

四波混频用于振幅编码

过巴吉 曾小东

(西北电讯工程学院技术物理系)

提 要

本文讨论了瞬态四波混频用于光振幅编码的可行性,给出了一种较好的求解耦合方程的数值方法。结果表明,四波混频系统可以构成一种高速编码变换器,为超短脉冲的高速编码提供了一种新手段。

四波混频(连续泵浦)过程视其探测光为连续或脉冲而称之为稳态四波混频或瞬态四波混频(TFWM)。稳态四波混频因反射光的相位共轭特性对波前畸变具有补偿作用,使其在空间域的光信号处理中有着非常广泛的应用前景,人们在理论和实验上已作了大量的工作,取得了很多有益的结果。同时人们还注意到,瞬态四波混频在时间域的光信号处理中亦有许多诱人的潜在应用,并提出了一些设想,譬如,信号的延迟、相关、卷积运算,包络反转,空-时编码^[1],超短脉冲的测量与研究^[2],光计算机中的逻辑运算单元^[3]等。但目前这方面的工作还处于开始阶段。

本文从理论上探讨了瞬态四波混频应用于光振幅编码系统的可行性,分析研究了系统参数对提高码速的限制,以及为了提高编码质量选择系统参数的原则。结果表明,利用瞬态四波混频系统可以构成一种高速编码变换器,能够实现时间域的光振幅编码。这种系统可以获得高码速的传输信号,为超短脉冲的高速编码提供了一种新手段,这有可能使光通信更充分地发挥其传输容量大的优势。此外,瞬态四波混频有可能将图像转换成时域信号的传统转换手续更为简捷。

本文还给出能较好地解决一类双曲型方程组间断解的计算方法问题。对研究非均匀泵浦瞬态四波混频是一种有效的计算方法。

一、基本原理

图1是一种瞬态四波混频示意图。 E_1 、 E_2 表示相向传播的连续泵浦光, E_1 、 E_2 在垂直于其传播方向上是非均匀分布的, E_p 表示在垂直于泵浦传播方向上传播的探测光脉冲, E_s 表示因非线性相互作用而产生的沿 E_p 反方向传播的光,为了方便称之为信号光(或反射光)。根据非线性光学理论,信号光 E_s 与 E_1 、 E_2 和 E_p 都有关,它们之间的联系由三阶非线性极化强度 $P^{(3)}$ 和麦克斯韦方程组确定。如果泵浦光 E_1 或 E_2 按照人们的意图作某种改变,则必然引起信号光 E_s 发生相应的变化。利用这种特性,可以构成某种时间域的信号处理系统。

收稿日期:1985年11月13日;收到修改稿日期:1986年3月27日

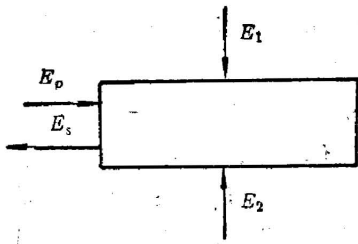


Fig. 1 Transient four-wave mixing (TFWM)

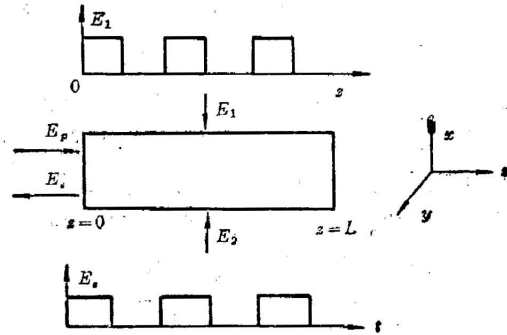


Fig. 2 TFWM encoding system

瞬态四波混频振幅编码系统的结构示意图如图 2 所示。首先对泵浦光 E_1 的振幅作空间编码, 即 E_1 的振幅在空间 z 方向 (E_p 的传播方向) 上按某种意图分布。 E_2 可由一平面反射镜反射 E_1 得到对于图 2 所示的 0, 1 编码系统, 探测光在从介质的入射端传播到另一端的过程中, 在泵浦不为零的地方, 系统要产生信号光; 在泵浦为零的地方, 系统不产生信号光。于是信号光的振幅包络随时间的变化也是 0, 1 分布, 从而携带了介质空间中各处泵浦光的信息。并将空间域的振幅码转换成时间域的振幅码。

