



PSIM仿真技术

张懋

北京理工大学博士

5.16

1. PSIM 的入门知识
2. 开关变换器的瞬态仿真技术
3. 开关电源平均模型仿真技术
4. 数字控制的仿真技术

5.23

5. 采样—调理电路的理想模型
6. 开关变换器数值建模
7. 控制器的智能设计
8. 实际系统仿真

1. PSIM的入门知识





PSIM是美国POWERSIM公司推出的、专门为电力电子和电机驱动以及开关电源系统控制设计及其动态系统分析的一个仿真平台，支持器件与电路仿真器（例如SPICE），可以和系统与控制仿真器（例如Matlab/Simulink）协同仿真。具有仿真速度快、用户界面友好、易于掌握等优点，为电力电子系统分析和数字控制等研究提供了强大的仿真环境。

本章主要介绍作者基于PSIM平台开发的开关电源仿真技术，较好解决了开关电源仿真与环路设计等难题，主要内容如下。

- 1) 开关变换器的瞬态仿真技术
- 2) 开关电源平均模型仿真技术
- 3) 数字控制仿真技术
- 4) 采样—调理电路的理想模型
- 5) 开关变换器数值建模
- 6) 控制器的智能设计



- 1) **开关变换器的瞬态仿真技术**：介绍开关过程、启动冲击和缓冲电路的作用等内容，力图使大家更加深入理解动态元件和寄生元件对开关过程的影响，仿真时间尺度为纳秒量级。
- 2) **开关电源平均模型仿真技术**：高频开关纹波严重地影响仿真速度、收敛性及其仿真电路规模，对人们认识开关电源低频动态特性造成干扰。因此，提出了开关电源平均模型仿真技术，解决隔离变换器的仿真难题，仿真时间尺度为毫秒量级。
- 3) **数字控制仿真技术**：开关电源的数字控制是一个发展趋势。主要介绍离散化的基础知识和数字控制器设计基本步骤及其仿真技术，隶属于入门基础知识。
- 4) **采样—调理电路的理想模型**：大功率复杂开关电源目前多采用了以DSP为核心控制器件的数值控制，存在驱动接口电路与反馈信号接口电路，本次给出了采样—调理电路的理想模型，为DSP与开关变换器的接口电路提供了理想模型。
- 5) **开关变换器数值建模**：建模始终是开关电源工程师不可逾越障碍，这次主要介绍数值建模技术，用小信号频域扫描技术模拟环路增益测量仪的功能，测量开关变换器的小信号频率响应，建立闭式数学模型，或分析开关调节系统的环路频率特性，为工程师研究开关电源的稳定性及其动态特性提供一个有效的途径。
- 6) **控制器的智能设计**：PSIM中Smartctl模块为电力电子工程师提供了一个控制器智能设计的工具。



1.1 PSIM整体简介

仿

真

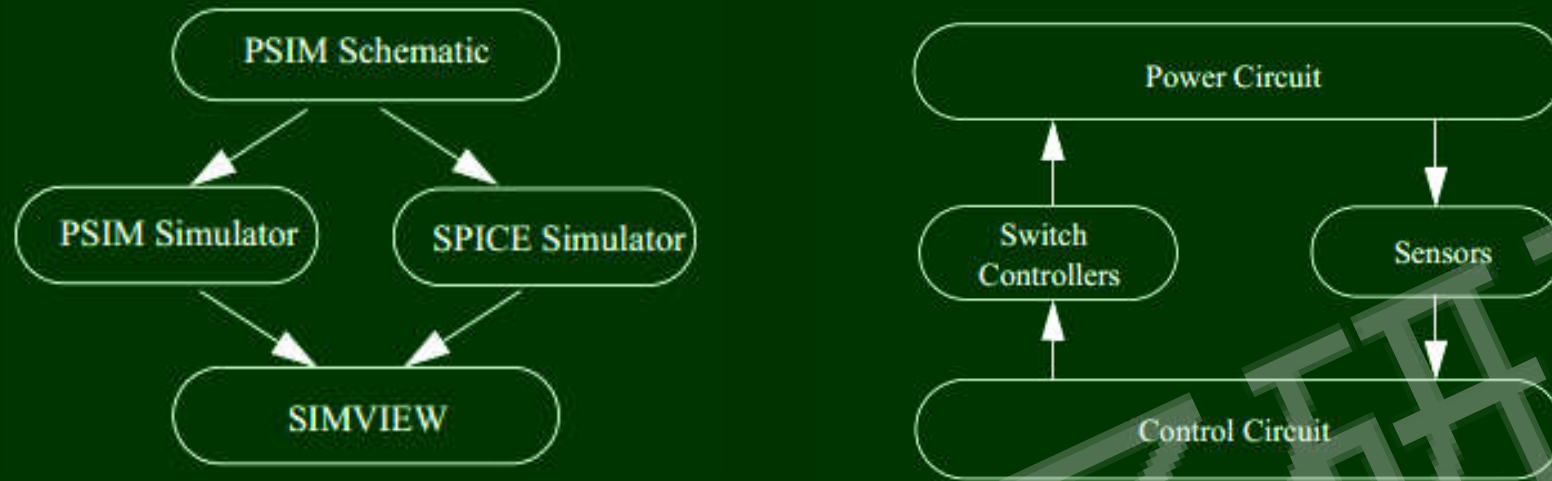
接
口

实
现

设
计

- PSIM: 开关变换器仿真及其模拟控制
- Motor Drive: 电机驱动器
- Digital Control: z-域数字控制
- Thermal: 开关和电感损耗计算
- Renewable Energy: 太阳电池组, 风力发电机, 蓄电池, 超级电容器
- SPICE: SPICE 模型的精细仿真
- SimCoupler: 与Matlab/Simulink协同
- MagCoupler/MagCoupler-RT: 与FEA软件JMAG协同
- ModCoupler-VHDL/Verilog: 与FPGA仿真软件ModelSim协同
- PIL: 硬件在环仿真
- SimCoder: 自动代码生成
- F2833x/F2803x/F2806x/F2802x Targets: TI DSP代码生成
- Motor Control Design Suite: 电机驱动系统设计
- HEV Design Suite: 混合动力系统设计
- SmartCtrl: 开关电源控制环路设计

图1 PSIM中的模块与功能示意图



(a) 仿真平台

(b) 电力电子系统结构

图2 PSIM仿真平台与电力电子系统结构

图2 (a) 是PSIM仿真平台的示意图。首先，在PSIM Schematic中绘制待仿真电路的原理图，然后启动PSIM或SPICE仿真器，最后在SIMVIEW中观察仿真结果。图2 (b) 是电力电子系统的结构示意图。Power Circuit是开关变换器，Control Circuit是控制电路。控制电路发出控制指令，通过Switch Controller 接口电路将其指令传输给开关变换器，开关变换器的输出量通过Sensor 接口电路传输给控制电路作为反馈信号。

