



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101816123 B

(45) 授权公告日 2014. 08. 13

(21) 申请号 200880110012. 2

(22) 申请日 2008. 10. 01

(30) 优先权数据

2007/08363 2007. 10. 01 ZA

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2010. 04. 01

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/IB2008/053997 2008. 10. 01

(87) PCT国际申请的公布数据

W02009/044353 EN 2009. 04. 09

(73) 专利权人 西北大学

地址 南非波切夫斯特鲁姆

(72) 发明人 B·维瑟 P·P·克鲁格

O·C·德·贾格尔

(74) 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专

利商标事务所 11038

代理人 马浩

(51) Int. Cl.

H03F 1/18 (2006. 01)

H03F 3/60 (2006. 01)

(56) 对比文件

US 2004/0056689 A1, 2004. 03. 25,

CN 1767373 A, 2006. 05. 03,

CN 1960165 A, 2007. 05. 09,

审查员 王晓飞

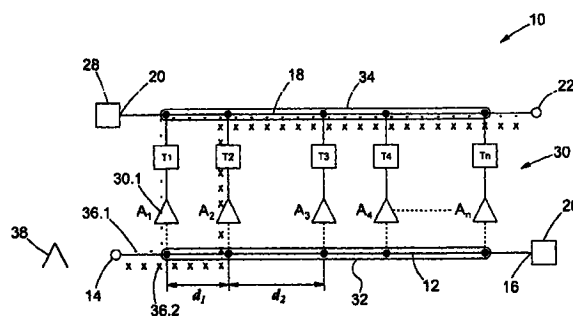
权利要求书2页 说明书10页 附图8页

(54) 发明名称

分布式低噪声放大器

(57) 摘要

一种分布式低噪声放大器 (DLNA) 10, 至少包括提供从放大器输入端 (14) 到放大器输出端 (22) 的第一路径 36.1 的第一放大器部分 30.1, 和提供从输入端 (14) 到输出端 (22) 的第二路径 36.2 的第二放大器部分 30.2。第一和第二路径中的每一个与各自的不同的相位变化相关联。在噪声抑制带中, 该差值大于 30 度, 以引起沿第一和第二路径传播的由放大器结构生成的噪声之间的相位差, 以及在 DLNA 的输出端 (22) 之前的噪声相消干涉, 由此抑制噪声抑制带中的噪声。放大器部分 30.1 至 30.n 的各个增益可以在从放大器 (10) 的输入端 (14) 到其输出端 (22) 的方向上减小。



1. 一种分布式放大器,具有从第一频率延伸到更高的第二频率的放大带宽,所述分布式放大器包括:

- 输入传输介质,具有第一端和第二端,并且在第一端设置用于所述分布式放大器的输入端;

- 输出传输介质,具有第一端和第二端,并且在第二端设置用于所述分布式放大器的输出端;

- 总放大器部分,至少包括第一放大器部分和第二放大器部分,该总放大器部分在该部分的输入端连接到输入传输介质并在该部分的输出端连接到输出传输介质,以便为输入信号至少提供从分布式放大器的输入端到分布式放大器的输出端的第一路径和第二路径;第一路径与第一相位变化相关联,第二路径与第二相位变化关联,并且第一相位变化与第二相位变化之间有差值;并且对于与放大带重叠的噪声抑制带中的频率,该差值大于 30 度,以引起由总放大器部分生成的沿第一路径和第二路径传播的噪声之间的相位差,以及在分布式放大器的输出端之前的噪声相消干涉,由此抑制噪声抑制带中的噪声。

2. 如权利要求 1 所述的分布式放大器,其中,各个相位变化是由与各自的时间延迟相关联的第一路径和第二路径中的每一个引起的,并且第一时间延迟和第二时间延迟之间有差值,该差值大于第二频率的 12 倍的倒数。

3. 如权利要求 1 至 2 中任何一项所述的分布式放大器,其中所述至少两个放大器部分中最靠近所述放大器的输出端的放大器部分用在输入传输介质的第二端,以终止输入传输介质。

4. 如权利要求 1 至 2 中任何一项所述的分布式放大器,其中输出传输介质的阻抗在从输出传输介质的第一端到其第二端的方向上减小。

5. 如权利要求 1 至 2 中任何一项所述的分布式放大器,其中输入传输介质的阻抗在从输入传输介质的第一端到其第二端的方向上增加。

6. 如权利要求 1 至 2 中任何一项所述的分布式放大器,其中每个放大器部分包括至少一个具有栅极、源极和漏极的场效应晶体管 FET,其中栅极连接到输入传输介质,漏极连接到输出传输介质,而源极接地。

7. 如权利要求 6 所述的分布式放大器,其中每个 FET 的源极通过各自的电感器连接到地。

8. 如权利要求 7 所述的分布式放大器,其中各电感器的值在从所述放大器的输入端到其输出端的方向上增加。

9. 如权利要求 1 至 2 中任何一项所述的分布式放大器,其中各放大器部分的相应增益在从所述放大器的输入端到其输出端的方向上减小。

10. 如权利要求 9 所述的分布式放大器,其中至少一些相邻的放大器部分的相应增益按指数减小。

11. 如权利要求 9 所述的分布式放大器,其中每个放大器部分包括被配置成使所述相应增益减小的增益调节电路。

12. 如权利要求 11 所述的分布式放大器,其中增益调节电路包括连接在放大器部分的输出端和输出传输介质之间的电容器、电阻器、电感器和场效应晶体管中的一个或多个。

13. 如权利要求 11 所述的分布式放大器,其中增益调节电路包括一个对放大器部分各

自的放大器件进行不同的偏置的电路,并且各放大器部分包括适当不同的放大器件。

14. 如权利要求 1 所述的分布式放大器,其中相位差受分别包括不同的介电材料的输入传输介质和输出传输介质的影响。

15. 如权利要求 1 所述的分布式放大器,其中输入传输介质上至少两个紧邻的放大器部分之间的间隔与任何其它两个放大器部分之间的间隔不同。

16. 如权利要求 1 所述的分布式放大器,其中输出传输介质上至少两个紧邻的放大器部分之间的间隔与任何其它两个放大器部分之间的间隔不同。

17. 一种减小由分布式放大器生成的噪声的方法,其中该分布式放大器具有从第一频率延伸到更高的第二频率的放大带宽,该分布式放大器包括:具有第一端和第二端并且在第一端设置用于该分布式放大器的输入端的输入传输介质;具有第一端和第二端并且在第二端设置用于该分布式放大器的输出端的输出传输介质;至少包括第一放大器部分和第二放大器部分的总放大器部分,该总放大器部分在该部分的输入端连接到输入传输介质并在该部分的输出端连接到输出传输介质,以便为输入信号至少提供从分布式放大器的输入端到分布式放大器的输出端的第一路径和第二路径,所述方法包括步骤:

- 引起第一路径中的第一相位变化;
- 引起第二路径中的不同的第二相位变化;以及

- 第一相位变化与第二相位变化之间有差值,并且对于与放大带重叠的噪声抑制带中的频率,该差值大于 30 度,以引起由总放大器部分生成的沿第一路径和第二路径传播的噪声之间的相位差,以及在分布式放大器的输出端之前的噪声相消干涉,由此抑制噪声抑制带中的噪声。

分布式低噪声放大器

技术领域

[0001] 本发明涉及低噪声放大器,尤其涉及分布式低噪声放大器。该放大器可以典型地——但并非专门地——在射电望远镜应用中获得应用。

背景技术

[0002] 射电望远镜目前的趋势是建造在宽带上具有高灵敏度的望远镜。为了达到高灵敏度,需要非常大的收集区域和极低噪声的放大器。大的收集区域包括数百个较小的接收器,每个接收器都具有各自的低噪声放大器(LNA)。因此,LNA必须不仅在宽带上具有低噪声系数,还必须在大的动态范围上是线性的,而且必须不很昂贵。

[0003] 就申请人所知,射电望远镜中所使用的几乎所有LNA都是谐波LNA。这些谐波LNA在第一放大级中包括单个晶体管。在每个频率,该晶体管具有一个最小噪声系数 $F_{\min}$,当晶体管连接到输入阻抗 Z_{opt} 时获得该最小噪声系数。因此,需要阻抗匹配电路来将放大器的输入阻抗匹配到晶体管的最佳低噪声阻抗 Z_{opt} 。谐波放大器有两个主要的缺点。首先,由于阻抗匹配电路的谐波性质,LNA的低噪声性能在大带宽上退化,其次,阻抗匹配电路还引起信号损耗、插入损耗、以及由该电路生成的附加噪声。

[0004] 另一种众所周知的放大器结构是分布式放大器。分布式放大器能够有非常大的放大带宽,并且具有比谐波放大器好的线性度和动态范围。因此,除了它们的噪声系数之外,它们理想地适于用作射电望远镜中的宽带放大器。众所周知,分布式LNA(DLNA)比谐波LNA具有更高的噪声系数。

