



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 98812976.0

[45] 授权公告日 2004 年 1 月 7 日

[11] 授权公告号 CN 1134207C

[22] 申请日 1998.12.28 [21] 申请号 98812976.0

[30] 优先权

[32] 1998.1.8 [33] JP [31] 2163/1998

[86] 国际申请 PCT/JP98/06011 1998.12.28

[87] 国际公布 WO99/35886 日 1999.7.15

[85] 进入国家阶段日期 2000.7.7

[71] 专利权人 三洋电机株式会社

地址 日本大阪府

[72] 发明人 川野圣史

审查员 郑直

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

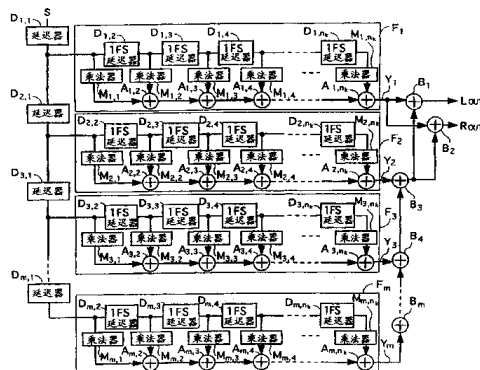
代理人 姜郭厚 叶恺东

权利要求书 1 页 说明书 9 页 附图 8 页

[54] 发明名称 模拟立体声装置

[57] 摘要

在由单声道信号模拟地生成立体声信号的模拟立体声装置中, 设有串联接续且将输入信号 S 分级延迟的 m 个延迟器; 为将各延迟器的输出信号 S_k ($k=1, 2, \dots, m$) 分别进行滤波处理的 m 个 FIR 数字滤波器, 以及将各 FIR 数字滤波器的输出以 Y_k ($k=1, 2, \dots, m$) 进行规定的运算并生成模拟立体声信号 L_{OUT} 、 R_{OUT} 的运算电路。



1. 由单声道信号模拟地生成立体声信号的模拟立体声装置, 其特征是具有: 串联连接且将输入信号 S 分级延迟的 m 个延迟器;

为将各延迟器的输出信号 S_k ($k=1, 2, \dots, m$) 分别进行滤波处理的 m 个 FIR 数字滤波器; 以及

如将各 FIR 数字滤波器的输出作为 Y_k ($k=1, 2, \dots, m$), 则进行用下式 (a) 所示的运算, 生成模拟立体声信号 L_{OUT} 、 R_{OUT} 的运算电路:

$$\begin{aligned} L_{OUT} &= Y_1 + \sum_{k=2}^m Y_k \\ R_{OUT} &= Y_1 - \sum_{k=2}^m Y_k \quad \dots(a) \end{aligned}$$

10

2. 权利要求 1 所述的模拟立体声装置, 其特征在于: 将 n_k 作为第 K 级的 FIR 数字滤波器的抽头数, 则各 FIR 数字滤波器的滤波系数满足下式 (b) 所示的条件:

$$W_{i,j} = W_{m-i+2, n_m - j+1} \quad (i \geq 2) \quad \dots(b)$$

15

3. 根据权利要求 2 所述的模拟立体声装置, 其特征在于: 在不同的 FIR 数字滤波器间, 滤波系数互相相等的 2 个乘法器, 以 1 个乘法器共用。

模拟立体声装置

5 本发明是关于从单声道信号模拟生成立体声信号的模拟立体声装置。

关于从单声道信号模拟生成立体声信号的模拟立体声的方法主要有2种。即：梳状滤波方式和波段分配方式。

(1) 梳状滤波方式

图5所示，为采用了梳状滤波方式的模拟立体声装置的结构。

10 采用梳状滤波方式的模拟立体声装置，是作为模拟立体声装置中结构最为简单的一种。

输入信号S在送至第1加法器111及第2加法器112的同时，送至延迟器101。由延迟器101延迟了的信号送至乘法器102并按规定系数的乘算。乘法器102的输出送至第1加法器111及第2加法器
15 112。

第1加法器111对输入信号S与乘法器102的输出信号相加后，作为模拟左信号 L_{OUT} 进行输出。第2加法器112从输出信号S减去乘法器102的输出信号后，作为模拟右信号 R_{OUT} 进行输出。

20 给予延迟器101的延迟时间越长，2个输出信号 L_{OUT} 、 R_{OUT} 之间的立体感越强，为使延迟了的信号听似回声效果，一般作法是对延迟器101给予数msec程度的延迟时间。

但问题随之产生，即：延迟器101的延迟时间为数msec程度时，2个声道间的无相关性不够充分，因此缺乏立体感。尤其是在应用音像定位处理技术的多声道信号的2声道再生处理方面很不适合。

25 (2) 波段分配方式

图6所示，为采用了波段分配方式的模拟立体声装置的结构。

输入信号S通过串联连接的多个延迟器 $D_1 \sim D_n$ 分别以1抽样时间依次延迟下去。

30 对于输入信号S及各延迟器 $D_1 \sim D_n$ 的输出信号没有成对的2个乘法器 $ML_1 \sim ML_{n+1}$ 、 $MR_1 \sim MR_{n+1}$ ，输入信号S及各延迟器 $D_1 \sim D_n$ 对输入相应的乘法器对的系数进行乘算。

各乘法器对的一方的乘法器 $ML_1 \sim ML_{n+1}$ 的输出信号通过加法器

$AL_1 \sim AL_n$ 进行相互地加算后作为模拟左信号 L_{OUT} 进行输出。各乘法器对的另一方的乘法器 $MR_1 \sim MR_{n+1}$ 的输出信号通过加法器 $AR_1 \sim AR_n$ 相互地进行加算后作为模拟右信号 R_{OUT} 进行输出。

