

第四讲 物理学中的一些基本电路问题 (II)

余道衡

(北京大学无线电电子学系)

二、传输线上的波动

1. 传输线方程与波动

若有长为 l 的传输线, 1-1' 端接有电源, 2-2' 端接负载 Z_L , 在坐标 x 处的电压为 V_x , 电流为 I_x , 横坐标方向如图 16 所示. x 点至

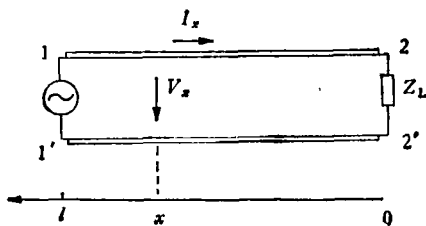


图 16

原点 0 的一段传输线是由无限多个无限短的传输线链联而成, 这段传输线的 $[A]$ 参数为

$$[A]_x = \begin{bmatrix} \operatorname{ch} \nu s x & z_c \operatorname{sh} \nu s x \\ \frac{1}{z_c} \operatorname{sh} \nu s x & \operatorname{ch} \nu s x \end{bmatrix}, \quad (5)$$

其中 s 为复频率, $s = \sigma + j\omega$, z_c 为传输线的特性阻抗, $z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$, ν 为单位长度均匀传输

线的传输常数, $\nu = \sqrt{LC}$ (L 和 C 为单位长度均匀传输线的电感和电容), 则 $\nu s \Delta x$ 为无限短一段传输线的传输常数, $\nu s x$ 为 ox 一段传输线的传输常数. 由(5)式得电路方程为

$$V_x = V_2 \operatorname{ch} \nu s x + I_2 z_c \operatorname{sh} \nu s x,$$

$$I_x = \frac{V_2}{z_c} \operatorname{sh} \nu s x + I_2 \operatorname{ch} \nu s x,$$

将

$$\operatorname{ch} \nu s x = \frac{1}{2} (e^{\nu s x} + e^{-\nu s x})$$

和

$$\operatorname{sh} \nu s x = \frac{1}{2} (e^{\nu s x} - e^{-\nu s x})$$

两式代入电路方程, 就得到传输线方程:

$$\left. \begin{aligned} V_x &= V_+ e^{\nu s x} + V_- e^{-\nu s x}, \\ I_x &= I_+ e^{\nu s x} + I_- e^{-\nu s x}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

(6)式中

$$\left. \begin{aligned} V_+ &= \frac{1}{2} (V_2 + I_2 z_c), \\ V_- &= \frac{1}{2} (V_2 - I_2 z_c), \\ I_+ &= \frac{1}{2} \left(I_2 + \frac{V_2}{z_c} \right) = \frac{V_+}{z_c}, \\ I_- &= \frac{1}{2} \left(I_2 - \frac{V_2}{z_c} \right) = -\frac{V_-}{z_c}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

V_+ , V_- , I_+ 和 I_- 都是在终端 (2-2' 端) 的参数, 它们不随 x 变化, (6) 式表明任意点 x 处的电压和电流都有下标为“+”和“-”的两部分, 即使在终端 ($x=0$), 仍有

$$\left. \begin{aligned} V_2 &= V_+ + V_-, \\ I_2 &= I_+ + I_-. \end{aligned} \right\} \quad (8a)$$

由(6)式看出, $V_+ e^{\nu s x}$ 和 $I_+ e^{\nu s x}$ 表示逆 x 轴传向终端的波, 叫做入射波; $V_- e^{-\nu s x}$ 和 $I_- e^{-\nu s x}$ 表示沿 x 轴方向传播的波, 叫做反射波. 传输线上任一点的电压和电流都是电压波和电流波, 而且可能存在两个方向的波.

在坐标 x 处, 入射电压波与入射电流波之比为

$$\frac{V_+ e^{v_s x}}{I_+ e^{v_s x}} = \frac{V_+}{I_+} = Z_c; \quad (8b)$$

反射电压波与反射电流波之比为

$$\frac{V_- e^{-v_s x}}{I_- e^{-v_s x}} = \frac{V_-}{I_-} = -Z_c. \quad (8c)$$

这结果说明入射波和反射波中的电压波的关系只决定于传输线的性质,即只与 Z_c 有关,而与信号源内阻 Z_0 或负载 Z_L 无关.

