

水下无线供电数据传输系统设计

刘佳炜, 高天德, 刘培洲, 张博强

(西北工业大学 航海学院, 西安 710072)

摘要: 为了减轻水下自主航行器(AUV)在无线充电过程中不断变化的电池等效阻抗及海流冲击造成的互感变化对无线电能传输系统的传输功率及效率造成的影响,提出了一种基于无线供电的数据传输系统设计方案,实现初、次级侧通讯功能,形成无线电能传输过程的闭环控制,保证充电过程平稳、高效;系统使用dsPIC30f4012芯片产生变化频率的互补方波信号,驱动逆变器产生调制后的能量信号;此外综合考虑了能量传输和数据传输性能指标,对系统参数进行优化;在数据编码中加入了纠错和同步机制,提高传输准确率;完成了硬件实验平台的搭建,验证了系统可行性,并测试了不同条件下系统的性能指标;实验结果表明:系统在0 dB信噪比时,可实现稳定0误码率数据传输,满足实际工作环境下的应用需求。

关键词: 无线充电; 数据传输; 调制; 编码; 纠错码

Design of Data Communication System for Underwater Wireless Energy Transmission

LIU Jiawei, GAO Tiande, LIU Peizhou, ZHANG Boqiang

(Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: During the wireless charging process of autonomous underwater vehicle (AUV), the equivalent impedance of the battery changes continuously and the mutual inductance changes caused by the water impact, which seriously affects the transmission power and efficiency of the wireless energy transmission system. Therefore, a design scheme of data transmission system based on wireless power supply was proposed. The system achieves the communication function of the primary and secondary sides, forms a closed-loop control of the wireless energy transmission process to ensure a smooth and efficient charging process. System use the dsPIC30f4012 chip to generate a complementary square wave signal of varying frequency, driving the inverter to generate a modulated energy signal. In addition, the reliability of energy transmission and data transmission is considered comprehensively, and the system parameters are optimized. Error correction and synchronization mechanisms have been added to the data encoding to improve transmission accuracy. Completed the hardware experimental platform, verified the feasibility of the system, and tested the performance indicators of the system under different conditions. Experiment results indicate that the system symbol error rate maintains at stable 0% under the SNR of 0dB, which meets the practical application requirements.

Keywords: wireless charging; data transmission; modulation; encode; error correcting code

0 引言

水下自主航行器(AUV)作为人类开发和利用海洋资源的重要工具,在科研和战略等领域起到了重要作用。AUV目前较常见的充电方式有回收后通过电缆充电,或通过防水插拔的接头直接在水下充电,前者消耗大量的人力、时间成本,效率较低;后者技术尚不成熟,且防水接头价格昂贵,水下充电成本较高,尚未得到广泛应用。基于磁耦合谐振的无线供电(WPT, wireless power transfer)方式可以较好地解决目前存在的问题^[1]。AUV在能源即将耗尽时,返回充电基站进行能源补给,充电完成后自动离开基站继续完成任务,整个充电过程不需要人工干预,大大削减了人工和时间成本,且整个过程在水下进行,可以从

根本上解决有线传输在灵活性、可靠性和隐蔽性等方面的弊端,是解决水下设备能源供应问题的重要手段,具有光明的应用前景。

在实际充电过程中,必须严格控制系统各参量,使系统保持稳定、高效的能量供应。对于实际应用来说,海水水流冲击会造成AUV和基站的相对位移,使得线圈偏移,系统耦合状态变化,系统稳定性下降;海水温度、盐度等其他变量的扰动也会引起系统参数的变动,影响供电稳定性^[2]。此外,随着充电进度的变化,AUV的等效阻抗也会发生变化,如果不在电源端及时进行阻抗匹配,会对充电效率造成较大影响^[3]。因此,只进行无线电能传输而不能进行信息交互的供电系统并不能真正投入使用,而应该在

收稿日期:2021-06-11; 修回日期:2021-07-23。

基金项目:国家自然科学基金(51809214)。

作者简介:刘佳炜(1997-),男,江西都昌人,硕士研究生,主要从事信号与信息处理方向的研究。

高天德(1970-),男,四川德阳人,博士,副教授,主要从事信号与信息处理方向的研究。

引用格式:刘佳炜,高天德,刘培洲,等.水下无线供电数据传输系统设计[J].计算机测量与控制,2021,29(9):238-244,249.

无线供电的同时进行通信, 使基站实时获取负载信息, 根据获取的信息调整系统参数, 对充电过程进行闭环控制, 降低相对位移、阻抗变化等因素带来的影响, 保证稳定、高效的能量供应。

1 系统结构及原理

1.1 基于磁耦合谐振的无线供电技术

基于磁耦合谐振的无线供电系统基本结构如图 1 所示^[4], 能量发射电路中, 逆变器将直流源转换成大功率交流信号, 通过耦合线圈传到能量接收电路, 经过整流滤波, 供直流负载 (AUV 电池) 使用。为了达到最大能量传输效率, 发射和接收电路都由谐振电容和谐振电感 (耦合线圈) 组成 LC 振荡结构。高频信号激励发射线圈感应出交变电磁场, 通过强磁耦合谐振作用, 在接收线圈上感应出磁场, 并通过 LC 谐振电路使能量在电场和磁场之间周期性转换, 实现了能量从接收端到负载端的源源不断的输送。



