

一种基于分时发射技术的双线性间断调频准连续波雷达的研究

刘高辉, 高 勇

(西安理工大学电子工程系, 陕西西安 710048)

摘 要: 为解决常规线性调频雷达存在的距离速度耦合和近距离盲区等问题, 提出一种采用大占空比双线性间断调频脉冲信号的准连续波体制雷达. 该雷达在一个脉冲重复周期内分时交替发射频谱互不重叠的两个线性调频脉冲信号, 接收机通过发射信号分离、Stretch 处理、时域互相关、FFT、运动补偿等过程可以在一个脉冲重复周期内获得运动目标的速度估计值和距离估计值. 本文首先给出了该雷达的信号模型和距离速度去耦合原理, 分析了系统性能, 最后讨论了尚需解决的关键问题.

关键词: 准连续波雷达; Stretch 处理; 距离速度去耦合; 近距离盲区

中图分类号: TN958.94 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 03-0695-05

A New Type Quasi-Continuous Radar Employed the Double Linearly Frequency Interrupted Modulation Signal

LIU Gao-hui, GAO Yong

(Department of Electronic Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an, Shaanxi 710048, China)

Abstract: A new type quasi-continuous radar which take a double linearly frequency interrupted modulation signal with large operating duty as the transmitting wave is proposed in order to solve the range-velocity coupling problem in the LFM-CW radar and the short-range blind area problem in LFM pulse radar. In this quasi-continuous radar, two LFM signals whose spectrums are not overlapped are transmitted alternately in the transmitting pulse, and the estimated values of the range and the velocity can be obtained within a pulse repetition interval in the receiver by the separating the transmitted signals, Stretch processing, correlation processing, FFT and the motion compensating. In this paper, the signal model and the principle of range-velocity decoupling are firstly given. And then its performance is analyzed. Finally, some key problems to be solved are discussed in the radar.

Key words: quasi-continuous radar; Stretch processing; range-velocity decoupling; short-range blind area

1 引言

线性调频脉冲信号是一种通过线性频率调制获得大时宽带宽积的脉冲压缩信号, 由于具有低截获特性, 可以与各种固态发射技术相兼容, 因此广泛应用于杂波背景下的高速、小目标的检测与跟踪等场合^[1,2]. 对于近距离目标的检测和跟踪, 通常采用调频连续波作为发射波形, 雷达通过测量发射信号和接收信号之间的瞬时频差来确定目标距离和径向速度. 其优点是可以消除脉冲雷达的近距离盲区, 但是存在的问题包括: (1) 对于收、发共用天线的雷达, 难以解决接收机和发射机的有效隔离; (2) 对于单斜率线性调频连续波雷达, 在高速运动目标检测时存在严重的距离速度耦合问题. 针对收发隔离度低的问题, 采用 FMICW (Frequency Modulated Interrupted Continuous Wave) 信号可以很好解决^[3~5]. 针对距

离速度耦合问题, 文献[6]提出了采用对称三角线性调频连续波信号, 并通过动目标检测 (MTD) 和频域配相相结合的方法实现 MTD 和距离速度去耦合.

为解决常规线性调频脉冲雷达和连续波雷达存在距离速度耦合、近距离盲区、收发隔离度低等问题, 借鉴准连续波体制雷达的工作原理^[7], 本文提出了一种采用大占空比双线性间断调频脉冲信号的准连续波体制雷达. 该雷达在一个脉冲重复周期内交替发射频谱互不重叠的两个线性调频脉冲信号, 切换的时间间隔取为不失真带通采样采样间隔的一半, 因此在保证发射信号的信息不减少的情况下, 相当于发射机同时发射两个线性调频脉冲信号, 而交替发射方式发射机的平均功率显然是同时发射的一半, 因此这种发射方式可以节省发射机功率. 接收机通过发射信号分离、Stretch 处理^[8]、时域互相关、FFT、运动补偿等处理方法可以解决高速运动目标

检测时的距离速度耦合问题.本文首先给出该体制雷达的系统组成和信号处理流程,分析了系统性能,最后指出了尚需解决的关键问题.

