

基于低频窄带的超高性能 高频宽带合成源设计

王李飞, 张宁, 杨宜生, 唐丽萍

(1. 中国电子科技集团公司第四十一研究所, 山东青岛 266555;
2. 电子测试技术重点实验室, 山东青岛 266555)

摘要: 随着测试仪器的发展, 高频段信号的应用越来越多, 因此对高频信号测试系统的性能要求也不断提高. 本文在基于高性能的低频窄带合成源的基础上, 提出一种通用的超高性能高频宽带合成源设计方案. 本方案采用分频锁相和混频锁相组成的双环锁相模式, 在分频锁相模式下, 信号进行快速锁定, 实现宽频段内信号的大幅度切换; 在混频锁相模式下, 通过引入不同频段的窄带信号与 VCO 的反馈信号进行混频鉴相获得超高性能的宽带信号, 最终实现宽带高频信号的稳定输出.

关键词: 超高性能; 高频宽带; 合成源; 双环锁相

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2017)10-2409-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.10.014

The Ultra-high Performance and Wide-Band Frequency Synthesizer Design Based on Low-Frequency and Narrow-Band

WANG Li-fei, ZHANG Ning, YANG Yi-sheng, TANG Li-ping

(1. The 41st Research Institute of CETC, Qingdao, Shandong 266555, China;
2. Science and Technology on Electronic Test & Measurement Laboratory, Qingdao, Shandong 266555, China)

Abstract: With the fast development of testing instruments, the application of high frequency signal is becoming more and more, the testing system performance requirements are also getting higher and higher. Based the high-performance low-frequency and narrow-band synthesizer, an ultra-high performance and wide-band frequency synthesizer scheme is introduced. The scheme uses dual-loop PLL which contain fractional-N PLL and frequency-mixed PLL. The fast phase-locked which use the fractional-N PLL, achieves the large amplitude switching in the wideband. In the frequency-mixed PLL, it obtains ultra-high performance and wide-band frequency synthesizer through mixing narrowband signals in different frequency bands and the feedback signal of VCO. The stability and wide-band high frequency signal is realized finally.

Key words: ultra-high performance; wide-band; synthesizer; dual-loop

1 引言

目前在移动通信、医疗保健和军用测量中对信号频段的应用越来越高, 因此对应的测量仪器的频段性能要求也越高. 在现有的测量仪器中, 通常需要以高频宽带合成源为基础, 与测量信号进行多次下变频之后进行中频处理、数据采集等方式, 完成对高频信号性能的测量分析. 因此测量仪器中高频宽带合成源的性能决定了整个测量仪器的基本性能. 现有的宽带合成源

正在向宽频带、大功率、低相噪、小体积和低成本的方向发展, 在宽带合成源研制过程中, 除性能指标外, 对电路体积要求也不断提高.

目前现有的宽带合成源方案主要是在超高性能的恒温晶振基础上, 通过多环锁相的方式获得: 首先通过小数分频环产生低频高分辨率信号作为主环路的参考鉴相信号, 小数环的信号直接决定了最终输出信号的频率分辨率; 其次通过参考环和取样环产生高性能的低频窄带信号, 使用取样器进行谐波取样, 与主环路高

频宽带 VCO 反馈信号混频后进行反馈鉴相, 低频窄带信号直接决定了宽带合成源的相噪指标^[1].

现在市面上低频段、带宽在 100MHz 以内的合成源模块种类越来越多, 性能也不断提升, 很容易获得. 本文在基于当前窄带源的基础上, 提出一种基于低频窄带的超高性能宽带合成源方案, 新方案直接采用低频窄带合成源, 取代现有技术中的超高性能恒温晶振、小数分频环、参考环和取样环, 直接在低频窄带合成源的基础上, 通过整数分频作为主环路的参考鉴相信号, 通过倍频、分频后与主环路高频宽带 VCO 反馈信号混频获得主环路的鉴相信号, 通过环路锁相产生超高性能的宽带合成源.

2 新方案总体介绍

2.1 锁相环的基本结构

锁相环电路为相位负反馈的控制系统, 能够跟踪相位, 实现输出信号与输入信号的相位同步. 锁相环电路主要由参考分频器 (R_{PLL})、鉴相器 (PD)、环路滤波器 (LPF)、压控振荡器 (VCO) 和反馈分频器 (N_{PLL}) 组成. 电路中将 VCO 的 N_{PLL} 分频信号与参考信号的 R_{PLL} 分频信号鉴相, 通过鉴相器输出与两种信号相位差成正比的误差信号. LPF 将相位误差转换为电压信号, 送至 VCO 调谐输出频率, 当两鉴相信号频率相同, 鉴相器输出稳定的相位差, 环路锁定. 锁相环电路结构如图 1 所示^[2-5].

