

IGBT 逆变 CO₂ 焊机主电路设计

庞健强¹, 赵得国¹, 徐宏彤²

(1. 兰州商通工业锅炉制造有限公司, 甘肃 兰州 730050; 2. 兰州城市学院, 甘肃 兰州 730070)

摘要:通过对1台400A全桥式IGBT逆变焊接电源主电路的设计,详细介绍了逆变焊接电源主电路的设计及主要元件的计算方法。

关键词:IGBT; CO₂ 逆变电源; 主电路

中图分类号: TG434.1

文献标识码: A

文章编号: 1007-4414(2008)05-0091-05

Main circuit design of the IGBT inverter CO₂ welder

Pang Jian-qiang¹, Zhao De-guo¹, Xu Hong-tong²

(1. Lanzhou Shangtong boiler manufacturing Co., Ltd., Lanzhou Gansu 730050, China;

2. Lanzhou city college, Lanzhou Gansu 730070, China)

Abstract: In this article, by designing the main circuit of a 400A full-bridge IGBT inverter welding power source, the design of main circuit in the inverter welding source as well as the calculation methods of the main elements authors detailedly are introduced.

Key words: IGBT; CO₂ inverter power supply; main circuit

CO₂焊接是利用CO₂作为保护气体的一种电弧焊接方法。CO₂焊可进行全位置焊接,因其抗锈能力强、不易出现气孔、综合力学性能好、焊后不需清渣。已在造船、机车和汽车制造、石油化工、工程机械、电站锅炉等工业领域广泛应用。但是,CO₂焊也存在两个突出缺陷:金属飞溅大以及焊缝成形差,影响其进一步的推广和应用。减少、消除飞溅是CO₂焊接研究的一个热点和难点。通过对飞溅成因的分析,解决上述问题的途径可分为两个方面:①通过焊接材料来改进电弧形态和熔滴过渡形式,如在CO₂气体中加入一定比例的氩气;②采用活化焊丝、药芯焊丝等,这些方法虽然可以取得显著效果,但失去了CO₂焊经济、简便的特点,况且此时由于电弧的电场强度较小,如果再使用短路过渡形式,将会造成工件熔合不足、堆高过大、焊缝过窄等缺陷,不适于主要的过渡形式,短路过渡,有较大的局限性^[1]。

与此相反,由焊接设备和电源方面入手,利用逆变式焊接电源的优势,结合现代电力电子技术和计算机技术的不断发展,对电弧及熔滴过渡加以控制,力求保留短路过渡及CO₂气体低成本的优点,通过电控和机械力的控制来减小飞溅,改善焊接质量是许多人努力追求的目标。

笔者通过对1台IGBT全桥逆变CO₂焊接电源主电路的设计,全面介绍了逆变焊接电源的主电路的设计、计算及元件选择应注意的问题。

1 工作原理^[2-4]

图1为目前常用逆变式弧焊电源的结构方框图。具有两个功能:①把高电压小电流转换成焊接所需的低电压大电流;②使焊接回路和电网电路隔离开,其变流顺序是AC-DC-AC-DC,逆变式弧焊电源变压器的运行频率为几十赫兹,从而带来两大显著优点:①变压器的质量和尺寸大幅度减小;②控制系统的响应速度提高几百甚至几千倍。

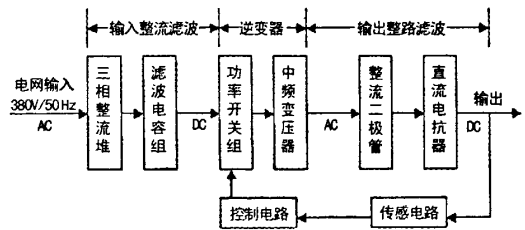


图1 逆变焊接电源的基本组成

逆变焊接电源的结构可分为两部分,从电网将电能传递给负载的电路称为主电路,其余部分称为控制电路。主电路包括输入整流滤波、逆变器和输出整流滤波,主电路的核心是逆变器,逆变器主要由功率电子开关和中频变压器组成。