图 1 磁耦合谐振无线供电系统框图

对系统中逆变器、整流器、滤波器等部件进行简化, 可得等效电路模型 (图 2)。其中 U_s 是直流电源经逆变器后产生的交流信号, R_s 是电源等效内阻, R_1 和 R_2 是初级回路和次级回路的等效阻抗, L_1 和 L_2 是耦合电感, 二者互感为 M , C_1 和 C_2 为初级回路和次级回路的等效谐振电容, 负责将整个电路调谐在需要的频率, R_L 是接收能量的负载。

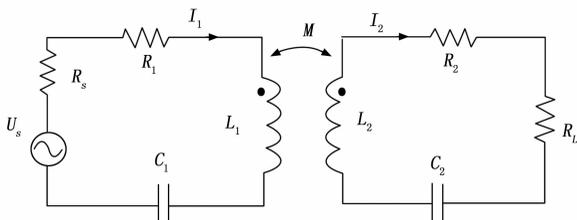


图 2 串-串结构磁耦合谐振无线供电系统等效网络

对图 2 使用基尔霍夫电压定律可写出初级回路和次级回路的 KVL 方程^[5]:

$$U_s = Z_1 I_1 - j\omega M I_2 \quad (1)$$

$$0 = Z_2 I_2 - j\omega M I_1 \quad (2)$$

其中, 初级回路总阻抗:

$$Z_1 = R_s + R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \quad (3)$$

次级回路总阻抗:

$$Z_2 = R_2 + R_L + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \quad (4)$$

将式 (1) 和 (2) 联立, 解出初、次级回路电流 I_1 、 I_2 :

$$I_1 = \frac{U_s}{Z_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2}} \quad (5)$$

$$I_2 = \frac{j\omega M U_s}{Z_2 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_1}} \quad (6)$$

由式 (5) 可以看出, 当次级回路和初级回路通过线圈耦合时, 次级回路对初级回路的影响可以通过反射阻抗 Z_{21} 体现, 即:

$$I_1 = \frac{U_s}{Z_1 + Z_{21}} \quad (7)$$

其中:

$$Z_{21} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} \quad (8)$$

在进行无线能量传输时, 次级回路通过反射阻抗从初级回路获取能量, 若要达到最大传输功率, 需要进行阻抗匹配^[6]。

传输效率:

$$\eta = \frac{I_2 R_L}{I_1 U_s} \quad (9)$$

若要使初级回路和次级回路都工作在谐振状态, 即电流、电压同相, 只需满足 Z_1 和 Z_2 呈纯阻性即可, 即:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (10)$$

此时:

$$Z_{21} = \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + R_L} \quad (11)$$

1.2 基于无线供电的数据传输技术

下行数据传输和能量传输方向相同, 因此可以将能量信号作为载波, 通过幅度调制 (ASK)、频率调制 (FSK) 和相位调制 (PSK) 等方式将数据信号耦合到能量信号中^[7]。其中, FSK 方式调制系统结构较为简单, 传输功率较为稳定, 易于解调, 因此本文选择 2FSK 调制方式进行研究。

在 2FSK 中, 载波的频率随二进制基带信号在 f_1 和 f_2 两个频率点间变化, 其表达式为:

$$e_{2FSK}(t) = \begin{cases} A \cos(\omega_1 t + \varphi_n) & \text{发送 1 时} \\ A \cos(\omega_2 t + \theta_n) & \text{发送 0 时} \end{cases} \quad (12)$$

一个 2FSK 信号可以看成是两个不同载频的 2ASK 信号的叠加, 因此 2FSK 信号的时域表达式又可写成:

$$e_{2FSK}(t) = s_1(t) \cos(\omega_1 t + \varphi_n) + s_2(t) \cos(\omega_2 t + \theta_n) \quad (13)$$

式中, $S_1(t)$ 和 $S_2(t)$ 均为单极性脉冲序列, 当 $S_1(t)$ 为正电平脉冲时, $S_2(t)$ 为零电平, 反之亦然; φ_n 和 θ_n 分别是第 n 个信号码元 (1 或 0) 的初始相位。在移频键控中, φ_n 和 θ_n 不携带信息, 因此可令二者均为零, 得到 2FSK 信号的简化表达式:

$$e_{2FSK}(t) = s_1(t) \cos(\omega_1 t) + s_2(t) \cos(\omega_2 t) \quad (14)$$

2 系统硬件设计

下行通信系统框图如图 3 所示, 单片机根据原数据产

生调制信号，控制逆变器产生相应的 2FSK 信号，通过耦合线圈传输到次级回路，供负载使用，同时解调器将信号提取出来进行非相干解调，依次通过滤波器，包络检波器，抽样判决器，最终得到原始数据。

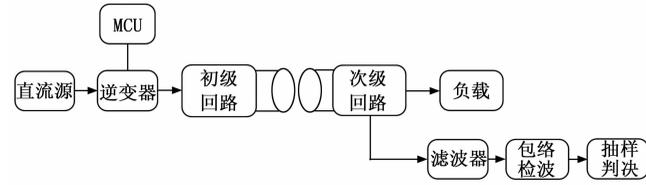


图 3 下行通信系统框图

2.1 逆变电路

逆变电路是基于磁耦合谐振无线能量传输系统的核心部分，负责将高电压的直流电源转换成大功率交流信号，以便通过耦合线圈发射到接收回路。在无线供电数据传输系统中，逆变器还要完成 2FSK 信号的调制，逆变电路的设计和性能直接决定了能量信号和数据信号能否在系统中有效传输，是数据信号能被正确提取和解调的先验条件^[8]。

