) X(\omega) \quad (5.6)$$

$$X_1(\omega) = H_1(\omega) X(\omega) \quad (5.7)$$

信号的下采样值 $x_{d0}(n)$ 和 $x_{d1}(n)$ 的傅立叶变换分别表示如下:

$$X_{d0}(\omega) = \frac{1}{2} [X_0(\frac{\omega}{2}) + X_0(\frac{\omega - 2\pi}{2})] \quad (5.8)$$

$$X_{d1}(\omega) = \frac{1}{2} [X_1(\frac{\omega}{2}) + X_1(\frac{\omega - 2\pi}{2})] \quad (5.9)$$

如果 $x_{d0}(n)$ 和 $x_{d1}(n)$ 能正确地传送到接收端,那么输出 $\hat{x}(n)$ 的傅立叶变换为

$$\begin{aligned} \hat{X}(\omega) &= G_0(\omega) X_{d0}(2\omega) + G_1(\omega) X_{d1}(2\omega) \\ &= \frac{1}{2} G_0(\omega) [X_0(\omega) + X_0(\omega - \pi)] + \frac{1}{2} G_1(\omega) [X_1(\omega) + X_1(\omega - \pi)] \end{aligned} \quad (5.10)$$

将式(5.6),式(5.7)代入式(5.10)得

$$\begin{aligned} \hat{X}(\omega) &= \frac{1}{2} [G_0(\omega) H_0(\omega) + G_1(\omega) H_1(\omega)] X(\omega) \\ &\quad + \frac{1}{2} [G_0(\omega) H_0(\omega - \pi) + G_1(\omega) H_1(\omega - \pi)] X(\omega - \pi) \end{aligned} \quad (5.11)$$

式(5.11)的前一部分是希望得到的输出,第二部分是混叠分量,是希望消除掉的。如果满足以下条件:

$$G_0(\omega) = k H_1(\omega - \pi) \quad (5.12)$$

$$G_1(\omega) = -k H_0(\omega - \pi) \quad (5.13)$$

则式(5.11)的后半部分变成 0, k 是一个常数。低通滤波器 $G_0(\omega)$ 可以选择为

$$G_0(\omega) = 2 H_1(\omega - \pi) = 2 H_0(\omega) \quad (5.14)$$

高通滤波器 $G_1(\omega)$ 选择为

$$G_1(\omega) = -2H_0(\omega - \pi) = -2H_1(\omega) \quad (5.15)$$

我们可以得到输入与输出信号之间的关系为

$$\hat{X}(\omega) = [H_0(\omega)^2 + H_0(\omega - \pi)^2]X(\omega) = T_0(\omega)X(\omega) \quad (5.16)$$

我们可以通过优化 $T_0(\omega)$ 使 $|T_0(\omega)| = 1$ 。

我们的方法是尽可能得减小幅度失真。当 N 是偶数的时候, 理想两通道 QMFB 应该满足对所有的 ω

$$A(\omega) = |H_0(\omega)|^2 + |H_0(\omega - \pi)|^2 = 1 \quad (5.17)$$

考虑到滤波器在过渡带可能会产生较大的失真, 所以使下式成立

$$|H_0(\pi/2)|^2 = 0.5 \quad (5.18)$$

5.2.2 由 MATLAB 程序求滤波器冲击响应

下面就是用窗函数法设计 FIR 低通滤波器 $H_0(\omega)$ 。初始化截止频率设为 0.5π , 并且给定滤波器阶数 N , 如果滤波器在 $\omega = \pi/2$ 处的幅度响应小于 0.7071, 截止频率就增加 0.1π , 否则以同样的步长减小。在新的截止频率下, $\omega = \pi/2$ 处的幅度响应又可以得到, 如果大于 0.707, 下一个选择的截止频率是 0.55π , 这个程序不断重复, 直到在 $\omega = \pi/2$ 的值与 $\sqrt{0.5}$ 的差值满足指定的要求为止。下面的 MATLAB 程序就是用来计算满足式 (5.16) 的滤波器系数的。

```

N = 64;                                %滤波器的长度
div = 0.1;                             %截止频率的初始步长
eval = exp(-j*pi*(0:N-1)/2);          %在  $\omega = n * \pi/2$  处的复指数值
freq = 0.5;                            %初始化截止频率
target = 1/sqrt(2);                    %在  $\omega = \pi/2$  处, 希望得到的幅值
diff = 1;                              %误差初始值
while diff > 0.00001                   %当误差大于 0.00001 时循环
    h = fir1(N-1, freq, Blackman(N));   %用窗函数法找到滤波器系数
    measure = abs(eval*h');             %计算在  $\omega = \pi/2$  处的幅度值
end

