

# 基于 HMC983/984 的宽带射频源的设计

肖江涛 韩前进 王健 李柏林 姚廷明

(中国电子科技集团公司第四十一研究所 青岛 266555)

**摘要:** 为了实现一种适用于 C 波段和 X 波段的宽带射频源,利用锁相环频率合成原理,构建了射频源的实现方案,介绍了频率合成芯片 HMC983/984,设计了所需的宽带微带定向耦合器,并对环路滤波器进行了设计,解析了射频源功率和频率分辨率的设计过程,说明了软件控制、滤波电路、电源设计和参考输入/反馈输入功率设计中的注意事项,并最终完成了 5~10 GHz 的射频源的设计。实验表明,输出信号的频率误差小于  $\pm 0.001\%$ ,功率平坦度在  $\pm 2.0$  dB 以内,达到了预期的设计指标。

**关键词:** 锁相环;频率合成;定向耦合器

**中图分类号:** TN98    **文献标识码:** A    **国家标准学科分类代码:** 510.8040

## Design of a wide-band RF source based on HMC983/984

Xiao Jiangtao Han Qianjin Wang Jian Li Bailin Yao Tingming

(The 41st Institute of CETC, Qingdao 266555, China)

**Abstract:** In order to realize a wide-band RF source for c-band and x-band, an implement scheme of RF source was constructed based on the theory of PLL synthesizer. After introducing the synthesizer chips HMC983/984 and designing a wide-band microstrip directional coupler needed in scheme, the parameters of LPF from simulation soft were obtained. By analyzing the design process of power and frequency resolution of RF source, the demands of soft control, filtering circuits, power supply design, input power of reference and feedback were mentioned, finally the design of the 5~10 GHz RF source was completed. The experiment revealed that the frequency error of the output signal was less than 0.001%, and the power flatness was not more than 4 dB, so the design achieved the expected specifications.

**Keywords:** phase loop lock (PLL); synthesizer; directional coupler

## 1 引言

随着国民经济的飞速发展,遥感、雷达<sup>[1]</sup>、海洋探测、汽车<sup>[2]</sup>和移动通信<sup>[3]</sup>的发展日新月异,这些行业都对广泛应用于其电子设备的故障诊断维护<sup>[4]</sup>等场合的电子测量仪器的发展提出了更高的要求。信号源作为电子测量仪器的一个重要门类,在国民经济的推动下正朝着频段更高、功率更大、体积更小、功耗更低的方向发展。射频信号源“简称射频源”着眼于微波频段以下,可以用于野外外场测试和实验室系统测试,其实现主要有直接数字式频率合成(DDS)<sup>[5-6]</sup>、间接锁相式频率合成(PLL)<sup>[7]</sup>和直接式频率合成三种方式<sup>[8]</sup>。本文致力于实现一种适用于 C 波段和 X 波段的宽带射频源,设计简单、功耗和成本较低、可连续和精确扫描是其特点。

## 2 锁相环频率合成原理

直接式频率合成通常采用混频、分频、倍频和滤波来实现,因为要使用多个晶体振荡器参考源,体积大,难于做到一致性,也不能满足各种不同频率的要求,目前已经淘汰。直接数字式频率合成(DDS)直接对参考正弦时钟进行抽样、数字化,然后用数字计算技术产生频率合成,其特点是输出带宽较窄、频率转换速度快、低价和良好的可制作性,较适合于捷变频信号源<sup>[9]</sup>。间接锁相式频率合成(PLL)是目前应用最广的频率合成方式,其基本结构如图 1 所示。

锁相式频率合成由鉴相器(PD)、环路滤波器(LF)、压控振荡器(VCO)、反馈  $N$  分频器和参考  $R$  分频器构成。锁相环的输出频率  $f_o$  和参考频率  $f_r$  的关系见式(1):

$$f_o = \frac{f_r}{R} \times N \quad (1)$$

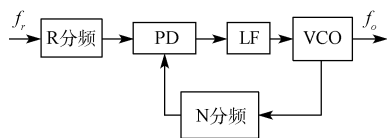


图 1 锁相式频率合成的基本结构

式中:  $R$  为参考分频比,  $N$  为反馈分频比。

### 3 射频源实现方案

本文设计的射频源的主要指标:在常温下,输出信号频率为  $5 \sim 10$  GHz,功率不小于  $5$  dBm,功率平坦度在  $\pm 2.0$  dB 以内,频率误差小于  $\pm 0.001\%$ ,频率分辨率小于  $10$  Hz。射频源的参考信号是由低相噪的 OCXO 输出的固定  $100$  MHz 点频,其相位噪声满足:  $-150$  dBc/Hz@ $10$  kHz,  $-160$  dBc/Hz@ $100$  kHz。锁相环的频率合成芯片采用 ADI 公司的 HMC983/984 套片, HMC984 其归一化噪声基底可达  $-227$  dBc/Hz,噪声指标在同类芯片中是比较好的。射频源的实现采用了单环锁相来实现,其基本原理如图 2 所示。

