用于低复杂度多模式遥测发射机的连续相位调制信号线性近似

Francesco Silino意大利帕维亚大学
francesco.silino01@universitadipavia.it

Fabio Dell'Acqua帕维亚大学 & *CNIT* 国家联盟跨大学电信联盟 - 帕维亚单元`a 意大利帕维亚 fabio.dellacqua@unipv.it

Pietro Savazzi
帕维亚大学
& *CNIT* 国家联盟
跨大学联盟
电信——`帕维亚分部
意大利帕维亚
pietro.savazzi@unipv.it

Anna Vizziello帕维亚大学 与 *CNIT* 国家电信联盟跨大学联盟电信——`帕维亚分部 意大利帕维亚
anna.vizziello@unipv.it

Diego Biz*Temis Srl* 科尔贝塔（米兰省），意大利
diego.biz
@temissrl.com

Federico Brega*Temis Srl*
科尔贝塔（米兰省），意大利
federico.brega
@temissrl.com

arXiv:2304.00562v1 [eess.SP] 2 Apr 2023

摘要——**在空间应用中，硬件（HW）的实现成本不仅受所需性能水平的影响，还会因复杂且严格的硬件鉴定测试而增加。因此，降低鉴定成本和缩短鉴定时间是设计的关键要求。本文提出了一种用于航天遥测的新型多功能发射机，可在不同的线性调制和连续相位调制方案之间进行软切换，同时保持相同的硬件结构。这样，单次硬件鉴定即可"覆盖"同一硬件的多种用途，从而在配置变更时避免重新鉴定。所设想的解决方案采用单个滤波器，该滤波器不仅适用于 M-QAM 等线性调制方式，也适用于连续相位调制方法。现阶段，我们重点研究脉冲编码调制/调频（PCM/FM），并为其提出一种最小均方误差（MMSE）算法。该算法增强了系统的灵活性和效能；在需要时，可使用基于劳伦分解的单个首级滤波器进行初始化。我们采用均方误差（MSE）指标评估性能，该指标用于衡量所提出的 MMSE 调制信号与完全调制信号之间的差异。仿真结果证实，与仅使用劳伦分解第一分量的情况相比，所提出的算法可获得更低的 MSE 值。**

索引词—**连续相位调制、可重构发射机、航天遥测、最小均方误差。**

I. 引言

在航天遥测中（即将数据从卫星传输到其地面站），[1]，脉冲编码调制/调频（PCM/FM）和偏移四相相移键控（SO-QPSK）是最常用的调制方案 [2], [3]。它们之所以成功，是因为速率低、鲁棒性高，因此能够覆盖从地面站到航天平台以及反向传输的长距离。另一方面，与频带占用相比，这些方案的速率较低，PCM/FM 尤其如此。需要采用新技术来提升使用这些调制方式的发射机的灵活性和性能。

本文着重于改进 PCM/FM 调制的劳伦分解，提出一种新的 PCM/FM信号近似方法。劳伦分解是将连续相位调制（CPM）信号近似为多个脉冲幅度调制（PAM）分量的叠加。非线性被移至滤波器上游。对各分量进行滤波后再求和，即可重构原始信号。如果仅使用第一分量来近似 PCM/FM [4]⁋[5]，该技术可降低调制复杂度。劳伦分解通常用于接收机侧，以证明对通用 PCM 信号进行线性近似的合理性，从而估计未知的调制指数 [6] 或信道变化 [7], [8]。

在发射机端，主要缺点是：若使用 $L \geq 2$，要完美重现原始 PCM/FM 信号，就需要两个滤波器和两路伪符号流（根据原始比特流计算得出）。增大 L，即以符号间隔数表示的相位脉冲持续时间，会导致滤波器数量增加。另据了解，在劳伦分解中，大部分能量都集中在第一个滤波器信号分量中（PCM/FM 中超过 90%）；对于 SO-QPSK 或类似调制方式，则集中在前两个分量中。