[0005] 分布式放大器包括在其一端具有用于放大器的输入端的输入传输介质、在其一端具有用于放大器的输出端的输出传输介质、以及多个放大器部分,其中每个放大器部分的输入端连接到输入传输介质,而放大器部分的输出端连接到输出传输介质。输入传输介质与放大器部分的输入阻抗(通常是电容性的)一起形成传输线。当信号施加到放大器时,它沿输入传输介质传播。当信号通过每个部分时,它被放大并添加到输出传输介质。

[0006] 在通常的分布式放大器中,放大的信号在输出传输介质上同相地相加。换句话说,来自每个放大器部分的信号同时到达放大器的输出端。从输入端通过每个放大器部分到达输出端的时间延迟对于每个部分是相同的(即,当差值远小于输入信号的周期时)。对于具有 n 个部分的理想分布式放大器,每个部分具有电压增益 A_{v1} ,总的功率增益是 $A \propto (A_{v1}n)^2$ 。对于理想放大器,假设除了放大器部分之外没有其它部件产生噪声,而且传输介质上没有信号损耗。

[0007] 但是,每个放大器部分也生成传送到输出传输介质的噪声。因为各放大器部分的噪声是不相关的,所以如果每个部分的传送具有 $N_{1,o}$ 的噪声功率,则添加到输出传输介质的总噪声是 $N_o = N_{1,o}n$ 。因此,噪声系数(或者噪声信号比)与所述部分的数量成反比地减小 $N_o/A \propto 1/n$ 。

[0008] 但是,由每个部分生成的一些噪声也传送到输入传输介质。类似于信号,这种输入噪声然后被其它部分放大并添加到输出传输介质,在输出端得到放大的输入噪声 $N_{1,i} \propto n^2$ 。

于是,对于许多个部分,总的放大的输入噪声是 $N_i \propto n^3$ 。

[0009] 因此,随着部分数量的增加,输出噪声信号比减小,但是放大的输入噪声信号比增加。因此,分布式放大器具有最佳的部分数量,对该数量,总的噪声信号比最小。

[0010] 在一个放大器部分的输入和输出噪声之间有一定相关性,因为噪声是由共同的噪声源生成的。令 $C = C_{re} + jC_{im}$ 为复相关系数。当通过放大器部分的延迟相同时,输出噪声 $N_{i,o}$ 和放大的输入噪声 $N_{i,i}$ 的相关部分之间的相关性的相位与输入和输出噪声之间的相位相同。于是,只有 C 的实数部分(同相部分)引起噪声抵消,因此理想的分布式放大器的最小噪声系数与 $1-C_r$ 成比例。

[0011] 通过在谐波 LNA 中使用恰当的输入阻抗 Z_{opt} ,输入噪声被反射回晶体管,使得所述相关部分与输出噪声同相。于是,放大的输入噪声抵消了输出噪声的一大部分,得到与 $\sqrt{N_{i,i}N_{i,o}}(\sqrt{1-C_{im}^2} - C_{re})$ 成比例的噪声系数。对于噪声放大器中所使用的高电子迁移率晶体管(HEMT), C_{im} 接近 1,因此,谐波放大器的噪声远小于分布式放大器的噪声。

[0012] 发明目的

[0013] 因此,本发明的目的是提供一种可供替代的分布式低噪声放大器,申请人相信利用该放大器可以至少减轻以上提到的缺点。

发明内容

[0014] 根据本发明,提供了一种分布式放大器,其放大带宽从第一频率延伸到更高的第二频率,该分布式放大器包括:

[0015] - 输入传输介质,具有第一端和第二端,并且在第一端设置用于该放大器的输入端;

[0016] - 输出传输介质,具有第一端和第二端,并且在第二端设置用于该分布式放大器的输出端;

[0017] - 放大器结构,至少包括第一和第二放大器部分,该放大器结构在该结构的输入端连接到输入传输介质并在该结构的输出端连接到输出传输介质,以便为输入信号至少提供从分布式放大器的输入端到分布式放大器的输出端的第一和第二路径;

[0018] - 第一路径与相位的第一变化关联,第二路径与相位的第二变化关联,并且第一变化和第二变化之间有差值;并且

[0019] - 对于噪声抑制带中的频率,该差值大于 30 度,

[0020] 以引起由放大器结构生成的沿第一路径和第二路径传播的噪声之间的相位差,以及在分布式放大器的输出端之前的噪声相消干涉,由此抑制噪声抑制带中的噪声。

[0021] 不同的相位变化可以由分别与第一时间延迟和第二时间延迟相关联的第一路径和第二路径中的每一个引起,并且第一时间延迟和第二时间延迟之间有差值,该差值大于第二频率的 12 倍的倒数。

[0022] 大于第二频率的 12 倍的倒数的差值等于某个大于 30 度的相位差。优选地,该差值大于 45 度,更优选地是大于 60 度,最优选地是大约为 90 度。

[0023] 因而,根据本发明的另一方面,提供了一种分布式放大器,该分布式放大器具有从第一频率延伸到更高的第二频率的放大带宽,该分布式放大器包括:

[0024] - 输入传输介质, 具有第一端和第二端, 并且在第一端设置用于分布式放大器的输入端;

[0025] - 输出传输介质, 具有第一端和第二端, 并且在第二端设置用于分布式放大器的输出端;

[0026] - 放大器结构, 至少包括第一和第二放大器部分, 该放大器结构在该结构的输入端连接到输入传输介质并在该结构的输出端连接到输出传输介质, 以便为输入信号至少提供从分布式放大器的输入端到分布式放大器的输出端的第一和第二路径;

[0027] - 第一路径与第一时间延迟相关联, 第二路径与第二时间延迟相关联, 并且第一时间延迟和第二时间延迟之间有差值; 并且

[0028] - 对于噪声抑制带中的频率, 该差值大于第二频率的 12 倍的倒数,

[0029] 以引起由所述放大器结构生成的沿第一路径和第二路径传播的噪声之间的相位差, 以及在分布式放大器的输出端之前的噪声相消干涉, 由此抑制噪声抑制带中的噪声。

[0030] 第一放大器部分可以比第二放大器部分更近地连接到分布式放大器的输入端, 而且第一放大器部分优选地具有比第二放大器部分的增益更高的增益。

[0031] 分布式放大器可以包括多于第一和第二放大器部分, 而且各个接连的放大器部分的增益可以在朝着分布式放大器的输出端的方向上例如线性地减小, 或可替换地按指数减小。

[0032] 在传统的 DLNA 中, 因为放大器部分放大所有之前的部分的输入噪声, 所以离放大器输出端最近的放大器部分比离放大器输入端最近的部分对放大的输入噪声所起的作用更大。另一方面, 在传统的分布式放大器中, 所有部分对输出信号和输出噪声起相同的作用。因此, 相对于离放大器输入端最近的部分, 对离放大器输出端最近的部分使用更低的增益, 则放大的输入噪声比输入信号减小地更多, 使 DLNA 具有更低的噪声系数。

[0033] 对于具有许多个部分的理想的分布式放大器, 当增益对于沿输入传输介质的每个部分按指数递减时, 放大器的最小噪声系数以因子 $\sqrt{3}/2$ 减小。表 1 比较了对于其中每个放大器部分有相同增益的理想传统分布式放大器和具有按指数递减的增益的理想分布式放大器, 它们的增益、输入和输出噪声、及最小噪声系数。

[0034] 表 1: 不同的理想分布式放大器配置的增益、噪声和最小噪声系数的比较

[0035]

		公式	恒定增益	指数增益	时滞
	A		1	$A(i) = Ae_1^{-a}$, 其中 $r = e^{-a} < 1$	$A(i) = A_1 e^{-rk} e^{-j\omega k}$
增益	A	$\left[\sum_{i=1}^n A_i\right]^2$	$n^2 A_1^2$	$\frac{1}{a^2} A_1^2$	$\frac{1}{r^2 + t^2} A_1^2$
输出 噪声	N_o	$\sum_{i=1}^n [A_i]^2 N_{1,o}$	$n N_{1,o}$	$\frac{1}{2a} N_{1,o}$	$\frac{1}{2\sqrt{r^2 + t^2}} N_{1,o}$
输入 噪声	N_i	$\sum_{i=1}^n \left[\sum_{j=i+1}^n A_j\right]^2 N_{1,i}$	$\frac{n(n-1)(2n-1)}{6} N_{1,i}$	$\frac{1}{2a^3} N_{1,i}$	$\frac{1}{2(r^2 + t^2)^{3/2}} N_{1,o}$
最佳 噪声 系数	$NF_{\min}$	$\frac{N_i + N_o}{A}$	$\sqrt{N_o N_i} \left(\frac{2}{\sqrt{3}} + C_{re}\right)$	$\sqrt{N_o N_i} (1 + C_{re})$	$\sqrt{N_o N_i} (\sqrt{1 - C_{im}^2} + C_{re})$
最佳 点	x_{opt}	$\frac{d(NF)}{dx_{opt}} = 0$	$n_{opt} \propto \sqrt{3N_{1,o} / N_{1,i}}$	$a_{opt} \propto \sqrt{N_{1,i} / N_{1,o}}$	$r = \sqrt{1 - C_{im}^2} z$, $t = -C_{im} z$, 其中 $z = \sqrt{\frac{N_{1,i}}{N_{1,o}}} Z_l g_m$

