

文章编号:1000-582X(2008)07-0754-06

电力电子变换器开关拓扑的图论分析方法

屈莉莉, 杨兆华, 秦 忆

(佛山科学技术学院 自动化系, 广东 佛山 528000)

摘 要:提出了适用于电力电子变换器拓扑分析的广义连接矩阵,用于判别给定拓扑的电力电子变换器的开关路径,为分析变换器的开关模式提供了一种新的方法。同时,通过将变换器实际开关电路模态与电路设计的正常工作模态比较,可以判断变换器是否存在非设计要求的潜在开关路径,以便设计者及时对变换器的开关结构进行改进。最后,以三相 PWM 整流器和零电流谐振开关电容变换器为例,进行了详细的应用研究分析,验证实例证明了所提出方法是正确和有效的。

关键词:电力电子;开关拓扑;图论;广义连接矩阵;潜电路

中图分类号:TM 921

文献标志码:A

Switching topology analysis for power converters based on graphic theory

QU Li-li, YANG Zhao-hua, QIN Yi

(Department of Automation, Foshan University, Foshan 528000, P. R. China)

Abstract: Based on a directed graph of power converters, a new generalized connection matrix method was proposed to find out all switch paths and states. By comparing practical switching states to normal states, the sneak circuit paths were identified accordingly. A new switch construction was developed to eliminate sneak circuits. At the same time, the method was used to analyze switching states of three-phase PWM rectifiers and identify the sneak paths of zero-current-switching resonant switched capacitor (RSC) converters. The results show that the proposed analysis method is effective.

Key words: power electronics; switching topology; graph theory; generalized connection matrix; sneak circuit

长期以来,许多新型的电力电子变换器拓扑的创立过程主要依赖于灵感和经验,没有严密并可以遵循的逻辑和模式^[1-2]。这样,随着拓扑结构日趋复杂,电力电子变换器电路工作模态也在不断增加,极有可能出现设计者为了实现设计意图而无意中带进设计方案中的潜在电路^[3-5]路径,当某种特定的条件被激发时,这些潜在电路开始工作,导致变换器特性出现非设计要求的变化^[6-9]。

从机理上讲,节点和元件已定的电力电子变换器,其特性的变化是由于在不同时段中,随着开关元件通断发生变化,分别以不同的电路拓扑运行造成

的。因此,有必要建立一种系统的方法,对变换器实际存在的开关拓扑进行理论分析,为研究电力电子变换器的特性和开发应用提供依据。

笔者根据图论分析方法,提出了适用于电力电子变换器电路分析的广义连接矩阵,用于识别给定拓扑的电力电子变换器的开关路径,从而确定其所有可能的开关状态和开关电路拓扑。这样,一方面为分析变换器的开关模式提供了一种新的方法;另一方面,通过将辨识得到的变换器实际开关电路模态与电路设计的正常工作模态比较,可以判断变换器是否存在非设计要求的潜在开关路径,以便设计

收稿日期:2008-03-18

基金项目:广东省科技计划资助项目(20042040087)

作者简介:屈莉莉(1968-),女,佛山科学技术学院副教授,主要从事电力电子系统拓扑与控制技术研究,

(Tel)13068640066;(E-mail)qulili313@163.com。

者及时对变换器的开关结构进行改进。笔者分别以三相 AC/DC PWM 变换器和零电流谐振开关电容变换器为例,应用所提出的基于图论的电力电子变换器开关电路拓扑方法,对 PWM 变换器的开关模式和零电流谐振开关电容变换器的潜电路模态进行了分析,验证了所提出方法的正确性和有效性。

1 电力电子变换器的广义连接矩阵

1.1 有向图及连接矩阵定义

有向图 $G(V, E)$ 由 2 个有限集合 V 和 E 构成,其中, $V = \{V_1, V_2, \dots, V_n\}$ 是顶点的集合, $E = \{e_1, e_2, \dots, e_n\}$ 是连接所有顶点边的集合,并且所有边都是有方向的。

有向图 G 的连接矩阵 C 是一个 $n \times n$ 阶矩阵,矩阵的元素 c_{ij} 定义如下^[10-12]:

$$c_{ij} = \begin{cases} 1 & i = j \text{ 时,} \\ 0 & i \neq j, \text{ 且顶点 } i \text{ 和 } j \text{ 之间没有边相连,} \\ \sum_{i=1}^k e_i & e_1, e_2, \dots, e_k \text{ 为从顶点 } i \text{ 到 } j \text{ 的有向边.} \end{cases} \quad (1)$$

