

基于四线制逆变器的在线占空比 调制预测控制策略研究

曹星晨¹, 易龙强², 马大中³

(1.国网石家庄供电公司, 河北 石家庄 050022; 2.科华数据股份有限公司, 福建 厦门 361006; 3.东北大学信息科学与工程学院, 辽宁 沈阳 110006)

摘要: 四线电压源逆变器已成为电源和负载之间的理想接口转换器。在传统有限控制集模型预测控制(Finite Control Set Model Predictive Control, FCS-MPC)下,每个周期内开关管的状态变化没有规律,导致开关频率不固定,输出电能纹波较大。在传统 FCS-MPC 控制下,逆变器输出的电压方向和大小固定,在整个控制轨迹内可能达不到边界,导致跟踪精度有限。文章提出了基于电容中分式四线制逆变器的在线占空比调制预测控制策略,该策略兼顾 FCS-MPC 动态响应速度快和调制策略开关频率固定的优势,控制器可在较低的采样率下实现恒定开关频率和最小误差跟踪。

关键词: 逆变器; 开关频率; 占空比; 最小跟踪误差

中图分类号: TK51 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-5292(2024)12-1671-10

0 引言

近年来,随着太阳能、风能等清洁能源的推广,分布式发电系统受到了广泛关注^[1]。逆变器作为微电网和分布式电源之间的接口,在为独立微网负载提供可靠电源方面发挥着重要作用。

当微网负载不平衡或某相故障时,会影响逆变器输出电能质量,严重时会导致系统失稳。实际工程应用中,大多采用电容中分式四线制逆变器和四桥臂逆变器两种结构^[2,3]来抑制不平衡状态的影响。由于电容中分式四线制逆变器初始成本低、控制简单,在大、中容量场景中广泛使用。FCS-MPC 近年来被广泛应用于电力电子领域^[4]。该策略采用离散特性和目标函数选择最优开关状态,无需调制单元,因而 FCS-MPC 具有较好的动态性能。但 FCS-MPC 无调制单元的特性使得逆变器的开关频率不确定,会导致系统谐波含量增加,甚至导致滤波器发生谐振^[5]。针对上述问题,文献[6]提出了基于逆变器的最优开关序列直接功率控制,但计算量较大且建模存在误差。在线占空比调制的 MPC 在近年来已被广泛应用于逆变器控制,其在每个周期选择最优占空比的有源相

量和零相量,可在较低的采样率下获得较好的稳态性能。然而,该策略无法消除稳态误差,并且计算负担较高。文献[7]利用传统的空间相量调制计算最佳相量的占空比,但该方法直接应用于四线制逆变器中,会因为空间相量的变化引入复杂的几何计算。文献[8]提出一种基于占空比的 MPC,该方案可以分别计算线性和过调制区域有源电压相量的占空比。但处于过调制区域时占空比的计算比较复杂,该方法不适合推广到四线制逆变器。文献[9]提出了一种替代调制器的集成 MPC,与基于占空比的方案相比,其稳态性能表现更优秀,但要离线计算开关模式。文献[10]基于占空比和成本函数之间的关系,用最优相量合成期望的参考电压。尽管与 FCS-MPC 相比,该方案可提高变换器的稳定性,但得到的占空比在整个运行范围内可能不是最优的。

为解决上述问题,本文提出了基于电容中分式四线制逆变器的在线占空比调制预测控制策略。该策略通过空间相量合成虚拟相量的思想使逆变器输出电压轨迹到达整个空间,提高了控制的精确度。同时按规律输出有源相量和零相量的

收稿日期: 2023-05-21。

基金项目: 国家自然科学基金项目(62073064)。

通信作者: 马大中(1982-),男,博士,博士生导师,研究方向为人工智能技术在电力系统中的应用,电力系统及其自动化,能源互联网运行、优化与控制。E-mail: madazhong@ise.neu.edu.cn

占空比,实现了开关定频控制,因而在较低的采样率下可以输出较高的电能质量。

1 电容中分式四线制逆变器建模

图1为本文采用的电容中分式四线制逆变器结构。

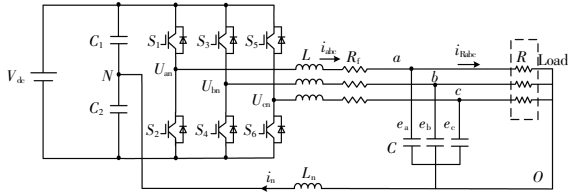


图1 电容中分式四线制逆变器拓扑结构

Fig.1 The topology of capacitor split four wire inverter

当系统所接负载不平衡或发生故障时,负载端三相电流相量和不为零。由于四线制系统中的不平衡电流和中性线电感的存在,在自然坐标系下,四线制逆变器的三相输出电流、输出电压存在耦合关系。

对三相四线制逆变器进行坐标变换,可使逆变器的数学模型不再受中性线电感耦合的影响。将所有变量从自然(abc)坐标系转换到静止(αβ0)坐标系,得到电压、电流关系为

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ e_0 \end{bmatrix} - L_n \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 3i_0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$C \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ e_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{R\alpha} \\ i_{R\beta} \\ i_{R0} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: i_α, i_β, i_0 分别为四线制逆变器输出电流; i_n 为中性点电流; $i_{R\alpha}, i_{R\beta}$ 和 i_{R0} 为负载电流; u_α, u_β, u_0 和 e_α, e_β, e_0 分别为逆变器的输出电压和负载电压。

根据式(1),(2)可知,四线制系统中所有状态变量均相互解耦,此时四线制逆变器可等效为3个单相逆变器。

2 控制器设计

针对电容中分式四线制逆变器,本文提出的在线占空比调制预测控制包含以下步骤:①3个最优有源相量的判断选择;②最优有源相量占空比计算;③虚拟相量的构造;④虚拟相量幅值优化及输出定频开关信号。由于3个单相逆变器的结构相同,本文基于α坐标系设计了控制器,并将该控制律应用于另外两个逆变器(β和0)。图2为本文提出的在线占空比调制预测控制策略控制框图。

