



## 关于学位论文的独创性声明

本人郑重声明：所呈交的论文是本人在指导教师指导下独立进行研究工作所取得的成果，论文中有关资料和数据是实事求是的。尽我所知，除文中已经加以标注和致谢外，本论文不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含本人或他人为获得中国石油大学（华东）或其它教育机构的学位或学历证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对研究所做的任何贡献均已在论文中作出了明确的说明。

若有不实之处，本人愿意承担相关法律责任。

学位论文作者签名： 田德宝

日期： 2011年 6月 10日

## 学位论文使用授权书

本人完全同意中国石油大学（华东）有权使用本学位论文（包括但不限于其印刷版和电子版），使用方式包括但不限于：保留学位论文，按规定向国家有关部门（机构）送交学位论文，以学术交流为目的赠送和交换学位论文，允许学位论文被查阅、借阅和复印，将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，采用影印、缩印或其他复制手段保存学位论文。

保密学位论文在解密后的使用授权同上。

学位论文作者签名： 田德宝

日期： 2011年 6月 10日

指导教师签名： 马志

日期： 2011年 6月 10日

## 摘 要

随着电力电子技术及新型半导体器件的迅速发展,功率器件的开关频率大大提高,使得变频器输出脉冲电压的上升时间大大缩短,发现其带来一些显著的负面影响。

在实际应用中,变频器和电动机的安装位置往往不同,这就需要长线电缆将变频器输出的 PWM 脉冲电压信号传输到电动机端,然而在变频器经长线电缆供电电动机时,由于电缆和电动机特性阻抗不匹配,将在电动机端发生脉冲电压波反射,产生过电压、高频阻尼振荡,加剧了电动机绕组绝缘压力。此外,当 PWM 变频器输出 PWM 脉冲电压的脉宽很小时,将在传输线上发生双脉冲效应和极性反转现象,使电动机端产生更为严重的过电压,缩短了电动机的使用寿命。因此,研究 PWM 变频器产生的负面效应及解决方法具有重要的理论意义和实用价值。

本文基于电磁波传输线理论,分析了 PWM 脉冲电压波在传输线上的波传输反射过程,研究了电动机端过电压的产生机理。通过仿真和实验分析,总结出 PWM 脉冲电压在电动机端产生常规近似两倍幅值过电压的因素,验证了电动机端超两倍幅值过电压的存在性。

针对以上存在的过电压现象,文中分析研究了几种无源滤波器抑制过电压的效果,提出采用变频器端加装输出电抗器来抑制过电压,并通过理论、仿真及实验验证其抑制过电压的可行性。

关键词:变频;传输线;特性阻抗;过电压

# Research on Wave Reflection of Long Distance Converter-Fed Power Supply

Tian Debao (Power Electronics and Power Transmission)

Directed by Associate Prof. Ma Wenzhong

## Abstract

With the power electronics technology and the rapid development of new semiconductor devices, power devices switching frequency greatly increased, making the voltage of the inverter output pulse rise time is shortened, so that the motors have a negative impact.

In practice, the inverter and the motor is installed often different, which requires long cable PWM inverter output voltage pulse signals to the motor side, however, the drive motor is powered by the long cable, the cable and motor impedance mismatch occurs at the motor end pulse voltage wave reflection, resulting in overvoltage, high frequency oscillation damping, increasing pressure on the motor winding insulation. In addition, when the PWM inverter output voltage PWM pulse width is small, will occur in the double pulse transmission line effects and polarity reversal, the motor side, a more severe over-voltage, reduced motor life. Therefore, studying the negative effects of PWM inverter and the solution of important theoretical and practical value.

Based on electromagnetic wave transmission line theory, the PWM voltage waves in transmission line pulse wave transmission and reflection process of the motor terminal over-voltage generation mechanism. The simulation and experimental analysis, summarized PWM pulse voltage generated in the motor side, approximately twice the amplitude of the conventional over-voltage factor authentication over twice the amplitude of the motor terminal overvoltage problem.

Overvoltage for the existence of the phenomenon of the above, the paper analyzed several passive filter overvoltage suppression effect, proposed by-side installation of the inverter output reactor to suppress overvoltage, and by theory, simulation and experimental verification of its suppression had Voltage is feasible.

**Key words:** Frequency conversion, Transmission line, Characteristic impedance, Overvoltage

# 目 录

第 1 章 绪论.....	1
1.1 课题背景及研究意义.....	1
1.2 课题的研究现状及发展.....	2
1.3 本课题的主要研究内容.....	3
第 2 章 传输线理论及波反射过电压的产生机理.....	5
2.1 传输线理论.....	5
2.2 PWM 脉冲电压波反射现象的研究.....	11
2.2.1 PWM 脉冲电压波在电缆上传输波反射过程.....	11
2.2.2 PWM 脉冲上升时间对电压波反射过电压的影响.....	17
2.2.3 电缆长度对电压波反射过电压的影响.....	20
2.2.4 电缆分布电感对电压波反射过电压的影响.....	21
2.2.5 电缆分布电容对电压波反射过电压的影响.....	22
2.2.6 负载特性阻抗对电压波反射过电压的影响.....	24
2.3 本章小结.....	25
第 3 章 超两倍幅值过电压波反射现象的研究.....	26
3.1 概述.....	26
3.2 PWM 脉冲电压波发生双脉冲效应现象分析.....	26
3.2.1 开关频率对双脉冲效应的影响.....	29
3.2.2 脉冲占空比对双脉冲效应的影响.....	30
3.3 PWM 脉冲电压波反射发生极性反转现象分析.....	31
3.4 PWM 脉冲电压波在负载端引起电压无穷大趋势现象分析.....	33
3.5 本章小结.....	38
第 4 章 PWM 脉冲电压波反射过电压实验研究.....	39
4.1 PWM 脉冲电压波反射过电压的实验研究.....	39
4.1.1 PWM 脉冲上升时间影响过电压的实验研究.....	39
4.1.2 电缆长度影响过电压的实验研究.....	40
4.1.3 电缆分布电感影响过电压的实验研究.....	42
4.1.4 电缆分布电容影响过电压的实验研究.....	43

4.1.5	负载特性阻抗影响过电压的实验研究.....	44
4.2	超两倍幅值过电压波反射实验研究.....	45
4.2.1	开关频率影响双脉冲效应的实验研究.....	45
4.2.2	脉冲占空比影响双脉冲效应的实验研究.....	46
4.2.3	脉冲占空比影响极性反转的实验研究.....	48
4.2.4	脉冲周期影响负载电压无穷大趋势的实验研究.....	49
4.3	本章小结.....	49
第5章	PWM 脉冲电压波反射过电压的抑制对策.....	50
5.1	常规波反射过电压的抑制方法.....	50
5.1.1	电动机端滤波器.....	50
5.1.2	变频器输出端滤波器.....	55
5.2	变频器输出电抗抑制波反射过电压措施的研究.....	60
5.2.1	变频器输出电抗器原理.....	60
5.2.2	加装输出电抗器对常规过电压抑制仿真及实验分析.....	62
5.2.3	加装输出电抗器对超两倍幅值过电压抑制仿真及实验分析.....	64
5.3	本章小结.....	65
第6章	结论及展望.....	66
参考文献	.....	68
攻读硕士学位期间取得的学术成果	.....	72
致谢	.....	73

# 第1章 绪论

## 1.1 课题背景及研究意义

随着电力电子和自动控制的发展,变频技术也取得了长足的进步。变频器中所使用的电力电子器件也正向能够高效自动断开电路、高度集成以及高开关频率方向发展,这样的“三高”发展趋势必然能够促使变频器向着可自动断开的全数字控制、集成的小型化以及高频的多性能方向提高。以最常见的 IGBT 型变频器来说,IGBT 功率开关器件的开关频率已经可以达到 2~20kHz,这样高的开关频率对变频器性能方面而言,优点是可观的,再加上普遍应用的 PWM 控制技术,能够降低谐波污染、提高功率因数,同时还可以改善启动时电机的转矩,使其平稳,在输出波形方面,也可以得到改善,波形更接近于正弦值,基波成分增大,功率损耗降低<sup>[1]</sup>。基于这些优点,PWM 型变频器在相关工业技术中得到了非常广泛的应用。

尽管变频器有着上述所述的种种优点,其为生产部门带来的经济效益不可磨灭,但是,它的负面效应也是很大的<sup>[4-6]</sup>。

首先,功率开关管在快速导通和关断的瞬间,电压会从零点快速上升以及从高点迅速下降到零,而在这个瞬间,时间长度是很小的,因而在时间方向上的变换率就很大,会产生电压或者电流的瞬间浪涌,对变频驱动电机产生冲击,当然,这种冲击大小会因逆变电路的功率开关管的不同而有所区别,例如,如果变频器中的功率开关管为 GTO,电压尖峰变化率为  $1000\text{V}/\mu\text{s}$ ,而如果采用 IGBT,  $dv/dt$  就会达到  $20\text{kV}/\mu\text{s}$ ,因而在实际应用中,要适当选择合适的功率开关器件。在开关过程中,不但会产生峰值浪涌,还会产生很大的电磁干扰(EMI),产生的原因是由于输出的脉冲频率高,脉宽窄,因而陡直,这种脉冲波的前后沿上都会有一些尖峰波,这些尖峰就是造成电磁干扰的原因,而且在这种高速的开关模式下,会产生高达 100kHz 到几 MHz 的高频电流,按照电磁感应原理,电场产生辐射磁场,因而形成高频带的 EMI。这种 EMI 分为两种,分别为传导型的 EMI 和辐射型的 EMI,不管哪一种 EMI 都会给整个系统电路造成干扰影响,如很高的电压变化率和电流变化率通过电网上的寄生电感和电容,会在电网中产生高频漏电流,该高频漏电流也会产生磁场效应,耦合电网上的其他设备并造成干扰,有的 EMI 还需要工作人员采取安全防范措施,而且 EMI 对变频器所带负载电机的负面影响是很大的,它的出现造成了电机绝缘寿命的降低。

其次, 在一些生产场合中, 变频器和所带的驱动电动机负载间距甚远, 这就需要通过电缆线把它们连接在一起。所需电缆线的长度也会因为两者之间距离的不同而不同, 有的需要很长的电缆, 可以长达数千米, 如在野外钻探中, 钻机在井底, 而变频驱动装置在井外, 变频器的输出电压脉冲信号就需要通过千米电缆将其连接到电动机上。而过长的电缆造成的不利影响就体现出来了, 因为电缆中的基本参数中就有分布电感和分布电容, 两者经过一定的计算得到电缆波阻抗, 当电缆波阻抗和电机等效阻抗相匹配时, 电压信号可以很顺利的进行传输, 但如果两者不匹配, 电压信号就会产生反射, 这样电压波就分为两部分, 一部分为原来的入射波, 还有一部分为后来产生的反射波, 两者相叠加会使得电机端电压加倍。这样产生的不利影响将使电机和电缆各处的绝缘高限升高, 绝缘成本必然加大, 整个工程造价成本就会升高, 而且如果处理不好、计算不当, 过高的电压可能会击穿电缆绝缘层, 造成一些安全隐患<sup>[7~15]</sup>。

再次, 普通电压源型 PWM 变频器因其调制时产生了零序电压, 高频零序电压通过电机绕组中的电容等会产生高频零序电流, 电流流经电机的轴承, 会损害轴承。而且, 若变频器输出电压三相不对称, 会产生共模电压, 同样损害电机的绝缘并造成轴承的电气损坏。另外, 变频驱动交流电机, 若输出波形为非正弦电压, 会使得电机因电压中高功率高频波成分而增加了损耗, 并造成电机发热, 降低了电机的效率。

综上所述, 将变频器以及安装过程中可能产生不利之处进行研究, 并寻求合理的解决方案具有重要的理论研究意义及实际使用价值。

## 1.2 课题的研究现状及发展

PWM 变频器输出的高频脉冲经长线电缆供电电动机时所产生的负面效应, 已引起人们的广泛关注。尤其是在油田钻井、海底勘测等应用中, 变频器与电动机相距甚远, 需要数千米的电缆线。这就需要长线电缆将 PWM 脉冲电压信号传输到电动机端, 然而由于电缆和电动机特性阻抗不匹配, 将在电动机端发生波反射过电压、高频阻尼振荡现象。然而在不同的载波频率、电缆和电动机特性的情况下, 过电压的程度也是不一样的。进而加大了电动机绕组的绝缘压力, 使得电动机的故障率增加, 缩短电动机的使用寿命。其中, 电机定子绕组绝缘损坏程度占四成左右, 频繁电压波动, 必然导致电机运行效率下降, 性能降低, 同时也带了对生产机械负载的损坏。

针对这一问题, 从上世纪九十年代开始, 国际上各个国家的部分研究者就已经开始对其进行研究了, 许多专家学者参与了这项课题的研究, 通过试验研究找到电机绝缘损

坏的解决方法,他们不懈的努力,为这项课题的研究奠定了扎实的基础,所发表的研究成果也使得相关人士认识到该问题的重要性,并已广泛开展了研究工作,这其中有很多著名的公司,比如美国的 ABB、德国西门子等。

与国外的发展情况相比,国内的研究起步较为晚一些,目前只有少数高校,如天津大学、西安交通大学和哈尔滨工业大学在这方面的研究处于领先地位,并且也取得了较好的研究成果。

天津大学万健如、禹华军、林志强等基于电磁波传输线理论对 PWM 逆变器高频脉冲输出对电机负面效应进行了研究。

西安交通大学刘学忠、徐传骧等介绍了 PWM 变频电机绝缘破坏的研究进展,根据我国对变频电机绝缘破坏研究的实际状况和条件,提出在跟踪国内外研究动态基础上,应该尽快开展的若干研究内容和方向。

哈尔滨工业大学的徐殿国、高强、马洪飞等研究了 PWM 变频器供电时在电动机端产生共模电压的机理,分析电动机轴电压和轴承电流所产生及其对系统的危害,并提出了采用输出正弦滤波器等抑制措施抑制共模电压。

国内方面对这个问题还没有引起足够的重视,大部分的研究还是仅仅局限于 PWM 驱动的变频器和变频调速及启动电机方面,当然这方面的研究是适合于我国目前的技术情况而言的,但是从长远来看,节约经济耗能的高目标要求,必然要求我们能够深入研究高频下变频器与电机的结合方法、方式以及对二者的参数匹配设置和统一,还需要研究在某些特殊行业中,变频器和电机之间电缆连接中的波阻抗匹配问题,电缆长度与端电压的波峰值关系处理问题,电机电缆绝缘要求问题等。

总之,研究 PWM 驱动变频器的高频输出电压脉冲对电机的影响,对电力电子领域、变频调速领域和自动控制领域的发展和进步,对国内变频器技术革新等都有着很重要的意义。

### 1.3 本课题的主要研究内容

1. 利用传输线理论系统研究 PWM 变频器通过长线电缆供电电动机时的电压行波反射现象及在电动机端产生过电压的机理,分析影响电动机端过电压的各种因素;

2. 研究超两倍幅值过电压产生的机理,分析影响电动机端过电压超两倍幅值的各种因素;

3. 利用 Matlab 语言 Simulink 仿真软件搭建系统仿真模型,通过改变影响电动机端



过电压的各种因素，观察电动机端过电压的变化情况：

4. 通过减小脉冲宽度，使其在传输线上发生双脉冲效应和极性反转现象，观察电动机端过电压的变化情况：

5. 在实验室条件下，用模拟电路来搭建系统电路模型，实验验证各种情况下对过电压的影响：

6. 研究采用无源滤波技术对电动机端过电压进行抑制，并观察加装滤波器后电动机端过电压的变化情况，从而达到抑制过电压的目的。

## 第2章 传输线理论及波反射过电压的产生机理

### 2.1 传输线理论

根据电磁场理论我们可以知道，电磁波在真空中是以光的传播速度  $v=3 \times 10^8 m/s$  进行传播的。由电磁波的波长计算公式  $\lambda=v/f$  可以知道，电磁波的频率  $f$  和波长  $\lambda$  成反比。当实际电路的外形尺寸远小于波长且可以忽略不计，则此时电磁波在电路中传播时间近似为零，则实际电路就可以按集总电路处理<sup>[2]</sup>。

在有线通信或电力传输中一般使用架空线路或电缆来传输信号或能量，它们的“尺寸”就不一定远小于“波长”。当实际电路的尺寸与工作波长接近时，此时就不能再用集总电路的概念。传输线在三维空间中仅有一个方向的长度有可能与工作波长相比，所以在这种情况下，仍然可以用电压和电流为物理量描述其中的电磁过程，但需要用分布参数电路的概念进行分析。

通常连接变频器和电动机的长线电缆，每根导线的几何尺寸、导线材料、导线间的相对位置都近似相等，这样我们就可以认为长线电缆的电路参数是均匀分布的。由此我们就可以知道，可以考虑采用均匀无损长线模型来分析PWM脉冲电压波的传输过程。并分析长线电缆以及电动机端过电压产生的原因，均匀无损长线模型如图2-1所示。

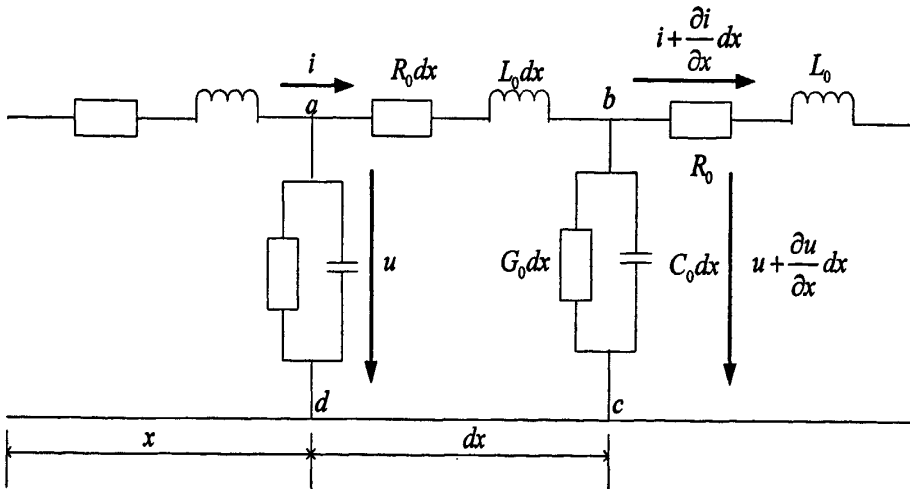


图 2-1 均匀无损长线模型

Fig2-1 Long-term model of uniform lossless

图中， $R_0$  为长线电缆每单位长度具有的电阻，其单位为  $\Omega/m$ （或  $\Omega/km$ ）； $L_0$  为长线电缆每单位长度具有的电感，其单位为  $H/m$ （或  $H/km$ ）； $C_0$  为每单位长度长线

电缆两线之间的电容, 其单位为  $F/m$  (或  $F/km$ );  $G_0$  为每单位长度长线电缆两线之间的电导, 其单位为  $S/m$  (或  $S/km$ )。

当变频电源合闸后, 电源开始向线路电容充电, 并在导线周围建立电场。靠近电源的电容立即充电, 同时向相邻的电容放电。由于线路电感作用, 较远处的电容则需要延迟一段时间后才能充上一定数量的电荷, 并向更远处的电容放电。这样, 电容依次充电, 线路沿线将逐渐建立起电场, 形成电压。所以在分布参数电路中, 线路上各处的电压和电流不仅是时间的函数, 而且还是距离的函数, 即

$$\begin{cases} u = U(x, t) \\ i = I(x, t) \end{cases} \quad (2-1)$$

设在  $dx$  左端的电压和电流为  $u$  和  $i$ , 在  $dx$  右端的电压和电流为  $u + \frac{\partial u}{\partial x} dx$  和  $i + \frac{\partial i}{\partial x} dx$ ,

对于结点 b, 应用基尔霍夫电流定律有

$$i - (i + \frac{\partial i}{\partial x} dx) = G_0(u + \frac{\partial u}{\partial x} dx) dx + C_0 \frac{\partial}{\partial t} (u + \frac{\partial u}{\partial x} dx) dx$$

对于回路 abcd 应用基尔霍夫电压定律, 有

$$u - (u + \frac{\partial u}{\partial x} dx) = R_0 i dx + L_0 \frac{\partial i}{\partial t} dx$$

略去二阶无穷小量及  $dx$  后, 就可以得到一组一阶偏微分方程:

$$\begin{cases} -\frac{\partial u}{\partial x} = R_0 i + L_0 \frac{\partial i}{\partial t} \\ -\frac{\partial i}{\partial x} = G_0 u + C_0 \frac{\partial u}{\partial t} \end{cases} \quad (2-2)$$

在正弦激励作用下, 要求得以上偏微分方程稳态解。因为各处电压和电流是时间的正弦函数, 用复数表示则可以方便求解。但值得注意的是, 复电压、复电流仍然是距离  $x$  的函数。将  $u$  表示成  $\dot{U}(x)$ ,  $i$  表示成  $\dot{I}(x)$ , 则

$$\frac{\partial u}{\partial t} = j\omega \dot{U}(x) \quad \frac{\partial i}{\partial t} = j\omega \dot{I}(x)$$

那么, 均匀传输线方程就可以变为

$$\begin{cases} -\frac{d\dot{U}}{dx} = R_0 \dot{I} + j\omega L_0 \dot{I} = (R_0 + j\omega L_0) \dot{I} = Z_0 \dot{I} \\ -\frac{d\dot{I}}{dx} = G_0 \dot{U} + j\omega C_0 \dot{U} = (G_0 + j\omega C_0) \dot{U} = Y_0 \dot{U} \end{cases} \quad (2-3)$$

其中,  $Z_0 = R_0 + j\omega L_0$  为单位长度长线电缆的阻抗;  $Y_0 = G_0 + j\omega C_0$  为单位长度长线电缆的导纳。

由上述分析可知, 电压向量  $\dot{U}$  和电流向量  $\dot{I}$  仅是距离  $x$  的函数, 因此将式 (2-2) 中对电压  $u$  和电流  $i$  的偏导数写成全导数的形式, 转换结果如式 (2-3) 所示, 这样就将偏微分方程组转换为常微分方程组。

将方程组 (2-3) 式对  $x$  二次求导, 就可以得到

$$\frac{d^2 \dot{U}}{dx^2} = (R_0 + j\omega L_0) \left(-\frac{d\dot{I}}{dx}\right) = (R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0) \dot{U} = Z_0 Y_0 \dot{U} = \gamma^2 \dot{U}$$

$$\frac{d^2 \dot{I}}{dx^2} = (G_0 + j\omega C_0) \left(-\frac{d\dot{U}}{dx}\right) = (R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0) \dot{I} = Z_0 Y_0 \dot{I} = \gamma^2 \dot{I}$$

式中  $\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z_0 Y_0} = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)}$

其中,  $\gamma$  称为传播常数,  $\alpha$  为衰减系数,  $\beta$  为相位系数。

上式方程为常系数二阶线性微分方程。其通解将具有以下形式:

$$\begin{cases} \dot{U} = A_1 e^{-\gamma x} + A_2 e^{\gamma x} \\ \dot{I} = B_1 e^{-\gamma x} + B_2 e^{\gamma x} \end{cases} \quad (2-4)$$

利用方程组 (2-3) 可以求得积分常数  $A_1$  和  $B_1$  以及  $A_2$  和  $B_2$  之间的关系。令  $Z_c = \sqrt{Z_0 / Y_0}$ , 整理后可得:  $B_1 = A_1 / Z_c$ ,  $B_2 = -A_2 / Z_c$ ; 其中  $Z_c$  称为电缆特性阻抗或波阻抗。

因此, 方程组 (2-4) 可以变为:

$$\begin{cases} \dot{U} = A_1 e^{-\gamma x} + A_2 e^{\gamma x} \\ \dot{I} = \frac{1}{Z_c} (A_1 e^{-\gamma x} - A_2 e^{\gamma x}) \end{cases} \quad (2-5)$$

对方程组 (2-5), 由边界条件我们就可以得出积分常数  $A_1$  和  $A_2$ 。下面将分别对两种不同情况进行讨论。

情况一、设长线电缆的起始端电压  $\dot{U}_1$  和起始端电流  $\dot{I}_1$  均是已知的, 如果把起始端定义为计算距离  $x$  的起点时, 则在起始端处  $x=0$ 。如图 2-2 所示

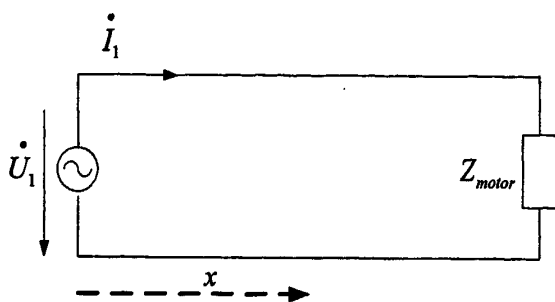


图 2-2 起始端波传导图

Fig2-2 Propagation map of top wave

根据已给定的边界条件并由式 (2-5) 可以解得：

$$\begin{cases} A_1 = \frac{1}{2}(\dot{U}_1 + Z_c \dot{I}_1) \\ A_2 = \frac{1}{2}(\dot{U}_1 - Z_c \dot{I}_1) \end{cases} \quad (2-6)$$

将式 (2-6) 代入式 (2-5)，可以解得：

$$\begin{cases} \dot{U} = \frac{1}{2}(\dot{U}_1 + Z_c \dot{I}_1)e^{-\gamma x} + \frac{1}{2}(\dot{U}_1 - Z_c \dot{I}_1)e^{\gamma x} \\ \dot{I} = \frac{(\dot{U}_1 + Z_c \dot{I}_1)}{2Z_c}e^{-\gamma x} - \frac{(\dot{U}_1 - Z_c \dot{I}_1)}{2Z_c}e^{\gamma x} \end{cases} \quad (2-7)$$

从式 (2-7) 可以看出，电压电流等式右边第一部分电压和电流的分量将沿图2-2中的  $x$  轴正方向传输，称为正向行波或入射波；第二部分电压和电流的分量沿  $x$  轴反方向传输，称为反向行波或反射波。

情况二、设长线电缆终端（即  $x=l$  处， $l$  为线长）的电压  $\dot{U}_2$  和电流  $\dot{I}_2$  为已知。

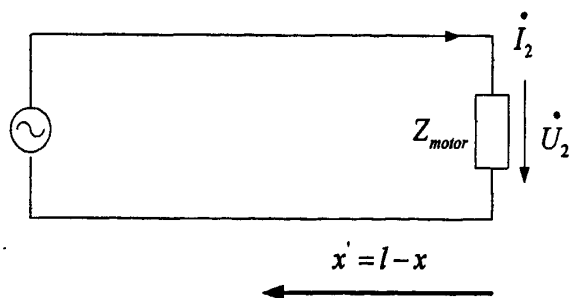


图 2-3 终端波传导图

Fig2-3 Propagation map of terminal wave

根据边界条件，由式 (2-5) 解得：

$$\begin{cases} A_1 = \frac{1}{2}(\dot{U}_2 + Z_c \dot{I}_2)e^{\gamma l} \\ A_2 = \frac{1}{2}(\dot{U}_2 - Z_c \dot{I}_2)e^{-\gamma l} \end{cases} \quad (2-8)$$

将式 (2-8) 代入 (2-5) 可以解得：

$$\begin{cases} \dot{U} = \frac{1}{2}(\dot{U}_2 + Z_c \dot{I}_2)e^{\gamma(l-x)} + \frac{1}{2}(\dot{U}_2 - Z_c \dot{I}_2)e^{-\gamma(l-x)} \\ \dot{I} = \frac{(\dot{U}_2 + Z_c \dot{I}_2)}{2Z_c}e^{\gamma(l-x)} - \frac{(\dot{U}_2 - Z_c \dot{I}_2)}{2Z_c}e^{-\gamma(l-x)} \end{cases} \quad (2-9)$$

如果定义长线电缆的终端为计算距离的起点，那么长线电缆上的任意一点到终端的距离就为  $x' = l - x$ ，式 (2-9) 就可以写为：

$$\begin{cases} \dot{U} = \frac{1}{2}(\dot{U}_2 + Z_c \dot{I}_2)e^{\gamma x'} + \frac{1}{2}(\dot{U}_2 - Z_c \dot{I}_2)e^{-\gamma x'} \\ \dot{I} = \frac{(\dot{U}_2 + Z_c \dot{I}_2)}{2Z_c}e^{\gamma x'} - \frac{(\dot{U}_2 - Z_c \dot{I}_2)}{2Z_c}e^{-\gamma x'} \end{cases} \quad (2-10)$$

通常将式 (2-7)、式 (2-10) 用下式表示：

$$\begin{cases} u(x, t) = u^+(x - vt) + u^-(x + vt) \\ i(x, t) = i^+(x - vt) - i^-(x + vt) \end{cases} \quad (2-11)$$

式中， $u$ 、 $i$  的上标“+”和“-”分别表示行波在传输线上沿  $x$  轴的正方向和  $x$  轴的负方向传播。 $U^+(x - vt)$ 、 $I^+(x - vt)$  为正向行波或入射波， $U^-(x - vt)$ 、 $I^-(x - vt)$  为反向行波或反射波。其中  $v$  为传输线上波的传播速度。

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \quad (2-12)$$

同时定义线路上任意一点的反射系数为该处反射波与入射波电压相量或电流相量之比：

$$n = \frac{U^-(x - vt)}{U^+(x + vt)} = \frac{I^-(x - vt)}{I^+(x + vt)} = \frac{\dot{U}_2 - Z_c \dot{I}_2}{\dot{U}_2 + Z_c \dot{I}_2} e^{-2\gamma x'} = \frac{Z_2 - Z_c}{Z_2 + Z_c} e^{-2\gamma x'} \quad (2-13)$$

式中， $Z_2 = \dot{U}_2 / \dot{I}_2$  为长线电缆终端负载特性阻抗； $Z_c = \sqrt{L_0 / C_0}$  为长线电缆的特性

