

陡脉冲发生器电路中杂散参数的分析和补偿

吕东浩^{1 2)}, 张建勋^{1 2)}✉, 代煜^{1 2)}

1) 南开大学机器人与信息自动化研究所, 天津 300350 2) 天津市智能机器人技术重点实验室, 天津 300350

✉ 通信作者, E-mail: zhangjx@nankai.edu.cn

摘 要 在陡脉冲发生器电路中, 杂散参数不仅影响输出波形, 还影响着系统的稳定和电路元器件的安全. 为了提高输出波形的质量, 抑制输出脉冲的振荡, 保证元器件长期可靠的运行, 需要对电路中杂散参数进行有效的分析和补偿. 本文通过对脉冲的实际输出波形进行分析, 建立了陡脉冲发生器电路的杂散参数模型, 总结出一种分析和补偿陡脉冲发生器电路中杂散参数的方法. 模型的仿真结果精确地反映了实际波形, 加入补偿环节后的电路实现了输出波形的无过冲.

关键词 陡脉冲发生器; 参数; 补偿; 电路分析

分类号 TM836

Analysis and compensation of stray parameters in high-voltage pulse generator circuits

LÜ Dong-hao^{1 2)}, ZHANG Jian-xun^{1 2)}✉, DAI Yu^{1 2)}

1) Institute of Robotics and Automatic Information System, Nankai University, Tianjin 300350, China

2) Tianjin Key Laboratory of Intelligent Robotics, Tianjin 300350, China

✉ Corresponding author, E-mail: zhangjx@nankai.edu.cn

ABSTRACT In a pulse generator circuit, the output and stability of the system are affected by stray parameters. In order to improve the quality of the output waveform, restrain the oscillation of the output and ensure components long-term reliable operation, it is necessary to analyze and compensate stray parameters in the pulse generator circuit. Through analyzing the actual waveform of the output, a stray parameter module for the pulse generator circuit and a new method to analyze and compensate stray parameters in the pulse generator circuit are introduced in this paper. Simulation results reflect the actual waveform accurately and no overshoot of the output is achieved after joining the compensation circuit.

KEY WORDS pulse generators; parameters; compensation; circuit analysis

脉冲功率技术越来越广泛地应用在生物医学研究^[1-2]、快速提取苹果渣果胶^[3]、材料研究^[4]、淀粉和肌原纤维蛋白混合凝胶强度的研究^[5]、食品灭菌^[6]等领域, 其特点在于以单脉冲或者重复频率的短脉冲形式将储存的能量作用到负载. 脉冲发生器是释放脉冲的过程中, 通过快速通断开关实现能量的传输. 常用的快速通断开关有绝缘栅双极晶体管 (insulated gate bipolar transistor, IGBT)^[7]、金属-氧化物半导体场效应晶体管 (metal-oxide-semiconductor field-effect transistor, MOSFET)^[8]、雪崩三极管^[9]等. 随着大功率快速

通断开关电压和电流等级的提升, 快速开通和关断会产生很大的电流冲击, 又由于电路中杂散电感的存在, 会在开关管的两端形成较高的电压尖峰, 这些电压尖峰会对开关管造成损坏. 脉冲功率系统的核心在于脉冲发生器. 在输出特定参数脉冲的同时, 保证波形过冲量小, 振荡少和输出稳定有利于元器件长期可靠的运行. 文献[7-12]对电路中杂散参数进行分析; 文献[13]在理论上分析杂散参数对开关通断过程的影响, 提出阻波器设计方案, 仿真和实验都验证了设计的有效性, 但是抑制后的输出依然带有过冲; 文献[14]采

收稿日期: 2015-06-17

基金项目: 国家科技支撑计划资助项目(2012BAI14B01); 天津市应用基础与前沿技术研究计划资助项目(14JCQNJC04600)

用分块方式计算杂散参数,合理的设计母排减小了电路中杂散参数,达到降低关断电压尖峰的效果,但尖峰没有彻底抑制。

在测量实际脉冲波形过程中,杂散电容和杂散电感极大地影响着测量的灵敏度和精度^[15]。为了使输出的方波尽量地接近标准方波,需要对电路中杂散参数进行有效的计算和抑制。因此,对杂散参数的分析和补偿有着十分重要的意义。

1 陡脉冲发生器电路结构

图1为陡脉冲发生器电路结构图,主要由高电压直流电源、快速开关 S 和负载组成,输入为直流电压 V_{in} ,初始电压为 U_0 ,输出为负载 R 两端电压为 $u(t)$ 。

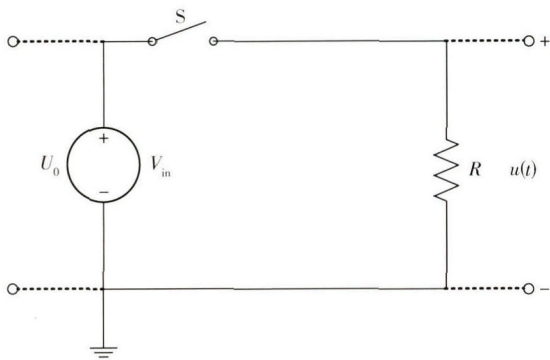


图1 脉冲电路结构图

Fig.1 Structure diagram of the pulse circuit

在陡脉冲发生器电路中由于元器件、导线和开关器件本身存在杂散电感^[14],当开关闭合时,作用在杂散电感上的电流变化率会产生很大的电压冲击。信号传输线和地之间都被空气或者其他介质隔开,所以存在杂散电容,快速通断开关的输出端与地之间也存在杂散电容^[13],这些杂散电容并联,可以等效为一个电容。按照图1的连接方式,系统输出应该为标准的方波,在实际测量中脉冲的输出波形如图2所示。图2

为用IGBT作为快速开关的陡脉冲发生器的输出波形。在高电平和低电平的初始阶段都存在过冲,在电路中含有杂散电容或者杂散电感或者两者都存在。

图2(b)和图2(c)分别为图2(a)中红色和紫色虚框部分的放大图。当开关断开时,发生器输出低电平,这时按照发生器的理论连接并不构成放电回路。由图2(c)实际输出的低电平波形图可以看到,输出带有振荡脉冲电路结构图,所以实际输出低电平状态下存在放电回路。上面已经论述在开关的输出端与地之间存在系统等效后的杂散电容,可以假设负载和等效杂散电容构成的回路中,由于导线连接、元器件本体等原因含有杂散电感,这样就构成一个阶次至少为二阶的RLC回路。开关的导通控制着脉冲的输出。由于开关的快速导通性,导致输出侧的电压变化率很大,经过对地杂散电容后增加了开关导通时的电流过冲,影响系统运行的稳定^[12]。

高频电路中分析长导线的电气特性时,特别需要对长导线的分布电容电感参数进行分析。图3为以分布参数形式构造的,带有杂散电容、电感的长导线脉冲等效电路结构图。输入为直流电压 V_{in} ,初始电压为 U_0 , S 为快速开关,输出为负载 R 两端电压 $u(t)$ 。每组 R_n 、 L_n 和 C_n 称为分布单元, n 为分布单元的组数, L_1 、 L_2 、 $\dots$ 、 L_n 表示放电回路中的等效杂散电感, C_1 、 C_2 、 $\dots$ 、 C_{n-1} 表示系统中的等效杂散电容, R_1 、 R_2 、 $\dots$ 、 R_{n-1} 表示长导线脉冲线路中的等效电阻, $u_1(t)$ 、 $u_2(t)$ 、 $\dots$ 、 $u_{n-1}(t)$ 表示 C_1 、 C_2 、 $\dots$ 、 C_{n-1} 两端的电压, $i_1(t)$ 、 $i_2(t)$ 、 $\dots$ 、 $i_{n-1}(t)$ 表示流过 L_1 、 L_2 、 $\dots$ 、 L_{n-1} 的电流, $i'_1(t)$ 、 $i'_2(t)$ 、 $\dots$ 、 $i'_{n-1}(t)$ 表示流过 C_1 、 C_2 、 $\dots$ 、 C_{n-1} 的电流,如图中虚框所示。

