

主动谐波消除多电平射频脉宽调制策略及其性能分析*

陈剑斌^{1,2}, 周强², 朱蕾², 张江²

(1. 陆军工程大学通信工程学院, 江苏南京 210007; 2. 国防科技大学第六十三研究所, 江苏南京 210007)

摘要:为降低全数字发信机(All-Digital Transmitters, ADTx)的输出谐波要求,提高系统宽频带工作性能,提出并实现适用于全数字发信机的多电平射频脉宽调制(Radio Frequency Pulse Width Modulation, RF-PWM)策略。该方法通过控制各子脉冲的脉冲宽度,在基波分量加权之和正比于输入信号包络的前提下,实现对 RF-PWM 脉冲序列特定谐波分量的有效抑制。以3次谐波消除为例,对该5电平 RF-PWM 策略实现方案进行推导,同时分析验证了该方案下脉冲基波分量与信号幅度之间的最佳增益系数。在此基础上,利用软件仿真验证了理论分析结果以及主动谐波抑制 RF-PWM 策略的有效性。

关键词:全数字发信机;脉冲宽度调制;谐波抑制;自适应门限;增益系数

中图分类号:TN95 文献标志码:A 文章编号:1001-2486(2021)04-128-08

Selective harmonic elimination multi-level RF-PWM strategy and performance analysis

CHEN Jianbin^{1,2}, ZHOU Qiang², ZHU Lei², ZHANG Jiang²

(1. College of Communications Engineering, Army Engineering University, Nanjing 210007, China;

2. The Sixty-third Research Institute, National University of Defense Technology, Nanjing 210007, China)

Abstract: In order to relax the filtering requirements and improve the wideband performance of the all-digital transmitters, a novel multi-level RF-PWM (radio frequency pulse width modulation) method for all-digital transmitters was introduced. This method limits the selective harmonics of RF-PWM signals by controls the pulsewidth of the corresponding subpulses to make the selected harmonics cancel each other out and keep the weighted superposition of fundamental frequency components proportional to input envelope. For the third harmonic elimination, the corresponding 5-level RF-PWM scheme was presented. And the optimal gain index for 5-level RF-PWM scheme was also analyzed and proved. On this basis, the proposed scheme was verified by extensive simulations.

Keywords: all-digital transmitter; pulse width modulation; harmonic elimination; adaptive thresholding; gain index

随着当前无线通信业务类型的快速增长,通信终端在小型化的同时需要兼容更多的功能和标准,从而在带宽、效率以及可重配置性等方面都面临更高的要求和挑战。传统模拟体制发信机中模拟射频器件参数固定,且效率、线性和带宽等主要性能指标在理论上相互制约^[1],从而极大制约了发信机的效率、体积以及可重配置等性能。软件定义无线电(Software Defined Radio, SDR)^[2]采用数字信号处理技术完成传统模拟器件功能,可以实现对不同通信业务的适配,因此得到越来越多关注。其中,全数字发信机(All-Digital Transmitter, ADTx)^[3]技术在数字域完成上变频和功率放大等射频功能,具有灵活的可重构和可编程性能,被认为是实现 SDR 系统的理想方案。

ADTx 如图 1 所示,主要包含数字射频调制器、开关模式功放(Switched-Mode Power Amplifier, SMPA)以及调谐滤波器^[4-6],其中数字射频调制器完成基带信号的上变频和脉冲编码,生成脉冲序列以驱动后续 SMPA 实现高效放大。由于脉冲编码降低幅度分辨率,引入大量量化噪声,为保证输出信噪比和频谱纯度,需引入噪声整

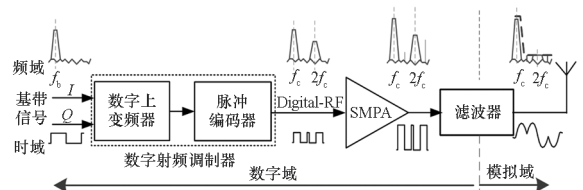


图 1 ADTx 系统框图

Fig. 1 Structure diagram of ADTx system

* 收稿日期:2020-01-03

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61631021)

作者简介:陈剑斌(1986—),男,福建龙岩人,博士研究生,E-mail:04dzjsjb@163.com;

周强(通信作者),男,高级工程师,博士,E-mail:nuaa_zq@126.com

形技术,将带内量化噪声转换为带外噪声或谐波。因此基于噪声整形的脉冲编码算法不仅决定 ADTx 输出信号质量,而且直接影响后续 SMPA 工作效率,是 ADTx 实现高效率和高线性的核心。

Delta-Sigma 调制 (Delta-Sigma Modulation, DSM)^[7-8] 和脉冲宽度调制 (Pulse-Width Modulation, PWM)^[9-11] 是目前 ADTx 系统主要的脉冲编码技术。其中 DSM 能够实现更高的带内信噪比,但其硬件实现复杂度较高,且输出脉冲序列的切换频率数倍于载波频率,从而大大增加后级功放损耗^[7]。同时,DSM 输出脉冲序列在信号带外存在大量噪声,需要采用高 Q 值带通滤波器抑制,增加了系统实现难度。在传统 PWM 基础上,Raab 提出射频脉宽调制 (Radio Frequency Pulse Width Modulation, RF-PWM) 技术^[9]。相较于 DSM,RF-PWM 可以有效降低设计复杂度,且其输出脉冲序列切换频率仅为射频载波频率的 2 倍,可以有效减少功放损耗。此外,RF-PWM 量化噪声体现为谐波分量,采用低通滤波即可实现信号恢复。因此,RF-PWM 被认为是目前最适合 ADTx 的脉冲编码算法。