近年发展的新一代电力电子器件IGBT(绝缘栅双极晶体管),是MOSFET管和GTR管集成在一块芯片上的复合器件,结合了2种管子的优点,具有容量

收稿日期:2008-09-08

作者简介:庞健强(1971-),男,上海人,工程师,主要从事焊接电源的设计、工艺方面的工作。

大、开关频率高等优点,已逐步成为大、中容量逆变器的功率电子开关管的主流。因其具有开关频率高、输出功率大、无二次击穿现象等特点,广泛应用于各种开关电源、变频器和逆变装置。其优点为:①输入阻抗高,驱动功率小;②开关速度快,可达 35kHz;③电流密度高,载流量大;④饱和压降低,标准饱和压降 3V,比同规格 MOSFET 管减小 10 倍。开关损耗小,约为 GTR 管的 1/3;⑤安全工作区宽,没有二次击穿现象。

2 IGBT 逆变 CO₂ 电源主电路设计^[5,6]

逆变器的电路拓扑结构有推挽式、全桥式、半桥式、单端正激式、单端反激式等多种类型,对于大功率逆变电源,适宜采用全桥式逆变器。本设计的逆变电源输出电流 400A,空载电压 50V,频率 20kHz,功率较大,故选用 IGBT 全桥式结构逆变主电路。由于全桥式逆变主电路,功率开关器件耐电压要求较低,所以为了使开关管在承受同样的耐电压和电流情况下逆变器有更大的功率输出,采用全桥式逆变主电路。而且全桥式逆变电路通过串联合适的隔直电容及严格控制电路正负半波的对称性和严格挑选功率开关管,可达到半桥式逆变电路同样的抗不平衡能力。图 2 为 IGBT 全桥逆变主回路电气原理图。三相 380V 交流电压经全桥整流滤波送至逆变器,由 IGBT 的交替开关产生高频交流电压,经高频变压器降压,整流、滤波后加到电弧负载上。逆变器由 4 组 IGBT 模块及反并联二极管、RC 吸收等保护电路构成。采用脉宽调制(PWM),由单片机控制电路产生两路脉宽信号,经驱动电路分别驱动两个桥臂的 IGBT,驱动电路采用 EXB840 模块。

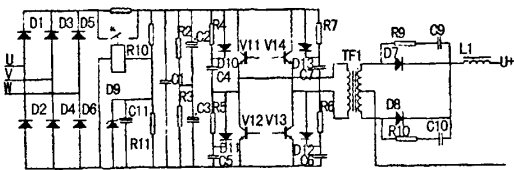


图 2 IGBT 全桥逆变主回路电气原理图

主电路分为:①输入整流滤波电路。二极管 $D_1 - D_6$ 组成输入, C_1 为高频滤波电容;隔离电网与逆变电路之间的谐波干扰;电阻 R_2 、 R_3 和电容器组 C_2 、 C_3 组成滤波电路; R_1 为限流电阻,限制启动时的合闸浪涌电流;继电器 K 控制限流电阻切换,启动后闭合,把 R_1 从主电路去除;电阻 R_{10} 、 R_{11} 、稳压管 D_9 与电容 C_{11} 组成延时电路,控制 R_1 切换时间;②逆变器。 $VT_1 - VT_4$ 为功率开关 IGBT,与中频变压器 TF_1 组成逆变器;电阻 $R_4 - R_7$ 与二极管 $D_{10} - D_{13}$ 组成 $VT_1 - VT_4$ RCD 吸收回路,减小 IGBT 开关过程电流、电压冲击;

③输出整流滤波电路。快速整流二极管模块 D_7 、 D_8 和直流电抗器 L_1 组成单相全波整流滤波输出电路; R_9 、 C_9 与 R_{10} 、 C_{10} 组成 D_7 、 D_8 的吸收回路。

主电路变压器的设计及器件选择依据为:电源额定输出电压为 50V,额定电流 400A,负载持续率 60%,逆变器工作频率 20kHz。输出电抗器设计为抽头可调式,便于调整电感量,电感最大值约为 0.2mH。

