三相电压型 PWM 逆变器研究

张鹏超
(陕西理工学院,陕西省工业自动化重点实验室, 陕西 汉中 723003)

摘要:为研究发电设备并网中的逆变器特性及控制方法,以三相电压型 PWM 逆变器为例,采用正弦波 PWM 法,建立其小信号模型并采用 PSIM 软件进行仿真。提出采用超前-滞后补偿对系统进行校正。实验结果验证了数学模型和控制策略的合理性,解决了此类非线性系统的线性控制问题,提高了逆变器的抗干扰能力。

关键词:逆变器; 正弦波脉宽调制; 超前-滞后校正
中图分类号:TM464 **文献标识码**:A **文章编号**:1000-100X(2010)12-0091-03

Study of Three-phase Voltage Source PWM Inverter

ZHANG Peng-chao
(*Shaanxi University of Technology*, *Hanzhong* 723003, *China*)

Abstract: In order to study the characteristic and control method of the inverter in the generating equipment synchronization, the principle of three-phase voltage source PWM inverter is analyzed. By SPWM modulation method, The model of the whole system is built and simulated in PSIM. The lead-lag compensation is used in this system. The experimental result shows the rationality of the math module and control tactics. This method can be used for the linear control in the nonlinear system.

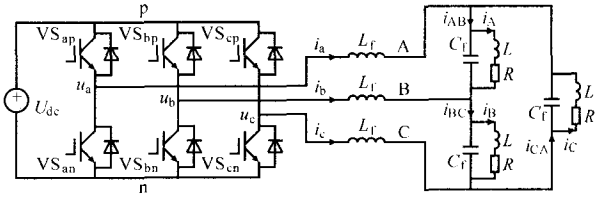
Keywords: inverter; sine pulse width modulation; lead-lag compensation
Foundation Project: Supported by The National Science and Technology Plan Funded Project (No.2009GJG00015); Shaanxi Technology Plan Funded Project (No.2009K09-08); Shaanxi Provincial Education Department Funded Projects (No.09JS046)

1 引 言

近年来,随着国内电力电子技术的不断发展,使得可再生能源技术如太阳能发电、风力发电等得以迅猛发展。逆变器在这些发电设备的并网中起着重要的作用。这里以太阳能三相电压型 PWM 逆变器为例,根据其一般拓扑结构,建立了从调制器输入到逆变器输出的传递函数,并提出采用超前-滞后补偿对系统进行校正。实验结果验证了数学模型和控制策略的合理性,解决了此类非线性系统的线性控制问题。

2 系统小信号建模

图 1 示出三相电压型 PWM 逆变器拓扑[1]。建模时假设:开关皆为理想开关,忽略开关的死区时间,忽略滤波电感、电容的内阻。定义开关函数 S_i, i=a,b,c,当 S_i=1,表示与 p 相连,当 S_i=0,表示与 n 相连。在任一瞬时每相中仅有一个开关器件导通,因此满足约束关系式:$S_{ip}+S_{in}=1$。



L_f, C_f 为滤波电感和电容;R, L 为感性负载电阻、电感

图 1 三相电压型 PWM 逆变器电路拓扑

由拓扑电路列写基尔霍夫电压定理方程:

$$\begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f di_a/dt - L_f di_b/dt \\ L_f di_b/dt - L_f di_c/dt \\ L_f di_c/dt - L_f di_a/dt \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f di_{ab}/dt \\ L_f di_{bc}/dt \\ L_f di_{ca}/dt \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix} \tag{1}$$

定义矢量:

$$\boldsymbol{u}_{l\text{-}l} = \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix}, \boldsymbol{u}_{L\text{-}L} = \begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix}, \boldsymbol{i}_{l\text{-}l} = \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix}, \boldsymbol{S}_{l\text{-}l} = \begin{bmatrix} S_{ab} \\ S_{bc} \\ S_{ca} \end{bmatrix}, \boldsymbol{i}_{ph} = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \tag{2}$$

由基尔霍夫定理可知:

基金项目:国家科技计划资助项目(2009GJG00015);陕西省科技计划资助项目(2009K09-08);陕西省教育厅资助项目(09JS046)
定稿日期:2010-11-08
作者简介:张鹏超(1977-),男,陕西兴平人,副教授,研究方向为电机与电器的计算机控制。

$$i_{ab}=3i_{AB}=3C_f\frac{du_{AB}}{dt}+3i_A,\quad u_{AB}=L\frac{di_A}{dt}+Ri_A \tag{3}$$

综合上式可得：

$$\begin{cases}\dfrac{d\boldsymbol{i}_{l-l}}{dt}=\dfrac{1}{L_f}\boldsymbol{S}_{l-l}u_{dc}-\dfrac{1}{L_f}\boldsymbol{u}_{L-L},\quad \dfrac{d\boldsymbol{u}_{L-L}}{dt}=\dfrac{1}{3C_f}\boldsymbol{i}_{l-l}-\dfrac{1}{C_f}\boldsymbol{i}_{ph}\\ \dfrac{d\boldsymbol{i}_{ph}}{dt}=\dfrac{1}{L}\boldsymbol{u}_{L-L}-\dfrac{R}{L}\boldsymbol{i}_{ph},\quad i_{dc}=\dfrac{1}{3}\boldsymbol{S}_{l-l}^{T}\boldsymbol{i}_{l-l}\end{cases} \tag{4}$$

由于 $\boldsymbol{S}_{l-l}$ 为不连续的开关函数，且存在 $\boldsymbol{S}_{l-l}u_{dc}$ 项，因此该系统为离散、非线性的动态系统，要将其变换为连续的系统，引入开关周期平均算子：

$$<x(t)>_{T_s}=\frac{1}{T_s}\int_t^{t+T_s}x(\tau)d\tau \tag{5}$$

式中：T_s 为开关周期。

对式(4)求开关周期平均后，得到：

$$\begin{cases}\dfrac{d<\boldsymbol{i}_{l-l}>_{T_s}}{dt}=\dfrac{1}{L_f}<\boldsymbol{S}_{l-l}u_{dc}>_{T_s}-\dfrac{1}{L_f}<\boldsymbol{u}_{L-L}>_{T_s}\\ \dfrac{d<\boldsymbol{u}_{L-L}>_{T_s}}{dt}=\dfrac{1}{3C_f}<\boldsymbol{i}_{l-l}>_{T_s}-\dfrac{1}{C_f}<\boldsymbol{i}_{ph}>_{T_s}\\ \dfrac{d<\boldsymbol{i}_{ph}>_{T_s}}{dt}=\dfrac{1}{L}<\boldsymbol{u}_{L-L}>_{T_s}-\dfrac{R}{L}<\boldsymbol{i}_{ph}>_{T_s}\\ <i_{dc}>_{T_s}=\dfrac{1}{3}<\boldsymbol{S}_{l-l}^{T}\boldsymbol{i}_{l-l}>_{T_s}\end{cases} \tag{6}$$

当开关频率远大于电路中电量的变化频率时，在一个开关周期内电感电流和直流侧电压这些连续量变化较小[2]，于是有如下近似关系：

$$\begin{cases}<\boldsymbol{S}_{l-l}u_{dc}>_{T_s}\approx<\boldsymbol{S}_{l-l}>_{T_s}<u_{dc}>_{T_s}\\ <\boldsymbol{S}_{l-l}^{T}\boldsymbol{i}_{L-L}>_{T_s}\approx<\boldsymbol{S}_{l-l}^{T}>_{T_s}<\boldsymbol{i}_{L-L}>_{T_s}\end{cases} \tag{7}$$

因为：

$$<S_{ab}>_{T_s}=\frac{1}{T_s}\int_t^{t+T_s}S_{ab}(\tau)d\tau=d_a-d_b \tag{8}$$

定义线间占空比：

$$\boldsymbol{d}_{l-l}=\begin{bmatrix}d_{ab}\\ d_{bc}\\ d_{ca}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}d_a-d_b\\ d_b-d_c\\ d_c-d_a\end{bmatrix} \tag{9}$$

