

摘要

随着大规模集成电路和电子计算机的迅速发展, 电子电路的分析与设计方法发生了重大革命。以电子计算机辅助分析与设计 (computer aided analysis and design, 简称 CAA 与 CAD) 为基础的电子设计自动化技术已广泛应用于集成电路与系统的设计之中。它改变了以定量估算和电路实验为基础的传统设计方法, 成为现代电子系统设计的关键技术之一, 是必不可少的工具与手段。

模拟电路仿真工具是以电路理论、数值计算方法和计算机技术为基础实现的。它以电路理论为依据, 采用合适的数学模型和仿真算法, 利用计算机计算存储和图形处理的高速和高效率, 完成具体电路的仿真模拟。它无需任何实际元器件, 用预先设计出的各种功能的应用程序取代了大量的仪器仪表。电路设计工作者也可以通过这些应用程序进行各种分析、计算和校验, 完成所需特殊电路的设计工作。一个电路 CAD 工具就相当于一个现代化的电子线路实验室, 可以对电子系统及 VLSI 的整个设计过程进行逼真的模拟。

本文通过对电路理论的复习, 加深对 PSPICE 程序的了解, 掌握 PSPICE 程序的建模思想, 学会对大型电子线路的设计及模拟分析。并将 PSPICE 程序用于开关电源的设计与分析。特别详细分析了变压器模型的建立及其 PSPICE 语言描述, 并涉及一些功率器件如 (IGBT) 的 PSPICE 模型。文章最后通过实例完成 PSPICE 对开关电源的运用, 并在计算机上获得通过。

引言

随着电子工业的发展及大规模和超大规模集成电路的出现,使得电路设计和分析变得越来越复杂,对电路设计的可靠性和设计周期的要求越来越高,人工设计、分析电路的途径已无法适应一般要求,因此,借助计算机对电路进行模拟和分析,变得十分重要;而另一方面,随着计算机工业的飞速发展,其速度快、容量大、精度高且操作方便等特点,使得计算机成为进行电路模拟的一个优秀技术条件,并反过来促进了电路模拟技术的发展。

计算机辅助电路模拟,就是将电路的结构和元件参数等物理信息输入到计算机中,对电路中的元件建立相应的数学模型,以完成物理电路到数学方程的转换,并继而进行求解。描述电路的方程系统决定于元件的模型方程和由元件互联所形成的电路拓扑结构,电路的拓扑结构反映 Kirchoff 电压电流定律,通过在不同条件下求解电路方程组,即可达到分析电路设计性能的目的。

1 国内外发展状况

计算机辅助电路分析是电子技术和计算机技术结合的产物,早在五十年代,就有人尝试利用计算机设计滤波器之类的线性网络。六十年代,美国 IBM 公司的 Branin 编制了第一个通用电路分析程序 TAP,该晶体管分析程序可对 20 个左右的晶体管开关电路进行直流分析和瞬态分析,并以此为基础,发展了节点法列方程的 ECAP 程序。1965 年,美国 Cornell 大学的 Pottle 提出了以状态变量法为基础的网络分析程序 CORNAP。1966 年, Katzandson 推出具有非线性分析能力的 AEDNE E 程序。数值方法的深入研究促进了电路分析技术的发展,而集成电路的发展对电路分析提出了越来越高的要求。集成电路不但网络规模大,而且元件模型复杂。1971 年,美国发表了一系列软件(如 ECAPY-II 等),这些程序的输入语言功能强,元件模型可以嵌套,本身具有元件库,并用稀疏矩阵技术和隐式积分法求解电路方程。1973 年 IBM 推出 ASTAP 程序,该程序用稀疏表格法列方程,具有统计分析功能。自 1975 年之后的电路分析程序广泛采用 Chung Wen Ho 等提出的改进节点法求解电路方程。国际上公认的模拟电路通用仿真工具是美国加利福尼亚大学伯克利(Berkeley)分校开发的 SPICE

程序，目前享有盛誉的 EDA 公司的模拟电路仿真工具，都是以 SPICE 为基础实现的。其中以美国原 MicroSim 公司的 Pspice 最为流行。Pspice 程序由于收敛性好，适于做系统及电路级仿真，又有微机本，在国内外的用户十分广泛。

国内从七十年代开始研制计算机电路分析程序，由于有国外经验做借鉴，起点比较高，不少程序一开始就着手使用稀疏矩阵技术和隐式积分法。但国内研制的程序和国外比，在功能和电路规模上都较差些。目前，国内设计的电路分析程序有科学院计算所的 DFX，复旦大学的 FD 以及清华大学的 GCAP 等。

2 电路仿真工具的特点

电路 CAD 技术和工具的优点可归纳如下：

(1) 设计效率高，设计周期短

由于计算机的高效率，CAD 工具能在短时间内完成传统设计方法需要很长时间才能完成的反复设计过程。传统方法的样机试制和小批量投产过程，在电路 CAD 中可由容差分析和优化设计实现。不但能设计电路的性能，而且能事先预估它的生产合格率。这样就大大提高了设计的效率，缩短了设计周期。

(2) 提高了设计质量

先进的电路 CAD 工具采用了更为精确和更接近实际的电路模型和元器件模型，并备有通用元器件的模型参数库。除了常规的模拟外，还可以模拟各种寄生参数的影响，模拟元器件参数变化对电路性能的影响，而且可以避免传统设计方法中因仪器仪表接入而引起的各种插入误差。因此，利用 CAD 工具可以方便地进行多种设计方案的比较和优选，从而选择最佳的设计方案，提高了实际质量。

(3) 降低设计成本

电路 CAD 工具节省了大量的实验电路试制与实验测试，加快了实验样机设计过程，同时大大地节约了原材料、仪器设备和人力。电路 CAD 工具还能对设计结果进行电规则和设计规则检验、可测性分析、故障模拟以及过压、过载报警等极限条件检验。这就减少了设计错误的发生和返工所造成的浪费，降低了成本，提高了产品的经济效益。

3 PSPICE 程序

Pspice 是美国 MicroSim 公司开发, 基于美国加利福尼亚大学贝克莱分校研制的用于集成电路分析的电路模拟程序 Spice 为基础。Pspice 程序在 V3.00 以后所有的版本均是用 C 语言改写的, 5.00 以上版本是在 Windows 环境下, 并且是一个模拟电路和数字电路的混合仿真软件。目前 Pspice 版本有 V7.10, V8.00, V9.10。本文所用版本为 PspiceV5.0。

Pspice 是一个通用电路程序, 它可对电路进行直流分析, 非线性瞬态分析和线性交流分析。它所处理的电路元件包括电阻, 电容, 电感, 互感, 独立电压源和独立电流源, 四种类型的受控源和传输线, 电压控制开关和电流控制开关, 以及四种最基本的半导体元件: 二极管, 双极型晶体管, 结型场效应管和 MOS 场效应管。

Pspice 程序采用改进节点法列电路方程, 用牛顿—莱普生方法的改进算法进行非线性分析, 用变阶变步长的隐式积分法进行瞬态分析, 在求解线性代数方程组时, 采用了稀疏矩阵技术。Pspice 由 6 个基本程序模块组成:

(1) 电原理图输入程序 Schematics

Pspice 的输入基本上是以电路原理图和网单文件两种形式。以电原理图形式输入比较简单, 直观。但为了适应大规模集成电路高层次仿真和综合的需求, 在 EDA 工具中 VHDL 硬件描述语言的输入方式已成为数字系统的主要描述方式, 模拟电路的硬件描述语言 VHDL—AMS 也即将成为工业标准。

(2) 激励源编辑程序 Stimulus Editor

Pspice 中信号源种类较多, 尤其是瞬态分析的信号源, 有正弦源、脉冲源、指数源、分段线性源、单频调频源等。Pspice 用激励编辑程序帮助用户快速地建立输入信号源的波形。

(3) 电路仿真程序 Pspice A/D

电路仿真程序是 Pspice 的核心部分。其功能有: 直流工作点分析、直流转移特性分析、直流小信号传输函数计算、交流小信号分析、交流小信号噪声分析、瞬态分析、傅里叶分析、直流灵敏度分析、温度分析、最坏情况分析和蒙特卡罗统计分析等。在 Pspice4.1 版本以后, 该仿真程序具有数字电路和模拟电路的混合仿真能力。电路仿真程序接收电原理图输入程序的电路拓扑和元器件参数信息, 经过元器件模型处理形成电路方程并求电路方程的数值解, 最后给

出计算结果。仿真结果一般由图形文件 (*.DAT) 和数据文件 (*.OUT) 两部分组成, 可以将它输入其他软件如 MATLAB 等, 以进一步对电路性能进行评估和寻优。PSPICE 的数据文件输入到 MATLAB 后, 可输出一组性能最优的元件值。

(4) 输出结果绘图程序 Probe

Probe 程序是 Pspice 的输出图形后处理软件包。它接受仿真程序输出的绘图文件 (*.DAT), 在屏幕上绘出仿真结果的曲线, 波形。还可以硬拷贝到打印外设上。随着计算机图形功能的不断增强, PC 机上 Windows, Windows 95, 97, 98 的出现, Probe 的绘图能力也越来越强。

(5) 模型参数提取程序 Parts

电路仿真工具的分析精度, 可靠性和实用性在很大程度上取决于电路元器件模型及模型参数的精度。目前主要依靠模型参数库提供。由于模拟电路的元件种类很多, 且模型参数库规模有限, Pspice 中给出了一个从器件特性中提取模型参数的软件包 Parts。它是一个优化提取的程序, 根据用户给出的元器件特性或参数初值用曲线拟合等优化算法, 得到参数的最优解。

(6) 元器件模型参数库 LIB

Pspice 具有自建的半导体元件模型, 模型的建立以元件的物理原理为基础, 模型参数与元件的物理工作密切相关。元件的等效模型还与工作条件和分析要求有关。在直流分析中, 非线性元件的等效模型是满足迭代公式的线性化等效电路; 在交流分析中, 非线性元件的等效模型是小信号线性等效电路; 在瞬态分析中, 非线性元件的等效模型考虑到了电荷存储效应。双极管型晶体管采用 GUMMEL-POON 的积分电荷控制模型, 结型场效应管采用 SHICHMAN-HODGFS 的场效应管模型。二极管模型既适用于结型二极管, 也适用于肖特基势垒二极管。MOS1 由平方律 I-V 特性来描述, MOS2 是一个解析模型, MOS3 是一种半经验模型。除了分立元件参数库以外, 还有集成电路的宏模型库, 并提供了一些著名器件和 IC 生产厂家的专有元器件参数库, 如: 二极管库 DIOKE.LIB, 双极性晶体管库 BIPOLAR.LIB, 通用运算放大器库 LINEAR.LIB, 晶体振荡器库 XTAL.LIB, 美国 Analog Device 公司, Harris 公司等专用 IC 宏模型库, 以及数字电路 74 系列, PAL, GAL 等器件模型参数库等。

第一章 电路基础理论知识及其在仿真程序中的运用

一 电路的一般分析方法

1 支路基本方程

目前所有的电路分析方法都是从对基本器件电路的描述开始。单个器件的基本方程对分析支路的稳态 DC, 时域分析或暂态、小信号 AC 分析之间的联系很有帮助。下表给出了一些基本器件的支路基本方程。这些方程构成计算机辅助电路模拟基础的 90%。计算机模拟仿真工具中非线性元件如二极管, 三极管也总是用这些基本关系来模拟。

