

全通滤波器在全电子时域成像中的应用

赵小翔, 肖绍球*

(电子科技大学物理学院 成都 610054)

【摘要】基于多个不同种类全通滤波器的级联设计, 该文提出一种低插入损耗、高线性度、高群时延斜率的宽带线性群时延电路。在此基础上, 采用该类群时延电路搭配线性啁啾信号, 实现了两个时宽40 ns, 带宽0.8 GHz的全电子时域成像系统, 可分别对任意信号进行实时的时间反演和时域展宽成像。最后对两个成像系统分别进行数字仿真, 证明两个成像系统具有很高的成像质量, 进一步对其输出信号和输入信号做相关性分析, 得到的相关系数在0.97以上。

关键词 全通滤波器; 啁啾; 群时延; 时域成像; 时间反演

中图分类号 TN715; TN92 **文献标志码** A **doi**:10.3969/j.issn.1001-0548.2019.01.002

The Application of All-pass Filter in the Fully Electronic Temporal Imaging

ZHAO Xiao-xiang and XIAO Shao-qiu*

(School of Physics, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

Abstract A broadband and linear group delay circuit, which is based on the different kinds of all-pass filters cascade, is proposed to realize full electronic temporal imaging. The group delay circuit has low insertion, high linearity and high group delay slope. Two full electronic temporal imaging systems are realized by using this kind of the group delay circuit and the proper linear chirp pulse in this paper. The two temporal imaging systems can time reverse and broaden an arbitrary waveform signal with 40 ns duration and 0.8 GHz band width, respectively. These two systems are simulated and the results show that the two temporal imaging systems have high image quality. The correlational analyses indicate that the correlation coefficients between the input and output is greater than 0.97.

Key words all-pass filter; chirp; group delay; temporal imaging; time reversal

随着超宽带通信与雷达技术的发展, 需要进行信号处理的信号频带变得更宽。数字信号处理技术具有高速、高精度、高可靠性等优点, 广泛应用于信号处理中。但受到A/D、D/A转换器性能和成本的限制, 当需要处理的信号频带很宽时, 目前的数字信号处理技术无法满足实际需求。因此, 需要探索对超宽带信号进行快速处理的新技术和方法^[1]。

时域成像^[2-3]是一种实时的模拟信号处理技术, 能够对任意波形的宽带信号进行无失真的压缩^[4-5]、展宽^[6-7]、傅里叶变换^[8]和时间反演^[9]等处理, 在超宽带通信与雷达系统中具有应用价值。时域成像技术最先应用在光信号处理中, 通过增加光电、电光转换过程可以将光时域成像方法应用于微波时域成像^[9]。但这样的微波时域成像系统的时宽较窄(通常

小于10 ns), 很难满足微波宽带信号的时宽要求, 而且这样的系统需要一个飞秒量级的锁模激光器, 再加上其他的光电设备, 导致其体积大、成本高^[1,9-10]。因此, 对于微波宽带信号处理, 研究和发 展低成本、大时宽的全电子时域成像技术很有必要。

时域成像中, 有两个关键的信号处理过程: 1) 采用时间透镜^[2-3]对信号的二次相位调制(quadratic phase modulation, QPM)。在微波领域, 信号与线性啁啾脉冲(linear chirp pulse, LCP)的混频即可实现QPM; 2) 信号的相移。根据该相移的群时延与频率线性, 本文将这样的相移称为线性群时延(linear group delay, LGD)。在光波频段, 普通的商业光纤即可实现足够带宽的LGD, 但微波领域宽带的LGD电路实现比较困难。采用电磁带隙结构的啁啾延迟线

收稿日期: 2017-06-16; 修回日期: 2018-08-30

基金项目: 国家自然科学基金(61331007, 61571087); 四川省杰出青年基金(2015JQ001)

作者简介: 赵小翔(1978-), 男, 博士生, 主要从事微波电路、模拟信号处理方面的研究。

通信作者: 肖绍球, 教授, E-mail: xiaoshaoqiu@uestc.edu.cn

是可行的办法^[10-12], 其最大的优点是频带宽, 可以达到10 GHz以上。但由于啁啾延迟线自身的多反射结构, 会导致群时延响应出现波纹^[1], 影响群时延响应的线性度, 进而影响成像系统的成像质量。另外, 因为啁啾延迟线的群时延斜率(group delay dispersion, GDS)较小, 最终会导致成像系统时宽较小, 在纳秒量级会更低。

