

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1538650 B

(45) 授权公告日 2010.04.07

(21) 申请号 03109876.2

(22) 申请日 2003.04.16

(73) 专利权人 华为技术有限公司

地址 518057 广东省深圳市科技园科发路华为用服大厦

(72) 发明人 刘建华 顾伟东

(74) 专利代理机构 北京德琦知识产权代理有限公司 11018

代理人 王琦

(56) 对比文件

全文.

CN 1392670 A,2003.01.22, 权利要求 2.

CN 1248096 A,2000.03.22, 说明书第 4 页第 9, 10 行, 第 5 页第 13-21 行、权利要求 1, 13.

CN 1400759 A,2003.03.05, 图 1, 6, 11、权利要求 4, 9.

审查员 李文竹

(51) Int. Cl.

H04J 13/00 (2006.01)

H03K 5/1252 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

H04B 7/005 (2006.01)

H04B 1/62 (2006.01)

权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图 6 页

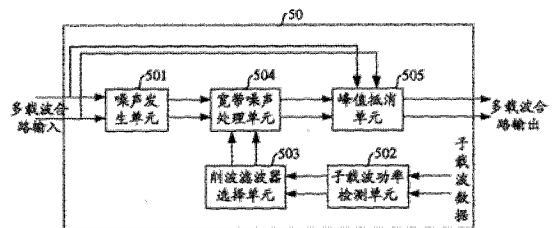
(54) 发明名称

一种多载波信号削波装置及方法

(57) 摘要

本发明公开了一种多载波信号削波装置,至少包括:噪声发生单元,用于对接收的多载波合路信号进行峰值提取,产生对应于提取的峰值部分的宽带削波噪声;宽带噪声处理单元,用于对接收的宽带削波噪声进行频谱成型,并使成型后的频谱的阻带具有设定的抑制度;峰值抵消单元,用于将经过峰值提取和频谱成型的宽带噪声信号结合于经过延迟的多载波合路信号,形成多载波削波信号;子载波功率检测单元,用于检测各个子载波功率的下降情况;以及削波滤波器选择单元,用于根据子载波功率检测单元提供的检测信息对宽带噪声处理单元进行配置。

本发明还公开了一种根据上述装置进行的多载波信号削波方法。



1. 一种多载波信号削波装置，至少包括：

噪声发生单元，用于对接收的多载波合路信号进行峰值提取，产生对应于提取的峰值部分的宽带削波噪声；

子载波功率检测单元，用于检测形成多载波合路信号的各个子载波功率；

削波滤波器选择单元，用于根据子载波功率检测单元提供的检测信息对宽带噪声处理单元进行滤波器系数配置；

宽带噪声处理单元，用于根据所述削波滤波器选择单元配置的滤波器系数对接收的宽带削波噪声进行频谱成型，并使成型后的频谱的过渡带和阻带具有设定的抑制度；和

峰值抵消单元，用于将经过频谱成型的宽带噪声信号结合于经过延迟的所述多载波合路信号，形成多载波削波信号。

2. 根据权利要求1所述的多载波信号削波装置，其特征是，所述宽带噪声处理单元是一个实系数宽带带通滤波器。

3. 根据权利要求2所述的多载波信号削波装置，其特征是，所述装置进一步包括一个正移频单元、一个反移频单元和一个低通滤波单元，所述正移频单元用于接收来自噪声发生单元的噪声信号，将所述噪声信号移至正频段后发送到宽带噪声处理单元；所述反移频单元用于接收来自宽带噪声处理单元的输出信号，将所述输出信号移至原频段后发送到低通滤波单元，所述低通滤波单元将低通滤波后的信号传送到峰值抵消单元。

4. 根据权利要求2所述的多载波信号削波装置，其特征是，所述装置进一步包括一个正移频单元、一个反移频单元和一个低通滤波单元，所述正移频单元用于接收多载波合路信号，将所述多载波合路信号移至正频段后发送到噪声发生单元；所述反移频单元用于接收来自峰值抵消单元的输出信号，将所述输出信号移至原频段后发送到低通滤波单元，所述低通滤波单元将低通滤波后的信号直接作为多载波合路输出信号从多载波削波装置输出。

5. 根据权利要求1所述的多载波信号削波装置，其特征是，所述宽带噪声处理单元是一个复系数宽带带通滤波器。

6. 根据权利要求1所述的多载波信号削波装置，其特征是，所述装置进一步包括一个幅度预测单元和一个噪声幅度调整单元，所述幅度预测单元用于根据噪声处理单元输出的削波噪声和削波滤波器选择单元输出的滤波器系数预测所述宽带噪声处理单元的输出信号；所述噪声幅度调整单元用于根据幅度预测单元的输出信号调整削波噪声的幅度，并将调整幅度后的噪声信号输出到宽带噪声处理单元。

7. 根据权利要求1所述的多载波信号削波装置，其特征是，所述噪声发生单元进一步包括两个平方器和一个噪声发生器，所述两个平方器分别用于计算多载波合路信号的I路和Q路信号的瞬时功率，噪声发生器用于根据两个平方器得到的瞬时功率值和预先存储的门限值产生削波噪声。

8. 根据权利要求1所述的多载波信号削波装置，其特征是，所述峰值抵消单元进一步包括一个延迟单元和两个减法器，所述延迟单元用于补偿接收的信号经过频谱成型的群延时和经过各个处理单元的延时，所述减法器用于分别将接收的I路和Q路信号结合到原始输入多载波合路信号的I路和Q路上，形成经过峰值抵消后的多载波削波信号。

9. 一种多载波信号削波方法，至少包括如下步骤：

a. 对多载波合路信号进行极值提取，形成对应于提取的极值的削波噪声；  
b. 检测形成多载波合路信号的各个子载波的功率，并根据检测结果更新宽带噪声处理单元的滤波器系数；  
c. 利用更新的滤波器系数对所述削波噪声进行频谱成型，并使成型后的频谱的过渡带和阻带具有设定的抑制度；和

d. 将频谱成型后的削波噪声结合于延迟的多载波合路信号，形成多载波削波信号。

10. 根据权利要求 9 所述的多载波信号削波方法，其特征是，在步骤 c 通过实系数宽带带通滤波对削波噪声进行频谱成型。

11. 根据权利要求 10 所述的多载波信号削波方法，其特征是，该方法在步骤 a 和步骤 b 之间进一步包括将步骤 a 得到的削波噪声移至正频段，在步骤 c 和步骤 d 之间进一步包括：将频谱成型后的削波噪声移至在移至正频段之前的原频段，然后对移至原频段后的削波噪声的负频段部分进行低通滤波。

12. 根据权利要求 10 所述的多载波信号削波方法，其特征是，该方法在步骤 a 之前进一步包括将原始输入多载波合路信号移至正频段，在步骤 d 之后进一步包括：将峰值抵消后的多载波合路输出信号移至在将原始输入多载波合路信号移至正频段之前的原频段，然后对移至原频段后的信号的负频段部分进行低通滤波。

