



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 109617841 B

(45) 授权公告日 2021.08.10

(21) 申请号 201811536037.0

CN 105553909 A,2016.05.04

(22) 申请日 2018.12.14

CN 106789764 A,2017.05.31

(65) 同一申请的已公布的文献号

US 6628726 B1,2003.09.30

申请公布号 CN 109617841 A

周艳.《OFDM系统峰均比抑制优化算法研究》.《中国优秀硕士学位论文-信息科技辑》.2014,I136-421.

(43) 申请公布日 2019.04.12

(73) 专利权人 北京遥测技术研究所
地址 100076 北京市丰台区北京市9200信箱74分箱

Shatrughna Prasad Yadav.《PAPR reduction using clipping and filtering technique for nonlinear communication systems》.《International Conference on Computing,Communication & Automation》.2015,

专利权人 航天长征火箭技术有限公司

Surabhi Singh.《Effect of windowing functions on clipping and filtering based PAPR reduction techniques in OFDM Systems》.《2015 International Conference on Signal Processing and Communication (ICSC)》.2015,

(72) 发明人 闫朝星 付林罡 罗翔 彭浪
李辉 李响

Robert J.Baxley.《Constrained Clipping for Crest Factor Reduction in OFDM》.《IEEE Transactions on Broadcasting》.2006,第52卷(第4期),

(74) 专利代理机构 中国航天科技专利中心
11009

代理人 张辉

(51) Int.Cl.

H04L 25/49 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 102957659 A,2013.03.06

CN 102364902 A,2012.02.29

CN 101227446 A,2008.07.23

CN 101459636 A,2009.06.17

审查员 张小倩

权利要求书3页 说明书7页 附图2页

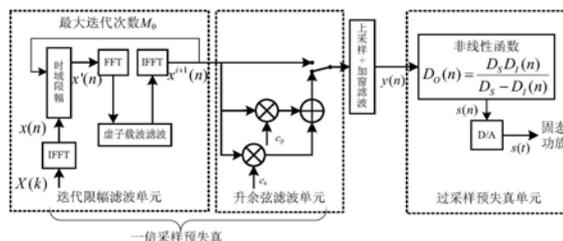
(54) 发明名称

机载数据链中固态功放OFDM信号数字预失真模块及实现方法

发射机设计的复杂度和实现代价。

(57) 摘要

本发明公开了一种机载数据链中固态功放OFDM信号数字预失真模块,包括迭代限幅滤波单元、升余弦滤波单元和过采样预失真单元,迭代限幅滤波单元用于降低输入信号的峰均比;升余弦滤波单元降低信号频谱带外干扰;过采样预失真单元对接收信号中的过采样信号幅度进行非线性处理,得到预失真处理的OFDM信号并输出。本发明进一步公开了该预失真模块的实现方法,应用该模块和实现方法,能够降低信号的峰均比,实现信号带内与带外综合优化,且不会加重



CN 109617841 B

1. 机载数据链中固态功放OFDM信号数字预失真模块的预失真实现方法,其特征在于:数字预失真模块,包括迭代限幅滤波单元、升余弦滤波单元和过采样预失真单元,迭代限幅滤波单元用于降低输入信号的峰均比,并输出给升余弦滤波单元;升余弦滤波单元降低信号频谱带外干扰,并输出给过采样预失真单元;过采样预失真单元对接收信号中的过采样信号幅度进行非线性处理,得到预失真处理的OFDM信号并输出;

预失真实现方法包括如下步骤:

步骤(一)、根据机载数据链终端固态功率放大器的参数特性配置数字预失真模块,包括迭代限幅滤波单元的目标限幅幅度 A_M 、升余弦滤波单元的带外抑制 γ_c 、过采样数字预失真的功放饱和幅度 D_S ;

步骤(二)、迭代限幅滤波单元对机载终端的OFDM信号进行初步预失真处理,得到峰均比降低后的OFDM信号;

步骤(三)、升余弦滤波单元对峰均比降低后的第 i 个OFDM符号 $x_i(n)$ 进行时域加窗,得到加窗后带外抑制 γ_c 的OFDM信号 $x_{i,w}(n)$,对加窗后的OFDM信号 $x_{i,w}(n)$ 采用sinc插值函数联合Kaiser窗滤波器进行时域上采样与滤波得到OFDM过采样信号 $y(n)$;

步骤(四)、过采样预失真单元对OFDM过采样信号 $y(n)$ 按照非线性函数进行幅度失真处理,得到预失真处理的OFDM信号 $s(n)$ 。

2. 根据权利要求1所述的预失真实现方法,其特征在于:所述步骤(一)中,机载数据链终端固态功率放大器的参数特性为输入信号 $s(t)$ 的幅度与输出信号 $z(t)$ 的幅度关系特性,其相位关系特性保持不变,设固态功放一般的幅度关系特性 $F(A_I(t), A_O(t))$ 为:

$$A_O(t) = \frac{A_S A_I(t)}{A_S + A_I(t)}$$

其中, $A_I(t)$ 为固态功放输入信号 $s(t)$ 的幅度电平,表示为: $A_I(t) = |s(t)|$, $A_O(t)$ 为固态功放输出信号 $z(t)$ 的幅度电平, A_S 为固态功率放大器的饱和电平。

3. 根据权利要求1所述的预失真实现方法,其特征在于:所述步骤(二)的实现方法如下:

(2.1)、迭代限幅滤波单元生成机载终端时域等效数字基带OFDM信号 $x(n)$;

(2.2)、对时域等效数字基带OFDM信号 $x(n)$ 进行时域限幅,具体方法为:

根据目标限幅幅度 A_M ,根据判据 $|x(n)| > A_M$ 或 $|x(n)| \leq A_M$ 对幅度进行判决,其中 $|\cdot|$ 表示求信号幅度操作,判决后进行如下处理:

$$x'(n) = x(n) + c(n) = \begin{cases} x(n), & |x(n)| \leq A_M \\ A_M e^{j\theta(n)}, & |x(n)| > A_M \end{cases}$$

其中, $x'(n)$ 为时域限幅后的信号; $\theta(n)$ 为信号 $x(n)$ 的相位, $c(n)$ 为被限幅分量;

(2.3)、对被限幅分量 $c(n)$ 进行FFT变换到频域数据 $C(k)$,对频域数据 $C(k)$ 进行滤波,得到更新的OFDM数据 $x^{i+1}(n)$;

(2.4)、对步骤(2.3)得到的更新OFDM数据 $x^{i+1}(n)$,按步骤(2.2)进行迭代更新,如果迭代次数达到设计的最大迭代次数 M_0 ,则终止迭代并输出信号,否则迭代执行步骤(2.2)~(2.4),直至达到设计的最大迭代次数 M_0 。

4. 根据权利要求3所述的预失真实现方法,其特征在于:所述步骤(2.1)的实现方法如下:

对信源数据 $X(k)$ 在频域上经过长度为 N_s 的逆傅里叶变换IFFT得到时域等效数字基带OFDM信号 $x(n)$,表达式为

$$x(n) = \frac{\sqrt{E_s}}{\sqrt{N_s}} \sum_{k=0}^{N_s-1} X(k) e^{j2\pi kn/N_s}$$

其中: n 为正整数,且 $0 \leq n \leq N_s - 1$; k 为正整数,且 $0 \leq k \leq N_s - 1$;长度为 N_s 的数据 $X(k)$ 包含 N_u 个数据子载波和 $N_s - N_u$ 个零值虚子载波; E_s 为发送信号功率。

5. 根据权利要求4所述的预失真实现方法,其特征在于:所述步骤(2.2)中, $c(n)$ 表示如下:

$$c(n) = \begin{cases} 0, & |x(n)| \leq A_M \\ (A_M - |x(n)|) e^{j\theta(n)}, & |x(n)| > A_M \end{cases}$$

6. 根据权利要求4所述的预失真实现方法,其特征在于:所述步骤(2.3)中,对频域数据 $C(k)$ 进行滤波,得到更新的OFDM数据 $x^{i+1}(n)$,方法如下:

将 $N_s - N_u$ 个虚子载波 $C(k)$ 设为零,得到频域数据 $C'(k)$;对频域数据 $C'(k)$ 进行IFFT变换得到时域数据 $c'(n)$,并进行第 i 次更新:

$$x^{i+1}(n) = x^i(n) + \mu c^i(n)$$

其中, $x^i(n)$ 为第 i 次迭代时的时域信号, $x^{i+1}(n)$ 为第 $i+1$ 次迭代更新的信号, μ 为更新步长参数。

7. 根据权利要求4所述的预失真实现方法,其特征在于:所述步骤(三)中, $x_{i,w}(n)$ 表示为

$$x_{i,w}(n) = \begin{cases} c_p(n + N_g) \cdot x_i(n) + x_{i-1}(n + N_g) \cdot c_s(n + N_g), & -N_g \leq n < -N_g + 0.05 \times N_s \\ x_i(n) & , -N_g + 0.05 \times N_s \leq n \leq N_s - 1 \end{cases}$$

其中, N_g 为OFDM信号循环前缀的长度,设为 $N_g = N_s/8$; $x_{i,w}(n)$ 为第 i 个时域加窗后的OFDM符号, c_p 和 c_s 分别为循环前缀加窗系数和循环后缀加窗系数,前缀加窗系数为 $c_p = [0 \ 0.0125 \ 0.0495 \ 0.1091 \ 0.1883 \ 0.2831 \ 0.3887 \ 0.5 \ 0.6113 \ 0.7169 \ 0.8117 \ 0.8909 \ 0.9505 \ 0.9875 \ 1]$,后缀加窗系数与前缀加窗系数对称相等。

8. 根据权利要求1所述的预失真实现方法,其特征在于:所述步骤(四)的实现方式如下:

根据所选用固态功放的输入信号功率与输出信号功率关系,通过数学回归方法分析得到固态功放的幅度关系特性 $F(A_I(t), A_O(t))$,然后求反函数得到非线性函数 $F(D_I(n), D_O(n))$:

$$F(D_I(n), D_O(n)) = F^{-1}(A_I(t), A_O(t))$$

固态功放幅度关系的非线性函数表达式为:

$$D_O(n) = \frac{D_S D_I(n)}{D_S - D_I(n)}$$

其中, $D_I(n)$ 为输入信号 $y(n)$ 的幅度值: $|y(n)| = D_I(n)$; $D_O(n)$ 为输出信号 $s(n)$ 的幅度值: $|s(n)| = D_O(n)$; D_S 为对应固态功率放大器的饱和电平 A_S 的功放饱和幅度。

9. 根据权利要求1所述的预失真实现方法, 其特征在于: 所述步骤(四)的实现方式如下:

