

# 快脉冲传输线分布电容补偿模型和计算方法

陈宇晓<sup>1</sup>, 杨谟华<sup>1</sup>, 唐丹<sup>2</sup>

(1. 电子科技大学微电子与固体电子学院 成都 610054; 2. 中国工程物理研究院电子工程研究所 四川 绵阳 621900)

**【摘要】**根据传输线理论和分布参数理论提出等效分布电容补偿模型, 得出快脉冲传输线上多个电容负载造成取样波形失真, 并给出两种匹配计算方法和公式。数值计算结果表明等效分布电容法对均匀分布的多个小负载电容脉冲传输线具有很好的补偿作用。

**关键词** 快脉冲传输线; 等效分布电容模型; 匹配方法; 数值计算  
中图分类号 TN817; TN701 文献标识码 A

## Distributed Capacitance Compensation Model and Computing Method for Fast-Pulse Transmission Line

CHEN Yu-xiao<sup>1</sup>, YANG Mo-hua<sup>1</sup>, TANG Dan<sup>2</sup>

(1. School of Micro-Electronics and Solid-Electronics, Univ. of Electron. Sci. & Tech. of China Chengdu 610054;

2. Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics Mianyang Sichuan 621900)

**Abstract** According to transmission line theory and distributed parameter theory, it is pointed out that the sampling waveforms distortion is produced by multi-capacitance loading of fast-pulse transmission line. The equivalent distributed capacitance compensation model is proposed, the two matching computing methods and formulas are given. The results of numerical computation show that pulse transmission line of multi-small-loading capacitance with proportional spacing can be well compensated by the equivalent distributed capacitance method.

**Key words** fast-pulse transmission line; equivalent distributed capacitance model; matching method; numerical computation

测量具有百皮秒上升沿激光脉冲的传统方案是光电二极管和高速示波器组合测量<sup>[1-2]</sup>, 对于大型激光工程的多路测试是十分不经济和不现实的。基于微带横截面取样技术<sup>[3]</sup>的集成取样门是一种低成本和小型化的解决方案, 它将皮秒级单次快脉冲沿脉冲传输线的时间分布变为横向等时间间隔的空间位置分布, 通过高速取样门将各点信号不失真地取出。因此传输线上的取样门数越多, 采样点就越多, 取样波形就越真实。但是有一个问题<sup>[4-5]</sup>: 取样门不能对脉冲传输线过分加载, 即传输线上的取样门数不能过多, 否则沿线传播的信号将产生严重失真, 因此必须对传输线进行补偿。本文基于传输线理论和分布参数理论提出的等效分布电容补偿模型, 对于较短的脉冲传输线和较小取样门负载具有很好的补偿作用。

### 1 等效分布电容补偿模型

图1为快脉冲传输线负载模型, 根据传输线理论和分布参数理论, 取样门最终可等效为加载到传输线的多个容值很小(0.3 pF)的电容负载。由于容性负载的缘故, 传输线取样点(抽头处)的波形会产生较大失真, 从而导致整个取样波形产生失真。

假定负载电容个数为 $N$ , 负载电容为 $C_h$ , 匹配阻抗为纯电阻 $R_L$ 。实际情况中,  $N$ 个负载电容沿传输线均匀分布, 且传输线的总长度不是很长, 即传输损耗在可接受的范围内,

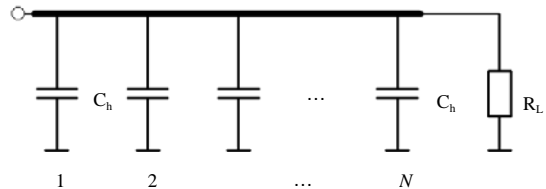


图1 快脉冲传输线的负载电容模型

收稿日期: 2004-09-21

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(10176001)

作者简介: 陈宇晓(1972-), 男, 博士生, 副研究员, 主要从事微电子学、军备控制技术方面研究。

脉冲传输线可近似为无损传输线模型,即微带传输线的分布电阻和电导近似为零,  $R=G=0$ , 其公式为<sup>[6]</sup>:

$$\begin{cases} Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \\ v_p = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \\ \epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-1/2} \\ C_0 = \frac{1}{v_p Z_0} \end{cases} \quad (1)$$