13. 根据权利要求 9 所述的多载波信号削波方法，其特征是，在步骤 c 通过复系数滤波对削波噪声进行频谱成型。

14. 根据权利要求 9 所述的多载波信号削波方法，其特征是，该方法在步骤 b 和步骤 c 之间进一步包括：

根据步骤 a 得到的削波噪声和步骤 b 得到的滤波器系数对频谱成型后的输出信号的幅度进行预测，并根据所述预测值调整所述削波噪声的幅度。

15. 根据权利要求 14 所述的多载波信号削波方法，其特征是，所述调整削波噪声幅度的步骤进一步包括：

将步骤 a 得到的噪声信号的 I 路和 Q 路的幅度值分别除以预测的噪声信号的 I 路和 Q 路的幅度值，分别得到 I 路和 Q 路的调整因子；

将步骤 a 得到的噪声信号的 I 路和 Q 路的幅度值分别乘上 I 路和 Q 路的调整因子，得到调整幅度后的噪声信号。

16. 根据权利要求 9 所述的多载波信号削波方法，其特征是，所述步骤 a 进一步包括：

计算多载波合路信号的瞬时功率；

判断瞬时功率和预先存储的一个门限值的大小，如果瞬时功率大于门限值，用该门限值除以瞬时功率，将所得值开平方得到削波比例；否则设定削波比例为 1；和

将原始输入的中频多载波合路信号的 I 路和 Q 路分别乘上 1 减去所述削波比例得到的差值，形成削波噪声。

## 一种多载波信号削波装置及方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及多载波通信系统的信号处理，具体涉及一种用于降低多载波通信系统信号的峰均比的多载波信号削波装置及方法。

### 背景技术

[0002] 在第三代移动通信系统中，为了有效地减小基站的体积并且降低基站的成本，人们普遍将目光投向了多载波技术。相对于单载波技术而言，由于可以利用一个发射器和一个功率放大器完成多路载波信息的发送，因此能极大地减小基站的体积和成本。图 1 和图 2 分别示出了多载波 WCDMA 系统的发射信号形成过程和信号频谱。

[0003] 随着通信技术的发展，人们希望即使在多径衰落信道中，也可以利用多载波技术实现高比特速率传输。但是对于多载波通信系统而言，当子载波的数量增加时，发射信号的峰均比也会相应增加。此时为了避免出现带外信号，需要功率放大器具有较大的线性范围，从而导致功率放大器的效率降低。

[0004] 为了降低信号的峰均比，朗讯科技公司在中国专利申请号为 99110553.2 的发明专利中提出了一种基于峰值信号隔离的削波方法。这种方法首先根据削波阈值电压隔离输入信号的峰值，并产生隔离峰值信号的局部极值，然后对此局部极值信号进行低通滤波，并将滤波输出信号和延迟输入信号相加生成削波信号，从而降低单载波信号的峰均比，并在一定程度上抑制了带外频谱泄漏。根据这种方法制成的削波装置由削波阈值发生器、峰值隔离单元、局部极值隔离单元、滤波器、延迟单元和一个加法器构成，并且可以在加法器后级联一个硬限幅单元以增强削波效果。

[0005] 朗讯科技公司提出的这种技术主要是针对单载波信号，而没有考虑多载波信号的情况。另外，这种技术对滤波器的长度提出了严格要求，如果滤波器长度太短，那么削波后将不可避免地产生频谱扩散；如果滤波器长度较长，那么局部极值经过滤波后会产生新的峰值，尤其是对于相邻局部极值距离较近的情况。另外，这种技术虽然能得到一定的峰值抑制效果，但由于引入的信号误差较大，所以在满足一定的峰值码域误差 (PCDE) 或误差矢量幅度 (EVM) 指标的前提下，其峰均比指标并不令人满意。同时，经过这种技术进行削波后，信号补概率分布函数 (CCDF) 曲线比较陡峭，这对提高功率放大器的效率是不利的。

[0006] 为了解决多载波信号的峰均比过高的问题，本申请人在中国专利申请号为 01131210.6 的发明专利中提出了一种基于合路预测的基带 I/Q 联合削波技术。在这种技术中，首先对各子载波的成型滤波 (PSF)、数控振荡器 (NCO) 混频以及多载波合路过程进行预测，将合路预测值与预先设定的门限进行比较，计算得到削波比例，然后对参与预测的各子载波基带信号进行削波。该技术方法的框图及在整个系统中的位置如图 3 所示。

[0007] 在这种技术中，由于削波处理是在基带进行的，削波对信号造成的误差比较大，表现为接收端信号的 PCDE 指标比较差，这就限制了合路信号峰均比不可能很低。这是因为基带信号要进行插值后才进行合路，如果插值率为 16，那么在基带削一个点，

将至少对合路的 16 个点造成影响，而实际上并不是这 16 个点都超过了削波门限，因此造成了不少额外的信号损失。

[0008] 另外，在这种技术中由于削波比例是在合路预测处得到的，而削波是在载波基带进行的，因此这是一种典型的反馈结构，为了保证预测值和基带削波点之间的对应性，在各基带点进行下一次预测之前，必须完成前一次的削波操作，也就是说，参与下一次预测的点必须是经过削波后的点。这就对实时性提出了较高的要求，给实际设计现场可编程门阵列 (FPGA) 或专用集成电路 (ASIC) 增加了较大的困难。

## 发明内容

[0009] 有鉴于此，本发明的一个目的是提供一种具有更佳的削波效果并且更易于实现的多载波信号削波装置。

[0010] 本发明的另一个目的是提供一种根据上述装置进行多载波信号削波的方法。

[0011] 本发明的上述目的是通过如下的技术方案予以实现的：

[0012] 一种多载波信号削波装置，至少包括：

[0013] 噪声发生单元，用于对接收的多载波合路信号进行峰值提取，产生对应于提取的峰值部分的宽带削波噪声；

[0014] 子载波功率检测单元，用于检测形成多载波合路信号的各个子载波功率；

[0015] 削波滤波器选择单元，用于根据子载波功率检测单元提供的检测信息对宽带噪声处理单元进行滤波器系数配置；

[0016] 宽带噪声处理单元，用于根据所述削波滤波器选择单元配置的滤波器系数对接收的宽带削波噪声进行频谱成型，并使成型后的频谱的过渡带和阻带具有通信系统要求的抑制度；和

[0017] 峰值抵消单元，用于将经过频谱成型的宽带噪声信号结合于经过延迟的多载波合路信号，形成多载波削波信号。

[0018] 在上述装置中，宽带噪声处理单元可以是一个实系数宽带带通滤波器。此时，本发明的装置可以进一步包括一个正移频单元、一个反移频单元和一个低通滤波单元，在这种情况下，正移频单元可以接收来自噪声发生单元的噪声信号，将噪声信号移至正频段后发送到宽带噪声处理单元；反移频单元用于接收来自宽带噪声处理单元的输出信号，将输出信号移至原频段后发送到低通滤波单元，低通滤波单元将低通滤波后的信号传送到峰值抵消单元。或者，

[0019] 正移频单元用于接收多载波合路信号，将多载波合路信号移至正频段后发送到噪声发生单元；反移频单元用于接收来自峰值抵消单元的输出信号，将输出信号移至原频段后发送到低通滤波单元，低通滤波单元将低通滤波后的信号直接作为多载波合路输出信号从多载波削波装置输出。