本文提出一种新型的宽带LGD移相电路, 采用多个不同参数的全通滤波器^[13-14](all-pass filter, APF)级联组合而得。设计了一个LGD电路, 在3.2~4 GHz的频率范围内, 其群时延响应对频率具有良好的线性度, 同时其GDS达到了40 ns/GHz。以该类LGD移相电路为色散的时域成像系统, 可以对时宽40 ns的任意波形信号进行高质量的时域成像。

1 时域成像的基本原理

移相电路的相移可以用泰勒公式展开为:

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \frac{d\beta}{d\omega}(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \frac{d^2\beta}{d\omega^2}(\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6} \frac{d^3\beta}{d\omega^3}(\omega - \omega_0)^3 + \dots \quad (1)$$

式中, 相位二阶导数的负数 $-d^2\beta/d\omega^2$ 即为GDS; 相位三阶导数可称为三阶色散(third-order dispersion, TOD)。

在理想的时域成像系统中, 信号相移的三阶以及三阶以上高阶色散等于零, 即该相移的群时延与频率呈线性关系, 所以本文将该类移相电路称为LGD电路。因为时域成像是信号的波形展宽、压缩和反演等进行处理, 而信号整体幅度的变化和在时间上的平移对信号的波形并没有影响。所以在时域成像的分析中, 相移展开式的常数项和一次项都可以忽略, 只需要分析相移的展开式的二次项, 即GDS对信号的影响。

具体的时域成像系统可以采用如图1所示的结构。信号与LCP相乘实现QPM, 其中 D_f 在时域成像中通常也被定义为时间透镜的焦距。系统中两个线性群时延的GDS分别为 D_{in} 和 D_{out} 。输入信号是载波频率为 ν 、包络为 $f_{in}(t)$ 的调制信号, 具体的表达式为 $f_{in}(t)\exp(j\nu t)$, 对应的输出信号为 $f_{out}(t)\exp(j\nu t)$ 。

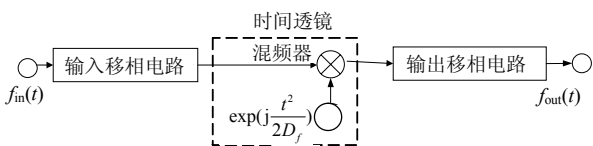


图1 时域成像系统结构

当满足成像条件:

$$\frac{1}{D_{in}} + \frac{1}{D_{out}} = \frac{1}{D_f} \quad (2)$$

输入输出信号的包络关系为:

$$f_{out}(t) = \frac{1}{\sqrt{M}} f_{in}\left(\frac{t}{M}\right) \exp\left(\frac{j t^2}{2 M D_f}\right) \quad (3)$$

式中, $M = -D_{out}/D_{in}$ 。当 $M > 1$ 时, 输出包络是输入包络的展宽, 反之则是压缩; 当 M 为负时, 系统可以实现信号的反演。

实际的时间透镜中的LCP是具有一定时宽和带宽, 可以视其为时间透镜的时宽和带宽。通常时间透镜的时宽和带宽之比约等于 $2\pi|D_f|$ 。所以当时间透镜的带宽保持不变时, 想获得更大的带宽, 需要更大的时间透镜焦距 $|D_f|$, 而根据成像条件可知, 这也意味着对应的LGD电路需要更大高的GDS。例如, 在一个反演的时域成像系统中, 如果LCP的带宽为2 GHz、时宽为5 ns, 那么对应的 D_{in} 和 D_{out} 等于0.4 ns/GHz; 如果LCP带宽保持不变, 时宽变为10 ns, 那么对应的 D_{in} 和 D_{out} 应等于0.8 ns/GHz。从文献[10-13]可知, 这样的GDS是很高的, 所以要想实现时宽较大的时域成像系统, 需要的LGD电路不仅是宽带的, 也应是高GDS的。

2 线性群时延电路

2.1 高色散宽带LGD电路的设计

本文的LGD电路是基于反射型APF进行设计的。TEM模传输线的C类APF的归一化群时延如图2a所示^[14], 其中 σ 为APF的传输零点, 决定了APF归一化群时延响应。为了实现宽带的、高GDS的LGD电路, 采用如图3所示的多个APF级联是很有必要的。令单个C类APF归一化的LGD带宽为 ΔB_0 , 归一化GDS为 D_0 。如果要想实现一个带宽为 ΔB 、GDS为 D 的LGD电路, 那么这个LGD电路所需要的该C类APF的数量可以表示为:

$$N = \frac{D}{(\Delta B_0 / \Delta B)^2 \times D_0} = \frac{D \times \Delta B^2}{\eta_{LGD}} \quad (4)$$

