

文章编号: 2095-4980(2017)05-0828-06

基于 RF-PWM 的主动谐波消除方法

周 强, 陈剑斌, 朱 蕾

(国防科技大学 第 63 研究所, 江苏 南京 210007)

摘 要: 开关模式功放(SMPA)适合于恒包络信号的高效功率放大, 但会产生大量高次谐波, 不仅对开关功率器件是一大挑战, 还可能引入额外失真, 对滤波器提出更高要求。针对上述谐波问题, 根据叠加原理, 在射频脉冲宽度调制(RF-PWM)的基础上, 提出了一种针对恒包络信号的主动谐波消除方法。该方法通过选取多个特定的比较门限, 对构成多电平输出脉冲的多个子脉冲的脉冲宽度进行控制, 使其特定次谐波分量相互抵消, 从而实现对特定次谐波的主动消除。该方法一方面可显著降低恒包络信号高效放大对滤波器的设计要求和实现难度, 适合宽频段应用; 另一方面可提高编码效率, 有利于提高SMPA对恒包络信号的功放性能。仿真结果验证了该方法的可行性和有效性。

关键词: 恒包络; 功率放大器; 开关模式; 脉冲宽度调制; 主动谐波消除

中图分类号: TN787⁺.2

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201705.0828

An active harmonic elimination method based on multi-level RF-PWM for constant envelope signal

ZHOU Qiang, CHEN Jianbin, ZHU Lei

(The 63rd Institute, National University of Defense Technology, Nanjing Jiangsu 210007, China)

Abstract: Switch Mode Power Amplifier(SMPA) is suitable to the efficiency amplification of constant envelope signal, but numerous higher harmonics will be generated. This is not only challenging for the switching power devices which may introduce distortion due to bandwidth limitations, but also put forward a higher requirement on the filter. According to the principle of superposition, an active harmonic elimination method for constant envelope signal is presented based on Radio Frequency Pulse Width Modulation(RF-PWM). This method adopts multiple selective thresholds and controls the pulse widths of the sub-pulses, which constitutes the multi-level output pulses. Then, the selective harmonics of RF-PWM can be actively eliminated by canceling the corresponding harmonics of multi sub-pulses. Consequently, the proposed method can significantly decrease the design requirements and implementation difficulty for the filter, which is good for wide band use. Furthermore, the coding efficiency is increased, which provides benefit to improve the amplification performance of SMPA for constant envelope signal. Finally, the feasibility and validity of the proposed method is verified through the simulations.

Keywords: constant envelope; power amplifier; switch mode; pulse width modulation; active harmonic elimination

恒包络调制与其他调制技术相比, 由于调制信号包络恒定, 对功放的非线性特性不敏感, 可采用高效非线性功放来减小功率损耗, 提升功放效率。相位连续的恒包络调制技术, 具有很高的带宽和功率利用率, 而且带外辐射及邻道干扰较小, 因而在战术通信、数据链通信和卫星通信等军民用无线通信领域获得了广泛的应用^[1]。

D类、E类等开关模式功放^[2](SMPA)的功率晶体管仅工作在导通和截止状态, 理论效率可达100%, 非常适合于恒包络调制信号。此时, SMPA具有2种驱动方式, 一是正弦波驱动, 即用幅度连续的恒包络信号经过电平

变换直接驱动 SMPA 的功率开关管; 二是方波驱动, 即先通过脉冲编码(如脉冲宽度调制), 将恒包络信号转换为幅度固定而宽度可变的脉冲信号, 再经过电平变换驱动 SMPA 进行开关功率放大。方波驱动在减小器件损耗, 提高输出功率和效率方面更具优势, 也便于数字化, 因而应用更为广泛。但不论哪种方式, 由于 SMPA 输出信号被量化为 2 个或有限个离散电平, 因此不仅包含所需的恒包络调制信号, 还存在大量的量化噪声。这些量化噪声主要体现为大量的高次谐波分量, 一方面要求 SMPA 具有放大宽带信号的能力, 这对开关功率器件是一大挑战, 其有限带宽可能引入额外失真; 另一方面, 需要高 Q 值滤波器对其谐波分量进行抑制, 特别在宽频段应用中, 还对高 Q 值滤波器的调谐能力提出了更高要求, 使其存在设计复杂、插损和体积较大等问题。