波（或入射波）到达 A 点后将发生变化，折射为沿导线 2 前行电压波（或入射电压波） $u_{q2}$  和前行电流波（或入射电流波） $i_{q2}$ ，同时还出现沿导线 1 反行电压波（或反射电压波） $u_{f1}$  和反行电流波（或反射电流波） $i_{f1}$ 。由于在连接点 A 处的电压和电流只能有一个值，因此必然有关系式

$$\begin{cases} u_{q1} + u_{f1} = u_{q2} \\ i_{q1} + i_{f1} = i_{q2} \end{cases} \quad (2-14)$$

式中， $i_{q1} = \frac{u_{q1}}{Z_{c1}}$ ， $i_{q2} = \frac{u_{q2}}{Z_{c2}}$ ， $i_{f1} = -\frac{u_{f1}}{Z_{c1}}$

代入可以得到

$$\begin{cases} u_{q1} + u_{f1} = u_{q2} \\ \frac{u_{q1}}{Z_{c1}} - \frac{u_{f1}}{Z_{c1}} = \frac{u_{q2}}{Z_{c2}} \end{cases} \quad (2-15)$$

解方程可以得到波在连接点 A 处的折射系数  $\alpha$  和反射系数  $n$  为

$$\begin{cases} \alpha = \frac{u_{q2}}{u_{q1}} = \frac{2Z_{c2}}{Z_{c1} + Z_{c2}} \\ n = \frac{u_{f1}}{u_{q1}} = \frac{Z_{c2} - Z_{c1}}{Z_{c1} + Z_{c2}} \end{cases} \quad (2-16)$$

因此，有了 PWM 脉冲电压入射波、反射波以及折射系数、反射系数的概念，我们就可以分析 PWM 脉冲电压波在长线电缆上传输反射过程。

## 2.2 PWM 脉冲电压波反射现象的研究

### 2.2.1 PWM 脉冲电压波在电缆上传输波反射过程

根据电磁波传输线理论，高频 PWM 脉冲电压波在变频器和电动机之间的传输可以被看作是行波在传输线上的传播，当 PWM 脉冲电压波沿传输线传输到电动机端后，由于电缆与电动机特性阻抗不匹配，将在电动机端产生电压波反射现象，波反射幅值的大小将取决于两者特性阻抗的不匹配程度。然而，由于电动机的特性阻抗远远大于电缆的波阻抗，因此将在电缆末端将产生近似变频器直流侧电压幅值两倍的过电压，并发生高频阻尼振荡现象。此外，PWM 脉冲电压上升时间以及脉冲电压波在电缆上传播时间也将影响过电压的形成。事实上，正因为这些因素的相互作用，才会在电动机端产生过电

压。由于波阻抗的存在，脉冲波在电缆上将不可避免的发生传输延时和幅值衰减，而反射系数  $n \leq 1$ ，因此在电动机端产生的过电压呈现振荡衰减趋势。

随着电力电子器件性能的提高，PWM 脉冲电压波的上升时间很短，通常在  $0.1 \sim 0.5 \mu s$ ，远远小于 PWM 脉冲的宽度。因此，PWM 脉冲电压波在电缆上的传输反射过程可以用直角波（即直流电压）在电缆上的传输来分析。采用长线电缆变频供电时，变频器和电动机之间的 PWM 脉冲电压波应该遵循传输线的波传输方程，变频器相当于一个直流电压源  $U_s$ 。PWM 脉冲电压波作为正向行波（或入射波），由变频器向电动机传输，由于电缆波阻抗和电动机特性阻抗不匹配，将在电动机端发生电压反射并产生反向行波（或反射波）传向变频器，当反向行波（或反射波）传输到变频器输出端后，由于源阻抗与电缆波阻抗不匹配在源端反射后将产生第二个入射波，依次反复循环。然而为了更好地理解变频器和电动机之间的行波重复反射现象，我们将考虑采用一阶单位阶跃输入来分析讨论 PWM 脉冲电压波的一个电压波反射过程。假定 PWM 脉冲电压波的  $dv/dt$  无穷大。其等效电路如图 2-5 所示。

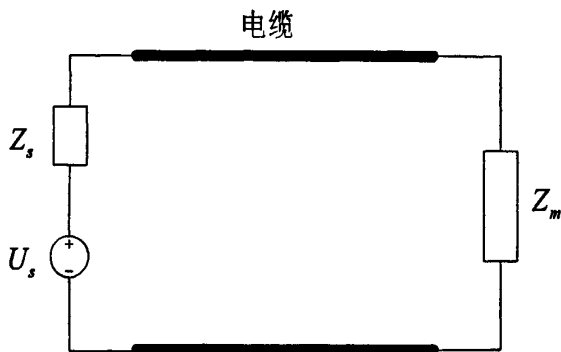


图2-5 长线电缆传输等效电路

Fig2-5 Transmission equivalent circuit of long-line cable

由长线电缆传输等效电路可以得到电动机端电压反射系数  $n_2$

$$n_2 = \frac{Z_m - Z_c}{Z_m + Z_c} \quad (2-17)$$

其中， $Z_m$  为负载（电动机）特性阻抗； $Z_c$  为传输电缆特性阻抗或波阻抗。

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad (2-18)$$

电压源端电压反射系数  $n_1$



$$n_1 = \frac{Z_s - Z_c}{Z_s + Z_c} \quad (2-19)$$

其中,  $Z_s$  为电压源内阻抗, 一般  $Z_s \approx 0$ , 因此  $n_1 \approx -1$ , 在高频情况下, 电动机的特性阻抗很大, 为了便于分析, 通常取  $n_2 \approx 1$ 。

下面将分析 PWM 脉冲电压波在有限电缆长度上的波反射过程。当开关器件接通后, PWM 脉冲电压正向行波 (或入射波) 将以幅值  $U_s$  向右传输, 设脉冲传输速度为  $v$ , 传输线的长度为  $l$ , 脉冲电压正向行波 (或入射波) 在  $t=0$  时刻开始从变频器端沿传输线向负载端传输, 此脉冲电压正向行波 (或入射波) 将在  $t=t_p = \frac{l}{v}$  时刻到达传输线路的负载端, 此时, 在  $0 < t < t_p$  时间间隔内, 传输线上只有正向脉冲电压入射波, 电压幅值为  $U_s$ , 如图 2-6(a) 所示。

当  $t=t_p$  时刻, 脉冲电压正向行波 (或入射波) 到达传输线路的负载端, 遇到阻抗不匹配时将发生波反射, 将会产生一个幅值为  $U_s$  的反向行波 (或反射波), 向左反向传输, 在  $t=2t_p$  时脉冲电压反向行波 (或反射波) 到达电源端。此时, 在  $t_p < t < 2t_p$  时间间隔内, 传输路上各点处的电压均由脉冲电压正向行波 (或入射波) 与脉冲电压反向行波 (或反射波) 相叠加而成, 并使得电动机端电压加倍, 电压幅值为  $2U_s$ , 如图 2-6(b) 所示。

当  $t=2t_p$  时刻, 脉冲电压反向行波 (或反射波) 到达电源端, 由于电源端的边界条件要求电压为  $U_s$ , 因此在电源端将再次发生波反射, 反向行波 (或反射波) 也即是第二次正向行波 (或入射波) 将变为  $-U_s$ , 由变频器端向电动机端传输。在  $2t_p < t < 3t_p$  时间间隔内, 所有脉冲电压入射波 (两次入射波) 与脉冲电压反射波 (一次反射波) 相叠加后正好等于电源端电压, 故叠加后的电压脉冲在传输线上所到之处电压均为  $U_s$ , 如图 2-6(c) 所示。

当  $t=3t_p$  时刻, 第二次正向行波 (或入射波) 到达电动机端, 由于阻抗不匹配, 并再次发生波反射, 形成第二次反向行波 (或反射波)。故在  $3t_p < t < 4t_p$  时间间隔内, 脉冲电压波在传输线上所到之处将使传输线上的电压为零。当第二个反向行波 (或入射波)

导率和介电常数； $\pm$ 符号表示脉冲电压波的传播方向。

在 PWM 脉冲电压波的一个振荡周期内，脉冲电压波将在变频器和电动机端分别发生两次反射，设脉冲电压波在电缆上单程传输时间为  $t_p$ ，脉冲电压波的上升沿时间为  $t_r$ ，由长线传输脉冲电压波反射过程的分析可以知道，PWM 脉冲电压正向行波（或入射波）在变频器和电动机端各发生一次反射后，脉冲电压的幅值就变为  $-u_s$ ，电缆沿线的电压幅值减小为  $u_s$ ，此时电压幅值为  $-u_s$  的第二次脉冲电压正向行波（或第二次入射波）到达电动机端所用的时间为  $3t_p$ 。然而，电动机端电压幅值到达  $u_s$  所用的时间为  $t_r + t_p$ ，两者的临界传播时间为  $3t_p = t_r + t_p$ ，即  $2t_p = t_r$ 。因此当  $2t_p \geq t_r$  时，脉冲电压正向行波（或入射波）到达电动机端并使得电压幅值达到  $u_s$  的时间比较短，这时候脉冲电压反向行波（或反射波）和初始脉冲电压波相叠加，从而就会在电动机端产生近似于  $2u_s$  的端电压；当  $2t_p < t_r$  时，电压幅值为  $-u_s$  的第二次脉冲电压正向行波（或第二次入射波）到达电动机时，这时候电动机端的脉冲电压幅值还没有达到  $u_s$ ，所以脉冲电压叠加后使得电动机端产生小于  $2u_s$  的端电压。因此我们就可以看出，除了上述分析的电动机特性阻抗和电缆波阻抗之外，PWM 脉冲电压的上升沿时间以及波在电缆上的传播时间也将会影响电动机端波反射过电压的形成。

由式 (2-20) 又可以得到脉冲电压波的振荡频率为：

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{4t_p} = \frac{1}{4l\sqrt{L_0C_0}} = \frac{1}{4l\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2-22)$$

由上式可以看出，脉冲电压波的振荡频率与电缆长度成反比例；并随电缆的结构、导体的间距、绝缘材质的不同，以及电缆单位长度上的分布电感、分布电容及磁导率和介电常数有所变化，从而影响脉冲电压波的传播速度和振荡频率。以上分析的是无损耗传输线，如果考虑电缆的阻尼作用时，电动机端过电压振荡衰减的速度就会变快。

研究表明，由于脉冲电压反射波的高频作用，导体电阻将发生变化，从而会影响电动机端过电压的衰减速度。这是因为，在高频情况下，由于集肤效应和邻近效应，脉冲反射波振荡频率将反过来影响导体的交流电阻，从而会影响电动机端过电压阻尼振荡幅值。例如，绞线式电缆，邻近效应会使得阻尼电阻增大一倍<sup>[34]</sup>。导体单位长度交流电阻

的计算公式为

$$R_0 = K_p K_{skin(f)} R_{dc} (\Omega / km) \quad (2-23)$$

式中,  $K_p$  为邻近效应系数;  $K_{skin(f)}$  为导体集肤效应系数;  $R_{dc}$  为单位长度导体直流电阻。

幅值为  $u_s$  的脉冲电压在电缆上传输过程中将按照指数形式衰减<sup>[35]</sup>。

$$\frac{u_s'}{u_s} = e^{-\frac{R_0 x}{2Z_c}} = e^{-\frac{K_p K_{skin(f)} R_0 x}{2Z_c}} \quad (2-24)$$

式中,  $u_s'$  为经过电缆传输衰减后的脉冲电压幅值

由式 (2-24) 可以看出, 变频器与电动机之间的供电电缆越短, 其反射波振荡频率越高, 电缆对反射波的阻尼作用就越强, 从而将影响下一个 PWM 脉冲来临前电缆上存储的电荷。

建立脉冲电压波传播电路的仿真模型图, 采用 Matlab/Simulink 仿真软件进行仿真分析, 仿真电路如图 2-7 所示。

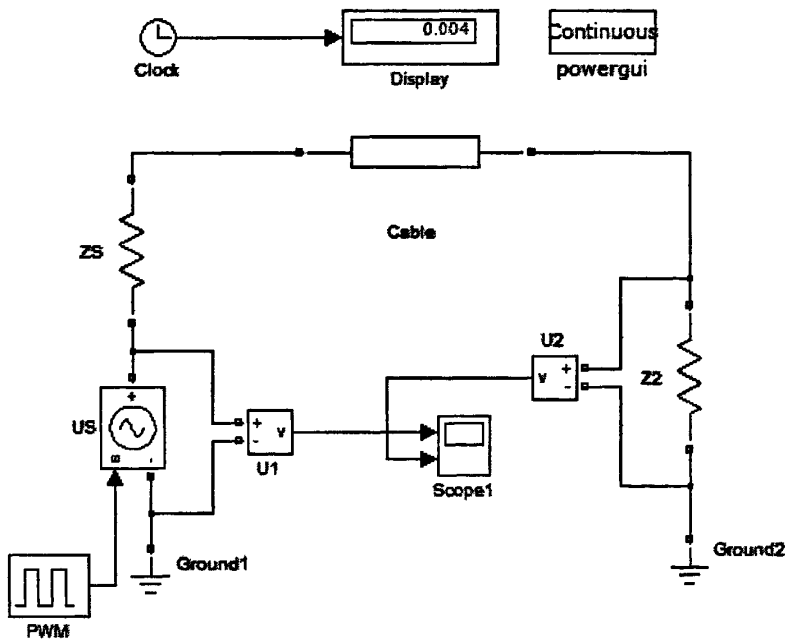


图2-7 PWM脉冲电压波反射仿真电路模型图

Fig2-7 Simulation circuit model of PWM pulse voltage reflection

仿真电路模型中的输入 PWM 脉冲电压幅值为  $U_s = 500V$ , 频率为  $f = 500Hz$ , 电缆的长度为  $l = 2km$ , 电缆分布参数为: 电阻  $R_0 = 0.02\Omega / km$ , 电感  $L_0 = 1.0 \times 10^{-3} H / km$ ,

电容  $C_0 = 13 \times 10^{-9} F/km$ 。负载等效阻抗为  $Z_2 = 5k\Omega$ 。对 PWM 脉冲电压波反射仿真电路图进行分析计算得到如图 2-8 所示电压波形图

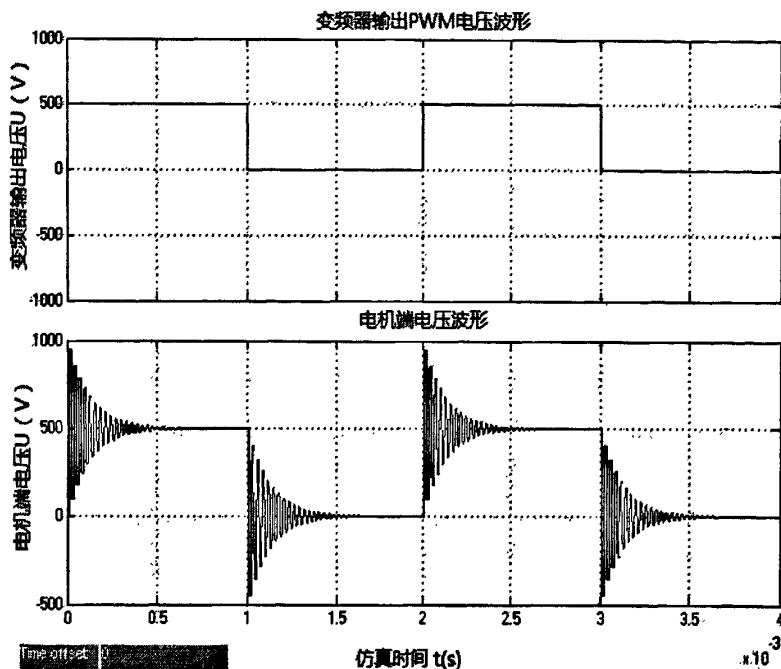


图2-8 PWM脉冲电压波反射仿真分析电压波形图

Fig2-8 Voltage waveform of PWM pulse voltage reflection

图 2-8 中，上图为变频器输出 PWM 电压脉冲波形，下图为电机端电压波形，从图中我们可以看出，在电机端 PWM 脉冲电压的上升沿及下降沿处产生了波反射过电压阻尼振荡，过电压幅值接近  $2U_s$ 。

### 2.2.2 PWM 脉冲上升时间对电压波反射过电压的影响

在上一节的分析中，忽略了 PWM 脉冲电压的上升及下降时间，然而在实际情况下，变频器输出的每一个 PWM 脉冲电压并非是理想的阶跃脉冲电压，而是具有一定上升及下降时间的梯形脉冲电压波（或三角脉冲电压波），这就将会影响 PWM 脉冲电压波反射过程。所以，即使在电缆长度很短的情况下，并且又在电动机端发生了全反射，其脉冲电压波反射过电压的幅值也不会达到  $2U_s$ 。下面我们将详细分析 PWM 脉冲电压上升时间对电压波反射过电压的影响。

当变频器输出的 PWM 脉冲电压不是阶跃函数，而是有一定上升时间及下降时间的脉冲电压，变频器输出脉冲电压波形如图 2-9 所示，故在分析脉冲上升沿（或下降沿）处发生波反射过程时，就可以用两个极性相反并且相互错开时间  $t_r$  的斜坡函数叠加的波

形表示脉冲电压波形，即：

$$U_s(t) = U_s'(t) - U_s''(t) = U_0[t \cdot 1(t) - (t - t_r) \cdot 1(t - t_r)] \quad (2-25)$$

公式中， $U_0$ 为脉冲电压幅值； $1(t)$ 为单位阶跃函数； $t_r$ 为脉冲电压的上升时间。

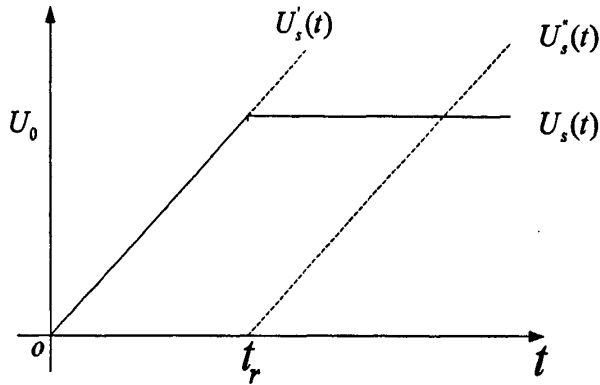


图2-9 脉冲电压上升沿时间波形图

Fig2-9 Rising edge waveform of pulse voltage

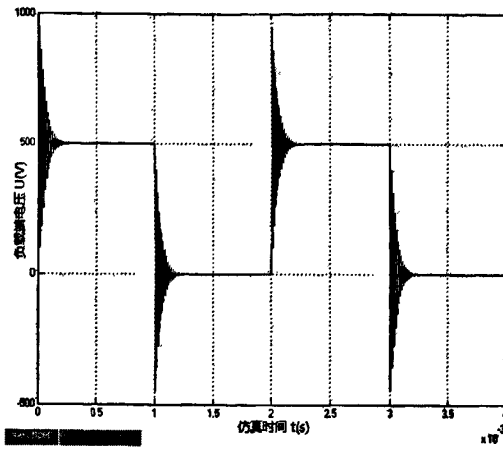
将此脉冲电压作用于等效电路中，为了便于分析，这里同样忽略电源内阻抗， $Z_s \ll Z_0$ ，根据反射原则可知，电源端的波反射系数为 $n_1 \approx -1$ ，电动机端的波反射系数为 $n_2 \approx 1$ 。电缆长度为 $l$

对脉冲电压波反射过程的分析，就可以得出电动机端的端电压 $U_{motor}(t)$ 为：

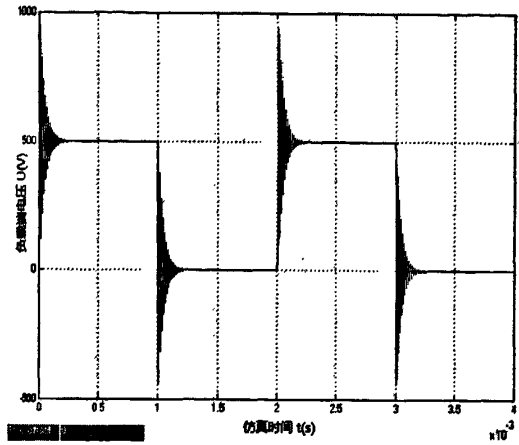
$$U_{motor}(t) = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{U_0}{t_r} (1 + n_2) n_2^{m-1} [(t - (2m-1)t_p) \cdot 1(t - (2m-1)t_p) - (t - (2m-1)t_p - t_r) \cdot 1(t - (2m-1)t_p - t_r)] \quad (2-26)$$

式中， $t_p$ 为脉冲电压波在电缆上的单程传输时间 $t_p = \frac{l}{v}$ ； $m$ 为脉冲电压波在电动机端反射的次数。

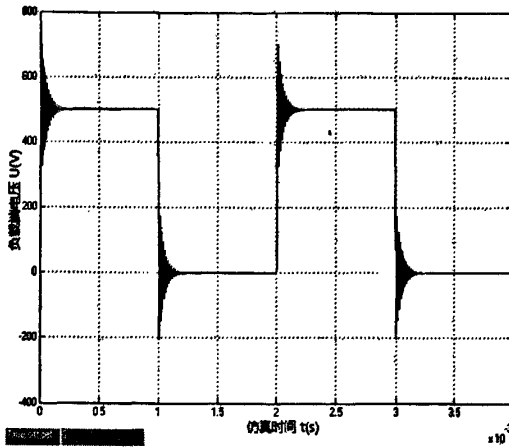
利用 Matlab/Simulink 仿真软件搭建仿真电路，仿真电路中脉冲频率 $f = 500\text{Hz}$ ，脉冲电压幅值 $U_s = 500\text{V}$ ，电缆分布参数为：电阻 $R_0 = 0.02\Omega/\text{km}$ ，电感 $L_0 = 1 \times 10^{-3}\text{H}/\text{km}$ ，电容 $C_0 = 13 \times 10^{-9}\text{F}/\text{km}$ ，电缆长度为 $l = 1\text{km}$ ，电动机特性阻抗为 $Z_2 = 5000\Omega$ 。通过仿真分析计算得出仿真波形如下：



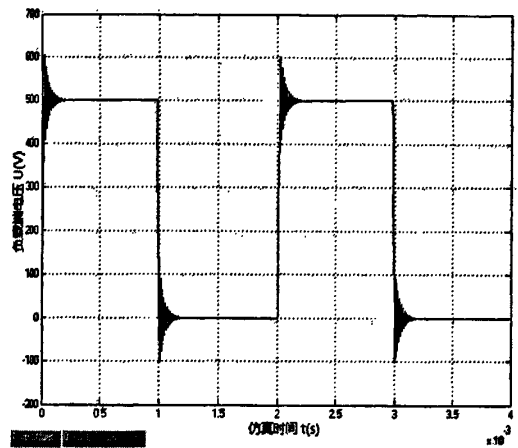
(a) 脉冲上升时间 $1\mu s$



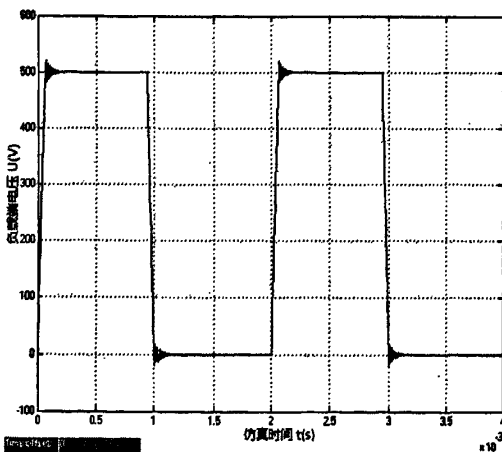
(b) 脉冲上升时间 $5\mu s$



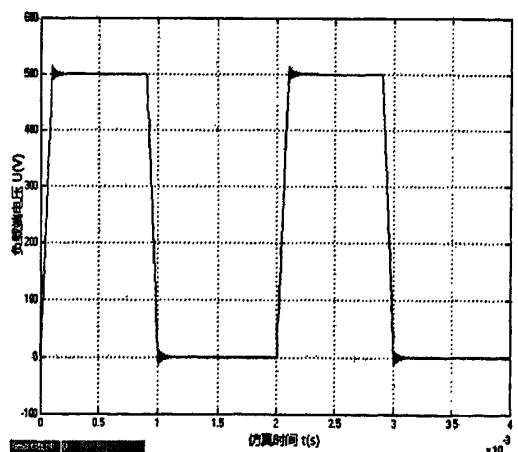
(c) 脉冲上升时间 $10\mu s$



(d) 脉冲上升时间 $20\mu s$



(e) 脉冲上升时间 $50\mu s$



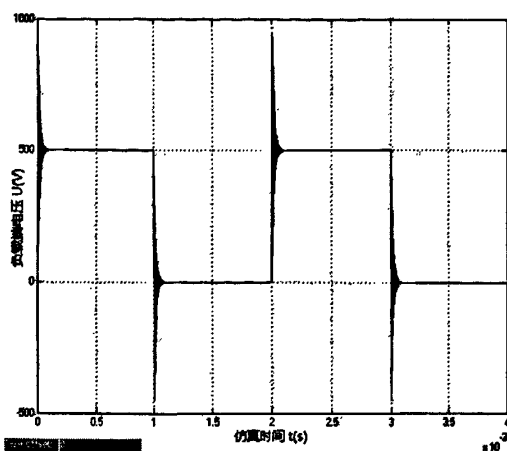
(f) 脉冲上升时间 $100\mu s$

图2-10 不同脉冲上升时间对应负载端电压仿真波形  
Fig2-10 Simulation load voltage waveforms of different rising time

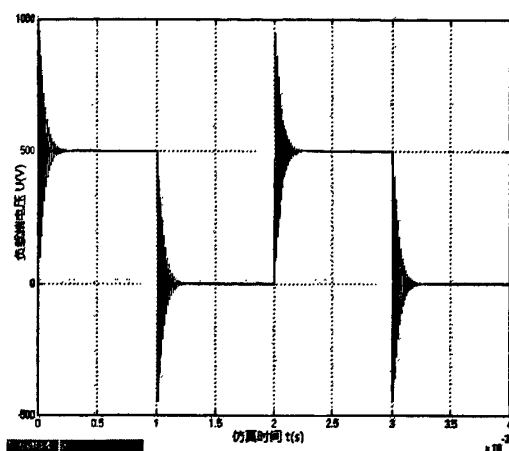
从图 2-10 (a) 到图 2-10 (f) 可以看出, 在开关频率及电缆长度一定的前提下, PWM 脉冲电压上升时间越长, 负载端电压的幅值就越小。

### 2.2.3 电缆长度对电压波反射过电压的影响

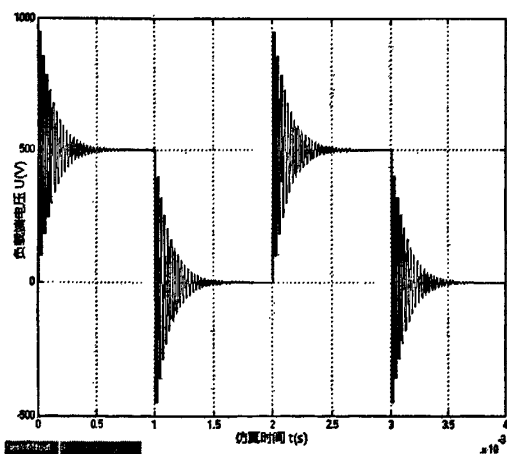
仿真波形



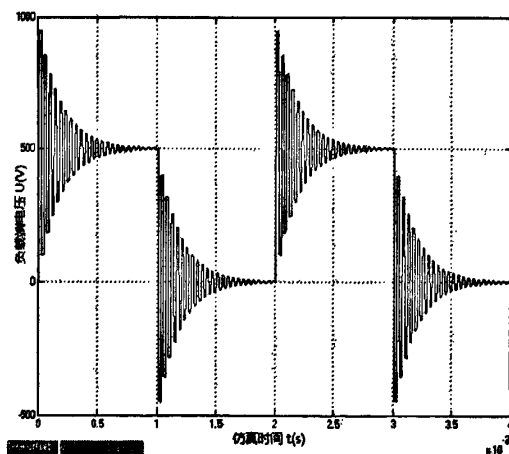
(a) 电缆长度 500m



(b) 电缆长度 1km



(c) 电缆长度 2km



(d) 电缆长度 3km

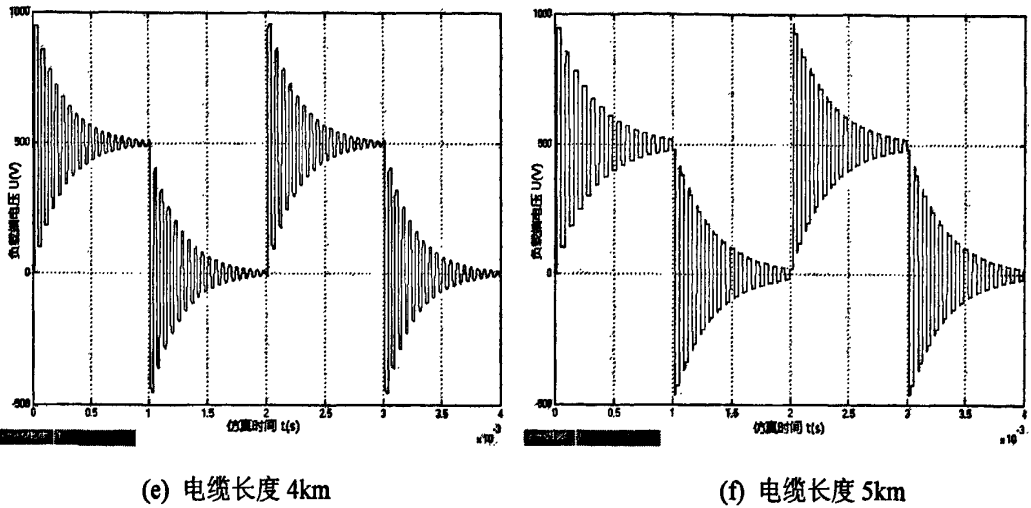


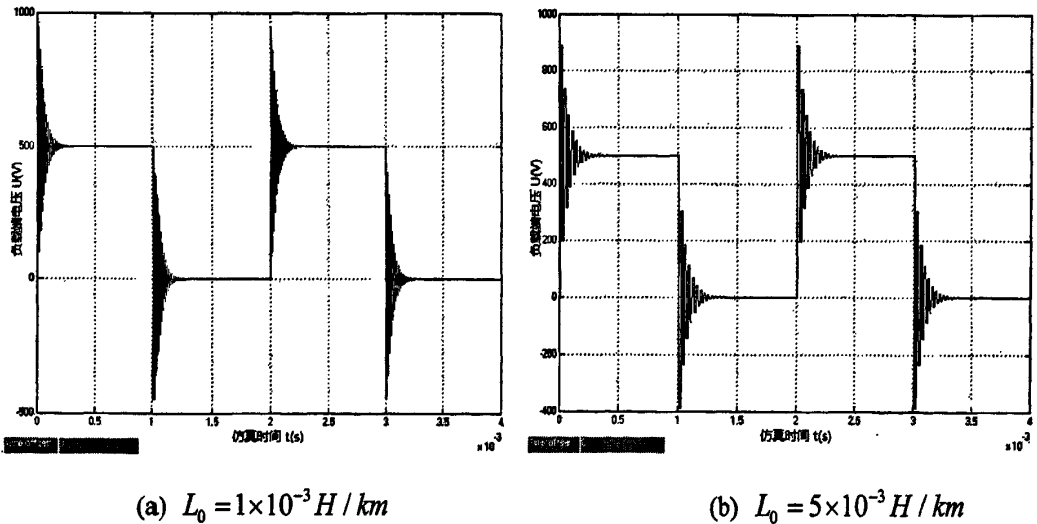
图2-11 不同电缆长度对应负载端电压仿真波形

Fig2-11 Simulation load voltage waveforms of different cable length

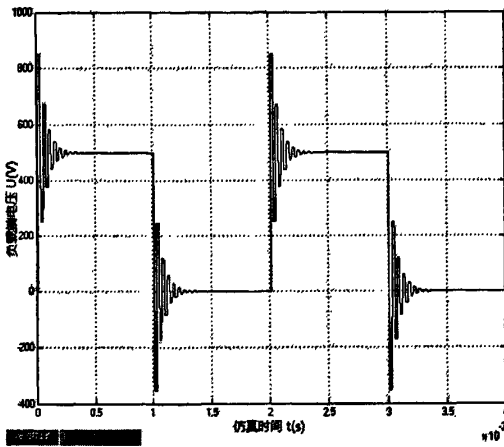
从图2-11 (a) 到图2-11 (f) 可以看出，在开关频率一定的前提下，电缆长度越长，则电动机端过电压就越厉害。这是因为在波速一定的情况下，电缆长度越长，波在传输线上的传输时间就越长，根据振荡周期  $T = 4t_p = 4l\sqrt{L_0C_0}$  可知，由此造成的高频阻尼振荡的时间就越长，脉冲波在传输线上叠加的就越多，那么在电动机端电压的电压幅值就越大。