2.1 中频变压器设计

中频变压器主要作用是电压变换(降压)、功率传递和实现输入、输出之间的隔离。由于中频变压器工作频率高达 20kHz,它要求磁心材料高频损耗尽可能小,此外还要求饱和磁通密度高,随工作温度升高,饱和磁密度的降低尽量小等。对于上述要求,采用性价比好的铁氧体材料做变压器磁心,功率损耗明显减少。实际制作的变压器磁心采用双 E 型磁心组合而成。中频变压器一次侧为 1 组绕组 N_1 ,二次侧为 2 组绕组 N_2 、 N_3 对称串联。一次电压为方波电压,其幅值为电网输入电压 U_i ;经整流滤波后输出的电压,按电网峰值电压计算。

$$U_1 = \sqrt{2} \times U_i = 1.414 \times 380V = 537.4V \quad (1)$$

式中: U_1 为中频变压器输入电压幅值,一般按 540V 计算; U_i 为电网线电压有效值 380V。

二次电压 U_2 参考焊机输出电压 50V,并适量取大,留一定调节空间,其幅值取 70V。则匝数比为:

$$N = N_1/N_2 = U_1/U_2 = 540/70 = 7.7 \approx 8 \quad (2)$$

实际二次电压幅值:

$$U_2 = U_1 \times N_2/N_1 = 540V/8 = 67.5V \quad (3)$$

在此选用 EE160 型铁氧体材料磁心 2 组,每组磁心有效截面积 A 为 $16cm^2$,磁通密度变量 ΔB 为 0.2T。因为 IGBT 开关频率选用 20kHz,周期 $T = 50\mu s$,考虑留有一定的“死区负载”,防止 IGBT 直导通。因此,要求一个周期内导通时间 $T_{on} < 25\mu s$ 。

$$T_{on} = U_0/U_2 \times T/2 = 50V/67.5V \times 25\mu s \approx 18.5\mu s \quad (4)$$

式中: T_{on} 为每只 IGBT 在一个周期内导通的最长时间,即最大脉宽; U_0 为焊机输出电压 50V; U_2 为中频变压器二次电压幅值 67.5V; T 为 IGBT 导通周期 50 μs 。

电网输入电压经整流滤波后,电压最大值:

$$U_{1m} = \sqrt{5} \times U_i \times 1.1 = 1.414 \times 380V \times 1.1 = 591V \quad (5)$$

式中: 1.1 为电网电压波动系数。

所以,变压器一次侧的匝数至少为:

$$N_1 = U_{1m} \times T_{on} \times 0.01/(\Delta B \times A \times 2) = 17.1(\text{匝}) \quad (6)$$

式中: N_1 为中频变压器一次侧匝数,按 20 匝计; U_{1m} 为中频变压器输入电压最大值 591V (考虑网压 10% 波动的峰值); ΔB 为中频变压器时磁心磁通密度变量 0.2T; A 为磁心有效截面积 16cm^2 。

二次侧匝数:

$$N_2 = N_3 = 20 \text{ 匝} / 8 = 2.5 (\text{匝}) \quad (7)$$

2.2 IGBT 的选择

IGBT 的作用是通过其周期性的开关作用,把直流电压转换成方波电压,是逆变弧焊电源中的核心元件。因较脆弱,设计、选择直接关系到整个焊机的安全、可靠,所以,选择的参数必须在其正向偏置安全区 (FBSOA)。计算参数时留有的富裕量较大。

2.2.1 额定电压 U_{cep}

输入电网电压整流滤波后,直流输出电压最大值:

$$U_d = \sqrt{2}U \times 1.1 \times \alpha = \sqrt{2} \times 380 \times 1.1 \times 1.1 = 650 (\text{V}) \quad (8)$$

式中: U_d 为 IGBT 承受的稳态最大电压; U 为电网电压有效值,380V; 1.1 为波动系数; α 为安全系数,取 1.1。

关断时的峰值电压:

$$U_{ceps} = (U_d \times 1.15 + 150) \times \alpha = (650 \times 1.15 + 150) \times 1.1 = 987.25 (\text{V}) \quad (9)$$

