

谐振开关电容变换器的潜电路特性

丘东元, 涂文娟, 张 波, 黎剑源

(华南理工大学电力学院, 广东广州 510641)

摘 要: 潜电路是一种潜伏在系统中的路径或状态, 仅在特定的条件下产生, 使系统出现非期望的功能. 本文以一个降压式谐振开关电容变换器为例, 详细分析了潜电路出现时变换器的工作过程, 利用电路能量守恒定理推导出变换器的潜电路特性以及潜电路发生条件. 得到潜电路出现后, 变换器的输出电压不再保持恒定, 而是与电路参数、运行条件等密切相关, 呈现出非预期特性的结论, 并用实验结果加以证实.

关键词: 潜电路; 谐振开关电容变换器; 降压

中图分类号: TM 46 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372 2112 (2007) 08 1505 06

Sneak Circuit Characteristic of Resonant Switched Capacitor Converter

QIU Dong yuan, TU Wenjuan, ZHANG Bo, LI Jian yuan

(School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou, Guangdong 510641, China)

Abstract: Sneak circuit is a latent circuit path or condition that causes undesired function to occur at some certain conditions. A step down resonant switched capacitor (RSC) converter was used as an example to analyze the converter operating process with sneak circuit state. The sneak circuit characteristics and the sneak circuit operating conditions were derived by law of energy conservation. When sneak circuits appear, the output voltage doesn't keep constant, but relates to converter parameters or operating conditions. The converter shows the undesired behaviors under sneak circuit state, which have been verified by experimental results.

Key words: sneak circuit; resonant switched capacitor (RSC) converter; step down

1 引言

本文作者在研究降压式谐振开关电容变换器过程中发现了一些过去未曾观察到的新现象, 例如当负载或输入电压变化到一定程度时, 电感电流由原来的半波模式变成全波模式, 同时输入输出电压之间的关系不再由拓扑结构决定, 不符合谐振开关电容变换器的原有特性. 这些新现象的特点是在控制策略完全不变的情况下仅由电路参数扰动引起的, 既与通常变换器的特性只和控制策略有关相矛盾^[1-3], 又与软开关技术中由拓扑结构决定谐振开关的工作模式不同^[4,5], 而且这些现象会给变换器带来一些非期望的特性. 因此, 产生这种非预期特性的原因是变换器当中存在着一些不为设计者所知的工作模式, 而这些模式仅在特定的情况下参与系统运行, 对系统的安全可靠性造成不可忽略的影响.

经检索, 美国航空航天界在上个世纪六十年代开展阿波罗登月计划期间提出“潜电路(Sneak Circuit)”的概念, 把那些不是由元器件失效引起的而是由潜伏在系统

中的通路或状态造成的故障与事故归纳为潜电路现象. 这些潜伏的通路或状态在系统运行正常时不会显现, 仅在特定的条件下出现并可能导致系统出现非期望的功能或抑制所需要的功能^[6-10].

根据潜电路的特点, 可以把谐振开关电容变换器中出现的非预期现象看作潜电路现象. 本文以降压式谐振开关电容变换器为研究对象, 通过分析变换器的工作状态, 运用能量守恒定理, 全面研究潜电路出现时电路的工作特性并推导出潜电路现象的发生条件. 最后, 本文通过一台降压式谐振开关电容变换器的样机实验验证了理论分析结果.

2 工作状态分析

一个最基本的降压式谐振开关电容变换器如图 1, 电感 L_r 与开关电容 C_r 串联在一起组成谐振单元. 功率开关 S_1 和 S_2 轮流导通, 占空比相等, D_{S1} 、 D_{S2} 分别为 S_1 、 S_2 的反并联二极管^[11-13].

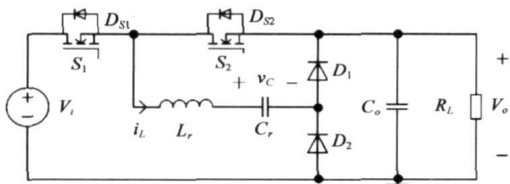


图1 基本降压式谐振开关电容变换器

2.1 正常工作情况

变换器正常工作时, 开关频率 f_s 小于谐振频率 f_r , 电感电流(开关电容电流) i_L 在每个开关周期内仅谐振半个周期, 故所有开关器件(包括二极管)能够实现零电流开通和关断^[11~13]。变换器的正常工作波形及相应的等效电路图如图2所示, 其中 v_{g1} 和 v_{g2} 分别为 S_1 、 S_2 的驱动信号。由于输出滤波电容 C_o 的取值通常比较大, 输出端可以看作一个无纹波的直流电压源 V_o 。

