



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 113472372 A

(43) 申请公布日 2021. 10. 01

(21) 申请号 202110818049.8

(22) 申请日 2017.12.14

(30) 优先权数据

2016-249371 2016.12.22 JP

(62) 分案原申请数据

201780078953.1 2017.12.14

(71) 申请人 新唐科技日本株式会社

地址 日本京都府

(72) 发明人 岸本智德 山口诚一郎

(74) 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司

72002

代理人 蒋巍

(51) Int. Cl.

H04B 1/10 (2006.01)

H04L 27/06 (2006.01)

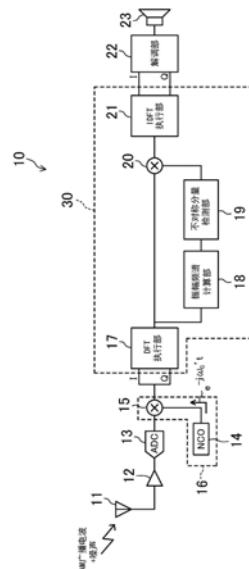
权利要求书2页 说明书14页 附图10页

(54) 发明名称

噪声抑制装置、噪声抑制方法、以及接收装置、接收方法

(57) 摘要

本申请提供噪声抑制装置及方法、接收装置及方法。噪声抑制装置具备：离散傅里叶变换执行部，其将基带信号展开为离散傅里叶级数，基带信号是对具有载波信号和双边带波信号的接收信号进行正交解调而生成的；振幅频谱计算部，其计算展开为离散傅里叶级数的基带信号相对于频点的振幅频谱；噪声分量检测部，其比较载波信号的与角频率对应的中心频点的振幅和中心频点以外的频点的振幅，并且检测相对于中心频点的振幅具有超过规定的值的振幅的噪声频点；抑制部；以及离散傅里叶逆变换执行部，其对由抑制部处理后的离散傅里叶级数进行离散傅里叶逆变换，得到离散时间信号。



1. 一种噪声抑制装置,其中,具备:

离散傅里叶变换执行部,其将基带信号展开为离散傅里叶级数,所述基带信号是对具有载波信号和双边带波信号的接收信号进行正交解调而生成的;

振幅频谱计算部,其计算展开为离散傅里叶级数的所述基带信号相对于频点的振幅频谱;

噪声分量检测部,其比较所述载波信号的与角频率对应的中心频点的振幅和所述中心频点以外的频点的振幅,并且检测相对于所述中心频点的振幅具有超过规定的值的振幅的噪声频点;

抑制部,其在从所述基带信号展开的所述离散傅里叶级数中,对与所述噪声频点对应的值乘以第三系数,另一方面,对相对于所述中心频点的振幅具有规定的值以下的振幅的频点,乘以大于该第三系数的第四系数;以及

离散傅里叶逆变换执行部,其对由所述抑制部处理后的所述离散傅里叶级数进行离散傅里叶逆变换,得到离散时间信号。

2. 根据权利要求1所述的噪声抑制装置,其中,在存在多个所述噪声频点的情况下,所述第三系数可对于所述噪声频点取单独的值。

3. 根据权利要求1所述的噪声抑制装置,其中,在存在所述噪声频点以外的多个频点的情况下,所述第四系数可对于所述噪声频点以外的频点取单独的值。

4. 根据权利要求1所述的噪声抑制装置,其中,在所述振幅频谱中的直流分量附近,将具有最大振幅的频点设为所述中心频点。

5. 一种接收装置,其中,具备:

天线,其接收从广播电台输出的AM广播电波信号;

放大器,其放大从该天线接收到的AM广播电波信号;

模拟-数字转换器,其将放大后的所述AM广播电波信号转换成数字信号;

正交解调部,其将该数字信号正交解调并生成基带信号;

如权利要求1所述的噪声抑制装置,其抑制该基带信号中包含的噪声并生成离散时间信号;以及

解调部,其将所述离散时间信号解调为声音信号。

6. 一种噪声抑制方法,抑制具有载波信号和双边带波信号的接收信号中包含的噪声,其中,具备:

将具有规定的角频率的复数正弦波与所述接收信号混合而生成基带信号的步骤;

将所述基带信号展开为离散傅里叶级数的步骤;

计算展开为离散傅里叶级数的所述基带信号相对于频点的振幅频谱的步骤;

比较所述载波信号的与角频率对应的中心频点的振幅与所述中心频点以外的频点的振幅,并检测相对于所述中心频点的振幅具有超过规定的值的振幅的噪声频点的步骤;

在从所述基带信号展开的所述离散傅里叶级数中,对与所述噪声频点对应的值乘以第三系数,另一方面,对与相对于所述中心频点的振幅具有规定的值以下的振幅的频点对应的值乘以大于该第三系数的第四系数的步骤;以及

对抑制了与所述噪声频点对应的分量的所述离散傅里叶级数进行离散傅里叶逆变换,得到离散时间信号的步骤。

7. 根据权利要求6所述的噪声抑制方法,其中,在存在多个所述噪声频点的情况下,所述第三系数可对于所述噪声频点取单独的值。

8. 根据权利要求6所述的噪声抑制方法,其中,在存在所述噪声频点以外的多个频点的情况下,所述第四系数可对于所述噪声频点以外的频点取单独的值。

9. 根据权利要求6所述的噪声抑制方法,其中,在所述振幅频谱中的直流分量附近,将具有最大振幅的频点设为所述中心频点。

10. 一种接收方法,其中,具备:

接收从广播电台输出的AM广播电波信号的步骤;

对该AM广播电波信号进行放大的步骤;

将放大后的所述AM广播电波信号转换为数字信号的步骤;

将该数字信号与具有规定的角频率的复数正弦波混合而生成基带信号的步骤;

通过权利要求6所述的噪声抑制方法,抑制所述基带信号中包含的噪声,生成离散时间信号的步骤;以及

将所述离散时间信号解调为声音信号的步骤。

噪声抑制装置、噪声抑制方法、以及接收装置、接收方法

[0001] 本申请是申请日为2017年12月14日、申请号为201780078953.1、发明名称为“噪声抑制装置、噪声抑制方法、以及使用它们的接收装置、接收方法”的发明专利申请的分案。

技术领域

[0002] 本发明涉及一种在使用了双边带波的广播和通信中,在噪声叠加于信号频带的环境下的噪声抑制装置、噪声抑制方法,以及使用了该装置和方法的接收装置、接收方法。

背景技术

[0003] AM无线电广播广泛普及,还多搭载于汽车等移动体。

[0004] 由于AM无线电广播电波是被振幅调制的广播电波,所以接收站信号频带内的噪声直接影响声音。

[0005] 特别是,在由搭载于汽车的致动器、电动机、DC转换器等电气设备产生的噪声混入到接收站信号频带的情况下,由于与接收站的频率差而产生拍频,成为令人有不适感的声音。

[0006] 作为用于降低这种噪声的技术,专利文献1公开了一种方法:双边带波信号中,在仅RF频带中的一个边带波叠加有噪声的情况下,正交解调具有正频带和负频带的基带信号,并且基于正交分量去除从解调部输出的同相分量中包含的噪声分量。

[0007] 另外,在专利文献2中公开了一种具有噪声检测部的接收装置,该噪声检测部为了从叠加有信号附近的噪声的信号中去除该噪声,设置有第一混频器部和第二混频器部,所述第一混频器部使用信号频带内的频率来选择输出信号,所述第二混频器部使用信号频带外的频率来仅选择输出信号附近的噪声,通过第二接收部进行接收,所述接收装置通过从由主信号接收部接收到的信号对由噪声检测部接收到的噪声进行减法处理,去除叠加在接收到的信号上的噪声。

[0008] 现有技术文献

[0009] 专利文献

[0010] 专利文献1:国际公开2016/075878

[0011] 专利文献2:日本特开2004-254184号公报

发明内容

[0012] 发明要解决的问题

[0013] 在专利文献1中公开的现有技术中,在噪声存在于双边带波信号的载波附近的情况下,需要用于将仅与RF频带中的一个边带波叠加的噪声提取的正交解调。

[0014] 但是,在这种情况下,要保持混频器中混频的混频波的频率与从广播电台发送的载波的频率之间的同步是困难的。此外,在多个噪声叠加于双边带波的情况下,对于各噪声需要使相位单独地旋转到不同的方向上,噪声提取处理是困难的。

[0015] 另外,在专利文献2所公开的现有技术中,为了使用利用信号频带外的频率而仅选

择输出接收信号附近的噪声的第二混频器部,前提是在接收信号附近存在仅能够选择输出噪声的频带。

[0016] 但是,在接收信号附近存在相邻的广播电波的情况下,不能确保能仅选择输出噪声的频带。

[0017] 本发明是鉴于相关方面的问题而完成的,其目的在于提供一种在各种条件下能够稳定地抑制接收信号中包含的噪声的噪声抑制装置和噪声抑制方法。

[0018] 解决问题的手段

[0019] 为了实现上述目的,本发明着眼于接收信号中包含的边带波信号在频率轴上对于载波信号对称地配置的情况,将不对称分量作为噪声分量来抑制。另外,着眼于载波信号的振幅与边带波信号的振幅之比在一定值以下,来抑制噪声分量。

[0020] 具体地说,本发明的噪声抑制装置,噪声抑制装置,其中,具备:离散傅里叶变换执行部,其将基带信号展开为离散傅里叶级数,所述基带信号是对具有载波信号和双边带波信号的接收信号进行正交解调而生成的;振幅频谱计算部,其计算展开为离散傅里叶级数的所述基带信号相对于频点的振幅频谱;噪声分量检测部,其比较所述载波信号的与角频率对应的中心频点的振幅和所述中心频点以外的频点的振幅,并且检测相对于所述中心频点的振幅具有超过规定的值的振幅的噪声频点;抑制部,其在从所述基带信号展开的所述离散傅里叶级数中,对与所述噪声频点对应的值乘以第三系数,另一方面,对相对于所述中心频点的振幅具有规定的值以下的振幅的频点,乘以大于该第三系数的第四系数;以及离散傅里叶逆变换执行部,其对由所述抑制部处理后的所述离散傅里叶级数进行离散傅里叶逆变换,得到离散时间信号。

[0021] 根据该结构,由于利用在频率轴上对称地配置有原信号中包含的双边带波信号的情况来进行运算处理,所以能够不大幅度地扩大电路规模,以较少的运算量稳定地抑制噪声。