机载功放根据飞行器飞行高度不同, 所处的温度环境不同, 从而影响功放的输入信号功率-输出信号功率特性, 设为 $F(A_I(t), A_O(t), T_a(t))$, 其中 $T_a(t)$ 为机载固态功放的温度, 该参数一般可由机载传感器采集获得, 并传输给机载数据链终端, 记为 $T_a(n)$; 从而温度 $T_a(t)$ 参数可用于辅助非线性函数 $F(D_I(n), D_O(n))$ 的数字预失真, 其数学关系表示为:

$$F(D_I(n), D_O(n), T_a(n)) = F^{-1}(A_I(t), A_O(t), T_a(t));$$

固态功放幅度关系的非线性函数表达式为:

$$D_O(n) = \frac{D_S D_I(n)}{D_S - D_I(n)}$$

其中, $D_I(n)$ 为输入信号 $y(n)$ 的幅度值: $|y(n)| = D_I(n)$; $D_O(n)$ 为输出信号 $s(n)$ 的幅度值: $|s(n)| = D_O(n)$; D_S 为对应固态功率放大器的饱和电平 A_S 的功放饱和幅度。

机载数据链中固态功放OFDM信号数字预失真模块及实现方法

技术领域

[0001] 本发明涉及数字无线通信传输技术领域,特别涉及机载数据链中固态功放OFDM信号数字预失真模块及实现方法。

背景技术

[0002] 在无人机数据链系统中,机载数据链终端需要传输高速图像数据至地面站终端,机载终端常采用几瓦输出的功率放大器,该类放大器一般的为固态功率放大器,一般具有较好的线性度。但是,在固态功放的饱和点附近仍然存在较差的非线性特性。正交频分复用OFDM技术在低仰角环境下可实现高速可靠数据传输,但是其较高的峰均比特性也对重量、功耗等限制较多的机载功率放大器提出了更严峻的挑战。对于高峰均比信号,常常需要通过功放回退、峰均比抑制与非线性变换等技术对信号进行预失真处理。

[0003] 在文献“WANG Y,Ge J H,WANG L,et al.Nonlinear Companding Transform for Reduction of Peak-to-Average Power Ratio in OFDM Systems.IEEE Transactions on Broadcasting,2013,59(2):369-375.”与文献“WANG L Q,TELLAMBURA C.A Simplified Clipping and Filtering Technique for PAR Reduction in OFDM Systems.IEEE Signal Processing Letters,2005,12(6):453-456.”中设计了OFDM信号基于压缩变换与限幅滤波的峰均比抑制技术。该类技术较适合于工程领域,但是技术较为宽泛,没有考虑到无人机数据链机载功放常采用固态功放的特性。在文献“宋祖勋;罗朝帮;张炳军;党群.无人机高速遥测信道中OFDM峰均比抑制性能研究.电子设计工程,2012,20(23):117-119.”中也存在该类设计问题。在文献“林倩,郭里婷.OFDM系统中峰均比抑制与预失真联合技术研究.数字电视,2011,35(2):17-19.”中针对TWTA行波管放大器,采用限幅法降低OFDM信号的峰均比,然后通过预失真技术扩大功放的线性范围,但是没有针对固态功放与带外干扰等问题进行研究。

[0004] 在文献“黄振鹏,罗志年.无线通信射频功率放大器非线性失真优化设计.计算机仿真,2017.”、“许高明.功率放大器非线性特性及矫正技术研究.宁波大学,2015.”、“胡莉莉,艾渤.功率放大器记忆效应分析及有记忆预失真技术.软件,2011.”、“吴静.OFDM系统中的预失真技术研究.西安电子科技大学,2008.”、“Ai B,Yang Z-x,Pan C-y,et al.Analysis on LUT based predistortion method for HPA with memory.IEEE Transactions on Broadcasting 2007,53(1):127-131.”中设计了各种反馈型的基于记忆或非记忆的预失真算法和实现结构。但是此类算法实现需要增加一个硬件通道,极大影响系统的不稳定性与实现代价。

[0005] 随着无人机机载数据链高速数传码速率呈数量级上升,OFDM信号在低仰角环境下表现出高速可靠数据传输优点,但是其较高峰均比特性对机载固态功放提出了极大挑战。上述文献中的方法一方面只考虑降低信号的峰均比,不能实现信号带内与带外综合优化;一方面设计的反馈预失真方法加重了发射机设计复杂度与实现代价。

发明内容

[0006] 本发明的目的在于克服现有技术的不足,提供机载数据链中固态功放OFDM信号数字预失真模块及实现方法,降低了信号的峰均比,实现了信号带内与带外综合优化,不会加重发射机设计的复杂度和实现代价。

[0007] 本发明的上述目的是通过如下技术方案予以实现的:

[0008] 机载数据链中固态功放OFDM信号数字预失真模块,包括迭代限幅滤波单元、升余弦滤波单元和过采样预失真单元,迭代限幅滤波单元用于降低输入信号的峰均比,并输出给升余弦滤波单元;升余弦滤波单元降低信号频谱带外干扰,并输出给过采样预失真单元;过采样预失真单元对接收信号中的过采样信号幅度进行非线性处理,得到预失真处理的OFDM信号并输出。

[0009] 基于数字预失真模块的预失真实现方法,包括如下步骤:

[0010] 步骤(一)、根据机载数据链终端固态功率放大器的参数特性配置数字预失真模块,包括迭代限幅滤波单元的目标限幅幅度 A_M 、升余弦滤波单元的带外抑制 γ_c 、过采样数字预失真的功放饱和幅度 D_S ;

[0011] 步骤(二)、迭代限幅滤波单元对机载终端的OFDM信号进行初步预失真处理,得到峰均比降低后的OFDM信号;

[0012] 步骤(三)、升余弦滤波单元对峰均比降低后的第 i 个OFDM符号 $x_i(n)$ 进行时域加窗,得到加窗后带外抑制 γ_c 的OFDM信号 $x_{i,w}(n)$,对加窗后的OFDM信号 $x_{i,w}(n)$ 采用sinc插值函数联合Kaiser窗滤波器进行时域上采样与滤波得到OFDM过采样信号 $y(n)$;