器件	类型	支路表达式
电阻	DC, TR, AC	$V=R \cdot I$ $I=V/R=G \cdot V$
电容	DC TR AC	$V=?$, $I=0$ $I=dQ(V)/dt=(dQ/dV)/dV/dt$ $=Q'V' =C(V)dV/dt$ $I=j \omega CV$
电感	DC TR AC	$V=0$, $I=?$ $V=d \Phi (I)/dt=(d \Phi /dI)/dI/dt$ $=\Phi' I' =L(I)dI/dt$ $V=j \omega LI$
互感	DC TR AC	$V_1 = V_2 = 0$ $I_1 = ?, I_2 = ?$ $V_1 = L_{11}dI_1 / dt + M dI_2 / dt$ $V_2 = M dI_1 / dt + L_{22}dI_2 / dt$ $V_1 = j \omega L_{11}I_1 + j \omega M L_2$ $V_2 = j \omega M I_1 + j \omega L_{22}I_2$
电压源	DC, TR, AC	$V = V_S$ $I=?$
电流源	DC, TR, AC	$V=?$ $I=I_S$

压控电压源	DC, TR, AC	$V_S = A_V * V_C$ $I_S = ?$
压控电流源	DC, TR, AC	$V_S = ?$ $I_S = G_T * V_C$
流控电压源	DC, TR, AC	$V_S = R_T * I_C$ $I_S = ?$
流控电流源	DC, TR, AC	$V_S = ?$ $I_S = A_I * I_C$

2 网络分析法

电路网络的拓扑结构可以用关联矩阵 A_i ，基本割集矩阵 C_T ，基本回路矩阵 B_T ，以及所有电路网络的网络变量 V, I 都必须共同遵守的克希霍夫电流定理 (KCL)、克希霍夫电压定理 (KVL)。但是，要充分描述一个具体的电路网络的特性，建立起可以求解的网络方程式，除了其网络拓扑结构的描述外，还必须给出电路网络各支路的电气特性，他们的不同表达方法和结合方式形成了不同的分析方法。

2.1 回路分析法

对于一个电路网络，选定一棵树 T ，使它包含所有的电压源支路，则该网络的拓扑结构可以用对应于该树 T 的基本回路矩阵 B_T 来描述。若将 B_T 分裂成两个子阵 $B_T = [B \ L]$ ，使 L 为对应于所有电压源支路的子阵，则 B 为对应于电压源支路外所有其他支路的子阵，根据 KVL 有：

$$[B \ L] \begin{bmatrix} v' \\ v_E \end{bmatrix} = 0$$

式中， v_E' 为电压源支路的电压矢量，由上式可得：

$Bv' = -Lv_E' = v_E$ ，令 $v_E = -Lv_E'$ ，注意 v_E 不是各电压源支路的电压矢量，假设除电压源支路外，所有其他支路的电气特性可以用阻抗矩阵 Z 来描述，即：

$v' = Zi'$ ，其中 Z 为对角阵，其对角元素对应于各支路的阻抗，则：

$BZi' = v_E$ ，考虑到 i' 为除电压源支路以外的各支路电流，可表示为： $i' = B^t i_L$

所以: $BZB' i_L = v_E$ 或 $i_L = (BZB')^{-1} v_E$

由此可求得全部支路电流 $i = [i' \quad i_E]'$ 和支路电压 $v = [v' \quad v_E]'$

$i = B_T' i_L, v' = Z i'$ 可以看出, 回路分析法可总结如下:

- ①: 先找一棵包含所有电压源支路在内的树。找树的工作虽然可以由计算机自动完成, 但对于一个大型网络 (包含大量节点) 找树往往是很麻烦的。
- ②回路方程的解向量 i_L 的维数为 $\mu = m - n + 1$ 。通常网络的支路数 m 远大于节点数 n , 特别对于大型网络更是如此。故回路方程的系数矩阵 (BZB') 的阶数较高, 需要占用更多的内存, 求解时也要耗费较多机时。
- ③回路分析法不能直接处理具有独立电流源或受控电流源支路的网络, 如果网络含有这样的支路, 需要进行变换, 使用很不方便, 所以在电网络的通用计算机仿真程序中很少采用这一方法。

2. 2 割集分析法

如果电网络的拓扑结构采用基本割集矩阵 C_T 来描述, 则获得割集分析法。首先选定一棵树 T , 使其树枝不包含任何电流源, 可得到相应的基本割集矩阵 C_T , 同样把 C_T 分裂成两个子阵 $C_T = [C \quad S]$, S 为所有对应电流源支路的子阵, C 为除电流源支路外所有其他支路对应的子阵, 由 KCL 有:

$$[C \quad S] \begin{bmatrix} i' \\ i_j \end{bmatrix} = 0 \quad \text{即 } C i' = -S i_j' = i_j$$

其中, i_j' 为各电流源矢量, i' 为除电流源以外所有其他支路的电流矢量。假设除电流源支路外, 其他各支路的电气特性可以用导纳矩阵 Y 表示, 即 $i' = Y v'$ 则:

$$C Y v' = i_j, \text{ 考虑到 } v' \text{ 为除了电流源支路以外的其他各支路的支路电压矢量,}$$

$$v' = C' v_b$$

代入可得电网络的割集方程: $C Y C' v_b = i_j$ 或 $v_b = (C Y C')^{-1} i_j$

由此可求得全部支路电压 $v = [v' \quad v_j]'$ 及支路电流 i'

$$v = C_T' v_b, i' = Y v'$$

与回路分析法相比，割集方程的解矢量 v_b 的维数为网络的树枝数 $n-1$ ，通常远低于回路方程的未知变量的维数 $m-n+1$ ，系数矩阵的阶数较低。但割集分析法在计算机仿真应用中仍存在以下问题：

- ① 仍需要按一定的要求找一棵树
- ② 不能直接处理含有电压源（包括独立电压源和受控电压源）支路的网络。

因为电压源支路的支路特性无法由导纳矩阵 Y 表示，所以需要进行一定的变换，使用时比较麻烦。

2.3 节点分析法

电网络的拓扑结构还可以用关联矩阵 A_i 来描述。割集实际上是节点概念的拓广。当用关联矩阵 A_i 来代替基本割集矩阵 C_T 时，就可得到网络的节点方程。但是关联矩阵 A_i 的求得并不需要找树，与割集分析法相仿，将关联矩阵 A_i 分成两个子阵：

$A_i = [A_a \quad N]$ ，其中 N 为对应于所有电流源子阵， A_a 为对应于所有其他支路的子阵，由 KCL 且令：

$$-Ni_j' = i_j, \text{ 有: } A_a i' = -Ni_j' = i_j$$

若除电流源以外的所有支路的电气特性可用导纳矩阵表示，即： $i' = Yv'$ ，则可推得节点方程：

$$A_a Yv' = A_a Y A_a' v_n = Y_a v_n = i_j$$

其中 v_n 为除了参考节点外其余 $n-1$ 个节点得电位矢量， $Y_a = A_a Y A_a'$ 称为节点导纳矩阵，由上式可求得节点电位矢量，并由此求得所有支路得电压 v 和支路电流 i' ：

$$v = A_i' v_n, i' = Yv'$$

与上述其他分析方法相比，节点方程的阶数最低 ($n-1$)，且不需要找树。是公认的最简便的网络分析法。但是与割集分析法一样，它存在不能直接处理包含有电压源支路的网络的局限性，故在现代通用仿真程序中也不采用。但节点导纳矩阵 Y_a 可以方便地由计算机自动生成，因而在它的基础上稍做改进，形成

一些混合分析法，如改进节点法。当前电子线路的计算机仿真中使用最普遍的混合法是改进节点法。PSPICE正是基于该方法建立起来的模拟软件。

2.4 改进节点法

由于节点法本身存在的缺陷，在原有节点法的基础上，在未知变量矢量中增加了电压源支路的电流，成为改进节点法。为了便于说明，假定被模拟的电路是线性的，这样方程可写为矩阵形式：

$$\begin{bmatrix} Y_R & E \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J \\ F \end{bmatrix} \quad \text{其中, } A = \begin{bmatrix} Y_R & E \\ C & D \end{bmatrix}, B = [J \quad F]$$

Y_R 是从导纳矩阵 Y 演化而来的，包含电路基本器件和支路电流不是输出量的元件。 E 表示在输出节点或控制电流变量 I 那些节点，对 KCL 方程的贡献。 $CV+DI=F$ 表示支路基本方程，包括流控器件（其电流是未知的）或器件电流是输出量的那些支路。 J 表示独立电流源， F 表示独立电压源或其他电流为输出量的电压源。根据各器件对矩阵 A, A' 的贡献，很容易由计算机自动生成电路方程并求解。

2.5 状态变量分析法

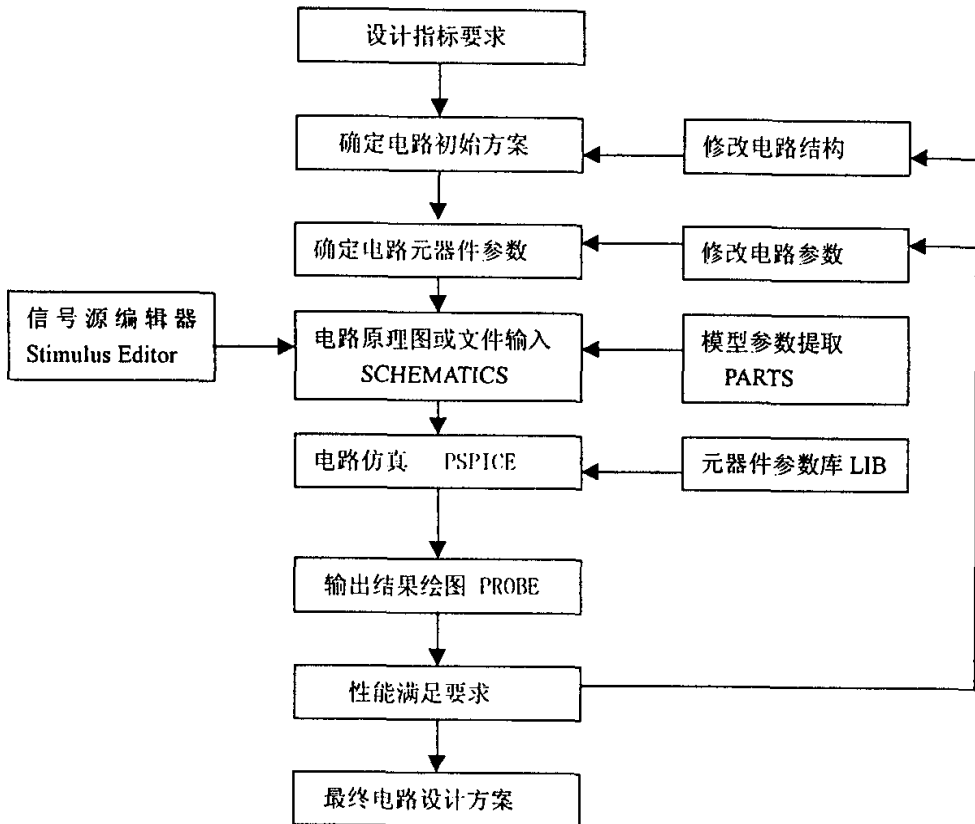
电路采用状态方程描述时，其状态变量是电容电压和电感电流，数目通常较少，所以状态空间法也是电路分析常用的方法之一。电路仿真程序可以根据网络的拓扑结构及支路元件的特性和参数自动列出电路的状态方程，然后求解。