定理 定义开关函数 $F_{ij} = \Delta_{ij}$, 其中 Δ_{ij} 为连接矩阵 C 的余子式,则 Δ_{ij} 的行列式的各项因子表示从图 G 的顶点 j 到顶点 i 的通路^[10]。

1.2 电力电子电路的有向图及广义连接矩阵定义

电力电子变换器的开关电路拓扑一般由电源和电感、电容、电阻、开关器件等元件组成。假设其中的 SCR、GTO、MOSFET、IGBT 等三端开关器件的门极和栅极等控制端所构成的控制回路与其它两极所构成的主回路相互隔离,由于不考虑控制电路并不影响对主电路进行拓扑分析,从而可以将这些器件也等效为二端器件。这样,可以建立与电力电子电路拓扑相对应的有向图。

笔者提出把电源也看作一类特殊的元件,电路中各元件的交点作为顶点,用数字编号,各连接元件所在的支路作为边,用元件符号命名,每条边用箭头表示电流可以流动的方向,定义所有的顶点和边连接而成的有向图为电力电子电路的有向图 G 。其中电流流动的方向由电路元件的特性决定,对于电源、电感、电容、无源元件电阻及带反向二极管的开关元件,电流可双向流动,用双向箭头表示;无反向二极管的开关元件、二极管元件,电流只能单向流动,用单向箭头表示。根据有向图各顶点间有无元件直接相连,以及直接相连的元件上是否存在电流路径,得到一个 $n \times n$ 阶的电力电子电路的广义连接矩阵 A , 矩阵的元素 a_{ij} 表示如下:

$$a_{ij} = \begin{cases} 1 & i = j \text{ 时,} \\ 0 & i \neq j, \text{ 且顶点 } i \text{ 和 } j \text{ 之间无元件直接相连,或元件上无电流路径,} \\ \text{元件符号} & i \neq j, \text{ 顶点 } i \text{ 到 } j \text{ 之间的元件上有电流路径.} \end{cases} \quad (2)$$

2 电力电子电路开关拓扑分析

2.1 开关路径计算

理论上讲,广义连接矩阵 A 的行列式的各项因子分别代表有向图的一个电流回路路径。不过,计算结果中出现的元件符号平方项,在图论中可以把它们看成一种比较特殊的回路,但在电路中,由于每个元件在同一回路中只可能出现一次,故并不存在这样的回路,在计算中应该忽略带元件符号平方的项,并省略,由此可得到电力电子变换器开关回路的路径函数 F 。分析发现,路径函数中的每一项因子分别代表了图 G 中的一条开关回路路径。

提出引理如下:

引理 定义广义开关路径函数 $F = |A|$, 其中 $|A|$ 为广义连接矩阵 A 的行列式中去除平方项后的绝对值,则 F 的各项因子表示图 G 的开关回路路径。

2.2 冗余回路剔除

若两顶点之间连接有电压源,或电压源构成的网络,由于电路中不允许存在把电压源短路的通路,一般在电路设计时就通过对开关通断时间的控制避免了短路情况的发生,因此若计算得到的开关回路路径中存在造成电压源(电压源构成的网络)短路的开关状态,则此开关回路路径为无效的假通路。电容(电容网络)可等同于电压源来处理。

