

# 超宽带平坦负群时延电路设计

顾韬琛, 万发雨\*, RAVELO Blaise

(南京信息工程大学电子与信息工程学院, 江苏南京 210044)

**摘要:** 本文提出了一种具有超宽带(Ultra-Wide Band, UWB)平坦负群时延响应的带通(BandPass, BP)负群时延(Negative Group Delay, NGD)电路设计. 基于阶梯阻抗谐振(Stepped Impedance Resonator, SIR)结构设计了一种超宽带平坦负群时延无源电路. 研究了电路的S参数模型和负群时延响应模型. 电路结构紧凑, 总尺寸为11 mm × 81 mm, 电尺寸仅为0.13  $\lambda_g$  × 1.01  $\lambda_g$ . 经过测量, 所提出的NGD电路在中心频率2.14 GHz下能实现-0.52 ns的负群时延值, 负群时延带宽达1.28 GHz, 相对带宽61%, 平坦负群时延带宽达1.01 GHz, 相对带宽48%, 通带内的平坦度较好, 群时延波动仅为±0.05 ns, 与同类宽带平坦NGD电路相比, 本文所提出的SIR NGD电路平坦NGD带宽提高了约215%. 平坦带宽内回波损耗优于17 dB, 最高为18.8 dB.

**关键词:** 负群时延; 平坦群时延; 阶梯阻抗谐振; S参数; 设计公式; 超宽带

**基金项目:** 国家重点研发计划(No.2022YFE0122700); 国家自然科学基金(No.62371241, No.62350610268); 北京市自然科学基金(No.L233002); 国家留学基金(No.202308320302)

中图分类号: TN70

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2024)12-3967-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20240185

## Design of Ultra-Wide Band Flat Negative Group Delay Circuit

GU Tao-chen, WAN Fa-yu\*, RAVELO Blaise

(School of Electronics and Information Engineering, Nanjing University of Information Science & Technology,  
Nanjing, Jiangsu 210044, China)

**Abstract:** A fundamental theory of novel ultra-wide band (UWB) bandpass (BP) negative group delay (NGD) topology is established in this paper. The microwave circuit under study consists of lossy transmission lines and stepped impedance resonators. The flat NGD topology is constructed using fully distributed elements. The ABCD- and S-parameter models are formulated to derive the NGD optimal values and bandwidth. In order to verify the theoretical feasibility, NGD prototypes are designed, fabricated, and measured. The flat BP-NGD microstrip circuit has a compact size of 11 mm × 81 mm (0.13  $\lambda_g$  × 1.01  $\lambda_g$ ) with a NGD center frequency of  $f_n=2.14$  GHz. Excellent agreement has been observed between experimental and theoretical results, revealing  $\Delta f_{\text{NGD}}=1.28$  GHz ( $\text{BW}_{\text{NGD}}=61\%f_n$ ) NGD bandwidth and  $t_n=-0.52$  ns NGD value. Furthermore, within the NGD frequency band, the flat BP-NGD prototype presents a good performance in terms of bandwidth about  $\Delta f_{\text{NGD}}=1.01$  GHz,  $\text{BW}_{\text{flat-NGD}}=48\%f_n$  with  $t_n\pm 0.05$  ns group delay fluctuation. Compared with similar broadband flat NGD circuits, the flat NGD bandwidth of the SIR NGD circuit proposed in this article is increased by about 215%. The flat BP-NGD prototype return loss at the center frequency is better than 18.8 dB.

**Key words:** negative group delay; group delay flatness; stepped impedance resonator; S parameter; design equations; ultra-wide band

**Foundation Item(s):** National Key Research and Development Program of China (No.2022YFE0122700); National Natural Science Foundation of China (No.62371241, No.62350610268); Beijing Natural Science Foundation (No.L233002); Program of China Scholarship Council (No.202308320302)

## 1 引言

在现代无线通信中,群时延是反应信号在传输链

路中延迟及失真的重要指标,5G/6G通信技术以大带宽、超可靠、低时延作为主要的技术发展方向<sup>[1]</sup>. 在卫

星测控、导航定位、深空探测中,接收机的某些微波特性会产生群时延波动畸变,影响信号的传输质量<sup>[2]</sup>.在工业互联网系统中,群时延失真会影响测控定位精度<sup>[3]</sup>.为了解决群时延失真问题,负群时延(Negative Group Delay, NGD)现象在射频和微波工程领域引起了广泛研究<sup>[4]</sup>.负群时延这一概念最早由美国科学家 Brillouin 在 1960 年提出<sup>[5]</sup>.在光学、量子学实验中观测到波在异常色散介质中传播的群速度为负,且波的输出包络峰值比输入包络峰值更早到达输出端,但是输入波形的任何非连续性变化都会导致输出波形随之变化<sup>[6,7]</sup>.基于带内群时延为负这一特性,NGD 电路可用于解决电路中的群时延失真和电磁谐振腔的谐振等问题,降低通信系统中的色散效应<sup>[8]</sup>.NGD 电路最早被用来消除晶体管所产生的正群时延<sup>[9]</sup>.在射频微波领域,NGD 电路被广泛应用于非福斯特器件设计提高器件稳定性和带宽<sup>[10]</sup>、应用于天线阵列设计中解决波束倾斜问题<sup>[11]</sup>、应用于功率放大器电路设计提高效率<sup>[12]</sup>等方面.此外,NGD 电路还可以与微波器件进行融合设计以提高器件性能,如滤波器<sup>[13]</sup>、宽带巴伦<sup>[14]</sup>、宽带移相器<sup>[15]</sup>、宽带定向耦合器<sup>[16]</sup>、低损耗功分器<sup>[17]</sup>、差分共模抑制电路<sup>[18]</sup>、可调频率选择表面<sup>[19]</sup>等.

