

线性调频基带数字产生的关键技术研究*

祝明波 常文革 梁甸农

(国防科技大学电子工程学院 长沙 410073)

摘要 介绍超宽带线性调频信号基带的数字产生方法及其实现技术。首先对线性调频信号的两种主要数字产生方法进行了简要阐述和比较,然后根据波形存储直读法提出了一种超宽带线性调频信号产生方案,分析了基带数字产生的主要关键技术,并进行了系统实现和测试。测试结果表明本文所提出的方法是可行的。

关键词 超宽带, 线性调频, 信号产生, 高速混合电路

分类号 TN911.3

Key Techniques for LFM Baseband Digital Generation

Zhu Mingbo Chang Wenge Liang Diannong

(Institute of Electronics Engineering, NUDT, Changsha, 410073)

Abstract In this paper, the digital generation methods and the implementation techniques for Ultra-wideband LFM baseband signals are introduced. The two main digital methods for LFM waveform generation are firstly narrated and compared, and a generation scheme for Ultra-wideband LFM waveforms is presented according to the waveform storage method. Then, the key techniques in LFM baseband digital generation are discussed in detail. An experimental system has been implemented and tested. The results show that the scheme is feasible.

Key words ultra-wideband, LFM, signal generation, high-speed hybrid circuit

线性调频信号是一种常用的雷达信号。因其具有良好的脉冲压缩特性,在高分辨力雷达,特别是合成孔径及逆合成孔径雷达中得到了广泛应用。

超宽带信号是指瞬时相对带宽超过25%的信号。超宽带线性调频信号是超宽带雷达广泛采用的波形之一。采用这种信号的超宽带雷达如若结合合成孔径技术工作于VHF/UHF波段,将具有叶簇穿透(POPEN)和地表穿透(GPEN)的能力,可对隐蔽目标进行探测和高分辨成像。因此,研究超宽带线性调频信号的产生在超宽带雷达技术中具有重要意义。

数字技术的飞速发展采用数字方法实现线性调频信号的产生提供了可能。与以往的各种方法(如采用声表面波(SAW)器件的无源方法和采用压控振荡器(VCO)等模拟器件的有源方法)相比,数字方法具有灵活性好、可靠性高、幅相补偿方便等明显优越性。受数字器件速度的限制,一般均无法直接产生所需频段和带宽的超宽带线性调频信号,因而多采用基带加倍频的方法。

1 线性调频信号及其数字产生方法

1.1 线性调频信号的基本理论

线性调频信号的数学表示式可写作

$$s(t) = a(t) \cos(2\pi f_0 t + \pi k t^2), t \in [-T/2, T/2]$$

其中: f_0 为中心频率, $k = B/T$ 为调频斜率, B 为频率变化范围, T 为脉冲宽度, $a(t)$ 为线性调频矩形脉冲的包络。

上述信号的最高频率为 $f_0 + B/2$, 据采样定理, 对该信号进行直接采样所需采样频率 f_s 应满足

* 国家部委基金资助
1998年10月14日收稿
第一作者: 祝明波, 男, 1971年生, 博士生

$$f_s = 2(f_0 + B/2)$$

当信号的中频较高且带宽较大时, 采样频率将会很高。如 $f_0 = 400$, $B = 80$ 时, 采样频率 f_s 至少应为880, 这对转换器件的要求是相当高的。

可以采用对基带信号进行正交调制的方法来降低对采样速率的要求, 即只用数字方法产生 I、Q 两路正交的线性调频基带 (零中频) 信号, 然后再将其正交调制到某一特定中频。这是因为对基带信号而言, $f_0 = 0$, 基带带宽为 $B/2$, 此时对采样频率 f_s 的要求即变为 $f_s = B$ 。同样是对前面所述的信号, 如果在基带进行采样, 则 f_s 仅为80即可满足要求。

线性调频基带信号的数学表示式可写作

$$I \text{ 路: } a(n) \cos(\pi k t^2), t \in [-T/2, T/2] \quad Q \text{ 路: } a(n) \sin(\pi k t^2), t \in [-T/2, T/2]$$

式中参数的定义如前所述。

对线性调频基带进行正交调制即可得到 $s(t)$ 的表达式

$$\cos(\pi k t^2) \cos(2\pi f_0 t) - \sin(\pi k t^2) \sin(2\pi f_0 t) = \cos(2\pi f_0 t + \pi k t^2), t \in [-T/2, T/2]$$

