

# 一种电磁探测发射机的 DC-DC 变换器研究与设计

黄江波<sup>1,2</sup>, 付 炜<sup>3</sup>, 付志红<sup>1</sup>

(1 重庆大学 电气工程学院, 重庆 400044; 2 长江师范学院 电子信息工程学院, 重庆 涪陵 408100;

3 国网重庆市电力公司市区供电分公司, 重庆 400015)

**摘 要:** 针对大功率电磁发射机电源系统不理想, 输出电压不稳定性、不可调, 输出电能质量差等不足, 研究了一种 DC-DC 全桥桥式变换电路, 该电路由逆变电路、高频变压器和高频不可控整流桥组成, 分析了该电路运行模式及工作原理, 采用 PID 补偿方式设计了移相控制器。仿真结果表明, 该变换电路稳态性好、动态性能好, 关断电流快, 电压 0~1 000 V 大范围可调, 适用于高压、大功率场合。

**关键词:** 变换器; PID 补偿; 模型设计; 动态性能

**中图分类号:** TP18

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1000-7180(2017)09-0092-05

## An Electromagnetic Transmitter to Detect the DC - DC Converter Research and Design

HUANG Jiang-bo<sup>1,2</sup>, FU Wei<sup>3</sup>, FU Zhi-hong<sup>1</sup>

(1 College of Electrical Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China;

2 College of Electronics Information, Yangtze Normal University, Fuling 408100, China;

3 National Electric Power Network of Chongqing Supply Company, Chongqing 400015, China)

**Abstract:** Power systems of existing high-power high-performance electromagnetic detection equipments are unsatisfactory; the output voltage is instable and non-adjustable and the output electric energy is of poor quality. Aiming at this problem, the authors propose a full-bridge DC-DC converter of bridge mode. The circuit is composed of an inverter circuit, a high-frequency transformer, and a high-frequency uncontrolled rectifier. By studying the operation modes and working principles of the circuit, the research proposes to use the proportion-integration-differentiation (PID) method for compensation, and designs the model for the converter. A comparative analysis shows that the converter has favorable stability, good dynamic performance, little phase margins, and small errors. In addition, the output voltage is adjustable in a large range of 0~1,000 V. Therefore, it can be used in high-power and high-voltage applications.

**Key words:** converter circuits; PID compensation; model design; dynamic property

### 1 引言

针对大功率电磁发射机电源系统不理想, 输出电压不稳定、不可调, 输出电能质量差等不足, 研究了一种用于电磁探测发射机的 DC-DC 全桥桥式变换电路, 该电路由逆变电路、高频变压器和高频不可控整流桥组成。深入分析该电路运行模式及工作原

理, 采用 PID 方式进行补偿并设计了变换器, 仿真研究表明, 该变换器电路供电系统稳态、动态性能好, 输出电压质量稳定, 关断电流快, 发射电压在 0~1 000 V 大范围可调, 可使电流与电压同相位, 达到接近于 1 的功率因数, 可减少开关电源对于电网的污染, 减少谐波输入, 能应用于大功率电磁发射机, 还广泛应用于不间断电源(UPS)、航空航天电源

系统、船舶供电系统、电动汽车充电设备等。

## 2 全桥变换电路工作原理分析

DC/DC 全桥变换电路分为全桥全波式和全桥桥式两种拓扑结构,图1所示为全桥桥式变换电路结构,主要由逆变电路、高频变压器和高频不可控整流桥组成<sup>[1]</sup>。 $U_{in}$ 为输入直流电压, $S_1 \sim S_4$ 为功率开关管, $VD_1 \sim VD_4$ 为相应的反并二极管,变压器的原、副边绕组匝数比为  $N_1/N_2$ , $D_1 \sim D_4$ 为整流电路二极管, $L_f$ 为滤波电感, $C_f$ 为滤波电容, $U_o$ 为输出直流电压。

