

# 基于DSP的超声波电源控制技术的研究

裴玖玲 屈百达

(江南大学 通信与控制工程学院, 江苏无锡 214122)

**摘要:**在超声波逆变电源系统中,为了降低开关损耗而广泛的采用移相SPWM技术。传统的模拟控制存在精度低、动态响应慢等缺点,在此介绍了一种基于TMS320F2812 DSP芯片的SPWM数字移相方法。该方法的特点是查表和在线计算相结合,既能满足一定的控制精度要求,又能满足实时控制的要求,还适用于带反馈控制的逆变系统中。

**关键词:**数字信号处理器;数字移相技术;正弦脉宽调制;逆变器

## Research of Ultrasonic Source Control Technology base on DSP

PEI Jiu-ling ,QU Bai-da

(College of Communication and Control Engineering, Jiangnan University, Jiangsu Wuxi, 214122)

**Abstract:** Phase-shifting SPWM technology is widely used in the field of ultrasonic inverter power system. The traditional simulation control exists problems, such as low precision, slow dynamic response; in this paper, a digital phase-shifting control method based on DSP TMS320F2812 is proposed. The characteristic of this method is the combination of the table look-up and on-line calculation techniques, which can not only satisfy the control precision but also the real-time control requirements; this method is also suitable for the inverter system with feedback control.

**Keywords :** DSP; digital phase-shift technology ; SPWM ; Inverter

## 0 引言

在当今超声波电源的大功率、高频率发展趋势下,对功率管IGBT的开关损耗的要求也越来越高。移相控制技术上能实现全桥功率开关管的零电压导通(ZVS),有效地降低了开关损耗,因此得到了广泛应用<sup>[1]</sup>。传统的模拟移相方法在操作上不方便,控制效果上也存在许多不足之处。随着电子技术的发展,微处理器、数字信号处理器(DSP)越来越广泛的应用到了数字控制

领域,特别是应用数字信号处理的数字移相控制器已成为了目前移相技术的新潮流。

文中应用的TMS320F2812 DSP 芯片具有高速信号处理和数字化控制所必需的结构特点。将其先进的外设单元和高性能的DSP内核相结合,可以快速、准确、方便地实现先进的控制方法,还提高了逆变电源中输出电压的精度和稳定度,在数字化电源系统中有着广泛的应用<sup>[1]</sup>。

## 1 超声波电源逆变电路的调制

超声波电源的逆变部分采用全桥式结构,开关器件用SPWM调制。所谓SPWM法就是用脉冲宽度按正弦规律变化而控制逆变电路中开关器件的通断,使其输出的脉冲电压的面积与所希望输出的正弦波在相应区间内的面积相等,通过改变调制波的频率和幅值则可调节电路输出电压的频率和幅值。图1是超声波逆变电路的结构,图2是SPWM生成和控制规律图,图中 $U_r$ 是调制波, $U_c$ 是载波。在 $U_r$ 和 $U_c$ 的交点时刻控制图1中IGBT,其时序如图2所示。

