

文章编号: 0258-7025(2009)Supplement 1-0302-06

# 波形测量引导光谱整形用以控制调频到调幅效应的方法

耿远超 粟敬钦 张 锐 莫 磊 王 方 刘兰琴 王文义

(中国工程物理研究院激光聚变研究中心, 四川 绵阳 621900)

**摘要** 经过正弦相位调制产生的宽带光脉冲在传输放大过程中, 由于光谱成分改变, 会产生调频到调幅(FM-to-AM)的转变, 造成脉冲时域上的强度调制。由于光谱带宽较小(约 0.3 nm), 其细微结构难以精确测量。为了控制这种效应, 提出了一种通过波形测量来引导光谱整形的补偿方法。通过测量传输前后的时间波形, 采用 G-S 迭代解算出整形光谱分布, 利用液晶空间光调制器进行光谱整形, 补偿 FM-to-AM 效应。通过数值模拟, 对方法的细节进行了改进, 提出了测量仪器的指标要求。结果表明, 在一定传输条件下, 该方法能够有效控制 FM-to-AM 效应, 解决时域强度调制问题。

**关键词** 激光技术; 调频到调幅; 光谱整形; 波形测量; G-S 迭代

**中图分类号** TN247 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/CJL200936s1.0302

## Method to Control FM-to-AM Conversion Using Spectrum Shaping Guided by Waveform Measuring

Geng Yuanchao Su Jinqin Zhang Rui Mo Lei Wang Fang Liu Lanqing Wang Wenyi

(Research Center of Laser Fusion, China Academy of Engineering Physics, Mianyang, Sichuan 621900, China)

**Abstract** In the transmission process, broadband optical pulses generated through sinusoidal phase modulation, as a result of changes in spectral composition, will lead to FM-to-AM, resulting in pulse intensity modulation in the time domain. It is difficult to measure the microstructure of spectrum accurately due to the narrow spectrum bandwidth (about 0.3nm). In order to control this effect, the paper presents a compensation method of spectral shaping guided by waveform measurement. By measuring the waveform before and after transmission, the shaping pulse spectrum will be calculated using G-S iterative method. Liquid crystal spatial modulator is used for spectrum shaping in order to compensate FM-to-AM effect. By numerical simulation, the details of the methods are improved and requirements for measuring instruments are proposed. The results show that, under certain transmission conditions, this method can effectively control the FM-to-AM effect, to resolve the issue of time-domain intensity modulation.

**Key words** laser technique; FM-to-AM; spectrum shaping; waveform measurement; G-S iteration

### 1 引 言

在高功率激光驱动器中, 由于束匀滑等要求, 需要激光脉冲具有一定的带宽, 这里展宽光谱通常采用的方法是正弦相位调制<sup>[1,2]</sup>。正弦调制调频脉冲在前端传输, 由于光纤系统的复杂性, 其谱强度和谱相位的传输函数难以计算和测量<sup>[1,3,4]</sup>。所以脉冲光谱结构的改变也难以预测。在无法精确测量传输前后光谱强度分布的情况下, 光谱整形难以进行。但是, 光谱的改变和时间波形的改变是有一定对应

关系的。此时, 可通过测量传输前后的两个时间波形, 引入正弦相位调制的相关参数, 对脉冲光谱进行迭代解算, 从而找出适当的光谱整形方案。

基本假设: 1) 传输过程中谱相位的改变不大, 可作为微扰处理<sup>[1]</sup>; 2) 波形测量仪器具有较高的测量带宽, 可测得波形的细微结构; 3) 光谱整形器件能对谱强度和谱相位进行任意调节。4) 传输函数不随时间改变。