```

```

diff=abs(target - measure);           %计算误差
if measure < target,                   % 如果实际值比设定值小，增加频率
    freq=freq+div;
else
    freq=freq-div;                     % 如果实际值大，减小频率
end
div=div/2;                             %将步长减为一半
end
for i=1:1000                           %绘制两个滤波器频率响应模的平方和
    w(i)=i*pi/1000;
    hw1(i)=h*exp(-j*w(i)*[0:255]');
    hw2(i)=h*exp(-j*(w(i)-pi)*[0:255]');
    yy(i)=abs(hw1(i))^2+abs(hw2(i))^2;
end
plot(w,yy);
其中

```

$$H(e^{j\frac{\pi}{2}}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n)e^{-j\frac{\pi n}{2}} \quad (5.19)$$

通过此程序得到低通滤波器的冲击响应 $h_0(n)$ ，由 MATLAB 工具 SPTOOL 就可以绘出滤波器的各种频谱。下面是程序流程图：

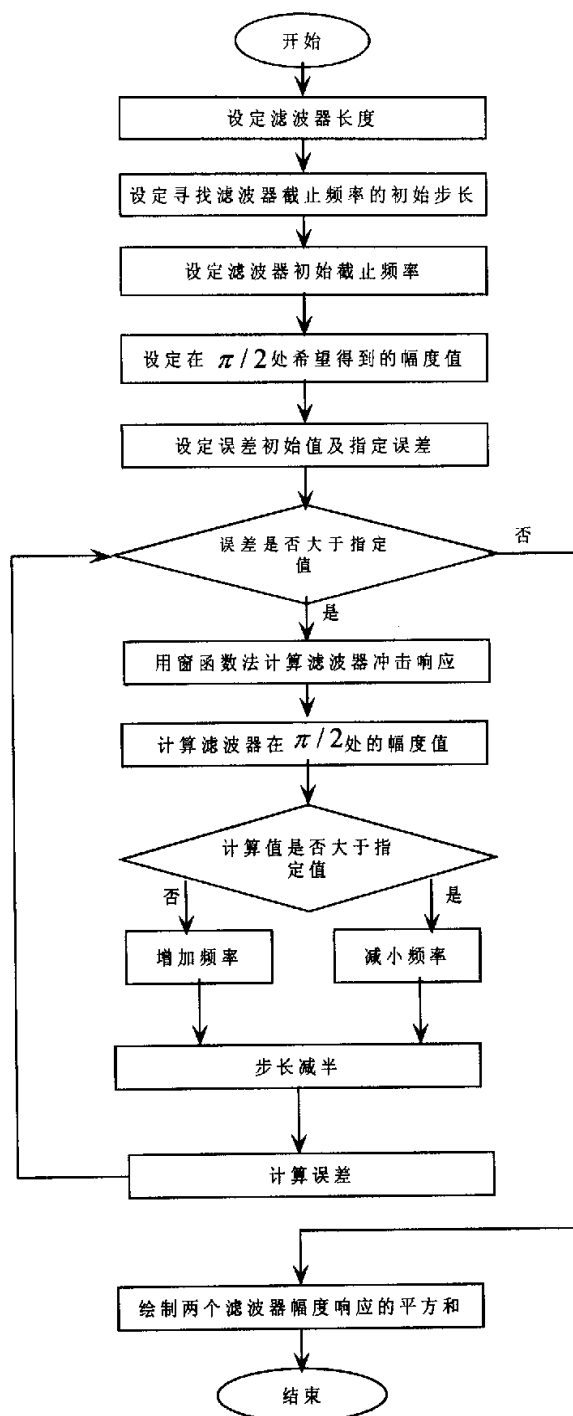
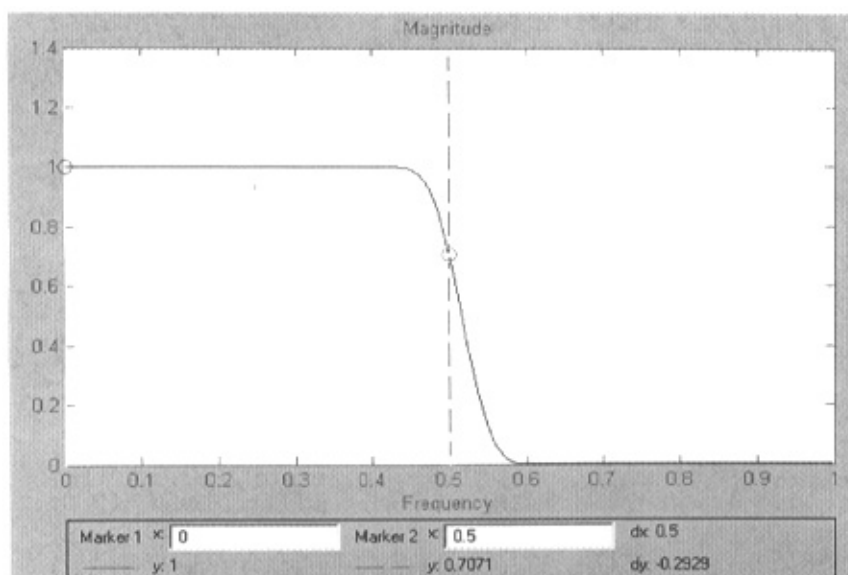
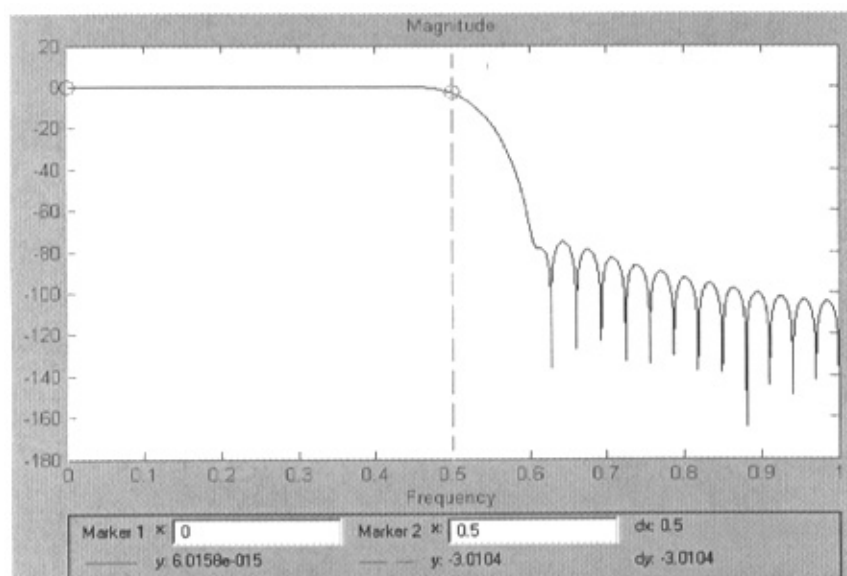


