

DOI: 10.13718/j.cnki.xdzk.2020.10.019

基于 VMD 和 KFCM 的轴承故障诊断方法优化与研究

常 勇¹, 包广清¹, 程思凯², 陈 鹏¹

1. 兰州理工大学 电气工程与信息工程学院, 兰州 730050; 2. 墨尔本大学 工程学院, 澳大利亚 墨尔本 3010

摘要: 针对机械设备轴承故障振动信号具有强噪声、非线性、非平稳特性并致使故障特征信息难以提取的问题, 提出了一种利用变分模态分解(Variational Mode Decomposition, VMD)和改进模糊聚类算法相结合的机械故障诊断新方法. 首先, 对采集的故障数据采用 VMD 和奇异值分解方法进行预处理, 去除异常值及噪声; 然后, 采用核模糊 C 均值聚类(Kernel-based Fuzzy C-Means clustering, KFCM)算法来进行不同故障类型数据划分, 通过计算分类系数、平均模糊熵和海明贴近度对其分类性能进行评估; 最后, 利用粒子群算法(PSO)对 KFCM 训练状态的参数进行优化. 通过仿真分析和实验数据验证, 该方法不仅表现出更优的分类性能, 能精确、稳定进行故障识别, 而且只需要少量样本数据进行训练, 从而使诊断的工作量和诊断时间大为减少, 为大型旋转机械设备在线故障诊断提供了理论依据.

关 键 词: 模糊聚类; 特征提取; 变分模态分解; 故障诊断; 粒子群算法

中图分类号: TP391.4 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-9868(2020)10-0146-10

机械系统中滚动轴承几乎遍及所有工业生产中, 并且在工业生产过程中发生的大部分故障与机械滚动轴承有关, 故障会对生产效率、环境和操作人员的安全等产生不利影响. 在工业生产环境中, 生产商必须确保生产的安全性, 尽可能地降低事故风险. 因此, 将故障监测系统应用于工业过程非常重要, 它可以通过补偿扰动和变化的影响来使工业生产过程稳定运行. 为了确保工业生产系统的运行满足产品性能规格要求, 需要对工业设备故障进行监测和隔离.

一般而言, 故障诊断方法可以分为 3 种类别: 基于解析模型方法、基于信号处理方法和基于知识的方法; 其中基于解析模型的方法是以检测系统的数学模型为基础, 利用系统辨识、观测得到系统残差, 将硬件冗余用解析冗余代替, 最后根据系统要求的准则和阈值对残差进行评估和故障决策, 该方法过分地依赖模型的建立, 鲁棒性不好, 因此受到了限制. 基于信号处理的方法不需要数学模型, 也不需要太多先验工艺参数知识^[1]. 目前, 对于机械轴承故障诊断多数采用信号处理的方法. 例如, 电流特征分析是检测各种电动机故障的最广泛使用的方法之一^[2]. 为了从强噪声中提取机械轴承的故障特征信息, 提出了一种基于小波消噪的故障诊断方法, 并使用非线性时间序列分析^[3]. 基于知识的方法就是在机械轴承故障诊断中应用智能算法, 如人工神经网络, 支持向量机和模糊逻辑等^[4-8].

近年来模糊聚类方法应用于故障诊断已显著增加. 该方法是非监督数据分类非常重要的工具, 可根据各个数据之间的相似性将数据划分成类. 模糊聚类方法应用于各种不确定性和模糊性的场合, 例如: 图像处理^[9]、故障识别^[10]. 所有模糊聚类方法的主要目的是为了避免噪声和历史数据的影响来改进聚类. 模糊 C 均值聚类(FCM)算法由于对堆叠数据的分类效果良好而成为应用最广泛的聚类算法之一. 与 K-means

收稿日期: 2020-03-15

基金项目: 国家自然科学基金项目(51967012); 甘肃省重大科技专项基金项目(17ZD2GA010); 甘肃省教育厅科研创新团队项目(2018C-09).

作者简介: 常 勇(1988—), 男, 博士研究生, 讲师, 主要从事复杂过程控制系统故障诊断与信号处理研究.

通信作者: 包广清, 教授, 博士研究生导师.

算法不同,FCM 通过优化目标函数得到每个数据点对所有聚类中心的隶属度^[11],从而决定数据点的类属以达到自动对样本数据进行分类的目的.针对无噪声数据的聚类划分有良好的效果,但对含有噪声的数据和异常值非常敏感.其类似的聚类算法还有可能性 C 均值聚类算法^[12]和可能性模糊 C 均值^[13],它们是基于空间信息进行分析.然而在强噪声的情况下,可能性 C 均值聚类算法无法找到最佳聚类中心,当数据集由多个大小不一且存在异常值的数簇组成时,可能性模糊 C 均值分类效果不佳.

FCM 将欧氏距离作为距离度量,因此只能检测到超球面簇.在数据空间和高维特征空间中,研究人员提出了其他距离度量,如马氏距离度量和基于核的距离度量,以便能够检测到非超球面/非线性簇.模糊聚类方法的另一个常见问题是其分类性能在很大程度上依赖于参数的初始化.在大多数情况下,为了获得更优的结果,需要多次运行该算法,不但耗时,而且并不是总能保证获得最优解.FCM 算法存在两大缺陷:一方面,隶属度和为 1 的约束条件易造成它对孤立点和噪声敏感;另一方面它本身是一种迭代下降的算法,使得它初始聚类中心敏感且不易收敛于全局最优

为了有效克服上述问题,本文提出了一种利用变分模态分解 (Variational Mode Decomposition, VMD) 和改进模糊聚类算法相结合的机械故障诊断新方法.该方法包括 3 个基本步骤.首先,利用 VMD 算法对数据进行噪声和异常值剔除,通过计算中心频率、皮尔逊相关系数确定 VMD 模态分量,有效降低了噪声带来的影响.其次,采用 KFCM 算法对不同类数据获得更好的可分离性,从而改善分类效果.最后,采用粒子群优化算法对 KFCM 用于训练状态的参数进行优化处理,分类精度提升明显.

1 变分模态分解 (VMD)^[14]

1.1 变分模型构造

VMD 是一种非递归的、准正交的、自适应的信号分解算法,采用交替方向乘子法 (Alternate Direction Method of Multipliers, ADMM),其实质是变分问题的构造与求解,使得每个模态的估计带宽之和最小,其中假设每个模态是具有不同中心频率的有限带宽,为解决这一变分问题,采用了交替方向乘子法,不断更新各模态及其中心频率,逐步将各模态解调到相应的基频带,最终各个模态及相应的中心频率被一同提取出来^[15].

在 VMD 分解中,为使各个模态之间带宽最小,变分模态 $u_k(t)$ 之和等于原始信号 $f(t)$.对于每个模态 $u_k(t)$,用希尔伯特变换估计分析每个模态的单边频谱,然后,与预估中心频率 $e^{-j\omega_k t}$ 相乘,将各个模态的单边谱频谱对应到基频带上,最后,利用梯度的平方 L^2 范数,计算每个模态信号的带宽,得到变分约束模型:

$$\begin{cases} \min_{\{u_k\}, \{\omega_k\}} \left\{ \sum_k \left\| \partial_t \left[\left(\delta(t) + \frac{j}{\pi t} \right) * u_k(t) \right] e^{-j\omega_k t} \right\|_2^2 \right\} \\ \text{s. t. } \sum_k \mu_k = f \end{cases} \quad (1)$$

其中, $\omega_k(t)$ 为各模态对应的中心频率, $\delta(t)$ 为 Dirac 分布, k 为模态分量数.

1.2 变分模型求解

为了将约束变分问题转换为非约束变分问题,在求解约束变分模型时,引入增广拉格朗日函数:

$$\begin{aligned} L(\{u_k\}, \{\omega_k\}, \lambda) = & \alpha \sum_k \left\| \partial_t \left[\left(\delta(t) + \frac{j}{\pi t} \right) * u_k(t) e^{-j\omega_k t} \right] \right\|_2^2 + \\ & \left\| f(t) - \sum_k u_k(t) \right\|_2^2 + \langle \lambda(t), f(t) - \sum_k u_k(t) \rangle \end{aligned} \quad (2)$$

其中, α 为二次惩罚因子,保证输入信号 $f(t)$ 在高斯噪声的影响下信号的重构精度; $\lambda(t)$ 为拉格朗日乘法算子.

采用 ADMM 计算出增广拉格朗日函数的最优解,即可通过 VMD 将原始信号 $f(t)$ 分解成 K 个窄带本征模态函数分量^[16-17]. VMD 算法步骤:

- 1) 初始化 $\{\hat{u}_k^1\}$, $\{\hat{\omega}_k^1\}$, $\{\hat{\lambda}^1\}$ 和 n , $n=0$;
- 2) $n=n+1$, 开始整个循环;
- 3) 更新每个模态的频谱;

$$\hat{u}_k^{n+1}(\omega) = \frac{\hat{f}(\omega) - \sum_{i \neq k} \hat{u}_i(\omega) - \frac{\hat{\lambda}(\omega)}{2}}{1 + 2\alpha(\omega - \omega_k)^2} \quad (3)$$

4) 更新中心频率;

$$\omega_k^{n+1} = \frac{\int_0^\infty \omega \left| \hat{u}_k(\omega) \right|^2 d\omega}{\int_0^\infty \left| \hat{u}_k(\omega) \right|^2 d\omega} \tag{4}$$

5) 更新拉格朗日乘子

$$\hat{\lambda}^{n+1}(\omega) \leftarrow \hat{\lambda}^n(\omega) + \tau \left[\hat{f}(\omega) - \sum_k \hat{u}_k^{n+1}(\omega) \right] \tag{5}$$

其中, τ 为拉格朗日乘子更新参数.

6) 重复步骤 2~5, 对于给定判别精度 $e>0^{[18]}$, 直到满足迭代条件:

$$\sum_k \left\| \hat{u}_k^{n+1} - \hat{u}_k^n \right\| / \left\| \hat{u}_k^n \right\|_2^2 < e \tag{6}$$

得到 k 个窄带本征模态函数分量, 迭代结束. 若不满足迭代条件, 返回步骤 2, 最终分解结果如图 1 所示.

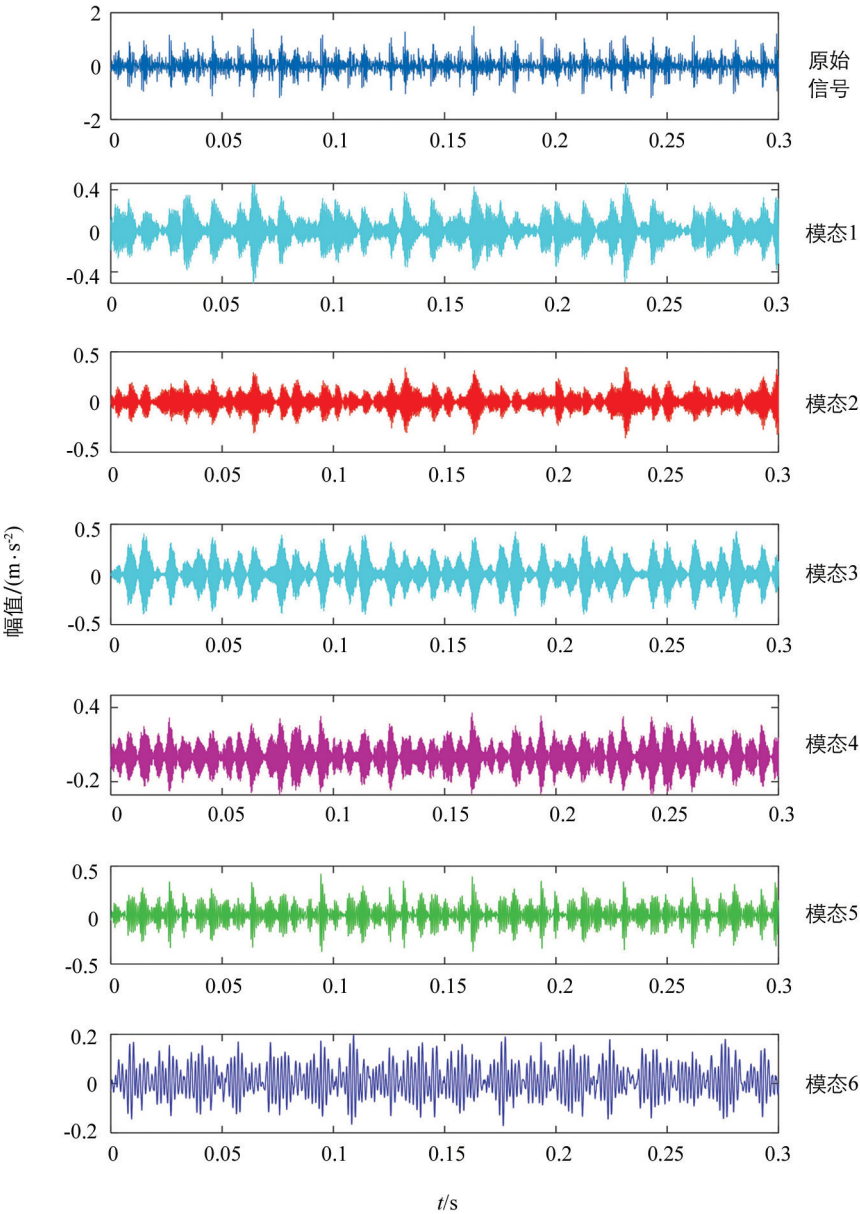


图 1 变分模态分解(VMD)结果

2 KFCM 原理及算法

KFCM 是 FCM 的内核版本,该算法通过核函数将原始数据点从输入空间映射到高维特征空间,如图 2 所示.考虑到原始数据中的点无法用一个线性函数进行划分,于是将其变换到一个更高维度的空间中,可以在这个高维空间中找到一个线性函数,容易对原始数据进行划分,这个高维空间就叫特征空间.从低维到高维空间的映射函数的内积就叫核函数,将核函数引入机器学习的一个重要原因是:当特征空间维数很高而核函数计算量较之特征空间内的内积运算计算量很小时,这样可以提高计算效率.