**作者简介:** 耿远超(1985—), 男, 硕士研究生, 主要从事高功率固体激光装置方面的研究。E-mail: gengyc03@126.com

**导师简介:** 粟敬钦(1973—), 男, 博士, 副研究员, 主要从事激光装置总体技术方面的研究。E-mail: sujinqin@tom.com

## 2 实验方案

实验示意图如图 1 所示,正弦相位调制后得到宽带脉冲,在用光栅将光束进行光谱角色散后,脉冲进入预放大器<sup>[1]</sup>。为了保证预放大器和主放大器中传输的脉冲不出现调幅(AM)调制,需要在前端系统对其进行补偿。这里考虑加入的光谱整形器件为液晶空间光调制器。

如图 2 为利用液晶调制器进行光谱整形的示意

图。利用两个闪耀光栅将光束进行色散分离和整合,液晶调制器置于该  $4f$  系统的焦平面。分离的各光谱成分分别入射调制器的各个调制单元,对各单元的透射率进行独立调整,即可达到光谱整形的目的。考虑采用 128 单元线阵液晶空间光调制器,单个像素高度  $5\text{ mm}$ ,宽度  $100\text{ }\mu\text{m} \pm 0.005\text{ }\mu\text{m}$ ,像素间空隙  $2\text{ }\mu\text{m}$ <sup>[5]</sup>。

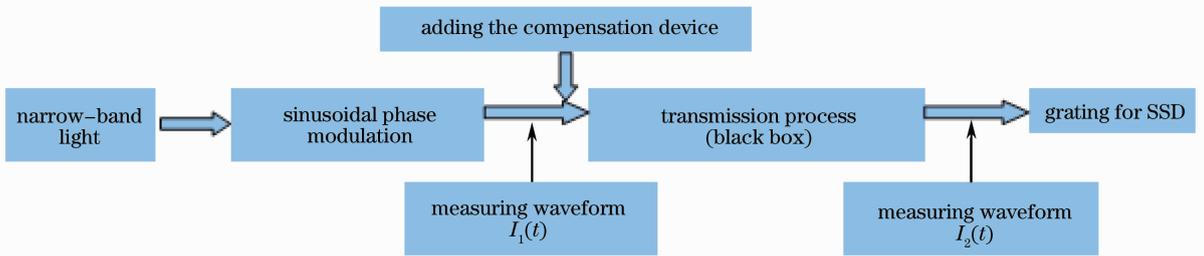


图 1 调频到调幅效应补偿实验示意图

Fig. 1 Configuration of compensation for FM-to-AM conversion

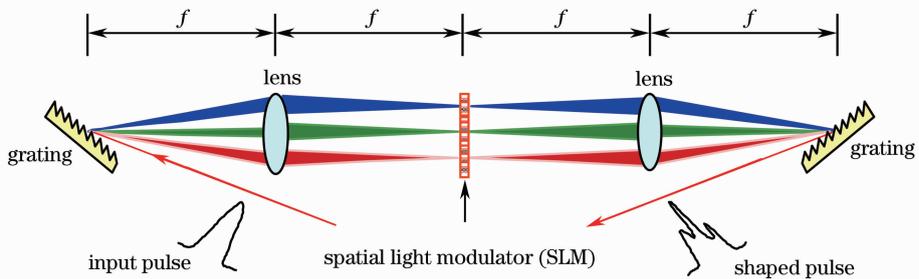


图 2 光谱整形单元示意图

Fig. 2 Configuration of spectrum shaping

将传输过程视为黑盒模型,其中的具体过程和谱传输函数未知。在黑盒的前后测量脉冲的时间波形,由于光栅会改变脉冲的空间形状,影响波形测量,所以光栅不能放入黑盒,应在光栅之前测量波形。补偿器件可加在黑盒的前面或者后面,但必须紧靠黑盒。

