



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 108390654 A

(43)申请公布日 2018.08.10

(21)申请号 201810023422.9

(22)申请日 2018.01.10

(71)申请人 东南大学

地址 211189 江苏省南京市江宁区东南大学路2号

(72)发明人 余超 陆倩云

(74)专利代理机构 南京苏高专利商标事务所
(普通合伙) 32204

代理人 饶欣

(51) Int. Cl.

H03F 1/32(2006.01)

H03F 3/20(2006.01)

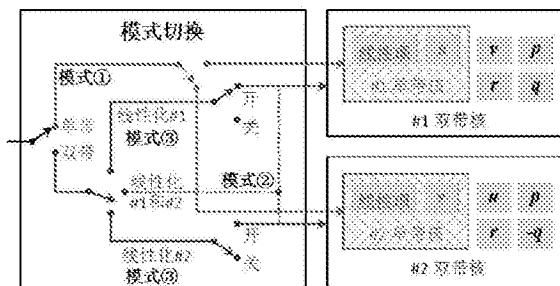
权利要求书8页 说明书19页 附图3页

(54)发明名称

单双带混合传输功率放大器的可配置多模数字预失真系统及其方法

(57)摘要

本发明公开了一种单双带混合传输功率放大器的可配置多模数字预失真系统,包括以下三种模式:第一模式:单带传输模式下信号的线性化;第二模式:共发双带传输模式下两个子带信号的同时线性化;第三模式:共发双带传输模式下任意一个子带信号的单独线性化。本发明能够实现单带传输与线性化、共发双带传输两个子带的同时线性化、共发双带传输时任一子带的单独线性化,多种模式可配置,降低了单双带混合传输场景下数字预失真技术的实现成本与资源耗费,极大地提高了系统的灵活性。



1. 单双带混合传输功率放大器的可配置多模数字预失真系统,其特征在於:包括以下三种模式:

第一模式:单带传输模式下信号的线性化;

第二模式:共发双带传输模式下两个子带信号的同时线性化;

第三模式:共发双带传输模式下任意一个子带信号的单独线性化。

2. 根据权利要求1所述的单双带混合传输功率放大器的可配置多模数字预失真系统,其特征在於:在第一模式下,分为只传输第一频段信号和只传输第二频段信号这两种情况:

对于只传输第一频段信号的情况,第一频段的初始基带功放输入信号通过数字预失真模块后生成第一频段的数字预失真模块输出信号,第一频段的数字预失真模块输出信号和第一本振通过混频器生成输出信号,经由前置放大器和功率放大器后,一部分功率放大器输出信号经过反馈模块得到第一频段的基带功放输出信号并反馈至数字预失真模块;

对于只传输第二频段信号的情况,第二频段的初始基带功放输入信号通过数字预失真模块后生成第二频段的数字预失真模块输出信号,第二频段的数字预失真模块输出信号和第二本振通过混频器生成输出信号,经由前置放大器和功率放大器后,一部分功率放大器输出信号经过反馈模块得到第二频段的基带功放输出信号并反馈至数字预失真模块。

3. 根据权利要求1所述的单双带混合传输功率放大器的可配置多模数字预失真系统,其特征在於:在第二模式下:两个频段的初始基带功放输入信号分别通过数字预失真模块生成两个频段的数字预失真模块输出信号,第一频段的数字预失真模块输出信号和第一本振通过第一混频器生成第一路输出信号,第二频段的数字预失真模块输出信号和第二本振通过第二混频器生成第二路输出信号,两路输出信号通过双路合成器合成双带信号,双带信号分别通过前置放大器和功率放大器后,一部分功率放大器输出信号经过输出反馈模块得到第一基带功放输出信号和第二基带功放输出信号并反馈至数字预失真模块。

4. 根据权利要求1所述的单双带混合传输功率放大器的可配置多模数字预失真系统,其特征在於:在第三模式下,分为只线性化第一频段信号和只线性化第二频段信号这两种情况:

对于只线性化第一频段信号的情况,第一频段的初始基带功放输入信号通过数字预失真模块后生成了第一频段的数字预失真模块输出信号,然后生成两路输出信号,其中,第一路输出信号为第一频段的数字预失真模块输出信号和第一本振通过第一混频器生成的,第二路输出信号为第二频段的初始基带功放输入信号直接和第二本振通过第二混频器生成的,两路输出信号通过双路合成器合成双带信号,双带信号分别通过前置放大器和功率放大器后,一部分功率放大器第一频段的输出信号经过输出反馈模块得到第一频段的基带功放输出信号并反馈至数字预失真模块;

对于只线性化第二频段信号的情况,第二频段的初始基带功放输入信号通过数字预失真模块后生成了第二频段的数字预失真模块输出信号,然后生成两路输出信号,其中,第一路输出信号为第一频段的初始基带功放输入信号直接和第一本振通过第一混频器生成的,第二路输出信号为第二频段的数字预失真模块输出信号和第二本振通过第二混频器生成的,两路输出信号通过双路合成器合成双带信号,双带信号分别通过前置放大器和功率放大器后,一部分功率放大器第二频段的输出信号经过输出反馈模块得到第二频段的基带功放输出信号并反馈至数字预失真模块。

5. 采用根据权利要求1所述的单双带混合传输功率放大器的可配置多模数字预失真系统在第一种模式下的单带传输方法,其特征在于:包括以下步骤:

S11:将第一频段或第二频段的初始基带功放输入信号输入数字预失真模块,数字预失真模块直通,生成第一频段或第二频段的数字预失真模块输出信号,即第一频段或第二频段的基带功放输入信号;

S12:通过混频器和第一本振或第二本振,将第一频段或第二频段的基带功放输入信号调制到功率放大器所需的射频范围内,生成第一路或第二路输出信号;

S13:将步骤S12得到的第一路或第二路输出信号通过前置放大器和功率放大器后,一部分功率放大器输出信号经过输出反馈模块得到第一频段或第二频段的基带功放输出信号并反馈至数字预失真模块;

S14:数字预失真模块提取出数字预失真模块系数;

S15:第一频段或第二频段的初始基带功放输入信号利用步骤S14得到的数字预失真模块系数,通过刷新数字预失真模块得到的第一频段或第二频段的数字预失真模块输出信号,重复步骤S12-S15,迭代3-4次。

6. 根据权利要求5所述的单带传输方法,其特征在于:第 z_1 次进行步骤S14时, $1 \leq z_1 \leq$ 迭代总次数,数字预失真模块利用式(1)得出第一频段的数字预失真模块系数或者利用式(2)得出第二频段的数字预失真模块系数:

$$x_1(n) = \sum_{m=0}^M a_m^0 y_1(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^1 y_1(n-m) |u(n-m) - \beta_k^1| \quad (1)$$

$$x_2(n) = \sum_{m=0}^M b_m^0 y_2(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^1 y_2(n-m) |v(n-m) - \beta_k^1| \quad (2)$$

其中, $x_1(n)$ 为第一频段的基带功放输入信号的第 n 个量, $x_2(n)$ 为第二频段的基带功放输入信号的第 n 个量, $u(n-m) = |x^L(n-m)|$, $x^L(n-m)$ 为第一频段的初始基带功放输入信号的第 $n-m$ 个量, $v(n-m) = |x^U(n-m)|$, $x^U(n-m)$ 为第二频段的初始基带功放输入信号的第 $n-m$ 个量, m 为记忆深度, M 为记忆深度的最大值, $y_1(n-m)$ 为第一频段的基带功放输出信号的第 $n-m$ 个量, $y_2(n-m)$ 为第二频段的基带功放输出信号的第 $n-m$ 个量, a_m^0 为第一频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于记忆深度为 m 的线性量 $y_1(n-m)$ 提取出的系数, b_m^0 为第二频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于记忆深度为 m 的线性量 $y_2(n-m)$ 提取出的系数, k 为门限序号, K 为门限值, β_k^1 分别表示第1个门限的第 k 个值, a_{mk}^1 为第一频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于第1个门限的第 k 个值 β_k^1 提取出的数字预失真系数 a_m^1 的第 k 个子系数, b_{mk}^1 为第二频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于第1个门限的第 k 个值 β_k^1 提取出的数字预失真系数 b_m^1 的第 k 个子系数;

进行步骤S15时,利用式(3)得出第一频段的数字预失真模块输出信号或者利用(4)得出第二频段的数字预失真模块输出信号:

$$xpre_1(n) = \sum_{m=0}^M a_m^0 x^L(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^1 x^L(n-m) |u(n-m) - \beta_k^1| \quad (3)$$

$$xpre_2(n) = \sum_{m=0}^M b_m^0 x^U(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^1 x^U(n-m) |v(n-m) - \beta_k^1| \quad (4)$$

其中, $xpre_1(n)$ 为第一频段的数字预失真模块输出信号, $xpre_2(n)$ 为第二频段的数字预失真模块输出信号。

7. 采用根据权利要求1所述的单双带混合传输功率放大器的可配置多模数字预失真系

统在第二模式下的双带传输方法,其特征在于:包括以下步骤:

S21:将两个频段的初始基带功放输入信号分别输入数字预失真模块,数字预失真模块直通,生成的第一频段和第二频段的数字预失真模块输出信号,即为第一频段和第二频段的基带功放输入信号;

S22:第一频段的数字预失真模块输出信号和第一本振通过第一混频器生成第一路输出信号,第二频段的数字预失真模块输出信号和第二本振通过第二混频器生成第二路输出信号;

S23:将步骤S22得到的两路输出信号通过双路合成器合成双带信号,双带信号分别通过前置放大器和功率放大器后,一部分功率放大器输出信号经过输出反馈模块得到第一频段的基带功放输出信号和第二频段的基带功放输出信号并反馈至数字预失真模块;

S24:数字预失真模块提取出数字预失真模块系数;

S25:两个频段的初始基带功放输入信号利用步骤S24得到的数字预失真模块系数,通过刷新数字预失真模块得到第一频段和第二频段的数字预失真模块输出信号,重复步骤S22-S25,迭代3-4次。

