

PWM型高压电源的设计

蒋立昕, 刘步尧

(中国航空工业集团公司洛阳电光设备研究所, 河南 洛阳 471009)

摘要: 以CRT为像源的平视显示系统对高压电源的性能、效率、体积、重量等有很高的要求,PWM型高压开关电源因为具有体积小、重量轻、效率高等优点而获得了广泛的应用。对PWM型高压电源的原理、单元电路等进行详细的介绍。电路采用逆变方式,从27V直流电压,经过功率变换、升压变压、倍压整流等环节产生所需要的高电压。电压的稳定调节通过安置在负反馈通道中的脉宽调制器SG1525A实现,其基本原理是,采样电路对输出电压进行采样,与基准电压进行比较后,引起PWM产生的方波宽度改变,控制功率变换器中开关管的通断时间,使得输出电压向相反方向改变,从而使输出电压保持稳定。

关键词: 平视显示器; 高压电源; 开关电源; 脉宽调制; 电源设计

中图分类号: V271.4 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-637X(2013)06-0089-04

Design of a PWM Type High-Voltage Power Supply

JIANG Lixin, LIU Buyao

(Luoyang Institute of Electro-Optical Equipment, Luoyang 471009, China)

Abstract: The Head-Up Display(HUD) with a image source of CRT generally has high requirements to the performance, efficiency, volume and weight of the High-Voltage Power Supply (HVPS). Having the advantages of small size, light weight and high efficiency etc, the PWM type HVPS has found a wide application. The principle and unit circuit of the HVPS was introduced. The contravariant mode was used in the circuit. The 27 VDC was changed into the needed high voltage through processing of power conversion, voltage boosting and transformation, and dual voltage rectifying. Stabilizing of the voltage was realized by using the pulse width modulator SG1525A.

Key words: Head-Up Display (HUD); High-Voltage Power Supply (HVPS); switching power supply; pulse width modulation(PWM); power supply design

0 引言

以CRT为像源的平视显示系统需要专用的高压电源以驱动CRT工作。高压电源要为CRT提供3组直流高压:第一加速阳极电压、聚焦极电压和极板电压。其中,第一加速阳极电压用以加速电子,其电压值对显示画面的亮度与偏转灵敏度都有影响;聚焦极电压能使电子会聚成一束极细的电子束打在荧光屏上,故对显示字符线宽及画面的清晰度起主导作用;为解决高亮度与偏转灵敏度的矛盾,需设置后加速极,施加极高的板极电压^[1]。对这3组电压都要求有较高的稳定性和较小的纹波系数,聚焦电压还要有足够的调节范围。

随着电子元器件集成化的发展,直流电源在小型

化、效率及可靠性方面也有了很大的进展,目前脉宽调制变换器(PWM)型稳压电源已经在各个领域广泛应用,这就可以将PWM技术应用在高压电源的设计中,从而实现高压电源的小型化,大大提高效率。

1 PWM型高压电源的原理

平显CRT所需要的3组高压都可以用PWM型高压电源实现。PWM型高压电源采用逆变原理产生高压,基本原理如图1所示。

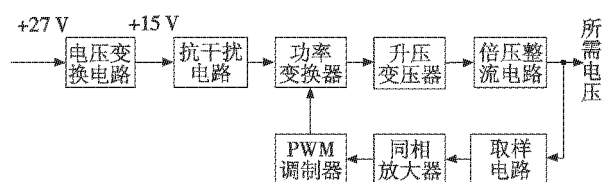


图1 PWM型高压电源原理框图

Fig.1 Functional block diagram of PWM type HVPS

收稿日期:2012-12-19

修回日期:2013-01-29

作者简介:蒋立昕(1970—),女,山东平度人,硕士,研究方向为自动控制。

电路工作正常后, PWM 调制器输出一组一定脉冲宽度的脉冲, 驱动功率变换器进行功率放大, 转换成高频方波脉冲, 经变压器升压后, 再经倍压整流电路倍压, 滤波电路滤波, 最后变为所需直流高压。当由于某种原因使输出电压变低时, 同相放大器输出电压降低, 则 PWM 调制器输出的一组脉冲宽度增加, 从而使变压器传输的功率增加, 则经倍压整流滤波后, 输出的直流高压增加, 使得输出电压抵制原来下降的趋势而不变。输出电压升高时的分析情况同上述相反, 总之, 最后保持输出电压不变。

