

学科门类: 工学
中图分类号: V242.2

单位代码: 10287
密 级: 公开

硕士学位论文

混合式高频交流配电系统的研究

硕士生姓名 许泽刚

一级学科 电气工程

学科、专业 电力电子与电力传动

研究方向 航空电源

指导教师 谢少军 副教授

南京航空航天大学

二〇〇一年二月

学科门类: 工学
中图分类号: V242.2

单位代码: 10287
密 级: 公 开

硕 士 学 位 论 文

混合式高频交流配电系统的研究

研究生姓名	许泽刚
一级学科	电气工程
学科、专业	电力电子与电气传动
研究方向	航空电源
指导教师	谢少军副教授

南京航空航天大学

二零零一年二月

混合式高频交流配电系统的研究

目录	I
摘要	III
Abstract	IV
主要符号	V
第一章 绪 论	
1.1 分布式配电方式概述	1
1.2 本课题研究的方案及需要完成的工作	2
1.3 本课题研究的意义	4
第二章 混合式高频交流配电系统的工作原理及仿真分析	
2.1 混合式高频交流配电系统的工作原理	5
2.1.1 电路结构	5
2.1.2 工作原理	5
2.2 单路输出功率 30W 时磁耦合模型的仿真	8
2.2.1 仿真模型的建立	8
2.2.2 仿真参数的选择	10
2.2.3 仿真结果	13
2.3 多路工作状态下的仿真分析	15
2.4 高频正弦交流环节的主电路仿真	16
2.4.1 谐振滤波环节的参数选取与仿真	18
2.4.2 移相控制开关模态分析	24
第三章 混合式高频交流配电系统实验样机的设计	
3.1 高频交流电源主电路参数的设计	28
3.1.1 主功率管的选取	28
3.1.2 串并联谐振环节电感电容的设计	28
3.1.3 隔离变压器的设计	30
3.2 高频磁耦合环节的设计	31
3.2.1 高频磁耦合变压器的设计	31
3.2.2 磁耦合环节的串联谐振电感设计	31
3.2.3 磁耦合环节的谐振电容设计	32

3.3 整流、滤波、稳压环节设计	32
3.3.1 输出整流变压器的设计	32
3.3.2 输出整流二极管设计	33
3.3.3 稳压环节的设计	33
3.4 控制电路的设计	34
3.4.1 移相控制电路的设计	34
3.4.2 保护电路的设计	36
3.4.3 驱动电路设计	37

第四章 混合式高频交流配电系统的实验研究

4.1 串并联谐振变换器实验研究	38
4.1.1 空载实验研究	38
4.1.2 负载实验研究	39
4.2 单负载支路实验研究	40
4.2.1 仅带负载 I	40
4.2.2 仅带负载 II	42
4.2.3 实验结果分析	42
4.3 两路负载同时工作	43
4.3.1 一路带固定负载, 一路带可变负载	43
4.3.2 一路短路, 一路带可变负载	44
4.4 稳压环节实验	44
4.5 实验研究小结	45

第五章 小 结

5.1 本文主要完成的工作	47
5.2 尚需进一步做的工作	47

致谢	VI
----	----

参考文献	VII
------	-----

摘 要

本文介绍了一种可用于电信、航空航天等领域的新颖的配电系统。这种混合式交流配电系统结合了分布式电压型配电系统和电流型配电系统的优点，并且具有诸如非电接触传输功率，无须熔断丝保护，正弦电压和电流配电等优点。

为了给配电系统提供高频正弦交流电，研究了串并联谐振变换器拓扑并针对稳态分析了输出电压的有效值，总谐波含量以及逆变器的效率。

本文分析了该配电系统的工作原理，并对其不同负载情况下的工作状态进行了详细的分析与仿真，最后用实验对所提出的方案加以验证。

关键词：配电系统，非电接触功率传输，混合式，高频，串并联谐振变换器

Abstract

A novel high frequency hybrid AC power distribution system is presented. The proposed hybrid system combines the advantages of both the sinusoidal voltage and current types of high frequency distribution system and it has the advantages such as connectorless power transfer, fuseless protection, sinusoidal voltage and current distribution.

In order to provide high frequency sinusoidal power for distribution system, a concept of series and parallel resonant inverter topology is given and steady state behavior analyzed. The performance characteristics such as the total harmonic distortion of the output voltage, rms output voltage, and efficiency of the inverter are presented.

The different operating modes of the proposed power distribution system are described in detail and performance characteristics are presented. Finally the experimental results are given to validate the concept developed and to demonstrate the system performance.