本文在经典理论框架内讨论问题。设四个光场在同一平面内偏振且频率相同, 光场频率远离介质共振区, 这样其电场强度可用标量来表达, 假设四个场的电场强度的表达式分别为

$$E_1(z, t) = \frac{1}{2} \varepsilon_1(z) \exp[i(\omega t + kz)] + C.C., \quad (1)$$

$$E_2(z, t) = \frac{1}{2} \varepsilon_2(z) \exp[i(\omega t - kz)] + C.C., \quad (2)$$

$$E_p(z, t) = \frac{1}{2} \varepsilon_p(z, t) \exp[i(\omega t - kz)] + C.C., \quad (3)$$

$$E_s(z, t) = \frac{1}{2} \varepsilon_s(z, t) \exp[i(\omega t + kz)] + C.C., \quad (4)$$

其中 $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_p$ 和 ε_s 分别表示泵浦光 1、2、探测光和信号光的复振幅。在泵浦无抽空和缓变包络近似下, 把 (1) ~ (4) 式代入麦克斯韦方程组, 可以推导出描述瞬态四波混频过程的耦合方程

$$\frac{\partial \varepsilon_s}{\partial z} - \frac{1}{v} \frac{\partial \varepsilon_s}{\partial t} - \alpha \varepsilon_s = iK \varepsilon_p^*, \quad (5)$$

$$\frac{\partial \varepsilon_p^*}{\partial z} + \frac{1}{v} \frac{\partial \varepsilon_p^*}{\partial t} + \alpha \varepsilon_p^* = iK \varepsilon_s, \quad (6)$$

其中 v 是介质中的光速, α 是描述介质损耗的衰减系数, $K = (3/2)\mu_0 \varepsilon_0 \chi^{(3)} \omega^2 \varepsilon_1(z) \varepsilon_2(z) / k$ 是 z 的函数, 称为耦合系数, 与 (5)、(6) 式相应的初始边值条件为

$$\varepsilon_p(z, 0) = \varepsilon_s(z, 0) = 0, \quad (0 \leq z \leq L) \quad (7)$$

$$\varepsilon_p(0, t) = \varepsilon_p(t), \quad \varepsilon_s(L, t) = 0, \quad (8)$$

其中 L 是介质在 z 方向的长度。方程 (5) ~ (8) 是本文讨论问题的基本方程。

二、耦合方程的数值算法

(5)、(6) 式在一般条件下无法求解析解, 只能采用数值算法。在本文讨论的问题中, 入

射光振幅包络 $\varepsilon_p(t)$ 有跳跃型间断(如取 δ 函数或矩形函数), 不满足初始条件(7)式, $K(z)$ 也有跳跃型间断。这些特性使得方程(5)、(6)式的解发生间断, 所以一般的算法不适用。精确地计算耦合方程(5)、(6)式的间断解, 是讨论本问题的主要困难。

双曲型方程间断解的数值计算, 目前有两种方法, 一种叫分离奇性法, 一种叫穿行法。对于非均匀泵浦瞬态四波混频问题, 因事先对间断的性质了解不多, 给不出联接条件, 所以只能采用穿行法。为了克服一般穿行法在间断处误差较大的缺点, 作者采用了一种无粘滞穿行差分方程来计算方程(5)、(6)式的数值解。这种算法对形如(5)、(6)式的双曲型耦合方程有较强的适应性。在很坏的条件(下 K 和 ε_p 都有跳跃点)亦相当稳定, 并有足够的精度。在无抽空假设下, 瞬态四波混频过程的问题归结为求解如下形式的耦合方程

$$\frac{1}{v} \frac{\partial \phi}{\partial t} - \frac{\partial \phi}{\partial z} = f(z, t, \phi, \psi), \quad (9)$$

$$\frac{1}{v} \frac{\partial \psi}{\partial t} + \frac{\partial \psi}{\partial z} = g(z, t, \phi, \psi), \quad (10)$$

其中 f, g 是 ϕ, ψ 的线性函数。假定用如下差分方程来逼近方程(9)、(10)式

$$\frac{\phi_m^{K+1} - \phi_m^K}{v \Delta t} - \frac{\phi_{m+1}^K - \phi_m^K}{\Delta z} = \frac{1}{2} (f_{m+1}^K + f_m^K), \quad (11)$$

$$\frac{\psi_m^{K+1} + \psi_m^K}{v \Delta t} + \frac{\psi_m^K - \psi_{m-1}^K}{\Delta z} = \frac{1}{2} (g_{m-1}^K + g_m^K), \quad (12)$$

其中上、下指标分别对应于 t, z 方向的网格步数。(11)、(12)不同于一般的显式差分方程, 它们的右端是 f 在 (K, m) 和 $(K, m+1)$ 、 g 在 (K, m) 和 $(K, m-1)$ 处值的平均值。实际计算表明, 这组差分方程是可靠的。用于间断解的穿行计算具有较高的精度。其最大优点是对间断不产生光滑作用, 这是一般的穿行法所作不到的。