核函数的定义:设 $X \in R^s$, 定义从 X 到特征空间 H 的映射: $\Phi: X \rightarrow H: \Phi(x) = y$, 则

$$K(x, \tilde{x}) = \langle y, \tilde{y} \rangle = \langle \varphi(x), \varphi(\tilde{x}) \rangle \quad (7)$$

其中, x 和 $\tilde{x}$ 为 s 维向量, $\langle x, \tilde{x} \rangle$ 为两者的欧式内积.

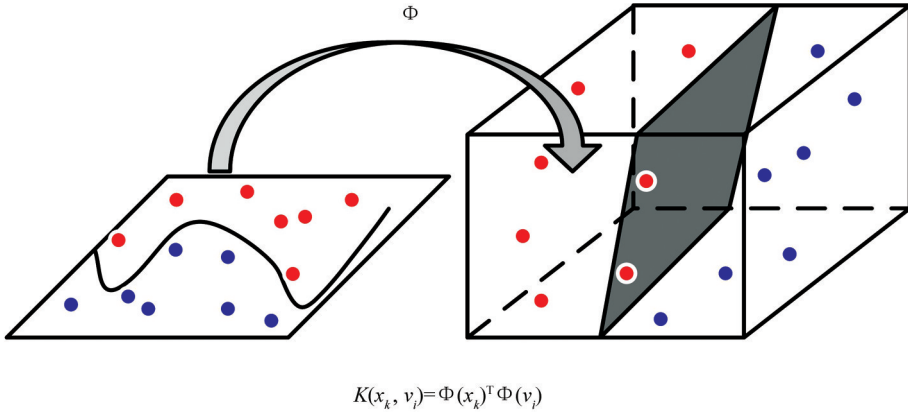


图 2 KFCM 特征空间和内核空间

KFCM 算法将 FCM 的目标函数修改为

$$J_{kfcM}(U, V) = \sum_{i=1}^c \sum_{k=1}^N u_{ij}^m \|\Phi(x_k) - \Phi(v_i)\|_H^2 = \sum_{i=1}^c \sum_{k=1}^N u_{ik}^m (1 - K(x_k, v_i)) \quad (8)$$

其中 $\|\Phi(x_k) - \Phi(v_i)\|_H^2$ 是 $\Phi(x_k)$ 到 $\Phi(v_i)$ 之间距离的平方, $K(x_k, v_i)$ 是高斯径向函数, 其形式如下:

$$K(x_k, v_i) = e^{-\frac{\|x_k - v_i\|^2}{2\sigma^2}} \quad (9)$$

利用拉格朗日乘子法, 可求得:

$$u_{ik}^m = \frac{(1 - K(x_k, v_i))^{\frac{1}{1-m}}}{\sum_{j=1}^c (1 - K(x_k, v_j))^{\frac{1}{1-m}}} \quad (10)$$

$$v_i = \left(\sum_{k=1}^N u_{ik}^m K(x_k, v_i) \right)^{-1} \sum_{k=1}^N u_{ik}^m K(x_k, v_i) x_k \quad (11)$$

KFCM 算法的步骤可归纳如下:

步骤 1 设定径向基函数的参数 σ ; 聚类个数 c , 模糊指数 m , 收敛精度 ϵ ; 令迭代次数 $k=0$; 用 FCM 算法初始化中心矩阵 $V^{(0)}$;

步骤 2 用式(14)计算 $U^{(k+1)}$;

步骤 3 用式(15)计算 $V^{(k+1)}$, 令 $k=k+1$;

重复步骤(2)和(3), 直到满足如下的终止条件:

$$\|U^{(k)} - U^{(k-1)}\| < \epsilon \text{ 或存在 } i(1 \leq i \leq c) \text{ 使得 } \sum_{j=1}^N u_{ij} = 0.$$

为了便于分析 KFCM 分类的准确程度, 本文采用模糊数学的贴近度来判断, 即计算测试样本 T 和第 i

个状态 C_i 的海明贴近度^[19]:

$$N(C_i, T) = 1 - \frac{1}{n} \sum_{k=1}^1 |C_i(x_k) - T(x_k)| \tag{12}$$

根据计算分析, 贴近度最大者即分为一类, 如果 2 组或 2 组以上测试样本得到的贴近度都较大, 且相差小于 0.005 时, 认为无法辨识或被错误分类.

对于 KFCM 的分类性能, 本文采用分类系数 F 、平均模糊熵 H 以及标准 FCM 分类成功率 v 进行评价^[16]:

$$F = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^c u_{ij}^2 \tag{13}$$

$$H = -\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^c u_{ij} \ln u_{ij} \tag{14}$$

$$v = w/10$$

式中: w 为运行 10 次标准 FCM, 成功得到聚类中心的次数.

3 VMD-KFCM 故障诊断方法

VMD-KFCM 故障诊断流程如图 3 所示. 故障诊断基本步骤如下:

- 1) 将故障振动信号经过 VMD 分解得到若干模态分量 $u_k(t)$.
- 2) 通过分析各个模态中心频率、皮尔逊相关系数 (Pearson correlation coefficient, PCC), 确定模态分量.
- 3) 对选定分量重构提取时域特征, 提取各个 $u_k(t)$ 分量奇异值矩阵作为特征量, 形成特征量参数矩阵.
- 4) 对特征量参数矩阵归一化, 作为 KFCM 的输入, 进行不同故障程度样本的模型训练, 根据测试样本对模型进行测试和验证.

4 实验数据分析

本文采用凯斯西储大学轴承数据中心网站的滚动轴承振动数据进行分析, 如图 4 所示, 实验数据选用 6205-2RS SKF 轴承, 人为设置故障点直径为 0.007 mm, 选用负荷 0(179 7 r/min)、采样频率 12 kHz 的故障数据. 以 MATLAB 为仿真平台, 与 EMD 特征提取方法进行对比分析.

4.1 模态的选取

由于各个模态之间的主要区别是具有不同中心频率, 本文通过计算每个分量的功率谱密度、分析中心频率, 并计算 PCC 确定 K 值. PCC 是衡量向量相似度的一种方法. 输出范围为 -1 到 1, 0 代表无相关性, 负值代表负相关, 正值代表正相关. 假设样本可以记为 (X_i, Y_i) , 则样本的 PCC 为

$$r = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n \left(\frac{X_i - \bar{X}}{s_X} \right) \left(\frac{Y_i - \bar{Y}}{s_Y} \right) \tag{15}$$

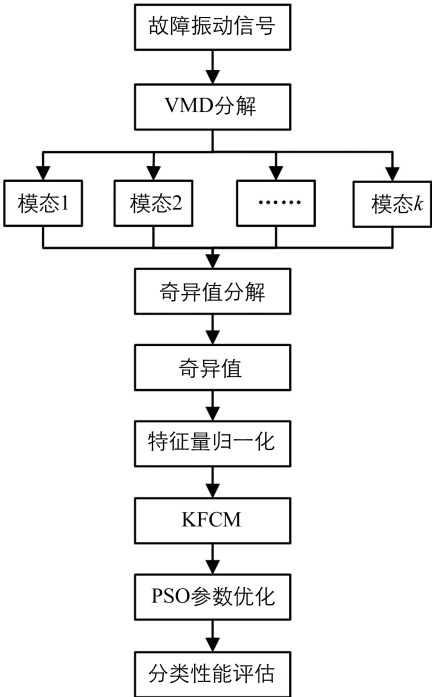


图 3 故障诊断流程图

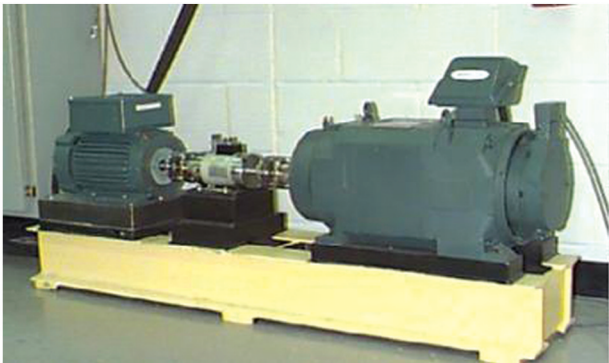


图 4 实验数据测试系统

其中 $\frac{X_i - \bar{X}}{s_X}$, $\bar{X}$, s_X 分别为标准化变量, 样本均值和样本标准差。

具有低 PCC 值的模态被识别为纯噪声和趋势, 其余的模态被标识为有用信号。对轴承内圈故障振动信号进行 VMD 分解, 信号采样点数设置为 4 096 个, VMD 的各个模态分量的 PCC 如图 5 所示, 其 PCC 阈值设置为 0.02, 当 $K=7$ 时, 其模态分量的 PCC 值仅为 0.01, 明显低于阈值。不同 K 值下的功率谱密度如图 6 所示。可以看出, 前 6 个模态功率谱密度逐渐增大, 当 $K=7$ 时, 模态 7 的功率谱密度相对模态 6 衰减明显, 为了减少分解模态过多导致信息丢失, 选择最佳分解模态数 $K=6$, 以保证实际信号分解的保真度。

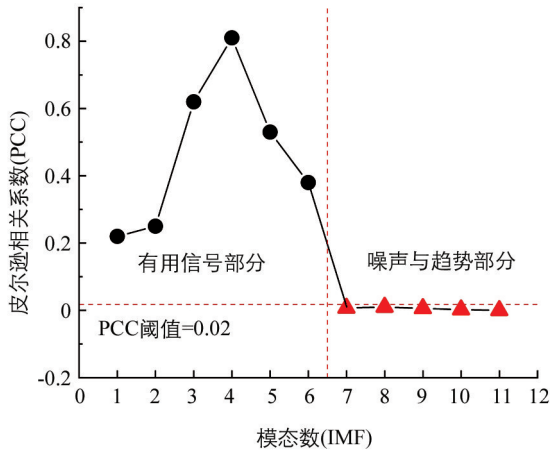


图 5 皮尔逊相关系数 (PCC)

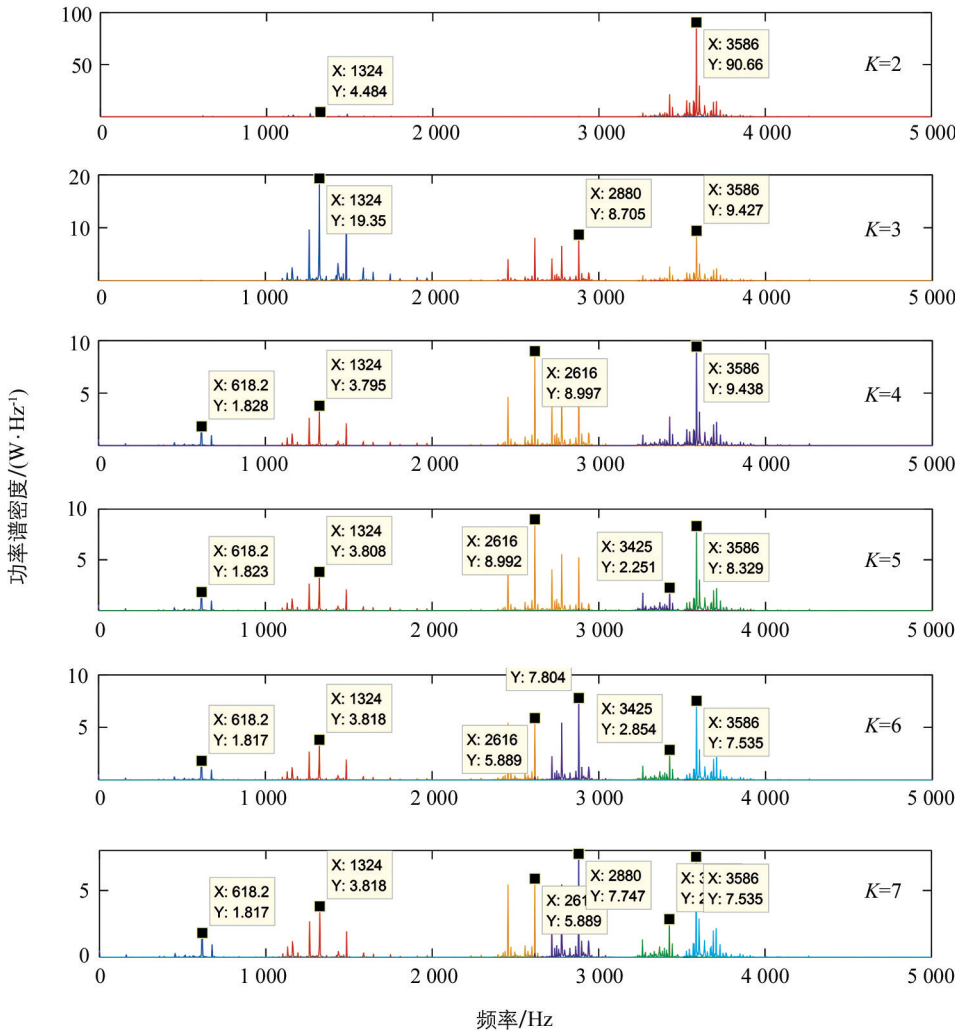


图 6 不同的 K 值对应的中心频率

为表明各模态分量中信息的有效性, 图 7 分别给出了 VMD 和 EMD 方法各模态分量的信号包络谱, 其中包含了内圈故障频率 161.1 Hz 和电机 2 倍转频 58.59 Hz, 但 EMD 模态 4、模态 5、模态 6 的包络谱中没有明显的故障特征, 因此 EMD 采用前 3 个互信息较大的分量进行特征提取。采用同样的方法, 对其故

障信号进行分解,最终确定 VMD 中 $K=6$,和前面对 K 值分析是一致的.