### 2.2.4 电缆分布电感对电压波反射过电压的影响

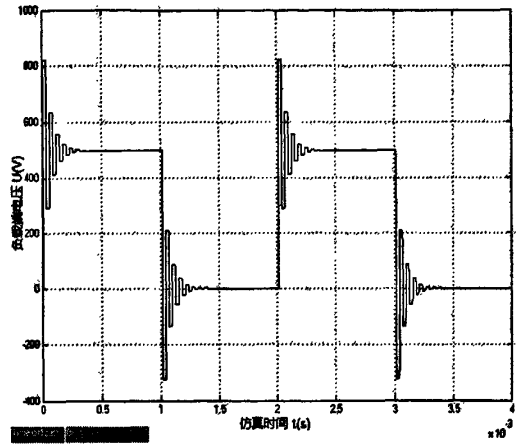
#### 仿真波形



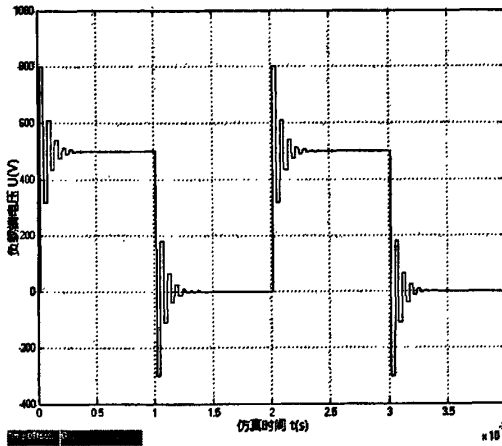




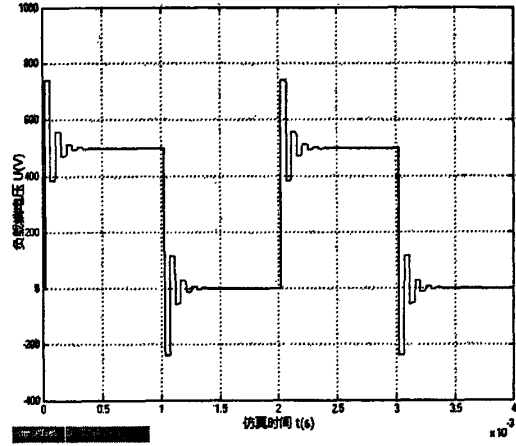
(c)  $L_0 = 10 \times 10^{-3} H / km$



(d)  $L_0 = 15 \times 10^{-3} H / km$



(e)  $L_0 = 20 \times 10^{-3} H / km$



(f)  $L_0 = 40 \times 10^{-3} H / km$

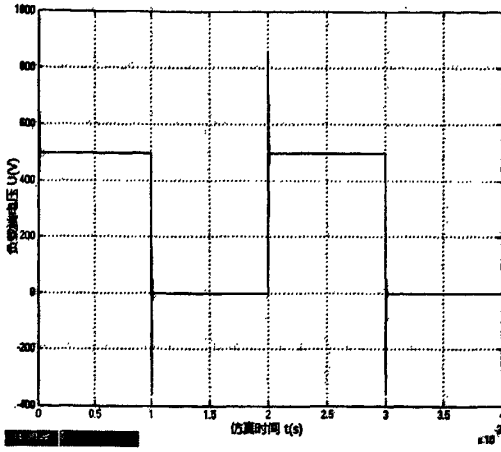
图2-12 不同分布电对应负载端电压仿真波形

Fig2-12 Simulation load voltage waveforms of different distributed inductance

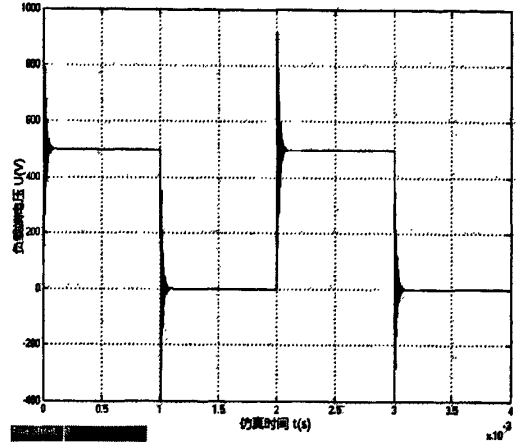
由以上图 2-12(a)到图 2-12(f)可以看出电缆分布电感越大,则电缆波阻抗越大,根据脉冲电压的反射原则可知,反射系数越小,电动机端过电压幅值越小,脉冲电压波在电缆上的传输时间变长,电动机端过电压振荡周期变长。

### 2.2.5 电缆分布电容对电压波反射过电压的影响

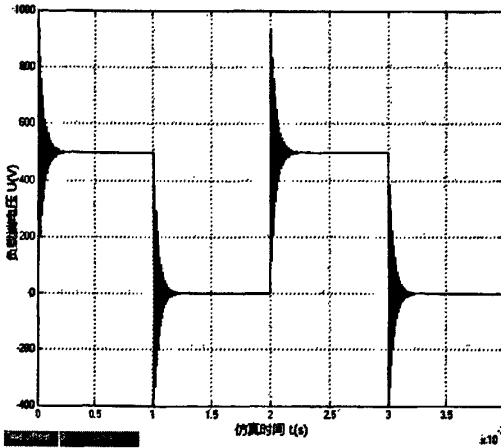
仿真波形



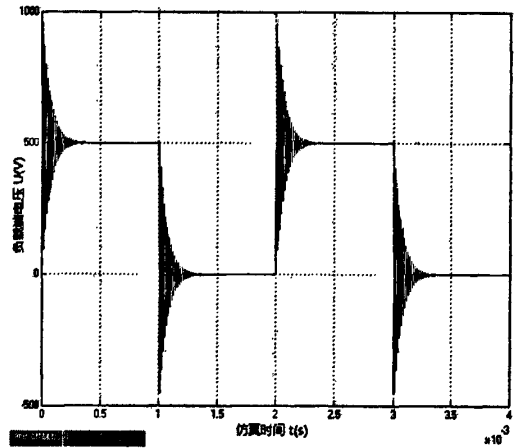
(a)  $C_0 = 1.5 \times 10^{-9} F / km$



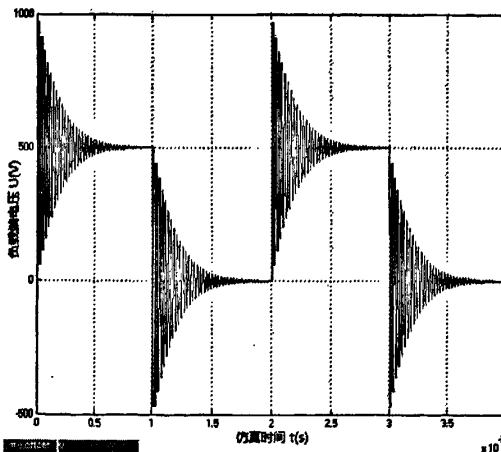
(b)  $C_0 = 5 \times 10^{-9} F / km$



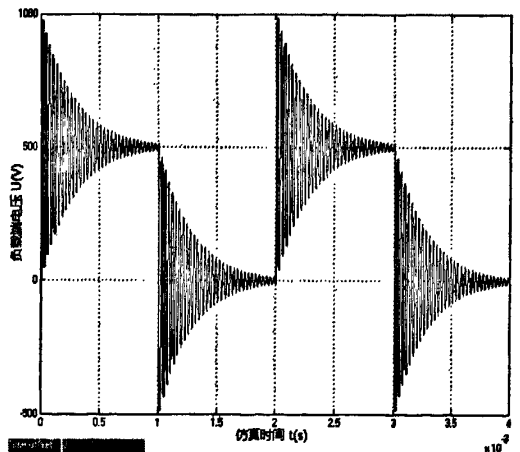
(c)  $C_0 = 9 \times 10^{-9} F / km$



(d)  $C_0 = 15 \times 10^{-9} F / km$



(e)  $C_0 = 40 \times 10^{-9} F / km$



(f)  $C_0 = 60 \times 10^{-9} F / km$

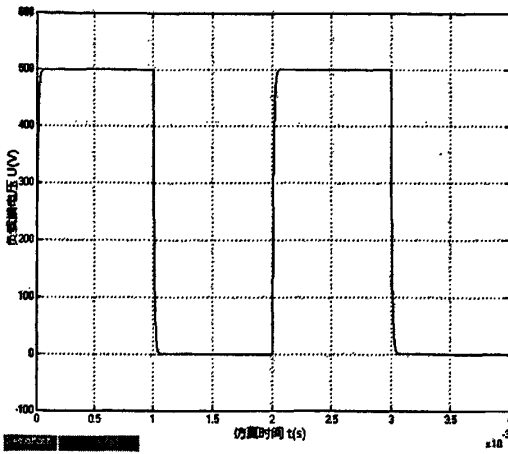
图2-13 不同分布电容对应负载端电压仿真波形

Fig2-13 Simulation load voltage waveforms of different distributed capacitance

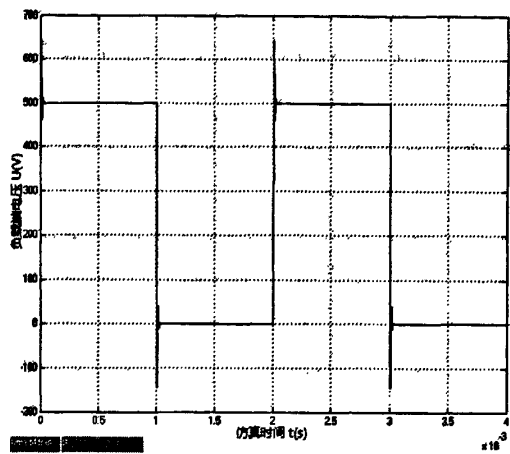
由上图 2-13(a)到图 2-13(f)仿真波形可以得出电缆分布电容越大,则电缆波阻抗越大,根据脉冲电压反射原则,反射系数就越大,电动机过电压幅值也就越大。同时,由于电容有抑制电压变化的作用,故电缆分布电容越大,脉冲电压波在传输过程中需要对分布电容充电并建立电压的时间就越长,这样就使得脉冲电压波在电缆上的传播时间变长,电动机端过电压振荡周期变长。

### 2.2.6 负载特性阻抗对电压波反射过电压的影响

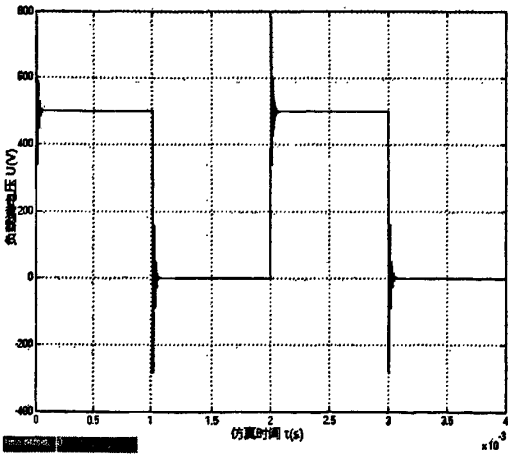
仿真波形



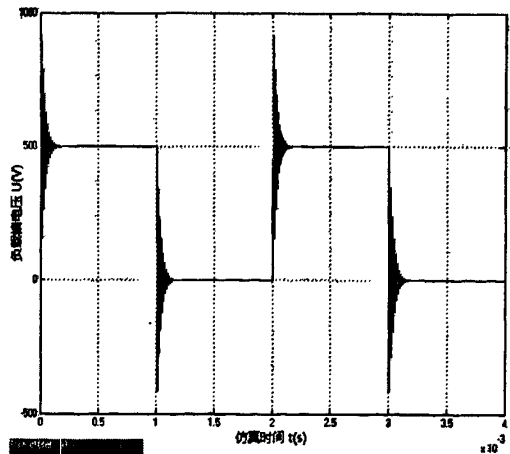
(a) 负载阻抗  $Z_2 = 100\Omega$



(b) 负载阻抗  $Z_2 = 500\Omega$



(c) 负载阻抗  $Z_2 = 1k\Omega$



(d) 负载阻抗  $Z_2 = 3k\Omega$

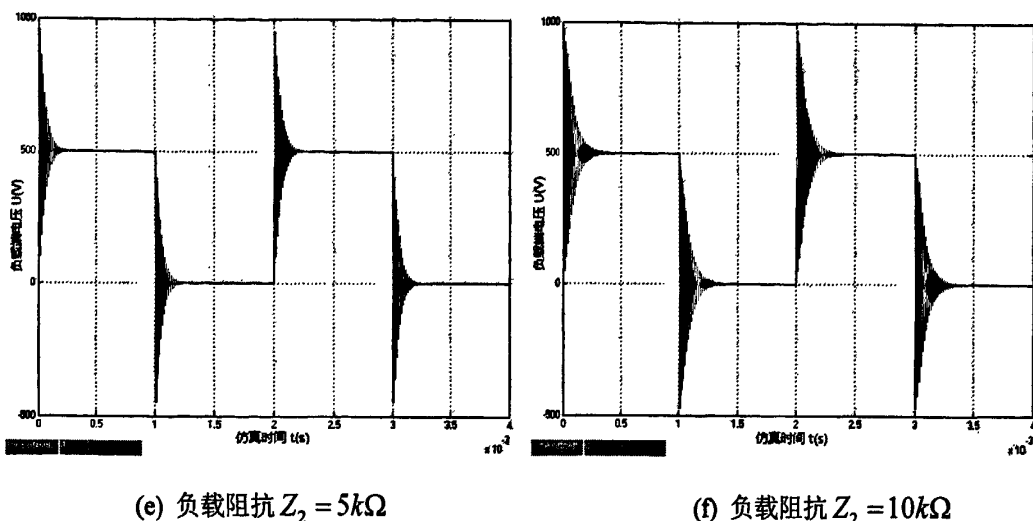


图2-14 不同负载特性阻抗时负载端电压仿真波形

Fig2-14 Simulation load voltage waveforms of different characteristic impedance

由图 2-14 (a) 到图 2-14 (f) 可以看出，当电缆长度一定时，负载特性阻抗  $Z_2$  越大，根据波反射原则可知，负载特性阻抗与电缆特性阻抗就越不匹配，反射系数就越大，从而负载端电压幅值就越大，由于过电压振荡周期只与电缆长度和电缆参数有关，与负载特性阻抗无关，所以过电压振荡周期不变。

### 2.3 本章小结

本章介绍了电磁波传输线理论，并根据电磁波传输线理论分析了 PWM 脉冲电压波在电缆上的传输反射过程，研究了电动机端过电压幅值不超过两倍变频器 PWM 脉冲电压幅值的机理。通过理论及仿真分析了变频器输出 PWM 脉冲电压上升时间、电缆长度、电缆分布参数以及负载阻抗对过电压产生的影响。同时利用了 Matlab 语言中的 Simulink 仿真软件搭建其仿真电路，通过仿真计算验证了过电压的产生因素。

## 第3章 超两倍幅值过电压波反射现象的研究

### 3.1 概述

由变频器经长电缆供电交流电动机时,由于电缆和电动机特性阻抗不匹配,将在电动机端产生过电压,虽然部分研究者曾提到过电动机端可能会出现超两倍幅值过电压波反射现象,但没有对其产生原因进行较为深入的研究<sup>[45-53]</sup>。而电动机绕组绝缘失效使得人们迫切深入研究电动机绕组的退化机理。因此,本章将利用电磁波传输线理论,分析PWM脉冲电压波反射过程,并在实验室中通过搭建仿真电路和模拟电路验证了在电动机端可能出现超两倍幅值过电压。

### 3.2 PWM脉冲电压波发生双脉冲效应现象分析

首先,电缆在完全充电状态下( $u_i(0)=u_m(0)=u_s$ ),如图3-1(a)所示。此时电缆产生一个近似 $4\mu\text{s}$ 的暂态干扰( $u_i(1)=u_i(2)=u_i(3)=0$ ),在变频器端和电动机端的传输延时分别近似为 $1\mu\text{s}$ ,为了便于分析双脉冲效应波反射过程,同样忽略电源内阻抗(即 $Z_s \ll Z_c$ ),电动机特性阻抗远远大于电缆波阻抗(即 $Z_m \gg Z_c$ ),根据脉冲波反射原则,变频器端反射系数为 $\Gamma_i \approx -1$ ,电动机端反射系数为 $\Gamma_m \approx 1$ 。此时为满足边界条件( $u_i(1)=u_i(2)=u_i(3)=0$ ),PWM脉冲入射波将以幅值 $-u_s$ 向右传输。设脉冲传输速度为 $v$ ,传输线长度为 $l$ ,脉冲入射波将在 $t=0$ 时刻开始从变频器端向电动机端传输,此时脉冲入射波将在 $t=t_p = \frac{l}{v}$ 时到达电动机端,在时间间隔 $0 < t < t_p$ 内,传输线上电压幅值均为零,如图3-1(b)所示。

当 $t=t_p$ 时,脉冲入射波到达电动机端,由于特性阻抗不匹配,将在电动机端发生波反射,并产生一个幅值为 $-\Gamma_m u_s \approx -u_s$ 的反射波向左反向传输。在时间间隔 $t_p < t < 2t_p$ 内,传输线上电压幅值为 $-\Gamma_m u_s \approx -u_s$ ,反射回来的负电压将迫使电动机端电压近似为负直流侧电压 $u_m(1t_p) = u_m(0) - u_s(1 + \Gamma_m) \approx -u_s$ ,如图3-1(c)所示。

当 $t=2t_p$ 时,脉冲反射波到达变频器端,由于边界条件要求 $u_i(2)=0$ ,故在变频器

端再次发生反射，反射波也即第二次入射波将变为  $-\Gamma_m \Gamma_i u_s \approx u_s$ ，由变频器端向电动机端传输，在时间间隔  $2t_p < t < 3t_p$  内，传输线上各处电压为零，电动机端电压为  $u_m(2t_p) \approx u_m(1t_p) \approx -u_s$ ，如图 3-1 (d) 所示。

当  $t = 3t_p$  时，第二次入射波到达电动机端，由于阻抗不匹配，在电动机端再次发生反射，形成第二次反射波  $-\Gamma_i \Gamma_m^2 u_s \approx u_s$ ，在时间间隔  $3t_p < t < 4t_p$  内，传输线上各处电压为  $u_s$ 。电动机端电压为  $u_m(3t_p) = u_m(2t_p) + [-u_s(1 + \Gamma_m)\Gamma_m \Gamma_i] \approx u_s$ ，如图 3-1 (e) 所示。

在时间间隔  $4t_p < t < 5t_p$  内，第二次反射波  $-\Gamma_i \Gamma_m^2 u_s \approx u_s$  从电动机端向变频器端传输，此时新的脉冲 ( $u_i(4) = u_s$ ) 已到达，并与第二次反射波叠加为  $2u_s$ ，当新脉冲到达电动机端并再次发生反射，此时电动机端电压为  $3u_s$ ，如图 3-1 (f) 所示。

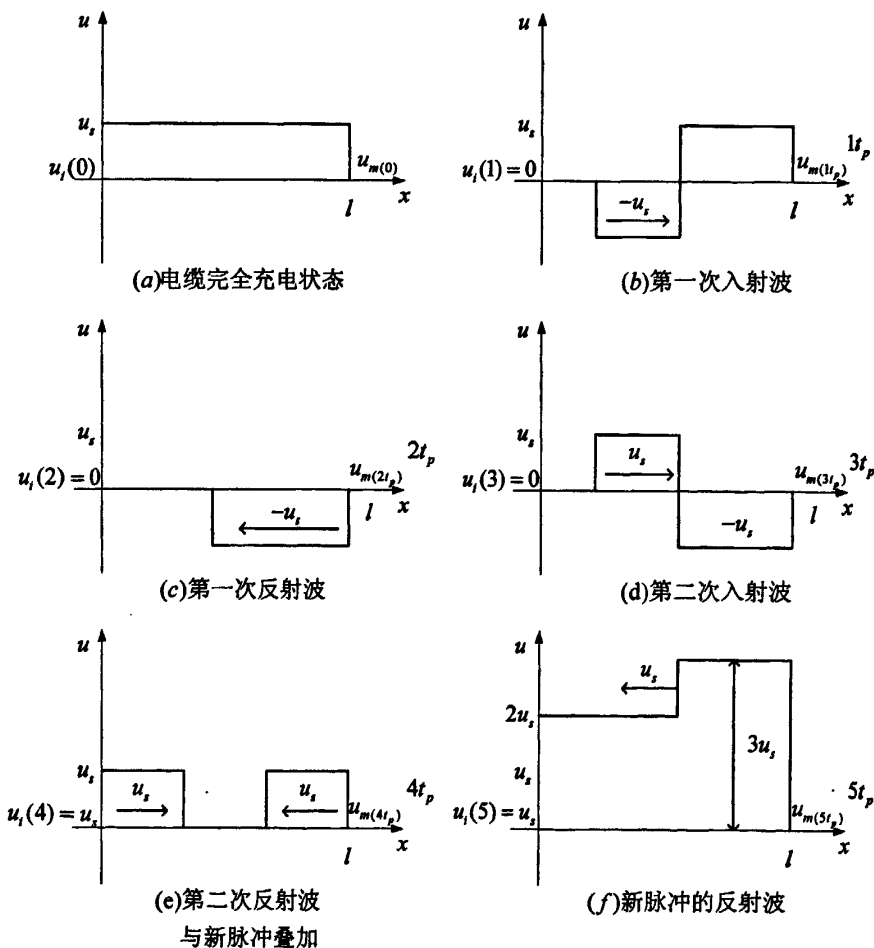


图3-1 双脉冲效应波反射过程

Fig3-1 Wave reflection process of double pulse effect

通过对双脉冲效应波反射过程的分析,利用 Matlab/Simulink 仿真软件建立仿真电路并对其进行仿真分析,其仿真电路如图 3-2 所示。

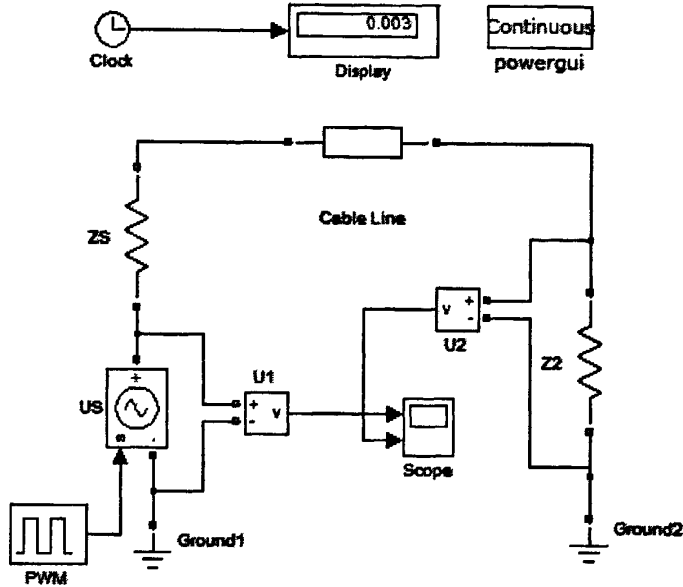


图3-2 双脉冲效应仿真电路图

Fig3-2 Simulation circuit of double pulse effect

仿真电路参数如下: PWM 脉冲频率为  $f = 1\text{kHz}$ , 脉冲电压幅值为  $U_s = 500\text{V}$ , 脉冲占空比为  $D = 90\%$ , 电缆分布参数为: 电阻  $R_0 = 0.02\Omega/\text{km}$ , 电感  $L_0 = 1 \times 10^{-3}\text{H}/\text{km}$ , 电容  $C_0 = 33 \times 10^{-9}\text{F}/\text{km}$ ; 电缆长度为  $l = 1\text{km}$ , 负载特性阻抗  $Z_2 = 5000\Omega$ , 仿真波形如图 3-3 所示。

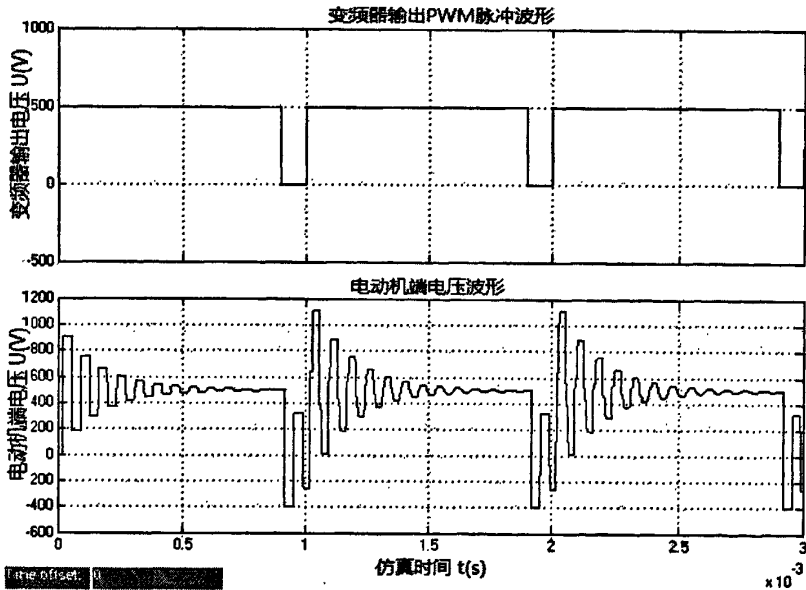


图3-3 双脉冲效应仿真波形图

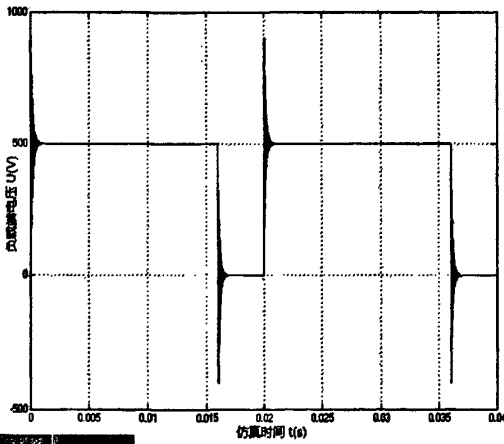
Fig3-3 Simulation waveforms of double pulse effect

由以上仿真分析可以看出，在脉冲上升沿和下降沿处产生的尖峰过电压及高频阻尼衰减振荡，使得电动机端过电压的幅值超过 2 倍直流侧电压。

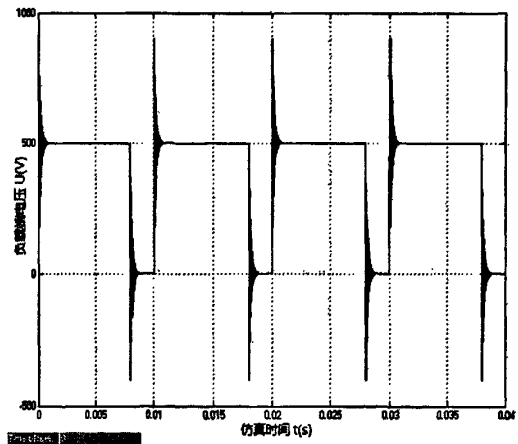
### 3.2.1 开关频率对双脉冲效应的影响

在电缆长度一定情况下，且电缆未充电时，电动机端电压接近 2 倍直流侧电压，在开关频率较高时，脉冲间隔比较小，在第二个脉冲来临之前，电缆上还有存储电荷，此时下一个脉冲在电动机端上产生的过电压将超过 2 倍直流侧电压；开关频率减小时，脉冲间隔增大，过电压有足够时间衰减，则第二个脉冲对电动机端电压的作用与第一个脉冲基本相当，此时第二个脉冲在电动机端产生的过电压接近 2 倍直流侧电压。