下面讨论全桥电路中 MOS 开关的驱动问题。图 4 是常见的 H 桥逆变器原理示意图，首先分析由 Q1 和 Q4 组成的通路，在 Q2Q3 关断的情况下，当 Q1Q4 关断时，Q1 的源极电位处于“悬浮”状态，即不确定电位。如果在打开 Q4 之前，先打开 Q1，给 Q1 的 G 极 12V 的电压，由于 Q1 源极“悬浮”状态，可以是任何电平，不能保证 Q1 的栅极电压高于源极电压，这样可能导致 Q1 打开失败；相应地，如果先打开 Q4，则 Q1 源极电位被拉低，此时给 Q1 的栅极加上 12V 电压，Q1 打开，Q1 饱和导通，源极的电平被拉高到电源电压，此时 Q1 的 G 极电压小于 Q1 的 S 极电压，Q1 关断，Q1 打开失败。Q2 和 Q3 的情况与 Q1 和 Q4 相似。要打开由 Q1Q3 构成的全桥的上管，必须处理好上管源极的“悬浮”问题，使上管的栅极相对于源极有 10—15V 的电压差，所以本设计采用 IR2110 悬浮驱动 MOSFET 方案，可以有效的解决上管的栅极的“悬浮”问题。该芯片是一种双通道、栅极驱动、高压高功率器件的单片式集成驱动模块，具有独立的高端和低端参考输出通道，逻辑输入与标准 CMOS 或 LSTTL 输出兼容，工作电压高达 500 伏^[9]。

相关驱动电路如图 5 所示，此处用一片 IR2110 芯片驱动一对 MOS 管，另一对 MOS 管同理。

其工作原理如下：首先给 LIN 输入高电平，HIN 输入低电平，LO 使能，HO 关闭，Q2 导通，VS 的电位被拉低到地，Vcc 通过自举二极管 D4 给自举电容 C5 充电，电容 C5 在 VB 和 VS 之间形成一个悬浮电源。接下来给 LIN 输入低电平，HIN 输入高电平，此时 HO 输出，LO 关闭。自举电容 C5 给上桥臂主开关器件 Q1 供电，确保 Q1 能正常导通。

为了限制通过 MOSFET 的电流避免烧毁器件，相应的保护电路如图 6 所示。其中 tlv6743 是电压比较器，通过比

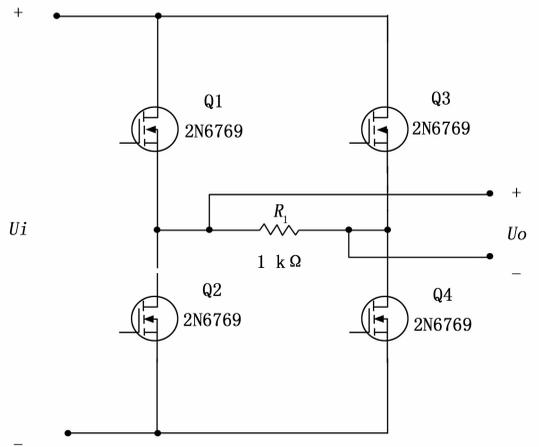


图 4 全桥式逆变器示意图

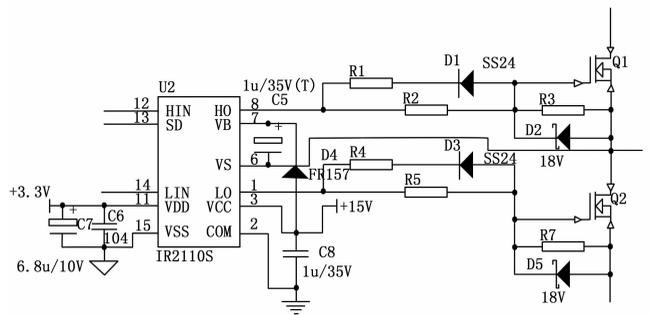


图 5 MOS 驱动电路

较 SENSE 端口的输入电压和内置比较电平 V_{IT} (400 mV)，控制 OUT 端口的输出^[10]。SENSE 端口和下桥臂的两个 MOS 开关 Q2Q4 的源极相连，通过 0.033 Ω 的电阻接地。TLP291 是光耦继电器，当 ANODE (1) 端口和 CATH (2) 端口电势差超过内部发光二极管的导通电压，发光二极管点亮，受光器接受光线之后就产生光电流，从输出端流出，使 E (3) 端口 C (4) 端口导通。