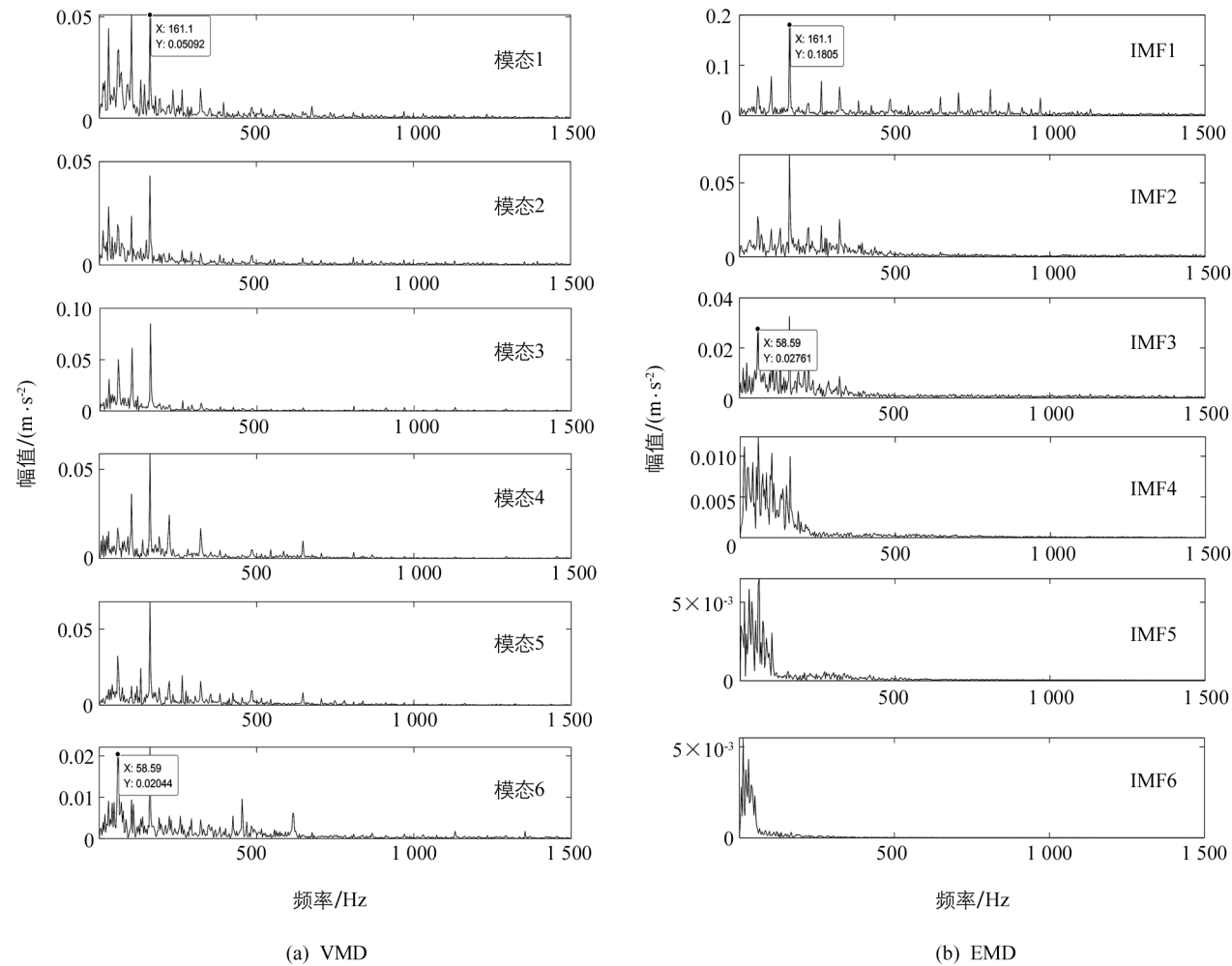


图 7 各模式包络谱

4.2 故障诊断分析

选取滚动轴承的正常、内圈、外圈和滚动体故障 4 种状态下各 40 组数据,其中,每组数据截取 2 048 个采样点,前 20 组数据作为已知训练样本,分别采用基于 VMD 和 EMD 的方法求取已知故障的标准聚类中心,后 20 组数据作为测试样本,通过贴邻度计算进行故障识别.

结果如表 1 所示,KFCM 方法计算速度最快,但从分类系数、故障识别率和平均模糊商 3 个指标不难看出该方法分类效果很差;EMD-KFCM 方法虽然整体性能参数都有所提升,但相对于 VMD-KFCM-PSO 方法性能较差一些;VMD-KFCM-PSO 方法的分类系数为 0.99,且该方法运行 1 次即可得到正确的分类中心且分类系数较 EMD 高 11 个百分点,相比较 VMD 的平均模糊熵也更小,运算时间更短,对于故障在线分析有明显优势.

表 1 不同分类算法的性能比较

算 法	分类成功率/%	分类系数	平均模糊熵
KFCM	82	0.78	0.467
EMD-KFCM	95.67	0.88	0.269
VMD-KFCM-PSO	99.12	0.99	0.038

通过对 20 组测试样本的贴近度求平均,得到 4 类测试样本相对标准聚类中心的平均贴近度.图 8 为 VMD-KFCM 方法的测试样本平均贴近度分布图,可以看出,基于 VMD 的测试样本与标准聚类中心的最大贴近度都在 0.95 以上,同时也明显高于其他 3 个贴近度.因此,本方法能够更精确地提取出各工况特征,更容易实现故障类型划分.

本文进一步分析了 4 种故障类型的测试样本聚类中心样本特征曲线,该曲线是将 4 种类型的奇异值相连.通过与原聚类中心点的变化趋势对比,如图 9 所示,4 类测试样本特征曲线都在标准聚类中心曲线附近,没有发生明显偏离,从而保证实验测试是成功的,分类识别率保持 99.12%.

图 10 为粒子群优化算法对 KFCM 用于训练状态的参数进行优化处理,在迭代 10 次以后趋于稳定状态;隶属度矩阵值如图 11 所示,依次是正常、内圈故障、外圈故障、滚动体故障数据的隶属度矩阵值,图 12 为聚类中心及分布图,很明显每组划分都在聚类中心附近.

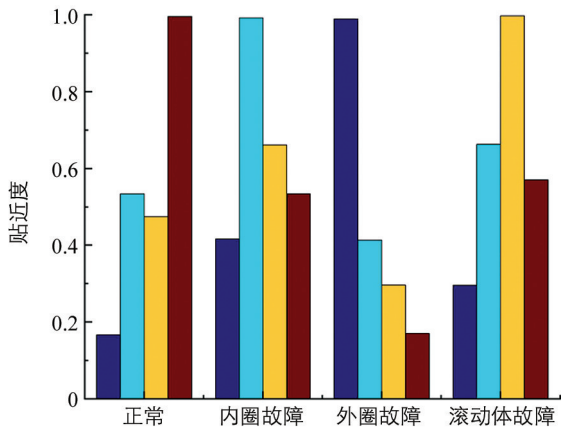


图 8 海明贴近度

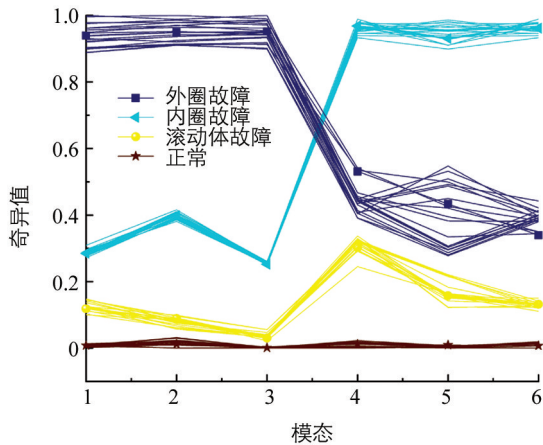


图 9 原聚类中心与测试样本特征线趋势图

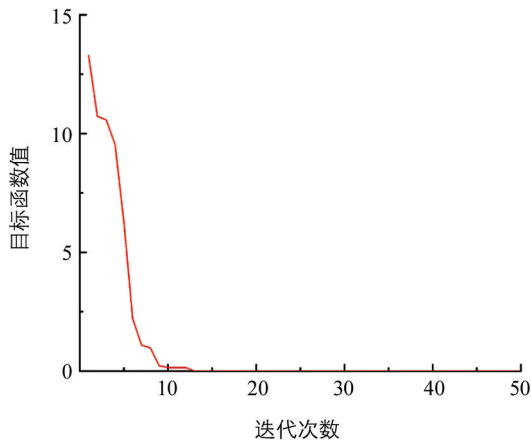


图 10 目标函数 PSO 优化迭代曲线

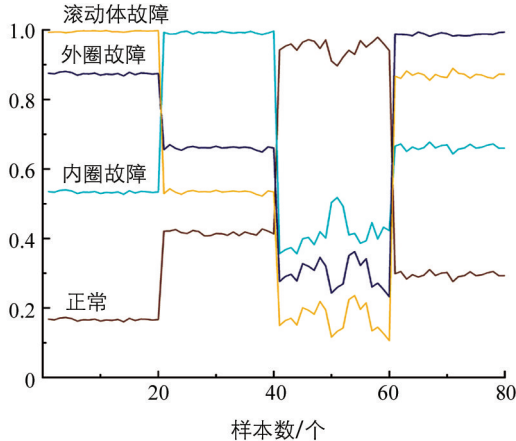


图 11 隶属度矩阵值

5 结 论

本文以电机轴承故障为例,分析验证改进的机械系统故障诊断新方法,该方法充分结合模糊聚类算法与变分模态分解法来解决数据受到噪声和异常值影响时的缺陷,从而提高分类准确率.

1) 与 EMD-KFCM 方法相比较,VMD-KFCM-PSO 方法能够有效克服 EMD 分解中的模态混叠效应和

虚假分量问题。

2) KFCM 算法通过核函数形成一种映射关系, 将原始空间中的数据点转换到高维特征空间进行计算与分析, 最后得到原始空间的最优划分。从而提高了聚类性能, 使算法对噪声和孤立点具有较好的鲁棒性。

3) VMD 特征提取方法中 K 值需要通过分析中心频率和计算皮尔逊相关系数来确定, 目前尚无其他理论依据, 有待进一步优化和完善。

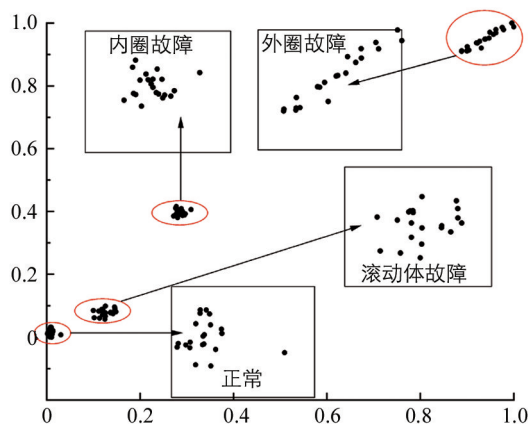


图 12 聚类中心及分类分布

参考文献:

- [1] 徐 彪, 尹项根, 张 哲, 等. 电网故障诊断的分阶段解析模型 [J]. 电工技术学报, 2018, 33(17): 4113-4122.
- [2] 李 辉, 杨 东, 杨 超, 等. 基于定子电流特征分析的双馈风电机组叶轮不平衡故障诊断 [J]. 电力系统自动化, 2015, 39(13): 32-37.
- [3] 张 弦, 王宏力. 进化小波降噪方法及其在滚动轴承故障诊断中的应用 [J]. 机械工程学报, 2010, 46(15): 76-81.
- [4] 周奇才, 刘星辰, 赵 炯, 等. 旋转机械一维深度卷积神经网络故障诊断研究 [J]. 振动与冲击, 2018, 37(23): 31-37.
- [5] 李从志, 郑近德, 潘海洋, 等. 基于精细复合多尺度散布熵与支持向量机的滚动轴承故障诊断方法 [J]. 中国机械工程, 2019, 30(14): 1713-1719+1726.
- [6] 石晓辉, 阳新华, 张向奎, 等. 改进的形态差值滤波器在滚动轴承故障诊断中的应用 [J]. 重庆理工大学学报(自然科学), 2018, 32(1): 1-6.
- [7] 刘俊辰, 唐文秀, 金剑桥, 等. 基于改进 SVDD 算法的升降机轴承故障检测研究 [J]. 重庆理工大学学报(自然科学), 2019, 33(7): 66-73.
- [8] 李仲兴, 柳亚子, 王子豪, 等. 基于转速信号的旋转机械故障诊断方法研究 [J]. 重庆理工大学学报(自然科学), 2018, 32(3): 35-41.
- [9] RODRÍGUEZ RAMOS A, BERNAL DE LÁZARO J M, PRIETO-MORENO A, et al. An Approach to Robust Fault Diagnosis in Mechanical Systems Using Computational Intelligence [J]. Journal of Intelligent Manufacturing, 2019, 30(4): 1601-1615.
- [10] 程 静, 王维庆, 樊小朝, 等. 基于二值双谱和模糊聚类 的风电轴承故障诊断 [J]. 振动、测试与诊断, 2018, 38(4): 765-771, 874.
- [11] 郭惠勇, 王志华. 基于应变能和隶属度的结构损伤识别研究 [J]. 西南大学学报(自然科学版), 2018, 40(10): 153-161.
- [12] 杨欣欣, 黄少滨. 基于可能性 C-均值的鲁棒多视角聚类算法 [J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2014, 42(3): 58-63.
- [13] 张一行, 王 霞, 方世明, 等. 基于空间信息的可能性模糊 C 均值聚类遥感图像分割 [J]. 计算机应用, 2011, 31(11): 3004-3007.
- [14] 刘长良, 武英杰, 甄成刚. 基于变分模态分解和模糊 C 均值聚类的滚动轴承故障诊断 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(13): 3358-3365.
- [15] DRAGNMIRETSKIY K, ZOSSO D. Variational Mode Decom-Position [J]. IEEE transactions on signal processing, 2014, 62(3): 531-544.

[16] MOHANTY S, GUPTA K K, RAJU K S. Comparative Study between VMD and EMD in Bearing Fault Diagnosis [C] //2014 9th International Conference on Industrial and Information Systems (ICIIS), December 15-17, 2014. Gwalior, India. IEEE, 2014: 1-6.

[17] 黄大荣, 柯兰艳, 林梦婷, 等. 一种参数优化 VMD 多尺度熵的轴承故障诊断新方法 [J/OL]. 控制与决策. <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2018.1598>.

[18] AMBIKA P S, RAJENDRAKUMAR P K, RAMCHAND R. Mode Determination in Variational Mode Decomposition and Its Application in Fault Diagnosis of Rolling Element Bearings [J]. SN Applied Sciences, 2019, 1(9): 2817-2829.