[0013] 步骤(四)、过采样预失真单元对OFDM过采样信号 $y(n)$ 按照非线性函数进行幅度失真处理,得到预失真处理的OFDM信号 $s(n)$ 。

[0014] 所述步骤(一)中,机载数据链终端固态功率放大器的参数特性为输入信号 $s(t)$ 的幅度与输出信号 $z(t)$ 的幅度关系特性,其相位关系特性保持不变,设固态功放一般的幅度关系特性 $F(A_I(t), A_O(t))$ 为:

$$[0015] \quad A_O(t) = \frac{A_S A_I(t)}{A_S + A_I(t)}$$

[0016] 其中, $A_I(t)$ 为固态功放输入信号 $s(t)$ 的幅度电平,表示为: $A_I(t) = |s(t)|$, $A_O(t)$ 为固态功放输出信号 $z(t)$ 的幅度电平, $A_0(t) = |z(t)|$, A_S 为固态功率放大器的饱和电平。

[0017] 所述步骤(二)的实现方法如下:

[0018] (2.1)、迭代限幅滤波单元生成机载终端时域等效数字基带OFDM信号 $x(n)$;

[0019] (2.2)、对时域等效数字基带OFDM信号 $x(n)$ 进行时域限幅,具体方法为:

[0020] 根据目标限幅幅度 A_M ,根据判据 $|x(n)| > A_M$ 或 $|x(n)| \leq A_M$ 对幅度进行判决,其中 $|\cdot|$ 表示求信号幅度操作,判决后进行如下处理:

$$[0021] \quad x'(n) = x(n) + c(n) = \begin{cases} x(n), & |x(n)| \leq A_M \\ A_M e^{j\theta(n)}, & |x(n)| > A_M \end{cases}$$

[0022] 其中, $x'(n)$ 为时域限幅后的信号; $\theta(n)$ 为信号 $x(n)$ 的相位, $c(n)$ 为被限幅分量;

[0023] (2.3)、对被限幅分量 $c(n)$ 进行FFT变换到频域数据 $C(k)$,对频域数据 $C(k)$ 进行滤波,得到更新的OFDM数据 $x^{i+1}(n)$;

[0024] (2.4)、对步骤(2.3)得到的更新OFDM数据 $x^{i+1}(n)$,按步骤(2.2)进行迭代更新,如果迭代次数达到设计的最大迭代次数 M_0 ,则终止迭代并输出信号,否则迭代执行步骤(2.2)~(2.4),直至达到设计的最大迭代次数 M_0 。

[0025] 所述步骤(2.1)的实现方法如下:

[0026] 对信源数据 $X(k)$ 在频域上经过长度为 N_s 的逆傅里叶变换IFFT得到时域等效数字基带OFDM信号 $x(n)$,表达式为

$$[0027] \quad x(n) = \frac{\sqrt{E_s}}{\sqrt{N_s}} \sum_{k=0}^{N_s-1} X(k) e^{j2\pi kn/N_s}$$

[0028] 其中: n 为正整数,且 $0 \leq n \leq N_s - 1$; k 为正整数,且 $0 \leq k \leq N_s - 1$; 长度为 N_s 的数据 $X(k)$ 包含 N_u 个数据子载波和 $N_s - N_u$ 个零值虚子载波; E_s 为发送信号功率。

[0029] 所述步骤(2.2)中, $c(n)$ 表示如下:

$$[0030] \quad c(n) = \begin{cases} 0, & |x(n)| \leq A_M \\ (A_M - |x(n)|) e^{j\theta(n)}, & |x(n)| > A_M \end{cases}$$

[0031] 所述步骤(2.3)中,对频域数据 $C(k)$ 进行滤波,得到更新的OFDM数据 $x^{i+1}(n)$,方法如下:

[0032] 将 $N_s - N_u$ 个虚子载波 $C(k)$ 设为零,得到频域数据 $C'(k)$;对频域数据 $C'(k)$ 进行IFFT变换得到时域数据 $c'(n)$,并进行第 i 次更新:

$$[0033] \quad x^{i+1}(n) = x^i(n) + \mu c^i(n)$$

[0034] 其中, $x^i(n)$ 为第 i 次迭代时的时域信号, $x^{i+1}(n)$ 为第 $i+1$ 次迭代更新的信号, μ 为更新步长参数。

[0035] 所述步骤(三)中, $x_{i,w}(n)$ 表示为

$$[0036] \quad x_{i,w}(n) = \begin{cases} c_p(n + N_g) \cdot x_i(n) + x_{i-1}(n + N_g) \cdot c_s(n + N_g), & -N_g \leq n < -N_g + 0.05 \times N_s \\ x_i(n) & , -N_g + 0.05 \times N_s \leq n \leq N_s - 1 \end{cases}$$

[0037] 其中, N_g 为OFDM信号循环前缀的长度,设为 $N_g = N_s/8$; $x_{i,w}(n)$ 为第 i 个时域加窗后的OFDM符号, c_p 和 c_s 分别为循环前缀加窗系数和循环后缀加窗系数,前缀加窗系数为 $c_p = [0 \ 0.0125 \ 0.0495 \ 0.1091 \ 0.1883 \ 0.2831 \ 0.3887 \ 0.5 \ 0.6113 \ 0.7169 \ 0.8117 \ 0.8909 \ 0.9505 \ 0.9875 \ 1]$,后缀加窗系数与前缀加窗系数对称相等。

[0038] 所述步骤(四)的实现方式如下:

[0039] 根据所选用固态功放的输入信号功率与输出信号功率关系,通过数学回归方法分析得到固态功放的幅度关系特性 $F(A_I(t), A_O(t))$,然后求反函数得到非线性函数 $F(D_I(n), D_O(n))$:

$$[0040] \quad F(D_I(n), D_O(n)) = F^{-1}(A_I(t), A_O(t))$$

[0041] 固态功放幅度关系的非线性函数表达式为:

$$[0042] \quad D_O(n) = \frac{D_S D_I(n)}{D_S - D_I(n)}$$

[0043] 其中, $D_I(n)$ 为输入信号 $y(n)$ 的幅度值: $|y(n)| = D_I(n)$; $D_O(n)$ 为输出信号 $s(n)$ 的幅

度值： $|s(n)| = D_0(n)$ ； D_S 为对应固态功率放大器的饱和电平 A_S 的功放饱和幅度。

[0044] 所述步骤(四)的实现方式如下：

[0045] 机载功放根据飞行器飞行高度不同，所处的温度环境不同，从而影响功放的输入信号功率-输出信号功率特性，设为 $F(A_I(t), A_O(t), T_a(t))$ ，其中 $T_a(t)$ 为机载固态功放的温度，该参数一般可由机载传感器采集获得，并传输给机载数据链终端，记为 $T_a(n)$ ；从而温度 $T_a(t)$ 参数可用于辅助非线性函数 $F(D_I(n), D_O(n))$ 的数字预失真，其数学关系表示为：

[0046] $F(D_I(n), D_O(n), T_a(n)) = F^{-1}(A_I(t), A_O(t), T_a(t))$ ；

[0047] 固态功放幅度关系的非线性函数表达式为：

$$[0048] \quad D_O(n) = \frac{D_S D_I(n)}{D_S - D_I(n)}$$

[0049] 其中， $D_I(n)$ 为输入信号 $y(n)$ 的幅度值： $|y(n)| = D_I(n)$ ； $D_0(n)$ 为输出信号 $s(n)$ 的幅度值： $|s(n)| = D_0(n)$ ； D_S 为对应固态功率放大器的饱和电平 A_S 的功放饱和幅度。

[0050] 本发明与现有技术相比具有如下有益效果：

[0051] (1) 本发明机载数据链中固态功放OFDM信号数字预失真方法，通过综合配置数字预失真模块中迭代限幅滤波单元、升余弦滤波单元、过采样预失真单元，对实际工程中OFDM信号带内峰均比抑制与带外干扰抑制指标进行综合优化；

[0052] (2) 本发明机载数据链中固态功放OFDM信号数字预失真方法，先通过迭代限幅滤波单元降低信号峰均比，再通过升余弦滤波降低信号频谱带外干扰，实现机载OFDM数据链信号在一倍采样率预失真处理；

[0053] (3) 本发明机载数据链中固态功放OFDM信号数字预失真方法，根据所选用固态功率放大器的输入信号功率与输出信号功率关系，通过数学回归方法分析得到固态功放的幅度关系特性，进而完成过采样率信号幅度预失真，无需硬件反馈通道，不会加重发射机设计的复杂度和实现代价。

附图说明

[0054] 图1为本发明机载数据链中固态功放OFDM信号数字预失真方法模块组成框图；

[0055] 图2为本发明机载数据链中固态功放OFDM信号数字预失真方法的固态功放RFPA2026在2.14GHz的输入输出特性曲线；

[0056] 图3为本发明机载数据链中固态功放OFDM信号数字预失真方法的固态功放特性与非线性函数特性；

[0057] 图4为本发明机载数据链中固态功放OFDM信号数字预失真方法的预失真OFDM信号功率谱性能。

具体实施方式

[0058] 下面结合附图和具体实施例对本发明作进一步的详细说明：

[0059] 如图1所示，配置三个联合预失真处理的模块：迭代限幅滤波单元、升余弦滤波单元、过采样预失真单元，通过按需分配预失真指标。迭代限幅滤波单元用于降低输入信号的峰均比，升余弦滤波单元降低信号频谱带外干扰，过采样预失真单元对接收信号中的过采

样信号幅度进行非线性处理。基于固态功放特性反函数的非线性函数数字预失真,实现机载数据链中固态功放OFDM信号的数字预失真。

[0060] 机载数据链中固态功放OFDM信号数字预失真方法,主要包括如下步骤:

[0061] 步骤(一)、根据机载数据链终端固态功率放大器的参数特性配置数字预失真模块,包括迭代限幅滤波单元的目标限幅幅度 A_M 、升余弦滤波单元的带外抑制 γ_c 、过采样数字预失真的功放饱和幅度 D_S 。

[0062] 其中,机载数据链终端固态功率放大器的参数特性主要为输入信号 $s(t)$ 的幅度与输出信号 $z(t)$ 的幅度关系特性,其相位关系特性保持不变,设固态功放一般的幅度关系特性 $F(A_I(t), A_O(t))$ 为:

$$[0063] \quad A_O(t) = \frac{A_S A_I(t)}{A_S + A_I(t)}$$

[0064] 其中, $A_I(t)$ 为固态功放输入信号 $s(t)$ 的幅度电平,表示为: $A_I(t) = |s(t)|$, $A_O(t)$ 为固态功放输出信号 $z(t)$ 的幅度电平, A_S 为固态功率放大器的饱和电平。

[0065] 步骤(二)、迭代限幅滤波单元对机载终端的OFDM信号进行初步预失真处理,得到峰均比降低后的OFDM信号。

[0066] (1)、生成机载终端等效数字基带OFDM信号:频域上经过线性调制的信源数据 $X(k)$,经过长度为 N_s 的逆傅里叶变换IFFT得到时域OFDM信号 $x(n)$,表达式为

$$[0067] \quad x(n) = \frac{\sqrt{E_s}}{\sqrt{N_s}} \sum_{k=0}^{N_s-1} X(k) e^{j2\pi kn/N_s}$$

