[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl[7]
H03F 1/00
H03F 1/02
H03F 1/32

[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 00128547.5

[45] 授权公告日 2005 年 12 月 21 日

[11] 授权公告号 CN 1233088C

[22] 申请日 2000.11.17 [21] 申请号 00128547.5

[30] 优先权

[32] 1999.11.19 [33] US [31] 09/444,318

[71] 专利权人 朗迅科技公司

地址 美国新泽西州

[72] 发明人 雷扎·加纳丹

基里亚基·康斯坦丁诺夫

诺尔曼·杰拉德·兹耶塞

审查员 涂洪文

[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

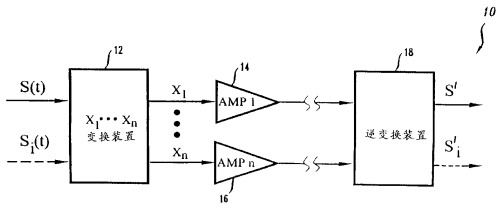
代理人 罗亚川

权利要求书 4 页 说明书 33 页 附图 27 页

[54] 发明名称 用于产生放大信号或其版本的系统和方法

[57] 摘要

一个信号放大系统涉及将至少一个要被放大信号变换成至少一个被放大的经变换的信号和能够用得到的(诸)放大的经变换的信号产生至少一个原始信号的一个(诸)版本。 能够通过用至少一个原始信号对至少一个原始信号进行振幅和/或角(相位或频率)调制，从至少一个原始信号产生至少一个经变换的信号。 在放大至少一个经变换的信号后，解调得到的至少一个放大的经变换的信号，产生至少一个信号的一个(诸)版本。



ISSN1008-4274

知识产权出版社出版

1. 一种产生至少一个信号的方法，所述方法包括:

分离所要放大的信号以产生第一和第二版本;

在延迟电路内延迟第二版本以产生第一版本的时延版本;

在组合器内将第一版本和时延版本组合，以产生具有降低的峰值功率和平均功率之比的第一变换信号和第二变换信号；以及

放大随后要被逆变换的所述变换信号。

2. 如权利要求 1 所述的方法，其中所述变换还包括:

利用所述至少一个信号的可逆变换，将所述至少一个信号变换为至少一个变换信号。

3. 如权利要求 1 所述的方法，其中所述变换还包括:

将所述至少一个信号变换为相关的变换信号。

4. 如权利要求 1 所述的方法，其中所述变换还包括:

通过组合所述至少一个信号的延迟版本，将所述至少一个信号变换为变换信号。

5. 如权利要求 1 所述的方法，其中所述变换还包括:

产生所述至少一个变换信号作为所述信号的可逆函数。

6. 如权利要求 1 所述的方法，还包括:

提供所述至少一个放大的变换信号用于发射。

7. 如权利要求 6 所述的方法，还包括:

在接收机执行所述至少一个放大的变换信号的逆变换，以产生所述至少一个信号的版本。

8. 如权利要求 1 所述的方法，还包括:

对所述至少一个放大的变换信号执行逆变换，以产生放大的信号。

9. 如权利要求 8 所述的方法，还包括:

提供所述至少一个放大的变换信号用于发射。

10. 如权利要求 8 所述的方法，其中所述执行包括:

在时间上去扩展所述至少一个放大的变换信号的能量。

11. 一种产生至少一个信号的方法，所述方法包括:

分离所要放大的信号以产生第一和第二版本;

在延迟电路内延迟第二版本以产生第一版本的时延版本;

在组合器内将第一版本和时延版本组合，以产生具有降低的峰值与平均值之比的至少一个变换信号；以及

放大随后要被逆变换的所述至少一个变换信号。

12. 如权利要求 11 所述的方法，其中所述变换还包括:

通过组合所述至少一个信号的各版本，将所述至少一个信号变换为至少一个变换信号。

13. 如权利要求 12 所述的方法，其中所述变换还包括:

通过组合偏移的所述至少一个信号的各版本，将所述至少一个信号变换为至少一个变换信号。

14. 如权利要求 12 所述的方法，其中所述变换还包括:

通过组合在时间上偏移的所述至少一个信号的各版本，将所述至少一个信号变换为至少一个变换信号。

15. 如权利要求 12 所述的方法，其中所述变换还包括:

通过组合在相位上偏移的所述至少一个信号的各版本，将所述至少一个信号变换为至少一个变换信号。

16. 如权利要求 12 所述的方法，其中所述变换还包括:

通过组合在频率上偏移的所述至少一个信号的各版本，将所述至少一个信号变换为至少一个变换信号。

17. 如权利要求 11 所述的方法，其中所述变换还包括:

通过组合不同的信号，将所述信号变换为至少一个变换信号。

18. 如权利要求 11 所述的方法，还包括:

提供所述至少一个放大的变换信号或其处理过的版本用于发射。

19. 如权利要求 11 所述的方法，还包括:

在接收器执行所述至少一个放大的变换信号或其处理过的版本的部分逆变换，以产生所述信号的版本。

20. 如权利要求 11 所述的方法，还包括：

对所述至少一个放大的变换信号执行逆变换，以产生放大的信号。

21. 一种产生信号的方法，所述方法包括：

分离所要放大的信号以产生第一和第二版本；

在延迟电路内延迟第二版本以产生第一版本的时延版本；

在组合器内将第一版本和时延版本组合，以产生具有降低的峰值与平均值之比的至少一个变换信号；

将所述至少一个变换信号放大为至少一个放大的变换信号；以及

利用逆变换，根据所述至少一个放大的变换信号构建至少一个放大的信号。

22. 如权利要求 21 所述的方法，其中所述变换包括：

将要放大的所述至少一个信号变换为至少一个变换信号，该变换信号是所述至少一个信号的可逆函数。

23. 一种产生信号的版本的方法，所述方法包括：

通过分离所要放大的信号以产生第一和第二版本，将要放大的信号变换为变换信号；

在延迟电路内延迟第二版本以产生第一版本的时延版本；

在组合器内将第一版本和时延版本组合，以产生具有降低的峰值功率与平均功率之比的第一变换信号和第二变换信号；

将所述变换信号放大为放大的变换信号；以及

处理所述放大的变换信号，以产生具有相对延迟的所述信号的版本用于在独立的天线上发射。

24. 一种在独立的天线上产生信号的方法，所述方法包括：

通过分离所要放大的信号以产生第一和第二版本，将要放大的至少一个信号变换为变换信号；

在延迟电路内延迟第二版本以产生第一版本的时延版本；

在组合器内将第一版本和时延版本组合，以产生具有降低的峰值功率与平均功率之比的第一变换信号和第二变换信号；

将所述变换信号放大为放大的变换信号；以及

提供所述放大的变换信号用于发射，使得所述放大的变换信号或其处理过的版本在独立的天线上被发射。

25. 一种产生信号的装置，所述装置包括:

分离器，用于接收信号并在第一和第二路径上将所述信号分为第一和第二版本;

延迟电路，位于第二路径上，用于延迟第二版本以产生时延版本;

组合器，用于接收第一版本和时延的第二版本并产生具有降低的峰值功率与平均功率之比的至少一个变换信号；以及

放大器电路，用于接收并放大随后要被逆变换的所述至少一个变换信号。

26. 如权利要求 25 所述的装置，其中所述放大器电路还包括第一和第二放大器，用于接收变换信号。

27. 如权利要求 25 所述的装置，还包括逆组合器电路，用于根据放大后的变换信号重构原始信号。

28. 如权利要求 25 所述的装置，其中所述逆组合器电路还包括延迟电路。

用于产生放大信号或其版本的系统和方法

本发明涉及放大一个信号，更特别地涉及一个能有效地线性放大一个信号的系统和方法。

一个理想的功率放大器放大一个输入信号而波形不变。所以理想的功率放大器的特征是它有一个线性的无传递函数不连续性的传递函数（输入信号与输出信号的关系）。然而，实际上，一个功率放大器有一个有诸非线性和“线性”区域的传递函数。功率放大器工作在一个线性区域还是工作在一个非线性区域决定于输入信号的振幅。为了使功率放大器实现尽可能地接近线性的工作，我们设计功率放大器使它对于给定的可能的诸信号振幅的范围工作在它的线性区域内。如果输入信号有一个使功率放大器工作在线性区域外的振幅，则功率放大器在信号中引入诸非线性分量或畸变。当输入信号具有许多使放大器压缩，饱和（随着输入振幅的增加输出振幅没有显著增加）或关闭（随着输入振幅的减小输出振幅没有显著减小）的峰值振幅时，放大器正在被过度激励，并以非线性方式使输出信号受到限幅或畸变。一般地说，一个放大器的特征是有一个限幅阈值，振幅超出限幅阈值的诸输入信号在放大器的输出端被限幅。除了使信号畸变外，输入信号的限幅或非线性畸变产生频谱的再增长或与一个相邻频率发生干扰的相邻信道功率（ACP）。

在无线电通信系统中，通常为了进行传输，信号的高功率放大会遇到非常大的峰值功率与平均功率之比（PAR）。例如，在一个时分多址（TDMA）系统，如用于移动通信的全球系统（GSM）或北美 TDMA 系统中，当将多个载波信号组合起来以便用一个功率放大器对它进行放大时，对于大量的载波得到的 PAR 约为 9-10dB。在一个码分多址（CDMA）系统中，单个负载的 1.25MHz 宽的载波典型地能有一个 11.3dB 的 PAR。对于正交频分多路复用（OFDM），

诸多载波信号能有一个高到 20dB 的 PAR。为了避免产生 ACP，这些信号必须被相当好的线性地放大。

遗憾的是，基站放大器的效率是与它的线性逆向相关的。为了实现一个高度的线性，在诸放大器上加上偏压，使它们工作在 A 类或“轻度”AB 类（这意味着与接近 B 类比较更接近于 A 类的 AB 类工作）。对于 A 类工作能够达到的最大的 AC 比 DC 的效率（交流比直流的效率）是 50%，而一个 AB 类放大器的最大的 AC 比 DC 的效率是在 50%和 78.5%之间（后者表示一个 B 类放大器的最大效率）。具体的 AB 类工作越接近 A 类，最大效率就越低。对于采用场效应晶体管的放大器，根据所加的门电压设置工作的类别，门电压控制静态（空闲）漏极电流。对于 A 类工作，使空闲漏极电流近似地在截止和饱和之间的范围的中间那样地设置门电压。在 B 类放大器上加上接近截止的偏压，导致一个被整流的漏极电流波形。在 AB 类放大器上加上在 A 类和 B 类的偏压点之间的偏压。

典型地，在现代无线电通信系统中严格的线性要求决定需要用相当无效的 A 类或轻度 AB 类模式。结果，放大器消耗很大的 DC 功率，从而产生很大的热量，为了避免降低放大器的性能和可靠性必须对这些热量加以控制。所以，使用精心设计的散热装置和风扇成为高线性系统的一个必需的副产品。自然，这些措施增加了基站设备的成本，尺寸和重量。因为无线电通信用户的数量在不断地增加，所以基站的数量在不断地增加，使基站小，轻和廉价的要求在不断地增加。于是，大量的研究工作已经集中到改善在这些和诸其它系统中的放大器效率的需求上。

用诸不同的线性化方法使我们能够用价格较便宜，功率效率较高的放大器而同时将线性保持在一个可以接受的水平上。为了改善有诸不同输入方式的主放大器的线性我们照例地在现代放大器中部署前馈校正装置。前馈校正装置的实质是隔断主放大器在一条前馈路径上产生的畸变。在前馈路径上会将畸变提供给一个校正放大器，而校正放大器又放大了这个畸变。将在前馈路径上的畸变与在

主信号路径上的畸变组合起来，抵消在主信号路径上的畸变。诸预畸变技术考虑到放大器的诸传递函数特性使输入信号在放大前先发生畸变。这样，从预畸变输入信号实现了希望的放大信号。这些技术有助于在保持线性的前提下改善放大器的效率，但是为了能够处理一个信号的诸大的峰值，仍然使放大器工作在低效率的状态中。也可以用其它的一些线性化技术。例如，诸基带处理技术，如峰值限幅，使信号的峰值功率与平均功率之比（PAR）降低，但是这倾向于降低信号的质量。PAR 降低的量受到允许的质量下降的量的限制。另一种技术用输入信号包络动态地调整放大器的偏压，使得只当遇到一个大的峰值时才加上一个高偏压。

由于可能会遇到高峰值功率，诸 CDMA 和 TDMA 基站典型地用工作在 AB 类模式并加上一个高电流偏压以便能处理这些峰值功率的射频（RF）放大器。这些放大器的效率典型地小于 10%。这种低效率导致较高的功率消耗，较低的总体可靠性和较高的工作温度。

因此，需要构造更有效的功率放大器，它能以线性的方式放大可能有诸高峰值功率的诸信号。

本发明涉及将至少一个要被放大信号变换成至少一个被放大的经变换的信号，并且能够用得到的放大的经变换的（诸）信号产生至少一个原始信号的一个（诸）版本。能够通过用至少一个原始信号对至少一个原始信号进行振幅和/或角（相位或频率）调制从至少一个原始信号产生至少一个经变换的信号。在放大至少一个经变换的信号后，对得到的至少一个放大的经变换的信号进行逆变换，去扩展或重构，以便产生至少一个信号的一个（诸）版本。在变换至少一个原始信号，产生至少一个经变换的信号时，将至少一个原始信号变换成一个更加希望的形式，如一个功率效率较高的形式以便进行放大。通过放大至少一个经变换的信号，能够用效率较高和/或价格较低的（诸）放大器以一种线性方式放大至少一个信号。与

实施例有关，通过将至少一个原始信号的诸偏移的版本组合起来，产生使至少一个信号的能量在时间中扩展的至少一个经变换的信号和/或产生有一个（诸）降低的峰值功率与平均功率之比（PAR）的至少一个经变换的信号，将至少一个要放大的信号变换成至少一个经变换的信号。通过将诸多重信号组合起来，以便例如产生有一个（诸）降低的峰值功率与平均功率之比（（诸）PAR）的至少一个经变换的信号，能够将要被放大的诸多重信号变换成至少一个经变换的信号。在放大至少一个经变换的信号后，能够对得到的（诸）信号进行逆变换，去扩展或重构，以便恢复（诸）原始信号的一个（诸）版本。

在参照诸图读了下面的详细描述后，本发明的诸其它的方面和优点就可以变得很明显了，其中：

图 1 表示一个根据本发明诸原理的放大系统；

图 2 表示一个根据本发明诸原理的放大系统的实施例；

图 3A-C 表示一个信号 S(t)和根据本发明诸原理按照一个变换得到的经变换的信号 X1(t)和 X2(t)；

图 4 表示一个信号 S(f)和根据本发明诸原理通过一个变换产生的在频域中得到的经变换的信号 X1(f)和 X2(f)；

图 5 表示一个双载波信号 S(f)和根据本发明诸原理按照一个变换在频域中得到的经变换的信号 X1(f)和 X2(f)；

图 6 表示一个根据本发明诸原理的放大系统的一个实施例的时间流程图；

图 7 表示一个根据本发明诸原理用一个变换得到的 PAR 降低与延迟时间之间的关系；

图 8 表示一个根据本发明诸原理用一个变换得到的经变换的信号 X1 和 X2 的平均功率与延迟时间之间的关系；

图 9 表示根据本发明诸原理的一个变换的传递函数；

图 10 表示根据本发明诸原理的一个变换的相位响应曲线；

图 11 表示根据本发明诸原理一个实施变换的 FIR（有限脉冲响应）滤波器的一个传递函数的响应曲线（dB）；

图 12 表示根据本发明诸原理一个实施重构的 FIR 滤波器的一个传递函数的响应曲线（dB）；

图 13 表示根据本发明诸原理对于用一个变换变换了的一个信号脉冲的 sin(x)/x 振幅响应曲线；

图 14 表示根据本发明诸原理原始信号与一个经变换的信号的诸偏移的版本；

图 15 表示一个根据本发明诸原理的放大系统的实施例；

图 16 表示一个根据本发明诸原理在频域中的经变换的信号；

图 17 表示一个根据本发明诸原理的放大系统的实施例；

图 18 表示一个根据本发明诸原理的放大系统的实施例；

图 19 表示一个根据本发明诸原理的放大系统的多层变换/重构实施例；

图 20 表示一个根据本发明诸原理能将信号分集发射给一个接收机的放大系统；

图 21 表示一个根据本发明诸原理重构诸接收信号的接收机；

图 22 表示一个根据本发明诸原理用一个 3π/2 耦合器的放大系统的实施例；

图 23 表示一个根据本发明诸原理用一个可变组合器的放大系统的实施例；

图 24 表示一个根据本发明诸原理产生单个经变换的信号的放大系统的实施例；

图 25 表示一个根据本发明诸原理用于一个变换的装置；

图 26 表示一个根据本发明诸原理用于一个前馈畸变降低系统的放大系统的实施例；和

图 27 表示一个根据本发明诸原理用于一个预畸系统的放大系统的实施例。

下面我们描述对于根据本发明诸原理的一个功率放大器方案的诸说明性的实施例，其中将至少一个要被放大信号变换成至少一个经变换的信号，它们有一个较适合于放大的形式，用至少一个信号对至少一个信号进行振幅和/或角（相位和/或频率）调制。在放大至少一个经变换的信号后，能够对至少一个放大的经变换的信号进行逆变换，以便重构至少一个原始信号的一个（诸）版本。图 1 表示一个放大器构造 10 的一个一般的方框图，其中一个变换方框 12 接收一个要被放大信号 S(t)（或诸信号 Si(t)）。变换方框 12 将信号 S(t)（或诸信号 Si(t)）变换成诸经变换的信号 X1.....Xn，当与原始信号 S(t)（或诸信号 Si(t)）比较时它们有一个功率效率较高的形式。与实施例有关，变换 12 能够在相对于（诸）原始信号的（诸）经变换的信号之间和/或在诸经变换的信号之间建立一个关系。这样，（诸）经变换的信号是相关的，能够被组合起来降低重构（诸）原始信号的一个（诸）版本时的损耗。能够用要被放大的（诸）信号对（诸）信号本身进行振幅和/或角（频率和/或相位）调制，以一个更加希望的形式，如一个功率效率较高的形式，产生（诸）经变换的信号。例如，能够通过将有一个相对偏移，例如一个相对的时间和/或相位移动的（诸）原始信号的诸版本组合起来，通过将（诸）原始信号的振幅信息变换成在（诸）经变换的信号中的角信息，或通过将诸不同的原始信号组合起来，例如以便产生有一个降低了的（诸）PAR 的（诸）经变换的信号，形成（诸）经变换的信号。

通过（诸）原始信号和（诸）经变换的信号之间和/或在诸经变换的信号之间建立起一个关系或相关性，能够对（诸）经变换的信号进行放大，和能够以相当低的损耗从放大后的（诸）经变换的信号重构原始信号的一个版本。然而，在某些实施例中，变换 12 是一个对（诸）原始信号执行的可逆的功能，变换或操作。这样，给出得到的（诸）信号，能够恢复（诸）原始信号。在用放大器 14（AMP1）和 16（AMPn）对诸经变换的信号进行放大后，得到的（诸）信号受到一个逆的变换，功能或操作 18，以便重构（诸）原始信号的一

个（诸）版本。在一个发射机和/或一个接收机上在放大后能够实施逆变换 18 的诸部分。

在一个图 1 的实施例中，其中 n=2，变换方框 12 能够产生诸经变换的信号 $X1=\cos(\omega_c t+\phi+\theta 1)+\cos(\omega_c t+\phi+\theta 2)$ 和 $X2=\cos(\omega_c t+\phi-\theta 1)+\cos(\omega_c t+\phi-\theta 2)$。在这个例子中，$\phi$包含原始信号 S(t)的相位信息，

$$\theta 1=\tan^{-1}\left[\frac{V(t-d)}{V(t)}\right]+1/2\cos^{-1}\left[\frac{V(t)^2+V(t-d)^2}{2}-1\right]$$ 和

$$\theta 2=\tan^{-1}\left[\frac{V(t-d)}{V(t)}\right]-1/2\cos^{-1}\left[\frac{V(t)^2+V(t-d)^2}{2}-1\right]$$，其中 V(t)是原始信号 S(t)的振幅，包含原始信号 S(t)的振幅信息，V(t-d)是原始信号 S(t-d)的一个延迟或偏移的版本。这样，在经变换的信号 X1 和 X2 中保持了原始信号 S(t)的相位信息，将原始信号 S(t)的振幅信息变换成在经变换的信号 X1 和 X2 中的振幅和/或相位信息。因为原始信号是由原始信号的一个版本组合起来的，该版本在时间上有效地扩展了原始信号的能量，而同时将原始信号的振幅和相位信息保持在诸经变换的信号的变换后的振幅和相位信息中，所以这些经变换的信号有一个降低的峰值功率与平均功率之比。

与实施例有关，变换 12 能产生经变换的信号 X1 和 X2 作为诸恒定包络的信号。例如，如果 n=2，则变换 12 能够是 $X1=\cos(\omega_c t+\phi+\theta)$ 和 $X2=\cos(\omega_c t+\phi-\theta)$，其中 $\theta=\cos^{-1}(S(t))$。这样，在经变换的 X1 和 X2 中保持了原始信号 S(t)的相位信息，将原始信号 S(t)的振幅信息变换成在经变换和相位调制的信号 X1 和 X2 中的相位信息。这些经变换的信号有一个降低的峰值功率与平均功率之比（在这个例子中是一个恒定的包络），而同时保持原始信号的振幅和相位信息。而且，与实施例有关，变换能够发生在基带，中频（IF）和/或射频（RF）中，而逆变换能够在发射前发生在 RF 中或发生在一个接收机上。如果逆变换是在接收机上实施的，则能够在发射和在接收机上实施逆处理前，对诸放大的经变换的信号进行处理。

在时域中，原始信号到诸经变换的信号的变换例如通过在时间中组合或平均原始信号的诸偏移的版本产生原始信号的能量在时间

中的一个扩展。在频域中，对在时间中（诸）经变换的信号的能量扩展进行的频谱分析表示能够实施原始信号的频谱成形，以便将原始信号变换成一个功率较有效的形式。例如，能够通过降低原始信号的频谱的诸相邻部分，产生诸经变换的信号。考虑到制作，降低价格和功率损耗以及工程设计，可以用使用诸滤波器，诸耦合器，诸组合器的任何组合的诸系统变换一个信号使它适合于放大。为了对（诸）信号（例如，多音，高斯，QPSK（正交相移键控）等信号）进行变换，我们描述用延迟线，延迟滤波器（带通），梳齿滤波器，数字滤波器（有限脉冲响应（FIR/梳齿））的诸例子。或者在发射前或者在接收机上在放大后应用逆成形，以便重构原始的信息信号。在发射前重构原始信号的一个放大版本的诸实施例中，能够用诸耦合器（例如混合的，定向的，多端口的耦合器，和/或诸循环器），诸延迟部件和/或诸滤波器（例如，带通，多速率滤波器组）的诸不同的组合降低在信号放大后的高功率中的功率损耗。选择诸部件的组合以便对放大的经变换的信号实施一个逆变换，以便通过改变（诸信号或诸信号的诸部分的）功率的方向重构原始信号，如果不改变功率的方向就会由于变换原始信号所需的频谱成形而损失这部分功率。