二 电路的计算机辅助分析程序

电路的计算机辅助分析或仿真是根据电路的拓扑结构及每个支路的电气特性，借助计算机自动建立电路方程及求解的过程。可以如下的简要流程图表示。

为了能使计算机自动建立电路方程，必须首先将被仿真电路的拓扑结构信息及各支路的电气特性输入计算机。这需要将仿真电路按规定的格式编制成输入文件，输入文件输入计算机后，有关专用子程序就从输入文件中提取电路的有关信息以及分析要求，自动按一定的数据结构将有关信息存储起来以便供仿真软件作进一步处理和调用，然后根据各种电路器件对电路方程中 A, A' 的贡献自动形成 A, A' ，即建立电路方程。于是可以调用各种数值计算方法求解方程

并获得解矢量。最后根据仿真的要求，将需要的求解结果建立输出文件，以表格或曲线的形式打印出来。输入文件的编制和数据结构的存储方式随不同的仿真软件而异。



1 直流分析

1.1 线性电路的直流分析

直流分析是电路分析的基础，即使在瞬态分析时，也需要根据给定的初始条件先计算出各未知变量在 $t=0$ 时的初值。通常假定电路中的电容支路用等于它的初始电压的电压源替代，电感支路用等于它的初始电流的电流源替代，然后调用直流分析程序来计算初电路各节点的初始电压。

直流电路中仅含电阻 R ，电压源 E ，电流源 I 以及各种受控源，而不包括电容，电感等储能元件。为了便于计算机识别和记录，可以对各种元件指定不同的识别号 ID 。例如电阻 R 的识别号为 $ID=1$ ，电流源的识别号 $ID=2$ ，电压源的识别号 $ID=3$ 等。然后在输入文件中对各种元件规定一定的格式，例如电阻格式

规定为： $R \times \times \times \quad e \quad f \quad r$

$R \times \times \times$ 为电阻名, e 和 f 分别为该电阻支路的正节点和负节点 (反映电路的拓扑结构); r 为该电阻的电阻值。其他元件也相似规定各自的输入格式。计算机读完输入文件就获得了电路的全部拓扑结构信息及各支路的电气特性, 同时将各元件归类, 确定各元件入电流源, 电阻, 电压源等的 $N=IEN (ID)$, 并按一定的数据结构将全部有用的信息存储起来。然后调用专用子程序按一定的顺序逐个取出各元件的信息并形成 A, B 。

1. 2 非线性直流电路的分析

非线性直流电路分析是电路分析中十分重要的一个部分, 它是对非线性电路进行瞬态分析, 交流小信号分析的基础。当电路进行瞬态分析时, 通常要先计算其起始工作点。当电路中存在非线性元件时, 瞬态初始工作点的计算实际上是对该非线性电路作直流电路求解。非线性方程求解法则归结为一点: 那就是多次线性方程求解的迭代。一般地, 这些方法都可看成是函数的迭代。目前实际运用较多的方法是牛顿-莱普生迭代法。

给出一个非线性方程: $AX = B$ 可以这样描述:

$$F(x) = Ax - B = 0 \quad \text{或} \quad f_i(x_1, x_2, \dots, x_n) = 0 \quad i = 1, 2, \dots, n$$

设 $F(x)$ 在其解附近二次连续可微, 则广义的牛顿-莱普生迭代可表示为:

$$x^{k+1} = x^k - [F'(x^k)]^{-1} F(x^k)$$

$$\text{其中: } F'(x^k) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial V_1} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial V_N} \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \frac{\partial f_N}{\partial V_1} & \dots & \frac{\partial f_N}{\partial V_N} \end{bmatrix} \quad F'(x) \text{ 是 } F(x) \text{ 的雅可比矩阵。}$$

这是一个迭代公式, 当初始矢量 x^0 选得适当时通过该迭代公式可以获得一个矢量序列 $\{x^k\}$, 该序列得极限就是 $AX = B$ 得解。这里初始矢量 x^0 的选择是一个关键。一般说来, 非线性方程组得解矢量存在一个收敛邻域, 只要初始矢量 x^0 在该邻域内, 迭代一定收敛于方程得解。

1 电路瞬态分析

当电路中存在电容, 电感等储能元件时, 需要对电路进行瞬态分析, 求电路的瞬态响应。对于线性定常数电路, 其动态特性可用常系数微分方程来描述。对非线性电路, 其动态特性用非线性微分方程来描述, 电路的瞬态分析问题在数学上可归结为在给定的初始条件下, 求微分方程的初值问题, 其数学表达式为:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= f(x, t) \quad t \geq t_0 \\ x(t_0) &= x_0 \end{aligned} \right\}$$

一般情况下, 该方程的解不容易求得。通常我们求助于数值分析的方法求得方程的数值近似解。数值解的基本思想是在一定的时间区间内, 在若干时间离散点上将微分方程用差分方程替代, 然后逐点求解差分方程。微分方程离散化的方法不同就构成不同的数值解法。大多数数值解法都是基于泰勒级数展开和多项式近似这两种方法。

(1) 基于泰勒级数展开的方法

设 $x = \hat{x}(t)$ 是上述方程的解, 将 $\hat{x}(t)$ 在 $t = t_n$ 点展开成泰勒级数, 并令 $t = t_{n+1}$ 则:

$$\begin{aligned} \hat{x}(t_{n+1}) &= \hat{x}(t_n) + \frac{\hat{x}^{(1)}(t_n)}{1!} (t_{n+1} - t_n) + \frac{\hat{x}^{(2)}(t_n)}{2!} (t_{n+1} - t_n)^2 + \dots + \frac{\hat{x}^{(p)}(t_n)}{p!} (t_{n+1} - t_n)^p \\ &\quad + \sigma \left(\frac{\hat{x}^{(p+1)}(\xi_n)}{p!} (t_{n+1} - t_n)^{p+1} \right) \quad \xi_n \in (t_{n+1}, t_n) \end{aligned}$$

令 $h = t_{n+1} - t_n$, 且: $f^{(k)}(\hat{x}(t_n), t_n) = \hat{x}^{(k+1)}(t_n) \quad k = 0, 1, 2, \dots, p-1$, 则:

$$\hat{x}(t_{n+1}) - \sigma \left(\frac{h^{(p+1)}}{(p+1)!} f^{(p)}(\hat{x}(\xi_n), \xi_n) \right) = \hat{x}(t_n) + \frac{h}{1!} f(\hat{x}(t_n), t_n) + \dots + \frac{h^p}{p!} f^{(p-1)}(\hat{x}(t_n), t_n)$$

用近似值 x_n 及 x_{n+1} 替代上式中的精确值 $\hat{x}(t_n), \hat{x}(t_{n+1})$ 有:

$$x_{n+1} = x_n + \frac{h}{1!} f(x_n, t_n) + \frac{h^2}{2!} f^{(1)}(x_n, t_n) \dots + \frac{h^p}{p!} f^{(p-1)}(x_n, t_n)$$

这就是基于泰勒级数展开式建立差分方程初值问题的数值解法。

(2) 基于多项式近似的方法

设初值问题的解用一 k 次多项式表达:

$$\hat{x}(t) = \beta_0 + \beta_1 t + \beta_2 t^2 + \beta_3 t^3 + \dots + \beta_k t^k, \quad \text{其中 } \beta_0, \beta_1, \beta_2, \dots, \beta_k \text{ 为常数}$$

微分方程的初值问题可以写成积分形式

$$\hat{x}(t_{n+1}) - \hat{x}(t_n) = \int_{t_n}^{t_{n+1}} f(\hat{x}(t), t) dt$$

若已知 $t = t_n, t_{n-1}, \dots, t_{n-p}$ 式的精确解 $\hat{x}(t)$ 及其一阶导 $\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}(t), t)$, 则可以用这些时间点上的 \hat{x} 及 f 值插值出一个多项式来近似代替上式右面的积分, 从而求出数值解 x_{n+1} 的表达式。这是基于多项式近似法的数值解法。其一般形式为:

$$x_{n+1} = \sum_{i=0}^p a_i x_{n-i} + h \sum_{i=1}^p b_i f(x_{n-i}, t_{n-i})$$

其中, a_i, b_i 是 $2p+3$ 个待定系数。为使 x_{n+1} 等于精确解 $\hat{x}(t_{n+1})$, 式中 $2p+3$ 个系数必须受一定的条件约束, 即精确度约束条件。首先, $2p+3 \geq k+1$, 其次在 $2p+3$ 个系数中只需用待定系数法确定 $k+1$ 个系数, 其余系数可以任意选定。

对于 K 阶多步积分, 其系数的精确度约束条件为:

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=0}^p a_i &= 1 \\ \sum_{i=0}^p (-i)^j a_i + j \sum_{i=0}^p (-i)^{j-1} b_i &= 1 \\ j &= 1, 2, \dots, k \end{aligned} \right\}$$

1. 2 电路的统计分析

统计分析是描述电路的一种静态测试手段。其中蒙特卡罗分析使最常用的一种统计模拟方法, 它是在给定电路元器件参数容差的统计分布规律的情况下, 用一组组伪随机数求得元器件参数的随机抽样序列, 对这些随机抽样的电路进行直流、交流小信号和瞬态分析, 并通过多次分析结果估算出电路性能的统计分布规律, 如电路性能的中心值, 方差, 以及电路合格率, 成本等。

1. 3 电路信息的存储 (稀疏矩阵技术)

线性或非线性方程可以同时简化为线性代数方程系统。包括稳态小信号 AC 或大信号暂态分析, 所有电网络问题都可以归结为求解如下方程:

$$AX=B$$

对于一个实际电路, A 是一个非奇异矩阵, 它包含了大量的零元。显然对零

元是不必要存储的，在求解过程中也不必对零元进行运算。稀疏矩阵技术只对非零元素进行处理，它大大提高解题的速度，节省存储空间。

(1) 高斯消除法

高斯消除法包括正向消除和反向回代两大过程。其实质是将方程 A 矩阵化为一相等的上三角系统，该系统 A 中对角线以下元素全为 0；第二步，在回代过程中，由下向上逐个求出未知变量。下面我们用工三阶系统来说明高斯消除法。

$$\begin{matrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \\ \varepsilon_3 \end{matrix} \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix}^{(0)}$$

这里上标 (0) 表示系统初始方程， $(\varepsilon_2)^{(0)}$ 减去 $\frac{a_{21}^{(0)}}{a_{11}^{(0)}}\varepsilon_1^{(0)}$ ， $(\varepsilon_3)^{(0)}$ 减去

$\frac{a_{31}^{(0)}}{a_{11}^{(0)}}\varepsilon_1^{(0)}$ 可从 $(\varepsilon_2)^{(0)}$ ， $(\varepsilon_3)^{(0)}$ 中消除未知数 X_1 ，这个转换可用以下方程表达：

$$(\varepsilon_1)^{(1)} = (\varepsilon_1)^{(0)}$$

$$(\varepsilon_2)^{(1)} = (\varepsilon_2)^{(0)} - \frac{a_{21}^{(0)}}{a_{11}^{(0)}}\varepsilon_1^{(0)} \quad \text{得到如下形式:}$$

$$(\varepsilon_3)^{(1)} = (\varepsilon_3)^{(0)} - \frac{a_{31}^{(0)}}{a_{11}^{(0)}}\varepsilon_1^{(0)}$$

$$\begin{matrix} \varepsilon_1^{(1)} \\ \varepsilon_2^{(1)} \\ \varepsilon_3^{(1)} \end{matrix} \begin{bmatrix} a^{(1)}_{11} & a^{(1)}_{12} & a^{(1)}_{13} \\ 0 & a^{(1)}_{22} & a^{(1)}_{23} \\ 0 & a^{(1)}_{32} & a^{(1)}_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1^{(1)} \\ b_2^{(1)} \\ b_3^{(1)} \end{bmatrix}$$

