

# 一种超宽带雷达 LFM 信号数字产生器校正方法

胡仕兵, 陈子为

(成都信息工程大学电子工程学院, 四川 成都 610225)

**摘要:** UWB 雷达 LFM 信号源的设计是 UWB 雷达系统设计的关键技术之一, 其信号质量直接影响 UWB 雷达的整体探测性能。针对基于 DDWS 方法的“L/Q 基带数字产生+正交调制+倍频”方式的 UWB-LFM 信号产生器, 从频域角度建立误差信号的数学模型; 分析系统误差提取和补偿的可行性, 并提出一种针对系统误差的数字预失真校正方法。该方法将系统失真的补偿函数特性等效到系统数字输入端, 通过改变波形存储器中的样点数据实现系统失真的校正和补偿。仿真结果表明该方法可以显著改善 UWB 雷达 LFM 信号的质量, 验证了该方法的可行性、正确性和有效性。

**关键词:** UWB 雷达; LFM 信号产生器; 频域幅相误差; 误差校正; 数字预失真; 匹配滤波

**中图分类号:** TN958.3

**文献标志码:** A

**doi:** 10.16836/j.cnki.jcuit.2023.04.007

## 0 引言

超宽带 (ultra-wide band, UWB) 雷达是一种工作带宽大于或等于中心频率 25% 的新体制雷达, 具有极高的距离分辨率、较强的地表穿透和树叶穿透能力、良好的目标识别能力、强抗干扰性能、低截获概率与超近程探测能力等优越性能, 在军事、民用、地质、医学等领域具有广阔的应用前景, 受到国内外学者的广泛关注和重视<sup>[1-5]</sup>。线性调频 (linear frequency modulation, LFM) 信号是研究最早、应用最广的一种脉冲压缩信号, 也是 UWB 信号的一种主要实现形式, UWB 雷达 LFM 信号源的设计是 UWB 雷达系统设计的关键环节之一<sup>[6-7]</sup>。传统的 LFM 信号产生方法多是模拟方法, 可分为有源法 (采用压控振荡器) 和无源法 (采用声表面波器件或电荷耦合器件等实现脉冲扩展) 两种, 存在着精度不高、易受外界干扰、设计灵活性差、系统硬件复杂、体积较大等固有的缺陷<sup>[8]</sup>。随着数字技术与集成数字器件技术的迅速发展, 出现了用数字技术合成 LFM 信号的方法, 主要有基于存储器的直接数字波形合成 (direct digital waveform synthesis, DDWS) 法<sup>[9-10]</sup>和基于累加器的直接数字频率合成 (direct digital frequency synthesis, DDFS) 法<sup>[8, 11-12]</sup>两种。数字方法具有精度高、稳定性和可靠性高、设计灵活、集成度高、功耗低、体积小等突出优点, 已经成为现代雷达信号源设计的主流趋势。

数字式 UWB 雷达信号产生器通常涉及高速 D/A

转换器 (DAC)、低通滤波器 (LPF)、正交调制器、带通滤波器 (BPF)、混频器、倍频器、功率放大器等众多数字和模拟环节, 这些电路器件的非理想特性会引入信号的幅相特性失真, 直接影响雷达脉冲压缩波形的信噪比、主瓣宽度、峰值旁瓣比 (peak side-lobe ratio, PSLR) 和积分旁瓣比, 进而降低雷达成像的距离分辨率、假目标鉴别能力和对比度等探测性能<sup>[13-14]</sup>。因此, 对 UWB 雷达波形产生器系统误差进行校正是一项至关重要的研究课题。

本文主要研究基于 DDWS 技术的“L/Q 基带数字产生+正交调制+倍频”途径的 UWB 雷达 LFM 信号数字产生器, 从频域角度建立信号产生器误差的数学模型, 并提出针对系统失真的数字预失真校正补偿方法, 最后对提出的校正方法进行仿真和性能分析。

## 1 UWB 雷达 LFM 信号数字产生器

LFM 矩形脉冲信号的复数基带表达式:

$$s(t) = \exp(j\pi Kt^2) \\ = \cos(\pi Kt^2) + j\sin(\pi Kt^2), t \in \left[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}\right] \quad (1)$$

其中:  $T$  和  $B$  分别为信号的持续时间和带宽,  $K = B/T$  为频率变化斜率。经过本振为  $f_0$  的正交调制器调制后的中频信号为

$$f_{IF}(t) = \text{Re}[\exp(j\pi Kt^2) \bullet \exp(j2\pi f_0 t)] \\ = \text{Re}\left\{\exp\left[j2\pi\left(f_0 t + \frac{1}{2}Kt^2\right)\right]\right\} \\ = \cos\left[2\pi\left(f_0 t + \frac{1}{2}Kt^2\right)\right] \quad (2)$$

该信号再经过  $M=2^N$  ( $N$  为倍频级数) 次倍频后输出信号为

$$f_{\text{FM}}(t) = \text{Re} \left\{ \exp \left[ j2\pi M \left( f_0 t + \frac{1}{2} K t^2 \right) \right] \right\} \\ = \cos \left[ 2\pi M \left( f_0 t + \frac{1}{2} K t^2 \right) \right] \quad (3)$$

