

SPWM 作用下推挽变压器的模态分析和仿真

伍家驹, 胡航, 施红军, 张树国
南昌航空大学 江西省 南昌市 330063

Modal Analysis and Simulation of Push-Pull Transformers under the Action of SPWM

WU jia-ju, HU hang, SHI hong-jun, ZHANG shu guo
Nanchang Aeronautical University, Nanchang 330063, Jiangxi Province, China

摘要: 分析了在正弦脉宽调制波的作用下推挽变压器的各种模态, 强调了线圈间的能量流向、漏感的时空属性、诸漏感的作用时间和涉及空间, 建立了以多线圈变压器为核心的推挽式电压型逆变器的状态方程, 并基于该模型用 MATLAB 进行仿真, 达到了数学分析、仿真和实验互相验证的效果。该模型概念清晰重点突出, 仿真方法便于再现, 有利于把握变压器外特性、改善开关环境和推挽类功率变换器的控制设计。

关键词: 推挽变压器, 漏感, 数学模型, 仿真

中图分类号: TM4 文献标识码: B 文章编号: 1606-7517(2016)05-6-125

1 引言

推挽式逆变器具有交-直流分隔、有利于电压叠加、开关器件少和驱动电路简单等优点, 在独立电源、光伏并网发电和有源滤波等系统中都得到了广泛的应用。高速电力电子器件将电源、变压器和负载连接起来, 在 SPWM 功率脉冲序列的作用下, 变压器诸线圈间的能量流向复杂, 数学模型的建立和相关参数的辨识提取等均很难^[1], 文献[2]提高了推挽式功率变换器的工作电压, 文献[3]采用了三管式的推挽电路, 文献[4-6]讨论了推挽变压器的漏感, 文献[7-9]介绍了电子变压器的磁芯、线圈和变压器设计, 但是有关推挽式电压型逆变器建模仿真和工作模式分析的报道尚属鲜见, 不但有碍于变压器外部特征的把握和内部结构的改进、还有碍于吸收电路/软开关的设计和控制系统动/静态特性的改进。

文中以推挽式电压型 SPWM 逆变器为例, 建立了以多线圈变压器为核心的推挽式电压型逆变器的状态方程, 并基于该模型用 MATLAB 进行仿真, 达到了数学分析、仿真和实验互相验证的效果。

2 推挽式电压型 SPWM 逆变器的主回路

2.1 推挽式电压型 SPWM 逆变器的主回路

推挽式电压型 SPWM 逆变器的主回路及其相应的驱动信号如图 1 所示。

推挽式电压型 SPWM 逆变器是由电力电子器件 (IGBT、二极管), 推挽变压器以及滤波器组成。IGBT 的驱动信号为 SPWM 波; L_{1m} 、 L_{2m} 、 L_{3m} 分别为线圈 N_1 、 N_2 、