下面对各个单元电路进行详细介绍, 并给出参数设计方法。

2 脉宽调制器

SG1524 是早期开关稳压电源的主要脉冲宽度调制器, SG1524/SG2524/SG3524 型单片集成脉冲宽度调制器是国外较早出现的优秀品种, 它包括了双端输出式脉宽调制开关电源所需的各种基本电路, 并具有工业型电路的全部特点。SG1524 的出现解决了典型的脉宽调制器电路的集成化, 简化了开关电源的设计和制作, 但它也存在一些不足, 主要是在实用电源系统中, 还需要附加其他电路, 其次是其死区时间是不可调整的, 此外其输出能力也有限^[2]。

随着半导体技术的发展, MOS 型功率晶体管发展非常迅速, 成型的 V-MOS 功率管和 D-MOS 功率管具有高耐压、低驱动功率, 好的频率响应, 极短的开关时间等特点, 这些都使得它在很多方面取代双极晶体管。开关电源中采用 MOS 功率管作高压开关元件后, 可使工作频率从 20 kHz 上升到 200 kHz 以上。美国硅通公司设计了适用于高频功率 MOS 管驱动的第二代集成电路脉冲宽度控制器——SG1525A 和 SG1527A。其中 SG1525A 适用于驱动 N 沟 MOS 功率管, SG1527A 适用于驱动 P 沟 MOS 功率管, 其余部分的原理是完全相同的, 只是输出脉冲的极性相反。它是在 SG1524 的基础上改进而来的, 克服了原 SG1524 的不足, 成为第二代集成电路脉冲宽度调制器。故本电路采用 SG1525A 型脉冲宽度调制器^[3]。

2.1 SG1525A 的工作原理

SG1525A 的内部电路如图 2 所示。SG1525A 是模拟数字混合电路, 包括精密基准稳压器、误差放大器、脉宽调制比较器、振荡器、触发器、欠压锁定电路, 两个或非门, 两只输出推动管及一只电路关闭用晶体管。

1) 基准稳压器。是一个典型的小功率串联调整型线性稳压器, 输出为 5.1 V, 具有良好的稳定性, 电压值偏差仅为 ±1%, 并且有较好的调整率, 可免除放

大器反馈中的电位器调整。该电压提供给芯片内的其他部件作为电源电压, 同时也提供给比较器作为基准电压。

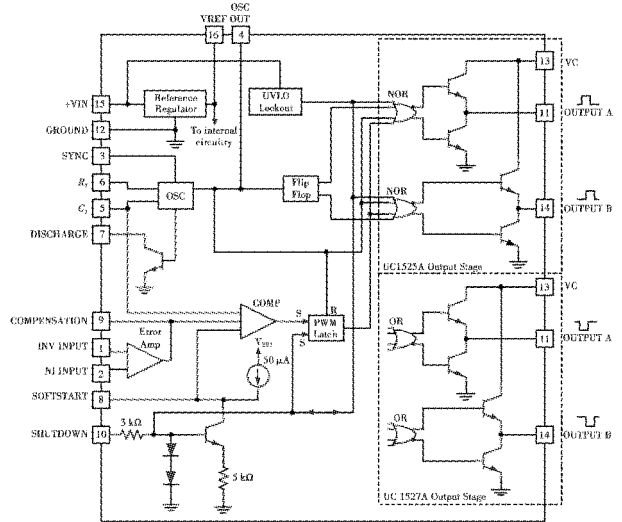


图 2 SG1525A 的内部电路图

Fig. 2 Circuit diagram of SG1525A

2) 振荡器及死区时间调整。该部分电路用稳压器输出的 +5.1 V 电压工作。振荡器的输出脉冲在电路内部有两个用途: 1) 作为死区时间控制之用, 它直接送至两输出级的或非门作为闭锁脉冲, 以保证两输出端不会同时导通工作; 2) 作为触发脉冲送至内部触发器, 由触发器控制两输出通道的开与关。

