



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105723624 B

(45)授权公告日 2019.06.14

(21)申请号 201580002578.3

(22)申请日 2015.03.13

(65)同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 105723624 A

(43)申请公布日 2016.06.29

(30)优先权数据  
61/952,559 2014.03.13 US

(85)PCT国际申请进入国家阶段日  
2016.05.12

(86)PCT国际申请的申请数据  
PCT/CN2015/074229 2015.03.13

(87)PCT国际申请的公布数据  
W02015/135507 EN 2015.09.17

(73)专利权人 联发科技股份有限公司

地址 中国台湾新竹市新竹科学工业园区笃行一路一号

(72)发明人 吕盈苍 洪志铭 李孟璋

(74)专利代理机构 深圳市威世博知识产权代理  
事务所(普通合伙) 44280

代理人 何青瓦

(51)Int.Cl.

H04B 1/10(2006.01)

H03D 7/00(2006.01)

审查员 廖小丽

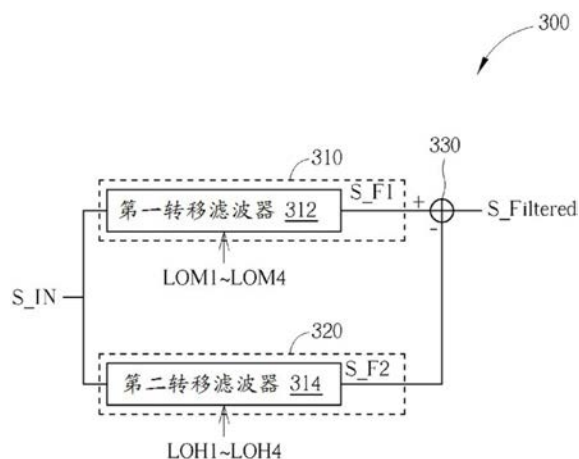
权利要求书2页 说明书8页 附图11页

(54)发明名称

谐波抑制转移滤波器

(57)摘要

谐波抑制转移滤波器包括:第一路径、第二路径和信号合路器。第一路径具有被多个第一振荡信号驱动的第一转移滤波器,以及,用于根据输入信号产生第一输出信号。第二路径具有被多个第二振荡信号驱动的第二转移滤波器,第二振荡信号在相位上不同于第一振荡信号。第二路径耦接于第一路径,以及用于根据该输入信号产生第二输出信号。信号合路器耦接于第一路径和第二路径,以及,用于组合第一输出信号和第二输出信号,以产生滤波信号。



1. 一种谐波抑制转移滤波器,其特征在于,包括:

第一路径,具有被多个第一振荡信号驱动的第一转移滤波器,用于根据第一输入信号产生第一输出信号;

第二路径,具有被多个第二振荡信号驱动的第二转移滤波器,用于根据第二输入信号产生第二输出信号,所述第二振荡信号在相位上不同于所述第一振荡信号;

信号合路器,耦接于所述第一路径和所述第二路径,用于组合所述第一输出信号和所述第二输出信号,以产生滤波信号,其中,通过组合所述第一输出信号和所述第二输出信号,在所述滤波信号中由所述第一振荡信号和所述第二振荡信号所造成的谐波响应被减少;

其中,所述第一输出信号是在所述第一路径接收所述第一输入信号的第一端子上产生的,以及,所述第二输出信号是在所述第二路径接收所述第二输入信号的第二端子上产生的,所述第一输入信号和所述第二输入信号是相互分离的。

2. 如权利要求1所述谐波抑制转移滤波器,其特征在于,所述第一振荡信号和所述第二振荡信号具有相同的频率。

3. 如权利要求1所述的谐波抑制转移滤波器,其特征在于,所述第一转移滤波器和所述第二转移滤波器中的每一个包括多个滤波器分支。

4. 如权利要求3所述的谐波抑制转移滤波器,其特征在于,所述第一转移滤波器的滤波器分支和所述第二转移滤波器的滤波器分支在数量上是相同的。

5. 如权利要求3所述的谐波抑制转移滤波器,其特征在于,所述第一转移滤波器的滤波器分支中的每一个具有耦接于所述第一输入信号的第一端,以及耦接于地电位的第二端,所述第二转移滤波器的滤波器分支中的每一个具有耦接于所述第二输入信号的第一端,以及耦接于地电位的第二端;以及,每个滤波器分支包括开关混频器和阻抗模块;

所述开关混频器,耦接在所述第一端和所述阻抗模块之间,被所述第一振荡信号和所述第二振荡信号之一驱动;以及

所述阻抗模块,耦接在所述开关混频器和所述地电位之间。

6. 如权利要求3所述的谐波抑制转移滤波器,其特征在于,所述第一转移滤波器的滤波器分支中的每一个具有耦接于所述第一输入信号的第一端,以及耦接于另一滤波器分支的第二端,所述第二转移滤波器的滤波器分支中的每一个具有耦接于所述第二输入信号的第一端,以及耦接于另一滤波器分支的第二端;以及,每个滤波器分支包括开关混频器和阻抗模块;

所述开关混频器,耦接在所述第一端和所述阻抗模块之间,被所述第一振荡信号和所述第二振荡信号之一驱动;以及

所述阻抗模块,耦接在所述开关混频器和所述另一滤波器分支的另一开关混频器之间。

7. 如权利要求5所述的谐波抑制转移滤波器,其特征在于,所述阻抗模块包括至少一个电容。

8. 如权利要求7所述的谐波抑制转移滤波器,其特征在于,所述阻抗模块还包括电阻和电感中的至少一个。

9. 如权利要求5所述的谐波抑制转移滤波器,其特征在于,所述阻抗模块包括至少一个

有源元件。

10. 如权利要求1所述的谐波抑制转移滤波器,其特征在于,所述多个第一振荡信号中的其中一个第一振荡信号与所述多个第二振荡信号中的其中一个第二振荡信号之间的相位差为 $45^{\circ}$ 。

11. 如权利要求1所述的谐波抑制转移滤波器,其特征在于,所述第一路径和所述第二路径中的至少一个还包括增益单元。

12. 如权利要求1所述的谐波抑制转移滤波器,其特征在于,所述信号合路器包括至少一个信号加法器或信号减法器。

13. 如权利要求1所述的谐波抑制转移滤波器,其特征在于,还包括:

多个第三路径,每一个第三路径具有被多个第三振荡信号驱动的第三转移滤波器,用于根据多个第三输入信号产生多个第三输出信号;以及,所述信号合路器组合所述第一输出信号、所述第二输出信号和所述多个第三输出信号,以产生所述滤波信号,其中,所述多个第三输入信号、所述第一输入信号以及所述第二输入信号是相互分离的。

14. 如权利要求13所述的谐波抑制转移滤波器,其特征在于,所述第一路径、第二路径和多个第三路径中的至少一个路径还包括可调的增益单元,用于提供不同的权重或消除各路径之间的增益不匹配。

15. 如权利要求13所述的谐波抑制转移滤波器,其特征在于,通过所述信号合路器组合所述第一输出信号、所述第二输出号和所述多个第三输出信号,在所述滤波信号中由所述第一振荡信号、所述第二振荡信号和所述多个第三振荡信号所造成的谐波响应被减少。

16. 如权利要求1所述的谐波抑制转移滤波器,其特征在于,每两个第一振荡信号之间存在第一相位差,以及,每两个第二振荡信号之间存在第二相位差,所述第一相位差等于所述第二相位差。

17. 如权利要求16所述的谐波抑制转移滤波器,其特征在于,所述多个第一振荡信号中的其中一个第一振荡信号和所述多个第二振荡信号中的其中一个第二振荡信号之间存在第三相位差,以及,所述第三相位差是根据所要抑制的谐波确定的。

## 谐波抑制转移滤波器

[0001] 相关申请的交叉引用

[0002] 本申请要求如下申请的优先权:2014年3月13日递交的申请号为61/952,559的美国临时案,在此合并参考上述申请案的全部内容。

### 技术领域

[0003] 本发明通常涉及一种滤波器,更特别地,涉及一种谐波抑制(harmonic-rejection)滤波器,其包括多条路径,每条路径具有转移滤波器(translational filter)。

### 背景技术

[0004] 对于宽带(wideband)接收器,如多标准的软件定义无线电(software defined radios,SDR)和多标准的电视(TV)接收器,若存在频率转换(translation),则不管是单变换(上变频或下变频)还是双变换(dual-conversion),它们常常会受到谐波混频问题的影响。谐波混频问题主要是由本地振荡器(local oscillator,LO)的谐波造成的,进而导致不想要的信号、干扰(interferer)或阻塞(blocker)伴随着期望信号一起而被转换至期望信道中,从而降低了信噪比(signal-to-noise ratio)。

[0005] 例如,在下变频情况中,混频器(mixer)用于基于射频(radio frequency,IF)  $f_{RF}$  上的输入信号与本地振荡频率  $f_{LO}$  上的本地振荡信号的乘法(multiplication),将信号从射频  $f_{RF}$  转换至中频(intermediate frequency,IF)  $f_{IF}$ 。由于大多数本地振荡信号是方波类型的形式,其不仅包括本地振荡频率  $f_{LO}$  的基波分量(fundamental component),而且还包括本地振荡频率  $f_{LO}$  的谐波分量(components at harmonics)。因此,所述乘法将引入输入信号的额外频谱分量至中频  $f_{IF}$ ,而这些频谱分量并不存在于期望的射频  $f_{RF}$  上。