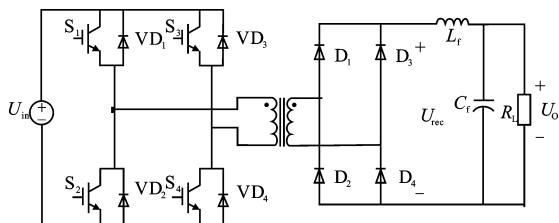


图1 DC/DC 全桥桥式变换电路

变压器可实现电气隔离,匹配输入输出电压,提高系统安全与可靠性,确保变换器输入输出幅值相差较大时仍能稳定输出所需电压值,并且输出电压为0~1 000 V 大范围可调,在输入输出幅值相差较大时,系统输出电压大范围可调且快速,提高系统功率输出率与开关的利用率,设计了3个可调抽头,对应输出1 000 V、500 V、200 V 档,对应额定电流分别为10 A、20 A、50 A。不控整流器输出电压最小值  $U_{min}$  为198 V,若变压器为非理想状态,副边占空比比原边小,取副边占空比最大值  $D_{max}$  为0.9,输出整流二极管通态压降  $U_D$  及滤波器直流压降  $U_{Lf}$  之和为3 V,则输出电压  $U_o$  档对应原副边变比为

$$K = \frac{U_{imin}}{\frac{U_o + U_D + U_{Lf}}{D_{max}}} \quad (1)$$

根据数据可计算1 000 V 档原副边变比为0.18,500 V 档所对应抽头的匝数比为0.35,200 V 档所对应抽头的变比为0.88。

$S_1 \sim S_4$  的开关信号、稳态时变压器原边电压、整流器输出电压及总输出电压波形如图2所示,各个开关模式下的工作状态如下:

工作模式1,从  $t_0$  至  $t_1$  期间, $S_1$  和  $S_4$  器件导通, $S_1$  为零电压导通, $S_2$  和  $S_3$  器件关闭, $S_2$  和  $S_3$  所承受电压大小均为  $U_s$ ,变压器原边电压  $U_{N1}$  等于  $U_{in}$ ,副边电压  $U_{N2}$  等于  $U_{in} N_2/N_1$ , $D_1$  和  $D_4$  导通, $D_2$  和  $D_3$  承受电压大小为  $U_{N2}$ ,整流器输出电压为  $U_{N2}$ 。

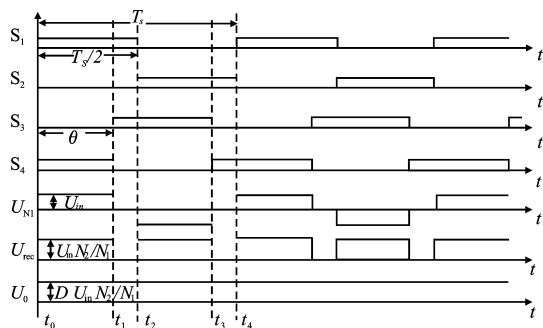


图2 移相控制下DC/DC全桥桥式变换电路主要工作波形

工作模式2,从  $t_1$  至  $t_2$  期间, $S_1$  和  $S_3$  导通, $S_2$  和  $S_4$  关闭, $S_2$  和  $S_4$  承受电压大小均为  $U_s$ ,变压器原边和副边电压均为零,滤波  $L_f$  电感电流不能突然变化, $D_1 \sim D_4$  全部开通,原边电流通过  $S_1$  与  $VD_3$  形成回路并且漏感电流逐渐下降, $S_2$  和  $S_4$  所承受电压大小均  $U_s$ ,整流器输出电压为零。

工作模式3,从  $t_2$  至  $t_3$  期间, $S_2$  和  $S_3$  导通, $S_1$  和  $S_4$  关闭, $S_1$  和  $S_4$  所承受电压大小均为  $U_s$ ,由于前一开关期间  $VD_3$  导通,所以  $S_3$  为零电压开通,变压器原边电压  $U_{N1}$  等于  $-U_{in}$ ,副边电压  $U_{N2}$  等于  $-U_{in} N_2/N_1$ , $D_2$ 、 $D_3$  导通, $D_1$ 、 $D_4$  承受电压大小为  $U_{N2}$ ,整流器输出电压为  $-U_{N2}$ 。

