

文章编号:0254-0096(2018)11-3081-09

基于准PR控制的隔离型准Z源单相 光伏并网逆变器研究

李 山^{1,2}, 司文旭^{1,2}, 陈 艳^{1,2}, 崔 森^{1,2}

(1. 重庆理工大学电气与电子工程学院, 重庆 400054; 2. 重庆市能源互联网工程技术研究中心, 重庆 400054)

摘 要: 针对传统PI控制在隔离型准Z源逆变器中存在稳态误差、抗电网干扰能力差以及不能及时快速跟踪输入变化的问题,提出准PR控制的方法,可提高输出电压和电流的质量,并达到及时跟踪输入变化的目的。其中,准PR控制器在基波频率处的增益趋近于无穷大,可实现对某一固定频率正弦指令的信号的无静差跟踪控制。详细介绍准PR控制器的设计,并在Saber环境中搭建系统仿真模型,对所设计的控制器进行验证。结果表明,基于准PR控制的隔离型准Z源单相光伏并网逆变器不但能有效实现并网逆变器的控制,而且可使系统保持稳定。

关键词: 隔离型Z源; 逆变电路; 光伏; 建模; 准PR控制

中图分类号: TM464; TM615 **文献标识码:** A

0 引 言

近年来被提出的隔离型准Z源逆变器^[1],是在准Z源逆变器的基础上加入隔离变压器构成。它不但拥有Z源/准Z源逆变器^[2,3]的可使直通成为正常工作状态、升降压能力灵活、无死区时间、抗电磁干扰等优点,而且能做到电气隔离。基于以上优点,使得隔离型准Z源在光伏发电、交流传动领域有更广阔的适用范围。虽然目前对隔离型准Z源的研究并不多,但同为逆变器系列,其在控制方面和其他类型逆变器之间存在许多共同之处。对于逆变器的控制,文献[4]提出模糊比例谐振(PR)和比例积分(PI)控制器,对三相逆变器并网进行控制实现无误差跟踪;文献[5]提出比例谐振(PR)控制,有效减小电网中的干扰。针对Z源/准Z源逆变器的控制,文献[6]提出基于PI调节的闭环控制策略,改善系统的稳定性;文献[7]提出恒定电容电压的控制策略,改善输出电压质量;文献[8]提出一种适合于Z源逆变器的直流链峰值电压直接检测与控制方法,实现直流链峰值电压和输出电压的稳定;文献[9]采用的准比例谐振控制(quasi-PR control)改善了PI控制的不足,实现系统电流无误差跟踪,

具备抗电网干扰能力;文献[10,11]利用滑模控制稳定了逆变器直流侧电压。文献[12]提出多环控制策略,使得并网系统更稳定。这些控制均一定程度上使得逆变器在工作过程中更稳定。

本文在上述研究基础上,对隔离型准Z源逆变器进行控制研究。首先对隔离型准Z源逆变器的工作原理进行分析,并采用状态空间平均法建立其小信号数学模型,在此基础上设计准PR控制环对系统进行控制,来保证系统的快速动态响应和稳定性。最后在Saber仿真软件中进行电路模型仿真,并与基于PI控制器下的系统比较,以验证所设计的准PR控制器的合理性与优点。

1 隔离型准Z源逆变器

图1为隔离型准Z源逆变器^[1]的拓扑结构,主要是在准Z源逆变器的基础之上加入隔离变压器。图中, V_s 为直流电压; L_1 、 L_2 、 L_{ac} 、 L_s 分别为准Z源拓扑电感,滤波电感和隔离变压器二次侧电感; C_1 、 C_2 、 C_s 分别为准Z源拓扑电容和隔离变压器二次侧电容;T为高频变压器,其变压器变比为 N ;S为高频隔离开关一次侧开关;S1~S4为逆变器开关; e 为并网电压。

收稿日期: 2016-07-25

基金项目: 国家自然科学基金(51607020); 重庆市科委基础科学与前沿技术研究(cstc2016jcyjA0324); 重庆市教委科学技术研究(KJ1709209)

通信作者: 陈 艳(1983—),女,博士、副教授,主要从事光伏发电系统控制技术及系统可靠性方面的研究。chenyan2012@cqut.edu.cn

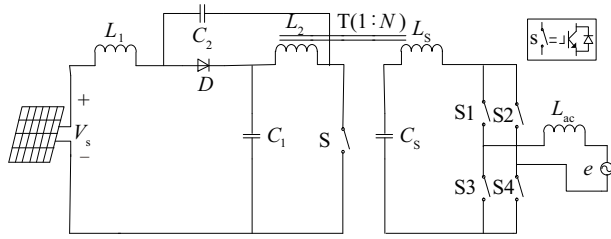


图1 单相隔离型准Z源逆变器

Fig. 1 Single phase isolated quasi-Z-source inverter

相比于非隔离型准Z源逆变器,隔离变压器的加入,使其既实现了电气隔离的作用,同时又实现了成倍升压的目的。

1.1 隔离型准Z源逆变器的工作原理

Z源拓扑族的逆变器与其他类型逆变器最大的区别在于可实现直通^[2],即上下2个开关管可完全导通。其实现过程就是将直通状态包含于逆变器传统零矢量状态之内,如图2所示,为Z源拓扑族逆变器的一种简单的调制策略^[2],控制逆变桥的SPWM波由2个反相的正弦波与三角波交截产生。直通状态占空比 D 由直流电压参考信号 V_p 、 V_n 与相同三角波交截得到。其中 V_p 与 V_n 大小相等方向相反的常量,进而可得到恒定的直通矢量,且此时的直通量由于插入在传统零矢量中,因此直通工作过对逆变级的调制不产生影响。