图 2 表示图 1 的信号放大系统 10 的一个实施例 50，其中将原始信号 S(t)变换成经变换的信号 X1 到 Xn。在放大经变换的信号 X1 到 Xn 后，将经变换的信号 X1 到 Xn 组合起来产生用于发射的原始信号 S(t)。在放大系统 50 中，通过平均或组合原始信号 S(t)的诸时间延迟版本，产生分别由放大器 AMP1 到 AMPn 放大的有一个降低的 PAR 的经变换的信号 X1 到 Xn，方框 52 将原始信号 S(t) 变换成经变换的信号 X1 到 Xn。变换 52 提供（诸）经变换的信号 $X_j = K * \sum_{i=1}^{n} V(t-d_{ij})\cos(\omega_c t+\phi+\psi_{ij})$，其中 j=1.....n，$\psi_{ij}$是一个为了功率的有效组合或精细地调谐变换而引入的相移，能够等于零，并且 d_{ij}也能够等于零。在一个实施例中，其中 n=2，原始信号 $S(t)=V(t)\cos(\omega_c t+\phi)$，其中$\omega_c$是载频，$\phi$是相位，V(t)是包络。变换 52

将原始信号 S(t)变换成 $X1(t)=1/2[V(t)\cos(\omega_c t+\phi)+V(t-d)\sin(\omega_c t+\phi+\psi)]$ 和 $X2(t)=1/2[V(t)\cos(\omega_c t+\phi)-V(t-d)\sin(\omega_c t+\phi+\psi)]$。因此，变换 52 涉及将原始信号 S(t)与它的延迟复制品组合起来。X1 和 X2 的 PAR 与延迟量 d 以及原始信号 S(t)的 PAR 有关。这样，在经变换的信号 X1 和 X2 中保持了原始信号 S(t)的相位信息，将原始信号 S(t)的振幅信息变换成在经变换的信号 X1 和 X2 中的相位信息和振幅信息。因为经变换的信号 X1 和 X2 是从原始信号的诸延迟版本产生的，所以经变换的信号 X1 和 X2 保持原始信号的振幅和相位信息，并用与原始信号 S(t)相同的频谱内容对经变换的信号 X1 和 X2 进行放大。在这个实施例中，在 RF 和高功率上放大后，在方框 54 对放大的经变换的信号 X1 和 X2 进行逆变换以便重构原始信号 S(t)的一个复制品。与实施例有关，可以用时间延迟平均，矢量平均，梳齿滤波，频谱成形接着在放大后进行组合来实施原始信号 S(t)的诸变换。

在这个实施例中，组合器 54 接收经变换的信号 X1 到.Xn，一个 N×N 网络 56，如一个 90 度或 180 度的混合耦合器，相移和组合诸经变换的信号以便产生诸处理过的信号 $S1=F1(S(t))\sin(\omega_c t+\phi)$ 和 $Sn=Fn(S(t-d_n))\cos(\omega_c t+\phi)$，其中 $F1(S(t))=S(t)$ 和 $Fn(S(t-d_n))=S(t-d_n)$。用一个延迟装置 58 对适当处理过的信号 S1 到 Sn 进行延迟，使得处理过的信号 S1 到 Sn 经历了相同的延迟并通过 N×1 网络 60 将它们组合起来以便重构原始信号 S(t)的一个版本 $S'(t-d_n)$。以一种能称为无损耗组合的方式重构诸放大的经变换的信号以便产生原始信号的版本。例如，与在变换 52 中被延迟了一个量 d_n 的原始信号 S(t)的一部分对应的处理过的信号 Sn 没有被延迟，而与在变换 52 中未被延迟的原始信号的一部分对应的处理过的信号 S1 被有一个延迟 d_n 的延迟装置 62 延迟。

与实施例有关，处理过的信号 S1 到 Sn 有一个（诸）相对的延迟，当接收原始信号时通过诸分开的天线发射这些处理过的信号，以便提供延迟并发射分集。在一个例子中，其中 n=2，2×2 网络 56 相移和组合放大的经变换的信号 X1 和 X2，产生原始信号 S(t)的一

个第一个版本 S′(t)和一个第二个延迟版本 S′(t-d)，在它们之间对于发射有一个相对的延迟。如上面提到的那样，与实施例有关，能将原始信号变换成多于两个的有附加延迟的经变换的信号，以便为了原始信号 S(t)的发射和/或重构产生原始信号的多个延迟版本 $S_i'(t-d_n)$。通过发射原始信号的一个版本与原始信号的一个（诸）延迟版本，系统 50 能够提供发射和延迟分集以便改善信号的接收。在接收机方面，能够建造一个检测和接收原始信号的诸不同的版本和利用分集发射的接收机。例如，接收机能够是一个 RAKE（分离多径）或多指接收机或任何其它的接收机，它从发射信号的诸延迟版本构造接收信号。能够在诸分开的天线上接收版本 S′(t)和 S′(t-d)，接收机执行用于将原始信号 S(t)变换成经变换的信号 X1 和 X2 的逆变换的余下部分。这样，接收机相移和组合第一和第二个版本 S′(t)和 S′(t-d)，以便重构原始信号的一个版本 S′(t-d)。也可以有诸其它的实施例。

图 3A 表示一个要被放大信号 64，它是一个 5MHz 的高斯信号。对信号 64 进行变换，产生如图 3B 所示的经变换的信号 X1（65）和如图 3C 所示的经变换的信号 X2（66）。信号 64 的变换产生经变换的信号 X1 和 X2，当与原始信号比较时它们有降低的峰值功率与平均值功率之比。图 3A-3C 表示原始信号的能量如何有效地在经变换的信号 X1 和 X2 中在时间上扩展。因为诸经变换的信号是从相互对应的原始信号的诸版本产生的，所以在诸经变换的信号和原始信号之间存在一个相关性，可以从经变换的信号 X1 和 X2 重构原始信号。在这个实施例中，原始信号的诸版本被延迟或偏移，原始信号的诸版本和/或有一个被选择地成形的频谱的原始信号的诸版本。彼此相对地相移和组合原始信号的诸版本，产生因此是相关的诸经变换的信号。

对于一个 n=2 的实施例的诸模拟显示 PAR 约有 3dB 的降低。在这个例子中，N×N 网络 56 是一个 4 端网络，例如有一个散射系数矩阵 S 的一个 T 形波导支路或环形波导混合耦合器（180 度）：

$$S=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} & & 1 & 1 \\ & 0 & & \\ & & -1 & 1 \\ 1 & -1 & & \\ & & 0 & \\ 1 & 1 & & \end{bmatrix}$$

N×1 网络 60 是一个组合器，它有一个与考虑到延迟装置 62 的损耗的两个输入之比成正比的耦合因子。在网络 56 和 60 中几乎没有损耗。

图 5 表示一个信号 67 的功率谱分布（PSD），信号 67 有两个载波 67A 和 67B 以及经变换的信号 X1（68）和 X2（69）。如上所述，通过将被一个延迟装置偏移的原始信号的诸版本组合起来产生经变换的信号 X1 和 X2。在频域中，通过降低载波 67B 的振幅产生经变换的信号 X1，和通过降低载波 67A 的振幅形成经变换的信号 X2。在这个实施例中，信号 67 的 PAR 是 11.7，用一个 10nsec 的延迟产生 PAR 分别为 10.2 和 10.6 的经变换的信号 X1 和 X2。

图 6 表示图 2 的信号放大系统 50 的一个实施例 70 的一个时间流程图，其中 n=2。在这个实施例中，使信号 S(t)分离，以便向一个第一条路径 72 提供信号 S(t)的一个第一个版本 $1/\sqrt{2}$*S(t)和向一个第二条路径 74 提供信号 S(t)的一个第二个版本 $1/\sqrt{2}$*S(t)。在第二条路径 74 上，一个延迟装置 76 使信号 S(t)在时间上延迟一个量 d，从而，使信号 S(t)的包络发生位移。这样，延迟装置 76 产生信号 S(t)的一个时间延迟版本 $1/\sqrt{2}$*S(t-d)。延迟装置 76 能够是一条延迟线（例如，一条低损耗的 50nsec 的延迟线，损耗小于 1dB），一个有恒定群延迟（例如，对于一个在 2.10 到 2.17GHz 之间的频带有一个 200nsec 的延迟）的带通滤波器。在某些实施例中，滤波器应该有一个线性的相位响应（由滤波器引起的相位变化在一个频率范围上是线性的）以便不引起畸变。与信号 S(t)和调制类型，如正交相移键控（QPSK）有关，也可以用诸其它形式的有所希望的特征的延迟部件或滤波器。

一个组合器 78 将原始信号 S(t)的第一个版本和原始信号 S(t)的第二个时间延迟版本组合起来，为一个第一条放大器路径 80 产生一个第一个经变换的信号 X1(t)，为一个第二条放大器路径 82 产生一

个第二个经变换的信号 X2(t)。在这个实施例中，组合器 78 将第一个版本 $1/\sqrt{2}$S(t)和第二个时间延迟版本 $1/\sqrt{2}$S(t-d)组合起来，在到第一条放大器路径 80 的一个第一个端口（+）上产生一个第一个经变换的信号 X1(t)=1/2(S(t)+S(t-d))，在到第二条放大器路径 82 的一个第二个端口（-）上产生一个第二个经变换的信号 X2(t)=1/2(S(t)-S(t-d))。这样，因为诸经变换的信号是原始信号和原始信号的一个时间延迟版本的一个平均，所以当与原始信号 S(t)的 PAR 比较时，第一和第二个经变换的信号 X1(t)和 X2(t)的 PAR 降低了。此外，经变换的信号 X1(t)和 X2(t)保持原始信号 S(t)的振幅和相位信息。能够在数字域，中频（IF）或 RF 中实施变换或变换的诸部分。如果原始信号是在 RF 上，则可以用一个分离器在第一和第二条路径 72 和 74 上提供原始信号 S(t)的第一个和第二个版本。如果原始信号是在数字域中，则能够用一个数字梳齿滤波器或有限脉冲响应滤波器从原始信号产生原始信号 S(t)的第一个和第二个版本，接着在放大前将它们上变换到 RF。

用一个放大器 84（AMP1）对在第一条放大器路径 80 上的经变换的信号 X1(t)进行放大，和用一个放大器 86（AMP2）对在第二条放大器路径 82 上的第二个经变换的信号 X2(t) 进行放大。因为诸经变换的信号有一个比原始信号 S(t)小的峰值功率与平均功率之比，所以放大器 84 和 86 能够在保持线性性能时有较高的功率有效性和较低的价格。对诸放大的经变换的信号进行逆变换，产生原始信号 S 的一个放大的版本。在这个实施例中，一个逆组合器 88 接收放大的经变换的信号 X1(t)和 X2(t)，逆组合器 88 以一种在逆组合器 88 的一个第一个端口（+）上产生原始信号 S(t)的一个第一个放大的版本 $1/\sqrt{2}$S′(t)和在逆组合器 88 的一个第二个端口（-）上产生原始信号 S(t)的一个放大的延迟版本 $1/\sqrt{2}$S′(t-d)的方式，将放大信号 X1(t)和 X2(t)组合起来。

一个延迟装置 90 使来自第一个端口（+）的原始信号的第一个放大的版本 $1/\sqrt{2}$S′(t)延迟一个与延迟装置 76 的延迟量相应的延迟

量，延迟装置 76 产生了原始信号的延迟版本 $1/\sqrt{2}S(t-d)$。因此，延迟装置 90 产生原始信号的一个第二个放大的延迟版本 $1/\sqrt{2}S'(t-d)$。将原始信号的二个放大的延迟版本组合起来，重构原始信号的一个延迟版本 S′(t-d)。

原始信号的诸组合版本在时间上偏移一个延迟量产生诸经变换的信号，这些组合版本在时间中扩展了原始信号的能量。我们能够为了得到用功率放大器的效率（输出功率与消耗的 DC 功率之比），线性增益（例如通过测量 ACP 来度量），或与（诸）原始信号的 PAR 比较（诸）经变换的信号的 PAR 的降低来度量的最佳的总性能那样地确定延迟量。图 7 表示相对一个 5MHz 的高斯信号 S（91）的 PAR 经变换的信号 X1 和 X2 的诸 PAR 的降低。图 8 表示经变换的信号 X1 和 X2 的平均功率与时间延迟之间的关系。能够确定和设置，周期地确定和改变，与某些性能阈值有关地确定和改变或动态地确定和改变延迟量。

（诸）经变换的信号的能量扩展的频谱分析显示出原始信号的频谱的选择成形。能够通过成形一个信号的频率特征曲线实施根据本发明的诸原理为变换诸信号的频率（频谱）成形，能够将信号变换成一个功率较有效的形式。或者在发射前或者在接收机上，在放大后应用逆成形，重构原始信息信号。

在这个实施例中，从原始信号 S(t)到经变换的信号 X1(t)和 X2(t)的变换是用一个有两个端口（+）和（-）的梳齿滤波器来完成的。在频域中，用于根据本发明的诸原理对原始信号 S(t)进行变换的梳齿滤波器的第一个端口（+）能够有一个传递函数：

$H^{+}(f)=1+\cos(2\pi fd)+j\sin(2\pi fd)$;

$|H^{+}(f)|^{2}=4\cos^{2}(\pi fd)$;

功率谱密度（PSD）$=S^{+}(f)=4\cos^{2}(\pi fd)S(f)$。

梳齿滤波器的第二个端口（-）能够有一个传递函数：

$H^{-}(f)=1-\cos(2\pi fd)+j\sin(2\pi fd)$;

$|H^{-}(f)|^{2}=4\sin^{2}(\pi fd)$;

$PSD=S^{-}(f)=4\sin^2(\pi fd)S(f)$。

因此，

$|H^{+}(f)|=2\cos(\pi fd)$; $H^{+}(f)=2\cos(\pi fd)e^{-j\pi fd}$;

$|H^{-}(f)|=2\sin(\pi fd)$; $H^{-}(f)=2\sin(\pi fd)\,e^{-j\pi fd}$。

能够通过在每个分支或端口（+）和（-）上设置平均功率使 $\int PSD^{+}=\int PSD^{-}$ 确定延迟量 d。为了降低 PAR 能够用 H^{+}或 H^{-}复盖频谱的诸不同的部分，包括复盖诸频带的诸不同的载波或诸部分。例如，通过改变延迟量复盖频谱的诸不同的部分，和通过增加迭代的次数或放大器的数量，能够得到有诸不同的 PAR 的诸经变换的信号。

图 9 表示如何能用梳齿滤波器的第一个和第二个端口（+）和（-）的诸输出将诸经变换的信号如下地表示为一个频率的函数：

若$|f|$在带宽（BW）内，$H^{+}(f)=2\cos(\pi fd)e^{-j\pi fd}$，否则为 0，和

若$|f|$在带宽（BW）内，$H^{-}(f)=2\sin(\pi fd)\,e^{-j\pi fd}$，否则为 0。

这样，图 9 表示在频域中作为例子的变换的周期的 cos/sin 振幅特性曲线。图 10 是一个表示变换的线性相位响应的图。能够用诸其它的有这种正交特性的滤波器，例如进行为了频率分解的多速率滤波。

图 11 表示用一个有限脉冲响应（FIR）滤波器构成的数字梳齿滤波器的（+）端口的一条曲线 92 和（-）端口的一条曲线 93。滤波器通过在某个（些）频率位置上成为零（特性曲线下凹）将一个信号 S(t)变换成经变换的信号 X1(t)和 X2(t)，以便产生有降低的 PAR 的一个（诸）经变换的信号。例如，相对于一个载波频带从该载波频带的中心频率 f_c偏移$\pi/2$或$-\pi/2$处的诸下凹在 PAR 中产生一个 3dB 的降低。能够循环地或平行地加上滤波作用。能用有类似特性的或产生相似效果的诸其它的滤波器（在时间或频率中），如一条渐变的延迟线，升余弦或正弦滤波器，将原始信号变换到一个功率更有效的格式。

图 12 表示一个用于从经变换的信号 X1 和 X2 重构原始信号 S(t)的数字梳齿滤波器的一个逆滤波器响应。逆滤波器是由与图 11 的数

字梳齿滤波器响应曲线的诸下凹对应的诸极点组成的。能够构成用来在低损耗下变换原始信号和/或从诸功率有效的中间信号重构原始信号的诸滤波器的诸例子是：延迟线，延迟滤波器（带通），梳齿滤波器（+/-），数字滤波器（有限脉冲响应（FIR/梳齿），诸正弦/余弦滤波器，诸升余弦或正弦滤波器，诸带通滤波器，诸特性曲线下凹的滤波器，诸带阻滤波器，诸正交滤波器，诸子波滤波器，诸渐变的延迟（线）滤波器和/或谐振器。为了降低信号放大后在高功率上的功率损耗，可以用诸其它的部件如诸耦合器（例如，混合的，定向的，多端口的耦合器，和/或诸循环器），诸延迟部件和/或诸滤波器（例如，带通，多速率的滤波器组）的诸不同的组合。用这些部件重新定向功率（诸信号或诸信号的诸部分），否则这些功率会由于变换原始信号和重构诸经变换的或中间的信号所需的频谱成形而损失。通过分别调整这些滤波器的频率特性，如，f_c，f_{cutoff}和群延迟，可以进行诸变换和诸重构降低 PAR。

为了提供希望的 PAR，能够与要被变换的信号 S(t)，例如多载波，多音或高斯信号，或所用的调制，如 QPSK 有关地改变或调整变换。例如，图 13 表示一个要被变换的信号 S(t)的一个脉冲的包络 94。在这个例子中，信号 94 是一个如在一个码分多址（CDMA）系统中成形的信号脉冲。一个 CDMA 信号携带已经通过将信息信号与一个扩展代码序列（“加扰代码序列”），如一个是一个随机出现的但是能被想要的接收站再生的二进制序列的伪噪声（PN）代码相乘被扩展和/或被加扰的基带数据。我们将加扰的代码序列的单个脉冲称为一块码片。信号脉冲 94 有一个 sin(x)/x 的振幅响应曲线。可以将信号脉冲 94 表征为一个有一个如$[\sin(x)/x]^2$那样的功率分布的码分多址（CDMA）信号脉冲，该功率分布有一个等于扩展代码的时钟速率或码片速率的主瓣带宽（BW）和一个等于 1/BW 的码片时间间隔 T_c。

可以用一个滤波器，如一个有一个滤波器脉冲响应在时域为 $h(t)=[S(t)+/-S(t-T_d)]/2$，在频域为 $h^+(f)=\cos(\pi f T_d)e^{-j\pi f T_d}$和 $h^-(f)=\sin$

$(\pi fT_d)e^{-j\pi fT_d}$的梳齿滤波器实施信号 S(t)的一个变换。图 14 表示信号脉冲 S(t)（94）与信号脉冲 94 的一个延迟版本 95。变换产生一个经变换的信号 96，在该信号中在多于一个码片间隔的时间上扩展原始信号 S(t)的能量。在这个例子中，经变换的信号等于[S(t)+S(t-T_d)]/2。

有同相（I）和正交（Q）分量的信号 S(t)，例如一个用 QPSK 调制的信号的带通表示可以是 $V_I\cos(\omega_c t)-V_Q\sin(\omega_c t)$和延迟版本 S(t-$T_d$)的带通表示可以是 $V_I^d\cos(\omega_c t+\psi_i)+V_Q^d\sin(\omega_c t+\psi_i)$，其中 V_I和 V_Q是 I 和 Q 分量的包络，V_I^d和 V_Q^d是延迟的 I 和 Q 分量的包络，ψ_i是一个相位，它能够为零，该相位是为了精细调谐变换或提供功率有效的组合。该变换产生经变换的信号 X1(t)，X2(t)= [S(t)+/-S(t-T_d)]/2。如果已经将信号的同相（I）和正交（Q）分量组合起来，该变换能够产生信号 X1(t)=1/2[g(t)+ $e^{-j\theta}$g(t- T_d)] 和 X2(t)=1/2[g(t)- $e^{-j\theta}$g(t- T_d)]，其中 g(t)是经调制的信号的复包络，等于 $V_I(t)+jV_Q(t)$和 $\theta=(\pi/4, \pi/2, \pi.....)$。与实施例有关，能够在基带上对 $V_I(t)$和 $V_Q(t)$实施变换。在这个例子中，诸经变换的信号的平均功率等于原始信号的平均功率的二分之一，或 $P_{ave}(X1)=P_{ave}(X2)=\frac{1}{2}\int X_i^2(t)=P_{ave}(S)/2$。峰值包络功率 (PEP) = $|\max[g(t)]|^2/2$ = $[V^2_{Imax}+ V^2_{Qmax}]/2$。这样，PEP(X)=PEP(S)/4，如果 $T_d= T_c$，则这导致 PAR(X)=PAR(S)-3dB 的结论。当延迟量小于或大于码片时间间隔时，也可以有诸其它的实施例。在另一个实施例中，能够通过将彼此偏移的，例如彼此偏移一个码片时间间隔的二分之一或更小的诸不同的信号 $S_i(t)$组合起来产生（诸）经变换的信号。在某些实施例中，如在用二进制相移键控（BPSK）调制信号时，一个等于π/2 的延迟量能给出一个 3dB 的峰值降低。

图 15 表示一个实施例 100，其中在用两个放大器 102 和 104 进行放大前以一种相关方式对一个多音信号 S(t)实施变换，和在放大后重构原始信号的一个版本。在这个实施例中，分离器 106 在一条第一个放大器路径 108 和一条第二个放大器路径 110 上提供信号 S(t)的诸复制品。在第二个放大器路径 110 上的信号相对于在第一个放

大器路径 108 上的信号被延迟装置 112 延迟和被一个移相器 114 移相。移相器 114 移动在路径 110 上的信号的相位一个量，以便保证耦合器将原始信号 S(t)在路径 108 和 110 上的诸版本以一种希望的关系组合起来，能对在诸不同分量之间的任何失匹进行调整和/或改善性能。一个耦合器 116，如一个 3dB 的混合耦合器，接收在第一条路径 108 上的信号和在第二条路径 110 上的经延迟和相移的信号，并将这些信号组合起来产生中间的或经变换的信号 X1 和 X2。在这个实施例中，通过加减原始信号的诸版本，耦合器 116 产生 X1。与实施例有关，信号 S(t)能够在基带中，并在基带上，例如在一个数字信号处理机中实施诸部件的诸功能，但是信号 S(t)也能够在 IF 或 RF 频带中。

能够将信号 S(t)有选择地分成中间的或经变换的信号 X1 和 X2 以便进行更有效的功率放大。例如，信号 S(t)能够包含两个例如分开 10MHz 的音调，延迟装置 112 能够对在第二条路径 110 上的信号产生一个 50nsec 的延迟。在某些实施例中，在频域中，d 秒的延迟能够每隔 1/d Hz 产生一个零点。这样，能够使经变换的信号 X1 与第一个载波对应和经变换的信号 X2 与第二个载波对应那样地选择地分开信号 S(t)。例如，X1 包含第一个载波的能量和第二个载波的一个降低了的能量，和 X2 包含第二个载波的能量和第一个载波的一个降低了的能量。被选择地选出或变换的诸信号在 PAR 中有一个 3dB 的改善。在一个有 8 个音调或载波的信号 S(t)中，例如被分离成两组 4 个音调的信号，它们分开 10MHz 并有一个 50nsec 的延迟，信号 S(t)能被选择地分开成两个中间信号 X1 和 X2，它们每个大致与 4 个音调对应。例如，X1 包含第一组 4 个音调的能量和第二组 4 个音调的一个降低了的能量，和 X2 包含第二组 4 个音调的能量和第一组 4 个音调的一个降低了的能量。在这样一个例子中，我们达到在 PAR 中一个近似 2.8dB 的降低。

