

宽带微波矢量信号发生器的设计讨论<sup>\*</sup>

朱 健 周建烨

(中国电子科技集团公司第四十一研究所 蚌埠 233006)

**摘 要:** 针对国内外相应产品的技术状态和国防装备对电子对抗的测试需求,设计了一种宽带微波矢量信号发生器。先在 300 MHz 中频载波上实现矢量调制,经过射频变频滤波将矢量信号频率扩展到 4 GHz,在此基础上,再经过微波变频滤波最终将频率扩展到 18 GHz。射频变频滤波采用电可调谐微带带通滤波器,微波变频滤波采用开关带通滤波组件,做到通带内损耗小、纹波小、群时延特性好、带外抑制好,保持矢量信号的调制质量和频谱纯度。采用精确的内部校准电压用于矢量调制器的校准,消除调制通道的剩余载波、正交偏置、I/Q 幅度不平衡和变频通道带来的影响,保证在整个频率范围内和不同工作温度下矢量信号的性能。实验表明信号发生器频率范围可达 300 kHz~18 GHz,杂散小于 -30 dBc,误差矢量幅度小于 4%。

**关键词:** 矢量信号发生;变频滤波;可调谐滤波;矢量调制校准

**中图分类号:** TN98      **文献标识码:** A      **国家标准学科分类代码:** 510.99

## Discussion on the design of wideband microwave vector signal generator

Zhu Jian Zhou Jianye

(NO.41 Research Institute of CETC, Bengbu 233006, China)

**Abstract:** Aim at technical status of corresponding products at home and abroad, and test requirements for defense equipment against electronic countermeasures, a wideband microwave vector signal generator is designed. First, vector modulation is implemented on 300 MHz intermediate frequency carrier, the frequency of vector signal is expanded to 4 GHz through RF converting and filtering, On the basis, after micromave frequency converting and filtering, the frequency is extended to 18 GHz. A electrically tunable microstrip filter is used for RF filtering, switching band pass filter module is used for microwave filtering, it can achieve low loss, small ripple, good group delay and good rejection outside band, maintaining modulation quality and spectral purity of vector signals. Calibration of vector modulator using precise internal calibration voltage, eliminating the residual carrier, quadrature offset, I/Q amplitude imbalance of modulation channel and the influence of frequency conversion channel, ensure the quality of vector signals in the whole frequency range and at different operating temperatures. Experiments show that the frequency range of signal generator can reach 300 kHz~18 GHz, stray is less than -30 dBc, error vector magnitude is less than 4%.

**Keywords:** vector signal generation; frequency conversion filter; tunable filter; vector modulation calibration

## 0 引 言

随着电子对抗技术的快速发展,传统微波信号发生器无法实现复杂调制信号的发生和模拟。以前的矢量信号发生器最高频率低于 6 GHz,主要满足通信装备的测试需求<sup>[1]</sup>。该宽带微波矢量信号发生器最高频率扩展到 18 GHz,满足雷达、卫星通信等行业的测试需求。实现微波矢量信号发生的途径之一是先实现频率范围覆盖,再进

行宽带矢量调制,矢量调制器工作在很宽的频率范围内,对器件性能要求很高,国外采用自主研发的专用微波集成电路,无法采购,国内研发存在技术瓶颈,没有合适的宽带矢量调制器可供使用。目前主要是先在中频载波上实现矢量调制,再经过射频变频滤波和微波变频滤波的二次变频,将频率扩展到 18 GHz。但对变频滤波器要求较高,其带内响应、群时延特性、温度特性和带外抑制在设计时必须考虑<sup>[2-4]</sup>。中频矢量调制虽然容易实现较高的调制指标,但变

收稿日期:2018-12-20

<sup>\*</sup> 基金项目:国家科技重大专项“毫米波 5G 信号源研发”(2018VX03001026)资助;中国电科技术创新项目“微波毫米波大带宽大规模 MIMO 测试技术研究”资助

频滤波器和本振相位噪声都会恶化调制指标。本文设计了矢量调制的校准电路和校准程序,校准调制通道的主要矢量误差和变频滤波通道带来的影响,在整个频率范围内实现了较好的矢量调制指标<sup>[5]</sup>。在国内迟迟无法突破宽带矢量调制器技术难题的情况下,该方法是实现宽带微波矢量信号发生的最佳途径。

