推挽变压器的一种外特性模型

伍家驹[1] 刘桂英[2] 陈琼[1] 杉本英彦[3]
（1. 南昌航空大学无损检测技术教育部重点实验室 南昌 330063 2. 广西师范学院 南宁 530023 3. 福井大学 日本福井 〒910-8507）

摘要 以推挽式电压型 SPWM（Sine Pulse Width Modulation）逆变器为例，由动态有效漏感的假设并结合开关器件通断状况提出了推挽变压器的一种数学模型，讨论了漏感的时空属性，阐明了漏感作用时间、涉及空间与线圈间能量流向的关系，提供了仿真和实验结果。

关键词： 推挽变压器 漏感 作用时间 涉及线圈 数学模型
中图分类号： TM55

External Characteristics Model of Push-Pull Transformer

Wu Jiaju[1] *Liu Guiying*[2] *Chen Qiong*[1] *Hidehiko Sugimoto*[3]
（1. Nanchang Hangkong University Nanchang 330063 China 2. Guangxi Teachers Education University Nanning 530023 China 3. Fukui University Fukui 〒910-8507 Japan）

Abstract This paper presents a mathematical model of the push-pull transformer，considering the on-off status of switching devices，as well as the assumption of dynamic and effective leakage inductance. The push-pull voltage source SPWM inverter is taken as an example to illustrate. The model discusses the time and space characteristic of the leakage inductance，and clarifies the relationship among the action time，associated coil and the direction of the energy flow within windings. Simulation and experimental results are provided.

Keywords： Push-pull transformer，leakage inductance，action time，associated coil，mathematical model

1 引言

漏感是从各类电机在电磁转换过程中抽象出来的概念，在理论分析和工程设计上都得到了广泛的应用[1-5]，电子变压器对功率变换器的性价比有重要影响，在评估系统动静态过程、优化设计和改善开关环境时都需要变压器的数学模型及其参数辨识。电磁元件的参数既繁杂又不易透彻掌握，常令人困惑[4-5]。高速电力电子器件将电源、变压器和负载连接起来，会产生分布参数，使问题更加复杂[6-7]。电子变压器的电磁时间常数约为 10^{-3}s 级，而电子开关器件的过渡过程约为 10^{-7}s 级，PWM 脉冲功率序列的瞬变过程表现出来的规律已难以用电力电子学和电机学理论来分析[8]。多线圈电子变压器得到了日益广泛的应用，但其诸线圈投切（指线圈的接入和断开，下同）频繁，能量流向复杂[9-12]，人们对其的认知又滞后于双线圈电子变压器。推挽变压器是典型的多线圈电子变压器，漏感是电子变压器模型中最为关键的集中等效参数之一[4-5]。然而到目前为止，即便是推挽变压器，其结合周边开关器件的数学表征仍当属鲜见，电路分析只能按诸模态用各自的回路方程来分时段逐步进行；即便是漏感，结合诸线圈投切和能量流向来阐明其时空属性的文献也很是难觅，动态过程的描述常采用把各线圈自漏感当作常数来看待而未考虑其作用时间和涉及空间，这使得定量评估含电子变压器的功率变换器动态静态过程难以顺利进行，不得不求助于仿真。现

国家自然科学基金（ 50467003，50967003）和广西基金（0991103，201010LX283）资助项目。
收稿日期 2010-06-05 改稿日期 2011-01-10

在某些商品软件[13]可以不需要事先知道被仿对象的数学模型，只需将库中的各功能块按电路图连接起来便可进行仿真，但在其库文件中只是给每个线圈提供了一个待设定的漏感常数并未涉及各线圈高速投切所带来的能量流向变化，也未涉及诸线圈间的漏互感的动态变化，致使多线圈电子变压器的仿真结果与实验波形往往会有较大的误差。因此，结合能量流向来研究多线圈电子变压器诸漏感的动态有效值、作用时间和涉及空间有着重要的理论意义和工程价值。

本文在研究电子变压器集中参数测算方法的基础上[14-15]，讨论了推挽变压器的诸漏感的作用时间和涉及空间，对基于变压器动态有效漏感假设的推挽式电压型 SPWM 逆变器进行了数学表征，可为多线圈电子变压器的研究提供参考。