式(6)变为：

$$\begin{cases}\dfrac{d<\boldsymbol{i}_{l-l}>_{T_s}}{dt}=\dfrac{1}{L_f}\boldsymbol{d}_{l-l}<u_{dc}>_{T_s}-\dfrac{1}{L_f}<\boldsymbol{u}_{L-L}>_{T_s}\\ \dfrac{d<\boldsymbol{u}_{L-L}>_{T_s}}{dt}=\dfrac{1}{3C_f}<\boldsymbol{i}_{l-l}>_{T_s}-\dfrac{1}{C_f}<\boldsymbol{i}_{ph}>_{T_s}\\ \dfrac{d<\boldsymbol{i}_{ph}>_{T_s}}{dt}=\dfrac{1}{L}<\boldsymbol{u}_{L-L}>_{T_s}-\dfrac{R}{L}<\boldsymbol{i}_{ph}>_{T_s}\\ <i_{dc}>_{T_s}=\dfrac{1}{3}\boldsymbol{d}_{l-l}^{T}<\boldsymbol{i}_{l-l}>_{T_s}\end{cases} \tag{10}$$

上式中存在乘积项，系统仍为非线性的。这里用扰动法求解小信号动态模型，令：

$$\begin{cases}<\boldsymbol{i}_{l-l}>_{T_s}=\boldsymbol{I}_{l-l}+\hat{\boldsymbol{i}}_{l-l},\ <u_{dc}>_{T_s}=U_{dc}+\hat{u}_{dc},\ \boldsymbol{d}_{l-l}=\boldsymbol{D}_{l-l}+\hat{\boldsymbol{d}}_{l-l}\\ <\boldsymbol{u}_{L-L}>_{T_s}=\boldsymbol{U}_{L-L}+\hat{\boldsymbol{u}}_{L-L},\ <\boldsymbol{i}_{ph}>_{T_s}=\boldsymbol{I}_{ph}+\hat{\boldsymbol{i}}_{ph}\end{cases} \tag{11}$$

式中：$\boldsymbol{I}_{l-l}$，U_{dc}，$\boldsymbol{U}_{L-L}$，$\boldsymbol{D}_{l-l}$，$\boldsymbol{I}_{ph}$ 为稳态值，$\hat{\boldsymbol{i}}_{l-l}$，$\hat{u}_{dc}$，$\hat{\boldsymbol{u}}_{L-L}$，$\hat{\boldsymbol{d}}_{l-l}$，$\hat{\boldsymbol{i}}_{ph}$ 为小信号扰动量。

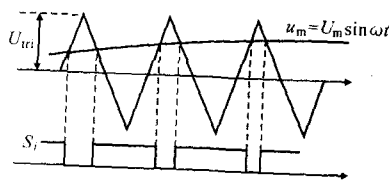
将式(11)代入式(10)，消去稳态值和忽略二阶无穷小量，可得：

$$\begin{cases}\dfrac{d\hat{\boldsymbol{i}}_{l-l}}{dt}=\dfrac{1}{L_f}\boldsymbol{D}_{l-l}\hat{u}_{dc}+\dfrac{1}{L_f}U_{dc}\hat{\boldsymbol{d}}_{l-l}-\dfrac{1}{L_f}\hat{\boldsymbol{u}}_{L-L}\\ \dfrac{d\hat{\boldsymbol{u}}_{L-L}}{dt}=\dfrac{1}{3C_f}\hat{\boldsymbol{i}}_{l-l}-\dfrac{1}{C_f}\hat{\boldsymbol{i}}_{ph},\quad \dfrac{d\hat{\boldsymbol{i}}_{ph}}{dt}=\dfrac{1}{L}\hat{\boldsymbol{u}}_{L-L}-\dfrac{R}{L}\hat{\boldsymbol{i}}_{ph}\\ \hat{i}_{dc}=\dfrac{1}{3}\hat{\boldsymbol{d}}_{l-l}^{T}\boldsymbol{I}_{l-l}+\dfrac{1}{3}\boldsymbol{D}_{l-l}^{T}\hat{\boldsymbol{i}}_{l-l}\end{cases} \tag{12}$$

对上式拉氏变换得到：

$$\begin{cases}\left.\dfrac{\boldsymbol{u}_{L-L}(s)}{u_{dc}(s)}\right|_{d_{ll}(s)=0}=\dfrac{(Ls+R)\boldsymbol{D}_{ll}}{3L_fC_fLs^3+3L_fC_fRs^2+(3L_f+L)s+R}\\ \left.\dfrac{\boldsymbol{u}_{L-L}(s)}{\boldsymbol{d}_{l-l}}\right|_{u_{dc}(s)=0}=\dfrac{(Ls+R)U_{dc}}{3L_fC_fLs^3+3L_fC_fRs^2+(3L_f+L)s+R}\end{cases} \tag{13}$$