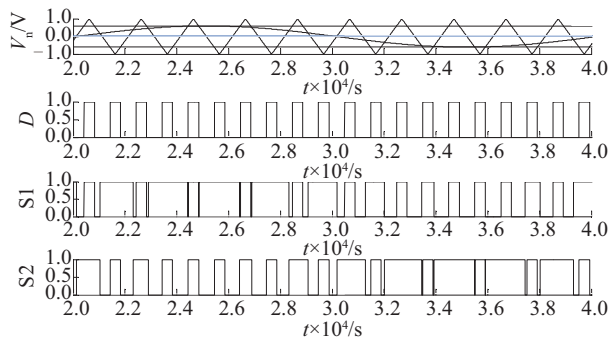


图2 控制策略信号波形

Fig. 2 Signal waveform control strategy

在逆变器工作过程中,由文献[13]知,若Z源网络电感的电感值过小则会出现电流断续的情况,所以本文假设电感值比较大,使电路工作在电流连续的状态。下面对其电路进行稳态分析。

当隔离型准Z源逆变器上下2个开关管完全导通时,其工作在直通状态,这时原边电容放电,电

感充电,副边电容充电,电感放电,变压器储存能量,没有能量传递;当隔离型准Z源逆变器上下2个开关管非完全导通时,其工作在非直通状态,此时原边电容充电,电感放电,副边电容放电,电感充电,变压器能量传递到副边,实现能量的传输。

假设输入电压为 V_s ,输出电压峰值为 V_o ,直流母线电压峰值为 V_{dc} ,逆变器调制度为 M ,直通状态占空比为 D ,变压器变比为 N 。其中,将副边元件折算到原边进行等效,此时原边电容电压 V_{c_1} 需要以副边电容电压 V_{c_s}/N 替代^[14,15]。稳态时,在一个周期内,由电感伏秒积平衡和电容充放电平衡可推导出稳态工作时电路的工作状态。令升压因子 $B = \frac{1}{1-2D}$,则 $V_{dc} = N \times B \times V_s$ 。

$$V_{c_1} = \frac{1-D}{1-2D} V_s \quad (1)$$

$$V_{c_2} = \frac{D}{1-2D} V_s \quad (2)$$

$$V_{c_s} = \frac{1-D}{1-2D} N V_s \quad (3)$$

$$V_{dc} = \frac{N}{1-2D} V_s \quad (4)$$

由式(1)~式(4)可看出,相比与Z源/准Z源逆变器,隔离型准Z源逆变器在升压能力相同的情况下,由于变压器 n 倍的变比关系,电容上的电压大大减小,进而减小了器件的电压应力。

根据单相逆变器输出电压关系,推导可得输出交流电压的峰值:

$$V_o = M \times V_{dc} = M \times N \times B \times V_s \quad (5)$$

因此,可得单相逆变器的输出电压增益为 G 。

$$G = M \times N \times B = \frac{M \times N}{1-2D} \quad (6)$$

从式(6)中可看出,对于给定变比 N 的隔离型准Z源逆变器系统,可通过改变 M 与 D 的值可实现输出升降压控制。

1.2 隔离型准Z源逆变器的建模

1.2.1 直流侧建模

本文采用状态空间平均法对电路进行小信号建模。首先将电路进行等效^[13]如图3所示。电感与电容的等效串联电阻分别为 r 、 R ;取状态变量为 L_1 、 L_2 、 V_{c_s} 、 V_{c_2} ;输入变量为 V_s 和 I_{dc} ,输出量为 V_{dc} 、 I_{L_1} 、 I_{L_2} 电感 L_1 、 L_2 的电流。

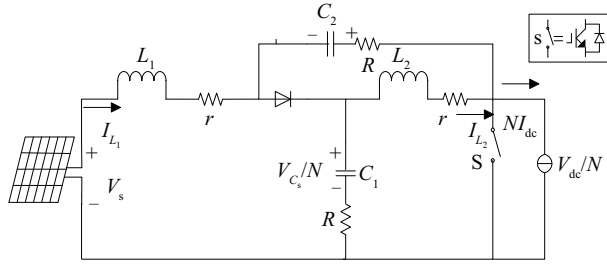


图3 隔离型准Z源逆变器的等效电路模型

Fig. 3 Equivalent circuit model of isolated quasi-Z-source inverter

在直通状态下的方程:

$$\begin{bmatrix} L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} \\ L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} \\ C_s \frac{du_{C_s}}{N dt} \\ C_2 \frac{du_{C_2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(R+r) & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -(R+r) & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ \frac{u_{C_s}}{N} \\ u_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_s \\ Ni_{dc} \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中, i_{L_1} 、 i_{L_2} 、 i_{dc} ——电感 L_1 、 L_2 的电流及逆变侧等效电流; C_s ——隔离变压器二次侧电容; u_{C_s} ——二次侧电容电压。

在非直通状态下的方程:

$$\begin{bmatrix} L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} \\ L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} \\ C_s \frac{du_{C_s}}{N dt} \\ C_2 \frac{du_{C_2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(R+r) & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -(R+r) & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ \frac{u_{C_s}}{N} \\ u_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & R \\ 0 & R \\ 0 & -1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_s \\ Ni_{dc} \end{bmatrix} \quad (8)$$