下面利用能量守恒原理推导变换器的输出特性, 从而避免了求解状态方程的繁琐过程, 并且简化了分析^[14, 15]。

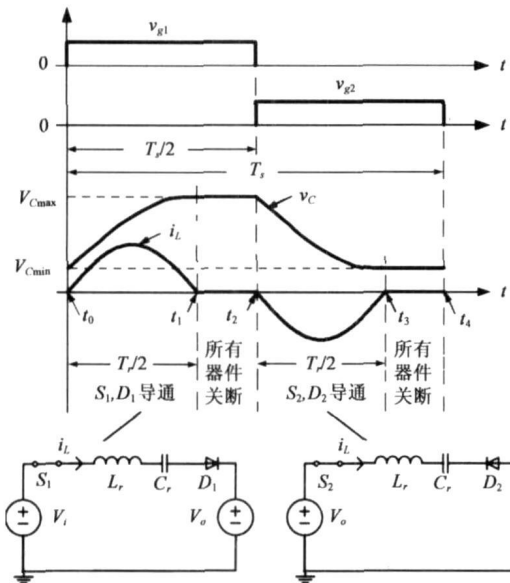


图2 正常情况下降压式谐振开关电容变换器的波形和等效电路

根据图2电路的工作过程如下: 当 $t = t_0 \sim t_1$ 时, S_1 和 D_1 零电流开通, 输入电源 V_i 同时向 C_r 和 C_o 充电, 忽略开关的通态阻抗, 二极管的管压降, 此阶段的电路状态方程为

$$V_i = L_r \frac{di_L}{dt} + v_C + V_o \quad (1)$$

上述状态方程的解为

$$\begin{cases} i_{L0-1}(t) = \frac{V_i - V_o - V_{Cmin}}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_0) \\ v_{C1}(t) = (V_i - V_o) - (V_i - V_o - V_{Cmin}) \cos \omega_r(t - t_0) \end{cases} \quad (2)$$

式中 V_{Cmin} 为 v_C 在 t_0 时的大小, 谐振角频率 $\omega_r = 2\pi f_r =$

$$1/\sqrt{L_r C_r}, \text{ 特征阻抗 } Z_r = \sqrt{L_r/C_r}.$$

此阶段输入的能量为

$$E_{i1} = \int_{t_0}^{t_1} V_i i_{L0-1}(t) dt \quad (3)$$

此阶段输出至负载的能量为

$$E_{o1} = \int_{t_0}^{t_1} V_o i_{L0-1}(t) dt = \int_{t_0}^{t_1} V_o i_{L0-1}(t) dt \quad (4)$$

当 $t = t_1$ 时, $\cos \omega_r(t_1 - t_0) = -1$, C_r 的充电过程结束, v_C 到达其最大值 V_{Cmax} , 即

$$v_{C1}(t_1) = V_{Cmax} = 2V_i - 2V_o - V_{Cmin} \quad (5)$$

当 $t = t_1 \sim t_2$ 时, 所有开关器件均关断, v_C 保持在 V_{Cmax} 不变。

当 $t = t_2 \sim t_3$ 时, S_2 和 D_2 零电流开通, 将存储在开关电容 C_r 中的能量释放到负载, 此阶段的电路状态方程及其解为

$$L_r \frac{di_L}{dt} + v_C - V_o = 0 \quad (6)$$

$$\begin{cases} i_{L0-2}(t) = \frac{V_o - V_{Cmax}}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_2) \\ v_{C2}(t) = V_o - (V_o - V_{Cmin}) \cos \omega_r(t - t_2) \end{cases} \quad (7)$$

此阶段电源无能量输入, 输出至负载的能量为

$$E_{o2} = - \int_{t_2}^{t_3} V_o i_{L0-2}(t) dt \quad (8)$$

同理当 $t = t_3$ 时, $\cos \omega_r(t_3 - t_2) = -1$, C_r 的放电过程结束, v_C 到达其最小值 V_{Cmin} , 即

$$v_{C2}(t_3) = V_{Cmin} = 2V_o - V_{Cmax} \quad (9)$$

当 $t = t_3 \sim t_4$ 时, 所有开关器件均关断, v_C 保持在 V_{Cmin} 。

由于电容电流在一个周期内的平均值为零, 而 L_r 与 C_r 串联, 因此

$$\int_{t_0}^{t_4} i_{L0} dt = 0 \Rightarrow \int_{t_0}^{t_1} i_{L0-1} dt = - \int_{t_2}^{t_3} i_{L0-2} dt \quad (10)$$

