

摘 要

传输线脉冲变压器 (Transmission Line pulse Transformer, TLT) 具有良好的高频特性, 且符合当代脉冲功率装置紧凑化、高重频和全固态方向的发展要求, 近来在国内外受到了广泛关注。本论文通过对 TLT 一般性理论的研究, 完整地提出了 TLT 设计的方法及步骤, 并重点推导出了次级线电感的优化设计方案, 最终研制出一台四级 TLT。本文的研究结果对 TLT 在脉冲功率技术领域的应用具有一定的指导意义。论文研究内容主要包括以下几个方面:

1. 对 TLT 进行了理论分析。

对 TLT 基本原理进行了分析, 指出 TLT 结构中存在的次级线会导致输出脉冲平顶下降。详细分析了两级 TLT 中波的具体传输过程, 并推广到 n 级情形。对 TLT 电压增益 (变比) 进行了细致的分析, 结果显示: TLT 级数不宜过高, 一般选取不超过 10 为宜。对 TLT 的频率响应进行了细致分析, 表明 TLT 高频响应良好, 选择合适参数时, 可高达 1 GHz。

2. 对 TLT 次级线电感的优化进行了细致研究。

分析讨论了级间有耦合和级间无耦合两种 TLT 典型的拓扑结构, 在一般情况下推导出了此两种结构下 TLT 的输出脉冲电压幅值的计算公式。为实现 TLT 磁芯体积最小化, 对各级次级线电感大小进行了优化, 优化结果为: (1) 级间无耦合结构从第二级开始电感逐级增加, 第 n 级次级线电感的最优大小为第二级的 $(n-1)$ 倍; (2) 级间有耦合结构中, 各次级线电感优化后大小应相同。对优化后级间有耦合、无耦合结构进行了比较, 指出级间有耦合结构最适于 TLT 的紧凑化设计; 而无耦合结构更简单, 易于实现低阻抗输出。

3. 开展了 TLT 的电路数值模拟研究。

电路数值模拟研究证实了理论分析结果, 即所用传输线的电长度对输出波形存在影响, 当所用传输线电长度小于输入脉宽的一半时, 输出波形出现畸变; 另外, 引线电感、杂散电容对输出结果的上升前沿和后沿也有较大影响, 应将接头尽量做紧凑, 同时使装置远离接地良导体。

4. 研制出一台四级 TLT。

开展了 TLT 低压测试实验研究, 在此基础上确定了高压 TLT 的装配方案, 研制出一台直径约 300 mm、高约 450 mm、重量 45 kg 的级间无耦合结构的四级 TLT。在 Blumlein 线平台上开展了 TLT 变压效果实验研究, 结果表明: 从 Blumlein 线输出幅值 10 kV、脉宽 150 ns、上升沿 20 ns 的脉冲, 作为输入脉冲经过 TLT 变压后, 在 TLT 输出端负载上得到幅值约 40 kV、脉宽 150 ns、上升沿约 20 ns 的脉冲。此种类型和性能的脉冲变压器尚未见报道。

关键词: 传输线脉冲变压器; 频率响应; 次级线; 优化; 耦合

ABSTRACT

Transmission line pulse transformer (TLT), having outstanding performance in high frequency, conforms to modern pulse power technology (PPT) of being compact, repetitive and solid. Nowadays, TLT has attracted extensive attention. In this thesis, a 4-stage TLT is developed based on the theoretical analyses on TLT, the optimization of secondary line inductance, and the method to design TLT. The research results set basis for the wide application of TLT to PPT.

The detailed work includes the following:

1. A basic TLT theory has been analyzed.

A general TLT theory has been analyzed. The process of wave transmission of a 2-stage TLT has been analyzed in detail, and then generalized to n stages. The undesirable effect to the output result caused by secondary lines is also pointed out. Particularly, after the carefully examination of TLT's gain, the results manifest that the number of stages should not be too large, generally not larger than 10. Besides, the frequency response of TLT has been carefully analyzed. The results indicate that TLT has an exceptional high-frequency response, and it works up to 1 GHz if parameters are suitable.

2. An optimization of TLT's secondary inductance is investigated in detail.

Two typical topologies of TLT, i.e., with coupling between stages and without, are analyzed and discussed, and the expressions of output are derived. In order to design a compact TLT, an optimization of each secondary line inductance is presented. For TLT without coupling between stages, the optimal values of the n -stage inductance is $n-1$ times of the second stage, and the inductance is equal for TLTs with coupling between stages. Having been optimized, the volume of magnetic core used for TLT is the least. At last, a comparison of the outputs of several structures is presented. The result indicates that the topology of mutually coupling between stages is more suitable to the designing of compact TLT; the topology of non-coupling is simpler and more beneficial to the low output impedance of TLT.

3. Numerical simulations on TLT have been conducted.

The results of numerical simulations have verified the theoretical analysis that the electrical length of transmission lines has influence upon the output pulse. Generally, transmission line with a length less than a half of the pulse width will cause pulse distortion to the output. Furthermore, the inductance and capacitance at the joints are also harmful to the rise-time and fall-time performance of TLT. Joints should be short, and TLT should be keeping far from the conductors connecting to ground.

4. A 4-stage TLT is developed.

Experiments of low voltage on TLT have been conducted before high voltage

versions. A 4-stage TLT with diameter 300 mm, height 450 mm, and mass 45 kg is developed. Through a Blumlein pulse generator, a pulse with voltage up to 10 kV, duration (FWHM) of 150 ns and rise-time about 20 ns is injected into the TLT. At the output terminal of TLT, pulse with amplitude 40 kV, pulse width 150 ns and rise-time slightly larger than 20 ns is obtained. By far, this type of pulse transformer with such performance has not been reported.

Key Words: Transmission line pulse transformer (TLT); Frequency response; Secondary line; Optimization; Coupling

图 目 录

图 1.1 脉冲功率装置示意图	1
图 1.2 十级同轴线 TLT 装置图	3
图 1.3 十级双线 TLT 装置图	3
图 1.4 L. Pecastaing 等人设计的 TLT 变压效果图	3
图 1.5 K. Yan 研制的 TLT 装置及结构示意图	3
图 1.6 A. Lindblom 研制的 TLT 装置及输入输出结果图	4
图 1.7 Physicque & Industrie 提出的脉冲发生器组成方案	4
图 2.1 脉冲变压器原理图	7
图 2.2 Tesla 变压器原理图	7
图 2.3 1:1 传输线变压器	9
图 2.4 1:1 传输线反相器	9
图 2.5 一级反相器 PSpice 电路图	10
图 2.6 一级反相器 PSpice 电路模拟结果	10
图 2.7 一般的两级 TLT 结构图	11
图 2.8 四级 TLT 电路结构示意图	12
图 2.9 两级 TLT 输入与输出端的等效电路	12
图 2.10 二级 TLT 波传输过程网格图	14
图 2.11 两级 TLT 理论计算得到的输出波形	15
图 2.12 n 级 TLT 等效电路图	16
图 2.13 用于确定 n 级 TLT 阻抗的戴维宁电路	18
图 2.14 不同阻抗比 Λ 时增益与级数间的关系	19
图 2.15 增益和阻抗比 Λ 、级数 n 间的关系	19
图 2.16 考虑线间次级线后的 n 级 TLT 等效电路	19
图 2.17 考虑级间次级线与否所得结果的比值	22
图 2.18 有限长传输线两端口网络模型图	22
图 2.19 用于频率响应分析的 TLT 等效电路	24
图 2.20 n 级 TLT 输入端等效电路	24
图 2.21 TLT 频率响应范围随次级线电感大小的变化	25
图 2.22 TLT 频率响应范围随杂散电容大小的变化	25
图 2.23 TLT 频率响应分析 PSpice 电路模型	26
图 2.24 TLT 频率响应随次级线电感变化的数值模拟结果	26
图 2.25 TLT 频率响应随杂散电容变化的数值模拟结果	27

图 3.1 同轴传输下套磁环等效电路模型	29
图 3.2 两级套磁环 TLT 电路模型图	30
图 3.3 两级磁芯绕线型 TLT 模型图	31
图 3.4 两级 TLT 中磁芯绕线等效为电感示意图	31
图 3.5 两级 TLT 输出端等效电路图	32
图 3.6 两级 TLT 输入端等效电路图	32
图 3.7 理想矩形磁化曲线	35
图 3.8 晶态与非晶态金属合金结构比较	35
图 3.9 不同软磁材料的磁性对比	36
图 3.10 不同软磁材料的最佳使用频率范围	36
图 3.11 铁氧体磁芯尺寸图	37
图 3.12 铁氧体磁芯磁滞回线	37
图 3.13 三级 TLT 级间无耦合结构	38
图 3.14 三级 TLT 磁芯绕线等效为电感示意图	38
图 3.15 三级 TLT 输出端等效电路	39
图 3.16 简化后的三级 TLT 输出端	39
图 3.17 电感去耦合后的三级 TLT 等效电路	40
图 3.18 三级 TLT 输入端等效电路	40
图 3.19 三级 TLT 次级线等效至输出端示意图	41
图 3.20 三级 TLT 最终等效电路	41
图 3.21 四级 TLT 结构示意图	41
图 3.22 四级 TLT 等效电路图	41
图 3.23 考虑杂散电容后输入端等效电路图	42
图 3.24 四级 TLT 输出端最简等效电路	42
图 3.25 n 级 TLT 级间有耦合结构示意图	44
图 3.26 n 级 TLT 输出端等效电路	45
图 3.27 n 级 TLT 去耦合后输出端等效电路	45
图 3.28 n 级 TLT 最简等效电路	45
图 4.1 四级 TLT 理想情况下 PSpice 电路模型	49
图 4.2 四级 TLT 理想情况下 PSpice 电路模拟结果	49
图 4.3 考虑杂散参数和次级线后的四级 TLT 的 PSpice 电路模型	50
图 4.4 四级 TLT 的 PSpice 电路模拟结果	50
图 4.5 传输线电长度 TD 对输出波形的影响	51
图 4.6 接头电感对输出波形的影响	51

图 4.7 杂散电容对输出波形的影响	52
图 4.8 负载电阻大小对输出波形的影响	52
图 4.9 采用传输线来模拟次级线的作用时四级 TLT 的 PSpice 电路	53
图 4.10 传输线模拟次级线作用下的 PSpice 输出结果	53
图 4.11 次级线电长度对输出波形影响的 PSpice 模拟结果	54
图 4.12 同轴传输线的结构示意图	55
图 4.13 三级同轴线型 TLT 低压测试装置	55
图 4.14 三级 TLT 低压测试结果	55
图 4.15 三级 TLT 对长脉冲的响应曲线	55
图 4.16 四级同轴型 TLT 实验装置	56
图 4.17 四级 TLT 实验结果	56
图 4.18 四级 TLT 的 PSpice 电路模型	56
图 4.19 四级 TLT 模拟与实验波形比较	57
图 4.20 五级双线 TLT 实验装置	58
图 4.21 五级双线 TLT 输入输出波形	58
图 4.22 级间无耦合四级 TLT 装置图	58
图 4.23 四级无耦合 TLT 低压测试结果	59
图 4.24 电缆线型 Blumlein 线总体结构	60
图 4.25 级间无耦合四级 TLT 高压实验实物装置图	60
图 4.26 级间无耦合四级 TLT 实验输入输出波形	61

目 录

表 1.1 Smith 所研制具有代表性的两台 TLT 指标 2

表 1.2 法国 Physique & Industrie 机构提出的设计指标 5

表 3.1 各种磁性材料参数对比 37

独 创 性 声 明

本人声明所呈交的学位论文是我本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表和撰写过的研究成果，也不包含为获得国防科学技术大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

学位论文题目： 传输线脉冲变压器的研究

学位论文作者签名： 王松松

日期： 2008 年 11 月 24 日

学位论文版权使用授权书

本人完全了解国防科学技术大学有关保留、使用学位论文的规定。本人授权国防科学技术大学可以保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子文档，允许论文被查阅和借阅；可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

（保密学位论文在解密后适用本授权书。）

学位论文题目： 传输线脉冲变压器的研究

学位论文作者签名： 王松松

日期： 2008 年 11 月 24 日

作者指导教师签名： 杨江武

日期： 2008 年 11 月 24 日

第一章 绪论

由于国防科研等方面的应用, 脉冲功率技术 (Pulse Power Technology, PPT) 自 20 世纪 60 年代初期以来, 已经发展成为一门新兴科学技术, 目前正朝着高功率、全固态、高重频和紧凑化的方向发展。正是应这样的发展要求, 由于具有上升前沿快、方波脉冲平顶下降小和频带响应范围宽等特点, 传输线脉冲变压器 (Transmission Line pulse Transformer, TLT) 在脉冲功率技术中有重要应用前景。

本章对传输线脉冲变压器进行了综述, 在此基础上说明了本课题的选题依据和论文的主要内容。

1.1 传输线脉冲变压器的研究现状

脉冲功率技术 (PPT) 是把“慢”储存起来的能量, 进行快速压缩、转换或直接释放给负载的电物理技术。它是在 20 世纪 60 年代, 随着核物理、电子束加速器物理、激光和等离子体物理研究的发展, 迅速发展起来的一门高技术新兴学科, 是当前国际上最为活跃的前沿高科技之一, 在国防领域和民用领域都有广泛的应用前景^[1-7]。将近半个世纪以来, 脉冲功率技术经历了四次重大突破^[8]: 第一次发展是 Blumlein 线的应用, 开创了脉冲功率级数的新纪元; 第二次发展可简洁地概述为以“水”代“油”, (即用高纯度去离子水取代变压器油作为传输线的绝缘介质) 发展了低阻抗型强流电子束加速器; 第三次发展是多台装置并联运行; 第四次发展是感应加速腔技术。当前, 脉冲功率技术正处在又一次新的突破口, 即发展紧凑重复频率运行装置。

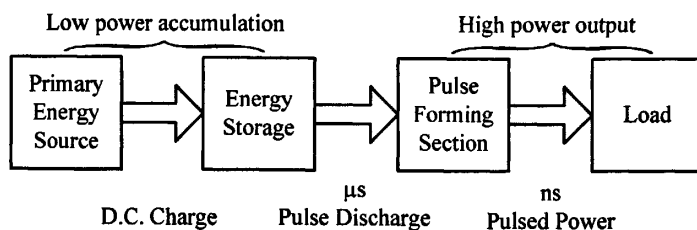


图 1.1 脉冲功率装置示意图

脉冲功率装置大体可分为四大部分^[9-11]: 初级能源、储能装置、脉冲形成部分和负载, 如图 1.1 所示。一般而言, 初级能源和储能装置可以采用 Marx 发生器或者大储能电容与脉冲变压器的组合; 脉冲形成部分通常占装置体积的 60% 以上^[12], 所以脉冲功率装置的紧凑化在一定程度上取决于脉冲形成部分体积的缩小。通常, 脉冲功率装置紧凑化多受限于装置对高电压幅值的要求, 国内外对此进行了大量的研究^[13-18], 提出了多种方案^[19-22]。考虑到 TLT 对高频脉冲良好的响应能力, 将

TLT 应用于脉冲功率装置能有效缩小脉冲形成部分的体积,从而使整个装置实现紧凑化,故此,TLT 型装置也是一种颇具应用前景的技术路线^[23-27]。

TLT 型脉冲功率装置的主体部分包括脉冲源(通常为脉冲形成线类型)和 TLT。脉冲源用于形成脉冲,脉冲形成后输入至 TLT,经 TLT 变压之后得到高压脉冲。一般来说,TLT 电路采用传输线为主体器件,通过输入端与输出端的阻抗比例以实现电压的变换。理想情况下,电压的增益(变比)由 TLT 的级数决定。

TLT 理论及应用发展由来已久,但最初主要应用在微波和射频电路中^[28-32]。Guanella 首次提出了传输线变压器(Transmission line transformer)的概念^[32],目的是为了解决射频电路中的阻抗匹配问题^[33];Ruthroff 对此类变压器在解决电路的阻抗匹配、宽带及高效率等方面进行了深入地研究^[28];1968 年 Matick^[29]就传输线脉冲变压器的理论及应用进行了细致地研究,详细地介绍了平行双线制作传输线变压器的过程,并进行了理论分析,指出 TLT 中次级线的存在会导致脉冲的多次反射,使得输出脉冲发生畸变。进入到上世纪七十年代,应用于射频电路中的 TLT 得到快速发展^[34]。虽然许多研究^[25,27]已经表明:在诸如频率相应、上升时间和能量效率等方面 TLT 较传统磁耦合脉冲变压器^[35]具有潜在优势,但受限于多级 TLT 理论分析的复杂和优良特性的传输线、磁芯等器件的缺乏,TLT 作为脉冲变压器的应用却没有得到广泛的应用。随着科技的进步,这些困难已经得到解决,TLT 在 PPT 中的应用正迎来新的发展契机。

伴随着传输线、磁芯技术等瓶颈问题的解决,从上世纪八十年代至今,有关 PPT 中应用 TLT 的相关报道日益丰富,TLT 的应用也逐渐受到了人们的广泛关注。

牛津大学的 Paul. W. Smith 在近 20 年里研制了多台 TLT,其中有多台都显示了极为诱人的性能,在变压高频脉冲方面,其性能有巨大的优势。广受关注的有下面的两台:其一是 1996 年报道的十级同轴传输线 TLT^[25];其二是 2006 年报道的十级双线 TLT^[27],两 TLT 装置分别如图 1.2、图 1.3 所示,两台 TLT 技术指标见表 1.1。

表 1.1 Smith 所研制具有代表性的两台 TLT 指标

10-stage TLT with coaxial cable		10-stage TLT with twin wire	
Input voltage	20 kV	Input voltage	0.5 kV
Input pulse width	1 μ s	Input pulse width	1 μ s
Input pulse rise-time	20 ns	Input pulse rise-time	200 ns
Output voltage	196 kV	Output voltage	4.4 kV
Output pulse width	1 μ s	Output pulse width	1 μ s
Output pulse rise-time	70 ns	Output pulse rise-time	210 ns
Pulse droop	2%	Pulse droop	6%
Height	130 cm	Height	20 cm

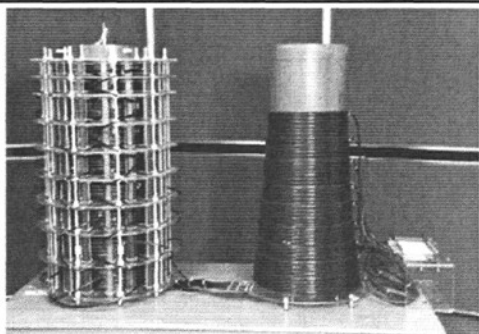


图 1.2 十级同轴线 TLT 装置图

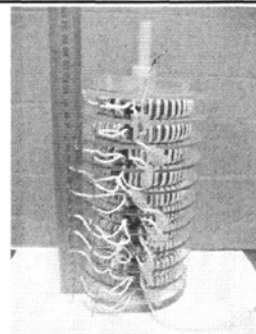


图 1.3 十级双线 TLT 装置图

法国 L. Pecastaing 等人通过在同轴线上嵌套多个不同类型的铁氧体磁环研制出一台十级高性能 TLT^[36], 该 TLT 需要工作在远离接地良导体的环境, 变压效果见图 1.4。

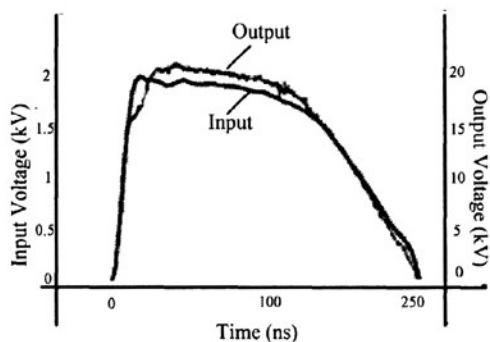
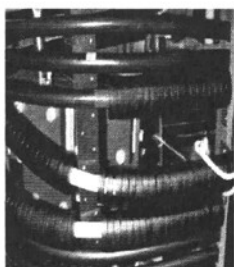
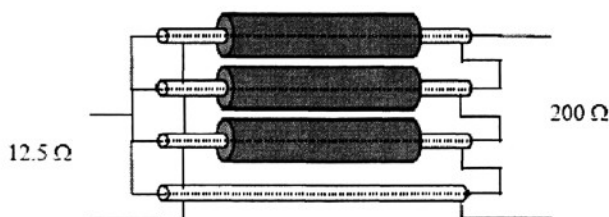


图 1.4 L. Pecastaing 等人设计的 TLT 变压效果图

K. Yan 等人利用 TLT 技术研制了功率达 100 kW 的重频 (1000 pps) 脉冲发生器^[37-38], 实物及其结构如图 1.5 所示, 该发生器包括 LC 振荡电路和 TLT 装置。在电压脉冲形成后, 将脉冲输入至多级 TLT, 最后在输出端得到多倍于输入电压幅值的电压脉冲, 在污水处理方面有重要应用, TLT 能量传输效率高达 96%。



(a) TLT 装置

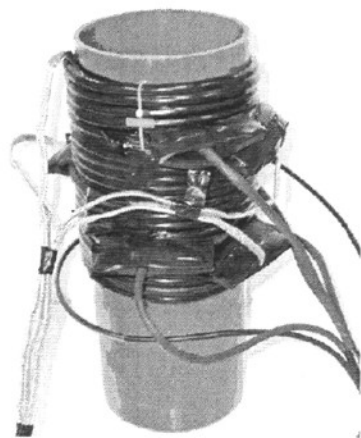


(b) TLT 结构示意图

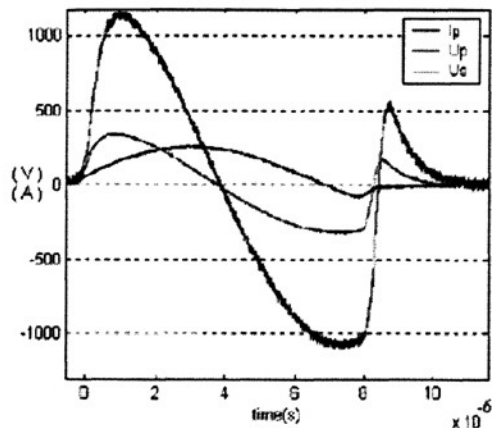
图 1.5 K. Yan 研制的 TLT 装置及结构示意图

A. Lindblom 等人利用现代同轴电缆技术, 基于磁耦合原理研制了一台用于脉冲功率系统的 TLT^[39], 收到了良好的效果, 装置及输入输出脉冲波形见图 1.6, 适

合于 μs 级脉冲的变压。



(a) TLT 装置



(b) TLT 输入输出脉冲波形

图 1.6 A. Lindblom 研制的 TLT 装置及输入输出结果图

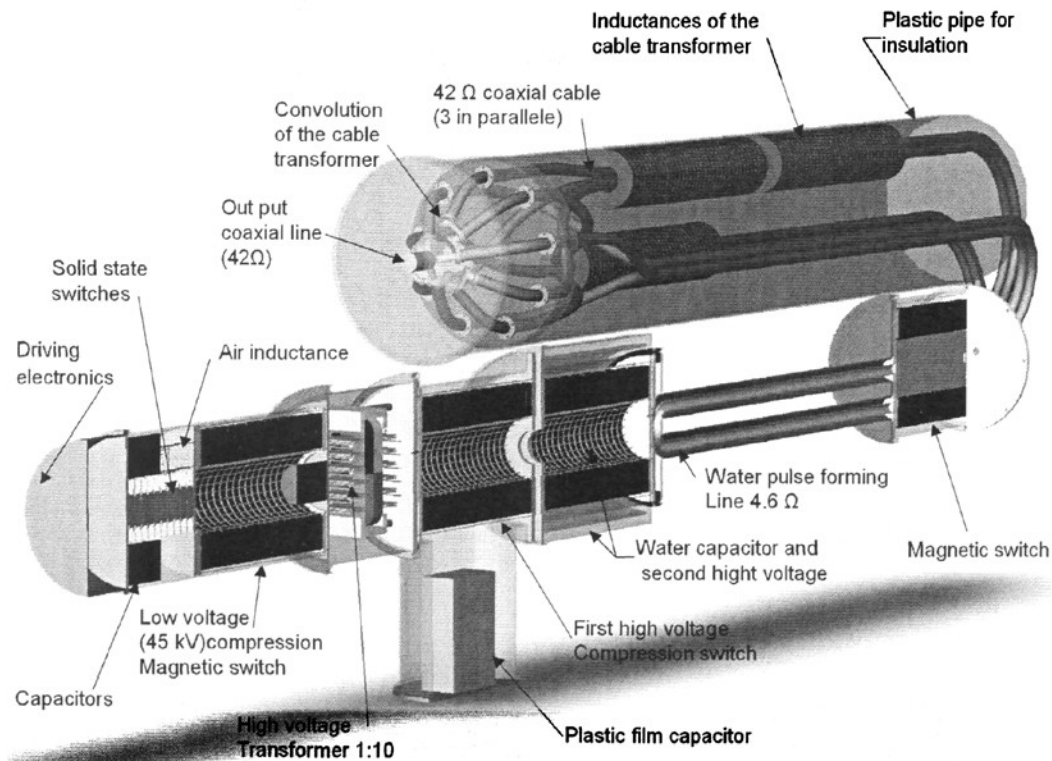


图 1.7 Physique & Industrie 提出的脉冲发生器组成方案

法国 Physique & Industrie 机构曾给出基于 TLT 的高压脉冲发生器设计方案^[36]，结构见图 1.7，图中右上部分即三级 TLT，输出脉冲电压 630 kV、电流 15 kA、单脉冲宽度 400 ns、可重复频率 1000 pps，具体指标见表 1.2。若按预期实现表中技术指标，该类型脉冲发生器将在当今脉冲功率技术领域中独领风骚。

表 1.2 法国 Physique & Industrie 机构提出的设计指标

Quantity	Value	Quantity	Value
Load voltage	630 kV	Voltage instability (RMS)	<3%
Load current	15 kA	Time of operation	>10 min
Pulse duration (FWHM)	400 ns	Life time	>10 ⁸
Rise time	<40 ns	Length	<300 cm
Pulse flat difference	<8%	Diameter	<50 cm
Repetition rate	1~1000 pps	Weight	<350 kg

国内邱剑、刘克富等人研制过一台十级 TLT 装置^[40]，用于全固态紧凑型重频脉冲发生器中对高频脉冲进行变压，结果显示该 TLT 的输入输出脉冲电压分别为 1.7 kV 和 10 kV，频率 10 kHz，输入输出波形基本吻合。

综上所述，TLT 应用于脉冲功率系统具有重要的应用前景。国外 TLT 研究水平较高，且有些预期指标将可能主导未来新一代脉冲功率发生装置的发展方向，但有关 TLT 的理论研究仍偏少；国内在该方面的研究更是甚少，且水平不高，尚属探索阶段。

1.2 课题选题依据及论文的主要内容

1.2.1 选题依据

当前，在脉冲功率技术领域，TLT 的应用仍相对少见，但和传统脉冲变压器相比，TLT 具有很强的潜在优势。例如，传统脉冲变压器上升时间和带宽受变压器的漏电感和绕组自电容的限制无法做到高频（~ ns）脉冲的无畸变传输；脉冲幅值下降也难以解决，一般传统变压器可通过增加初级绕组的电感来加以改善幅值下降，但这样做必然增加漏电感，从而使脉冲上升前沿变差。因此，作为评价脉冲变压器性能的主要指标，脉冲幅值下降度、脉冲频率响应能力和脉冲上升前沿都是 TLT 的技术优势所在。影响 TLT 输出波形上升前沿的因素中没有漏电感，仅包括接头电感和外导体对地电容，且采取一些措施能较好地抑制它们的影响。造成 TLT 输出脉冲幅值下降的主要因素是 TLT 内部的次级线，但有办法能够抑制次级线对输出波形的影响，从而实现高频脉冲的波形无畸变变换。

综上，采取适当措施，TLT 对高频脉冲实现无畸变变压是完全可行的。且对于当前脉冲功率技术发展趋势而言，紧凑化、高重频及全固态是主要发展方向。将脉冲形成线的输出电压降低至原幅值的一半或更小，再通过 TLT 将脉冲电压升至预定幅值，则形成线体积可以随之缩小。另外，TLT 全固态、适于高重频的结构也是非常有益的。因此，TLT 符合当前脉冲功率技术发展方向的要求，故在高功率脉冲技术领域，TLT 的应用前景光明。开展 TLT 技术研究对本实验室在全固

