

基于 buck 变换器电路纹波的分析与改进

An low rippled input current and low rippled output voltage buck convert

(上海理工大学) 兰 鹏 孙刘杰

LAN Peng SUN Liu-jie

摘要: 文章提出了一种低纹波输入电流及低纹波输出电压且开关应力小的 buck 变换器。首先阐述了 buck 开关直流电源纹波产生的原因,推导出纹波电流,电压的计算公式。在此基础上,提出了改进型的三电平电路。

关键词: buck 变换器; 低纹波; 输入纹波电流; 输出纹波电压

中图分类号: TN86

文献标识码: A

Abstract: The paper describes an low rippled input current and output voltage buck convert. First, it show the reasons for producing ripple in switching DC power supply briefly and Formulations for input rippled current and output rippled voltage. Base on it, the paper show an new type buck circuit. Practice has verified the theoretical analysis.

Key words: buck convert; low ripple; input ripple current; output ripple voltage

1 引言

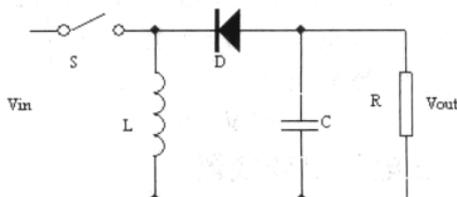
开关电源因具有效率高,输出电压可调范围大,损耗小,体积小,重量轻而得到了广泛的应用,开关电源体积小,而输出直流电压的纹波含量比同功率线性电源大,如何降低纹波含量成为开关电源应用及制造技术中的一个关键技术难点,本文通过对开关电源纹波产生的原因分析,找出对纹波产生的影响因素及改善措施,进而提出了一种新型的能够降低输入纹波电流以及输出纹波电压的电路,该变换器不仅能在不增加开关应力的情况下实现升降压,而且消除了对电源的电磁干扰,对于变换器的小型化和集成化设计,尤其是应用在危险环境的开关变换器的设计具有重要指导意义。

2 开关电源纹波产生的原因

开关电源的工作原理是把电网电压全波整流变为直流电,经高频开关逆变成交流电,由开关变压器降压,经高频二极管整流滤波后以直流电输出。开关电源纹波主要有四个来源,即:低频纹波,高频纹波,共模纹波,功率器件开关过程中产生的超高频谐振等。

2.1 纹波电流的计算

假设在每个开关周期的开关管导通状态与截止状态内,输入输出电压恒定不变,则可推导出电感 L 两端的电压。



图(1)

兰 鹏: 硕士

基金项目: 基金申请人: 陈敬良; 项目名称: 出版印刷重点学科; 基金颁发部门: 上海市教委(P0501)

开关管导通期间 L 两端的电压:

$$v_{L_{ON}} = v_{in} - v_{sat} \quad (1)$$

开关管截至期间 L 两端的电压:

$$v_{L_{OFF}} = v_F + v_{out} \quad (2)$$

其中 v_{sat} 为开关管导通压降; v_F 为二极管导通压降。

因为 v_{sat} 和 v_F 的绝对值相对输入电压 v_{in} , 输出电压 v_{out} 很小, 因此可以忽略不计。则上式可改写为:

$$v_{L_{ON}} = v_{in} \quad (3)$$

$$v_{L_{OFF}} = v_{out} \quad (4)$$

开关管导通状态下, 电感电流线性上升量为:

$$\Delta i_{on} = \frac{1}{L} \int_0^{t_{on}} v_{L_{on}} \cdot dt \quad (5)$$

开关管关断状态下, 电感电流线性变化量为:

$$\Delta i_{off} = -\frac{1}{L} \int_{t_{on}}^{t_s} v_{L_{off}} \cdot dt \quad (6)$$

将(1),(2)式分别代入(5),(6)式分别可得:

$$\Delta i_{on} = \frac{v_{in}}{L} t_{on} \quad (7)$$

$$\Delta i_{off} = -\frac{v_{out}}{L} (t_s - t_{on}) \quad (8)$$

Δi_{on} 为导通状态纹波电流, Δi_{off} 为关断状态纹波电流, t_{on} 为导通时间, t_s 为开关周期。

由电源稳定工作时:

$$|\Delta i_{on}| = |\Delta i_{off}| \quad (9)$$

将(7),(8)代入(9)整理得:

$$\Delta i_L = \frac{v_{in} \cdot v_{out}}{f_s \cdot L} / (v_{in} + v_{out}) \quad (10)$$