若采用双极性 SPWM 调制方法[3-5]，其调制示意图如图 2 所示。



u_m 为参考正弦波信号；U_{tri} 为三角载波峰值

图 2　SPWM 调制示意图

由图 2 可得：

$$\begin{cases}d_a=\dfrac{1}{2}\left(1+\dfrac{U_m\sin\omega t}{U_{tri}}\right)\\ d_b=\dfrac{1}{2}\left[1+\dfrac{U_m\sin(\omega t-120°)}{U_{tri}}\right]\\ d_c=\dfrac{1}{2}\left[1+\dfrac{U_m\sin(\omega t+120°)}{U_{tri}}\right]\\ d_{ab}=\dfrac{1}{2}\cdot\dfrac{u_{mab}}{U_{tri}},\ d_{bc}=\dfrac{1}{2}\cdot\dfrac{u_{mbc}}{U_{tri}},\ d_{ca}=\dfrac{1}{2}\cdot\dfrac{u_{mca}}{U_{tri}}\end{cases} \tag{14}$$

定义线参考调制信号矢量：

$$\boldsymbol{u}_{ml-l}=[u_{mab}\ \ u_{mbc}\ \ u_{mca}]^T \tag{15}$$

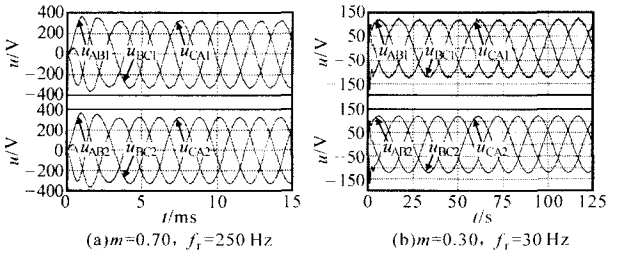
将式(15)和(14)代入式(13)中，得到从调制器输入到逆变器输出的传递函数为：

$$\left.\frac{\boldsymbol{u}_{L-L}(s)}{\boldsymbol{u}_{ml-l}(s)}\right|_{u_{dc}(s)=0}=\frac{(Ls+R)U_{dc}}{3L_fC_fLs^3+3L_fC_fRs^2+(3L_f+L)s+R}\cdot\frac{1}{2U_{tri}} \tag{16}$$

3　模型的仿真验证

用 PSIM 仿真软件对模型进行验证，仿真参数为：U_{dc}=400 V，L_f=5 mH，C_f=5 μF，R=100 Ω，L=1 mH，U_{tri}=1 V，开关频率 f_c=3 kHz，调制比 m=0.7，调制波频率 f_r=250 Hz，仿真结果如图 3a 所示。m=0.30，f_r=30 Hz 时仿真结果如图 3b 所示。其中 u_{AB1}，u_{BC1}，u_{CA1} 为元件电路模型仿真线电压输出波形，u_{AB2}，u_{BC2}，u_{CA2} 为传递函数模型仿真线电压输出波

形，仿真结果很相近，说明该方法建立的数学模型具有一定合理性。



(a)m=0.70，f_r=250 Hz　(b)m=0.30，f_r=30 Hz

图 3　模型仿真输出波形

4　控制策略设计

R=120 Ω，f_c=9 kHz，m=0.8，其他参数不变，电压反馈系数 α=0.01，忽略电压检测反馈回路的小惯性时间常数，原始回路增益函数 $G_0(s)$为：

$$G_0(s)=\frac{1}{2}\cdot\frac{0.01\times400}{(7.5\times10^{-8}s^2+9.95\times10^{-5}s+1)} \tag{17}$$

按照有源超前-滞后补偿网络零点、极点的选择原则，补偿网络中 2 个零点频率选为 $G_0(s)$中 2 个相近极点频率的一半，为减少输出高频开关纹波，两个极点频率选为(1~3)f_s。针对上述系统，有源超前-滞后补偿网络的传递函数可选为：

$$G_c(s)=\frac{4.36\times10^{-4}s^2+1.64s+1.55\times10^3}{7.44\times10^{-11}s^3+1.67\times10^{-5}s^2+s} \tag{18}$$

