

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷
H03H 17/06
H03H 17/02



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 01805775.6

[43] 公开日 2003 年 3 月 26 日

[11] 公开号 CN 1406413A

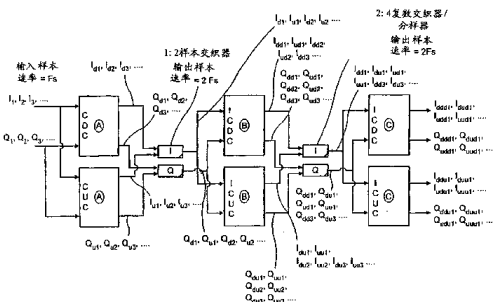
[22] 申请日 2001.1.25 [21] 申请号 01805775.6
[30] 优先权
[32] 2000. 2. 28 [33] GB [31] 0004700.1
[86] 国际申请 PCT/GB01/00297 2001. 1. 25
[87] 国际公布 WO01/65692 英 2001.9.7
[85] 进入国家阶段日期 2002.8.28
[71] 申请人 R. F. 引擎有限公司
地址 英国怀特岛郡
[72] 发明人 J·利林顿

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
代理人 程天正 王忠忠

权利要求书 2 页 说明书 7 页 附图 20 页

[54] 发明名称 用于分离输入信号的频带的设备
[57] 摘要

用于对输入信号的频率含量进行分离的设备，所述设备包括多个频率分割级，每级包括一个或多个上变频器和下变频器对，一对上变频器和下变频器用来接收代表输入带宽的复数输入信号而输出代表输入带宽的上部的第一复数输出信号和代表输入带宽的下部的第二复数输出信号，所述第一部分和所述第二部分是相邻接的，且它们一起代表所述的输入带宽部分。



1. 用于对输入信号进行频率含量分离的设备, 所述设备包括多个频率分割级, 每级包括一个或多个上变频器和下变频器对, 一对上变频器和下变频器用来接收代表输入带宽的复数输入信号, 而输出代表所述输入带宽的上部的第一复数输出信号和代表输入带宽的下部的第二复数输出信号, 所述第一部分和所述第二部分是相邻接的, 且它们一起代表所述输入带宽部分。
2. 如权利要求 1 中要求的设备, 其中所述复数输入信号跨越 $-F$ 到 $+F$ 的频率范围。
3. 如权利要求 2 中要求的设备, 其中所述第一复数输出信号和所述第二复数输出信号都跨越 $-F/2$ 到 $+F/2$ 的频率范围。
4. 如权利要求 1, 2 和 3 的任一项中要求的设备, 其中在频率分割级之间, 所述第一复数输出信号和所述第二复数输出信号被组合以形成交织的复数信号供随后的处理。
5. 如前述权利要求的任一项中要求的设备, 其中所述第一复数输出信号和所述第二复数输出信号的每个信号包括数字样本值的流。
6. 如权利要求 4 和 5 中要求的设备, 其中所述第一复数输出信号和所述第二复数输出信号在组合形成所述交织复数信号之前每个都被分样以便减小采样速率。
7. 如权利要求 6 中要求的设备, 其中所述第一复数输出信号和所述第二复数输出信号的每个信号具有一个复数输出信号采样速率, 且所述交织的复数信号具有基本上等于所述复数输出信号采样速率的交织的信号采样速率。
8. 如前述权利要求的任一项中要求的设备, 其中一个或多个所述上变频器和所述下变频器包括有限脉冲响应滤波器。
9. 如前述权利要求的任一项中要求的设备, 其中一个或多个所述上变频器和所述下变频器包括本地振荡器, 它产生用来与样本信号相乘的时变系数信号。
10. 如权利要求 9 中要求的设备, 其中所述系数信号具有预定的数值组。
11. 如权利要求 10 中要求的设备, 其中所述预定的数值组包括

-1, $-\sqrt{2}/2$, 0, $+\sqrt{2}/2$ 和+1。

12. 如权利要求 10 中要求的设备,其中所述预定的数值组包括 -1, 0, 和+1。

13. 如权利要求 12 中要求的设备,其中与所述系数值相乘是通过
5 选择用于组合的信号的本征信号复接器而执行的。

14. 如前述权利要求的任一项中要求的设备,其中所述上变频器和所述下变频器对是作为具有共用部件的组合变换单元而形成的。

15. 如权利要求 14 中要求的设备,其中所述组合变频单元包括多相滤波器。

10 16. 对输入信号进行频率含量分离的方法,所述方法包括以下步骤:
骤:

使用多个频率分割级将复数输入信号进行频率分割,每级包括一个或多个上变频器和下变频器对,一对上变频器和下变频器用来接收代表输入带宽的所述复数输入信号,以及输出代表所述输入带宽
15 的上部的第一复数输出信号和代表所述输入带宽的下部的第二复数输出信号,所述第一部分和所述第二部分是相邻接的,且它们一起代表所述输入带宽部分。

用于分离输入信号的频带的设备

5 本发明涉及用于分析信号的频率含量的数字信号处理 (DSP) 技术。

用来执行频率分析的最通常已知的方法是 FFT (快速富立叶变换) 方法, 它既具有软件算法也具有硬件形式的实施例。FFT 方法的缺点在于, 它较好地适合于用软件而不是用硬件实施, 而且在保持相邻频率“仓”(frequency bin)的良好截止特性的同时却很难实现跨“仓”的平坦的频率响应。

10 在英国公布的专利申请 GB-A-2 258 963 中描述了对一个简单信号进行频率分离时使用的一种多级频率分离电路。然而, 在这个电路与本发明之间存在有很大的差别。上述的电路使用低通和高通滤波器的相继的各级, 把信号分离成多个频带, 而本发明使用复数上变频和下变频的相继的级, 每级的中心频率是零频率。这具有大大地简化滤波器的优点, 这里的滤波器都是实际上相同设计的低通滤波器。通过利用使不同的数据流经过公共交织滤波器进行大量交织, 又导致进一步的简化。这也意味着, 对于每个频率“仓”的所有输出数据是基于零中心频率的(它类似于 FFT 输出)而不是在偏移频率上(这是以上电路的情形)。

20 一方面, 本发明提供用于对输入信号进行频率含量分离的设备, 所述设备包括多个频率分割级, 每级包括一个或多个上变频器和下变频器对, 一对上变频器和下变频器用来接收代表输入带宽的复数输入信号而输出代表输入带宽的上部的第一复数输出信号和代表输入带宽的下部的第二复数输出信号, 所述第一部分和所述第二部分是相邻接的, 它们一起代表所述输入的带宽部分。

30 在一种形式中, 本发明可以通过把感兴趣的频带连续地分离成两个分开的相邻接的频带而作为“树”系统来实施, 每个频带的中心为零频率(零中频)。这是通过使用复数上和下变频器达到的。然而, 为了分解成有用数目的频带, 需要大量复数变换器(例如, 对于 1024 个频带, 我们需要 2046 个变换器)。这是一个缺点。

为了允许用少得多的变换器达到同样的结果, 本发明的优选实施

例将来自上部和下部的样本在每级上交织，并使它们通过下一级的上/下变频器的修正形式。通常，这只需要 $2 \cdot \log_2(N)$ 级，其中 N 等于最后的频带数目。例如，与上面提到的“树”系统的 2046 相对比 1024 个频带现在只需要 10 个变换器。

- 5 这种技术是可实现的，并且像 FFT 相对于直接的 DFT（离散富立叶变换）方法那样，同样会因规模大而得到经济的节约。

将会看到，在频率分离系统内不同信号的频率跨度是可以变化的。然而，当输入信号跨越 $-F$ 到 $+F$ 的频率范围以及第一和第二复数输出信号跨越 $-F/2$ 到 $+F/2$ 的频率范围时，信号处理负载被均衡化且
10 电路被简化。

为了防止在输入信号被分离成多个分离的信号时需要处理的数据量增加的缺点，优选实施例要分样该分割的信号以降低它们的采样速率，优选地是要使得在每级的总的采样速率基本上保持恒定。

- 将代表不同的频谱部分的样本交织和有效地分开处理它们的能力在使用上变频器和下变频器内的有限脉冲响应滤波器的优选实施
15 例中是易于实现的。在这样的有限脉冲响应滤波器内，可在每个抽头点之间提供附加锁存或延时级，以便在数据流内有效地提供缓冲，这考虑到了数据的交织性质。

- 上变频器和下变频器包括本地振荡器，它产生系数信号，样本信号与其相乘，以便实施复数频率分离。当系数信号限于预定的数值组，使它们能有效地从查找表中读出，或以其他方式产生而不需要
20 真实的振荡器电路时，可使优选实施例有利地被简化。

- 当系数信号限于具有 $-1, 0, +1$ 的数值时，电路可被进一步简化。通过这种限制，相乘功能可以由比起正常乘法器来要消耗少得多的
25 计算或集成电路资源的乘法器有效地提供。

可以通过把上变频器和下变频器组合成组合的频率分离单元而达到电路面积的进一步节省，因为这允许更多地复用对于上变频和下变频是公共的电路单元。特别优选的实施例使用多相滤波器。

- 另一方面，本发明提供对输入信号进行频率含量分离的方法，所述方法包括以下步骤：
30 使用多个频率分割级将复数输入信号进行频率分割，每级包括一个或多个上变频器和下变频器对，一对上变频器和下变频器用来接

收代表输入带宽的所述复数输入信号，以及输出代表所述输入带宽的上部的第一复数输出信号和代表所述输入带宽的下部的第二复数输出信号，所述第一部分和所述第二部分是相邻接的，它们一起代表所述输入的带宽部分。

5 现在参照附图，描述仅仅作为例子的本发明的实施例，其中：

图 1 是树系统的方框图；

图 2 显示频带分离；

图 3 和 4 显示复数下变频器和复数上变频器；

图 5 显示交织系统的方块图；

10 图 6 显示交织器更多的细节；

图 7 和 8 显示基本的复数下变频器和基本的复数上变频器的结构；

图 9 和 10 显示对于图 7 和 8 的结构修正；

图 11 显示复数上变频器和复数下变频器结构；

15 图 12 和 13 显示基本的交织复数下变频器和复数上变频器的结构；

图 14 和 15 显示分别产生 I 和 Q 信道的简化的交织复数下变频器；

20 图 16 和 17 显示分别产生组合的 I 和 Q 信道的简化的交织复数下变频器和交织复数上变频器；

图 18 显示基本的交织复数下变频器结构；

图 19 显示产生组合的 I 和 Q 信道的简化的交织复数下变频器；

以及

25 图 20 显示使用多相滤波器的组合的交织复数下变频器和上变频器。

图 1 显示 3 级树系统的简化方框图。加到系统的输入是频带受限的信号，其中心是零频率（或零中频）。采样速率是 F_s ，以及通过使用复数 (I 和 Q) 形式，输入带宽可以占用从 $-F_s/2$ 到 $+F_s/2$ ，如图 2 所示。通过使用复数下变频器 (CDC) 和复数上变频器 (CUC)，把
30 输入分离成两个频带。因此，在图 2 上，输入频带的上半部（即，0 到 $+F_s/2$ ）被下变频到频带 $-F_s/4$ 到 $+F_s/4$ 。同样地，输入频带的下半部被上变频到频带 $-F_s/4$ 到 $+F_s/4$ 。为了避免实际滤波器的有限截止率

所引起的混淆问题，第一级的输出端处的采样速率被保持在 F_s ，而不是 $F_s/2$ 。对于所有以后的级，输出采样速率可被除以 2。

图 3 显示复数下变频器 (CDC) 的实施例以及图 4 显示复数上变频器 (CUC) 的实施例。这些图只打算显示工作原理。优选实施例可以大大地简化，因为求正弦和余弦只需要取五个数值 ($0, +1, -1, +0.707$ 和 -0.707) 中的一个值。