1)  $U_r$ 正半周,VT<sub>1</sub>保持通,VT<sub>2</sub>保持断,

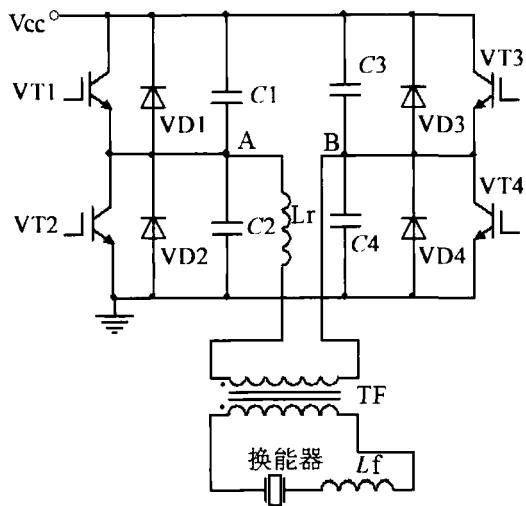


图1 超声波电源逆变电路结构

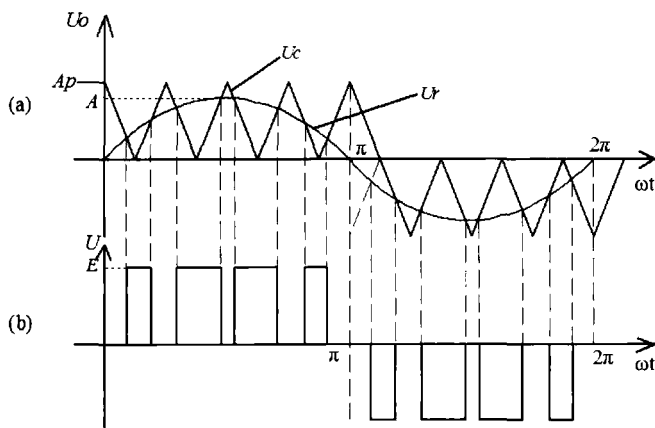


图2 单极性SPWM波形的生成

当 $U_r > U_c$ 时,使VT<sub>4</sub>通,VT<sub>3</sub>断, $U_{AB} = E$ ;当 $U_r < U_c$ 时,使VT<sub>1</sub>断,VT<sub>2</sub>通, $U_{AB} = 0$

2)  $U_r$ 负半周,VT<sub>1</sub>保持断,VT<sub>2</sub>保持通,

当 $U_r < U_c$ 时,使VT<sub>3</sub>通,VT<sub>4</sub>断, $U_{AB} = -E$ ;当 $U_r > U_c$ 时,使VT<sub>3</sub>断,VT<sub>4</sub>通, $U_{AB} = 0$

## 2 用DSP产生SPWM波

产生SPWM波形的方法有等面积法、硬件调制法、软件生成法和低次谐波消去法。由于微机技术的发展使得用软件生成SPWM波形变得比较容易,这里正是基于DSP(TMS320LF2407P芯片)技术用软件的方法来生成SPWM波的。

### 2.1 规则采样SPWM波

软件生成法有两种基本算法,即自然采样法和规则采样法<sup>[1]</sup>。自然采样法中,虽然所得到的SPWM波形很接近正弦波,因采样点不能预先确定,不方便实时控制,不符合微机全数控应用,所以实际工程上常采用规则采样法。规则采样法是在三角波每一周期内的固定时刻,找到正弦调制波上的对应电压值,再用此值对三角载波采样,找三角载波上对应的值,在一个三角载波周期内,有两个相等的值,所以逆变器相应的功率器件导通和关断各一次。实现方法如图3所示,图中采用三角波作载波的目的就是设法使SPWM波形的每一个脉冲都与三角载波的中心线对称,即每个脉冲的中点和三角波中点重合,使两侧的间隙时间相等。

在图3中,设正弦调制波为

$$U_r = M \sin \omega_1 t \quad (1)$$

其中, $\omega_1$ 是正弦调制波的角频率,即逆变器输出角频率; $M$ 称为调制度,是调制波幅值与载波峰值的比值。

规则采样法一般是以三角形载波负峰值这一固定时刻找到正弦调制波的对应点(如D点),以此点电压 $U_{ra}$ 做采样电压。在三角载波上由

$U_{rd}$ 水平线截得A、B两点,从而确定脉宽时间 $t_2$ ,并在 $t_A, t_B$ 时刻控制开关器件的通断。这样,在三角载波一个周期 $T_c$ 内,A、B点之间的时区 $t_2$ 是逆变器功率开关器件导通工作区间,而其余时间均为器件关断工作区间。

在规则采样法图中,按相似三角形 $\triangle EFC \sim \triangle AGC$ ,可得

$$\frac{2U_{cm}}{T_c/2} = \frac{U_{cm} + M \sin \omega_1 t_D}{t_2/2}, \text{ 即 } t_2 = \frac{T_c}{2} (1 + M \sin \omega_1 t_D) \quad (2)$$

$$\text{或 } t_1 = t_3 = \frac{1}{2} (T_c - t_2) \quad (3)$$

对于信号处理器来说,时间的计算可由软件实现,时间的控制可通过DSP内部定时器来完成。这样规则采样法在力求采样效果尽量接近自然采样法的同时,又不必花费过多的运算时间,容易实现超声波电源中功率管的数字化控制。