2 推挽变压器和动态有效漏感

2.1 变压器周边器件和变压器磁路

推挽变压器及其周边器件如图 1 所示。

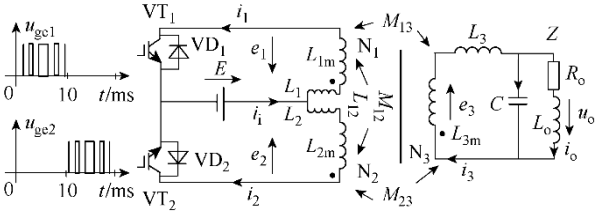


图 1 推挽式电压型 SPWM 逆变器主回路

Fig.1 A basic push-pull voltage source inverter

$L_{i\mathrm{m}}$ 为线圈 N_i 的自感，M_{ij} 为线圈 N_j-N_i 间的互感，i，j 均属于{1，2，3}，L_i 为 N_i 的“动态有效漏感”，e_i 为电动势，全控器件 VT_i 的电流 $i_{\mathrm{VT}i}=i_i$，二极管 VD_i 的电流 $i_{\mathrm{VD}i}=-i_i$。在信号 $u_{\mathrm{ge}i}$ 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。一次侧由 N_1 和 N_2 共同构成、二次侧为 N_3，诸漏磁通如图 2 所示。

Φ 为主磁通，$\Phi_{\delta i}$ 为部分通过空气且仅与 N_i 交链的自漏磁通，Φ_{ij} 为由 N_j 励磁、部分通过空气且交链着 N_i 的磁通，也是一种互磁通，但对 N_j 与剩下的线圈来说则是漏磁通，本文定义为漏互磁通。如当 N_1 向 N_3 传输能量时 Φ_{31} 是漏互磁通，但当 N_1 向 N_2 换流时 Φ_{31} 却是漏磁通。与 Φ_{ij} 对应的为漏互感 L_{ij}，与 $\Phi_{\delta i}$ 对应的为自漏感 $L_{\delta i}$。可见某个具体的漏感对应的磁链键链着处于不同空间位置上的线圈。

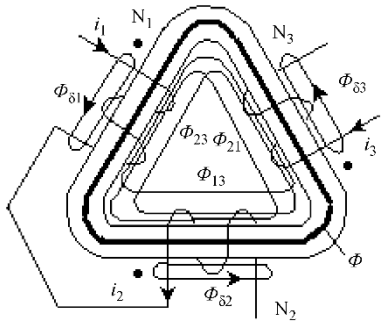


图 2 变压器三线圈间的诸磁通

Fig.2 Flux of transformer with three windings

2.2 推挽式电压型 SPWM 逆变器的工作原理

以图 1 中的 0~10ms 为例（下同），VT_1 导通时，$E\rightarrow L_1\rightarrow L_{1\mathrm{m}}\rightarrow \mathrm{VT}_1\rightarrow E$ 构成回路，一次线圈标记端为“+”、无标记端为“−”；VT_1 截止时，因为一次线圈中的电流是不可能突变的，所以 VD_2 被正偏导通，$L_{2\mathrm{m}}\rightarrow L_1\rightarrow E\rightarrow \mathrm{VD}_2\rightarrow L_{2\mathrm{m}}$ 构成回路，一次线圈标记端为“−”、无标记端为“+”；二次线圈亦相应地改变着 e_3 的极性，产生升压的两电平 SPWM 波，经 L_3 和电容器 C 构成的低通滤波器后，负载 Z 即可得到受控正弦波电压。在 VT_i 和 VD_i 的共同作用下，虽然一次电流在 N_1 和 N_2 之间来回切换，但因两线圈是按图 1 所示的同名端来连接的，使得一次线圈整体的电流基本上是常数 I_{i0}，因此交链着诸线圈的主磁通并未发生突变，对一次线圈整体来说却是连续的。各工作状态的回路构成及其能量传输方向可从图 1 导出。

