

一种基于高效率智能型 600W D 类音频功率放大器设计的防火报警系统

朱旭东¹, 张爱良¹, 陈殿勇², 殷 博¹

(1. 无锡工艺职业技术学院电子信息系, 江苏 无锡 214231)

(2. Carleton 大学电子系, 加拿大 渥太华)

[摘要] 本文介绍了一种防火报警系统用的高效率智能型 600 W D 类音频功率放大器系统的设计. 该系统通过内嵌 Linux 操作系统管理并可接入大型的防火报警系统. 通过使用基于新型氮化镓功率管的无整流桥型功率因子校正电路, 该系统的功率因子达到 99.6%, 整个系统满载时的效率达 90%. 通过采用恰当的脉宽调制器载波频率和 Lanczos 内插方法简化了采样率转换滤波器、内插滤波器和脉宽调制器的硬件设计.

[关键词] Linux, 功率因子校正, D 类功放, 全数字锁相环, 采样率转换, 内插

[中图分类号] TN911.23 [文献标志码] A [文章编号] 1001-4616(2016)04-0121-05

A Fire Alarm System Based on High-Efficiency and Smart Class-D Audio Power Amplifier of 600W

Zhu Xudong¹, Zhang Ailiang¹, Chen Dianyong², Yin Bo¹

(1. Wuxi Institute of Arts and Technology, Wuxi 214231, China)

(2. Carleton University, Ottawa, Canada)

Abstract: This paper discusses the design of a 600-watt high efficiency smart class D audio amplification system for fire alarm networks. An embedded Linux effectively manages the system events and provides interface to large fire alarm networks. Bridgeless power factor correction circuits using Gallium-Nitride power transistors achieve a power factor of 99.6%. The efficiency of the whole system is 90%. An FPGA-based all digital PLL simplifies the design of sample-rate conversion filter and interpolation filter.

Key words: Linux, power factor correction, class D power amplifier, all digital phase-locked loop, sampling rate conversion, interpolation

大型办公楼或公寓的智能型防火报警系统大多组成一个网络. 网络的每个节点一般又是一个独立的智能型防火报警子系统. 子系统至少包括 3 个部分: 输入装置、输出装置和控制面板. 输入装置包括烟雾探测器、一氧化碳探测器、热源探测器和水压探测器等传感器. 输出装置包括报警灯、蜂鸣器等. 控制面板负责建立输入输出装置之间的联系, 监控输入输出装置的工作状态, 并向输入输出装置提供电源. 控制面板还负责通讯、显示等功能.

老式智能防火报警子系统中一般不包括喇叭. 在新的智能型防火报警子系统中, 喇叭因其独有的功能而被广泛采用. 例如一幢大楼的某个地方着火了, 控制中心可以通过遍布整个网络的喇叭告知具体的着火地点, 指导哪些人该撤离, 哪些人可以待在原地, 以免引起不必要的恐慌和相互踩踏. 图 1 是本文讨论的系统略图.

该系统将 85 V ~ 265 V 的交流输入通过功率因子校正模块变成 28 V 直流电压, 这是由于本系统必须在市电中断的情况下由容量 54 Ah、电压 24 V 的电池供电工作. 系统还提供了电池管理和电源切换功能. 28 V 的直流电可以直接给 5 块功放板提供电源. 每块功放板可提供 4 路音频输出, 每路 30 W. 为了满

足不同国家的标准,每路输出可以有自己的直流-直流转换. 系统能够监控音频输出线路中的断路、短路、地线错误等异常. 电路的监控和网络连接由运行在 ARM A5 芯片上的 Linux 操作系统和应用软件实现. 功率因子校正、电源管理、PCM 到 PWM 的转换等由两块 FPGA 实现.

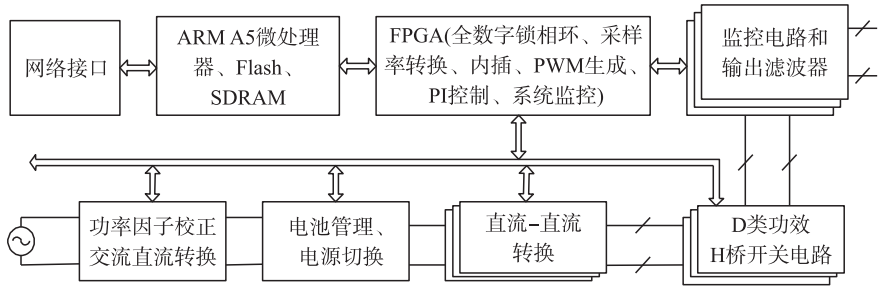


图 1 高效率智能型 600 W D 类音频功率放大器系统略图
Fig. 1 Class D audio power amplifier system outline

1 高效率的电源设计

在防火报警系统中,遍布整个网络的喇叭要消耗大量功率. 如果整个系统的效率不高,很大一部分电能将转换为热能而不是声能. 这将使机箱内温度大大升高,对于各种器件的温度等级和系统的散热设计都是挑战.