8. 根据权利要求7所述的双带传输方法,其特征在于:第 z_2 次进行步骤S24时, $1 \leq z_2 \leq$ 迭代总次数,利用式(5)和(6)得出第一频段和第二频段的数字预失真模块系数:

$$\begin{aligned}
 x_1(n) = & \sum_{m=0}^M a_m^0 y_1(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^1 y_1(n-m) |u(n-m) - \beta_k^1| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^2 y_1(n-m) |v(n-m) - \beta_k^2| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^3 y_1(n-m) |p(n-m) - \beta_k^3| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^4 y_1(n-m) |q(n-m) - \beta_k^4| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^5 y_1(n-m) |r(n-m) - \beta_k^5|
 \end{aligned}$$

(5)

$$\begin{aligned}
x_2(n) = & \sum_{m=0}^M b_m^0 y_2(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^1 y_2(n-m) |v(n-m) - \beta_k^1| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^2 y_2(n-m) |u(n-m) - \beta_k^2| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^3 y_2(n-m) |p(n-m) - \beta_k^3| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^4 y_2(n-m) |-q(n-m) - \beta_k^4| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^5 y_2(n-m) |r(n-m) - \beta_k^5|
\end{aligned} \tag{6}$$

其中, $x_1(n)$ 为第一频段的基带功放输入信号的第 n 个量, $x_2(n)$ 为第二频段的基带功放输入信号的第 n 个量, $y_1(n-m)$ 为第一频段的基带功放输出信号的第 $n-m$ 个量, $y_2(n-m)$ 为第二频段的基带功放输出信号的第 $n-m$ 个量, m 为记忆深度, M 为记忆深度的最大值, $u(n-m) = |x^L(n-m)|$, $x^L(n-m)$ 为第一频段的初始基带功放输入信号的第 $n-m$ 个量, $v(n-m) = |x^U(n-m)|$, $x^U(n-m)$ 为第二频段的初始基带功放输入信号的第 $n-m$ 个量, $p(n-m) = |x^L(n-m)| + |x^U(n-m)|$, $q(n-m) = |x^L(n-m)| - |x^U(n-m)|$,

$r(n-m) = \sqrt{|x^L(n-m)|^2 + |x^U(n-m)|^2}$, a_m^0 为第一频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于记忆深度为 m 的线性量 $y_1(n-m)$ 提取出的系数, b_m^0 为第二频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于记忆深度为 m 的线性量 $y_2(n-m)$ 提取出的系数, k 为门限序号, K 为门限值, β_k^1 分别表示第 1 个门限的第 k 个值, a_{mk}^i 为第一频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于第 i 个门限的第 k 个值 β_k^i 提取出的数字预失真系数 a_m^i 的第 k 个子系数, b_{mk}^i 为第二频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于第 i 个门限的第 k 个值 β_k^i 提取出的数字预失真系数 b_m^i 的第 k 个子系数, $1 \leq i \leq 5$;

进行步骤 S25 时, 利用式 (7) 得出第一频段的数字预失真模块输出信号, 并且利用 (8) 得出第二频段的数字预失真模块输出信号:

$$\begin{aligned}
xpre_1(n) = & \sum_{m=0}^M a_m^0 x^L(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^1 x^L(n-m) |u(n-m) - \beta_k^1| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^2 x^L(n-m) |v(n-m) - \beta_k^2| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^3 x^L(n-m) |p(n-m) - \beta_k^3| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^3 x^L(n-m) |q(n-m) - \beta_k^4| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^5 x^L(n-m) |r(n-m) - \beta_k^5|
\end{aligned} \tag{7}$$

$$\begin{aligned}
xpre_2(n) = & \sum_{m=0}^M b_m^0 x^U(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^1 x^U(n-m) |v(n-m) - \beta_k^1| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^2 x^U(n-m) |u(n-m) - \beta_k^2| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^3 x^U(n-m) |p(n-m) - \beta_k^3| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^3 x^U(n-m) |-q(n-m) - \beta_k^4| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^5 x^U(n-m) |r(n-m) - \beta_k^5|
\end{aligned} \tag{8}$$

其中, $xpre_1(n)$ 为第一频段的数字预失真模块输出信号, $xpre_2(n)$ 为第二频段的数字预失真模块输出信号。

9. 采用根据权利要求1所述的单双带混合传输功率放大器的可配置多模数字预失真系统在第三模式下的双带传输方法, 其特征在于: 包括以下步骤:

S31: 将第一频段或第二频段的初始基带功放输入信号输入数字预失真模块, 数字预失真模块直通, 生成第一频段或第二频段的数字预失真模块输出信号, 也即第一频段或第二频段的基带功放输入信号;

S32: 生成两路输出信号, 其中, 第一路输出信号为第一频段的数字预失真模块输出信号和第一本振通过第一混频器生成的或者第一频段的初始基带功放输入信号直接和第一本振通过第一混频器生成的, 第二路输出信号为第二频段的数字预失真模块输出信号和第

二本振通过第二混频器生成的或者第二频段的初始基带功放输入信号直接和第二本振通过第二混频器生成的；

S33: 将步骤S32得到的两路输出信号通过双路合成器合成双带信号, 双带信号分别通过前置放大器和功率放大器后, 一部分功率放大器第一频段或第二频段的输出信号经过输出反馈模块得到第一频段或第二频段的基带功放输出信号并反馈至数字预失真模块；

S34: 数字预失真模块提取出数字预失真模块系数；

S35: 第一频段或第二频段的初始基带功放输入信号利用步骤S34得到的数字预失真模块系数, 通过刷新数字预失真模块得到第一频段或第二频段的数字预失真模块输出信号, 重复步骤S32-S35, 迭代3-4次。

10. 根据权利要求9所述的双带传输方法, 其特征在于: 第 z_3 次进行步骤S34时, $1 \leq z_3 \leq$ 迭代总次数, 利用式(9)得出第一频段的数字预失真模块系数, 或利用式(10)得出第二频段的数字预失真模块系数:

$$\begin{aligned}
 x_1(n) = & \sum_{m=0}^M a_m^0 y_1(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^1 y_1(n-m) |u(n-m) - \beta_k^1| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^2 y_1(n-m) |v(n-m) - \beta_k^2| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^3 y_1(n-m) |p(n-m) - \beta_k^3| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^4 y_1(n-m) |q(n-m) - \beta_k^4| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^5 y_1(n-m) |r(n-m) - \beta_k^5|
 \end{aligned}$$

(9)

$$\begin{aligned}
x_2(n) = & \sum_{m=0}^M b_m^0 y_2(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^1 y_2(n-m) |v(n-m) - \beta_k^1| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^2 y_2(n-m) |u(n-m) - \beta_k^2| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^3 y_2(n-m) |p(n-m) - \beta_k^3| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^4 y_2(n-m) |-q(n-m) - \beta_k^4| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^5 y_2(n-m) |r(n-m) - \beta_k^5|
\end{aligned}
\tag{10}$$

其中, $x_1(n)$ 为第一频段的基带功放输入信号的第 n 个量, $x_2(n)$ 为第二频段的基带功放输入信号的第 n 个量, $y_1(n-m)$ 为第一频段的基带功放输出信号的第 $n-m$ 个量, $y_2(n-m)$ 为第二频段的基带功放输出信号的第 $n-m$ 个量, m 为记忆深度, M 为记忆深度的最大值, $u(n-m) = |x^L(n-m)|$, $x^L(n-m)$ 为第一频段的初始基带功放输入信号的第 $n-m$ 个量, $v(n-m) = |x^U(n-m)|$, $x^U(n-m)$ 为第二频段的初始基带功放输入信号的第 $n-m$ 个量, $p(n-m) = |x^L(n-m)| + |x^U(n-m)|$, $q(n-m) = |x^L(n-m)| - |x^U(n-m)|$,

$r(n-m) = \sqrt{|x^L(n-m)|^2 + |x^U(n-m)|^2}$, a_m^0 为第一频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于记忆深度为 m 的线性量 $y_1(n-m)$ 提取出的系数, b_m^0 为第二频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于记忆深度为 m 的线性量 $y_2(n-m)$ 提取出的系数, k 为门限序号, K 为门限值, β_k^1 分别表示第 1 个门限的第 k 个值, a_{mk}^i 为第一频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于第 i 个门限的第 k 个值 β_k^i 提取出的数字预失真系数 a_m^i 的第 k 个子系数, b_{mk}^i 为第二频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于第 i 个门限的第 k 个值 β_k^i 提取出的数字预失真系数 b_m^i 的第 k 个子系数, $1 \leq i \leq 5$;

进行步骤 S35 时, 利用式 (11) 得出第一频段的数字预失真模块输出信号, 或者利用 (12) 得出第二频段的数字预失真模块输出信号:

$$\begin{aligned}
xpre_1(n) = & \sum_{m=0}^M a_m^0 x^L(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^1 x^L(n-m) |u(n-m) - \beta_k^1| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^2 x^L(n-m) |v(n-m) - \beta_k^2| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^3 x^L(n-m) |p(n-m) - \beta_k^3| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^4 x^L(n-m) |q(n-m) - \beta_k^4| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^5 x^L(n-m) |r(n-m) - \beta_k^5|
\end{aligned} \tag{11}$$

$$\begin{aligned}
xpre_2(n) = & \sum_{m=0}^M b_m^0 x^U(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^1 x^U(n-m) |v(n-m) - \beta_k^1| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^2 x^U(n-m) |u(n-m) - \beta_k^2| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^3 x^U(n-m) |p(n-m) - \beta_k^3| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^4 x^U(n-m) |-q(n-m) - \beta_k^4| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^5 x^U(n-m) |r(n-m) - \beta_k^5|
\end{aligned} \tag{12}$$

其中, $xpre_1(n)$ 为第一频段的数字预失真模块输出信号, $xpre_2(n)$ 为第二频段的数字预失真模块输出信号。

单双带混合传输功率放大器的可配置多模数字预失真系统及其方法

技术领域

[0001] 本发明涉及功率放大器的数字线性化技术,特别是涉及一种单双带混合传输功率放大器的可配置多模数字预失真系统及其方法。

背景技术

[0002] 快速发展的通信系统促使多频段、多通信标准的基站愈加普及,导致了共发多带发射机的产生,共发双带发射机成为其中得到最为普遍应用的一种。一方面,在实际场景中,共发双带传输并不总是必要的,例如,在城市的中心商务区,在白天用户流量巨大时,必须利用共发双带全部的频谱资源,而夜晚用户流量陡降,仅用单带传输便能满足所有需求。另一方面,未来绿色通信要求进一步提高现有无线通信系统的效率,同时也要求基站具有更强的动态处理实时数据流的能力。因此,单双带混合传输通信系统将有广阔的应用前景,但也将对发射机中的关键器件——功率放大器有更新也更高的要求。

