

利用微带传输线获取连续可调任意整形电脉冲

谢兴龙 陈绍和 邓锡铭

(中国科学院上海光学精密机械研究所高功率激光联合实验室, 上海 201800)

摘 要 讨论了利用微带传输线获取连续可调任意整形电脉冲的方法, 并从理论上分析了最优化设计的问题, 以此为依据所设计的微带传输线, 在实验中获得了形状和连续可调性都比较满意的波形。

关键词 微带传输线, 任意整形电脉冲, 集成光学。

1 引 言

光纤耦合加波导调制器脉冲整形技术是惯性约束聚变大型固体激光驱动器前端趋于稳定化和小型化的最具潜力的方案, 该系统中由于采用了稳定性高于闪光灯许多倍的激光二极管泵浦的固体激光器作为种子光的泵浦源, 从而大大提高了整形激光脉冲输出的信噪比^[1, 2]。在利用波导调制器进行激光脉冲整形的过程中, 首先给 LiNbO_3 波导调制器加一半波直流电压, 使通过光纤耦合到调制器内的激光信号透过率为零, 然后再通过另一对电极给调制器加一特定形状的电脉冲信号, 利用该特定电脉冲的形状和宽度来控制从调制器输出的激光脉冲的形状和宽度, 从而达到激光脉冲整形的目的。为了较灵活地控制整形激光脉冲的形状和宽度, 就要求能对电脉冲信号的形状和宽度进行有效地控制。本文从理论上和实验上研究了利用微带传输线实现连续可调任意整形电脉冲的方法, 并提出了微带传输线的最优化设计。

2 基本理论

图 1 所示是获取连续可调任意整形电脉冲的微带传输线结构, R_1, \dots, R_n 为微带传输线上的分压电阻, 任意两相邻电阻间的距离相等, 从而使输入端的初始电脉冲经过不同的电阻时将产生不同的延时, R'_1 和 R'_2 为 50Ω 匹配电阻, 电光调制器可以等效为 50Ω 输出负载。当在输入端加一电脉冲信号, 经过 R_1, \dots, R_n 的分压和延时, 在输出端就可以得到特定形状的电脉冲, 并且调整 R_i 的阻值, 可改变所获整形电脉冲的形状, 调整微带线的长度, 可以改变所获整形电脉冲的宽度。

* 中国科学院上海光学精密机械研究所神光-II 前端精密化课题。

收稿日期: 1997 年 1 月 25 日; 收到修改稿日期: 1997 年 3 月 13 日

2.1 脉冲叠加理论

假定激光脉冲整形所需电脉冲信号的包络为 $f(t)$, 也就是说从微带线的输出端所得到的电脉冲信号为 $f(t)$, 并且微带线输入端的电脉冲信号为 $g(t)$, 当微带传输线较短时, 可以认为电信号在其中传输时无畸变, 则经过电阻 R_i 的分压之后为 $A_i g(t - i\tau + \tau)$, 其中 A_i 为常数, τ 为相邻电阻间的延时, 满足:

$$\tau = x/v \tag{1}$$

式中 v 为电脉冲在微带线中的传播速度, $x/2$ 为微带线上相邻电阻间的距离。

定义函数 $G(A_1, \dots, A_n, t)$ 为 t 时刻的均方差, 即:

$$G(A_1, \dots, A_n, t) = [f(t) - \sum_{i=1}^n A_i g(t - i\tau + \tau)]^2 \tag{2}$$

则总均方差 $G(A_1, \dots, A_n)$ 满足:

$$G(a_1, \dots, A_n) = \int_{-\infty}^{+\infty} [f(t) - \sum_{i=1}^n A_i g(t - i\tau + \tau)]^2 dt \tag{3}$$