放大器 102 放大经变换的信号 X1，而放大器 104 放大经变换的信号 X2。在这个实施例中，诸经变换的信号到原始信号的逆变换或

重构包括一个耦合器 120，如一个 3dB 的混合耦合器，它接收来自放大器 102 和 104 的诸放大的经变换的信号。耦合器 120 相移和组合诸放大的经变换的信号产生原始信号 S(t)的一个延迟的放大的版本 $1/\sqrt{2}S'$ (t-d)和原始信号 S(t)的一个放大的版本 $1/\sqrt{2}S'$ (t)。将放大的延迟的版本 $1/\sqrt{2}S'$ (t-d)馈送给一个组合器 122。用一个延迟装置 124 使放大的版本 $1/\sqrt{2}S'$ (t)延迟，例如，一个与延迟装置 112 对应的量，以便产生一个延迟的放大的版本 $1/\sqrt{2}S'$ (t-d)。一个移相器 126 能够移动来自延迟装置 124 的延迟的放大的版本 $1/\sqrt{2}S'$ (t-d)的相位，以便调整在诸组合信号之间的相关的相位，除去任何失匹或改善性能。组合器 122 接收放大的延迟的版本 $1/\sqrt{2}S'$ (t-d)和来自移相器 126 的延迟的放大的版本 $1/\sqrt{2}S'$ (t-d)，并将这些信号组合起来产生原始信号的放大的版本 S' (t-d)。

图 16 表示一个 8 个音调的信号的一条曲线，通过选择地成形原始信号或组合原始信号的诸偏移版本对该信号进行变换，产生一个经变换的信号 X1（128）。在产生经变换的信号 X1 时，变换选择地成形信号频谱的一部分 129，以便降低 8 个音调中的 4 个的振幅。在这个实施例中，系统 100（图 15）产生一个经变换的信号 X2（图中未画出），在信号 X2 中有选择地成形信号频谱的其它部分，以便降低 8 个音调的信号中的其它 4 个音调。这样，能够以一种功率更有效的方式放大经变换的信号 X1 和 X2。对于一个 8 个音调的信号，在诸经变换的信号中选择地降低其中的 4 个音调，能够将经变换的信号的 PAR 从 9dB 降低到约 6dB，在 PAR 中有一个近似 2.8dB 的降低。一个 2 个音调的信号，在经变换的信号中降低其中的 1 个音调，产生有恒定包络和在 PAR 中产生一个 3 dB 降低的诸经变换的信号。

图 17 表示一个用于放大一个信号 S 的实施例 130，它能够用一个滤波器组 132 通过在频域中有选择地成形信号 S（或诸信号 S_i）的诸不同部分，以便在时域中扩展（诸）原始信号的能量或产生有降低的 PAR 的（诸）信号，将原始信号 S（或诸信号 S_i）变换成功

率较有效的(诸)信号。这样，能够通过降低频谱的 n 个部分的(诸)振幅，这些振幅例如与某个载波或诸音调频率对应，将一个有诸不同载波或音调的信号选择地分开，以便产生一个或多个要被放大然后被重构的经变换的信号。与实施例有关，滤波器组 132 能够包含单个滤波器 134 或 136 或多个滤波器。在某些实施例中，一个分离器 138 将信号 S(t)的诸复制品分别提供给两个正交滤波器 134 和 136。滤波器 134 和 136 对信号 S(t)的诸不同的版本的频率内容进行成形以便与原始信号 S(t)的功率效率比较改善经变换的信号 X1 和 X2 的功率效率。与实施例有关，一个耦合器或附加的变换电路 140 能够进一步对诸经滤波的信号进行变换和/或使它们相关起来，以便产生经变换的信号 X1(t)和 X2(t)。在另一些实施例中，通过以一种能重构诸原始信号 S_i 的诸版本的控制方式，成形和/或组合或平均诸不同的信号 $S_i(t)$或它们的诸版本，用滤波器组 132(和(诸)耦合器，与装置有关)对多重信号 S_i 进行变换。

在一个多载波的系统中，通过将信号 S(t)变换为一个大的带宽(例如，在诸相同的，分开的或重叠的频带中变换诸多重信号)和/或选择的分开(在频域中)或成形诸不同的频率带宽，例如滤波器 134 和 136 能够在产生每一个都包含一个载波或一组载波的经变换的信号 X1(t)和 X2(t)中选择地成形频谱的诸不同部分，能改善对于放大信号 S(t)的总的功率效率。在时域中，(诸)滤波器 134 和/或 136 能够在原始信号 S(t)的(诸)版本上加上一个(诸)延迟，耦合器 140 对得到的原始信号的诸版本进行组合和使它们相关起来，以便产生经变换的信号 X1 和 X2。在用放大器 142 和 144 分别放大经变换的信号 X1 和 X2 后，一个逆滤波器组 146 对重新组合起来产生原始信号 S(t)的诸放大的经变换的信号实施一个逆变换。例如，放大器 142 和 144 放大经变换的信号 X1(t)和 X2(t)，这些信号能与(诸)载波 1 和(诸)载波 2 对应。

与实施例有关，逆滤波器组 146 能够包括单个滤波器 148 或 150 或多个滤波器 148 和 150。(诸)滤波器 148 和/或 150 能够在(诸)

放大的经变换的信号上加上分别与由滤波器136和/或134加上的延迟对应的一个（诸）延迟。与实施例有关，滤波器148能够与滤波器136对应，和/或滤波器150能够与滤波器134对应。另一方面，滤波器148能够是滤波器134的逆滤波器；和/或滤波器150能够是滤波器136的逆滤波器。在这个实施例中，滤波器148和150对诸放大的经变换的信号实施一个逆变换。将得到的诸信号再次组合起来，产生原始信号S(t)。在这个实施例中，一个组合器152将诸经逆变换的信号组合起来产生原始信号的一个版本S′。如果用一个耦合器或变换电路140，则能够将耦合器或逆变换电路154用作将诸放大的经变换的信号再次组合或逆变换成原始信号S(t)的再次组合或逆变换的一部分。在另一个实施例中，能够将诸原始载波或诸原始载波组在放大前直接提供给变换电路。在这样一个实施例中，使得诸放大的经变换的信号能在放大后同相地组合起来那样地对（诸）载波信号，诸经变换的信号X1(t)和X2(t)进行变换。变换（诸）载波信号，以便在诸载波信号之间建立一个相对的相位关系或相关性。

图18表示一个实施例160，其中一个变换装置162用一个包含一个耦合器164，滤波器168和170，移相器172和174，和耦合器176的一个组合的耦合器-滤波器组装置，将原始信号S变换成诸经变换的信号X1和X2以便进行放大。与实施例有关，能够用诸部件的诸不同的组合和/或用诸附加的耦合器或诸部件或略去某些部件，如滤波器168或170和移相器172和/或174，实施变换。在这个实施例中，耦合器164向一条第一个放大器路径178和一条第二个放大器路径180提供信号S的的诸复制品。用滤波器168对来自耦合器164的原始信号的一个第一个版本进行滤波，和用滤波器170对原始信号的一个第二个版本进行滤波。滤波器168和/或170选择地成形原始信号的第一个和第二个版本以便在频域中降低在诸不同的频率部分中的能量和/或在时域中产生原始信号的诸版本之间的一个相对延迟，以便在时间中扩展原始信号的能量。移相器172和

174能够调整在信号S的两个版本之间的相对相位以便由耦合器176提供原始信号的诸版本的希望的组合。例如，移相器172和/或174能够对在滤波器168和170之间的失匹进行调整，以便为了改变诸工作参量进行调整和/或提供诸经变换的信号的希望的组合。与实施例有关，移相器172和/或174能够在反馈的基础上调整相位。例如，耦合器177和/或178能够将信号X1和/或X2的（诸）样品提供给控制电路179，控制电路179向（诸）移相器172和/或174提供诸控制信号以便例如通过改善（诸）信号的功率效率来改善变换。

用放大器180对经变换的信号X1进行放大，和用放大器182对经变换的信号X2进行放大。由一个逆变换装置184接收诸放大的经变换的信号，以便在时间中去扩展诸放大的经变换的信号的能量并再产生原始信号。与实施例或上面实施的变换有关，能够用诸部件的诸不同的组合和/或用诸附加的耦合器或诸部件或略去某些部件，如滤波器188或190和移相器192和/或194实施逆变换。在这个实施例中，耦合器164向一条第一个放大器路径178和一条第二个放大器路径180提供信号S的诸复制品。在这个实施例中，由一个逆耦合器-滤波器组接收诸放大的经变换的信号，逆耦合器-滤波器组包含一个耦合器186它相移和组合诸放大的经变换的信号以便提供处理过的信号S1和S2。将信号S1提供给一个滤波器188，将信号S2提供给一个滤波器190。与实施例有关，滤波器188能够与滤波器170对应，和/或滤波器190能够与滤波器168对应。另一方面，滤波器188能够是滤波器168的逆滤波器，和/或滤波器190能够是滤波器170的逆滤波器。

在任何情形中，滤波器188和/或190对诸处理过的信号实施一个如由滤波器168和/或170实施的变换相同的逆变换。诸移相器192接收诸经过滤波的信号和对诸经过滤波的信号实施一个相对的相位调整，在诸信号之间提供一个希望的相位关系，以便由一个耦合器196提供诸信号的希望的组合，重构或在时间中去扩展信号S的能量。移相器192和/或194能够对在滤波器188和190之间的诸失匹

进行调整，对诸工作参数的改变进行调整，和/或提供诸经变换的信号的希望的组合。与实施例有关，移相器 192 和/或 194 能够在反馈的基础上调整相位和/或提供一个与移相器 170 和/或 168 的相移对应的相移。例如，一个耦合器 198 能够向控制电路 179 提供信号 S 的一个样品，控制电路 179 向（诸）移相器 192 和/或 194 提供诸控制信号以便改善重构。

图 19 表示一个用一个变换装置 201 的实施例 200，变换装置 201 用多层变换或一个循环变换，提供用于放大的诸经变换的信号。对要被放大信号 S(t)实施一个第一个变换或第一个变换层 202。第一个变换装置 202 将信号 S(t)的一个版本与一个延迟的版本（S(t-d1))组合起来，其中选择延迟量 d1 以便在经变换的信号 X1 和 X2 中产生一个降低的 PAR。在这个实施例中，第一个变换装置 202 产生一个第一组或层的经变换的信号 X1(t)=1/2[S(t-d1)+S(t)] 和 X2(t)=1/2[S(t-d1)-S(t)]。将第一组经变换的信号 X1(t)和 X2(t)提供给一个第二个变换 204 或第二个变换层，它将经变换的信号 X1(t)和 X2(t)的（诸）延迟的版本组合起来，以便在时间上扩展经变换的信号 X1(t)和 X2(t)的能量。

在这个实施例中，将经变换的信号 X1(t)提供给一个嵌套变换装置 206，它产生一个第二组或层的多个经变换的信号 $X_{11}(t)=1/2[X1(t-d2)+X1(t)]$ 和 $X_{12}(t)=1/2[X1(t-d2)-X1(t)]$，其中 d2 是由经变换的信号 X1(t)的一个版本经受的延迟量。为了降低经变换的信号 X1(t)的 PAR，选择延迟量 d2。将经变换的信号 X2(t)提供给一个变换装置 208，它是一个变换的一个第二个或嵌套的层，产生一组经变换的信号 $X_{21}(t)=1/2[X2(t-d3)+X2(t)]$ 和 $X_{22}(t)=1/2[X2(t-d3)-X2(t)]$，其中 d3 是经变换的信号 X2(t)的一个版本经受的延迟量。为了降低经变换的信号 X2(t)的 PAR，选择延迟量 d3。这样，诸经多层变换的信号有一个通过放大器 210，212，214 和 216 的降低的总的 PAR。因为在 X1 和 X2 中的诸峰值脉冲比在 S(t)中的平坦，可能需要 d2 和 d3 比 d1 大。统计地，d2 和 d3 可以有相同的值。在诸经

变换的信号的诸较大组的情形中，d_i能够与S(t)的特性有关地改变。为了进一步降低PAR或在时间中扩展能量能够增加层的数量，随着在诸延迟部件中的诸损耗成为一个制约因素应该增加放大器的数量。

将来自放大器210，212，214和216的诸放大的经变换的信号提供给一个逆变换装置218，它去扩展放大的多个经变换的信号的能量，产生放大的经变换的信号X1和X2。在这个实施例中，将放大的多个经变换的信号$X_{11}'(t)$和$X_{12}'(t)$提供给一个耦合器220，它相移和组合放大的多个经变换的信号并提供放大的经变换的信号X1的诸组合的版本。在路径222上的一个第一个版本等于$1/\sqrt{2}$*X1′(t-d2)，在路径224上的一个第二个版本等于$1/\sqrt{2}$*X1′(t)。在路径224上的一个延迟装置226向第二个版本提供一个延迟量d2，以便在路径224上产生放大信号的一个版本$1/\sqrt{2}$*X1′(t-d2)。延迟量d2抵消或除去在变换装置206中引入的延迟量d2，有效地去扩展放大的经变换的信号$X_{11}'(t)$和$X_{12}'(t)$的诸版本。这样，延迟装置226产生放大信号的一个版本$1/\sqrt{2}$*X1′(t-d2)。一个组合器228将在路径222上的放大信号的版本$1/\sqrt{2}$*X1′(t-d2)与来自延迟装置226的放大信号的版本$1/\sqrt{2}$*X1′(t-d2)组合起来，产生经变换的信号X1′(t-d2)。

此外，在这个实施例中，将来自放大器214和216的放大的经变换的信号$X_{21}'(t)$和$X_{22}'(t)$提供给一个耦合器220，它相移和组合放大的多个经变换的信号并提供放大的经变换的信号的诸版本X2′(t)。在一条路径230上产生一个第一个版本等于$1/\sqrt{2}$*X2′(t-d3)，在一条路径232上产生一个第二个版本等于$1/\sqrt{2}$*X2′(t)。在路径232上的一个延迟装置234向第二个版本提供一个延迟量d3，在路径234上产生放大信号的一个版本$1/\sqrt{2}$*X2′(t-d3)。延迟量d3抵消了在变换装置208中引入的延迟量d3，有效地去扩展放大的经变换的信号$X_{21}'(t)$和$X_{22}'(t)$的能量。这样，延迟装置234产生放大信号的一个版本$1/\sqrt{2}$*X2′(t-d3)。一个组合器236将在路径230上的放大信号

的版本 $1/\sqrt{2}$*X2′ (t-d3)与来自延迟装置 234 的放大信号的版本 $1/\sqrt{2}$*X2′ (t-d3)组合起来，产生经变换的信号 X2′ (t-d3)。

将来自逆变换装置 218 的放大的经变换的信号 X1′ (t-d2)和 X2′ (t-d3)提供给一个第二个逆变换装置 240 或逆变换的第二层，进一步在时间中去扩展诸放大的经变换的信号的能量，重构放大的原始信号。在这个实施例中，一个耦合器 242 接收第一个放大的经变换的信号 X1′ (t-d2)和第二个放大的经变换的信号 X2′ (t-d3)。耦合器 242 相移和组合放大的经变换的信号 X1′ (t-d2)和 X2′ (t-d3)，产生原始信号的一个第一个版本。如果 d2=d3，能够在一条路径 244 上产生原始信号的第一个版本为 $\sqrt{2}$*S′ (t- d1-d2)，和能够在一条路径 246 上产生原始信号的第二个版本为 $\sqrt{2}$*S′ (t-d2)。在路径 246 上的一个延迟装置 248 能够延迟原始信号的第二个版本 $\sqrt{2}$*S′ (t-d2)一个与第一个变换装置 202 的延迟量 d1 对应的延迟量 d1，产生一个版本 $\sqrt{2}$*S′ (t- d1-d2)。一个组合器 250 接收在路径 244 上的版本 $\sqrt{2}$*S′ (t- d1-d2)和来自延迟装置 248 的版本 $\sqrt{2}$*S′ (t- d1-d2)，并将这些版本组合起来，以便去扩展诸放大的经变换的信号的能量，产生原始信号的一个放大的版本 S′(t-d1-d2)。与实施例有关，能够平行地实施变换 201 以便产生经变换信号 $X_{11}(t)$，$X_{12}(t)$，$X_{21}(t)$和 $X_{22}(t)$及重构 218 以便产生信号 S。

图 20 表示一个信号放大系统 270，其中方框 272 将原始信号 S(t)（或诸信号 $S_i(t)$）变换成诸经变换的信号 X1-X_n，以一种功率更有效的方式对它们进行放大，将诸经变换的信号或它们的处理过的版本发射出去，以便为在接收机上进行（诸）原始信号的诸接收版本的重构提供发射分集。在一个 n=2 和变换方框 272 接收一个原始信号 S(t)的实施例中，变换方框 272 产生经变换的信号 $X1=\cos(\omega_c t+\phi+\theta)$ 和 $X2=\cos(\omega_c t+\phi-\theta)$，其中 $\theta=\cos^{-1}(S(t))$。在这个例子中，ϕ保持原始信号 S(t)的相位信息和θ保持原始信号 S(t)的振幅信息。这样，原始信号 S(t)的相位信息被保持在经变换的信号 X1 和 X2 中，而原始信号的振幅信息被变换成经变换的信号 X1 和 X2 中的相位信息。这

样，在这个实施例中，每个经变换的信号被相位调制，并有一个恒定的包络，它说明对于诸经变换的信号一个峰值功率与平均功率之比为 0dB。也可以有诸其它的实施例根据本发明的诸原理产生诸经变换的信号。例如，能够实施诸信号 $S_i(t)$的一个变换，以便例如为了进行放大和在任何进一步的处理后通过多个发射天线进行发射，降低诸经变换的信号的 PAR。将得到的诸要被发射的信号发射出去，例如在多个天线上发射诸不同的信号，和例如在多个天线上收到诸信号后在接收机上对诸信号进行重构。

分别用放大器 274（AMP1）到放大器 276（AMPn）对诸经变换的信号 X1 到 Xn 进行放大。在 n=2 的例子中，因为诸经变换的信号 X1 和 X2 有一个恒定的包络，所以放大器 AMP1 到 AMPn 能够有较低的价格并能够以一个功率有效的并且线性的方式进行工作。例如，能够用诸不同的用于发射给一个接收机的发射天线将得到的放大的经变换的信号 X1 和 X2 发射出去，该接收机对诸信号进行逆变换，以便重构原始信号。另一方面，能够在放大后在发射前对诸放大的经变换的信号实施逆变换。在这个实施例中，将诸放大的经变换的信号提供给一个 N×N 网络 278，如一个包括一个 90 度混合耦合器和/或一个 180 度混合耦合器的耦合装置。例如，如果 n=2，将放大的经变换的信号 X1 和 X2 提供给一个 2×2 网络。在这个例子中，2×2 网络 278 提供诸处理过的信号 $S1=F1(S(t))*\sin(\omega_c t+\phi)$ 和 $S2=F2(S(t))*\cos(\omega_c t+\phi)$，其中 $F1(S(t))=S(t)$和 $F2(S(t))=[1-S^2(t)]^{1/2}$。

能够将处理过的信号 S1 和 S2 提供给发射电路和（诸）天线以便进行发射。在这样一个实施例中，能够在接收机上从（诸）接收天线接收诸处理过的信号，并使它们受到重构 280 的作用以便重构原始信号 S 的一个版本 S′，如图 21 所示。在这样一个实施例中，由网络 278 进行的处理能够是逆变换的一部分或一个附加的处理步骤。如果在网络 278 上实施一个附加的处理，则接收信号 S1 和 S2 的到信号 S′的重构 280 能够包括在将处理过的信号 S1 和 S2 变换成经变换的信号 X1 和 X2 的一个版本的逆变换以外的进一步的处理。

在这个实施例中，网络278对经变换的信号X1和X2进行处理作为逆变换的一部分，重构280取处理过的信号S1和S2并实施用于将原始信号S(t)变换成在方框272中的经变换的信号X1和X2的变换的逆的剩余部分284。这样，逆变换装置284相移和组合处理过的信号S1和S2产生原始信号S的一个版本S′。另一方面，能够发射放大的经变换的信号X1和X2而不需附加的处理，并且能够在接收机上实施逆变换，用在接收机上的网络或处理方框278（图20）从发射的放大的经变换的信号X1和X2重构原始信号。另一些实施例也是是可能的，在这些实施例中从发射机和/或接收机加上或删除附加的处理或处理。

图22表示一个放大器系统的一个实施例300，其中在一个变换装置302中组合原始信号S(t)的诸相移版本，产生经变换的信号X1(t)和X2(t)。放大器304和306放大经变换的信号X1(t)和X2(t)，提供放大的经变换的信号X1(t)和X2(t)。在这个实施例中，变换装置302能够产生经变换的信号 $X1(t)=1/2\ \cos(\omega_c t+\phi+\theta)$ 和 $X2(t)=1/2\cos(\omega_c t+\phi-\theta-\pi/2)$，其中 $\theta=\cos^{-1}(S(t))$。在这个例子中，ϕ包含原始信号S(t)的相位信息，θ包含原始信号S(t)的振幅信息和$\pi/2$是在变换装置中对经变换的信号X1(t)引入的相移。在放大后，对放大的经变换的信号X1(t)和X2(t)实施一个重构308，产生原始信号S的一个版本S′。在这个实施例中，在发射前在RF上实施放大的经变换的信号X1(t)和X2(t)的重构。为了这样做，重构装置308包括一个$3\pi/2$耦合器310，它将有一个$3\pi/2$和$\pi/2$的相对相位差的诸输入组合起来，以便在路径312上产生 $V(t)\cos(\omega_c t+\phi)$ 和在路径314上产生 $V(t)\sin(\omega_c t+\phi)$。在路径314上，一个移相器316移动在路径314上的信号的相位一个$\pi/2$的量，得到一个信号 $V(t)\cos(\omega_c t+\phi)$。将在路径312上的信号 $V(t)\cos(\omega_c t+\phi)$ 和来自移相器316信号 $V(t)\ \cos(\omega_c t+\phi)$ 提供给一个组合器318，它将诸信号组合起来产生原始信号S的一个相移的放大的版本S′。

图23表示一个放大器系统的一个实施例330，其中在一个变换

装置332中组合原始信号S(t)的诸相移版本，产生经变换的信号X1(t)和X2(t)。放大器334和336放大经变换的信号X1(t)和X2(t)，提供放大的经变换的信号X1(t)和X2(t)。在这个实施例中，变换装置332能够产生经变换的信号 $X1(t)=1/2\ \cos(\omega_c t+\phi+\theta)$ 和 $X2(t)=1/2\cos(\omega_c t+\phi-\theta)$，其中 $\theta=\cos^{-1}(S(t))$。在这个例子中，φ包含原始信号S(t)的相位信息，θ包含原始信号S(t)的振幅信息。在放大后，对放大的经变换的信号X1(t)和X2(t)实施一个重构338或逆变换，产生原始信号S。在这个实施例中，用一个如重构方框338的能够组合有变化的功率比的诸信号的可变组合器，在发射前在RF上实施放大的经变换的信号X1(t)和X2(t)的重构。可变组合器338的一个完成例包括一个180度的混合耦合器340，它接收诸放大的经变换的信号并产生诸信号 $S1=\cos\theta\sin\omega t$ 和 $S2=\sin\theta\cos\omega t$。一个耦合器341，如一个90度的混合耦合器将S1和S2的诸相移版本组合起来。诸组合的相移信号被移相器342相移一个是θ的函数的量，以便有效地组合来自耦合器341的诸信号，使一个耦合器344以一种能够称为诸放大的经变换的信号的无损耗组合的方式完成逆变换，产生放大信号的一个版本S′。