### 1 整机设计方案

整机采用先中频矢量调制再变频滤波的技术方案,如图 1 所示,主要组成部分和功能如下:基带信号发生和中频矢量调制部分,采用直接数字频率合成器(direct digital synthesizer,DDS)AD9858 和 1 GHz 参考时钟,产生 300±30 MHz 中频信号,频率步进 1 Hz。数字信号处理器产生各种数据信号并进行编码,生成 I/Q 路基带信号,并在中频

载波上完成矢量调制和误差校准。射频变频滤波部分将已调中频信号与射频合成本振(radio frequency local oscillator, RFLO)变频滤波,将频率扩展至 750~4 000 MHz,RFLO 的频率范围为 1 050~3 700 MHz,频率步进 5 MHz,采用 3 个压控振荡器(voltage control oscillator,VCO)拼接而成。射频下变频部分产生 750 MHz 以下频率信号,本振频率 2 GHz。微波变频滤波部分将 2~4 GHz 射频输入信号与微波合成本振(microwave local oscillator,MWLO)变频和开关滤波,产生 4~18 GHz 微波信号,MWLO 的频率范围为 7~15 GHz,频率步进 1 GHz。定向检波和幅度控制用于信号稳幅,改善输出信号频响和源端口驻波比<sup>[6]</sup>。整机方案简洁,实现成本较低,但带内频响、群时延和带外抑制对射频电调滤波器和微波开关滤波器要求较高,需要较好的带内、带外特性。

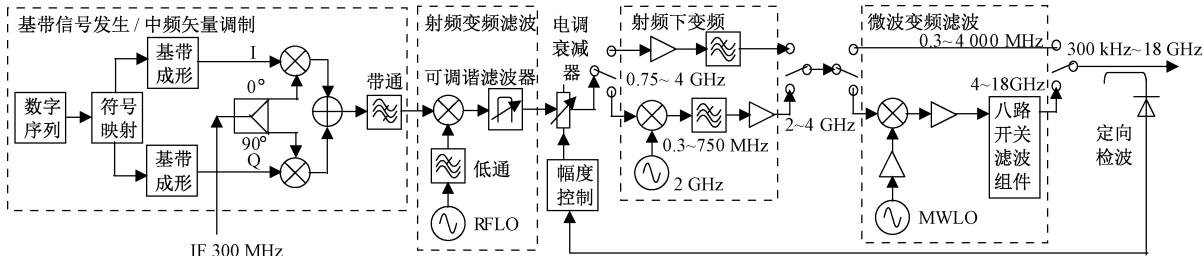


图 1 宽带微波矢量信号发生原理

### 2 射频变频滤波

#### 2.1 射频变频方案和频谱分析

优化变频方案的原则是变频输出杂散尽量远离所需频率,以利于后续滤波器滤波。需要滤除的杂散主要有本振泄露、中频泄露、镜像信号和三阶交调信号

等。将 300 MHz 中频信号与 RFLO 变频产生 750~4 000 MHz 射频信号,经过优化设计,其变频调谐方程及主要杂散分量如表 1 所示。整个射频段由 5 段变频输出衔接而成,每段都设计了一个滤波通道,对应输出频率,构成一个电可调谐微带通滤波器,滤除主要杂散。

表 1 射频变频调谐方程及主要杂散分量

RF 输出/ MHz	LO 输入/ MHz	IF 输入/ MHz	调谐方程	镜像频率/ MHz	三阶交调 $f_{LO}-2f_{IF}/\text{MHz}$	三阶交调 $f_{LO}+2f_{IF}/\text{MHz}$	$2\times\text{IF}/\text{MHz}$
750~1 400	1 050~1 700	300	$f_{RF}=f_{LO}-f_{IF}$	1 350~2 000	450~1 100	1 650~2 300	600
1 400~2 000	1 100~1 700	300	$f_{RF}=f_{LO}+f_{IF}$	800~1 400	500~1 100	1 700~2 300	600
2 000~2 700	2 300~3 000	300	$f_{RF}=f_{LO}-f_{IF}$	2600~3300	1 700~2 400	2 900~3 600	600
2 700~3 300	2 400~3 000	300	$f_{RF}=f_{LO}+f_{IF}$	2 100~2 700	1 800~2 400	3 000~3 600	600
3 300~4 000	3 000~3 700	300	$f_{RF}=f_{LO}+f_{IF}$	2 700~3 400	2 400~3 100	3 600~4 300	600