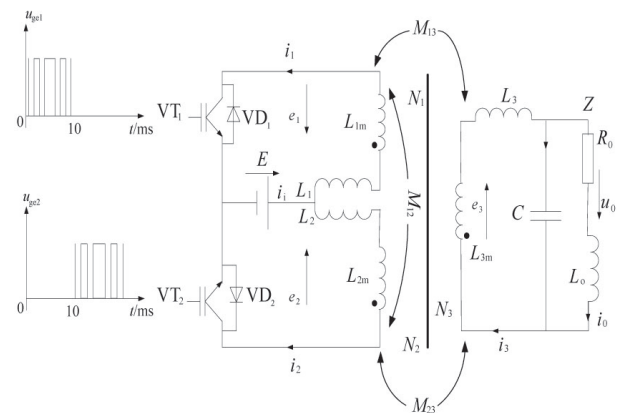


图 1 推挽式电压型 SPWM 逆变器主回路

N_3 的自感, L_1 、 L_2 、 L_3 为动态有效漏感, M_{12} 、 M_{13} 、 M_{23} 为线圈 $N_1 \sim N_3$ 间的互感, e_1 、 e_2 、 e_3 为电动势(方向如图 1 所示), 一次侧由线圈 N_1 和 N_2 共同构成、二次侧为线圈 N_3 ; R_0 为负载电阻, L_0 为负载电感, u_0 、 i_0 分别为逆变器的输出电压、电流。经过两个 IGBT 的电流为 i_{VT1} 和 i_{VT2} , 经过两个二极管的电流为 i_{VD1} 和 i_{VD2} , 逆变器的输入电流 $i_1 = i_{VT1}$, $i_1 = -i_{VD1}$, $i_2 = -i_{VT2}$, $i_2 = i_{VD2}$, E 为直流电源电压。在驱动信号 u_{gei} 和负载 Z 的作用下, SPWM 脉冲功率序列可实现电磁能量定向可控的传输, 达到隔直、低通滤波和波形控制等目的。

2 推挽变压器的数学建模

2.1 工作原理分析

2.1.1 开关工作模式 1

在 0~10ms 时间内, VT_1 导通时, $E \rightarrow L_1 \rightarrow L_{1m} \rightarrow VT_1 \rightarrow E$, 如图 2 所示。

此时, 线圈 N_1 和 N_3 发生作用, 其作用时间为: 0~10ms 时间内, VT_1 导通的过程; L_1 和 L_3 分别为初级级线圈之间的动态有效漏感, L_1 持续的时间为 VT_1 导通瞬间, 即 100ns 左右, 过程较短; L_3 持续时间为 VT_1 导通后到其截止前的时间, 过程相对较长; 其涉及空间为线圈 N_1 和 N_3 , 而线圈 N_2 中涉及的漏感 L_2 不发生作用, 其仅在一次线圈中 N_1 和 N_2 的电流 i_1 、 i_2 换流的瞬间发生作用, 作用过程非常短暂。从而形成了电路中能量的传输方向及其回路为: $E \rightarrow VT_1 \rightarrow N_1 \rightarrow N_3 \rightarrow L_3 \rightarrow C/Z$, 其中 i_1 与 i_3 的流向与参考方向相同。电路中的回路方程为:

$$e_1 = E \quad (1)$$

$$e_1 = (L_1 + L_{1m}) \frac{di_1}{dt} + M_{13} \frac{di_3}{dt} \quad (2)$$

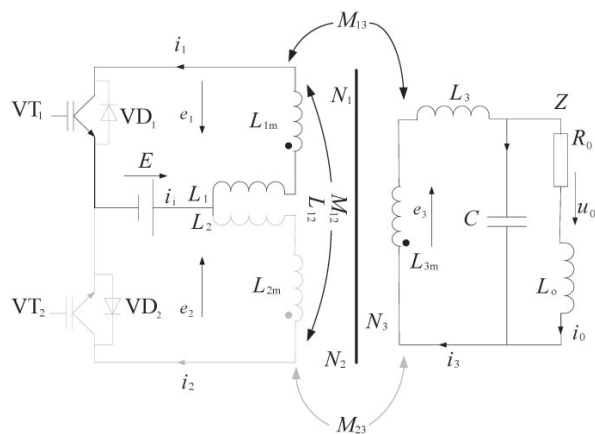


图 2 VT_1 导通时的逆变器回路图

$$e_2 = -M_{21} \frac{di_1}{dt} + M_{23} \frac{di_3}{dt} \quad (3)$$

$$e_3 = M_{31} \frac{di_1}{dt} - L_{3m} \frac{di_3}{dt} \quad (4)$$

$$u_0 + L_3 \frac{di_3}{dt} = M_{31} \frac{di_1}{dt} - L_{3m} \frac{di_3}{dt} \quad (5)$$

$$C \frac{du_0}{dt} = i_3 - i_0 \quad (6)$$

$$u_0 = Ri_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} \quad (7)$$

2.1.2 开关工作模式 2

在 0~10ms 时间内, VT_1 截止时, 由于电路中的能量不能突变即电流 i_1 不能突变, 因此电路中的能量需要形成新的回路进行释放, VD_2 导通续流。因 i_1 是从标记端流入, $L_{2m} \rightarrow L_2 \rightarrow E \rightarrow VD_2 \rightarrow L_{2m}$ 的能量释放回路如图 3 所示。