本研究旨在介绍一种新型分解方法，它使用与劳伦分解中第一个滤波器 c_0 相关的相同伪符号，同时引入一个根据 Wiener-Hopf 方程计算的新滤波器，以最小化均方误差。该方法使用一个出乎意料地比 c_0 抽头数更少的新滤波器，从而提升近似性能。这意味着只需使用一个分量，便可降低设备复杂度。

所提出方法的主要优势在于，对于部分响应调制仅使用一个线性滤波器，而劳伦分解需要多个线性滤波器。

这里将这项新技术应用于发射机侧，只需更改与发射滤波器以及比特映射到调制符号的方式相关的少量设置，即可实现不同的线性和非线性调制方案。事实上，所提出的发射机能够将调制方式从 PCM/FM 快速切换为另一种调制方式，也可以是线性调制方式。目前的工作致力于通过利用 [9]，中的分解，将所提出的方法扩展到 SO-QPSK 调制，并将 M-QAM 调制方案纳入可重构发射机 [10]。

总而言之，本文介绍的主要创新点如下：

- 一种新型近似分解，其基于与劳伦方法所得第一个滤波器输入端所使用的相同伪符号；
- 在空间遥测发射机中对所提出方案进行了实验性实现。
- 一种新的发射机方案，采用软件定义无线电（SDR）方法，无需改变设备内部经过空间认证的结构，即可在不同的连续相位调制技术之间切换。

本文其余部分分为四节。第二节介绍 PCM/FM 调制，并回顾劳伦分解技术。第三节详细说明所提出的新实现方法；第四节讨论不同技术的结果与性能，并与基于现场可编程门阵列（FPGA）的结果进行比较。第五节给出结论并展望未来研究方向。