最后， $(\varepsilon_3)^{(1)}$ 减去 $\frac{a_{32}^{(1)}}{a_{22}^{(1)}}\varepsilon_2^{(1)}$ 可消除 $(\varepsilon_3)^{(1)}$ 中的未知量 X_2

$$(\varepsilon_1)^{(2)} = (\varepsilon_1)^{(1)} = (\varepsilon_1)^{(0)}$$

$$(\varepsilon_2)^{(2)} = (\varepsilon_2)^{(1)}$$

$$(\varepsilon_3)^{(2)} = (\varepsilon_3)^{(1)} - \frac{a_{32}^{(1)}}{a_{22}^{(1)}}\varepsilon_2^{(1)}$$

于是得到上三角系统：

$$\begin{matrix} \varepsilon_1^{(2)} \\ \varepsilon_2^{(2)} \\ \varepsilon_3^{(2)} \end{matrix} \begin{bmatrix} a^{(0)}_{11} & a^{(0)}_{12} & a^{(0)}_{13} \\ 0 & a^{(1)}_{22} & a^{(1)}_{23} \\ 0 & 0 & a^{(2)}_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1^{(0)} \\ b_2^{(1)} \\ b_3^{(2)} \end{bmatrix}$$

这即完成了高斯消除法的第一步，现在我们用后向替代法解出该方程的解：

$$\begin{aligned} X_3 &= \frac{b_3^{(2)}}{a_{33}^{(2)}} \\ X_2 &= (b_2^{(1)} - a_{23}^{(1)} X_3) / a_{22}^{(1)} \\ X_1 &= (b_1^{(0)} - a_{13}^{(0)} X_3 - a_{12}^{(0)} X_2) / a_{11}^{(0)} \end{aligned}$$

如果方程右边的矢量 B 放在记载 A 中作为 N+1 列，如 $a_{1,N+1}^{(0)} = b_1^{(0)}, a_{2,N+1}^{(0)} = b_2^{(0)}, a_{3,N+1}^{(0)} = b_3^{(0)}$ ，则以上程序可归纳为如下格式：

$$a_{ij} = a_{ij} - \frac{a_{in} a_{nj}}{a_{nn}} \quad \left. \begin{matrix} i = n+1, n \\ j = n, n+1 \end{matrix} \right\} n = 1, N$$

这是三角化的第 N 步：

$$X_n = \left[a_{n,N+1} - \sum_{j=n+1}^N a_{nj} X_j \right] / a_{nn} \quad n = N, 1$$

这是后向替代的第 N 步，对一个 N 阶系统，用高斯消除法所需长运算步骤数仅为 $\frac{N^3}{3} + N^2 - \frac{N}{3}$ ，在消去过程中需进行乘 $1/a_{nn}$ ，当 a_{nn} 的绝对值太小，会引起计算结果的溢出。因而在每步消去前，先在剩余矩阵的主列各元中寻找绝对值最大的主元，并进行行行交换，即列主元高斯消除法。

(2) LU 转换

LU 转换是高斯消除法的一种变形。它以矩阵的三角形分解为基础。其实质是：将 A 分为上三角矩阵 U 和一个下三角矩阵 L，通常地，在 L 的对角线上的元素为 1。如：

$$A = LU$$

$$LUX = B$$

$$UX = L^{-1}B = \hat{B}$$

$$X = U^{-1} \hat{B}$$

由于 L, U 是对角三角阵, 因此可方便地计算出 L^{-1}, U^{-1} 。LU 转变法需要三个步骤:

- a) 简化 A 为 L 和 U
- b) 对 L 进行前向替代
- c) 对 U 进行后向替代

采用高斯消除法而引伸的 LU 转换可总结为如下形式

$$\left. \begin{aligned} L_{in} &= a_{in}^{(n-1)} / a_{nn}^{(n-1)} & i &= n+1, N \\ U_{nj} &= a_{nj}^{(n-1)} & j &= n, N \\ a_{ij}^{(n)} &= a_{ij}^{(n-1)} - L_{in} U_{nj} & i &= n+1, N \quad j = n+1, N \end{aligned} \right\} n = 1, N$$

在 LU 分解因素的第 n 步:

$$\hat{b}_n = b_n - \sum_{j=1}^{n-1} L_{nj} \hat{b}_j \quad n = 1, N \quad \text{前向替代的第 } n \text{ 步;}$$

$$x_n = \left[\hat{b}_n - \sum_{j=n+1}^N u_{nj} x_j \right] / u_{nn} \quad n = N, 1 \quad \text{后向替代的第 } n \text{ 步;}$$

LU 分解同样会遇到主元为零或较小的情况, 它将使计算机中断, 可采用选主元的方法, 作行行交换来避免。

第二章 变压器模型的建立

变压器在电子设备中占有很重要的地位。它是一种利用互感耦合的电感器件。它由铁芯和线包（初级，次级绕组）组成。铁芯起导磁作用，并使变压器的电性能和经济指标大大变好，接电源的初级绕组起激磁和从电源获取电能的作用，并通过它能将电源电能转换为磁场能。接负载的次级绕组，它将磁场能转换为电场能供给负载。利用变压器不同匝数比来实现变压、变流、变换阻抗的作用，同时将电源电能传递到负载电路。

一 磁路的基本概念

1 磁路及基本特点

电感器件为了增大电感量，Q 值和缩小体积，通常采用软磁材料作为铁芯，使磁力线较集中地经过线圈内部。这种利用磁物质供磁力线通过的路径结构的总体称为磁路。铁磁物质构成的磁路有以下特点：

- (1) 磁力线全部（或主要）集中在磁路里，磁路路径就是磁力线的轨迹。
- (2) 磁路常可以分为几段，使每段具有相同的截面积和相同的磁介质。磁路中磁场强度处处相同，方向与磁路路径一致。
- (3) 在磁路中任一截面上，磁通都是均匀分布的。
- (4) 磁路中没有断路情况，即不存在有磁势无磁通的现象；
- (5) 磁路中有漏磁现象。因为在自然界尚未发现对磁通绝缘的材料。

铁磁物质有很强的导磁能力，因为它内部存在很多自发饱和磁化的小磁畴。在没有外磁场作用时，这些磁畴在铁磁物质中杂乱排列，对外不显示磁性。在有外磁场作用的情况下，它们将发生偏转与旋转，显示出很强的磁性。

2 磁饱和与漏磁

因为磁绝缘体的磁导率与磁导体的磁导率相差不大（ $1 \sim 10^4$ 倍），当线圈中流过电流时，在铁芯中产生磁通，该磁通的绝大部分是在铁芯中流通形成闭合路径，称为主磁通 ϕ_0 ，其中有一小部分磁通是经过部分铁芯和周围介质形成闭合路径，形成漏磁通 ϕ_s 。对电感器件来说，漏磁形成的漏感越小越好，因为

它将导致电感器的电感量减小，漏感抗随频率增加而增加，感应电势 E 降低，负载电压降低，开关电源变压器输出波形畸变，开关损耗加大，产生噪音干扰等。要想消除漏感影响是较为困难的，可以采取一些措施来降低漏感的影响。如合理配置初次级位置，选取合适的绕组电阻值，选择磁导率较小的绝缘材料，确定合理的铁芯形态。

3 磁损耗

电感器件的磁路损耗，即铁芯损耗 p_c ，它包括磁滞损耗 p_h 和涡流损耗 p_e 。铁芯磁滞回线所包围的面积就是磁滞损耗。由于磁滞回线的面积与 B 、 H 关系复杂，一般用经验公式表示如下： $P_h = k_h f V B_m^\alpha$

其中： B_m —磁感应强度最大值 (T) α — $B_m < 1T$ 时，值为 1.6，

$B_m > 1T$ 值为 2

f —工作频率 V —体积 k_h —系数，取决于材料和单位 P_h —磁滞损耗

涡流损耗是当铁芯中有交变磁通，在包围它的任意闭合路径中产生感应电势，该感应电势不仅在线圈中存在而且在铁芯中也存在，铁芯中感应电势又产生感应电流。它在垂直于磁通方向的平面内流动，该电流在铁芯中引起的损耗既是磁滞损耗。

计算公式为： $P_e = k_e f^2 V B_m^2$

其中： B_m —磁感应强度最大值 (T) f —工作频率 V —铁芯体积

k_e —系数，取决于铁芯材料，材料和单位 P_e —涡流损耗

二 变压器电路级模型建立

我们知道，磁芯饱和的物理本质决定变压器非线性行为，可以反映饱和现象、磁芯磁滞损耗与涡流损耗响应特性。因而可以尝试建立一个饱和磁芯模型，通过确定它的一些关键参数来模拟磁芯的物理特性。进行模拟仿真时，这些参数被传递到子电路中，可通过 Pspice 建立电路方程组可以求解。

对电感元件，我们有：

$$I = \frac{1}{L} \int V dt$$

从磁路角度看，可以得到： $\phi = BS, \psi = n\phi = LI$

$$F = HL_m = NI, \quad nLI = n^2\phi$$

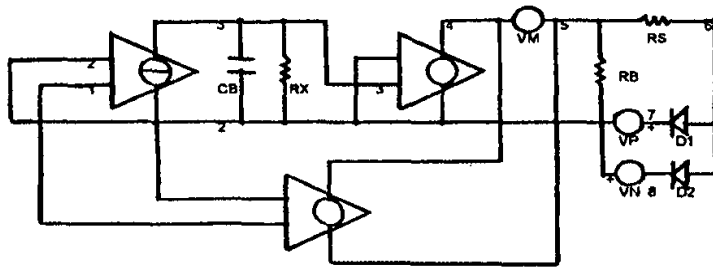
将上述公式代入电感器件特征方程，有：

$$\frac{B}{H} = \frac{L}{N} \frac{L_m}{S} = KL \quad \text{即：} \mu = f(L)$$

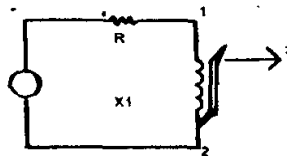
$$I = \frac{F}{N} = \frac{HL_m}{n} = \frac{1}{L} \int nB(s)S dt$$

即： $H = K \int B(t) dt$ ，它反映磁通与磁感应强度的关系：他们之间是一个积分关系，铁芯模型的建立应反映这种关系。我们可以建立磁通的模拟量：通过对铁芯两端电压积分，并使与该非线性元件类似的磁通能产生一与目的函数成比例的电流。可以用如下电路来表示：

磁芯的PSPICE模型



磁芯模型封装图



分析该电路，对 G_1 而言，由KCL方程得：

$$C \frac{dU}{dt} + \frac{U}{R} = G_1, V_1 = G_1$$

$$V_3 = \frac{1}{C} \int (G_1 - \frac{V_3}{R}) dt = \frac{1}{C} \int (V_1 - \frac{V_3}{R}) dt$$

$$I(V_X) = \begin{cases} \frac{V_4 - V_P}{R_S} + \frac{V_4}{R_B} & \text{正向饱和} \\ -\frac{V_4 + V_N}{R_S} - \frac{V_4}{R_B} & \text{负向饱和} \end{cases}$$

$$\text{所以: } I_1 = \begin{cases} -\frac{V_P}{R_S} + \left(\frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_B}\right) \cdot \frac{1}{C} \int (V_1 - \frac{V_3}{R}) dt \\ -\frac{V_N}{R_S} - \left(\frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_B}\right) \cdot \frac{1}{C} \int (V_1 - \frac{V_3}{R}) dt \end{cases}$$