据此思想设计出的 UWB 雷达 LFM 波形产生器系统电路结构如图 1 所示。系统工作时,地址产生电路和系统控制电路提供触发脉冲和逻辑信号,从 I、Q 两路 E<sup>2</sup>PROM 存储器中读出存储的波形数据  $i(n)$  和  $q(n)$ ,经 D/A 变换、低通滤波得到 I、Q 两路基带信号  $i(t) = \cos(\pi K t^2)$  和  $q(t) = \sin(\pi K t^2)$ ,  $i(t)$  和  $q(t)$  经正交调制、带通滤波和功率放大得到中频信号  $f_{\text{IF}}(t)$ ,  $f_{\text{IF}}(t)$  再经多级倍频、带通滤波、功率放大后得到中频为  $Mf_0$ 、带宽为  $MB$  的超宽带 LFM 信号  $f_{\text{FM}}(t)$ 。若基带信号的采样时钟和量化位数分别为  $f_s$  和  $D$ ,则保存在 I、Q 两路 E<sup>2</sup>PROM 中的离散数字样点值为

$$\begin{cases} i(n) = \text{int} \left\{ (2^{D-1} - 0.5) \left\{ \cos \left[ \pi K \left( \frac{n}{f_s} \right)^2 \right] + 1 \right\} \right\} \\ q(n) = \text{int} \left\{ (2^{D-1} - 0.5) \left\{ \sin \left[ \pi K \left( \frac{n}{f_s} \right)^2 \right] + 1 \right\} \right\} \end{cases}, \\ n \in \left[ -\frac{Tf_s}{2}, \frac{Tf_s}{2} \right] \quad (4)$$

其中,  $\text{int}(\cdot)$  表示取整运算。

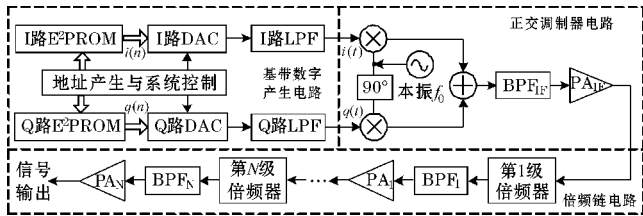


图1 UWB 雷达 LFM 信号数字产生器电路结构图

可见,UWB 雷达 LFM 信号数字产生系统主要由基带信号数字产生电路、正交调制器电路和倍频链电路 3 部分组成,下面从频域角度分别对这 3 部分输出信号进行数学建模和误差的数字预失真补偿校正。

## 2 信号频域模型

### 2.1 基带信号数字产生电路

I、Q 两路基带信号产生电路采用的 DAC 具有零阶保持特性<sup>[15]</sup>,对应的单位冲激函数为

$$h(t) = \begin{cases} 1, 0 \leq t \leq T_s \\ 0, \text{else} \end{cases} \quad (5)$$

其中,  $T_s = 1/f_s$  为采样周期。对  $h(t)$  作傅里叶变换,得零阶保持效应的传输函数:

$$H_{Z-I}(f) = H_{Z-Q}(f) = T_s \sin\left(\pi \frac{f}{f_s}\right) \exp(-j\pi \frac{f}{f_s}) / \left(\pi \frac{f}{f_s}\right) \quad (6)$$

所以两路的输出频谱呈现被  $\sin(x)/x$  函数调制现象。此外,实际 DAC 存在着有限的上升或下降时间,使得 DAC 具有低通滤波器(LPF)响应特性。假设 I、Q 两路 DAC 的上升时间分别为  $\tau_{r-I}$  和  $\tau_{r-Q}$ ,则两路 DAC 的一阶 LPF 特性可分别建模:

$$\begin{cases} H_{\text{DACLPF-I}}(f) = \frac{1}{1+j2\pi f\tau_{r-I}} \\ H_{\text{DACLPF-Q}}(f) = \frac{1}{1+j2\pi f\tau_{r-Q}} \end{cases} \quad (7)$$

在 DAC 后面接有具有最大平坦特性的低通滤波器 LPF,用来对时间波形起平滑作用和滤除镜像残留成分。若两路 LPF 的频响函数分别为  $H_{L-I}(f)$  和  $H_{L-Q}(f)$ ,则基带产生部分输出 I、Q 两路信号的频谱函数分别为

$$\begin{cases} I(f) = H_{Z-I}(f) H_{\text{DACLPF-I}}(f) H_{\text{LPF-I}}(f) S_I(f) \\ Q(f) = H_{Z-Q}(f) H_{\text{DACLPF-Q}}(f) H_{\text{LPF-Q}}(f) S_Q(f) \end{cases} \quad (8)$$

其中:  $S_I(f) = \text{DFT}[i(n)]$ ,  $S_Q(f) = \text{DFT}[q(n)]$ ;  $\text{DFT}(\cdot)$  表示离散傅里叶变换。

### 2.2 正交调制器

具有非理想特性的正交调制器可以假设为: I 路仅存在直流偏差  $d_I$ ,而没有幅度和相位失真; Q 路仅存在幅度和相位失真  $H_{\text{QM-e}}(f)$  (由两路时域幅度不平衡度  $G$  和相位不正交度  $\varphi$  引入),而没有直流偏置误差。则输入至混频器的两路信号频谱函数可分别建模为

$$\begin{cases} I_e(f) = I_i(f) + d_I \cdot \delta(f) \\ Q_e(f) = Q_i(f) H_{\text{QM-e}}(f) \end{cases} \quad (9)$$

其中:

$$\begin{cases} I_i(f) = \text{FT} \left[ \frac{s(t) + s^*(t)}{2} \right] = \frac{S(f) + S^*(-f)}{2} \\ Q_i(f) = \text{FT} \left[ \frac{s(t) - s^*(t)}{2j} \right] = \frac{S(f) - S^*(-f)}{2j} \end{cases} \quad (10)$$

上式中,  $S(f) = \text{FT}[s(t)]$  为式(1)中复数基带信号  $s(t)$  的频谱函数,  $\text{FT}(\cdot)$  为傅里叶变换。由于 I、Q 两路混频器的传输函数分别为

$$\begin{cases} L_I(f) = \text{FT}[\cos(2\pi f_0 t)] = \frac{\delta(f-f_0) + \delta(f+f_0)}{2} \\ L_Q(f) = \text{FT}[\sin(2\pi f_0 t)] = \frac{\delta(f-f_0) - \delta(f+f_0)}{2j} \end{cases} \quad (11)$$