2.3 一次两线圈间的动态有效漏感 L

二次电流 i_3 在变压器低通效应的作用下是 50Hz 的正弦波（其边沿受开关频率的影响而略带毛刺），虽然一次电流在 N_1 和 N_2 两线圈之间来回切换，但一次线圈整体的电流基本上仍是 50Hz 的正弦波。电流从 $\mathrm{N}_1/\mathrm{VT}_1$ 向 $\mathrm{N}_2/\mathrm{VD}_2$ 切换时，N_1 中磁链变化率为

$$\begin{aligned}\frac{\mathrm{d}\psi_1}{\mathrm{d}t}&=W_1\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\Phi+W_1\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\Phi_{\delta 1}-W_1\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\Phi_{12}+W_1\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\Phi_{13}\\&=W_1\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{W_1i_1-W_2i_2+W_3i_3}{\Lambda_{\mathrm{Fe}}}\right)+W_1\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{W_1i_1}{\Lambda_{\delta 1}}\right)-\\&\quad W_1\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{W_2i_2}{\Lambda_{12}}\right)+W_1\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{W_3i_3}{\Lambda_{13}}\right)\\&\approx\frac{W_1^2}{\Lambda_{\mathrm{Fe}}}\left(\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}-\frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t}\right)+\frac{W_1^2}{\Lambda_{\delta 1}}\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}-\\&\quad\frac{W_1^2}{\Lambda_{12}}\frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t}=\frac{W_1^2}{\Lambda_{\delta 1}}\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}-\frac{W_1^2}{\Lambda_{12}}\frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t}\end{aligned}$$

（1）

式中，Λ_{Fe} 为铁心磁阻；$\Lambda_{\delta 1}$ 为 $\phi_{\delta 1}$ 磁路的磁阻；Λ_{ij} 为 Φ_{ij} 磁路的磁阻；W_i 为 N_i 的匝数；由于 i_3 接近于正弦波，相对于 $di_1/(dt)$、$di_2/(dt)$来说 $di_3/(dt)$可以忽略不计。因为 $i_{VT1}=i_1$，$i_{VD2}=-i_2$，所以 $di_1/dt=di_2/dt$;由于 $W_1=W_2$，由此可得

$$e_1=-（L_{12}-L_{\delta 1}）\frac{di_1}{dt}=-L_1\frac{di_1}{dt} \qquad （2）$$

式中，$L_1=L_{12}-L_{\delta 1}$ 为本文假设并定义的一次线圈间的动态有效漏感，其涉及的空间为 N_1 和 N_2，作用时间的数量级为器件的开关过程 10^{-7}s。L_1 会增加开关器件的电压应力是有害的，应加以限制，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 $L_1=L_2=L$。

一次侧两线圈间电流切换时只需考虑 L，不要考虑图 1 中的 L_3；一、二次侧间能量传输时也不再考虑图 1 中的 L_1 或 L_2，仅考虑 L_3 即可。

多线圈电子变压器的漏感是动态的，其作用时间和涉及空间均与能量流向有关。

2.4　与两线圈电子变压器漏感之比较

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[15-16]：

$$L_{S12}\approx L_{\delta 1}^{'}+k_{12}^2L_{\delta 2}^{'}=(L_{\delta 1}+L_{31})+k_{12}^2(L_{\delta 2}+L_{32})$$

$$=2L_{\delta 1}+2L_{31} \qquad （3）$$

式中，$k_{12}=W_1/W_2=1$。

式（2）与式（3）相等，即 $2L_{\delta 1}+2L_{13}=L_{12}-L_{\delta 1}$，是小概率事件，通常 $2L_{\delta 1}+2L_{13}\neq L_{12}-L_{\delta 1}$，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[15]。

2.5　一、二次线圈间的动态有效漏感 L_3

L_3 的作用时间为器件导通给定时间与开关过程之差，其数量级本例为 10^{-4}s 级；当 VT_1 导通向负载传输能量时 L_3 所涉及的空间为 N_1～N_3，其折算值为

$$L_{S13}=L_{\delta 1}'+k_{13}^2L_{\delta 3}'=(L_{\delta 1}+L_{21})+k_{13}^2(L_{\delta 3}+L_{23}) \qquad （4）$$

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～N_3，其折算值为

$$L_{S23}=L_{\delta 2}^{'}+k_{23}^2L_{\delta 3}^{'}=(L_{\delta 2}+L_{12})+k_{23}^2(L_{\delta 3}+L_{13}) \qquad （5）$$