除了上面描述的实施例外，根据本发明诸原理的放大系统的另一些配置和方法是可能的，它们忽略和/或加上诸部件和/或用所描述的系统的诸变化或诸部分。例如，图24表示一个信号放大系统360，其中原始信号S(t)(或诸信号 $S_i(t)$)被方框362变换成一个经变换的信号X(t)，它通过当，例如，在时间中扩展（诸）原始信号的能量和/或提供一个有一个比（诸）原始信号低的PAR的经变换的信号时，用（诸）原始信号自己对（诸）原始信号进行振幅和/或角调制，保持原始信号S(t)(或诸信号 $S_i(t)$)的振幅和相位信息。变换装置362能够是一个滤波器，例如包括一个（诸）特性曲线下凹的滤波器，带阻滤波器和/或带通滤波器，或一个相关的滤波器组，如一个特性曲线下凹的滤波器，带阻滤波器或带通滤波器组。在这个实施例中，变换装置362能够产生经变换的信号 $X(t)=V(t)\ \cos(\omega_c t+\phi)-\ V(t-$

d)sin($\omega_c t+\phi_d$)或 V(t) cos($\omega_c t+\phi$)+ V(t-d)sin($\omega_c t+\phi_d$)，其中ϕ_d是原始信号的时间延迟版本的相位信息。一个放大器 364 放大经变换的信号 X，在方框 366，例如，用一个逆滤波器，如一个单极或极滤波器，或一个逆相关的滤波器组，如一个单极或逆滤波器组，对放大的经变换的信号 X 进行逆变换，以便恢复原始信号 S(t) 。在放大后在射频（RF）上进行逆变换 366，重构原始信号 S(t)。与实施例有关，变换能够发生在基带，中频（IF）和/或射频（RF）上，而逆变换能够发生在 RF 上或发生在一个接收机上。

图 25 表示一个变换装置 370 的一个特殊的完成例，其中一个循环器 372 接收原始信号 S(t)，并且循环器 372 将信号 S(t)提供给一个特性曲线下凹的滤波器 374，滤波器 374 通过降低频谱的一部分对信号 S(t)进行变换，产生一个经变换的信号 S(t)。频谱的一个反射部分被反射回到循环器 370，它产生经变换的信号 X2，经变换的信号 X2 反射被特性曲线下凹的滤波器 374 通过的频谱部分中的一个降低，而同时保留被特性曲线下凹的滤波器 374 拒绝的频谱部分。能够实施一个逆变换，重构原始信号的一个版本。

与实施例有关，能够以上面描述的任何一种方式和上面描述的任何一种重构完成诸变换。因此，能够用诸不同的部件或方法变换原始信号，和用诸不同的部件或方法重构诸经变换的信号，这些变换与重构装置不一定与上面一起描述的组合装置，或诸变换和诸重构的诸装置相同。

此外，我们已经描述了放大系统和方法的诸实施例作为一种用于以一个功率有效的和/或线性的方式放大一个信号的方法和系统。该放大系统能够与诸其它的放大器结构或装置一起使用，以便提供改善了线性和/或功率有效性的工作。例如，图 26 表示如何能将根据本发明诸原理的放大系统的一个实施例用于一个前馈的畸变降低的系统 380 中。在一条主信号路径 382 和一条前馈路径 384 上重现要被放大信号 S(t) 。在主信号路径 382 上，一个变换方框 386 接收信号 S(t)，在时间中扩展信号 S(t)的能量，以便产生经变换的信

号 X1 和 X2。在这个实施例中，变换装置 386 包括一个分离器 388，分离器 388 在一条第一个放大器路径 390 和一条第二个放大器路径 392 上提供信号 S(t)的诸复制品。相对于在第一个放大器路径 390 上的信号，在第二个放大器路径 392 上的信号被一个滤波器 394 延迟和被一个移相器 396 相移。一个耦合器 398，如一个 3dB 的混合耦合器，接收在第一条路径 390 上的信号和在第二条路径 392 上的经延迟和相移的信号，将这些信号组合起来产生中间的或经变换的信号 X1 和 X2。

将经变换的信号 X1 和 X2 加到增益和相位电路 400 上。增益和相位电路 400 根据控制信号 402 相对于在前馈路径 384 上的信号 S(t)调整经变换的信号 X1 和 X2 的相位和增益。一个放大器 404 放大经变换的信号 X1，和一个放大器 406 放大经变换的信号 X2。将放大的经变换的信号 X1 和 X2 提供给一个逆变换装置或重构装置 408，去扩展诸放大的经变换的信号的能量，以便重构原始信号的一个版本 S(t-d)。在这个实施例中，重构装置 408 包括一个耦合器 410，如一个 3dB 的混合耦合器，耦合器 410 接收来自放大器 404 和 106 的诸放大的经变换的信号。耦合器 410 相移和组合诸放大的经变换的信号，产生原始信号 S(t)的一个延迟的放大版本 S′(t-d)和原始信号 S(t)的一个放大版本 S′(t)。将放大的延迟版本 S′(t-d)馈送给一个组合器 412。放大版本 S′(t)被一个滤波器 414 延迟或成形，例如被延迟一个与滤波器 394 对应的量或被实施与滤波器 394 对应的逆成形，以便产生一个延迟的放大版本 S′(t-d)。一个移相器 416 能够移动来自延迟装置 394 的延迟的放大版本 S′(t-d)的相位，以便调整诸组合信号之间的相对相位。组合器 412 接收放大的延迟版本 S′(t-d)和来自移相器 416 的延迟的放大版本 S′(t-d)，并将诸信号组合起来产生原始信号的放大版本 S′(t-d)。

从一个耦合器 418 得到原始信号的放大版本 S′(t-d)的一部分，并在一个组合器 420 上将它和在前馈路径 384 上信号 S(t)的一个延迟版本组合起来，以便隔离在前馈路径 384 上的畸变。在前馈路径

384 上的输入信号被延迟电路 422 足够地延迟，使得这个信号经受与通过路径 424 在耦合器 420 上出现的信号相同的延迟。在这个实施例中，通过控制路径 402 用诸控制信号对增益和相位电路 400 进行控制，以便调整诸经变换的信号的增益和/或相位，使得通过路径 30 在耦合器 28 上出现的信号 S(t)基本上是在耦合器 420 上的延迟信号 S(t)的逆信号（振幅相等但是相位差 180^0）。换句话说，能够在分离器 388 前调整信号 S(t)的增益和相位。如一位熟练的技术人员所知道的那样，出现在增益和相位电路 400 的控制路径 402 上（诸）控制信号是用一个检测电路 426 从在耦合器 420 的输出端上的信号导出的。

将在耦合器 420 的输出端的畸变（它能够包括一个导频信号）馈送给增益和相位电路 430，将增益和相位电路 430 的输出馈送给放大器 432，将放大器 432 的输出加到一个耦合器 434 上。将由逆变换或重构装置 408 产生的信号馈送给一个延迟电路 436，将延迟电路 436 的输出馈送给耦合器 434。使得来自重构装置 408 的加到耦合器 434 上的放大信号 S(t-d)经受与来自放大器 432 的输出端加到耦合器 434 上的诸信号基本上相同的延迟，以便基本上消除来自放大信号 S(t-d)的畸变那样地设计延迟电路 436。一般地，检测电路 438 将从一个耦合器 440 接收耦合器 434 的输出的一部分，以便确定畸变（导频信号）被多么好地消除了。在这个实施例中，检测电路 438 产生在路径 442 上的诸控制信号使增益和相位电路 430 改变在前馈路径 384 上的畸变，使得在耦合器 434 的输出上的畸变基本上是在耦合器 434 的前馈路径 384 上的畸变的逆（振幅相等但是相位差 180^0）。在耦合器 434 上对应的畸变（和诸导频信号，如果存在的话）基本上相互抵消了，在系统的输出端留下了放大信号 S′(t-d)。在一个前馈装置中能够用诸其它的变换装置和重构装置，产生信号 S 的诸相同的或不同的放大版本。

此外，图 27 表示如果能将根据本发明诸原理的放大系统的一个实施例用于一个馈送预畸变的畸变降低系统 450 中。在数字域中将

要被放大信号 S(t)表示在基带上，将它输入一个基带装置或处理电路 452。处理电路 452 通过扩展经变换的信号的能量对信号 S(t)进行变换，产生经变换的信号 X1 和 X2。与实施例有关，处理电路 452 能够根据与每个放大器 454 和 456 或放大器路径有关的传递函数个别地对诸经变换的信号进行预畸变。能够将传递函数定义为与各个放大器 454 或 456 的输入与输出关系有关的函数。这样，给出对下行放大器 454 和 456 的传递函数，处理电路 452 调整诸经变换的信号的各个振幅，以便得到诸线性放大的经变换的信号。

在这个实施例中，将经预畸变和变换的信号 X1(t)和 X2(t)提供给一个射频装置（RFU）458，该装置将经变换的信号 X1(t)和 X2(t)从基带（或一个中频如果发生一个预先的变换的话）变换到模拟射频（RF）。将经变换的信号 X1(t)和 X2(t)在放大前提供给增益和相位调整电路 460。增益和相位电路 460 根据来自控制器 464 的控制信号 462 彼此相关地调整经变换的信号 X1 和 X2 的相位和增益，以便与放大器 454 和 456 中的差别匹配。放大器 454 放大经变换的信号 X1，而放大器 456 放大经变换的信号 X2。

将放大的经变换的信号 X1 和 X2 提供给一个逆变换或重构装置 468，以便去扩展诸放大的经变换的信号的能量，重构原始信号的一个版本 S(t-d)。在这个实施例中，重构装置包括一个耦合器 470，如一个 3dB 的混合耦合器，耦合器 470 接收来自放大器 454 和 456 的诸放大的经变换的信号。耦合器 470 相移和组合诸放大的经变换的信号，产生原始信号 S(t)的一个延迟的放大版本 S′(t-d)和原始信号 S(t)的一个放大版本 S′(t)。将放大的延迟版本 S′(t-d)馈送给一个组合器 472。放大版本 S′(t)被一个滤波器 474 延迟或成形，例如被延迟一个与在处理电路 452 中对原始信号 S(t)实施的变换对应的量或被实施与在处理电路 452 中对原始信号 S(t)实施的变换对应的逆成形，以便产生原始信号 S(t)的一个延迟的放大版本 S′(t-d)。一个移相器 476 能够移动来自延迟装置 474 的延迟的放大版本 S′(t-d)的相位，以便调整诸组合信号之间的相对相位。组合器 472 接收放大的

延迟版本 S′(t-d)和来自移相器 476 的延迟的放大版本 S′(t-d)，并将这些信号组合起来产生原始信号的放大版本 S′(t-d)。

从一个耦合器 478 得到原始信号的放大版本 S′(t-d)的一部分并将它提供给控制器 464。在这个实施例中，通过控制路径 462 用诸控制信号对增益和相位调整电路 460 进行控制，以便调整诸经变换的信号的增益和/或相位，使得出现在耦合器 478 上的信号 S(t)有一个降低的畸变量或反映出一个相对线性的传递函数。如一位熟练的技术人员所知道的那样，出现在增益和相位电路 400 的控制路径 402 上的（诸）控制信号是用一个检测电路从在耦合器 478 的输出端的信号导出的。能够将诸其它的变换装置或重构装置用于一个畸变装置中，产生信号 S 的诸相同或不同的放大版本。于是，我们能够与诸其它的降低畸变或放大器线性化的技术一起使用放大系统，以便在提供一个放大后的信号的过程中提供改善的效率和/或线性性能。

此外，我们已经将放大系统描述为变换和放大一个信号 S(t)的系统，但是我们能够用该放大系统放大单个信号，变化的信号，被调制的（例如，用相移键控（PSK），如 QPSK 和频移键控（FSK））信号，诸多重组合信号，诸多重信号和诸分立信号。例如，在通过组合原始信号的被偏移的或被频率成形的诸版本，变换一个信号 S(t)产生诸经变换的信号的情形中，能够通过组合或平均有或没有延迟，相移或任何其它偏移的诸多重信号，对诸多重信号 $S_i(t)$ 进行变换。我们已经描述了放大系统有某些延迟装置，移相器，耦合器，组合器，处理电路和/或滤波器，但是也可以有诸其它的部件和诸部件的诸装置或有诸不同响应的诸滤波器，它们实施所描述的或诸其它的变换和/或重构。例如，我们已经描述了系统用诸耦合器，但是也能够用诸其它的装置，如诸 3dB 的分离器和诸其它的耦合，信号分离或取样装置以及诸其它的组合装置，如诸加法器。然而，在这里描述的诸耦合器或诸网络中，能够将诸输入端描述为是与诸输出端的位置对应地放置的，但是，如一位熟练的技术人员所知道的那

样，所描述的诸方框工作的方式是变化的并与这里描述的实施例和功能有关。

与应用有关，在所描述的诸实施例中能够将增益和/或相位电路和/或诸移相器放置在诸不同的位置和/或诸路径上。我们已经进一步将放大系统描述为用诸分立部件的诸不同配置的系统，但是我们应该懂得能够用诸部件和诸功能的不同安排实现诸不同的实施例和它们的诸部分，而这些部件和功能都用了诸专用的集成电路，由软件驱动的处理电路，硬件或诸分立的部件的诸其它的安排，如从本专利的揭示受益的一位普通的熟练的技术人员所知道的那样。已经描述的内容只是用于说明本发明诸原理的应用。那些熟练的技术人员将容易地认识到能够对本发明进行这些和各种不同的其它的修改并使用这些和各种不同的其它的安排和方法，而不需严格地遵循这里说明和描述的作为例子的诸应用，并且没有偏离本发明的精神和范围。

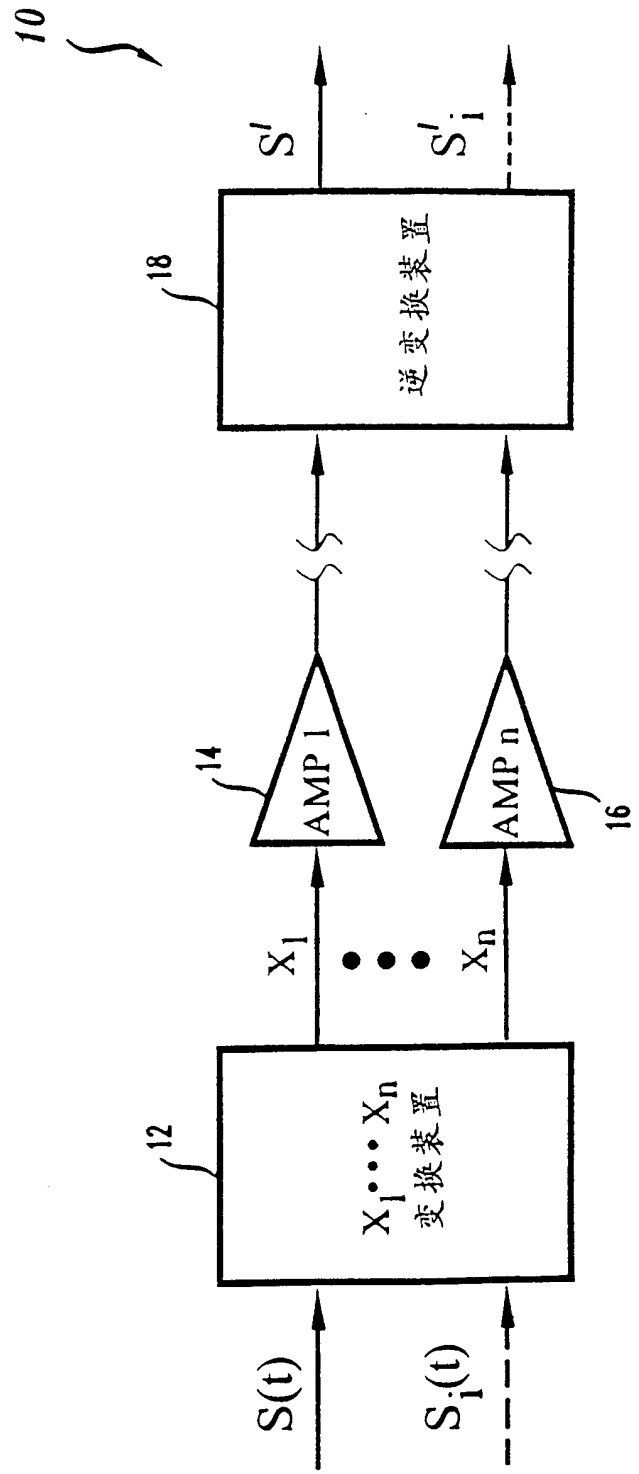


图 1

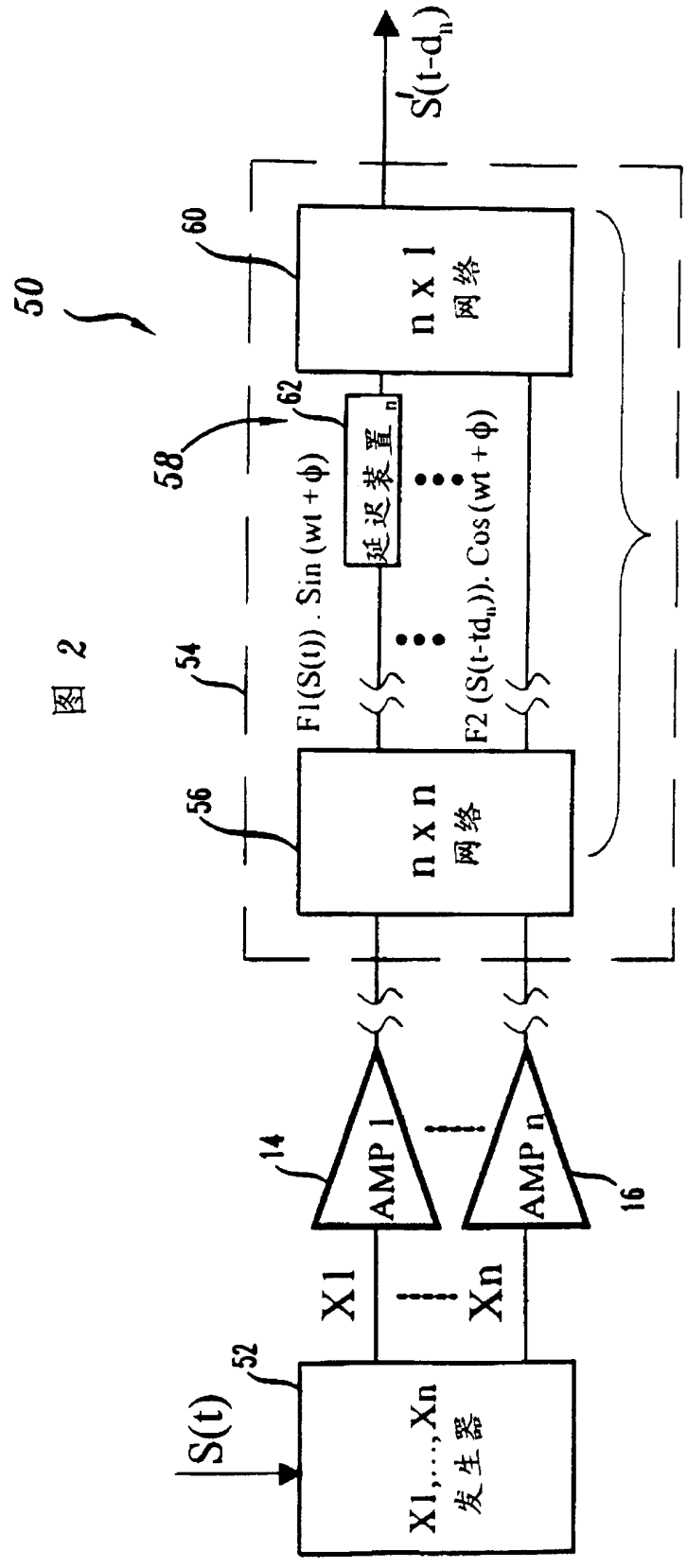

50
S(t)
52
X1,...,Xn
发生器
X1
Xn
14
AMP 1
16
AMP n
56
n x n
网络
54
F1(S(t)) . Sin (wt + ϕ)
F2 (S(t-td_n)). Cos (wt + ϕ)
58
62
延迟装置 n
60
n x 1
网络
S'(t-d_n)

图 2

图 3a

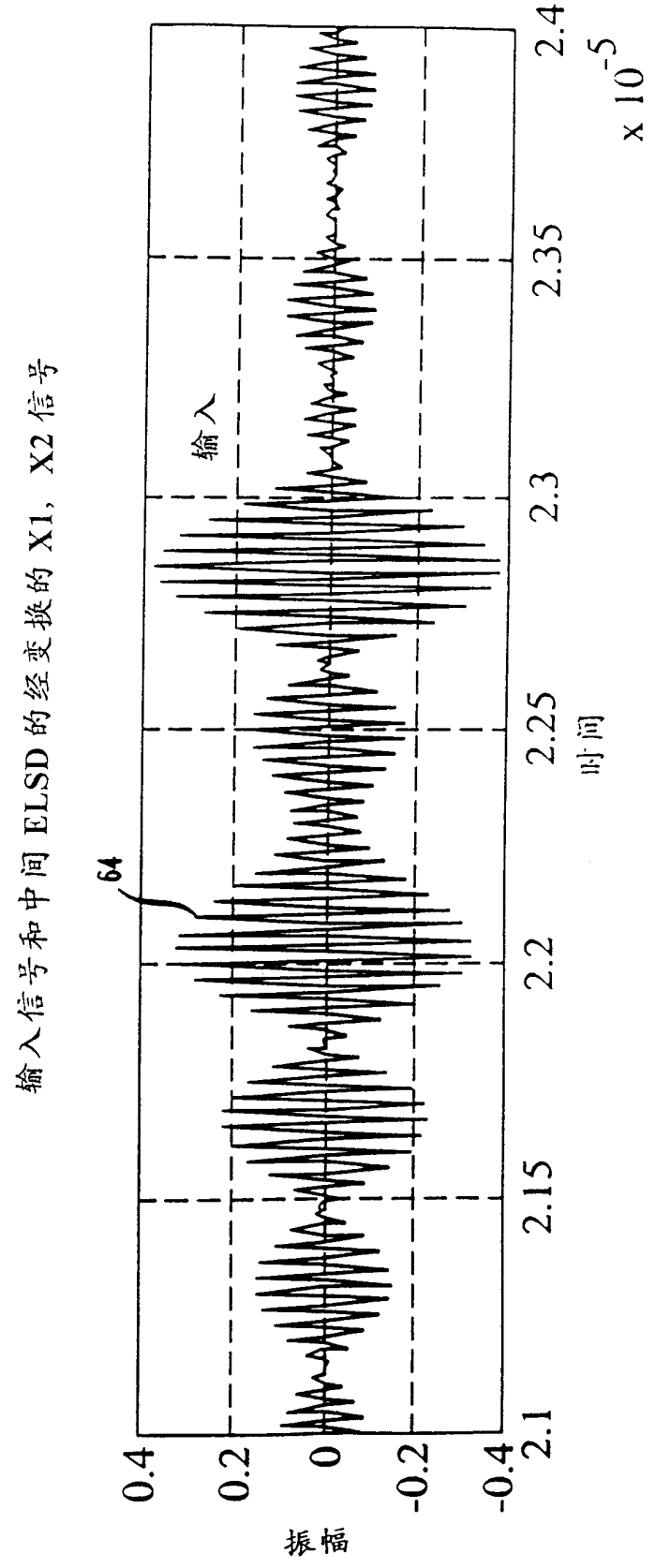

输入信号和中间 ELSD 的经变换的 X1，X2 信号
64
输入
振幅
时间
x 10^-5
0.4
0.2
0
-0.2
-0.4
2.1
2.15
2.2
2.25
2.3
2.35
2.4