[19] 郑 直, 姜万录, 胡浩松, 等. 基于 EEMD 形态谱和 KFCM 聚类集成的滚动轴承故障诊断方法研究 [J]. 振动工程学报, 2015, 28(2): 324-330.

Optimization and Research of a Bearing Fault Diagnosis Method Based on VMD and KFCM

CHANG Yong¹, BAO Guang-qing¹, CHENG Si-kai², CHEN Peng¹

1. College of Electrical and Information Engineering, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China;
2. Engineering Department, the University of Melbourne, Melbourne Australia 3010

Abstract: In order to solve the problems that the fault vibration signal of mechanical equipment bearings has the characteristics of strong noise, non-linearity and non-stationarity, and it is difficult to extract fault feature information, a new method of mechanical fault diagnosis based on variational mode decomposition (VMD) and improved fuzzy clustering algorithm is proposed in this paper. Firstly, the fault data collected are pre-processed with VMD and singular value decomposition to remove outliers and noise; and then the kernel fuzzy C-means (KFCM) clustering algorithm is used to classify different fault types, and the classification performance is evaluated by calculating classification coefficient, average fuzzy entropy and hamming closeness. Finally, the particle swarm optimization (PSO) algorithm is used to optimize the parameters of KFCM training state. A simulation analysis and experimental data verification show that this method not only shows better classification performance (it can identify faults accurately and stably), but also needs only a small amount of sample data for training, so that the workload and time of diagnosis are greatly reduced, which provides a theoretical basis for on-line fault diagnosis of large rotating machinery equipment.

Key words: fuzzy clustering; feature extraction; variational mode decomposition; fault diagnosis; Particle Swarm Optimization(PSO)

基于 GaN 开关管高频手机适配器研究

杨 奕^{1,2}, 张学健¹, 罗 蕾¹

1. 重庆理工大学 电气与电子工程学院, 重庆 400054; 2. 重庆市能源互联网工程技术研究中心, 重庆 400054

摘要: 基于开关管高频化的问题, 提出了符合 MATLAB 仿真的一种 GaN 开关管高频手机适配器的实验研究. 通过对次级谐振有源钳位反激电路的仿真模型分析, 设计了一种基于 GaN 开关管高频手机适配器. 根据对有源钳位反激和无源钳位反激的比较分析, 得出无源钳位反激的局限性. 在有源钳位反激中, 对比分析初级谐振和次级谐振, 提出初级谐振的不足同时凸显次级谐振的优势. 设计通过相应的控制策略和参数设定, 能够提高适配器充电效率和变换器的功率密度, 减少开关损耗, 安全可靠.

关键词: GaN 开关管; 有源钳位反激; 无源钳位反激; 次级谐振的 ACF; 充电效率

中图分类号: TN86

文献标志码: A

文章编号: 1673-9868(2020)10-0156-08

随着社会的发展, 人们对移动电话和平板电脑等小型电子设备及其适配器的要求愈来愈高^[1]. 尽管 LLC 拓扑可用于为电路提供高频和高能效, 但由于成本和输入电压等因素, 不适用于移动电话或计算机等电源. 无源钳位反激式拓扑虽然可以满足成本和输入电压等因素, 但它不适用于高频应用. 因此, 我们提出了有源钳位反激拓扑和 GaN 电源开关器件, 设计出了满足要求的高功率密度适配器^[2].

1 ACF 和 PCF 的比较分析

1.1 效率比较

如图 1 所示为有源钳位反激(ACF)拓扑图, 图 2 为无源钳位反激(PCF)拓扑图. 由图可知, PCF 具有钳位二极管和 TVS 管, ACF 具有高强度 MOS 管, 对于输出效率而言^[3-5], ACF 拓扑比 PCF 拓扑有所提高.

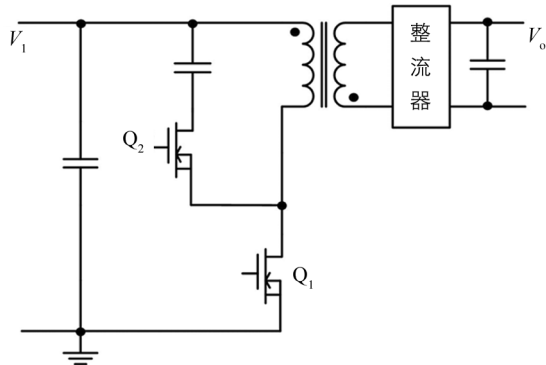


图 1 ACF 拓扑图

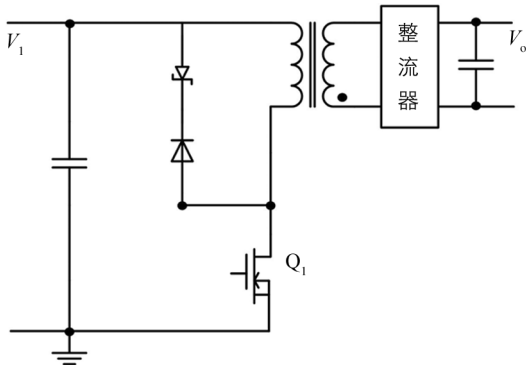


图 2 PCF 拓扑图

1.2 PCF 损耗分析

如图 3 所示, 当下管 Q_1 关闭时, 通过变压器的漏感, 主 MOS 管上将产生高压尖峰. 因此需要在无源器件上消耗漏感能量来限制电压尖峰. 限制传统反激式拓扑高频的因素首先是钳位电压与输出电压, 二者越接近且开关频率越高反射电压损耗就越大^[3-5]. 然后是主 MOS 管的导通会造成开关损耗, 而且开关损耗与开关频率成正比.

2 ACF 的类型分析

2.1 初级谐振 ACF

在适配器中, DCM 模式下钳位损耗和开关损耗与开关频率成正比. 为了减小系统的损耗, 普遍应用临界模式(TM). 临界模式降低了开关损耗同时减少了变压器的铁损和铜损, 在同一工作频率下, 临界模式有更小磁通损耗和铁损, 但是临界模式在输入电压较高时仍然不能消除开关损耗.

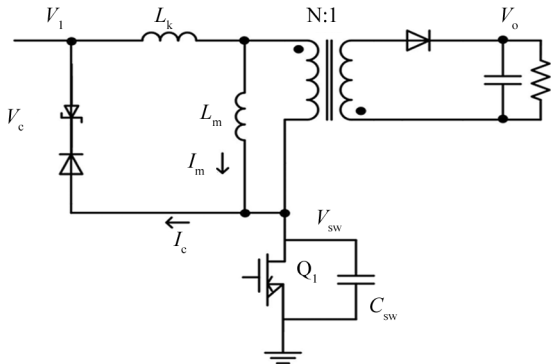


图 3 传统反激拓扑图

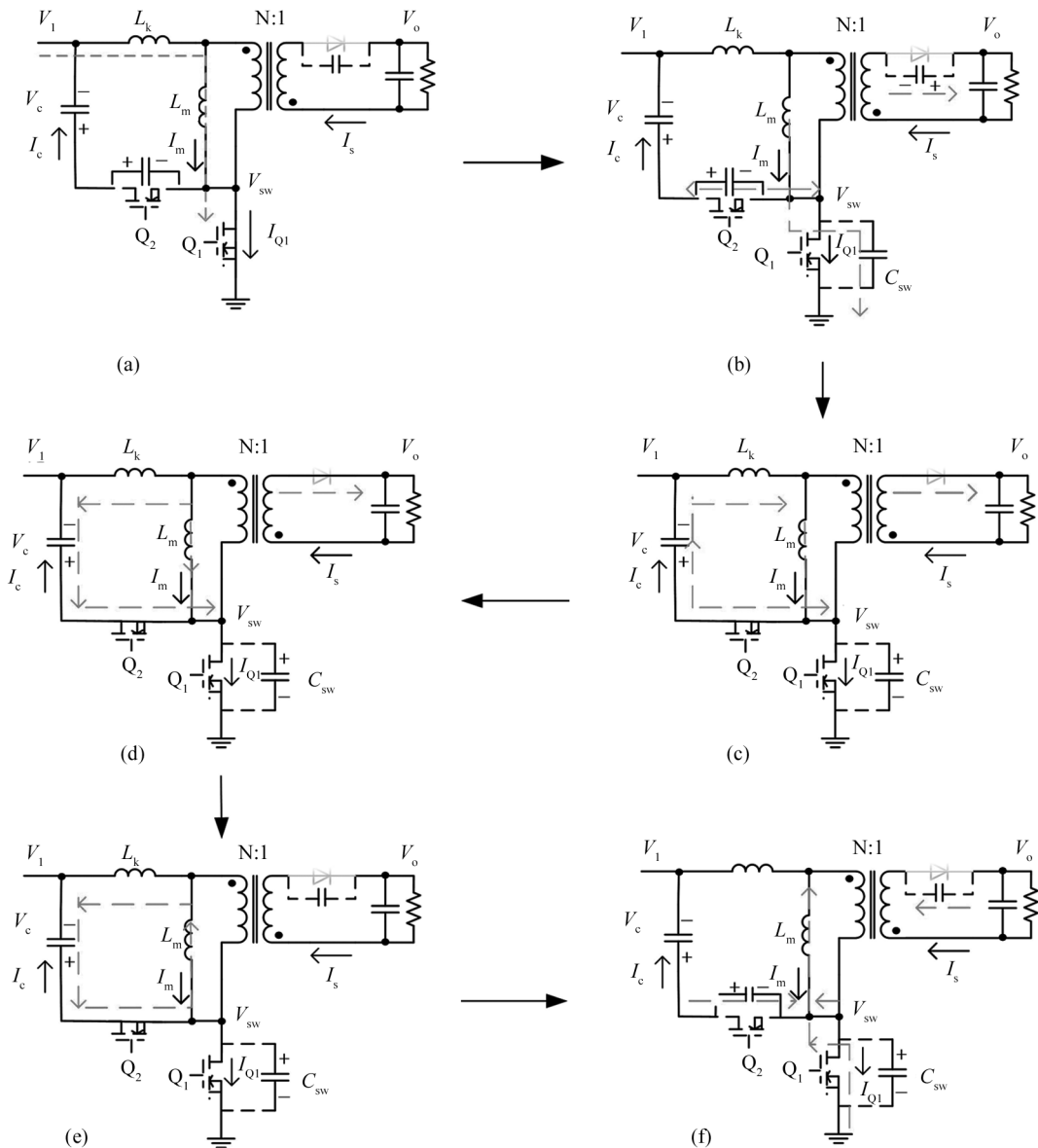


图 4 ACF 模态分析图

如图 4 所示为基于 GaN 的有源钳位反激模式分析图^[6-11], 图 5 是在时间 t_0-t_6 每个参数的变化曲线. 由于 GaN 的开关频率非常快, 可以达到 MHz, MOS 管去除了二极管以便电路可以更好地运行. 在 $t=t_0$ 时刻下管 Q_1 开通, 输入电容的电压连到变压器的励磁电感两端, 励磁电流线性增加储存能量. 在 $t=t_1$ 时刻, 上管 Q_2 和下管 Q_1 关断, 励磁电流给 C_{sw} 充电, 给上管的结电容以及副边的结电容放电. 在 $t=t_2$ 时刻, 高边的管子开通, 励磁电流减小, 励磁电感释放能量到输出, 钳位电容和漏感谐振吸收能量, 钳位电流为正向. 在 $t=t_3$ 时刻, 钳位电流反向, 励磁能量和漏感能量一起传递到输出. 在 $t=t_4$ 时刻, 谐振完成, 副边二极管自然关断, 输出电压不再给励磁电感去磁, 由于上管 Q_2 仍然开通, 钳位电容继续给励磁电感去磁, 励磁电流保持反向. 在 $t=t_5$ 时刻, 在上管 Q_2 关断后, 负向电流开始给下管 Q_1 的结电容放电, 同时给上管 Q_2 的结电容充电, 开关节点的电压从高电平降到零. 下管在接近零电压开通, 实现零电压开通^[12].

2.2 次级谐振的 ACF

尽管 ACF 比 PCF 更有效, 但对于传统的 ACF, 上管 Q_2 和下管 Q_1 都有损耗而且次级二极管电流 i_D 有效值较大, 从而导致变压器损耗更大, 为了消除传统 ACF 的缺点, 提出了次级谐振^[13].

如图 6 所示, 次级谐振拓扑和传统 ACF 拓扑结构的区别在于恒定电流源并联连接在次级电容两端使其在次级谐振下工作.