对于上述谐波问题, 目前的解决思路是优化滤波器设计, 以降低插损, 提高调谐能力, 但受限于材料、器件以及滤波器的基本理论, 难以从根本上解决问题。而从优化脉冲编码算法入手, 在源头上对高次谐波进行主动消除将是一种有效的方法, 但还未见有文献介绍这方面的工作。根据叠加原理, 本文提出了一种基于射频脉冲宽度调制^[3](Radio Frequency Pulse Width Modulation, RF-PWM)的主动谐波消除方法。该方法一方面可显著降低恒包络信号高效放大对滤波器的设计要求和实现难度, 可提供其宽频段应用性能; 另一方面可提高编码效率, 有利于提高 SMPA 对恒包络信号的功放性能。最后, 对该方法进行了仿真验证。

1 基于比较门限的 RF-PWM 算法

RF-PWM 是 SMPA 方波驱动主要采用的脉冲编码技术之一, 最早由 Raab^[4]提出。该算法主要针对非恒包络调制信号, 其基本思想是将已调射频信号转换为一个与载波同频且幅度固定而脉冲宽度可变的脉冲序列, 其幅度和相位信息对应于脉冲的宽度和延时。为降低开关频率且易于实现, RF-PWM 信号可通过对输入的已调射频信号与固定的门限电平进行比较来产生^[5]。如图 1 所示, 以归一化的已调射频信号 $S_{in}(t)$ 为输入, $a(t)$ 为信号包络, 且有 $0 \leq a(t) \leq 1$, 归一化的脉冲序列 $S_{PWM}(t)$ 由 $S_{in}(t)$ 和比较门限电平 U_{th} 及 $-U_{th}$ 的交差点来定义, 即: $S_{in}(t) > U_{th}$ 时 $S_{PWM}(t) = 1$; $S_{in}(t) < -U_{th}$ 时 $S_{PWM}(t) = -1$; $-U_{th} \leq S_{in}(t) \leq U_{th}$ 时 $S_{PWM}(t) = 0$ 。

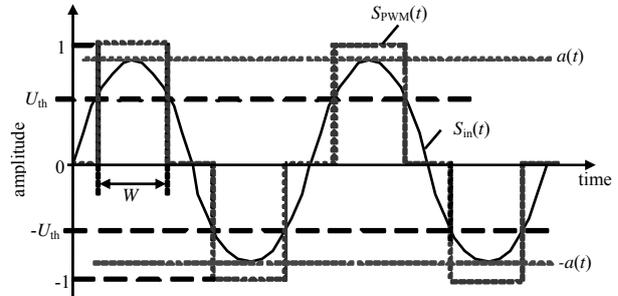


Fig.1 Pulse generation for RF-PWM with constant threshold
图 1 基于固定门限的 RF-PWM 脉冲波形产生示意图

恒包络信号可看成非恒包络信号的特例, 即 $a(t) = 1$ 。因此由傅里叶级数公式, 对于恒包络信号, 脉冲序列 $S_{PWM}(t)$ 的第 n 次谐波幅值 A_n 可表示为:

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

式中: N 为任意正整数; W 为脉冲宽度。由于 $S_{PWM}(t)$ 的波形具有半波对称性, 因此仅含奇次谐波。由式(1)可知, $S_{PWM}(t)$ 的各次谐波幅值与 W 直接相关, 而 W 可表示为:

$$W = \pi - 2 \arcsin U_{th}, \quad W \in [0, \pi] \quad (2)$$

即 W 由 U_{th} 决定, 因而控制 U_{th} 即可控制 $S_{PWM}(t)$ 的各次谐波幅值。图 2 给出了 U_{th} 取不同值时, $S_{PWM}(t)$ 的基波和各次谐波幅值。其中, $S_{PWM}(t)$ 的第 1 次谐波对应其基波分量, 由式(1)和式(2), 其幅值 A_1 为 U_{th} 的函数, 可表示为:

$$A_1 = f(U_{th}) = (4 / \pi) \sqrt{1 - U_{th}^2} \quad (3)$$

即 A_1 是 U_{th} 的单调减函数, 当 $U_{th} = 0$ 时, A_1 达到最大值; 当 $U_{th} = 1$ 时, $A_1 = 0$ 。而各次谐波分量的幅值随着 U_{th} 的改变围绕零点正负波动。为了使输出脉冲的基波幅值最大化, 在对恒包络调制信号的脉冲编码中, 一般取 $U_{th} = 0$ 。此时, $A_1 = G, G = 4 / \pi$, 为 RF-PWM 的电压增益。而 $S_{PWM}(t)$ 输出脉冲仅具有 +1 和 -1 两个电平, 因此也称为 2 电平 RF-PWM, 其编码效率^[6](即所需 RF 信号功率与调