目前的 NGD 电路主要为三种:低通、带通和高通 NGD 电路<sup>[4]</sup>.其中,大多数低通和高通 NGD 电路通过采用 RLC 集总元件和有源 FET 网络实现<sup>[20]</sup>.带通 NGD 电路主要为射频微波电路,可分为以下几种类型:波导、缺陷结构(缺陷微带结构或缺陷地结构)<sup>[21]</sup>、微带传输线结构和耦合谐振结构等<sup>[4]</sup>.随着无线通信技术的不断发展,大带宽逐渐成为微波器件重要的发展方向,目前常见的低通、带通 NGD 电路带宽大多小于 100 MHz,且仅在中心频率处达到最大的负群时延值,中心频率附近的群延迟并不平坦,上下边带的负群时延衰减较大,实际可以应用的负群时延带宽很小,且多数 NGD 结构较为复杂,无法满足目前 5G/B5G 微波和无线通信系统中的宽带相位补偿<sup>[22]</sup>.因此研究具有大带宽、平坦负群时延响应的 NGD 电路成为当前负群时延研究的主要问题和关键挑战.在文献[23]中,提出了一种具有 60 MHz 平坦 NGD 带宽响应的滤波器.为了进一步拓展带宽,一种具有四端口不等分 NGD 电路被提出<sup>[24]</sup>,平坦 NGD 带宽增加到 330 MHz,但存在尺寸较大的问题,电尺寸达到  $0.73\lambda_g \times 1.01\lambda_g$ .在文献[22]中,一种基于传输耦合线结构的平坦 NGD 电路被提出,平坦 NGD 带宽达到 330 MHz (35.1%),电尺寸缩小到了  $0.09\lambda_g \times 0.48\lambda_g$ .

针对目前 NGD 电路带宽窄、NGD 响应平坦度差等问题,本论文提出了一种基于阶梯阻抗谐振器(Stepped Impedance Resonator, SIR)结构的超宽带(Ultra-Wide Band, UWB)平坦 NGD 电路,在中心频率为 2.14 GHz 时

实现 -0.52 ns 的 NGD 值,平坦负群时延带宽达 1.01 GHz,相对带宽 48%,且带内群时延波动仅为  $\pm 0.05$  ns,并具有良好的阻抗匹配.在宽带射频微波电路的群时延均衡应用中展现出较大的潜力.

## 2 超宽带平坦 NGD 电路理论研究

### 2.1 电路结构

图 1 是本论文提出的超宽带平坦 NGD 电路原理图.所提出的超宽带平坦 NGD 电路由两条微带传输线  $TL_1(Z_1, \theta_1)$ 、 $TL_2(Z_2, \theta_2)$  和一个由传输线  $TL_3(Z_3, \theta_3)$ 、 $TL_4(Z_4, \theta_4)$ 、 $TL_5(Z_5, \theta_5)$  组成的开路 SIR 结构组成. SIR 结构一端开路,一端通过匹配电阻  $R_2$  连接到  $TL_1$  和  $TL_2$  中间.端口 1 和端口 2 通过匹配电阻  $R_1$  进行阻抗匹配.  $\theta$  表示传输线的电气长度,五条微带线的电气长度  $\theta_1$ 、 $\theta_2$ 、 $\theta_3$ 、 $\theta_4$  和  $\theta_5$  均为中心频率  $f_0$  下的四分之一波长  $\pi/2$ ,传输线  $TL_1(Z_1, \theta_1)$  和  $TL_2(Z_2, \theta_2)$  的参数完全相同.  $Z_n$  ( $n=1, 2, 3, 4, 5$ ) 表示各传输线的特性阻抗,均为  $50 \Omega$ .

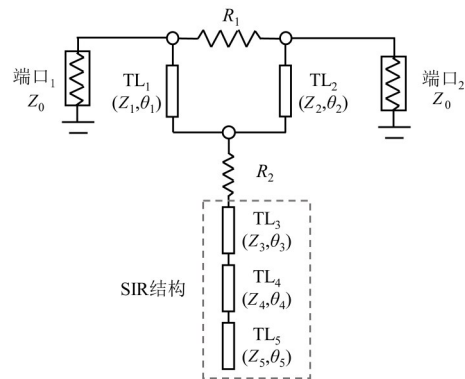


图 1 超宽带平坦 NGD 电路原理图

### 2.2 理论分析

超宽带平坦 NGD 电路的等效  $A$  参数矩阵如图 2 所示,等效电路由匹配电阻  $[A]_{R1}$  和由传输线  $[A]_{TL1}$ 、 $[A]_{TL2}$ 、匹配电阻  $[A]_{R2}$ 、SIR 结构  $[A]_{SIR}$  组成的 T 型结构组成.

其中传输线的  $A$  参数矩阵  $[A]_{TLn}$  ( $n=1, 2, 3, 4, 5$ ) 可以表示为

$$[A]_{TLn} = \begin{bmatrix} \cos \theta_n & jZ_n \sin \theta_n \\ j \frac{\sin \theta_n}{Z_n} & \cos \theta_n \end{bmatrix}, (n=1, 2, 3, 4, 5) \quad (1)$$

式中:

$$\begin{cases} \theta_n = k_n \omega \\ k_n = \frac{2\pi l_n \sqrt{\epsilon_r}}{c}, n=1, 2, 3, 4, 5 \end{cases} \quad (2)$$

其中,  $l_n$  为传输线的物理长度,  $c$  为真空中光的传播速度,  $\epsilon_r$  为介质基板的相对介电常数,  $\omega$  为工作频率.

接着可以推导出由  $TL_3$ 、 $TL_4$  和  $TL_5$  组成的 SIR 结构

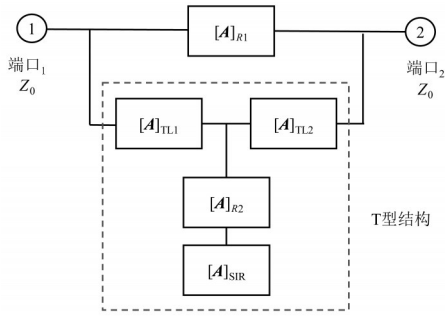


图2 超宽带平坦NGD电路的等效A参数矩阵

的A参数矩阵为

$$[A]_{SIR} = [A]_{TL3} \times [A]_{TL4} \times [A]_{TL5} \quad (3)$$

$[A]_{SIR}$ 一端开路,一端通过 $[A]_{R2}$ 连接到 $[A]_{TL1}$ 、 $[A]_{TL2}$ 中间,形成T型结构. 则T型结构的A参数矩阵表达式为

$$[A]_T = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 - a_5 + j \frac{z_1 a_4 a_8}{a_3} & a_2 \\ \frac{a_1 a_4}{a_3} + j \frac{2a_8}{z_1} & a_1 - a_5 + j \frac{z_1 a_4 a_8}{a_3} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中:

$$\begin{cases} a_1 = \cos^2 \theta_1 \\ a_2 = -\frac{z_1^2 a_4 a_5}{a_3} + 2j z_1 a_8 \\ a_3 = \cos \theta_5 (a_7 \cos \theta_4 + j \frac{a_6 \sin \theta_4}{z_4}) \\ \quad - \frac{\sin \theta_5 (z_4 a_7 \sin \theta_4 - j a_6 \cos \theta_4)}{z_5} \\ a_4 = j \cos \theta_5 \left( \frac{\cos \theta_4 \sin \theta_3}{z_3} + \frac{\cos \theta_3 \sin \theta_4}{z_4} \right) \\ \quad + j \frac{\sin \theta_5}{z_5} \left( \cos \theta_3 \cos \theta_4 - \frac{z_4 \sin \theta_3 \sin \theta_4}{z_3} \right) \\ a_5 = \sin^2 \theta_1 \\ a_6 = R_2 \cos \theta_3 + j z_3 \sin \theta_3 \\ a_7 = \cos \theta_3 + j \frac{R_2 \sin \theta_3}{z_3} \\ a_8 = \cos \theta_1 \sin \theta_1 \end{cases} \quad (5)$$

为了计算提出的超宽带平坦NGD电路整体的参数矩

阵,需要将A矩阵模型转化为如图3所示的Y矩阵模型.