5 延迟器 $D_1 \sim D_n$ 及各乘法器对的一方的乘法器 $ML_1 \sim ML_{n+1}$ 以及加法器 $AL_1 \sim AL_n$ ，由第 1FIR (Finite Impulse Response) 数字滤波器构成。

延迟器 $D_1 \sim D_n$ 及各乘法器对的另一方的乘法器 $MR_1 \sim MR_{n+1}$ 以及加法器 $AR_1 \sim AR_n$ ，由第 2FIR 数字滤波器构成。而延迟器 $D_1 \sim D_n$ 为第 1FIR 数字滤波器及第 2FIR 数字滤波器所共用。

10 第 1FIR 数字滤波器的滤波特性如图 7 所示；第 2FIR 数字滤波器的滤波特性如图 8 所示。由图 7、图 8 可知，各 FIR 数字滤波器的滤波特性，形成频带被分成多个波段，通过波段与阻止波段交替出现的特性。而且形成第 1FIR 数字滤波器与第 2FIR 数字滤波器之间的滤波输出 L_{OUT} 、 R_{OUT} 互不相关、且通过波段与阻止波段呈彼此相反的特性。

15 在采用波段分配方式的模拟立体声装置中，若各 FIR 数字滤波器的各通过波段的带宽及各阻止波段的带宽宽的话，各 FIR 数字滤波器的抽头数以数百程度即可满足，但每一宽频带都会形成声音偏且不自然的音色。另一方面，若将各 FIR 数字滤波器的各通过波段带宽及各阻止波段带宽变狭的话，就能提高无相关性、获得自然的音色。但这

20 需要数千抽头以上的 FIR 数字滤波器，且处理量变大。

如上所述，采用梳状滤波方式的模拟立体声装置的缺点在于虽然处理简单，却不能实现充分的无相关化（立体声化），而采用波段分配方法的模拟立体声装置的缺点在于要想实现充分的无相关化，处理量就会变大。

25 本发明的目的在于，提供一种能实现充分地无相关性，且处理量也不会变大的模拟立体声装置。

30 本发明的第 1 模拟立体声装置是由单声道信号模拟地生成立体声信号的模拟立体声装置，其特征在于设有串联连接且令输入信号 S 做阶段性延迟的 m 个延迟器；为将各延迟器的输出信号 S_k ($k=1, 2, \dots, m$) 分别进行滤波处理的 m 个 FIR 数字滤波器；以及将各 FIR 数字滤波器的输出作为 Y_k ($k=1, 2, \dots, m$) 进行用下式 (1) 表示的运算并生成模拟立体声信号 L_{OUT} 、 R_{OUT} 的运算电路。

$$\begin{aligned} L_{OUT} &= Y_1 + \sum_{k=2}^m Y_k \\ R_{OUT} &= Y_1 - \sum_{k=2}^m Y_k \quad \dots(1) \end{aligned}$$

也可以省略第 1 级的延迟器, 对第 1 级的 FIR 数字滤波器及第 2 级的延迟器输入输入信号 S.

- 5 将 n_k 作为第 K 级的 FIR 数字滤波器的抽头数, 各 FIR 数字滤波器的滤波系数最好满足下式 (2) 表示的条件.

$$W_{i,j} = W_{m-i+2, n_m - j+1} \quad (i \geq 2) \quad \dots(2)$$

- 10 本发明的第 2 模拟立体声装置是同第 1 模拟立体声装置中满足上式 (2) 的条件相等价的模拟立体声装置, 其特征在于在不同的 IFR 数字滤波器之间, 滤波系数相等的 2 个乘法器取 1 个乘法器共用.

图 1 是表示本发明第 1 实施形态的模拟立体声装置的结构电路图.

- 15 图 2 是表示本发明第 2 实施形态的模拟立体声装置的结构电路图.

图 3 是表示本发明第 3 实施形态的模拟立体声装置的结构电路图.

图 4 是表示应用例的框图.

图 5 是表示采用梳状滤波方式的模拟立体声装置结构的电路图.

- 20 图 6 是表示采用波段分配方式的模拟立体声装置的结构电路图.

图 7 是表示图 6 所示的采用波段分离方式的模拟立体声装置中第 1FIR 数字滤波器的滤波特性的特性图.

图 8 是表示图 6 所示的采用波段分配方式的模拟立体声装置中第

2FIR 数字滤波器的滤波特性的特性图。

下面参照图 1~图 4, 就本发明的实施形态加以说明。

(1) 第 1 实施形态的说明

图 1 所示, 为模拟立体声装置的结构。

5 此模拟立体声装置是梳状滤波方式与 FIR 数字滤波器组合的混合结构。

单声道的输入信号 S 由各个串联接续的多个延迟器 $D_{k,1}$ ($k=1, 2, \dots, m$) (但 m 为奇数) 依次以规定时间延迟下去。

10 各延迟器 $D_{1,1} \sim D_{m,1}$ 的输出信号分别送至各个 FIR 数字滤波器 F_k ($k=1, 2, \dots, m$) 进行滤波处理。

15 各 FIR 数字滤波器 $F_1 \sim F_m$, 如所周知, 由延迟时间为抽样时间的多个延迟器、多个乘法器和多个加法器构成。用 $D_{k,j}$ ($k=1, 2, \dots, m; j=2, 3, \dots, n_k$) 表示各延迟器。用 $M_{k,j}$ ($k=1, 2, \dots, m; j=1, 2, \dots, n_k$) 表示各乘法器。用 $A_{k,j}$ ($k=1, 2, \dots, m; j=2, 3, \dots, n_k$) 表示各加法器。其中 n_k 表示第 k 级 FIR 数字滤波器的抽头数。