图 3b

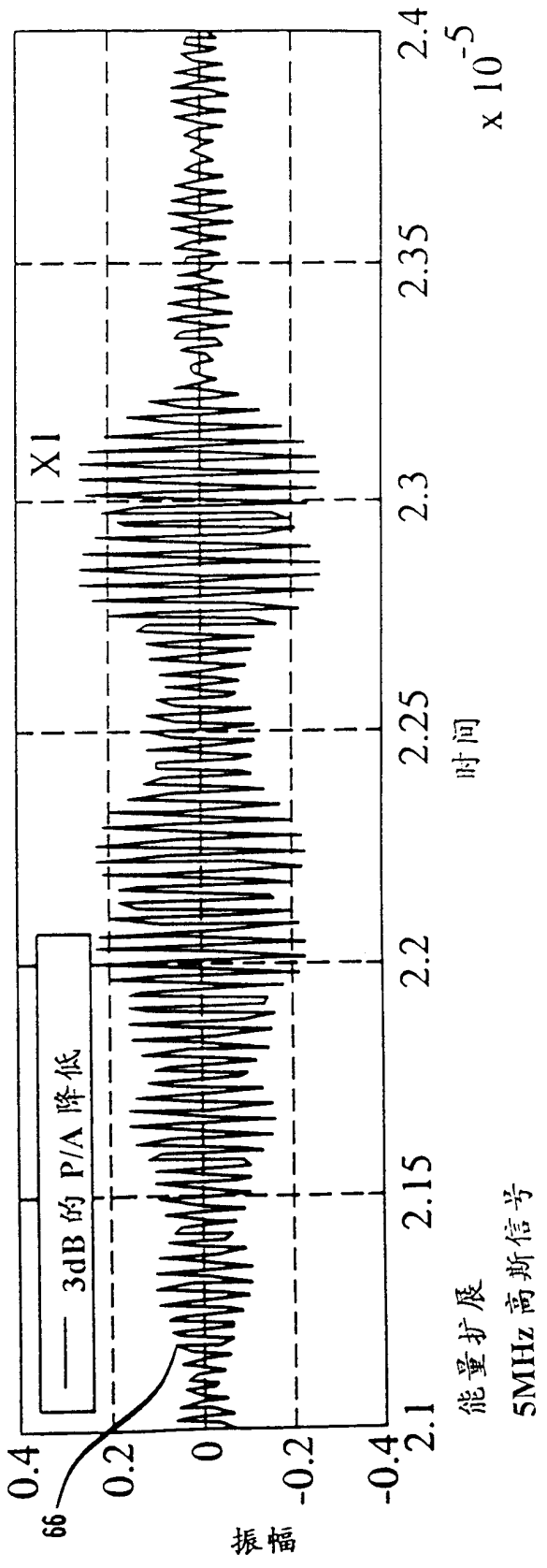

X1
3dB 的 P/A 降低
66
0.4
0.2
0
-0.2
-0.4
2.1
2.15
2.2
2.25
2.3
2.35
2.4
x 10^-5
时间
振幅
能量扩展
5MHz 高斯信号

图 3c

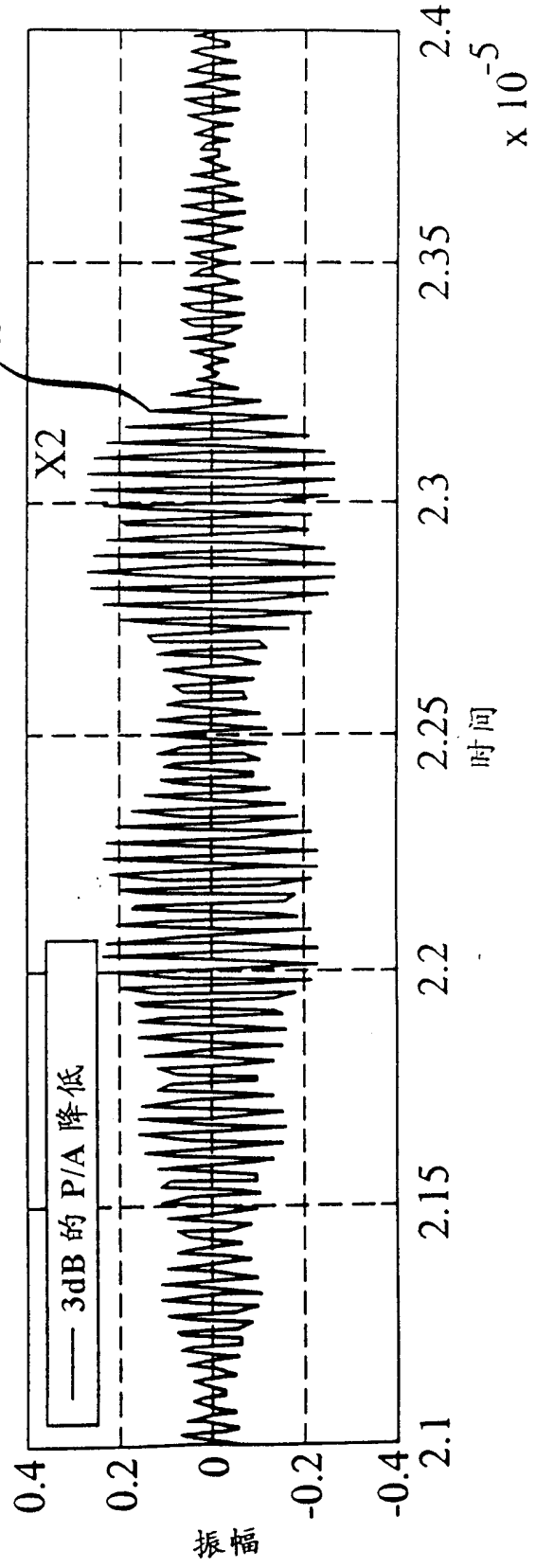


图 4

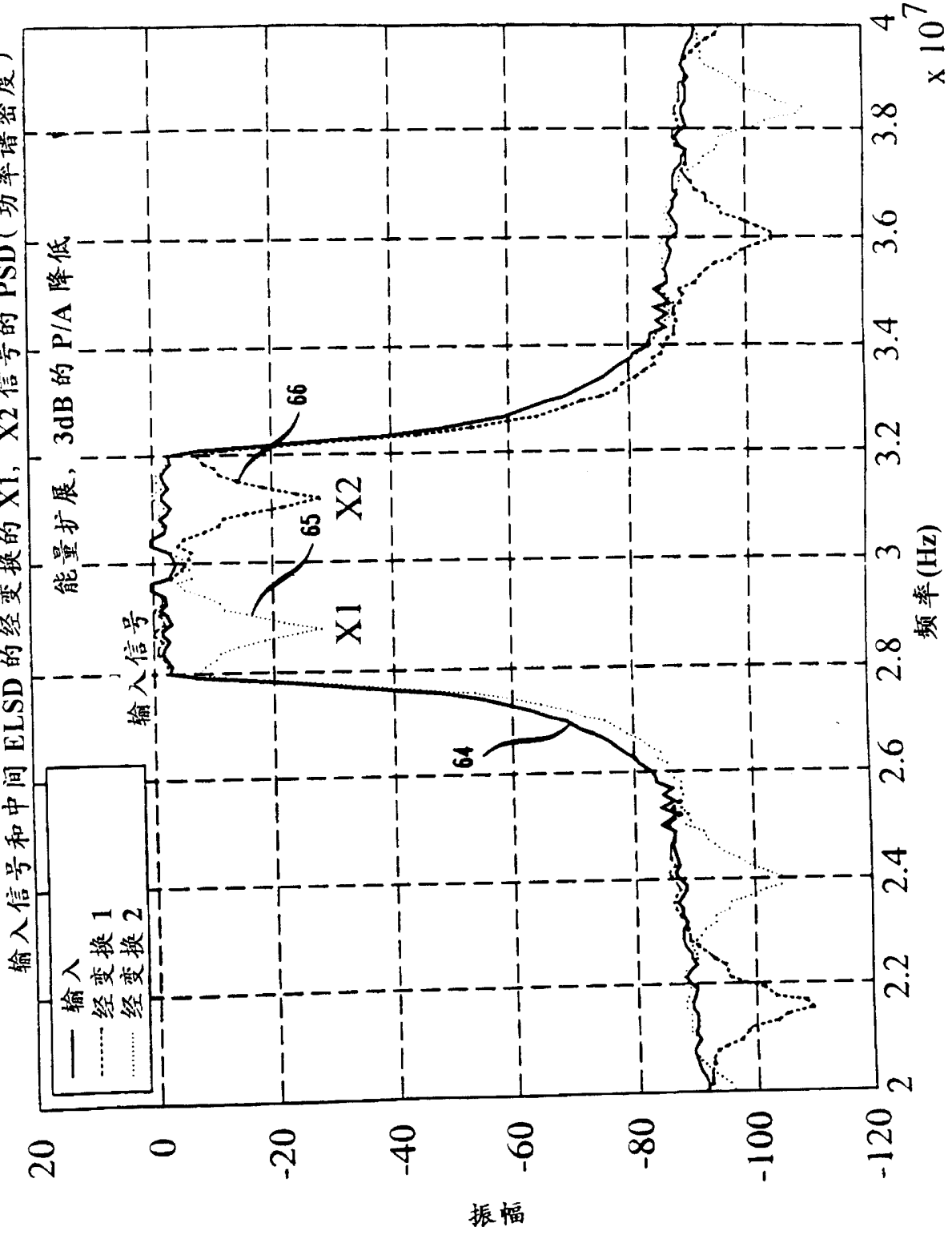

输入信号和中间 ELSD 的经变换的 X1, X2 信号的 PSD（功率谱密度）
能量扩展，3dB 的 P/A 降低
输入
经变换 1
经变换 2
输入信号
X1
X2
64
65
66
振幅
频率(Hz)
x 10^7
20
0
-20
-40
-60
-80
-100
-120
2
2.2
2.4
2.6
2.8
3
3.2
3.4
3.6
3.8
4

图 5

用 FIR 滤波的输入信号和中间的 X1，X2 信号的 PSD，

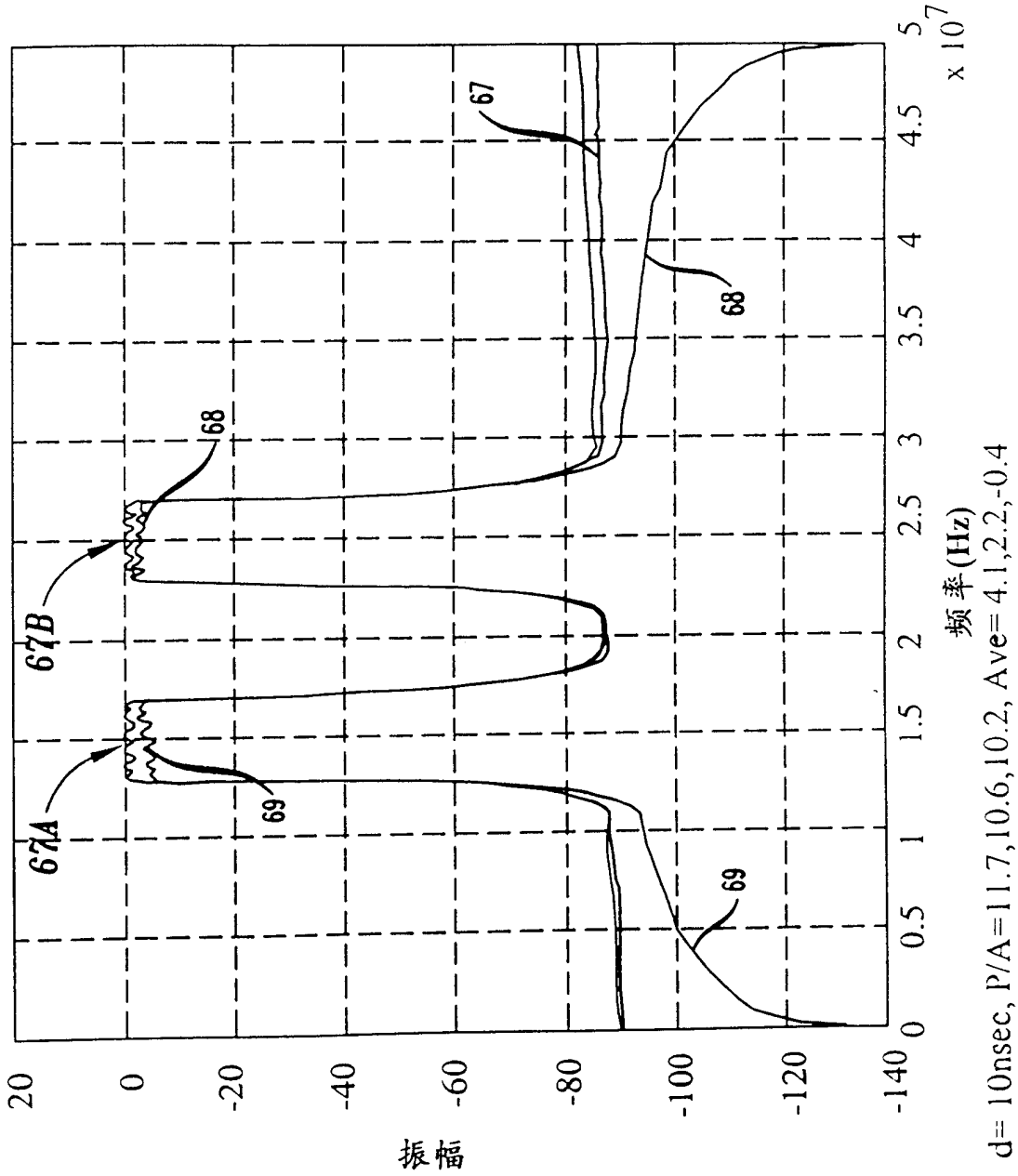


图 6

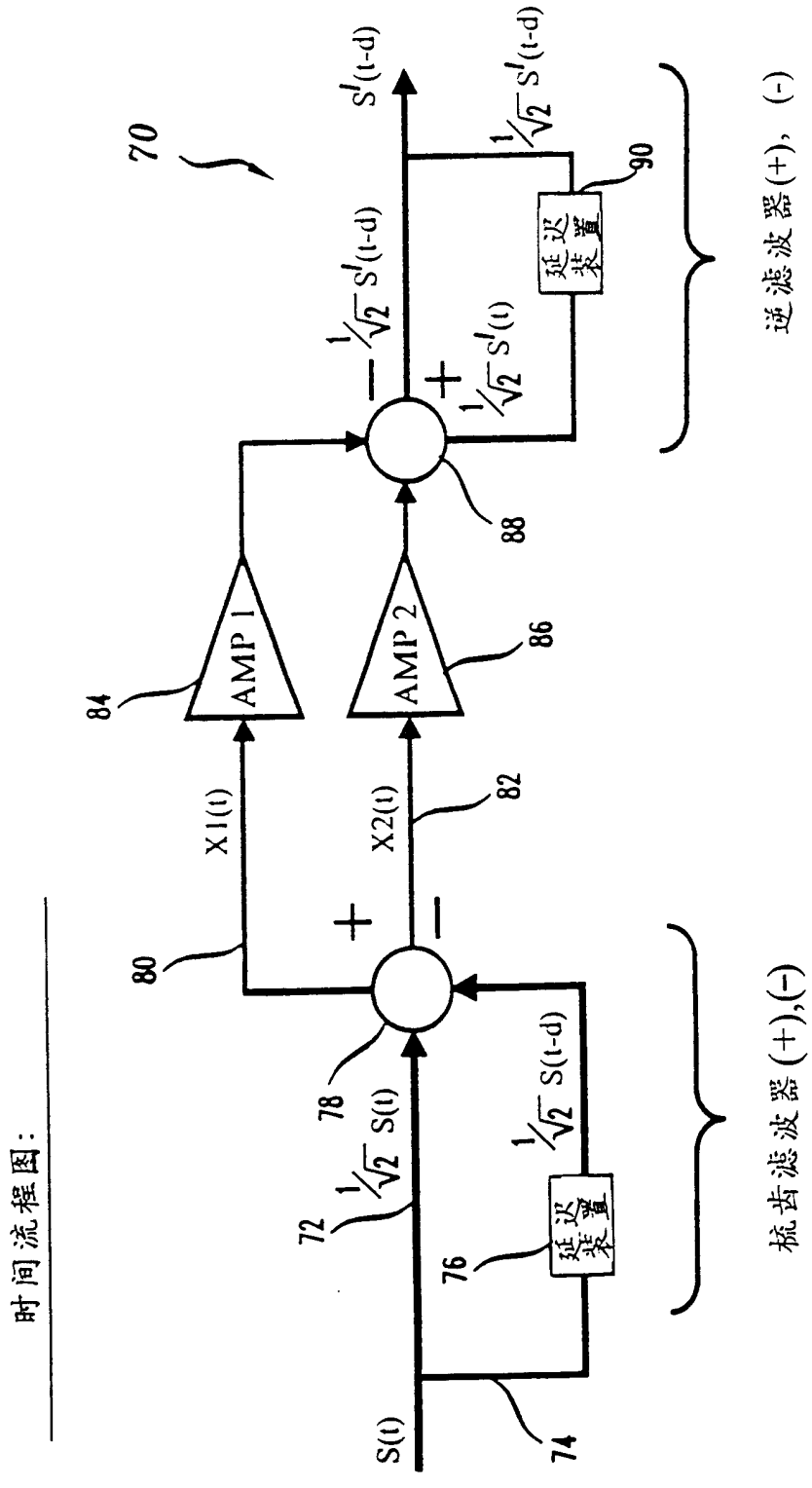

时间流程图：
70
S(t)
S'(t-d)
S'(t)
X1(t)
X2(t)
AMP 1
AMP 2
延迟装置
延迟装置
延迟装置
延迟装置
72
74
76
78
80
82
84
86
88
90
梳齿滤波器(+),(-)
逆滤波器(+)，(-)

图 7

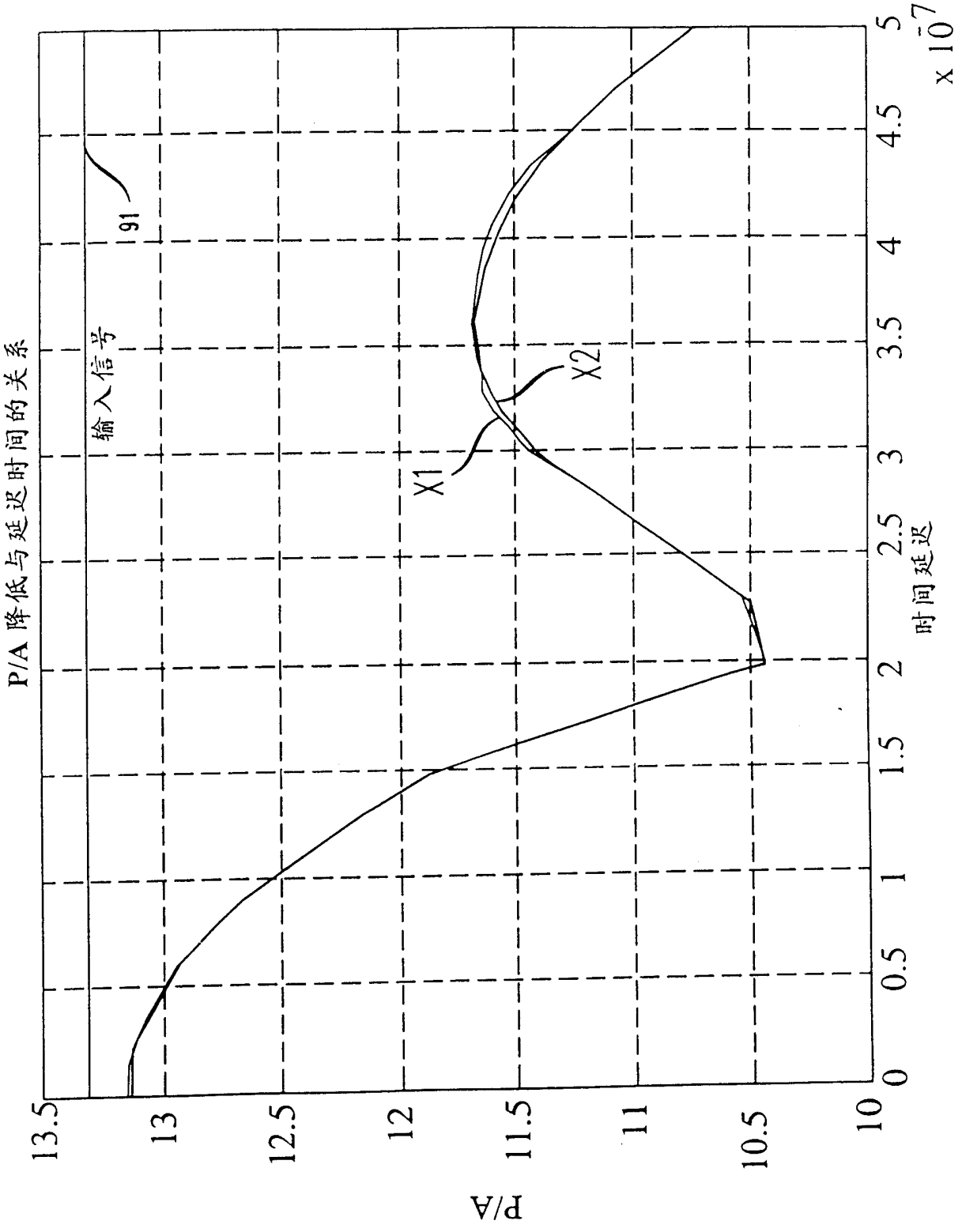

P/A 降低与延迟时间的关系
输入信号
91
X1
X2
P/A
时间延迟
x 10^-7
13.5
13
12.5
12
11.5
11
10.5
10
0
0.5
1
1.5
2
2.5
3
3.5
4
4.5
5