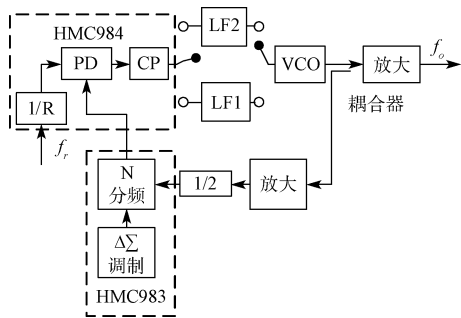


图 2 射频源频率合成的基本原理

射频源频率合成的工作过程是:低相噪的 OCXO 输出参考信号  $f_r$  到 HMC984 进行  $R$  分频后,与经 HMC983  $N$  分频后输出的反馈信号在 HMC984 进行鉴相,鉴相后由电荷泵(CP)输出到环路滤波器 1 或者环路滤波器 2 低通滤波,再调谐 VCO 输出信号。VCO 输出的信号  $f_o$ ,一路经耦合器直通后再放大,输出到外部;一路经耦合器耦合后,再放大、 $2$  分频后,回到 HMC983。

其中,环路滤波器 1 和环路滤波器 2 分别负责对 VCO 输出的  $5 \sim 8$  GHz 和  $8 \sim 10$  GHz 信号进行低通滤波,以保证  $5 \sim 10$  GHz 整个频段 VCO 输出都具有较好的相位噪声和较低的杂散。

#### 3.1 频率合成芯片 HMC983/984

本设计选用了 HMC983/984 套片, HMC983 主要由差分 VCO 整数预分频器、VCO 分频后集电极开路差分输出接口、 $\Delta\Sigma$  48 位调制器、5 个通用 I/O 口、主从 SPI 接口和饱和检查输入电路组成; HMC984 主要由参考信号输入缓冲器、参考整数分配器、鉴相器、电荷泵、SPI 接口、VCO 分

频后差分输入接口、饱和输出电路组成。

HMC983/984 均具有通用的 SPI 接口,可通过外部微控制器或 CPLD 对芯片内相应的寄存器的值进行设置,从而修改内部可编程分配器的分频比,实现对锁相环输出频率的控制。

HMC983 可以实现对  $DC \sim 7$  GHz 的分频,小数分频模式下分频比为  $36 \sim 1048571$ ,射频输入灵敏度为  $0 \sim -15$  dBm。HMC984 可以实现对射频参考信号  $DC \sim 350$  MHz 的分频;在  $50 \Omega$  匹配下,输入信号功率为  $6 \sim 12$  dBm;分频比范围为  $1 \sim 16383$ ;在  $12$  dBm 正弦波输入且模式 A 或 B 调制下,小数模式下的鉴相频率为  $DC \sim 125$  MHz;电荷泵电流最大为  $2.5$  mA;在小数模式且 A 或者 B 调制下,其归一化噪声基底为  $-227$  dBc/Hz。受限于 HMC983 在小数分频模式下的最小分频比为  $36$ ,构建锁相环时对  $5 \sim 8$  GHz 和  $8 \sim 10$  GHz 频段分别采用了  $50$  MHz 和  $100$  MHz 的鉴相频率。

#### 3.2 宽带定向耦合器设计

由图 2 可知,射频源需要宽带耦合器<sup>[10-11]</sup>或功分器<sup>[12]</sup>来完成 VCO 输出信号的功率分配。考虑到目前芯片厂家提供的耦合器或功分器普遍带宽较窄、价格较高,在保证输出外部的信号尽可能的大、反馈到 HMC983 信号适当的情况下,拟定的微带耦合器的设计指标如下所示:

带宽:  $\geq 5 \sim 10$  GHz

直通差损:  $2 \sim 3$  dB

耦合差损:  $10 \sim 15$  dB

输入、直通和耦合端的回波损耗:  $\geq 8$  dB

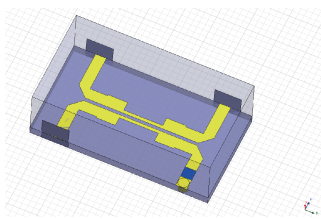
在确定采用的微波板材为 RO 4003C、芯板厚度为  $0.31$  mm、铜厚为  $0.5$  oz 和  $\epsilon_r$  @ $10$  GHz 为  $3.55$  的情况下,使用 ansoft 公司的 HFSS13 进行了仿真。

得到的模型如图 3(a) 所示,图 3(a) 中从左上角开始,从左至右逆时针方向分别为端口 1、2、3 和 4,其中端口 1、2 和 4 分别为输入端、耦合端和直通端,端口 3 为隔离端(接  $50 \Omega$  负载到地)。

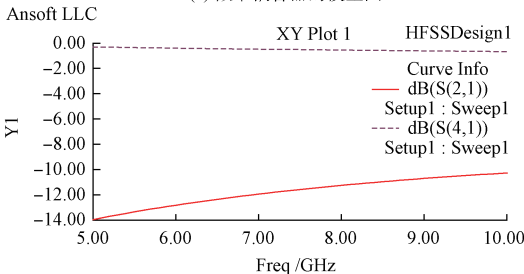
图 3(b) 中,  $S_{11}$  和  $S_{21}$  分别是仿真得到的微带耦合器的直通和耦合的幅频特性曲线;图 3(c) 中,  $S_{11}$ 、 $S_{44}$  和  $S_{22}$  分别是仿真得到的微带耦合器的输入、直通和耦合端的回波损耗特性曲线。

#### 3.3 环路滤波器的设计

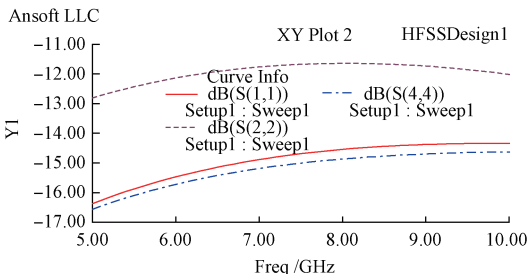
环路滤波器的设计<sup>[13]</sup>涉及到滤波器零点和极点的位置分布,决定了锁相环的锁定时间、带内相位噪声、频谱杂散等指标,起着滤除鉴相器输出的高频成分和噪声的作用,在锁相环的前期参数设计和后期参数调试中都至关重要,也是锁相环后期调试的难点。由于在设计中,采用了  $5 \sim 10$  GHz 的 VCO。VCO 的相位噪声为  $-65$  dBc/Hz@ $10$  kHz、 $-95$  dBc/Hz@ $100$  kHz 和  $-120$  dBc/Hz@ $1$  MHz; VCO 输出  $5 \sim 10$  GHz 的调谐电压的范围为  $0 \sim 14$  V,而 HMC984 的电荷泵的输出电压最大为  $+5$  V。因此,选用



(a) 微带耦合器的模型图



(b) 微带耦合器的幅频特性曲线



(c) 微带耦合器的回波损耗特性曲线

图 3 仿真模型及曲线

了有源环路滤波器来调谐 VCO。有源滤波器的拓扑结构如图 4 所示。

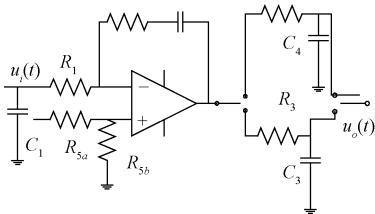


图 4 三阶有源滤波器

环路滤波器的设计理论是比较复杂的,为此,本文采用 Hittite Microwave 公司的 PLL 仿真软件 V1.1 版本进行了仿真。该仿真软件比较简洁,初始条件只需要设置 VCO 输出频率、外部固定分频比、鉴相频率、晶振频率、VCO 增益、鉴相器输出电流、鉴相器输出电流偏移量、期望环路带宽、期望相位裕度,以及环路滤波器的类型和阶数,就可以进行仿真设计了。

根据锁相环基本原理,锁相环的带外噪声主要由 VCO 自身的噪声特性决定,带内相位噪声由鉴相器噪声、反馈分频比及鉴相频率等因素共同决定,带内相位噪声可由式(2)进行估算。