本文即研究用于正交调制的线性调频基带信号的数字产生方法与系统实现技术。

1.2 波形存储直读产生方法

波形存储直读法是通过存储的波形采样进行数模变换直接生成模拟信号的一种方法。

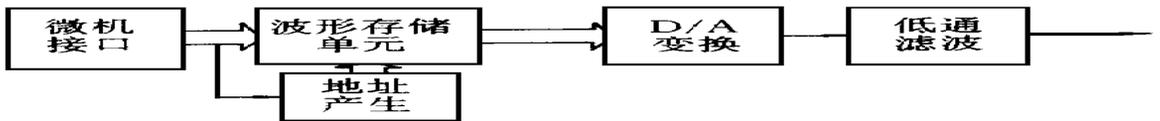


图1 波形存储直读方法原理框图

Fig. 1 Block diagram of the waveform storage method

图1为这种方法的原理框图。其原理为: 根据预定的采样频率, 及所需信号的带宽、时宽等参数, 由信号的数学表达式计算出信号各点采样值, 并按采样顺序预先存储在高速存储器中。信号产生期间, 通过对采样时钟计数产生高速地址并寻址存储器, 依次读出采样数据进行数模转换, 再经低通滤波产生所需模拟信号。

1.3 直接数字合成产生方法

直接数字合成 (Direct Digital Synthesis) 法, 即 DDS, 是通过相位累加、幅度查表以及数模变换来生成模拟信号的一种方法。

线性调频信号的相位是时间的二次函数, 这可通过两级累加器获得。能够产生线性调频信号的 DDS 器件通常被称为 DDCCS (Direct Digital Chirp Synthesis), 其原理框图如图2。

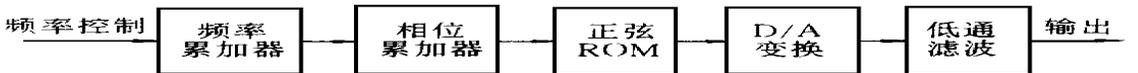


图2 直接数字合成方法原理框图

Fig. 2 Block diagram of the DDS method

1.4 两种方法的比较

波形存储直读法是一种经典的基带信号数字产生方法, 具有原理简单、成本低等特点, 并可采用微机程控方式, 因而可以充分利用软件的支持方便地实现对信号参数的控制及对波形数据的随意修改, 但其结构相对复杂; 直接数字合成法则是一种较新颖的数字产生方法, 具有集成度高、灵活性好、电路结构简单等优点, 但就目前而言尚存在成本高、幅相补偿能力弱等不足。有理由相信, 随着数字技术的进一步发展, DDS 的这些不足之处定会得以克服。

2 超宽带线性调频信号数字产生方案

受数字器件速度——尤其是存储器和计数器速度的限制，一般均无法直接产生所需频段和带宽的线性调频信号。通常采用基带数字产生结合倍频扩展带宽的方法，即首先利用数字技术(D/A 变换)产生具有所需时宽的 I、Q 两路正交的线性调频基带信号，然后通过正交调制使之具有一定中频和带宽，再经倍频、变频等过程得到所需信号。

同时，对一个实际系统而言，预失真(灵活的幅相补偿)无疑是一项至关重要的功能，而这一点恰恰是目前 DDS 产品所无法提供的。相反，采用波形存储直读法实现基带信号的产生却可以方便地对信号的幅度和相位进行预失真，从而可以补偿系统畸变的影响。此外，采用波形存储直读法还可产生任意波形(包括许多复杂的波形)，并可实时改变所产生的信号及其时宽、带宽等参数。