图 5 显示使用级间交织的系统的总的方框图。第一对变换器 (CDC“A”和 CUC“A”) 是与树系统的变换器对 (图 1) 相同的。然而，此后，用于“I”信道的样本和用于“Q”信道的样本在传送到下一个处理级之前被交织。

交织的复数下变频器 (ICDC) 不同于“树”系统的 CDC 之处在于，这里的低通滤波器具有专门的形式，典型地被称为“内插 FIR 滤波器”。通过在 FIR (有限脉冲响应) 滤波器的抽头之间加上附加延时，有可能通过首先进行交织而处理任意数目的独立的数据流。经滤波的输出数据也以同样的方式被交织。本实施例中的要求在于，每个独立的数据流需要被相同的滤波器处理，以及内插 FIR 滤波器能够以由交织输入数据而造成的、加大的采样速率运行。因为在任何一个滤波块中的“树”系统的每个 CDC 是相同的，所以满足了第一个要求。另外，虽然独立的样本流的数目在每个树的支路中增加成两倍，但采样率也降低了一半。因此，有可能交织样本而不引起采样速率的总体上增加，从而满足了以上的第二要求。

完全相同的论据也可应用到交织的复数上变频器 (ICUC)。交织系统的最后输出与“树”系统的输出相同，当然，不同之处在于“树”系统输出是并行形式，而“交织”系统输出是串行形式。

交织和分样处理过程的进一步的细节为如下。参照图 5 和 6，加到 CDC (A) 和 CUC (A) 上的复数输入样本流表示为 $I_1, I_2, I_3, \dots$ 等，和 $Q_1, Q_2, Q_3, \dots$ 等，其采样速率为 F_s 。复数下变频器 (CDC (A)) 的输出是经滤波的样本流，表示为 $I_{d1}, I_{d2}, I_{d3}, \dots$ 等，和 $Q_{d1}, Q_{d2}, Q_{d3}, \dots$ 等，而来自复数上变频器 (CUC (A)) 的相应的输出是经滤波的样本流，表示为 $I_{u1}, I_{u2}, I_{u3}, \dots$ 等，和 $Q_{u1}, Q_{u2}, Q_{u3}, \dots$ 等。这些输出样本流的采样速率也是 F_s 。

然后，后面跟随一对简单的交织器，它将 I 样本交织，给出数据

流 $I_{d1}, I_{u1}, I_{d2}, I_{u2}, I_{d3}, I_{u3}, \dots$ 等, 以及也将 Q 样本交织, 给出数据流 $Q_{d1}, Q_{u1}, Q_{d2}, Q_{u2}, Q_{d3}, Q_{u3}, \dots$ 等。这时这些输出样本流的采样速率是 $2F_s$ 。

交织的 I 和 Q 样本流然后被交织的复数上变频器和下变频器 (ICDC (B) 和 ICUC (B)) 处理。来自 ICDC (B) 的复数输出数据流表示为 $I_{dd1}, I_{ud1}, I_{dd2}, I_{ud2}, I_{dd3}, I_{ud3}, \dots$ 等, 和 $Q_{dd1}, Q_{ud1}, Q_{dd2}, Q_{ud2}, Q_{dd3}, Q_{ud3}, \dots$ 等。来自 ICUC (B) 的复数输出数据流表示为 $I_{du1}, I_{uu1}, I_{du2}, I_{uu2}, I_{du3}, I_{uu3}, \dots$ 等, 和 $Q_{du1}, Q_{uu1}, Q_{du2}, Q_{uu2}, Q_{du3}, Q_{uu3}, \dots$ 等。这时采样速率仍旧是 $2F_s$, 它是必须的速率的两倍。然而, 因为样本的交织性质, 不可能把样本简单地以因子 2 分样 (即, 去除每隔一个的样本)。而是在交织之前必须接受每个数据流的第一和第二样本, 去除第三和第四样本, 接受第五和第六样本, 等等。这在 2:4 复数交织器/分样器的输出端处产生如下样本流:

$I_{dd1}, I_{du1}, I_{ud1}, I_{uu1}, I_{dd3}, I_{du3}, \dots$ 等, 和 $Q_{dd1}, Q_{du1}, Q_{ud1}, Q_{uu1}, Q_{dd3}, Q_{du3}, \dots$ 等

对于任何以后的级, 交织器/分样器原理是相同的。例如, 以下的级在交织之前, 将保持样本 1, 2, 3, 和 4, 丢弃样本 5, 6, 7, 和 8, 保持样本 9, 10, 11, 和 12 等等。下一级将保持样本 1 到 8, 丢弃样本 9 到 16 等等。这个处理过程的实施方案可以以各种方式实施, 包括切换 FIFO (先进先出) 存储器, 使其读出速率设定成写入速率的一半。

下面给出基于以上方面的更详细的信息。首先, 描述基本的 CDC (A) 和 CUC (A) 结构可如何被简化和被组合成共同的结构, 由此给出处理功率的很大的节省。其次, 描述类似的简化和组合如何被应用到下一级 ICDC (B) / ICUC (B) 和 ICDC (C) / ICUC (C) 结构。最后, 它显示可如何通过采用多相滤波器结构 (它组合滤波器和本地振荡器功能) 而得到甚至更大的简化。

25 CDC (A) 和 CUC (A) 结构的简化

图 7 和 8 显示在图 6 上涉及到的、基本的 CDC (A) 和 CUC (A) 结构。当本地振荡器只取三个数值 +1, 0 或 -1 中的一个值时, 可以得到良好的使用。具体地, 处理被乘以零的样本是没有意义的。这允许简化 CDC (A) 和 CUC (A), 如图 9 和 10 所示, 其中四个原先的乘法器可以用两个开关和两个乘法器代替。因为两个乘法器输入只是 +1 或 -1, 这可简化成极简单的处理。

通过观察到在每种情形下输入切换装置是相同的, 因此可被组合

成如图 11 所示的常见的结构,从而可以得到进一步的简化。

ICDC(B)和 ICUC(B)结构的简化

图 12 和 13 显示在图 6 上涉及到的、基本的 ICDC(B)和 ICUC(B)结构。它们与 CDC(A)和 CUC(A)结构的主要差别为如下:

5 (a) 输入样本现在以 2:1 交织 - 即,相间的样本属于不同的样本流。

(b) 本地振荡器更复杂,因为它们现在取五个数值, $+1, +k, 0, -k$ 或 -1 中的一个数值,其中 k 被规定为 2 的平方根除以 2。

10 (c) 本地振荡器也以 2:1 交织,并可被看作为相同的奇数和偶数样本。

(d) 低通滤波器现在是交织型 - 即,在 FIR (有限脉冲响应) 滤波器各抽头之间加上额外的延时,以允许独立地处理交织的样本流。这是标准的技术。

该结构可被大大地简化。首先,和以上的 CDC(A)/CUC(A)一样,避免将样本乘以零。其次,把样本流分离成两个,以使得一个样本流乘以本地振荡器的 $+1, -1$ 元素而另一个样本流乘以 $+k, -k$ 元素。这样,后者简化成乘以 $+1, -1$ 之后 (或之前) 乘以 k 的缩放因子。第三,交织可以以更加有效的方式,即取出来自 CDC(A)/CUC(A) 的非交织的输出并使它们交织而实现,如图 14 所示。

20 图 14 和 15 分别显示用于 ICDC(B) I 和 Q 信道的简化的结构,而在图 16 上则显示组合的结构。乍看起来,这似乎与图 12 的基本结构几乎一样复杂。然而,基本结构在输出被以因子 2 分样 (采样速率被减半) 以前是以 $2F_s$ 的全速率运行的。简化的结构在整个过程中只需要以 F_s 的采样速率运行。虽然比起原先的两个滤波器,这里似乎出现四个滤波器,但新的滤波器只包含奇数或偶数抽头,这样,总的抽头 (乘法器) 数目保持相同。其他更大的简化在于,本地振荡器输入都是 $+1$ 或 -1 ,这可以非常容易实现。

25 图 17 显示用于 ICUC(B) I 和 Q 信道的简化的结构。除了本地振荡器具有不同的相位外,它与用于 ICDC(B) 的结构完全相同。这允许通过把 LO 和滤波器功能组合成多相滤波器而进一步简化的可能性。

ICDC(C)和 ICUC(C)结构的简化

图 18 显示在图 6 上涉及到的、基本的 ICDC(C)结构。它与 ICDC(B)

结构的主要差别为如下：

(a) 输入样本现在被 4:1 交织 - 即，接连的样本属于四个不同的样本流之一。

(b) 本地振荡器也被 4:1 交织，虽然输入仍旧取五个可能的数值 +1, +k, 0, -k 或 -1 中的一个数值。

(c) 低通滤波器仍旧是交织型，但在 FIR (有限脉冲响应) 滤波器的各抽头之间加上额外的延时，以允许独立地处理四个交织的样本流。

通过使用类似于以上对于 ICDC (B) / ICUC (B) 描述的技术，结构可被大大地简化。图 19 的结构非常相似于图 16 的结构，唯一不同之处在于数据样本与本地振荡器样本交织的程度。

多相滤波器结构的使用

可以指出，在每级的 CDC 和 CUC 结构之间有很大的相同性，唯一的差别在于本地振荡器不同的相位。多相滤波器可被使用来组合本地振荡器和滤波器，以及利用在 CDC 和 CUC 滤波器抽头加权之间的共同性。这将参照 ICDC (B) / ICUC (B) 的结构进行说明。

参照图 16 和 17，可以看到，除了本地振荡器不同的相位以外，它们是相同的。通过使用多相滤波器，使用数据的共同的输入系数乘法运算，而乘法器的输出有分开的本地振荡器的相位，有可能组合各个滤波器对。这些滤波器中的每一个比起单个滤波器只稍微复杂些，它需要附加的加法器链来得到第二输出。图 20 显示用于组合的 ICDC (B) / ICUC (B) 的总的简化的结构。