式中, $\eta_{LGD} = \Delta B_0^2 D_0$, 为APF的LGD效率, 效率越低, N 值越大。同时定义APF的LGD频带临界点为GDS下降到最大值80%的两个频点, 如图4a所示。通过对单个C类APF的传输零点 σ 的扫参, 可以算出 σ 为9~15时, APF的 η_{LGD} 获得最大值0.013 7。所以采用若干个性能相同的APF实现带宽为 ΔB 、GDS为 D 的LGD电路, 所需APF数量最小为 $N_{min} = D \times \Delta B^2 / 0.013 7$ 。

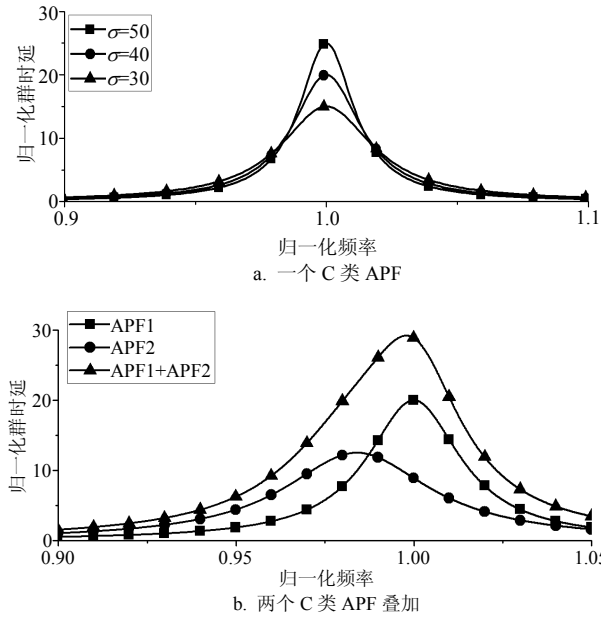


图2 APF的群时延.

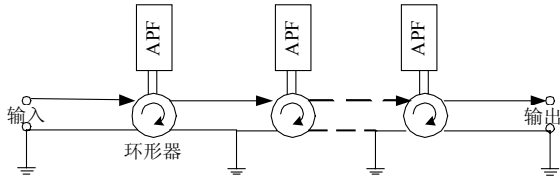


图3 APF结构示意图

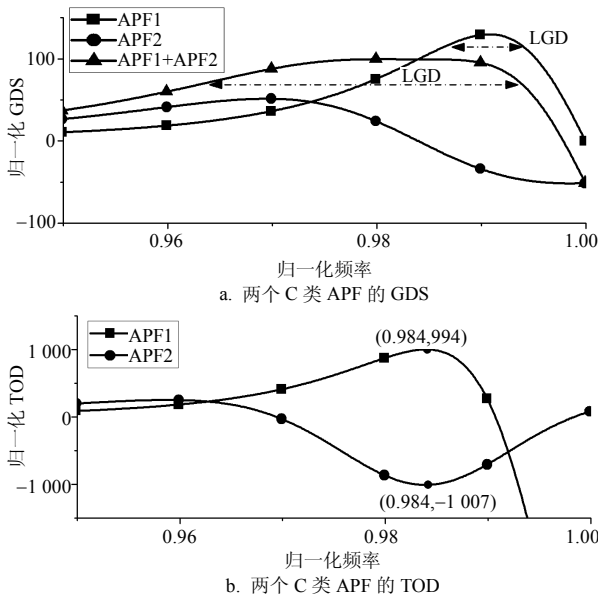


图4 两个C类APF级联的GDS和TOD

选取中心频率和传输零点都不同的APF级联, 更易获得带宽更宽、GDS更大的LGD电路, 如图2b所示。为方便说明, 举一个特例, 两类APF(分别为APF1和APF2)级联: 令APF1归一化后的中心频率 $f_{01}=1$, 传输零点为 $\sigma_1=40$, 其GDS如图4a所示, 可以看到APF1的LGD的带宽很窄。一般来说, 群时

延对频率的线性度不好, 是因为相移的三阶色散TOD偏大。分析APF1的TOD, 如图4b所示, 可以发现最大TOD所在频率为0.984。令APF2归一化的中心频率 $f_{02}=0.984$, 计算可得当APF2的传输零点 $\sigma_2=25$ 时, 两个APF效应叠加后的TOD在频率0.984约为0。再分析APF1和APF2群时延效果叠加, 从图4a可见叠加后LGD带宽有较大的增加, GDS有一定的下降。计算出叠加后的 η_{LGD} 等于0.066 3, 接近单APF的 η_{LGD} 的5倍。这样两类APF级联实现高GDS宽带LGD, 比同一类APF级联更有效率。

