

基于布尔矩阵的推挽变压器建模方法

伍家驹,周叶,陈亮亮,徐杰,李军华

(南昌航空大学 信息工程学院,江西 南昌 330063)

摘要:电子变压器周边电子器件的开关状态影响着变换器的工作模态,且易造成子回路的冗余和缺失,影响建模。以推挽式电压型逆变器为例,先以行列式表达推挽变压器中全部支路的诸通断状态,再据SPWM的规律、电子器件的导通条件和电磁能量的传输过程,归纳出简化判据,逐步得到有效矩阵,最后以微分方程来描述工作过程并导出状态方程。仿真和实验表明:基于布尔矩阵的建模方法所得数学模型能准确有效地表达推挽变压器的能量传输过程。

关键词: Boolean矩阵;逆变器;推挽变压器;数学建模;简化判据

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd19270

Modeling Method of Push-pull Transformers Based on Boolean Matrix

WU Jiaju, ZHOU Ye, CHEN Liangliang, XU Jie, LI Junhua

(College of Information Engineering, Nanchang Hangkong University,
Nanchang 330063, Jiangxi, China)

Abstract: The switching state of the electronic devices around the electronic transformers affects the working mode of the converter, and easily leads to redundancy and loss of the sub-circuit, which affects the modeling. The push-pull voltage source inverter was taken as an example, the on-off states of all branches in the push-pull transformers were firstly expressed by determinant, then the simplified criterion was generalized according to the SPWM law, the conduction conditions of electronic devices and the transmission process of electromagnetic energy, and then the effective matrix was got step by step. Finally, the working process was described by differential equation, then equation of state was derived. Simulation and experiment show that the mathematical model based on Boolean matrix can accurately and effectively express the energy transfer process of push-pull transformers.

Key words: Boolean matrix; inverter; push-pull transformers; mathematical modeling; principle of simplification

电子变压器具有电压调节灵活、输入输出回路相互绝缘等不可替代的结构特点,在电力电子功率变换器中得到了广泛的应用^[1-3]。电子变压器以电磁能量交换的形式直接参与功率变换,不但左右着电力电子系统的变换效率、功率密度和波纹等技术指标,而且其数学模型作为控制对象的关键因素,对电源调整率、输出调整率和输出精度等由控制系统确定的技术指标也有着重要影响^[4-6]。在功率变换器系统动静态特性评估、优化设计及开关环境的改善等过程均涉及到变压器的数学模型及其参数辨识^[7-10]。变压器的外特性不仅与工作频率、电流波形和磁性材料的非线性有关,而且与PWM的调制模式、半导体器件的

导通条件和电磁能量的传输过程相关^[11],甚至在建模阶段也常有工作模态缺失、冗余和模态接替顺序出错等状况发生^[12-14],故常难以透彻掌握而令人困惑。目前电力电子系统常用到的建模方法有电路平均法^[15]、状态空间平均法^[16-17]、符号分析法^[18-19]以及离散时域建模法^[20-21],而这些方法在列出数学表达式之前都必须将符合实际工况的模态及其更替顺序分析整理清楚。

本文以推挽式电压型逆变器为例,根据主回路的拓扑结构,以开关布尔矩阵表达各支路的通断状态,按正弦脉宽调制(sinusoidal pulse width modulation, SPWM)规律、半导体器件的导通条件和电磁能量的传输过程,归纳出对应的简化判

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51167014, 50967003, 50467003)