图 5-3 设计程序流程图

Fig. 5-3 Flow figure of design program

图 5-4 $N=64$ 的低通滤波器幅频特性Fig.5-4 Magnitude and frequency response of low pass filter when $N=64$ 图 5-5 用分贝表示的 $N=64$ 的低通滤波器幅频特性Fig. 5-5 Magnitude and frequency response of low pass filter when $N=64$ expressing with dB

上面两图是用上述方法设计得到的 $N=64$ 的正交镜像滤波器组的低通滤波器幅频特性，从图中可以看出在频率 0.5 处的幅值是 0.7071 达到了设计的要求，而且滤波器是线性相位的。

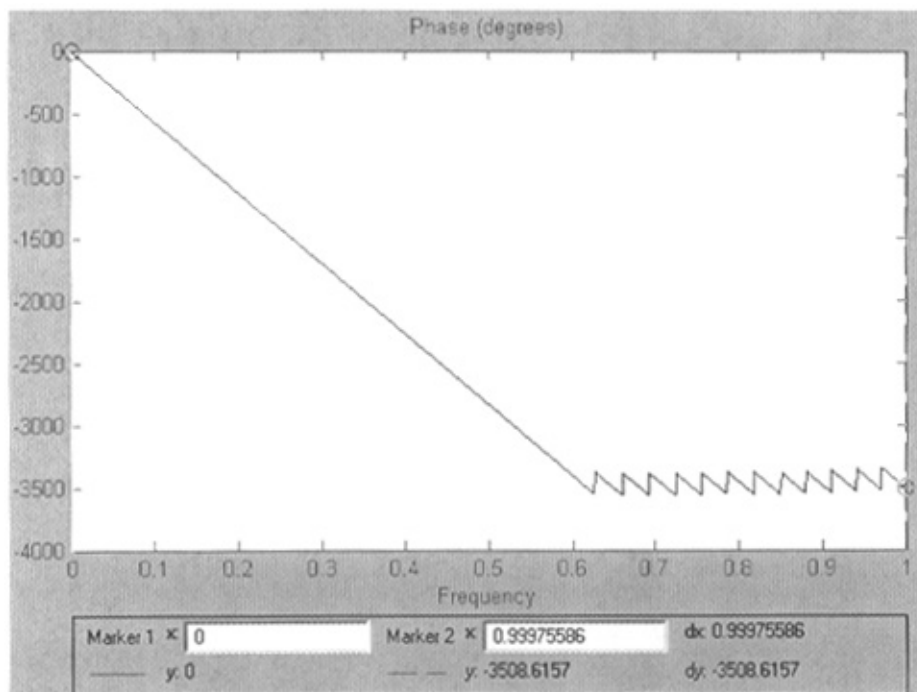


图 5—6 $N=64$ 的低通滤波器的相频特性

Fig.5-6 Phase and frequency response of low pass filter when $N=64$

这个滤波器组的重构误差可以由下式计算求得：

$$\varepsilon = 20 \log_{10}[|H_0(\omega)|^2 + |H_0(\omega - \pi)|^2 - 1] \quad (5.20)$$