特例中APF1的传输零点 σ_1 是随机选取的, 改变其取值, 可以用类似的方法得到对应APF2的中心频率 f_{02} 和传输零点 σ_2 , 表1列出部分 σ_1 取值及其对应参数。当 $\sigma_1 < 20$ 时, η_{LGD} 的变化不明显。

表1 两类APF级联对应参数

参数	取值				
σ_1	10	20	30	50	200
σ_2	7	13	19	32	126
f_{02}	0.935 5	0.968 1	0.978 7	0.987 3	0.996 8
η_{LGD}	0.039 4	0.063 2	0.066 7	0.065 9	0.064 8

表2 多类APF级联对应参数

参数	两类APF级联	3类APF级联	5类APF级联
f_{0n}	1,0.987 3	1,0.987 3, 0.971 5	1,0.987 3,0.971 5, 0.952 2,0.920 9
σ_n	50,32	50,32,25	50,32,25,20,17
η_{LGD}	0.065 9	0.169 5	0.508 4

$n=1,2,3,\dots$ 依次对应各APF的中心频率和传输零点。

采用同样的分析方法, 可以得到多类APF级联对应的参数。根据表2可知, 多类APF级联能有效减少实现宽带LGD的所需APF的数量。考虑实际设计工作的简洁, 本文并未对5以上APF级联的效果进行分析。

需要说明的是, 以上的分析是针对TEM模传输线的APF, 但对非TEM波的传输线, 如矩形波导也有类似的结论。另外, f_{0n} 和 $\sigma_n (n=2,3,4,\dots)$, 只是经验选择, 是一种可行的提高LGD效率的方法, 并不意味着是最佳选择。

2.2 宽带LGD电路的仿真

本文拟采用5类APF级联来实现宽带LGD电路。为了降低插入损耗, 选择图5所示波导结构的APF, 波导型号为BJ40, 截面尺寸为 $58.17 \text{ mm} \times 29.08 \text{ mm}$ 。

通过HFSS仿真可得5类APF各自的群时延和插损。如果忽略APF中环形器对指标的影响, 总体的群时延和插入损耗就是5个APF各自对应参数的叠

加。具体结果如图6a~6b所示, 其中A1,A2,...为单个APF, sum为5个叠加后的效应。可以看到, 这个5阶APF在3.2~4 GHz的范围内有较好的LGD, 而且该5阶APF的相移 φ_{sum} 也可以用类似的方法得到, 如图6c所示。