对于 ICDC (C) / ICUC (C) 和总的 PFT 结构的所有以后的级可以使用相同的方法，导致非常经济的处理。

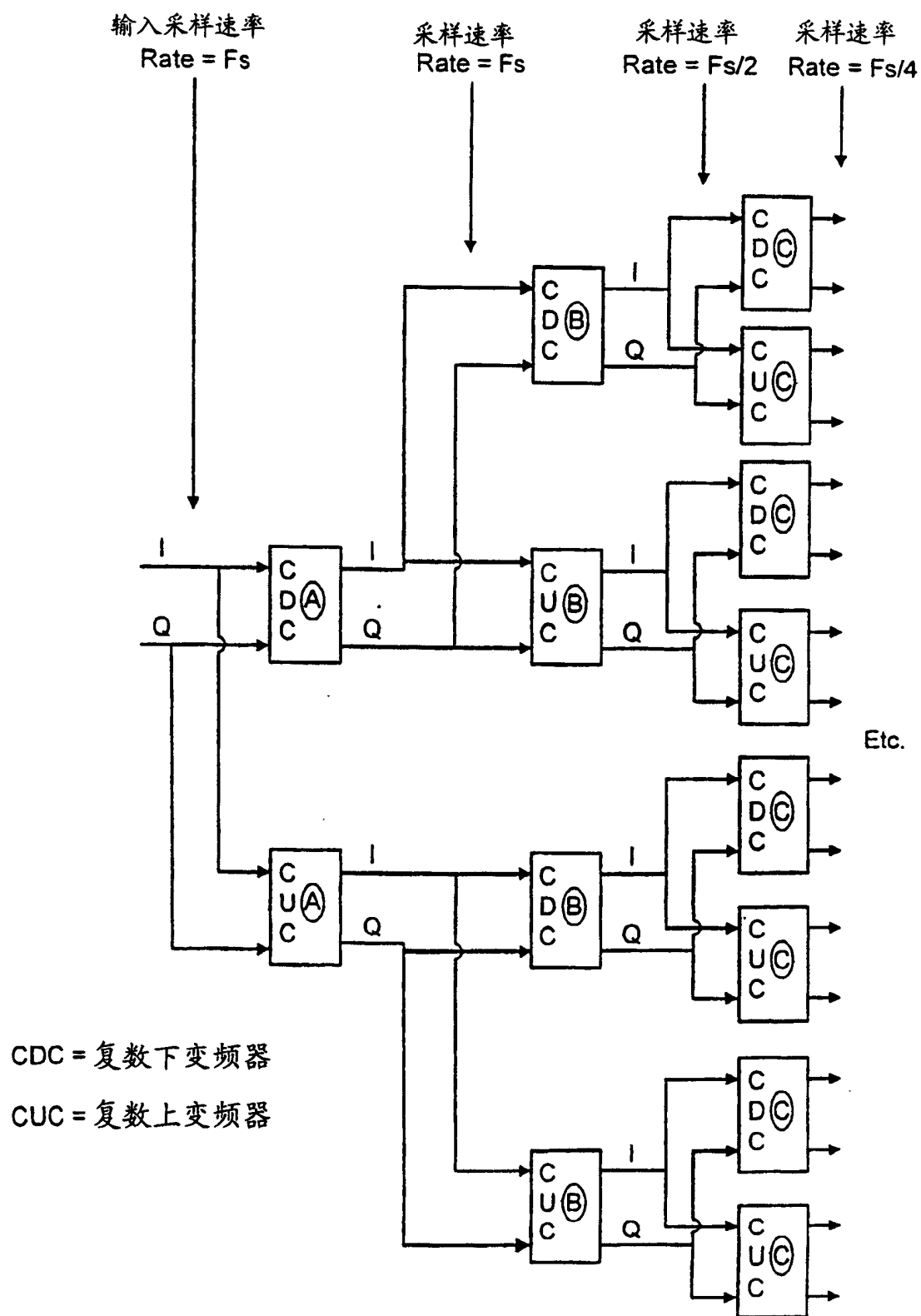


图 1
树系统的方框图

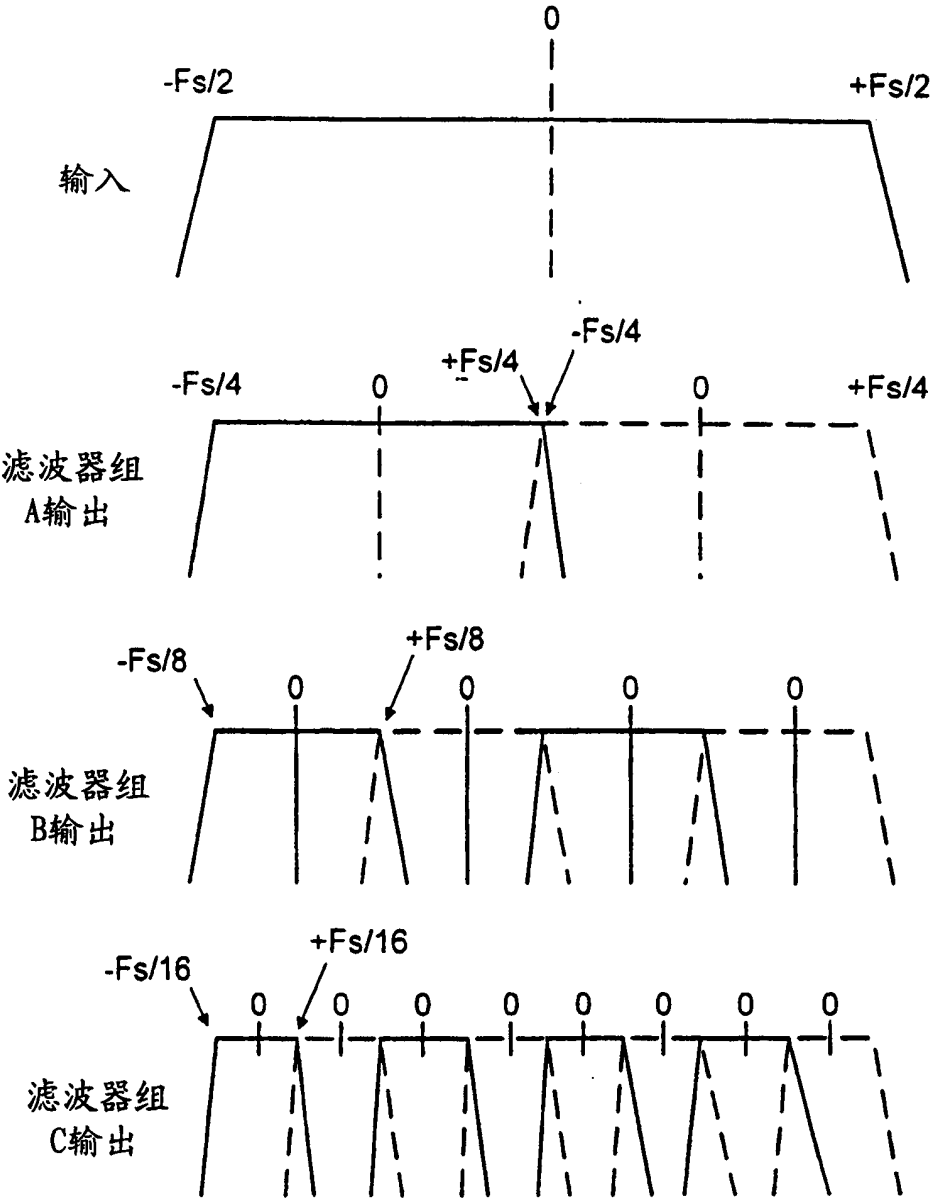


图 2
频带分离

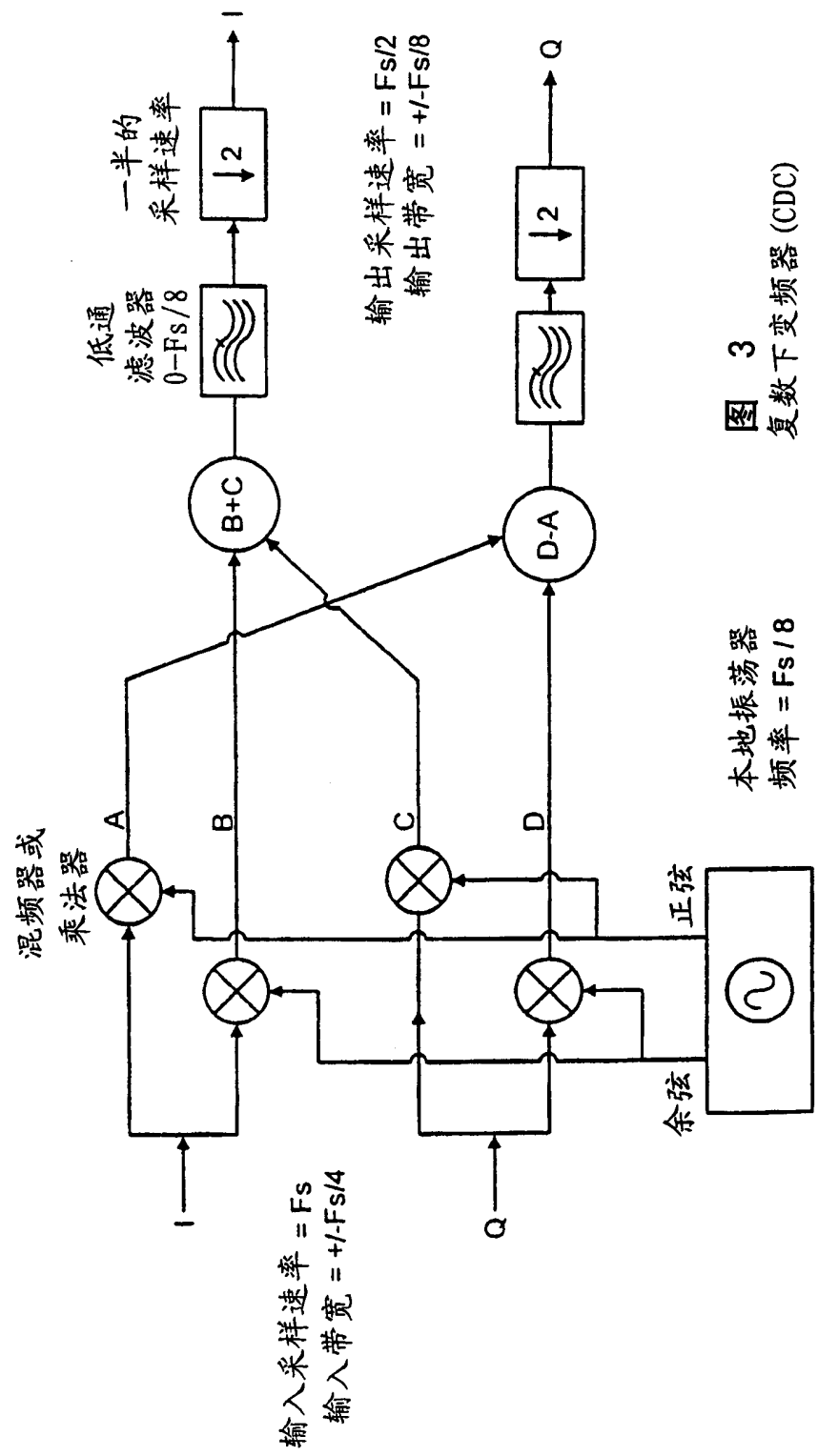
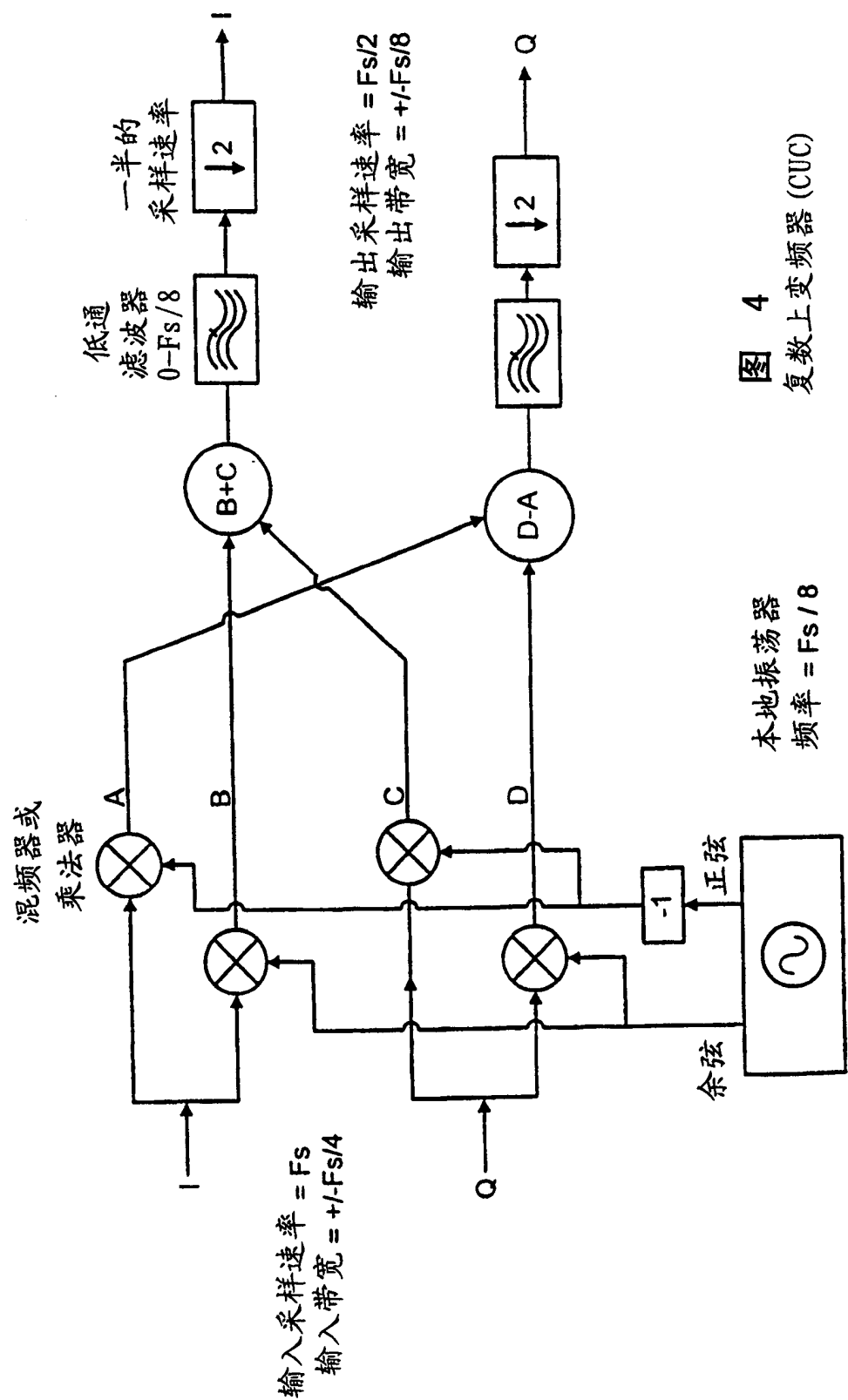