对于波形测量仪器的选择,后面程序模拟部分会具体分析,这里不再赘述。

## 3 程序解算思路

传输过程的数学模型可用图 3 表示。

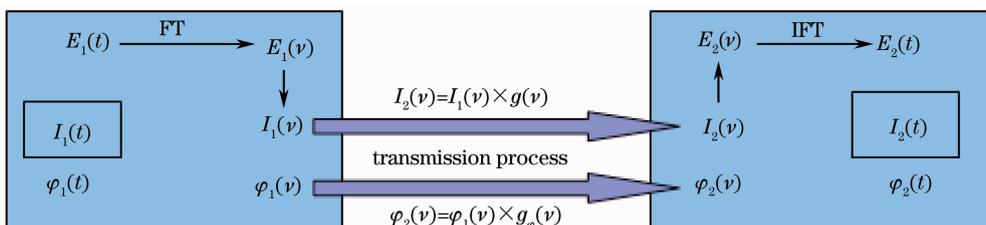


图 3 脉冲传输过程的数学模型

Fig. 3 Mathematical model of transmission of the pulse

其中,左边方框下标为 1 的是传输前数据,右边方框下标为 2 的是传输后数据。FT 和 IFT 分别为傅里叶变换和逆傅里叶变换。 $g(\nu)$  和  $g_\varphi(\nu)$  分别为谱强

度和谱相位传输函数。时间波形  $I_1(t)$  和  $I_2(t)$  为可测量数据。 $\varphi_1(t)$  为正弦相位调制后的时间相位,忽略原窄带光的相位噪声,可取近似值  $\varphi_1(t) = 2\pi\nu_0 t$

$+m\sin(2\pi\nu_m t)$ 。其中,  $\nu_m$  和  $m$  分别为正弦相位调制的调制频率和调制深度。则问题可以用如下的数学语句描述

已知:  $I_1(t), I_2(t), \varphi_1(t) = 2\pi\nu_0 t + m\sin(2\pi\nu_m t)$

求解:  $g(\nu), g_\varphi(\nu)$

由已知条件  $I_1(t)$  和  $\varphi_1(t)$  可求得  $I_1(\nu), \varphi_1(\nu)$ , 则问题转化为

已知:  $I_2(t)$

求解:  $I_2(\nu), \varphi_2(\nu)$

一般情况下这是无法求解的, 但是当  $\varphi_2(\nu)$  与  $\varphi_1(\nu)$  相差不大, 即  $g_\varphi(\nu)$  与  $g(\nu)$  相比可视为微扰的情况下, 可通过迭代算法近似求解, 具体过程如下:

1) 先假设  $\varphi_2(\nu) = \varphi_1(\nu)$ , 用 G-S 迭代计算得近似值  $I'_2(\nu)$ ;

2) 将  $I_2(t)$  和  $I'_2(\nu)$  作为已知条件, 用 G-S 迭代求解  $\varphi_2(\nu)$ 。

两个步骤的 G-S 迭代如图 4 所示。

### 4 根据实际情况对方案的改进

由于上述的 G-S 迭代过程属于一维相位恢复问题, 理论上没有唯一解, 迭代可能会得到不理想, 甚至是错误的结果。所以需要加入更多的限制条件, 使得迭代朝正确的方向进行。

考虑如下具体情况:

1) 正弦调频脉冲的光谱为梳状离散谱<sup>[3]</sup> (如图 5 所示, 调制频率 10 GHz, 调制深度 4.5; 为显示方便, 图中已将中心频率移至零频率处), 每一条边带的宽度极窄, 与调制前窄带光的谱宽相当。这样在一个边带宽度内传输函数的变化量很小, 可近似为光滑平直的线性分布, 即作一阶近似, 或者直接视作不变。