根据能量守恒原理, 得

$$E_{i1} = E_{o1} + E_{o2} \quad (11)$$

将式(3)、(4)、(8)和(10)代入式(11), 得

$$(V_i - 2V_o) \int_{t_0}^{t_1} i_{L0-1}(t) dt = 0 \quad (12)$$

可推出

$$V_o = V_i/2 \quad (13)$$

由式(13)可见, 降压式谐振开关电容变换器在正常工作的情况下, 输入、输出电压之间的关系是由电路的结构决定的, 负载扰动或开关频率变化对输出电压没有影响。而开关电容上的电压差为

$$V_{Cmax} - V_{Cmin} = \frac{1}{C_r} \int_{t_0}^{t_1} i_{L0-1}(t) dt = \frac{1}{C_r} \int_{t_0}^{t_1} \frac{V_o}{R_L} dt = \frac{V_o}{2R_L C_r f_s} \quad (14)$$

2.2 潜电路工作情况

本文作者在实验中发现, 在某些特定条件下, 降压式谐振开关电容变换器的电感电流 i_L 经过半个谐振周期后, 并没有因为 D_1 的反向截止而停止, 而是继续向反方向谐振. 以开关 S_1 导通时为例, i_L 的正向流动路径是 $V_i \rightarrow S_1 \rightarrow L_r \rightarrow C_r \rightarrow D_1 \rightarrow V_o$, 而 i_L 的反向流动路径是 $V_i \rightarrow D_{S1}$ 或 S_1 (若 S_1 是电力 MOSFET 器件时^[16]) $\rightarrow L_r \rightarrow C_r \rightarrow D_2$. 类似地还可以得到开关 S_2 导通时 i_L 的双向流动路径.

在正常工作情况下, 没有电流流过上述反向路径, 因此这些路径属于变换器中的潜伏通路. 一旦潜伏通路的激励条件被满足, 就会有电流在潜伏通路中流动, 于是出现了潜电路现象.

下面按开关频率的大小分别讨论降压式谐振开关电容变换器的潜电路工作情况.

(1) $0.5 < f_s/f_r < 1$

潜电路出现时降压式谐振开关电容变换器的波形和等效电路见图 3, 此时开关 S_1 和 S_2 不再具有零电流开关的特性, 虽然二极管 D_1 和 D_2 仍然保持零电流开关特性, 但不与开关同步工作. 根据图 3, 潜电路在 $f_r/2 < f_s < f_r$ 的情况下发生时, 变换器的工作过程可以分为 4 个阶段:

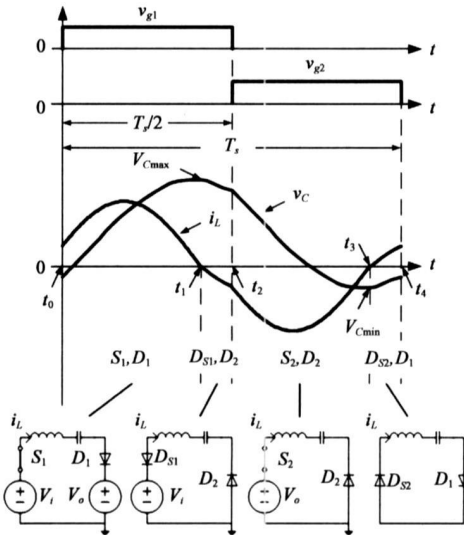


图 3 潜电路出现时降压式谐振开关电容变换器的波形和等效电路 ($0.5 < f_s/f_r < 1$)

当 $t = t_0 \sim t_1$ 时, S_1 开通, D_1 保持导通, 此阶段的状态方程与式(1)相同. 由于 S_1 不是零电流导通, 因此电感电流表达式为

$$i_{L1-1}(t) = I_{L1}(t_0) \cos \omega_r(t - t_0) + \frac{V_i - V_o - V_C(t_0)}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_0) \quad (15)$$

式中 $I_{L1}(t_0)$ 、 $V_C(t_0)$ 分别为 i_L 、 v_C 的初值.