[0006] 传统的宽带接收器通常在混频器或LNA之前需要一个高Q的带通跟踪滤波器(band-pass tracking filter),以抑制全部不想要的信号、干扰或阻塞,进而缓减线性度要求以及防止由于谐波混频而被转换至期望信道。此外,谐波抑制混频器(Harmonic-Rejection Mixer,HRM)对于更加严格的标准要求可能是需要的,以增强3阶和5阶的谐波抑制比。此外,出于小尺寸、低成本和低功耗的考虑,如今的CMOS集成电路(IC)设计趋向于将跟踪滤波器集成到一芯片上,而不是庞大而又高成本的外部元件。转移滤波器具有高Q、低成本和精确可调的中心频率的优点,从而,对于这样的片上(on-chip)跟踪滤波器会是一个很好的候选。然而,由于在宽带系统中使用的转移滤波器也要执行频率转换,因此仍然存在谐波混频问题。此外,传统的谐波抑制技术只能被应用至一次仅进行下变频或上变频的混频器,而不适用于可被视为同时进行下变频和上变频的转移滤波器。因此,有需要提供一种新颖的技术,以实现转移滤波器对于宽带应用具有谐波抑制的能力。

### 发明内容

[0007] 如前所述,本发明的目的之一在于提供一种谐波抑制转移滤波器,能够实现由本地振荡信号造成的高谐波抑制比,还能够保留转移滤波器的所有优点。通过使用本发明,所

述转移滤波器可在宽带系统中采用,且表现出良好的性能。

[0008] 根据本发明的一方面,提供了一种谐波抑制转移滤波器。该谐波抑制转移滤波器包括:第一路径、第二路径和信号合路器。第一路径具有被多个第一振荡信号驱动的第一转移滤波器,以及,用于根据输入信号产生第一输出信号。第二路径具有被多个第二振荡信号驱动的第二转移滤波器,该多个第二振荡信号在相位上不同于所述多个第一振荡信号。第二路径耦接于第一路径,以及,用于根据输入信号产生第二输出信号。信号合路器耦接于第一路径和第二路径,以及,用于组合第一输出信号和第二输出信号,以产生具有谐波消除的滤波信号。

[0009] 本领域技术人员在阅读附图所示优选实施例的下述详细描述之后,可以毫无疑问地理解本发明的这些目的及其它目的。

## 附图说明

[0010] 图1根据本发明之一实施例示出了一种转移滤波器;

[0011] 图2A示出了如图1所示的转移滤波器的等效模型;

[0012] 图2B示出了图2A所示的转移滤波器的频率响应示意图;

[0013] 图3A和图3B根据本发明之一实施例示出了一种转移回路滤波器的延伸架构;

[0014] 图4根据本发明一实施例示出了转移滤波器中的滤波器分支;

[0015] 图5示出了用以驱动滤波器分支的开关混频器的本地振荡信号的时序图;

[0016] 图6A示出了一种常规的谐波抑制混频器的方块示意图;

[0017] 图6B示出了图6A所示的谐波抑制混频器的矢量图;

[0018] 图7A和图7B根据本发明实施例示出了包括一条谐波抑制路径的8-相(8-phase)谐波抑制转移滤波器的方块示意图和详细实现;

[0019] 图8A示出了如图7B所示的本发明的矢量图;

[0020] 图8B示出了如图7B所示的每个路径关于基频、3阶和5阶的谐波混频产物的等式;

[0021] 图9根据本发明实施例示出了包括三条谐波抑制路径的16-相谐波抑制转移滤波器的方块示意图;

[0022] 图10根据本发明实施例示出了包括M条谐波抑制路径的广义N-相谐波抑制转移滤波器的方块示意图。

## 具体实施方式

[0023] 在以下描述及权利要求书中通篇使用的某些词汇用来指称特定的系统元件。本领域技术人员应可理解,制造商可能会用不同的名词来称呼同样的元件。本文件并不以名称的差异来作为区别元件的方式。在以下的描述和权利要求书,所使用的术语“包含”和“包括”为开放式用语,故应解释成“包含,但不限于…”的意思。术语“耦接”(couple、coupled)意指间接或直接的电气连接。因此,若第一装置耦接于第二装置,则连接可以是直接的电气连接,或者,透过其它装置或连接的间接的电气连接。

[0024] 为了实现具有高Q和精确可调的中心频率的性能的滤波器,本发明利用多个转移滤波器来实现谐波抑制滤波器。这些转移滤波器分别关于输入信号构成(form)多条信号处理路径,以及,不同路径的结果将被组合(combined),以获得滤波信号(filtered signal)。

每条信号处理路径将提供特定的频率响应,用于对输入信号进行滤波,以及,在不同路径中产生的谐波混频产物将大幅减少。

[0025] 转移滤波器:

[0026] 请参照图1,图1示出了一种在本发明的谐波抑制滤波器中使用的转移滤波器的方块示意图。如附图所示,转移滤波器100包括开关混频器 (switching mixer) 110和阻抗模块 (impedance block) 120。开关混频器110对输入信号S\_IN和本地振荡信号L0进行混频。阻抗模块120响应于混频开关后的所有混频产物而提供特定的基带阻抗 (baseband impedance)。此基带阻抗将被转移至输入,以及,在本地振荡信号L0的频率 $f_{L0}$ 附近引入对称的 (symmetric) 滤波器响应。因此,在输入信号S\_IN所要被发送至的端子上产生滤波信号S\_Filtered。如图1的右手边所示,开关混频器110实际上包括多个MOS开关,被多相位 (multiple phase) 的本地振荡信号L0驱动。更特别地,在本描述中的开关混频器110包括多个MOS开关,分别被具有不同相位的本地振荡信号L0和L0' 驱动。应当指出的是,传统的开关混频器通常用于频率转换 (下变频或上变频),因此,其输入和输出端被分配在开关混频器的不同节点上 (其中一个为射频 (RF) 端,而另一个为中频 (IF) 端),即开关混频器为串联型 (in series type) 连接。当转移滤波器的目的用于滤波时,它通常连接在需要被滤波的信号节点上,即,其开关混频器为并联型 (in parallel type) 连接。实际上,若从无源开关混频器的射频 (RF) 端取信号,则它可能像转移回路滤波器一样具有取决于其中频 (IF) 端上的阻抗的频率响应。

[0027] 图2A中示出了一种转移滤波器100的等效模型。转移滤波器100的原则和操作可被视为首先根据基带阻抗模块120对输入信号S\_IN进行下变频操作,以将输入信号S\_IN转换为伴随有频率响应的中频。然后,对下变频的结果进行上变频操作,以产生滤波信号S\_Filtered。借助于阻抗模块120提供的阻抗,转移滤波器100能够提供在特定频率范围上的频率响应。假定阻抗模块120 (或阻抗模块142 (144)) 包括与电阻并联的电容,则转移滤波器100本质上是带通滤波器 (band-pass filter),以及,具有如图2B所示的频率响应 (具有在 $f_{L0}$ 上的中心频率)。

[0028] 请注意,根据本发明的不同实施例,开关混频器110可被任意其它类型的混频器替换,但阻抗模块120 (即阻抗模块142 (144)) 可包括有源和/或无源元件的任意可能组合,如放大器、跨导 (transconductor)、电感、电容、电阻 (例如C、RC、LC或RLC)。在一些实施例中,阻抗模块包括至少一个电容。在另一些实施例中,阻抗模块除包括至少一个电容外,还包括电阻和电感中的至少一个。在另一些实施例中,阻抗模块包括至少一个有源元件。根据包括在阻抗模块120内的元件,转移滤波器100可以是带阻滤波器 (band-stop filter)、带通滤波器、全通滤波器 (all-pass filter) 或在实数域和复数域中的不同滤波模型的组合。举例来说,当阻抗模块120包括与电容并联的电感时,阻抗模块120可具有带通频率响应,以及,在转移滤波器上引入双通带 (double pass-band) 频率响应。此外,使用有源元件 (如放大器或跨导) 与电容、电阻的组合还可以实现有源感性元件,以达到相同的效果。

[0029] 此外,转移滤波器100还可扩展为如图3A所示的广义 (generalized) N路径 (N-Path) 滤波器,其包括N个相同的滤波器分支 (filter branch),以及,每个分支包括开关混频器和阻抗模块。每个分支被N-相位 (N-phase) 的本地振荡信号L01-L0N之一驱动,这些本地振荡信号L01-L0N的相位互不相同。每个开关混频器包括多个MOS或其它类型的晶体管。

开关混频器可通过阻抗模块耦接至地电位 (ground)。可选的,被互补相位 (complementary-phase) 的本地振荡信号驱动的两个开关混频器可共享一个阻抗模块,而无需耦接至地电位。

[0030] 此外,N路径滤波器可以是单端或差分结构的形态。图3B根据本发明一实施例示出了N路径滤波器的差分形态。差分N路径滤波器包括两部分。其中一部分是用于输入信号S\_IN的正分量 (positive component) S\_IN+,而另一部分是用于输入信号S\_IN的负分量 (negative component) S\_IN-。用于正分量的这部分的滤波器分支中的其中一个与用于负分量的这部分的滤波器分支中的其中一个共享阻抗模块,以及,它们互相连接。类似地,开关混频器可通过阻抗模块耦接至地电位。可选的,被互补相位的本地振荡信号驱动的两个开关混频器可共享一个阻抗模块,而无需耦接至地电位。