2. 反射系数

现在考虑入射波与反射波之间的关系,定义反射系数为反射波与入射波之比. 在终端,电压反射系数为

$$\rho_0 = \frac{V_-}{V_+} = \frac{V_2 - I_2 Z_c}{V_2 + I_2 Z_c}.$$

因为 $V_2 = I_2 Z_L$, 所以

$$\rho_0 = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c}. \quad (9a)$$

在终端电流波的反射系数为

$$\frac{I_-}{I_+} = \frac{-V_-}{V_+} = -\rho_0. \quad (9b)$$

在任意一点 x 处的电压反射系数为

$$\rho_x = \frac{V_- e^{-v_s x}}{V_+ e^{v_s x}} = \rho_0 e^{-2v_s x}. \quad (10a)$$

x 处的电流反射系数为

$$\frac{I_- e^{-v_s x}}{I_+ e^{v_s x}} = -\rho_0 e^{-2v_s x} = -\rho_x. \quad (10b)$$

可见,任意处的电流反射系数都是该处电压反射系数的负值,因此不必引进两个符号,若不特别声明,本章中的“反射系数”是指“电压反射系数”. (10)式表明反射波来源于终端. 若终端没有反射波 ($\rho_0 = 0$), 则传输线上任何地方的反射系数 ρ_x 为 0, 即没有反射波. 由(9a)式可知,终端产生反射的原因在于负载阻抗 Z_L 与特性阻抗 Z_c 不相等. 若 $Z_L = Z_c$, 则 $\rho_0 = 0$; 否则, $\rho_0 \neq 0$.

把电压波在传输线上的传播与一般波动传播过程比较,可以看出传输线是一种特殊的介质. 这种介质的一种性质用特性阻抗 Z_c 来描述. 在阻抗不同的分界“面”上,就是两种不同介质的界面,波在不同介质的界面上就会发生反射.

物理

从(10a)式中还可看出,不同坐标处的反射系数并不相同,即 ρ_x 是 x 的函数. 振源在 $t = 0$ 时发出的波经过一段时间 τ 到达终端,并立即产生反射波. 在终端 τ 时刻的入射波和反射波,同时对应着振源在 0 时刻的状态. 但是在 $x \neq 0$ 处,某时刻的反射波是早先经过 x 处的反射波,达到终端后经反射再回到 x 处;而 x 处的入射波则是刚到达此处,因此在 $x \neq 0$ 处,入射波和反射波对应振源不同时刻的两个状态. 这种时间差,在(10)式中用 $e^{-2v_s x}$ 描写,对于简谐波,这因子表示反射波与入射波之间因传播路程不同产生的相差.

3. 波阻抗

在引入反射系数后,传输线上的电压和电流可以表示为

$$\left. \begin{aligned} V_x &= V_+ e^{v_s x} (1 + \rho_0 e^{-2v_s x}), \\ I_x &= I_+ e^{v_s x} (1 - \rho_0 e^{-2v_s x}). \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

定义波阻抗 Z_{ix} 为

$$Z_{ix} = \frac{V_x}{I_x} = Z_c \frac{1 + \rho_0 e^{-2v_s x}}{1 - \rho_0 e^{-2v_s x}}. \quad (12a)$$

波阻抗是坐标 x 处到达终端这一段传输线和负载 Z_L 组成的二端网络的输入阻抗. 在传输线输入端的波阻抗为

$$Z_{i1} = Z_c \frac{1 + \rho_0 e^{-2v_s l}}{1 - \rho_0 e^{-2v_s l}}. \quad (12b)$$

以 $x = 0$ 代入(11)式,得

$$\left. \begin{aligned} V_2 &= V_+ (1 + \rho_0), \\ I_2 &= I_+ (1 - \rho_0). \end{aligned} \right.$$

从(11)式中解出 V_+ 和 I_+ 并代入以上两式,得

$$V_2 = \frac{V_x (1 + \rho_0)}{e^{v_s x} (1 + \rho_0 e^{-2v_s x})}, \quad (13a)$$

$$I_2 = \frac{I_x (1 + \rho_0)}{e^{v_s x} (1 - \rho_0 e^{-2v_s x})}. \quad (13b)$$

4. 传输线两端的反射

下面通过几个例子说明波在传输线两端的反射状态. 这里规定信号源电动势为 $1(t)$, 并且设电路的初值为 0.

