

AC-DC-AC变频器直流支撑电容电流计算及分析

刘海涛, 陈 涛

(南车电气技术与材料工程研究院, 湖南 株洲 412001)

摘要: 为了使变频器满足性能要求, 需选择合适的中间直流支撑电容。根据对变频器电路拓扑与开关调制方式的分析, 并借鉴已有文献资料, 归纳出计算电容器电流的方法。理论与仿真证明, 该方法有较好的准确性。

关键词: 中间直流电容; 空间矢量调制; 电流有效值; 平均值

中图分类号: TM46

文献标识码: A

文章编号: 2095-3631(2012)04-0005-04

Calculation and Analysis of DC Link Capacitor's Current for AC-DC-AC Inverter

LIU Hai-tao, CHEN Tao

(CSR Research of Electrical Technology & Material Engineering, Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: In order to guarantee the performance of converter, it needs to select the appropriate intermediate DC support capacitor. According to the analysis of the circuit topology and the switch modulation mode of converter and referring to the existing literature, it summarizes a method to calculate current of the capacitor. The theory and simulation results demonstrate that this method has good accuracy.

Key words: DC link capacitor; SVPWM; current RMS; average value

0 引言

目前, AC-DC-AC电压型变频器应用非常广泛。这种变频器的电路结构存在中间直流储能滤波环节, 一般采用多个电解电容器串/并联或大容量薄膜电容器, 也就是直流支撑电容。该电容作为能量储存和转化环节, 可以稳定中间直流电压, 阻止开关频率的电流谐波进入电网; 补偿逆变器所需功率与整流桥输出功率之差, 提供瞬时峰值功率; 保护逆变器免受电网瞬时峰值冲击; 吸收急停状态时所有功率开关器件关断下的电机去磁能量等, 是变频器系统的重要装置。

直流支撑电容对变频器的重量、成本、体积和平均无故障时间都有重要的影响, 而电容器的电流与以上因素密切相关, 因此, 准确计算电容的电流对于选择合适的电容, 延长电容的寿命, 保证变频器满足性能要求

具有十分重要的影响。

流过电容器的交流电流使电容器发热。一般电容电流额定值的确定方法是在额定工作温度下规定一个允许的温升值, 在此条件下电容器符合规定的使用寿命要求。当工作温度小于额定温度时, 额定电流可以加大。过大的电流会大大缩短电容器的耐久性, 因此当要求电容器具有长寿命性能时, 控制与降低电容电流尤其重要。

在实际设计过程中, 直流支撑电容的电流由于受控制方式等的影响很难直接计算得到, 一般根据实际经验估算大小, 或者通过仿真来估算。本文根据对变频器电路拓扑与开关调制方式的分析, 并借鉴已有文献资料, 归纳出电容器电流的计算方法。