[0031] 对于大多数应用,转移滤波器200由至少四个滤波器分支210-240实现 (如图4所示),用于单端或差分转移滤波器的结构。对于单端情形,分支的数量可以减半。4个分支210、220、230和240分别被四相位的本地振荡信号驱动,如L01、L02、L03和L04的相位为 $0^\circ$ 、 $90^\circ$ 、 $180^\circ$ 和 $270^\circ$ ,以防止由位于频谱上的镜像位置处的信号和噪声造成的期望信号的恶化,。转移滤波器200基于各阻抗模块提供频率响应,以对输入信号S\_IN滤波。对于具有差分关系的分支,如分支210和230,阻抗模块的参考地电位可被合并以形成其中一个差分阻抗模块。举例来说,两个单端电容 (其中一个在210中以及和另一个在230中) 可被组合为一个四分之一大小的差分电容。此外,开关混频器可通过阻抗模块耦接至地电位。可选的,被互补相位的本地振荡信号 (如被L01和L03、L02和L04驱动的开关混频器) 驱动的两个开关混频器可共享一个阻抗模块,而无需耦接至地电位。

[0032] N相位的本地振荡信号L01-L0N可以是非重叠 (non-overlapped) 的或重叠 (overlapped) 的。通常,N相位的本地振荡信号的占空比被设计为 $(100/N)\%$ ,然而,对于一些特定的设计要求 (如谐波抑制),可采用一些特定的占空比。根据本发明的不同实施例,图5中示出了振荡信号L01-L04的时序图 (在N等于4的情形中)。换言之,本地振荡信号L01-L04可以是大约为25%的占空比或50%的占空比,以及,可以是重叠的或非重叠的。

[0033] 谐波抑制转移滤波器:

[0034] 如上所述,转移滤波器具有高Q和精确可调的中心频率的优点,但对于宽带应用,它会受谐波混频问题的影响。正如传统混频器一样,在乘法过程中具有本地振荡信号的谐波,因此,本地振荡信号的谐波 (在本地振荡信号的频率 $f_{LO}$ 的倍数上) 附近的所有非期望的信号、干扰或阻塞将引入非期望的谐波混频产物至开关混频器的中频 (IF) 端,与此同时,通过与基本的 (fundamental) 本地振荡信号的乘法,这些非期望的谐波混频产物将被上变频回到转移回路滤波器的输入端口。为了移除所述谐波混频产物,本发明利用谐波抑制路径,以减少 (reduce) /消除 (cancel) 主路径中产生的谐波混频产物。因此,仅保留对应于基频 (fundamental frequency) 的混频结果。

[0035] 图6A示出了一种常规的谐波抑制混频器的方块示意图。除了同相 (in-phase) 和正交相位 (quadrature-phase) 路径,另一谐波抑制路径被引入。对于3阶或5阶的谐波混频产物,如图6B的虚线所示,同相和正交相位路径之和的幅值 (magnitude) 为 $\sqrt{2}$ ,以及,相位为正/负 $45^\circ$ 。采用被 $45^\circ$ 的本地振荡信号驱动且被放大 $\sqrt{2}$ 倍的另一路径理论上能够消除掉3

阶和5阶的谐波混频产物。实际上,抑制比(rejection-ratio)很大程度上取决于三条路径之间的增益和相位不匹配(mismatch)。另一方面, $\sqrt{2}$ 在CMOS集成电路(IC)中不能够被精确地实现,因此,它往往是造成增益不匹配的主要因素。因此,在这样的结构中,没有不匹配校准,无法实现高谐波抑制比。应当再次提醒的是,此技术不能够被直接应用至转移回路。

[0036] 图7A根据本发明一实施例示出了一种谐波抑制转移滤波器的示意图。如图7A所示,谐波抑制转移滤波器300包括主路径(main path)310(可称作第一路径)和谐波抑制路径(harmonic-rejection path)320(可称作第二路径)。主路径310包括第一转移滤波器312,而谐波抑制路径320包括第二转移滤波器314。第一转移滤波器312被多个本地振荡信号LOM1-LOM4(可称作第一振荡信号)驱动,本地振荡信号LOM1-LOM4具有在 $F_{L0}$ 上的频率和相位P1-P4。第二转移滤波器314被多个本地振荡信号LOH1-LOH4(可称作第二振荡信号)驱动,本地振荡信号LOH1-LOH4具有在 $F_{L0}$ 上的频率和相位P5-P8。本地振荡信号LOM1-LOM4的相位P1-P4与本地振荡信号LOH1-LOH4的相位P5-P8互不相同。信号合路器(signal combiner)330组合来自于主路径310的第一输出信号S\_F1和来自于谐波抑制路径320的第二输出信号S\_F2,从而产生滤波信号S\_Filtered。在本发明实施例中,通过组合第一输出信号S\_F1和第二输出信号S\_F2,可以从滤波信号S\_Filtered中大幅减少第一振荡信号和第二振荡信号所造成的谐波响应。

[0037] 图7B更加详细地示出了谐波抑制转移滤波器300。第一转移滤波器312可包括4个相同的滤波器分支,以及,第一转移滤波器312中的滤波器分支分别被在相位P1-P4( $0^\circ$ 、 $180^\circ$ 、 $90^\circ$ 和 $270^\circ$ )上的相应的本地振荡信号LOM1-LOM4驱动。由于这四个滤波器分支被正交相位的本地振荡信号驱动,因此还可以防止信号因镜像造成的恶化。第一转移滤波器312根据包括在每个阻抗模块中的元件,提供频率响应给输入信号S\_IN。第二转移滤波器314和第一转移滤波器312在滤波器分支的数量上是相同的。以及,第二转移滤波器314的每个滤波器分支也和第一转移滤波器312中的滤波器分支相同。第二转移滤波器314中的滤波器分支被本地振荡信号LOH1-LOH4驱动,本地振荡信号LOH1-LOH4所具有的相位P5-P8与本地振荡信号LOM1-LOM4的相位P1-P4不相同。特别地,本地振荡信号LOH1-LOH4可具有在 $45^\circ$ 、 $225^\circ$ 、 $135^\circ$ 和 $315^\circ$ 上的相位P5-P8。在图7B所示的实施例中,本地振荡信号LOM1-LOM4与LOH1-LOH4之间的相位差为 $45^\circ$ ,换言之,本地振荡信号LOM1-LOM4之一与对应的本地振荡信号LOH1-LOH4之一之间的相位差为 $45^\circ$ 。例如,LOM1与LOH1之间的相位差为 $45^\circ$ ,LOM2与LOH2之间的相位差为 $45^\circ$ ,LOM3与LOH3之间的相位差为 $45^\circ$ ,LOM4与LOH4之间的相位差为 $45^\circ$ 。具有这样的本地振荡相位的安排,谐波抑制路径320可减少由于主路径310中产生的三阶和五阶的本地振荡谐波所造成的将落入期望信道内的谐波混频产物。

[0038] 如前所述,由于转移滤波器可被模型化为进行下变频,然后进行上变频,因此,基于此模型,可以很容易地得到关于不同的谐波混频过程的所有等式。图8B和图8A分别示出了每个路径关于基频、3阶和5阶的谐波混频产物的等式和对应的矢量图。不同于传统的混频器,由于转移滤波器中的双变换,主路径或谐波抑制路径的输出上将仅保留同相和反相(out-of-phase)的混频产物(在其每条路径中,正交相位镜像分量被正交相位的本地振荡信号理想地自我消除了)。此外,在这样的谐波抑制转移滤波器中,也不再存在术语 $\sqrt{2}$ 。因此,也不再需要常规的谐波抑制混频器中产生精确的 $\sqrt{2}$ 路径的严峻挑战(通常限制了可实现的谐波抑制)。由于谐波抑制转移滤波器的两条路径是相同的(仅被不同的本地振荡相位



驱动)以及谐波抑制由每条路径之间的不匹配单独确定,因此,本发明即使没有任何的不匹配校准也能够实现出色的谐波抑制,因为来自于几乎相同的路径存在很少的不匹配的来源。此外,由于无需改变谐波抑制滤波器中的每个转移滤波器的电路,因此,可以保留转移滤波器的所有优点,如高Q以及精确可控制的中心频率。

[0039] 换言之,主路径310的第一转移滤波器312和谐波抑制路径320的第二转移滤波器314能够给输入信号S\_IN提供频率滤波效果,而谐波抑制路径320的第二转移滤波器314能够进一步地提供谐波抑制效果,以消除本地振荡信号的谐波造成的干扰。因此,可以实现高Q和谐波抑制滤波器。根据本发明的不同实施例,第一转移滤波器312和第二转移滤波器314可以包括不同数量的滤波器分支。举例来说,第一转移滤波器312和第二转移滤波器314的每一个可以具有2个、8个或其它数量的滤波器分支。

[0040] 用于高阶谐波的谐波抑制转移滤波器:

[0041] 在图7A至图7B所示的实施例中,谐波抑制转移滤波器300通过使用具有8个不同相位的本地振荡信号驱动两个相同的转移滤波器以及组合其各自的输出的方式可抑制3阶和5阶的谐波混频产物。然而,对于一些系统,仅抑制3阶和5阶的谐波混频产物是不够的,更高阶的奇次谐波抑制可能是必要的。因此,本发明还提供一种高阶谐波抑制转移滤波器,该高阶谐波转移滤波器具有更多的转移滤波器,该更多的转移滤波器被具有更多不同相位的本地振荡信号驱动。