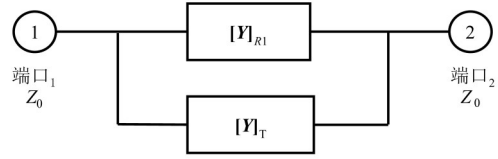


图3 超宽带平坦NGD电路的等效Y参数矩阵

则超宽带平坦NGD电路可以看成电阻矩阵 $[A]_{R1}$ 和T型结构矩阵 $[A]_T$ 并联的形式,NGD电路整体的Y参数矩阵可以表示为

$$[Y]_{NGD} = [Y]_{R1} + [Y]_T = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \quad (6)$$

接着可以推导出NGD电路整体的S参数矩阵为

$$S_{11} = S_{22} = \frac{X_3 X_2 - X_4}{X_4 - X_1 X_3}, S_{21} = S_{12} = \frac{\frac{2}{A_{12}} + \frac{2}{R_1}}{Z_0 (X_3 X_1 - X_4)} \quad (7)$$

式中:

$$\begin{cases} X_1 = \frac{A_{11}}{A_{12}} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{Z_0} \\ X_2 = \frac{A_{22}}{A_{12}} + \frac{1}{R_1} - \frac{1}{Z_0} \\ X_3 = \frac{A_{22}}{A_{12}} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{Z_0} \\ X_4 = \left( \frac{A_{11} A_{22} - A_{12} A_{21}}{A_{12}} + \frac{1}{R_1} \right) \left( \frac{1}{A_{12}} + \frac{1}{R_1} \right) \end{cases} \quad (8)$$

最后根据群时延的定义,有

$$\begin{cases} \varphi(\omega) = \angle S_{21}(j\omega) \\ \tau(\omega) = -\frac{\partial \varphi(\omega)}{\partial \omega} \end{cases} \quad (9)$$

即可推导出本节平坦NGD电路的群时延表达式为

$$GD(f_0) = -\frac{x_3 [\text{Im}(x_1) - \text{Im}(x_2)] + x_4 [\text{Re}(x_2) - \text{Re}(x_1)]}{x_3^2 + x_4^2} \quad (10)$$

式中各参数如式(11)所示:

$$\begin{cases} x_1 = \frac{x_9}{Z_0 x_8^2} \left[ x_{12} \left( x_7 - j \frac{Z_3 Z_5 x_5}{Z_1^2 Z_4} \right) + \left( \frac{1}{R_1} - 1 \right) \left( x_7 + \frac{x_6}{Z_1^2 Z_4} \right) - x_{11} \left( j \frac{2R_2}{Z_1} - j \frac{R_2}{Z_1^2} \left( 2Z_1 - \frac{2Z_1}{R_2} + \frac{2Z_1^2 Z_3 Z_5}{R_2^2 Z_4} \left( x_{10} - \frac{Z_3}{Z_4} \right) + \frac{Z_1^2 Z_3 Z_5 x_5}{R_2^2 Z_4} \right) + \frac{x_6}{R_2 Z_4} \right) \right] \\ x_2 = j \frac{4R_2^2}{Z_0 Z_1^3 x_8} + j \frac{2Z_3 Z_5}{Z_0 Z_1^2 Z_4 x_8} \left( x_{10} - \frac{Z_3}{Z_4} \right) & x_3 = \text{Re} \left( \frac{x_9}{Z_0 x_8} \right) & x_4 = \text{Im} \left( \frac{x_9}{Z_0 x_8} \right) & x_5 = \frac{Z_3}{Z_4} - x_{10} + \frac{Z_1 Z_4}{Z_3 Z_5} \\ x_6 = j Z_3 Z_5 \left( x_{10} - \frac{Z_3}{Z_4} \right) & x_7 = j \frac{2R_2^2}{Z_1^3} & x_8 = x_{12} \left( \frac{R_2}{Z_1^2} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{Z_0} \right) + x_{11} \left( \frac{1}{R_1} - 1 \right) & x_9 = \frac{2R_2}{Z_1^2} - \frac{2}{R_1} \\ x_{10} = -\frac{Z_3 + Z_4}{Z_5} & x_{11} = \frac{R_2}{Z_1^2} - \frac{1}{R_1} & x_{12} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{Z_0} + 1 \end{cases} \quad (11)$$

常见的带通 NGD 电路在中心频点附近的群时延为负,但带宽大多数百兆赫兹,且仅在中心频率处达到最大的负群时延值,两边的负群时延衰减较大,实际负群时延带宽很小.为了应用于在超宽带或移相等宽带应用,需要 NGD 电路在中心频率附近具有一段平坦的负群时延响应.如图 4 所示是平坦 NGD 电路的典型群时延响应示意图,为了评价平坦 NGD 电路的性能优劣,本论文提出了平坦 NGD 电路的评价参数:

$$\begin{cases} BW_{\text{flat-NGD}} = f_4 - f_3 \\ GD_{\text{ripple}} = GD_{\text{fluctuation}} / GD = (\tau_0 - \tau_1) / \tau_0 \end{cases} \quad (12)$$

其中,  $GD_{\text{fluctuation}}$  为群时延波动差值,即 NGD 电路在一定带宽内允许的最大负群时延差值  $(\tau_0 - \tau_1)$ .  $BW_{\text{flat-NGD}}$  为平坦负群时延带宽,即 NGD 电路在满足群时延波动值条件下的最大负群时延带宽.  $GD_{\text{ripple}}$  为群时延波动,即 NGD 电路的群时延波动差值与平坦负群时延带宽内 NGD 最大值的百分比值,群时延波动越小,NGD 电路的平坦度越好.

