

非隔离型直流/直流变换器

非隔离型 DC/DC 变换被广泛使用,并在拓扑结构和效率方面表现出优势。随着现代生活中直流负载利用量和直流发电量的增加,其应用占比也越来越多。为了支持非隔离型 DC/DC 变换,已经研发了大量的拓扑结构,其中著名的包括 Buck、Boost、Buck-Boost、Ćuk 和 SEPIC 电路。Ćuk 电路是根据发明者的姓氏命名的,而 SEPIC 的全称是单端初级电感变换器。图 3.1 根据输入到输出的电压变换比进行分类,可以得到降压、升压或升降压三大类。电感在上述拓扑中起着重要作用,这与开关电容型变换器不同。

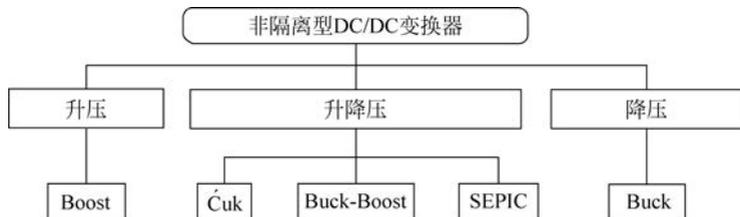


图 3.1 常见的非隔离型 DC/DC 变换器及分类

上述拓扑遵循“基于高速开关的无损耗功率变换”的理念,运行中的电压变换比取决于给定的控制信号,控制信号通常为脉宽调制(PWM,简称脉宽)信号,使有源开关导通或关断,改变 PWM 信号的占空比可以实现输出电压的改变。

3.1 脉宽调制

PWM 是一种产生脉冲信号的系统方法,用于控制功率半导体的开/关切换和功率流动的大小。信号应按频率和脉宽所指定的时序进行调节。PWM 信号可以由数字微控制器或模拟电路产生,它们一般遵循相同的比较机制和原理。图 3.2(a)说明了使用比较器形成 PWM 信号的机制。

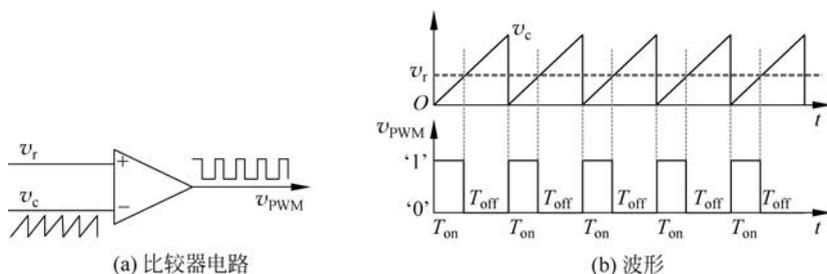


图 3.2 比较器电路和波形

3.1.1 模拟脉宽调制

比较器是一种电子设备,它对两个输入信号,即载波信号和参考信号进行比较,并产生其输出信号。载波 v_c 通常是具有特定频率和幅值的锯齿波或三角波信号,如图 3.2(b)所示。参考信号 v_r 与载波信号进行比较,以便比较器输出一系列脉动信号。PWM 的输出通常称为逻辑标签,“1”或“0”分别表示开关管的“开通”或“关断”。增加或减小 v_r 的幅值可以增加或减小 PWM 输出的脉宽。PWM 信号的关键参数包括用来表示脉宽及开关频率的占空比大小和开关周期。通态占空比定义为每个时间周期内非零脉冲宽度的百分比,在稳态

下用 D_{on} 表示。如图 3.2(b)所示,其数学表达式为 $D_{on} = \frac{T_{on}}{T_{sw}}$,其中 $T_{sw} = T_{on} + T_{off}$ 是开关周期,其由载波信号 v_c 的频率所决定。在导通期间,在其调制下的功率开关将会传导电流。断态占空比定义为每个周期中零脉宽的百分比,在稳态下用 D_{off} 表示,其数学表达式为 $D_{off} = \frac{T_{off}}{T_{sw}}$,在关断状态期间功率开关不应有电流通过。

PWM 信号可由用于实验测试、频率和占空比可调的函数发生器生成。在模拟电路应用领域,IC555 定时器曾广泛作为电子产品中的延时和 PWM 发生器。最新的集成电路如 LTC6992 可以通过编程来更容易地产生 PWM,载波信号在 IC 内部产生以实现可编程开关频率。参考信号被外接,以反映输出脉冲信号的所需占空比。根据实际实施的情况,PWM 逻辑信号可分为 1.5~18V 的电压等级。在仿真中,可以通过 Simulink 构建 PWM 发生器,如图 3.3 所示。载波信号 v_c 可以由 Simulink 模块生成,从而产生可设置开关频率和波峰幅值的控制信号时序。模型的输入是参考信号 v_r ,它控制 PWM 以生成所需的占空比,输出端口显示为“PWM”,它提供具有特定频率和调制脉宽的脉冲波形。

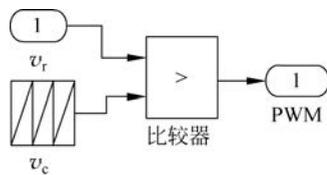


图 3.3 PWM 模拟模型

3.1.2 数字脉宽调制

微处理器普及后,系统的时钟脉冲可通过对数字计数器进行编程而进行计数。当计数值达到其编程值时,计数器缓冲区可以重置为零。计数器的计时次数代表一个开关周期,与特定的频率相关。当作为参考值的数字与计数器的输出进行比较时,可以生成占空比和频

率可编程调节的 PWM 信号。图 3.4 所示的案例给出了一个用于示范的分辨率很低的 PWM 信号。它对时钟信号的计数从 0~7, 然后复位到零, 这相当于形成了一个载波信号。

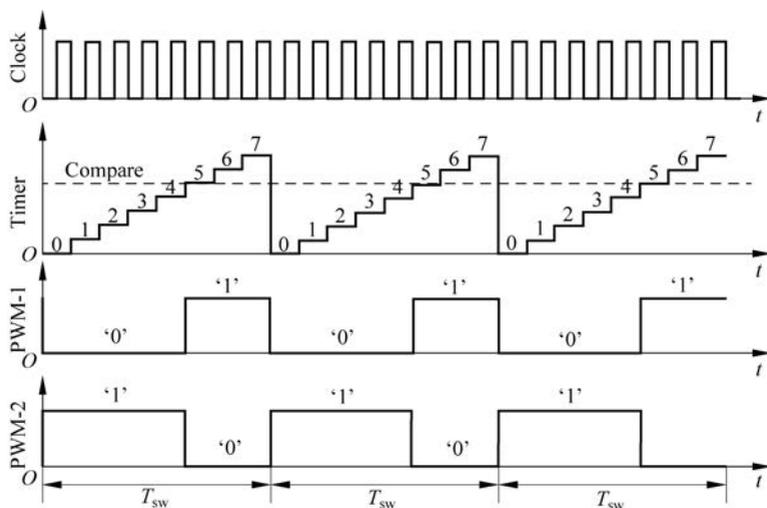


图 3.4 数字化 PWM 的演示

图 3.4 中, 当时钟周期为 T_{clock} 时, 表示载波频率的周期固定为 $8T_{\text{clock}}$, 符号为 T_{sw} 。参考值被设置为 5, 并在每个时钟周期内与计数器值进行比较。通过比较所产生的 PWM 信号如图 3.4 中 PWM-1 和 PWM-2 所示。参考值 5 使 PWM-1 信号所显示的通态占空比 $D_{\text{on}} = 37.5\%$, 断态占空比 $D_{\text{off}} = 62.5\%$ 。PWM-2 信号与 PWM-1 信号相反, 其所显示的通态占空比 $D_{\text{on}} = 62.5\%$, 断态占空比 $D_{\text{off}} = 37.5\%$ 。当参考值在 0~8 范围内变化时, 占空比也随之改变。上述的案例表明, 占空比可以按 0%、12.5%、25%、37.5%、50%、62.5%、75%、87.5% 和 100% 离散步长进行调制。占空比的分辨率只有 1/8 或 12.5%, 这对于实际执行情况来说太低了。现代的微控制器通常提供 16 位或 32 位计数器, 可以针对 PWM 对其进行编程。变换器的设计应明确规定开关频率, 即 f_{sw} 。当定点微控制器所显示的时钟频率为 f_{clock} 时, 可以对计数器进行编程以将时钟计数到 N_C 的整数, 然后重置为零。 N_C 的值由下式中 f_{clock} 与 f_{sw} 的比值所确定:

$$f_{\text{clock}} = (N_C + 1) \times f_{\text{sw}} \quad \text{或} \quad N_C = \frac{f_{\text{clock}}}{f_{\text{sw}} - 1} \quad (3.1)$$

当 $f_{\text{clock}} \gg f_{\text{sw}}$ 时, N_C 的值越大, $\frac{1}{N_C + 1}$ 所表示的占空比的分辨率就越高。在许多情况下, 需要高性能的微控制器来满足高频 PWM 和高分辨率这两个要求。例如, 根据式 (3.1), 当占空比分辨率为 0.1% 且 $f_{\text{sw}} = 500\text{kHz}$ 时, 计数器的时钟频率应为 500MHz 或者更高。

3.2 运行状态

功率变换器的电压和电流是响应各种负载情况的变量。由于开关的运行, 电压、电流和功率的波形中通常会出现纹波。当某个功率变换器在一定时间内达到平衡状态时, 便可以

确定其进入稳态。暂态是指从一种稳态到另一种稳态的短时间过渡,其原因主要来自输入电压的变化、控制信号的变化以及负载条件的变化。变换器的启动可以看作是变换器系统进入第一稳态前的过渡阶段的一种特殊情况。

3.2.1 稳态

在电力电子变换器中,稳态指的是平衡状态,可以是短时的,也可以是长时间的。图 3.5 给出了一个示例,显示了电感电流 i_L 和电容电压 v_C 的波形。变换器的暂态过程被定义为 $0 \sim 0.1\text{ms}$,这是因为在此时间段变换器启动以及其电压和电流的变化显著。尽管 i_L 和 v_C 的纹波清晰可见,变换器的运行情况还是可看作从 0.1ms 开始进入稳定状态并保持到 0.5ms 。在稳态下,纹波一般均匀分布,在 $0.1 \sim 0.5\text{ms}$ 的每个周期中, i_L 和 v_C 的平均值都是恒定的,如图 3.5 所示。理想的电感和电容只吸收与释放能量,而没有任何功耗。而满足以下条件的 DC/DC 变换器可以检测到其稳态:

- (1) 波纹是周期性的,且振幅恒定。
- (2) 电路中通过电感器的平均电流在每个纹波周期中保持恒定,在多个周期中保持不变。
- (3) 电路中通过电容器的平均电压在每个纹波周期中保持恒定,在多个周期内保持不变。

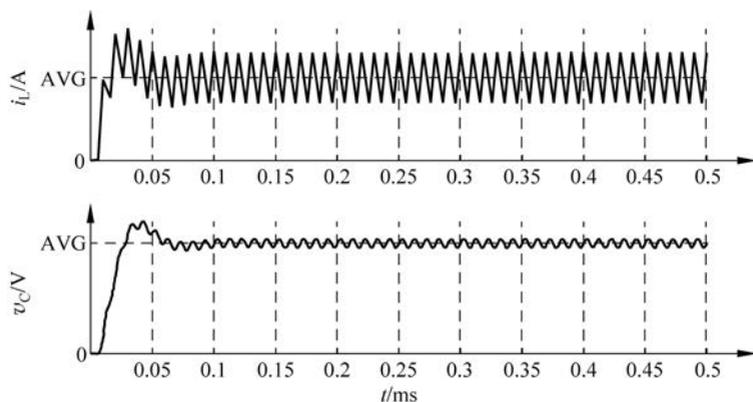


图 3.5 开关电源应用中的稳态示意图

稳态可以是短期的,也可以是长期的,但必须满足上述条件并有一个预定期限。电感电流或电容电压的纹波幅值和变化关系到稳态分析与电路设计。在每个周期内,电感电流 i_L 增加量和减少量的一致性通常是确定变换比和分析功率变换器稳态特性的基础。稳态分析可以从额定功率、电压和电流开始,而这些参数应在变换器规格中预先确定。

3.2.2 额定运行状态

功率变换器可以在各种功率、电压和电流条件下工作,指定变换器的额定工作状态(NOC)作为设计和分析的参考是非常重要的。对于非隔离式 DC/DC 变换器,其 NOC 可由表 3.1 中列出的参数定义,该规范成为稳态分析和电路开发的起点与规范。

表 3.1 额定稳态工作条件

| 参数符号 | 单位 | 说明 |
|-----------------------|----|--------------|
| P_{norm} | W | 额定功率 |
| V_{in} | V | 额定平均输入电压 |
| V_{o} | V | 额定平均输出电压 |
| I_{L} | A | 额定平均电感电流(可选) |
| f_{sw} | Hz | 开关频率 |
| ΔI_{L} | A | 电感电流的额定变化量 |
| ΔV_{C} | V | 电容电压的额定变化量 |

3.3 降压型变换器

降压型(Buck)变换器是最常见的非隔离型 DC/DC 拓扑结构。拓扑的演变过程由无损功率变换的开关机制进行模拟,如图 3.6 所示。通过单刀双掷(SPDT)继电器定时连接“AC”或“BC”控制能量流动。通过开关的通/断操作,电压信号 v_{sw} 是脉动的,“AC”连接时 v_{sw} 为高电压,“BC”连接时 v_{sw} 为零。

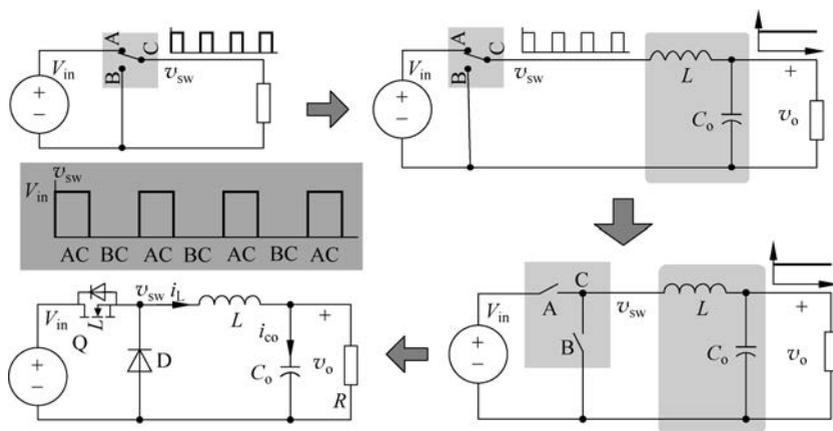


图 3.6 降压型变换器的无损开关概念及发展

在 2.7 节中讨论了 LC 电路的低通滤波特性,表明了 LC 电路对高频信号的衰减能力。如图 3.6 所示,在负载前级添加 LC 滤波器以减轻 v_{sw} 的纹波并实现负载端电压 v_{o} 的平滑。SPDT 开关被两个功率半导体开关所取代,以在高频下执行相同的开关操作。有源开关 Q 由施加的 PWM 信号控制,以获得所需的电流和所需的输出电压 v_{o} 。续流二极管(D)是一个无源开关,可自动充当“BC”连接,并允许电感电流在 Q 关断状态期间保持电感电流的流路径。否则,由于 $L \frac{di_{\text{L}}}{dt}$ 的影响, i_{L} 的突然中断会产生明显的电压尖峰。图 3.7 显示了使用不同类型功率半导体进行开关操作的一系列降压变换器。功率半导体的选择应根据不同电压等级的最佳匹配来进行,以实现高效率和低成本,具体参考 2.3.5 节中的讲解。

IGBT 成为实现中压或高压的普遍选择,这表明 IGBT 适用于较高的额定电压。对于低压应用,根据损耗分析、开关速度和成本效益,可以选择 IGBT 或 MOSFET。由于损耗低、功率密度高和开关速度高, MOSFET 在 ELV 应用中占主导地位,如便携式设备的电源。MOSFET 的两象限电流特性可以替代二极管来满足续流要求并最大限度地减少导通损耗。MOSFET 的导通状态由等效电阻 $R_{ds(on)}$ 表示,允许电流在续流状态期间选择损耗最低的路径。这种拓扑通常称为“同步降压”变换器,因为低压侧的 MOSFET,即图 3.7 所示 Q_L ,作为同步整流器与有源开关 Q_H 的通/断状态互补,图 3.7 中两个开关不应同时处于导通状态,否则会引起短路。