不过,对于采用软开关的变换器,由于开关回路相对比较复杂,还需要根据具体变换器设计的工作原理,剔除其存在的其它冗余通路。

2.3 开关模式分析

剔除冗余通路后,通过分析回路路径中包含的开关元件,便可得到变换器的开关模式。

2.4 潜电路路径判别

将计算得到的电路实际开关路径,与电路设计的正常回路路径相比较,多出的回路路径为潜电路路径。

2.5 开关结构改进

分析潜电路开关路径,改变开关结构,消除潜在路径,保证电路工作在正常状态。

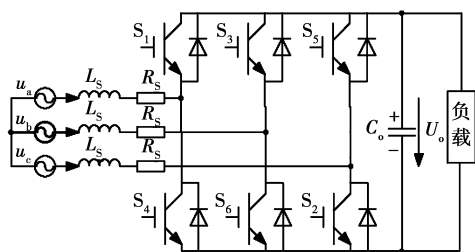
3 PWM 整流器开关电路拓扑分析

3.1 电压型 PWM 整流器开关拓扑分析

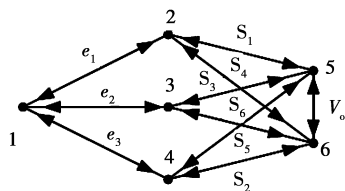
3.1.1 电压型 PWM 整流器广义连接矩阵和开关路径函数

图 1(a)是三相电压型 PWM 整流器主电路,它

由主电路开关管 $S_1 \sim S_6$ 、交流侧电感 L_s 、等效电阻 R_s 、直流侧电容 C_d 和负载组成。变换器中的 u_a 、 u_b 、 u_c 表示电源电压,开关管为 IGBT 管,与其反并联的二极管表示开关管的寄生二极管。根据 1.2 中提出的方法,把图 1(a)各元件的交点作为顶点,用数字编号,各连接元件所在的支路作为边,用元件符号命名,每条边用箭头表示电流可以流动的方向,建立三相电压型 PWM 整流器的有向图如图 1(b)所示。为分析的方便,图 1(a) u_a 、 u_b 、 u_c 与 L_s 、 R_s 组成的支路用 e_1 、 e_2 、 e_3 表示,直流侧输出电压用 V_o 表示。



(a) 电路图



(b) 有向图

图 1 三相电压型 PWM 整流器及其有向图

根据 1.2 中广义连接矩阵定义,由图 1(b)可得三相电压型 PWM 整流器的连接矩阵为

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & e_1 & e_2 & e_3 & 0 & 0 \\ e_1 & 1 & 0 & 0 & S_1 & S_4 \\ e_2 & 0 & 1 & 0 & S_3 & S_6 \\ e_3 & 0 & 0 & 1 & S_5 & S_2 \\ 0 & S_1 & S_3 & S_5 & 1 & V_o \\ 0 & S_4 & S_6 & S_2 & V_o & 1 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

计算得到三相电压型 PWM 整流器的开关路径函数 F 如下:

$$F = 1 + 2S_1V_oS_4 + 2e_3e_1S_1S_2V_o + 2S_5e_3e_1S_1 + 2S_5S_2S_1S_4 + 2S_5S_2V_o + 2S_3e_2e_1S_1 + 2S_3S_6V_o + 2S_6S_1S_3S_4 + 2e_3e_2S_5S_3 + 2e_3e_2S_2S_6 + 2S_5e_3e_1V_oS_4 + 2e_3e_1S_2S_4 + 2S_3e_2e_1V_oS_4 + 2S_3e_2e_1S_2S_5S_4 + 2e_3e_2S_5S_6V_o + 2e_3e_2S_1S_2S_3S_4 + 2e_3e_2S_2S_3V_o + 2e_3e_2S_1S_5S_4S_6 + 2S_3e_3e_1S_2S_1S_6 + 2S_3e_3e_1S_5S_4S_6 + 2e_2e_1S_1S_2S_6S_5 + 2e_2e_1S_1S_6V_o + 2e_2e_1S_6S_4 + 2S_3S_2S_6S_5. \quad (4)$$

3.1.2 电压型 PWM 整流器开关回路和工作模式

实际运行中三相上下桥臂的开关管不能同时导通,在式(4)中去掉 S_1 和 S_4 、 S_3 和 S_6 、 S_2 和 S_5 同时

存在的回路,得到电路中所有可能的回路为: $2e_3e_1S_1S_2V_o + 2S_5e_3e_1S_1 + 2S_3e_2e_1S_1 + 2e_3e_2S_5S_3 + 2e_3e_2S_2S_6 + 2S_5e_3e_1V_oS_4 + 2e_3e_1S_2S_4 + 2S_3e_2e_1V_oS_4 + 2e_3e_2S_5S_6V_o + 2e_3e_2S_2S_3V_o + 2e_2e_1S_1S_6V_o + 2e_2e_1S_6S_4$, 共 24 条。表 1 所示为整理得到的三相电压型 PWM 整流器实际存在的开关模式、导通器件和开关回路路径。这与三相电压型 PWM 整流器的正常开关状态相符^[13]。

表 1 三相电压型 PWM 整流器开关回路

开关模式	导通器件	开关回路
1	$S_1S_2S_6$	$e_3e_1S_1S_2V_o$ $e_2e_1S_1S_6V_o$ $e_3e_2S_2S_6$
2	$S_2S_3S_4$	$S_3e_2e_1V_oS_4$ $e_3e_2S_2S_3V_o$ $e_3e_1S_2S_4$
3	$S_1S_2S_3$	$e_3e_1S_1S_2V_o$ $e_3e_2S_2S_3V_o$ $S_3e_2e_1S_1$
4	$S_1S_5S_6$	$S_5e_3e_1V_oS_4$ $e_3e_2S_5S_6V_o$ $e_2e_1S_6S_4$
5	$S_5S_6S_1$	$e_2e_1S_1S_6V_o$ $e_3e_2S_5S_6V_o$ $S_5e_3e_1S_1$
6	$S_5S_4S_3$	$S_3e_2e_1V_oS_4$ $S_5e_3e_1V_oS_4$ $e_3e_2S_5S_3$
7	$S_1S_3S_5$	$S_5e_3e_1S_1$ $S_3e_2e_1S_1$ $e_3e_2S_5S_3$
8	$S_6S_2S_4$	$e_3e_1S_2S_4$ $e_2e_1S_6S_4$ $e_3e_2S_2S_6$