态及紧凑化的脉冲功率系统发展中占据领先地位势在必行，且高功率脉冲电路中使用 TLT 的相关技术研究在国内尚属起步阶段，因此选题具有较高的新颖性。

1.2.2 论文的主要内容

本论文分五个章节对 TLT 进行了比较完备的阐述，分别采用了理论、模拟和实验的研究方法对 TLT 的结构性能及各参数进行了深入研究。具体来说，首先对 TLT 进行了细致的理论研究，特别地，重点研究了 TLT 次级线电感的优化问题；其次模拟分析了各杂散参数可能对 TLT 输出波形的影响；最后实验研究了多种 TLT 技术实现方案，并最终研制出一台四级高压 TLT。概括地说，全文各章主要包括以下内容：

第一章介绍了 TLT 的发展历程、发展现状，并对课题研究的选题依据、TLT 技术路线的优势进行了说明。

第二章对 TLT 进行了理论分析。介绍了普通脉冲变压器的原理，分析了 TLT 的基本理论；详细分析了两级 TLT 中波的传输过程；重点讨论了 TLT 增益与级数之间的关系；最后细致研究了 TLT 的频率响应。

第三章对 TLT 次级线电感进行了优化设计。针对抑制次级线的方法进行了系统的分析和阐述；对各类型磁芯的优缺点进行了比较和分析；对 TLT 的两种拓扑结构进行了次级线电感的优化，并推导了此两种结构的输出电压脉冲幅值的表达式；最后对抑制次级线的方法进行了系统总结与归纳。

第四章对 TLT 进行了电路数值模拟和实验研究。电路数值模拟部分对影响 TLT 输出波形的传输线电长度、接头电感和杂散电容进行了参数扫描分析，同时对次级线的两种电路模型进行了分析讨论。实验部分首先对 TLT 进行了多种尝试性实验，验证了前面各章的理论结果，同时为最终确定高压 TLT 实验方案提供了参考。最终，研制出了一台高性能级间无耦合四级 TLT，开展了高压实验，所得结果表明 TLT 在脉冲功率技术领域具有良好的应用前景。

第五章对全文工作进行了总结，并展望了今后有关 TLT 的研究工作。

第二章 传输线脉冲变压器理论研究

传输线脉冲变压器电路采用输入并联、输出串联的结构。在理想情况下，TLT 输出端与输入端阻抗比与增益之间存在平方关系。

本章介绍了普通脉冲变压器原理，对 TLT 基本原理进行了研究；详细分析了两级 TLT 中波的传输过程，对 TLT 级数与其增益之间的关系进行了重点讨论；最后对 TLT 频率响应进行了细致的分析。

2.1 脉冲变压器原理

变压器^[55]是以法拉第电磁感应定律为基础，能够将一个电路中的电能通过磁场传输到另一个电路中的电磁装置。脉冲变压器^[44,55]是变压器的一种特殊类型，它所变换的不是正弦电压，而是脉冲电压。其基本工作原理^[41]如图 2.1 所示，在脉冲电压作用下，初级线圈内产生瞬态的脉冲电流，从而在磁芯中激发起随时间变化的磁通量。变化的磁通量又在次级线圈中产生感应电动势和感应电流，它反过来通过互感磁通又影响到初级线圈。

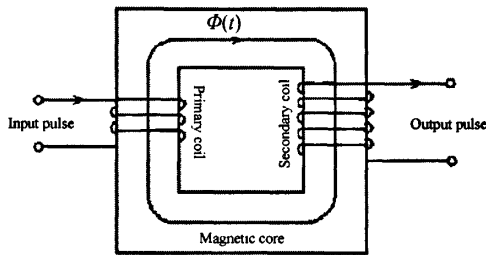


图 2.1 脉冲变压器原理图

在各种脉冲设备中，应用着各种类型的脉冲变压器。它们可输出的脉冲电压从几 V 到几百 kV；脉冲电流从若干 mA 到几十 kA；脉冲功率从若干分之一 W 到数百 MW；脉冲宽度从 ns 到 s；重复频率从单脉冲到几十 kHz。其中，高电压大功率脉冲变压器主要应用在雷达、高能物理等领域的设备中；低电压小功率脉冲变压器主要应用在计算技术、自动控制、工业自动化等设备中。

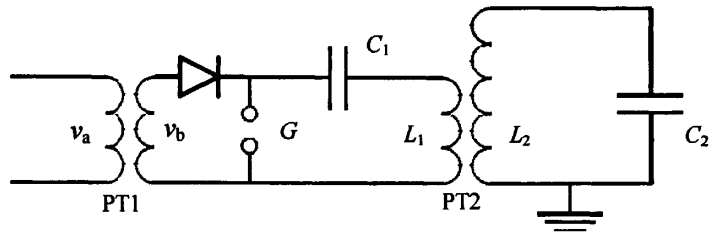


图 2.2 Tesla 变压器原理图

适用于高功率脉冲电路中的脉冲变压器主要是 Tesla 变压器, Tesla 变压器^[8,42]是一种工作在双谐振模式下的脉冲变压器。其原理如图 2.2 所示, 首先常规交流变压器 PT1 将输入的市电升压并对储能电容器 C_1 充电; G 为火花开关, 当储能电容器 C_1 上的电压达到一定值时, 火花开关导通, 通过 Tesla 变压器 PT2 升压对次级电容器 C_2 充电。一般交流变压器 PT1 能够升压到 12 kV~50 kV, Tesla 变压器 PT2 能够将电压再次提升到 200 kV~1 MV。Tesla 变压器是由两个隔离的相互感应振荡回路组成的系统, 与其他脉冲变压器不同的是, 该变压器的初级储能和次级负载均为电容, 且工作在自由振荡状态下, $L_1C_1 = L_2C_2$ 使两个回路具有相等的固有振荡频率。

目前, 为提高脉冲功率系统的性能, 脉冲变压器 (如 Tesla 变压器) 正向高功率、高电压、高变比的方向发展, 同时还希望脉冲变压器具有重量轻、体积小、价格低、效率高和长寿命等特点。

在当今脉冲功率技术中, 脉冲变压器主要用来对脉冲形成线充电, 以代替采用多级火花间隙开关的 Marx 发生器^[8,10]。与 Marx 发生器相比, Tesla 变压器具有体积小, 能量传输效率高, 容易实现重复频率运行等特点。但由于漏电感和绕组自电容的存在, Tesla 变压器上升时间和带宽受限而无法做到对高频脉冲的无畸变传输; 脉冲平顶下降也是一个难以消除的问题, 传统变压器只能通过增加初级绕组的电感来加以改善, 但这样做必然增加漏电感, 从而使脉冲上升前沿变差, 故一般普通脉冲变压器在脉冲功率技术中不用于对高频 (~ns) 脉冲进行变压。

2.2 TLT 的基本原理

如前节所述, 传统脉冲变压器^[43]上升时间和带宽受变压器的漏电感和绕组自电容的限制, 在输入为高频脉冲时, 无法做到无畸变传输。而影响 TLT 输出波形上升前沿的因素中没有漏电感这一项, 仅仅包括接头电感和杂散电容, 因此, 相对于传统脉冲变压器, TLT 在脉冲平顶下降和上升前沿等波形参数方面具有优势。本节将对 TLT 的基本原理进行详细分析。

2.2.1 一级反相器的原理

一级电压反相器的结构简单, 如图 2.3 所示, 经过一个传输线电长度后, 当地电势所处的位置发生变化时, 输出的电脉冲的相位 (极性) 也随之发生了改变。当地电势位于点 A 时, 点 B 输出一个负脉冲; 当地电势位于点 B 时, 点 A 输出一个正脉冲。若对产生反相电脉冲时的电路图进行分析, 可发现电路中存在一条短路路径, 在图 2.3 中已标出。稍作修改, 图 2.3 中反相电路可以由图 2.4 表示。

由图 2.4 可以清晰看出在传输线外导体与地面之间建立了一条次级（寄生）传输线，简称次级线，它的阻抗是 Z_{2G} ，电长度为 t_{2G} 。由于空气绝缘，且外导体与地之间有较长空隙，故 Z_{2G} 一般要比主传输线阻抗值 Z_0 大。而电磁场在空气中传播的速度要比在介质中快 $\sqrt{\epsilon_r}$ 倍，此处 ϵ_r 为主传输线中绝缘介质的相对介电常数。

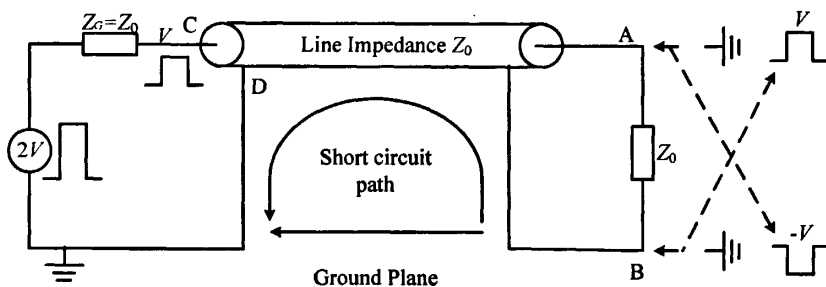


图 2.3 1:1 传输线变压器

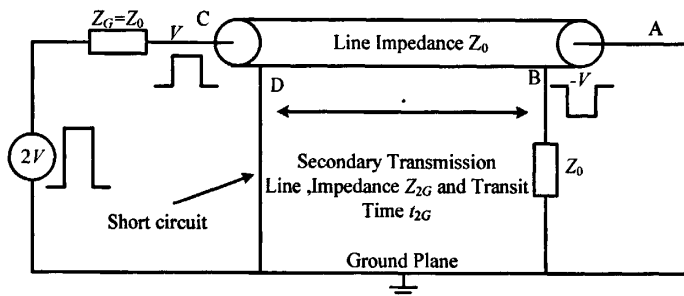


图 2.4 1:1 传输线反相器

次级线的存在将导致输出结果的不理想，波形将产生畸变。图 2.4 中波的传输过程为：一个传输线电长度后，在 B 点出现一个负脉冲 $-V$ ，然后负脉冲幅值的一部分入射至次级线向 D 点传输，D 点的反射系数 $\rho_D = -1$ ，负脉冲反转为一正脉冲，向 B 点传输。到达 B 点时，加载一个正向电压脉冲至已存在的负脉冲 $-V$ 上，导致负电势差在一定程度上被削弱，削弱的程度由 B 点的反射系数 ρ_B 决定，且 $\rho_B = (Z_0 - Z_{2G}) / (Z_0 + Z_{2G})$ 。通常次级线与主传输线阻抗难以匹配，反射会一直持续下去，直至整个脉冲传输完毕，在 B 点所得脉冲的波形将呈阶梯状上升，每一个阶梯的时间宽度等于次级线电长度的两倍。倘若主脉冲的时间宽度比次级线的电长度的两倍要短，则主脉冲可以无平顶畸变地顺利到达负载端，当然，电压幅值还是有一定损失^[44]。

分析表明，当 $Z_{2G} \gg Z_0$ 时，入射至次级线的脉冲幅值很小，输出脉冲幅值的损失可以忽略；当脉冲时间宽度 t_{pw} 小于次级线电长度 t_{2G} 的两倍时，由于次级线上传输的脉冲在到达负载端之前主脉冲已经传输完毕，故可以在负载上得到平顶情况理想的脉冲。

对电路进行简单的计算可以发现并验证电路的一些特征,如图 2.5 和图 2.6 所示。图 2.5 中 T1 是主传输线, T2 是次级线, 负载 R1 与主传输线 T1 阻抗相等。由于次级线 T2 的存在, 导致输出端阻抗不匹配, 当波首次到达负载端时, 一部分波会进入 T2, 经过两倍的 T2 电长度之后, 再次叠加至负载端波形上, 循环往复, 最终在负载上形成阶梯状脉冲, 并在尾部形成一定程度的振荡, 见图 2.6, 所得结构与前面的理论分析完全一致。

综上所述, 抑制次级线对输出结果的影响主要有两种方法: 其一是通过增加主传输线长度以使得次级线电长度的两倍大于输入脉冲的宽度, 从而实现主脉冲无畸变传输, 但此方法仍无法抑制脉冲幅值的损失; 其二是通过提高次级线的阻抗值, 当次级线阻抗值远大于主传输线时, 脉冲幅值损失可以忽略, 且在充分减小杂散电容及接头电感情况下可以实现脉冲的无畸变传输。

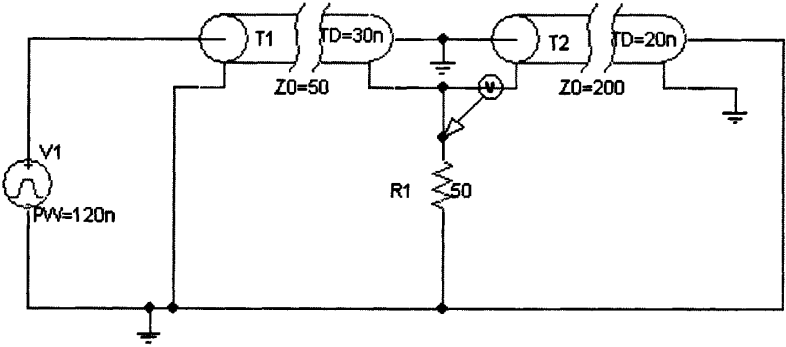


图 2.5 一级反相器 PSpice 电路图

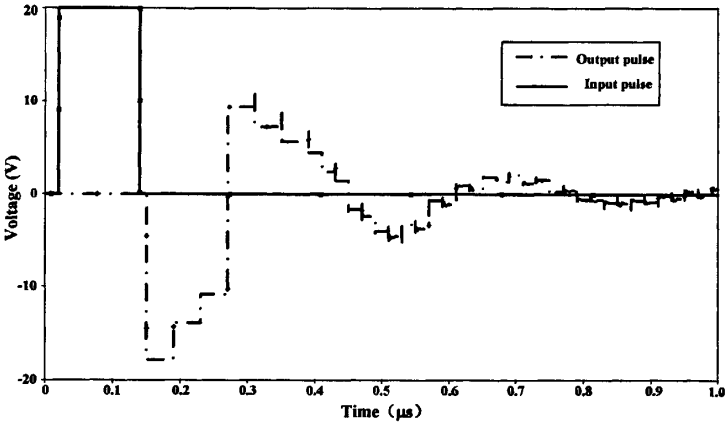


图 2.6 一级反相器 PSpice 电路模拟结果

2.2.2 二级 TLT 基本原理

如图 2.7 给出的是二级 TLT 的结构示意图, 其中两传输线 line 1 和 line 2 在输入端并联, 在输出端串联, Z_G 为脉冲源的内阻, 匹配情况下, $Z_G=Z_0/2$, 负载为

$2Z_0$ ，输入为 $2V$ 的脉冲时，经过一个传输线的电长度后，在负载上得到一个幅值为 $2V$ 的电压脉冲。二级 TLT 的输入端阻抗为 $Z_0/2$ ，输出端阻抗为 $2Z_0$ ，故输出端与输入端之间的阻抗变比为 4，脉冲电压幅值变比为 2。

进一步分析图 2.7，可知电路结构内部存在一些短路路径，见图 2.7 中虚线所标识出的两条路径。当电压波经过一个传输线电长度后，到达传输线的输出端，沿着短路路径有一个反射波沿虚线箭头方向传输，最终叠加至输出脉冲，引起脉冲平顶下降。这些短路路径构成了影响脉冲传输的次级传输线，即前面反相器中所提及的次级线。显然，次级线是在传输线导体与地之间形成的。一般地，只需要考虑第一条次级线对结果的影响，第二条次级线上的波的传输可以由第一条次级线与两条主传输线的线性叠加表示出来，其中的原因在 2.3 节末给出。下面将对第一条次级线（以下不区分第一、第二，所提及次级线均指第一条次级线）影响输出结果的过程进行分析。

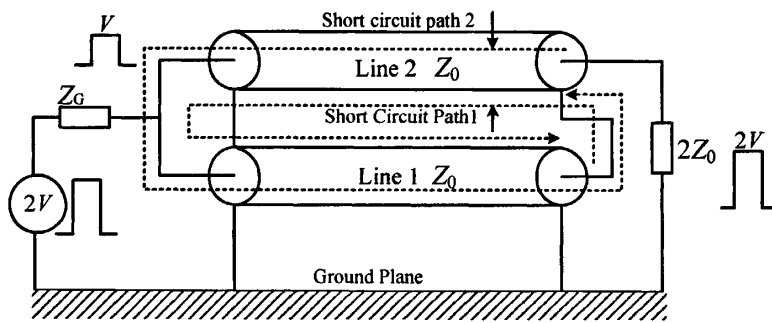


图 2.7 一般的两级 TLT 结构图

若变压器工作于空气中，通常主传输线内介质的相对介电常数大于 1，故次级线阻抗一般比主传输线阻抗 Z_0 大，次级线的电长度 t_{2G} 一般小于主传输线电长度。当输入至变压器的脉冲首次到达输出端时，一个幅值接近于 V 的脉冲会沿着次级线向输入端传输。次级线在输入端处短路，电压的反射系数为 -1，脉冲被反转并再次向输出端传输。当它到达输出端时，会使线 2 外导体与线 1 内导体的电势下降，下降的幅度由负载阻抗、主传输线阻抗和次级线阻抗大小共同决定。由于通常负载阻抗比次级线阻抗小，导致输出端反射系数为负值，结果使得一个幅值小于 V 的正脉冲再次沿次级线向 TLT 输入端传输。这样的过程循环往复，并且线 1 内导体的电势值呈阶梯状逐步下降，最终在负载上得到一个阶梯状脉冲，每个阶梯的时间宽度为次级线电长度 t_{2G} 的两倍。若次级线往返一次的传输时间（电长度的两倍）比输入脉宽长，即 $t_{pw} \leq 2t_{2G}$ ，则次级线的存在对负载上形成的主脉冲平顶是没有影响的；或者将次级线的阻抗做到远远大于主传输线阻抗，即 $Z_{2G} \gg Z_0$ ，则入射至次级线的脉冲幅值可以忽略。

为了提高 TLT 的变比，需要增加 TLT 的级数。图 2.8 给出了四级 TLT 的结构

示意图, 图中 Z_{43} 、 Z_{32} 和 Z_{21} 分别为各级主传输线之间所形成的次级线; Z_{4G} 、 Z_{3G} 和 Z_{2G} 分别为各传输线的外导体与地之间形成的次级线。这些次级线的存在, 将导致增益(变比)的损失、能量传输效率的下降, 且这种损失与下降是随级数增加而加剧的, 这主要是因为随着 TLT 级数 n 的增大, 变压器输出端阻抗也以 nZ_0 的速度增长, 且即使相对较小的 n 值也会使 nZ_0 很快达到一个很大的值, 甚至于超过次级线阻抗值。当输出阻抗接近与次级线阻抗时, 输出端处的反射系数将变得很大, 这将导致电压增益的快速下降。

由上面的分析可知, 次级线的存在, 对 TLT 的变压性能是有严重影响的。归纳起来, 这种影响主要表现在两个方面: 一是次级线的存在会降低输出脉冲的幅值, 造成脉冲幅值的损耗; 二是次级线的存在会限制脉冲的平顶宽度, 造成脉冲阶梯状平顶。

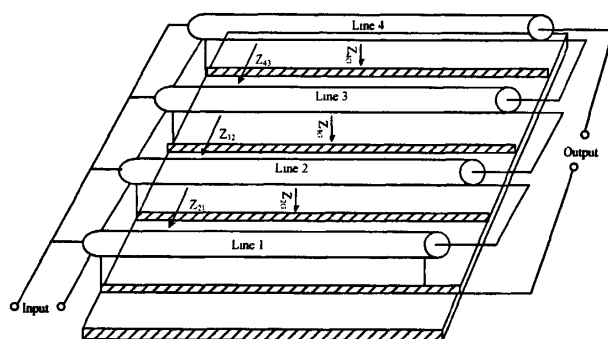


图 2.8 四级 TLT 电路结构示意图

2.3 二级 TLT 中波的传输过程

由前一节分析可以看出次级线的存在对 TLT 输出波形的影响很大, 有必要在考虑了次级线影响的情况下, 对 TLT 中波的传输过程进行详细分析。次级线引起的阻抗不匹配导致波无休止的反射, 对于多级 TLT 而言, 此类分析极为复杂, 本节只对简单的两级 TLT 中波的传输过程进行探究^[44]。考查波的传输过程, 首先有必要全面分析线与线之间在 TLT 两端的传输系数。如图 2.9 所示, 为两级 TLT 等效电路图, 其中线 3 是 TLT 的次级线。

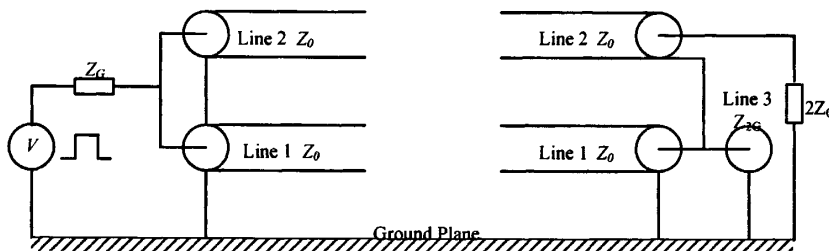


图 2.9 两级 TLT 输入与输出端的等效电路

分析图 2.9, 得线 1 在输出端的电压反射系数由下式给出:

$$\rho_1 = \frac{(Z_{2G} // 3Z_0) - Z_0}{(Z_{2G} // 3Z_0) + Z_0} = \frac{2Z_{2G} - 3Z_0}{4Z_{2G} + 3Z_0} \quad (2.1)$$

类似地, 线 2 和线 3 的电压反射系数分别由下式表示:

$$\rho_2 = \frac{2Z_{2G} + Z_0}{4Z_{2G} + 3Z_0} \quad (2.2)$$

$$\rho_3 = \frac{3Z_0 - 4Z_{2G}}{4Z_{2G} + 3Z_0} \quad (2.3)$$

入射系数决定了入射波从其中一条传输线进入到另外两条线的比例, 可以从等效电路图中类似地推导出来:

$$\Gamma_{12} = \Gamma_{21} = \frac{-2Z_{2G}}{4Z_{2G} + 3Z_0} \quad (2.4)$$

$$\Gamma_{13} = \frac{6Z_{2G}}{4Z_{2G} + 3Z_0}, \quad \Gamma_{31} = \frac{6Z_0}{4Z_{2G} + 3Z_0} \quad (2.5)$$

$$\Gamma_{23} = \frac{-2Z_{2G}}{4Z_{2G} + 3Z_0}, \quad \Gamma_{32} = \frac{-2Z_0}{4Z_{2G} + 3Z_0} \quad (2.6)$$

这里 Γ_{ij} ($i, j=1, 2, 3$, 且 $i \neq j$) 表示脉冲由线 i 入射至线 j 幅值所占的比例。

在变压器的输入端, 线 1 和线 2 的反射系数、入射系数是相等的, 由图 2.9 可知它们分别为:

$$\rho' = \frac{-Z_0}{2Z_G + Z_0} \quad (2.7)$$

$$\Gamma' = \frac{Z_G}{2Z_G + Z_0} \quad (2.8)$$

此处的 ρ' 是 TLT 输入端对入射波的反射系数, Z_G 是脉冲源阻抗, Γ' 是线 1 到线 2 或线 2 到线 1 的入射系数。

在上面分析的基础上, 接下来在忽略线 3 与线 1、2 的电长度差别的情况下, 给出两级 TLT 完整的波传输过程。画出波传输的网格图^[44], 如图 2.10 所示, 在图中可以清晰地显示处所有三条线中脉冲传输的过程, 图中所有的数据均基于前述方程计算变压器在输入输出端的反射和入射系数来实现的。

故一个电长度 τ 后, TLT 输出端电压幅值为:

$$V_{out1} = (1 + \rho_2)V_{2,1}^+ + \Gamma_{12}V_{1,1}^+ + (1 + \rho_1)V_{1,1}^+ + \Gamma_{21}V_{2,1}^+ \quad (2.9)$$

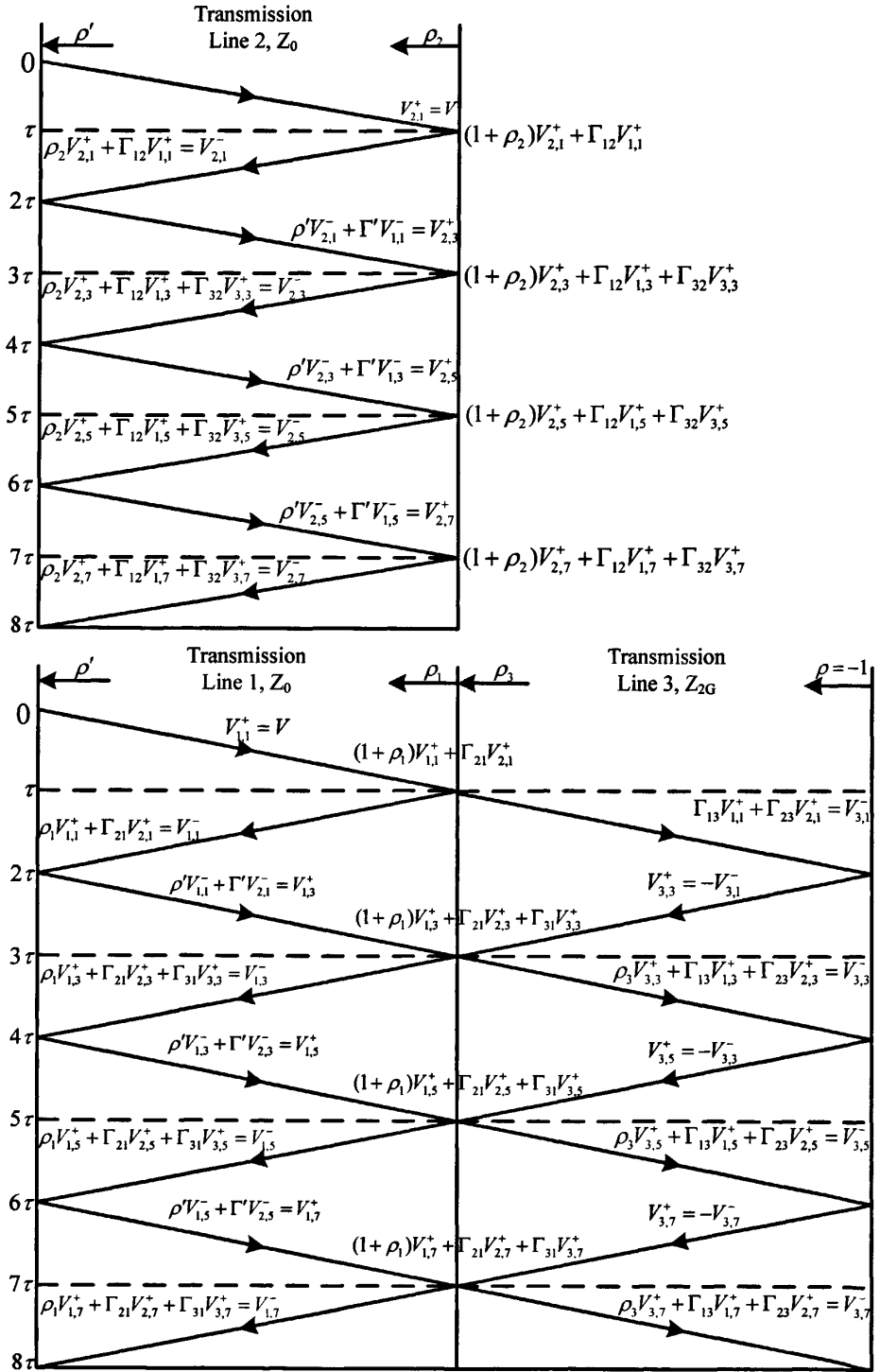


图 2.10 二级 TLT 波传输过程网格图

经过三个传输线电长度 3τ 后，输出电压幅值为：

$$V_{out3} = V_{out1} + (1 + \rho_2)V_{2,3}^+ + \Gamma_{12}V_{1,3}^+ + \Gamma_{32}V_{3,3}^+ + (1 + \rho_1)V_{1,3}^+ + \Gamma_{21}V_{2,3}^+ + \Gamma_{31}V_{3,3}^+ \quad (2.10)$$

经过五个传输线电长度 5τ 后，输出端电压幅值为：

$$V_{out5} = V_{out3} + (1 + \rho_2)V_{2,5}^+ + \Gamma_{12}V_{1,5}^+ + \Gamma_{32}V_{3,5}^+ + (1 + \rho_1)V_{1,5}^+ + \Gamma_{21}V_{2,5}^+ + \Gamma_{31}V_{3,5}^+ \quad (2.11)$$

