

新能源汽车 LLC 谐振 DC/DC 仿真设计

王添鑫

(武汉理工大学 机电工程学院, 武汉 430070)

摘要: 21 世纪是信息飞速发展的时代, 能源技术是世界发展的核心; 随着世界能源的过度消耗, 世界各国都在发展新能源技术, 新能源汽车作为其代表得到了迅速发展, 而蓄电池及充放电技术是限制新能源汽车的核心技术之一, 对新能源汽车的国内外发展现状以及以后的发展趋势进行了分析, 指出了双谐振式 DC/DC 变换器研究的热门问题; 采用双谐振式 DC/DC 变换器作为本次设计变换器的拓扑结构, 根据设计要求确定了双谐振式 DC/DC 变换器的基本参数, 使用仿真软件 MATLAB/Simulink 建立了谐振式 DC/DC 变换器的仿真模型, 用数字控制来达到对谐振式 DC/DC 变换器的控制, 分析其正反向的工作波形, 证明了双向谐振式 DC/DC 变换器的使用在汽车的有效性和可行性, 它可以简化电动汽车的控制结构, 提高整车的运行效率。

关键词: 新能源汽车; 谐振式; DC/DC 变换器; 拓扑结构; 仿真软件

New Energy Vehicles LLC Resonant DC/DC Simulation Design

Wang Tianxin

(Wuhan University of Technology Mechanical and Electrical Engineering College, Wuhan 430070, China)

Abstract: The 21st century is the era of rapid development of information. energy technology is the core of world development. With the excessive consumption of energy in the world, new energy technologies are being developed all over the world, and new energy vehicles as their representatives have developed rapidly. battery and charge-discharge technology is one of the core technologies to limit new energy vehicles. and introduces the development status and future development trend of new energy vehicles at home and abroad, and points out the hot issues in the research of double resonance DC / DC converters. The double resonant DC / DC converter is used as the topology structure of this design converter, and the basic parameters of the double resonant DC / DC converter are determined according to the design requirements. the simulation model of the resonant DC / DC converter is established by MATLAB / Simulink, and the control of the resonant DC / DC converter is achieved by digital control, and its positive and negative working waveforms are analyzed, which proves the effectiveness and feasibility of the use of the double resonant DC / DC converter in automobiles. it can simplify the control structure of electric vehicles and improve the running efficiency of the whole vehicle.

Keywords: New energy vehicle; Resonance type; Dc / DC converter; Topological structure; Simulation

0 引言

21 世纪是信息快速发展的时代。燃油汽车数量的增加, 也增加了大气中的二氧化碳含量, 这也是全球变暖的主要因素之一^[1]。因此, 新能源汽车就出现了, 它采用新技术和新结构, 使其效率更高, 噪音更小, 不产生尾气, 没有污染^[2]但是, 电力能源汽车中的电力能源还是一个很大的技术难题。那么, 设计出一款高效率并且环保绿色的电源转换器, 将对电动新能源汽车的发展有重大的突破意义^[3]。LLC 谐振 DC/DC 技术为新能源汽车的发展做出了铺垫。

1 LLC 谐振 DC/DC 的基本原理与技术控制

在理解 DC/DC 转换器开关电源原理中, 把变换器的基本工作原理分析和控制技术的挑选作为设计的核心。DC-DC 转换器的工作原理是本章的首要分析对象, 并选择了转换器使用的主回路拓扑结构。同时, 分析了转换器可以使用的控制技术, 介绍了转换器中软开关技术的应用和优势。

