深水通讯节点中基于脉冲采样的高能效 SPWM 发生系统设计

韩 震[1]，江 鹏[1]，张 宇[2]
(1. 武汉大学卫星导航定位技术研究中心，湖北武汉 430079；2. 武汉大学电子信息学院，湖北武汉 430079)

摘要：近年来，深水探测中水下通讯节点的小型化、低功耗成为设计的难点。在水声通信中，普遍使用正弦脉宽调制(Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM)信号驱动功率放大器进行工作。传统 SPWM 产生系统电路复杂度高，针对 SPWM 生成原理和电路实现，提出基于脉冲采样的 SPWM 生成方法，并进行性能分析；基于数字处理器设计了高能效 SPWM 发生系统，在保证 SPWM 信息损失较小的同时，减小硬件电路面积。实验结果表明，提出的高能效脉冲采样法与 SPWM 发生系统可以满足工程应用。

关键词：正弦脉宽调制；脉冲采样；水声通信

中图分类号：TB567 **文献标识码**：A **文章编号**：1000-3630(2019)-02-0153-05

DOI 编码：10.16300/j.cnki.1000-3630.2019.02.007

Design of pulse sampling based high efficiency SPWM generation system in deep-water communication nodes

HAN Zhen[1], JIANG Peng[1], ZHANG Yu[2]
(1. *GNSS Research Center*, *Wuhan University*, *Wuhan* 430079, *Hubei*, *China*;
2. *Electronic Information School*, *Wuhan University*, *Wuhan* 430079, *Hubei*, *China*)

Abstract: In recent years, the miniaturization and low power consumption of underwater communication nodes become the difficult points of engineering design in deep-water exploration. The power amplifier driven by SPWM signal is widely used in underwater acoustic communication. Traditional SPWM generation system requires high complexity of circuit. Therefore, according to SPWM generation principle and circuit implementation, this paper presents a pulse sampling based SPWM generation method and analyzes its performance. And in this paper, a high efficiency SPWM generator based on digital processor is designed under the premise of ensuring less loss of SPWM information to reduce the area of hardware analog circuits. The experimental results show that the proposed pulse sampling method and high efficiency generation system can satisfy the engineering application.

Key words: sinusoidal pulse width modulation; pulse sampling; underwater acoustic communication

0 引 言

目前，深水信号探测和高速水声通信日益成为国内水声研究的焦点，深水探测通讯节点的设计成为重中之重。水下探测通讯节点需要长时间在深水待机，在特定情况执行采集信号、通信等任务，设备设计运转周期约为 1～2 年，这使得小尺寸、低功耗成为水下探测设备的发展方向[1-2]。水下探测通讯节点的发射端主要包括数字处理器、模拟驱动电路、功率放大电路、水声换能器等部分。传统方案是将所需的发射信号转换为正弦脉宽调制(Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM)波，由 SPWM 波通过功率放大电路驱动水声换能器进行工作[3]。在国内，中国科学院声学研究所、哈尔滨工程大学、厦门大学等科研单位对水声换能器中 D 类功放的设计进行了较多研究[4]，本文针对 SPWM 信号的发生方式及实现形式进行改进。

SPWM 技术是一种比较成熟的、广泛使用的脉宽调制技术，通过控制特定频率的脉冲波，使其宽度随调制波形幅度变化，以此来等效调制波形，达到还原输出信号的目的[5]。SPWM 技术以其优良的传输特性成为电力电子设备中信号调制技术的基本方式，在电力控制、通信、电源等领域有着广泛应用。

经典 SPWM 调制信号发生系统包括微处理器、数字-模拟转换器(Digital to Analog Converter, DAC)、三角波生成电路、比较器、死区形成模拟

收稿日期：2018-01-02；**修回日期**：2018-02-05
基金项目：国家重点研发计划(2016YFB0501700)
作者简介：韩震(1992－)，男，河北石家庄人，硕士研究生，研究方向为水声通信与信号处理。
通讯作者：韩震，E-mail: willhanzhen@whu.edu.cn