作者简介:伍家驹(1951-),男,博士,教授,Email: wujiaj2003@aliyun.com

据,逐步简化出有效矩阵,再以微分方程来描述功率变换器的工作过程并导出状态方程,最后通过仿真和实验进一步验证所建立推挽变压器模型的有效性。

1 布尔矩阵表达各支路状态

1.1 推挽式电压型逆变器简介

推挽式电压型逆变器原理图如图1所示。

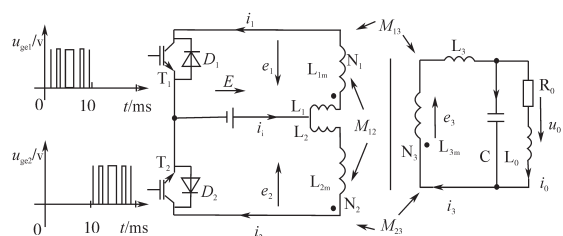


图1 推挽式电压型逆变器

Fig.1 Push-pull voltage source inverter

图1中, E 为直流电压源,线圈 N_1 和线圈 N_2 共同构成一次线圈; L_m 为线圈 N_1 的自感, L_l 为 N_l 的有效漏感, M_{ij} 为 N_j - N_i 间的互感, i, j 均属于 $\{1, 2, 3\}$, e_i 为电动势; T_1, T_2 和 D_1, D_2 分别为IGBT及其续流二极管; u_{ge1} 和 u_{ge2} 为半周单极性SPWM输入,经推挽功放后从变压器的次级输出双电平的SPWM,再经 L_3, C 和负载构成的低通滤波器后得到正弦波输出。

1.2 布尔矩阵表达的各支路开关状态

对图1中的各个元器件所在支路编号: $T_1, T_2, D_1, D_2, N_1, N_2$ 和电源 E 分别标记为“1, 2, 3, 4, 5, 6, 7”,线圈 N_3 、电容 C 、电阻 R_0 、电感 L_0 分别对应标记为“8, 9, 10, 11”;此外,因漏感 L_l 在实际的变压器中并不是单独作为1个元器件存在且有时空属性^[22],在构建模态作电路分析时不会产生歧义,故暂不讨论其支路的投切状态,也不进行编号。

图1中,“1”表示该部分处于导通状态,“0”则表示截止,在依模态作电路分析时该支路可以被删除。在逆变器正常工作时,副边的元器件应一直处于导通工作的状态,所以在矩阵中将其都始终标记为“1”,即“8, 9, 10, 11”为非开关支路。而逆变器的原边除了“7”号的直流电压源一直处于导通状态外,其余都是有导通或关断状态的开关支路。“1, 2”分别为全控开关器件 T_1, T_2 所在的支路;“3, 4”分别为不控开关器件 D_1, D_2 所在的支路;“5, 6”分别为由“推”“挽”工作方式(初级两线圈

通常是不可能同时传输能量的)所致的各1/2的初级线圈 N_1, N_2 所在的支路,具体编号如图2所示。

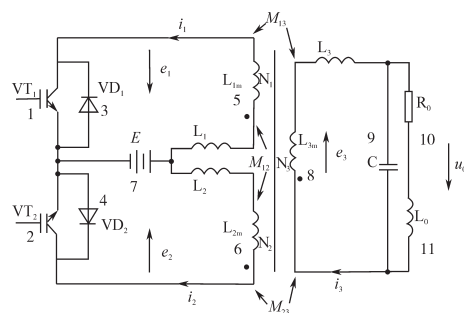


图2 各支路编号

Fig.2 Numbers of branches

主回路共有6个开关变量,可构成 $2^6=64$ 种工作状态,用矩阵 P 表示。因全面表达了各种状况,故矩阵较大,将其分为 A, B, C, D 4块来表示。在矩阵 P 中,行为模态、列为图2中的支路编号,表达式如下:

$$P = \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \\ D \end{bmatrix} \quad (1)$$

各分块矩阵的表达式如下:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$D = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

1.3 化简判据

在矩阵 P 中,某些模态在非故障状态下是不存在的,故需归纳一些判据来逐步简化矩阵。

1) T互异判据:根据推挽式逆变器的原理,在图1所示的SPWM的作用下, T_1 和 T_2 是不可能同时导通的,图2中的“1”和“2”支路不能同时为“1”,故可删除第1、第2列皆为1的 D 矩阵,即整个式(5)剔除。

2) D互异判据: T_1 的续流是由 D_2 完成的, T_2 的续流是由 D_1 完成的, T_1 和 T_2 是互异的,因此 D_1 和 D_2 也是不可能同时导通的,故可将矩阵 A 、 B 、 C 中第3、第4列皆为“1”的行删除,即式(2)所示的矩阵 A 、式(3)所示的矩阵 B 和式(4)所示的矩阵 C 中的第“13,14,15,16”行都剔除。

3) N互异判据: N_1 和 N_2 是推挽工作的,根据T互异判据和D互异判据可知, N_1 和 N_2 不能同时为“1”,也不能同时为“0”。据此可将第5、第6列皆为“1”或皆为“0”的矩阵 A 、 B 、 C 中的“1,4,5,8,9,12”行剔除。