1.1 LLC 谐振 DC/DC 变换基本原理

直流变换器通过开关管将直流电源切断为方波是它的基本原理, 并且调节方波的高电平在一个波形周期内占有的时间比值来调节电压。

1.1.1 降压斩波电路

图 1 显示了斩波器的基本电路, 开关管 V 将输入 U_d 输出为方波至 r

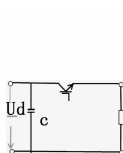


图 1 斩波器图

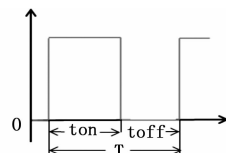


图 2 电压输出波形图

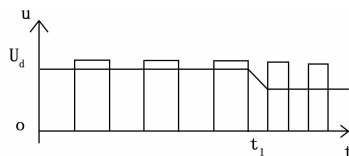


图 3 平均电压输出波形

收稿日期: 2019-05-07; 修回日期: 2019-05-17。

作者简介: 王添鑫(1995-), 男, 湖北省枝江市人, 在读硕士研究生, 主要从事缠绕机技术方向的研究。

图 2 中的绿线是斩波器的输出波形。图 3 中的绿线是其平均电压以红线示出的连续输出波形, 脉冲宽度窄, 在时

刻 T1 之前，平均电压（UR1）变高，脉冲变窄，平均电压（UR2）在时刻 T1 以后降低，固定方波周期 T 保持不变，并且可以实现降压要求。

图 4 是加有 LC 滤波的电路。当 V 导通时，L 和 C2 存储能量并向负载 R 传输功率；当 V 关断时，C2 向负载 R 输电，L 通过 D 向负载 R 输电。输出方波的频率较高，一般在几 kHz 到几十 kHz 之间，所以电感量较小，输出纹波不大。

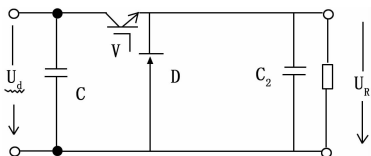


图 4 LC 滤波电路图

该电路输出电压 $U_R = D * U_d$ ，D 是占空比，值为 0 至 1。

1.1.2 升压斩波电路

如图 5 所示，当开关管 V 连接时，电感器 L 通过电流存储在 L 上的负载，负载上的电压由 C2 提供。

图 6 是一个三通道多路并行升压转换器电路。L1, V1 和 D1 构成通道 1，电路和工作原理与上述单通道升压斩波器相同。L2, V2 和 D2 构成通道 2，电路和工作原理与上述单通道升压斩波电路相同。L3, V3 和 D3 构成通道 3，电路和工作原理与上述单通道升压斩波电路相同。3 个通道的切换周期和切换时间相同，多通道并联电路可以增加输出电流。

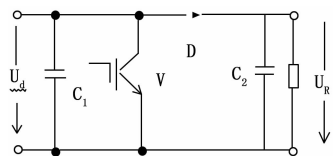


图 5 升压斩波电路图

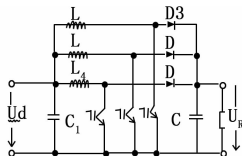


图 6 升压转换器电路

1.2 LLC 谐振 DC/DC 开关功率

电容器元件和磁元件储存能量，并利用它的性能作用到开关稳压器中，要实现 DC/DC 的变换，需要将电感器中储存的磁场形式的能量转换为负载的能量。

1.2.1 开关频率和储能元件

储能部件和功率开关的形状和大小受多方面影响，但是直接因素是工作频率，这是 DC/DC 变换其中的普遍现象^[13]。磁性元件所耦合的功率是： $P(L) = (2ILf) / 2$ ，即要维持不变的功率所要的电感也随之减弱，电感的大小减少主要是由于磁性材料的缠绕线匝数的减小导致。电容元件所耦合的功率是： $P(c) = (2VCf) / 2$ ，继而储能原件能实现相似物体大小减小。开关电源能用比较小的尺寸和印刷电路板面积，都得益于电容原件大小的减小。

1.2.2 逆变器的主电路的拓扑结构选择

如图 7 所示，功率开关管是 Q2 和 Q1。D1、D2 为整流二极管，LF、CF 为滤波器。这种拓扑结构的本工作原理是：

信号的控制导致电路的四个开关，并且输入高压直流电流被转换成高电压交变正弦脉冲串。Q1 导通时，电压 VIN 通过 Q1 施加到变频器 T 的初级侧，开关管 Q2 上的电压是原始电压 VIN 的两倍。之后，两根导管同时被切断。然后 Q2 导通，Q1 关闭，两个开关同时关闭以完成周期改变。每个周期重复上面的过程。