例 1 在图 17(a) 所示的传输线电路中,已知 $Z_L = Z_c$ (终端匹配), $Z_0 = R_0$ (信号源内阻为电阻), 求输入、输出端的电压 $V_1(t)$ 和 $V_2(t)$.

解 因为 $Z_L = Z_c$, 由 (9a) 式知 $\rho_0 = 0$ (反射系数为 0). 由 (12a) 式知传输线和负载 Z_L 在输入端的输入阻抗 (输入端的波阻抗) $Z_{11} = Z_0$. 因为信号源 $E(t) = 1(t)$ 的拉氏¹⁾ 变换象函数 $E(s) = \frac{1}{s}$, 所以

$$V_1(s) = E(s) \frac{Z_{11}}{Z_{11} + Z_0} = \frac{Z_c}{s(Z_c + R_0)},$$

$$V_1(t) = \frac{Z_c}{Z_c + R_0} 1(t) = \frac{1}{2} 1(t).$$

由 (13a) 式得

$$\begin{aligned} V_2(s) &= V_1(s) e^{-\nu l} \\ &= \frac{Z_c}{Z_c + R_0} \frac{1}{s} e^{-\nu l}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_2(t) &= \frac{Z_c}{Z_c + R_0} 1(t - \nu l) \\ &= \frac{1}{2} 1(t - \nu l). \end{aligned}$$

$V_1(t)$ 和 $V_2(t)$ 的波形如图 17(b) 所示. 从总

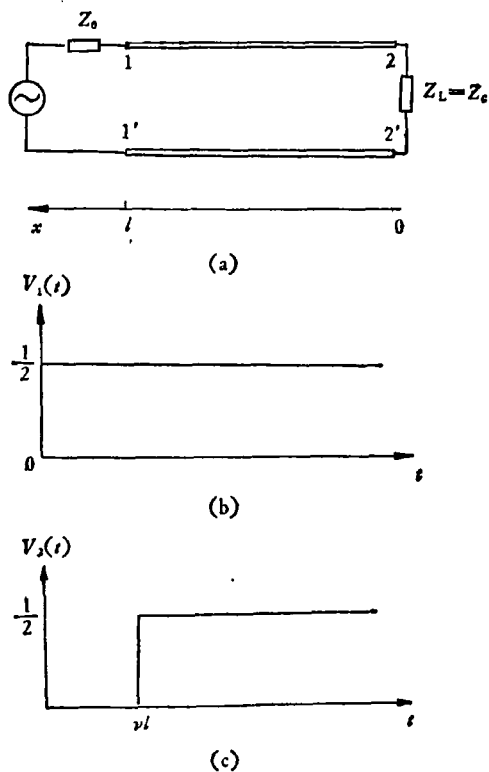


图 17

的结果看, 似乎这两个电压是 R_0 与 Z_L 分压形成的. 但是, $V_1(t)$ 在 $t > 0$ 时立即出现, 而 $V_2(t)$ 只有当入射波传到终端时才出现, 故 $V_2(t)$ 要比 $V_1(t)$ 延迟一段时间 νl , 这段时间就是电压波从 1-1' 端传至 2-2' 端所需的时间.

例 2 在图 18 所示的电路中, $Z_L = 0$ (短

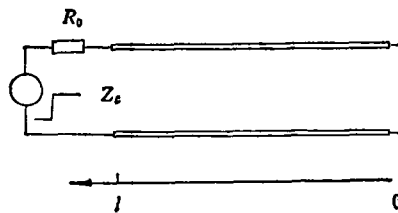


图 18

路), $Z_0 = R_0 > Z_c$, 求 $V_1(t)$.