## 2.2 应用TMS320F2812 DSP产生SPWM波

TMS320F2812 DSP 芯片是TI公司的用于控制的高性能、多功能、高性价比的32位定点DSP芯片<sup>[9]</sup>。该芯片兼容TMS320LF2407指令系统,最高可在150MHz主频下工作,并带有18k×16位片上FLASH。其片上外设主要包括2×8路12位A/D、2路SCI、1路SPI等,并带有两个事

件管理模块(EVA、EVB),分别包括6路PWM/CMP、2路QEP、3路CAP、2路16位定时器。另外,该器件还可外扩大于1M×16位程序和数字存储器。TMS320F2812 DSP采用哈佛总线结构,可进行双16×16乘加和32×32乘加操作,因而可兼顾控制和快速运算的双重功能。

这里以 TMS320F2812芯片的事件管理器(EVA)中的通用定时器(GPx)及与之相关的比较单元(CMPx)为例来说明实现SPWM控制的过程<sup>[2]</sup>。

TMS320F2812的事件管理器拥有通用定时器、比较单元和PWM单元,那么如图3所示的脉宽调制波形就非常容易实现了。首先制定一个正弦波采样数据表格。假设正弦波频率为50Hz,载波三角波频率为50kHz,那么半个周期的正弦波采样次数为500个,近似把半周期正弦波500等分采样,那么第 $k$ 个采样值为

$$y_k = M \sin(2\pi \times \frac{k}{1000}), k \in (1, 2, \dots, 500) \quad (4)$$

设置通用定时器1处于连续递增/递减计数模式,由TMS320F2812 DSP芯片的主频150MHz,可设置周期寄存器(T1PR)的值为1500(05DC),则公式(5)给出当调制比为0.8时,第 $k$ 个采样定标值为

$$Y_k = 0.8 \times 1500 y_k = 1200 y_k \quad (5)$$

对于 $Y_k$ 取整,从 $k=1$ 到 $k=500$ ,得到500个正弦采样值的表格。把这个表格存入到Flash内存中,再实时的进行查找、调用。

根据对逆变电源输出电压、电流的采样,设定和调整定时器中周期寄存器和比较寄存器的值来改变输出PWM波的周期和脉冲宽度,也是对PWM占空比进行调节。在定时器GP1不断计数的同时,全比较单元的比较逻辑也在不断地将定时器GP1计数器的值和比较寄存器的值(CMPRx, X=1, 2)进行比较,当两个值相等时将发生比较匹配中断信号。该信号被送到PWM

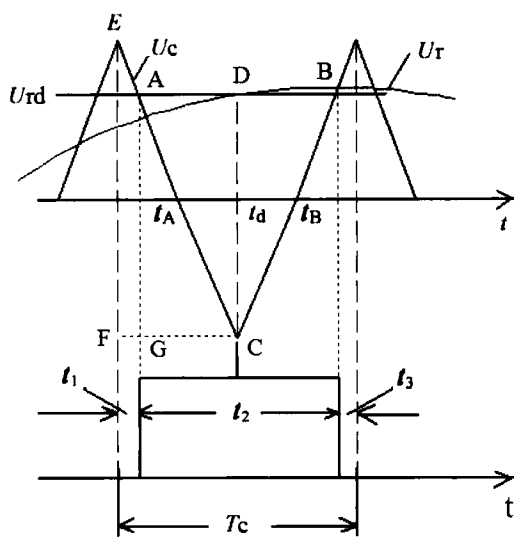


图3 规则采样法生成SPWM

电路中的对称波形发生器,由它产生一路PWM脉冲信号,再经过死区单元产生可以驱动同一桥臂的IGBT互补信号 $PWM_x, PWM_{x+1}$ 。因此在一个载波周期发生两次比较匹配事件,引脚 $PWM_x, PWM_{x+1}$ 的电平发生两次翻转。为防止上下桥臂直通,通常加入一定的死区时间。因此利用TMS320F2812可实现对桥式逆变电路的SPWM控制。在周期寄存器T1PR的值一定的情况下,通过改变比较寄存器的值就可以改变输出矩形脉冲的宽度。根据式(2)所得的占空比表达式,再利用通用定时器比较单元的PWM特性,就可以很容易地实现SPWM。

### 2.3 应用DSP产生移相SPWM波

同样是由于DSP控制的高度灵活性,可通过匹配中断、下溢中断、配置DSP外设、DSP程序等来实现不同的控制方法,使得由规则采样方法得出SPWM的移相控制成为可能。文中介绍一种适用于超声波逆变单元部分逆变桥端SPWM移相控制方法,并用DSP加以实现<sup>[5]</sup>。