使用状态空间平均法处理上述方程。同时为了简化建模过程,假设 $C_1 = C_2 = C_s = C$, $L_1 = L_2 = L$, 以 \hat{d} 、 \hat{i}_{L_1} 、 \hat{v}_{C_s} 、 \hat{v}_{C_2} 、 \hat{v}_{dc} 、 \hat{i}_{dc} 、 \hat{v}_s 为稳态变量的扰动变量^[13], 在忽略小信号的二次项后对其两边进行拉普拉斯变

换可得:

$$\begin{cases} [Ls + (R+r)] \hat{i}_{L_1} = (D-1) \frac{\hat{u}_{C_s}}{N} + D \cdot \hat{u}_{C_2} + (1-D)R \cdot N \hat{i}_{dc} + \hat{v}_s + (\frac{U_{C_s}}{N} + U_{C_2} - NI_{dc} \times R) \times \hat{d} \\ [Ls + (R+r)] \hat{i}_{L_2} = D \cdot \frac{\hat{u}_{C_s}}{N} + (D-1) \cdot \hat{u}_{C_2} + (1-D)R \cdot N \hat{i}_{dc} + (\frac{U_{C_s}}{N} + U_{C_2} - NI_{dc} \times R) \times \hat{d} \\ Cs \frac{\hat{u}_{C_s}}{N} = (1-D) \times \hat{i}_{L_1} - D \times \hat{i}_{L_2} + (D-1) \cdot N \hat{i}_{dc} + (N \cdot I_{dc} - I_{L_1} - I_{L_2}) \times \hat{d} \\ Cs \hat{u}_{C_2} = -D \times \hat{i}_{L_1} + (1-D) \times \hat{i}_{L_2} + (D-1) \cdot N \hat{i}_{dc} + (N \times I_{dc} - I_{L_1} - I_{L_2}) \times \hat{d} \end{cases} \quad (9)$$

整理式(9)可得:

$$\frac{\hat{u}_{C_s}}{N} - \hat{u}_{C_2} = \frac{1}{LCs^2 + (R+r)Cs + 1} \times \hat{v}_s \quad (10)$$

$$\hat{i}_{L_1} - \hat{i}_{L_2} = \frac{Cs}{LCs^2 + (R+r)Cs + 1} \times \hat{v}_s \quad (11)$$

整理式(10)、式(11)可得负载电流到副边电容电压的传递函数为:

$$\frac{\hat{u}_{C_s}(s)}{N} = \frac{(1-2D)(1-D)R + K_2 \times (1-D)}{K_1 + (1-2D)^2} \hat{i}_{dc}(s) \quad (12)$$

式中, $K_1 = LCs^2 + (R+r)Cs$; $K_2 = Ls + R + r$ 。

由于 $V_{C_s} = (1-D)V_{dc}$, 所以可得负载电流到直流侧电压的传递函数为:

$$G_{i_{dc}}^{v_{dc}} = \frac{-LN_s - (R+r)N}{LC_s^2 + C(R+r)s + (1-2D)^2} \quad (13)$$

1.2.2 逆变侧建模

逆变器的逆变侧是通过 LC 型滤波器连接电网, 并网电压电流矢量图 4。由逆变器输出电压与电网电压在滤波电感上的电压矢量差产生电感电流。根据并网标准必须保证电感电流与电网电压相位一致。

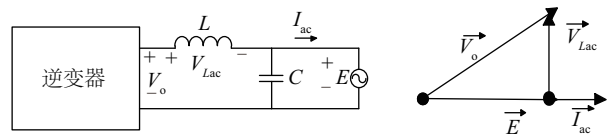


图4 并网电流产生矢量关系图

Fig. 4 Vector diagram of grid connected current

图4中, 逆变器输出电压为 V_o , 电网电压为 E , 滤波电感 L_{ac} 电压为 V_{Lac} , 并网电流为 I_{ac} , 电压电流的

矢量关系如图中矢量三角形所示,看出存在如式(14)所示的等式关系:

$$\vec{V}_{L_{ac}} = j\omega \vec{I}_{ac} = \vec{V}_o - \vec{E} = M\vec{V}_{ac} - \vec{E} \quad (14)$$

式中, ω ——基波频率; M ——逆变调制度; V_{dc} ——直流母线峰值电压,在单相逆变器中存在逆变器输出电压 $V_n = M \cdot V_{dc}$ 这一关系。当直流母线电压外环保证 V_{dc} 稳定时,那并网电流的大小仅与逆变调制度 M 有关。

$$L \dot{i}_{ac} = M \cdot V_{dc} - E \quad (15)$$

以并网电流 i_{ac} 和逆变调制度 M 为变量,对上式进行拉普拉斯变换可得逆变调制度 M 到并网电流的传递函数:

$$G_M^i = V_{dc} / L_{ac}s \quad (16)$$

2 准 PR 控制

2.1 控制器设计

隔离型准 Z 源与 Z 源和准 Z 源逆变器一样,若要使得其输出稳定的电流和电压,必须控制逆变器直流侧母线电压稳定。由前文分析可知, $V_{C_s} = (1-D)V_{dc}$, 即直流侧电压与变压器副边电容电压不相同。在输入电压出现波动时,副边电容作为中间的功率传递元件,其电压 V_{C_s} 也会跟着发生波动,进而导致逆变器直流侧母线电压 V_{dc} 发生变化。因此,本文采用更为准确的直流母线峰值电压恒定控制策略,同时加入并网电流环控制以提高动态响应速度。并网电流环采用 PR 控制器作为补偿,相对于 PI 控制器来说可完全消除交流静态误差。