3.2 电流型 PWM 整流器开关拓扑分析

3.2.1 电流型 PWM 整流器广义连接矩阵和开关路径函数

图 2(a)是三相电流型 PWM 整流器主电路,它由主电路开关管 $T_1 \sim T_6$ 、交流侧电感 L_s 、等效电阻 R_s 、直流侧电感 L 和负载组成。变换器中的 u_a 、 u_b 、 u_c 表示电源电压,开关管为 IGBT 管,与其反并联的二极管表示开关管的寄生二极管。根据 1.2 中提出的方法,把图 2(a)各元件的交点作为顶点,用数字编号,各连接元件所在的支路作为边,用元件符号命名,每条边用箭头表示电流可以流动的方向,建立三相电流型 PWM 整流器的有向图如图 2(b)所示。 e_1 、 e_2 、 e_3 、 V_o 的含义与图 1 中相同。

根据 1.2 中广义连接矩阵定义,由图 2(b)可得三相电流型 PWM 整流器的连接矩阵为

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & e_1 & e_2 & e_3 & 0 & 0 & 0 \\ e_1 & 1 & 0 & 0 & T_1 & 0 & 0 \\ e_2 & 0 & 1 & 0 & T_3 & 0 & 0 \\ e_3 & 0 & 0 & 1 & T_5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L & 1 & V_o \\ 0 & T_4 & T_6 & T_2 & 0 & V_o & 1 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

计算得到三相电流型 PWM 整流器的开关路径函数 F 如下:

$$F = T_4T_1LV_o + T_2T_5LV_o + e_3e_1T_4T_5LV_o + e_2e_1T_4T_3LV_o + T_2e_3e_1T_1LV_o + T_6e_2e_1T_1LV_o + e_3e_2T_2T_3LV_o + T_6e_3e_2T_5LV_o + T_6T_3LV_o. \quad (6)$$

3.2.2 电流型 PWM 整流器开关回路和工作模式

表 2 所示为根据式(6)整理得到的三相电流型

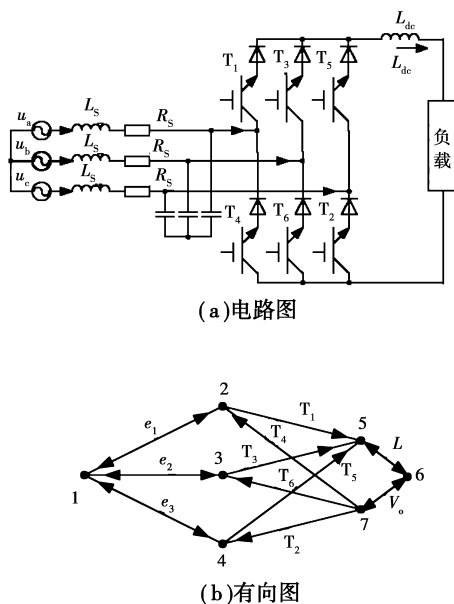


图2 三相电流型 PWM 整流器及其有向图

PWM 整流器实际存在的开关模式、导通器件和开关回路路径。这与三相电流型 PWM 整流器的正常开关状态相符^[13]。

表2 三相电流型 PWM 整流器开关回路

开关模式	导通器件	开关回路
1	$T_1 T_2$	$T_2 e_3 e_1 T_1 L V_o$
2	$T_2 T_3$	$e_3 e_2 T_2 T_3 L V_o$
3	$T_3 T_4$	$e_2 e_1 T_4 T_3 L V_o$
4	$T_4 T_5$	$e_3 e_1 T_4 T_5 L V_o$
5	$T_5 T_6$	$T_6 e_3 e_2 T_5 L V_o$
6	$T_6 T_1$	$T_6 e_2 e_1 T_1 L V_o$
7	$T_1 T_4$	$T_4 T_1 L V_o$
8	$T_3 T_6$	$T_6 T_3 L V_o$
9	$T_5 T_2$	$T_2 T_5 L V_o$