在全桥式逆变电路中,输出端电压 $U_{AB}$ 值为 $E, 0, -E$ ,是个双极性高频脉冲信号序列。而输出波形则是由 $VT_1, VT_2, VT_3, VT_4$ 移相控制实现的, $VT_1, VT_2, VT_3, VT_4$ 的波形如图4所示。

由 $VT_1, VT_2, VT_3, VT_4$ 控制信号可知, $VT_1$ 和 $VT_3$ 互补交替, $VT_2$ 和 $VT_4$ 互补交替。可以利用TMS320F2812 DSP中的2个完全比较单元分别产生这2对交替信号,并且还可以设置死区,防止

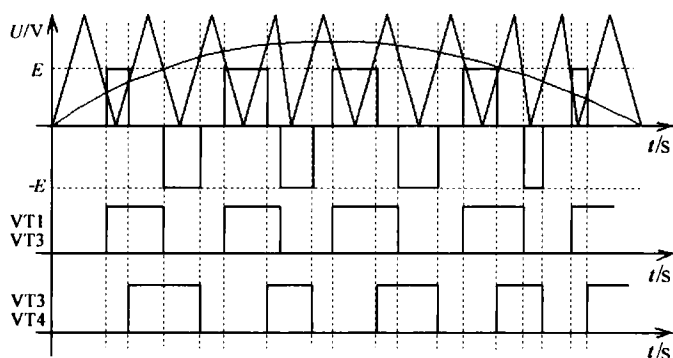


图4  $VT_1 \sim VT_4$ 控制信号波形

上下桥臂开关同时输入触发脉冲,造成短路。由完全比较器的操作方法可知,在连续增/减计数的操作模式下,每周期产生2次比较匹配,分别匹配在递增计数期间和递减周期计数期间,为了方便地产生不对称的SPWM移相波形,文中通用定时器GP1的周期是载波周期的2倍。一个定时器周期经历2次采样,有4个反转点,分别发生在载波的上升沿和下降沿。这相当于对载波分频,并且边沿触发。通用定时器GP1的计数值、输出PWM相位关系如图5所示。

令GP1工作于连续加/减计数模式,即从零

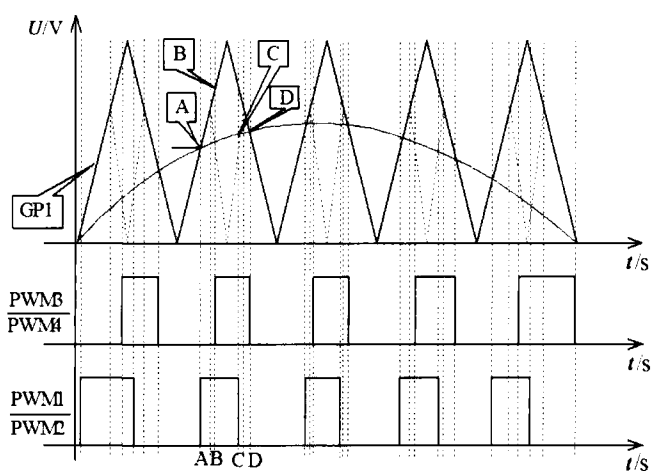


图5 全比较单元产生SPWM移相信号

累加计数至设定值,再从设定值递减至零,自动反复循环。当计数值达到零或者设定值时,分别产生下溢中断和匹配中断。设置周期寄存器(T1PR)的值为3000(载波频率为50kHz),当GP1由零递增至A时,计数器的值与CMPR1的值相等(即发生匹配),则完全比较器1输出电平发生跳变,其中PWM1输出由低转高,PWM2输出由高转低,它们分别代表 $VT_2, VT_4$ 的控制信号。当GP1递增至B点,计数值与完全比较器2的CMPR2值发生匹配,则完全比较器2输出电平发生跳变;其中PWM3输出由高转低,PWM4输出由低转高,它们分别代表 $VT_1, VT_3$ 的控制信号。下一个载波周期的跳变时刻C、D点,设置和A、