可以看出是 I_1 和 V_1 一个分段积分关系。我们假定 I_1 表示磁场强度, V_1 表示磁通量, V_P, V_N 表示饱和磁通, R_S 与饱和区感抗成正比, R_B 与高磁导区感抗成正比, 磁芯损耗可以在输入端加入一个电阻来模拟, 也可以在 R_B 两端并联一个电容来模拟, 因为电容器件中的电流的积分与输入端电阻产生的效果一样。该电容是电压的非线性函数, 其电压即可看为磁通的函数。显然, 我们可以确定二极管的 CJO 参数值来模拟漏磁通行为。通过 PSPICE 程序仿真后, 我们可以得到一个能反映铁芯的磁滞特性的曲线。现在我们需要做的就是确定电路中相关参数值。

我们确定 5 个相关参数量: VSEC: 铁芯磁通量 (V·S)
 IVSEC: 铁芯初始磁通量 (V·S)
 LMAG: 磁化电感 (H)
 LSAT: 饱和电感 (H)
 FEDDY: 涡流临界频率 (H_z)

根据法拉第定理, 有: $E = N \frac{d\phi}{dt}$, $E = B_m A_c$

由以上两式可得: 在激励为正弦波的情况下:

$$E = 4.44 * B_m * A_c * F * N$$

在方波激励情况下:

$$E = 4.00 * B_m * A_c * F * N$$

因而, $\int edt = N\phi = N * B_m * A_c = Li = VSEC$

由安培定理我们可得:

$H = N * \frac{i}{M_l}$ ，由以上几个公式有：

$L = N^2 * B_m * A_c * \frac{1}{H * M_l}$ 因为 $\mu = B / H$ ，所以：

$L(mag, sat) = \mu(mag, sat) * N^2 * A_c * \frac{1}{M_l}$

其中，LMAG，LSAT 可以通过获得 μ 值由上式确定，从铁芯的 B-H 特性曲线中可找到合适的 μ ，并找到相应的磁通值。一个在线性区，有最大磁导率，一个在饱和区。从 $\mu - \phi$ 曲线可得到正确的磁导率 μ 。与漏感相关的 FDDY 值（涡流临界频率）可从 $\mu - f$ 图中得到，一般我们以 μ 的 3 分贝点为临界点去确定相应的频率。这些可以从铁芯资料上得到。

该模型是从电路角度来分析，不需要对铁芯的物理结构有很深的了解。最后，我们计算电路中各种参数，即是用 N, A_c, M_l, μ, B_m 来描述铁芯。

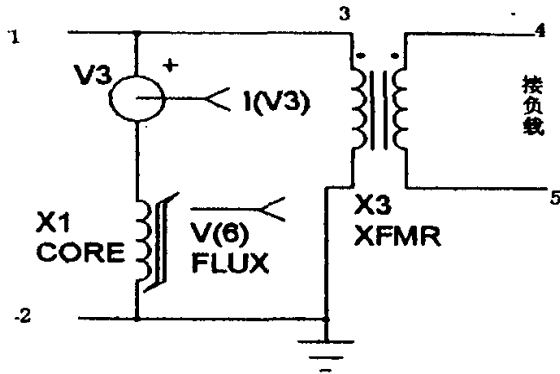
于是我们获得该铁芯模型的 PSPICE 程序：

```
A CORE MODEL
.SUBCKT CORE 1 2 3
F1 1 2 VM1 1
G2 2 3 1 2 1
E1 4 2 3 2 1
VM1 4 5 0
RX 3 2 1E12
CB 3 2 VSEC/N IC=(IVSEC/VSEC*N)
RB 5 2 LMAG*N/VSEC
RS 5 6 LSAT*N/VSEC
VP 7 2 vp
D1 6 7 DCLAMP
VN 2 8 vn
D2 8 6 DCLAMP
```

```
.MODEL DCLAMP D(CJO=(3*VSEC/(6.28*FEDDY*N*LMAG)) VJ=25)
.ENDS
```

可以看出，反映铁芯特性的参数都包括在该子电路图中。

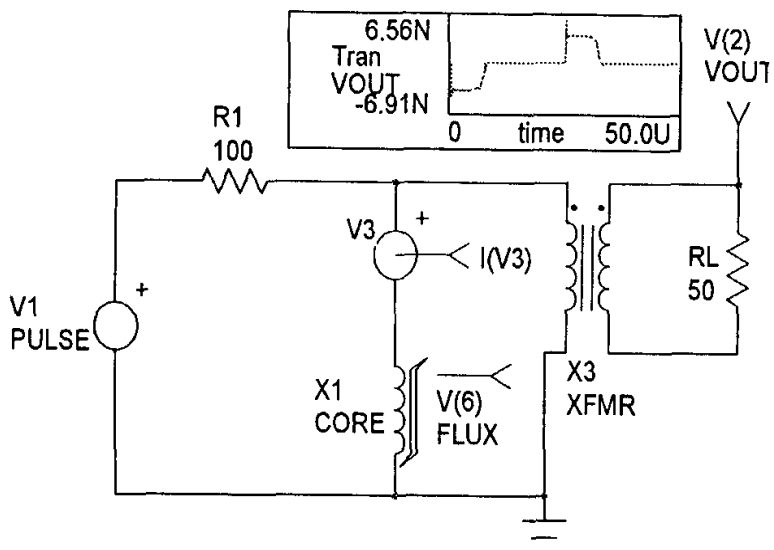
饱和磁芯模型加入一个理想变压器就形成一个完全变压器模型，将磁芯模型放入变压器输入端并确立参数，得到一个完整的变压器模型。如下图：



该子电路图的 PSPICE 程序为：

```
.subckt mac_cell 1 2 4 5
F1 1 2 vm1 1
G2 2 3 1 2 1
E1 12 2 3 2 1
VM1 12 5
RX 3 2 1e12
CB 3 2 VSEC/N IC=(IVSEC/VSEC*N)
RB 5 2 LMAG*N/VSEC
RS 5 6 LSAT*N/VSEC
VP 7 2 vp
D1 6 7 DCLAMP
VN 2 8 vn
D2 8 6 DCLAMP
.MODEL DCLAMP D(CJO=(3*VSEC/(6.28*FEDDY*500*LMAG)) VJ=25)
VM 10 11
E 10 5 1 2 0.39
F 1 2 VM 0.39
RP 1 2 100meg
RS1 11 4 1u
.ends
```

在该模型中，输入端加入电压源，输出加一电阻，即可模拟铁芯的工作情况，如下例：（例一）

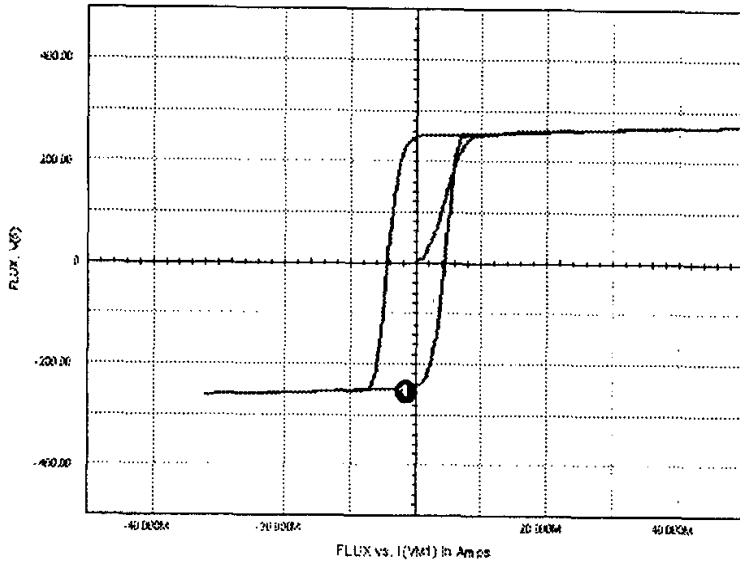


仿真程序如下：

```

A TRANSFORM PSPICE-NET
*ALIAS V(3)=VOUT
*ALIAS V(5)=FLUX
*ALIAS V(4)=VIN
R1 4 2 100
R2 3 0 50
X1 2 0 3 0 mac_cell(VSEC=25U IVSEC=-25U LMAG=10MH LSAT=20UH
+
          FEDDY=25KHZ)
V2 4 0 PULSE (-5 5 0US 0NS 0NS 25US)
*use the above stagement for square wave excitation
*V2 4 0 SIN 0 5 40K
*use the above stagement for sin wave excitation
*ajust voltage levels to insure core saturation
.END
    
```

通过计算，可以得到铁芯的特性曲线（B—H）曲线：



铁芯损耗将随频率增加而增加，当磁芯饱和时，铁芯的 F 显著增加。在饱和区与非饱和区之间的转换非常迅速。这与我们观察的结果非常相似。我们可以发现，在该模型中，二极管中影响铁芯损耗的电容值 CJO 与该现象有很大的关系。减小 CJO 的值并减小 VP , VN 值可以使该转换区的曲率减小。

三 从数学方法建立磁芯模型

磁芯模型有三个重要的组成部分：磁导率，磁滞现象，铁芯损耗。但是磁导率，磁滞现象都是非线性函数。我们知道，一个磁性元件可以用一电感来代表，该电感与铁芯的磁导率和几何尺寸有关，电感电流为：

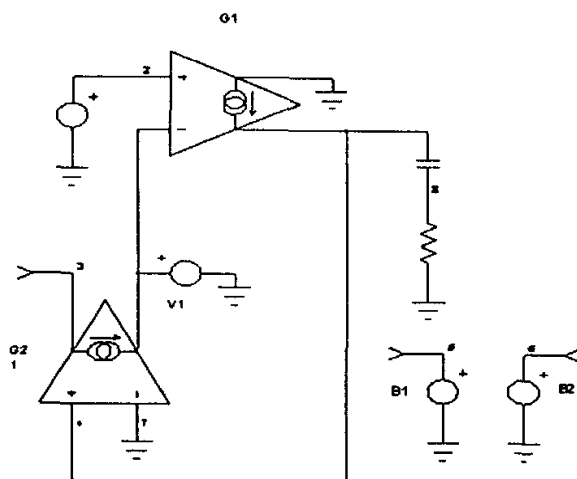
$$I = \frac{1}{L} \int V dt$$

为了正确表示铁芯的 $B-H$ 曲线，我们应该定义该非线性电感。材料厂商提供了初始磁导率的百分比与直流偏磁数据的数据，我们运用曲线拟合技术可以看出，磁导率的非线性可以用一个闭环函数来表示。该非线性磁导率也可用来修改积分器的斜率。即：