由上述分析可得到电流环的控制框图,如图 5 所示。图 5 中, i_{ac}^* 为并网电流参考值; T_{PWM} 为开关周期;考虑有一个周期的延时, T_i 为交流电流采样惯性时间常数; L 为滤波电感; $G(s)$ 为内环控制器的传递函数。

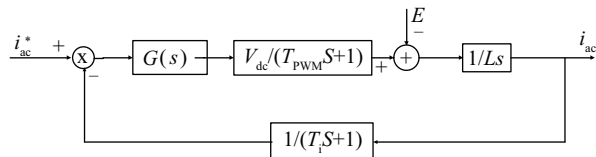


图 5 并网电流环控制框图

Fig. 5 Control block diagram of grid connected current loop

根据控制框图(图 5)可推出并网逆变器输出电流的传递函数如式(17)所示。

$$i_{ac} = \frac{\frac{V_{dc}}{T_{PWM}s+1}G(s)}{Ls + \frac{V_{dc}}{T_{PWM}s+1} \times \frac{1}{T_i s+1} \times G(s)} i_{ac}^* - \frac{1}{Ls + \frac{V_{dc}}{T_{PWM}s+1} \times \frac{1}{T_i s+1} \times G(s)} e \quad (17)$$

传统逆变器通常采用 PI 控制,PI 控制器是线性控制器,比例环节的控制作用是减少偏差,积分环节的主要作用是减少静差。其表达式为:

$$G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (18)$$

式中, K_p ——比例增益; K_i ——积分增益。

在 PI 控制中,控制器在基波频率 ω_0 处的增益为:

$$A_{PI}(\omega_0) = \sqrt{K_p^2 + (K_i/\omega_0)^2} \quad (19)$$

式中, A_{PI} ——PI 控制器的幅频特性。

A_{PI} 是有限的,因此有并网电流的传递函数可知,其将会导致输出电流小于参考电流,系统存在稳态误差;同时输出电流也会受到并网电压的影响。为此,本文采用 PR 控制,其可有效解决 PI 控制的不足。

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{2K_r s}{s^2 + \omega_0^2} \text{ 为 PR 控制器的传递函数}$$

(K_r 、 K_p 为比例系数、谐振系数),其在基波频率 ω_0 处的增益为:

$$A_{PR}(\omega_0) = \sqrt{K_p^2 + [2K_r \omega_0 / (-\omega_0^2 + \omega_0^2)]^2} \quad (20)$$

式中, A_{PR} ——PR 控制器的幅频特性。

A_{PR} 趋于无穷大,因此有并网电流的传递函数可知,其将会有输出电流近似于参考电流;同时输出电流也不会受到并网电压的影响。因此,PR 控制可实现零稳态误差和抗电网电压干扰的能力。

在实际的系统应用中,由于理想的 PR 控制器难以实现,因此在这里采用一种容易实现的准 PR 控制器,其传递函数为:

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{2K_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (21)$$

式中, ω_c ——截止频率。

根据如图 5 所示的控制框图,得到系统的环路增益为:

$$G_i(s) = \frac{G_{PR}(s)V_{dc}}{Ls(T_{PWM}s+1)(T_i s+1)} \quad (22)$$

将式(21)代入式(22)可得:

$$G_i(s) = \frac{V_{dc}[K_p(s^2+2\omega_c s+\omega_0^2)+2K_r\omega_c s]}{Ls(s^2+2\omega_c s+\omega_0^2)(T_{PWM}s+1)(T_i s+1)} \quad (23)$$

从式(23)可知, 准PR控制器有 K_p 、 K_r 、 ω_c 这3个控制参数, 这3个控制参数决定系统的性能。 ω_0 为工频角频率, 即 $\omega_0=314$ rad/s, 因此需要对其进行优化设计。首先确定 ω_c , 假设其他参数不变 $K_p=0$, $K_r=1$, 其传递函数的频率特性, 如图6所示。

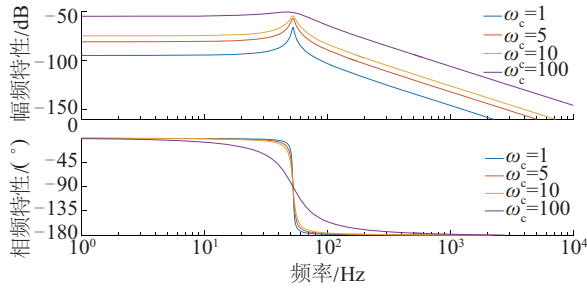


图6 ω_c 变化下准PR控制器伯德图

Fig. 6 Quasi-PR-controller Bode diagram of ω_c changes

根据定义, $|G_{PR}(j\omega)| = K_r/\sqrt{2}$ 时对应的2频率之差为带宽, 经推导这2个频率的解为:

$$\begin{aligned} |G_i(j\omega)| &= \left| \frac{2K_r\omega_c(j\omega)}{(j\omega)^2 + 2\omega_c(j\omega) + \omega_0^2} \right| \\ &= \left| \frac{K_r}{1 + \frac{j(\omega^2 + \omega_0^2)}{2\omega_c\omega}} \right| = \frac{K_r}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (24)$$