解 由 (9a) 式知道, $\rho_0 = -1$. 由 (12a) 式知道, 输入端的波阻抗为

$$Z_{11} = Z_c \frac{1 - e^{-2\nu l}}{1 + e^{-2\nu l}}.$$

输入端电压的象函数为

$$\begin{aligned} V_1(s) &= \frac{1}{s} \frac{Z_{11}}{R_0 + Z_{11}} \\ &= \frac{1}{s} \frac{Z_c}{R_0 + Z_c} \frac{1 - e^{-2\nu l}}{1 + \rho' e^{-2\nu l}}, \end{aligned}$$

其中 ρ' 表示输入端的反射系数,

$$\rho' = \frac{R_0 - Z_c}{R_0 + Z_c}.$$

按给定条件, $R_0 > Z_c$, 因而本题中 $\rho' > 0$. 令 $T = \nu l$, 它表示波从输入端经传输线传到终端所需的时间, 把 T 代入上式得

$$V_1(s) = \frac{Z_c}{(R_0 + Z_c)s} \cdot \frac{1 - e^{-2sT}}{1 + \rho' e^{-2sT}}.$$

将此式分母展开成泰勒级数, 得

$$\begin{aligned} V_1(s) &= \frac{Z_c}{(R_0 + Z_c)s} (1 - e^{-2sT}) \\ &\times \left[1 + \sum_{K=1}^{\infty} (-\rho')^K e^{-2sKT} \right]. \end{aligned}$$

$V_1(s)$ 有无穷多项. 逐项进行拉氏变换后, 可得 $v_1(t)$. $v_1(t)$ 的第一项为

$$\frac{Z_c}{R_0 + Z_c} [1(t) - 1(t - 2T)].$$

1) 为拉普拉斯变换.

这里面有两部分：一部分是在 $t > 0$ 时立即出现的人射波，它是由 R_0 和特性阻抗分压形成的电压波；第二部分是与第一部分等值异号，并在 $t > 2T$ 时才出现的电压，它是入射波传到终端并经短路全反射后改变极性 ($\rho_0 = -1$)，再传到输入端形成的电压。当 $t > 2T$ 时，这两部分在 1-1' 端叠加，变为 0。 $v_1(t)$ 的第二项为

$$\frac{Z_c}{R_0 + Z_c} [-\rho' 1(t - 2T) + \rho' 1(t - 4T)].$$

它也有两部分：第一部分是第一项中负极性的反射波在 1-1' 端再次反射形成的第二次入射波。因为 $\rho' > 0$ ，所以它仍是负极性的；第二部分则是这个第二次反射波在 2-2' 端再次全反射形成的第二次正极性反射波。波在传输线上不断反射、叠加就是第三项、第四项、……。

如上所述，波在传输线两端多次反射，往复传播，使 $v_1(t)$ 的波形如图 19(a) 所示。

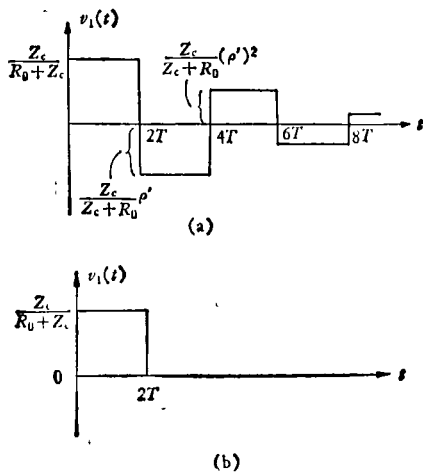


图 19

若 $R_0 = Z_c$ ，即 $\rho' = 0$ ，输入端无反射，则 $v_1(t)$ 只有第一项，没有其它各项，波形如图 19(b) 所示。在 $R_0 = Z_c$ 的情况下，第一项中的反射波在输入端被 R_0 完全吸收，不再反射，电路达到稳定状态。