当 $t = t_1 \sim t_2$ 时, 电感电流继续向反方向流动, D_1

反向截止, D_{S1} 、 D_2 零电流开通, 忽略二极管的管压降, 此阶段的电路状态方程为:

$$V_i = L \frac{di_L}{dt} + v_C \quad (16)$$

由于 $I_{L1}(t_1) = 0$, $V_C(t_1) = V_{Cmax}$, 此阶段的电感电流表达式为

$$i_{L1-2}(t) = \frac{V_i - V_{Cmax}}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_1) \quad (17)$$

当 $t = t_2 \sim t_3$ 时, S_2 开通, D_2 保持导通, 此阶段的状态方程与式(4)相同. 由于 $I_{L1}(t_2) \neq 0$, S_1 不是零电流关断, S_2 不是零电流开通, 电感电流表达式为:

$$i_{L1-3}(t) = I_{L1}(t_2) \cos \omega_r(t - t_2) + \frac{V_o - V_C(t_2)}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_2) \quad (18)$$

当 $t = t_3 \sim t_4$ 时, 电感电流继续流动, D_2 反向截止, D_{S2} 、 D_1 零电流开通, 此阶段的电路状态方程为

$$L \frac{di_L}{dt} + v_C = 0 \quad (19)$$

由于 $I_{L1}(t_3) = 0$, $V_C(t_3) = V_{Cmin}$, 此阶段的电感电流表达式为:

$$i_{L1-4} = -\frac{V_{Cmin}}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_3) \quad (20)$$

由于 V_i 在 $t_0 \sim t_1$ 期间给负载提供的能量等于 R_L

在 $t_0 \sim t_2$ 期间消耗的能量, $V_o \int_{t_0}^{t_1} i_{L1-1}(t) dt = \frac{V_o^2 T_s}{2R_L}$, 即

$\int_{t_0}^{t_1} i_{L1-1}(t) dt = \frac{V_o}{2R_L f_s}$; 同理, R_L 在 $t_2 \sim t_4$ 消耗的能量为 $\frac{V_o^2 T_s}{2R_L} = -V_o \int_{t_3}^{t_4} i_{L1-3}(t) dt$, 即 $\int_{t_3}^{t_4} i_{L1-3}(t) dt = -\frac{V_o}{2R_L f_s}$. 因此,

$$\int_{t_0}^{t_1} i_{L1-1}(t) dt = -\int_{t_2}^{t_3} i_{L1-3}(t) dt = \frac{V_o}{2R_L f_s} \quad (21)$$

以开关电容 C_r 为研究对象, 在 $t_3 \sim t_4$ 和 $t_0 \sim t_1$ 阶段其吸收的能量为

$$\frac{1}{2} C_r V_{Vmax}^2 - \frac{1}{2} C_r V_{Cmin}^2 = (V_i - V_o) \int_{t_0}^{t_1} i_{L1-1}(t) dt \quad (22)$$

$t_1 \sim t_3$ 期间开关电容上的电压差为

$$\begin{aligned} V_{Cmax} - V_{Cmin} &= -\frac{1}{C_r} \left[\int_{t_1}^{t_2} i_{L1-2}(t) dt + \int_{t_2}^{t_3} i_{L1-3}(t) dt \right] \\ &= \frac{1}{C_r} \left[\int_{t_0}^{t_1} i_{L1-1}(t) dt - \int_{t_1}^{t_2} i_{L1-2}(t) dt \right] \quad (23) \end{aligned}$$

将式(23)代入式(22)可得

$$\begin{aligned} (V_{Cmax} + V_{Cmin}) \left[\int_{t_0}^{t_1} i_{L1-1}(t) dt - \int_{t_1}^{t_2} i_{L1-2}(t) dt \right] \\ = 2(V_i - V_o) \int_{t_0}^{t_1} i_{L1-1}(t) dt \quad (24) \end{aligned}$$

由能量守恒有

$$\begin{aligned} & (V_i - V_o) \int_{t_0}^{t_1} i_{L1-1}(t) dt + V_i \int_{t_1}^{t_2} i_{L1-2}(t) dt + \\ & V_o \int_{t_2}^{t_3} i_{L1-3}(t) dt = 0 \end{aligned} \quad (25)$$

将式(21)代入式(25)整理可得

$$V_i \left[\int_{t_0}^{t_1} i_{L1-1}(t) dt - \int_{t_1}^{t_2} i_{L1-2}(t) dt \right] = 2(V_i - V_o) \int_{t_0}^{t_1} i_{L1-1}(t) dt \quad (26)$$