[0022] 优选的是,还具备:噪声分量检测部,其比较所述接收信号中包含的载波信号的与角频率对应的中心频点的振幅和所述中心频点以外的频点的振幅,并且检测相对于所述中心频点的振幅具有超过规定的值的振幅的噪声频点;第二抑制部,其在从所述基带信号展开的所述离散傅里叶级数中,对与所述噪声频点对应的值乘以第三系数,另一方面,对相对于所述中心频点的振幅具有规定的值以下的振幅的频点乘以大于该第三系数的第四系数;以及调整部,其利用由所述第二抑制部处理后的所述离散傅里叶级数对由所述抑制部处理后的所述离散傅里叶级数进行插值,算出新的离散傅里叶级数,所述离散时间信号是通过所述离散傅里叶逆变换执行部对所述新的离散傅里叶级数进行离散傅里叶逆变换而得到的。

[0023] 根据该结构,进行两个噪声抑制处理,使用基于这些结果的插值数据,由此,能够不大幅度扩展电路规模,而以较少的运算量稳定地抑制噪声。特别地,在对与载波对应的分量在对称位置的两个频点分别叠加有相同振幅的噪声的情况下,可以抑制该噪声。

[0024] 本发明的另一种噪声抑制装置,具备:离散傅里叶变换执行部,其将基带信号展开为离散傅里叶级数,所述基带信号是对具有载波信号和双边带波信号的接收信号进行正交解调而生成的;振幅频谱计算部,其计算展开为离散傅里叶级数的所述基带信号对于频点的振幅频谱;噪声分量检测部,其比较所述载波信号的与角频率对应的中心频点的振幅和

所述中心频点以外的频点的振幅,并且检测相对于所述中心频点的振幅具有超过规定的值的振幅的噪声频点;抑制部,其在从所述基带信号展开的所述离散傅里叶级数中,对与所述噪声频点对应的值乘以第三系数,另一方面,对对于所述中心频点的振幅具有规定的值以下的振幅的频点,乘以大于该第三系数的第四系数;以及离散傅里叶逆变换执行部,其对由所述抑制部处理后的所述离散傅里叶级数进行离散傅里叶逆变换,得到离散时间信号。

[0025] 根据该结构,基于与载波对应的分量的振幅和与除此以外的频点对应的振幅之比来检测噪声分量,因此能够不大幅扩展电路规模,而以较少的运算量稳定地抑制噪声。特别地,在对与载波对应的分量在对称位置的两个频点分别叠加有相同振幅的噪声的情况下,可以抑制该噪声。

[0026] 在存在多个不对称频点的情况下,优选第一系数可对于不对称频点取单独的值。

[0027] 根据该结构,例如在多个不对称分量分别具有不同的振幅的情况下,通过对于各个不对称频点设定与振幅相应的不同的抑制系数,能够更可靠地抑制不对称分量。

[0028] 此外,由于对于各频点具有单独的抑制系数,例如在接收时间推移而混入噪声分量的不对称频点变化的情况下,可以使系数变化来抑制接收信号的时间变化的影响表现于解调后的声音信号。

[0029] 在存在多个不对称频点以外的频点的情况下,第二系数可对于不对称频点以外的频点取单独的值。

[0030] 与上述相同,通过对于各频点具有单独的抑制系数,能够抑制接收信号的时间变化的影响表现于解调后的声音信号。

[0031] 在存在多个噪声频点的情况下,优选第三系数可对于噪声频点取单独的值。

[0032] 根据该结构,例如在多个噪声分量分别具有不同的振幅的情况下,通过对于各个噪声频点设定与振幅相应的不同的抑制系数,能够更可靠地抑制噪声分量。

[0033] 此外,由于对于各频点具有单独的抑制系数,例如在接收时间推移而混入噪声分量的噪声频点变化的情况下,可以使系数变化来抑制接收信号的时间变化的影响表现于解调后的声音信号。

[0034] 在存在多个噪声频点以外的频点的情况下,第四系数可对于噪声频点以外的频点取单独的值。

[0035] 与上述相同,通过对于各频点具有单独的抑制系数,能够抑制接收信号的时间变化的影响表现于解调后的声音信号。

[0036] 优选在振幅频谱中的直流分量附近,将具有最大振幅的频点作为中心频点。

[0037] 根据该结构,即使在为了生成基带信号而混合的复数频率的角频率与载波信号的角频率之间存在偏移,也能够设定与振幅频谱的对称轴或载波对应的频率分量。

[0038] 优选的是,不对称分量检测部基于一个频点中的振幅与包含对于中心频点位于与一个频点对称的位置的频点的连续多个频点中的振幅的最大值的比较,评价振幅频谱的对称性,并检测不对称频点。

[0039] 根据该结构,能够降低起因于有限的频率分割区间而产生的、频点的对称位置的偏移的影响,能够稳定地抑制噪声。

[0040] 另外,本发明的接收装置,具备:天线,其接收从广播电台输出的AM广播电波信号;放大器,其放大从该天线接收到的AM广播电波信号;模拟-数字转换器,其将放大后的AM广

播电波信号转换成数字信号;上述任一个噪声抑制装置,其抑制转换数字信号而生成的基带信号中包含的噪声,并生成离散时间信号;以及解调部,将离散时间信号解调为声音信号。

[0041] 根据该结构,通过具备上述噪声抑制装置,能够稳定地抑制噪声,能够以高品质接收声音信号。

[0042] 本发明的噪声抑制方法,抑制接收信号中包含的噪声,该接收信号以第一角频率为中心在频率轴上对称的位置具有上边带波信号和下边带波信号,具备:通过将具有预定的角频率的复数正弦波与接收信号混合来产生基带信号的步骤;将基带信号展开为离散傅里叶级数的步骤;计算展开为离散傅里叶级数的基带信号的对于频点的振幅频谱的步骤;评价与对应于第一角频率的中心频点有关的振幅频谱的对称性,并且检测与振幅频谱的不对称分量对应的频点作为不对称频点的步骤;在从基带信号展开的离散傅里叶级数中,对与不对称频点对应的值乘以第一系数,另一方面,对与不对称频点以外的频点对应的值乘以大于第一系数的第二系数的步骤;以及对抑制了不对称分量的离散傅里叶级数进行离散傅里叶逆变换,得到离散时间信号的步骤。

[0043] 根据该方法,由于利用在频率轴上对称地配置有原信号中包含的双边带波信号的情况来进行运算处理,所以能够以较少的运算量稳定地抑制噪声。由此,能够高品质地接收声音信号。

[0044] 优选的是,还具备:比较与接收信号中包含的载波信号的角频率对应的中心频点中的振幅、和中心频点以外的频点中的振幅,并且检测对于中心频点中的振幅具有超过规定的值的振幅的噪声频点的步骤;在从基带信号展开的所述离散傅里叶级数中,对与噪声频点对应的值乘以第三系数,另一方面,对对于中心频点中的振幅具有规定的值以下的振幅的频点乘以大于第三系数的第四系数的步骤;对抑制了不对称分量的离散傅里叶级数以抑制了与噪声频点对应的分量的离散傅里叶级数进行插值,计算新的离散傅里叶级数的步骤;对新的离散傅里叶级数进行离散傅里叶逆变换,得到离散时间信号。

[0045] 根据该方法,进行两个噪声抑制处理,使用基于这些结果的插值数据,由此,能够不大幅度扩展电路规模,而以较少的运算量稳定地抑制噪声。特别地,在对与载波对应的分量在对称位置的两个频点分别叠加有相同振幅的噪声的情况下,可以抑制该噪声。

[0046] 本发明的另一种噪声抑制方法,用于抑制在具有载波信号和双边带波信号的接收信号中包含的噪声,具备:将具有规定的角频率的复数正弦波与接收信号混合而产生基带信号的步骤;将基带信号展开为离散傅里叶级数的步骤;计算展开为离散傅里叶级数的基带信号的对于频点的振幅频谱的步骤;比较与载波信号的角频率对应的中心频点中的振幅与中心频点以外的频点中的振幅,并检测对于中心频点中的振幅具有超过规定的值的振幅的噪声频点的步骤;在从基带信号展开的离散傅里叶级数中,对与噪声频点对应的值乘以第三系数,另一方面,对对于中心频点中的振幅具有规定的值以下的振幅的频点对应的值乘以大于第三系数的第四系数的步骤;以及对抑制了与噪声频点对应的分量的离散傅里叶级数进行离散傅里叶逆变换,得到离散时间信号的步骤。

[0047] 根据该方法,基于与载波对应的分量的振幅和与除此以外的频点对应的振幅之比,检测噪声分量,因此,能够不大幅度扩展电路规模,而以较少的运算量稳定地抑制噪声。特别地,在对与载波对应的分量在对称位置的两个频点分别叠加有相同振幅的噪声的情况

下,可以抑制该噪声。

[0048] 此外,本发明的接收方法具备:接收从广播电台输出的AM广播电波信号的步骤;对AM广播电波信号放大的步骤;将放大后的AM广播电波信号转换为数字信号的步骤;将数字信号与具有规定的角频率的复数正弦波混合而生成基带信号的步骤;通过抑制基带信号中包含的噪声来生成离散时间信号的上述任一噪声抑制方法,抑制基带信号中包含的噪声来生成离散时间信号的步骤;将离散时间信号解调为声音信号的步骤。

[0049] 根据该方法,通过执行上述的噪声抑制步骤,能够稳定地抑制噪声,能够以高品质接收声音信号。

[0050] 发明的效果

[0051] 如以上所说明的那样,根据本发明,能够以较少的运算量稳定地抑制AM广播电波信号那样的包含双边带波信号的信号中包含的噪声。

附图说明

[0052] 图1是本发明的实施方式1的接收装置的框结构图。

[0053] 图2是实施方式1的接收装置的另一框结构图。

[0054] 图3是实施方式1的声音解调处理流程图。

[0055] 图4A是基带信号的振幅频谱。

[0056] 图4B是使图4A所示的振幅矢量对于直流分量对称地反转后的振幅频谱。

[0057] 图4C是表示振幅矢量中的不对称分量的图。

[0058] 图5是表示对于频点的抑制系数的设定例的图。

[0059] 图6是噪声分量抑制后的基带信号的振幅频谱。

[0060] 图7是表示对于采样时刻的噪声分量的振幅和抑制系数的变化的图。

[0061] 图8A是基于具有偏移角频率的复数正弦波而生成的基带信号的振幅频谱。

[0062] 图8B是使图8A所示的振幅频谱对于载波对应分量对称地反转后的振幅频谱。

[0063] 图8C是表示振幅矢量中的不对称分量的图。

[0064] 图9是基带信号的振幅频谱中的不对称性导出的另一例。

[0065] 图10是本发明的实施方式2的接收装置的框结构图。

[0066] 图11是实施方式2的声音解调处理流程图。

[0067] 图12是基带信号的振幅频谱。

具体实施方式

[0068] 下面,基于附图详细说明本发明的实施方式。以下优选实施方式的说明本质上只不过是示例,完全没有意图对本发明、本发明的应用对象或本发明的用途加以限制。

[0069] (实施方式1)