各 FIR 数字滤波器 $F_1 \sim F_m$ 具有由所含乘法器 $M_{k,j}$ ($k=1, 2, \dots, m; j=1, 2, \dots, n_k$) 表示的滤波系数 $W_{k,j}$ ($k=1, 2, \dots, m; j=1, 2, \dots, n_k$)。

将各 FIR 数字滤波器 $F_1 \sim F_m$ 的滤波处理结果作为 Y_k ($k=1, 2, \dots, m$)。

20 除第 1 级的 FIR 数字滤波器 F_1 之外, 其它 FIR 数字滤波器 $F_2 \sim F_m$ 的滤波处理结果 Y_k ($k=2, 3, \dots, m$) 由多个加法器 $B_3 \sim B_m$ 进行加算, 其加算结果从加法器 B_3 输出。加法器 B_3 的输出与第 1 级的 FIR 数字滤波器 F_1 的滤波处理结果 Y_1 由加法器 B_1 进行加算, 并作为模拟左信号 L_{OUT} 进行输出。

25 又, 从第 1 级 FIR 数字滤波器 F_1 的滤波处理结果 Y_1 中通过加法器 B_2 减去加法器 B_3 的输出, 并作为模拟右信号 R_{OUT} 进行输出。

这样一来, 得到的模拟左信号 L_{OUT} 及模拟右信号 R_{OUT} 是模拟立体声信号。模拟左信号 L_{OUT} 、模拟右信号 R_{OUT} 由下式 (3) 表示。

$$L_{OUT} = Y_1 + \sum_{k=2}^m Y_k$$

$$R_{OUT} = Y_1 - \sum_{k=2}^m Y_k \quad \dots(3)$$

在上述模拟立体声装置中，可以用处理简单的梳状滤波方式进行无相关化处理，同时，仅在梳状滤波方式处理无相关化不充分的部分使用 FIR 数字滤波器，因此，FIR 数字滤波器的抽头数与使用波段分配方式的 FIR 数字滤波器的抽头数相比，可以大幅度地减少。

(2) 第 2 实施形态的说明

图 2 所示，为模拟立体声装置的结构。

此模拟立体声装置相当于图 1 中模拟立体声装置的 $m=3, n_1=1, n_2=n_3=5$ 的情况。

单声道的输入信号 S 分别由串联接续着的 3 个延迟器 $D_{1.1}, D_{2.1}, D_{3.1}$ 依次以规定时间延迟下去。将用各延迟器 $D_{1.1}, D_{2.1}, D_{3.1}$ 延迟的信号分别作为 S_1, S_2, S_3 。

延迟器 $D_{1.1}$ 的输出信号 S_1 ，送至第 1FIR 数字滤波器 F_1 ；延迟器 $D_{2.1}$ 的输出信号 S_2 ，送至第 2FIR 数字滤波器 F_2 ；延迟器 $D_{3.1}$ 的输出信号 S_3 ，送至第 3FIR 数字滤波器 F_3 。

第 1FIR 数字滤波器 F_1 由 1 个乘法器 $M_{1.1}$ 构成，即：第 1FIR 数字滤波器 F_1 是 1 抽头的 FIR 数字滤波器。

第 2FIR 数字滤波器 F_2 由延迟时间为 1 抽样时间的 4 个延迟器 $D_{2.2} \sim D_{2.5}$ 、5 个乘法器 $M_{2.1} \sim M_{2.5}$ 及 4 个加法器 $A_{2.2} \sim A_{2.5}$ 构成。即：第 2FIR 数字滤波器 F_2 是具有用各乘法器 $M_{2.1} \sim M_{2.5}$ 表示的滤波系数 $W_{2.1} \sim W_{2.5}$ 的 5 抽头的 FIR 数字滤波器。

第 3FIR 数字滤波器 F_3 由延迟时间为 1 抽样时间的 4 个延迟器 $D_{3.2} \sim D_{3.5}$ 、5 个乘法器 $M_{3.1} \sim M_{3.5}$ 及 4 个加法器 $A_{3.2} \sim A_{3.5}$ 构成。即：第 3FIR 数字滤波器 F_3 是具有用各乘法器 $M_{3.1} \sim M_{3.5}$ 表示的滤波系数 $W_{3.1} \sim W_{3.5}$ 的 5 抽头的 FIR 数字滤波器。

第 2FIR 数字滤波器 F_2 的滤波处理结果 Y_2 和第 3FIR 数字滤波器 F_3 的滤波处理结果 Y_3 由加法器 B_3 进行加算。

第1FIR数字滤波器 F_1 的滤波处理结果 Y_1 和加法器 B_3 的加算结果 $(Y_2 + Y_3)$ 由加法器 B_1 进行加算后,作为模拟左信号 L_{OUT} 进行输出。

从第1FIR数字滤波器 F_1 的滤波处理结果 Y_1 通过加法器 B_2 减去加法器 B_3 的加算结果 $(Y_2 + Y_3)$ 后作为模拟右信号 R_{OUT} 进行输出。

5 这样,模拟立体声 L_{OUT} 、 R_{OUT} 表示为下式(4)。

$$\begin{aligned} L_{OUT} &= Y_1 + Y_2 + Y_3 \\ R_{OUT} &= Y_1 - Y_2 - Y_3 \end{aligned} \quad \dots(4)$$

考虑到在 L_{OUT} 、 R_{OUT} 中 Y_1 、 Y_2 、 Y_3 是共同的,所以实质上仅以10抽头程度的FIR数字滤波器处理的运算量就能实现模拟立体声装置。若采用波段分配方式的模拟立体声装置就必须进行数千抽头以上的FIR数字滤波处理,相比之下不言而喻,上述实施形态可大幅度地减少处理量。又,在听觉效果上,也与采用波段分配方式的模拟立体声装置大致相同。

