

第 5 章 DC-DC 变换技术	148
§5.1 概述	148
5.1.1 两种调节模式及比较	148
5.1.2 DC-DC 变换分类:	150
5.1.3 DC-DC 变换器的要求及主要技术指标	150
§5.2 DC-DC 变换器的基本电路拓扑	151
5.2.1 Buck 电路	152
5.2.2 Boost 电路	157
5.2.3 Buck-Boost 电路	161
5.2.4 Cuk 电路	164
§5.3 带变压器隔离的 DC-DC 变换器原理及设计	168
5.3.1 单端 DC-DC 变换器原理及设计	169
5.3.2 推挽式 DC-DC 变换器原理及设计 (PUSH-PULL)	179
5.3.3 半桥式 DC-DC 变换器原理及设计	184
5.3.4 全桥 DC-DC 变换器原理	191
§5.4 PWM 控制器原理	192
5.4.1 电压型 PWM 控制器原理	192
5.4.2 电流型 PWM 控制器原理	193

第 5 章 DC-DC 变换技术

内容提要

比较了直流电源线性调节模式和开关调节模式，介绍了 Buck、Boost、Buck-Boost 和 Cuk 等 DC-DC 变换的基本电路，分析了在导通、关断两种状态下的等效电路，导出了不同变换的输入和输出关系。从实际应用出发，介绍了带变压器隔离的 DC-DC 变换器特点，对于单端正激、反激、推挽、半桥和全桥电路作了较为详细的分析，最后介绍了两种 PWM 控制器的工作原理。

§ 5.1 概述

将一个不受控制的输入直流电压变换成为另一个受控的输出直流电压称之为 DC-DC 变换。随着科学技术的发展，对电子设备的要求是：①性能更加可靠；②功能不断增加；③使用更加方便；④体积日益减小。这些使 DC-DC 变换技术变得更加重要。目前，DC-DC 变换器在计算机、航空、航天、水下行器、通信及电视等领域得到了广泛的应用，同时，这些应用也促进了 DC-DC 变换技术的进一步发展。

实现 DC-DC 变换有两种模式，一种是线性调节模式 (Linear Regulator)，另一种是开关调节模式 (Switching Regulator)。

5.1.1 两种调节模式及比较

线性调节器模式如图 5-1a 所示，在这种模式中晶体管工作在线性工作区，其输出电压为

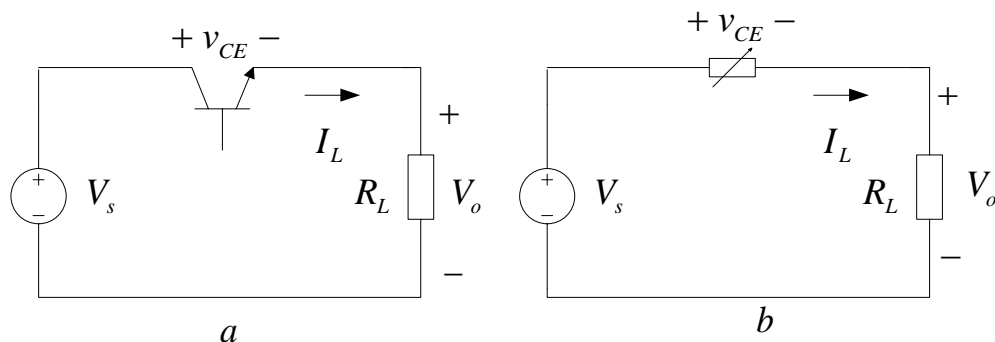


图 5-1 a 线性调节器模式

b 等效电路

$V_o = I_L R_L$ 。晶体管模型可以用可调电阻 R_T 等效，其等效电路如图 5-1b 所示。显然晶体管功率损

耗为 $P = I_L^2 R_T$ 。

开关调节模式如图 5-2a 所示，其等效电路和输出电压如图 5-2b、5-2c 所示。

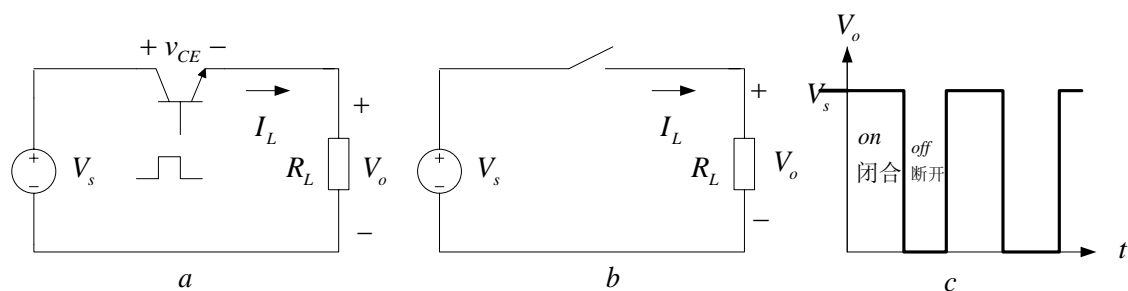


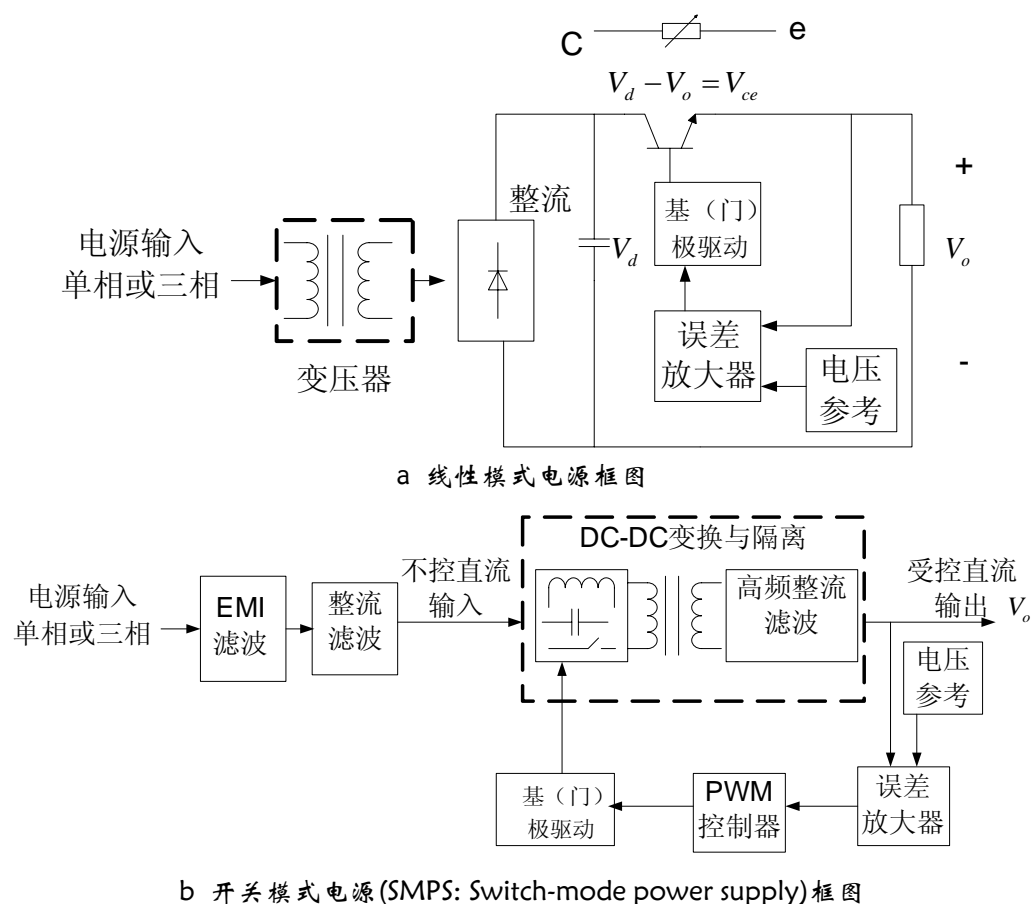
图 5-2a 开关调节模式图

5-2b 等效电路图

5-2c 输出电压

假设：晶体管关断时， $I_L = 0$ ；晶体管导通时， $V_{CE} = 0$ ；则该晶体管为理想开关（Ideal switch），在理想开关情况下，晶体管损耗为零。

两种模式的电源方块图如图 5-3a 和图 5-3b 所示。



a 线性模式电源框图

b 开关模式电源(SMPS: Switch-mode power supply)框图

图 5-3 线性电源和开关电源框图

开关调节模式与线性调节模式相比具有明显的特点：

1、功耗小、效率高。在 DC-DC 变换中，电力半导体器件工作在开关状态，工作频率很高，目前这个工作频率已达到数百甚至 1000KHz，这使电力半导体器件功耗减少、效率大幅度提高。

2、体积小、重量轻。由于频率提高，使脉冲变压器、滤波电感、电容的体积、重量大大减小，同时，由于效率提高，散热器体积也减小。还由于 DC-DC 变换无笨重的工频变压器，所以 DC-DC 变换体积小、重量轻。

3、稳压范围宽。目前 DC-DC 变换中基本使用脉宽调制（PWM）技术，通过调节脉宽来调节输出电压，对输入电压变化也可调节脉宽来进行补偿，所以稳压范围宽。

由于电力半导体器件工作在高频开关状态，它所产生的电流和电压会通过各种耦合途径，产生传导干扰和辐射干扰。目前，许多国家包括我国对电子产品的电磁兼容性和电磁干扰制定了许多强制性标准，任何电子产品如果不符合标准不得进入市场。国内外工程技术人员对电磁兼容性和电磁干扰开展了广泛的研究，取得了一定的进展。

5.1.2 DC-DC 变换分类：

1) 按激励方式划分。由于电力半导体器件需要激励信号，按激励方式划分为它激式和自激式两种方式，它激式 DC-DC 变换中有专业的电路产生激励信号控制电力半导体器件开关；自激式变换中电力半导体器件是作为振荡器的一部分（作为振荡器的振荡管）。

2) 按调制方式划分。目前在变换中常使用脉宽调制和频率调制两种方式，脉宽调制 PWM (pulse width modulation) 是电力半导体器件工作频率保持不变，通过调整脉冲宽度达到调整输出电压。频率调制 PFM (pulse frequent modulation) 是保持开通时间不变，通过调节电力半导体器件开关工作频率达到调整输出电压。频率调制在 DC-DC 变换器设计中由于易产生谐波干扰、且滤波器设计困难。脉宽调制与频率调制相比具有明显的优点，目前在 DC-DC 变换中占据主导地位。还有混合式，即在某种条件下使用脉宽调制 (PWM)，在另一条件下使用频率调制 (PFM)。

3) 按储能电感与负载连接方式划分。可分为串联型和并联型两种。储能电感串联在输入输出之间称之为串联型；储能电感并联在输出与输入之间称之为并联型。

4) 按电力半导体器件在开关过程中是否承受电压、电流应力划分。可分为硬开关和软开关。所谓软开关是指电力半导体器件在开关过程中承受零电压 (ZVS) 或零电流 (ZIS)。

5) 按输入输出电压大小划分。可分为降压型和升压型。

6) 按输入与输出之间是否有电气隔离划分。可分为隔离型和不隔离型。隔离型 DC-DC 变换器按电力半导体器件的个数可分为：单管 DC-DC 变换器[单端正激 (Forward)、单端反激 (Flyback)]；双管 DC-DC 变换器[双管正激 (Double transistor forward converter)、双管反激 (Double transistor flyback converter)、推挽电路 (Push-pull converter) 和半桥电路 (Half-bridge converter) 等]；四管 DC-DC 变换器即全桥 DC-DC 变换器 (Full-bridge converter)。不隔离型主要有降压式 (Buck) 变换器、升压式 (Boost) 变换器、升降压式 (Buck-Boost) 变换器、Cuk 变换器、Zeta 变换器、Sepic 变换器等。

5.1.3 DC-DC 变换器的要求及主要技术指标

DC-DC 变换器是电子设备的基础部件，从使用角度出发，对 DC-DC 变换器的要求是：高的可靠性；好的维修性；小的体积重量；低的价格等。从技术角度出发，DC-DC 变换器的主要技术指标有：

1) 输入参数：

- ✓ 输入电压及输入电压变化范围；
- ✓ 输入电流及输入电流变化范围；

2) 输出参数：

- ✓ 输出电压及输出电压变化范围；
- ✓ 输出电流及输出电流变化范围；
- ✓ 输出电压稳压精度

输入电压、负载电流、工作环境温度及工作时间等都会引起输出电压的变化，输出电压稳压精度包括两个内容：

- ✧ 负载调整率，即负载效应，指当负载在 0~100% 额定电流范围内变化时，输出电压的变化量与输出电压额定值的比值。
- ✧ 源效应是指当输入电压在规定范围内变化时，输出电压的变化量与输出电压额定值的比值。

✓ 效率

✓ 输出电压纹波有效值和峰-峰值

高频化、小型化、模块化和智能化是 DC-DC 变换器的发展方向。高频化是小型化和模块化的基础，比功率（功率/重量）是表征小型化的重要指标。

§ 5.2 DC-DC 变换器的基本电路拓扑

为了分析方便，在本章以后部分如无特别说明，电力半导体器件都是理想器件。首先来看一下基本斩波器工作原理，如图 5-4a 所示。

开关 S 合上，直流电压 U_d 加到负载 R，并流过电流 i_o ，开关 S 断开，负载 R 电流、电压为零。

如果让开关 S 合上 t_{on} 秒，然后断开 t_{off} 秒，开关 S 再合上 t_{on} 秒，然后再断开 t_{off} 秒，周而复始，就得到负载 R_L 的电压、电流波形，如图 5-1b 所示。

定义： T 为开关周期， $T = t_{on} + t_{off}$ ， f 为开关频率， $f = 1/T$ ， δ 为占空比， $\delta = t_{on}/T$ ，

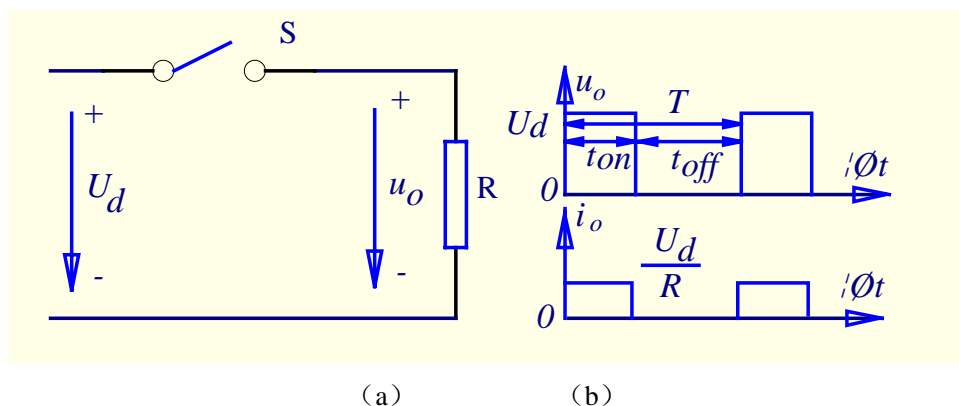


图 5-4 基本斩波器电路图及波形图

则： $t_{off} = (1 - \delta)T$ ， T 可表示为： $T = \delta T + (1 - \delta)T$ 。

由图 5-4b 可得输出电压平均值：

$$\begin{aligned} \overline{U_o} &= \frac{1}{T} \int_0^T u_o dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} u_o dt + \frac{1}{T} \int_{t_{on}}^T u_o dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} U_d dt \\ &= \frac{U_d}{T} t_{on} = U_d \cdot f \cdot t_{on} = \delta \cdot U_d \end{aligned} \quad (5-1)$$

由式 (5-1) 可得到下述结论：

1、保持 T 不变，调节 t_{on} ，可以调节输出电压大小；调节 t_{on} 即调节脉冲宽度，这就是脉宽调制 PWM (pulse width modulation) 方式。

2、保持 t_{on} 不变，调节 T (即调节 f)，可以调节输出电压大小；调节 f 即调节脉冲频率，这就是频率调制 PFM (pulse frequent modulation) 方式。

5.2.1 Buck 电路

Buck 电路又称为串联开关稳压电路，或降压斩波电路。Buck 变换器原理图如图 5-5a 所示，它有两种基本工作模式，即电感电流连续模式 CCM (Continuous current mode) 和电感电流断续模式 DCM (Discontinuous current mode) 电感电流连续是指输出滤波电感电流总是大于零，电感电流断续是指在开关管关断期间有一段时间电感电流为零，这两种状态之间有一个临界状态，即在开关管关断末期电感电流刚好为零。电感电流连续时，Buck 变换器存在两种开关状态；电感电流断续时，Buck 变换器存在三种开关状态；如图 5-5b、5-5c、5-5d 所示。

将图 5-6 所示的方波信号加到功率半导体器件的控制极，功率半导体器件在控制信号激励下，

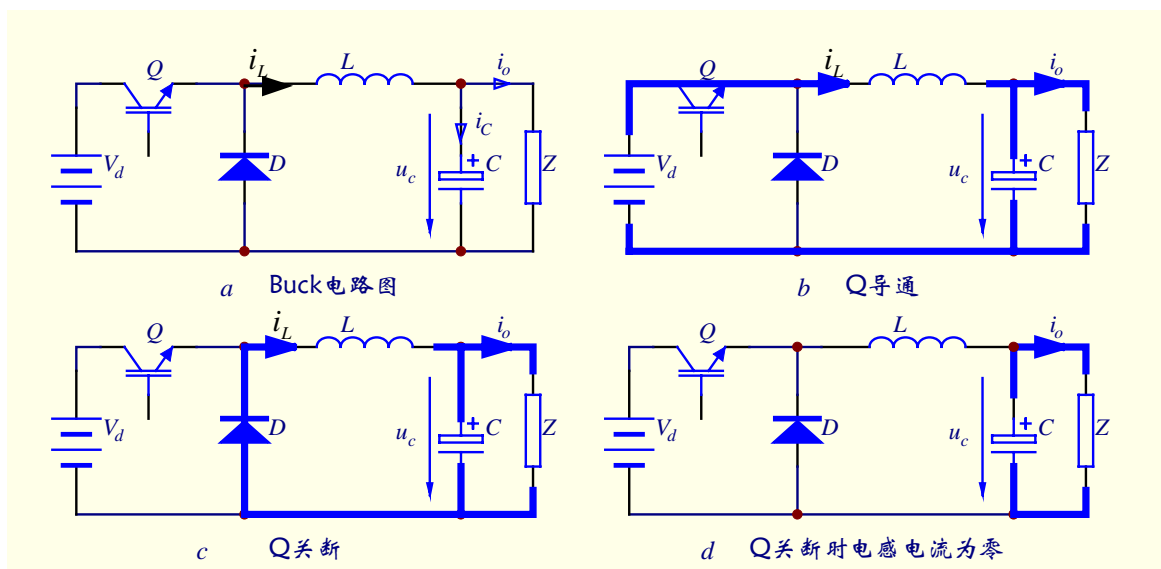


图 5-5 Buck 变换器原理图及不同开关状态下的等效电路图

周期性的开关。通过电感中的电流 i_L 是否连续取决于开关频率、滤波电感和电容的数值。电感电流 i_L 连续条件下其工作波形如图 5-6a 所示。电路稳定状态下的工作分析如下：

1) 电感电流连续模式 CCM (Continuous current mode)

开关状态 1: Q 导通 ($0 \leq t \leq t_{on}$)

$t = 0$ 时刻，Q 管被激励导通，二极管 D 中的电流迅速转换到 Q 管。二极管 D 被截止，等效电路如图 5-5b 所示，这时电感上的电压为：

$$u_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (5-2)$$

若 V_o 在这期间保持不变，则有：

$$V_d - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (5-3)$$

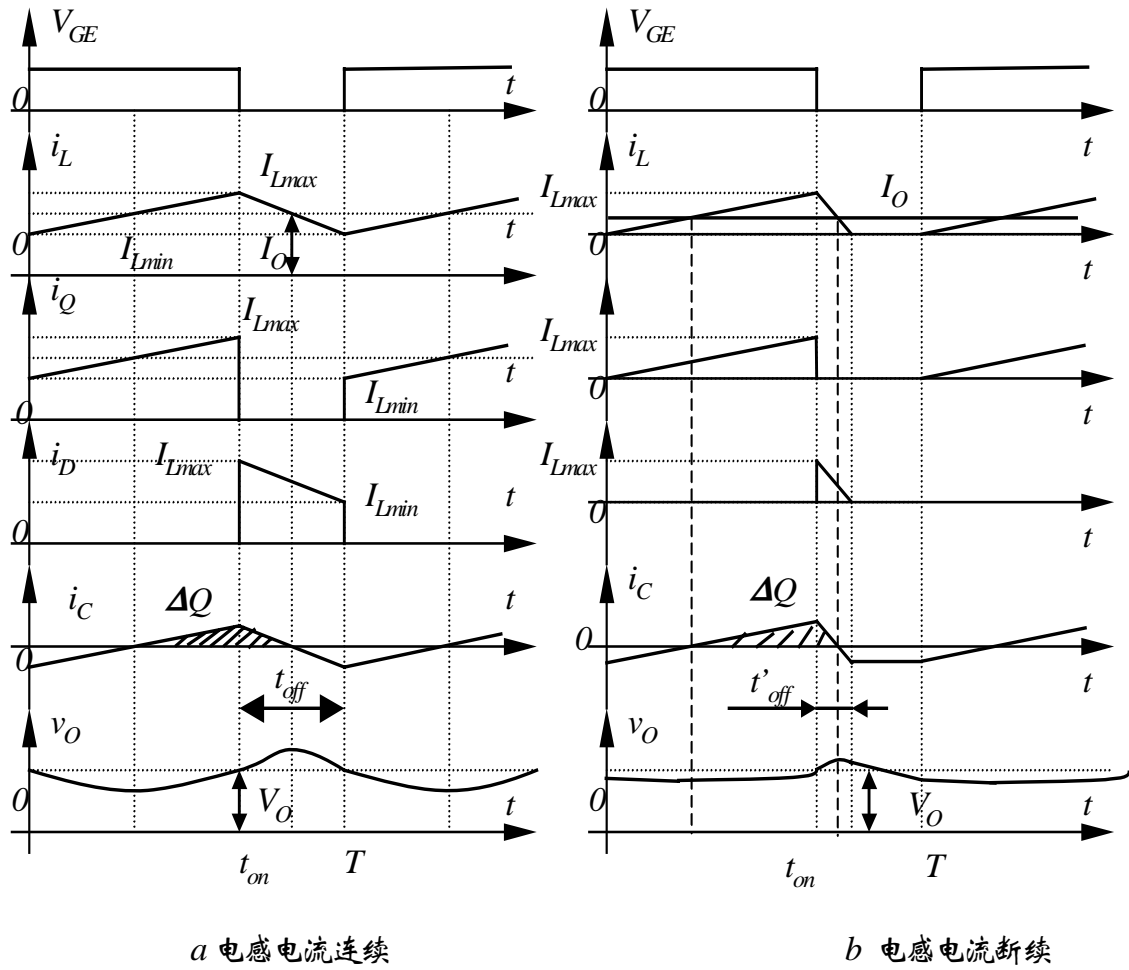


图 5-6 Buck 电路图各点波形

显然 $dt = t_{on}$

$$\frac{V_d - V_o}{L} dt = di_L \Rightarrow \frac{V_d - V_o}{L} t_{on} = \Delta i_L \Rightarrow \Delta i_L = \frac{V_d - V_o}{L} t_{on} \quad (5-4)$$