另一方面,在实际系统应用中,由于 RF-PWM 输出脉冲序列存在的大量谐波分量不仅影响编码效率,在宽频段应用下还对调谐滤波器设计提出较高挑战。通过增加输出脉冲序列电平数,多电平 RF-PWM 方案^[12-14] 在提升编码效率的同时,可在一定程度上降低谐波幅度,但仍需引入高 Q 值滤波器。为降低系统输出滤波要求,文献[15]提出将单个脉冲分解为多个窄脉冲的方案实现对谐波分量的抑制。但受采样频率以及实际硬件电路非理想特性制约,该方案仅适用于基带 PWM。文献[16]提出了一种基于固定门限的多电平 RF-PWM 方案,实现对输出脉冲序列特定谐波的消除,但仅适用于恒包络信号。针对非恒包络信号,文献[17]提出了一种基于自适应门限与 RF 信号比较的多电平 RF-PWM 方案,实现非恒包络信号下特定谐波的主动消除。在文献[16-17]基础上,本文从谐波消除条件下各子脉冲序列的脉冲宽度要求出发,利用脉宽与信号幅度以及比较门限的关系,公式推导了基于 3 次谐波消除的 5 电平 RF-PWM 实现方案。同时根据方案中存在的基波分量与信号幅度间的增益变量,分析验证了谐波抑制条件下的最佳增益系数。

1 固定门限比较 RF-PWM

传统的 RF-PWM 方案^[9] 通过将已调射频频

号与特定参考信号进行比较,得到一个与载波同频且幅度固定而脉冲宽度可变的脉冲序列,其中原始调制射频信号的幅度和相位信息分别对应于 RF-PWM 脉冲的宽度和延时。由于该方案采用变化的比较参考电压,在高采样率条件下硬件实现难度较高。为降低开关频率且易于实现,可通过对输入已调射频频信号进行预处理后再与固定的门限电平进行比较以产生最终的 RF-PWM 信号^[11]。

固定门限比较 RF-PWM 输出脉冲波形的情況如图 2 所示。考虑输入为归一化的已调射频频信号 $S_{in}(t) = a(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi(t))$, $a(t)$ 和 $\varphi(t)$ 分别为归一化的包络和相位信号,且有 $0 \leq a(t) \leq 1$ 。则脉冲序列 $S_{PWM}(t)$ 可通过 $S_{in}(t)$ 和比较门限电平 V_{th} 及 $-V_{th}$ 的交点来定义。

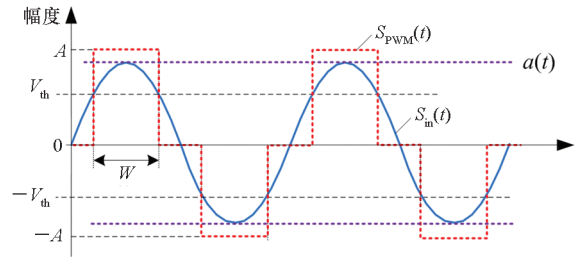


图 2 固定门限比较 RF-PWM 输出脉冲波形产生示意图

Fig. 2 Sketch map of RF-PWM pulses with fixed-comparison-threshold

$$S_{PWM}(t) = \begin{cases} A, & S_{in}(t) > V_{th} \\ -A, & S_{in}(t) < -V_{th} \\ 0, & -V_{th} \leq S_{in}(t) \leq V_{th} \end{cases} \quad (1)$$

其中, A 为调制器输出幅度,为便于分析后文令 $A = 1$ 。假设满足载波频率远大于包络信号的 $a(t)$ 带宽,则在一定射频周期内 $a(t)$ 可近似为恒定值,对应周期内 $S_{in}(t)$ 可看作正弦信号。利用部分傅里叶级数分析方法^[18], $S_{PWM}(t)$ 可表示为:

$$S_{PWM}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\sin\left(\frac{(2n-1)W}{2}\right)}{(2n-1)} \cdot \cos((2n-1)[\omega_c t + \varphi(t)]) \right] \quad (2)$$

其中, $\omega_c = 2\pi f_c$, n 为正整数, W 为脉冲宽度。

$$W = \pi - 2 \cdot \arcsin \frac{V_{th}}{a(t)}, \quad W \in (0, \pi] \quad (3)$$

考虑到 $S_{PWM}(t)$ 具有半波对称性,仅含奇次谐波,则由式(2)可得对应的第 n 次谐波幅值 A_n 。

$$A_n = \begin{cases} \frac{4}{n\pi} \cdot \sin\left(\frac{nW}{2}\right), & n = 2N - 1 \\ 0, & n = 2N \end{cases} \quad (4)$$

根据式(3)和式(4)可得 $S_{\text{PWM}}(t)$ 的基波分量幅度为:

$$A_1 = f(a(t)) = \frac{4}{\pi} \cdot \sqrt{1 - \left[\frac{V_{\text{th}}}{a(t)} \right]^2} \quad (5)$$

式(5)同时也是非恒包络信号下固定门限比较 RF-PWM 的 AM-AM 传递函数。为保证 RF-PWM 最终实现线性输出, A_1 与 $a(t)$ 需为成正比关系。基于此, 固定门限电平比较策略在保持门限 V_{th} 固定的同时引入预失真技术对基带信号幅度 $a(t)$ 进行预处理。定义预处理后的幅度为:

$$a'(t) = p_e(a(t)) = \frac{V_{\text{th}}}{\sqrt{1 - a(t)^2}}, \quad a(t) \in [0, 1) \quad (6)$$

由式(5)~(6)可知, 此时 $A_1 = 4A/\pi \cdot a(t)$, 其中 $4A/\pi$ 为调制器增益。由于 $a(t)$ 不能为 1, 因此 $a(t)$ 的动态范围将受限, 推荐其最大值在 0.9~0.95 范围内^[11]。

为提升脉冲编码性能, 可以通过增加比较门限数量以提升输出脉冲电平, 对应 M 电平脉冲序列 $S_{\text{ML-PWM}}(t)$ 的第 n 次谐波幅值 $A_{n_{\text{ML}}}$ 为:

$$A_{n_{\text{ML}}} = \begin{cases} \frac{4}{nK\pi} \cdot \sum_{i=1}^K \sin \frac{n(\pi - 2\arcsin \frac{V_{\text{th}i}}{a(t)})}{2}, & n = 2N - 1 \\ 0, & n = 2N \end{cases} \quad (7)$$