则混频器输出信号分别为

$$\begin{cases} I_{QM}(f) = I_e(f) \cdot L_I(f) = \frac{1}{2} [I_i(f-f_0) + I_i(f+f_0)] + \\ \frac{d_1}{2} [\delta(f-f_0) + \delta(f+f_0)] \\ Q_{QM}(f) = Q_e(f) \cdot L_Q(f) = \frac{1}{2j} [Q_i(f-f_0)H_{QM_e}(f-f_0) - \\ Q_i(f+f_0)H_{QM_e}(f+f_0)] \end{cases} \quad (12)$$

将式(10)代入式(12),得正交调制器输出信号频谱函数为

$$\begin{aligned} S_{QM}(f) &= [I_{QM}(f) - Q_{QM}(f)]H_{IF}(f) \\ &= \frac{1}{4} \{S(f-f_0)[1+H_{QM_e}(f-f_0)] + S^*(-f-f_0)[1+ \\ &H_{QM_e}(f+f_0)]\}H_{IF}(f) + \frac{1}{4} \{S^*(-f+f_0)[1-H_{QM_e}(f-f_0)] \\ &+ S(f+f_0)[1-H_{QM_e}(f+f_0)]\}H_{IF}(f) + \frac{d_1}{2} [H_{IF}(f_0)\delta(f- \\ &f_0) + H_{IF}(-f_0)\delta(f+f_0)] \end{aligned} \quad (13)$$

其中,  $H_{IF}(f)$  为带通滤波器  $BPF_{IF}$  和功率放大器  $PA_{IF}$  的传输函数。该式中第一项为主中频信号,第二项为  $I/Q$  幅度和相位不一致性造成的镜像频率分量,第三项为直流偏置误差引入的载波泄漏成分。由于镜像和载漏分量位于中频信号带内,后接的带通滤波器  $BPF_{IF}$  无法将它们过滤掉。

### 2.3 倍频链

倍频链电路由多级倍频器、带通滤波器、功率放大器、衰减器和阻抗匹配网络等环节构成。假设倍频链由  $N$  个二倍频环节级联而成,倍频次数为  $M=2^N$ ,其电路系统可模型化为图2所示结构。其中:  $D_i(f) = a_i(f) \exp[j\varphi_i(f)]$  ( $i=1,2,\dots,N+1$ ) 为倍频链各级间的等效失真网络,  $a_i(f)$  和  $\varphi_i(f)$  分别为  $D_i(f)$  引入的幅频特性和相频特性失真。若输入信号频谱函数为  $A(f) \exp[j\varphi(f)]$ ,则经过  $D_1(f)$  后的输出为

$$A(f) \exp[j\varphi(f)] \bullet a_1(f) \exp[j\varphi_1(f)] = a_1(f) A(f) \bullet \exp[j[\varphi(f) + \varphi_1(f)]] \quad (14)$$

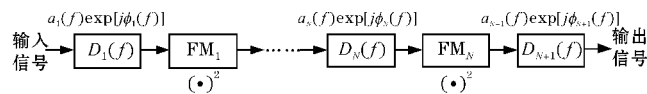


图2 多级二倍频链结构频域等效模型

再经过第一级二倍频器  $FM_1$  后的输出为

$$a_1^2(f) A^2(f) \exp\{j2[\varphi(f) + \varphi_1(f)]\} \quad (15)$$

依此类推,得倍频链最终输出信号的频谱函数为

$$A^{2^N}(f) \left[ \prod_{i=1}^{N+1} a_i^{2^{N+1-i}}(f) \right] \exp[j2^N \varphi(f)] \exp\left[j \sum_{i=1}^{N+1} 2^{N+1-i} \varphi_i(f)\right]$$

$$= \{A^{2^N}(f) \exp[j2^N \varphi(f)]\} \bullet \left\{ \left[ \prod_{i=1}^{N+1} a_i^{2^{N+1-i}}(f) \right] \exp\left[j \sum_{i=1}^{N+1} 2^{N+1-i} \varphi_i(f)\right] \right\} \quad (16)$$

其中,第一项乘积因子为期望得到的理想倍频信号,第二项乘积因子为倍频链系统引入的总幅相失真函数:

$$D_{FM}(f) = \left[ \prod_{i=1}^{N+1} a_i^{2^{N+1-i}}(f) \right] \exp\left[j \sum_{i=1}^{N+1} 2^{N+1-i} \varphi_i(f)\right] \quad (17)$$

## 3 信号误差数字校正方法

具有幅相失真的系统可被视为一理想系统与一误差网络级联而成,可设法将误差网络的特性映射到系统输入端,通过对系统输入进行数字预失真即能实现整个系统失真的校正<sup>[16-19]</sup>。若系统输入矢量为  $\mathbf{X}$ ,系统传输函数为  $\mathbf{A}$ ,则输出矢量为  $\mathbf{AX}$ ;若期望的输出矢量为  $\mathbf{Y}$ ,则将输入矢量  $\mathbf{X}$  预失真为  $\mathbf{A}^{-1}\mathbf{Y}$  即可。这种失真补偿方法必须满足3个条件:(1)保证系统传输函数的逆  $\mathbf{A}^{-1}$  存在。由于本 UWB 信号产生器为失真不太大的物理可实现系统,这个要求是能得到满足的。(2)能产生期望的预失真矢量(预失真波形)。因方案采用的是基带数字产生技术,只要预失真基带的动态范围不超出数字量的表示范围,是能够产生任意的数据波形。(3)能获得精确的系统传输函数  $\mathbf{A}$ 。目前,借助高性能的矢量网络分析仪、高速数字信号分析仪、高速数字示波器以及现代数字信号处理技术如 FFT 算法、数字滤波器设计理论等是能够精确地得到系统的传输函数的<sup>[18-19]</sup>。