对于导线较短(本例导线长度为30 cm)的高频脉冲电路,分布参数条件下杂散参数实际电路可以按照集总参数条件进行电路分析。图4为集总参数条件下

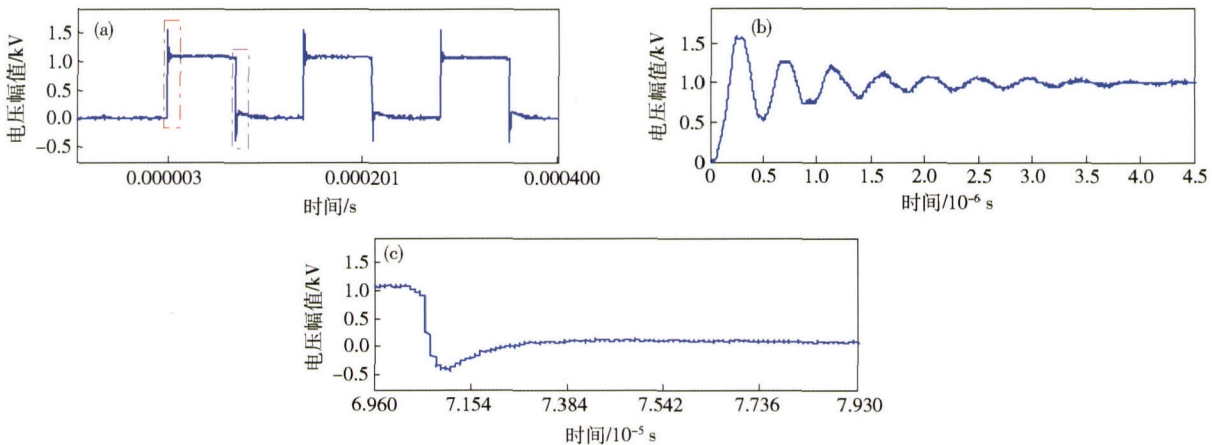


图2 负载两端实际电压波形。(a) 完整波形;(b) 高电平波形;(c) 低电平波形

Fig.2 Voltage waveforms of loads: (a) full wave; (b) high level wave; (c) low level wave

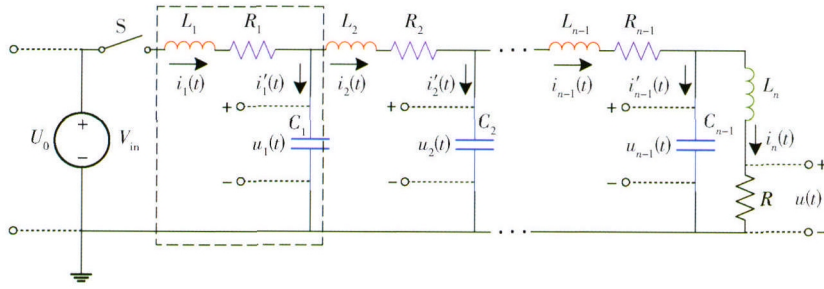


图3 分布参数条件下带有杂散参数的脉冲电路结构图

Fig. 3 Structure diagram of the circuit with stray parameters in the distribution parameter model

带有杂散参数的脉冲电路结构图. 输入为直流电压 V_{in} , 初始电压为 U_0 , S 为快速开关. 输出为负载 R 两端电压 $u(t)$. L_1 和 L_2 表示放电回路中的等效杂散电感, C_1 表示系统中等效杂散电容, $u_1(t)$ 表示 C_1 两端的电压.

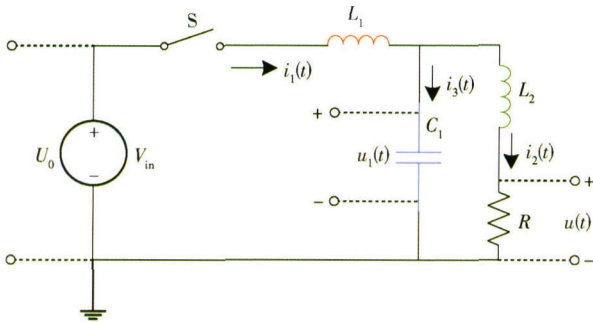


图4 集总参数条件下带有杂散参数的脉冲电路结构图

Fig. 4 Structure diagram of the circuit with stray parameters in the lumped parameter model

2 杂散参数模型建立

2.1 集总参数条件下的杂散参数模型

对图4中的电路, 当 S 闭合后, 根据基尔霍夫电压电流定律可以得

$$\begin{cases} U_0 = L_1 \frac{di_1(t)}{dt} + u_1(t), \\ u_1(t) = L_2 \frac{di_2(t)}{dt} + i_2(t)R, \\ i_1(t) = i_2(t) + i_3(t), \\ i_3(t) = C_1 \frac{du_1(t)}{dt}. \end{cases} \quad (1)$$

对式(1)进行拉普拉斯变换得

$$\begin{cases} U_0(s) = L_1 s^2 I_1(s) + s U_1(s), \\ U_1(s) = L_2 s I_2(s) + I_2(s)R, \\ I_1(s) = I_2(s) + C_1 s U_1(s). \end{cases} \quad (2)$$

整理式(2), 可以得出 s 域下负载电流的模型:

$$I_2(s) = \frac{U_0}{L_1 L_2 C_1 s^4 + L_1 C_1 R s^3 + (L_1 + L_2) s^2 + R s}. \quad (3)$$

式(3)中, U_0 和 R 已知, 为了使模型能精确地反映实际

波形, 对 L_1 、 L_2 和 C_1 的选取要符合条件1.

条件1 式(3)中的极点为一个单根 ($s = -s_0$) 和一对共轭复根 ($s = -\zeta w_n \pm j w_n \sqrt{1 - \zeta^2}$) 且阻尼比 ζ 满足 $0 < \zeta < 1$. 证明参见附录. 由条件1可以得到输出在频域中的表达式为

$$I_2(s) = \frac{K}{s(s + s_0)(s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2)}. \quad (4)$$

其中 $K = \frac{U_0}{L_1 L_2 C_1}$.

经过拉普拉斯逆变换后, 得到输出在时域中的表达式 ($j^2 = -1$):

$$i_2(t) = \frac{K}{w_n s_0} [1 + A_0 e^{-s_0 t} + A_1 e^{-(\zeta w_n - j w_n \sqrt{1 - \zeta^2}) t} + A_2 e^{-(\zeta w_n + j w_n \sqrt{1 - \zeta^2}) t}]. \quad (5)$$

其中,

$$\begin{aligned} A_0 &= \frac{-w_n^2}{s_0^2 - 2\zeta w_n s_0 + w_n^2}, \\ A_1 &= \frac{s_0(2\zeta w_n - s_0) - j s_0(2\zeta^2 w_n - \zeta s_0 - w_n) / \sqrt{1 - \zeta^2}}{2[(2\zeta^2 w_n - \zeta s_0 - w_n)^2 + (2\zeta w_n - s_0)^2(1 - \zeta^2)]}, \\ A_2 &= \frac{s_0(2\zeta w_n - s_0) + j s_0(2\zeta^2 w_n - \zeta s_0 - w_n) / \sqrt{1 - \zeta^2}}{2[(2\zeta^2 w_n - \zeta s_0 - w_n)^2 + (2\zeta w_n - s_0)^2(1 - \zeta^2)]}. \end{aligned} \quad (6)$$

由式(3)和式(4)对应系数相等得

$$\begin{cases} \frac{R}{L_2} = 2\zeta w_n + s_0, \\ \frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_1} = w_n^2 + 2\zeta w_n s_0, \\ \frac{R}{L_1 L_2 C_1} = w_n^2 s_0. \end{cases} \quad (6)$$

解得

$$\begin{cases} L_1 = \frac{R(2\zeta w_n^2 + 4\zeta^2 s_0 w_n + 2\zeta s_0^2)}{s_0 w_n(2\zeta w_n + s_0)}, \\ L_2 = \frac{R}{2\zeta w_n + s_0}, \\ C_1 = \frac{(2\zeta w_n + s_0)^2}{R w_n(2\zeta w_n^2 + 4\zeta^2 s_0 w_n + 2\zeta s_0^2)}. \end{cases} \quad (7)$$

对 ζ 、 w_n 和 s_0 的选取按照下面公式:

$$\begin{cases} \frac{2\pi}{w_n \sqrt{1-\zeta^2}} = T, \\ s_0 = 10w_n, \\ \frac{1}{\zeta} = k. \end{cases} \quad (8)$$