即导通过程的电流变化:

$$(\Delta i_L)_{opened} = \frac{V_d - V_o}{L} t_{on} \quad (5-5)$$

开关状态 2: Q 关断 ($t_{on} \leq t \leq T$)

$t = t_{on}$ 时刻, Q 关断, 储能电感中的电流不能突变, 于是电感 L 两端产生了与原来电压极性相反的自感电动势, 该电动势使二极管 D 正向偏置, 二极管 D 导通, 储能电感中储存的能量通过二极管 D 向负载供电, 二极管 D 的作用是续流, 这就是二极管 D 被称为续流二极管的原因。等效电路如图 5-5c 所示, 这时电感上的电压为:

$$V_o = -L \frac{di_L}{dt} \quad (5-6)$$

显然 $dt = t_{off}$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_o}{L} \Rightarrow \Delta i_L = -\frac{V_o}{L} t_{off} \quad (5-7)$$

即关断过程的电流变化:

$$(\Delta i_L)_{closed} = \frac{V_o}{L} t_{off} \quad (5-8)$$

显然, 只有 Q 管导通期间 (t_{on} 内) 电感 L 增加的电流等于 Q 管截止期间 (t_{off} 时间内) 减少的电流, 这样电路才能达到平衡, 才能保证储能电感 L 中一直有能量, 才能不断地向负载提供能量和功率。由式 (5-5) 和 (5-8) 得:

$$\frac{V_d - V_o}{L} t_{on} = \frac{V_o}{L} t_{off} \quad (5-9)$$

考虑到 $t_{on} = \delta T$ 和 $t_{off} = (1 - \delta) T$, 由 5-9 可得:

$$V_o = \delta V_d \quad (5-10)$$

式 (5-10) 表明 Buck 电路输出电压平均值与占空比 δ 成正比, δ 从 0 变到 1, 输出电压从 0 变到 V_d , 且输出电压最大值不超过 V_d 。

考虑到 $T = 1/f$, 变换 (5-5) 和 (5-8) 可得 Δi_L 的表达式:

$$\Delta i_L = \frac{V_d - V_o}{Lf} \delta = \frac{V_o (1 - \delta)}{Lf} \quad (5-11)$$

由于滤波电容上的电压等于输出电压, 电容两端的电压变化量实际上就是输出电压的纹波电压 ΔV_o , ΔV_o 的波形如图 5-6a 所示。

因为 $i_C = i_L - i_o$, 当 $i_L > I_o$ 时, C 充电, 输出电压 v_o 升高; 当 $i_L < I_o$ 时, C 放电, 输出电压 v_o 下降, 假设负载电流 i_o 的脉动量很小而可以忽略, 则 $\Delta i_C = \Delta i_L$, 即电感的峰峰脉动电流 ΔI_L 即为电容 C 充放电电流。

$$Q = CV_o \Rightarrow \Delta Q = C \Delta V_o \Rightarrow \Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} \quad (5-12)$$

电容充电电荷量即电流曲线与横轴所围的面积:

$$\Delta Q = S = \frac{\frac{\Delta I_L}{2} \cdot \frac{T}{2}}{2} = \frac{\Delta I_L \cdot T}{8}, \text{ 则:}$$

$$\Delta V_o = \Delta U_c = \frac{Q}{C} = \frac{\Delta I_L \cdot T}{8C} = \frac{\Delta I_L}{8Cf} \quad (5-13)$$

将 (5-11) 代入 (5-13) 得:

$$\Delta U_c = \frac{(V_d - V_o)}{8LCf^2} \delta = \frac{V_o (1 - \delta)}{8LCf^2} \quad (5-14)$$

因此纹波系数为：

$$r = \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1-\delta}{8LCf^2} \quad (5-15)$$

由（5-14）可知，降低纹波电压，除与输入输出电压有关外，增大储能电感 L 和滤波电容 C 可以起到显著效果，提高电力半导体器件的工作频率也能收到同样的效果。在已知 ΔU_C 、 V_d 、 V_o 和 f 的情况下根据上述公式可以确定 C 和 L 的值。

设负载阻抗 $Z = R_L$ ，则电感平均电流为：

$$I_L = \frac{V_o}{R_L} \quad (5-16)$$

电感电流的最大值：

$$I_{L\max} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_o}{R_L} + \frac{V_o(1-\delta)}{2Lf} = V_o \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1-\delta}{2Lf} \right) \quad (5-17)$$

电感电流的最小值：

$$I_{L\min} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_o}{R_L} - \frac{V_o(1-\delta)}{2Lf} = V_o \left(\frac{1}{R_L} - \frac{1-\delta}{2Lf} \right) \quad (5-18)$$

电感电流不能突变，只能近似的线性上升和下降，电感量越大电流的变化越平滑；电感量越小电流的变化越陡峭。当电感量小到一定值时，在 $t = T$ 时刻，电感 L 中储藏的能量刚刚释放完毕，这时 $I_{L\min} = 0$ ，此时的电感量被称为临界电感，当储能电感 L 的电感量小于临界电感时，电感中电流就发生断续现象。

将 $I_{L\min} = 0$ 代入式（5-18）得：

$$\frac{1}{R_L} = (1-\delta) \frac{1}{2Lf} \quad (5-19)$$

$$L_C = L = (1-\delta) \frac{R_L}{2f} \quad (5-20)$$

L_C 即为临界电感值，式中 R_L 为负载电阻。

2、电感电流断续工作方式（Discontinuous current mode）

图 5-6b 给出了电感电流断续时的工作波形，它有三种工作状态：①Q 导通，电感电流 i_L 从零增长到 $I_{L\max}$ ；②Q 关断，二极管 D 续流， i_L 从 $I_{L\max}$ 降到零；③Q 和 D 均截止，在此期间 i_L 保持为零，负载电流由输出滤波电容供电。这三种工作状态对应三种不同的电路结构，如图 5-2b、c、d 所示。
Q 导通期间，电感电流从零开始增长，其增长量为：

$$(\Delta i_L)_{opened} = \frac{V_d - V_o}{L} t_{on} \quad (5-21)$$

Q 截止后，电感电流从最大值线性下降，在 $t = t_{on} + t'_{off}$ 时刻下降到零，其减小量为：

$$(\Delta i_L)_{closed} = \frac{V_o}{L} (t_{on} + t'_{off}) \quad (5-22)$$

电感电流增长量和电感电流减小量在稳态时应相等：

$$\frac{V_d - V_o}{L} t_{on} = \frac{V_o}{L} (t_{on} + t'_{off}) \quad (5-23)$$

整理得：

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t'_{off}} = \frac{t_{on}/T}{t_{on}/T + t'_{off}/T} = \frac{\delta}{\delta + \delta'} \quad (5-24)$$

电感电流连续时， $\delta + \delta' = 1$ ，电感电流断续时， $\delta + \delta' < 1$ 。

变换器输出电流等于电感电流平均值 I_L ：

$$I_L = \frac{1}{T} Q = \frac{1}{T} \times \frac{1}{2} \Delta i_L (t_{on} + t'_{off}) = \frac{\delta^2}{2fL} \left(\frac{V_d}{V_o} - 1 \right) V_d \quad (5-25)$$

上式表明，电感电流断续时， $\frac{V_o}{V_d}$ 不仅与占空比 δ 有关，而且与负载电流有关。

BUCK 变换器设计步骤

- ✓ 选择续流二极管 D 。续流二极管选用快恢复二极管，其额定工作电流和反向耐压必须满足电路要求，并留一定的余量。
- ✓ 选择开关管工作频率。最好选用工作频率大于 20KHz ，以避开音频噪声。工作频率提高可以减小 L 、 C ，但开关损耗增大，因此效率减小。
- ✓ 开关管 Q 可选方案：MOSFET、IGBT、GTR。
- ✓ 占空比选择。为保证当输入电压发生波动时，输出电压能够稳定，占空比一般选 0.7 左右。
- ✓ 确定临界电感。 $L_C = (1 - \delta) \frac{R_L}{2f}$ ，电感选取一般为临界电感的 10 倍。
- ✓ 确定电容。电容耐压必须超过额定电压；电容必须能够传送所需的电流有效值；电流有效值计算：电流波形为三角形，三角形高为 $\Delta i_L / 2$ ，底宽为 $T / 2$ ，因此电容电流有效值为：

$$I = \Delta i_L / 2\sqrt{3} \quad (5-26)$$

根据纹波要求，按式 (5-14) 确定电容容量。

- ✓ 确定连接导线。确定导线必须计算电流有效值 (RMS)，电感电流有效值由下式给出：

$$I_{L\text{RMS}} = \sqrt{I_L^2 + \left[\frac{\Delta i_L / 2}{\sqrt{3}} \right]^2} \quad (5-27)$$

由电流有效值确定导线截面积, 由工作频率确定穿透深度 (当导线为圆铜导线时, 穿透深度为:

$$\sigma = \frac{66.1}{\sqrt{f}}), \text{ 然后确定线径和导线根数。}$$

5.2.2 Boost 电路

Boost 电路如图 5-7a 所示, 等效电路如图 5-7b 所示, 工作波形图如图 5-8 所示。

它是一升压斩波电路, 同 Buck 变换器一样, Boost 变换器也有电感电流连续和断续两种工作方式, 电感电流连续时, 存在两种开关状态; 电感电流断续时, 存在三种开关状态。电路稳定状态下的工作分析如下:

1) 电感电流连续模式 CCM (Continuous current mode)

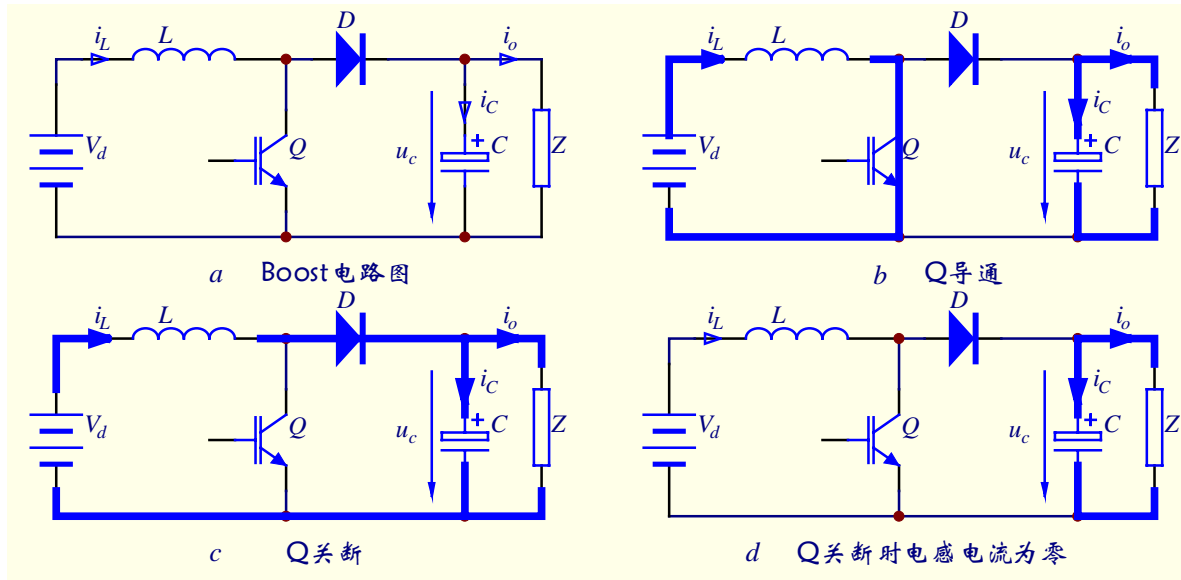


图 5-7 Boost 电路及不同开关状况下等效电路

开关状态 1: Q 导通 ($0 \leq t \leq t_{on}$)

$t=0$ 时刻, Q 管导通, 输入电压 V_d 加到储能电感 L 两端, 二极管 D 被反向截止, 等效电路如图 5-7b 所示, 流过电感的电流 i_L :

$$V_d = L \frac{di_L}{dt} \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_d}{L} \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{t_{on}} = \frac{V_d}{L} \quad (5-28)$$

因此:

$$(\Delta i_L)_{opened} = \frac{V_d}{L} t_{on} = \frac{V_d}{L} \delta T \quad (5-29)$$

开关状态 2: Q 截止 ($t_{on} \leq t \leq T$)

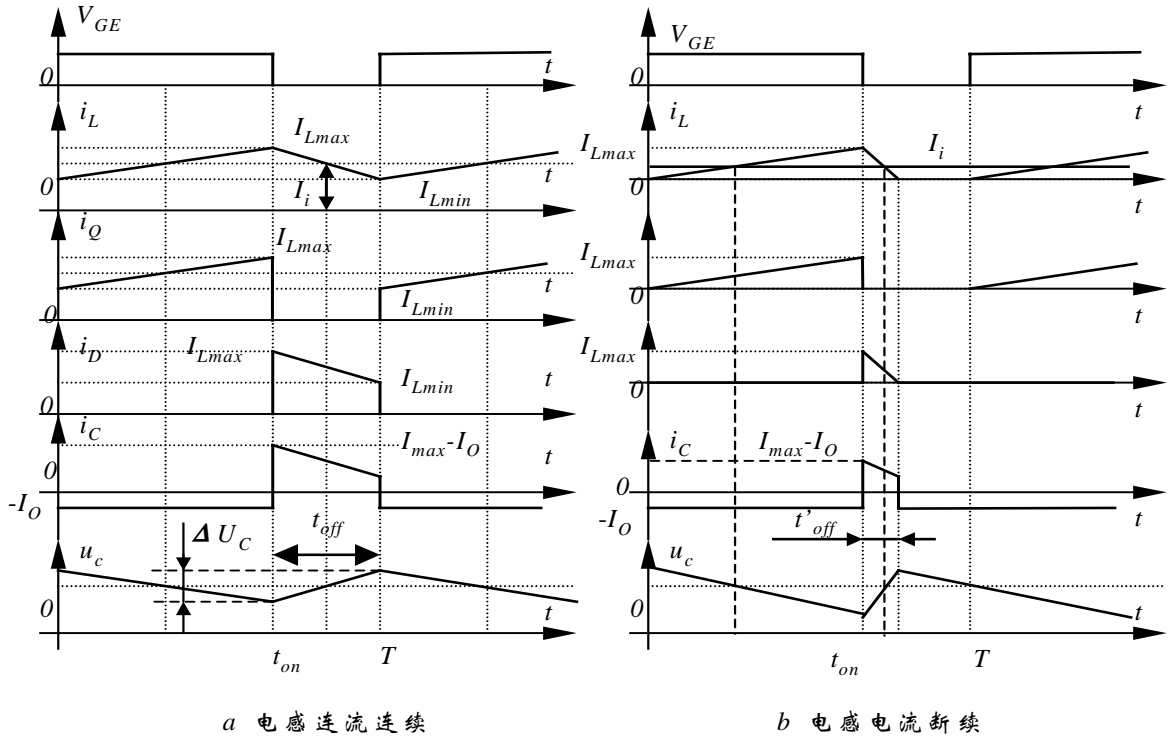


图 5-8 Boost 电路各点工作波形

$t = t_{on}$ 时刻后, Q 管截止, 等效电路如图 5-7c 所示。二极管正向偏置而导通, 电源功率和储存在 L 中的能量通过二极管 D 输送给负载和滤波电容 C 。此时加在电感上的电压为 $V_d - V_o$, 流过电感的电流为 i_L :

$$V_d - V_o = L \frac{di_L}{dt} \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_d - V_o}{L} \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{t_{off}} = \frac{V_d - V_o}{L} \quad (5-30)$$

因此:

$$(\Delta i_L)_{closed} = \frac{V_o - V_d}{L} t_{off} = \frac{V_o - V_d}{L} (1 - \delta) T \quad (5-31)$$

显然, 只有 Q 管导通期间 (t_{on} 内) 储能电感 L 增加的电流等于 Q 管截止期间 (t_{off} 内) 减少的电流, 这样电路才能达到平衡, 才能保证储能电感 L 中一直有能量, 才能不断地向负载提供能量和功率。由式 (5-29) 和 (5-31) 得:

$$\frac{V_o - V_d}{L} (1 - \delta) T = \frac{V_d}{L} \delta T \quad (5-32)$$

解得:

$$V_o = \frac{V_d}{1 - \delta} \quad (5-33)$$

(5-33) 式表明 Boost DC-DC 变换器是一个升压电路, 当占空比 δ 从零变到 1 时, 输出电压从 V_d 变到任意大。

设负载阻抗 $Z = R_L$ ，从能量守恒定律出发，输出电流 $I_o = V_o / R_L$ ，电感平均电流即为输入电流 $I_L = I_i$ ：

$$V_d I_L = \frac{V_o^2}{R_L} \Rightarrow I_L = \frac{V_o^2}{V_d R_L} = \frac{\left(\frac{V_d}{1-\delta}\right)^2}{V_d R_L} = \frac{V_d}{(1-\delta)^2 R_L} \quad (5-34)$$

电感电流的最大值：

$$I_{L\max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_d}{(1-\delta)^2 R_L} + \frac{V_d \delta T}{2L} \quad (5-35)$$

电感电流的最小值：

$$I_{L\min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_d}{(1-\delta)^2 R_L} - \frac{V_d \delta T}{2L} \quad (5-36)$$

电感电流不能突变，只能近似的线性上升和下降，电感量越大电流的变化越平滑；电感量越小电流的变化越陡峭。当电感量小到一定值时，在 $t = T$ 时刻，电感 L 中储藏的能量刚刚释放完毕，这时 $I_{L\min} = 0$ ，此时的电感量被称为临界电感，当储能电感 L 的电感量小于临界电感时，电感中电流就发生断续现象。

将 $I_{L\min} = 0$ 代入式 (5-36) 得：

$$\frac{V_d^2}{(1-\delta)^2 R_L} - \frac{V_d \delta T}{2L} = 0 \quad (5-37)$$

$$L = \frac{\delta(1-\delta)^2 R_L}{2f} \quad (5-38)$$

因此临界电感为：

$$L_c = L = \frac{\delta(1-\delta)^2 R_L}{2f} \quad (5-39)$$

滤波电容上的电压等于输出电压，电容两端的电压变化量实际上就是输出电压的纹波电压 $\Delta V_o = \Delta U_C$ ， ΔU_C 的波形如图 5-8a 所示。若忽略负载电流脉动，则在导通期间电容泄放电荷量应等于在关断期间电容充电电荷量，反映了电容峰-峰电压脉动量：

$$\Delta Q = C \Delta U_C = I_o t_{on} = I_o \delta T \quad (5-40)$$

$$\Delta U_C = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o \delta T}{C} = \frac{V_o \delta}{R_L C f} \quad (5-41)$$

纹波系数：

$$r = \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\delta}{R_L C f} \quad (5-42)$$

由 (5-42) 可知, 降低纹波电压, 除与输出电压有关外, 增大滤波电容 C 可以起到显著效果, 提高电力半导体器件的工作频率也能收到同样的效果。

2、电感电流断续工作方式 (Discontinuous current mode)

Boost 变换器在电感电流断续时有三种开关状态: ①Q 导通, 电感电流 i_L 从零增长到 $I_{L\max}$; ②Q 关断, 二极管 D 续流, 电感电流 i_L 从 $I_{L\max}$ 降到零; ③Q 和 D 均截止, 电感电流保持为零, 负载由输出滤波电容供电。这三种工作状态的等效电路如图 5-7b、c、d 所示。

Q 导通期间, 电感电流从零开始增长, 其增长量为:

$$(\Delta i_L)_{opened} = I_{L\max} = \frac{V_d}{L} t_{on} \quad (5-43)$$

Q 截止后, 电感电流 i_L 从 $I_{L\max}$ 线性下降, 并在

$$t = t_{on} + t'_{off} \quad (5-44)$$

时刻下降到零, 即:

$$(\Delta i_L)_{closed} = I_{L\max} = \frac{V_o - V_d}{L} t'_{off} \quad (5-45)$$

由式 (5-44) 和 (5-45) 得:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on} + t'_{off}}{t'_{off}} = \frac{\delta + \delta'}{\delta'} \quad (5-46)$$

式中 $\delta' = \frac{t'_{off}}{T}$, 电感电流断续时 $\delta' < 1 - \delta$ 。

令式 (5-45) 中 $t'_{off} = t_{off}$, 得 $I_{L\max} = \frac{V_o - V_d}{L} t_{off}$, 与式 (5-43) 左右两边各自相加除以 2 得