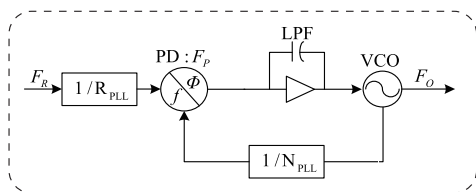


图1 锁相环电路结构

2.2 现有宽带合成源方案介绍

目前主流的宽带合成源方案主要采用多环锁相获得, 具体原理如图 2^[1]; 从图中可以看出, 该方案主要通过参考环、取样环、小数分频环和 VCO 环四环锁相组成; 最终的 3-10GHz 宽带输出信号通过 VCO 环路的反馈信号与取样环的 N_S 次谐波混频作为大环的反馈鉴相信号; 通过小数分频环的 N_{NF} 分频作为 VCO 的参考鉴相信号, 最终实现高性能合成源信号.

传统的宽带合成源方案需要以超高性能的 10MHz 晶振为基础, 通过四环路相互配合, 实现 VCO 环路的高相噪信号, 整个环路结构复杂 (要求四环锁相, 同时取样环频率 $\leq 1\text{GHz}$, 带宽 $\geq 200\text{MHz}$), 同时输出信号经过 N_S 次谐波取样会严重恶化 (N_S 次取样最大值 11 次, 信号相噪按 $20\lg N_S$ 恶化), 导致合成源信号相噪不

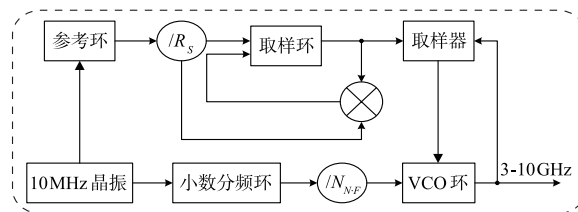


图2^[1] 目前的宽带合成源原理

理想^[1].

2.3 新方案总体介绍

新方案采用超高性能低频窄带源 F_S 的 N_1 次分频信号 (N_1 为正整数), 获得频率在 100MHz 左右的窄带信号作为参考信号 F_R , 因为一般的环路鉴相器允许的最大鉴相频率限于 300MHz 以内且鉴相频率越高, 最终输出信号 F_O 的带内相噪指标越好, 所以将获得的 F_R 直接鉴相.

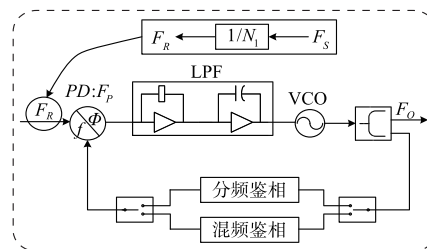


图3 新方案原理框图

新方案原理框图如图 3, 该方案采用两环嵌套的方式进行鉴相, 由于设计的是高频宽带合成源, 因此输出信号频段宽, 一般情况下, 首先使用原理结构简单, 锁相速度快, 但是信号相噪差的分频鉴相方式进行环路预置, 保证宽带范围内, 输出频率大范围切换时高频信号快速稳定锁相.

在分频锁相的基础上, 引入混频鉴相, 该方式将宽带 VCO 的反馈鉴相过程中的分频方案换为混频方案, 因为在锁相环中反馈回路 N_{PLL} 分频的引入, 会使环路中鉴相器引入的白噪声恶化 $20\lg N_{PLL}$, 最终带来整个系统噪声的恶化. 这里引入多频段窄带信号 F_S 与宽带 VCO 的反馈信号进行分段混频的方案, 从原理上优化了系统噪声, 使得最终系统环路带宽内的相噪主要由混频信号 F_S 决定.

3 新方案具体介绍

3.1 分频鉴相方案介绍及相噪指标分析

分频鉴相原理框图如图 4, 该方案中将 F_O 的反馈信号通过开关切换到分频鉴相模式, 通过 $N \cdot F_1$ 分频后与参考信号 F_R 进行鉴相, $N \cdot F_1$ 为可变分频器, 根据不同的输出频率调整 $N \cdot F_1$ 的值, 当两鉴相频率相同时, 环路锁定, 公式 (1) 成立.

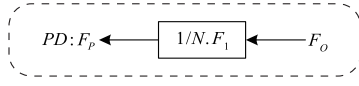


图4 分频鉴相原理框图

$$\frac{F_s}{N_1} = F_R = \frac{F_o}{N \cdot F_1} = F_P \quad (1)$$

结合图3和图4可以看出,分频鉴相方案为最基本的锁相方式,因此最终输出信号 F_o 的相噪指标在环路带宽以内,主要由鉴相频率 F_p 和反馈分频比 $N \cdot F_1$ 决定,环路带宽以外的相噪指标主要由环路 VCO 决定,最终在分频鉴相模式下, F_o 的最终相位噪声指标满足公式(2)^[2]:

$$L_o = \begin{cases} 20\lg(2\pi\sigma) + 10\lg F_p + 20\lg N \cdot F_1, \omega \leq \omega_c \\ N_{VCO}, \omega > \omega_c \end{cases} \quad (2)$$

公式(2)中 $20\lg(2\pi\sigma)$ 为鉴相器的噪声基底,由芯片资料给出^[6,7], F_p 单位 Hz.