例 3 求图 20 所示电路的 $v_1(t)$ 和 $v_2(t)$ 。

解 在 $T > t > 0$ 时，1-1' 端只有入射波。入射波是电动势被 Z_0 和 Z_c 分压的结果。当 $Z_0 = Z_c$ 时，

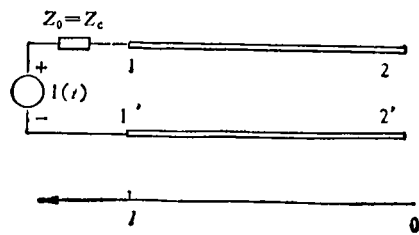


图 20

$$v_1(t) = \frac{Z_c}{Z_0 + Z_c} = \frac{1}{2}.$$

此时，入射波未传到终端，所以 $v_2(t) = 0$ 。在 $2T > t > T$ 时，入射波传到终端。因为反射系数为 1，在 2-2' 端出现等值同号的反射电压，所以 $v_2(t) = 1$ 。但是，反射波未传到 1-1' 端，所以 $v_1(t) = \frac{1}{2}$ 。在 $t > 2T$ 时，反射波传到 1-1' 端，与入射波叠加，并且反射波被 R_0 吸收 ($\rho' = 0$) 而消失，电路达到稳定。此后保持 $v_1(t) = 1$ 和 $v_2(t) = 1$ 。 $v_1(t)$ 和 $v_2(t)$ 的波形如图 21 所示。

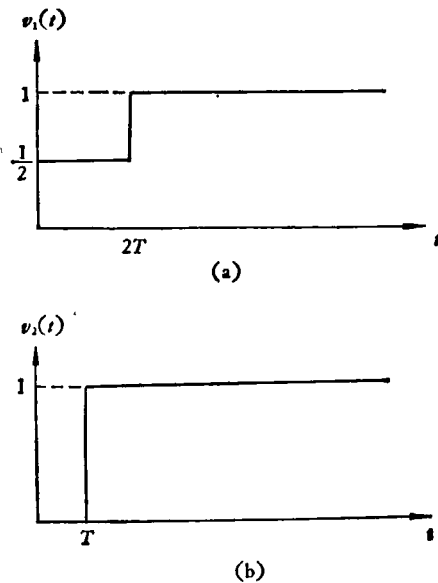


图 21

题 1 已知无耗双线传输线终端开路，即 $Z_L = \infty$ ；特性阻抗 $Z_c = 70\Omega$ ；输入端加一个幅度为 1V，脉冲宽度 $\tau = 5\mu s$ 的脉冲信号，信号从输入端传到终端所用时间为 $1\mu s$ ，信号

源内阻 $Z_s = 0$ (如图 22 所示)。试求 (1) $0-12\mu\text{s}$ 以内传输线输出端的电压波形 $V_2(t)$; (2) 信号源加在传输线上的能量。

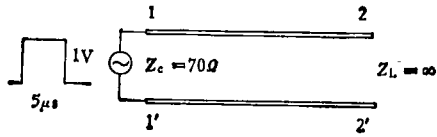


图 22

解 这是一个电压波在传输线上传播的问题。电压波加在传输线上从 $1-1'$ 端传向 $2-2'$ 端。由于终端开路,在终端要产生反射,其反射系数 $\rho_2 = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} = 1$, 信号在终端反射后,以振幅相等的反射波向 $1-1'$ 端传播。又由于输入端 $Z_s = 0$ (相当于 $1-1'$ 端短路),其反射系数

$$\rho_1 = \frac{Z_s - Z_c}{Z_s + Z_c} = -1.$$

信号在始端反射后,脉冲倒相成为负脉冲,再次继续向终端传播,到达终端再次反射,这样无限往复,因为传输线无耗,所以电压波在传输线上不会消失。电压波从一端传到另一端要花 $1\mu\text{s}$ 时间,往返一次是 $2\mu\text{s}$ 。电压波本身的脉冲宽度为 $5\mu\text{s}$, 这样在 $0-12\mu\text{s}$ 之内 $2-2'$ 端的电压波形就是在 $12\mu\text{s}$ 以内各次入射波和反射波的叠加。按上述分析的过程可以用作图法求出 $v_2(t)$ 来,如图 23 所示。