式 (2.10) 和 (2.11) 中 $V_{g,k}^\pm$ 表示 k 个传输线电长度 τ 后，线 g 的入射波（上角标+）和反射波（上角标-）。

在上一节对次级线的讨论中提到二级 TLT 电路结构存在两条次级线，其中一条无需单独考虑，这里为叙述简便计，称其为线 4，本节从波传输的角度来考虑，可以给出解释。从图 2.7 可以发现线 2 和线 3 的波是由线 1 传输过去的，它们三者的内芯是连在一起的，而线 1 和线 4 传输波的线路是相同的，故线 4 上的波幅值的计算可以由线 2 加上线 3 的幅值然后减去线 1 上的幅值。故可以用下式求出线 4 的电压幅值，经历一个时间 τ 后，由负载端反射波进入到线 4 的幅值：

$$V_{4,1}^- = V_{2,1}^- + V_{3,1}^- - V_{1,1}^- = \rho_2 V_{2,1}^+ + \Gamma_{12}V_{1,1}^+ - \rho_1 V_{1,1}^+ - \Gamma_{21}V_{2,1}^+ + \Gamma_{13}V_{1,1}^+ + \Gamma_{23}V_{2,1}^+ \quad (2.12)$$

经过 3 个 τ 之后，线 4 入射至负载的波幅值：

$$V_{4,3}^+ = (\rho' - \Gamma')(\rho_2 V_{2,1}^+ + \Gamma_{12}V_{1,1}^+) + (\Gamma' - \rho')(\rho_1 V_{1,1}^+ + \Gamma_{21}V_{2,1}^+) - \Gamma_{13}V_{1,1}^+ - \Gamma_{23}V_{2,1}^+ \quad (2.13)$$

而 $(\rho' - \Gamma') = -1$ ，故有 $V_{4,3}^+ = -V_{4,1}^-$ ，即线 4 上向输入端传输的波等于入射至负载上的波乘上系数-1，此处的-1 正是线 4 在输入端短路所得到的反射系数。这和前面的理论分析是一致的，说明该模型是自洽的。

对于图 2.9 所示的两级 TLT，当传输线长度取为 10 m、特征阻抗取为 50 Ω 、次级线阻抗取为 100 Ω 时，当输入幅值为 1 V、宽度为 300 ns 的脉冲时，由前述理论可以计算出其输出波形，见图 2.11。次级线的电长度为 25 ns，由于输入脉宽较大，故在输出脉冲平顶上存在阶梯状，每个阶梯宽度为 50 ns，输出脉冲平顶下降幅值由次级线阻抗与主传输线特征阻抗共同决定。

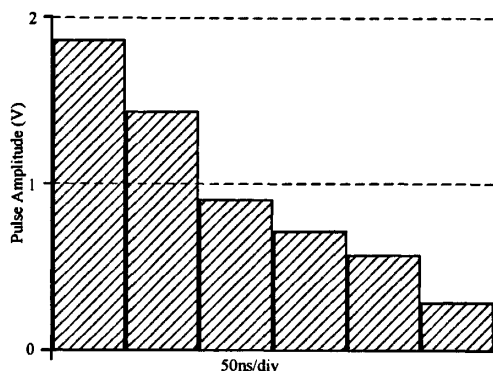


图 2.11 两级 TLT 理论计算得到的输出波形

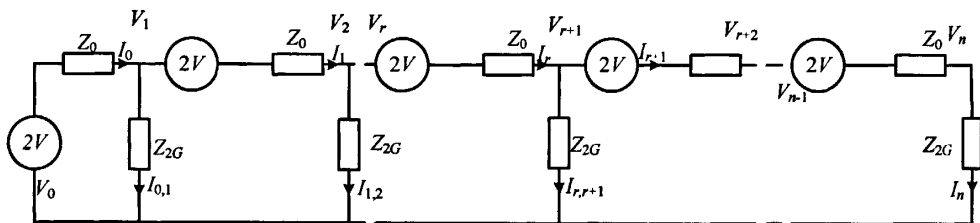
2.4 TLT 电压增益与级数之间的关系

理想情况下, TLT 输出增益等于变压器的级数。但实际电路中存在次级线作用, 尤其在级数增加的时候, 次级线的作用也随之加剧。次级线的作用将直接导致能量的损耗, 增益的损失。因此, 研究 TLT 输出增益与其级数之间的关系对指导 TLT 的设计是有意义的。

由前面的分析可知, 次级线的作用导致 TLT 的输出为阶梯状脉冲。若只考虑第一个脉冲, 忽略其他幅值较小的阶梯脉冲, 则可不考虑电路的瞬态性, 而将问题简化为静态分析。将传输线等效为一个幅值为 $2V$ 的电压源与一个阻值为 Z_0 的电阻的串联结构, 同时考虑次级线对电路的作用, 这里通常需要分两种情形来讨论。其一是仅考虑线与地之间形成的次级线^[30], 而忽略线间可能构成的次级线, 并且认为所有线与地所形成的次级线阻抗大小相等; 其二是考虑所有可能形成的次级线^[31], 综合分析次级线可能对输出结果产生的影响。采用近似处理, 可以方便地对两种情形进行比较。本节首先对第一种情形进行分析讨论, 然后对第二种情形进行推导, 最后对两种情形进行比较。

2.4.1 不考虑线间次级线

由传输线理论, 讨论静态过程时可将传输线等效为一个幅值为 $2V$ 的电压源与一个阻值为 Z_0 的电阻的串联结构, 各传输线外导体与地之间次级线的阻抗均为 Z_{2G} , 同时忽略线间可能形成的次级线, 则可将 n 级 TLT 等效成如图 2.12 的电路。

图 2.12 n 级 TLT 等效电路图

考虑第 r 级, 由基尔霍夫定律可列出方程: $I_r = I_{r+1} + I_{r+1}$, 即

$$\frac{V_r + 2V - V_{r+1}}{Z_0} = \frac{V_{r+1} + 2V - V_{r+2}}{Z_0} + \frac{V_{r+1}}{Z_{2G}} \quad (2.14)$$

化简得到

$$V_{r+2}-V_{r+1}\left(2+\frac{Z_0}{Z_{2G}}\right)+V_r=0, \text{ 这里 } r=0,1,2,\dots,(n-2) \quad (2.15)$$

式 (2.15) 是一个线性常系数差分方程, 则可定义 E 为递推算符, E 满足法则 $EV_r = V_{r+1}$, $E^2 V_r = V_{r+2}$, 则得到下面的方程:

$$\left(E^2 - \left(2 + \frac{Z_0}{Z_{2G}}\right)E + 1\right)V_r = 0 \quad (2.16)$$

对于 n 级 TLT, 式 (2.16) 的特征方程^[45]为:

$$M^2 - 2\alpha M + 1 = 0 \quad (2.17)$$

其中 $\alpha = (\lambda^2 + 1)/(\lambda^2 - 1)$, $\lambda = \sqrt{1 + \frac{4Z_{2G}}{Z_0}}$, 求解式 (2.17) 得 $M_1 = \frac{\lambda+1}{\lambda-1}$ 、 $M_2 = \frac{\lambda-1}{\lambda+1}$ 。

则式 (2.16) 有通解: $V_n = AM_1^n + BM_2^n$, 其中的 A 和 B 是由边界条件确定的常数。在 0 节点处和 n 节点需分别满足条件:

$$V_0 = 0 = A + B \quad (2.18)$$

$$I_n = \frac{V_{n-1} + 2V - V_n}{Z_0} = \frac{V_n}{Z_{2G}}, \text{ 即 } V_n = (V_{n-1} + 2V) \frac{\lambda^2 - 1}{\lambda^2 + 3} \quad (2.19)$$

联合式 (2.18) 和 (2.19) 可以解出 A 和 B 的表达式得:

$$A = \frac{V(\lambda-1)^{n+1}(\lambda+1)^{n+1}}{(\lambda+1)^{2n+1} + (\lambda-1)^{2n+1}} = -B \quad (2.20)$$

将 A 、 B 、 M_1 和 M_2 的表达式代入方程 (2.16) 的通解中, 可以得到输出脉冲的电压幅值为:

$$V_n = V \cdot \left(\frac{4Z_{2G}}{(\lambda+1)Z_0} + 2 \right) \cdot \frac{1 - \left(\frac{\lambda-1}{\lambda+1} \right)^{2n}}{1 + \left(\frac{\lambda-1}{\lambda+1} \right)^{2n+1}} \quad (2.21)$$

将式 (2.21) 代入式 (2.15) 验证了解的正确性, 采用相同方法可解得电流:

$$I_{r+2} - I_{r+1} \left(2 + \frac{Z_0}{Z_{2G}} \right) + I_r = 0 \quad (2.22)$$

其解为

$$I_n = CH_1^n + DH_2^n, \text{ 其中 } H_1 = \frac{\lambda+1}{\lambda-1} \text{ 和 } H_2 = \frac{\lambda-1}{\lambda+1} \quad (2.23)$$

边界条件为:

$$V = Z_{2G}(I_0 - I_1) \quad (2.24)$$

$$(I_{n-1} - I_n)Z_{2G} = I_n Z_0 \quad (2.25)$$

综合式 (2.23) ~ (2.25) 求解得：

$$C = \frac{V}{2Z_{2G}} \frac{(\lambda - 1)^{2n+1}}{(\lambda + 1)^{2n} - (\lambda - 1)^{2n}} \quad (2.26)$$

$$D = \frac{V}{2Z_{2G}} \frac{(\lambda + 1)^{2n+1}}{(\lambda + 1)^{2n} - (\lambda - 1)^{2n}} \quad (2.27)$$

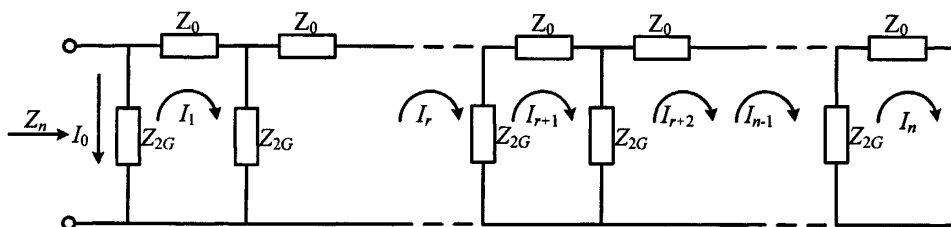


图 2.13 用于确定 n 级 TLT 阻抗的戴维宁电路

将图 2.12 中的电压源短路，得到图 2.13，求出 I_0 ，即可求得其阻抗 Z_n 。由式 (2.23) 可得：

$$I_0 = C + D \quad (2.28)$$

即

$$I_0 = \frac{V(\lambda + 1)}{2Z_{2G}} \left[\frac{1 + \left(\frac{\lambda - 1}{\lambda + 1} \right)^{2n+1}}{1 - \left(\frac{\lambda - 1}{\lambda + 1} \right)^{2n}} \right] \quad (2.29)$$

于是有

$$Z_n = \frac{V}{I_0} = \frac{2Z_{2G}}{(\lambda + 1)} \left[\frac{1 - \left(\frac{\lambda - 1}{\lambda + 1} \right)^{2n}}{1 + \left(\frac{\lambda - 1}{\lambda + 1} \right)^{2n+1}} \right] \quad (2.30)$$

故输出电压的表达式为：

$$V_{out} = V_n \cdot \frac{Z_L}{Z_L + Z_n + Z_0} = gain \times V \quad (2.31)$$

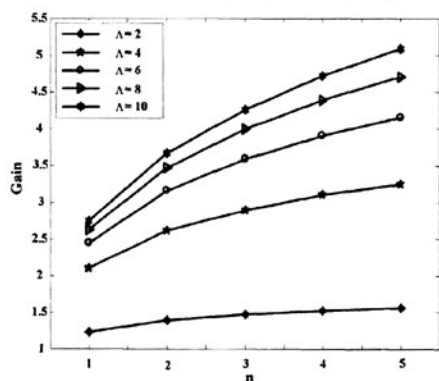
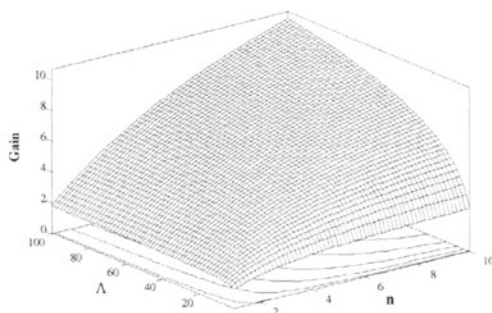
负载阻抗匹配情况下 $Z_L = nZ_0$ ，式 (2.31) 可写成：

$$V_{out} = V_n \cdot \frac{nZ_0}{(n+1)Z_0 + Z_n} = gain \times V \quad (2.32)$$

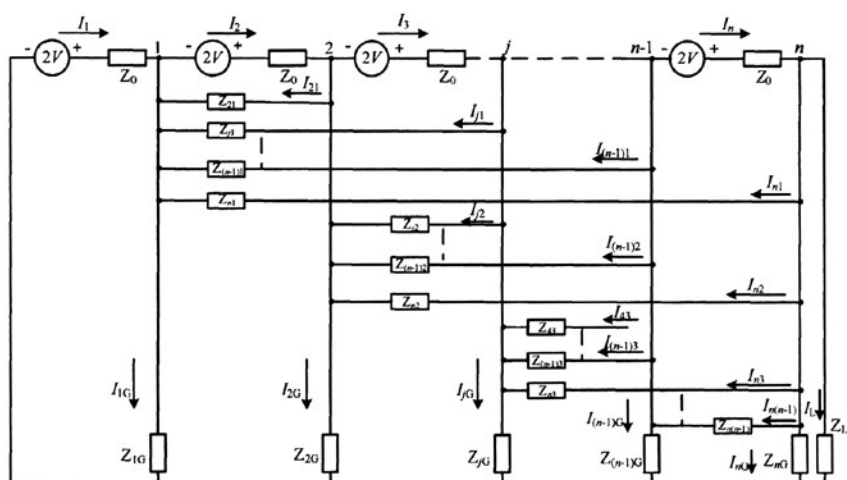
当 $n \rightarrow \infty$ 时, $V_n = V \cdot \left(\frac{4Z_{2G}}{(\lambda+1)Z_0} + 2 \right)$, 代入 $\lambda^2 = 1 + 4Z_{2G}/Z_0$, 则有:

$$\text{gain} = \frac{2n(\lambda+1)}{2n+\lambda+1} \quad (2.33)$$

令 $Z_{2G}/Z_0 = \Lambda$, 由式 (2.33) 可画出图 2.14、图 2.15, 从图中可以看出增益与级数及 Λ 之间的关系: Λ 越小, TLT 输出增益相对 TLT 级数而言就越低。图 2.14 表明对于五级 TLT 来说, 若 $\Lambda=10$, 则所得增益可以基本达到 5; 图 2.15 则说明当 $\Lambda=100$ 时, 十级 TLT 的增益方能接近 10。而通常 Λ 难以超过 100, 这说明此类型脉冲变压器的级数不宜做得过高, 否则增益损失过大, 一般情况下选取十级为宜。

图 2.14 不同阻抗比 Λ 时增益与级数间的关系图 2.15 增益和阻抗比 Λ 、级数 n 间的关系

2.4.2 考虑线间次级线

图 2.16 考虑线间次级线后的 n 级 TLT 等效电路

对于 n 级 TLT, 考虑了线间次级线和线地次级线之后, 得到等效电路图 2.16。

考虑第 n 级的第 j 个节点, 且 $1 < j < n$, 则根据基尔霍夫电流定律可得:

$$I_j = I_{j+1} + I_{jG} - I_{nj} - I_{(n-1)j} - \cdots - I_{(j+1)j} + I_{j(j-1)} + \cdots + I_{j1} \quad (2.34)$$

其中,

$$\begin{cases} I_j = \frac{2V + V_{j-1} - V_j}{Z_0}, I_{j+1} = \frac{2V + V_j - V_{j+1}}{Z_0}, I_{jG} = \frac{V_j}{Z_{jG}}, I_{nj} = \frac{V_n - V_j}{Z_{nj}} \\ I_{(n-1)j} = \frac{V_{n-1} - V_j}{Z_{(n-1)j}}, I_{(j+1)j} = \frac{V_{j+1} - V_j}{Z_{(j+1)j}}, I_{j(j-1)} = \frac{V_j - V_{j-1}}{Z_{j(j-1)}}, I_{j1} = \frac{V_j - V_1}{Z_{j1}} \end{cases} \quad (2.35)$$

由式 (2.34) 和 (2.35) 得:

$$\begin{aligned} \frac{2V + V_{j-1} - V_j}{Z_0} &= \frac{2V + V_j - V_{j+1}}{Z_0} + \frac{V_j}{Z_{jG}} - \frac{V_n - V_j}{Z_{nj}} - \frac{V_{n-1} - V_j}{Z_{(n-1)j}} \\ &\quad - \cdots - \frac{V_{j+1} - V_j}{Z_{(j+1)j}} + \frac{V_j - V_{j-1}}{Z_{j(j-1)}} + \cdots + \frac{V_j - V_1}{Z_{j1}} \end{aligned} \quad (2.36)$$

令 $\frac{Z_0}{Z_{jk}} = \alpha_{jk}, \frac{Z_0}{Z_{jG}} = \alpha_{jG}, k = 0, 1, \dots, n$, 则有:

$$\begin{aligned} V_{j-1} - 2V_j + V_{j+1} &= \alpha_{jG} V_j - \alpha_{nj} (V_n - V_j) - \alpha_{(n-1)j} (V_{n-1} - V_j) \\ &\quad - \cdots - \alpha_{(j+1)j} (V_{j+1} - V_j) + \alpha_{j(j-1)} (V_j - V_{j-1}) + \cdots + \alpha_{j1} (V_j - V_1) \end{aligned} \quad (2.37)$$

$$\sum_{k=1}^{j-2} \alpha_{jk} V_k + [1 + \alpha_{j(j-1)}] V_{j-1} - \left[2 + \alpha_{jG} + \sum_{k=1}^{j-2} \alpha_{jk} \right] V_j + [1 + \alpha_{(j+1)j}] V_{j+1} + \sum_{k=j+2}^n \alpha_{jk} V_k = 0 \quad (2.38)$$

当 $j = n$ 时, 根据基尔霍夫电流定律, 则有:

$$I_n = I_{ng} + I_{n1} + \cdots + I_{n(n-1)} + I_L \quad (2.39)$$

$$\text{即 } \frac{2V + V_{n-1} - V_n}{Z_0} = \frac{V_n}{Z_{ng}} + \frac{V_n - V_1}{Z_{n1}} + \cdots + \frac{V_n - V_{n-1}}{Z_{n(n-1)}} + \frac{V_n}{Z_L} \quad (2.40)$$

其中 $\alpha_L = V_n / Z_L$, 则式 (2.40) 可改写为:

$$\sum_{k=1}^{n-2} \alpha_{nk} V_k + [1 + \alpha_{n(n-1)}] V_{n-1} - \left[1 + \alpha_L + \alpha_{ng} + \sum_{k=1}^{n-1} \alpha_{nk} \right] V_n = -2V \quad (2.41)$$

由式 (2.38) 和 (2.41) 可写出矩阵方程:

$$A \cdot V = F \quad (2.42)$$

其中, 矩阵 A 为 $n \times n$ 阶对称矩阵, 其伴随矩阵为 C , 存在关系: $A^{-1} = \frac{C}{\det A}$ 。 V 、

F 均为 n 阶向量:

$$V = (V_1, V_2, \dots, V_n)^T, F = (0, 0, \dots, -2V)^T \quad (2.43)$$

若式 (2.42) 左乘 A^{-1} , 则可将式 (2.42) 写成:

$$V_j = \frac{-2VC_m}{\det A} \quad (2.44)$$

由于因此, 只需要考虑余子式的第 n 列元素。

将整个系统等效为简单的源与负载相连的电路, 源可视为一个等效电压源 V_{EQ} 与一个等效阻抗 Z_0/α_{EQ} 串联, 这里有

$$V_{EQ} = V_n \Big|_{\alpha_L=0} \quad (2.45)$$

$$\alpha_{EQ} = 2V/V_{EQ} \quad (2.46)$$

若杂散阻抗远大于 Z_0 , 则可以对 α_{ki} 进行一级近似处理, 计算得到近似处理后的 C_{jn} :

$$\begin{aligned} C_{jn} = & (-1)^{n+1} \left[j + \sum_{k=1}^j \sum_{i=0}^{k-1} (j-k+i)(k-i)\alpha_{ki} \right] \\ & + (-1)^{n+1} \left\{ \sum_{k=j+1}^n \left[\sum_{i=0}^{j-1} i(k-i)\alpha_{ki} + \sum_{i=j}^{k-1} j(k-i)\alpha_{ki} \right] \right\} \end{aligned} \quad (2.47)$$

对于 $1 \leq j \leq n$,

$$\det A = (-1)^n \left\{ 1 + \sum_{k=1}^n \sum_{i=0}^{k-1} (k-i)\alpha_{ki} \right\} - \alpha_L C_{nn} \quad (2.48)$$

由 $kC_m - iC_{kn} = 0$, 得到 $n-1$ 个约束方程:

$$\sum_{i=0}^{k-1} (k-i)\alpha_{ki} = \sum_{i=k+1}^n (i-k)\alpha_{ik} \quad (2.49)$$

这里 $k=1, 2, \dots, n-2, n-1$ 。如果杂散阻抗都由式 (2.49) 来确定, 则可得到下面的结论: 考虑线间次级线后, 经过一级近似处理, 经过 TLT 后的脉冲幅值增益表达式为:

$$\frac{V_{EQ}}{2V} = n - \sum_{k=1}^n kn\alpha_{kg} \quad (2.50)$$

2.4.3 两种情况的比较

采用文献[31]给出的方法对以上两种情况进行比较, 在不考虑线间次级线的情况下, n 级 TLT 增益可表示为:

$$\frac{V_{EQ}}{2V} = n - \sum_{k=1}^n k^2 \alpha_{kg} \quad (2.51)$$

比较式 (2.50) 和 (2.51)，若记 $C(n)$ 为考虑线间次级线的情况下 TLT 的增益，而 $M(n)$ 是不考虑线间次级线的情况下的增益，二者的比值为 $C(n)/M(n)$ ，则可画出如图 2.17 所示的曲线。由图 2.17 可看出，级数小于 4，两种情况下求出的脉冲增益值 $V_{EQ}/2V$ 的比值存在较大波动；随着级数增长，比值开始趋于稳定，维持在 1.33 的水平。得出结论：计算增益时，必须考虑次级线影响，包括线间次级线和线对地次级线。

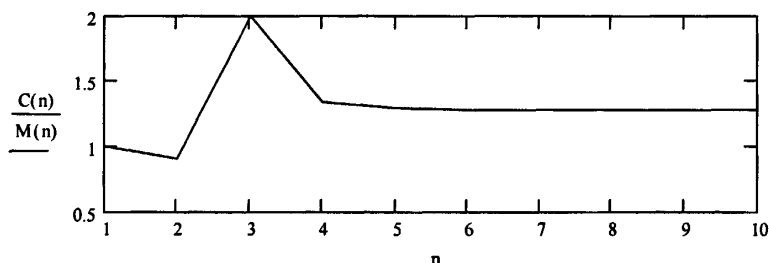


图 2.17 考虑级间次级线与否所得结果的比值

2.5 TLT 的频率响应分析

传统脉冲变压器的上升前沿受漏电感与匝间电容振荡的限制，并且该振荡机制的形成同样制约了变压器的高频响应。而对于 TLT，不存在类似可以形成振荡的漏电感，限制高频响应的因素主要是杂散电容和传输线自身的损耗；限制低频响应的因素主要是变压器对地短路路径（次级线）的电感大小^[46]。本节将分三个部分对 TLT 的频率响应进行详尽的分析。

2.5.1 传输线的两端口网络模型

对于一段有限长传输线，输入端和输出端电流电压可以用如图 2.18 所示的两端口网络模型^[44]来表示。

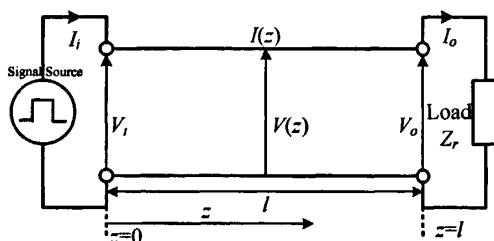


图 2.18 有限长传输线两端口网络模型图

由一般的传输线理论^[44]，得知传输线两导体上的电压和电流计算公式为：

$$\begin{cases} V(z) = V_1 \exp(-\gamma z) + V_2 \exp(\gamma z) \\ I(z) = \frac{1}{Z_0} [V_1 \exp(-\gamma z) - V_2 \exp(\gamma z)] \end{cases} \quad (2.52)$$

其中 γ 为传播常数, Z_0 为传输线的特征阻抗。

由图 2.18 可知在 $z=0$ 处有 $V(0)=V_i$ 和 $I(0)=I_s$, 并且有关系:

$$\begin{cases} V_i = V_1 + V_2 \\ I_i = \frac{1}{Z_0} (V_1 - V_2) \end{cases}, \text{ 即 } \begin{cases} V_1 = \frac{V_i + I_i Z_0}{2} \\ V_2 = \frac{V_i - I_i Z_0}{2} \end{cases} \quad (2.53)$$

将式 (2.53) 代入至式 (2.52) 得:

$$\begin{cases} V(z) = \exp(-\gamma z) \left[\frac{V_i + I_i Z_0}{2} \right] + \exp(\gamma z) \left[\frac{V_i - I_i Z_0}{2} \right] \\ I(z) = \frac{\exp(-\gamma z)}{Z_0} \left[\frac{V_i + I_i Z_0}{2} \right] - \frac{\exp(\gamma z)}{Z_0} \left[\frac{V_i - I_i Z_0}{2} \right] \end{cases} \quad (2.54)$$

整理式 (2.54) 可得:

$$\begin{cases} V(z) = V_i \cosh(\gamma z) - I_i Z_0 \sinh(\gamma z) \\ I(z) = I_i \cosh(\gamma z) - \frac{V_i}{Z_0} \sinh(\gamma z) \end{cases} \quad (2.55)$$

可以将式 (2.55) 写成矩阵的形式:

$$\begin{pmatrix} V(z) \\ I(z) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh(\gamma z) & -Z_0 \sinh(\gamma z) \\ -\frac{1}{Z_0} \sinh(\gamma z) & \cosh(\gamma z) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_i \\ I_i \end{pmatrix} \quad (2.56)$$

若传输线的长度为 l , 则在负载端有 $z=l$ 且 $V(z)=V_o$, $I(z)=I_o$, 式 (2.56) 可以写为:

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} V_o \\ I_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh(\gamma l) & -Z_0 \sinh(\gamma l) \\ -\frac{1}{Z_0} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_i \\ I_i \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} V_i \\ I_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_0 \sinh(\gamma l) \\ \frac{1}{Z_0} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_o \\ I_o \end{pmatrix} \end{cases} \text{ 或 } \quad (2.57)$$

2.5.2 TLT 频率响应的理论分析

对于 TLT 而言, 影响其频率响应的因素主要有杂散电容和短路路径 (次级线)

的电感。根据第三章的等效分析，可以将 n 级 TLT 等效为如图 2.19 所示的电路，图中的 L_t 、 C_t 分别为短路路径上的总电感和总杂散电容， $Z(s)$ 为 L_t 、 C_t 和 R 三者的并联阻抗。由图 3.23 的四级 TLT 输入端等效电路可以推广至 n 级 TLT 的情形，见图 2.20，其中 R_{dc} 为传输线的传输线的电阻损耗， s 为 Laplace 变换的复频率。一般地， n 级 TLT 输出端有 $L_2=L_3=\dots=L_n=L$ 、 $C_2=C_3=\dots=C_n=C$ ，则可以给出次级线总电感 L_t 、杂散总电容 C_t 和负载 R 的表达式：

$$\begin{cases} L_t = \frac{6L}{(n-1)n(2n-1)} \\ C_t = \frac{1}{6}(n-1)n(2n-1)C \\ R = \frac{Z_0}{n} \end{cases} \quad (2.58)$$