[0042] 请参照图9,图9示出了一种能够抑制3阶、5阶、7阶和9阶的谐波混频产物的谐波抑制转移滤波器400。事实上,若相位匹配足够好,它能够实现所有奇次谐波的抑制。如图9所示,谐波抑制转移滤波器400包括主路径410、第一谐波抑制路径420、第二谐波抑制路径430和第三谐波抑制路径440。它们中的每一个包括转移滤波器,转移滤波器被具有互不相同的相位的本地振荡信号驱动。包括在主路径410中的第一转移滤波器412被本地振荡信号LOM1-LOM4驱动,包括在第一谐波抑制路径420中的第二转移滤波器414被本地振荡信号LOH1\_4-LOH1\_4驱动,包括在第二谐波抑制路径430中的第三转移滤波器416被本地振荡信号LOH2\_1-LOH2\_4驱动,以及,包括在第三谐波抑制路径440中的第四转移滤波器418被本地振荡信号LOH3\_1-LOH3\_4驱动。本地振荡信号LOM1-LOM4、LOH1\_1-LOH1\_4、LOH2\_1-LOH2\_4和LOH3\_1-LOH3\_4分别具有在 $f_{L0}$ 上的相同频率但互不相同的相位。在一些实施例中,每两个第一振荡信号(如LOM1-LOM4)之间存在第一相位差(例如,图9中的每两个第一振荡信号之间存在的第一相位差可为 $90^\circ$ ),每两个第二振荡信号(如LOH1\_4-LOH1\_4)之间存在第二相位差(例如,图9中的每两个第二振荡信号之间存在的第二相位差可为 $90^\circ$ ),第一相位差与第二相位差相同。在一些实施例中,第一振荡信号(如LOM1-LOM4)中的其中一个第一振荡信号与第二振荡信号(如LOH1\_4-LOH1\_4)中的其中一个第二振荡信号之间存在第三相位差(例如,第三相位差为 $45^\circ$ ),其中,第三相位差是根据所要抑制的谐波确定的,特别地,在图9所示的示例中,第一相位差大于第三相位差。举例来说,本地振荡信号LOM1-LOM4可具有在 $0^\circ$ 、 $180^\circ$ 、 $90^\circ$ 和 $270^\circ$ 上的相位,本地振荡信号LOH1\_1-LOH1\_4可具有在 $45^\circ$ 、 $225^\circ$ 、 $135^\circ$ 和 $315^\circ$ 上的相位,本地振荡信号LOH2\_1-LOH2\_4可具有在 $22.5^\circ$ 、 $202.5^\circ$ 、 $112.5^\circ$ 和 $292.5^\circ$ 上的相位,以及本地振荡信号LOH3\_1-LOH3\_4可具有在 $67.5^\circ$ 、 $247.5^\circ$ 、 $157.5^\circ$ 和 $337.5^\circ$ 上的相位。具有这样的本地振荡相位的安排,谐波抑制滤波器400能够实现更高阶的谐波抑制。若在每条路径中不存在不匹配,则主路径410和谐波抑制路径420-440的输出信号被信号合路器450组

合,并产生没有谐波混频产物的滤波信号S\_Filtered。

[0043] 谐波抑制滤波器的广义型态:

[0044] 如图3A和图3B所示,本发明的转移滤波器可被进一步扩展为具有N个滤波器分支的N路径滤波器。基于如图3A和图3B所示的N路径滤波器,本发明还提供一种谐波抑制滤波器的广义型态。

[0045] 请参照图10,图10根据本发明一实施例示出了本发明的谐波抑制滤波器的广义型态。如图所示,广义的谐波抑制滤波器500包括多条路径,主路径510\_1和多条谐波抑制路径510\_2-510\_M。每条路径接收信号分离器(signal splitter)根据输入信号S\_IN所产生的输出,以及,可具有不同的权重(关于所述路径,具有可调整的无源或有源的增益单元)。通过利用一个信号加法器/减法器,或者,多个信号加法器和/或多个信号减法器的组合(每一个也可具有不同的权重),信号合路器530组合所有或被选择的路径的输出,以产生滤波信号S\_Filtered。主路径510\_1和谐波抑制路径510\_2-510\_M中的每一个包括转移滤波器,该转移滤波器具有特定的滤波器分支以及相应的本地振荡频率、相位。这些转移滤波器基本上是相同的,且他们中的每一个具有N个滤波器分支。对于单端形式的输入信号S\_IN,转移滤波器可根据输入信号S\_IN具有如图3A所示的结构,或者对于差分形式的输入信号S\_IN,可具有如图3B所示的结构。

[0046] 主路径510\_1和谐波抑制路径510\_2-510\_M中的转移滤波器的每个滤波器分支被特定相位上的本地振荡信号驱动。如上所述,本地振荡信号的相位是互不相同的。请注意,数字“N”与数字“M”可以是相同的或不相同的。根据所要抑制的谐波,可以确定出不同数量的路径、不同的本地振荡相位以及不同权重的信号分离器/合路器,以满足谐振消除准则。在本实施例中,最大极限的M\*N相位的本地振荡信号可被用来驱动这些转移滤波器,本地振荡相位中的每一个可以等于 $(360^\circ / (M*N)) * n$  (n是本地振荡信号的标号)。因此,可配置的高阶谐振抑制转移滤波器可以实现高灵活性。

[0047] 请注意,根据上述描述,尽管在每条路径中仅提及并包括转移滤波器。所述路径还可以包括其它元件。举例来说,由于在不同路径之间存在增益匹配,因此,主路径和谐波抑制路径中的至少一个还可以包括可调的增益单元,该可调的增益单元能够提供不同的权重,以减少不同路径之间的增益不匹配。

[0048] 有益的

[0049] 由于本发明的谐波抑制转移滤波器针对谐波混频问题具有良好的抗干扰性能,因此,可作为片上跟踪滤波器应用在宽带接收器中,而无需额外的高Q元件(例如,外部电容或电感),且保留了转移滤波器的所有优点。此外,本发明的谐波抑制滤波器保留了转移滤波器的所有优点(如高Q和精确可调的中心频率),且还具有抑制所有不想要的谐波混频产物的能力,而无需花费大量的芯片尺寸和成本。因此,本发明提供了一种很好的用以设计宽带系统中的跟踪滤波器的解决方案,以处理在宽频带范围上的成分。

[0050] 在说明书中引用的“一实施例”或“实施例”是指特定的特征、结构或特性,其与所描述的包括在至少一种实现中的实施例有关。在本说明书的不同位置中,术语“在一实施例中”的出现不一定全部是指相同的实施例。因此,尽管实施例已经以特定于结构特征和/或方法行为的语言进行了描述,但是,应该理解的是,要求保护的主体可以不受限于所描述的具体特征或行为。相反,这些具体特征和行为被作为实现所要求保护的主体示例形式公

开。

[0051] 本领域技术人员将很容易地了解到,在本发明的教导下,可以获得装置和方法的大量修改和变型。因此,上述公开内容应被解释为仅受所附权利要求书的边界和范围的限制。