经过计算可得到控制器的带宽为 $B_w = \omega_c/\pi$ Hz。又因我国标准中电网电压频率波动范围为 ± 0.5 Hz, 所以得到 $\omega_c = \pi$ rad/s。再确定 K_r 参数, 假设 $\omega_c = \pi$ rad/s, $K_p=0$, 作出传递函数随 K_r 变化的频率响应图, 如图7所示。

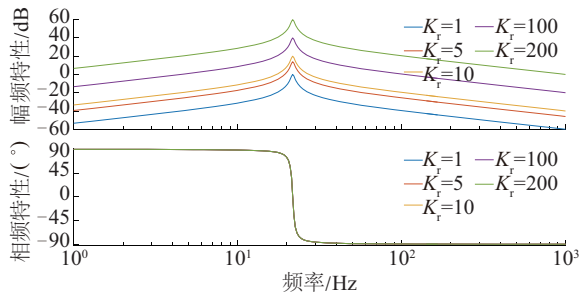


图7 K_r 变化下准PR控制器伯德图

Fig. 7 Quasi-PR-controller Bode diagram of K_r changes

由图7可看出 K_r 参数只影响增益的变化, K_r 增大, 则各频率点的增益相应增大。增益越大, 稳态误差越小, 但是同时会导致谐波含量增大。

为研究逆变器的抗扰性能, 定义谐波阻抗为电网谐波电压与引起的系统输出谐波电流之比。谐波阻抗越大, 引起的输出谐波电流越小, 系统的抗干扰性能越好。此外, 由于开关频率较高, 逆变单元具有的小惯性环节可忽略, 可得系统的谐波阻抗 (Z_{PR}) 呈负阻抗特性, 表达式为:

$$\begin{aligned} Z_{PR} &= \frac{U_{gn}(s)}{I_{gn}(s)} \\ &= \frac{Ls^3 + As^2 + Bs + KK_p\omega_0^2 + R\omega_0^2}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \end{aligned} \quad (25)$$

式中, $U_{gn}(s)$ 、 $I_{gn}(s)$ ——电网 n 次谐波电压和由此产生的 n 次谐波电流的拉氏变换; $A = K \times K_p + 2L \times \omega_c + R$; $B = L \cdot \omega_0^2 + 2K \cdot K_p \cdot \omega_c + 2R \cdot \omega_c + 2K \cdot K_r \cdot \omega_c$;

最后, 设定 $\omega_c = 3.14$ rad/s, $K_r = 100$, K_p 变化, 单相光伏并网逆变器其他参数为 $L = 1.2$ mH, $R = 1 \Omega$, $K = 325$ (K 为逆变器的等效增益), 此时系统的谐波阻抗的频率特性如图8所示。

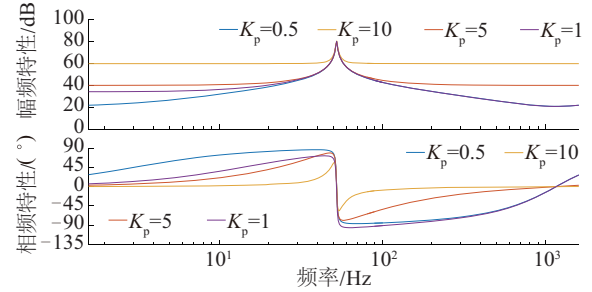


图8 K_p 变化下谐波阻抗的伯德图

Fig. 8 Quasi-PR-controller Bode diagram of K_p changes

由图8可知, 系统谐波阻抗受 K_p 的影响较大, K_p 增加, 系统的谐波阻抗增大, 系统抗干扰性能越好, 但是根据自动控制原理相关内容可知, 比例系数 K_p 过大将会使系统振荡而不稳定^[16]。

综上所述, 准比例谐振(PR)控制器参数的设计步骤可归纳如下: 根据系统需要的带宽选择 ω_c ; 根据系统需要的增益选择 K_r ; 根据谐波阻抗, 设计 K_p 是系统稳定性和抗扰性能满足要求。参数 K_p 和 K_r 之间存在相互影响的关系, 在设定这2个参数时需综合考虑。选取控制参数分别为: $K_p = 5$, $K_r = 100$, $\omega_c = \pi$ rad/s, $\omega_0 = 314$ rad/s。

2.2 稳定性分析

利用上文所求得的参数,将准 PR 校正到最佳参数下,其开环传递函数伯德图如图 9 所示。并比较 PI 控制下它们之间的区别。由图 9 可看出,PR 控制器下电流内环的相角裕度要高于 PI 控制器下的电流内环的相角裕度,进而使得系统的稳定性升高。

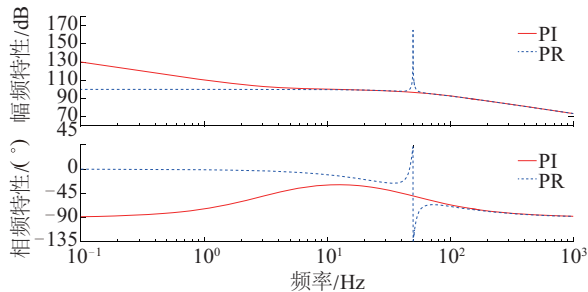


图 9 准 PR、PI 控制下的系统开伯德图
Fig. 9 System open loop Bode diagram under control of quasi-PR & PI