[0070] (接收装置的结构)

[0071] 图1表示了本实施方式的接收装置,该接收装置10具备:天线11,其接收从广播电台输出的AM广播电波信号;放大器12,其对从天线11接收到的AM广播电波信号进行放大;模拟-数字转换器13(ADC:Analog-to-Digital Converter),其将放大后的AM广播电波信号转换为数字信号;数值控制振荡器14(NCO:Numerically Controlled Oscillator),其生成复

数正弦波;以及混频器15,其通过将转换为数字信号的AM广播电波信号与由NCO生成的复数正弦波混合来生成基带信号。

[0072] NCO14和混频器15构成正交解调部16,由混频器15生成的基带信号是分离为I(In-Phase)信号和Q(Quadrature-Phase)信号的信号。

[0073] 另外,接收装置10具备:离散傅里叶变换(DFT:Discrete Fourier Transformation)执行部17,其将基带信号展开为离散傅里叶级数;振幅频谱计算部18,计算展开为离散傅里叶级数的基带信号的振幅频谱;不对称分量检测部19,其对振幅频谱的与上边带波对应的分量和与下边带波对应的分量的对称性进行评价,检测不对称的频率分量;抑制部20,其抑制与离散傅里叶级数中的不对称频率分量对应的值;离散傅里叶逆变换(IDFT:Inverse Discrete Fourier Transform)执行部21,其将进行了抑制处理的离散傅里叶级数变换为离散时间信号;以及解调部22,其将离散时间信号解调为声音信号。

[0074] 另外,如图1所示,接收装置10也可以具备用于输出声音信号的扬声器23。

[0075] DFT执行部17、振幅频谱计算部18、不对称分量检测部19、抑制部20、IDFT执行部21和解调部22例如通过在基带LSI中的通用运算处理部中执行运算来实现作为功能块。另外,这些可以全部安装在同一LSI上,也可以安装在多个LSI上。另外,也可以在LSI上作为专用的功能块而具有这些功能。

[0076] 此外,如图2所示,在设定后述的抑制系数时,可以另外设置抑制系数设定部20a。

[0077] 如后述那样,噪声抑制处理通过将由正交解调部16生成的基带信号依次进行从DFT执行部17到IDFT执行部21之间的信号处理来实现,并且由这些功能块构成噪声抑制装置30。

[0078] (AM广播电波信号的声音解调处理)

[0079] 以下,对在图1所示的接收装置中接收到在AM广播电波信号中叠加有噪声的信号的情况下的声音解调处理进行说明。另外,在本实施方式中,作为噪声,假定在声音内容频带中具有单一频率的单一信号。

[0080] 首先,对不包含噪声的情况下的AM广播电波信号进行说明。

[0081] 从广播电台输出并由天线接收的AM广播电波信号 $V_0(t)$ 由(式1)表示。

[0082] 【数学式1】

$$V_0(t) = A \cdot \{1 + m \cdot S(t)\} \cdot \cos(\omega_c t) \quad (\text{式1})$$

[0084] 这里,m是调制率,S(t)是声音内容, ω_c 是载波的角频率,A是载波的振幅。

[0085] 如果将声音内容置换为具有角频率 ω_s 的单一音调信号 $\cos(\omega_s t)$,则 $V_0(t)$ 由(式2)表示。

[0086] 【数学式2】

$$V_0(t) = A \cdot \{1 + m \cdot \cos(\omega_s t)\} \cdot \cos(\omega_c t)$$

$$= A \cdot \cos(\omega_c t) + \frac{A \cdot m}{2} \cdot \cos\{(\omega_c + \omega_s)t\} + \frac{A \cdot m}{2} \cdot \cos\{(\omega_c - \omega_s)t\} \quad (\text{式2})$$

[0088] 如(式2)所示,单一音调信号的AM广播电波信号成为角频率 ω_c 的载波信号和对于载波信号上下移位了信号频率 ω_s 的上边带波(USB:Upper Side Band)信号及下边带波(LSB:Lower Side Band)信号的相加信号。上边带波和下边带波具有以载波为中心对称的振幅频谱。

[0089] 另外,不限于单一音调信号,对于其他信号,AM广播电波信号中包含的上边带波和下边带波也具有以载波为中心对称的振幅频谱。

[0090] 接着,考虑由天线接收的接收信号中叠加有噪声的情况。在这种情况下,输入到天线的信号 $V(t)$ 由(式3)表示。

[0091] 【数学式3】

$$V(t) = V_0(t) + B \cdot \cos\{(\omega_C + \omega_B)t\}$$

$$\begin{aligned} [0092] \quad &= A \cdot \cos(\omega_C t) + \frac{A \cdot m}{2} \cdot \cos\{(\omega_C + \omega_S)t\} + \frac{A \cdot m}{2} \cdot \cos\{(\omega_C - \omega_S)t\} \\ &+ B \cdot \cos\{(\omega_C + \omega_B)t\} \end{aligned} \quad (式3)$$

[0093] B 是噪声的振幅, ω_B 是以载波为中心的情况下的噪声的角频率,表示在从载波信号的角频率 ω_C 仅离开 ω_B 的角频率中叠加有噪声。

[0094] 在图3中表示对该信号的声音解调处理流程图。

[0095] 为了用数字电路实施声音解调,将AM广播电波信号 $V(t)$ 转换为数字信号(步骤S1)。这里,为了转换为数字信号,需要将AM广播电波信号 $V(t)$ 输入到ADC13,但由于信号 $V(t)$ 在空间中传播,所以对于ADC13的输入动态范围,电压电平小,有时会从ADC13的输出信号中欠缺信号 $V(t)$ 中的信息。

[0096] 因此,在输入到ADC13之前,通过放大器12放大 $V(t)$ 。

[0097] 由放大器12放大后的AM广播电波信号 $V'(t)$ 由(式4)表示。

[0098] 【数学式4】

$$V'(t) = A' \cdot \{1 + m \cdot \cos(\omega_S t)\} \cdot \cos(\omega_C t) + B' \cdot \cos\{(\omega_C + \omega_B)t\}$$

$$\begin{aligned} [0099] \quad &= A' \cdot \cos(\omega_C t) + \frac{A' \cdot m}{2} \cdot \cos\{(\omega_C + \omega_S)t\} + \frac{A' \cdot m}{2} \cdot \cos\{(\omega_C - \omega_S)t\} + B' \\ &\cdot \cos\{(\omega_C + \omega_B)t\} \end{aligned} \quad (式4)$$

[0100] A' 是由放大器12放大后的载波的振幅, B' 是由放大器12放大后的噪声的振幅。通过将 $V'(t)$ 输入到ADC13,输出数字化后的信号 $V''(t)$ 。

[0101] 接着,通过由NC014生成的角频率 ω'_c 的复数正弦波 $\exp(-j\omega'_c t)$ 对数字信号 $V''(t)$ 进行正交解调,转换为由I信号和Q信号构成的基带信号(步骤S2)。

[0102] 由NC014生成的复数正弦波的角频率 ω'_c 不需要与载波的角频率 ω_C 严格一致。另外,对于相位也不需要严格一致。

[0103] 在由NC014生成的复数正弦波的角频率为 $\omega'_c = \omega_C$ 的情况下的基带信号由(式5)表示。

[0104] 【数学式5】

$$V''(t) \cdot e^{-j\omega'_c t}$$

$$[0105] \quad = V''(t) \cdot e^{-j\omega_C t}$$

$$= V''(t) \cdot (\cos(\omega_C \cdot t) - j \cdot \sin(\omega_C \cdot t)) \quad (式5)$$

[0106] 展开由(式5)所表示的基带信号,并将与载波的角频率 ω_C 对应的分量由低通滤波器(LPF,未图示)去除后的信号设为 $V'''(t)$ (步骤S3)。

[0107] 如果设 $V'''(t)$ 的实部为 $I(t)$ 、虚部为 $Q(t)$,则 $I(t)$ 、 $Q(t)$ 分别由(式6)、(式7)表示。

[0108] 【数学式6】

$$I(t) = V''(t) \cdot \cos(\omega_C \cdot t)$$

[0109]

$$= \frac{1}{2}A' + \frac{1}{2}A' \cdot m \cdot \cos(\omega_S \cdot t) + \frac{1}{2}B' \cdot \cos(\omega_B \cdot t) \quad (\text{式6})$$

[0110] 【数学式7】

$$Q(t) = -V''(t) \cdot \sin(\omega_C \cdot t)$$

[0111]

$$= -\frac{1}{2}B' \cdot \sin(\omega_B \cdot t) \quad (\text{式7})$$

[0112] 进行了基带信号I(t)、Q(t)的振幅解调的结果由(式8)表示。

[0113] 【数学式8】

$$Y(t) = \sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2}$$

$$= \left\{ \left(\frac{1}{2}A' + \frac{1}{2}A' \cdot m \cdot \cos(\omega_S \cdot t) + \frac{1}{2}B' \cdot \cos(\omega_B \cdot t) \right)^2 \right.$$

$$\left. + \left(-\frac{1}{2}B' \cdot \sin(\omega_B \cdot t) \right)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}$$

[0114]

$$= \left\{ \left(\frac{A'}{2} + \frac{A' \cdot m}{2} \cdot \cos(\omega_S \cdot t) \right)^2 + \frac{B'^2}{4} \right.$$

$$\left. + \frac{A' \cdot B'}{2} \left[\cos(\omega_B \cdot t) + \frac{m}{2} \right. \right. \quad (\text{式8})$$

$$\left. \cdot \cos((\omega_S + \omega_B)t) + \frac{m}{2} \cdot \cos((\omega_S - \omega_B)t) \right\}^{\frac{1}{2}}$$

[0115] 从(式8)可知,在从广播电台传来的AM广播电波信号在由天线11接收之前混入了噪声的情况下,在振幅解调的结果中不仅包含噪声频率 ω_B ,还包含噪声频率 ω_B 与声音内容的角频率 ω_S 之和的角频率的分量以及差的角频率的分量,而且,该结果通过平方根的运算而被级数展开因此被扩散到整个声音频带。因此,不易从实施振幅解调后的声音信号中去除噪声。

[0116] 因此,必须在实施振幅解调的前级中实施噪声分量的去除。

[0117] DFT执行部17对基带信号I(t)、Q(t)在频率轴上执行L点DFT,求出基带信号的离散傅里叶级数 $X_0(n)$ (步骤S4)。这里,n表示离散傅里叶级数 $X_0(n)$ 中的频点的索引。在本实施方式中,将直流分量作为第0个点,对各点赋予-L/2到(L/2-1)的索引。

