



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200680004930.8

[43] 公开日 2008年2月6日

[11] 公开号 CN 101120507A

[22] 申请日 2006.2.13
 [21] 申请号 200680004930.8
 [30] 优先权
 [32] 2005.2.15 [33] EP [31] 05101118.7
 [86] 国际申请 PCT/IB2006/050463 2006.2.13
 [87] 国际公布 WO2006/087667 英 2006.8.24
 [85] 进入国家阶段日期 2007.8.14
 [71] 申请人 皇家飞利浦电子股份有限公司
 地址 荷兰艾恩德霍芬
 [72] 发明人 M·佩格姆 K·菲利普斯
 P·A·C·M·努吉坦恩
 R·L·J·罗弗斯
 L·J·布雷姆斯

[74] 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司
 代理人 王 英

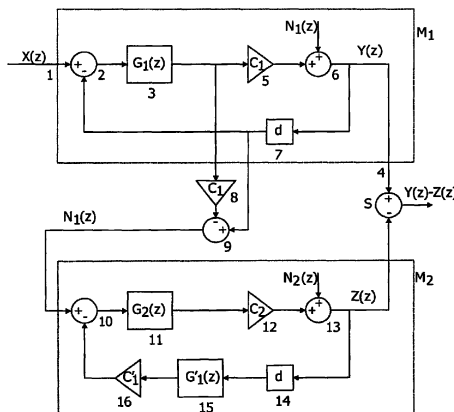
权利要求书 1 页 说明书 7 页 附图 2 页

[54] 发明名称

一种 AD 转换器装置

[57] 摘要

在 AD 转换器中，主 $\Sigma \Delta$ 调制器对模拟输入信号进行数字化。在模拟域中对数字化中所产生的量化噪声进行分离，并且在次 $\Sigma \Delta$ 调制器中对该噪声进行数字化。从主 $\Sigma \Delta$ 调制器的输出中的量化噪声减去次 $\Sigma \Delta$ 调制器所数字化的量化噪声。因为主 $\Sigma \Delta$ 调制器所产生的量化噪声经过了滤波(整形)，也应该对在次 $\Sigma \Delta$ 调制器中所量化的噪声进行滤波。这个过程在次 $\Sigma \Delta$ 调制器的反馈通路中用类似的滤波来执行。



1、一种 AD 转换器装置，其包括主(M_1)和次(M_2) $\Sigma\Delta$ 调制器，所述调制器中的每一个都具有：

用于接收模拟输入信号的输入端；

滤波装置，其处在所述输入端和量化器之间的前向通路中；

输出端，其连接到所述量化器的输出；以及

反馈通路，其从所述量化器的所述输出连接到所述滤波装置；

所述 AD 转换器装置进一步包括：

用于将模拟输入信号施加到所述主 $\Sigma\Delta$ 调制器的所述输入端的装置(1)；

用于分离在所述主 $\Sigma\Delta$ 调制器中所产生的量化噪声 $N_1(z)$ 的装置(7、8)；

用于将所述分离的量化噪声施加到所述次 $\Sigma\Delta$ 调制器的所述输入端的装置；以及

用于得到所述两个 $\Sigma\Delta$ 调制器的数字输出信号的组合，从而在所述组合中充分地降低所述主 $\Sigma\Delta$ 调制器的所述量化噪声的装置(S)，

其特征在于，处在所述次 $\Sigma\Delta$ 调制器的所述反馈通路中的滤波装置(14、15、16)，对于所述模拟输入信号的频带所具有的传递函数充分等于所述主 $\Sigma\Delta$ 调制器的开环的传递函数。

2、如权利要求 1 所述的装置，其特征在于，用相同的技术以及相同的结构，来实现所述主 $\Sigma\Delta$ 调制器的所述开环的传递函数以及所述次 $\Sigma\Delta$ 调制器的所述反馈通路的传递函数。