工作模式4,从  $t_3$  至  $t_4$  期间, $S_2$  和  $S_4$  器件导通, $S_1$  和  $S_3$  关闭, $S_1$  和  $S_3$  所承受电压大小均为  $U_s$ ,变压器原边、副边电压均为零,但滤波  $L_f$  电感电流不能突变, $D_1 \sim D_4$  全部开通,不承受反向电压,原边电流通过  $S_2$  与  $VD_4$  形成回路且电流逐渐下降, $S_1$  和  $S_3$  所承受电压大小均  $U_s$ ,整流器输出电压为零。

整流器输出单极性脉冲电压所含高频分量通过滤波除去,直流电压输出稳定,其值为  $DU_{in} N_2/N_1$ , $D$  是整流器输出电压占空比,其值为  $\theta/180^\circ$ , $0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$ 。由  $U_o$  表达式和  $D$  与  $\theta$  的关系可知,固定变压器变比,调节移相角  $\theta$  大小即可调节输出直流电压的大小。

## 3 控制器设计

对于DC/DC全桥变换电路,电压模式控制只有一个电压反馈闭环,对其进行设计和调试比较容易,且在硬件实现时,PWM三角波可有一定的幅值,使得PWM调节时具有较好的抗噪声裕量,占空比调节不受限制且对输出负载的变化有较好的响应调节。采用线性系统理论进行设计,首先对非线性系统进行线性化近似处理。DC/DC全桥变换电路可等效为一个Buck变换器,其电路如图3所示,对Buck

变换器采用状态空间平均法进行建模,可得 DC/DC 全桥变换器的小信号模型<sup>[2-3]</sup>.

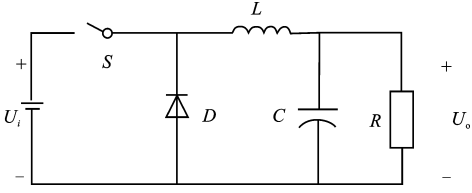


图 3 Buck 变换器电路图

根据 Buck 变换器工作特性,列出一个开关周期  $T$  内的工作状态方程. 电路工作在连续导通模式下,忽略电路中寄生参数的影响,假定开关器件均为理想器件,电路状态变换瞬时完成. 取电感电流  $i_L$  与电容电压  $U_c$  为状态变量,输入变量为  $U_i$ ,输出变量为  $U_o$ <sup>[4-5]</sup>.

在  $0 \leq t < dT$  时,开关导通,等效电路的状态方程为

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u_i \\ [u_o] = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_L \\ u_c \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2)$$

在  $dT \leq t < T$  时,开关关断,等效电路的状态方程为

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_c \end{bmatrix} \\ [u_o] = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_L \\ u_c \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3)$$

对式(2)、(3)进行平均处理,可得状态平均方程为

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u_i \\ [u_o] = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_L \\ u_c \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4)$$

把方程组扰动线性化,令瞬时值等于稳态量加上扰动量,即  $d = D + \hat{d}$ ,  $u_i = U_i + \hat{u}_i$ ,  $u_c = U_c + \hat{u}_c$ ,  $i_L = I_L + \hat{i}_L$ ,  $u_o = U_o + \hat{u}_o$ ,将稳态量和扰动量分离,假设小信号,扰动分量的乘积项可忽略,扰动方程线性化,可得交流小信号状态方程为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{u}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{u}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{U_i}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d} \\ [\hat{u}_o] = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{u}_c \end{bmatrix} \end{cases} \quad (5)$$

式(5)变量进行分离和拉氏变换,其数学模型为

$$\begin{cases} \hat{u}_o(s) = DF(s)\hat{u}_i(s) + F(s)\frac{U_o}{D}\hat{d}(s) \\ \hat{i}_L(s) = \frac{D}{Z_{\alpha}}\hat{u}_i(s) + \left[\frac{U_o}{DR} + \frac{U_o}{DZ_{\alpha}(s)}\right]\hat{d}(s) \end{cases} \quad (6)$$

式中,  $F(s)$  为 LC 滤波器和负载  $R$  构成网络传递函数:

$$F(s) = \frac{1}{s^2 LC + \frac{L}{R}s + 1} \quad (7)$$

$Z_{\alpha}$  为 LC 滤波器和负载  $R$  构成网络左侧阻抗为

$$Z_{\alpha} = sL + R // \left(\frac{1}{sC}\right) = \frac{1}{F(s)} \frac{R}{sRC + 1} \quad (8)$$

Buck 变换器小信号等效电路如图 4 所示.