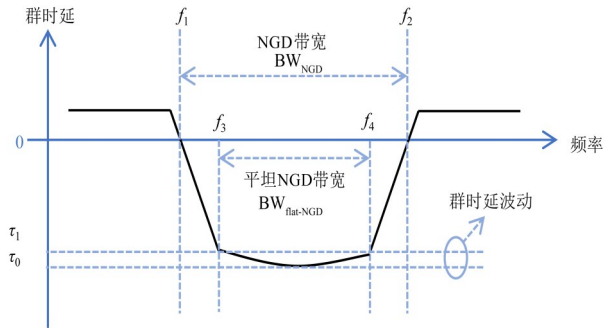
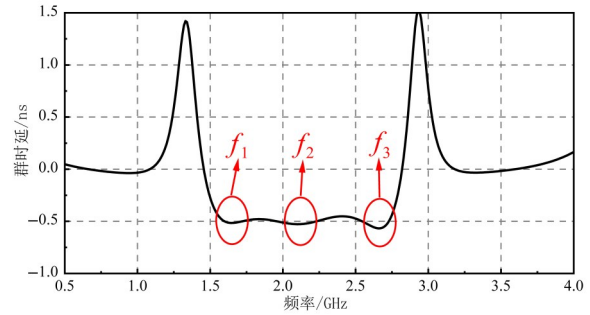
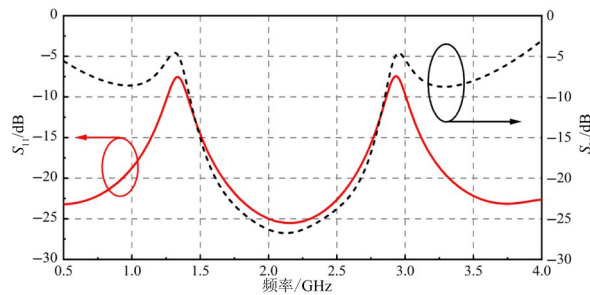


图 4 平坦 NGD 电路的典型群时延响应示意图

将上述理论模型添加到仿真软件中,并根据实际制造工艺的限制设置优化范围.例如本论文中采用 SMT 电阻,电阻值应控制在  $1 \sim 100 \Omega$  之间以获得较小的误差,微带线的宽度应大于  $0.5 \text{ mm}$  (即特性阻抗小于  $100 \Omega$ ).如图 5 所示是超宽带平坦 NGD 电路的理论计算结果,各传输线电参数和匹配电阻取值为  $Z_1 = Z_2 = 86 \Omega$ ,  $Z_3 = 29 \Omega$ ,  $Z_4 = 53 \Omega$ ,  $Z_5 = 55 \Omega$ ,  $R_1 = 82 \Omega$ ,  $R_2 = 75 \Omega$ .从图 5 中可以看出,本论文所提出的 NGD 电路能在中心频率为  $2.14 \text{ GHz}$  时实现宽带平坦负群时延特性,理论上能实现约为  $-0.5 \text{ ns}$  的负群时延值,电路的匹配性较好,理论平坦负群时延带宽高达  $1170 \text{ MHz}$  (从  $1.58 \text{ GHz}$  至  $2.75 \text{ GHz}$ ),相对带宽达到了  $55.7\%$ .平坦负群时延带宽实际上由三个频率分别为  $f_1$ ,  $f_2$  和  $f_3$  的负群时延频段组成.因此在下一节中将对超宽带平坦 NGD 电路的参数进行分析,研究各参数对 NGD 电路三个频段  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_3$  和 S 参数的影响机理.



(a) 群时延



(b) S 参数

图 5 超宽带平坦 NGD 电路中的理论计算结果

## 3 参数分析

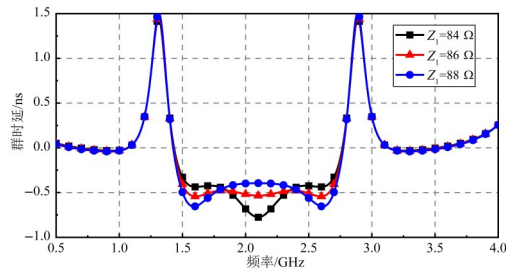
### 3.1 特性阻抗 $Z_1$ 的参数分析

为了进一步探究本论文所提出的 SIR NGD 结构各参数对 NGD 电路性能的影响机制,图 6 对比了传输线  $TL_1$  的特性阻抗  $Z_1$  变化时,群时延及 S 参数的变化规律.由图可知,随着  $Z_1$  的增加,第一频段  $f_1$  和第三频段  $f_3$  的 NGD 值逐渐增加,第二频段  $f_2$  的负群时延值逐渐减小.电路的平坦度逐渐恶化,群时延波动从  $50 \text{ ps}$  变化到  $350 \text{ ps}$ .同时电路的回波损耗和插入损耗逐渐变好.可以看出传输线  $TL_1$  的宽度对电路性能的影响较大,在设计宽带平坦 NGD 电路时可以通过调节  $TL_1$  的宽度优化电路的负群时延平坦度.

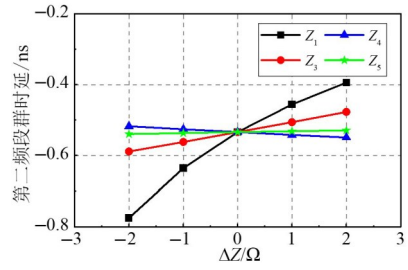
### 3.2 NGD 电路的性能分析

图 7 展示了 NGD 性能对各微带线特性阻抗的敏感度分析.本节取  $Z_1 = Z_2 = 86 \Omega$ ,  $Z_3 = 29 \Omega$ ,  $Z_4 = 53 \Omega$ ,  $Z_5 = 55 \Omega$  作为初始值,  $\Delta Z$  表示各特性阻抗相对于初始值变化的差值.从图中可以明显地看出,对于第一频段  $f_1$  和第三频段  $f_3$ ,NGD 的绝对值随着  $Z_1$ ,  $Z_3$  和  $Z_5$  的增加而增加,但随着  $Z_4$  的增加而减少.对于第二频段  $f_2$ ,NGD 的绝对值随着  $Z_4$  和  $Z_5$  的影响很小,但受  $Z_1$  和  $Z_3$  的影响相对较大.