3、如权利要求 2 所述的装置，其特征在于，所述次调制器的所述反馈通路的元件的阻抗水平高于所述主调制器的所述前向通路以及所述反馈通路的相应元件的阻抗水平。

一种 AD 转换器装置

技术领域

本发明涉及一种 AD 转换器装置，其包括：主和次 $\Sigma\Delta$ 调制器，每个调制器具有用于接收模拟输入信号的输入端；滤波装置，其位于所述输入端和量化器之间的前向通路中；输出端，其连接到量化器的输出；以及反馈通路，其从量化器的输出连接到该滤波装置。该 AD 转换器装置进一步包括：用于将模拟输入信号施加到主 $\Sigma\Delta$ 调制器的输入端的装置；用于分离主 $\Sigma\Delta$ 调制器中所产生的量化噪声的装置；用于将所述分离的量化噪声施加到次 $\Sigma\Delta$ 调制器的输入端的装置；以及用于得到两个 $\Sigma\Delta$ 调制器的数字输出信号的组合，从而充分地在所述组合中降低主 $\Sigma\Delta$ 调制器的量化噪声的装置。从 2004 年 IEEE 国际固态电路大会/会议 4/过采样 ADC/4.1(2004 IEEE International Solid-State Circuit Conference/Session 4/Oversampled ADC's/4.1)的文章“在 10MHz 的带宽中具有 67DB 动态范围的高速缓存的级联连续时间 $\Sigma\Delta$ 调制器(A Cascaded Continuous-time $\Sigma\Delta$ -modulator with 67 DB Dynamic Range in 10MHz Bandwidth)”中已知这种 AD 转换器装置。

背景技术

目前 $\Sigma\Delta$ 调制器已成为模拟—数字(AD)转换中的主导原理。在 $\Sigma\Delta$ 调制器中，转换器中的滤波器的阶数很大程度上决定了转换器的质量(用信噪比来表示)。在更高阶的情况下，对于更高频率的量化噪声的整形并且随之基带的噪声抑制都会更佳，并且因此改善信噪比和动态范围。然而，滤波器的更高的阶数导致 $\Sigma\Delta$ 调制器的环路很可能变得不稳定。在输入电压摆幅高的情况下，不稳定性变得相对严重。在所谓的级联 $\Sigma\Delta$ 调制器中找到了这个问题的解决方案。当前使

用了两个 $\Sigma\Delta$ 调制器：主 $\Sigma\Delta$ 调制器具有相对低的阶数，从而在输入信号的频带中以更高的量化噪声为代价，以便不危及稳定性。通过减法点，以模拟的形式将该量化噪声馈送到次 $\Sigma\Delta$ 调制器，该次 $\Sigma\Delta$ 调制器的输出以数字化的格式传递主 $\Sigma\Delta$ 调制器的量化噪声。接下来，这两个 $\Sigma\Delta$ 调制器的输出信号相互相减，从而通过由次 $\Sigma\Delta$ 调制器所数字化的分离的量化噪声来消除主 $\Sigma\Delta$ 调制器的量化噪声。在次 $\Sigma\Delta$ 调制器中引起的量化噪声本身没有被消除，但是该量化噪声的噪声等级更低了。

然而，用主 $\Sigma\Delta$ 调制器的滤波装置的传递函数的逆函数来对这个调制器的输出中的量化噪声进行滤波(整形)。因此，在上述文章中，在数字域中，用滤波特性与主 $\Sigma\Delta$ 调制器的(模拟)滤波装置相逆的滤波器来对次 $\Sigma\Delta$ 调制器的输出信号进行滤波。如果用离散时间开关电容技术来实现主 $\Sigma\Delta$ 调制器的模拟滤波器，那么在主 $\Sigma\Delta$ 调制器的滤波装置和次 $\Sigma\Delta$ 调制器的输出中的逆数字滤波器之间可以得到合理的匹配。然而，如果用连续时间技术(例如 gm-C 技术)来实现该模拟滤波器，则成分扩展迫使必须使用额外的跟踪措施，例如从其中一个滤波器调整到另一个(如上述 ISSCC2004 上的文章中所做)。