[0036] 递减的增益可以通过放大器部分或者传输介质或者两者的组合来实现。一种在放大器部分中的实现是在（朝着输出端的）接连的各部分中，在部分的放大器件的输出端与输出传输介质之间使用递增值的电阻器或者递减值的电容器。使用电阻器的好处是在高频稳定放大器，但可能引入附加的噪声。当使用双栅极晶体管时，第二栅极上的电阻器可以用于减小增益并且还可以稳定晶体管。

[0037] 当使用具有高输出阻抗的放大器部分（表现类似于电流源）时，增益变化还可以通过令输出传输介质的阻抗从高阻抗到低阻抗渐变来实现。

[0038] 由此，每个放大器部分可以与一个增益相对于频率的轮廓（profile）相关联，且该轮廓可以对高频率比对低频率衰减地更快。

[0039] 当在各放大器部分中使用相同的半导体器件时，这些器件的偏置点可以不同，以便实现递减的增益。在各放大器部分中也可以使用不同的半导体器件，例如为对于放大高频很重要的第一放大器部分使用小的高频器件，而在用于放大较低频率和终止（terminate）输入传输介质的最后部分使用较大的器件。

附图说明

[0040] 现在参考附图仅仅通过举例来进一步描述本发明，其中：

[0041] 图 1 是根据本发明的分布式低噪声放大器（DLNA）的高层次图；

[0042] 图 2 是说明根据本发明的 DLNA 的各种特征的图；

[0043] 图 3 是根据本发明的 DLNA 的一个实施例的图示表示；

[0044] 图 4 是构成放大器一部分的放大器部分的相对增益与频率的关系图；

[0045] 图 5 是放大器的各放大器部分的相位变化与频率的关系图；

- [0046] 图 6 是根据本发明的 DLNA 的另一个图示表示；
- [0047] 图 7a 和 7b 分别是图 8a 和 8b 中的 DLNA 的信号、输入噪声和输出噪声的相位图；
- [0048] 图 8a 和 9a 分别是对于传统 DLNA 和根据本发明的 DLNA, 通过放大器部分的时间延迟的图；
- [0049] 图 8b 和 9b 分别是图 8a 和 9a 中的 DLNA 的信号、输入噪声和输出噪声的相位图；
- [0050] 图 8c 和 9c 分别是说明图 8a 和 9a 中的 DLNA 的信号和总噪声以及由此的噪声抵消效果的相位图；
- [0051] 图 10a 说明根据本发明的 DLNA 的输出信号的频散 (dispersion)；
- [0052] 图 10b 是传统 DLNA 和根据本发明的 DLNA 的输出噪声和输入噪声的时域表示；
- [0053] 图 10c 是传统 DLNA 和根据本发明的 DLNA 的噪声功率的图；
- [0054] 图 11 是根据本发明的 DLNA 的一个可替换实施例的物理布局的平面图；
- [0055] 图 12 是沿图 11 中线 XII 的断面；
- [0056] 图 13 是噪声温度相对于频率的图, 说明通过使用电感器将场效应晶体管 (FET) 的源极和根据本发明的 DLNA 的放大器部分接地, 可以怎样减小噪声系数；
- [0057] 图 14 是根据本发明的 DLNA 的图示表示, 说明朝 DLNA 的输入端传播的输入噪声；
- [0058] 图 15a 和 15b 分别是通过传统 DLNA 和根据本发明的 DLNA 的放大器部分的时间延迟的图；
- [0059] 图 16a 和 16b 分别是图 15a 和 15b 中的 DLNA 的信号、输入噪声和输出噪声的相位图；
- [0060] 图 17 是根据本发明的另一种 DLNA 的图, 该 DLNA 包括在共同输入传输介质上的第一和第二输入端、两组放大器部分、以及第一和第二输出传输介质；
- [0061] 图 18 是根据本发明的 DLNA 的又一个实施例的图示表示；
- [0062] 图 19 是最佳时滞相位 (skewing phase) 与相关角 (correlation angle) 的关系曲线图；及
- [0063] 图 20 是时滞 (skewing) 所引起的噪声系数减小与相关角的关系曲线图。

具体实施方式

[0064] 根据本发明的分布式低噪声放大器 (DLNA) 总体上由图 1 中的标号 10 示出。DLNA 具有在第一频率 f_1 和第二频率 f_2 之间延伸的放大带宽 11 (在图 2 中示出)。

[0065] 参考图 1, DLNA 包括具有第一端 14 和第二端 16 的输入传输介质 (ITM) 12。DLNA 还包括具有第一端 20 和第二端 22 的输出传输介质 (OTM) 18。DLNA 的输入端设置在端 14, 而输出端设置在端 22。可以在 ITM 12 的第二端 16 和 OTM 18 的第一端 20 设置合适的终端装置 26 和 28。DLNA 包括放大器结构 30, 该结构 30 至少包括第一和第二放大器部分 30.1 至 30.n, 这些放大器部分在结构的输入端 32 连接到输入传输介质, 并且在结构的输出端 34 连接到输出传输介质, 以便为输入信号 38 至少提供从分布式放大器的输入端 14 到分布式放大器的输出端 22 的第一和第二路径 36.1 和 36.2。第一和第二路径 36.1 和 36.2 中的每一个与各自的不同相位变化相关联, 而且相位变化的差值对于噪声抑制带中的频率而言大于 30 度, 以引起由放大器结构 30 生成的沿第一路径和第二路径传播的噪声之间的相位差, 以及在分布式放大器 10 的输出端 22 之前的噪声相消干涉, 由此抑制噪声抑制带 13 中的噪

声。

[0066] 如图 1 所示,在优选实施例中,在 ITM 和 OTM 之间提供多于第一和第二放大器部分 30.1 和 30.2。第一放大器部分的增益 A_1 与第二放大器部分的增益 A_2 不同。在优选实施例中,至少一些相邻的放大器部分的各个增益在从 DLNA 的输入端 14 朝其输出端 22 的方向上例如线性地减小,或可替换地按指数减小,即, $A_1 > A_2 > A_3 > \dots > A_n$ 。

[0067] 图 2 说明根据本发明的分布式 DLNA 10 的各种特征。曲线 B 示出第一放大器部分 30.1 和中间放大器部分之间的相位差。曲线 A 示出第一放大器部分 30.1 和最后一个放大器部分 30.n 之间的相位差。曲线 C 示出了增益轮廓,它在放大带宽 11 上几乎是恒定的。曲线 D 示出了 DLNA 10 的噪声系数。它在噪声抑制或低噪声带宽 13 内很低。在低于噪声抑制带宽 11 的频率处,部分之间的相位差很小。这些小的差值只引起很小的噪声抵消。在高频处,当相位差变得接近 180 度时,随着来自不同部分的信号开始彼此抵消,放大器的增益开始减小。这种减小的增益则会造成噪声系数的增加。

[0068] 作为背景,在 DLNA 中通常使用的高电子迁移率晶体管 (HEMT) 中,在晶体管通道中生成的噪声被电容性地耦合到栅极端,但被电阻性地耦合到漏极端。这造成输入噪声 (在栅极) 和输出噪声 (在漏极) 之间几乎 90° 的相位差,因此 $C_r \ll C_i$ 。于是,在传统的分布式放大器中,几乎不发生噪声抵消,这导致比谐波放大器高得多的噪声系数,如本说明书的背景技术中所提到的。

[0069] 因为在越高的频率处,输入噪声越高,所以各部分的增益在高频比在低频减小得快。图 4 和 5 分别说明对于根据本发明的 DLNA 10 的部分 30.1 至 30.6,相对于频率的典型增益和相位轮廓。

[0070] 根据本发明的 DLNA 10 从输入端 14 通过每个放大器部分到输出端 22 具有不同的时间延迟。在频率 f 处,时间延迟 T 和相位延迟 a 之间的关系是 $a = 360fT$ 度。由各放大器部分放大的输入信号 38 不是同时到达输出端 22,因此不是同相相加。这种相位差称为时滞。

[0071] 这种时滞改变了以上提到的输出噪声和以上提到的放大的输入噪声之间的相位。利用时滞,输出噪声和放大的输入噪声之间的相关性可以从大约 90° 增加到大约 180° ,导致更好的噪声抵消。对于具有许多个部分的最佳时滞分布式放大器,噪声系数可以与谐波放大器的相同 (与 $\sqrt{1-C_{im}^2} - C_{re}$ 成比例) (见表 1)。