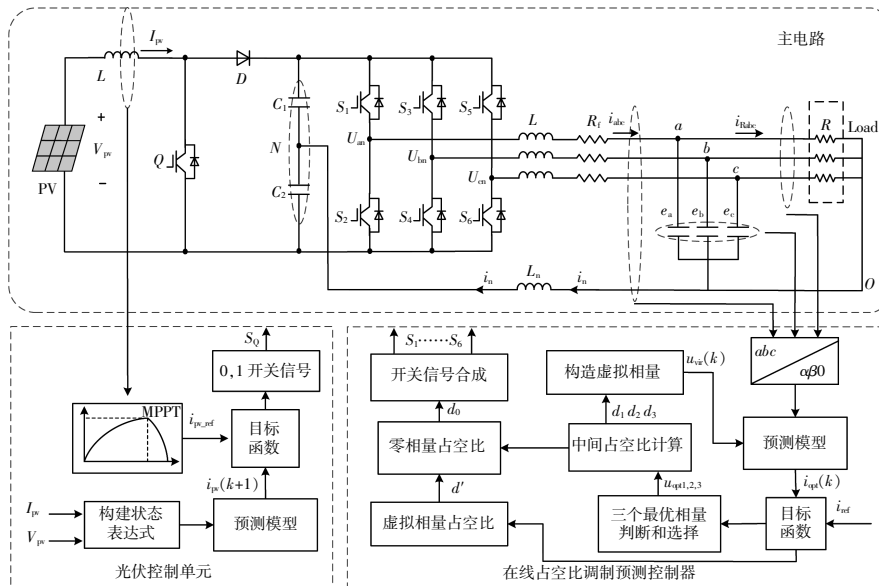


图2 在线占空比调制预测控制框图

Fig.2 The control block diagram on line duty cycle modulation predictive

2.1 最佳有源相量选择

图3为四线制逆变器电压相量空间分布情况。8个有源电压相量在三维空间内构成了六棱柱,该六棱柱可视为6个三棱柱的组合。在线占空比调制预测控制须要在六棱柱中判断最优相

量。

在三维空间中寻找最优的电压相量首先要建立离散的数学模型。根据式(2)利用电压导数的一阶近似值进行下一周期电压的预测,计算的负载电压预测值为

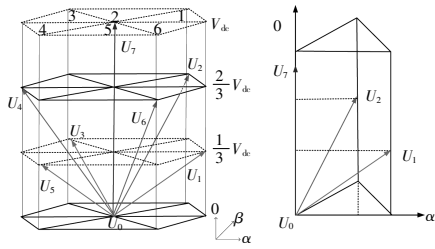


图3 四线制逆变器电压相量空间分布
Fig.3 The spatial distribution of voltage phasor of four wire inverter

$$e_{\alpha}(k+1)=e_{\alpha}(k)+\frac{T_s}{C}[i_{\alpha}(k)-i_{R\alpha}(k)] \quad (3)$$

同理,利用式(1)计算四线制逆变器输出电流预测值:

$$i_{\alpha}(k+1)=i_{\alpha}(k)+\frac{T_s}{L}[u_{\alpha}(k)-e_{\alpha}(k)] \quad (4)$$

本设计采样时间设置很短,因此相邻周期内的负载电压 $e_{\alpha\beta 0}(k+1)$ 与 $e_{\alpha\beta 0}(k)$ 可近似相等。将式(3)代入式(4)可得:

$$i_{\alpha}(k+1)=\left(1-\frac{T_s^2}{LC}\right)i_{\alpha}(k)+\frac{T_s^2}{LC}i_{R\alpha}(k)-\frac{T_s}{L}e_{\alpha}(k)+\frac{T_s}{L}u_{\alpha}(k) \quad (5)$$

为简化后续设计与分析,式(5)化简后为

$$i_{\alpha}(k+1)=a_1i_{\alpha}(k)+a_2i_{R\alpha}(k)-a_3e_{\alpha}(k)+bu_{\alpha}(k) \quad (6)$$

式中: $a_1=1-\frac{T_s^2}{LC}$; $a_2=\frac{T_s^2}{LC}$; $a_3=\frac{T_s}{L}$; $b=\frac{T_s}{L}$ 。

为使参考电流和逆变器输出电流预测值之间的跟踪误差降至最低,定义电流目标函数 g_m :

$$g_m=\sum_{j=\alpha,\beta,0}[i_{ij}(k+1)-i_j(k+1)]^2 \quad (7)$$

基于四线制逆变器的在线占空比调制预测控制在三维空间内在线寻优,选择其中最小的3个值 g_1, g_2 和 g_3 。实际上在各三棱柱内总存在电压相量 u_7 。

当四线制逆变器负载不平衡时,中性线电流会反馈到直流侧。分电容不停充、放电会造成 C_1 和 C_2 电压偏差较大,影响输出电能质量。因此,本文设计了分电容电压抑制策略。