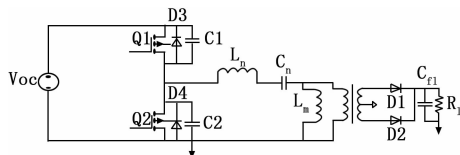


图 7 拓扑结构电路图

在拓扑结构中，输入电压 VIN 直接施加在高频变压器上，因而，仅使用了两个功率开关管就能实现较大功率的变换。而且，两个开关管的源极连在一起，对开关管的控制信号无需隔离，这就使得驱动电路大为简化，开关管容易受到电压应力的影响。

如图 8 所示，电路图结构中有两个三极管，两个开关管 Q1、Q2 在控制电路的驱动下交替导通，它承受的电压均为输入电压的二分之一^[14]。另一个电容由电源充电，电压升高。随后 Q1、Q2 都截止，两个电容通过充放电各自达到供电电压的一半。之后，Q2 打开，这与 Q1 打开时候情况类似，进而循环。

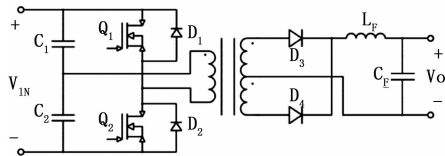


图 8 变换器拓扑结构电路图

因此，半桥式结构一般用在中等容量的电源中。然而，半桥电路的最大优点之一就是其抗失衡，这是其广泛应用的重要原因。

电路的均衡状态意味着两个频率开关管在一个循环时间的上一部分和下一半部分更迭地传导和截止。如果它们具有相等的饱和、压降和相等的脉冲宽度，则表明电路工作在平衡状态。当电路工作在平衡状态时，高频变换器在初级半个循环内的“电压-时间”特性是相同的。如果因为开关器的饱和和降压差异而导致加到高频变换器的电压在两个半循环内不相称，或者由于存储时间不一致，控制电路输出的脉冲宽度不相等或其他原因导致晶体管的脉冲宽度不相等电路就会工作在不平衡状态^[15]。此时，变压器的初级磁通量在一个周期内不能总是回到原点，而是在一定方向上逐渐增大，从而导致磁芯饱和，最终导致功率开关管损坏。

半桥电路结构的优点就在于上面叙述的情况不会发生，这是因为两个电容器 C1 和 C2 的电位影响了施加到半桥功率转换电路中的高频变换器。两个电容器确定电源电压，并且电压分布由它们各自的导通脉冲的宽度支配^[16]。因而

保证在不容的两个半周期内具有相同的“电压-时间”特性。对于存储时间的差异，从目前的设备生产角度来看，即使是同一批次的设备也不可能完全一样。如果要采用全桥或者推挽结构来说，就必须严格的对功率开关管进行挑选，保证参数尽量一直，或设置专门的平衡电路以解决电路的不平衡性问题^[17]。

相较于半桥式拓扑结构，全桥式拓扑结构的功率开关器件增加了一倍，成本必然增高，相应的驱动电路也会变得更为复杂。同时，在每一个导通回路上，至少有两个开关管同时导通，功率损耗必然更大，因此，全桥转换器更适合更高功率的应用。

推挽拓扑结构有两个主要优点，一是高频变换器内核效率较好，二是驱动电路简单。但其缺点是电路结构较错综复杂，本钱较高。全桥拓扑具有大量实用的功率管，并且需要更好的参数一致性。电键电压降低一半，实用于大功率电源。半桥拓扑适用于各种功率。最重要的是其具有抗不平衡性的能力，对电路对称性要求不严格。

开关电源中拓扑结构的选择原则是在满足性能要求的前提下综合考虑系统造价、性能指标和负载特性等因素。在实际应用中，并没有哪一个拓扑结构是最佳的，也就是说，对于不同的应用，要选取不同的拓扑结构。