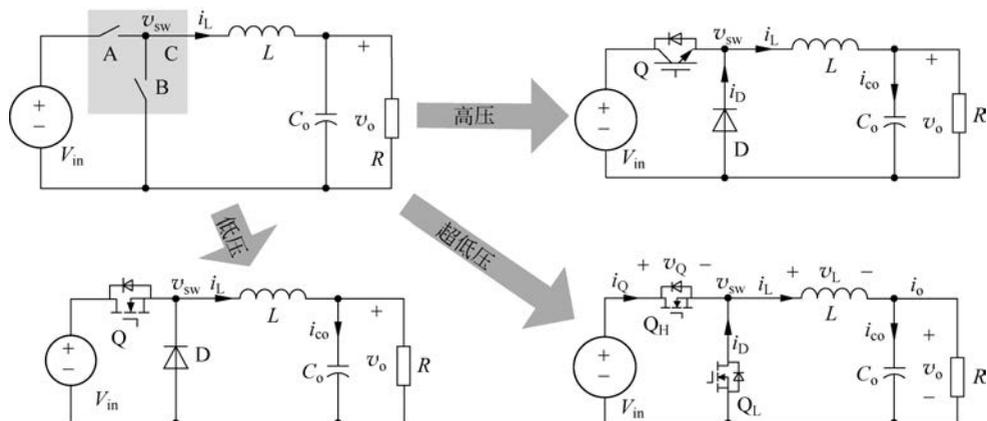


图 3.7 针对不同的电压等级降压电路采用不同的电源开关

3.3.1 稳态分析

在稳定状态下, i_L 和 v_o 的平均值在每个开关周期中都是恒定的。电流或电压的变化指的是由开/关以及与无源元件的相互作用引起的波纹。下面从传统的降压拓扑开始进行稳态分析,如图 3.8(a)所示。

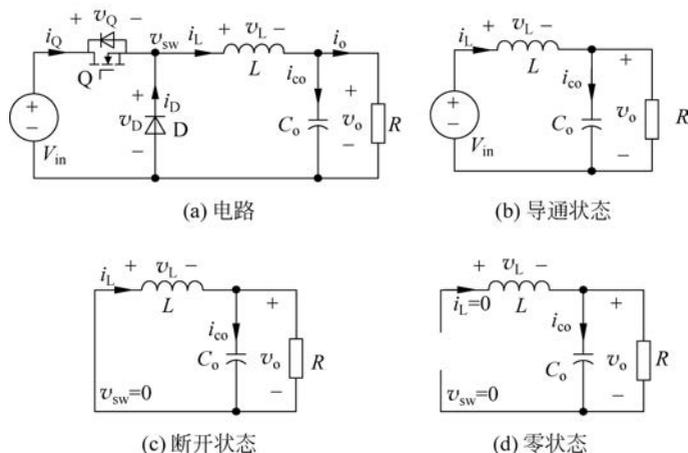


图 3.8 Buck 变换器

当有源开关 Q 导通时,开关节点上的电压连接到电压源,并由于 $v_{sw} = V_{in}$ 而使得续流二极管反向偏置,如图 3.8(b)的等效电路所示。由于 $v_L = V_{in} - v_o > 0$ 和 $\frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L}$,电感电流 i_L 将会增加。图 3.9 给出了 v_{sw} 、 v_L 和 i_L 的稳态波形,该阶段用 T_{on} 或 T_{up} 来表示,如图 3.9 所示,称为有源开关的“导通状态”或电感电流的“上升状态”。当有源开关 Q 关闭时,电感电流 i_L 由于 $v_L = L \frac{di_L}{dt}$ 的影响迫使二极管正向偏置以导通。等效电路如图 3.8(c) 所示,其与电压源断开连接。由于 $v_L = -v_o < 0$ 和 $\frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L}$,电感电流 i_L 将会减小。存储的磁能被释放以向负载 R 供电,并维持电容器两端的电压 v_o 。该阶段表示为 T_{off} 或 T_{down} ,如图 3.9 所示,称为有源开关 Q 的“关闭状态”或 i_L 的“下降状态”。

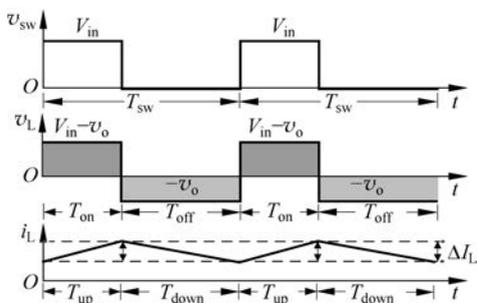


图 3.9 连续导通模式下的稳态波形

根据稳态的定义, i_L 的平均值在每个开关周期 T_{sw} 中是相等的,如图 3.9 所示。 i_L 的上升幅度等于下降纹波,标记为 ΔI_L 。 ΔI_L 值一般为稳态时电感电流纹波的峰-峰值。在离散时域内,开关 Q 导通期间电感电流的增加量为

$$L \frac{\Delta I_L}{T_{on}} = V_{in} - v_o \Rightarrow +\Delta I_L = \frac{V_{in} - v_o}{L} T_{on} \quad (3.2)$$

开关 Q 关断期间电感电流的减少量为

$$-L \frac{\Delta I_L}{T_{down}} = -v_o \Rightarrow -\Delta I_L = \frac{-v_o}{L} T_{down} \quad (3.3)$$

结合式(3.2)和式(3.3),由电感电流的纹波相等推得降压变换器在稳态下的电压变换比为

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{down}} \quad \text{或} \quad V_o = V_{in} \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{down}} \quad (3.4)$$

式中: V_o 为输出电压的平均值,它在稳定状态下是恒定的。电压大小取决于 T_{on} 、 T_{down} 的时间占比和 V_{in} 。

3.3.2 连续导通模式

有源开关 Q 在每个开关周期内工作在导通状态或关断状态,并且 $T_{on} + T_{off} = T_{sw}$,如图 3.9 所示。 T_{sw} 表示与开关频率 f_{sw} 相对应的一个开关周期。在连续导通模式(CCM)

下,电感电流在稳定状态下总是大于零且不会饱和。当二极管用作降压变换器中的低压侧开关时,使用专业术语“连续导通模式”,如图 3.8(a)所示。按照 i_L 的波形,分别根据 i_L 的增加和减少来定义电感电流的上升状态和下降状态。上升阶段和下降阶段标记为 T_{up} 和 T_{down} ,如图 3.9 所示。因此,连续导通模式时 $T_{on} = T_{up}$ 和 $T_{off} = T_{down}$,表明 $T_{down} = T_{sw} - T_{on}$ 。根据式(3.4),电压变换比可以用 CCM 时的通态占空比表示,即

$$\frac{V_o}{V_{in}} = D_{on} \quad (3.5)$$

式中: D_{on} 为 Q 在稳态时的通态占空比,用 $D_{on} = \frac{T_{on}}{T_{sw}}$ 表示。

在连续导通模式下,电压变换比与 PWM 的通态占空比成正比,与负载条件无关。稳态分析表明降压变换器因为 $D_{on} \leq 1$ 和 $V_{in} > V_o$,所以降压变换器具有降压的电压变换特性。

3.3.3 断续导通模式

断续导通模式(DCM)发生的原因是二极管只允许电流在一个方向上传导。在断续导通模式中,稳态下的电感电流在每个开关周期内的一段时间内为零。在断续导通模式下,两个开关在开关周期内的一段时间均处于关闭状态。图 3.10 说明了当变换器的工作模式进入 DCM 时 v_{sw} 、 v_L 和 i_L 的稳态波形。

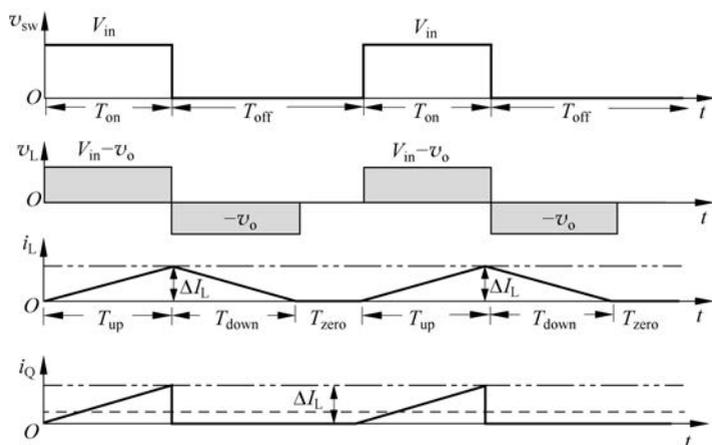


图 3.10 断续导通模式下的稳态波形

按照 i_L 的波形,在电流的上升和下降状态之后增加了“电流的零状态”并用 T_{zero} 表示。在关断期间 T_{off} ,存储的电感能量完全释放,使得 $i_L = 0$ 和 $v_L = 0$,并导致电流的零状态 T_{zero} 。二极管停止导通并断开连接,如图 3.8(d)的等效电路所示。与 CCM 不同的是,DCM 的数学表达式变成 $T_{off} = T_{down} + T_{zero}$, $T_{off} \neq T_{down}$ 。因此,变换器的电压变换比与式(3.5)不同,通态占空比 D_{on} 不再直接代表 DCM 中的电压变换比。稳态分析依据图 3.10 中的电感波形,从而得到和式(3.2)和式(3.3)相同的数学表达式。电压变换比与式(3.4)相同,但是, T_{down} 和 T_{zero} 的时间占比在关断期间 T_{off} 内变得未知。DCM 是由于电流的上升状态下 L 内部所存储的能量不足造成的,与纹波峰-峰值相比,DCM 时的电感电流更小,如图 3.10 所

示。DCM 时可以用 $\text{AVG}(i_L) < \frac{\Delta I_L}{2}$ 表示, 其中 $\text{AVG}(i_L)$ 取决于稳态负载条件。当忽略损耗时, 输入与输出之间的功率平衡导致

$$V_{\text{in}} \times \text{AVG}(i_Q) = \frac{V_o^2}{R} \quad (3.6)$$

式中: $\text{AVG}(i_Q)$ 为输入电流 i_Q 的平均值。平均电流可以表示为

$$\text{AVG}(i_Q) = \frac{\Delta I_L \times T_{\text{on}}}{2T_{\text{sw}}} \quad (3.7)$$

在 DCM 时, i_Q 在通态前的初始值为零, 如图 3.10 所示。因此, 电流变化量可以由下式得到

$$\Delta I_L = \frac{V_{\text{in}} - V_o}{L} T_{\text{on}} \quad (3.8)$$

由式(3.6)~式(3.8)的约束可得标准二次方程为

$$\underbrace{(2T_{\text{sw}}L)}_a V_o^2 + \underbrace{(V_{\text{in}}RT_{\text{on}}^2)}_b V_o + \underbrace{(-V_{\text{in}}^2RT_{\text{on}}^2)}_c = 0 \quad (3.9)$$

通过求解式(3.9)可以得到输出电压的平均值 V_o 。式中的参数包括 T_{sw} 、 T_{on} 和负载电阻 R , 以及稳态下的其他常数。 T_{sw} 和 T_{on} 的值可通过 PWM 的生成获知。输出电压依赖于 DCM 时的负载情况, 这与 CCM 的电压确定不同。当 V_o 确定时, 导通时间和占空比也可以由下式确定以进行电压调节:

$$T_{\text{on}} = \sqrt{\frac{2T_{\text{sw}}LV_o^2}{V_{\text{in}}^2R - V_{\text{in}}V_oR}} \Rightarrow D_{\text{on}} = \frac{T_{\text{on}}}{T_{\text{sw}}} \quad (3.10)$$

3.3.4 临界导通模式

尽管在大多数情况下 CCM 是高功率密度类 Buck 变换器的首选, 但是负载电流过低时变换器会运行于 DCM。负载的变化通常会引起变换器在 CCM 和 DCM 之间切换, 而临界导通模式(BCM)是区分 DCM 和 CCM 的关键条件。BCM 的波形如图 3.11 所示, 这是 CCM 的一种特殊情况, 因为 i_L 的波形在一个开关周期内仅在开关管导通时刻为零。因此, 稳态电压变换比与 CCM 相同, 由式(3.4)或式(3.5)表示。按照图 3.11 中的波形, 当稳态负载电流等于式(3.11)所表示的临界值时, 就会发生 BCM。峰间值 ΔI_L 可以由下式确定:

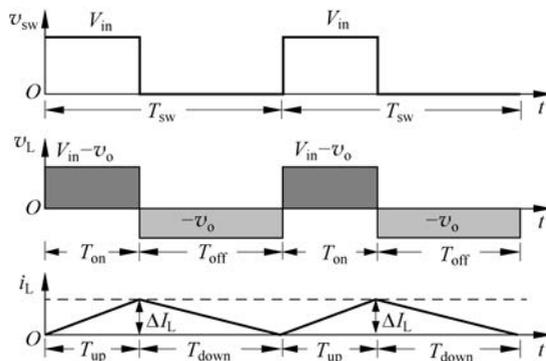


图 3.11 临界导通模式下的稳态波形

$$I_{\text{crit}} = \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.11)$$

稳态时, i_L 的平均电流等于负载电流的平均值 i_o , 根据这一特性可以确定临界条件, 如果 $\text{AVG}(i_o) \geq I_{\text{crit}}$, 则变换器可以维持在 CCM。阻性负载时, 负载电阻的临界值由 $R_{\text{crit}} = V_o / I_{\text{crit}}$ 计算得到, 其中 V_o 由式(3.5)确定。当阻性负载状态变为 $R > R_{\text{crit}}$ 时, 变换器的运行状态进入 DCM, 其中 V_o 不再与通态占空比 D_{on} 成正比。

3.3.5 电路设计与案例研究

图 3.12 显示了在 CCM 时设计 DC/DC 变换器的工作流程。明确变换器的规格参数是设计过程的第一步(表 3.2); 第二步应根据 D_{on} 和 T_{on} 确定额定调制参数以运行变换器; 然后, 根据额定工作状态确定无源元件, 从而确定电感 L 值和电容 C_o 值。确定 BCM 中的临界负载的条件, 因为它是 CCM 和 DCM 之间的分界点。变换器的设计在数值仿真后结束, 仿真的目的是验证变换器的设计及规格。设计理念得以证明后, 可继续进行样机实施和实验测试。

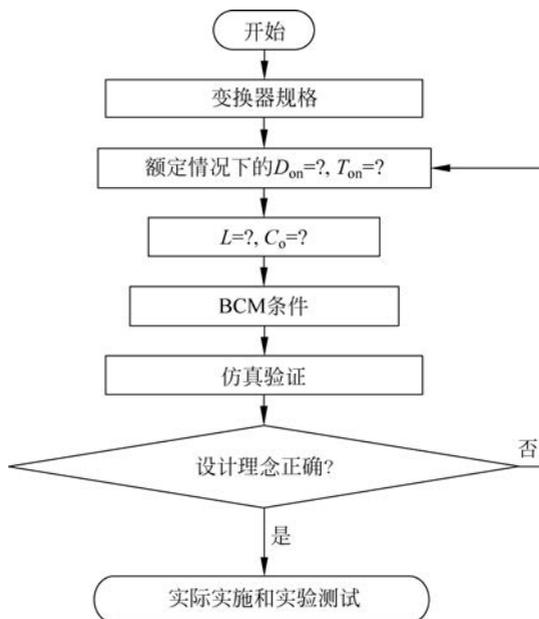


图 3.12 DC/DC 变换器的设计流程

本次的案例研究是设计一个支持 5V 负载的 Buck 变换器, 例如来自汽车电源的 USB 供电设备。表 3.2 给出了从 12V 降压到 5V 的变换器规格参数。其额定工作模式基于 CCM, 电路拓扑如图 3.8(a) 所示。按照表 3.2 中的规格参数和稳态分析, 在 CCM 中可以直接确定以下参数:

$$D_{\text{on}} = \frac{V_o}{V_{\text{in}}} \approx 41.67\%$$

$$T_{\text{on}} = \frac{D_{\text{on}}}{f_{\text{sw}}} = 8.33(\mu\text{s})$$

$$L = \frac{V_{in} - V_o}{\Delta I_L} T_{on} = 292(\mu\text{H})$$

表 3.2 Buck DC/DC 变换器的规格

| 参数符号 | 单位 | 说明 | 参数值 |
|-------------------|-----|------------|------|
| P_{norm} | W | CCM 下的额定功率 | 5 |
| V_{in} | V | 额定输入电压 | 12 |
| V_o | V | 额定输出电压 | 5 |
| f_{sw} | kHz | 开关频率 | 50 |
| ΔI_L | A | 电感电流的额定变化量 | 0.2 |
| ΔV_o | V | 电容电压的额定变化量 | 0.05 |