[0020] 在本发明的装置中，宽带噪声处理单元可以是一个复系数宽带带通滤波器。

[0021] 本发明的装置可以进一步包括一个幅度预测单元和一个噪声幅度调整单元，其中幅度预测单元用于根据噪声处理单元输出的削波噪声和削波滤波器选择单元输出的滤波器系数预测宽带噪声处理单元的输出信号；噪声幅度调整单元用于根据幅度预测单元的输出信号调整削波噪声的幅度，并将调整幅度后的噪声信号输出到宽带噪声处理单

元。

[0022] 在本发明的装置中，噪声发生单元可以进一步包括两个平方器和一个噪声发生器，两个平方器分别用于计算多载波合路信号的I路和Q路信号的瞬时功率，噪声发生器用于根据两个平方器得到的瞬时功率值和预先存储的门限值产生削波噪声。另外，峰值抵消单元可以进一步包括一个延迟单元和两个减法器，延迟单元用于补偿接收的信号经过频谱成型的群延时和经过各个处理单元的延时，减法器用于分别将接收的I路和Q路信号结合到原始输入多载波合路信号的I路和Q路上，形成经过峰值抵消后的多载波削波信号。

[0023] 一种多载波信号削波方法，至少包括如下步骤：

[0024] a. 对多载波合路信号进行极值提取，形成对应于提取的极值的削波噪声；

[0025] b. 检测形成多载波合路信号的各个子载波的功率，并根据检测结果更新宽带噪声处理单元的滤波器系数；

[0026] c. 利用更新的滤波器系数对削波噪声进行频谱成型，并使成型后的频谱的过渡带和阻带具有通信系统要求的抑制度；和

[0027] d. 将频谱成型后的削波噪声结合于延迟的多载波合路信号，形成多载波削波信号。

[0028] 在上述方法中，在步骤c可以通过实系数宽带带通滤波对削波噪声进行频谱成型。

[0029] 此时，在步骤a和步骤b之间可以进一步包括将步骤a得到的削波噪声移至正频段，在步骤c和步骤d之间可以进一步包括：将频谱成型后的削波噪声移至在移至正频段之前的原频段，然后对移至原频段后的削波噪声的负频段部分进行低通滤波。或者，该方法在步骤a之前可以进一步包括将原始输入多载波合路信号移至正频段，在步骤d之后可以进一步包括：将峰值抵消后的多载波合路输出信号移至在将原始输入多载波合路信号移至正频段之前的原频段，然后对移至原频段后的信号的负频段部分进行低通滤波。

[0030] 在上述方法中，在步骤c可以通过复系数滤波对削波噪声进行频谱成型。

[0031] 在上述方法中，在步骤b和步骤c之间可以进一步包括：根据步骤a得到的削波噪声和步骤b得到的滤波器系数对频谱成型后的输出信号的幅度进行预测，并根据预测值调整削波噪声的幅度。其中的调整削波噪声幅度的步骤进一步包括：将步骤a得到的噪声信号的I路和Q路的幅度值分别除以预测的噪声信号的I路和Q路的幅度值，分别得到I路和Q路的调整因子；将步骤a得到的噪声信号的I路和Q路的幅度值分别乘上I路和Q路的调整因子，得到调整幅度后的噪声信号。

[0032] 在上述方法中，步骤a可以进一步包括：

[0033] 计算多载波合路信号的瞬时功率；

[0034] 判断瞬时功率和预先存储的一个门限值的大小，如果瞬时功率大于门限值，用该门限值除以瞬时功率，将所得值开平方得到削波比例；否则设定削波比例为1；和

[0035] 将原始输入的中频多载波合路信号的I路和Q路分别乘上1减去所述削波比例得到的差值，形成削波噪声。

[0036] 从本发明的技术方案可以看出，本发明通过对多载波系统的多载波合路信号进行削波处理，而不是对每一个基带信号进行削波处理，从而避免了对每一个基带信号分

配相同的削波比例时出现的额外信号损失的情况，在满足第三代移动通信系统规定的信号频域、码域等特性的情况下，获得了最佳的削波效果。而通过显著地降低合路信号的峰均比，有效地提高了功率放大器的效率，减小了功率放大器的成本，从而提升了整体产品的竞争力。

[0037] 另外，本发明的信号处理采用顺序处理方式，没有反馈结构，在逻辑实现时容易进行处理，克服了现有技术不易在 FPGA 或 ASIC 上进行逻辑设计的困难。因此本发明更易于实现和应用，增加了本发明的应用前景和使用效果。

### 附图说明

[0038] 图 1 示出了多载波 WCDMA 系统的发射信号形成过程；

[0039] 图 2 示出了多载波 WCDMA 信号的频谱；

[0040] 图 3 示出了现有技术中基于合路预测的基带 I/Q 联合削波方法；

[0041] 图 4 示出了本发明的在多载波削波器在 WCDMA 系统中的位置；

[0042] 图 5 示出了本发明的多载波削波器的基本结构；

[0043] 图 6 示出了本发明的多载波削波器的一种具体结构；

[0044] 图 7 示出了本发明的多载波削波器的另一种具体结构；

[0045] 图 8 示出了多载波合路信号经过本发明的削波处理后的复频谱；

[0046] 图 9 示出了多载波合路信号经过本发明的削波处理之前和之后的 CCDF 曲线。

### 具体实施方式

[0047] 下面结合附图和应用于 WCDMA 多载波系统下的具体实施例对本发明进行详细说明。

[0048] 在 WCDMA 系统中，信息比特经过扩频、加扰、组帧等处理后，形成 3.84Mbps 的基带信号，该基带信号经过成型滤波、插值、移频等处理后形成中频数据。在多载波系统中，各子载波在移频后合路，合路过程是时域的简单相加，各载波频谱在频域上互不交叠并且相邻载波之间具有一定宽度的隔离带。如果不进行任何降低峰均比的处理，多载波中频合路信号的峰均比会比较高，一般大于 10dB。

[0049] 为了降低多载波中频合路信号的峰均比，本发明的方法根据多载波合路信号产生宽带削波噪声，然后对宽带削波噪声的频谱进行成型处理，同时使其时域波形满足一定的峰值特征，最后对原始合路信号进行峰值抵消，达到降低峰均比的目的。按照上述方法制成的多载波削波器在系统中的位置如图 4 所示，在基带信号经过 DUC 和多载波合路之后，多载波削波器通过对合路信号进行处理，在满足 PCDE、EVM 等指标和频谱模版的前提下，有效降低合路信号的峰均比。

[0050] 本发明的多载波信号削波装置的基本结构如图 5 所示。从图 5 可以看出，多载波信号削波装置 50 由噪声发生单元 501、子载波功率检测单元 502、削波滤波器选择单元 503、宽带噪声处理单元 504 和峰值抵消单元 505 组成。其中噪声发生单元 501 用于对接收的多载波合路信号进行峰值提取，产生对应于提取的峰值部分的宽带削波噪声；子载波功率检测单元 502 用于检测形成多载波合路信号的各个子载波功率；削波滤波器选择单元 503 用于根据子载波功率检测单元提供的检测信息对宽带噪声处理单元进行滤波