对比式(23)和式(26)可得

$$V_{C\max} + V_{C\min} = V_i \quad (27)$$

根据 i_{L1-2} 和 i_{L1-4} 的定义, 可知它们的波形正负对称, 即电感电流在前后半个周期内正负对称, 从而得到以下一系列关系式:

$$\begin{cases} \omega_r(t_1 - t_0) = \omega_r(t_3 - t_2) = \theta_1 \\ \omega_r(t_1 - t_2) = \omega_r(t_3 - t_4) = \theta_2 \\ \theta_1 + \theta_2 = \pi f_r / f_s, \pi < \theta_1 + \theta_2 < 2\pi \\ I_L(t_2) = -I_L(t_0) \\ V_C(t_2) + V_C(t_0) = V_i \\ V_{C\max} + V_{C\min} = V_i \\ V_{C\max} - V_C(t_0) = V_C(t_2) - V_{C\min} = V_o / (2R_L C_r f_s) \end{cases} \quad (28)$$

在一个周期内电源输入的能量为

$$E_i = \int_{t_0}^{t_1} V_i i_{L1-1}(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} V_i i_{L1-2}(t) dt \quad (29)$$

而电路向负载输出的能量大小为

$$E_o = \int_{t_0}^{t_1} V_o i_{L1-1}(t) dt - \int_{t_1}^{t_2} V_o i_{L1-3}(t) dt \quad (30)$$

根据能量守恒定理 $E_i = E_o$, 得到下列方程组

$$\begin{cases} kV_o(V_i - 2V_o) + V_i(V_i - kV_o) \left(\frac{1-m}{1+m} \right) = 0 \\ (m + kn + k + 1)V_o - (n + 1)V_i \\ = (m + 1)(mn + \sqrt{(1-m^2)(1-n^2)})(V_o - V_i) \end{cases} \quad (31)$$

式中 $k = 1/(2R_L C_r f_s)$, $m = \cos \theta_2$, $n = \cos(\pi f_r / f_s)$.

求解式(31), 可以得到一个以 V_o 为变量的一元二次方程, 代入电路参数, 便可求出 V_o 的大小.

$$(2)f_s/f_r < 0.5$$

当潜电路在 $f_s < f_r/2$ 期间出现时, 如果 i_L 在开关导通期间仅谐振一个周期, 那么所有开关器件仍然保持零电流开关特性, 波形和等效电路见图 4. 与图 3 相比, 图 4 中增添了两个所有开关均关断的工作状态, 即 $t_2 \sim t_3$ 和 $t_5 \sim t_6$ 时段, 其余 4 个工作状态的等效电路与图 3 的相同.

参照式(15)~(20), 图 4 中各阶段的电感电流表达式为:

$$i_{L2-1}(t) = \frac{V_i - V_o - V_C(t_0)}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_0), t_0 \leq t < t_1 \quad (32)$$

$$i_{L2-2}(t) = \frac{V_i - V_{C\max}}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_1), t_1 \leq t < t_2 \quad (33)$$

$$i_{L2-3}(t) = \frac{V_o - V_C(t_2)}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_3), t_3 \leq t < t_4 \quad (34)$$

$$i_{L2-4}(t) = \frac{-V_{C\min}}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_4), t_4 \leq t < t_5 \quad (35)$$

由电路分析, 得

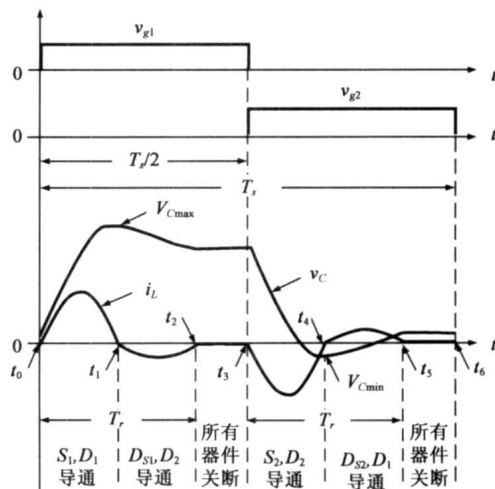


图 4 潜电路出现时降压式谐振开关电容变换器的波形 ($f_s/f_r < 0.5$)

$$\int_{t_0}^{t_1} i_{L2-1}(t) dt = - \int_{t_3}^{t_4} i_{L2-3}(t) dt = \frac{V_o}{2R_L f_s} \quad (36)$$

$$V_{C\max} - V_C(t_0) = \frac{1}{C_r} \int_{t_0}^{t_1} i_{L2-1}(t) dt = \frac{V_o}{2R_L C_r f_s} \quad (37)$$