II. PCM/FM MODULATION

A. 连续相位调制信号

连续相位调制信号可表示为：

$$s(t,\alpha) = e^{j\psi(t,\alpha)} \tag{1}$$

其中：

$$\psi(t,\alpha) = 2h\pi \sum_i \alpha_i q(t,iT) \tag{2}$$

其中，h 为调制指数，T 为符号间隔，α_i 为信息数据，而$q(t)$ 为系统的相位响应。 $q(t)$ 与频率响应$f(t)$之间的关系如下式所示：

$$q(t) = \int_{-\infty}^{t} f(\tau)d\tau \tag{3}$$

式 (3) 中的脉冲 $f(t)$ 在区间 $(0, LT)$ 内具有时限，其中 L 为以符号间隔表示的相位脉冲持续时间，并且必须满足以下条件：

$$f(t) = f(LT - t) \tag{4}$$

$$\int_0^{LT} f(\tau)d\tau = q(LT) = \frac{1}{2} \tag{5}$$

下面将介绍通过线性调制实现非线性信号 (1) 的常用方法。

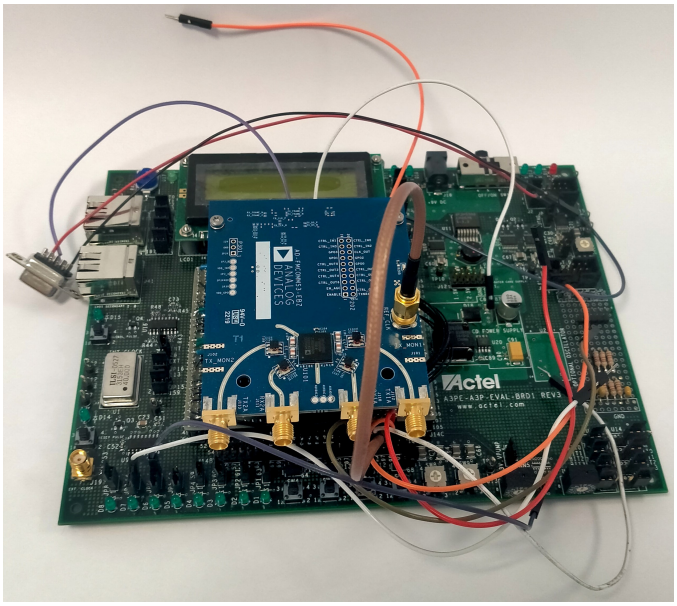


图 1. 评估板

B. 劳伦分解

在 [4] 中，已有研究表明，对于二进制调制，式 (1) 的右侧可以表示为脉冲幅度调制波形的叠加；而在 [5], 中，这一方法被扩展到了 M 元符号。

$$s(t,\alpha) = \sum_{k=0}^{Q-1} \sum_n b_{k,n} c_k(t - nT) \tag{6}$$

其中， $Q = 2^{L-1}$ 和 c_k（t）表示为

$$c_k(t) = \prod_{i=0}^{L-1} u(t + iT + \beta_{k,i}LT), \quad 0 \le k \le Q-1 \tag{7}$$

函数 $u(t)$定义为

$$u(t)=\begin{cases}\sin[2h\pi q(t)]/\sin(h\pi), & 0\le t\le LT\\ \sin[h\pi-2h\pi q(t)]/\sin(h\pi), & LT\le t\le 2LT\\ 0, & \text{elsewhere}\end{cases} \tag{8}$$

参数 $\beta_{k,\ i}$ 取值为 0 或 1。特别地 $\beta_{k,\ 0}$始终为零，而对于区间 $1\le i\le L-1$,$\beta_{k,\ i}$ 中的任意 i，它都是 k的基数-2表示中的第 i位：

$$k=\sum_{i=1}^{L-1}2^{i-1}\beta_{k,i}\qquad 0\le k\le Q-1 \tag{9}$$

线性滤波器 $c_k(t)$在式（6）输入端的符号，即$b_{k,\ n}$，定义为伪符号，可根据真实输入符号 α_i 按式（10）计算：

$$b_{k,n}=exp\left\{jh\pi\left[\sum_{m=-\infty}^{n}\alpha_m-\sum_{i=0}^{L-1}\alpha_{n-i}\beta_{k,i}\right]\right\} \tag{10}$$

C. 空间遥测发射机

上述 PCM/FM 调制器将集成到图 1 所示的评估板中。图 2 展示了为容纳硬件实现而设计的最终发射机（TX）机箱的三维渲染图。

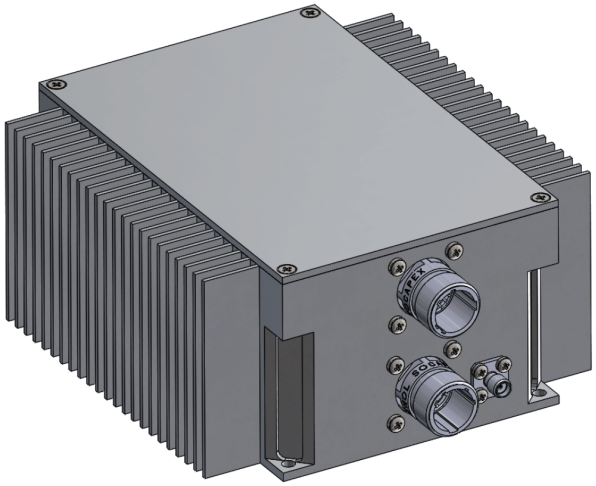


图 2. 发射机（TX）外壳的三维渲染图

III. Proposed PCM/FM transmitterimplementation*A. PCM/FM*实现

最初使用 MATLAB 实现了一个发射机，采用遥测标准 PCM/FM调制，以便与近似实现进行性能比较，即采用第一个 Laurent 滤波器的实现和采用 MMSE滤波器的实现。