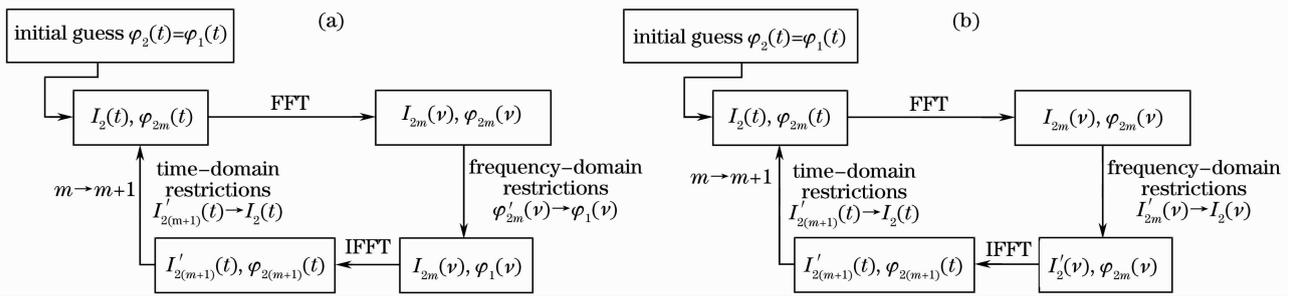


图 4 G-S 迭代过程示意图。(a) 步骤 1; (b) 步骤 2

Fig. 4 Process of G-S iteration. (a) Process 1; (b) process 2

2) 强度谱的边带聚集了脉冲的绝大部分能量, 它们决定了光谱结构和脉冲波形, 边带之间的谱强度可忽略不计, 这部分的传输函数对光谱的改变不起作用。所以, 可根据边带处的传输函数值对其余频率进行插值, 获得完整的近似传输函数。该传输函数与真实的传输函数对光谱的作用相同。

3) 同样, 对于谱相位, 只有边带的相位改变影响波形, 所以其余频率处的相位改变可忽略。

4) 对液晶空间光调制器来说, 单个边带的强度

和相位只能整体调节, 具体结构不能改变<sup>[5]</sup>。

综合以上情况对程序进行改进, 用阶梯型曲线逼近强度传输曲线, 用柱状曲线逼近相位传输曲线, 如图 6(a), (b) 所示 (图中曲线 a 为程序生成的随机曲线, 模拟真实的传输曲线; 曲线 b 为迭代计算得到的逼近曲线; 曲线 c 为进行补偿后的谱强度分布)。

考虑到实验中进行一次补偿之后, AM 效应不能完全消除, 此时就需要对加补偿后的  $I_2(t)$  进行再次测量, 重复迭代过程, 调节补偿器件, 采取二次补

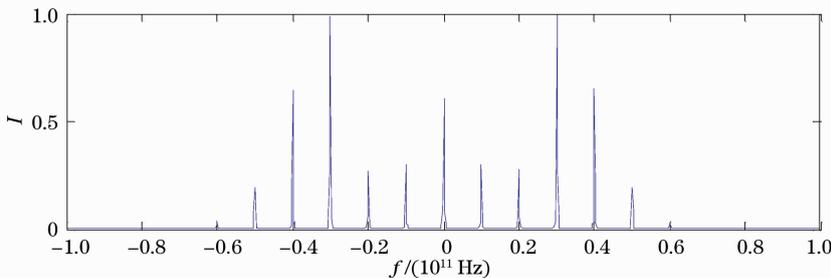


图 5 正弦调频脉冲的归一化谱强度分布

Fig. 5 Normalized spectral intensity distribution of sine modulated pulses

偿。特别是对于相位传输函数不为零的情况,有时需要进行多次强度补偿,才能为后面的相位补偿奠

定较好的基础。

如图 7 所示,  $N_1, N_2$  一般取两到三次即可。

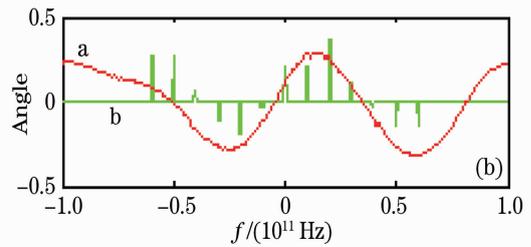
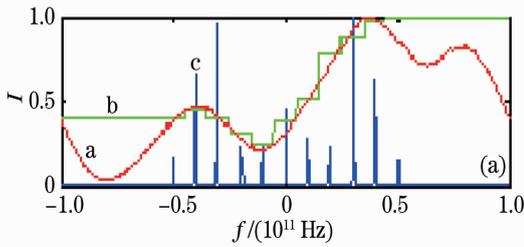


