

文章编号: 2096-1618(2024)06-0689-06

基于低中频采样的超宽带雷达波形产生器误差校正方法

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:针对超宽带(UWB)雷达波形合成中正交调制器、混频器、倍频器等模拟环节的误差因素特点,提出一种基于“低中频直接数字产生+倍频”途径的高质量 UWB 雷达 LFM 波形数字产生器方案。在频域建立该系统误差的数学模型,提出一种基于频谱对比途径的系统误差数字预失真校正方法,并进行实验验证和性能分析。该方法将系统失真的校正函数映射到系统数字输入端的波形库中,通过直接对存储的数字波形进行预失真融合处理实现系统误差的校正和补偿。结果表明该方法能够显著地提高产生 UWB 雷达 LFM 波形的质量和性能,证实提出的误差校正方法正确、有效和可行。

关键词:UWB 雷达波形;低中频直接数字产生;倍频器;频域误差模型;频谱对比法;数字预失真

中图分类号:TN957.3

文献标志码:A

doi:10.16836/j.cnki.jcuit.2024.06.007

0 引言

信号波形相对带宽满足 $0.25 < \eta \leq 1$ 的雷达系统称为超宽带(ultra-wide band, UWB)雷达,以其高距离分辨率、强穿透能力、低截获概率、强抗干扰性能等优点在军事、民用、地质、医学和商业等领域具有广泛的应用前景,并获得日益关注和重视^[1-3]。UWB 雷达波形产生是 UWB 雷达技术中一项重要的研究课题,其信号质量和性能直接决定着整个 UWB 雷达系统的检测概率、探测性能和分辨性能,研制 UWB 雷达波形产生器并设法提高其输出波形质量和性能具有十分重要的现实意义^[4-6]。

采用数字方法合成 UWB 雷达波形具有设计灵活、预失真补偿方便、精度高、功耗低、体积小、稳定可靠等优点,是今后设计雷达信号源的主流发展方向^[7-9]。受限于当前数字器件的发展水平,用数字法产生 UWB 波形的带宽仍然有限,还需接合正交调制器、混频器、倍频器等模拟环节来拓展产生波形的带宽。正交调制器存在着 I/Q 两路幅度不一致和相位不完全正交带来的镜像干扰以及由残留直流偏置误差引入的载波泄漏分量,这些误差严重劣化中频信号的谱质,且经倍频器倍频后会成倍放大,导致最终产生的 UWB 波形严重失真^[10-11]。混频器中两支路的幅度误差和相位误差会影响混频器的输出结果,导致信号边带抑制度下降,恶化整个系统的性能^[12]。而倍频器的输出、输入相位噪声功率谱密度的数学关系为 $P_{N_o} = M^2 P_{N_i}$ (M 为倍频次数),则输出信号信噪比与输入信号信噪比的关系式为 $SNR_o = SNR_i - 20\lg M$,即信噪比恶

化了 $20\lg M$ dB^[13]。因此在系统设计时,应尽量减小倍频次数 M ,以减小倍频器信噪比的损失。

基于上述考虑,选用目前转换速率最高的 D/A 转换器件(digital to analog converter, DAC),依据奈奎斯特采样定理,采用中频直接合成方法直接产生中频和带宽足够大的低中频信号,然后利用倍频次数尽量小的倍频链倍频得到所需 UWB 雷达波形。这就是本文研究的基于“低中频直接数字产生+倍频”途径的 UWB 雷达波形数字产生器方案,以线性调频(linear frequency modulation, LFM)信号为例,在频域建立该 UWB 波形产生器系统的误差信号数学模型,提出了基于频谱对比法的系统误差数字预失真融合校正方法,并对该方法进行验证和性能分析。

1 基于低中频采样的 UWB 雷达波形产生器结构与误差来源

基于低中频采样的 UWB 雷达波形产生器系统结构如图 1 所示,主要包括低中频直接产生电路和倍频链电路两部分。系统开机后,地址产生电路和系统控制电路将保存在波形库(E^2PROM)中的低中频雷达信号的采样量化数据以较低的速率加载到高速缓存器(SRAM 或 FIFO)中,然后在触发信号 PRF 的控制下将高速缓存器中对应的数据送至高速 DAC 实现数模转换,最后进行功率放大和 UWB 带通滤波即获得低中频信号 $s_{LF}(t)$ 。该低中频信号再经多级倍频、UWB 带通滤波、功率放大后得到中频和带宽均扩展 M 倍(M 为倍频次数)的 UWB 波形 $s_{FD}(t)$ 。