微带线的设计要满足最佳要求, 也就是说, 总均方差最小, 为此对 $A_m (m = 1, 2, \dots, n)$ 求偏导, 并令 $\frac{\partial G(A_1, \dots, A_n)}{\partial A_m} = 0$ 则得:

$$\int_{-\infty}^{\infty} [f(t) - \sum_{i=1}^n A_i g(t - i\tau + \tau)] g(t - m\tau + \tau) dt = 0 \tag{4}$$

因 A_i 与时间无关, 故有

$$\sum_{i=1}^n A_i \int_{-\infty}^{\infty} g(t - i\tau + \tau) g(t - m\tau + \tau) dt = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) g(t - m\tau + \tau) dt \tag{5}$$

于是得到:

$$A_m = \frac{M_m}{\Delta} \tag{6}$$

式中,

$$\Delta = \begin{vmatrix} \int_{-\infty}^{\infty} g^2(t) dt & \int_{-\infty}^{\infty} g(t) g(t - \tau) dt & \dots & \int_{-\infty}^{\infty} g(t) g(t - n\tau + \tau) dt \\ \int_{-\infty}^{\infty} g(t - \tau) g(t) dt & \int_{-\infty}^{\infty} g^2(t - \tau) dt & \dots & \int_{-\infty}^{\infty} g(t - \tau) g(t - n\tau + \tau) dt \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \int_{-\infty}^{\infty} g(t - n\tau + \tau) g(t) dt & \int_{-\infty}^{\infty} g(t - n\tau + \tau) g(t - \tau) dt & \dots & \int_{-\infty}^{\infty} g^2(t - n\tau + \tau) dt \end{vmatrix}$$

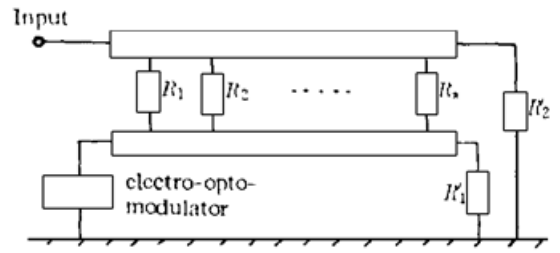


Fig. 1 Schematic of microstrip transmission line which is used to obtain the continuously tunable shaped electrical pulse

M_m 是将 Δ 中第 m 列以
$$\begin{vmatrix} \int_{-\infty}^{\infty} f(t)g(t) dt \\ \int_{-\infty}^{\infty} f(t)g(t - \tau) dt \\ \vdots \\ \int_{-\infty}^{\infty} f(t)g(t - n\tau + \tau) dt \end{vmatrix}$$
 替代后的行列式。为了选择最佳的 n 值, 在

给定 $g(t)$ 的情况下, 对不同的 n 值分别计算 A_i , 进而求出对应的 $G_n(A_1, A_2, \dots, A_n)$, 找出其中最小的一个, 此时的 n 值就是所求的最佳值。

2.2 微带线上脉冲传输理论

图 1 中, 假定两条微带线的距离较远, 从而它们之间的耦合电感和耦合电容可以忽略, 为了计算简便, 采用复电压法, 将 R_1, R_2, \dots, R_n 看作并联电阻, 但要乘上一个时间延迟因子, 于是图 1 可以等效成图 2。假设输入端复电压 $V_0(t)$ 满足 $\overline{V_0(t)} = V_0 \exp(j\omega t)$, 从而求得负载 $R \exp(j\varphi)$ 上的复电压为:

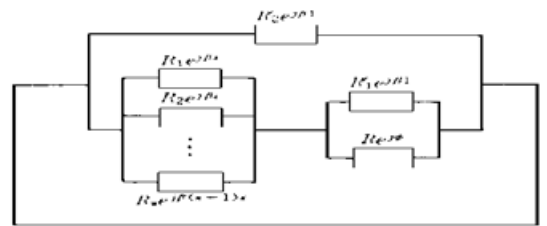


Fig. 2 Equivalent circuit of the microstrip transmission line. (R is the impedance of the load, φ is the phase, β is electrical-magnetic-wave number.)