在稳定状态下, i_L 和 i_o 的平均值相等, 以保持 v_o 的平均值恒定。然而, 由于 i_L 上下波动, v_o 存在纹波。因此, 表 3.2 中 v_o 的稳态纹波为确定电容 C_o 值提供了指导。其变化量表示如下:

$$C_o \frac{dv_o}{dt} = i_L - i_o \quad \text{或} \quad C_o \frac{dv_o}{dt} = i_L - \frac{v_o}{R} \quad (3.12)$$

图 3.13 说明了 v_o 的上升或下降取决于 i_L 和 i_o 之间的差异。在额定工作条件下, 电感电流的平均值可以确定为 $\frac{P_{\text{norm}}}{V_o} = 1(\text{A})$ 。当 i_L 的瞬时值大于 $\frac{v_o}{R}$ 时, 电压 v_o 从最低上升到最高。变换器的规格参数显示 v_o 的峰-峰值纹波定义为 0.05V 或 $1\%V_o$, 相对纹波百分比明显低于 i_L 额定值的 20% 。因此, 下面用 i_L 的平均值来表示负载电流进行分析。在 i_L 的瞬时值高于平均值 $\text{AVG}(i_L)$ 期间, 多余的能量给电容器 C_o 充电, v_o 增加并进行能量存储, 如图 3.13 所示。电容器电流 i_{co} 在稳态时均值为零, 其中峰间纹波与 ΔI_L 相同。如图 3.13 所示, 在每个半开关周期内, v_o 从谷值增加到峰值。在每个半周期内, v_o 的下降幅值与 ΔV_o 一致, 使稳态下 v_o 的平均值为常数。根据能量平衡关系, 每个半周期交换的能量用下式表示:

$$\frac{C_o V_{\text{top}}^2}{2} - \frac{C_o V_{\text{bot}}^2}{2} = V_o \int_0^{T_{sw}/2} i_{co}(t) dt \quad (3.13)$$

式中: V_{top} 、 V_{bot} 分别为 v_o 的最高和最低峰值。进一步推导可得

$$C_o \times \underbrace{(V_{\text{top}} - V_{\text{bot}})}_{\Delta V_o} \times \underbrace{\frac{V_{\text{top}} + V_{\text{bot}}}{2}}_{V_o} = V_o \underbrace{\left(\frac{1}{2} \frac{\Delta I_L}{2} \frac{T_{sw}}{2} \right)}_{\text{三角形面积}} \quad (3.14)$$

其中等式两侧的 V_o 可以对消。因此, 输出电容的大小可以通过 f_{sw} 、 ΔI_L 和 ΔV_o 的稳态额定参数来确定, 即

$$C_o = \frac{\Delta I_L}{8 f_{sw} \Delta V_o} \quad (3.15)$$

临界负载条件是 CCM 和 DCM 之间的边界。当负载电流低于电流临界值时, 工作状态进入基于图 3.8(a) 所示的降压变换器电路的 DCM。根据表 3.2 中的规格参数, BCM 的条件可由式 (3.11) 推导出 $I_{\text{crit}} = 0.1\text{A}$ 。当考虑阻性负载时, 由负载电阻 $R_{\text{crit}} = 50\Omega$ 表示临界负载条件。

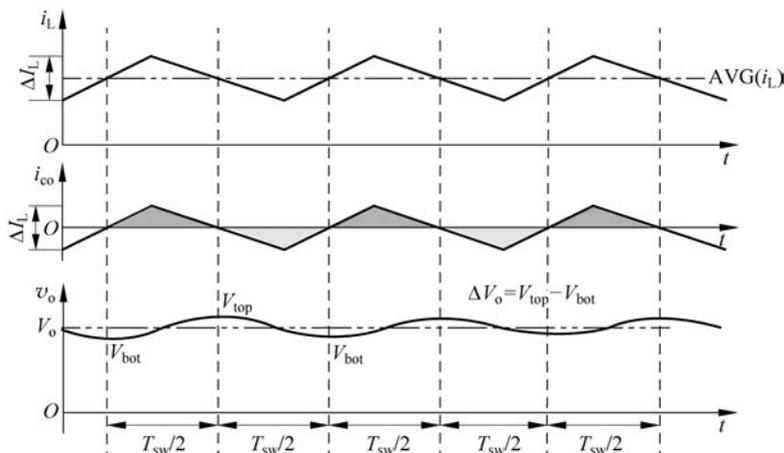


图 3.13 CCM 下 Buck 变换器的稳态波形

3.3.6 仿真与概念验证

Buck 变换器的原理很简单,即开关管控制电流运行在受控范围,而 LC 滤波电路将高频方波电压转换成规定大小的电压和要求的波形质量。当考虑输入 v_{sw} 和输出 v_o 之间的电压关系时,可以参考 2.7 节中讨论的低通滤波特性。由式(2.8)和式(2.9)可以推导出以下积分函数来模拟 LCR 电路:

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{sw} - v_o \Rightarrow i_L = \frac{1}{L} \int (v_{sw} - v_o) dt \quad (3.16)$$

$$C_o \frac{dv_o}{dt} = i_L - i_o \Rightarrow v_o = \frac{1}{C_o} \int (i_L - i_o/R) dt \quad (3.17)$$

由式(3.16)和式(3.17)可以建立 LCR 电路的 Simulink 模型,如图 3.14 所示。输入电压表示为 v_{sw} ,它与高频纹波耦合。输出电压用 v_o 表示,经过 LC 滤波后将会变得平滑。电感电流 i_L 是模型中用于说明和分析的相互关联变量。

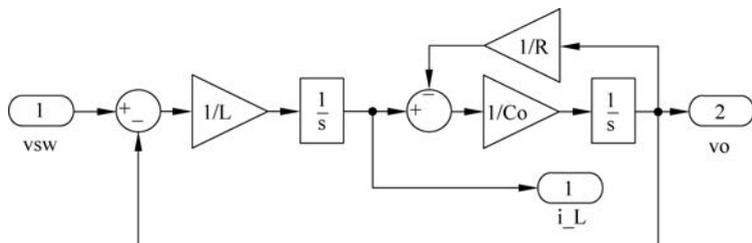


图 3.14 LCR 电路的 Simulink 模型

图 3.15 构建了一个 Buck 变换器的 Simulink 模型,该模型是没有考虑损耗的理想降压变换器。在应用续流二极管时,电感电流仅能单向流动。将积分器的下限赋值为 0,使 $i_L \geq 0$,以表示 DCM 中 i_L 的饱和值。利用 Simulink 中的 SPDT 开关模拟双开关桥的开关机理。该模型包括三个输入,分别是开关的 PWM 指令信号、输入电压 V_{in} 和输出电流 i_o 。图 3.8

所示的负载电阻不在模型范围内,按照 $i_o = \frac{v_o}{R}$ 来灵活地控制负载的变化。该模型输出两个重要信号,即电感电流 i_L 和输出电压 v_o 。建立一个图 3.16 所示的集成模型,包括 PWM 发生器、DC/DC 降压变换器和负载单元的子系统。PWM 的占空比和负载电阻可以通过编程实现模型仿真。

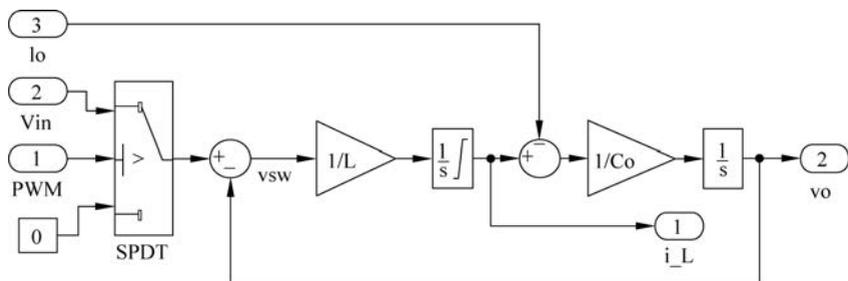


图 3.15 Buck 变换器功率系统的 Simulink 模型

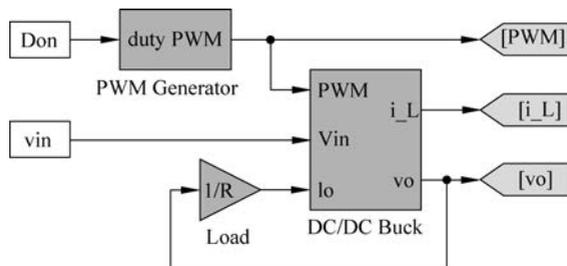


图 3.16 集成了负载和 PWM 发生器的 Buck 变换器的 Simulink 模型

根据表 3.2 所列的规格参数对方案设计进行仿真验证,并在稳态下验证以下参数:

- (1) 当 PWM 的占空比为 41.67% 时, $V_o = 5\text{V}$ 。
- (2) 根据 L 的设计值, $\Delta I_L = 0.2\text{A}$ 。
- (3) 根据 C_o 的设计, $\Delta V_o = 0.05\text{V}$ 。

图 3.17 为 i_L 和 v_o 的模拟波形,施加 PWM 时,电流和电压从零开始并在 0.4ms 内达到稳态。稳态结果表明,当通态占空比为 41.67% 时,系统的 v_o 和 i_L 的平均值分别为 5V 和 1A,符合变换器规格要求。根据 5W 额定功率的工作条件,负载电阻为 5Ω。图 3.18 提供了开关周期内 i_L 和 v_o 的峰-峰值纹波图形,仿真结果测得 $\Delta I_L = 0.2\text{A}$ 和 $\Delta V_o = 0.05\text{V}$,与规格参数相符。根据稳态分析,当 $R = R_{\text{crit}} = 50\Omega$ 或 i_o 的平均电流为 0.1A 时,变换器的工作状态进入 BCM。仿真通过将负载电阻赋值为 R_{crit} 来验证变换器的工作状态,图 3.19 说明了 CCM 的特殊情况即 BCM,其中输出电压与 CCM 时的输出电压值相同,所测得电感电流在每个开关周期中在 0~0.2A 的范围内变化。另一个仿真案例所遵循的通态占空比相同,但负载条件改变了,即 $R_{\text{crit}} < 100\Omega$,图 3.20 给出了 DCM 时的 i_L 和 v_o 的稳态波形。 v_o 的平均值为 6.36V,高于规格参数,该数值可以通过求解式(3.9)中的函数关系得到,对应于 41.67% 的通态占空比。要重新输出 5V,根据式(3.10)应将占空比调

整为 29.46%。实例分析表明,数值仿真是一种有效的工具,可以根据额定工况的规格参数和期望值来验证关于变换器的概念性设计。该方法也可有效地验证变换器在 BCM 和 DCM 时的工作状态。图 3.12 所示的设计流程是通用的,可以应用于其他 DC/DC 变换器的设计。

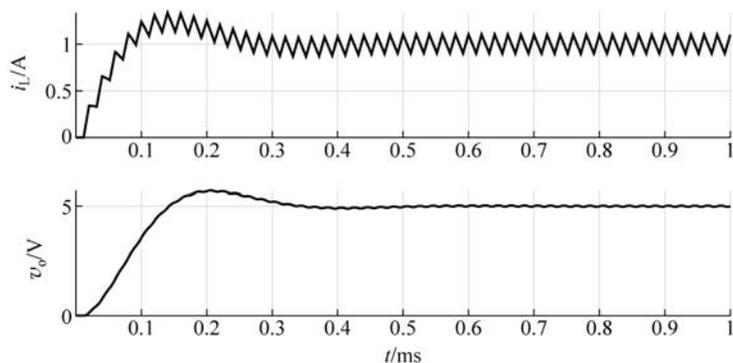


图 3.17 额定功率运行时的仿真结果($R=5\Omega$)

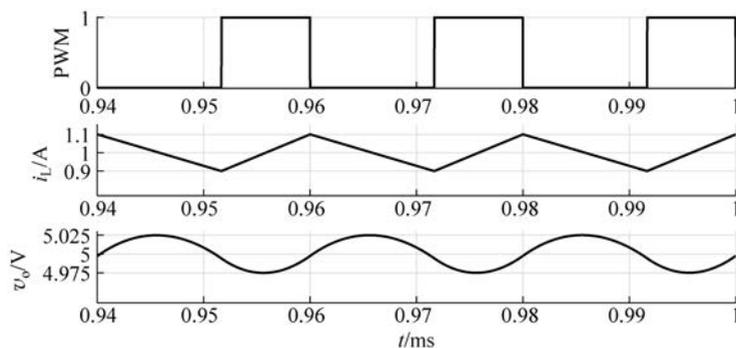


图 3.18 额定功率运行时用于检验纹波的仿真结果

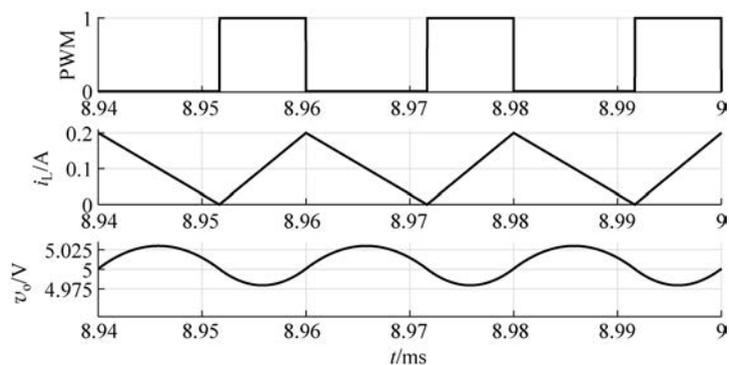
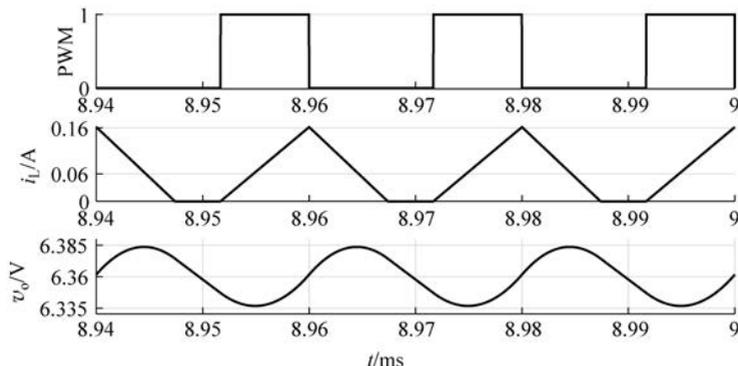


图 3.19 BCM 时降压变换器的仿真结果($R=50\Omega$)

图 3.20 DCM 时降压变换器的仿真结果 ($R=100\Omega$)

3.4 升压型变换器

与降压型(Buck)变换器相反,升压型(Boost)变换器的输出电压高于输入电压。图 3.21 说明了降压型变换器与升压型变换器之间的演变关系。电源和负载的位置互换使得拓扑从 Buck 变换器演变到 Boost 变换器,电容器因其平滑电压的作用也随负载一同进行位置交换。最后对功率半导体进行合理选择,得到了标准的升压型变换器。

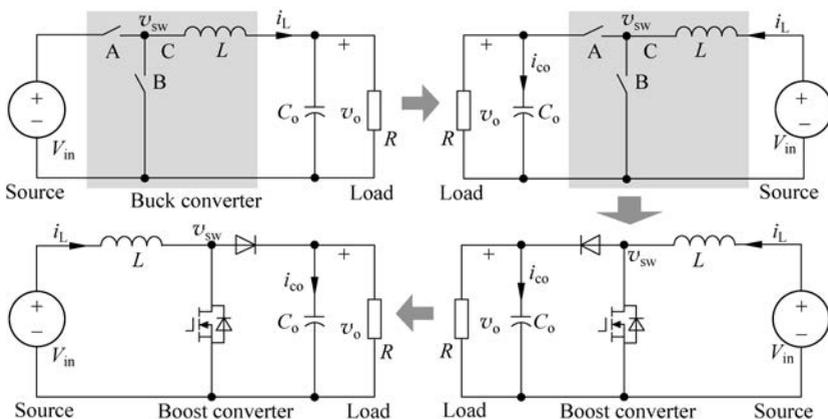


图 3.21 拓扑从降压变换到升压变换的演变

标准的升压电路包括一个电感、一个输出电容和两个开关(一个有源开关和一个无源开关),如图 3.22(a)所示。与降压拓扑不同,无源元件 L 和 C 被二极管和有源开关节点隔开,有源开关节点电压用 v_{sw} 表示。有源开关可由 MOSFET 实现,在高压场合它也可以被另一种类型的功率半导体如 IGBT 所替代。根据图 3.22(a)中的电路分析,当 $V_{in} > v_o$ 时,由于导通二极管作用,直流电流从电源端传递到负载端, v_o 的电压值被自动钳位到 V_{in} 的大小。对 Q 进行开关操作将会使 v_o 的电压值高于 V_{in} 。