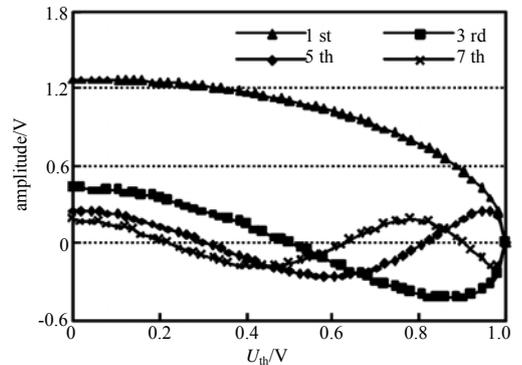


Fig.2 Harmonic amplitude for $S_{PWM}(t)$ of different threshold voltages
图 2 不同 U_{th} 对应的 $S_{PWM}(t)$ 各次谐波幅值

制器输出信号功率之比, 直接影响 SMPA 效率, 是评价 RF-PWM 性能的关键指标) 约为 81.1%。

为进一步提高编码效率, 减小量化噪声, RF-PWM 可通过增加比较门限实现多电平输出^[7-8]。图 3 给出了基于 k 个门限的 M 电平 RF-PWM 的脉冲波形产生示意图, 其中 $M=2k+1$, k 为正整数。理论上输出电平越多则编码效率越高, 量化噪声越小, 但会降低基波分量的幅值(RF-PWM 的电压增益), 同时也将增加 SMPA 电路及控制的复杂度。如基于均匀量化的 3 电平 ($U_{th1}=1/3$) 和 5 电平 ($U_{th1}=0.2$, $U_{th2}=0.6$) RF-PWM 的 A_1 分别为 $3.77/\pi$ 和 $3.56/\pi$, 对应基波功率分别为 2 电平 RF-PWM 的 88.8% 和 79.2%, 而编码效率在理论上分别提高至 92.0% 和 97.2%。当 k 趋近于无穷大时, A_1 将趋近于 1, 编码效率趋近于 100% (无量化噪声)。随着量化噪声的降低, 多电平 RF-PWM 相比于 2 电平 RF-PWM 可在一定程度上减小高次谐波的幅值, 但无法实现对特定次谐波的完全抑制。

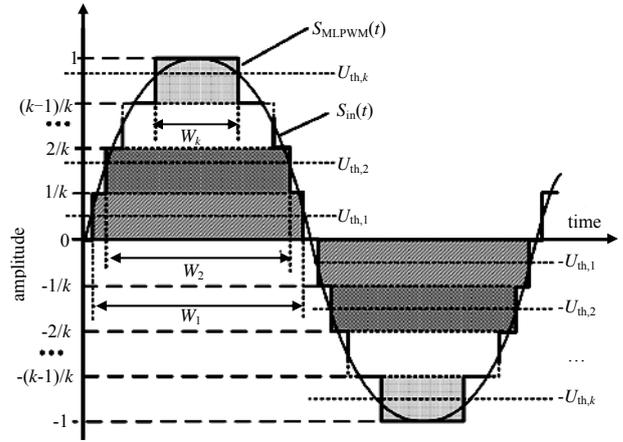


Fig.3 Pulse generation for M -level RF-PWM with constant thresholds
图 3 基于固定门限的 M 电平 RF-PWM 脉冲波形产生示意图