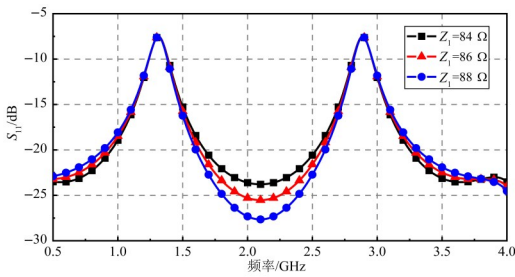
此外,从图 7(c)和图 7(d)中可以看出,NGD 电路的 S 参数仅受  $Z_1$  的影响,其他传输线特性阻抗的变化对 S



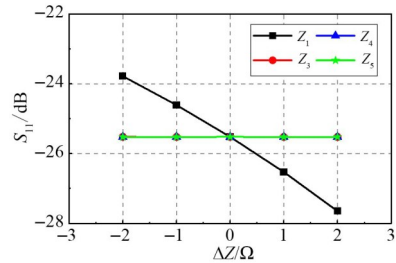
(a) 群时延



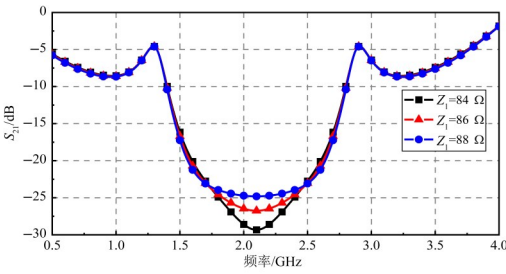
(b) 第二频段的群时延值



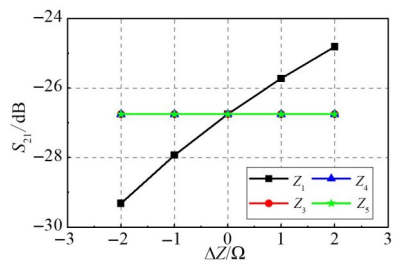
(b) 回波损耗



(c) 回波损耗



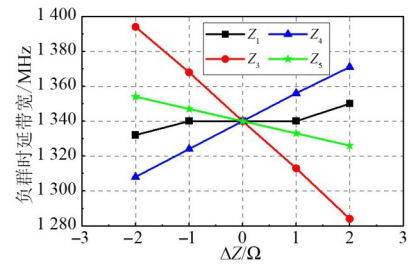
(c) 插入损耗



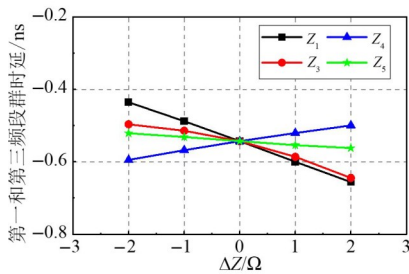
(d) 插入损耗

图6 群时延及S参数随特性阻抗 $Z_1$ 变化的对比图

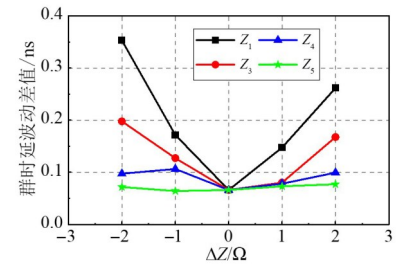
参数的影响可以忽略不计,因此在本宽带平坦NGD电路的S参数优化中,只需要考虑优化 $Z_1$ 的值.从图7(e)中可以看出,为了获得更大的NGD带宽,可调整 $Z_3$ 和 $Z_4$ 的值,NGD带宽随 $Z_4$ 的增大而增大,但随 $Z_3$ 的增大而减小.为了获得更为平坦的负群时延响应,可以优先调整 $Z_1$ 和 $Z_3$ 的值.基于上述探究结果,可以进一步通过调整每条微带线的特性阻抗来获得具有不同NGD值、不同平坦NGD带宽和不同NGD平坦度的NGD电路.



(e) 负群时延带宽



(a) 第一和第三频段的群时延值



(f) 群时延波动差值

图7 超宽带NGD电路性能对传输线阻抗变化的敏感度分析

### 3.3 NGD电路的性能上下限

本节根据第2节中的设计理论,在不影响中心频率处的NGD值、NGD平坦度的前提下,分析本论文中宽带平坦NGD电路的工作频段的上下限.从图8中可以看出,当NGD值被固定为 $-0.5$  ns时,SIR NGD结构可以实现中心频率为 $1$  GHz至 $2.14$  GHz的宽带平坦NGD响应.当中心频率为 $1$  GHz时, $Z_1=Z_2=95\ \Omega$ , $Z_3=28\ \Omega$ , $Z_4=73\ \Omega$ , $Z_5=21\ \Omega$ .平坦NGD带宽随着中心频率的减小而减小,损耗变得更好,从 $25.5$  dB变化到 $41.3$  dB,插入损耗从 $26.7$  dB减小到 $20.9$  dB.当中心频率从 $2.14$  GHz继续增加时,负群时延值将小于 $-0.5$  ns,同时电路的回波损耗和插入损耗会变差.

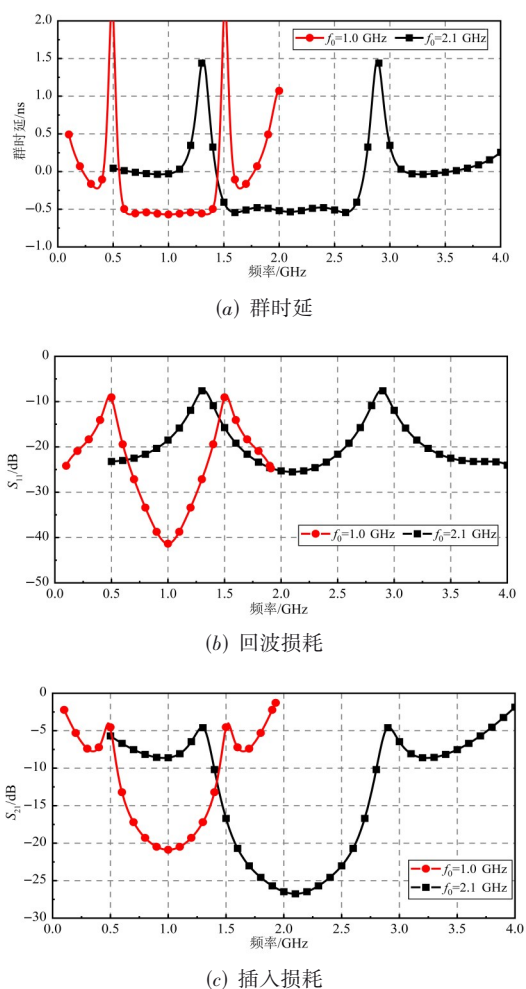


图8 在负群时延值为 $-0.5$  ns时,NGD电路的工作频段上下限

图9给出了中心频率为 $2.14$  GHz时,NGD值的上下限.可以看出,NGD值从 $-0.5$  ns变化至 $-1.1$  ns.当NGD值为 $-0.6$  ns时,取 $Z_1=Z_2=84\ \Omega$ , $Z_3=31\ \Omega$ , $Z_4=58\ \Omega$ , $Z_5=82\ \Omega$ .当NGD值为 $-1.1$  ns时,取 $Z_1=Z_2=81\ \Omega$ , $Z_3=34\ \Omega$ , $Z_4=59\ \Omega$ , $Z_5=111\ \Omega$ .随着NGD值的增加,平坦NGD

带宽也逐渐从 $1200$  MHz降低到了 $200$  MHz,S参数也逐渐恶化,电路的回波损耗从 $25.5$  dB变化到 $21.6$  dB,插入损耗从 $26.7$  dB变化到 $35.9$  dB.