$$\begin{aligned} \overline{V(t)} &= V_0 \exp(j\omega t) \\ &\times \frac{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2 \exp(j\omega x/v)} + \dots + \frac{1}{R_n \exp[j\omega(n-1)x/v]}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2 \exp(j\omega x/v)} + \dots + \frac{1}{R_n \exp[j\omega(n-1)x/v]} + \frac{1}{R_1' \exp(j\omega l/v)} + \frac{1}{R \exp(j\varphi)}} \\ &= \frac{\frac{V_0(t)}{R_1} + \frac{V_0(t-x/v)}{R_2} + \dots + \frac{V_0[t-(n-1)x/v]}{R_n}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2 \exp(j\omega x/v)} + \dots + \frac{1}{R_n \exp[j\omega(n-1)x/v]} + \frac{1}{R_1' \exp(j\omega l/v)} + \frac{1}{R \exp(j\varphi)}} \end{aligned} \quad (7)$$

当输入电压为脉冲形状时, 可以将此电压脉冲按微带线的特征频率分解, 对每一特征频率分量进行计算, 然后叠加。设计微带传输线时, 如果使电阻间距离 x 为最低特征波长的整数倍, 这样对不同的特征频率分量, (7) 式的值总不变, 即(7) 式在输入端的电压为脉冲时也同样成立。假定 $V_0(t)$ 为实数, 对(7) 式取实部并令 $\varphi = 2m\pi$, 从而得到输出负载上的电压 $V(t)$ 为:

$$\begin{aligned} V(t) &= \left[\frac{V_0(t)}{R_1} + \frac{V_0(t-x/v)}{R_2} + \dots + \frac{V_0[t-(n-1)x/v]}{R_n} \right] \\ &\times \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \cos \beta x + \dots + \frac{1}{R_n} \cos [(n-1)\beta x] + \frac{1}{R_1'} \cos \beta l + \frac{1}{R} \right] \\ &\times \left\{ \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \cos \beta x + \dots + \frac{1}{R_n} \cos [(n-1)\beta x] + \frac{1}{R_1'} \cos \beta l + \frac{1}{R} \right]^2 \right. \\ &\left. + \left[\frac{1}{R_2} \sin \beta x + \dots + \frac{1}{R_n} \sin [(n-1)\beta x] + \frac{1}{R_1'} \sin \beta l \right]^2 \right\}^{-1} \end{aligned} \quad (8)$$

2.3 电阻 R_i 的确定

从上述可以看出: 当负载上输出信号 $f(t)$ 以电压为振幅, $g(t)$ 为输入端电压 $V_0(t)$ 时有:

$$\begin{aligned}
 A_i = & \frac{1}{R_i} \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \cos \beta x + \cdots + \frac{1}{R_n} \cos [(n-1)\beta x] + \frac{1}{R_1'} \cos \beta l + \frac{1}{R} \right] \\
 & \times \left\{ \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \cos \beta x + \cdots + \frac{1}{R_n} \cos [(n-1)\beta x] + \frac{1}{R_1'} \cos \beta l + \frac{1}{R} \right]^2 \right. \\
 & \left. + \left[\frac{1}{R_2} \sin \beta x + \cdots + \frac{1}{R_n} \sin [(n-1)\beta x] + \frac{1}{R_1'} \sin \beta l \right]^2 \right\}^{-1} \quad (9)
 \end{aligned}$$