通过欧拉离散化和线性估计,得到 C_1 和 C_2 两端电压的预测值:

$$U_{c1}(k+1)=-\frac{T_s}{C_1}\cdot i_{dc1}(k)+U_{c1}(k)$$

$$U_{c2}(k+1)=\frac{T_s}{C_2}\cdot i_{dc2}(k)+U_{c2}(k) \quad (8)$$

式中: U_{c1}, U_{c2} 和 i_{dc1}, i_{dc2} 分别为电容 C_1, C_2 两端的电压值和电流值。

为更容易实现分电容电压均衡,本设计中取电容值 $C_1=C_2=C$ 。

分电容电压偏差会受中性线电流 $i_n(k)$ 的影响。三相负载平衡时 $i_n=0$, 电容 C_1 和 C_2 之间的电压偏差始终等于初始电压的偏差。当三相负载不平衡时,流过中性线的电流相量不为零。根据式(8),分电容 C_1 和 C_2 间的电压偏差为

$$\Delta U_c(k+1)=\frac{T_s}{C}\cdot 3i_0(k)[U_{c2}(k)-U_{c1}(k)] \quad (9)$$

本文所提策略应用于电容中分式四线制逆变器,既要实现电流零误差跟踪,又要最小化直流侧电压偏差。因而设计了包含两个约束项的目标函数:

$$g_n(k+1)=\sum_{j=\alpha,\beta,0}\{[i_{ij}(k+1)-i_j(k+1)]^2+\varepsilon[\Delta U_c(k+1)]^2\} \quad (10)$$

式中:权重因子 ε 可通过目标函数分类技术确定。

2.2 最优相量占空比计算

得到三个最优相量后,可以通过解决与预测电流值和参考值误差有关的优化问题,获得每个最优相量的占空比。由于采样频率远高于基频,每个电压相量引起的电流误差可通过加权值

$$\min G_j=\frac{1}{3}\sum_{j=1}^3\Delta i_j^2 d_j^2=\frac{1}{3}\sum_{j=1}^3 g_{ij}d_j^2$$
 近似代替。其中, Δi_j

为电流相量, d_j 为对应最优有源电压相量 u_{optj} 的占空比。该优化问题可以用拉格朗日乘子法解决,利用占空比约束条件 $d_1+d_2+d_3=1$ 求解极值。最优有源电压相量 u_{opt1}, u_{opt2} 和 u_{opt3} 对应的占空比为

$$\begin{aligned} d_1 &= \frac{g_2 g_3}{g_1 g_2 + g_2 g_3 + g_1 g_3} \\ d_2 &= \frac{g_1 g_3}{g_1 g_2 + g_2 g_3 + g_1 g_3} \\ d_3 &= \frac{g_1 g_2}{g_1 g_2 + g_2 g_3 + g_1 g_3} \end{aligned} \quad (12)$$

2.3 虚拟电压相量构造

本文仅利用3个有源电压相量实现了加权误差的最小化。单相量加权误差最小化并不能使目标函数的跟踪误差最小。因此,为实现最小化跟踪误差,本文通过计算3个有源电压相量的最佳占空比,构造了更接近目标电压的虚拟电压相量

$u_{vir}(k)$:

$$u_{vir}(k) = d_1 u_{opt1}(k) + d_2 u_{opt2}(k) + d_3 u_{opt3}(k) \quad (13)$$

虚拟电压相量 $u_{vir}(k)$ 与目标电压相量方向相同, 但 $u_{vir}(k)$ 的幅值可能并不满足最小化误差的要求, 为确定其幅值的大小, 本文通过在线优化的方法确定虚拟电压相量 $u_{vir}(k)$ 的占空比 d' 。

对四线制逆变器施加零电压相量, 此时负载电流用 $i_z(k)$ 代替, 代表零电压相量下的输出电流, $i_{opt}(k+1)$ 为可选电流相量。考虑到虚拟电压相量 $u_{vir}(k)$ 的占空比 d' , 式(13)改写为

$$i_{opt}(k+1) = i_z(k) + b \cdot d' u_{vir}(k) \quad (14)$$

根据虚拟电压相量构造新的目标函数 g_n , 使得预测电流 $i_{opt}(k+1)$ 和参考值 i_{ref} 的跟踪误差最小, 电流的目标函数 g_n 定义为

$$g_n = |i_{ref} - i_{opt}(k+1)|^2 = |i_{ref} - i_z(k) - b \cdot d' u_{vir}(k)|^2 \quad (15)$$

为最小化负载电流跟踪误差, 得到四线制逆变器虚拟电压相量 $u_{vir}(k)$ 的占空比为^[11,12]

$$d' = \frac{(i_{ref} - i_z) u_{vir}(k)}{b |u_{vir}(k)|^2} \quad (16)$$

找到虚拟电压相量的持续时间, 最优电压相量的占空比可修改为 $d'd_1, d'd_2$ 和 $d'd_3$ 。上述设计不仅使虚拟电压相量与所需电压相量方向相同, 而且通过占空比 d' 实现了幅值大小调整, 使得负载电流跟踪误差最小化。

在一个采样周期内控制器须按一定规律输出调制信号。除 3 个有源相量 $u_{opt1}(k), u_{opt2}(k)$ 和 $u_{opt3}(k)$ 外, 剩余部分要插入零电压相量。根据电压相量占空比关系, 得到零电压相量的占空比为

$$d_0 = 1 - d'd_1 - d'd_2 - d'd_3 \quad (17)$$

2.4 调制实现

在一个周期内以对称方式^[13]布置有源电压相量和零电压相量, 可以减小开关损耗并降低谐波含量。图 4 为电压相量处于棱柱 I 时在线占空比

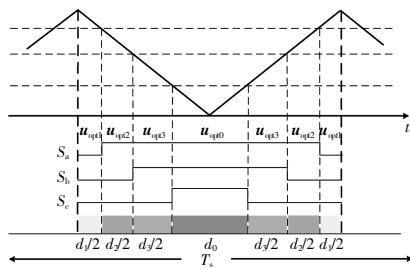


图 4 在线占空比调制预测控制的开关信号

Fig.4 Switching signal of on-line duty cycle modulation predictive control

调制预测控制策略的开关切换模式。

由图 4 可知, 有源电压相量的导通占空比 d_1, d_2 和 d 对称布置在一个周期内, 零相量占空比 d_0 插入到中间。在整个控制周期 T_s 内, 三相开关变化了两次, 该切换策略确保四线制逆变器的开关以固定频率切换。