若低中频直接产生部分欲产生的是中频为 f_0 、带宽和持续时间分别为 B 和 T 、调频斜率为 $K=B/T$ 的低

中频 LFM 信号,且采样频率和量化位数分别为 f_{LIS} 和 D ,则保存在 $E^2\text{PROM}$ 中的离散数字样点值为

$$s(n) = \text{int} \left\{ (2^{D-1} - 0.5) \left\{ \cos \left[2\pi f_0 \frac{n}{f_{\text{LIS}}} + \pi K \left(\frac{n}{f_{\text{LIS}}} \right)^2 \right] + 1 \right\} \right\},$$

$$n \in \left[-\frac{Tf_{\text{LIS}}}{2}, \frac{Tf_{\text{LIS}}}{2} \right] \quad (1)$$

其中: $\text{int}(\cdot)$ 表示取整运算;为满足采样定理,要求 f_{LIS} 取值为 $f_{\text{LIS}} \geq 2(f_0 + 0.5B)$ 。

理想情况下,低中频直接数字产生电路和倍频链电路输出信号分别为

$$s_{\text{LIF}}(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_0 t + \frac{1}{2} K t^2 \right) \right], t \in \left[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2} \right] \quad (2)$$

$$s_{\text{FD}}(t) = AB \cos \left[2\pi M \left(f_0 t + \frac{1}{2} K t^2 \right) \right], t \in \left[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2} \right] \quad (3)$$

其中, A 和 B 为常数,分别是低中频直接数字产生电路和倍频链电路的放大增益。

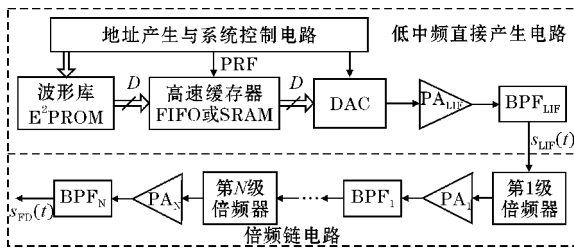


图1 基于低中频采样的UWB雷达波形产生器系统结构图

系统中各个电路器件的非理想特性都会引入大量误差,主要来源有:采样造成的低中频信号谐波(可通过后接的带通滤波器抑制掉);DAC和 $E^2\text{PROM}$ 的有效字长效应导致的量化噪声(可通过增加量化位数 D 来减小);DAC非理想转换特性引入的孔径失真和镜像频率干扰;倍频器的倍增效应对前级信号误差的倍增作用以及其非线性产生谐波和新的组合杂散信号(互调失真)成分;功率放大器的非线性特性;UWB滤波器的非平坦幅频特性和非严格线性相位特性等^[14]。这些因素会严重劣化产生信号的性能和质量,故开展系统误差校正是提高系统和输出波形性能的一项重要途径。由于从时域角度建立系统完整的信号数学模型较为困难,为便于分析,本文从频域的角度分别对系统误差进行数学建模和数字失真融合补偿校正。

2 系统误差数学模型

2.1 低中频直接产生电路

低中频直接数字产生电路采用的DAC具有零阶保持(zero-order-hold, ZOH)特性,对应的单位冲激函数为^[15]

$$h(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_{\text{LIS}} \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (4)$$

其中, $T_{\text{LIS}} = 1/f_{\text{LIS}}$ 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为

$$H_{\text{DAC_ZOH}}(f) = T_{\text{LIS}} \sin \left(\pi \frac{f}{f_{\text{LIS}}} \right) \exp \left(-j\pi \frac{f}{f_{\text{LIS}}} \right) / \left(\pi \frac{f}{f_{\text{LIS}}} \right) \quad (5)$$

所以DAC输出频谱呈现被 $\sin(x)/x$ 函数调制现象。此外,DAC存在着有限的上升或下降时间,使幅度谱随频率增大滚降加快,表现为DAC具有低通滤波器(low-pass filter, LPF)响应特性。一阶LPF特性可建模为

$$H_{\text{DAC_LPF}}(f) = \frac{1}{1 + j2\pi f \tau_r} \quad (6)$$

其中, τ_r 为DAC的上升时间。

DAC后面接有功率放大器 PA_{LIF} 和UWB带通滤波器 BPF_{LIF} ,分别用来对产生的低中频信号进行功率放大和对波形起平滑作用、滤除镜像残留成分和抑制带外杂散分量。若 $H_{\text{LIF}}(f)$ 为功率放大器 PA_{LIF} 和UWB带通滤波器 BPF_{LIF} 的传输函数,则低中频直接数字产生电路输出信号的频谱函数为

$$S_{\text{LIF}}(f) = H_{\text{DAC_ZOH}}(f) H_{\text{DAC_LPF}}(f) H_{\text{LIF}}(f) S(f) \quad (7)$$