1.3 隔离开关变换器

拓扑结构的隔离开关变换器是逆向、正向和推挽变换器的主要原理。这些电路重的能量都是输入电源传导于负载，并且通过一个变压器或者刺痛耦合部件促成。

1.3.1 逆向隔离变换器

反向隔离转换器根据变压器匝数比将输入电压转换为稳定的较低或较高值的输出电压。输出电压与输入电压的关系式为：

$$V_{out}/V_{in} = (1/N)(\delta/(1-\delta))V_{in}]V_{out} \quad (1)$$

1.3.2 正向隔离变换器

正向隔离转换器根据变压器的匝数比将输入电压转换成稳定的输出电压，具有较低的值或更高的值。输出电压和输入电压关系为：

$$V_{out}/V_{in} = (1/N)\delta V_{in} > V_{out} \quad (2)$$

1.3.3 推挽隔离变换器

推挽式隔离转换器将输入电压转换为稳定的低值输出电压。它们的关系为：

$$V_{out}/V_{in} = (2/N)\delta V_{in} > V_{out} \quad (3)$$

2 LLC 谐振 DC/DC 变换器系统设计

2.1 输入电感的设计

该变换器输入的平均电流为：

$$I_{dl} = \frac{P_0}{V_{in}} \quad (4)$$

假设转换器的电流纹波是已知 (ΔI)，则可以使用以下公式计算 L_{dc} ：

$$L_{dc} = \frac{V_{in} \times \Delta t}{\Delta I} \quad (5)$$

在公式中，纹波电流一个开关周期的导通时间表示为 S_2 。Ldc 的电感可以通过转换器的输出功率和电流纹波来选择。

2.2 隔直电容的选取

当初级伏秒值和复位伏秒值不相等时，会出现流量不平衡。磁通量将沿正向或反向的滞后回路继续增加，直至其饱和磁芯并损坏开关。在正常情况下，阻塞电容上的电压变化太大以避免过度的 EMI 是不理想的。该电压降的等效顶脉冲电流为 I_r ，流过该电流的电流为 $0.8 T/2$ 。因此，隔直电容的公式可以从下面的公式得出：

$$C_r = \frac{I_r \times 0.8 T/2}{dV} \quad (6)$$

2.3 用于半桥开关电容器的选择

半桥臂开关管并联电容 C 满足以下公式：

$$C = C_r + \frac{4}{C_{oss}} \quad (7)$$

其中， C_r 是 MOSFET 管两端并联的谐振电容， C_{oss} 是 MOSFET 管的电容。可以根据下式来计算开关管的死区时间：

$$t_r = 2V_{in}C/I_0 \quad (8)$$

在该电路中，由于 MOSFET 体电容 C_{oss} 通常较大，因此不需要额外的并联电容因此，故 $C \approx \frac{4}{3C_{oss}}$ 。

2.4 电路设计

2.4.1 控制电路原理

软件设计和硬件设计是包含于谐振 DC/DC 之中的。一个特殊的微处理器 DSP (TMS320 LF2407 A) 使用哈佛的分离结构和程序。具有特殊的 DST 程序代码并使用流水线，并且还具有一定的硬件乘法器。这些功能可以让各种数字信号撤离算法成为可能。近年来，电力电子已成为电机控制、不间断电源、数字信号处理等领域的全新 DSP 应用技术，在 DC/DC 转换器控制中，DSP 已被广泛使用。这次，TMS320 LF2407 A 被用作中央控制器来处理转换器的电源，电压和电流。并且还能器中间保护器的作用，可以保护上下通讯机的效果。如图 9 所示。

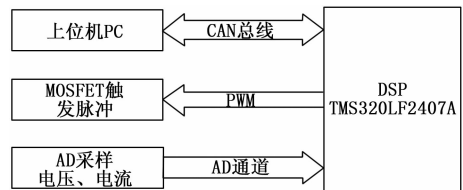


图 9 TMS320LF2407A 控制器电路原理图

如上图所示，DSP 的设计直接影响交流电动机和功率组件。周期为 33ns 的指令和十六位定点 DSP 内核是 2047DSP 的特点，进而可以生成三十二位的乘法指令，八个 16 位脉宽调制 (PWM) 通道启用对称和非对称 PWM 波形。

为了出现镜像 PWM 波形，事件管理器的按时播报器的算数方式必须根据开关原件的开关频率 f_{sw} 设置为连续增减的方式，且周期设置为 50 us (20 kHz 的开关频率)。