[0118] 例如,在L为256的情况下,通过实施256点的DFT,得到256点的复数的离散傅里叶级数,将直流分量作为第0个点,根据与各频点对应的分量 $X(-128)$ 得到 $X(127)$ 。

[0119] 接着,在振幅频谱计算部18中,根据L点的离散傅里叶级数 $X_0(n)$ 计算L点的振幅频谱 $|X_0(n)|$ (步骤S5)。在图4A中表示由(式6)、(式7)表示的基带信号的振幅频谱 $|X_0(n)|$ 。

[0120] 这里,与载波的角频率 ω_C 对应的频点是作为离散傅里叶级数的直流分量的第0个点。

[0121] 对应于声音内容的角频率 ω_S 的频点作为对应于上边带波的频点 N_S 和对应于下边

带波的频点 $-N_s$ 产生在以第0个点为中心对称的位置,但对应于噪声的角频率 ω_B 的频点 N_B 仅产生在对应于上边带波或下边带波的频点中的任一个。

[0122] 接着,由不对称分量检测部19计算L点的振幅频谱 $|X_0(n)|$ 的上边带波和下边带波的对称性。为了计算上述的对称性,如图4B所示,将直流分量即第0个点作为中心频点,并且计算对于该中心频点反转了的振幅频谱 $|X'_0(n)|$ (步骤S6)。

[0123] 根据L点的振幅频谱中的对应于上边带波的分量和对应于下边带波的分量,求出L点的对称性 $D_0(n)$ (步骤S7)。具体地说,求出对应于上边带波的第N个频点中的振幅和对应于位于上边带波的频点的对称位置的下边带波的第-N个频点中的振幅之间的比率来计算对称性 $D_0(n)$ 。

[0124] 在第N个频点中的振幅和第-N个频点中的振幅相等的情况下,用实数表示的 $D_0(n)$ 为1,在两者的振幅不同的情况下, $D_0(n) \neq 1$ 。另外,在 $|X_0(n)| = 0$ 的情况下,可以看作 $D_0(n) = 1$ 。

[0125] 另外,各频点中的振幅例如以直流分量中的振幅为基准用分贝表现时,取对应于上边带波的频点中的振幅和下边带波的频点中的振幅的差,计算对称性 $D_0(n)$ 。

[0126] 另外,如果上述的振幅比率以1为基准在上下规定的范围内,则可以判断为两个分量具有对称性($D_0(n) = 1$),如果超过规定的范围则可以判断为不对称($D_0(n) \neq 1$)。在这种情况下,规定的范围由AM广播电波的接收状况、接收装置10的规格、性能等来适当决定。

[0127] 基于图4A、4B所示的振幅频谱 $|X_0(n)|$ 、 $|X'_0(n)|$ 之间的对称性评价结果,如图4C所示,在与噪声的角频率 ω_B 对应的第 N_B 个频点(以下称为不对称频点)和以直流分量为中心在对称位置的第 $-N_B$ 个频点中出现不对称性,检测不对称分量。

[0128] 在这种情况下,由于第 $-N_B$ 个频点不包含实际的噪声分量,因此当求得后述的抑制系数时需要注意。

[0129] 在如AM广播电波信号那样包含有声音信号的情况下,对于实际的声音信号,振幅大的信号作为噪声而成为问题的情况较多。因此,例如,通过选择被检测为不对称分量的、在对称位置的两个频点中振幅大的频点作为实际的不对称分量(叠加有噪声的分量),能够高品质地维持声音信号的质量。

[0130] 接着,设定L点的抑制系数 $W(n)$ (步骤S8)。如图5所示,对于由不对称分量检测部19检测出的不对称频点 N_B 设定 $W(N_B) = 0$,对于除此以外的频点设定 $W(n) = 1$ 。

[0131] 此外,不对称频点的抑制系数也可以指定为小于1的任意值。此外,也可以对于由不对称分量检测部19检测出的不对称频点 N_B ,将 $W(N_B)$ 设定为与不对称频点 $-N_B$ 的振幅频谱 $|X_0(-N_B)|$ 成为相同的值。

[0132] 此外,对于以不对称频点为中心相邻的任意频点,可以设定相同的抑制系数。在任何情况下,对于不对称频点以外的频点,设定为具有比对于应该抑制的不对称分量的抑制系数 $W(N_B)$ 的值大的抑制系数 $W(n)$ 。另外,如上所述,也可以通过抑制系数设定部20a进行步骤S7中的处理。

[0133] 接着,在抑制部20中,对于与离散傅里叶级数 $X_0(n)$ 中的各频点对应的每个值,进行乘以在对应的频点中设定的抑制系数 $W(n)$ 的处理,重新计算离散傅里叶级数 $X_1(n)$ (步骤S9)。图6表示进行了上述相乘处理后的振幅频谱,可知基带信号中的噪声分量被抑制。

[0134] 接着,通过IDFT执行部21对由抑制部20计算出的离散傅里叶级数 $X_1(n)$ 执行L点的

离散傅里叶逆变换,变换为去除了噪声分量的时域的基带信号(步骤S10)。

[0135] 去除了噪声分量的时域的基带信号由(式9)、(式10)表示。

[0136] 【数学式9】

$$[0137] \quad I(t) = \frac{1}{2}A' + \frac{1}{2}A' \cdot m \cdot \cos(\omega_s \cdot t) + \frac{1}{2}B' \cdot \cos(\omega_B \cdot t) \quad (\text{式9})$$

[0138] 【数学式10】

$$[0139] \quad Q(t) = 0 \quad (\text{式10})$$

[0140] 在解调部22中,对由(式9)、(式10)表示的信号进行振幅解调(步骤S11)。其结果由(式11)表示。

[0141] 【数学式11】

$$[0142] \quad \begin{aligned} Y(t) &= \sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2} \\ &= \left\{ \left(\frac{1}{2}A' + \frac{1}{2}A' \cdot m \cdot \cos(\omega_s \cdot t) \right)^2 + (0)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} = \left\{ \frac{A'}{2} (1 + m \cdot \cos(\omega_s \cdot t))^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \\ &= \frac{A'}{2} (1 + m \cdot \cos(\omega_s \cdot t)) \end{aligned} \quad (\text{式11})$$

[0143] 使由(式11)表示的信号通过高通滤波器(HPF,未图示),去除载波分量,成为与AM广播电波中包含的单一音调信号一致的声音输出(步骤S12)。

[0144] 如上所述,根据本实施方式,利用原信号中包含的双边带波信号配置为在频率轴上对称的情况,可以以较少的运算量稳定地抑制噪声。由此,能够高品质地接收声音信号。

[0145] (关于信号接收状况的时间变化)

[0146] 在接收实际的AM广播电波信号时,上述离散傅里叶级数 $X_0(n)$ 是按照每个规定的采样时刻来计算的。因此,实际的离散傅里叶级数 $X_0(n)$ 由 $X_0(n,o)$ 表示。这里, n 如上所述,表示频点的索引, o 表示采样时刻的索引。

[0147] 即,在采样时刻 t_1 处,存在离散傅里叶级数 $X_0(n,1)$,在采样时刻 t_2 处,存在离散傅里叶级数 $X_0(n,2)$ 。

[0148] 如果是实际上接收的AM广播电波信号和噪声对于时间变化几乎不变化的状况,则不太需要考虑离散傅里叶级数中的时间变化项。然而,实际上,由于接收状态等,这些信号,特别是噪声的数量、其振幅、频率等时时刻刻变化的情况较多。

[0149] 因此,在后者的情况下,与离散傅里叶级数 $X_0(n,2)$ 相同,关于步骤S8中的抑制系数 $W(n)$ 也要求出为 $W(n,o)$ 。例如,在角频率 ω_B 的噪声分量的振幅随时间变化的情况下,如图7所示,求得抑制系数 $W(N_B,o)$,使得抑制系数 $W(N_B,o)$ 根据噪声分量的振幅 $|X_0(N_B,o)|$ 的变化,即使对于相同的频点也在各时刻变化。

[0150] 这样,通过根据信号、接收状况的时间变化来计算抑制系数 $W(n,o)$,进行噪声抑制,由此能够抑制过度抑制实际的声音信号、或者产生噪声的抑制不足的情况,能够以高品质接收声音信号。

[0151] 另外,在本实施方式中,以AM广播电波为例进行了说明,但不限于此,对于具有上边带波和下边带波且它们的振幅频谱以中心频率为中心对称的信号,能够应用本实施方式所公开的技术。

[0152] 另外,在本实施方式中,表示了接收在AM广播电波信号的声音内容频带中混入了

具有单一频率的一个噪声的信号的例子,但即使在混入了多个噪声的情况下,也同样能够将噪声对应的频点作为不对称分量来检测,能够抑制噪声。即使在上边带波和下边带波这两者中混入了噪声的情况下,也同样地能够抑制噪声。

[0153] (变形例1)

[0154] 考虑NC014中生成的复数正弦波的角频率对于载波的角频率具有偏移的情况。在该变形例中,说明复数正弦波的角频率 ω'_c 为 $\omega'_c = \omega_c + \omega_M$ 的情况。

[0155] 在这种情况下,基带信号由(式12)表示。

[0156] 【数学式12】

$$V'(t) \cdot e^{-j \cdot \omega'_c \cdot t}$$

$$[0157] \quad = V'(t) \cdot e^{-j \cdot (\omega_c + \omega_M) \cdot t}$$

$$= V'(t) \cdot \{ \cos((\omega_c + \omega_M) \cdot t) - j \cdot \sin((\omega_c + \omega_M) \cdot t) \} \quad (\text{式 1 2})$$

[0158] (式12)表示在对于AM广播电波信号中包含的载波的角频率 ω_c ,使由NC014生成的复数正弦波的角频率偏移了 ω_M 的状态下执行正交解调。

[0159] 展开由(式12)表示的基带信号,通过LPF去除角频率 ω_c 的载波分量,进一步实施L点的DFT,将所得到的基带信号的离散傅里叶级数的结果示于图8A。

[0160] 与具有角频率 ω_c 的载波分量对应的频点是第 N_M 个频点,并且该频点作为计算反转频谱时的反转轴的中心频点。并且,该频点对于离散傅里叶级数 $|X_0(n)|$ 的直流分量偏移了与角频率 ω_M 对应的位置。

[0161] 同样地,具有角频率 ω_s 的声音内容在以频点 N_M 为中心的上边带波和下边带波的对称位置处产生,分别属于频点 $N_M + N_S$ 和频点 $N_M - N_S$ 。具有角频率 ω_B 的噪声所属的频点 $N_M + N_B$ 仅在上边带波和下边带波中的任一个产生。

