

□关山

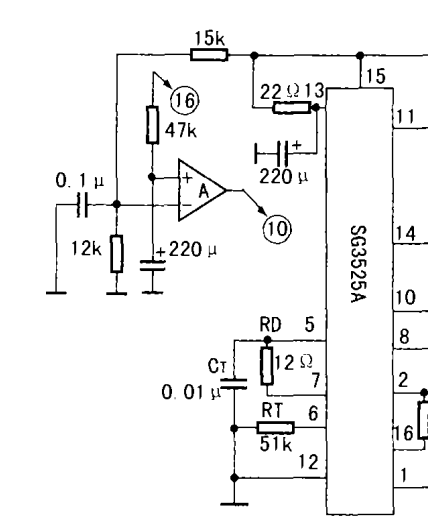
大功率稳压逆变电源的设计与制作

标称功率 300W 的逆变电源,用于家庭电风扇、电视机,以及日常照明等是不成问题的。笔者曾用过 300W 逆变器,利用 12V/60AH 蓄电池向上述家用电器供电,一次充满电后,可使用近 5 小时。不过,即使蓄电池电压充足,启动 180 立升的电冰箱仍有困难,因启动瞬间输出电压下降为不足 180V 而失败。电冰箱压缩机标称功率多为 100W 左右,实际启动瞬间电流可达 2A 以上,若欲使启动瞬间降压不十分明显,必须将输出功率提高至 600VA。如在增大输出功率的同时,采用 PWM 稳压系统,可使启动瞬间降压幅度明显减小。无论电风扇还是电冰箱,应用逆变电源供电时,均应在逆变器输出端增设图 1 中的 LC 滤波器,以改善波形,避免脉冲上升沿尖峰击穿电机绕组。

逆变电源由蓄电池供电,一般应用于照明、风扇、甚至电冰箱均不加稳压系统。因为蓄电池充满电后,即使每单元电压达到 2.4V,12V 蓄电池电压也不过 14.4V,而且此电压的保持时间极短,随即降低为 13.2V,在正常的放电时间内维持 12V 的电压。所以,逆变后的交流输出不会超过额定值的 +20%,处于国内电网电压误差的上限,一般电器设备在短期内可以承受,而不致损坏。至于蓄电池电压低于 12V 以后,从不损坏电池的角度着想,不应再继续放电,而必须进行充电。蓄电池放电电压低于 12V 以后,即使逆变器有稳压系统,也不可能在额定负载下保持输出电压稳定。因为蓄电池电压降低,逆变器稳压系统通过脉宽调制器增大开关管的导通时间,使输出电压稳定。脉宽增大后,意味着蓄电池负载电流平均值增大,蓄电池放电电压进一步下降,稳压成了无本之木。

铅酸蓄电池几乎和所有的电池一样,在正常放电期间,端电压在其额定

容量以内,电压和时间的关系大部分范围内是一条水平线,当放电终了,电压低于 12V 以后,则放电电压随时间延长呈斜率很大的斜线下降。所以,逆变器的稳压对此几乎无意义。



变差,而且随着输出功率的增大,开关管驱动电流需大于集电极电流的 $1/\beta$,致使普通驱动 IC 无法直接驱动。虽采用多级放大可以达到目的,但是波形

当然,不是说逆变电源都无需加入稳压系统,对某些特殊用途要求供电电压误差不超过 $\pm 10\%$,甚至是 $\pm 5\%$ 的情况下,为避免蓄电池充电后使逆变电压升高,还是需要加入稳压系统。如电脑用 UPS、测试仪器用备用电源等,均设有稳压系统。再者,对某些自激变换器组成的逆变电源,也必须加入稳压系统。自激式小功率逆变器,由开关管和变压器组成自激振荡逆变电路,由变压器送至开关管基极的正反馈脉冲,并不完全取决于变换器的供电电压。实际上,当供电电压不变时,由于负载电流的改变,将使开关管的负载阻抗产生变化,感应的正反馈脉冲也随之而变,结果导致输出电压的改变。因此,自激式逆变电源不能在完全空载时开机,欲使用逆变电源,需先接入负载,再启动逆