1.2 PSIM入门知识

(1) PSIM主界面

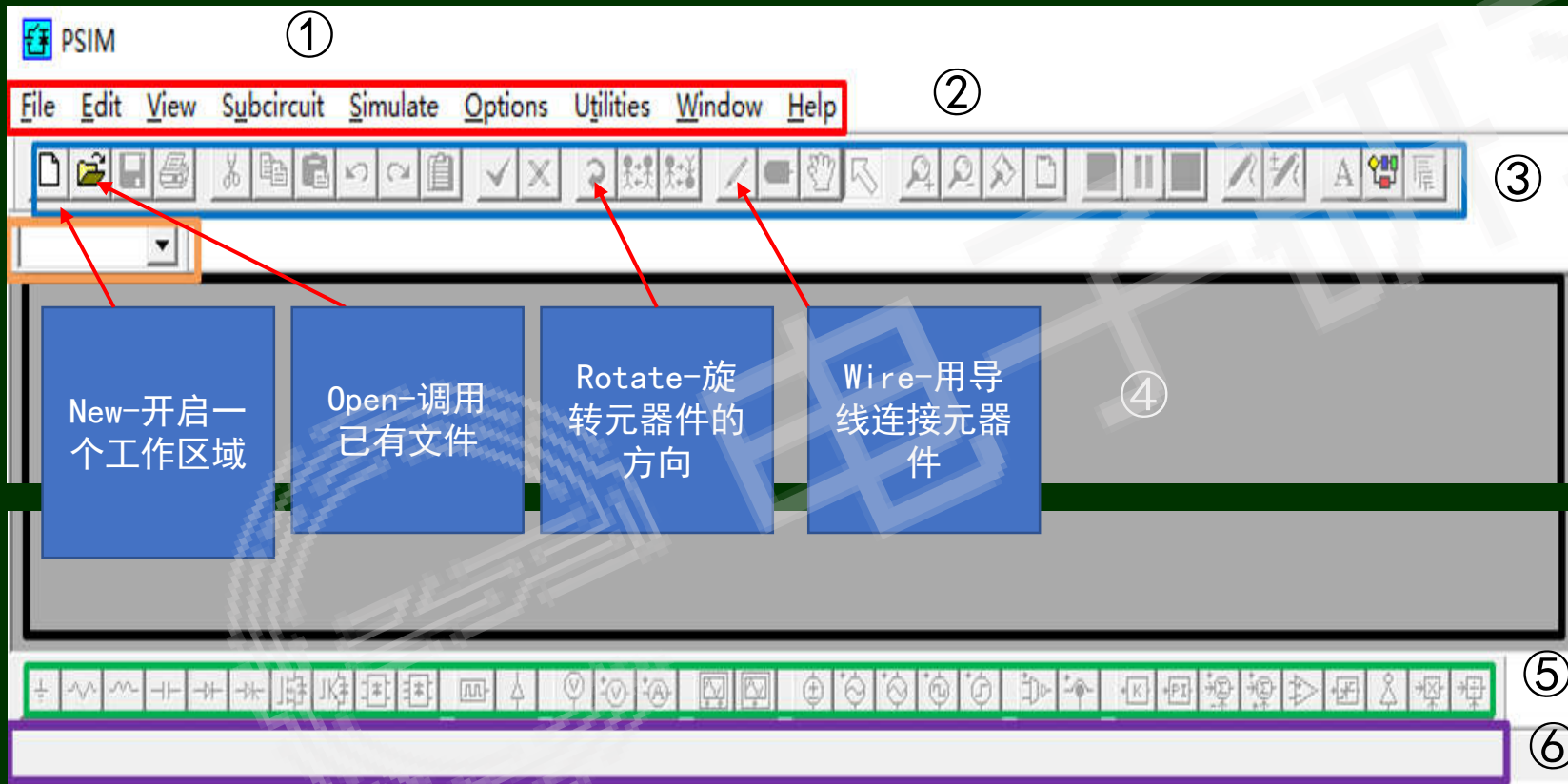


图3 PSIM主界面



1.2 PSIM入门知识

(1) PSIM主界面

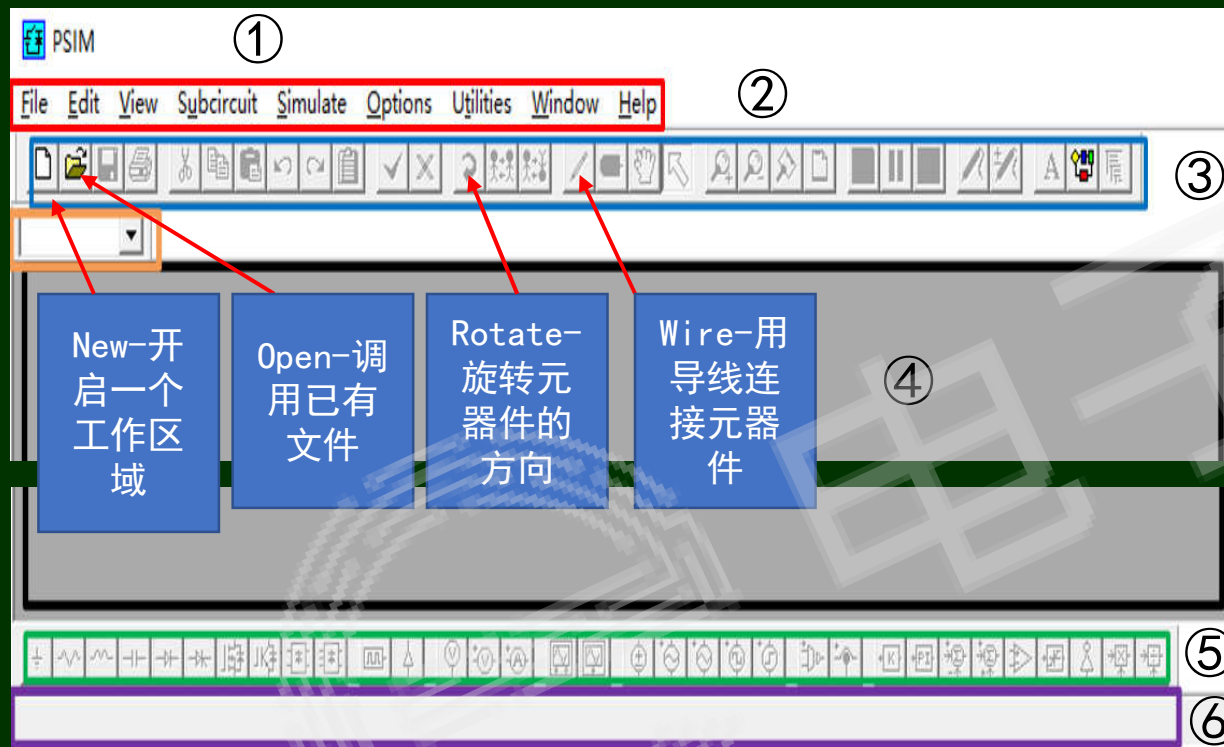


图3 PSIM主界面

图3是PSIM主界面，共有6部分

内容。在界面的顶部中，

①是PSIM的标识—商标；

②菜单栏，提供了File-文件，

Edit-编辑，SubCircuit-子

电路，Simulation-仿真，

Option-设置，Utilities-公

共资源库，Windows-窗口，

Help-帮助；

③是工具栏。在界面的中部，

④为绘图工作区域—绘制/显

示待仿真电路的原理图。在

界面的底部，

⑤为常用器件栏，

⑥状态显示栏，例如，当鼠

标在⑤栏选中某个元器件或

仪表后，在区域⑥显示元器

件的名称。

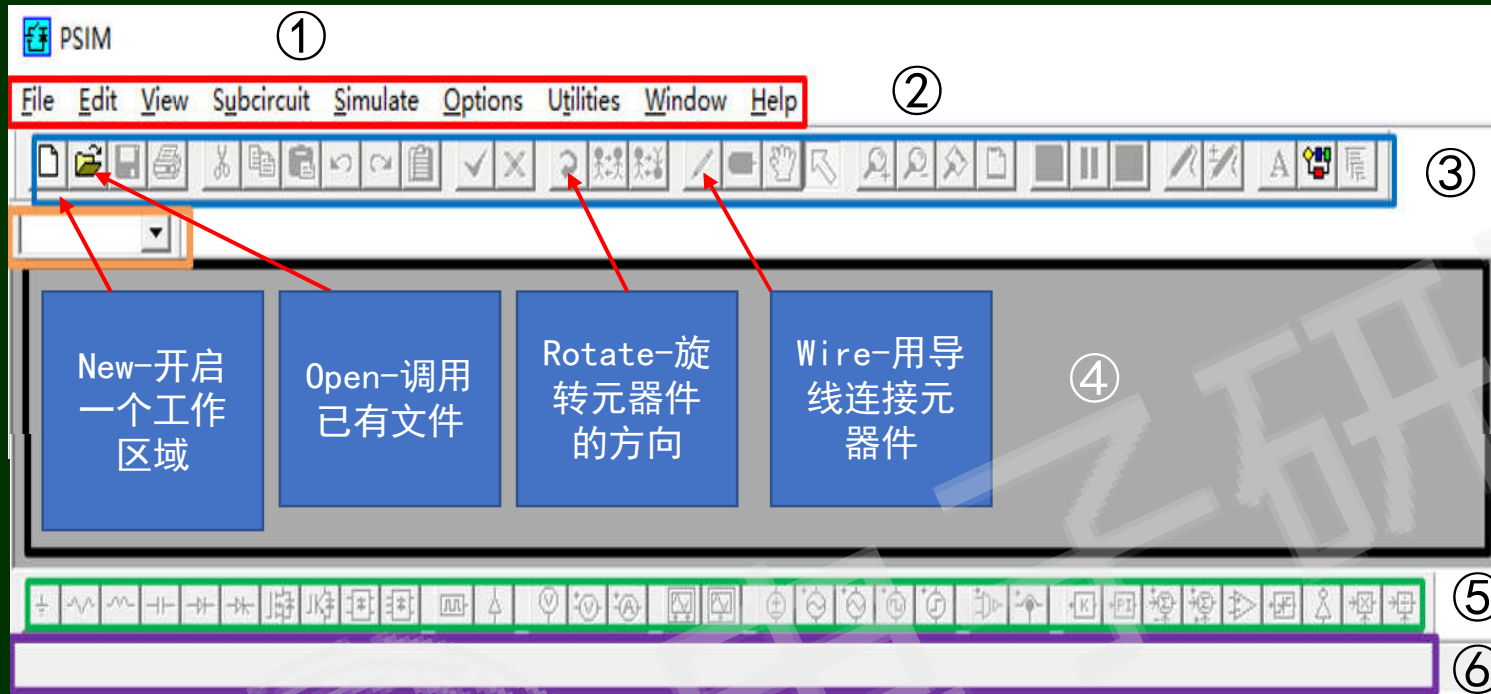


图3 PSIM主界面

- (2) 绘制原理电路
- (3) 调用已有文件
- (4) 设置测试点
- (5) 运行仿真分析

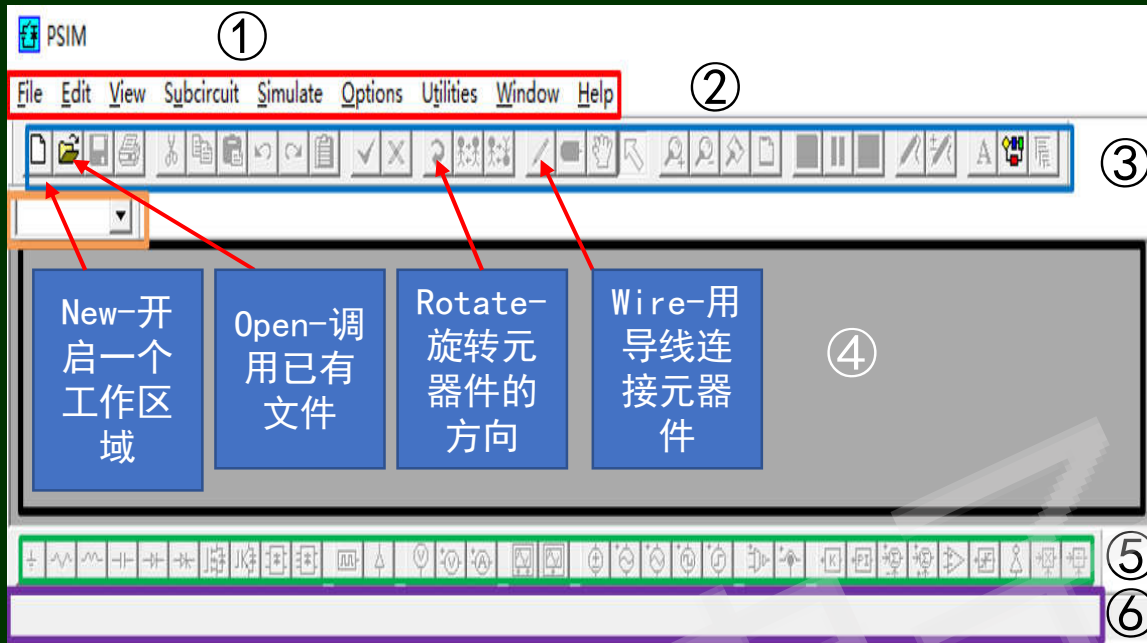


图3 PSIM主界面

2) 绘制原理电路

如图3所示，在PSIM主界面中，点击New按钮开启一个新的工作区域，建立一个新仿真文件。在绘图工作区域④绘制待仿真电路的原理图。

A. 元器件布置：元器件的选取有两种方式，其一是在区域⑤点击选中常用元器件，放置在区域④；其二是在区域③中点击“Elements”选项中选择所需元器件。

B. 连接元器件：在区域③中点击Wire命令—用导线连接元器件构成电路。

C. 改变元器件图像的方向：若所选元器件端口方向或者电源的放置方式不符合电路需求，则需要激活相关元器件，然后在区域③点击Rotate命令，进行旋转操作。

D. 元器件的参数设置：双击待设定参数的元器件，PSIM会弹出参数对话框，含有Parameters, Other Info, Color选项。点击Parameters选项，输入元器件参数值或数学表达式；点击Color选项可以改变当前元器件符号的颜色，以示区别。对于Other Info选项，不同元器件有不同内容。

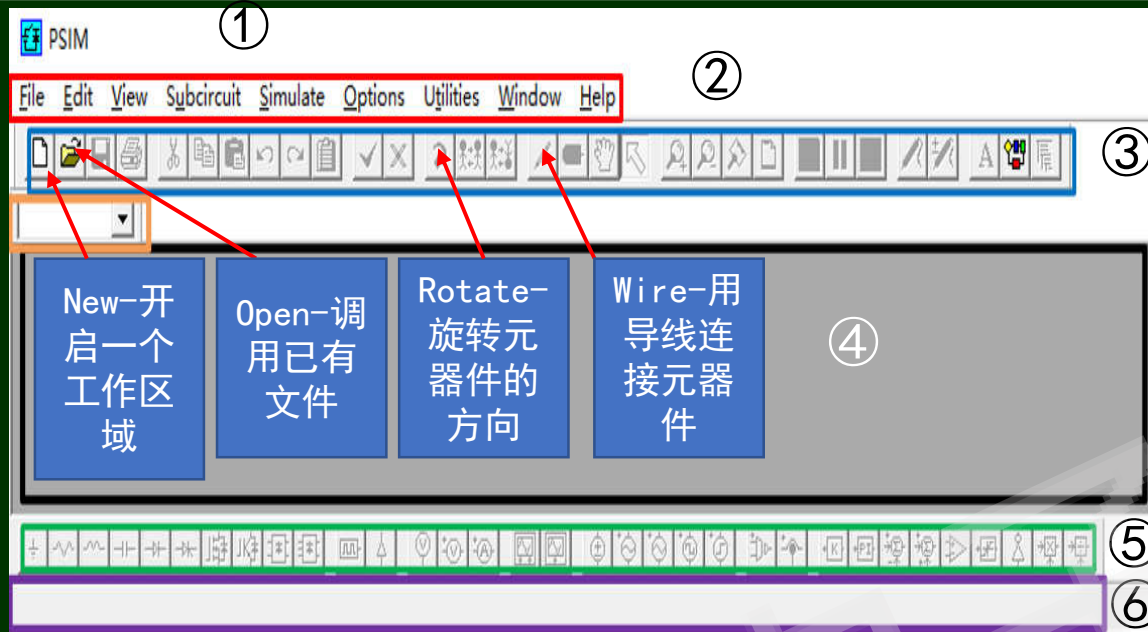


图3 PSIM主界面

(3) 调用已有文件

在PSIM主界面中，点击Open按钮，调用一个已有文件，如图3所示。

(4) 设置测试点

当用户完成电路搭建和参数设置之后，需要选择测量点及其待观察的物理量。在PSIM主界面的区域⑤或区域②中，提供了电流表头和电压表头，而电压表又分为测量电位的单端子测量表头和测量两端电压的双端子表头。在PSIM中，未测量的物理量将不保存仿真结果，也无法在SIMVIEW中观察仿真结果。

(5) 运行仿真分析

当用户完成电路搭建、参数设置和测量点后，在区域③点击Run Simulation，PSIM进入SIMCAD开始仿真。

在电路理论中，有瞬时分析、交流分析和参数扫描分析等。PSIM同样含有这些分析方法，供用户选择。在后续内容将结合实例介绍这些仿真分析方法。

(6) 观察仿真结果

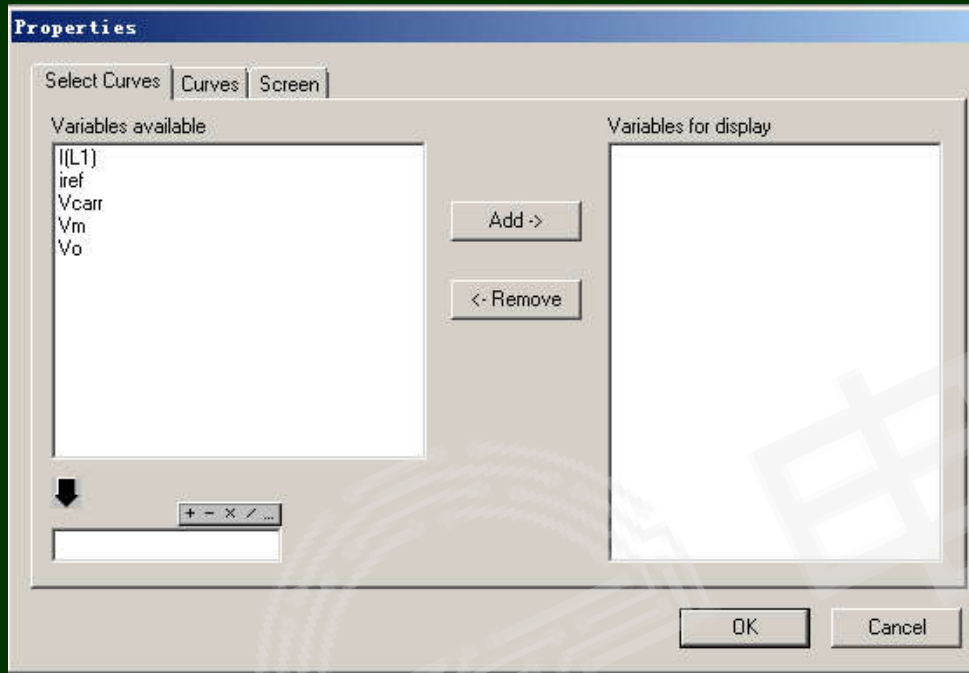


图4 波形对话框

SIMVIEW是PSIM的波形显示和后置处理程序。SIMVIEW以 ASCII 文档格式，或者是SIMVIEW二进制格式读取数据。在仿真分析完成后，自动启动SIMVIEW对话框，如图4所示。在Variable available框中选择显示变量，按下“Add”按钮，在Variable for display 框中出现待显示变量；按下“Remove”按钮，消除不希望显示的变量。在选定待显示变量后，按下“OK”按钮，PSIM自动显示波形。在时域分析时，横轴为时间轴；在交流频率扫频分析时，横轴为频率。当然，在SIMVIEW主页面，Axis/Choose X-Axis Variable 中可以选择 Variable available框中的任一个变量作为横轴。

1.3 PSIM小结

与SABER、PSPICE等常用电力电子仿真软件比较，PSIM具有仿真速度快、易于收敛等问题；与MATLAB、POWERSYSTEM等其它系统级仿真软件相比，PSIM的界面更加友好，因而便于电力电子电路设计。该软件适合于电力电子系统与电力传动系统的初步设计，它可以加深工程师对电路与系统的原理及工作状态的理解，大大加速设计与实验过程，是与SABER、PSPICE相辅相成的电力电子仿真工具。

图5是参数优化示意图。首先，根据电路理论与工程经验设置元器件的初始参数值，在SIMCAD平台上仿真，利用SIMVIEW观察仿真结果。如果仿真结果不理想，则需要修改元器件的参数值、甚至变更电路拓扑，再仿真直到得到满意的仿真结果为止。