其中, $K = (M - 1)/2$ 。则 M 电平 RF-PWM 的 AM-AM 传递函数为:

$$A_{1_{\text{ML}}} = f(a(t)) = \frac{4}{K\pi} \cdot \sum_{i=1}^K \sqrt{1 - \left[\frac{V_{\text{th}i}}{a(t)} \right]^2} \quad (8)$$

$K > 1$ 时, 式(8)的反函数难以获得解析表达式, 此时可通过软件预先计算后采用存储查表的方式获取用于幅度校正的预失真幅度值。

2 主动谐波消除 RF-PWM 策略

2.1 策略基本原理

已有固定门限多电平 RF-PWM 方案通过引入多个比较门限并对 $a(t)$ 进行式(8)所示的预失真校正, 可确保多个子脉冲波形的基波分量之和 $A_{1_{\text{ML}}}$ 与 $a(t)$ 成正比。通过进一步增加量化电平, 可以一定程度实现 RF-PWM 输出脉冲序列高次谐波分量抑制, 但抑制效果有限^[16]。注意到式(7)所示的脉冲宽度与谐波幅度的关系, 考虑通过控制各个子脉冲的宽度, 以实现特定谐波分量的主动消除。

假设需要消除 L 个不同次的谐波分量, 如 X_1 次、 \dots 、 X_j 次、 \dots 、 X_L 次, 其中 L 为正整数且 $1 \leq j \leq L$ 。根据 K 个子脉冲基波分量叠加之和正比于 $a(t)$, 以及 L 个奇次谐波分量加权之和为零的思路, 可得到 K 个自适应门限的解析公式。基于上述方法, 利用 K 个自适应门限最多可实现 $K - 1$ 个奇次谐波的主动消除^[17]。另一方面, 为降低输出滤波的要求, 应优先选择消除离载频最近的谐波。因此, 下文将以 3 次谐波消除为例, 给出对应 RF-PWM 的具体实现方案。

2.2 次谐波消除 RF-PWM 实现方案

根据前面的分析, 要实现 3 次谐波消除, 至少需要 2 个自适应门限。另一方面, 增加门限数量会使对应解析计算变得困难, 同时 RF-PWM 输出电平数量增加也提升了后级 SMPA 电路实现的复杂度。因此, 下面分析采用 2 个自适应门限来实现 3 次谐波抑制, 此时对应两个 3 电平子脉冲序列组合生成 5 电平 PWM, 如图 3 所示。其中, $V_{\text{th}2} \geq V_{\text{th}1}$ 。则根据前面的分析有:

$$\begin{cases} A_{1_{5L}} = \frac{4}{2\pi} \cdot \left(\sin \frac{W_1}{2} + \sin \frac{W_2}{2} \right) \\ \quad = \frac{4}{\pi} \cdot \sin \frac{W_1 + W_2}{4} \cdot \cos \frac{W_1 - W_2}{4} = g \cdot a(t) \\ A_{3_{5L}} = \frac{2}{3\pi} \cdot \left(\sin \frac{3W_1}{2} + \sin \frac{3W_2}{2} \right) \\ \quad = \frac{4}{3\pi} \cdot \sin \frac{3(W_1 + W_2)}{4} \cdot \cos \frac{3(W_1 - W_2)}{4} = 0 \end{cases} \quad (9)$$

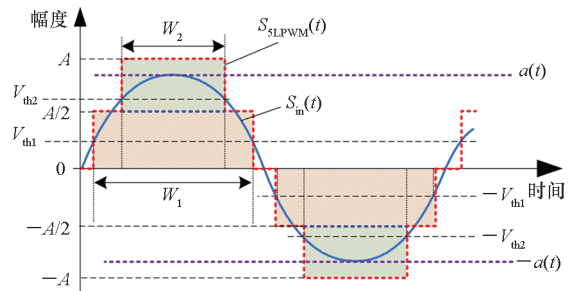


图 3 5 电平 RF-PWM 波形产生示意图

Fig. 3 Sketch map of 5-level RF-PWM

为确保策略的硬件可实现性, 调制器增益 g 有限定的取值范围, 且具体取值与策略调制性能直接相关, 下文将进行具体说明。另外, 考虑到 $0 < W_2 \leq W_1 \leq \pi$, 由式(9)可得:

$$W_1 + W_2 = 0 \quad (10)$$

或

$$W_1 + W_2 = \frac{4}{3}\pi \quad (11)$$

或

$$W_1 - W_2 = \frac{2\pi}{3} \quad (12)$$

对于 $W_1 + W_2 = 0$, 此时 $A_{1,5L} = A_{3,5L} = 0$, 不满足3次谐波消除 RF-PWM 策略的设计要求。当 $W_1 + W_2 \neq 0$, 将式(10) ~ (12)代入式(9), 可以得到基波幅度为:

$$g \cdot a(t) = \begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left(\cos \frac{W_1}{2} + \sqrt{3} \sin \frac{W_1}{2} \right), W_1 + W_2 = \frac{4\pi}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left(\sqrt{3} \sin \frac{W_1}{2} - \cos \frac{W_1}{2} \right), W_1 - W_2 = \frac{2\pi}{3} \end{cases} \quad (13)$$

进一步根据式(3)中门限与脉宽之间的关系可得:

$$V_{th1}(t) = \begin{cases} \frac{G \cdot a(t)^2 - a(t) \sqrt{12 - 3G^2 a(t)^2}}{4}, W_1 + W_2 = \frac{4\pi}{3} \\ \frac{-G \cdot a(t)^2 + a(t) \sqrt{12 - 3G^2 a(t)^2}}{4}, W_1 - W_2 = \frac{2\pi}{3} \end{cases} \quad (14)$$