2 基于叠加原理和特定门限的主动谐波消除方法

如图 3 所示, M 电平 RF-PWM 的输出脉冲波形可等效为如图 1 所示的 k 个子脉冲叠加构成, 每个子脉冲波形由对应的门限电平与 $S_{in}(t)$ 比较产生, 其幅值为 $1/k$ 。根据叠加原理, 该 M 电平输出脉冲的第 n 次谐波幅值 A_{n_ML} 可表示为 k 个子脉冲的对应谐波幅值 ($A_{n_1}, \dots, A_{n_i}, \dots, A_{n_k}$) 之和, 即:

$$A_{n_ML} = \sum_{i=1}^k A_{n_i} = \begin{cases} 4 / (nK\pi) \cdot \sum_{i=1}^k \sin(nW_i / 2), & n = 2N - 1 \\ 0, & n = 2N \end{cases} \quad (4)$$

而如前所述, 对于第 i 个子脉冲, $1 \leq i \leq k$, 通过改变 $U_{th,i}$, 就可以对应改变该子脉冲的脉冲宽度 W_i , 进而可控制该子脉冲的基波和各次谐波。如图 2 所示, 由于子脉冲的基波分量幅值总大于零, 而各次谐波分量幅值随着比较门限的改变围绕零点正负波动, 因此通过合理选取比较门限, 可使所有子脉冲的特定次谐波分量相互抵消, 从而实现对叠加后多电平脉冲信号特定次谐波的主动消除, 这就是本文所提主动谐波消除方法的主要思想。

基于上述思想, 以特定次谐波消除为 RF-PWM 比较门限的选取原则, 对应图 3 所示的 M 电平脉冲波形及其对应的 k 个子脉冲, 建立 k 个方程实现对 k 个特定次谐波 (即 N_1 次, \dots, N_j 次, \dots, N_k 次, 其中 $1 \leq j \leq k$) 的相互抵消, 由此可建立如下方程组:

$$A_{N_j_ML} = \sum_{i=1}^k \sin(N_j \cdot W_i / 2) = 0, \quad j=1, 2, \dots, k \quad (5)$$

求解上述方程组可得到 k 个子脉冲的脉冲宽度 $W_1, \dots, W_i, \dots, W_k$, 再由 $W_i/2 = \pi/2 - \arcsin U_{th,i}$ 可得:

$$U_{th,i} = \sin(\pi/2 - W_i/2) = \cos(W_i/2), \quad i=1, 2, \dots, k \quad (6)$$

由此可求出对应的 k 个门限电平 $U_{th,1}, \dots, U_{th,i}, \dots, U_{th,k}$ 。如图 3 所示, 实现 k 个特定次谐波消除的归一化 M 电平脉冲序列 $S_{MLPPWM}(t)$, 可由 $S_{in}(t)$ 与式(7)定义的门限电平 $U_{th,1}/-U_{th,1}, \dots, U_{th,i}/-U_{th,i}, \dots, U_{th,k}/-U_{th,k}$ 的交越点来定义:

$$S_{MLPPWM}(t) = \begin{cases} 1 & S_{in}(t) \geq U_{th,k} \\ \dots & \dots \\ (k-i)/k & U_{th,i} \leq S_{in}(t) < U_{th,(i+1)} \\ \dots & \dots \\ 1/k & U_{th,1} \leq S_{in}(t) < U_{th,2} \\ 0 & -U_{th,1} < S_{in}(t) < U_{th,1} \\ -1/k & -U_{th,2} < S_{in}(t) \leq -U_{th,1} \\ \dots & \dots \\ -(k-i)/k & -U_{th,(i+1)} < S_{in}(t) \leq -U_{th,i} \\ \dots & \dots \\ -1 & S_{in}(t) \leq -U_{th,k} \end{cases} \quad (7)$$

此外, 由于正余弦函数的周期性, 如果 $\sin\theta=0$ 或 $\cos\theta=0$, 且 x 为奇数(输出脉冲仅含奇次谐波), 则对应应有 $\sin(x\theta)=0$ 或 $\cos(x\theta)=0$, 因此根据式(5)可得:

$$A_{N_j x_{ML}} = \sum_{i=1}^k \sin(N_j x \cdot W_i / 2) = 0, j=1, 2, \dots, k \quad (8)$$