图5 参数优化图

2 开关变换器的瞬态仿真技术



2.1 Buck 变换器开关过程仿真

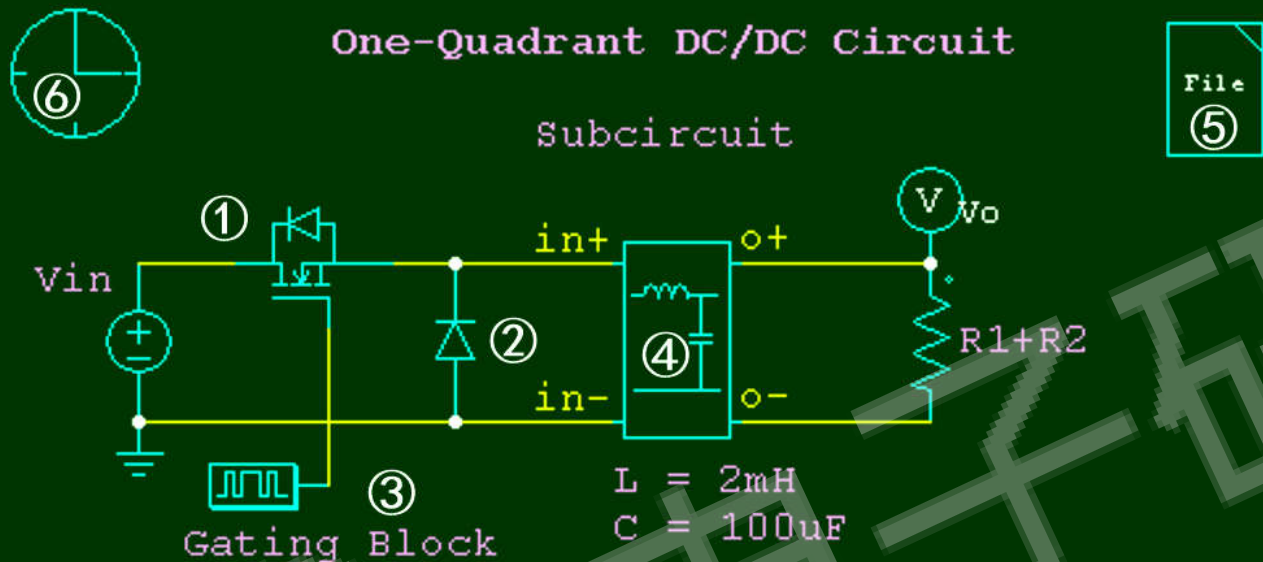


图6 Buck 变换器的瞬态仿真电路

仿真电路的元件

- ① MOS管
- ②理想二极管
- ③Gating Block
- ④Suncircuit:子电路模块
- ⑤File

2.1 Buck 变换器开关过程仿真

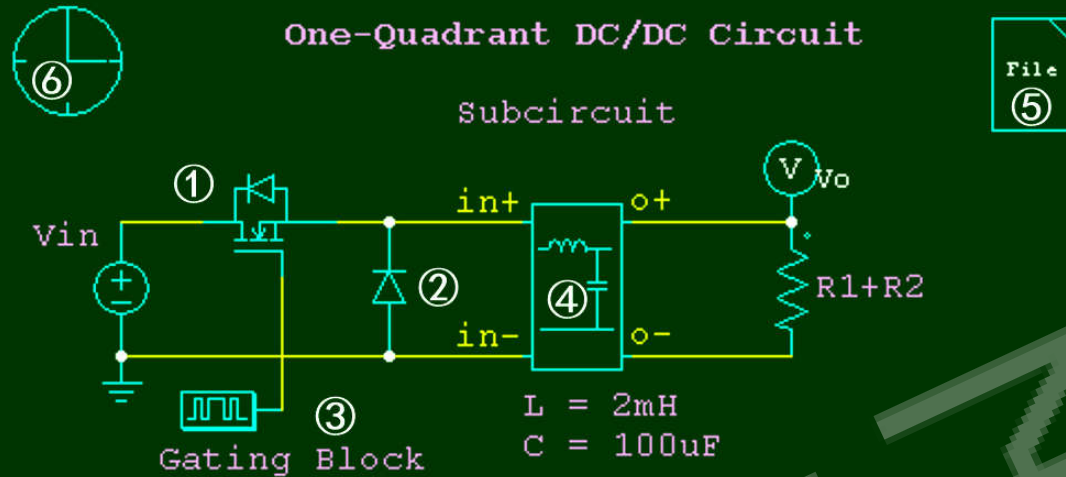


图6 Buck 变换器的瞬态仿真电路

① MOS管是N沟道增强型理想效应管，当驱动信号为高电平时，MOS管导通，导通电阻为 $10\mu\Omega$ ；当驱动信号为低电平时，MOS管关断，关断电阻为 $1\text{M}\Omega$ ；反并了一个二极管，使其成为双向电流器件。但没有考虑寄生电容的影响。

②理想二极管。

③Gating Block 是开关驱动模块，它只能用于驱动开关器件的控制端，不能与器件的其它端连接。需要设定的参数是：name:名称，例如G1；frequency:开关频率；No. of Points: 在一个开关周期内，开关动作的次数，无论开通或关断均为动作一次。例如，在一个开关周期内开通/关断各一次，则设定为2；Switching points: 定义驱动脉冲的前/后沿相位，例如0 180，表示驱动脉冲的上升沿为 0° ，下降沿为 180° ， $D=0.5$ 。实际上用这个参数定义占空，例如，0 90°， $D=0.25$ 。

2.1 Buck 变换器开关过程仿真

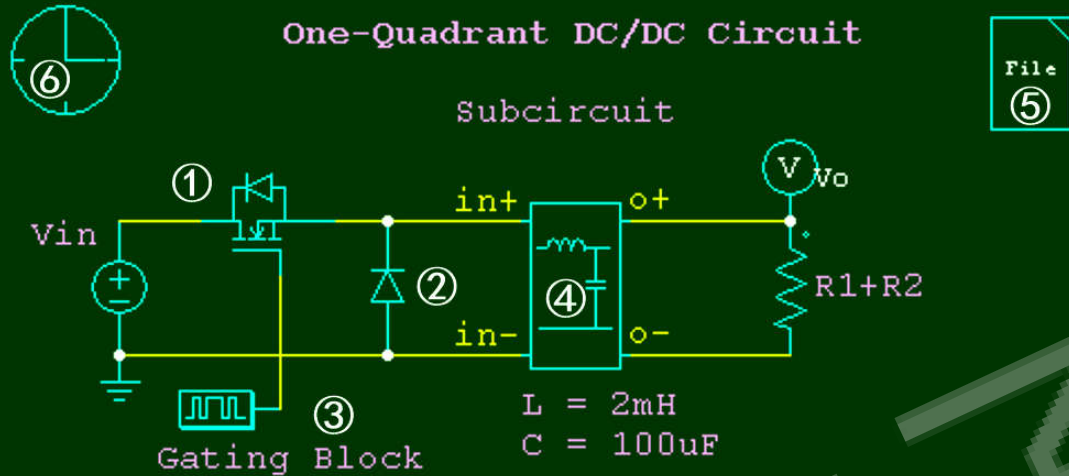
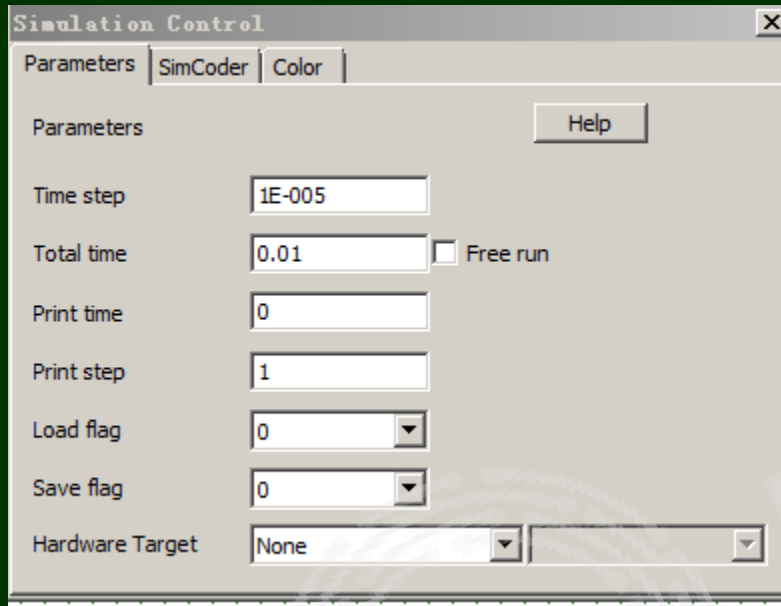


图6 Buck 变换器的瞬态仿真电路

④Subcircuit:子电路模块。在仿真一个较大规模的电路时，为了使整个电路的逻辑关系清晰，将拓扑结构较为复杂的功能模块建成一个子电路，即在主电路中使用子电路的方法。在建立子电路时，通过Subcircuit/Set Default Variable List（设定默认变量表）中设定子电路中的变量和参数。当主电路第一次调用子电路时，在主电路“main.sch”中的Subcircuit/Edit Subcircuit下，默认值将出现在“Subcircuit Variables”中，可以用新的变量替代默认变量，并改变变量的数值。新定义的变量和数值将存储在“main.sch”文件中，并在仿真中使用。根据调用子电路时可以修改子电路的变量和数值的特点，主电路可以多次调用同一个子电路，每次调用可以另行定义变量和修改参数。

⑤File: 参数目录文件File，定义了储存元器件的参数和极限值。

⑥仿真控制器：位于Simulate/simulation control，参数及其设置如图7所示



Time Step

Load Flag

Total time

Save Flag

Print Time

Hardware Target

Print Step

图7仿真控制器定义框

Time Step	Load Flag
Total time	Save Flag
Print Time	Hardware Target
Print Step	

Time Step:时间步长, 单位秒。在PSIM仿真过程中, 仿真时间步长是固定的。为了保证仿真精度, 要合理选择时间步长。在开关电源中, 开关周期、脉冲宽度以及瞬态波形的形状等影响时间步长。原则上讲, 时间步长应该比三者中最小者还要低一个数量级。然而, 时间步长与仿真速度成反比。在6.0版本后, 提供了计算精确开关过程的修正技术, 以增强在开关过程的仿真精度。PSIM将自动计算允许的最小时间步长, 与设置步长无关。

Total time:仿真总时间长度, 单位秒。由于开关变换器具有瞬态启动过程, 仿真时间应至少大于5倍主电路的时间常数, 否则电路不能形成稳态; 对于APFC电路, 因为交流频率为50Hz, 每个周期为20ms, 建议仿真时间应大于二个周期。

Print Time:显示波形的时间起点。默认值为零时刻。若只希望观察稳态波形, 避免瞬态启动过程带来视角干扰, 可以定义显示时间的起点。

Print Step: 显示步长, 默认值1。含义是仿真结果文件中保存每次计算的数据。若设定为10, 表明每十个数据点在输出文件了存储一个数据。在仿真准直流系统时, 例如锂电池系统, 要求仿真时长以小时为单位, 这样即使能仿真出结果, 也无法显示仿真波形。所以应该适当增加显示步长, 尽量少保存数据。

Time Step

Load Flag

Total time

Save Flag

Print Time

Hardware
Target

Print Step

Load Flag: 加载功能, 默认值为0。如果设定为1, 则上次仿真结果将作为本次仿真的初始条件。

Save Flag: 存储功能, 默认值为0。如果设定为1, 则当前的仿真结果将存储在“.ssf”文件中。

Hardware Target: 目标硬件: 选项一
none: 不指定硬件; 选项二

Genera_hardware: 1 通用硬件目标, 在仿真中使用TI公司的通用DSP芯片; 选项三

Myway_PEEExpert: PE-expert4是Myway公司研发DSP开发板, 它使用TI浮点运算DSP320C6657和 Myway公司PE-OS库。



2.2 启动过程的冲击现象

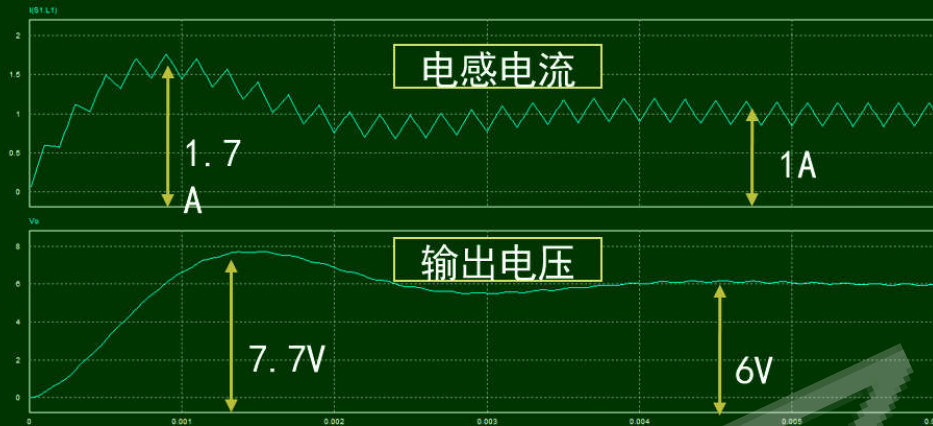


图8启动过程冲击现象的仿真结果

(1) 开关变换器启动过程的仿真结果

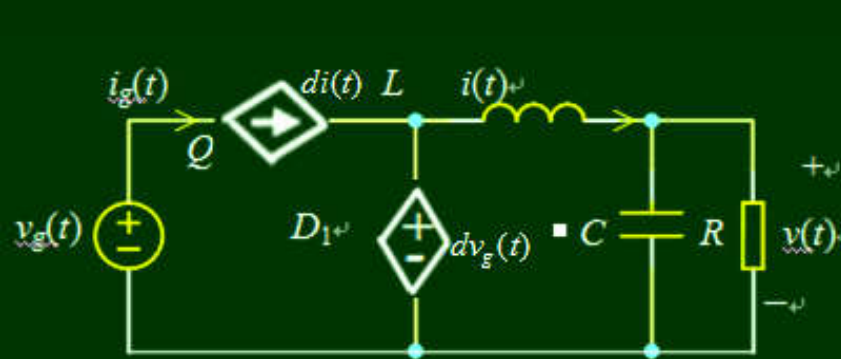
实验条件	
输入电压	$V_{in}=12V$
占空比	$D=0.5$
输出电压平均值	$V_o=6V$
负载电阻	$R=6\Omega$
电感	$L=2mH$
电容	$C=100\mu F$



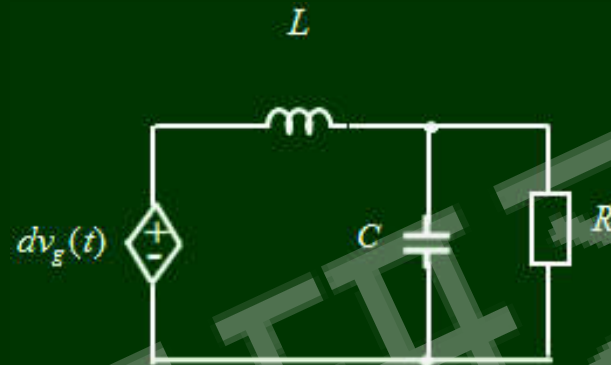
仿真结果
①稳态平均输出电流 $I_o=1A$
稳态输出电压 $V_o=6V$

由图可知，①稳态平均输出电流 $I_o=1A$ ，但启动阶段瞬时最大电流 $I_{max}=1.7A$ ，冲击电流超过稳态电流170%。如果要求电感工作在线性区域，则电感余量超过正常值1.7倍，造成极大的浪费，否则在启动过程会使电感饱和，烧坏MOS开关管。②稳态输出电压 $V_o=6V$ ，但是启动电压的瞬态最大值 $V_{omax}=7.7V$ 。电容耐压的余量超过28%，大大增加了电容成本。

(2) 启动冲击的等效电路



(a) Buck变换器的受控源等效电路



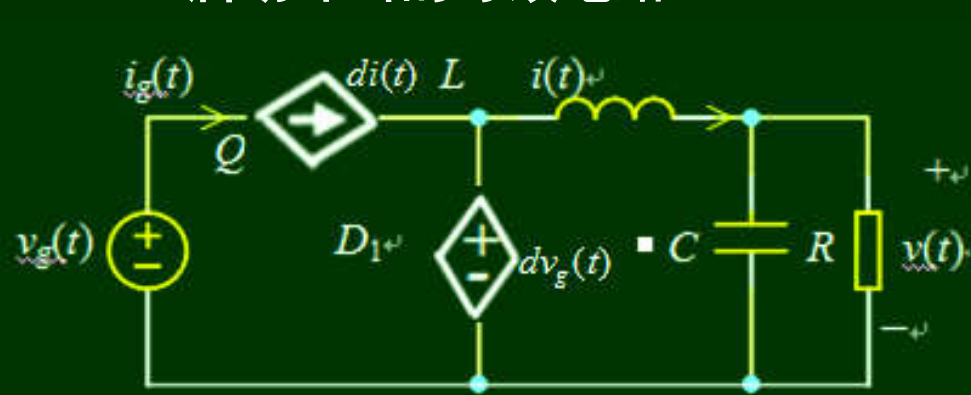
(b) 启动冲击现象的等效电路

图9 启动过程的等效电路

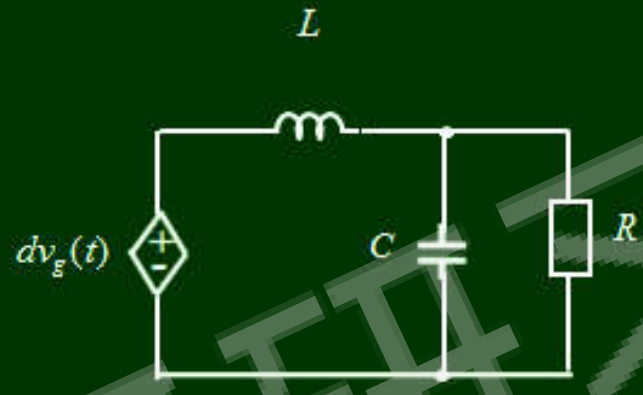
图9是启动过程的等效电路。在Buck变换器中，MOS管和续流二极管组成了开关网路，在第五章图6(d)给出了平均等效电路，重新绘制在图(a)。在研究启动冲击过程中，令图9(a)中的受控电流源 $di(t)$ 开路，不会受到影响分析结果。由此得到分析启动过程的等效电路，如图9(b)所示。这是一个典型的二阶RLC电路。启动冲击现象等效为一个二阶RLC电路的阶跃响应。