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 $L_{S13}=L_{S23}=L_3$。

一、二次侧间能量传输时只需考虑 L_3，不再考虑图 1 中的 L_1 或 L_2。一次侧两线圈间电流切换时也不再考虑 L_3。多线圈电子变压器的漏感的作用时间和涉及空间均与能量流向有关。

调整一、二次侧间绕组的位置可改变漏感 L_3 的大小，把漏感 L_3 当作低通滤波器的线性电感器，则可以减小变换器体积，也是对客观存在的变压器漏感的一种合理利用。

3　数学表征

3.1　回路方程

按上述 L_1、L_2 和 L_3 漏感作用时间、涉及空间与线圈间能量流向的关系，由图 1 可得方程组如下：

$$e_1=(L_{1m}+L_1)\frac{di_1}{dt}-M_{13}\frac{di_3}{dt}-M_{12}\frac{di_2}{dt} \qquad （6）$$

$$e_2=(L_{2m}+L_2)\frac{di_2}{dt}+M_{23}\frac{di_3}{dt}-M_{21}\frac{di_1}{dt} \qquad （7）$$

$$M_{31}\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}-M_{32}\frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t}-L_{3\mathrm{m}}\frac{\mathrm{d}i_3}{\mathrm{d}t}=L_3\frac{\mathrm{d}i_3}{\mathrm{d}t}+u_{\mathrm{o}} \quad (8)$$

$$C\frac{\mathrm{d}u_{\mathrm{o}}}{\mathrm{d}t}=i_3-i_{\mathrm{o}} \quad (9)$$

$$u_{\mathrm{o}}=Ri_{\mathrm{o}}+L_{\mathrm{o}}\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{o}}}{\mathrm{d}t} \quad (10)$$

滤波电容 C=8μF；W_1=W_2=12 匝；W_3=206 匝；$L_{1\mathrm{m}}$=$L_{2\mathrm{m}}$=L_{m}=M_{12}=M_{21}=6.6mH，$L_{3\mathrm{m}}$=k^2L_{m}=1.89H；M_{13}=M_{23}=kL_{m}=110mH；L_1=L_2=L=1.9μH，L_3=6.2mH；R_{o} 为负载电阻、L_{o} 为负载电感，负载 Z 的功率因数为 0.8 时，R_{o}=38Ω，L_{o}=92mH ；直流电源 E 为 24V；载波频率 10kHz；输出频率 50Hz、输出电压 220V、输出功率 1kW。

3.2 状态方程

取式（6）～式（10）的 i_1、i_2、i_3、u_{o} 和 i_{o} 为状态变量，再经过若干次推算（过程从略），便可得到式（11）和式（12）。

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{pmatrix}i_1\\i_2\\i_3\\u_{\mathrm{o}}\\i_{\mathrm{o}}\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}0&0&0&A_{14}&0\\0&0&0&A_{24}&0\\0&0&0&A_{34}&0\\0&0&A_{43}&0&A_{45}\\0&0&0&A_{54}&A_{55}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}i_1\\i_2\\i_3\\u_{\mathrm{o}}\\i_{\mathrm{o}}\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}B_{11}&B_{12}&0&0&0\\B_{21}&B_{22}&0&0&0\\B_{31}&B_{32}&0&0&0\\0&0&0&0&0\\0&0&0&0&0\end{pmatrix}\begin{pmatrix}e_1\\e_2\\0\\0\\0\end{pmatrix} \quad (11)$$

$$\boldsymbol{x}=\boldsymbol{Ax}+\boldsymbol{Be} \quad (12)$$

式中

$$A_{14}=\frac{-kLL_{\mathrm{m}}}{L^2L_3+k^2L^2L_{\mathrm{m}}+2LL_3L_{\mathrm{m}}}$$

$$A_{24}=\frac{kLL_{\mathrm{m}}}{L^2L_3+k^2L^2L_{\mathrm{m}}+2LL_3L_{\mathrm{m}}}$$