振荡器的时标电容 C_T 放电电路与充电电源分开, 单设一引脚 7。 C_T 放电通过外接电阻 R_D 至 7 脚, 改变 R_D 值就可改变 C_T 的放电时间, 也改变了死区时间。而 C_T 的充电电流则是由 R_T 规定的电流源决定的。由于 3 脚专为外同步用, 故供多个 SG1525A 联用极为方便。SG1525A 的振荡频率由下式决定。

$$f = \frac{1}{C_T(0.7R_T + 3R_D)} \quad (1)$$

将 SG1525A 的 5 脚 (C_T) 及 6 脚 (R_T) 分别接上电容器和电阻器, 振荡频率由式(1)决定。

3) 欠压锁定电路、慢起动电路。为防止电路在欠压状态下 ($V_i < 8 V$), 有效地使输出保持关断状态, SG1525A 电路中设置了欠压锁定电路。当 $V_i > 2.5 V$ 时, 欠压锁定电路即开始工作, 直到 $V_i = 8 V$ 。在 V_i 达到 8 V 之前, 电路内部各部分都已进入正常工作状态。而当电压 V_i 从 8 V 降低至 7.5 V 时, 欠压锁定电路又开始恢复工作。这里约有 0.5 V 的固定滞后电压以消除箝位电路在阈值处的振荡。

4) 输出限流和关断电路。SG1525A 采用关断控制电路进行限流控制, 它包括逐个脉冲电流限制和直流输出的限流控制。一般将过流脉冲信号送至关闭控

制端(10脚)。 Q_5 管的控制电平超过0.7V时, Q_5 、 Q_6 管导通;当达到1.4V时,控制信号被二极管 D_1 及 V_{BE1} 所箝位。这时,由于 Q_3 、 Q_4 导通,输出在200ns内将被关断。 Q_6 管导通将PWM锁存器锁存,即使10脚信号消失,输出仍将保持关断到由下一个时钟脉冲复位为止。 Q_5 管导通时,慢启动时间将缩短。若10脚控制信号时间持续较长,外接电容 C_{SS} 放电完毕,则慢启动电路将重新工作。

5) 误差放大器。SG1525A的误差放大器电路由输入电压 V_i 供电,这样扩展了放大器的共模输入范围。

6) 脉宽调制比较器。比较器增加了一个反相输入端。误差放大器和关断电路采用不同的输入端将信号送至比较器,这样就避免了关断电路对误差放大器的影响,而且误差放大器的输出还原取决于其补偿网络。

比较器输出送到一级PWM锁存器,然后再送到双路输出的或非门,该锁存器由关断电路置位,并由时钟脉冲复位。这样,它可保证每周期内只有PWM比较器送来的单脉冲,而将误差放大器上的噪声、振铃及系统所有的跳动或振荡消除掉。当一个电流信号引起关断时,即使该信号消失,锁存器可维持一个周期关断输出,直到下一周期的时钟信号使锁存器复位为止。所以,关断电路能有效地控制输出。

7) 图腾式输出极。SG1525A最大的改进是输出结构,它确定了输出电平是高电平或者是低电平,并且可使输出更快地关断,用以驱动功率MOS器件。

在状态转换过程中,由于晶体管存在开闭滞后,使流出和吸收间出现重迭导通,在重迭处产生一个电流尖脉冲,持续时间一般不会超过100ns。为此,在 $+V_0$ 电源与地间接一个电容(约0.1 μ F)将其滤掉^[4]。

2.2 振荡频率的选取

限于国产高压电容及整流二极管高频工作时效率较低,振荡频率不可选太高,本设计选取振荡频率为80kHz。

将SG1525A的5脚(C_T)及6脚(R_T)分别接上电容器和电阻器,振荡频率由式(1)决定。

3 功率变换器

功率变换器有多种形式。其中:全桥式转换电路虽然易获得大的输出功率,但其所用元器件数量多,高压电源受体积限制,不能用过多的元件;半桥式转换电路所用开关管比全桥式少一半,但这种电路必须要有两个大电容,使控制电路体积过大,所以不能采用这两种电路;单端正激式变换器,负载调整率较差,适于相对固定的负载,这不能满足高压电源的要求,当CRT

亮度改变即负载变化时,要求高压电源输出不变,所以高压电源所带负载是变化的;单端正激式变换器的变压器的设计不太规范,也较复杂,因此也不能采用单端正激式变换器^[5]。综上所述,本电路拟采用推挽式功率转换电路,如图3所示。