器系数配置；宽带噪声处理单元 504 用于对接收的宽带削波噪声进行频谱成型，并使成型后的频谱的阻带具有通信系统要求的抑制度；峰值抵消单元 505 用于将经过峰值提取和频谱成型的宽带噪声信号结合于经过延迟的多载波合路信号，从而形成多载波削波信号。

[0051] 下面将结合两个具体实施例对本发明的多载波信号削波装置及削波方法进行详细说明。

[0052] [ 实施例 1 ]

[0053] 在实施例 1 中，由于多载波系统中的各个子载波的功率可能产生波动，对应的削波滤波器必须实时进行调整；另外由于实系数数字滤波器频响的周期性特点，需要将所有子载波移至正频段后，根据子载波功率进行削波滤波器的选择，然后再将它们移频至原频点，低通滤波后再进行峰值抵消。实施例 1 的结构如 6 所示。

[0054] 从图 6 中可以看出，这种多载波削波器 60 由噪声发生单元 600、正移频单元 601、幅度预测单元 602、噪声幅度调整单元 603、移频宽带噪声处理单元 604、反移频单元 605、低通滤波单元 606、峰值抵消单元 607、削波滤波器选择单元 608 和子载波功率检测单元 609 等组成。下面对它们分别进行详细介绍。

[0055] 噪声发生单元 600：用于产生削波噪声，它包括两个平方器 6001、6002 和一个噪声发生器 6003。其中平方器 6001 和 6002 分别用于计算多载波合路中 I 路和 Q 路信号的瞬时功率，噪声发生器 6003 根据多载波合路复信号的瞬时功率产生削波噪声，并将削波噪声输出给正移频单元 601。

[0056] 设输入多载波合路 I/Q 复信号为  $Mc\_sum\_i+j*Mc\_sum\_q$ ，其中  $Mc\_sum\_i$  为 I 路输入信号， $Mc\_sum\_q$  为 Q 路输入信号。那么由平方器 6001 和 6002 计算出的复信号的瞬时功率为：

[0057]  $P\_in = Mc\_sum\_i \times Mc\_sum\_i + Mc\_sum\_q \times Mc\_sum\_q$

[0058] 根据计算得到的瞬时功率可以得到削波比例 ratio，也就是：如果  $P\_in > Gate$   $ratio = \sqrt{Gate / P\_in}$ ，否则  $ratio = 1$ 。这里的 Gate 为预先设定的门限值。然后即可计算出削波噪声：

[0059]  $Noise\_i = Mc\_sum\_i \times (1 - ratio)$

[0060]  $Noise\_q = Mc\_sum\_q \times (1 - ratio)$

[0061] 正移频单元 601：用于将噪声发生单元得到噪声信号的频谱移至正频段。这是因为需要根据单独的子载波确定不同的削波滤波器，而由于实系数数字滤波器频响的周期对称特性，负频段的频响与正频段对称，因此必须将多载波频谱全部移至正频段进行处理。

[0062] 假设移频单元的输入为  $I(n)$ 、 $Q(n)$ ，其中的 NCO 的数字角频率为  $\omega$ ，初始相位为  $\theta$ ，则移频单元的输出为：

[0063]  $I_o(n) = I(n) \times \cos(n\omega + \theta) - Q(n) \times \sin(n\omega + \theta)$

[0064]  $Q_o(n) = I(n) \times \sin(n\omega + \theta) + Q(n) \times \cos(n\omega + \theta)$

[0065] 幅度预测单元 602：它实际上相当于一个带通滤波器，用于预测移频噪声经过削波带通滤波器后的幅度，噪声幅度调整单元 603 根据幅度预测单元 602 得到的预测值对移频噪声的幅度进行调整。



[0066] 噪声幅度调整单元 603：通过调整移频噪声的幅度，使其经过削波带通滤波器 604 后的输出峰值幅度与原始削波噪声峰值幅度大致相同，以增强峰值抵消单元 607 的削波效果。

[0067] 设移频噪声信号为  $Noise\_sf$ ，对应的幅度预测输出为  $Noise\_pre$ ，噪声幅度调整单元 603 的输出为  $Noise\_ma$ ，先计算幅度调整因子：

$$[0068] \quad adj\_i = Noise\_sf\_i / Noise\_pre\_i$$

$$[0069] \quad adj\_q = Noise\_sf\_q / Noise\_pre\_q$$

[0070] 然后进行幅度调整：

$$[0071] \quad Noise\_ma\_i = Noise\_sf\_i \times adj\_i$$

$$[0072] \quad Noise\_ma\_q = Noise\_sf\_q \times adj\_q$$

[0073] 移频宽带噪声处理单元 604：用于对幅度调整后的宽带移频噪声进行处理，使其频谱满足一定的要求。在本发明中，移频噪声必须经过一定的频谱成型，使其频谱特性与输入多载波信号类似，尤其是频谱的过渡带和阻带，必须具有足够的抑制度，以满足一定的邻带泄漏要求。

[0074] 本实施例中，移频噪声的频谱成型是通过宽带带通滤波来实现的，而具体的带通滤波器参数是由削波滤波器选择单元 608 确定并实时更新。带通滤波的具体实施方式可以为时域实系数 I/Q 联合滤波或频域滤波。

[0075] 反移频单元 605：用于将频谱成型后的正移频噪声信号的频谱移至原始频段，也就是正移频的逆过程。假设反移频单元 605 的输入为  $I_1(n)$ 、 $Q_1(n)$ ，正移频单元 601 中 NCO 的数字角频率为  $\omega$ ，初始相位为  $\theta$ ，则反移频单元 605 的输出为：

$$[0076] \quad I_2(n) = I_1(n) \times \cos(n\omega + \theta) + Q_1(n) \times \sin(n\omega + \theta)$$

$$[0077] \quad Q_2(n) = -I_1(n) \times \sin(n\omega + \theta) + Q_1(n) \times \cos(n\omega + \theta)$$

[0078] 低通滤波单元 606：用于滤除带通滤波所未滤掉的负频段噪声分量。在移频宽带噪声处理单元 604 中，由于带通滤波处理是在正频段上进行的，正频段上的通带对称于负频段也会形成相应的通带，而噪声幅度调整单元 603 输出的移频噪声为宽频信号。为了进一步防止削波后多载波合路信号的频谱扩散，低通滤波单元 606 滤除负频段的频谱分量。

[0079] 峰值抵消单元 607：包括一个延迟单元和两个减法器。延迟单元用于补偿带通滤波器和低通滤波器的群延时以及 600、601、603、604、605、606 等单元的实际处理延时。减法器将经过幅度调整、频谱成型后的噪声信号作用于原始输入信号上，从而获得对原始合路信号的峰值抑制效果。假设低通滤波单元 606 输出为  $Noise\_lp$ ，原始合路信号为  $Mc\_sum$ ，则峰值抵消单元的输出为

$$[0080] \quad Mc\_sum\_clip\_i = Mc\_sum\_i - Noise\_lp\_i$$

$$[0081] \quad Mc\_sum\_clip\_q = Mc\_sum\_q - Noise\_lp\_q$$

[0082] 由于经过移频、幅度调整、宽带带通滤波、低通滤波等一系列处理后的噪声信号时域波形峰值位置、大小与原始合路信号对应，而且其频谱经过成型和低通滤波后已经满足频谱模版的要求，所以在有效抵消原始合路信号峰值的同时，对合路信号的频谱影响很小。