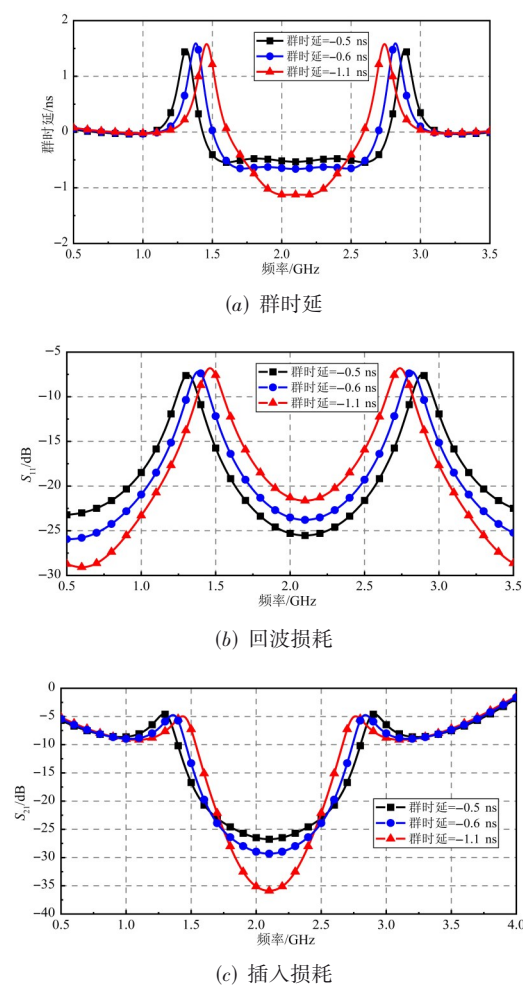


图9 在中心频率为 $2.14$  GHz时,负群时延值上下限

## 4 仿真与测试

### 4.1 版图设计和测试

本论文采用ADS®和HFSS®仿真软件进行电路设计,中心频率设置为 $f_0=2.14$  GHz.采用厚度为 $1.52$  mm、相对介电常数为 $4.6$ 、损耗角正切为 $0.016$ 的FR4介质基板.电路各参数最终取值为 $Z_1=Z_2=86\ \Omega$ , $Z_3=29\ \Omega$ , $Z_4=53\ \Omega$ , $Z_5=55\ \Omega$ , $R_1=82\ \Omega$ , $R_2=75\ \Omega$ .最终的NGD电路版图如图10(a)所示,物理尺寸及匹配电阻参数: $w_p=2.8$  mm, $l_p=5$  mm, $l_{11}=7$  mm, $l_{12}=6$  mm, $l_{13}=7.4$  mm, $l_2=15.9$  mm, $l_3=16.3$  mm, $l_4=16.8$  mm, $w_1=0.9$  mm, $w_2=5.5$  mm, $w_3=2.7$  mm, $w_4=2$  mm, $R_1=82\ \Omega$ , $R_2=75\ \Omega$ .加工后的NGD电路实物图如图10(b)所示,整体尺寸为 $11.0$  mm $\times$  $81.9$  mm,电尺寸约为 $0.13\ \lambda_g \times 1.01\ \lambda_g$ .电路采用型号为

AV3672B-S矢量网络分析仪进行测试,测试照片如图 11 所示,测试带宽为 0.5 GHz 至 4 GHz.