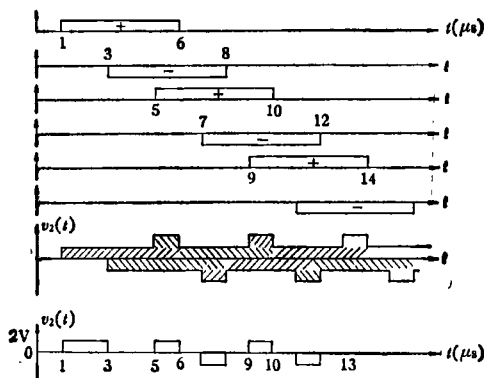


图 23

另一种解法是把所加信号分成两部分:

$$v_1(t) = 1(t) - 1(t - 5T),$$

分别画出 $1(t)$ 和 $-1(t - 5T)$ 在终端的电压波形,然后叠加合成输出电压波形,也可以得到同样结果。

此题还可以用拉氏变换法求解。信号源电压可以用阶跃函数的差来表示,即

$$v_1(t) = 1(t) - 1(t - 5)$$

(这里时间单位 $T = 1\mu\text{s}$);

它的拉氏象函数为

$$V_1(s) = \frac{1}{s} (1 - e^{-5s}) \quad (\text{延迟定理});$$

输出端的电压为各次入射波与反射波的叠加,可以写成

$$V_2(s) = V_1(s) [e^{-s}(1 + \rho_2) + \rho_1 \rho_2 e^{-3s} \times (1 + \rho_2) + (\rho_1 \rho_2)^2 e^{-5s}(1 + \rho_2) + (\rho_1 \rho_2)^3 e^{-7s}(1 + \rho_2) + \dots].$$

由于 $\rho_1 = -1, \rho_2 = 1$, 所以

$$\begin{aligned} V_2(s) &= V_1(s) [e^{-s}(1 + 1) - e^{-3s}(1 + 1) + e^{-5s}(1 + 1) - e^{-7s}(1 + 1) + \dots] \\ &= 2V_1(s) [e^{-s} - e^{-3s} + e^{-5s} - e^{-7s} + e^{-9s} - e^{-11s} + \dots] \\ &= \frac{2}{s} (1 - e^{-5s}) [e^{-s} - e^{3s} + e^{5s} - e^{7s} + e^{9s} - e^{11s} + \dots] \\ &= \frac{2}{s} [e^{-s}(1 - e^{-2s}) + e^{-3s}(1 - e^{-2s}) - e^{-5s}(1 - e^{-2s}) + e^{-7s}(1 - e^{-2s}) + e^{-9s}(1 - e^{-2s}) - e^{-11s}(1 - e^{-2s}) + \dots]. \end{aligned}$$

根据拉氏变换中

$$\mathcal{L}[1(t)] = \frac{1}{s},$$

$$\mathcal{L}[f(t - \tau)] = F(s)e^{-s\tau} \quad (\text{延迟定理}),$$

可以看出 $V_2(s)$ 式中的每一项有着不同时刻出现的脉冲电压, $V_2(t)$ 的波形如图 24 所示。

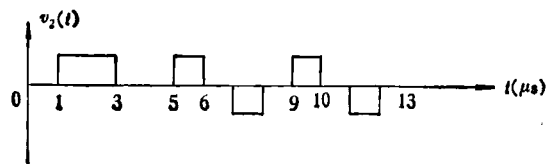


图 24

下面再求信号源馈给传输线的能量。在 $1-1'$ 端 $\rho_1 = -1$, 此端的电压波形就是输入

信号电压 $V_1(t) = 1(t - 5)$, 再求出 1-1' 端的电流波形就可以计算馈给传输线的功率和能量。因为注入电流

$$I_1(t) = \frac{V_1(t)}{Z_c} = \frac{1(t) - 1(t - 5)}{Z_c},$$

则它的象函数为

$$I_1(s) = \frac{V_1(s)}{Z_c} = \frac{1}{Z_c} \frac{1}{s} (1 - e^{-5s}).$$

因为 2-2' 开路, 电流反射系数

$$\rho_{12} = \frac{G_L - G_c}{G_L + G_c} = -1,$$

1-1' 端的电流反射系数

$$\rho_{11} = \frac{G_L - G_c}{G_L + G_c} = \frac{\infty - G_c}{\infty + G_c} = 1.$$