(3) 第3实施形态的说明

15 上述第2实施形态中,第2FIR数字滤波器 F_2 的各乘法器 $M_{2.1} \sim M_{2.5}$ 的系数(滤波系数)与第3FIR数字滤波器 F_3 的各乘法器 $M_{3.1} \sim M_{3.5}$ 的系数(滤波系数)最好具有如下关系。

乘法器 $M_{2.1}$ 的系数 = $M_{3.5}$ 的系数

乘法器 $M_{2.2}$ 的系数 = $M_{3.4}$ 的系数

20 乘法器 $M_{2.3}$ 的系数 = $M_{3.3}$ 的系数

乘法器 $M_{2.4}$ 的系数 = $M_{3.2}$ 的系数

乘法器 $M_{2.5}$ 的系数 = $M_{3.1}$ 的系数

具体实例如下。

延迟器 $D_{1.1}$ 的延迟时间: 7.48 (msec)

25 延迟器 $D_{2.1}$ 的延迟时间: 11.54 (msec)

延迟器 $D_{3.1}$ 的延迟时间: 27.32 (msec)

乘法器 $M_{2.1}$ 、 $M_{3.5}$ 的系数:

5.35406805574894e-2

乘法器 $M_{2.2}$ 、 $M_{3.4}$ 的系数:

1. 596434861421585e-1

乘法器 $M_{2.3}$, $M_{3.3}$ 的系数:

2. 495117336511612e-1

乘法器 $M_{2.4}$, $M_{3.2}$ 的系数:

5 -1. 586669087409973e-1

乘法器 $M_{2.5}$, $M_{3.1}$ 的系数:

-5. 25641143321991e-2

将上述的各 FIR 数字滤波器间的滤波系数的关系用一般式表示如下。

10 将各 FIR 数字滤波器 $F_2 \sim F_n$ 的各乘法器作为 $M_{k,j}$ ($k=2, 3, \dots, m; j=1, 2, \dots, n_k$), 则滤波系数 $W_{i,j}$ ($i=2, 3, \dots, m; j=1, 2, \dots, n$) 最好以满足用下式 (5) 表示的条件那样进行滤波系数设定。 n_k 是第 k 级 FIR 数字滤波器的抽头数。

$$W_{i,j} = W_{m-i+2, n_j - j + 1} \quad (i \geq 2) \quad \dots(5)$$

15

在图 2 的模拟立体声装置中, 当满足上述式 (5) 的条件来设定滤波系数等, 可用图 3 所示的等价电路取代图 2 所示的模拟立体声装置。图 3 中与图 2 相应的部分附以相同的符号。

20 在此等价电路中, 图 2 的第 2FIR 数字滤波器 F_2 内的乘法器 $M_{2.1} \sim M_{2.5}$ 及第 3FIR 数字滤波器 F_3 内的乘法器 $M_{3.1} \sim M_{3.5}$ 中, 滤波器间具有同样系数的乘法器将取一方的乘法器 $M_{2.1} \sim M_{2.5}$ 共用。

延迟器 $D_{2.1}$ 的输出 $S_{2.1}$ 与延迟器 $D_{3.5}$ 的输出 $S_{3.5}$ 由加法器 a_1 进行加算后的结果送至乘法器 $M_{2.1}$ 。延迟器 $D_{2.2}$ 的输出 $S_{2.2}$ 与延迟器 $D_{3.4}$ 的输出 $S_{3.4}$ 由加法器 a_2 进行加算后的结果送至乘法器 $M_{2.2}$ 。

25 延迟器 $D_{2.3}$ 的输出 $S_{2.3}$ 与延迟器 $D_{3.3}$ 的输出 $S_{3.3}$ 由加法器 a_3 进行加算后的结果送至乘法器 $M_{2.3}$ 。延迟器 $D_{2.4}$ 的输出 $S_{2.4}$ 与延迟器 $D_{3.2}$ 的输出 $S_{3.2}$ 由加法器 a_4 进行加算后的结果送至乘法器 $M_{2.4}$ 。延迟器 $D_{2.5}$ 的输出 $S_{2.5}$ 与延迟器 $D_{3.1}$ 的输出 $S_{3.1}$ 由加法器 a_5 进行加算后的结果送至乘法器 $M_{2.5}$ 。

乘法器 $M_{2.1}$ 、 $M_{2.2}$ 、 $M_{2.3}$ 、 $M_{2.4}$ 、 $M_{2.5}$ 的输出由加法器 b_3 - b_6 进行加算后从加法器 b_3 输出。乘法器 $M_{1.1}$ 的输出 Y_1 与加法器 b_3 的输出由加法器 b_1 进行加算后，作为模拟左信号 L_{OUT} 进行输出。

由加法器 b_2 从乘法器 $M_{1.1}$ 的输出 Y_1 中减去加法器 b_3 的输出后，作为模拟右信号 R_{OUT} 进行输出。

将各延迟器 $D_{k,j}$ ($k=2, 3, \dots, m; j=1, 2, \dots, n_k$) 的输出作为 $S_{k,j}$ ($k=2, 3, \dots, m; j=1, 2, \dots, n_k$) 时，则模拟立体声信号 L_{OUT} 、 R_{OUT} 以下式 (6) 表示。

$$\begin{aligned} L_{OUT} &= Y_1 + \sum_{k=2}^3 \sum_{j=1}^5 W_{k,j} (S_{k,j} + S_{5-k,6-j}) \\ R_{OUT} &= Y_1 - \sum_{k=2}^3 \sum_{j=1}^5 W_{k,j} (S_{k,j} + S_{5-k,6-j}) \quad \dots(6) \end{aligned}$$