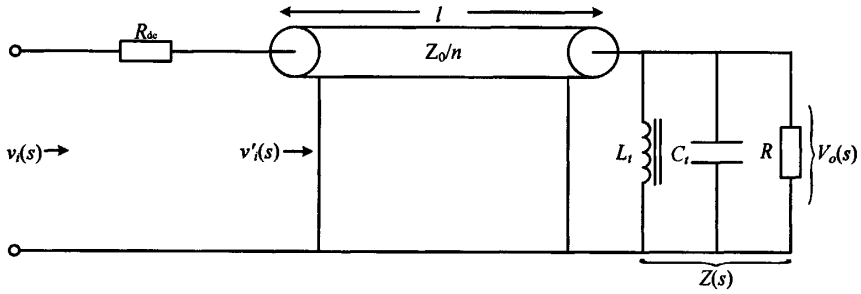
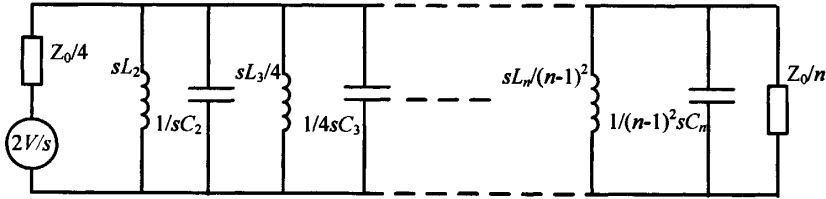


图 2.19 用于频率响应分析的 TLT 等效电路

图 2.20 n 级 TLT 输入端等效电路

根据式 (2.57)，由图 2.19 可给出 TLT 的频率响应计算表达式^[46]：

$$\begin{cases} T(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{Z(s)(Z_0/n)}{[Z(s)R_{dc} + (Z_0/n)^2] \sinh(\gamma l) + (Z_0/n)[Z(s) + R_{dc}] \cosh(\gamma l)} \\ Z(s) = sL_t // (1/sC_t) // R \end{cases} \quad (2.59)$$

其中， γ 为传输线的传播系数有关系：

$$\begin{cases} \gamma = \alpha + j\beta \\ \alpha = K\sqrt{f}, \beta = \omega\sqrt{L_0C_0} \end{cases} \quad (2.60)$$

式 (2.60) 中的 α 为与趋肤深度相关的传输线衰减常数, K 为只与传输线自身材料有关的系数; β 为与单位长度传输线电感电容相联系的相位常数, L_0 、 C_0 分别为单位长度传输线上的电感和电容。

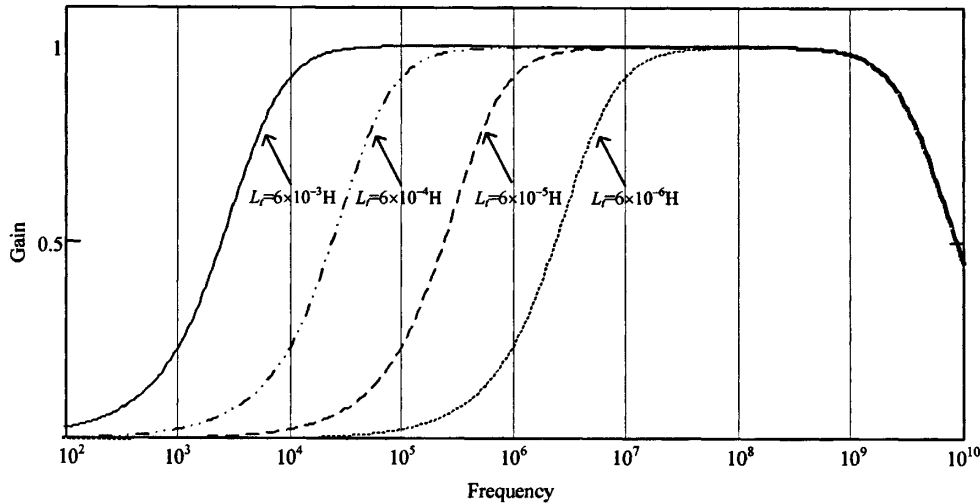


图 2.21 TLT 频率响应范围随次级线电感大小的变化

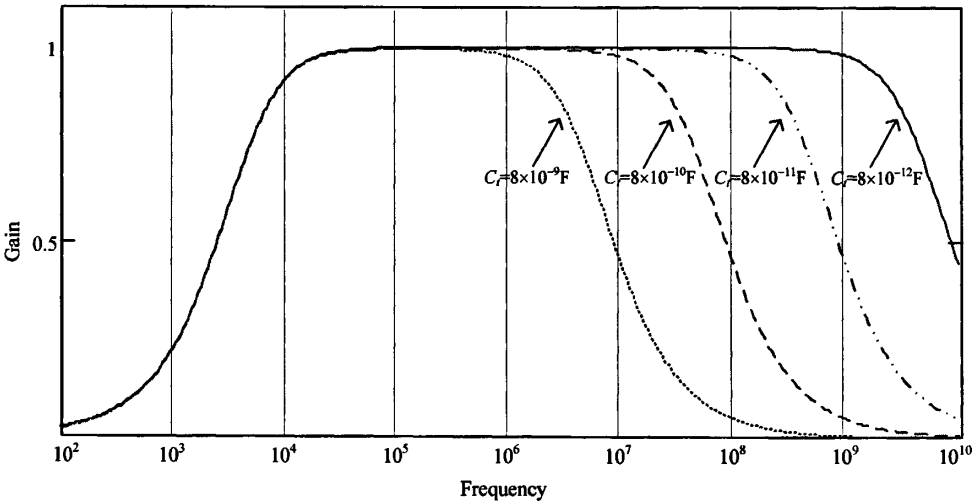


图 2.22 TLT 频率响应范围随杂散电容大小的变化

采用以上理论对典型的同轴 TLT 进行频率响应分析, 计算时所用参数见图 2.23, 得到如图 2.21 和图 2.22 所示的频率响应图, 两图分别对应频率响应范围随次级线电感和杂散电容大小的变化。显然, 所得到的频率响应图与普通脉冲变压器是类似的, 只是 TLT 的良好响应频率截止点发生了平移, TLT 对高频脉冲的响应效果更具优势, 而对于低频情况, 这种优势不再具备。由图分析可知, 低频截止点为 10 kHz, 受次级线上电感影响, 当只改变次级线电感大小时, 低频截止点随着次级线电感的减小而向右平移, 频率响应范围逐渐减小; 高频截止点为 1 GHz,

受杂散电容影响，高频截止点随杂散电容的增大而向左平移，频率响应范围逐渐减小，当杂散电容高达 10 nF 时，TLT 频率响应曲线退化到与普通脉冲变压器大致相同。

2.5.3 TLT 频率响应的数值模拟分析

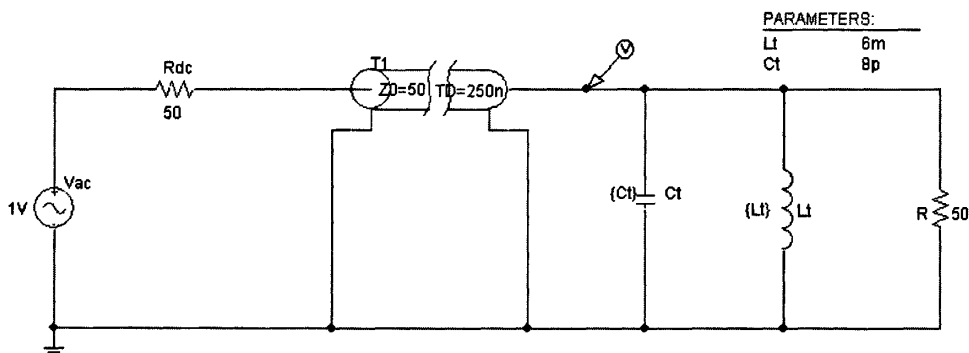


图 2.23 TLT 频率响应分析 PSpice 电路模型

采用 PSpice 软件的交流扫描分析功能（有关 PSpice 软件简介见 4.1 节的模拟研究部分）也可对 TLT 频率响应进行数值模拟，电路模型见图 2.23，各元件参数值与以上计算相同，频率响应分析结果见图 2.24。结果显示低频截止点为 10 kHz，高频截止点为 1 GHz。对次级线电感和杂散电容进行参数扫描分析，分析结果分别见图 2.24 和图 2.25。数值模拟与理论计算结果的一致性相互验证了计算的可靠性及所得结论的正确性。

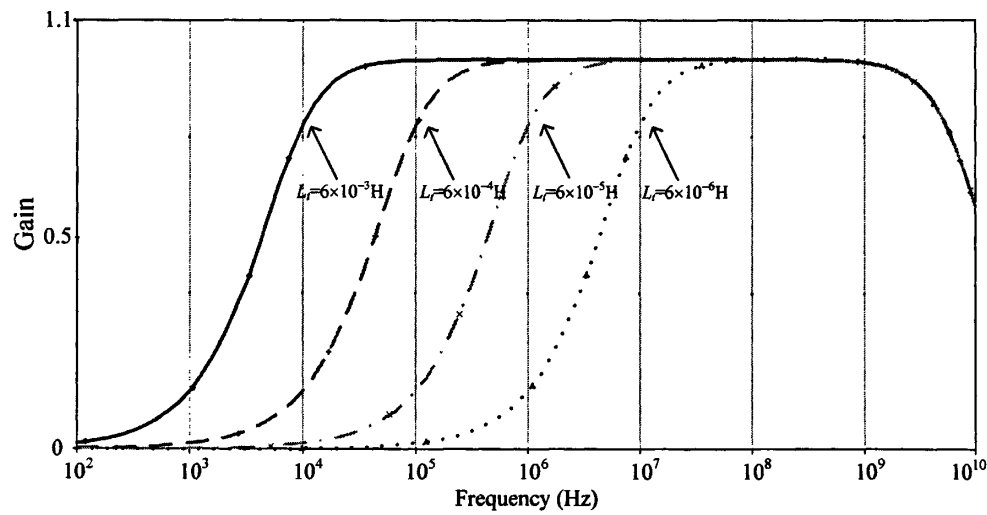


图 2.24 TLT 频率响应随次级线电感变化的数值模拟结果

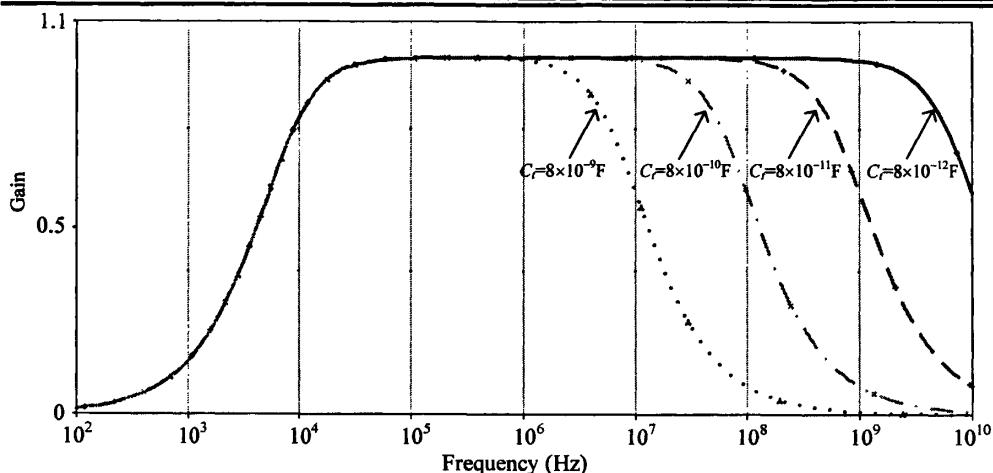


图 2.25 TLT 频率响应随杂散电容变化的数值模拟结果

2.6 本章小结

本章对 TLT 的基本理论进行了系统的研究, 比较完备地分析了 TLT 的一些基本性能, 得到一些有益于 TLT 工程实践的结论。主要内容可概括如下:

1. 介绍了普通脉冲变压器的原理及基本性能, 指出通常脉冲变压器由于漏电感和杂散电容的限制, 导致其频带不宽, 无法做到无畸变变换高频脉冲。
2. 为给出 TLT 的基本理论, 分析了一级反相器、二级 TLT 的基本原理, 指出次级线的作用主要是引起了 TLT 输出脉冲幅值的下降并限制了输入脉冲的宽度, 并给出了两种抑制次级线作用的办法: 其一是增加传输线的电长度, 其二是增加次级线的阻抗。
3. 分析研究了两级 TLT 中波的传输过程, 结果表明两级 TLT 中两条短路路径中只需要考虑同轴线外皮与地之间形成的次级线。
4. 分包含与不包含线间次级线作用的两种情况重点研究了 TLT 增益与级数间的关系。结果表明: (1) Z_{2G}/Z_0 越小, TLT 输出增益相对 TLT 级数而言就越低。通常 $\Lambda = Z_{2G}/Z_0$ 难以超过 100, 故 TLT 的级数不宜过高, 否则增益随级数增加而无明显增加, 一般情况下选取十级为宜; (2) 计算增益时需要考虑次级线, 包括线间次级线和线对地的次级线。
5. 从理论计算和数值模拟两个方面对 TLT 的频率响应进行了细致的分析, 分析表明 TLT 在高频情况下对脉冲响应优良。为获得尽可能宽的良好频率响应范围, 需要尽力增大 TLT 次级线电感, 同时要尽力避免 TLT 杂散电容过大导致高频响应左移。

第三章 传输线脉冲变压器次级线电感的优化设计

正如第二章所述,在传输线脉冲变压器(TLT)中,次级线是影响良好输出的主要原因。次级线作为系统的杂散线而存在,会造成能量效率的下降,使得输出的脉冲平顶下降,同时还会造成脉冲波形的畸变。为获得良好的输出,需要抑制次级线对输出的作用。

本章首先针对抑制次级线的方法进行了系统的分析和阐述,主要包括增加传输线的长度和使用磁芯;然后对磁芯的选择要求进行了调研和讨论;在前面的基础上,特别地,对两种拓扑结构的 TLT 次级线电感进行了优化设计,其一是级间无耦合结构,其二是级间有耦合结构,并进行了比较分析;最后对抑制次级线的方法进行了系统的总结归纳。

3.1 抑制次级线的方法简介

在第二章中曾经提到次级线对 TLT 的影响主要表现为限制了输入脉冲的宽度和引起了脉冲平顶的下降,为获得理想的输出有必要采取措施以有效地抑制次级线的作用。一般地,通过提高次级线阻抗和增加其电长度来抑制次级线对输出结果的影响是行之有效的。其中,提高次级线介质的磁导率是提高次级线阻抗的一个较为容易实现的办法^[47],也是在 TLT 研究领域被广泛应用的办法。而将较长的传输线缠绕起来,对于有效实现次级线阻抗和电长度的大幅提高是有益的。本节将从一般处理次级线的方法出发,逐步揭示抑制次级线的原理并归纳出抑制次级线的方案。

3.1.1 套磁环方案

在传输线(同轴线)上套磁环,相当于提高了次级线的电感,可以有效地提高次级线的特征阻抗。为形象地叙述该方案的原理,建立了模型图 3.1,在图中特征阻抗为 Z_0 的同轴线上套磁环,置于处于地电势的圆柱筒(如接地的金属筒)内,输出端接入一个阻抗匹配的电阻负载 Z_0 。同轴线的长度、同轴线的外径、磁环的内径、磁环的外径和圆柱筒的直径分别为 h 、 D_1 、 D_2 、 D_3 和 D_4 。在输入端(左端),同轴线内导体接在圆柱筒上,与地等电势。脉宽为 ΔT 的高压脉冲,由左端输入,加载在同轴线的外导体和圆柱筒上。同轴线为主脉冲传输经过的路径,而由同轴线外导体与圆筒壁构成了次级线。脉冲在传输过程中,同轴线外导体与圆筒壁之间有一个脉冲传输,此脉冲与同轴线内主脉冲传输方向是一致的,两个脉冲幅值大小比例由二者阻抗比决定^[48]。

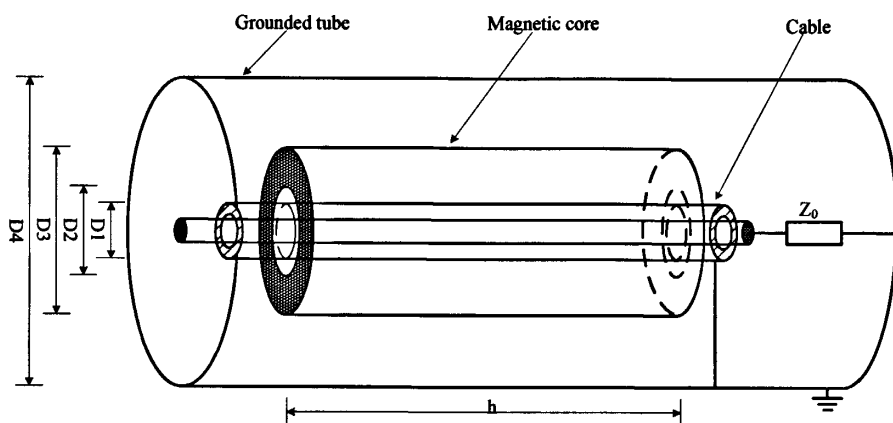


图 3.1 同轴传输下套磁环等效电路模型

为避免因脉冲的反射而导致的输出结果不理想，电压脉冲在次级线（同轴线与圆筒壁之间）上传输的时间至少要比脉冲宽度的一半（ $\Delta T/2$ ）长。因此，磁芯长度 h 需要满足下面的关系式：

$$h \geq \frac{1}{2} \cdot \frac{c \cdot \Delta T}{\sqrt{\mu_r \cdot \epsilon_r}} \quad (3.1)$$

这里的 μ_r 、 ϵ_r 和 c 分别为磁芯的相对磁导率、相对介电常数和真空中的光速。式 (3.1) 对于设计紧凑型 TLT 是有意义的，它决定了 TLT 的最小尺寸。若所采用磁芯的相对磁导率 $\mu_r=245$ ，要变换脉宽为 100 ns 的电压脉冲，为避免电压波的多次反射，电缆的最小长度为 1.0 m，而对于 50 ns 的电压脉冲而言，0.5 m 的电缆长度已经足够。所需变压的高压脉冲宽度越窄，所必需的电缆长度越短，则 TLT 可以尽可能地做到紧凑。

下面主要考查电压脉冲在次级线上传播的情况，由图 3.1 可知磁芯的存在于次级线内部，可以有效地提高次级线阻抗，故次级线特征阻抗的表达式可写成^[44]：

$$Z_{2G} = 60 \ln \left(\frac{D_4}{D_1} \right) + 60 \left(\sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} - 1 \right) \ln \left(\frac{D_3}{D_2} \right) \quad (3.2)$$

式中第一项是无磁芯时的次级线阻抗，第二项是加了磁芯后次级线所增加的阻抗。为了尽可能地减少能量从同轴线外导体与圆筒壁构成的次级线中耗散，要求阻抗 Z_{2G} 满足关系：

$$Z_{2G} \gg Z_0 \quad (3.3)$$

如图 3.2 所示的两级 TLT，其第二级传输线上套以磁环以抑制次级线作用。电压脉冲到达输出端后，电流注入第二级传输线的外导体，沿左边源的方向返回，这个电流就是次级线上流过的次级模式电流，次级模式可理解为次级线所传输的

电流脉冲。加磁芯后，可以有效地提高了次级线阻抗，使式 (3.3) 成立，次级线上通过的次级模式电流 I_s ，有下面的关系：

$$I_1(t) \approx I_2(t) \approx \frac{V_0(t)}{Z_0} \gg I_s(t) \quad (3.4)$$

$V(t) \approx V_0(t)$ ，这里的 $V(t)$ 是次级模式所在线路的两端电压。对于套磁芯的电路，其磁路长 l ，截面积为 A ，则有：

$$V(t) = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{A \cdot dB}{dt} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A}{l} \cdot \frac{dI_s(t)}{dt} \quad (3.5)$$

这里的 $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$ 和 μ_r 分别为真空磁导率和相对磁导率。 $V(t)$ 通常来说要比 $V_0(t)$ 小，若 $Z_{2G} \gg Z_0$ ，则反射系数 $\frac{Z_{2G} - Z_0}{Z_{2G} + Z_0} \approx 1$ ，此时可以用 $V_0(t)$ 代替 $V(t)$ 。

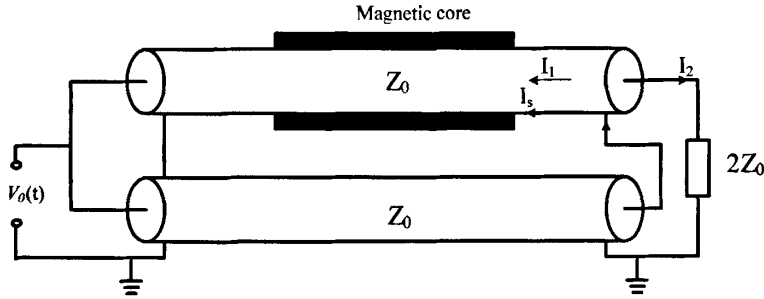


图 3.2 两级套磁环 TLT 电路模型图

将式 (3.5) 对时间积分，且用 $V_0(t)$ 代替 $V(t)$ ，可以得到方程式^[48]：

$$I_s(t) = \frac{l}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A} \cdot \int V \cdot dt \approx \frac{l \cdot V_0(t) \cdot \Delta T}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A} \quad (3.6)$$

根据式 (3.6)，不等式 (3.4) 可以写成：

$$I_s(t) \approx \frac{l \cdot V_0(t) \cdot \Delta T}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A} \ll \frac{V_0(t)}{Z_0} \quad (3.7)$$

则有：

$$A \gg \frac{l \cdot Z_0 \cdot \Delta T}{\mu_0 \cdot \mu_r} \quad (3.8)$$

而由于磁芯可能会有饱和问题，故磁芯截面积需满足下式：

$$N \cdot B_{sat} \cdot A_k \gg m \cdot V_0(t) \cdot \Delta T \quad (3.9)$$

其中 N 为所绕匝数， B_{sat} 为磁芯最大磁饱和强度， m 为 TLT 级数， $m=1, 2, \dots, n-1$ 。式 (3.8) ~ (3.9) 可以用来作为确定磁芯有效截面积的判据。

一般而言，若采用的磁芯尺寸型号相同，则第 n 级传输线上所套磁芯的有效

截面积应满足下面的关系：

$$A_n \gg (n-1) \cdot \frac{l \cdot Z_0 \cdot \Delta T}{\mu_0 \cdot \mu_r} \quad (3.10)$$

第 n 级次级线阻抗 Z_{n_2G} 由下式确定：

$$Z_{n_2G} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{A_n}{l \cdot \Delta T} \quad (3.11)$$

$$Z_{n_2G} \gg (n-1) Z_0 \quad (3.12)$$

将式 (3.10) 代入 (3.11) 则得到所需的磁芯总有效截面积关系式：

$$A \gg \frac{l \cdot Z_0 \cdot \Delta T}{\mu_0 \cdot \mu_r} \cdot \sum_{k=1}^{n-1} k \quad (3.13)$$

式 (3.10) ~ (3.13) 将在 3.3 节对次级线电感的优化中具体推导。

3.1.2 磁芯上绕线方案

将主传输线绕于磁芯上，由于磁芯的存在，构成主传输线的两导体等效于接入了两电感，见图 3.3 和图 3.4。由于同轴线两导体结合紧密，故建立电路模型^[49]时认为两导体上的电感存在互感 M ，见图 3.4。

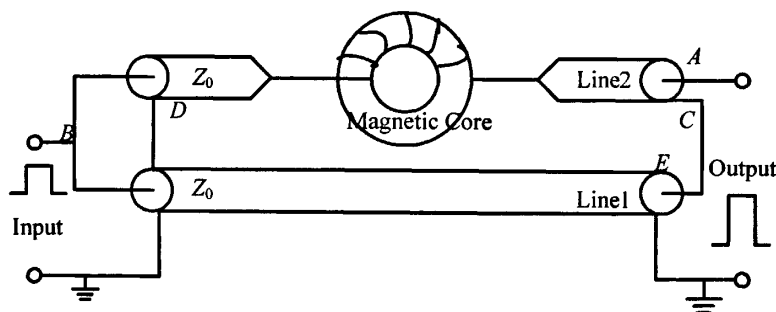


图 3.3 两级磁芯绕线型 TLT 模型图

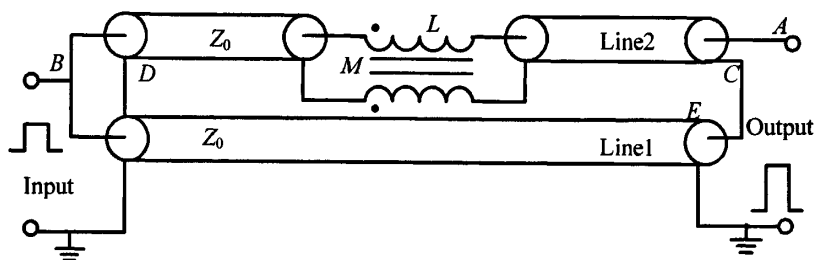


图 3.4 两级 TLT 中磁芯绕线等效为电感示意图

由于 TLT 各级传输线的输入端的联接方式是并联，而输出端为串联。倘若仅对电路进行静态分析，将输入的方波脉冲视为直流，可将传输线等效为一个电压

源与一个电阻的串联，电压源的幅值为 $2V$ ，电阻大小等于传输线的特征阻抗 Z_0 。将 TLT 等效至输出端，可得到图 3.4 的等效电路，见图 3.5， s 是 Laplace 变换的复频率。具体操作为：将变压器的各参数等效至 TLT 的输出端，两条传输线的串联等效为两个电压源的串联，最后将原电路中各导体上的电感接入电路网络中。

假设两电感之间的互感 M 等于其自电感 L ，则可将复杂的电路网络逐步分解为简单的电路，即图 3.5(a)至图 3.5(b)的步骤。然而，图 3.5 中有两个源，分析起来总是显得不方便，若等效至输入端，则只有一个源，分析就变得容易，尤其在级数较高的时候，这样的等效是有必要的。图 3.5 等效至输入端，得到图 3.6。

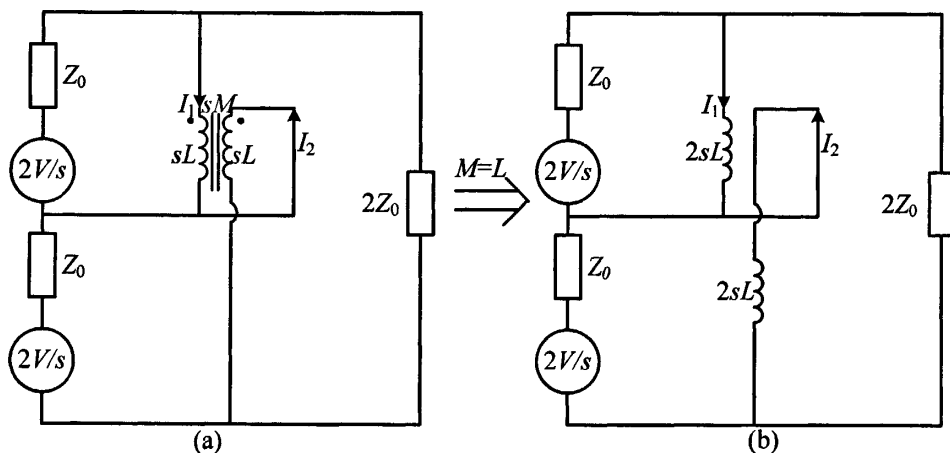


图 3.5 两级 TLT 输出端等效电路图

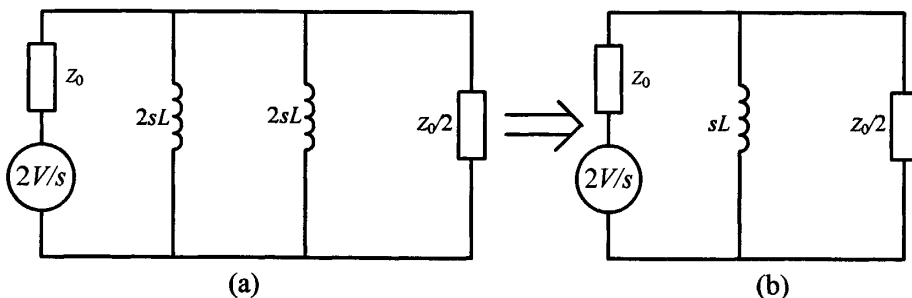


图 3.6 两级 TLT 输入端等效电路图

上面的等效分析由图 3.5 到图 3.6 的理论基础是变压器的输入与输出的能量应守恒。所以，相应的各元器件参数在等效过程中需要进行等比的缩小或放大，这个比例由其两端源的大小比例，即所在级序数减一的平方 $(n-1)^2$ 决定。例如，图 3.5 等效至图 3.6，两电感的两端在两图中均只与一个源相联，故缩放比例是 $(2-1)^2=1$ 。这里所提到的等效理论和普通的磁耦合变压器的初次级端各元件参数的等效理论是相类似的。

