

【编者按】为了满足电源工程师的要求，本刊从今年第2期起有计划地刊登一些有关电源技术方面的“技术讲座”。拟从“逆变器的工作原理及应用”开始，特邀华中科技大学的杨荫福和段善旭两位教授与本刊张乃国主编合作编写此稿，还要邀请企业的研发人员撰写应用实例。欢迎诸位编委、专家及企业的电源技术人员支持这一栏目。

## 逆变器的工作原理及应用(三)

华中科技大学 杨荫福 段善旭  
清华大学 张乃国

**摘要** 这里首先介绍恒频恒压逆变器，分析其电路结构和工作原理，讨论逆变器中变压器的直流不平衡及其控制方法等实用问题，还介绍几种SPWM逆变器产品的原理电路。

(上接第3期p.60)

### (2)控制系统

该装置采用了一种数/模结合的SPWM控制电路，其框图如图8所示，它由数字分频电路、三角波形成电路、调节器、标准正弦波形成电路及PWM形成电路等组成。系统的电压调节( $U_e$ )是为了稳定输出电压，电流调节( $I_e$ )是为了限制输出电流。电源的正弦输出畸变率小于5%，要求不是太高，逆变器的输出功率1kW也不大。因此，系统仅采用电压平均值闭环控制，稳定输出电压，对输出波形采用开环控制，即直接将幅值受控的标准正弦波和三角波比较。下面分析各环节的实现电路，逐步了解装置的组成。

#### ①数字分频电路

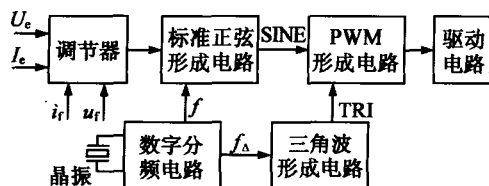


图8 SPWM控制电路框图

图9是数字分频电路，Y是石英晶体振荡器，它有稳定的振荡频率，频率稳定度可以达到万分之一。该电路选用振荡频率为1.8432MHz的晶振，它和 $R_1$ 、 $C_1$ 、 $C_2$ 组成频率信号产生电路，经过数字电路CD4017、CD4040处理，输出两路频率信号。CD4017是十进制计数器，第7脚的 $Q_3$ 计数端引至本芯片15脚的复位端可以实现三分频；CD4040是串行二进制计数器，9脚 $Q_1$ 可以得到2分频，2脚的 $Q_6$ 可以得到2的6次方既64分频。1.8432MHz的频率，分频后三角波频率为9.6kHz，标准正弦波的扫描频率