在这项初步研究中，我们重点研究了这种调制方式，以验证该方法的可行性。所展示的结果可以轻松扩展到其他可用于遥测应用的部分响应调制方式。

主要系统参数设置如下：

- $L=2$
- $h=0.7$
- $\alpha_i=\pm1$ （反极性比特）
- $T=1$ （归一化符号时间）
- $T_c=1/8$ （采样时间）

首先，随机生成了 10000 个反极性比特 α_i ，并以等于 T/T_C 的过采样因子进行调制。

PCM/FM 需要一个 6^{th} 阶贝塞尔滤波器，但升余弦（RC）滤波器是一种可接受的近似，也更便于数字实现。用于近似 6^{th} 阶贝塞尔滤波器的 RC 滤波器由以下脉冲响应描述：

$$f(t)=\begin{cases}\frac{1}{2LT}\left[1-cos(\frac{2\pi t}{LT})\right], & 0\le t\le LT\\ 0, & \text{elsewhere}\end{cases} \tag{11}$$

RC 滤波器的性能与贝塞尔滤波器相当，甚至更好 [11]。

B. 劳伦分解实现

为了使用公式 (6) 生成 PCM-FM 调制信号的复包络，根据第 III-A 节中定义的参数并使用公式 (7-8)，计算滤波器脉冲响应 $c_k(t)$，其中 $L=2$。

伪符号 $b_{k,n}$ 使用公式 (10) 计算，其中对于 $L=2$:

$$\beta_{k,i}=\begin{pmatrix}0 & 0\\ 0 & 1\end{pmatrix} \tag{12}$$

C. 性能增强的一分量近似

为了提升仅使用单线性分量表示时可达到的性能，设计了一种新滤波器

$$\mathbf{c}_w=[c_w(0),c_w(1),...,c_w(N-1)] \tag{13}$$

通过求解以下 Wiener-Hopf 方程获得 [12]

$$\mathbf{c}_w=\mathbf{R}_{b_0}^{-1}\mathbf{r}_{s(t,\alpha)b_{0,n}} \tag{14}$$

其中，$\mathbf{R}_{b_0}$ 是伪符号$\{b_{0,n}\}$的自相关矩阵，而$\mathbf{r}_{s(t,\alpha)b_{k,n}}$ 是调制信号 $s(nT_c,\alpha)$ 与伪符号 $\{b_{0,n}\}$之间的相关性。上述自相关矩阵和互相关矩阵的取值，是通过对超过 $8{\cdot}10^5$个样本求平均估算得出的。

式（14）允许最小化完整调制信号表示与通过$\mathbf{c}_w$滤波式（6）的伪符号 $\{b_{0,n}\}$ 后得到的信号表示之间的均方误差。

IV. 仿真与实验结果

A. MATLAB 性能评估

对所提出的近似解进行初步性能评估时，将使用$\mathbf{c}_w$调制的信号与通过第一个 Laurent 滤波器 $\mathbf{c}_0$得到的信号进行了比较。从表 I 可以看出，与单分量 Laurent 近似相比，性能提升了 3.6 dB。

表 I MATLAB 均方误差比较

发射滤波器	过采样信号	采样于 $1/T$
$\mathbf{c}_0+\mathbf{c}_1$	-283.4dB	-292.3dB
$\mathbf{c}_0$	-29.4dB	-57.2dB
$\mathbf{c}_w$	-33.0dB	-60.8 dB

由式（1）生成的调制信号与按照式（6）构建的信号之间进行比较时，得到的均方误差值极低，这与 MATLAB 浮点精度相符，因为完整的劳伦分解能够精确表示原始非线性信号。

B. 现场可编程门阵列性能评估

鉴于本工作的应用目标，我们实现并测试了一种现场可编程门阵列（FPGA）设计，并通过基于硬件描述语言（HDL）的仿真进行验证。仿真考虑了若干与硬件实现相关的因素：对信号执行16位定点运算，输入AD9361数模正交上变频器的信号量化为12位。