其中, $G = \sqrt{3}\pi g/3$, 为调制器的增益系数。

进一步根据式(3)还可得:

$$V_{th2}(t) = \frac{G \cdot a(t)^2 + a(t) \sqrt{12 - 3G^2 a(t)^2}}{4},$$

$$W_1 + W_2 = \frac{4\pi}{3} \text{ 或 } W_1 - W_2 = \frac{2\pi}{3} \quad (15)$$

另一方面, 根据上述推导过程中脉冲宽度 W_1 和 W_2 各自的取值范围以及两者之间需满足的限定关系, 可以得到 $1/G \leq a(t) \leq 2/G$ 。当 $a(t) < 1/G$ 时, 联立式(10) ~ (11)对应的方程无解, 说明此时满足3次谐波消除条件的2个子脉冲波形之和的基波分量无法与输入信号幅度保持正比关系。为解决这一问题, 当 $a(t) < 1/G$ 时, 采用2个子脉冲波形差来实现对3次谐波的消除, 同时保证对应的基波幅度与 $a(t)$ 的线性关系, 如图4所示。

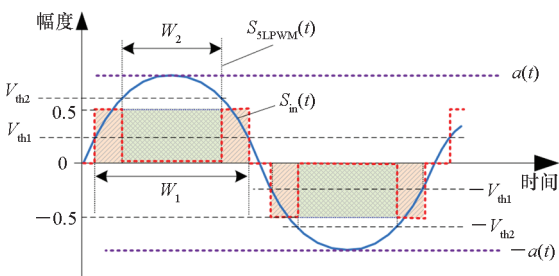


图4 5电平 RF-PWM 波形产生示意图($a(t) < 1/G$)

Fig. 4 Sketch map of 5-level RF-PWM ($a(t) < 1/G$)

此时为实现3次谐波消除, 脉冲宽度应满足:

$$\arcsin \frac{V_{th1}}{a(t)} + \arcsin \frac{V_{th2}}{a(t)} = \frac{2\pi}{3}, W_1 + W_2 = 2\pi/3 \quad (16)$$

对应基波幅度为:

$$A_{1,5L} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left(\sqrt{3} \cdot \sin \frac{W_1}{2} - \cos \frac{W_1}{2} \right) = g \cdot a(t) \quad (17)$$

根据门限与脉宽之间的关系, 最终可以得到:

$$V_{th1}(t) = \begin{cases} \frac{G \cdot a(t)^2 - a(t) \sqrt{12 - 3G^2 a(t)^2}}{4}, W_1 + W_2 = \frac{4\pi}{3} \\ \frac{-G \cdot a(t)^2 + a(t) \sqrt{12 - 3G^2 a(t)^2}}{4}, W_1 \pm W_2 = \frac{2\pi}{3} \end{cases} \quad (18)$$

$$V_{th2}(t) = \frac{G \cdot a(t)^2 + a(t) \sqrt{12 - 3G^2 a(t)^2}}{4} \quad (19)$$

根据当前输入采样时刻 RF 信号的输入幅度, 生成如式(18) ~ (19)所示的比较门限, 并按式(1)执行比较操作, 即可生成3次谐波抑制的5电平 RF-PWM 序列。此外, 考虑到正余弦函数的周期性, 若 $\sin\theta = 0$ 或 $\cos\theta = 0$, 且 x 为奇数(输出脉冲仅含奇次谐波), 则对应 $\sin(x\theta) = 0$ 或 $\cos(x\theta) = 0$, 因此根据式(9), 容易验证所提方案还可以消除特定次谐波的所有奇数倍谐波。

3 谐波消除 RF-PWM 性能分析

3.1 理论分析

根据2.2节分析可知, 主动谐波抑制方案应首先保证 $12 - 3G^2 a(t)^2 \geq 0$ 。为使上述条件在所有幅度取值范围内成立, 可得增益系数的取值范围为 $0 < G \leq 2$ 。

为进一步理解上述范围的含义, 基于式(18) ~ (19), 利用式(3)可以得到对应的两个子脉冲宽度 W_1 和 W_2 与输入信号幅度之间的关系:

$$W_1 = \begin{cases} \pi - 2\arcsin \frac{G \cdot a(t) - \sqrt{12 - 3G^2 a(t)^2}}{4}, W_1 + W_2 = \frac{4\pi}{3} \\ \pi - 2\arcsin \frac{-G \cdot a(t) + \sqrt{12 - 3G^2 a(t)^2}}{4}, W_1 - W_2 = \frac{2\pi}{3} \end{cases} \quad (20)$$

$$W_2 = \pi - 2\arcsin \frac{G \cdot a(t) + \sqrt{12 - 3G^2 a(t)^2}}{4} \quad (21)$$

增益系数分别为1.5, 2.0, 2.5时对应的关系曲线如图5所示。从图5中可以看出, 当增益系数为2.5时, 幅度 $a(t) > 2/G = 0.8$ 时, 对应脉冲

宽度 W_1 和 W_2 无实数解。说明在此范围内,满足谐波抑制条件的 RF-PWM 脉冲序列基波幅度与信号幅度无法满足线性关系,从而实际发送信号中将引入失真,且 G 越大,对应失真也越大。另一方面,注意到 $G=2$ 时,恰好保证在幅度 $a(t)$ 的全部取值范围内都存在实数解。综上所述, $G \leq 2$ 是 3 次谐波消除 5 电平 RF-PWM 实现的必要条件。下面进一步分析主动谐波抑制策略的调制性能。