4 零电流谐振开关电容变换器开关电路拓扑分析

4.1 广义连接矩阵和开关路径函数

这里以 3 阶升压谐振开关电容变换器为例进行分析。图 3(a)为 3 阶升压谐振开关电容变换器电路图。它由主电路开关管 S_1 、 S_2 ，电感 L_r 及负载 R_L 和 2 个基本升压单元串接而成^[14]。变换器中的开关管为 MOSFET 管，与其反并联的二极管表示开关管的寄生二极管。电感 L_r 与开关电容 C_{a1} 、 C_{a2} 串联组成谐振单元。 S_1 和 S_2 轮流导通且占空比相等，约等于 0.5。把图 3(a)各元件的交点作为顶点，用数字编号，各连接元件所在的支路作为边，用元件符号命名，每条边用箭头表示电流可以流动的方向，建立 3 阶升压谐振开关电容变换器的有向图如

图 3(b)所示。

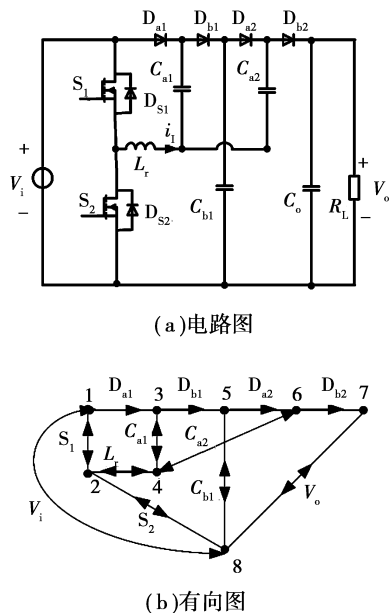


图3 3阶升压谐振开关电容变换器及其有向图

根据 1.2 中广义连接矩阵的定义，与图 3(b)相应的广义连接矩阵为

$$A = \begin{bmatrix} 1 & S_1 & D_{a1} & 0 & 0 & 0 & 0 & V_i \\ S_1 & 1 & 0 & L_r & 0 & 0 & 0 & S_2 \\ 0 & 0 & 1 & C_{a1} & D_{b1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_r & C_{a1} & 1 & 0 & C_{a2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & D_{a2} & 0 & C_{b1} \\ 0 & 0 & 0 & C_{a2} & 0 & 1 & D_{b2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & V_o \\ V_i & S_2 & 0 & 0 & C_{b1} & 0 & V_o & 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

计算得到 3 阶升压谐振开关电容变换器的开关路径函数 F 如下：

$$F = 1 + C_{a2} D_{a2} D_{b1} C_{a1} + C_{b1} D_{b1} D_{a1} V_i + D_{a2} C_{b1} \cdot V_o D_{b2} + C_{a2} V_o D_{b2} C_{a1} D_{a1} V_i + D_{a2} D_{b1} D_{a1} V_i V_o D_{b2} + S_1 D_{a1} C_{a1} L_r + L_r D_{a2} D_{b1} D_{a1} S_1 C_{a2} + V_o L_r S_2 C_{a2} D_{b2} + V_i S_1 L_r C_{a2} D_{b2} V_o + V_i D_{a1} C_{a1} L_r S_2 + C_{b1} D_{a2} C_{a2} L_r S_1 V_i + L_r S_2 C_{b1} D_{a2} C_{a2} + L_r C_{a1} D_{b1} C_{b1} S_2 + V_i S_1 L_r C_{a1} D_{b1} C_{b1} + D_{a2} D_{b1} D_{a1} S_1 V_o D_{b2} S_2 + L_r D_{a2} C_{b1} V_o D_{b2} C_{a1} D_{a1} S_1 + L_r C_{a2} D_{a2} D_{b1} D_{a1} V_i S_2 + C_{a2} S_2 V_o D_{b2} C_{a1} D_{a1} S_1 + D_{a2} D_{b1} C_{a1} \cdot S_2 V_o L_r D_{b2} + 2 C_{a2} D_{a2} D_{b1} C_{a1} S_2 V_i S_1 + D_{a2} D_{b1} C_{a1} \cdot V_i S_1 V_o L_r D_{b2} + 2 V_i S_1 S_2 + S_2 C_{b1} D_{b1} D_{a1} S_1 \quad (8)$$

4.2 开关回路

在开关路径函数 F 中，需要剔除虚假回路。根据 2.2 中提出的方法，分析如下：

1) S_1 和 S_2 同时导通将造成 V_i 短路，因此式(8)中包含 $S_1 S_2$ 的回路 $D_{a2} D_{b1} D_{a1} S_1 V_o D_{b2} S_2$ 、 $C_{a2} \cdot S_2 V_o D_{b2} C_{a1} D_{a1} S_1$ 、 $S_2 C_{b1} D_{b1} D_{a1} S_1$ 、 $V_i S_1 S_2$ 、 $S_2 C_{b1} D_{b1} \cdot D_{a1} S_1$ 应剔除。