$I = \frac{1}{L * U\%} \int V dt$ ，它可以正确反映 $B-H$ 特性图和铁芯的磁滞现象和阻抗效应。我们可以如下配置该模型：

其中：B1 用来计算电感磁场力，表达式为： $H = \left| \frac{4\pi NI}{L_m} \right|$ ，N 为线圈匝数，I

是通过电感的电流， L_m 是铁芯磁路长度



B2 计算初始磁导率百分比，其公式用曲线拟合得到

B3 计算电感两端电压与磁导率百分比的比值

从图中可以看到：G1 将 B3 的值积分，并送到 G2，产生流过电感的电流，G1，G2 比值都为 1，可以计算出流过器件的电流：

$$I = \frac{1}{C * U\%} \int V dt$$

对于铁氧体磁芯来说，我们以 F2213 为例来说明：其中：

AL=4900mH, $l_m=3.12\text{cm}$, $U_i=3000$, $f_{eddy}=1\text{Mhz}$

通过曲线拟合，我们有如下表达式： $U\% = \frac{1149 * 1.09H^{-1.1376}}{1.05 + 1.094H^{-1.1376}}$

$$B_1 = \left| \frac{0.4\pi(1)I(V1)}{3.12} \right| = 0.4026I(V1)$$

$$C_1 = \left(\frac{1}{1000} \right)^2 * 4900\text{mHy} = 4.9\mu\text{Fd}$$

$$B_3 = \frac{V(3,4)}{V(B2)}$$

$$B_2 = \frac{1.149 * 1.094V(B1)^{-1.1376}}{1.05 + 1.094V(B1)^{-1.1376}}$$

$$R_1 = 2\pi f_{eddy} C l = 30.77\Omega$$

同样以例 1 为例，我们可以通过写出该模型的 PSPICE 程序，来模拟磁芯行为，验证该模型正确性。

```

A NEW TRANSFORM PSPICE-NET
*ALIAS V(3)=VOUT
*ALIAS V(9)=FLUX
*ALIAS V(4)=VIN
.SUBCKT XFMR 1 2 3 4
E 5 4 1 2 0.3
F 1 2 VM 0.3
VM 5 6
RP 1 2 1MEG
RS 6 3 1U
.ENDS
.SUBCKT CORE 4 0 9
.PLOT AC V(3) VP(3) VDB(2) IDB(VX)
.PLOT DC V(6) V(5)
.PROBE
G2 4 3 9 0 1
VX 3 0
G1 0 9 2 3 1
C1 9 0 4.9U IC=0
R3 9 0 100MEG
E1 5 0 VALUE={ABS(1.256*I(VX)/3.12)}
E2 6 0 VALUE={1.149*1.094*V(5)
+
*EXP(-1.1376)/(1.094*V(5)*EXP(-1.1376)+1.05)}
E3 2 0 VALUE={V(3,4)/V(6)}
R1 4 3 30.77
.ENDS
    
```

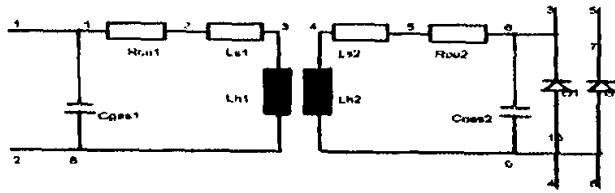
```

R1 4 2 100
R2 3 0 50
X1 1 0 9
X2 2 0 3 0 XFMR
*{RATIO=0.3}
V2 4 0 PULSE (-5 5 0US 0NS 0NS 25US)
*use the above stagement for square wave excitation
*V2 4 0 SIN 0 5 40K
*use the above stagement for sin wave excitation
*ajust voltage levels to insure core saturation
.END
    
```

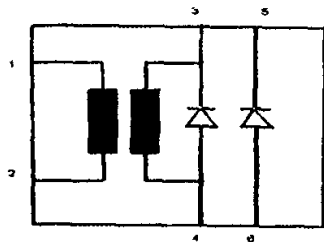
四 经典变压器模型

在电路经典理论中，我们有一个变压器的通用简化电路：

变压器的一般模型



模型PSPICE封装示意图
(包括漏感,铜损,分布电容)



其中,初级电感 $L_{1h} = \mu_0 \mu_r \frac{A_c N_1^2}{L_c} = A_L N_1^2$, 初级漏感 $L_{1s} = \mu_0 \mu_e N_1^2 * \frac{b_m}{3} * \frac{l_m}{h_m} * \frac{1}{l^2}$

初级铜损 $r_1 = k * l_m * r_{(20^\circ c)}$, 分布电容 CGES1

次级电感 $L_{2h} = \mu_0 \mu_r \frac{A_c N_1^2}{L_c} = A_L N_1^2$, 次级漏感 $L_{2s} = \mu_0 \mu_e N_1^2 * \frac{b_m}{3} * \frac{l_m}{h_m} * \frac{1}{l^2}$

次级铜损 $r_2 = k * l_m * r_{(20^\circ c)}$, 分布电容 CGES2

分别计算出这些参数值, 即可确立变压器的模型, 再通过 PSPICE 进行仿真可以得到变压器的模拟过程。该模型的子电路程序为:

```
.Subckt mac_cell 1 8 6 10 7 9
CGES1 1 8 cges1
RCU1 1 2 rcu1
LS1 2 3 ls1
LH1 3 8 lh1
LH2 4 9 lh2
LS2 4 5 ls2
RCU2 5 6 rcu2
CGES2 6 9 cges2
D1 10 6 UF5408
D2 9 7 UF5408
K1 LH1 LH2 k1
.model UF5408 D(IS=62n RS=0.24 n=1.2 BV=1190 IBV=1m CJO=2.2p
+ VJ=0.6 M=0.47 TT=5n)
.ENDS
```

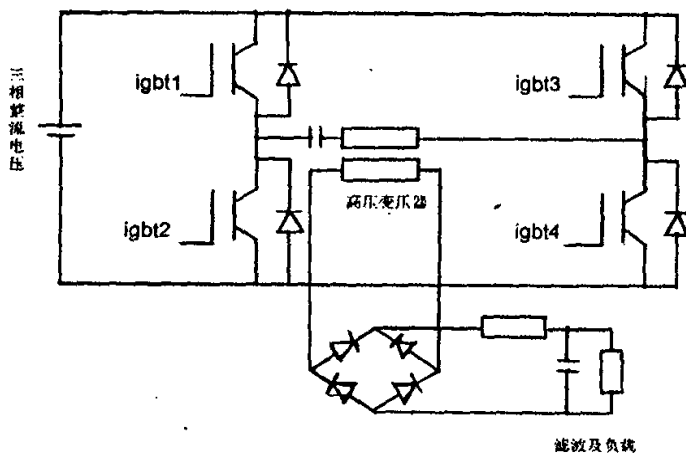
第三章 变压器模型在开关电源中的运用

随着电力电子技术的高速发展，开关电源已替代常规电源而广泛应用于工业、民用和各种电器设备中，电力电子器件的大功率集成化，促进开关电源技术的研究和开发更加深入，以提高开关电源设计水平，加快电源设计周期为目的的计算机仿真技术也得到快速发展。

谐振式开关电源具有转换效率高，电磁干扰小等特点，以 IGBT 功率模块作为开关管使用于谐振状态，有效地降低开关损耗，减少管子的拖尾电流，对提高频率和大功率传输是十分有利。在此类电源中，一般采用调频方式和调幅方式。高压开关电源除以上问题外，还会遇到耐压，隔离和高压整流的特殊问题，针对电真空磁控管的具体应用情况，要求直流高压电源为 7.2KV/1.2A 的参数，我们就对这种电源进行设计和模拟分析。

1 主回路

开关电源简易结构框图



三相交流电输入 MJYS-ZL-100 型整流模块，后接电容滤波，在模块控制端加入 0-10V 的直流电压，该模块一方面有缓冲电路的作用，另一方面有控制和调节输出电压的作用。开关管 SKM100GB123D 组成全桥谐振式电路，电流谐振峰值为平均电流的 3-5 倍，导通脉冲宽度一般为固定方式，采用幅值调制的形式。输出电压设计为 7.5KVA。用四只 IGBT 管构成全桥式开关电路，开关主

频率由 3524 确定为 20KHZ, 半周期为 25us。电容 C 和变压器初级等效电感 L 组成谐振回路, 谐振频率由下面的公式给出:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

其中, 电感 L 取决于变压器设计, 电容的大小与负载侧电容在原边的反映有关, 在调试中确定 ($2\mu F - 5\mu F$), 要求谐振半周期为 18-22us, 当此值与开关管的导通时间 t_{ON} 相等时, 就实现了零电流的开断。电容自身的充放电过程构成开关管的零电压开断。

2 变压器

这里根据实际情况给出变压器的相关数据, 并计算出相应的模型参数。

变压器的脉冲功率由磁芯的有效截面与饱和磁感应强度共同决定。根据电流选择线圈线径的大小, 磁感应强度降级使用保证在瞬间过流的情况下, 磁芯不会出现饱和现象。材料选用锰锌软磁材料 C 型, I 型组成 C-I-C 型变压器, 并加工为长方形截面的磁芯。对于全波双极转换形式, 变压器的设计情况如下:

$$N_1 = \frac{UT_{ON}}{2B_m A_s}$$

其中: N_1 : 初级线圈匝数, N U : 初级电压, V

B_m : 最大磁感应强度, GS T_{ON} : 脉冲最大宽度, μs

A_s : 磁芯有效截面, mm^2

具体设计指标为:

输入电压: $U = 540V$

输出电压: $U_o = 120V$

工作频率: $f = 20KHZ$

脉冲宽度: $T_{ON} = 23\mu s$

有效截面: $A_s = 2000mm^2$

磁感应强度: $B_m = 1000G_s$

根据公式可以计算:

初级线圈匝数:
$$N_1 = \frac{540 \times 23}{2 \times 1000 \times 2000} \times 10^4 = 32$$

变压器变比:
$$n = \frac{U_0}{U} = \frac{120}{540} = 0.23$$

次级线圈匝数:
$$N_2 = n \times N_1 = 0.23 \times 32 = 7$$

通过变压器一般模型进行模拟

变压器电磁参数计算:

原边绕组:

1. 初级电感
$$L_{1h} = \mu_0 \mu_r \frac{A_c N_1^2}{L_c} = A_L N_1^2$$

其中, L_{1h} ---初级电感值 (H); μ_0 ---真空磁导率 ($4\pi \times 10^{-7} H/m$);

μ_r ---相对磁导率; A_c ---磁芯柱有效截面积 (m^2);

L_c ---磁芯平均磁路长度 (m); A_L ---电感常数

$$A_c = 85 * 28.5 = 2.4 * 10^{-3} m^2$$

$$L_c = 2 * (280 + 68) * 10^{-3} = 0.696m$$

$$A_L = \mu_0 \mu_r \frac{A_c}{L_c} = 4\pi * 10^{-7} * 600 * \frac{2.4 * 10^{-3}}{0.696} = 2.59\mu H$$

$$L_{1h} = A_L N_1^2 = 2.59 * 10^{-6} * 32^2 = 2.65mH$$

2. 漏感
$$L_{1s} = \mu N_1^2 * \frac{b_m}{3} * \frac{l_m}{h_m} * \frac{1}{t^2}$$

其中, L_{1s} ---初级漏感值 (H); b_m ---绕组在窗口占有宽度 (m);

N_1 ---初级绕组匝数; μ ---铁芯饱和磁导率 (一般取 1---100 H/m);

L_m ---绕组导体的平均长度 (m); t ---初级和次级交叉的次数;

h_m ---轴向绕线宽度 (m)

$$L_{1s} = 3\mu H$$

3. 铜损
$$r_1 = k * I_m * r_{(20^\circ c)} = 1.28 * 15.56 * 0.02842 = 0.566\Omega$$

4. 分布电容 CGES1=4.69pF

副边绕组:

1. 次级电感
$$L_{2h} = \mu_0 \mu_r \frac{A_c N_1^2}{L_c} = A_L N_1^2$$

$$A_L = \mu_0 \mu_r \frac{A_c}{L_c} = 4\pi * 10^{-7} * 600 * \frac{2.4 * 10^{-3}}{0.696} = 2.59\mu H$$

$$L_{2h} = A_L N_1^2 = 2.59 * 10^{-6} * 7^2 = 0.126mH$$

2. 漏感
$$L_{2s} = \mu * N_1^2 * \frac{h_m}{3} * \frac{l_m}{h_m} * \frac{1}{l^2} = 2\mu H$$

3. 铜损
$$r_2 = k * l_m * r_{(20^{\circ}c)} = 1.28 * 3.6 * 0.04608 = 0.212\Omega$$

4. 分布电容 CGES2=2pF

在模拟过程中,会遇到以下问题:

① 长时间的瞬态运行 长时间的瞬态分析运行可以通过选择合适的限定选择项来避免,影响瞬态分析的限制是:

- (1) 在运行中打印步长的次数 LIMPTS;
- (2) 运行中迭代次数 ITL5;
- (3) PROBE 可以处理的数据点数目。

运行中打印步长的次数是由选择项中 LIMPTS 决定的,限定的缺省值为零(即没有限制),但可以设置直至 32000 的正值。本文选择: .OPTIONS LIMPTS=6000。同时,我们可以给定电容电感的初始值,以减少计算时间。

② 收敛性问题

PSPICE 使用迭代算法,以一系列节点电压开始,在每次迭代计算一系列新值时,希望这些新值更接近于基尔霍夫电压定律和电流定律的解。这就是说,使用最新的猜测值会使迭代收敛于解。

如果迭代不收敛于一个解,则分析失败,直流扫描跳过其余点。引起直流扫描失败最一般的原因是试图分析一个含有再生反馈的电路。因为它需要在交叉点不连续地从一个解跳到另一个解。

为得到滞后特性,我们使用带有一个分段线性电压源的瞬态分析,以产生缓慢上升的斜率。这样做没有 CPU 时间问题,因为在远离转折点时加大内步长,

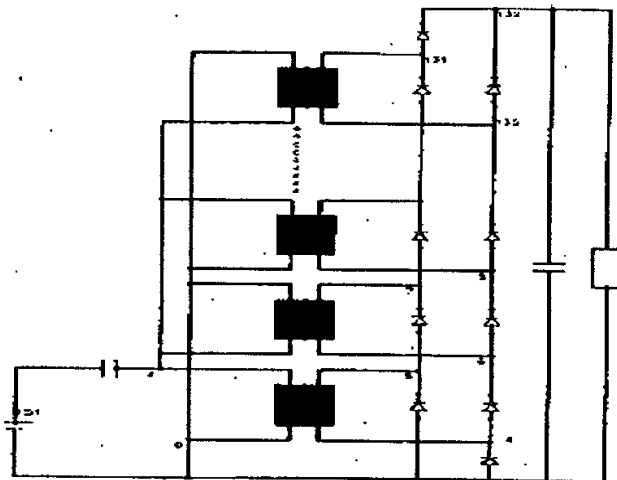
在转折点附近用小步长。一个非常慢的坡度可以保证电路的开关时间不影响滞后电平，这就是缓慢地改变输入电压，直至与电路开关相似。

③ 瞬态分析

由于收敛性问题而导致失败时，瞬态分析跳过其余时间，本文所用程序在调试过程中经常遇到类似情况，可用的改善瞬态响应的方法是：

改变相对精度参数 RELTOL，使它由 0.001 变到 0.1；用 ITL4 选择项设置瞬态分析时每个节点的迭代次数。设置 ITL4=50 将允许每一个点迭代 50 次。如果一点的迭代次数增加，将需要更长的模拟时间。

模拟电路图如下：

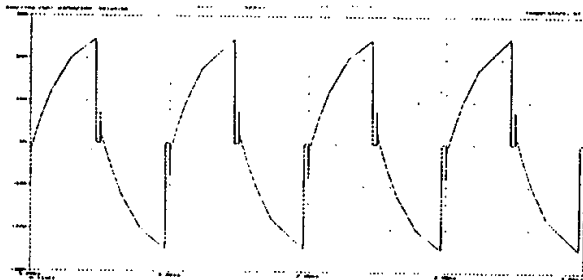


仿真结果如下图：

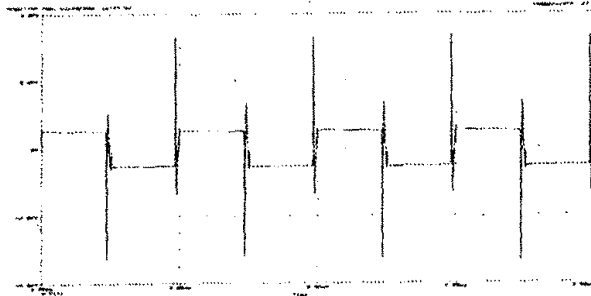
(一) 电源处于开关状态

其中，铁芯磁导率 $\mu = 600$ ， $c_1 = 100\mu F$ ，谐振回路电流峰值为 24.2A

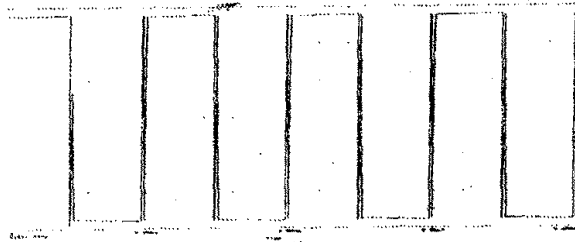
输出电压为 7.0KV，纹波值为 26V



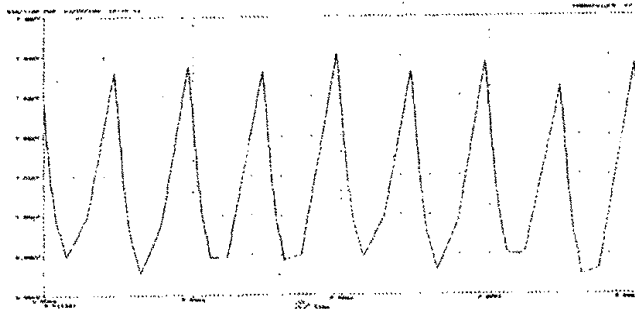
图一表示变压器输入回路电流



图二表示变压器原边电压波形



图三表示单匝变压器副边电压波形

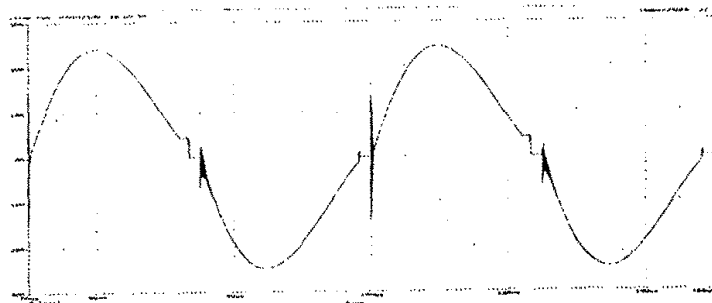


图四表示开关电源输出波形（纹波值为 26V）

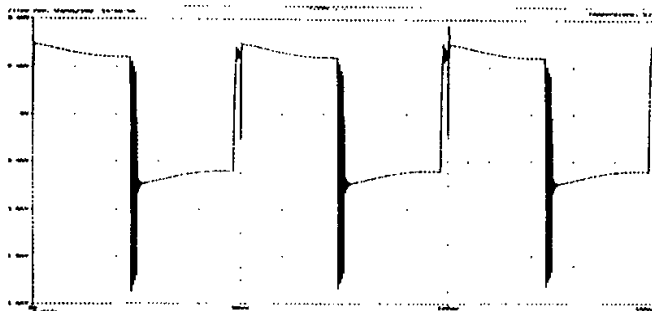
(二) 开关电源处于谐振状态

其中，铁芯磁导率 $\mu = 600$ ， $c_1 = 3.3\mu F$ ，输出电压为 7.2KV，纹波值为 83.3V，

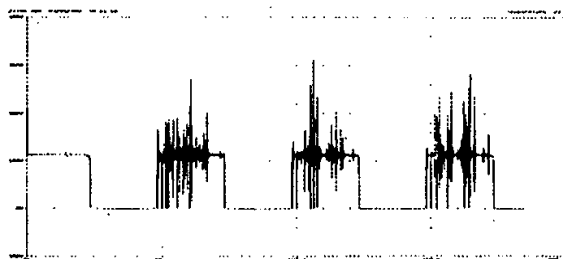
谐振回路电流峰值为 24A



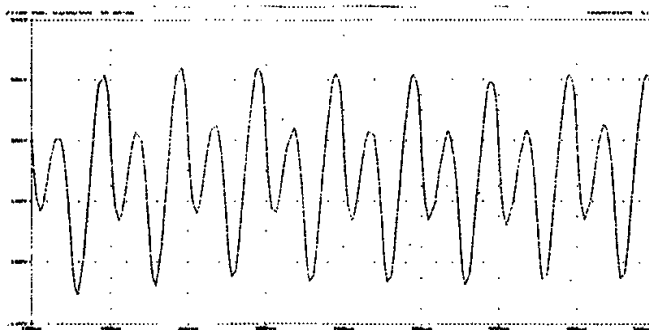
图一表示谐振回路电流波形



图二表示变压器原边电压波形



图三表示正向脉冲下单匝变压器副边电压波形

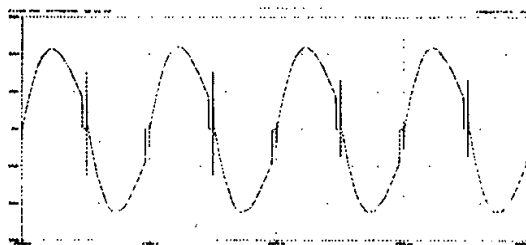


图四表示开关电源输出波形（纹波值为 83.3V）

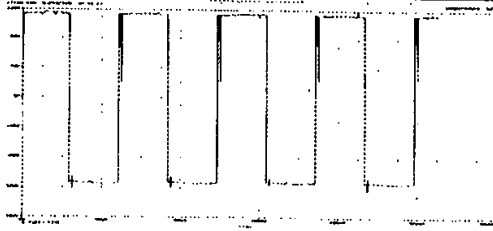
（三）开关电源处于欠谐振状态

其中，铁芯磁导率 $\mu = 600$ ， $c_1 = 4.5\mu F$ ，输出电压为 7.2KV，纹波值为 61V，

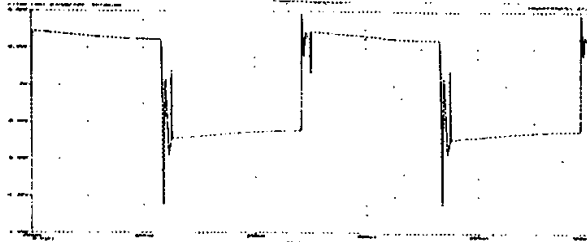
谐振回路电流峰值为 21A



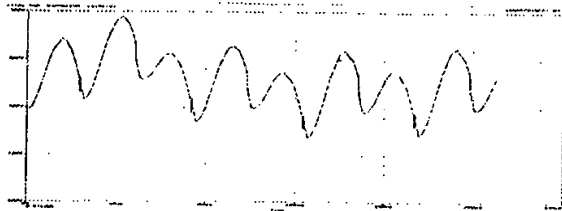
图一表示输入回路电流波形



图二表示变压器原边电压波形



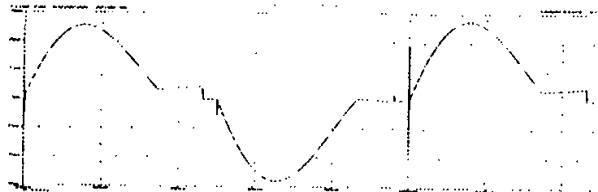
图三表示单匝变压器副边电压波形



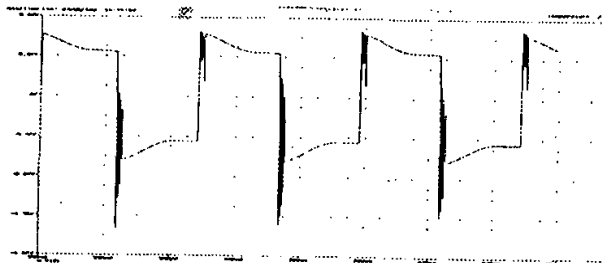
图四表示开关电源输出波形（纹波值为 61V）

(四) 开关电源处于过谐振状态

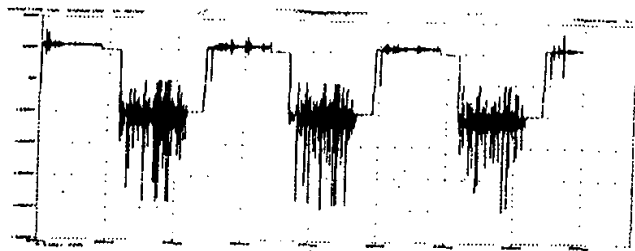
其中，铁芯磁导率 $\mu = 600$ ， $c_1 = 2\mu F$ ，谐振回路电流峰值为 31.9A