变器,否则开关管或变压器将被击穿。加入稳压系统后,不仅能自激型逆变器稳定输出电压,而且还能抵消负载电流的变化。

相对而言,它激式逆变器开关管驱动脉冲并非取自变压器的正反馈脉冲,由于负载变动引起的变压器初级阻抗改变,只反映开关管负载阻抗的变化,只要逆变器的供电和前级驱动脉冲不变,不可能导致输出电压大范围升高。即使输出电压随负载改变,其变化范围也极小,属于变压器正常的铜损耗与负载电流之间的关系。

其实,它激式逆变器本身大多采用开关电源通用型驱动控制集成电路,其本身具有完善的稳压系统和保护功能,当用于逆变器时只是未使用稳压电路而已。若增设稳压系统,只需外加极简单电路和少数元器件即可。以本文前述用 SG3525A 组成的逆变电源为例,用 SG3526N 后,其逆变器的制作见本专集另一篇文章。

电子制作 2004 年 第 9 期 5

失真却明显增大,从而导致开关管的导通/截止损耗也增大。目前解决大功率逆变电源及 UPS 的驱动方案,大多采用 MOS FET 管作开关器件。

一、MOSFET 管的应用

近年来,金属氧化物绝缘栅场效应管的制造工艺飞速发展,使之漏源极耐压(V_{DS})达 kV 以上,漏源极电流(I_{DS})达 50A 已不足为奇,因而被广泛用于高频功率放大和开关电路中。

除此而外,还有双极性三极管与 MOS FET 管的混合产品,即所谓 IGBT 绝缘栅双极晶体管。顾名思义,它属 MOS FET 管作为前级、双极性三极管作为输出的组合器件。因此,IGBT 既有绝缘栅场效应管的电压驱动特性,又有双极性三极管饱和压降小和耐压高的输出特性,其关断时间达到 $0.4\mu s$ 以下, V_{CEO} 达到 1.8kV, I_{CM} 达到 100A 的水平,目前常用于电机变频调速、大功率逆变器和开关电源等电路中。

一般中功率开关电源逆变器常用 MOS FET 管的并联推挽电路。MOS FET 管漏-源极间导通电阻,具有电阻的均流特性,并联应用时不必外加均流电阻,漏源极直接并联应用即可。而栅源极并联应用,则每只 MOS FET 管必须采用单独的栅极隔离电阻,避免各开关管栅极电容并联形成总电容增大,导致充电电流增大,使驱动电压的建立过程被延缓,开关管导通损耗增大。

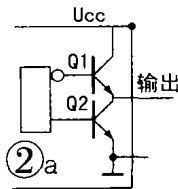
二、MOSFET 的驱动

近年来,随着 MOS FET 生产工艺的改进,各种开关电源、变换器都广泛采用 MOS FET 管作为高频高压开关电路,但是,专用于驱动 MOS FET 管的集成电路国内极少见。驱动 MOS FET 管的要求是,低输出阻抗,内设灌电流驱动电路。所以,普通用于双极型开关管的驱动 IC 不能直接用于驱动场效应管。

目前就世界范围来说,可直接驱动 MOS FET 管的 IC 品种仍不多,单端驱动器常用的是 UC3842 系列,而用于推挽电路双端驱动器有 SG3525A (驱动 N 沟道场效应管)、SG3527A (驱

动 P 沟道场效应管)和 SG3526N (驱动 N 沟道场效应管)。然而在开关电源快速发展的近 40 年中,毕竟有了一大批优秀的、功能完善的双端输出驱动 IC。同时随着 MOS FET 管应用普及,又开发了不少新电路,可将其用于驱动 MOS FET 管,解决 MOS FET 的驱动无非包括两个内容:一是降低驱动 IC 的输出阻抗;二是增设 MOS FET 管的灌电流通路。为此,不妨回顾 SG3525A、SG3527A、SG3526N 以及单端驱动器 UC3842 系列的驱动级。