#### 2.2 可调谐带通滤波器设计方案

根据每段变频输出中各种杂散频率的变化规律,以及与输出频率的相对频差等特征,设计与之对应的单级滤波网络和谐振网络进行分级滤波,可以简化调谐难度。基本设计思路是利用截止频率可调的高通和低通滤波器组合成中心频率、相对带宽可调的宽带带通滤波器,利用谐振式带阻滤波器增大阻带衰减速率,限制带宽。

图 2(a)所示为可调高通滤波器模型,截止频率可调

的高通滤波器抑制频率低于输出频率的中频泄露、中频谐波和频率扫描的三阶交调信号。通过控制变容二极管两端电压改变其表征容值,从而调整高通滤波器的截止频率,实现跟踪高通滤波。图中黑色粗线为容性微带线,黑色细线为感性微带线。图 2(b)所示为可调低通滤波器模型,抑制频率高于输出频率的三阶交调信号,通过控制变容二极管两端电压,调整低通滤波器的截止频率,实现跟踪低通滤波,图中扇形微带线显容性。图 2(c)所示为

谐振式可调带阻滤波器模型,抑制靠近输出频率的本振泄露和镜像信号,使带通滤波器过渡带更陡峭。图中平行板微带构成耦合电容,接地的感性微带线与可变电容构成谐振电路,谐振频率处衰减最大<sup>[7-9]</sup>。由于本振信号

电平较高,用两级带阻滤波器抑制本振泄露,用一级抑制镜像信号。根据每段变频输出需要抑制的杂散频率成分和变频调谐方程,计算和仿真微带线的电感值和变容二极管的调谐范围。

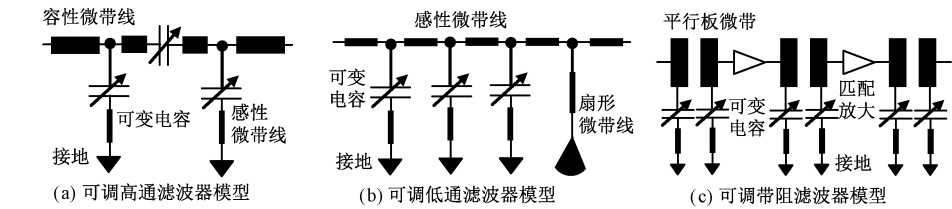


图 2 电可调谐微带滤波器模型

如图 3 所示,每个滤波通道包括 5 级滤波网络,第 1 级为可调高通滤波器,中间 3 级为可调带阻滤波器,第 5 级为可调低通滤波器。其中第 2、3 级滤波器抑制本振泄露,第 4 级滤波器抑制镜像信号。每个滤波器之间加入匹配放大器用于控制增益平衡,增加隔离度,减少滤波器之间的相互影响,实现阻抗匹配。每个频点都对应 5 个调谐电压数

据,保存在存储器中,控制滤波通道调谐在该频点上。由于变容二极管的温漂会引起带通滤波器中心频率的偏移,造成调谐误差。本文设计了一个精确的校准方案,主机通过 GPIB 接口与测试滤波器特性的网络分析仪通信。为了实现快速调谐,可将初始频率的 5 个调谐电压数据计算出来,并保存在存储器中<sup>[10]</sup>。

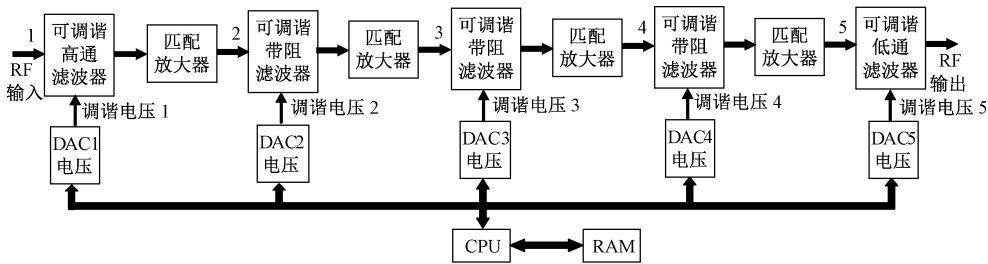


图 3 电可调谐带通滤波通道构造

如图 4 所示,主机开机初始化后,校准初始频率,从存储器中调用预先计算好的 5 个调谐电压数据,并从网络分析仪读取测试的滤波器特性参数,若满足杂散抑制条件,调谐数据被保存,频率步进累加,重复上述操作。如果不满足抑制条件,调整 5 个调谐电压数据,直到条件满足为止,调谐数据被保存,再进行频率步进累加,重复上述操作直到频率累加到终止频率,校准完成,最终得到全部频点的精确调谐数据。