三、系统参数对编码性能的影响

我们取泵浦光 E_1 的空间分布为 0, 1 码。当码元较宽时(相对于入射光)其表达式为

$$\varepsilon_1(z) = E_{10} \sum_{n=0}^3 \left[\text{step} \left(z - \frac{2nL}{7} \right) - \text{step} \left(z - \frac{2nL}{7} - \frac{L}{7} \right) \right], \quad (13)$$

而当码元较窄时, 其表达式取为

$$\varepsilon_1(z) = E_{10} \sum_{n=0}^3 \left[\text{step} \left(z - \frac{nL}{4} \right) - \text{step} \left(z - \frac{nL}{7} - b \right) \right], \quad (14)$$

其中

$$\text{step}(x) = \begin{cases} 1, & (x \geq 0) \\ 0, & (x < 0) \end{cases}$$

b 称作码元宽度, 在(13)式中 $b = (L/7)$, 在(14)式中 $b < (L/8)$ 我们分别选入射光的振幅包络为高斯型、矩型和 δ 函数型, 计算了系统的信号波。在此后, 以 A_0 记入射脉冲宽度(时间宽度 \times 介质光速)。对于高斯型, A_0 表振幅 $(1/e)$ 处的宽度。

1. 入射脉冲宽度 A_0 对编码性能的影响

入射脉冲宽度 A_0 对编码性能影响很大, 它既是限制码速的基本因素, 又是引起失真的基本因素。当 $A_0 \approx b$ 时, 系统的编码性能最差, 只有在 $A_0 \ll b$ 或 $b \ll A_0$ 的条件下, 才能获得较好的编码性能。当 $A_0 \ll b$ 时, 根据计算结果有

$$\varepsilon_0(0, T) \approx \frac{\delta}{2} K \left(\frac{T}{2} \right), \tag{15}$$

即 $\varepsilon_s \propto \varepsilon_1$ (其中 $T = v \cdot t$)。这种系统特别适合于传输图像或要求信号波重现泵浦分布的场合。由于信号波是进入到相互作用区(泵浦不为零处)的入射脉冲各部分产生的信号光叠加的结果, 所以, 只有当整个脉冲都进入到相互作用区后, 才出现信号波的最大值。当入射脉冲较宽时, 就会使信号波形成较宽的上升沿和下降沿。所以, A_0 越小, 失真就越小, 图 3 是泵浦为 0、1 分布, $A_0 \ll b$ 时不同 A_0 情况下的信号波形, 可以看出 A_0 大时失真较大。由(15)式知, 这种系统的最大不失真码速为 $(v/2b)$ 。

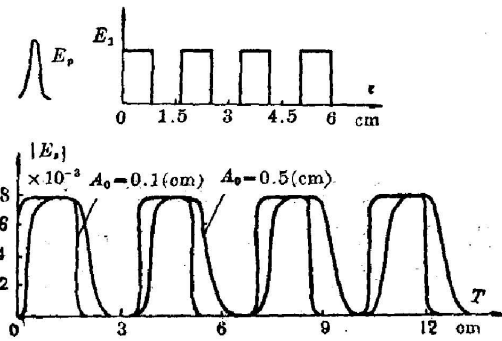


Fig. 3 Reflected wave of TFWM encoding system for different A_0 with small K_0 . $\varepsilon_{p_2} = 2.64$ ($A_0 = 0.1$ cm), $\varepsilon_{p_2} = 0.528$ ($A_0 = 0.5$ cm), $\alpha = 0$, $K_0 = 0.067$

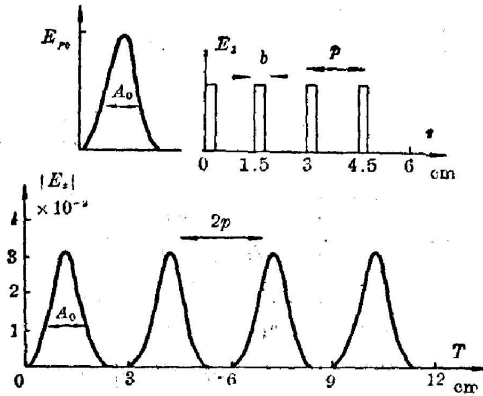


Fig. 4 Reflected wave of TFWM system for $b \ll A_0$. $A_0 = 1.0$ cm, $E_{p_2} = 5.0$, $b = 0.1$ cm, $\alpha = 0$, $K_0 = 0.067$

在 $A_0 \gg b$ 的情况下, 根据计算结果有(泵浦取为(14)式)

$$\varepsilon_s(0, T) \approx -\frac{\delta}{2} K_0 \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon_p^* \left(T - \frac{nL}{2} \right), \tag{16}$$