3.2 混频鉴相原理介绍及相噪指标分析

混频鉴相方案中将输出信号 F_o 的反馈回路通过开关切换到混频鉴相模式,然后与信号 F_M 混频之后获得 F_{mixer} ,之后 2 倍频鉴相,当两鉴相频率相同时,环路锁定,混频鉴相总原理框图如图 5.

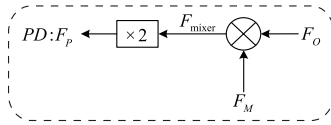


图5 混频鉴相总原理框图

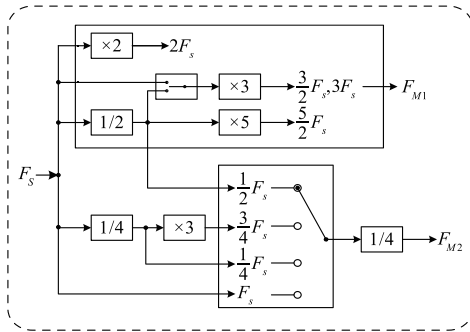


图6 F_M 的具体产生方式

这里,获得 F_M 成为区别于传统宽带合成源的关键. F_M 是基于 F_s 的多频段窄带源,具体产生方式如图 6,首先对 F_s 功分放大,一路变 5 路,分别进行 2、3、5 次倍频和 2、4 分频,以及放大滤波处理,最终获得的混频信号 F_M 主要由两部分组成,分别为一次混频信号 F_{M1} 和二次混频信号 F_{M2} , F_{M1} 由 F_s 的 2 次,3 次,3/2 次和 5/2 次四个窄带频段组成,用于与 F_o (VCO 的输出反馈信号)进行一次混频,获得 F_{mixer1} 信号; F_{M2} 由 F_s 的 1/16 次,1/8 次,3/16 次和 1/4 次四个窄带频段组成,与一混

频获得的信号 F_{mixer1} 进行二次混频,最终获得二次混频信号 F_{mixer} ,之后 F_{mixer} 经 2 倍频参与环路鉴相,混频模式中的两次具体混频方式如图 7.

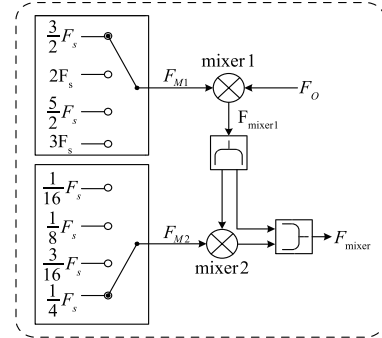


图7 混频鉴相环路具体混频方式

$$F_o = F_{M1} + F_{mixer1} = F_{M1} \pm F_{M2} \pm F_{mixer} \quad (3)$$

$$F_{mixer} = \frac{F_p}{2} = \frac{F_s}{2N_1} \quad (4)$$

最终的输出频率 F_o 满足公式(3)和(4),式中 F_{mixer1} 由 F_{mixer} 与 F_{M2} 混频获得, F_s 为窄带信号, F_{mixer1} 由 F_s 的固定分频点组成,通过 F_s 自身的连续变化实现 F_{mixer1} 的连续变化.具体 F_{mixer1} 与 F_s 的对应关系见表 1.

表 1 经过混频获得的 F_{mixer1} 与 F_s 的对应关系

F_{M2}	F_{mixer}	F_{mixer1}
$-\frac{1}{4}F_s$	$-\frac{1}{2N_1}F_s, \frac{1}{2N_1}F_s$	$(-\frac{1}{4} - \frac{1}{2N_1})F_s, (-\frac{1}{4} + \frac{1}{2N_1})F_s$
$-\frac{3}{16}F_s$	$-\frac{1}{2N_1}F_s, \frac{1}{2N_1}F_s$	$(-\frac{3}{16} - \frac{1}{2N_1})F_s, (-\frac{3}{16} + \frac{1}{2N_1})F_s$
$-\frac{1}{8}F_s$	$-\frac{1}{2N_1}F_s, \frac{1}{2N_1}F_s$	$(-\frac{1}{8} - \frac{1}{2N_1})F_s, (-\frac{1}{8} + \frac{1}{2N_1})F_s$
$-\frac{1}{16}F_s$	$-\frac{1}{2N_1}F_s, \frac{1}{2N_1}F_s$	$(-\frac{1}{16} - \frac{1}{2N_1})F_s, (-\frac{1}{16} + \frac{1}{2N_1})F_s$
0	$-\frac{1}{2N_1}F_s, \frac{1}{2N_1}F_s$	$-\frac{1}{2N_1}F_s, \frac{1}{2N_1}F_s$
$+\frac{1}{16}F_s$	$-\frac{1}{2N_1}F_s, \frac{1}{2N_1}F_s$	$(\frac{1}{16} - \frac{1}{2N_1})F_s, (\frac{1}{16} + \frac{1}{2N_1})F_s$
$+\frac{1}{8}F_s$	$-\frac{1}{2N_1}F_s, \frac{1}{2N_1}F_s$	$(\frac{1}{8} - \frac{1}{2N_1})F_s, (\frac{1}{8} + \frac{1}{2N_1})F_s$
$+\frac{3}{16}F_s$	$-\frac{1}{2N_1}F_s, \frac{1}{2N_1}F_s$	$(\frac{3}{16} - \frac{1}{2N_1})F_s, (\frac{3}{16} + \frac{1}{2N_1})F_s$
$+\frac{1}{4}F_s$	$-\frac{1}{2N_1}F_s, \frac{1}{2N_1}F_s$	$(\frac{1}{4} - \frac{1}{2N_1})F_s, (\frac{1}{4} + \frac{1}{2N_1})F_s$