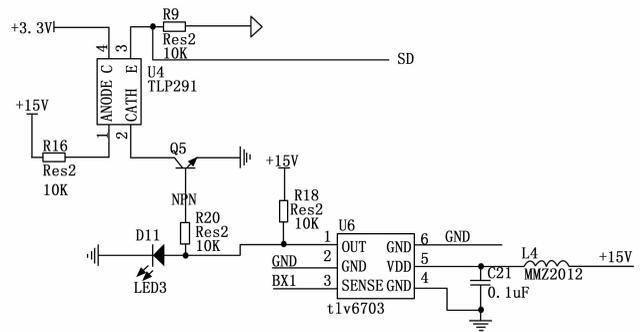


图 6 保护电路

当通过 MOSFET 的电流在正常范围内，SENSE 输入电平小于 V_{IT} ，比较器内部 MOS 开关导通，OUT 引脚被拉低至地，发光二极管 D11 不亮，双极型晶体管 Q5 截止，光耦继电器内部发光二极管不亮，两个输出引脚断开，其

中和 3 引脚相连的 IR2110 芯片 SD 使能输入端接地, 驱动芯片正常工作; 当电流过大, SENSE 端输入电平超过 VIT, OUT 输出端被拉高, 发光二极管 D11 点亮, 双极型晶体管导通, 光耦继电器输出端导通, SD 电平被拉高, IR2110 驱动芯片 LO 和 HO 均被关闭, 输出低电平, 逆变器 H 桥上 4 个 MOSFET 均断开, 起到保护作用。

2.2 主控芯片

为了控制 H 桥逆变器的 4 个 MOS 开关使其按正确顺序开闭, 需要对驱动芯片输入两路互补的方波, 使 H 桥上对应位置的 MOS 开关轮流导通。输出交流信号频率和输入方波频率相等, 因此要实现能量信号的 2FSK 调制, 只需对输入的方波信号进行调制即可^[11]。本文选用 dsPIC30F4012 芯片进行方波的生成与 2FSK 调制。

dsPIC30F4012 是 Microchip 公司生产的 16 位闪存数字信号控制器, 拥有 48 kB 片上闪存程序空间 (16 指令字) 和 2 kB 片上数据 RAM, 内部集成有多个智能模块: 电机控制 PWM 模块、通用异步收发器 UART 模块、10 位高速模数转换器 ADC 模块、正交编码器接口 QEI 模块等。其中, 电机控制 PWM 模块有 6 个具备 3 个占空比发生器的 PWM1/0 引脚, 此模块允许多种工作模式, 有利于实现特定的功率控制应用^[12]。

使用 PIC 单片机上 PWM1H 和 PWM1L 两个端口输出方波, 分别和逆变电路中的两片 IR2110 驱动芯片连接, 具体连接方式如图 7 所示。

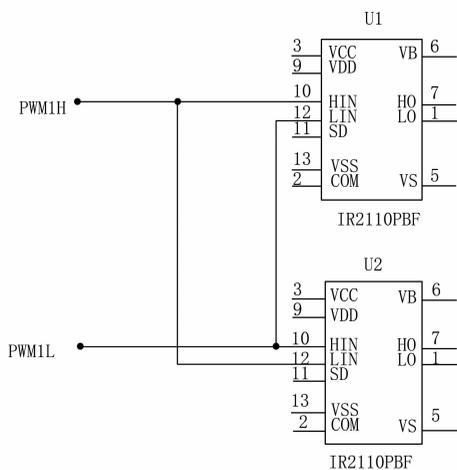


图 7 驱动芯片输入端连接方式

PWMH 和 PWML 是互补的方波。PWM1H 为高电平时, PWM1L 为低电平, U1 的 HO 和 U2 的 LO 有效, H 桥一路导通, PWM1L 为高电平时, PWM1H 为低电平, U1 的 LO 和 U2 的 HO 有效, H 桥另一路导通, 循环往复, 实现直流信号到交流信号的转换。

2.3 谐振网络

谐振网络拓扑如图 8 (a) 所示, XFG1 是逆变器输出的能量信号, 可看作电源, T1 是耦合线圈, R2 是负载 (航行器)。根据公式 (7), 次级回路通过反射阻抗 Z21 从初级回

路获取能量, 因此可把整个次级回路等效成一个负载 Z21^[13], 如图 8 (b) 所示。

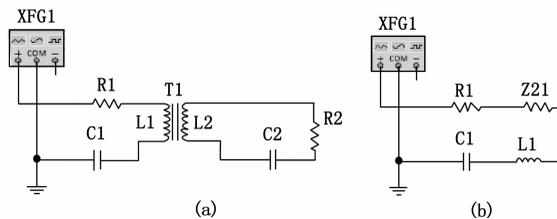


图 8 谐振网络拓扑

当电源内阻一定时, 负载阻抗和内阻相等, 负载功率达到最大, 因此为了使航行器达到最大的充电功率, 可以把初级回路总阻抗 $Z1 = R1 + C1 + L1$ 看作电源内阻, Z21 看作负载, 使二者相等, 即满足 $Z1 = Z21$ 。当系统工作在谐振状态下时, 初级回路和次级回路均为纯阻性, 反射阻抗也呈纯阻性, 即应满足:

$$R_1 = \frac{\omega^2 M^2}{R_2} \quad (15)$$

式中, 线圈互感可测量得到, ω 可根据预计的能量信号频率 (200 kHz) 算出, 只需确定 R1 的值即可算出相应的 R2。

R1 的确定需考虑电路的品质因数。品质因数是特征阻抗与电路的总电阻 R 之比, 反映了电路对频率的选择性, Q 值越高, 频率特性曲线就越尖锐, 选择性就越好^[14]。但本研究的实际应用中, 如果 Q 值过高, 会导致能量信号的 2FSK 调制的不同频点对信号幅度造成较大影响, 降低能量传输效率, 甚至影响上行通信的解调。因此需要适当降低品质因数, 获得相对平缓的幅频特性曲线, 减轻信号调制带来的影响。

$$Q = \frac{\rho}{R} = \frac{X_L}{R} = \frac{X_C}{R} \quad (16)$$

其中: ρ 是电路的特征阻抗:

$$\rho = X_L = X_C = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (17)$$

由式 (16) 可知, 要使品质因数降低, 应提高回路电阻在总阻抗中的比例, 但由于谐振状态下 R1R2 的交流总功率:

$$P_{R1+R2} = \frac{U_s^2}{2\left(R_1 + \frac{\omega_2 M_2}{R_2}\right)} \quad (18)$$

其中: U_s 是逆变器输出交流能量信号的振幅, 当满足阻抗匹配条件 (15) 时式 (18) 可化简为:

$$P_{R1} = P_{R2} = \frac{P_{R1+R2}}{2} = \frac{U_s^2}{8R_1} \quad (19)$$

可以看出 R1 电阻值越高负载功率越低, 因此要在幅频特性和传输功率之间寻找一个合适的平衡点。

为了获得不同电阻条件下系统的频率响应曲线, 在 multisim 仿真软件中搭建如图电路, 使用波特测试仪工具进行扫频。经实物测量, 用漆包线手工绕制的耦合线圈初级端和次级端自感 L1L2 均为 65 μ H, 互感 M 为 60 μ H, 耦

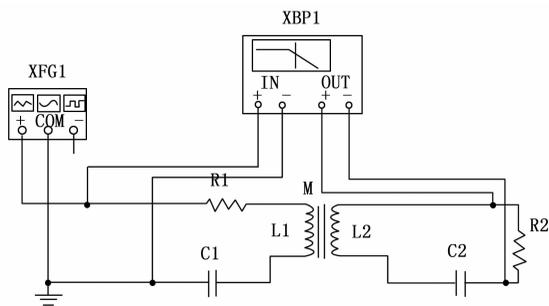


图 9 扫频电路

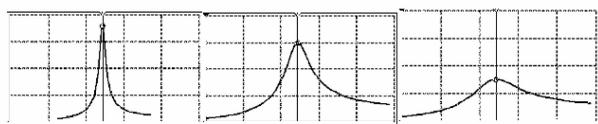
合系数:

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = 0.92 \quad (20)$$

为了使系统在 200 kHz 频点处谐振, 耦合电容:

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{\omega^2 L} \approx 10 \text{ nF} \quad (21)$$

将 R_1 设为下列不同的值, 代入公式 (15) 算出相应阻抗匹配条件下的 R_2 , 用 multisim 画出各对应条件下的幅频特性曲线如图 10 所示 (为方便对比, 设置逆变器输出都是振幅 10 V 的交流信号):



(a) $R_1=1\Omega$ $R_2=5685\Omega$ (b) $R_1=5\Omega$ $R_2=1137\Omega$ (c) $R_1=10\Omega$ $R_2=568\Omega$

图 10 条件下的幅频特性曲线

图中纵坐标反映的是 R_2 两端电压幅度和逆变器输出能量信号幅度之比。分析以上数据可以看出, $R_1=1\Omega$ 时, 根据式 (19) 算出负载 R_2 的理论功率最高, 可达到 12.5 W, 但幅频特性曲线过于尖锐, 在中心频率正负 10 kHz 范围内就会达到 60% 以上的幅度衰减, 经过 2FSK 调制后容易造成较大的功率损失, 并且对上行信号的解调造成影响^[15]; $R_1=10\Omega$ 时, 幅频特性曲线较为平缓, 能显著缓解工作频率偏移带来的幅度衰减, 但 R_2 的功率太低, 只有 1.25 W。因此采用折衷方案, 使 $R_1=5\Omega$, $R_2=1137\Omega$, 此方案在中心频率上下 10 kHz 范围内幅度衰减在 10% 左右, 负载功率 2.5 W。此数值只是逆变器输出交流能量信号幅度 10 V_p 时的理论值, 实际应用中逆变器电源电压可以达到几十伏。根据式 (19) 计算, 如果逆变器电源达到 63 V 左右, 负载的充电功率可以达到 100 W。

除此之外, 根据频率特性曲线的图像特性, 为了降低 2FSK 调制对上行 ASK 信号的影响, 还可以将 2FSK 调制所对应的频率设置在谐振频率的两侧^[16]。从图中可以看出, 在该谐振系统中, 工作频率设置在 186 kHz 处和 210 kHz 处时, 负载上接收的电压幅度十分接近, 都是 53 V, 也就是说对能量信号进行 2FSK 调制后, 不同载波频率不会使负载接收的信号波形产生较大波动, 相应地降低了对上行通