其中, $S(f) = \text{DFT}[s(n)]$, $\text{DFT}(\cdot)$ 表示取离散傅里叶变换。

2.2 倍频链电路

倍频链电路由多级倍频器、UWB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,其输出信号可以看作是理想倍频信号 $s_{\text{FD}}(t)$ 通过一个线性系统 $H(f) = A(f) e^{-j\theta(f)}$ 的输出。理想情况下,该线性网络系统的幅频特性在信号带宽范围内为恒值,相频特性在通带内和频率呈线性关系,即有 $A(f) = |H(f)| = a_0$, $\theta(f) = b_0(2\pi f)$,其中 a_0 、 b_0 为常数, b_0 为 $H(f)$ 的群延时。但实际系统的传递函数 $H'(f) = A'(f) e^{-j\theta'(f)}$ 达不到这个要求,总存在偏差。将 $A'(f)$ 和 $\theta'(f)$ 分别展成傅里叶级数形式:

$$\begin{cases} A'(f) = |H'(f)| = a_0 + \sum_{n=1}^N a_n \cos(2\pi n c_m f) \\ \theta'(f) = b_0(2\pi f) - \sum_{n=1}^N b_n \sin(2\pi n c_p f) \end{cases} \quad (8)$$

为简化分析,略去傅里叶级数的高次项,即

$$\begin{cases} A'(f) = a_0 + a_1 \cos(2\pi c_m f) \\ \theta'(f) = b_0(2\pi f) - b_1 \sin(2\pi c_p f) \end{cases} \quad (9)$$

式中, a_1 、 b_1 分别为幅频特性和相频特性的摆动幅度; c_m 、 c_p 分别为幅频特性和相频特性的摆动“频率”, c_m 和 c_p 具有时间量纲。

若理想倍频信号 $s_{\text{FD}}(t)$ 的频谱函数为 $S_{\text{FD}}(f)$,则经过此失真网络后的输出为

$$s'_{\text{FD}}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{\text{FD}}(f) H'(f) e^{j2\pi f t} df = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{\text{FD}}(f) [a_0 + a_1 \cos(2\pi c_m f)] e^{j b_1 \sin(2\pi c_p f)} e^{j2\pi f(t-b_0)} df \quad (10)$$

由第一类贝塞尔函数展开式,知

$$e^{j\sin(x)} = J_0(c) + \sum_{n=1}^{\infty} J_n(c) [e^{jnx} + (-1)^n e^{-jnx}] \quad (11)$$

其中, $J_n(c)$ 为 n 阶第一类贝塞尔函数, 其值由贝塞尔函数表查出。取 $c = b_1$ 和 $x = 2\pi c_p f$, 将式(11)代入式(10), 经化简得

$$s'_{FD}(t) = J_0(b_1) [a_0 s_{FD}(t') + \frac{a_1}{2} [s_{FD}(t' + c_m) + s_{FD}(t' - c_m)]] + \sum_{n=1}^{\infty} J_n(b_1) \{ a_0 s_{FD}(t' + nc_p) + \frac{a_1}{2} [s_{FD}(t' + c_m + nc_p) + s_{FD}(t' - c_m + nc_p)] + (-1)^n a_0 s_{FD}(t' - nc_p) + \frac{(-1)^n a_1}{2} [s_{FD}(t' + c_m - nc_p) + s_{FD}(t' - c_m - nc_p)] \} \quad (12)$$

其中, $t' = t - b_0$ 。通常相频特性畸变幅度 b_1 较小 ($b_1 < 0.5 \text{ rad}$), 根据贝塞尔函数的性质: $J_0(b_1) \approx 1$, $J_1(b_1) \approx b_1/2$, $J_n(b_1) \approx 0 (n \geq 2)$, 因此有

$$s'_{FD}(t) \approx a_0 s_{FD}(t') + \frac{a_1}{2} [s_{FD}(t' + c_m) + s_{FD}(t' - c_m)] + \frac{a_0 b_1}{2} [s_{FD}(t' + c_p) - s_{FD}(t' - c_p)] + \frac{a_1 b_1}{4} [s_{FD}(t' + c_m + c_p) + s_{FD}(t' - c_m + c_p) - s_{FD}(t' + c_m - c_p) - s_{FD}(t' - c_m - c_p)] \quad (13)$$