综上所述，我们确定采用基带数字产生加倍频扩展带宽的方案实现超宽带线性调频信号的产生。原理框图如图3所示，其中基带信号的产生采用波形存储直读法。

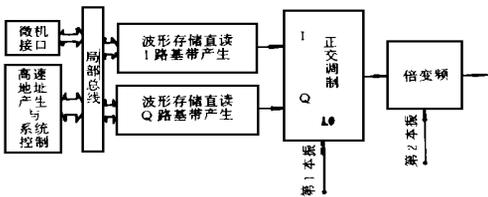


图3 超宽带线性调频信号产生系统框图

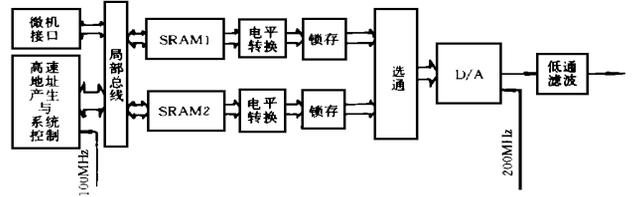


图4 基带产生中的双路 SRAM 并行结构

Fig. 3 Block diagram of the UWB LFM signal generation system Fig. 4 The SRAM parallel construction for baseband generation

3 基带数字产生的关键技术

为使基带产生具有可编程功能，我们采用高速静态存储器(SRAM)做为波形存储器件。同时，为得到尽可能大的基带带宽和尽可能好的信号质量，尚需突破一系列关键技术，分述如下：

3.1 高速 D/A 的选择与设计

综合考虑目前存储器、计数器的技术水平，我们将基带带宽选为40MHz。同时，为得到较好的基带信号输出，D/A 转换速率至少应选为基带最高频率的四倍，即过采样率 4。这里选择过采样率为5，于是 D/A 转换速率就应为200MHz。

对于 D/A 器件，上升时间、差分非线性(DNL)和过冲是三个重要指标。为保证基带信号质量，必须选择上升时间短、DNL 低和过冲小的 D/A。遵循上述原则，我们为基带产生选取了 SPT 公司生产的高速 D/A 器件，该器件的上升时间为1.0ns，过冲能量为4pV·s，DNL 为±0.5LSB。

设计实现时，为 D/A 的模拟电源进行了单独稳压，并在 D/A 周围铺设了大面积地，以减小电源噪声及数字部分的影响。同时，采用差分方式传送和接收基带信号，以抑制共模干扰。

3.2 SRAM 组织

确定采用转换速率为200MHz 的 ECL D/A 后，有两种 SRAM 组织方式可选：一是直接采用寻址速度为200MHz 的 SRAM，二是采用寻址速度为100MHz 的 SRAM 双路并行结构。采用方式一时必须实现200MHz 的高速计数器以提供寻址 SRAM 的高速地址。TTL 器件无法实现如此高速的计数器，只能采用 ECL 器件。受电平转换器件所限，此时也只能采用 ECL 存储器与之配合。由于 ECL 器件价格很高，该方案造价将大为增加。而采用方式二，尽管电路结构复杂一些，但此时价格较低的 TTL 器件即可满足要求。依据性能价格比，我们决定采用方式二。

通过采用双 TTL SRAM 并行结构，我们将对 SRAM 和高速计数器的速度要求降低了一倍，很好地解决了电路的性能价格比问题。如图4所示，采用并行结构后，计数器和存储器均为100MHz TTL 器件，双 SRAM 中分别存储波形采样的奇数点和偶数点。信号产生期间，先以100MHz 的速率将 SRAM

中的波形采样数据同时并行读出并锁存下来, 然后用100MHz 的电平选通器件将二者合成为一路变换速度为200MHz 的数据送至 D/A 器件。

3.3 高速地址产生

为实现波形采样数据的高速读出, 必须给 SRAM 提供高速地址, 而目前 CPU 尚无法提供如此高的寻址速度, 所以只能由一高速同步计数器来实现。为了兼顾系统控制功能, 我们选用高速 FPGA 器件 (如 XC3100A 系列) 来实现高速计数器 (> 100MHz) 和控制信号产生。

FPGA 的高逻辑密度和现场可编程特性使其具有通用性强, 集成度和可靠性高等特点。XC3100A 系列是美国 XILINX 公司第二代 FPGA 产品的改进型, 速度快 (工作频率 > 80MHz) 是其主要特点, 非常适合于需要高时钟速率或低网络延迟的设计。

在同步计数器设计中, 我们采用超前进位 (prescalar) 技术提高其性能, 即将前端的、高速计数器的超前输出用作后面低速计数器的计数使用。实现时, 我们利用 XILINX 公司 EDA 软件中提供的高效宏单元 CLBMAP 优化布线, 从而使计数器内部延时最小。图5为时钟达100MHz 时计数器输出 Q0~Q6 的仿真结果。仿真结果表明, 上述措施对提高同步计数器的速度非常有效。系统实现进一步证实, 高速计数器稳定、可靠, 完全达到设计要求。