考虑到在各级电路的传递过程中信号会发生畸变、衍生等现象,为达到有效补偿系统失真的目的,误差校正需按照信号的传递顺序即基带数字电路→正交调制器→倍频器电路逐级进行。

### 3.1 基带数字产生电路

设  $I$ 、 $Q$  两路信号产生电路的理想输出信号频谱分别为  $S_{I,Q}(f)$  和  $S_{i,Q}(f)$ ,结合式(8),获得  $I$ 、 $Q$  两路校正滤波器的系统函数分别为

$$\begin{cases} H_{C,I}(f) = \frac{S_{I,Q}(f)}{I(f)} = \frac{S_{i,Q}(f)}{H_{Z,I}(f) H_{DACLPF,I}(f) H_{LPF,I}(f) S_I(f)} \\ H_{C,Q}(f) = \frac{S_{i,Q}(f)}{Q(f)} = \frac{S_{i,Q}(f)}{H_{Z,Q}(f) H_{DACLPF,Q}(f) H_{LPF,Q}(f) S_Q(f)} \end{cases} \quad (18)$$

将  $I$ 、 $Q$  两路  $E^2$  PROM 中保存的离散数据分别预失真为

$$\begin{cases} i'(n) = \text{IDFT}\{\text{DFT}[i(n)] \bullet H_{C,I}(f)\} \\ q'(n) = \text{IDFT}\{\text{DFT}[q(n)] \bullet H_{C,Q}(f)\} \end{cases} \quad (19)$$

就可以消除掉 I、Q 两路基带信号数字产生电路中的误差。式中,  $\text{IDFT}(\bullet)$  表示取离散傅立叶逆变换运算。

### 3.2 正交调制器

造成正交调制器输出载漏信号的影响因素仅为两路的直流偏差,这主要取决于基带电路和正交调制器的电路性能,只要保证 I/Q 两路电路器件的完全匹配和 PCB 走线的对称性及一致性,即可以消除掉其影响。下面对正交两路幅相不平衡造成的误差进行数字校正。

首先只产生 I 路基带数据  $i'(n)$ , 令 Q 路中  $q'(n)=0$ , 得到 I 路的传输函数为

$$H_{\text{QM}_I}(f) = \frac{S_{\text{QM}_I}(f)}{I_c(f)} \quad (20)$$

其中,  $S_{\text{QM}_I}(f)$  为此时正交调制器输出中频信号移至零中频时的频谱函数,  $I_c(f)$  是基带电路校正好的 I 路输出信号频谱。同理, 只产生 Q 路基带数据  $q'(n)$ , 令 I 路中  $i'(n)=0$ , 得 Q 路的传输函数为

$$H_{\text{QM}_Q}(f) = \frac{S_{\text{QM}_Q}(f)}{Q_c(f)} \quad (21)$$

其中,  $S_{\text{QM}_Q}(f)$  为此时正交调制器输出中频信号移至零中频时的频谱函数,  $Q_c(f)$  为基带电路校正好的 Q 路输出信号频谱。则对于 Q 路而言, 校正函数为

$$H_{\text{QM}_C}(f) = \frac{H_{\text{QM}_I}(f)}{H_{\text{QM}_Q}(f)} \quad (22)$$

可将 I、Q 基带  $E^2\text{PROM}$  中保存的样点值分别预失真为

$$\begin{cases} i''(n) = i'(n) \\ q''(n) = \text{IDFT}\{\text{DFT}[q'(n)] \bullet H_{\text{QM}_C}(f)\} \end{cases} \quad (23)$$

即能在频域上实现正交调制器幅相误差的补偿。

### 3.3 倍频链

含有正交调制环节的系统本质上等价于一个正交调制网络<sup>[18]</sup>, 因此可以将正交调制器后接的倍频链系统正交分解映射到正交调制器的 I、Q 两路基带中去。设倍频链系统实际输出信号频谱函数和理想输出信号频谱函数分别为  $Y_{\text{FM}_A}(f)$  和  $Y_{\text{FM}_I}(f)$ , 则系统引入的总幅相失真为

$$D_{\text{FM}}(f) = \frac{Y_{\text{FM}_A}(f)}{Y_{\text{FM}_I}(f)} \quad (24)$$

将其等效到倍频链的输入端, 得信号失真为

$$[D_{\text{FM}}(f)]^{\frac{1}{M}} = \left[ \frac{Y_{\text{FM}_A}(f)}{Y_{\text{FM}_I}(f)} \right]^{\frac{1}{M}} \quad (25)$$

于是, 失真校正函数为

$$C_{\text{FM}}(f) = \frac{1}{[D_{\text{FM}}(f)]^{\frac{1}{M}}} = \left[ \frac{Y_{\text{FM}_I}(f)}{Y_{\text{FM}_A}(f)} \right]^{\frac{1}{M}} \quad (26)$$

对  $C_{\text{FM}}(f)$  作正交分解<sup>[18]</sup>, 得到 I、Q 两路基带分量分别为  $C_{\text{FM}_I}(f)$  和  $C_{\text{FM}_Q}(f)$ 。于是, I、Q 基带波形库中样点值可预失真为

$$\begin{cases} i'''(n) = \text{IDFT}\{\text{DFT}[i''(n)] \bullet C_{\text{FM}_I}(f) - \text{DFT}[q''(n)] \bullet C_{\text{FM}_Q}(f)\} \\ q'''(n) = \text{IDFT}\{\text{DFT}[i''(n)] \bullet C_{\text{FM}_Q}(f) + \text{DFT}[q''(n)] \bullet C_{\text{FM}_I}(f)\} \end{cases} \quad (27)$$

这样根据倍频链系统总幅相失真函数  $D_{\text{FM}}(f)$ , 经倍频和正交调制的映射, 在频域上完成了倍频链系统幅频相频特性误差的数字预失真校正。