2.3 稳态误差分析

根据控制器参数,将其带入式(17)的闭环函数中,得到准 PR 控制器的系统闭环波特图如图 10 所示(System 为系统;Frequency 为频率;Magnitude 为幅频,phase 为相频),并画出 PI 控制器下闭环传递函数的波特图进行比较。

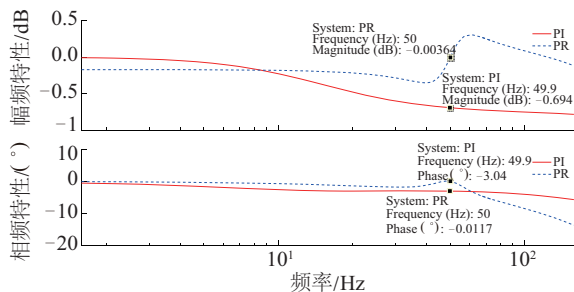


图 10 准 PR、PI 控制下的系统闭环伯德图
Fig. 10 System close loop Bode diagram under control of quasi-PR & PI

由图 10 可知,当闭环系统采用 PI 控制时,在基波频率处的增益为 -0.692 dB ,相位差为 -3.06° ,此时系统存在稳态误差,且相位滞后较大;而采用准 PR 控制时,基波处增益仅为 -0.00428 dB ,相位差也只有 -0.0986° ,此时稳态误差几乎为 0,相位滞后也可忽略不计。因此采用准 PR 控制,系统在特定频率处可很好地消除稳态误差。

3 仿真研究

为验证上述所设计的可行性,本文采用 Saber 软件进行仿真分析。首先给定所需仿真参数,如表 1 所示。表 1 中,电网频率为 50 Hz ,电压为 220 V 。利用 Saber 软件中的太阳能电池模块,按照太阳能电池板产品 KC175GHT-2 的实际参数进行电池模块设计,并通过矩阵组合构成最小单元来使用。电池板相关参数为:最大输出功率 175 W ,最大输出电压 23.6 V ,最大输出电流 7.42 A ,短路电压 29.2 V ,短路电流 8.09 A 。本文所设计采用 4×4 矩阵形式的太阳能电池板组合,最大功率 2.813 kW ,输出最大功率点电压为 94.4 V ,电流为 29.8 A 。

表 1 系统仿真参数

Table 1 Simulation parameters of system

电路元件参数	数值
输入电压 V_{in}/V	94.4
电容 $C_1, C_s, C_2/\mu\text{F}$	600
电感 L_1 、变压器原边电感 $L_2/\mu\text{H}$	300
变压器副边电感 $L_3/\mu\text{H}$	1200
电感寄生电阻 r/Ω	0.03
电容寄生电阻 R/Ω	0.5
输出 L 型滤波器电感 L/mF	1.2
开关频率 f/kHz	10
变压器变比 N	2

3.1 电流跟踪能力仿真对比

由图 11 与图 12 可知,系统在 PI 控制下并网电流与参考电流之间存在一定差别,不能准确跟踪;在准 PR 调节器控制下它们基本重叠,能良好地实现无静差跟踪。保证并网电流与电网电压同频同相的目的。

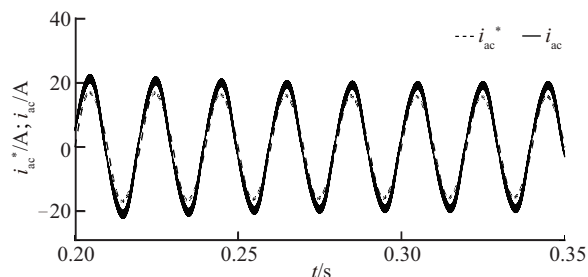


图 11 PI 控制下的并网电流与参考电流
Fig. 11 Grid connected current and the reference current under the control of PI

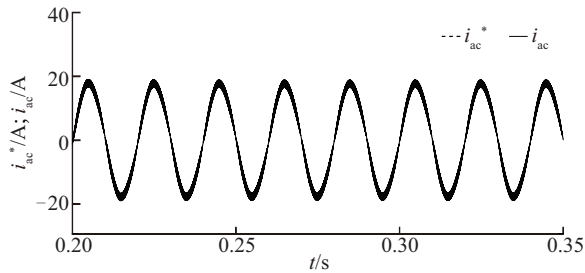


图 12 准PR控制下的并网电流与参考电流

Fig. 12 Grid connected current and reference current under control of quasi-PR

由图 13 电压电流的波形图可看出,并网电流与电网电压相位之间存在 $49.5 \mu\text{s}$ 延迟,有电网电压周期为 0.02 s ,则转换为角度即为 0.89° ,功率因数基本接近 1。进而验证了 PR 控制器作用下实现无静差跟踪目的,验证了控制策略的有效性与合理性。