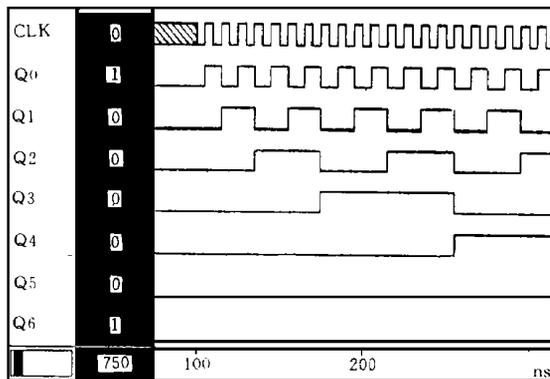


图5 100MHz 同步计数器仿真结果

Fig. 5 Simulation result of the 100MHz synchronous counter

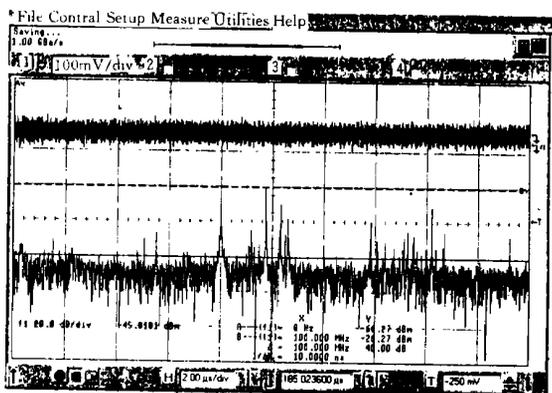


图6 外界电磁干扰 (上) 及其频域分布 (下)

Fig. 6 Surrounding electro magnetic interference (upside) and its frequency distribution (downside)

3.4 噪声抑制

D/A 输出的模拟基带信号受外界影响非常严重。图6为采用 HP 公司 1GSa/s infinium 数字示波器录取的外界干扰及其频域分布。反复测试分析发现, 80MHz 及160MHz 频率处的干扰来自为信号产生提供同步触发的系统同步器 (工作于80MHz), 100MHz 附近的干扰则由空间电磁环境造成, 二者对基带的干扰尤其强烈。采取以下针对措施将有助于基带信号质量取得明显改善:

重新设计低噪声系统同步器, 并改善基带产生电路与之的信号连接;

对整个电路进行屏蔽, 以减小空间电磁干扰的影响。

此外, 基带产生期间, 工作在100MHz 的计数器、存储器、锁存选通等器件, 以及工作在200MHz 的 D/A 数字接口部分, 也将对基带信号质量造成一定影响。可以采用包含地层的多层板和微带线设计, 以及将模拟电源、模拟地同数字电源、数字地严格分开等措施来减小这些影响。

4 系统实现和测试结果

为得到较大带宽的基带信号, 需要较高的采样频率。如在本设计中, 基带带宽为40MHz, 采样频率达200MHz, 属高速混合电路设计。为此, 在电路设计、器件选择及布线等方面均作了周密考虑。首先, 在电路设计上采用双 TTL SRAM 并行结构将对 SRAM 和高速计数器的速度要求降低了一倍; 其次, 元器件均经过仔细挑选; 此外, 为保证电路的性能, 我们还采用多层板结构精心设计了微带线。

经测试，基带数字产生系统的技术指标如下：I、Q 正交两路带宽均能达到50MHz（过采样率为4），时宽320 μ s。正交调制后带宽可达100MHz，之后如对其进行4倍频，则带宽将达400MHz。选用适当的本振组合，将可得到 VHF/UHF 频段的超宽带线性调频信号输出。

图7、图8分别为采用 HP 公司1GSa/s infinium 数字示波器录取的带宽40MHz、时宽20 μ s，采样频率200MHz 时 I、Q 正交两路线性调频基带信号的时域和频域波形。图9为采用 SYSTEM VIEW 软件按上述参数仿真的 Q 路线性调频基带信号的频域波形。