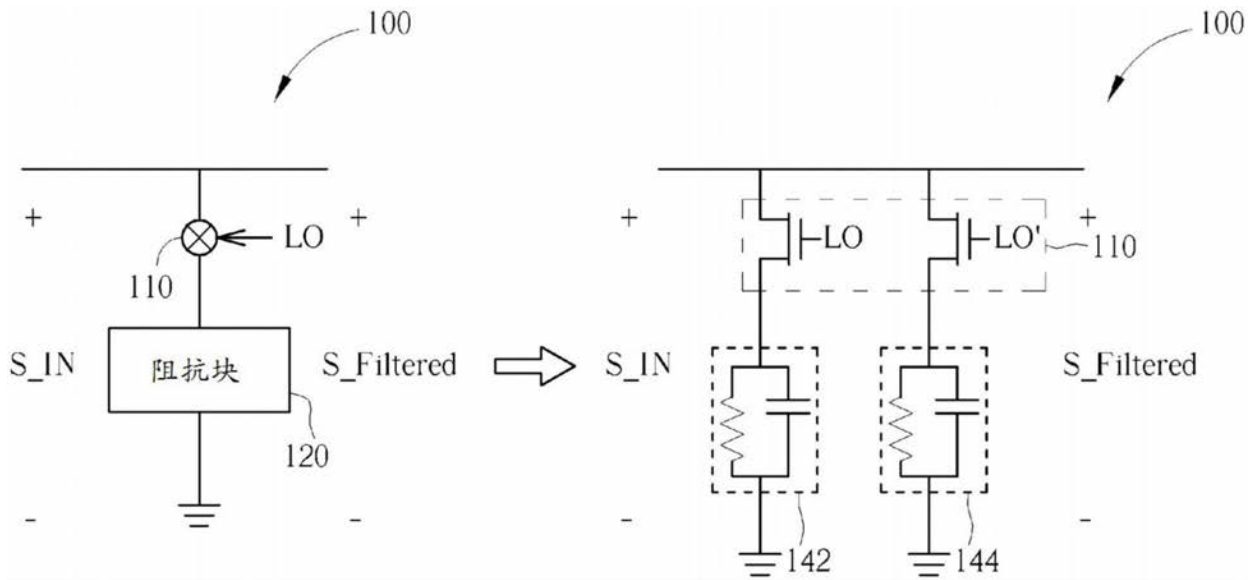


图1

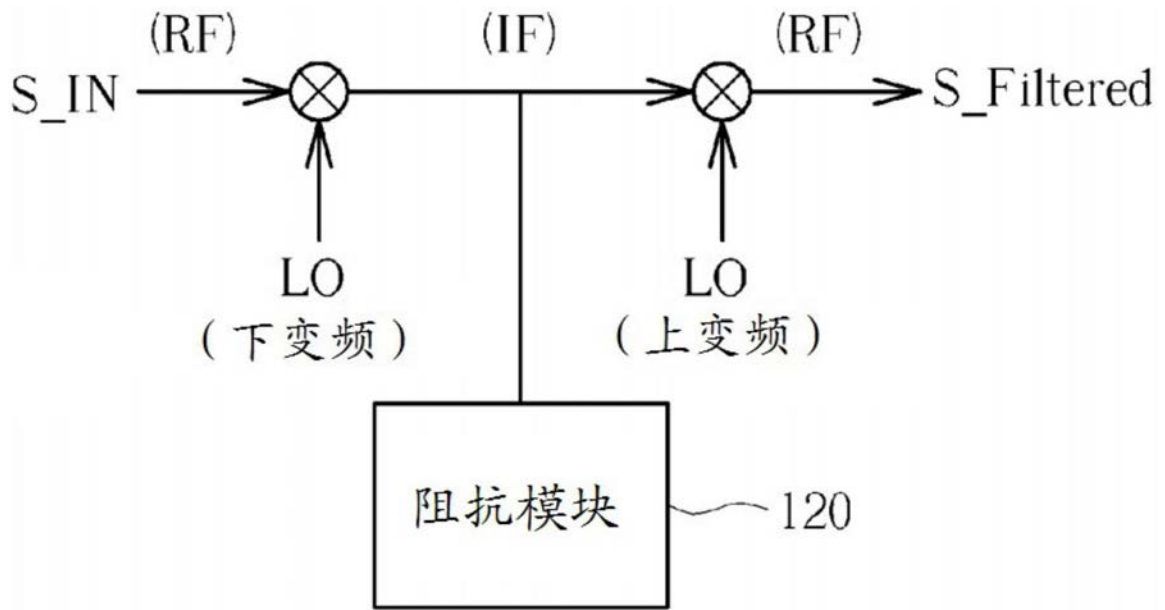


图2A

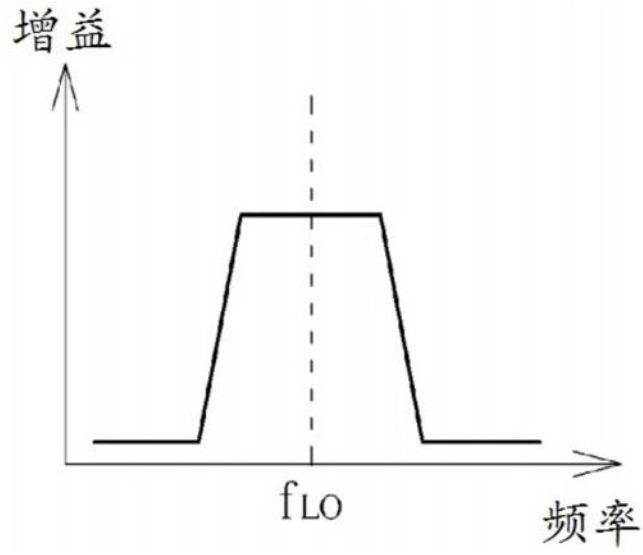


图2B

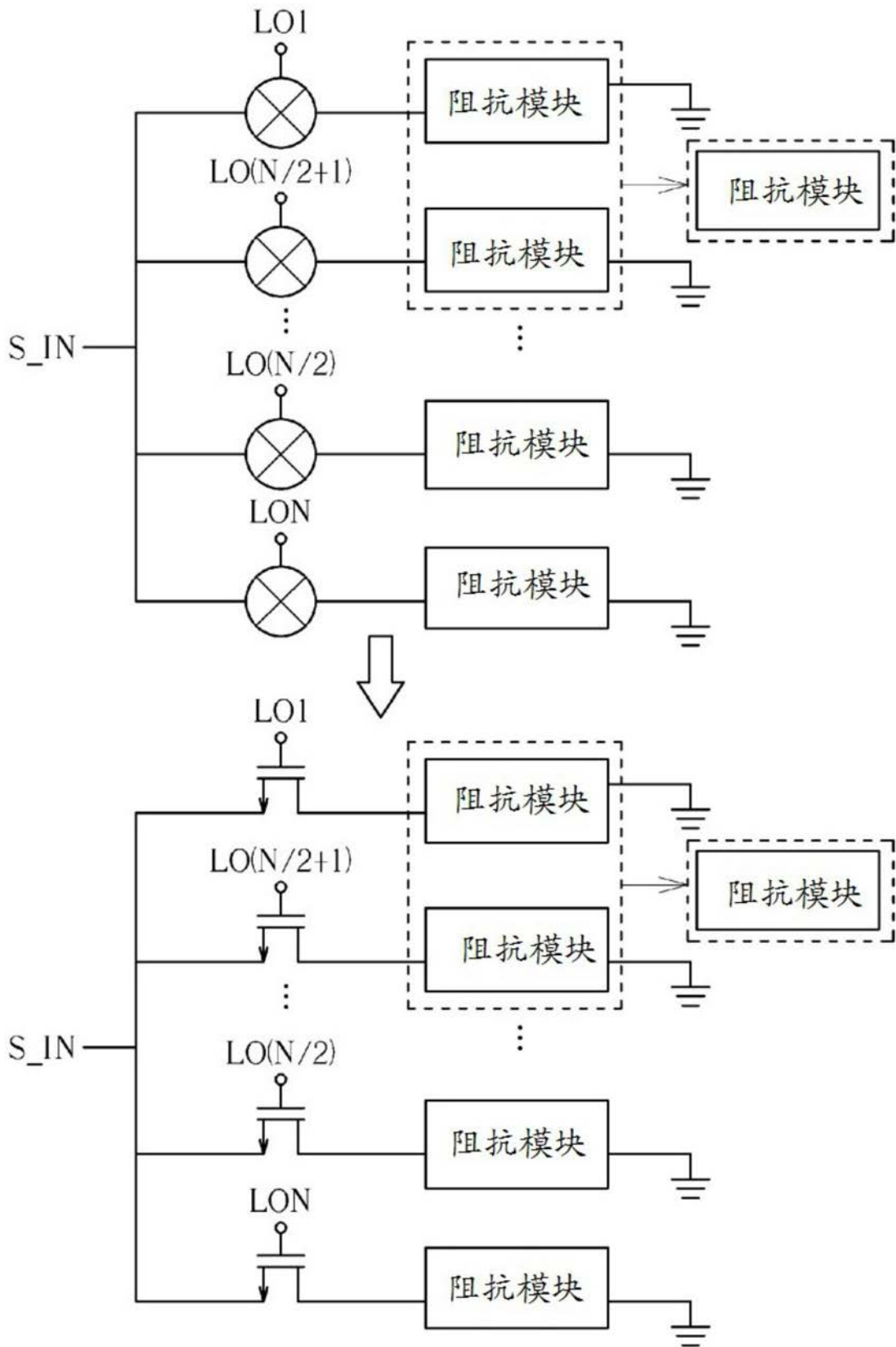


图3A

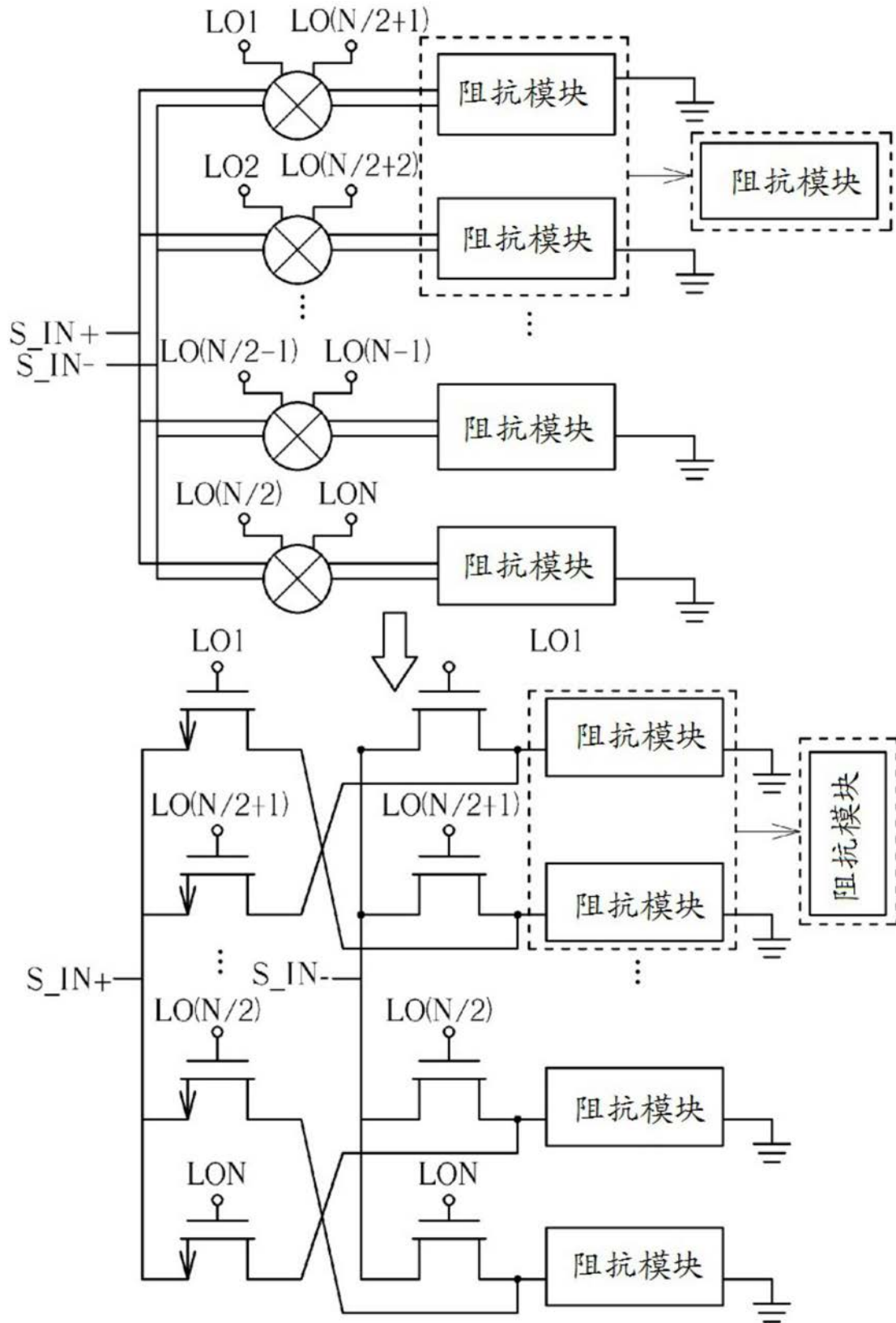


图3B