其中, T 为振荡周期, k 为振幅超过终值 5% 的振荡次数, 这两个数据可以从实际波形中获得。

2.2 分布参数条件下的杂散参数模型

对图 3 中的电路, 当 S 闭合后, 根据基尔霍夫电压电流定律建立模型。

当 $n=2$ 时, 与集总参数条件下的电路模型相同, 结果已在 2.1 中给出。

当 $n \geq 3$ 时得

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} i_1'(t) \\ u_1'(t) \\ \vdots \\ i_n'(t) \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_1(t) \\ u_1(t) \\ \vdots \\ i_n(t) \end{bmatrix} + B U_0, \\ u_n(t) = R i_n(t). \end{cases} \quad (9)$$

其中,

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 & \cdots & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_1} & \cdots & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{R_2}{L_2} & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & -\frac{1}{C_n} \\ 0 & \cdots & 0 & \frac{1}{L_n} & -\frac{R}{L_n} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}.$$

由式(9)可得 s 域下负载电压的模型:

$$I_2(s) = \frac{U_0}{G_1(s) G_2(s)}. \quad (10)$$

其中,

$$\begin{aligned} G_1(s) &= (L_1 C_1 s^2 + R_1 C_1 s + 1) (L_2 C_2 s^2 + R_2 C_2 s + 1) \cdots \\ &\quad (L_{n-2} C_{n-2} s^2 + R_{n-2} C_{n-2} s + 1), \\ G_2(s) &= s [L_{n-1} L_n C_{n-1} s^3 + (R_{n-1} L_n C_{n-1} + R) s^2 + \\ &\quad (L_{n-1} + R R_{n-1} C_{n-1} + L_n) s + R_{n-1} + R]. \end{aligned}$$

3 杂散参数抑制

3.1 集总参数条件下杂散参数抑制

式(3)中杂散电容和杂散电感是等效后得出的结果, 在实际电路中以等效形式存在, 并不是以实物的形式存在, 所以不能用实际的电阻、电容和电感这些基本元件去直接串并联, 这样会引入新的杂散参数。对杂散参数的抑制可以在输出口加入补偿环节, 如图 5 所示, U_0 为输入, U_2' 为输出, $G(s)$ 为补偿前系统的传递函数。由式(3)可得

$$G(s) = \frac{R}{L_1 L_2 C_1 s^3 + L_1 C_1 R s^2 + (L_1 + L_2) s + R} = \frac{KR/U_0}{(s + s_0)(s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2)}. \quad (11)$$

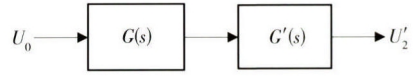


图 5 加入补偿环节后的传递函数框图

Fig. 5 Block diagram of the transfer function with compensation

杂散参数抑制的结果主要体现在降低杂散参数对脉冲发生器输出波形的影响, 使输出的波形过冲量减小, 因此补偿环节的作用是对原传递函数中产生过冲的部分进行零极点互消。令补偿环节的传递函数 $G'(s)$ 为

$$G'(s) = \frac{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2}{s^2 + 2\zeta' w_n s + w_n^2}. \quad (12)$$

其中 $\zeta' \geq 1$, 选取原因可见附录。补偿后的系统传递函数 $G_n(s)$ 为

$$G_n(s) = G(s) G'(s) = \frac{KR/U_0}{(s + s_0)(s^2 + 2\zeta' w_n s + w_n^2)}. \quad (13)$$

补偿后抵消掉原有的产生振荡的二阶系统的极点, 配置相应的参数, 使新的传递函数在时域中没有过冲。

加入补偿后的电路图如图 6 所示。图中的虚框部分为补偿环节, $u_2'(t)$ 表示输出电压。采用式(1)和式(2)的方法, 可得到补偿环节的传递函数:

$$G'(s) = \frac{s^2 + \frac{R_1}{L_3} s + \frac{1}{L_3 C_2}}{s^2 + \frac{R_1 R_2 C_2 + L_3}{R_2 L_3 C_2} s + \frac{R_1 + R_2}{R_2 L_3 C_2}}. \quad (14)$$

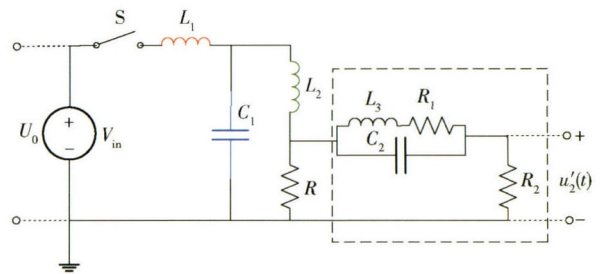


图 6 集总参数条件下加入补偿环节后的电路图

Fig. 6 Pulse circuit with compensation in the lumped parameter model

3.2 分布参数条件下杂散参数抑制

以图 5 所示的补偿方法作为补偿单元, 对分布参数条件下杂散参数进行抑制。如图 7 虚框所示, 在每个分布单元后面加入补偿单元, L_n' 、 R_n' 和 C_n' 为第 n 个补偿单元的补偿参数, $u_n'(t)$ 表示输出电压。

以图 7 所示为例, 补偿前第一个分布单元的传递函数为

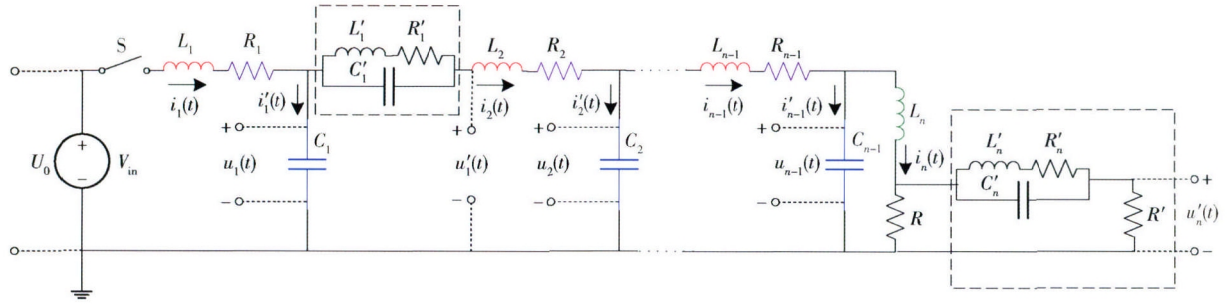


图7 分布参数条件下加入补偿环节后的电路图

Fig. 7 Pulse circuit with compensation in the distribution parameter model

$$G(s) = \frac{1}{L_1 C_1 s^2 + R_1 C_1 s + 1}. \quad (15)$$

第一个补偿单元的传递函数为

$$G'(s) = \frac{s^2 + \frac{R'_1}{L'_1} s + \frac{1}{L'_1 C'_1}}{s^2 + \frac{R'_1 Z'_1 C'_1 + L'_1}{Z'_1 L'_1 C'_1} s + \frac{R'_1 + Z'_1}{Z'_1 L'_1 C'_1}}. \quad (16)$$

其中 Z'_1 为以 $u'_1(t)$ 为输入, 以 $u'_n(t)$ 为输出的电路的等效阻抗. 配置 $G'(s)$ 的零点, 使得 $G'(s)$ 和 $G(s)$ 零极点相消. 配置 $G'(s)$ 的极点为二重实根且都为负.

综上所述, 补偿后的第一个分布单元的传递函数为

$$\frac{U'_1(s)}{U_0(s)} = \frac{1}{s^2 + \frac{R'_1 Z'_1 C'_1 + L'_1}{Z'_1 L'_1 C'_1} s + \frac{R'_1 + Z'_1}{Z'_1 L'_1 C'_1}}. \quad (17)$$

其中 $U'_1(s)$ 为 $u'_1(t)$ 在频域中的表述, $U_0(s)$ 为输入 U_0 在频域中的表述.

根据极点配置条件, 式(17)在时域中可表示为

$$u'_1(t) = u_0(t) (1 + A_1 e^{-s_1 t} + A'_1 e^{-s'_1 t}). \quad (18)$$

其中 s_1 和 s'_1 为配置的极点, A_1 和 A'_1 为待定系数.