其中, 第一、二、三、四项分别为理想输入信号无畸变放大输出、只有幅频特性畸变时产生的成对回波、仅有相频特性畸变时产生的极性相反的成对回波、幅频和相频特性畸变互相作用产生的成对回波。因此, 实际倍频器的输出波形在无畸变波形的基础上还产生了左右对称和反对称的成对回波信号。这些强度和时延不同的成对回波若通过匹配滤波处理也会被“脉冲压缩”, 产生旁瓣。若旁瓣的幅度较高, 则有可能淹没真正的目标, 造成目标漏判, 严重影响雷达成像质量和信号检测处理性能。

3 信号误差数字校正方法

由线性系统理论^[16]可知, 具有幅相失真的系统可以被看作为理想系统和误差失真网络的级联而成, 可以设法提取系统误差失真网络的特性并映射到系统的输入端, 通过对系统输入进行数字预失真融合即能实现系统误差的校正。其基本原理为: 若理想系统和误差失真网络的传输函数分别为 H 和 E , 系统输入矢量为 I , 则理想输出矢量和实际输出矢量为别为 HI 和 HEI ; 若将输入矢量 I 预失真为 $E^{-1}I$, 则实际输出矢量变为 $HE \cdot E^{-1}I = HI$ (即理想输出矢量), 误差失真网络得以补偿。能进行预失真补偿是雷达波形数字合成方法的重大优势和显著特点。以下采用基于频谱对比法的数字预失真方法对系统误差进行补偿校正。

考虑到低中频直接产生数字电路和倍频链电路每个环节存在的误差因素在向后一级的传递过程中会出

现增减、衍生或畸变, 为保证对信号失真的校正补偿有效, 应采用上述的预失真融合原理先校正低中频直接产生数字电路的误差, 然后才是倍频链电路的误差。

3.1 低中频直接产生电路

设低中频直接产生电路的理想输出信号频谱函数为 $S_{LIF_I}(f)$, 结合式(7)可得补偿校正滤波器的传输函数为

$$H_{LIF_C}(f) = \frac{S_{LIF_I}(f)}{S_{LIF}(f)} = \frac{S_{LIF_I}(f)}{H_{DAC_ZOH}(f) H_{DAC_LPF}(f) H_{LIF}(f) S(f)} \quad (14)$$

将保存在 $E^2\text{PROM}$ 中的离散样点数据预失真为

$$s'(n) = \text{IDFT} \{ \text{DFT}[s(n)] \cdot H_{LIF_C}(f) \} = \text{IDFT} \left[\frac{S_{LIF_I}(f)}{H_{DAC_ZOH}(f) H_{DAC_LPF}(f) H_{LIF}(f)} \right] \quad (15)$$

就可以消除掉低中频信号数字产生电路中误差的影响。式中, $\text{IDFT}(\cdot)$ 表示取离散傅立叶逆变换运算。

3.2 倍频链电路

设倍频链电路实际输出信号频谱函数为 $S'_{FD}(f)$, 则倍频链电路部分引入的总幅相失真为

$$D_{FD}(f) = \frac{S'_{FD}(f)}{S_{FD}(f)} \quad (16)$$

将其等效到倍频链的输入端, 得输入端的等效信号失真为

$$[D_{FD}(f)]^{\frac{1}{M}} = \left[\frac{S'_{FD}(f)}{S_{FD}(f)} \right]^{\frac{1}{M}} \quad (17)$$

则倍频链电路失真校正滤波器的传输函数为

$$H_{FD_C}(f) = \frac{1}{[D_{FD}(f)]^{\frac{1}{M}}} = \left[\frac{S_{FD}(f)}{S'_{FD}(f)} \right]^{\frac{1}{M}} \quad (18)$$

于是, 波形库中样点值可再次预失真为

$$s''(n) = \text{IDFT} \{ \text{DFT}[s'(n)] \cdot H_{FD_C}(f) \} = \text{IDFT} \left[\frac{S_{LIF_I}(f) \sqrt[M]{S_{FD}(f)}}{H_{DAC_ZOH}(f) H_{DAC_LPF}(f) H_{LIF}(f) \sqrt[M]{S'_{FD}(f)}} \right] \quad (19)$$