即该方法还可以对应消除特定次谐波的所有奇数倍谐波。

基于上述谐波消除方法, 多电平 RF-PWM 脉冲信号的产生可通过多个比较器实现, 其门限比较可在数字域或模拟域实现。为降低对滤波器抑制要求, 可优先消除低次谐波。如果 k 无限大, 则理论上可实现 RF-PWM 的无谐波输出。但 k 越大, 一方面式(5)的求解就越为困难; 另一方面 RF-PWM 输出电平数越多, SMPA 电路及控制的复杂度也越高, 还将带来成本和体积等方面的问题。

综合考虑谐波抑制性能和实现难度, $k=1$ 的 3 电平 RF-PWM(3x 次谐波消除)和 $k=2$ 的 5 电平 RF-PWM(3x 次和 5x 次谐波消除)是比较好的选择。根据式(5)和式(6)可得: $k=1$ 时, $W_1=2\pi/3, U_{th1}=0.5, A_1=3.46/\pi$; $k=2$ 时, $W_1=13/15, U_{th1}=\sin(\pi/15), W_2=7\pi/15, U_{th2}=\sin(4\pi/15), A_1=3.29/\pi$ 。相比于已有 2 电平或相同电平的 RF-PWM, 基于主动谐波消除的 3 电平和 5 电平 RF-PWM 的基波幅值均有所减小, 其输出基波功率分别为已有 2 电平 RF-PWM 的 75%和 67.9%或已有相同电平 RF-PWM 的 84.2%和 85.4%, 其编码效率理论上可分别达到 91.2%和 97.1%, 与相同电平 RF-PWM 的编码效率相当, 相比目前恒包络信号脉冲编码采用的 2 电平 RF-PWM, 其编码效率分别可提高 10 到 16 个百分点。

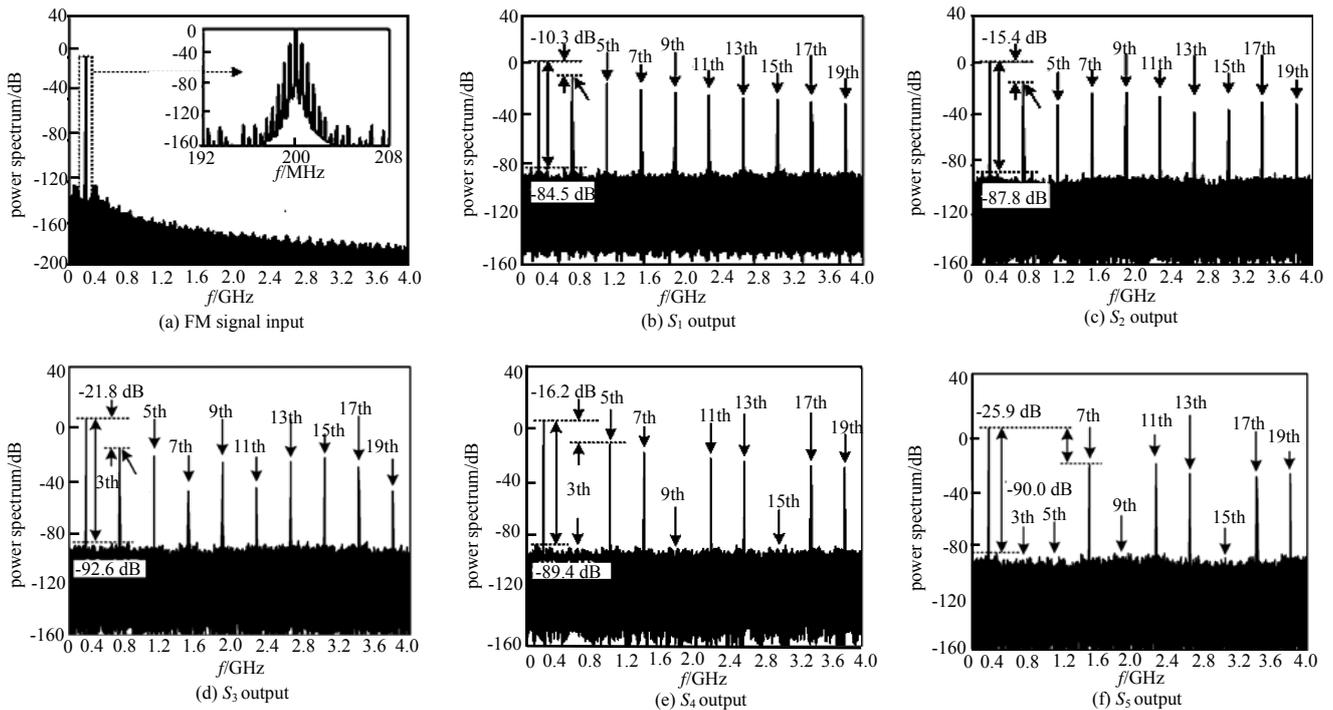


Fig.4 Power spectrum for S_1-S_5 with FM signal input
图 4 FM 输入的 5 种 RF-PWM 输出波形仿真对比