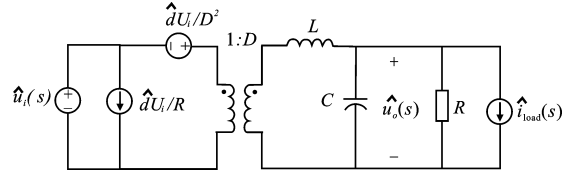


图 4 Buck 变换器小信号等效电路

令  $\hat{u}_i = 0$ , 由电路叠加性, 可得占空比对输出电压开环传递函数:

$$G_{ad}(s) = \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{F(s)U_o}{D} = \frac{U_i}{s^2 LC + \frac{L}{R}s + 1} \quad (9)$$

令  $\hat{d}_c = 0$ , 由电路叠加性, 可得输入电压对输出电压开环传递函数:

$$G_{as}(s) = \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{u}_i(s)} = DF(s) = \frac{D}{s^2 LC + \frac{L}{R}s + 1} \quad (10)$$

开环输出阻抗为

$$G_{ad}(s) = \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{d}(s)} = sLF(s) = \frac{sL}{s^2 LC + \frac{L}{R}s + 1} \quad (11)$$

最后得到 Buck 变换器的等效控制模型, 如图 5 所示.

考虑 DC/DC 全桥变换器滤波电容的 ESR, 则 LC 滤波器和负载  $R$  组成网络等效电路, 可得 LC 滤波器和负载  $R$  组成网络传递函数为

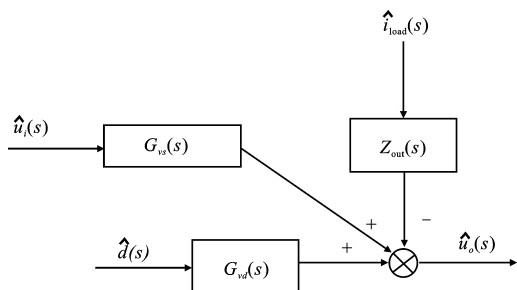


图 5 Buck 变换器等效控制模型

$$F(s) = \frac{\frac{R(1+sR_{esr}C)}{LC(R+R_{esr})}}{s^2 + \frac{s(RR_{esr}C+L)}{LC(R+R_{esr})} + \frac{R}{LC(R+R_{esr})}} = \frac{R(1+sR_{esr}C)}{s^2LC(R+R_{esr}) + s(RR_{esr}C+L) + R} \quad (12)$$

变压器原副边匝数比为  $n$ , 则占空比对输出电压开环传递函数为

$$G_{ul}(s) = \frac{U_i}{n} \frac{R(1+sR_{esr}C)}{s^2LC(R+R_{esr}) + s(RR_{esr}C+L) + R} \quad (13)$$

输入电压对输出电压开环传递函数为

$$G_{ul}(s) = \frac{D}{n} \frac{R(1+sR_{esr}C)}{s^2LC(R+R_{esr}) + s(RR_{esr}C+L) + R} \quad (14)$$

开环输出阻抗为

$$G_{ul}(s) = \frac{sLR(1+sR_{esr}C)}{s^2LC(R+R_{esr}) + s(RR_{esr}C+L) + R} \quad (15)$$

由以上可知, 变换器电压反馈控制系统框图如图 6 所示。

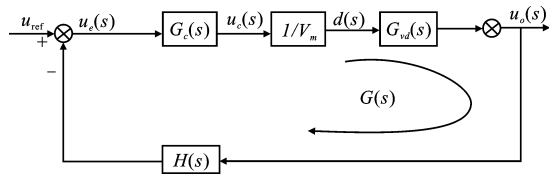


图 6 DC/DC 全桥变换器电压反馈控制系统框图

其中,  $u_{ref}$  表示设定参考电压, 与采样电压比较产生误差电压  $u_e(s)$ , 用于调节输出电压  $u_o(s)$  大小;  $G_c(s)$  为误差补偿器的传递函数,  $1/V_m$  为移相 PWM 产生器的传递函数,  $V_m$  为锯齿波峰峰值,  $u_c(s)$  经过误差补偿器后得到的控制电压  $u_c(s)$  与移相 PWM 信号比较, 得到移相信号, 即占空比信号  $d(s)$ ,  $G_{ul}(s)$  为  $d(s)$  对输出电压的传递函数;  $H(s)$  为电压采样系数。由此, 系统的环路传递函数为