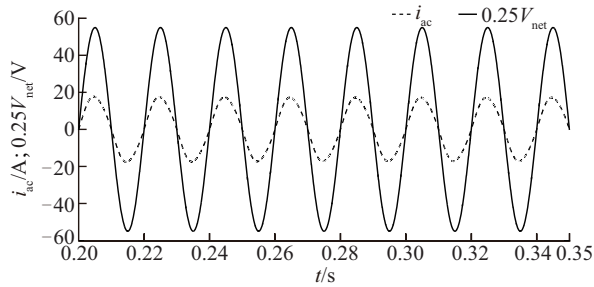


图 13 准PR控制下的输出电压、电流波形

Fig. 13 Output voltage and current waveform under control of quasi-PR

3.2 并网电流谐波分析

对 PI 控制下并网电流在 $0.5 \sim 1 \text{ s}$ 时域内做快速傅里叶变换(FFT)分析,结果如图 14 所示,电流中含有较多的 3 次谐波,其中电流谐波畸变率为 5.8% ;对 PR 控制下并网电流在 $0.5 \sim 1.0 \text{ s}$ 时域内做

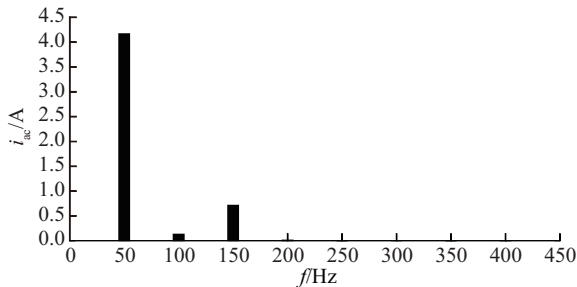


图 14 PI控制下并网电流谐波分析

Fig. 14 Harmonic analysis of grid connected current under PI control

快速傅里叶变换(FFT)分析,结果图 15 所示,电流中含有较少的 3 次谐波,其中电流谐波畸变率为 1% 。与基于 PI 控制的系统相比较,基于 PR 控制的系统,并网电流谐波畸变率大大降低。

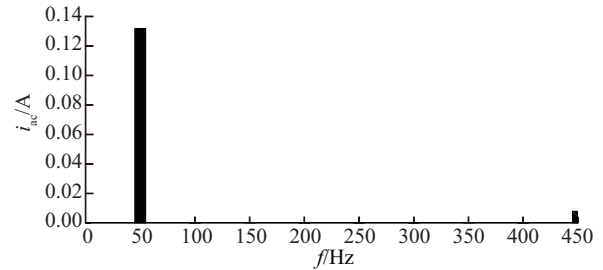


图 15 准PR控制下并网电流谐波分析

Fig. 15 Harmonic analysis of grid connected current under quasi-PR control

3.3 扰动分析

由图 16、图 17 可看出,当光的辐照度变化时,输入电压基本无太大变化。而输入电流随着辐照度的增强而增大,减弱而减小。输出电流则随着输

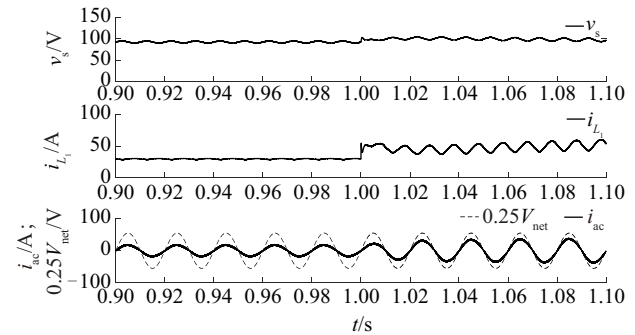


图 16 辐照度增强时输入输出电压电流仿真波形图

Fig. 16 Simulation waveforms of the input and output voltage when light intensity enhance

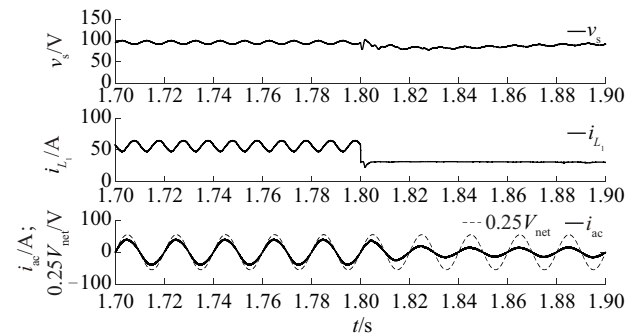


图 17 辐照度减弱时输入输出电压电流仿真波形图

Fig. 17 Simulation waveforms of the input and output voltage when light intensity weaken

入电流的变化而变化,在输入电流突变时,输出电路在几个周期内达到稳定,进而验证了所设计的基于准 PR 控制系统可快速跟定输入电压电流变化。

4 结 论

针对隔离型准 Z 源逆变器易受环境的影响以及在并网时不能很好的实现同频、同相和滤除并网电流中含有大量谐波的问题,本文在传统的 PI 控制器的基础上提出准 PR 控制器,通过改变控制策略来改变输出电能质量。首先对隔离型准 Z 源逆变器的基本工作原理和小信号建模进行分析,作为闭环控制的基础;然后设计基于并网电流控制调节器;最后利用 Saber 软件中的光伏模块,搭建隔离型准 Z 源逆变器的仿真模型,并进行仿真。仿真结果表明,基于 PR 控制器的逆变器系统相比于 PI 控制器的逆变器系统不但使系统更加稳定,而且使输出的并网电流,电压更加优质。

[参考文献]