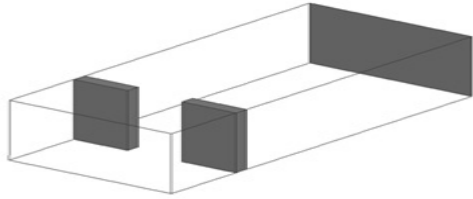


图5 波导结构反射APF示意图

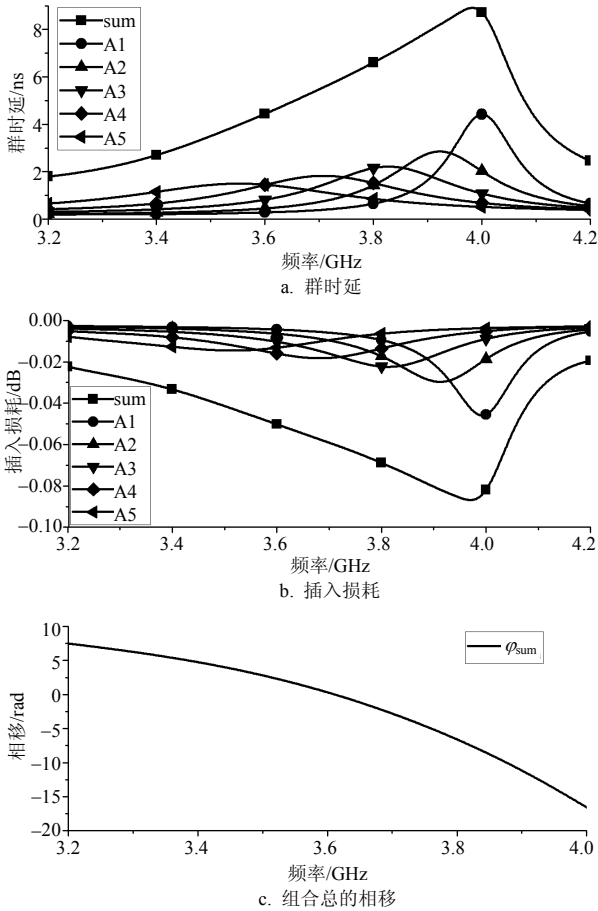


图6 5类APF组合的仿真结果

通过计算, 该5阶APF的GDS约等于1.6 ns/GHz。因为该电路插入损耗很低, 级联这个5阶APF可以获得更大的GDS。比如25个5阶APF级联, 其相移 $\varphi_{total1} = 25\varphi_{sum}$, 对应的GDS约为40 ns/GHz; 类似的50个级联, 其相移 $\varphi_{total2} = 50\varphi_{sum}$, GDS约为80 ns/GHz。

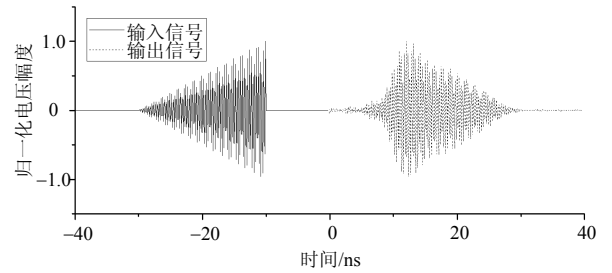
3 时域成像系统的仿真

3.1 时间反演成像系统仿真

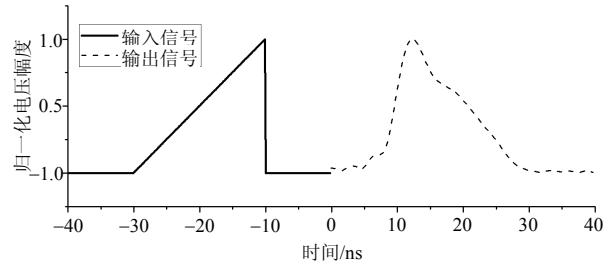
系统仿真通过MATLAB编程进行, 系统采用如

图1所示的结构。在编程中, QPM的仿真直接通过信号与LCP在时域上相乘实现, 而LGD的仿真通过输入信号频域的相移实现。

本节的时间反演系统采用输入和输出LGD电路都为移相 φ_{total1} 的级联APF来实现, 其GDS约为40 ns/GHz。根据成像条件可得, 对应实现QPM的时间透镜焦距为20 ns/GHz。所以当系统仿真中时间透镜的带宽为160 MHz时, 时间透镜对应的时宽为40 ns, 即系统可实现40 ns的时间反演。



a. 输入输出的调制信号



b. 输入输出信号的包络

图7 锯齿波反演成像

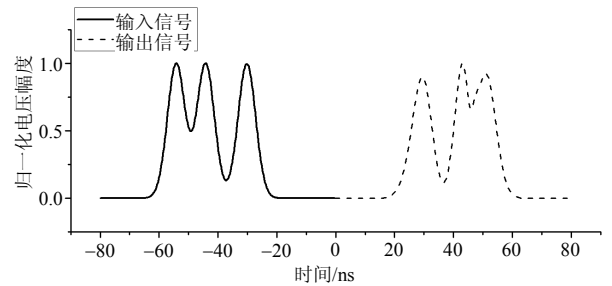


图8 任意波形反演成像

当成像系统输入载波频率3.6 GHz的上锯齿波时, 通过数字仿真, 可以得到系统输出信号。具体的输入输出信号如图7所示。图7b的输入包络反演后和输出包络做相关性分析, 可得两者相关系数为0.972。

为进一步验证该时间反演系统的性能, 可以将输入信号的包络换成图8所示的任意波形, 仿真得到输出信号的包络。对图8反演后的输入包络和输出包络做相关性分析, 得到相关系数为0.977。

3.2 时域展宽成像系统仿真

展宽成像和反演成像, 原理上是一致的。仅仅

只是改变成像系统LGD电路的GDS和QPM的焦距。

本节所设计的展宽系统，输出信号是输入信号的反演后两倍展宽。输入LGD电路采用相移 φ_{total1} 级联APF，其GDS约为40 ns/GHz；输出LGD电路采用相移 φ_{total2} 级联APF，其GDS约为80 ns/GHz；根据成像条件可知，其对应时间透镜焦距约为26.7 ns/GHz。若成像系统的时宽依然是40 ns，则所需要时间透镜带宽约为200 MHz。