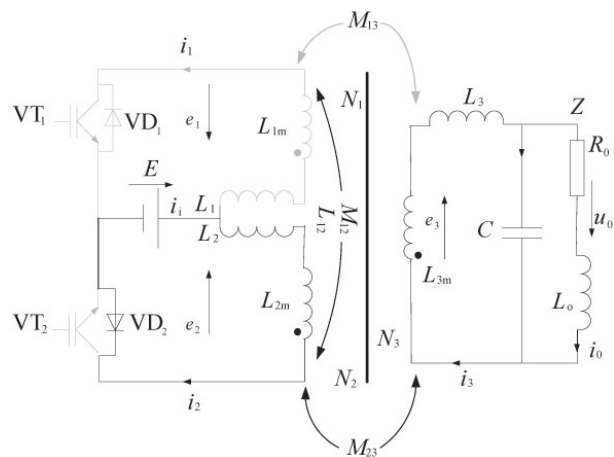


图 3 VT_1 截止时的逆变器回路图

此时, 线圈 N_2 和 N_3 发生作用, 其作用时间为: 0~10ms 时间内, VT_1 截止, VD_2 导通续流的过程; L_2 和 L_3 分别为初级级线圈之间的动态有效漏感, L_2 持续的时间为 VT_1 截止到 VD_2 导通续流之前的瞬间, 即 200ns 左右, 过程较短; L_3 持续时间为 VD_2 导通续流之后到其截止之前的时间, 过程相对较长; 其涉及空间为线圈 N_2 和 N_3 , 而线圈 N_1 中涉及的漏感 L_1 不发生作用, 其仅在一次线圈中 N_1 和 N_2 的电流 i_1 、 i_2 换流的瞬间发生作用。电路中的能量回馈给电源, 其能量传输方向为: $C/Z \rightarrow L_3 \rightarrow N_3 \rightarrow N_2 \rightarrow VD_2 \rightarrow E$, i_2 的流向与参考方向相反, i_3 的流向与参考方向相同。

$$e_1 = (L_1 + L_{1m}) \frac{di_1}{dt} + M_{13} \frac{di_3}{dt} - M_{12} \frac{di_2}{dt} \quad (8)$$

$$e_2 = E \quad (9)$$

$$e_3 = -L_{3m} \frac{di_3}{dt} - M_{32} \frac{di_2}{dt} \quad (10)$$

$$u_0 - M_{32} \frac{di_2}{dt} = (L_3 + L_{3m}) \frac{di_3}{dt} \quad (11)$$

$$C \frac{du_0}{dt} = i_3 - i_0 \quad (12)$$

$$u_0 = Ri_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} \quad (13)$$

2.1.3 开关工作模式 3

在 10~20ms 时间内, VT₂ 导通时, 其两端的电压 $u_{ce2} \approx 0$ 。E → L₂ → L_{2m} → VT₂ → E, 如图 4 所示。