2) 若 D_{a1} 、 D_{b1} 同时导通, 会导致 $V_{cb1} = V_i$; 若 D_{b1} 、 D_{a2} 同时导通, 会导致 $V_{ca1} = V_{ca2}$; 若 D_{a1} 、 D_{b2} 同时导通, 会导致 C_{a1} 、 C_{a2} 串联; 若 D_{a2} 、 D_{b2} 同时导通, 会导致 $V_{cb1} = V_o$; 若 D_{a1} 、 D_{b1} 、 D_{a2} 、 D_{b2} 同时导通, 则会导致 $V_i = V_o$ 。上述情况与电路工作原理不符。因此式(8)中包含 $D_{a1}D_{b1}$ 、 $D_{b1}D_{a2}$ 、 $D_{a1}D_{b2}$ 、 $D_{a2}D_{b2}$ 及 $D_{a1}D_{b1} \cdot D_{a2}D_{b2}$ 的回路 $C_{a2}D_{a2}D_{b1}C_{a1}$ 、 $C_{b1}D_{b1}D_{a1}V_i$ 、 $D_{a2}C_{b1}V_oD_{b2}$ 、 $C_{a2}V_oD_{b2}C_{a1}D_{a1}V_i$ 、 $D_{a2}D_{b1}D_{a1}V_iV_oD_{b2}$ 、 $L_rD_{a2}D_{b1}D_{a1}S_1C_{a2}$ 、 $L_rD_{a2}C_{b1}V_oD_{b2}C_{a1}D_{a1}S_1$ 、 $L_rC_{a2}D_{a2}D_{b1}D_{a1}V_iS_2$ 、 $D_{a2}D_{b1}C_{a1} \cdot S_2V_oL_rD_{b2}$ 、 $D_{a2}D_{b1}C_{a1}V_iS_1V_oL_rD_{b2}$ 应剔除。

因此, 3 阶升压式谐振开关电容变换器实际上包括 8 个开关回路: $S_1D_{a1}C_{a1}L_r$ 、 $V_oL_rS_2C_{a2}D_{b2}$ 、 $V_iS_1L_rC_{a2}D_{b2}V_o$ 、 $V_iD_{a1}C_{a1}L_rS_2$ 、 $C_{b1}D_{a2}C_{a2}L_rS_1V_i$ 、 $L_rS_2C_{b1}D_{a2}C_{a2}$ 、 $L_rC_{a1}D_{b1}C_{b1}S_2$ 、 $V_iS_1L_rC_{a1}D_{b1}C_{b1}$ 。

表 3 所示为整理得到的 3 阶升压谐振开关电容变换器实际存在的工作模式、开关状态及回路路径。

表 3 3 阶升压式谐振开关电容变换器开关回路

开关模式	导通器件	开关回路
I	$S_2 D_{a1}$	$V_i D_{a1} C_{a1} L_r S_2$
	$S_2 D_{a2}$	$L_r S_2 C_{b1} D_{a2} C_{a2}$
II	$S_2 D_{b1}$	$L_r C_{a1} D_{b1} C_{b1} S_2$
	$S_2 D_{b2}$	$V_o L_r S_2 C_{a2} D_{b2}$
III	$S_1 D_{b1}$	$V_i S_1 L_r C_{a1} D_{b1} C_{b1}$
	$S_1 D_{b2}$	$V_i S_1 L_r C_{a2} D_{b2} V_o$
IV	$S_1 D_{a1}$	$S_1 D_{a1} C_{a1} L_r$
	$S_1 D_{a2}$	$C_{b1} D_{a2} C_{a2} L_r S_1 V_i$

4.3 电路正常工作回路

3 阶升压谐振开关电容变换器的正常工作模式^[15]等效开关电路如图 4 所示, 包含的开关回路有: $V_i D_{a1} C_{a1} L_r S_2$ 、 $L_r S_2 C_{b1} D_{a2} C_{a2}$ 、 $V_i S_1 L_r C_{a1} D_{b1} C_{b1}$ 、 $V_i S_1 L_r C_{a2} D_{b2} V_o$, 即表 3 中的 I、III 模式。