图 8

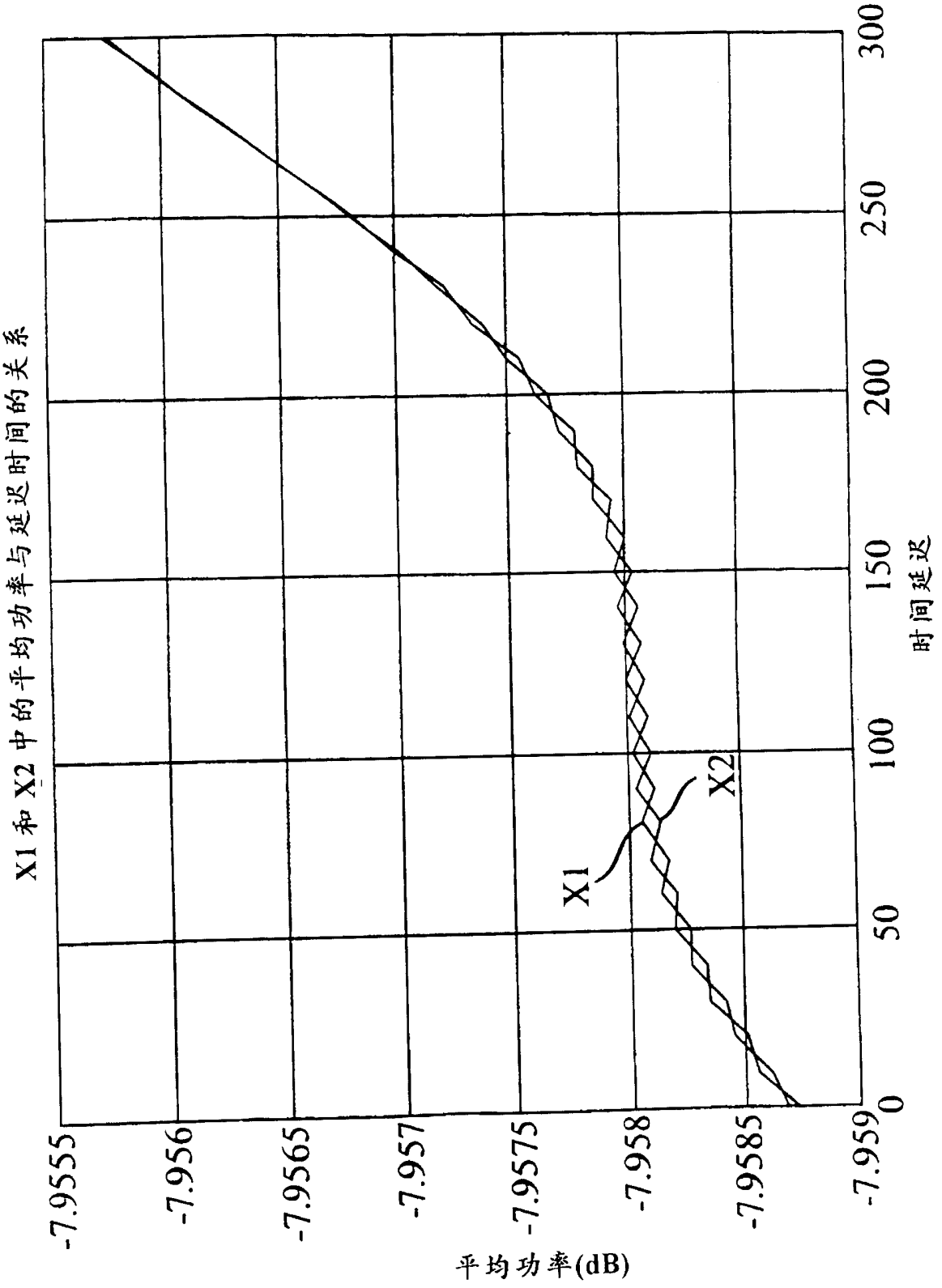

X1 和 X2 中的平均功率与延迟时间的关系
-7.9555
-7.956
-7.9565
-7.957
-7.9575
-7.958
-7.9585
-7.959
平均功率(dB)
0
50
100
150
200
250
300
时间延迟
X1
X2

图 9

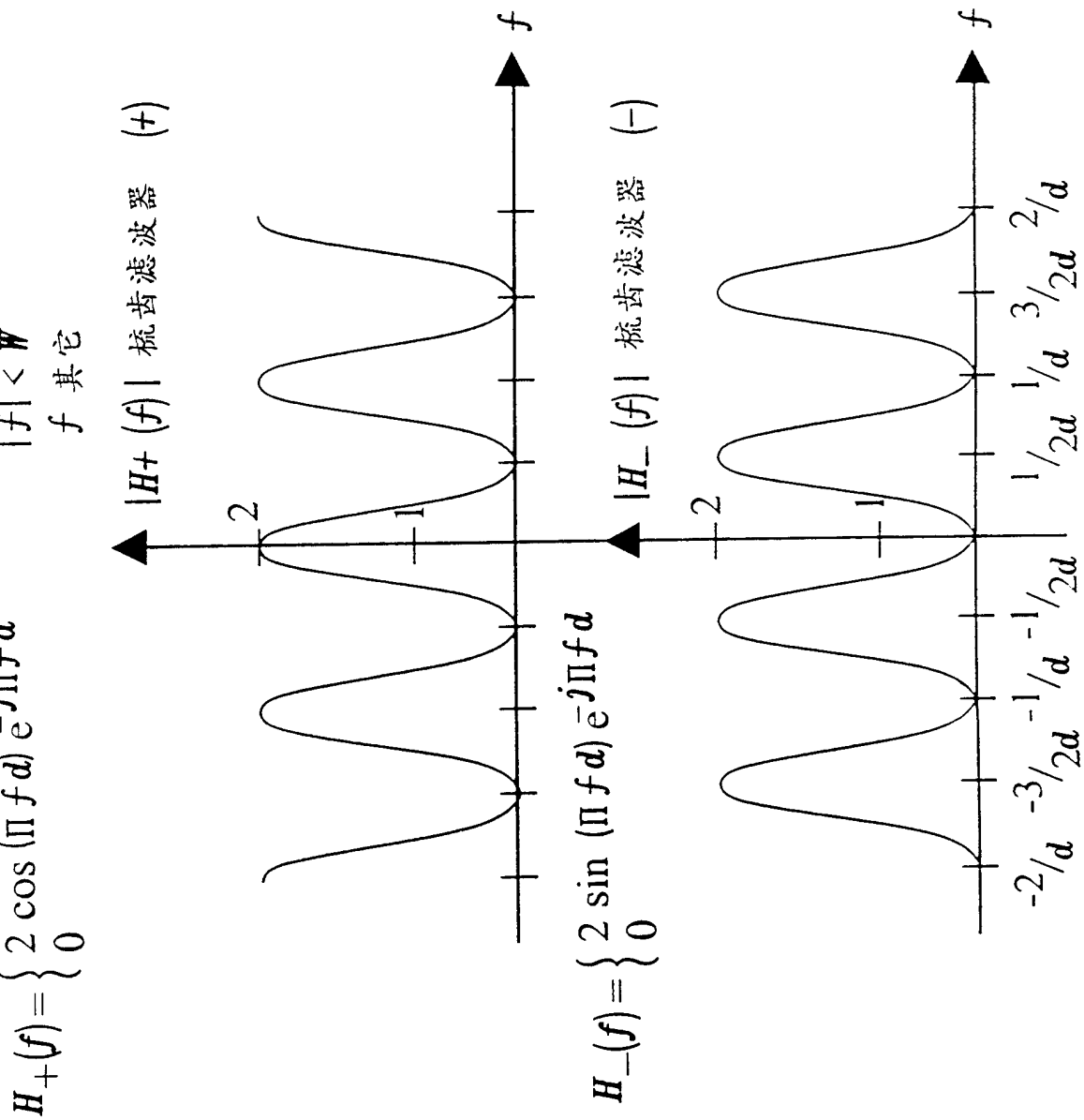

$H_+(f)=\begin{cases}2\cos(\Pi f d)\,e^{-j\Pi f d} & |f|<W\\ 0 & f\ \text{其它}\end{cases}$
$|H+(f)|$ 梳齿滤波器 (+)
$H_-(f)=\begin{cases}2\sin(\Pi f d)\,e^{-j\Pi f d} & |f|<W\\ 0 & f\ \text{其它}\end{cases}$
$|H_-(f)|$ 梳齿滤波器 (-)
f
2
1
$-2/d$ $-3/2d$ $-1/d$ $-1/2d$ $1/2d$ $1/d$ $3/2d$ $2/d$

图 10

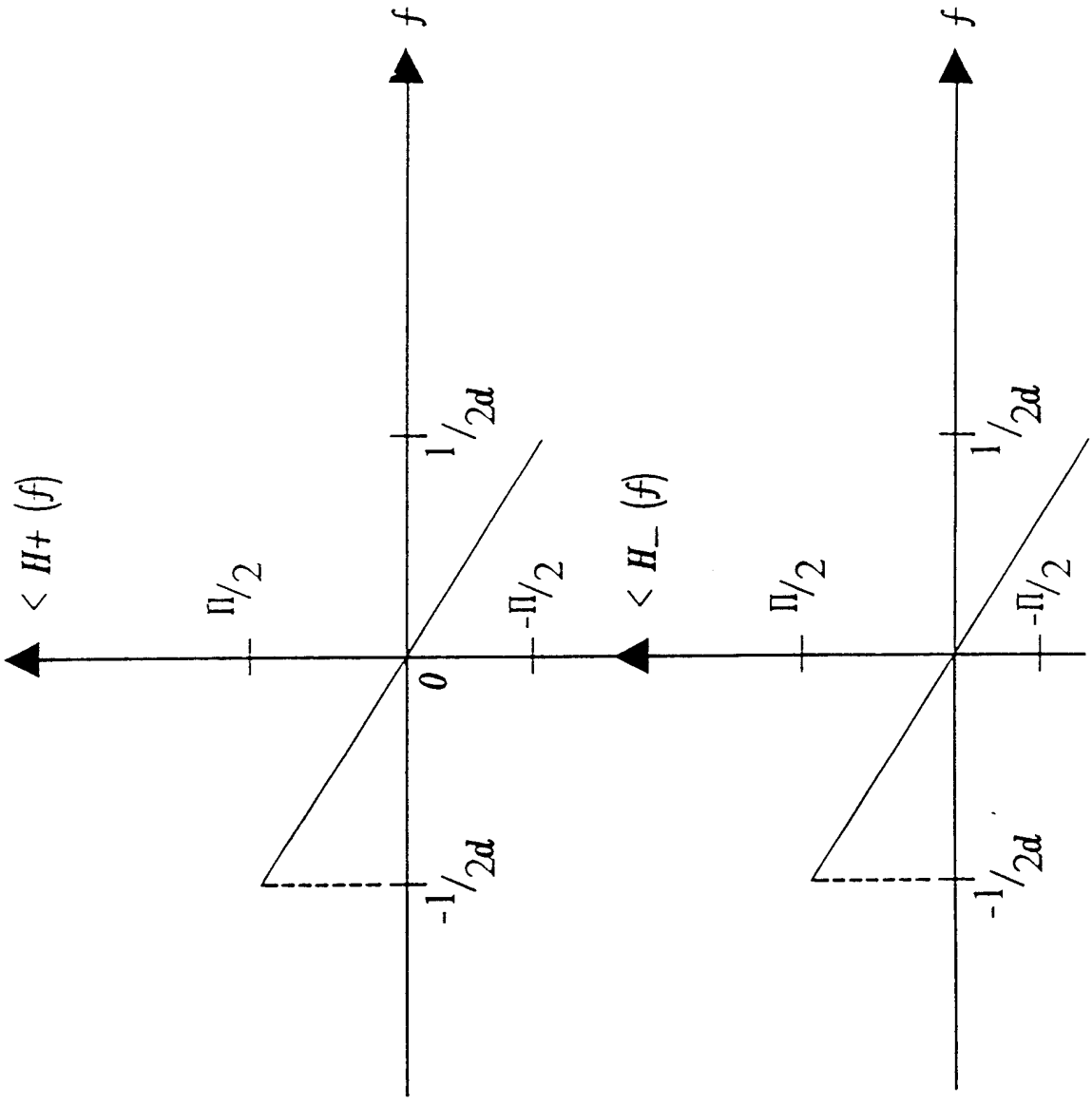


图 11

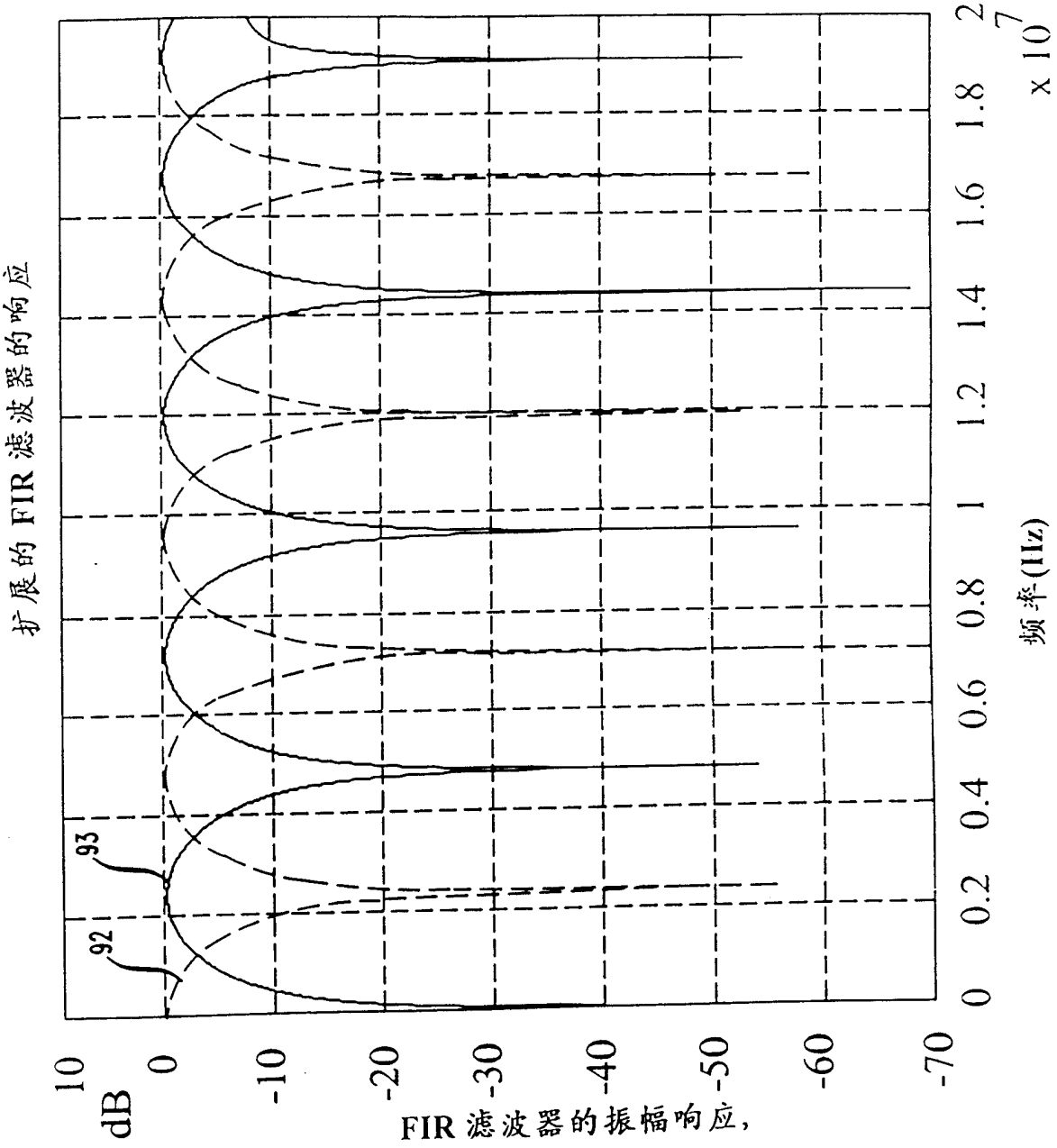
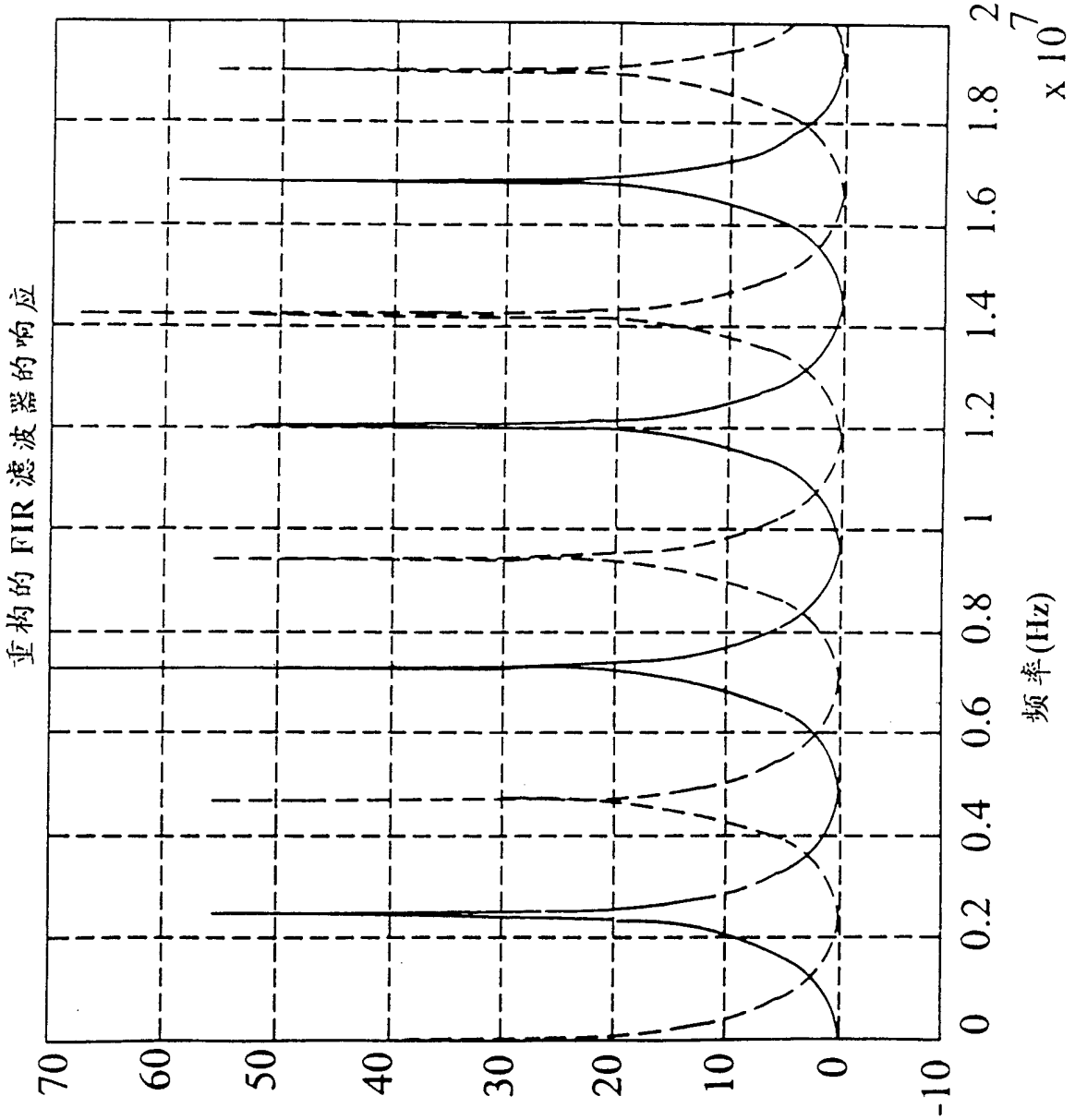

扩展的 FIR 滤波器的响应
FIR 滤波器的振幅响应，
dB
10
0
-10
-20
-30
-40
-50
-60
-70
92
93
0
0.2
0.4
0.6
0.8
1
1.2
1.4
1.6
1.8
2
x 10^7
频率(Hz)