## 4 方法性能仿真

通过计算机仿真实验来验证和评估 UWB-LFM 信号产生器系统误差数字预失真补偿方法的性能和效果, 仿真参数: LFM 信号脉冲宽度  $T=20 \mu\text{s}$ , 基带带宽  $B=100 \text{ MHz}$ , DAC 量化位数  $D=8$ , 工作频率  $f_s=250 \text{ MHz}$ , 上升时间  $\tau_{r,I} = \tau_{r,Q} = 0.2 \mu\text{s}$ ; 正交调制器本振频率  $f_0=300 \text{ MHz}$ , 直流偏置误差  $d_1=0.1$ , I/Q 两路相对幅度  $G=1.15$ 、相差  $\varphi=10^0$ ; 倍频链为两级二倍频器, 倍频次数  $M=2^2=4$ , 引入的时域调制误差为  $(1+7 \times 10^{-3}t) \exp[j \frac{2\pi}{360} \times 3 \sin(2\pi \times 1.2 \times 10^6 t) + j \frac{2\pi}{360} \times 10 \cos(2\pi \times 0.1 \times 10^6 t)]$ ,  $t \in [-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}]$ 。

### 4.1 基带产生电路部分

图3和图4分别为基带产生电路校正前后的输出基带信号波形、幅度频谱和脉冲压缩结果。由于受DAC的零阶保持特性和上升时间的频域调制作用, 造成基带信号幅度谱高频端跌落和时域波形包络高频处衰减, 下降值分别为0.5993 dB和0.0744 V(相对值为7.44%)。校正补偿后输出信号幅度谱带内平坦度得到极大程度的改善, 波形包络非常接近矩形包络, 达到理想基带信号情况。这些效果的获得是以损失基带信号峰值功率(零中频处频谱幅度下降了1.0652 dB)和信噪比为代价的。未作校正时的匹配滤波峰值旁瓣比PSLR为43.1234 dB, 仅比此时理论值43.1634 dB低0.04 dB; 校正后的PSLR达到了43.2614 dB, 比理论值高出0.098 dB。这是由于DAC零阶保持特性和上升时间在频域对信号频谱进行了加窗处理, 相当于作了二次加权, 故有利于抑制脉冲压缩后的旁瓣电平。