通过表 1 可以看出,最终 F_{mixer1} 的取值范围见公式(5).

$$F_{\text{mixer1}} \in \left[\left(-\frac{1}{4} - \frac{1}{2N_1} \right) F_s, \left(\frac{1}{4} + \frac{1}{2N_1} \right) F_s \right] \quad (5)$$

F_o 由 F_{mixer1} 与 F_{M1} 混频获得, F_{mixer1} 的固定分频点已经在表 1 中列出, 最终得到 F_o 与 F_s 对应关系见表 2.

表 2 最终频率 F_o 与 F_s 的对应关系

F_{M1} 取值	F_o 的取值范围
$\frac{3}{2}F_s$	$\left(\frac{5}{4} - \frac{1}{2N_1} \right) F_s \rightarrow \left(\frac{7}{4} + \frac{1}{2N_1} \right) F_s$
$2F_s$	$\left(\frac{7}{4} - \frac{1}{2N_1} \right) F_s \rightarrow \left(\frac{9}{4} + \frac{1}{2N_1} \right) F_s$
$\frac{5}{2}F_s$	$\left(\frac{9}{4} - \frac{1}{2N_1} \right) F_s \rightarrow \left(\frac{11}{4} + \frac{1}{2N_1} \right) F_s$
$3F_s$	$\left(\frac{11}{4} - \frac{1}{2N_1} \right) F_s \rightarrow \left(\frac{13}{4} + \frac{1}{2N_1} \right) F_s$

从表 1 和表 2 中可以看出, 最终 F_o 是通过图 6 中开关的切换以及 F_s 内部从小到大的频率步进实现 F_o 在宽带的连续变化, 这里必须要求频率满足一定的条件: (1) F_o 的起始频率必须大于 F_s 才能实现高频信号输出, 即:

$$\left(\frac{5}{4} - \frac{1}{2N_1} \right) F_s \geq F_s \Rightarrow N_1 \geq 3 \quad (6)$$

(2) F_{mixer1} 、 F_o 的两相邻频段间必须连续才能保证 F_o 实现连续输出, 因此必须每段的最大值要大于相邻下一段的最小值, 设 BW 为 F_s 的带宽, 令:

$$F_s \in [F_{s,\min}, F_{s,\max}], BW = F_{s,\max} - F_{s,\min}$$

首先, F_{mixer1} 相邻两段的频点切换值为:

$$\left(\frac{3}{16} + \frac{1}{2N_1} \right) F_s \text{ 和 } \left(\frac{1}{4} - \frac{1}{2N_1} \right) F_s, \text{ 当}$$

$$\left(\frac{3}{16} + \frac{1}{2N_1} \right) F_{s,\max} - \left(\frac{1}{4} - \frac{1}{2N_1} \right) F_{s,\min} \geq 0$$

$$\Rightarrow \begin{cases} BW \leq \frac{\frac{1}{16} - \frac{1}{N_1}}{\frac{3}{16} + \frac{1}{2N_1}} \times F_{s,\min} \\ BW \leq \frac{\frac{1}{16} - \frac{1}{N_1}}{\frac{1}{4} - \frac{1}{2N_1}} \times F_{s,\max} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} N_1 > 16 \\ BW \leq \frac{\frac{1}{16} - \frac{1}{N_1}}{\left(\frac{1}{4} - \frac{1}{2N_1} \right)} \times F_{s,\min} \end{cases}$$

令 $F_{\text{mixer1}} = N_1 F_2 \times F_s$, 从表 1 可以看出, 在每一段的切换处, $N_1 F_2$ 的最大取值为 $\left(\frac{1}{4} - \frac{1}{2N_1} \right)$, 对应的 F_s 带宽 BW 取值最小, 所以 BW 以及 N_1 的取值必须满足公式(7).

$$\Rightarrow N_1 > 16 \text{ 且 } BW \leq \frac{N_1 - 16}{4N_1 - 8} \times F_{s,\min} \quad (7)$$