[0003] 众所周知,功率放大器的线性和效率不可兼得,成为工程师们必须解决的棘手问题。在保证效率的前提下,数字预失真技术可以有效补偿功率放大器的非线性,在过去的几十年内得到了长足发展。在单双带混合传输系统中,数字预失真需要具备以下几种场景下对功率放大器的线性化能力,①单带传输模式下信号的线性化,②共发双带传输模式下两个子带信号的同时线性化,③共发双带传输模式下其中一个子带信号的单独线性化。具体来说,场景③主要是为了应对两个子带因调制方式不同而导致的抗噪性能不同的问题,例如低频带传输QPSK信号而高频带传输1024-QAM信号,可能出现低频带可正确解调而高频带无法解调的情况;此时为了减少硬件资源的占用,只需要对高频带进行线性化。然而截至目前的所有数字预失真系统,均将单带、双带两种情况分开实现,也无法实现共发双带其中一个子带的单独线性化,考虑到资源和成本的节省,显然不再适用;单双带混合传输情况下的功率放大器需要全新的数字预失真系统。

发明内容

[0004] 发明目的:本发明的目的是提供一种单双带混合传输功率放大器的可配置多模数字预失真系统及其方法,可以实现单带传输与线性化、共发双带传输两个子带的同时线性化以及共发双带传输时任一子带的单独线性化。

[0005] 技术方案:本发明所述的单双带混合传输功率放大器的可配置多模数字预失真系统,包括以下三种模式:

[0006] 第一模式:单带传输模式下信号的线性化;

[0007] 第二模式:共发双带传输模式下两个子带信号的同时线性化;

[0008] 第三模式:共发双带传输模式下任意一个子带信号的单独线性化。

[0009] 进一步,在第一模式下,分为只传输第一频段信号和只传输第二频段信号这两种情况:

[0010] 对于只传输第一频段信号的情况,第一频段的初始基带功放输入信号通过数字预失真模块后生成第一频段的数字预失真模块输出信号,第一频段的数字预失真模块输出信号和第一本振通过混频器生成输出信号,经由前置放大器和功率放大器后,一部分功率放大器输出信号经过反馈模块得到第一频段的基带功放输出信号并反馈至数字预失真模块;

[0011] 对于只传输第二频段信号的情况,第二频段的初始基带功放输入信号通过数字预失真模块后生成第二频段的数字预失真模块输出信号,第二频段的数字预失真模块输出信号和第二本振通过混频器生成输出信号,经由前置放大器和功率放大器后,一部分功率放大器输出信号经过反馈模块得到第二频段的基带功放输出信号并反馈至数字预失真模块。

[0012] 进一步,在第二模式下:两个频段的初始基带功放输入信号分别通过数字预失真模块生成两个频段的数字预失真模块输出信号,第一频段的数字预失真模块输出信号和第一本振通过第一混频器生成第一路输出信号,第二频段的数字预失真模块输出信号和第二本振通过第二混频器生成第二路输出信号,两路输出信号通过双路合成器合成双带信号,双带信号分别通过前置放大器和功率放大器后,一部分功率放大器输出信号经过输出反馈模块得到第一基带功放输出信号和第二基带功放输出信号并反馈至数字预失真模块。

[0013] 进一步,在第三模式下,分为只线性化第一频段信号和只线性化第二频段信号这两种情况:

[0014] 对于只线性化第一频段信号的情况,第一频段的初始基带功放输入信号通过数字预失真模块后生成了第一频段的数字预失真模块输出信号,然后生成两路输出信号,其中,第一路输出信号为第一频段的数字预失真模块输出信号和第一本振通过第一混频器生成的,第二路输出信号为第二频段的初始基带功放输入信号直接和第二本振通过第二混频器生成的,两路输出信号通过双路合成器合成双带信号,双带信号分别通过前置放大器和功率放大器后,一部分功率放大器第一频段的输出信号经过输出反馈模块得到第一频段的基带功放输出信号并反馈至数字预失真模块;

[0015] 对于只线性化第二频段信号的情况,第二频段的初始基带功放输入信号通过数字预失真模块后生成了第二频段的数字预失真模块输出信号,然后生成两路输出信号,其中,第一路输出信号为第一频段的初始基带功放输入信号直接和第一本振通过第一混频器生成的,第二路输出信号为第二频段的数字预失真模块输出信号和第二本振通过第二混频器生成的,两路输出信号通过双路合成器合成双带信号,双带信号分别通过前置放大器和功率放大器后,一部分功率放大器第二频段的输出信号经过输出反馈模块得到第二频段的基带功放输出信号并反馈至数字预失真模块。

[0016] 采用本发明所述的单双带混合传输功率放大器的可配置多模数字预失真系统在第一模式下的单带传输方法,包括以下步骤:

[0017] S11:将第一频段或第二频段的初始基带功放输入信号输入数字预失真模块,数字预失真模块直通,生成第一频段或第二频段的数字预失真模块输出信号,即第一频段或第二频段的基带功放输入信号;

[0018] S12:通过混频器和第一本振或第二本振,将第一频段或第二频段的基带功放输入信号调制到功率放大器所需的射频范围内,生成第一路或第二路输出信号;

[0019] S13:将步骤S12得到的第一路或第二路输出信号通过前置放大器和功率放大器后,一部分功率放大器输出信号经过输出反馈模块得到第一频段或第二频段的基带功放输

出信号并反馈至数字预失真模块；

[0020] S14:数字预失真模块提取出数字预失真模块系数；

[0021] S15:第一频段或第二频段的初始基带功放输入信号利用步骤S14得到的数字预失真模块系数,通过刷新数字预失真模块得到的第一频段或第二频段的数字预失真模块输出信号,重复步骤S12-S15,迭代3-4次。

[0022] 进一步,第 z_1 次进行步骤S14时, $1 \leq z_1 \leq$ 迭代总次数,数字预失真模块利用式(1)得出第一频段的数字预失真模块系数或者利用式(2)得出第二频段的数字预失真模块系数:

$$[0023] \quad x_1(n) = \sum_{m=0}^M a_m^0 y_1(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^1 y_1(n-m) |u(n-m) - \beta_k^1| \quad (1)$$

$$[0024] \quad x_2(n) = \sum_{m=0}^M b_m^0 y_2(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^1 y_2(n-m) |v(n-m) - \beta_k^1| \quad (2)$$

[0025] 其中, $x_1(n)$ 为第一频段的基带功放输入信号的第 n 个量, $x_2(n)$ 为第二频段的基带功放输入信号的第 n 个量, $u(n-m) = |x^l(n-m)|$, $x^l(n-m)$ 为第一频段的初始基带功放输入信号的第 $n-m$ 个量, $v(n-m) = |x^u(n-m)|$, $x^u(n-m)$ 为第二频段的初始基带功放输入信号的第 $n-m$ 个量, m 为记忆深度, M 为记忆深度的最大值, $y_1(n-m)$ 为第一频段的基带功放输出信号的第 $n-m$ 个量, $y_2(n-m)$ 为第二频段的基带功放输出信号的第 $n-m$ 个量, a_m^0 为第一频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于记忆深度为 m 的线性量 $y_1(n-m)$ 提取出的系数, b_m^0 为第二频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于记忆深度为 m 的线性量 $y_2(n-m)$ 提取出的系数, k 为门限序号, K 为门限数, β_k^1 分别表示第1个门限的第 k 个值, a_{mk}^1 为第一频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于第1个门限的第 k 个值 β_k^1 提取出的数字预失真系数 a_m^1 的第 k 个子系数, b_{mk}^1 为第二频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于第1个门限的第 k 个值 β_k^1 提取出的数字预失真系数 b_m^1 的第 k 个子系数;

[0026] 进行步骤S15时,利用式(3)得出第一频段的数字预失真模块输出信号或者利用(4)得出第二频段的数字预失真模块输出信号:

$$[0027] \quad xpre_1(n) = \sum_{m=0}^M a_m^0 x^l(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^1 x^l(n-m) |u(n-m) - \beta_k^1| \quad (3)$$

$$[0028] \quad xpre_2(n) = \sum_{m=0}^M b_m^0 x^u(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^1 x^u(n-m) |v(n-m) - \beta_k^1| \quad (4)$$

[0029] 其中, $xpre_1(n)$ 为第一频段的数字预失真模块输出信号, $xpre_2(n)$ 为第二频段的数字预失真模块输出信号。

[0030] 采用本发明所述的单双带混合传输功率放大器的可配置多模数字预失真系统在第二模式下的双带传输方法,包括以下步骤:

[0031] S21:将两个频段的初始基带功放输入信号分别输入数字预失真模块,数字预失真模块直通,生成的第一频段和第二频段的数字预失真模块输出信号,即为第一频段和第二频段的基带功放输入信号;

[0032] S22:第一频段的数字预失真模块输出信号和第一本振通过第一混频器生成第一路输出信号,第二频段的数字预失真模块输出信号和第二本振通过第二混频器生成第二路输出信号;

[0033] S23:将步骤S22得到的两路输出信号通过双路合成器合成双带信号,双带信号分别通过前置放大器和功率放大器后,一部分功率放大器输出信号经过输出反馈模块得到第一频段的基带功放输出信号和第二频段的基带功放输出信号并反馈至数字预失真模块;

[0034] S24:数字预失真模块提取出数字预失真模块系数;

[0035] S25:两个频段的初始基带功放输入信号利用步骤S24得到的数字预失真模块系数,通过刷新数字预失真模块得到第一频段和第二频段的数字预失真模块输出信号,重复步骤S22-S25,迭代3-4次。