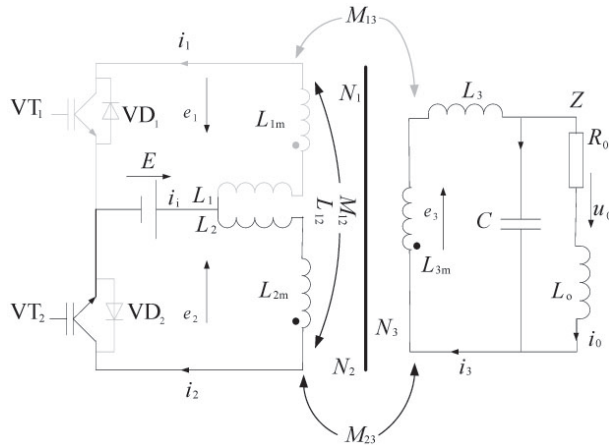


图 4 VT₂ 导通时的逆变器回路图

线圈 N₁ 和 N₃ 发生作用, VT₂ 导通的过程; L₂ 和 L₃ 分别为初次级线圈之间的动态有效漏感, L₂ 持续的时间为 VT₂ 导通瞬间, 即 100ns 左右, 过程较短; L₃ 持续时间为 VT₂ 导通后到其截止之前的时间, 过程相对较长; 其涉及空间为线圈 N₁ 和 N₃, 而线圈 N₁ 中涉及的漏感 L₁ 不发生作用, 其仅在一次线圈中 N₁ 和 N₂ 的电流 i₁、i₂ 换流的瞬间发生作用, 作用过程非常短暂。电路中的能量传输方向为: E → VT₁ → N₂ → N₃ → L₃ → C/Z, i₂ 的流向与参考方向相同, i₃ 的流向与参考方向相反。

$$e_1 = -M_{12} \frac{di_2}{dt} - M_{13} \frac{di_3}{dt} \quad (14)$$

$$e_2 = (L_2 + L_{2m}) \frac{di_2}{dt} + M_{23} \frac{di_3}{dt} = E \quad (15)$$

$$e_3 = -L_{3m} \frac{di_3}{dt} + M_{32} \frac{di_2}{dt} \quad (16)$$

$$u_0 + M_{32} \frac{di_2}{dt} = -(L_3 + L_{3m}) \frac{di_3}{dt} \quad (17)$$

$$C \frac{du_0}{dt} = i_3 - i_0 \quad (18)$$

$$u_0 = Ri_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} \quad (19)$$

2.1.4 开关工作模式 4

在 10~20ms 时间内, VT₂ 截止时, 由于电路中的能量不能突变即电流 i₂ 不能突变, 因此电路中的能量需要形成新的回路进行释放, VD₁ 导通续流。因 i₂ 是从标记端流出, 故有: L_{1m} → L₁ → E → VD₁ → L_{1m} 的能量释放回路如图 5 所示。

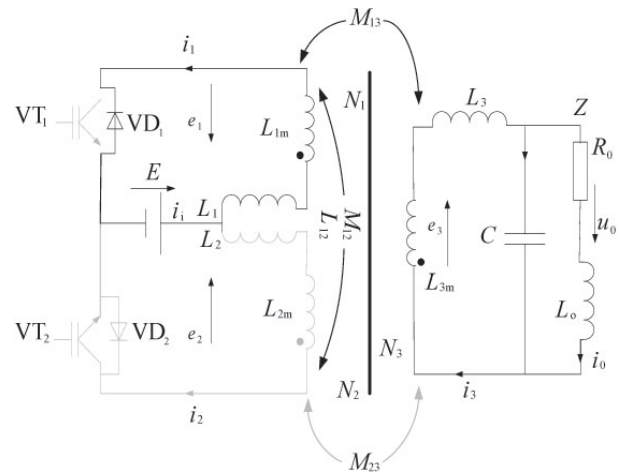


图 5 VT₂ 截止时的逆变器回路图

此时, 线圈 N₁ 和 N₃ 发生作用, 其作用时间为: 10~20ms 时间内, VT₂ 截止, VD₁ 导通续流的过程; L₁ 和 L₃ 分别为初次级线圈之间的动态有效漏感, L₁ 持续的时间为 VT₂ 截止到 VD₁ 导通续流之前的瞬间, 即 200ns 左右, 过程较短; L₃ 持续时间为 VD₁ 导通续流之后到其截止之前的时间, 过程相对较长; 其涉及空间为线圈 N₁ 和 N₃, 而线圈 N₂ 中涉及的漏感 L₂ 不发生作用, 其仅在一次线圈中 N₁ 和 N₂ 的电流 i₁、i₂ 换流的瞬间发生作用, 作用过程非常短暂。电路中的能量回馈给电源, 其能量流向为: C//Z → L₃ → N₃ → N₁ → VD₁ → E, i₁ 与 i₃ 的流向与参考方向相反。