$I_{L\max} = \frac{V_d}{L f} \delta$, 电感电流临界连续时的平均值:

$$I_{LG} = I_i = \frac{1}{2} I_{L\max} = \frac{V_d}{2 L f} \delta \quad (5-47)$$

5.2.3 Buck-Boost 电路

图 5-9a 为 Buck-Boost 电路原理图，它即能够工作在 Buck 型 ($U_o < U_d$)，又能够工作在 Boost

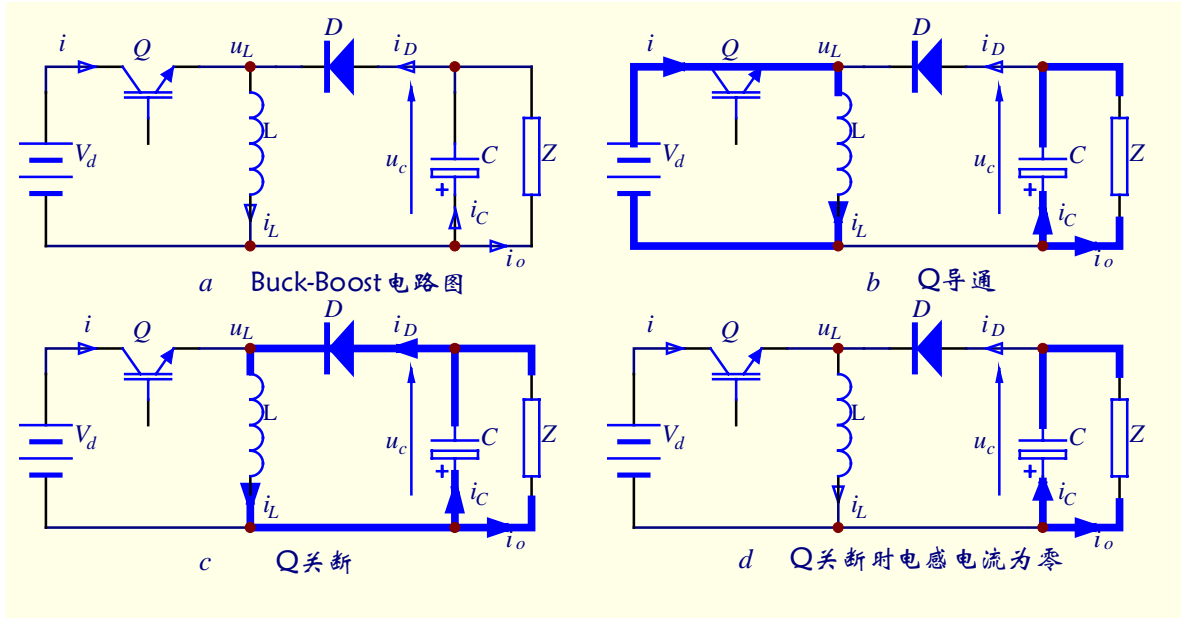


图 5-9 Buck-Boost 电路原理图

型 ($U_o > U_d$)。它的输入电压极性与输出电压极性相反，输入为正时输出为负，工作波形如图 5-10 所示。在 Buck 和 Boost 变换器中存在一个能量从电源流入负载的期间，而在 Buck-Boost 变换器中，能量首先储存在电感中，然后再由电感向负载释放能量。电路稳定状态下的工作分析如下：

1、电感电流连续模式 CCM (Continuous current mode)

在电感电流连续条件下，工作于图 5-9b、c 所示的两种状态。

状态 1: Q 导通 ($0 \leq t \leq t_{on}$)

在 $t=0$ 时刻，Q 管导通，二极管 D 反偏关断，能量从输入电源流入，并存储在电感 L 中，L 上的电压上正下负，等于输入电压 V_d ，此时负载电流由滤波电容 C 提供，等效电路如图 5-9b 所示。

$V_d = L \frac{di_L}{dt}$ ，在 t_{on} 期间内，电感电流的增量为：

$$(\Delta i_L)_{opened} = \frac{V_d}{L} t_{on} = \frac{V_d}{L} \delta T = \frac{V_d}{L f} \delta \quad (5-48)$$

状态 2: Q 关断 ($t_{on} \leq t \leq T$)

在 $t=t_{on}$ 时刻，Q 关断，由于电感中电流不能突变，L 上呈现的感应电势极性为下正上负，当该感应电势超过输出电压 V_o 时，二极管导通，电感 L 上存储的能量通过 D 向负载和电容 C 释放，

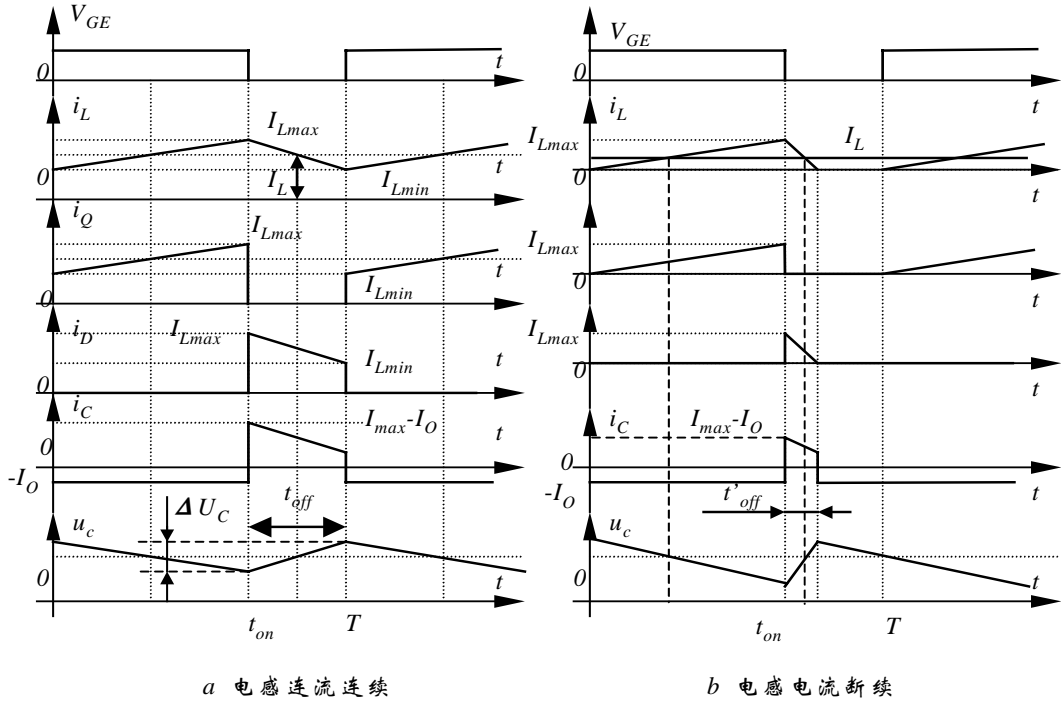


图 5-10 Buck-Boost 逆变器工作波形

补充了电容 C 在 t_{on} 期间损失的能量，负载电压极性与输入电压极性相反。等效电路如图 5-9c 所示，

工作波形如图 5-10a 所示。 $V_o = -L \frac{di_L}{dt}$ ，电流按线性规律直线下降，电感电流的减少量为：

$$(\Delta i_L)_{closed} = \frac{V_o}{L} t_{off} = (1-\delta) T \frac{V_o}{L} = (1-\delta) \frac{V_o}{Lf} \quad (5-49)$$

显然，只有 Q 管导通期间 (t_{on} 内) 储能电感 L 增加的电流等于 Q 管截止期间 (t_{off} 内) 减少的电流，这样电路才能达到平衡，才能保证储能电感 L 中一直有能量，才能不断地向负载提供能量和功率。由式 (5-48) 和 (5-49) 得：

$$\frac{V_d}{L} \cdot t_{on} = \frac{V_o}{L} t_{off} \Rightarrow \frac{V_d \delta T}{L} = \frac{V_o}{L} (1-\delta) T \quad (5-50)$$

输出电压平均值为：

$$V_o = \frac{\delta}{1-\delta} \cdot V_d \quad (5-51)$$

由 (5-51) 可知，改变占空比就能获得所需的输出电压。

当 $\delta = 0.5$ 时， $U_o = U_d$ ；

当 $\delta > 0.5$ 时， $U_o > U_d$ ，为升压型；

当 $\delta < 0.5$ 时， $U_o < U_d$ ，为降压型。

这样，就可以得到高于或低于输入电压的任何输出电压。在要求输出电压一定的情况下，容许输入电压有较大的变化都能够工作。

假设电路中所有的器件为理想开关，即变换器无功率损耗，输入功率等于输出功率，负载阻抗

$Z = R_L$:

$$V_d I = \frac{V_o^2}{R_L} \quad (5-52)$$

由于输出平均电流 I 与电感平均电流 I_L 有以下关系:

$$I = I_L \delta \quad (5-53)$$

因此有:

$$V_d I_L \delta = \frac{V_o^2}{R_L} \Rightarrow I_L = \frac{V_o^2}{V_d R_L \delta} = \frac{V_d^2 \left(\frac{\delta}{1-\delta} \right)^2}{V_d R_L \delta} = \frac{V_d \delta}{R_L (1-\delta)^2} \quad (5-54)$$

电感电流的最大值:

$$I_{L\max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_d \delta}{(1-\delta)^2 R_L} + \frac{V_d \delta T}{2L} \quad (5-55)$$

电感电流的最小值:

$$I_{L\min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_d \delta}{(1-\delta)^2 R_L} - \frac{V_d \delta T}{2L} \quad (5-56)$$

当电感电流的最小值为零时, 电感为临界电感 L_c :

$$\frac{V_d \delta}{(1-\delta)^2 R_L} - \frac{V_d \delta T}{2L} = 0 \Rightarrow L_c = L = \frac{(1-\delta)^2 R_L}{2f} \quad (5-57)$$

电容上的峰-峰脉动电压求法同 Boost 电路一样, 可得:

$$\Delta Q = \frac{V_o}{R_L} \delta T = C \Delta V_o \quad (5-58)$$

$$\Delta V_o = \frac{V_o \delta T}{R_L C} = \frac{V_o \delta}{R_L C f} \quad (5-59)$$

纹波系数:

$$r = \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\delta}{R_L C f} \quad (5-60)$$

Q 管截止时承受的反向电压为:

$$V_Q = V_d + V_o = \frac{V_d}{1-\delta} = \frac{V_o}{\delta} \quad (5-61)$$

Q 管开通时, 加于二极管 D 上的反向电压为

$$V_D = V_d + V_o = \frac{V_d}{1-\delta} = \frac{V_o}{\delta} \quad (5-62)$$

显然，Book-Boost 变换器中功率器件上的电压高于 Book 或 Boost 变换器中功率器件上的电压。

2) 电感电流断续工作方式 (Discontinuous current mode)

图 5-10b 给出了电感电流断续工作时的主要波形，此时 Book-Boost 变换器有三种开关状态，① Q 导通，电感电流 i_L 从零增长到 $I_{L\max}$ ；② Q 关断，二极管 D 续流，电感电流 i_L 从 $I_{L\max}$ 降到零；③ Q 和 D 均截止，电感电流保持为零，负载由输出滤波电容供电。这三种工作状态的等效电路如图 5-9b、c、d 所示。

Q 导通期间，电感电流从零开始增长，其增长量为：

$$(\Delta i_L)_{opened} = I_{L\max} = \frac{V_d}{L} t_{on} \quad (5-63)$$

Q 截止后，电感电流 i_L 从 $I_{L\max}$ 线性下降，并在 $t = t_{on} + t'_{off}$ 时刻下降到零，即：

$$(\Delta i_L)_{closed} = I_{L\max} = \frac{V_o}{L} t'_{off} \quad (5-64)$$

因此有：

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{t'_{off}} = \frac{\delta}{\delta'} \quad (5-65)$$

式中 $\delta' = \frac{t'_{off}}{T}$ ，电感电流断续时 $\delta' < 1 - \delta$ 。

令式 (5-64) 中 $t'_{off} = t_{off}$ ，得 $I_{L\max} = \frac{V_o}{L} t_{off}$ ，与式 (5-63) 左右两边各自相加后除以 2 得

$I_{L\max} = \frac{V_d}{Lf} \delta$ ，电感电流临界连续时的平均值：

$$I_{LG} = I_i = \frac{1}{2} I_{L\max} = \frac{V_d}{2Lf} \delta \quad (5-66)$$

5.2.4 Cuk 电路

由于 Buck-Boost 变换器的电感 L 在中间，其输入和输出电流的脉动都很大。针对这一缺点，美国加州理工大学的 Slobdan Cuk 教授提出了单管 Cuk 变换器，该变换器使用了两个电感，一个在输入端，一个在输出端，从而减小了电流脉动。

Cuk 变换器的电路形式如图 5-11a 所示，在负载电流连续的条件下，工作波形图如图 5-12a 所示，其中 L_1 、 L_2 为储能电感， Q 为功率开关管， D 为续流二极管， C_1 为传输能量的耦合电容， C_2 为滤波电容。

Cuk 变换器能够提供一个反极性、不隔离的输出电压，输出电压可高于或低于输入电压，而且其输入电流和输出电流都是连续的、非脉动的，这些特点使 Cuk 变换器有着广阔的应用前景。

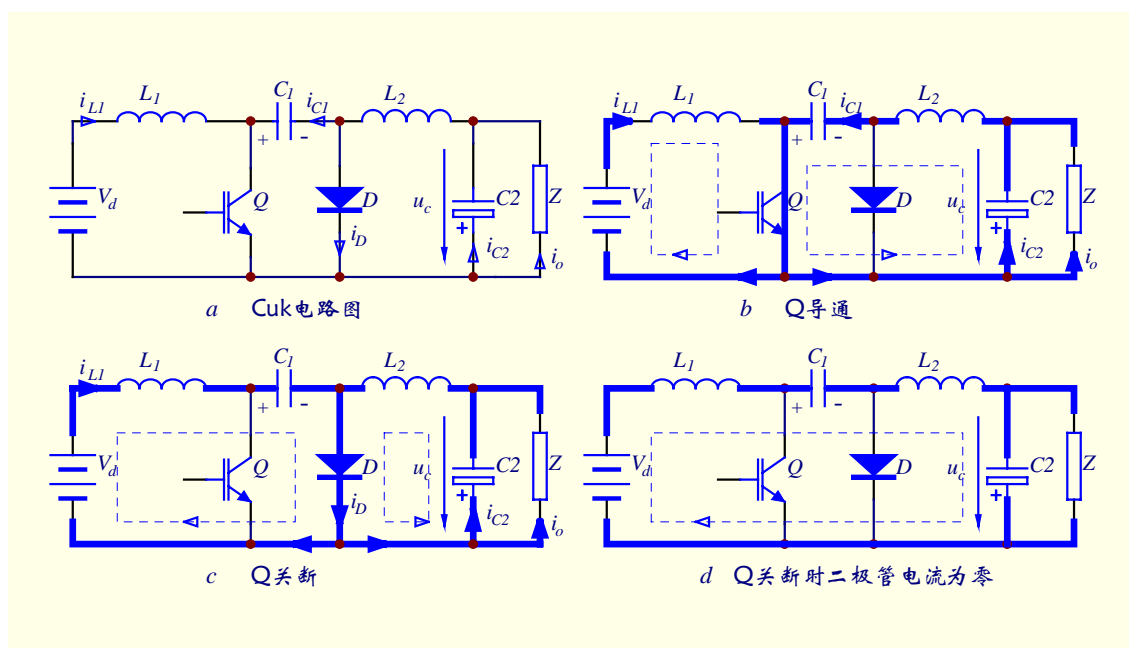


图 5-11 Cuk 变换器电路原理图及等效电路

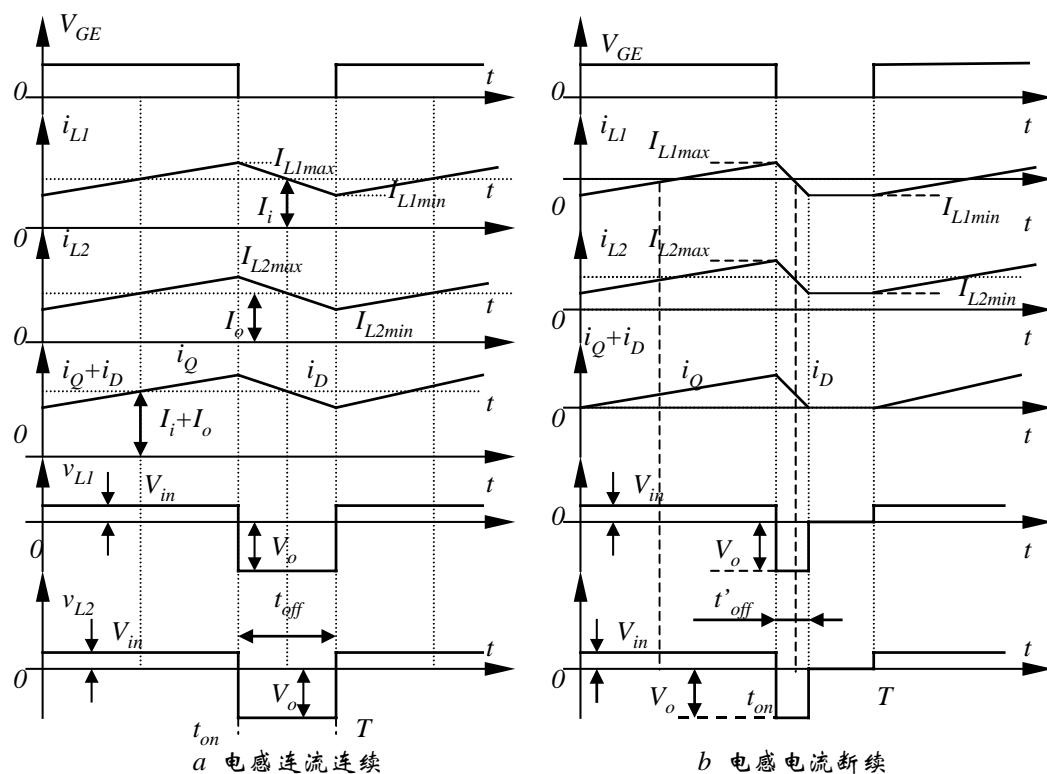


图 5-12 CUK 变换器工作波形

模式 1: Q 导通 ($0 \leq t \leq t_{on}$)

在 t_{on} 期间, Q 导通, 等效电路如图 5-11b 所示。 L_1 储能, 电容 C_1 上的电压使 D 反偏置, 电容

通过负载 Z 和 L_2 传输能量，负载获得反极性电压， L_2 、 C_2 储能。由电路可知，在这种电路结构中， Q 管和二极管 D 是同步工作的， Q 导通， D 截止； Q 截止， D 导通。

在 t_{on} 期间， L_1 中的电流以 U_d/L_1 的速率线性上升， L_1 的电流增量为：

$$\Delta i_{L1}(+) = \frac{V_d}{L_1} t_{on} = \frac{V_d}{L_1} \delta T \quad (5-67)$$

现在考虑 L_2 中电流变化的情况。从输出回路来看，在 t_{on} 期间， C_1 供电， L_2 储能，若 C_1 的足够大，可忽略 C_1 上的压降，则 L_2 上的电压为 $V_{C1} - V_O$ ， L_2 中的电流以 $(V_{C1} - V_O)/L_2$ 的速率线性上升，在 t_{on} 期间， L_2 的电流增量为：

$$\Delta i_{L2}(+) = \frac{V_{C1} - V_O}{L_2} t_{on} = \frac{V_{C1} - V_O}{L_2} \delta T \quad (5-68)$$

模式 2： Q 关断 ($t_{on} \leq t \leq T$)

在 t_{off} 期间， Q 截止，等效电路如图 5-11c 所示。 D 导通，电容 C_1 被充电， L_1 通过 C_1 和 D 向 C_1 充电储能，同时 L_2 向负载释放能量，在这种电路结构中，无论在 t_{on} 期间还是在 t_{off} 期间都从输入向负载传输能量，只要电感 L_1 、 L_2 和电容 C_1 足够大，输入输出电流基本上是平滑的。在 t_{off} 期间 C_1 充电，在 t_{on} 期间 C_1 向负载放电，可见 C_1 起着传递能量的作用。

在 t_{off} 期间， L_1 释放能量， L_1 上的压降为 $V_d - V_{C1}$ ， L_1 中的电流以 $(V_d - V_{C1})/L_1$ 的速率线性下降， L_1 的电流减量为：

$$\Delta i_{L1}(-) = \frac{V_d - V_{C1}}{L_1} t_{off} \quad (5-69)$$

其中， V_{C1} 为电容 C_1 上的平均电压值。

从输出回路来看，在 t_{off} 期间，由于 D 导通， L_2 释放能量，则 L_2 上的电压为 $-V_O$ ， L_2 中的电流以 V_O/L_2 的速率线性下降，在 t_{off} 期间， L_2 的电流减量为：

$$\Delta i_{L2}(-) = \frac{-V_O}{L_2} t_{off} = \frac{-V_O}{L_2} (1 - \delta) T \quad (5-70)$$

在稳定状态下，电感电流变化量应相等，考虑到 (5-67)、(5-69) 则有：

$$\frac{V_d}{L_1} t_{on} = \frac{V_d - V_{C1}}{L_1} t_{off} \Rightarrow V_{C1} = V_d \left(1 - \frac{t_{on}}{t_{off}} \right) = \frac{V_d (1 - 2\delta)}{1 - \delta} \quad (5-71)$$

现在考虑 L_2 中电流变化的情况。同样，考虑到 (5-68)、(5-70) 则有：

$$-\frac{V_o}{L_2} t_{off} = \frac{V_{C1} - V_o}{L_2} t_{on} \Rightarrow V_{C1} = -\frac{V_o (1 - 2\delta)}{\delta} \quad (5-72)$$

若 C_1 足够大，在 t_{on} 、 t_{off} 期间上的电压可认为近似不变（只有很小的顶降），则有：

由式 (5-71)、(5-72) 得：

$$V_o = -\frac{\delta V_d}{1 - \delta} \quad (5-73)$$

假设电路中所有的器件为理想开关，即变换器无功率损耗，输入功率等于输出功率，负载阻抗 $Z = R_L$ ，输入平均电流 I_i 即为电感 L_1 平均电流 I_{L1}

$$V_d I_{L1} = \frac{V_o^2}{R_L} \Rightarrow I_L = \frac{V_o^2}{V_d R_L} = \frac{V_d^2 \left(\frac{\delta}{1 - \delta} \right)^2}{V_d R_L} = \frac{V_d \delta^2}{R_L (1 - \delta)^2} \quad (5-74)$$

L_1 电感电流的最大值：

$$I_{L1\max} = I_{L1} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} = \frac{V_d \delta^2}{(1 - \delta)^2 R_L} + \frac{V_d \delta T}{2 L_1} \quad (5-75)$$

L_1 电感电流的最小值：

$$I_{L1\min} = I_{L1} - \frac{\Delta i_{L1}}{2} = \frac{V_d \delta^2}{(1 - \delta)^2 R_L} - \frac{V_d \delta T}{2 L_1} \quad (5-76)$$

L_1 临界电感：

$$\frac{V_d \delta^2}{(1 - \delta)^2 R_L} = \frac{V_d \delta T}{2 L_1} \Rightarrow L_{1C} = L_1 = \frac{(1 - \delta)^2 R_L}{2 f} \quad (5-77)$$

输出平均电流 I_o 即电感 L_2 的平均电流：

$$I_o = I_{L2} = \frac{V_o}{R_L} \quad (5-78)$$

L_2 电感电流的最大值：

$$I_{L2\max} = I_{L2} + \frac{\Delta i_{L2}}{2} = \frac{V_o}{R_L} + \frac{V_o(1-\delta)T}{2L_2} = \frac{V_d\delta}{1-\delta} \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1-\delta}{2L_2f} \right) \quad (5-79)$$