图 2a 为上述 IC 的驱动输出电路(以其中一路输出为例)。振荡器的输出脉冲经或非门,将脉冲上升沿和下降沿输出两路时序不同的驱动脉冲。在脉冲正程期间,Q1 导通,Q2 截止,Q1

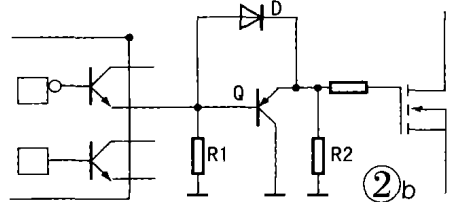


发射极输出的正向脉冲,向开关管栅极电容充电,使漏-源极很快达到导通阈值。当正程脉冲过后,若开关管栅-源极间充电电荷不能快速放完,将使漏源极驱动脉冲不能立即截止。为此,Q1 截止后,或非门立即使 Q2 导通,为栅源极电容放电提供通路。此驱动方式中,Q1 提供驱动电流,Q2 提供灌电流(即放电电流)。Q1 为发射极输出器,其本身具有极低的输出阻抗。

为了达到上述要求,将普通用于双极型开关管驱动输出接入图 2b 的外设驱动电路,也可以满足 MOS FET 管的驱动要求。设计驱动双极型开关管的集成电路,常采用双端图腾柱式输出两路脉冲,即两路输出脉冲极性是相同的,以驱动推挽的两只 NPN 型三极管。为了让推挽两管轮流导通,两路驱动脉冲的时间次序不同。如果第一路输出正脉冲,经截止后,过一死区时间,第二路方开始输出。两路驱动级采用双极型三极管集电极开路输出,以便于取得不同的脉冲极性,用于驱动 NPN 型或 PNP 型开关管。

图 2b 中接入了 PNP 型三极管 Q 和二极管 D,其作用是分别使驱动电流和灌电流分路。前级驱动 IC 内部

缓冲器的发射极,在负载电阻 R1 上建立未倒相的正极性驱动脉冲使三极管 Q 截止。在驱动脉冲上升沿开始,正极性脉冲通过二极管 D 加到 MOS FET 开关管栅-源极,对栅源极电容 C_{GS} 充电,当充电电压达到开关管栅极电压阈值时,其漏源极导通。正脉冲持续期过后,IC 内部缓冲放大器发射极电平为零,输出端将有一定时间的死区。此时,Q 的发射极带有 C_{GS} 充电电压,因而 Q 导通, C_{GS} 通过 Q 的 ec 极放电,Q 的集电极电流为灌电流通路。R2 为开关管的栅极电阻,目的是避免开关管的栅极在 Q、D 转换过程中悬空,



否则其近似无穷大的高输入阻抗极容易被干扰电平所击穿。采用此方式利用普通双端输出集成电路,驱动 MOS FET 开关管,可以达到比较理想的效果。为了降低导通/截止损耗,D 应选用快速开关二极管。Q 的集电极电流应根据开关管决定,若为了提高输出功率,每路输出采用多只 MOS FET 管并联应用,则应选择 I_{CM} 足够大的灌流三极管和高速开关二极管。

三、TL494 应用

目前所有的双端输出驱动 IC 中,可以说美国德克萨斯仪器公司开发的 TL494 功能最完善、驱动能力最强,其两路时序不同的输出总电流为 SG3525 的两倍,达到 400mA。仅此一点,使输出功率千瓦级及以上的开关电源、DC/DC 变换器、逆变器,几乎无一例外地采用 TL494。虽然 TL494 设计用于驱动双极型开关管,然而目前绝大部分采用 MOS FET 开关管的设备,利用外设灌流电路,也广泛采用 TL494。为此,本节中将详细介绍其功能及应用电路。其内部方框图如图 3 所示。其内部电路功能、特点及应用方法如下:

A. 内置 RC 定时电路设定频率的独立锯齿波振荡器,其振荡频率 f_0 (kHz) = $1.2/R(k\Omega) \cdot C(\mu F)$,其最高振荡

频率可达 300kHz,既能驱动双极性开关管,增设灌电流通路后,还能驱动 MOS FET 开关管。

B. 内部设有比较器组成的死区时间控制电路,用外加电压控制比较器的输出电平,通过其输出电平使触发器翻转,控制两路输出之间的死区时间。当第 4 脚电平升高时,死区时间增大。

C. 触发器的两路输出设有控制电路,使 Q1、Q2 既可输出双端时序不同的驱动脉冲,驱动推挽开关电路和半桥开关电路,同时也可输出同相序的单端驱动脉冲,驱动单端开关电路。

D. 内部两组完全相同的误差放大器,其同相输入端均被引出芯片外,因此可以自由设定其基准电压,以方便用于稳压取样,或利用其中一种作为过压、过流超阈值保护。

E. 输出驱动电流单端达到 400mA,能直接驱动峰值电流达 5A 的开关电路。双端输出脉冲峰值为 $2 \times 200\text{mA}$,加入驱动级即能驱动近千瓦的推挽式和桥式电路。

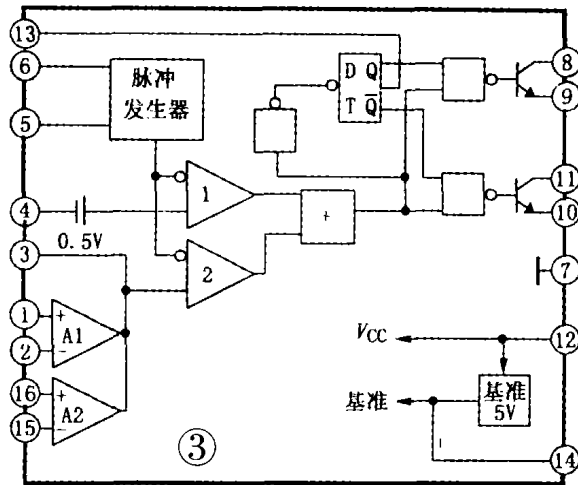
TL494 的各脚功能及参数如下:

第 1、16 脚为误差放大器 A1、A2 的同相输入端。最高输入电压不超过 $V_{cc}+0.3V$ 。

第 2、15 脚为误差放大器 A1、A2 的反相输入端。可接入误差检出的基准电压。

第 3 脚为误差放大器 A1、A2 的输出端。集成电路内部用于控制 PWM 比较器的同相输入端,当 A1、A2 任一输出电压升高时,控制 PWM 比较器的输出脉宽减小。同时,该输出端还引出端外,以便与第 2、15 脚间接入 RC 频率校正电路和直接负反馈电路,一则稳定误差放大器的增益,二则防止其高频自激。另外,第 3 脚电压反比于输出脉宽,也可利用该端功能实现高电平保护。