4) 单通判据: N_1 、 N_2 有能量馈送和回馈2种状态,馈送时T导通,回馈时D导通,即不存在T和D同时导通或者4个开关管同时关断的情况,仅

有且只能有1个导通。可将矩阵 A 、 B 中的“6,7,10,11”行剔除,矩阵 C 中的“2,3”行剔除。

5) 传输回馈判据: T_1 和 D_1 分别处于电流方向相反的2条支路, T_1 导通时 N_1 处于正向能量传输状态, D_1 导通时线圈 N_2 处于反向能量回馈状态;同理可得出 T_2 、 D_2 与 N_1 、 N_2 之间的关系。据此可将 A 中的“2”行、 B 中的“3”行和 C 中的“7,10”行剔除。

1.4 有效矩阵

依据1.3节化简判据进行化简,式(1)中只剩下4行,分别为矩阵 A 中的第“3”行,矩阵 B 中的第“2”行,矩阵 C 中的第“6”、第“11”行,即有效矩阵为4行11列:

$$P = \begin{matrix} & T_1 & T_2 & D_1 & D_2 & N_1 & N_2 & E & L_{3m} & C & R_0 & L_0 \\ \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (6)$$

2 工作模态变换和数学模型

式(6)矩阵 P 中有4个行向量,分别对应逆变器的4种工作模态,分别用工作模态 I、II、III、IV 表示。

2.1 工作模态 I 的微分方程

工作模态 I 的电路图如图3所示,对应式(6) P 矩阵中的第1行。

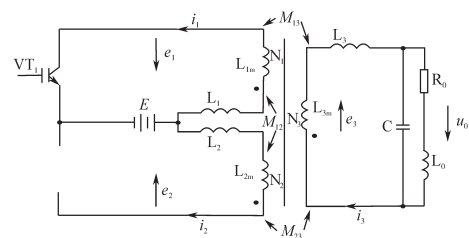


图3 模态 I 的电路图

Fig.3 Circuit diagram of modal I

工作模态 I 中, T_1 导通(见图2), $E \rightarrow L_1 \rightarrow L_{1m} \rightarrow T_1 \rightarrow E$ 构成回路向负载传输能量并存储部分能量于磁场。其中, L_1 为 N_1 的有效漏电感,在 T_1 导通过程(因导通条件而异)有响应,从 T_1 开始导通持续到进入导通状态,作用时间约 100 ns; L_3 在 T_1 导通期间(因 PWM 而异)有响应,从 T_1 导通之后一直持续到其关断之前,电流方向与图3中电路右侧标出的方向相同。

工作模态 I 回路方程为

$$e_1 = E - u_{cc1} \quad (7)$$

$$e_2 = -M_{21} \frac{di_1}{dt} + M_{23} \frac{di_3}{dt} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} e_3 &= M_{31} \frac{di_1}{dt} - L_{3m} \frac{di_3}{dt} \\ &= u_0 + L_3 \frac{di_3}{dt} \end{aligned} \quad (9)$$

$$C \frac{du_0}{dt} = i_3 - i_0 \quad (10)$$

$$u_0 = R_0 i_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} \quad (11)$$

式中: u_{ce1} 为 VT_1 的发射极 e 与集电极 c 之间的电压。

2.2 工作模态 II 的微分方程

P 矩阵的第3行为第2种工作模态,其回路结构如图4所示。

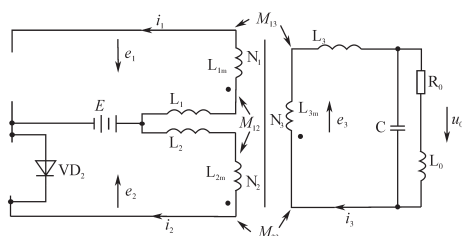


图4 模态Ⅱ的电路图

Fig.4 Circuit diagram of modal Ⅱ

图4中的工作模态Ⅱ对应于0~10 ms内 T_1 处于关断状态而 D_2 导通续流时,原边 $L_{2m} \rightarrow L_2 \rightarrow E \rightarrow D_2 \rightarrow L_{2m}$ 构成回路,将磁场部分能量回馈至电源。 T_1 关断时因其所在支路中的电流不能进行突变,故 D_2 导通续流,将磁场能量转变为电能回馈给 E 充电。 L_2 为 N_2 的有效漏感,其在电流 i_1 和 i_2 换流的极短时间内起作用,作用时间为 T_1 截止到 D_2 导通的换流阶段。其中 i_2 的方向与图4中标出的方向相反, i_3 的方向与图4中标出的方向相同。