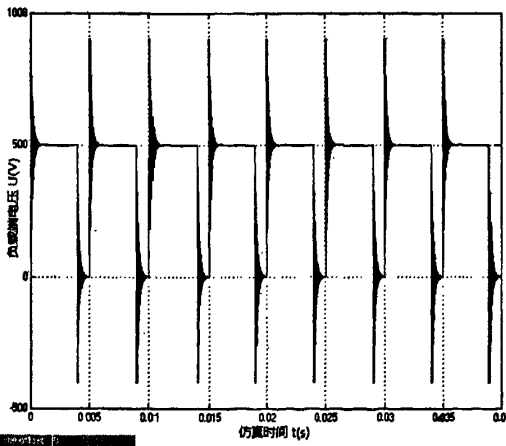
仿真电路如图 3-2 所示，仿真电路参数如下：PWM 脉冲幅值为  $U_s = 500V$ ，脉冲占空比为  $D = 80\%$ ，电缆分布参数为：电阻  $R_0 = 0.02\Omega/km$ ，电感  $L_0 = 1 \times 10^{-3}H/km$ ，电容  $C_0 = 33 \times 10^{-9}F/km$ ；电缆长度为  $l = 1km$ ，负载特性阻抗  $Z_2 = 5000\Omega$ 。其仿真波形如下



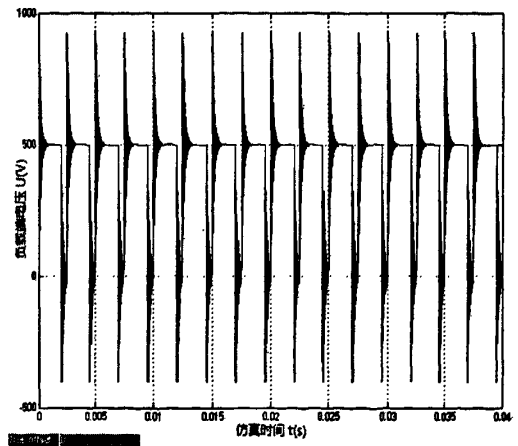
(a) 开关频率  $f=50Hz$



(b) 开关频率  $f=100Hz$

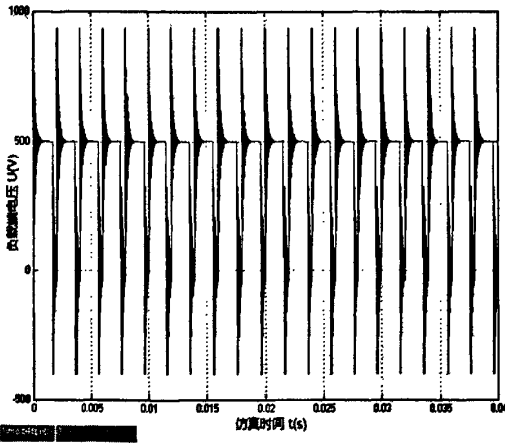


(c) 开关频率  $f=200Hz$

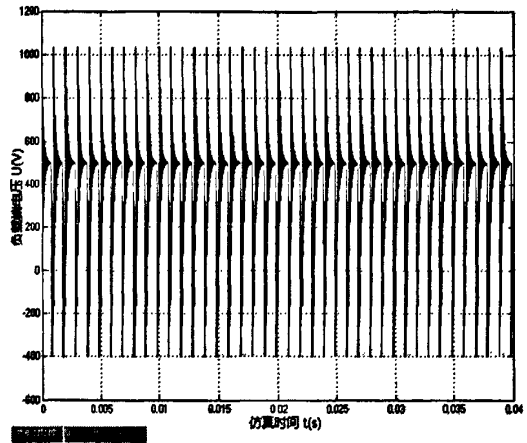


(d) 开关频率  $f=400Hz$





(e) 开关频率  $f=500\text{Hz}$



(f) 开关频率  $f=1000\text{Hz}$

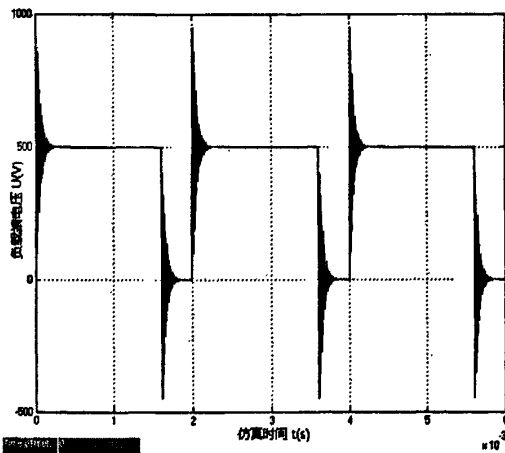
图3-4 开关频率对双脉冲效应影响波形

Fig3-4 Effected waveforms of switching frequency to double pulse effect

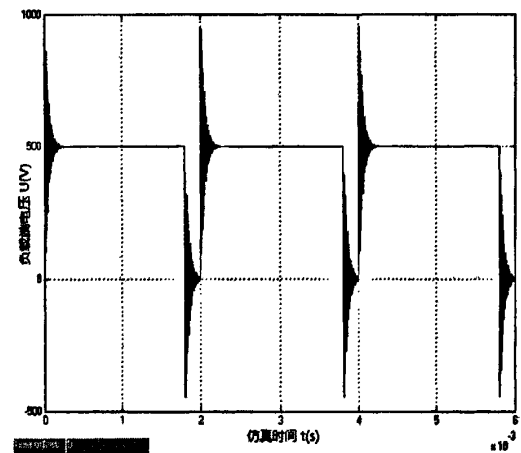
从图 3-4(a)到图 3-4(f)可以看出, 当电缆长度一定 ( $l=1\text{km}$ ) 时, 仿真在不同开关频率下电动机端的过电压。当开关频率增大时, 脉冲电压在一个基波周期内 2 倍过电压的次数将增多, 但是对于 2 倍以上过电压的幅值没有影响。

### 3.2.2 脉冲占空比对双脉冲效应的影响

仿真波形



(a) 脉冲占空比  $D=80\%$



(b) 脉冲占空比  $D=90\%$

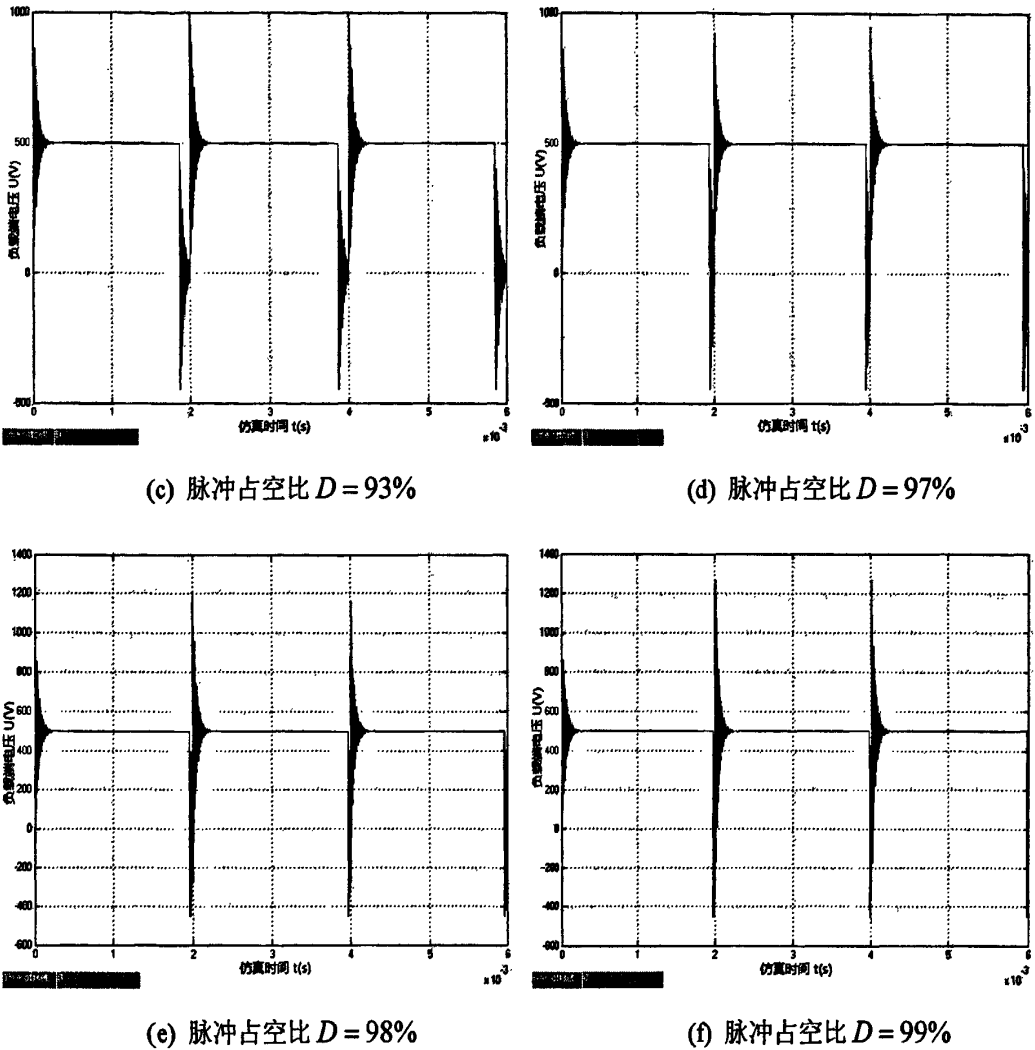


图3-5 脉冲占空比对双脉冲影响波形

Fig3-5 Effected waveforms of pulse duty factor to double pulse

图 3-5(a)到图 3-5(f)显示了脉冲占空比从  $D = 80\%$  到  $D = 99\%$  变化时,电动机端过电压的变化波形。在电缆长度一定时,脉冲占空比越大,则脉冲的间隔就越小,那么在下一个暂态脉冲到来之前,前一个暂态脉冲还没有完全衰减,此时未衰减完的暂态脉冲与下一个新暂态脉冲相叠加,从而使电动机端过电压超过 2 倍直流侧电压。

### 3.3 PWM 脉冲电压波反射发生极性反转现象分析

通过上一节的研究分析,仿真验证了双脉冲效应致使电动机端产生大于 2 倍直流侧过电压的存在性<sup>[51-52]</sup>。然而,另一种情况没有被引起注意,当两个非常靠近且极性相反的两个脉冲组成一个双极性脉冲,极性相反的两个脉冲可以很大或很短,但必须能迅速接替(即前一个脉冲上升时间等于后一个脉冲下降时间)此时这种情况被称作极性反转

现象。

利用 Matlab/Simulink 仿真软件搭建仿真电路，仿真参数为 PWM 脉冲幅值  $U_s = 500V$ ，脉冲频率  $f = 100Hz$ ，脉冲  $U_c$  延时  $U_b$  半个周期；电源内阻抗  $Z_s = 1 \times 10^{-9} \Omega$  电缆分布参数为：电阻  $R_0 = 0.02 \Omega / km$ ，电感  $L_0 = 1 \times 10^{-3} H / km$ ，电容  $C_0 = 33 \times 10^{-9} F / km$ ；电缆长度  $l = 4km$ ；电动机特性阻抗  $Z_2 = 5000 \Omega$ ；仿真电路如图 3-6 所示。

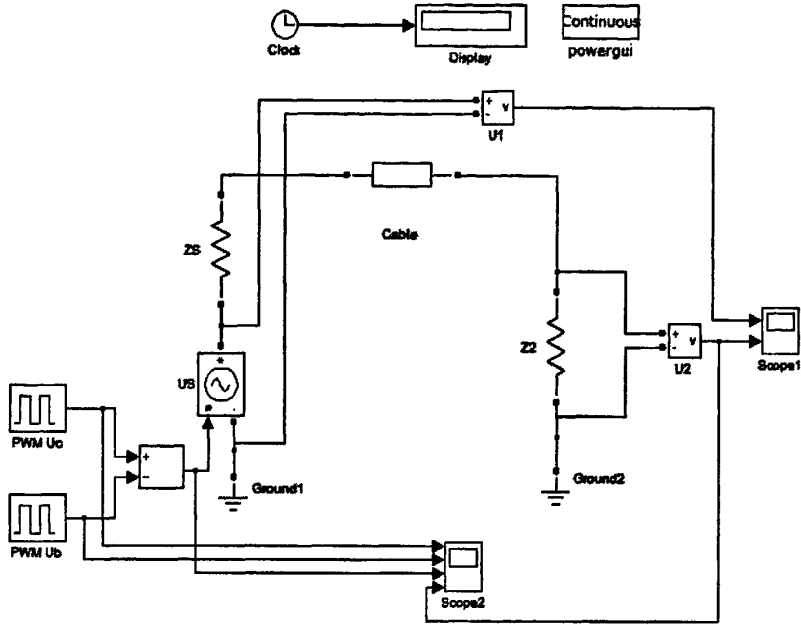
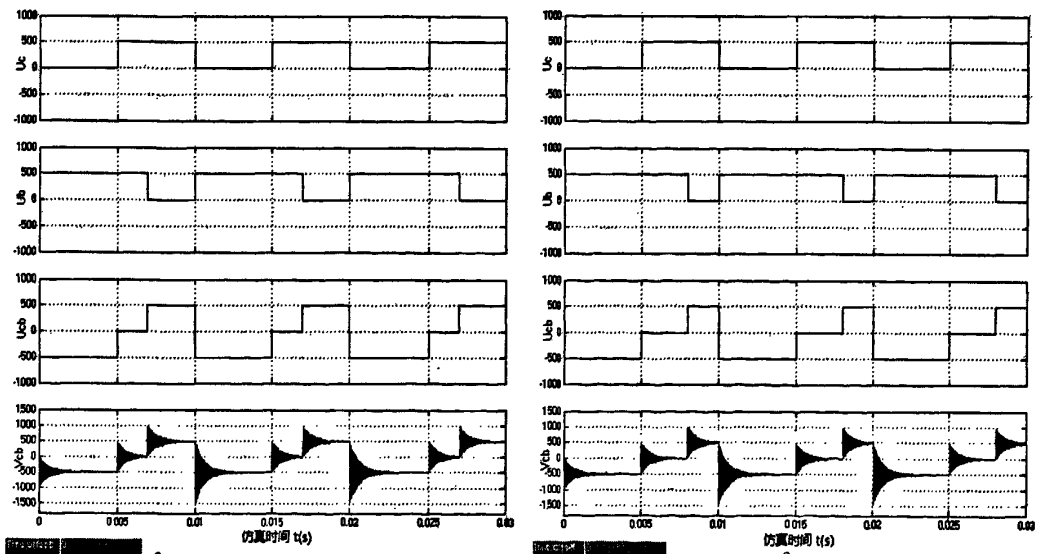


图3-6 极性反转仿真电路

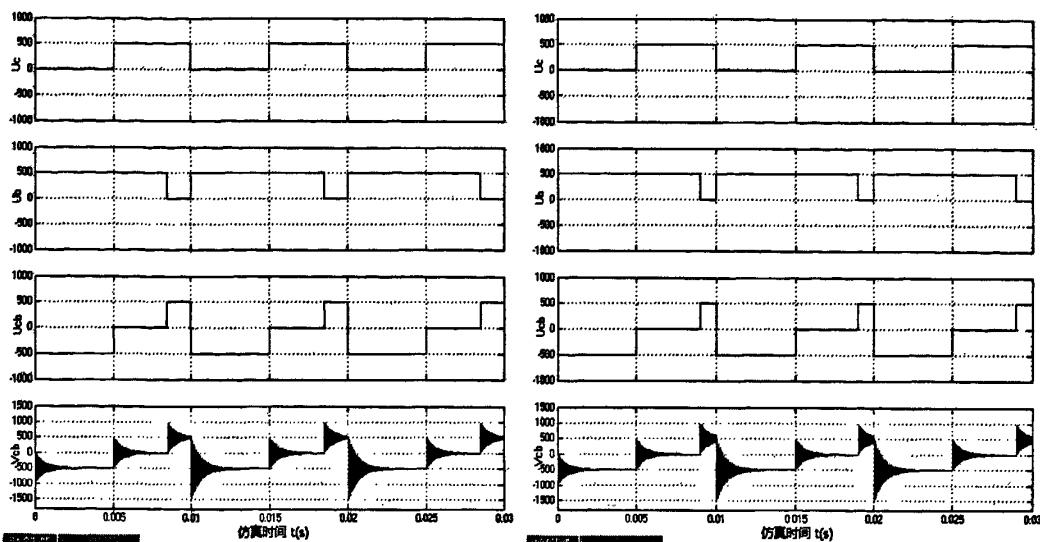
Fig3-6 Simulation circuit of reversal of polarity

仿真波形如下



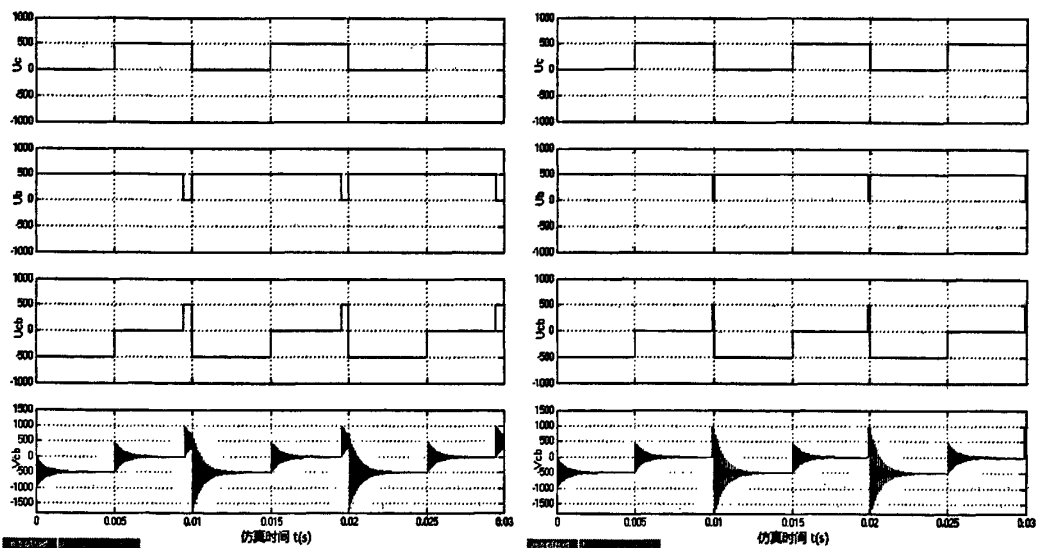
(a)  $U_c$  占空比 50%  $U_b$  占空比 70%

(b)  $U_c$  占空比 50%  $U_b$  占空比 80%



(c)  $U_c$  占空比 50%  $U_b$  占空比 85%

(d)  $U_c$  占空比 50%  $U_b$  占空比 90%



(e)  $U_c$  占空比 50%  $U_b$  占空比 95%

(f)  $U_c$  占空比 50%  $U_b$  占空比 99%

图3-7 极性反转对电动机端过电压影响波形

Fig3-7 Effected waveforms of reversal of polarity to motor over-voltage

由图 3-7(a)到图 3-7(f)可以看出，电动机端线电压  $V_{cb}$  的最大峰值电压已超过 2 倍直流侧电压峰值，情况类似于双脉冲效应，当前一个脉冲没有完全衰减完，后一个脉冲已经到来，从而导致电动机端过电压超过 2 倍直流侧电压。

### 3.4 PWM 脉冲电压波在负载端引起电压无穷大趋势现象分析

前两节分析研究负载过电压幅值为直流侧电压幅值的 2~3 倍，本节将分析研究负载端过电压的一种极限情况，即过电压为无穷大趋势现象。

下面将分析 PWM 脉冲电压波在负载端引起电压无穷大趋势波反射过程。

例如,当脉冲频率  $f = 2500\text{Hz}$ , 即脉冲周期为  $T_{\text{pulse}} = 0.4\text{ms}$ ; 脉冲占空比为  $D = 50\%$ , 脉冲幅值为  $u_s = 1\text{V}$ , 电缆分布参数: 电阻  $R_0 = 0.1273 \times 10^{-12} \Omega/\text{km}$ , 电感  $L_0 = 10 \times 10^{-3} \text{H}/\text{km}$ , 电容  $C_0 = 10 \times 10^{-9} \text{F}/\text{km}$ ; 电缆长度  $l = 10\text{km}$ ; 负载特性阻抗为  $Z_2 = 1 \times 10^{12} \Omega$  (相当于开路状态)。

利用公式  $T = 4t_p = \frac{4l}{v} = 4l\sqrt{L_0 C_0}$  可以得出脉冲振荡周期  $T = 0.4\text{ms}$ ,  $t_p = 0.1\text{ms}$ 。

当开关器件接通后, PWM 脉冲入射波将以幅值  $u_s$  沿电缆向右传输, 设脉冲传输速度为  $v$ , 传输线长度为  $l$ , 脉冲入射波在  $t = 0$  时刻开始从变频器端沿电缆向负载端传输, 脉冲入射波将在  $t = t_p$  时刻到达负载端。在  $0 < t < t_p$  时间间隔内, 电缆上只有正向入射波, 其电压幅值为  $u_s$ , 此时负载端电压为零, 如图 3-8(a) 所示。

当  $t = t_p$  时刻, 脉冲入射波到达负载端, 由于负载特性阻抗与电缆特性阻抗不匹配, 将发生波反射, 入射波与反射波叠加, 从而负载端电压为  $2u_s$ , 在  $t_p < t < 2t_p$  时间间隔内, 电缆上的电压为第一次入射波与第一次反射波叠加而成, 其电压幅值为  $2u_s$ , 如图 3-8(b) 所示。

当  $t = 2t_p$  时刻, 第一次反射波到达变频器端, 此时由于边界条件, 将在变频器端产生一个电压幅值为  $-2u_s$  的入射波也即第二次入射波, 向负载端传输, 在  $2t_p < t < 3t_p$  时间间隔内, 电缆上的电压为两次入射波和一次反射波相叠加, 电压幅值为零, 此时负载端电压仍为  $2u_s$ , 如图 3-8(c) 所示。

当  $t = 3t_p$  时刻, 第二次入射波到达负载端, 由于负载特性阻抗与电缆特性阻抗不匹配, 将再次发生波反射, 产生第二次反射波。此时负载端电压为  $-2u_s$ 。在  $3t_p < t < 4t_p$  时间间隔内, 电缆上的电压为两次入射波和一次反射波相叠加, 电压幅值为  $-2u_s$ , 如图 3-8(d) 所示。

当  $t = 4t_p$  时刻, 第二次反射波到达变频器端, 由于边界条件, 将在变频器端产生一

个幅值为  $2u_s$  的入射波即第三次入射波，向负载端传输。此时负载端电压仍为  $-2u_s$ ，在  $4t_p < t < 5t_p$  时间间隔内，在电缆上电压为三次入射波和两次反射波相叠加，其电压幅值为  $2u_s$ ，如图 3-8(e) 所示。

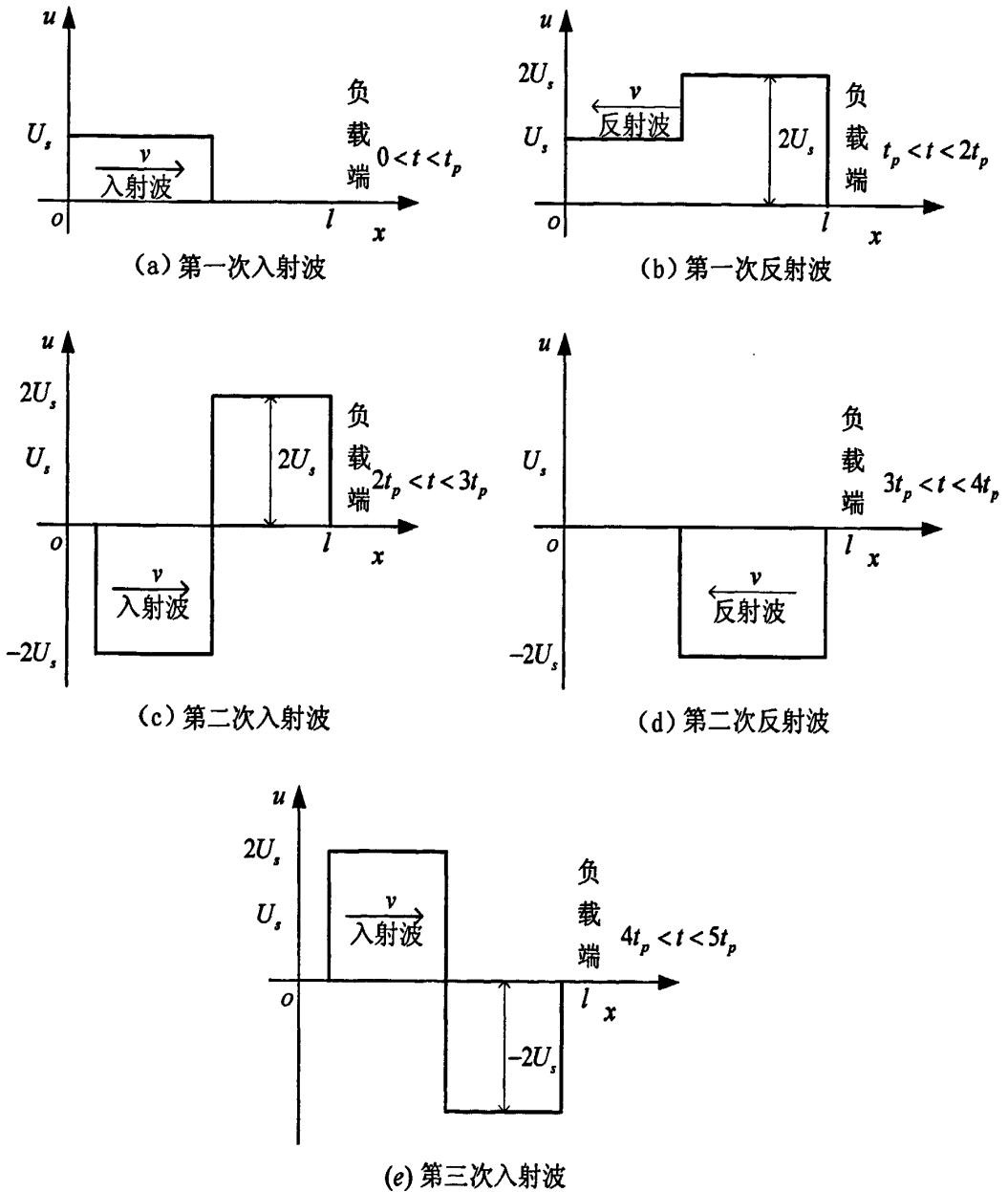


图3-8 负载端电压无穷大趋势波反射过程

Fig3-8 Wave reflection process of load voltage with infinity trend

以上理论分析了负载端产生电压无穷大趋势的波反射过程，下面将利用 Matlab/Simulink 仿真软件，搭建仿真电路，通过仿真计算，进一步仿真验证负载端产生电压无穷大趋势理论分析的正确性。

仿真电路参数: PWM 脉冲电压幅值为  $u_s = 1V$ , 脉冲频率  $f = 2500Hz$ , 脉冲周期为  $T_{pulse} = 0.4ms$ ; 脉冲占空比为  $D = 50\%$ , 电缆分布参数: 电阻  $R_0 = 0.1273 \times 10^{-12} \Omega/km$ , 电感  $L_0 = 10 \times 10^{-3} H/km$ , 电容  $C_0 = 10 \times 10^{-9} F/km$ ; 电缆长度  $l = 10km$ ; 电源内阻抗  $Z_s = 1 \times 10^{-9} \Omega$ ; 负载特性阻抗为  $Z_2 = 1 \times 10^{12} \Omega$  (相当于开路状态), 仿真电路如图 3-9 所示。