[0072] 将利用图 6-9 中的例子来解释这种技术。图 7a 和 7b 中的相位图分别示出了与输入信号 S 相比,在图 6 中点 100 处的输入噪声 N_i 和由放大器部分 30.1 生成的在点 102 处的输出噪声 N_o 。我们假设输入噪声与输出噪声相关,但具有相位差,在这个例子中是大约 90° 。图 8a 和 9a 示出了对于传统分布式放大器和根据本发明的时滞分布式放大器 10,从输入端 14 通过每个放大器部分 30.1 至 30.n 到输出端 22 的时间延迟。在传统情况下,如图 8a 所示,没有时间差,其结果是所有在输入传输介质上行进的信号 (以及噪声) 在到达输出端时是同相的。因此,放大的输入噪声 N_i 仍然与输出噪声 N_o 有 90° 的相位差。因为它们是相关的,所以它们相加,如图 8c 中 N_{Σ} 所示。当加入一些时滞时,如图 9a 所示,放大器部分离输入端越近,信号从输入端 14 通过每个部分行进到输出端 22 就要花越长的时间。其结果是到达输出端 22 的各信号 (以及放大的输入噪声) 稍微不同相,如图 9b 所示。于是,得到的放大的输入噪声与输出噪声有大于 90° 的相位差,这使得一些噪声被抵消。因此,图

9c 中与信号箭头相比的总噪声 N_t 小于图 8c 中没有时滞情况下与信号箭头相比的总噪声。

[0073] 由于时滞引起到达输出端 22 的信号不同相可以使放大器 10 的脉冲响应畸变。图 10a 示出了输出信号相对于输入信号的频散,表明时滞如何使脉冲变宽。如果需要原始脉冲形状,可以在放大器 10 之后对输出信号去频散 (de-disperse)。对于时滞 DLNA 10,图 10b 图示出 (在时域),与没有时滞的传统 DLNA 的放大器部分的噪声相比,第一放大器部分 30.1 的噪声发生了什么。曲线 A 是输出噪声,曲线 B 是相关的输入噪声,具有 90° 的相移。放大的输入噪声在没有时滞时看起来相同 (曲线 A),而在有时滞时看起来像曲线 C。放大的输入噪声添加到输出噪声。由于时滞,输出噪声的一大部分被放大的输入噪声抵消了。这可以通过比较图 10c 中由曲线 E 示出的有时滞情况下的噪声功率和有时滞情况下的曲线 D 看出。有时滞时的输出噪声比有恰当时滞时的放大器 10 的输出噪声具有更多的高频噪声。

[0074] 对于传输介质 12、18,时间延迟 T 通常是独立于频率的。通过放大器部分 30.1 至 30.n 的时间延迟通常是依赖于频率的。

[0075] 对于两个放大器部分之间独立于频率的时间延迟差,频率越高,相位延迟差变得越大。其结果是当放大器部分具有独立于频率的增益时,放大器的增益随频率下降。这可以通过增大用于高频的放大器部分的增益来校正。

[0076] 从输入端 12 通过放大器部分 30.1 至 30.n 到达输出端 22 的相位 / 时间延迟是三个分量之和,即,从放大器的输入端 12 到放大器部分的输入端的第一延迟部分、通过放大器部分的第二延迟部分、和从放大器部分的输出端到放大器的输出端 22 的第三延迟部分。

[0077] 时滞可以以多种途径实现。可以通过选择或者操纵通过放大器部分的延迟或者在传输介质上放大器部分之间的延迟或者二者的组合来实现。

[0078] 在放大器部分中,延迟可以通过源极电感和 / 或某种额外时间延迟电路来实现。

[0079] 当通过传输介质来实现时,在输入与输出传输介质上各部分之间的时间延迟必须不同。最容易实现的方法是使用不同的介电材料,由此介质具有不同的速度。也可以使两个部分之间的输入和输出传输介质长度不同。

[0080] 对于具有速度 v 和长度 l 的传输介质,延迟由 $d = l/v$ 给出。在最大或第二频率为 2GHz 的时滞分布式放大器中,对于在 2GHz 处的 90° 相移,延迟必须大于 $d > 125\text{ps}$ 。如果传输速度是光速的一半,长度 $l > 19\text{mm}$ 以达到该时滞。应当指出,这对于在 MMIC 中实现是太长了。

[0081] 如果传输介质具有相同的长度,但具有速度 v_o 的输出介质不同于具有速度 v_i 的输入传输介质,则时间延迟的差是 $d = l(1/v_o - 1/v_i)$ 或 $l = dv_o v_i / (v_i - v_o)$ 。如果输入传输介质的速度是光速,而输出介质是光速的一半,则 $l = dc$ 。对于 $d > 125\text{ps}$,需要 $l > 38\text{mm}$ 。

[0082] 图 11 和 12 示出了时滞分布式放大器 110 的物理布局,该放大器具有五个放大器部分 130.1 至 130.5。输出传输介质 118 是 FR4PCB 119 上的微带传输介质,在该 PCB 的一侧是接地面 120 而在另一侧是输出传输介质 118。FR4 的相对介电常数约为 4,导致约为光速一半的传输介质速度。

[0083] 输入传输介质包括悬挂在 PCB 接地面上方空气中的 0.6mm 银丝 112。由于晶体管的栅电容,所以传输介质速度稍慢于光速,但仍然比输出传输介质的速度快得多。

[0084] 放大器部分之间的传输介质长度在 5mm 到 20mm 之间,这被发现对于 0.5GHz 和 2GHz 之间的最小噪声是最佳的。最后一个部分 130.5 具有漏 - 栅反馈,以终止输入传输介

质 112。各晶体管的漏极通过从 $15\ \Omega$ 递增到 $250\ \Omega$ 的电阻器耦合到输出传输介质。DC 偏置电路没有示出。晶体管的源极通过 DC 阻塞电容器接地,具有大约 0.4 nH 的电感。

[0085] DLNA 10 中的第一放大器部分 30.1 通常包括 HEMT, HEMT 的栅极连接到输入传输介质 12,源极接地,而漏极通过其它部件或第二放大器级连接到输出传输介质 18。

[0086] 除了传送到输入传输介质的栅极噪声(输入噪声)和传送到输出传输介质的漏极噪声(输出噪声)之外,第三噪声信号通过源极端离开晶体管。这种源极噪声电流与漏极噪声电流有 180° 的相位差。当通过某个阻抗 Z_s 将源极接地时,生成源极噪声电压 $v_{s,n} = Z_s i_{s,n}$ 。这种源极噪声电压被放大(就像在共栅放大器中)且该放大的源极噪声被添加到漏极噪声。如果选择了恰当的源极阻抗(例如电感),则放大的源极噪声将抵消一些漏极噪声。图 13 示出通过电感器将源极接地将怎样减小晶体管的最小噪声系数(以噪声温度来衡量)。

[0087] 源极上的电感可能具有使晶体管往往在比放大器带宽更高的频率处不稳定的缺点。因此,可以使用比最佳值小的源极电感。

[0088] 源极接地电感也可以用在根据本发明的时滞分布式放大器中。由源极电感器和时滞引起的噪声抵消的组合给出了比谐波放大器更低的噪声系数。发现当接地电感在从输入端 14 到放大器输出端的方向上对于每个放大器部分递增时,获得最小噪声系数。图 13 示出了具有递增源极电感的时滞分布式放大器的最小噪声系数。由于放大器部分的增益递减,因此更大的电感不一定导致不稳定。

[0089] 应当指出,通过递增源极电感,通过各个放大器部分的相位延迟不同,这对时滞起作用。

[0090] 众所周知,在输入传输介质 12 第二端 16 的终端元件的噪声在低频时对放大器的噪声有重要影响。还已知,当使用晶体管作为有源终端时,比使用电阻产生更低的终端噪声。美国专利 5,365,197 教导了一种这样的技术。有源终端可以看作是放大器的输入端,而输出通过确定终端阻抗的反馈电路反馈到输入端。终端放大器的输出也可以添加到输出传输介质,使终端放大器成为最后一个部分。通过使用最后一个放大器部分 30.n 作为冷终端(cold terminator),就不需要额外的放大器来作为终端。这只可以在递减增益的放大器中进行,因为终端反馈减小了放大器 10 的增益。

[0091] 如图 14 所示,由放大器部分 230.1 至 230.7 添加到输入传输介质 12 的噪声的一部分在输入端 14 的方向上传播。这个噪声还被其经过的放大器部分放大。如果部分之间的传输介质的相位延迟是四分之一波长,则放大的噪声之间的相位差将大于 180° ,这将导致噪声抵消。因此,如果通过使用在部分之间具有不同延迟时间的输入和输出介质来实现时滞,使得延迟的差值与四分之一波长可以相比,则将造成后向噪声的抵消。图 15 和 16 比较对于第一分布式放大器(图 15a 和 15b)和第二分布式放大器(图 16a 和 16b),由最后一个放大器部分 230.7 生成的放大的后向噪声,其中第一分布式放大器在传输介质上具有小的延迟,而第二分布式放大器在传输介质上具有可以与四分之一波长相比的延迟。