现场可编程门阵列的运行速率为40兆采样点每秒，因此，为了将结果与过采样率为8时的MATLAB输出进行比较，需要将现场可编程门阵列的输出数据速率设为5兆比特每秒。为了评估所提出的单滤波器调制信号与原始非线性信号的接近程度，图3通过展示多个样本对应的相位变化趋势，对最小均方误差信号的相位与采用完整劳伦分解及近似（仅$\mathbf{c}_0$ ）重构所生成信号的相位进行比较。样本集是从比较结果最具代表性的样本中随机选取的。

可以看出，与仅采用劳伦近似相比，MMSE近似相位更接近完整的非线性相位，且仅包含$\mathbf{c}_0$。

图4则展示了在仿真FPGA实现中重建的信号之间的类似比较。

表II提供了数值比较，报告了不同近似表示的均方误差值。为简洁起见，仅报告过采样信号的结果。

与仅使用 Laurent 表示的第一分量 $\mathbf{c}_0$ 相比，$\mathbf{c}_w$ 滤波器带来的最小均方误差性能增益为 3.7 dB。与基于 MATLAB 的浮点运算评估相比，相差 0.1 dB，这是

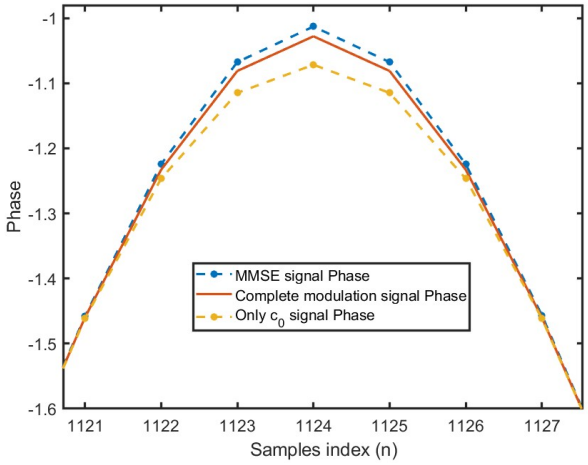


图3. 相位对比细节

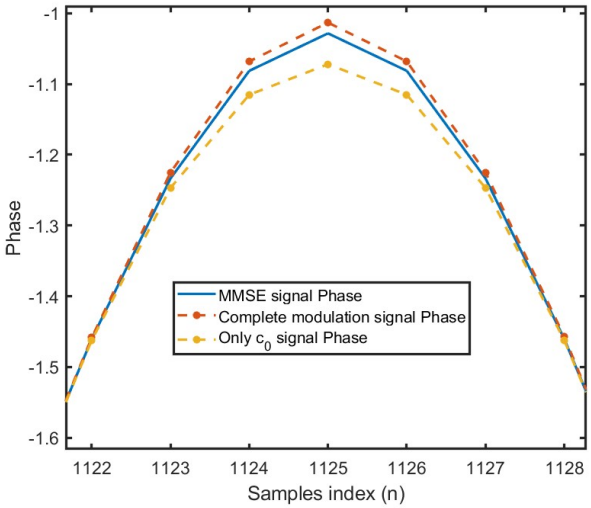


图4. FPGA：相位对比细节

由于硬件描述语言仿真中采用了定点表示：信号为 12 比特，内部运算为 16 比特。

V. 结论

本文提出了一种新颖的空间遥测发射机线性架构。该架构在频谱形状方面表现良好，同时具有两项显著优势：

1）重建信号所需的硬件组件更少；2）采用相同的航天级硬件即可实现不同调制方式，灵活性更高。

在现场可编程门阵列环境中完成仿真和测试后，所提出的方案报告称，与调制信号相比，劳伦分解中第一个分量的均方误差改善了 3.7 dB

表II 现场可编程门阵列均方误差比较

发射滤波器	过采样信号
$\mathbf{c}_0 + \mathbf{c}_1$	-67.9dB
$\mathbf{c}_0$	-29.7dB
$\mathbf{c}_w$	-33.4dB