其次, F_o 起始两频点为: $\left(\frac{5}{4} - \frac{1}{2N_1} \right) F_s$ 和

$$\left(\frac{5}{4} + \frac{1}{2N_1} \right) F_s, \text{ 当}$$

$$\left(\frac{5}{4} - \frac{1}{2N_1} \right) F_{s,\max} - \left(\frac{5}{4} + \frac{1}{2N_1} \right) F_{s,\min} \geq 0$$

$$\text{令 } F_o = N_1 F_3 \times F_s \Rightarrow BW \geq \frac{1}{N_1} \times \frac{F_{s,\min}}{\frac{5}{4} - \frac{1}{2N_1}} = \frac{F_{s,\min}}{N_1 \times N_1 F_3} \quad (8)$$

从公式(8)可以看出, $N_1 F_3$ 为 F_o 对应的 F_s 的分频系数, 从表 2 可看出, 在起始频率时, $N_1 F_3$ 取值最小, 相对应的 BW 的带宽最大, 随着 $N_1 F_3$ 的增大, 对应 BW 值逐渐减小, 最终使用新方案时 N_1 和 BW 的取值必须满足公式(9). 该方案获得的宽带信号输出频率范围见公式(10).

$$\begin{cases} N_1 > 16 \\ \frac{F_{s,\min}}{N_1 \times N_1 F_{3,\min}} \leq BW \leq \frac{N_1 - 16}{4N_1 - 9} \leq F_{s,\min} \end{cases} \quad (9)$$

$$F_o \in \left[\left(\frac{5}{4} - \frac{1}{2N_1} \right) F_{s,\min}, \left(\frac{13}{4} + \frac{1}{2N_1} \right) F_{s,\max} \right] \quad (10)$$

综上所述, 混频鉴相中, 将分频鉴相中的反馈分频改为二次混频方案, 通过下变频的方式将 VCO 的信号最终与 F_r 鉴相来实现锁相. 其中混频器是进行两频率的加减, 输出信号相位噪声为两输入信号相位噪声功率谱密度之和^[4], 混频鉴相方案中, 最终输出信号 F_o 的相位噪声为:

$$L_o = 10 \lg \left(10^{\frac{N_{\text{vco}}}{10}} + 10^{\frac{N_r}{10}} + 10^{\frac{N_{m1}}{10}} + 10^{\frac{N_{m2}}{10}} + 10^{\frac{N_e}{10}} \right) \quad (11)$$

在公式(11)中, N_{vco} 为 VCO 的相位噪声, N_r 为参考信号的相位噪声, N_e 为鉴相芯片引入的噪声, N_{m1} 和 N_{m2} 为两混频信号 F_{M1} 和 F_{M2} 自身的相位噪声, 分析公式(11), 最终的输出信号相位噪声在环路带宽以内, 主要由 N_r 、 N_e 、 N_{m1} 和 N_{m2} 的功率谱密度之和决定, 而混频鉴相中, 因为环路内分频比 N 的优化, 使得 N_r 、 N_e 的值非常小, 对于 F_o 的影响基本可以忽略, 因此最终环路带宽以内的相位噪声主要由 N_{m1} 和 N_{m2} 的功率谱密度之和决定, 而环路带宽以外的相位噪声主要由 VCO 决定, 最终混频鉴相模式的 F_o 相噪指标为公式(12).

$$L_o = \begin{cases} 10 \lg \left(10^{\frac{N_{\text{vco}}}{10}} + 10^{\frac{N_e}{10}} \right), \omega \leq \omega_c \\ N_{\text{vco}}, \omega > \omega_c \end{cases} \quad (12)$$

4 实验结果

基于上述方案, 设计一种 F_s 起始频率 $F_{s,\min} \geq 3200\text{MHz}$ 窄带环的高频宽带合成源. 因为新方案要求鉴相频率 F_p 为 100MHz 左右, $N_1 > 16$ 且 N_1 为正整数, 所以令 $N_1 = 32$, 查询表 2 并计算得到 $N_1 F_2$ 的最小值为 $79/64$. 将 $F_{s,\min} = 3200\text{MHz}$ 带入公式(9)得到 F_s 的带宽

应满足 $81.1\text{MHz} \leq BW \leq 426.7\text{MHz}$. 这里取 BW 值为 82MHz , 根据公式 (10) 计算得到输出信号 F_o 可实现的最大输出频率范围为 $3950\text{MHz} - 10717.78\text{MHz}$, 带宽 6767.78MHz , 转换效率极高. 表 3 列出了 F_{M1} 对应不同频段时的输出信号 F_o 的取值范围.