[0036] 进一步,第 z_2 次进行步骤S24时, $1 \leq z_2 \leq$ 迭代总次数,利用式(5)和(6)得出第一频段和第二频段的数字预失真模块系数:

$$\begin{aligned}
 x_1(n) = & \sum_{m=0}^M a_m^0 y_1(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^1 y_1(n-m) |u(n-m) - \beta_k^1| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^2 y_1(n-m) |v(n-m) - \beta_k^2| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^3 y_1(n-m) |p(n-m) - \beta_k^3| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^4 y_1(n-m) |q(n-m) - \beta_k^4| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^5 y_1(n-m) |r(n-m) - \beta_k^5|
 \end{aligned} \tag{5}$$

$$\begin{aligned}
 x_2(n) = & \sum_{m=0}^M b_m^0 y_2(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^1 y_2(n-m) |v(n-m) - \beta_k^1| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^2 y_2(n-m) |u(n-m) - \beta_k^2| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^3 y_2(n-m) |p(n-m) - \beta_k^3| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^4 y_2(n-m) |-q(n-m) - \beta_k^4| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^5 y_2(n-m) |r(n-m) - \beta_k^5|
 \end{aligned} \tag{6}$$

[0039] 其中, $x_1(n)$ 为第一频段的基带功放输入信号的第 n 个量, $x_2(n)$ 为第二频段的基带功放输入信号的第 n 个量, $y_1(n-m)$ 为第一频段的基带功放输出信号的第 $n-m$ 个量, $y_2(n-m)$ 为第二频段的基带功放输出信号的第 $n-m$ 个量, m 为记忆深度, M 为记忆深度的最大值, $u(n-m) = |x^L(n-m)|$, $x^L(n-m)$ 为第一频段的初始基带功放输入信号的第 $n-m$ 个量, $v(n-m) = |x^U(n-$

$m)$, $x^u(n-m)$ 为第二频段的初始基带功放输入信号的第 $n-m$ 个量, $p(n-m) = |x^l(n-m)| + |x^u(n-m)|$, $q(n-m) = |x^l(n-m)| - |x^u(n-m)|$, $r(n-m) = \sqrt{|x^l(n-m)|^2 + |x^u(n-m)|^2}$, a_m^0 为第一频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于记忆深度为 m 的线性量 $y_1(n-m)$ 提取出的系数, b_m^0 为第二频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于记忆深度为 m 的线性量 $y_2(n-m)$ 提取出的系数, k 为门限序号, K 为门限值, β_k^1 分别表示第 1 个门限的第 k 个值, a_{mk}^i 为第一频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于第 i 个门限的第 k 个值 β_k^i 提取出的数字预失真系数 a_m^i 的第 k 个子系数, b_{mk}^i 为第二频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于第 i 个门限的第 k 个值 β_k^i 提取出的数字预失真系数 b_m^i 的第 k 个子系数, $1 \leq i \leq 5$;

[0040] 进行步骤 S25 时, 利用式 (7) 得出第一频段的数字预失真模块输出信号, 并且利用 (8) 得出第二频段的数字预失真模块输出信号:

$$\begin{aligned}
 xpre_1(n) = & \sum_{m=0}^M a_m^0 x^L(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^1 x^L(n-m) |u(n-m) - \beta_k^1| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^2 x^L(n-m) |v(n-m) - \beta_k^2| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^3 x^L(n-m) |p(n-m) - \beta_k^3| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^4 x^L(n-m) |q(n-m) - \beta_k^4| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^5 x^L(n-m) |r(n-m) - \beta_k^5|
 \end{aligned}$$

[0041]

(7)

$$\begin{aligned}
 xpre_2(n) = & \sum_{m=0}^M b_m^0 x^U(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^1 x^U(n-m) |v(n-m) - \beta_k^1| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^2 x^U(n-m) |u(n-m) - \beta_k^2| \\
 [0042] \quad & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^3 x^U(n-m) |p(n-m) - \beta_k^3| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^3 x^U(n-m) |-q(n-m) - \beta_k^4| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^5 x^U(n-m) |r(n-m) - \beta_k^5|
 \end{aligned} \tag{8}$$

[0043]

[0044] 其中, $xpre_1(n)$ 为第一频段的数字预失真模块输出信号, $xpre_2(n)$ 为第二频段的数字预失真模块输出信号。

[0045] 采用本发明所述的双带混合传输功率放大器的可配置多模数字预失真系统在第三模式下的双带传输方法, 包括以下步骤:

[0046] S31: 将第一频段或第二频段的初始基带功放输入信号输入数字预失真模块, 数字预失真模块直通, 生成第一频段或第二频段的数字预失真模块输出信号, 也即第一频段或第二频段的基带功放输入信号;

[0047] S32: 生成两路输出信号, 其中, 第一路输出信号为第一频段的数字预失真模块输出信号和第一本振通过第一混频器生成的或者第一频段的初始基带功放输入信号直接和第一本振通过第一混频器生成的, 第二路输出信号为第二频段的数字预失真模块输出信号和第二本振通过第二混频器生成的或者第二频段的初始基带功放输入信号直接和第二本振通过第二混频器生成的;

[0048] S33: 将步骤S32得到的两路输出信号通过双路合成器合成双带信号, 双带信号分别通过前置放大器和功率放大器后, 一部分功率放大器第一频段或第二频段的输出信号经过输出反馈模块得到第一频段或第二频段的基带功放输出信号并反馈至数字预失真模块;

[0049] S34: 数字预失真模块提取出数字预失真模块系数;

[0050] S35: 第一频段或第二频段的初始基带功放输入信号利用步骤S34得到的数字预失真模块系数, 通过刷新数字预失真模块得到第一频段或第二频段的数字预失真模块输出信号, 重复步骤S32-S35, 迭代3-4次。

[0051] 进一步, 第 z_3 次进行步骤S34时, $1 \leq z_3 \leq$ 迭代总次数, 利用式(9)得出第一频段的数字预失真模块系数, 或利用式(10)得出第二频段的数字预失真模块系数:

$$\begin{aligned}
x_1(n) = & \sum_{m=0}^M a_m^0 y_1(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^1 y_1(n-m) |u(n-m) - \beta_k^1| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^2 y_1(n-m) |v(n-m) - \beta_k^2| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^3 y_1(n-m) |p(n-m) - \beta_k^3| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^4 y_1(n-m) |q(n-m) - \beta_k^4| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^5 y_1(n-m) |r(n-m) - \beta_k^5|
\end{aligned} \tag{9}$$

$$\begin{aligned}
x_2(n) = & \sum_{m=0}^M b_m^0 y_2(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^1 y_2(n-m) |v(n-m) - \beta_k^1| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^2 y_2(n-m) |u(n-m) - \beta_k^2| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^3 y_2(n-m) |p(n-m) - \beta_k^3| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^4 y_2(n-m) |-q(n-m) - \beta_k^4| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^5 y_2(n-m) |r(n-m) - \beta_k^5|
\end{aligned} \tag{10}$$

[0054] 其中, $x_1(n)$ 为第一频段的基带功放输入信号的第 n 个量, $x_2(n)$ 为第二频段的基带功放输入信号的第 n 个量, $y_1(n-m)$ 为第一频段的基带功放输出信号的第 $n-m$ 个量, $y_2(n-m)$ 为第二频段的基带功放输出信号的第 $n-m$ 个量, m 为记忆深度, M 为记忆深度的最大值, $u(n-m) = |x^L(n-m)|$, $x^L(n-m)$ 为第一频段的初始基带功放输入信号的第 $n-m$ 个量, $v(n-m) = |x^U(n-m)|$, $x^U(n-m)$ 为第二频段的初始基带功放输入信号的第 $n-m$ 个量, $p(n-m) = |x^L(n-m)| + |x^U(n-m)|$, $q(n-m) = |x^L(n-m)| - |x^U(n-m)|$, a_m^0 为第一频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于记忆深度为 m 的线性量 $y_1(n-m)$ 提取出的系数, b_m^0 为第二频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于记忆深度为 m 的线性量 $y_2(n-m)$ 提取出的系数, k 为门限序号, K 为门限值, β_k^1 分别表示第 1 个门限的第 k 个值, a_{mk}^i 为第一频段的基带功放输

出信号反馈至数字预失真模块后对应于第*i*个门限的第*k*个值 β_k^i 提取出的数字预失真系数 a_m^i 的第*k*个子系数, b_{mk}^i 为第二频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于第*i*个门限的第*k*个值 β_k^i 提取出的数字预失真系数 b_m^i 的第*k*个子系数, $1 \leq i \leq 5$,
 $r(n-m) = \sqrt{|x^L(n-m)|^2 + |x^U(n-m)|^2}$;

[0055] 进行步骤S35时,利用式(11)得出第一频段的数字预失真模块输出信号,或者利用(12)得出第二频段的数字预失真模块输出信号:

$$\begin{aligned}
 xpre_1(n) = & \sum_{m=0}^M a_m^0 x^L(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^1 x^L(n-m) |u(n-m) - \beta_k^1| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^2 x^L(n-m) |v(n-m) - \beta_k^2| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^3 x^L(n-m) |p(n-m) - \beta_k^3| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^4 x^L(n-m) |q(n-m) - \beta_k^4| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^5 x^L(n-m) |r(n-m) - \beta_k^5|
 \end{aligned} \tag{11}$$

$$\begin{aligned}
 xpre_2(n) = & \sum_{m=0}^M b_m^0 x^U(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^1 x^U(n-m) |v(n-m) - \beta_k^1| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^2 x^U(n-m) |u(n-m) - \beta_k^2| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^3 x^U(n-m) |p(n-m) - \beta_k^3| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^4 x^U(n-m) |-q(n-m) - \beta_k^4| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^5 x^U(n-m) |r(n-m) - \beta_k^5|
 \end{aligned} \tag{12}$$

[0058] 其中, $xpre_1(n)$ 为第一频段的数字预失真模块输出信号, $xpre_2(n)$ 为第二频段的数字预失真模块输出信号。

[0059] 有益效果:本发明公开了一种单双带混合传输功率放大器的可配置多模数字预失

真系统及其方法,能够实现单带传输与线性化、共发双带传输两个子带的同时线性化、共发双带传输时任一子带的单独线性化,多种模式可配置,降低了单双带混合传输场景下数字预失真技术的实现成本与资源耗费,极大地提高了系统的灵活性。

附图说明

[0060] 图1为本发明具体实施方式中通过选择不同的核函数,在模式①、②、③间切换的示意图;

[0061] 图2为本发明具体实施方式中在单带传输模式①下,只传输和线性化第一(或第二)频段的系统框图;

[0062] 图3为本发明具体实施方式中在双带传输模式②下的系统框图;

[0063] 图4为本发明具体实施方式中在双带传输模式③下,只线性化第一频段或第二频段的系统框图;