2.4.2 通讯控制

现场总线类型很多，其中之一是 CAN（控制器区域网络），它具有以下特点：

1) 在多主机操作模式下，无论主机还是从机，网络中的任何节点都可以随时主动向网络中的其他节点发送信息。

2) 直接通信的最大距离可以达到 10 Km（5 Kbps），最大通信速度可以达到 1 Mbps（40 m）。节点数量可以达到 110 个，通信介质可以是双绞线，同轴电缆或光纤^[18]。

3) 节点具有自动关闭功能只会在严重错误下出现，但不会影响总线的其他节点的工作。

由于上述特点，汽车行业已广泛应用 CAN 总线来进行通信。因此，双向 DC/DC 转换器也会连接到 CAN 总线系统中，进行 DC/DC 转换方向的控制。

2.4.3 LLC 谐振 DC/DC 变换器的驱动电路

由于 DSP 的 PWM 模块输出信号负载能力较差，无法驱动 MOSFET，所以需要放大从 DSP 输出的 PWM 波形，驱动隔离电路就是为实现这些功能而设计的。

2.4.3.1 IR2118 的功能原理及主要特点

IR2118 是一个具有高功率、高电压的驱动器，它是由脉冲增益电路、两个欠压检测保护电路、电平转换网络和一个施密特触发器集成的一个驱动器。一个 RS 触发器、两个 MOSFET 和一个脉冲滤波器组成了一个功率放大器其输出级，这加起来有九个单元电路。各引出端功能分别是：V_{cc} 是工作电源电压的逻辑输入部分；IN 端是控制脉冲输入端；COM 端是 V_{cc} 的参考地端；V_s 是高端浮动电源偏移电压；HO 端是驱动脉冲输出端；高端浮动电源电压属于 VB 端子，空浮动端子属于 NC 端子^[19]。

2.4.3.2 MOSFET 驱动电路原理

图 10 所示为 IR2118 驱动功率 MOSFET 驱动电路。

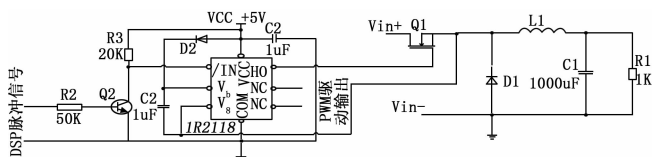


图 10 驱动电路原理图

要使 V_b 和 V_s 之间的电容器避免浮动，必须要运用自举技术产生 V_b，这样可以形成低串联电感和高频特性的良好电容器，陶瓷电容器或按钮电容器正好符合此要求，电容器容量可以为 0.1~1 F。随着 IR2118 工作频率的增加，这个电容会减小。

3 系统软件功能设计

实验操作通常是在不变的开关频率的状态下，来改变相角的形式进而改变输出的功率，另外，电感电流和电容电流由电流和电压变化控制。因此，要想产生 PWM 信号必须要在 PC 软件中设置合适的定时器中断，这种情况下可以计算电压和电流采样。

3.1 主程序设计

主程序流程图 11 所示，包括变量的初始化、通用的 I/

O 口的初始化和 DSP 核心控制器的初始化。

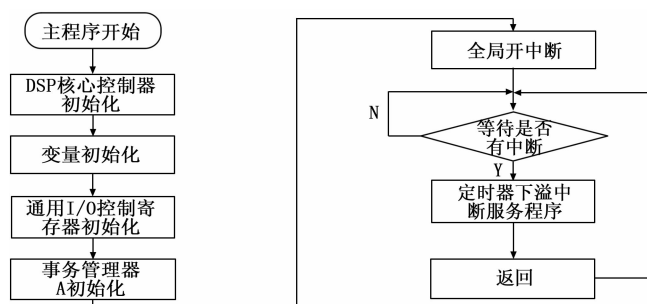


图 11 主程序流程框图

3.2 基于 DSP 的直接移相脉冲生成方法

有两种类型的相移驱动波形：模拟和数字^[20]。如果使用 UCC3875 和 UCC3895 等特殊模拟控制器来产生相移波形，尽管仿真方法所需要的费用更便宜，但调试起来会有很多的问题，并且硬件并不是被经常使用，相比于 DSP 的数字控制与传统的模拟控制，数字方法用起来更可靠灵活，也在更加适用，因此在复杂的高性能控制中数字方法得到了广泛的应用。因此，有必要提出一种基于软件的移相调制方案来实现相移控制。