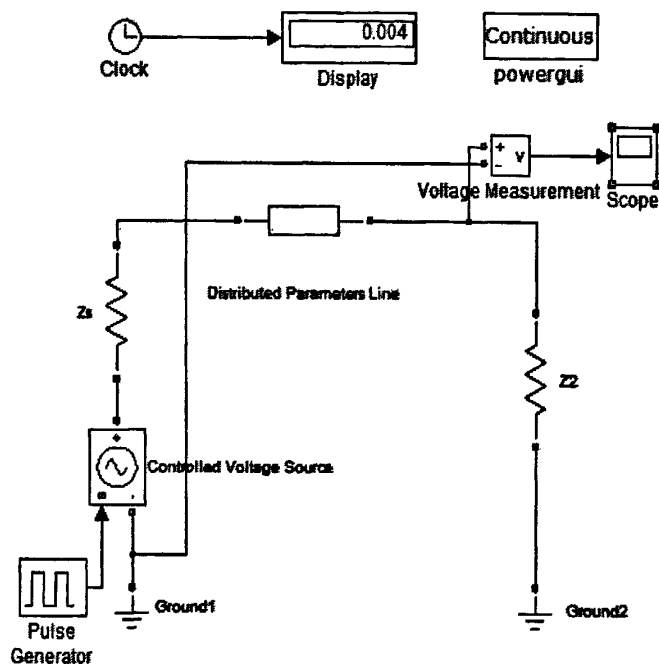


图3-9 负载端电压无穷大趋势仿真电路

Fig3-9 Simulation circuit of load voltage with infinity trend

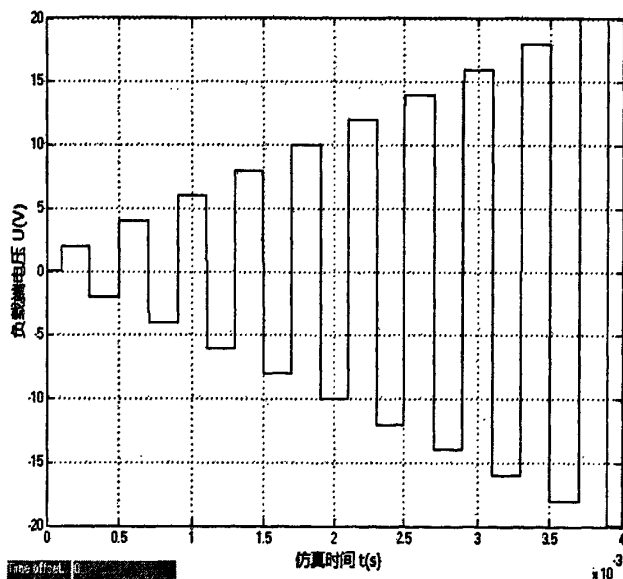


图3-10 负载端电压无穷大趋势仿真波形

Fig3-10 Simulation waveforms of load voltage with infinity trend

从图 3-10 中可以看出，当脉冲周期等于脉冲振荡周期时（即  $T_{pulse} = T$ ），负载端电压将在每隔半个振荡周期依次叠加。

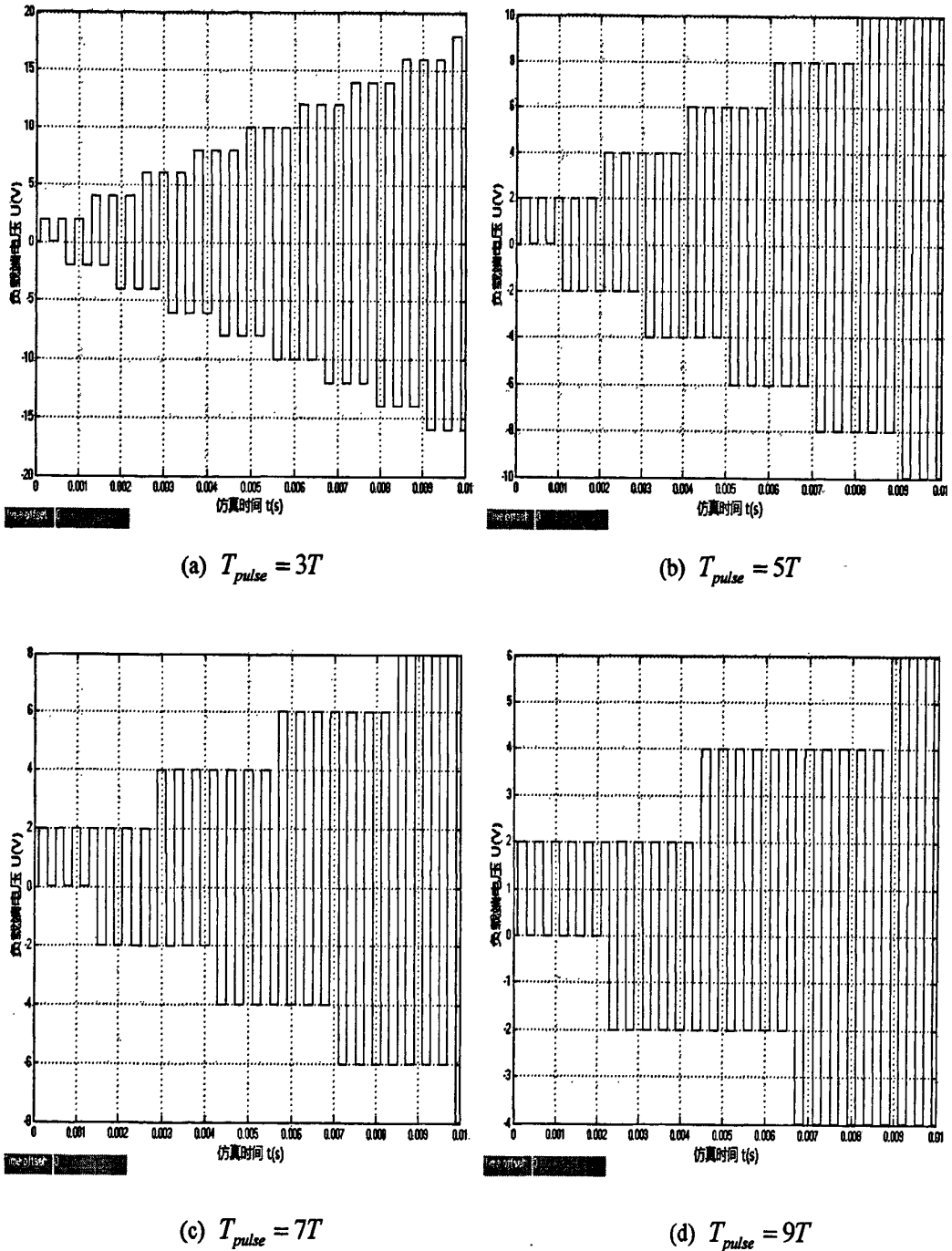


图3-11 不同脉冲周期下负载端电压无穷大趋势仿真波形

Fig3-11 Simulation waveforms of load voltage with infinity trend in different pulse circle

图 3-11 (a) 到 3-11 (d) 可以看出，当  $T_{pulse} = 3T, 5T, 7T, 9T, \dots, (2n-1)T$  时，负载端电

压将每隔  $1\frac{1}{2}, 2\frac{1}{2}, 3\frac{1}{2}, 4\frac{1}{2}, \dots, \frac{2n-1}{2}$  振荡周期依次叠加。最终使负载端电压达到无穷大趋势。



### 3.5 本章小结

本章根据传输线理论，研究了电动机端电压超两倍幅值过电压波反射现象，由于变频器输出 PWM 脉冲电压间隔很小，在传输线上将发生双脉冲效应和极性反转现象，从而会在电动机端产生超两倍幅值过电压。同时研究了负载端过电压的另一种极限情况，负载端电压理论上可能会出现电压无穷大趋势现象，并通过仿真进行验证。

## 第4章 PWM 脉冲电压波反射过电压实验研究

在第2章、第3章中，基于传输线理论，详细分析研究 PWM 脉冲电压波反射过电压的产生机理。并在建立电缆分布参数模型的基础上，通过 Matlab/Simulink 仿真软件建立系统的仿真模型，仿真验证理论分析的正确性。本章将在实验室环境下，利用实验室现有的实验条件，搭建模拟电路模型，通过实验进一步验证理论分析的正确性。

### 4.1 PWM 脉冲电压波反射过电压的实验研究

#### 4.1.1 PWM 脉冲上升时间影响过电压的实验研究

在实验室条件下，用信号发生器代替脉冲电压源产生 PWM 脉冲电压信号，PWM 脉冲电压的上升及下降时间可以通过连接一个一阶 RC 电路来实现，只要改变 RC 的参数值，就可以改变电路的时间常数，从而就可以改变 PWM 脉冲电压的上升及下降时间。长线电缆可以采用由电阻  $R_0$ 、电感  $L_0$  和电容  $C_0$  组成如图 4-1 所示的 PI 型电路模型来代替。一个 PI 型电路就可以表示为一段单位电缆长度（一个 PI 型电路代表 1km），那么增加 PI 型电路的个数就相当于增加了电缆的长度，通过改变电感  $L_0$  和电容  $C_0$ ，就可以改变电缆的波阻抗；由于电动机高频条件下的等效电路模型比较难建立，因此，在本实验中采用一个纯电阻  $R$  代替电动机特性阻抗，用数字示波器来观察并记录电动机端电压的变化情况。为以下章节的分析研究提供理论依据。

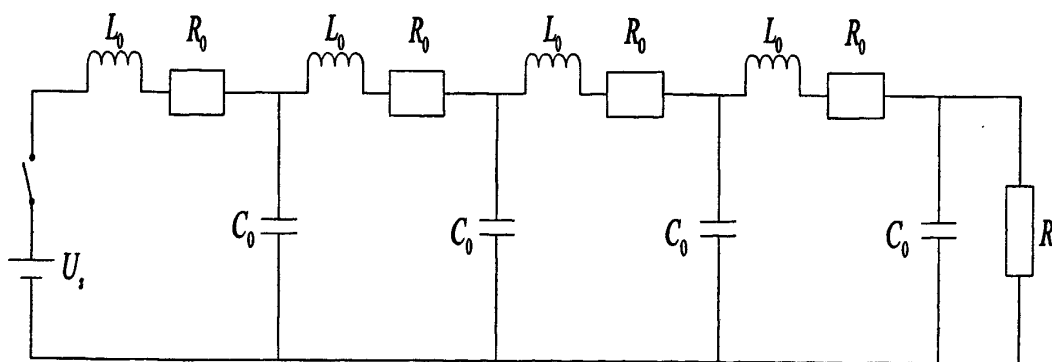
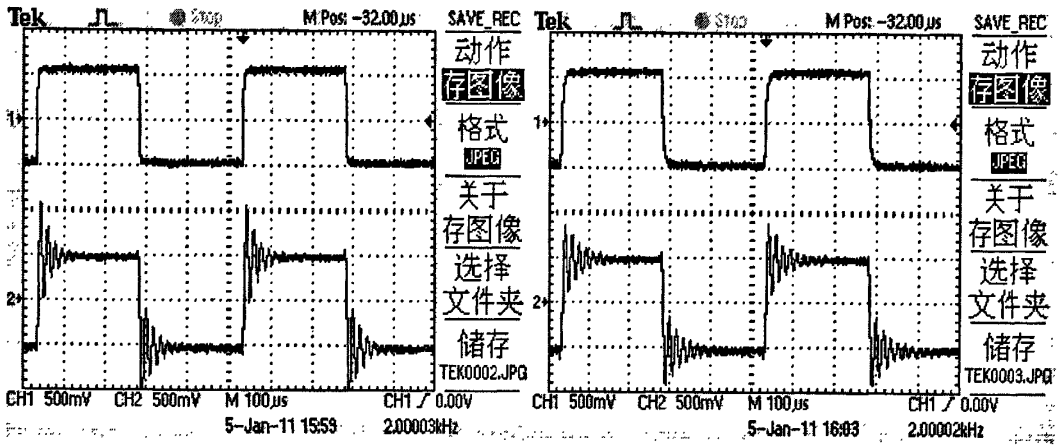


图4-1 模拟电路模型图

Fig4-1 Circuit of the simulation model

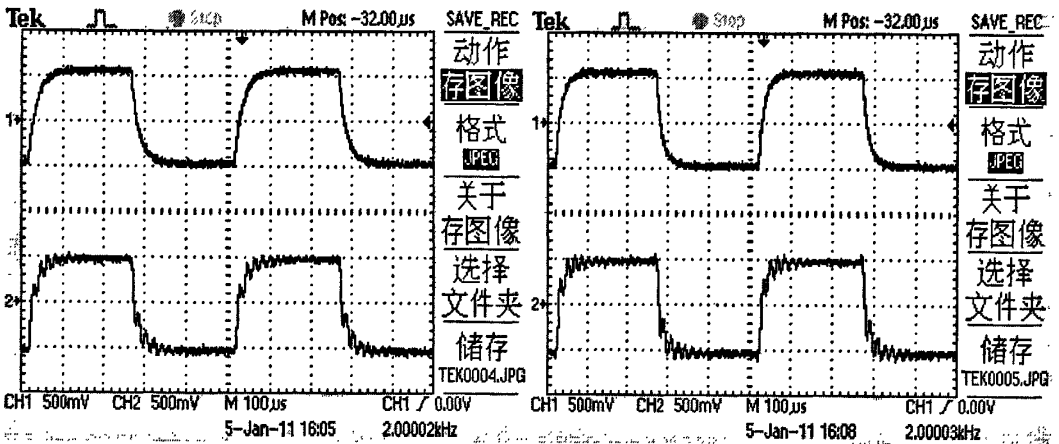
图 4-2 为模拟电路中不同脉冲电压上升及下降时间作用下的电动机端过电压，实验中将采用三个 PI 型电路，通过一阶 RC 电路来改变脉冲电压上升及下降时间，增大 RC 电路中的电阻  $R$  或电容  $C$ ，均可以延长脉冲电压的上升时间。从而可以观察 PWM 脉冲电

压上升下降时间对负载端电压的影响。模拟电路中,信号发生器产生的频率为  $f = 5\text{kHz}$ , 电缆长度为三个 PI, 电缆参数: 电阻  $R_0 = 0.02\Omega/\text{km}$ , 电感  $L_0 = 1 \times 10^{-3}\text{H}/\text{km}$ , 电容  $C_0 = 33 \times 10^{-9}\text{F}/\text{km}$ 。电缆特性阻抗  $Z_c = 174\Omega$ , 电动机特性阻抗为  $Z_2 = 5000\Omega$ 。图 4-2 中图形 1 为变频器端输出脉冲电压波形, 图形 2 为电动机端电压波形。



(a)  $R = 3\Omega$   $C = 33\text{nF}$

(b)  $R = 3\Omega$   $C = 47\text{nF}$



(c)  $R = 3\Omega$   $C = 68\text{nF}$

(d)  $R = 3\Omega$   $C = 330\text{nF}$

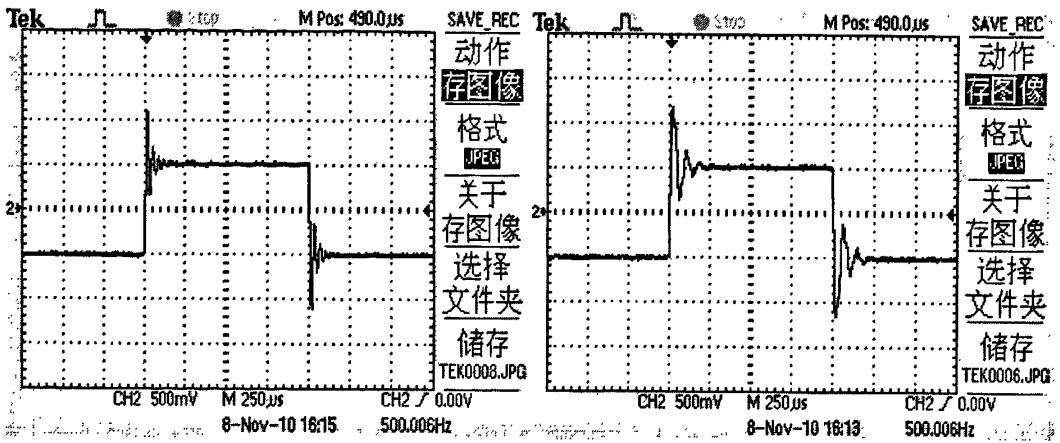
图4-2 不同脉冲上升时间对应负载端电压实验波形

Fig4-2 Load voltage experimental waveforms of different pulse rising time

由图 4-2(a)到图 4-2(d)实验波形, 可以观察到随着脉冲电压上升时间的延长, 电动机端过电压幅值减小, 过电压振荡周期不变。

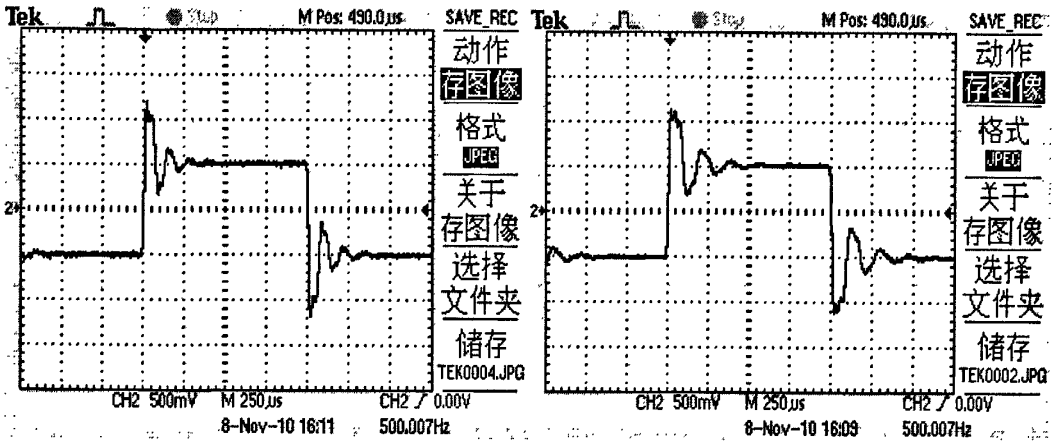
#### 4.1.2 电缆长度影响过电压的实验研究

实验波形



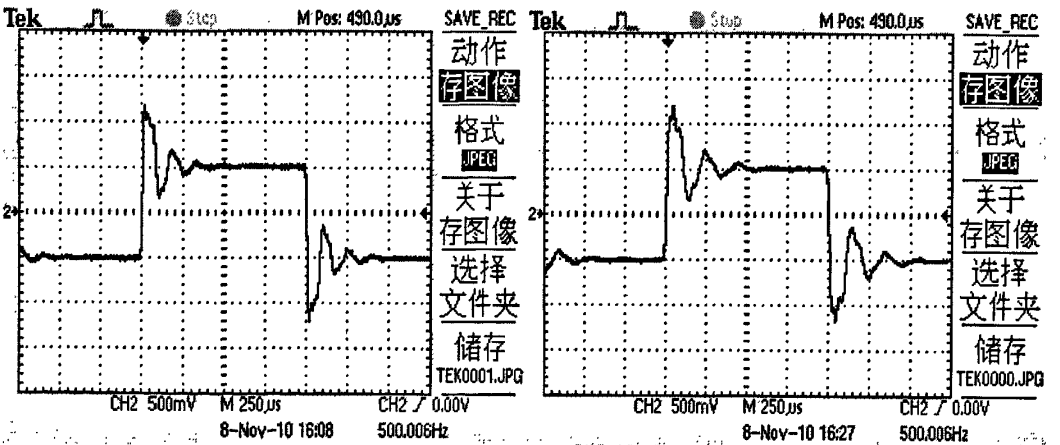
(a) 电缆长度 1 个 PI

(b) 电缆长度 3 个 PI



(c) 电缆长度 5 个 PI

(d) 电缆长度 7 个 PI



(e) 电缆长度 8 个 PI

(f) 电缆长度 9 个 PI

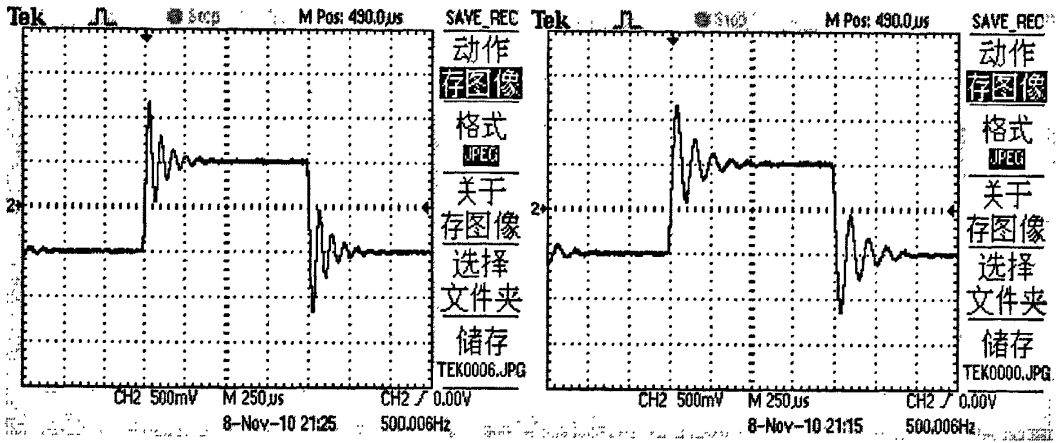
图4-3 不同电缆长度影响电动机端电压实验波形

Fig4-3 Effected motor voltage experimental waveforms of different cable length

图 4-3(a)到图 4-3(f)为模拟电路中不同电缆长度对电动机端电压的影响的实验波形，可以看出，在开关频率一定时，随着电缆长度的增加，电动机端过电压就越厉害，电动机端过电压振荡周期变长。

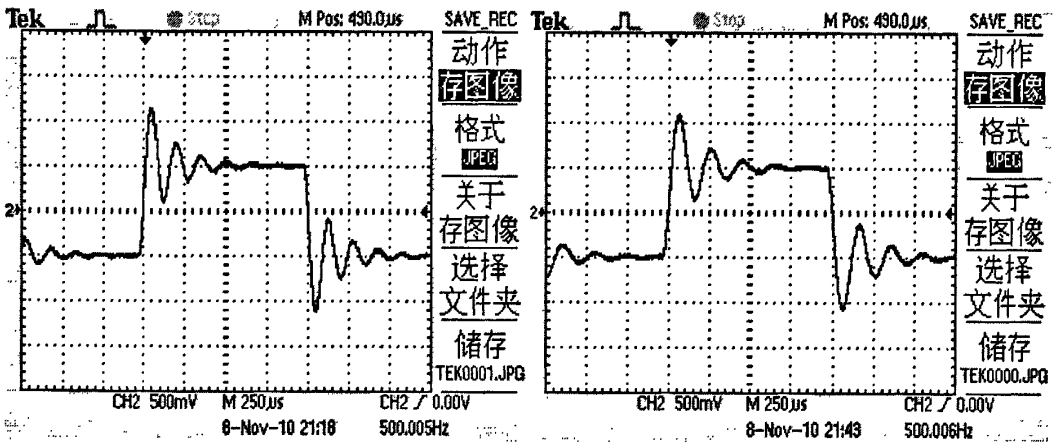
4.1.3 电缆分布电感影响过电压的实验研究

实验波形



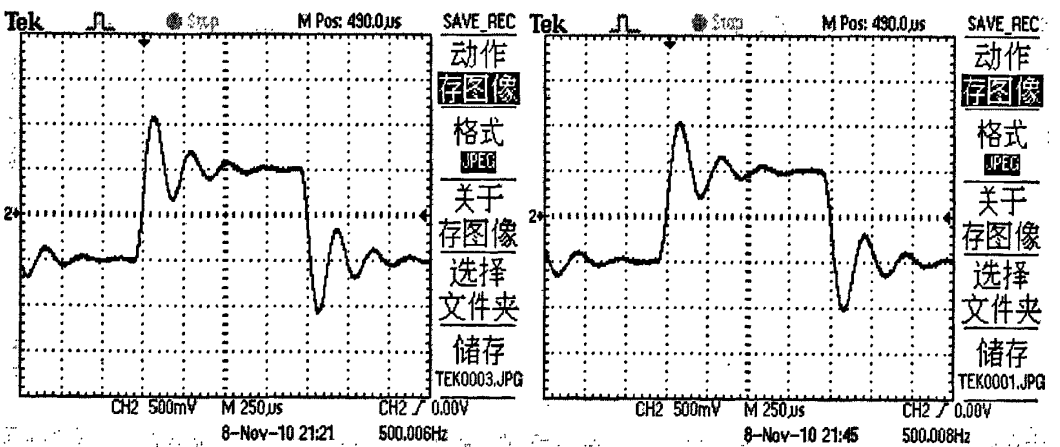
(a)  $L_0 = 5mH$   $C_0 = 33nF$

(b)  $L_0 = 10mH$   $C_0 = 33nF$



(c)  $L_0 = 20mH$   $C_0 = 33nF$

(d)  $L_0 = 30mH$   $C_0 = 33nF$



(e)  $L_0 = 40mH$   $C_0 = 33nF$

(f)  $L_0 = 50mH$   $C_0 = 33nF$

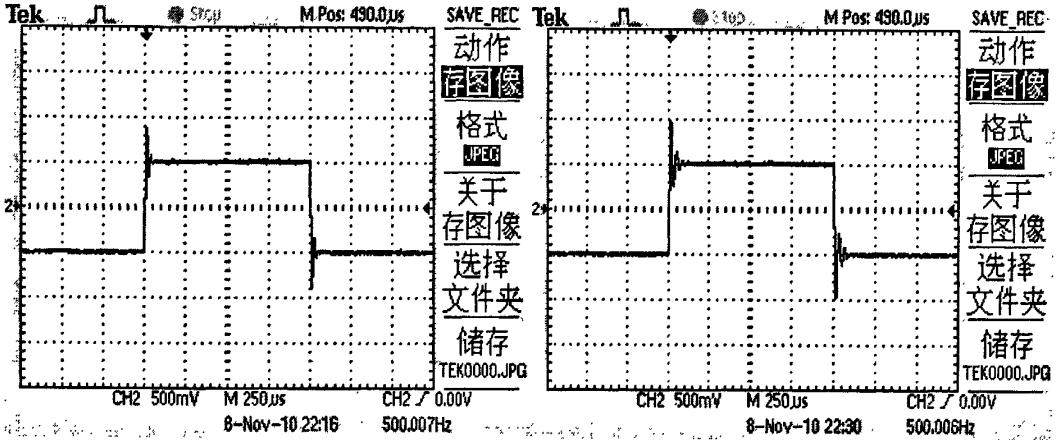
图4-4 不同电缆分布电感影响负载端电压实验波形

Fig4-4 Effected load voltage experimental waveforms of different cable distributed inductance

图 4-4(a)到图 4-4(f)为模拟电路中不同电缆分布电感影响电动机端电压实验波形,根据电缆特性阻抗  $Z_c = \sqrt{L_0/C_0}$  可知,随着电缆分布电感增大,电缆特性阻抗变大,电压反射系数变小,电动机端过电压幅值变小,在根据过电压振荡周期  $T = \frac{4l}{v} = 4l\sqrt{L_0/C_0}$  知,过电压振荡周期变长。

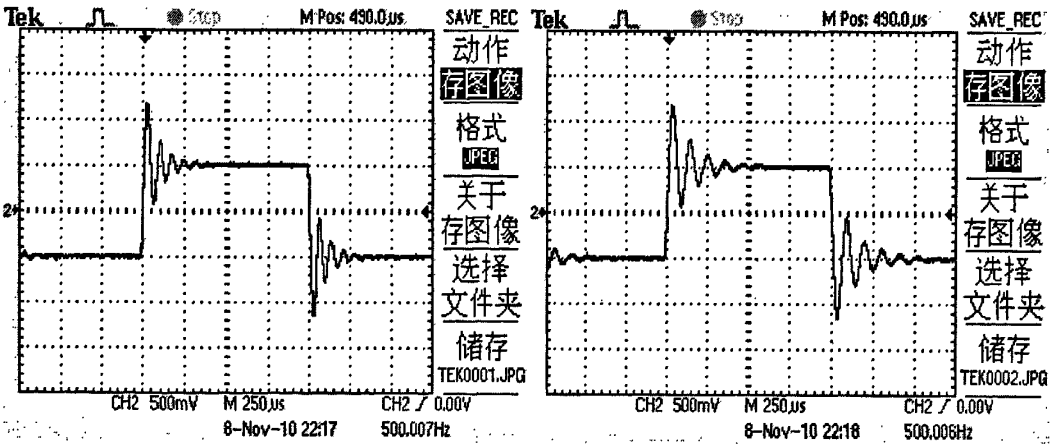
#### 4.1.4 电缆分布电容影响过电压的实验研究

实验波形



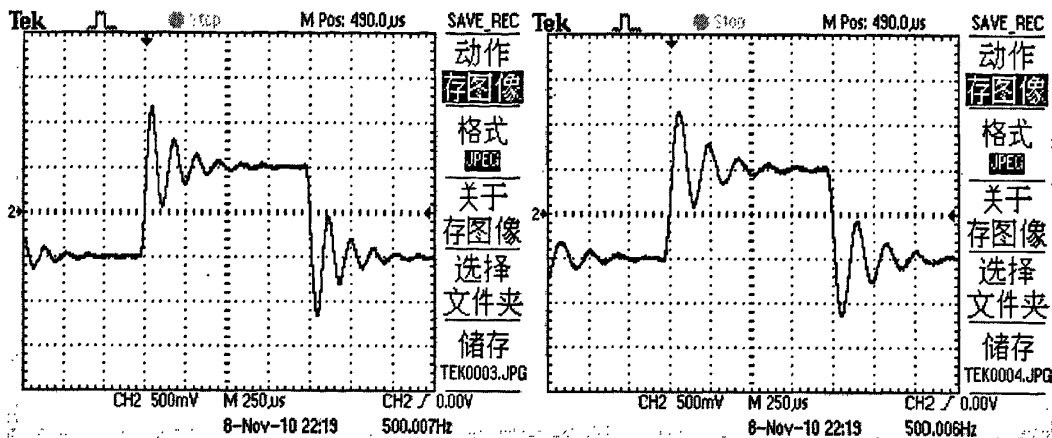
(a)  $L_0 = 10mH$   $C_0 = 1.5nF$

(b)  $L_0 = 10mH$   $C_0 = 3nF$



(c)  $L_0 = 10mH$   $C_0 = 15nF$

(d)  $L_0 = 10mH$   $C_0 = 33nF$



(e)  $L_0 = 10mH$   $C_0 = 47nF$

(f)  $L_0 = 10mH$   $C_0 = 68nF$

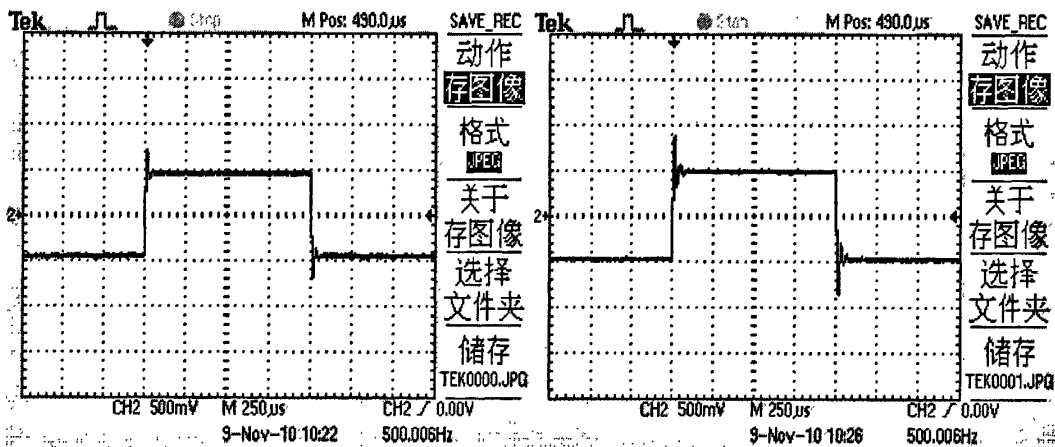
图4-5 不同电缆分布电容影响负载端电压实验波形

Fig4-5 Effected load voltage experimental waveforms of different cable distributed capacitance