得到图 3.6(b)后，从输入端的角度看，问题得到了圆满地解决，好比是普通变

压器的初级绕组的参数问题得到解决后，次级绕组的参数问题只须进行简单的变比转换就可以得到解决。

从图 3.6(b)可知，由于传输线绕在了磁芯上，次级线上接入了电感 L ，也即阻抗 sL ，故提高了次级线的阻抗，从而抑制了电路中的次级线。

对于级数增多的情况，问题将变得复杂，主要表现在电路网络中的电感数量将大大增加。在后面的章节中，将对多级情况进行分析，并推导出各种情况下的最优化结论。

3.1.3 两种方案的比较

套磁环方案和磁芯上绕传输线方案均可有效地抑制次级线引起的输入脉宽受限和电压平顶的下降。两种模型的原理大致相同，均利用了磁芯来提高次级线阻抗并增加了次级线的电长度。只是在分析时，考虑的角度不一样，但最终得到的结论是相同的。从结构上看，二者存在一些细微差别，若从工程实践的角度来考虑，可得到下面的认识：

(1) 套磁环模型中的传输线是直线，仅仅是通过提高次级线介质的相对磁导率而达到提高次级线阻抗的目的。

(2) 磁芯上绕线模型中的传输线呈绕组状，这对于有效地提高次级线上阻抗是有益的，并能提高次级线的电长度，从这个角度来说，磁芯上绕线模型更能充分发挥磁芯的作用。

(3) 在获得相同输出效果的前提下，套磁环模型可以灵活地使用多个小尺寸磁芯，而磁芯上绕线模型需要用到大尺寸的磁芯。

(4) 通常希望把 TLT 做成同轴结构，单用任何一种模型都难以实现，需要兼顾二者优点，即采用多个小尺寸磁环，传输线从磁环中绕过，可以获得良好的输出。在实验章节中，对 TLT 的具体结构设计有详细的描述。

3.2 磁芯的选择

当 TLT 级数较高时，次级线会严重影响 TLT 的输出，在前一节中，已经给出了抑制次级线的方案，因此磁芯在 TLT 中起着至关重要的作用。磁芯的选择和其用途有着密切的联系，这主要涉及到磁芯的相对磁导率、饱和磁通、频率响应能力、磁芯损耗等。通常，用于脉冲变压器中，首先要求磁芯能很好地响应所传输的脉冲；其次磁芯需要正常工作，在脉冲的传输过程中不能有磁饱和的可能，所传输脉冲的伏秒值不宜使磁芯接近或达到饱和状态；再次磁芯的能量损耗不宜过大，否则容易造成磁芯材料性能发生变化；最后需要考虑磁芯的相对磁导率，磁导率高的材料易于束缚磁场。特别地，需要慎重考虑磁芯的体积和重量，以实现

紧凑、小型化设计。本节在充分调研各种材质磁芯的基础上，比较了各种磁芯的优缺点，并最终选定铁氧体磁芯为实验时 TLT 所用磁芯。

3.2.1 TLT 对磁芯参数的要求

(1) 频率响应的要求。

由于 TLT 中传输的是脉冲电压，磁芯用来提高次级线阻抗，故在电压脉冲频率范围内，磁芯的响应应该是良好的。一般地，用于 TLT 的磁芯对 50 ns~1 μs 脉宽范围内脉冲的响应应该是良好的，即频率响应良好的范围至少是 1~20 MHz。

(2) 伏秒值的要求。

为避免磁芯的饱和，需要考虑所输入脉冲的伏秒值^[44]，有以下关系：

$$N \cdot \Delta B \cdot S = V \cdot \Delta T \quad (3.14)$$

式中 N 为所绕匝数， ΔB 为磁饱和强度， S 为磁芯有效截面积， V 为所输入脉冲的电压幅值，TLT 输入电压的幅值与所用传输线的耐压相关，一般地，对于需要输入幅值 $V=20$ kV 的脉冲时，则伏秒值为 $1 \mu\text{V}\cdot\text{s} \sim 20 \text{ mV}\cdot\text{s}$ ，故式 (3.14) 左边的乘积应该在磁芯磁滞回线的线性区域满足关系。为满足这一条件，所绕匝数 N 、磁饱和强度 ΔB 以及磁芯有效截面积 S 三者需要选定为一个合适的值。

(3) 损耗及相对磁导率要求

损耗是由于磁芯自身电阻值不够大，可能会有大的涡流损耗，磁芯会发热，会影响磁芯材料的性能，因此，通常选取电阻率高的磁芯材料。相对磁导率越高的磁芯越能有效地束缚磁场、提高次级线上的电感，从而有效地提高次级线的阻抗。根据密绕螺线管电感的计算公式^[50]：

$$L = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \mu_r \cdot S}{l} \quad (3.15)$$

其中 l 为有效磁路长度，由式 (3.15) 可知相对磁导率 μ_r 大的磁芯显然更适合用于提高次级线电感。

3.2.2 各种磁芯的比较

(1) 合金磁材料

这类磁材料由基本磁性材料铁、镍、钴或加入其他元素构成的合金。除恒导合金外，这类材料一般具有高相对磁导率 (60000)，高磁饱和强度 (0.6 T~1.9 T) 和很窄的磁化曲线。特别是铁镍或铁镍铝合金，低频磁化曲线很接近理想矩形磁化曲线 (图 3.7)，此类磁材料磁芯存储能量很少，适宜做变压器和磁放大器磁芯材料。但缺点是电阻率非常低，为降低涡流效应，这类合金磁材料都是碾压成带

料。下面具体集中介绍合金磁材料。

坡莫合金实质上是铁镍合金，其矫顽力很低，而磁饱和强度 ΔB 、磁导率和居里温度都很高，接近于纯铁。多元坡莫合金，初始相对磁导率可达 30000~80000，但电阻率很低，约为 $10^{-7} \Omega/\text{m}$ ，将其加工成极薄的薄片，工作频率可达 20~30 kHz。当脉冲频率高于 30 kHz 时，由于坡莫合金的电阻率很低，其损耗会明显增加^[51]。

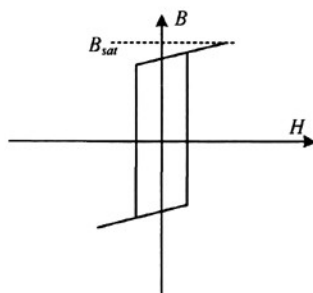


图 3.7 理想矩形磁化曲线

硅钢片的主要成分是铁和硅，其磁饱和强度高，价格较低，工艺性较好，电磁参数稳定，因此获得了广泛地应用。但是硅钢片的有效磁导率较低，而且电阻率也比较低，高频时损耗较大^[52]。

非晶态金属合金是 70 年代才问世的新型磁性材料，通常这种材料由铁、镍、钴、硼、硅、碳等组成。晶态与非晶态金属合金结构比较如图 3.8 所示，由图可以看出非晶态合金材料的原子在空间的排列无秩序，不存在宏观的磁各向异性，没有晶态合金的晶粒和晶界存在，具有比晶体合金好得多的磁均匀一致性，所以它的磁化功率小，电阻率较大、损耗很低，具有很强的耐腐蚀性、耐磨性。同时此类型磁性材料具备了良好频率响应能力、很高的相对磁导率及很高的磁饱和强度等性能，只是价格昂贵^[53]。

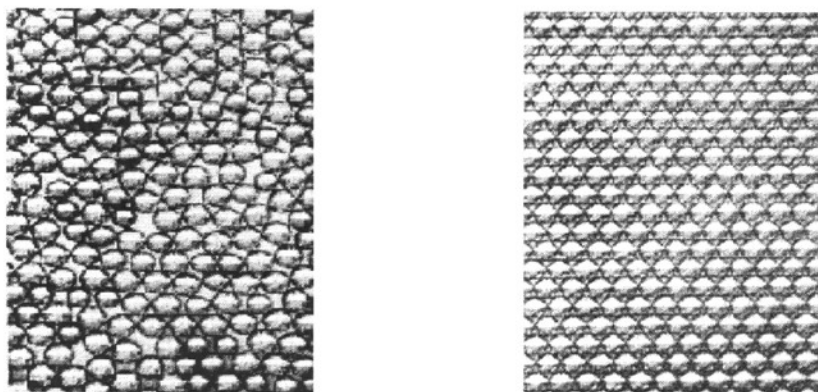


图 3.8 晶态与非晶态金属合金结构比较

(2) 铁氧体材料

铁氧体是深灰色或黑色陶瓷材料，质地既脆又硬，化学稳定性好。铁氧体成

分一般是氧化铁和其他金属组成 MeFe_2O_3 , 其中 Me 代表了一种或几种 2 价过渡金属, 如锰 (Mn), 锌 (Zn), 镍 (Ni), 钴 (Co), 铜 (Cu), 铁 (Fe) 或镁 (Mg)。此类材料在居里温度 (T_c) 下, 表现出良好的磁特性。它们能够很容易地被磁化, 并具有很高的电阻率, 因此可工作在很高的频率, 而不必做成像硅钢片那样的叠片^[54-55]。

镍锌 (NiZn) 铁氧体具有很高的电阻率, 因此它适合工作在 1 MHz 以上的场合; 而锰锌 (MnZn) 铁氧体电阻率较低, 通常工作在 1 MHz 以下, 但具有很高的相对磁导率 μ_r 和较高磁饱和强度 ΔB , 对于某些特殊应用, 铁氧体可做成单晶, 但通常主要做成多晶体陶瓷。

总之, 对于高频脉冲, 铁氧体磁芯的响应良好, 相对磁导率很高, 价格也相对比较低, 其缺点是磁饱和强度低, 使用时需要格外注意满足伏秒值条件^[44]。

(3) 各种磁芯性能直观比较见图 3.9、图 3.10 和表 3.1。

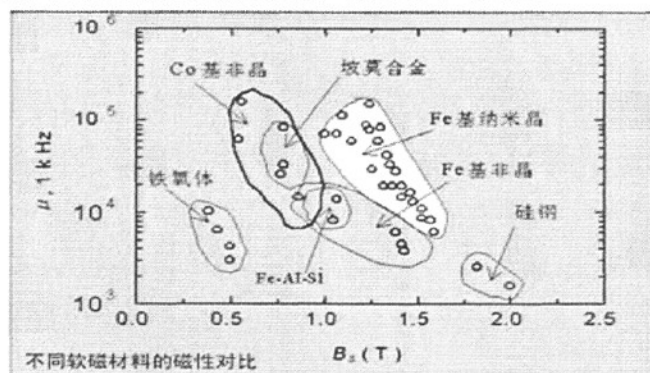


图 3.9 不同软磁材料的磁性对比

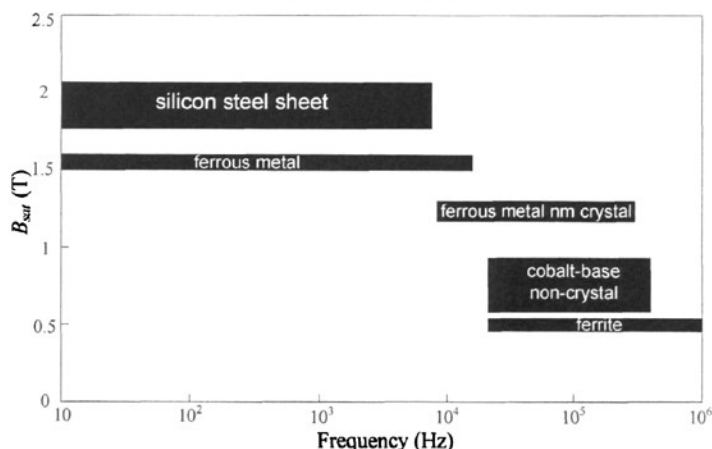


图 3.10 不同软磁材料的最佳使用频率范围

(4) 对各磁芯性能比较后, 考虑到次级线上传输的是短脉冲, 需要良好的频率响应, 然后对比各类磁芯的价位, 最终选定铁氧体磁芯作为实验中 TLT 用于抑

制次级线的磁芯材料。

表 3.1 各种磁性材料参数对比

Material	Initial Perm. (μ_r)	B_{sat} (T)	Resistivity(Ω -cm)	Operating Frequency
Iron	250	2.2	1×10^{-5}	50-1000Hz
Low-Silicon Iron	400	2.0	5×10^{-5}	50-1000Hz
Silicon Steel	1500	2.0	5×10^{-5}	50-1000Hz
Nickel Iron Alloy	2000	1.6	4×10^{-5}	50-1000Hz
78 Permalloy	12000-100000	0.8-1.0	5.5×10^{-5}	1kHz-75kHz
Amorphous Alloy	3000-20000	0.5-1.6	1.4×10^{-4}	250kHz
Iron powder	5-80	1.0	1×10^4	100kHz-100MHz
Ferrite-MnZn	750-15000	0.3-0.5	$10^{-1} \times 10^2$	10kHz-2MHz
Ferrite-NiZn	10-1500	0.3-0.5	1×10^6	200kHz-100MHz

3. 2. 3 铁氧体磁芯参数

所选用的铁氧体磁芯尺寸见图 3.11，磁环的内外径分别为 50 mm 和 100 mm，厚为 25 mm，厂家给出的磁芯相对磁导率为 7960，磁饱和强度约为 0.5 T，磁芯的磁滞回线^[56]见图 3.12。

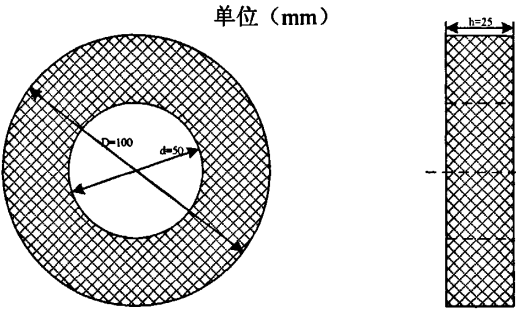


图 3.11 铁氧体磁芯尺寸图

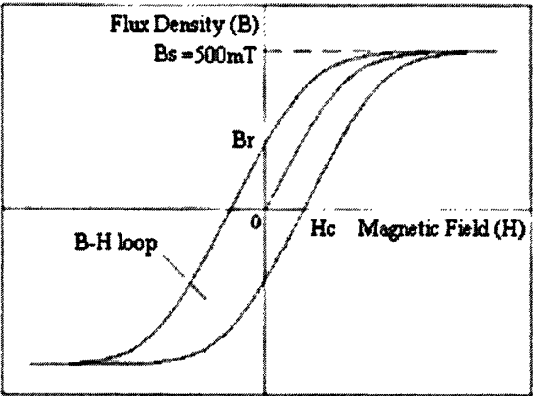


图 3.12 铁氧体磁芯磁滞回线

3.3 次级线电感的优化设计

在 3.1 节中,提出了两种抑制次级线的方案,分别为套磁环方案和磁芯上绕线方案,两种方案都可以有效地抑制次级线,且分析后得知二者的原理是相同的。一般地,在其它条件相同的情况下,认为磁芯数量与次级线电感大小成正比,即不存在两个或多个电感并联的情形。对于多级 TLT,抑制每一级次级线所需磁芯(电感)量不相同。那么,在磁芯总量确定的情况下,如何分配磁芯(电感)以获得最佳的输出结果是值得重点讨论的问题。本节将针对级间无耦合和级间有耦合两种 TLT 典型拓扑结构的次级线电感选择优化问题进行讨论,此部分研究内容尚未见文献有过报道。

3.3.1 级间无耦合结构优化

为简便计,首先对三级 TLT 进行求解,然后推广至 n 级情形。图 3.13 给出了三级级间无耦合结构 TLT 的示意图,图中套有磁芯的第二级与第三级传输线之间是没有耦合的,二者次级线上的电感是相互独立的,即级间无耦合结构。

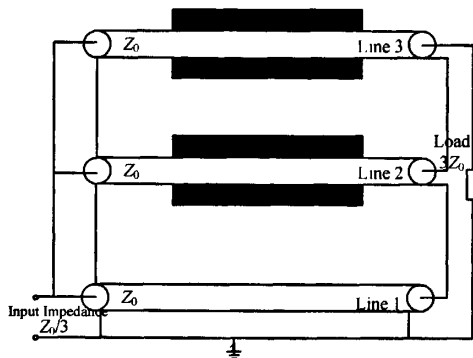


图 3.13 三级 TLT 级间无耦合结构

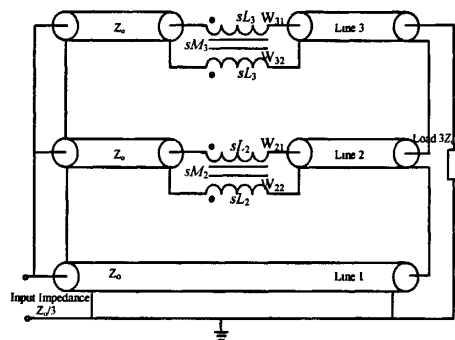


图 3.14 三级 TLT 磁芯绕线等效为电感示意图

3.3.1.1 理论求解

根据传输线理论,一个幅值为 $2V$ 的电压源与一个阻抗为 Z_0 的电阻串联,可以等价为一个输入电压为 V 、特征阻抗为 Z_0 的传输线,故可以将图 3.13 的输出端等效为图 3.14,其中线 2 和线 3 的内外导体上的电感均由磁芯引起。图 3.14 中绕组 W_{21} 和 W_{22} 的自电感均为 L_2 ,二者之间的互感为 M_2 ;绕组 W_{31} 和 W_{32} 的自电感均为 L_3 ,二者之间的互感为 M_3 (s 是 Laplace 变换的复频率,下同)。理想情况下,取内外导体上电感之间的耦合系数 $K=1$,则 $M_2=L_2$ 、 $M_3=L_3$ 。故只须 L_2 和 L_3 大小满足一定要求,就能有效缓解次级线所带来的脉冲平顶下降问题。

图 3.15 给出了图 3.14 输出端的等效电路,对电路进行整合,重画图 3.15,得

到图 3.16。由图 3.15 可知流过绕组 W_{21} 、 W_{32} 的电流大小相等，方向相反，从而可以发现图 3.16 中的 A 点是没有电流通过的，同理，B 点处的电流也为 0。

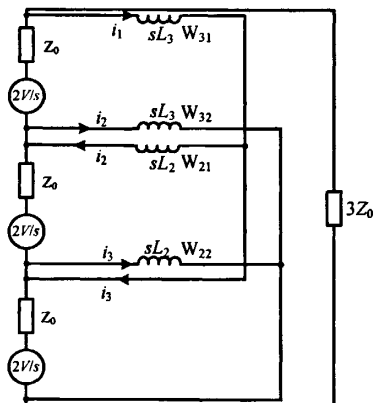


图 3.15 三级 TLT 输出端等效电路

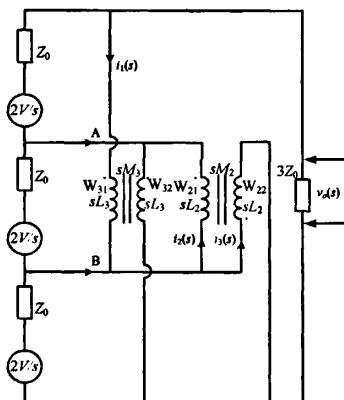


图 3.16 简化后的三级 TLT 输出端

由图 3.16 可列出方程：

$$\begin{cases} i_2 sL_3 + i_1 sM_3 = 2v_o/3 \\ i_3 sL_2 - i_2 sM_2 = v_o/3 \\ i_1 = i_2 + i_3 \end{cases} \quad (3.16)$$

解方程可得：

$$\begin{cases} i_1 = \frac{v_o (L_3 + 2M_2 + 2L_2)}{3s(L_2 \cdot L_3 + M_3 \cdot L_2 + M_2 \cdot M_3)} \\ i_2 = \frac{v_o (-M_3 + 2L_2)}{3s(L_2 \cdot L_3 + M_3 \cdot L_2 + M_2 \cdot M_3)} \\ i_3 = \frac{v_o (L_3 + M_3 + 2M_2)}{3s(L_2 \cdot L_3 + M_3 \cdot L_2 + M_2 \cdot M_3)} \end{cases} \quad (3.17)$$

由式 (3.17) 可知，电感 W_{21} 上流过的电流为 i_2 ，两端的电压为 $v_o/3$ ，则可以求出绕组 W_{21} 的感抗值：

$$Z_{21} = -\frac{v_o/3}{i_2} = \frac{s(L_2 \cdot L_3 + M_3 \cdot L_2 + M_2 \cdot M_3)}{M_3 - 2L_2} \quad (3.18)$$

同理，可以求出绕组 W_{22} 、 W_{31} 和 W_{32} 的感抗值：

$$Z_{22} = \frac{v_o/3}{i_3} = \frac{s(L_2 \cdot L_3 + M_3 \cdot L_2 + M_2 \cdot M_3)}{L_3 + 2M_2 + M_3} \quad (3.19)$$

$$Z_{31} = \frac{2v_o/3}{i_1} = \frac{2s(L_2 \cdot L_3 + M_3 \cdot L_2 + M_2 \cdot M_3)}{L_3 + 2M_2 + 2L_2} \quad (3.20)$$

$$Z_{32} = \frac{2v_o/3}{i_2} = \frac{2s(L_2 \cdot L_3 + M_3 \cdot L_2 + M_2 \cdot M_3)}{-M_3 + 2L_2} \quad (3.21)$$

至此, 可以将图 3.16 中的电感去耦合, 用阻抗代替原本的电感值, 可以得到图 3.17, 其中 Z_{21} 、 Z_{22} 、 Z_{31} 和 Z_{32} 分别为式 (3.18) ~ (3.21) 的各绕组感抗值。将图 3.17 各参数折合至输入端, 则可以得到 TLT 输入端处的等效电路, 见图 3.18。

图 3.18(b)中 $Z_3/4$ 、 Z_2 分别为阻抗 $Z_{31}/4$ 与 $Z_{32}/4$ 、 Z_{21} 与 Z_{22} 并联合并所得, 则可以写出 Z_2 、 Z_3 的表达式:

$$Z_2 = \frac{s(L_2 \cdot L_3 + M_3 \cdot L_2 + M_2 \cdot M_3)}{L_3 + 2M_3 + 2M_2 - 2L_2} \quad (3.22)$$

$$Z_3 = \frac{2s(L_2 \cdot L_3 + M_3 \cdot L_2 + M_2 \cdot M_3)}{(L_3 - M_3 + 2M_2 + 4L_2)} \quad (3.23)$$

理想情况下, 认为两导体上电感耦合系数 $K=1$, 即 $M_2=L_2$ 、 $M_3=L_3$, 则有:

$$Z_2 = sL_2 \quad (3.24)$$

$$Z_3 = sL_3 \quad (3.25)$$

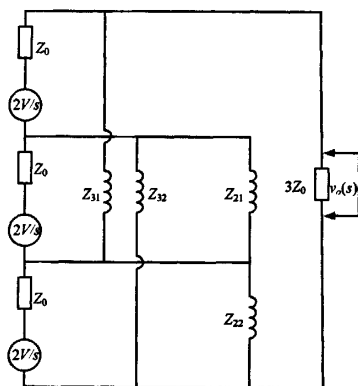


图 3.17 电感去耦合后的三级 TLT 等效电路

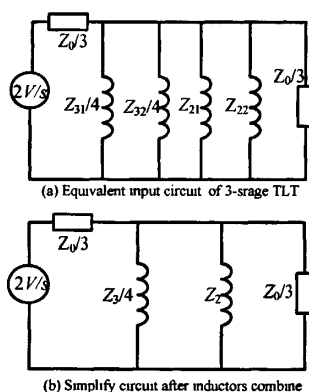


图 3.18 三级 TLT 输入端等效电路

由式 (3.24) 和 (3.25) 得到重要结论: 分析 TLT 次级线时, 只需要考虑由其外导体与地之间形成的电感性回路。将图 3.18(b)等效至输出端, 则得到图 3.19, 其中 L_2 、 L_3 分别接在线 2、线 3 外导体与地之间所形成的回路。同时, 可以合并两并联阻抗 $Z_3/4$ 、 Z_2 , 得到输入端次级线上最终阻抗值为:

$$Z_{in} = \frac{sL_2L_3}{L_3 + 4L_2} \quad (3.26)$$

折合到输出端得到阻抗值为:

$$Z_{out} = \frac{9sL_2L_3}{L_3 + 4L_2} \quad (3.27)$$

由式 (3.26) ~ (3.27)，可以给出三级 TLT 的最终简化电路，见图 3.20，左边是输入端电路，经过中间理想的 1:3 变压器作用后得到了右边的输出端电路。

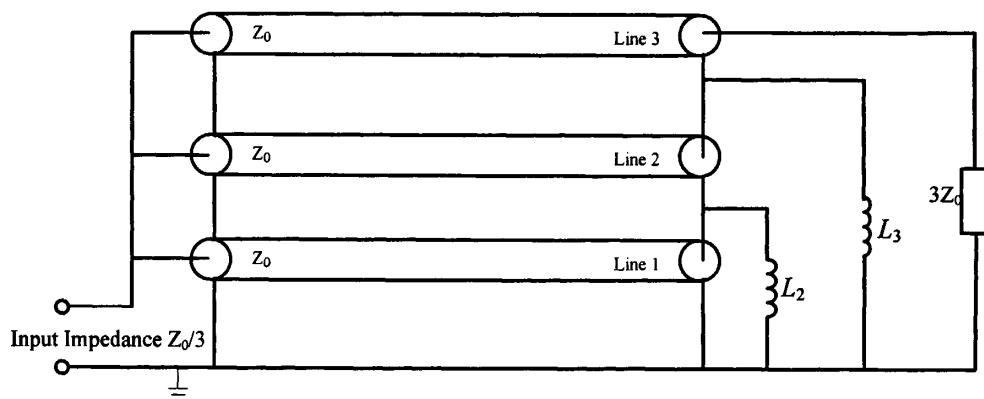


图 3.19 三级 TLT 次级线等效至输出端示意图

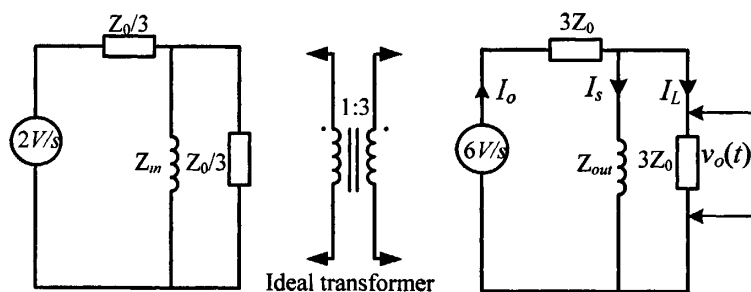


图 3.20 三级 TLT 最终等效电路

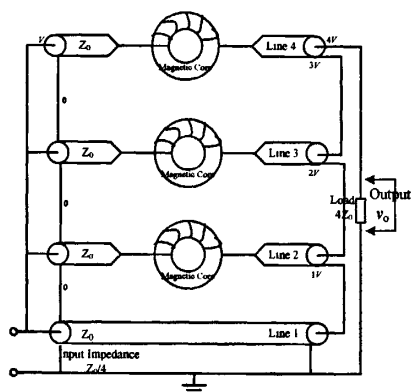


图 3.21 四级 TLT 结构示意图

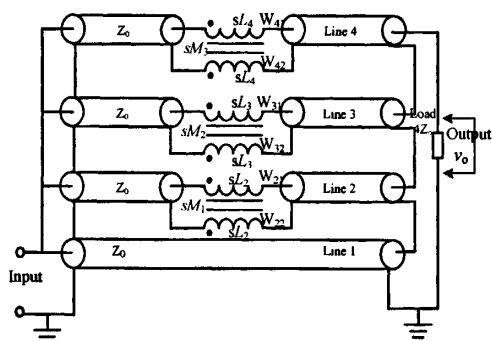


图 3.22 四级 TLT 等效电路图

由图 3.20 右端电路容易列出方程：

$$\begin{cases} I_o = I_s + I_L \\ Z_{out} \cdot I_s = 3Z_0 \cdot I_L \\ 6V/s = 3Z_0 \cdot I_o + 3Z_0 \cdot I_L \end{cases} \quad (3.28)$$

将式 (3.27) 代入式 (3.28)，解得：

$$v_o(t) = 3V \cdot \exp\left(-\frac{Z_0}{6} \cdot \frac{L_3 + 4L_2}{L_2 \cdot L_3} \cdot t\right) \quad (3.29)$$