电路中的回路方程为:

$$e_1 = E \quad (20)$$

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

$$e_3 = -L_{3m} \frac{di_3}{dt} - M_{31} \frac{di_2}{dt} \quad (22)$$

$$u_0 - M_{31} \frac{di_1}{dt} + M_{32} \frac{di_2}{dt} = -(L_3 + L_{3m}) \frac{di_3}{dt} \quad (23)$$

$$C \frac{du_0}{dt} = i_3 - i_0 \quad (24)$$

$$u_0 = Ri_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} \quad (25)$$

在整个周期内, 电路中的能量守恒(忽略器件损耗, 即为理想情况), 由(1)~(25)式可得:

$$e_1 = (L_1 + L_{1m}) \frac{di_1}{dt} + M_{13} \frac{di_3}{dt} - M_{12} \frac{di_2}{dt} \quad (26)$$

$$e_2 = (L_2 + L_{2m}) \frac{di_2}{dt} + M_{23} \frac{di_3}{dt} - M_{21} \frac{di_1}{dt} \quad (27)$$

$$u_0 + L_3 \frac{di_3}{dt} = M_{31} \frac{di_1}{dt} - M_{32} \frac{di_2}{dt} - L_{3m} \frac{di_3}{dt} \quad (28)$$

$$C \frac{du_0}{dt} = i_3 - i_0 \quad (29)$$

$$u_0 = Ri_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} \quad (30)$$

2.2 状态空间模型

取式(26)~式(30)的 i_1 、 i_2 、 i_3 、 u_0 和 i_0 为状态变量可得到式(31)和式(32)。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ u_0 \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & A_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_{24} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_{34} & 0 \\ 0 & 0 & A_{43} & 0 & A_{45} \\ 0 & 0 & 0 & A_{54} & A_{55} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ u_0 \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} & 0 & 0 & 0 \\ B_{21} & B_{22} & 0 & 0 & 0 \\ B_{31} & B_{32} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$x = Ax + Be \quad (32)$$

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

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

$$A_{43} = \frac{1}{C}, \quad A_{45} = -\frac{1}{C}, \quad A_{54} = \frac{1}{L_0}, \quad A_{55} = -\frac{R_0}{L_0}$$

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

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

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

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

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

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

推挽式电压型 SPWM 逆变器的相关元器件参数为: $W_1=W_2=12$ 匝, $W_3=206$ 匝, $k=W_3/W_1$; $L_{1m}=L_{2m}=L_m=M_{12}=M_{21}=6.6\text{mH}$, $L_{3m}=k^2L_m=1.89\text{H}$; $L_1=L_2=L=1.9\mu\text{H}$, $L_3=6.2\text{mH}$; $M_{13}=M_{23}=kL_m=110\text{mH}$; $C=8\mu\text{F}$, 负载 Z 的功率因数为 0.8 时, $R_0=38\Omega$, $L_0=92\text{mH}$; 直流电源 E 为 24V; 载波为三角波且频率为 10kHz, 调制波为正弦波; 输出频率为 50Hz、输出电压为 220V、输出功率为 1kW。

已知元器件参数则 A 和 B 可得:

$$A_{14}=-1326.739, \quad A_{24}=1326.739, \quad A_{34}=-150, \quad A_{43}=125000, \\ A_{45}=-125000, \quad A_{54}=10.9, \quad A_{55}=-413, \quad B_{11}=274600, \\ B_{12}=251710, \quad B_{21}=251710, \quad B_{22}=274600, \quad B_{31}=1293.74, \\ B_{32}=-1293.74$$