3 仿真验证与对比分析

为了验证本文提出的 RF-PWM 主动谐波消除方法, 同时对已有的 2 电平和多电平(采用均匀量化)RF-PWM 算法进行性能对比, 分别以归一化的调频(Frequency Modulation, FM)信号(频偏 0.5 MHz)和最小频移键控(Minimum Shift Keying, MSK)信号(带宽 10 MHz)为输入, 载波频率均为 200 MHz, 对多种 RF-PWM 方案进行仿真对比。其中, 已有 2 电平 RF-PWM 为方案 1(S_1 , 比较门限为 0), 已有 3 电平和 5 电平 RF-PWM 分别为方案 2(S_2 , 比较门限为 $1/3$)和方案 3(S_3 , 比较门限为 0.2 和 0.6), 实现 3x 次谐波消除的 3 电平 RF-PWM 为方案 4(S_4 , 比较门限为 0.5), 而实现 3x 次和 5x 次谐波消除的 5 电平 RF-PWM 为方案 5(S_5 , 比较门限为 $\sin(\pi/15)$ 和 $\sin(4\pi/15)$)。

图 4 和图 5 分别给出了对应 FM 和 MSK 调制信号输入的 5 种方案仿真波形对比。其中, 图 4(a)和图 5(a)分

别给出了归一化 FM 和 MSK 输入信号的频谱, 图 4(b)~(f)和图 5(b)~(f)则分别给出了 5 种方案的输出信号频谱。在相同输入和仿真条件下, 对应 FM 和 MSK 两种调制方式, S_1 均具有最大的各次谐波, 离基波最近的谐波为 3 次谐波, 相对于基波, 其 3 次谐波分别约为 -10.3 dB 和 -14.1 dB。由于输出电平的增加, S_2 和 S_3 的各次谐波均小于 S_1 , 但离基波最近的仍为 3 次谐波, 其 3 次谐波分别降为 -15.4 dB, -18.7 dB 和 -21.8 dB, -25.6 dB。相比于已有 RF-PWM 的 3 个方案, S_4 的 3, 9, 15 次等 $3x$ 次谐波已被完全消除(位于底噪之下), 此时离基波最近的谐波为 5 次谐波, 其 5 次谐波分别约为 -16.2 dB 和 -18.6 dB; S_5 的 3, 5, 9, 15 次等 $3x$ 和 $5x$ 次谐波已被完全消除(位于底噪之下), 此时离基波最近的谐波为 7 次谐波, 其 7 次谐波分别约为 -25.9 dB 和 -25.8 dB。按相同输出电平进行对比, S_4 的 5 次谐波和 S_5 的 7 次谐波的幅值分别与 S_2 和 S_3 的 3 次谐波相当。