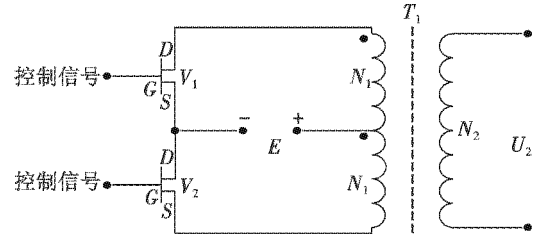


图3 功率转换电路

Fig. 3 Power conversion circuit

其工作过程是:高压开关管 V_1 和 V_2 由栅极驱动电路以PWM方式激励而交递通断,输入直流电压被转换成高频方波交流电压。 V_1 导通时,输入电源电压 E 通过 V_1 施加到高频变压器 T_1 的原边绕组 N_1 上,由于变压器的作用,截止晶体管 V_2 上将施加两倍电源电压。当栅极激励消失时,一对高压开关管 V_1 和 V_2 均截止,它们的漏极 D 施加的电压均为 E 。下半个周期 V_2 被激励导通,截止晶体管 V_1 施加 $2E$ 的电压,接着又是两晶体管都截止的时期, V_{DS1} 和 V_{DS2} 均为 E ,下一个周期重复上述过程。

3.1 高压开关管的选取

功率MOS场效应晶体管(MOS FET)是一种单极型电压控制器件,具有驱动功率小,工作速度快,无二次击穿问题,完全工作区宽等优点。MOS FET的导电结构有垂直导电结构与横向导电结构,而功率MOS FET几乎都是由垂直导电结构组成的,这种晶体管称为VMOS FET。就直流工作极性来说,N沟道MOS FET和NPN双极晶体管相似,但集其他电子管和双极晶体管的优点于一体,而又无这两类器件的缺点。由于VMOS管是多子导电,没有双极晶体管的少子积累效应,使VMOS管的开关速度达ns级,开关损耗小,它是可以工作在数十兆以上的高速器件。由于VMOS管是压控制件,输入阻抗特别高,只需电压激励,易与前级匹配,激励功率很小,因此用SG1525A输出即可推动它^[6]。

本电路电流供电电压最大值为27V,考虑到可能出现的电压尖峰而加一定的裕量,则本电路开关管耐压要大于100V。选取开关管耐压为200V^[7]。

3.2 功率损耗计算

功率损耗包括开通损耗 P_T 、导通损耗 P_{on} 、关断损耗 P_T 及截止损耗 P_{off} ,计算公式如下。

$$P_r = \frac{1}{T} \int_0^{t_r} V_{DS} (1 - \frac{t}{t_r}) I_d dt = \frac{V_{DS} I_d}{6T} \cdot t_r \quad (2)$$

$$P_{on} = \frac{V_{dss} I_d}{T} \cdot t_{on} \quad (3)$$

$$P_f = \frac{1}{T} \int_0^{t_f} V_{DS} \cdot \frac{t}{t_f} I_d (1 - \frac{t}{t_f}) dt = \frac{V_{DS}}{6T} \cdot t_f \quad (4)$$

$$P_{off} = \frac{2V_{DS} I_{DSO}}{T} t_{off} \quad (5)$$

其中: V_{DS} 为一对高压开关管共同截止期间施加在漏源极之间的电压, $V_{DS} = 27 \text{ V}$; I_d 为漏极工作电流(A), $I_d = 1.0 \text{ A}$; V_{dss} 为漏极电源等于 I_d 时的饱和压降(V), $V_{dss} = 1 \text{ V}$; T 为工作周期, $T = 12.5 \times 10^{-6} \text{ s}$; I_{DSO} 为漏极漏电流(A), $I_{DSO} = 1 \times 10^{-3} \text{ A}$; t_r 为上升时间, $t_r = 10 \times 10^{-9} \text{ s}$; t_f 为下降时间, $t_f = 10 \times 10^{-9} \text{ s}$; t_{on} 为导通时间, $t_{on} = 6.2 \times 10^{-6} \text{ s}$; t_{off} 为关断时间, $t_{off} = 6.2 \times 10^{-6} \text{ s}$ 。从而可得 $P_r = 3.6 \text{ mW}$; $P_{on} = 0.496 \text{ W}$; $P_f = 3.6 \text{ mW}$; $P_{off} = 26.78 \text{ mW}$ 。则总损耗 $P = P_r + P_{on} + P_f + P_{off} \approx 0.53 \text{ W}$ 。