根据电流波的反射性质, 得 1-1' 端电流波的象函数:

$$\begin{aligned} I_1(s) &= \frac{V_1(s)}{Z_c} [1 + \rho_{12} e^{-2s} (1 + \rho_{11}) + (\rho_{12})^2 e^{-4s} \\ &\quad \times (1 + \rho_{11}) + (\rho_{12})^3 e^{-6s} (1 + \rho_{11}) \\ &\quad + \dots] \\ &= \frac{V_1(s)}{Z_c} [1 - e^{-2s} (1 + 1) + e^{-4s} \\ &\quad \times (1 + 1) - e^{-6s} (1 + 1) + \dots] \\ &= \frac{1}{Z_c} \frac{1}{s} [1 - e^{-5s}] [1 - 2e^{-2s} + 2e^{-4s} \\ &\quad - 2e^{-6s} + \dots] \\ &= \frac{1}{Z_c} \frac{1}{s} [1 - 2e^{-2s} + 2e^{-4s} - e^{-5s} \\ &\quad + \dots]. \end{aligned}$$

根据拉氏变换的延迟定理, 若只考虑前 $5\mu\text{s}$ 的情况, 可以得到 $i_1(t)$ 的波形如图 25 所示。可以看出在 $5\mu\text{s}$ 的时间内, 有 $3\mu\text{s}$ 信号源向传输线传输能量, 有 $2\mu\text{s}$ 信号源吸收能量, 所以信号源馈送给传输线的能量为

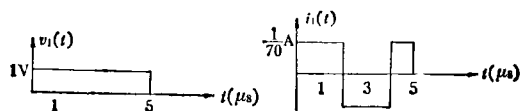


图 25

$$W = \tau \rho = \tau \cdot I_1(t) V_1(t)$$

物理

$$= 1\mu\text{s} \times \frac{1\text{V}}{70\Omega} \times 1\text{V} = \frac{1}{70} \mu\text{J}.$$

题 2 如图 26 所示的电路用来产生高压快脉冲。试分析工作过程, 并求输出端脉冲的振幅、时间间隔及波形。[提示: 闸流管内所充气体可以被 G 极所加触发脉冲离子化, 使管子从截止变成导通, 它的作用可看作一个开关。]

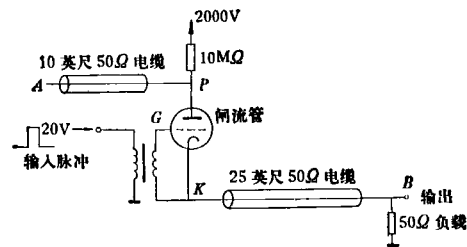


图 26

解 传输线(电缆)和开关(闸流管)形成高压快脉冲的过程, 实际上是电压波在电缆上传输, 在端口反射, 入射波与反射波叠加的过程, 分析如下:

(1) 当闸流管的 G 极没有触发脉冲时, 管中气体不电离, 闸流管截止, P 与 K 不通, 2000V 的高压通过 $10\text{M}\Omega$ 大电阻加到 10 英尺长的电缆上, 使整个电缆上各点都建立 2000V 的高压。首先分析这个建立过程。等效电路如图 27 所示, 在 A 端, $Z_L = \infty$, 电压反射系数

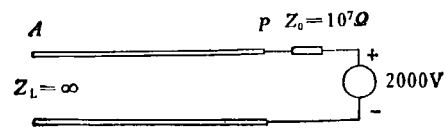


图 27

$\rho_A = 1$, 在 P 端 Z_0 相当于传输线的负载, 电压反射系数为

$$\rho_P = \rho = \frac{Z_0 - Z_c}{Z_0 + Z_c},$$

由于 $Z_0 \gg Z_c$, 所以 $\rho \approx 1$, 但是 $\rho < 1$ 。由信号源的电压 $E = 2000\text{V}$ 开始加到电缆 P 点的电压为

$$V_i = E \frac{Z_c}{Z_0 + Z_c} = 2000 \frac{50}{10^7 + 50},$$

它是很小的值。这个电压由 P 向 A 传播, 在 A 点反射, 再传到 P 点, 在 P 点也产生反射, 再传向 A , 这样不断往复。电压从 A 传至 P 和从 P 传至 A 所用的时间都是 10 英尺/ v , 这里 v 是电压波在电缆上的传播速度。经过很长的时间后, 此开路电缆上的电压就是这些入射波和反射波叠加的结果:

$$\begin{aligned} V &= V_i [1 + (1 + \rho) + \rho(1 + \rho) + \rho^2 \\ &\quad \times (1 + \rho) + \cdots + \rho^n(1 + \rho) + \cdots] \\ &= V_i [1 + (1 + \rho)(1 + \rho + \rho^2 + \cdots \\ &\quad + \rho^n + \cdots)] \\ &= V_i \left[1 + \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \right] = E \frac{Z_c}{Z_c + Z_0} \\ &\quad \times \left[1 + \frac{1 + [(Z_0 - Z_c)/(Z_0 + Z_c)]}{1 - [(Z_0 - Z_c)/(Z_0 + Z_c)]} \right] \\ &= E = 2000V. \end{aligned}$$