信调制和解调过程的影响。

3 系统软件设计

3.1 逆变器控制程序

dsPIC30f4012 芯片拥有一个 6 输出的 PWM 模块, 简化了产生多个同步脉宽调制输出的任务。该模块包含 3 个 PWM 发生器, 每个发生器都有一对输出引脚, 每对输出引脚都可以互补或独立工作, 该芯片还内置用于互补模式下的硬件死区发生器, 非常适合本项目的应用场合。确定了频率, 占空比, 死区后就能获得确定的 PWM 信号。除此之外, 要使 PWM 信号能正常输出, 还要配置其他的相关寄存器, 例如端口的功能设置、死区生成模块设置等。程序的总体实现如图 11 所示。

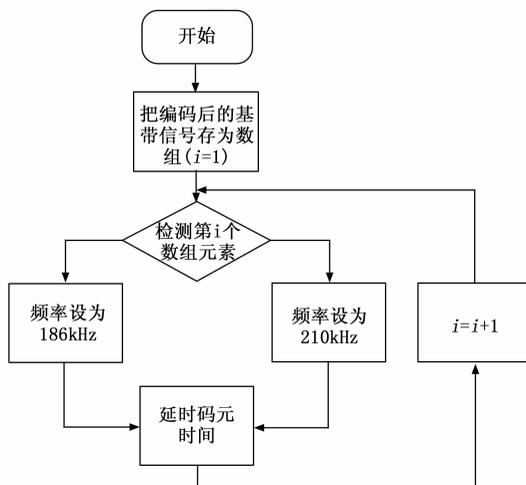


图 11 PWM 信号控制程序整体流程图

3.2 编解码程序

3.2.1 纠错编码

数字信号在传输过程中, 受到干扰的影响会破坏码元波形, 使接收端产生错误判决。由乘性干扰导致的码间串扰, 可以通过均衡的方式缓解^[17], 而对于加性干扰只能采用差错控制措施。常用的简单纠错编码有奇偶监督码、恒比码、正反码等^[18], 本文中选用汉明码。汉明码编码效率较高, 可以纠正一位错码^[19]。

设码长为 n , 信息位数为 k , 监督位数 $r=n-k$ 。若要用 r 个监督位构造出 r 个关系式来指示一位错码的 n 种可能位置, 则要求:

$$2^r - 1 \geq n \quad (22)$$

设分组码 (n, k) 中 $k=4$, 由式 (22) 可知, 要求监督位数 $r \geq 3$ 。若取 $r=3$, 则 $n=k+r=7$ 。若用 $a_6 a_5 \dots a_0$ 表示这 7 个码元, 用 S_1, S_2 和 S_3 表示校正子, 则 S_1, S_2 和 S_3 的值与错码位置的对应关系可以规定如表 1 所列。由表中可见, 当且仅当一位错码的位置在 a_2, a_4, a_5 和 a_6 时, S_1 取 1。即 a_2, a_4, a_5 和 a_6 4 个码元构成偶数监督关系:

$$S_1 = a_6 \oplus a_5 \oplus a_4 \oplus a_2 \quad (23)$$

同理:

$$S_2 = a_6 \oplus a_5 \oplus a_3 \oplus a_1 \quad (24)$$

$$S_3 = a_6 \oplus a_4 \oplus a_3 \oplus a_0 \quad (25)$$

表 1 校正子和错码位置的关系

$S_1 S_2 S_3$	错码位置	$S_1 S_2 S_3$	错码位置
001	a_0	101	a_4
010	a_1	110	a_5
100	a_2	111	a_6
011	a_3	000	无错码

在发送端编码时, 信息位 $a_6 a_5 a_4$ 和 a_3 的值决定于原数据, 监督位 $a_2 a_1$ 和 a_0 应根据信息位的取值来确定, 即监督位应使式 (23) (24) 和 (25) 中 $S_1 S_2 S_3$ 的值均为 0, 表示编成的码组中应无错码:

$$\begin{cases} a_6 \oplus a_5 \oplus a_4 \oplus a_2 = 0 \\ a_6 \oplus a_5 \oplus a_3 \oplus a_1 = 0 \\ a_6 \oplus a_4 \oplus a_3 \oplus a_0 = 0 \end{cases} \quad (26)$$

经移项运算, 解出监督位为:

$$\begin{cases} a_2 = a_6 \oplus a_5 \oplus a_4 \\ a_1 = a_6 \oplus a_5 \oplus a_3 \\ a_0 = a_6 \oplus a_4 \oplus a_3 \end{cases} \quad (27)$$

给定信息位后, 可以按式 (26) 算出监督位。为了在程序中实现, 将式 (27) 改写成矩阵形式:

$$[a_2 a_1 a_0] = [a_6 a_5 a_4 a_3] \begin{bmatrix} 111 \\ 110 \\ 101 \\ 011 \end{bmatrix} = [a_6 a_5 a_4 a_3] \mathbf{Q} \quad (28)$$

其中矩阵运算中的相加都指模 2 加法。上式表示, 在信息位给定后, 用信息位的行矩阵乘矩阵 \mathbf{Q} 就产生出监督位。将 \mathbf{Q} 的左边加上一个 $k \times k$ 阶单位方阵, 就构成一个矩阵 \mathbf{G} 。

$$\mathbf{G} = [\mathbf{I}_k \mathbf{Q}] = \begin{bmatrix} 1000111 \\ 0100110 \\ 0010101 \\ 0001011 \end{bmatrix} \quad (29)$$