图 6 (a)用阶梯型曲线逼近强度传输曲线;(b)用柱状曲线逼近相位传输曲线

Fig. 6 (a) Intensity transmission curve approximation using ladder-type curve; (b) phase transmission curve approximation using columnar curve

### 5 补偿效果的判定

理想的补偿应该使得脉冲顶部平滑,但由于噪声及算法本身的缺陷,AM 调制不能完全消除,此时需要定义指标来表示 AM 调制的大小,以判定补偿效果的好坏。

取脉冲顶部作为考察对象,采用标准差 ( $f_{\text{RMS}}$ ) 和不均匀度  $\alpha$  作为判定指标<sup>[1,3]</sup>, 定义为

$$f_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (I_i - \bar{I})^2}, \alpha = \frac{I_{\text{max}} - I_{\text{min}}}{I_{\text{max}} + I_{\text{min}}}$$

式中  $N$  为采样点数,  $\bar{I}$  为强度平均值。一般情况下,两个指标的判定结果是一致的。

### 6 数值模拟

用程序生成  $g(\nu), g_\varphi(\nu), I_1(t)$  和  $I_2(t)$  等曲线,模

拟实验传输和测量数据。给定正弦相位调制的调制频率  $f_m = 10$  GHz 和调制深度  $m = 4.5$ 。用以上方法对传输后时间波形  $I_2(t)$  的 AM 调制进行补偿。

如图 6 所示,  $g(\nu), g_\varphi(\nu)$  为随机生成曲线(随机数列经滤波处理得到)。由于  $g(\nu)$  的绝对大小只改变脉冲能量,不改变其形状,可选  $g(\nu)$  的取值范围为  $[0, 1]$ ; 考虑  $g_\varphi(\nu)$  的微扰性质,不能取较大的值,可取值范围为  $[-0.1\pi, 0.1\pi]$ 。

传输前光场  $E_1(t)$  中心波长 1053 nm, 取脉宽 3 ns, 10 阶超高斯形, 归一化幅度。加入随机强度噪声, 其幅度为脉冲强度的  $[-10\%, 10\%]$ , 加入随机相位噪声, 范围为  $[-0.05\pi, 0.05\pi]$ 。  $E_2(t)$  为  $E_1(t)$  经过传输函数后的结果。  $I_1(t), I_2(t)$  分别为  $E_1(t), E_2(t)$  的模平方, 如图 8 所示。