类似式(5), 可得

$$V_{C\max} = V_C(t_1) = 2(V_i - V_o) - V_C(t_0) \quad (38)$$

由式(37)、(38)得

$$V_{C\max} = (V_i - V_o) + \frac{V_o}{4R_L C_r f_s} \quad (39)$$

在一个周期内电源输入的能量大小为

$$\begin{aligned} E_i &= V_i \left[\int_{t_0}^{t_1} i_{L2-1}(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} i_{L2-2}(t) dt \right] \\ &= V_i \left[\frac{V_o}{2R_L f_s} + 2C_r(V_i - V_{C\max}) \right] \end{aligned} \quad (40)$$

而电路向负载端输出的能量大小为负载电阻在一个开关周期消耗的能量, 即

$$E_o = V_o \left[\int_{t_0}^{t_1} i_{L2-1}(t) dt - \int_{t_3}^{t_4} i_{L2-3}(t) dt \right] = \frac{V_o^2}{R_L f_s} \quad (41)$$

由 $E_i = E_o$ 求出

$$V_o = 2R_L C_r f_s V_i = V_i / k \quad (42)$$

由式(42)可见, 当潜电路出现后, 变换器的输出平均电压 V_o 不再保持为 $V_i/2$, 而是与电路参数(如 C_r)、运行条件(如 R_L, f_s)等密切相关, 呈现出非预期的特性.

如果电感电流经过一个谐振周期后继续流动, 即

出现多周期谐振现象时, 仍然可以采用类似的方法进行电路分析。由于潜电路的路径与图 3 或图 4 的相同, 本文在此不再详述。

3 潜电路发生规律

产生潜电路现象的前提条件是电路中存在一些潜伏通路。以降压式谐振开关电容变换器为例, 开关 S_1 及其反并联二极管 D_{S1} 分别与二极管 D_1 、 D_2 构成了不同方向的电流流动路径, 使电感电流能够双向流动, 在正常工作情况下, 电感电流只流过由 S_1 和 D_1 组成的通路; 但是在特定的条件下, 由 D_{S1} 和 D_2 组成的通路也参与系统运行, 因此称之为潜伏通路。由图 3 和图 4 可见, 即使在控制策略相同的情况下, 电路也有可能通过开关器件的反并联二极管形成新的通路。

其次, 只有当潜电路的发生条件被满足时, 才出现潜电路现象。从上述的电路分析可见, 当潜电路出现时, 流过潜伏通路的电流不为零。根据式(17)、(20)、(33)和(35), 得

$$V_i - V_{C_{\max}} < 0 \text{ 及 } -V_{C_{\min}} > 0 \quad (43)$$

反之, 如果 $V_i - V_{C_{\max}} \geq 0$ 及 $V_{C_{\min}} \leq 0$, 那么潜电路不会出现, 即开关电容上的电压差满足下列关系时, 电路工作处于正常情况。

$$V_{C_{\max}} - V_{C_{\min}} \leq V_i \quad (44)$$

将式(14)代入式(44), 得

$$4R_L C_f f_s \geq 1, \quad f_s < f_r \quad (45)$$

式(45)可以作为判断潜电路是否发生的条件。如果降压式谐振开关电容变换器的电路参数和工作条件满足式(45)时, 变换器工作在正常情况, 潜电路现象不会发生。如果电路发生扰动, 如减小负载 R_L 、增加输入电压 V_i 或降低开关频率 f_s 等, 导致式(45)不成立, 那么潜电路就会出现。

4 仿真与实验验证

本文对图 1 所示的降压式谐振开关电容变换器进行了仿真研究, 图 5 给出了在不同开关频率下 R_L 与 V_o/V_i 的关系。可见当电路工作在正常情况时, 输入输出电压比保持为一个恒定值。当 R_L 下降到一定程度, 即满足 $4R_L C_f f_s < 1$ 时, 电路出现潜电路现象, 导致输入输出电压比减小。在潜电路工作状态下, 即使负载相同, 当谐振频率不变时, L_r 越大(C_r 越小), 输入输出电压比越小。