工作模态Ⅱ回路方程为

$$e_2 = E + u_{ce2} \quad (12)$$

$$e_1 = -M_{13} \frac{di_3}{dt} - M_{12} \frac{di_2}{dt} \quad (13)$$

$$e_3 = -L_{3m} \frac{di_3}{dt} - M_{32} \frac{di_2}{dt} \quad (14)$$

$$-M_{32} \frac{di_2}{dt} = (L_3 + L_{3m}) \frac{di_3}{dt} + u_0 \quad (15)$$

$$C \frac{du_0}{dt} = i_3 - i_0 \quad (16)$$

$$u_0 = R_0 i_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} \quad (17)$$

式中: u_{ce2} 为 VT₂ 的发射极 e 与集电极 c 之间的电压。可知, 工作模式 II 时, 变压器及其负载为整个功率变换器的源。

2.3 模态Ⅲ的微分方程

逆变器的第3种工作模态对应 $\mathbf{P}$ 矩阵中的第2行,如图5所示。

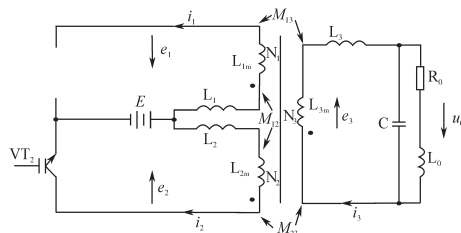


图5 模态Ⅲ的电路图

Fig. 5 Circuit diagram of modal Ⅲ

图 5 中的工作模式 III 对应于 10 ~ 20 ms 内 T_2 导通的情况, 此时, 原边 $E \rightarrow L_2 \rightarrow L_{2m} \rightarrow T_2 \rightarrow E$ 构成回路向负载传输能量并存储部分能量于磁场中。从 T_2 开始导通到进入持续导通状态, L_2 延宕了换流过程, 作用时间约 100 ns; L_3 起到电流滤波作用。

工作模态Ⅲ的回路方程为

$$e_2 = E - u_{\text{csc}2} \quad (18)$$

$$e_1 = -M_{12} \frac{di_2}{dt} - M_{13} \frac{di_3}{dt} \quad (19)$$

$$e_3 = -M_{32} \frac{di_2}{dt} - L_{3m} \frac{di_3}{dt}$$

$$= L_3 \frac{di_3}{dt} + u_o \quad (20)$$

$$C \frac{du_0}{dt} = i_3 - i_0 \quad (21)$$

$$u_0 = R_0 i_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} \quad (22)$$

2.4 工作模态IV的微分方程

逆变器的第4种工作模态对应 $\mathbf{P}$ 矩阵中的第4行,如图6所示。

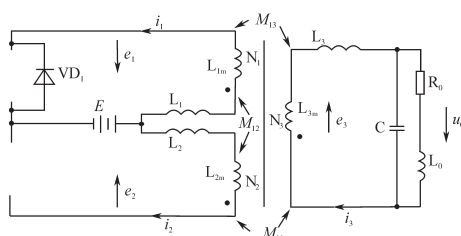


图6 模态Ⅳ的电路图

Fig.6 Circuit diagram of modal Ⅳ

工作模态Ⅳ回路方程为

$$e_1 = E + u_{ce1} \quad (23)$$

$$e_2 = M_{23} \frac{di_3}{dt} - M_{21} \frac{di_1}{dt} \quad (24)$$

$$e_3 = M_{31} \frac{di_1}{dt} - L_{3m} \frac{di_3}{dt} \quad (25)$$

$$M_{31} \frac{di_1}{dt} = (L_3 + L_{3m}) \frac{di_3}{dt} + u_0 \quad (26)$$

$$C \frac{du_0}{dt} = i_3 - i_0 \quad (27)$$

$$u_0 = R_0 i_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} \quad (28)$$

该种工作模态对应 10~20 ms 内 T_2 处于关断状态而 D_1 导通的情况, 原边 $L_{1m} \rightarrow L_1 \rightarrow E \rightarrow D_1 \rightarrow L_{1m}$ 构成回路。 T_2 关断时因电流不能突变, 故 D_1 导通续流, 释放磁场中的能量, 并以电能的形式回馈给电源, 为其充电。