KEYWORD: Power distribution, Connectionless power transfer, Hybrid system, Highfrequency, Series&Parallel resonant inverter

主 要 符 号

A_0 : 气隙处的截面积	n_2 : 变压器副边匝数
A_w : 铁芯窗口面积 (cm^2)	n_{cp} : 已插上负载板的支路数
A_e : 铁芯截面积 (cm^2)	n_{cl} : 总的负载板的支路数
B_m : 变压器铁芯的最大工作磁密	P_{ac} : 整流变压器原边汲取的功率
B_s : 变压器铁芯的饱和磁密	P_T : 变压器原副边视在功率之和
B_w : 磁芯工作磁密	Q_L : 串联谐振回路的负载品质因素
C_{rs} : 双谐振环节串联电容	R_{ac} : 等效交流电阻
C_{rp} : 双谐振环节并联电容	R_L : 实际的直流负载阻抗 (Ω)
C_S : 串联谐振电容	R_g : 气隙部分的阻磁
f_s : 正弦交流电压的频率 (Hz)	V_{zpri} : 整流变压器原边的电压
I_{pri-nl} : 原副边未耦合时变压器原边的电流	V_S : 高频交流电压的有效值 (V)
I_1 : 变压器原边电流	V_D : 功率整流二极管上的压降
I_2 : 变压器副边电流	V_w : 串联稳压环节上的压降
I_L : 直流负载电流	V_{th} : 戴维南等效电压源
I_{SN} : 空载时的串联支路的电流	V_{pri} : 磁耦合变压器原边电压
K_j : 电流密度	V_{sec} : 磁耦合变压器副边电压
K_f : 波形系数	Φ_m : 变压器铁芯的最大工作磁通
K_0 : 窗口利用系数	X_L : 副边不连接时变压器的电抗
L_S : 磁耦合环节串联谐振电感	Z_{th} : 戴维南等效输入阻抗
L_{SS} : 外加的串联电感	Z_S : 串联谐振支路阻抗
L_σ : 漏感	Z_p : 并联谐振支路阻抗
L_{rs} : 双谐振环节串联电感	δ : 移相控制输出电压的脉冲宽度
L_{rp} : 双谐振环节并联电感	ω_0 : 逆变器输出的基波角频率
L_g : 气隙的长度	
n_1 : 变压器原边匝数	

第一章 绪 论

1.1 分布式配电方式概述

随着电力电子技术的不断发展和用电设备的增加，促使电源由集中式供电方式向分布式供电方式转变。

集中供电方式的特点是将各种电源设备都放置在电力室内，统一为用电设备供电。集中供电方式的优点是：电源设备集中，便于维护人员集中维护。早期的电源设备一般通过按键或开关进行操作便可以完成日常维护，因而对维护人员技术要求不高。集中供电方式的缺点是：(1)供电系统可靠性差。一个大容量的电源为多个负载供电，一旦这个电源发生故障，将会影响一大片负载的正常工作，使系统的可靠性降低。若采用冗余模块来提高可靠性，又将会大幅度增加成本；(2)损耗大。电源设备集中，使电源与负载之间的距离拉大，在传递较大的功率时，线路损耗很明显。

分布式供电是将功率较大的电源分成若干个功率较小的电源，并将这些小功率电源安置在用电设备附近。由于线路短，传输的功率小，损耗相应降低。各个小电源之间并联，互为冗余，电源系统的可靠性明显提高，而且成本降低。分布式电源常由多级多个变换器构成，同时工作并分担负载功率，负载所需的电压一般经过两级变换器得到。典型的分布式电源为直流分布电源系统，其结构如图 1-1