[0083] 子载波功率检测单元 609：用于检测各子载波功率是否下降以及下降的功率等

级。由于多载波情况下各子载波功率波动的方向和幅度可能不相同，甚至可能会出现一段时间内某个或多个子载波停用的情况，也就是出现输入为 0 的情况，从而致各子载波功率的不平衡，因此需要子载波功率检测单元 609 对子载波功率的下降情况进行检测。

[0084] 削波滤波器选择单元 608：用于根据子载波功率检测单元 609 提供的一段时间内的子载波功率信息判断是否需要更新削波滤波器系数，如果需要更新，就选择合适的削波带通滤波器系数，并发送至移频宽带噪声处理单元 604 和噪声幅度预测单元 602 中。

[0085] 在对应于此实施例装置的方法中，首先由噪声发生单元 600 接收中频多载波合路信号，产生削波噪声 Noise，然后将削波噪声 Noise 发送至正移频单元 601，正移频单元 601 将削波噪声移到正频段，得到正频削波噪声 Noise\_sf。此时，子载波功率检测单元 609 检测各子载波功率的大小，主要计算功率是否下降，如果功率下降进一步计算下降的程度。削波滤波器选择单元 608 根据来自子载波功率检测单元 609 的这些功率信息选择适当的削波滤波器系数，并将这些系数值发送给移频宽带噪声处理单元 604 和幅度预测单元 602，移频宽带噪声处理单元 604 根据这些系数实时更新滤波器系数。

[0086] 然后将 Noise\_sf 同时发送到幅度预测单元 602 和噪声幅度调整单元 603。幅度预测单元 602 对正频削波噪声 Noise\_sf 通过实际削波滤波器后的幅度进行预测，然后将预测值发送到噪声幅度调整单元 603。噪声幅度调整单元 603 根据预测值对削波噪声进行幅度调整，使调整后的信号经过实际滤波后的峰值更接近调整前的削波噪声 Noise\_sf。

[0087] 移频宽带噪声处理单元 604 接收经过幅度调整后的噪声信号，对其频谱进行成型，使其频谱满足一定的要求，也就是成型后的频谱的过渡带和阻带具有足够的抑制度。然后反移频单元 605 将来自移频宽带噪声处理单元 604 的噪声信号移回原频段。

[0088] 经反移频单元 605 移频后的滤波噪声再经过低通滤波单元 606 滤除不必要的负频噪声分量，最后在峰值抵消单元 607 中对原始合路信号进行峰值抵消，也就是将经过幅度调整、频谱成型后的噪声信号作用于经过延迟的原始合路信号上，从而获得对原始合路信号的峰值抑制效果。

[0089] [ 实施例 2 ]

[0090] 和实施例 1 不同，在实施例 2 中采用复滤波的方法实现宽带噪声处理，结构如 7 所示。

[0091] 从图 7 中可以看出，这种多载波削波器 70 由噪声发生单元 700、幅度预测单元 701、噪声幅度调整单元 702、复滤波宽带噪声处理单元 703、峰值抵消单元 704、削波滤波器选择单元 705 和子载波功率检测单元 706 等组成。其中噪声发生单元 700、幅度预测单元 701、噪声幅度调整单元 702、峰值抵消单元 704、削波滤波器选择单元 705 和子载波功率检测单元 706 的结构和功用均与实施例 1 相同，不再详细说明。在实施例 2 中的复滤波宽带噪声处理单元 703 采用复滤波器实现宽带带通滤波，它可以直接实现正负频段的不对称滤波，从而可以涵盖子载波功率异常的各种情况。

[0092] 在对应于此实施例装置的方法中，同样首先由噪声发生单元 700 接收多载波合路信号，产生削波复噪声 Noise，然后将削波复噪声 Noise 同时发送到幅度预测单元 701 和噪声幅度调整单元 702。此时，子载波功率检测单元 706 检测各子载波功率的大小，主要计算功率是否下降，如果功率下降进一步计算下降的程度。削波滤波器选择单元 705 根据来自子载波功率检测单元 706 的这些功率信息选择适当的削波滤波器系数，并将这

些系数值发送给幅度预测单元 701 和复滤波宽带噪声处理单元 703。

[0093] 幅度预测单元 701 对削波复噪声 Noise 通过实际削波复滤波器后的幅度进行预测, 然后将预测值发送到噪声幅度调整单元 702。噪声幅度调整单元 702 根据预测值对削波噪声进行幅度调整, 使调整后的信号经过实际滤波后的峰值更接近原削波复噪声 Noise。复滤波宽带噪声处理单元 703 接收经过幅度调整后的复噪声信号, 对其频谱进行成型, 使其频谱满足一定的要求, 然后峰值抵消单元 704 对原始合路信号进行峰值抵消。

[0094] 由于实施例 2 采用了复滤波器, 而不再需要正反移频单元和低通滤波单元, 简化了多载波削波器的结构。但是由于复滤波需要进行四次卷积过程, 其资源消耗比实系数滤波增加一倍, 因此只有在特定条件下才有应用优势。例如, 在 30.72MHz 时钟下进行多载波合路时, 由于 30.72MHz 的带宽较窄, 无法容纳正频率的四载波, 而必须使用负频率进行复滤波。从理论上讲, 实施例 1 和实施例 2 的多载波削波器的结构虽然不同, 但是多载波削波的性能则是一致的。

[0095] 经过实施例 1 或实施例 2 的削波处理后, 由削波造成的多载波合路信号的频谱扩散非常小, 图 8 示出了多载波合路信号经过本发明的削波处理后的复频谱。从图 8 中可以看出, 削波后多载波合路信号第一邻道的邻道泄漏功率比 (ACLR) 接近 80dB, 远高于第三代移动通信系统的要求。另外, 由于经过滤波后的削波噪声信号功率较原始合路信号小大约 20dB, 峰值抵消后对原始合路信号的频谱特性影响也非常小。

[0096] 图 9 示出了多载波 WCDMA 合路信号经过本发明的削波器后信号 CCDF 曲线的变化情况。从图 9 中可以看到, 削波后除了峰均比有显著的减小之外, 其 CCDF 曲线也比较平缓。理论分析和实际测试均证明, 削波后平缓的 CCDF 曲线对功放效率的提高也是很有益的。也就是说, 与同类削波器相比, 本发明采用的多载波削波器在获得相同 PAR 指标的条件下, 更容易同时获得较高的功率放大器效率。

[0097] 在实际应用本发明时, 在实施例 1 中可以将正移频单元 601 和噪声发生单元 600 位置交换, 同时将峰值抵消单元 607 移至反移频单元 605 之前, 也就是不对噪声移频, 而对原始合路信号进行移频, 然后同样进行噪声发生、幅度预测、幅度调整、带宽带通滤波等处理, 也能达到类似的多载波削波效果。