式中: U_{ceps} 为 IGBT 关断时的峰值电压; α 为安全系数取 1.1; 1.15 为过压系数; 150 为 $L/di/dt$ 引起的尖峰电压 (单位: V)。额定电压 U_{cep} 向上靠,实际电压等级值取 1200V。

2.2.2 额定电流 I_c

中频变压器一次侧电流

$$I_1 = I_2 \times N_2 / N_1 = 400\text{A} \times 2.5 \div 20 = 50\text{A} \quad (10)$$

式中: I_1 为中频变压器一次侧电流,按 50A 计; I_2 为中频变压器二次侧电流,即焊机输出电流 400A; N_1, N_2 为中频变压器一、二次侧匝数。

每只 IGBT 管上平均电流:

$$I = I_1 \times 0.5 = 50 \times 0.5 = 25 (\text{A}) \quad (11)$$

其中: 额定电流 I_c 是 IGBT 手册给出的在结温 25°C 条件下的额定值。

$$I_{ca} = \sqrt{2} I \times 1.5 \times 1.4 = 74.24 (\text{A}) \quad (12)$$

式中: I_{ca} 为 IGBT 额定电流计算值; I 为每只 IGBT 管上平均电流; $\sqrt{2}$ 为峰值系数; 1.5 为 1min 过载容量系数; 1.4 为 I_c 减小系数。额定电流 I_c 根据管子电流等级按 150A 取。

综上所述,所选 IGBT 管额定电压 1200V, 额定电流 150A。

2.3 输入电路设计

输入整流滤波电路的主要作用除了将交流电压变为直流电压外,还要求它具有一定的输出电压保持能力,即能防止来自电网的干扰进入电源,又能防止电源产生的干扰,亦即要有抗干扰性。

2.3.1 整流二极管的选取

晶闸管制造厂家给出的电流值是指正弦半波电流平均值。但是,流过整流管的电流波形不一定是正弦半波,因此,应根据电流有效值选择才合理。设厂家给出的额定电流值为 I_N 。相应的正弦半波有效值 I_b 为:

$$I_b = 1.57I_N \quad (13)$$

式中: I_b 为电流有效值; I_N 为额定电流值。

此外,三相桥式整流电路中每个整流管导通 1/3 周期,由于电流脉动较小,可以近似平均值 I_d 。因此,一个周期内管子电流发热量 Q 为:

$$Q = I_{d2} \times RT/3 \quad (14)$$

式中: Q 为电流通过二极管的发热量; I_d 为输入电流平均值,即中频变压器一次电流 I_1 ; R 为负载电阻; T 为周期。

那么,管子电流有效值 I_b 在一周内的发热量也是 Q 。则:

$$I_{b2} \times RT = I_{d2} \times RT/3 \quad (15)$$

$$\text{所以: } I_b \approx 0.58I_d$$

$$\text{由式(14)和式(15)得: } 58I_d = 1.57I_N$$

由 IGBT 额定电流的计算可知,中频变压器一次电流 $I_1 = 50\text{A}$, 所以额定电流值:

$$I_N = 0.369I_d = 0.369I_1 = 0.369 \times 50\text{A} = 18.5 (\text{A}) \quad (16)$$

二极管上最高承受电压:

$$U_m = \sqrt{2}U_i \times 1.1 = 593 (\text{V}) \quad (17)$$

式中: U_m 为二极管上最高承受电压; U_i 为电网输入线电压有效值 380V; 1.1 为波动系数。

考虑留有 2 倍以上安全裕量,选用额定值为 1200V, 50A 二极管 6 只。

2.3.2 滤波电容选取

滤波电容最好选用等效串联电阻低且容量大的电解电容,由于等效串联电阻值对输出脉动电压值有直接影响,为减少等效串联电阻,用多个电容并联获得所需的电容量。电网电压为 380V, 空载直流电压 U_d 约为线电压峰值 540V。在带负载时,电压有所下降,电容电压为:

$$U_d = 1.35 \times 380\text{V} = 513 (\text{V}) \quad (18)$$

输入电流 I_d , 即中频变压器输入电流为 44A。直流侧电压在带负载时是脉动的,如图 3 所示。最大电压降 ΔU 按 6% 考虑,在 T_1 区间内,电容 C 向负载放