理论上 D 类功率放大器具有 100% 的效率. 因此,新型智能防火报警系统大多采用 D 类音频功放. 但是,并不是所有采用 D 类音频功放的智能防火报警系统都能达到高效率. 图 2 是市场上某国外公司的 480 W 智能防火报警系统的实测数据. 其在输入功率 1 150 W 时,实际输入功率只有 702 W,功率因子只有 61%. 实际输出功率为 480 W,系统的效率只有 68.3%,满载时有 222 W 的功率被消耗在控制面板的机箱内,迫使其采用了许多温度等级高的元器件和容量很大的电池.

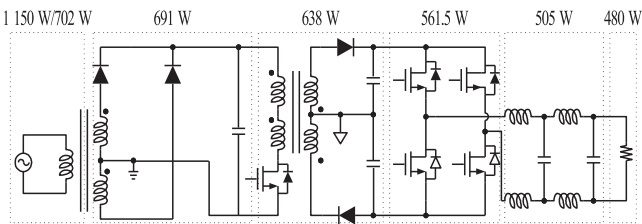


图 2 某智能型 480 W D 类音频功率放大器系统实际效率
Fig. 2 Practical efficiency of a 480 watt class D audio power amplifier system

导致图 2 的系统效率低下的部分原因是其使用了 4 个整流二极管. 由于其将输入交流电电压到 19 V, 流过整流二极管的电流很大. 二极管的损耗包括传导损耗和反向恢复损耗. 其中传导损耗可以表示为^[1]:

$$P_{COND}(T_j) = V_{T0}(T_j) \cdot I_{F(av)} + R_D(T_j) \cdot I_{F(rms)}^2. \tag{1}$$

式中, T_j 是结的温度, V_{T0} 是阈值电压, R_D 是等效电阻, I_F 是导通电流. 以图 2 中的系统为例, 如果变压器输出电压均方根为 19 V, 输入电流的均方根为 37 A, 由于没有采用功率因子修正, 实际峰值电流远大于此. 即使采用较低阈值电压和很小导通电阻的肖特基二极管, 仅整流二极管就要消耗 30 W 以上的功率. 因此, 高效率的功率因子修正和交流到直流转换需要采用无整流桥结构或采用所谓的同步整流管, 即用导通电阻很小的 MOS 功率管代替整流管.

从较高的交流输入电压获取较低的直流电压输出并包含功率因子修正一般有两种方案. 第一种^[3-4]方案是采用两级级联的结构. 首先采用升压型 PFC 将交流转换成较高的直流电压, 例如 400 V, 并实现功率因子修正. 然后通过直流-直流转换获得较低的直流电压输出. 第二种方案^[5]是利用单一降压型 PFC 将交流转换成所需的直流电压并实现功率因子修正. 理论上第 2 种方案的效率更高. 但是由于第 2 种方案的缓冲电路 (Snubber Circuit) 在输入电压较低时效率低, 且控制复杂^[6], 本文采用第一种方案, 其电路结构如图 3 所示.

MOS 功率管的体二极管都有反向恢复电荷. 在开关时, 反向恢复电荷导致的功率损耗 P_{DRR} 可以表示为^[2]:

$$P_{DRR} = Q_{rr} \cdot V_{in} \cdot f_{sw}. \tag{2}$$

式中, Q_{rr} 为反向恢复电荷, V_{in} 为输入电压, f_{sw} 为开关频率.