[0098] 另外, 在对峰均比要求不高的情况下, 也可以在实施例 1 中去掉幅度预测单元 603 和幅度调整单元 604, 或者在实施例 2 中去掉幅度预测单元 701 和幅度调整单元 702。在这种情况下由于省略了幅度预测和幅度调整两个步骤, 而改为直接进行滤波和峰值抵消, 因此最后得到的峰均比会比原有实施例的所得到的峰均比高。

[0099] 在一些特殊的应用场合, 例如在多载波的各个子载波功率总是保持平衡的情况下, 可以在实施例 1 中去掉两个移频单元 601 和 605 以及低通滤波单元 606, 也能完成多载波削波处理并取得一定的削波效果。

[0100] 上述以 WCDMA 多载波系统为例介绍了本发明, 本领域技术人员很容易理解, 本发明可以毫无障碍地应用到其他多载波通信系统, 例如 CDMA2000 等。因此可以理解, 上述仅是对本发明精神的展示, 而不是限制。

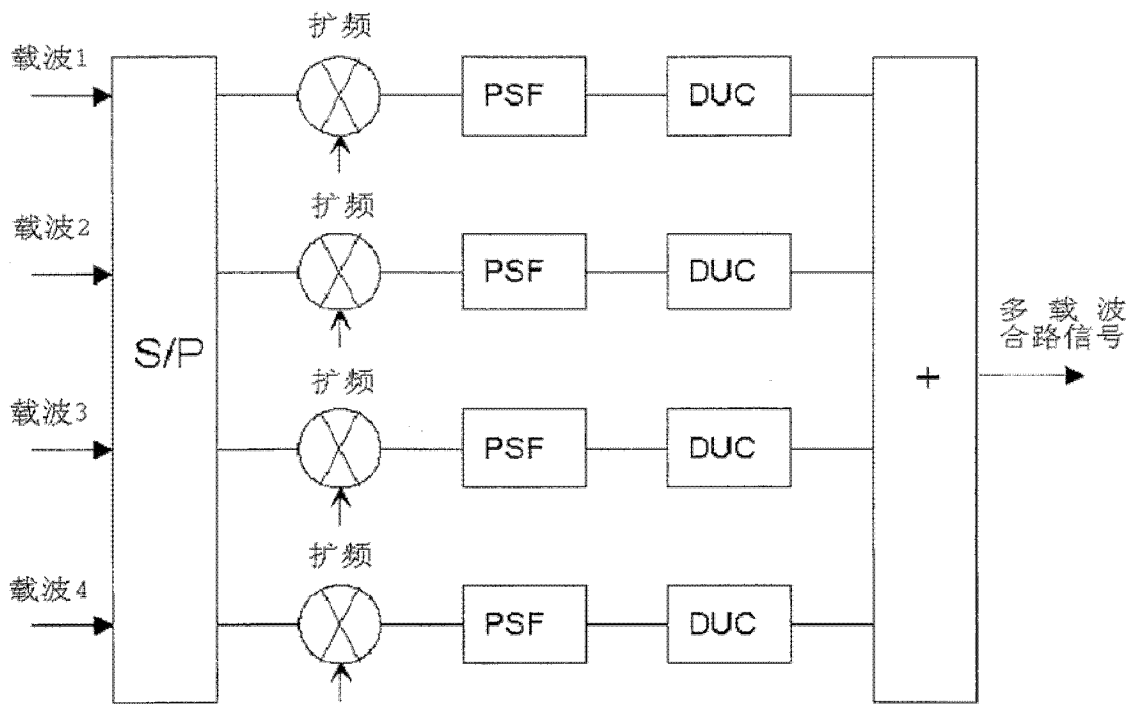


图 1

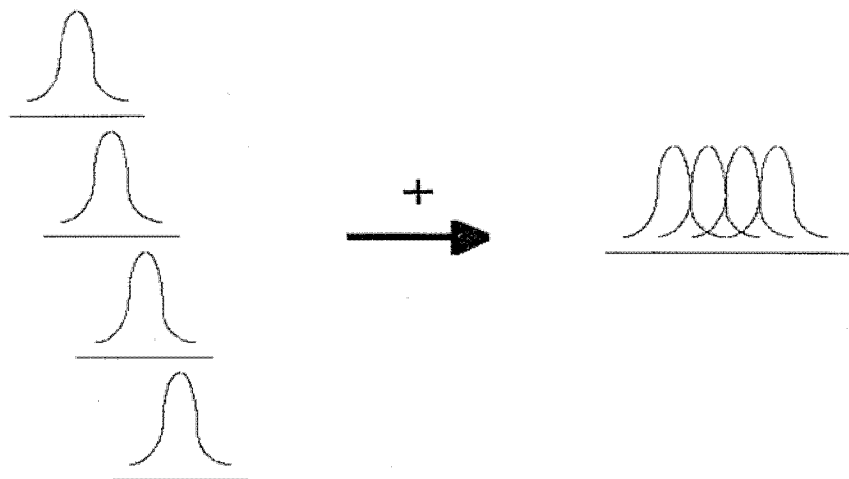


图 2

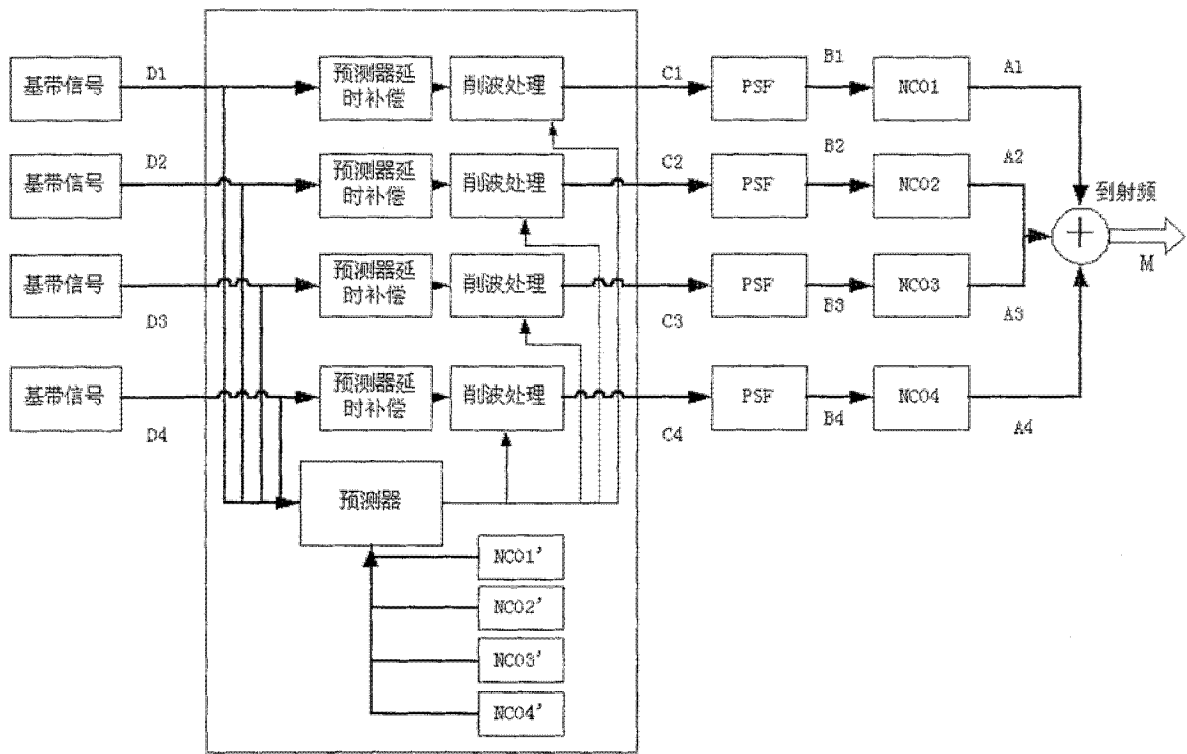


图 3