L_2 电感电流的最小值:

$$I_{L2\min} = I_{L2} - \frac{\Delta i_{L2}}{2} = \frac{V_d\delta}{1-\delta} \left(\frac{1}{R_L} - \frac{1-\delta}{2L_2f} \right) \quad (5-80)$$

L_2 临界电感:

$$\frac{1}{R_L} = \frac{1-\delta}{2L_2f} \Rightarrow L_{2c} = L_2 = \frac{1-\delta}{2f} R_L \quad (5-81)$$

下面来看电容 C_1 、 C_2 的峰-峰脉动电压。假设负载电流 i_o 的脉动量很小而可以忽略, 则

$\Delta i_{C2} = \Delta i_{L2}$, 即电感的峰-峰脉动电流 ΔI_{L2} 即为电容 C_2 充放电电流。

$$\Delta Q = C_2 \Delta V_{C2} \Rightarrow \Delta V_{C2} = \frac{\Delta Q}{C_2} \quad (5-82)$$

从图 5-12 电容 C_2 充放电电流波形图可知, 从 $t = t_{on}/2$ 时刻到 $t = t_{on} + t_{off}/2$ 时刻, 电流曲线与横轴所围的面积为:

$$S = |\Delta Q| = \frac{\frac{\Delta i_{L2}}{2} \cdot \frac{T}{2}}{2} = \frac{|\Delta i_{L2}| \cdot T}{8} \quad (5-83)$$

$$\Delta V_{C2} = \frac{|\Delta Q|}{C} = \frac{|\Delta i_{L2}|}{8C_2f} = \frac{V_d\delta}{8L_2C_2f^2} \quad (5-84)$$

纹波系数:

$$r = \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\Delta V_{C2}}{V_o} = \frac{\frac{V_d\delta}{8L_2C_2f^2}}{\frac{\delta V_d}{1-\delta}} = \frac{1-\delta}{8L_2C_2f^2} \quad (5-85)$$

§ 5.3 带变压器隔离的 DC-DC 变换器原理及设计

上一节分析了升压和降压等变换器, 他们可以完成直流电压的变换, 但在实际应用中, 有许多场合需要输出电压和输入电压隔离, 或需要多路输出, 此时需要高频变压器来完成这些功能。

5.3.1 单端 DC-DC 变换器原理及设计

单端变换器具有线路简单的特点，它只有一个功率半导体器件、一个变压器以及电容和二极管组成。近年来国内外对这类变换器予以极大的重视，这类变换器得到了很大的发展。上一节介绍的四种基本类型的变换器加上变压器隔离后，可以引申出各种类型的单端变换器：**Buck** 型引申为 **Forward** 型（单端正激）变换器；**Buck-Boost** 型引申为 **Fly-back** 型（单端反激）变换器。

1 Fly-back（单端反激）变换器原理

Fly-back（单端反激）变换器原理图如图 5-13 所示。在工作过程中，变压器起了储能电感的作用，实际上是耦合电感，用普通导磁材料作铁芯时，铁芯必须留有气隙，保证在最大负载电流时铁芯不会饱和。**Fly-back**（单端反激）变换器由于电路简单，所用器件少，适于多路输出场合应用。

和 **BOOST** 变换器一样，**Fly-back**（单端反激）变换器也有电流连续和断续两种工作方式，仅仅是连续和断续的定义不同。**BOOST** 变换器只有一个电感，**Fly-back** 变换器是耦合电感，对原边绕组 N_1 的自感 L_1

来讲，它的电流不可能连续，因为功率晶体管 Q 断开后电流必然为零，这时必然在次级绕组 N_2 的自感 L_2 中引起电流，故对 **Fly-back** 变换器来讲，电流连续是指变压器两个绕组的合成安匝在一个开关周期中不为零，与此相反即为电流断续。

开关状态 1: Q 导通 ($0 \leq t \leq t_{on}$)

等效电路如图 5-14a 所示，在 $t = 0$ 时，功率晶体管 Q 的门极被激励而导通时，输入电压 V_{IN} 加到变压器的初级绕组 N_1 两端，由于变压器对应的极性，次级绕组 N_2 下正上负，二极管 D 截止，次级绕组 N_2 中没有电流流过，负载电流由滤波电容 C 提供。此时只有变压器原边绕组工作，变压器相当于一个电感，设绕组 N_1 的电感量为 L_1 ，绕组 N_2 的电感量为 L_2 ，则 Q 管导通

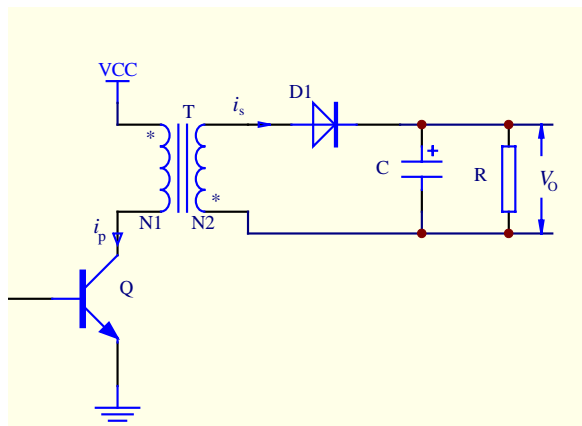


图 5-13 Fly-back 变换器原理

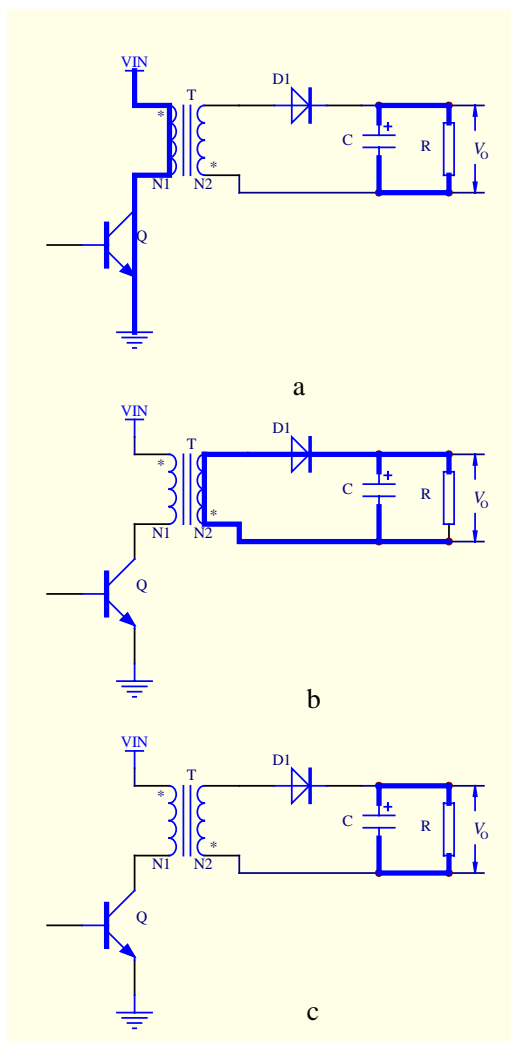


图 5-14 Fly-back 变换器不同开关状态的等效电路图

期间流过初级绕组 N_1 的电流为：

$$i_p(t) = \frac{V_{IN}}{L_1} t \quad (5-86)$$

$t = t_{on}$ 时，电流 i_p 达到最大值 I_{Pmax} ：

$$I_{Pmax} = \frac{V_{IN}}{L_1} t_{on} \quad (5-87)$$

开关状态 2: Q 截止 $t_{on} \leq t \leq T$

$t = t_{on}$ 时，功率晶体管 Q 截止，如图 2-14b 所示，原边绕组开路，次级绕组 N_2 的电压极性上正下负，二极管 D_1 导通，导通期间储存在变压器中的能量通过二极管 D_1 向负载释放，同时向电容 C 充电。此时变压器只有副边绕组工作，相当于一个电感，其电感量为 L_2 ， Q 管截止期间流过次级绕组 N_2 的电流为：

$$i_s(t) = I_{smax} - \frac{V_o}{L_2} t \quad (5-88)$$

其中 V_o 为输出电压， I_{smax} 为 $t = t_{on}$ 时刻 Q 截止开始时流过绕组 N_2 的电流值。

$t = T$ 时，副边电流 i_s 达到最小值：

$$I_{smin} = I_{smax} - \frac{V_o}{L_2} t_{off} \quad (5-89)$$

式中 t_{off} 为 Q 关断时间， $t_{on} + t_{off} = T$

由式 5-89， $t = T$ 时刻， $I_{smin} = 0$ 表示 Q 导通期间储存的磁场能量刚好释放完毕； $I_{smin} > 0$ 表示 Q 导通期间储存的磁场能量还没有释放完； $I_{smin} < 0$ 表示 Q 导通期间储存的磁场能量还没有到 $t = T$ 时刻就已经释放完毕，事实上， I_{smin} 不可能小于零， Q 导通期间储存的磁场能量释放完毕后 $I_{smin} = 0$ 。

上述三种情况即 Fly-back 变换器的三种工作状态：连续状态、临界状态和断续状态。

1) 临界状态

即 $t = T$ 时刻，绕组 N_2 中的电流 i_s 正好下降到零。在下一个周期 Q 重新导通时， N_1 中的电流 i_p

也从零开始按 V_d/L_1 的规律线性上升, 这时磁化电流处于临界状态。

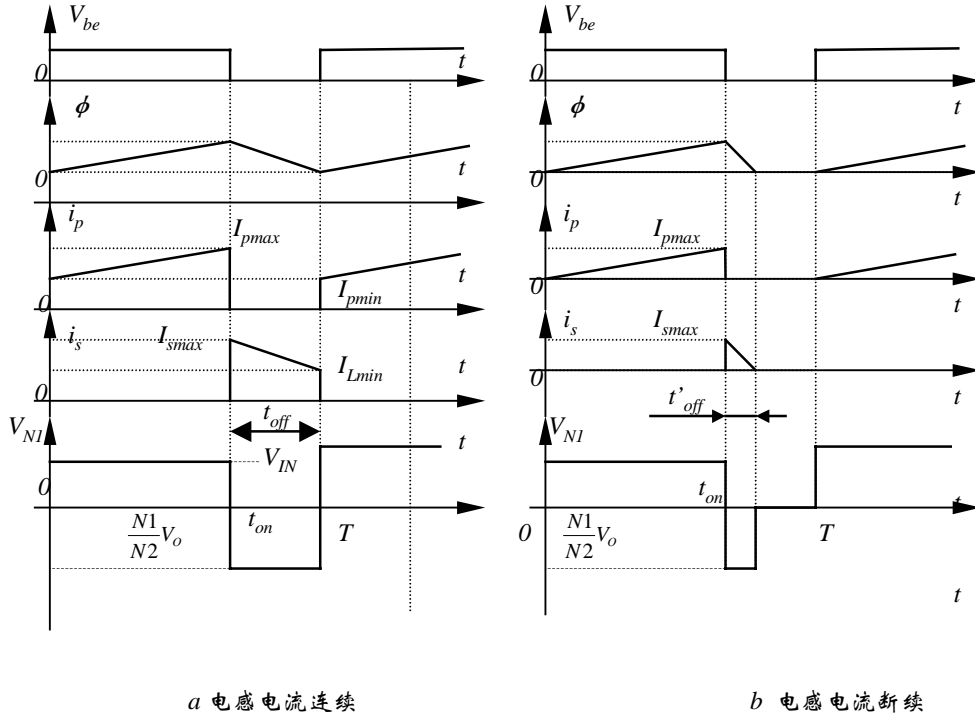


图 5-15 Fly-back 变换器变压器中的初、次级电流、磁通及初级电压波形

当 Q 的截止时间 t_{off} 和绕组 N_2 中的电流 i_s 衰减到零所需的时间相等时, 由式 5-89 得:

$$t_{off} = \frac{I_{s\max} L_2}{V_o} \quad (5-90)$$

2) 不连续状态

当 Q 的截止时间 t_{off} 比绕组中电流 i_s 衰减到零所需的时间更长时, 即:

$$t_{off} > \frac{I_{s\max} L_2}{V_o} \quad (5-91)$$

即 $t = T$ 时刻, 绕组 N_2 中的电流 i_s 和变压器的磁通早已衰减到零, 在下一个周期 Q 重新导通时,

N_1 中的电流 i_p 和变压器磁通都从零开始按 V_{IN}/L_1 的规律线性上升。电流断续时有三种开关状态, 如图 5-14a、b、c 所示, 断续期间负载所需能量由电容 C 提供。磁化电流处于断续状态时变压器中的初、次级电流、磁通及初级电压波形如图 5-15b 所示。

从能量守恒出发, 假定电路中没有损耗, 输入的能量都被负载吸收, 在此条件下, 推导磁化电流处于断续状态时输出电压与输入电压的关系。

Q 导通期间存储在变压器重的能量为:

$$W_{IN} = \frac{1}{2} L_1 I_{P\max}^2 \quad (5-92)$$

在一个周期 T 的时间内，其输出能量为：

$$W_{OUT} = \frac{V_o^2}{R_L} T \quad (5-93)$$

从能量守恒出发，由下式成立：

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} L_1 I_{P\max}^2 &= \frac{V_o^2}{R_L} T \\ V_o &= \sqrt{\frac{R_L L_1 I_{P\max}^2}{2T}} = \sqrt{\frac{R_L L_1 \left(\frac{V_{IN}}{L_1} t_{on}\right)^2}{2T}} = V_{IN} t_{on} \sqrt{\frac{R_L}{2TL_1}} \end{aligned} \quad (5-94)$$

由 5-94 可知，输出电压与负载 R_L 阻值成正比，这就是反激式变换器必须在电路中接入固定负载的原因。

现在看一看 Q 承受的反向耐压。 Q 截止时， D_1 导通，次级绕组 N_2 上的电压近似为输出电压 V_o ，

此时绕组 N_1 上感应的电压为 $V_{N1} = \frac{N_1}{N_2} V_o$ ，因此 Q 截止期间，集-射（漏-源）极间承受的电压为：

$$V_{ce} = V_{IN} + \frac{N_1}{N_2} V_o \quad (5-95)$$

由 5-93 可知， Q 截止期间，集-射（漏-源）极间承受的电压不仅与输入电压还于输出电压有关，而输出电压又与负载 R_L 阻值成正比，因此，负载开路时容易损坏管子。

3) 连续状态

当 Q 的截止时间 t_{off} 小于绕组 N_2 中的电流 i_s 衰减到零所需的时间时，即：

$$t_{off} < \frac{I_{s\max} L_2}{V_o} \quad (5-96)$$

即 $t = T$ 时刻，绕组 N_2 中的电流 i_s 大于零， $i_s(T) > 0$ 。在下一个周期 Q 重新导通时， N_1 中的电流 i_p 从 $I_{p\min}$ 开始按 V_{IN}/L_1 的规律线性上升，这时磁化电流处于连续状态。电流连续时，Fly-back 变换器有两种开关状态，如图 5-15a、b 所示。磁化电流处于连续状态时变压器中的初、次级电流、磁通及初级电压波形如图 5-15a 所示。

从图 5-15a 可知，变压器 B 磁芯中的磁通 Φ 在 Q 导通期间随着变压器初级绕组 N_1 中的电流的增长而增长，在 Q 截止期间随着变压器次级绕组 N_2 中的电流减小而减小，设磁通的最小值为 Φ_{\min} ，显然， Φ_{\min} 大于零，磁通 Φ 只工作在磁滞回线的一侧，在磁化电流临界状态和不连续状态下 Φ_{\min}

对应于剩磁感应 B_r 的磁通。如果在每个工作周期结束时，磁通 Φ 没有回到周期开始的出发点，而是随着周期的重复，磁通 Φ 棘轮式上升，即工作点逐渐上移， Q 电流逐渐增大，铁芯最终饱和，最终造成 Q 损坏，这一过程是在瞬间完成。因此，每个周期结束时磁通 Φ 必须回到原来的位置。

从电压与磁通的关系 $V = N \frac{d\Phi}{dt}$ 出发，有：

$$Q \text{ 导通期间: } V_{IN} = N_1 \frac{d\Phi}{dt}, \quad dt = t_{on},$$

$$Q \text{ 截止期间: } V_O = N_2 \frac{d\Phi}{dt}, \quad dt = t_{off},$$

导通和截止期间磁通的变量应相等，有：

$$\frac{V_{IN} \cdot t_{on}}{N_1} = \frac{V_O \cdot t_{off}}{N_2} \Rightarrow V_O = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{t_{on}}{t_{off}} \cdot V_{IN} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{\delta}{1-\delta} \cdot V_{IN} \quad (5-97)$$

由 5-97 可知，在磁化电流连续状态下，单端反激式变换器的输出电压值取决于匝比、占空比和输入电压，与负载电阻无关。

$$V_{ce} = V_{IN} + \frac{N_1}{N_2} V_O = V_{IN} + \frac{\delta}{1-\delta} V_{IN} = \frac{V_{IN}}{1-\delta} \quad (5-98)$$

当占空比等于 0.5 时， Q 集射（漏源）承受电压为两倍的输入电压，当占空比小于 0.5 时， Q 集射（漏源）承受电压大于两倍的输入电压。

在磁化电流不连续状态下，输出电压由 5-94 确定，在磁化电流连续状态下，输出电压由 5-97 确定，在磁化电流临界状态下，输出电压由 5-94 或 5-97 确定

解 5-97 可得临界截止时间：

$$t_{off} = \frac{N_2}{N_1} / \sqrt{\frac{R_L}{2TL_1}} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \sqrt{\frac{2TL_1}{R_L}} \quad (5-99)$$

只要 Q 的截止时间小于上述临界截止时间， I_{pmin} 就大于零，就工作在连续状态。

2Forward（单端正激）DC-DC 变换器原理

Forward 变换器（单端正激变换器）实际上是在降压式 BUCK 变换器中插入隔离变压器而成，由于变压器的磁通只工作在磁滞回线的一侧，因此要遵循磁通复位的原则，即每个周期结束时变压器磁通必须回到原来的位置，也就是说，要保证变压器原边在 Q 导通期间的电压时间乘积（伏秒积）

与 Q 关断期间的伏秒积相等。正激变换器变压器铁芯的磁复位有许多方法，在输入端接复位绕组是最常用的方法，此外还有 RCD 复位、LCD 复位等。图 5-16 给出了输入端接复位绕组的单端正激变换器的主电路。开关管 Q 按 PWM 方式工作， D_1 是输出整流二极管， D_2 是续流二极管， L_f 是输出滤波电感， C_f 是输出滤波电容。变压器有三个绕组，原边绕组 W_1 ，副边绕组 W_2 ，复位绕组

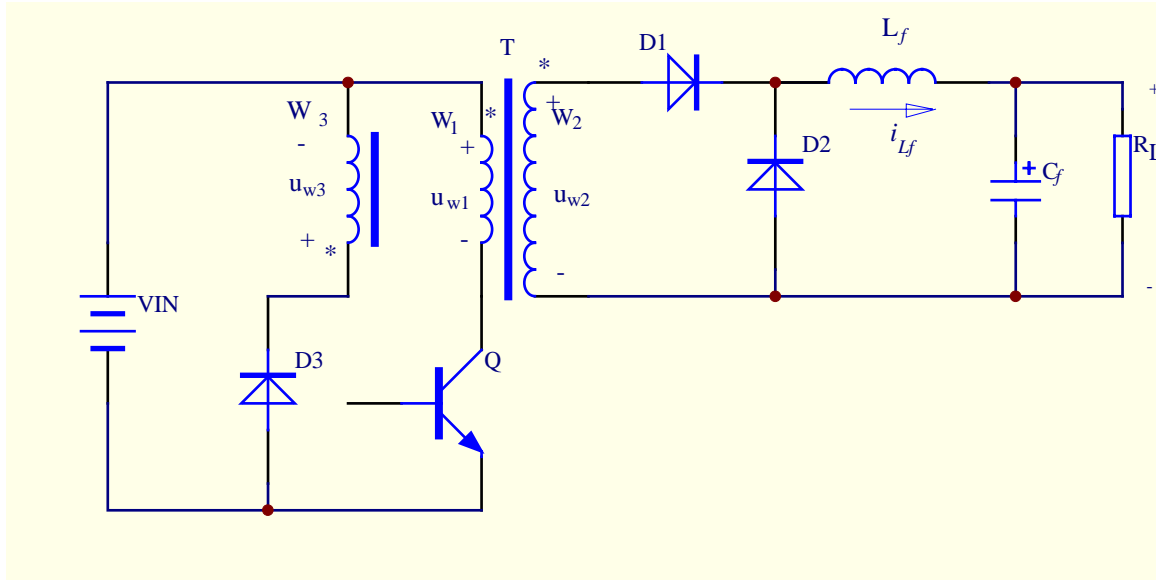


图 5-16 单端正激变换器的主电路

W_3 ，符号*表示绕组同名端。图 5-17 是变换器在不同开关状态下的等效电路。

1) 开关状态 1: Q 导通 $[KT, KT+t_{on}]$

在 $t = KT$ 时，开关管 Q 导通，电源电压 V_{IN} 加在原边绕组 W_1 上，即 $u_{w1} = V_{IN}$ ，变压器铁芯磁通 ϕ 增加：

$$W_1 \frac{d\phi}{dt} = V_{IN} \quad (5-100)$$

取 $dt = t_{on}$ ， $d\phi = \Delta\phi$ ，则变压器铁芯磁通增量：

$$\Delta\phi(+) = \frac{V_{IN}}{W_1} t_{on} = \frac{V_{IN}}{W_1} \cdot \frac{t_{on}}{T} T = \frac{V_{IN}}{W_1} \cdot \delta \cdot T \quad (5-101)$$

式中 T 为开关管 Q 的开关周期， δ 为占空比。

由 $V_{IN} = L_M \frac{di_M}{dt}$ 得变压器原边电流：

$$i_M = \int_{KT}^{KT+t} \frac{V_{IN}}{L_M} dt = \frac{V_{IN}}{L_M} t \quad (5-102)$$