1 直流支撑电容电流计算

典型的AC-DC-AC电压型变频器的主电路结构如图1所示, 一般整流部分采用三相不控整流桥; i_L 表示整流器向电容提供的电流; i 为电容向逆变器供电的电

收稿日期: 2012-02-02

作者简介: 刘海涛(1976-), 男, 高级工程师, 主要从事工业传动变频器的研发工作。

流; i_N 为逆变器输出相电流; i_c 为流经电容的电流。不同负载功率因数时, i 的波形如图2所示。

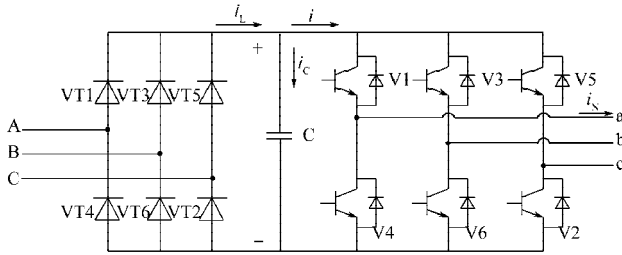


图1 AC-DC-AC 变频器电路结构原理图

Fig. 1 Diagram of circuit structure for AC-DC-AC converter

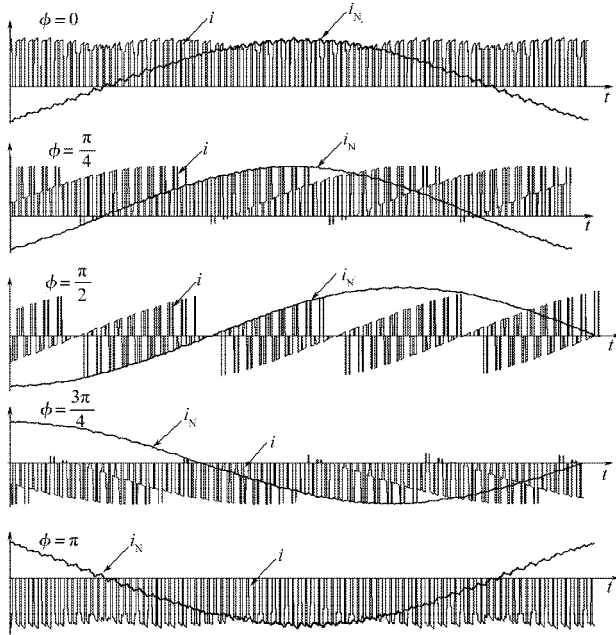


图2 不同负载功率因数时电容向逆变器供电电流波形
Fig. 2 The waveforms of currents flow from DC-link capacitor to converter with different load power factors

1.1 逆变器输入电流的有效值计算

由于逆变器各个桥臂的续流二极管的电流对逆变器的输入电流影响很小, 不考虑死区的影响(实际上死区对 i 的影响也很小), i 用开关函数和逆变器输出电流可以表示为:

$$i = S_a i_{N,a} + S_b i_{N,b} + S_c i_{N,c} \quad (1)$$

式中: S_a, S_b, S_c ——各相的开关函数, 上管开通为1, 下管开通为0; $i_{N,a}, i_{N,b}, i_{N,c}$ ——逆变器各相输出相电流。

在三相对称的情况下有:

$$i_{N,a} + i_{N,b} + i_{N,c} \equiv 0 \quad (2)$$

SVPWM 调制方式在稳定状态下, 逆变器输出电压的参考矢量可以用空间电压矢量表示: $u = \hat{U} e^{j\omega t}$, 其中 \hat{U} 为合成矢量的幅值。根据电压空间矢量合成原理, 三相逆变器有8个基本电压空间矢量, 非零矢量将复平面分为6个扇区, 每个扇区对应的时间为 $\pi/3$, 如图3所示。

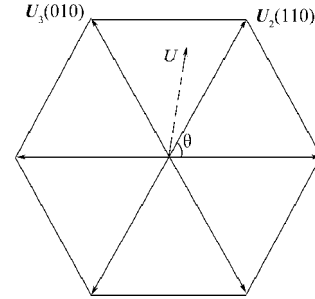


图3 电压空间矢量合成原理图

Fig. 3 Schematic diagram of SVPWM

由于每个扇区都是类似的, 分析一个扇区的情况可以推广到其他扇区。以第II扇区为例, 参考矢量在第II扇区时, 各桥臂在一个开关周期内的开关状态如图4所示。

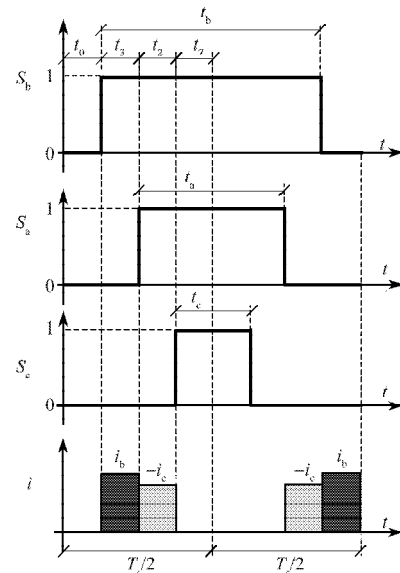


图4 一个开关周期内各桥臂开关状态及电流
Fig. 4 The switch state and current waveform of each bridge arm in one switching period

根据伏秒平衡原理, 可以得到在一个开关周期内基本矢量 $U_2(110)$ 和 $U_3(010)$ 的作用时间为:

$$t_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} T_s m \sin(\theta + \pi/3) \quad (3)$$

$$t_3 = \frac{\sqrt{3}}{2} T_s m \sin(\theta - \pi/3) \quad (4)$$

$$m = \frac{2U_{ref}}{U_{dc}} \quad (\text{其中 } U_{ref} \text{ 为参考矢量幅值}) \quad (5)$$

式中: θ ——矢量的旋转角度; U_{dc} ——中间直流电压。

在半开关周期内, 电容向逆变器供电的电流有效值可以表示为:

$$i_{rms}^2 = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} i^2 dt \quad (6)$$