3 在线占空比调制预测控制调制分析

在线占空比调制预测控制下, 四线制逆变器存在两种运行模式: 过调制状态和线性调制状态。通过构造虚拟电压相量 $u_{vir}(k)$, 确保控制器能够充分利用电容中分式四线制逆变器的最大可用电压, 即使在深度过调制模式下虚拟相量仍可以保证最小跟踪误差。

3.1 过调制分析

过调制时在线占空比调制预测控制的运行原理如图 5 所示。

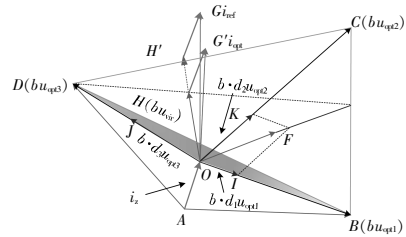


图 5 过调制范围的占空比计算

Fig.5 Duty cycle calculation for the overmodulation range

图中: 按比例因子 b 缩小后的四线制逆变器 3 个最优负载电压相量为 $bu_{opt1}(\overrightarrow{OB}), bu_{opt2}(\overrightarrow{OC})$ 和 $bu_{opt3}(\overrightarrow{OD})$, 按比例因子 b 缩小后的虚拟电压相量为 $bu_{vir}(\overrightarrow{OH})$ 。 $i_z(k)(\overrightarrow{AO})$ 为零电压相量作用时四线制逆变器输出的电流相量。负载电流 $i_{opt}(k+1)$ 由零电流相量 $i_z(k)$ 和按比例因子 b 缩小的虚拟电压相量计算得到。 $\overrightarrow{AB}, \overrightarrow{AC}$ 和 \overrightarrow{AD} 分别代表 3 个预测电流。过调制运行时, 电流参考值 i_{ref} 较大, 超出四线制逆变器的线性调制平面 $\triangle BCD$, 此时逆变器的输出电压达到 OH' 才能保证逆变器的输出电流到达参考电流的位置。但在限制平面内四线制逆变器的输出电压相量最远可到 H 点, 即按比例因子 b 缩小的电压虚拟相量 $bu_{vir}(\overrightarrow{OH})$ 。此时, 按比例缩小的电压虚拟相量 $bu_{vir}(\overrightarrow{OH})$ 和零电流相量 $i_z(\overrightarrow{AO})$ 合成了输出电流相量 $i_{opt}(\overrightarrow{OG})$, 虽然与电流参考值 $i_{ref}(\overrightarrow{OG})$ 不能完全重合, 但由于 \overrightarrow{OH} 与 $\overrightarrow{OH'}$ 的相位相同, \overrightarrow{OH} 的幅

值也被缩小至允许的最大输出点,因此最大程度减小了电流的跟踪误差。

3.2 线性调制分析

当电流参考值 i_{ref} 较小时,逆变器工作在限制范围内,即线性调制区域,如图 6 所示。

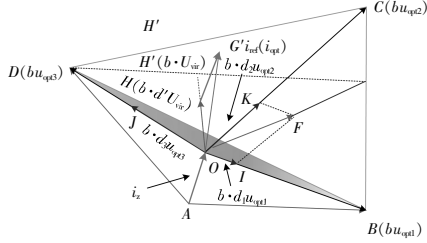


图 6 线性调制范围的占空比计算

Fig.6 Duty cycle calculation for the linear modulation range

根据过调制时的运行状态可知,按比例缩小的 3 个最优电压相量 $bu_{\text{opt}1}$ (\vec{OB}), $bu_{\text{opt}2}$ (\vec{OC}) 和 $bu_{\text{opt}3}$ (\vec{OD}) 考虑占空比时幅值被缩小至 $b \cdot d_1 u_{\text{opt}1}$ (\vec{OI}), $b \cdot d_2 u_{\text{opt}2}$ (\vec{OJ}) 和 $b \cdot d_3 u_{\text{opt}3}$ (\vec{OK})。而 $b \cdot d_1 u_{\text{opt}1}$ (\vec{OI}), $b \cdot d_2 u_{\text{opt}2}$ (\vec{OJ}) 和 $b \cdot d_3 u_{\text{opt}3}$ (\vec{OK}) 通过计算构成了 bu_{vir} ($\vec{OH'}$)。根据线性区的运行原理可知,为使跟踪误差最小,虚拟相量的作用时间应该变为 $d' \cdot T_s$ 。因此,利用 $d' \cdot d_1 u_{\text{opt}1}$, $d' \cdot d_2 u_{\text{opt}2}$, $d' \cdot d_3 u_{\text{opt}3}$ 构成了逆变器期望输出电压 $d' u_{\text{vir}}$, 经比例因子 b 缩小后为 $b \cdot d' u_{\text{vir}}$ ($\vec{OH''}$)。此时,预测得到的负载电流相量 \vec{OC} 由零电流相量 i_z (\vec{AO}) 和最优虚拟相量 $b \cdot d' u_{\text{vir}}$ ($\vec{OH''}$) 之和构成,逆变器输出的电压相量达到了 $d' u_{\text{vir}}$ 。图 6 运行状态表明,在线性调制区域内, $b \cdot d' u_{\text{vir}}$ ($\vec{OH''}$) 为沿着 bu_{vir} ($\vec{OH'}$) 运行的最优虚拟相量,幅值经过调节使得跟踪误差最小化。

4 仿真验证

为验证在线占空比调制预测控制的有效性,分别在稳态和暂态情况下在 MATLAB/Simulink 环境中进行了仿真实验。为证明所提策略的优势,与传统 FCS-MPC 和 SVPWM 调制策略进行了对比。仿真参数如表 1 所示。