[0064] 图4(a)为在双带传输模式③下,只线性化第一频段的系统框图;

[0065] 图4(b)为在双带传输模式③下,只线性化第二频段的系统框图;

[0066] 图5为本发明具体实施方式中应用在信号带宽为20MHz、预失真与线性化带宽为160MHz的S波段单双带混合传输功率放大器的中心频率在2.25GHz和2.45GHz的归一化功率谱密度曲线图;

[0067] 图5(a)为模式①只传输和线性化中心频率在2.25GHz信号的归一化功率谱密度曲线图;

[0068] 图5(b)为模式①只传输和线性化中心频率在2.45GHz信号的归一化功率谱密度曲线图;

[0069] 图5(c)为模式②传输和线性化双带信号的归一化功率谱密度曲线图;

[0070] 图5(d)为模式③双带传输时只线性化中心频率在2.25GHz信号的归一化功率谱密度曲线图;

[0071] 图5(e)为模式③双带传输时只线性化中心频率在2.45GHz信号的归一化功率谱密度曲线图。

具体实施方式

[0072] 下面结合具体实施方式和附图对本发明的技术方案作进一步的介绍。

[0073] 本具体实施方式公开了一种单双带混合传输功率放大器的可配置多模数字预失真系统,如图1所示,通过选择不同的核函数,可以实现在三种模式间的灵活切换:在第一模式,即单带传输模式①下选择任一子带的“单带核”,可以实现第一频带(#1)或者第二频带(#2)的线性化;在第二模式,即双带传输模式②下,选择两个带的所有核,可以同时实现第一频带(#1)和第二频带(#2)的线性化;在双带传输模式③下,只选择第一频带的所有核,只实现第一频带(#1)的线性化,第二频带(#2)不进行线性化;在第三模式,即双带传输模式③下,只选择第二频带的所有核,实现第二频带(#2)的线性化,第一频带(#1)不进行线性化。

[0074] 如图2所示,在模式①下,分为只传输第一频段信号和只传输第二频段信号这两种情况:

[0075] 对于只传输第一频段信号的情况,第一频段的初始基带功放输入信号通过数字预

失真模块后生成第一频段的数字预失真模块输出信号,第一频段的数字预失真模块输出信号和第一本振通过混频器生成输出信号,经由前置放大器和功率放大器后,一部分功率放大器输出信号经过反馈模块得到第一频段的基带功放输出信号并反馈至数字预失真模块;

[0076] 对于只传输第二频段信号的情况,第二频段的初始基带功放输入信号通过数字预失真模块后生成第二频段的数字预失真模块输出信号,第二频段的数字预失真模块输出信号和第二本振通过混频器生成输出信号,经由前置放大器和功率放大器后,一部分功率放大器输出信号经过反馈模块得到第二频段的基带功放输出信号并反馈至数字预失真模块。

[0077] 模式①下的单带传输方法包括以下步骤:

[0078] S11:将第一频段或第二频段的初始基带功放输入信号输入数字预失真模块,数字预失真模块直通,生成第一频段或第二频段的数字预失真模块输出信号,即第一频段或第二频段的基带功放输入信号;

[0079] S12:通过混频器和第一本振或第二本振,将第一频段或第二频段的基带功放输入信号调制到功率放大器所需的射频范围内,生成第一路或第二路输出信号;

[0080] S13:将步骤S12得到的第一路或第二路输出信号通过前置放大器和功率放大器后,一部分功率放大器输出信号经过输出反馈模块得到第一频段或第二频段的基带功放输出信号并反馈至数字预失真模块;

[0081] S14:数字预失真模块提取出数字预失真模块系数;

[0082] S15:第一频段或第二频段的初始基带功放输入信号利用步骤S14得到的数字预失真模块系数,通过刷新数字预失真模块得到的第一频段或第二频段的数字预失真模块输出信号,重复步骤S12-S15,迭代3-4次。

[0083] 第 z_1 次进行步骤S14时, $1 \leq z_1 \leq$ 迭代总次数,数字预失真模块利用式(1)得出第一频段的数字预失真模块系数或者利用式(2)得出第二频段的数字预失真模块系数:

$$[0084] \quad x_1(n) = \sum_{m=0}^M a_m^0 y_1(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^1 y_1(n-m) |u(n-m) - \beta_k^1| \quad (1)$$

$$[0085] \quad x_2(n) = \sum_{m=0}^M b_m^0 y_2(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^1 y_2(n-m) |v(n-m) - \beta_k^1| \quad (2)$$

[0086] 其中, $x_1(n)$ 为第一频段的基带功放输入信号的第 n 个量, $x_2(n)$ 为第二频段的基带功放输入信号的第 n 个量, $u(n-m) = |x^l(n-m)|$, $x^l(n-m)$ 为第一频段的初始基带功放输入信号的第 $n-m$ 个量, $v(n-m) = |x^u(n-m)|$, $x^u(n-m)$ 为第二频段的初始基带功放输入信号的第 $n-m$ 个量, m 为记忆深度, M 为记忆深度的最大值, $y_1(n-m)$ 为第一频段的基带功放输出信号的第 $n-m$ 个量, $y_2(n-m)$ 为第二频段的基带功放输出信号的第 $n-m$ 个量, a_m^0 为第一频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于记忆深度为 m 的线性量 $y_1(n-m)$ 提取出的系数, b_m^0 为第二频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于记忆深度为 m 的线性量 $y_2(n-m)$ 提取出的系数, k 为门限序号, K 为门限数, β_k^1 分别表示第1个门限的第 k 个值, a_{mk}^1 为第一频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于第1个门限的第 k 个值 β_k^1 提取出的数字预失真系数 a_m^1 的第 k 个子系数, b_{mk}^1 为第二频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于第1个门限的第 k 个值 β_k^1 提取出的数字预失真系数 b_m^1 的第 k 个子系数;

[0087] 进行步骤S15时,利用式(3)得出第一频段的数字预失真模块输出信号或者利用(4)得出第二频段的数字预失真模块输出信号:

$$[0088] \quad xpre_1(n) = \sum_{m=0}^M a_m^0 x^L(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^1 x^L(n-m) |u(n-m) - \beta_k^1| \quad (3)$$

$$[0089] \quad xpre_2(n) = \sum_{m=0}^M b_m^0 x^U(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^1 x^U(n-m) |v(n-m) - \beta_k^1| \quad (4)$$

[0090] 其中, $xpre_1(n)$ 为第一频段的数字预失真模块输出信号, $xpre_2(n)$ 为第二频段的数字预失真模块输出信号。

[0091] 如图3所示,在模式②下:两个频段的初始基带功放输入信号分别通过数字预失真模块生成两个频段的数字预失真模块输出信号,第一频段的数字预失真模块输出信号和第一本振通过第一混频器生成第一路输出信号,第二频段的数字预失真模块输出信号和第二本振通过第二混频器生成第二路输出信号,两路输出信号通过双路合成器合成双带信号,双带信号分别通过前置放大器和功率放大器后,一部分功率放大器输出信号经过输出反馈模块得到第一基带功放输出信号和第二基带功放输出信号并反馈至数字预失真模块。

[0092] 模式②下的双带传输方法包括以下步骤:

[0093] S21:将两个频段的初始基带功放输入信号分别输入数字预失真模块,数字预失真模块直通,生成的第一频段和第二频段的数字预失真模块输出信号,即为第一频段和第二频段的基带功放输入信号;

[0094] S22:第一频段的数字预失真模块输出信号和第一本振通过第一混频器生成第一路输出信号,第二频段的数字预失真模块输出信号和第二本振通过第二混频器生成第二路输出信号;

[0095] S23:将步骤S22得到的两路输出信号通过双路合成器合成双带信号,双带信号分别通过前置放大器和功率放大器后,一部分功率放大器输出信号经过输出反馈模块得到第一频段的基带功放输出信号和第二频段的基带功放输出信号并反馈至数字预失真模块;

[0096] S24:数字预失真模块提取出数字预失真模块系数;

[0097] S25:两个频段的初始基带功放输入信号利用步骤S24得到的数字预失真模块系数,通过刷新数字预失真模块得到第一频段和第二频段的数字预失真模块输出信号,重复步骤S22-S25,迭代3-4次。

[0098] 第 z_2 次进行步骤S24时, $1 \leq z_2 \leq$ 迭代总次数,利用式(5)和(6)得出第一频段和第二频段的数字预失真模块系数:

$$\begin{aligned}
x_1(n) = & \sum_{m=0}^M a_m^0 y_1(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^1 y_1(n-m) |u(n-m) - \beta_k^1| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^2 y_1(n-m) |v(n-m) - \beta_k^2| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^3 y_1(n-m) |p(n-m) - \beta_k^3| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^4 y_1(n-m) |q(n-m) - \beta_k^4| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^5 y_1(n-m) |r(n-m) - \beta_k^5|
\end{aligned}
\tag{5}$$

$$\begin{aligned}
x_2(n) = & \sum_{m=0}^M b_m^0 y_2(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^1 y_2(n-m) |v(n-m) - \beta_k^1| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^2 y_2(n-m) |u(n-m) - \beta_k^2| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^3 y_2(n-m) |p(n-m) - \beta_k^3| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^4 y_2(n-m) |-q(n-m) - \beta_k^4| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^5 y_2(n-m) |r(n-m) - \beta_k^5|
\end{aligned}
\tag{6}$$

[0101] 其中, $x_1(n)$ 为第一频段的基带功放输入信号的第 n 个量, $x_2(n)$ 为第二频段的基带功放输入信号的第 n 个量, $y_1(n-m)$ 为第一频段的基带功放输出信号的第 $n-m$ 个量, $y_2(n-m)$ 为第二频段的基带功放输出信号的第 $n-m$ 个量, m 为记忆深度, M 为记忆深度的最大值, $u(n-m) = |x^L(n-m)|$, $x^L(n-m)$ 为第一频段的初始基带功放输入信号的第 $n-m$ 个量, $v(n-m) = |x^U(n-m)|$, $x^U(n-m)$ 为第二频段的初始基带功放输入信号的第 $n-m$ 个量, $p(n-m) = |x^L(n-m)| + |x^U(n-m)|$, $q(n-m) = |x^L(n-m)| - |x^U(n-m)|$, $r(n-m) = \sqrt{|x^L(n-m)|^2 + |x^U(n-m)|^2}$, a_m^0 为第一频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于记忆深度为 m 的线性量 $y_1(n-m)$ 提取出的系数, b_m^0 为第二频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于记忆深度为 m 的线性量 $y_2(n-m)$ 提取出的系数, k 为门限序号, K 为门限值, β_k^1 分别表示第 1 个