(10)即为纹波电流的表达式, Δi_L 为线圈上纹波电流的绝对值。其中的每个变量都是影响纹波的因素, 调整这些变量就是调整纹波的主要方法。

2.2 纹波电压的计算

2.2.1 CCM(连续导电模式)与 DCM(不连续导电模式)的临界电感。

CCM与DCM的临界电感 L_c 为

$$L_c = \frac{R_L(1-d)^2}{2f} = \frac{R_L v_{in}^2}{2f(v_{in} + v_{out})^2} \quad (11)$$

R_L 为负载电阻, f 为开关频率, d 为占空比。

2.2.2 CISM(完全电感供能模式)时输出纹波电压

Buck变换器工作在CISM模式时,此时的输出纹波电压 v_{pp1} 仅由开关导通期间电容电压的下降幅度确定,即有

$$v_{pp1} = \frac{DTI_o}{C} = \frac{Dv_{out}}{R_L Cf} = \frac{v_{out}^2}{R_L Cf(v_{out} + v_{in})} \quad (12)$$

其中, T 为开关周期,可见 v_{pp1} 与电感无关。

2.2.3 IISM-CCM(不完全电感供能且连续导电模式)时的输出纹波电压

此时,输出纹波电压 v_{pp2} 等于开关关断期间电容电压的上升幅度(t_1 至 t_2 段)。

开关关断后,令 $t_1=0$,电容的充电电流为

$$i_c(t) = i_L(t) - I_o = I_{LP} - \frac{v_{out}}{L}t - I_o \quad (13)$$

令 $i_c(t)=0$,即 $i_L(t)=I_o$,则可得给电容充电的时间为

$$\Delta t = t_2 - t_1 = \frac{L(L_{LP} - I_o)}{v_{out}} \quad (14)$$

根据(13)和(14),可得输出电压纹波为

$$v_{pp2} = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_c(t) dt = \frac{1}{C} \int_0^{\Delta t} i_c(t) dt = \frac{Lv_{out}}{2CR_L^2} \left[\frac{v_{out}}{v_{in}} + \frac{R_L v_{in}}{2Lf(v_{in} + v_{out})} \right]^2 \quad (15)$$

可见,此时的输出纹波电压与电感有关,将上式对 L 求导并令其为零可得

$$L = \frac{R_L v_{in}}{2Lf(v_{in} + v_{out})} = \frac{R_L(1-d)^2}{2Lfd} = L_k \quad (16)$$

将 v_{pp2} 对 L 求二次导数,可得

$$\frac{\partial^2(v_{pp2})}{\partial L^2} = \frac{v_{out} \cdot v_{in}^2}{4Cf^2 L^3 (v_{in} + v_{out})^2} > 0 \quad (17)$$

根据以上三式可知:当 $L < L_k$ 时, $\frac{\partial^2(v_{pp2})}{\partial L} < 0$,因此 $L_c < L < L_k$,

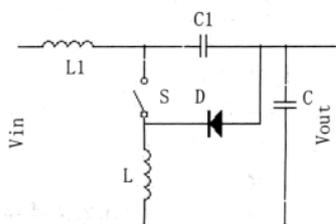
纹波电压在区间随电感 L 的增加而单调减少,将(16)带入式(11)可得 v_{pp2} 的最小值和最大值分别为

$$v_{pp2, \min} = \frac{v_{out}^2}{R_L Cf(v_{out} + v_i)} = v_{pp1} \quad (18)$$

$$v_{pp2, \max} = \frac{v_{out}(v_i + 2v_{out})^2}{4R_L Cf(v_{out} + v_i)^2} \quad (19)$$

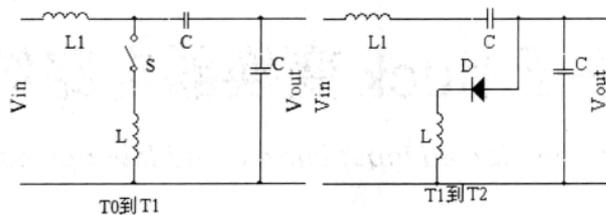
3 新型 buck 的稳态分析

图2是该buck变换器电路拓扑和主要参数变量波形。该变换器比传统的变换器只增加了一个电感和电容,却达到零纹波输入电流和输出电流连续。



图(2)