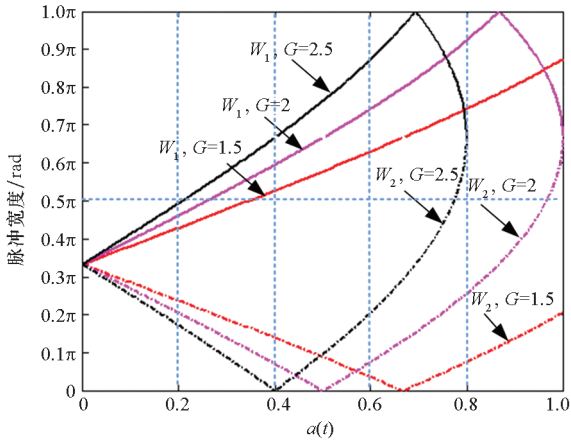


图 5 不同增益系数下脉冲宽度与信号幅度的关系
Fig. 5 Correlation of pulse-width and amplitude for different gain index

根据前文分析,现有固定门限比较 RF-PWM 方案的调制器增益为 $4/\pi$ 。而 3 次谐波消除 5 电平 RF-PWM 方案为消除特定谐波,对应的调制器增益为 $\sqrt{3}G/\pi$ 。根据增益系数的取值范围,可以得到对应调制器的最大增益为 $2\sqrt{3}/\pi$ 。因此在相同输入信号条件下,相比固定门限比较 RF-PWM,本文的 3 次谐波抑制 5 电平 RF-PWM 基波功率至少约小 1.25 dB。另一方面, G 越小,对应的基波功率也越小,因此相应的理论谐波抑制性能也下降。综上,从发送信号功率及 3 次谐波抑制效果角度出发,增益系数 G 的最佳取值为 2。

除了谐波抑制,考虑到实际系统中存在的电路寄生电容会增大输出脉冲的上升、下降延时,当包络幅度较小即脉冲较窄时,将引起脉冲畸变甚至丢失,从而引入额外失真。因此最小脉冲宽度也是脉冲编码算法需要关注的指标。首先根据图 5 中子脉冲宽度 W_1 和 W_2 与输入信号幅度 $a(t)$ 之间的关系曲线,同时注意到当 $a(t) < 1/G$ 时最小子脉冲宽度为 $W_1 - W_2$,容易得到:增益系数 G 越小,对应的主动谐波抑制 RF-PWM 序列最小脉冲宽度也越小。因此从增大最小脉冲宽度的角度出发,最佳增益系数值应取 2。

在最佳增益系数值下进一步分析主动谐波抑制 RF-PWM 方案与现有固定门限方案之间的最小脉冲宽度情况。根据不同方案下比较门限与输入信号幅度的具体关系,进一步利用式 (3) 可以得到不同 RF-PWM 方案下的最小门限与输入信号幅度关系,对应结果如图 6 所示。其中,固定门限 5 电平 RF-PWM 预失真信号幅度由查表方式得到,对应的两个比较门限电平分别为 0.1 和 0.35。可以看到,相比现有固定门限 RF-PWM,主动谐波抑制 RF-PWM 使得序列最小脉冲宽度减小,从而一定程度上加剧了信号失真。实际应用中为消除脉冲宽度压缩的影响,可以引入相应的预失真方案来实现脉冲畸变的补偿^[19]。

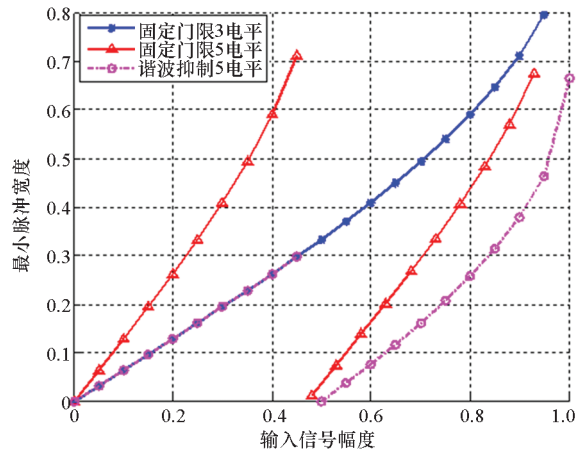


图 6 最小脉冲宽度与输入信号幅度理论关系曲线
Fig. 6 Theoretical curve for correlation of minimum-pulse-width and input-amplitude

另一方面,脉冲编码算法的另一个重要指标是编码效率,该指标直接影响 ADTx 系统的整体效率。编码效率定义为实际发送 RF 信号功率 P_S 与脉冲编码序列功率 P_A 之比^[12]。

$$CE = \frac{P_S}{P_A} \quad (22)$$

下面具体分析不同 RF-PWM 方案的编码效率性能。对于现有固定门限电平方案,3 电平下脉冲序列编码效率为:

$$CE_{3L} = k \frac{\left[\frac{4}{\pi} a(t) \right]^2}{1^2 \cdot W/\pi} = \frac{8ka(t)^2}{\pi \arcsin(a(t))} \quad (23)$$

k 为固定常数,代表仿真中基波电平到实际基波功率的变换系数。由于 5 电平下对应的子脉冲幅度无法得到对应解析表达式,因此后文将结合仿真分析其编码效率性能。另一方面,对于主动谐波抑制 RF-PWM 脉冲序列,根据不同幅度下子脉冲具体组合方式的不同,可以得到序列功率:

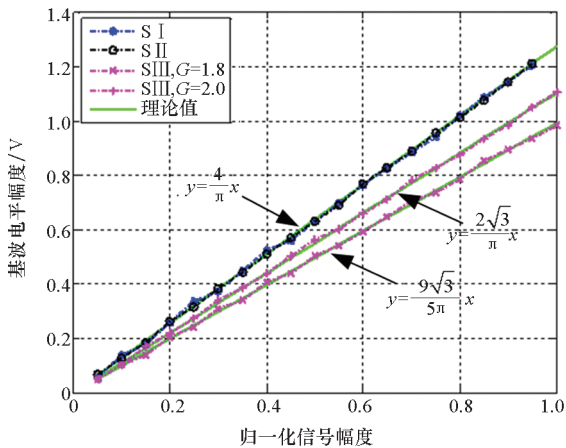
$$P_A = \begin{cases} \frac{5}{6} - \arcsin \frac{G \cdot a(t) + \sqrt{12 - 3G^2 a(t)^2}}{4\pi}, & W_1 + W_2 = \frac{4}{3}\pi \\ \frac{7}{6} - 2\arcsin \frac{G \cdot a(t) + \sqrt{12 - 3G^2 a(t)^2}}{4\pi}, & W_1 - W_2 = \frac{2}{3}\pi \\ \arcsin \frac{G \cdot a(t) + \sqrt{12 - 3G^2 a(t)^2}}{4\pi} - \frac{1}{3}, & W_1 + W_2 = \frac{2}{3}\pi \end{cases} \quad (24)$$

考虑到此时基波分量幅度 $\sqrt{3}G \cdot a(t)/\pi$,根据式(21)可以得到主动谐波抑制 RF-PWM 方案对应的编码效率解析式。下面将结合具体仿真实验对比不同 RF-PWM 方案的编码效率性能。

3.2 性能仿真验证

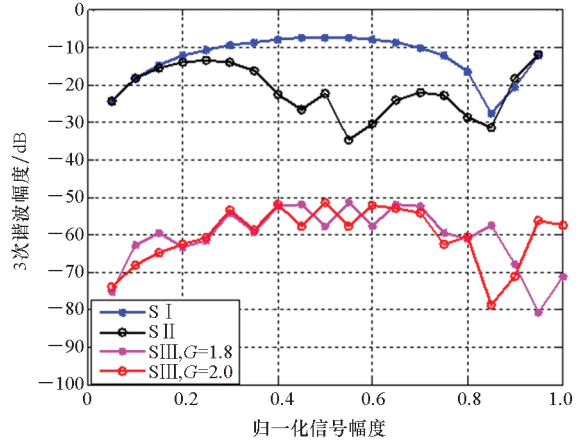
结合理论分析,利用 MATLAB 软件仿真验证分析主动谐波抑制 RF-PWM 的性能。为进行对比,同时仿真固定比较门限 RF-PWM 策略。其中固定门限 3 电平为方案 S I,采用比较门限 0.1。基于固定比较门限 5 电平 RF-PWM 为方案 S II,采用比较门限 0.1 和 0.3。主动谐波抑制 RF-PWM 为方案 S III,并在仿真中分别令 $G = 1.8/2.0$,以验证增益系数 G 对策略性能的影响。根据前面分析,具体仿真时,固定门限策略 RF-PWM 根据输入信号幅度,先进行幅度预失真再执行比较操作,主动谐波抑制 RF-PWM 则是根据当前时刻幅度先确定两个比较门限值,再执行比较。

图 7 给出了单音输入信号在功率回退条件下不同方案的性能仿真对比,并给出对应的理论曲线。根据前面分析,采用固定比较门限的 S I 和 S II 方案时,输入信号幅度动态范围受限,因此令其最大幅度为 0.95。从图 7(a)中可以看出,对于不同的输入信号幅度,三种方案输出脉冲序列的基波电平幅度与输入幅度成正比关系。且根据前面的理论分析,S I 和 S II 比例系数为 $4/\pi$,S III 为消除 3 次谐波,比例系数为 $\sqrt{3}G/\pi$ 。



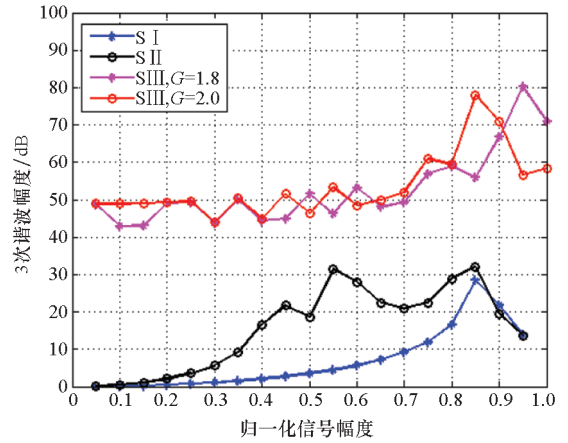
(a) 基波幅度

(a) Amplitude of based harmonic



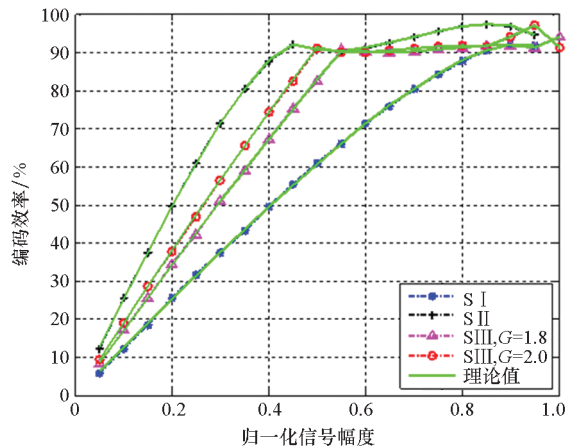
(b) 3 次谐波功率

(b) Power of 3rd harmonic



(c) 3 次谐波抑制

(c) 3rd harmonic suppression



(d) 编码效率

(d) Coding efficiency

图 7 单音输入功率回退下的 RF-PWM 性能

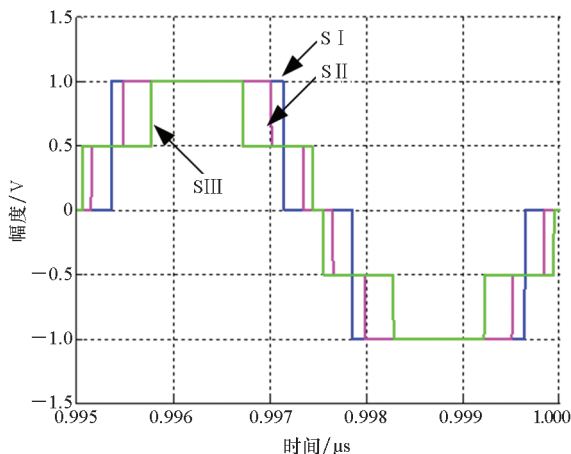
Fig. 7 Performance of RF-PWM for back-off signal-tone input