门限的第k个值, a_{mk}^i 为第一频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于第i个门限的第k个值 β_k^i 提取出的数字预失真系数 a_m^i 的第k个子系数, b_{mk}^i 为第二频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于第i个门限的第k个值 β_k^i 提取出的数字预失真系数 b_m^i 的第k个子系数, $1 \leq i \leq 5$;

[0102] 进行步骤S25时, 利用式 (7) 得出第一频段的数字预失真模块输出信号, 并且利用 (8) 得出第二频段的数字预失真模块输出信号:

$$\begin{aligned}
 xpre_1(n) = & \sum_{m=0}^M a_m^0 x^L(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^1 x^L(n-m) |u(n-m) - \beta_k^1| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^2 x^L(n-m) |v(n-m) - \beta_k^2| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^3 x^L(n-m) |p(n-m) - \beta_k^3| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^4 x^L(n-m) |q(n-m) - \beta_k^4| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^5 x^L(n-m) |r(n-m) - \beta_k^5|
 \end{aligned} \tag{7}$$

$$\begin{aligned}
 xpre_2(n) = & \sum_{m=0}^M b_m^0 x^U(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^1 x^U(n-m) |v(n-m) - \beta_k^1| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^2 x^U(n-m) |u(n-m) - \beta_k^2| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^3 x^U(n-m) |p(n-m) - \beta_k^3| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^4 x^U(n-m) |-q(n-m) - \beta_k^4| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^5 x^U(n-m) |r(n-m) - \beta_k^5|
 \end{aligned} \tag{8}$$

[0105] 其中, $xpre_1(n)$ 为第一频段的数字预失真模块输出信号, $xpre_2(n)$ 为第二频段的数字预失真模块输出信号。

[0106] 在第三模式下, 分为只线性化第一频段信号和只线性化第二频段信号这两种情

况:

[0107] 如图4(a)所示,对于只线性化第一频段信号的情况,第一频段的初始基带功放输入信号通过数字预失真模块后生成了第一频段的数字预失真模块输出信号,然后生成两路输出信号,其中,第一路输出信号为第一频段的数字预失真模块输出信号和第一本振通过第一混频器生成的,第二路输出信号为第二频段的初始基带功放输入信号直接和第二本振通过第二混频器生成的,两路输出信号通过双路合成器合成双带信号,双带信号分别通过前置放大器和功率放大器后,一部分功率放大器第一频段的输出信号经过输出反馈模块得到第一频段的基带功放输出信号并反馈至数字预失真模块;

[0108] 如图4(b)所示,对于只线性化第二频段信号的情况,第二频段的初始基带功放输入信号通过数字预失真模块后生成了第二频段的数字预失真模块输出信号,然后生成两路输出信号,其中,第一路输出信号为第一频段的初始基带功放输入信号直接和第一本振通过第一混频器生成的,第二路输出信号为第二频段的数字预失真模块输出信号和第二本振通过第二混频器生成的,两路输出信号通过双路合成器合成双带信号,双带信号分别通过前置放大器和功率放大器后,一部分功率放大器第二频段的输出信号经过输出反馈模块得到第二频段的基带功放输出信号并反馈至数字预失真模块。

[0109] 模式③下的双带传输方法包括以下步骤:

[0110] S31:将第一频段或第二频段的初始基带功放输入信号输入数字预失真模块,数字预失真模块直通,生成第一频段或第二频段的数字预失真模块输出信号,也即第一频段或第二频段的基带功放输入信号;

[0111] S32:生成两路输出信号,其中,第一路输出信号为第一频段的数字预失真模块输出信号和第一本振通过第一混频器生成的或者第一频段的初始基带功放输入信号直接和第一本振通过第一混频器生成的,第二路输出信号为第二频段的数字预失真模块输出信号和第二本振通过第二混频器生成的或者第二频段的初始基带功放输入信号直接和第二本振通过第二混频器生成的;

[0112] S33:将步骤S32得到的两路输出信号通过双路合成器合成双带信号,双带信号分别通过前置放大器和功率放大器后,一部分功率放大器第一频段或第二频段的输出信号经过输出反馈模块得到第一频段或第二频段的基带功放输出信号并反馈至数字预失真模块;

[0113] S34:数字预失真模块提取出数字预失真模块系数;

[0114] S35:第一频段或第二频段的初始基带功放输入信号利用步骤S34得到的数字预失真模块系数,通过刷新数字预失真模块得到第一频段或第二频段的数字预失真模块输出信号,重复步骤S32-S35,迭代3-4次。

[0115] 第 z_3 次进行步骤S34时, $1 \leq z_3 \leq$ 迭代总次数,利用式(9)得出第一频段的数字预失真模块系数,或利用式(10)得出第二频段的数字预失真模块系数:

$$\begin{aligned}
x_1(n) = & \sum_{m=0}^M a_m^0 y_1(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^1 y_1(n-m) |u(n-m) - \beta_k^1| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^2 y_1(n-m) |v(n-m) - \beta_k^2| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^3 y_1(n-m) |p(n-m) - \beta_k^3| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^4 y_1(n-m) |q(n-m) - \beta_k^4| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^5 y_1(n-m) |r(n-m) - \beta_k^5|
\end{aligned} \tag{9}$$

$$\begin{aligned}
x_2(n) = & \sum_{m=0}^M b_m^0 y_2(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^1 y_2(n-m) |v(n-m) - \beta_k^1| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^2 y_2(n-m) |u(n-m) - \beta_k^2| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^3 y_2(n-m) |p(n-m) - \beta_k^3| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^4 y_2(n-m) |-q(n-m) - \beta_k^4| \\
& + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^5 y_2(n-m) |r(n-m) - \beta_k^5|
\end{aligned} \tag{10}$$

[0118] 其中, $x_1(n)$ 为第一频段的基带功放输入信号的第 n 个量, $x_2(n)$ 为第二频段的基带功放输入信号的第 n 个量, $y_1(n-m)$ 为第一频段的基带功放输出信号的第 $n-m$ 个量, $y_2(n-m)$ 为第二频段的基带功放输出信号的第 $n-m$ 个量, m 为记忆深度, M 为记忆深度的最大值, $u(n-m) = |x^L(n-m)|$, $x^L(n-m)$ 为第一频段的初始基带功放输入信号的第 $n-m$ 个量, $v(n-m) = |x^U(n-m)|$, $x^U(n-m)$ 为第二频段的初始基带功放输入信号的第 $n-m$ 个量, $p(n-m) = |x^L(n-m)| + |x^U(n-m)|$, $q(n-m) = |x^L(n-m)| - |x^U(n-m)|$, $r(n-m) = \sqrt{|x^L(n-m)|^2 + |x^U(n-m)|^2}$, a_m^0 为第一频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于记忆深度为 m 的线性量 $y_1(n-m)$ 提取出的系数, b_m^0 为第二频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于记忆深度为 m 的线性量 $y_2(n-m)$ 提取出的系数, k 为门限序号, K 为门限值, β_k^1 分别表示第 1 个

门限的第k个值, a_{mk}^i 为第一频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于第i个门限的第k个值 β_k^i 提取出的数字预失真系数 a_m^i 的第k个子系数, b_{mk}^i 为第二频段的基带功放输出信号反馈至数字预失真模块后对应于第i个门限的第k个值 β_k^i 提取出的数字预失真系数 b_m^i 的第k个子系数, $1 \leq i \leq 5$;

[0119] 进行步骤S35时, 利用式 (11) 得出第一频段的数字预失真模块输出信号, 或利用 (12) 得出第二频段的数字预失真模块输出信号:

$$\begin{aligned}
 xpre_1(n) = & \sum_{m=0}^M a_m^0 x^L(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^1 x^L(n-m) |u(n-m) - \beta_k^1| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^2 x^L(n-m) |v(n-m) - \beta_k^2| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^3 x^L(n-m) |p(n-m) - \beta_k^3| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^4 x^L(n-m) |q(n-m) - \beta_k^4| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{mk}^5 x^L(n-m) |r(n-m) - \beta_k^5|
 \end{aligned} \tag{11}$$

$$\begin{aligned}
 xpre_2(n) = & \sum_{m=0}^M b_m^0 x^U(n-m) + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^1 x^U(n-m) |v(n-m) - \beta_k^1| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^2 x^U(n-m) |u(n-m) - \beta_k^2| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^3 x^U(n-m) |p(n-m) - \beta_k^3| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^4 x^U(n-m) |-q(n-m) - \beta_k^4| \\
 & + \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K b_{mk}^5 x^U(n-m) |r(n-m) - \beta_k^5|
 \end{aligned} \tag{12}$$

[0122] 其中, $xpre_1(n)$ 为第一频段的数字预失真模块输出信号, $xpre_2(n)$ 为第二频段的数字预失真模块输出信号。

[0123] 如图5(a)所示, 为本具体实施方式应用在信号带宽为20MHz、预失真与线性化带宽

为160MHz的S波段单双带混合传输功率放大器在模式①下的归一化功率谱密度曲线。所采用的单带信号为长期演进正交频分复用20MHz信号,中心频率在2.25GHz。从图中可以看出,采用本发明所提出的数字预失真技术后,第一频带内的频域失真得到有效抑制,达到了预期的效果。门限值取 $\beta=[0.2\ 0.4\ 0.6\ 0.8]$,门限值 $K=4$,记忆深度 $M=3$,系数个数为20。

[0124] 如图5(b)所示,为本具体实施方式应用在信号带宽为20MHz、预失真与线性化带宽为160MHz的S波段单双带混合传输功率放大器在模式①下的归一化功率谱密度曲线。所采用的单带信号为长期演进正交频分复用20MHz信号,中心频率在2.45GHz。从图中可以看出,采用本发明所提出的数字预失真技术后,第二频带内的频域失真得到有效抑制,达到了预期的效果。门限值取 $\beta=[0.2\ 0.4\ 0.6\ 0.8]$,门限值 $K=4$,记忆深度 $M=3$,系数个数为20。