$$G_v(s) = H(s)G_c(s)G_{ul}(s)/V_m \quad (16)$$

## 4 仿真及结果

采用 MATLAB 进行仿真, 感性负载电感为 5 mH, 负载为 25  $\Omega$ , 输出滤波电解电容 ESR 为 0.04  $\Omega$ , 电压选取 500 V 档位, 输出最大功率工作点, 构建了时域电磁探测发射机系统的闭环仿真模型, 该模型由主电路、反馈补偿子系统、移相调压子系统和时域探测发射电路子系统构成。模型如图 7 所示。

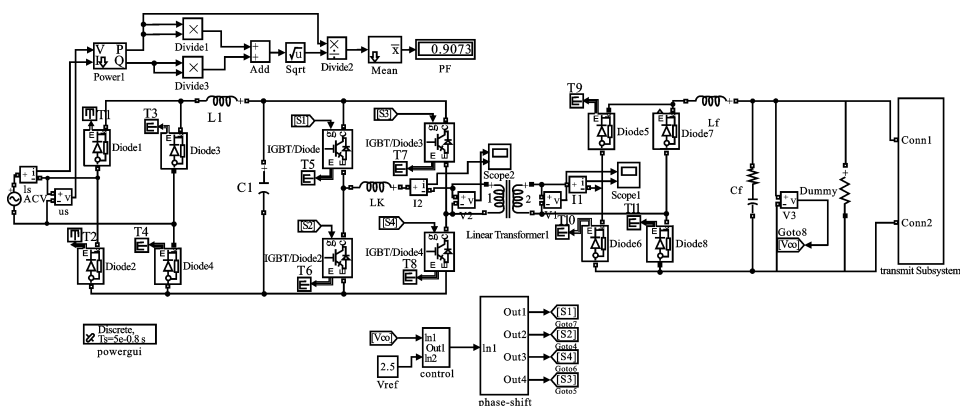


图 7 时域电磁探测发射机系统闭环仿真电路

### 4.1 移相控制器分析

移相控制子系统各路波形如图 8 所示, 从图中可知, 随着控制信号从 0 到 1 变化时, PWM 移相控制信号从 0 到 1 变化, 使得移相角从 0 到 180° 改变, 实现输出脉冲电压占空比从 0 到 1 变化, 从而实现了输出电压大小的调节。

### 4.2 交流供电电源分析

图 9 为交流供电电源端电压、电流和不可控整流输出电压波形图, 由图可知, 不可控整流的滤波设计抑制了冲击电流, 在连接负载阶段, 将其限制在 120 A 以内, 不可控整流输出电压峰峰值为 45 V, 平均值为 245 V, 纹波为 18.4%, 低于 20%, 经仿真

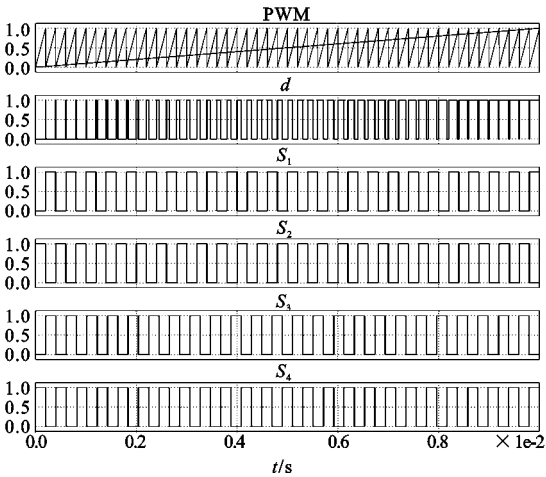


图 8 移相控制子系统工作波形

计算,功率因数达到了 0.9,验证了所优化的滤波参数的有效性.