表 3 最终频率 F_o 与 F_s 的对应关系 (F_s 起始 3200MHz)

F_{M1} 取值	F_o 的取值范围
$\frac{3}{2}F_s$	$\frac{79}{64}F_{s_min} \rightarrow \frac{113}{64}F_{s_max}$
$2F_s$	$\frac{111}{64}F_{s_min} \rightarrow \frac{145}{64}F_{s_max}$
$\frac{5}{2}F_s$	$\frac{143}{64}F_{s_min} \rightarrow \frac{177}{64}F_{s_max}$
$3F_s$	$\frac{175}{64}F_{s_min} \rightarrow \frac{209}{64}F_{s_max}$

在实际使用中,考虑到市面上 VCO 的带宽限制,最终选择 ADI/Hittite 公司的 HMC587 压控振荡器,输出频率 F_o 范围 $5\text{GHz} - 10\text{GHz}$ ^[8], 在满足上述条件下,选取 F_{s_min} 为 3215MHz , 因为 F_{o_min} 为 5000MHz , 查询表 2, 并计算得到 $N \cdot F_{s_min} = 99/64$; 带入公式 (9) 得到 F_s 带宽 BW 应满足 $64.95\text{MHz} \leq BW \leq 428.7\text{MHz}$. 取 BW 为 65MHz (实际应用中,要求的信号带宽越窄,可以选择的信号指标就可以越好), 最终 F_s 的频率范围为 $3215\text{MHz} - 3280\text{MHz}$.

实验中的宽带合成源 PCB 板实物图如图 8 所示, 电路结构主要由 9 个部分组成, F_s 输入后, 依次经过: (1) F_{M1} 一次混频信号产生电路, 用于产生 F_s 的 2 次, 3 次, $3/2$ 次和 $5/2$ 次四个窄带频段; (2) F_{M2} 二次混频信号产生电路, 用于产生 F_s 的 $1/16$ 次, $1/8$ 次, $3/16$ 次和 $1/4$ 次四个窄带频段; (3) F_{M1} 与 VCO 的反馈信号 F_{VCO} 进行一次混频获得 F_{mixer1} ; (4) F_{M2} 与 F_{mixer1} 二次混频获得 F_{mixer} 信号作为混频鉴相的环路反馈信号; (5) 两环路鉴相电路, 分别用于分频鉴相和混频鉴相; (6) VCO 反馈电路, 通过耦合器、功分器产生 VCO 的反馈信号; (7) 参考鉴相信号 F_R 产生电路; (8) VCO 直通分频电路; (9) 射频信号放大输出电路, 图 9 中列出了具体的射频通路具体信号流向.

从 F_o 任取一点 10GHz , 查表 3 得到 F_{M1} 对应为 $3F_s$, 查表 1 得到 F_{M2} 对应取值为 $+F_s/16$, F_p 对应为 $+F_s/64$, 最终信号的输出频率满足公式 (13):

$$F_o = 3F_s + \frac{1}{16}F_s + \frac{1}{64}F_s \quad (13)$$

求得 $F_s = 3248.730964\text{MHz}$, F_s/N_1 得到此时信号的鉴相频率 $F_R = 101.522843\text{MHz}$, 在分频鉴相模式下环

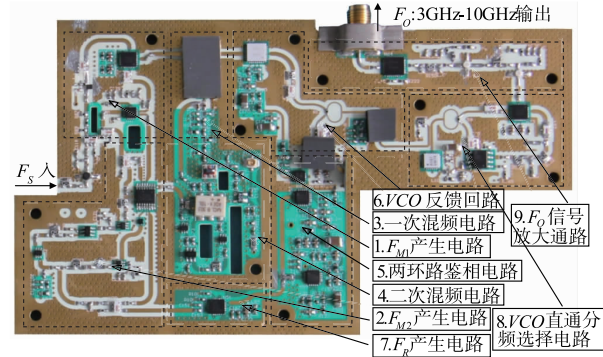


图8 宽带合成源PCB实验板

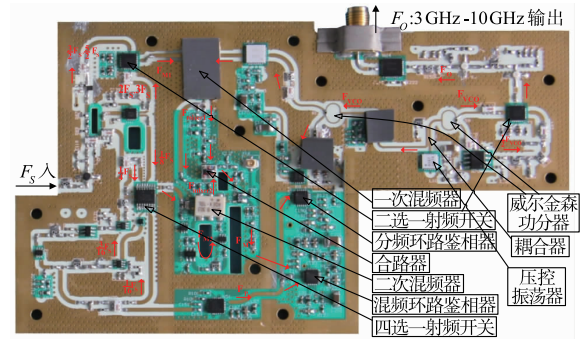


图9 宽带合成源射频信号流向图

路反馈分频比 $N \cdot F_1$:

$$F_o = \frac{179}{64}F_s, F_R = \frac{F_s}{32} \Rightarrow N \cdot F_1 = 89.5$$

在实际电路设计中,为了方便反馈分频器 $N \cdot F_1$ 的选取, 将 F_R 的输出再除 16 得到鉴相频率 $F_p = 6.345178\text{MHz}$, 此时对应的 $N \cdot F_1$ 的值为 1432, 通过查阅鉴相器资料得到鉴相器的噪声基底为 $-220\text{dBc}/\text{Hz}$, 将 $N \cdot F_1$ 的值带入公式 (2) 得到输出信号环路带宽 ω_c 以内信号的相位噪声指标为: $-88.86\text{dBc}@100\text{kHz}$, 实际测量结果为 $-86.28\text{dBc}@100\text{kHz}$, 如图 10, 偏差在 3dB 以内, 3dB 测量偏差说明见表 4, 满足要求.