锁相环带内噪声 = 鉴相器归一化噪声基底 +

$$20\log N + 10\log\left(\frac{f_r}{R}\right) \quad (2)$$

根据式(2)和 5~8 GHz 和 8~10 GHz 频段的鉴相频率及 VCO 的相位噪声,可估算环路滤波器 1 和 2 的环路带宽均在 100 kHz~1 MHz 之间,先选取环路带宽 200 kHz,相位裕度 45°,分别对 6.5 GHz 和 9 GHz 进行仿真。设置外部固定分频为 2, VCO 增益为 385 MHz/V,鉴相器输出电流为 2.5 mA,鉴相器输出电流偏移量为 220 μA,6.5 GHz 鉴相频率为 50 MHz,9 GHz 鉴相频率为 100 MHz。经过仿真并且调试,最终确定  $R_{3a} = R_{3b} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = 360 \text{ pF}$ ,  $R_1 = 590 \Omega$ ,  $R_2 = 226 \Omega$ ,  $C_2 = 0.012 \mu\text{F}$ ,  $C_3 = C_4 = 270 \text{ pF}$ ,  $R_3 = 162 \Omega$ ,  $R_4 = 150 \Omega$ ,6.5 GHz 的环路带宽为 320 kHz,9 GHz 的环路带宽为 360 kHz。

### 3.4 射频源功率及频率分辨率

设计中选用了初始频率准确度为 ±0.3 ppm、温度稳定度为 ±0.1 ppm、频率调节范围为 ±1.0 ppm 和老化率为 ±0.5 ppm/年的 OCXO 提供的固定 100 MHz 点频作为频率合成的参考信号,保证了射频源输出信号的频率误差小于 ±0.001%。

射频源输出信号的频率分辨率由 HMC983/984 的反馈分频比  $N$  和参考分频比  $R$  共同决定,见式(3);反馈分频比  $N$  与整数部分  $N_{int}$  和小数部分  $N_{frac}$  的关系见式(4)。

$$f_o = \frac{f_r}{R} \times N_{int} + \frac{f_r}{R \times 2^L} \times N_{frac} \quad (3)$$

$$N = N_{int} + \frac{N_{frac}}{2^L} \quad (4)$$

式(3)和(4)中:  $L$  是  $\Delta\Sigma$  调制器累加器的位数,  $N_{int}$  和  $N_{frac}$  分别是反馈分频比的整数部分和小数部分。由式(3)和(4)可知,当  $L$  大于等于 24、 $R$  等于 2 或 1、 $f_r = 100 \text{ MHz}$  时,频率分辨率小于 10 Hz,本文配置  $L$  为 48,达到了射频源的频率分辨率小于 10 Hz 的要求。

为了保证射频源输出功率不小于 5 dBm、功率平坦度在 ±2.0 dB 以内,考虑到 VCO 输出功率最小为 0 dBm 且在常温下功率波动小于 ±1.0 dB,挑选了在 5~10 GHz 频率范围内最小增益为 11 dB、功率平坦度为 ±1.0 dB 的放大器,再结合宽带耦合器直通时设计指标为 2~3 dB,在精心进行阻抗匹配和滤波的基础上,理论上可以达到 5 dBm 的输出功率,并且很有可能达到 ±2.0 dB 的功率平坦度。

### 3.5 软件控制设计

HMC983/984 套片采用与 SPI 协议兼容的 4 线控制协议, SCK, SDI, SDO 和 SENb 控制数据的读写。在写的过程中, HMC983 主要有寄存器 01、02、05~08 和 0E 要配置, HMC984 主要有寄存器 01~04 和 08 要配置。HMC983 要配置的寄存器涵盖了整数分频比、小数分频比、 $\Delta\Sigma$  调制器和 GPIO 的配置; HMC984 要配置的寄存器涵盖了使能打开开关断、参考分频比、鉴相器设置、电荷泵

设置和 GPIO 的配置。在配置过程中,先对 HMC984 进行配置,再对 HMC983 进行更新,即可完成对 HMC983/984 的设置。

### 3.6 其他设计

#### 3.6.1 滤波电路设计

为了使得 VCO 输出信号比较纯净、杂散较低,要对射频信号通路进行滤波处理。首先,在 VCO 和耦合器之间,对 VCO 输出的 5~10 GHz 信号可以串联高通和低通滤波器进行滤波;另外,对外置分频器 2 分频后产生的 2.5~5 GHz 信号,可以串联高通和低通滤波器进行滤波处理。