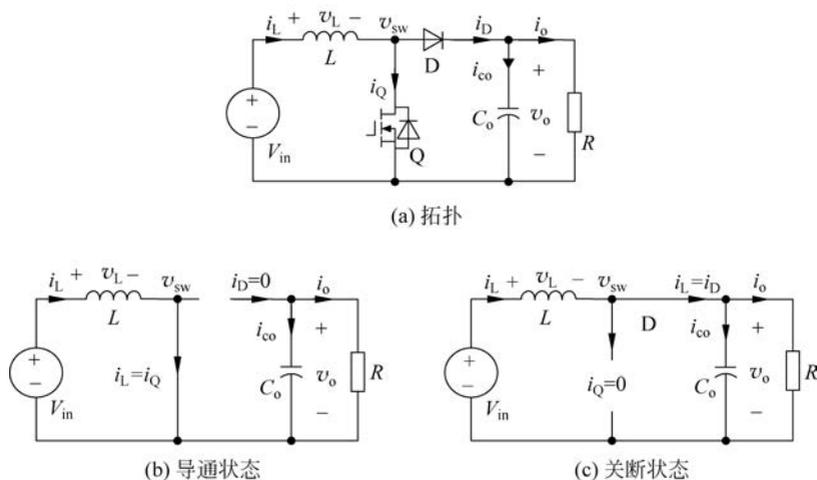


图 3.22 Boost 变换器电路

3.4.1 稳态分析

当 Q 导通时, 开关节点接地, 使 $v_{sw} = 0$, 如图 3.22(b) 所示。二极管 D 因为 $v_o > V_{sw}$ 而反向偏置, 并阻断了电感 L 和电容 C_o 之间的连接; 由于在外加电源的作用下 $v_L = V_{in}$, Q 的导通使得电感电流 i_L 增加, 磁能存储在电感 L 中, 如图 3.22(b) 所示。输出端在有源开关导通状态下不与电源连接, 输出电压 v_o 逐渐减小, 但由于与负载并联的输出电容值很大, 因此下降值相对于 v_o 大小基本不变。

当 Q 关断时, 电感电流往往因有源开关断路而立即停止增加。然而, 由于 $v_L = L \frac{di_L}{dt}$, 电感电流的不可突变性导致 v_L 跳变为负值。所累积的电压高到足够使得二极管 D 正向导通, 从而使电感电流继续保持。二极管导通将分离的两部分电路重新连接成一体, 如图 3.22(c) 所示。能量由 L 所存储的磁能和电源 V_{in} 一起输送向负载侧, 给 C_o 充电并供给负载。 L 两端的电压变为 $V_{in} - v_o$, 在稳定状态下 $v_o > V_{in}$, 因此它为负值; 由于 v_L 为负值, 因此有源开关关闭导致 i_L 的减小。图 3.23 为 v_{sw} 、 v_L 、 i_L 的稳态波形, 符号与图 3.22(a) 相同。在开关管导通时, 电感电流的增加量用式 (3.18) 表示, 其中通态阶段表示为 T_{on} 或 T_{up} 。从电感电流最小值到最大值所增加的电流量为

$$\Delta I_L = \frac{V_{in}}{L} T_{on} \quad (3.18)$$

这是由 $v_L = V_{in}$ 的正电压引起的。

当 Q 断开时, 电感电流的减少量为

$$-\Delta I_L = \frac{V_{in} - V_o}{L} T_{down} \quad (3.19)$$

式中: V_o 为稳态输出电压的平均值。

定义下降状态是为了测量 i_L 下降的时间, 在图 3.23 中用 T_{down} 表示。根据 3.2 节的稳态定义, i_L 的平均值是恒定的, 如图 3.23 所示, 其中 i_L 的上升量 ΔI_L 等于每个开关周期

的下降量。

由式(3.18)和式(3.19)的电感电流上升量和下降量可以推导出稳态时 Boost 变换器的电压变换比,即

$$\frac{V_o}{V_{in}} = 1 + \frac{T_{on}}{T_{down}} \quad (3.20)$$

在不进行任何开关操作的情况下,当忽略二极管 D 的导通压降时,且 $T_{on}=0$,则输出电压等于输入电压。当开关操作使每个开关周期的 $T_{on}>0$ 时,根据式(3.20),输出电压高于输入电压 V_{in} ,导致输出端电压升高。

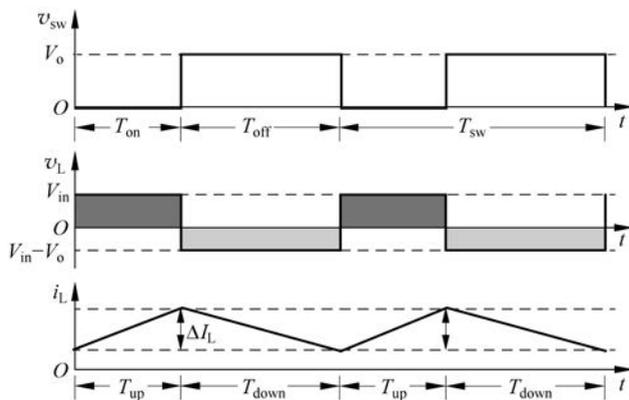


图 3.23 CCM 情况下 Boost 变换器的稳态波形

3.4.2 连续导通模式

CCM 的稳态波形如图 3.23 所示,由此可见,电流的下降状态与开关管的关断状态相同,用 $T_{down}=T_{off}$ 表示。CCM 时的电路运行可用下式表示:

$$\text{AVG}(i_L) > \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.21)$$

式中: $\text{AVG}(i_L)$ 为稳定状态下 i_L 的平均值。

同时,通态和断态占空比分别由 $D_{on} = \frac{T_{on}}{T_{sw}}$ 和 $D_{off} = \frac{T_{off}}{T_{sw}}$ 定义。在 CCM 中,由于 $T_{down} + T_{on} = T_{sw}$,通态与断态占空比的互补关系保持不变,其中 T_{sw} 表示一个完整的开关周期。CCM 稳态下的 Boost 变换器电压变换比可用通态或断态占空比表示,即

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{D_{off}} \quad \text{或} \quad \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D_{on}} \quad (3.22)$$

CCM 状态的优点是可预测输出电压,输出电压由输入电压和 PWM 的占空比决定,如式(3.22)所示。流经 L 的连续电流的利用率也得以最大限度地提高,以实现高功率密度。为避免短路,应始终约束通态占空比使其 $D_{on} < 1$ 。

3.4.3 临界导通模式

式(3.22)所表示的电压变换比也适用于 BCM,它被认为是 CCM 的特殊情况。图 3.24

给出了 BCM 中 v_{sw} 、 v_L 和 i_L 的稳态波形。电感电流在 Q 关断结束时刻为零,然后立即上升,对应于每个开关周期中的新关断状态。

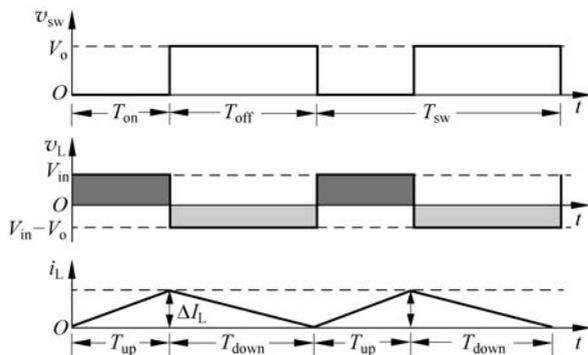


图 3.24 临界导通模式下稳态运行的波形

在 BCM 中,电感电流的平均值 $AVG(i_L) = \Delta I_L / 2$ 。当临界条件确定后,分别在 $AVG(i_L) \geq \Delta I_L / 2$ 或 $AVG(i_L) < \Delta I_L / 2$ 时实现 CCM 或 DCM。在 BCM 的临界负载条件下,由二极管电流的 i_D 平均值可推导出负载电流为

$$I_{crit} = AVG(i_D) = \frac{\Delta I_L \times (1 - D_{on})}{2} \quad (3.23)$$

代表临界负载条件的等效负载电阻为

$$R_{crit} = \frac{V_o}{I_{crit}} = \frac{2V_o^2}{\Delta I_L V_{in}} \quad (3.24)$$

当阻性负载条件变为 $R > R_{crit}$ 时,变换器的工作状态进入 DCM,DCM 时的电压变换比与 CCM 时的电压变换器有所区别。

3.4.4 断续导通模式

每个开关周期中,两个开关有一段时间均处于关断状态时(零状态),就会发生不连续导通模式。零状态的定义是 $i_L = 0$,并在每个开关周期中保持一段特定的时间,即 T_{zero} 。零状态的等效电路如图 3.25 所示,这种情况产生的原因是二极管只允许电流在一个方向上流动;同时,所存储的电感能量在开关管关断状态期间完全被释放,从而 $i_L = 0$ 和 $v_L = 0$ 。DCM 工作的稳态波形如图 3.26 所示,包括 v_{sw} 、 v_L 、 i_D 和 i_L 。零状态是关断状态的一部分,附加条件是 $i_L = 0$ 。在关断状态期间,二极管电流 i_D 随 i_L 减小到零,并导致零状态,如图 3.26 所示。

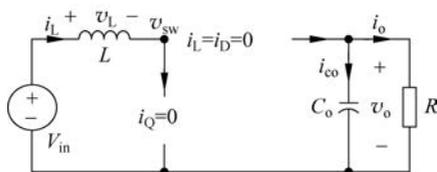


图 3.25 零状态下 Boost 拓扑的等效电路

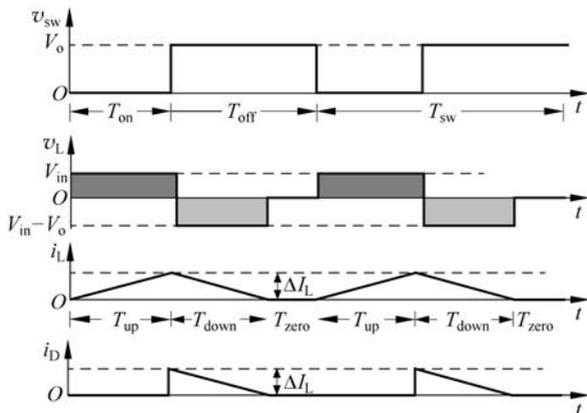


图 3.26 DCM 时稳态运行的波形

DCM 状态可以用 $T_{\text{zero}} > 0$, $T_{\text{up}} + T_{\text{down}} \neq T_{\text{sw}}$, 或 $\text{AVG}(i_L) < \Delta I_L / 2$ 表示。这是由 $R > R_{\text{crit}}$ 的负载条件所引起的。当升压变换器开始导通时, i_L 的增加量由式(3.18)表示, 与 CCM 情况下的表达式相同。电流的上升量是可知的, 因为 ΔI_L 可根据输入电压 V_{in} 和导通时间 T_{on} 来确定。当 Q 关闭时, 变换器的工作状态进入关断状态, 其中式(3.19)的条件对于 DCM 保持不变。因此, 式(3.20)所示的电压变换比, 无论对 CCM 还是 DCM 都是适用的。但是, 在 DCM 下, 由于 $T_{\text{down}} = T_{\text{sw}} - T_{\text{on}} - T_{\text{zero}}$, 所以当 T_{zero} 为未知变量时, T_{down} 是未知的。

在稳定状态下, 电容器电流 i_{co} 是纯无功的, 其平均值为零, 即 $\text{AVG}(i_{\text{co}}) = 0$ 。因此, 通过二极管 D 的平均电流等于施加到负载的输出电流的稳态值。根据图 3.26 所示的波形, 用式(3.25)表示 i_D 的平均值和等效值, 即

$$\text{AVG}(i_D) = \frac{\Delta I_L T_{\text{down}}}{2T_{\text{sw}}} = \frac{V_o}{R} \quad (3.25)$$

在升压变换器中, 根据式(3.18), i_L 的纹波值可通过所施加的通态占空比 D_{on} 和输入电压 V_{in} 获知。未知量 T_{down} 和 V_o 可由式(3.19)和式(3.25)的约束条件确定。输出电压的平均值 V_o 可以通过求解下式确定, 选择正根表示输出电压:

$$\underbrace{(2T_{\text{sw}})}_a V_o^2 + \underbrace{(-2T_{\text{sw}}V_{\text{in}})}_b V_o + \underbrace{[-RL(\Delta I_L)^2]}_c = 0 \quad (3.26)$$

式中: ΔI_L 由式(3.18)求得。

根据式(3.26), DCM 的输出电压大小不仅取决于输入电压和通态占空比, 还取决于负载条件。DCM 时, 需要输出预定的电压 V_o 时, DCM 时 ΔI_L 的值可以通过下式得到:

$$\Delta I_L = \sqrt{\frac{2T_{\text{sw}}V_o^2 - 2T_{\text{sw}}V_{\text{in}}V_o}{RL}} \quad (3.27)$$

通过下式可以确定开通时间和占空比:

$$T_{\text{on}} = \frac{\Delta I_L \times L}{V_{\text{in}}} \Rightarrow D_{\text{on}} = \frac{T_{\text{on}}}{T_{\text{sw}}} \quad (3.28)$$

3.4.5 电路设计与案例研究

Boost 变换器的设计可基于稳态分析和图 3.12 中提出的设计过程。以表 3.3 中定义参数作为设计案例研究,该案例研究可用于车载 12V 电源所支持的 19.5V 的负载,如笔记本电脑。变换器的额定工作模式为 CCM,并基于图 3.22(a)所示的电路拓扑。对于稳态时的 CCM 状态,其通态占空比可由式(3.22)求得:

$$D_{\text{on}} = 1 - \frac{V_{\text{in}}}{V_{\text{o}}} \quad (3.29)$$

由表 3.3 可知,稳态参数 $D_{\text{on}} = 38.46\%$, $T_{\text{on}} = 7.6923\mu\text{s}$ 。

在导通状态期间, i_{L} 的增加量表示为式(3.18),它可以用来确定下式中电感值:

$$L = \frac{V_{\text{in}}}{\Delta I_{\text{L}}} T_{\text{on}} \quad (3.30)$$

在这种情况下,电感 $L = 154\mu\text{H}$ 。Q 导通状态下,负载与电源完全分离,如图 3.22(b)所示,输出电压因二极管断开而下降。输出电压通过输出电容 C_{o} 放电来维持,以支持负载电流,其中 $i_{\text{co}} = i_{\text{o}}$ 。在 T_{on} 这段时间,变换器的状态可以用下式表示:

$$-C_{\text{o}} \frac{\Delta V_{\text{o}}}{T_{\text{on}}} = -\frac{V_{\text{o}}}{R} \Rightarrow C_{\text{o}} = \frac{V_{\text{o}} T_{\text{on}}}{\Delta V_{\text{o}} R} \quad \text{或} \quad C_{\text{o}} = \frac{I_{\text{o}} T_{\text{on}}}{\Delta V_{\text{o}}} \quad (3.31)$$

其中输出电压相对稳定,其值为 V_{o} , ΔV_{o} 的值如表 3.3 所示。在这种情况下,可以确定输出电流的平均值 $I_{\text{o}} = \frac{P_{\text{norm}}}{V_{\text{o}}} = 1.85(\text{A})$ 。额定工作条件下的等效负载电阻变为 $R = 10.56\Omega$ 。因此,电容器可设计为 $C_{\text{o}} = 71\mu\text{F}$ 。

表 3.3 Boost DC/DC 变换器的规格

| 参数符号 | 单位 | 说明 | 参数值 |
|-----------------------|-----|------------|------|
| P_{norm} | W | CCM 下的额定功率 | 36 |
| V_{in} | V | 额定输入电压 | 12 |
| V_{o} | V | 额定输出电压 | 19.5 |
| f_{sw} | kHz | 开关频率 | 50 |
| ΔI_{L} | A | 电感电流的额定变化量 | 0.6 |
| ΔV_{o} | V | 电容电压的额定变化量 | 0.2 |

按表 3.3 的规格参数,BCM 的条件可由式(3.23)求得 $I_{\text{crit}} = 0.185\text{A}$,由式(3.24)求得 $R_{\text{crit}} = 105.63\Omega$ 。当 $R \leq R_{\text{crit}}$ 时,工作状态保持为 CCM。当负载电流小于 I_{crit} 或 $R > R_{\text{crit}}$ 时,变换器的运行进入 DCM。