3 微波变频滤波

来自射频变频滤波的 2~4 GHz 输出信号与 7~15 GHz、步进 1 GHz 的微波合成本振做二次变频,产生 4~18 GHz 的微波信号。采用一次变频和开关滤波的方案,除了需要优化变频器的射频输入功率和本振输入功率,避免和降低不必要的频谱分量外,8 路开关带通滤波组件的设计非常关键,主要用于抑制变频器的微波本振泄露和射频输入泄露<sup>[11-12]</sup>。8 路微波开关滤波通带的选择和变频调谐方程如表 2 所示。表中后两行列出了对滤波器通带和阻带的要求,通带有 100 MHz 的交叠,优化微波信号

输出频响。阻带的频率点并不对称,通常带通滤波器的前沿较缓而后沿较陡。1、2、3 段通带存在输入信号谐波直通问题,射频输入前应采取低通滤波等措施尽量降低其谐波。变频输入信号功率控制在 0 dBm 以下,减小变频失

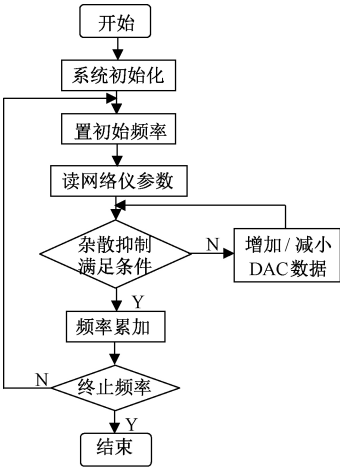


图 4 可调滤波器校准软件流程

真,变频输出端加入约 15 dB 增益的放大器,抵消变频损耗,使输出信号功率可以达到 +5 dBm。另外需要考虑开带通滤波器各通路增益平衡的问题,高频时带通滤波器插损和变频损耗都较大,应选择频率高端增益较大的放大

器,以控制输出频响。如图 5 所示,滤波器输出端加入约 23 dB 增益的放大器后,整个输出信号功率可以达到 +18 dBm。所有带通滤波器要求带内纹波小,群时延特性好,以减少对矢量调制信号的影响。

表 2 微波开关滤波通带和变频调谐方程 (GHz)

通带	1	2	3	4	5	6	7	8
调谐方程	微波输出=微波本振-射频输入				微波输出=微波本振+射频输入			
微波输出	4~5	5~6	6~8	8~10	10~12	12~14	14~16	16~18
微波本振	7	8	9/10	11/12	14/15	9/10	11/12	13/14
射频输入	2~3	2~3	2~3	2~3	3~4	3~4	3~4	3~4
1 dB 通带	3.9~5.1	4.9~6.1	5.9~8.1	7.9~10.1	9.9~12.1	11.9~14.1	13.9~16.1	15.9~18.1
55 dB 衰减	2.5~6	3.5~7	4.5~9	6.5~11	8~14	10~16	12~18	14~20

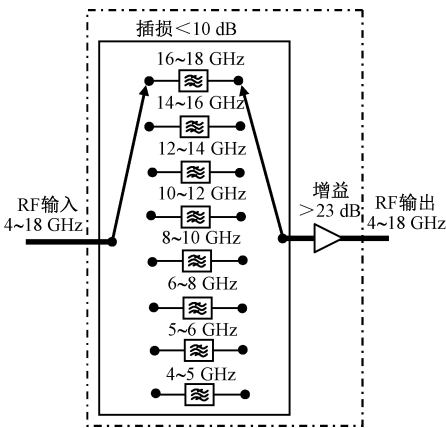


图 5 微波开关滤波组件原理

4 中频矢量调制与校准

4.1 矢量调制的误差模型

矢量调制信号的理想表达式为:

$$S(t) = I(t)\cos(\omega_c t) - Q(t)\sin(\omega_c t) \tag{1}$$

但在实际调制时,会出现如直流偏置、正交偏置和 I/Q 幅度不平衡等误差直接影响到矢量调制指标。考虑误差因素后,实际的基带信号表达式为:

$$\begin{aligned} I &= (1 + A_i)I(t) + B_i; \\ Q &= (1 + A_q)Q(t) + B_q \end{aligned} \tag{2}$$