此开路电缆上的电压 E , 可以看作是 $\frac{1}{2}E$ 的入射电压波由 P 向 A 传播, 在 A 点全反射 ($\rho_A = 1$), 产生 $\frac{1}{2}E$ 的反射波, 再传向 P , 入射波与反射波叠加。往返一次传播时间为 20 英尺/ v 。

(2) 当 G 极注入触发脉冲时, 闸流管导通, 相当于 P 与 K 点接通, 25 英尺的电缆接到 P 点。 25 英尺电缆的终端 B 点接 50Ω 负载, 终端匹配反射系数 $\rho_B = 0$ 。当电压波传至 B 点完全被负载吸收, 不再反射。从 K 点传至 B 点所需时间为 25 英尺/ v 。当此电缆通过 K 接到 P 点时, 改变了原来高压 E 在 10 英尺电缆上的传播状态。 P 点的阻抗由 $10^2\Omega$ 变成 50Ω 。对于 10

英尺电缆上的电压波来说, P 点的阻抗 $Z_L = 50$ 与 Z_c 匹配, P 点不再产生反射, 而是通过 25 英尺电缆由 P 点传到 B 点, 在 B 点被 50Ω 负载吸收。从闸流管导通的时刻起, 整个电路中电压波的传输过程是: 幅度为 $\frac{1}{2}E = 1000V$ 的电

压波, 从 P 到 A 再返回 P 点的时间是 20 英尺/ v 。这个电压波从 P 点(也就是 K 点)化 25 英尺/ v 时间通过 25 英尺电缆传到 B 点消失。在输出端 B 点得到的电压 $V_B(t)$ 如图 28 所示, 即得到

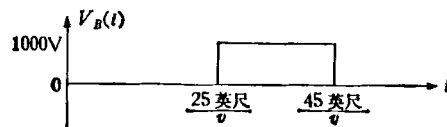


图 28

一个电压幅度为 $1000V$, 宽度为 20 英尺/ v 的快脉冲。

(3) 脉冲过后, 闸流管自动“灭火”, 又处于截止状态, 10 英尺电缆上重新建立高压。当 G 极再次有触发脉冲时, 重复 (1) 和 (2) 的过程, 25 英尺电缆的输出端再次输出高压快脉冲。

参 考 文 献

- [1] Charles A. Desoer and Ernest S. Kuh, Basic Circuit Theory, Ch. 7, 8, 13, 16, New York, McGraw-Hill, (1969).
- [2] D. E. Johnson, J. L. Hilburn and J. R. Johnson, Basic Electric Circuit Analysis, ch. 5, 11, 16, 18, Englewood Cliffs, Prentice-Hall Inc., (1978).
- [3] 王 楚、余道衡, 电子线路原理, 第一、六、十二、十三章, 北京大学出版社(即将出版)。

来 函 照 登

«物理»编辑部:

“我国早期的近代物理学家”一文(见贵刊 1983 年第 10 期)有如下错误, 请予以更正:

第 627 页, 关于李耀邦一段, 拙文以为李“是我国历史上第一个获得物理学博士学位的人”。前不久, 钱临照先生告知, 他获得了中国人在 1907 年作的博士论文。我不慎致误。

第 628 页, 关于胡刚复在上海协助 19 路军抗击日寇的时间不对。原文为, “1937 年 7 月, 日本军国主义向华北、华东大举进攻, 19 路军在上海奋起反抗, 胡刚复……”。应改为, “1932 年初, 19 路军在上海奋起抗击日寇侵略。胡刚复……”。我疏忽失实。

谨向你们和读者致歉。

戴念祖

1983 年 11 月 10 日, 北京。