第 4 脚为死区时间控制端。当外加 1V 以下的电压时,死区时间与外加



TL494 内部电路框图

电压成正比。如果电压超过 1V,内部比较器将关断触发器的输出脉冲。

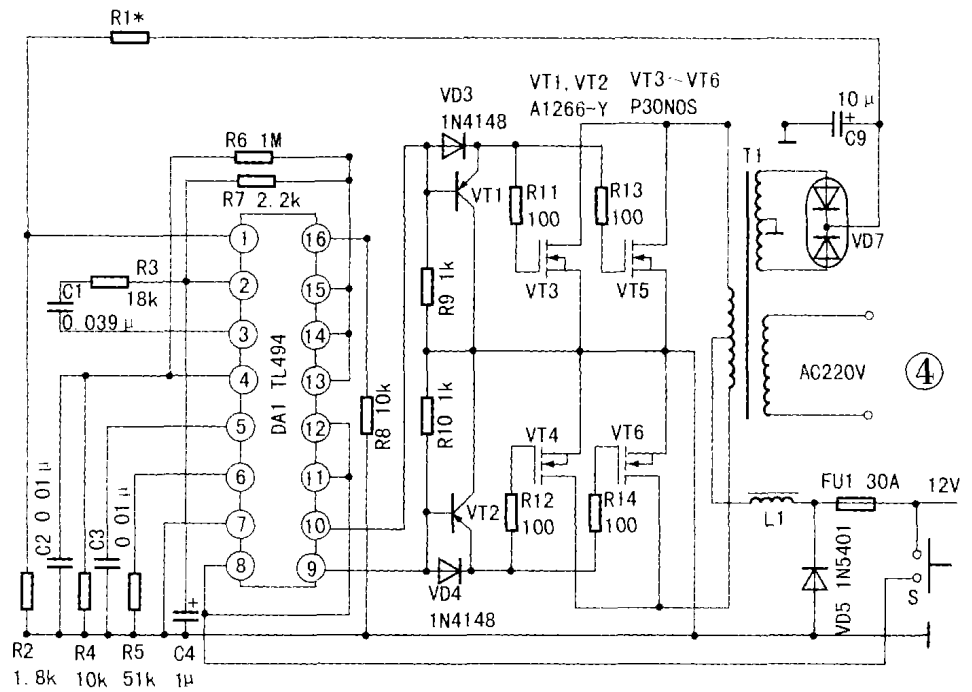
第 5 脚为锯齿波振荡器外接定时电容端,第 6 脚为锯齿波振荡器外接定时电阻端,一般用于驱动双极性三极

第 14 脚为内部基准电压精密稳压电路端。输出 $5V \pm 0.25V$ 的基准电压,最大负载电流为 10mA。用于误差检出基准电压和控制模式的控制电压。

TL494 的极限参数:最高瞬间工作电压(12 脚)42V,最大输出电流 250mA,最高误差输入电压 $V_{cc}+0.3V$,测试/环境温度 $\leq 45^\circ\text{C}$,最大允许功耗 1W,最高结温 150°C ,使用温度范围 $0 \sim 70^\circ\text{C}$,保存温度 $-65 \sim +150^\circ\text{C}$ 。

TL494 的标准应用参数: V_{cc} (第 12 脚)为 7~40V, V_{cc1} (第 8 脚)、 V_{cc2} (第 11 脚)为 40V, I_{c1} 、 I_{c2} 为 200mA, R_T 取值范围 1.8~500k Ω , C_T 取值范围 4700pF~10 μF ,最高振荡频率(f_{osc}) $\leq 300\text{kHz}$ 。

图 4 为外刊介绍的利用 TL494



□周锡春

100-200W 逆变电源的制作

频繁停电给日常生活及文化娱乐,带来严重影响。电瓶虽能点亮灯泡和电珠,但无力打开电风扇和影视设备;想看电视,听音乐,只有望机兴叹;电脑也会因停电而丢掉某些存储数据。(信息)小型发电机发电有噪音,又需监管,少量用电不合算,应用逆变电源即可解决以上问题,逐渐成为家庭的“备用电源”。制作逆变器,报刊杂志已有多次介绍,现介绍一种应用普通、易购的常用低价的电子元件,制作不复杂的逆变电源,供有兴趣的爱好者,参考制作。如需增大为300-500W,只要增加功率管数量即可(或选用大功率管、场效应管),正常使用时,功率管不烫手即可。

工作原理: V1、V2、C1、C2、R2、R3 组成多谐振荡电路,频率为50Hz,输出波形经 C3、C4、R5、R6、D2、D3 形成上下对称的方波信号,由 V3、V4 放

大,V5、V6 激励,推动上、下两组功放管工作,由变压器 T 输出 200-250V 电压,供负载工作。充电时,由次级输入 200V 交流电源,经初级 L1、L2 输出至 D4、D5,全波整流后给电瓶充电,充电时,前面的晶体管都不工作。

制作和代用: 国内家用电器,要求电源频率为50Hz,如果远离50Hz频率,家用电器就不能正常工作。制作逆变电源,成功与否的关键之一是要求频率必须达到50Hz左右,是否符合这要求,简单的测试方法是在负载上接电风扇,电风扇会正常运转,频率在50Hz左右了。具体测试用频率表,接在V2的集电极与发射极上,看频率是否符合,有差距时,可调整C1、C2、R2、R3的数值来解决。为使频率稳定不飘移,V1、V2 选用配对管,C1、C2 用CBB电容,R2、R3 用金属膜精密电阻。如一时无0.33 μ F电容,可改用0.47 μ F电容,但