3.2.1 数字移相 PWM 的 DSP 实现

PWM 波频率和脉冲宽度主要受周期值和比较值的影响。根据使用的比较器，主要有两种产生 PWM 波的方法：使用比较单元作为其中之一，它可以在 PWM1~PWM4 引脚上输出 4 个死区 PWM 控制信号，另一种是使用定时器比较寄存器；其中使用比较单元生成的 PWM 波是文中系统运用的重点。

影子寄存器是一个广泛使用的寄存器，因为有一个比较寄存器 CMPRX（X=1, 2, 3）所以在循环过程中的任何时候都可以将新值写入该影子寄存器。影子寄存器的内容将被加载到工作比较器中，以改变下一个周期的 PWM 脉冲宽度。利用该原理，可以通过在定时器周期的每一半期间根据相移角度值调整比较寄存器的比较值来实现相移驱动信号^[21]。

3.2.2 数字移相 PWM 程序流程图

如图 12 所示，下图是 DSP 的移相 PWM 调制方案流程图。实验证明：只需要利用 DSP 的时间管理器，并且不需要外部硬件既能生成相移脉冲，因此非常灵活方便，简单可靠。

在这篇文章中，2407 A DSP 的晶体振荡器是一个 20 MHz 的有源晶体振荡器，最短的单指令周期是 50 ns。要想满足设计需要，使相移精度为： $\varphi_{\min} = 90^\circ/125 = 0.72^\circ$ ，且必须要应用半桥 DC/DC 相应的定时器 T1 周期寄存器值为 500，开关频率为 20 kHz，以及最大相移角 90°。

4 LLC 谐振 DC-DC 变换器的仿真分析

4.1 引言

专门的系统仿真软件是一种高效的分析和设计工具，

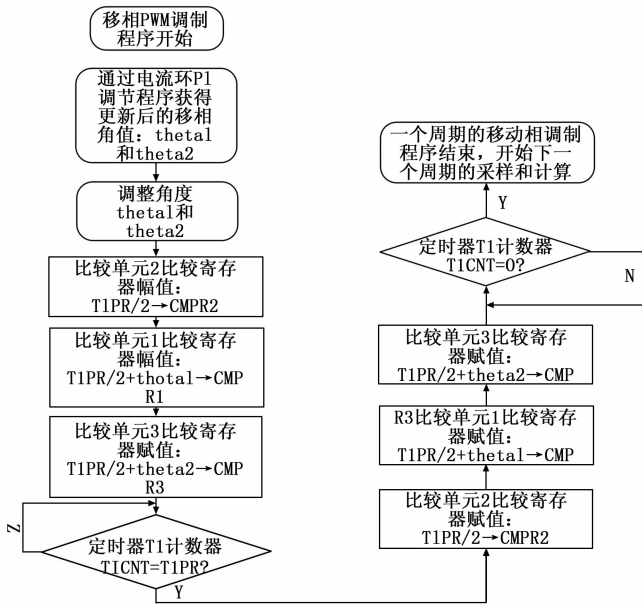


图 12 移相 PWM 调制程序流程图

可以代替人工计算和分析，而且可以代替设计师进行循环计算，仿真在很多运用方面都提高了效率，尤其是对建立模型进行分析和实际工程运用比较典型。下面将展示电力电子仿真软件 MATLAB 对电路的仿真和计算。

4.2 原理

为了获得稳定的直流输出，需要对电感器 L 和电容器 C 进行滤波。由 VT1 至 VT4 组成的 PWM 控制开关电源的仿真模型如图 13 所示。模型 VT1 至 VT4 的逆变器由通用桥模块组成。由于该模型没有合适的电源驱动模块，SIMULINK 模型使用两个 PWM 发生器来产生驱动脉冲，并且脉冲宽度由恒定模块的设定值控制。在第二个 PWM 发生器模块之前添加放大器增益，并设置放大系数 -1 以反转信号。