补偿后回路函数为：

$$G_h(s)=\frac{4.36\times10^{4}s^2+1.64s+1.55\times10^3}{5.64\times10^{-18}s^5+1.19\times10^{-12}s^4+7.18\times10^{-8}s^3+0.73\times10^{-4}s^2+s} \tag{19}$$

$G_0(s)$，$G_c(s)$，$G_h(s)$的波特曲线如图 4 所示。由图可知，$G_0(s)$的相位裕量仅有 17.8°，而 $G_h(s)$的相位裕量为 64.9°，且中频宽度较大。由图可见采用超前-滞后补偿对程序控制系统较为适宜。

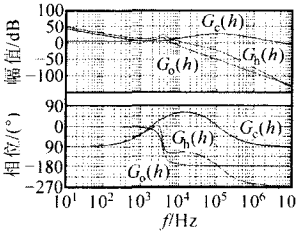
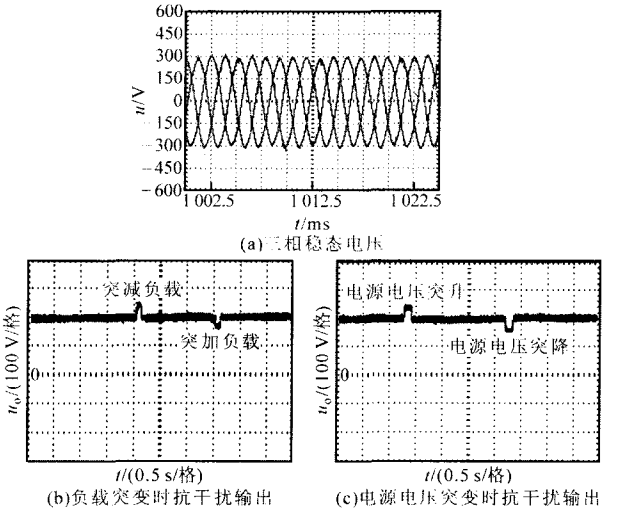


图 4　波特曲线图

5　实验研究

以 TMS320F2812 DSP 为控制器，组建了三相电压型 PWM 逆变器控制系统。参数为：L_f=5 mH，C_f=5 μF，R=120 Ω，U_{tri}=1 V，f_c=9 kHz，m=0.8，α=0.01，f_r=250 Hz，阻性负载功率为 1 kW，控制策略采用超前-滞后补偿校正，图 5a 示出系统稳态图。



(a)三相稳态电压

(b)负载突变时抗干扰输出　(c)电源电压突变时抗干扰输出

图 5　实验波形

对系统进行带载实验，参数设置同上。系统带载实验数据如表 1 所示。通过对负载和电源进行扰动，验证了系统的抗干扰性，如图 5b，c 所示。

表 1　三相输出电压与负载的关系

R_L/Ω	∞	1 000	500	120	30	10
U_{o_rms}/V	205	205	203	200	199	198

由以上波形和数据可见，由此控制策略组建的三相电压型 PWM 逆变器控制系统具有良好的静态性能和动态性能。同时也证明了所建立数学模型的合理性。

6　结　论

对三相电压型 PWM 逆变器工作原理进行了分析，建立了其小信号数学模型并进行 PSIM 仿真，提出采用超前-滞后校正作为控制算法，解决了该类非线性系统的线性控制问题。实验结果证明系统在该方法下可稳定运行并具有一定的抗干扰性。

参考文献

[1] 王兆安，黄　俊.电力电子技术[M].北京：机械工业出版社，2000.

[2] 刘　飞，邹云屏，李　辉.基于重复控制的电压源型逆变器输出电流波形控制方法[J]中国电机工程学报，2005，25(19)：48-63.

[3] 徐德鸿.电力电子系统建模和控制[M].北京：机械工业出版社，2006.

[4] 付　洁.三相逆变电源数字控制技术研究[M].武汉：华中科技大学出版社，2006.

[5] 刘志辉，张　青，陈　坚.一种新颖的三相 SPWM 技术[J].电力电子技术，1997，31(2)：1-15.