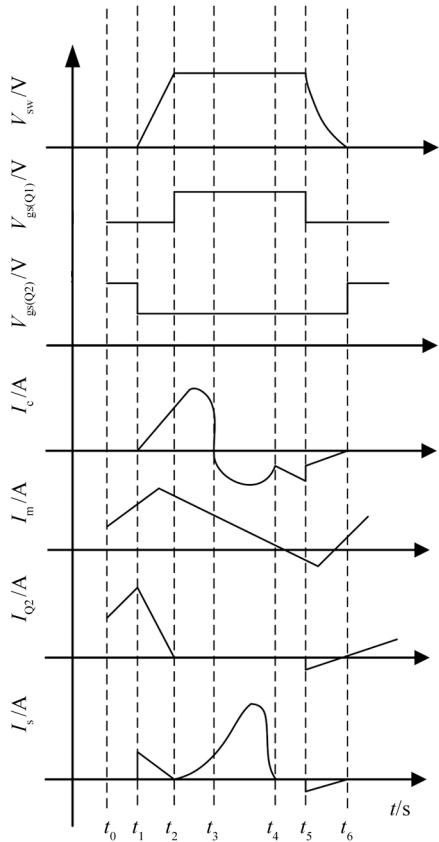


图 5 ACF 参数变化图

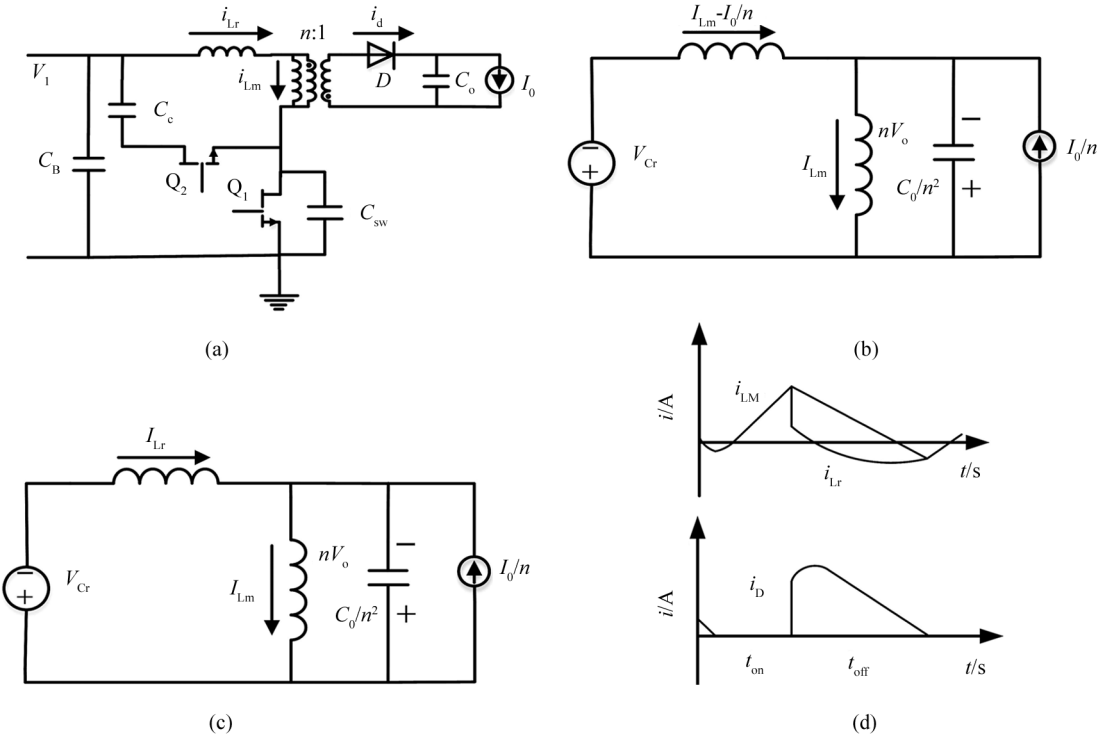


图 6 次级谐振拓扑图及其波形图

当开关管 Q_1 接通时与传统 ACF 工作情况一致. 当开关管 Q_1 闭合时, 次级电容和恒流源被转换到初级侧. 等效电路如图 7 所示, 由于电容 C_r 远大于 C , C_r 被视为恒压源并且漏电感 L_r 和次级电容发生谐振. 当励磁电流减小到零时, 励磁电流波形 i_{Lm} 和输出整流器 i_D 波形如图 6 所示, 次级整流器可以实现 ZVS 关断并降低 i_{Lr} . 与传统的 ACF 相比, 次级谐振 ACF 输出的 i_D 波形更平稳, 提高了充电效率.

以 UCC28780 为控制芯片, NV6117GaN 为开关管设计一个 45W 开关频率为 200~300 kHz 的反激式电源. 如图 7 所示为初级谐振与次级谐振原边电流曲线图, 图 8 为副边二极管电流曲线图, 由图可知相同输入电压下次级谐振的原边电流和输出二极管电流更小. 如图 9 所示为效率对比图, 由图可知随着输出电压的增大, 次级谐振效率更高.

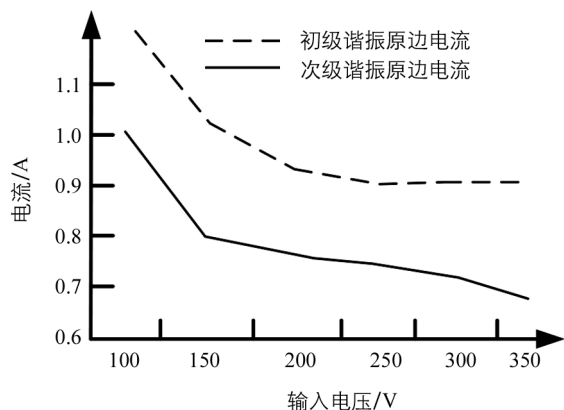


图 7 原边电流曲线图

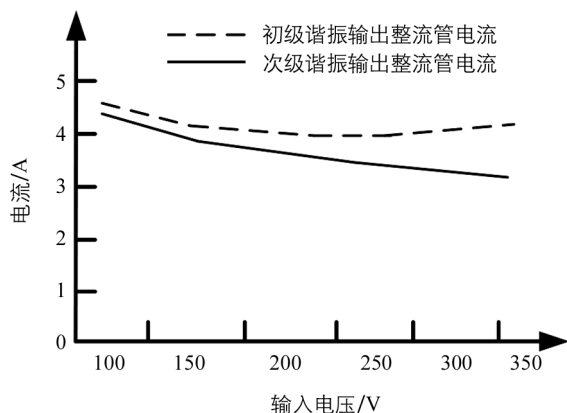


图 8 副边二极管电流曲线图

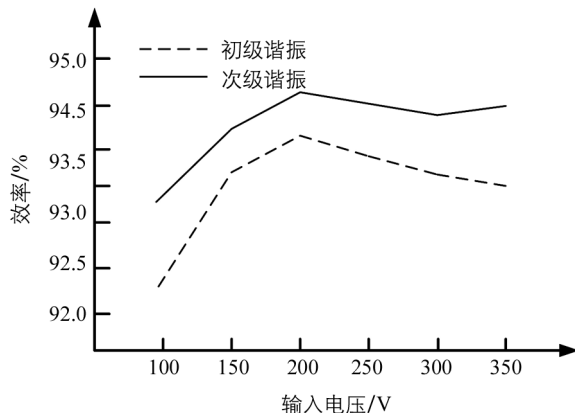


图 9 效率对比图

3 控制策略

3.1 自适应调幅(AAM)

在 AAM 中, RUN 信号非常强, 因此半桥驱动器保持活动状态. 开关管 Q_1 和 Q_2 带死区交替互补导通. 当负载电流减小时, 负磁化电流(I^-)不变, 正磁化电流(I^+)降低. 由于临界模式的特性, 负载越轻, 峰值电流越低, 开关频率越高.

3.2 自适应激增(ABM)

在 ABM 模式中, VC 钳位且对于给定的输入电压电平, 每个开关周期的峰值励磁电流和开关频率不变. 在这种模式下, RUN 信号的最小关闭时间为 $2.2 \mu s$, PWM1 的最小开启时间被限制为峰值电流环路的前沿消隐时间(t_c). 当边界内的负载缓慢增加时, 在电涌模块下方会产生 9 个以上的脉冲.

3.3 低功率模式(LPM)

在 LPM 模式中, PWM1 的最小导通时间可以进一步减小到 $t_{ON(min)}$, 以允许在峰值电流环路的 t_c 所限制的标准之前减小峰值励磁电流. LPM 模式通过控制 V_{CST} 以调节输出电压且 Q_2 关闭, 两个 PWM1 脉冲通过感测 ZCD 使 Q_1 在底部附近开启, 当在第二个脉冲结束时检测到 ZCD 时, RUN 引脚变为低电平, UCC28780 进入低功耗待机状态.

3.4 备用功率模式(SBP)

在 SBP 模式中, Q_2 继续保持禁用状态, SBP 将 N_{sw} 固定为 2 且脉冲关闭时间调整输出电压, 此时栅

极驱动器和 UCC28780 长时间处于等待状态,以减少静态功耗.

4 参数设计

1) 输入电容和最小体电压

输入电容(C_1)的大小应与最小输入交流线电压($V_{in(min)}$)和输入电容的最小电压($V_{1(min)}$)兼容. 计算公式如下:

$$C_{1(min)} = \frac{\frac{P_0}{\eta} \times \left[0.5 + \frac{1}{\pi} \times \arcsin\left(\frac{V_{1(min)}}{\sqrt{2} \times V_{in(min)}}\right) \right]}{(2 \times V_{in(min)}^2 - V_{1(min)}^2) \times f_1} \quad (1)$$

2) 变压器匝数比(N)

N 最大值($N_{(max)}$)受 Q_1 的最大漏源电压($V_{DS1(max)}$)的限制,如下式所示, ΔV_1 是反射输出电压以上的电压, V_O 为输出电压, V_D 为二次整流正向压降. N 的最下值($N_{(min)}$)受到次级整流器的最大漏源极电压($V_{SR(max)}$)的限制. ΔV_1 是比 $V_{1(max)}/N$ 更高的电压尖峰. 在 AAM 模式下当 Q_2 在非零电流状态开启和关断时会产生 ΔV_1 .

$$\frac{V_{1(max)}}{V_{SR(max)} - V_O - \Delta V_1} \leq N_{(max)} \leq \frac{V_{DS1(max)} - V_{1(max)} - \Delta V_1}{V_O + V_D} \quad (2)$$

3) 一次磁化电感(L_M)

选择 N 后,根据 $V_{1(min)}$ 处的最小开关频率($f_{(min)}$)估计 L_M ,最大占空比(D_{max})和满载电流输出功率(P_O). K 表示占空比等待开关节点电压从反射输出电压过渡到零的损耗.

$$D_{max} = \frac{N(V_O + V_D)}{V_{1(max)} + N(V_O + V_D)} \quad (3)$$

$$L_M = \frac{D_{max}^2 V_{1(min)}^2 \eta}{2P_O} \times \frac{(1-K)}{f_{(min)}} \quad (4)$$

4) 变压器一次侧匝数

在最大峰值励磁电流($I_{M(min)}$)的条件下,最大磁通密度(B_{max})必须保持在磁芯饱和极限(B_S)以下. A_E 是核心截面积, $P_{O(OPP)}$ 是触发 OPP 故障的输出功率. 选择 N_1 后,可以通过 N 计算 N_2 .

$$I_{(max)}^+ = \frac{2P_{O(OPP)}}{D_{(max)} V_{1(min)} \eta} \frac{V_{CST(max)}}{V_{CST(OPP1)}} \quad (5)$$

$$B_{max} = \frac{L_M I_{(max)}^+}{N_1 A_E} < B_S \quad (6)$$

$$N_2 = \frac{N_1}{N} \quad (7)$$

5) 交流磁通密度(ΔB)影响变压器的铁心损耗,对于临界模式有源钳位反激,高线处的铁芯损耗通常是最大的,因为对于一个给定负载条件开关频率最高,占空比最小. 如下面公式所示, I^- 是负磁化电流, C_{sw} 是开关节点电容.

$$I^- = -\sqrt{\frac{C_{sw}}{L_M}} V_1 \quad (8)$$

$$I_{in} = \frac{P_{O(FL)}}{\eta} \frac{1}{V_1} \quad (9)$$

$$D = \frac{N(V_O + V_D)}{V_1 + N(V_O + V_D)} \quad (10)$$

$$f = D^2 V_1 / (2L_M I_{in} - DL_M L^- + DV_1 \times 0.5\pi \sqrt{L_M C_{sw}}) \quad (11)$$

$$I_M = \sqrt{\frac{2P_{O(FL)}}{\eta L_M f} + I^2} \quad (12)$$

$$\Delta B = \frac{L_M(I_M - I^-)}{N_1 A_E} \quad (13)$$

6) 辅助绕组匝数(N_3), 其中($V_{VDD(max)}$)是 VDD 引脚的最大额定电压.

$$\frac{V_{VDD(OFF)} + V_{VDD(PCT)} + \Delta V}{V_{O(min)} + V_F} N_2 \leq N_{3(max)} \leq \frac{V_{VDD(max)}}{V_{O(max)} + V_D} N_2 \quad (14)$$

7) 钳位电容公式如下, 其中 L_K 是变压器漏感.

$$C_C = \frac{1}{L_K} \left[\frac{L_M L_{M(FL)}}{1.5\pi N(V_O + V_D)} \right]^2 \quad (15)$$

8) 泄漏电阻公式如下, 其中 $I_{2(max)}$ 为最大电流应力, V_2 为残余电压, t_1 为延迟恢复时间.

$$V_2 \approx I_{2(max)} \sqrt{\frac{L_K}{C_C}} \quad (16)$$

$$R_B = \frac{t_1}{C_C \ln \left[\frac{N(V_O + V_D) + \Delta V_C}{V_2} \right]} \quad (17)$$

9) 输出滤波电容的计算

$$C_{O(min)} = \frac{\Delta I_O t_1}{\Delta V_O} \quad (18)$$

5 仿真分析和验证

基于以上理论分析, 设计了一种基于 GaN 高功率密度的手机适配器. 适配器的技术参数为: 输入电压: 115~264 VRMS, 输出电压: 19 ± 0.5 VRMS, 输出电流: 0.6~2.25 A, 输出功率: 11~45 W, 开关管采用 IRF540N, 次级整流管采用 SUP90N04. 如图 10 所示为 AAM 模式下的 PWM1, PWM2, V_{sw} 和 I_1 的波形, 电源在主动钳位的临界模式下工作, 开关模式使 PWM1 和 PWM2 与死区时间交替互补. 图 11 为随着负载的变化, 输出电压和电流的波形图. 图 12 为输入电压为 115 V 时不同负载下的效率曲线, 由图可知满载时效率最大, 可达 94%.