式中 $\beta = \omega/v$ 为微带线传输常数。 $i = 1, 2, \dots, n$, (9) 式整理之后得到:

$$\begin{aligned}
 & \frac{1}{R_i} [A_i - \cos (i-1)\beta x] + A_i R_i \left\{ \left[\frac{1}{R_1} + \frac{\cos \beta x}{R_2} + \cdots + \frac{\cos (i-2)\beta x}{R_{i-1}} + \frac{\cos i\beta x}{R_{i+1}} \right. \right. \\
 & + \cdots + \left. \frac{\cos (n-1)\beta x}{R_n} + \frac{1}{R} + \frac{\cos \beta l}{R_1'} \right]^2 + \left[\frac{\sin \beta x}{R_2} + \cdots + \frac{\sin (i-2)\beta x}{R_{i-1}} + \frac{\sin i\beta x}{R_{i+1}} \right. \\
 & \left. + \cdots + \frac{\sin (n-1)\beta x}{R_n} + \frac{\sin \beta l}{R_1'} \right]^2 \Big\} = [1 - 2A_i \cos (i-1)\beta x] \\
 & \times \left[\frac{1}{R_1} + \frac{\cos \beta x}{R_2} + \cdots + \frac{\cos (i-2)\beta x}{R_{i-1}} + \frac{\cos i\beta x}{R_{i+1}} + \cdots + \frac{\cos (n-1)\beta x}{R_n} + \frac{1}{R} + \frac{\cos \beta l}{R_1'} \right] \\
 & - 2A_i \sin (i-1)\beta x \left[\frac{\sin \beta x}{R_2} + \cdots + \frac{\sin (i-2)\beta x}{R_{i-1}} + \frac{\sin i\beta x}{R_{i+1}} + \cdots + \frac{\sin (n-1)\beta x}{R_n} + \frac{\sin \beta l}{R_1'} \right] \quad (10)
 \end{aligned}$$

设计时, 取微带线长度和相邻电阻间距离 x 均为微带线特征波长的整数倍, 即 $l = M\lambda$ 和 $x = m\lambda$, M 、 m 均为正整数, 且 M 远大于 m , 于是(10) 式简化为关于 $1/R_i$ 的线性方程组:

$$\frac{A_i}{R_1} + \frac{A_i}{R_2} + \cdots + \frac{A_i - 1}{R_i} + \cdots + \frac{A_i}{R_n} + \frac{A_i}{R} + \frac{A_i}{R_1'} = 0 \quad (11)$$

式中 $i = 1, 2, \dots, n$, 由于 A_i 已知, 可由(12) 式解出 R_i , 从而微带线上的分压电阻可以确定。

3 微带线的设计和实验结果

根据实际情况的需要, 采用国产 1552 电脉冲发生器, 它可以产生宽度为 1 ns、幅度为 50 V 的方波电脉冲, 以此作为初始信号, 输出整形电脉冲的要求为: 峰值 5 V, 宽度 6 ns, 对照比 1.2~1.20 可调。为此, 首先确定出四个主波形, 然后根据四个主波形分别设计四条微带线和相应的分压电阻, 再将每条微带线的分压电阻用可变电阻代替, 这样每条微带线可以获得一定范围内形状连续改变的波形, 然后用三个同轴开关作为转换开关。在实验过程中选用某一条微带线时, 只需将同轴开关拨到响应位置即可。为了更好地平滑输出整形电脉冲, 分别将每条微带线上的匹配电阻 R_i' 换成 $\sim 50 \Omega$ 的可变电阻, 在调整分压电阻的同时, 改变匹配电阻, 可以改变微带线中的反射分量, 从而进一步达到平滑整形电脉冲的目的。

图 3 给出了所设计的四条微带传输线的主波形, (a)、(b)、(c)、(d) 对应的对照比分别为: 1.2、1.5、1.8、1.15, 其它参数如表 1 所示。由图 3