2.5 推挽变压器的微分方程

假设电路中的器件均为理想器件, 则有上述 4 个工作模态的回路方程分析可得:

$$e_1 = (L_{1m} + L_1) \frac{di_1}{dt} - M_{13} \frac{di_3}{dt} - M_{12} \frac{di_2}{dt} \quad (29)$$

$$e_2 = (L_2 + L_{2m}) \frac{di_2}{dt} + M_{23} \frac{di_3}{dt} - M_{21} \frac{di_1}{dt} \quad (30)$$

$$u_0 + L_3 \frac{di_3}{dt} = M_{31} \frac{di_1}{dt} - M_{32} \frac{di_2}{dt} - L_{3m} \frac{di_3}{dt} \quad (31)$$

$$C \frac{du_0}{dt} = i_3 - i_0 \quad (32)$$

$$u_0 = R i_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} \quad (33)$$

2.6 状态方程

由式(29)~式(33)可推得逆变器的状态方程如下:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ u_0 \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & A_{14} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_{24} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_{34} & 0 \\ 0 & 0 & A_{43} & 0 & A_{45} \\ 0 & 0 & 0 & A_{54} & A_{55} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ u_0 \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} & 0 & 0 & 0 \\ B_{21} & B_{22} & 0 & 0 & 0 \\ B_{31} & B_{32} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (34)$$

其中

$$A_{14} = \frac{kLL_m}{L(LL_3 + k^2LL_m + 2L_3L_m)}$$

$$A_{24} = \frac{kLL_m}{L(LL_3 + k^2LL_m + 2L_3L_m)}$$

$$A_{34} = -\frac{L + 2L_m}{LL_3 + k^2LL_m + 2L_3L_m}$$

$$A_{43} = \frac{1}{C} \quad A_{45} = -\frac{1}{C}$$

$$A_{54} = \frac{1}{L_0} \quad A_{55} = -\frac{R_0}{L_0}$$

$$B_{11} = \frac{LL_3 + L_3L_m + k^2LL_m}{L(LL_3 + k^2LL_m + 2L_3L_m)}$$

$$B_{12} = \frac{L_3L_m}{L(LL_3 + k^2LL_m + 2L_3L_m)}$$

$$B_{21} = \frac{L_3L_m}{L(LL_3 + k^2LL_m + 2L_3L_m)}$$

$$B_{22} = \frac{LL_3 + L_3L_m + k^2LL_m}{L(LL_3 + k^2LL_m + 2L_3L_m)}$$

$$B_{31} = \frac{kL_m}{LL_3 + k^2LL_m + 2L_3L_m}$$

$$B_{32} = -\frac{kL_m}{LL_3 + k^2LL_m + 2L_3L_m}$$

3 仿真与实验

3.1 具体的状态方程

将式(34)打开后求拉氏变换, 代入下列数据: $k=N_3/N_1$; $N_1=N_2=12$ 匝; $E=24$ V; $L_{1m}=L_{2m}=L_m=6.6$ mH; $M_{12}=M_{21}=6.6$ mH; $L_{3m}=k^2L_m=1.89$ H; $L_1=L_2=L=1.9$ μ H; $L_3=6.2$ mH; $M_{13}=M_{23}=kL_m=110$ mH; $C=8$ μ F; $R_0=38$ Ω ; $L_0=92$ mH。即可求得: $A_{14}=1\ 326.739$; $A_{24}=1\ 326.739$; $A_{34}=150$; $A_{43}=125\ 000$; $A_{45}=125\ 000$; $A_{54}=10.9$; $A_{55}=413$; $B_{11}=274\ 600$; $B_{12}=251\ 710$; $B_{21}=251\ 710$; $B_{22}=274\ 600$; $B_{31}=1\ 293.74$; $B_{32}=-1\ 293.74$ 。

设定: 载波为三角波, 频率 10 kHz, 调制波为正弦波, 逆变器输出电压 220 V/50 Hz, 功率 1 kW, 将抽象的数学符号进行量化, 借助计算机和相关软件表达因变量与诸自变量的关系, 进行基于数学建模的仿真研究。