(2) 启动冲击的等效电路



(a) Buck变换器的受控源等效电路



(b) 启动冲击现象的等效电路

图9 启动过程的等效电路

谐振频率, $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ (公式1)

特征阻抗, $Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}}$ (公式2)

当负载 $R < 0.5Z_o$ 时, 系统的响应为衰减振荡, 出现了电感电流和输出电压的冲击现象。所以, 开关电源中普遍采用软启动技术, 使得启动过程变为二阶系统的斜坡响应。同时, 轻载启动更加合理。



2.3 Flyback变换器的仿真实例

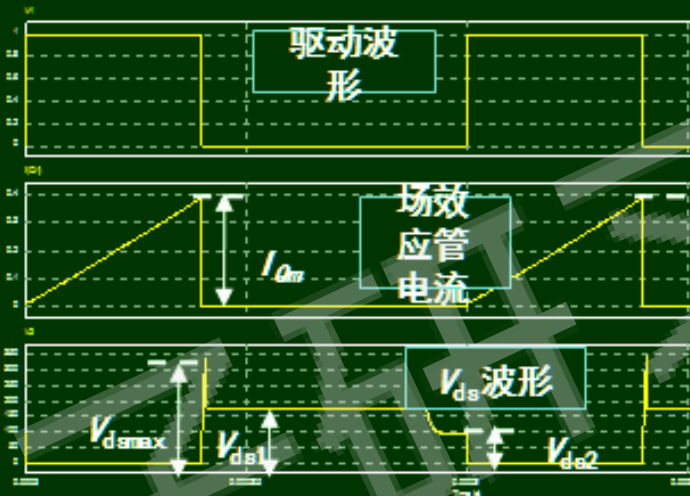
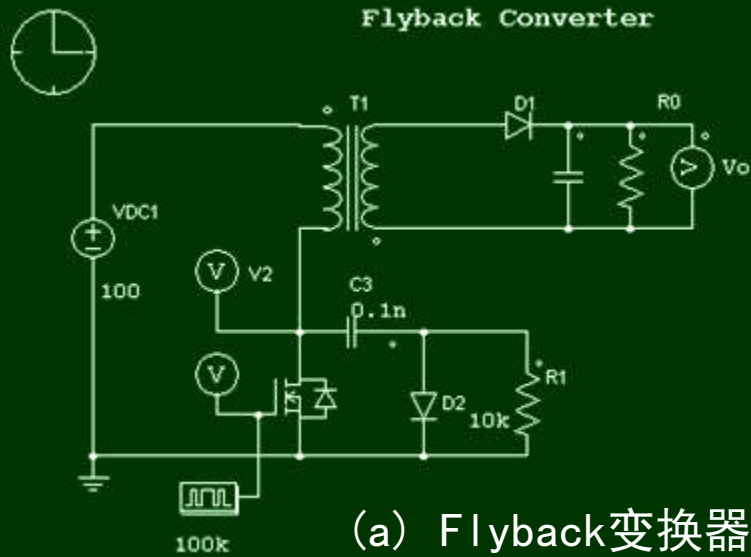


图 10 Flyback变换器的仿真结果

Flyback变换器中所使用的变压器被称为反激变压器。为了防止磁芯饱和，反激变压器的磁芯必须开有气隙。磁芯气隙会泄露原边线圈的部分磁通量，增强了漏磁现象，所以反激变压器的模型中含有漏感。



2.3 Flyback变换器的仿真实例

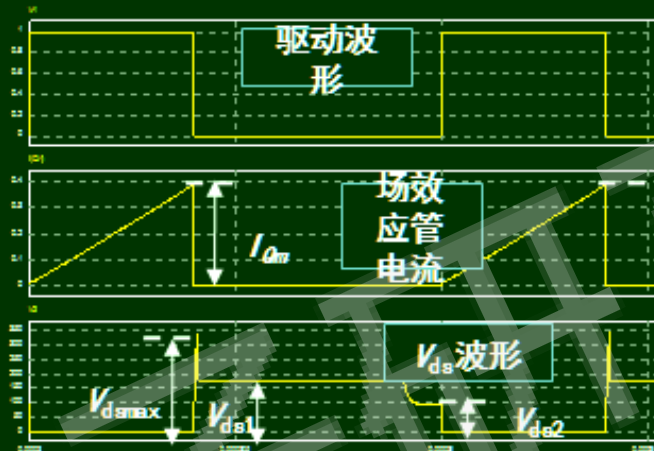
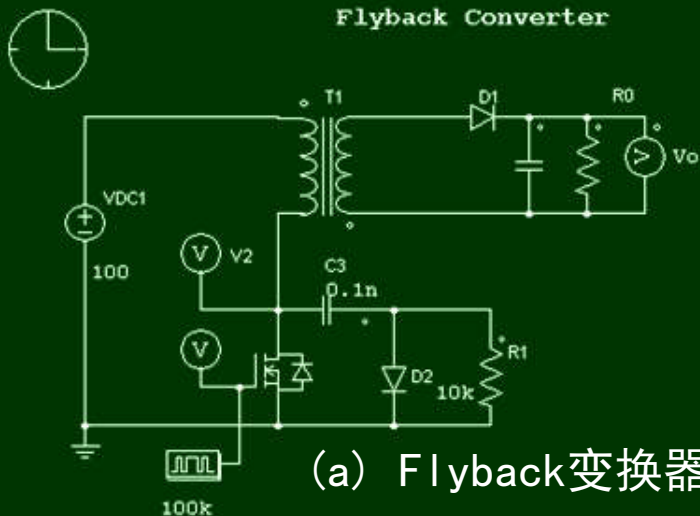


图 10 Flyback变换器的仿真结果

(1) 电路参数

电路参数			
原边漏感	$L_p=15\mu\text{H}$	占空比	$D=0.5$
副边漏感	$L_s=5\mu\text{H}$	开关频率	$f_s=100\text{kHz}$
磁化电感	$L_m=1\text{mH}$	工作模式	DCM
原边匝数	$N_p=100$	输出电压	$V_o=6\text{V}$
副边匝数	$N_s=8$	负载电阻	$R_o=5\Omega$
输入电压	$V_{in}=100\text{V}$		

仿真电路如图10所示。反激变压器的参数如下：原边漏感 $L_p=15\mu\text{H}$ ，副边漏感 $L_s=5\mu\text{H}$ ，磁化电感 $L_m=1\text{mH}$ ，原边匝数 $N_p=100$ ，副边匝数 $N_s=8$ 。输入电压 $V_{in}=100\text{V}$ ，占空比 $D=0.5$ ，开关频率 $f_s=100\text{kHz}$ ，工作模式为DCM，输出电压 $V_o=6\text{V}$ ，负载电阻 $R_o=5\Omega$ 。



图 10 Flyback变换器的仿真结果

(2) 仿真结果如图10 (b) 所示。由图可知，当驱动脉冲变为高电平时，MOS管导通， I_Q 电流由零开始线性增加；在驱动脉冲变为低电平瞬间，MOS管关断。在反激变压器漏感的作用下，MOS管ds两极之间的电压出现了一个尖峰 V_{dsmax} ， $V_{dsmax} = 350V$ ，随后副边二极管 D_1 导通，使得 $V_{ds1} = 2 \times V_{in} = 200V$ ；当原边磁化电感的能量全部传输给副边后， D_1 断开， $V_{ds2} = V_{in} = 100V$ 。因此，关断瞬间MOS承受了电压远大于输入电压。

$$MOS承受了电压表示为, \quad V_{dsmax} = 2V_{in} + \Delta V \quad (\text{公式3})$$

式中 ΔV 是反激变压器漏感引起的电压增量，简称为漏感增量电压。漏感增量电压是Flyback电路设计应考虑的重要因素。

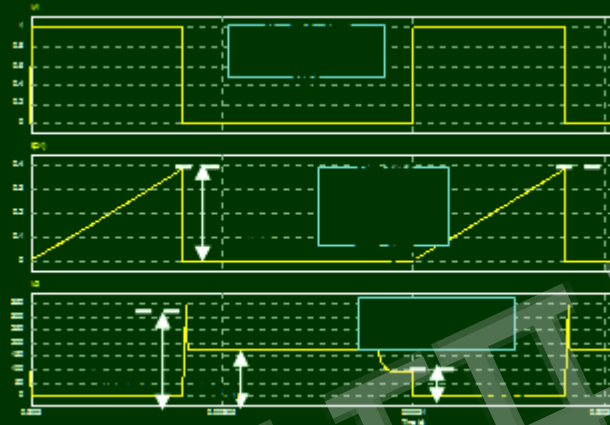
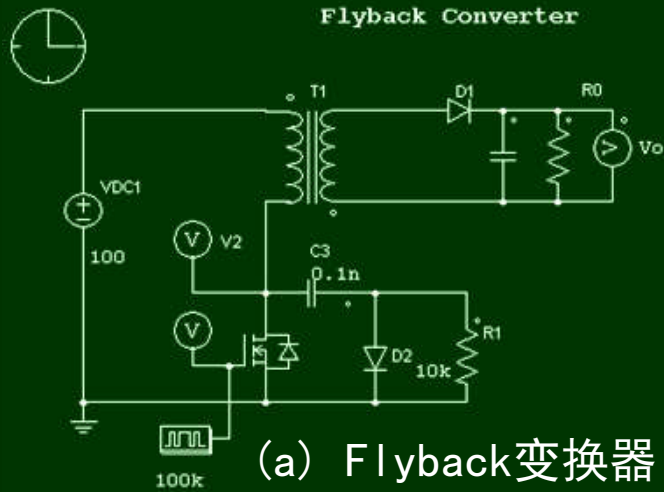


图 10 Flyback变换器的仿真结果

关断缓冲电路。在图10(a)所示电路中，R1、D2和C3组成了关断缓冲电路。在MOS管关断瞬间，变压器原边电感通过D2向缓冲电容C3充电，使得电压 V_{ds} 由零缓慢上升，以减少MOS的关断损耗；当 V_{ds} 大于两倍的输入电压时，副边二极管D1导通，磁化电感两端的电压被输出电压箝位。同时，原边漏感 L_p 与C3谐振，将 L_p 中存储的磁能转化为转换为电容C3的电能，使得 V_{ds} 电压增加，从而出现尖峰电压现象。

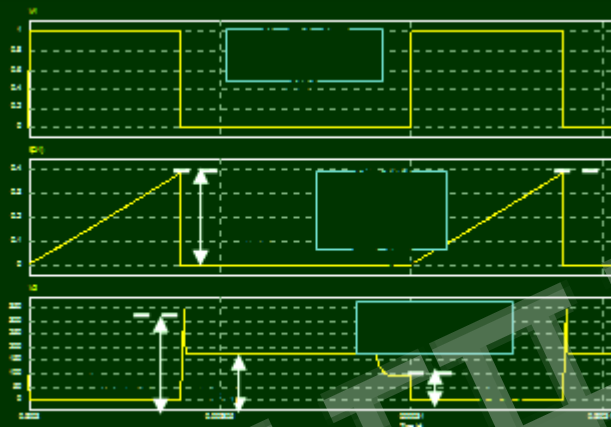
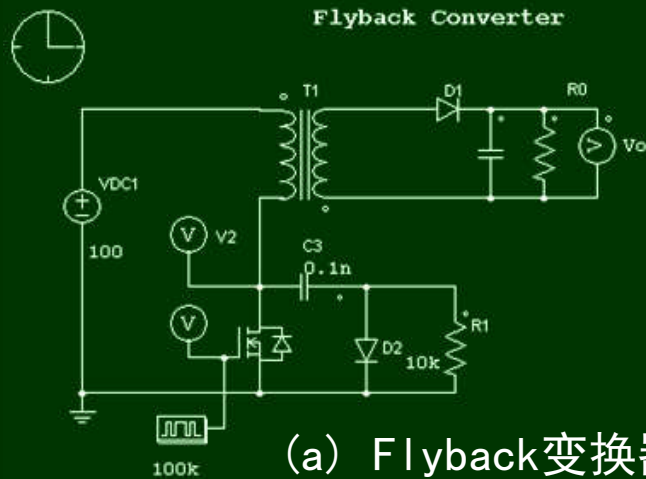


图 10 Flyback变换器的仿真结果

(3) 关断缓冲电路。在图10(a)所示电路中， R_1 、 D_2 和 C_3 组成了关断缓冲电路。

电磁能量转换公式，
$$\frac{1}{2} L_s I_{Qm}^2 = \frac{1}{2} (C_3 + C_{ds}) \Delta V^2 \quad (\text{公式4})$$

漏感电压增量 ΔV ，
$$\Delta V = \sqrt{\frac{L_s}{C_3 + C_{ds}}} I_{Qm} \quad (\text{公式5})$$

式中， C_{ds} 是MOS管的输出电容。由上式可知，漏感电压增量 ΔV 与漏感量及MOS管的峰值电流成正比，与 C_3 与 C_{ds} 之和成反比。



下面研究时间步长的影响。当时间步长 $step=1\ \mu s$, $V_{dsmax}=230V$;
 $step=0.1\ \mu s$, $V_{dsmax}=300V$; $step=0.01\ \mu s$, $V_{dsmax}=353V$; $step=0.001\ \mu s$,
 $V_{dsmax}=353V$ 。由此可知, 如果时间步长太大, 仿真过程中会丢掉很多细节, 产生仿真结果失真现象。

L_p 与 C_3 的谐振周期,
$$T=2\pi\sqrt{L_p C_3}=2\pi\sqrt{15\cdot 10^{-6}\cdot 0.1\cdot 10^{-9}}=2.4\ \mu s$$