表 4 3dB 测量偏差具体说明

序号	噪声来源	数值量
1	鉴相芯片引入的噪声误差	约 1dB
2	各 IC 芯片引入的白噪声	约 1dB
3	测量仪器产生的抖动误差	约 1dB

试验中使用的低频窄带模块在 $F_s = 3248.730964\text{MHz}$ 时测得的相位噪声指标如图 11, 实际相位噪声指标为 $-129.72\text{dBc}@100\text{kHz}$, 通过倍频和分频方式获得的信号相位噪声会按 $20\lg N$ 变化, 通过计算得到 $F_{M1} = 3F_s = 9746.192892\text{MHz}$, 相应的相位噪声指标为 $N_{M1} = -120.18\text{dBc}@100\text{kHz}$, $F_{M2} = F_s/16 = 203.045685\text{MHz}$, 相应的相位噪声指标为 $N_{M2} = -$

153.8dBc@100kHz,将得到的 N_{M1} 和 N_{M2} 的值带入公式(12)得到混频鉴相模式下信号 F_o 在10GHz处的带内相位噪声指标为-120.18dBc@100kHz;图12为使用相位噪声分析仪测得的相位噪声曲线,实测为-119.88dBc@100kHz,与理论分析相同。

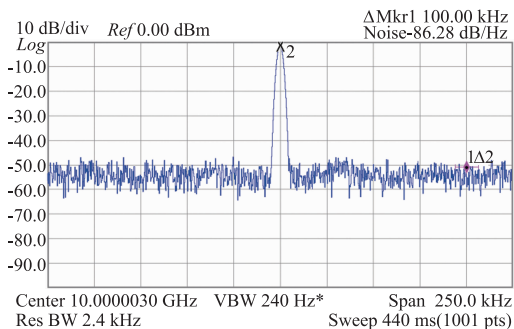


图10 分频鉴相模式 $F_o=10\text{GHz}$ 的相位噪声指标

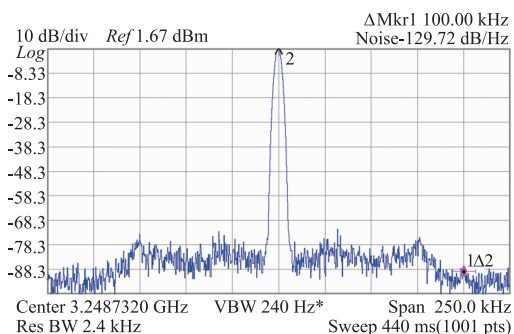


图11 低频模块 $F_s=3248.730964\text{MHz}$ 的相位噪声

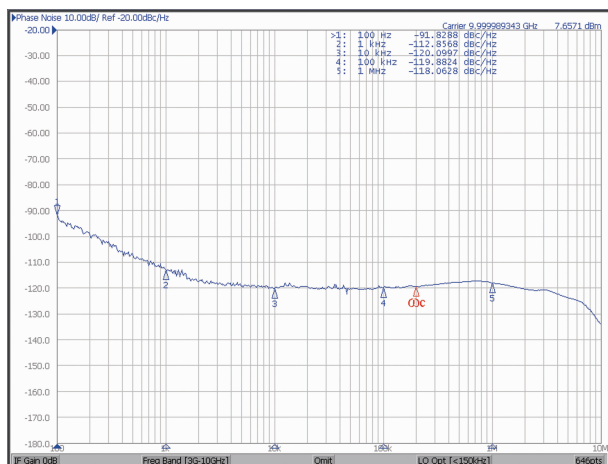


图12 混频鉴相模式 $F_o=10\text{GHz}$ 的相位噪声曲线

通过比较发现,对于分频鉴相方案,混频鉴相下信号的带内相位噪声指标在偏离载波100kHz处优化了33.6dB,极大程度的降低了输出信号近端的相位噪声指标,同时两种方案带外相位噪声指标基本不变,由环路VCO指标决定,所以环路带宽 ω_c 越宽,混频鉴相得到的输出信号相位噪声指标越高,但是过宽的 ω_c 会导

致环路锁相不稳定,最终选择 ω_c 的取值在偏离载波100kHz到1MHz范围内,输出信号各方面性能达到理想效果,同样从图12可以看出实际得到的 F_o 的环路带宽 ω_c 在100kHz到1MHz范围内。

从混频鉴相模式的原理可以看出,虽然该方案引入了两级混频信号 F_{M1} 和 F_{M2} ,但是锁相环对其表现为低通特性,在环路带宽 ω_c 以外的杂散信号通过锁相环系统进行了滤除,所以两混频信号并不会因自身的谐波较多而最终影响 F_o 的杂散指标.图13给出了混频鉴相模式下10GHz输出信号在带宽100MHz以内信号的谱表现,可以看出新方案得到的输出信号谱纯度极高。