这样, 3 阶升压谐振开关电容变换器的正常工作模式开关路径少于计算得到的 3 阶升压谐振开关电容变换器的实际开关路径, 由此可以判断变换器中存在潜在开关路径。

4.4 潜电路路径分析

对照图 4 可知, 表 3 中 II、IV 模式为潜在开关工作模式。在 S_2 导通的情况下, 当模式 I 结束后, 如果电路参数满足某种条件, 使电感电流没有如正常情况下停止谐振, 而是通过 L_r 、 C_{a1} 、 D_{b1} 、 C_{b1} 、 S_2 和 L_r 、 C_{a2} 、 D_{b2} 、负载、 S_2 两条通路继续反向谐振, 此时实际上是 S_2 的寄生反并联二极管导通, 3 阶升压谐振开关电容变换器可能出现潜在工作模式 II。类似地, 在 S_1 导通的情况下, 模式 III 结束后, 如果电路参数满足某种条件, 使电感电流通过 L_r 、 S_1 、 D_{a1} 、 C_{a1} 和 L_r 、 S_1 、 V_i 、 C_{b1} 、 D_{a2} 、 C_{a2} 等 2 条通路继续谐振, 此时实

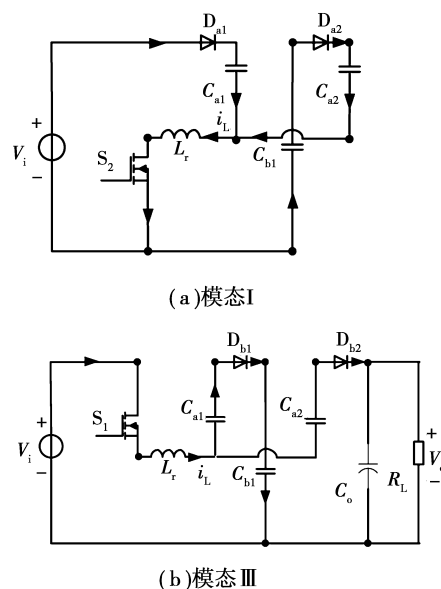


图 4 3 阶升压谐振开关电容变换器正常模式等效电路

际上是 S_2 的寄生反并联二极管导通, 可能出现潜在模式 IV。这与文献[7-8]的研究结论相一致。

4.5 改变开关结构的方法

根据以上对潜在开关路径的分析, 在图 3(a) 电路图中, 将 2 个二极管分别与可控开关 S_1 、 S_2 串联^[4], 可以消除电感电流的反向谐振通路, 保证电路工作在正常状态。串联了二极管后的变换器电路图和有向图分别如图 5(a)、(b) 所示。

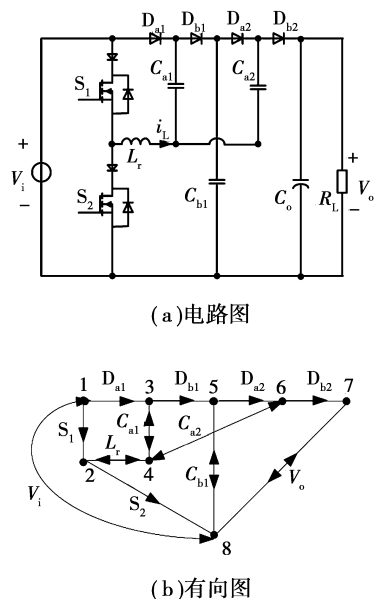


图 5 消除潜电路后的 3 阶升压谐振开关电容变换器及其有向图

与图 5(b) 相应的广义连接矩阵为

$$A = \begin{bmatrix} 1 & S_1 & D_{a1} & 0 & 0 & 0 & 0 & V_i \\ 0 & 1 & 0 & L_r & 0 & 0 & 0 & S_2 \\ 0 & 0 & 1 & C_{a1} & D_{b1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_r & C_{a1} & 1 & 0 & C_{a2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & D_{a2} & 0 & C_{b1} \\ 0 & 0 & 0 & C_{a2} & 0 & 1 & D_{b2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & V_o \\ V_i & 0 & 0 & 0 & C_{b1} & 0 & V_o & 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

计算得到其开关路径函数 F 为

$$F = 1 + S_2 S_1 V_i + D_{a2} D_{b1} C_{a1} C_{a2} + C_{b1} D_{b1} D_{a1} V_i + V_i S_1 L_r C_{a2} D_{b2} V_o + V_o C_{a2} D_{b2} C_{a1} D_{a1} V_i + D_{a2} C_{b1} V_o D_{b2} + D_{a2} D_{b1} C_{a1} C_{a2} S_2 S_1 V_i + D_{a2} D_{b1} C_{a1} V_o D_{b2} L_r S_1 V_i + L_r S_2 C_{b1} D_{a2} C_{a2} + D_{a2} D_{b1} D_{a1} V_i V_o D_{b2} + C_{a2} D_{a2} D_{b1} D_{a1} \cdot V_i S_2 L_r + V_i S_1 L_r C_{a1} D_{b1} C_{b1} + V_i D_{a1} C_{a1} L_r S_2 \quad (10)$$