3.2 仿真与实验

基于数学模型仿真不仅可验证理论分析, 且能通过控制对象的数学模型直接影响功率变换器控制系统的动、静态过程, 若作 10^{-8} s 级的动态过程仿真还能对改善开关环境提供参考。将式(34)打开并求拉氏变换, 可得代数方程, 代入 3.1 节的数据, 即可求得诸状态变量 i_1, i_2, i_3, i_0 和 u_0 的表达式。若基于 Matlab, 算法设为 ode5, 采样 Sampling 中选 Decimation 1, 定步长 Fixed-step size 为 10 ns 时, 则可在仿真波形中体现 IGBT 导通/截止过程, 可观察到波形的细微变化。图 7 为逆变器输入电流 i_i 的仿真波形, 图 8 为逆变器输入电流 i_i 的实验波形, 其中 $i_i = i_{VT1} + i_{VD2}$ 。

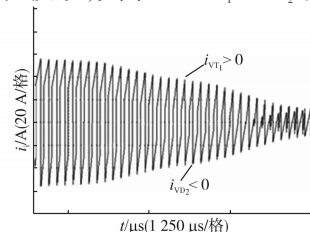


图7 输入电流的仿真波形(I)

Fig.7 Simulation waveform of input current (I)

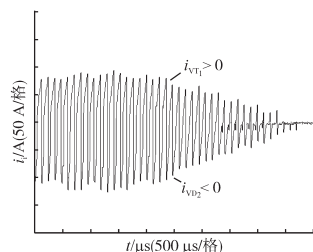


图8 输入电流的实验波形(I)

Fig.8 Experimental waveform of input current (I)

图9、图10分别是图7、图8时间轴的放大图,图7~图10中电流大于零的部分是基于式(6)的第1行、图3表达的模态Ⅰ及其(7)~式(10)所表达,电流小于零的部分则是由式(6)的第3行、图4表达的模态Ⅱ及其式(12)~式(17)所表达。在图1中的负半周时则馈送由T₂、续流由D₁完成,分别由式(6)的第2行、第4行和图5、图6以及式(18)~式(22)、式(23)~式(27)表达。

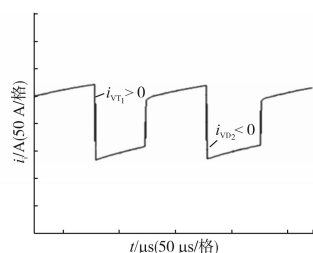


图9 输入电流的仿真波形(Ⅱ)

Fig.9 Simulation waveform of input current (II)

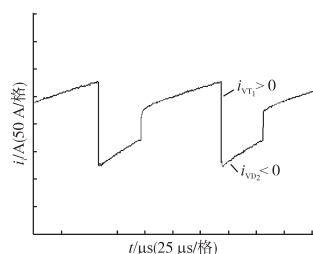


图10 输入电流的实验波形(Ⅱ)

Fig.10 Experimental waveform of input current (II)

图11为开关器件电压 u_{ce1} 、 u_{ce2} 的仿真波形;图12为开关器件电压 u_{ce1} 、 u_{ce2} 的实验波形。

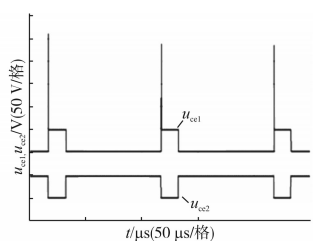
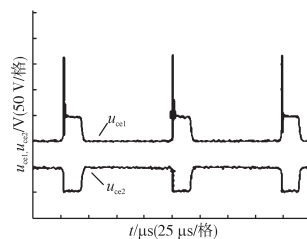
图11 u_{ce1} 、 u_{ce2} 的仿真波形Fig.11 Simulation waveforms of u_{ce1} 、 u_{ce2} 图12 u_{ce1} 、 u_{ce2} 的实验波形Fig.12 Experimental waveforms of u_{ce1} 、 u_{ce2}

图11中 u_{ce1} 、 u_{ce2} 的表达式分别为

$$u_{ce1} = E + e_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} \quad (35)$$

$$u_{ce2} = E + e_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} \quad (36)$$