发明内容

本发明的目的是为了克服这种麻烦，并且因此根据本发明的 AD 转换器装置的特征在于：次 $\Sigma\Delta$ 调制器的反馈通路中的滤波装置对于模拟输入信号的频带所具有的传递函数充分等于主 $\Sigma\Delta$ 调制器的开环的传递函数。当主 $\Sigma\Delta$ 调制器的反馈通路没有任何滤波时，那么这个 $\Sigma\Delta$ 调制器的开环传递函数对应于其前向通路的传递函数，并且因此该次 $\Sigma\Delta$ 调制器的反馈通路中的滤波对应于主 $\Sigma\Delta$ 调制器的前向通路中的滤波。另一方面，当无论出于什么原因(例如，由于对需要的基带信号的滤波或由于稳定性原因)，主调制器的反馈通路中包括了一些滤波，或者将多个反馈通路提供到主调制器的前向通路的各个点，那么次调制器的反馈通路的传递函数必须与主调制器的开环传递函数充分一样。

最好，为了对主 $\Sigma\Delta$ 调制器的开环的传递函数和次 $\Sigma\Delta$ 调制器的反馈通路的传递函数之间的跟踪进行改善，用相同的技术和相同的结构，例如都使用离散时间开关电容技术或都用连续时间 gm-C 技术，来实现这两个传递函数。此外，当构成这些传递函数的元件具有相等的值时，可以获得这两个传递函数之间的改善的匹配。然而，因为次 $\Sigma\Delta$ 调制器对于动态范围和 S/N 比的更低要求，该次调制器的阻抗可以比主调制器的阻抗高，导致比主调制器更低的电流和更小的电容，并且因此导致更小的芯片面积和更低的功耗。

附图说明

将根据附图来描述本发明。在此示出：

图 1 是根据本发明的 AD 转换器装置的第一个实施例；以及

图 2 是根据本发明的 AD 转换器装置的第二个实施例。

具体实施方式

图 1 的 AD 转换器装置包括标准主 $\Sigma\Delta$ 调制器 M_1 。这个 $\Sigma\Delta$ 调制器具有输入端 1，用于接收模拟输入信号 $X(z)$ 。这个输入信号可以是连续时间或离散时间(采样)模拟信号。在这个描述中采用离散时间表示法。通过减法点 2，将输入信号馈送到具有传递函数 $G_1(z)$ 的滤波器 3。滤波器 3 通常是低通滤波器，并且用于将量化噪声整形到更高的频率，然而，本发明同样适用于其它滤波器函数，例如带通滤波装置。将滤波器 3 的模拟输出信号施加于量化器，该量化器将数字信号 $Y(z)$ 传递到 $\Sigma\Delta$ 调制器的输出端 4。在图 1 中，用放大器 5 和加法点 6 来表示量化器，其中该放大器 5 具有放大因子 C_1 ，并且，通过该加法点 6 来将量化噪声 $N_1(z)$ 加到该信号上。数字信号 $Y(z)$ 的基带频率内容等于量化器的输入信号乘以因子 C_1 ，并且数字输出信号 $Y(z)$ 中的其它任何内容都是量化噪声 $N_1(z)$ 。最后，通过 DA 转换器 7，将量化器的数字输出信号 $Y(z)$ 施加到减法点 2 的相减输入端，从而获得闭环配置。

对于这个 $\Sigma\Delta$ 调制器，可以得到以下的方程：

$$Y(z) = X(z) \cdot \frac{C_1 G_1(z)}{1 + C_1 G_1(z)} + \frac{N_1(z)}{1 + C_1 G_1(z)} \quad (\text{I})$$

当对于 $X(z)$ 的基带频率, $\Sigma\Delta$ 调制器的前向通路的放大率 $C_1 G_1(z)$ 充分地大于 1 时, 这个方程简化为:

$$Y(z) \approx X(z) + \frac{N_1(z)}{1 + C_1 G_1(z)} \quad (\text{II})$$

因此, 在数字输出信号 $Y(z)$ 中, 输入信号 $X(z)$ 基本上保持没有经过滤波。不同的是, 在乘积 $C_1 G_1(z)$ 大的情况下, 该量化噪声在基带频率上减少; 而在该乘积小的情况下, 该量化噪声在更高频率上增加。换句话说: 量化噪声被整形到比基带频率更高的频率上。