10

同上述第 2 实施形态相比，上述第 3 实施形态能够进一步减少运算量。

(4) 应用实例说明

图 4 所示，为适用上述图 1、图 2 或图 3 所示的模拟立体声装置的实例，是将杜比降噪逻辑解码后的 4 个声道的信号等，即具有前方 3 个声道（左、中、右）后方 1 个声道（环绕）的信号，尽管是从在收听者前方设置的 2 个扬声器（左扬声器及右扬声器）输出，但宛如从收听者前方的左右及后方的左右共计 4 个扬声器输出似的虚拟的立体声音响装置。

1 个声道的环绕 (Surround) 信号输出至上述图 1、图 2 或图 3 所示的模拟立体声装置 10。模拟立体声装置 10 从 1 个声道的环绕信号生成模拟环绕左信号 L_{OUT} 及模拟环绕右信号 R_{OUT} 。

此模拟环绕左信号 L_{OUT} 及模拟环绕右信号 R_{OUT} 送至音像定位处理装置 20。音像定位处理装置 20 对输入的信号 L_{OUT} 、 R_{OUT} 进行音像定位处理，使之将输入的信号 L_{OUT} 、 R_{OUT} 定位于收听者的后左方与后右方。

另一方面，对可以乘法器 1 对中央信号 Center 进行 -6dB 的增益调整后的信号，由加法器 2 进行左信号 Left 加算。又，对于以乘法器 1 对中央信号 Center 进行 -6dB 的增益调整后的信号，由加法器

3 进行右信号 Right 加算。

加法器 2 的输出与从音像定位处理装置 20 输出的定位处理后的环绕左信号 L_{OUT}' 由加法器 4 进行加算后作为向左扬声器的输出 $L_{phantom}$ 。又，加法器 3 的输出与从音像定位处理装置 20 输出的定位处理后的环绕右信号 R_{OUT}' 由加法器 5 进行加算后作为向右扬声器的输出 $R_{phantom}$ 。