4.1 稳态性能分析

对在线占空比调制预测控制进行了稳态分析,设置了参考电压平衡和参考电压不平衡两种情况进行分析验证^[13-18]。

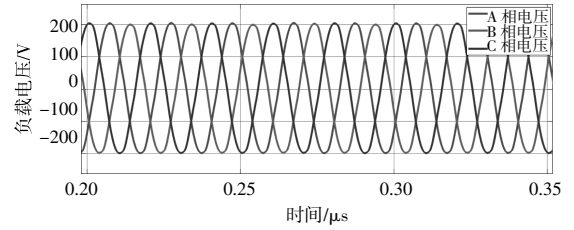
情形 1: 平衡负载电压参考值为 $e_a^* = e_b^* = e_c^* = 200 \text{ V}$, 50 Hz 和平衡纯电阻负载为 $R_a = R_b = R_c = 8 \Omega$ 。

表 1 仿真参数

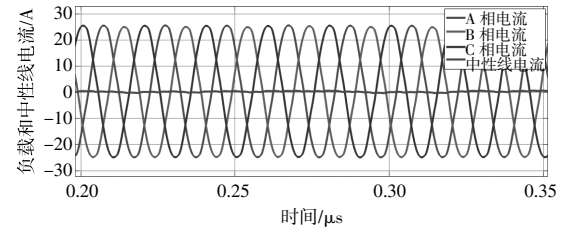
Table 1 System parameters for simulation and experimentation

参数	数值
逆变器输入电压 V_{dc}/V	600
直流侧分电容 $C_1, C_2/\mu\text{F}$	100
系统频率 f_s/Hz	50
采样间隔 $T_s/\mu\text{s}$	80
滤波电感 L/mH	2
滤波电容 $C/\mu\text{F}$	50
中性线电感 L_n/mH	2.5

图 7 为平衡参考电压和平衡纯电阻负载下四线制逆变器的负载电压和电流。



(a) 平衡参考电压输出



(b) 平衡负载输出

图 7 平衡参考电压和平衡负载下输出

Fig.7 The output in the case of phase balanced reference voltage and balanced resistance load

平衡参考电压为三相负载提供 25 A 的平衡电流,预测值与参考值通过目标函数对电流进行寻优判断。仿真结果表明,三相负载电压可以零误差地跟踪参考值,三相电流均为幅值 25 A 的标准正弦波。

情形 2: 平衡负载电压参考值为 $e_a^* = e_b^* = e_c^* = 200 \text{ V}$, 50 Hz 和不平衡 RLC 负载为 $R_a = 12 \Omega$, $R_b = 8 \Omega$, $R_c = 4 \Omega$, $L_a = 60 \text{ mH}$, $C_b = 50 \mu\text{F}$ 。

不平衡 RLC 负载是实际应用中最常见的负荷,因此为测试在线占空比调制预测控制的普适性,设置了平衡参考电压和不平衡 RLC 负载两种情况,如图 8 所示。由图 8 可知,三相负载电压不受不平衡负载影响,可以实现对参考电压独立跟踪。而三相电流因为不平衡负载,导致电流幅值

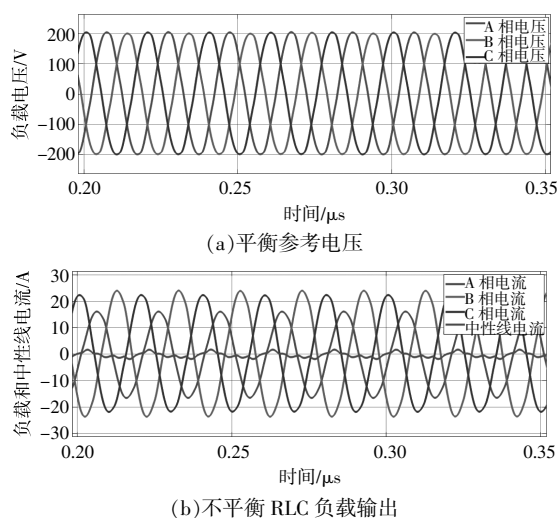


图8 平衡参考电压和不平衡RLC负载下输出

Fig.8 The output in the case of balanced reference voltage and unbalanced RLC load

不一致,分别为15.8,23.4,21.8 A。此时,三相电流相量和不为零,中性线电流波动范围比平衡负载时略有增加,但是依然可保证其在很小的范围内(± 2 A)波动。

情形3:不平衡负载电压为 $e_a^*=210$ V, $e_b^*=250$ V, $e_c^*=290$ V,50 Hz和平衡R负载为 $R_a=R_b=R_c=8$ Ω 。

为验证在线占空比调制预测控制对负载电压的跟踪能力,设定三相负载电压参考值为 $e_a^*=210$ V, $e_b^*=250$ V, $e_c^*=290$ V,50 Hz的正弦波。四线制逆变器已经等效为3个单相逆变器,因此相当于分别为3个单相逆变器提供210,250,290 V的电源,仿真结果如图9所示。

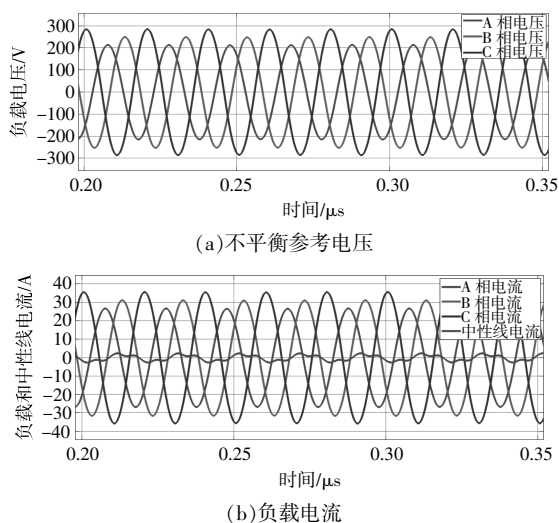


图9 不平衡参考电压和平衡纯电阻负载下输出

Fig.9 The output in the case of amplitude unbalanced reference voltage and balanced resistance load