[0092] 因为在输入传输介质 12 上沿错误的或相反的方向传播的信号在输出端抵消,所以能够将输入传输介质 12 用于两个时滞分布式放大器 400,如图 17 所示。于是,输入传输介质 12 在其第一和第二端分别由第一和第二输入端终止。在有些应用中,例如在射电天文学中,输入端具有非常小的噪声,因此是良好的低噪声终端。在宽带宽上两个放大器输入

端之间的隔离与放大器部分的数量成比例。因此,为了更好的隔离,需要许多放大器部分。

[0093] 图 18 示出了连续放大器 300 的例子,它使用连续双栅极 FET,而且申请人相信它将提供低噪声系数。FET 的第一栅极 312 形成输入传输介质,而 FET 的漏极 318 形成输出传输介质。通过为栅极和漏极线使用不同的介电介质,可以使速度不同,造成时滞。递减的增益可以通过使漏极线逐渐变细、改变第二栅极 320 的电阻、或改变第二栅极与漏极 318 之间的半导体 322 的电阻来实现。

[0094] 再次参考图 1,令第一放大器部分 30.1 具有通过放大器 10 的相位延迟 θ_1 ,而第二放大器部分 30.2 具有相位延迟 θ_2 。则相位差(或时滞角(skewing angle))是 $\theta_s = \theta_2 - \theta_1$ 。现在将考虑该时滞角对由第一放大器部分 30.1 的噪声所引起的噪声系数的影响。

[0095] 为了简化,让我们假设放大器部分具有相同的增益 A_1 。由这两个放大器部分引起的放大器 10 的增益是

[0096]

$$A = A_1 \left[(1 + \cos(\theta_s))^2 + \sin^2(\theta_s) \right]$$

[0097] 令第一放大器部分 30.1 具有传播到输出端 22 的输出噪声 i_o ,以及被第二部分 30.2 放大的输入噪声,该输入噪声在输出端 22 引起噪声 i_i 。同样为了简化,我们假设输出噪声与放大的输入噪声在输出端 22 具有相同的幅度,即 $\overline{i_o^2} = \overline{i_i^2}$ 。(无时滞的)放大的输入噪声可以分成三部分:与输出噪声同相的相关部分、与输出噪声有 90 度相位差的相关部分、以及不相关部分。 $i_i = i_o c_r + i_o c_i + i_{i,u}$ 。

[0098] 于是,由于第一放大器部分 30.1 引起的总输出噪声也具有三个对应的部分:

$$[0099] \quad N = \overline{i_o^2} (1 + c_r \cos(\theta_s) + c_i \sin(\theta_s))^2 + \overline{i_o^2} (c_i \cos(\theta_s) + c_r \sin(\theta_s))^2 + \overline{i_{i,u}^2}$$

[0100] 如果 c 是相关系数的幅度, θ_c 是相关相位,则 $c_r = c \cos(\theta_c)$ 且 $c_i = c \sin(\theta_c)$ 。

[0101] 针对时滞相位 θ_s 的噪声系数 F 则与 N/A 成比例,给出

$$[0102] \quad F(\theta_s) \propto \frac{\overline{i_o^2} \left[1 + c [\cos(\theta_c) \cos(\theta_s) - \sin(\theta_c) \sin(\theta_s)] \right]}{A_1 (1 + \cos(\theta_s))}$$

[0103] 当时滞相位 θ_s 选择成使得 $\frac{1 + \cos(\theta_{s,opt})}{\sin(\theta_{s,opt})} = \frac{1 - c \cos(\theta_c)}{c \sin(\theta_c)}$ 时,该噪声系数具有最小

值。

[0104] 图 19 和 20 示出了最佳时滞相位 $\theta_{s,opt}$,以及对于不同的相关系数,时滞与无时滞放大器之间噪声系数的相应减小 $F(\theta_{s,opt})/F(0)$ 。当最佳时滞角小于约 30° 时,时滞不会显著地减小噪声系数。

[0105] 典型的低噪声高电子迁移率晶体管 (HEMT),例如安捷伦 (agilents) ATF35143,具有大约 $c = 0.9$ 的相关系数和大约 $\theta_c = 90^\circ$ 的相关角。当使用这种晶体管用于第一放大器部分 30.1 时,最佳时滞相位是大约 90 度,而且它以因子 5 减小第一放大器部分的噪声系数。在实践中,由于第二放大器部分 30.2 的噪声,最佳时滞以大约 $1/\sqrt{1-c^2} \approx 2$ 的因子减小放大器 10 的噪声系数。