电路等组成[6]，如图 1 所示。

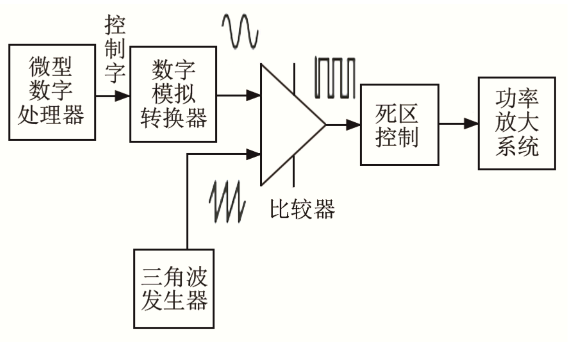


图 1 经典 SPWM 信号生成系统
Fig.1 Typical SPWM signal generation system

SPWM 普遍采用正弦波与一个三角载波相比较的方法，根据比较方式的不同分为自然采样法、对称规则采样法、不对称规则采样法三种。这几种方法均需要产生三角载波和比较器，使模拟电路部分面积增大。模拟电路存在集成度低、电路形式不灵活且参数漂移范围大的缺点[7]。三角波截取法由于其逐点对比的机制，导致无法预知具体的截取时刻，且电子设备低功耗、小体积的发展趋势要求设计电路时必须在满足设计功能的前提下，尽量减小电路板面积。本文基于此背景，提出了一种新的 SPWM 生成方法——脉冲采样 SPWM 生成法，简称“采样点法”(上述传统方法这里简称为“截取法”)。

1 脉冲采样 SPWM 原理

SPWM 理论依据为采样控制理论：冲量相等而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时，其效果基本相同。对于已知正弦波 $f(t)=A_m\sin\omega t$，假设将其均分为 N 等份，则每份弧度为 $2\pi/N$。采用面积等效原则：当 $f(t)\geqslant 0$ 时，第 n 份波形面积与等效矩形脉冲面积相等[8]，即

$$A_d w(n)=\int_{\frac{2\pi}{N}n}^{\frac{2\pi}{N}(n+1)} A_m\sin\omega t\mathrm{d}t \tag{1}$$

其中，$w(n)$ 为脉冲宽度，A_d 为脉冲高度。

在本项目中，采用的 SPWM 频率约为 10 倍信号频率，在此条件下，提出一种基于脉冲采样的 SPWM 波形生成方法——脉冲采样点法，即在微处理器中以与 SPWM 波同频率的采样脉冲对数字调制信号进行采样，以当前的采样值为标准计算 SPWM 波的占空比。脉冲采样法将正弦波面积近似等效为中间采样点与时间宽度的乘积，则式(1)中脉冲宽度可改写为

$$w'(n)=\frac{2\pi A_m}{NA_d}\sin\left[\frac{2\pi}{N}\left(n+\frac{1}{2}\right)\right] \tag{2}$$

脉冲采样点法脉宽等效误差为

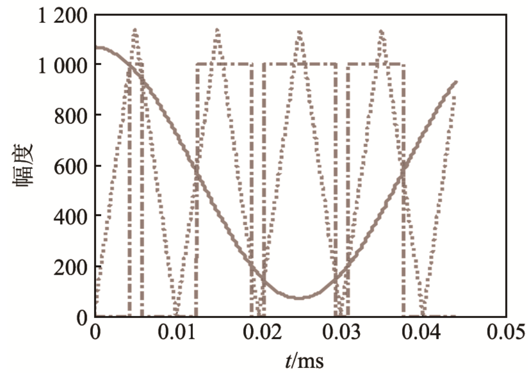
$$\delta=\lim_{N\to\infty}\left|w(n)-w'(n)\right|=\left|\frac{2\pi^2}{N^2}\cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right)\right| \tag{3}$$

由式(2)可知，等效误差 δ 为 $1/N^2$ 的同阶无穷小，N 与 SPWM 波的频率的成正比，即脉冲采样点法等效误差与 SPWM 波频率的平方成反比，SPWM 频率越高，等效误差越小。