由图9可以看出,三相电压可以分别跟踪设定的参考值,流过负载的电流分别为26.25,31.25,36.25 A的正弦波,中性线电流在 ± 2 A内波动。

4.2 暂态性能分析

为验证在线占空比调制预测控制的四线制逆变器在负载突变、高度不平衡负载和故障运行等情况下,可从线性调制区域顺利过渡到过调制区域^[19-25]。设置负载在0.3 s时从8 Ω 突变为 $R_a=5$ Ω , $R_b=3$ Ω , $R_c=6$ Ω ,结果如图10所示。

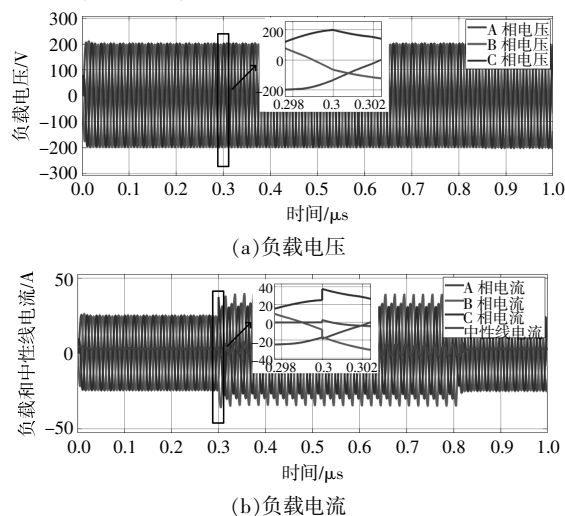


图10 电阻负载突变时的仿真结果

Fig.10 Simulation results of sudden change of resistance load

由图10可知,在负载切换时电压电流的波动很小,因而使四线制逆变器的运行状态从线性调制区域迅速(90 μ s)地切换到了过调制区域。尽管中性点电流在负载突变之后发生波动,但负载电压仍然可零误差地跟踪参考值。因此,所提控制策略保留了传统预测控制快速响应的优点,可以在极短时间内完成运行状态的切换。

5 实验验证

为验证所提出的在线占空比调制预测控制在实际应用中的有效性,搭建实验平台进行了测试,如图11所示。相关参数与仿真一致。

设置三相负载的参考值均为300 V,50 Hz,三相所接负载 $R_a=R_b=R_c=8$ Ω 。控制器通过目标函数实现最优电流判断,使负载电流可以对参考电流实现最小误差跟踪,并输出调制信号,实验结果如图12所示。由图12可知,三相负载电压为标准正弦波,三相负载电流均为37.5 A,中性线电流在零轴附近有 ± 1 A的波动。

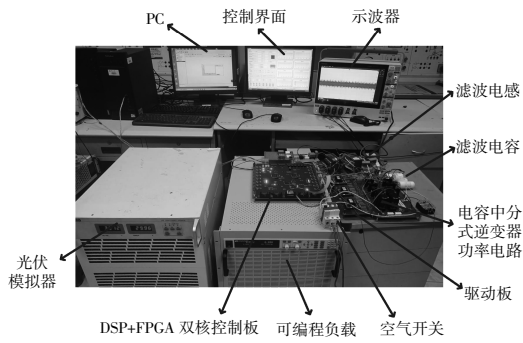
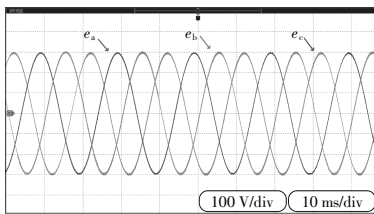
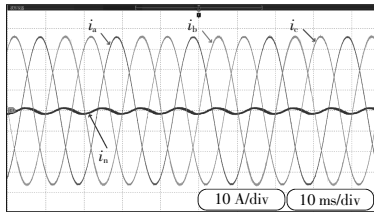


图 11 电容中分式四线制逆变器实验平台

Fig.11 The experimental platform of capacitor split four wire inverter



(a) 负载电压

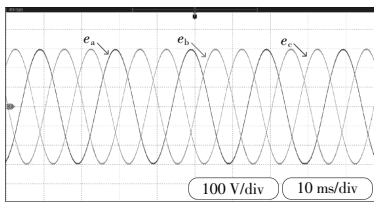


(b) 负载电流和中性线电流

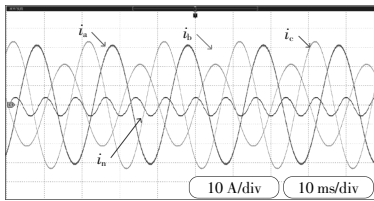
图 12 平衡参考电压、平衡负载条件下实验波形

Fig.12 Experimental waveform under balanced reference voltage and balanced load

图 13 为四线制逆变器在平衡参考电压和不平衡 RLC 负载下的负载电压、电流。



(a) 负载电压



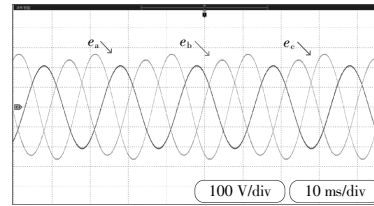
(b) 负载电流和中性线电流

图 13 平衡参考电压、不平衡 RLC 负载条件下实验波形

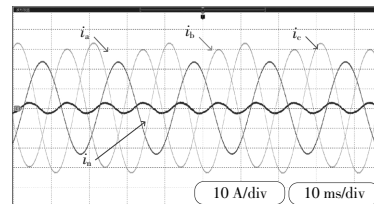
Fig.13 Experimental waveform under balanced reference voltage and unbalanced RLC load