式 (3.29) 便是在负载匹配的情况下，三级 TLT 输出结果与次级线上电感 L_1 、 L_2 以及每级传输线特征阻抗 Z_0 之间的关系。类似地，对于四级 TLT 可以采用相同的分析方法，下面给出几个四级 TLT 的等效电路，见图 3.21 和图 3.22。

计入匝间杂散电容，可将图 3.22 等效至输入端，得到图 3.23。最后，给出输出端最简等效电路，见图 3.24。

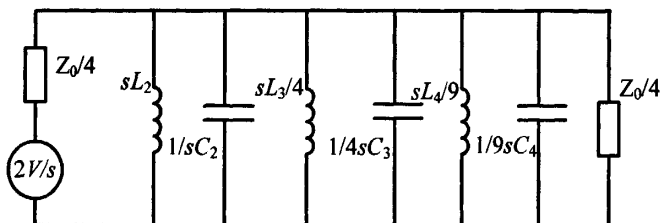


图 3.23 考虑杂散电容后输入端等效电路图

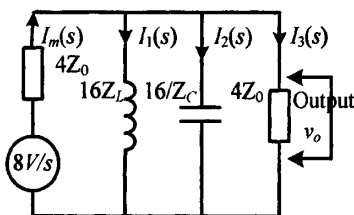


图 3.24 四级 TLT 输出端最简等效电路

由图 3.23 可求出等效感抗 Z_L 和等效容抗 Z_C ，分别为：

$$Z_C = \frac{1}{9sC_4 + 4sC_3 + sC_2}, Z_L = \frac{sL_2L_3L_4}{9L_2L_3 + 4L_2L_4 + L_3L_4} \quad (3.30)$$

由图 3.24 可列出方程：

$$\begin{cases} I_m(s) = I_1(s) + I_2(s) + I_3(s) \\ I_1(s) \cdot 16Z_L = I_2(s) \cdot 16Z_C = I_3(s) \cdot 4Z_0 = v_o(s) \\ I_m(s) \cdot 4Z_0 + I_3(s) \cdot 4Z_0 = 8V/s \end{cases} \quad (3.31)$$

将式 (3.30) 代入式 (3.31)，求解可得：

$$v_o(s) = \frac{32 \cdot V}{s \left(8 + \frac{Z_0}{Z_C} + \frac{Z_0}{Z_L} \right)} \quad (3.32)$$

考虑到影响输出脉冲幅值的主要因素是感抗 Z_L ，故不计入 Z_C 对幅值的影响，

对式 (3.32) 进行 Laplace 反演得到:

$$v_o(t) = 4V \exp\left(-\frac{Z_0}{8} \cdot \frac{9L_2L_3 + 4L_2L_4 + L_3L_4}{L_2L_3L_4} \cdot t\right) \quad (3.33)$$

类似地, 推广至 n 级 TLT 情形, 可得其输出结果与次级线上电感 L_2 、 L_3 、 $\dots$ 、 L_n 以及传输线特征阻抗 Z_0 之间的关系:

$$v_o(t) = nV \cdot \exp\left[-\frac{Z_0}{2n} \cdot \sum_{k=2}^n \frac{(k-1)^2}{L_k} \cdot t\right] \quad (3.34)$$

3.3.1.2 电感的优化设计

优化的目标: 在磁芯一定的情况下, 通过调整各级次级线上的电感分配, 实现输出的脉冲下降幅度最小。对于 n 级 TLT, 根据式 (3.34), 问题转化为: 在每级同轴线长度相同、磁芯总量一定的情况下, 即:

$$\sum_{k=2}^n L_k = L_2 + \dots + L_n = \text{const} \quad (3.35)$$

的约束下, 求下式的最小值:

$$\sum_{k=2}^n \frac{(k-1)^2}{L_k} = \frac{1}{L_2} + \frac{2^2}{L_3} + \frac{3^2}{L_4} + \dots + \frac{(n-1)^2}{L_n} \quad (3.36)$$

采用拉格朗日未定乘数法求解得: 当 $L_i = (i-1)L$, $i=2, 3, \dots, n$ 时, 式 (3.36) 取到最小值。故当各次级线上电感满足下面的关系时, 可以实现电感分配的最优化:

$$L_2 = L, L_3 = 2L, \dots, L_n = (n-1)L \quad (3.37)$$

式 (3.37) 中 L 为每增加单位量磁芯时, 次级线所增加的电感大小, 也即图 3.13 和图 3.21 中各级传输线上的磁芯数量应按照式 (3.37) 进行分配, 才能实现电感的最优化设计。

3.3.2 级间有耦合结构优化

前面的分析已经指出, 加磁芯后, 等效分析中最终结果是只需要考虑 TLT 外导体与地之间形成的电感性路径, 磁芯的作用也只是提高了此次级线上的电感, 故在下面的等效图中将不再给出内导体上的电感。级间有耦合结构指的便是次级线上的电感之间的耦合, 当电路的拓扑结构中存在电感之间的耦合时, 需要将其中的耦合电感去耦合, 用阻抗值代替电感值, 将问题逐步简化。

3.3.2.1 理论求解

一般地, n 级 TLT 的级间有耦合结构的实现办法是: 先让线 2, 3, $\dots$, n 共用磁

芯 1; 让线 3, 4, $\dots, n$ 共用磁芯 2; $\dots$; 让线 $n-1, n$ 共用磁芯 $n-2$; 最后, 让线 n 单独使用磁芯 $n-1$ 。不同磁芯绕组之间不存在耦合, 同一个磁芯绕组之间的耦合系数 $K=1$, 即互感 $M_i=L_i$, 其中 $i=1, 2, 3, \dots, n-1$, 见图 3.25。

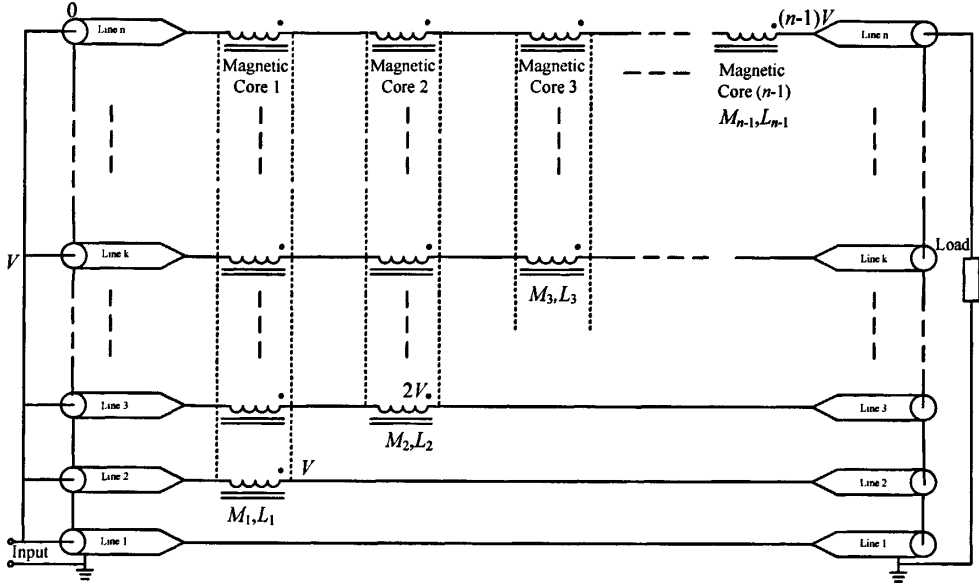


图 3.25 n 级 TLT 级间有耦合结构示意图

由图 3.25 可知, 各次级线电感均处于传输线外导体与地之间, 故可将各次级线电感等效至输出端, 可得到其输出端的等效电路, 见图 3.26, 从而可列出以下方程:

$$\begin{cases} sL_1 \cdot \sum_{j=1}^{n-1} i_j = V (\because M_1 = L_1) \\ sL_1 \cdot \sum_{j=1}^{n-1} i_j + sL_2 \cdot \sum_{j=2}^{n-1} i_j = 2V (\because M_1 = L_1, M_2 = L_2) \\ \dots \\ sL_1 \cdot \sum_{j=1}^{n-1} i_j + sL_2 \cdot \sum_{j=2}^{n-1} i_j + \dots + sL_{n-1} \cdot \sum_{j=n-1}^{n-1} i_j = (n-1)V (\because M_i = L_i) \end{cases} \quad (3.38)$$

式中 $M_i=L_i$, 其中 $i=1, 2, 3, \dots, n-1$ 。

求解式 (3.38) 可得:

$$sL_1 \cdot \sum_{j=1}^{n-1} i_j = sL_2 \cdot \sum_{j=2}^{n-1} i_j = \dots = sL_{n-1} \cdot \sum_{j=n-1}^{n-1} i_j = V \quad (3.39)$$

即 $i_1 = \frac{V}{sL_1} - \frac{V}{sL_2}, i_2 = \frac{V}{sL_2} - \frac{V}{sL_3}, \dots, i_{n-2} = \frac{V}{sL_{n-2}} - \frac{V}{sL_{n-1}}, i_{n-1} = \frac{V}{sL_{n-1}}$, 故此, 可用阻抗代替耦合电感, 即将图 3.26 中的耦合电感去耦合, 得到等效电路图 3.27, 其中 Z_i 为

第 i 级次级线等效阻抗为:

$$\begin{cases} Z_1 = \frac{V}{i_1} = \frac{sL_1L_2}{L_2 - L_1} \\ Z_2 = \frac{2V}{i_2} = \frac{2sL_2L_3}{L_3 - L_2} \\ \dots \\ Z_{n-2} = \frac{(n-2)V}{i_{n-2}} = \frac{(n-2)sL_{n-2}L_{n-1}}{L_{n-1} - L_{n-2}} \\ Z_{n-1} = \frac{(n-1)V}{i_{n-1}} = (n-1)sL_{n-1} \end{cases} \quad (3.40)$$

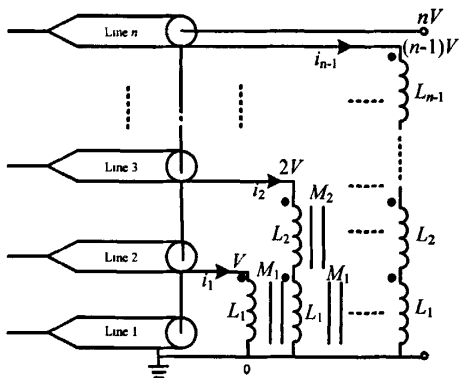


图 3.26 n 级 TLT 输出端等效电路

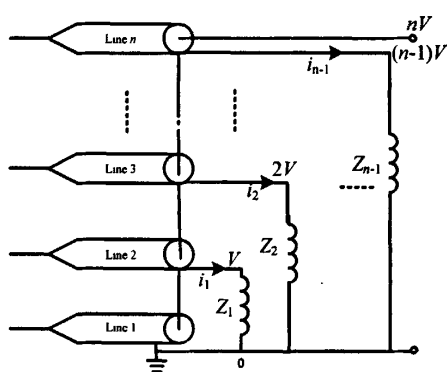


图 3.27 n 级 TLT 去耦合后输出端等效电路

至此, 图 3.27 中的电路不再含有耦合, 电路分析变得简单, 进一步采用图 3.20 中所用的等效方法, 可以给出级间有耦合结构中的最简等效电路, 电路由输入端电路、输出端电路和理想变压器三部分组成, 见图 3.28。

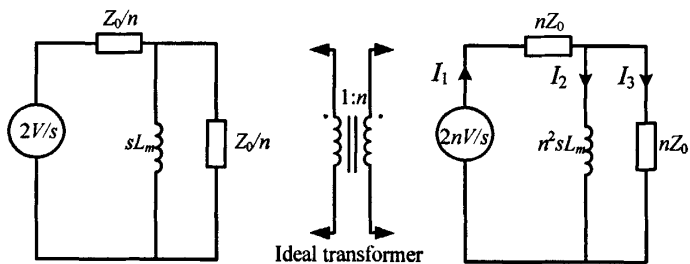


图 3.28 n 级 TLT 最简等效电路

由式 (3.40) 可求解出图 3.28 中的 L_m :

$$L_m = \frac{1}{\frac{L_2 - L_1}{L_1L_2} + \frac{2(L_3 - L_2)}{L_2L_3} + \dots + \frac{(n-2)(L_{n-1} - L_{n-2})}{L_{n-2}L_{n-1}} + \frac{n-1}{L_{n-1}}} = \frac{1}{\sum_{k=1}^{n-1} \frac{1}{L_k}} \quad (3.41)$$

由图 3.28 可以列出方程:

$$\begin{cases} I_1 = I_2 + I_3 \\ n^2 s L_m \cdot I_2 = n Z_0 \cdot I_3 = v_o(t) \\ 2nV/s = n Z_0 \cdot I_1 + n Z_0 \cdot I_3 \end{cases} \quad (3.42)$$

将式 (3.41) 代入式 (3.42) 可解得:

$$v_o(t) = nV \cdot \exp\left(-\frac{Z_0}{2n} \cdot \frac{1}{L_m} \cdot t\right) = nV \cdot \exp\left(-\frac{Z_0}{2n} \cdot \sum_{k=1}^{n-1} \frac{1}{L_k} \cdot t\right) \quad (3.43)$$

3.3.2.2 电感的优化设计

显然, 由式 (3.43) 可以得出结论: 同等其他条件下, 在 $L_1=L_2=\dots=L_{n-1}$ 时, L_m 取到最大值, 此时, 相同脉冲宽度情况下, 输出脉冲电压平顶下降幅度最小。故对于级间有耦合结构 TLT, 其次级线电感的最优设计就是要使得各磁芯上所引起的各级传输线的自电感完全相等。

3.3.3 分析与讨论

若使用的磁芯型号和尺寸均相同, 每增加单位量磁芯, 次级线所增加的电感大小相等, 均为 L , 在 $(n-1)$ 个磁芯情况下, 则所能引起次级线自电感总量为 $(n-1)L$ 。

对于级间有耦合结构, 优化后的次级线电感为: $L_1=L_2=\dots=L_{n-1}=L$, 故式 (3.43) 可以写成:

$$v_o(t) = nV \cdot \exp\left(-\frac{(n-1)Z_0}{2nL} \cdot t\right) \quad (3.44)$$

对于级间无耦合结构, 依据式 (3.37) 的优化方案, 优化后的各次级线上的电感为: $L_2=2L/n, L_3=4L/n, \dots, L_n=2(n-1)L/n$, 由式 (3.34) 得输出结果为:

$$v_o(t) = nV \cdot \exp\left(-\frac{(n-1)nZ_0}{8L} \cdot t\right) \quad (3.45)$$

而对于每级次级线上电感大小相等的结构, $L_2=L_3=\dots=L_n=L$, 故式 (3.34) 得输出结果为:

$$v_o(t) = nV \cdot \exp\left[-\frac{(2n-1)(n-1)Z_0}{12L} \cdot t\right] \quad (3.46)$$

比较式 (3.44) ~ (3.46) 可知, 等量磁芯条件下, 优化后的级间有耦合电路结构得到的结果在脉冲平顶降方面最具优势, 其次是优化后的级间无耦合结构。因此, 级间有耦合结构更能充分发挥磁芯引起电感的作用, 对次级线的抑制效果

最好。故在满足相同输出电压平顶降情况下，优化后的级间有耦合结构所需要的磁芯数量最少。因此，级间有耦合结构最适合于 TLT 的紧凑化设计，但电路更复杂；级间无耦合结构更简单，有利于工程实践，并且有利于实现低阻抗输出。当然以上推导分析均未明确考虑磁芯饱和情形，细致分析表明，计入磁芯饱和后仍有以上结论。

3.4 本章小结

次级线对 TLT 的影响表现在两方面，一方面限制了输入脉冲的宽度；一方面引起了输出脉冲的平顶下降，有必要从理论上对次级线的抑制方法进行细致的分析。本章对次级线的抑制方法及 TLT 中各传输线的磁芯数量的分配方案进行了研究，主要有如下工作：

1. 介绍了两种抑制次级线的方案：一种是在传输线上套磁环模型，提高了次级线的特征阻抗，从而达到抑制次级线上电流的目的；另外一种是将传输线绕于磁芯上模型，大幅度提高次级线的电感值，从而有效缓解次级线造成输出脉冲的平顶降幅度。
2. 比较了多种类型磁芯性能的优缺点，并根据相关参数最终选定铁氧体磁芯作为本论文实验部分设计 TLT 时所使用的磁芯材料。
3. 分析了 TLT 典型的拓扑结构，级间无耦合结构。采用变压器的等效分析方法，将原本复杂的电路逐步等效至简单的电路，并最终推导出了其输出脉冲电压幅值的计算公式，见式 (3.34)，并在此基础上给出了各级次级线电感的优化方案：从第二级开始电感逐级增加，第 n 级次级线电感的最优大小为 $L_n=(n-1)L$ 。
4. 细致分析了 TLT 的另外一种拓扑结构，即级间有耦合结构，并推导出了其输出脉冲电压幅值的计算公式，见式 (3.43)，在此基础上优化了各级次级线电感大小：同一磁芯引起的各级次级线电感大小应相同，即 $L_1=L_2=\cdots=L_{n-1}$ 。
5. 在等量磁芯条件下，对优化后级间有耦合结构、无耦合结构以及其他结构进行了比较，指出级间有耦合结构更适于 TLT 的紧凑化设计，但此电路结构更加复杂；级间无耦合结构更简单，易于工程实践，有利于 TLT 低阻抗输出的实现。

第四章 传输线脉冲变压器的模拟与实验研究

前面的章节中已经针对 TLT 的理论进行了比较系统的研究,为进一步探究此类型变压器的特点,并对前述理论给出验证,本章将对 TLT 进行电路模拟及实验研究。

电路模拟研究采用的是国际上通用的 PSpice 软件,通过建立 TLT 的 PSpice 电路模型,对前面章节中的理论推导进行验证,并模拟分析了电路中各种参数对输出波形的影响,以指导 TLT 的实验设计;实验研究分为实验设计和测试两部分来进行。实验设计采用了同轴结构,这样有利于较长传输线的缠绕和磁芯的位置固定。测试时又分为低压测试和高压测试,其中低压测试方便、可操作性强,并可以为高压测试提供实验参考。最终研制成功一台四级 TLT 装置,在 Blumlein 脉冲形成线平台进行了高压实验,获得了理想的结果。

4.1 TLT 的模拟研究

实际 TLT 电路结构中存在次级线、杂散电容、接头电感等杂散参数,开展 TLT 电路的 PSpice 数值模拟能够非常形象并且准确地反映出各参数对输出结果的影响,采用 PSpice 的参数扫描功能可以很好地预测各参数对 TLT 输出结果作用的情况。本节中,采用电感、电容模型和传输线模型两种对次级线的作用进行了电路数值模拟,并对传输线电长度、杂散电容和接头电感的影响进行了模拟,据此,分析并讨论了各参数对 TLT 输出波形的影响,并给出了能够指导工程实践的一些有益结论。

4.1.1 PSpice 软件简介

PSpice 的全称为 Personal Simulation program with integrated circuit emphasis,是 Spice 程序目前最为流行的一款。PSpice 软件是 OrCAD 公司出品的一种电路仿真程序,具有友好的用户界面和可靠的计算能力,支持用户创建的模块。PSpice 软件功能强大,提供多种电路分析手段和诊断输出,包括计算模拟器件的直流偏置(bias point)分析、直流扫描(DC sweep)分析、瞬态(transient)分析和参数分析等,这些都是通过求解描述电路行为的非线性常微分方程组实现的。程序使用 Newton-Raphson 算法:从初始状态开始,通过迭代使电流和电压逐渐收敛到精确解。PSpice 界面可以直观地理解为普通电路中通用的“面包板”,直接往界面上添加电路元件,对元件进行赋值,调整好运行环境和时间步长就可以获得输出结果^[57-58]。

4.1.2 理想情况 TLT 的 PSpice 电路模拟

理想情况下，次级线的阻抗无限大，对电路输出结果没有影响。如图 4.1，四级 TLT 的 PSpice 电路，输出端阻抗与负载匹配时，输出得到四倍于源电压幅值的理想方波脉冲，见图 4.2。

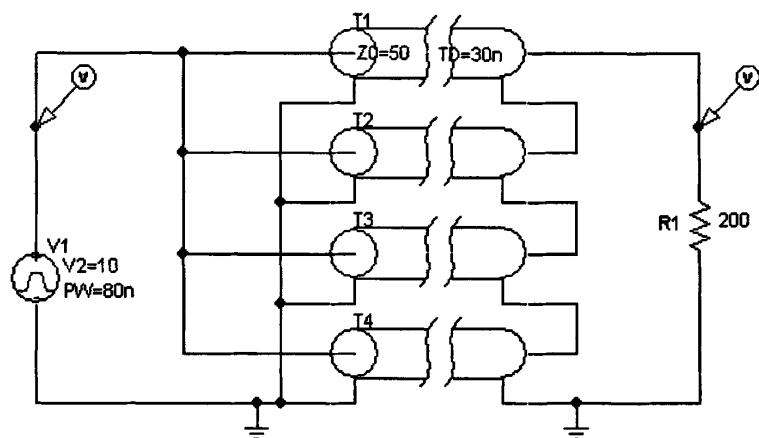


图 4.1 四级 TLT 理想情况下 PSpice 电路模型

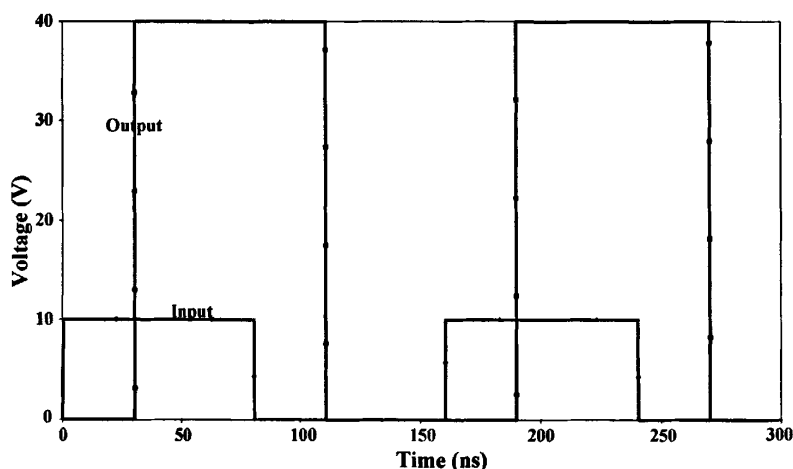


图 4.2 四级 TLT 理想情况下 PSpice 电路模拟结果

4.1.3 次级线及杂散参数对 TLT 输出波形影响的模拟分析

实际电路中，次级线的特征阻抗不可能无限大，次级线的存在直接导致 TLT 输出脉冲电压幅值的下降，模拟中将次级线的作用等效为电感性路径与对地电容对电路的共同影响；杂散参数将直接影响到脉冲的上升和下降沿，由 3.31 节的理论研究，考虑了 TLT 的次级线、匝间电容、接头电感之后，得到四级 TLT 电路模型如图 4.3 所示。在输出端接匹配负载 $200\ \Omega$ ， L_1 、 L_2 、 L_3 为次级线电感， C_1 、 C_2 、

C_3 、 C_4 为变压器传输线外导体的对地电容和接头电容, L_4 、 L_5 、 L_6 、 L_7 为各级传输线的接头电感, 得到如图 4.4 所示的输入输出波形。

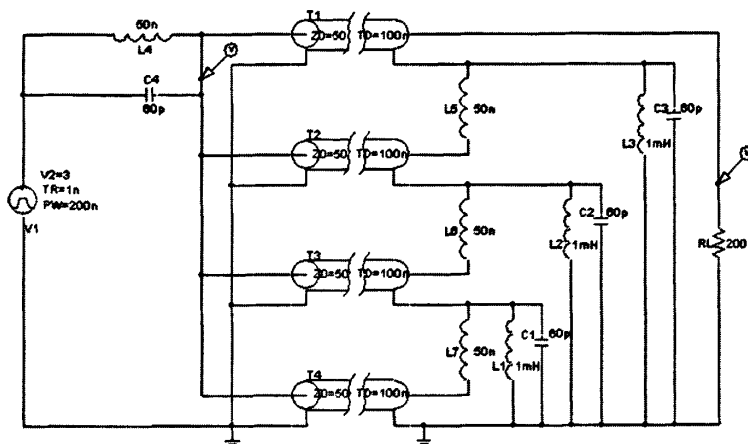


图 4.3 考虑杂散参数和次级线后的四级 TLT 的 PSpice 电路模型

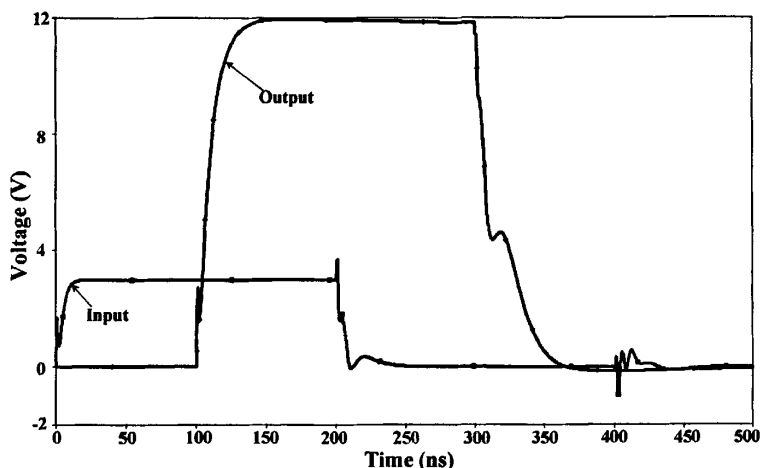


图 4.4 四级 TLT 的 PSpice 电路模拟结果

次级线回路中的电感 L_1 、 L_2 、 L_3 决定了脉冲平顶下降幅度的大小, 影响输出波形的参数还包括传输线的电长度 TD, 接头电感 L_4 、 L_5 、 L_6 、 L_7 , 传输线的匝间电容 C_1 、 C_2 、 C_3 , 负载电阻 R_L 。为方便计, 认为各组参数值大小相等, 对各组参数进行参数扫描分析, 以探究其大小对 TLT 输出波形的影响。模拟时, 除被扫描的参数外, 其余参数均与图 4.3 中对应相等。

(1) 传输线电长度 TD

传输线电长度对输出波形的影响如图 4.5 所示。TD 对输出波形的前沿、后沿和平顶波形都有显著的影响。随着 TD 的增大, 当 TD 大于输入脉冲宽度的一半时, 整个波形趋于平滑。这与第二章中有关 TLT 中波的传输过程理论是一致的, 即当传输线电长度 TD 大于主脉冲宽度的一半时, 在主脉冲传输结束时, 次级线上的波

尚未到达输出端，引起的波反射也不能叠加至主脉冲上影响输出波形。

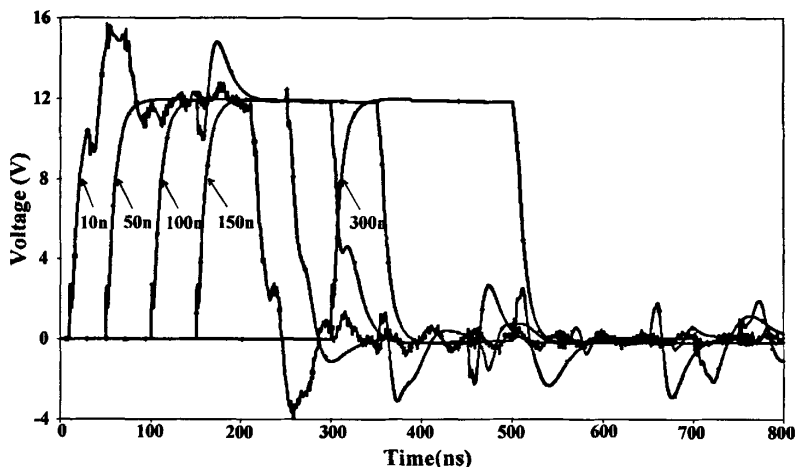


图 4.5 传输线电长度 TD 对输出波形的影响

(2) 接头电感 L_j (L_4 、 L_5 、 L_6 、 L_7)

电路中的接头电感对输出波形的影响如图 4.6 所示。接头电感对脉冲前沿和后沿的陡度影响都很大，接头电感越大，脉冲上升时间和下降时间越长。由波过程理论，接头电感作为波传播路径中的串联电感，起到了拉平波前的作用，从而使前沿和后沿变缓，但对脉冲幅值没有影响。从图中还可以看出，上升时间和下降时间与接头电感成线性关系，这与 $T_{0.1-0.9}=2.2L_j/Z_0$ 是一致的^[59]，同时接头电感越大，后沿波形畸变程度越严重。