$$A_{34}=\frac{-L-2L_{\mathrm{m}}}{k^2LL_{\mathrm{m}}+2L_3L_{\mathrm{m}}+LL_3}$$

$$A_{43}=\frac{1}{C},\ A_{45}=-\frac{1}{C},\ A_{54}=\frac{1}{L_{\mathrm{o}}},\ A_{55}=-\frac{R_{\mathrm{o}}}{L_{\mathrm{o}}}$$

$$B_{11}=B_{22}=\frac{k^2LL_{\mathrm{m}}+LL_3+L_3L_{\mathrm{m}}}{L^2L_3+k^2L^2L_{\mathrm{m}}+2LL_3L_{\mathrm{m}}}$$

$$B_{12}=B_{21}=\frac{L_3L_{\mathrm{m}}}{L^2L_3+k^2L^2L_{\mathrm{m}}+2LL_3L_{\mathrm{m}}}$$

$$B_{31}=\frac{kL_{\mathrm{m}}}{k^2LL_{\mathrm{m}}+2L_3L_{\mathrm{m}}+LL_3}$$

$$B_{32}=\frac{-kL_{\mathrm{m}}}{k^2LL_{\mathrm{m}}+2L_3L_{\mathrm{m}}+LL_3}$$

将各参量代入后可得

A_{14}=−1326.739，A_{24}=1326.739，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。

3.3 输入矢量

实现电子变压器电磁能量定向可控的传输的操控手法是作用于一次线圈的 PWM 脉冲功率序列，据图 1 可得

$$e_1=E-u_{\mathrm{ce1}} \quad (13)$$

$$e_2=E-u_{\mathrm{ce2}} \quad (14)$$

式中，E 为直流电源电压。当 VT_i 导通时，$u_{\mathrm{ce}i}$≈2V，在此着重分析变压器，令其为 0；VD_i 续流时，$u_{\mathrm{ce}i}$≈−0.7V，也令其为 0；当 VT_i 和 VD_i 均不导通时，e_i 由变压器电磁感应而定。e_1、e_2 为状态方程的输入矢量，改变 u_{ge1}、u_{ge2} 的宽度也就是改变 e_1、e_2，达到电磁能量定向且可控的传输的目的。

3.4 其他等效参数

（1）通常在两线圈升压电子变压器的等效电路中二次侧常并联着集中等效电容，因其电容量远小于图 1 的 8μF 滤波电容器而暂不考虑。

（2）不考虑温度、导线电阻、磁滞和涡流等。

（3）铁磁电感测量结果的离散性要远大于电参量测量结果的离散性[5]，本文采用的电感参量为 10 次测量结果的平均值。

4 仿真和实验

（1）把式（11）打开后求 Laplace 变换得到 s 域关于状态变量的代数方程组。

（2）代入已计算好的系统矩阵 $\boldsymbol{A}$ 和输入矩阵 $\boldsymbol{B}$ 中的各个参量。

（3）分别求出 5 个状态变量的表达式，将其联立。

（4）在 Matlab 的 Simulink 库中调出相应子模块，再输入基于 SPWM 的矢量 $\boldsymbol{e}_i$ 运行后便可分别

得到 $i_1(t)$、$i_2(t)$、$i_3(t)$、$u_o(t)$和 $i_o(t)$的仿真波形。

限于篇幅，本文仅提供部分仿真结果。为了方便与实验波形作比较，将 Matlab 中的两个 Scop 波形作了对接和反色处理。而基于 Matlab 的仿真方案拟在后续论文中讨论。

实验所用示波器的型号为： Tektronix3032B，电流探头： TektronixA622。

输入电流 i_i 的实验和仿真波形分别如图 3 和图 4 所示，展示了一次侧两线圈间的换流过程。两图中，流过 VT_1 的 $i_i>0$，流过 VD_2 的 $i_i<0$。电动势 e_1 和 e_2 的实验和仿真波形分别如图 5 和图 6 所示，展示了在一次侧两线圈换流时动态有效电感 L 产生的 $L(\mathrm{d}i/\mathrm{d}t)$ 会增加全控器件电压应力，显然应加以限制。