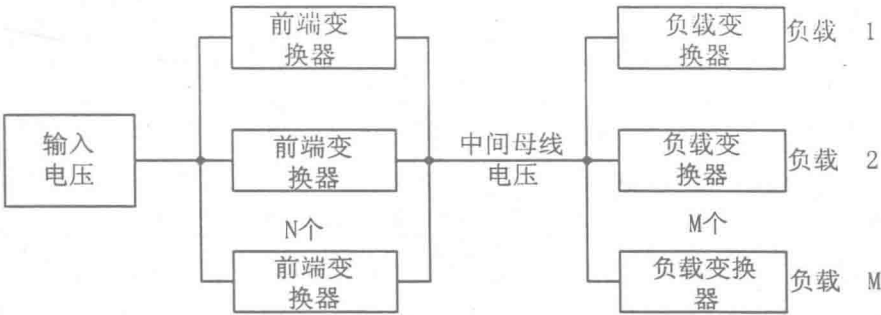


图 1-1 典型的分布式电源系统的结构

输入电压先经前端变换器（又称电源子系统）变换至某一中间母线电压，再由负载变换器（又称负载子系统）将它变换为各个负载所需的电压。

以通信电源为例，结构如图 1-2

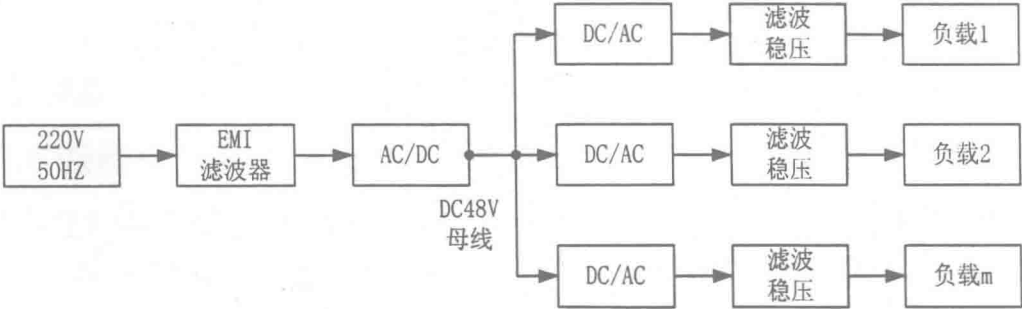


图 1-2 通信用直流传输型的分布式电源系统

以交流电源为主电源的飞机，其直流二次电源系统如图 1-3

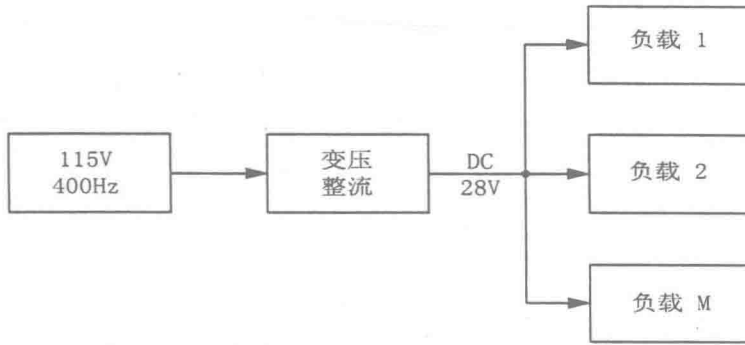


图 1-3 飞机直流二次电源系统

通信电源通常采用开关型整流器（SMR，又称高频开关电源）作为一次电源，它的作用是将单相或三相的交流电变换为标称值为 48V 的直流电；而把 DC/DC 变换器（又称直流模块）作为二次电源，它的作用是将 48V 直流电变换成各种负载所需的电压，如 1.8V、2.5V、3.3V、3.6V、5.0V、8V、9V 和 12V 等等，单级效率可高达 90% 以上。相比较而言，如果各等级的电压均由交流电网直接通过 SMR 得到，则不仅规格繁多，维修不便，而且损耗很大；采用分布式电源结构以后，可构成标准的模块化电源，除可靠性高之外，安装，维护也很灵活方便。

但是该供电系统也存在一些缺点：

- （1）负载短路保护困难。由于常见的都是电压源型配电系统，为能实现短路保护，就要采用相应的方法检测串联回路的电流，与设定值比较，一旦发生异常再封锁给定脉冲。某一模块的短路会引起整个系统供电的异常，电路的可靠性很大程度上取决于故障发生后的检测灵敏度和响应时间，另外也增加了电路的复杂性和成本。
- （2）通常采用的 AC/DC，DC/DC 方式用到两级变换，中间有储能环节，子系统之间存在相互影响。即使单个变换器工作正常，当两级变换器组合以后，仍有可能出现系统特性变差，甚至不稳定的现象。虽然可以通过仔细设计来消除这种现象，但这增加了系统的复杂性和不可靠性。
- （3）电源变换器和负载变换器均采用 DC/DC 高频开关电源，电磁兼容性差。
- （4）每一变换器模块均是从控制到保护的完整单元，从整个系统来看，多重控制各自独立，电路结构反反复复，增加了体积，复杂性与成本。