R2、R3 也要同时换上15k左右的电阻,以确保频率在50Hz左右。

激励管 V5、V6 以后的功率管,为压低制作成本,可用3DD15D并联使用,100W需4只,200W需8只,应选用上下特性一致的。由于多只并联,管子有离散性,较难选配一致,差的管子易击穿,形成故障,可在各功放管发射极上串接0.2 Ω /5W的电阻(用3DD15时),以减小影响。最好是选用总功率满足要求的大功率管或场效应管一只或二只,便于安装,可不用发射极电阻,廉价的大功率管或场效应管,可在报刊上寻找邮购,散热片可用铝排,铝合金角料代用,安装处涂上硅脂,以利传热散发。

电源变压器的制作,业余搞到的变压器铁芯,质量不一,选用的安/匝,线径不同,实际输出电压会有差距,负载大小也影响到输出电压的高低,建议在次级多抽几个线头,供实际调节输出

相输入端2脚输入5V基准电压(由14脚输出)。当输出电压降低时,1脚电压降低,误差放大器输出低电平,通过PWM电路使输出电压升高。正常时1脚电压值为5.4V,2脚电压值为5V,3脚电压值为0.06V。此时输出AC电压为235V(方波电压)。

第4脚外接R6、R4、C2设定死区时间。正常电压值为0.01V。

第5、6脚外接C_T、R_T设定振荡器三角波频率为100Hz。正常时5脚电压值为1.75V,6脚电压值为3.73V。

第7脚为共地。

第8、11脚为内部驱动输出三极管集电极,第12脚为TL494前级供电端,此三端通过开关S控制TL494的启动/停止,作为逆变器的控制开关。当S1关断时,TL494无输出脉冲,因此开关管VT4-VT6无任何电流。S1接通时,此三脚电压值为蓄电池的正极电压。

第9、10脚为内部驱动级三极管

发射极,输出两路时序不同的正脉冲。正常时电压值为1.8V。

第13、14、15脚其中14脚输出5V基准电压,使13脚有5V高电平,控制门电路,触发器输出两路驱动脉冲,用于推挽开关电路。第15脚外接5V电压,构成误差放大器反相输入基准电压,以使同相输入端16脚构成高电平保护输入端。此接法中,当第16脚输入大于5V的高电平时,可通过稳压作用降低输出电压,或关断驱动脉冲而实现保护。在它激逆变器中输出超压的可能性几乎没有,故该电路中第16脚未用,由电阻R8接地。

该逆变器采用容量为400VA的工频变压器,铁芯采用45 \times 60mm²的硅钢片。初级绕组采用直径1.2mm的漆包线,两根并绕2 \times 20匝。次级取样绕组采用0.41mm漆包线绕36匝,中心抽头。次级绕组按230V计算,采用0.8mm漆包线绕400匝。开关管

VT4-VT6可用60V/30A任何型号的N沟道MOSFET管代替。VD7可用1N400X系列普通二极管。该电路几乎不经调试即可正常工作。当C9正极端电压为12V时,R1可在3.6-4.7k Ω 之间选择,或用10k Ω 电位器调整,使输出电压为额定值。如将此逆变器输出功率增大为近600W,为了避免初级电流过大,增大电阻性损耗,宜将蓄电池改用24V,开关管可选用V_{DS}为100V的大电流MOSFET管。需要注意的是,宁可选用多管并联,而不选用单只I_{DS}大于50A的开关管,其原因是:一则价格较高,二则驱动太困难。建议选用100V/32A的2SK564,或选用三只2SK906并联应用。同时,变压器铁芯截面需达到50cm²,按普通电源变压器计算方式算出匝数和线径,或者采用废UPS-600中变压器代用。如为电冰箱、电风扇供电,请勿忘记加入LC低通滤波器。 ◀