图3为在一个开关周期 T_s 内该变换器在CCM情况下的工作模式。



图(3)

T_0 到 T_1 :开关 S 导通,二极管 D 截止,电流从输入端经电感 L_1, L 和开关 S 。由于零纹波现象输入电感 L_1 上的电压非常小,接近为零。电容 C_1 通过电感 L ,开关 S 给负载供电。电容 C_1 上的电压应力 $U_{c1}=U_{in}+U_o$ 。

T_1 到 T_2 :开关 S 断开,二极管 D 导通,电流直接从输入端经过电感 L_1 和电容 C_1 到输出端。电容 C_1 充电,电感 L 通过二极管 D 向负载放电;电感 L 上的电流 i_L 线性下降。假设所有的器件都是理想的,稳态时,有图中的工作模式可得到状态方程为

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L_1}(u_m - u_{c1} - u_{c0}) \quad (20)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(du_{c1} + u_{c0}) \quad (21)$$

$$\frac{du_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1}(i_L - di_L) \quad (22)$$

$$\frac{du_{c0}}{dt} = \frac{1}{C_0}(i_L + i_L - \frac{u_{c0}}{R}) \quad (23)$$

其中, d 为占空比。

稳态时,的状态变量平均值为

$$I_L = \left(\frac{D}{1-D} \right)^2 \frac{u_{in}}{R} \quad (24)$$

$$I_L = \frac{D}{(1-D)^2} \frac{u_m}{R} \quad (25)$$

$$u_{c1} = \frac{1}{1-D} u_m \quad (26)$$

$$u_0 = \frac{D}{1-D} u_m \quad (27)$$

其中 D 为变换器的稳态占空比。

在一个开关周期内,该拓扑在整个工作状态下,由方程输入电感 L_1 两端的电压都为

$$u_{L1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = u_m - u_{c1} - u_{c0} \quad (28)$$

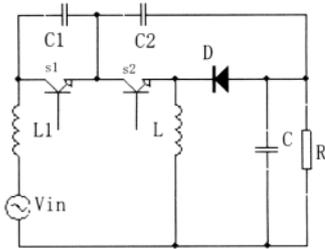
在理想情况下,可以忽略电容电压波动,那么在整个工作过程中内有电感 L_1 的电压变化很小,根据 $u_{L1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt}$ 则它电流在下一周期内变化接近于零,即

$$\Delta i_{L1} \approx 0 \quad (29)$$

4 三电平电变换器

前面所述基本型变换器中开关管在开通,关断过程中所受电压应力 $V_{tr(max)}$ 较大,约为 $V_{out}+V_{in}$,为了降低电压应力,提出了三电平(Three-Level,简称为3L)变换器。三电平电路可以选用低价值开关管,可以减小滤波元件 L, C 的尺寸,适合应用在高电平输入的中大功率变换器上。

三电平变换器按下述步骤推出:(1),用两个串联的三极管代替原电路的一个三极管;(2),根据原电路中 $V_{in(max)}$ 的值,用两个等值电容串联起来,并在次电压源两端,作为嵌位电压源;(3),嵌位电压源中点与串联三极管中点用二极管相连,流入极与嵌位电压源正极相连,选二极管阳极接嵌位电源的中点。电路图如下所示:



图(4)

该三电平电路较改进前的新型电路相比,其所受最大开关应力已从 $V_{out}+V_{in}$ 减小为 $V_{out}+V_{in}/2$,使其具有更广泛的应用价值,特别适用于高电平输入的大功率变换器上。

5 纹波抑制方法的使用效果

上述纹波抑制措施,已在实际应用中进行了验证。经实测,应用上述改进电路后比传统的 buck 变换器有更小输出滤波电容和更高功率密度。开关电源输出纹波含量应用上述方法后可以是开关电源的输出电压纹波降到万分之一以下水平,充分证明了上述方法的有效性和可实用性。

6 结束语

本文通过对 buck 电路输入纹波电流,输出纹波电压产生机理的分析,推导出了 buck 电路纹波电流与纹波电压总公式。在此基础上,提出了一种输入纹波电流和输出纹波电压微小且输出电流连续的 buck 变换器。由实践进一步证明了理论分析的正确性。

本文作者创新点:通过研究 buck 电路纹波电流和纹波电压总公式,分析已有的一种有别于传统的 buck 电路的电路模型,在次种电路的基础上提出一种三电平转换器,该转换器不但继承了输入输出纹波小,输出电流连续的特点,而且具有开关应力小的特点,使其更具有应用性。