\mathbf{G} 为生成矩阵, 可以由它产生整个码组:

$$[a_6 a_5 a_4 a_3 a_2 a_1 a_0] = [a_6 a_5 a_4 a_3] \mathbf{G} \quad (30)$$

接收端解码时, 可将接收码组 B 代入式 (23) (24)

(25) 中计算即:

$$[S_1 S_2 S_3] = [a_6 a_5 a_4 a_3 a_2 a_1 a_0] \begin{bmatrix} 111 \\ 110 \\ 101 \\ 100 \\ 010 \\ 001 \end{bmatrix} = B \cdot \mathbf{H}^T \quad (31)$$

若接收码组无错码, 则 $S_1 S_2 S_3$ 应该为 0。当接收码有错时, 在未超过检错能力的前提下, 只要计算出 $S_1 S_2 S_3$ 的值并根据表 (1) 定位并修正误码位置即可。

由于 MATLAB 具有方便的数据分组和矩阵计算功能, 可以用 MATLAB 完成纠错码的生成。首先将要传输的数据 (例如一串十进制数) 按位存成一维数组, 然后用 de2bi () 函数将其按位转换成 8421BCD 码, 假设原数据长度为 m , 则经过 de2bi () 函数转换后变成 k 行 4 列的矩阵 \mathbf{A} 。接下来将二进制码分段加入纠错位。由于汉明码只能纠正一位错码, 分段长度应尽量取短。一位十进制数字对应 4 位 BCD 码, 因此此处将每 4 位二进制码分为一段, 每段加入 3 位纠错码。在 MATLAB 中实现时将矩阵 \mathbf{A} 左乘生成矩阵 \mathbf{G} 后, 应对每一个元素除以 2 取模, 即可得到 k 行 7 列的加入纠错码后矩阵。最后用 reshape () 函数将矩阵转换成一维的二进制数组。

接收端接收数据后进行滤波, 包络检波, 抽样判决后得到二进制数据, 将该数据每 7 位分成一组, 用式 (31) 进行计算, 并同样对所有元素除以 2 取模, 得到 $S_1 S_2 S_3$ 的值, 如果 $S_1 S_2 S_3$ 都是 0 说明无错码, 否则根据表 (1) 对相应错码位置取反。最后删除每个 7 位数组的最低 3 位监督位, 将余下的 4 位 BCD8421 码转换成 10 进制数, 即可得到原数据。

3.2.2 群同步编码

群同步码的插入方式有两种: 一种是集中插入, 另一种是分散插入^[20]。本项目应用背景中, 信息可能间断传输, 并且每次传输时间不长, 因此选用集中插入法。在实现集中插入法时, 在接收端可以通过接收码元序列的自相关函数来定位同步码组的位置。在开始接收时, 同步系统处于捕捉态, 若计算结果小于某一门限值, 则等待接收到下一个码元后再计算, 直到自相关函数值等于该值时, 就认为捕捉到了同步, 并将系统从捕捉态转换为保持态。此后, 继续考察后面的同步位置上接收码组自相关值是否仍然等于门限值。当系统失去同步时, 自相关值立即下降。所以为了保护同步状态不易被噪声等干扰打断, 在保持状态时要降低对自相关值的要求。程序流程如图 (12) 所示。

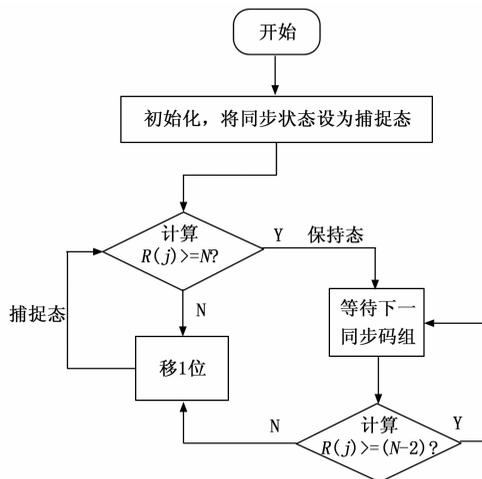


图 12 群同步码检测流程

4 实验结果与分析

为了进一步验证前两章设计的基于无线供电的数据传

输系统能否实现数据传输功能, 搭建相应的硬件电路, 进行相关测试。

按照第 2 节中设计方案连接上行通信测试电路。磁耦合线圈部分使用手工缠绕在铁芯上的漆包线制成, 经测量, 自感 $65 \mu\text{H}$, 互感 $60 \mu\text{H}$ 。图 13 是示波器测量的逆变器输出波形, 图 14 是经过磁耦合线圈无线传输后用 ELVIS II 在接收端功率电阻两端采集的信号波形, 以 bin 文件格式保存。在 MATLAB 中使用 fread () 函数读取 bin 文件, 将采样值存为数组, 用 awgn () 函数添加白噪声, 之后进行包络检波, 得到的包络波形如图 15 所示。

噪比下多次实验平均误码率为 3.3%, -2.5 dB 信噪比下多次实验平均误码率为 13%。

表 2 不同信噪比条件下多次实验测得误码率

试验次数	0 dB	-1 dB	-1.5 dB	-2 dB	-2.5 dB
第 1 次	0%	1%	1%	7%	14%
第 2 次	0%	1%	1%	2%	11%
第 3 次	0%	3%	1%	1%	12%
第 4 次	0%	3%	1%	4%	11%
第 5 次	0%	0%	5%	2%	12%