式中 L_M 是原边绕组的励磁电感。

副边绕组 W_2 上的电压为：

$$u_{w2} = \frac{W_2}{W_1} V_{IN} \quad (5-103)$$

此时整流二极管 D_1 导通，续流二极管 D_2 截止，流过滤波电感 L_f 的电流增加：

$$\frac{W_2}{W_1} V_{IN} - V_O = L_f \frac{di_{L_f}}{dt} \quad (5-104)$$

显然这和 BUCK 变换器中开关管 Q 导通时一样。

变压器原边绕组电流：

$$i_{w1} = \frac{W_1}{W_2} i_{Lf} + i_M$$

2) 开关状态 2: Q 关断 $[KT+t_{on}, KT+t_{on}+T_r]$

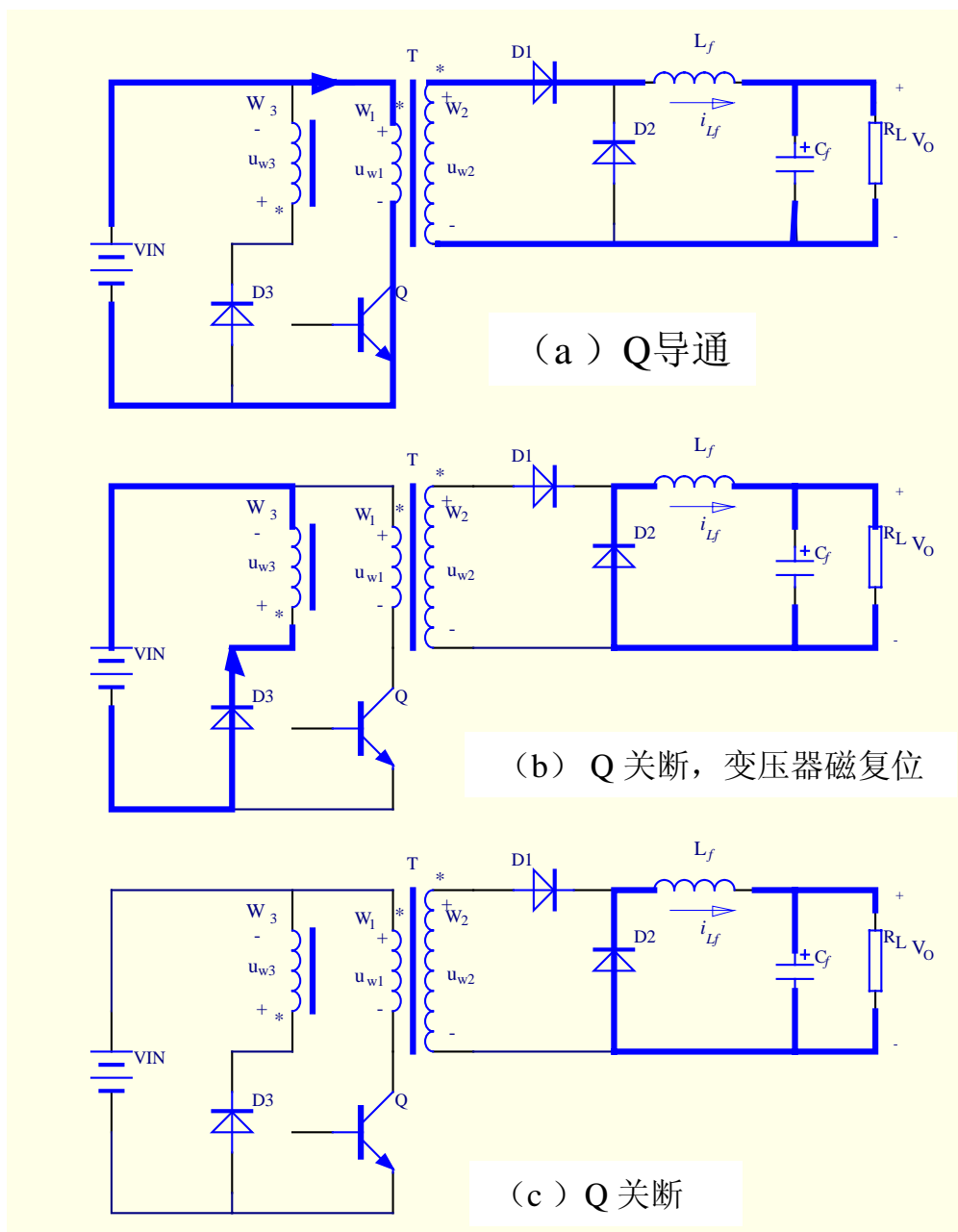


图 5-17 FORWARD 变换器不同开关状态下的等效电路

在 $t = KT + t_{on}$ 时, Q 关断, 变压器原边绕组和副边绕组中都没有电流流过, 此时变压器通过复位绕组进行磁复位, 励磁电流 i_M 从复位绕组 W3 经过二极管 D3 回馈到输入电源中去。复位绕组电压:

$$u_{w3} = -V_{IN} \quad (5-105)$$

变压器原边绕组和副边绕组的电压分别为：

$$u_{W1} = -\frac{W_1}{W_3} V_{IN} \quad (5-106)$$

$$u_{W2} = -\frac{W_2}{W_3} V_{IN} \quad (5-107)$$

此时整流管关断，流过电感 L_f 电流通过续流二极管 D2 续流，显然和 BUCK 变换器类似。在此开关状态中，加在 Q 上的电压为：

$$V_Q = V_{IN} + \frac{W_1}{W_3} V_{IN} = V_{IN} \left(1 + \frac{W_1}{W_3}\right) \quad (5-108)$$

电源 V_{IN} 反向加在复位绕组 W_3 上，故铁芯被去磁，铁芯的磁通 ϕ 减小：

$$W_3 \cdot \frac{d\phi}{dt} = -V_{IN} \quad (5-109)$$

铁芯磁通 ϕ 的减小量：

$$\Delta\phi(-) = \frac{V_{IN}}{W_3} (T_r - t_{on}) \quad (5-110)$$

式中 $T_r - t_{on}$ 是去磁时间。

励磁电流 i_M 从原边绕组中转移到复位绕组中，并开始线性减小：

$$i_{W3} = i_M = \frac{W_1}{W_3} \left[\frac{V_{IN}}{L_M} t_{on} - \frac{W_1}{W_3} \frac{V_{IN}}{L_M} (t - t_{on}) \right] \quad (1-111)$$

在 T_r 时刻， $i_{W3} = i_M = 0$ ，变压器完成磁复位。

3) 开关状态 3: Q 关断 $[KT + t_{on} + T_r, (K+1)T]$

在此开关状态中，所有绕组均没有电流，它们的电压为零。滤波电感电流经续流二极管续流。

在此时 Q 上的电压为 $V_Q = V_{IN}$ 。

4) 基本关系

由于在正激变换器中磁通必须复位，由式 5-101 和 5-110 得：

$$\frac{V_{IN}}{W_1} t_{on} = \frac{V_{IN}}{W_3} (T_r - t_{on}) \quad (5-112)$$

整理得：

$$t_{on} = \frac{W_1}{W_3} (T_r - t_{on}) \quad (5-113)$$

如果 $W_1 > W_3$ ，则去磁时间小于开通时间 $t_{on} > T_r - t_{on}$ ，即开关管的工作占空比 $\delta = \frac{t_{on}}{T} > 0.5$ 。

如果 $W_1 < W_3$ ，则去磁时间大于开通时间 $t_{on} > T_r - t_{on}$ ，即开关管的工作占空比 $\delta = \frac{t_{on}}{T} < 0.5$ 。

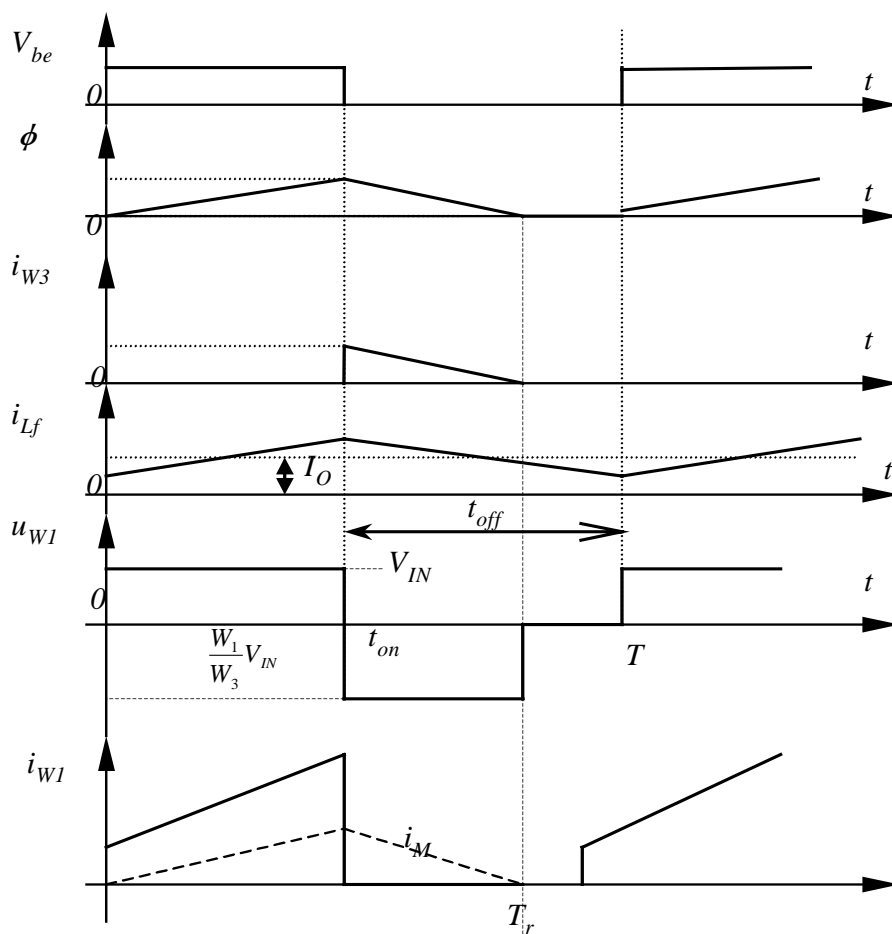


图 5-18 主要波形

由式 5-108 可知, $W_1 > W_3$, Q 管电压大于 2 倍输入电压; $W_1 < W_3$, Q 管电压小于 2 倍输入电压。

为了充分提高占空比和减小 Q 两端电压, 必须折衷选择。一般选 $W_1 = W_3$, 这时当 $T_r - t_{on} = t_{off}$ 时, $\delta_{\max} = \frac{t_{on}}{T} = 0.5$, 而 Q 管电压等于 2 倍输入电压。

由于单端正激变换器 (Forward) 变换器实际上是一个隔离的 BUCK 变换器, 因此其输入和输出关系为:

$$V_O = \frac{W_2}{W_1} V_{IN} \delta \quad (5-114)$$

主要波形见图 5-18 所示。

3 单端变换器的磁复位技术

使用单端隔离变压器之后, 变压器磁芯如何在每个脉动工作磁通之后都能恢复到磁通起始值, 这是产生的新问题, 称为去磁复位问题。因为线圈通过的是单向脉动激磁电流, 如果没有每个周期都作用的去磁环节, 剩磁通的累加可能导致出现饱和。这时开关导通时电流很大; 断开时, 过电压很高, 导致开关器件的损坏。

剩余磁通实质是磁芯中仍残存有能量, 如何使此能量转移到别处, 就是磁芯复位的任务。具体的磁芯复位线路可以分成两种:

一种是把铁芯残存能量自然的转移，在为了复位所加的电子元件上消耗掉，或者把残存能量反馈到输入端或输出端；另一种是通过外加能量的方法强迫铁芯的磁状态复位。具体使用那种方法，可视功率的大小、所使用的磁芯磁滞特性而定。最典型的两种磁芯磁滞特性曲线如图 5-19 所示。

在磁场强度 H 为零时，磁感应强度的多少是由铁芯材料决定。

$H = 0$ 时，图 5-19a 的剩余磁感应强度 B_r 比图 5-19b 小，图 5-19a 一般是铁氧体、铁粉磁芯和非晶合金磁芯，图 5-19b 一般为无气隙的晶粒取向镍铁合金铁芯。

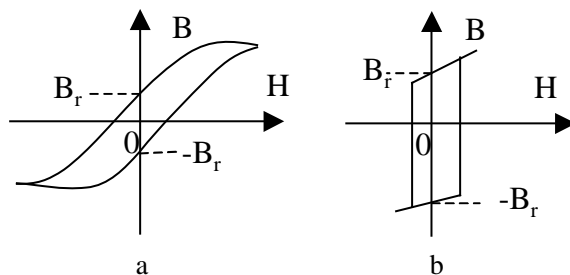


图 5-19 典型的两种磁芯磁滞特性曲线

对于剩余磁感应强度 B_r 较小的铁芯，一般使用转移损耗法。转移损耗法有线路简单、可靠性高的特点。对于剩余磁感应强度 B_r 较高的铁芯，一般使用强迫复位法。强迫复位法线路较为复杂。

简单的损耗法磁芯复位电路是由一只稳压管组成，稳压管和变压器原边绕组或和变压器副边绕

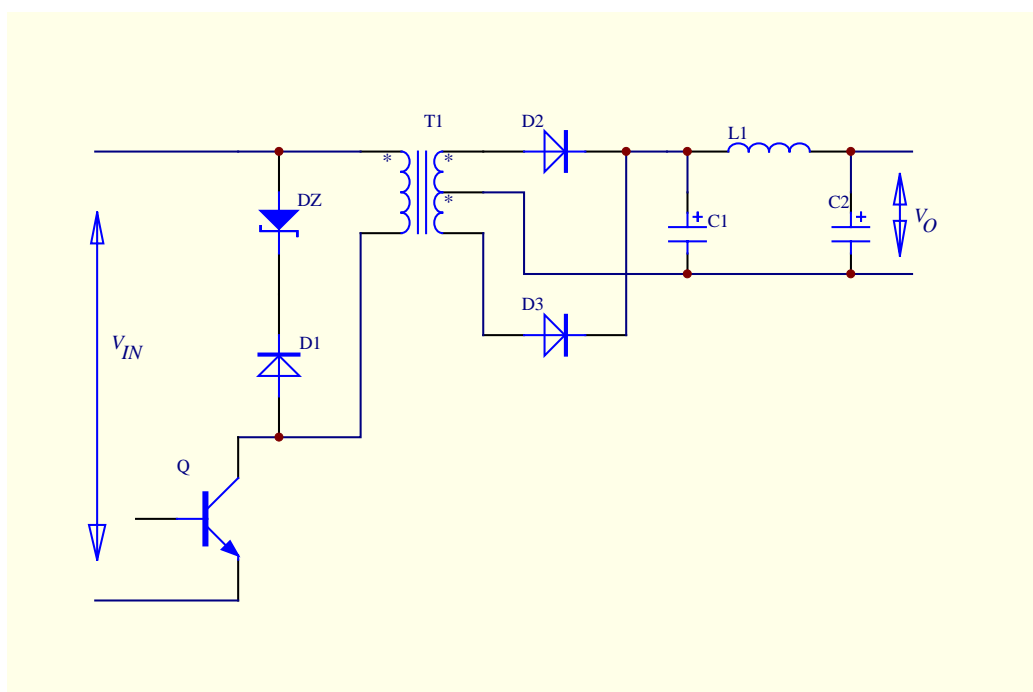


图 5-20 将变压器铁芯的储能反馈到变换器的输出端

组并联，磁芯中残存能量由于稳压管反向击穿导通而损耗，它具有两种功能，既可以限制功率开关管过电压又可以消除磁芯残存能量。在实际应用中由于变压器从原边到副边的漏电感（寄生电感）存在，这个电感中也有存储的能量，因此一般把稳压管和变压器原边绕组并联连结。这种电路只适用于小功率变换器中。

大功率去磁电路一般使用将变压器铁芯的储能反馈到输入电源或变换器输出端。使用这种复位方法，变压器铁芯的储能几乎没有损耗（或者说损耗较小）变换器变换效率是很高的。

图 5-17 的复位绕组就是将变压器铁芯的储能反馈到输入电源，图 5-20 将变压器铁芯的储能反馈到变换器的输出端。在图 5-20 中，稳压管接在变压器的原边，如上所述，它有两种功能，由于消耗在稳压管的能量很小，在这里主要是起箝位作用，铁芯的储能通过连结在变压器的副边二极管 D_3 反馈到变换器输出端，一般将 D_3 与电容连结，如果将 D_3 与高阻抗的电感连结会在变压器的原边绕组和副边绕组出现一个很高的电压尖峰脉冲。

当变压器铁芯中的剩余磁感应强度 B_r 较大时使用图 5-21 进行复位。由于在变换器输出端均有

滤波电感，可以把它看作恒流源，因此使用恒流源和附加绕组 N_r 复位。在变压器副边中增加一个中间抽头形成绕组 N_r ，通过 $D3$ 与电感连结即可。

在单端变换器中，引起开关应力高的主要原因是开关管关断时漏感引起的开关管集电极和发射极之间电压突然升高，抑制开关管应力的方法有两个，一是减小漏电感，二是耗散过电压的能量，或者是能量反馈到电源中。

减小漏电感主要靠工艺，耗散过电压的能量要依靠与电感并联的 R 、 C 缓冲器，或与开关并联

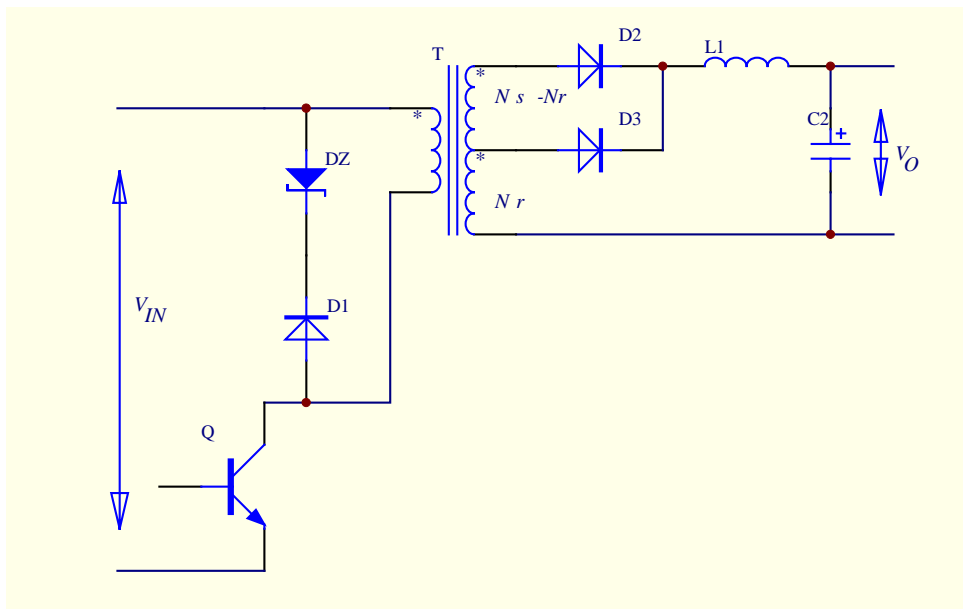


图 5-21 恒流源复位

的 R 、 C 缓冲器。能量反馈回电源要依靠附加的线圈和定向二极管。

5.3.2 推挽式 DC-DC 变换器原理及设计 (PUSH-PULL)

推挽式 (PUSH-PULL) DC-DC 变换器由推挽逆变器和输出整流滤波电路构成，因此推挽 DC-DC 变换器是属于 DC-AC-DC 变换器。图 5-22 是推挽式 (PUSH-PULL) 逆变器主电路，图 5-23 是推挽式 (PUSH-PULL) 逆变器主要波形。变压器两个原边绕组匝数相等， $W_{11} = W_{12} = W_1$ ，副边绕组匝数为 W_2 。

1、推挽逆变器

1) Q_1 和 Q_2 180° 互补导通工作

图 5-23a、b 是 Q_1 和 Q_2 180° 互补导通工作时

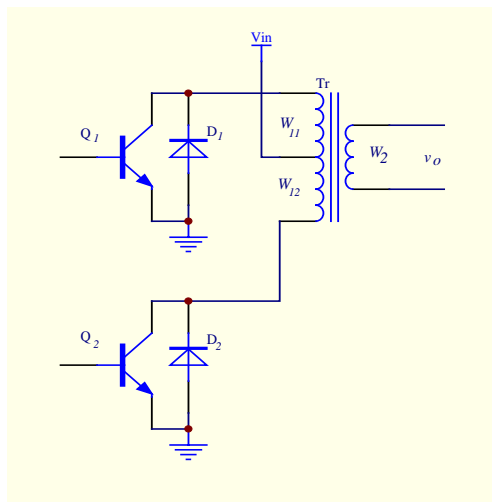


图 5-22 推挽式逆变器主电路

的波形。当 Q_1 导通时，电源电压 V_{in} 加在 W_{11} 上，当 Q_2 导通时，电源电压 V_{in} 加在 W_{12} 上，因此绕

组 W_2 中的电势为一个宽度为 180° 的交变方波，幅值为 $\frac{W_2}{W_1}V_{in}$ 。

Q_1 关断时，它的集电极和发射极之间电压为 $V_{Q_1CE} = V_{in} + e_1$ ， e_1 为 W_{11} 中的感应电势， $e_1 = V_{in}$ ，故 $V_{Q_1CE} = 2V_{in}$ 。

Q_2 关断时，它的集电极和发射极之间电压为 $V_{Q_2CE} = V_{in} + e_1$ ， e_1 为 W_{12} 中的感应电势， $e_1 = V_{in}$ ，故 $V_{Q_2CE} = 2V_{in}$ 。