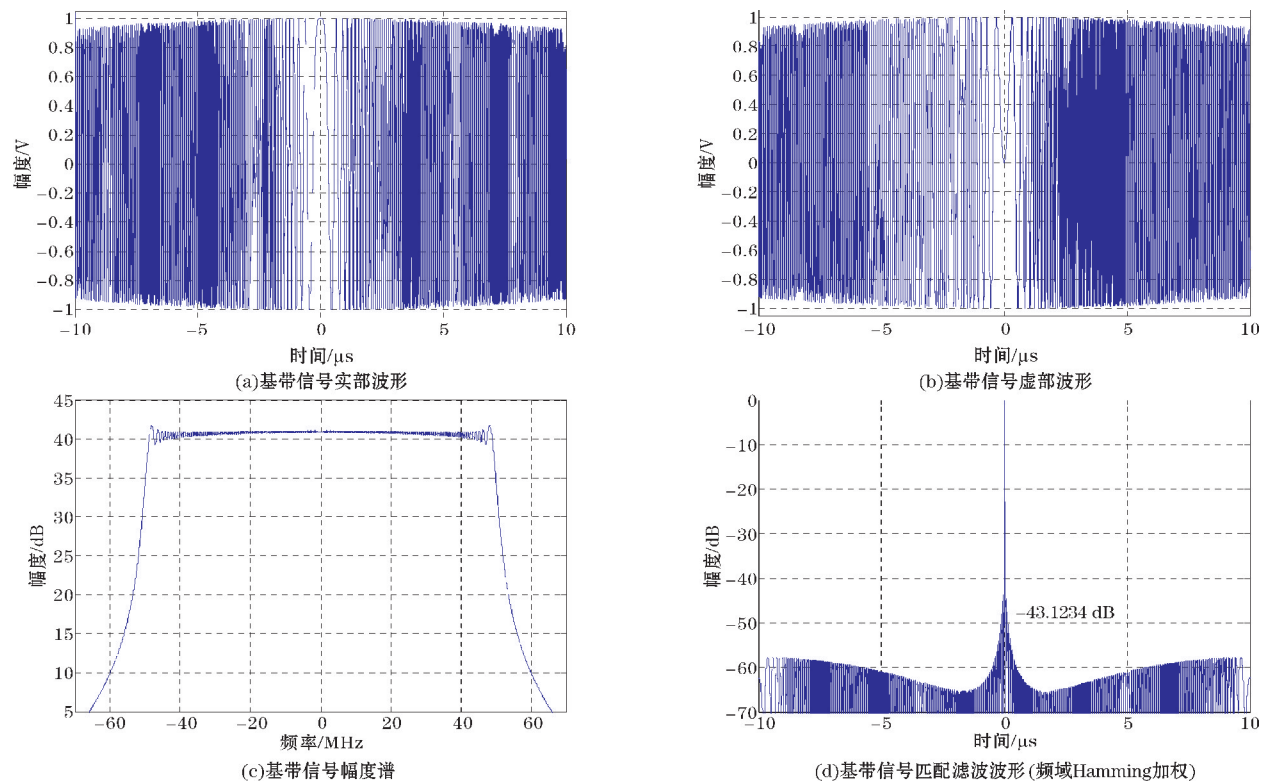


图3 校正前基带信号波形、频谱和匹配滤波结果

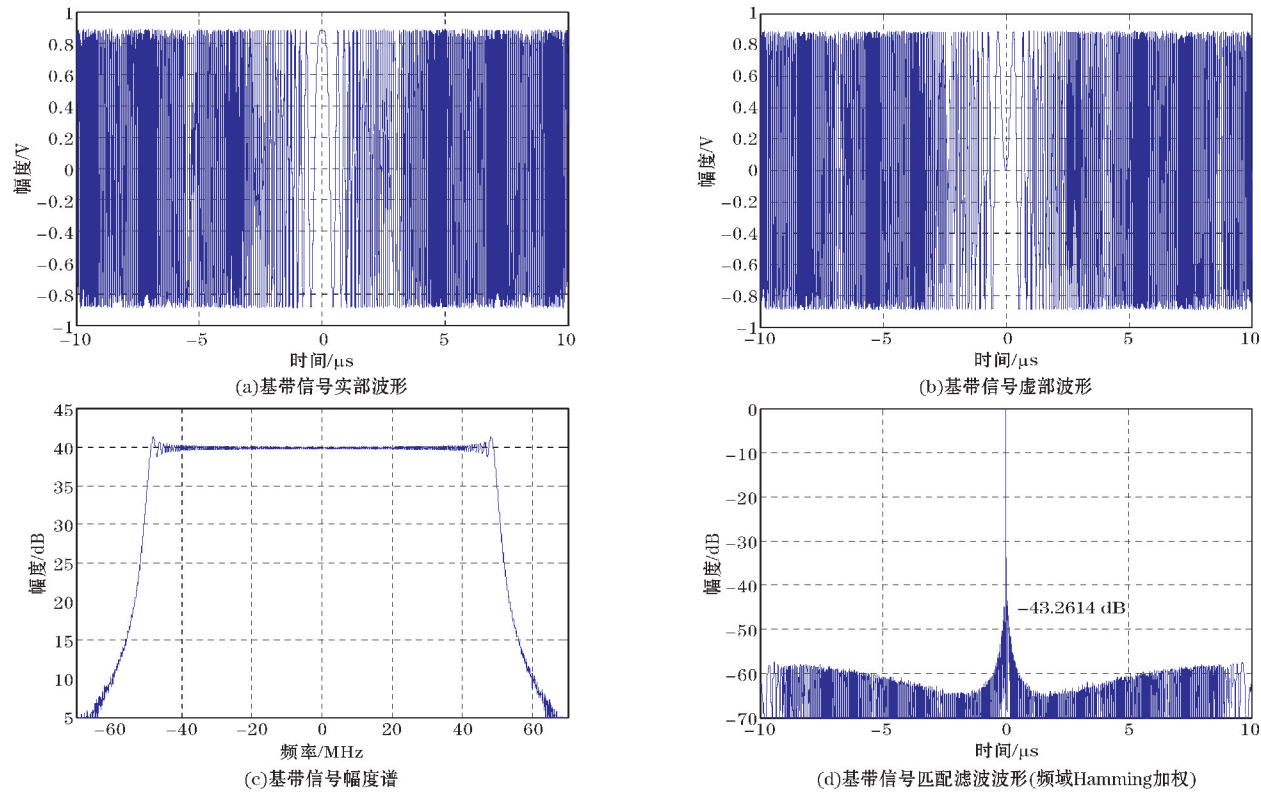


图4 校正后基带信号波形、频谱和匹配滤波结果

4.2 正交调制器部分

图5和图6分别为正交调制器校正前后的输出中频信号波形、幅度频谱和脉冲压缩结果。由图5(a)和图6(a)可以看出,由于直流偏置误差、I/Q幅度和相

位不一致性的存在,使得输出中频信号时域包络有较大的起伏和相位畸变,经过校正后时域包络和相位非常接近理想信号的矩形包络和相位。由图5(b)和图6(b)可以看出,载漏分量的影响表现为频谱中央出现单根谱线,使有用信号的功率变低。而镜像分量表现

为中频信号带内出现粗糙起伏和频谱关于中频非对称性畸变, I/Q 两路信号幅度不平衡度和相位不正交度越大, 带内起伏和非对称性畸变越大。经校正后, 载漏分量得到有效的消除(降低了12.403 dB), 带内粗糙起伏也得到很大程度的抑制(峰峰值由2.066 dB下降至0.284 dB), 频谱接近理想中频信号的幅度谱。

比较图 5(c) 和图 6(c) 可知, 直流偏置误差、I/Q 幅度不一致性和相位不正交都会使匹配滤波后脉冲压缩波形的峰值旁瓣比 PSLR 降低, 同时作用时 PSLR 为 38.4343 dB, 小于正交调制时的理论值42.7722 dB。经过校正后 PSLR 达到42.4145 dB, 与理论值非常接近。