零矢量(111/000)作用期间, 电流只通过逆变器的续流二极管续流, 逆变器的输入电流 i 为零^[1]。结合图4,

矢量 $U_2(110)$ 作用期间, $i=i_{N,a}+i_{N,b}=-i_{N,c}$; 矢量 $U_3(010)$ 作用期间, $i=i_{N,b}$ 。因此, 式(6)也可表示为:

$$i_{\text{rms}}^2 = \frac{t_3}{T_s} (i_{N,a} + i_{N,b})^2 + \frac{t_2}{T_s} i_{N,b}^2 \quad (7)$$

由式(2)得:

$$i_{\text{rms}}^2 = \frac{t_3}{T_s} (i_{N,a} + i_{N,b})^2 + \frac{t_2}{T_s} i_{N,b}^2 = \frac{t_3}{T_s} i_{N,c}^2 + \frac{t_2}{T_s} i_{N,b}^2 \quad (8)$$

在第II扇区内, 总的电流有效值为:

$$I_{\text{rms}}^2 = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_{\text{rms}}^2 d\theta \quad (9)$$

假设逆变器输出电流为正弦波, 表达式为:

$$\left. \begin{aligned} i_{N,a} &= I_N \cos(\omega t - \phi) \\ i_{N,b} &= I_N \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \phi) \\ i_{N,c} &= I_N \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi - \phi) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

式中: ϕ ——负载的功率因数角。

将式(3)、式(4)代入式(9), 经计算, 得:

$$I_{\text{rms}} = I_{N,\text{rms}} \sqrt{\frac{2\sqrt{3}}{\pi} m \left(\frac{1}{4} + \cos^2 \phi \right)} \quad (11)$$

式中: $I_{N,\text{rms}}$ ——在第N个扇区内总的电流有效值。

由式(11)计算出逆变器输入电流 i 的有效值, 其与逆变器输出电流有效值、调制比及负载的功率因数相关。计算时近似地认为在半个开关周期内输出电流为定值, 只考虑逆变器输出电流为正弦波。

1.2 逆变器输入电流平均值计算

在半个开关周期内, 逆变器输入电流的平均值为:

$$i_{\text{avg}} = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} i dt \quad (12)$$

与式(8)类似, 式(12)可以表示为:

$$i_{\text{avg}} = \frac{t_3}{T_s} (i_{N,a} + i_{N,b}) + \frac{t_2}{T_s} i_{N,b} = -\frac{t_3}{T_s} i_{N,c} + \frac{t_2}{T_s} i_{N,b} \quad (13)$$

结合式(3)、式(4)和式(10), 可以得到:

$$i_{\text{avg}} = \frac{3}{4} I_N m \cos \phi \quad (14)$$

如果 a、b、c 三相输入是稳定对称的正弦电压, 当 $\cos \phi=0$ 时, 逆变器只产生无功功率, 在不考虑谐波的情况下, 可不从直流支撑电容获取能量, 相应的 $I_{\text{avg}}=0$, 逆变器输入电流 i 关于 0 轴上下对称。而当 $\cos \phi=1$ 或 -1 时, 逆变器只产生或吸收有功功率, i 全在正半轴或负半轴, I_{avg} 达到最大值, 如图2所示。

1.3 直流支撑电容电流有效值计算

从图1看出, 电容的电流可表示为:

$$i_C = i_L - i \quad (15)$$

式中: i_L ——整流器(一般为不控二极管整流器)提供的电流。

由文献[2]分析得知, 将 i 分为直流成分 I_{avg} 和交流成分 i_{ac} , 同理, 将 i_L 分为直流成分 $I_{L,\text{avg}}$ 和交流成分 $i_{L,\text{ac}}$, 得到式(16)和式(17):

$$i = I_{\text{avg}} + i_{\text{ac}} \quad (16)$$

$$i_L = I_{L,\text{avg}} + i_{L,\text{ac}} \quad (17)$$

直流母线电容的负载仅仅由以上两个电流的交流分量构成, 逆变器输入电流的直流分量直接由整流桥供给, 即: $I_{\text{avg}}=I_{L,\text{avg}}$, 把式(16)、式(17)代入式(15), 得:

$$i_C = i_{L,\text{ac}} - i_{\text{ac}} \quad (18)$$

式(18)表明, 支撑电容的电流只包含交流成分。同样以第II扇区为例:

$$I_{C,\text{rms}}^2 = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_C^2 d\theta \quad (19)$$

由式(18)和(19), 有:

$$I_{C,\text{rms}}^2 = I_{\text{ac,rms}}^2 - \frac{6}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_{\text{ac}} i_{L,\text{ac}} d\theta + I_{L,\text{ac,rms}}^2 \quad (20)$$