2 系统组成和接收信号的处理流程

2.1 系统组成

双线性间断调频准连续波雷达的发射系统和接收系统组成如图1所示.发射系统包括:线性调频信号产生器(DDS芯片)、交替切换开关、两级级联的上变频器、固态功率放大模块和发射天线单元等.交替切换开关在切换脉

冲控制下交替选择输出第一高本振和第一低本振,DDS芯片产生的中频线性调频信号分别与两个第一本振交替混频产生双线性间断调频信号,再通过第二级上变频、固态功率放大和天线将信号辐射出去.接收系统包括天线、收发转换装置、微波接收分机、中频接收分机、Stretch处理单元和信号处理分机等.微波接收分机功能是完成信号分离和两级下变频变换,中频接收分机完成两路回波信号的正交分解和数字化任务,Stretch处理单元完成线性调频回波的解调频处理,信号处理分机的任务是完成目标径向速度和距离的估计.

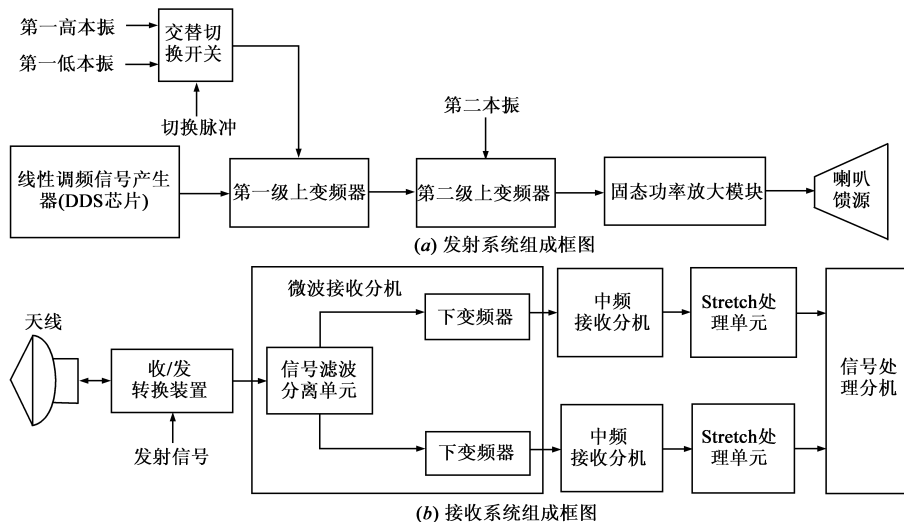


图1 雷达系统组成

2.2 信号模型和接收信号处理流程

双线性间断调频准连续波雷达的发射信号由两个分时交替切换的线性调频分量组成,其频率与时间关系如图2(a)所示, T_e 为发射脉冲的宽度,脉冲重复周期为 $T_r = 2T_e$, f_1 和 f_2 为两个线性调频分量的起始频率, B 为调频带宽, τ_p 为交替切换的时间间隔.

信号参数选取满足以下原则:(1)起始频率之差($f_1 - f_2$)大于调频带宽 B ,使两个线性调频分量的频谱不重叠,保证在接收端通过与其频谱对应的带通滤波器可以将这两个不同起始频率线性调频脉冲的回波信号分离为两路信号;(2)调频带宽 B 主要根据雷达的距离分辨率进行选取;(3)交替切换的时间间隔 τ_p 取为对双线性间断调频脉冲信号进行无失真带通采样采样间隔 T_s 的一半,使线性调频间断脉冲信号与连续的线性调频脉冲信号等效,保证通过带通滤波可以将线性调频间断脉冲信号完全不失真地恢复为连续的线性调频脉冲信号.

考虑到收、发共用天线时发射脉冲对接收信号的遮挡效应,接收信号的时间范围为脉冲重复周期的后半段 $[T_e, T_r]$.若假定目标回波相对于发射脉冲的瞬时延为 τ ,则接收信号的时间范围为 $[T_e, T_e + \tau]$,图2

(b)为回波信号的频率与时间关系示意图.对于回波信号的具体处理过程如下所述.