本课题的任务就是优化设计新的分布式电源，设法明显改进上述缺点。

1.2 本课题研究的方案及需要完成的工作

本课题的方案是将高频正弦交流电作为母线电压，采用磁耦合来实现非电接触有限功率传输，达到负载端无需短路保护，消除系统内部的相互影响，提高电源的兼容性和可靠性。

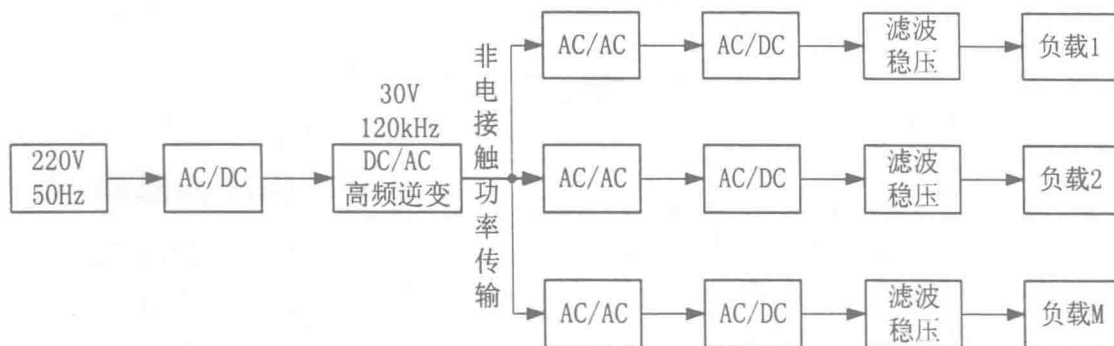


图 1-4 高频正弦交流分布式配电系统框图

因为是利用磁耦合来实现非电接触功率传输，母线电压宜采用高频正弦交流电，主要是考虑到：

- (1) 磁性元件（变压器与电感）和电容的体积，重量能够大幅度降低。
- (2) 基频远高于音频，可以构成静音系统。
- (3) 每周期传递的能量反比于工作频率，一旦发生电气故障时，可以减小切断过程中的危害。
- (4) 变压器因其传输的是正弦交流电，比脉冲变压器更容易实现无波形失真的功率传递。
- (5) 整流环节中，电压正反向变化时为缓慢过零，不存在矩形波整流形成的尖峰冲击。

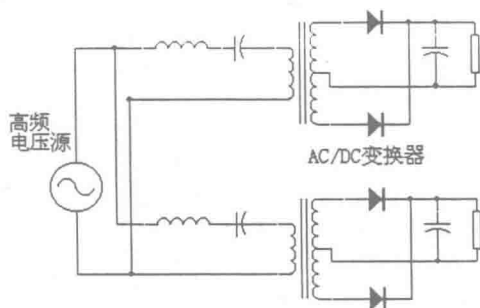


图 1-5 (a) 高频电压源型配电结构

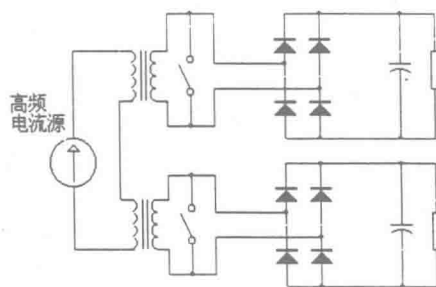


图 1-5 (b) 高频电流源型配电结构

高频配电系统的概念最早是由 NASA 提出的，用于飞行器场合，频率为 20kHz，它具有效率高，热源分布等优点。高频交流配电系统主要有两种形式 1) 高频正弦交流电压源型配电结构（如图 1-5 (a) 所示）：优点是电磁干扰小，而且当负载变化时，整个系统仍能保持较高的效率。缺点是不具备非电接触传输功率的能力。2) 高频正弦交流电流源型配电结构（如图 1-5 (b) 所示）：该系统具备非电接触传输功率的能力，但存在高频电磁干扰和轻载情况下效率低等问题。

研制混合式配电系统（兼有电压源型和电流源型配电结构的优点），并能够实现有限功率传递和固有短路保护功能的磁耦合环节是本课题的重点；高频恒频恒压正弦交流电源的设计和制作是完成此项任务的前提；为了配合恒定直流电压输出，还要完

成低压差线性稳压环节的研制。

1.3 本课题研究的意义

本课题的研究旨在探讨一种新型的分布式配电方案，具有一定的理论意义和工程应用价值。按本方案进行的设计与现行的直流传输型分布式配电系统相比较，具有以下优点：

- (1) 利用变压器的磁饱和特性，无需另加其它的控制电路，就能实现短路保护和过流保护，负载端不需采用保险丝；
- (2) 工作频率单一，不存在高次谐波，因而电磁兼容设计比较简单；
- (3) 混合式交流配电，整个系统效率高；
- (4) 以线性稳压环节替代 DC/DC 斩波稳压，负载变换器中不存在开关电源的概念，因而电磁干扰小；
- (5) 以分离的变压器的原副边磁耦合来实现功率传输，随着气隙的变化，传递的功率相应改变。可以简便地热插拔，通断瞬间不存在拉弧现象，作为电源负载联接的方法，可用在潮湿、易燃易爆或水下等特殊环境；
- (6) 可利用其非电连接能量传递的特性，在旋转或其它相对运动场合，以磁耦合来实现非接触传递检测能量和其它控制信息。