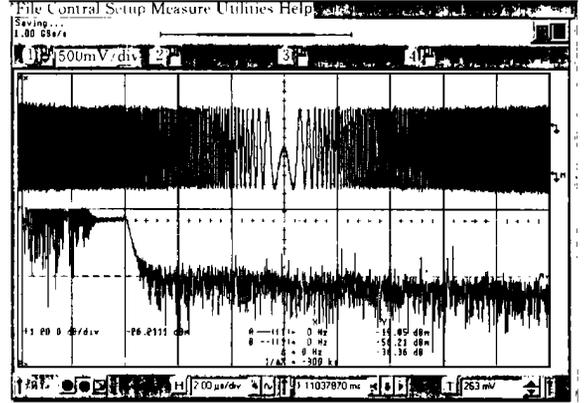
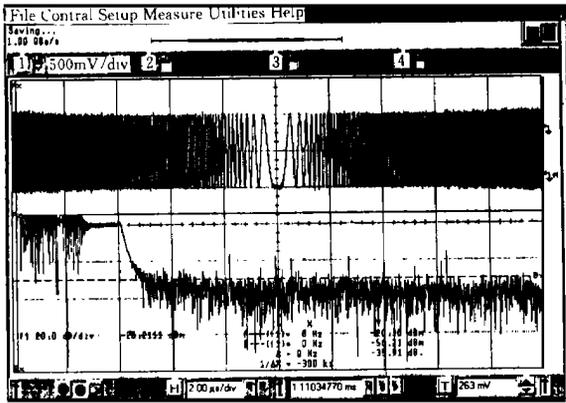


图7 I 路基带信号 (上) 及其频谱 (下)

Fig. 7 Baseband I (upside) and its frequency spectrum (downside)

图8 Q 路基带信号 (上) 及其频谱 (下)

Fig. 8 Baseband Q (upside) and its frequency spectrum (downside)

由测试结果可见，所产生的基带信号的时域波形略有起伏，这是因为基带输出阻抗与测试仪器的输入阻抗没有严格匹配造成的。此外，从仿真结果（见图9，图中纵坐标20dB/div，横坐标5MHz/div）可知，根据我们所确定的基带信号参数，其带外衰减只能达到-40dBc，而实测结果为-36dBc，表明我们所产生的线性调频基带信号在频谱意义上已接近理论值。

5 结束语

本文利用波形存储直读法，采用双路SRAM 并行结构设计并实现了一个超宽带线性调频基带信号数字产生系统。该系统的成功实现表明，采用数字技术实现超宽带线性调频基带信号产生是完全可行的，现已用于基带数字产生，结合倍频扩展带宽的方案产生超宽带线性调频信号，并可推广应用于超宽带雷达和测量仪表等。

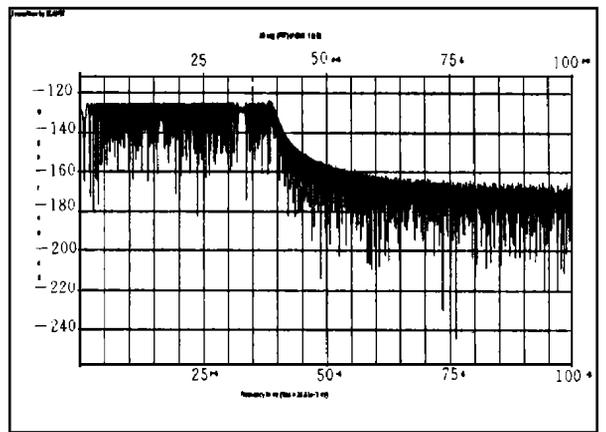


图9 线性调频基带信号的频域仿真波形

Fig. 9 Simulation spectrum of the LFM baseband signal

参考文献

- 1 Postema G B. Generation and performance Analysis of wideband Radar Waveforms. IEE International Conference Radar-87: 310 ~ 314
- 2 Griffiths H D, Bradford W J. Digital Generation of wideband FM Waveforms for Radar Altimeters. IEE International Conference Radar-87: 325 ~ 329
- 3 傅有光, 陆中行. 可编程宽带雷达波形的产生. 现代雷达, 1992, 5: 115 ~ 120
- 4 张颖光, 祝明波, 常文革. 基于 CDDS 技术的宽带雷达信号产生. 雷达与对抗, 1998, 1: 1 ~ 6