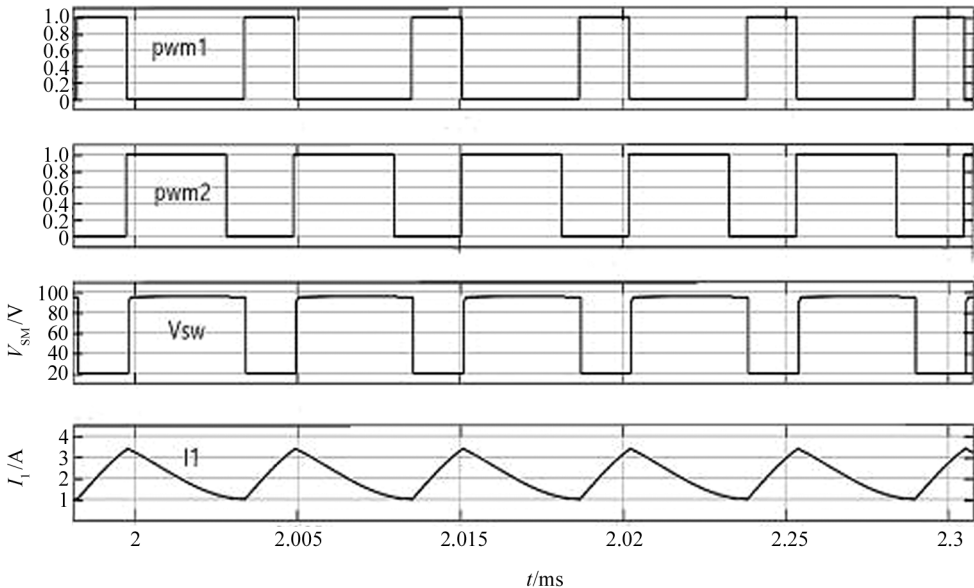


图 10 AAM 模式下波形图

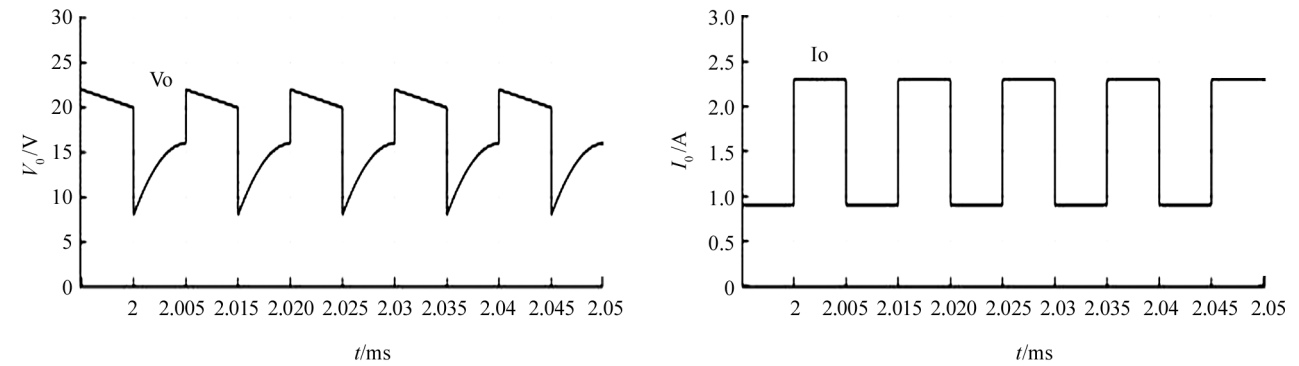


图 11 负载瞬态 $V_o(I_o)$ 波形图

6 结 语

以有源钳位反激拓扑为基础,对初级谐振的不足进行了思考,从而提出次级谐振弥补了初级谐振的不足. 根据 GaN 的优良特性将其加入到功率开关器件中,大大地提高了充电效率,减小了充电器的体积,对于个别支持 PD 协议的手机而言,若使用普通充电器强行提速会对电池造成不可逆伤害,由于使用的是 UCC28780 控制器,所以在充电过程中会形成涓流充电保护,当设备充电达到 80% 以上便会开启,以此保护电池,延长使用寿命.

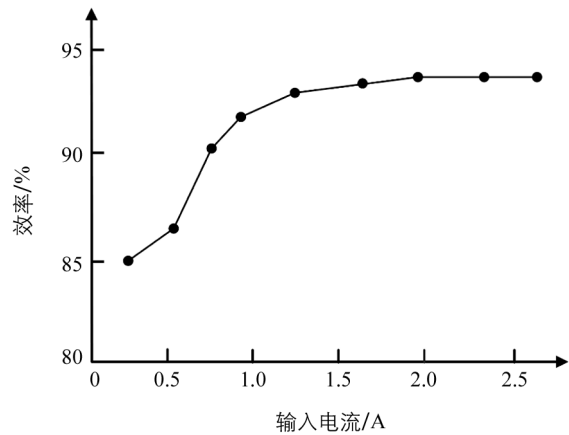


图 12 效率曲线图

参考文献:

[1] 杨 奕, 万春梅, 申小松. 双向 DC-DC 电源软件设计 [J]. 西南大学学报(自然科学版), 2017, 39(10): 175-180.

[2] 佚 名. 高频准谐振反激式参考设计实现超高功率密度紧凑适配器 [J]. 电源世界, 2016(10): 21-23.

[3] 瞿惠琴, 谷永先, 吴孔培, 等. 低功耗交直流小功率测量系统的设计与实现 [J]. 西南大学学报(自然科学版), 2019, 41(5): 149-154.

[4] 杨保亮, 杨文耀. 活性炭电极材料的有效电阻和放电电压随时间变化规律研究 [J]. 西南师范大学学报(自然科学版), 2018, 43(8): 102-106.

[5] 张浩波, 李云松. 超级电容器储能和充电效率随电流变化规律探讨 [J]. 西南师范大学学(自然科学版), 2016, 41(3): 18-24.

[6] 吴 琨, 钱 挺, 王 浩. 一种开关频率固定的输出可调型有源钳位正激双向谐振变换器 [J]. 电工技术学报, 2018, 33(20): 4771-4779.

[7] 黄先进, 赵 鹏, 游小杰. 一种基于输入串联输出并联移相全桥变换器的改进交错控制方法 [J]. 电工技术学报, 2020, 35(S1): 81-90.

[8] 王大庆, 贲洪奇, 孟 涛. 单级 Boost 桥式 PFC 变换器的 Buck 启动策略研究 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(9): 25-33.

[9] 陈亚娟. 一种有源钳位同步整流 DC-DC 变换器的研究 [J]. 淮阴工学院学报, 2004, 13(5): 21-23.

[10] 李 惺, 靳 丽, 钱跃国, 等. 准谐振反激式开关电源设计 [J]. 现代电子技术, 2013(21): 148-151.

[11] 邵 阳, 刘欢欢, 唐 林. 基于有源钳位的 Flyback 变换器分析 [J]. 物联网技术, 2011(6): 80-82.

[12] 何 玲. 有源钳位电路主管不能实现零电压原因分析与解决方案 [J]. 电子工业专用设备, 2015, 44(10): 49-51.

[13] 孙奉姿, 郝英杰. 反激变换器次级谐振反射的研究 [J]. 中南民族大学学报(自然科学版), 2012, 31(1): 71-74.

Research on a High-Frequency Mobile Phone Adapter Based on GaN FET

YANG Yi^{1,2}, ZHANG Xue-jian¹, LUO Lei¹

1. School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China;
2. Chongqing Energy Internet Engineering Technology Research Center, Chongqing University of
Technology, Chongqing 400054, China

Abstract: An experiment was carried out to develop a high-frequency mobile phone adapter of GaN switch tube in accordance with MATLAB simulation based on the problem of high frequency of switch tube. By analyzing the simulation model of the secondary resonant active clamp flyback circuit, a high-frequency mobile phone adapter based on GaN switch tube is designed. Based on the comparative analysis of active clamp flyback and passive clamp flyback, the limitation of passive clamp flyback is obtained. In active clamp flyback, the primary resonance and the secondary resonance are compared, and the deficiency of the primary resonance is proposed to highlight the advantage of the secondary resonance. Through the corresponding control strategy and parameter setting, this design can improve the charging efficiency of the adapter and the power density of the converter and reduce the switching loss, and are safe and reliable.

Key words: GaN FET; active-clamp flyback; passive-clamp flyback; the secondary resonance of ACF; charging efficiency

责任编辑 汤振金

丘陵山区茶园自动喷药装置研制

叶芙蓉¹, 王天昱², 张延尊¹, 邓兴旭¹, 罗书强¹

1. 西南大学 工程技术学院, 重庆 400716; 2. 东南大学 机械工程学院, 南京 211189

摘要:为解决丘陵山区茶园喷药技术落后、药液利用率低、农药大量浪费的问题,设计了一种丘陵山区茶园自动喷药装置。装置采用水平可调节式支架,可通过齿轮齿条平行轴传动机构,使支架水平方向可调节范围达 900~1 900 mm。控制系统以主控芯片 STM32F103 为核心,使用 C 语言编程实现对喷杆喷药距离的采集与处理以及对电机、电磁阀的控制,实现自动化喷药。实验结果表明:喷头到茶树冠表层的距离为 400 mm、喷头压力为 0.35 MPa 时喷药效果最佳;在该喷药距离下,空气阻力对喷头参数不造成影响;该喷药条件下喷雾角为 102.6°,雾滴粒径为 89.784 μm ,小于 100 μm 容易被植物叶面吸收,液量分布变异系数值均小于标准中规定的 50%,满足国家标准对机动喷雾机作业质量的要求。

关键词:丘陵山区;茶树;自动喷药;喷雾性能

中图分类号: S224.3

文献标志码: A

文章编号: 1673-9868(2020)10-0164-10

我国西南地区是茶树的原产地,但西南地区的地形以丘陵山区居多,独特的地形限制了对茶园的自动化管理。茶树的病虫害防护在茶树的日常管理中尤为重要,传统的喷杆式喷药装置无法实现高效、精准、低污染的喷药,导致了农药的浪费和土地的污染。F Solanelles, Viktor Jejčić 和 Aljaž Osterman^[1-3]等人通过使用传感器及改良算法实现了喷雾器的精准对靶, A. Melese Endalew 和 M. Lesnik^[4-5]等人通过构建 CFD 模型,通过风场分析改善风送装置,提高了喷雾附着效果。但国外研究人员对精准对靶和风送装置的研究仍在大中型拖拉机上展开的,而大中型拖拉机无法进入丘陵山区进行作业。国内研究人员姜红花^[6]等人将物联网技术引入喷雾机中,进一步提高了喷药质量, Cai Jichen^[7]等人运用网格划分的方法实时提取果树的几何特征,改善了喷药精度。我国在喷药领域的研究起步较晚,近几年数量显著增加,但是机械结构和算法复杂,无法广泛应用于丘陵山区。针对丘陵山区茶园喷药的管理,本文研制出自适性自动喷药装置,该装置机械结构紧凑、简单且能进入丘陵山区作业,该装置的控制系统主要由信息采集模块和执行器模块组成,通过软件控制来适应丘陵山区茶园不同地形及茶树形状,完成自动化喷药。

1 喷药装置结构与工作原理

1.1 支架设计与喷头布置

通过对重庆地区茶园进行实地勘察,茶树平均高度为 0.6 m,茶园茶垄宽度为 1~1.5 m,茶垄垄间距 0.5~0.55 m。茶毛虫、茶黑毒蛾等多种茶园害虫栖息比较隐蔽,其低龄幼虫多在茶树中下部成熟老叶的背面取食^[8],因此本文采用水平喷药和侧面喷药两种模式同时进行喷射,防治病虫害的危害。

根据对茶园实地勘察的结果,对可调支架进行机械结构设计,可调支架主要由底座、水平支架、侧面支架和传动装置组成。底座长度为 900 mm,齿条长度为 1 000 mm,侧面支架长度设为 750 mm。支架

整体结构如图 1 所示。在底座布置两个喷头, 喷头间隔 500 mm, 两侧面支架分别布置 1 个喷头。喷头布置如图 2 所示。

低容量喷雾适用于防治农作物页面病虫害, 根据《NY/T650~2013 喷雾机作业质量》规定, 低容量喷雾机每公顷施液量应小于 450 L, 扇形喷头 VP110-02 在车速 8 km/h 下的理论喷液量为 98 L/hm², 满足低容量要求, 本文选用扇形喷头 VP110-02 用于茶树树冠方向和茶树侧面方向上的喷药。

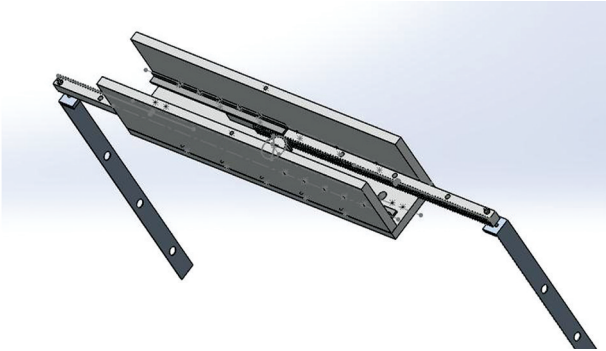


图 1 支架整体结构

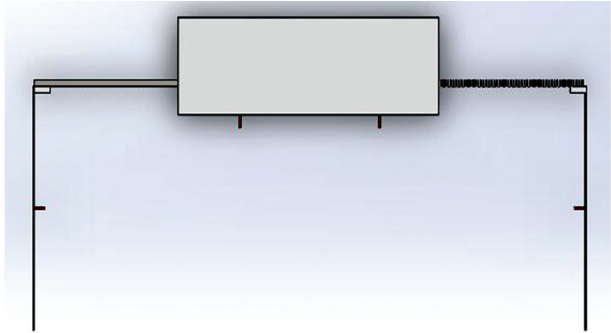


图 2 喷头布置示意图

1.2 喷药回路系统性能参数

本文所选扇形喷头 VP110-02 的最大流量为 0.4 L/min 且使用压力不低于 0.3 MPa, 喷药装置一共设有 4 个喷头, 因此电动泵的流量不小于 1.6 L/min, 且需提供的压力不低于 0.3 MPa, 电磁阀使用压力不低于 0.3 MPa。

查阅《农业机械设计手册》^[9], 得到估算药箱有效容积公式:

$$\Delta = \frac{3QL}{50v}$$

(1)

式中: Q 为常用喷量(L/min), v 为机组平均作业速度(km/h), 扇形喷头 VP110-02 在 $v=8$ km/h 下的常用喷量 $Q=0.4$ L/min, 茶园一条茶树垄的距离约为 20 m, 设定喷药作业一个周期内工作 100 个来回, 则工作 100 个来回的总行程 $L=4\ 000$ m。即药箱的有效容积为 $\Delta=43$ L。

为满足喷药流量和压力的要求, 喷药回路系统主要由 24 V 蓄电池、DHE-7501 直流电动泵、供药管路、43 L 药箱、CJV23-C12A1 电磁阀及扇形喷头 VP110-02 组成。喷药回路系统主要技术参数如表 1 所示。

表 1 喷药回路系统主要技术参数

部件名称	型号	工作电压/V	使用压力/MPa	最大流量/(L·min ⁻¹)	功率/W
电动泵	DHE-7501	DC12	0.5	1.8	20
电磁阀	CJV23-C12A1	DC12	0.8	—	5
蓄电池	BT-HSE-5-24/HL	24	—	—	—
扇形喷头	VP110-02	—	0.3	0.4	—

1.3 齿轮齿条传动设计

本文设计的传动为平行轴传动, 利用齿轮齿条相互紧密配合, 通过步进电机驱动, 使得喷药支架同步移动, 步进电机型号 57HB113-401A, 转矩 3.6 N·m, 额定电流 4A。初选齿轮齿条参数如表 2 所示。

表 2 齿轮齿条初选参数

参 数	齿 轮	齿 条	参 数	齿 轮	齿 条
材料	16MnR	Q235	分度圆直径(d)/mm	72	—
模数(m)/mm	3	3	齿顶高(h_a)/mm	3	3
齿数(z)	24	60	齿根高(h_f)/mm	3.75	3.75
压力角(α)/°	20	20	齿距(p)/mm	3 π	3 π
齿宽(b)/mm	25	20	齿厚(s)/mm	1.5 π	1.5 π

将建立的三维齿轮齿条模型导入 Simulation 中, 根据表 2 设定材料属性, 进行网格划分, 齿轮网格单元大小为 10 mm, 齿条网格单元大小为 12 mm. 选取齿轮齿条的相接触面组, 采用无穿透接触, 对两齿条施加固定几何体约束, 齿轮施加固定铰链约束. 确定齿轮的加载方式为扭矩 $T=3.24\text{ N}\cdot\text{m}$. 运行分析后得到齿面接触疲劳强度分析结果如图 3 所示, 材料 Q235 常温下的最大许用应力为 235 MPa, 齿轮齿条接触面最大应力为 88.077 MPa, 小于 235 MPa, 满足设计要求.