图 3
复数下变频器 (CDC)



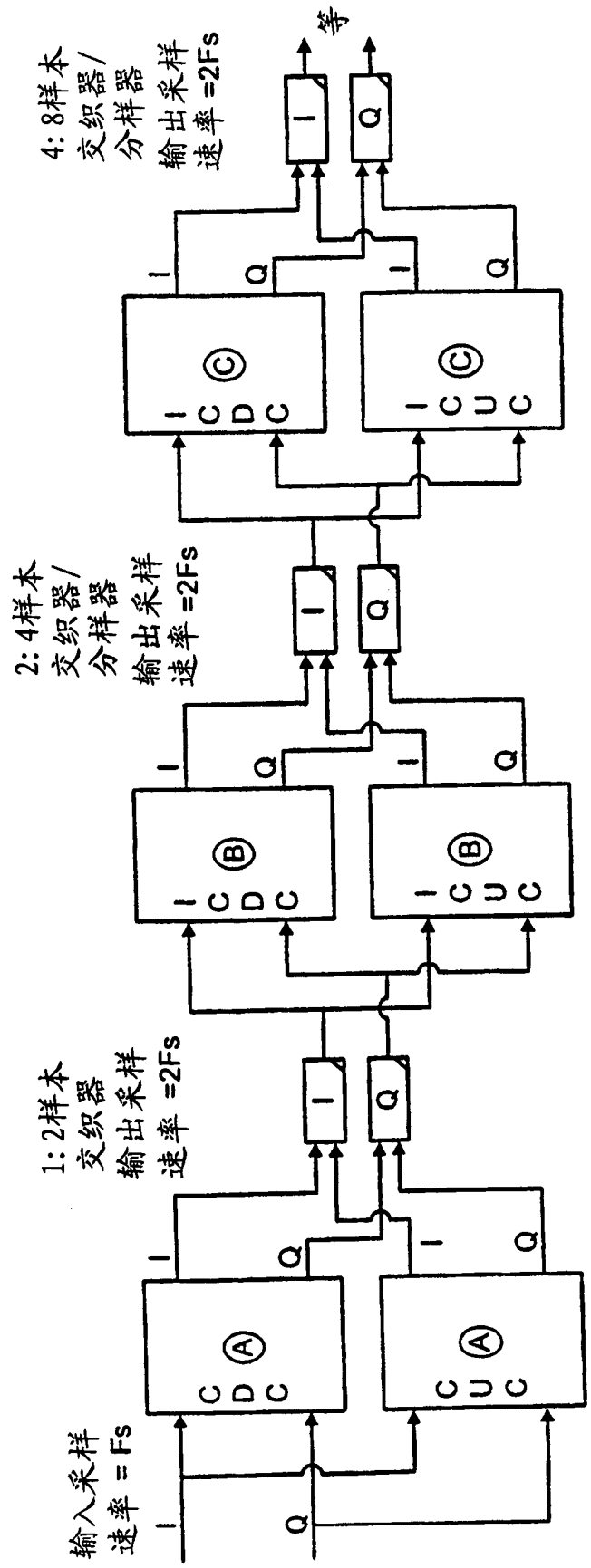


图 5
交织系统方框图

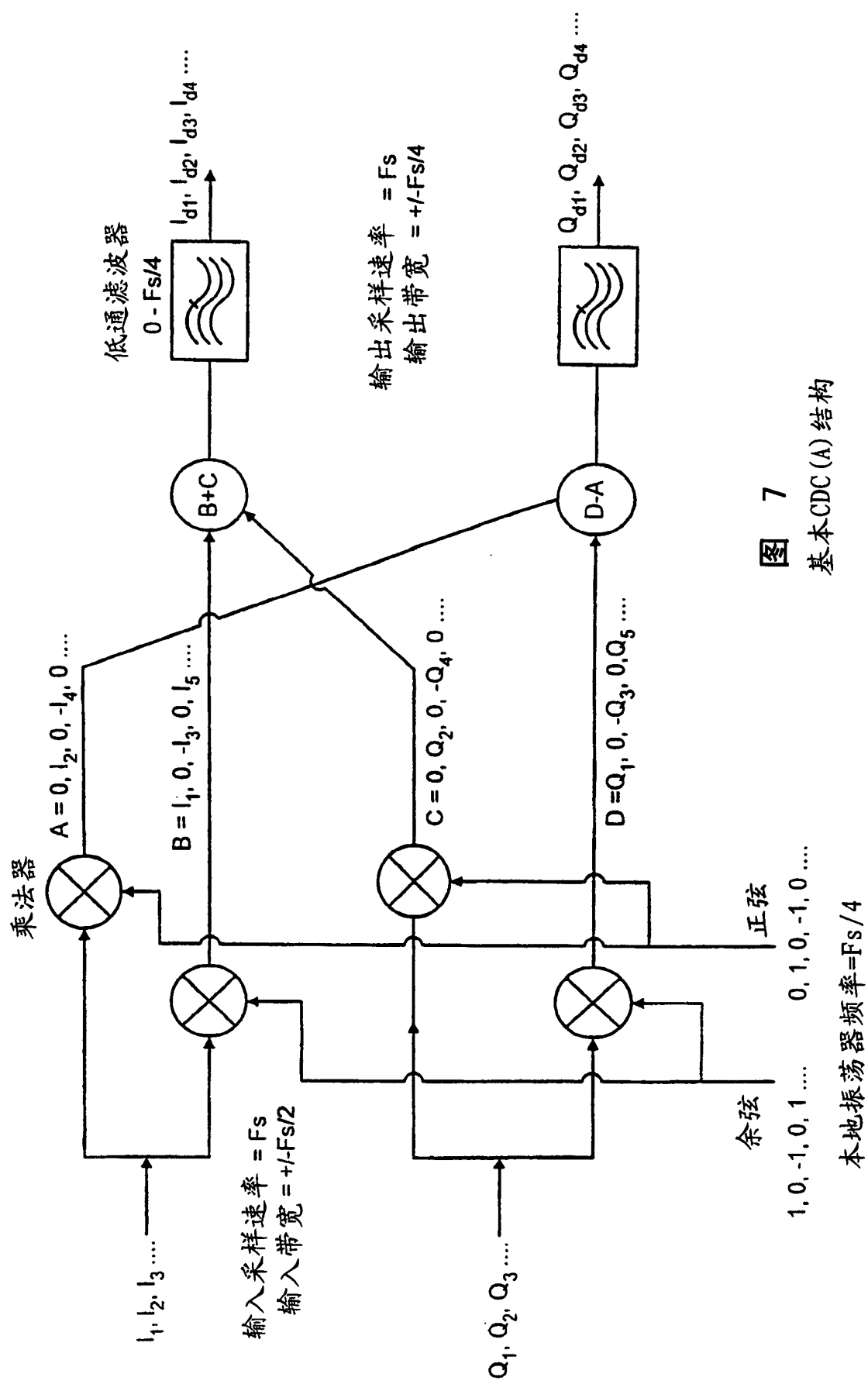


图 7
基本CDC (A) 结构

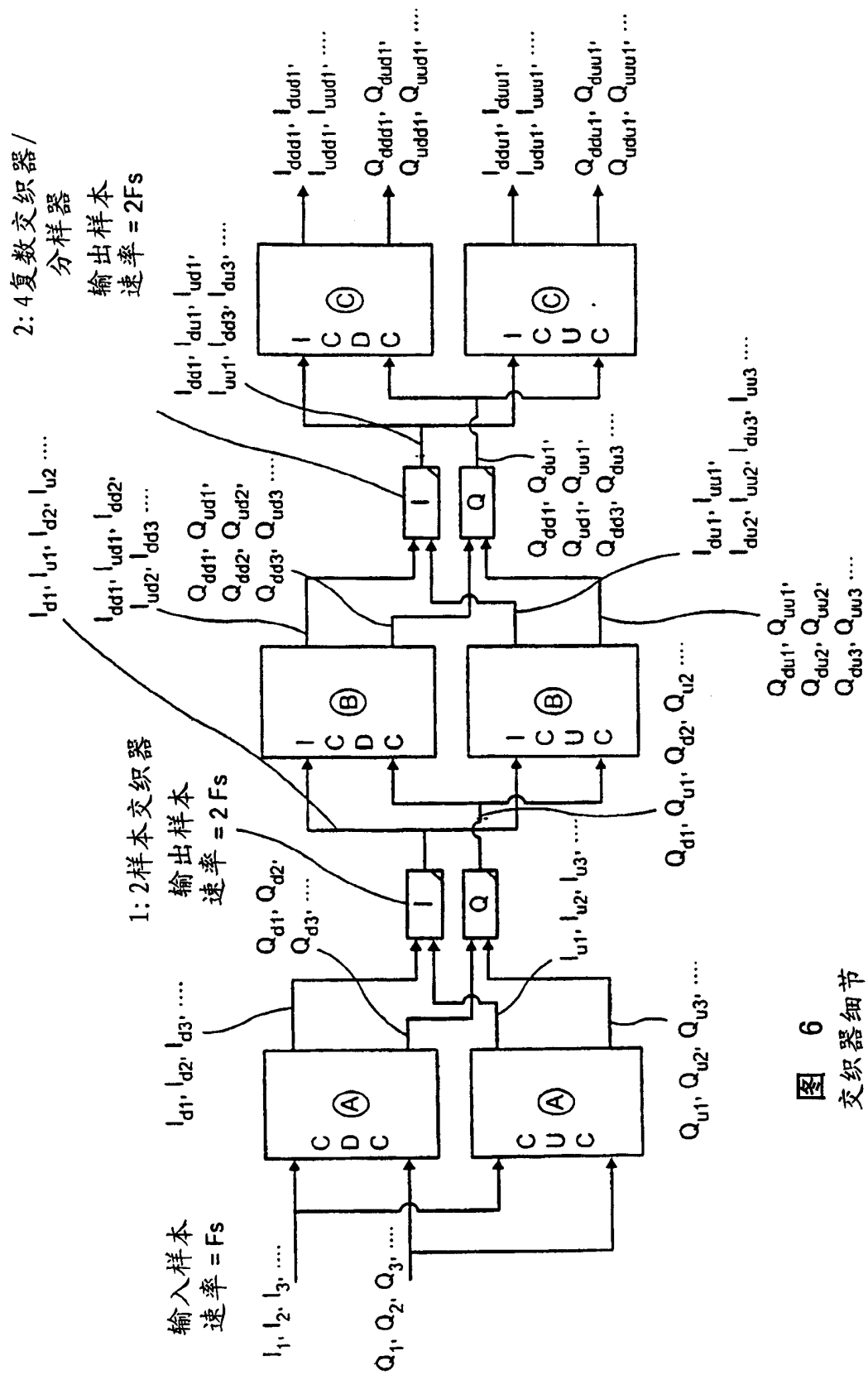


图 6
交织器细节

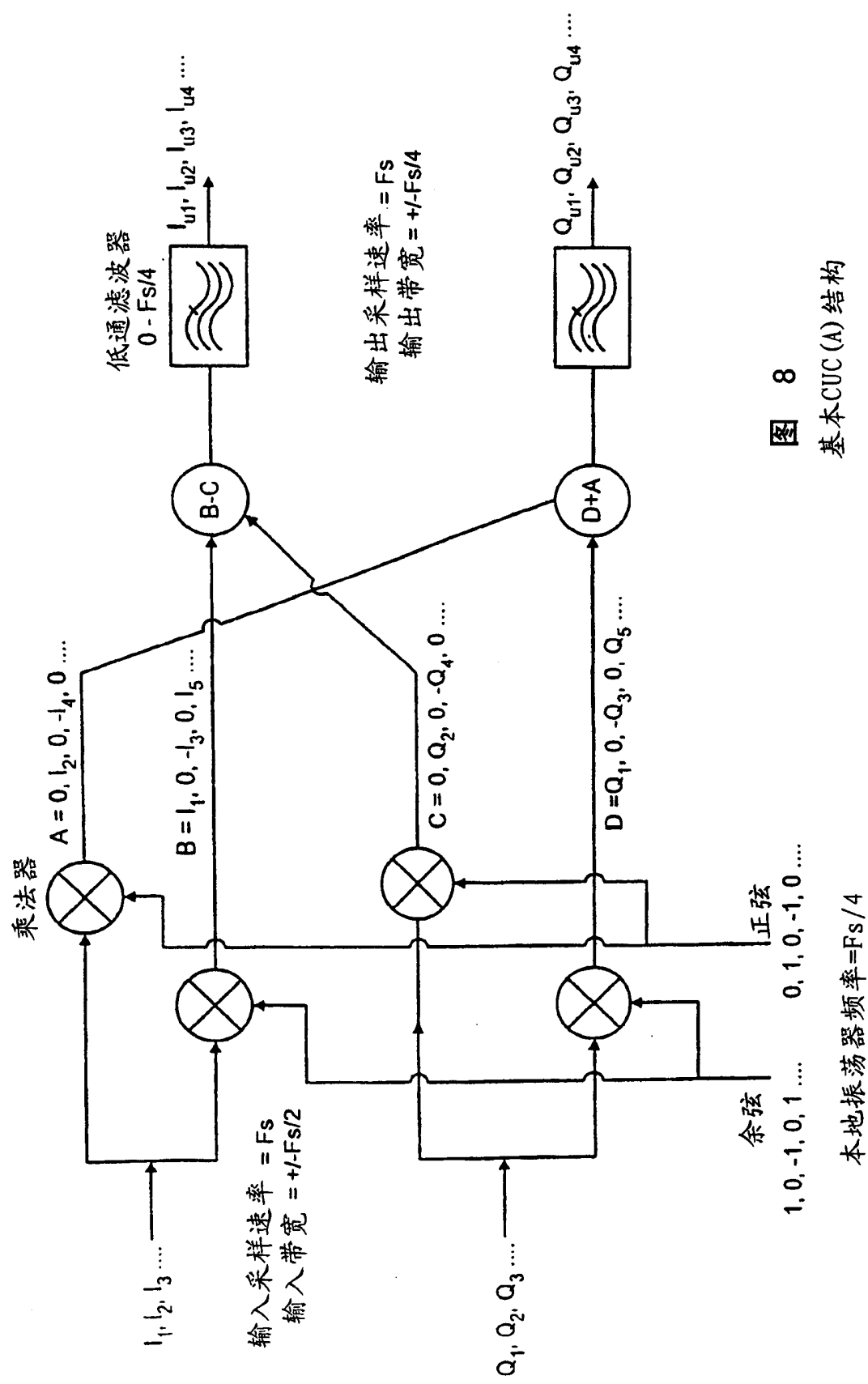


图 8
基本CUC (A) 结构