这样根据倍频链电路总幅相失真并映射到输入端, 对 $E^2\text{PROM}$ 中数据再次进行预失真即可实现倍频链误差的补偿校正。

4 方法验证与性能分析

对前面提出的 UWB 雷达波形产生器误差数字校正方法作评估、验证以及性能和效果分析。实验系统的参数为: 低中频数字产生电路中 LFM 信号的脉冲宽度 $T = 20 \mu\text{s}$, 中心频率 $f_0 = 300 \text{ MHz}$, 带宽 $B = 100 \text{ MHz}$; DAC 的转换速率为 $f_{\text{LIS}} = 875 \text{ MHz}$, 量化位数

$D=8$, 上升时间 $\tau_r=0.5T_{\text{LIS}}=0.5/f_{\text{LIS}}=0.57145\text{ ns}$; 功率放大器 PA_{LIF} 的特性是理想的, 带通滤波器 BPF_{LIF} 为具有单调下降幅频特性的 UWB Butterworth 型滤波器; UWB Butterworth 带通滤波器的通带上下边界频率分别为 250 MHz 和 350 MHz, 阻带上下边界频率分别为 230 MHz 和 370 MHz, 通带最大衰减和阻带最小衰减分别为 1.5 dB 和 40 dB。倍频链电路为两级二倍频器, 即倍频次数 $M=2^2=4$; 失真系数为 $a_0=1$ 、 $a_1=0.3$ 、 $c_m=0.04$ 、 $b_0=0$ 、 $b_1=1.5^0$ 、 $c_p=0.01$; 采用阶数最低、通带和阻带均为等波纹幅频特性的 UWB 椭圆带通滤波器对倍频输出信号的带外杂散、谐波等无用成份进行过滤, UWB 椭圆带通滤波器的通带上、下边界频率分别为 1 GHz 和 1.4 GHz, 阻带上、下边界频率分别为 0.985 GHz 和 1.415 GHz, 通带最大衰减和阻带最小衰减分别为 1 dB 和 40 dB。

4.1 低中频直接产生电路

图 2 为 DAC 的零阶保持特性、一阶 LPF 响应特性和 UWB Butterworth 带通滤波器的幅频特性曲线, 图 3 和图 4 分别为低中频直接产生电路校正前后输出低中频信号的波形、幅度频谱和脉冲压缩结果。可见, DAC 的零阶保持特性和上升时间的频域调制作用造成输出低中频信号脉内波形包络近似呈线性衰减, 带内频谱也近似成线性跌落。UWB Butterworth 带通滤波器在过渡带处的非陡峭性造成信号的波形包络和频谱在低

频端和高端呈现平滑缓变形状。DAC 的零阶保持特性、一阶 LPF 响应特性和 UWB Butterworth 带通滤波器的幅频特性频谱引起低中频信号频谱在低频端和高端分别跌落 4.2082 dB 和 6.6220 dB。UWB Butterworth 带通滤波器的带内幅频非平坦性和相频非线性使匹配滤波脉冲压缩波形的主瓣展宽和向左偏移, 且在主瓣左侧出现一些幅度很高的单边旁瓣(最大幅度为 -18.6349 dB)。经校正后, 输出低中频信号波形包络非常接近矩形包络(包络起伏由 26.50% 下降为 2.11%), 幅度谱带内平坦度得到极大程度的改善(不平衡度由 2.4125 dB 降至 0.0008 dB), 峰值旁瓣比 (peak side-lobe ratio, PSLR) 由 18.6349 dB 提高到 42.4099 dB, 3 项指标均接近理想低中频信号情况。