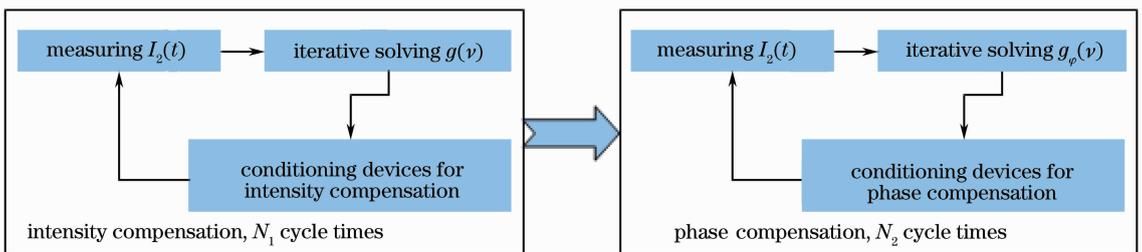


图 7 多次补偿方法示意图

Fig. 7 Schematic diagram of repeated compensation method

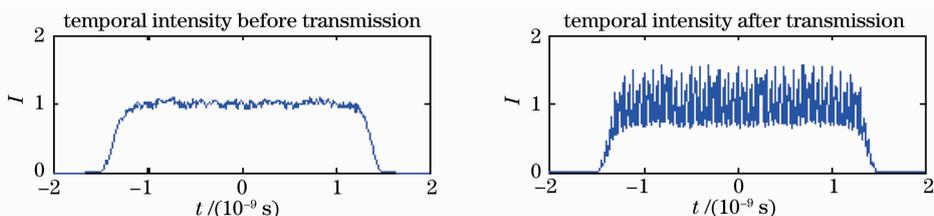


图 8 传输前后的时间波形  $I_1(t), I_2(t)$

Fig. 8 Temporal pulse shape  $I_1(t), I_2(t)$  before and after transmission

进行 3 次强度补偿和 2 次相位补偿,结果如图 9 和图 10 所示。

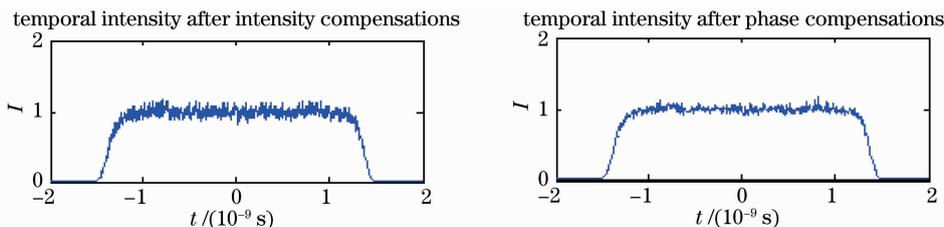


图 9 加入补偿以后的时间波形  $I_2(t)$

Fig. 9 Temporal pulse shape  $I_2(t)$  after compensations

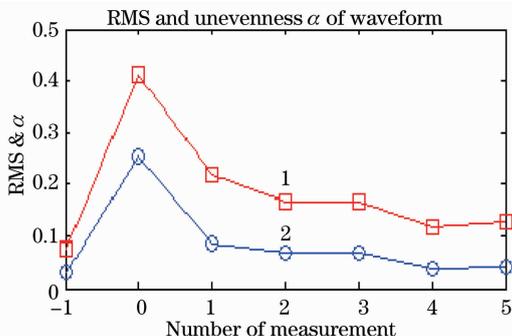


图 10 各次波形测量的 RMS 值和均匀度  $\alpha$

Fig. 10 RMS and unevenness  $\alpha$  of waveform for each measurement

图中曲线 1 为  $\alpha$ , 曲线 2 为  $f_{\text{RMS}}$ 。横坐标 -1 对应  $I_1(t)$ , 0 对应未补偿的  $I_2(t)$ , 1 至 5 对应各次补偿得到的  $I_2(t)$ , 其中 1, 2, 3 为强度补偿, 4, 5 为相位补偿。

可以看到经过 5 次补偿之后, 脉冲波形的  $f_{\text{RMS}}$  值和均匀度  $\alpha$  与未补偿时相比降低了很多, 已和传输前波形相当, 说明补偿效果较好。

如图 11 所示, 补偿后的谱强度分布与图 4 所示传输前的谱分布并不相同, 计算的谱相位传输函数也与其真实值存在较大差距。事实上, 大部分情况下, 补偿后的光谱和传输前的光谱都存在差异。这是由迭代路径的不唯一性决定的, 改变迭代的初始设定值, 可能得到不同的迭代结果。这和多个不同的光谱结构可能对应同一时间波形是一样的道理。这也是进行多次强度补偿, 为相位补偿创造更好条件的原因。

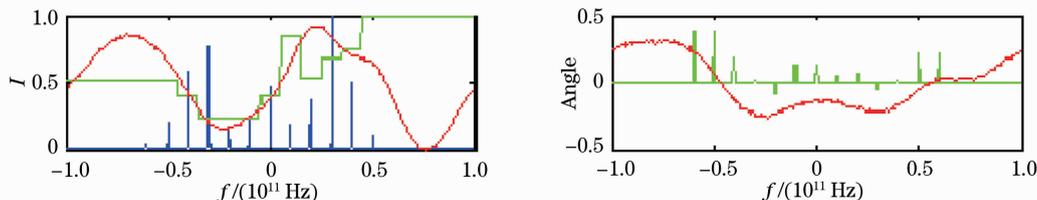


图 11 谱传输曲线及补偿后谱强度分布(图例见图 6)