图 4-5(a)到图 4-5(f)为模拟电路中不同电缆分布电容影响电动机端电压实验波形, 根据电缆特性阻抗  $Z_c = \sqrt{L_0 / C_0}$  可知, 电缆分布电容增大, 电缆特性阻抗变小, 反射系数变大, 则电动机端过电压幅值变大, 再根据过电压振荡周期  $T = \frac{4l}{v} = 4l\sqrt{L_0 / C_0}$  知, 过电压振荡周期变长。

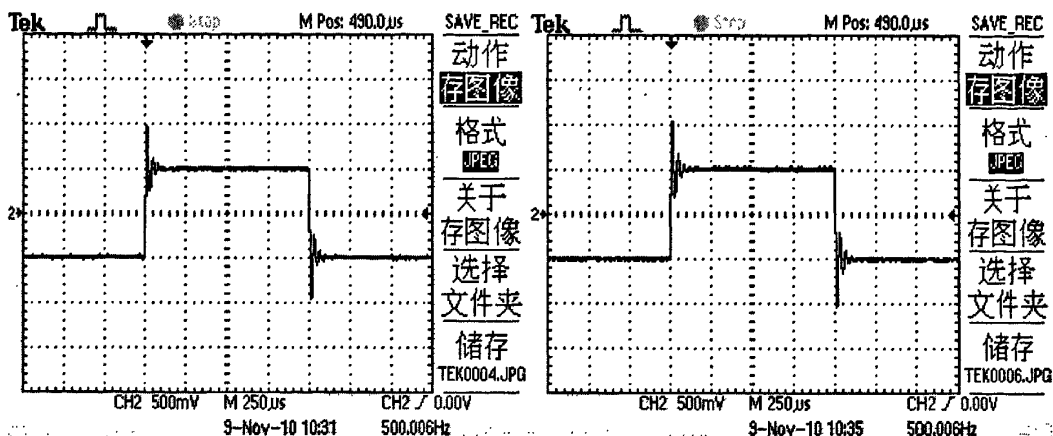
#### 4.1.5 负载特性阻抗影响过电压的实验研究

实验波形



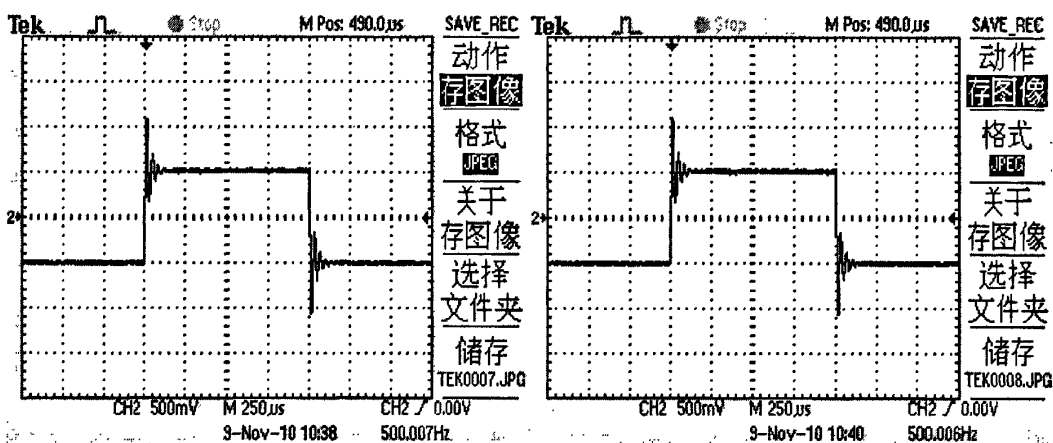
(a) 负载特性阻抗  $Z_2 = 390\Omega$

(b) 负载特性阻抗  $Z_2 = 780\Omega$



(c) 负载特性阻抗  $Z_2 = 1560\Omega$

(d) 负载特性阻抗  $Z_2 = 5k\Omega$



(e) 负载特性阻抗  $Z_2 = 10k\Omega$

(f) 负载特性阻抗  $Z_2 = 15k\Omega$

图4-6 不同负载特性阻抗过电压实验波形

Fig4-6 Voltage experimental waveforms of different load characteristic impedance

图 4-6(a)到图 4-6(f)为模拟电路中不同负载特性阻抗过电压实验波形,根据反射系数

$n_2 = \frac{Z_2 - Z_c}{Z_2 + Z_c}$  可知,在电缆长度一定情况下,负载特性阻抗增大,反射系数变大,则负载

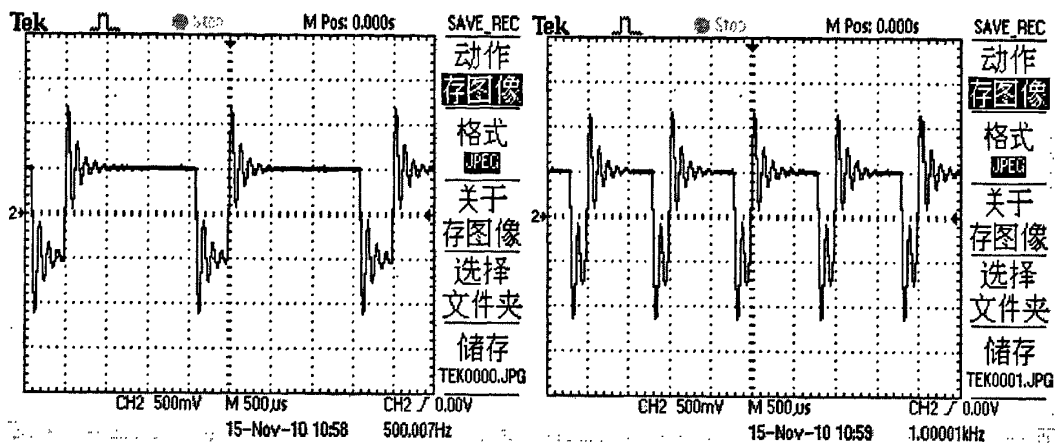
端过电压的幅值变大。由振荡周期  $T = \frac{4l}{v} = 4l\sqrt{L_0/C_0}$  可知,过电压振荡周期只与电缆的长度和电缆参数有关,与负载和变频器参数无关。所以过电压振荡周期不变。

## 4.2 超两倍幅值过电压波反射实验研究

### 4.2.1 开关频率影响双脉冲效应的实验研究

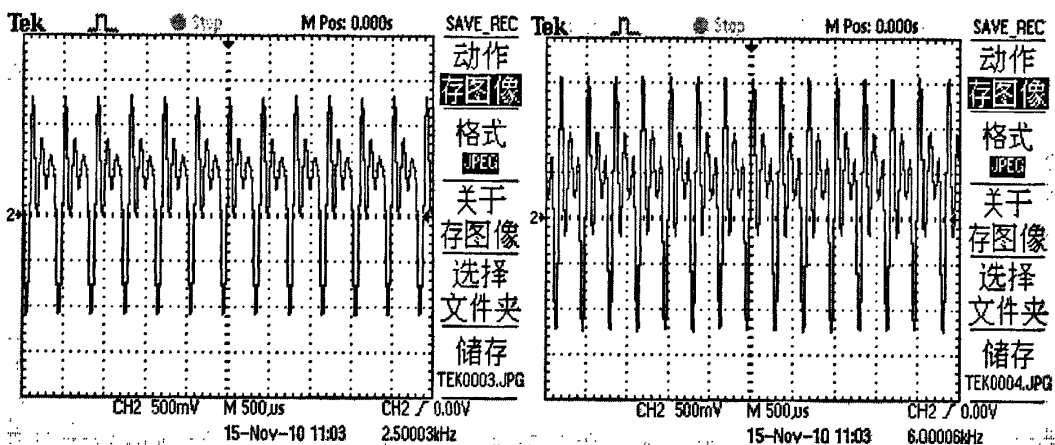
实验波形





(a) 开关频率  $f = 500\text{Hz}$

(b) 开关频率  $f = 1000\text{Hz}$



(c) 开关频率  $f = 2500\text{Hz}$

(d) 开关频率  $f = 3000\text{Hz}$

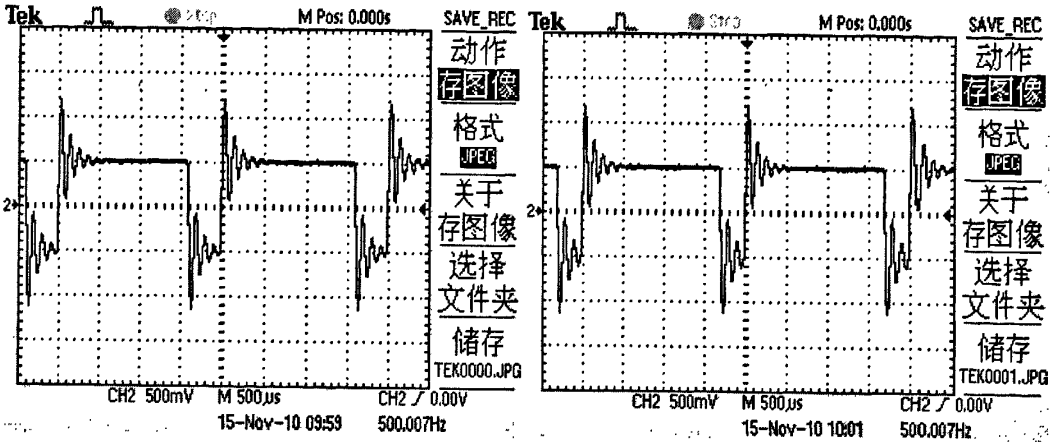
图4-7 不同开关频率对双脉冲效应影响实验波形

Fig4-7 Effected experimental waveforms of different switching frequency to double pulse effect

图 4-7(a)到图 4-7(d)为模拟电路中不同开关频率对双脉冲效应影响实验波形,随着开关频率的提高, PWM 脉冲间隔变小,过电压衰减时间变短,当前一个脉冲没有衰减完后一个脉冲来临时,从而使电动机端电压幅值大于 2 倍直流侧电压幅值。

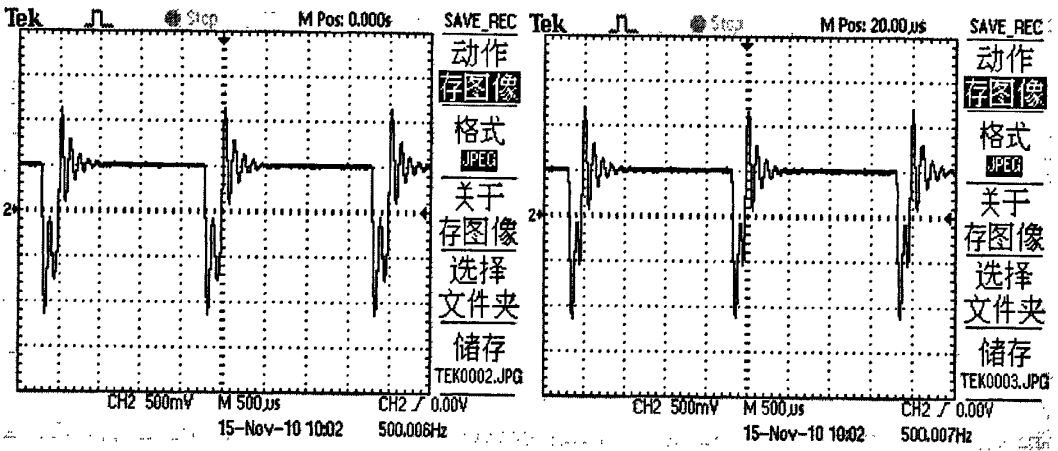
#### 4.2.2 脉冲占空比影响双脉冲效应的实验研究

实验波形



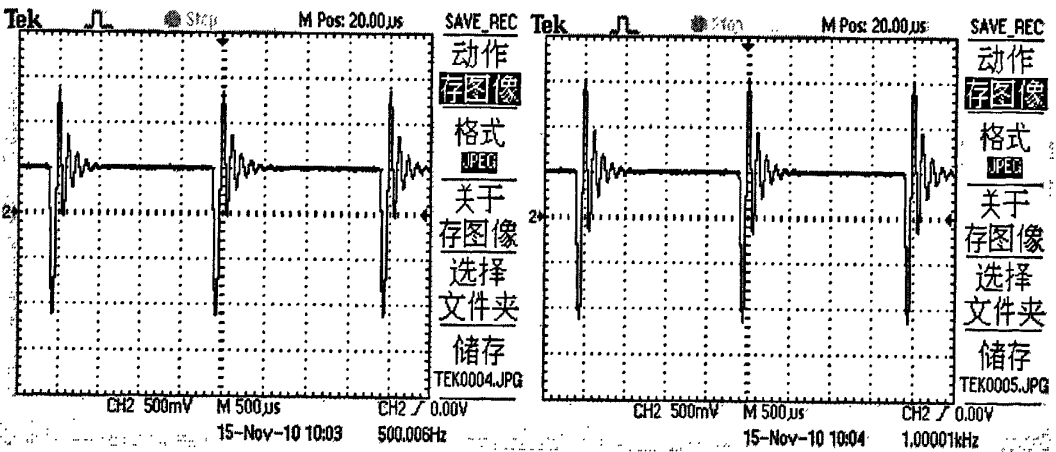
(a) 脉冲占空比  $D = 80\%$

(b) 脉冲占空比  $D = 85\%$



(c) 脉冲占空比  $D = 90\%$

(d) 脉冲占空比  $D = 93\%$



(e) 脉冲占空比  $D = 96\%$

(f) 脉冲占空比  $D = 97\%$

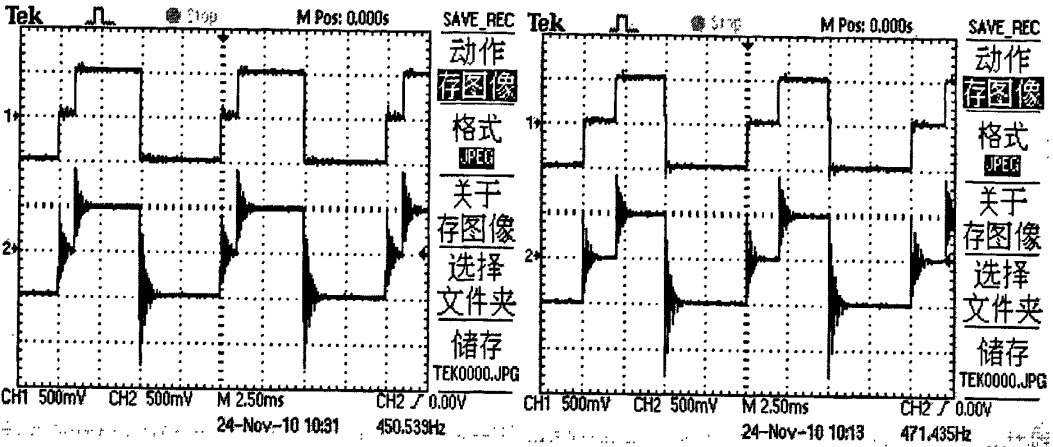
图4-8 不同脉冲占空比对双脉冲效应影响实验波形

Fig4-8 Effected experimental waveforms of different pulse duty factor to double pulse effect

图 4-8(a)到图 4-8(f)为模拟电路中不同脉冲占空比对双脉冲效应影响实验波形, 脉冲占空比与开关频率作用效果相类似, 最终结果都将使 PWM 脉冲间隔变小, 过电压衰减时间变短, 从而使电动机端电压幅值大于 2 倍直流侧电压幅值。

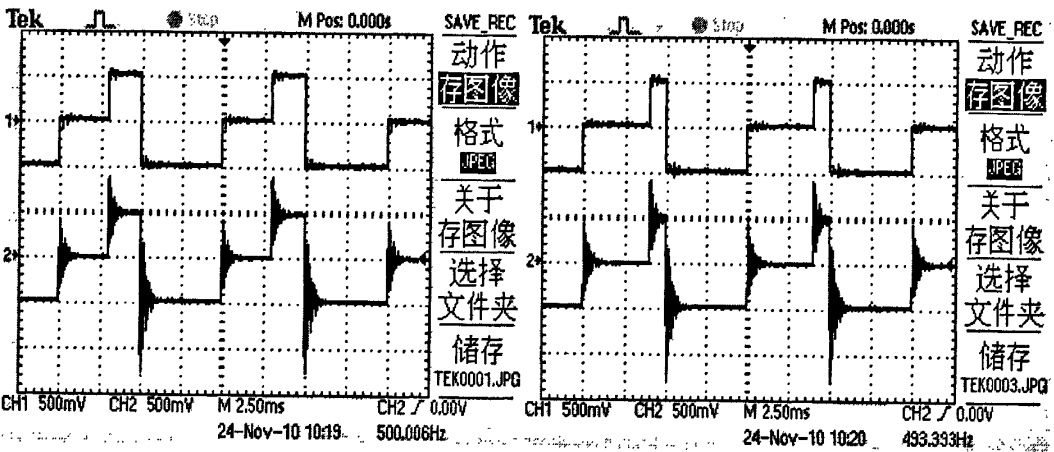
### 4.2.3 脉冲占空比影响极性反转的实验研究

实验波形



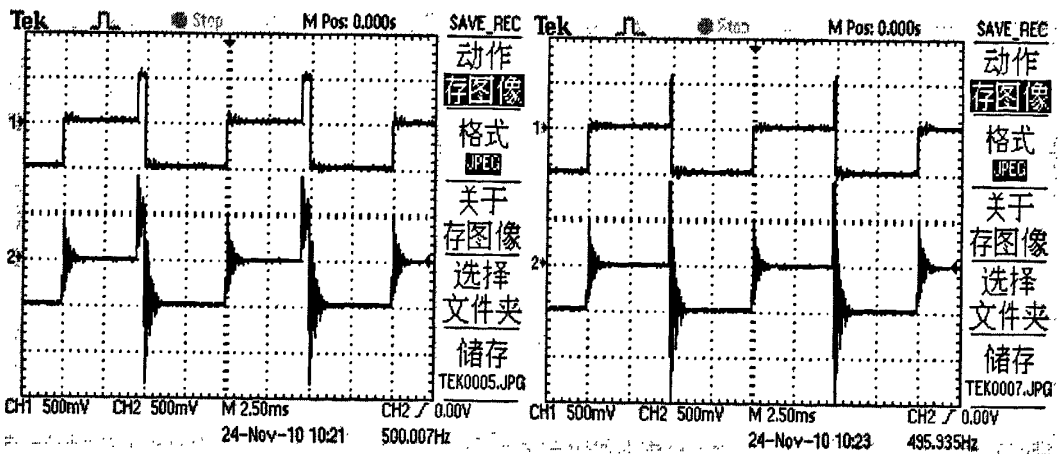
(a)  $U_b$  占空比 60%  $U_c$  占空比 50%

(b)  $U_b$  占空比 70%  $U_c$  占空比 50%



(c)  $U_b$  占空比 80%  $U_c$  占空比 50%

(d)  $U_b$  占空比 90%  $U_c$  占空比 50%



(e)  $U_b$  占空比 95%  $U_c$  占空比 50%

(f)  $U_b$  占空比 99%  $U_c$  占空比 50%

图4-9 不同脉冲占空比影响极性反转实验波形

Fig4-9 Effected experimental waveforms of different pulse duty factor to reversal of polarity

图 4-9(a)到图 4-9(f)为模拟电路中不同脉冲占空比极性反转影响的实验波形,将在双极性脉冲的下降沿处产生了大于两倍直流侧电压幅值的过电压。随着 PWM 脉冲电压  $U_b$  脉冲宽度的变小(或  $U_c$  脉冲宽度变小),在双极性脉冲下降沿处产生的过电压就越严重。因为当双极性正脉冲发生过电压振荡未衰减完时,负脉冲已经来临,此时未衰减完的正脉冲与负脉冲叠加后,在双极性脉冲的下降沿处出现电压幅值超过两倍峰值电压。

#### 4.2.4 脉冲周期影响负载电压无穷大趋势的实验研究

由 3.4 节中对 PWM 脉冲电压波在负载端引起电压无穷大趋势现象的理论分析可知,假设在理想状态下所选的电缆为无损耗均匀传输线,一旦电缆型号和电缆的长度选定,脉冲在电缆上传输时间  $t_p = l/v$  就确定了,从而振荡周期也就确定。为了便于分析,假设这种情况下的振荡周期  $T = 4t_p = 4l\sqrt{L_0C_0} = 0.4ms$ ,此时如果 PWM 脉冲周期为振荡周期的奇数倍( $T_{pulse} = 0.4ms, 1.2ms, 2.0ms, \dots, (2n-1)$ )时,脉冲将出现依次叠加,从而在负载端出现电压无穷大趋势的现象。由此可以得出,负载端出现电压无穷大趋势,不仅与电缆参数、电缆长度有关,还与 PWM 脉冲周期有关,同时还要使 PWM 脉冲周期恰巧为振荡周期的奇数倍。然而在实际情况中,所采用的电缆并非为理想状态下的无损耗均匀传输线,这就导致了脉冲在电缆上可能出现传输延时衰减现象,及振荡频率与脉冲周期的非奇数倍,从而也就无法在负载端出现电压无穷大趋势的现象。因此在实验中也很难通过模拟电路观察到这种电压无穷大趋势的现象。

### 4.3 本章小结

本章在前两章的理论及仿真分析的基础上,在实验室中利用实验室现有的实验条件,搭建模拟电路模型,并通过实验结果进一步验证超两倍幅值过电压的存在性及理论分析的正确性。

## 第5章 PWM 脉冲电压波反射过电压的抑制对策

由第4章分析可知,高频PWM变频器驱动交流电动机长线电缆传输时,由于电动机特性阻抗与电缆特性阻抗不匹配,将会在电动机端发生行波叠加,由此会在电动机端产生波反射过电压、高频阻尼振荡现象。由此可见,解决电动机端过电压的方法是使电动机特性阻抗与电缆特性阻抗尽可能匹配。一种方法是通过加强电动机绝缘强度或者采用较大特性阻抗的电缆,尽管这样可以减小电动机端的波反射系数,从而可以降低电动机端过电压,但是这样就会增加电动机和电缆的成本以及制造的复杂性,与此同时还将在电缆上增加损耗。另一种方法是改进的绕线方式或电动机绕组采用阻抗较小的导线来绕制以降低电动机特性阻抗,但这样使得电机的设计难度增大,难以得到普遍应用。

### 5.1 常规波反射过电压的抑制方法

目前,对于常规波反射过电压的抑制方法大多都将采用无源滤波技术来解决,接在电动机端的无源滤波器称为电动机端滤波器,若是接在变频器输出端则称为变频器输出滤波器。在本小节中将首先研究一阶RC电动机端滤波器,关于变频器输出滤波器将在下一节中讨论。

#### 5.1.1 电动机端滤波器

##### 1. 并联电阻

高频PWM变频器驱动交流电动机长线电缆传输时将会在电动机端产生波反射过电压等问题,其主要原因是由于电缆特性阻抗与电动机特性阻抗不匹配。由此可见,若要减小脉冲波反射过电压,我们就可以考虑在电动机端采用并联电阻的方法,并使其阻值与电缆特性阻抗相等,由前述脉冲电压波反射理论可以知道,在这种情况下由于两者的阻抗相匹配,所以将不存在电压反射现象,从而可以对电动机端的过电压进行有效地抑制。然而这样就会在电阻上产生很大的损耗,因而,实际情况中将很少采用这种滤波方式。

##### 2. 一阶RC电动机端滤波器

在电动机端子上安装RC一阶阻尼滤波器可以很好地抑制高频振荡的过电压,其拓扑结构如图5-1所示。其基本原理是:滤波器的 $R_f$ 和 $C_f$ 对电动机端电压的波形的影响

对于陡上升沿的过电压波形来说,滤波器的电容 $C_f$ 可以被认为是零波阻抗,相当于电路。如果取滤波器电阻 $R_f$ 的阻值与电缆的波阻抗 $Z_c$ 相等,而电动机的波阻抗 $Z_m$ 又远远大于 $R_f$ ,则负载阻抗近似为电阻值。这样一来,电缆末端的负载阻抗与电缆的波阻抗相匹配,从而也就不会形成过电压。

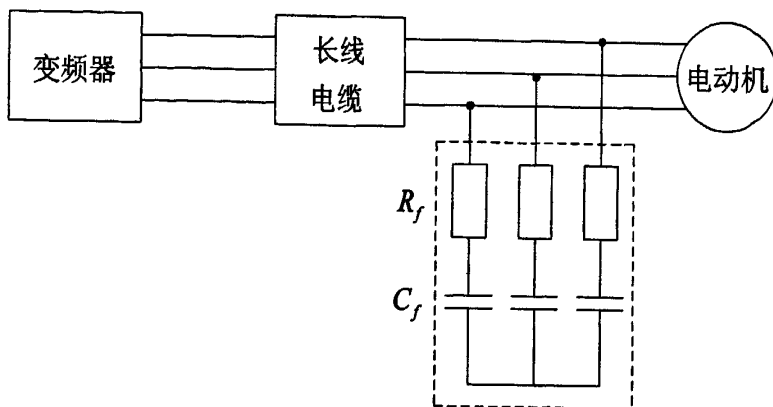


图5-1 一阶 RC 电动机端滤波器的拓扑结构

Fig5-1 Topology structure of first-order RC motor terminal filer

(1) 一阶 RC 电动机端滤波器抑制过电压的机理分析

假设电缆为无损耗传输线,电源输入为直流电源,加装一阶 RC 电动机端无源滤波器的等效电路如图 5-2 所示。把长线电缆等效为若干集中电感和集中电容的等效电路。脉冲入射波将由电源端向电动机端传输,即由始端到终端依次对电感和电容充电,从而产生行波反射现象,如图 5-3 所示。

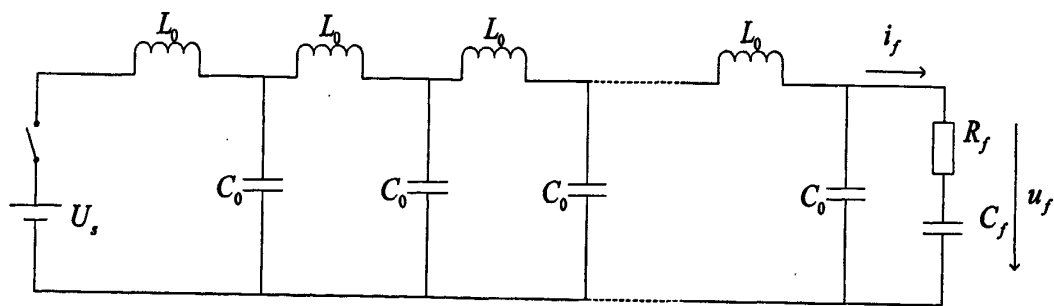


图5-2 加装一阶 RC 电动机端滤波器等效电路

Fig5-2 Equivalent circuit of retrofitting first-order RC motor terminal filer

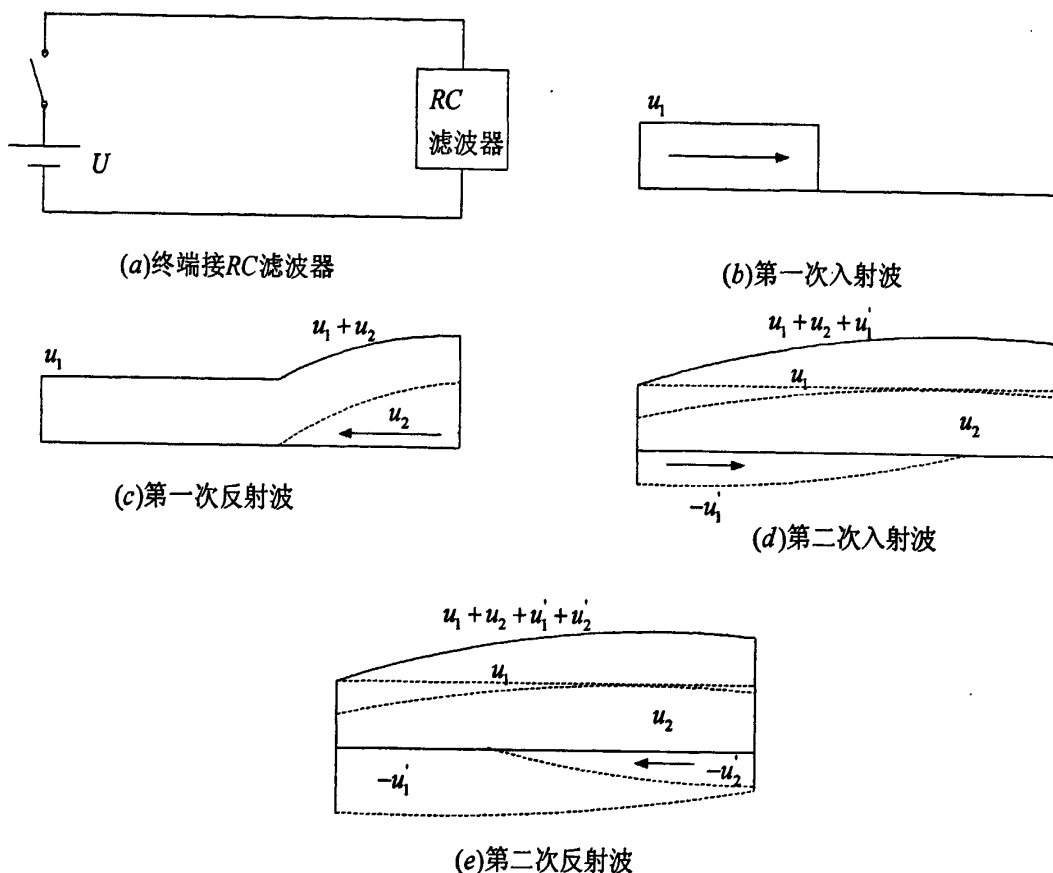


图5-3 加装一阶 RC 电动机端滤波器的电压反射现象

Fig5-3 Voltage wave reflection of retrofitting first-order RC motor terminal filter