[0125] 如图5(c)所示,为本具体实施方式应用在信号带宽为20MHz、预失真与线性化带宽为160MHz的S波段单双带混合传输功率放大器在模式②下的归一化功率谱密度曲线。所采用的双带信号为一对长期演进正交频分复用20MHz信号,中心频率分别在2.25GHz和2.45GHz。从图中可以看出,采用本发明所提出的数字预失真技术后,每个频带内的频域失真得到有效抑制,达到了预期的效果。门限值取 $\beta=[0.2\ 0.4\ 0.6\ 0.8]$,门限值 $K=4$,记忆深度 $M=3$,系数个数为168。

[0126] 如图5(d)所示,为本具体实施方式应用在信号带宽为20MHz、预失真与线性化带宽为160MHz的S波段单双带混合传输功率放大器在模式③下的归一化功率谱密度曲线。所采用的双带信号为一对长期演进正交频分复用20MHz信号,中心频率分别在2.25GHz和2.45GHz。从图中可以看出,采用本发明所提出的数字预失真技术后,第一频带内的频域失真得到有效抑制,第二频带失真保持不变,达到了预期的效果。门限值取 $\beta=[0.2\ 0.4\ 0.6\ 0.8]$,门限值 $K=4$,记忆深度 $M=3$,系数个数为84。

[0127] 如图5(e)所示,为本具体实施方式应用在信号带宽为20MHz、预失真与线性化带宽为160MHz的S波段单双带混合传输功率放大器在模式③下的归一化功率谱密度曲线。所采用的双带信号为一对长期演进正交频分复用20MHz信号,中心频率分别在2.25GHz和2.45GHz。从图中可以看出,采用本发明所提出的数字预失真技术后,第二频带内的频域失真得到有效抑制,第一频带失真保持不变,达到了预期的效果。门限值取 $\beta=[0.2\ 0.4\ 0.6\ 0.8]$,门限值 $K=4$,记忆深度 $M=3$,系数个数为84。

[0128] 表1为应用在信号带宽为20MHz、预失真与线性化带宽为160MHz的S波段单双带混合传输功率放大器在模式①下,分别只传输中心频率在2.25GHz和2.45GHz时的第一邻道功率比(dBc)、标准均方根误差(%)性能指标,并以无数字预失真时的性能作为对比。门限值取 $\beta=[0.2\ 0.4\ 0.6\ 0.8]$,门限值 $K=4$,记忆深度 $M=3$,系数个数为20。

[0129] 表1为单双带混合传输功率放大器模式①下的性能指标

z	低频带 @2.25 GHz		低频带 @2.45 GHz		
	第一邻道功率比 (dBc)	标准均方根误差 (%)	第一邻道功率比 (dBc)	标准均方根误差 (%)	
[0130]	只传输和线性化低频带 @2.25 GHz				
	无数字预失真	-35.3/-34.7	6.99	/	/
	本发明数字预失真	-53.9/-54.3	0.82	/	/
	只传输和线性化低频带 @2.45 GHz				
	无数字预失真	/	/	-30.9/-32.5	15.63
	本发明数字预失真	/	/	-53.8/-55.8	0.78

[0131] 从表1中可以看出,采用本具体实施方式的第一频带邻道功率比大约为-54.1dBc,标准均方根误差为0.82%,与不采用数字预失真技术相比,分别优化了19.1dBc、6.2%;采用本具体实施方式的第二频带邻道功率比大约为-54.8dBc,标准均方根误差为0.78%,与不采用数字预失真技术相比,分别优化了23.1dBc、14.9%;

[0132] 表2为应用在信号带宽为20MHz、预失真与线性化带宽为160MHz的S波段单双带混合传输功率放大器在模式②下,同时传输并线性化中心频率在2.25GHz和2.45GHz时的第一邻道功率比 (dBc)、标准均方根误差 (%) 性能指标,并以无数字预失真时的性能作为对比。门限值取 $\beta = [0.2 \ 0.4 \ 0.6 \ 0.8]$,门限值 $K = 4$,记忆深度 $M = 3$,系数个数为168。

[0133] 表2为单双带混合传输功率放大器模式②下的性能指标

z	低频带 @2.25 GHz		低频带 @2.45 GHz		
	第一邻道功率比 (dBc)	标准均方根误差 (%)	第一邻道功率比 (dBc)	标准均方根误差 (%)	
[0134]	只传输和线性化低频带 @2.25 GHz				
	无数字预失真	-31.4/-30.8	9.92	-29.4/-29.8	10.95
	本发明数字预失真	-44.4/-44.5	1.80	-47.1/-47.8	1.36

[0136] 从表2中可以看出,采用本具体实施方式的邻道功率比大约为-44.5dBc和-47.5dBc,标准均方根误差为1.80%和1.36%,与不采用数字预失真技术相比,分别优化了13.4dBc、8.1%和17.9dBc、9.6%。

[0137] 表3为应用在信号带宽为20MHz、预失真与线性化带宽为160MHz的S波段单双带混合传输功率放大器在模式③下,传输双带信号、分别只线性化中心频率在2.25GHz和2.45GHz时的第一邻道功率比 (dBc)、标准均方根误差 (%) 性能指标,并以无数字预失真时的性能作为对比。门限值取 $\beta = [0.2 \ 0.4 \ 0.6 \ 0.8]$,门限值 $K = 4$,记忆深度 $M = 3$,系数个数

为84。

[0138] 表3为单双带混合传输功率放大器模式③下的性能指标

	低频带 @2.25 GHz		低频带 @2.45 GHz	
	第一邻道功率比 (dBc)	标准均方根误差 (%)	第一邻道功率比 (dBc)	标准均方根误差 (%)
[0139] 无数字预失真	-31.4/-30.8	8.90	-30.6/-30.5	9.79
本发明数字预失真	只线性化低频带 @2.25 GHz			
	-46.3/-46.7	1.47	-29.2/-29.5	9.85
	只线性化高频带 @2.45 GHz			
	-30.5/-29.8	9.60	-47.7/-48.2	1.45

[0140] 从表3中可以看出,采用本具体实施方式的邻道功率比大约为-46.5dBc和-47.5dBc,标准均方根误差为1.80%和1.36%,与不采用数字预失真技术相比,分别优化了15.4dBc、7.4%和17.4dBc、8.3%。

[0141] 表4为本具体实施方式在上述三种模式下的以系数个数为参考的资源耗费比较,可见本发明不仅实现了多种模式的灵活切换,也实现了对应模式下资源占用的减少。

[0142] 表4为单双带混合传输功率放大器3种模式下的系数个数

[0143]