电,在 $T/6$ 区间完成一个充放电周期,在 $T_1 \sim T/6$ 区间内,电容由电源充电。

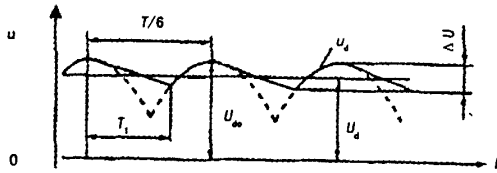


图 3 滤波电容滤波过程分析

假定在电容放电期间放电电流恒定,则:

$$I_d = C \times \Delta U / T_1 \quad (19)$$

$$U_{d0} - \Delta U = U_{d0} \times \cos[\omega(T_1 - T/6)] \\ = U_{d0} \times \cos[\omega(T/6 - T_1)] \quad (20)$$

由式(20)得:

$$T_1 = T/6 - \omega^{-1} \times \cos^{-1}(1 - \Delta U / U_{d0}) \\ = 20\text{ms}/6 - 1/314\text{Hz} \times \cos^{-1}0.94 = 2.2\text{ms}$$

式中: I_d 为输入电流 50A; ΔU 为电压变化量($\Delta U = U_{d0} \times 6\% = 540\text{V} \times 6\% = 32.4\text{V}$); T_1 为电容放电时间; U_{d0} 为空载直流电压 540V; T 为工频交流电周期 20ms; ω 为工频交流电角频率($\omega = 2\pi f = 314\text{Hz}$)。代入式(19),得:

$$C = (I_d / \Delta U) \times T_1 \approx 3395\mu\text{f} \quad (21)$$

电容承受的线电压峰值为 540V。实际中,采用 4 个 1880 μf ,600V 的电容器和一个大电阻并联为一组两用,组串联在一起组成滤波电容组。其电容量:

$$C_r = 1880\mu\text{f} \times 4/2 = 3760\mu\text{f} \quad (22)$$

大于计算值,滤波效果满足小于 6% 的要求。由于电解电容不是理想电容,所以为了稳定其两端电压,使每组电容的两端电压相等,分别在每组电容两端并联了一个均压电阻 R_2 、 R_3 ,选择 $R_2 = R_3 = 30\text{k}\Omega$ 。

滤波前面去高频干扰的电容 C_1 ,其电容量是难确定,因为高频干扰包括电网的干扰,也包括电源的干扰,所以可试选取 $C_1 = (2.5 \pm 5\%) \mu\text{f}$ 或该数量级其他电容,只要电容 C_1 的耐压峰值满足即可,耐压峰值 $U_p = 600\text{V}$ 。

2.3.3 限流电阻 R_1 的选取

电容输入式整流滤波电路在接通交流电压时,合闸时由于电容充电,往往引起较大的浪涌电流。合闸浪涌电流会引起一系列可靠性方面的问题,必须设法抑制。但限流电阻的选择要适当,过大,主电路电压降损失大;过小又起不到限流作用。在此选择的限流电阻 R_1 为 20 Ω /20W。起动后延时一段时间,将开关 K_1 合上,把 R_1 从主电路中去除。

2.4 输出电路设计

在全波整流电路中有全波中心抽头和全桥之分,

虽然全桥整流电路利用率高,但与全波整流相比,多出 1 对二极管,增大了电路的电压损失,因而,输出整流电路通常采用中心抽头全波整流方式。

2.4.1 整流二极管选择

开关整流二极管不仅应有短的反向恢复时间和小的反向恢复电流,而且反向电流的恢复以缓慢为好,减小噪声。常用的有掺金扩散型、外延型、肖特基型和 PIN 型。其中, PIN 型的特点是正向压降低,常温时 0.85V,随结温升高,正向电压降会更低,150 $^{\circ}\text{C}$ 时只有 0.6V,和肖特基管接近;反向时间短,不大于 200ns;反向漏电流在 150 $^{\circ}\text{C}$ 时和额定电压下只有 1mA,接近普通整流二极管,故选用 PIN 型二极管。