在图 5-2 中, 电源电压  $u_1$  和电流  $i_1$  将满足以下关系式

$$u_1 = Z_c i_1 \quad (5-1)$$

在长线电缆的终端, 脉冲反射波的电压和电流满足以下关系式

$$u_2 = -Z_c i_2 \quad (5-2)$$

设一阶 RC 滤波器两端的电压电流分别为  $u_f$  和  $i_f$ , 则有

$$\begin{cases} u_f = u_1 + u_2 \\ i_f = i_1 + i_2 \end{cases} \quad (5-3)$$

又由式

$$u_f = R i_f + \frac{1}{C} \int i_f dt \quad (5-4)$$

将式 (5-1)、(5-2)、(5-3) 代入式 (5-4) 得:

$$u_1 + u_2 = R \left( \frac{u_1}{Z_c} - \frac{u_2}{Z_c} \right) + \frac{1}{C} \int \left( \frac{u_1}{Z_c} - \frac{u_2}{Z_c} \right) dt \quad (5-5)$$

整理后可得到

$$(Z_c + R)u_2 + \frac{1}{C} \int u_2 dt = (R - Z_c)u_1 + \frac{1}{C} \int u_1 dt \quad (5-6)$$

对式 (5-6) 等式两边同时求导, 可以得到

$$(Z_c + R) \frac{du_2}{dt} + \frac{u_2}{C} = (R - Z_c) \frac{du_1}{dt} + \frac{u_1}{C} \quad (5-7)$$

假设逆变器输入电压幅值  $u_1 = U$ , 由式 (5-7) 解得

$$u_2 = U - Ke^{-\frac{t}{(Z_c + R)C}} \quad (5-8)$$

为了求解式 (5-8) 中常数  $K$ , 我们将假设边界条件。由脉冲电压反射波过程的分析可以知道, 在  $t = 0$  时刻电容两端的电压不能发生突变, 仍为零, 换句话说, 在这个瞬间电容发生短路。这时候滤波器中相当于只有电阻的作用, 故在  $t = 0$  时刻脉冲反射电压  $u_2$  就可以表示为

$$u_2 = u_1 \frac{R - Z_c}{R + Z_c} \quad (5-9)$$

将式 (5-8) 代入式 (5-9) 可得

$$K = U \frac{2Z_c}{(R + Z_c)} \quad (5-10)$$

从而可以得到反射波

$$u_2 = U - U \frac{2Z_c}{(R + Z_c)} e^{-\frac{t}{(Z_c + R)C}} \quad (5-11)$$

故一阶  $RC$  滤波器两端电压也即电动机终端电压为

$$u_f = u_1 + u_2 = 2U - U \frac{2Z_c}{(R + Z_c)} e^{-\frac{t}{(Z_c + R)C}} \quad (5-12)$$

若要确定一阶  $RC$  滤波器的滤波电阻  $R_f$  和滤波电容  $C_f$ , 首先应该使得电动机端电压的第一次脉冲反射波幅值等于零。由上面分析可以知道, 在  $R = Z_c$  时刻, 将满足该条件。以下我们分析滤波电容的参数值的设计方法, 其原则是当第二个脉冲反射波到达电动机端的时候, 使得电动机端的脉冲反射电压低于输入电压幅值的 0.2 倍<sup>[54]</sup>。

在电动机端发生第二次脉冲反射的时候, 脉冲反射电压端的过电压低于输入脉冲电压幅值的 20%, 这样就有



$$u_2 = U - U \frac{2Z_c}{(R + Z_c)} e^{-\frac{l}{(Z_c + R)C_f}} \leq 0.2U \quad (5-13)$$

从一阶 RC 阻尼滤波器的滤波电容  $C_f$  开始充电到长线电缆终端脉冲电压波产生第二次波反射，脉冲电压波在长线电缆上的传输时间为  $2t_p$ ，因此我们就可以得到

$$Ue^{-\frac{2t_p}{(Z_c + R)C_f}} \geq 0.8U \quad (5-14)$$

此时解得电容值为

$$C_f \geq \frac{lC_0}{0.223} \quad (5-15)$$

式中， $l$  为电缆长度。从而我们就可以知道，滤波电容  $C_f$  的值越大，则在电动机端的电压幅值就越小。

### (2) 在电动机端加装一阶 RC 阻尼滤波器的仿真及实验分析

由一阶 RC 电动机端滤波器拓扑结构图 5-1 所示，利用 Matlab/Simulink 仿真软件搭建其加装一阶 RC 电动机端滤波器的单相仿真电路如图 5-4 所示，并通过仿真计算得出电动机端加装滤波器前后电动机端电压仿真波形。

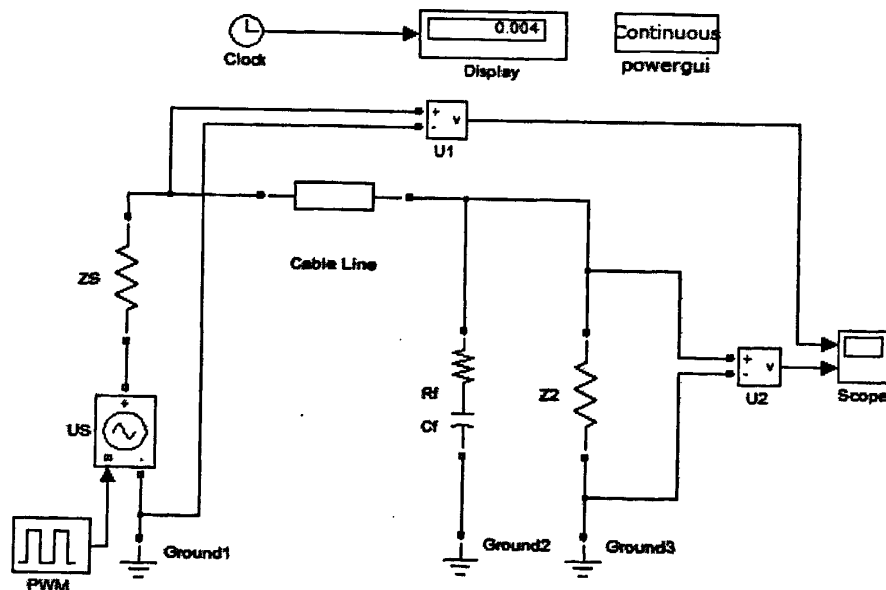


图5-4 采用一阶 RC 电动机端滤波器单相仿真电路

Fig5-4 Single phase simulation circuit of using first-order RC motor terminal filter

其仿真电路参数为：脉冲开关频率  $f = 500\text{Hz}$ ；脉冲幅值  $U_s = 500\text{V}$ ；电缆参数  $R_0 = 0.02\Omega/km$ ， $L_0 = 1 \times 10^{-3}\text{H}/km$ ， $C_0 = 13 \times 10^{-9}\text{F}/km$ ；电缆特性阻抗  $Z_c = 277\Omega$ ；电

缆长度为  $l = 5\text{km}$ ；电动机特性阻抗为  $Z_2 = 5000\Omega$ ；一阶 RC 电动机端滤波器参数为：  
 $R_f = Z_c = 277\Omega$ ， $C_f = 470\mu\text{F}$ ；仿真波形如图 5-5 所示。

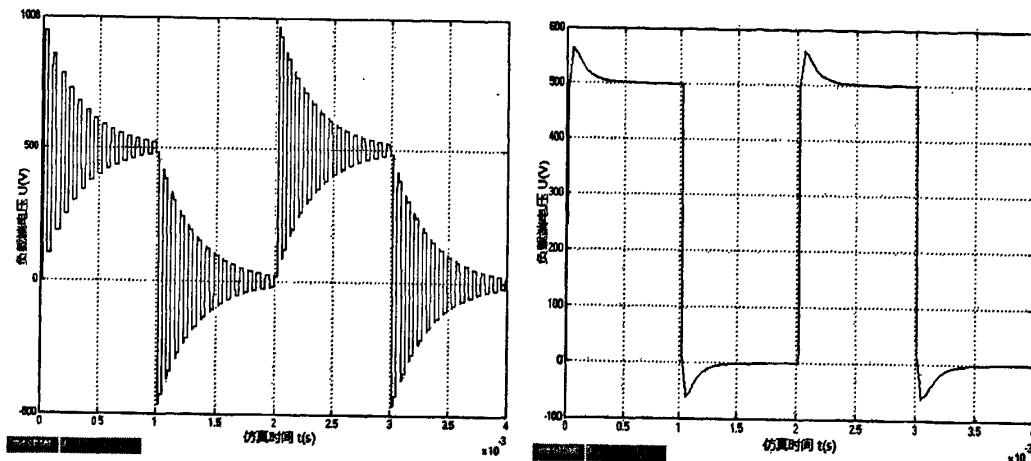


图 5-5 加装 RC 滤波器前后电动机端电压仿真波形对比图

Fig5-5 Motor voltage simulation comparison waveforms of retrofitting RC filter

从图 5-5 中可以看出，加装一阶 RC 电动机端滤波器后，电动机端波反射过电压得到较好的抑制。

模拟电路实验中，电缆长度取 5 个 PI 型电路；电动机端一阶 RC 滤波器参数为  $R_f = 277\Omega$ ， $C_f = 470\mu\text{F}$ ；实验波形如图 5-6 所示。

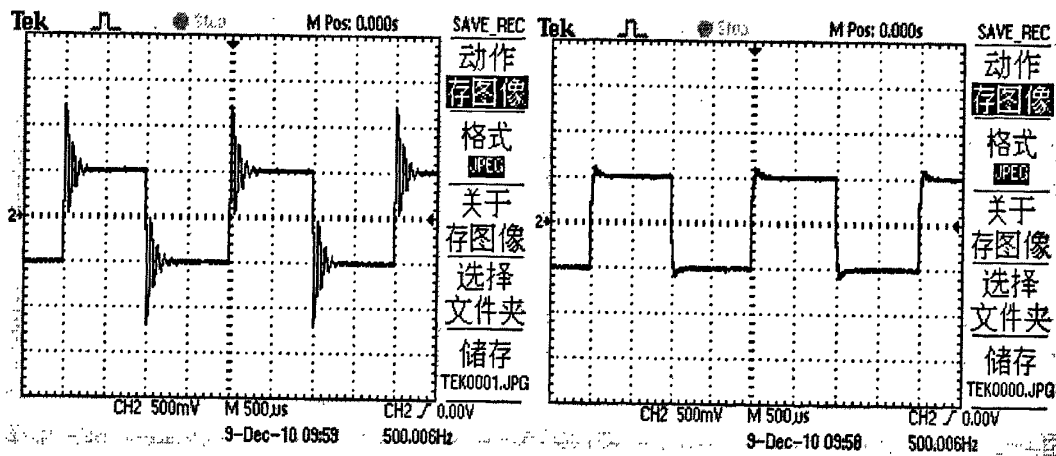


图 5-6 加装 RC 滤波器前后电动机端电压实验波形对比图

Fig5-6 Motor voltage experimental comparison waveforms of retrofitting RC filter

由图 5-5、图 5-6 所示的仿真及实验波形我们可以看出，采用加装一阶 RC 电动机端滤波器对波反射引起的过电压、高频阻尼振荡现象可以进行有效地抑制。

### 5.1.2 变频器输出滤波器

在前一节中所讨论的是电动机端滤波器，可以有效的抑制过电压。然而在许多场合，

如潜水电泵、石油钻井、海底勘测等，电动机端子无法接近，那么也就无法在电动机端进行滤波。因此有必要研究变频器输出端滤波器，本节将研究二阶 RLC 型变频器端输出滤波器。

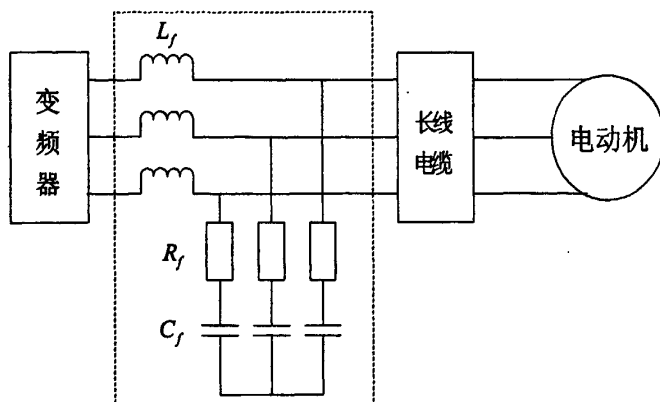


图 5-7 二阶 RLC 型变频器端输出滤波器

Fig5-7 Second order RLC inverter output filter

这是比较常用的一种传统变频器输出端滤波器。其作用是设法延长变频器输出 PWM 脉冲电压的上升时间，并使脉冲上升时间超过波反射振荡的临界值，从而减小脉冲很高的  $du/dt$ ，甚至可以将变频器输出的 PWM 脉冲电压信号滤成近似的正弦波，成为正弦波滤波器，从而可以抑制波反射过电压，使得电动机绕组的绝缘应力大大减轻。

### 1. RLC 型变频器输出滤波器抑制过电压的机理分析

考虑到变频器输出滤波器元器件数量、大小、重量和成本等因素，同时又考虑到二阶滤波器所具有良好的特性，则变频器输出滤波器将优先采用二阶低通滤波器结构。

RLC 型变频器输出端滤波器将由电感  $L_f$ ，电阻  $R_f$  及电容  $C_f$  组成，其单相等效电路如图 5-8 所示。

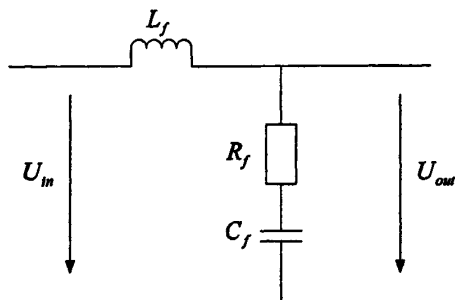


图 5-8 单相 RLC 型变频器输出滤波器等效电路

Fig5-8 Single-phase RLC equivalent circuit of inverter output filter

由图 5-8 可写出 RLC 型滤波器的传递函数为

$$H(s) = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{R_f C_f s + 1}{L_f C_f s^2 + R_f C_f s + 1} \quad (5-16)$$

根据  $RLC$  型滤波器的传递函数，求得的谐振角频率及阻尼比为

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (5-17)$$

$$\xi = \frac{R_f}{2} \sqrt{\frac{C_f}{L_f}} \quad (5-18)$$

根据滤波器的设计原则，首先确定滤波器的阻尼电阻  $R_f$ 。为防止电路发生振荡，将按照过阻尼电路进行设计，因此有

$$\xi = \frac{R_f}{2} \sqrt{\frac{C_f}{L_f}} > 1 \quad (5-19)$$

那么，就可以求得阻尼电阻应该满足

$$R_f > 2 \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \quad (5-20)$$

然而，由于滤波电容在高频时近似短路，为了达到抑制波反射过电压的目的，其电阻的阻值应与电缆的特性阻抗相匹配，故可得到电阻的阻值为

$$R_f = Z_c \quad (5-21)$$

其次，将确定  $RLC$  型滤波电感值和滤波电容值。为了抑制PWM变频器输出的脉冲很高的  $du/dt$  前后沿，则输出滤波器就必须滤除变频器输出的PWM电压中的高频分量。下面将以图5-9所示变频器端输出PWM脉冲波形为例进行分析。

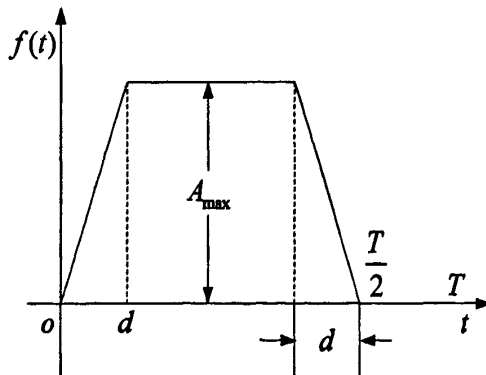


图5-9 变频器端输出PWM波形

Fig5-9 PWM waveforms arriving from inverter

考虑到 PWM 信号为近似方波的脉冲信号，脉冲边沿上升时间设为  $d$ ，那么上升沿斜率，也就是输出波形的  $\frac{du}{dt}$  则由  $d$  决定。对图 5-9 变频器端输出 PWM 电压波形进行傅

里叶变换,可以得到傅里叶级数为:

$$f(t) = \frac{4A_{\max}}{\alpha\pi} (\sin\alpha \sin(\omega_1 t) + \frac{1}{9} \sin(3\alpha) \sin(3\omega_1 t) + \frac{1}{25} \sin(5\alpha) \sin(5\omega_1 t) + K) + \frac{1}{k^2} \sin(k\alpha) \sin(k\omega_1 t) + K \quad (5-22)$$

(式中  $\alpha = \frac{2\pi d}{T}$ ,  $k$  为奇数)

如果期望降低输出波形  $\frac{du}{dt}$ , 那么我们就可以认为是延长其边沿的上升时间, 设延长为  $d'$ , 则其傅立叶展开后傅立叶级数表达式将变为:

$$f(t) = \frac{4A_{\max}}{\alpha'\pi} (\sin\alpha' \sin(\omega_1 t) + \frac{1}{9} \sin(3\alpha') \sin(3\omega_1 t) + \frac{1}{25} \sin(5\alpha') \sin(5\omega_1 t) + K) + \frac{1}{k^2} \sin(k\alpha') \sin(k\omega_1 t) + K \quad (5-23)$$

(式中  $\alpha' = \frac{2\pi d'}{T}$ ,  $k$  为奇数)

将式 (5-22)、式 (5-23) 中各次谐波比较, 如果将式 (5-23) 的高次谐波取到第  $k$  次, 则在式 (5-22) 中选取谐波幅值与式 (5-23) 中  $k$  次谐波幅值相近谐波的频率作为滤波器截止频率  $\omega_c$ 。

根据  $RLC$  滤波器频率特性

$$H(j\omega) = \frac{1 + j\omega R_f C_f}{1 - \omega^2 L_f C_f + j\omega R_f C_f} \quad (5-24)$$

此时对应截止角频率  $\omega_c$  的衰减为:

$$20 \lg \left| \frac{1}{H(j\omega_c)} \right| = 3 \text{dB} \quad (5-25)$$

因此, 当截止频率确定后, 根据上面公式即可计算出滤波电感值和滤波电容值。

## 2. 变频器端加装 $RLC$ 型滤波器抑制过电压仿真分析

对变频器端加装  $RLC$  型滤波器电路进行仿真分析, 利用 Matlab/Simulink 仿真软件搭建如图 5-10 所示仿真电路, 其仿真参数为如下: 脉冲开关频率  $f = 500 \text{Hz}$ , 脉冲上升时间为  $t_r = 1 \mu\text{s}$ , 电缆的长度为  $l = 5 \text{km}$ ; 电缆特性阻抗为  $Z_c = 277 \Omega$ ; 电动机特性阻抗  $Z_2 = 5000 \Omega$ ; 选取二阶  $RLC$  型滤波器的  $L_f = 10 \text{mH}$ ,  $C_f = 100 \mu\text{F}$ ,  $R_f = 277 \Omega$ 。

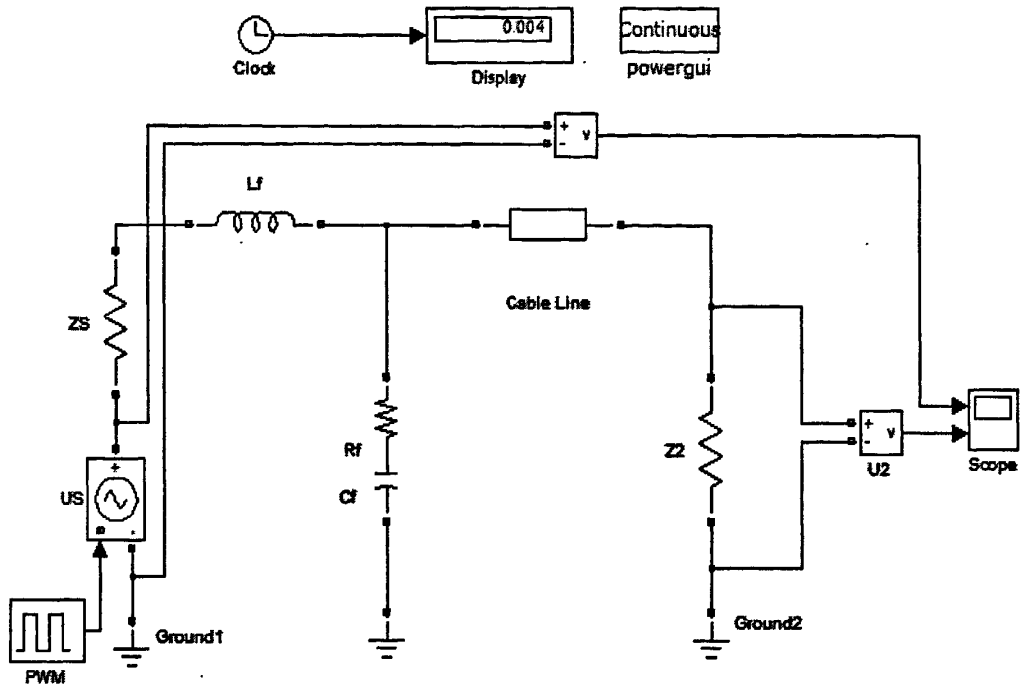


图 5-10 变频器端加装 RLC 型滤波器单相仿真电路

Fig5-10 Single phase simulation circuit of inverter of retrofitting RLC filter

其仿真波形如下

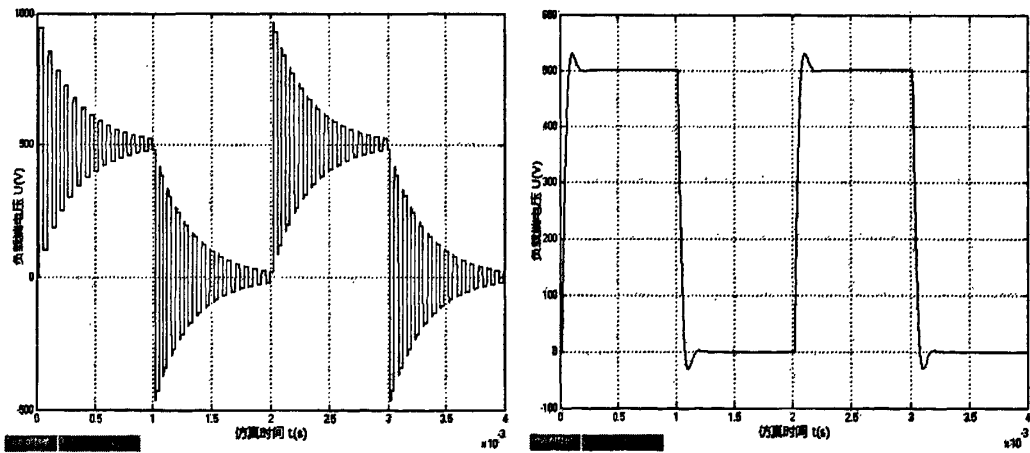


图 5-11 加装 RLC 型滤波器前后电动机端电压仿真波形对比图

Fig5-11 Motor voltage simulation comparison waveforms of retrofitting RLC filter

从图 5-11 可以看出，在变频器端加装 RLC 型滤波器前后，变频器输出 PWM 波反射过电压、高频阻尼振荡得到了很好的抑制。

在上一节中，研究的一阶 RC 电动机端滤波器和二阶 RLC 变频器端滤波器中都含有电阻  $R$ ，然而对于高压大功率变流器来说，将会在滤波电阻  $R$  中损耗较大的功率，这样一来，不但降低了系统的效率，而且又必须考虑散热的问题，同时又增加了滤波器的制造成本以及设计难度。那么对于高压大功率变流器，可以考虑采用在变频器输出端加装

电抗器的方法来抑制波反射过电压的发生。以下将详细分析变频器输出电抗对波反射过电压的抑制效果。

## 5.2 变频器输出电抗抑制波反射过电压措施的研究

在变频器输出端加装电抗器，既可以减小变频器输出电压脉冲的上升速度，又可以改善电动机端电压特性。理论和实验研究表明<sup>[9]</sup>，在 PWM 变频器驱动系统中，电动机端过电压、定子绕组内的电压分布不均匀以及电动机轴承电流产生的一个共同原因是 PWM 变频器输出脉冲具有很高的  $du/dt$  前后沿，IGBT 的上升沿时间约为  $0.1 \sim 0.3 \mu s$ 。这就是 PWM 驱动系统电动机损坏的一个根本原因。因此，要有效的解决上述问题，我们可以减小变频器输出电压的  $du/dt$ 。要实现这个目的，最直接有效的方法就是在变频器输出端加装电抗器，变频器输出的脉冲电压在经过电抗器后减缓了电源端输出电压脉冲上升速度，使得脉冲上升沿时间为  $1 \mu s$  以上，从而使得电动机端电压峰值大幅度降低。因此可以较好的解决电动机端出现的波反射过电压、阻尼振荡现象。

### 5.2.1 变频器输出电抗器原理

为了便于分析，将分布参数电路的波过程用集中参数等值电路来表示，把沿长线电缆传输来的入射电压波的 2 倍作为等值电压源，电动机的特性阻抗  $Z_2$  及长线电缆的波阻抗  $Z_1$  分别用数值相等的集中参数电阻来代替。再由长线电缆的一次波反射过程的集中参数等值电路（即彼得逊法则）<sup>[2]</sup>，如图 5-12 所示，图中  $2U_1(p)$  为等值电源电压。 $U_1$  为变频器输出电压， $L$  为电抗器的电感。

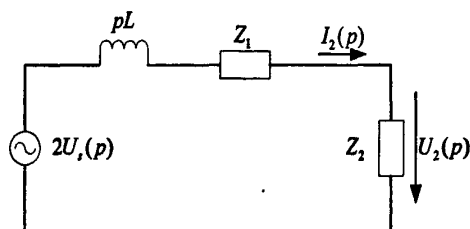


图 5-12 波反射过程的集中参数等值电路

Fig5-12 Lumped parameter equivalent circuit of wave reflection process

由波反射过程的集中参数等值电路（即彼得逊等值电路）可求得电动机端的电压  $U_2(p)$  为：

$$U_2(p) = \frac{2U_s}{p} \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2 + pL} = \alpha U_s \frac{1}{T_L} \frac{1}{p(p + \frac{1}{T_L})} \quad (5-26)$$

式中  $\alpha = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2}$  即没有电感时的电压反射系数,  $T_L = \frac{L}{Z_1 + Z_2}$  是时间常数。通

过反变换可以得到电动机端电压时域解为

$$u_2(t) = \alpha U_s (1 - e^{-t/T_L}) \quad (5-27)$$

同理, 可以求得电缆始端电压  $u_1(t)$

$$u_1(t) = 2U_s (1 - e^{-t/T_L}) \quad (5-28)$$

由式 (5-27)、式 (5-28) 可以得到, 在电路加装电感以后, 脉冲电压波就由阶跃脉冲波变成了指数脉冲波, 变频器输出脉冲电压上升沿的  $du/dt$  就得到了有效控制。与此同时由公式 (5-28) 可以知道, 电缆起始端电压  $u_1(t)$  最大上升沿  $du/dt$  发生在  $t=0$  时刻。

$$\left(\frac{du_1}{dt}\right)_{\max} = \frac{du_1}{dt} \Big|_{t=0} = \frac{U_s}{T_L} = \frac{2(Z_1 + Z_2)U_s}{L} \quad (5-29)$$

由式 (5-29) 可以知道, 我们只要改变电感值  $L$ , 就可以把变频器输出 PWM 脉冲电压上升沿的  $du/dt$  限制在一定的范围内, 也就是相当于改变脉冲电压上升时间, 提高长线电缆的临界长度, 从而也就可以抑制波反射过电压的产生。

如果输入的脉冲电压不是阶跃函数, 而是如图 2-6 所示的带有一定上升沿时间  $t_r$  的脉冲, 则脉冲上升沿的表达式为:

$$u_s(t) = \frac{U_0}{t_r} t \quad (5-30)$$

根据丢阿摩尔积分定理可求出在脉冲电压上升沿作用下电缆始端的电压  $u'_1(t)$  的解式为:

$$\begin{aligned} u'_1(t) &= \int_0^t \frac{U_0}{t_r} (1 - e^{-(t-\tau)/T_L}) d\tau \\ &= \frac{U_0}{t_r} (t - T_L + T_L e^{-t/T_L}) \end{aligned} \quad (5-31)$$

根据图 2-8, 用两个极性相反且错开时间为  $t_r$  的斜波函数相叠加来表示具有一定上



升及下降时间的脉冲波形, 再根据叠加原理就可以求出脉冲作用下的电缆始端电压  $u_1(t)$  的解式为:

当  $t \leq t_r$  时

$$u_1(t) = \frac{U_0}{t_r} (t - T_L + T_L e^{-t/T_L}) \quad (5-32)$$

当  $t \geq t_r$  时

$$u_1(t) = \frac{U_0}{t_r} [t_r + T_L e^{-t/T_L} (1 - e^{-t_r/T_L})] \quad (5-33)$$

折射波的最大陡度将发生在  $t = t_r$  时, 其值为:

$$\left. \frac{du_1}{dt} \right|_{\max} = \left. \frac{du_1}{dt} \right|_{t=T_L} = \frac{U_0}{t_r} (1 - e^{-\frac{t_r}{T_L}}) \quad (5-34)$$