第二章 混合式高频交流配电系统 的工作原理及仿真分析

2.1 混合式高频交流配电系统的工作原理

2.1.1 电路结构

非接触式的混合式高频正弦交流配电系统的主电路如图 2-1 所示，其主要组成部分分为：

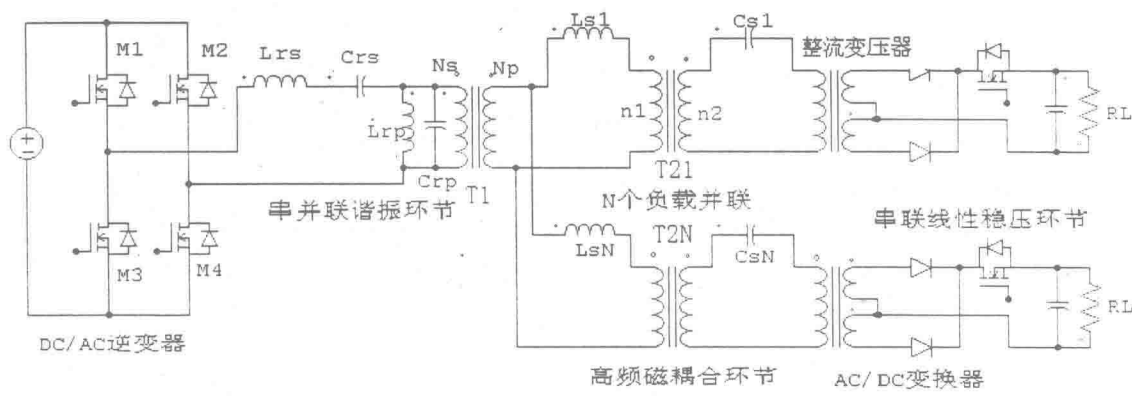


图 2-1 混合式高频正弦交流配电系统的主电路

A) 高频逆变器

高频逆变器将直流电变换为谐波含量小的单相高频正弦交流电输出，当输入电压或者负载发生变化时，逆变器的输出电压能保持恒定。许多电路拓扑都能实现 DC/AC 逆变，图 2-1 中所示为串并联谐振的全桥变换器，该电路若采用移相控制方案，可以从轻载到满载都能保持较高的效率，并且输出电压不随负载变化。

B) AC/DC 变换器

AC/DC 变换器由磁耦合变压器 T2，串联谐振环节，二极管整流单元，串联稳压环节及输出滤波器组成。串联谐振环节的电感 L_s 和电容 C_s 分别放置在变压器的原边和副边，变压器的原副边设计成可以分离。

C) 配电单元

本文所研究的混合式配电系统是高频正弦电压和电流配电方案的结合体。负载变换器（AC/DC）是相互并联的，然后作为一个整体成为源变换器（DC/AC）的负载。前者与图 1-5（a）类似，后者与图 1-5（b）类似。

2.1.2 工作原理

混合式配电系统的工作可以分为：（1）功率传输；（2）无载和（3）短路三种工

作模式。

(1) 功率传输模式

当把变压器 T2 的原边和副边联在一起, 系统就工作在功率传输模式。因为原副边是磁耦合的, 原边的串联电感 L_s (其中包括变压器的漏感) 和折算到原边的电容 C_s 与负载电阻构成串联关系。为了能在负载上获得最大的传输功率, 在设计时将串联部分总的电感和电容按它们阻抗相等来取值, 这样就可以消除电感和电容上的压降。图 2-2 (a) 给出了该工作模式下的等值电路图。

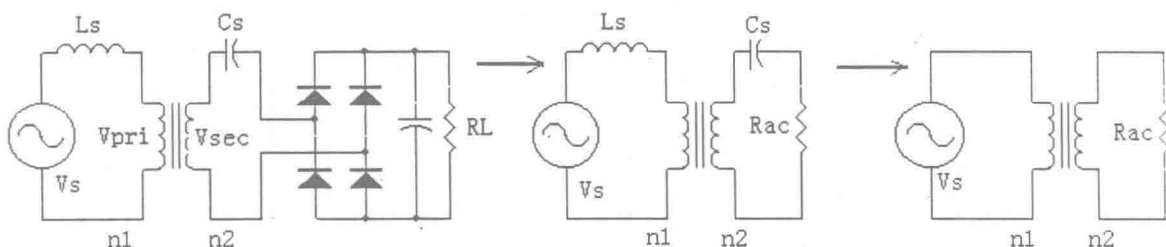


图 2-2 (a) 功率传输模式等效结构图

因为交流母线 V_s 是正弦波, 按照功率平衡原则, 直流负载电阻 R_L 可以用一个等效交流电阻 R_{ac} 来表示。应用传统的交流电路分析方法, 变压器的原边电压有效值可以表示为:

$$V_{pri} = \frac{V_s}{\sqrt{1 + Q_L^2}} \quad (2-1)$$

$$Q_L = \frac{2 * \pi * f_s * L_s}{R_{ac}} * \left(\frac{n2}{n1} \right)^2 \quad (2-2)$$