同理, 对所有的分布单元进行补偿, 可得补偿后的系统传递函数为

$$\frac{U'_n(s)}{U_0(s)} = \frac{1}{G_n(s) G'_n(s)}. \quad (19)$$

其中,

$$G_n(s) = s [L_{n-1} L_n C_{n-1} s^3 + (R_{n-1} L_n C_{n-1} + R) s^2 + (L_{n-1} + R R_{n-1} C_{n-1} + L_n) s + R_{n-1} + R],$$

$$G'_n(s) = \left(s^2 + \frac{R'_1 C'_1 + \frac{L'_1}{Z'_1} + 1}{L'_1 C'_1} s + \frac{R'_1}{L'_1 C'_1} \right) \left(s^2 + \frac{R'_2 C'_2 + \frac{L'_2}{Z'_2} + 1}{L'_2 C'_2} s + \frac{R'_2}{L'_2 C'_2} \right) \cdots$$

$$\left(s^2 + \frac{R'_{n-2} C'_{n-2} + \frac{L'_{n-2}}{Z'_{n-2}} + 1}{L'_{n-2} C'_{n-2}} s + \frac{R'_{n-2}}{L'_{n-2} C'_{n-2}} \right),$$

$U'_n(s)$ 为 $u'_n(t)$ 在频域中的表述, Z'_n 为第 n 个补偿单元的输出到负载输出之间的系统的阻抗.

式(19)在时域中可表示为

$$u'_n(t) = u_0(t) (1 + A_1 e^{-s_1 t} + A'_1 e^{-s'_1 t} + A_2 e^{-s_2 t} + A'_2 e^{-s'_2 t} + \cdots + A_{n-1} e^{-s_{n-1} t} + A'_{n-1} e^{-s'_{n-1} t}). \quad (20)$$

其中 $A_1, A_2, \cdots, A_{n-1}$ 和 $A'_1, A'_2, \cdots, A'_{n-1}$ 为待定系数. 在所有的补偿环节中, 配置的极点都为重实根且都为负. 这样补偿后的输出 $u'_1(t)$ 稳定且没有过冲.

4 模型仿真与实验分析

图8为陡脉冲发生器的样机照片. 该样机目的是输出上升时间小于 $1 \mu s$ 的脉冲, 用于不可逆电穿孔技术研究. 不可逆电穿孔技术是使用纳秒级上升沿的高电压脉冲. 样机的电路板尺寸为 $58 \text{ cm} \times 36 \text{ cm}$, 所以采用集总参数条件下的方式进行杂散参数抑制.

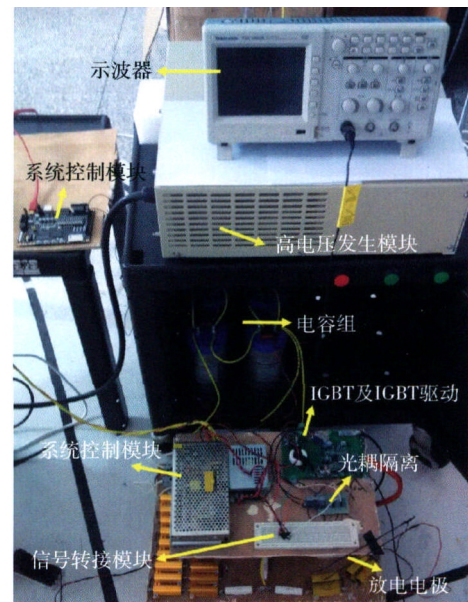


图8 陡脉冲发生器样机实物图

Fig. 8 Photograph of the nanosecond pulse delivery device

4.1 杂散参数模型实验

本文中所有波形的数据使用 Tektronix TDS1002B 型号的示波器测得. 该型号示波器的带宽为 60 MHz , 采样率为 $1 \text{ GS} \cdot \text{s}^{-1}$. 结合图7和式(10), 可以得到仿真所需的所有参数, 如表1所示.

图9为仿真曲线和实际波形的对比图. 测量对象

表 1 杂散参数模型分析所需参数计算结果

Table 1 Calculation results for stray parameter model analysis

$T/\mu\text{s}$	k	s_0	w_n	ζ
0.445	10	1.41×10^8	1.41×10^7	0.1

为 $50\ \Omega$ 电阻,在室内测量,周围没有大功率电器使用。由对比图可以看到,模型的仿真结果精确地反映了实际波形。实验共采集了 10 组波形,仿真结果分别与采集波形作对比,误差分布图可见图 10,误差分析结果如表 2 所示。

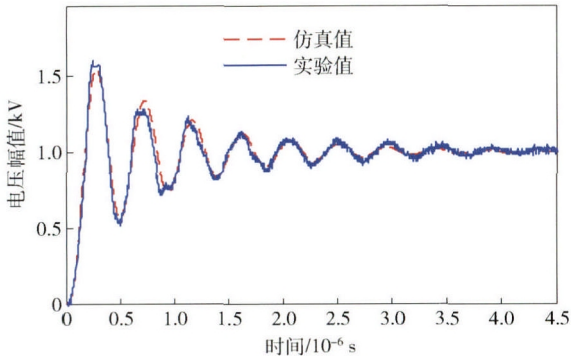


图 9 仿真曲线和实际曲线对比

Fig. 9 Comparison between the simulation and actual waveforms

由表 2 可得,仿真与实际的误差范围 $\pm 5.1\%$,方

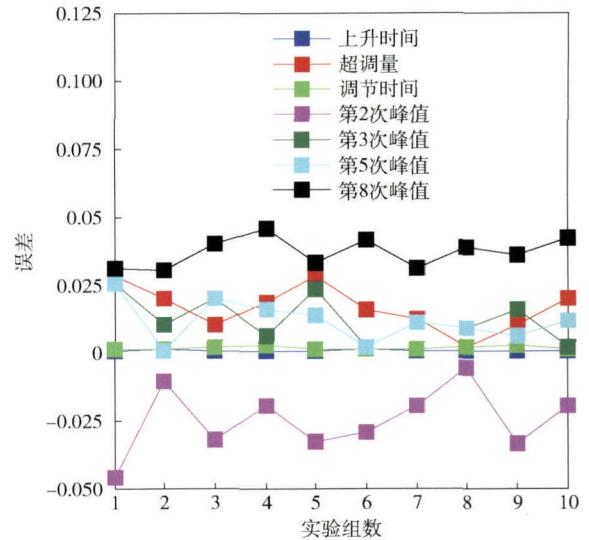


图 10 动态性能指标误差分布图

Fig. 10 Error distribution of dynamic performance indexes

差范围 $\pm 0.14\%$,其中过冲量的误差小于 $\pm 2.81\%$,上升时间、调节时间和第 1 次峰值时间的误差都在 $\pm 0.1\%$ 以内。综上所述,该模型可以精确地反映实际脉冲输出,可以采用该模型对电路中杂散参数进行分析和计算。最后解得 $L_1 = 715.18\ \text{nH}$, $L_2 = 347.18\ \text{nH}$, $C_1 = 7.1539\ \text{nF}$ 。

表 2 动态性能指标误差结果

Table 2 Error of dynamic performance indexes

误差分析	上升时间	过冲量	调节时间	第 1 次峰值 时间	第 2 次峰值 时间/峰值	第 3 次峰值 时间/峰值	第 5 次峰值 时间/峰值	第 8 次峰值 时间/峰值
最大误差	0.08%	2.81%	0.21%	0.83%	5.09% / 4.59%	1.29% / 2.51%	3.91% / 2.51%	4.09% / 4.58%
最小误差	0.01%	0.15%	0.08%	0.02%	2.02% / 0.57%	0.03% / 0.15%	0.06% / 0.03%	0.99% / 3.03%
方差	0.00016‰	0.03%	0.00215‰	0.028‰	0.13% / 0.08%	0.02‰ / 0.02%	0.06% / 0.02%	0.07% / 0.14%

4.2 杂散参数抑制实验

根据表 1 和 2.2 节的结果,利用对应项系数相等可得

$$\begin{cases} R_1/L_3 = 0.282 \times 10^7, \\ 1/L_3 C_2 = 1.9881 \times 10^{14}, \\ (R_1 R_2 C_2 + L_3)/R_2 L_3 C_2 \geq 0.282 \times 10^6, \\ (R_1 + R_2)/R_2 L_3 C_2 \approx 1.9881 \times 10^{14}. \end{cases} \quad (21)$$