所以, 时间步长 $step<0.024\ \mu s$ 。故, 当 $step<0.01\ \mu s$ 后, 仿真结果正确。

3 开关电源平均模型仿真技术



电子研习社



在2节介绍了开关变换器瞬态仿真技术，主要用于研究开关变换器瞬态过程的电气特性，例如高频电压纹波、电流纹波及其缓冲电路的工作原理。然而下面两个约束限制了瞬态仿真技术的应用范围。其一，在仿真控制器中，为了保证仿真精度，时间步长(Time Step)的设定值应小于最窄脉冲宽度的十分之一，从而大大增加了运算量，降低了仿真速度，以至于只能仿真小规模简单开关变换器，不适合大规模复杂开关电源系统。其二，开关电源是由开关变换器和控制电路两部分组成，开关变换器的时间常数大约为毫秒量级，而控制电路的时间常数在数十微秒量级，因此开关电源是一个刚性系统。若时间步长太小，仿真电路的规模受限、速度降低；若时间步长太大，有利于扩大仿真电路的规模但损失仿真精度。从开关电源系统本身来看，首先，高频纹波掩盖了其自身稳定性及其低频动态响应等；其次，开关电源两个重要技术指标是电压调整率和负载调整率，然而电源电压 V_g 和 R_L 是皆为变化十分缓慢的信号，隶属于低频扰动。所以略去高频纹波，不会影响系统的稳定性、动态响应时间等主要低频特性。基于开关电源的特殊性，提出了平均模型仿真技术。

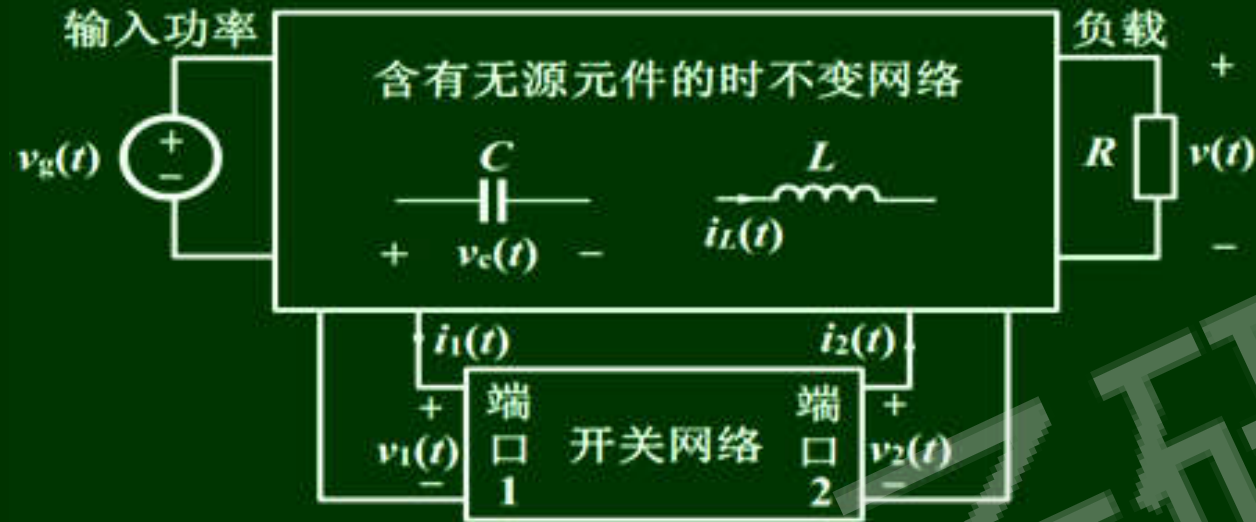
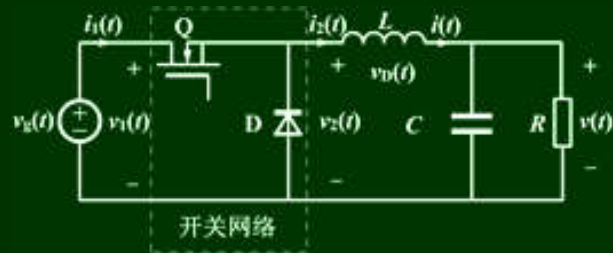


图11 开关变换器分解图

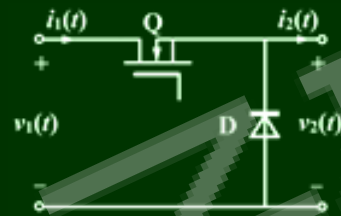
开关变换器平均模型的含义是，用受控源替代开关器件，建立平均等效电路，将原来时变—非线性电路变换成时不变—线性电路。如图11所示，将开关网路从开关变换器抽取出来，形成一个二端口或多端口网路，而剩余电路是无源—线性—时不变网路。因为基本变换器仅含一个功率开关管和一个功率二极管，可用一个二端口开关网络描述其电气特性。

3.1 Buck变换器的平均模型

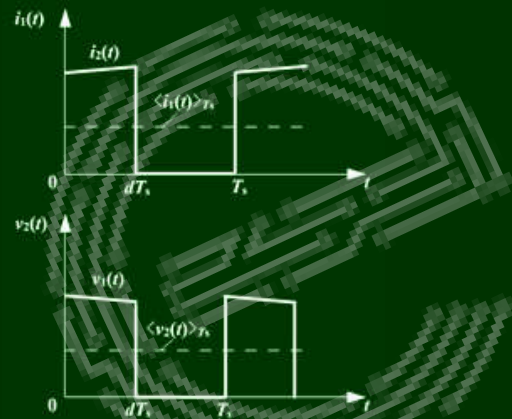
Buck变换器如图12 (a) 所示，开关管 Q 和续流二极管 D 组成了一个二端口开关网络，如图中虚线框所示，端口电压与电流分别为 $v_1(t)$ 、 $i_1(t)$ 、 $v_2(t)$ 、 $i_2(t)$ 。将该二端口网路从Buck变换器中分离出来，如图12 (b) 所示。



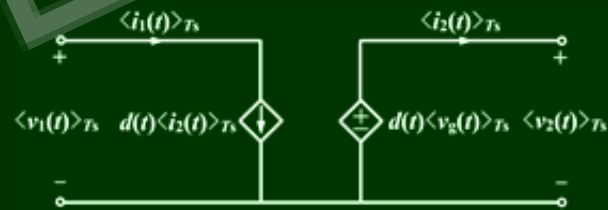
(a) Buck变换器



(b) 开关网路



(c) 输入电流与输出电压波形



(d) 开关网路等效电路

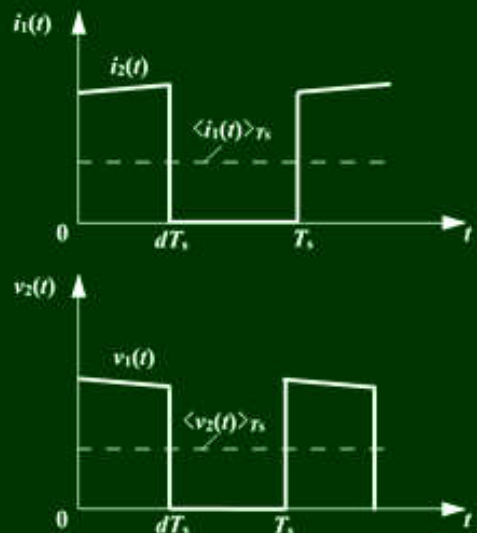
图12 Buck变换器的开关网络及其等效电路



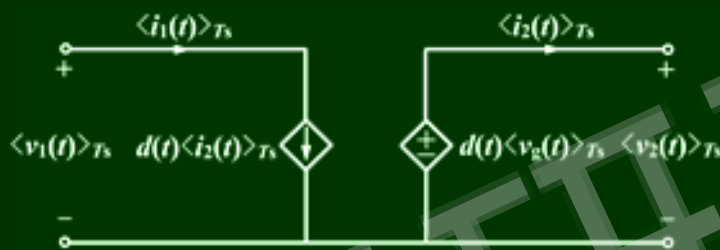
由于开关网路的平均模型是受控源等效电路。在受控源电路中，通常选择原电路的状态变量、输入变量作为独立变量，其余两个作为非独立变量，并用独立变量表示非独立变量。由图12 (a)所示电路可知，输入端口电压 $v_1(t)$ 即为输入电压 $v_g(t)$ ，输出端口电流 $i_2(t)$ 即为电感电流 $i(t)$ 。因此，对于Buck型开关网络，选择输入端口电压 $v_1(t)$ 和输出端口电流 $i_2(t)$ 作为控制量，而输入端口电流 $i_1(t)$ 和输出端口电压 $v_2(t)$ 为受控量。在CCM模式下，两个受控量的表达式为

$$\begin{cases} i_1(t) = i_2(t), & 0 \leq t \leq dT_s \text{ (Q导通, D截止)} \\ i_1(t) = 0, & dT_s \leq t \leq T_s \text{ (Q截止, D导通)} \end{cases} \quad \text{(公式6a)}$$

$$\begin{cases} v_2(t) = v_1(t), & 0 \leq t \leq dT_s \text{ (Q导通, D截止)} \\ v_2(t) = 0, & dT_s \leq t \leq T_s \text{ (Q截止, D导通)} \end{cases} \quad \text{(公式6b)}$$



(c) 输入电流与输出电压波形



(d) 开关网路等效电路

图12 Buck变换器的开关网络及其等效电路

$i_1(t)$ 与 $v_2(t)$ 的波形如图12 (c)所示。在一个开关周期内求取两个受控量平均值，得到平均量的表达式，

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = d(t) \langle i_2(t) \rangle_{T_s} \quad \text{(公式7a)}$$

$$\langle v_2(t) \rangle_{T_s} = d(t) \langle v_1(t) \rangle_{T_s} \quad \text{(公式7b)}$$

式中符号 $\langle x \rangle_{T_s}$ 表示在一个开关周期内对变量 x 求平均值， $d(t)$ 是占空比。用受控源电路描述式(公式7)，得到Buck开关网路等效电路，如图12(d)。



由图12(a)所示电路可知， $v_1(t)$ 的平均值等于输入电压 V_g ， $i_2(t)$ 的平均值等于电感 L 的平均电流值 $i_L(t)$ 。因此，等效电路的输入端可以与输入电源直接相连，输出端可以与电感直接相连，得到Buck变换器的平均等效电路，如图13所示。它大信号等效电路，可以分析变换器的各种低频特性。

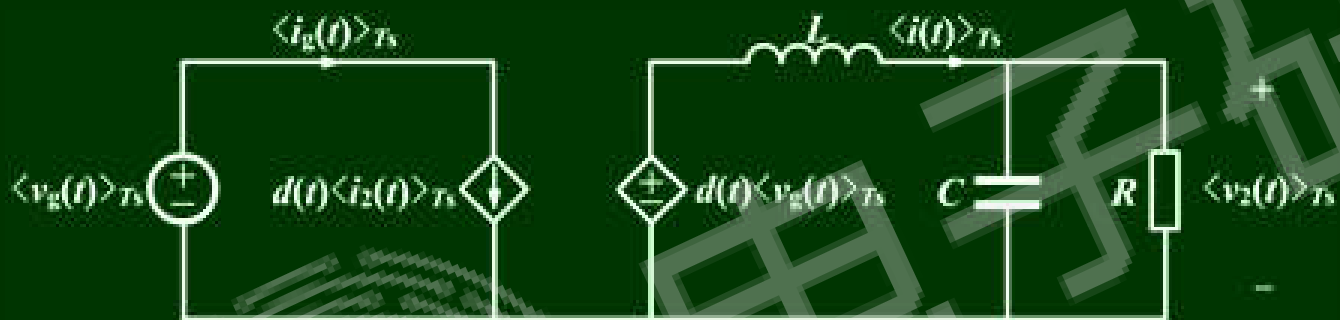
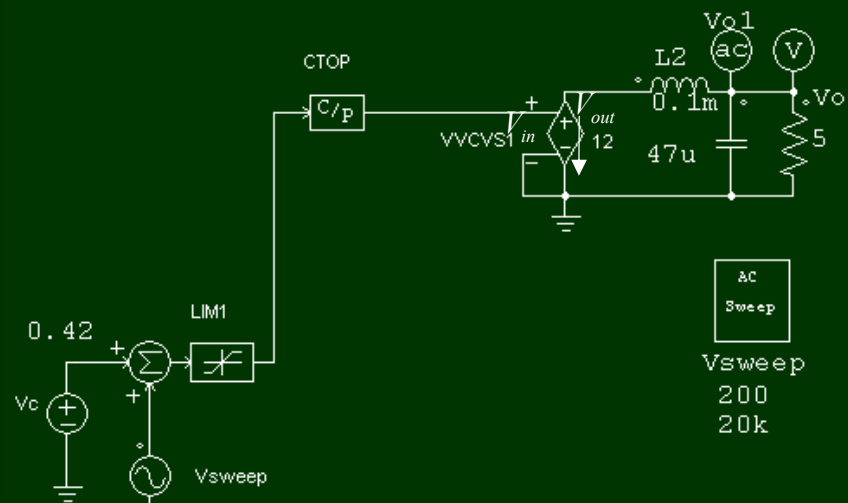
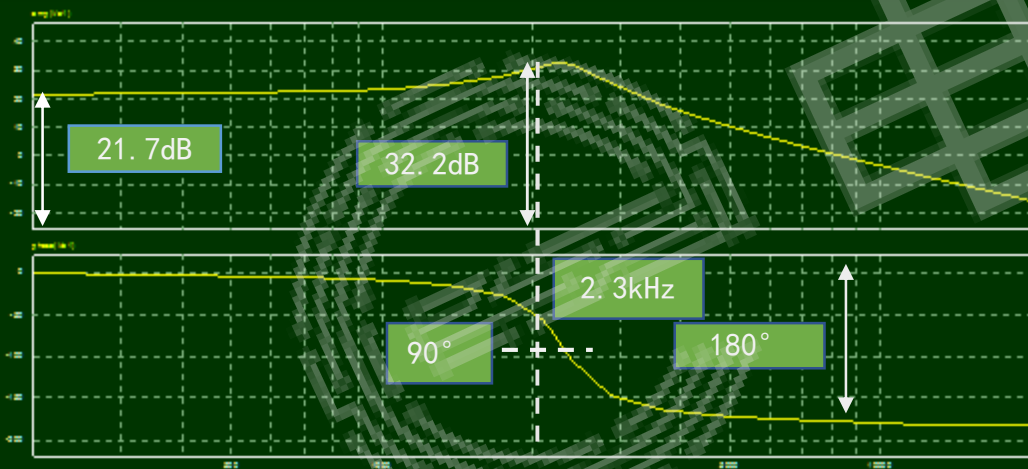