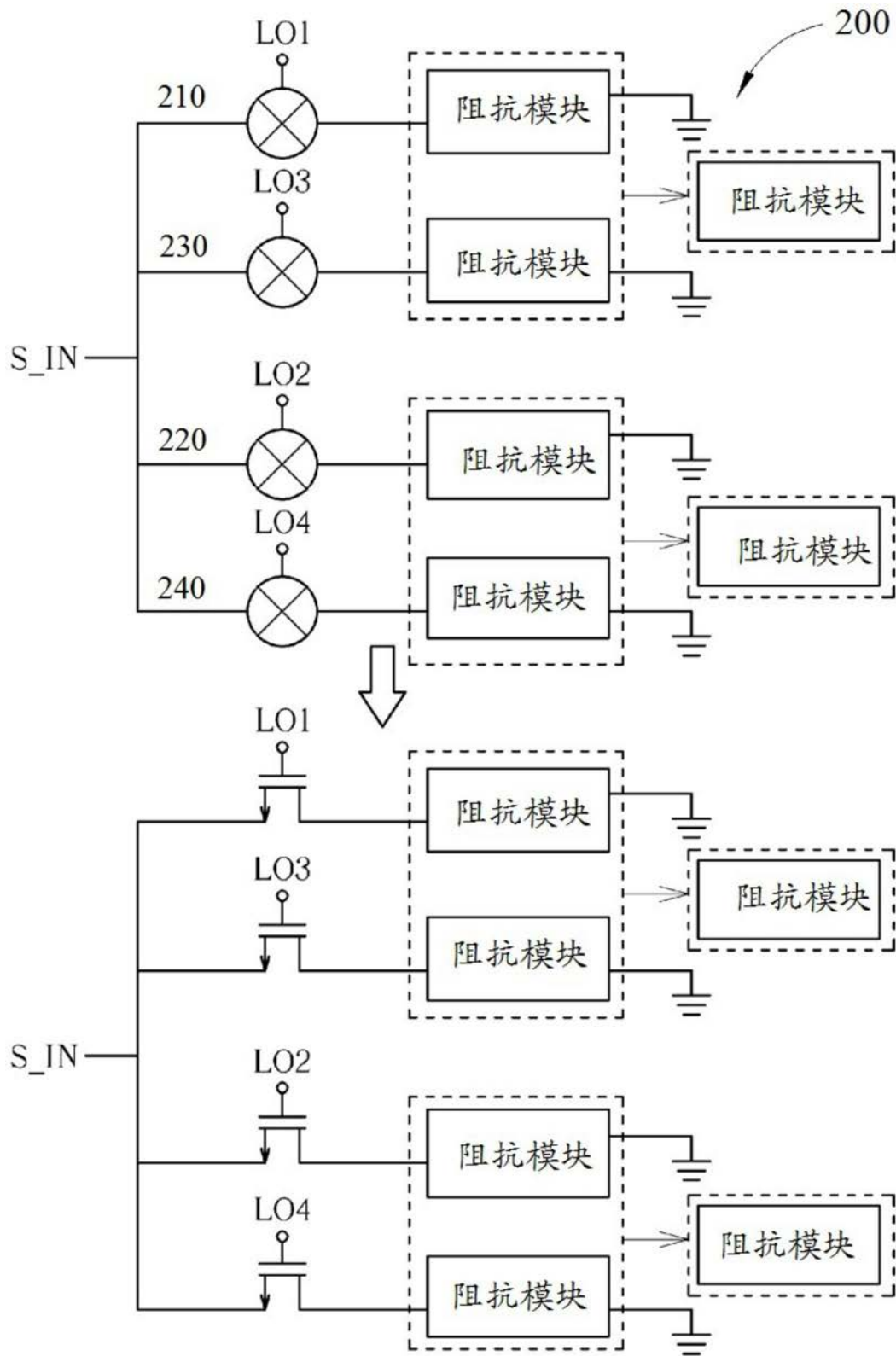


图4



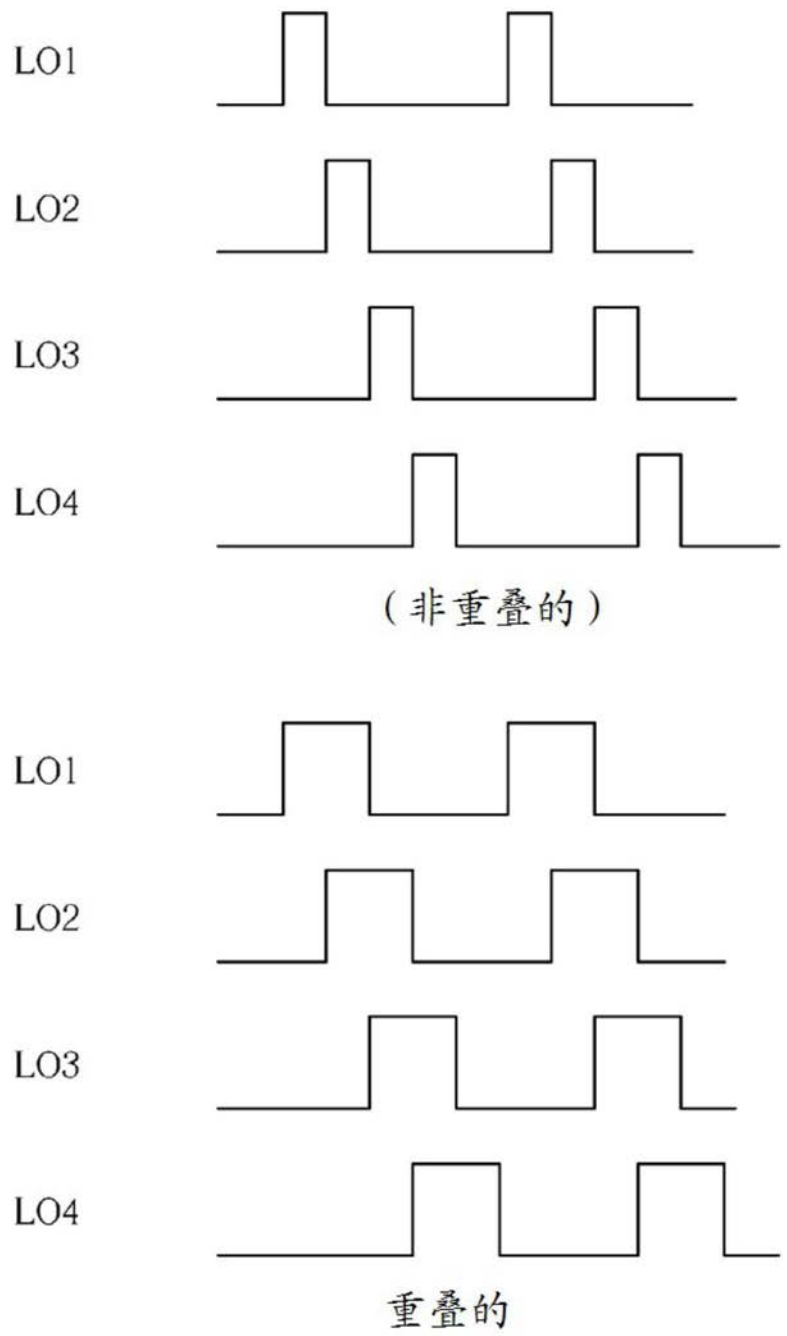


图5

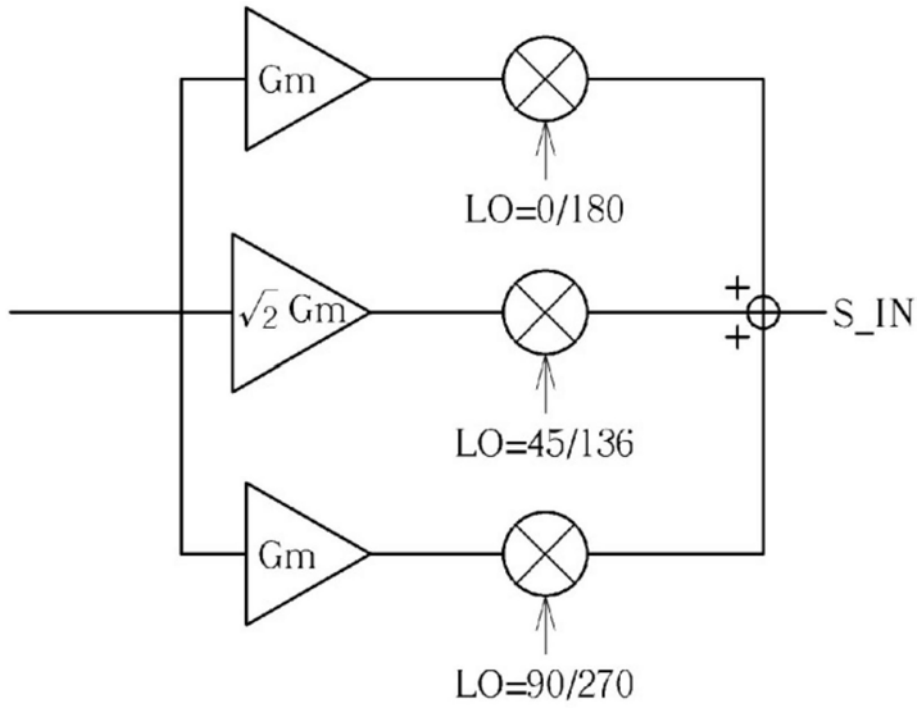


图6A

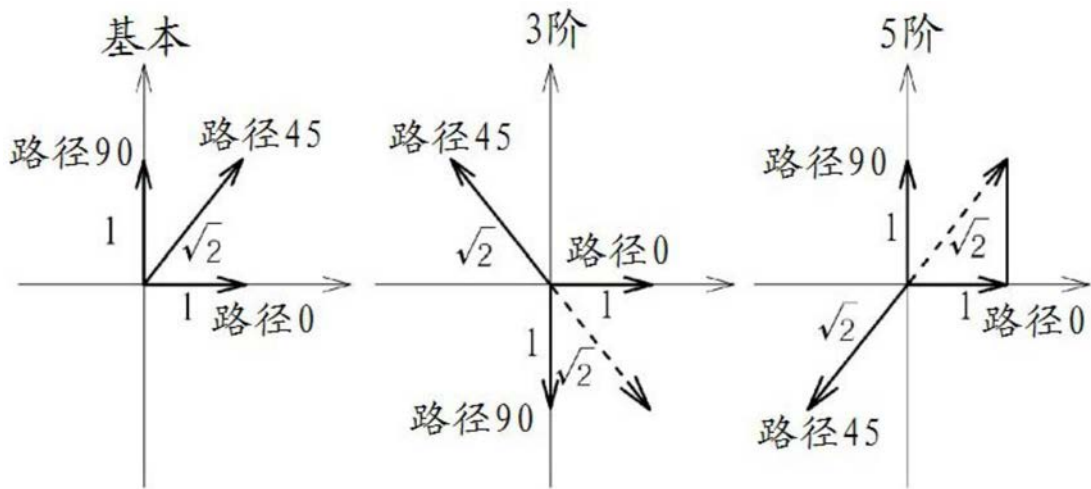


图6B

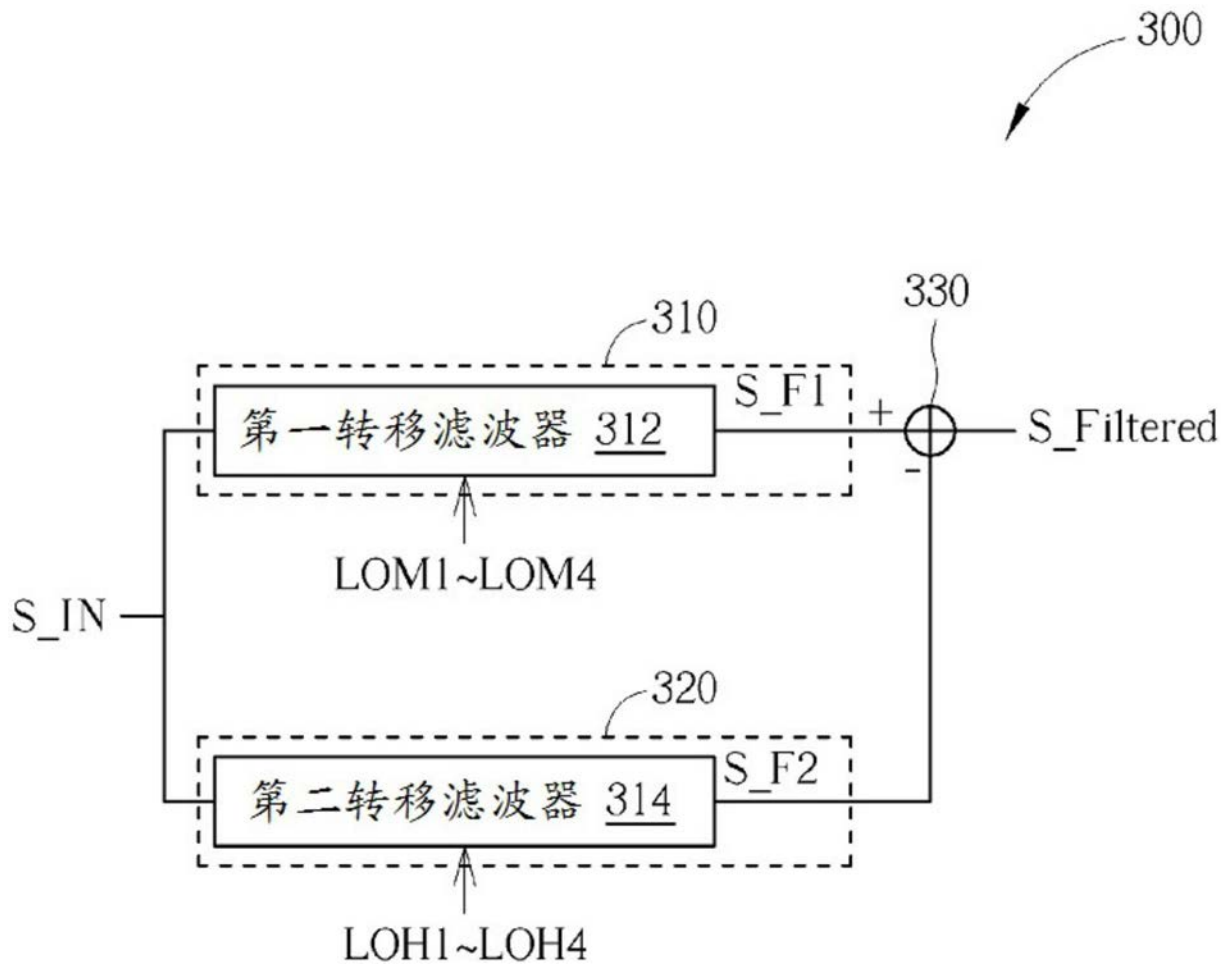


图7A