2.3 推挽变压器

2.3.1 漏感分析

图 1~5 中的 L_1 或 L_2 为一次两线圈间的动态有效漏感, L_3 为一、二次线圈间的动态有效漏感。在此逆变器主回路中, 一次侧两线圈间电流切换只考虑 L_1 或 L_2 , 不需要考虑 L_3 , L_1 或 L_2 会增加开关器件的电压应力是有害的, 应加以限制; 一、二次侧间能量传输时也不考虑 L_1 或 L_2 , 只需考虑 L_3 。IGBT 导通过程约为 100ns, 截止过程约为 200ns, L_1 或 L_2 起作用的时间是 IGBT 过渡过程的时间, 而 L_3 起作用的时间就是 IGBT 完全导通和完全截止后的时间。即开关器件的通断状态决定着漏感的有效时间, 线圈间能量的流向决定着漏感的作用区间, 其作用时间和涉及空间均与能量流向有关。

3.4.2 L_1 、 L_2 和 L_3 测算方法

(1) L_1 、 L_2 的测算方法

定义 L_{ij} 是漏互感, $L_{\delta i}$ 是线圈的自漏感, $i=\{1, 2, 3\}$, 电动势 e_i 的公式是:

$$e_1 = -(L_{12} - L_{\delta 1}) \frac{di_1}{dt} = -L_1 \frac{di_1}{dt} \quad (33)$$

将一次侧两线圈并绕并适当交叉使 $L_{12}=L_{\delta 1}$ 便可大大降低 e_1 和 e_2 。另外, 推挽结构强调对称性, 则有 $L_{ij}=L_{ji}$, $L_{1m}=L_{2m}$, $M_{13}=M_{23}$, $M_{12}=M_{21}$ 和 $L_1=L_2=L_0$ 。

以 N_1 到 N_2 间的漏感为例, 现行定义及其测算方法的物理实现是将 N_2 短路用电桥从 N_1 两端测量, 其测算结果实际为 N_1 端自漏感与 N_2 端自漏感的折算值之和^[6]:

$$\begin{aligned} L_{S12} &\approx L_{\delta 1} + k_{12}^2 L_{\delta 2} \\ &= (L_{\delta 1} + L_{31}) + k_{12}^2 (L_{\delta 2} + L_{32}) \\ &= 2(L_{\delta 1} + L_{31}) \end{aligned} \quad (34)$$

式中, $k_{12}=W_1/W_2=1$ 。式(33)与式(34)相等, 即 $2L_{\delta 1}=2L_{13}$ 是小概率事件, 有 $2L_{\delta 1}=2L_{13} \neq L_{12}=L_{\delta 1}$, 即在现行两线圈变压器模型中定义的漏感及其测算方法不能描述推挽变压器一次侧两线圈间电流切换时的物理现象。全控器件的电压应力与对应电感的量化关系和具体的测算方法见文献[6]。

(2) L_3 的测算方法

当 VT_1 导通向负载传输能量时 L_3 所涉及的空间为 $N_1 \sim N_3$, 其折算值为:

$$L_{S13} = L'_{\delta 1} + k_{12}^2 L'_{\delta 2} = (L_{\delta 1} + L_{21}) + k_{13}^2 (L_3 + L_{23}) \quad (35)$$

此时 $L_3=L_{S13}$, 它不仅包括了相关线圈的自漏感 $L_{\delta 1}$ 和 $L_{\delta 3}$, 而且包括了曾经被当作漏互感的 L_{21} 和 L_{23} , 多线圈电子变压器的漏感是动态的、有作用时间和涉及空间的。

同理, 当 VT_2 导通向负载传输能量时 L_3 所涉及的空间为 $N_2 \sim N_3$, 其折算值为:

$$L_{S23} = L'_{\delta 2} + k_{23}^2 L'_{\delta 3} = (L_{\delta 2} + L_{12}) + k_{23}^2 (L_{\delta 3} + L_{13}) \quad (36)$$