图13 Buck变换器的平均等效电路



(a) 基于平均模型的小信号扫描仿真电路



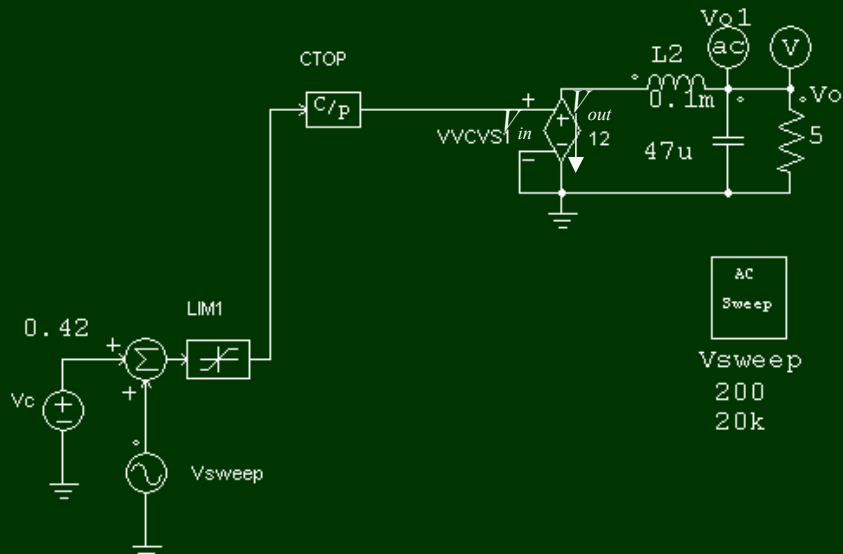
(b) 控制-输出的频率特性

图14 Buck变换器的频率特性

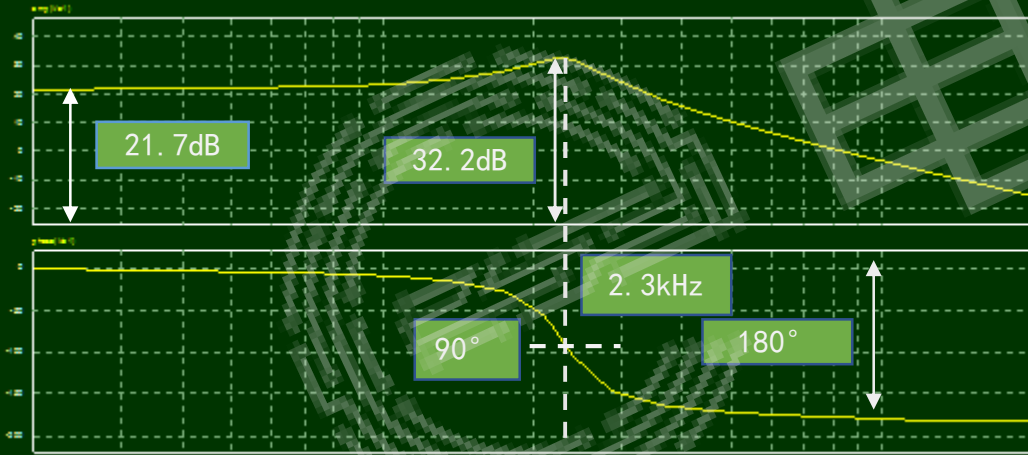
图14 (a) 是基于Buck型开关网路进行小信号扫描的电路。下面给予必要说明。

- ① 电流源开路不会影响仿真结果
- ② 输出电压 V_{out} 与输入电压 V_{in} 满足线性关系式

$$V_{out} = kV_{in} = V_g D$$
- ③ CTOP的输出是占空比 D 的数值
- ④ LMT1是限幅器
- ⑤ 直流电压源 $V_c=0.42V$
- ⑥ AC Sweep和vsweep是小信号扫描命令



(a) 基于平均模型的小信号扫描仿真电路



(b) 控制-输出的频率特性

图14 Buck变换器的频率特性

①在研究控制—输出的频率特性时，对于图13所示的电路，令其电流控制的电流源开路不会影响仿真结果，所以在14(a)只保留了电压控制的电压源及其相关电路，记为VVCVS1。

②VVCVS1是电压控制的电压源，输出电压 V_{out} 与输入电压 V_{in} 满足线性关系式，式中， k 是控制系数，数值上等于输入电压 V_g ，控制量 V_{in} 是占空比 D 。

③CTOP是控制电路—功率变换电路的接口模块或缓冲器，把控制电路的数值传递功率电路。对于功率电路而言，其输出端具有恒压源特性。在这个仿真电路中，CTOP的输出是占空比 D 的数值。

④LMT1是限幅器。在控制电路中，为了防止控制器出现饱和现象，需要将控制量限定在某个数值范围内。在本例中， V_c 的数值表示占空比，所以限定幅度 $[0, 1]$ 区间。

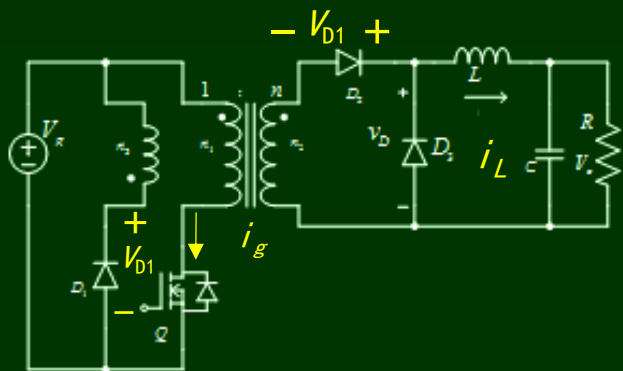
⑤直流电压源 $V_c=0.42V$ ，其含义是占空比 $D=0.42$ 。

⑥AC Sweep和vsweep是小信号扫描命令，将在7.5中详细介绍。

图14(b)是Buck变换器控制—输出的频率特性。由图可知，直流增益为21.7dB，峰值增益为32.2dB，谐振频率为2.3kHz，最大相移为 180° 。

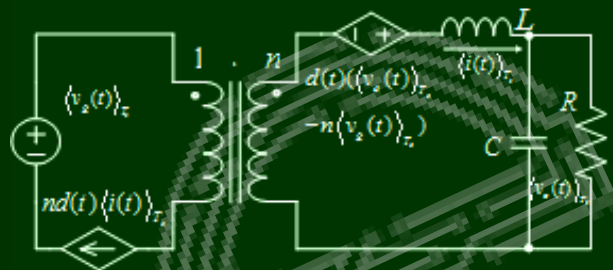


3.2 正激变换器的平均模型



(a) 正激变换器

正激变换器如图15(a)所示，开关管 Q 和 D_2 以及续流二极管 D_3 为开关器件。选择输入电压 V_g 、滤波电感电流 i_L 和输出电压 V_o 作为控制量。因为二极管 D_3 与电感直接相连，用受控电压源描述 D_3 的平均特性，选择两端电压为受控量；开关管 Q 通过变压器原边与输入电压源相连，用受控电流源描述平均特性，选择受控量为电流。

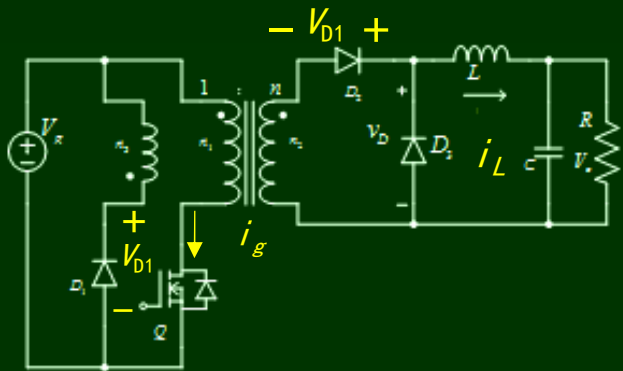


(b) 正激变换器的平均模型

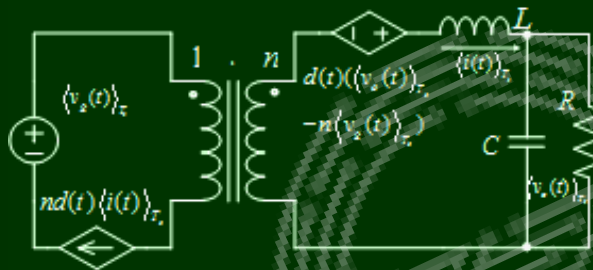
图15 正激变换器及其平均等效电路



3.2 正激变换器的平均模型



(a) 正激变换器



(b) 正激变换器的平均模型

在CCM模式下，两个受控量的表达式为

$$\begin{cases} i_Q(t) = ni_L(t), & 0 \leq t \leq dT_s \quad (\text{Q和D2导通, D3截止}) \\ i_Q(t) = 0, & dT_s \leq t \leq T_s \quad (\text{Q和D2截止, D3导通}) \end{cases} \quad (\text{公式8a})$$

$$\begin{cases} v_{D3}(t) = nV_g, & 0 \leq t \leq dT_s \quad (\text{Q和D2导通, D3截止}) \\ v_{D3}(t) = 0, & dT_s \leq t \leq T_s \quad (\text{Q和D2截止, D3导通}) \end{cases} \quad (\text{公式8b})$$

由于磁化电感 L_m 的作用，需要列些二极管 D_1 和 D_2 的电压方程，

$$\begin{cases} v_{D1}(t) = 2V_g, & 0 \leq t \leq dT_s \quad (\text{Q和D2导通, D1和D3截止}) \\ v_{D1}(t) = 0, & dT_s \leq t \leq 2dT_s \quad (\text{Q和D2截止, D1和D3导通}) \\ v_{D1}(t) = V_g, & 2dT_s \leq t \leq T_s \quad (\text{Q、D1和D2截止, D3导通}) \end{cases} \quad (\text{公式9a})$$

$$\begin{cases} v_{D2}(t) = 0, & 0 \leq t \leq dT_s \quad (\text{Q和D2导通, D1和D3截止}) \\ v_{D2}(t) = nV_g, & dT_s \leq t \leq 2dT_s \quad (\text{Q和D2截止, D1和D3导通}) \\ v_{D2}(t) = 0, & 2dT_s \leq t \leq T_s \quad (\text{Q、D1和D2截止, D3导通}) \end{cases} \quad (\text{公式9b})$$

图15 正激变换器及其平均等效电路



在正激变换器中，若采用理想变压器，则应删除退磁绕组 n_3 和 D_1 支路。 D_2 的电压方程变为，

$$\begin{cases} v_{D2}(t) = 0, & 0 \leq t \leq dT_s \quad (\text{Q和D2导通, D3截止}) \\ v_{D2}(t) = 0, & dT_s \leq t \leq T_s \quad (\text{Q和D2截止, D3导通}) \end{cases} \quad (\text{公式9c})$$

在正激变换器的平均模型电路中，建议采用理想变压器。因此，基于公式(9)，在一个开关周期内求取三个受控量平均值，得到如下表达式，

$$\langle i_Q(t) \rangle_{T_s} = nd(t) \langle i_L(t) \rangle_{T_s} \quad (\text{公式10a})$$

$$\langle v_{D2}(t) \rangle_{T_s} = 0 \quad (\text{公式10b})$$

$$\langle v_{D3}(t) \rangle_{T_s} = nd(t) \langle v_g(t) \rangle_{T_s} \quad (\text{公式10c})$$

根据公式(10)，将 Q 用一个电流控制的电流源替代，令二极管 D_2 短路，二极管 D_3 用电压控制的电压源替代，得到其平均电路，如图15(b)所示。



3.3 变压器模型

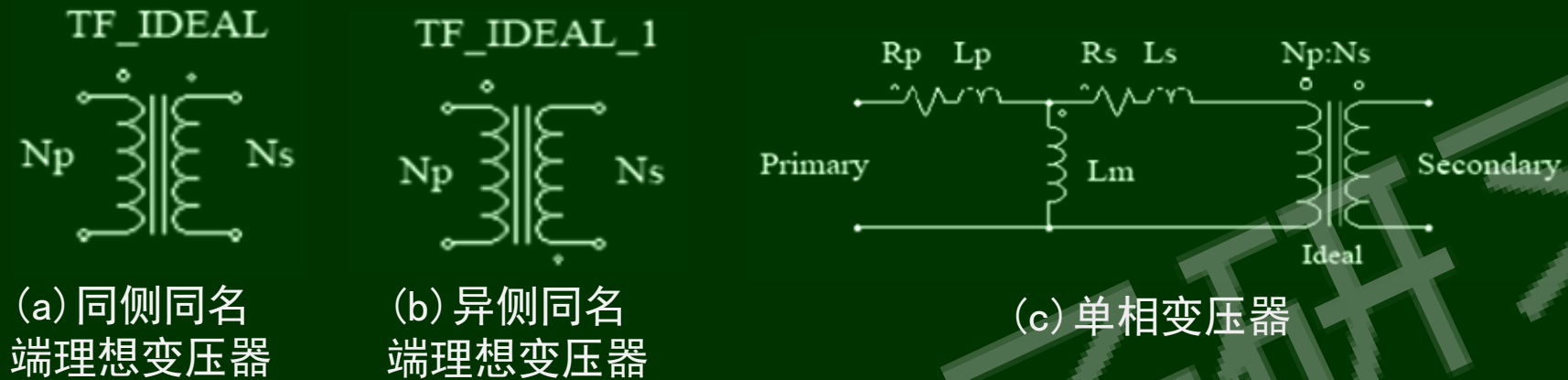


图16 PSIM中的双绕组变压器模型

在PSIM元件库Element/Power/Transform中，给出了理想变压器和单相变压器两类模型电路，如图16所示。理想变压器又包括同侧同名端和异侧同名端变压器，分别如图16(a)和16(b)所示。理想变压器只需要设定原边匝数 N_p 和副边匝数 N_s 。图16(c)是单相变压器是一个实际电路模型，参数包括原边电阻 R_p ，原边漏感电感 L_p ，磁化电感 L_m ，副边电阻 R_s ，副边漏感电感 L_s ，理想变压器原边匝数 N_p 和副边匝数 N_s 。



3.3 变压器模型

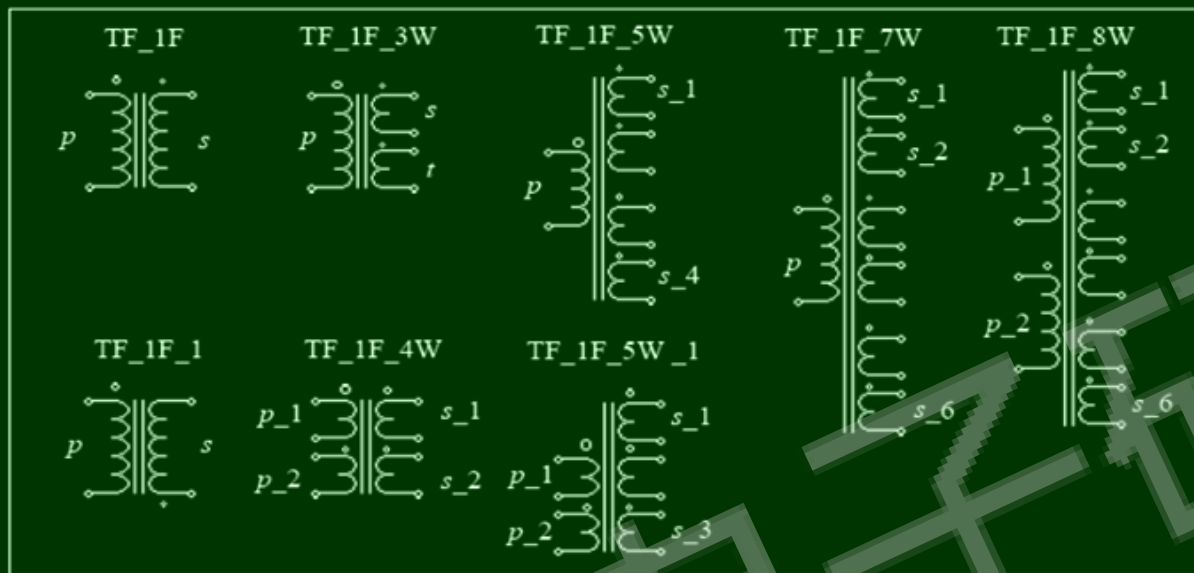
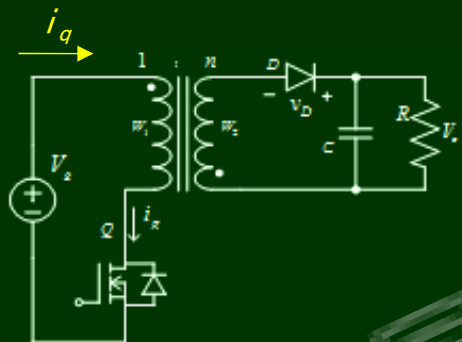