[0106] 图 3 是根据本发明的时滞放大器 10 的另一个实施例的图示说明。输出传输介质

18 的阻抗在从其第一端 28 到放大器输出端 22 的方向递减。输入传输介质 12 的阻抗在从第一传输介质的第一端 14 到其第二端 16 的方向上递增。

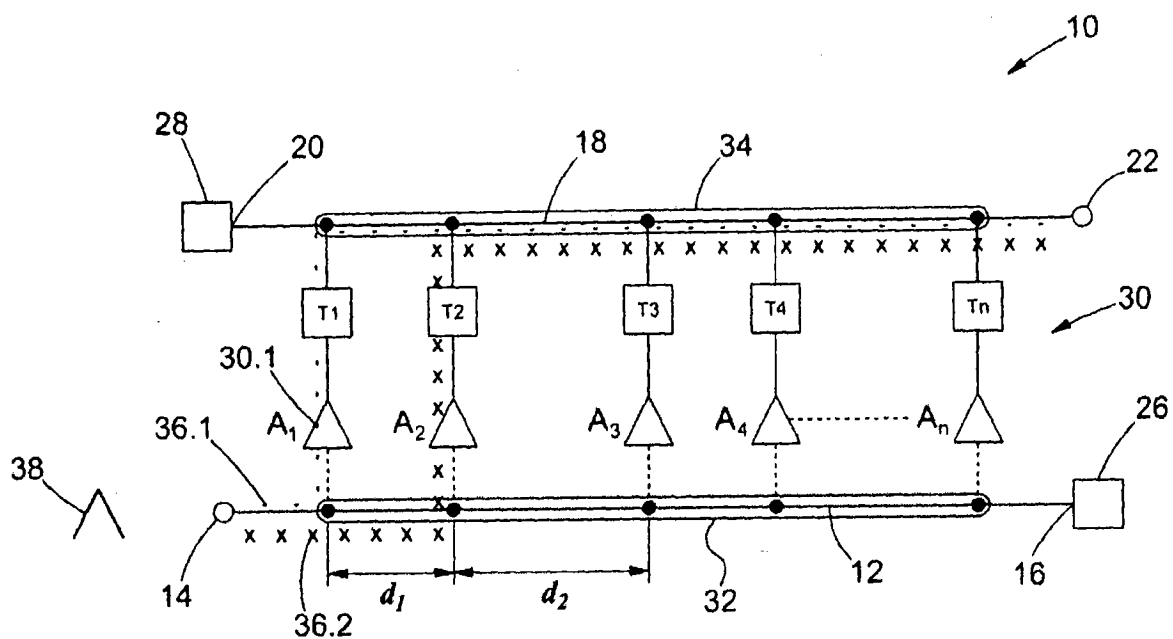


图 1

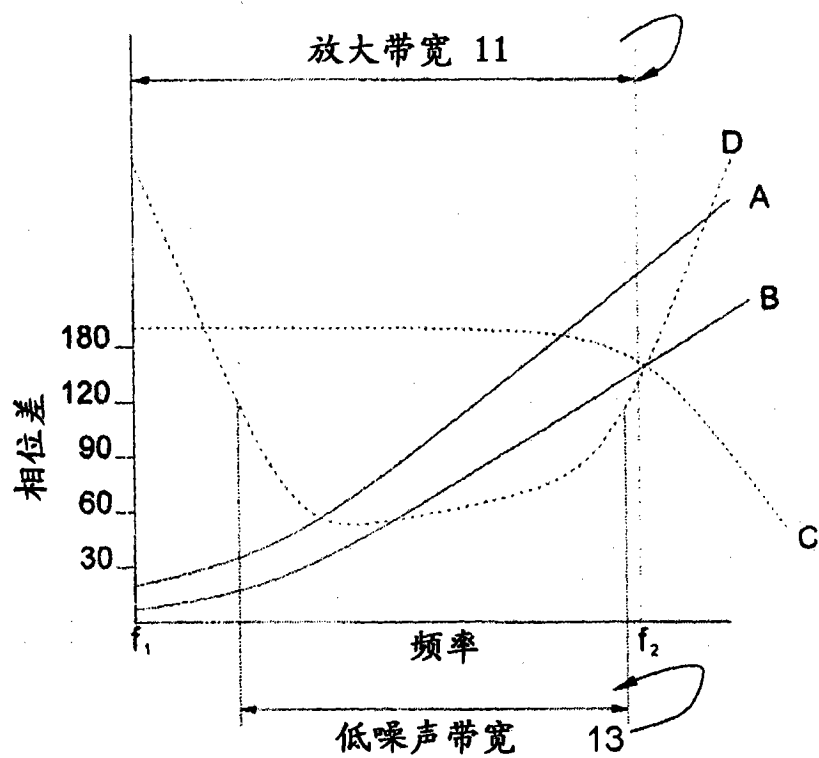


图 2

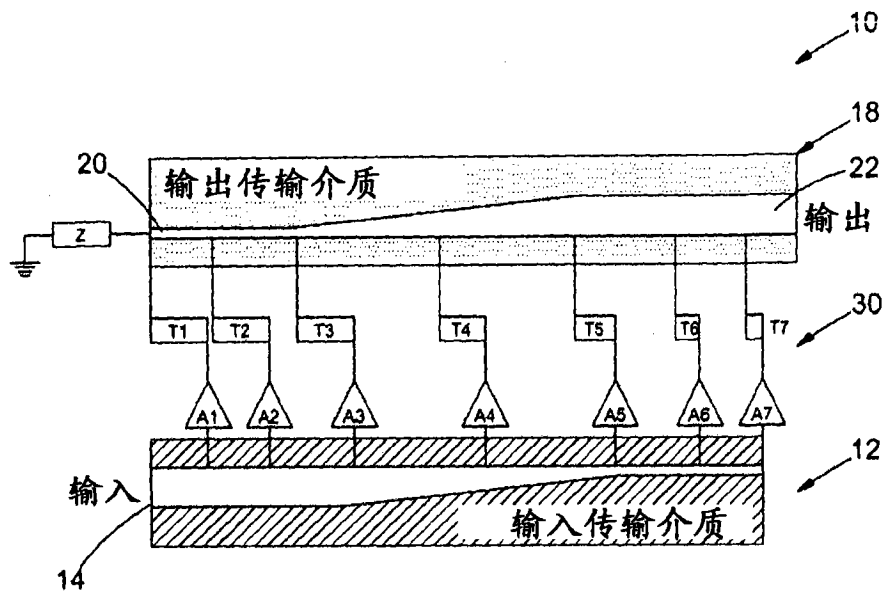


图 3

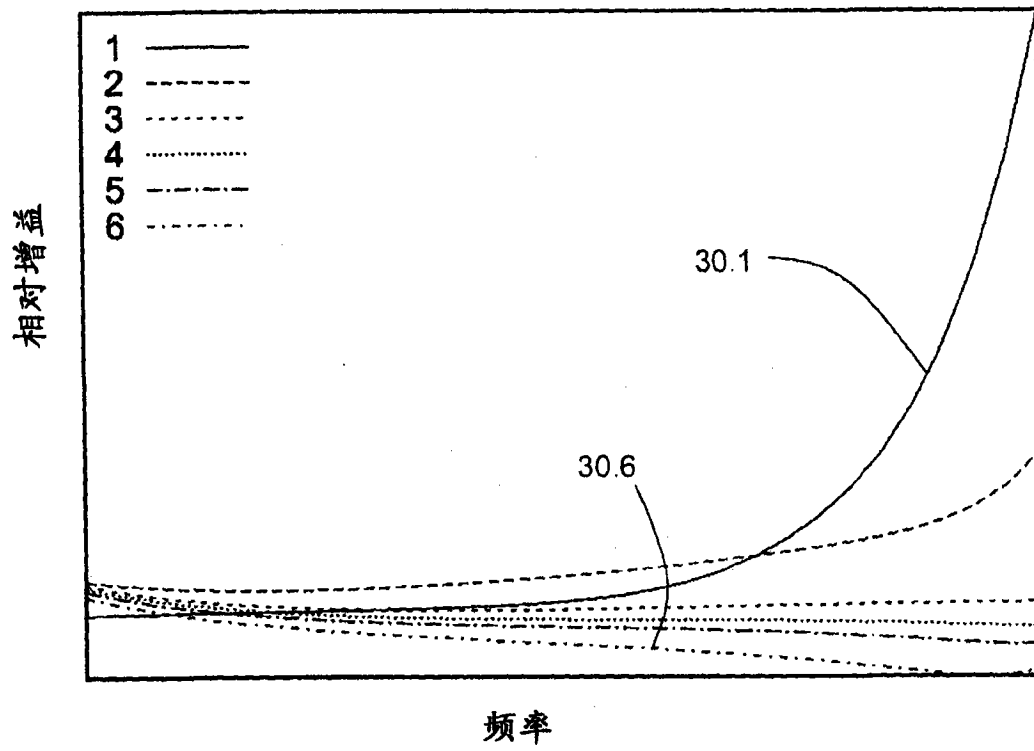


图 4

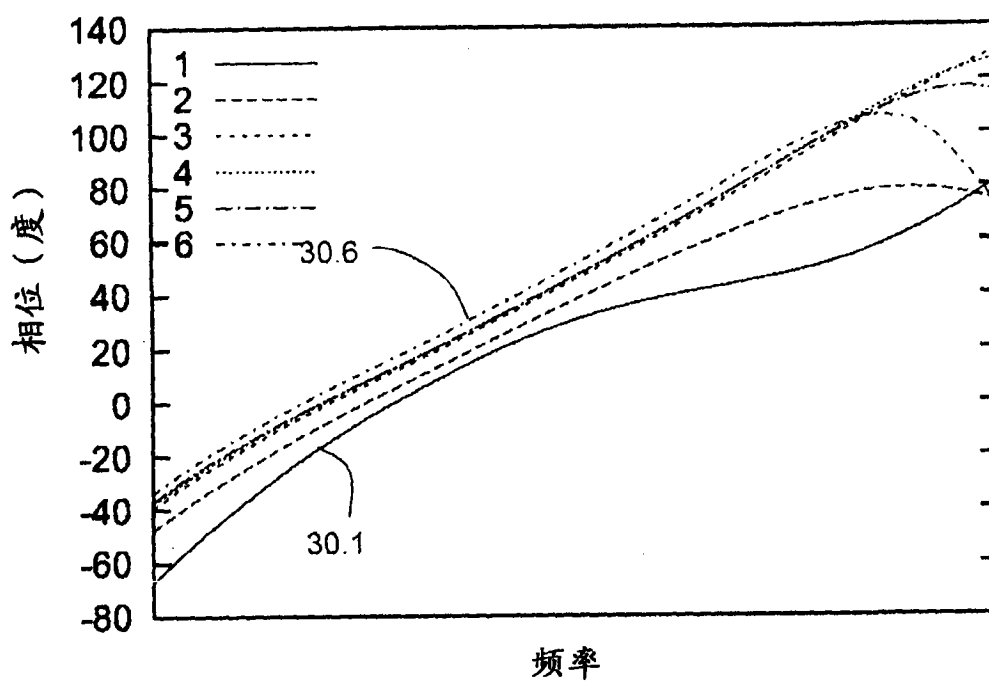


图 5

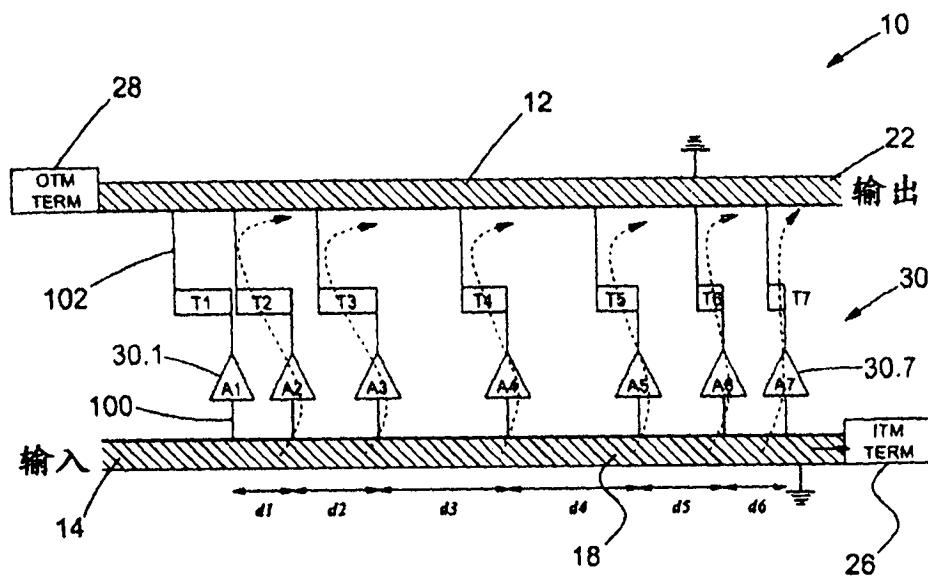


图 6

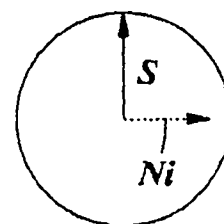


图 7a

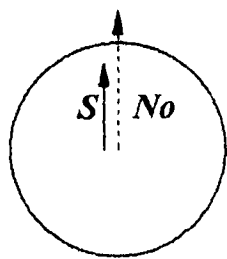


图 7b