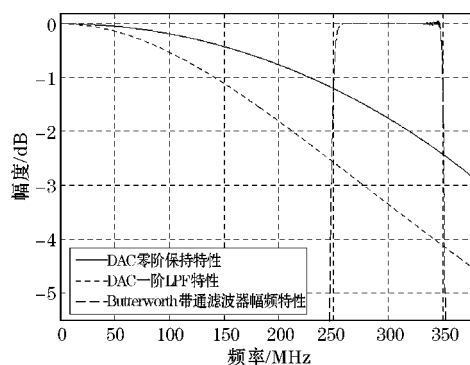


图2 DAC 的零阶保持特性、一阶 LPF 响应特性和 UWB Butterworth 带通滤波器的幅频特性

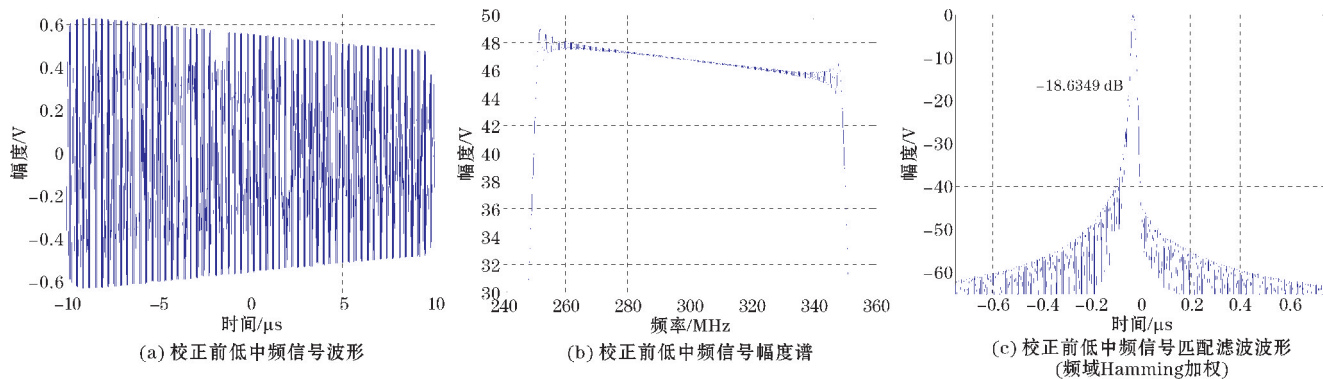


图3 校正前低中频信号波形、频谱和匹配滤波结果

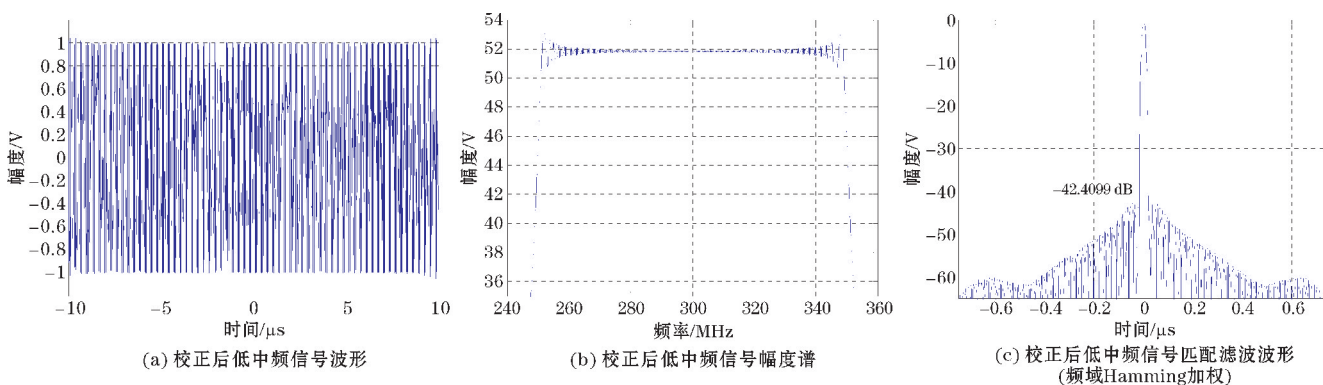


图4 校正后低中频信号波形、频谱和匹配滤波结果

4.2 倍频链电路

图5和图6分别为倍频链电路校正前后输出信号波形、幅度频谱和脉冲压缩结果。倍频器系统的幅频和相频失真引起时域波形脉内和幅度谱带内呈现高频周期性波动(图5a、b),并且在匹配滤波脉冲压缩波形中产生成对回波(图5c),其中幅度最高的一对成对回波(约为-16.5 dB)是因幅频失真引起的,离主瓣最近的一对成对回波(约为-38 dB)是由相频失真引起的,其余的一些幅度小于-50 dB的成对回波是由倍频器系统幅频和相频失真共同引入的。此外,UWB椭圆带通滤波

器的通带等波纹幅频波动特性造成时域波形包络和幅度频谱带内包络出现缓变等波纹起伏;UWB滤波器通带内的非平坦性和相频特性的非线性使匹配滤波的主波形和其他成对回波波形向左侧偏离,并在各波形左侧引入一些幅度较大的单边旁瓣。经预失真补偿后,输出信号包络接近矩形(脉内包络起伏由31.91%下降为6.52%),倍频信号幅度谱的带内平坦度得到明显的改善(带内波动幅度由6.4213 dB降至0.0905 dB),匹配滤波主波形偏离现象得到很好的补偿,成对回波和旁瓣得到极大程度的抑制,PSLR由16.4759 dB提升到41.7228 dB,接近于理想倍频信号的情况。