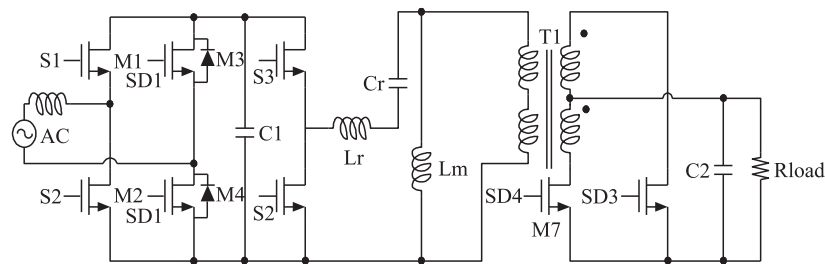


图 3 交流-直流转换和功率因子纠正电路

Fig. 3 AC-DC conversion and power factor correction circuit

硅系列的 MOS 功率管的 Q_{rr} 较大. 例如 IPL60R199CP 的 Q_{rr} 为 $5.5 \mu C$. 根据公式(2), 如果开关频率为 100 kHz, 输入电压均方根为 230 V, Q_{rr} 引起的功率损耗达到 114 W. 除非采用复杂的开关控制, 例如零电压切换(ZVS), 否则图 3 的电路根本不能使用.

氮化镓异质结 MOS 功率管的 Q_{rr} 非常小. 例如 TPH3006LD 的 Q_{rr} 为 $5.4 nC$, EPC2102 的 Q_{rr} 为 0. 图 3 的 M1、M2、M5、M6 采用 TPH3006LD. M3、M4 采用硅 MOS 管 IPL60R199CP. M7、M8 采用 EPC2102. 反向恢复电荷导致的功率损耗可以忽略.

图 3 中的控制信号由 FPGA 产生, 其主要算法为 PI 控制^[7]. 由微处理器和 FPGA 组成的控制回路可以实现一些更复杂的算法, 如模糊控制^[8].

该功率因子修正电路工作在连续导通模式 (CCM). 控制方法采用传统的平均电流法. 该方法在参考文献[4]有比较详细的介绍. 图 4 是根据示波器采样数据谐波分析. 其 THD 功率因子为 99.5%, 效率为 96%.

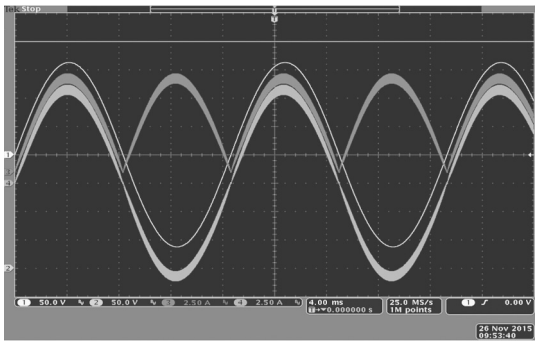


图 4 电源部分实测波形

Fig. 4 Measured waveforms of the power supply section

2 数字音频信号处理

在较大的防火报警网络中, 往往有不同厂家的子系统和不同年代的产品连成一个网络. 它们之间各种采样速率和格式的音频数据交换. 例如采样速率有 8 kHz、11.025 kHz、22.05 kHz、24 kHz、38.4 kHz、44.1kHz、48 kHz 等. 纯软件处理采样率转换往往产生不可接受的时间延迟. 此外, 低采样率的 PCM 信号必须转换成高采样率的 PWM 信号才能控制 D 类功放.

PCM 音频信号转换成 PWM 信号的挑战主要有 3 个方面. 首先, 需要很高的频率和大量计算来产生内插信号. 例如 PCM 信号的采样率为 44.1 kHz, PWM 载波频率为 352.8 kHz, 直接产生分辨率为 8 比特的 PWM 信号需要采样率为 90.3168 MHz. 其次, 高保真的内插方法的滤波器和防混叠的低通滤波器设计非常复杂, 例如 80 dB 的 Kaiser 滤波器需要 200 个系数. 最后, 如果 PWM 载波频率固定, 从一种采样频率的 PCM 信号转换到此频率的 PWM 信号可能简单. 从另外一个采样频率的 PCM 信号转换成该频率的 PWM 信号却可能非常复杂.

防火报警系统对音频信号的要求低于高保真. 这里采用图 5 的系统来处理从 PCM 到 PWM 的转换.

首先, 输入数字音频信号通过过采样相位选择型数据与时钟恢复电路 (Oversampling phase selection clock and data recovery) 恢复时钟和数据. 本系统接受 I²S 和加拿大 Mircom 公司的基于 RS485 格式的数字音频信号. 对于 I²S 格式, 由于其有比特时钟, 时钟恢复只是把比特时钟传递给全数字锁相环. 对于 RS485

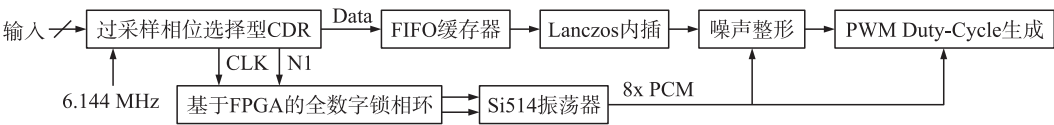


图 5 数字音频信号处理流程

Fig. 5 Digital audio signal processing flow

格式的数字,由于其有开始位、结束位和校验位等冗余,锁相环需要知道冗余量 N1 以计算 PCM 的采样速率.