其中 $R_2 = 50\ \Omega$, $R_1 \ll R_2$ 。根据式(21)结果,选择 $R_1 = 0.1\ \Omega$,参数求解结果如表 3 所示。

表 3 补偿环节待确定参数计算结果

Table 3 Parameter calculation results of compensation

R_1/Ω	R_2/Ω	C_2/nF	L_3/nH
0.1	50	140	36

由实验结果(图 11)可得,补偿后的波形没有过冲,上升时间为 $320\ \text{ns}$,满足不可逆电穿孔的要求。

4.3 杂散参数灵敏度分析实验

根据图 9 的实验结果,对杂散参数 L_1 、 L_2 和 C 进行灵敏度分析。以图 9 中的参数为基准,实验结果如图 12 所示。

每组实验只改变 L_1 、 L_2 和 C 中的一个值,变化趋势为减小到原来的 $1/100$ 、增大 10 倍和增大 100 倍。从图 12 的实验结果可以看到, L_1 和 C 的变化对输出影响大于 L_2 变化对系统输出的影响。

4.4 补偿环节适用性分析

对式(14)得到的补偿环节传递函数进行带宽分析,来确定补偿环节的适用性。补偿环节幅频特性曲线如图 13 所示。利用示波器,对噪声波形进行快速傅里叶变换,结果如图 14 所示。

由图 13 的实验结果可得,补偿环节可以抑制掉 $1.246 \times 10^4 \sim 1.236 \times 10^5\ \text{Hz}$ 范围内的噪声信号。由图 14 得到的结果可得,由杂散参数引起的噪声信号主要

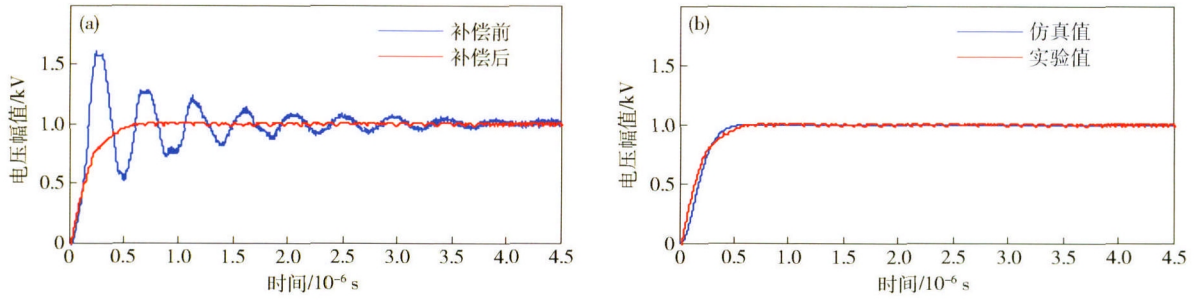


图11 加入补偿环节的仿真曲线和实际曲线。(a)实际曲线对比;(b)加入补偿环节的仿真曲线和实际曲线对比

Fig. 11 Simulation and actual waveforms with compensation; (a) actual wave comparison; (b) comparison between the simulation and actual waveforms with compensation

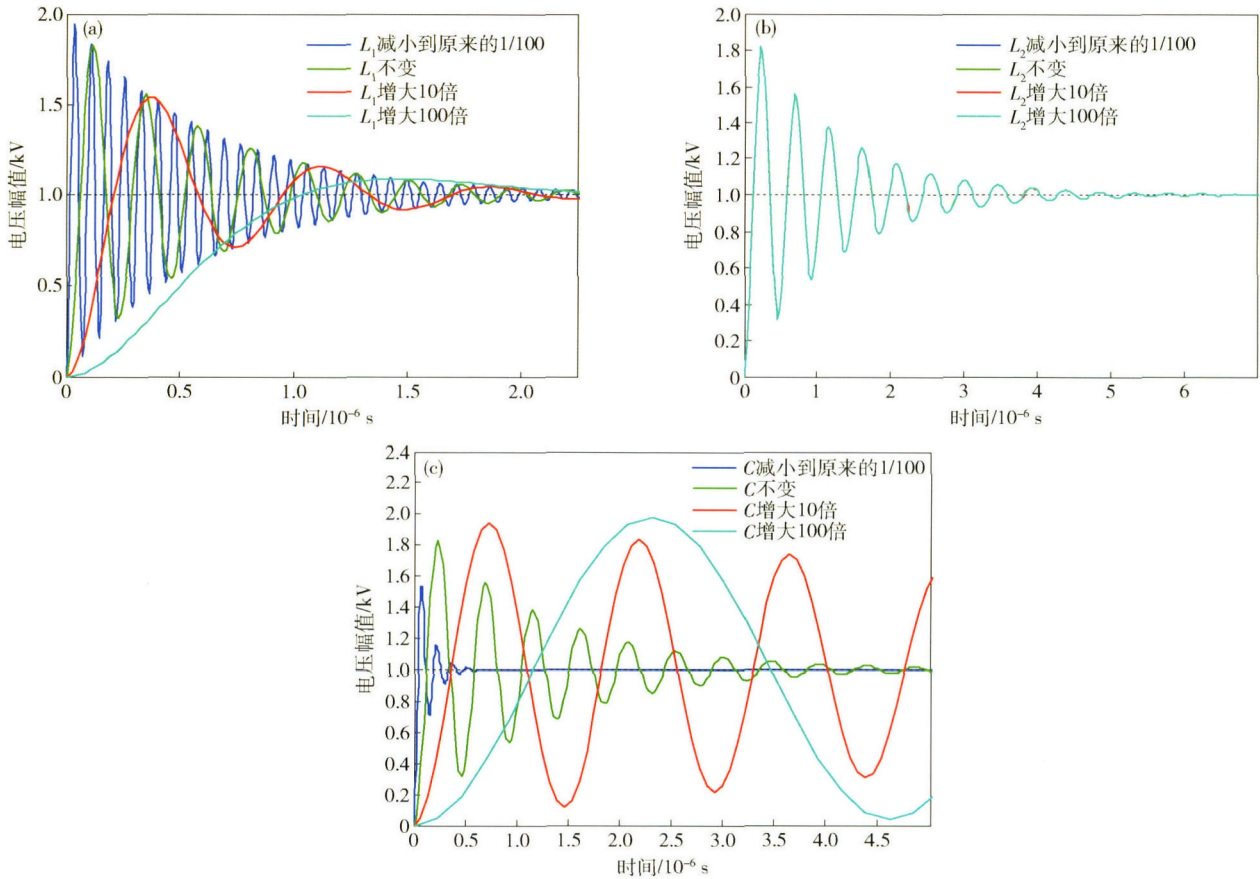


图12 杂散参数变化对比。(a) L_1 变化;(b) L_2 变化;(c) C 变化

Fig. 12 Waveform comparison with different stray parameters; (a) change of L_1 ; (b) change of L_2 ; (c) change of C

分布在 $0.2 \times 10^5 \sim 1.2 \times 10^5$ Hz 的频率范围内, 所以该补偿环节抑制噪声信号的频率范围包含由杂散参数引起的噪声信号。图 15 和图 16 为加入补偿环节后不同周期的实际曲线。实验证明, 加入补偿环节后, 波形没有过冲, 补偿环节适用于周期为 $50 \sim 240 \mu\text{s}$ 的脉冲波的杂散参数抑制, 设备产生的脉冲波形满足不可逆电穿孔的要求。

5 结语

通过对脉冲的实际输出波形进行分析, 结合实际

电路的特点, 建立了陡脉冲发生器电路的杂散参数模型, 总结出一种分析和计算陡脉冲发生器电路中杂散参数的方法。模型的仿真结果精确地反映了实际波形, 经过补偿环节之后过冲得到抑制。

附录

条件 1 的证明:

当式 (3) 的极点为三重根时有

$$I_2(s) = \frac{K}{s(s+s_0)^3} = \frac{K}{s_0^3 s} - \frac{K}{s_0^3(s+s_0)} -$$

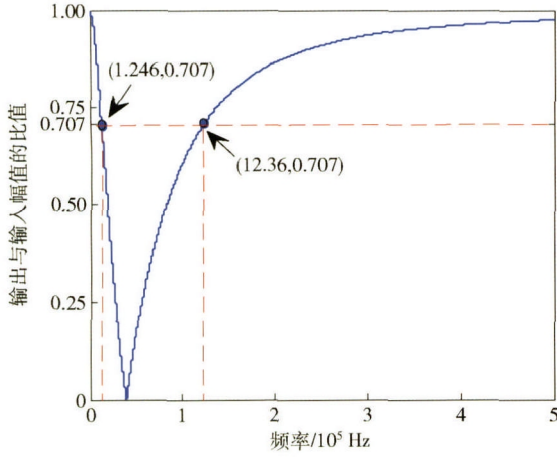


图 13 补偿环节幅频曲线

Fig. 13 Amplitude-frequency curve of compensation

$$\frac{K}{s_0^2 (s + s_0)^2} - \frac{K}{s_0 (s + s_0)^3}. \quad (22)$$

其中 $K = U_0 / L_1 L_2 C_1$. 进行拉普拉斯反变换后得

$$i_2(t) = \frac{K}{s_0^3} - \frac{K e^{-s_0 t}}{s_0^3} - \frac{K t e^{-s_0 t}}{s_0^2} - \frac{K t^2 e^{-s_0 t}}{2 s_0}. \quad (23)$$

对式(23)求导后得

$$i_2'(t) = \frac{K t^2 e^{-s_0 t}}{2} \geq 0. \quad (24)$$

式(24)恒大于0, 如下结论成立: 当 $0 \leq t < +\infty$ 时, 响应曲线单调递增, 无超调.

当式(3)的极点都为单根时有

$$I_2(s) = \frac{K}{s(s + s_0)(s + s_1)(s + s_2)} =$$

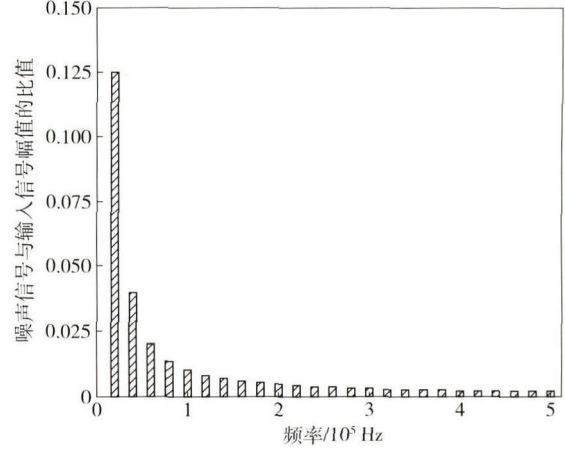


图 14 噪声信号幅频曲线

Fig. 14 Amplitude-frequency curve of noise

$$\frac{K_0}{s + s_0} + \frac{K_1}{s + s_1} + \frac{K_2}{s + s_2} + \frac{K_3}{s}. \quad (25)$$

其中,

$$\begin{cases} K_0 = -\frac{K}{s_0(s_0 - s_1)(s_1 - s_2)}, \\ K_1 = \frac{K}{s_1(s_0 - s_1)(s_1 - s_2)}, \\ K_2 = -\frac{K}{s_2(s_0 - s_1)(s_1 - s_2)}, \\ K_3 = \frac{K}{s_0 s_1 s_2}. \end{cases} \quad (26)$$

进行拉普拉斯反变换后得

$$i_2(t) = K_0 e^{-s_0 t} + K_1 e^{-s_1 t} + K_2 e^{-s_2 t} + K_3. \quad (27)$$

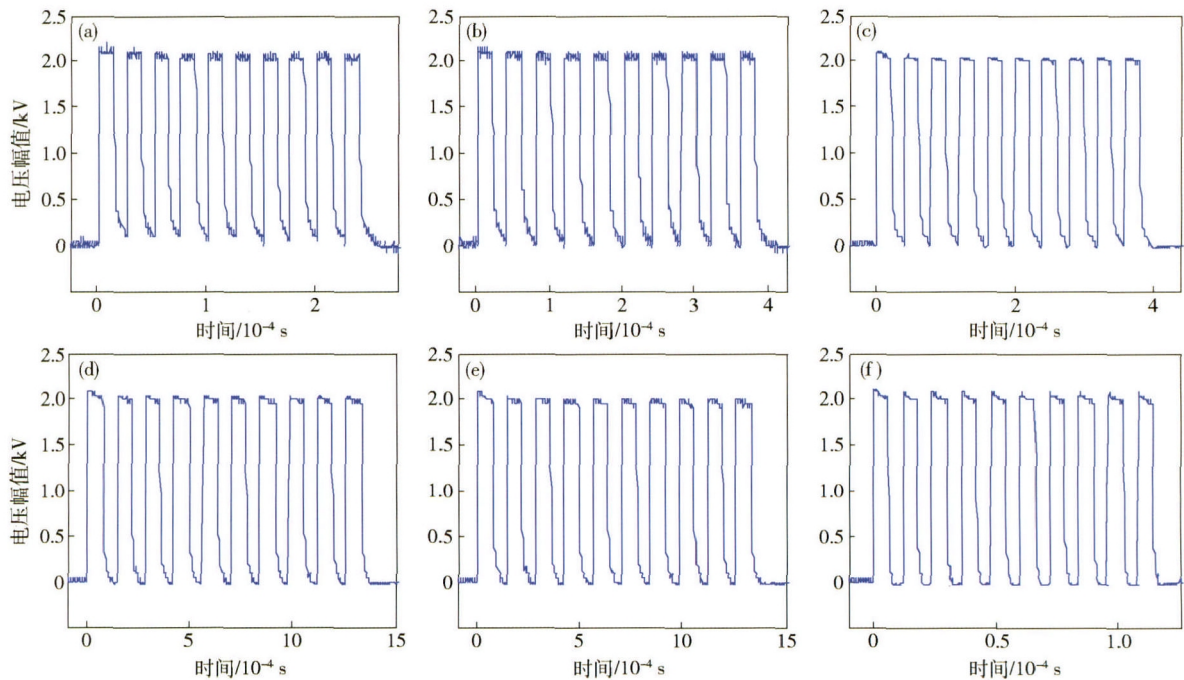


图 15 加入补偿环节后不同周期的实际曲线. (a) 50 μs; (b) 80 μs; (c) 100 μs; (d) 140 μs; (e) 200 μs; (f) 240 μs

Fig. 15 Actual waveforms in different periods with compensation: (a) 50 μs; (b) 80 μs; (c) 100 μs; (d) 140 μs; (e) 200 μs; (f) 240 μs

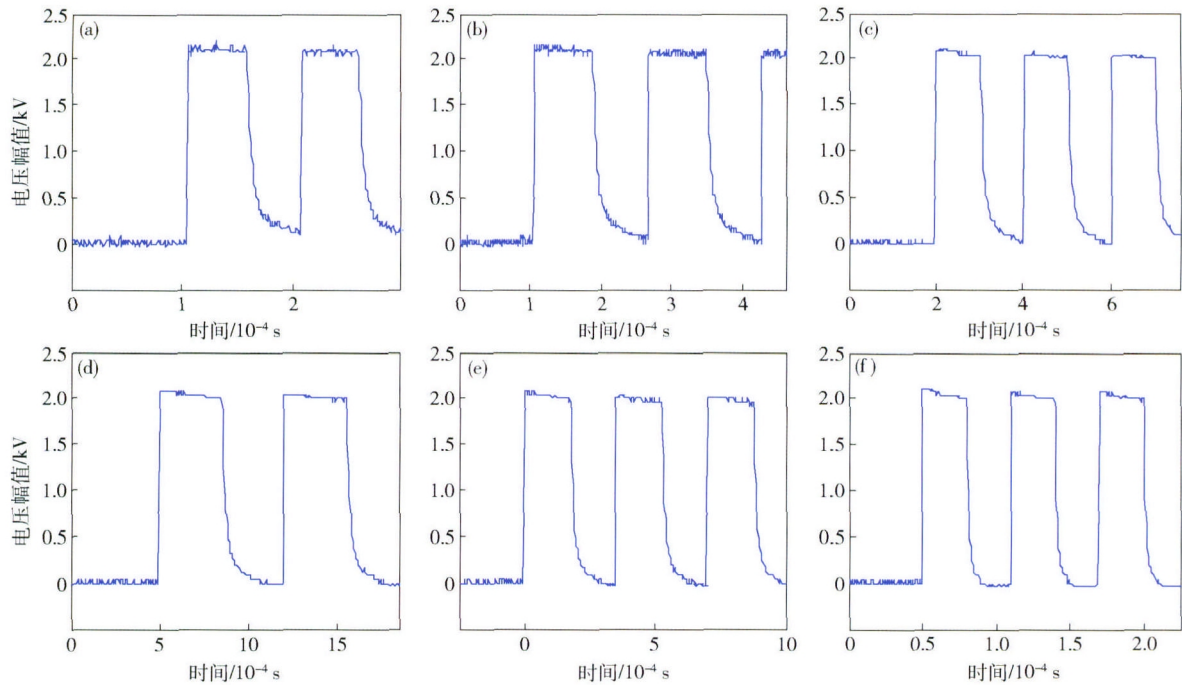


图16 加入补偿环节后不同周期的实际曲线放大图. (a) 50 μs ; (b) 80 μs ; (c) 100 μs ; (d) 140 μs ; (e) 200 μs ; (f) 240 μs