为了直观起见，图中纵坐标所示值为

$$|H_0(\omega)|^2 + |H_0(\omega - \pi)|^2 \quad (5.21)$$

从图中可以看出其最大误差约为 0.0012。取不同的滤波器长度得到的误差曲线如下图所示，随着滤波器阶数的增加，除 $\pi/2$ 附近的误差没有减小之外，其余频率处误差减小明显。

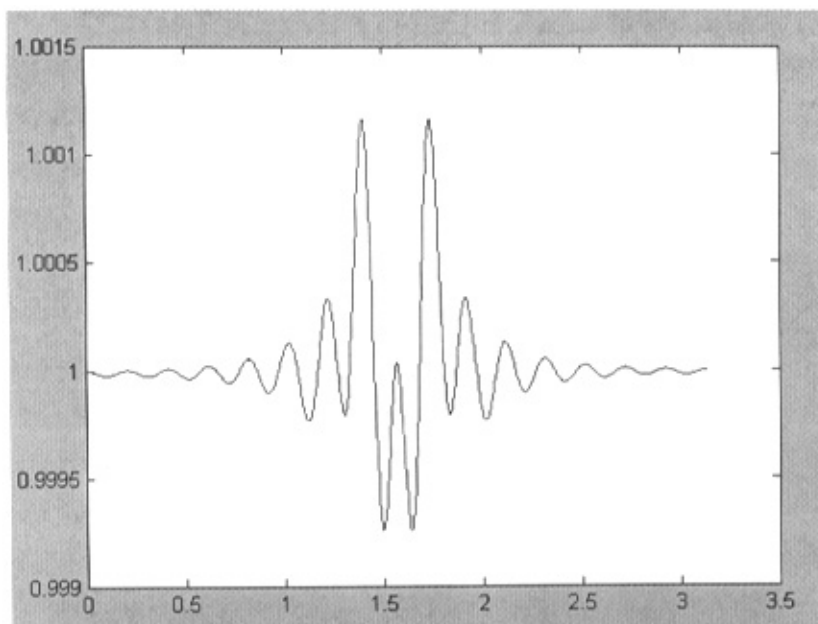


图 5-7 当 $N=64$ 时滤波器组的重构误差

Fig. 5-7 Reconstruction difference of filter banks when $N=64$

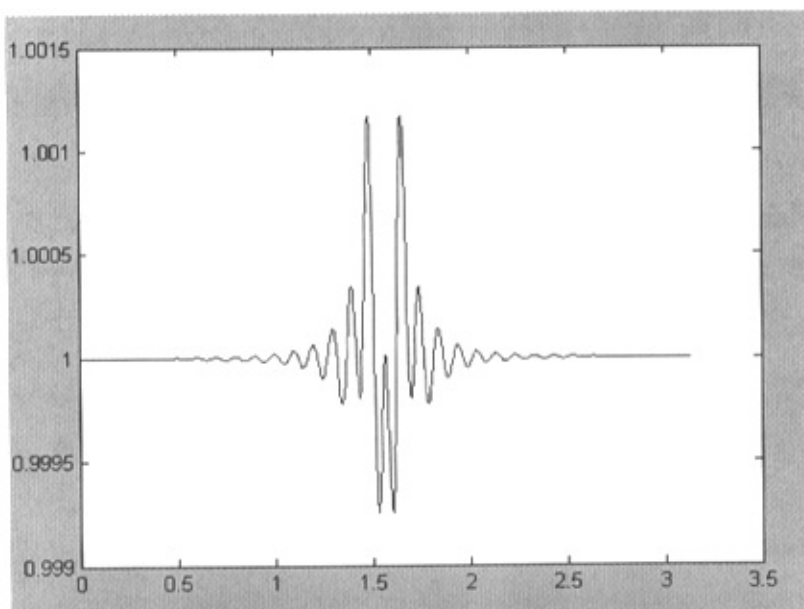
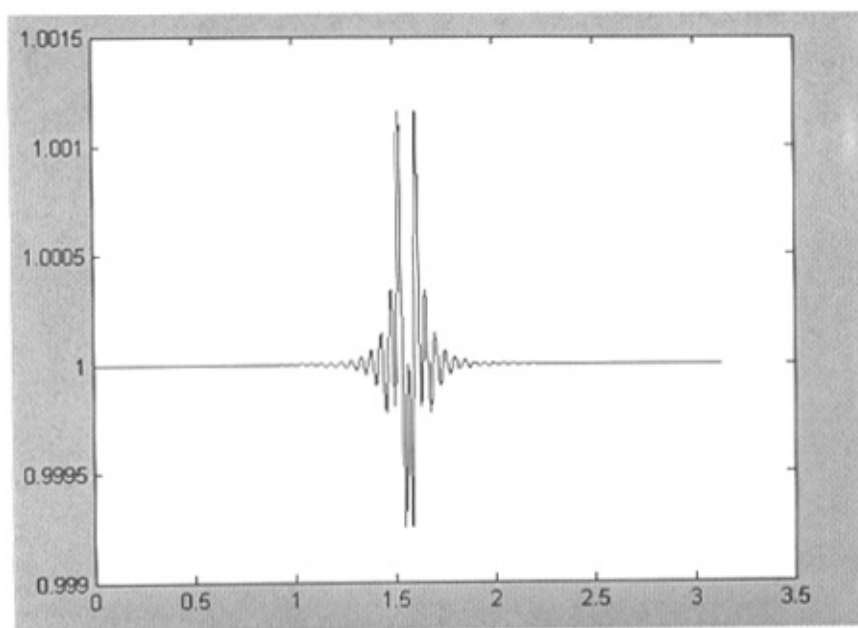