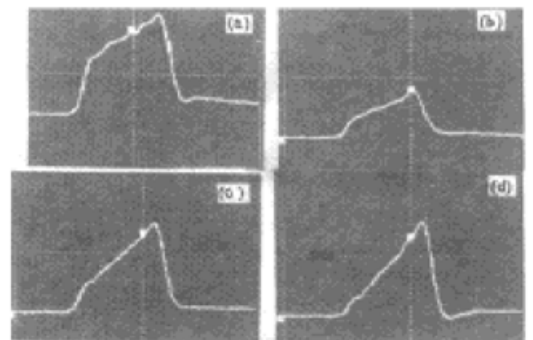


Fig. 3 Photograph of the four main electrical pulse shapes. (a) foot-to-peak ratio 1.2, (b) foot-to-peak ratio 1.5, (c) foot-to-peak ratio 1.8, (d) foot-to-peak ratio 1.15

可以看出, 微带线输出整形电脉冲的顶端起伏比较平缓, 这是因为在计算时没有考虑分布参数及反射等因素的影响, 而这些影响虽然在某种程度上改变了输出电脉冲的形状, 但是也对脉冲的顶部进行了平滑, 进而使得实际输出电脉冲的均方差 G 要小于计算的结果。

Table 1. Parameters of four microstrip lines used to generate four main electrical pulses. No. 1, 2, 3, 4 are corresponding to the pulse shapes (a), (b), (c), (d) in figure 3

	pulse width	contrast ratio	length of microstrip lines	interval between adjacent impedances	voltage distribution impedances Ω						G_6 V^2_{ns}
					R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	
1	6 ns	1.2	52 cm	4.0 cm	930	465	372	310	266	232	1.12
2	6 ns	1.5	52 cm	4.0 cm	2.5 K	1.25 K	625	417	312	250	0.94
3	6 ns	1.8	50 cm	4.0 cm	4 K	2 K	730	444	320	250	0.92
4	6 ns	1.15	50 cm	4.0 cm	7.5 K	3.8 K	840	470	330	250	1.05

总 结 微带传输线获取任意整形电脉冲是用集成光学方法对激光脉冲进行控制的一个重要环节, 其电脉冲的可调性和灵活性直接决定着激光脉冲输出的可调性和灵活性, 并且由于微带线的输出稳定性较好, 它不影响激光脉冲输出的稳定性。所以用微带传输线获取连续可调的整形电脉冲是一种比较有意义的方法, 具有一定的实用价值。

参 考 文 献

- [1] J. K. Lawson, D. R. Speck, C. Bibeau *et al.*, Temporal shaping of third-harmonic pulses on the nova laser system. *Appl. Opt.*, 1992, **31**(24): 5061~ 5068
- [2] 谢兴龙, 陈绍和, 周良智等, 利用波导调制器实现连续可调任意整形激光脉冲. *光学学报*, 1997, **17**(4): 393~ 398
- [3] J. F. Whitaker, T. B. Norris, G. Mourou *et al.*, Pulse dispersion and shaping in microstrip lines, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*. 1987, **MIT-35**(1): 41~ 46
- [4] S. C. Burkhart, R. B. Wilcox, Arbitrary pulse shape synthesis via nonuniform transmission lines. *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, 1990, **MIT-38**(10): 1514~ 1518
- [5] C. E. Thomes, L. D. Siebert, Pulse shape generator for laser fusion. *Appl. Opt.*, 1973, **15**(2): 462 ~ 465
- [6] 吴万春, 集成固体微波电路, 北京, 国防工业出版社, 1981年第一版, Chpt.2

Continuously Tunable and Arbitrarily Shaped Electrical Pulse Generator Using Microstrip Transmission Lines

Xie Xinglong Chen Shaohe Deng Ximing

(Shanghai Institute of Optics and Fine Mechanics, The Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201800)

(Received 25 January 1997; revised 13 March 1997)

Abstract Continuously tunable and arbitrarily shaped electrical pulse is obtained using specially designed microstrip transmission lines. Based on the optimal theory we designed and discussed four microstrip transmission lines which corresponding to the four main electrical pulse shapes. The tunability and pulse shape are obtained satisfactorily.

Key words microstrip transmission line, arbitrarily shaped electrical pulse, integrated optics.