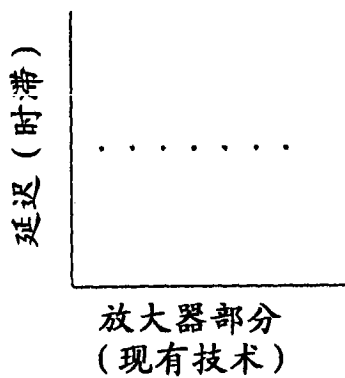


图 8a

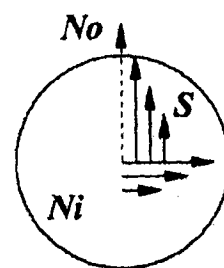


图 8b

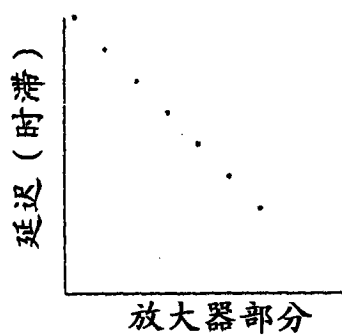


图 9a

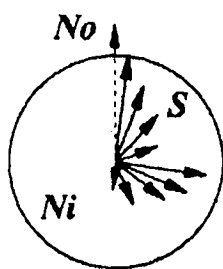


图 9b

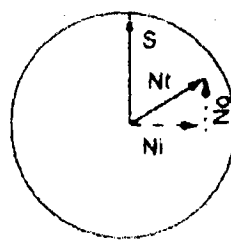


图 8c

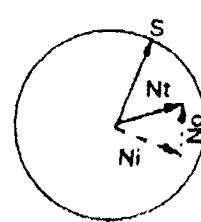


图 9c

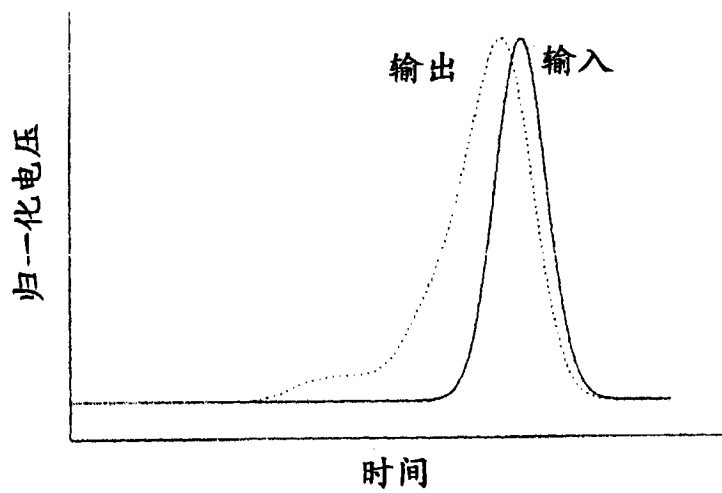


图 10a

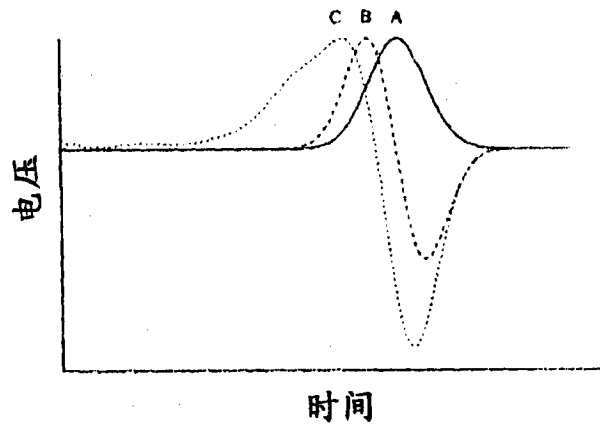


图 10b

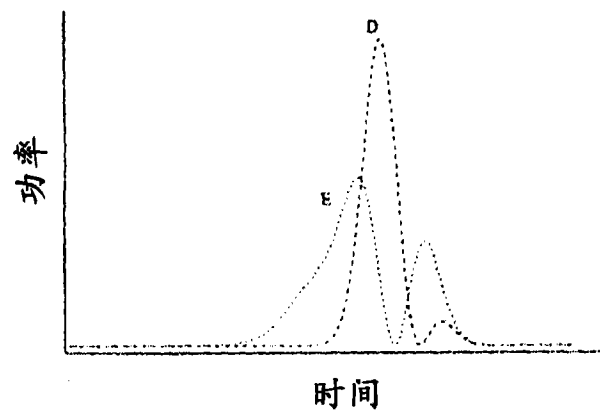


图 10c

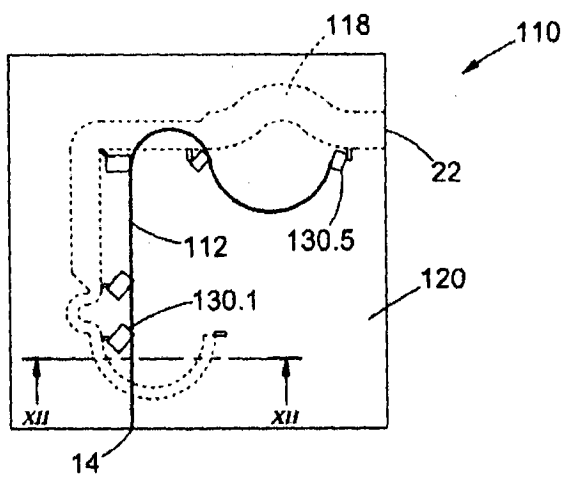


图 11

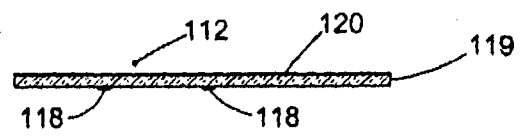