对于单相全波整流电路,整流二极管额定电流:

$$I_N = 0.5 I_2 = 0.5 \times 400\text{A} = 200\text{A} \quad (23)$$

式中: I_N 为整流二极管额定电流; I_2 为焊机输出电流 400A。管上承受最大反压:

$$U_m = 2U_2 = 2 \times 67.5 = 135(\text{V}) \quad (24)$$

式中: U_2 为焊机输出电压幅值 67.5V。

考虑留一定的安全裕量,二极管额定电压按 300A,电流 250A 选取。

2.4.2 直流电抗器设计

直流电抗器的作用有:①用于滤波,使电流连续,特别是小电流脉动大时,电抗器电感的选择以最小直流电流波形连续为依据;②改善直流电源的动特性。现代逆变电源中,第二项功能已主要转向依靠电子电抗器,直流电抗器的主要功能是滤波。因此,电感量可以取得很小。

直流电抗器的铁心有闭合与条形之分,在此选用条形铁心,这样,在短路电流很大时不会饱和,选用普通硅钢片作为铁心材料。在主电路电流未经过电抗器滤波之前是断续的。为了获得连续的输出电流,电抗器的电感量 L 应满足下述关系式:

$$L \geq (U_2 - U_0) / (2 \times I_{0\text{min}}) \times t_{\text{on}} \quad (25)$$

式中: L 为直流电抗器的电感量; U_2 为中频变压器二次电压幅值 67.5V; U_0 为电感滤波输出电压,即焊机输出电压 50V; t_{on} 为 IGBT 最大导通时间,18.5 μs ; $I_{0\text{min}}$ 为最小电流, $I_{0\text{min}} = 0.5 \times \Delta I_L$, I_L 为电抗器中电流,即焊机输出电流 400V; ΔI_L 为 I_L 的变化量,一般取 I_L 的 6%。所以:

$$I_{0\text{min}} \geq 0.5 \times 0.06 \times 400\text{A} \approx 12(\text{A}) \quad (26)$$

直流电感量:

$$L \geq (67.5 - 50) / (2 \times 12\text{A}) \times 18.5\mu\text{s} \\ = 13.85\mu\text{H} = 0.0135\text{mH} \quad (27)$$

对于二极管整流电源,焊丝直径为 1.2 时, L 取 0.08 ~ 0.5mH。而对于逆变电源, L 取值一般取晶闸管逆变器电感量的 0.1 ~ 0.2 倍,取 $L = 0.1\text{mH}$,则绕

组的匝数:

$$N = 4400 \times (B_m \times L / I_L)^{1/3} = 4400 \times (0.8 \text{T} \times 0.01 \text{mH} \times 0.01 / 400 \text{A})^{1/3} = 25.73 \text{ (匝)} \quad (28)$$

式中: N 为直流电抗器的绕组匝数, 取 26 匝; B_m 为铁心的最大磁感应强度 0.8T; L 为直流电感量 0.01H; I_L 为直流电抗器中电流 400A。

绕组线圈直径:

$$d_m = 2.4 \times (I_L^2 \times L / B_m^2)^{1/3} = 2.4 \times (400^2 \times 0.01 / 0.8^2)^{1/3} = 3.257 \text{cm} \approx 3.3 \text{cm} \quad (29)$$

电感线圈长度:

$$L_0 = 2.3 \times d_m = 7.59 \text{cm} \approx 8 \text{cm} \quad (30)$$

电抗器的实际匝数要在调试中修正选取。

3 结论

通过计算对焊接电源的主要元件如 IGBT、整流二极管、滤波电容、直流电抗器等进行了选择, 可得到以下结论: ①IGBT 的选择决定了焊机安全性能。应考虑留有充分的安全裕量; ②中频变压器的设计的关