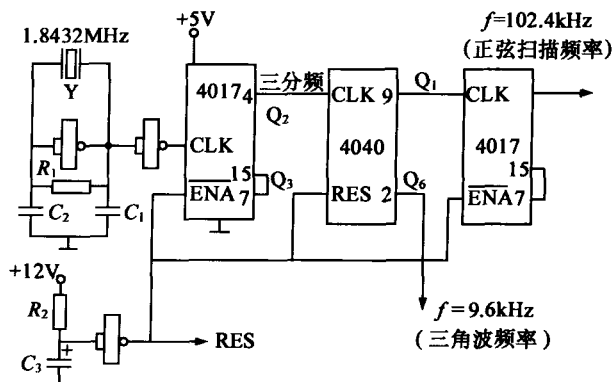


图9 数字分频电路

为102.4kHz。

### ②标准正弦波形成电路

标准正弦波的产生是利用数字电路实现的,电路原理如图10所示。

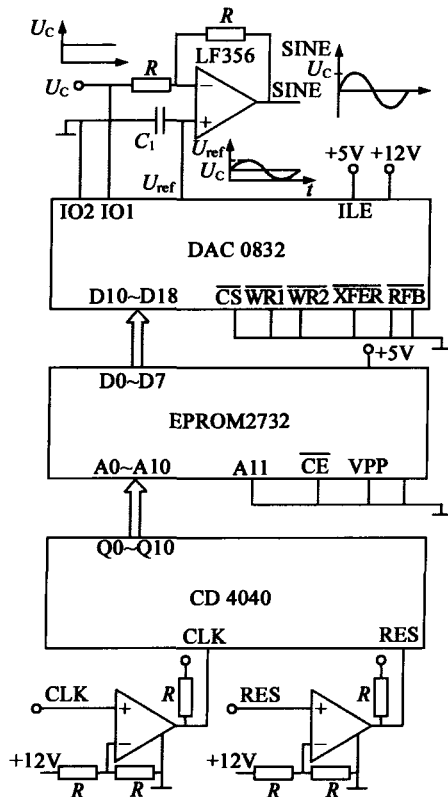


图10 标准正弦波形成电路

在EPROM(本例为2732)中存放的数据(十六进制)是这样得到的:将一个周期的单位正弦波分成 $N$ 等分,每一点的数据在计算机上事先离散算好再存放进去。由于写入的数据只能是正值,单位正弦波和图10中 $U_{ref}$ 的波形一致,幅值为 $U_c$ 的正弦波。本例中将一个周期的正弦波分成 $N=2048$ 份。

正弦扫描频率引入数字电路CD4040,CD4040的输出是一组地址扫描信号送到EPROM的地址线上,EPROM2732中存放的数据便依次送到D/A转换器DAC0832,它将这些数据转换成断续的模拟信号,经过一个小电容 $C_1$ ( $0.1\mu\text{F}$ 以下)滤波,得到连续模拟信号 $U_{ref}$ ,峰峰值由IO1端引入的给

定电压 $U_c$ 决定,电路中 $U_c$ 来自调节器的输出。经运放LF356处理,可以获得正负对称、幅值为 $U_c$ 的标准正弦波SINE。要产生的标准正弦波的频率 $f_1=50\text{Hz}$ ,那么扫描频率应为 $f_h=f_1 \times N=50 \times 2048\text{Hz}=102.4\text{kHz}$ ,和前面分频电路得到的频率一致。

正弦波的频率由稳定度相当高的晶振分频得到,故正弦波的频率稳定度很高;一个周期的正弦波分成2048份计算,故正弦波的波形畸变率很低;正弦波的幅值受控于给定电压。因此,该电路是一个高精度的正弦波发生器。

上述电路具有通用性,对一个已经写好数据的EPROM,若改变正弦扫描频率,可以改变标准正弦波频率;若改变EPROM中的数据,可实现不同的PWM调制策略,如梯形波调制、注入特定次谐波;若再增加两套电路,在3个EPROM中存放相位互差 $120^\circ$ 的数据,就可实现三相SPWM控制。

### ③三角波形成电路

分频电路提供了三角波频率信号,即为9.6kHz的脉冲信号,应用隔直、比例和积分电路即可得到幅值适当,正负对称的三角波,其频率为9.6kHz。

### ④SPWM形成电路

本装置SPWM形成电路如图11(a)所示,正弦信号SINE和三角载波信号TR来自前级电路;TL084是运算放大器,-TR由它接成的反向器得到。电路中大量使用了芯片LM311,它是由DIP8封装的快速电压比较器,不仅可以作为比较器,还可以利用它的特点作脉冲封锁。它的应用方法是:8脚、4脚分别接芯片电源的正、负端;2脚、3脚分别是同相、反相输入;1脚是低电平设定(可接电源负或地),它的电压值决定了LM311输出的低电平值;7脚为输出端,逻辑判断为“高电平”时,集电极开路(OC门特性),因此,7脚必须有上拉电阻同正电源连接,否则,没有高电平输出。图中的 $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$ 、 $R_4$ 等都是上拉电阻;5、6脚用来调节输入平衡(可不用),6脚还可以用作选通,如果