参考文献

- [1]王伟,张建生,张燕红,华容茂等.电源技术教程.北京:电子工业出版社,2007.
 - [2]于京生,袁莉,李小汝.逆变电源的谐波分析及抑制方法[J].微计算机信息.2008,7-1:221-223.
 - [3]刘树林,刘键,钟久明. Buck-Boost 变换器的能量传输模式及输出纹波电压的分析[J].电子学报,2007-4,35(5).
 - [4]陆治国,林贤贞,胡红琼,邓文东.零纹波输入电流 Buck-Boost 变换器[J].开关电源,2008-9.
- 作者简介:兰鹏(1984-),男,硕士,上海理工大学光电学院,主要从事开关电源的研究。

Biography:LAN Peng (1984-), Male, Postgraduate, College of Optical and Electronic Information Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, research area is about Switching Mode Power Supply.

(200093 上海 上海理工大学光学与电子信息工程学院) 兰鹏 孙刘杰

(200093 上海 上海理工大学出版印刷与艺术设计学院) 孙刘杰

(College of Optical and Electronic Information Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China) LAN Peng SUN Liu-jie

(College of Printing and Publishing, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai, 200093, China)

SUN Liu-jie

通讯地址:(200093 上海 上海理工大学光学与电子信息工程学院) 兰鹏

(收稿日期:2009.01.03)(修稿日期:2009.04.03)

(上接第 200 页)

但在低速和高速时偏差较大,主要是在低速(<30)时,速度参数的变化,对电机的速度控制不明显;而速度较高(>70)时,因采样时间 $T=0.5$,对机器人的较难实时控制,出现来不及调整速度参数的情况,并且,速度参数对电机速度控制较为敏感,所以误差反而较大,并且沿理想直线摆动幅度较大。

4 结论

因为三轮移动机器人的控制对象特性不确定,所以难以给出明确的对象传递函数,这样也就难以用我们平时所用的步骤来设计控制器,即根据传递函数来设计控制器的函数。但实际上有时即使对象明确,也难以用计算得的 PID 控制器来控制,而是要采用试凑法。而通过试验可以证明,数字 PID 控制算法的确实能控制三轮移动机器人直线行走。但在控制过程中存在不同的速度参数控制精度有一定的差异,可以通过阶段性 PID 控制可以进一步提高精度。

本文作者创新点:分析、研究了三轮移动机器人直线行进时偏差问题,提出了使用数字 PID 控制器可使偏差大大减小,节省了成本,且简单易行。

参考文献

- [1]罗均,谢少荣,翟宇毅,王琦等.特种机器人[M].北京:化学工业出版社,2006.7
 - [2]徐春梅,杨平,曾婧婧,蒋士勤,彭道刚.机器人直赛道赛跑方案和走直线控制策略的设计与实现[J].微计算机信息.2005,9-3:153-156
 - [3]朱益斌,胡学龙,朱亚锋,过晓星.自主式寻迹机器人小车的设计[J].国外电子测量技术.2006.7
 - [4]王慧.计算机控制系统[M].北京:化学工业出版社,2004.7
 - [5]关慧贞,邱铁,叶希贵.基于 51 型单片机的自动巡线轮式机器人控制系统设计[J].国外电子元器件.2006.3
 - [6]陶永华.新型 PID 控制及其应用[M].北京:机械工业出版社
- 作者简介:黄大志(1977-),男(汉),河南新野人,淮海工学院机械工程系讲师,硕士,2004 年硕士毕业于东北大学,主要从事机电一体化教学与科研工作。

Biography:HUANG Da-zhi (1977-), Male (the Han nationality), JIANGSU Province, HuaiHai Institute of Technology, Master, Mechatronics, Mechatronics and Robotics.

(222005 江苏连云港 淮海工学院机械工程学院) 黄大志 周庆贵 刘明芹 陈业强

(School of Mechanical Engineering, Huaihai Institute of Technology, lianyungang, 222005, China) HUANG Da-zhi ZHOU Qing-gui LIU Ming-qin CHEN Ye-qiang

通讯地址:(222005 江苏省连云港市苍梧路 59 号淮海工学院机械工程学院) 黄大志

(收稿日期:2009.01.09)(修稿日期:2009.04.09)