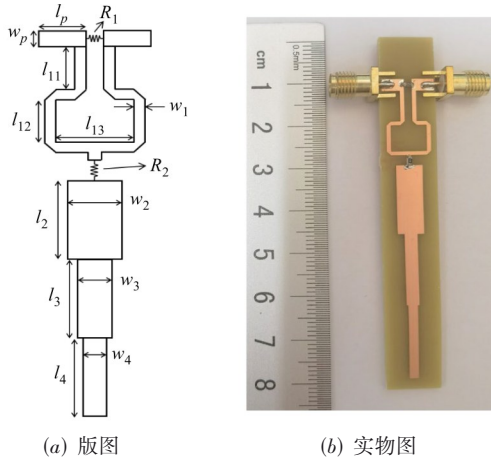


图 10 宽带平坦 SIR NGD 电路版图及实物图

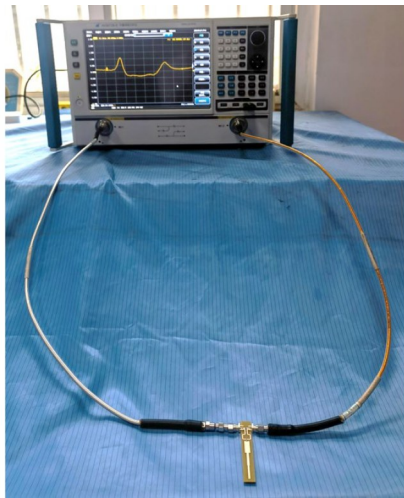


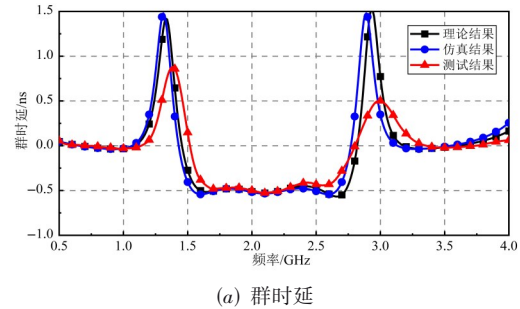
图 11 宽带平坦 NGD 电路测试图

### 4.2 仿真和测试结果

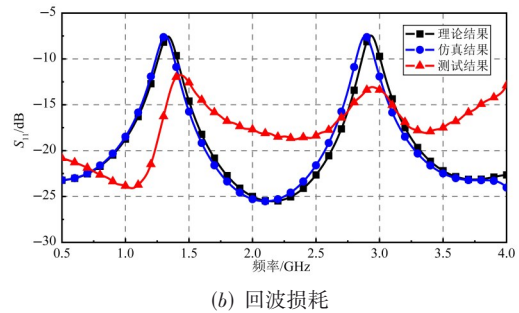
理论、仿真和测试结果如图 12 所示,具体结果如表 1 所示. 正如第 2 节中理论分析的结果,本论文所提出的 SIR NGD 结构实现了超过 1 GHz 的超宽带平坦负群时延响应,在中心频率 2.14 GHz 处, SIR NGD 电路实现了约为  $-0.52$  ns 的负群时延值, NGD 带宽达到了 1 280 MHz (从 1.520 MHz 至 2.800 GHz), 相对带宽达到了 61%. 当群时延波动为  $\pm 50$  ps 时, 平坦负群时延带宽达到 1 010 MHz (从 1.620 GHz 至 2.630 GHz), 相对带宽达到了 48%, 平坦带宽内回波损耗优于 17 dB, 最高为 18.8 dB, 负群时延带宽内整体优于 14 dB, 电路的阻抗匹配良好.

理论计算结果与仿真结果具有较好的一致性, 表明本节所提出的宽带平坦 NGD 理论的准确性和有效性, 但平坦负群时延测试带宽相比于仿真结果小了近

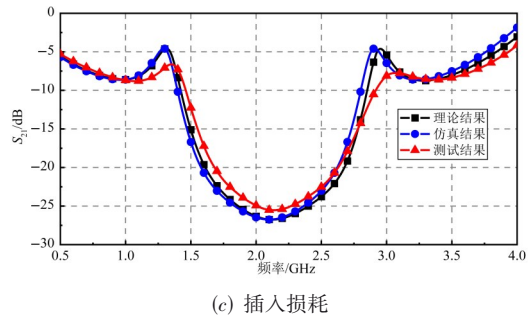
140 MHz, 误差可能来源于 FR4 介电基板的介电常数的误差、电路板加工误差、贴片电阻阻值误差等.



(a) 群时延



(b) 回波损耗



(c) 插入损耗

图 12 NGD 电路的理论、仿真与测试结果对比

表 1 宽带平坦 NGD 电路在中心频率 2.14 GHz 处的仿真与测试结果

	频率 $f_0$ /GHz	群时延 GD/ns	$ S_{11} $ /dB	$ S_{21} $ /dB	带宽 /Hz
理论	2.14	-0.56	-25.3	-26.7	1.18
仿真	2.14	-0.54	-25.5	-26.7	1.15
测试	2.14	-0.52	-18.8	-25.5	1.01

### 4.3 对比讨论

为了直观地对比本论文所提出的 SIR NGD 电路结构的优势, 本论文提出了如式 (13) 所示的两个品质因数 (Figure Of Merit, FOM) 用于对比 NGD 电路的性能, 品质因数  $FOM_1$  表示为负群时延值的绝对值与平坦负群时延相对带宽和传输系数的乘积, 归一化品质因数  $FOM_2$  表示为品质因数  $FOM_1$  与 NGD 电路电尺寸的比值. 品质因数  $FOM_1$  和归一化品质因数  $FOM_2$  的具体表达式为

$$\begin{aligned} \text{FOM}_1 &= \left| \tau_g(f_0) \right| \times \text{BW}_{\text{flat-NGD}(\%)} \times \left| S_{21}(f_0) \right| \\ \text{FOM}_2 &= \text{FOM}_1 / \text{电尺寸} \end{aligned} \quad (13)$$

本文提出的超宽带 SIR NGD 电路与已发表文献中的宽带 NGD 电路的主要性能对比结果如表 2 所示, 本文

实现的 NGD 电路具有目前宽带 NGD 电路中最高的中心频率, 电尺寸和带内群时延波动较小, 与目前性能最好的宽带平坦 NGD 电路相比, 平坦 NGD 带宽提升了约 215%, 相对带宽提升了约 226%, 同时具有目前最高的品质因数。

表 2 SIR NGD 电路与现有宽带 NGD 电路性能对比

现有论文	中心频率 $f_0/\text{Hz}$	群时延 GD/s	$ S_{11} /\text{dB}$	电尺寸/ $(\lambda_g \times \lambda_g)$	群时延 波动/%	平坦 NGD 带宽 BW/MHz	相对带宽/ (% @ $f_0$ )	品质因数 $\text{FOM}_1/(\times 10^{-3})$	品质因数 $\text{FOM}_2/(\times 10^{-3})$
文献[23]	1.962	-6.0	-32	$0.64 \times 0.60$	16	60	3	4.1	10.7
文献[24]	2.14	-0.49	-35	$0.73 \times 1.01$	10	320	14.7	10.7	14.5
文献[25]	1.00	-2.02	-11.3	$0.18 \times 0.25$	8	100	10	9.6	213.3
文献[26]	2.14	-1.21	-20.9	$0.64 \times 0.92$	29	40	2	1.1	1.72
文献[27]	1.00	-1.50	-30	$0.80 \times 0.09$	13	120	12	3.6	50.0
文献[28]	2.00	-3.10	>-10	$0.63 \times 0.71$	16	85	4.3	16.4	36.7
文献[29]	2.14	-1.11	-22.3	$0.65 \times 1.18$	11.5	130	6.1	22.0	28.7
本文	2.14	-0.52	-18.8	$0.13 \times 1.01$	10	1 010	48	32.4	247.1

## 5 结论

本文基于阶梯阻抗谐振器结构提出了一种具有宽带平坦负群时延响应的 NGD 电路, 负群时延带宽达到 1.28 GHz, 平坦负群时延带宽超过 1 GHz, 其相较于目前其他的宽带 NGD 电路具有设计简洁、48% 相对带宽、平坦度好和高品质因数等优点。论文给出了 SIR NGD 结构详细的理论分析, 经过实验证明了理论和实际电路测试之间具有良好的一致性。此外, 得益于本结构设计简单灵活, 能实现不同频段、不同负群时延值的宽带平坦负群时延响应, 在宽带射频微波电路的群时延均衡应用中展现出较大的潜力。