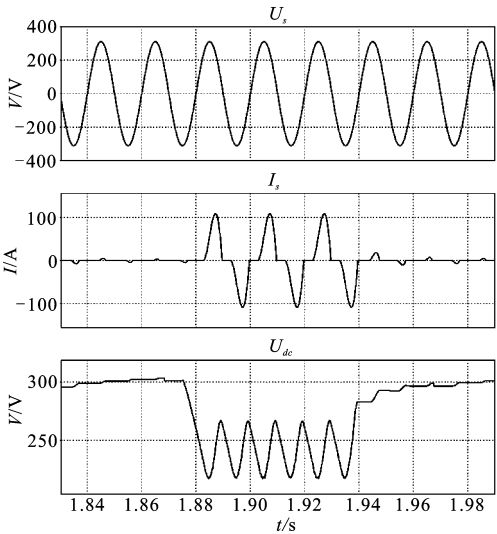


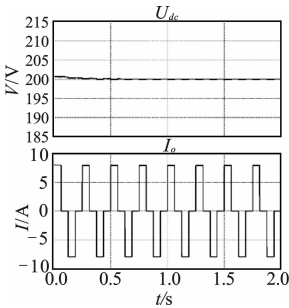
图 9 交流供电电源端电压与电流、不可控整流输出电压

4.3 DC/DC 全桥变换器分析

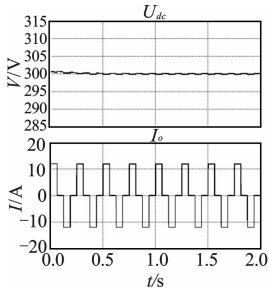
当变压器为 500 V 档,负载为 25  $\Omega$ ,电感为 5 mH,电压从 200 V 至 500 V 变化时,DC/DC 全桥变换器输出电压波形及发射桥路发射波形(4Hz),如图 10 所示.从仿真结果可知,DC/DC 全桥直流变换电路输出电压稳定,超调量均不超过 10%.在后级发射电路工作模式变化时,输出电压有一定波动,有微量上升,但不超过 0.5 V 且快速稳定下来.

输出 500 V 直流电压时,负载电压、电流波形的局部放大图如图 11 所示.

从发射 20 A 电流稳态波形局部放大图来看,正向供电阶段发射电流波形非常平稳,波动不超过 0.02 A,稳态误差仅为 0.05 A 左右,在恒压电容向

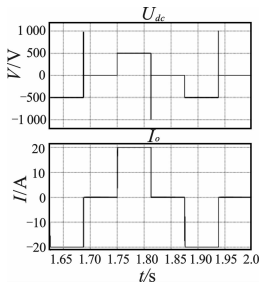


(a)200 V

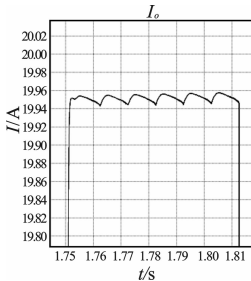


(b)300 V

图 10 500 V 档 DC/DC 全桥变换器输出电压波形



(a)负载电流、电压波形



(b)正向发射电流放大图

图 11 负载电流、电压波形与正向发射电流放大图

供电系统反馈能量时,供电系统仍然稳定工作;发射波形按指数上升,上升沿时间为 1 ms 左右;在下降沿阶段,负载被钳位到 1 000 V 电压,电流下降速度很快,下降沿时间为 80  $\mu$ s 左右,与计算值 81  $\mu$ s 相符,且具有良好的线性度,满足时域电磁探测中发射电流快速关断的要求.

(下转第 102 页)

由表 3 中的数据可以看出这种波动实际上是较小的.

综合时间效率和准确率两方面,说明了本文算法的有效性.