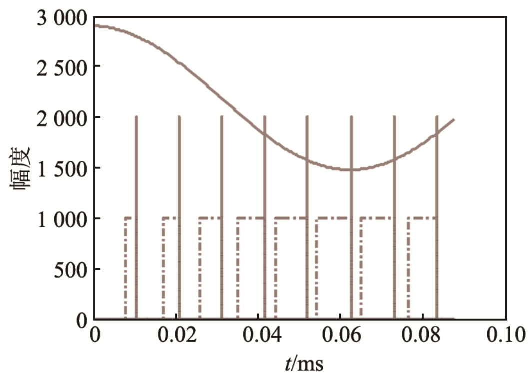
脉冲采样点法占空比计算公式为

$$d=\frac{s}{p} \tag{4}$$

其中，d 为占空比，s 为信号当前采样值，p 为 SPWM 波的周期。截取法与采样点法产生 SPWM 的原理如图 2 所示。



(a) 截取法生成 SPWM 原理



(b) 采样点法生成 SPWM 原理

图 2 两种方法生成 SPWM 原理示意图
Fig.2 Principle diagram of two methods for generating SPWM

2 算法仿真

在水声通信中，频移键控(Frequency-shift keying, FSK)是一种常用的通信调制方式，本文中 FSK 通信帧同步方式为在帧头添加已知的线性调频信号(Linear Frequency Modulation, LFM)，通过检测匹配滤波器输出峰值确定帧起始位。本文以 LFM 信

号为例推导采样点法计算过程，并对比两种方法性能的差异。LFM 信号一般表达式为

$$s(t)=a(t)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\pi(2f_0t+kt^2)},\qquad t\in[0,\tau] \tag{5}$$

其中：$a(t)$ 为 LFM 信号包络；f_0 为 LFM 信号起始频率；$k=B/\tau$ 为调制斜率，B 为调制带宽，τ 为脉冲宽度。

在数字处理过程中，将 LFM 信号时域表达式改写为离散形式：

$$s(n)=a(n)\left\{1+\cos\left[2\pi f_0\frac{n}{f_s}+\pi k\left(\frac{n}{f_s}\right)^2\right]\right\}+D,\quad n\in[0,N] \tag{6}$$

式中，$a(n)$ 为信号包络；D 与 $a(n)$ 控制 LFM 信号的幅值范围；f_s 为采样率；$N=f_s\tau$ 为信号的总采样点数。

SPWM 每个周期包含的采样点数 n_p 为

$$n_p=\frac{f_s}{f_p} \tag{7}$$

式中，f_p 为 SPWM 波的频率，即用频率为 f_p 的脉冲对 LFM 信号进行重采样得到采样值。用 LFM 重采样值计算 SPWM 占空比，需要将 LFM 信号幅值进行约束：

$$\begin{cases}|s(n)|\leqslant n_p\\ D\geqslant n_pd_{\min}\end{cases} \tag{8}$$

式中，$d_{\min}$ 为最小占空比，由功放电路变压器输出状态决定，一般而言 PWM 波占空比愈趋于极值，功放的输出波形愈差[9]。由此约束可计算出 $a(n)$ 与 D 的值。

SPWM 波占空比数据为

$$d(k)=\frac{s(kn_p)}{n_p},\qquad k=1,2,3\cdots \tag{9}$$

由采样点法生成的单极性 SPWM 离散序列为

$$r(n)=R_{[s(kn_p)]}[n-(k-1)n_p] \tag{10}$$

式中，$n\in[(k-1)n_p,kn_p),(k=1,2,3\cdots)$，$[s(kn_p)]$ 表示第 k 个采样值，矩形窗函数 $R_N(n)$ 定义为

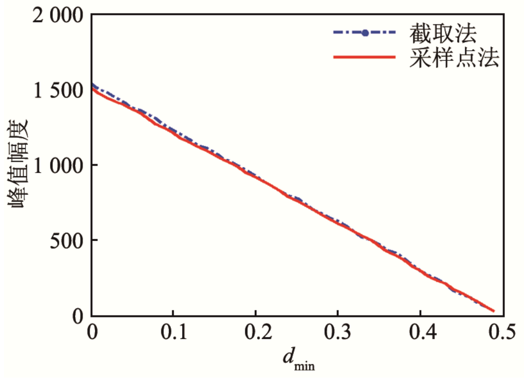
$$R_N(n)=\begin{cases}1,&0\leqslant n\leqslant N-1\\0,&其他\end{cases} \tag{11}$$

用截取法与采样点法对 LFM 信号分别进行 SPWM 调制后，通过低通滤波与匹配滤波，对匹配滤波器输出的相关峰数据进行比较，得到两种方法的性能差异，如图 3 所示。