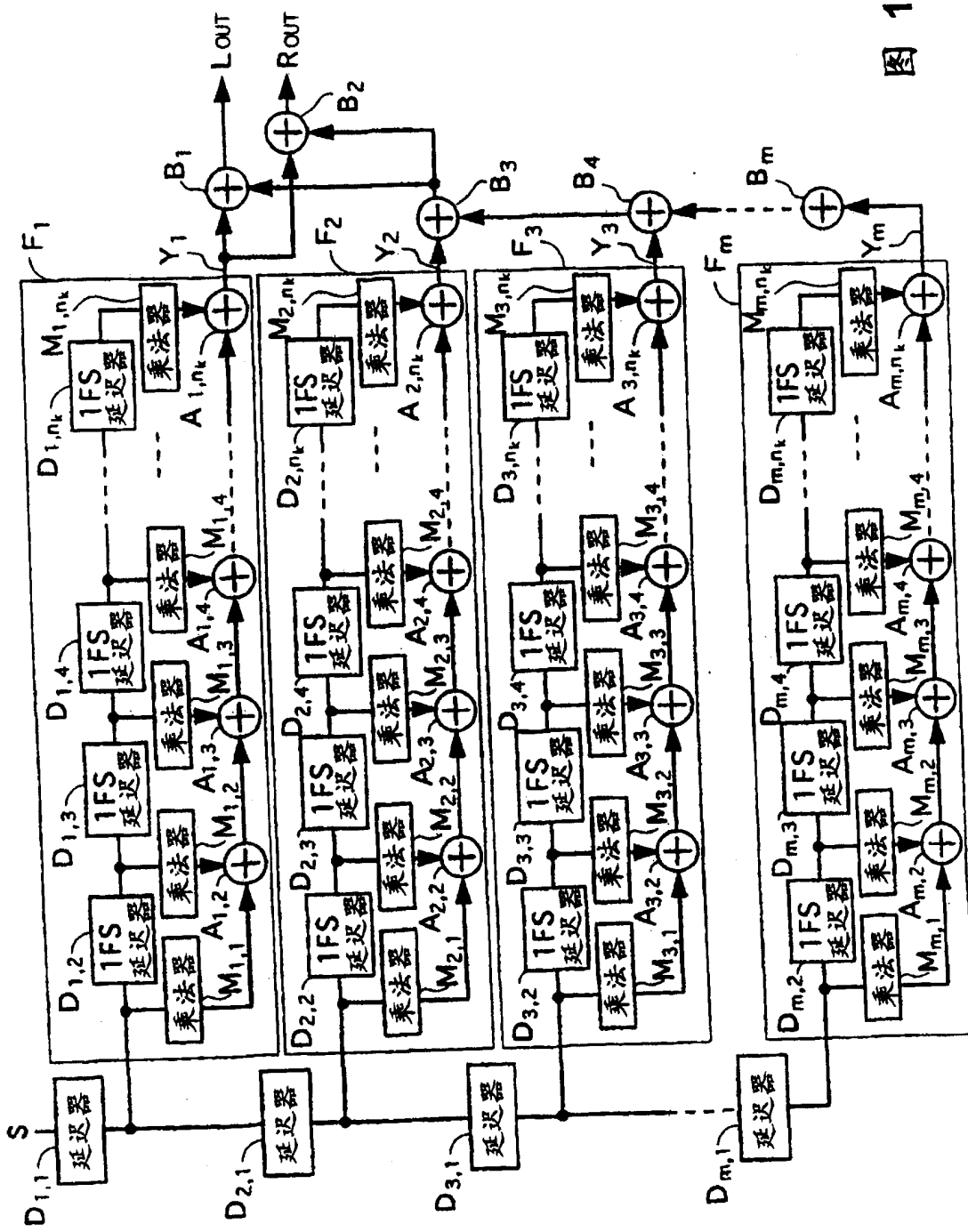


图 1

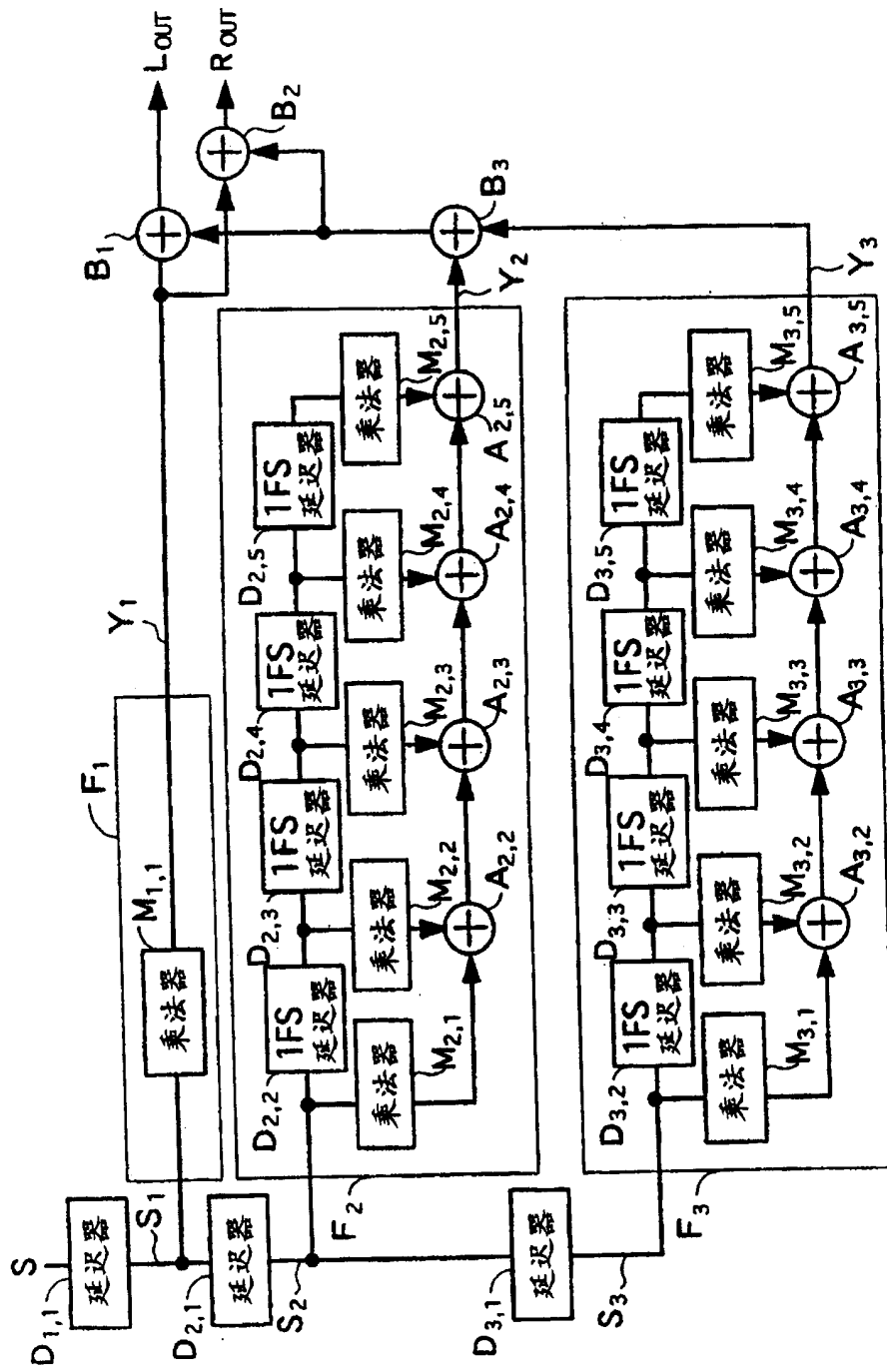


图 2

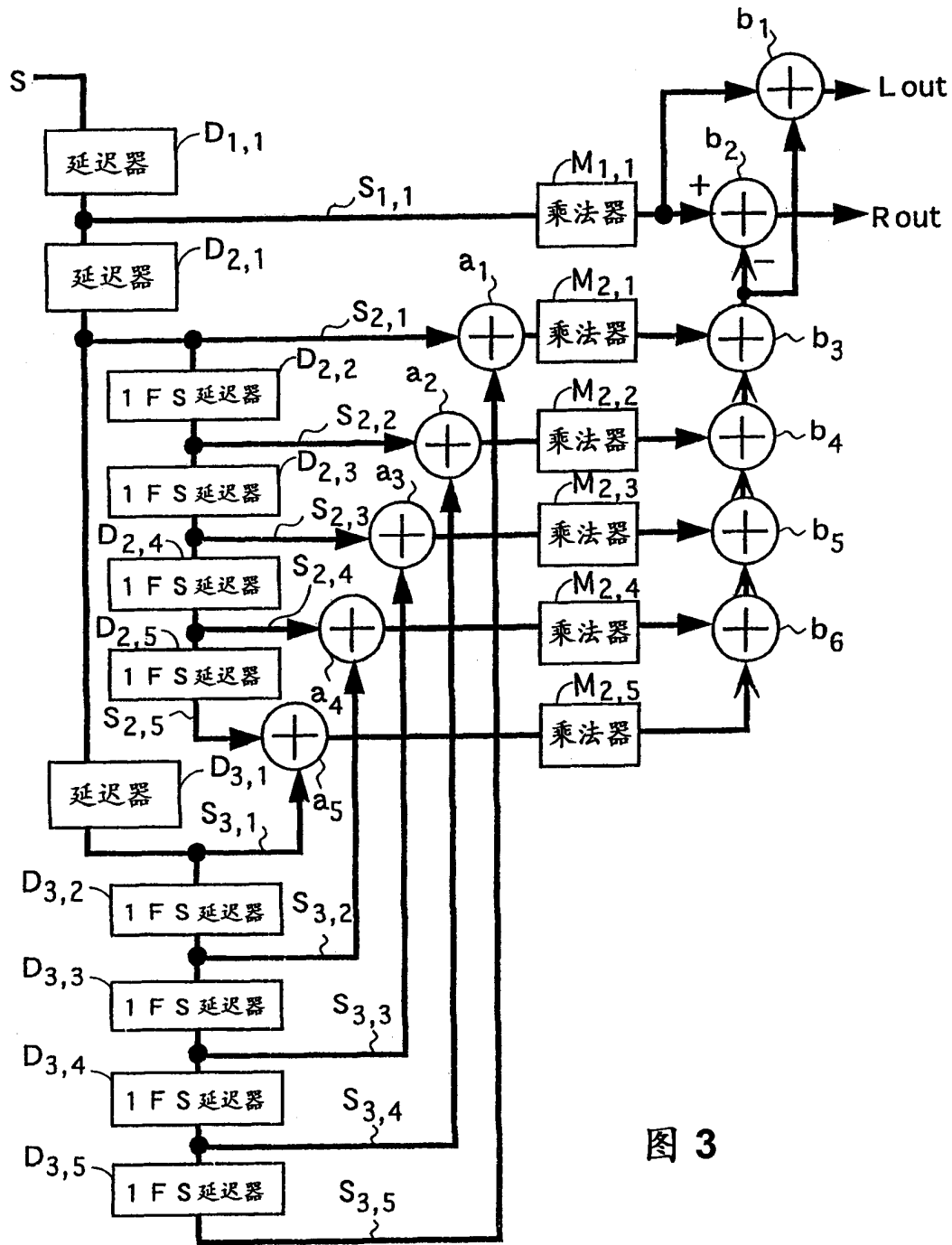