式中  $Z_0$  为传输线特性阻抗;  $L_0$  为传输线单位分布电感;  $C_0$  为传输线单位分布电容;  $v_p$  为相速;  $\epsilon_e$  为有效介电常数;  $c$  为真空光速;  $\epsilon_r$  为材料介电常数,  $w$ 、 $h$  为微带线宽度和高度。同时, 可认为沿传输线的  $N$  个负载电容使微带线的单位分布电容增大了  $C_d$  值, 或者说容性负载  $C_h$  等效为传输线的单位长度分布电容  $C_d$  ( $C_d = C_h/l_0$ ), 其中  $l_0$  为负载电容分布范围的传输线长度。此时传输线的分布电容为  $C_0 + C_d$ , 因此根据式(1)此时微带线等效特性阻抗为:

$$Z'_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0 + C_d}} = \frac{Z_0}{\sqrt{1 + \frac{C_d}{C_0}}} = \frac{Z_0}{\sqrt{1 + v_p Z_0 C_d}} \quad (2)$$

根据阻抗匹配原理, 匹配公式应为:

$$Z'_0 = R_L \quad (3)$$

## 2 匹配计算方法

由式(3)表明, 为保证阻抗匹配, 有两种选择: (1) 终端负载匹配算法, 即微带物理特性阻抗  $Z_0$  保持不变, 改变负载匹配阻抗  $R_L$  以保证式(3)成立; (2) 特性阻抗匹配算法, 即负载匹配阻抗  $R_L$  不变, 改变微带物理特性阻抗(真实阻抗)  $Z_0$  以保证式(3)成立。

### 2.1 终端负载匹配算法

根据传输线基本理论, 若介质材料确定,  $Z_0$ 、 $v_p$ 、 $C_d$  均可表示为微带宽高比  $w/h$  的函数, 因此计算  $Z'_0$  的问题变为计算微带宽高比  $w/h$ 。将式(3)的参量均表示为  $w/h$  的函数如下:

$$\begin{cases} Z_0 = \frac{Z_f}{\sqrt{\epsilon_e \left(1.393 + \frac{w}{h} + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444\right)\right)}} \\ v_p Z_0 = \frac{c Z_f}{\epsilon_e \left(1.393 + \frac{w}{h} + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444\right)\right)} \\ C_d = \left(\frac{1}{T_p} + \frac{1}{T}\right) \frac{C_h \sqrt{\epsilon_e}}{c} \\ \epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-1/2} \end{cases} \quad (4)$$

式中  $Z_f$  为自由空间波阻抗(376.8  $\Omega$ );  $T_p$  为负载电容时间间隔;  $T$  为总的脉冲传输线时间长度。  $C_d$  的推导过程如下:

$$C_d = \frac{N C_h}{l_0} \quad (5)$$

式中  $l_0 = v_p T$ ;  $N = \frac{T}{T_p} + 1$ ;  $v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}}$ 。不失一般性, 假定传输线物理特性阻抗  $Z_0 = 50 \Omega$ , 介质材料为聚四氟

乙烯( $\epsilon_r=2.55$ 、损耗正切 $\text{tg}\delta=5.0\times 10^{-4}$ ),根据式(2)和式(4)可计算出等效特性阻抗 $Z_0'$ ,再根据式(3)可知 $R_L$ 阻值。计算结果表明,当负载电容 $C_h$ 为0.1、0.3、0.5 pF时,匹配电阻 $R_L$ 应分别等于49.1、47.5、45.9  $\Omega$ ,而不是正常的50  $\Omega$ 。

### 2.2 特性阻抗匹配算法

若终端负载电阻 $R_L$ 不变,改变传输线物理特性阻抗 $Z_0$ ,即改变微带宽高比 $w/h$ 进行阻抗匹配,则求解方法较复杂。将式(4)代入式(2),令 $w/h=x$ ,同时令 $Z_0'=R_L=50 \Omega$ 。可以看出,这是一个非线性的超越方程(有平方根、自然对数等),无法得到通解,但可以采用数值解析的方法得到数值解,且先表示为 $f(x)=0$ 。选用牛顿迭代法的变形-弦截法,这样可避免求导数,而利用差商代替导数,其迭代公式为:

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f(x_n) - f(x_{n-1})} (x_n - x_{n-1}) \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (6)$$