3.4.6 仿真与概念验证

开关动态特性包括有源开关在导通阶段由电感和电容储能单元所引起的暂态现象。如图 3.22(b)所示,当有源开关 Q 处于导通状态时,电感和电容的动态特性分别满足下式

$$L \frac{di_{\text{L}}}{dt} = V_{\text{in}} \Rightarrow i_{\text{L}} = \frac{1}{L} \int V_{\text{in}} dt \quad (3.32)$$

$$C_o \frac{dv_o}{dt} = -i_o \Rightarrow v_o = \frac{1}{C_o} \int (-i_o) dt \quad (3.33)$$

当有源开关 Q 处于关闭状态时,如图 3.22(c)所示,其动态特性表述为

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{in} - v_o \Rightarrow i_L = \frac{1}{L} \int (V_{in} - v_o) dt \quad (3.34)$$

$$C_o \frac{dv_o}{dt} = i_L - i_o \Rightarrow v_o = \frac{1}{C_o} \int (i_L - i_o) dt \quad (3.35)$$

根据式(3.32)~式(3.35)中所定义的开/关状态和积分运算,借助 Simulink 可以建立如图 3.27 所示的仿真模型。该模型忽略了非理想因素,其对应为理想的升压型变换器,两个单刀双掷开关用于电感器和电容器进行开关切换。该模型包括三个输入,即开关的 PWM 信号、输入电压 V_{in} 和取决于负载曲线的输出电流 i_o 。该模型还输出两个重要信号,即电感电流 i_L 和输出电压 v_o 。更多的输出信号可以与电容电流的模型 i_{co} 相关联。在 Simulink 模块中的饱和符号,它将电感器电流 i_L 限制在正值。饱和设置表示二极管的工作状态,即当 $i_L=0$ 时,只允许正向电流导通并在 DCM 中产生零状态。输出电压的初始值是输入电压 V_{in} ,它可以预先编程到积分块中以输出 v_o 。输出电压的初始值是输入电压 V_{in} ,它可以预先被编程到积分模块中从而输出 v_o 。

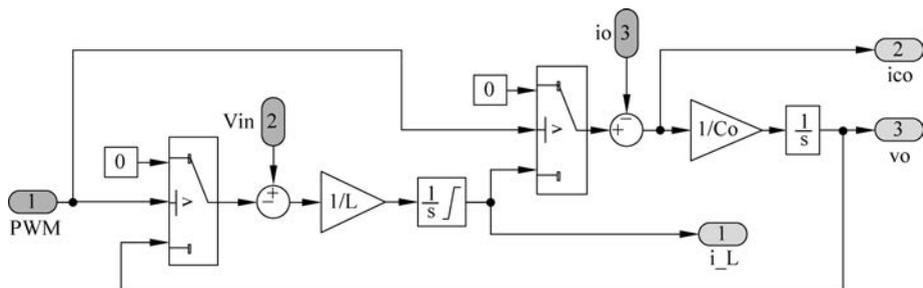


图 3.27 Boost 变换器的仿真模型

所建立的集成模型如图 3.28 所示。PWM 发生器采用了之前开发的相同模型,如图 3.3 所示。通过编程,将 PWM 的占空比和负载电阻的输入模型进行仿真。根据表 3.3 的参数和 3.4.5 节的设计参数,可以进行数值模拟来验证设计,并在稳态下验证预期值。

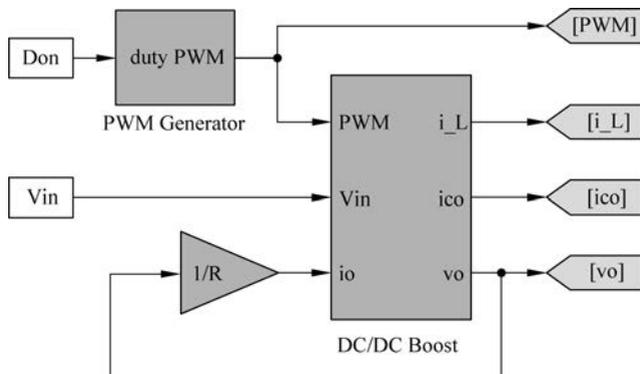


图 3.28 集成了负载和 PWM 发生器的 Boost 变换器的 Simulink 模型

图 3.29 显示了施加 PWM 后 i_L 和 v_o 的仿真波形,其中 $D_{on}=38.46\%$ 。稳态显示 v_o 和 i_L 的平均值分别为 19.5V 和 3A,在额定输出电压和功率方面与变换器的规格参数一致。负载电阻为 10.56Ω ,额定工作功率为 36W。

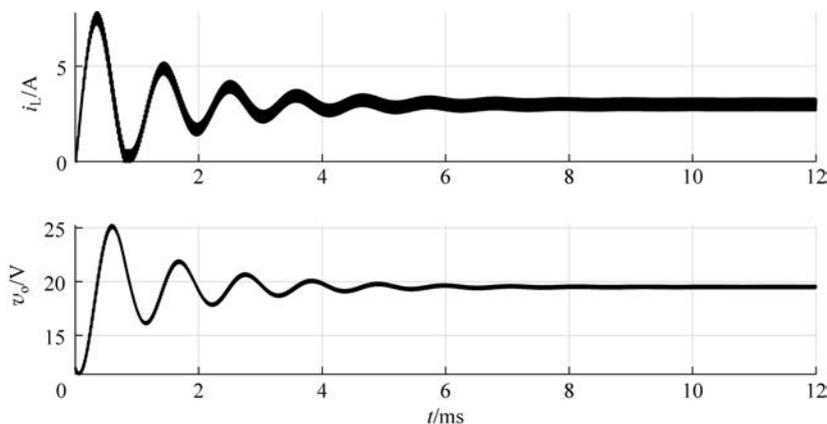


图 3.29 额定运行的仿真结果($R=10.56\Omega$)

图 3.30 显示了 i_L 和 v_o 的峰-峰值纹波的放大图。仿真结果表明, $\Delta I_L=0.6A$, $\Delta V_o=0.2V$,满足规范要求。

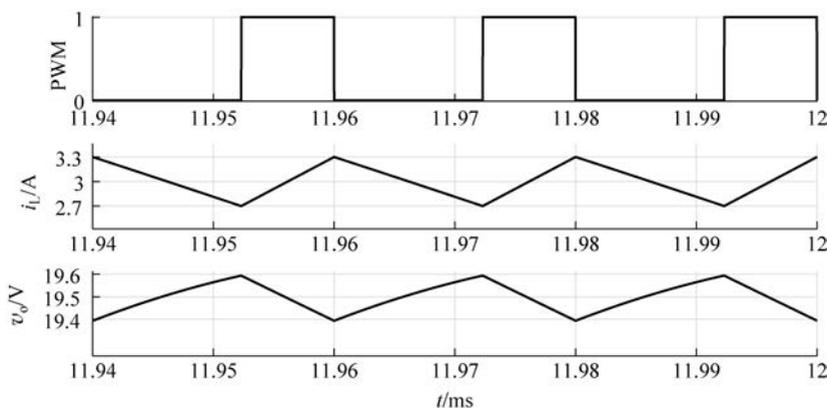


图 3.30 额定运行下用于检验纹波的仿真结果

图 3.31 是波形 i_{co} 与 i_L 和 v_o 的对比,图中电容电流的波形明显是不连续的,所以电容器额定值的大小应适当,以满足对能量存储和电流处理能力的需求。升压变换器的工作方式与降压变换器不同,降压变换器的电容电流是连续的,并且在 CCM 时波纹相对较小,如图 3.13 所示。

当负载条件变为 $R=R_{crit}=105.6\Omega$ 时,变换器的工作状态达到 BCM 的临界条件, i_L 的平均值等于 $\frac{\Delta I_L}{2}=0.3(A)$ 。在仿真中,通过将负载电阻设置为 R_{crit} 来验证变换器的这一工作状态。图 3.32 给出了 BCM 的情况,其中电压变换比与稳态时的 CCM 分析相同。当 $R=200>R_{crit}$ 时,稳态下的变换器将运行在断续工作模式,如图 3.33 所示。当 PWM 的占空比为 38.46%时,输出电压的平均值为 23.7V。输出电压与式(3.26)中的数学计算值一

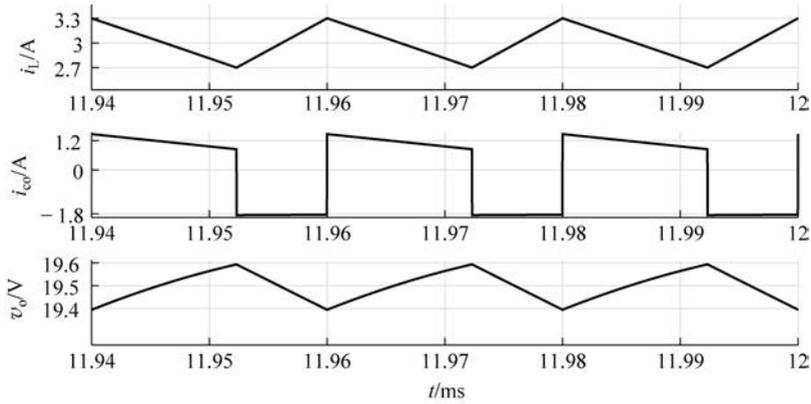
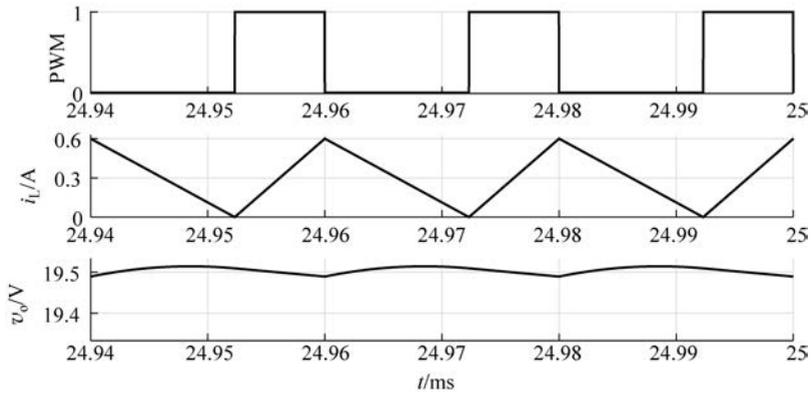
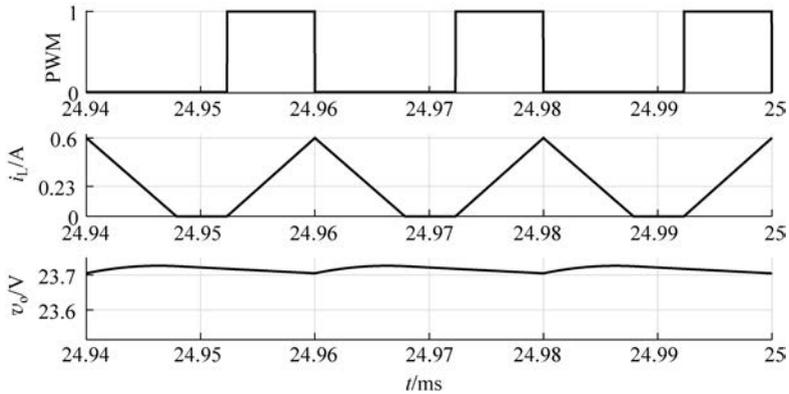


图 3.31 额定运行下用于检验纹波的仿真结果

致。因此,可以通过对 CCM、BCM 和 DCM 的具体性能和所预期的运行结果进行仿真来验证概念设计。

图 3.32 BCM 下 Boost 变换器的仿真结果($R=105.6\Omega$)图 3.33 DCM 下 Boost 变换器的仿真结果($R=200\Omega$)

3.5 同极性升降压型变换器

Buck 和 Boost 拓扑受限于各自单一的降压和升压的功能,考虑到某些场合要求单个变换器具有灵活的电压变换比,以兼备升压和降压的变换功能。这种需求通常来自以下情况:

- (1) 在宽范围内提供可编程输出电压的电源。
- (2) 输入电压的变化范围很大,如光伏电池系统。
- (3) 输入电压和输出电压都在很大的范围内变化,如光伏电池充电器。

当降压变换器和升压变换器都不符合设计要求时,可以考虑升降压拓扑。降压与升压的级联结构形成了同极性升降压型(NI Buck-Boost)拓扑,如图 3.34 所示。降压和升压电路之间共用一个电感作为互连元件。电路由四个开关组成,有两个开关节点,节点电压分别用 v_{sw1} 和 v_{sw2} 表示。电感两端的电压由 $v_L = v_{sw1} - v_{sw2}$ 决定。为简化操作,两个有源开关 Q_1 和 Q_2 可以同步进行开/关切换并由一个 PWM 信号控制。当 Q_1 和 Q_2 都导通时,等效电路如图 3.35(a)所示,开关节点的状态为 $v_{sw1} = V_{in}$, $v_{sw2} = 0$ 。因此,两个二极管都是反向偏置的;同时,由于 $v_L = V_{in} > 0$,电感电流在导通状态期间增加。在导通状态 T_{on} 期间,电感电流的增加量为

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} \times T_{on}}{L} \quad (3.36)$$

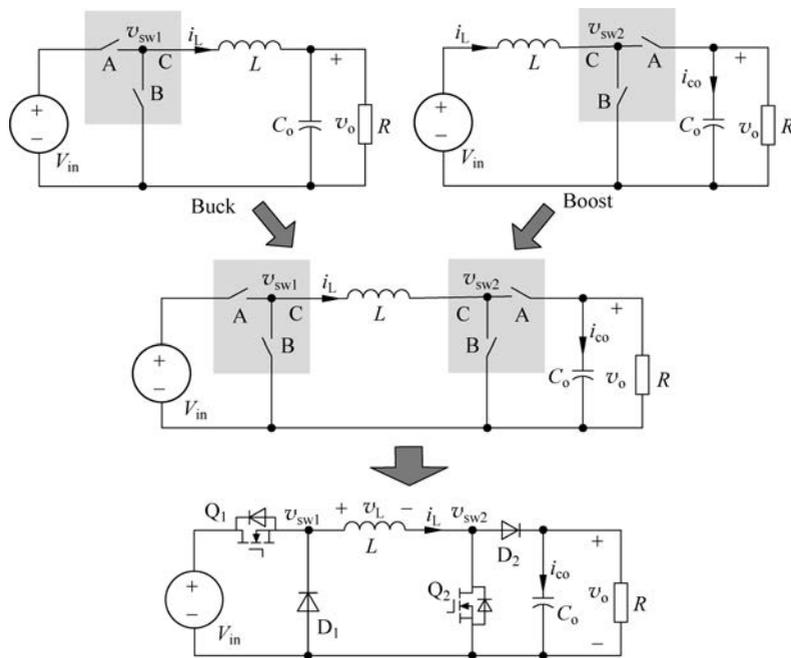


图 3.34 将 Buck 和 Boost 合并为同极性 Buck-Boost 拓扑

当 Q_1 和 Q_2 都关断时,等效电路如图 3.35(b)所示,电感 L 两端的电压由于 i_L 的突然减小而变为负值,从而维持电流 i_L 的连续性。然后, v_L 的电压值足够大到迫使两个二极管正向偏置。由于电感与电源隔离且负载消耗功率,因此 i_L 在有源开关关断状态下会减小。

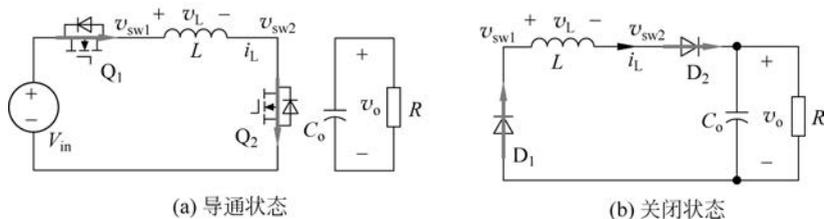


图 3.35 同极性 Buck-Boost 的等效电路

开关节点的状态变为 $v_{sw1} = 0$, $v_{sw2} = v_o$ 和 $v_L = -v_o$ 。 v_L 和 i_L 的稳态波形如图 3.36 所示, 以显示它们在每个开关周期中的变化情况。离散时域下的分析表明, 电感电流 i_L 下降期间的电流减少量为

$$-\Delta I_L = -\frac{V_o \times T_{\text{down}}}{L} \quad (3.37)$$

稳态时, i_L 的平均值为常数, 因此电感电流的增加量和减少量相同, 如图 3.36 所示。

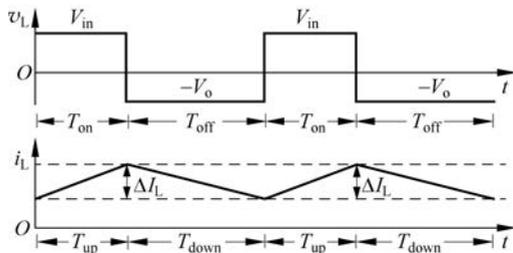


图 3.36 CCM 下同极性 Buck-Boost 的波形

由式(3.36)和式(3.37)可得到稳态电压变换比, 即

$$\frac{V_o}{V_{\text{in}}} = \frac{T_{\text{on}}}{T_{\text{down}}} \quad (3.38)$$