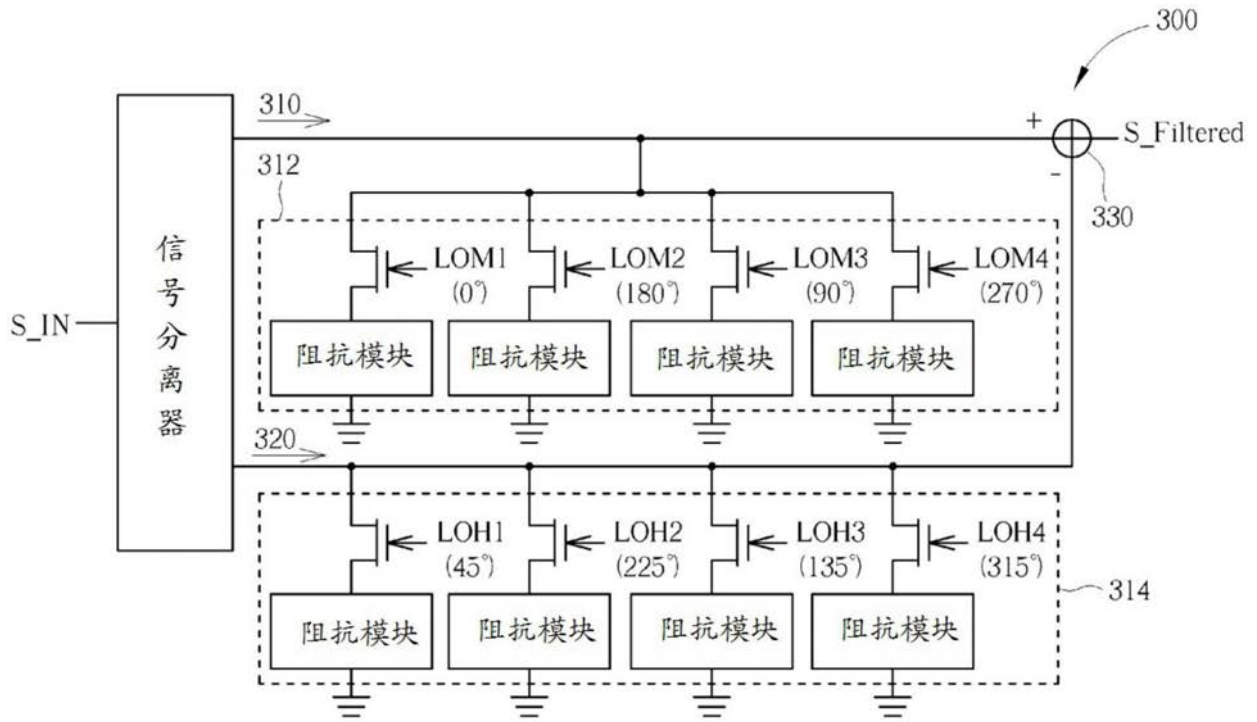


图7B

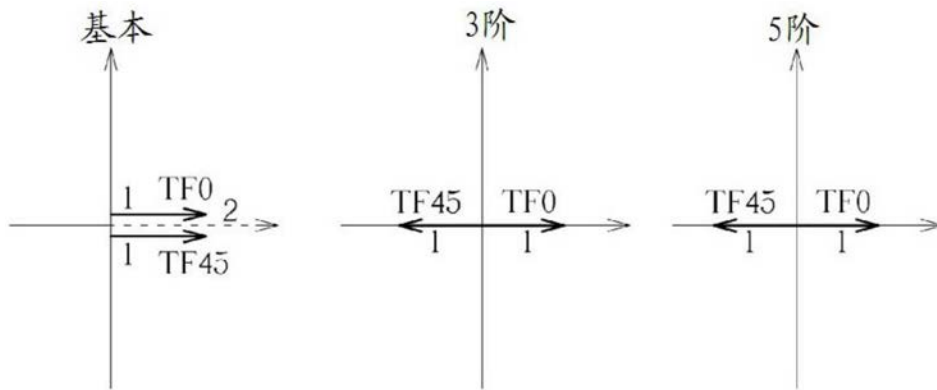


图8A

	基本	3阶	5阶
TF @ 0度	$\frac{1}{2} \cos(w_{L0} t)$	$\frac{1}{4} [\cos(w_{L0} t) + \cos(4w_{L0} t - 2\pi)]$	$\frac{1}{4} [\cos(w_{L0} t) + \cos(4w_{L0} t - 2\pi)]$