#### 3.6.2 电源设计和参考输入、反馈输入功率设计

为了使得 VCO 输出的信号具有较好的相位噪声,除了最佳的环路滤波器参数设计外,电源的处理和适当大小的 HMC983/984 参数信号和反馈信号的功率输入也很重要。

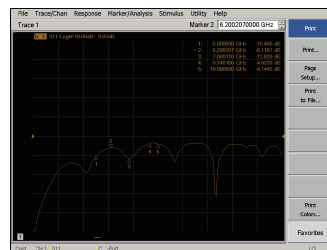
本设计在对 AC/DC 转换而来的电源使用电容电感滤波后,对 HMC983/984、VCO、有源滤波放大器和射频放大器的各个电源都采用二级稳压芯片进行了二级稳压滤波,在靠近芯片电源脚处还使用电感、电容和磁珠组合滤波。

HMC984 参考信号的输入功率最好在 6~12 dBm 之间,输入功率过小或过大都会引起相位噪声的恶化;同时,HMC983 反馈信号的输入功率也应该在输入敏感度 0~-15 dBm 之间,且最好在 -5~-10 dBm 之间。

## 4 实验结果

### 4.1 宽带定向耦合器的测试

在对宽带微带定向耦合器投 PCB 板制作并焊接后,使用 Agilent 300 kHz~20 GHz 的矢量网络分析仪 PNA-L 对其进行了直通、耦合和回波损耗测试,测试结果如图 5 所示。图 5(a)和(b)为宽带定向耦合器在 5~10 GHz 的输入端到直通端、输入端到耦合端的幅频特性曲线;图 5(c)、



(e)耦合器耦合端的回波损耗特性曲线

图 5 测试结果

(d)和(e)为宽带定向耦合器在 5~10 GHz 的输入端、直通端和耦合端的回波损耗特性曲线。

### 4.2 射频源输出的测试

使用频谱分析仪在 5~10 GHz 范围内对射频源输出信号的频率准确度和功率进行了测试,测量的数据如表 1 和图 6 所示。

表 1 频率测量数据表

设定频率/GHz	仪器测得频率/Hz	误差(%)
5.0	4 999 995 129.549	0.000974
6.0	5 999 994 161.540	0.000973
7.0	6 999 993 175.227	0.000975
8.0	7 999 992 198.473	0.000975
9.0	8 999 991 442.238	0.000951
10.0	9 999 990 240.308	0.000976

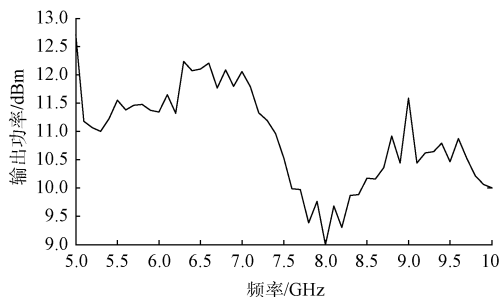
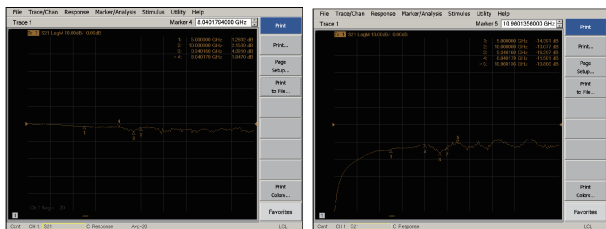


图 6 射频源在不同频率下的输出功率

图 7(a)和(b)分别给了在 2 种不同环路滤波器参数下的典型频点的波形图。从测试结果可知,射频源输出稳定、频率准确可靠,频率误差在  $\pm 0.001\%$  以内,频率分辨率小于 1 Hz,功率平坦度在  $\pm 2.0$  dB 以内,达到了预期的设计目标。