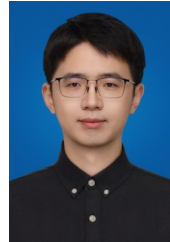
### 参考文献

- [1] 苏林林, 陈亮, 陈菲菲, 等. 面向 B5G/6G 的 GFDM 信号高精度测距与定位研究[J]. 电子学报, 2022, 50(4): 849-859. SU L L, CHEN L, CHEN F F, et al. Research on high precision ranging and positioning based on GFDM signal for B5G/6G[J]. Acta Electronica Sinica, 2022, 50(4): 849-859. (in Chinese)
- [2] 李斌, 苏嘉琪, 陈国伟, 等. 高灵敏度自动增益控制接收机群时延波动畸变的预判分析[J]. 电子学报, 2023, 51(8): 2011-2019. LI B, SU J Q, CHEN G W, et al. Prejudgment and analysis of the distortion of group delay ripple for high-sensitivity automatic gain control receiver[J]. Acta Electronica Sinica, 2023, 51(8): 2011-2019. (in Chinese)
- [3] 张建华, 王玉洁, 唐盼, 等. 工业互联网信道特性与建模研究综述[J]. 电波科学学报, 2023, 38(1): 3-14. ZHANG J H, WANG Y J, TANG P, et al. Overview of research on channel characteristics and modeling in the IIoT

- scenarios[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2023, 38(1): 3-14. (in Chinese)
- [4] XIAO J K, WANG Q F, MA J G. Negative group delay circuits and applications: Feedforward amplifiers, phased-array antennas, constant phase shifters, non-foster elements, interconnection equalization, and power dividers[J]. IEEE Microwave Magazine, 2021, 22(2): 16-32.
- [5] BRILLOUIN L. Wave Propagation and Group Velocity[M]. Pittsburgh: Academic Press, 1960.
- [6] TOURNOIS P. Negative group delay times in frustrated Gires-Tournois and Fabry-Perot interferometers[J]. IEEE Journal of Quantum Electronics, 1997, 33(4): 519-526.
- [7] DOGARIU A, KUZMICH A, CAO H, et al. Superluminal light pulse propagation via rephasing in a transparent anomalously dispersive medium[J]. Optics Express, 2001, 8(6): 344-350.
- [8] RAVELO B, LALLÉCHÈRE S, RAHAJANDRAIBE W, et al. Electromagnetic cavity resonance equalization with bandpass negative group delay[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2021, 63(4): 1248-1257.
- [9] YIN Z D, WU Z L, REN G H, et al. A research on the negative delay circuit in application to signal sampling and processing systems[C]//2005 IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications. Piscataway: IEEE, 2005: 1337-1340.
- [10] MIRZAEI H, ELEFTHERIADES G V. Realizing non-foster reactive elements using negative-group-delay networks[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2013, 61(12): 4322-4332.
- [11] KESER S, MOJAHEDI M. Removal of beam squint in se-

- ries fed array antennas using abnormal group delay phase shifters[C]//2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Piscataway: IEEE, 2010: 1-4.
- [12] CHOI H, JEONG Y, KIM C D, et al. Efficiency enhancement of feedforward amplifiers by employing a negative group-delay circuit[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58(5): 1116-1125.
- [13] QIU L F, WU L S, YIN W Y, et al. Absorptive bandstop filter with prescribed negative group delay and bandwidth[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2017, 27(7): 639-641.
- [14] RAVELO B, PERENNEC A, LE ROY M L. Broadband balun using active negative group delay circuit[C]//2007 European Microwave Conference. Piscataway: IEEE, 2007: 466-469.
- [15] KESER S, MOJAHEDI M. Broadband negative group delay microstrip phase shifter design[C]//2009 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Piscataway: IEEE, 2009: 1-4.
- [16] WU C T M, GHARAVI S, ITOH T. Negative group delay circuit based on a multisection asymmetrical directional coupler[C]//2013 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings(APMC). Piscataway: IEEE, 2013: 333-334.
- [17] WANG Z B, FU Z, FANG S J, et al. A compact Wilkinson power divider with negative group delay and low signal attenuation[C]//2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). Piscataway: IEEE, 2019: 201-203.
- [18] WANG Z B, ZHAO S P, LIU H M, et al. A compact dual-band differential negative group delay circuit with wideband common mode suppression[J]. IEEE Journal of Microwaves, 2022, 2(4): 720-725.
- [19] ZAITSEV A D, DEMCHENKO P S, KABLUKOVA N S, et al. Frequency-selective surface based on negative-group-delay bismuth-mica medium[J]. Photonics, 2023, 10(5): 501.
- [20] WAN F Y, GU T C, LI B H C, et al. Design and experimentation of inductorless low-pass NGD integrated circuit in 180-nm CMOS technology[J]. IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, 2022, 41(11): 4965-4974.
- [21] GU T C, WAN F Y, GE J X, et al. NGD analysis of defected ground and SIW-matched structure[J]. Chinese Journal of Electronics, 2023, 32(2): 343-352.
- [22] ZHENG Y N, WANG W M, WU Y L. Planar coupled-line-based flat negative group delay microwave circuit with size reduced and bandwidth enhanced[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2023, 70(12): 4339-4343.
- [23] CHAUDHARY G, JEONG Y, LIM J. Microstrip line negative group delay filters for microwave circuits[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2014, 62(2): 234-243.
- [24] WU Y L, WANG H D, ZHUANG Z, et al. A novel arbitrary terminated unequal coupler with bandwidth-enhanced positive and negative group delay characteristics[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2018, 66(5): 2170-2184.
- [25] MENG Y W, WANG Z B, FANG S J, et al. Reconfigurable negative group delay circuit with tunable group delay flatness[J]. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2022, 32(6): 1-10.
- [26] CHAUDHARY G, JEONG Y. Negative group delay phenomenon analysis in power divider: Coupling matrix approach[J]. IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, 2017, 7(9): 1543-1551.
- [27] WU C T M, ITOH T. Maximally flat negative group-delay circuit: A microwave transversal filter approach[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2014, 62(6): 1330-1342.
- [28] QIU L F, WU L S, YIN W Y, et al. A filter with equal-ripple negative group delay[C]//2018 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS). Piscataway: IEEE, 2018: 263-266.
- [29] WANG Z B, MENG Y W, FANG S J, et al. Wideband flat negative group delay circuit with improved signal attenuation[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2022, 69(8): 3371-3375.

#### 作者简介



顾韬琛 男,1996年2月出生于江苏省泰兴市.南京信息工程大学博士研究生.主要研究方向为微波射频电路、负群时延电路设计、电磁兼容等.

E-mail: rorschachgtc@gmail.com



万发雨 男,1983年4月出生于安徽省无为市.2011年于法国鲁昂大学获得博士学位.现为南京信息工程大学教授.主要研究方向为静电放电、电磁兼容、负群时延电路等.

E-mail: fayu.wan@nuist.edu.cn



RAVELO Blaise 男,1978年7月出生于马达加斯加.现为南京信息工程大学教授.主要研究方向为多物理场建模、射频微波电路、负群时延等.

E-mail: blaise.ravelo@yahoo.fr