它表明输出电压的平均值仅取决于导通状态和关闭状态的时间比例。当 $T_{\text{on}} > T_{\text{down}}$ 时, 变换器的电压变换比为 $V_o > V_{\text{in}}$, 变换器呈升压运行状态。当 $T_{\text{on}} < T_{\text{down}}$ 时, 变换器的电压变换比为 $V_o < V_{\text{in}}$, 变换器呈降压运行状态。图 3.36 显示的是变换器的 CCM 情况, 因为 $T_{\text{up}} = T_{\text{on}}$ 且 $T_{\text{down}} = T_{\text{off}}$ 。根据对通断状态占空比的定义, CCM 时的电压变换比为

$$\frac{V_o}{V_{\text{in}}} = \frac{D_{\text{on}}}{1 - D_{\text{on}}} \quad \text{或} \quad \frac{V_o}{V_{\text{in}}} = \frac{D_{\text{on}}}{D_{\text{off}}} \quad (3.39)$$

尽管降压-升压的性能很有吸引力, 但由于存在四个电源开关, 增加了成本、复杂性和损耗, 所以这种同极性拓扑的使用并不常见。

3.6 反极性升降压型变换器

升降压变换器的反极性型拓扑(Buck-Boost)如图 3.37 所示, 其通常由一个有源开关和一个无源开关构成。“反极性”一词指的是输入端和输出端口之间的电压极性不同。由

图 3.37 可知,共地点被确定后, v_o 的值是负的。其独特之处在于变换器电路中电感器的并联,这不同于降压和升压拓扑。互联电感器与输出电容器被续流二极管 D 隔开。

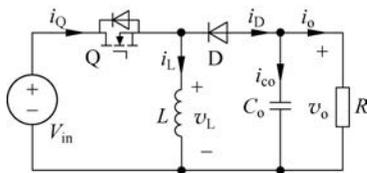


图 3.37 反极性 Buck-Boost 型 DC/DC 变换器

3.6.1 稳态分析

当 Q 导通时,等效电路如图 3.38(a) 所示,其中 $v_{sw} = V_{in}$ 。由于 v_o 值为负,因此开关管的导通使得二极管反向偏置。电源侧的接入使得能量存储于电感中,根据 $v_L = V_{in}$, 电流 i_L 线性增加。稳态波形图绘制在图 3.39 中以供分析。根据开关管导通时间, i_L 的增加量为

$$\Delta I_L = \frac{V_{in}}{L} T_{on} \tag{3.40}$$

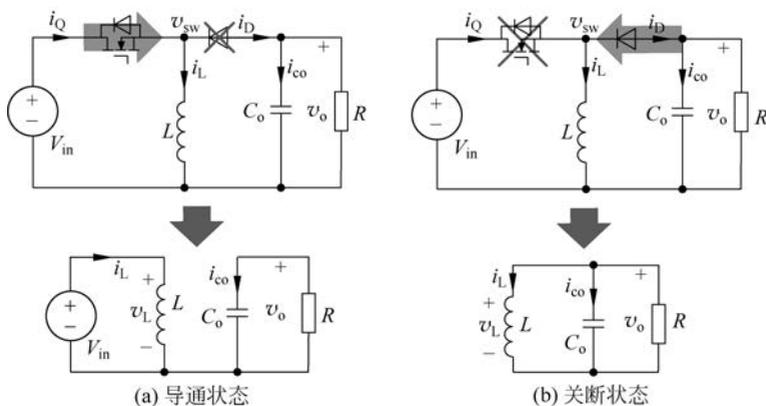


图 3.38 反极性 Buck-Boost 等效电路

当 Q 关断时,等效电路如图 3.38(b) 所示,其中存储于 L 中的能量得以释放。开关管的突然关断导致电感两端电压极性发生改变。当 v_L 的值达到 v_o 的大小时,二极管正向偏置并开始导电,该状态对应的是电感电流开始下降后的开关管关闭状态或电感电流下降状态,如图 3.39 所示。根据 i_L 的变化,定义电流的上升状态和下降状态,分别用时间段 T_{up} 和时间段 T_{down} 表示。当有源开关导通时,电流的上升状态时间与导通状态时间相同, i_L 的减少量为

$$-\Delta I_L = \frac{V_o}{L} T_{down} \tag{3.41}$$

式中: V_o 为 v_o 的平均值。

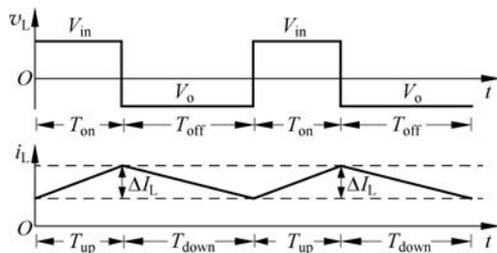


图 3.39 Buck-Boost 在稳态和 CCM 下的波形

在稳定状态下, i_L 的平均值是常数, 因此电感电流的增加量和减少量相等。结合式(3.40)与式(3.41), 得到电压变换比为

$$\frac{V_o}{V_{in}} = -\frac{T_{on}}{T_{down}} \quad (3.42)$$

结果表明, 稳态输出电压的平均值仅取决于导通状态和下降状态的时间比例。在式(3.42)中可以确定图 3.37 中 v_o 的极性为负, 表示输入和输出端共同接地。当 $T_{on} > T_{down}$ 时, $|V_o| > V_{in}$, 电压变换比呈现输出电压上升; 当 $T_{on} < T_{down}$ 时, 电压变换比显示输出电压值的下降。

3.6.2 连续导通模式

如图 3.39 所示, CCM 状态时, 关断状态和下降状态在数学上表示为

$$T_{off} = T_{down}, \quad T_{on} + T_{down} = T_{sw}$$

式中: T_{sw} 为一个开关周期。因此, 在 CCM 中, 稳态电压变换比为

$$\frac{V_o}{V_{in}} = -\frac{D_{on}}{1 - D_{on}} = -\frac{D_{on}}{D_{off}} \quad (3.43)$$

式中: D_{on} 和 D_{off} 分别为通态和断态的占空比。

3.6.3 临界导通模式

在 BCM 时, 变换器的电压变换比与式(3.43)相同。在稳态下, BCM 时的电感电流在每个关断状态结束时刻为零, 如图 3.40 所示。BCM 时电感器电流的平均值由 $AVG(i_L) = \frac{\Delta I_L}{2}$ 计算得出。在式(3.44)中, 根据二极管电流 i_D 的平均值, 可推导出临界负载条件下的等效负载电流为

$$I_{crit} = -\frac{\Delta I_L \times (1 - D_{on})}{2} \quad (3.44)$$

表示临界负载条件的等效电阻为

$$R_{crit} = \frac{V_o}{I_{crit}} = -\frac{2V_o}{\Delta I_L \times (1 - D_{on})} \quad (3.45)$$

式中: V_o 为额定输出电压, 但其值为负。

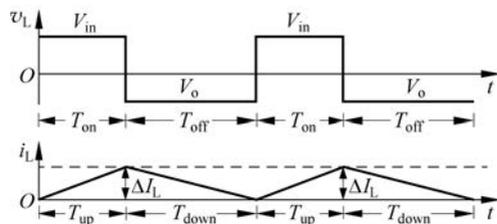


图 3.40 在 BCM 下稳态运行时的波形

当 $R \leq R_{crit}$ 时, 理论上变换器保持 CCM 或 BCM 状态, 否则, 所要分析的变换器工作在 DCM。

3.6.4 断续导通模式

当 $\text{AVG}(i_L) < \frac{\Delta I_L}{2}$ 时, 在图 3.37 所示的升降压变换器中使用续流二极管会导致变换器运行于 DCM。当存储在电感器中的能量在开关关断状态下被完全释放时, 由于二极管只允许电流单向流动, 因此电感电流下降到零。由于 Q 关闭且 $i_L = 0$, 因此关闭状态的这部分被称为零状态。在零状态期间, 所有的开关均断开, 如图 3.41 所示。DCM 下的稳态波形如图 3.42 所示。在 T_{zero} 期间, $i_L = i_D = i_Q = 0, v_{\text{sw}} = v_L = 0$ 。DCM 状态的数学表达式为 $T_{\text{zero}} > 0, T_{\text{on}} + T_{\text{down}} \neq T_{\text{sw}}$ 或 $\text{AVG}(i_L) < \frac{\Delta I_L}{2}$ 。

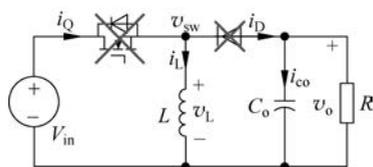


图 3.41 零状态下的 Buck-Boost 变换器

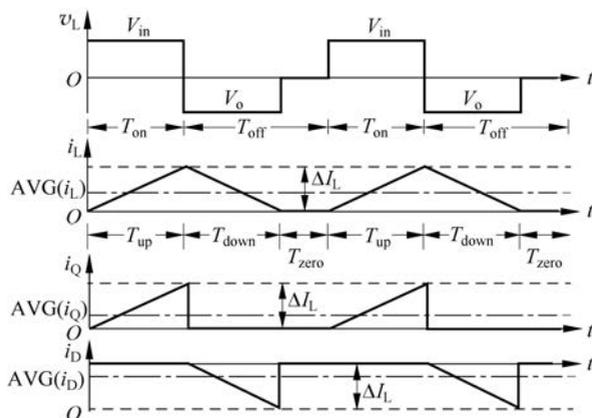


图 3.42 稳态 Buck-Boost 在稳态和 DCM 下的波形

DCM 的稳态分析遵循相同的推导规则, 如式 (3.40) 和式 (3.41) 所示。由分析得到式 (3.42) 中电压变换比的一般形式。然而, 因为时间段 T_{zero} 的划分取决于负载条件, 无法通过所施加的 PWM 来确定, 所以 T_{down} 未知。在 DCM 中, 由于 V_{in} 和 T_{on} 都是已知的, ΔI_L 的大小可以由式 (3.40) 确定。 i_Q 的平均值可以根据波形由下式推导出来 (图 3.42):

$$\text{AVG}(i_Q) = \frac{\Delta I_L T_{\text{on}}}{2T_{\text{sw}}} = \frac{V_{\text{in}} T_{\text{on}}^2}{2LT_{\text{sw}}} \quad (3.46)$$

在稳定状态下, 不考虑功率损耗, 可以推导出从输入端到输出端的功率平衡为

$$V_{\text{in}} \times \text{AVG}(i_Q) = \frac{V_o^2}{R} \quad (3.47)$$

结合式 (3.46) 和式 (3.47), 稳态 DCM 下的电压变换比为

$$\frac{V_o}{V_{in}} = -T_{on} \sqrt{\frac{R}{2LT_{sw}}} \quad \text{或} \quad \frac{V_o}{V_{in}} = -T_{sw} D_{on} \sqrt{\frac{R}{2LT_{sw}}} \quad (3.48)$$

其中考虑了负载条件 R 。在 DCM 情况下, V_o/V_{in} 取决于负载条件, 不再遵循 CCM 时的电压变换比。当 V_o 被预先设定好时, 可以据此确定通态占空比, 实现 DCM 下的电压调节。

3.6.5 电路设计与案例研究

本案例研究采用了以下场景: 一台笔记本电脑由一个光伏电池板供电, 根据太阳辐射强度和温度其输出电压从 14.4V 急剧变化到 21.6V。选择 Buck-Boost 拓扑来满足其升压或降压的电压变换要求。表 3.4 给出了变换器规格, 其中额定输入电压被指定为 18V 以供分析和设计。输出电压为 -19.5V, 设计过程与图 3.12 所示的步骤相同。CCM 稳态运行时, 通态占空比由式(3.43)导出:

$$D_{on} = \frac{V_o}{V_o - V_{in}} \quad (3.49)$$

表 3.4 Buck-Boost DC/DC 变换器规格

| 参数符号 | 单位 | 说明 | 参数值 |
|--------------|-----|------------|-------|
| P_{norm} | W | 额定功率 | 36 |
| V_{in} | V | 额定输入电压 | 18 |
| V_o | V | 额定输出电压 | -19.5 |
| f_{sw} | kHz | 开关频率 | 50 |
| ΔI_L | A | 电感电流的额定变化量 | 0.6 |
| ΔV_o | V | 电容电压的额定变化量 | 0.2 |

表 3.4 列出了额定 CCM 运行所确定的参数: $D_{on} = 52.00\%$ 和 $T_{on} = \frac{D_{on}}{f_{sw}} = 10.40(\mu s)$ 。

在导通状态下, 变换器被分离成可单独分析的两个部分, 如图 3.38(a) 所示。 i_L 的增加量用式(3.40)表示, 可用它来确定电感值的大小, 即

$$L = \frac{V_{in}}{\Delta I_L} T_{on} \quad (3.50)$$

在这种情况下, 电感值 $L = 312\mu H$ 。

在导通状态之后的断态期间, 由于电源和电感器断开连接, 负载电压会下降。输出电压由输出电容 C_o 放电来维持, 以支持负载电压稳定。在 T_{on} 时间段内, 输出电压随时间的变化量关系为

$$-C_o \frac{\Delta V_o}{T_{on}} = \frac{V_o}{R} \Rightarrow C_o = -\frac{V_o T_{on}}{\Delta V_o R} \quad (3.51)$$

其中输出电压 V_o 相对稳定, 为额定的 V_o 值。因此, 在这种情况下, 电容器的大小可设置为 $C_o = 96\mu F$ 。根据表 3.4 的规格参数, BCM 的临界负载条件可由式(3.44)求得 $I_{crit} = 0.144A$, 由式(3.45)求得 $R_{crit} = 135.42\Omega$ 。

3.6.6 仿真与概念验证

当 Q 处于导通状态时, 变换器系统的动态特性在数学上可以用下式表示:

$$i_L = \frac{1}{L} \int V_{in} dt, \quad v_o = \frac{1}{C_o} \int (-i_o) dt \quad (3.52)$$

当 Q 处于关闭状态时,变换器系统的动态特性在数学上可以用下式表示:

$$i_L = \frac{1}{L} \int v_o dt, \quad v_o = \frac{1}{C_o} \int (-i_L - i_o) dt \quad (3.53)$$

根据开/关状态和积分运算,通过 Simulink 可建立如图 3.43 所示的仿真模型。该模型显示的是一个没有考虑非理想因素的理想反极性升降压变换器。

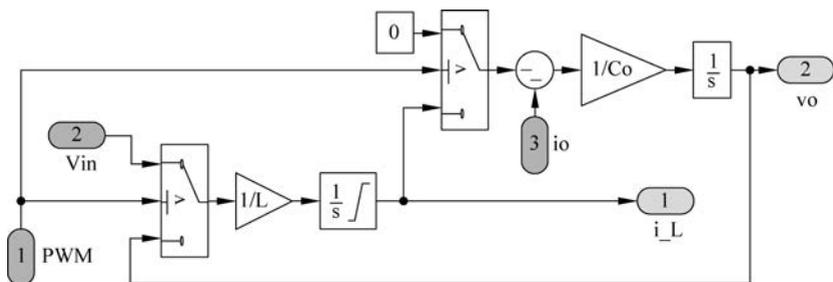


图 3.43 Buck-Boost 变换器的仿真模型

Simulink 模型中使用两个 SPDT 开关在开、关两种状态之间进行动态切换,分别用式(3.52)和式(3.53)表示。它包括三个输入,分别是开关的 PWM 指令信号、输入电压 V_{in} 和取决于负载条件和输出电压 v_o 的输出电流 i_o 。该模型有两个重要的输出信号,即电感电流 i_L 和输出电压 v_o 。积分模块中所示的饱和符号将电感器电流 i_L 限制为正以反映对续流二极管的利用。

图 3.44 为 i_L 和 v_o 的仿真波形。该稳态结果表明, v_o 的平均值为 $-19.5V$,符合变换器额定输出电压规格。负载电阻指定为 10.56Ω ,以保证额定功率。 i_L 和 v_o 的峰-峰值纹波的放大图如图 3.45 所示。当通态占空比为 52.00% 时,仿真结果显示 $\Delta I_L = 0.6A$, $\Delta V_o = 0.2V$,与设计相同。图 3.46 分别给出了开关管电流 i_Q 和二极管电流 i_D 的波形,当 $R = R_{crit} = 135.42\Omega$ 时,变换器的运行状态会变为 BCM 的临界状态。图 3.47 是验证分析的仿真结果,电流 i_L 持续导通,但在每个开关周期中会减小到零。当 $R = 200\Omega > R_{crit}$ 时,变换器应运行在 DCM,其中 PWM 占空比为 52.00% 时,输出电压的平均值为 $23.7V$,这可以通过相同的仿真过程来验证。