B点类似。

显然  $VT_1, VT_2, VT_3, VT_4$  控制信号为不对称的PWM波,因此A、B、C和D点对应的完全比较单元的比较值也是不一样的。这些比较值的计算和修改是在GP1的下溢中断程序中进行的。

第2节中,已经通过SPWM的规则采样得到了500个整数值的表格,那么对应图6,比较值(设图中A~D)则可确定为:A值为 $Y_k$ ,C值为 $3000 - Y_{k+1}$ ,B值为 $3000 - Y_{k+1}$ ,D值为 $Y_{k+2}$ 。

### 3 SPWM波的软件生成

#### 3.1 参数设置

TMS320F2812波形发生器属于DSP芯片的外部事件管理模块,占用CUP的时间很少,可以方便地产生带有可编程死区的SPWM波形。在时钟频率为150MHz的情况下,本文设定载波频率为 $f_c = 50\text{kHz}$ ,死区时间设置为 $3.2\mu\text{s}$ 。

#### 3.2 系统硬件初始化和PWM初始化

系统硬件初始化,包括禁止中断,PLL倍频系数,置系统控制和状态寄存器使能EVA时钟,设置引脚功能为PWM1-PWM4,关闭看门狗,清零中断标志寄存器,设置中断屏蔽寄存器,使能定时器1下溢中断。

PWM初始化包括:周期寄存器T1PR、动作控制寄存器ACTRA、死区控制寄存器DBTCONA、比较控制寄存器COMCONA和定时器GP1控制寄存器T1CON等初始化。

#### 3.3 算法实现

DSP控制性同程序主要有主程序和中断服务程序。在主程序初始化完毕后,设置T1CON,启动定时器1开始工作,并重新开启中断。中断服务程序用来产生正弦脉宽SPWM信号。程序流程图如图6所示。

### 4 实验结果

载波频率为75kHz的SPWM实验波形如图7所示,CH1和CH2分别显示DSP外设管脚PWM1和PWM3的波形,PWM2和PWM4的波形分别和它们互补并且带有死区。用实验波形控制超声波逆变电源功率开关管,得到正弦波输出的实验验证,证明了应用DSP产生移相SPWM波形的正确性和有效性。

由于采样应用了规则采样法,如果加上闭环PID反馈控制,则只需要在原来程序的基础上加上A/D转换子程序,PID子程序就可以实现,而原理没有变化,所以,数字SPWM移相方法亦适合于带反馈控制的逆变电源系统。