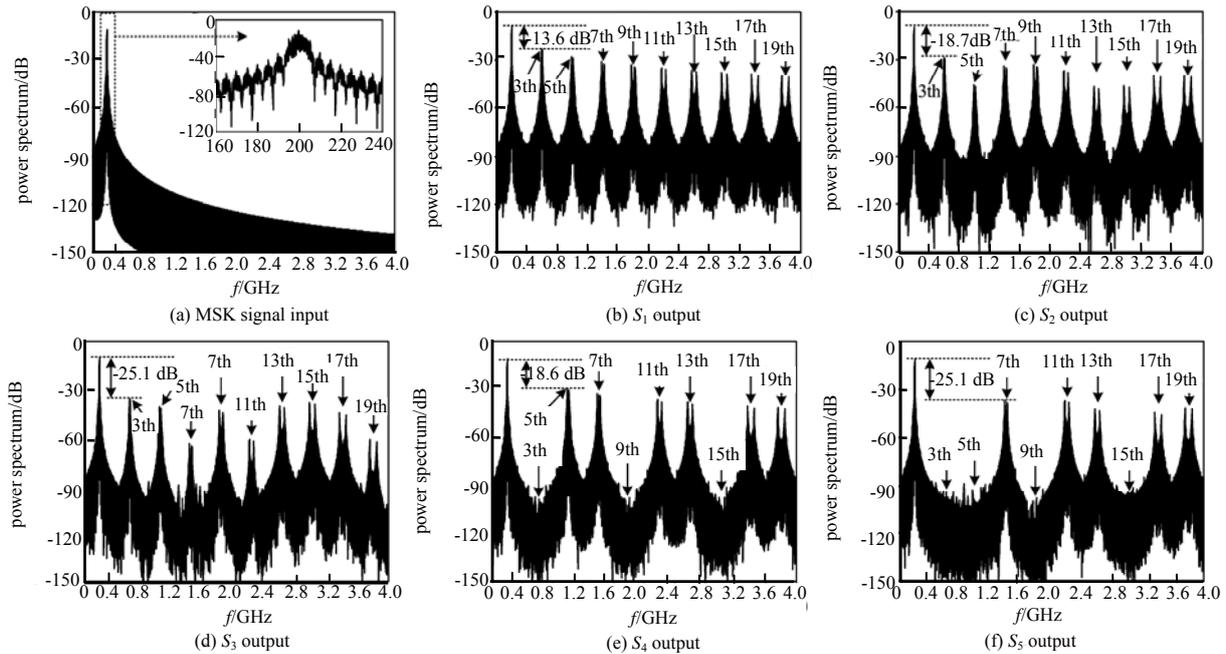


Fig.5 Power spectrum for S_1 ~ S_5 with MSK signal input
图 5 MSK 输入的 5 种 RF-PWM 输出波形仿真对比

表 1 给出了归一化输入条件下, 5 种 RF-PWM 方案性能指标的仿真对比。可以看出, 除基波功率约减小 0.5 ~ 1.7 dB 以外, 多电平方案(S_2 ~ S_5)其他性能指标(编码效率、谐波抑制)的仿真结果全面优于 S_1 。就多电平方案而言, 相比 S_1 , 虽然 S_2 和 S_3 的各次谐波均有一定程度的减小, 但无法从根本上实现对 3 次、5 次等特定次谐波的完全抑制。相比 S_2 和 S_3 , S_4 和 S_5 的基波功率分别减小了约 0.7 dB, 而当输出电平时同时, 其编码效率基本相当, 而且分别实现了对 $3x$ 次谐波和 $3x, 5x$ 次谐波的完全抑制, 和前文理论分析基本吻合, 证明了该主动谐波消除方法的有效性和可行性。

表 1 5 种 RF-PWM 方案的性能仿真对比
Table1 Performance comparison for S_1 ~ S_5

	fundamental power/dB		coding efficiency/%		third harmonic/dB		fifth harmonic/dB		seventh harmonic/dB	
	FM	MSK	FM	MSK	FM	MSK	FM	MSK	FM	MSK
S_1	3.89	3.88	81.1	80.9	-10.3	-13.6	-16.2	-18.6	-21.7	-21.6
S_2	3.38	3.37	91.9	91.7	-15.4	-18.7	-33.6	-36.0	-24.1	-23.9
S_3	2.88	2.87	97.2	96.9	-21.8	-25.1	-27.9	-30.3	-53.4	-53.4
S_4	2.64	2.63	91.2	91.0	<-91.2	<-94.2	-16.2	-18.6	-21.7	-21.5
S_5	2.21	2.20	97.0	96.8	<-92.8	<-86.5	<-93.6	<-89.4	-25.9	-25.8

4 结论

为了解决恒包络调制信号高效放大带来的谐波问题, 在多电平 RF-PWM 的基础上, 本文提出了一种基于特定门限的主动谐波消除方法。该方法首先改变了对恒包络调制信号的脉冲编码方式, 将已有 RF-PWM 的门限电平选取原则由输出基波功率最大改变为特定次谐波最小。基于多个比较门限, 该方法将恒包络调制信号转换为多电平(传统方法为 2 电平)脉冲信号。该多电平信号可等效为多个子脉冲信号的叠加, 而且每个子脉冲信号的脉冲