[0068] 其中: n 为正整数,且 $0 \leq n \leq N_s - 1$; k 为正整数,且 $0 \leq k \leq N_s - 1$;长度为 N_s 的数据 $X(k)$ 包含 N_u 个数据子载波和 $N_s - N_u$ 个零值虚子载波; E_s 为发送信号功率。

[0069] (2)、对时域OFDM信号 $x(n)$ 进行时域限幅,具体方法为:

[0070] 根据目标限幅幅度 A_M ,对幅度进行判据 $|x(n)| > A_M$,或 $|x(n)| \leq A_M$,其中 $|\cdot|$ 表示求信号幅度操作,判决后进行如下处理:

$$[0071] \quad x'(n) = x(n) + c(n) = \begin{cases} x(n), & |x(n)| \leq A_M \\ A_M e^{j\theta(n)}, & |x(n)| > A_M \end{cases}$$

[0072] 其中, $x'(n)$ 为限幅后的信号; $\theta(n)$ 为信号 $x(n)$ 的相位。被限幅分量 $c(n)$ 表示如下:

$$[0073] \quad c(n) = \begin{cases} 0, & |x(n)| \leq A_M \\ (A_M - |x(n)|) e^{j\theta(n)}, & |x(n)| > A_M \end{cases}$$

[0074] (3)、对被限幅的信号 $c(n)$ 进行FFT变换到频域数据 $C(k)$,对频域数据 $C(k)$ 进行滤波:将 $N_s - N_u$ 个虚子载波 $C(k)$ 设为零,得到频域数据 $C'(k)$;对频域数据 $C'(k)$ IFFT变换得到时域数据 $c'(n)$,并进行第 i 次更新:

$$[0075] \quad x^{i+1}(n) = x^i(n) + \mu c^i(n)$$

[0076] 其中, $x^i(n)$ 为第 i 次迭代时的时域信号, $x^{i+1}(n)$ 为第 $i+1$ 次迭代更新的信号, μ 为更新步长参数。

[0077] (4)、对步骤(3)得到的更新OFDM时域数据 $x^{i+1}(n)$,按步骤(2)进行迭代更新,如果

迭代次数达到设计的最大迭代次数 M_0 ,则终止迭代并输出信号,否则迭代执行步骤(2)~(4),直至达到设计的最大迭代次数 M_0 。

[0078] 步骤(三)、升余弦滤波单元对步骤(二)得到的机载终端迭代限幅滤波OFDM信号,采用升余弦窗滤波器对第 i 个OFDM符号 $x_i(n)$ 进行时域加窗,得到加窗后带外抑制 γ_c 的OFDM信号 $x_{i,w}(n)$,表示为

$$[0079] \quad x_{i,w}(n) = \begin{cases} c_p(n+N_g) \cdot x_i(n) + x_{i-1}(n+N_g) \cdot c_s(n+N_g), & -N_g \leq n < -N_g + 0.05 \times N_s \\ x_i(n) & , -N_g + 0.05 \times N_s \leq n \leq N_s - 1 \end{cases}$$

[0080] 其中, N_g 为OFDM信号循环前缀的长度,设为 $N_g = N_s/8$; $x_{i,w}(n)$ 为第 i 个时域加窗后的OFDM符号。 c_p 和 c_s 分别为循环前缀加窗系数和循环后缀加窗系数,前缀加窗系数为 $c_p = [0 \ 0.0125 \ 0.0495 \ 0.1091 \ 0.1883 \ 0.2831 \ 0.3887 \ 0.5 \ 0.6113 \ 0.7169 \ 0.8117 \ 0.8909 \ 0.9505 \ 0.9875 \ 1]$,后缀加窗系数与前缀加窗系数对称相等。

[0081] 对升余弦加窗后的OFDM信号 $x_{i,w}(n)$,采用sinc插值函数联合Kaiser窗滤波器进行时域上采样与滤波得到OFDM过采样信号 $y(n)$ 。

[0082] 步骤(四)、过采样预失真单元将步骤(三)得到的加窗滤波OFDM信号 $y(n)$ 对按照非线性函数进行幅度失真得到 $s(n)$,可根据所选用固态功率放大器的输入信号功率与输出信号功率关系,通过数学回归方法分析得到固态功放的幅度关系特性 $F(A_I(t), A_O(t))$,然后求反函数得到该非线性函数

$$[0083] \quad F(D_I(n), D_O(n)) = F^{-1}(A_I(t), A_O(t))$$

[0084] 一般的,固态功率放大器幅度关系的非线性函数表达式为:

$$[0085] \quad D_O(n) = \frac{D_S D_I(n)}{D_S - D_I(n)}$$

[0086] 其中, $D_I(n)$ 为输入信号 $y(n)$ 的幅度值: $|y(n)| = D_I(n)$; $D_O(n)$ 为输出信号 $s(n)$ 的幅度值: $|s(n)| = D_O(n)$; D_S 为对应固态功率放大器的饱和电平 A_S 的功放饱和幅度。