$K_0 = (3/2)\mu_0\varepsilon_0\chi^{(3)}\omega^2/k$, 即信号光的振幅包络重现入射光的振幅包络。这类系统能充分发挥入射光脉冲传输码速的潜力, 但只适合于 0、1 编码, 因为信号光仅仅携带了泵浦光有无的信息。图 4 是 $A_0 \gg b$ 系统的信号波形。由(16)式可以看出, 信号光是一串包络为 $(K_0/2)\varepsilon_p^*$ 的波, 而且其周期为 $2(L/4) = 2P$ ($P = L/4$ 是泵浦码元周期), 故码速为 $(1/2P)$ 。为了使相邻两码元(信号波)无重叠, 应保证入射光宽度小于泵浦码元周期, 即 $A_0 \leq P$ 。所以这种系统的最高不失真码速约为 $v/2A_0$ 。譬如以 10 ps 的脉冲作探测光, 即 $A_0 = 3 \times 10^{-8}$ m, 则 $A_0 \ll b$ 系统的最高码速约为 10 Gb/s (以 $A_0 = b/5$ 为不失真标准), 而 $b \ll A_0$ 系统的最高码速约为 50 Gb/s。

2. 系统耦合系数 K_0 对编码性能的影响

系数耦合系数 K_0 的大小对编码性能亦有很大影响, 是引起失真的基本因素之一。因为整个体系的光子动量应当守恒, 那么产生一个信号光子的同时, 入射波必须增加一个光子(当然这两个光子都是从泵浦得来的), 所以入射光脉冲在介质内传播的过程中幅度要逐渐上升。但信号光与入射光幅度和耦合系数 K_0 成正比, 所以信号光幅度亦不断上升。 K_0 较大时, 耦合作用较强, 入射光幅度增加较快, 从而导致信号光幅度增加也较快, 严格地说, 信号波幅度是随时间单调上升的(不考虑介质损耗), 不过 K_0 很小时, 这种上升太慢, 以至

于在 $2L/v$ 内发生的变化小到可以忽略, 所以 K_0 越小信号波码元失真就越小。图 5 是因

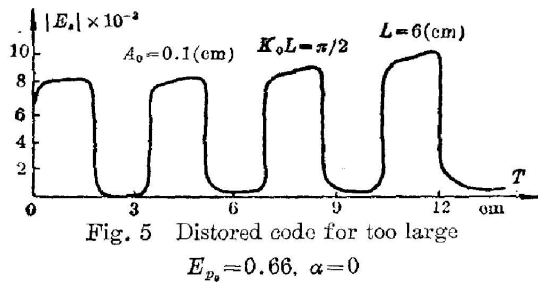


Fig. 5 Distorted code for too large
 $E_{p_0} = 0.66, \alpha = 0$

K_0 太大造成码元失真的情形, 为了提高编码质量, 应取较小的 K_0 , 但 K_0 也不能取得过小, 否则非线性相互作用甚微, 实验上将观察不到信号波。

3. 介质损耗对编码性能的影响

介质损耗对编码性能不利, 致使信号光振幅随时间增加而减小, 即引起码元失真。

因此, 应当选择损耗小的材料作为非线性介质。

四、结 论

瞬态四波混频系统可以作为一种编码变换系统。当入射脉冲宽度小于泵浦码元宽度, 而且耦合系数 K_0 较小时, 则反射光振幅包络正比于随空间变化的泵浦振幅包络; 反之, 若入射脉冲宽度远大于泵浦码元宽度, 则泵浦码元相当于一系列开关, 可以控制反射信号的有无。这两点是瞬态四波混频用于光振幅编码的基本依据。这种系统有很宽的带宽, 能够获得高码速的调制信号, 为超短脉冲的高速编码提供了一种有效的手段。同时我们还要指出, 利用瞬态四波混频可以很容易地实现图像向时间域光信号的变换, 与通常的作法相比, 简化扫描手续。

参 考 文 献

- [1] T. R. O'Meara, A. Yariv; *Opt. Engng*, 1982, **21**, No. 2 (Mar-Apr), 237.
- [2] J. Janszky, G. Corradi *et al.*; *Appl. Opt.*, 1984, **23**, No. 1 (Jan), 8.
- [3] J. Fleuret; *Appl. Opt.*, 1984, **23**, No. 10 (15 May), 1609.

Four-wave mixing used in optical amplitude encoding

GUO SIJI AND ZENG XIAODONG

(Department of Technology Physics, The Northwest Telecommunications Engineering Institute, Xi'an)

(Received 13 November 1985; revised 27 March 1986)

Abstract

The possibility of using transient four-wave mixing (TFWM) in optical amplitude encoding is studied theoretically. We developed an effective numerical method to solve coupled wave equations with discontinuous solutions, and to study the influences of system parameters on the quality of signal. It has been found that the TFWM system is suitable for encoding and it can generate high data rate communication signals.