(1)带通滤波分离.由于发射信号由两个相互交替

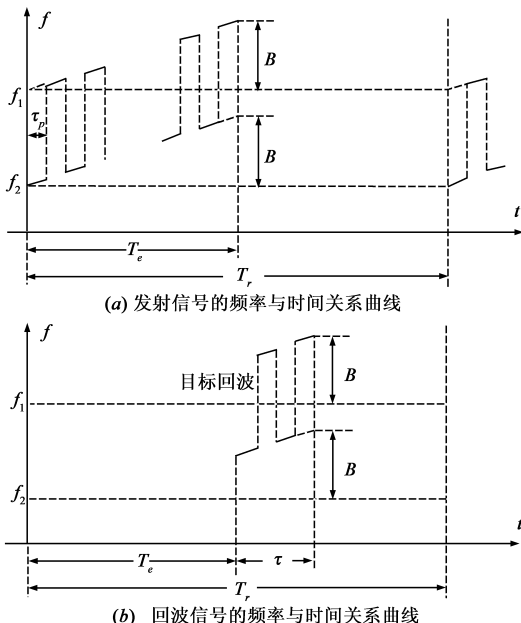


图2 双线性间断调频准连续波雷达的发射和接收信号的频率与时间关系曲线

出现的间断线性调频分量组成,而且时间间隔为带通采样的采样间隔,因此通过两个与线性调频分量频谱对应的带通滤波器就可以得到两个连续的线性调频回波信号,其表示式为

$$S_1(t) = A \cos[2\pi f_1(t - \tau) + \pi k(t - \tau)^2], T_e < t < T_e + \tau \quad (1)$$

$$S_2(t) = A \cos[2\pi f_2(t - \tau) + \pi k(t - \tau)^2], T_e < t < T_e + \tau \quad (2)$$

式中 A 为滤波后回波信号的幅度, $k = \frac{B}{T_e}$ 为发射信号的调频斜率。

(2)下变频、正交变换和数字化. 两路回波先通过两级下变频变换,将射频回波变为中频回波,再进行中频正交检波、采样和量化,得到两路数字基带复信号,其表达式为

$$S_1(nT_s) = A \exp[-j2\pi f_1 \tau + j\pi k(nT_s - \tau)^2] \quad (3)$$

$$S_2(nT_s) = A \exp[-j2\pi f_2 \tau + j\pi k(nT_s - \tau)^2] \quad (4)$$

(3)Stretch 处理. 参考本振信号取为与发射信号相同调频斜率的线性调频脉冲信号的数字序列,其时间延迟和脉冲宽度均为 T_e ,其表示式为

$$s_{\text{ref}}(nT_s) = \exp[j\pi k(nT_s - T_e)^2], T_e < nT_s < T_r \quad (5)$$

Stretch 处理实质是两路回波信号与参考本振信号进行共轭相乘,结果为

$$R_1(nT_s) = A \exp\{-j2\pi f_1 \tau + j\pi k[\tau^2 - T_e^2 + 2nT_s(T_e - \tau)]\} \\ T_e < nT_s < T_r \quad (6)$$

$$R_2(nT_s) = A \exp\{-j2\pi f_2 \tau + j\pi k[\tau^2 - T_e^2 + 2nT_s(T_e - \tau)]\} \\ T_e < nT_s < T_r \quad (7)$$

假设目标在距离 R_0 处、以径向速度 V 朝向雷达运动,则瞬时延 $\tau = \frac{2R_0 - 2VnT_s}{C}$,代入式(6)和式(7),考虑到目标速度远小于光速($V < C$),则上、下两路信号分别为:

$$R_1(nT_s) = A \exp\left\{j2\pi\left[\left(\frac{2R_0^2}{C^2}k - \frac{1}{2}kT_e^2 - f_1\frac{2R_0}{C}\right) + \left(f_1\frac{2V}{C} - \frac{2R_0k}{C} + B\right)nT_s + \left(\frac{2V}{C}k\right)(nT_s)^2\right]\right\} \quad (8)$$

$$R_2(nT_s) = A \exp\left\{j2\pi\left[\left(\frac{2R_0^2}{C^2}k - \frac{1}{2}kT_e^2 - f_2\frac{2R_0}{C}\right) + \left(f_2\frac{2V}{C} - \frac{2R_0k}{C} + B\right)nT_s + \left(\frac{2V}{C}k\right)(nT_s)^2\right]\right\} \quad (9)$$

(4)时域互相关处理. 将式(8)和式(9)两路信号共轭相乘,乘积为

$$R_{12}(nT_s) = A \exp\left\{j2\pi\left[-(f_1 - f_2)\frac{2R_0}{C} + (f_1 - f_2)\frac{2V}{C}nT_s\right]\right\}$$