当输入信号 $X(z)$ 的采样速率更高时, 量化噪声的整形更有效。然而, 实际的传输系统中的信号采样速率通常有限。不同的方法是增加滤波器的阶数, 因为更高阶的滤波器得出更好的噪声整形, 并且因此在基带得到更好的信噪比。更高阶滤波器的缺点是: 对于大的信号摆幅, $\Sigma\Delta$ 调制器的环路很可能变得不稳定。

在图 1 的装置中, 滤波器 3 的传递函数 $G_1(z)$ 选为低的滤波器阶数(典型地一阶或二阶), 从而在输出信号 $Y(z)$ 的基带中仍然有过高的量化噪声。通过以下方法将其减小: 分离量化噪声 $N_1(z)$, 在次 $\Sigma\Delta$ 调制器 M_2 中将该分离的量化噪声数字化, 并且在减法点 S 中从输出信号 $Y(z)$ 中减去该数字化的量化噪声 $Z(z)$, 以获得减去了量化噪声的信号 $Y(z)-Z(z)$ 。

通过具有放大因子 C_1 的放大器 8 和减法点 9, 将量化噪声 $N_1(z)$ 从模拟域中分离出来。放大器 8 是必须的, 因为实际操作中不能到达放大器 5 和加法点 6 之间的相互连接。可以容易示出, 只要放大器 8 的放大率等于量化器(5、6)的基带放大率(C_1), 并且只要 DA 转换器 7 的放大率 d 为一, 那么减法点 9 就传递没有信号分量的量化噪声 $N_1(z)$ 。在 DA 转换器提供某一放大率或减小率($d \neq 1$)的情况下, 放大器 8 的放大率必须是 $C_1 \cdot d$ 。

将分离的噪声 $N_1(z)$ 作为输入信号馈送到次 $\Sigma\Delta$ 调制器 M_2 , 其中通过减法点 10 和具有传递函数 $G_2(z)$ 的低通滤波器 11 将该信号施加

于到量化器(12、13)。再次用放大器 12 和加法点 13 来表示这个量化器，其中该放大器 12 具有放大因子 C_2 ，在该加法点 13 中将量化噪声 $N_2(z)$ 相加。通过包含有级联的 AD 转换器 14、滤波器 15(传递函数为 $G'_1(z)$)、以及放大器 16(放大率为 C'_1)的反馈通路，将量化器的数字输出信号 $Z(z)$ 反馈回到减法点 10 的相减输入端。对于这个次 $\Sigma\Delta$ 调制器，使用以下方程：

$$Z(z) = \frac{C_2 G_2(z) N_1(z)}{1 + C'_1 G'_1(z) C_2 G_2(z)} + \frac{N_2(z)}{1 + C'_1 G'_1(z) C_2 G_2(z)} \quad (\text{III})$$

在次 $\Sigma\Delta$ 调制器的环路增益 $C'_1 G'_1(z) C_2 G_2(z)$ 充分地大于 1 的情况下，此方程简化为：

$$Z(z) \approx \frac{N_1(z)}{C'_1 G'_1(z)} + \frac{N_2(z)}{1 + C'_1 G'_1(z) C_2 G_2(z)} \quad (\text{IV})$$

应该注意的是，当滤波器 15 的传递函数 $G'_1(z)$ (基本上)等于滤波器 3 的传递函数 $G_1(z)$ ，并且两个放大因子 $C_1(z)$ 和 $C'_1(z)$ 也相等时，对于主 $\Sigma\Delta$ 调制器的输出信号 $Y(z)$ ，方程 IV 中的 $N_1(z)$ 项与方程 (II) 中的 $N_1(z)$ 相同。那么减法点 S 的输出信号 $Y(z) - Z(z)$ 等于

$$Y(z) - Z(z) = X(z) - \frac{N_2(z)}{1 + C'_1 G'_1(z) C_2 G_2(z)} \quad (\text{V})$$