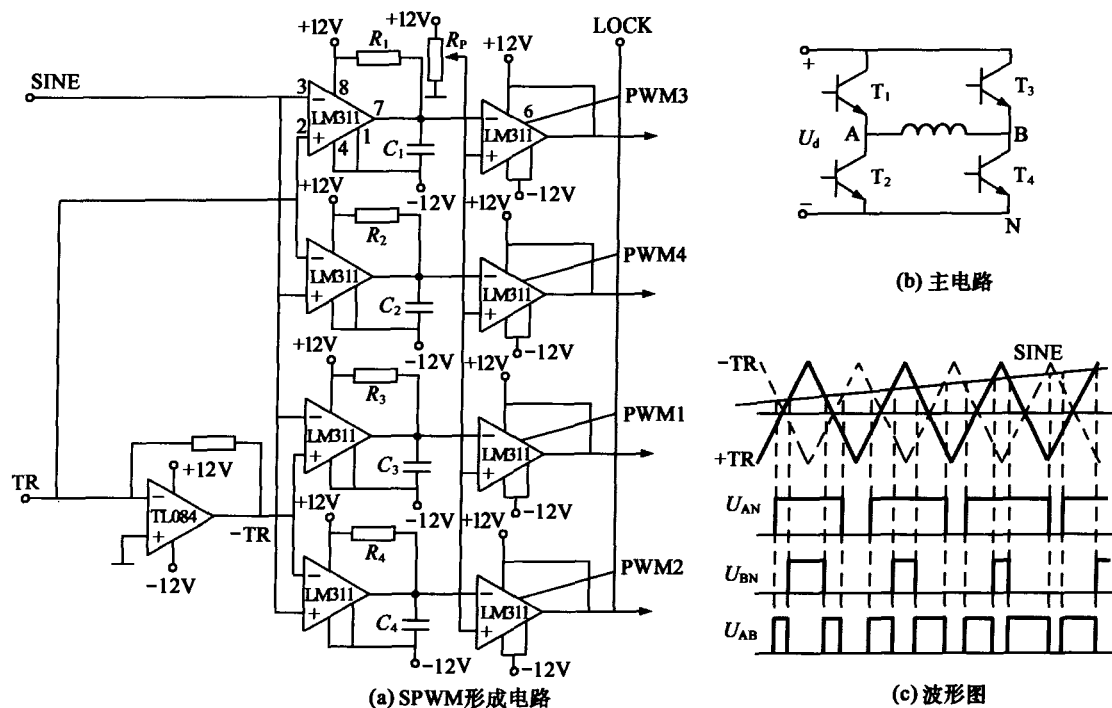


图11 SPWM波形成电路及其波形

LM311的6脚接低电平,其输出恒为高电平,这个特点往往用来设置脉冲封锁。

该系统设置PWM信号低电平有效,即PWM信号为低电平时,驱动电路产生驱动脉冲,IGBT导通。LOCK为保护电路输出的脉冲封锁信号;在电路出现故障时,LOCK的低电平送到后级各个LM311的6脚,使所有PWM为高电平,封锁驱动脉冲。如果不利用LM311封锁驱动,也可以设置PWM高电平有效,取消后级的LM311。

图11(a)中 $R_1 \sim R_4$ 、 $C_1 \sim C_4$ 和 $R_p$ 还组成了死区形成电路,参数大小决定死区时间, $R_p$ 可以调节死区大小,IGBT的开关时间为 $2 \mu\text{s}$ 左右,死区时间设为 $4 \mu\text{s}$ 。

根据图11(a)中各个比较器的输入信号和比较器性能,结合图11(b)不难得出图11(c)所示的单极倍频电压波形,利用两个反相的三角载波与一个正弦调制波比较,同样实现了单极倍频的SPWM调制。

### (3)驱动电路

驱动50A/600V的IGBT可选用东芝公司生产的光电耦合器TLP250,它是具有驱动能力的快速光耦。TLP250最大输入电流为20mA,最大输出电流为1.5A,可以用它驱动50A的IGBT或者功率MOSFET。芯片工作电压10~35V,一般取20V。TLP250组成的驱动原理电路如图12所示,TLP250的8、5脚接隔离控制电源,1、4脚为空脚,6、7脚并联输出。2、3脚为控制信号输入端,内部发光二极管导通时,经光电耦合,推挽输出幅值为+15V的驱动信号。当发光二极管阻断时,芯片通过5V稳压管Dz的稳压作用,为开关器件门极提供-5V反向偏置电压。根据图12所示的PWM形成电路的逻辑关系,低电平时驱动有效。LM311的输出接到TLP250的3脚,TLP250的2脚通过电阻 $R_1$ 接地。

### (4)辅助电源

在桥式逆变电路中,一个桥臂上下两管驱动电

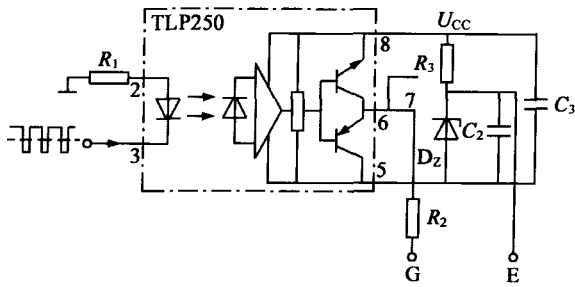


图12 TLP250组成的驱动原理

路的电源应各自独立,两个桥臂的上管无共地点,下管可以共地。因此,驱动4管时,至少要有3路独立电源。采用单端反激式开关电源作为辅助电源提供3组20V电源和±12V电源。3组20V电源分别作为4个IGBT的驱动模块电源,±12V电源给控制系统的芯片供电。