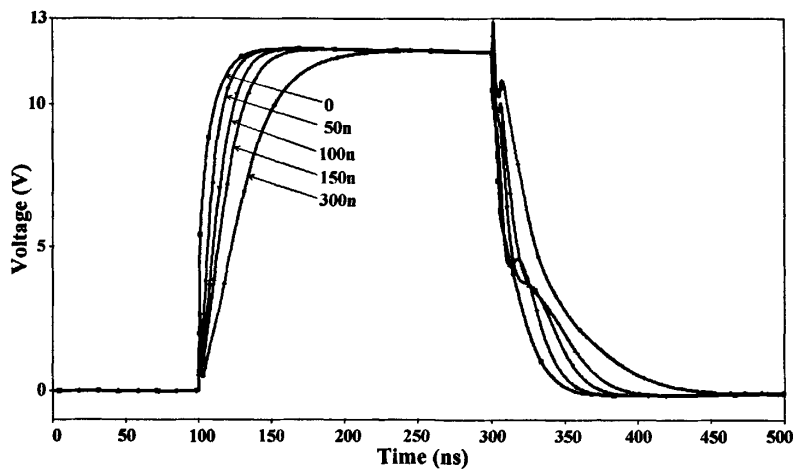


图 4.6 接头电感对输出波形的影响

(3) 杂散电容 C_z (C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4)

如图 4.7 所示，杂散电容的变化显著地影响着脉冲的上升和下降沿。随着杂散电容的增大输出脉冲的上升前沿由接近直角波逐渐过渡至指数波。由第三章的理论求解，我们知道在忽略接头电感的情况下，求得对地电容就能解出脉冲的上升

前沿, 具体可见式 (3.32), 但式 (3.32) 未能考虑接头电感的影响, 若同时计入接头电容和接头电感的影响, 则所得结果与数值模拟结论是一致的。此外, 杂散电容越大, 脉冲下降沿畸变程度就越大。

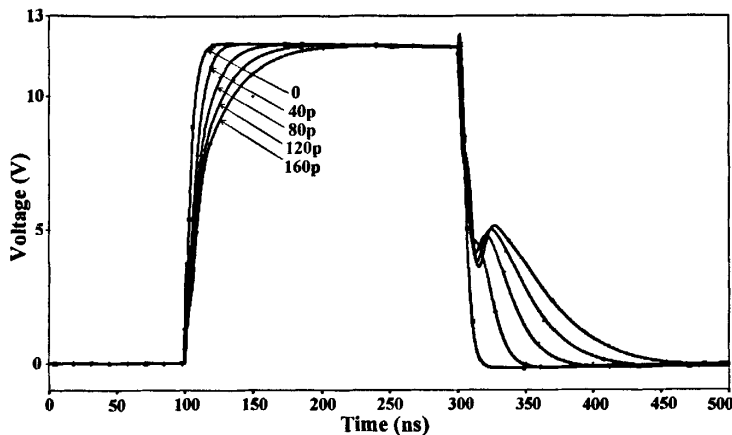


图 4.7 杂散电容对输出波形的影响

(4) 负载电阻 RL

负载阻值的大小对输出波形的影响如图 4.8 所示。阻值越小得到的电压波形幅值越小；阻值越大得到波形的振荡就越厉害，表明电路中波的反射越严重。阻值为 $200\ \Omega$ 时得到的波形最好，此时负载阻值与 TLT 输出阻抗匹配。

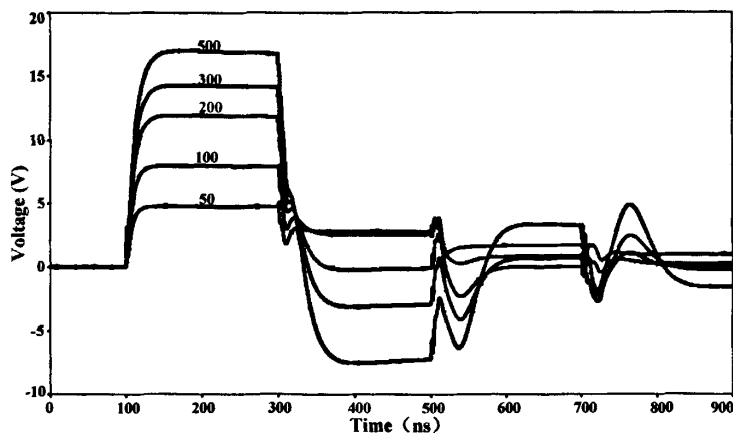


图 4.8 负载电阻大小对输出波形的影响

以上有关次级线的等效模型中, 采用的是电容与电感的组合来等价次级线的作用, 事实上, PSpice 电路中同样可以采用传输线来模拟次级线的作用。相应地, 可以将该传输线的阻抗值设置为 $\sqrt{L/C}$, 电长度设置为 $\sqrt{LC}$, 其中 L 、 C 分别为次级线电感和对地电容, 电路模型见图 4.9, 结果见图 4.10。与图 4.4 进行对比, 可以发现二者结果是一致的, 只是传输线模型得到的结果更为简洁。这主要是因为所使用的传输线是理想的分布参数结构, 不存在集总参数结构下的不匹配情况。

与后面的实验结果进行对比可发现,电感、电容代替次级线的模型与实际情况更加吻合,但传输线模型更便于反映次级线电长度大小对输出结果的影响。

采用传输线模型对次级线电长度的影响进行了参数扫描分析,结果如图 4.11 所示,从图中可知随着次级线电长度的增加,输出波形的脉冲下降逐渐缓解;并且,在电长度超过输入脉宽一半的时候,即使次级线电长度增加,波形几乎没有变化。模拟结果很好地吻合了第二章中的理论结果:当次级线电长度大于主脉冲宽度的一半时,在主脉冲传输结束时,次级线上的波尚未到达输出端,引起的波反射则不能叠加至主脉冲上影响输出波形。可通过在 TLT 结构中添加磁芯提高次级线介质磁导率,来增大次级线的电长度,从而有效缓解输出波形的平顶下降。

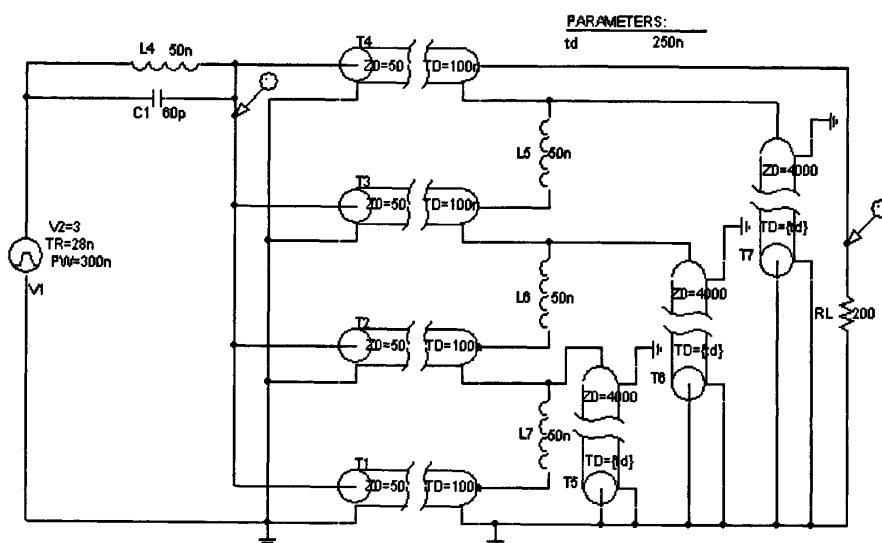


图 4.9 采用传输线来模拟次级线的作用时四级 TLT 的 PSpice 电路

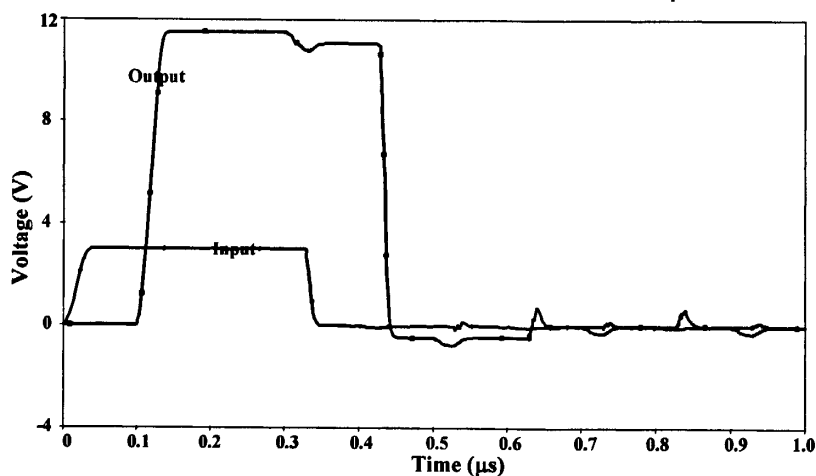


图 4.10 传输线模拟次级线作用下的 PSpice 输出结果

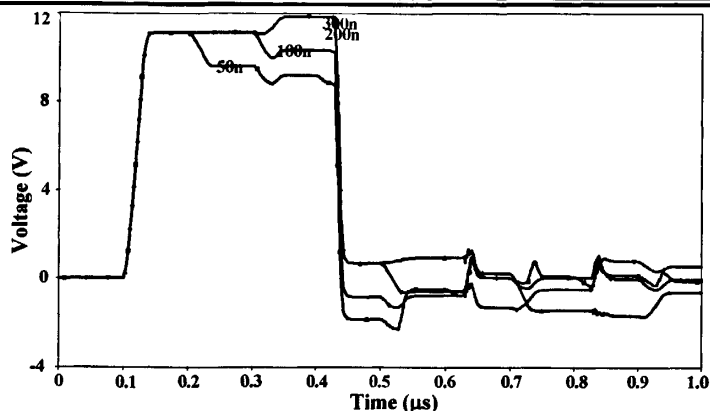


图 4.11 次级线电长度对输出波形影响的 PSpice 模拟结果

4.1.4 讨论

模拟研究表明, 接头电感、杂散电容对 TLT 输出波形的上升和下降沿有较大影响。在研制 TLT 时, 要求严格控制杂散参数的大小, 以便得到比较好的波形。可以通过以下途径减小杂散参数:

① 设计合理的元器件接口, 对于同轴线接头, 尽量用标准接头, 做到接头阻抗没有大的改变。对装置整体进行合理布局, 尽量缩短连线长度和回路包围的面积, 以减小接头电感。

② 实际工程实践时, 尽量远离地面及周围的接地体, 以减小对地电容, 同时采用合理的负载结构, 以减小负载接头处可能存在的杂散电容。

负载一般选取在匹配状态下的阻值, 这样有利于获得振荡较小, 波形良好的脉冲。负载为容性负载时, 需设计合理的负载结构, 同时, 为避免因与地之间的耦合而生成杂散电容, 应尽量远离地面及周围的接地体。

所用传输线的电长度对输出波形也有严重影响, 传输线电长度越长, 所得到的波形越光滑, 但同时工程实践也越复杂、成本越高。实际操作时, 需要参考所需变换的脉冲宽度, 在不使用磁芯的情况下, 一般所用传输线电长度为脉冲宽度的一半左右为宜。

此外, 对次级线的两种模型进行了研究, 其一为电感、电容模型; 其二为传输线模型。第一种模型很符合实际情况, 而第二种模型在探究次级线电长度对脉冲波形的影响更具有优势。

4.2 TLT 的实验研究

前面的章节中, 对 TLT 进行了充分地理论研究和模拟分析, 探索了解决次级线及各种杂散参数对输出波形影响的办法。在理论与模拟研究的基础上, 本节将

对 TLT 实验研究进行具体的阐述。实验分为三个部分，首先是对 TLT 的设计进行了探究，探索了几种不同的 TLT 的设计方式，并进行了一些有益的尝试性实验，为后面的高压测试奠定了基础；然后在前面探索的基础上确定了 TLT 高压实验的最终设计方案；最后对所研制的 TLT 进行了高压测试。

4.2.1 TLT 低压测试实验

本小节将主要针对多种不同类型 TLT 的实验方案进行探索，实验过程中，首先绕制了一台三级同轴线型 TLT，主要用于验证 TLT 方案的可行性；然后改进装置结构，开展了四级同轴型 TLT 的测试实验，并对四级同轴型 TLT 实验结论进行了详细讨论；最后初步地探索了五级双线型 TLT 方案。

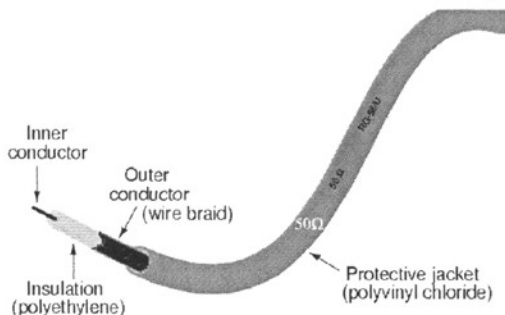


图 4.12 同轴传输线的结构示意图

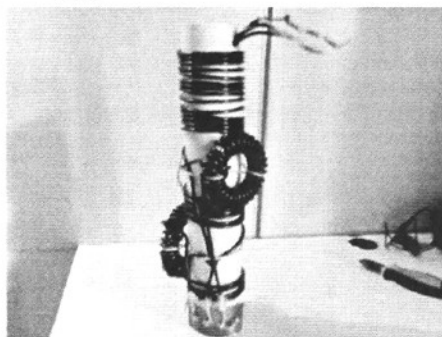


图 4.13 三级同轴线型 TLT 低压测试装置

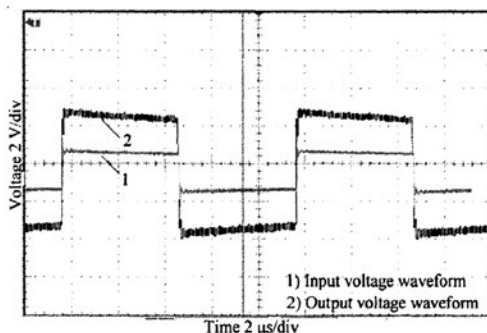


图 4.14 三级 TLT 低压测试结果

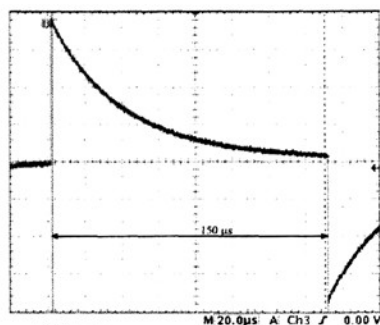


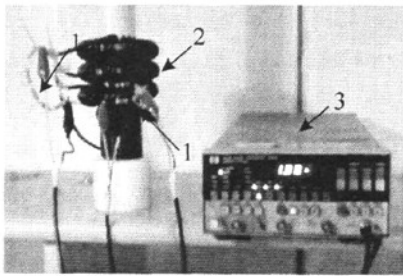
图 4.15 三级 TLT 对长脉冲的响应曲线

(1) 三级同轴线型 TLT 实验所用同轴线的特征阻抗为 $50\ \Omega$ ，如图 4.12 所示，由内芯、外网状导体及绝缘介质组成。三级 TLT 的每级使用的同轴线长度均为 5 m ，第二、三级均绕于磁芯上，输入阻抗约为 $17\ \Omega$ ，输出阻抗为 $150\ \Omega$ 。实验采用 HP8112A 型脉冲发生器作为 TLT 的脉冲源，它的输出阻抗为 $50\ \Omega$ ，和 TLT 输入端连接时，为了阻抗匹配，在 TLT 输入端串接一个 $33\ \Omega$ 的电阻，输出端接匹配负载电阻 $150\ \Omega$ ，实物见图 4.13，结果见图 4.14 和图 4.15。由图 4.14 可知该 TLT 变比约为 2.9，波形良好；从图 4.15 可看出当输入脉宽长达 $150\ \mu\text{s}$ 时，输出波形的

平顶出现了明显的下降，且下降呈指数趋势，这和前面公式 (3.29) 的预计是一致的。从输出电压波形可以求出指数下降的特征时间，它对应 TLT 的低频响应频率，约 30 kHz，与之前有关频率响应分析相一致。

(2) 四级同轴线型 TLT 是在三级同轴线型 TLT 实验基础上改进完成的。首先对实验的整体外观布局进行了重新设计，磁芯也采用了标准化后的铁氧体磁芯。在电压不高的情况下，为紧凑计，将 TLT 的第二、三、四级所缠绕的磁芯同时套于 PVC 管中。走线布局也尽量做到清晰且有条不紊，实物见图 4.16，所使用的磁环为铁氧体磁环，相对磁导率约为 1600，内外径分别为 60 mm、100 mm，厚为 10 mm；采用的同轴电缆耐压值为 5 kV，一共 4 段，每段 3 m，缠绕在磁环上的同轴电缆内外导体的自电感分别为 2.1 mH 和 2.13 mH；脉冲源采用 HP8112A 脉冲发生器，输出阻抗为 50 Ω 。实验时，为实现阻抗匹配，在 TLT 输入端串联接入了 40 Ω 的电阻，在其输出端并联接入了 200 Ω 的负载电阻。

实验结果如图 4.17 所示，输入与输出电压脉冲上升前沿 (10%-90%) 分别为 28 ns 和 56 ns，平顶保持较好，输入输出波形基本一致，输入和输出脉冲电压幅值分别为 0.7 V 和 2.8 V，平顶下降可忽略。



1. Resistor for Impedance matching
2. 4-stage TLT 3. HP8112A Generator

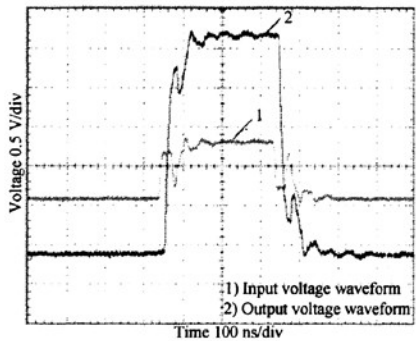


图 4.17 四级 TLT 实验结果

图 4.16 四级同轴线型 TLT 实验装置

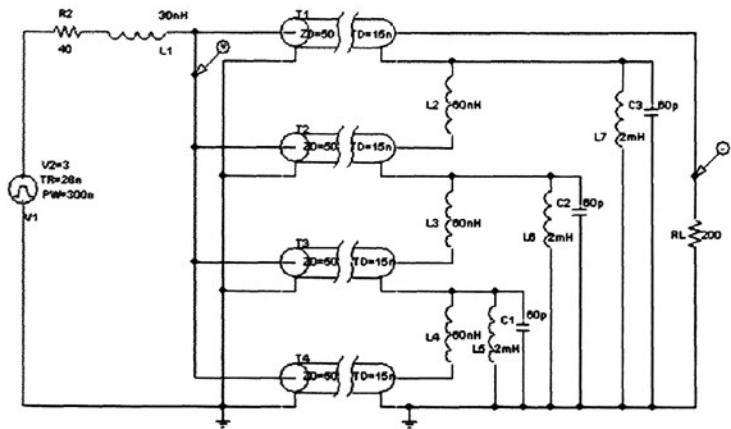


图 4.18 四级 TLT 的 PSpice 电路模型

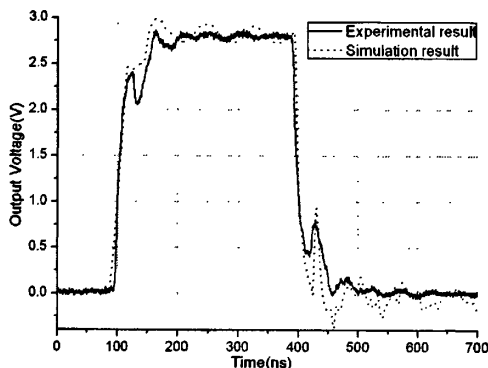


图 4.19 四级 TLT 模拟与实验波形比较

对于四级 TLT，在理想方波输入情况下，由式 (3.31) 可求得输出脉冲上升沿时间的表达式为

$$t_r = -\frac{Z_o(9C_3 + 4C_2 + C_1)}{8} \cdot \ln\left(1 - \frac{v_o(t)}{4V}\right) \quad (4.1)$$

若每级外导体的对地电容相等，有 $C_1 = C_2 = C_3 = C$ ，则式 (4.1) 可化简为

$$t_r = -\frac{7Z_oC}{4} \ln\left(1 - \frac{v_o(t)}{4V}\right) \quad (4.2)$$

利用 PSpice 程序建立模型进行了电路模拟，电压方波源参数与实验结果一致，电路模型如图 4.18，其中 L_1 为输入端的接头电感，经测量计算取为 30 nH； L_2 、 L_3 和 L_4 分别为输出端第二、三、四级的接头电感，取为 60 nH；各级传输线外导体对地电容大小取为 60 pF。从图 4.19 可以看出模拟所得波形与实验结果吻合较好。由式 (4.2) 可以计算出输出波形在对地电容 $C=60$ pF 时的上升前沿为 12 ns，这与实验中 48 ns（即 $48^2=56^2-28^2$ ）有较大差别，主要原因是式 (4.2) 求解上升前沿的理论模型过于简单，只考虑了传输线外导体对地电容对上升前沿的影响，而未计入接头电感对上升前沿的影响。而对于电压平顶降而言，取 $L_1=L_2=L_3=2$ mH，由式 (3.33) 计算得到的变比为 3.98，平顶降可以忽略，这与实验结果是一致的，因此，计算幅值的理论模型式 (3.33) 的精度是可靠的。

(3) 五级双线型 TLT 所使用的传输线是双线，这是与以上同轴线型 TLT 实验的区别。开展五级双线型 TLT 的目的是探索不同类型传输线对 TLT 输出结果的影响。实验装置和实验波形分别见图 4.20 和图 4.21。整体实验装置很紧凑，高约 160 mm，直径约 100 mm，输入输出波形一致性良好。由于输入和输出端接头存在接头电感和杂散电容的影响导致前沿和后沿存在一些过冲，让装置尽量远离地面和接地导体后，有效地抑制了过冲，但无法完全消除。变比未能达到 5 倍，原

因是为实现阻抗匹配而在 TLT 的输入输出端均接入了匹配电阻。考虑这些因素后,经计算,基本符合设计预想。其缺点是难以实现变比的无损耗,这也是在之后高压实验中放弃了双线型 TLT,而选择了同轴型 TLT 的原因。

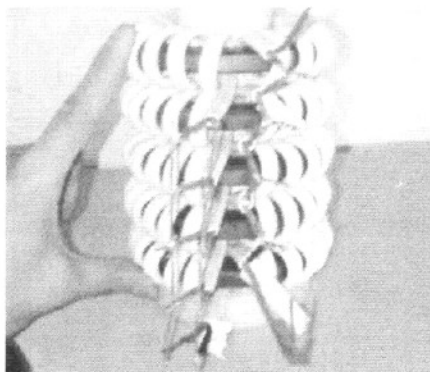


图 4.20 五级双线 TLT 实验装置

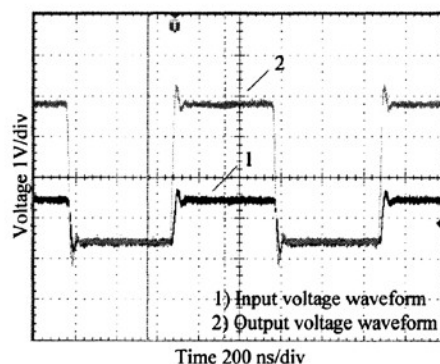


图 4.21 五级双线 TLT 输入输出波形

4.2.2 级间无耦合四级 TLT 实验研究

前面的分析中,进行了有关 TLT 的低压测试实验,主要目的是对 TLT 理论进行验证,同时探索 TLT 的最优设计方案,结果表明实验与理论及模拟的结果基本一致。本小节将开展磁芯经优化设计后的 TLT 实验,考虑到实际情况,本文对四级级间无耦合结构 TLT 进行了相关实验研究,实验时先进行了低压测试,后进行了高压实验。

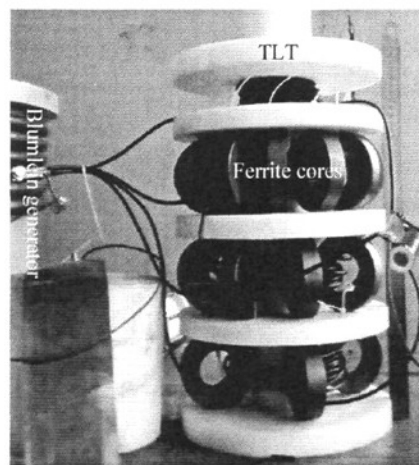


图 4.22 级间无耦合四级 TLT 装置图

4.2.2.1 低压测试结果及分析

级间无耦合的四级 TLT 研制中,采用了对高频响应良好的铁氧体磁芯以抑制次级线的作用,磁芯的型号参数及尺寸见 3.2.3 节。第二级传输线上的磁芯数量为

4 个, 第三级、第四级传输线上的磁芯数量分别为 8 个和 12 个, 这样的磁芯分配原则是依据 3.31 节中有关级间无耦合结构的优化设计来进行的。每级传输线长度均为 5 m, 传输线绕于磁芯上的长度约为 4.5 m, 另外的 0.5 m 用于输入输出的接头连接。最终组装完成后的装置实物图见图 4.22, 图中支撑架采用高分子材料板加工而成, 中间的高分子棒采用全螺纹, 方便圆板位置的调节。考虑到磁芯有一定的重量, 高分子板的厚度选定为 20 mm, 最终整体的高度为 450 mm, 整体的重量为 45 kg, 其中支撑架占总重量的 50%。

低压测试时, 采用图 4.16 所示相同的脉冲发生源, 得到的实验输出结果与图 4.17 雷同, 见图 4.23。由图中可以看出, 500 ns 脉宽输入时, 输出波形的上升时间约为 40 ns, 输入波形的上升前沿与图 4.17 相同, 仍为 28 ns, 可计算出 TLT 的上升前沿时间为 $\sqrt{40^2 - 28^2} \approx 28$ ns; 变压器的变比没有损失, 传输效率接近 100%, 与前面的测试实验结果基本一致。从所得的上升沿时间可以估计本 TLT 的高频响应频率可以到 30 MHz, 远超过普通的脉冲变压器。图 4.23 的波形图中前后沿均存在一定幅值的振荡, 输出波形与输入波形存在一定的畸变。仔细分析原因, 调节接头的形状及尺寸大小, 发现输出波形会发生较大变动, 例如, 将接头处线头做小一些, 或者采用螺丝将各线头固定, 则波形的前沿变得光滑。同时, 依据上一节中 PSpice 模拟的结果, 认为前后沿的振荡是由各接头电感与传输线外导体的对地电容等杂散参数形成的 LC 电路所引成的, LC 电路产生的振荡加载在输入方波脉冲的前后沿上, 导致前后沿质量变差。忽略其他可能的因素, 只考虑接头电感与对地电容的影响, 根据图中所显示的振荡前沿时间等信息, 可以计算出此 LC 电路的时间常数约为 5.6 ns。据此, 在开展高压实验前, 对接头进行了改进, 主要是缩短了接线长度, 并且制作了接线柱, 使得接头更加紧凑且接触更加良好, 收到了良好的效果, 具体结果见后文有关高压实验部分的叙述。

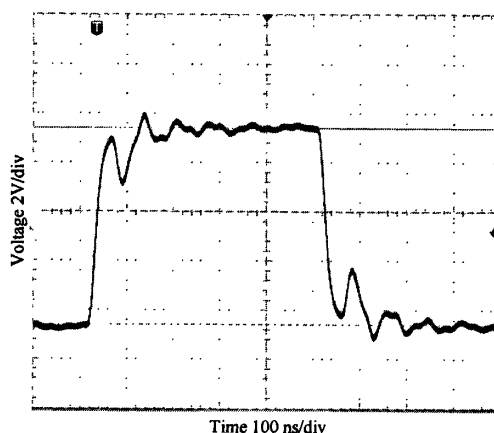


图 4.23 四级无耦合 TLT 低压测试结果

4.2.2.2 高压测试结果及分析

高压测试时所采用的平台为电缆线型 Blumlein 线发生装置, 装置由本实验室孟志鹏所设计研制, 性能可靠。总体结构如图 4.24 所示, 主要由直流电源、电缆线、火花开关、负载和测量系统等几部分构成, 其中传输线和开关是关键。所使用的传输线长约 20 m, 所能形成的脉冲宽度约为 150 ns, 电缆线耐压为 20 kV, 特征阻抗为 $25\ \Omega$, 输出阻抗为 $50\ \Omega$ 。发生装置所使用的开关为火花隙自击穿开关, 开关的性能较为稳定, 连续工作 20 次仍然可以获得一致的结果。