式中: $I_{\text{ac,rms}}$ —— i_{ac} 在一个周期内的有效值; $I_{L,\text{ac,rms}}$ —— $i_{L,\text{ac}}$ 在一个周期内的有效值。

对于三相或单相不控整流桥, 由于 $i_{L,\text{ac}}$ 和 i_{ac} 不包含同频谐波分量, 因此根据帕瑟瓦尔定理(Parsaval's theorem)得:

$$\frac{6}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_{\text{ac}} i_{L,\text{ac}} d\theta = 0 \quad (21)$$

所以式(20)可简化为:

$$I_{C,\text{rms}}^2 = I_{\text{ac,rms}}^2 + I_{L,\text{ac,rms}}^2 \quad (22)$$

由:

$$I_{\text{ac,rms}}^2 = I_{\text{rms}}^2 - I_{\text{avg}}^2 \quad (23)$$

结合式(11)和式(14), 有:

$$\frac{I_{\text{ac,rms}}}{I_{N,\text{rms}}} = \sqrt{2m \left[\frac{\sqrt{3}}{4\pi} + \cos^2 \phi \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9}{16} m \right) \right]} \quad (24)$$

式(24)表示了电容电流与逆变器运行参数之间的关系。当 $\cos \phi$ 一定时, $I_{\text{ac,rms}}$ (i 的交流成分) 与 $I_{N,\text{rms}}$ 是以 m 为参数的线性关系, 这是因为 i 是由输出相电流的各个开关周期内导通区段构成的, 这些区段的宽度取决于调制比 m 。 $m=0$ 时, 逆变器只有续流二极管换流, 此时 $i=0$, $I_{\text{ac,rms}}=0$; 随着 m 增加, 交流成分 $I_{\text{ac,rms}}$ 和直流成分 I_{avg} 同时增加, 对式(24)中的 m 求导, 当 $I_{\text{ac,rms}}$ 达到最大值时,

则 $m = \frac{8\sqrt{3}}{9\pi} \left(1 + \frac{1}{4\cos^2 \phi} \right)$ 。式(24)与 m , $\cos \phi$ 的变化关系曲

线图如图5、图6所示。式(24)的三维网格图如图7所示。

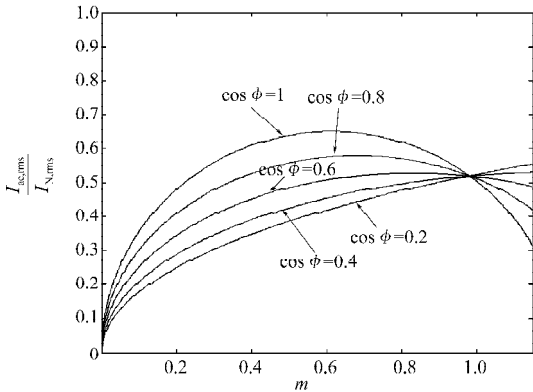


图5 $\frac{I_{ac,rms}}{I_{N,rms}}$ 在不同 $\cos \phi$ 条件下, 随 m 的变化曲线

Fig. 5 The variation curves of $\frac{I_{ac,rms}}{I_{N,rms}}$ with variation m under different $\cos \phi$

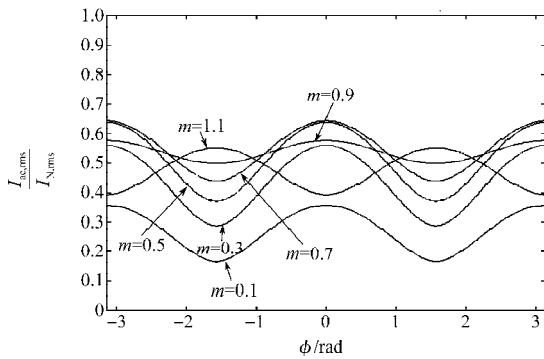


图6 $\frac{I_{ac,rms}}{I_{N,rms}}$ 在不同 m 条件下, 随 $\cos \phi$ 的变化曲线

Fig. 6 The variation curves of $\frac{I_{ac,rms}}{I_{N,rms}}$ with variation $\cos \phi$ under different m