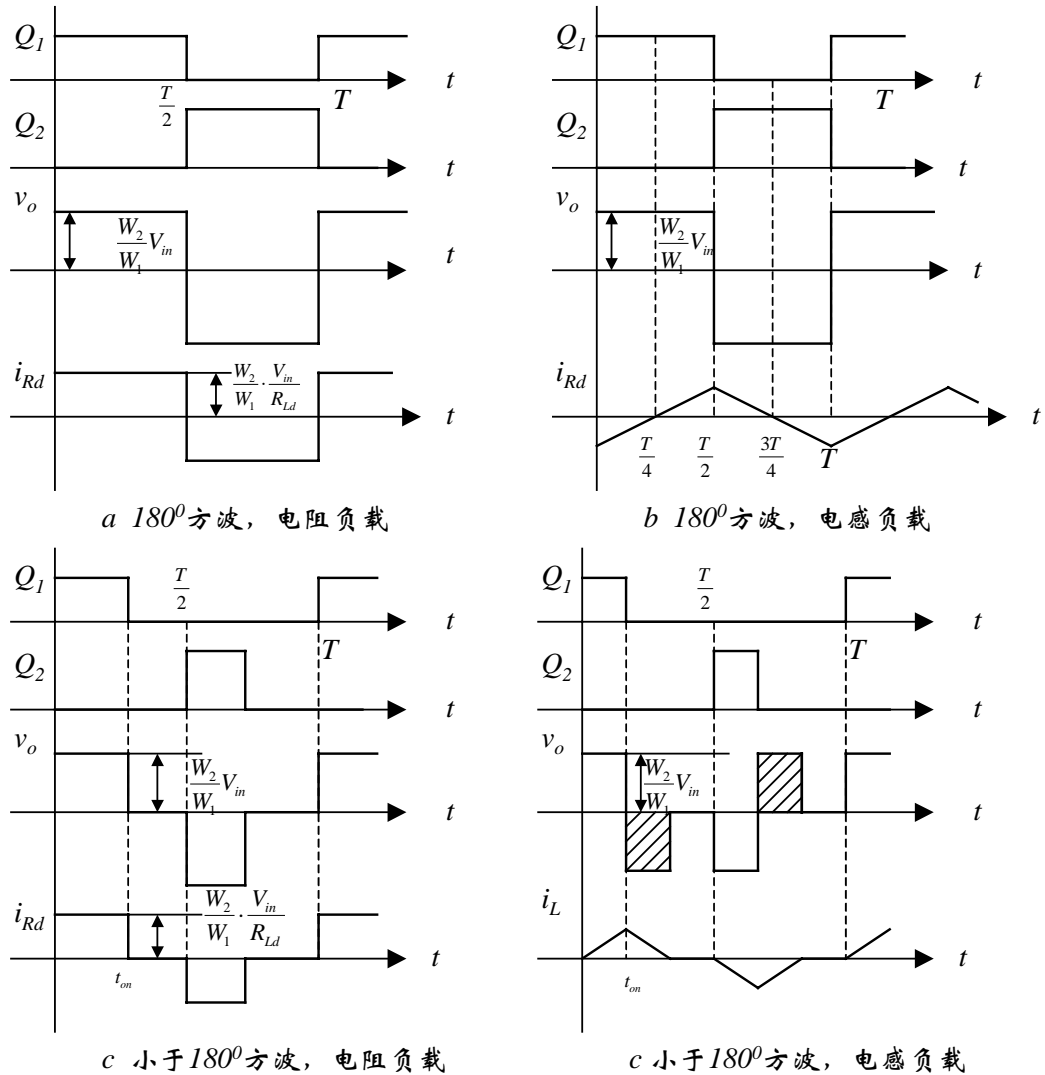


图 5-23 推挽式 (PUSH-PULL) 逆变器主要波形

输出端接电阻负载时，负载电流波形和电压波形相同；输出端接电感负载时，若电感量为 L ，则电感电流 i_L 波形为三角波，电流以 $\frac{V_o}{L}$ 斜率上升，也以 $\frac{V_o}{L}$ 斜率下降。电流最大值为

$\frac{V_o}{L} \cdot \frac{T}{2} = \frac{V_o}{2Lf_s}$ ， f_s 为逆变器开关频率。 $(\frac{T}{4}, \frac{T}{2})$ 期间， Q_1 导通，输出电压为正， i_L 为正，电源能

量向负载传送; ($\frac{T}{2}, \frac{3T}{4}$) 期间, i_L 为正, V_o 变负, 负载向电源回馈能量, 此时 D_2 续流; ($\frac{3T}{4}, T$) 期间, Q_2 导通, i_L 变负, V_o 为负, 电源能量向负载传送; ($0, \frac{T}{4}$) 期间, i_L 为负, V_o 为正, 负载向电源回馈能量, 此时 D_1 续流。显然, 纯电阻负载时只有开关管中有电流流过, 感性负载时开关管和二极管中都有电流流过。

2) Q_1 和 Q_2 导通小于 180° 工作

如果 Q_1 和 Q_2 导通时间减少, 则输出电压为宽度小于 180° 的方波, 若输出端接电阻负载时, 负载电流波形和电压波形相同; 输出端接电感负载时, 若电感量为 L , 则电感电流 i_L 波形为三角波, Q_1 导通, 电流以 $\frac{V_o}{L}$ 斜率上升; Q_1 关断, 电感电流 i_L 经 D_2 续流, 电流以 $\frac{V_o}{L}$ 斜率下降。 D_2 续流, 使 V_m 加在 W_{12} 上, 在 W_2 绕组上, 电压极性反向, 如图中阴影部分所示。如果 Q_1 和 Q_2 导通时间分别大于 $\frac{T}{4}$, 则在感性负载时, 输出电压 V_o 为 180° 的交变方波, 不再受 Q_1 和 Q_2 导通时间的影响。

2、推挽 DC-DC 变换器

1) 工作原理

图 5-24 是推挽式 DC-DC 变换器的主电路, 整流二极管 D_{R1} 和 D_{R2} 的左侧是逆变电路, 右侧是整流、滤波电路。

输出整流电路有三种基本类型: 全波整流电路、全桥整流电路和倍流整流电路。全波整流电路

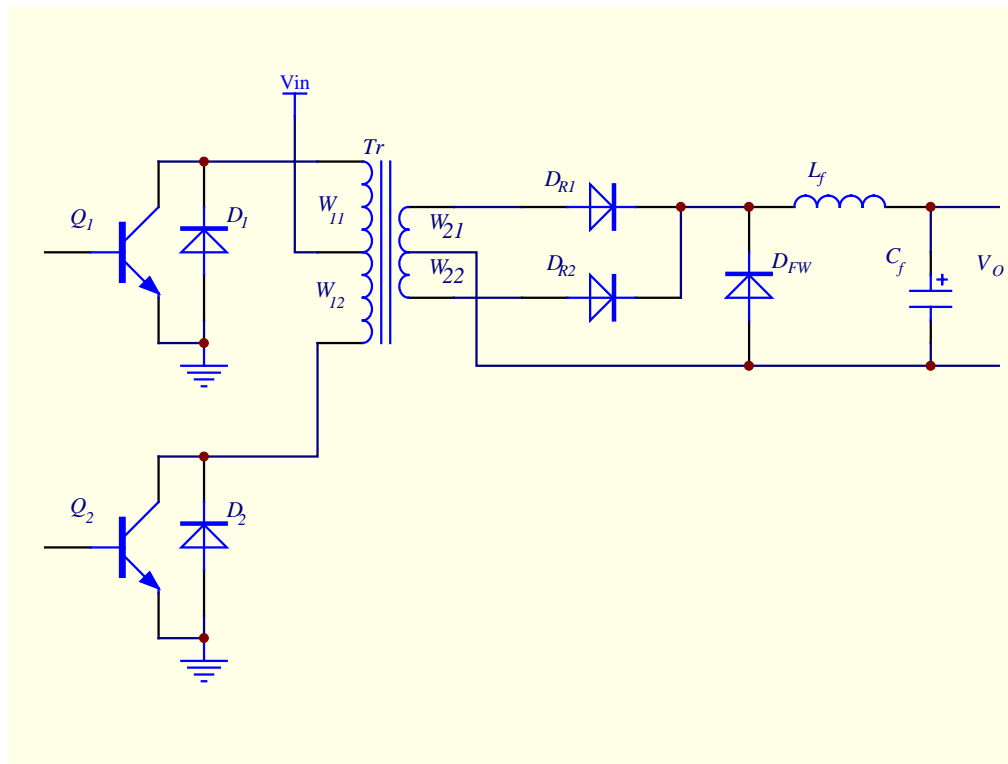


图 5-24 推挽式 DC-DC 变换器主电路

适用于输出电压较低的场合，可以减小整流电路中的通态损耗，全桥整流电路适用于输出电压较高的场合，可以降低整流管的电压额定值。图中为全波整流电路， L_f 式输出滤波电感， C_f 是输出滤波电容。推挽直流变换器可看成是两个 *Forward* 变换器的组合，这两个 *Forward* 变换器的开关管轮流导通，故变压器铁芯是交变磁化的。全波整流电路变压器副边有 W_{21} 和 W_{22} 两个绕组，他们的匝数相等，即 $W_{21} = W_{22} = W_2$ ，图中还接有续流管 D_{FW} ，但也可不接。

图 5-25 是推挽直流变换器的主要波形。在 Q_1 或 Q_2 导通期间，变压器副边绕组中感应电势为 v_{w2} ，电压脉冲宽度决定于 Q_1 或 Q_2 的导通时间 t_{on} ，幅值为 $\frac{W_2}{W_1}V_{in}$ ，为一交流电。该电压经整流管 D_{R1} 和 D_{R2} 整流成一个直流方波电压。滤波电感电流 I_{Lf} 在电流连续时为三角波，图中给出了流过 D_{R1} 、 D_{R2} 和 D_{FW} 的电流波形。

2. 基本关系

设 Q_1 或 Q_2 的导通时间为 t_{on} ，则 $D_y = \frac{t_{on}}{T_s/2}$ ，电感电流连续时输出电压与输入电压之间的关系为：

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{W_2}{W_1} D_y \quad (5-115)$$

可以看出，若 V_{in} 示恒定的没有纹波，则输出 V_0 同样也是恒定的没有纹波。对于多路输出的开关电源来说，这一点是特别重要的。这也是为什么把降低输出电压纹波的重点和精力都放在降低输入电压纹波的原因所在。

开关管 Q_1 和 Q_2 上的电压为：

$$V_{Q1} = V_{Q2} = 2V_{in} \quad (5-116)$$

二极管 D_1 和 D_2 上的电压为：

$$V_{D1} = V_{D2} = V_{Q1} = 2V_{in} \quad (5-117)$$

整流管 D_{R1} 和 D_{R2} 上电压为：

$$V_{DR1} = V_{DR2} = 2 \frac{W_2}{W_1} V_{in} \quad (5-118)$$

续流二极管 D_{FW} 上的电压为:

$$V_{DFW} = \frac{W_2}{W_1} V_{in} \quad (5-119)$$

电感电流 i_{Lf} 的平均值就是负载电流 I_o 。由于 Q_1 和 Q_2 轮流导通, 故 i_{Lf} 的脉动频率为开关频率 f_s 的二倍, 通过 D_{R1} 、 D_{R2} 和 D_{FW} 的电流的最大值为:

$$I_{DR1\max} = I_{DR2\max} = I_{DFW\max} = I_o + \frac{1}{2} \Delta i_{Lf} \quad (5-120)$$

Δi_{Lf} 是电感电流脉动量:

$$\Delta i_{Lf} = \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{V_{in}}{L_f} D_y \frac{T_s}{2} \quad (5-121)$$

$$\begin{aligned} I_{DR1\max} &= I_{DR2\max} = I_{DFW\max} \\ &= I_o + \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{V_{in}}{4L_f f_s} \cdot D_y \end{aligned} \quad (5-122)$$

因 i_{DR1} 和 i_{DR2} 就是流过变压器副边绕组的电流, 若不计变压器的励磁电流, 则变压器原边绕组电流的最大值为:

$$I_{p\max} = \frac{W_2}{W_1} I_o + \left(\frac{W_2}{W_1}\right)^2 \frac{V_{in} D_y}{4L_f f_s} \quad (5-123)$$

流过变压器原边的电流最大值 $I_{p\max}$ 也就是流过开关管电流的最大值。

开关管的反并二极管 D_1 和 D_2 不流过负载电流, 仅流过铁芯磁复位时的磁化电流。

如果断开续流管 D_{FW} , 该变压器的主要波形如图 5-25a 所示。当 Q_1 和 Q_2 关断时, 本应流过 D_{FW} 的电流现在改为通过 D_{R1} 、 W_{21} 和 D_{R2} 、 W_{22} , 通过 D_{R1} 和 D_{R2} 的电流大小相同, 这样此时变压器副边绕组的合成磁势才为零。

3. 推挽变换器的铁芯偏磁

Q_1 和 Q_2 的交替开关, 使变压器铁芯交替磁化与去磁, 完成电能从原边到副边的传递。由于电

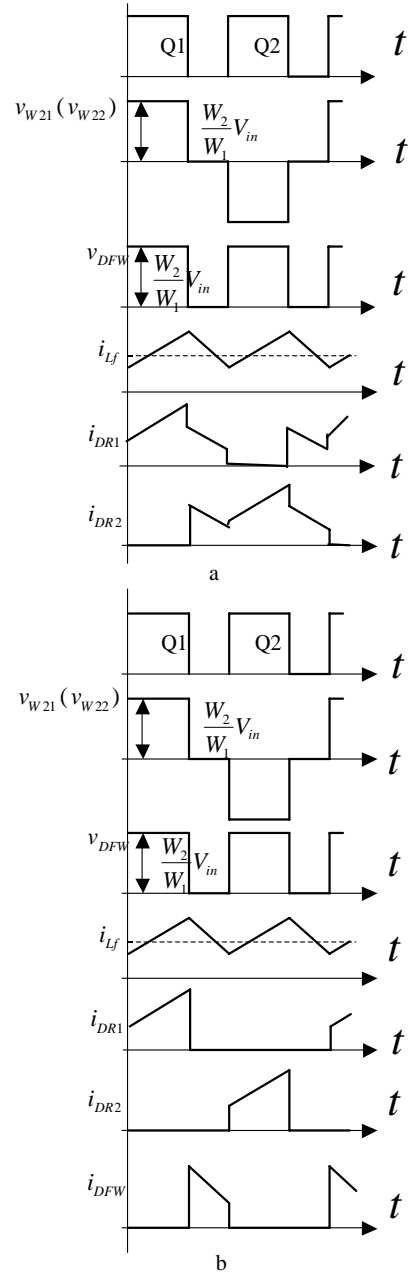


图 5-25 推挽变换器各点主要波形
a 无续流二极管 b 有续流二极管

路不可能完全对称,例如 Q_1 和 Q_2 导通时的通态压降可能不同,或两管的开通时间可能不同,会在变压器原边的高频交流电压上叠加一个数值较小的直流电压,这就是所谓的直流偏磁。由于原边绕组电阻很小,即使是一个较小的直流偏磁电压,如果作用时间太长,也会使变压器铁芯单方向饱和,引起大的磁化电流,导致器件损坏。通常推挽直流变换器用电流控制芯片,以限制流过器件的电流。

推挽式变换器存在着以下方面缺点:①容易发生偏磁,②功率开关的耐压至少是输入电压的二倍,考虑最坏情况下的安全设计,例如输入电压波动 $\pm 10\%$;由于变压器漏感影响在截止瞬间产生的电压尖刺一般限制在输入电压的 $\pm 20\%$;实际应用中电压额定值留取 20% 的余量;则功率开关的耐压至少为 $1.2 \times 1.1 \times 2 \div 0.8 = 3.3$ 倍,在直接使用交流电网供电的情况下(220/380V 交流,对应直流 310/530V 左右)几乎很难找到合适的功率管。因而实际应用较少,只用在输入电压较低的场合。

5.3.3 半桥式 DC-DC 变换器原理及设计

推挽直流变换器开关管承受反向电压至少是电源电压的两倍,因而大多用于电源电压较低的场合。半桥变换器开关管承受的反向电压为电源电压,故可在电源电压较高的场合应用。半桥变压器是由半桥逆变器、高频变压器和输出整流滤波电路组成,因而也属于直流-交流-直流变换器。

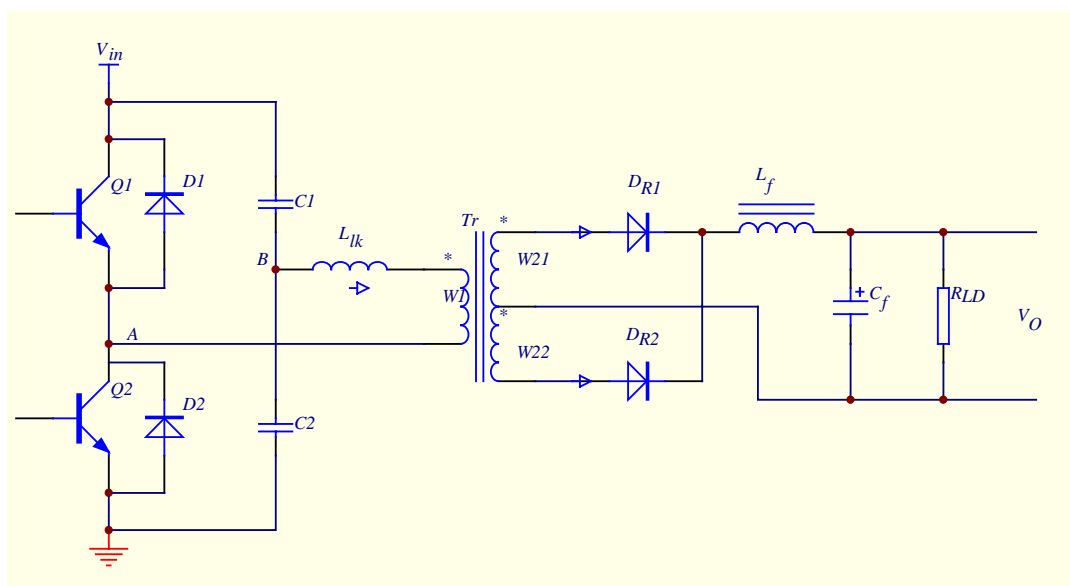


图 5-26 输出为全波整流电路的半桥直流变换器的主电路

1. 工作原理

图 5-26 给出了输出为全波整流电路的半桥直流变换器的主电路,图 5-27 给出了各点主要波形。由两个相等的电容 C_1 和 C_2 构成一个桥臂,开关管 Q_1 、 Q_2 (均含有反并联二极管) 构成另一个桥臂,两个桥臂的中点 A、B 接高频变压器,由于电容 C_1 和 C_2 较大,其中点 B 的电位保持不变,且等于 $\frac{1}{2}V_{in}$ 。从另一个角度看,它实际上是两个正激变换器的组合,每个正激变换器输入电压为 $V_{in}/2$,输出电压为 V_o 。变压器原边绕组匝数为 W_1 ,两个副边绕组匝数相等,即 $W_{21} = W_{22} = W_2$,图中 L_{lk} 是变压器的漏感。

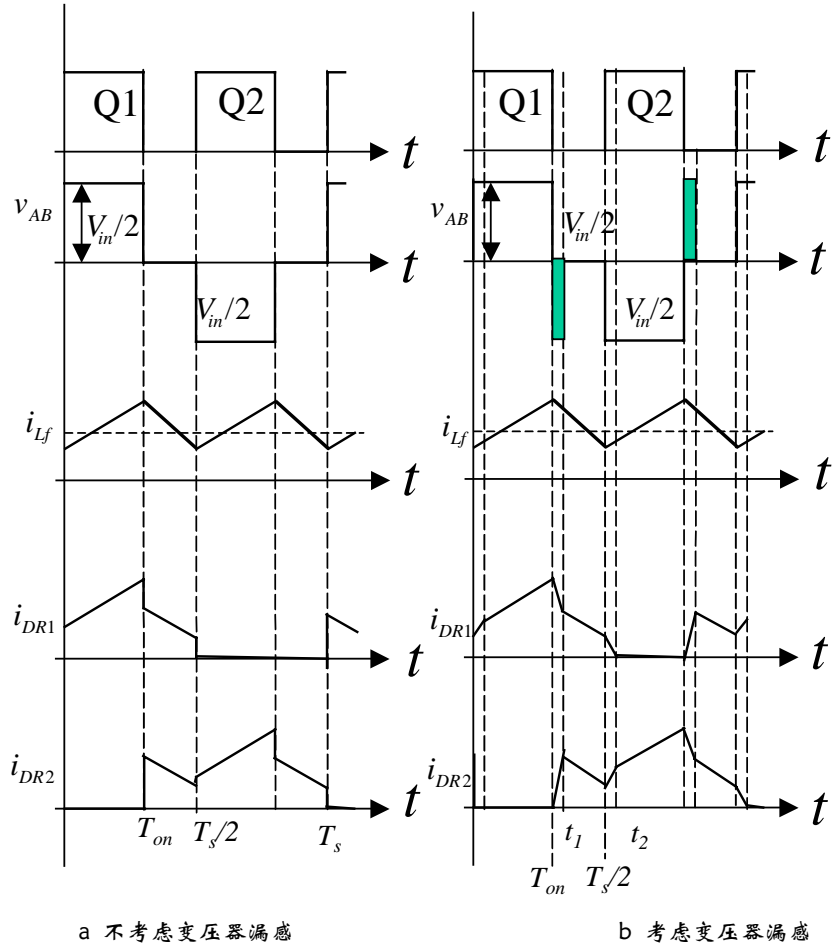
1、 $L_{lk} = 0$ 时的工作原理

图 5-27 输出为全波整流电路的半桥直流变换器主电路各点主要波形

当 Q_1 导通时, 变压器原边绕组上电压为 $v_{AB} = \frac{1}{2}V_{in}$, 绕组感应电势“*”端为“正”极性, 故 D_{R1} 导通, D_{R2} 反偏截止, 输出滤波电感电流 i_{Lf} 增长。在 $t=T_{on}$ 时, Q_1 关断, 由于电感电流不能断续, i_{Lf} 继续按原方向流动, 故副边绕组 i_{s1} 和原边绕组中的电流 i_p 也仍按原方向流动, D_2 续流, 因此 v_{AB} 极性反转, D_{R2} 导通。由于两个输出整流二极管同时导通, 将变压器副边电压箝位为零, 由变压器原理可知, 变压器原边电压 $v_{AB} = 0$, 这时 $i_p = 0$, 这时 $i_{s1} = i_{s2} = \frac{1}{2}i_{Lf}$, 由于这时变压器原边绕组 W_1 中电流为零, 因此 D_2 续流停止。实际上当 Q_1 关断时 v_{AB} 出现负压的时间很短, 因此在图中没有画出。在死区时间 $[T_{on}, T_s/2]$ 内, 电感电流 i_{Lf} 以 $-\frac{V_o}{L_f}$ 斜率下降, 在 $T_s/2$ 时刻, Q_2 导通,

在死区时间 $[T_{on}, T_s/2]$ 内, 电感电流 i_{Lf} 以 $-\frac{V_o}{L_f}$ 斜率下降, 在 $T_s/2$ 时刻, Q_2 导通,

$v_{AB} = -\frac{1}{2}V_{in}$, 变压器绕组电势“非*”为正, i_p 从零反向增长到了 $-\frac{W_2}{W_1}i_{Lf}$ (不考虑磁化电流),