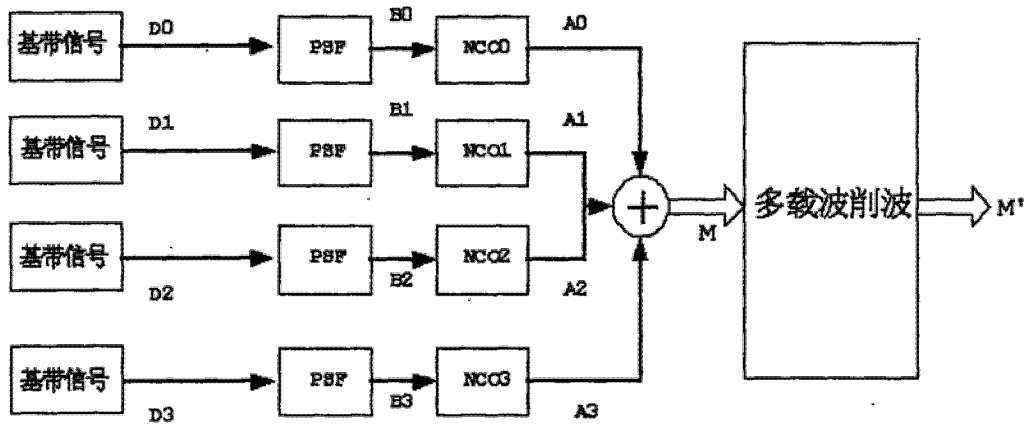


图 4

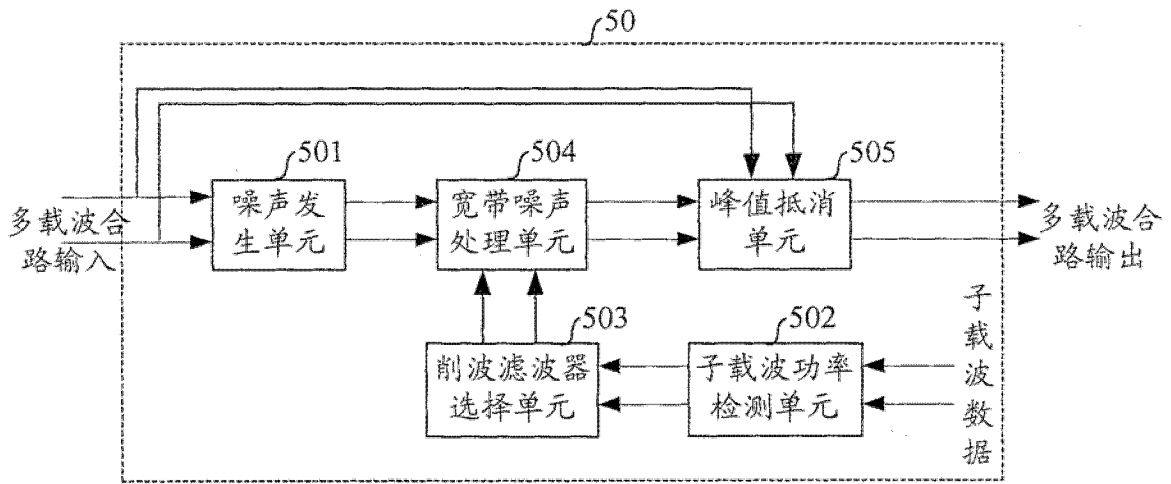


图 5

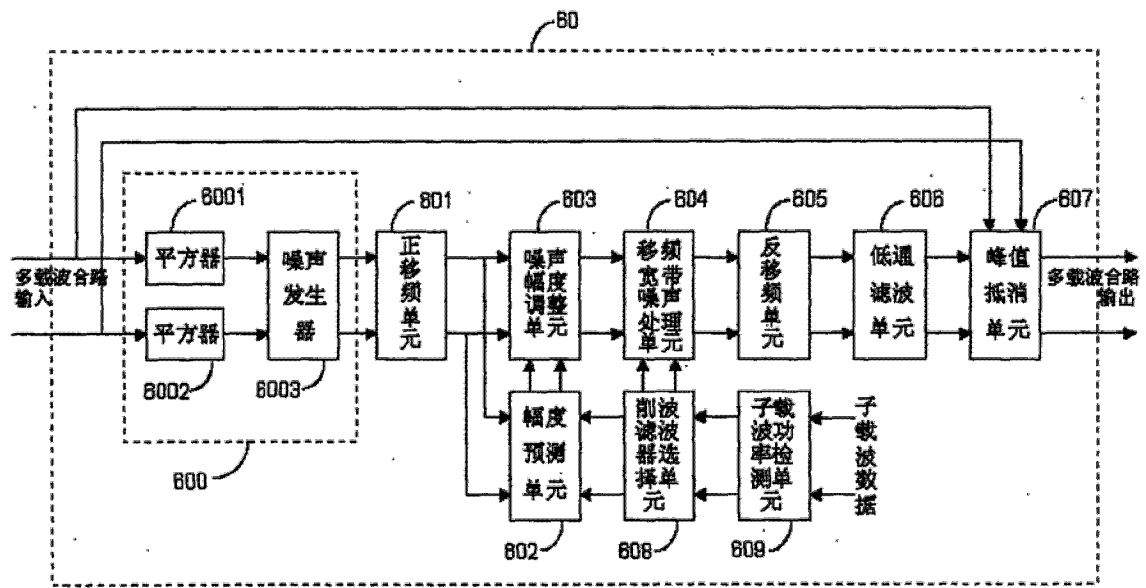


图 6

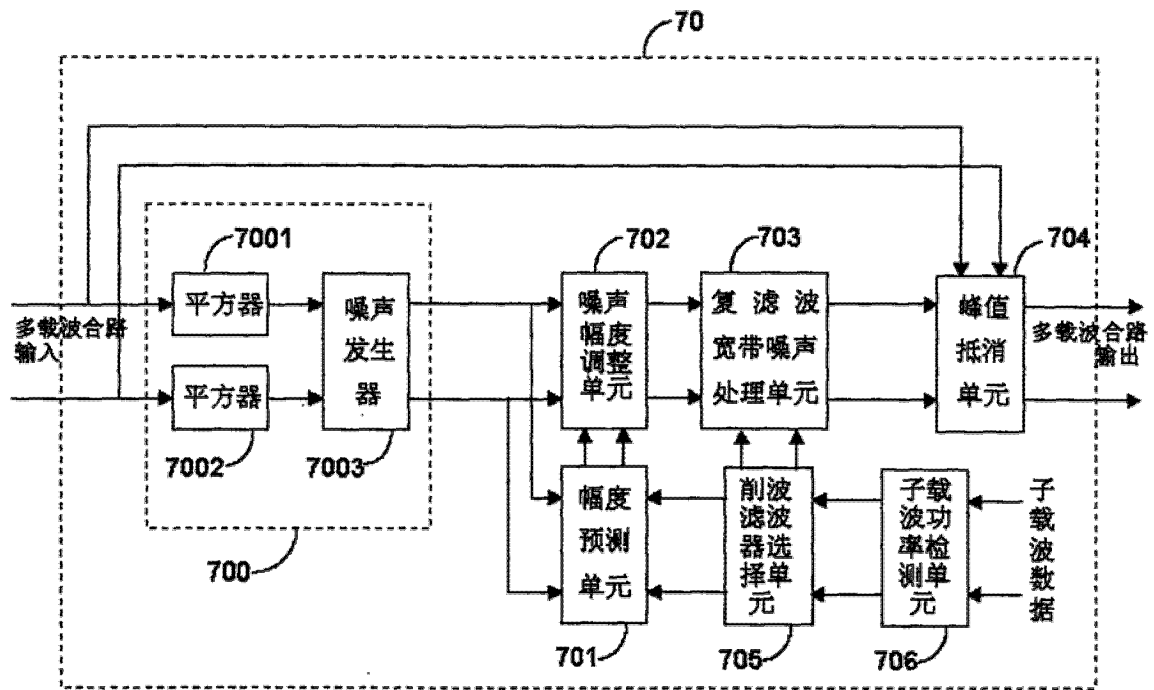


图 7

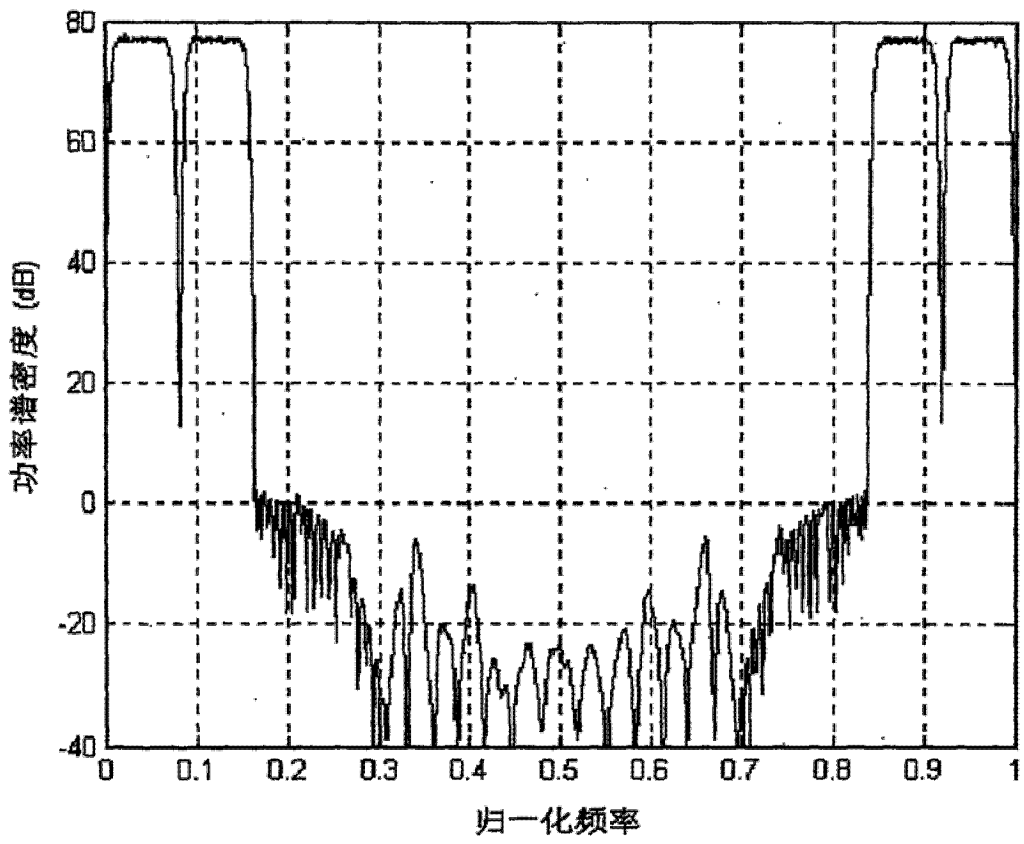


图 8



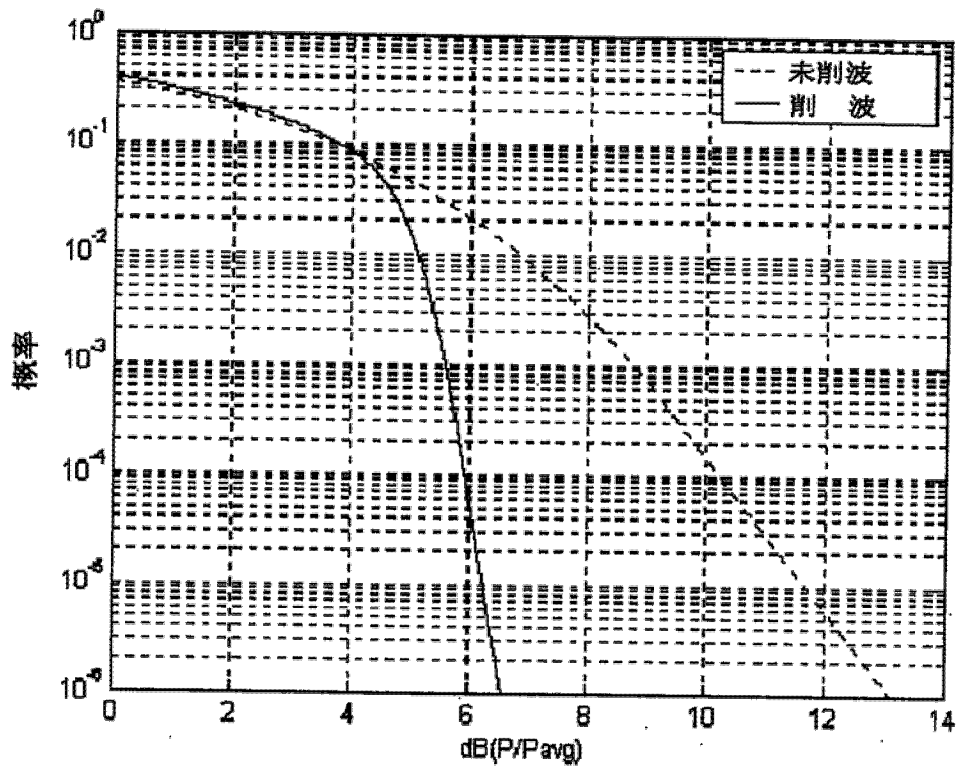


图 9