由图 13 可知, $R_a=17\ \Omega, R_b=15\ \Omega, R_c=8\ \Omega, C_b=20\ \mu\text{F}, L_c=33\ \text{mH}$, 三相负载的功率因数分别为 $\cos\theta=0, \cos\theta=0.8, \cos\theta=0.9$ 。在实际电力系统中用电设备各相需求不同, 因此很难保证三相负载平衡, 实验结果与仿真结果吻合, 证明在线占空比调制预测控制在 RLC 负载下可以保证硬件平台高效、可靠运行。

在线占空比调制预测控制在不平衡参考电压状态下结果如图 14 所示。



(a) 参考值幅值不平衡的负载电压



(b) 参考值幅值不平衡的负载电流和中性线电流

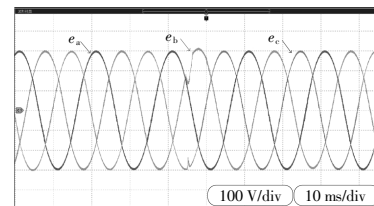
图 14 不平衡参考电压下实验波形

Fig.14 The experimental waveform with unbalanced reference voltage

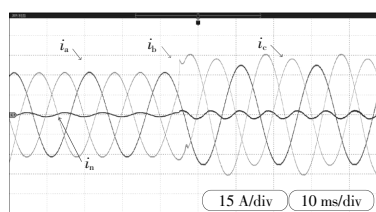
参考电压幅值不平衡条件下的负载电压电流和中性线电流, 此时负载电压参考值为 $e_a^*=210\ \text{V}, e_b^*=240\ \text{V}, e_c^*=270\ \text{V}, 50\ \text{Hz}$, 负载为纯电阻 $8\ \Omega$, 不平衡参考电压下三相负载电流幅值分别为 $i_a=26.3\ \text{A}, i_b=30\ \text{A}$ 和 $i_c=33.5\ \text{A}$ 。

负载的状态由 $R_a=R_b=R_c=8\ \Omega$ 变化为 $R_a=7.5\ \Omega, R_b=6.5\ \Omega, R_c=7\ \Omega$ 。图 15 为负载突变前、后的负载电压、电流波形图。

由图 15 可知, 在三相负载变化之前负载电压和电流具有较好的电能质量, 电压为幅值 $300\ \text{V}$ 的正弦波, 电流为幅值 $37.5\ \text{A}$ 的正弦波, 此时中性点电流的波动幅度很小。当负载突然变化时, 负



(a) 负载电压

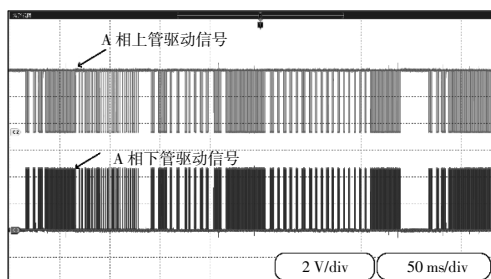


(b)负载电流和中性线电流

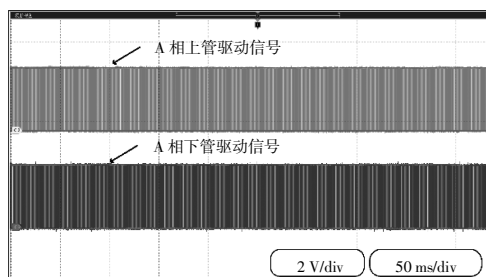
图 15 负载突变为不平衡状态的暂态实验结果
Fig.15 Experiment results during transient state with unbalanced resistive loads

载电压和电流的变化时间非常短，并且没有超调发生，系统在极短的时间内恢复到稳定状态。在不平衡负载下，三相电流幅值为 40, 46.5 A 和 42.8 A 的平滑正弦波，系统保持稳定运行，这意味着各相电压和电流可以由控制器独立控制。

利用硬件实验平台对比了 FCS-MPC 与提出的在线占空比调制预测控制的调制信号。采样时间均设置为 80 μ s，结果如图 16 所示。



(a)FCS-MPC 驱动信号



(b)在线占空比调制预测控制驱动信号

图 16 FCS-MPC 与在线占空比调制预测驱动信号
Fig.16 Drive signal of FCS-MPC and on-line duty cycle modulation predictive control

由图 16 可知，A 相上、下管的驱动波形互补，但是相邻周期的驱动信号却无联系，因此在示波器中呈现无规律状态。在线占空比调制预测控制下，加入调制器会使三相开关按照固定调制方式控制 IGBT 开通关断，因此在整个周期内调制信号会按一定规律输出，这与传统 SVPWM 的调制方式类似。

6 结论

本文针对 FCS-MPC 开关频率不确定导致系统谐波含量较高的问题，提出了一种基于四线制逆变器的在线占空比调制预测控制策略。该策略通过虚拟电压相量构造在线占空比计算，使得控制器输出开关频率固定。同时，输出电压轨迹可以到达整个相量空间，提高了控制的精确度。该策略在较低的采样率下满足高输出电能质量、恒定开关频率和零误差跟踪的要求。本文利用仿真与传统 FCS-MPC 和 SVPWM 调制进行对比，验证了所提控制策略的优势。

参考文献:

- [1] 潘斌,方嵩,李国号,等.含分布式发电并网虚拟发电厂鲁棒优化经济调度方法 [J]. 可再生能源,2021,39(2):278-288.
- [2] Cortes P, Ortiz G. Model predictive control of an inverter with output LC filter for UPS applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1875-1883.
- [3] Abdelhakim Saim, Azeddine Houari, Mourad Ait Ahmed, et al. Adaptive reference trajectory for power quality enhancement in three-phase four-wire standalone power supply systems with nonlinear and unbalanced loads [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 1593-1603.
- [4] 柳志飞,杜贵平,杜发达.有限集模型预测控制在电力电子系统中的研究现状和发展趋势[J].电工技术学报, 2017, 32(22): 58-69.
- [5] 兰志勇,王波,徐琛,等.永磁同步电机新型三矢量模型预测电流控制[J].中国电机工程学报, 2018, 38(S1): 243-249.
- [6] 王韩伟,张辉,张伟亮.基于模型预测的 T 型并网变换器功率控制[J].电力电子技术, 2020, 54(1): 10-13, 24.
- [7] Zhang Y, Peng Y, Yang H. Performance improvement of two-vectors-based model predictive control of PWM rectifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 6016-6030.
- [8] Wang X, Sun D. Three-vector-based low-complexity model predictive direct power control strategy for doubly fed induction generators [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 773-782.
- [9] Cristian F Garcia, Cesar A Silva, Jose R Rodriguez, et al.

- Modulated model-predictive control with optimized over modulation [J].IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(1):404-413.
- [10] Males Tomlinson, Hendrik du Toit Mouton, Ralph Kennel, et al. A fixed switching frequency scheme for finite-control-set model predictive control-concept and algorithm [J].IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12):7662-7670.
- [11] Felipe Donoso, Andrés Mora, Roberto Cárdenaset, et al. Finite-set model-predictive control strategies for a 3l-NPC inverter operating with fixed switching frequency [J].IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(5):3954-3965.
- [12] E Ebrahimzadeh, Sh Farhangi, H Iman Eini, et al. Modulation technique for four-leg voltage source inverter without a look-up table[J].IET Power Electron, 2019, 9(4):648-656.
- [13] 苑忠奇, 金国彬. 基于系统导纳的并网逆变器谐振机理分析[J].东北电力大学学报, 2022, 42(4):79-87.
- [14] 樊梦蝶, 曾成碧, 苗虹. 微网逆变器双模式自抗扰控制策略[J].电测与仪表, 2022, 59(3):157-162.
- [15] 胡海林, 李文, 丰富. 光伏并网逆变器滑模变结构控制研究综述[J].电测与仪表, 2022, 59(2):45-52.
- [16] 晋秉义, 于凯, 李强, 等. 基于超螺旋滑模控制的 LCL 三相逆变器离网扰动抑制策略[J].东北电力大学学报, 2023, 43(5):43-52.
- [17] 张丽娟, 石军亮, 胡香玲, 等. 一种具有解耦能力的反激式电流型逆变器[J].可再生能源, 2022, 40(3):415-420.
- [18] 武相强, 王赟程, 陈新, 等. 考虑频率耦合效应的三相并网逆变器序阻抗模型及其交互稳定性研究[J].中国电机工程学报, 2020, 40(5):1605-1617.
- [19] 谢志为, 陈燕东, 伍文华, 等. 双模式扰动下新能源发电装备的宽频带序阻抗在线精确测量方法[J].中国电机工程学报, 2020, 40(9):2903-2913.
- [20] 程俊, 肖先勇, 马俊鹏, 等. 三相储能型准 Z 源并网逆变器有限开关序列模型预测直接功率控制[J].电网技术, 2020, 44(5):1647-1655.
- [21] 徐辰华, 伍建松, 刘斌, 等. 直流侧电压高二次纹波率条件下的单相逆变器谐波削弱调制[J].电力系统自动化, 2020, 44(3):176-184.
- [22] 张志坚, 荆龙, 赵宇明, 等. 低开关频率对并网逆变器控制环节的影响及补偿方法[J].电力系统自动化, 2020, 44(17):111-119.
- [23] 李卓城, 王杨, 唐俊苗, 等. 基于逆变器剩余容量及自适应虚拟谐波阻抗控制的孤岛微电网谐波功率分配策略[J].电网技术, 2023, 47(3):1169-1178.
- [24] 彭星, 姜飞, 涂春鸣, 等. 不对称故障下光伏逆变器的最优电压支撑策略[J].电网技术, 2021, 45(11):4259-4268.
- [25] 全相军, 张从越, 吴在军, 等. 电压控制型并网逆变器瞬时功率降阶控制方法[J].电力系统自动化, 2021, 45(2):139-147.
- [26] 吴滨源, 李建文, 李永刚, 等. 基于知识和数据联合驱动的并网逆变器多工况阻抗获取方法[J].电力系统自动化, 2022, 46(6):83-91.

Research on predictive control strategy of on-line duty cycle modulation based on four wire inverter

Cao Xingchen¹, Yi Longqiang², Ma Dazhong³

(1.State Grid Shijiazhuang Power Supply Company, Shijiazhuang 050022, China; 2.Kehua Data Co.,Ltd., Xiamen 361006, China; 3.Collage of Information Science and Engineering, Northeast University, Shenyang 110006, China)

Abstract: The four-wire voltage source inverters have become an advisable interfaced converter between the source and loads. However, the switching state of the Finite Control Set Model Predictive control does not change regularly in each cycle, which results in variable switching frequency of the inverter switch and large ripple of the output power. In addition, the direction and size of the inverter output voltage are fixed under the traditional FCS-MPC control, which may not reach the boundary within the whole control track. Therefore, this paper proposes an on-line duty cycle modulation predictive control based on capacitor split four wire inverter. This strategy takes into account the advantages of fast dynamic response of FCS-MPC and fixed switching frequency of modulation strategy, so the controller can achieve fixed switching frequency and zero error tracking at low sampling rates.

Keywords: inverter; switching frequency; duty cycle; minimum tracking error