按 4.2 中的方法剔除假通路后,只剩下 4 个开关回路,分别为: $V_i S_1 L_r C_{a2} D_{b2} V_o$ 、 $L_r S_2 C_{b1} D_{a2} C_{a2}$ 、 $V_i S_1 L_r C_{a1} D_{b1} C_{b1}$ 、 $V_i D_{a1} C_{a1} L_r S_2$,与变换器设计的正常工作情况下 I、II 模态的开关回路完全相同。从理论上验证了将 2 个二极管分别与可控开关 S_1 、 S_2 串联,可以从根本上消除 3 阶升压谐振开关电容变换器潜在电路,保证变换器工作在正常状态。

5 结 语

笔者提出的电力电子变换器开关电路拓扑分析方法,能够用于分析拓扑已定的电力电子电路的开关模式,以及有效地识别在所设计的新电路中,是否存在设计者为了实现设计意图而无意中带进设计方案中的回路路径,以便尽早发现和消除隐藏在其中的潜在电路路径。其有效性在三相 AC/DC PWM 变换器和零电流谐振开关电容变换器电路的分析中得到了验证。对于开关结构更复杂的电路,该方法可以采用计算机程序来完成,是一种通用的电力电子变换器开关拓扑分析方法。

参考文献:

- [1] MEYNARD T A, FOCH H, FOREST F, et al. Multicell converters: derived topologies [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49 (5): 978-987.
- [2] 唐伏良, 庄朝晖, 熊有伦. 一类新型的多电平逆变拓扑研究[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(12): 11-14. TANG FU-LIANG, ZHUANG CHAO-HUI, XIONG YOU-LUN. Research of a new multilevel inverter[J]. Proceeding of the CSEE, 2000, 20(12): 11-14.
- [3] PRICE C J. Effective automated sneak circuit analysis [C]// 2002 Proceedings of Annual Reliability and Maintainability Symposium. Seattle: [s. n.], 2002: 356-360.
- [4] SNOOKE N, PRICE C. Hierarchical functional reasoning [J]. Artificial Intelligence in Engineering, 2000, 2(2): 301-309.
- [5] 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 GUO-HUA, HU CHAN-GHUA, YE XUE-MEI, et al. A retrospective and prospective review of sneak circuit analysis technology [J]. Journal of Safety and Environment, 2004, 4(1): 84-88.
- [6] 高奇, 钱照明, 顾斌, 等. 阻抗型逆变器的一种非正常工作状态分析[J]. 电工技术学报, 2005, 20(8): 55-58. GAO QI, QIAN ZHAO-MING, GU BIN, et al. An abnormal operating state analysis of z-source inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(8): 55-58.
- [7] 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(11): 34-40. QIU DONG-YUAN, ZHANG BO. Study of sneak circuit in resonant switched capacitor converters [J]. Proceeding of the CSEE, 2005, 25(11): 34-40.
- [8] 丘东元, 涂文鹏, 张波, 等. 谐振开关电容变换器的潜电路特性[J]. 电子学报, 2007, 35(21): 1505-1510. QIU DONG-YUAN, TU WEN-JUAN, ZHANG BO, et al. Sneak circuit characteristic of resonant switched capacitor converters [J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(21): 1505-1510.
- [9] TU W J, QIU D Y, ZHANG B, et al. Sneak circuit analysis in n-stage resonant switched capacitor converters [C]// IEEE International Workshop on Anti-counterfeiting, Security, Identification. Xiamen: [s. n.], 2007: 61-65.
- [10] 兰家隆, 刘军. 应用图论及算法 [M]. 成都: 电子科技大学出版社, 1995.
- [11] 卜月华. 图论及其应用 [M]. 南京: 东南大学出版社, 2002.
- [12] 马齐爽, 唐瑶, 张平波. 模拟开关电路潜在电路分析软件算法研究[J]. 北京航空航天大学学报, 2002, 28(5): 581-584. MA QI-SHUANG, TANG YAO, ZHANG PING-BO. Sneak circuit analysis research for analog switch circuit [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2002, 28(5): 581-584.
- [13] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [14] LAW K K, CHENG K W E, BENNY YENUNG Y P. Design and analysis of switched-capacitor-based step-up resonant converters [J]. IEEE Trans Circuits Syst I Fund Theory App, 2005, 52(5): 943-948.
- [15] CHENG K W E. Zero-current-switching switched capacitor converters [J]. IEE Proc Electr Power Appl, 2001, 148(5): 403-409.

(编辑 李胜春)