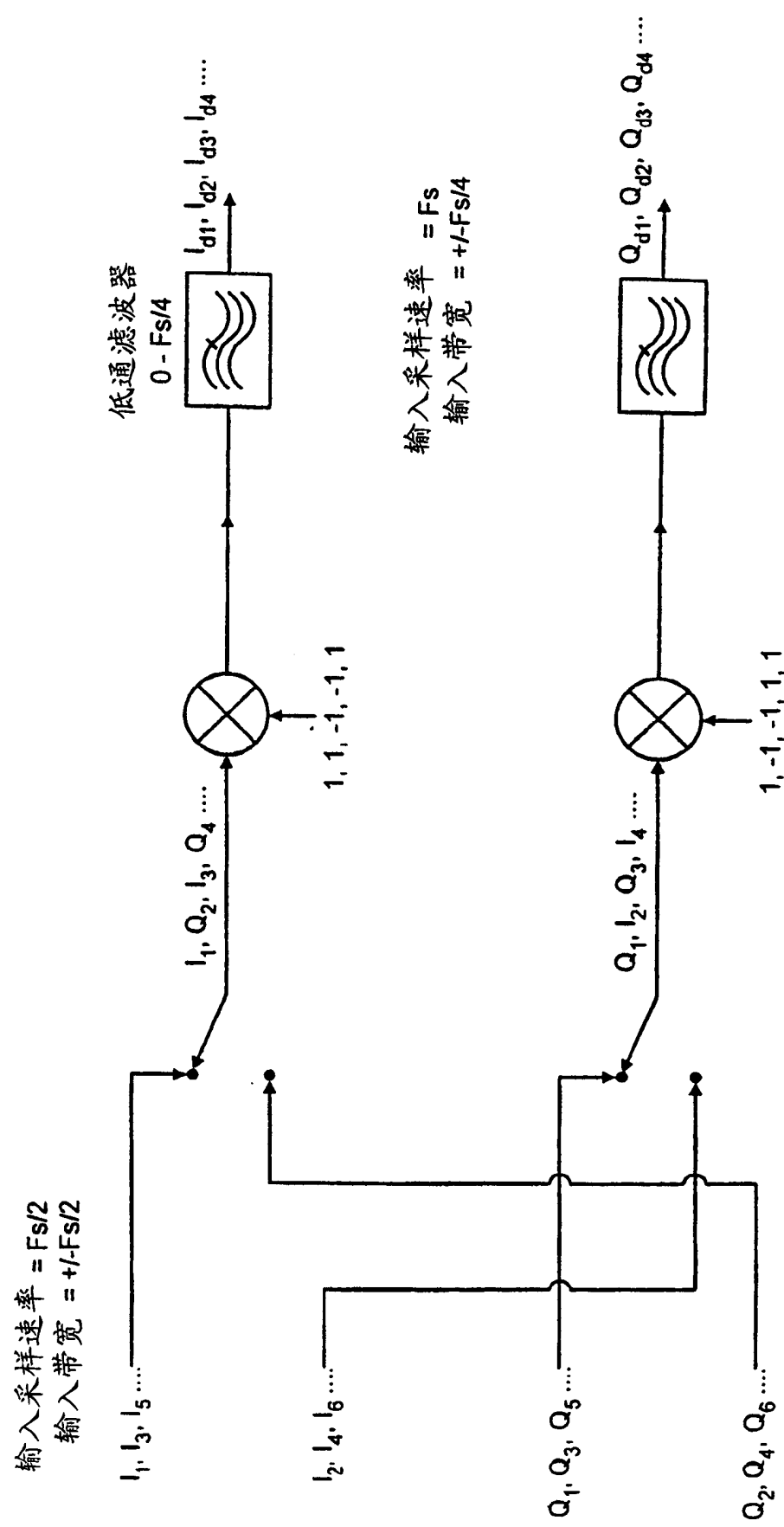


图 9
修正CDC (A) 结构

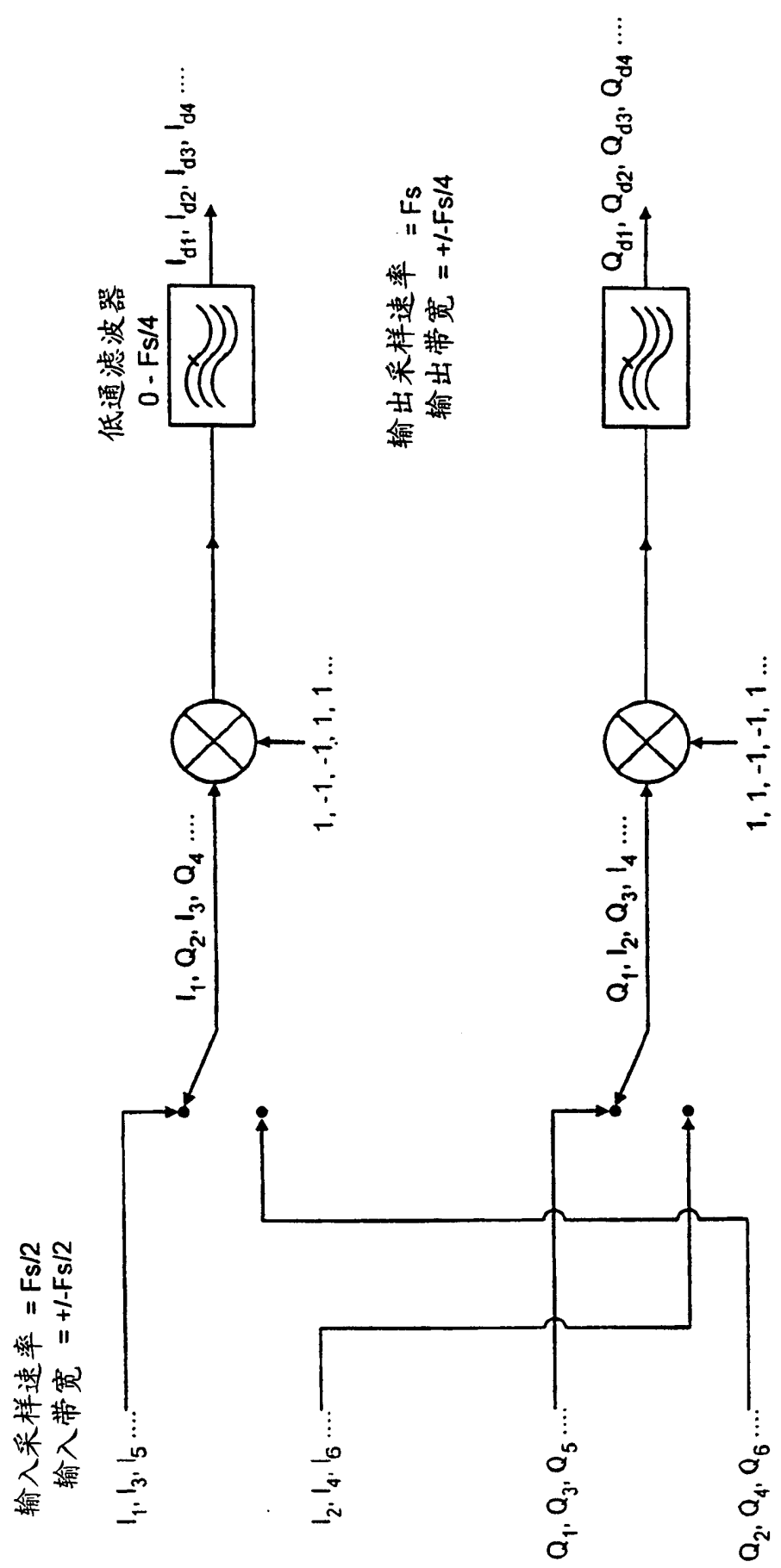


图 10
修正CUC (A) 结构

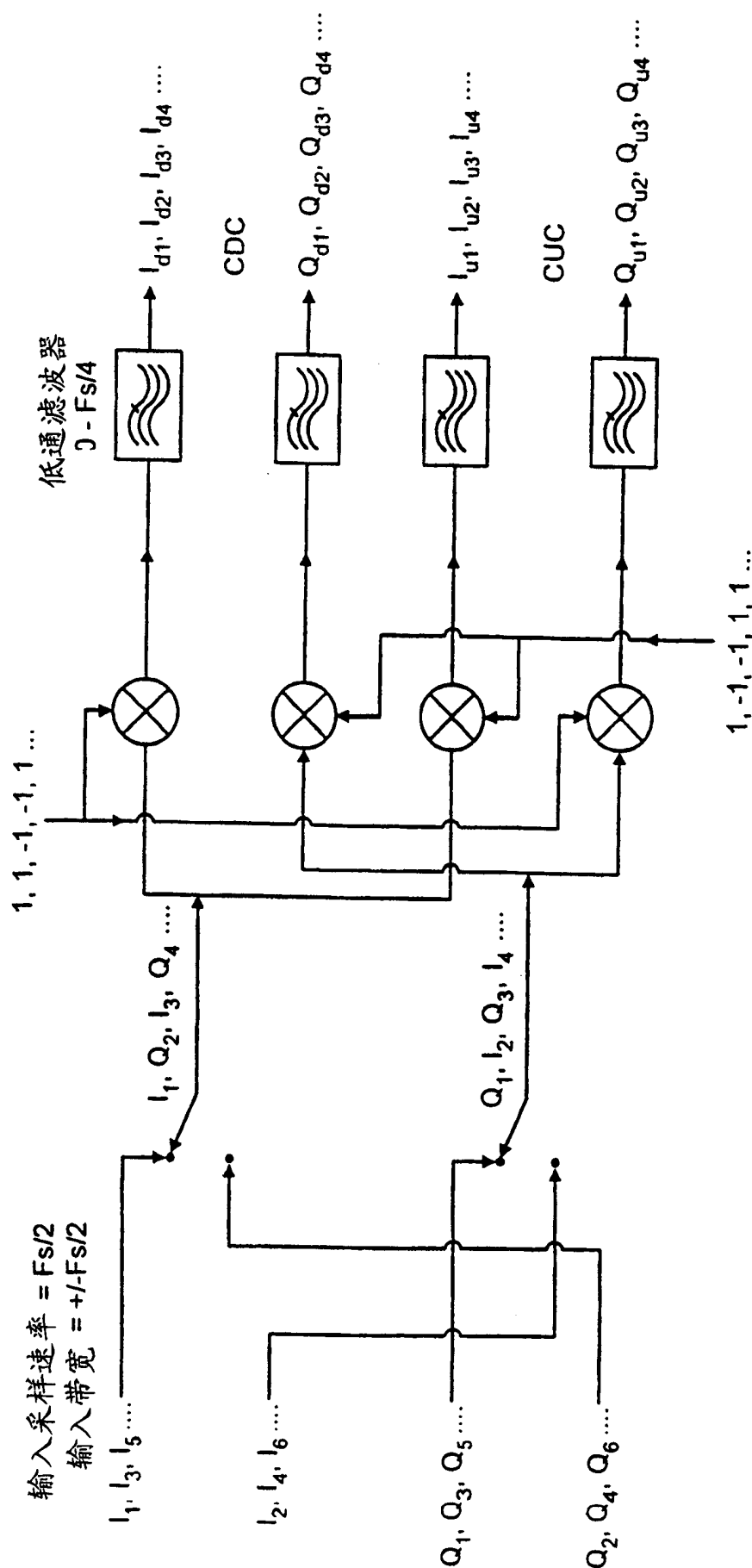


图 11
组合的CDC (A) 与CUC (A) 结构

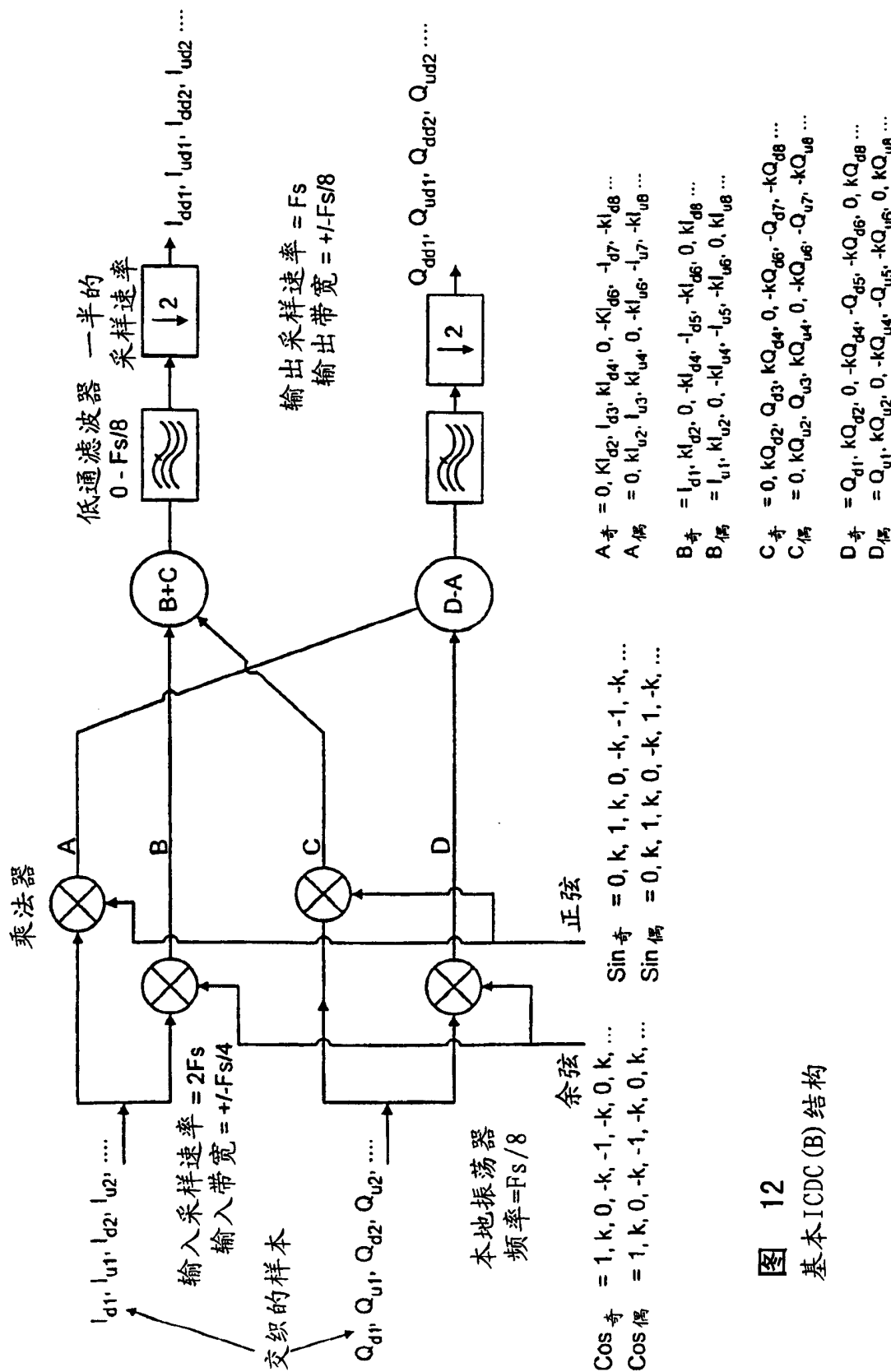


图 12