过采样相位选择型数据与时钟恢复电路^[9]恢复的时钟有较大的高频抖动,这是由其工作原理决定的.但是这种电路结构简单,而且是全数字的.这些高频抖动可以通过调节数字锁相环的带宽有效地滤除.这样,Lanczos 内插、噪声整形和 PWM 的 Duty-Cycle 产生都可以工作在 8 倍的 PCM 采样而不用做任何的采样率转换.但是,对于采样率特别低的 PCM 音频信号,例如 11.025 kHz 的,8 倍采样频率只有 88.2 kHz.输出滤波器不能有效滤除 PWM 载频.这是 FPGA 需要调整全数字锁相环的分频倍数,使 PWM 载波频率保持在 350 kHz 左右.

防火系统对于声音的信噪比和总谐波失真的要求远低于 CD 音质,可以使用比较简单的 lanczos 内插法来产生 PWM 信号.由于音频信号是带宽有限的信号,原本可以根据采样定理由式(3)重构模拟信号:

$$y(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}x(n)\frac{\text{sinc}(\pi f_s t-n\pi)}{\pi f_s t-n\pi}.$$

(3)

但是 sinc 函数收敛缓慢,在实际中不可用.使用拉格朗日多项式内插需要除法运算,在 FPGA 中也不是容易处理.如果将式(3)中的 sinc 函数用 Lanczos 核替换,在 FPGA 中就容易处理. Lanczos 核可以表示为:

$$L(x)=\begin{cases}\text{sinc}(x)\text{sinc}(x/a), & -a<x<a, \\ 0, & \text{其他情况.}\end{cases}$$

(4)

由 Lanczos 核表示的内插公式为:

$$y(t)=y\left(mT_s+\frac{kT_s}{N}\right)=y_{mk}=\sum_{n=m-a}^{m+a-1}x(n)L(m-n+k/N).$$

(5)

由于 Lanczos 核只有有限项且对称,只需要存储一半的系数.图 6 是内插和噪声整形的信号流程图.图 7 是输入 1 kHz 和 2 kHz 的叠加信号的仿真结果.无噪声整形的情况下 0 kHz~22.05 kHz 的信噪比为 52 dB,略高于(6.02 N+1.76)的理论预测,这是因为采用了 8 倍采样率.有噪声整形的信噪比为 67 dB.

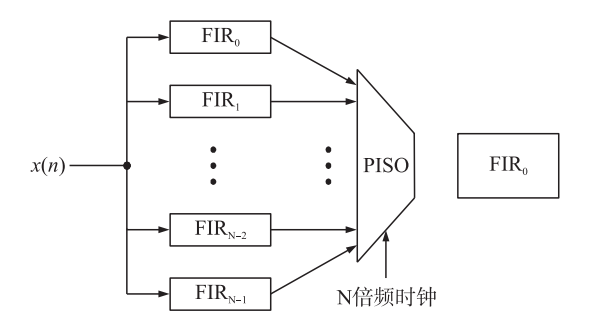


图 6 内插和噪声整形的信号流程
Fig. 6 Signal flow for interpolation and noise shaping

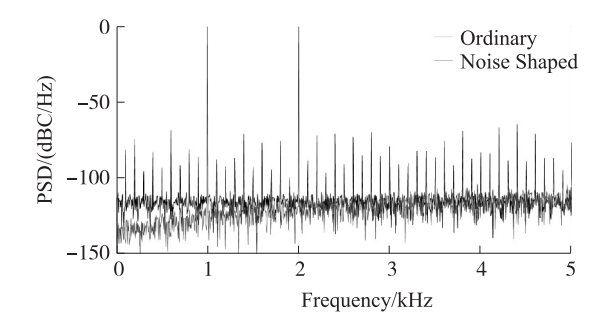


图 7 叠加信号的仿真
Fig. 7 Simulation of superimposed signals

3 实验结果

图 8 所示频率响应测试数据,图 9 为增益测试波形.其中发电机等级为 1.500 Vrms,开始频率为 400.000 Hz,截止频率为 4.000 00 kHz,扫描为 100.0 ms,预扫描为 300.0 ms,延迟采集为 1.000 s.