[0087] 特别的,机载功率放大器根据飞行器飞行高度不同,所处的温度环境不同,从而影响功率放大器的输入信号功率-输出信号功率特性,设为 $F(A_I(t), A_O(t), T_a(t))$,其中 $T_a(t)$ 为机载固态功率放大器的温度,该参数一般可由机载传感器采集获得,并传输给机载数据链终端,记为 $T_a(n)$;从而温度 $T_a(t)$ 参数可用于辅助非线性函数 $F(D_I(n), D_O(n))$ 的数字预失真,其数学关系表示为:

$$[0088] \quad F(D_I(n), D_O(n), T_a(n)) = F^{-1}(A_I(t), A_O(t), T_a(t))$$

[0089] 经过以上预失真处理后,将输出OFDM信号 $s(n)$ 经过DA数模转换后的模拟OFDM信号 $s(t)$ 送至固态功率放大器将信号放大发送出去。

[0090] 实施例1

[0091] 对本发明机载数据链中固态功放OFDM信号数字预失真方法的性能仿真结果进行分析。

[0092] 根据图1构建仿真系统,OFDM系统参数为 $N_s = 1024$, $N_u = 720$, $N_g = 128$,迭代限幅滤波单元根据峰均比抑制3dB,配置目标限幅幅度 A 。升余弦滤波单元的前缀加窗系数为 $c_p = [0 \ 0.0125 \ 0.0495 \ 0.1091 \ 0.1883 \ 0.2831 \ 0.3887 \ 0.5 \ 0.6113 \ 0.7169 \ 0.8117 \ 0.8909 \ 0.9505 \ 0.9875 \ 1]$,后缀加窗系数与前缀加窗系数对称相等。固态功率放大器参考rfmd公

司的3态、2W输出功放RFPA2026,频率范围700MHz-2700MHz。

[0093] 如图2所示功放模块RFPA2026在2.17GHz时,在温度为40℃当输入信号功率为-20dBm、-10dB、-6dBm、-4dBm、-2dBm、0dBm时对应的输出信号功率为18dBm、28dBm、32dBm、33dBm、34dBm、34.5dB,当温度升高到85℃时输出信号功率整体降低1dBm~0.5dBm,对该数据特性进行回归拟合出非线性函数。图3所示机载数据链中固态功放特性与非线性函数特性。

[0094] 按照本发明方法对上述非线性函数预失真后得到固态功放输出信号功率谱如图4所示。分析可见,无升余弦滤波与过采样预失真时,OFDM信号带外归一化频谱约降低25dB;当过采样预失真且无升余弦加窗滤波时,OFDM信号带外归一化频谱扩展约60%;当加入迭代限幅滤波单元、升余弦滤波单元、过采样预失真单元共三部分联合预失真处理后,带外归一化频谱约降低大于50dB。因此可见,本发明方法可有效实现机载数据链固态功放的OFDM信号预失真。

[0095] 以上所述,仅为本发明最佳的具体实施方式,但本发明的保护范围并不局限于此,任何熟悉本技术领域的技术人员在本发明揭露的技术范围内,可轻易想到的变化或替换,都应涵盖在本发明的保护范围之内。