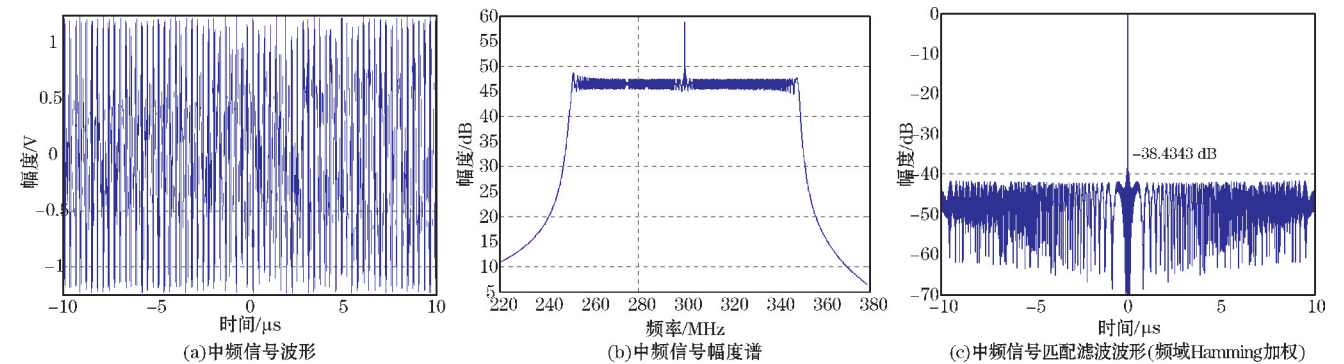


图 5 校正前正交调制器中频信号波形、频谱和匹配滤波结果

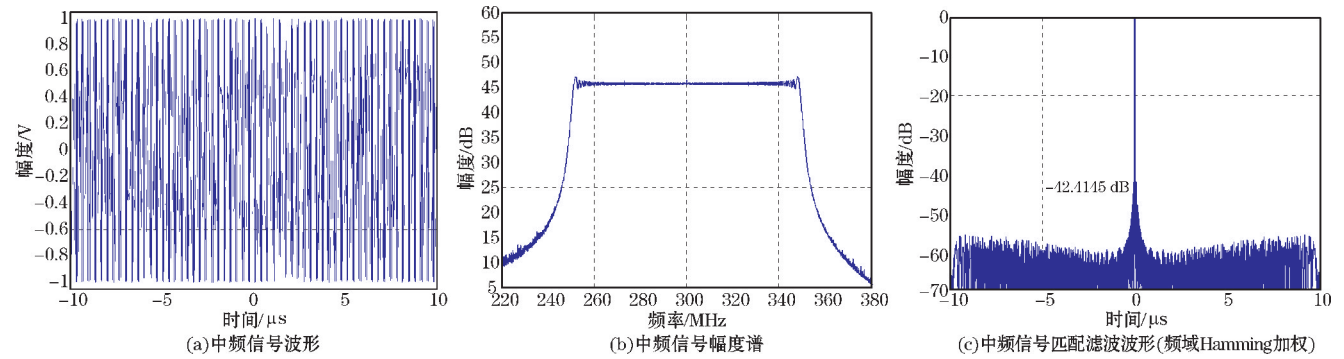


图 6 校正后正交调制器中频信号波形、频谱和匹配滤波结果

4.3 倍频链部分

图 7 和图 8 分别为倍频链校正前后输出信号波形、幅度频谱和脉冲压缩结果。由于时域幅度调制误差为线性, 造成信号波形包络在脉内线性失真(相对值大约为 $\pm 6.94\%$ )和信号幅度谱出现非对称性现象(不平衡度为1.0153 dB)。而因时域相位调制误差的周期性, 一方面致使信号幅度谱带内出现周期性波动,

幅度约为0.2832 dB; 另一方面使匹配滤波波形中出现成对回波。在图 7(c) 中脉冲压缩波形主瓣展宽, 这是低频周期相位误差作用的结果, 而主瓣旁边出现一对幅度约为-31.5 dB的成对回波则是因高频周期相位误差造成的。经预失真校正后, 输出信号包络接近矩形, 信号幅度谱的非对称失真得到极大程度的改善、带内波动幅度降为0.061 dB, PSLR 达到41.6393 dB, 接近理想倍频信号的情况。

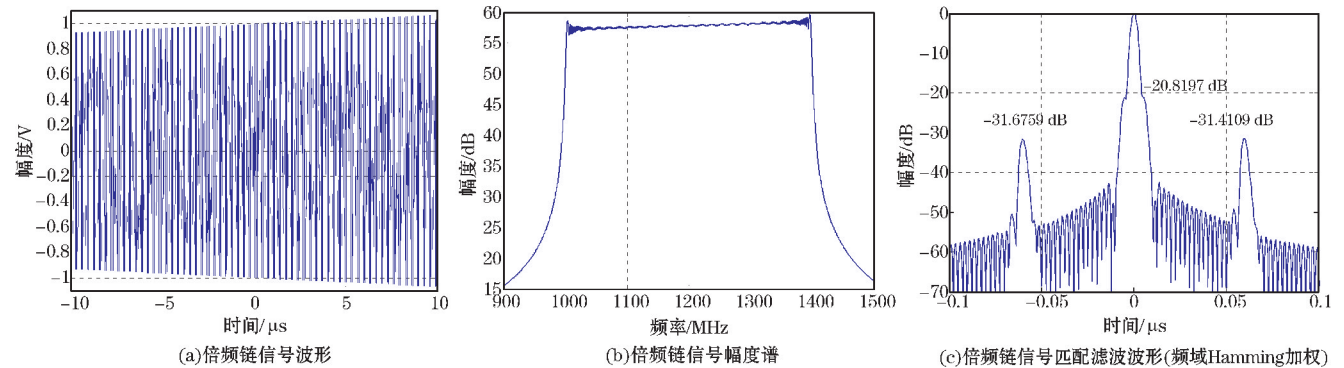


图 7 校正前倍频链信号波形、频谱和匹配滤波结果

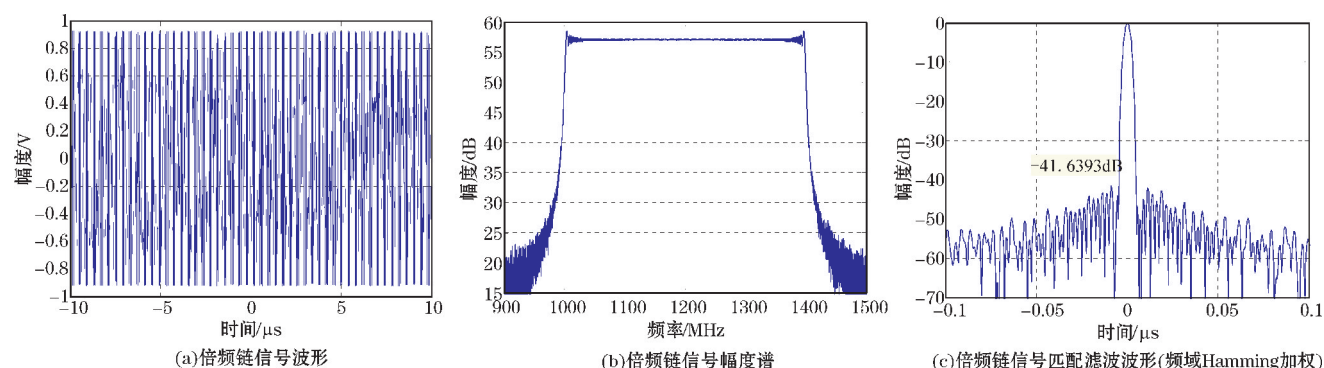


图8 校正后倍频链信号波形、频谱和匹配滤波结果

对比校正前后信号的时域波形、幅度频谱和脉冲压缩结果,可以看出:本文提出的 UWB 雷达信号产生器数字预失真校正方法显著地改善了产生 UWB 雷达 LFM 信号的性能和质量,因而是有效、正确和可行的。