基于图 1 本文制作了一台降压式谐振开关电容变换器样机, 开关管选用 POWER MOSFET IRFZ44N, 快恢复二极管选用 S3SC4M。电路中各项参数为 $L_r = 570\text{nH}$, $C_r = 3\text{pF}$, $C_o = 330\text{pF}$, $f_r = 120\text{kHz}$ 。在不同开关频率下测

量样机的电感电流 i_L 和开关电容电压 v_C 。电路的正常工作波形如图 6(a) 和 7(a) 所示, 与图 2 相似。减小 R_L 使电路出现潜电路现象, 得到的实验结果如图 6(b) 和 7(b) 所示, 实验结果与理论分析结果相一致。由于输入电源不是理想电源, 并且含有一定的内阻, 因此图中的实验波形与理想波形之间存在一些差异。

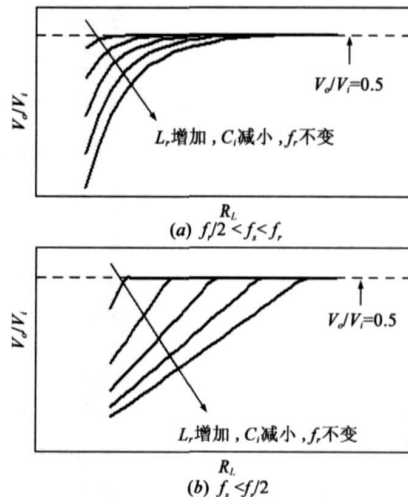


图 5 不同开关频率下 V_o/V_i 与 R_L 的关系

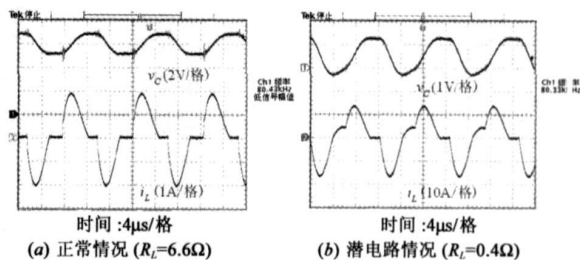


图 6 $f_s = 80\text{kHz}$ 时 i_L 和 v_C 的实验波形

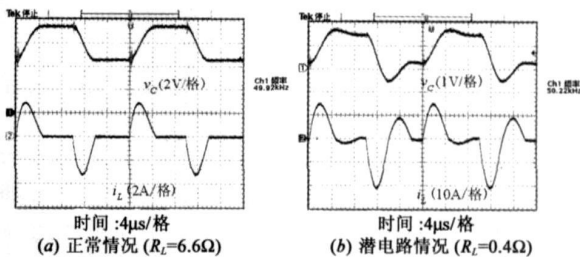


图 7 $f_s = 50\text{kHz}$ 时 i_L 和 v_C 的实验波形

5 结论

本文详细研究了降压式谐振开关电容变换器潜电路现象, 首次全面地研究了潜电路发生时变换器的输出特性, 并提出了潜电路的一般发生规律, 实验结果充分证明了潜电路发生条件的正确性。近年来, 电力电子系统的功能日益强大, 设计规模不断增大, 而且新型的拓扑结构相继诞生, 使系统的复杂度与设计者的认知度之间的矛盾逐渐突出, 复杂系统中难免存在着不少

在设计时未为设计者所知的潜电路问题. 本文的研究成果表明潜电路现象的出现确实会对电力电子开关变换器产生影响. 类似的分析方法可以推广到一系列谐振开关电容变换器中, 为预先发现和消除谐振开关电容变换器中潜在的不正常现象提供理论依据.

参考文献:

- [1] 丘东元, 郑春芳, 张波. 一类零电流谐振开关电容变换器的特性分析[J]. 电子学报, 2005, 33(11): 1921–1924.
Qiu Dongyuan, Zheng Chunfang, Zhang Bo. Characteristic analysis of ZCS resonant switched capacitor DG DC converters[J]. Acta Electronics SINICA, 2005, 33(11): 1921–1924. (in Chinese)
- [2] 刘健, 陈治明. 开关电容 DG-DC 变换器的最佳控制方法[J]. 电子学报, 1998, 26(8): 129–131.
Liu Jian, Chen Zhiming. Optimum regulation on switched capacitor dc dc converters[J]. Acta Electronic Sinica, 1998, 26(8): 129–131. (in Chinese)
- [3] 刘健, 陈治明, 严百平. 开关电容 DG-DC 变换器的设计方法[J]. 电子学报, 1999, 27(4): 102–105.
Liu Jian, Chen Zhiming, Yan Baiping. Design on switched capacitor DG DC converters[J]. Acta Electronic Sinica, 1999, 27(4): 102–105. (in Chinese)
- [4] 孔剑虹, 胡磊, 邓焰, 何湘宁. 组合软开关功率变换器的理论和应用[J]. 电子学报, 2001, 29(11): 1571–1574.
Kong Jiarong, Hu Lei, Deng Yan, He Xiangning. Theory and applications of the composite soft switching power converters[J]. Acta Electronic Sinica, 2001, 29(11): 1571–1574. (in Chinese)
- [5] 阮新波, 严仰光. 直流开关电源的软开关技术[M]. 北京: 科学出版社, 2000.
Ruan Xinbo, Yan Yangguang. Soft Switching of DC Switched Mode Power Supply[M]. Beijing: Science Publishing, 2000. (in Chinese)
- [6] Rankin J P. Sneak circuit analysis[J]. Nuclear Safety, 1973, 14(5): 461–468.
- [7] Savakoor D S, Bowles J, Bonnell R D. Combining sneak circuit analysis and failure modes and effects analysis[A]. Proc. Annual Reliability and Maintainability Symposium[C]. Atlanta, USA, 1993. 199–205.
- [8] 孟雪松. 潜藏电路分析[J]. 航空标准化与质量, 1996, 25(5): 22–26.
Meng Xuesong. Sneak circuit analysis[J]. Aeronautics Standardization & Quality, 1996, 25(5): 22–26. (in Chinese)
- [9] 任立明. 潜在电路及潜在电路分析技术—潜在电路分析技术之一[J]. 质量与可靠性, 1998, 13(2): 31–34.
Ren Liming. Sneak circuit and sneak circuit analysis technology (Part I)[J]. Quality & Reliability, 1998, 13(2): 31–34. (in Chinese)
- [10] 李国华, 胡昌华, 叶雪梅, 等. 潜在通路分析技术的发展

[J]. 安全与环境学报, 2004, 4(1): 84–88.

Li Guohua, Hu Changhua, Ye Xuemei, et al. A retrospective and prospective review of sneak circuit analysis technology[J]. Journal of Safety and Environment, 2004, 4(1): 84–88. (in Chinese)

- [11] Midgley D, Sigger M. Switched capacitors in power control[J]. in Proc Inst Elect Eng, 1974, 121(7): 703–704.
- [12] Cheng K W E. New generation of switched capacitor converters[A]. Proc IEEE PESC[C]. Japan, 1998. 1529–1535.
- [13] Cheng K W E. Zero current switching switched capacitor converters[J]. IEE Proc Electr Power Appl, 2001, 148(5): 403–409.
- [14] 丘东元, 张波. 谐振开关电容变换器中潜电路现象的研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(21): 34–40.
Qiu Dongyuan, Zhang Bo. Study of sneak circuit in resonant switched capacitor converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(21): 34–40. (in Chinese)
- [15] 刘健, 陈治明, 钟彦儒. 开关电容 DG-DC 变换器的分析[J]. 电子学报, 1997, 25(2): 83–85.
Liu Jian, Chen Zhiming, Zhong Yanru. Analysis of switched capacitor dc dc converters[J]. Acta Electronic Sinica, 1997, 25(2): 83–85. (in Chinese)
- [16] 胡宗波, 张波. 同步整流器中 MOSFET 的双向导电特性和整流损耗研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(3): 88–93.
Hu Zongbo, Zhang Bo. Study on bidirectional conductivity and power loss of power MOSFETs in synchronous rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(3): 88–93. (in Chinese)

作者简介:



丘东元 女, 1972 年出生, 博士, 副教授. 研究方向为电力电子拓扑与控制.

E-mail: epdyqiu@scut.edu.cn



卢文娟 女, 1983 年出生, 硕士研究生. 研究方向为电力电子软开关技术.

E-mail: janetutu0810@126.com

张波 男, 1962 年生, 教授, 博士生导师. 研究方向为电力电子与交流传动系统的非线性分析和控制.

黎剑源 男, 1981 年生, 硕士研究生. 研究方向为电力电子拓扑.