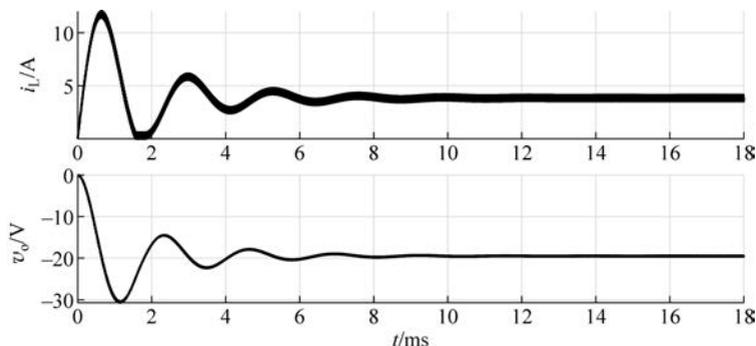


图 3.44 额定运行的仿真结果($R=10.56\Omega$)

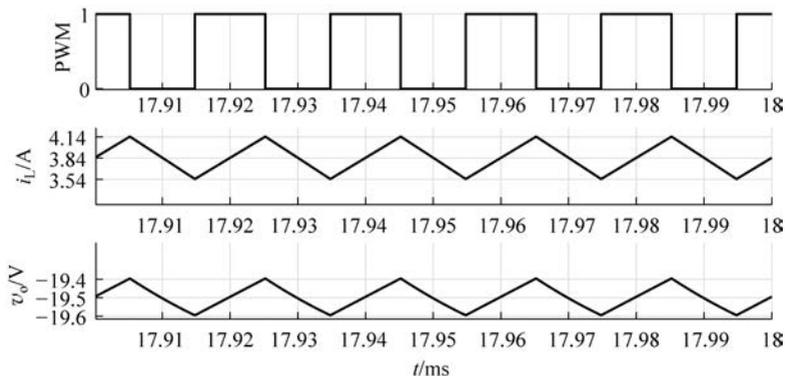
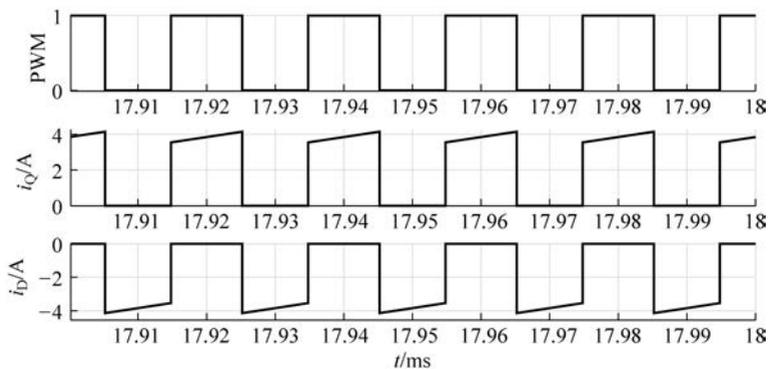
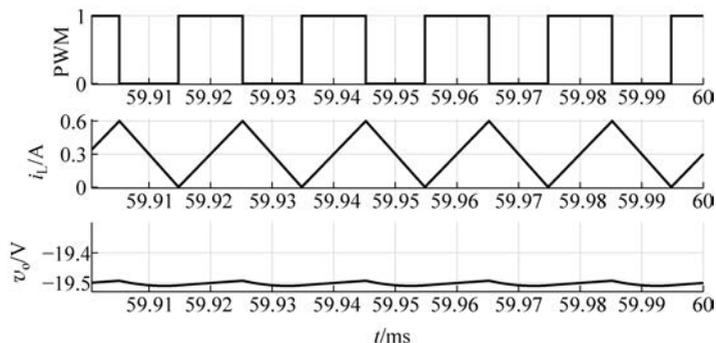
图 3.45 额定运行时用于检验 i_L 和 v_o 纹波的仿真结果图 3.46 额定运行时用于检验 i_Q 和 i_D 纹波的仿真结果

图 3.47 BCM 时案例研究的仿真结果

反极性 Buck-Boost 的拓扑结构一般表现出比 Buck 或 Boost 更灵活的电压变换比。然而,它的缺点是共地的输入端和输出端之间的极性不同。另一个缺点是即使变换器在 CCM 运行,其输入端和输出端也会出现脉冲电流波形,如图 3.46 所示。另外,电感可以存储和释放能量以支持电压变换,但不提供滤波功能,这也与降压和升压拓扑不同。在没有较大滤波器的情况下,输入和输出端口的电能质量都较低。

3.7 Ćuk 变换器

人们希望变换器的电压变换比变化范围宽,但也希望克服 Buck-Boost 变换器所存在的缺点。Ćuk 变换器即是为了实现这一目标而发明的,它以加州理工学院的 Slobodan Ćuk 教授命名。该拓扑结构已获得美国专利,并被命名为“具有零输入和输出电流纹波及集成磁电路的 DC/DC 开关变换器”。Ćuk 变换器电路包括 v_Q 和 v_D 两个开关节点,如图 3.48 所示。开关点之间的连接元件是电容器 C_{sw} ,其用于能量存储与释放。输入部分类似于 Boost 变换器的前置电感 L_1 。输出电路,包括 LC 滤波器,与 Buck 变换器类似。这种包含了四个无源元件的变换器电路通常比升降压拓扑更复杂。

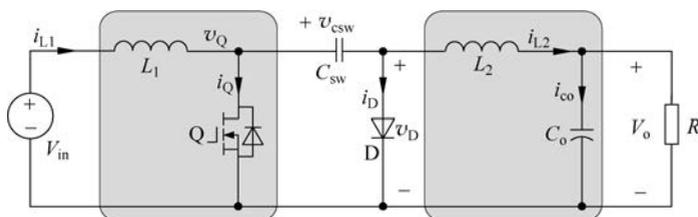


图 3.48 Ćuk 变换器电路

3.7.1 稳态分析

当 Q 导通时,来自电源的能量存储在 L_1 中,表达式为

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_{in} \quad (3.54)$$

同时,开关节点电压 $v_Q = 0$,如图 3.49(a)所示。由于 $v_D = -v_{csw}$,另一个开关二极管 D 反向偏置。通过 C_{sw} 的电流由下式表示:

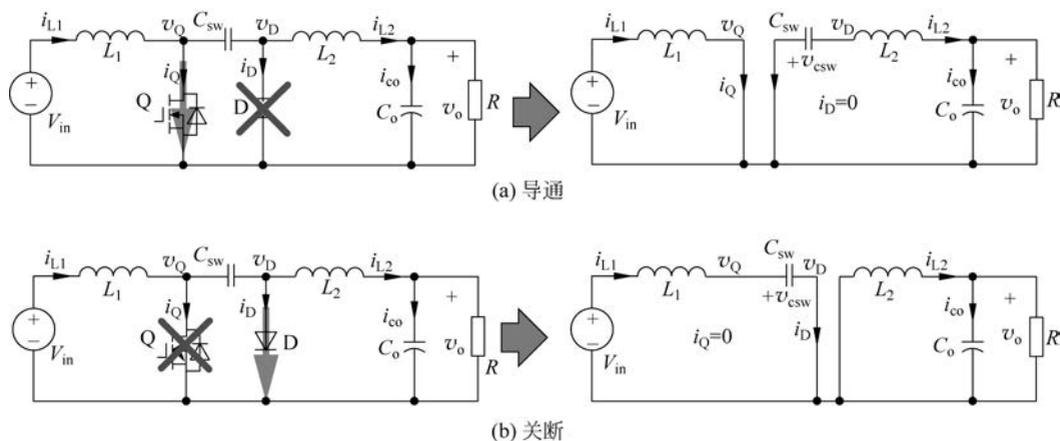


图 3.49 Ćuk 变换器的等效电路

$$C_{sw} \frac{dv_{csw}}{dt} = i_{L2} \quad (3.55)$$

在等效电路的右侧部分,动态特性由以下两式表示:

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -v_{csw} - v_o \quad (3.56)$$

$$C_o \frac{dv_o}{dt} = i_{L2} - \frac{v_o}{R} \quad (3.57)$$

当 Q 关断时,电感电流迫使 D 正向偏置以形成 i_{L1} 和 i_{L2} 的电流路径,如图 3.49(b) 所示。储存在 L_1 中的能量被释放并向 C_{sw} 充电,并导致 v_{csw} 按下式增加:

$$C_{sw} \frac{dv_{csw}}{dt} = i_{L1} \quad (3.58)$$

由于 $v_{csw} > V_{in}$,电感电流 i_{L1} 由于放电而减小,如式(3.59)所示。在等效电路的右侧部分,动态特性式由以下两式表示:

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_{in} - v_{csw} \quad (3.59)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -v_o \quad (3.60)$$

i_{L1} 、 i_{L2} 和 v_{csw} 的平均值在稳定状态下是恒定的。这表明 i_{L1} 、 i_{L2} 和 v_{csw} 的增加量和减少量在每个开关周期内是相等的。在导通状态下, v_{csw} 的动态变化用式(3.55)表示,电压的减少值为

$$-\Delta V_{csw} = \frac{I_{L2}}{C_{sw}} T_{on} \quad (3.61)$$

式中: T_{on} 为导通时间; I_{L2} 为稳态时 i_{L2} 的平均值。

如图 3.50 所示,显示了稳态波形 v_{csw} 和流过电容 C_{sw} 的电流 i_{csw} 。由图 3.50 的关系,可得到关断状态下 v_{csw} 增加量为

$$\Delta V_{csw} = \frac{I_{L1}}{C_{sw}} T_{off} \quad (3.62)$$

式中: T_{off} 为关断时间; I_{L1} 为稳态时 i_{L1} 的平均值。

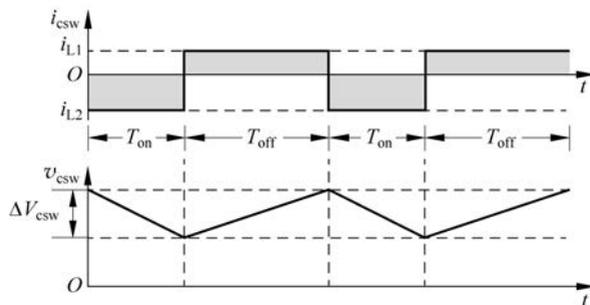


图 3.50 Ćuk 变换器的稳态波形

结合式(3.61)与式(3.62)得到电流等式,即

$$-I_{L2}T_{\text{on}} = I_{L1}T_{\text{off}} \quad (3.63)$$

在不考虑损耗的情况下,因为 i_{L1} 表示来自电源的输入电流,而 i_{L2} 相当于到负载的输出电流,所以功率平衡关系为

$$V_{\text{in}} \times I_{L1} = V_{\text{o}} \times I_{L2} \quad (3.64)$$

在 CCM 中,理论上可以确定电压变换比,即

$$\frac{V_{\text{o}}}{V_{\text{in}}} = -\frac{T_{\text{on}}}{T_{\text{off}}} \quad \text{或} \quad \frac{V_{\text{o}}}{V_{\text{in}}} = -\frac{D_{\text{on}}}{1-D_{\text{on}}} \quad (3.65)$$

式中: D_{on} 、 D_{off} 分别为通态和断态占空比。

稳态电压变换的表达式与 Buck-Boost 拓扑相同,如 3.6 节所述。与 Buck-Boost 拓扑相比,Ćuk 变换器由于配置了电感,从而在输入和输出电流平滑,但其缺点也很明显,采用元器件数量变得更多。

3.7.2 规格与电路设计

Ćuk 变换器的规格要求应包括 ΔI_{L1} 、 ΔI_{L2} 、 ΔV_{csw} 和 ΔC_{o} 的额定值,它们分别指的是 i_{L1} 、 i_{L2} 、 v_{csw} 和 v_{o} 的峰-峰值纹波水平。图 3.51 提供了 Ćuk 变换器的设计过程, L_1 、 L_2 、 C_{sw} 和 C_{o} 的参数应在基于 CCM 运行状态确定。 T_{sw} 和 I_{o} 分别代表开关周期和额定输出电流,由额定功率和额定输出电压 V_{o} 来决定。通过稳态分析,逐步推导出四个无源器件的参数。该案例研究所遵循的变换比和功率容量与 3.6.5 节中讨论的 Buck-Boost 案例相同。为进行对比研究,输出电压所规定的峰-峰值纹波与 Buck-Boost 的情况相同,为 0.2V。表 3.5 总结了设计 Ćuk 变换器的详细规范。根据图 3.51 所示的规范和设计步骤,所确定的电路参数如表 3.6 所示,电路图及参数如图 3.48 和图 3.49 所示。

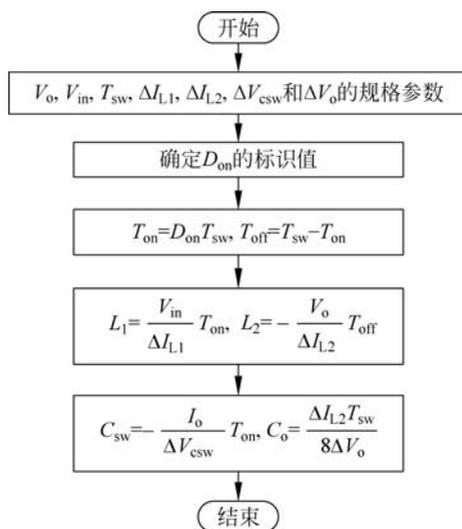


图 3.51 Ćuk 变换器的设计步骤

表 3.5 Ćuk 变换器的规格参数

| 参数符号 | 单 位 | 说 明 | 参 数 值 |
|-------------------------|-----|----------------------------|-------|
| P_{norm} | W | 额定功率 | 36 |
| V_{in} | V | 额定输入电压 | 18 |
| V_{o} | V | 额定输出电压 | -19.5 |
| f_{sw} | kHz | 开关频率 | 50 |
| ΔI_{L1} | A | 电感电流 i_{L1} 的额定变化量 | 0.4 |
| ΔI_{L2} | A | 电感电流 i_{L2} 的额定变化量 | 0.4 |
| ΔV_{o} | V | 电容电压 C_{o} 的额定变化量 | 0.2 |
| ΔV_{csw} | V | 电容电压的额定变化量 | 1.0 |

表 3.6 电路设计及参数

| D_{on} | $T_{\text{on}}/\mu\text{s}$ | $T_{\text{off}}/\mu\text{s}$ | $L_1/\mu\text{H}$ | $L_2/\mu\text{H}$ | $C_{\text{sw}}/\mu\text{F}$ | $C_{\text{o}}/\mu\text{F}$ |
|-----------------|-----------------------------|------------------------------|-------------------|-------------------|-----------------------------|----------------------------|
| 0.52 | 10.4 | 9.6 | 468 | 468 | 19.2 | 5 |

3.7.3 建模与仿真

应用开关动态特性理论建立了 Ćuk 变换器的仿真模型。当 Q 处于导通状态时,如图 3.49(a)所示,系统的动态特性可用以下积分式表示:

$$i_{L1} = \frac{1}{L_1} \int V_{\text{in}} dt \quad (3.66)$$

$$i_{L2} = \frac{1}{L_2} \int (-v_{\text{csw}} - v_{\text{o}}) dt \quad (3.67)$$

$$v_{\text{csw}} = \frac{1}{C_{\text{sw}}} \int i_{L2} dt \quad (3.68)$$

$$v_{\text{o}} = \frac{1}{C_{\text{o}}} \int \left(i_{L2} - \frac{v_{\text{o}}}{R} \right) dt \quad (3.69)$$

当 Q 处于关断状态时,如图 3.49(b)所示,系统的动态特性可用以下积分式表示:

$$i_{L1} = \frac{1}{L_1} \int (V_{\text{in}} - v_{\text{csw}}) dt \quad (3.70)$$

$$i_{L2} = \frac{1}{L_2} \int (-v_{\text{o}}) dt \quad (3.71)$$

$$v_{\text{csw}} = \frac{1}{C_{\text{sw}}} \int i_{L1} dt \quad (3.72)$$

$$v_{\text{o}} = \frac{1}{C_{\text{o}}} \int \left(i_{L2} - \frac{v_{\text{o}}}{R} \right) dt \quad (3.73)$$

基于开关状态和积分运算,可以通过 Simulink 建立仿真模型,如图 3.52 所示。该模型基于一个理想的 Ćuk 变换器,忽略了非理想因素。LCR 模型与 Buck 拓扑中所示的情况一样,如图 3.14 所示。