5 结束语

本文针对水下航行器无线充电的应用背景, 在现有无线供电理论上, 设计了基于无线供电的上下行数据传输系统, 用 dsPIC30F401 作为主控芯片, 通过软件方式实现通信信号调制与解调, 在未增加额外通信信号传送通道的条件下, 实现了能量与信息的同步传输, 并分析了系统参数对能量传输速率, 效率等性能指标的影响, 对参数进行优化。搭建了相应的硬件实验平台, 对系统的可行性进行了验证。在水下近距离条件下可以实现 0 误码率通信。

参考文献:

- [1] 陈毅. 基于磁耦合谐振的无线能量与信息同步传输系统设计与实现 [D]. 重庆: 重庆大学, 2016.
- [2] 孙俊, 赵伟昌, 郭义, 等. 大功率水下无线供电装置设计 [J]. 船海工程, 2018, 47 (3): 102-106.
- [3] 马运季. 磁耦合谐振式无线电能传输特性的分析与研究 [D]. 兰州: 兰州交通大学, 2017.
- [4] 杜罗娜. 水下无线电能和数据混合传输技术研究 [D]. 西安: 西北工业大学, 2018.
- [5] 范世贵. 电路基础 [M] (第二版). 西安: 西北工业大学出版社, 2001: 109-153.
- [6] 马征. 无线电能传输关键问题研究及应用 [D]. 天津: 天津理工大学, 2017.
- [7] 樊昌新, 曹丽娜. 通信原理 [M] (第七版). 北京: 国防工业出版社, 2012: 331-344.
- [8] 徐现岭. 现代通信系统调制解调的基本技术和实现方法 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2008.
- [9] 倪庆勇. 基于无线电能传输的便携通信系统的研究与实现 [D]. 南京: 南京邮电大学, 2016.
- [10] 林新. 磁耦合谐振式无线供电系统研究 [D]. 淮南: 安徽理工大学, 2017.
- [11] 李凤鸣, 刘玫, 段京东, 等. 基于 PIC30F4012 的电控系统的设计与仿真 [J]. 机电一体化, 2010, 16 (6): 95-97.
- [12] 周子健, 董国通. 基于 PIC30F4012 的电控系统的设计与仿真 [J]. 工业控制计算机, 2015, 28 (11): 63-65.
- [13] 高玉青. 磁谐振式无线电能传输系统特性研究与系统设计 [D]. 杭州: 浙江大学, 2017.
- [14] 郭淳. 磁耦合谐振式无线充电系统的研究与设计 [D]. 太原: 中北大学, 2017.

(下转第 249 页)

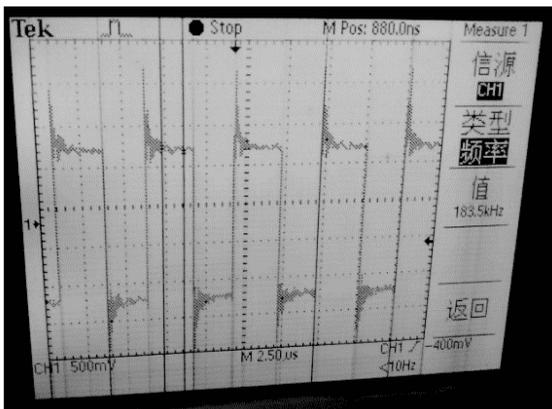


图 13 逆变器输出波形

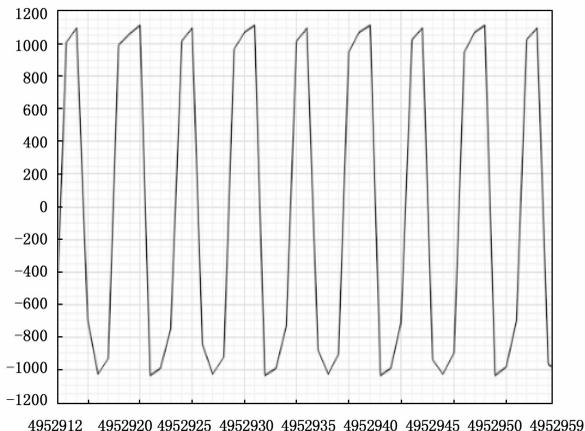


图 14 采集信号波形

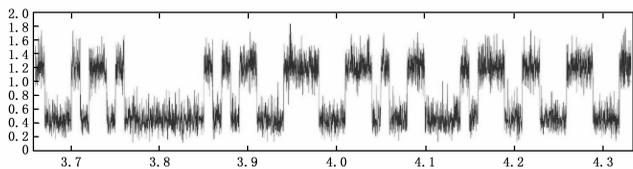


图 15 SNR = 0 dB 时包络波形

接下来对抽样判决得到的二进制码元按照第 3 节中所述的方法进行群同步捕捉和纠错, 解码, 并计算不同条件下的误码率, 最终结果如表 (2) 所示。在 0 dB 信噪比下, 加入纠错算法后可实现稳定 0 误码率数据传输, -2 dB 信