图 7(b)、(c)给出了 3 次谐波抑制情况。通过增加量化电平,S II 相比于 S I,其 3 次谐波抑制性能有所提升,但提升仅限在一定输入信号幅度范围内($0.25 \leq a(t) \leq 0.85$)。对于 S III 方案,

其 3 次谐波抑制能力在全范围内显著优于 S I 和 S II,即使相比 S II 也能够获得 25 ~ 50 dB 的性能提升,从而验证了本文方案的有效性。同时注意到,不同增益系数下,3 次谐波抑制性能基本相同。这主要是由于时域仿真分辨率受限,无法精确实现谐波抑制所需的理论脉冲宽度。

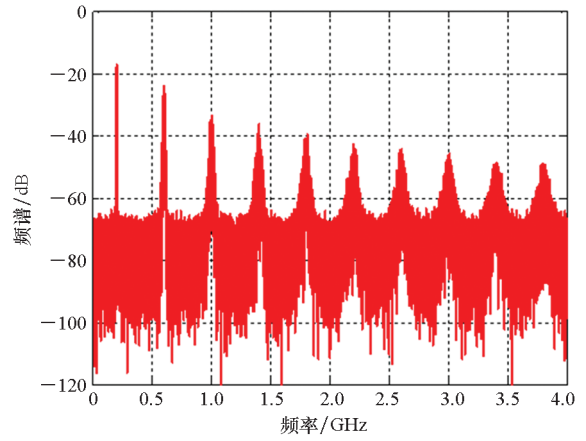
进一步对比各方案的编码效率,如图 7(d) 所示,图 7(d) 中同时给出了相应的理论曲线。可以看到,理论值和仿真值基本吻合,同时得益于量化电平的增加,S II 和 S III 的编码效率均优于 S I。进一步对比 S II,虽然 S III 输出脉冲序列的总功率要小于 S II,但由于此时调制器增益和输出脉冲基波功率的降低,其编码效率反而要小于 S II。尤其是当信号幅度 $a(t) < 1/G$ 时,此时 S III 退化为 3 电平,与 S II 的序列功率差值减小,而两者调制器增益差值恒定,使得此时编码效率出现较大差距。此外,随着增益系数 G 的降低,基波功率减小,对应 S III 编码效率性能下降。这进一步验证了增益系数 G 的最佳值。

在非恒包络复杂调制信号下对比不同方案的调制性能。采用峰均功率比 (Peak to Average Power Ratio, PAPR) 为 6.35 dB,载波频率为 200 MHz,符号速率为 5 Mbit/s 的 16 QAM 信号作为 RF - PWM 的输入信号,信号等效采样频率为 20 GHz,S III 方案采用最优增益系数 $G = 2.0$ 。图 8 分别给出了方案 S I,S II 和 S III 下的脉冲序列时域波形及其对应的输出频谱。可以看到,在相同的输入信号和仿真条件下,方案 S I 下得到的调制信号具有最大的各次谐波。对于方案 S II,其各次谐波皆小于 S I。而 S III 的 3,9 次等 $3x$ 次谐波已基本被消除(与底噪基本平齐),因此离射频信号最近的谐波为 5 次谐波。



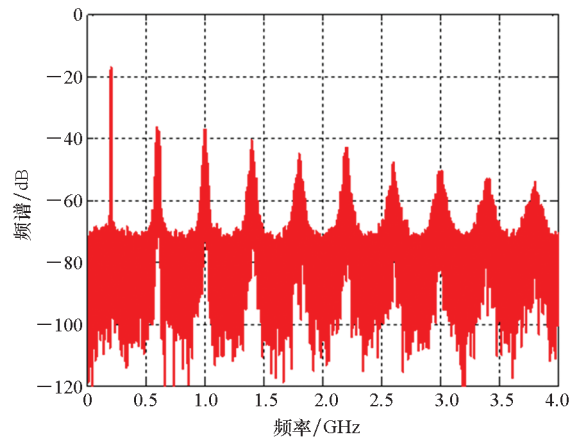
(a) 时域波形

(a) Time domain wave



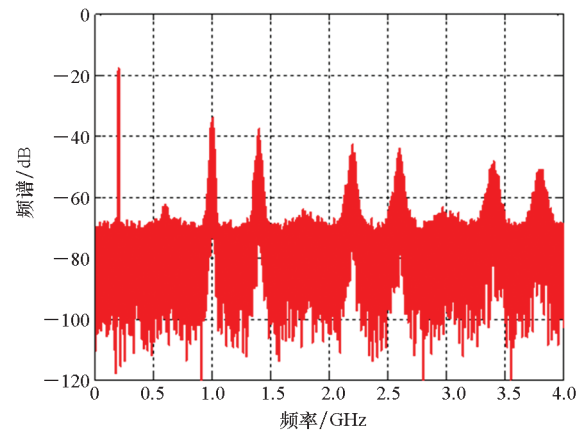
(b) S I 方案

(b) Method of S I



(c) S II 方案

(c) Method of S II



(d) S III 方案

(d) Method of S III

图 8 16QAM 输入下不同方案的输出特性

Fig. 8 Output feature for different pulse-coding methods with 16QAM input

表 1 给出了在相同输入信号和仿真条件下,三种 RF-PWM 方案的性能对比。可以看出,S II 和 S III 的主要性能指标,如编码效率、谐波抑制、邻信道功率比等,几乎全面优于 S I。进一步对