通过次 $\Sigma\Delta$ 调制器的反馈通路中的滤波器 15 来获得这个结果，其中该滤波器 15 的传递函数与主 $\Sigma\Delta$ 调制器的前向通路中的滤波器 3 的传递函数相同。此外，这两个滤波器都在模拟域中，并且因此可以用相同的技术来实现。这两个滤波器 3 和 15 因此可以完美匹配地制造，并因此获得该装置的输出中的 $N_1(z)$ 噪声的最佳抑制。与上述文章中的当前技术装置相反，当前技术中用次 $\Sigma\Delta$ 调制器的输出端的滤波器来实现量化噪声 $N_1(z)$ 的滤波。这个滤波器的传递函数应该与主 $\Sigma\Delta$ 调制器的滤波器 $G_1(z)$ 的相逆，并且必须在数字域中实现。由于次 $\Sigma\Delta$ 调制器比主 $\Sigma\Delta$ 调制器经历更弱的摆幅，次 $\Sigma\Delta$ 调制器的稳定性更好的得以控制。此外，可以用限幅器来抑制次 $\Sigma\Delta$ 调制器的任何故障，从而仅仅轻微地降低总体性能，主 $\Sigma\Delta$ 调制器将继续正常工作。

在上述对图 1 的装置的操作的解释中, 假设两个 DA 转换器 7 和 14 没有放大或减小($d=1$)。对该发明装置的进一步的分析示出, 为了最佳抑制 $N_1(z)$ 噪声, 次 $\Sigma\Delta$ 调制器 M_2 的反馈通路的传递函数应该等于主 $\Sigma\Delta$ 调制器 M_1 的开环传递函数。在图 1 的装置中, 调制器 M_1 的开环传递函数是 $d \cdot G_1(z) \cdot C_1$, 而调制器 M_2 的反馈通路的传递函数也是 $d \cdot G_1(z) \cdot C_1$ 。因此, 这两个 DA 转换器的放大因子 d 无须为一, 但是为了最佳的噪声抑制它们必须相等。还应该注意的, 通常, 在主 $\Sigma\Delta$ 调制器的输出引线(4)中包括一些采样周期(图中未示出)的数字延时, 以克服次 $\Sigma\Delta$ 调制器的固有延迟。

从方程(IV)显而易见, 该装置的输出信号 $Y(z)-Z(z)$ 仍然具有来自于次 $\Sigma\Delta$ 调制器 M_2 的带内量化噪声 $N_2(z)$ 。然而通过滤波器 $G_1(z)$ 和 $G_2(z)$ 对该噪声进行了整形。因此, 当这些滤波器每一个都是二阶滤波器时, 通过四阶滤波器来有效地对噪声 $N_2(z)$ 整形, 而不危及主 $\Sigma\Delta$ 调制器的稳定性。

如上所述, 次 $\Sigma\Delta$ 调制器 M_2 的反馈通路的传递函数必须对应于开主 $\Sigma\Delta$ 调制器 M_1 的开环传递函数。这对于具有比单滤波器 $G_1(z)$ 更复杂的滤波器结构的 $\Sigma\Delta$ 调制器也有效。这示出在图 2 中, 其中与图 1 中相对应的元件使用相同的参考标号。图 2 的主 $\Sigma\Delta$ 调制器不是采用图 1 中的主 $\Sigma\Delta$ 调制器中的单滤波器 3, 而是包括级联的: 传递函数为 $G_{1a}(z)$ 的滤波器 21、减法点 22、以及传递函数为 $G_{1b}(z)$ 的第二滤波器 23。在 DA 转换器 7 中进行了 DA 转换之后, 把输出信号 $Y(z)$ 直接施加到减法点 2 的相减输入端, 并且, 通过比例因子为 α 的定标器 24 将该信号施加到减法点 22 的相减输入端。在本领域, 该具有这种更复杂的滤波器结构的 $\Sigma\Delta$ 调制器是众所周知的, 例如见申请人的先前专利申请(PHNL 0307066)。此 $\Sigma\Delta$ 调制器的开环传递函数, 即例如从加法点 6 的输出端通过元件 7、2、21、22、23、24 和 5 到加法点 6 的输入端的传递函数, 等于 $d \cdot \{G_{1a}(z) + \alpha\} \cdot G_{1b} \cdot C_1$ 。

为了获得本装置的输出信号中的量化噪声 $N_1(z)$ 的最佳抑制, 次 $\Sigma\Delta$ 调制器 M_2 的反馈通路应该具有相同的传递函数。这在图 2 中通过级联的 DA 转换器 14、传递函数为 $G_{1a}(z)$ 的滤波器 25、加法点 26、