## 5 结束语

从频域角度对基于 DDWS 技术的 UWB 雷达 LFM 信号数字产生器中 I/Q 数字基带信号产生电路、正交调制器和倍频链电路 3 部分输出失真信号分别建立数学模型,分析系统失真校正补偿的可行性,并提出一种针对系统误差的数字预失真校正补偿方法。该方法由系统输出信号的频谱函数获得校正函数并等效到数字输入端,通过改变 I、Q 波形存储器中的波形样点数据即可实现对系统误差的校正,方法简单、方便。仿真结果表明:该校正补偿方法是可行、正确和有效的,可使输出的 UWB 雷达 LFM 信号性能接近理想情况,因而具有重要的工程应用价值。

致谢:感谢成都信息工程大学大学生创新创业训练计划项目(202210621118);2021 年成都信息工程大学电子工程学院教学改革项目对本文的资助

## 参考文献:

- [1] Mark E Davis. Ultra-Wideband Surveillance Radar [M]. London: SciTech Publishing, 2021.
- [2] Sachs J. Ultra-wideband sensing: the road to new radar applications[C]. 2010 11th International Radar Symposium, 2010: 1-4.
- [3] 冯迎林. 星载超宽带雷达侦察系统测试与分析[D]. 成都: 电子科技大学, 2019.
- [4] 汪瑞, 欧阳缮, 周丽军. 超宽带探地雷达多目标压缩感知成像研究[J]. 微波学报, 2017, 33(5): 50-54.
- [5] 程一歌. 基于超宽带雷达的人体睡眠监测研究[D]. 深圳: 深圳大学, 2020.
- [6] Cam Nguyen, Jeongwoo Han. Time-Domain Ultra-Wideband Radar, Sensor and Components: Theory, Analysis and Design [M]. New York: Springer International Publishing, 2014.
- [7] 李陈磊, 竺小松, 徐壮. 一种超宽带线性调频信号源的设计[J]. 现代雷达, 2015, 37(8): 58-64.
- [8] 周健. 基于 DDS 的宽带雷达信号产生与幅相失真补偿技术研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2005.
- [9] 王海松, 张月, 陈曾平. 基于 DDWS 的波形产生器的设计与实现[J]. 电子科技, 2017, 30(11): 16-20.
- [10] 魏琳, 李天池, 杨刚. 基于 DDWS 的线性调频信号的产生[J]. 现代电子技术, 2011, 34(10): 98-102.
- [11] Jinhai Xiao, Ning Liang, Bingwen Chen, et al. An 8.55-17.11 GHz DDS FMCW Chirp Synthesizer PLL Based on Double-Edge Zero-Crossing Sampling PD With 51.7-fsrms Jitter and Fast Frequency Hopping[J]. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, 2022, 30(3): 267-276.
- [12] 钟乐鹏. 脉冲压缩雷达 LFM 信号源设计[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2015.
- [13] 赵志勇, 常文革, 黎向阳. DDWS 系统误差补偿方法研究[J]. 现代雷达, 2014, 36(1): 19-24.
- [14] 胡仕兵. 超宽带雷达脉冲压缩信号数字产生方法研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2009.
- [15] 高西全, 丁玉美. 数字信号处理 [M]. 4 版. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2016.
- [16] Netterstrom A. Using digital pre-distortion to compensate for analog signal processing errors [C].

- IEEE International Conference on Radar, 1990: 243–248.
- [17] Netterstrom A, Christensen E L. Correction for quadrature errors [J]. International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), 1994 (2): 909–911.
- [18] 祝明波. UWB-SAR 信号设计与产生技术研究 [D]. 长沙: 国防科学技术大学, 1999.
- [19] 贾颖新, 王岩飞. 一种宽带多通道合成孔径雷达系统幅相特性测量与校正方法 [J]. 电子与信息学报, 2013, 35(9): 2168–2174.

## A Correction Method for Ultra-Wideband Radar LFM Signal Digital Generator

HU Shibing, CHEN Ziwei

(College of Electronic Engineering, Chengdu University of Information Technology, Chengdu 610225, China)

**Abstract:** The design of ultra-wideband (UWB) radar linear frequency modulation (LFM) generator is one of the key technologies in the design of UWB radar system, because its signal quality directly affects the overall detection performance of UWB radar. In this paper, a mathematical model of error signals is proposed in frequency domain for the UWB-LFM signal generator which is implemented by utilizing I/Q baseband digital generation, quadrature modulation and frequency multiplication approach on the basis of direct digital waveform synthesis (DDWS) method. The feasibility of the system error extraction and compensation is analyzed, and a digital pre-distortion correction method for the system error is proposed. This method maps the system distortion compensation function characteristics to the system digital input, and realizes the system distortion correction and compensation by modifying the sampled data stored in the waveform memory. The simulation results show that this method can significantly improve the quality of the UWB radar LFM signal, and verify the feasibility, correctness and effectiveness of the proposed method.

**Keywords:** UWB radar; LFM signal generator; amplitude and phase error in frequency domain; error correction; digital pre-distortion; matched filtering