(10)

式(10)表明经互相关运算后的信号是单频信号,其中心频率为 $(f_1 - f_2)\frac{2V}{C}$,该频率实质上是目标在两个线性调频分量照射下的多普勒频率之差. 因此通过估计出该频率值,就可以得到目标的径向速度值。

(5)目标速度估计. 对互相关运算后的单频信号进行距离向 FFT 运算,其幅度谱的峰值频率就是单频信号的中心频率. 由于单频信号时间长度是 T_e ,若幅度谱峰值对应的序号为 N_v ,则互相关信号峰值频率估计值为 $\frac{N_v - 1}{T_e}$. 再根据互相关信号频率与目标速度的关系,则目标的速度估计值为

$$\hat{V} = \frac{C(N_v - 1)}{2(f_1 - f_2)T_e} \quad (11)$$

显然,速度估计值与发射信号的起始频率之差 $(f_1 - f_2)$ 和发射脉冲宽度 T_e 有关. 若两个起始频率间隔越大、脉冲越宽,则速度分辨率越高. 由于 FFT 运算的不混叠最大频率为 $\frac{f_s}{2}$,可以确定不模糊的最大速度值为

$$V_{\text{max}} = \frac{Cf_s}{4(f_1 - f_2)} \quad (12)$$

可见,不模糊的最大速度取决于发射信号的两个频率之差 $(f_1 - f_2)$ 有关。

(6)运动补偿与目标距离估计. 利用速度估计值对解调频处理后的一路回波信号进行运动补偿,将信号瞬时相位中由速度引起的线性调频相位项和参考本振延时引起的中心频率偏移相位项消去,补偿处理后回波信号变为单频信号,其中心频率只与径向距离有关. 因此通过对该单频信号进行峰值频率估计,再根据频率与目标距离之间的关系,可以获得目标的距离估计值为

$$\hat{R}_0 = \frac{C(B - \frac{N_r - 1}{T_e})}{2k} \quad (13)$$

式中 N_r 为幅度谱峰值对应的序号. 显然,距离估计值与发射信号的调频斜率 k 和发射脉冲宽度 T_e 有关. 若发射信号的调频频率越大、发射脉冲越宽,则距离分辨率越高. 根据单频信号中心频率的最小值,可以证明不模糊的最大距离值为

$$R_{\text{max}} = \frac{C}{2} T_e \quad (14)$$

可知,不模糊的最大距离取决于发射信号的脉冲宽度 T_e ,发射脉冲越宽,不模糊的距离范围越大。

3 系统性能分析

假设雷达发射机的功率为 P_t ,发射、接收天线的增

益分别为 G_t 和 G_r , 目标的有效散射面积为 σ , 平均波长为 λ , 则单个脉冲回波的信噪比为

$$SNR_i = \frac{P_i G_t G_r \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 k T_0 B_n F_n R_o^4 L_t L_r} \quad (15)$$

式中: k 为波尔兹曼常数; T_0 为标准噪声温度; B_n 为接收机的等效噪声带宽; F_n 为接收机噪声系数; L_t 、 L_r 分别为发射系统损耗和接收系统损耗; R_o 为目标径向距离。

根据接收机的信号处理流程, 在计算检测前回波的信噪比时, 主要考虑时域互相关运算、距离向 FFT 处理和相干积累的影响。时域互相关处理时上、下两路信号相乘会将一部分目标回波信号扰乱为噪声, 因此时域互相关处理会导致信噪比损失, 若信噪比的损失为 η_{cr} ; 相干积累对信噪比的改善为 N_p 。下面主要对距离向 FFT 处理对回波信号信噪比的影响情况进行分析。

由于接收信号的时间长度为 τ , 因此采样后的信号长度 $n = \tau \cdot f_s$ 。FFT 处理的时间长度取为 T_e , 即 FFT 长度 $N = T_e \cdot f_s$ 。若 FFT 处理前回波信号的幅值为 A , 噪声的均方根值为 δ , 即 FFT 处理前信噪比为 $r_{in} = \frac{A^2}{\delta^2}$, 可以推导出 FFT 处理后信噪比为 $r_{out} = \frac{A^2 n^2}{N \delta^2}$ 。因此 FFT 处理的信噪比增益为

$$G_{FFT} = \frac{r_{out}}{r_{in}} = \frac{n^2}{N} = \frac{\tau^2 f_s}{T_e} = \frac{4 R_o^2 f_s}{C^2 T_e} \quad (16)$$