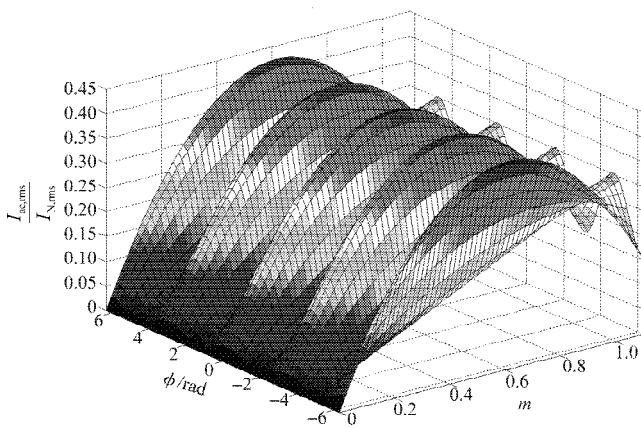


图7 式(24)的三维网格图

Fig. 7 The three-dimensional grid graph of formula (24)

对于同步永磁电机负载(功率因数 $\cos \phi \approx 1$), 电容电流 $I_{ac,rms}$ 达到最大值, 即 $I_{ac,rms} \approx 0.65 I_{N,rms}$ ($m = \frac{10\sqrt{3}}{9\pi} \approx 0.613$)。而对于逆变器带异步电动机负载时, 一般负载电机的功率因数约为 $\cos \phi = 0.85$ 左右, 则电容电流 $I_{ac,rms} \approx 0.61 I_{N,rms}$ 。

接下来计算式(22)中整流侧的交流分量电流 $I_{L,ac,rms}$,

其主要是整流器输出的直流电压纹波引起的。定义直流母线电压纹波 $a\% = \frac{\Delta U}{U_{max}} \times 100\% = \frac{\Delta U}{\sqrt{2}U} \times 100\%$, 其中 ΔU 为中间直流电压波动范围, U_{max} 为中间直流电压最大值, $\sqrt{2}U$ 为输入电压峰值。 $U_{min} = U_{max} \times (1 - a\%)$, 则来自整流侧的交流分量电流为:

$$I_{L,ac,rms} = a\% \times C \times U_{max} \times \sqrt{f_R \left(\frac{1}{t_c} + \frac{1}{t_{dc}} \right)} \quad (25)$$

式中: C ——直流支撑电容值; f_R ——整流输出电压脉动频率; t_c 、 t_{dc} ——直流支撑电容充、放电时间, 其中,

$$t_c = \frac{\arccos\left(\frac{U_{min}}{U_{max}}\right)}{2\pi f_R}, t_{dc} = \frac{1}{f_R} - t_c$$

结合式(22)、(24)、(25), 得到整流侧为不控整流桥时直流支撑电容的电流有效值的表达式:

$$I_{C,rms}^2 = I_{N,rms}^2 \left\{ 2m \left[\frac{\sqrt{3}}{4\pi} + \cos^2 \phi \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9}{16} m \right) \right] \right\} + \left(a\% \times C \times \sqrt{f_R \left(\frac{1}{t_c} + \frac{1}{t_{dc}} \right)} \right)^2 \quad (26)$$

电容电流波形如图8所示, 通过FFT分析(见图9)可知, 电流谐波分布集中在300 Hz和开关频率(分析时开关频率为3 000 Hz)附近。

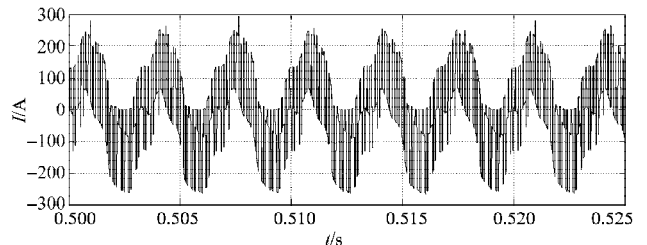


图8 三相不控整流桥供电时电容电流波形 ($\cos \phi = \sqrt{2}/2$)

Fig. 8 The current waveform of DC-link capacitor with three-phase uncontrolled rectifier ($\cos \phi = \sqrt{2}/2$)

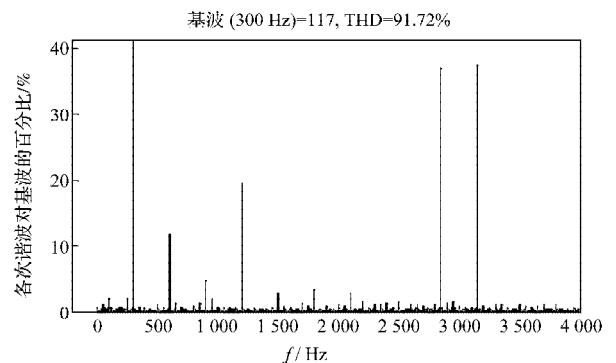


图9 电容电流FFT分析结果

Fig. 9 FFT analysis of capacitor current

(下转第16页)