- [1] Jiang Shuai, Cao Dong, Peng Fang. High frequency transformer isolated Z-source inverter[A]. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE[C], Hsinchu, 2011.
- [2] Peng Fang-Zheng. Z-source inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(2): 504—510.
- [3] Anderson J, Peng Fang. Four quasi-Z-source inverter [A]. IEEE Power Electronics Specialists Conference, (PESC), 2008 IEEE[C], Rhodes, Greece, 2008.
- [4] 李浩然, 杨旭红, 王亚楠. 基于模糊 PR 和 PI 控制的三相逆变器并网研究[J]. 电气传动, 2016, 46(1): 55—59.
- [4] Li Haoran, Yang Xuhong, Wang Yanan. Research on grid-connected three-phase inverter based on fuzzy PR control and PI control[J]. Electric Drive, 2016, 46(1): 55—59.
- [5] 孟建辉, 石新春, 付超, 等. 基于 PR 控制的光伏并网电流优化控制[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(2): 42—47.
- [5] Meng Jianhui, Shi Xinchun, Fu Chao, et al. Optimal control of photovoltaic grid-connected current based on PR control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(2): 42—47.
- [6] Sun Dongsun, Ge Baoming, Bi Daqiang, et al. Analysis and control of quasi-Z source inverter with battery for grid-connected PV system[J]. Electrical Power and Energy Systems, 2013, 46: 234—240.
- [7] 李媛, 彭方正. Z 源/准 Z 源逆变器在光伏并网系统中的电容电压恒压控制策略[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 63—69.
- [7] Li Yuan, Peng Fangzheng. Constant capacitor voltage control strategy for Z-sources/quasi-Z-source inverter in grid-connected photovoltaic systems[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 46(5): 63—69.
- [8] 李林林, 汤雨, 谢少军, 等. 一种新型的 Z 源逆变器直流链峰值电压控制策略[J]. 南京航空航天大学学报, 2014, 46(1): 72—77.
- [8] Li Linlin, Tang Yu, Xie Shaojun, et al. New peak DC-link voltage control strategy of Z-source inverter[J]. Journal of Nanjing University Aeronautics & Astronautics, 2014, 46(1): 72—77.
- [9] 朱红, 宋怀祥. 基于 PR 控制的单相 T 源光伏发电系统的研究[J]. 电测与仪表, 2014, 51(14): 38—40.
- [9] Zhu Hong, Song Huaixiang. Research on the single-phase T source photovoltaic generating system based on PR control[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2014, 51(14): 38—40.
- [10] Rajaei A H, Kaboli S, Emadi A. Sliding-mode control of Z-source inverter[A]. 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON 2008)[C], Orlando, FL, USA, 2008.
- [11] Liu Jianfeng, Jiang Shuai, Cao Dong, et al. Sliding-mode control of quasi-Z-source inverter with battery for renewable energy system[J]. Energy Conversion Congress & Exposition, 2011, 5(22): 3665—3671.
- [12] 亢园, 蔡俊, 朱效效. 对称 Quasi-Z 源单相光伏并网逆变器的多环控制[J]. 电源技术, 2015, 139(3): 568—570.
- [12] Kang Yuan, Cai Jun, Zhu Xiaoxiao. Single-phase photovoltaic grid inverter of multi-loop control symmetric of quasi-Z source structure[J]. Chinese Journal of Power Sources, 2015, 139(3): 568—570.
- [13] 丁永欢. 高频隔离准 Z 源逆变器的研究与应用[D]. 南京: 南京理工大学, 2013.
- [13] Ding Yonghuan. Research on high frequency isolated quasi-Z-source inverter and application[D]. Nanjing: Nanjing University of Science & Technology, 2013.
- [14] Ding Yonghuan, Li Lei. Research and application of

- high frequency isolated quasi-Z-source inverter [A]. IECON 2012- 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society [C], Montreal, QC, Canada, 2012.
- [15] Ding Yonghuan, Li Lei, Liu Jiaojiao. High frequency transformer isolated cascaded quasi-Z-source inverter [A]. 2012 7th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA) [C], Singapore, Singapore, 2012.
- [16] 孙孝峰, 顾和荣, 王立乔, 等. 高频开关型逆变器及其并联并网控制技术 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2011.
- [16] Sun Xiaofeng, Gu Herong, Wang Liqiao, et al. High frequency switching inverter and its parallel grid control technology [M]. Beijing: Mechanical Industry Press, 2011.

RESEARCH ON ISOLATED QUASI-Z-SOURCE SINGLE PHASE PHOTOVOLTAIC GRID CONNECTED INVERTER BASED ON PR CONTROL

Li Shan^{1,2}, Si Wenxu^{1,2}, Chen Yan^{1,2}, Cui Sen^{1,2}

(1. College of Electronic Information and Automation, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China;

2. Chongqing Energy Engineering Technology Research Center of the Internet, Chongqing 400054, China)

Abstract: For traditional PI control in isolated quasi-Z-source inverter has disadvantages of steady-state error, poor anti-jamming capability to the interference of the grid and slowly tracking input change, proposed a quasi-proportional resonant (PR) controller. It has improved the quality of the output voltage, current, and achieve timely follow input change purposes. Wherein, PR controller gain at the fundamental frequency approaches infinity, it can be achieved on a fixed frequency sinusoidal command signal static error tracking control. The paper describes the design of PR controller in detail, and finally build the system simulation model saber environment for the design of the controller for verification. The results showed that based on the PR control isolated quasi-Z-source single-phase photovoltaic grid-connected inverter can not only effectively achieve grid-connected inverter control, and make the system stable.

Keywords: isolated Z-source; inverter circuit; PV; model building; quasi-PR control