图 5-8 当 $N=128$ 时滤波器组的重构误差

Fig. 5-8 Reconstruction difference of filter banks when $N=128$

图 5-9 当 $N=256$ 时滤波器组的重构误差Fig.5-9 Reconstruction difference of filter banks when $N=256$

从图 5-4 可以看出滤波器的阻带衰减达到了 -74dB ，由参考文献[1]得到的滤波器是用优化的方法得到的滤波器阻带衰减是 -44dB ，其滤波特性有显著提高，而滤波器的重构误差也只在滤波器的过渡带存在最大 0.0012 的误差。

5.2.3 Simulink 仿真实现两通道正交镜像滤波器组

下面通过 MATLAB 6.5 Simulink 仿真实现两通道正交镜像滤波器组，以观察其效果，下图是两通道正交镜像滤波器组仿真图。图最左侧是一个名为 speech_dft.wav 的声音文件，最右端是一个接受文件和扬声器。由于 PC 速度有限，很难得到流畅的输出声音，所以将得到的声音存于另一个名为 dedao.wav 的文件中。

根据前面得到的滤波器截止频率用滤波器设计工具得到图 5-10 中的滤波器 H_0 和 H_1 。图 5-11 是原始语音信号的频谱。图 5-12 播放得到的语音文件仿真图。图 5-13 是接收到的语音信号频谱。从接收到的文件播放的效果来看，其误差很小，基本听不出来。取得良好的滤波器组重构性能。