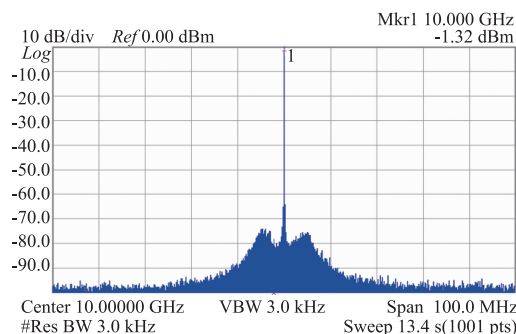


图13 频谱扫宽100MHz以内输出信号谱表现

使用混频鉴相模式得到的输出信号 F_o ,最终的输出频率通过混频得到,而混频信号 F_{M2} 中直接对输入窄带频率 F_s 进行再分频获得,因此 F_o 的频率分辨率相对于 F_s 会进一步的优化,使最终的输出信号能获得更高的频率分辨率。

5 结论

本论文提出的超高性能宽带合成源方案,通过采用超高性能的低频窄带合成源,取代目前主流方案中的超高性能恒温晶振、小数分频环、参考环和取样环,大大节省了电路体积和成本,为宽带合成源的小体积、低成本发展提供了可能性.虽然新方案的性能主要由低频窄带合成源决定,但是通过上述例子可以看出,低频窄带合成源的频率越低,需要的频段越窄,当选用起始3200MHz的窄带合成源时,只需要82MHz带宽,即可获得带宽6767.78MHz的高频合成源,转换效率极高.这样为低频窄带合成源增加了选择性,同时降低了窄带源的研制难度和成本。

新方案同时采用双环锁相的电路结构,结合分频锁相和混频锁相技术,在保证信号输出稳定性的前提下,极大程度地优化了宽带合成源输出信号的带内相位噪声指标,同时新的合成源方案并不会因引入混频而影响输出信号的杂散和谐波指标.在保证频率切换时间的前提下,新方案进一步提高了信号的频率分辨率.最终保证新方案在基于低频窄带合成源的基础上,

获得稳定的超高性能高频宽带合成源.

参考文献

- [1] Hou Jun-Feng. Design and implementation of multi-loop frequency synthesizer [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2014. 6 - 26.
侯君锋. 多环路频率合成器的设计与实现 [D]. 成都: 电子科技大学, 2014. 6 - 26. (in Chinese)
- [2] Wang Li-Fei. The compact high-performance multi-mode wide-band frequency synthesizer design [J]. Journal of Microwave, 2016, 6(12): 66 - 69.
王李飞. 小型化高性能多模式宽带合成源方案设计 [J]. 微波学报, 2016, 6(12): 66 - 69. (in Chinese)
- [3] Fang Yong. Design of 8-10G low phase noise frequency synthesizers [D]. Nanjing: Nanjing University of Science and Technology, 2010. 5 - 16.
方涌. 8 - 10G 低噪声频率综合器系统设计 [D]. 南京: 南京理工大学, 2010. 5 - 16. (in Chinese)
- [4] Amit Mehrotra. Noise analysis of phased-locked loops [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2002, 49(9): 1309 - 1316.
- [5] Chen Cong-Hong. The research of low phase noise x-band signal generator [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2014. 22 - 36.
陈丛宏. 低噪声 X 波段信号发生器的研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2014. 22 - 36. (in Chinese)
- [6] ANALOG DEVICE. ADF4106 Data Sheets [J/OL]. <http://www.analog.com>, 2016 - 03 - 24.
- [7] ANALOG DEVICE. ADF4002 Data Sheets [J/OL]. <http://www.analog.com>, 2016 - 03 - 24.
- [8] HITTITE. HMC587 Data Sheets [J/OL]. <http://www.Hittite.com>, 2016 - 03 - 24.

作者简介



王李飞(通信作者) 男, 1989 年 10 月出生, 山西长治人. 2012 年获得山东大学控制科学与工程学院自动化专业学士学位, 毕业后在中国电子科技集团公司第四十一研究所工作, 现为射频工程师, 主要从事微波毫米波高性能宽带合成源方向的研究工作.

E-mail: wanglifei0200@126.com



张宁 女, 1978 年 11 月出生, 山东邹平人. 2001 年获得山东大学电气工程及其自动化专业学士学位, 毕业后在中国电子科技集团公司第四十一研究所工作, 现为高级工程师, 主要从事微波测量仪器的开发与设计.



杨宜生 男, 1980 年 9 月出生, 安徽安庆人. 2008 年获得桂林电子科技大学信号与信息处理专业硕士学位, 毕业后在中国电子科技集团公司第四十一研究所工作, 现为射频工程师, 主要从事频率合成源、PXI 微波模块、导航设备模拟器等方面的研究.



唐丽萍 女, 1973 年 10 月出生, 山东青岛人. 1997 年获得西安电子科技大学计算机系学士学位, 毕业后在中国电子科技集团公司第四十一研究所工作, 现为高级工程师, 主要从事射频微波仪器技术方面和数字信号处理方面的研究.