图 12



FIR 滤波器的振幅响应

图13

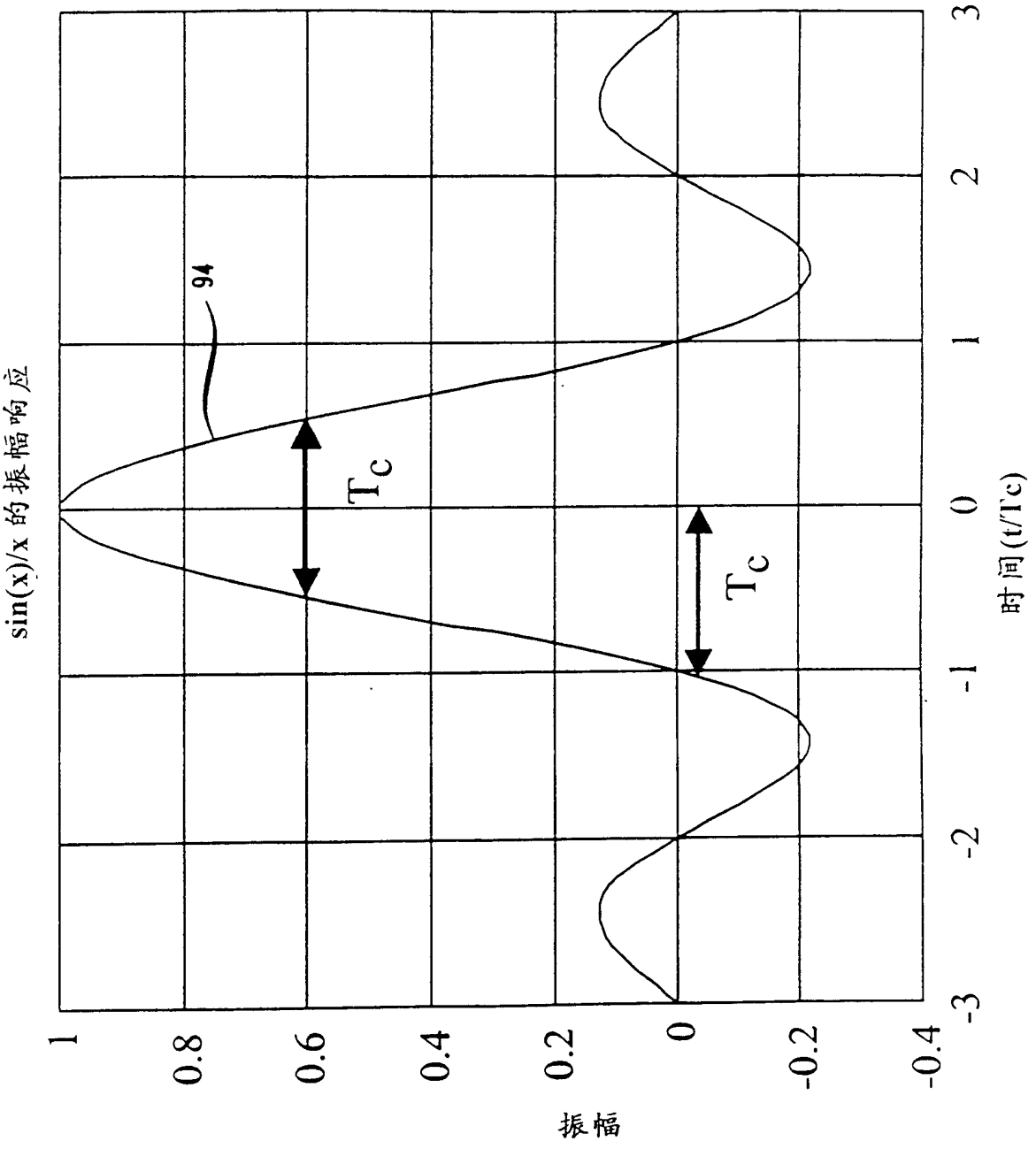
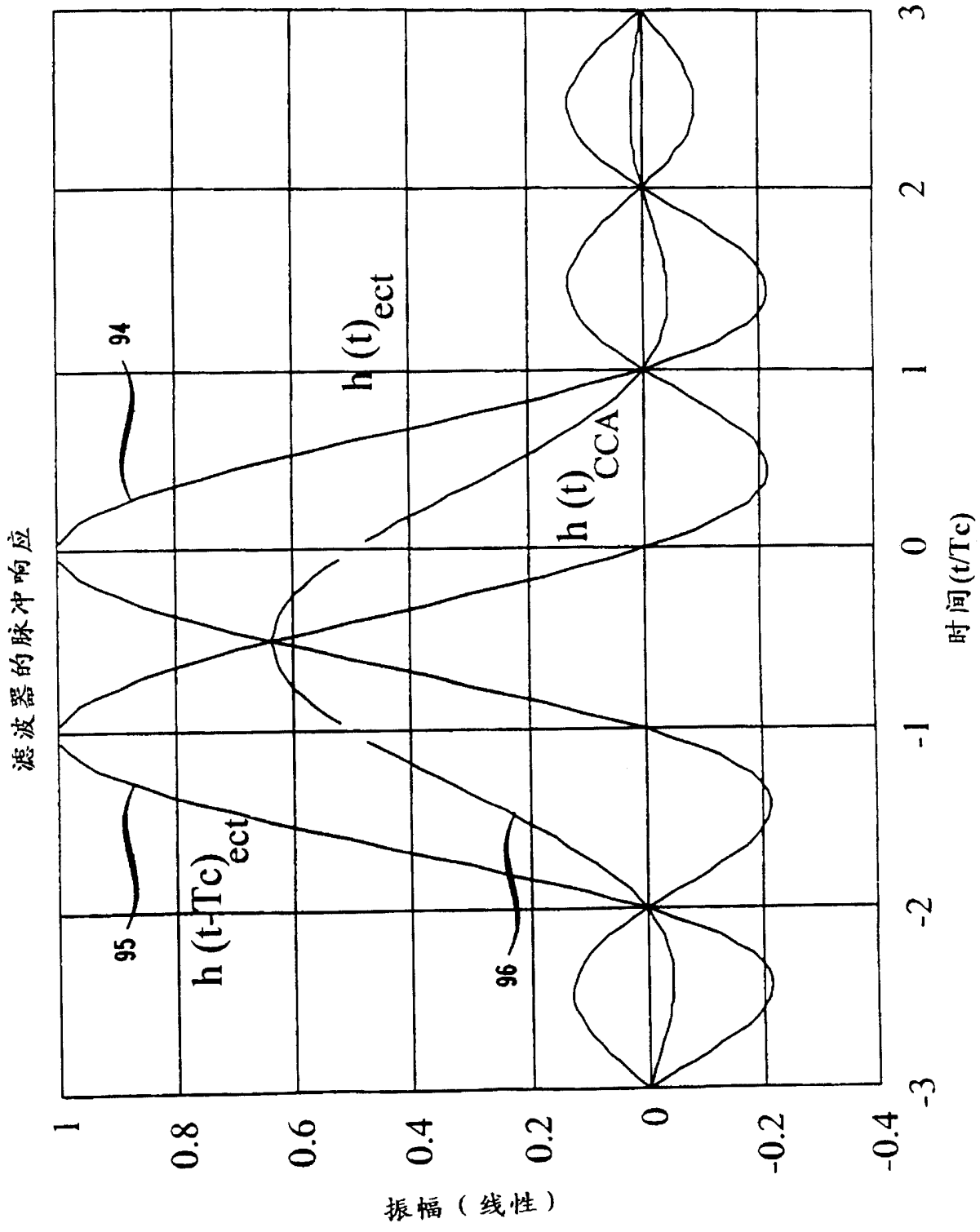


图 14


滤波器的脉冲响应
振幅（线性）
时间(t/Tc)
1
0.8
0.6
0.4
0.2
0
-0.2
-0.4
3
2
1
0
-1
-2
-3
94
95
96
h (t)ect
h (t-Tc)ect
h (t)CCA

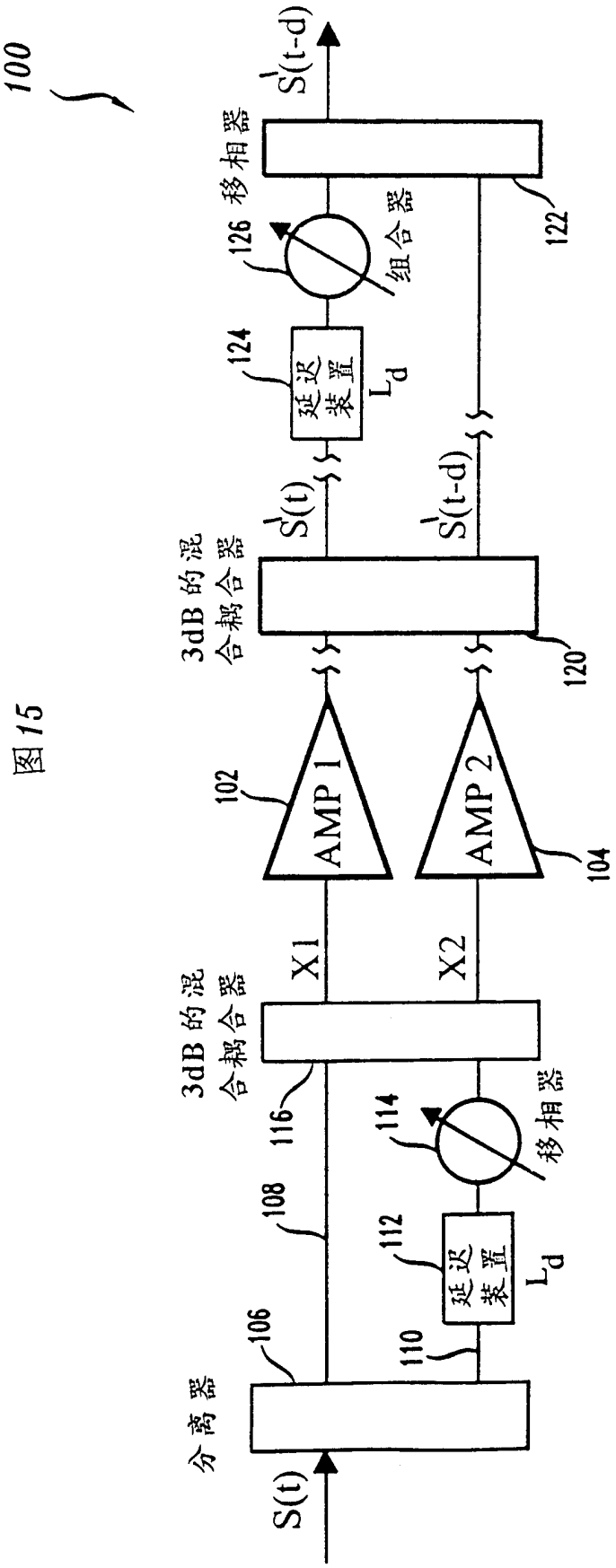
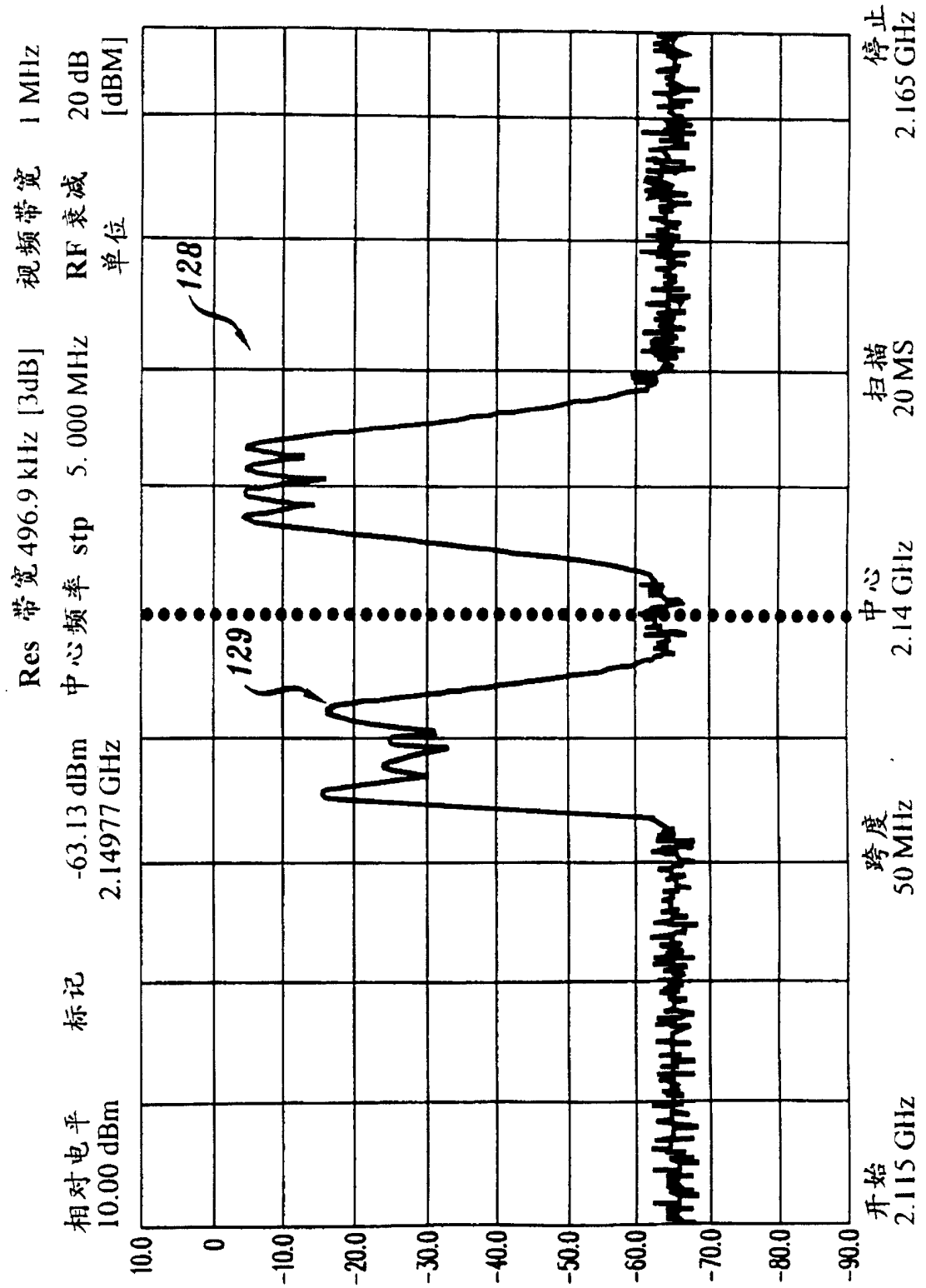

100
S(t)
分离器
106
108
110
112
延迟装置
L_d
114
移相器
116
3dB 的混合耦合器
X1
X2
102
AMP 1
104
AMP 2
120
3dB 的混合耦合器
$S^1(t)$
$S^1(t-d)$
124
延迟装置
L_d
126
移相器
组合器
122
$S^1(t-d)$

图 15

图 16


Res 带宽 496.9 kHz [3dB]
视频带宽 1 MHz
中心频率 stp 5.000 MHz
RF 衰减 20 dB
单位 [dBM]
相对电平 10.00 dBm
标记 -63.13 dBm 2.14977 GHz
128
129
10.0
0
-10.0
-20.0
-30.0
-40.0
-50.0
-60.0
-70.0
-80.0
-90.0
开始 2.115 GHz
跨度 50 MHz
中心 2.14 GHz
扫描 20 MS
停止 2.165 GHz

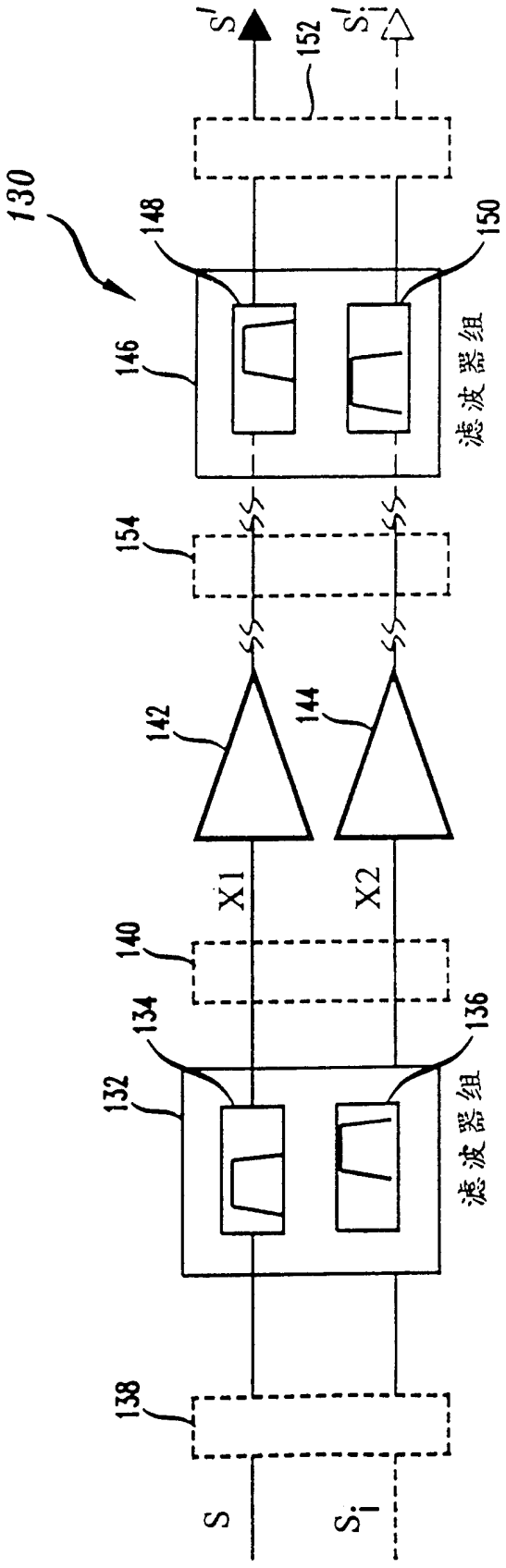

S'
152
S'i
130
148
150
146
滤波器组
154
142
144
X1
X2
140
134
136
132
滤波器组
138
S
Si

图 17

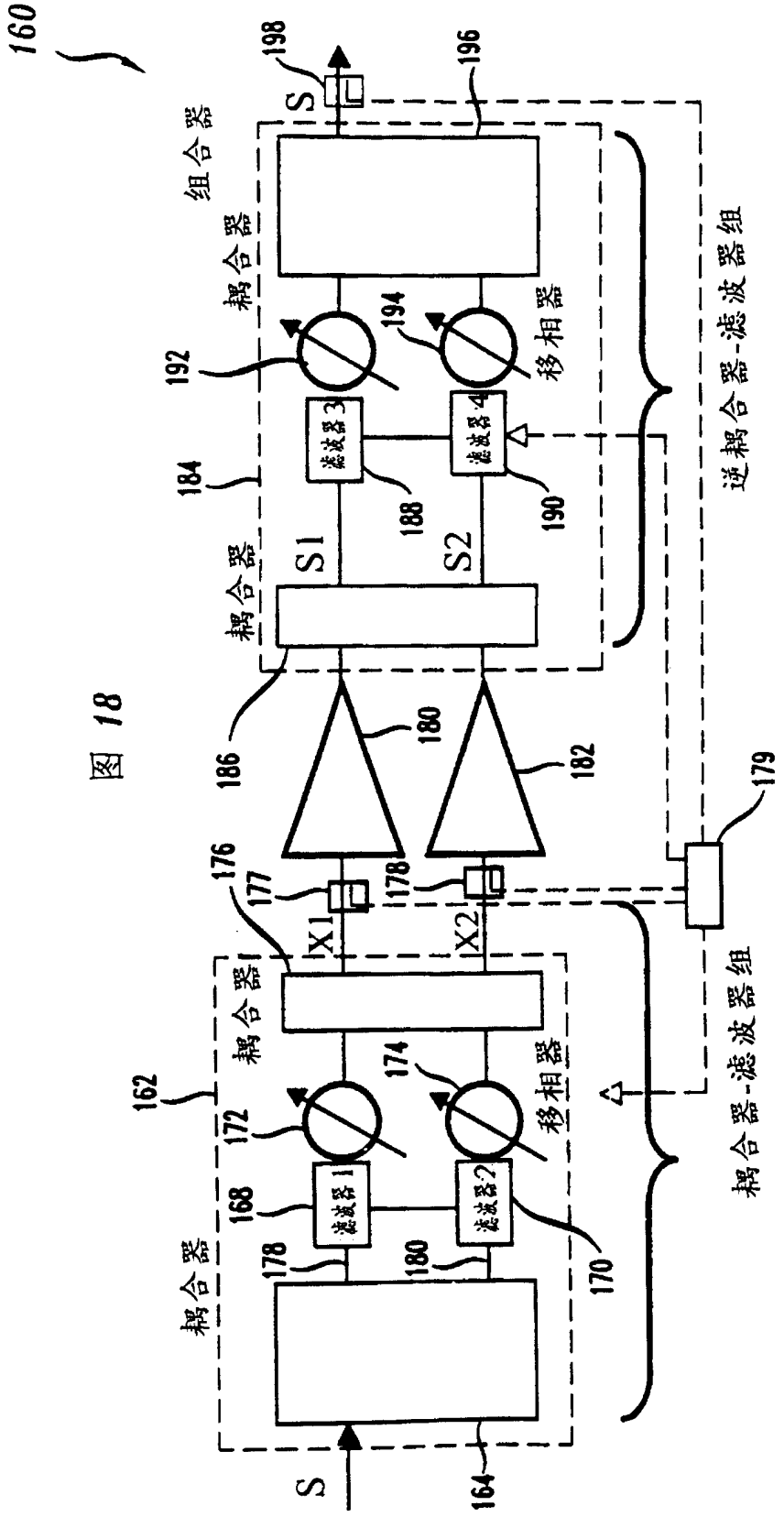

160
组合器
耦合器
移相器
逆耦合器-滤波器组
耦合器-滤波器组
耦合器
移相器
耦合器
S
S
S1
S2
X1
X2
滤波器1
滤波器2
滤波器3
滤波器4
162
164
168
170
172
174
176
177
178
179
180
182
184
186
188
190
192
194
196
198

图 18

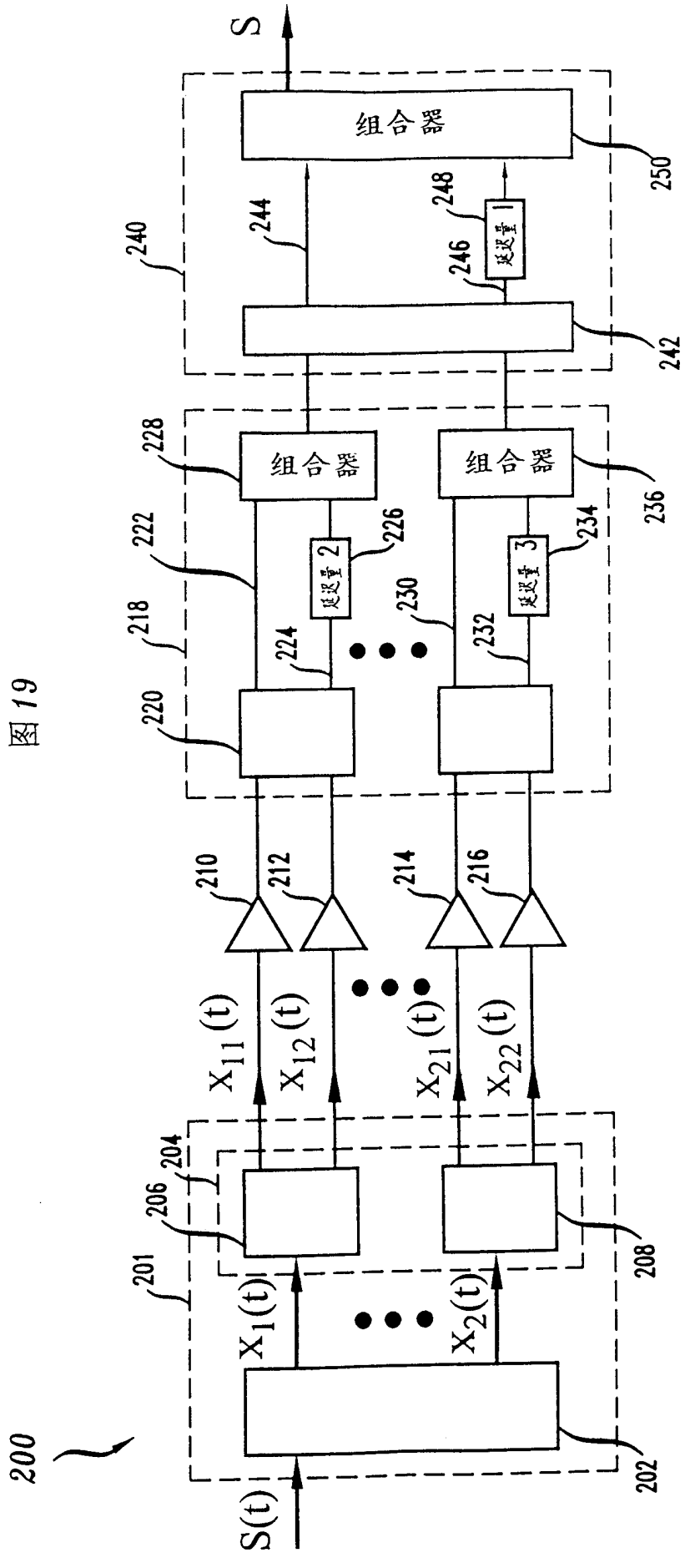

S
组合器
250
240
244
248
延迟量 1
246
242
228
组合器
组合器
236
222
226
234
延迟量 2
延迟量 3
218
230
224
232
220
210
212
214
216
$X_{11}(t)$
$X_{12}(t)$
$X_{21}(t)$
$X_{22}(t)$
204
206
208
201
$X_1(t)$
$X_2(t)$
202
S(t)
200