在本例中,只要有直流输入,辅助电源就供电,控制系统就具备控制和保护能力,脉冲封锁,合上开关以后,由开关的辅助触头开放脉冲,逆变器开始软启动。

### 1.3 三相恒压恒频正弦波逆变器

#### (1)三相逆变器主电路

中、小功率三相逆变器一般采用三相桥式逆变电路,系统组成原理如图13所示。图中晶闸管T和R<sub>0</sub>构成预充电网络,滤波电容C<sub>1</sub>通过R<sub>0</sub>充电,充电完成以后,触发晶闸管使其导通,短接电阻R<sub>0</sub>。

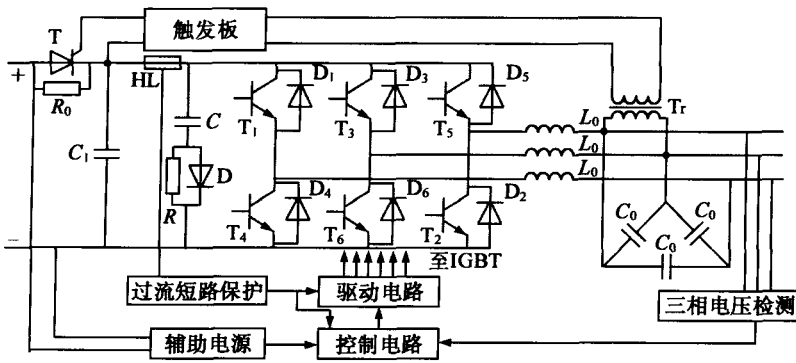


图13 三相逆变系统组成原理图

该系统由逆变器输出接一个变压器T<sub>r</sub>,经过触发板提供脉冲,即在逆变器开始工作以后短接电阻。霍尔元件HL提供直流电流取样信号,三相电压检测环节一般用反馈变压器和整流电路组成,二极管D、电阻R及电容C组成IGBT的母线缓冲电路。逆变桥输出端的L<sub>0</sub>、C<sub>0</sub>是交流滤波网络。

#### (2)SPWM三相逆变器

##### ①系统组成

三相脉冲形成可采用1.1节介绍的SPWM控制方式,控制系统框图如图14所示。在3片EPROM内写入3个相差120°的正弦波数据,经数/模转换后,形成3个互差120°的正弦波。它们与同一三角波比较,便可得到三相SPWM控制脉冲分别驱动3个桥臂。EPROM内的数据可以进一步优化,如采用

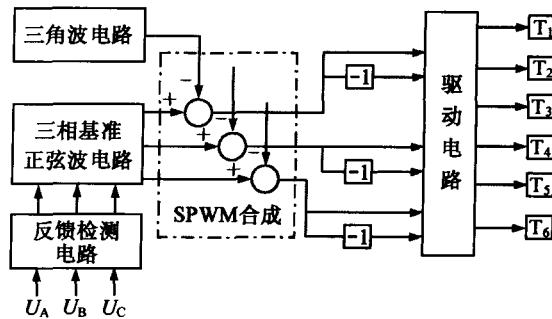


图14 三相SPWM系统框图

三相调制波的谐波注入法等。对三相逆变器的调制方法,目前多趋向数字化控制,并从克服直流不平衡、抑制谐波等多方面考虑。

##### ②门极驱动

IGBT的驱动电路型号较多。但是,每块驱动芯片只能驱动1支IGBT,若用于三相逆变系统需6片驱动模块和不少于4个互相隔离的独立电源。如果逆变器的功率不大,可以选用IR21系列驱动电路。

IR21系列是国际整流器(IR)公司推出的高压驱动器,一片IR2110集成电路可同时驱动一个桥臂的两支场控开关管(IGBT或PMOSFET),只需一路控制电源。一片IR2130可直接驱动中小容量的6支场控开关管,并且也只需一路控制电源。IR2130是28引脚双列直插式集成电路,应用方法如图15所示。HIN1、HIN2、HIN3为3个