模式	①	②	③
系数个数	20	168	84

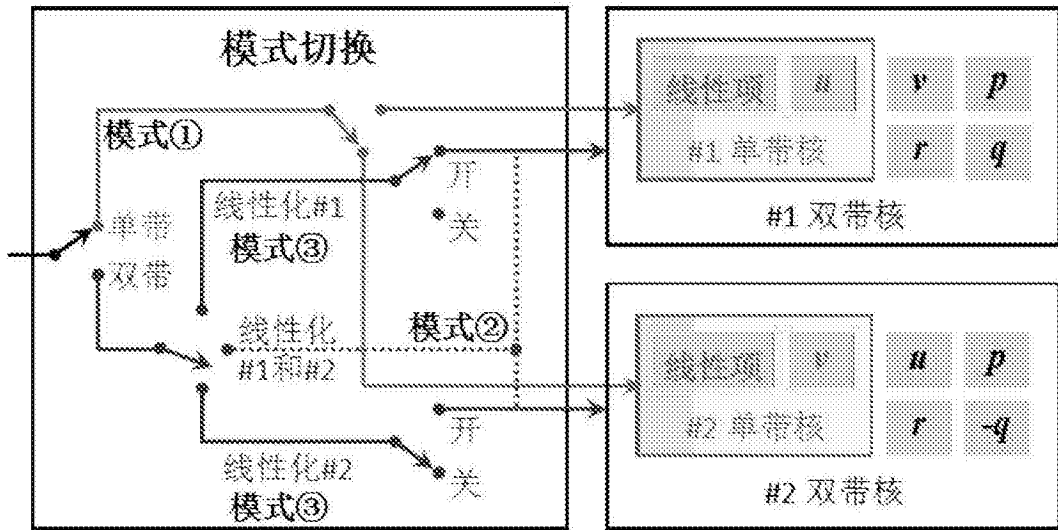


图1

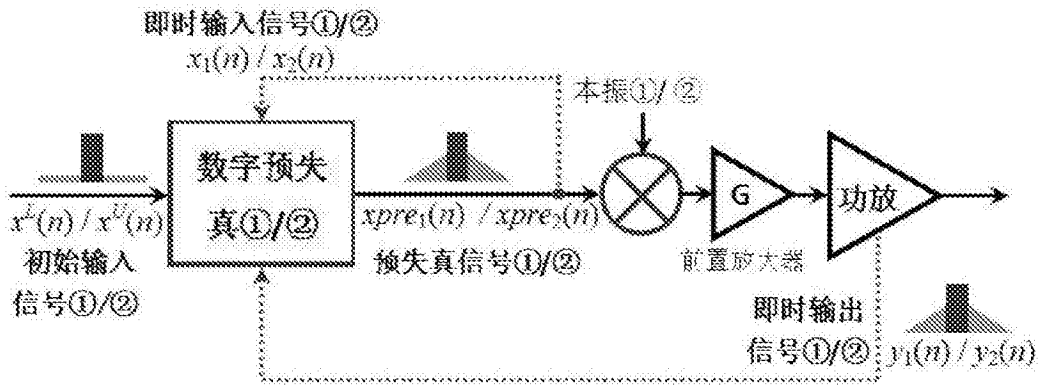


图2

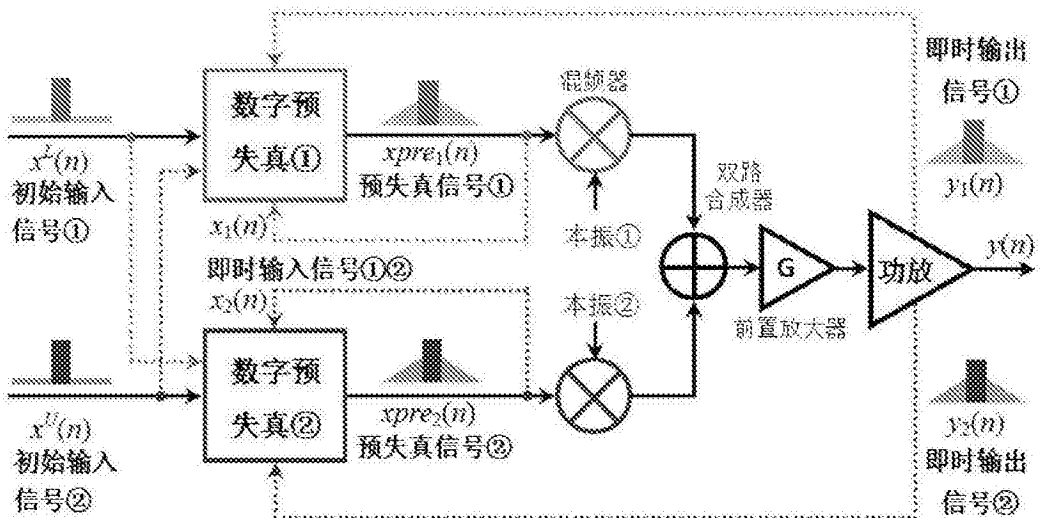
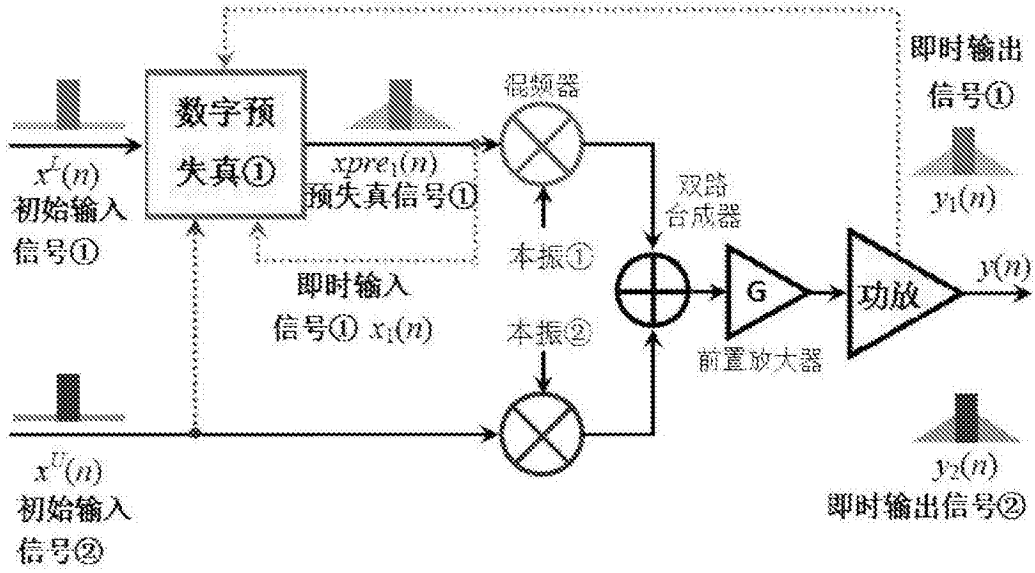
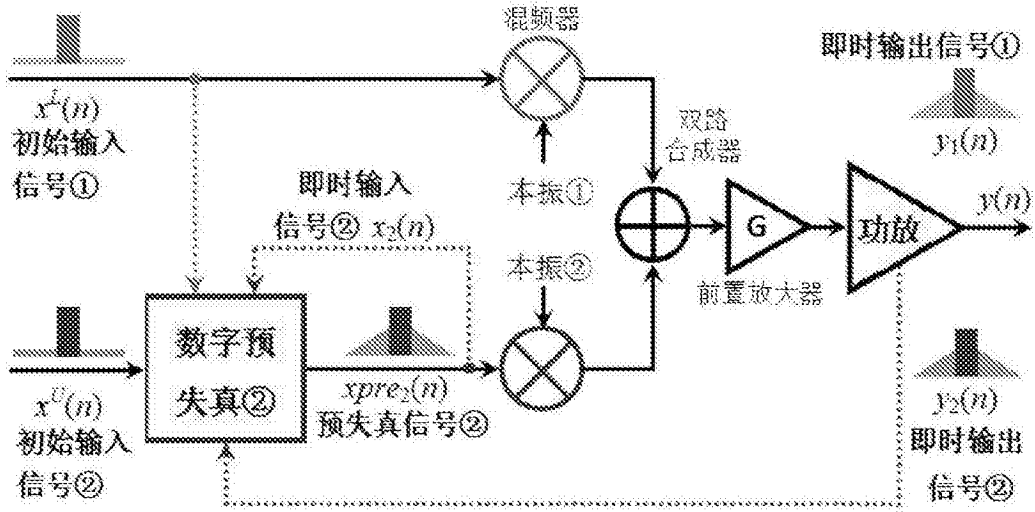


图3

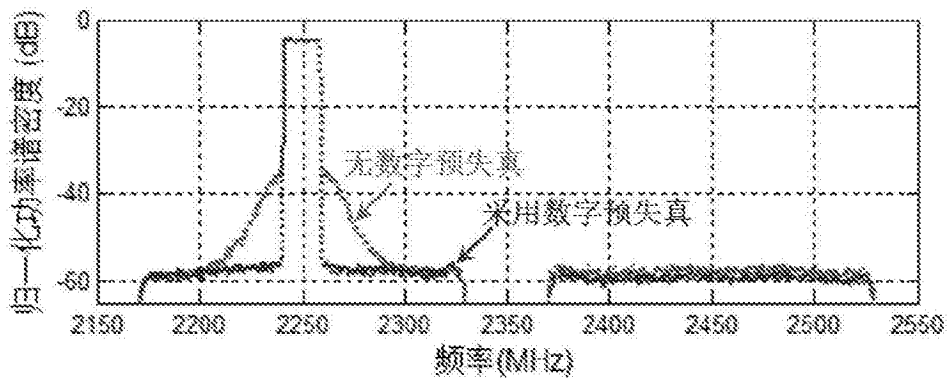


(a)

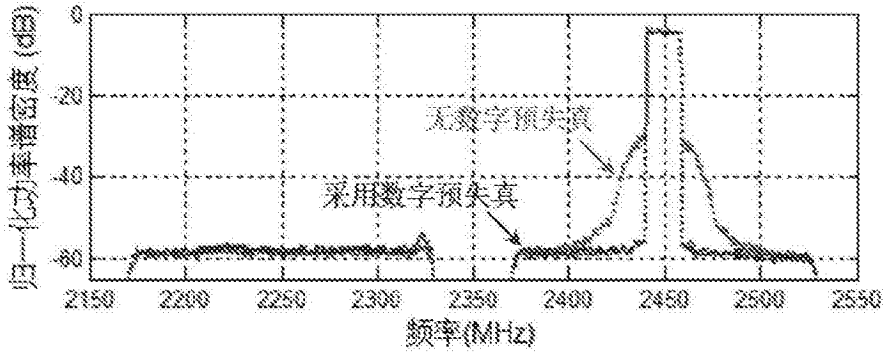


(b)

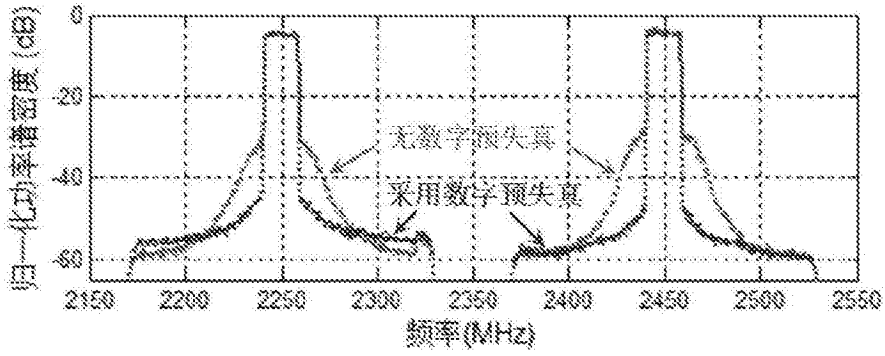
图4



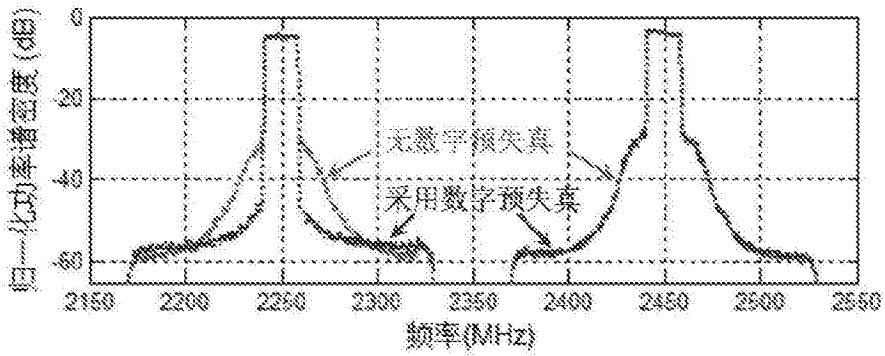
(a)



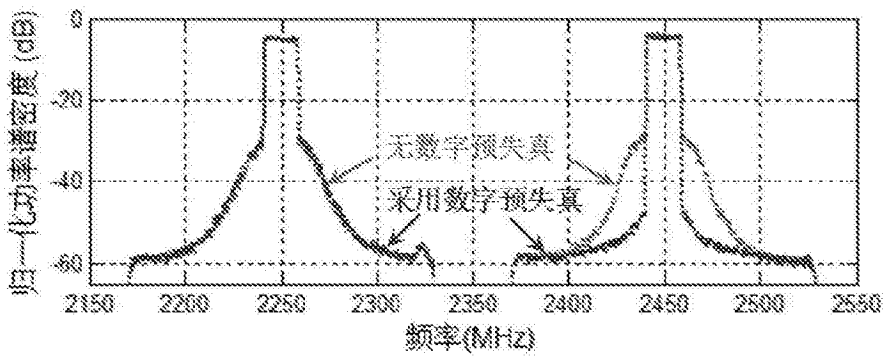
(b)



(c)



(d)



(e)

图5