键是选择合适频率在 20KHz 以上的磁心, 并由磁心参数与电压比计算匝数; ③输入电路整流二极管生产厂家给出的额定值是平均值, 计算时要进行换算。选择滤波电容时, 应留有余量; ④输出整流二极管应选用快速二极管。设计时必须保证留有足够的安全裕量, 保证焊接电源的安全和可靠。

参考文献:

- [1] 赵家瑞. 逆变焊接与切割电源[M]. 北京: 机械工业出版社, 1995.
- [2] 丁道宏. 电力电子技术[M]. 北京: 航空工业出版社, 1992.
- [3] 张占松. 高频开关电源[M]. 广州: 广东科技出版社, 1992.
- [4] 李建国. 国内外焊接技术与设备的现状[J]. 电焊机, 1993(3): 1.
- [5] 顾公兵, 田松亚, 姚河清. IGBT 全桥式 CO₂ 逆变焊接电源主电路的设计[J]. 电焊机, 2003(11): 18-23.
- [6] 殷树言. CO₂ 气体保护焊机设计与分析[M]. 成都: 全国电焊机行业情报网, 1998.

(上接第 90 页)

离。一级分离与二级彻底分离的马铃薯根茎被马铃薯根茎输出传送带侧向输出, 进入根茎收集装置。

2.2 马铃薯收集输送带结构分析

马铃薯被输送到分离机构之后, 从等间距排列的橡胶梳辊之间输出, 沿着输送带做抛体运动, 在自身重力的作用下下落到马铃薯收集输送带进入收集装置, 如图 2 所示。

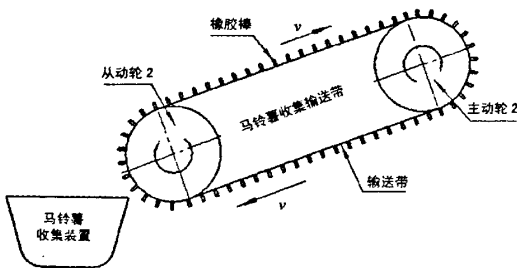


图 2 马铃薯收集输送带结构图

在图 2 中, 主动轮 2 带动从动轮 2 运动, 输送带与水平方向呈一定夹角, 倾斜传输的输送带有两个作用: ①将一级未分离干净的马铃薯根茎进行第二级分离; ②根据力的正交分解原理和牛顿第二定律, 将下落到输送带上的马铃薯由于自身重力而引起的对输送带的瞬间冲击力进行分解, 从而降低输送带对马铃

薯的反冲击力, 减缓马铃薯沿收集输送带下落的速度, 降低马铃薯的破皮损伤, 从而提高马铃薯的品质。

均匀分布在马铃薯收集输送带上的橡胶乳棒解决两个方面的问题: ①是起到缓冲作用, 防止马铃薯下落到输送带上碰破皮的现象。马铃薯破皮会影响马铃薯的品质和质量, 影响马铃薯的储存和运输; ②是挡住下落在收集输送带上一级未除净的根茎, 通过该输送带进行二级彻底分离混合在马铃薯中的根茎。

3 结论

通过对马铃薯挖掘机组薯根茎分离输送结构设计分析, 从而使马铃薯与马铃薯根茎彻底分离干净, 马铃薯进入马铃薯收集装置, 根茎进入根茎收集装置, 实现了马铃薯在联合作业环节中的顺畅输送与收集, 解决了马铃薯与根茎的分离难题, 预防了马铃薯在挖掘、输送、收集整个环节中出现破皮损伤的情况, 从而提高了马铃薯的品质和质量, 提高了整机联合作业的效率, 实现了马铃薯机械化收获的意义。

参考文献:

- [1] 中国农业机械化科学研究院. 农业机械设计手册[M]. 北京: 中国农业科学技术出版社, 2007.
- [2] 马铃薯专业委员会. 中国马铃薯种植概况(1961-2005)[R]. 北京: 北京马铃薯专业委员会, 2007.