表 1 是本文介绍的 600 W D 类音频功率放大器系统的效率测试数据.

表 1 测量结果

Table 1 The result of measurement

电力变压器	PFC 的功率/W	Flyback 的功率/W	H 桥功率/W	滤波器的输出功率/W	负载功率/W
671.906 324	665.19	655.21	642.11	609.14	600.00
变压器的效率/%	PFC 效率/%	Flyback 效率/%	H 桥效率/%	滤波器的输出效率/%	总效率/%
99	98.50	98.00	94.87	98.50	89.30

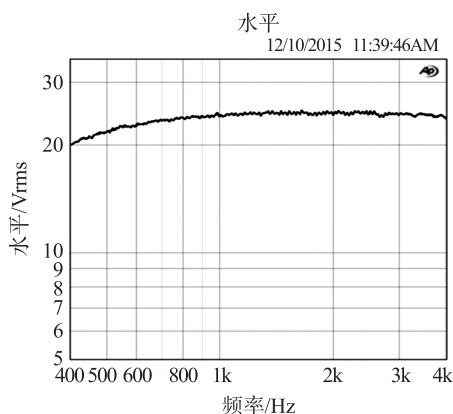


图 8 频率响应波形

Fig. 8 Frequency response waveform

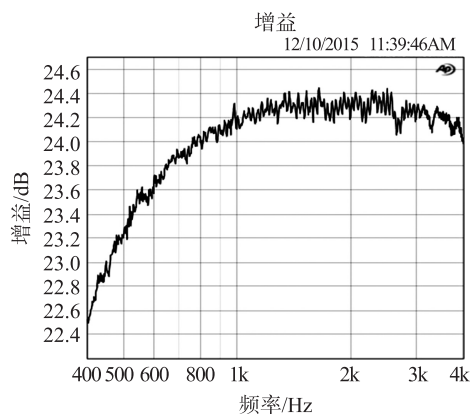


图 9 增益波形

Fig. 9 Gain waveform

4 结论

本文介绍了一种防火报警系统用的高效率智能型 600 W D 类音频功率放大器系统的设计. 通过实验测试,该系统的功率放大器的效率远远高于市场上的同类产品,达到 90%. 该系统对音频信号处理采用恰当的脉宽调制器载波频率和 Lanczos 内插方法使得功率因子达到 99.6%,远高于市场同类产品,具有很高的实用推广价值.

[参考文献]

- [1] STMicroelectronics. Calculation of conduction losses in a power rectifier[EB/OL]. [2011-08]. www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/application_note/CD00003894.pdf. 2011.
- [2] Texas Instruments Incorporated. Power loss calculation with common source inductance consideration for synchronous buck converter[EB/OL]. [2011-07]. www.ti.com/lit/an/slpa009a/slpa009a.pdf. 2011.
- [3] HUBER L, YUNGTAEK J, JOVANOVIĆ M M. Performance evaluation of bridgeless PFC boost rectifiers[J]. IEEE transactions on power electronics, 2008, 23(3): 1381-1390.
- [4] JOVANOVIĆ M M, YUNGTAEK J J. State-of-the-art, single-phase, active power-factor-correction techniques for high-power applications—an overview[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2005, 52(3): 701-708.
- [5] CUK S. True bridgeless PFC converter achieves over 98% efficiency, 0.999 power factor[J]. Power electronics technology magazine, 2010, 36(7): 10-18.
- [6] BORTIS D, FASSLER L, KOLAR J W. Comprehensive analysis and comparative evaluation of the isolated true bridgeless Cuk single-phase PFC rectifier system[C]//Proceedings of the IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics. Salt Lake City, USA: IEEE, 2013: 1-9.
- [7] ZHOU L, WU Y F. High-efficiency true bridgeless totem pole PFC based on GaN HEMT: design challenges and cost-effective solution[C]//Proceedings of PCIM Europe. Germany: VDE, 2015: 1-8.
- [8] 王青, 陈宁, 孙伟锋, 等. A digital prediction algorithm for a single-phase boost PFC[J]. Journal of semiconductors, 2012, 33(12): 125007.
- [9] DU Q J, ZHUANG J C, KWASNIEWSKI T. A low-power, fast acquisition, data recovery circuit with digital threshold decision for SFI-5 application[J]. IEEE Trans on VLSI, 2009, 17(12): 1742-1748.

[责任编辑:顾晓天]