5 结束语

本文分析了经典的 SNM 算法在进行高维、海量相似重复记录检测时的不足,提出一种在高维记录建立 R-树索引的方法.该方法不仅保留的记录的高维空间特性,避免 SNM 算法中将记录投影的一维空间造成的信息丢失,还利用聚类之前步骤中记录相似性检测的结果来减少记录之间的比较次数.提出了高维环境下计算相似度的距离更稳定的距离函数减少高维记录数据稀疏性的影响.最后通过实验,说明本文的改进算法较 SNM 算法有更高的准确率和时间效率.

由于实验条件的限制,本文是在静态环境下的实验,而现实中的数据收集、记录相似性检测和存储融合是动态.所以,动态、实时的对记录的相似度检测和融合是今后研究的重点.

参考文献:

[1] 郑亚光,潘久辉.一种基于滑动分块的重复数据检测算法[J].计算机工程,2016,42(2):38-44.  
[2] 孙喜利.高维数据的降维及聚类方法研究[D].兰州:兰州大学,2016.  
[3] 陈爽,刁兴春,宋金玉,等.基于伸缩窗口和等级调整

的 SNM 改进方法[J].计算机应用研究,2013,30(9):2736-2739.

[4] 郭文龙.基于 SNM 算法的大数据量中文地址清洗方法[J].计算机工程与应用,2014,50(5):108-111.  
[5] Kevin Beyer, Jonathan Goldstein, Raghu Ramakrishnan. When is "nearest neighbor" meaningful? [M]// Database Theory - ICDT'99. Springer Berlin Heidelberg, 1999:217-235.  
[6] 贾瑞玉,李振.基于最小生成树的层次 K-means 聚类算法[J].微电子学与计算机,2016,33(3):86-88.  
[7] 刘辉平,金澈清,周傲英.一种基于模式的实体解析算法[J].计算机学报,2015,37(9):1796-1808.  
[8] 冯亚丽,丁良奎,刘永江,等.多格式海量数据统一存储的索引结构[J].计算机应用研究,2013,30(6):1664-1667.  
[9] 孙琛琛,申德荣,寇月,等.面向实体识别的聚类算法[J].软件学报,2016,27(9):2303-2319.  
[10] 贺玲,吴玲达,蔡益朝.高维空间中数据的相似性度量[J].数学的实践与认识,2006,36(9):189-194.

作者简介:

宋国兴 男,(1989-),硕士研究生.研究方向为大数据分析、数据挖掘. E-mail:sgx805560893@163.com.  
周喜 男,(1978-),博士,研究员.研究方向为物联网应用技术、大数据分析.  
马博 男,(1984-),博士,副研究员.研究方向为数据分析与知识发现、机器学习.  
赵凡 男,(1980-),博士研究生,副研究员.研究方向为信息安全、大数据分析.

(上接第 96 页)

5 结束语

本文分析了 DC-DC 全桥变换电路的 4 种工作模式,研究了变换器的控制方式,采用 PID 对控制器进行补偿设计,建立了系统的仿真模型,通过仿真分析验证该电路具有稳定性强、动态性能好,关断电流快,发射电压 0~1 000 V 大范围可调,可使电流与电压同相位,达到接近于 1 的功率因数,减少开关电源对于电网的污染,减少谐波输入等优点,应用于大功率电磁发射机,适用于高压、大功率场合.

参考文献:

[1] 周健.高频开关电源的研究与实现[D].南京:南京理工大学;2012.  
[2] Davoudi A,Jatskevich J,De Rybel T. Numerical state-space average-value modeling of PWM DC-DC convert-

ers operating in DCM and CCM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics. 2006,21(4):1003-12.

[3] Dong F. Research for unified Modeling of DC-DC converter base on average state space method[J]. Electrical Engineering, 2008(7).  
[4] Pressman A. Switching power supply design[M]. McGraw-Hill, Inc., 1997.  
[5] 宋受俊,刘景林,张智慧. BUCK 变换器建模及其先进控制方法仿真[J].计算机仿真. 2006,23(3):294-300.

作者简介:

黄江波 男,(1975-),博士研究生,副教授.研究方向为电力电子装置与人工智能. E-mail:hjbjs9088@163.com.  
付炜 女,(1992-),硕士,工程师.研究方向为电力电子装置.  
付志红 男,(1966-),博士,教授,博士生导师.研究方向为电力电子装置及电磁探测仪器.