式中:  $A_i$ 、 $A_q$  为 I/Q 两路基带信号的增益误差;  $B_i$ 、 $B_q$  为直流偏置。实际的两路正交载波信号的表达式为:

$$\begin{aligned} L_c &= (1 + A_c)\cos(\omega_c t) + B_c; \\ L_s &= (1 + A_s)\sin(\omega_c t + \Delta\phi) + B_s \end{aligned} \tag{3}$$

式中:  $A_c$ 、 $A_s$  为两路载波信号的幅度误差;  $B_c$ 、 $B_s$  为直流偏置;  $\Delta\phi$  为正交偏置。将式(2)、(3)代入式(1)经分解整理归纳后得:

$$S(t) = I(1 + A_i)(1 + A_c)I(t)\cos(\omega_c t) - (1 + A_s)(1 + A_q)Q(t)\sin(\omega_c t + \Delta\phi)I + IB_i(1 + A_c)$$

$$\begin{aligned} &\cos(\omega_c t) - B_q(1 + A_s)\sin(\omega_c t + \Delta\phi)I + IB_c(1 + A_i) \\ &I(t) - B_i(1 + A_q)Q(t)I + IB_iB_c - B_qB_sI \end{aligned} \tag{4}$$

式中:第 1 项为幅度不平衡和正交偏置引起的调制失真;第 2 项为基带直流偏置引起的载波泄露;第 3 项为载波直流偏置引起的基带泄露;第 4 项表示输出信号矢量原点的偏移。矢量调制的校准就是消除上述误差从而提高调制指标<sup>[13]</sup>。

4.2 矢量调制及校准电路的设计

在两路正交载波通路分别加入电调移相网络,调整两路载波的正交性;在 I/Q 基带通路分别加入增益控制模块和直流偏置模块,调整 I/Q 的幅度平衡和控制直流偏置以达到抑制载波泄露和基带泄露的目的。以上控制电压均由 CPU 控制 DAC 送数来完成。

如图 6 所示,校准电路由检波器、对数放大电路、选择开关、ADC、标准参考电压和 DAC 电路组成,用高分辨率的对数检波电路检测各测试点的信号幅值作为校准的基础,用容易控制的精确直流电压代替各种格式的基带信号完成矢量调制器的整个校准<sup>[14]</sup>。整个电路设置了 5 个测试点,TP1~TP4 用来检验各电路的功能正常性,保证校准的顺利进行。TP5 用于校准,检波电压经模数转换后送到

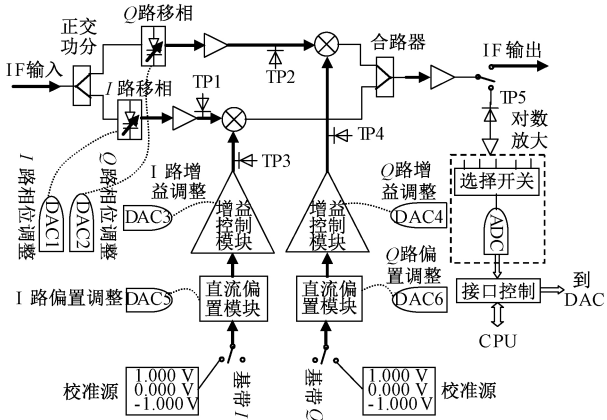


图 6 矢量调制器校准电路原理

CPU 进行分析处理,控制 DAC 的送数,形成一个闭环校准电路,可以在无外接仪器的情况下完成一键校准,也可以外接频谱分析仪进行手动校准。

4.3 校准软件的设计

两路校准参考电压置为(1,1)、(1,-1)、(-1,1)、(-1,-1)4 种状态,控制 DAC1、DAC2 的送数,调整移相网络,使 4 种状态的检波电压相等,星座图的对角线相等,由菱形转换为矩形;最后校准 I/Q 幅度不平衡,将 I 路校准参考电压置为 0,Q 路校准参考电压置为 1,控制 DAC4 的送数,调整 Q 路增益,使得到的检波电压等于预设值;将 I 路校准参考电压置为 1,Q 路校准参考电压置为 0,控制 DAC3 的送数,调整 I 路增益,使得到的检波电压等于预设值,星座图由矩形转换为正方形,校准完成并将各 DAC 送数保存在 RAM 中<sup>[15]</sup>。自动校准软件流程如图 7 所示。