二极管 D_{R1} 截止, $i_{DR1} = 0$, $i_{DR1} = i_{Lf}$, 在 $[T_s/2, T_s]$ 区间, 与上类似。

显然, 在电感电流连续时输出电压:

$$V_o = \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{T_{on}}{T_s/2} \cdot \frac{V_{in}}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{W_2}{W_1} \cdot D_y \quad (5-124)$$

$$D_y = \frac{T_{on}}{T_s/2} \quad (5-125)$$

Q_1 、 Q_2 承受的反向电压为输入电源电压 V_{in} ; 整流二极管承受的反向电压为 $\frac{W_2}{W_1} V_{in}$; 电感电流

的平均值为负载电流 I_o , 通过输出整流二极管的最大电流为 $I_o + \frac{1}{2} \Delta i_{Lf}$, Δi_{Lf} 为电感电流脉动量:

$$\Delta i_{Lf} = \frac{\frac{V_{in}}{2}}{L_f \frac{W_1}{W_2}} T_{on} = \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{V_{in}}{2L_f} T_{on} \quad (5-126)$$

流过功率开关管的最大电流:

$$I_{Q1 \max} = I_{Q2 \max} = I_{P \max} = \frac{W_2}{W_1} I_o + \left(\frac{W_2}{W_1} \right)^2 \cdot \frac{V_{in} D_y}{8L_f f_s} \quad (5-127)$$

$f_s = \frac{1}{T_s}$ 为开关频率。

2、 $L_{lk} \neq 0$ 时的工作原理

在实际应用中, 变压器总是存在漏感, 由于漏感的存在, 变换器的工作原理与不考虑漏感时有所不同。图 5-27b 给出了半桥变换器考虑变压器漏感时的主要波形。

在 T_{on} 时刻, Q_1 关断, 由于 $L_{lk} \neq 0$, 变压器原边电流 i_p 不能断续, 由 D_2 续流, 此时 $v_{AB} = -\frac{1}{2} V_{in}$, 输出整流二极管 D_{R2} 导通, 这时输出整流二极管 D_{R1} 还在导通。由于两个输出整流二极管 D_{R1} 、 D_{R2} 同时导通, 将变压器原边电压箝位为零, 因此 $v_{AB} = -\frac{1}{2} V_{in}$ 就全部加在变压器漏感 L_{lk} 上, 这个电压使变压器原边电流 i_p 线性下降, 在 t_1 时刻 i_p 下降到零, 此时 D_2 关断, $v_{AB} = 0$ 。

$[T_{on}, t_1]$ 区间的电压方波 (图中用阴影表示) 是变压器原边电流 i_p 减小到零所必需的, 一般称为复位电压。同样 Q_2 关断时也会出现复位电压。

在 $\frac{T_s}{2}$ 时刻, Q_2 导通, $v_{AB} = -\frac{1}{2} V_{in}$, 此时变压器原边电流 i_p 从零开始线性上升, 由于变压器

漏感 L_{lk} 限制了它的上升率, 在 t_2 时刻之前, 输出整流二极管 D_{R1} 还没有恢复其阻断能力, 两个输出整流二极管 D_{R1} 、 D_{R2} 同时导通, 将变压器副边电压箝位为零, 同时也把变压器原边电压箝位为零, 因此 $v_{AB} = -\frac{1}{2}V_{in}$ 就全部加在变压器漏感 L_{lk} 上, 这个电压使变压器原边电流 i_p 线性增加, 在 t_2 时刻输出整流二极管 D_{R1} 关断, 变压器原边电流 i_p 线性增加到 $-\frac{W_2}{W_1} \frac{V_{in}}{2} i_{Lf}$, 箝位结束。虽然在 $[T_{on}/2, t_2]$ 这一区间 $v_{AB} = -\frac{1}{2}V_{in}$, 但变压器副边电压为零, 也就是说, 变压器副边丢失了 $[T_s/2, t_2]$ 时段的电压方波, 这部分时间与 $T_s/2$ 的比值即占空比丢失 D_{loss} :

$$D_{loss} = \frac{t_2 - T_s/2}{T_s/2} = \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{8L_{lk}I_O f_s}{V_{in}} \quad (5-128)$$

通过上述分析, 可以看出, 漏感带来复位电压和占空比丢失两个问题。要求我们在设计电路时要对最大占空比 D_y 进行限制, 留出复位时间; 占空比丢失使有效占空比减小, 为了得到所要求的输出电压, 必须减小变压器的原副边匝比, 但匝比减小会带来两个问题, 其一是原边开关电流峰值增加, 通态损耗增加; 其二是输出整流二极管的耐压值要增加。为了减小复位电压时间和占空比丢失, 应尽量减小漏感。

3 电容 C_1, C_2 选取

电容器的值可以从已知的初级电流和工作频率来计算。若总输出功率为 P_o (包括变压器损耗),

工作频率为 f_s , 占空比 δ , 半周期为 $\frac{T_s}{2} = \frac{1}{2f_s}$, 则初级平均电流为 $I_{平均} = \frac{P_o}{\delta V_{in}/2}$ 。当 Q_1 导通,

初级电流流入 B 点, 当 Q_2 导通, 则从 B 点取出电流, 在半个周期内由电容 C_1, C_2 补充电荷损失。在半个周期内电容上的电压变化为:

$$\Delta V = \frac{I_{平均} \cdot \frac{T_s}{2}}{C_1 + C_2} = \frac{P_o}{\delta V_{in}/2} \cdot \frac{1}{2f_s(C_1 + C_2)}$$

在实际应用中, 取 $C_1 = C_2 = C$, 则上式可写为:

$$\Delta V = \frac{P_o}{2\delta V_{in} f_s C} \quad (5-129)$$

电容上直流电压变化率与输出整流电压变化率是相同的, 因此输出纹波系数为:

$$RF = \frac{\Delta V}{V_{in}/2} = \frac{P_o}{\delta V_{in}^2 f_s C} \quad (5-130)$$

为了满足输出纹波要求，则 C 为：

$$C = \frac{P_o}{V_{in}^2 f \delta \cdot R F} \quad (5-131)$$

实际应用中，一般将滤波电容和分压电容分别设置，滤波电容取几百到几千微法的电解电容，分压电容常取几个微法的无极性电容。

4、半桥电路抗不平衡能力分析

半桥电路具有较强的抗偏磁能力，即在主电路不平衡条件下仍能维持高频变压器磁通对称。在分析这个结论之前，作下述假设：

- a. 只研究导通和截止的稳态过程而不考虑开通和关断的瞬态过程；
- b. 输入直流电压 V_{in} 恒定；
- c. 功率开关用理想开关和串联等效电阻 R_1 、 R_2 表示，电阻 R_1 、 R_2 表示功率开关管饱和压降不同；
- d. 高频变压器用低频等效电路表示，忽略漏感和励磁电感，变压器直流等效电阻用 R_0 表示，

变压器二次侧负载折合到一次侧用 R_L' 表示， $R_0 + R_L' = R_3$ ；

通过上述假设，图 5-26 半桥式变换器原理图可等效为图 5-28(a)。当开关 Q1 闭合，Q2 断开时，C2 充电，C1 放电，充放电电流分别用 i_2 和 i_1 表示，如图 5-28(b)所示。当开关 Q1 断开，Q2 闭合时，C1 充电，C2 放电，充放电电流分别用 i_1' 和 i_2' 表示，如图 5-28(c)所示。

当 Q1 闭合，Q2 断开时，设 C1、C2 的初始电压为 $U_1(0)$ 和 $U_2(0)$ ，由回路电流法写出回路复变量电压方程：

$$[i_1(s) + i_2(s)](R_1 + R_3) + \frac{i_2(s)}{sC_2} = \frac{V_{in}}{s} - \frac{U_2(0)}{s} \quad (5-132)$$

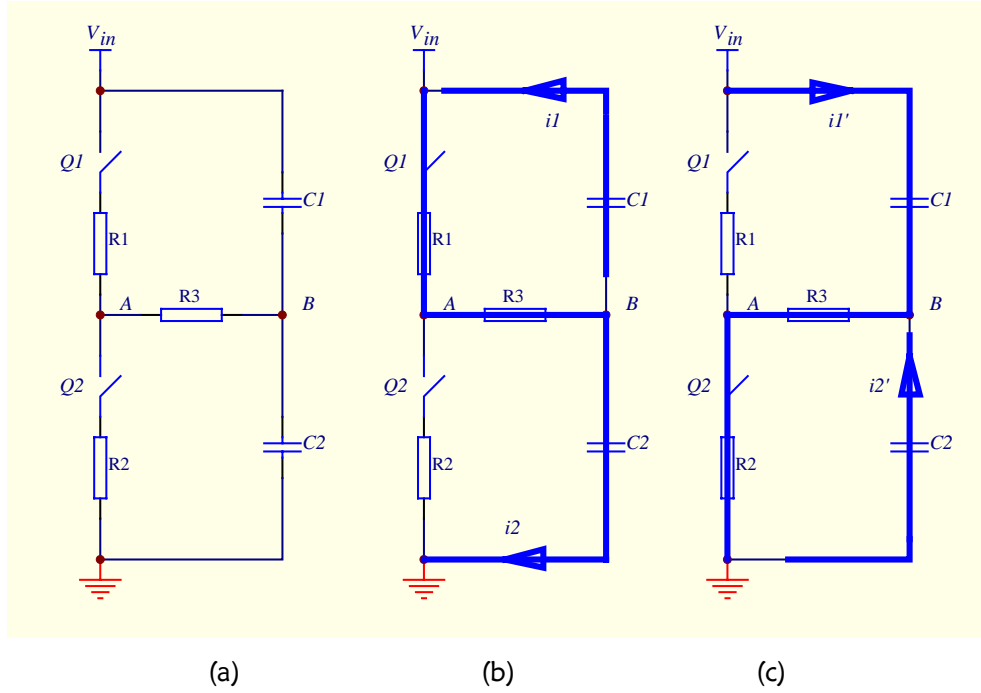


图 5-28 半桥式变换器原理图等效电路

$$[i_1(s) + i_2(s)](R_1 + R_3) + \frac{i_1(s)}{sC_1} = \frac{U_1(0)}{s} \quad (5-133)$$

$$V_{in} = U_1(0) + U_2(0) \quad (5-134)$$

解上式并拉氏反变换得：

$$i_1(t) = \frac{U_1(0)}{(\frac{C_2 + C_1}{C_1})(R_1 + R_3)} e^{-\frac{t}{(R_1 + R_3)(C_1 + C_2)}} \quad (5-135)$$

$$i_2(t) = \frac{U_1(0)}{(\frac{C_2 + C_1}{C_2})(R_1 + R_3)} e^{-\frac{t}{(R_1 + R_3)(C_1 + C_2)}} \quad (5-136)$$

高频变压器 u_{AB} 电压为：

$$u_{AB} = [i_1(t) + i_2(t)]R_3 = \frac{U_1(0)R_3}{(R_1 + R_3)} e^{-\frac{t}{(R_1 + R_3)(C_1 + C_2)}} \quad (5-137)$$

当开关 Q1 断开，Q2 闭合时，C1 充电，C2 放电，充放电电流分别用 i_1' 和 i_2' 表示，设 C1、C2

的初始电压为 $U_1'(0)$ 和 $U_2'(0)$ 可得

$$[i_1'(s) + i_2'(s)](R_2 + R_3) + \frac{i_1'(s)}{sC_1} = \frac{V_{in}}{s} - \frac{U_1'(0)}{s} \quad (5-138)$$

$$[i_1'(s) + i_2'(s)](R_2 + R_3) + \frac{i_2'(s)}{sC_2} = \frac{U_2'(0)}{s} \quad (5-139)$$

$$V_{in} = U_1'(0) + U_2'(0) \quad (5-140)$$

解上式并拉氏反变换得:

$$i_1'(t) = \frac{U_2'(0)}{\left(\frac{C_2 + C_1}{C_1}\right)(R_2 + R_3)} e^{-\frac{t}{(R_2 + R_3)(C_1 + C_2)}} \quad (5-141)$$

$$i_2'(t) = \frac{U_2'(0)}{\left(\frac{C_2 + C_1}{C_2}\right)(R_2 + R_3)} e^{-\frac{t}{(R_2 + R_3)(C_1 + C_2)}} \quad (5-142)$$

高频变压器 u_{BA} 电压为:

$$u_{BA} = (i_1'(t) + i_2'(t))R_3 = \frac{U_2'(0)R_3}{(R_2 + R_3)} e^{-\frac{t}{(R_2 + R_3)(C_1 + C_2)}} \quad (5-143)$$

设 Q1 闭合时间为 t_{1on} , Q2 闭合时间为 t_{2on} , 且 $t_{1on} \neq t_{2on}$

当 Q1 闭合, Q2 断开时 B 点电位:

$$u_B(t) = V_{in} - (i_1(t) + i_2(t))(R_1 + R_3) = V_{in} - U_1(0)e^{-\frac{t}{(R_1 + R_3)(C_1 + C_2)}} \quad (5-144)$$

当 $t = t_{1on}$ 时

$$u_B(t_{1on}) = V_{in} - U_1(0)e^{-\frac{t_{1on}}{(R_1 + R_3)(C_1 + C_2)}} \quad (5-145)$$

当开关 Q1 断开, Q2 闭合时 B 点电位:

$$u_B(t) = (i_1'(t) + i_2'(t))(R_2 + R_3) = U_2'(0)e^{-\frac{t}{(R_2 + R_3)(C_1 + C_2)}} \quad (5-146)$$

当 $t = t_{2on}$ 时

$$u_B(t_{2on}) = U_2'(0)e^{-\frac{t_{2on}}{(R_2 + R_3)(C_1 + C_2)}} \quad (5-147)$$

在稳定工作时, 开关 Q1、Q2 交替导通, 设 Q1 闭合, Q2 断开时 B 点电位 B 电位由 V_B 上升到 V_B' ,

并在 Q1 断开时间里保持不变; 当开关 Q1 断开, Q2 闭合时 B 点电位由 V_B' 下降 V_B , 并在 Q2 断开时间里保持不变, 显然初始条件有:

$$U_2'(0) = u_B(t_{1on}) = V_{in} - U_1(0)e^{-\frac{t_{1on}}{(R_1 + R_3)(C_1 + C_2)}} \quad (5-148)$$

$$U_1(0) = V_{in} - u_B(t_{2on}) = V_{in} - U_2'(0)e^{-\frac{t_{2on}}{(R_2 + R_3)(C_1 + C_2)}} \quad (5-149)$$

联立 (5-148)、(5-149) 得:

$$U_1(0) = \frac{V_{in} \left(1 - e^{-\frac{t_{2on}}{(R_2+R_3)(C_1+C_2)}} \right)}{1 - e^{-\left(\frac{t_{1on}}{(R_1+R_3)(C_1+C_2)} + \frac{t_{2on}}{(R_2+R_3)(C_1+C_2)} \right)}} \quad (5-150)$$

$$U_2'(0) = \frac{V_{in} \left(1 - e^{-\frac{t_{1on}}{(R_1+R_3)(C_1+C_2)}} \right)}{1 - e^{-\left(\frac{t_{1on}}{(R_1+R_3)(C_1+C_2)} + \frac{t_{2on}}{(R_2+R_3)(C_1+C_2)} \right)}} \quad (5-151)$$

把 (5-150)、(5-151) 分别代入 (5-137) 和 (5-143) 得:

$$u_{AB} = \frac{V_{in} \left(1 - e^{-\frac{t_{2on}}{(R_2+R_3)(C_1+C_2)}} \right)}{1 - e^{-\left(\frac{t_{1on}}{(R_1+R_3)(C_1+C_2)} + \frac{t_{2on}}{(R_2+R_3)(C_1+C_2)} \right)}} \frac{R_3}{(R_1+R_3)} e^{-\frac{t}{(R_1+R_3)(C_1+C_2)}} \quad (5-152)$$

$$u_{BA} = \frac{V_{in} \left(1 - e^{-\frac{t_{1on}}{(R_1+R_3)(C_1+C_2)}} \right)}{1 - e^{-\left(\frac{t_{1on}}{(R_1+R_3)(C_1+C_2)} + \frac{t_{2on}}{(R_2+R_3)(C_1+C_2)} \right)}} \frac{R_3}{(R_2+R_3)} e^{-\frac{t}{(R_2+R_3)(C_1+C_2)}} \quad (5-153)$$

分别计算在开关 Q1、Q2 交替导通时加在变压器的伏秒积:

$$US_1 = \int_0^{t_{1on}} u_{AB} dt = \frac{V_{in} \left(1 - e^{-\frac{t_{2on}}{(R_2+R_3)(C_1+C_2)}} \right)}{1 - e^{-\left(\frac{t_{1on}}{(R_1+R_3)(C_1+C_2)} + \frac{t_{2on}}{(R_2+R_3)(C_1+C_2)} \right)}} \frac{R_3}{(R_1+R_3)} \left[1 - e^{-\frac{t_{1on}}{(R_1+R_3)(C_1+C_2)}} \right] \quad (5-154)$$

$$US_2 = \int_0^{t_{2on}} u_{BA} dt = \frac{V_{in} \left(1 - e^{-\frac{t_{1on}}{(R_1+R_3)(C_1+C_2)}} \right)}{1 - e^{-\left(\frac{t_{1on}}{(R_1+R_3)(C_1+C_2)} + \frac{t_{2on}}{(R_2+R_3)(C_1+C_2)} \right)}} \frac{R_3}{(R_2+R_3)} \left[1 - e^{-\frac{t_{2on}}{(R_2+R_3)(C_1+C_2)}} \right] \quad (5-155)$$

比较 (5-154) 和 (5-155) 可见 $US_1 = US_2$ ，即半桥电路在不平衡条件下仍能维持高频变压器磁通对称，也就是说半桥电路具有较强的抗偏磁能力。

5.3.4 全桥 DC-DC 变换器原理

全桥变换器原理图及波形如图 5-29 所示。全桥变换器中 4 个功率管只承受电源电压，与推挽变换器相比，多用了 2 个功率管。

从图 5-29 可以看出，全桥变换器功率管的开关过程：S1、S2（或 S3、S4）同时开关，这两对管子互补导通。为了防止直通现象，设置有一死区，死区期间 4 个管子都不导通。

输出电压：

$$V_o = 2V_s \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \cdot D \quad (5-156)$$

全桥变换器充分利用了变压器传递能量的能力，是大功率 DC-DC 变换器的理想电路。

全桥变换器也有明显的缺点，如直通问题；偏磁问题等。

所谓偏磁问题是指变压器磁芯的工作磁滞回线中心点偏离了坐标原点，变压器正反向脉冲过程中磁通不对称现象。

造成偏磁的原因主要有功率管的饱和导通压降不一致、导通时间（功率管从关断到导通的时间）和关断时间不一致以及加在变压器上的正负脉冲电压宽度不一致等原因所造成的。

偏磁在全桥变换器中是必然现象。偏磁发生时，可通过电流母线来观察，可以发现流过母线的相邻电流脉冲信号幅度不相等。也就是说流过 S1、S2 和 S3、S4 的电流不相等。

在电路设计中，一般都假定流过 S1、S2 和 S3、S4 的电流相等，两组功率管分担了输出能量，如果偏磁严重就会造成功率管的损坏。

全桥变换器必须有抗偏磁电路，否则全桥变换器几乎无法可靠工作。

实际应用中，常使用变压器原边串联电容的方法或使用电流型 PWM 控制器来减弱偏磁危害。

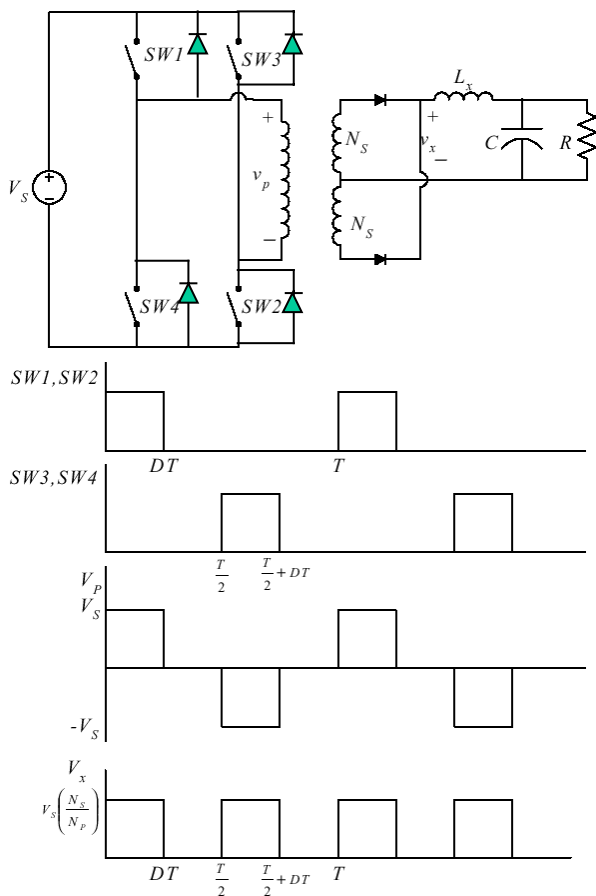


图 5-29 全桥变换器原理图及波形

§ 5.4 PWM 控制器原理

DC-DC 变换器的控制方式有：①脉冲频率调制式（PFM，脉冲信号的宽度不变、而脉冲频率可调）②脉冲宽度调制式（PWM，脉冲信号的频率不变、而脉冲宽度可调）③混合式。脉冲宽度调制式（PWM）由于线性度好、负载调整率高和热稳定性好等优点而得到广泛应用。

5.4.1 电压型 PWM 控制器原理

电压型脉宽调制器是一个电压-脉冲变换装置，用锯齿波作调制信号的脉宽调制器原理图如图 5-30 所示。电压 V_{ctrl} 与锯齿波调制信号比较，输出的 PWM 开关信号为与锯齿波同频率、脉冲宽度与电压 V_{ctrl} 的大小成正比的脉宽调制信号。