图 3 和图 4 提示，变压器的输入电流波形是基本相同的，对变压器励磁来说该电流是连续的，但对 IGBT 和续流二极管来说却是断续的；图 5 和图 6 提示，变压器的一次侧电动势波形是基本相同的，对表示 IGBT 处于反复通断状态区间的 u_{ce1} 而言，$L(\mathrm{d}i_1/\mathrm{d}t)$ 会产生过电压，但对表示续流二极管处于反复通断状态区间的 u_{ce2} 而言却无电压应力过大之忧；反映一、二次侧间动态有效电感作用的为变压器的低通滤波效果，其实验和仿真波形均为常见的正弦波，恕不赘述。

数学、实验和仿真相互验证了推挽变压器外特性。图 1 中再加上无源吸收电路、状态方程以 7×7 的矩阵表述便可以对吸收电路进行设计；将推挽变压器、滤波电容器和负载等效为低通无源滤波器，还可设计推挽式电压型 SPWM 逆变器控制系统。

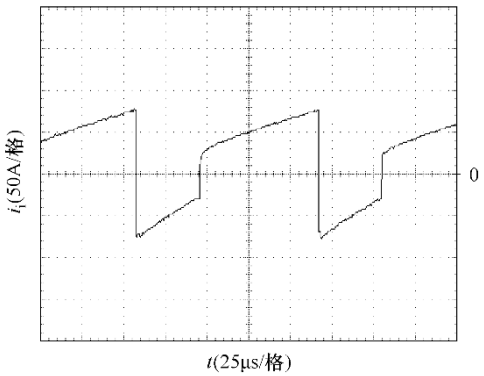


图 3　输入电流实验波形

Fig.3　Experimental waveform of input current

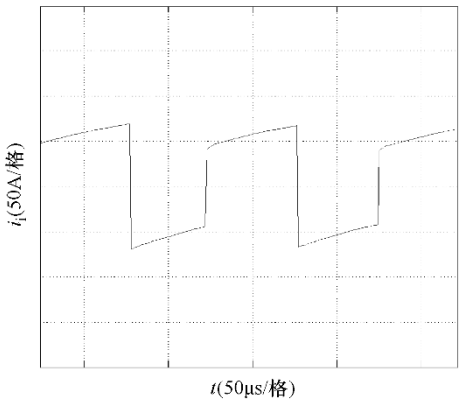


图 4　输入电流仿真波形

Fig.4　Simulation waveform of input current

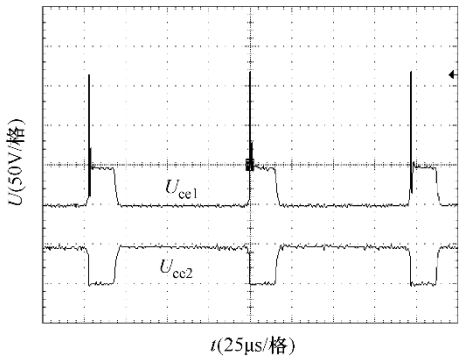


图 5　u_{ce1} 和 u_{ce2} 的实验波形

Fig.5　Experimental waveforms of u_{ce1} & u_{ce2}

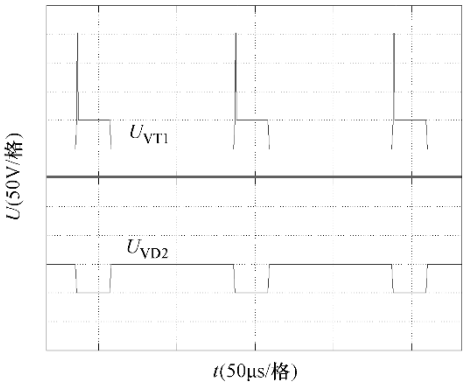


图 6　u_{ce1} 和 u_{ce2} 的仿真波形

Fig.6　Simulation result of u_{ce1} & u_{ce2}

5　结论

（1）工频变压器的漏感定义不适用于多线圈电子变压器；双线圈电子变压器的漏感定义不适用于多线圈电子变压器。

（2）推挽变压器周边开关器件的通断状态影响着诸线圈的投切和线圈间能量的流向，诸线圈间的

能量的流向又决定着诸漏感的作用时间和涉及空间，漏感具有时空属性。

（3）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。

（4）推挽变压器一次侧两线圈间的动态有效漏感仅在开关器件过渡过程中起作用，一、二次侧线圈间的动态有效漏感仅在开关器件过渡过程结束后起作用。

（5）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。

参考文献

[1] 田军，陈乔夫，张宇．基于双端口网络控制的多绕组变压器型可调电抗器 [J]．电工技术学报，2010, 25(2): 60-66.
Tian Jun, Chen Qiaofu, Zhang Yu. An adjustable reactor realized by multi-winging transformer based on the double port network control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(2): 60-66.