Fig.16 Enlarge actual waveforms in different periods with compensation: (a) 50 μs ; (b) 80 μs ; (c) 100 μs ; (d) 140 μs ; (e) 200 μs ; (f) 240 μs

对式(27)求导后得

$$i_2'(t) = -K_0 s_0 e^{-s_0 t} - K_1 s_1 e^{-s_1 t} - K_2 s_2 e^{-s_2 t}. \quad (28)$$

代入式(26)后得

$$i_2'(t) = Kh(t) = \frac{Ke^{-s_0 t}}{(s_0 - s_1)(s_0 - s_2)} - \frac{Ke^{-s_1 t}}{(s_0 - s_1)(s_1 - s_2)} - \frac{Ke^{-s_2 t}}{(s_0 - s_2)(s_1 - s_2)}. \quad (29)$$

式(22)中 $K > 0$,

$$h(t) = \frac{e^{-s_0 t}}{(s_0 - s_1)(s_0 - s_2)} - \frac{e^{-s_1 t}}{(s_0 - s_1)(s_1 - s_2)} - \frac{e^{-s_2 t}}{(s_0 - s_2)(s_1 - s_2)}. \quad (30)$$

对式(30)的正负进行判断,整理后得

$$h(t) = \frac{e^{-s_0 t}(s_1 - s_2) - e^{-s_1 t}(s_0 - s_2) + e^{-s_2 t}(s_0 - s_1)}{(s_0 - s_1)(s_0 - s_2)(s_1 - s_2)}. \quad (31)$$

因为式(30)中 $s_0 > 0$, $s_1 > 0$, $s_2 > 0$, 且三个参数任意替换后函数形式不变; 所以假设 $s_0 > s_1 > s_2$, 有式(31)中分母为正, 假设

$$\begin{cases} f(x) = e^{-xt}, \\ g(x) = f(x_0)(x - x_2) - f(x)(x_0 - x_2) + f(x_2)(x_0 - x). \end{cases} \quad (32)$$

式(32)中 $x_2 < x < x_0$, 对 $g(x)$ 分别求一次导数和二次导数后得

$$\begin{cases} g'(x) = f(x_0) - f'(x)(x_0 - x_2) - f'(x_2), \\ g''(x) = -f''(x)(x_0 - x_2). \end{cases} \quad (33)$$

因为 $f''(x) = x^2 e^{-xt} > 0$ 且 $x_0 > x_2$, 所以 $g''(x) < 0$,

$g'(x)$ 在 (x_2, x_0) 范围内单调递减.

当在 (x_2, x_0) 范围内恒有 $g'(x) \geq 0$ 时, $g(x)$ 在 (x_2, x_0) 范围内单调递增, 有 $g(x) \geq g(x_2) = 0$;

当在 (x_2, x_0) 范围内恒有 $g'(x) \leq 0$ 时, $g(x)$ 在 (x_2, x_0) 范围内单调递减, 有 $g(x) \geq g(x_0) = 0$;

当 $g'(x)$ 在 (x_2, x_0) 范围内有正有负时, $g'(x)$ 在 (x_2, x_0) 范围内单调递减, $g'(x)$ 先正后负, 可得

$$\begin{cases} g(x) \geq g(x_2) = 0, & g'(x) \geq 0, \\ g(x) \geq g(x_0) = 0, & g'(x) \leq 0. \end{cases}$$

综上所述 $g(x) \geq 0$, $h(t) \geq 0$, $i_2'(t) > 0$, $i_2(t)$ 单调递增, 如下结论成立: 当 $0 \leq t < +\infty$ 时, 响应曲线单调递增, 无超调.

当式(3)的极点为一个单根和一个二重根时有

$$I_2(s) = \frac{K}{s(s+s_0)(s+s_1)^2} = \frac{K_0}{s_0 s_1^2} - \frac{K}{s_0(s_0-s_1)^2(s+s_0)} - \frac{K(s_0-2s_1)}{s_1^2(s_0-s_1)^2(s+s_1)} - \frac{K}{s_1(s_0-s_1)(s+s_1)^2}. \quad (34)$$

式(34)进行拉氏反变换后得

$$i_2(t) = \frac{K_0}{s_0 s_1^2} - \frac{Ke^{-s_0 t}}{s_0(s_0-s_1)^2} - \frac{K(s_0-2s_1)e^{-s_1 t}}{s_1^2(s_0-s_1)^2} - \frac{Kte^{-s_1 t}}{s_1(s_0-s_1)}. \quad (35)$$

对式(35)求导后得

$$i_2'(t) = \frac{Kh(t)}{(s_0-s_1)^2} = \frac{K[e^{-s_0 t} - e^{-s_1 t} + e^{-s_1 t}t(s_0-s_1)]}{(s_0-s_1)^2}. \quad (36)$$

式(36)中,

$$h(t) = e^{-s_0 t} - e^{-s_1 t} + e^{-s_1 t}t(s_0-s_1). \quad (37)$$

现对式(36)的正负进行判断,假设

$$\begin{cases} f(x) = e^{-x}, \\ g(x) = f(x) - f(x_1) + f(x_1)(x - x_1). \end{cases} \quad (38)$$

式(38)中 $0 < x < +\infty$, 对 $g(x)$ 分别求一次导数和二次导数后得

$$\begin{cases} g'(x) = f'(x) + f(x_1), \\ g''(x) = f''(x). \end{cases} \quad (39)$$

因为 $f''(x) = x^2 e^{-x} > 0$, 所以 $g''(x) \geq 0$, $g'(x)$ 在 $(0, +\infty)$ 范围内单调递增. 又因为 $f'(x) = -xe^{-x}$, 所以当 $x \geq x_1$, $g'(x) = e^{-x_1} + e^{-x} \geq 0$, $g(x)$ 单调递增, $g(x) \geq g(x_1) = 0$; 当 $0 < x < x_1$ 时, $g'(x) \leq 0$, $g(x)$ 单调递减, $g(x) \geq g(x_1) = 0$.

综上所述 $g(x) \geq 0$, $h(t) \geq 0$, $i_2'(t) > 0$, $i_2(t)$ 单调递增. 当 $0 \leq t < +\infty$ 时, 响应曲线单调递增, 无超调.

图 17 为上述三种情况的响应仿真曲线. 从仿真波形中可以看出上述三种条件不符合实际波形.