基本ICDC (B) 结构

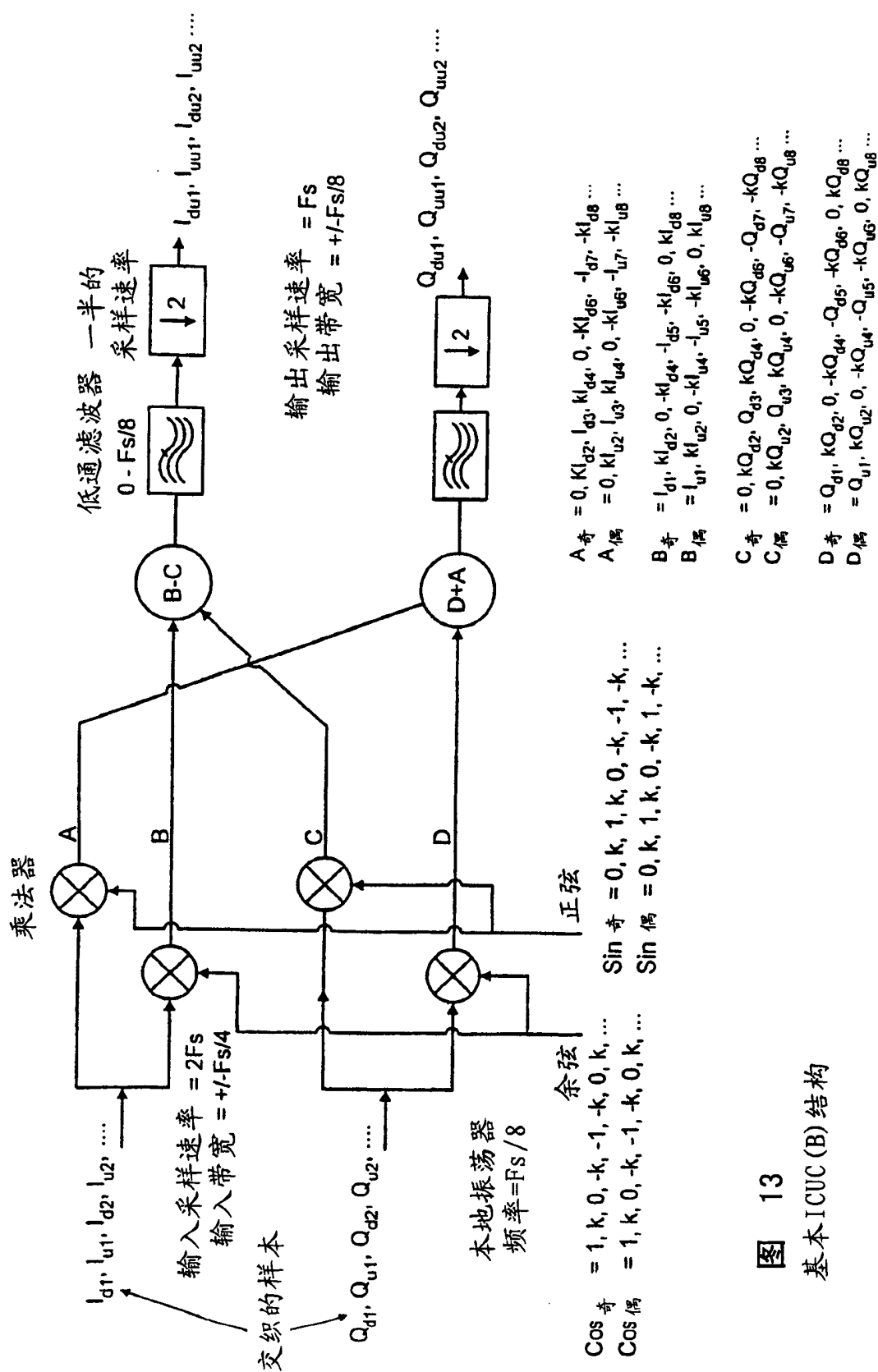


图 13
基本 ICUC (B) 结构

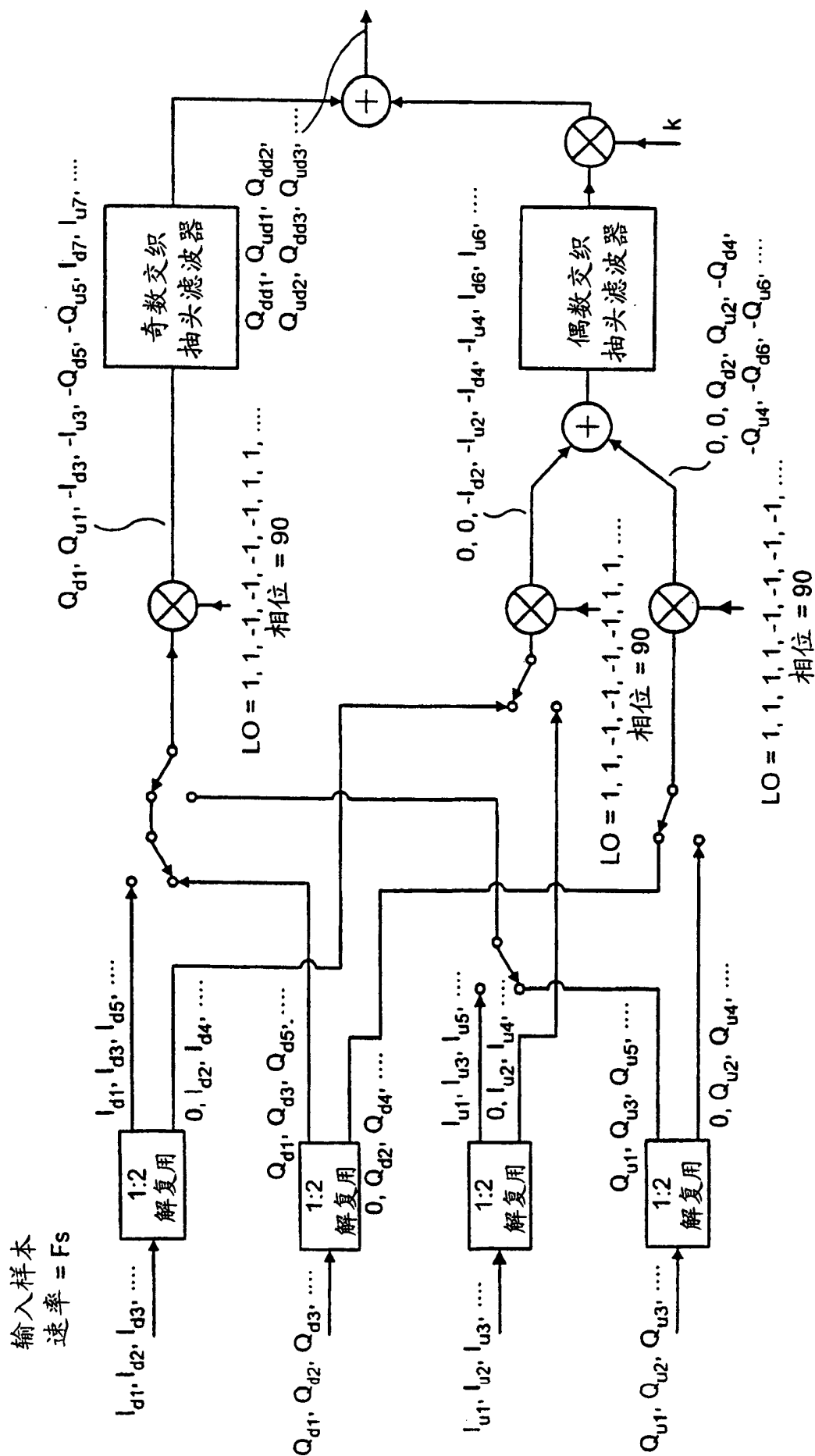


图 15 简化的 ICDC(B), 仅仅是 Q 信道

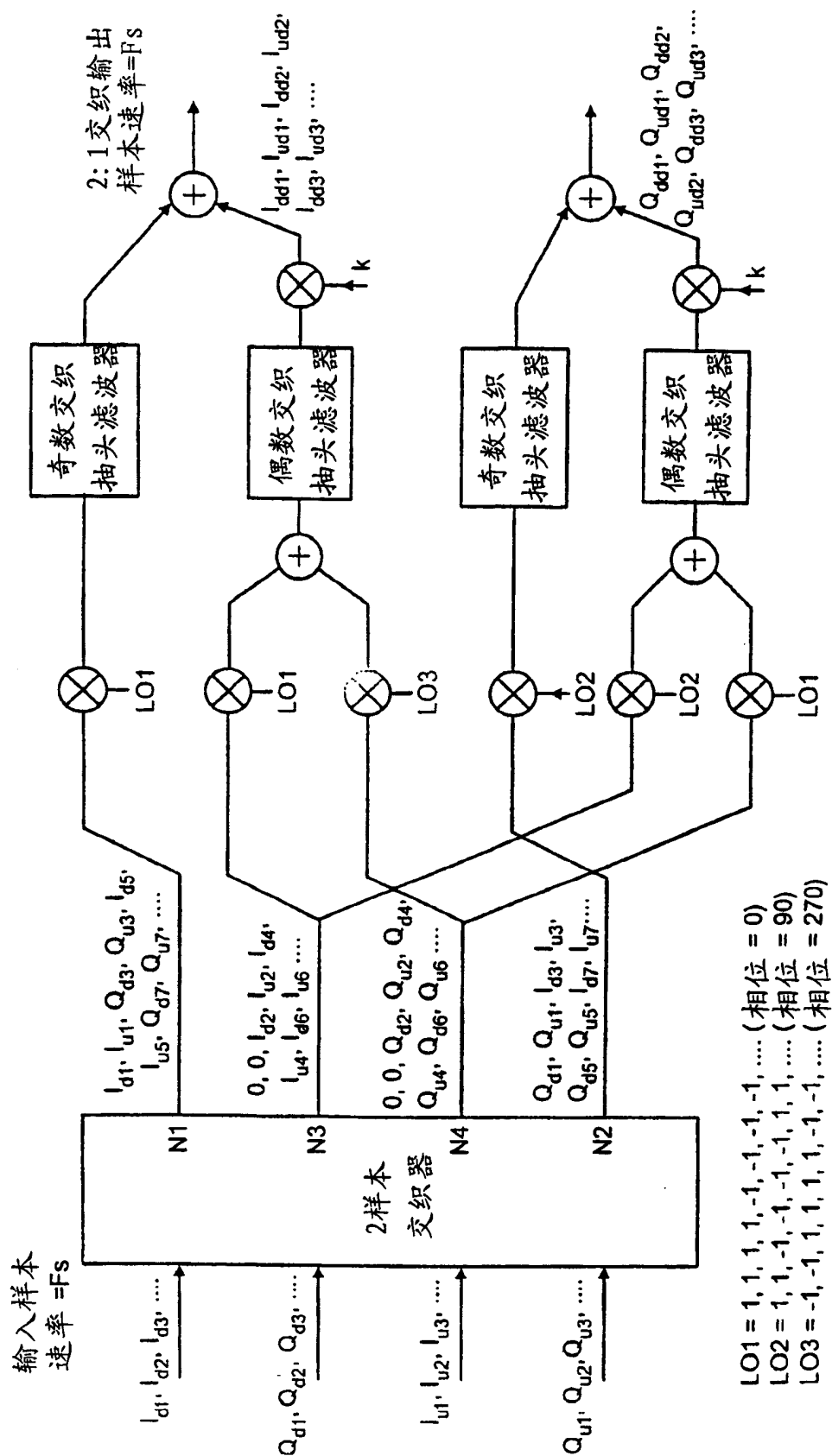


图 16 简化的 ICDC(B), 组合的 I 与 Q 信道

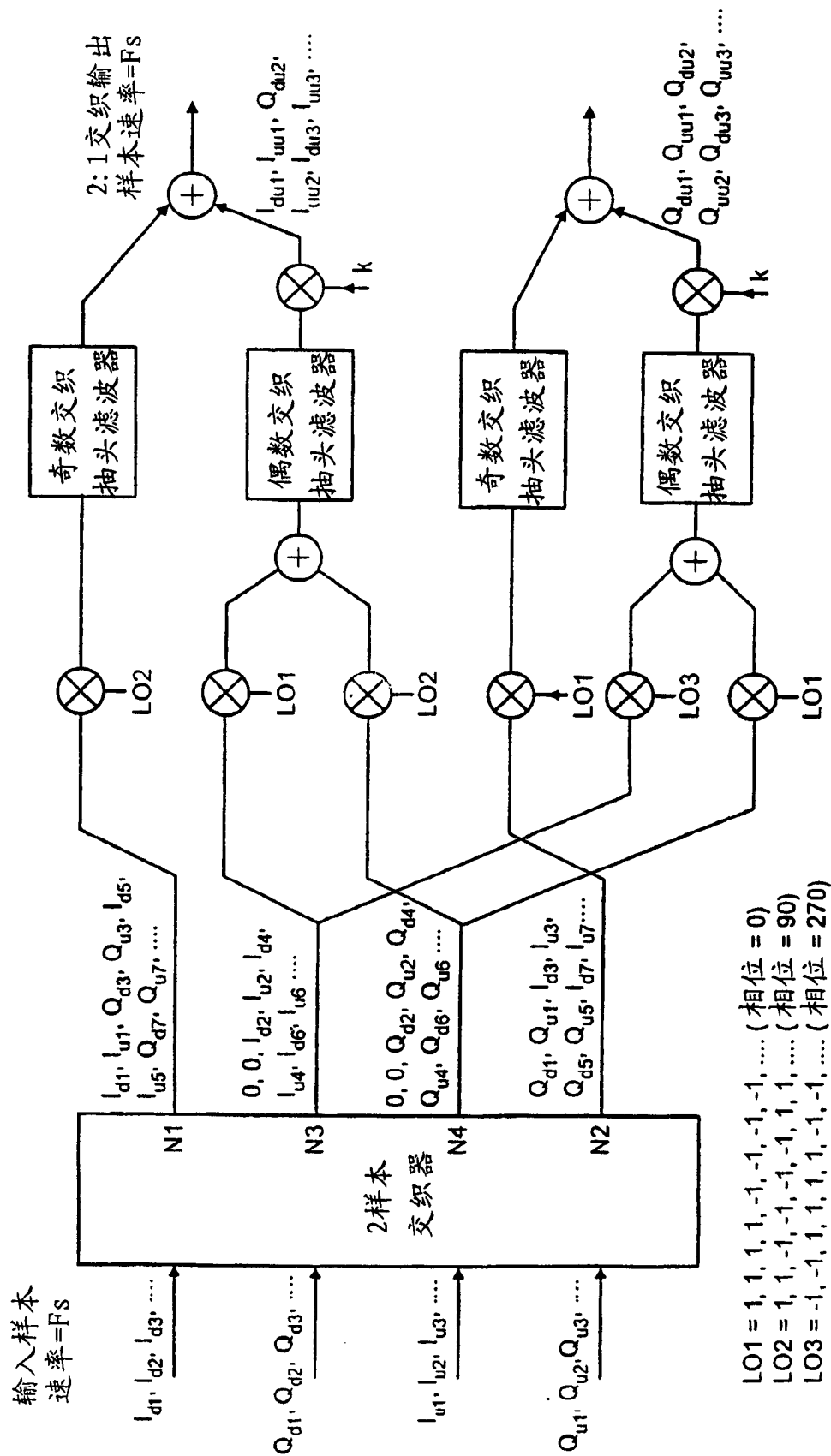