[2] 李武华，何湘宁，吴剑勇．隔离型三绕组耦合电感交错式 DC/DC 变换器 [J]．电工技术学报，2009, 24(9): 99-106.
Li Wuhua, He Xiangning, Wu Jianyong. Isolated interleaved DC/DC converters with winding-cross-coupled inductors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(9): 99-106.

[3] 郝全睿，徐政，黄莹，等．用于高频干扰计算的 HVDC 换流变压器模型 [J]．电工技术学报，2008, 23(8): 47-52.
Hao Quanrui, Xu Zheng, Huang Ying, et al. Models of HVDC converter transformer for calculations of high-frequency interference[J]. Transactions of China Electro-technical Society, 2008, 23(8): 47-52.

[4] 日本電気学会．電気工学ハンドブック [M]. 6 版.東京：株式会社オーム社 , 2001.

[5] 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.

[6] Fred C Lee, Xu Ming, Wang Shuo. Design challenges for distributed power systems[C]. CSE/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control, Shanghai, 2006.

[7] 刘学超，张波，丘东元，等．多相并联磁集成电压调整模块的电路建模研究 [J]．中国电机工程学报 , 2006, 26(24): 145-150.
Liu Xuechao, Zhang Bo, Qiu Dongyuan, et al. Research of circuit modeling of multiphase parallel voltage regulator module with integrating magnetics[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(24): 145-150.

[8] 赵争鸣，白华，袁立强，等．电力电子学中的脉冲功率瞬态过程及其序列 [J]．中国科学 E 辑，2007, 37(1): 60-69.

[9] 马皓，毛兴云 徐德鸿．兼顾电感电流连续导通和断续运行模式的 DC/DC 电路建模和参数辨识 [J]．中国电机工程学报 , 2006, 26(5): 64-69.
Ma Hao, Mao Xingyun, Xu Dehong. Modeling and parameter identificationg of DC/DC converters in both CCM and DCM mode[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(5): 64-69.

[10] Johan Tjeed Strydom, Jacobus Daniel van Wyk. Eletromagnetic design optimization tool for resonant integrated spiral planar power passivers(ISP^3)[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(4): 743-752.

[11] Koji Yamamoto, Eiji Hiraki. Bidirectional DC/DC converter with full-bridge/push-pull circuit for automobile electric power systems[C]. Proceeding of 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2006: 238-245.

[12] 王立国，徐殿国，苗立杰，等．无源滤波装置的建模分析及参数摄动的影响 [J]．中国电机工程学报 , 2005, 25(10): 70-74.
Wang Liguo, Xu Dianguo, Miao Lijie, et al. A modeling analysis of passive power device and influence of parameter pertubation on power system[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(10): 70-74.

[13] 王沫然．MATLAB 与科学计算 [M]. 2 版．北京：电子工业出版社 , 2003.

[14] Wu Jiaju, Hidehiko Sugimoto. Indirect parameter estimate of electronic transformer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(12): 26-34.

[15] 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.
Wu Jiaju, Hidehiko Sugimoto, Yu Daxiang, et al. An indirect determining method for the leakage inductance of push-pull transformers [J]. Proceedings

of the CSEE, 2005, 25(12): 129-137.

[16] 陈为，卢增艺，王凯．电压调节模块耦合电感性能分析与设计[J]. 电工技术学报, 2009, 24(1): 127-132.
Chen Wei, Lu Zengyi, Wang Kai. Performance analysis and design of voltage regulator module with coupled inductors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(1): 127-132.

作者简介:伍家驹　男，1951 年生，博士，教授，研究方向为电力电子变换器优化设计及其数据可视化算法。 刘桂英　女，1961 年生，硕士，教授，研究方向为电力电子与电力传动。