图 12

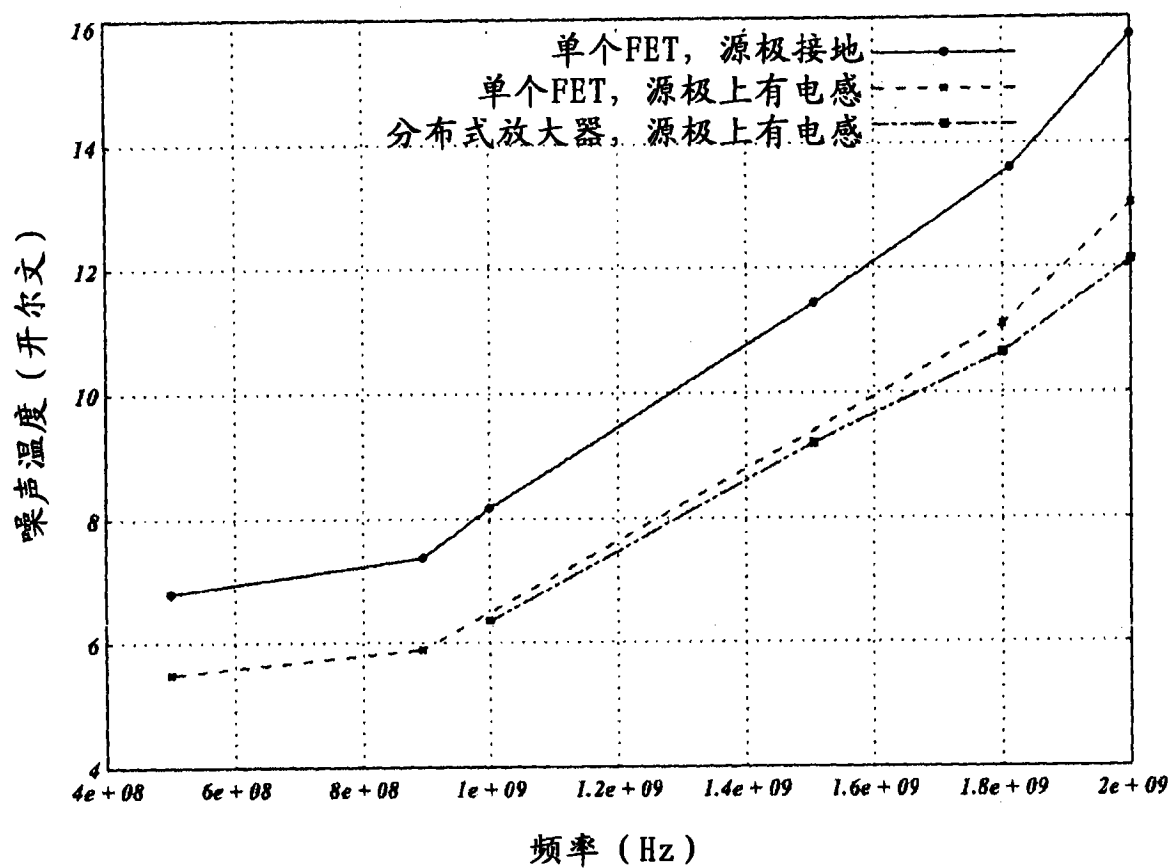


图 13

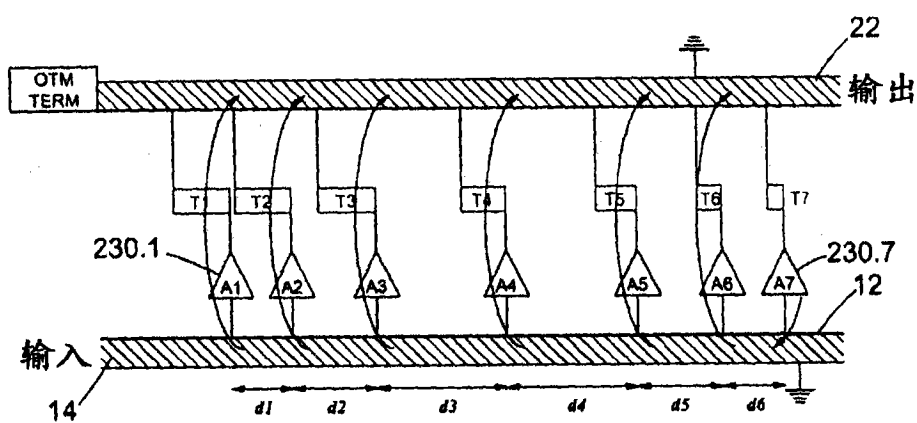


图 14

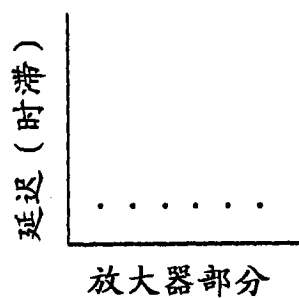


图 15a

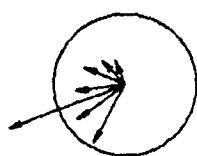


图 15b

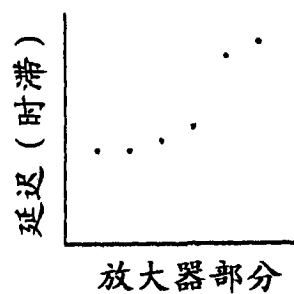


图 16a

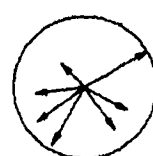


图 16b

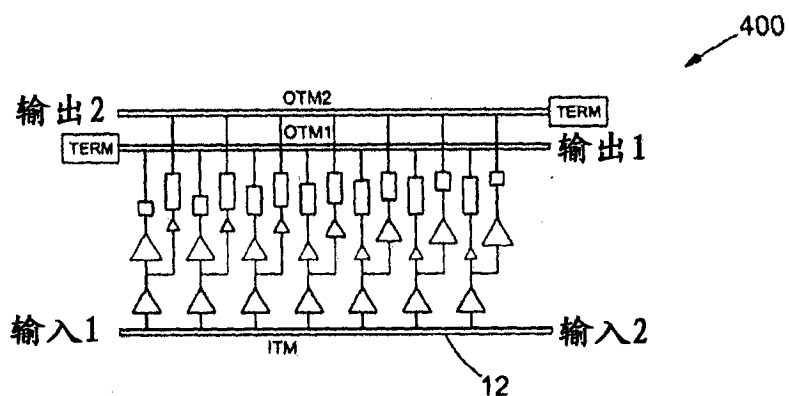


图 17

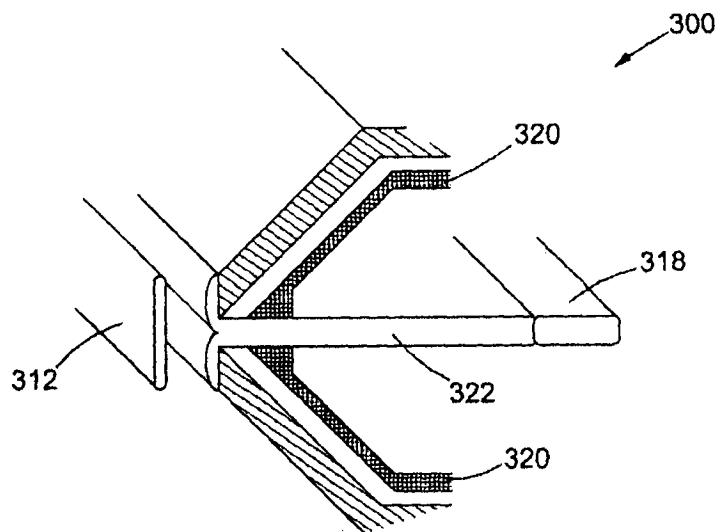


图 18

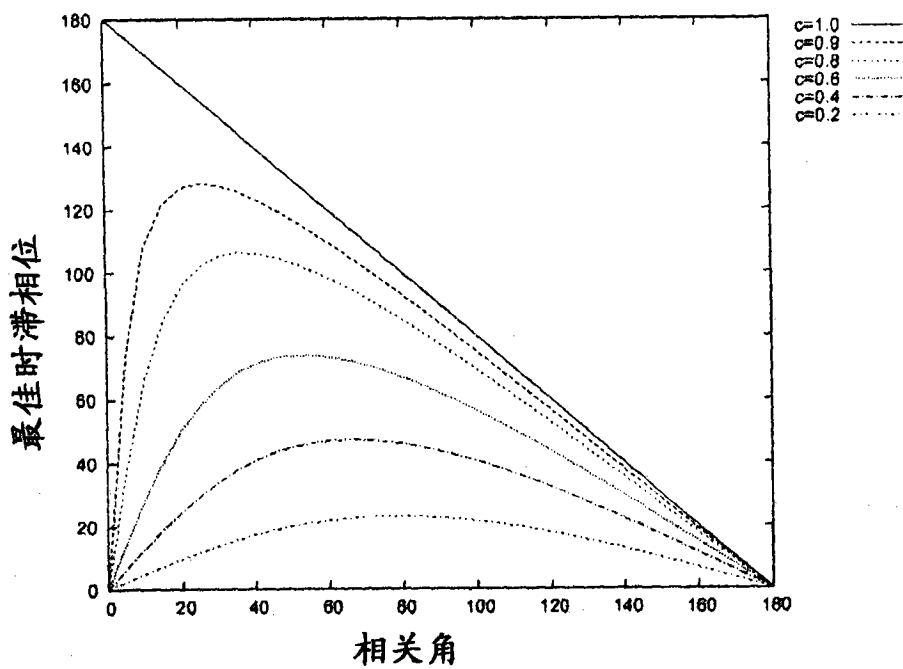


图 19

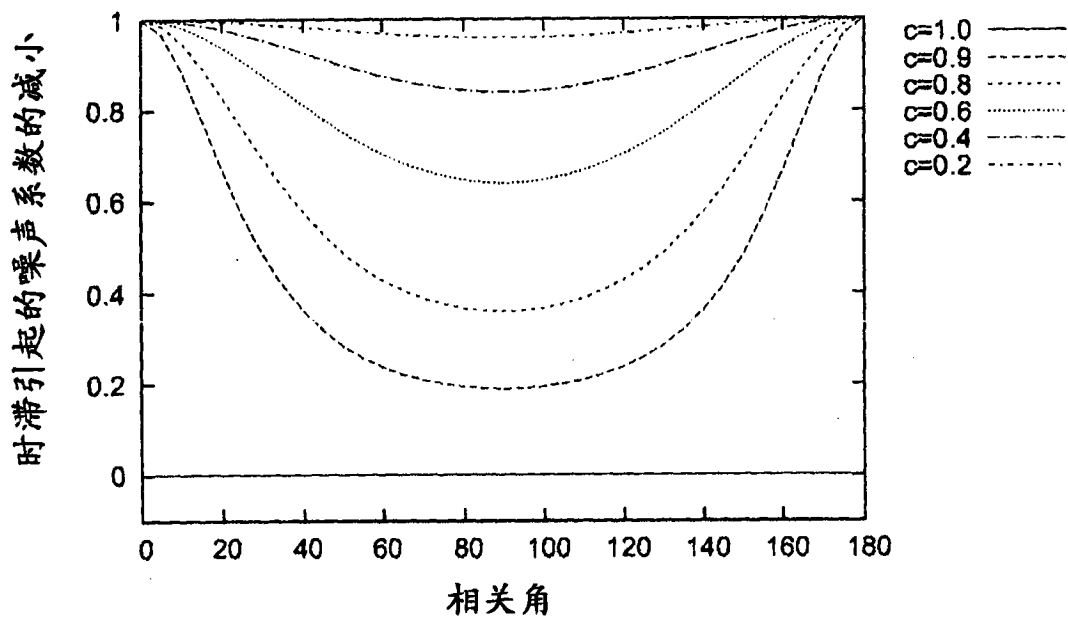


图 20