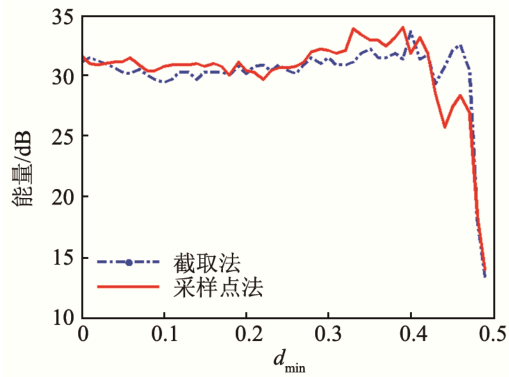
最小占空比 $d_{\min}$ 定义为

$$D_m\in[d_{\min},1-d_{\min}] \tag{12}$$

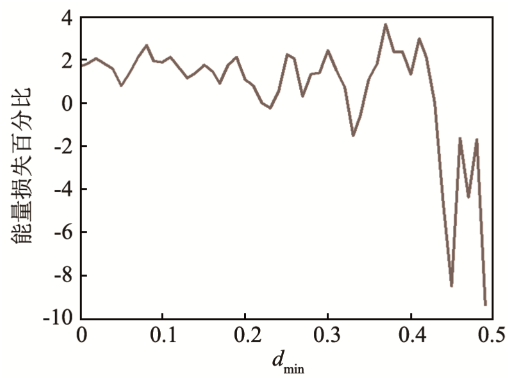
其中，D_m 表示 SPWM 输出波形占空比范围，$d_{\min}$ 为最小占空比。



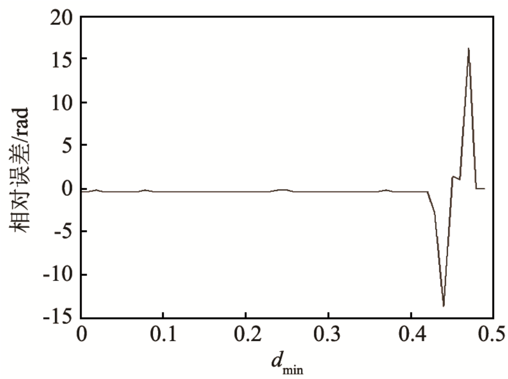
(a) 两种方法相关峰值幅度对比



(b) 两种方法匹配滤波器峰值与第一旁瓣能量比



(c) 采样点法相对截取法相关峰值能量损失



(d) 采样点法相对截取法的相位误差

图 3　两种方法性能分析

Fig.3　Performance analysis of two methods

匹配滤波器输出值与输入信号和本地信号的相似度有关[10]，因此匹配滤波器输出峰值 P_{match} 可以看做是 SPWM 频率与最小占空比的函数，仿真结果如图 4 所示。

$$P_{\mathrm{match}}=F(f_p,d_{\min}) \tag{13}$$

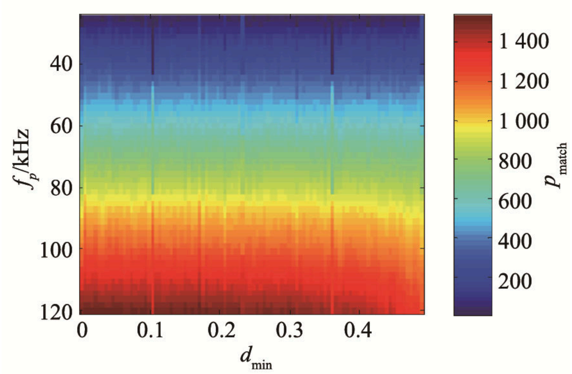


图 4 匹配滤波器输出峰值分布

Fig.4 Distribution of the output peaks of matched filter

由仿真结果可以看出，最小占空比在 0～0.4 范围内，两种方法产生的 SPWM 波经低通滤波后，均能通过匹配滤波器识别到相关峰；采样点法相对三角波截取法能量损失在 2%左右，基本性能相当[11]。匹配滤波器相关峰峰值与最小占空比成反比关系，其峰值随最小占空比减小而增大，随 SPWM 频率增大而增大；当最小占空比在 0～0.4 范围内，采样点法相对截取法有稳定的相位误差，相位超前约 0.3 rad。实际应用采样点法时，可以根据功放变压器输出波形和通信指标可接受的能量损失范围，选择合适的最小占空比和 SPWM 波频率，根据具体的通信方式对调制信号进行选择性相位补偿。从仿真结果可知，基于脉冲采样值的 SPWM 波生成法可以应用于实际。