求解过程分为3步:(1)初值 $x_0$ 、 $x_1$ 的确定;(2)通过迭代公式进行计算;(3)误差分析(假定 $T=1.5 \text{ ns}$ ,  $T_p=150 \text{ ps}$ ,  $C_h=0.3 \text{ pF}$ ,  $N=12$ )。

#### 2.2.1 初值的确定

图2为等效特性阻抗 $Z_0'$ 变化曲线,通过画图作曲线来确定方程的大概解,即初值 $x_0$ 、 $x_1$ ,可以加快迭代计算的收敛速度,提高计算效率,减少计算时间。根据以上假定的参数,从图中可看出, $Z_0'$ 为50  $\Omega$ 时, $w/h$ 的值约为2.5,因此可取初值: $x_0=2.5$ ,  $x_1=2.51$ 。

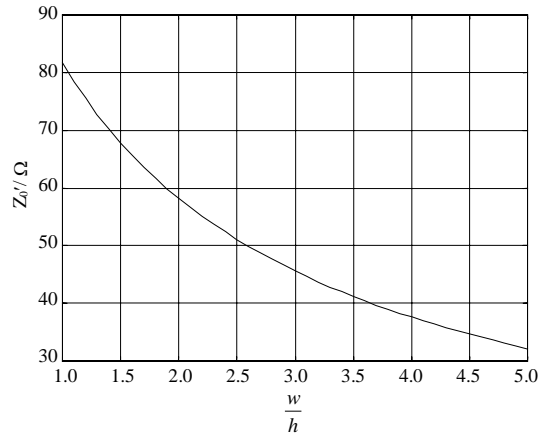


图2 等效特性阻抗 $Z_0'$ 变化曲线

#### 2.2.2 迭代计算程序(MATLAB程序)

```
clear
c=3e 8;
T=1.5e-9;
T_p=1.5e-10;
N=T/T_p+1;
epsilon_r=2.55;
C_h=0.3e-12;
Z_f=376.8;
Z_0=50;
x_0=2.5;
x_1=2.51;
er=1;
k=0;
while er>0.000 001
    epsilon_e1=(epsilon_r+1)/2+(epsilon_r-1)*0.5*((1+12/x_0)^-0.5);
    v_p1=c/sqrt(epsilon_e1);
    L_1=v_p1*T;
    C_d1=(N*C_h)/L_1;
```

```
v_p1*Z_0=(c*Z_f)/(epsilon_e1*(1.393+x_0+(2/3)*lg(x_0+1.444)));
Z_1=Z_f/(sqrt(epsilon_e1)*(1.393+x_0+(2/3)*lg(x_0+1.444)));
f_1=Z_0-Z_1/sqrt(1+v_p1*Z_0*C_d1);
epsilon_e2=(epsilon_r+1)/2+(epsilon_r-1)*0.5*((1+12/x_1)^-0.5);
v_p2=c/sqrt(epsilon_e2);
L_2=v_p2*T;
C_d2=(N*C_h)/L_2;
v_p2*Z_0=(c*Z_f)/(epsilon_e2*(1.393+x_1+(2/3)*lg(x_1+1.444)));
Z_2=Z_f/(sqrt(epsilon_e2)*(1.393+x_1+(2/3)*lg(x_1+1.444)));
f_2=Z_0-Z_2/sqrt(1+v_p2*Z_0*C_d2);
x=x_1-(f_2*(x_1-x_0))/(f_2-f_1);
er=abs(x-x_1);
x_0=x_1;
x_1=x;
k=k+1;
end
x_1
```

#### 2.2.3 误差分析

取相邻计算结果之差的绝对值  $|x_n-x_{n-1}|$  作为方程解的误差,程序中设定的误差小于 $10^{-6}$ ,因此计算结果为: $er=0.084 1$ ,  $k=1$ ;  $er=0.002 0$ ,  $k=2$ ;  $er=4.435 1\times 10^{-5}$ ,  $k=3$ ;  $er=2.283 8\times 10^{-8}$ ,  $k=4$ ,  $x_1=2.596 2$ 。可以看出,迭代次数为4,第1次的误差为0.084 1,第2次误差为0.002 0,第3次误差为 $4.435 1\times 10^{-5}$ ,第4次误差达到 $2.283 8\times 10^{-8}$ ,小于程序中预设的误差,最后方程的准确数值解为 $w/h=2.596 2$ 。经过计算,当电容负载 $C_h$ 为