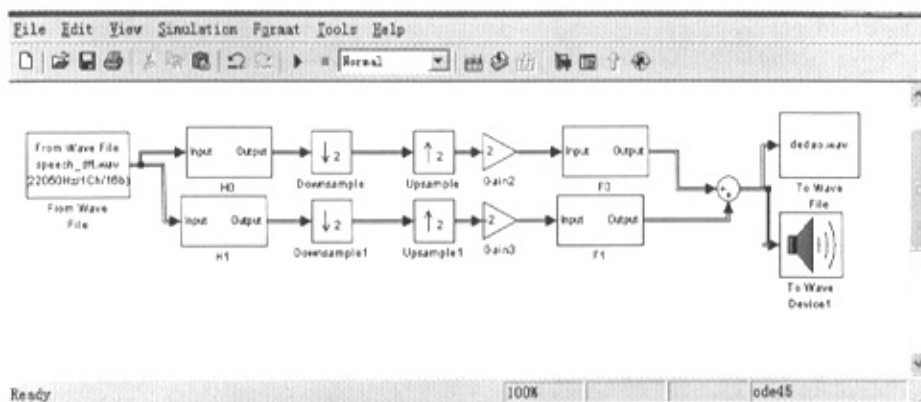


图 5-10 两通道正交镜像滤波器组仿真图

Fig. 5-10 Simulation of tow channel QMFB

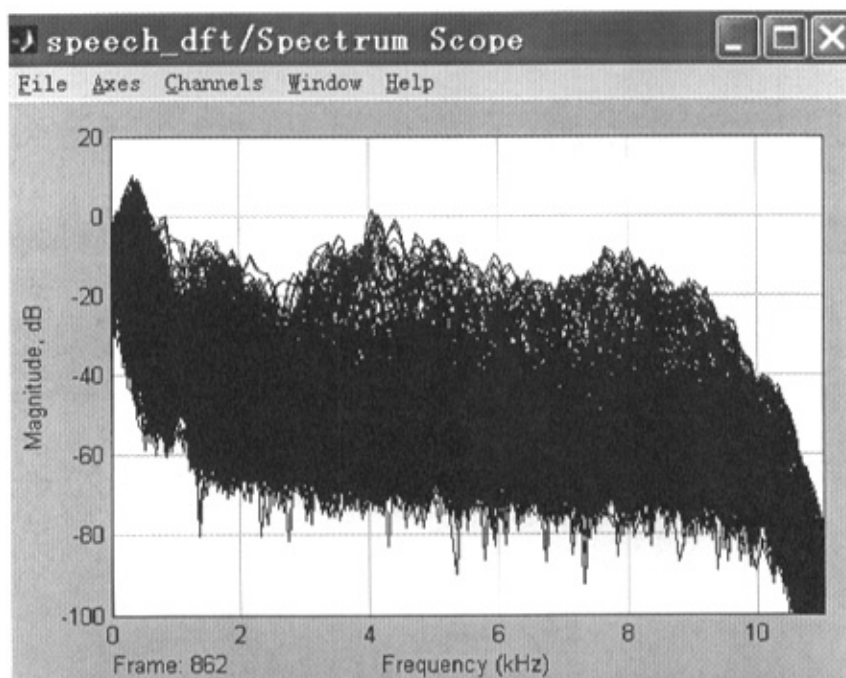


图 5-11 原始信号的频谱

Fig. 5-11 The spectrum of originality signal

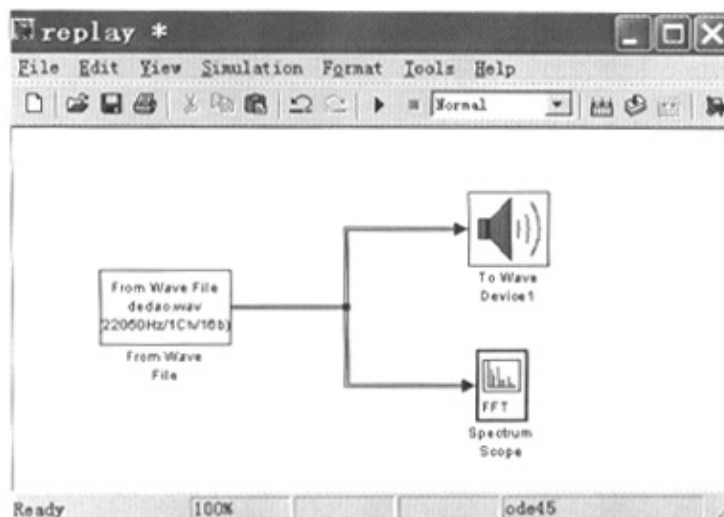


图 5—12 播放得到的语音文件仿真图

Fig. 5-12 Simulation of play the getting file

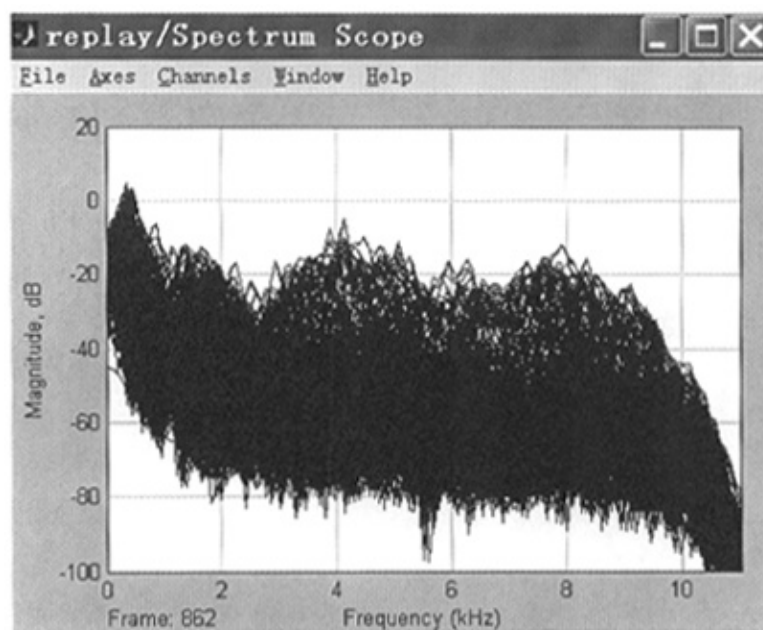


图 5—13 得到的信号频谱

Fig. 5-13 Spectrum of the getting signal

总结与展望

正交镜像滤波器组传统的研究方法是在满足滤波器组完全重构的情况下通过寻优的方法得到滤波器的冲击响应, 所得到的滤波器性能较差。其阻带衰减大约在 -44dB , 对于一些对滤波器阻带性能要求较高的应用场合, 这个数值是达不到要求的。