基于上述生成 SPWM 的采样点法，本文提出一种基于数字处理器的高能效 SPWM 生成系统，如图 5 所示。

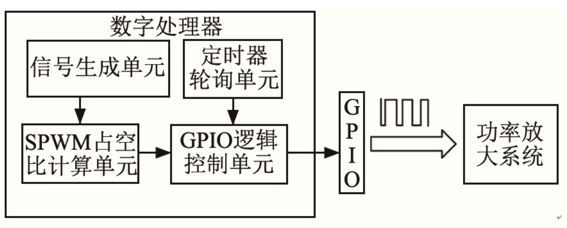


图 5 高能效 SPWM 生成系统

Fig.5 High efficiency SPWM generation system

该系统将经典系统中模拟电路部分去除，在数字处理器中按照采样点法完成占空比数据的计算，并由 GPIO 逻辑控制单元与定时器轮询单元控制 GPIO 引脚模拟 SPWM 波信号进行输出。

系统优点：(1) 对 SPWM 生成算法进行优化，采用脉冲采样点法进行占空比数据预计算，使处理器计算量的增加在可接受范围内；(2) 该系统硬件需求较低，数字处理器仅需要一个定时器与可编程的 GPIO 即可完成 SPWM 波形产生的工作，使得模拟电路大面积缩减，产品体积减小，同时也使设备制造成本降低，功耗下降，延长了水下节点的待机时间。

3 实验验证

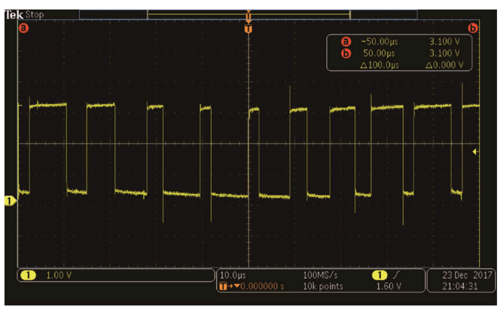
为了验证 SPWM 采样点法和软件控制流程的可行性，在数字处理器中使用采样点法生成该 LFM 信号占空比数据，并通过 GPIO 逻辑控制单元模拟 SPWM 波信号。对 GPIO 引脚输出的 SPWM 波形进行数据采集和处理分析，实验参数如表 1 所示。

表 1 GPIO 实现脉冲采样 SPWM 实验参数

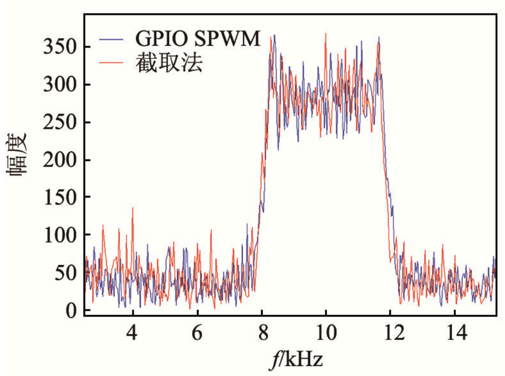
Table 1 The experimental parameters of pulse sampling SPWM implemented by GPIO

	参数	取值
LFM	起始频率	8 kHz
	调制带宽	4 kHz
	脉冲宽度	25 ms
数字处理器	定时器计时频率	228 MHz
	SPWM 频率	96 kHz
	最小占空比	0.2

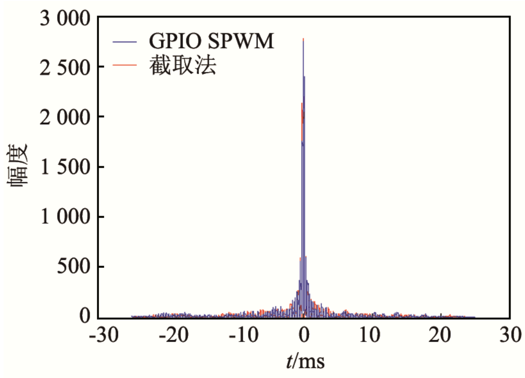
实验结果及数据处理如图 6 所示。实验结果表明，通过脉冲采样点法控制 GPIO 模拟输出的 SPWM 波与三角波截取法生成的 SPWM 波均包含 LFM 信号完整的频率信息 8～12 kHz，且两者频谱基本重合，还原 LFM 信号频率成分的能力基本相当。两种方法匹配滤波器输出的相关峰峰值均达到第一旁瓣的 4.8 倍，LFM 信号能够很好地被匹配滤波器检测到。同时两种方法匹配滤波输出峰值基本重合，脉冲采样点法相对于三角波截取法的峰值能量损失为 1.8%，能量损失控制良好；两种方法输出