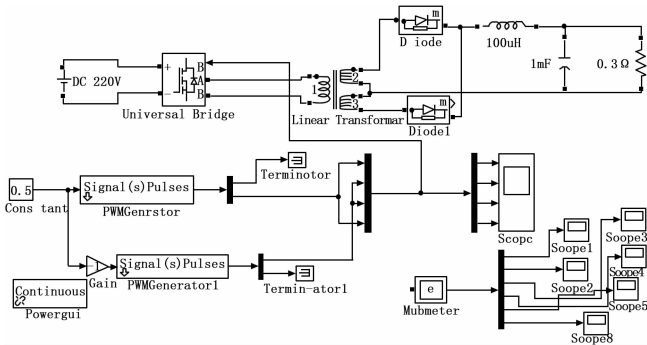


图 13 变频器和变压器电路参数

4.3 参数设计

由于 PWM 发生器模块的频率设定为 7 000 Hz，所以可以将控制脉冲设置成为同样的频率，并且所产生的高频交流电的频率也应该一致。LC 滤波器应当设置电感和电容。控制脉冲的频率比开关频率要小得多，也就是 LC 滤波器的转换频率。现设置 L 为 200 uH，C 为 2 mF。转折频率

$P=604.2 \text{ HZ}$ ，符合要求。负载电阻 $R=0.2 \Omega$ 。

将原直流电压设为 220 V，变压器比为 220:75，仿真时间为 0.04 s，仿真算法为 ode45。可得变压器一和二的端电压如图 14 和 15 所示，逆变器后，直流电变为 7000 HZ 的高频矩形交流电，初级电压幅值为 220 V，次级电压幅值为 75 V，是相一致的。VT1~VT4 的控制脉冲信号如图 16 所示。

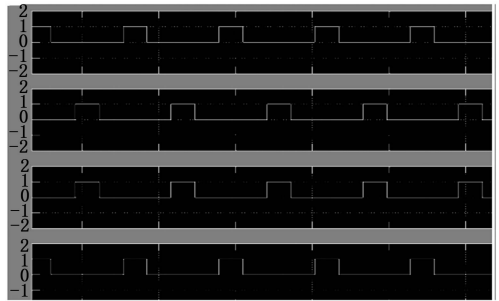


图 14 变压器电压图

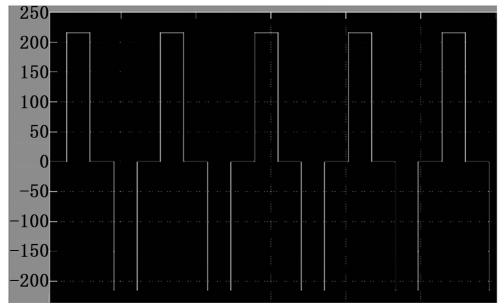


图 15 变流器电压图

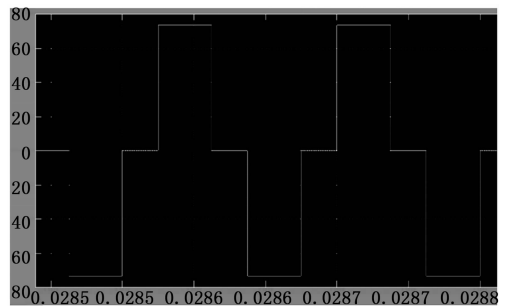


图 16 VT1~VT4 的控制脉冲信号

5 结束语

总体来说完成了设计的基本要求，而且分析了电路的工作原理，完成了 LLC 谐振 DC/DC 系统的优化设计，并且进行了仿真。DC / DC，LLC 转换器的一些详细仿真分析具有零电压切换的优点，与传统的功率转换器应用相比，可以实现更高的开关频率和更高的效率。与升压转换器不同，在这种类型的转换器中，PV 面板对地的寄生电容由于其固有的电隔离而不会产生任何泄漏电流问题。关于 LLC 转换器在高频率下的操作，可以使用更小，更具成本效益

(下转第 277 页)