TF @ 45度	$\frac{1}{2} \cos(w_{L0} t)$	$\frac{1}{4} [\cos(w_{L0} t - \pi) + \cos(4w_{L0} t - 3\pi)]$	$\frac{1}{4} [\cos(w_{L0} t - \pi) + \cos(4w_{L0} t - 3\pi)]$

图8B

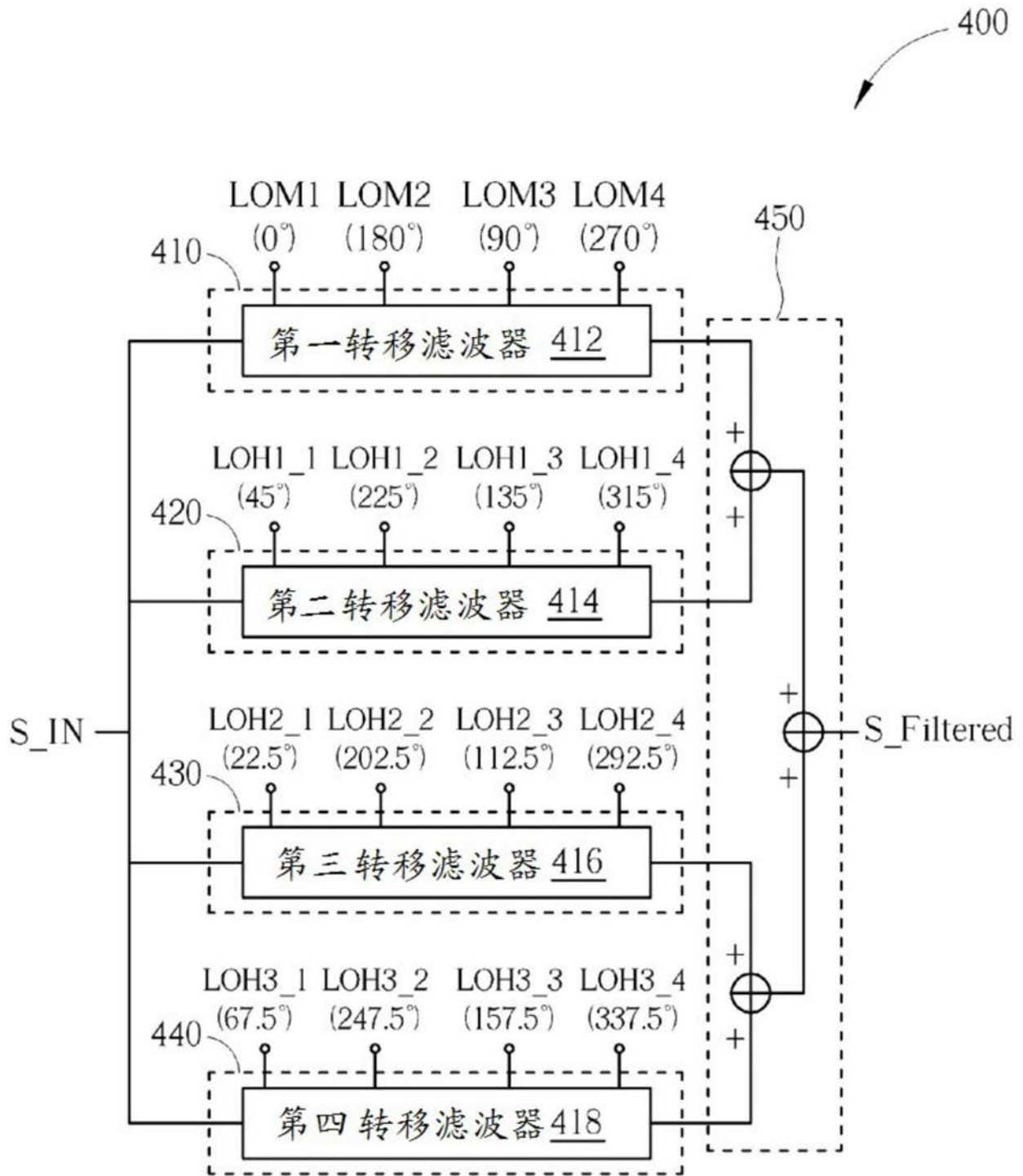


图9

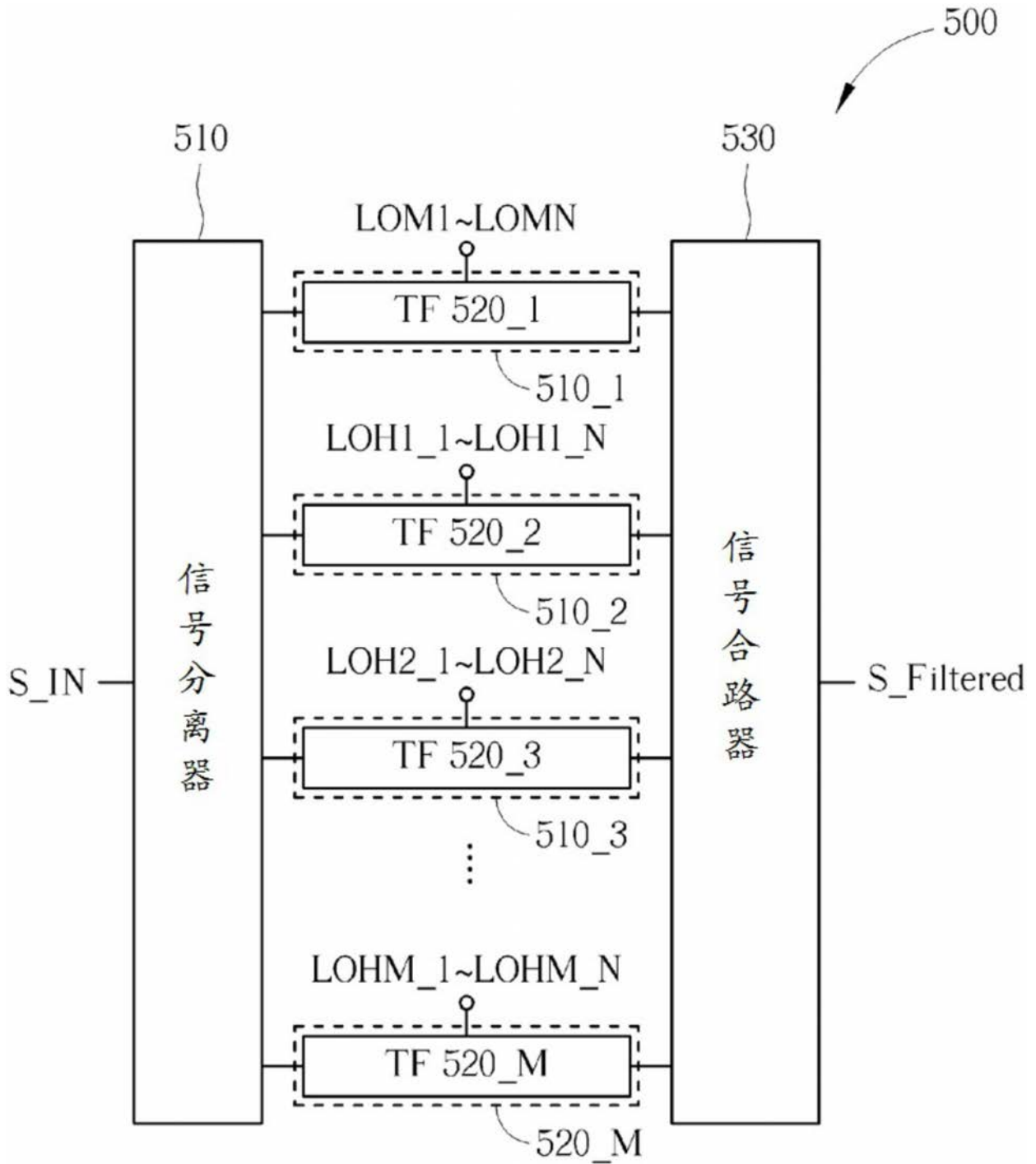


图10