比两种 5 电平方案,可以看到 S III 的大部分指标和 S II 相当,虽然在编码效率等指标上略差于 S II,但 S III 在谐波抑制上的明显优势将对滤波器的设计和实现提供有力支撑,从而有利于提高 ADTx 的综合性能。

表 1 16QAM 信号输入下不同脉冲编码方案的性能对比

Tab.1 Performance comparison for different pulse-coding methods with 16QAM input

性能	方案		
	S I	S II	S III
编码效率/%	59.1	86.2	81.0
基波功率/dB	-3.1	-3.1	-3.9
三次谐波抑制	8.2	17.6	>47.0
邻信道功率比(左)	-45.6	-59.5	-49.3
邻信道功率比(右)	-45.4	-50.4	-49.4

4 结论

通过对多个子脉冲序列的脉冲宽度进行控制,在确保子脉冲基波分量加权和与输入 RF 调制信号幅度保持正比关系的同时,可以实现对特定谐波的消除。同时通过优先消除低次谐波,主动谐波抑制 RF-PWM 策略能够有效降低 ADTx 系统对后级成型滤波器的设计要求,有利于提升宽频段整体性能。

基于上述思想,以 $3x$ 次谐波的主动消除为例,本文根据脉冲宽度与输入信号幅度、比较门限之间的关系,推导了 5 电平 RF-PWM 的具体实施方案。在此基础上,针对信号幅度与基波幅度的增益变量,分析了增益系数对谐波抑制方案的性能影响及其最优值,并通过性能仿真在验证理论分析结果的同时证明了主动谐波消除 RF-PWM 策略的有效性。

参考文献 (References)

- [1] LAVRADOR P M, CUNHA T R, CABRAL P M, et al. The linearity-efficiency compromise [J]. IEEE Microwave Magazine, 2010, 11(5): 44-58.
- [2] MITOLA J. The software radio architecture [J]. IEEE Communications Magazine, 1995, 33(5): 26-38.
- [3] NUYTS P A J, SINGERL P, DIELACHER F, et al. A fully digital delay line based GHz range multimode transmitter front-end in 65-nm CMOS [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2012, 47(7): 1681-1692.
- [4] DINIS D C, CORDEIRO R F, OLIVEIRA A S R, et al. A fully parallel architecture for designing frequency-agile and real-time reconfigurable FPGA-based RF digital transmitters [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2018, 66(3): 1489-1499.
- [5] SILVA N V, OLIVEIRA A S R, GUSTAVSSON U, et al. A novel all-digital multichannel multimode RF transmitter using delta-sigma modulation [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2012, 22(3): 156-158.
- [6] ZHOU B, ZHANG K, ZHOU W, et al. Reconfigurable fully digital transmitter with carrier-frequency pulse-width modulation [J]. Electronics Letters, 2013, 49(19): 1244-1246.
- [7] KEYZER J, HINRICHS J, METZGER A, et al. Digital generation of RF signals for wireless communications with band-pass delta-sigma modulation [C]// Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2001: 2127-2130.
- [8] 戈立军, 王松, 徐微. 基于 OFDM 信号的新型 $\Sigma\Delta$ 调制器研究 [J]. 电子学报, 2017, 45(1): 61-66.
GE Lijun, WANG Song, XU Wei. A novel sigma-delta modulator based on OFDM signals [J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 45(1): 61-66. (in Chinese)
- [9] RAAB F. Radio frequency pulsewidth modulation [J]. IEEE Transactions on Communications, 1973, 21(8): 958-966.
- [10] 冯晖, 秦毅男, 林争辉. D 类功放中全数字 PWM 结构的非线性误差校正方法 [J]. 电子学报, 2007, 35(8): 1442-1445.
FENG Hui, QIN Yinan, LIN Zhenghui. The method of nonlinear error calibration for digital PWM structure in class D amplifier [J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(8): 1442-1445. (in Chinese)
- [11] HASLACH C, MARKERT D, FROTZSCHER A, et al. New efficient architectures for RF pulse width modulators [C]// Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2013.
- [12] CHI S, SINGERL P, VOGEL C. Coding efficiency optimization for multilevel PWM based switched-mode RF transmitters [C]// Proceedings of IEEE 54th International Midwest Symposium on Circuits and Systems, 2011.
- [13] ZHU Q Y, MA R, DUAN C J, et al. A 5-level discrete-time power encoder with measured coding efficiency of 70% for 20 MHz LTE digital transmitter [C]// Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 2014.
- [14] FRANCOIS B, NUYTS P A J, DEHAENE W, et al. Extending dynamic range of RF PWM transmitters [J]. Electronics Letters, 2013, 49(6): 430-432.
- [15] CORDEIRO R F, OLIVEIRA A S R, VIEIRA J. Relaxing all-digital transmitter filtering requirements through improved PWM waveforms [C]// Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 2015.
- [16] 周强, 陈剑斌, 朱蕾. 基于 RF-PWM 的主动谐波消除方法 [J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2017, 15(5): 828-833.
ZHOU Qiang, CHEN Jianbin, ZHU Lei. An active harmonic elimination method based on multi-level RF-PWM for constant envelope signal [J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2017, 15(5): 828-833. (in Chinese)
- [17] 周强, 姚富强, 魏志虎, 等. 一种特定谐波消除多电平 RF-PWM 方法 [J]. 电子学报, 2019, 47(3): 591-599.
ZHOU Qiang, YAO Fuqiang, WEI Zhihu, et al. A novel multi-level RF-PWM method for selective harmonic elimination [J]. Acta Electronica Sinica, 2019, 47(3): 591-599. (in Chinese)
- [18] ENZINGER H, VOGEL C. Analytical description of multilevel carrier-based PWM of arbitrary bounded input signals [C]// Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2014: 1030-1033.
- [19] SEEBACHER D, SINGERL P, SCHUBERTH C, et al. Predistortion of digital RF PWM signals considering conditional memory [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2015, 62(9): 2342-2350.