此时 $L_3=L_{S23}$, 它不仅包括了相关线圈的自漏感 $L_{\delta 2}$ 和 $L_{\delta 3}$, 而且包括了曾经被当作漏互感的 L_{12} 和 L_{13} 。推挽变压器在设计和绕制时均追求对称性, 使得 $L_{S13}=L_{S23}=L_3$ 。

3 仿真和实验

输入电流的仿真与实验波形如图6、图7所示。

IGBT 开关过程电压的仿真与实验波形如图8、图9所示。

图6、图7展示了变压器输入电流波形, 由于电源E的方向是不变的, 从电流的方向及其变化趋势可分辨出能量输送与回馈。

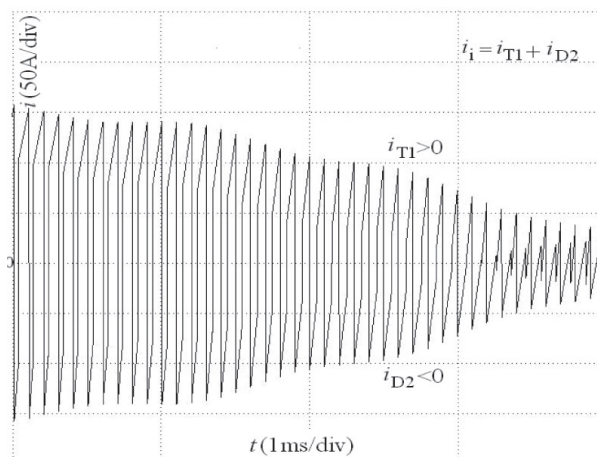


图6 变压器输入电流 i_1 的仿真波形

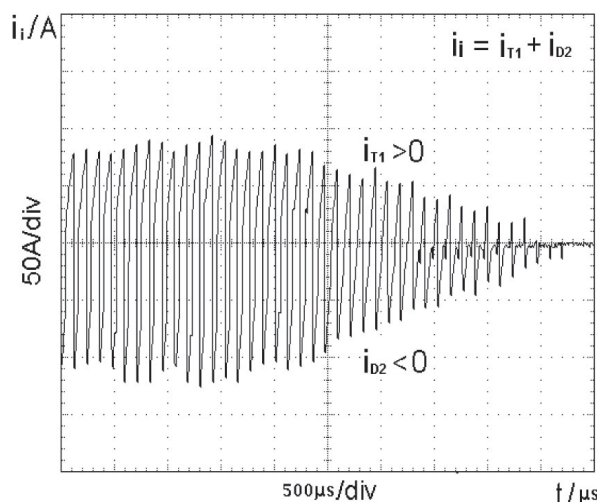


图7 变压器输入电流 i_1 的实验波形

图8、图9展示了由于一次侧两线圈换流时使得动态有效漏感 L_1 或 L_2 起作用而产生的过电压 $L_1(di/dt)$ 或 $L_2(di/dt)$, 但过电压只增加全控型器件 IGBT 的电压应力, 而对不可控型器件二极管无影响。故对表示 IGBT 处于反复通断状态区间的 u_{ce1} 而言, $L_1(di/dt)$ 会产生过电压, 而对表示续流二极管处于反复通断状态区间的 u_{ce2} 而言无电压应力过大之忧; 同理, 对表示 IGBT 处于反复通断状态区间的 u_{ce2} 而言, $L_2(di/dt)$ 会产生过电压, 而对表示续流二极管处于反复通断状态区间的 u_{ce1} 而言无电压应力过大之忧。

其中系统的仿真参数设置为: 定步长 Fixed-step size 为 100ns, 采用 ode5 算法, Sampling 中选 Decimation 1; 实验所用示波器的型号为: Tektronix3032B, 电流探头为: TektronixA622。