将时域互相关运算、距离向 FFT 处理和相干积累对信噪比的影响综合考虑, 最终检测前回波的信噪比可以表示为

$$\begin{aligned} SNR &= \frac{P_i G_t G_r \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 k T_0 B_n F_n R_o^4 L_t L_r} \cdot \eta_{cr} \cdot G_{FFT} \cdot N_p \\ &= \frac{P_i G_t G_r \sigma \lambda^2 f_s N_p}{16\pi^3 k T_0 B_n F_n R_o^2 L_t L_r T_e C^2} \eta_{cr} \end{aligned} \quad (17)$$

从式(17)可以看出, 由于信号处理带来的改善使得检测前的回波信噪比与目标的径向距离的平方 R_o^2 成反比关系, 与常规雷达相比本文提出的准连续波雷达可以较好地改善远距离目标回波检测前的信噪比。下面根据雷达参数, 给出了该准连续波雷达信号处理前后的信噪比与作用距离关系的计算实例。

假定发射信号的调频带宽 $B = 5\text{MHz}$, 脉冲宽度 $T_e = 200\mu\text{s}$, 重复周期为 $T_r = 400\mu\text{s}$, 交替切换的时间间隔 $\tau_p = 50\text{ns}$ 。发射机的功率 $P_i = 35\text{W}$, 发射和接收天线的增益 $G_t = G_r = 38\text{dB}$, 接收机的噪声系数 $F_n = 3\text{dB}$, 发射系统和接收系统的功率损耗 $L_t = L_r = 4\text{dB}$ 。若目标的散射截面积为 $\sigma = 0.2\text{m}^2$ 、径向速度 $V = 600\text{m/s}$, 回波相干积累的周期数为 $N_p = 32$ 。

图 3 为目标距离在 8km 范围内信号处理前后回波

的信噪比随距离的变化情况, 图中虚线是接收到的目标回波信噪比随距离变化曲线, 实线是经过信号处理后的信噪比随距离变化曲线, 显然信号处理显著改善了回波信噪比, 最小改善量可以达到 18dB 左右; 如果以 13dB 作为检测门限, 该雷达的最远作用可以达到 6km 左右; 另外从处理后的信噪比曲线可以看出该雷达在距离为 150M 时的信噪比值远大于检测门限, 说明该雷达可以解决普通线性调频脉冲雷达的近距离盲区问题。

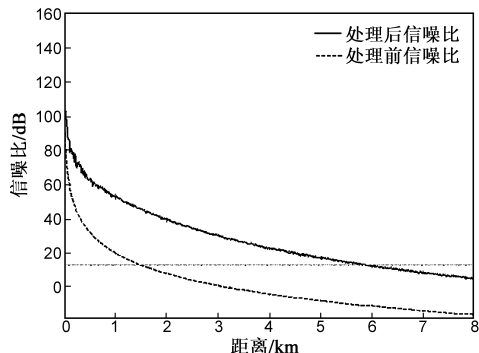


图3 不同距离时回波信噪比的改善情况

4 关键问题讨论

双线性间断调频准连续波雷达交替发射两个大占空比线性调频脉冲信号, 接收系统通过带通滤波分离、Stretch 处理、时域互相关、频谱分析等处理方法在一个脉冲重复周期内获得目标的速度信息和距离信息。其涉及的关键问题有:

(1) 发射信号的产生和大功率固态功率放大

由于目前单个固态功率放大模块功率的限制, 提高发射机功率可以采用多个模块进行空间功率合成的方法。考虑到空间功率合成时对发射信号的相位调整问题, 可以采用多路结构相同的发射信号产生通道, 每个通道利用各自的 DDS 芯片进行信号相位调整, 再分别进行固态功率放大, 最后经环行器送到发射天线的多个喇叭馈源进行空间功率合成。