传递函数为 $G_{1b}(z)$ 的滤波器 27、和放大器 16 来实现。此外，通过比例因子为 α 的定标器 18，将 DA 转换器 14 的输出施加到加法点 26。这六个元件一起构成了传递函数为 $d \cdot \{G_{1a}(z) + \alpha\} \cdot G_{1b} \cdot C_1$ 的通路，即与调制器 M_1 的开环传递函数相同。在实现中，这些元件可以与主 $\Sigma\Delta$ 调制器的相应元件相同，从而获得最佳滤波器匹配。

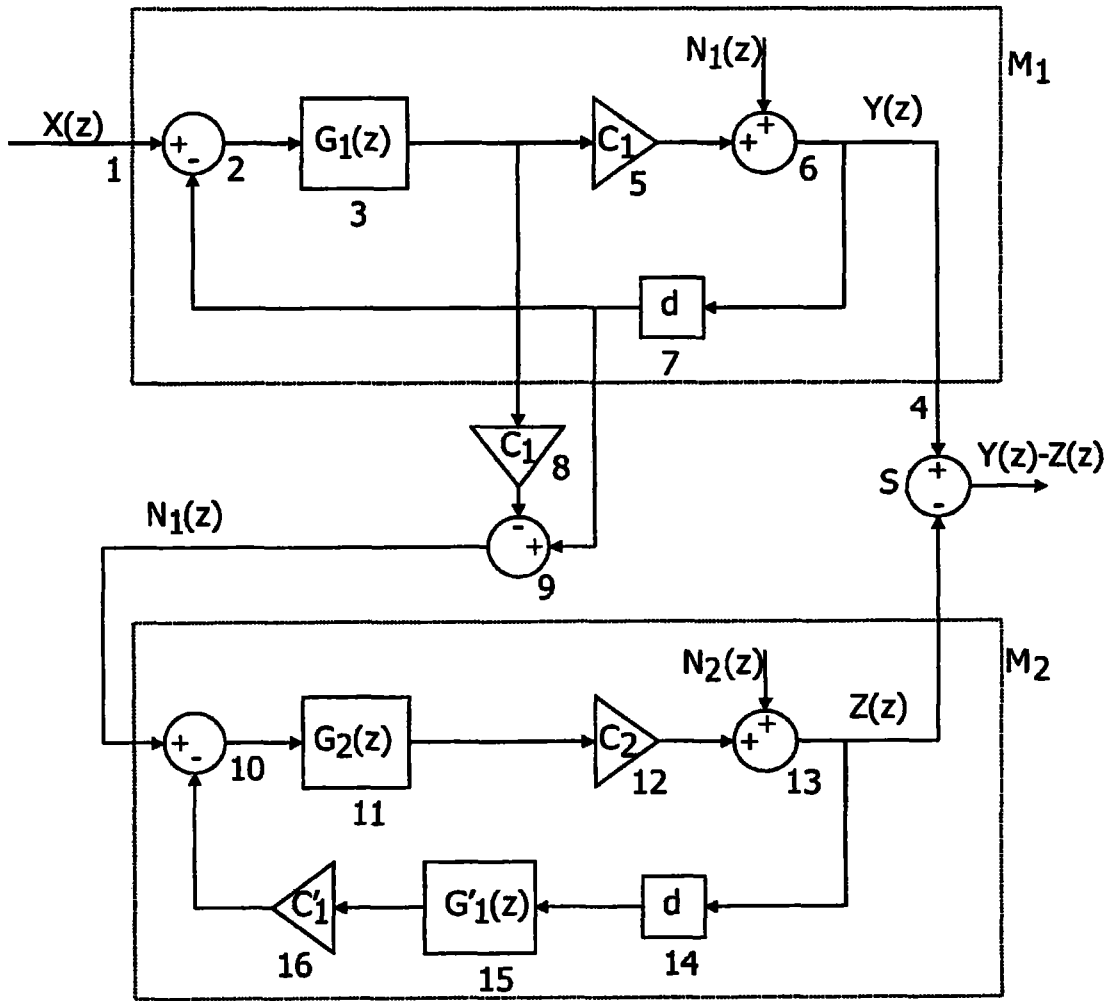


图1

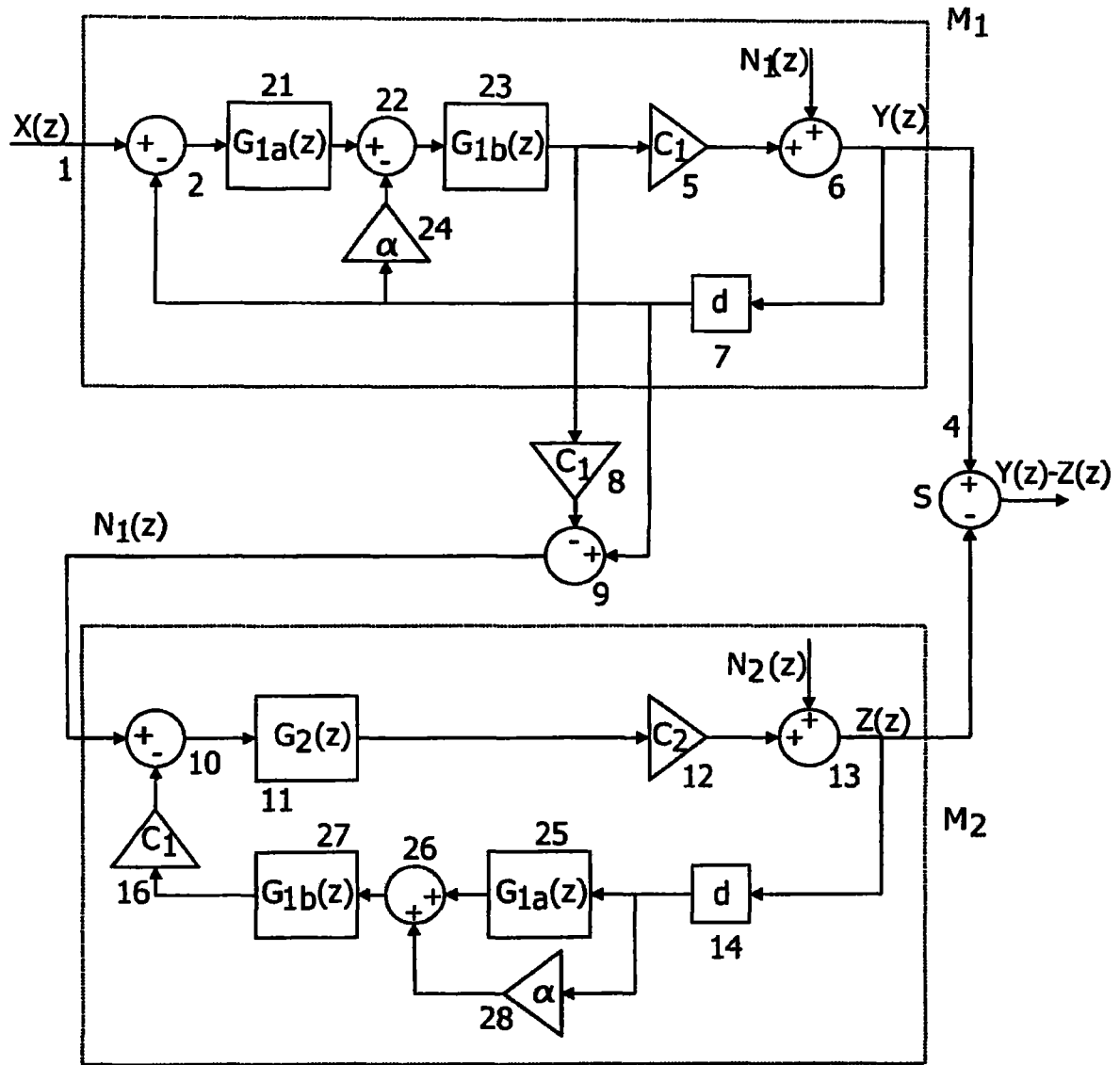


图2