[0162] 在已知复数正弦波的角频率 ω'_c 对于载波的角频率 ω_c 的偏移量的情况下,通过计算来求得 N_M 。此外,即使在上述偏移量未知的情况下,也能够从振幅频谱 $|X_0(n)|$ 的直流分量附近中选择具有最大值的频点,并将其设定为中心频点。

[0163] 在这种情况下,如图8B、图8C所示,在第 $(N_M + N_B)$ 个和第 $(N_M - N_B)$ 个频点的位置出现不对称性。

[0164] 如上所述,即使在AM广播电波信号中包含的载波的角频率与由NC014生成的复数正弦波的角频率之间存在偏移的情况下,也可以与偏移量是已知还是未知无关地设定计算反转频谱时的中心频点。由此,能够按照图3所示的流程图进行声音解调处理中的噪声抑制处理。

[0165] (变形例2)

[0166] 在计算离散傅里叶级数 $X_0(n)$ 时,在有限的区间内进行频率分割,因此根据各频点内的载波和噪声的位置,有时频点的对称位置偏移。在这种情况下,例如,如图9所示,对于第+k个频点,不仅提取第-k个频点,而且还提取在其前后的几个频点。比较具有其中最大振幅的频点(图9中第(-k+1)个)和第+k个频点的各个振幅比率,评价对称性。即,在第-k个频点的前后计算包络线,将与其最大振幅对应的频点作为对于第+k个频点进行对称性评价时的比较对象。

[0167] 通过进行这样的处理,能够降低起因于有限的频率分割区间而产生的、频点的对

称位置的偏移的影响。此外,在计算包络线时的频点的提取点的数量根据整个振幅频谱的频点的个数、每个分割区间的频率带宽等来适当地决定。

[0168] 另外,在包含变形例的本实施方式中,在存在多个不对称分量的情况下,抑制系数 $W(n)$ 可以对于检测到的不对称分量取单独的值。例如,在多个不对称分量分别具有不同的振幅的情况下,通过对各个不对称频点设定与振幅相应的不同的抑制系数,能够更可靠地抑制不对称分量。此外,可以对各个不对称频点设定不同的抑制系数,也可以对不对称频点中的一部分频点设定不同的抑制系数。

[0169] 此外,可以对不对称频点以外的频点也设定单独的抑制系数。此外,也可以对不对称频点以外的各个频点设定不同的抑制系数,也可以对这些频点中的一部分频点设定不同的抑制系数。

[0170] 如上所述,通过对各频点设定单独的抑制系数,可以与接收信号的时间变化的影响对应。如上所述,在接收实际的AM广播电波信号时,该信号中包含的噪声的数量及其振幅、频率等时时刻刻变化的情况较多。

[0171] 例如,在不对称分量所属的频点随着时间的变化而变化的情况下,如果抑制系数 $W(n)$ 在时刻的变化的前后相同,则解调后的声音信号出现不自然。这与非不对称分量所属的频点随着时刻的变化而变化为不对称频点的情况也相同。

[0172] 因此,抑制系数 $W(n)$ 本身不是固定的值,而是每个频点具有的单独的值,并且该值根据接收信号的时间变化而变化,从而能够对于原信号高品质地解调并输出声音信号。

[0173] 此外,在某时刻存在多个不对称频点,并且在下一个时刻其中仅一个频点变化为非不对称分量所属的频点的情况下,仅对变化了的频点例如将抑制系数 $W(n)$ 从0变化为1,从而能够对于原信号将声音信号高品质地解调并输出。

[0174] 此外,与频点是否为不对称频点无关,考虑解调后声音信号的质量等来适当地决定对各频点的抑制系数的变化量。

[0175] (实施方式2)

[0176] 本实施方式与实施方式1的主要不同在于,在噪声抑制处理时,不利用基带信号的在频率轴上的对称性,而是基于与载波分量的比较来提取噪声分量。具体地说,如图10所示,在以下方面不同:在DFT执行部17和第一抑制部20b之间,还具有与不对称分量检测部19并列设置的噪声分量检测部24、与噪声分量检测部24连接的抑制部25、以及设置在第一、第二抑制部20b、25的后级的调整部26。

[0177] 使用图11所示的声音解调流程图,说明本实施方式的声音解调处理。省略对与图3所示的流程中的处理相同的部分的详细说明。

[0178] 从步骤S1到步骤S9的处理与图3所示的流程中的处理相同,省略详细的说明。

[0179] 与从步骤S6到步骤S9的处理并行地,进行从步骤S10到步骤S12的处理。

[0180] 首先,在噪声分量检测部24中,求得在振幅频谱 $|X_0(n)|$ 中,与载波对应的频点(在这种情况下为直流分量)中的振幅与直流分量以外的各频点中的振幅之间的比率,并且检测具有超过规定的比率的振幅的频点作为噪声分量(步骤S10)。

[0181] 如图12所示,在调制率 m 为1的情况下,AM广播电波信号中的声音内容的振幅对于载波的振幅为-6dB。另外,即使在 m 为1以上的情况下,声音内容的振幅相对于载波的振幅也不会超过-6dB。因此,如果频点 N_B 中的振幅对于直流分量的振幅大于-6dB,则估计为在频点

N_B 中包含噪声,并且检测该频点 N_B 作为噪声分量。

[0182] 然后,第二抑制部25对各频点设定抑制系数 $W_2(n)$ (步骤S11)。该设定方法也包含考虑了接收状况等的时间变化的情况,与实施方式1所示同样,例如,对与在步骤S10中提取出的噪声分量对应的频点(以下,称为噪声频点)设定 $W_2(n)=0$ 。另外,与实施方式1同样,对噪声频点以外的频点设定有具有比与应该抑制的噪声分量对应的抑制系数 $W(N_B)$ 大的值的抑制系数 $W(n)$ 。

[0183] 在第二抑制部25中,进行L点的抑制系数 $W_2(n)$ 和L点的离散傅里叶系数 $X_0(n)$ 的相乘处理,重新计算离散傅里叶级数 $X_2(n)$ (步骤S12)。

[0184] 接着,在调整部26中,对在步骤S9中计算出的离散傅里叶级数 $X_1(n)$ 和离散傅里叶级数 $X_2(n)$ 进行对比,利用离散傅里叶级数 $X_2(n)$ 对离散傅里叶级数 $X_1(n)$ 进行插值,重新计算离散傅里叶级数 $X_3(n)$ (步骤S13)。

[0185] 根据离散傅里叶级数 $X_3(n)$ 生成去除了噪声分量的时域的基带信号并进行声音解调的处理(步骤S14~步骤S16)与图3中的步骤S10到步骤S12所示的处理相同,所以省略说明。

[0186] 如上所述,根据本实施方式,基于与载波对应的分量的振幅和与除此以外的频点对应的振幅之比来检测噪声分量,从而可以以较少的运算量稳定地抑制噪声。由此,能够高品质地接收声音信号。特别地,在实施方式1所示的结构中,在对与载波对应的分量在对称位置的两个频点分别叠加有相同振幅的噪声的情况下,不易抑制这些分量。

[0187] 根据本实施方式的结构,即使对于上述噪声,也能够基于与对应于载波的分量的振幅之比而检测为噪声,因此能够利用该数据对基于不对称分量而抑制了噪声的离散傅里叶级数进行插值。由此,能够可靠地抑制噪声。

[0188] 此外,在存在多个噪声分量的情况下,抑制系数 $W(n)$ 可以对于检测到的噪声分量取单独的值。例如,在多个噪声分量分别具有不同的振幅的情况下,通过对各个噪声频点设定与振幅相应的不同的抑制系数,能够更可靠地抑制噪声分量。另外,可以对各个噪声频点设定不同的抑制系数,也可以对噪声频点中的一部分频点设定不同的抑制系数。

[0189] 此外,可以对噪声频点以外的频点也设定单独的抑制系数。此外,可以对各个噪声频点以外的频点设定不同的抑制系数,也可以对这些频点中的一部分频点设定不同的抑制系数。

[0190] 如实施方式1所述,通过针对各频点设置单独的抑制系数,能够与接收信号的时间变化的影响对应。

[0191] 通过使抑制系数 $W(n)$ 不是固定的值,而是根据每个频点具有的单独的值,并且该值根据接收信号的时间变化而变化,能够对原信号高品质地解调并输出声音信号。

[0192] 另外,与是否为噪声频点无关,考虑解调后的声音信号的质量等来适当地决定对各频点的抑制系数的变化量。

[0193] 此外,为了比实施方式1所示的结构高精度地进行噪声的检测和抑制,在本实施方式中,基于与载波对应的分量的振幅和与除此以外的频点对应的振幅之比而检测出的结果被用作对于基于振幅频谱的对称性而检测出的结果的插值数据。然而,在不能求得高精度的噪声抑制的情况下,可以省略图10所示的结构中的不对称分量检测部19、第一抑制部20b和调整部26。由此,能够降低运算量,处理高速化。另外,能够抑制用于噪声抑制的运算处理

需要的电路规模等。

[0194] 在这种情况下,进行图11所示的步骤S10到S12的处理代替图3所示的流程图中的步骤S7到S9的处理。

[0195] 另外,即使在载波的角频率 ω_c 与由NC014生成的复数正弦波的角频率 ω'_c 之间存在偏移的情况下,也能够通过与变形例1所示同样的方法来设定中心频点。例如,如果复数正弦波的角频率 ω'_c 具有与变形例1所示的偏移相同的偏移,则用噪声分量检测部24比较在频点 N_M 中的振幅与除此以外的频点中的振幅,检测噪声分量。

[0196] 此外,图2所示的抑制系数设定部20a可以追加至图10所示的结构或从本结构省略了不对称分量检测部19、第一抑制部20b和调整部26的结构。

[0197] 工业实用性

[0198] 本发明的噪声抑制装置能够以较少的运算量抑制接收信号中包含的噪声,因此,特别适用于AM广播电波信号的接收装置。

[0199] 附图标记说明

- [0200] 10 接收装置
- [0201] 11 天线
- [0202] 12 放大器
- [0203] 13 模拟-数字转换器(ADC)
- [0204] 14 数控振荡器(NCO)
- [0205] 15 混频器
- [0206] 16 正交解调部
- [0207] 17 离散傅里叶变换(DFT)执行部
- [0208] 18 振幅频谱计算部
- [0209] 19 不对称分量检测部
- [0210] 20 抑制部
- [0211] 21 离散傅里叶逆变换(IDFT)执行部
- [0212] 22 解调部
- [0213] 24 噪声分量检测部
- [0214] 25 第二抑制部
- [0215] 26 调整部
- [0216] 30 噪声抑制装置