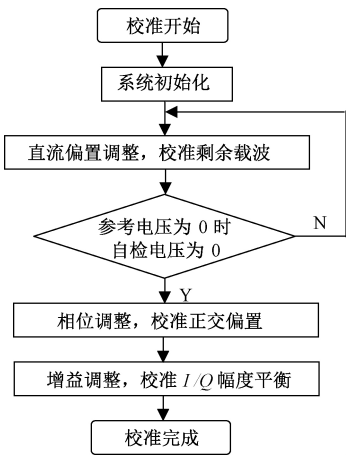


图 7 自动校准软件流程

此外,还可以采用外接频谱分析仪进行更为精确的手动校准。例如:基带信号置为 GMSK,码元速率为 2 MHz,数据源选全 0 或全 1,此时 I/Q 路的输入为正交的 500 kHz 正弦波,控制各 DAC 的送数,调整直流偏置,使本振泄露最小,调整正交偏置和幅度平衡,使需要抑制的边带最小,校准完成后将各 DAC 送数保存<sup>[16]</sup>。

5 实验结果分析

图 8 所示为射频输出 2 GHz 时,可调带通滤波通道的实测曲线,光标 1 为射频输出频率,光标 4、5 分别为 1.7 GHz 本振信号和 2.3 GHz 三阶交调信号,其幅度衰减均超过 50 dB,光标 2、3 显示滤波器 3 dB 带宽达到 120 MHz,表明带通滤波器带宽和带外抑制指标满足整机设计要求。

如图 9 所示,完成一键自动校准后,在中频载波上可以将本振抑制在 -52 dBc 以下,边带抑制在 -60 dBc 以下,达到了整机设计要求。后面的变频滤波通道会恶化调制指标,同样在高低温环境工作时,调制指标也会变差,这时可用外接频谱分析仪手动校准的方法优化调制指标。

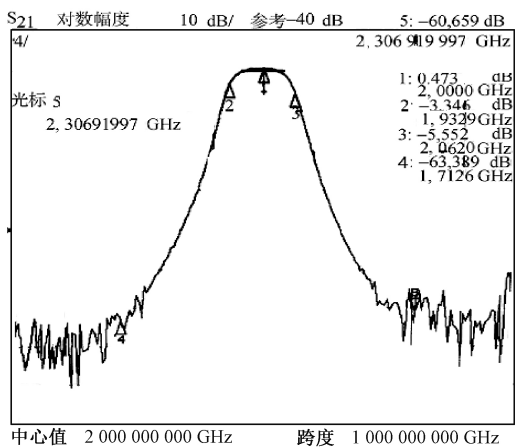


图 8 射频输出为 2 GHz 时滤波器测试曲线

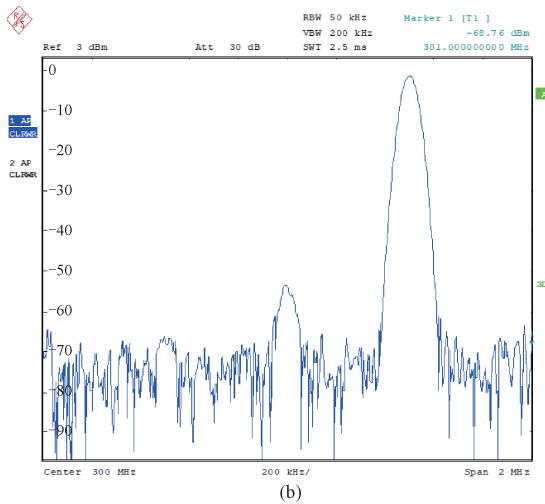
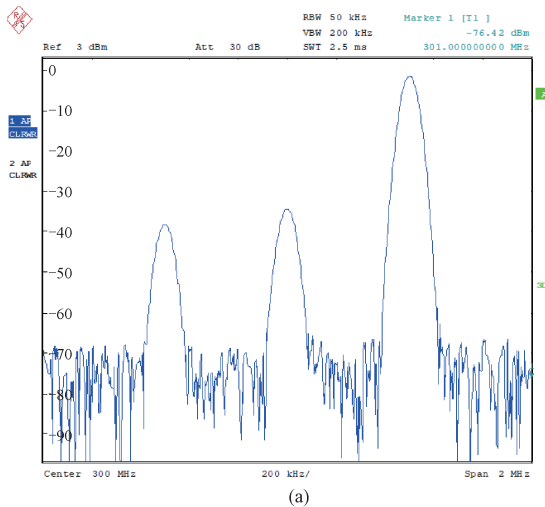