图 19

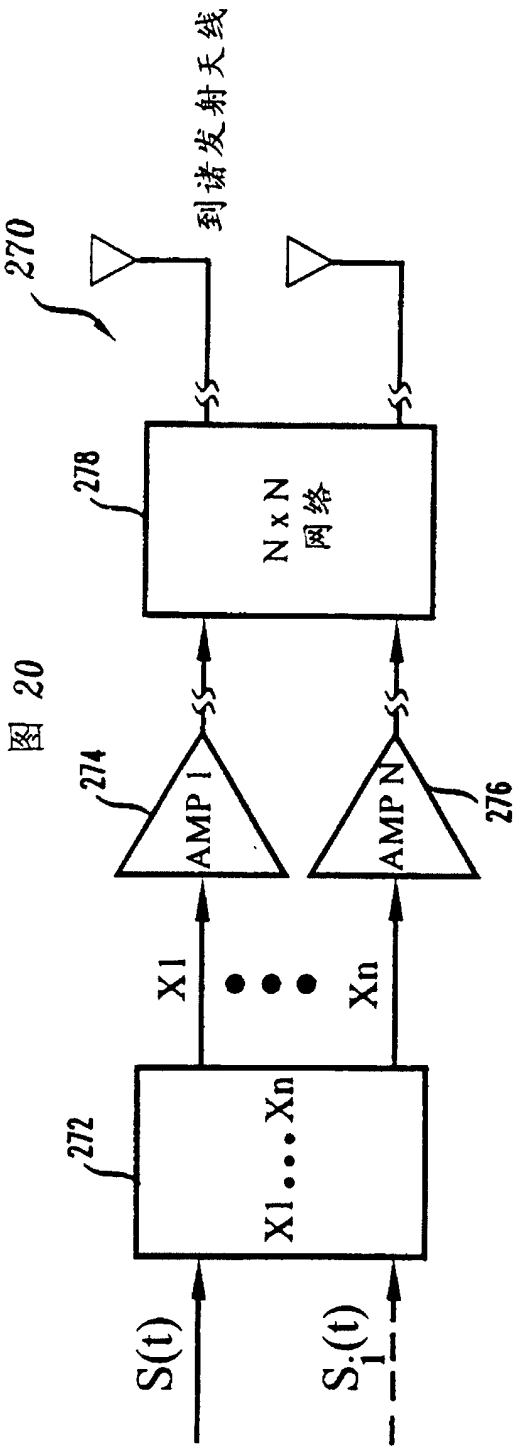

S(t)
S.(t)
1
X1 ... Xn
272
X1
Xn
AMP 1
AMP N
274
276
N x N
网络
278
270
到诸发射天线

图 20

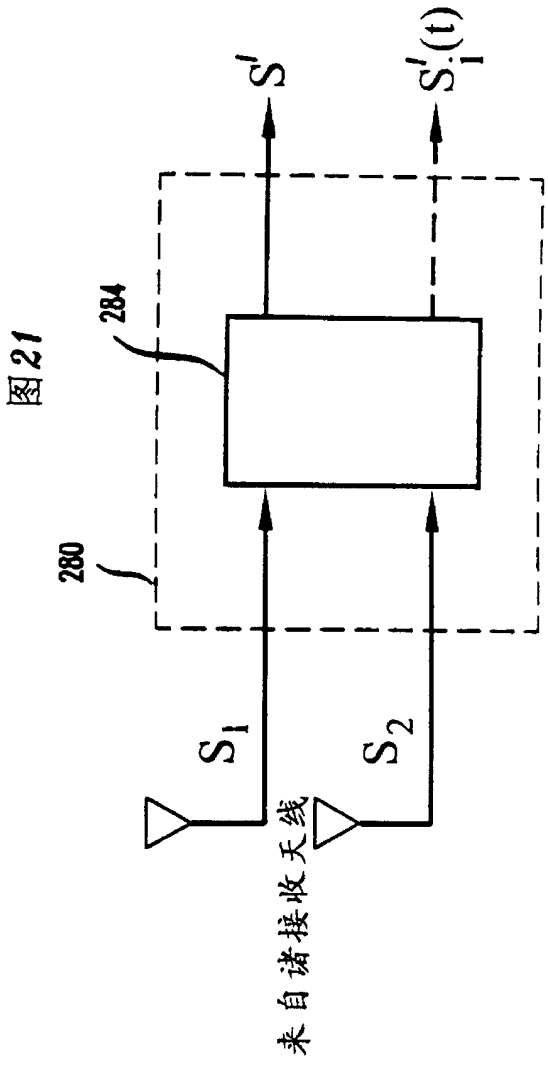
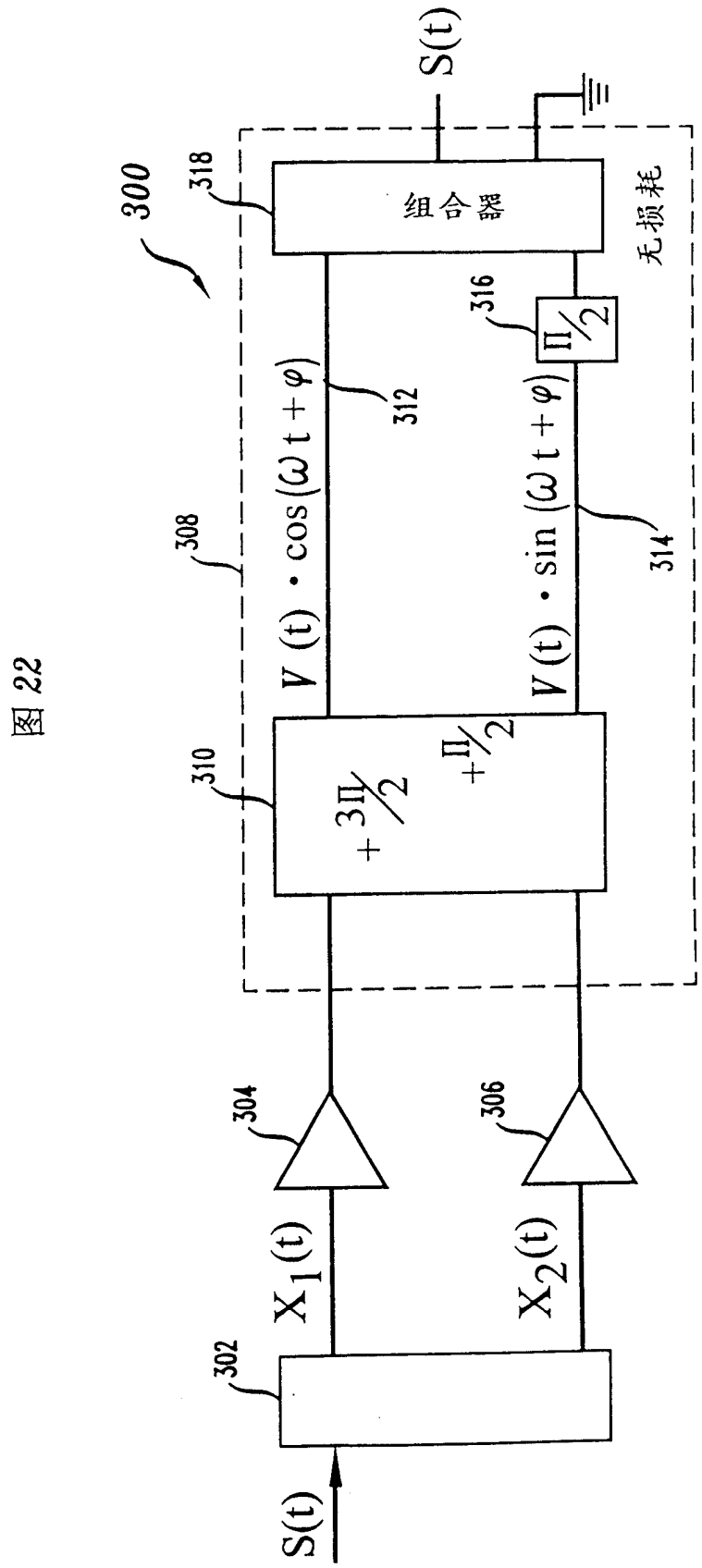

S'
S'.(t)
1
284
280
S1
S2
来自诸接收天线

图21

图 22


300
S(t)
318
组合器
无损耗
316
π/2
312
V(t) · cos(ωt + φ)
V(t) · sin(ωt + φ)
314
308
310
+3π/2
+π/2
304
306
X1(t)
X2(t)
302
S(t)

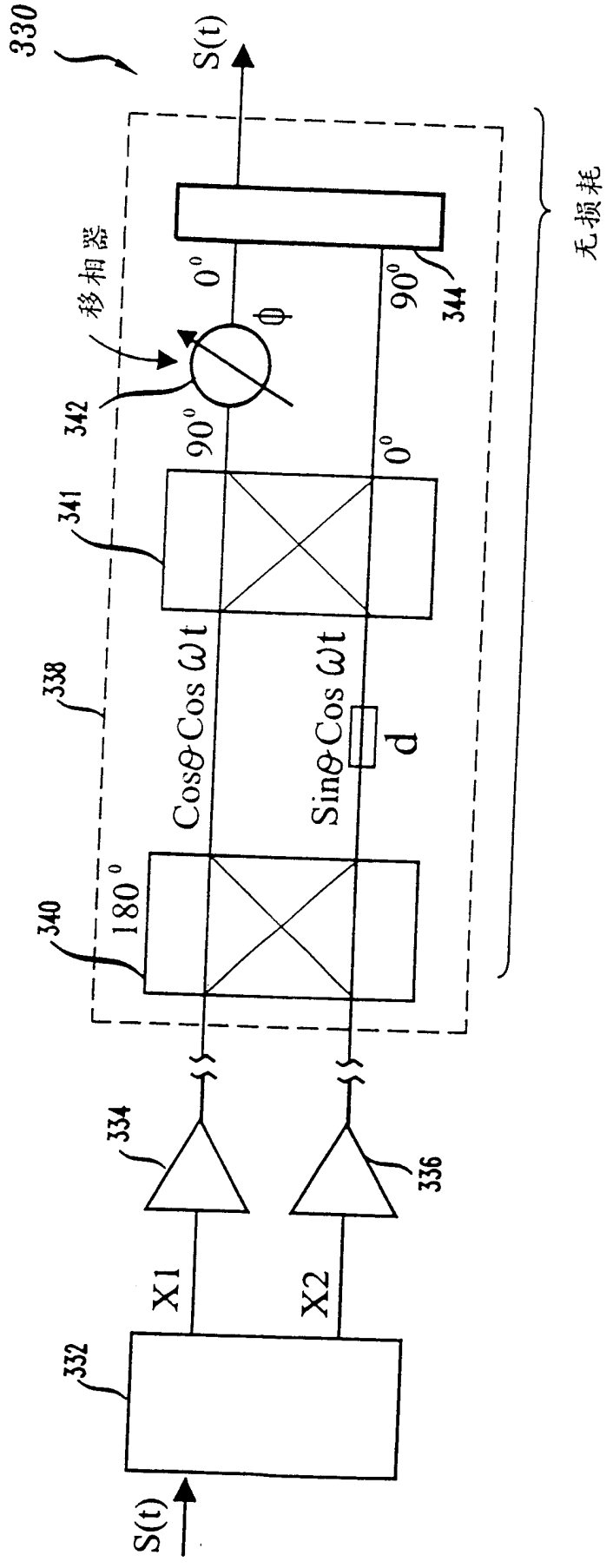

330
S(t)
移相器
342
0°
ϕ
90°
344
无损耗
90°
0°
341
338
Cosθ Cos ωt
Sinθ Cos ωt
d
180°
340
334
336
X1
X2
332
S(t)

图 23

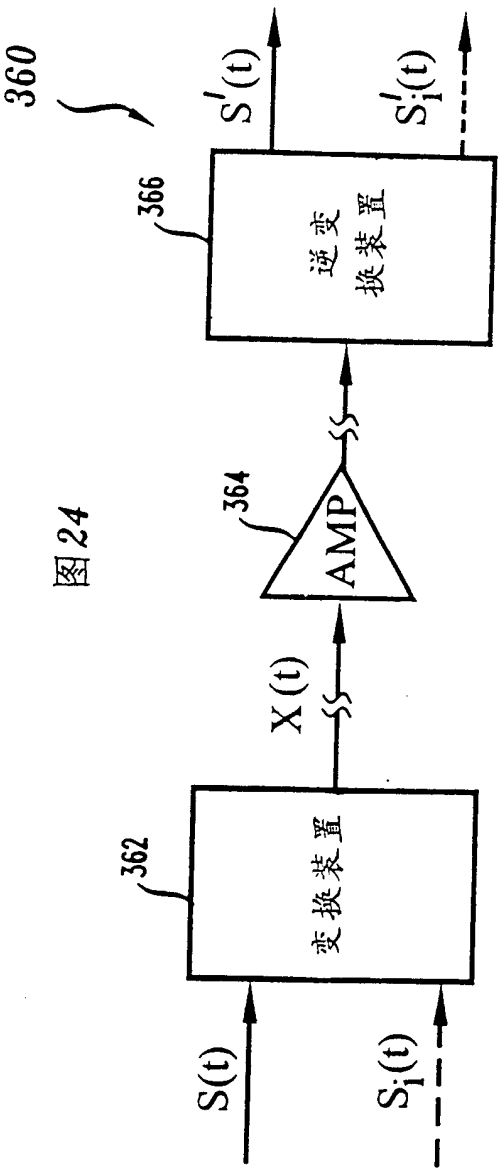

360
366
逆变
换装置
S'(t)
S'i(t)
364
AMP
X(t)
362
变换装置
S(t)
Si(t)

图 24

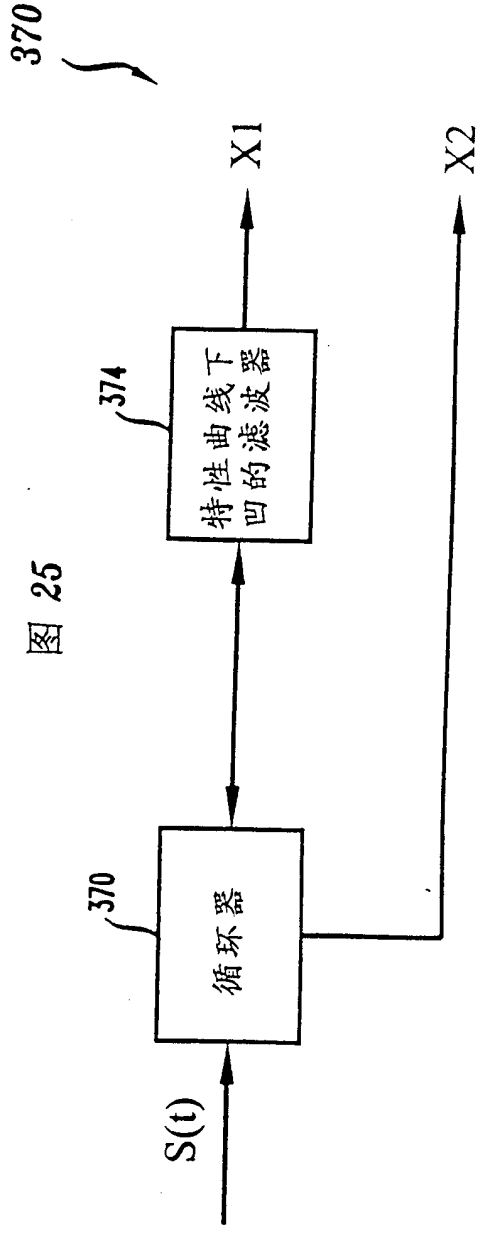

370
374
特性曲线下
凹的滤波器
X1
X2
370
循环器
S(t)

图 25

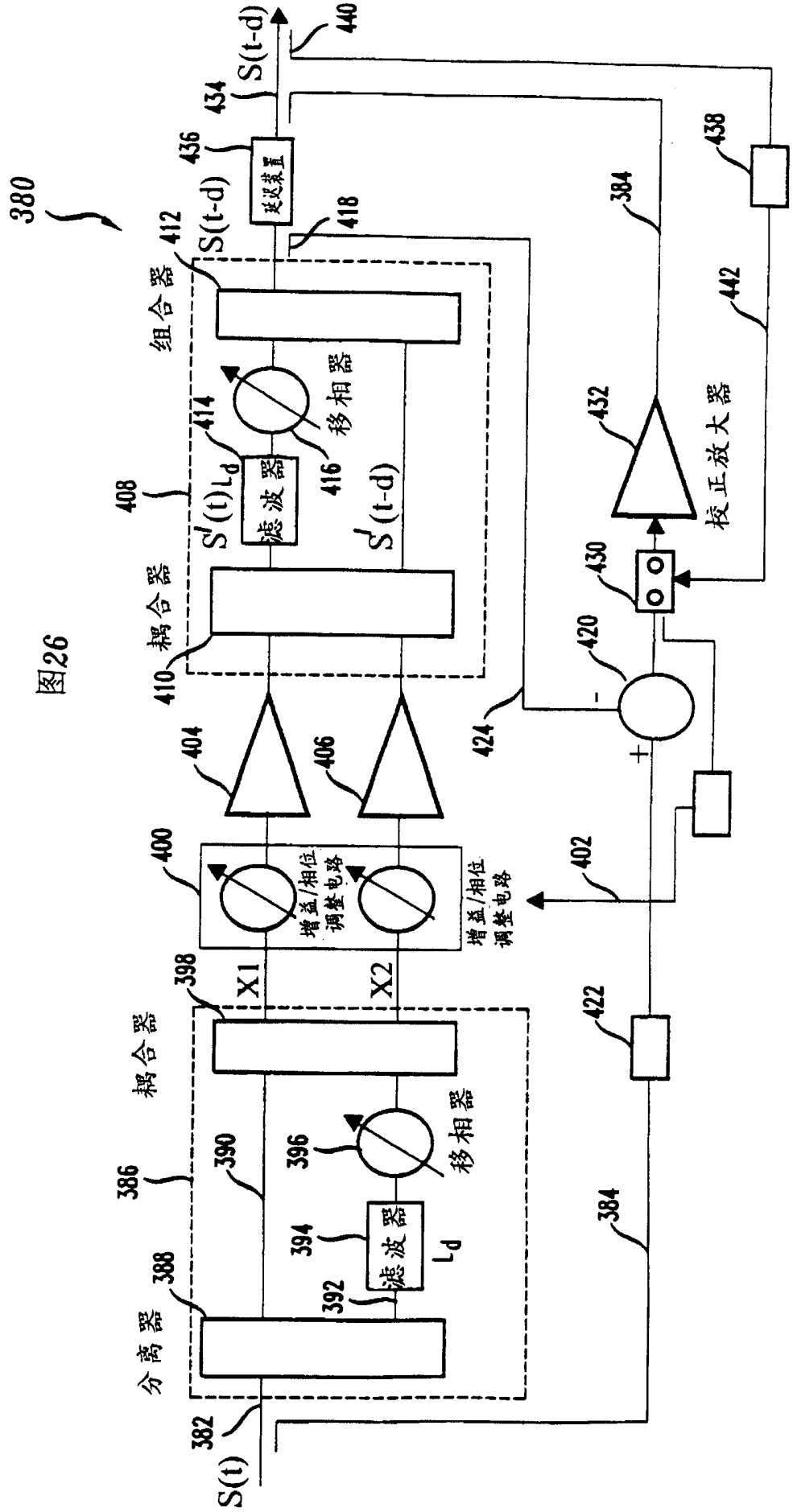

380
S(t)
382
分离器
388
392
394
滤波器
L_d
386
390
396
移相器
耦合器
398
X1
X2
400
增益/相位调整电路
增益/相位调整电路
402
404
406
耦合器
410
408
$S^d(t)L_d$
滤波器
414
416
移相器
$S^d(t-d)$
组合器
412
S(t-d)
418
延迟装置
436
S(t-d)
434
S(t-d)
440
424
420
-
+
430
432
校正放大器
442
384
384
422
438

图26

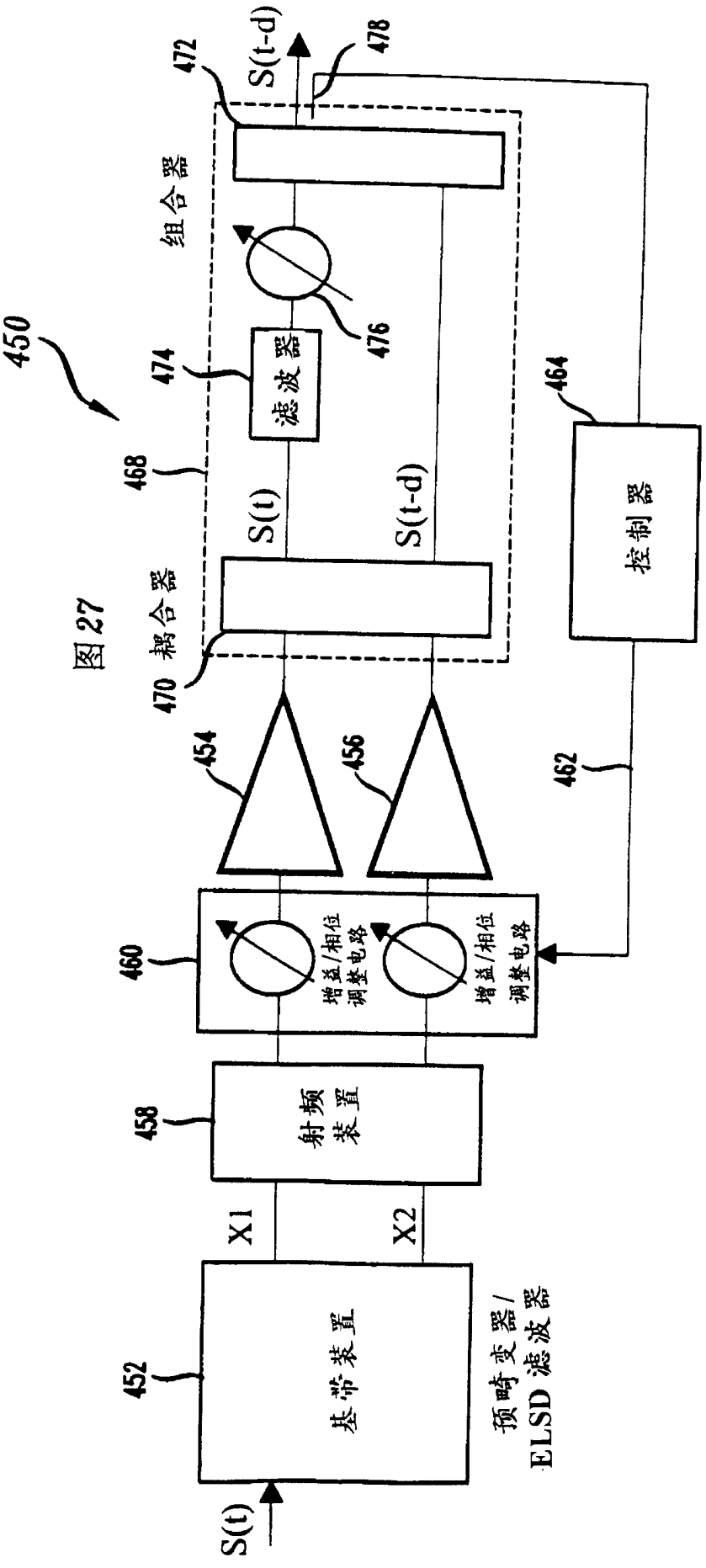

450
452
基带装置
预畸变器/
ELSD滤波器
S(t)
X1
X2
458
射频装置
460
增益/相位调整电路
增益/相位调整电路
454
456
462
464
控制器
470
耦合器
468
S(t)
S(t-d)
474
滤波器
476
472
组合器
S(t-d)
478

图 27