图17 多绕组的变压器模型：
 p 是原边， s 是副边， t 是绕组的总数

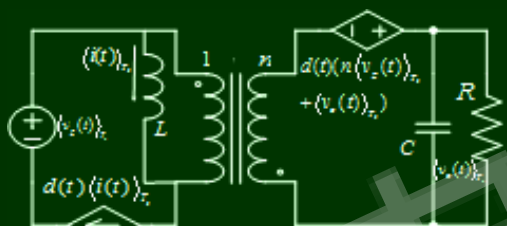
另外，元件库中还提供了多绕组变压器，如图17所示，

3.4 Flyback变换器的平均模型

反激变换器如图18(a)所示，开关管Q和续流二极管D为开关器件。选择输出电压 V_o 和输入电压源电压 V_g 及其电流 i_g 作为控制量。电流 i_g 实际是反激变压器的磁化电感的电流，是一个独立变量。选择开关管Q的电流 i_Q 和二极管的电压 v_D 作为受控量。在CCM模式，两个受控量的表达式为



(a) Flyback变换器



(b) 平均电路模型

$$\begin{cases} i_Q(t) = i_g(t), & 0 \leq t \leq dT_s \quad (\text{Q导通, D截止}) \\ i_Q(t) = 0, & dT_s \leq t \leq T_s \quad (\text{Q截止, D导通}) \end{cases} \quad (\text{公式11a})$$

$$\begin{cases} v_D(t) = nV_g + V_o, & 0 \leq t \leq dT_s \quad (\text{Q导通, D截止}) \\ v_D(t) = 0, & dT_s \leq t \leq T_s \quad (\text{Q截止, D导通}) \end{cases} \quad (\text{公式11b})$$

在一个开关周期内，求取两个受控量平均值，得到表达式，

$$\langle v_D(t) \rangle_{T_s} = d(t)(nv_g(t) + v_o) \quad (\text{公式12a})$$

$$\langle i_Q(t) \rangle_{T_s} = d(t)i_g(t) = d(t)i_m(t) \quad (\text{公式12b})$$

图18 Flyback变换器及其平均电路模型

式中， $i_m(t)$ 是反激变压器的磁化电流。

$$\begin{cases} i_Q(t) = i_g(t), & 0 \leq t \leq dT_s \quad (\text{Q导通, D截止}) \\ i_Q(t) = 0, & dT_s \leq t \leq T_s \quad (\text{Q截止, D导通}) \end{cases} \quad (\text{公式11a})$$

$$\begin{cases} v_D(t) = nV_g + V_o, & 0 \leq t \leq dT_s \quad (\text{Q导通, D截止}) \\ v_D(t) = 0, & dT_s \leq t \leq T_s \quad (\text{Q截止, D导通}) \end{cases} \quad (\text{公式11b})$$

$$\langle v_D(t) \rangle_{T_s} = d(t)(nv_g(t) + v_o) \quad (\text{公式12a})$$

$$\langle i_Q(t) \rangle_{T_s} = d(t)i_g(t) = d(t)i_m(t) \quad (\text{公式12b})$$

根据左面两个公式，将 Q 替换为一个电流控制的电流源，二极管 D 替换为电压控制的电压源，得到其平均电路，如图18(b)所示。特别说明，在反激变换器中，在开关管 Q 导通期间，变换器从输入电源中汲取能量，并存储在磁化电感 L 中，所以磁化电感是一个独立状态变量。因此，在使用平均模型时，反激变换器需使用实际变压器模型。

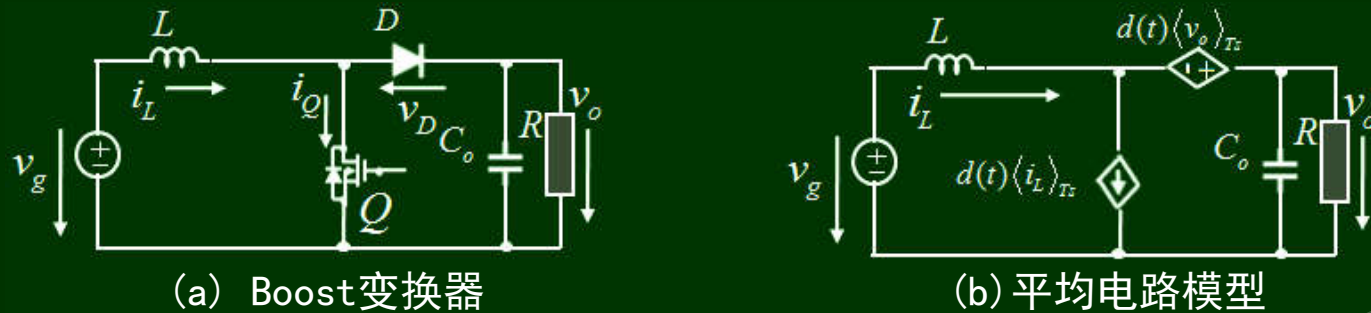


图19 是Boost变换器及其平均电路模型，下面给出推到过程。选择开关管 Q 的电流 i_Q 和二极管的电压 v_D 作为受控量，表示为

$$\begin{cases} i_Q(t) = i_L(t), & 0 \leq t \leq dT_s \text{ (Q导通, D截止)} \\ i_Q(t) = 0, & dT_s \leq t \leq T_s \text{ (Q截止, D导通)} \end{cases} \quad \text{(公式13a)}$$

$$\begin{cases} v_D(t) = V_o, & 0 \leq t \leq dT_s \text{ (Q导通, D截止)} \\ v_D(t) = 0, & dT_s \leq t \leq T_s \text{ (Q截止, D导通)} \end{cases} \quad \text{(公式13b)}$$

$$\langle v_D(t) \rangle_{T_s} = d(t)v_o \quad \text{(公式14a)}$$

求取两个受控量平均值，得

$$\langle i_Q(t) \rangle_{T_s} = d(t)i_g(t) \quad \text{(公式14b)}$$

最后指出，平均电路模型是大信号等效电路，可以分析变换器的各种低频特性，包括直流稳态分析、小信号频率响应及其时域的动态响应。它剔除了高频纹波的影响，使得人们更易观察到开关电源的本质特征，适合大规模复杂电源系统的实时分析等优点。另外，在“Fundamentals of Power Electronics (Second Edition)”和《开关变换器建模与控制》中，Boost型平均模型是用受控电压源为开关管 Q 建模，用受控电流源为二极管 D 建模。这个模型不能用来分析Boost类变换器的直流特性。因为在直流工况，电感短路，电容开路，所以用Boost型平均模型分析低通动态特性时，必须为电感串联一个小电阻，否则存在收敛问题。

在CCM模式，上述平均模型是正确。在DCM不能直接使用上述模型。

4 数字控制的仿真技术



电子研习社



4.1 连续时域系统的仿真技术

图20是模拟电流控制Buck变换器，用于在连续时域仿真电路的电气性能。下面给予必要的说明。

① ISEN1是电流传感器，测量功率变换电路中电感的电流 i_L ，并以电压的形式 V 传输给控制电路，设定参数为增益Gain，定义式为

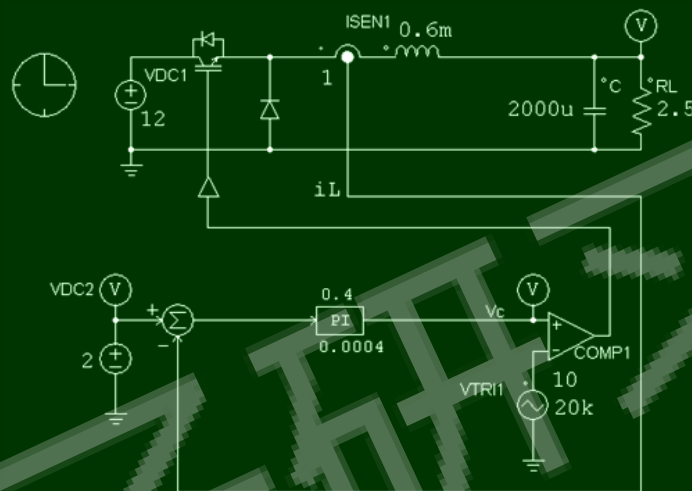
$$Gain = V/I \quad (\text{公式15})$$


图20 模拟电流控制Buck变换器

电流传感器的内阻为 $1 \mu \Omega$ 。在本例中Gain=1，电流传感器的输出电压在数值上等于电感电流。

②PI控制器，其传输函数为

$$H(s) = k \frac{1+sT}{sT} \quad (\text{公式16})$$

式中， k 是增益， T 为时间常数。在本例中 $k=0.4$ ， $T=0.0004s$ 。增大 k 有利于减少静态误差、提高动态质量，但易于引起系统的振荡；增加 T 有利于减少超调和提高稳定性，但会使调节时间变长。

③COMP1是PWM调制器。

④VTR11是三角波电压源，在本例中作为高频载波。如图21所示，参数定义如下：

V_peak_to_peak:峰峰值，单位V，10（本例）；

Frequency: 频率，单位Hz，20k（本例）；

Duty Cycle: 占空比，是指上升斜波时间与整个周期T的比值，0.5（本例）；

DC Offset: 直流偏置，0（本例）；

Tstart:电源的起始时间点，在起始时间点之前，电压源输出零电压，0（本例）；

Phase Delay: 相位延迟，用以定义三角波起始相位。如果Phase Delay=0，则三角波的起始点为Tstart；如果Phase Delay=90°，则三角波的起始点以Tstart开始，延迟1/4周期，0（本例）。

⑤VDC2，直流电压源，设定值为2，含义是电感电流的设定值为2A。

仿真结果如图22所示。由仿真结果可见：①达到稳态后，电感电流的平均值等于设定值2A。由此表明系统能够稳定工作，静态误差等于零。因为采样电流为电感电流，所以隶属于平均电流控制。②调节时间 t_s 等于0.02s。③超调量 σ 等于15.8%。④若取 $k=1000$ ， $T=0.0004s$ ，则 $t_s=1.2ms$ ，增加 k 值可以减少调节时间；若取 $k=1000$ ， $T=0.04s$ ， $\sigma=2.2\%$ ，增加 T 值可以减少超调量。由此可见，可以利用PSIM仿真工具优化控制器的参数。

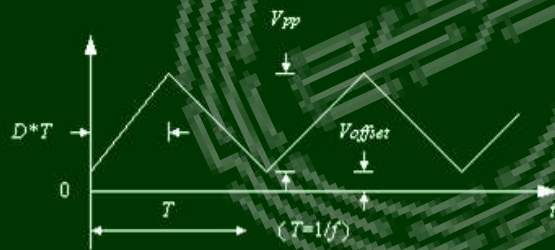


图7-21 高频三角载波的示意图

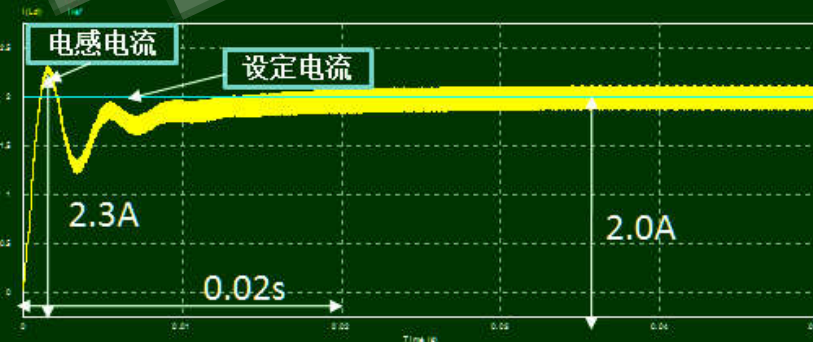


图7-22模拟电流控制Buck变换器的仿真结果



4.2 大功率复杂开关电源系统简介

随着DSP技术的普及和开关电源的复杂化与大功率化，譬如充电桩，电动车的DC-DC变换单元，用DSP控制大功率复杂开关电源是一个发展趋势，使得模拟控制器进化为数字控制器。图23是DSP控制大功率复杂开关电源系统的结构图。

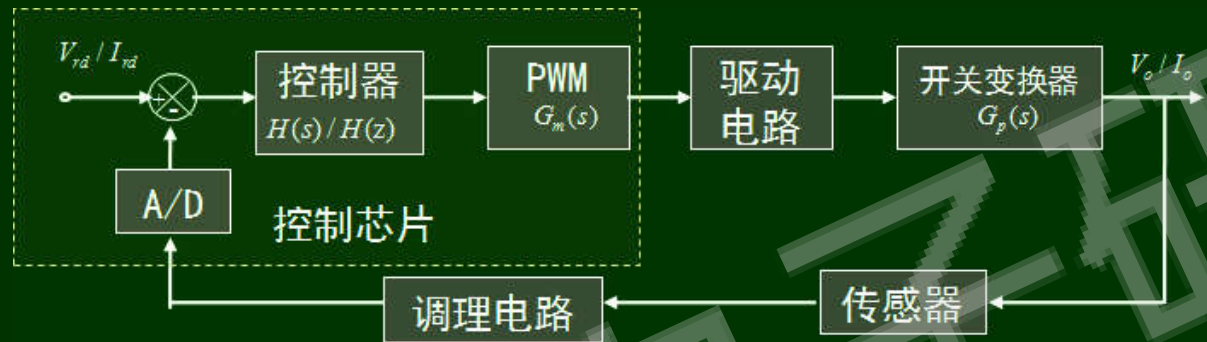


图23 DSP控制大功率复杂开关电源系统的结构图

(1) DSP控制大功率复杂开关电源系统的结构图

在开关电源控制系统中，控制器对象是开关变换器。在第5章介绍了开关变换器的状态空间平均建模方法，用传输函数 $G_p(s)$ 描述小信号低频特性，隶属于连续时域系统。对于DSP控制的数字系统而言，用传输函数 $G_p(s)$ 描述其动态特性具有很多局限性。在2015年，Luca Corradini, Dragan Maksimovic, Paolo Mattavelli, Regan Zane等三位作者出版了“Digital control of high-frequency switched-mode power converters”。在这本书的第三章，介绍了开关变换器的离散模型。然而，相对于连续时间平均模型而言，离散时间分析及其数学模型难以用等效电路表示。因此，在开关频率不高工况，连续时间平均模型得到广泛的认可和普遍使用。故，本书仍使用平均小信号模型表示开关变换器的动态特性。