其中, e_1 、 e_2 的表达式如前所述,具体仿真方法请参阅文献[22],不再赘述。

由图7~图12可知,仿真波形与实验波形基本吻合,提示基于开关布尔矩阵及其简化判据所得的模态无遗漏、冗余,且诸模态的切换顺序正确。

4 结论

推挽变压器周边电力电子器件的开关状态直接影响着推挽式电压型逆变器的工作模式,建模时容易造成子回路的缺失、冗余和动作顺序混乱。

应用开关布尔矩阵可以将推挽式电压型逆变器的所有工作模态都表达出来,能够杜绝模态的缺失;根据SPWM的规律、半导体器件的导通条件和储能元件中电磁能量的传输过程,能够归纳出对应的简化判据,逐步简化并得到有效矩阵,能够杜绝模态的冗余;基于数学建模的仿真表明,所得仿真波形与实验波形是基本吻合的,提示模态切换顺序是正确的。

基于开关布尔矩阵及其简化判据的建模方法可以推广于其它含储能元件的电力电子功率变换器的分析研究。

参考文献

- [1] 伍家驹,刘斌. 逆变器理论及其优化设计的可视化算法[M]. 第2版. 北京:科学出版社, 2017:258-282.
- [2] Deepak R, Sheldon S. Evolution of Power Converter Topologies and Technical Considerations of Power Electronic Transformer-based Rolling Stock Architectures [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2018, 4(1): 211-219.
- [3] Wang X, Liu J, Quyang S, et al. Research on Unbalanced-load Correction Capability of Two Power Electronic Transformer Topologies [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(6): 3044-3056.

- [4] 日本電気学会,地球環境問題に対応する最新のパワースイッチング回路技術[R]. 電気学会技術報告,第1242号. 東京,2011.
- [5] KIM Y, SHIN S, LEE J, *et al.* Soft Switching Current-fed Push-pull Converter for 250W AC Module Applications[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2014, 29(2): 863–872.
- [6] MICHAL V. Peak-efficiency Detection and Peak-efficiency Tracking Algorithm for Switched-mode DC-DC Power Converters[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2014, 25(12): 129–137.
- [7] 李洪珠,曹人众,张垒,等. 磁集成开关交错并联Buck/Boost变换器[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(6): 87–95.
- [8] 陈道炼,严斌,陈峰,等. 准单级单向Buck直流变换器型高频链并网逆变器[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(12): 54–60.
- [9] 陈怡,徐德鸿,伍晓峰. 一种适用于两级DC/DC变换器的磁集成结构[J]. 电机与控制学报, 2008, 12(6): 681–84.
- [10] Zhang Z, Thomsen O, Andersen M. Optimal Design of a Push-pull-forward Half-bridge (PPFHB) Bidirectional DC-DC Converter with Variable Input Voltage[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2012, 59(7): 2761–2771.
- [11] 日本電気学会,磁気応用におけるシミュレーション技術:電気学会技術報告[R]. 東京,2010.
- [12] 伍家驹,杉本英彦. 一种间接测算推挽变压器漏感的新方法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(12): 129–137.
- [13] 伍家驹,杉本英彦. 一种用于推挽式电压型逆变器的低损耗无源吸收电路[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(11): 93–101.
- [14] 伍家驹,刘桂英,陈琼,等. 推挽变压器的一种外特性模型[J]. 电工技术学报, 2011, 26(3): 123–138.
- [15] Ammous A, Ammous K, Ayedi M, *et al.* An Advanced PWM-switch Model Including Semiconductor Device Nonlinearities[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(5): 230–237.
- [16] Femia N, Tucci V. On the Modeling of PWM Converters for Large Signal Analysis in Discontinuous Conduction mode[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1994, 9(5): 487–496.
- [17] Femia N, Spagnuolo G, Tucci V. State-space Models and Order for DC-DC Switching Reduction Converters in Discontinuous Modes[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10(6): 640–650.
- [18] Davoudi A, Jatskevich J. Realization of Parasitics in State-space Average-value Modeling of PWM DC-DC Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(4): 1142–1147.
- [19] Veerachary M. Analysis of Fourth-order DC-DC Converters: A Flow Graph Approach[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(1): 133–141.
- [20] Burdio J, Martinez A. A Unified Discrete-time State-space Model for Switching Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10(6): 694–707.
- [21] 成燕,孙勇军. 电力电子变换器建模综述[J]. 电气传动自动化, 2008, 30(6): 4–9.
- [22] 伍家驹,刘杰,刘斌,等. SPWM逆变器用推挽变压器漏感的时空属性[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(17): 5143–5152.

收稿日期:2018-07-06

修改稿日期:2018-09-10