由式 (5-34) 可以知道, 电感可以使脉冲电压折射波的最大陡度减少 (在没有电感的时候, 脉冲电压折射波的最大陡度为  $U_0/t_r$ )。

当脉冲电压上升时间  $t_r$  与电路的时间常数  $T_L$  的比值越小 (即  $t_r/T_L$  越小), 那么电感对脉冲电压上升沿陡度的抑制作用就会越大; 然而当脉冲电压上升时间  $t_r$  与电路时间常数  $T_L$  的比值越大时 (即  $t_r/T_L$  越大), 抑制效果就不明显了。

### 5.2.2 加装输出电抗器对常规过电压抑制仿真及实验分析

对图 5-12 电路进行仿真分析计算, 仿真参数为: PWM 脉冲上升时间为  $T_r = 5\mu s$ , 脉冲频率  $f = 500\text{Hz}$ ; 电缆长度为  $l = 1000\text{m}$ ; 电缆分布参数取为  $R_0 = 0.02\Omega/\text{km}$ ,  $L_0 = 1 \times 10^{-3}\text{H}/\text{km}$ ,  $C_0 = 15 \times 10^{-9}\text{F}/\text{km}$ ; 电动机特性阻抗取  $Z_2 = 500\Omega$ , 输出电抗器分别选取电感值为  $10\text{mH}$ 、 $15\text{mH}$ 、 $20\text{mH}$ 、 $30\text{mH}$ 、 $40\text{mH}$ , 如图 5-13 所示。

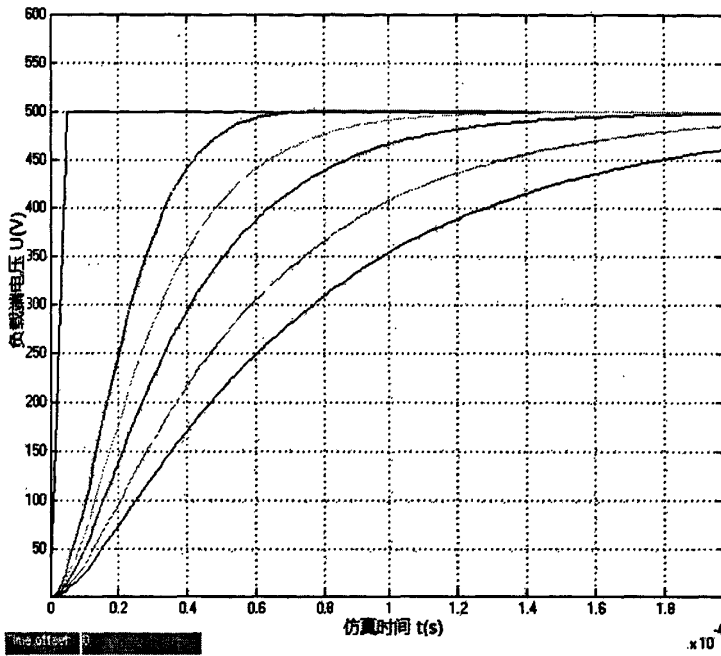


图 5-13 长线电缆起始端电压波形图

Fig5-13 Pulse voltage waveforms of long-line cable beginning end

(图 5-13 中曲线由左向右依次是: 电源输入、 $L=10mH$ 、 $15mH$ 、 $20mH$ 、 $30mH$ 、 $40mH$ )

从图 5-13 可以看出, 在变频器输出端加装输出电抗器的方法可以延长 PWM 脉冲电压的上升沿时间, 并且可以有效地减小 PWM 变频器输出脉冲电压上升沿的  $du/dt$ , 从而可以抑制波反射过电压的产生。

模拟电路实验中, PWM 脉冲频率  $f=500Hz$ , 脉冲幅值  $U_s=500mV$ , 电缆长度取三个 PI 型电路, 电缆特性阻抗  $Z_c=258\Omega$ , 电动机特性阻抗为  $Z_2=5000\Omega$ 。

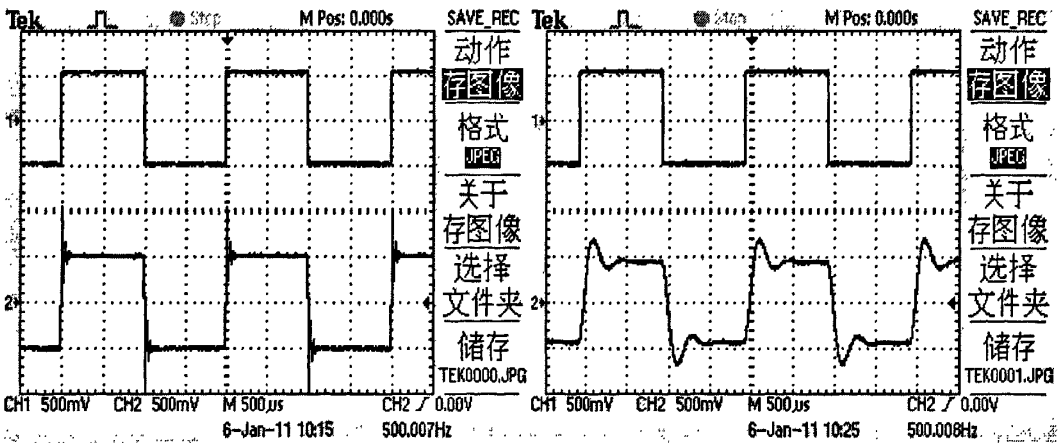


图 5-14 加装输出电抗器前后电动机端电压实验波形图

Fig5-14 Motor voltage experimental waveforms of retrofitting output reactor

从图 5-14 (a) 和图 5-14 (b) 可以看出, 在变频器输出端加电抗器后, 延长了 PWM

脉冲上升时间，减小了 PWM 脉冲的  $du/dt$ ，从而减小了 PWM 脉冲沿长线电缆传输到电动机端所产生的波反射过电压。

### 5.2.3 加装输出电抗器对超两倍幅值过电压抑制仿真及实验分析

#### 1. 双脉冲效应的抑制仿真及实验分析

通过 Matlab/Simulink 仿真软件搭建变频器输出端加装电抗器的系统仿真电路，其仿真参数如下：PWM 脉冲频率  $f = 500\text{Hz}$ ，脉冲幅值  $U_s = 500\text{V}$ ，脉冲占空比  $D = 98\%$ ，电缆分布参数为：电阻  $R_0 = 0.02\Omega/km$ ，电感  $L_0 = 1 \times 10^{-3}\text{H}/km$ ，电容  $C_0 = 15 \times 10^{-9}\text{F}/km$ ；电缆长度  $l = 2\text{km}$ ，负载特性阻抗  $Z_L = 2\text{k}\Omega$ ，输出电抗器的电感值取为  $L_f = 300\text{mH}$ 。

仿真波形

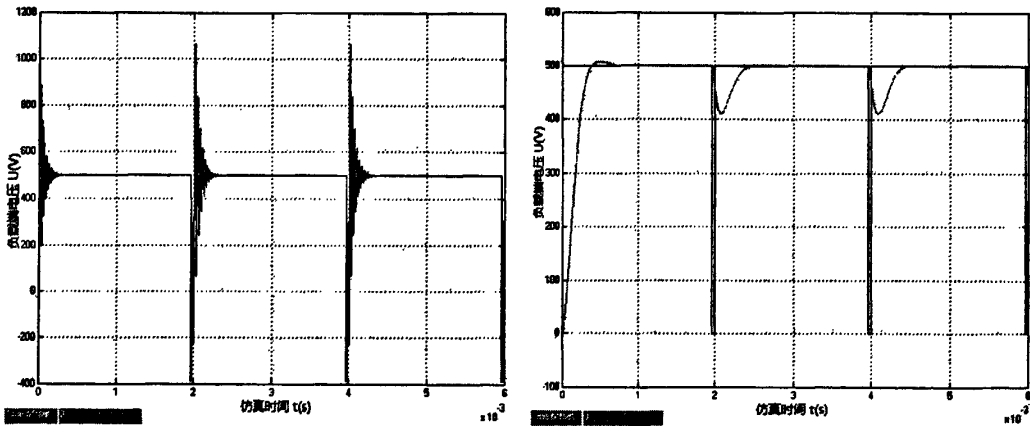


图 5-15 加装输出电抗器前后负载端电压仿真波形对比图

Fig5-15 Load voltage simulation comparison waveforms of retrofitting output reactor

实验波形

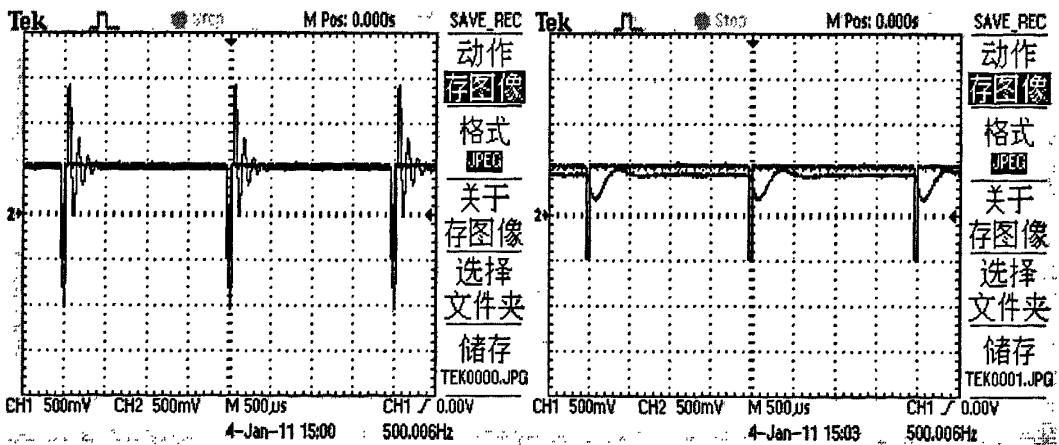


图 5-16 加装输出电抗器前后负载端电压实验波形对比图

Fig5-16 Load voltage experimental comparison waveforms of retrofitting output reactor

由仿真波形图 5-15 和实验波形图 5-16 可以看出，采用加装输出电抗器可以有有效的

抑制由于传输线上产生双脉冲效应干扰而引起电动机端出现超两倍幅值的过电压。

## 2. 极性反转现象的抑制仿真及实验分析

### 仿真波形

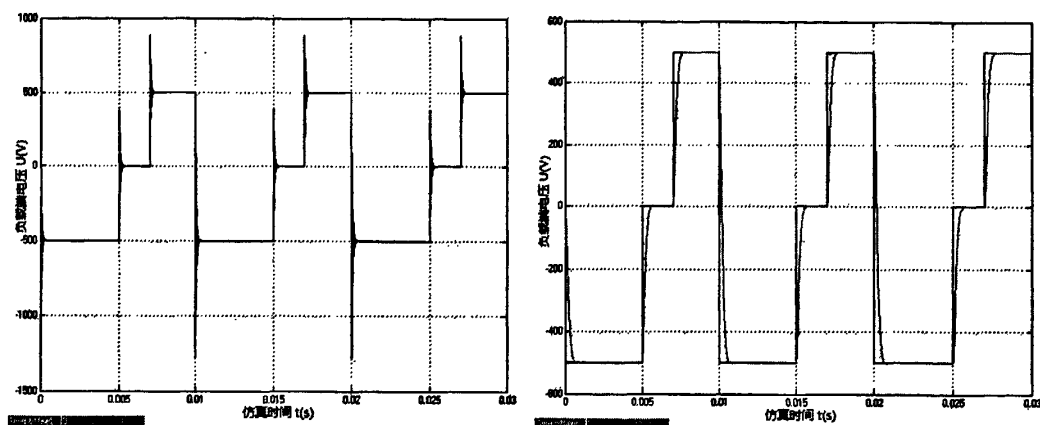


图 5-17 加装输出电抗器前后负载端电压仿真波形对比图

Fig5-17 Load voltage simulation comparison waveforms of retrofitting output reactor

### 实验波形

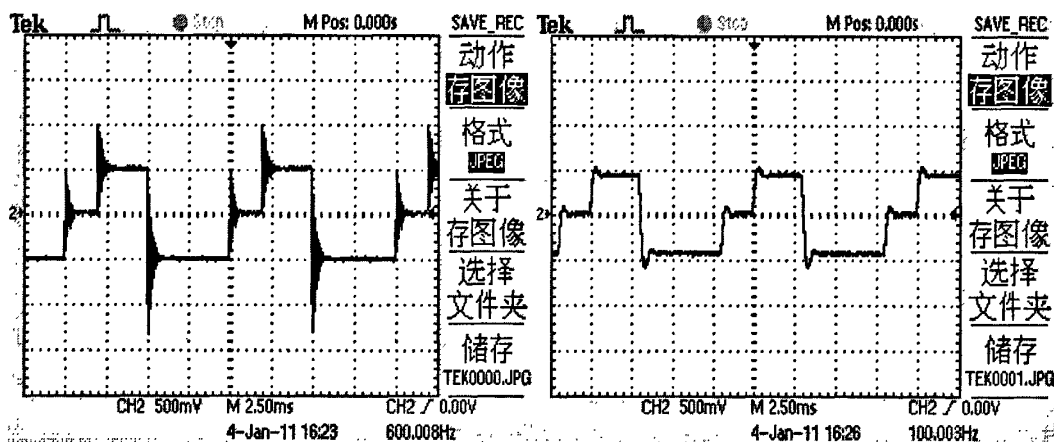


图 5-18 加装输出电抗器前后负载端电压实验波形对比图

Fig5-18 Load voltage experimental comparison waveforms of retrofitting output reactor

由仿真波形图 5-17 和实验波形图 5-18 可以看出, 采用输出电抗器可以有效的抑制由极性反转引起的负载端超两倍幅值的过电压。

## 5.3 本章小结

本章基于以上章节对电动机端电压产生机理的分析研究, 讨论了采用一阶 RC 电动机端或二阶 RLC 变频器输出端滤波器常规波反射过电压抑制方法的优缺点。并针对其存在的缺点, 提出加装输出电抗器的方法来抑制波反射过电压。通过理论、仿真及实验分析, 证明了在变频器输出端加装输出电抗器, 可以有效的抑制波反射过电压的发生。

## 第6章 结论及展望

高频 PWM 脉冲电压波沿长电缆供电电动机时, 由于电缆和电动机特性阻抗不匹配, 将在电动机端产生过电压、高频阻尼振荡现象, 其过电压幅值接近两倍变频器直流侧电压幅值。当变频器输出 PWM 电压脉宽很小时, 在传输线上发生双脉冲效应和极性反转, 其过电压幅值将会出现超两倍幅值现象。

本文首先介绍电磁波传输线理论, 根据传输线理论分析 PWM 脉冲电压波在传输线上的波反射过程, 阐述电动机端过电压的产生机理。其次, 基于传输线理论和电缆分布参数电路模型, 利用 Matlab 语言 Simulink 仿真软件搭建仿真电路, 通过仿真分析得出影响电动机端过电压的各种因素, 并通过与实验结果相结合的方法, 得出以下结论:

1. PWM 脉冲电压波沿长电缆供电电动机时, 将发生行波反射, 在电动机端产生过电压阻尼振荡。这种过电压阻尼振荡现象的产生与 PWM 脉冲上升时间、电缆长度、电缆分布参数、以及负载特性阻抗等参数有关。

2. 变频器输出的 PWM 脉冲上升时间越短, 其发生波反射就越明显, 从而电动机端过电压就越严重。

3. 当电缆长度超过其临界电缆长度时, 随着电缆长度的增加, 电动机端过电压就越严重, 振荡周期就越长。

4. 当电缆分布参数变化时, 电缆的特性阻抗也就变化, 从而影响波反射系数。当电缆长度一定时, 电缆分布电感越大, 其特性阻抗越大, 反射系数就越小, 电动机端过电压就越小, 振荡周期越长。电缆分布电容越大, 其特性阻抗越小, 反射系数就越大, 电动机端过电压就越大, 振荡周期变长。

5. 负载特性阻抗越大, 波反射系数就越大, 其过电压就越严重。振荡周期只与电缆分布参数和电缆长度有关, 与负载特性阻抗无关, 所以在这种情况下, 振荡周期不变。

6. 当变频器输出 PWM 电压脉冲宽度很小时, 在传输线路上将发生双脉冲效应的干扰。这种情况下在电动机端产生超两倍幅值过电压。

7. 当变频器输出的任意两相电压脉冲非常靠近且极性相反时, 在传输线路上将发生极性反转现象, 此时在这种情况下, 电动机端也会产生超两倍幅值过电压。

8. 当电缆为理想状态下的无损耗均匀传输线, 电缆长度选取为一定值的情况下, 恰好使得振荡频率为 PWM 脉冲频率 ( $T_{pulse} = 0.4ms$ ) 的奇数倍时, 理论上将会在电动

机端产生电压无穷大趋势。然而在实际情况中，电缆并非为理想无损耗均匀传输线，脉冲在电缆上将会发生传输延时衰减，此时振荡频率未必恰好使得振荡频率为脉冲频率的奇数倍，所以电动机端也就很难出现电压无穷大趋势现象。

文章针对波反射过电压等问题，考虑采用两种加装滤波器抑制过电压的方法，即一阶 RC 电动机端滤波器和二阶 RLC 变频器输出端滤波器。然而这两种滤波器中都含有电阻，将在电阻上产生损耗，降低系统的效率，又必须考虑散热问题，同时又增加了设计的难度和制造成本。最后提出采用加装变频器输出电抗器的方法来抑制波反射过电压，并通过仿真和实验验证了这种抑制过电压方法的有效性。

由于时间仓促和本人实践水平有限，文中还存在许多不足之处，很多工作还需要进一步完善。结合课题研究过程中所遇到的问题做了思考。认为可以进一步开展以下几个方面的研究工作：

1. 研究抑制波反射过电压的积极解决方法，即脉冲消除技术（PET），通过改变 PWM 算法来避免出现双脉冲和极性反转现象。
2. 研究类似于脉冲消除技术（PET）的一种实现方法，即最大最小脉冲技术（MMPT）。

## 参考文献

- [1] 周长源.电路理论基础.第2版.高等教育出版社, 1996:313-333
- [2] 邱关源.电路.第四版.北京:高等教育出版社, 1999:426-459
- [3] 满永奎.等通用变频器及应用.北京:机械工业出版社, 1995
- [4] 陈国呈.PWM变频调速技术.北京:机械工业出版社, 1998:105-111
- [5] 陈国呈, 吴春华, 宋文祥.变频驱动技术及应用.北京:科学出版社, 2009:53-87
- [6] 马洪飞, 徐殿国, 陈希有, 姜艳姝.PWM 逆变器驱动异步电动机采用长线电缆时电压反射现象的研究.中国电机工程学报, 2001, 21 (11): 109-113
- [7] 万健如, 林志强, 禹华军.高频 PWM 脉冲电压波反射引起电机端子过电压的研究.中国电机工程学报, 2001,21 (11): 43-47
- [8] 刘学忠, 徐传骧.PWM 变频调速电动机端子上电压波形的影响[J].电源技术应用, 2001, 4 (4): 121-123
- [9] 吴广宁, 周凯, 高波.变频电机绝缘老化机理及表征.北京:科学出版社, 2009:113-130.
- [10] 张承慧, 崔纳新, 李珂编著.交流电机变频调速及其应用.北京:机械工业出版社, 2008:248-295
- [11] 陈国呈.PWM 变频调速及软开关电力变化技术[M].北京:机械工业出版社, 2001: 105-111
- [12] 陈小虎.工厂供电技术.北京:高等教育出版社, 2001: 40-43, 79-83
- [13] 何恩广, 周升, 刘学忠等.PWM 变频电机绝缘技术的研究进展[J].绝缘材料, 2002,35 (4): 18-25
- [14] 方攸同, 陆俭国, 魏世泽等.变频器供电对异步电机绝缘系统可靠性的影响[J].电工技术杂志, 2000 (7): 1-3
- [15] 佟来生, 吴广宁, 温凤香.变频牵引电机端子过电压产生机理及影响因素.西南交通大学学报, 2005,40(5):673-676
- [16] 格里维 P.高频传输线的物理基础.黄鹤松, 陈庆祥等译.上海:上海科学技术出版社, 1983
- [17] 文远芳.高电压技术.第一版.武汉:华中科技大学出版社(华中理工大学出版社) [M].2001:135-140
- [18] 马文忠, 李耀华, 孔力.潜油电泵变频驱动负面问题研究[J].石油学报, 2006,27 (2):

133-136.

- [19] 杨玉岗.现代电力电子的磁技术.北京:科学出版社,2003
- [20] 张金远.变频调速给电机带来的问题及其解决办法.变频器世界.1999,(3):14-15
- [21] 周志敏,周纪海,纪爱华.变频电源实用技术—设计与应用.北京:中国电力出版社,2005
- [22] 陈希有,颜斌,徐殿国等.变频器输出滤波器的模糊优化设计.中国电机工程学报,2003,23(8):134-138
- [23] 高强,马洪飞,徐殿国.PWM逆变器端过电压滤波器设计.电工电能新技术,2006,25(4):27-29
- [24] 刘晓蕾,毛承雄.长电缆对高压变频器输出影响的研究.船电技术,2003,5:29-33
- [25] 马文忠,李耀华,孔力,李岚.分布式电力系统中多脉宽调制电源激励下的波反射问题[J].电网技术,2006,30(1):19-22
- [26] 刘学忠,徐传骧.PWM变频调速电动机端子上过电压的抑制.中国电机工程学报,2001,21(8):84-88
- [27] 刘学忠,徐传骧.PWM变频调速电动机端子上电流波形的影响[J].电工技术学报,2000,15(5):26-29
- [28] 万健如,林志强,禹华军.电缆长度对PWM逆变器驱动电机端电压的影响.电力电子技术,2001,35(6):26-29
- [29] 徐殿国,陈希有,马洪飞等.逆变器输出可调式滤波器.实用新型专利:012654582,2001
- [30] 刘子爱.变频器中逆变器对外产生的干扰与抑制措施.电气开关,2006:53-54
- [31] zhang, haoran. Investigation and Mitigation of the Adverse Effects of PWM adjustable Speed Drives.PH.D Dissertation,Oregon State University,1999.
- [32] Annette von Jouanne,Haoran Zhang,Alan K,Wallace.An Evaluation of Mitigation Techniques for Bearing Currents,EMI,and Overvoltages in ASD Applications.IEEE Trans.on Industry Applications.1998,34(5):1113~1122.
- [33] Juergen K.Steinke.Use of an LC Filter to Achieve a Motor-Friendly Performance of the PWM Voltage Source Inverter.IEEE Trans.on Energy Conversion.1999,14(3):649~654.
- [34] Skibinske G,Divan DM,Design methodology and madding of low inductance planar bus strutures[C].EPE Conference,1993.



- [35] Skibinske G, Leggate D. Interaction of drive modulation and Cable parameters on AC motor transients[C], IEEE. IAS Conference proceedings, 1997.
- [36] Erik Persson. Transient Effects in Application of PWM Inverters to Induction Motors. IEEE Trans. On Industrial Applications. 1992, 28(5): 1095~1101.
- [37] A. von Jouanne, P. Enjeti, W. Gray. Application Issues for PWM Adjustable Speed AC Motor Drives. IEEE Industry Applications Magazine. 1996, 2(5): 10~18.
- [38] Christopher, J. Melhorn, Le Tang. Transient Effects on PWM ASDs on Standards Squirrel Cage Induction Motors. IEEE IAS Proceedings, 1995: 2689~2695.
- [39] P. van Poucke, R. Belmans, W. Geysen, E. Ternier. Overvoltages in Inverter Fed Induction Machines Using High Frequency Power Electronics Components. IEEE APEC Proceedings, 1994: 536~541.
- [40] Russel J. Kerkman, David Leggate, Dave Schlegel, Gary L. Skibinski. PWM Inverters and Their Influence on Motor Over-Voltage. IEEE APEC Proceedings, 1997: 103~113.
- [41] J. A. Pomilio, C. R. de Souza, L. Matias, P. L. D. Peres, I. S. Bonatti. Driving AC Motors through Long Cables: The Inverter Switching Strategy. IEEE Trans. on Energy Conversion, 1999, 14(4): 1441~1447.
- [42] Zhang, Haoran. Investigation and Mitigation of the Adverse Effects of PWM Adjustable Speed Drives. Ph.D. Dissertation, Oregon State University, 1999.
- [43] Annette von Jouanne, Haoran Zhang, Alan K. Wallace. An Evaluation of Mitigation Techniques for Bearing Currents, EMI, and Overvoltages in ASD Applications. IEEE Trans. on Industry Applications. 1998, 34(5): 1113-1122.
- [44] Juergen K. Steinke. Use of an LC Filter to Achieve a Motor-Friendly Performance of the PWM Voltage Source Inverter. IEEE Trans. On Energy Conversion. 1999, 14(3): 649-654.
- [45] Takahashi, M. Termeyer, T. Lowery, and H. Tsai, Motor Lead Length Issues for IGBT drives, 1995 IEEE Pulp and Paper Conference, pp. 21-27.
- [46] S. Van Haute, A. Malfait, R. Reekmans, and R. Belmans, Losses, Audible Noise, and Overvoltage in Induction Motor Driver, IEEE PESC 1995, pp. 585-592.
- [47] L. Gubbala, A. von Jouanne, P. Enjeti, C. Singh, and H. Toliyat, Voltage Distribution in the Windings of an AC Motor Subjected to High  $dv/dt$  PWM Voltages, IEEE PESC Conference Proceedings, 1995, pp. 579-585.

- [48] A.von Jouanne,and P.Enjeti, Design Considerations for an Inverter Output Filter to Mitigate the Effects of Long Motor Leads in ASD Application, APEC,1996,pp.579-585.
- [49] A.von Jouanne,and P.Enjeti,and W.Gray, The Effect of Long Motor Leads on PWM Inverter Fed AC Motor Drive Systems, IEEE APEC Conference Proceedings,1995,pp,592-597.
- [50] P.Van Paucke, R.Belmans,W.Gray and E.Ternier, Overvoltages in Inverter Fed Induction Machines Using High Frequency Power Electronic Components.IEEE APEC Conference Proceeding 1994,pp. 536-541.
- [51] C.J.Melhorn and L.Tang, Transient Effects of PWM ASDs on Standard Squirrel Cage Induction Motors, IEEE IAS Conference Proceedings 1995.pp,2689-2695.
- [52] B.Kawkabani,JJ.Simond, and F.Kehtari, Voltage Peaks of Low Voltage Motors Due to PWM Inverter Supply.EPE Conference Proceedings 1995.Sevilla.pp,465-469.
- [53].Boris Mokrytzki, Filters for Adjustable Frequency Drives, IEEE APEC Conference Proceedings, 1994, PP. 542-548.
- [54] Hussein A,et al. Modeling and simulation of traveling waves in induction. IEEE APEC Conference Proceeding,1997:128~134.
- [55] Russel J.Kerkman,David Leggate,Brian J.Seibel, and Timothy M.Rowan,Operation of PWM voltage source-inverters in the overmodulation region,IEEE Transactions on Industrial Electronics,1996:132-141.
- [56] G.Skibinski,Design methodology of a cablr terminator to reduce reflected voltage on ac motor,IEEE IAS Conference Record,1996:153-161.
- [57] Annette Von Jouanne,Dudi A,Rendusara, Prasad N,Enjeti.Filtering Techniques to Minimize the Effect of Long motor Leads on PWM Inverter-fed AC motor Drive systems.IEEE Trans,on Indusy Applications,1996,32(4):919-926.
- [58] G.Skibinski,R,Kerkman,D,Leggate,J.Pankal,D.Schlegel.Reflected Wave Modeling Techniqes for PWM AC Motor Drives.IEEE APEC Proceeding,1998:1021-1029.
- [59] Paul T.Finlagson.Output Filter considerations for PWM Drives with Induction Motors. IEEE Annual Textile,Fiber and Film Industry Technical conference,1996:1-7.
- [60] Yilmaz Sozer,David A Torrey,Suhan Reva.New Inverter Output Filter Topology for PWM Motor Drives.IEEE Trans on Power Electrenics.2002.(516):1007-1017.

## 攻读硕士学位期间取得的学术成果

- [1] 马文忠, 田德宝, 郭江艳, 吴海波.石油钻机变频供电波反射过电压抑制措施的研究.2009 中国电工技术学会学术年会
- [2] Wenzhong Ma,Jinyan Sun,Hongmei zhang,Debao Tian “Research on the Fault-tolerant Control Algorithm of SVPWM for NPC three-level Inverters”.2010 International Conference on Electrical Engineering and Automatic Control(ICEEAC2010).2010:634-637
- [3] Wenzhong Ma,Jinyan Sun,Hongmei zhang,Debao Tian “Research on the Pumping Unit Model Driven by Linear Motor”.2010 International Conference on Electrical Engineering and Automatic Control(ICEEAC2010).2010:627-630
- [4] Wenzhong Ma,Hongmei zhang,Jinyan Sun,Debao Tian “Research on the Design of Linear Drive Motor of New Pumping Unit”.2010 International Conference on Electrical Engineering and Automatic Control(ICEEAC2010) .2010:616-619

## 致谢

时光飞逝，岁月如梭。转眼间三年的研究生学习生活很快就要结束了。

在此论文完成之际，首先我要特别地感谢我的导师马文忠老师，在攻读硕士学位期间，无论是在学习中还是在生活上，马老师都给予我无私的帮助，在课题的研究过程中，我自始至终都得到了马老师的精心指导，从论文的选题、仿真及实验研究，到论文的定稿，马老师总会在关键时刻给予指导性的意见，帮助我顺利完成课题。马老师渊博的知识、厉行的工作作风、严谨求实的治学态度和严以律己、热心助人的长者风范，时时刻刻激励着我。将使我终身受益。

其次，感谢我身边所有关心和帮助我的老师和同学，感谢他们有益而无私的建议和帮助。感谢同门张红梅、孙金燕在课题研究过程中给予的热心帮助。

最后，要特别地感谢我的父母，感谢他们多年来的养育之恩，在背后默默无闻的支持我、鼓励我、关心我并使我顺利完成学业！