4 倍压整流电路

倍压整流电路的形式采用科克罗夫特—沃尔顿电路(亦称梯形倍压整流电路),如图4所示。图中为简化分析以五倍压为例。

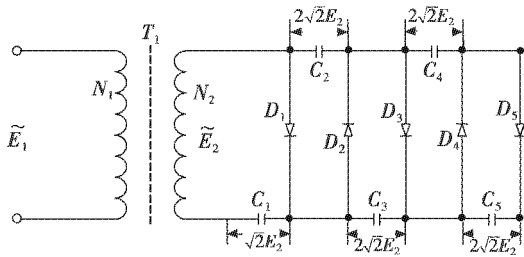


图4 倍压整流电路示意图

Fig. 4 Dual voltage rectifying circuit

此电路由变压器 T_1 、5 个整流管 $D_1 \sim D_5$ 及 5 个滤波电容 $C_1 \sim C_5$ 组成。当变压器次级绕组电压 \tilde{E}_2 在正半周时, \tilde{E}_2 使 D_1 导通, 于是 C_1 的充电电压 $U_{C_1} = \sqrt{2}E_2$ (此时忽略内阻 R_s 及负载的放电作用); 在负半周时 D_1 截止, 电压 \tilde{E}_2 的瞬时值与 U_{C_1} 相加通过 D_2 对 C_2 充电, C_2 的充电电压 $U_{C_2} = 2\sqrt{2}E_2$ 。当 \tilde{E}_2 的第 2 个正半周到来时, 一方面 D_1 再次导通, 并对电容 C_1 重新充电使其电压恢复到 $\sqrt{2}E_2$ (这是因为 D_2 导通时 C_1 的放电使 U_{C_1} 下降); 另一方面, 由于 D_3 两端所加的电压也是正的, 使 D_3 导通, 电容器 C_3 的充电电压可达 $U_{C_3} = \sqrt{2}E_2 + U_{C_1} - U_{C_1} = 2\sqrt{2}E_2$ (式中, U_{C_1} 极性对 D_3 是反向的, 故用负号); 此时 D_2 因反偏而截止。在第 2 个负半周到来时, 一方面 \tilde{E}_2 与 U_{C_1} 相加通过 D_2 再次对 C_2 充

电, 使其恢复到 $2\sqrt{2}E_2$; 另一方面, D_4 导通对 C_4 充电, 充电电压可达到 $U_{C_4} = U_{C_3} + U_{C_1} + \sqrt{2}E_2 - U_{C_3} = 2\sqrt{2}E_2$; 而 D_1 和 D_3 截止。在第 3 个正半周到来时, D_1 导通使 C_1 充电, D_3 导通 C_3 充电, D_5 导通使 C_5 充电, 其电压 $U_{C_5} = U_{C_4} + U_{C_2} + \sqrt{2}E_2 - U_{C_4} - U_{C_2} = 2\sqrt{2}E_2$; 而 D_2 和 D_4 截止。此后便开始稳态充放电过程。凡是正半周, D_1 、 D_3 及 D_5 导通, C_1 、 C_3 及 C_5 处于充电状态。因 D_2 和 D_4 截止, C_2 和 C_4 处于放电状态。凡是负半周时正好相反。如果输出电压取自 $C_1 - C_3 - C_5$, 则输出电压 $U_0 = U_{C_1} + U_{C_3} + U_{C_5} = 5\sqrt{2}E_2$, 即输出电压为变压器次级峰值电压 $\sqrt{2}E_2$ 的 5 倍。

5 测试结果与结论

对高压电源进行常温及高、低温测试, 试验结果如表 1 所示。

表 1 试验结果

Table 1 Result of test

		技术指标规定	产品情况	达标情况
常温	板极电压	电压值: 20 kV \pm 500 V	19.82 kV	达标
		长期稳定度: $\leq \pm 5.0\%$	3.61%	达标
		纹波电压: $\leq 60 \text{ V}$	28 V	达标
低温	聚焦电压	电压值: 5.0 ~ 5.5 kV 可调	可调	达标
		长期稳定度: $\leq \pm 5.0\%$ (以 5.2 kV 为基准)	2.87%	达标
		纹波电压: $\leq 30 \text{ V}$	14 V	达标
高温	板极电压	电压值: 20 kV \pm 500 V	20.44 kV	达标
		低温稳定度: $\leq \pm 5.0\%$	3.13%	达标
		纹波电压: $\leq 60 \text{ V}$	43 V	达标
低温	聚焦电压	电压值: 5.0 ~ 5.5 kV 可调	可调	达标
		低温稳定度: $\leq \pm 5.0\%$ (以 5.2 kV 为基准)	3.12%	达标
		纹波电压: $\leq 30 \text{ V}$	23 V	达标
高温	板极电压	电压值: 20 kV \pm 500 V	20.38 kV	达标
		高温稳定度: $\leq \pm 5.0\%$	2.83%	达标
		纹波电压: $\leq 60 \text{ V}$	38 V	达标
低温	聚焦电压	电压值: 5.0 ~ 5.5 kV 可调	可调	达标
		高温稳定度: $\leq \pm 5.0\%$ (以 5.2 kV 为基准)	2.63%	达标
		纹波电压: $\leq 30 \text{ V}$	17 V	达标