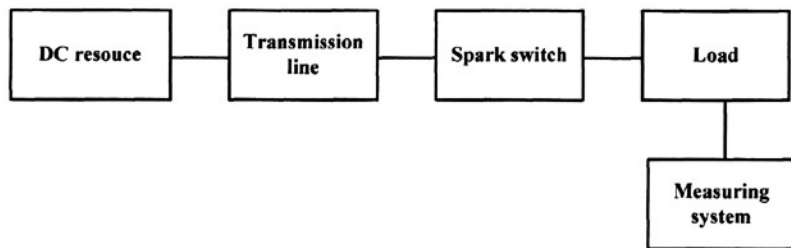


图 4.24 电缆线型 Blumlein 线总体结构

实验时, 将 TLT 装置输入端与 Blumlein 线脉冲形成装置输出端相连, 特别地注意到在接头处尽量少地引进接头电感与对地电容。具体办法是采用合适的螺杆作为接线柱、接线头尽量做小以减小接头电感; 同时, 将 TLT 放于离地约 1 m 的桌面上, 并让 TLT 尽量远离周边的金属介质以减小装置的对地电容。TLT 输出端所接的测试负载的阻值为 $200\ \Omega$ 陶瓷电阻, 与 TLT 输出实现阻抗匹配。

测量时所用分压器由两个金属膜电阻构成, 此分压器具有分布电容、分布电感小的特点。满足功率要求的情况下, 此分压器较一般水电阻分压器的测量更为准确。实验时, 构成分压器的两电阻阻值分别为 $50\ \text{k}\Omega$ 和 $50\ \Omega$, 经过细致标定, 测得其分压比约为 1000, 且输入输出波形一致性良好。

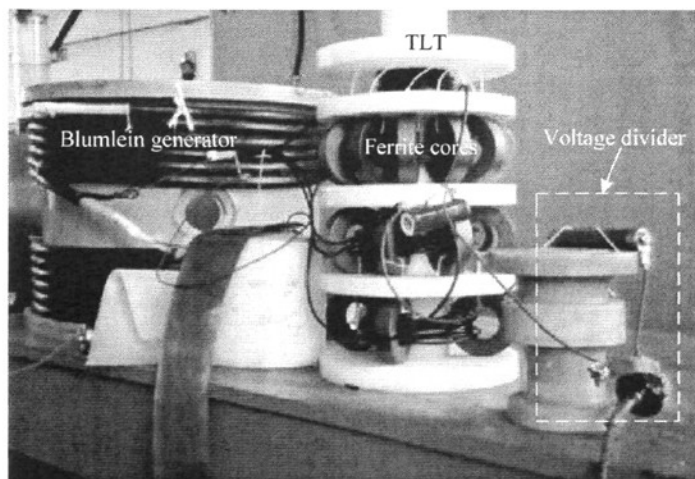


图 4.25 级间无耦合四级 TLT 高压实验实物装置图

实验的整体装置如图 4.25 所示, 其中左边筒状结构为 Blumlein 线脉冲发生装置, 中间部分为 TLT, 右边为测量装置。

高压实验时, 当充电至 10 kV 左右, 火花开关击穿, Blumlein 线输出端测得电压波形及 TLT 输出端所测到的波形见图 4.26。从图 4.26 中还能看出: (1) 输入至 TLT 的脉冲宽度约为 150 ns, TLT 输出脉冲宽度为 150 ns, 输出与输入吻合较好; (2) 输出输入电压变比约为 4, 能量效率接近 100%; (3) 输出脉冲上升前沿较输入脉冲而言几乎没有增加, 仍约为 20 ns, 说明脉冲经过 TLT 后上升前沿所受到的影响不明显; (4) 脉冲后沿吻合度较好, 但存在一个较明显的振荡, 分析可知, 此振荡为负载电感与 TLT 对地电容之间所形成的 LC 振荡回路所引起;

(5) 尾部存在振荡较大, 振荡的大致趋势是吻合的, 但输出波形存在的振荡较输入波形严重, 装置中各部分所存在的阻抗不匹配及 TLT 输出端由负载两端电感与 TLT 对地电容之间所形成的 LC 振荡回路是造成此种情况的主要原因, 再加上测量时可能引进的杂散电感影响, 诸多因素一起导致了尾部波形的振荡。

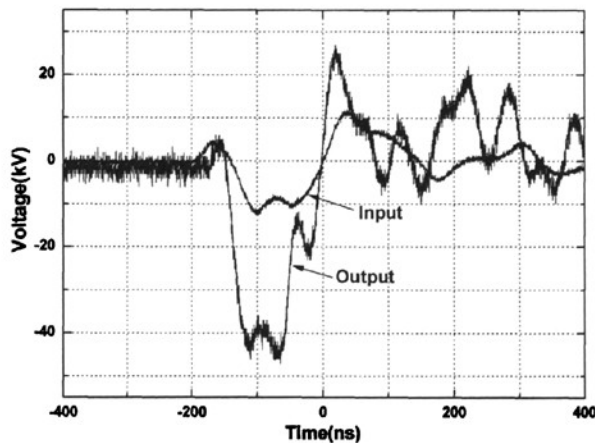


图 4.26 级间无耦合四级 TLT 实验输入输出波形

4.2.3 讨论

本 TLT 装置基本实现了预期目标, 但尚存在许多不足, 具体说来有以下几点:

一是输出指标不高。指标主要受限于所用传输线的耐压值仅为 5 kV, 并且需要注意磁芯所承受的伏秒值不宜过高, 以防磁芯饱和。现代电缆技术表明最高耐压已经可高达 200 kV, 磁芯技术也相当成熟, 故该装置高压指标仍有相当大的潜力可以挖掘。

二是输出阻抗过高。主要原因是所用传输线的阻抗为 50 Ω , 输出端经串联后输出阻抗高达 200 Ω 。采用低阻抗传输线, 例如微带线, 或者将多根传输线并联成

一根线，均可有效地降低输出阻抗。

三是变比不高。本装置的级数仅为 4，离十级的适宜级数还有较大距离。采用优化后的级间有耦合结构进行装置的重新装配，深挖 TLT 的变比潜力。

四是装置整体体积不够小、重量不够轻。原因之一是装置所使用的高分子支撑板较厚、密度较大，整个支撑骨架的重量约占了整个装置重量的一半；另外一个需要特别指出的原因是没有采取优化后的级间有耦合结构。采用级间有耦合结构有效地减少磁芯用量，并使用较轻较薄韧性较好的材料改进装置的支撑从而使整个装置紧凑、轻便。

综上所述，本 TLT 装置在高电压幅值、低阻抗输出、高变比和小型紧凑化等方面仍大有潜力可挖。

4.3 本章小结

在第二、三章的理论基础上，本章开展了 TLT 模拟和实验研究。模拟研究主要分析了次级线及杂散参数对 TLT 输出的影响；实验研究从低压测试和高压实验两个方面研究了 TLT 的各项性能。主要内容可概括如下：

1. 利用 PSpice 软件对电路进行了模拟研究，重点研究了次级线及杂散参数大小对 TLT 输出结果的影响。模拟结果表明：接头电感、杂散电容对 TLT 输出波形的上升和下降沿有较大影响。在研制 TLT 时，要求严格控制杂散参数的大小，以便得到比较好的波形。所用传输线的电长度对输出波形也有严重影响，在不使用磁芯时，一般所用传输线电长度为脉冲宽度的一半左右为宜。
2. 开展了多次低压测试实验，探索了多台不同结构形式的 TLT，其中包括同轴线结构的三、四级 TLT、五级双线结构 TLT。所得结论与前两章理论结果基本一致，并且与之前的模拟结论也较为吻合，为之后的高压实验打下了基础。
3. 采用铁氧体磁芯、同轴线等器件，研制了一台级间无耦合四级 TLT。利用 Blumlein 线脉冲形成装置作为脉冲源，依据之前模拟所得结论进行平台搭建，开展了高压实验研究。实验结果表明经过 TLT 后，输出脉冲上升前沿较输入时几乎没有增加，变比基本没有损耗，能量效率接近 100%，后沿及拖尾效果略差。

第五章 总结与展望

5.1 主要结论

论文以研究传输线脉冲变压器 (TLT) 为目标, 首先对一般的 TLT 理论进行了深入细致的研究, 重点对 TLT 次级线电感进行了优化设计, 然后开展了 TLT 的模拟研究, 最后在进行了三个低压探索性实验后, 成功研制出一台高性能级间无耦合四级 TLT, 该 TLT 的实验结果与前述理论及模拟结论相一致。论文的主要工作和结果体现在以下几个方面:

一、TLT 理论研究

介绍了 TLT 的一般性理论, 并详细分析了两级 TLT 中波的传输过程, 重点研究了 TLT 级数与增益之间的关系, 概括起来主要有以下结论:

1. 次级线对 TLT 的变压性能的影响表现在两个方面: 一是次级线会降低输出脉冲的幅值, 造成脉冲幅值的损耗; 二是次级线会限制脉冲的平顶宽度, 造成脉冲阶梯状平顶。
2. 当 $Z_{2G} \gg Z_0$ 时, 进入至次级线的脉冲幅值将很小, 输出脉冲幅值的损失可以忽略, 得到较为理想的脉冲幅值; 当脉冲时间宽度 t_{pw} 小于次级线电长度 t_{2G} 的两倍时, 由于次级线上传输的脉冲在到达负载端之前主脉冲已经传输完毕, 在负载上得到平顶情况理想的脉冲。
3. Z_{2G}/Z_0 越小, TLT 输出增益相对 TLT 级数而言就越低。通常 $\Lambda = Z_{2G}/Z_0$ 难以超过 100, 故 TLT 的级数不宜过高, 否则增益随级数增加而无明显增加, 一般情况下选取十级为宜。
4. 计算增益时, 应该考虑 TLT 内部存在的所有次级线, 包括传输线外导体与地之间形成的次级线和传输线之间构成的次级线。
5. TLT 对高频脉冲响应优良, 选择合适参数情况下, 可正常工作于 1 GHz。低于 10 kHz 时, 对地次级线电感阻抗过小, 导致响应不佳; 高于 1 GHz 时, 杂散电容表现为通路, 导致 TLT 响应变差。参数扫描分析表明: 为获得较宽范围的良好频率响应, 需要尽量增大 TLT 次级线电感, 同时要尽力避免 TLT 杂散电容过大而导致高频响应左移。

二、TLT 次级线电感的优化设计

建立了两种 TLT 的拓扑结构模型, 从理论上对 TLT 的各级传输线的磁芯数量的分配方案进行了细致的研究, 主要结论如下:

1. 优化了级间无耦合结构 TLT 次级线电感大小, 即从第二级开始, 第 n 级次级

线电感的最优大小为 $L_n=(n-1)L$ 。推导出了此结构下 n 级 TLT 输出脉冲电压幅值的计算公式：

$$v_o(t) = nV \cdot \exp \left[-\frac{Z_0}{2n} \cdot \sum_{k=2}^n \frac{(k-1)^2}{L_k} \cdot t \right] \quad (5.1)$$

2. 优化了级间有耦合结构 TLT 各次级线电感的大小，最优情况为同一磁芯引起的各级次级线电感大小均相同，即 $L_1=L_2=\dots=L_{n-1}$ 。推导出了该结构下 n 级 TLT 的输出脉冲电压幅值的计算公式：

$$v_o(t) = nV \cdot \exp \left(-\frac{Z_0}{2n} \cdot \frac{1}{L_m} \cdot t \right) = nV \cdot \exp \left(-\frac{Z_0}{2n} \cdot \sum_{k=1}^{n-1} \frac{1}{L_k} \cdot t \right) \quad (5.2)$$

3. 对各种结构进行比较后，表明级间有耦合结构更适于 TLT 的紧凑化设计，但此结构的工程实践更为复杂；级间无耦合结构更简单，易于工程实践，并且有利于实现 TLT 的低阻抗输出。

三、TLT 数值模拟研究

采用了电感、电容模型和传输线模型分别对次级线的作用进行电路模拟，并探索了各杂散参数对输出波形的影响。归纳起来，有以下结论：

1. 接头电感、杂散电容对 TLT 输出波形的上升和下降沿有较大影响。可以通过以下途径减小杂散参数：（1）设计合理的元器件接口，对于同轴线接头，用标准接头，缩短连线长度和回路包围的面积；（2）尽量远离地面及周围的接地体，同时采用合理的负载结构，以减小可能存在的杂散电容。
2. 负载一般选取在匹配状态下的阻值，这样有利于获得振荡较小，波形良好的脉冲。负载为容性负载时，需设计合理的负载结构，同时，为避免因与地之间的耦合而生成杂散电容，应尽量远离地面及周围的接地体。
3. 不使用磁芯时，一般所用传输线电长度为脉冲宽度的一半左右为宜。

四、TLT 实验研究

分别从低压和高压两方面对 TLT 进行了实验研究，验证了前面的理论及优化设计，并且实验结果与模拟具有一致性，主要有以下工作及结论：

1. 低压测试实验包括同轴线结构的三、四级 TLT 和五级双线结构 TLT，所得结论与前两章理论结果一致，并且与之前的模拟结论也较为吻合。
2. 采用铁氧体磁芯、同轴线等材料，研制了一台级间无耦合四级 TLT。利用 Blumlein 线脉冲形成装置作为脉冲源，依据之前理论计算和数值模拟所得结论进行平台搭建，开展了高压实验研究。实验结果表明经过 TLT 后，输出脉冲上升前沿较输入时没有增加，变比无损耗，能量效率接近 100%，后沿及拖尾结果略差。

5.2 今后工作展望

论文分析了 TLT 理论,且重点研究了 TLT 的次级线电感的优化设计,开展了 TLT 的模拟研究,并最终研制出了一台性能良好的 TLT。本论文对 TLT 在脉冲功率技术领域的应用具有一定的指导意义。囿于时间仓促及其它一些条件尚不具备,工作存在许多不足之处,下一步尚需开展以下工作:

1. 开展级间有耦合结构 TLT 的实验研究。

第三章的理论分析已经明确指出级间有耦合结构 TLT 具有更为优越的性能指标。下一步工作有必要将此类 TLT 付诸实践,具体研制过程可能会比级间无耦合结构略复杂,但此类 TLT 在脉冲功率技术的紧凑化方面更具优势。

2. 改进实验装置及测量系统,以期获得指标更高、波形更佳的输出脉冲波形。

实验结果与国外一些文献结论尚存在一定的差距,主要表现在输出幅值指标和整体的紧凑性方面,有必要对装置进一步改进。采用耐压更高的传输线,提高 TLT 电压幅值指标;采用标准接口以改进接头,例如,将接头处的电缆线做成阻抗为 $50\ \Omega$ 的标准电缆接口,既方便测试又利于消除杂散参数。

3. 开展 TLT 电路传输线耦合数值模拟研究。

PSpice 电路具有计算传输线耦合功能,对于研究级间有耦合结构能够有效地开展数值模拟研究,以预测级间有耦合结构 TLT 中各参数对结果的影响。

4. 开展其它类型传输线脉冲变压器的研究。

本论文主要局限于同轴电缆线型传输线脉冲变压器的研究,而事实上传输线的种类是很多的,例如双线的场分布均匀,耐压较高;微带线的阻抗很低等。将这些种类的传输线用于 TLT 的制作,会得出一些意想不到的结果,包括理论研究在内,都是下一步工作中需要开展的。

5. 降低 TLT 输出阻抗。

由于输出阻抗与输入阻抗之比为 TLT 增益的平方,导致 TLT 输出阻抗较高,通常在几百欧量级,这对于提高 TLT 的输出功率是不利的,有必要开展低阻抗 TLT 的研究。例如,可以将多根传输线并联起来作为一级以降低 TLT 的整体输出阻抗,或者可以采用微带线等低阻抗传输线来设计 TLT。

致 谢

师恩如山,永铭于心!向导师杨汉武副教授致以最崇高的敬意!论文从选题、论证到全文完成自始至终都倾注了导师的心血。导师知识渊博,治学严谨,为人正直,工作踏实。两年半的硕士生时间里,作者能有一年半充裕的时间潜心于课题中,保证了课题及论文的顺利完成,这一切都得益于导师的远见卓识;得益于导师一丝不苟的治学态度;得益于导师的严格要求。能成为导师门下开山大弟子,实乃荣幸之至。

衷心感谢李传胪、刘永贵教授对作者的关心鼓励及课题研究方面的指点,教授独辟蹊径的论点对作者往后的学习工作大有裨益。衷心感谢舒挺教授、钱宝良教授、张建德教授、刘列教授、刘金亮研究员、陈冬群副研究员、张晓萍副研究员对作者的关心和爱护。感谢曾经为作者传道授业的老师王弘刚、贺军涛、袁成卫、杨建华、张军。感谢教研室其他老师的鼓励和帮助。

在担任教研室学生负责人的这段时间里,要特别地感谢教研室领导舒挺主任、钱宝良主任、张建德所长、张军副主任对作者的栽培。

衷心感谢实验期间向作者提供过帮助的实验员赵延宋、周相、李达、许流荣、罗玲、赵素波、苏正平、吴海军、周自谦,他们出色的工作使得实验顺利完成。

同窗情,永难忘!向全体06级硕士同学蒋廷勇、程新兵、陈俊、张强、程国新、陈旭、巨金川、曹亦兵、王俞卫、陈蒸、马飞表示由衷地感谢,一起并肩学习的日子是作者人生中极为重要的一段时光。

还要感谢博士生张自成、李立民、杜广星、葛行军、杨实、朱占平、王挺、刘静、孟志鹏、荀涛、徐启福、李伟、朱俊、张泽海、白现臣、周恒,两年半以来,师兄师姐们给予了作者许多生活及学习上的帮助和真诚的友谊。尤其是在与张自成师兄相处的日子里,从师兄身上学到了许多为人处世的道理及实验能力,师兄还在百忙之中抽时间帮作者极为细致地修改了论文,其中许多地方已经在论文中得到了体现。此外,还要特别地感谢博士生孟志鹏、荀涛、高景明、张自成、硕士生余小辉在实验期间所给予的无私帮助,尤其是孟志鹏师兄提供了 Blumlein 线实验平台;高景明师兄传授了实验技能并提供了固体电阻一个。

感谢父母的养育之恩及家人的支持,感谢女友黄鑫及其父母在本论文写作期间的关心和体贴。

最后,感谢所有参加论文评阅的老师和专家所付出的辛勤劳动,谢谢他们对论文提出的宝贵意见和建议。

王松松

二〇〇八年十一月

参考文献

- [1] Mesyats G. A., Pulsed power, New York: Kluwer Academic/Plenum Publishers, 2005.
- [2] Martin J. C., The prehistory of pulsed power, IEE, 1995: 1-3.
- [3] Martin J. C., Nanosecond pulse techniques, Proceedings of the IEEE, 1992, **80**(6): 934-945.
- [4] Pai S. T. and Zhang Q., Introduction to high power pulse technology, Singapore: World Scientific Publishing Co. Pre. Ltd., 1995.
- [5] 王淦昌, 高功率粒子束及其应用, 强激光与粒子束, 1989, **1**(1): 1-21.
- [6] 张军, 钟辉煌, 杨汉武, 高功率微波脉冲功率驱动源研究进展, 高电压技术, 2004, **30**(6): 45-48.
- [7] 李传胪, 脉冲功率技术及其应用, 国防科技大学学报增刊, 1995, **17**: 1-8.
- [8] 刘锡三, 高功率脉冲技术, 北京: 国防工业出版社, 2005.
- [9] Joler M., Christodoulou C., Gaudet J., Study of high energy storage Blumlein transmission lines as high power microwave drivers, 14th International Conference on High Power Particle Beams, Albuquerque, New Mexico, USA, 2002: 25-28.
- [10] 曾正中, 实用脉冲功率技术引论, 西安: 陕西科学技术出版社, 2003.
- [11] Shamiloglu E., Barker R. J., Gundersen M., and Neuber A. A., Modern pulsed power: Charlie Martin and Beyond, Proceedings of the IEEE, 2004, **92**(7): 1014-1020.
- [12] 欧阳佳, 折叠型平板 Blumlein 线及其应用研究, 长沙: 国防科技大学博士学位论文, 2007.
- [13] Kristiansen M., Dickens J. C., Shkuratov S. I., Compact pulsed power and high power microwave devices, 2003, AFRL-SR-AR-TR-03-0463.
- [14] Buttram M., Some future directions for repetitive pulsed power, Pulsed Power Plasma Science, 2001, **1**: 3-8.
- [15] Schamiloglu E., Compact pulsed power requirements for high power microwaves, IEE Pulsed Power Symposium, 2001: 311-314.
- [16] Mesyats G. A., Korovin S. D., Gunin A. V., et al., Repetitively pulsed high-current accelerators with transformer charging of forming lines, Laser and Particle Beams, 2003, **21**: 197-209.
- [17] Deng J., Stark R. H., Schoenbach K. H., A compact, nanosecond pulse generator with water as dielectric and as switch medium, Pulsed Power Plasma Science, 2001, **2**: 1587-1590.
- [18] 张自成, 紧凑重频 Tesla 变压器型吉瓦脉冲发生器, 长沙: 国防科技大学博士

学位论文, 2008.

- [19] Rossi J. O., Barroso J. J., Ueda M., Modeling of wound coaxial Blumlein pulsers, *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2006, **34**(5): 1846-1852.
- [20] Rossi J. O., Ueda M., Barroso J. J., Design of a 150 kV, 300 A, 100 Hz Blumlein coaxial pulser for long-pulse operation, *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2002, **30**(5): 1622-1626.
- [21] Joler M., Christodoulou C. G., Schamiloglu E., Modeling of a compact, portable transmission line for pulsed power applications, 14th IEEE International Pulsed Power Conference, Dallas, Texas, USA: 2003, **1**: 253-256.
- [22] Gundersen M. A., Compact, high power, repetitive pulsed power instrumentation, 2004, AFRL-SR-AR- TR-04-0084.
- [23] Pirrie C. A., Maggs P. N. D., and Smith P. W., A repetitive, thyatron switched, 200kV, fast rise time pulse generator based on a stacked transmission line transformer, *Proceedings of the 8th IEEE Pulsed Power Conference*, 1991: 310-314.
- [24] Wilson C. R., Erickson G. A and Smith P. W., Compact, repetitive, pulsed power generators based on transmission line transformers, 7th IEEE International Pulsed Power Conference, 1989: 108-112.
- [25] Granee P. N., Rossi J. O., Brown P., and Smith P. W., A high voltage transmission line transformer with very low droop, *Rev. Sci. Instrum.*, 1996, **67**(7): 2630-2635.
- [26] Smith P. W. and Wilson C. R., Transmission line transformers for high voltage pulsed power generation, *Proceedings of the 17th IEEE Power Modulator Symposium*, 1986: 281-285.
- [27] Jain K. K. and Smith P. W., Fast-Rise-Time pulse transformers built from rotated stacked 1:1 transformers, *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2006, **34**(5): 1853-1857.
- [28] Lewis I. A. D. and Wells F. H., Millimicrosecond pulse techniques, Pergamon Press, 1953: 109-111.
- [29] Ruthroff C. L., Some broad-band transformers, *Proc. IRE*, 1959, **47**: 1337-1342.
- [30] Matick R. E., Transmission line pulse transformers—theory and applications, *Proc. IEEE*, 1968, **56**(1): 47-62.
- [31] Chodorow A. M., The time isolation high-voltage impulse generator, *Proc. IEEE Letters*, 1975: 1082-1084.
- [32] Guanella G., New method of impedance matching in radio-frequency circuits, *The Brown- Boveri Review*, 1944, **31**: 327-329.
- [33] Chris T., Transmission line transformers: theory, design and applications, *High Frequency Electronics*, December, 2005.

-
- [34] Jerry S., Transmission line transformers, Atlanta, GA: Nobel, 1996.
 - [35] O'Loughlin J. P., Sidler J. D., and Rohwein G. J., Air core pulse transformer design, Power Modulator Symposium, IEEE Conference Record of the 1988 Eighteenth: 325-330.
 - [36] Pecastaing L., Reess T., Paillol J., Gibert A., Domens P., and Brasile J. P., Optimization of the performance of a transmission line transformer based on the use of ferrite beads, Proc. 11th Int. Symp. High Voltage Engineering, 1999: 386-389.
 - [37] Yan K., van Heesch E. J. M., Pemen A. J. M., Huijbrechts P. A. H. J., and van der Laan P. C. T., A 100kW high-voltage pulse generator for corona plasma generation, Rev. Sci. Instrum., 2001, **72**: 2443-2447.
 - [38] Yan K., van Heesch E. J. M., Pemen A. J. M., Huijbrechts P. A. H. J., van Gompel F. M., van Leuken H., and Zdenek Matyas, A high-voltage pulse generator for corona plasma generation, IEEE Transactions on industry applications, 2002, **38**(3): 866-872.
 - [39] Lindblom A., Appelgren P., Larsson A., Nyholm S. E., Isberg J., and Bernhoff H., Pulsed power transmission line transformer based on modern cable technology, IEEE Transactions on Plasma Science, 2003, **31**(6): 1337-1343.
 - [40] Qiu J., Liu K. Wu Y., Pulsed power supply based on power semiconductor switch and transmission line transformer, The first Euro-Asian pulsed power conference, 2006: 384-387.
 - [41] 詹天文, 给水介质PFL充电的Tesla变压器的研究, 长沙: 国防科技大学硕士学位论文, 2007.
 - [42] 杨汉武, 脉冲功率及其诊断技术讲义, 长沙: 国防科技大学, 2003.
 - [43] 米夏兹, 纳西包夫, 克列姆聂夫, 高压毫微秒脉冲的形成, 北京: 原子能出版社, 1975.
 - [44] Smith P. W., Transient electronics, Chi Chester. U.K.: Wiley, 2002, ISBN 0-471-97773-X.
 - [45] Wylie C. R. and Barrett L. C., Advanced engineering mathematics, McGraw Hill, 1985, ISBN 0-07-085512-9.
 - [46] Smith P. W. and Rossi J. O., The frequency response of transmission line (cable) transformers, IEEE, 1997: 610-615.
 - [47] Jerry S., Magnetic materials for broadband transmission line transformers, High Frequency Electronics, 2005: 46-51.
 - [48] Yan K., Corona plasma generation, PhD Dissertation, Eindhoven University of Technology, The Netherlands, 2001.
 - [49] Graneau P. N., Rossi J. O., Smith P. W., The operation and modeling of transmission line transformers using a referral method, Rev. Sci. Instrum., 1999,
-

70(7): 3180-3185.

- [50] П. Л. 卡兰塔罗夫, Л. А. 采伊特林[著], 陈汤铭, 刘保安[译], 电感计算手册, 机械工业出版社, 1992.
- [51] 李士忠, 高功率带绕式脉冲变压器的研究, 长沙: 国防科技大学硕士学位论文, 2005.
- [52] 上海钢铁研究所, 硅钢产品介绍, 2008.
- [53] 北京冶金研究所, 非晶态合金制品, 2008.
- [54] Core gain developments LTD, Soft Ferrite Hand Book, 2005.
- [55] 王瑞华, 脉冲变压器设计, 科学出版社, 1987, ISBN: 15031-816.
- [56] 西安三联磁业公司, 铁氧体磁芯产品介绍, 2008.
- [57] Microsim Cor., PSpice A/D and basic user guide, 1997.
- [58] Microsim Cor., PSpice A/D Reference Manual, 1997.
- [59] 莫登斌, Blumlein 型纳秒脉冲发生器的研制, 重庆: 重庆大学硕士学位论文, 2007.

作者在学期间取得的学术成果

- [1] 王松松, 杨汉武, 传输线脉冲变压器次级线电感的优化设计, 强激光与粒子束, 2008. (已录用, EI 核心收录源期刊)
- [2] 王松松, 杨汉武, 一种四级传输线脉冲变压器的初步研究, 强激光与粒子束, 2008. (已录用, EI 核心收录源期刊)
- [3] 王松松, 杨汉武, 一种四级传输线脉冲变压器的初步研究, 全国第七届高功率微波学术研讨会, 四川峨眉: 281-285, 2008 年 9 月.
- [4] 王松松, 杨汉武, 一种三级传输线脉冲变压器的初步实验研究, 中国机电工程学会高压专委会学术年会, 广东深圳: 1457-1460, 2007 年 12 月.
- [5] 王松松, 杨汉武, 传输线脉冲变压器的初步研究, 第七届国防科技大学研究生学术活动节, 湖南长沙: 351-355, 2007 年 10 月.