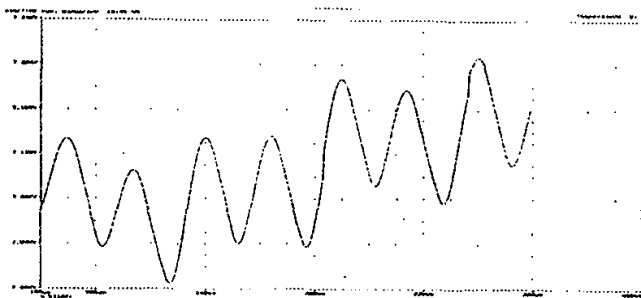
图一表示输入回路电流波形



图二表示变压器原边电压波形



图三表示单匝变压器副边电压波形



图四表示开关电源输出波形（纹波值为 207V）

附：用经典模型的仿真程序：

```

Simulat the Transformer
.options reit0l=0.1 limpts=600000 it14=50
v1 150 0 PULSE (0 540 0 200n 200n 23u 50u)
v2 152 0 pulse (0 -540 25u 200n 200n 23u 50u)
*v3 2 0 pulse (0 18 0 1m 0)
*Emult 1 0 value={v(151,0)*v(2,0)}
c1 151 1 3.3u ic=-50v
lj 1 3 0.2u
*RN1 2 0 100meg
*.model cmod cap(c=21n)
*.step cap cmod(c) list 30n 400n 1u 40u 4m
s1 150 151 150 0 smod
s2 151 152 0 152 smod
.model smod vswitch(ron=1 roff=10e+8 von=1 voff=-1)
d1 0 4 UF5408
d2 131 132 UF5408
.model UF5408 D(IS=62n RS=0.24 n=1.2 BV=1190 IBV=100m CJO=2.2P VJ=0.6
M=0.47 TT=5n)
*L1 132 133 lmod 1
*.model lmod ind(l=300m)
*.step ind lmod(l) list 3m
RL1 132 133 30
C2 133 0 0.1u ic=7.2kv
R1 133 0 6.96K
X1 3 0 5 0 6 4 mac_cell
X2 0 3 7 5 8 6 mac_cell
X3 3 0 9 7 10 8 mac_cell
X4 0 3 11 9 12 10 mac_cell
X5 3 0 13 11 14 12 mac_cell
X6 0 3 15 13 16 14 mac_cell
X7 3 0 17 15 18 16 mac_cell
X8 0 3 19 17 20 18 mac_cell
X9 3 0 21 19 22 20 mac_cell
X10 0 3 23 21 24 22 mac_cell
X11 3 0 25 23 26 24 mac_cell
X12 0 3 27 25 28 26 mac_cell
X13 3 0 29 27 30 28 mac_cell
X14 0 3 31 29 32 30 mac_cell
X15 3 0 33 31 34 32 mac_cell
X16 0 3 35 33 36 34 mac_cell
X17 3 0 37 35 38 36 mac_cell
X18 0 3 39 37 40 38 mac_cell
X19 3 0 41 39 42 40 mac_cell

```

```

X20 0 3 43 41 44 42 mac_cell
X21 3 0 45 43 46 44 mac_cell
X22 0 3 47 45 48 46 mac_cell
X23 3 0 49 47 50 48 mac_cell
X24 0 3 51 49 52 50 mac_cell
X25 3 0 53 51 54 52 mac_cell
X26 0 3 55 53 56 54 mac_cell
X27 3 0 57 55 58 56 mac_cell
X28 0 3 59 57 60 58 mac_cell
X29 3 0 61 59 62 60 mac_cell
X30 0 3 63 61 64 62 mac_cell
X31 3 0 65 63 66 64 mac_cell
X32 0 3 67 65 68 66 mac_cell
X33 3 0 69 67 70 68 mac_cell
X34 0 3 71 69 72 70 mac_cell
X35 3 0 73 71 74 72 mac_cell
X36 0 3 75 73 76 74 mac_cell
X37 3 0 77 75 78 76 mac_cell
X38 0 3 79 77 80 78 mac_cell
X39 3 0 81 79 82 80 mac_cell
X40 0 3 83 81 84 82 mac_cell
X41 3 0 85 83 86 84 mac_cell
X42 0 3 87 85 88 86 mac_cell
X43 3 0 89 87 90 88 mac_cell
X44 0 3 91 89 92 90 mac_cell
X45 3 0 93 91 94 92 mac_cell
X46 0 3 95 93 96 94 mac_cell
X47 3 0 97 95 98 96 mac_cell
X48 0 3 99 97 100 98 mac_cell
X49 3 0 101 99 102 100 mac_cell
X50 0 3 103 101 104 102 mac_cell
X51 3 0 105 103 106 104 mac_cell
X52 0 3 107 105 108 106 mac_cell
X53 3 0 109 107 110 108 mac_cell
X54 0 3 111 109 112 110 mac_cell
X55 3 0 113 111 114 112 mac_cell
X56 0 3 115 113 116 114 mac_cell
X57 3 0 117 115 118 116 mac_cell
X58 0 3 119 117 120 118 mac_cell
X59 3 0 121 119 122 120 mac_cell
X60 0 3 123 121 124 122 mac_cell
X61 3 0 125 123 126 124 mac_cell
X62 0 3 127 125 128 126 mac_cell
X63 3 0 129 127 130 128 mac_cell
    
```



```

X64 0 3 131 129 132 130 mac_cell
.subckt mac_cell 1 8 6 10 7 9
*RCGES1 1 11 0.1u
CGES1 2 8 4.69e-12
RCU1 2 3 0.566
LS1 1 2 3u
LH1 3 8 141.44m
LH2 4 9 8.1m
*u=600
RCU2 4 5 0.212
LS2 5 6 1u
*RCGES2 6 12 0.1u
CGES2 6 9 2e-12
D1 10 6 UF5408
D2 9 7 UF5408
K1 LH1 LH2 0.997
.model UF5408 D(IS=62n RS=0.24 N=1.2 BV=1190 IBV=100m CJO=2.2p VJ=0.6
M=0.47 TT=5n)
*.LIB E:\PSPICE8\LIB\NOM.LIB
.ends
.TRAN 10u 0.3m uic
.probe i(c1) v(3) v(5) v(133)
*.print tran v(133)
.end

```

参 考 文 献

- [1] 高文焕 汪惠 编著. 模拟电路的计算机分析与设计-----Pspice 程序应用
清华大学出版社 1991 年 1 月第一版
- [2] 朱吉普 俞丽华 编著 电子变压器 电子科技大学出版社 1994 年 11 月
第一版
- [3] 吴兆麟编著 电力电子系统的计算机仿真 浙江大学出版社 1997 年 7 月
第一版
- [4] 赵雅兴编著 电子线路 PSPICE 分析与设计 天津大学出版社 1995 年 11 月
第一版
- [5] 张占松 蔡宣三编著 开关电源的原理与设计 电子工业出版社 1999 年 2 月
第一版
- [6] 童诗白主编 模拟电子技术基础 高等教育出版社 1988 年 5 月第一版
- [7] 彭正未主编 电路网络理论 武汉水利电力大学出版社 1999 年 11 月
第一版
- [8] 黄俊主编 半导体变流技术 机械工业出版社 1986 年 1 月第二版
- [9] 严钟豪 谭祖根主编 非电量电测技术 机械工业出版社 1989 年 11 月
第二版
- [10] SNMPS Simulation With Spice3 By Steven M.Scandle
- [11] Fundamentals of computer-aided circuit Simulation By McCalla,wicloam J.
1988 Kluwer Academic Publishers,Boston
- [12] Electromagnetic modelling of power electronic converters By J.A Ferreira
1989 by Kluwer Academic Publishers
- [13] Spice Hand Book By steben M. Scandler and Analytical Engineering,
INC
- [14] Meares, L.G.,Hymowitz C.E. Simulating With Spice,Intusoft,1988
- [15] Quarles,T.L,Analysis of Performance and Convergence Issues for Circuit
Simulation,U.Cberkeley,,ERL Memo M89/42, April 1989
- [16] Hymowitz,C.E,Intusoft Modeling Corner: A SPICE Generic Model for

- IGBTs, Intusoft Newsletter, June 1992, Intusoft
- [17] Huliehel, F. And Ben—Yaakov, S. , low frequency sampled data models of switched mode DC-DC converters. IEEE Trans. On Power Electronics, 6,55-61,1991
- [18] Montherth, D., Using SPICE2 in computer-Aided Design of Energy Conversion Electronics, 21st Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, August 25-29, 1986
- [19] Severns R. And Bloom, G., Modern DC-TO-DC Switchmode Power Converter Circuits, Van Nostrand Reinhold, NY, 1985
- [20] Ridley, F.C Lee, Practical Nonlinear Design Optimization Tool For Poweer Converter Components, pESC 1987, pp,314-323
- [21] Berwick, J., SPICE simulation aids power factor corrector design, Power Conversion & Intelligent Motion vol.20, no.2 p. 19-20, 22, 24—6, Feb. 1994

致 谢

本文是在导师李晓东研究员的悉心指导下完成的，导师严谨的治学态度、孜孜不倦的钻研精神、渊博的知识和开拓进取的科研作风给我以极大的教育和熏陶，使我受益终生，谨此深致感谢和敬意！在攻读硕士学位期间，导师不仅在对论文方向的把握给予具体指导，而且在生活上还给予无微不至的关怀，学生无限感激、永远铭记在心！

在论文的写作过程中，饶军高级工程师提供了详细的实验数据，并至始至终给予指导和关心。在此，我深表感谢！同时感谢波技术实验室的全体老师和工人师傅们给予的指导和帮助。

最后向夏华工程师、解丽凤工程师、杨洪博士（生）、袁行球硕士（生）、程发银博士（生）、李伟硕士、赵育博士（生）、吴振亚硕士（生）、陶勇硕士（生）和所有关心、帮助和支持本文研究的同学朋友们致谢！