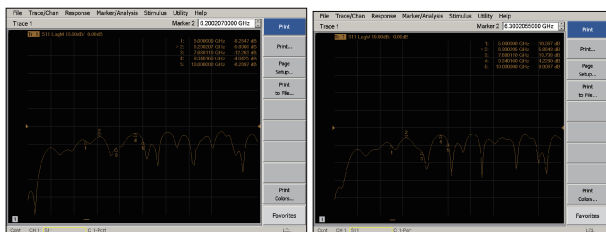
## 5 结 论

设计中采用了高稳定度的恒温晶振,设计了宽带微带耦合器,不同频段使用了不同的环路参数,在很宽的频段内实现平坦的输出功率、准确的输出频率和较好的相位噪声。

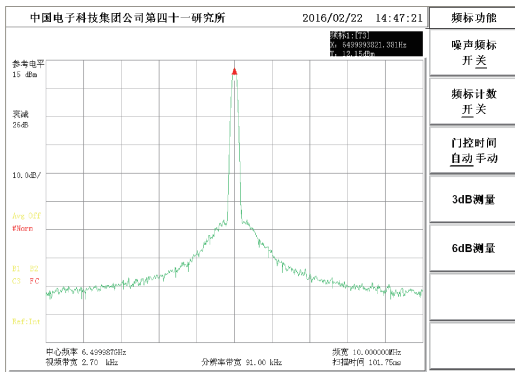


(a)耦合器输入端到直通端的幅频特性曲线

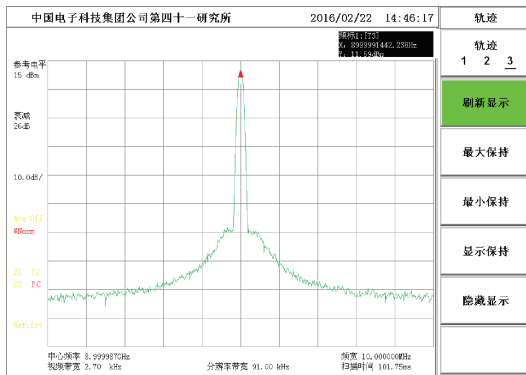
(b)耦合器输入端到耦合端的幅频特性曲线



(c)耦合器输入端的回波损耗特性曲线 (d)耦合器直通端的回波损耗特性曲线



(a) 6.5 GHz时的波形图



(b) 9 GHz时的波形图

图 7 在二种不同环路滤波器参数下的典型频点的波形图

射频源在微波 PCB 板上实现,设计简单、功耗和成本较低,在给频率合成器配置合适参数的情况下,也可以实现连续扫描和用户自定义扫描,为后续通过倍频、分频和混频,实现 DC-20 GHz 的微波信号源打下了基础。

参考文献

[1] 张亢. 宽带雷达信号源硬件设计[D]. 西安:西安电子科技大学, 2013: 1-3.

[2] 纪旭. 便携式汽车发动机曲轴凸轮轴传感器信号源的研制[D]. 长春:吉林大学, 2010:1-6.

[3] 赵国峰,陈婧,韩远兵,等. 5G 移动通信网络关键技术综述[J]. 重庆邮电大学学报:自然科学版, 2015,27(4):441-452.

[4] 熊健,王启松,赵永平,等. 用于汽车点火线圈失火检测的程控扫频信号源设计[J]. 汽车技术, 2010,(6): 43-47.

[5] 廖福玮,马忠松. S 波段频率合成器设计[J]. 国外电子测量技术, 2010,29(5):43-46.

[6] 鞠康,何为,何传红,等. 基于直接数字频率合成的混合频率恒流源设计[J]. 仪器仪表学报,2010,31(9):2109-2114.

[7] 王磊,黄建国. 一款低成本的宽带扫频源设计[J]. 电子测量技术, 2010,33(5):10-12.

[8] 杨远望. 高性能频率合成技术研究与应[D]. 成都:电子科技大学, 2011:19 -25.

[9] 顾军. 频率捷变信号源的捷变合成研究及实现[J]. 电子测量技术, 2010,33(6):17-19.

[10] 赖宏南. 一种宽带微带线耦合器的设计[J]. 电子质量, 2014(4):29-32.

[11] 杨自强,郭峥,陈涛,等. 一种超宽带宽边耦合微带定向耦合器[J]. 压电与声光, 2013,35(5):746-748.

[12] 赵世巍,唐宗熙,戴伟. 一种多层 Hybrid Ring 结构功分器/合路器的设计[J]. 电子测量与仪器学报, 2010,24(4):402-405.

[13] 刘丽平,杨维明,李倩,等. 锁相环中无源环路滤波器的设计与仿真[J]. 湖北大学学报:自然科学版, 2011,33(4):494-497.

作者简介

肖江涛,硕士,工程师,主要研究方向为便携式电子测量仪器设计。

E-mail:jiangtaosh@163.com

韩前进,硕士,助理工程师,主要研究方向为便携式电子测量仪器设计。