0.1、0.3、0.5 pF时,若等效特性阻抗 $Z_0'$ 保持在50  $\Omega$ ,则物理特性阻抗 $Z_0$ 分别为50.93  $\Omega$ ( $w/h=2.746$ )、52.83  $\Omega$ ( $w/h=2.596$ )、54.80  $\Omega$ ( $w/h=2.452$ )。

### 3 结 论

等效分布电容补偿法是一种近似的集中参数法,适用于取样门负载电容值较小且均匀分布、脉冲传输线总长度不是很长的情况。数值计算结果表明,不论采用何种匹配计算方法,改变终端负载电阻值或传输线特性阻抗值,所达到的效果是一致的,即快脉冲沿微带线传输达到阻抗匹配,因此取样电容上存储的样品波形失真度很小。

#### 参 考 文 献

- [1] 郭大浩,王声波,洪昕,等.高功率激光的时间、空间和频率特性的测量[J].强激光与粒子束,1997,9(3):433-436.
- [2] Siu C T, Wah P N, Hock C C. A novel technique for measuring the pulsewidth of nanosecond laser pulses[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1998, 47(4): 997-1000.
- [3] McEwan T E, Kilkenny J D, Dallum G. World's fastest solid-state digitizer[J]. Energy and Technology Review, 1994, 94(4): 1-6.
- [4] Paulter N G. An assessment on the accuracy of time-domain reflectometry for measuring the characteristic impedance of transmission lines[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2001, 50(5): 1381-1388.
- [5] 何小艇. 高速脉冲技术[M]. 杭州: 浙江大学出版社, 1990.
- [6] Reinhold L, Pavel B. RF circuit design: theory and application[M]. New York: Prentice-Hall, 2000.

编辑 刘文珍

(上接第896页)

### 6 结 论

传统的测向交叉定位系统的静态数据关联为NP完全问题,至少需要两个以上的观测站。本文从航迹处理的角度提出了直接检测目标初始航迹的两站系统的动态数据关联算法。仿真实验表明,新的动态关联算法能有效适用于存在虚警、漏检和目标数量未知的实际复杂环境。两站算法还可以自然推广到多站系统中,从而避免了多站测量数据关联的NP完全问题。但基于直线航迹的特点提出的算法并不适用于非直线航迹处理,这在一定程度上限制了算法的应用范围。

#### 参 考 文 献

- [1] 冯子亮,游志胜,王明辉,等.基于空间交点强度的被动式多传感器数据关联[J].控制与决策,2001,16(5):561-564.
- [2] 修建娟,何友,王国宏,等.被动定位系统中的方位数据关联[J].系统工程与电子技术,2003,25(3):280-283.
- [3] 冯富强,尹成友,陈鹏举.一种消除虚假定位目标的方法[J].现代雷达,2002,24(5):45-46.
- [4] Pattipati K R, Deb S, Bar-Shalom Y, et al. A new relaxation algorithm and passive sensor data association[J]. IEEE Trans., 1992, AC-2(37): 198-213.
- [5] Deb S, Yeddanapudi M, Pattipati K R, et al. A generalized S-D assignment algorithm for multisensor-multitarget state estimation[J]. IEEE Trans., 1997, AES-2(33): 523-536.
- [6] 叶西宁,潘泉,康伟,等.被动式多传感器数据关联的消元算法[J].西北工业大学学报,2003,21(3):310-312.
- [7] 叶西宁,潘泉,程咏梅,等.多维分配的剪枝法及其在无源探测跟踪中的应用[J].电子学报,2003,31(6):847-850.
- [8] Robert L P, Pattipati K R, Bar-Shalom Y. M-best S-D assignment algorithm with application to multitarget tracking[J]. IEEE Trans., 2001, AES-37(1): 22-37.
- [9] 罗朗.高分辨阵列测向中信号相关性问题的研究[J].实验科学与技术,2006,4(2):10-12.
- [10] 董志荣.论航迹起始方法[J].情报指挥控制系统与仿真技术,1999(2):1-7.

编辑 漆蓉