[0096] 本发明说明书中未作详细描述的内容属于本领域专业技术人员的公知技术。

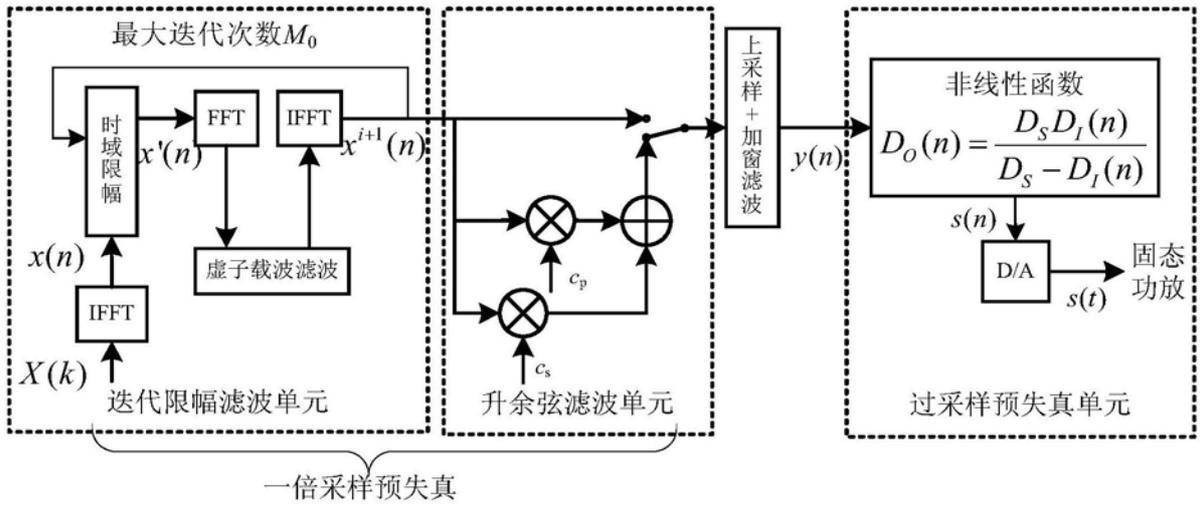


图1

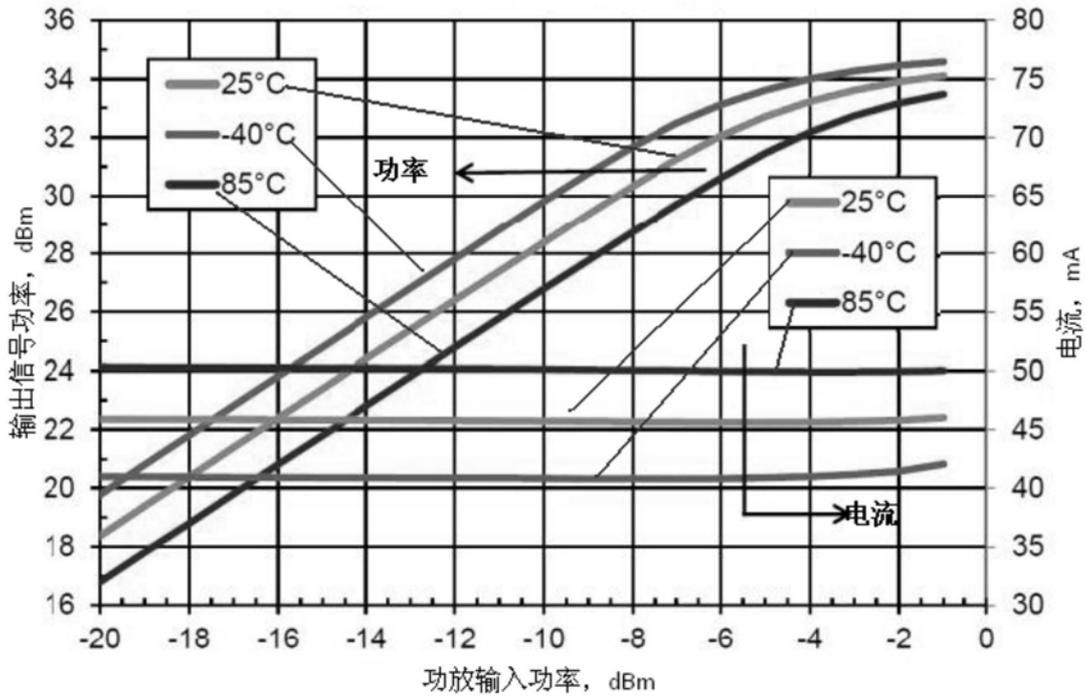


图2

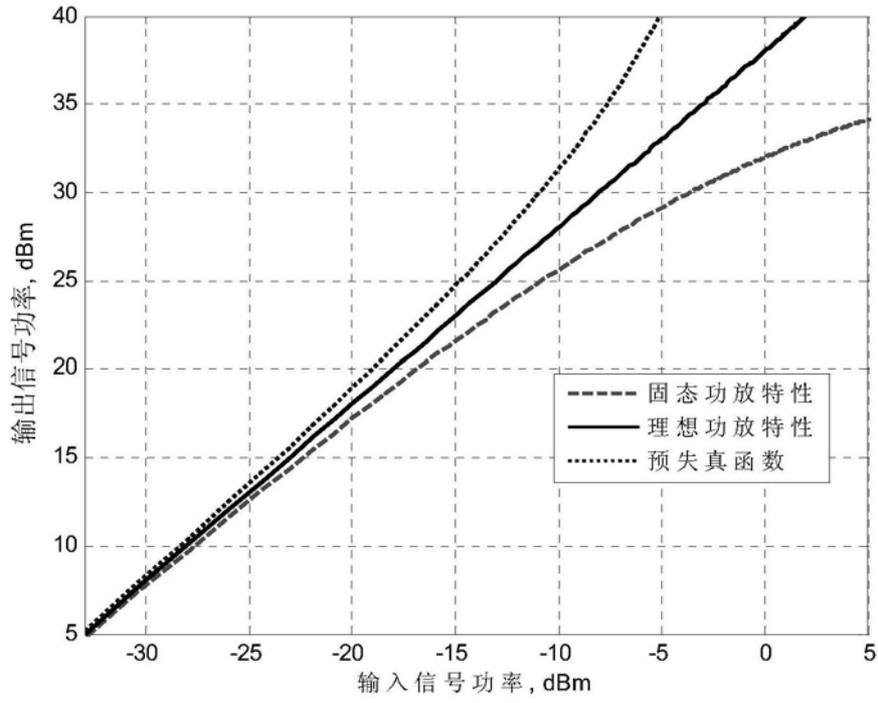


图3

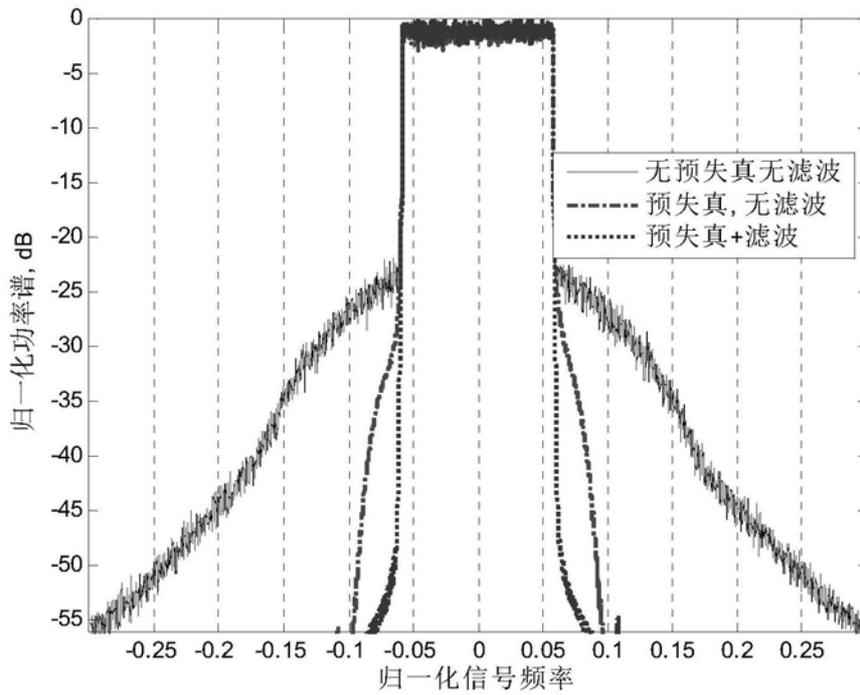


图4