Q_L : 串联谐振回路的负载品质因素

V_s : 高频交流电压的有效值 (V)

等效交流负载阻抗:

$$R_{ac} = \frac{8 * R_L}{\pi^2} \quad (2-3)$$

R_L : 实际的直流负载阻抗 (Ω)

f_s : 正弦交流电压的频率 (Hz)

$n1$: 变压器原边匝数

$n2$: 变压器副边匝数

当取 $Q_L > 3$, 这时原边电压可以近似表示为:

$$V_{pri} \approx \frac{1}{Q_L} * V_s \quad (2-4)$$

相对应的副边电压可以表示为

$$V_{sec} = Q_L * V_s * \left(\frac{n2}{n1} \right) \quad (2-5)$$

变压器的最大磁通可以表示为

$$\Phi_m = \frac{\sqrt{2} * V_s}{n1} * \left(\frac{n2}{n1} \right)^2 * \frac{L_s}{R_{ac}} \tag{2-6}$$

在上式中， V_s 、 $n1$ 、 $n2$ 和串联阻抗 L_s 一旦确定以后，最大磁通就与输出的负载阻抗成反比。可以设计成在额定负载下，使变压器铁芯工作在饱和磁密 B_s 点附近，以确保有最大功率从电源传输到负载。

(2) 无载模式

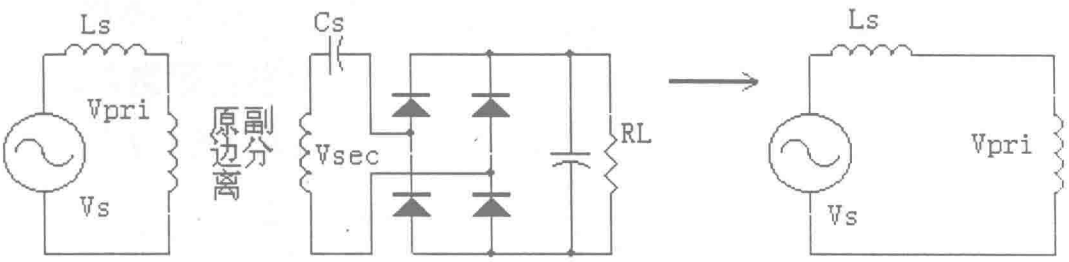


图 2-2 (b) 无载模式等效结构图

当变压器 T2 的原副边相分离时就是无载模式，如图 2-2 (b) 所示。这时高频电压加在串联电感和变压器的原边，原边线圈的磁通不匝链副边线圈。所设计的变压器铁芯原边有缺口，漏抗比较大，因此总的串联阻抗也很大。变压器从原边汲取的电流为：

$$I_{pri-nl} = \frac{V_s}{X_s + X_L} \tag{2-7}$$

I_{pri-nl} ：原副边未耦合时，变压器原边的电流

$X_s = 2 * \pi * f_s * L_s$ 串联电感的阻抗

$X_L = 2 * \pi * f_s * L_L$ 副边不连接时变压器的电抗

由于 X_L 与 X_s 的和较大， I_{pri-nl} 将远小于额定负载时的电流值。

(3) 短路模式

当原副边耦合时，只要短路发生在串联谐振电容之后，无论是在整流元件的输入侧还是输出侧，变压器 T2 原边的电流都是很低的。这主要是受到串联电感和变压器磁饱和的限制，因为副边短路会导致品质因素显著增加， V_{sec} 上升，进而造成深度磁饱和。