图9是一个任意波形成像的输入和输出，分析对应输出和输入的相关性，可以得到其相关系数为0.991。

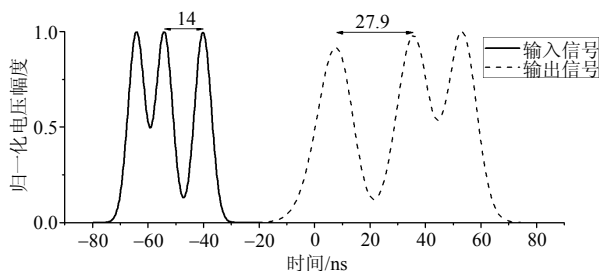


图9 任意波形展宽成像

4 结束语

上面两个系统仿真说明，本文所提出的LGD电路用于时域成像系统中时，成像误差很小，几乎可以忽略不计。

时域成像系统并非只有本文使用的结构，但无论什么结构，QPM和LGD都是关键技术。系统成像的时宽主要由QPM中的LCP时宽决定，而系统带宽主要由LGD决定。由于成像条件的约束，LCP调频斜率和LGD的GDS呈反比关系。所以在目前可实现的LCP带宽有限的前提下，LGD的GDS过低，会导致对应LCP的时宽偏小，进而导致成像系统时宽偏窄。

采用波导结构反射型APF组合实现LGD，相对于其他技术，其单个组合已经有较大的GDS，而且因为其插入损耗很小，还可以采用数十组级联组合实现更大的GDS。该设计另外一个优点是在所设计的带宽范围内，线性度很好。但其缺点也存在，反射型单端口结构需要通过环形器或其他电路转换为双端口的传输结构。本文是把环形器视为理想器件，所以在未来的研究中，需要对LGD的结构做进一步完善，增强其实用性。

参 考 文 献

- [1] GUPTA S, PARSA A, PERRET E, et al. Group-delay engineered noncommensurate transmission line all-pass network for analog signal processing[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58(9): 2392-2407.
- [2] KOLNER B. Space-time duality and the theory of temporal imaging[J]. IEEE Journal of Quantum Electronic, 1994, 30(8): 1951-1963.
- [3] SALEM R, FOSTER M A, GAETA A L. Application of space-time duality to ultrahigh-speed optical signal processing[J]. Advances in Optics and Photonics, 2013, 5(3): 274-317.
- [4] FOSTER M A, SALEM R, OKAWACHI Y, et al. Ultrafast waveform compression using a time-domain telescope[J]. Nature Photonics, 2009, 3(10): 581-585.
- [5] KARPINSKI M, JACHURA M, WRIGHT L J, et al. Bandwidth manipulation of quantum light by an electro-optic time lens[J]. Nature Photonics. 2017, 11(1): 53-57.
- [6] FOSTER M A, SALEM R, GERAGHTY D F, et al. Silicon-chip-based ultrafast optical oscilloscope[J]. Nature, 2008, 456(7218): 81-84.
- [7] LI B, ZHANG C, KANG J, et al. 109 MHz optical tomography using temporal magnification[J]. Optical Society of America, 2015, 40(13): 2965-2968.
- [8] HUH J, AZAÑA J. All-optical reconfigurable signal processing based on cross phase modulation time lensing[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2017, 29(10): 826-829.
- [9] ZHANG J, YAO J. Broadband and precise microwave time reversal using a single linearly chirped fiber Bragg grating[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2015, 63(7): 2166-2172.
- [10] SCHWARTZ J D, AZANA J, PLANT D V. A fully electronic system for the time magnification of ultra-wideband signals[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2007, 55(2): 327-334.
- [11] VELEZ P, VALERO M, SU L, et al. Enhancing common mode suppression in microstrip differential lines by means of chirped and multi-tuned electromagnetic bandgaps[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2016, 58(2): 328-332.
- [12] DING Shuai, WANG Bing-zhong, GE Guang-ding, et al. Realization of microwave wave signal time reversal based on time lens theory[J]. Acta Physica Sinica, 2012, 61(6): 064101(1-6).
- [13] GUPTA S, ZHANG Q, ZOU L, et al. Generalized coupled-line all-pass phasers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2015, 63(3): 1007-1018.
- [14] CRISTAL E G. Theory and design of transmission line all-pass equalizers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1969, 17(1): 28-38.