压最大不超过400V;上下桥臂间设有 $2\mu s$ 左右的死区,可直接驱动中小容量的6支功率MOSFET或IGBT。

(3)控制器的设计

控制器的参数设计是否合理,关系到系统能否稳定运行。下面以瞬时值内环反馈双环控制为例,介绍LC滤波器及PI控制器的设计方法。瞬时

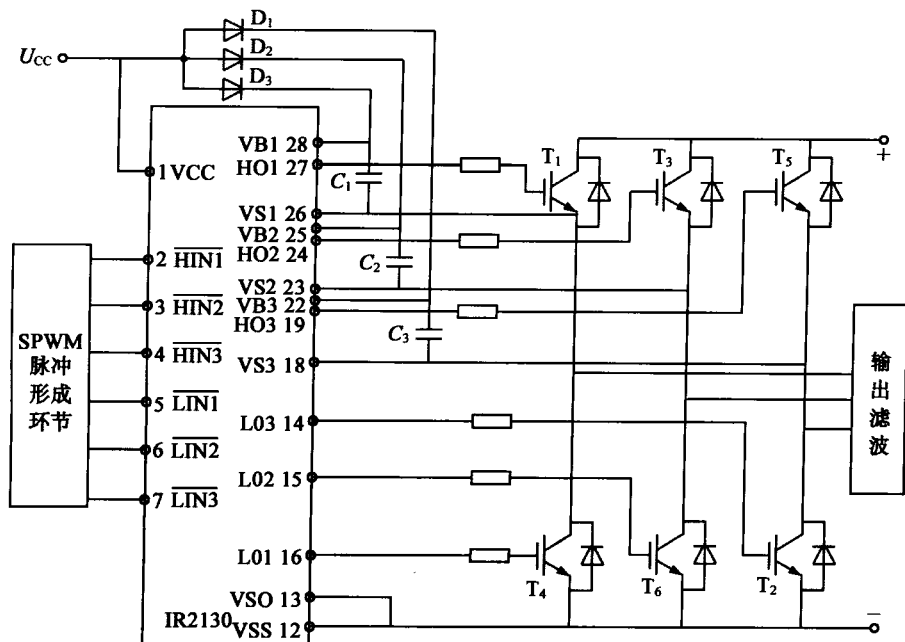


图15 IR2130结构及应用电路

高侧输入端,LIN1、LIN2、LIN3为3个低侧输入端,HO1、VS1、HO2、VS2、HO3为3路高侧输出端,L01、L02、L03为3路低侧输出端,VSS为电源地,VSO为驱动地,VB1、VB2、VB3为3路高侧电源端。

采用IR2130作为驱动电路时,外围元件少,性价比明显提高。它的高压侧的3路驱动电源由 $U_{CC}$ 采用自举电路得到。

IR2130最大正向驱动电流为250mA,反向峰值驱动电流为500mA;内部设有过流、过压、欠压、逻辑识别保护;故障时自行封锁脉冲,并输出故障指示信号;它的浮动电

值内环反馈双环控制框图如图16所示,内环为瞬时值环,用来控制输出电压波形的正弦度,外环采用平均值控制,以保证电压的平均值与参考值一致。如果波形的正弦度好,平均值和有效值就有一一对应关系,如果平均值恒定,有效值就恒定,采用平均值反馈可以保证输出电压(有效值)的精度。

平均值外环的PI调节器输出控制正弦波幅值,幅值乘以单位正弦波后的信号为内环给定,与输出电压瞬时值比较经内环PI调节器输出正弦波调制信号,调制信号与三角载波比较后产生的PWM信号经驱动电路控制逆变桥的开关器件。

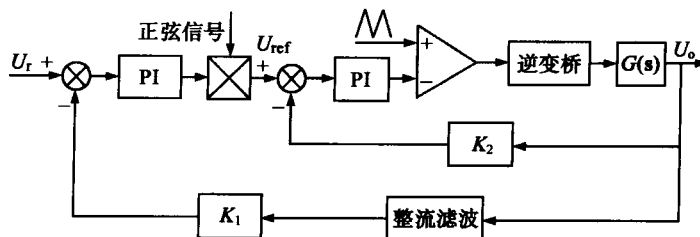


图16 瞬时值内环反馈双环控制框图

(未完待续)