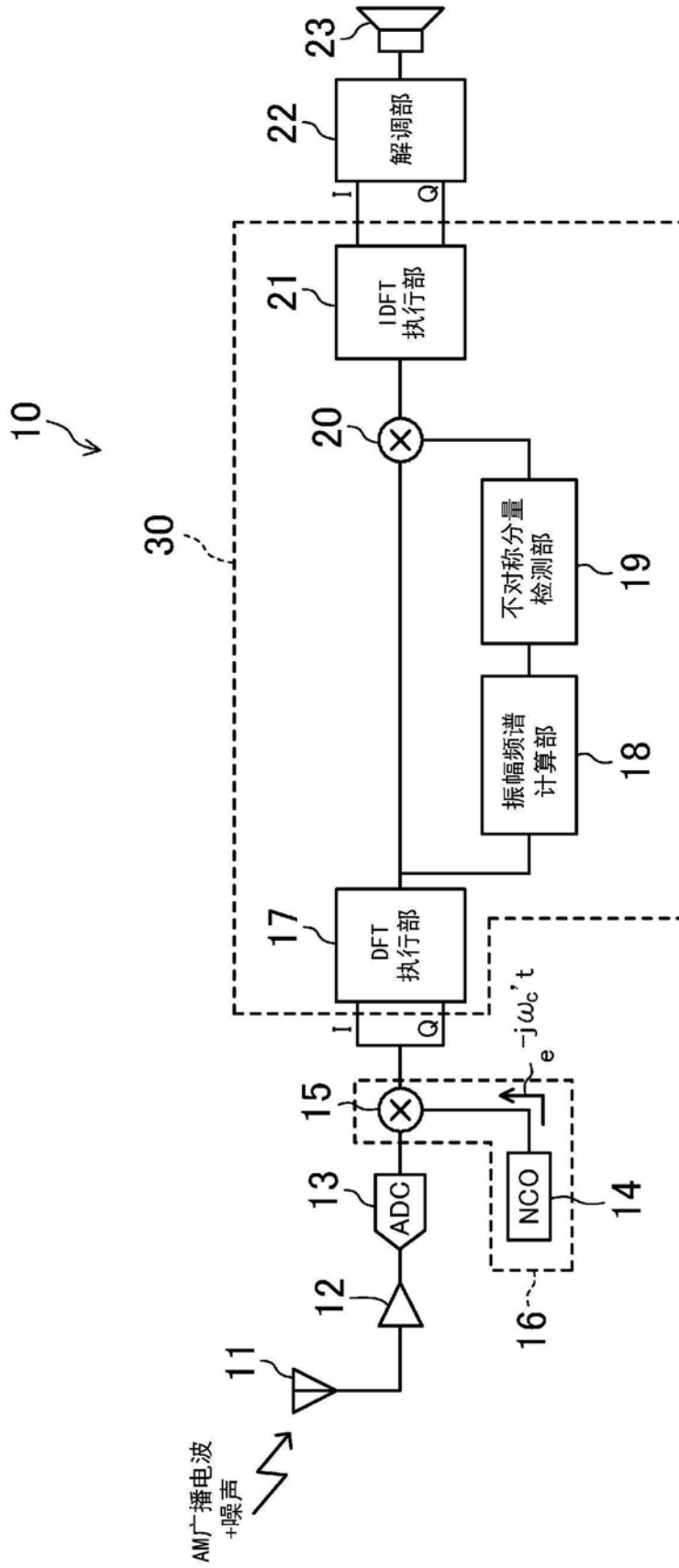


图1

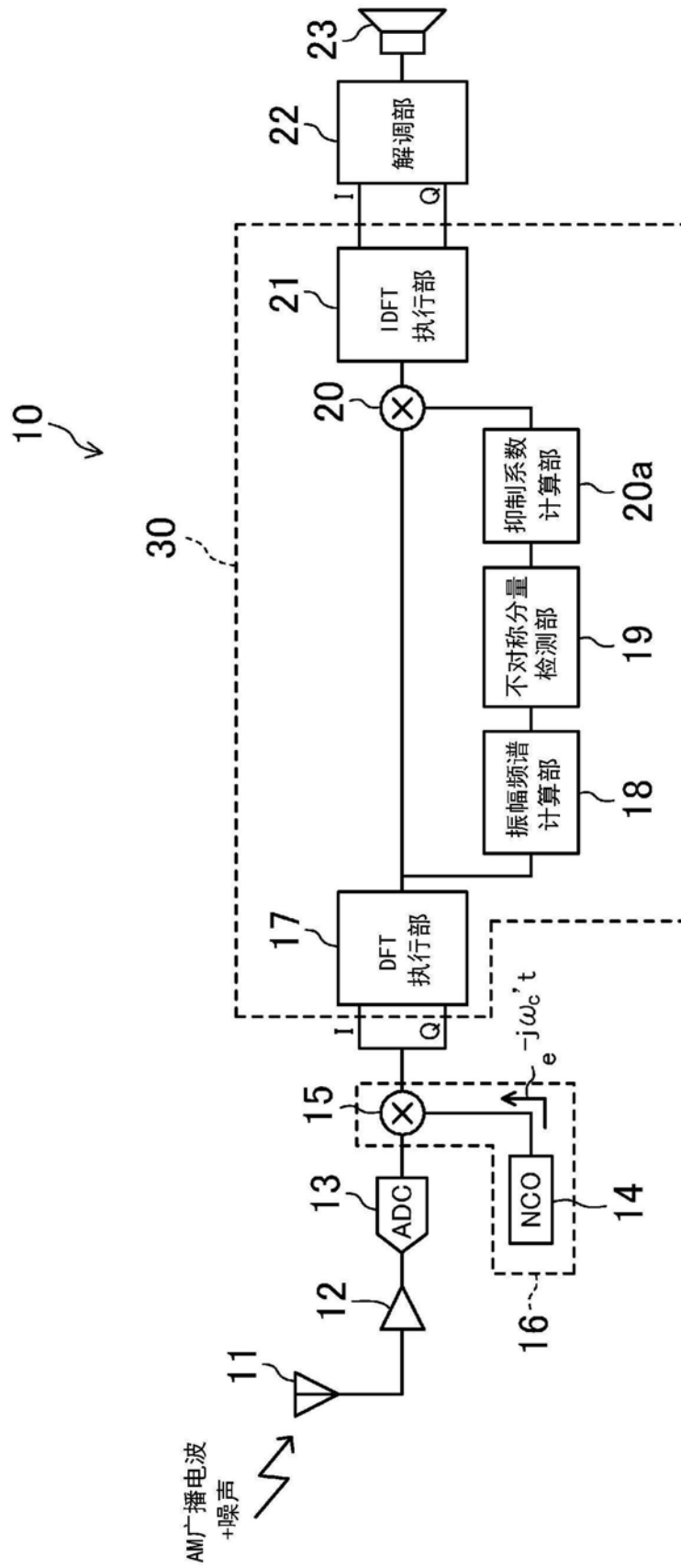


图2

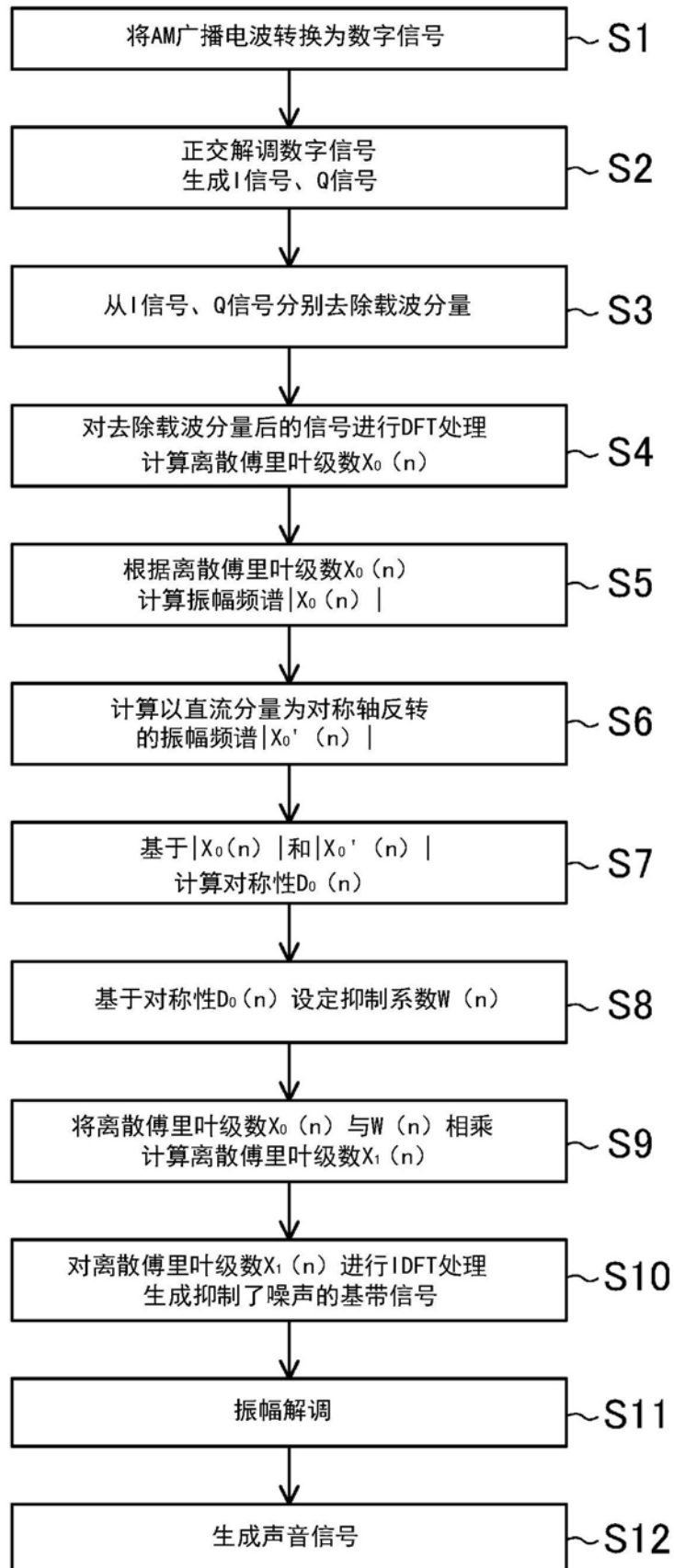


图3

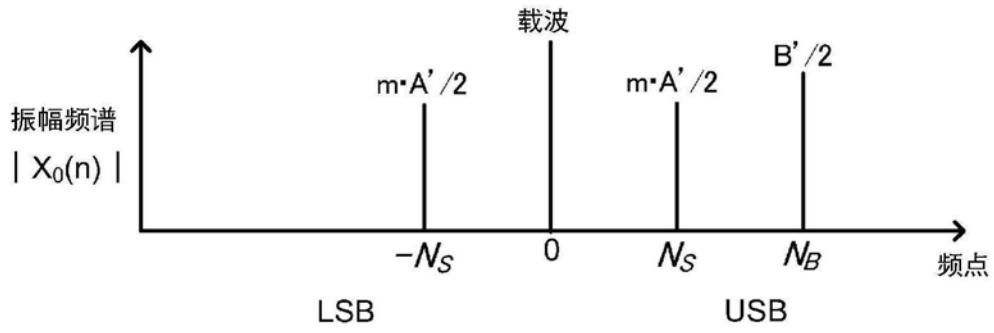


图4A

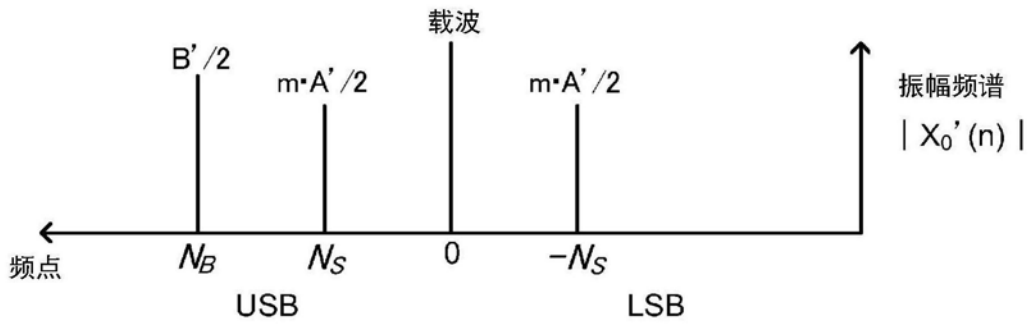


图4B