将建立的三维齿轮模型导入 Simulation 中, 同样根据表 2 设定材料属性, 进行网格划分, 齿轮网格单元大小为 10 mm. 对齿轮施加固定几何约束, 确定齿轮的加载方式为力, 水平方向分力大小为 42.5 N, 竖直方向分力大小为 15.5 N, 运行分析后得到齿轮应力分布云图如图 4 所示, 材料 16MnR 常温下的最大许用应力为 325 MPa, 齿根处弯曲应力最大值为 3.86 MPa, 小于 325 MPa, 满足设计要求.

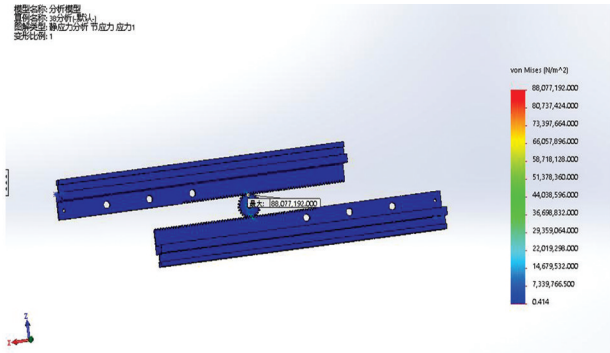


图 3 齿面接触疲劳强度分析结果

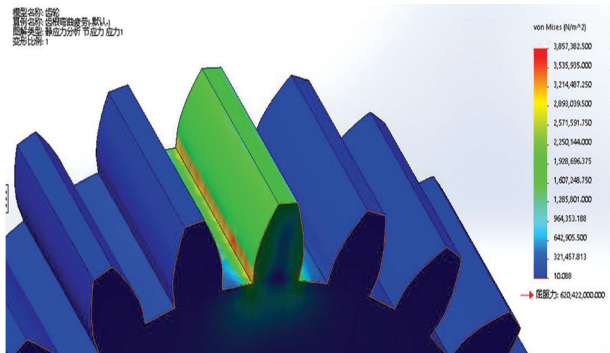


图 4 轮齿应力分布云图

1.4 喷药装置结构组成

该装置主要由可调支架和自动控制系统两部分组成. 喷药装置机械结构爆炸图如图 5 所示, 喷药装置实物图如图 6 所示.

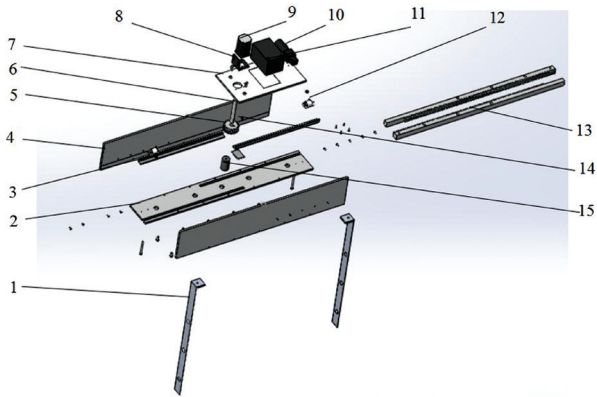


图 5 喷药装置机械结构爆炸图



图 6 喷药装置实物图

1. 竖直杆; 2. 底座; 3. 固定块; 4. 滑块挡板; 5. 齿轮; 6. 传动轴;
7. 薄板; 8. 电机支架; 9. 步进电机; 10. 蓄电池; 11. 电动泵; 12.
电磁阀; 13. 齿条; 14. 键; 15. 联轴器.

1.5 工作原理

茶园喷药机械进入茶园后, 喷药装置主控电路驱动超声波发射电路发射信号, 超声波信号经过茶树冠树层的漫反射被超声波接收电路接收, 转化成电压传回主控电路, 主控芯片通过软件对采集的数据进行处理, 判断喷头是否在喷药规定范围内, 若在规定范围内, 驱动电路打开电磁阀, 若不在规定范围内, 主控电路驱动步进电机, 步进电机通过传动装置调节支架宽度, 使得喷杆在规定范围内, 再驱动电路打开电磁阀, 完成自动喷药.

2 控制系统设计

控制系统包括信息采集模块和执行器模块, 本文以 STM32F103 作为微控制器, 控制系统各模块间通过 CAN 总线进行通讯. 信息采集模块通过速度传感器与超声波传感器对茶园管理机行走速度和喷药杆与茶树之间的距离进行采集. 执行器模块主要实现对电动机和电磁阀的控制. 该控制系统硬件组成框图如图 7 所示, 控制系统硬件实物如图 8 所示.

2.1 信息采集模块

超声波具有振幅小、波长短、方向性集中等优点, 一般用于外型轮廓的探测^[10]. 超声波模块测距是通过 IO 触发测距, 给控制端口(Trig)一个大于等于 10 μ s 的高电平信号, 模块自动发射 8 个 40 kHz 的方波, 自动检测信号返回, 有信号返回通过 IO 输出高电平, 高电平持续的时间就是超声波从发射到接收的时间. 所测距离即

$$d = (t * u) / 2 \tag{2}$$

u : 声速 340(m/s); t : 高电平持续时间(ms).

回响电平输出与所测距离成正比. 超声波测距受环境影响小、精度高、价格廉价, 综合考虑传感器成本及使用环境^[11-12], 本文选用 HC-SR04 超声波测距模块如图 9 所示, 束波角 15°, 上下各 7.5°, 测量范围 20~4 500 mm.

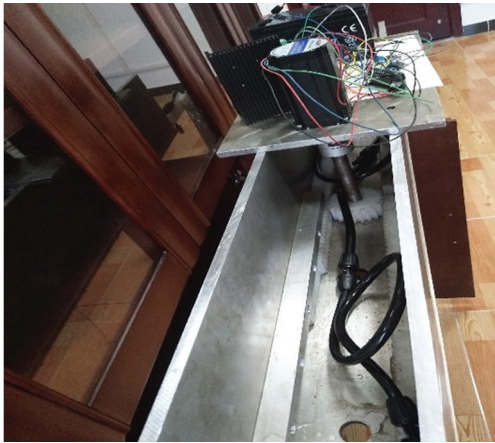


图 8 控制系统硬件实物图

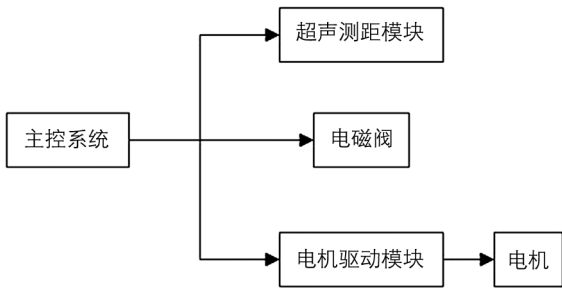


图 7 控制系统硬件组成框图



图 9 超声测距模块

2.2 执行器模块

2.2.1 电动机驱动电路

装置选用 DM542 电机驱动器, 步进脉冲信号输入接口 PUL 和方向电平信号输入接口 DIR 采用共阴极接法, 使能脚 ENA+ 与 ENA- 悬空, 通过改变 PUL 和 DIR 端口的高低电平实现电机的正反转.

超声波测距模块将数据传给 MUC, MUC 通过软件分析比较, 控制电机的正反转.

2.2.2 电磁阀驱动电路

本文采用常闭式两位两通直动式直流电磁阀控制喷头的开闭. 电磁阀的驱动电路利用 L298N 芯片的开关特性, 含两个 H 桥的高电压大电流全桥式驱动器, 具有独立双通道使能端, 实现对两个电磁阀的控制.

3 控制系统软件设计

控制系统软件在 uVision4 开发平台上用 C 语言开发, 分为信息采集和处理模块、电磁阀调节器模块和

电机控制模块.

3.1 信息采集和处理

超声波模块的控制端口 Trig 和接收端口 Echo 分别与单片机的外部中断口 P3.2 和 P3.3 连接,通过定时和中断计数的方法获取距离.外部中断判断回波电平,定时器中断用作超声波测距计时.系统时钟为 1/8 晶振,定时器为 12 分频.测量结果的高 8 位与寄存器的低 8 位合成 16 位数据 distance_data,据超声波测距原理 $Y(m)=(X \times 344)/2$,即 $X(s)=(2 \times Y)/344=0.0058 \times Y$,从上述关系式中可得到定时器得到的定时时间(us)除以 580 等于所测距离(mm),所以测量距离为:

```
(distance_data * 12)/580
测距程序如下:
distance_data=outcomeH;
distance_data<<=8;
distance_data=distance_data|outcomeL;
distance_data*=12;
distance_data/=580;
```

3.2 电机控制

本文所选步进电机 60HB102-401A 为二相四线型,即该步进电机基本步距角为 1.8°,电机转一圈需要给步进电机驱动器 $360^{\circ}/1.8^{\circ}=200$ 个脉冲.本文所设计的齿轮齿条传动机构中,齿轮的分度圆直径为 72 mm,则电机转一圈齿条的行程为 $72 \times 3.14 \times 1=226$ mm.设定每次给步进电机 100 个脉冲,齿条对应的行程为 113 mm.

当接口 PUL=1 时,电机正转,缩短齿条行程;当接口 PUL=0 时,电机反转,增加齿条行程.电机的正反转由喷杆的位置决定,设定超声波测距模块所测距离在 300~500 mm 内时为检测到茶树信号;若超声波测距模块所测距离<300 mm,给步进电机 100 个脉冲信号,接口置 0 驱动电机反转半圈后,再采集超声波测距模块距离与 300 mm 比较;若超声波测距模块所测距离>500 mm,给步进电机 100 个脉冲信号,接口置 1 驱动电机正转转半圈后,再采集超声波测距模块距离并与 500 mm 比较.直到超声波测距模块所测距离在 300~500 mm 范围内时,为检测到茶树信号,打开电磁阀开始喷药.

3.3 电磁阀控制

单片机的输出控制口 P1.0 和 P1.2 与电磁阀驱动电路芯片 L298 的 IN1 和 IN3 端口连接.系统初始化后检测 P1.0 口的状态,超声测距信号传给单片机 P1.0 口,若测量距离在设定范围内,则 P1.0=0,根据单片机信号处理,将 P1.1 与 P1.2 口置 0,电磁阀打开,喷头工作;若测量距离在设定范围外,则 P1.0=1,单片机将 P1.1 与 P1.2 口置 1,电磁阀关闭,喷头停止工作.

4 实验与结果分析

4.1 实验条件

喷雾性能综合试验台,黑龙江省农业机械工程科学研究院研制,型号 WFS-II,液体体积测量精度±2 mL,喷杆上下移动范围 300~700 mm,喷雾角测量精度±1°,雾滴直径准确性误差<3%,集雾槽间距 50 ± 0.5 mm,配套动力 7 kW,水箱容积 280 L.在田间测试喷雾机的喷雾性能时喷头的压力与流量、喷雾角、喷洒的均匀性无法有效并精准测量,而在试验室内的喷雾性能综合试验台上利用计算机视觉图像处理技术、超声波精确测距技术、传感器耦合技术和计算机综合控制技术,可以自动并精确地测量各个数据.

实验主要包括对扇形喷头的参数、雾滴粒径大小和喷雾均匀性测试.本文定义喷头到茶树冠表面的距离为喷药距离,喷药距离和流量压力是影响实验数据的两因素,本文采用两因素方差分析法,并考虑两因素之间的交互作用对实验数据进行统计处理.实验平台如图 10 所示,喷杆上安装两个扇形喷头 VP110-02,如图 11 所示,两喷头之间的距离为 500 mm.



图 10 喷雾性能综合实验平台



图 11 喷雾性能综合实验平台喷头位置图

4.2 喷头参数测定

实验采用工业黑白数字摄像头, 分辨率: 640 * 480 60FPS, 定焦镜头焦距: 8 mm. 用量角器在闪光摄影图片上进行测量, 测量在不同高度(h)下雾化微喷头的喷射范围, 喷药半径(r)与喷射角度(θ). 摄像机所采集到的图片如图 12 所示, 实验测得数据如表 3 所示.