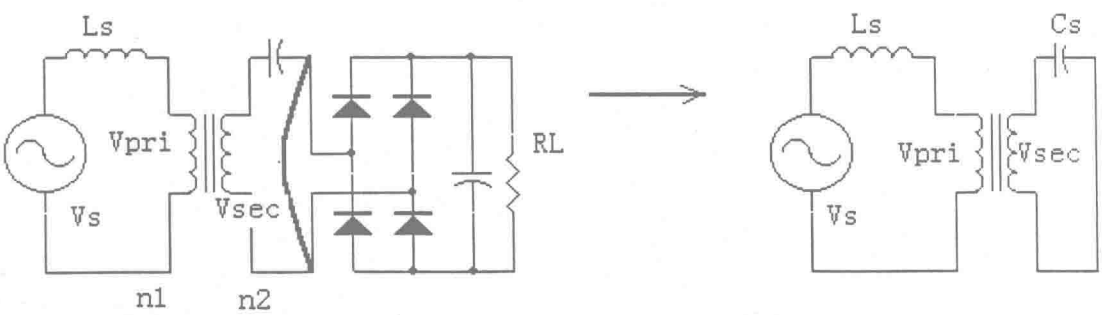


图 2-2 (c) 短路模式等效结构图

$$I_{\text{pri-SC}} \leq \frac{V_s}{X_s} \quad (2-8)$$

$I_{\text{pri-SC}}$: 副边短路时的原边电流

图 2-2(c) 是短路模式时的等效电路, 电路结构近似于无载情形下的图 2-2(b)。

2.2 单路输出功率 30W 时磁耦合模型的仿真

为了进一步验证分析系统的工作原理, 本节中基于图 2-3, 推导出单路磁耦合变压器的模型, 并进行了仿真分析。

2.2.1 仿真模型的建立

(1) 耦合变压器的模型

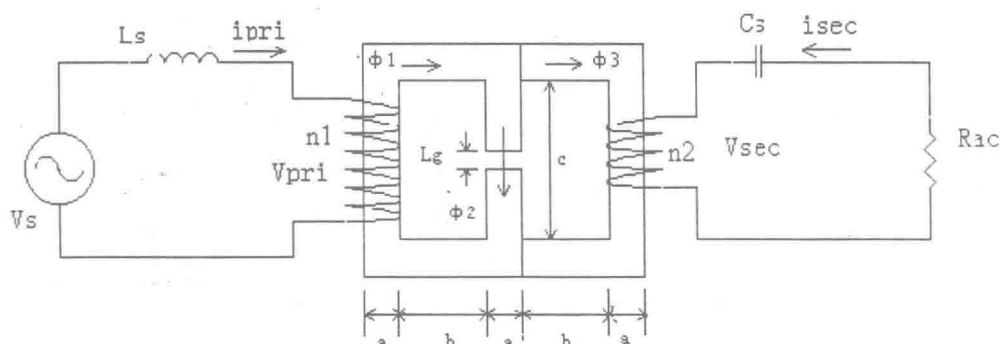


图 2-3 功率传输模式和短路模式时的磁连接示意图

变压器可以用耦合电感模型来进行描述。

$$\begin{bmatrix} V_{\text{pri}} \\ V_{\text{sec}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} di_{\text{pri}}/dt \\ di_{\text{sec}}/dt \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

式中 L_{11} 、 L_{12} 、 L_{21} 和 L_{22} 是原边电流 i_{pri} 和副边电流 i_{sec} 的非线性函数, 根据图 2-4 的变压器等效磁路, 可以采用等效磁路法来分析得到这些参数。

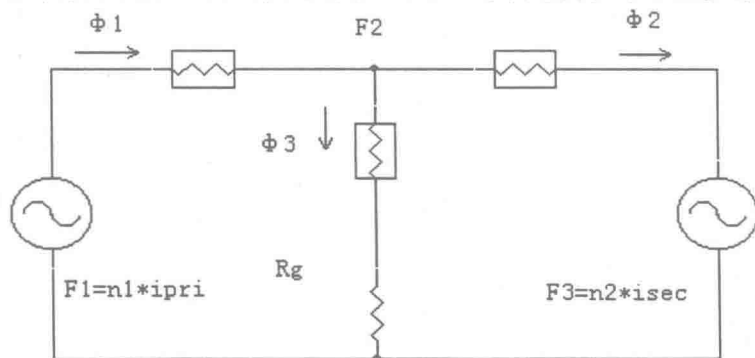


图 2-4 高频变压器的等效磁路图

由高斯定律可知:

$$-\Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3 = 0 \quad (2-10)$$

另外，一般可用分段直线，双曲函数，反正切函数，指数函数，对数函数，多项式等多种方式来对磁化曲线进行拟合，本文中经比较后决定采用反正切函数。

$$B = X * \arctg(Y * H) + Z * H \quad (2-11)$$

在磁化曲线中选取三个点，通过解非线性方程组，就可以确定一组 X 、 Y 、 Z 的值。

$$\Phi_1 = f_1(F_1 - F_2) \quad (2-12)$$

$$\Phi_2 = f_2(F_2 - F_3) \quad (2-13)$$

$$\Phi_3 = f_3(F_2 - \Phi_3 R_g) \quad (2-14)$$

这里 $f_1(\cdot)$ 、 $f_2(\cdot)$ 、 $f_3(\cdot)$ 可用反正切函数来实现。式中 F_1 、 F_2 、 F_3 是磁势

$$F_1 = n_1 \cdot i_{pri} \quad (2-15)$$

$$F_3 = n_2 \cdot i_{sec} \quad (2-16)$$

F_2 是变压器中央部分的磁压降。 R_g 代表气隙部分的阻磁

$$R_g = \frac{L_g}{\mu_0 * A_0} \quad (2-17)$$

$$A_0 = m \cdot n + (m \cdot n) L_g \quad (2-18)$$

m 、 n 分别代表矩形铁芯截面的长和宽

L_g : 气隙的长度

A_0 : 气隙处的截面积

通过解 (2-14) 式得到磁势 F_2 ，并将结果代入 (2-12) 和 (2-13) 式得到

$$\Phi_1 = f_1(n_1 \cdot i_{pri} - (f_3)^{-1}(\Phi_3) - \Phi_3 \cdot R_g) = f_1(F_{1e}) \quad (2-19)$$

$$\Phi_2 = f_2((f_3)^{-1}(\Phi_3) + \Phi_3 \cdot R_g - n_2 \cdot i_{sec}) = f_2(F_{2e}) \quad (2-20)$$

为了得到变压器的端电压，将 Φ_1 、 Φ_2 对时间求导

$$\frac{d\Phi_1}{dt} = \frac{\partial f_1}{\partial F_{1e}} \cdot \frac{\partial F_{1e}}{\partial t} \quad (2-21)$$

$$\frac{d\Phi_2}{dt} = \frac{\partial f_2}{\partial F_{2e}} \cdot \frac{\partial F_{2e}}{\partial t} \quad (2-22)$$

$$\text{代入} \quad V_{pri} = n_1 \cdot \frac{d\Phi_1}{dt} \quad (2-23)$$

$$V_{sec} = n_2 \cdot \frac{d\Phi_2}{dt} \quad (2-24)$$

整理后得到

$$V_{pri} = \frac{n_1^2 A (1 + BC)}{(1 + AB + BC)} \cdot \frac{di_{pri}}{dt} - \frac{n_1 \cdot n_2 \cdot ABC}{(1 + AB + BC)} \cdot \frac{di_{sec}}{dt} \quad (2-25)$$

$$V_{\text{sec}} = \frac{n_1 \cdot n_2 \cdot ABC}{(1+AB+BC)} \cdot \frac{di_{\text{pri}}}{dt} - \frac{n_2^2 \cdot C(1+AB)}{(1+AB+BC)} \cdot \frac{di_{\text{sec}}}{dt} \quad (2-26)$$

表达式中

$$A = \frac{\partial f_1}{\partial F_{1e}} \quad (2-27)$$

$$B = \frac{\partial(f_3)^{-1}}{\partial \Phi_3} + R_g \quad (2-28)$$

$$C = \frac{\partial f_2}{\partial F_{2e}} \quad (2-29)$$

通过比较 (2-9) 与 (2-25) (2-26) 式可以得到 L 系数矩阵, 针对图 2-3 列出回路电压方程:

$$V_s = L_s \frac{di_{\text{pri}}}{dt} + L_{11} \frac{di_{\text{pri}}}{dt} + L_{12} \frac{di_{\text{sec}}}{dt} \quad (2-30)$$

$$V_{\text{sec}} = L_{21} \frac{di_{\text{pri}}}{dt} + L_{22} \frac{di_{\text{sec}}}{dt} \quad (2-31)$$

$$V_{\text{sec}} = V_c + R_{ac} i_{\text{sec}} \quad (2-32)$$

以 $i_{\text{pri}}, i_{\text{sec}}, V_c$ 为状态变量, 由此可整理出回路的状态方程。

$$\frac{di_{\text{pri}}}{dt} = \frac{1}{L_s + L_{11} - \frac{L_{12} \cdot L_{21}}{L_{22}}} \left(V_s - \frac{L_{12}}{L_{22}} (V_c + R_{ac} \cdot i_{\text{sec}}) \right) \quad (2-33)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{\text{sec}}}{dt} = & \frac{1}{L_{22}} \cdot \frac{-L_{21}}{L_s + L_{11} - \frac{L_{12} \cdot L_{21}}{L_{22}}} \cdot V_s \\ & + \frac{1}{L_{22}} \left(\frac{L_{12} \cdot L_{21}}{L_{22} \left(L_s + L_{11} - \frac{L_{12} \cdot L_{21}}{L_{22}} \right)} + 1 \right) (V_c + R_{ac} \cdot i_{\text{sec}}) \end{aligned} \quad (2-34)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C_s} \cdot i_{\text{sec}} \quad (2-35)$$

2.2.2 仿真参数的选择

交流母线设计为为 120kHz, 30V 的高频正弦交流电, 对照图 2-3, 即 $V_s=30V$,