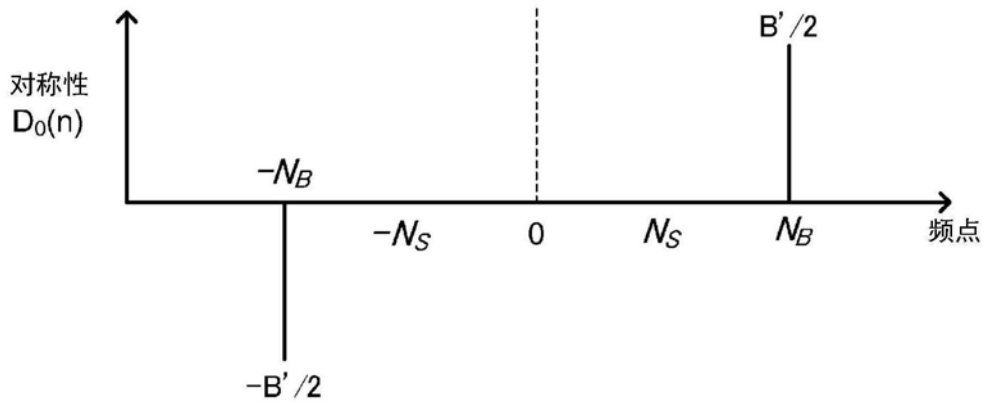


图4C

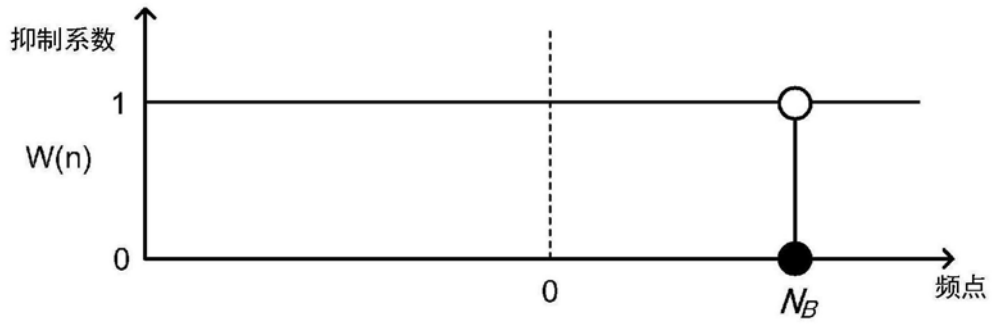


图5

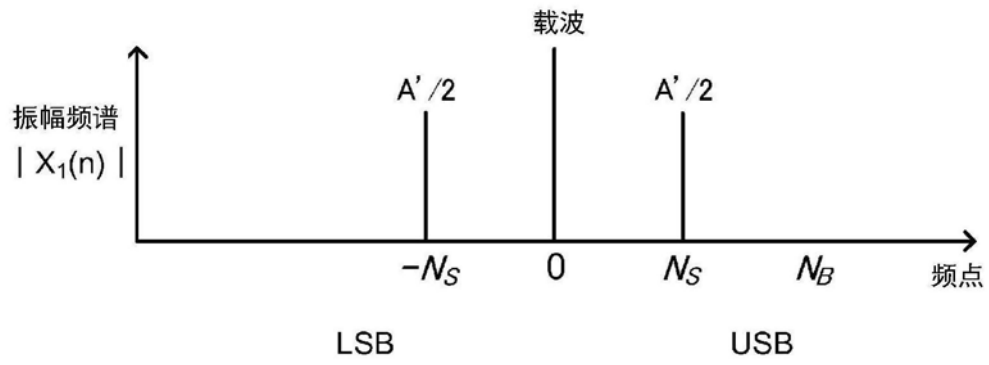


图6

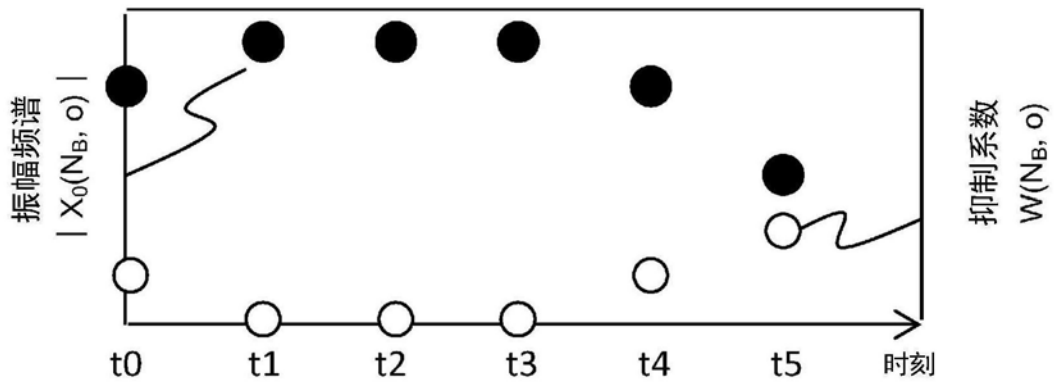


图7

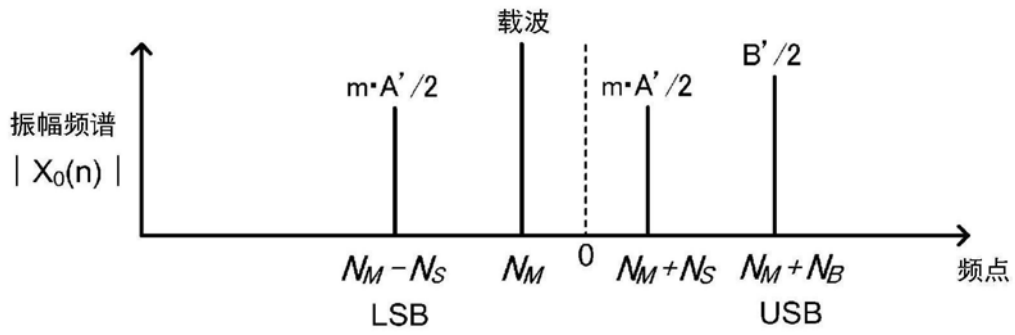


图8A

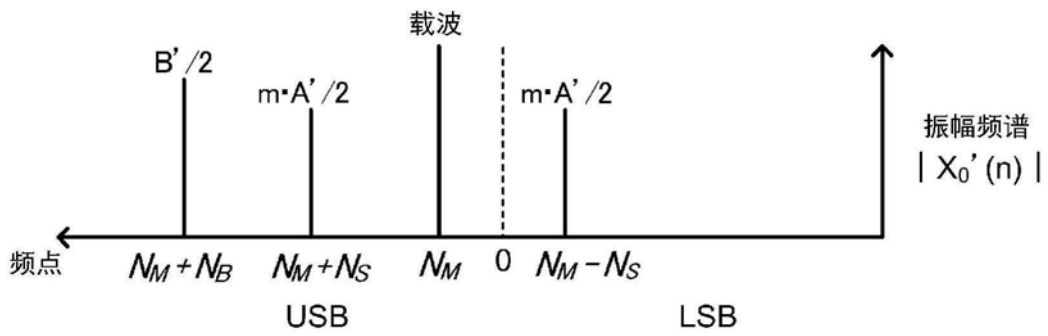