(2) 回波信号的带通滤波分离

带通滤波的功能是将一个分时交替的回波变为两路连续的回波信号, 滤波后信号的幅度却减少为原来幅度的一半, 原因是间断调频导致信号频谱展宽。为了解决这个问题, 可以增加带通滤波器的带宽来解决。但是增加带宽后, 两个带通滤波器的输出信号变为时间上交替出现的间断信号。因此在后续对信号进行数字化时, 两路的采样时刻也应相互交替, 而互相关处理时要求两路回波在时间上对齐, 所以互相关处理前需要对其中一路回波信号进行内插处理, 使两路回波在时间上对齐。

(3) 频谱分析的细化

接收机进行速度估计时需要对互相关后的信号进行频谱分析,由于接收到的回波信号长度和系统采样率的限制,导致的频谱分辨率不足会带来速度估计误差,减小误差可以采用谱峰搜索方法,根据矩形窗的频谱形状比较精确地估计出频谱的峰值。

另外,关于目标在双线性间断调频信号照射下的散射特性、接收机上、下两个支路的幅相一致性对系统性能的影响、目标分辨性能的提高方法、跟踪模式下信号处理方法等问题尚需深入研究。

5 结束语

本文介绍了一种双线性间断调频准连续波雷达的基本思想和工作原理,分析了系统性能,并给出了计算实例。该雷达综合利用准连续波体制雷达、固态发射机技术、多载频线性调频信号交替发射、Stretch 处理、多路接收回波的时域互相关处理等雷达信号处理新技术的优点,克服了常规线性调频雷达存在的缺点和不足之处,因此它可以为现代电子战条件下检测、跟踪高速隐身目标提供一种新的技术途径。

参考文献:

- [1] Klauder J R, et al. The theory and design of chirp radars[R]. Wiley: The Bell System Technical Journal, 1960, 39(4): 745 - 808.
- [2] Donald R Wehner. High resolution radar[M]. London: Artech-House, 1994. 32 - 44.
- [3] 李健巍, 权太范. 高扫频重复频率 FMICW 信号的相关处理方法研究[J]. 系统工程与电子技术. 1999, 21(2): 1 - 4. Li Jian-wei, Quan Tai-fan, Study on correlation in HSRF signal processing[J]. Systems engineering and electronics, 1999, 21(2): 1 - 4. (in Chinese)
- [4] 杨立扬, 王汝传, 张登银, 孙开翠. 基于 MAC 序列的间断连续波雷达信号的研究[J]. 电子学报. 2004, 32(6): 994 - 996. Yang Li-yang, Wang Ru-chun, Zhang Deng-yin, Sun Kai-cui.

Research on quasi-continuous wave radar signal based on MAC sequence[J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(6): 994 - 996. (in Chinese)

- [5] 冀振元, 孟宪德, 王吉滨. 一种新的 LFMPCW 信号处理方法[J]. 电子学报. 2005, 33(3): 407 - 410. Ji Zhen-yuan, Meng Xian-de, Wang Ji-bin. A new processing algorithm of LFMPCW signal[J]. Acta electronica sinica, 2005, 33(3): 407 - 410. (in Chinese)
- [6] 杨建宇, 凌太兵, 贺峻. LFMPCW 雷达运动目标检测与距离速度去耦合[J]. 电子与信息学报. 2004, 26(2): 169 - 173. Yang Jian-yu, Ling Tai-bing, He Jun. MTD and Range-velocity decoupling of LFMPCW radar[J]. Journal of electronic & information technology, 2004, 26(2): 169 - 173. (in Chinese)
- [7] 袁嗣杰, 陈谷仓, 李贵新. 准连续波雷达数字信号处理系统[J]. 装备指挥技术学院学报. 2002, 13(1): 67 - 69. Yuan Shi-jie, Chen Gu-cang, Li Gui-xin, The digital signal processing of quasi-continuous radar[J]. Journal of institute of command and technology, 2002, 13(1): 67 - 69. (in Chinese)
- [8] Caputi W J. Stretch: A time transformation technique[J]. IEEE Trans AES, 1971, 7(2): 269 - 278.

作者简介:



刘高辉 男, 1968 年生于陕西蓝田, 现为西安理工大学博士, 副教授, 主要从事雷达信号处理和通信信号处理等方面的研究工作。

E-mail: liugh_68@163.com



高勇 男, 1956 年生于陕西西安, 现为西安理工大学教授、博士生导师, 长期从事半导体器件设计、大规模集成电路设计等领域研究工作。