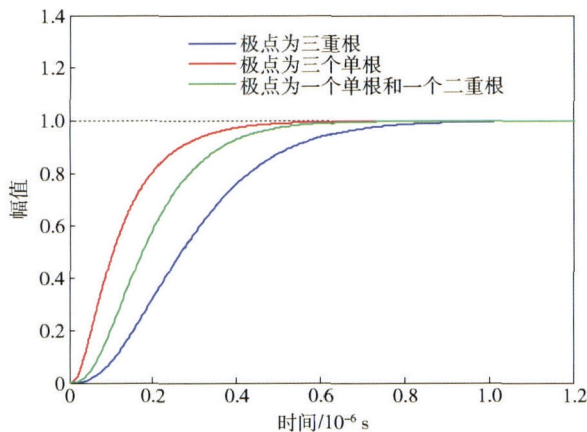


图 17 极点为不同配置时的响应曲线

Fig. 17 Response curves for the pole for different configurations

当式(3)的极点为一个单根和一对共轭复根时有

$$I_2(s) = \frac{K}{s(s+s_0)(s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2)} = \frac{K}{s(s+s_0)[(s+\zeta w_n)^2 - w_n^2(\zeta^2 - 1)]} \quad (40)$$

当 $\zeta = 0$ 时,

$$I_2(s) = \frac{K}{s(s+s_0)(s^2 + w_n^2)} = \frac{K}{s(s+s_0)(s+jw_n)(s-jw_n)}. \quad (41)$$

式(41)时域下为

$$i_2(t) = \frac{K}{s_0 w_n^2} (1 - e^{-s_0 t} - \sin w_n t). \quad (42)$$

由式(42)可得, 响应无阻尼, 不符合实际波形.

当 $\zeta \geq 1$ 时, 令 $l = \sqrt{\zeta^2 - 1}$, 式(40)可以变为

$$I_2(s) = \frac{K}{s(s+s_0)[s+w_n(\zeta+l)][s+w_n(\zeta-l)]} \quad (43)$$

该种情况变为极点都为单根, 已证明时域曲线一直单调递增.

当 $0 < \zeta < 1$, 式(31)在时域中可表示为

$$i_2(t) = \frac{K}{w_n^2 s_0} [1 + K_0 e^{-s_0 t} + K_1 e^{-(\zeta w_n - jw_n \sqrt{1-\zeta^2})t} + K_2 e^{-(\zeta w_n + jw_n \sqrt{1-\zeta^2})t}]. \quad (44)$$

其中,

$$K_0 = \frac{-w_n^2}{s_0^2 - 2\zeta w_n s_0 + w_n^2},$$

$$K_1 = \frac{s_0(2\zeta w_n - s_0) - js_0(2\zeta^2 w_n - \zeta s_0 - w_n)/\sqrt{1-\zeta^2}}{2[(2\zeta^2 w_n - \zeta s_0 - w_n)^2 + (2\zeta w_n - s_0)^2(1-\zeta^2)]},$$

$$K_2 = \frac{s_0(2\zeta w_n - s_0) + js_0(2\zeta^2 w_n - \zeta s_0 - w_n)/\sqrt{1-\zeta^2}}{2[(2\zeta^2 w_n - \zeta s_0 - w_n)^2 + (2\zeta w_n - s_0)^2(1-\zeta^2)]}.$$

上述三种情况的仿真曲线如图 18 所示. 与实际波形对比后可以确定电路在频域和时域模型分别可以由式(35)和式(36)表示.

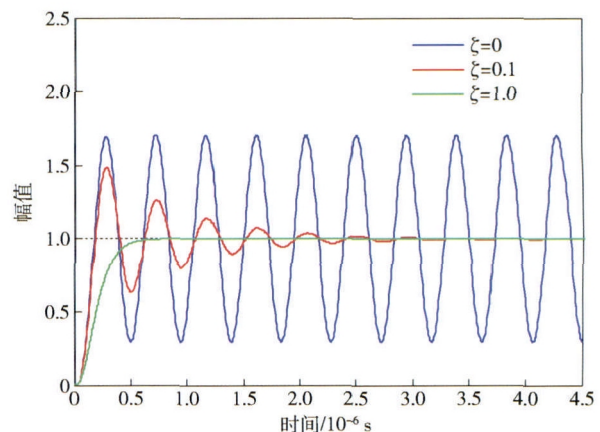


图 18 极点为一个单根和一对共轭复根时响应曲线

Fig. 18 Response curves for the pole with a single root and a pair of conjugate complex roots

参考文献

- [1] Schoenbach K H, Joshi R P, Kolb J F, et al. Ultrashort electrical pulses open a new gateway into biological cells. *Proc IEEE*, 2004, 92(7): 1122
- [2] Sanders J M, Kuthi A, Gundersen M A. Optimization and implementation of a solid state high voltage pulse generator. *IEEE Trans Dielectr Electr Insul*, 2011, 18(4): 1228
- [3] Yin Y G, Fan X D, Liu F X, et al. Fast extraction of pectin from apple pomace by high intensity pulsed electric field. *J Jilin Univ Eng Technol Ed*, 2009, 39(5): 1224
(殷涌光 樊向东 刘凤霞 等. 用高压脉冲电场技术快速提取苹果渣果胶. 吉林大学学报(工学版) 2009, 39(5): 1224)
- [4] Zhang Z Y. Study on the High-voltage Pulse Generator of Voltage Discharge Damage Solid-phase Brittle Materials [Dissertation]. Shenyang: Shenyang Ligong University, 2014
(张子阳. 高压脉冲发生器固相脆性材料放电破坏研究[学位论文]. 沈阳: 沈阳理工大学 2014)

- [5] Jin S L, Wang Y, Yin Y G. Effect of high intensity pulsed electric field pretreatment on elasticity of starch-myofibril protein mixed gelatin. *J Jilin Univ Eng Technol Ed*, 2014, 44(2): 573 (金声琅, 王莹, 殷涌光. 高压脉冲电场对淀粉和肌原纤维蛋白混合凝胶强的影响. 吉林大学学报(工学版) 2014 44(2): 573)
- [6] Feng X J, Wang Y H, Xu F X. Advances on application of high voltage pulsed electric field in food quality and safety. *J Food Sci Biotechnol*, 2013, 32(4): 337 (冯叙桥, 王月华, 徐方旭. 高压脉冲电场技术在食品质量与安全中的应用进展. 食品与生物技术学报 2013 32(4): 337)
- [7] Al' Akayshee Q, Sartain A, Golland A, et al. Press pack IGBT: high current pulse switch transcranial magnetic simulation // 17th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives. Manchester, 2014: 1
- [8] Sun J W, Wang P S. A CMOS short pulse generator with a high-voltage stacked MOSFET switch // 57th International Midwest Symposium on Circuits and Systems. TX, USA, 2014: 414
- [9] Sunkam R K, Selmic R R, Haynie D T, et al. Solid-state nano-pulse generator: application in ultra-wideband bioeffects research // Southeast Con Proceedings. North Carolina, USA, 2004: 281
- [10] Li X Q, Zhao J, Wu H G, et al. Design of a trigger for the 100kV Mini-Marx generator. *High Power Laser Part Beams*, 2014, 26(8): 1 (李玺钦, 赵娟, 吴红光, 等. 一种 100kV Mini-Marx 发生器触发源的设计. 强激光与粒子束 2014 26(8): 1)
- [11] Zhang D D, Zhou Y, Li W F, et al. All-solid-state high-repetition-rate magnetic pulse compression generator. *High Power Laser Part Beams*, 2012, 24(4): 889 (张东东, 周媛, 李文峰, 等. 全固态高重复频率磁脉冲压缩发生器. 强激光与粒子束 2012 24(4): 889)
- [12] Yang J, Qiu Y F, Wen J L, et al. Affects of stray parameters on turn-on process of series-connected IGBT valves and its inhibition. *Power Syst Technol*, 2014, 38(8): 2186 (杨杰, 邱宇峰, 温家良, 等. 杂散参数对 IGBT 串联阀开通过程的影响及抑制. 电网技术 2014 38(8): 2186)
- [13] Qiu J, Liu K F, Li L X. Stray parameters in a novel solid state pulsed power modulator. *IEEE Trans Dielectr Electr Insul*, 2013, 20(4): 1020
- [14] Yu H L, Zhao Z M, Yuan L Q, et al. High-voltage IGBTs series converter bus bar design and stray parameter analysis. *J Tsinghua Univ Sci Technol*, 2014, 54(4): 540 (于华龙, 赵争鸣, 袁立强, 等. 高压 IGBT 串联变换器直流母排设计与杂散参数分析. 清华大学学报(自然科学版), 2014, 54(4): 540)
- [15] Duan F J, Ye D C, Long C. Technique for capacitance-type blade tip clearance measurement based on PLL carrier frequency tracking. *J Tianjin Univ*, 2011, 44(4): 283 (段发阶, 叶德超, 龙成. 基于 PLL 载频跟踪的电容式叶尖间隙测量技术. 天津大学学报, 2011, 44(4): 283)