图 17
简化的 ICUC(B), 组合的 I 与 Q 信道

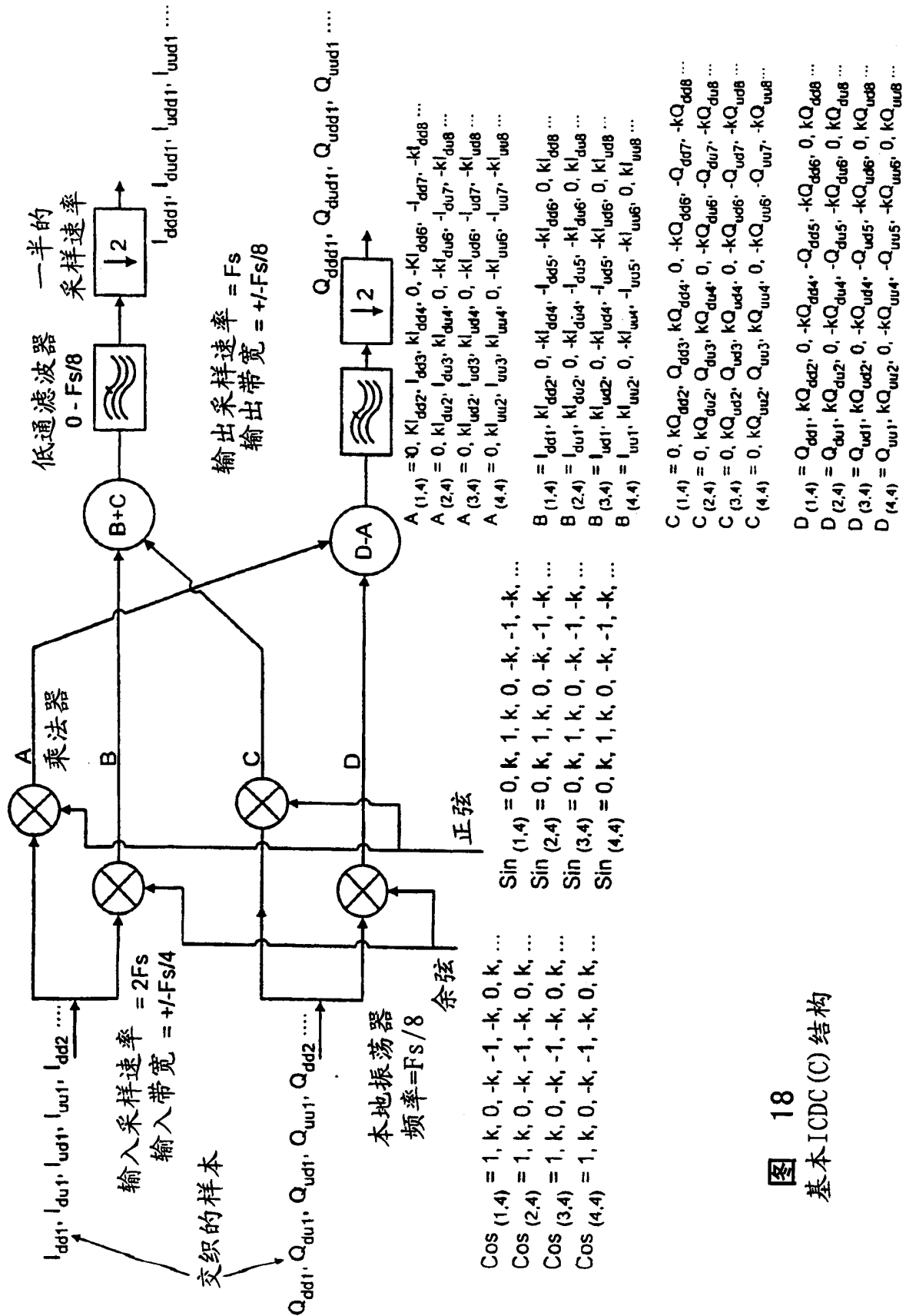


图 18
基本ICDC (C) 结构

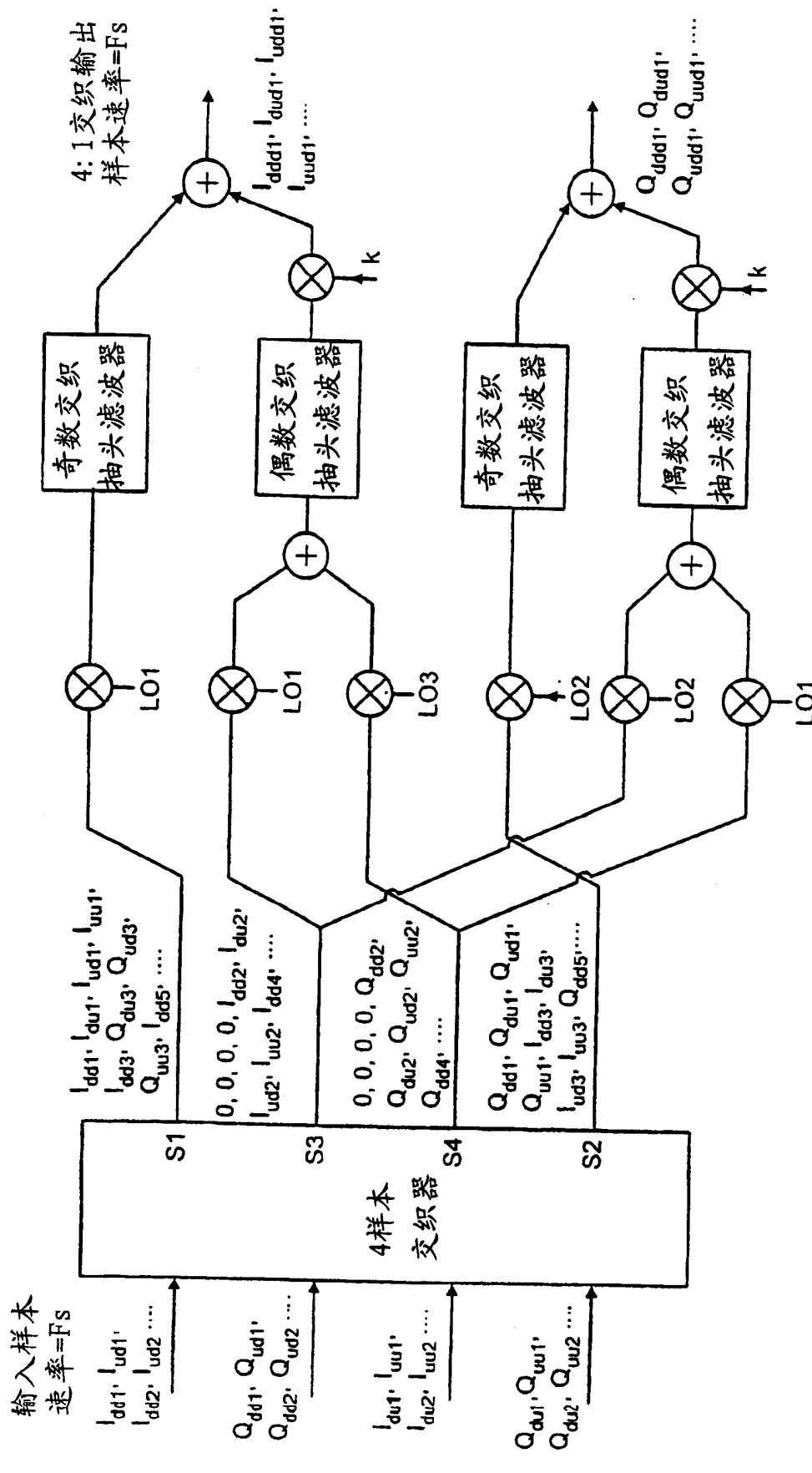


图 19
简化的 ICDC (C), 组合的 I 与 Q 信道

-O1 = 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1 (相位 = 0)