。值得注意的是，这一改善是在未增加系统复杂度的情况下实现的。相反，由于在发射机端使用了单个信号重构滤波器，系统复杂度反而降低了。

在硬件和能量日益稀缺、成本不断攀升的背景下，该发射机的另一大优势在于其类似软件定义无线电的特性：只需重新编程，同一套空间级硬件便可用于不同用途。通过修改软件，还可以实现升级，包括采用SO-QPSK和线性M-QAM等更高效的调制方式。

这有助于减少空间碎片，因为即使设备逐渐老化，也能维持所需的数据速率，从而推迟更换时间。未来的工作计划包括将所提出的分解方法应用于SO-QPSK调制的Perrin Rice分解的前两个分量。届时将在不同数据速率下使用实际发射机进行测试，以评估该技术在真实环境中的表现。

目前正在使用图1所示的评估板测试所介绍的FPGA设计，而最终设计将考虑图2所示的三维渲染。

一个值得关注的未来发展方向，是将所提出的发射机扩展为类似于 [13] 中设想的分布式多输入多输出（MIMO）方案。

参考文献

[1] C. Ramu、A. K. Kushwaha 和 P. Tandon，“航空航天器在各种室内环境中的 PCM 遥测链路分析”，载于*2021*年第*2*届2021年，测距技术国际会议（*ICORT*），第 1–6 页。[2] H. Xiao、X. Liu 和 L. Zhou，“基于软件无线电的 PCM/FM 基带调制发射机设计”，载于*2018*年第八届仪器仪表、测量、计算机、通信与控制国际会议（*IMCCC*），2018 年，第 714–717 页。[3] R. M. Nigam 和 P. M. Pradhan，“基于改进 SOQPSK 的航空遥测链路数据传输开发”，载于*2021*年全国通信会议（*NCC*），2021 年，第 1–6 页。[4] P. Laurent，“通过幅度调制脉冲（AMP）叠加精确和近似构造数字相位调制”，*IEEE*通信汇刊，第 34 卷，第 2 期，第 150–160 页，1986 年。[5] U. Mengali 和 M. Morelli，“M 元连续相位调制信号的脉冲幅度调制波形分解”，*IEEE*信息论汇刊，第 41 卷，第 5 期，第 1265–1275 页，1995 年。[6] Y. F. Zhipeng Xi、Jiang Zhu，“小调制指数二进制连续相位调制的低复杂度检测”，*IEEE*通信快报，第 *20* 卷，第 *1* 期，第 57–60 页，2016 年。[7] A. S. Rami Othman、Yves Lou，“利用脉冲幅度调制分解联合进行 SOQPSK 信道估计与检测 ”，*2018* 年第 *25* 届国际电信会议（*ICT*），第 1–5 页，2018 年。[8] P. Savazzi、L. Favalli、E. Costamagna 和 A. Mecocci，“基于最近邻规则的次优信道均衡方法”，*IEEE*通信选定领域期刊，第 16 卷，第 9 期，第 1640–1648 页，1998 年。

[9] E. Perrins 和 M. Rice，“M 元多 h 连续相位调制的脉冲幅度调制分解”，*IEEE*通信汇刊，第 53 卷，2075，2005 年 12 期，第 2065–页。[10] A. L. Coines 和 V. P. G. Jim´enez，“采用自适应编码与调制方案的卫星通信 CCSDS 131.2-B-1 现场可编程门阵列发射机设计”，*Electronics*，2021 年。[11] R. A. Peters，“如何进行数字卫星链路仿真以比较根升余弦和贝塞尔上行链路滤波器”，*AIAA*国际通信卫星系统会议，第 1–14 页，2006 年。[12] S. Haykin，自适应滤波理论。培生教育，2002 年。[13] P. Savazzi 和 A. Vizziello，“分布式 MIMO 卫星链路中的载波同步”，载于*2015*年*IEEE*太空与极端环境无线通信国际会议（*WiSEE*），2015 年，第 1–6 页。