Fig. 11 Spectral transmission curve and spectral intensity distribution after compensation

不过, 我们的目的是消除 AM 调制, 并不是测量传输函数, 只要脉冲波形的  $f_{\text{RMS}}$  值或者不均匀度能降到最低, 这种补偿方法就是可行的, 所以这种效应可以不加考虑。

## 7 测量误差的影响

考虑到时间波形测量仪器都有一定的带宽, 对于较高频率的 AM 调制可能测量不到而造成波形失真, 影响迭代和补偿。下面在模拟程序中加入测量仪器带宽这一因素, 考察实验方案的可行性。

假设用示波器测量波形, 取示波器的频率响应曲线为 20 阶超高斯形, 带宽 8 GHz, 对波形进行测量。结果如图 12 所示, 可见波形失真, AM 调制完全未测量到, 迭代和补偿无从谈起。

分析  $I_2(t)$  的傅里叶频谱可见, 高频调制为离散分布, 间隔为 10 GHz, 与正弦调制频率  $f_m$  相同。在 8 GHz 的测量带宽内, 没有任何 AM 调制的谱线。为了观察到 AM 调制, 示波器带宽至少要高于  $f_m$ 。若要进行迭代补偿, 则需要更高的测量带宽。

采用 25 GHz 带宽的示波器测量波形, 结果如图 14 所示。10 GHz 和 20 GHz 的 AM 调制被测量到, 并且被很好地补偿。但是更高频率的 AM 调制则无法测得, 因此无法补偿。但是高频成分的测量丢失并不影响低频成分的补偿。

由于 10 GHz 以上的示波器价格昂贵, 且示波器的频率响应曲线在带宽内不一定有 20 阶超高斯线形那么平坦, 这也会使测量结果失真, 而且这样的

失真导致低频成分的测量也不精确,这对于迭代补偿来说是非常不利的。

所以应考虑采用更高分辨率的皮秒(ps)级测量仪器,比较普遍的是条纹相机,但条纹相机一般无法

测量 ns 脉冲。这时可设法取脉冲的一个小段进行测量,取得其中的细微结构,将其傅里叶频谱的高频成分与  $I_1(t)$  的傅里叶频谱叠加,即可重构脉冲波形  $I_2(t)$ 。具体实验方法有待进一步研究。

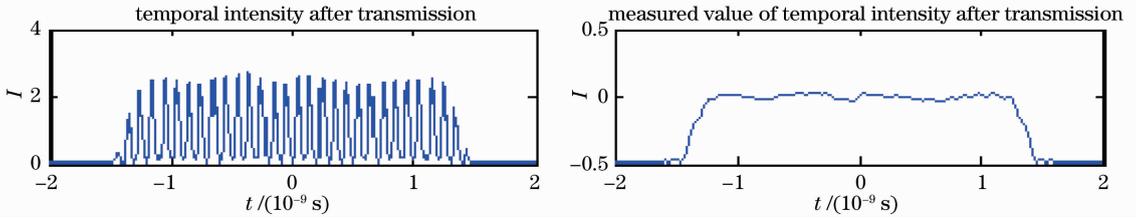


图 12 传输后时间波形  $I_2(t)$  及 8 GHz 示波器的测量值

Fig. 12 Waveform after transmission and measured values using 8 GHz oscilloscope

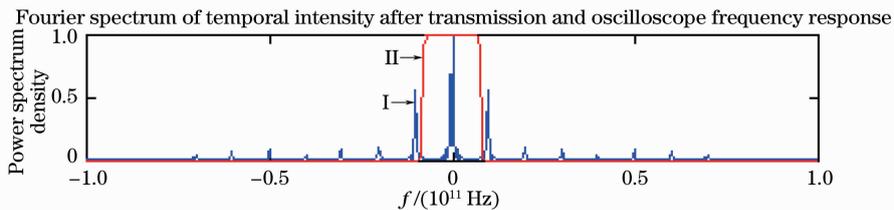


图 13  $I_2(t)$  傅里叶频谱 ( I ) 及示波器频率响应 ( II )