本文选用窗函数法设计了两通道正交镜像滤波器组。考虑到滤波器组在过渡带出现的其幅频特性变化的情况, 选择在两个滤波器交叠的中心频率处, 使其满足滤波器的完全重构条件, 其附近频率处的误差也降到很小的范围之内。用该方法, 在重构误差将近千分之一的情况下, 取得了较好的滤波器特性, 其阻带衰减达到 -75dB , 文中给出了 MATLAB 实验程序及结果, 并通过 Simulink 仿真, 证明了这种方法的正确性与有效性。

对于正交镜像滤波器组的研究, 我们还可以探索用其他方法来得到滤波器性能更好, 重构误差更小的滤波器组设计方法, 并将其很好的应用于语音, 图像等的压缩编码当中去。

参考文献

- [1] Smith M.J.T. and Barnwell T.P. Exact reconstruction techniques for tree structured sub-band coders. IEEE Trans. ASSP, June, 1986, pp. 434-441
- [2] Vetterli M. Filter banks allowing for perfect reconstruction .Signal Processing, April 1986, Vol. 10: 219-244
- [3] Vaidynathan P.P. Theory and design of M-channel maximally decimated quadrature mirror filters with arbitrary M, having the perfect reconstruction property. IEEE Trans. On ASSP, 1987, 35(4):476-492
- [4] Vaidynathan P.P. Hoang P.Q. Lattice Structures for Optimal Design and Robust Implementation of Two channel perfect reconstruction QMF Banks. IEEE Trans. On ASSP, 1988, 81-94
- [5] Vaidyanathan P.P. Multirate digital filter, filter banks, polyphase networks, and applications :a tutorial. Special issue on CS, IEEE Trans. On Education, August, 1989: 181-197
- [6] 谭营 刘政凯, 设计余弦调制 QMF 组的一种新方法 通信学报, 1998.9, 19(9), 8-14
- [7] 张子敬 焦李成, 余弦调制滤波器组的原型滤波器设计 电子与信息学报 2002,3 ,24 (3) 308-313
- [8] 刘泽民, 李学斌, M 带均匀最大抽取滤波器组 电子与信息学报 2003.3 ,25(3), 326-33
- [9] T. Q. Nguyen, P. P. Vaidyanathan Two channel perfect reconstruction FIR QMF structures which yield linear phase analysis and synthesis filters ,IEEE Trans .on ASSP. 1989.ASSP-37(5). 676-690
- [10] Hiroshi Ochi .Morihiro Ohta, et al ,Linear programming design of two channel perfect reconstruction biorthogonal filter banks-linear phase and low delay, IEEE international Symposium on Circuits and System ,Hong Kong, 1997,969-972

-
- [11] P.Saglužadch, N. Willson, Using unconstrained optimization in the design of two channel perfect reconstruction linear-phase FIR filter banks, Proc. of the 37th Midwest Symposium on Circuits and Systems, Vol.2, Lafayette, LA, USA, 1995, 1053-1062
- [12] Liu W. Chen S.C, Low delay perfect reconstruction two channel FIR/IIR filter banks and wavelet bases with SOPOT coefficients, Proc. IEEE International Conference on ASSP. Istanbul. Turkey. June 5-9.2000.102-103
- [13] David K R, Vaidyanathan P. P. Cosine-modulated FIR filter banks satisfying perfect reconstruction [J].IEEE Transactions on Signal Processing ,1992,40(4):770~783.
- [14] C.D. Creusere, S. K. Mirra, A simple method for designing high-quality prototype filters for M-band pseudo-QMF bands, IEEE Trans .Signal Process. 43(4)(April 1995) 1005-1007
- [15] T.Saramaki, R. Bregovic, An efficient approach for designing nearly perfect reconstruction cosine modulated and modified DFT filter banks ,in Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics ,Speech ,and Signal Processing ,Salt Lake City, Utah (USA), May 2001.
- [16] 赵知劲, 利用多相分解的滤波器组高效实现结构的研究, 西安电子科技大学学报, 1997, 9, 24 (3), 400-405
- [17] 程玉荣, 孙玲芬, 基于余弦调制滤波器组的多载波调制, 解放军理工大学学报, 2000, 6, 1 (3), 21-26
- [18] R. Gandhi, S.K. Mitra, An efficient top-down approach for the design of tree-structured orthonormal filter banks ,Proceedings of 1999 Asilomar Conference, Pacific Grove, CA, USA, Oct. 1999, p.p.1627-1631.
- [19] R. Gandhi, S.K. Mitra , "Design of optimal orthogonal tree-structured filter banks " 42nd Midwest Symposium on Circuits and Systems, Las Cruces, NM, USA, 8-11 August 1999, p.p.1057-60.
- [20] R. Gandhi and S. K. Mitra, "Design of two-channel low delay perfect reconstruction filter banks," Proceedings of 1998 Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers , Pacific Grove, CA, USA, November 1998,