图 9 校准前后矢量调制信号指标对比

矢量信号调制格式设置为 QPSK,码元速率为 4 Msps,根奈奎斯特滤波器, $\alpha$  为 0.3 时,在 23 ℃ 环境下,进行手动校准后,误差矢量幅度(error vector magnitude,

EVM)测试值如表 3 所示,达到了整机指标要求。手动校准仅消除了变频滤波通道的影响,但本振相位噪声的影响是无法校准的,因此高性能的矢量信号发生器对本振相位噪声要求很高,但也会大大增加整机成本。受微波本振相位噪声恶化的影响,从表 3 中可看到 18 GHz 等高频处的 EVM 明显变差。

表 3 EVM 测试值(23 ℃,手动校准后)

频率/GHz	1	5	10	15	18
EVM/%	1.22	1.59	1.85	2.31	2.76

6 结 论

本文介绍的宽带微波矢量信号发生器首先在 300±30 MHz中频载波上实现矢量调制,设计的内部校准电路实现一键自动校准,提供精确的矢量调制指标。精心设计射频变频滤波方案和微波变频滤波方案,将矢量信号频率扩展到 300 kHz~18 GHz。采用可校准的射频电调跟踪微带带通滤波器和微波开关带通滤波器,滤除变频杂散,提高频谱纯度,杂散小于-30 dBc。滤波器原理简单、体积小、成本低、结构灵活、利于扩展,并可外接频谱分析仪进行手动矢量校准,消除变频滤波通道带来的影响,整个频带内误差矢量幅度小于 4%。出于简化设计和控制成本的目的,射频本振和微波本振均采用单环锁相环路,相位噪声指标不高,恶化了矢量调制指标。若采用高纯本振,矢量调制指标还能优化,可达到 2%~3%。

参考文献

[1] 李文意.浅析矢量信号发生器的进展历程[J].国外电子测量技术,2015,34(3):7-9,12.  
[2] 倪蕤.C 波段矢量信号发生器的设计[D].南京:东南大学,2016.  
[3] 郑畅.R&S 射频上变频器扩展矢量信号发生器频率[J].半导体信息,2014(3):15-16.  
[4] 蔡昂.基于 FPGA 的 2.4 GHz 频段射频矢量信号源的

设计与实现[D].南京:东南大学,2015.  
[5] 刘亮,何攀峰,台鑫.矢量调制在相干多通道信号发生中的应用研究[J].国外电子测量技术,2015,34(11):48-52.  
[6] 石博文.矢量信号源输出电路的研究与实现[D].成都:电子科技大学,2016.  
[7] 黄晓栋.电可调谐滤波器的研究与设计[D].南京:南京航空航天大学,2017.  
[8] 杨赤如,刘亚宁,陈晓阳.LC 电调带通滤波器的设计[J].真空电子技术,2009(6):44-47.  
[9] 孙照清.双通带电调微带滤波器的设计研究[D].哈尔滨:哈尔滨工程大学,2016.  
[10] 周研,刘祖深,陈应兵.一种新型可调谐微带带通滤波器的设计[J].电子测量与仪器学报,2010,24(9):866-871.  
[11] 艾明贵,梁显锋.一种小型化的超宽带微带带通滤波器的设计[J].电子设计工程,2015,23(24):113-115.  
[12] 杨玲玲.宽带小型化滤波器的研究设计[D].武汉:华中科技大学,2017.  
[13] 陈斌.数字调制信号误差矢量幅度校准研究[J].宇航计测技术,2009,29(5):24-28.  
[14] 周建辉.正交调制器的校准设计[J].电子质量,2010(3):4-7.  
[15] 何仁伦,李旭鹏,熊金旺,等.模拟正交调制误差数字校正方法[J].电子信息对抗技术,2014,29(5):74-77.  
[16] 肖鹏,王青松.宽带数字矢量调制通道的校准与补偿[J].现代电子技术,2009,32(7):55-57,61.

作者简介

朱健,高级工程师,主要从事微波通信测量仪器的研发工作。

E-mail:wanzhe45@126.com

周建辉,高级工程师,主要从事微波通信测量仪器的研发工作。

E-mail:705281202@qq.com