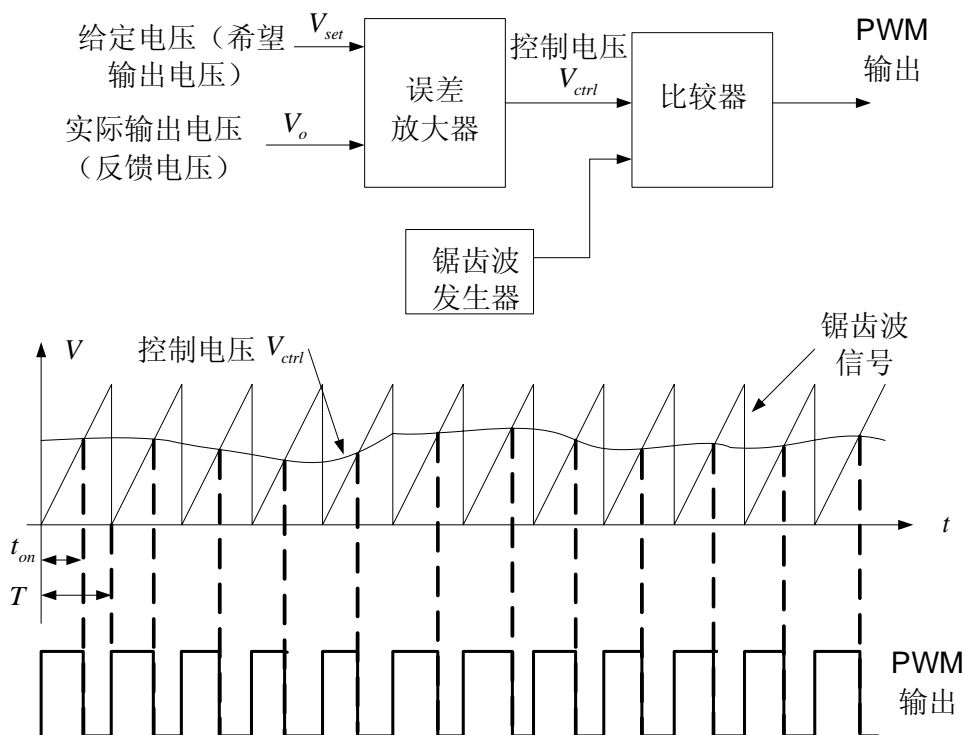


图 5-30 脉宽调制原理图

5.4.2 电流型 PWM 控制器原理

电流型 PWM 控制器与传统的仅有输出电压反馈的电压型 PWM 控制器比较具有较多的优点。从电路结构上看，是增加了一个电感电流反馈，而且此电流反馈就作为 PWM 的斜波函数，就不再需要锯齿波(或三角波)发生器，更重要的是在于引入了电感电流反馈使系统的性能具有明显的优越性。

1、 电流型 PWM 控制器常用的几种原理方案

(1) 恒定迟滞环宽控制：在电感中产生一个固定的电流减小量后，功率开关管被导通，如图 5-31 (a) 中由一迟滞比较器来实现，即恒定迟滞环宽控制。

(2) 恒定关断时间控制：经过一个固定的时间间隔后，功率开关管被导通，如图 5-31 (b) 中由一单稳态触发器来实现，即恒定关断时间控制。

(3) 恒定频率控制：有一个固定频率的时钟信号控制 RS 触发器从而控制功率开关管的导通，如图 5-31 (c) 所示，即恒定频率控制。下边介绍恒定频率控制的电流型 PWM 控制电路工作原理。

2、 恒定频率控制的电流型 PWM 控制器电路工作原理

图 5-32 为恒定频率的电流型 PWM 控制器所构成的变换器电路工作原理， R_s 为流过功率管电流的取样电阻，控制电路为双环控制，具有电压外环和电流内环，峰值电流在内环。电流内环的反馈电流为电感电流或开关电流。

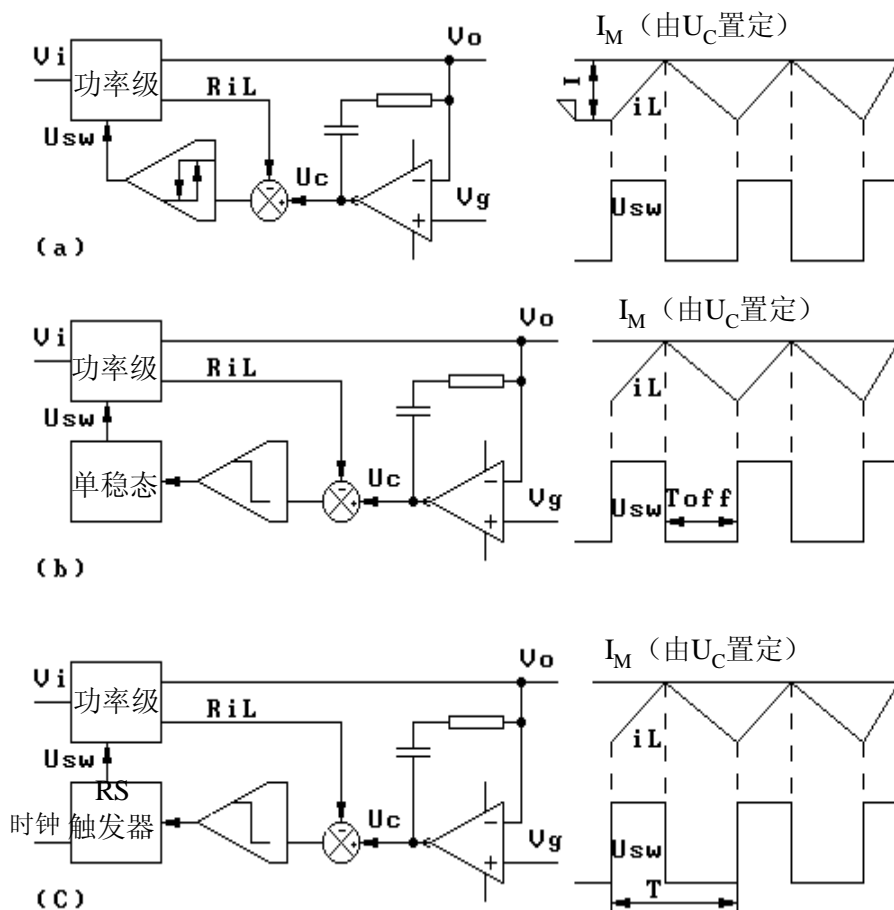


图 5-31 电流型 PWM 原理框图

(a) 恒定迟滞环宽控制 (b) 恒定关断时间控制 (c) 恒定频率控制

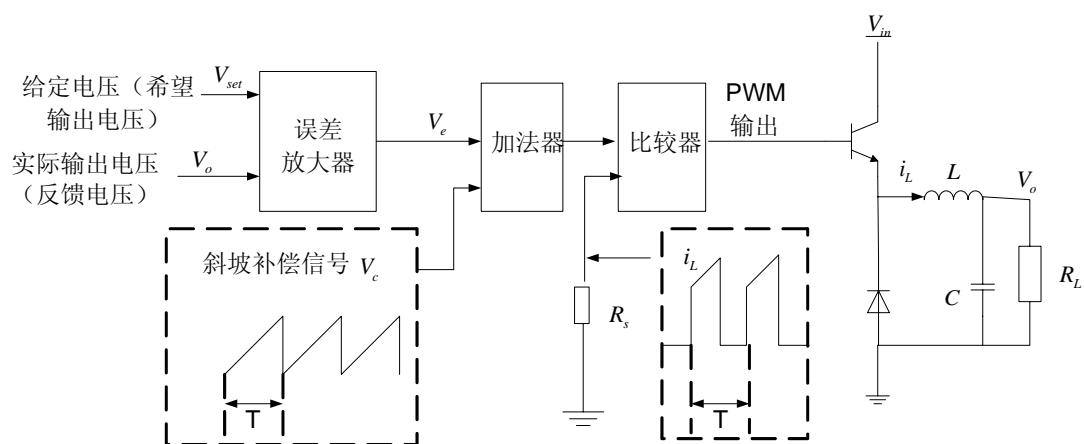


图 5-32 具有斜坡补偿的电流型控制的 BUCK 变换器

假定功率开关器件和整流二极管是理想开关；产生动态过程的扰动信号频率远低于开关频率；扰动信号的幅度比其稳态量小得多，在以上假设条件下得 BUCK 功率变换器主电路等效电路如图 5-33 所示。图中开关 S 接通 V_i 时间受占空比 D 控制。

在电感电流连续模式下，每个周期有两个开关状态：通态和断态，导通时间 t_{on} ，关断时间 t_{off} ，在一个周期 T 内，其平均值

分别为 $\frac{t_{on}}{T} = D$ 和 $\frac{t_{off}}{T} = 1 - D$ 。利用小信号

号状态空间平均技术得：

$$I_L = \frac{V_i - V_o}{Ls} D - \frac{V_o}{Ls} (1 - D) \quad (5-157)$$

$$V_o = I_L \left(\frac{R_L}{R_L Cs + 1} \right) \quad (5-158)$$

在式(5-157)、(5-158)中加干扰信号，用 $V_o + \Delta V_o$ 、 $V_i + \Delta V_i$ 、 $D + \Delta D$ 、 $I_L + \Delta I_L$ 分别代替 V_o 、 V_i 、 D 、 I_L 忽略两个微变量乘积项，得到小信号模型：

$$\Delta I_L = \frac{D \Delta V_i + V_i \Delta D - \Delta V_o}{Ls} \quad (5-159)$$

$$\Delta V_o = \Delta I_L \left(\frac{R_L}{1 + R_L Cs} \right) \quad (5-160)$$

写成复变量形式，带“^”符号的变量表示动态扰动信号：

$$\hat{i}_L(s) = \frac{D}{Ls} \hat{V}_i(s) + \frac{V_i}{Ls} \hat{D}(s) - \frac{1}{Ls} \hat{V}_o(s) \quad (5-161)$$

$$\hat{V}_o(s) = \hat{i}_L(s) \frac{R_L}{1 + R_L Cs} \quad (5-162)$$

对于功率级来说，是通过调节占空比 D 来控制电感电流。因此，把 PWM 功率级作为一个功能块，它有两个输入，一个为占空比，一个是输入电压，占空比为控制输入，控制功率级的开关动作，即控制电感电流。

电感电流取样电阻 R_s 和电感电流信号乘积即为电流取样信号，由电感电流取样信号所围成的三角形面积在周期 T 内平均值为三角形高度的一半，利用状态空间平均技术得：

$$I_L R_s = V_e - mDT - \frac{(1-D)V_o T R_s}{2L} \quad (5-163)$$

同样在式(5-167)中加干扰信号，忽略两个微变量乘积项，写成复变量形式，得：

$$\hat{i}_L(s) = \frac{V_e(s)}{R_s} - \left(\frac{m}{R_s} - \frac{V_o}{2L} \right) T D(s) - \frac{(1-D)T}{2L} V_o(s) \quad (5-164)$$

由式(5-164)可导出：

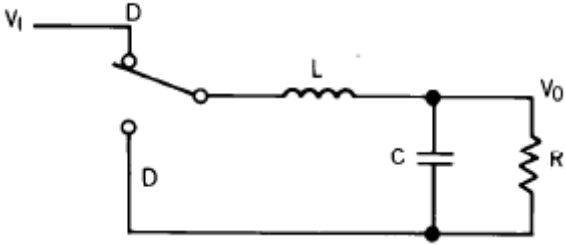


图 5-33 全桥功率变换电路主电路等效电路

$$D(s) = \frac{V_e(s) - i_L(s)R_s}{R_s T \left(\frac{m}{R_s} - \frac{V_o}{2L} \right)} - \frac{1-D}{2L \left(\frac{m}{R_s} - \frac{V_o}{2L} \right)} V_o(s) \quad (5-165)$$

带入 (5-161) 式消去 $D(s)$ 得:

$$\left(Ls + \frac{nV_i}{T \left(\frac{m}{R_s} - \frac{V_o}{2L} \right)} \right) i_L(s) = nDV_i(s) + \frac{nV_i}{TR_s \left(\frac{m}{R_s} - \frac{V_o}{2L} \right)} V_e(s) - \frac{nV_i(1-D)}{2Ls \left(\frac{m}{R_s} - \frac{V_o}{2L} \right)} V_o(s) - V_o(s) \quad (5-166)$$

由式 (5-116)、(5-162) 可得到电流内环传递函数结构图, 如图 5-34 所示。

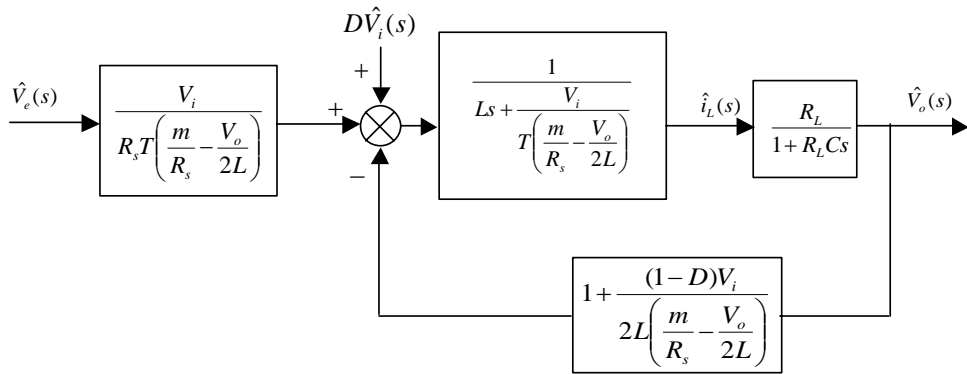


图 5-34 电流内环传递函数结构图

从图 5-38 可见, 显然 $m = \frac{V_o}{2L} R_s$ 为极点。在极点处, 反馈回路 $1 + \frac{(1-D)nV_i}{2L \left(\frac{m}{R_s} - \frac{V_o}{2L} \right)}$ 趋于 ∞ , 可

认为环路开路; 环节 $\frac{nV_i}{R_s T \left(\frac{m}{R_s} - \frac{V_o}{2L} \right)}$ 趋于 ∞ , 可认为该环节为高增益的比例环节; 环节

$\frac{1}{Ls + \frac{nV_i}{T \left(\frac{m}{R_s} - \frac{V_o}{2L} \right)}}$ 趋于 0, 该环节可等效为一小比例环节; 因此在极点处, 电流内环为一阶系统。

如果 $|Ls| \gg \frac{nV_i}{T \left(\frac{m}{R_s} - \frac{V_o}{2L} \right)}$, 即 $\left(\frac{m}{R_s} - \frac{V_o}{2L} \right) \gg 0$, $m \gg \frac{V_o}{2L} R_s$, 环节 $\frac{1}{Ls + \frac{nV_i}{T \left(\frac{m}{R_s} - \frac{V_o}{2L} \right)}}$ 可等

效为 $\frac{1}{Ls}$ ；反馈回路可等效为单位反馈；环节 $\frac{nV_i}{R_s T \left(\frac{m}{R_s} - \frac{V_o}{2L} \right)}$ 趋于 0，该环节可等效为一小比例环节，系统为由 $R_L LC$ 形成的二阶系统。

设电感电流的上升斜率为 m_1 ，下降斜率为 m_2 ，电压外环误差放大器输出电压为 V_e ，当电感电流扰动 ΔI_0 时，在下一周期求出其扰动

量 ΔI_1 ，如果 ΔI_1 小于 ΔI_0 ，可以认为系统是稳定的，如果 ΔI_1 大于 ΔI_0 ，可以认为系统是不稳定的。

如图 5-35A 所示，当占空比小于 50% 时 ($|m_2| < m_1$)，可以求出：

$$\Delta I_1 = -\Delta I_0 \left(\frac{m_2}{m_1} \right) \quad (167)$$

随着时间增加， $\Delta I \rightarrow 0$ ，即系统稳定。

当占空比大于 50% 时，如图 5-35B 所示 ($|m_2| > m_1$)，随着时间增加， $\Delta I \rightarrow \infty$ ，系统不稳定。

如图 5-35c) 所示，如果增加一个斜坡补偿，斜坡的斜率为 $-m$ ，显然这一补偿信号即可以加在 V_e 上，也可以加在

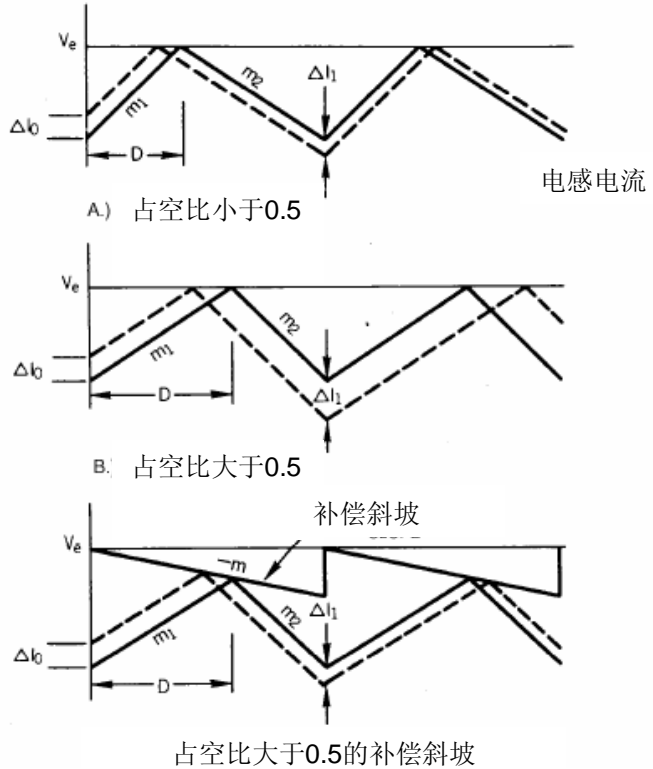


图 5-35 电流模式的变换器开环不稳定性

电感电流上。图 5-35c) 中补偿信号加在 V_e 上。此时

$$\Delta I_1 = -\Delta I_0 \left(\frac{m_2 + m}{m_1 + m} \right) \quad (5-168)$$

由于 $m_2 < 0$ ， $m_1 > 0$ ， $m > 0$ ，要保证系统稳定，必须有

$$|m_2 + m| < m_1 + m \quad (5-169)$$

当占空比增大时， m_1 减小，占空比为 100% 时， m_1 最小， $m_{1\min} = 0$ ，要使 5-169 成立有

$$m > -\frac{1}{2}m_2 \quad (5-170)$$

对于 BUCK 电路, $m_2 = -\frac{V_o}{L}R_s$, 为一常数, 由式 5-160 可知斜坡补偿信号斜率要大于电感电流下降斜率的一半。

通过上述分析, 电流控制具有快速、精确的优点, 由于峰值电流信号参与控制, 使的过载、短路保护更为有效, 整个系统的动态特性好, 适用于负载或输入电压有较大变化的情况。

当输入电压变化或由负载变化引起输出电压变化时, 都将引起电感电流变化率的改变, 使功率开关的转换时刻变化, 从而控制了功率开关的占空比。这对输入电压的变化而言, 实质上是起了前馈控制作用, 即输入电压变化尚未导致输出电压变化, 就由内环产生调节作用, 这种输入电压的前馈控制作用使得只要电流脉冲达到了预定的幅值, 脉宽比较器不经过误差放大器就能改变输出脉宽, 因此调整速度快。由于电流内环具有快速的响应, 对于电压反馈外环, 电流内环相当于一个受控放大器, 外环的瞬态响应速度仅决定于滤波电容 C 和负载性质, 所以整个系统具有快速的瞬态响应。

电流内环对整个系统来说, 滤波器 LC 对稳定性影响减小, 二阶环节的输出滤波器(LC)降低为一阶环节(C)。也就是说, 对整个系统, 只有一个与滤波电容和负载有关的惯性环节, 使得整个系统具有高度的稳定性。

从图 5-32 可见, 电感电流的峰值(或流过功率开关的电流)直接受误差放大器输出电流给定信号所控制, 所以在任何输入电压和负载的瞬态条件下, 功率开关的峰值电流被控制在一定的给定值, 所以对功率开关的电流具有限流能力。最大电流正比于限幅放大器的限幅值, 改变限幅值可改变所限制的最大电流, 同时, 由于内环可以及时地、灵敏地、准确地检测电感峰值电流或功率开关的峰值电流, 自然形成逐个脉冲电流检测, 使功率开关在输出过载甚至短路时得到保护, 同时, 也可以在设计时不必给功率开关元件留较大的余量, 使逆变器在保证可靠工作的前提下降低成本。

由于电流型 PWM 功能, 使系统的内环如同一个良好的受控电流放大器, 所以能很方便地进行并联工作, 而不需要外加均流措施, 只需将各变换器的输出端联结在一起, 使用其中一个误差放大器, 将其输出的电流给定信号加至每个变换器中电流内环比较器的输入端, 就可实现并联, 同时电流型 PWM 控制器能够自动地解决偏磁问题。

练习题

1. 以 BUCK 变换器为例, 推导电感电流连续时输入电压和输出电压、输出电容上的电压波动公式。(有推导过程)。
2. BUCK 变换器工作于连续工作模式, 电路参数如下: 输入电压 48V, $L = 250\mu H$, $Z = 2\Omega$,

工作频率 $f = 20kHz$, 占空比为 0.4;

- 1) 计算输出电压。
- 2) 画出电感电流波形。
- 3) 确定输出电压为多少时变换器工作于断续模式。
- 4) 计算输出纹波电压。
3. BUCK 变换器输入电源电压 24V, 等效内阻 0.02Ω , 输出电压 5V, 电流 100A, 计算占空比。
4. Boost 变换器工作于连续工作模式, 电路参数如下: 输入电压 5V, $L = 250\mu H$, $Z = 20\Omega$, $C = 470\mu F$, 工作频率 $f = 20kHz$, 占空比为 0.4;

- 1) 计算输出电压。
 - 2) 画出电感电流波形。
 - 3) 确定输出电压为多少时变换器工作于断续模式。
 - 4) 计算输出纹波电压。
5. 采用 90V 直流电源作为 150V 的电池充电器的输入，采用 Boost 变换器，工作与连续方式，工作频率为 50KHz，1) 计算当输出电流为 50A、电流纹波小于 100mA 的电感值。2) 计算如入保险的额定值。
6. 为什么反激式变换器输出负载不能开路？
7. 简述 BUCK-BOOST 电路和 CUCK 电路的异同点。
8. 比较线性调节和开关调节的异同。
9. 比较电压型和电流型 PWM 控制器的异同，MOSFET、IGBT 的应用对 DC-DC 变换器的影响。
10. Buck-Boost 变换器工作于连续工作模式，电路参数如下：输入电压 12V， $L = 250\mu H$ ， $Z = 20\Omega$ ， $C = 470\mu F$ ，工作频率 $f = 20kHz$ ，占空比为 0.7；
- 1) 计算输出电压。
 - 2) 画出电感电流波形。
 - 3) 确定临界电感值。
 - 4) 计算输出纹波电压。
11. 全桥 DC-DC 变换器(图 5-29)，输出电压 12V，输入电压在 15~40V 变化，开关频率 $f = 100kHz$ ，计算占空比调节范围，假设各功率管、二极管为理想器件。
12. 设计一 DC-DC 变换器，输入电压为 $12V \pm 10\%$ ，输出电压为 48V，输出额定电流为 $I = 10A$ ，纹波 $v_{p-p} \leq 480mV$ ，开关频率 $f = 100kHz$ ，输入输出隔离。