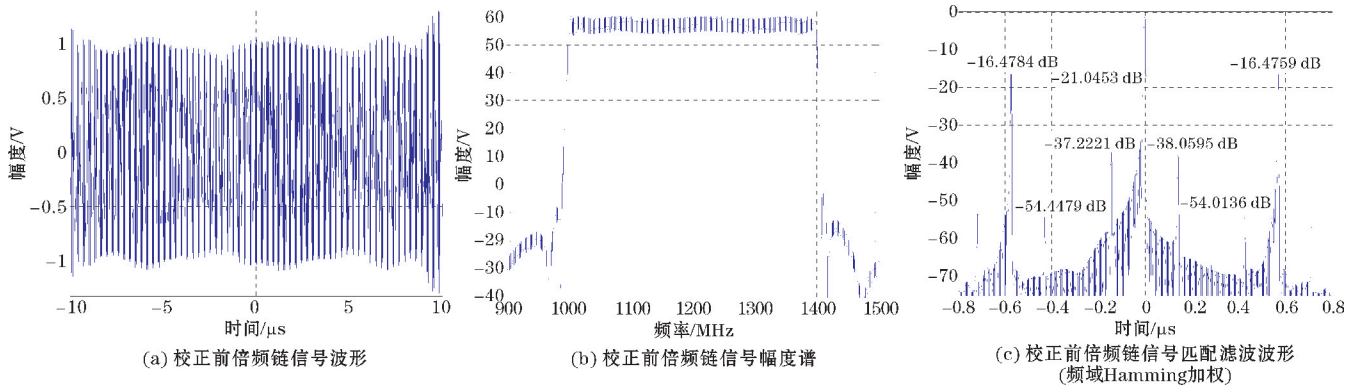


图5 校正前倍频链信号波形、频谱和匹配滤波结果

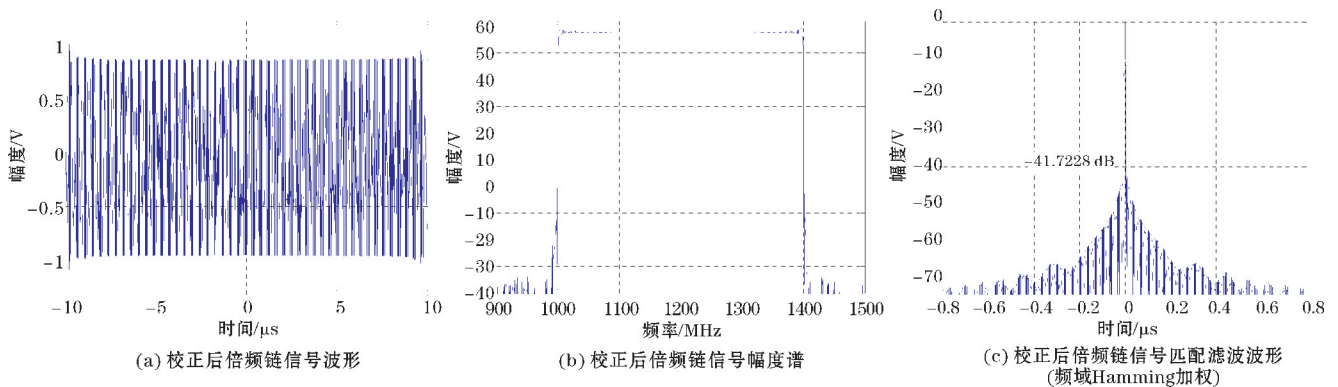


图6 校正后倍频链信号波形、频谱和匹配滤波结果

通过对比校正前后信号的时域波形、幅度频谱和脉冲压缩结果这3项指标数据,可以看出:本文提出的针对基于低中频采样的UWB雷达波形产生器误差的数字预失真校正方法显著地提高和改善了产生UWB雷达LFM信号的质量和性能,验证了该方法的可行性、有效性和正确性。

5 结束语

本文通过分析UWB雷达波形合成中正交调制器、混频器、倍频器等模拟环节的误差因素特点,提出一种基于“低中频直接数字产生+倍频”方式的高质量UWB雷达LFM波形数字产生器系统方案。从频域角度分别建立起系统中低中频直接数字产生电路和倍频

链电路的数学模型,分析系统误差校正补偿的可行性,提出一种基于频谱对比法的系统误差数字预失真校正方法。该方法将系统理想输出信号的频谱函数与实际输出信号的频谱函数作对比获得校正函数,并融合到系统数字输入端的数字波形库中,通过直接对存储的数字波形进行预失真处理实现系统误差的校正和补偿。实验结果表明该方法能够有效地校正“低中频直接数字产生+倍频”方式UWB雷达波形产生器的系统误差,显著地提高产生UWB-LFM信号的质量和性能。提出的误差校正方法也可以应用于雷达和通信等领域中数字发射机和接收机等类似误差的校正和补偿,具有重要的工程应用前景和推广价值。