Fig. 13 Fourier spectrum ( I ) and the oscilloscope frequency response ( II )

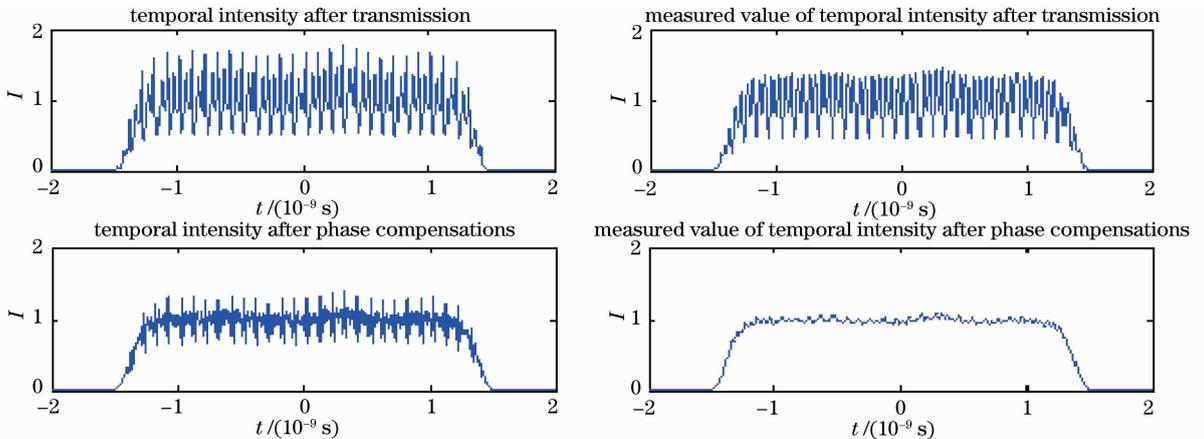


图 14 时间波形  $I_2(t)$  及 25 GHz 示波器的测量值

Fig. 14 Waveforms after transmission and measured values using 25 GHz oscilloscope

参 考 文 献

8 结 论

通过以上分析和模拟,说明该方法有一定的可行性和可操作性,一定条件下对 FM-to-AM 的补偿效果较好。但是,其基本条件是传输过程中的谱相位畸变不大,相比谱强度改变来说可视为小量。

其优点是无需测量脉冲光谱,而且可以同时补偿谱强度和谱相位畸变。而直接测量光谱,获得谱强度传输函数的方法,无法对相位畸变进行补偿。其缺点是对波形测量仪器的精度要求较高,迭代算法不稳定,存在固有缺陷。

- 1 J. E. Rothenberg, D. F. Browning, R. B. Wilcox. Issue of FM-to-AM conversion on the national ignition facility[C]. *SPIE*, 1999, **3492**(1): 51~61
- 2 Li Feng, Wang Jianjun, Ji Fan *et al.*. Analysis of the unbalanced sidebands of phase modulation [J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2006, **18**(11): 1818~1822  
李 锋, 王建军, 纪 帆 等. 相位调制边带失衡问题研究[J]. *强激光与粒子束*, 2006, **18**(11): 1818~1822
- 3 S. Hocquet, D. Penninckx, E. Bordenave *et al.*. FM-to-AM conversion in high-power lasers[J]. *Appl. Opt.*, 2008, **47**(18): 3338~3349
- 4 A. J. Bayramian, J. P. Armstrong, R. J. Beach *et al.*. Activation of a temporal, spectral, and spatially-shaped front end for the mercury laser[J]. *Advanced Solid-State Photonics*, 2005, MB38
- 5 L. J. Waxer, J. H. Kelly, J. Rothenberg *et al.*. Precision spectral sculpting for narrow-band amplification of broadband frequency-modulated pulses[J]. *Opt. Lett.*, 2002, **27**(16): 1427~1429