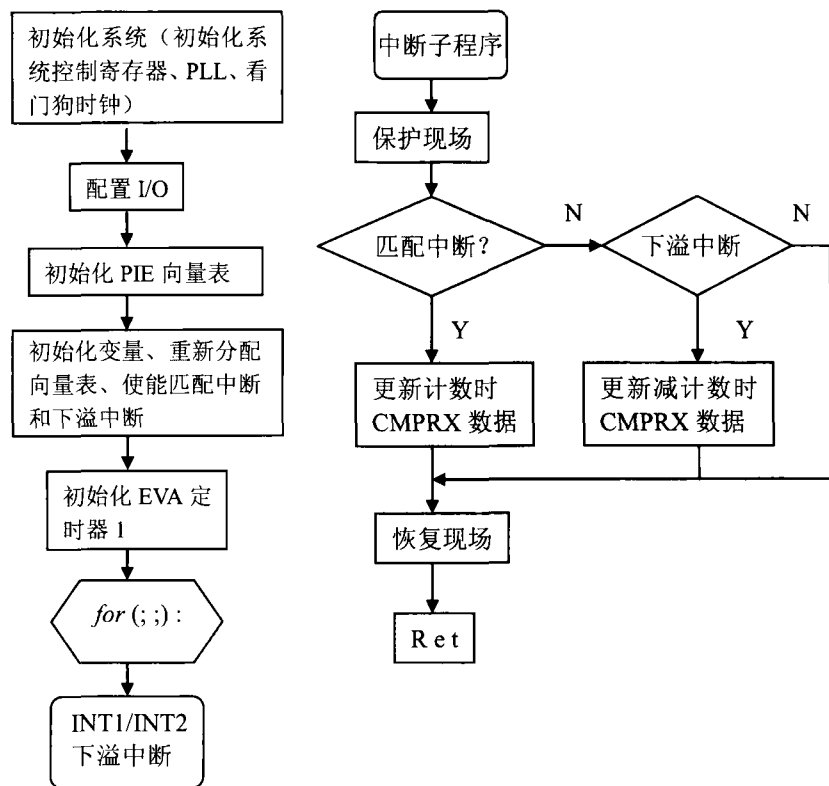


图6 程序流程图

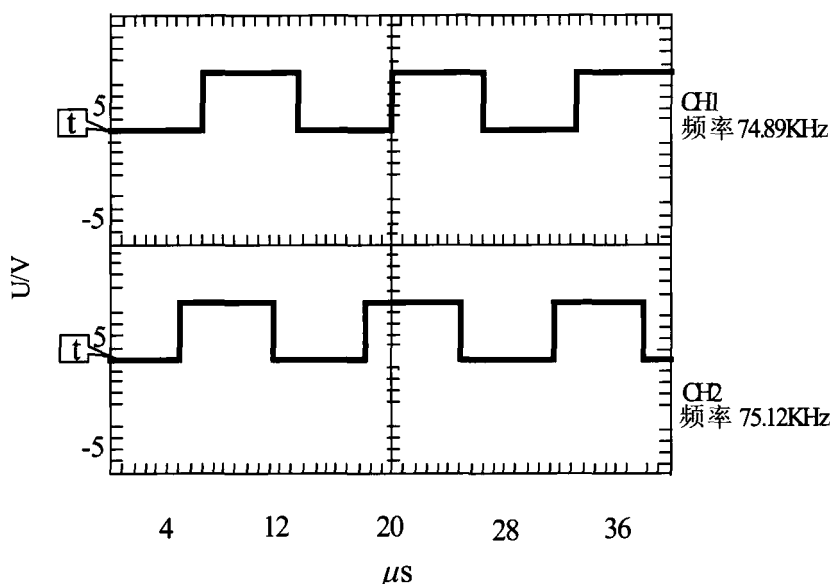


图7 实验波形图

## 5 结论

利用DSP本身的PWM波硬件生成及输出电路,极大地方便了超声波电源控制系统的开发,使设计者把更多的精力放到程序算法的编写上,可以实现不同的控制方法;利用DSP的高速运算能力,还可以进一步提高载波比,以使输出信号的波形更佳。可以相信,随着数字技术的发展,应用速度更快、精度更高、体积更小、更加可靠、操作更灵活的DSP微处理芯片将会成为电力电子业的重要趋势。

## 参考文献

- [1] 李丽欣. 电力系统中的数字移相技术[J]. 德州学院学报. 2005, 21(2): 63-66
- [2] 王晓明, 王玲. 电动机的DSP控制—TI公司DSP应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2004.
- [3] 苏奎峰, 吕强, 庆锋等. TMS320F2812原理与开发[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005
- [4] Bal, Gungor, Erdal Bekiroglu. A PWM Technique for DSP controlled Ultrasonic Motor Drive System[J]. Electric Power Components and Systems, 2005, (33): 21-38

## 作者简介

裴玖玲(1980-), 女, 硕士研究生, 主要研究方向: 电力电子技术, 当前课题主要是大功率高频超声波电源的研究。

屈百达, 男, 教授, 研究生导师。主要研究方向: 现代控制技术与应用, 模式识别和数据处理。

## 中国电源学会主办的第十四届中国国际电源展览会 将于11月在上海举办

由中国电源学会主办的第十四届中国国际电源展览会/工博会——工业自动化电源展将于2008年11月4~8日在上海举办。本届展览会由天津市中源通展览服务有限公司和上海世博(集团)有限公司及上海新国际博览中心共同举办。

由中国电源学会主办的中国国际电源展览会、中国电子变压器展览会(简称“中国电源展”)始于1995年, 已成功举办了十三届, 是目前国内历史最长、规模最大、最具专业性的电源类展览会, 经多年努力, 已成为电源行业一年一度的行业大聚会, 在行业内具有广泛影响力。

中国电源展多年来秉持专业化、国际化、品牌化的原则不断开拓创新, 力争为电源企业提供一个对外宣传、推广、交流的理想平台。凭借中国电源学会的合作资源, 展览会得到众多相关行业组织的支持。并积极寻求同国外相关机构的合作, 提高展会国际化程度, 促进国际交流与合作, 为企业创造更多的发展机遇。