图 3

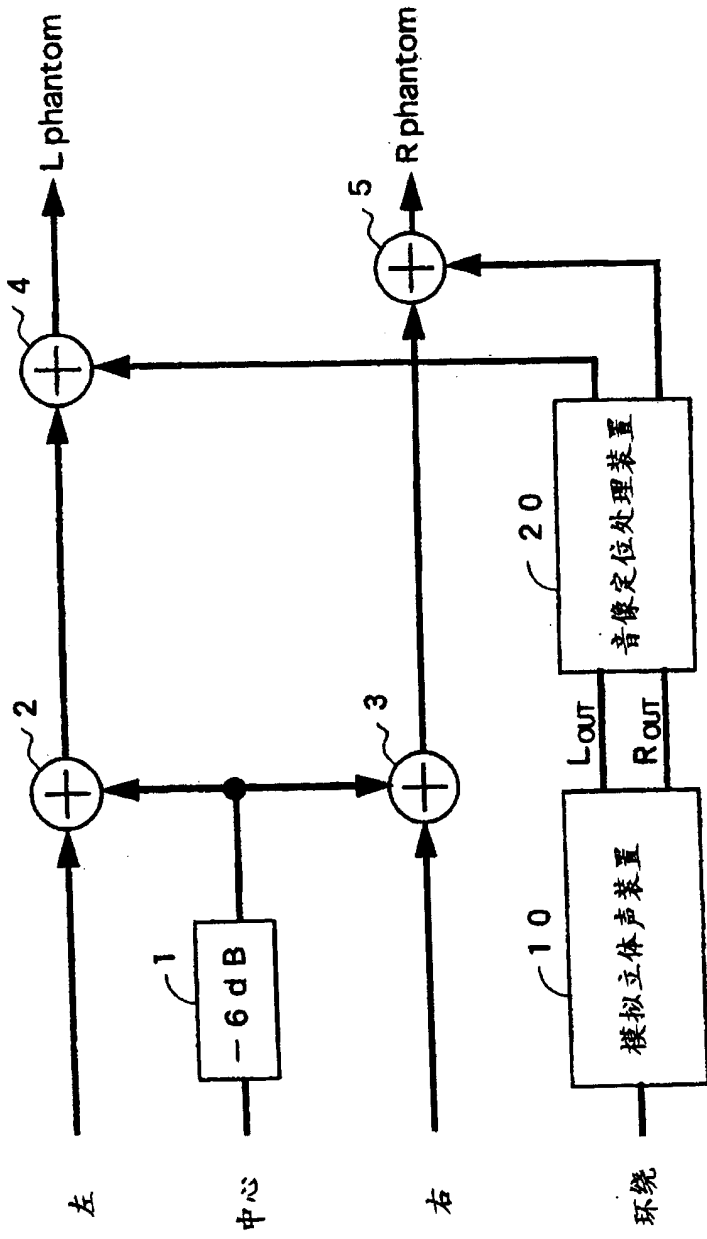


图 4

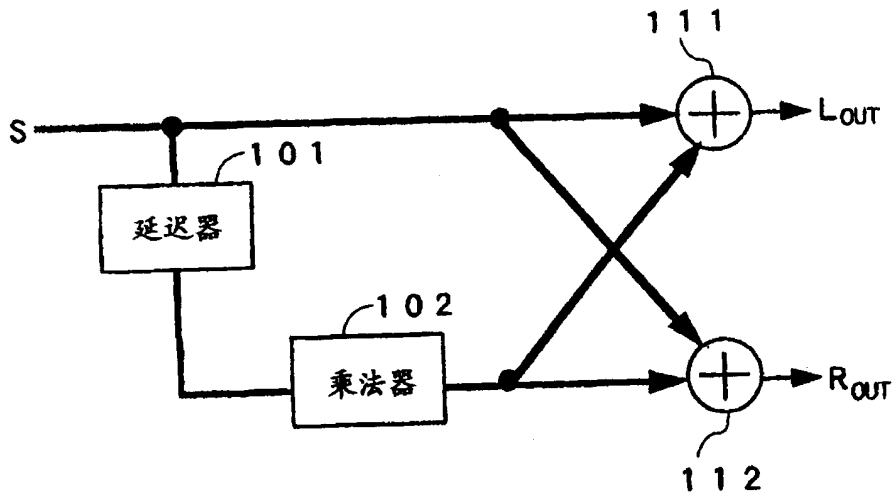


图 5