-O2 = 1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, 1, 1 (相位 = 90°)
-O3 = -1, -1, -1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, -1 (相位 = 270°)

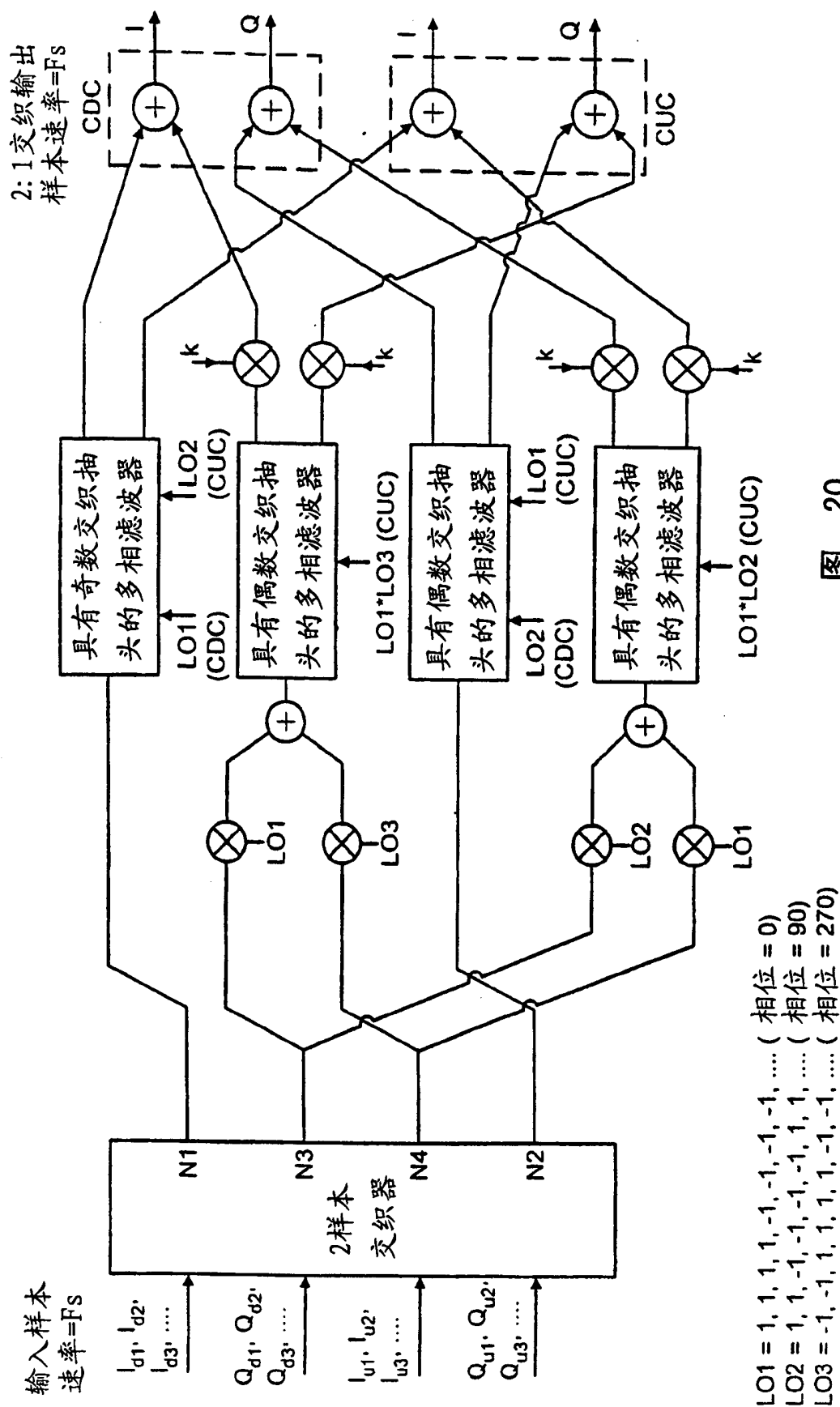


图 20

带有多相滤波器的, 组合 ICDC (B) / ICUC (B)