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);成都信息工程大学大学生创新创业训练计划项目(202310621064、202310621067)对本文的资助

参考文献:

- [1] H S Cho, B Choi, Y J Park. Monitoring heart activity using ultra-wideband radar[J]. Electronics Letters, 2019, 55(16): 878-880.
- [2] Jin Tian, He Yuan, Li Xinyu, et al. Advances in Human Activity Sensing Using Ultra-Wide Band Radar[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2022, 44(4): 1147-1155.
- [3] Mark Davis. T08-Ultra Wide Band surveillance radar[C]. 2014 IEEE Radar Conference, 2014: 35.
- [4] Mahesh C Shastry, Ram M Narayanan, Muralidhar Rangaswamy. Waveform design for compressively sampled ultrawideband radar[J]. Journal of Electronic Imaging, 2013, 22(2): 21011-21018.
- [5] Elmashed Mohammed, Serag Eldin Salwa M, Zahr-an Osama, et al. Improved target detection with ultra wideband radars using efficient coded waveforms[J]. International Journal of Speech Technology, 2018, 21(1): 1-8.
- [6] 刘治平. 超宽带雷达中脉冲产生技术研究[D]. 长沙: 湖南师范大学, 2016.
- [7] Reyhanigalangashi Omid, Taylor Drew, Kolpuke Shriniwas, et al. An RF-SoC-Based Ultra-Wideband Chirp Synthesizer[J]. IEEE Access, 2022, 10: 47715-47725.
- [8] Dong Jianji, Liao Shasha. On-chip arbitrary waveform generator and differentiator[C]. 2016 Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS), 2016: 71-77.
- [9] 张诚. 宽带复杂雷达信号合成技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2014.
- [10] Jusung Kim, HanShin Jo, KyoungJae Lee, et al. A Low-Complexity I/Q Imbalance Calibration Method for Quadrature Modulator[J]. IEEE Trans. VLSI Syst., 2019, 27(4): 974-977.
- [11] Minseok Kim, Yohei Konishi, Jun-ichi Takada, et al. Automatic IQ Imbalance Compensation Technique for Quadrature Modulator by Single-Tone Testing[J]. IEICE Transactions on Communications, 2012, E95B(5): 1864-1868.
- [12] 张柏玮, 童玲, 高博, 等. 混频器交调分量相位不对称机理研究[J]. 电子科技大学学报, 2022, 51(5): 681-687.
- [13] 于伟华, 王雅薇, 佟飞, 等. 毫米波倍频器的设计与研制[J]. 北京理工大学学报, 2016, 36(9): 951-955.
- [14] Nan Chengfeng, Sun Yong. Research on the distortion effect of Ultra-wide-band radar antenna[J]. Journal of Physics: Conference Series, 2021, 1894(1): 1-6.
- [15] 高西全, 丁玉美. 数字信号处理[M]. 5版. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2022.
- [16] 郑大钟. 线性系统理论[M]. 2版. 北京: 清华大学出版社, 2005.

Error Correction Method for an UWB Radar Waveform Generator based on Low-IF Sampling Technique

HU Shibing, CHEN Ziwei

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

Abstract: Because of the characteristics of error factors of the analog devices such as orthogonal modulators, mixers, and frequency multipliers which are employed to synthesize ultra-wideband (UWB) radar waveforms, a high-quality UWB radar linear frequency modulated (LFM) waveform digital generator scheme based on the approach of “low intermediate frequency (IF) direct digital generation + frequency doubling” is put forward in this paper. The mathematical model of the system error is established in the frequency domain, and a digital pre-distortion correction method based on the spectrum contrasting approach for the system error is proposed. Finally, the method is verified by experiments and its performance is analyzed. In this method, the correction function of the system distortion is mapped to the waveform memory in the digital input end of the system, and the system error is corrected and compensated by pre-distorting and merging the stored digital waveform data directly. The experimental results show that the proposed method can significantly improve the quality and performance of the generated UWB radar LFM waveform, and confirm that the proposed error correction method is correct, effective, and feasible.

Keywords: UWB radar waveform; low-IF direct digital generation; frequency multiplier; model of errors in the frequency domain; spectrum contrasting method; digital Pre-distortion