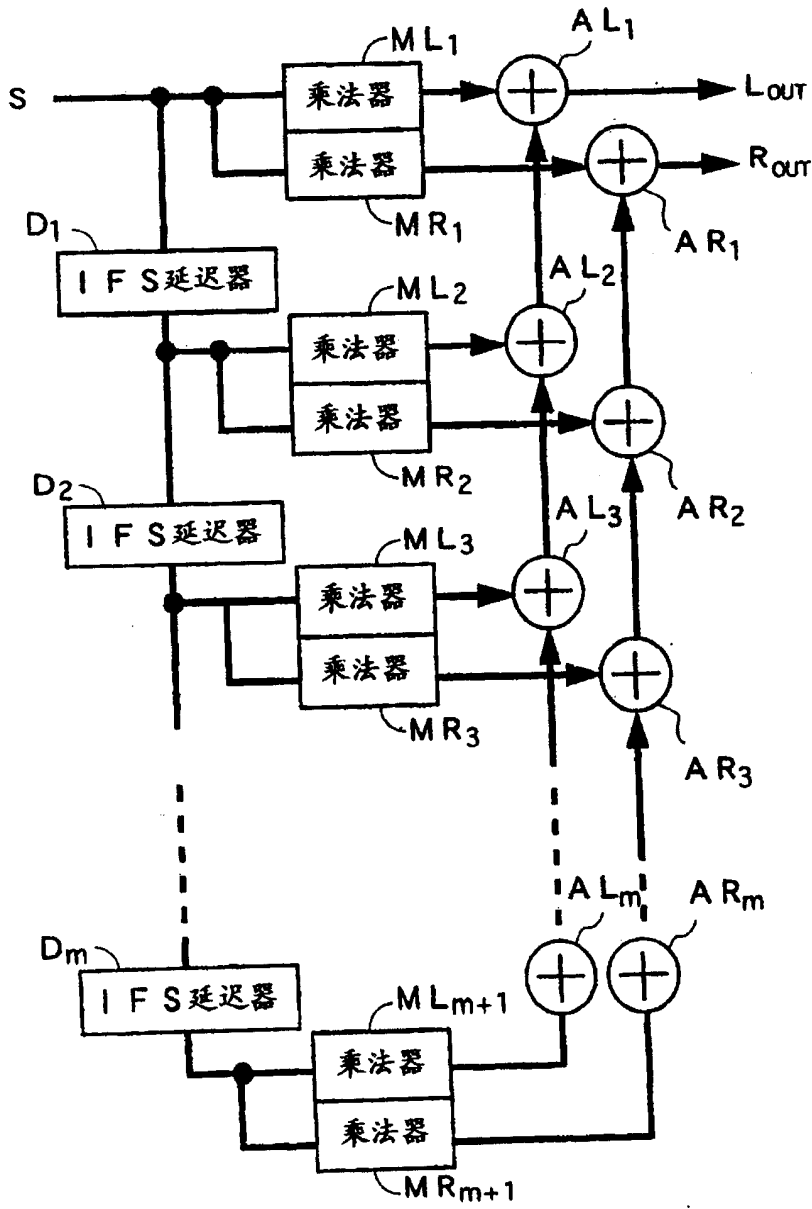


图 6

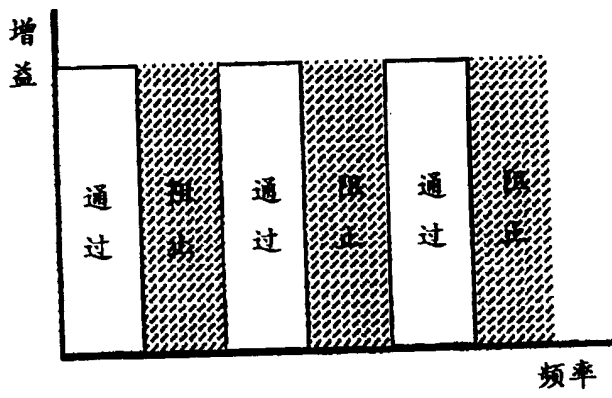


图 7

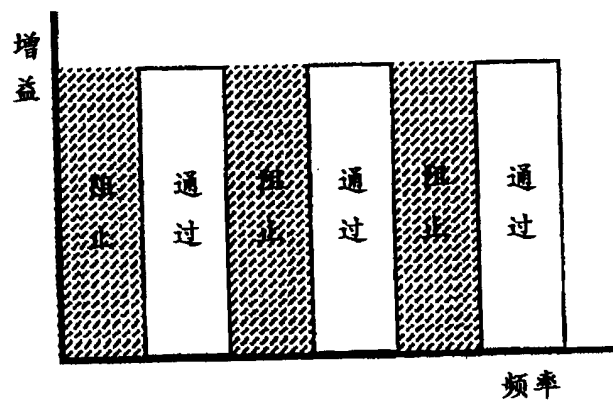


图 8