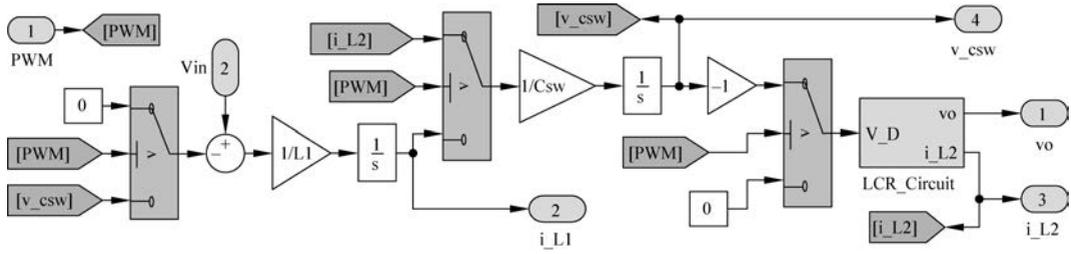


图 3.52 Ćuk 变换器的仿真模型

图 3.53 给出了通态占空比为 52.00% 时,从启动到稳态响应的仿真结果。负载电阻为 10.56Ω ,输出功率等于额定功率。图 3.54 显示了 v_o 、 v_{csw} 、 i_{L1} 和 i_{L2} 在额定工况下的稳态波形。图 3.54(a)显示了 v_o 和 v_{csw} 的稳态波形,电压值和峰-峰纹波值符合表 3.5 的要求。图 3.54(b)显示了电感电流 i_{L1} 和 i_{L2} 的稳态波形,峰间纹波为 0.4A,符合规范。输入端和输出端均呈现了连续的电感电流,证明 Ćuk 拓扑优于 Buck-Boost 拓扑。

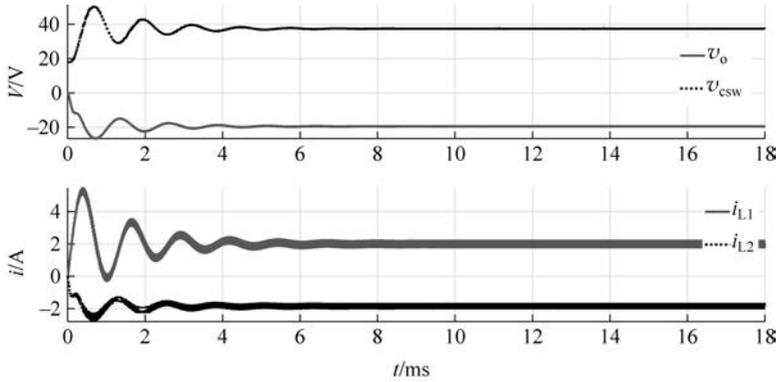


图 3.53 从初始态到稳态的仿真结果

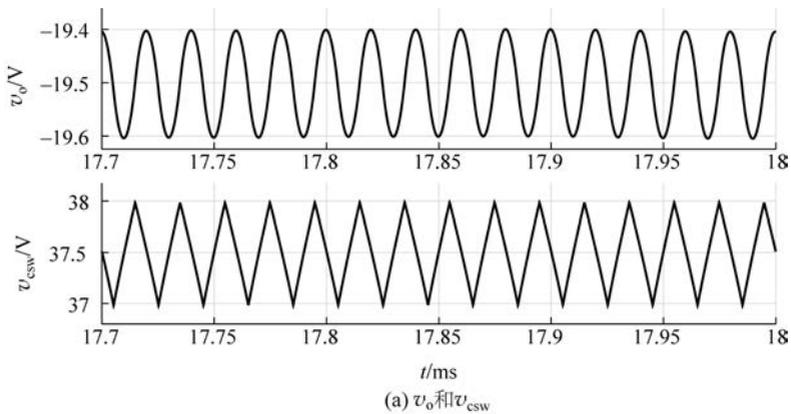


图 3.54 Ćuk 变换器的稳态波形

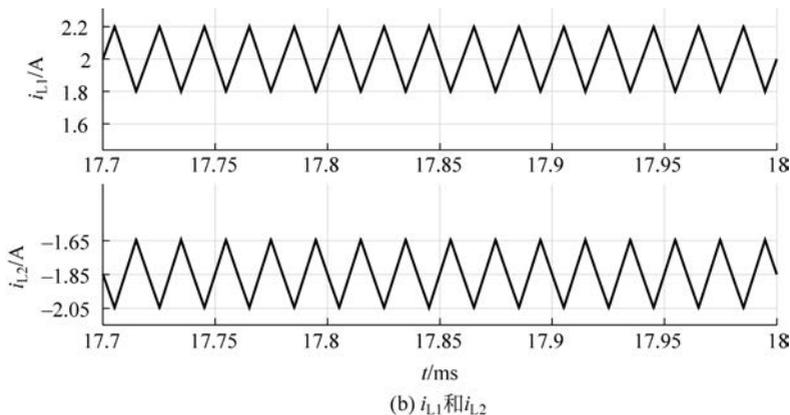


图 3.54 (续)

与 Buck-Boost 拓扑相比, Ćuk 变换器表现出更快的动态响应。除了 Ćuk 拓扑的无源元件额定值更高之外, 这两个变换器基本上遵循相同的设计规范。对 Buck-Boost 变换器和 Ćuk 变换器输出电压进行了比较, 如图 3.55 所示。结果表明, Ćuk 变换器在启动稳定时所需时间更短, 所受冲击更少。

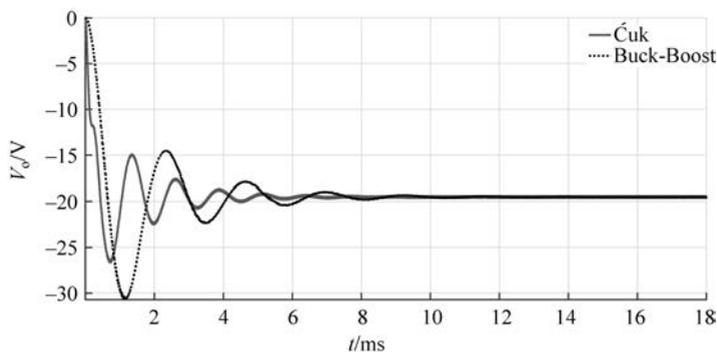


图 3.55 Buck-Boost 变换器和 Ćuk 变换器的阶跃响应比较

3.8 同步开关

非隔离型 DC/DC 变换器广泛应用于 ELV 场合。标准的 Buck、Boost 和 Buck-Boost 拓扑利用续流二极管来保持电感电流的连续流动, 从而提供简单且低成本的解决方案。然而, 二极管的导通压降损耗在 ELV 应用中所占的损耗比重很大, 因此该损耗不能被忽视。最新的 DC/DC 变换器采用越来越多的同步开关拓扑, 将续流二极管替换为 MOSFET, 以降低导通损耗。同步降压变换器的应用非常广泛, 如图 3.7 所示。对两个有源开关进行同步控制以防止击穿, 并实现与传统降压变换器相同的开关操作。当用所添加的 MOSFET 替代二极管来实现续流功能时, 同步技术也可扩展到升压和升降压拓扑中。

3.9 本章小结

无损耗功率变换这一概念可直接演变为非隔离型降压拓扑。双开关电桥将直流电压斩波成脉动波形并降低功率输出的机制,低通滤波器用于减轻高频纹波并产生高质量直流电压波形。采用 PWM 技术可有效地控制输出电压和能流。在 CCM 中,电压变换比理论上与 PWM 的通态占空比成正比,这体现了 Buck 变换器的优点。

Boost 变换器可以在输出端把输入电压提升到更高的水平。互联电感直接在输入侧,使得输入电流平滑。Buck-Boost 拓扑在升压或降压方面表现出卓越的灵活性,同极性 Buck-Boost 由于电路复杂而不常用,反极性 Buck-Boost 变换器的不足在于电路简单,但当公共地确定时,其输入和输出端之间的极性不同。另一个缺点是,由于功率电感的连接方式,使得输入和输出端电流为脉冲电流,需要较大且笨重的滤波器来获得平滑的电压。

稳态是指在开关周期内电感电流和电容电压的平均值保持恒定。电感器在储存和释放能量以进行功率变换方面发挥着重要作用。因此,电感电流在稳态下的波形可用于分析和设计 Buck、Boost 和 Buck-Boost 变换器。就电感的工作方式而言,Buck 变换器不同于其他变换器,Buck 变换器在导通状态期间将能量从电源直接传送到输出端,Boost 和 Buck-Boost 变换器在导通状态期间将能量存储到电感中。然后在关断状态期间,Buck 变换器中电感所存储的能量将自动传输到负载侧,Boost 和 Buck-Boost 变换器中的电感通常遵循反激原理,即用一定的时间来恢复磁能并执行电压变换。

由于电感的位置,Buck 变换器的输出电容电流应力较低;此外,Boost 变换器使得输入电流平滑,但为减轻输出纹波,其输出电容会承受较大的脉动电流应力。Boost 和 Buck-Boost 变换器的输出侧通常存在大容量的输出电容,但这会增加成本、加剧应力并使系统的动态特性变慢。此外,Buck-Boost 变换器在输入侧会产生不连续的电流,且存在其他缺点。因此,三种拓扑的快速选择可以遵循以下准则:

(1) 若明确要求降压变换,则选择 Buck 拓扑。Buck 拓扑通常比其他非隔离拓扑更有效,系统动态速度更快。

(2) 若明确要求升压变换,则选择 Boost 拓扑,输入电流更平滑。

(3) 若需要兼具升压和降压变换,Buck-Boost 变换器是唯一的选择。但在输入和输出部分会出现不连续的电流,且输入和输出之间的极性不同。

对 CCM、BCM 和 DCM 的定义取决于电感电流在稳态下的状态。通常推荐 CCM,因为变换器在 CCM 下的功率密度较高,且电压变换比可预测。即使变换器理论上设计运行于 CCM,DCM 也会在轻载条件下发生。关键在于识别临界负载状态,这与 BCM 的定义有关。DCM 下对电压变换比与 CCM 时表达式不一致,其值取决于负载条件。通过调节 PWM 的占空比,变换器实现了较宽的电压变换比。占空比的极值通常定义为大于 80% 或小于 20%,这将导致较高的电压变换比。由于应力大、效率低,在实际应用中一般不推荐使用占空比极值。Boost 和 Buck-Boost 拓扑应严格防止 100% 通态,否则会导致短路。

要特别注意的是 Ćuk 变换器,该变换器具有与 Buck-Boost 拓扑相同的电压变换特性。与 Buck-Boost 变换器相比,Ćuk 变换器的显著优势是采用了双电感配置,其输入和输出端

的电流都能保持平滑。案例研究还表明, Ćuk 变换器的响应速度比 Buck-Boost 拓扑更快。将开关电容器用作互连这一概念对于 Ćuk 拓扑而言是独一无二的,但 Ćuk 拓扑与其他拓扑相比,无源器件的数量增加了。

稳态分析和设计是全面的,可用于各种 DC/DC 拓扑,例如 SEPIC,所有设计案例均基于 CCM 的理论分析,不考虑非理想因素。这被认为是分析、设计和仿真功率变换器的初始步骤。由于非理想因素的非线性、温度依赖性和时变特性,对非理想因素的辨识并得到其精确表达式是一个难题。

仿真是证明概念设计和分析的有效工具,在案例研究中广泛涉及。变换器及其工作模型的建立是基于对电感电流和电容电压的动态分析,该建模过程对于开发和模拟其他拓扑的仿真模型也是可行和通用的。

参考文献

- [1] Xiao W D. Photovoltaic power systems: modeling, design, and control[M]. Wiley, 2017.
 [2] Zhu Y, Xiao W D. A Comprehensive Review of Topologies for Photovoltaic I-V Curve Tracer[J]. Solar Energy, 2020, 196: 346-357.

习题

3.1 有一个基于 10MHz 时钟和 16 位寄存器的数字计数器,当该计数器用于产生 100kHz 的 PWM 信号时,试确定占空比的最佳分辨率。

3.2 按照仿真建模过程,为 Buck、Boost 和 Buck-Boost 变换器构建模型,通过本章的实例验证模型的准确性和局限性。

3.3 按照图 3.12 所示的步骤和拓扑选择策略,进行 CCM 降压变换器的概念设计。通过仿真验证设计是否符合表 P3.3 的规范。

表 P3.3 DC/DC 变换器的规格参数

| 参数符号 | 单位 | 说明 | 参数值 |
|-----------------------|-----|------------|-----|
| P_{norm} | W | 额定功率 | 24 |
| V_{in} | V | 额定输入电压 | 48 |
| V_{o} | V | 额定输出电压 | 12 |
| f_{sw} | kHz | 开关频率 | 100 |
| ΔI_{L} | A | 电感电流的额定变化量 | 0.5 |
| ΔV_{o} | V | 电容电压的额定变化量 | 0.1 |

(1) 根据图 3.8(a)所示的拓扑,在不考虑任何损耗的情况下,确定当负载电阻为 48Ω 及施加指定占空比时拓扑的输出电压,并通过仿真验证计算结果。

(2) 根据图 3.8(a)所示的拓扑,确定当负载电阻变为 100Ω 及施加指定占空比时拓扑的输出电压,并通过仿真验证计算结果。

3.4 按照图 3.12 所示的步骤和拓扑选择策略,进行 CCM 升压变换器的概念设计。使用仿真验证设计是否符合表 P3.4 的规范。

表 P3.4 Boost DC/DC 变换器的规格参数

| 参数符号 | 单位 | 说明 | 参数值 |
|-----------------------|-----|------------|-----|
| P_{norm} | W | 额定功率 | 48 |
| V_{in} | V | 额定输入电压 | 12 |
| V_{o} | V | 额定输出电压 | 48 |
| f_{sw} | kHz | 开关频率 | 100 |
| ΔI_{L} | A | 电感电流的额定变化量 | 1 |
| ΔV_{o} | V | 电容电压的额定变化量 | 0.5 |

(1) 根据图 3.22(a)所示的拓扑,在不考虑损耗的情况下,确定当时负载电阻为 384Ω 及施加相同占空比时拓扑的输出电压,并通过仿真验证计算结果。

(2) 根据图 3.22(a)所示的拓扑,在不考虑损耗的情况下,确定当时负载电阻为 500Ω 及施加相同占空比时拓扑的输出电压,并通过仿真验证计算结果。

3.5 Buck-Boost DC/DC 变换器如图 3.37 所示。输入电压 V_{in} 来自额定电压为 12V 的电池,但其电压会根据充电状态在 12~14V 变化。对于直流负载,输出电压的幅度应始终保持在 -24V 。额定负载电阻为 $R_{\text{norm}}=12\Omega$; 开关频率为 $f_{\text{sw}}=50\text{kHz}$ 。稳态时电感电流的变化量 $\Delta I_{\text{L}}=1\text{A}$ 。输出电压的变化量 $\Delta V_{\text{o}}=0.24\text{V}$ 。

(1) 根据连续导通模式,确定输入电压为 12V 和 14V 时对应的 PWM 的通态占空比。

(2) 在连续导通模式的基础上,考虑输入电压的变化,确定合适的电感值 L 和输出电容值 C_{o} ,使纹波小于规格要求。

(3) 当 $V_{\text{in}}=12\text{V}$,占空比为额定值时,计算负载电阻的临界值 R_{crit} ,即 CCM 和 DCM 之间的边界。

(4) 当负载电阻为 200Ω , $V_{\text{in}}=14\text{V}$,PWM 的通态占空比为 50%时,计算输出电压值并通过仿真验证分析结果。

3.6 Ćuk DC/DC 变换器如图 3.48 所示。输入电压 V_{in} 来自 12V 额定直流电源。对于直流负载,输出电压的幅值应持续保持在 -24V 。额定负载电阻 $R_{\text{norm}}=12\Omega$,开关频率 $f_{\text{sw}}=50\text{kHz}$ 。稳态时电感电流的变化量 $\Delta I_{\text{L1}}=1\text{A}$, $\Delta I_{\text{L2}}=0.5\text{A}$ 。输出电压的变化量 $\Delta V_{\text{o}}=0.24\text{V}$ 。开关电容器的变化量额定为 $\Delta V_{\text{sw}}=3\text{V}$ 。

(1) 根据连续导通模式,确定额定输入电压条件下的 PWM 通态占空比。

(2) 根据连续导通模式,确定合适的电感值 L_1 和 L_2 ,以满足电流纹波规格要求。

(3) 根据连续导通模式,根据纹波规范确定合适的输出电容值 C_{o} 和开关电容值 C_{sw} 。

(4) 通过仿真验证分析结果。