从表 1 的数据可看出, 板极电压、聚焦电压的常温输出电压、纹波电压及稳定度都达到了指标要求, 其高、低温测试数据也满足各项指标要求。

结果证明, 脉宽调制器可应用在高压电源中, 从而也验证了这种高压电源原理是可行的, 也是可实现的。

6 结束语

与一般的电源设计不同的是, 高压电源因为涉及到高电压, 且高低电压共存, 而精度和纹波等要求又较高, 所以电磁兼容设计的要求较高, 对于高压电路部分, 要采取必要的绝缘措施。只有将原理与工艺完美

(下转第 104 页)

- [8] LIAO C M, TSENG S T. Optimal design for step-stress accelerated degradation tests [J]. IEEE Transactions on Reliability, 2006, 55(1):59-66.
- [9] LI Xiaoyang, JIANG Tongmin. Optimal design for step-stress accelerated degradation with competing failure modes [C]// Annual Reliability and Maintainability Symposium, 2009: 64-68.
- [10] 汪亚顺,莫永强,张春华,等. 双应力步进加速退化试验统计分析研究——模型与方法 [J]. 兵工学报, 2009,30(4):451-456.

(上接第 92 页)

结合,才能设计出满足实用要求的高压电源。

参 考 文 献

- [1] 李作民. 电视机原理与接收机 [M]. 西安:西安电子科技大学出版社,1997:6-7.
- [2] 戈特利布 I M. 稳压电源 [M]. 北京:科学出版社,1993:52-53.
- [3] BROWN M. 开关电源设计指南 [M]. 徐德鸿,等译. 北京:机械工业出版社,2004:23-27.
- [4] 王英剑,常敏慧,何希才. 新型开关电源实用技术 [M]. 北京:电子工业出版社,1999:86-89.
- [5] 徐德高,金刚. 脉宽调制变换器型稳压电源 [M]. 北京:科学出版社,1983:24-31.
- [6] 李定宣. 开关稳定电源设计与应用 [M]. 北京:中国电力出版社,2006:104-105.
- [7] 麦克·威廉亨姆. VMOS 应用电路精选 [J]. 应用电子文摘,1986(3):12.

(上接第 95 页)

- [6] 李素云,石润华. 一种动态的密钥分存方案 [J]. 安徽大学学报:自然科学版,2010,34(3):38-42.
- [7] 傅瑜. 关系数据库的数字水印模型 [D]. 武汉:华中师范大学,2011.
- [8] LOU Oujun, WANG Zhengxuan. A contourlet—domain watermarking algorithm against geometric attacks based on feature template [J]. Chinese Journal of Computers, 2009, 32(2):308-317.
- [9] 张健,于晓洋,任洪娥. 一种改进的 ArnoldCat 变换图像置乱算法 [J]. 计算机工程与应用,2009,45(35):14-17.

下 期 要 目

AFDX 实时流量的时间确定性中间件接入模型研究
微波着陆系统横向自动进近控制律设计
基于角点检测的双目视觉测距新方法
基于辅助粒子滤波的机动弱目标 TBD 算法
基于弦线法的去导迭代扩展卡尔曼滤波器
基于命中概率的制导炸弹可达域定量缩减方法
舰载反潜双机协同定位及其误差估计问题研究
一种基于共形阵的自适应单脉冲测角方法

一类离散时间系统的间接自适应模糊滑模控制
轮廓波和方向小波变换方法的性能比较
基于点迹态势图像处理的数据关联新方法
基于 Renyi 熵的非线性系统中传感器管理算法
基于 FPGA 和 TSC695F 的空间相机控制器设计
指数趋近律单向辅助面滑模控制
基于扩展卡尔曼滤波的动中通低成本姿态估计
高超声速滑翔式飞行器摆动突防设计