表 3 喷头参数数据

序号	h/cm	r/cm	$\theta/^{\circ}$
1	20	24.4	102.6
2	23	26.3	97.6
3	26	28.0	94.3
4	30	30.7	91.4
5	34	32.5	87.5
6	38	34.7	84.8
7	42	36.8	82.5
8	48	39.9	79.5



图 12 闪光摄影喷雾角图

对每一个液滴进行受力分析, 液滴水平方向上仅受到空气阻力 f_x , 竖直方向上受到向下的重力 mg 以及向上的空气阻力 f_y . 由牛顿第二定律可得

$$\begin{cases} m \frac{d^2 x}{dt^2} = -k \frac{dx}{dt} \\ m \frac{d^2 y}{dt^2} = mg - k \frac{dy}{dt} \end{cases} \tag{3}$$

对公式进行分离变量, 两边同时积分后带入初始条件即水平方向初速度 $V_x = V_0$, $V_y = 0$, 得到速度随时间的变化规律, 将速度变换为坐标对时间的积分, 可得位置随时间的变化为

$$\begin{cases} x = \frac{mv_0}{k} \left[1 - \exp\left(-\frac{k}{m}t\right) \right] \\ y = \frac{mg}{k}t + \frac{m^2 g}{k^2} \left[\exp\left(-\frac{k}{m}t\right) - 1 \right] \end{cases} \tag{4}$$

由式(4), 通过 matlab 中的 solve 函数将参数方程化为 y 关于 x 的函数, 运行程序后即可得到实际喷药过程中喷洒范围坐标函数关系为

$$y = -\frac{mg}{kv_0}x - \frac{m^2 g}{k^2} \ln\left(1 - \frac{k}{mv_0}x\right) \tag{5}$$

设 $a = -\frac{mg}{kv_0}$, $b = -\frac{m^2 g}{k^2}$, $c = -\frac{k}{mv_0}$, 则式(5)可化为

$$y=ax+b\ln(1+cx)$$

(6)

式(6)为考虑空气阻力时液滴在空中运动的轨迹，即喷雾距离(y)与喷药半径(x)关系实际模型，使用 MATLAB 软件将表 4 中的喷头参数数据进行拟合运算，在 95%的置信区间内拟合结果为

$$y=-93.334x-460\ln(1-0.2029x)$$

(7)

统计结果见表 4.

表 4 实际模型拟合统计结果

方差	决定系数	校正后的决定系数	标准差
7.615e-05	0.998 8	0.998 6	0.003 562

将样本点、理想曲线与实际曲线表现在一张图中，如图 13 所示.

从图 13 中得出结论：当喷射距离(喷头据茶树冠层表面的距离)在 0~10 m 范围内，空气阻力对喷射半径的影响可以忽略不计，即同一高度下理想喷射半径和实际喷射半径相同；当喷射高度超过 10 m 时，受空气阻力的影响，同一高度下实际喷射半径比理想喷射半径小.

4.3 雾滴粒径大小测定

喷雾机械喷出的药液呈雾滴状态. 雾滴的类型可根据雾滴粒径的大小分为烟雾滴(小于 20 μm)、弥雾滴(50~100 μm)、细雾滴(101~200 μm)和中等雾滴(201~400 μm)等. 在喷杆上装上扇形喷头 VP110-02，由控制台控制扇形喷头 VP110-02 左右移动，喷头最大移动速度 3 m/s，实验时使喷头通过采样皿上方一次，通过 Winner 激光粒度仪(济南微纳颗粒仪器股份有限公司，型号 Winner319B，电源 AC220V 50HZ)逐个数出所有采样皿的相同区域内雾滴的数量，并测定雾滴的粒径. 实验所得数据处理结果如表 5 所示.

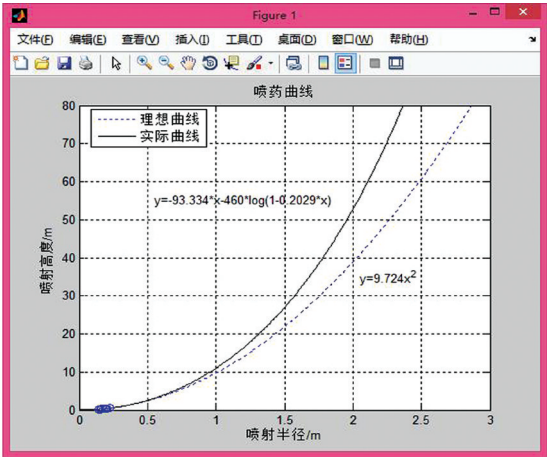


图 13 拟合曲线示意图

表 5 雾滴粒径测量结果

压力/MPa	0.15	0.25	0.35
X10/ μm	51.669	49.782	43.840
X50/ μm	146.884	101.198	89.784
X90/ μm	175.592	162.708	152.708
NMD/ μm	109.888	89.182	84.306
VMD/ μm	146.884	101.198	89.784
DR	0.748	0.881	0.939
SMD/ μm	103.709	87.028	76.622
S/V(cm^2/cm^3)	689.434	683.065	578.542
拟合误差	0.010	0.010	0.009

注：X10：按直径大小排列，体积累积达到总体积的 10%时的雾滴直径；X50：按直径大小排列，体积累积达到总体积的 50%时的雾滴直径，也称体积中径；X90：按直径大小排列，体积累积达到总体积的 90%时的雾滴直径；NMD：数量中径，按雾滴数量累积达到全部雾滴数的 50%的雾滴直径；VMD：体积中径，按直径大小排列，体积累积达到总体积 50%的雾滴直径，也就是 X50；SMD：某一直径雾滴的体积与表面积之比等于全部取样雾滴的体积之和与表面积之和的比，则此雾滴的直径即为雾滴群的沙脱平均直径；DR：DR=NMD/VMD，即扩散比.

从表中数据可以得出结论：雾滴的体积中径随着压力的增大而变小，扩散比随着压力的增大而变大. 因为雾滴粒径小于 100 μm 时，更容易被植物吸收， $DR>0.67$ ， DR 越接近 1 时，雾滴的粒径越均

匀, 所以本文设定喷头压力为 0.35 MPa, 喷头压力为 0.35 MPa 时的 VMD(体积中径)为 89.784 μm , 小于 100 μm , 利于植物叶面的吸收.

4.4 分布均匀性测定

该实验使用喷杆进行实验, 喷杆上共有 2 个喷头, 喷头下方是若干个直径为 50 mm 的采样皿, 采样皿收集的液体滴入相应试管内, 如图 14 所示, 超声波液位传感系统自动读取试管内液量, 如图 15 所示, 超声波液位传感器型号 NU40A10TR-1, 测量范围 20~2 000 mm, 重复精度 0.5%+5 mm. 本文装置喷药距离为 300~500 mm, 则设置此次实验的两个变量为 300, 400, 500 mm 3 个不同高度和 0.15, 0.25, 0.35 MPa 3 个不同压力, 共绘制出 9 张液量分布图, 在 3 个不同高度中选出各自最均匀的一张图出来, 共 3 张液量分布图如图 16 所示, 由图可得出结论: 共同高度下, 压力越大的分布越均匀; 共同压力下, 喷药距离为 400 mm 时, 液量分布最为均匀.



图 14 采集皿收集液体图



图 15 超声波液位传感器自动读取数据图

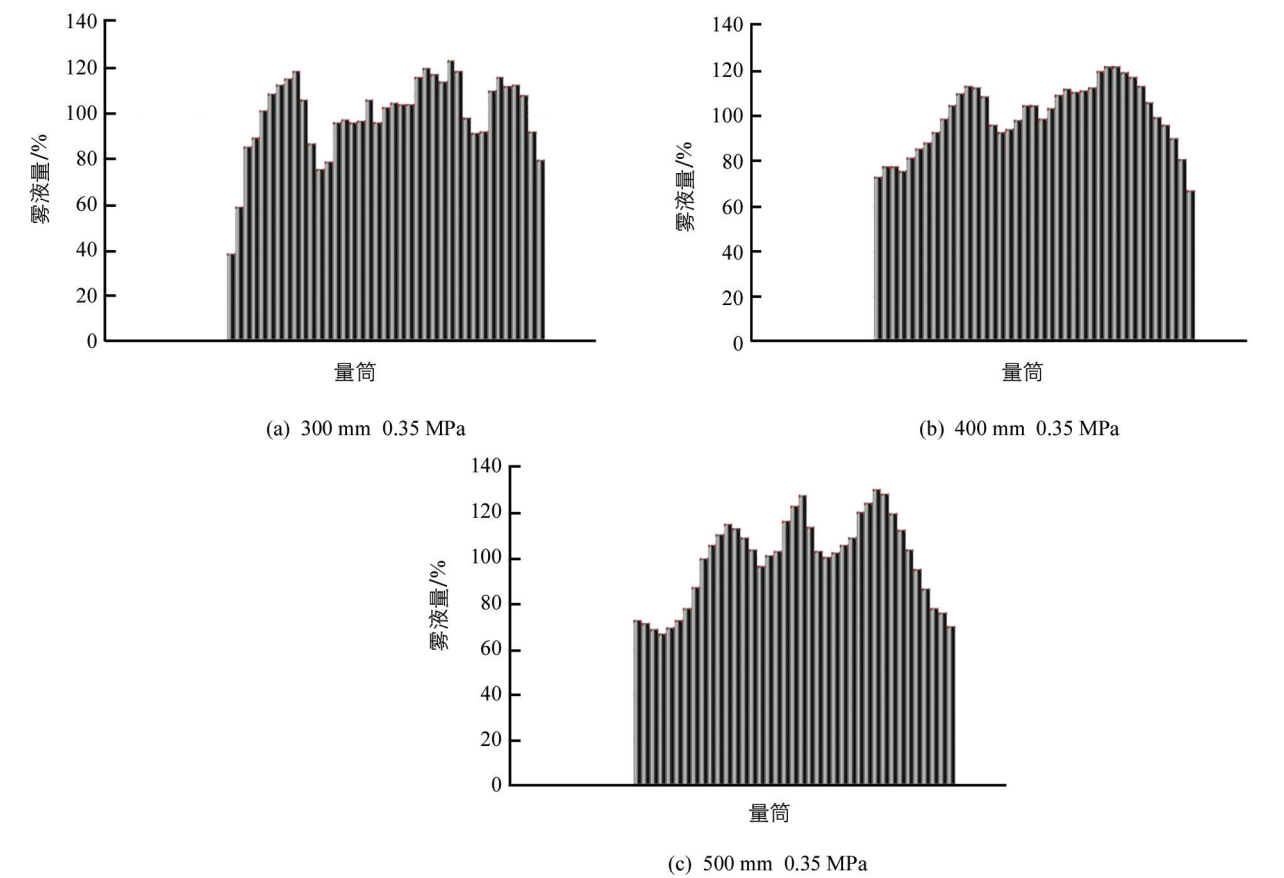


图 16 不同高度和压力液量分布图

变异系数是标准差与平均数的比值,即

$$S=\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n(Q_i-\overline{Q})^2}{n-1}}$$

(8)

变异系数代表了数据的离散程度,变异系数值越小则分布越均匀,《NY/T650~2013 喷雾机作业质量》中机动喷雾机作业质量要求低容量喷雾液量分布变异系数小于 50%。将喷头不同高度和不同压力设为 a 、 b 两个变量, a 有 1(300 mm)、2(400 mm)、3(500 mm) 3 个水平, b 有 1(0.15 MPa)、2(0.20 MPa)、3(0.35 MPa) 3 个水平,每次实验记录 21 个试管的液量,9 次实验数据分析如表 6 所示。

表 6 液量分布实验结果

	个案数	平均值	标准差	变异系数
a1b1	21	117.40	19.34	0.151
a1b2	21	121.07	18.63	0.142
a1b3	21	136.94	18.23	0.124
a2b1	21	111.39	8.63	0.071
a2b2	21	124.76	8.38	0.062
a2b3	21	139.59	7.74	0.051
a3b1	21	105.43	10.87	0.094
a3b2	21	119.94	10.32	0.079
a3b3	21	131.69	12.03	0.084

由表中数据可知 a2b3 的变异系数最小,变异系数越小则代表雾滴分布越均匀,即喷药距离为 400 mm,喷头压力为 0.35 MPa 时,液量分布最均匀。

5 结 论

本文设计的丘陵山区茶园自动喷药装置,采用水平和竖直两种喷药模式同时进行喷射,使其茶树中下部叶面背部等喷射盲区能被覆盖,通过齿轮齿条传动的方式实现对不同尺寸茶树的喷药;装置使用超声波传感器测距,通过软件控制实现自动化喷药。

通过对喷头参数、雾滴粒径大小和喷雾均匀性测试实验得出结论:喷头喷药距离为 400 mm,喷头压力为 0.35 MPa 时,喷头综合性能最好,该喷药距离下空气阻力对喷头参数不造成影响;该喷药条件下喷雾角为 102.6°,雾滴粒径为 89.784 μm,小于 100 μm,容易被植物叶面吸收,液量分布变异系数值<50%,满足国家标准中机动喷雾机的作业质量要求。

参考文献:

[1] SOLANELLES F, ESCOLÀ A, PLANAS S, et al. An Electronic Control System for Pesticide Application Proportional to the Canopy Width of Tree Crops [J]. Biosystems Engineering, 2006, 95(4): 473-481.

[2] JEJČIČ V, GODEŠA T, HOČEVAR M, et al. Design and Testing of an Ultrasound System for Targeted Spraying in Orchards [J]. Journal of Mechanical Engineering, 2011, 57(7-8): 587-598.

[3] OSTERMAN A, GODEŠA T, HOČEVAR M, et al. Real-time Positioning Algorithm for Variable-geometry Air-assisted Orchard Sprayer [J]. Computers and Electronics in Agriculture, 2013, 98: 175-182.

[4] ENDALEW A M, DEBAER C, RUTTEN N, et al. A New Integrated CFD Modelling Approach Towards Air-assisted Orchard Spraying. Part II. Validation for Different Sprayer Types [J]. Computers and Electronics in Agriculture, 2010, 71(2): 137-147.

[5] LESNIK M, STAJNKO D, VAJS S. Interactions Between Spray Drift and Sprayer Travel Speed in Two Different Apple Orchard Training System [J]. International Journal of Environmental Science and Technology, 2015, 12(9): 3017-3028.

[6] 姜红花,白 鹏,刘理民,等.履带自走式果园自动对靶风送喷雾机研究 [J].农业机械学报,2016,47(S1): 189-195.