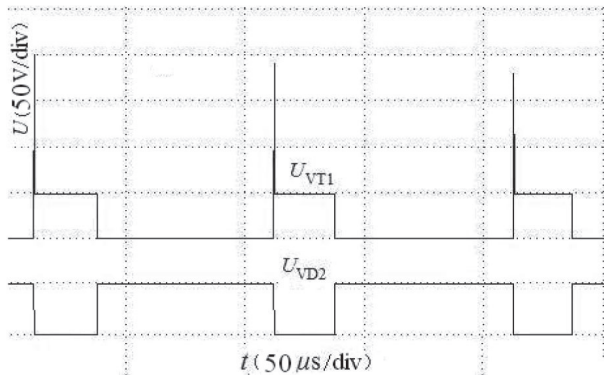


图 8 IGBT 开关过程电压的仿真波形

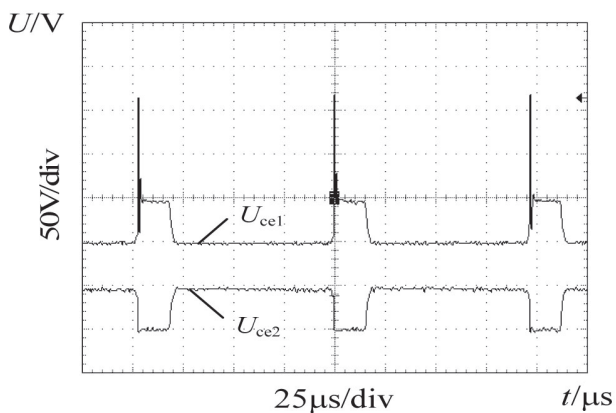


图 9 IGBT 开关过程电压的实验波形

4 结论

本文对推挽式电压型 SPWM 逆变器进行了研究,详细分析了该逆变器的工作原理,对其进行了建模仿真,达到了数学、仿真和实验三者统一。

电子变压器的漏磁通 / 漏感具有时空属性: 持续时间和涉及空间。在 SPWM 作用下推挽变压器初级线圈间漏感的持续时间为 IGBT 的开关过程中, 涉及空间仅限于两初级绕组间; 初次级绕组的持续时间 IGBT 的开关过程结束后, 涉及空间仅限于初次级绕组间。

考虑了周围开关器件的推挽变压器得到了数学表征, 可为其他多线圈电子变压器的研究提供参考, 亦可为推挽

式电流型 SPWM 逆变器控制系统、推挽式高频电压 / 电流型逆变器控制系统等工作原理的分析、设计以及建模仿真提供了参考。

参考文献

- [1] 伍家驹, 逆变器理论及其优化设计的可视化算法 [M]. 科学出版社, 北京, 2012 年 12 月
- [2] Pit-Leong Wong, Peng Xu, Bo Yang, Fred C. Lee. Performance improvements of interleaving VRMs with coupling inductors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 4(16): 499-507.
- [3] 袁义生, 伍群芳. 并联 LC 网络的软开关三管推挽式直流变换器 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(24): 42-51.
- [4] 伍家驹, 杉本英彦, 余达祥, 等. 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计 [M]. 修订版. 北京: 电子工业出版社, 2005.
- [8] Hurley W G, Wölfle W H. Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Applications[M]. John Wiley & Sons, 2013.
- [9] Valchev V C, Van den Bossche A. Inductors and transformers for power electronics[M]. CRC press, 2011.

作者简介

伍家驹 (1951-), 男, 博士, 教授, 主要研究方向功率变换器优化设计的可视化算法。

(wujiaj2003@aliyun.com, 13065103615)

胡航 (1989-), 女, 硕士研究生, 所学专业为电力电子技术。

施红军 (1987-), 男, 硕士研究生, 所学专业为电力电子技术。

张树国 (1970-), 男, 硕士, 高级工程师, 南昌航空大学。