在小功率模拟控制开关电源中，控制芯片中包括了驱动电路、PWM调制器、控制器 $H(s)$ 和参考量 V_{rd}/I_{rd} 等，传感器多为电阻采样网路。对于隔离型开关电源，调理电路为光耦器件及其外围电路。通常，整个开关电源安装在一个电路板上。

随着功率等级的增加，导致功率器件和散热器的体积增加，内部近场产生的干扰幅度可能会超过控制信号，使得大功率开关电源的结构发生根本性变化。一般布局规律是，驱动电路的后级、传感器与开关变换器布置在主电路板上；控制芯片采用单片机或DSP等微处理器布置在控制电路板上，微处理器包括了A/D转换器、控制器 $H(z)$ 和PWM调制器；驱动电路与调理电路是主电路板与控制电路板的接口电路，在第2章中介绍了DSP驱动电路空间布局的理想模型，在7.5节将介绍采样—调理电路的理想模型。

(2) 连续—离散化控制器的设计方法

小功率模拟控制开关电源隶属于连续时间系统，而DSP控制的电源则隶属于离散系统。目前，在大功率复杂开关电源系统的控制器设计中，仍采用第6章介绍的设计方法。然而，DSP是数字处理器，需要将连续时间域的模拟传输函数 $H(s)$ 转换为离散域的数字传输函数 $H(z)$ ，称之为连续—离散化控制器的设计方法。主要步骤如下，

步骤1，设计连续控制器 $H(s)$ ：根据控制对象 $G_p(s)$ 及其系统的设计指标，用第6章介绍的方法设计连续时间域的模拟控制器 $H(s)$ 。

步骤2，将 $H(s)$ 离散化为 $H(z)$ ：选择合适的离散化方法，使得 $H(z)$ 更加逼近 $H(s)$ 的频率特性。

步骤3，检验离散闭环系统性能：用解析法或仿真法验证离散域数字系统的性能是否满足要求。

步骤4，将 $H(z)$ 转化为差分方程，并编制计算机程。

步骤2、3、4均可用PSIM仿真实现。



4.3 两种典型离散化方法

在PSIM主页的公共资源库—Utilities中提供了连续系统的离散化方法—s2z converter，包含了最常用的双线性变换Bilinear (Tustin) 和向后欧拉Backward Euler 两种离散化方法。下面介绍这两种离散化方法的基础知识。

(1) 双线性化变换

设控制器的传输函数 $H(s)$ 是一个积分环节，表示为 $H(s) = \frac{U_c(s)}{U_e(s)} = 1/s$ (公式17)

积分环节的时域表达式， $u_c(t) = \int_0^t u_e(t)dt = u_c(k-1) + \int_{k-1}^t u_e(t)dt$

式中， $(k-1)$ 是 $(k-1)T$ 的简写式， T 是采样周期， u_c 为控制信号， u_e 为误差信号。
令 $t=kT$ ，简写为 k ，改写积分表达式为 $u_c(k) = u_c(k-1) + \int_{k-1}^k u_e(t)dt$

假设在一个采样周期内 $u_e(t)$ 是单调变化的，周期 T 很小，可以用梯形面积近似积分，得到积分环节的离散化表达式

$$u_c(k) = u_c(k-1) + \frac{T}{2}[u_e(k) + u_e(k-1)]$$

对上式两边取 z 变换，得 $U_c(z) = z^{-1}U_c(z) + \frac{T}{2}[U_e(z) + z^{-1}U_e(z)]$

离散域传输函数为 $H(z) = \frac{U_c(z)}{U_e(z)} = \frac{T(1+z^{-1})}{2(1-z^{-1})} = \frac{1}{\frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})}}$ (公式18)

比较(17)和(18)可知，实现 $H(s)$ 离散化为 $H(z)$ 的方法是，令

由此得出，双线性离散化公式
$$s = \frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})} \quad (\text{公式19})$$

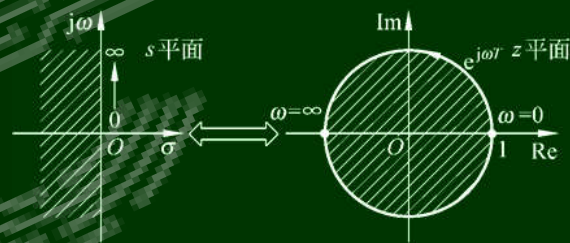
$$D(z) = D(s) \Big|_{s=\frac{2z-1}{Tz+1}} \quad (\text{公式20})$$

双线性变换的性质：

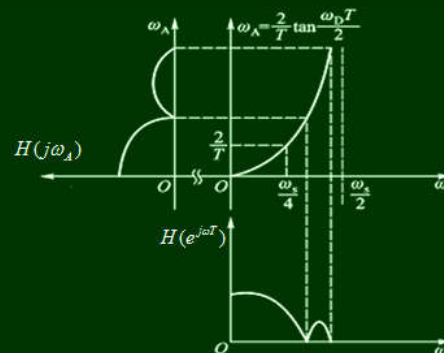
- ①将 s 平面的左半平面映射到 z 平面的单位圆内，如图24(a)。
- ②若 $H(s)$ 是稳定的，则 $H(z)$ 也一定稳定。
- ③双线性变换是一对一映射，保证了离散频率不会产生频率混叠现象，但是产生了高频畸变问题，如图24(b)。

模拟频率 ω_A 与数字频率 ω_D 的关系式，
$$\omega_A = \frac{2}{T} \tan \frac{\omega_D T}{2} \quad (\text{公式21})$$

当 $\omega_D T/2 \approx 0$ 时， $\omega_A \approx \omega_D$ (7.22)



(a) 双线性的映射关系



(b) 双线性的频率失真现象

图 24 双线性变换的特性曲线

(2) 一阶向后欧拉法

在双线性变换中，用梯形面积近似积分面积。在欧拉法中，用矩形面积代替积分，得到变换公式为

$$s = \frac{1-z^{-1}}{T}$$

差分方程是， $u_c(k) = u_c(k-1) + Tu_e(k)$

向后欧拉法的主要特性：

- ① 如图25所示， s 左半平面映射到单位圆正实轴上的一个小圆内。因此，无频率混叠现象，但是频率被严重压缩，出现了频率特性失真问题。
- ② 若 $H(s)$ 稳定，则 $H(z)$ 一定稳定。
- ③ 变换前后，稳态增益不变。

$$H(s)|_{s=0} = H(z)|_{z=1} \quad (\text{公式23})$$

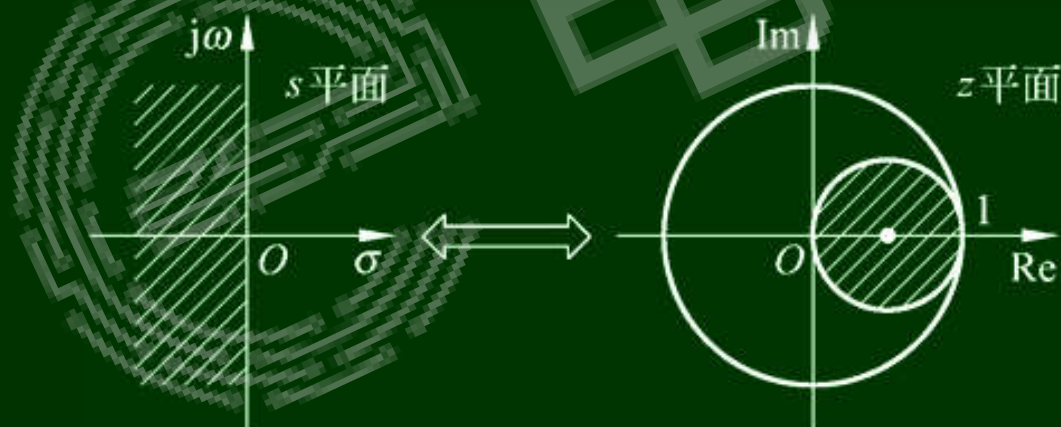


图25 向后欧拉法的映射关系

4.4 离散时域系统的仿真技术

下面仍以图20所示的模拟电流控制Buck变换器为例，介绍离散时域的仿真技术。

(1) 控制器的离散化

在PSIM主页，点击Utilities>>s2z converter，出现连续—离散变换的界面，如图26所示。

① s-Domain Function

PSIM提供常用传输函数，包括了Integrator—积分环节，Proportional-Integral—PI环节，Modified PI—单极点单零点环节，Single-pole/1st-Order Low-Pass Filter—一阶低通滤波器，2nd-Order Low-Pass Filter—二阶低通滤波器；2nd-Order High-Pass Filter—二阶高通滤波器；2nd-Order Band-Pass Filter—二阶带通滤波器；2nd-Order Band-Stop Filter—二阶带阻滤波器；General (1st/2nd/3rd-Order)—1/2/3阶通用表达式。

② Sampling Frequency f_s —采样频率，20kHz（本例）。



图26 模拟控制器离散化方法



③ Conversion Method—离散化方法

Bilinear (Tustin)—双线性变换；

Backward Euler—向后欧拉法（本例中选用）。

④ s-Domain Function—显示选中连续域函数，本例选中PI控制器。

⑤在左面参数(parameter)栏中输入连续域函数的参数。在本例中选择， $k=0.4$ ， $T=0.0004$ 。

⑥点击Convert后，z-Domain Function—显示选中连续域函数的离散化结构，包括结构及其表达式；在右面参数(parameter)栏中显示离散函数的参数。在本例中， $k_1=0.4$ ， $k_2=100$ ， $k_3=50$ 。

基于离散化控制器的结构图，在PSIM中绘制数字电流控制Buck变换器，如图27所示。与图20所示连续时域控制器相比，数字控制器存在着三个变化，如图27(a)中阴影部分所示。首先，用离散域数字PI控制器替代连续域模拟PI控制器。其次，增加了一个零阶保持器ZOH，以替代A/D转换器对反馈电流 i_L 的离散化处理。最后，用单位延迟器U1建模，表示数字控制器需要一个采样周期的延迟。数字控制过程是，在每个周期的起始点对反馈信号进行采样，控制器在该周期内完成控制量的运算。但是，因为完成控制量的运算需要时间，最新的计算值不会立刻送出，而是存放在锁存器中，在下一周期的起始点送出，与三角波载波信号比较产生占空比。

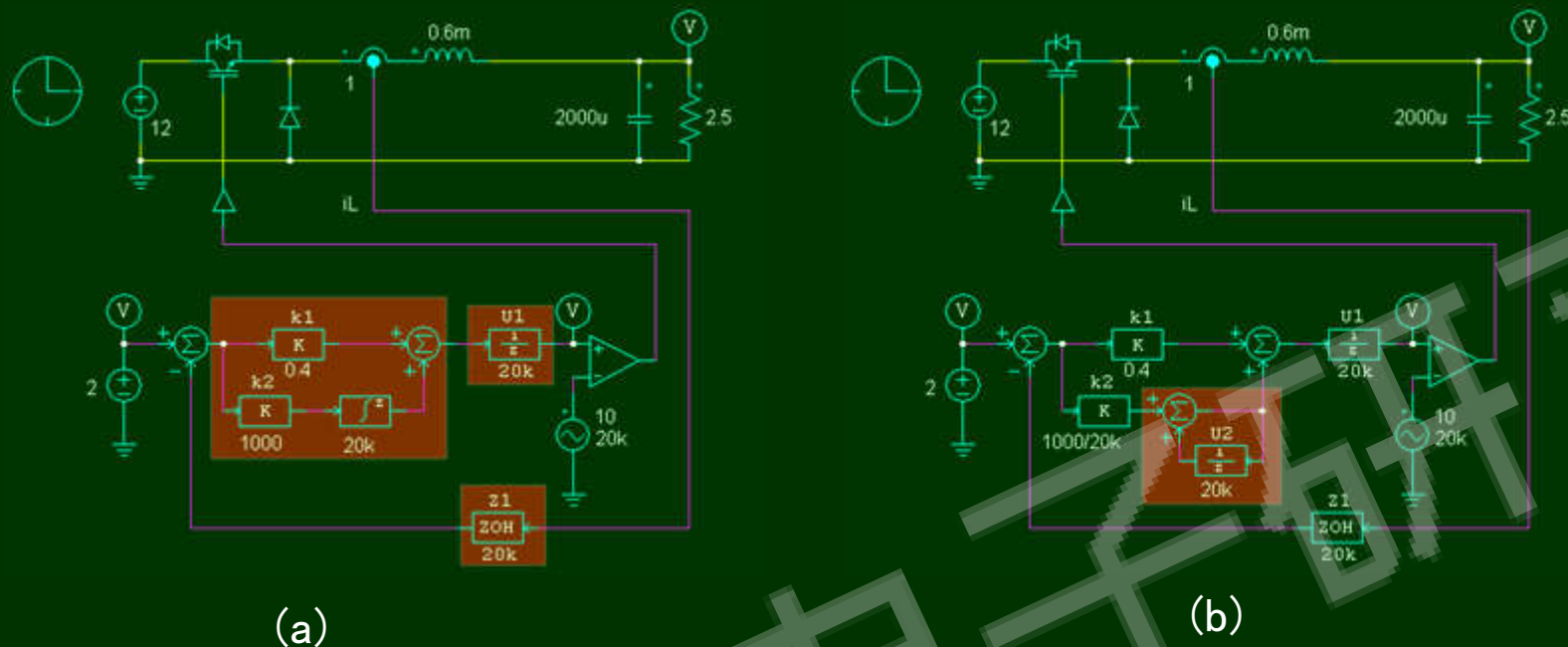


图27数字电流控制Buck变换器

本例中采用向后欧拉离散化方法，离散积分器的表达式为， $y(n) = y(n-1) + Tu(n)$

式中， $y(n)$ 和 $u(n)$ 分别表示当前的输入和输出量， $y(n-1)$ 表示上一个周期的输出量， T 表示采样周期。因此，用延迟单元 $1/z$ 与一个求和器表示图27 (a) 中的积分器，得到完整的数字控制器，如图27 (b) 所示。必须指出图 (a) 中的系数 k_2 需要除以采样频率 20kHz，才能得到图 (b) 中 k_3 。

必须指出，由于离散化过程会产生量化误差和截断误差，对于同一控制器，系统在连续时间域内是稳定的，并能满足所有性能要求。然而经过离散化后，离散化系统就可能不稳定，或者某些技术指标不能满足要求。因此，必须对离散化后的数字系统进行仿真，验证其是否满足稳定性及其技术指标。如果数字系统不满足要求，需要重新返回到连续时域，进行重新设计。

下面介绍离散化的基础知识。1) 采样频率至少要大于控制系统闭环带宽的四倍以上，否则离散化会产生零、极点的混叠现象。2) PSIM提供了向后欧拉和双线性离散化方法。一般认为，最好的离散化方法是双线性变换，即使采样频率略高于闭环带宽的四倍，离散系统也能很好的接近原始的模拟系统。一般而言，向后欧拉离散化方法要求采样频率必须大于100倍的闭环带宽，数字系统才能较好的接近原始的模拟系统。