- p. p. 1655-1699.
- [21] R. Gandhi and S. K. Mitra, "A new approach to the design of two-channel perfect reconstruction filter banks," *Proc. 5th IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems*, Lisbon, Portugal, September 1998, pp. 405-408.
 - [22] R. Gandhi and S. K. Mitra, "A computationally efficient design of two-band QMF banks based on the frequency-sampling approach," *Proceedings of the 1998 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS '98 Monterey, CA, USA*, 31 May-3 June 1998. pp. 421-424
 - [23] I-S Lin and S. K. Mitra, "Efficient 2-D FIR Filtering Algorithms Based on Overlapped Block Structure", *Proc. 38th Midwest Symposium on Circuits and Systems*, Rio de Janeiro, Brazil, Aug 1995.
 - [24] S. Thurnhofer and S. K. Mitra, "Designing Quadratic Volterra Filters for Nonlinear Edge Enhancement", *Proc. 1995 International Conference on Digital Signal Processing*, Limassol, Cyprus, pp. 320-325, June 1995 (Invited Paper).
 - [25] S. Thurnhofer and S. K. Mitra, "Quadratic Volterra Filters with Mean-Weighted Highpass Characteristics", *Proc. 1995 IEEE Workshop on Nonlinear Signal & Image Processing*, Halkidiki, Greece, pp. 368-371, June 1995.
 - [26] C. D. Creusere and S. K. Mitra, "A Simple Method for Designing High-Quality Prototype Filters for M-band Pseudo QMF Banks", *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 43, pp. 1005-1007, April 1995.
 - [27] S. Bagchi and S. K. Mitra, "Nonseparable 2D FIR Filter Design Using Nonuniform Frequency Sampling", *Proc. IS&T/ SPIE Symposium on Electronic Imaging: Image and Video Processing III*, San Jose, pp. 104-115, Feb 1995.
 - [28] 吴敏金. 匹配滤波器组合与子带分割. 华东师范大学学报, 1999, (2): 41—48
 - [29] 刘泽民, 李学斌. M 带均匀最大抽取滤波器组 LJI. 电子与信息学报, 2002, 24(9): 1164—1169.
 - [30] 宗孔德. 多抽样率信号处理[MI. 北京: 清华大学出版社, 1996. 20-40

- [31] 陈善学. 用 FIR 滤波器组实现信号处理, 重庆邮电学院学报, 1999, 11, (3): 23—27
- [32] 张贤达. 现代信号处理, 第二版, 清华大学出版社, 2002. 399-411
- [33] Stephene Mallat. 信号处理的小波导引, 第二版, 杨立华, 戴道清, 黄文良, 湛秋辉, 机械工业出版社, 2002, 193—199
- [34] 程佩青. 数字信号处理教程, 第二版, 清华大学出版社, 2001, 344—359

攻读学位期间发表的论文

1. 李建国, 徐杜, 彭端. 卡尔曼滤波器在滤波器组中的应用. 电子质量. 2004.5

独创性声明

秉承学校严谨的学风与优良的科学道德，本人声明所呈交的论文是我个人在导师的指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了中文特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表和撰写过的研究成果，不包含本人和其他用途使用过的成果。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明，并表示了谢意。

本学位论文成果是本人在广东工业大学读书期间在导师的指导下取得的，论文成果归广东工业大学所有。

申请学位论文与资料若有不实之处，本人承担一切相关责任，特此声明。

指导教师签名：

论文作者签名：

2004 年 5 月 11 日

致 谢

本文是在导师徐杜教授及彭端副教授的悉心指导下完成的。

在我研究生学习的过程中，他们在我的学习和生活上给予了极大的关怀和帮助。徐老师学识渊博，治学严谨是我学习的榜样。彭老师奋发向上，积极进取让我受益匪浅。在此向两位老师表示衷心的感谢。

在此还要感谢广东工业大学信息工程学院的领导，老师，同学对我在学习生活上的无私关怀和帮助。特别是蒋永萍高级工程师在课题工作期间提供了诸多相关资料，使课题得以顺利进展。童怀教授，黎明聪老师，申柏华老师，杜娟老师等多位老师在研究生学习阶段也给予了我极大帮助和指导。老师们乐于助人的优秀风范给我留下了深刻记忆，在此对他们致以诚挚的谢意。

另外论文写作过程中得到了姚锦秀，陈湘新，刘世安，李林升等多位同学的支持和帮助，在此一并表示感谢！此外我的同寝室好友在各方面都是我的良师益友，他们在学习和生活上也给了我许多的帮助和支持，他们的深情厚谊我也将铭记在心。

最后衷心感谢我的父母和导师徐杜在经济上给予了极大的支持，在此谨向他们表示衷心的感谢和崇高的敬意！