图8B

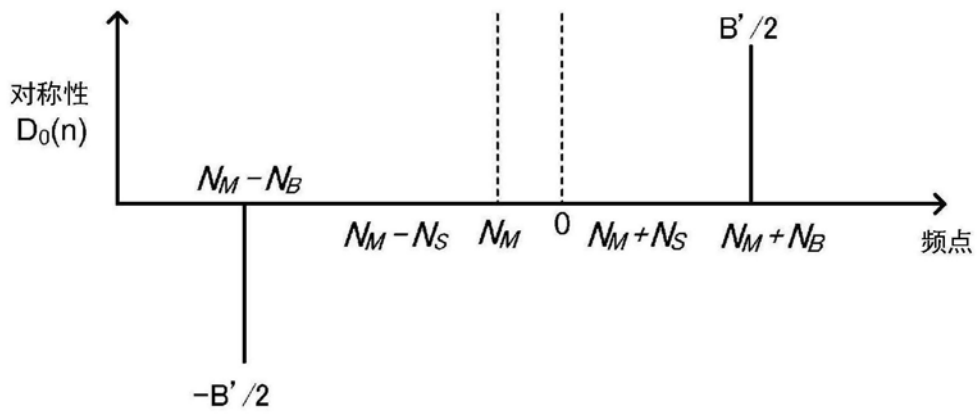


图8C

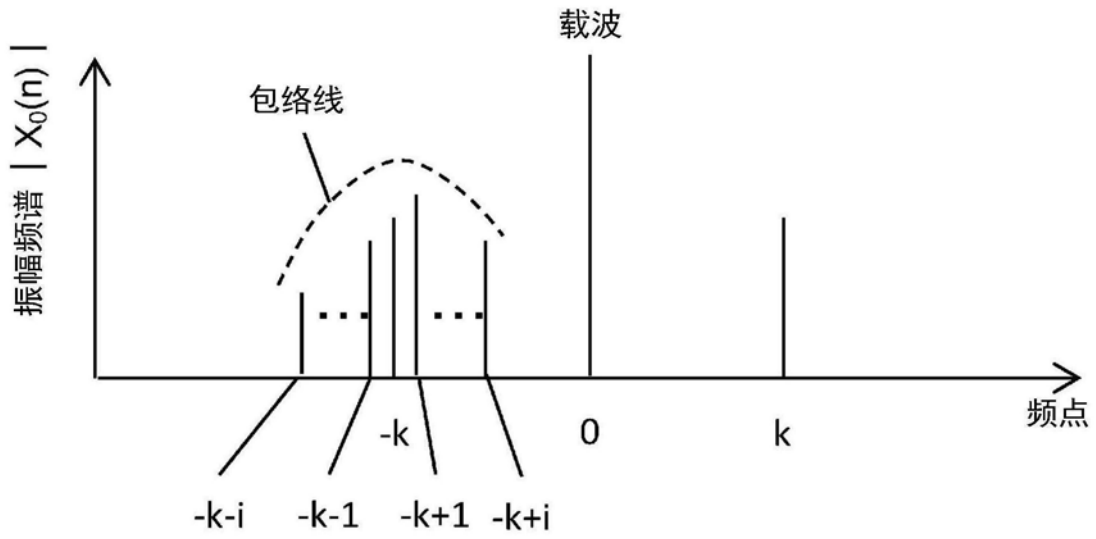


图9

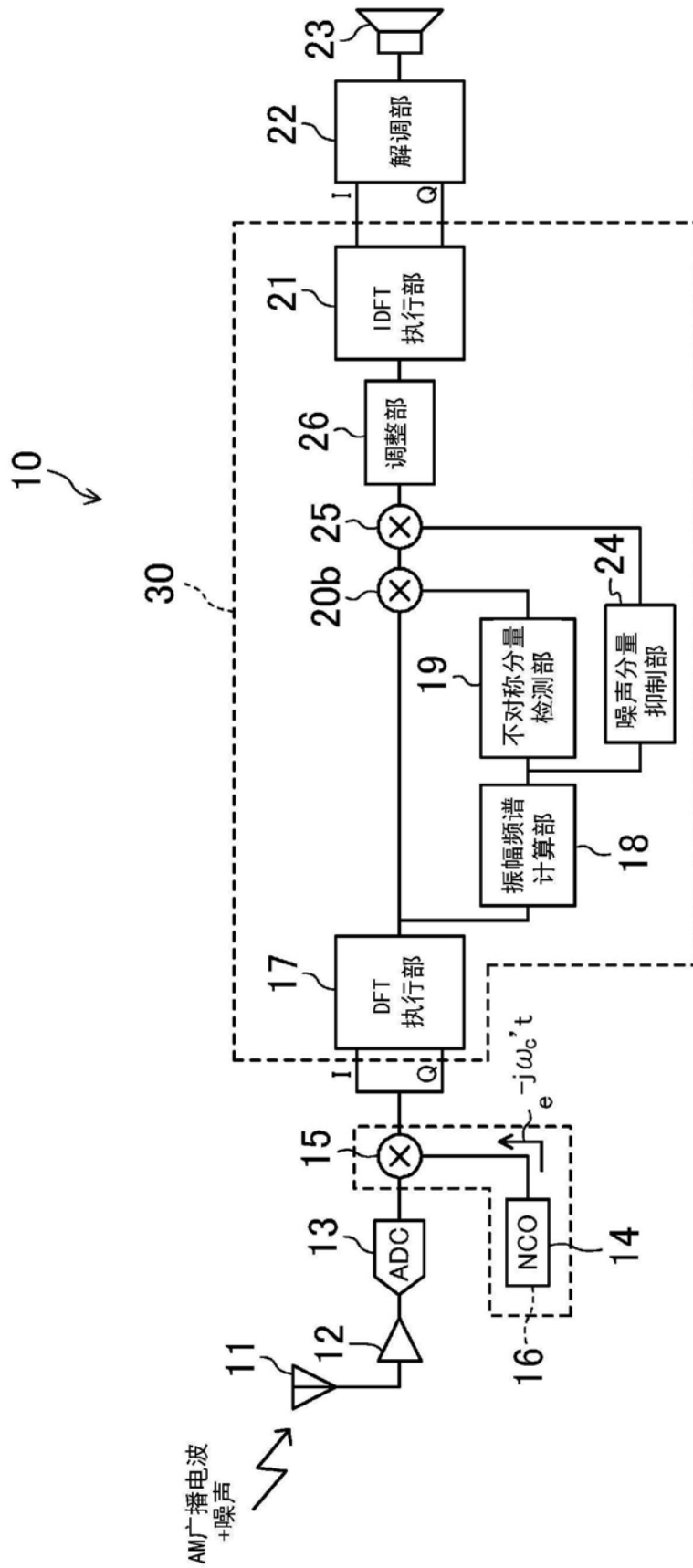


图10

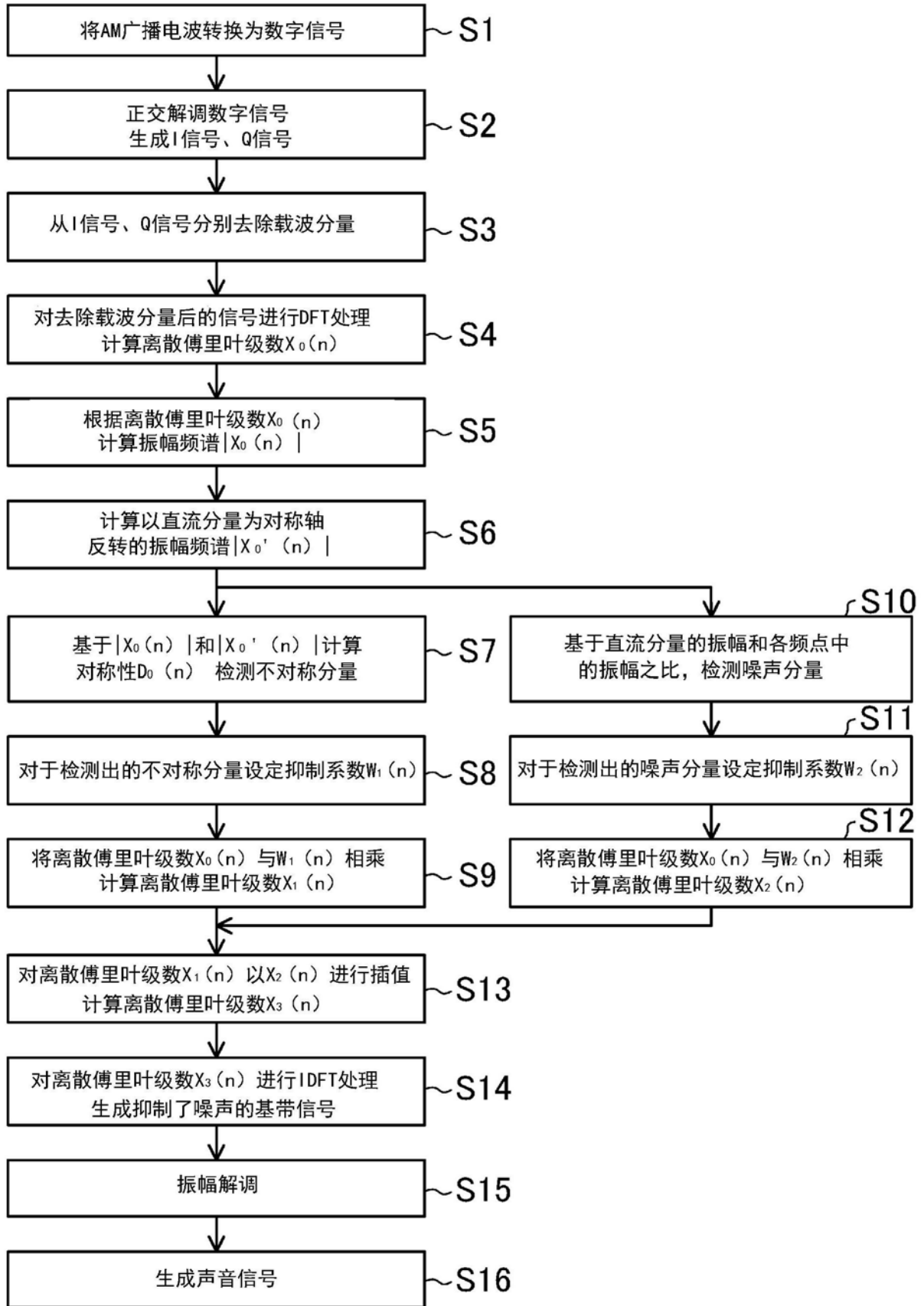


图11

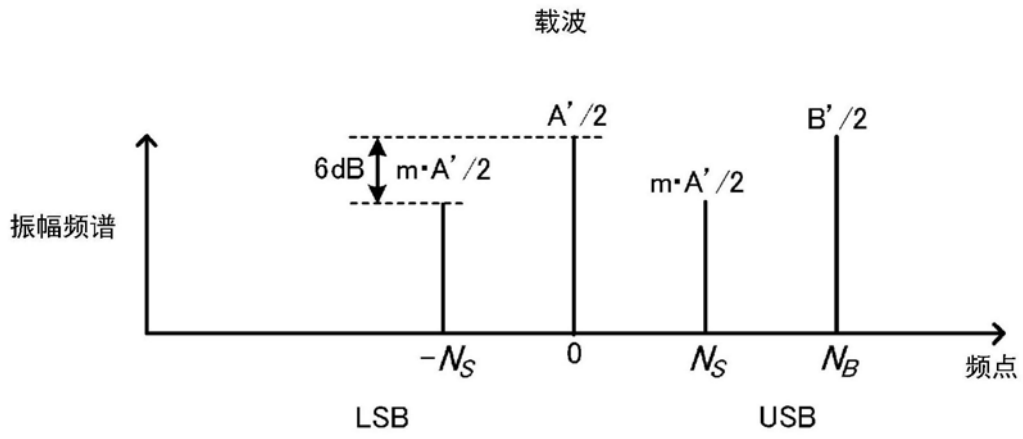


图12