宽度由对应比较门限控制。由于子脉冲的各次谐波分量与其脉冲宽度相关,因此通过合理选取多个比较门限,可使多个子脉冲信号之间的多个特定次谐波相互抵消,从而实现对叠加后多电平脉冲信号多个特定次谐波的主动消除。基于理论分析和仿真对比,可得到如下结论:

1) 对于恒包络调制信号,基于满足式(5)和式(6)的 k 个比较门限,可实现 k 个特定次谐波及其奇数倍谐波的主动消除,但会减小输出信号的基波功率,即减小RF-PWM的电压增益。

2) 采用的比较门限数量越多,可消除的特定次谐波就越多,当 k 趋于无限大时,理论上可实现无谐波输出,其电压增益趋近于1,编码效率趋近于100%,但随着输出电平数的增加,对SMPA电路及控制的复杂度要求也越高。

3) 相比于针对恒包络信号采用的2电平RF-PWM,该方法通过对特定次谐波(如低次谐波)的主动消除,不仅可以提高编码效率,进一步减小SMPA的功耗,还可以有效降低对滤波器的抑制要求:一方面可增大滤波器的矩形系数,有利于减小体积和插损,降低实现难度;另一方面可增加滤波器的通带,有利于提高其宽频段应用性能,即一段低通滤波器可工作在更宽的工作频段。

4) 如对某些频段内的各次谐波进行针对性消除,该方法还可用于解决某些频段内SMPA脉冲放大带来的电磁兼容问题。

综上所述,虽然该方法在一定程度上会降低基波功率,并增加SMPA的电路复杂度,但合理选取需要消除的谐波,可提高SMPA对于恒包络调制信号的功放性能。综合考虑谐波抑制性能和SMPA电路的实现难度, $k=1$ 的3电平RF-PWM($3x$ 次谐波消除)和 $k=2$ 的5电平($3x$ 次和 $5x$ 次谐波消除)是比较好的方案,可根据具体的应用要求进行优化选择。

参考文献:

- [1] 王士林,徐友云,蔡云飞. 现代数字调制及其应用:恒包络调制[M]. 北京:电子工业出版社,2015. (WANG Shilin,XU Youyun,CAI Yunfei. Modern Digital Modulation and Its Applications:Constant Envelope Modulation[M]. Beijing: Electronic Industry Press, 2015.)
- [2] ANDREL G,NATHAN O S. Switchmode RF Power Amplifiers[M]. New York:Elsevier, 2007.
- [3] HOLTZ J. Pulse width modulation—a survey[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1992,39(5):410–420.
- [4] RAAB F H. Radio frequency pulse width modulation[J]. IEEE Transactions on Communication, 1973,21(8):958–966.
- [5] HASLACH C,MARKERT D,FROTZSCHER A,et al. New efficient architectures for RF pulse width modulators[C]// 2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium. Seattle,WA,USA:[s.n.], 2013:1–4.
- [6] MARKERT D,HASLACH C,FISCHER G,et al. Coding efficiency of RF pulse-width-modulation for mobile communications[C]// International Symposium on Signals, Systems and Electronics. Potsdam,Germany:[s.n.], 2012:1–5.
- [7] CHEN J H,YANG H S,CHEN Y J E. A multi-level pulse modulated polar transmitter using digital pulse-width modulation[J]. IEEE Microwave Wireless Components Letters, 2010,20(5):295–297.
- [8] CHI S,SINGERL P,VOGEL C. Coding efficiency optimization for multilevel PWM based switched-mode RF transmitters[C]// IEEE 54th International Midwest Symposium on Circuits and Systems(MWSCAS). Seoul,South Korea:[s.n.], 2011:1–4.

作者简介:



周强(1980–),男,重庆市人,博士,高级工程师,主要研究方向为数字射频调制、数字功放以及全数字发信机.email:nuaa_zq@126.com.

陈剑斌(1982–),男,福建省龙岩市人,硕士,工程师,主要研究方向为数字射频调制及射频、微波电路及控制。

朱蕾(1983–),女,江西省宜春市人,硕士,工程师,主要研究方向为数字信号处理及射频、微波电路及控制。