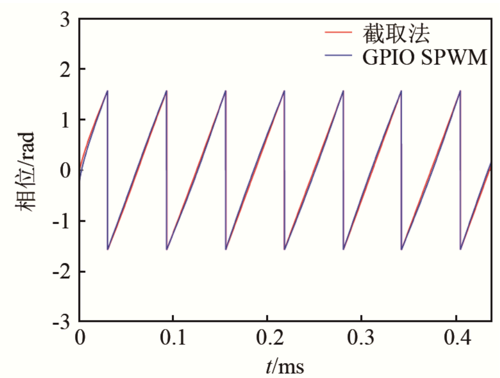
(a) 示波器采集 GPIO 输出波形细节



(b) GPIO SPWM 与截取法频谱对比



(c) 匹配滤波器输出对比



(d) GPIO SPWM 与截取法信号相位对比

图 6　实验数据分析

Fig.6　Analysis results of experimental data

LFM 信号相位变化周期一致，存在很小的相位抖动。可得出结论，在 SPWM 频率远大于信号频率的条件下，基于脉冲采样点生成 SPWM 的方法能够替代三角波截取法，在数字处理器中快速实现。

4　结 论

本文在原有 SPWM 原理基础上，结合深水探测通讯节点的需求，以减小深水节点体积及功耗为目的，提出了一种基于脉冲采样的 SPWM 生成方法，并针对此方法设计了一种基于数字处理器的高能效微型 SPWM 生成系统。通过实验验证了该系统的实用性和效果，信号能量损耗控制在传统方法的2%左右，在基本不影响 SPWM 性能的基础上，有效减小了传统 SPWM 生成系统的模拟电路面积和功耗，是一种针对深水节点中水声换能器驱动的实际可用的高能效微型 SPWM 生成系统解决方案。

参 考 文 献

[1] NOH Y, LEE U, LEE S, et al. HydroCast: Pressure routing for underwater sensor networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, **65**(1): 333-347.

[2] MACIVER M A, FONTAINE E, BURDICK J W. Designing future underwater vehicles: principles and mechanisms of the weakly electric fish[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2016, **29**(3): 651-659.

[3] 莫喜平. 水声换能器研究新进展[J]. 应用声学, 2012, **31**(03): 171-177.
MO Xiping. The new process of underwater acoustic transducer research[J]. Applied Acoustics, 2012, **31**(03): 171-177.

[4] 桑永杰. 低频宽带水声换能器研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2015.
SANG Yongjie. Low frequency broadband underwater acoustic transducer research[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2015.

[5] VADHIRAJ S, SWAMY K N, DIVAKAR B P. Generic SPWM technique for multilevel inverter[C]//Power and Energy Engineering Conference. IEEE, 2014: 1-5.

[6] COLAK I, KABALCI E. Developing a novel sinusoidal pulse width modulation (SPWM) technique to eliminate side band harmonics[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2013, **44**(1): 861-871.

[7] 钟晓强, 徐琳英. 一种基于 DSP 的单相正弦波变频电源设计[J]. 电子技术, 2017, **46**(4): 67-70.
ZHONG Xiaoqiang, XU Linying. A single-phase sinusoidal frequency conversion power supply based on DSP[J]. Electronic Technology, 2017, **46**(4): 67-70.

[8] 胡越黎, 江超, 张科科. 基于调制波周期归一化的 SPWM 脉冲波产生系统: 中国, 103219971A[P]. 2013-07-24.
HU Yueli, JIANG Chao, ZHANG Keke. Sinusoidal pulse width modulation (SPWM) impulse wave production system based on modulating wave period normalization: CN 103219971A[P]. 2013-07-24.

[9] WALREE P V, BUEN H, OTNES R. A performance comparison between DSSS, M-FSK, and frequency-division multiplexing in underwater acoustic channels[C]//Underwater Communications and NETWORKING. IEEE, 2014: 1-5.

[10] COLANTONIO P, GIANNINI F, LEUZZI G, et al. High efficiency low-voltage power amplifier design by second-harmonic manipulation[J]. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2015, **10**(1): 19-32.

[11] SALAHDINE F, KAABOUCH N, GHAZI H E. Matched filter detection with dynamic threshold for cognitive radio networks[C]//Proceedings of the Wireless Networks and Mobile Communications Conference, 2015, **20**(23): 1-6.