

交直交变频器支撑电容选取原则初步探讨

李洪义¹ 黄华² 宋飞²

(1. 海军装备部, 北京 100841; 2. 中国船舶重工集团公司七一二研究所, 武汉 430064)

摘要: 船用推进变频器一般对设备的体积重量等指标要求较高, 即设备的功率密度要求尽量大。本文从船用推进变频器对高功率密度的要求出发, 分析了支撑电容的选取原则。通过仿真模型对各种不同拓扑进行详细的仿真分析, 并搭建了几种典型拓扑的试验电路, 详细分析了试验数据, 初步得出了支撑电容选取原则。

关键词: 变频器 支撑电容 选取

中图分类号: TM34 文献标识码: A 文章编号: 1003-4862(2010)11-0006-05

The Discussion on Method for The Selection of Supporting Capacitor of AC-DC-AC Convertor

Li Hong Yi¹, Huang Hua², Song Fei²

(1. Naval Equipment Department, Beijing 100841, China;

2. Wuhan Institute of Marine Electric Propulsion, CSIC, Wuhan 430064, China)

Abstract: Commonly the volume and weight in marine pulsive convertor is strict. That is, the power density of the equipment is required to be high as possible. This paper analyses selection principle of supporting capacitor. By building simulink model, the simulation of various different topologies are carried out, and several test circuits are set up. It studies the experimental data in detail and finds the rules of supporting capacitor selection.

Key words: convertor; supporting capacitor; selection

1 引言

船用推进变频器一般对设备的体积重量等指标要求较高, 即设备的功率密度要求尽量大。这就要求在进行变频器设计的过程中要对设备的结构尽量精细化。其中交直交变频器的支撑电容对结构设计影响最大, 其体积重量的大小直接影响到整个设备结构设计的型式。因此, 对支撑电容的选取需要尽量精细化, 在保证船用推进变频器的可靠性的同时, 做到功率密度最大化^[1-3]。

2 研究过程

2.1 计算及仿真分析步骤

收稿日期: 2010-8-10

作者简介: 李洪义(1961-), 男, 高级工程师。研究方向: 潜艇动力。

2.1.1 第一步

为简化分析及计算难度, 作如下假设, 在后期计算及分析中再逐渐将下列假设考虑进去:

- a) 首先忽略网侧阻抗的影响;
- b) 将交流负载等效为相同功率等级的直流负载, 先不考虑负载功率因数, 即将负载等效为一定功率的直流电阻负载;
- c) 忽略整流二极管压降及换向过程造成的电压尖峰的影响;
- d) 忽略逆变器侧开关频率对直流母线电压纹波的影响。

2.1.2 第二步

取直流母线电压波动 ΔU 的初步设计值, 根据该值计算出整流二极管导电角 θ 及起始相位角 δ 值, 进而推导出电容器容量的理论值。

2.1.3 第三步

考虑到网侧阻抗及负载侧功率因数时，计算或仿真出直流母线电压的实际值 ΔU 实际。

2.1.4 第四步

通过理论计算和仿真，研究支撑电容上的电流。

2.2 试验及仿真对比分析

(1) 搭建 6 脉波不控全桥整流电路，直流母线接一定容值的电容，负载接一定阻值的电阻，进行试验分析；在 Matlab 中搭建同样的电路进行仿真分析对比，以验证仿真分析的准确度；

(2) 搭建 6 脉波不控全桥整流+BUCK 电路，直流母线接一定容值的电容，负载接一定阻值的电阻，进行试验分析；在 Matlab 中搭建同样的电路进行仿真分析对比，以验证仿真分析的准确度。

(3) 对以上计算、仿真、试验进行综合分析，总结出一套工程上有效的支撑电容选取方法。

从电路型式上来分，本课题的理论计算主要对以下几种型式的电路进行了研究：AC/DC 部分主要包括未考虑网侧阻抗时 6（12）脉波整流电路、考虑网侧阻抗时 6（12）脉波整流电路；负载侧主要包括了 BUCK 斩波电路、2 电平全桥电路。本文在此仅对课题部分内容进行论述。

3 理论计算

3.1 未考虑网侧阻抗时 12 脉波不控整流对电容影响

12 脉波不控全桥整流与 6 脉波不控全桥整流的分析步骤相同(略)，相位角 δ 的计算方法相同，主要是导电角 θ 的区别。简化分析电路图如图 1，其等效波形见图 2。

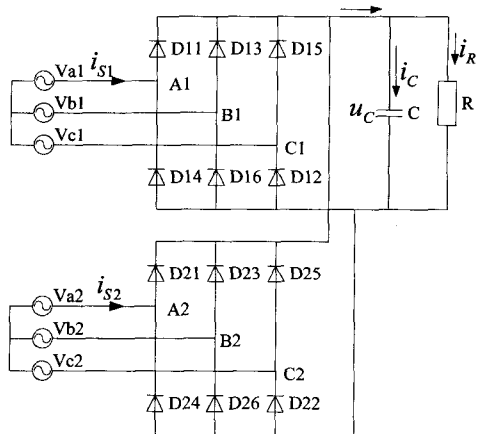


图 1 12 脉波不控全桥整流等效分析电路

下面计算导电角 θ 。

由图 1 可知，在 $\theta < \omega t < \pi/6$ 时间内，二极管电流 $i_D=0$ ，电容上电压根据指数规律下降，有如下公式：

$$v_c(t) = \sqrt{2}V_s \sin(\delta + \theta) e^{\frac{t-\theta/\omega}{RC}}$$

$$= \sqrt{2}V_s \sin(\delta + \theta) e^{\frac{\omega t - \theta}{\omega RC}}$$

根据最初设计，在 $\omega t = \pi/6$ 时，电容器上压降应为最大值的 1-2%=98%

所以有

$$0.98 = \sin(\delta + \theta) e^{\frac{\pi/6 - \theta}{\omega RC}}$$

$$\Rightarrow 0.98 = \sin(1.37 + \theta) e^{\frac{\pi/6 - \theta}{\tan(1.37 + \theta)}}$$

$$\Rightarrow \theta = 16.62^\circ$$

将导电角 θ 和相位角 δ 值代入公式 $\tan(\delta + \theta) = -R\omega C$ 中得

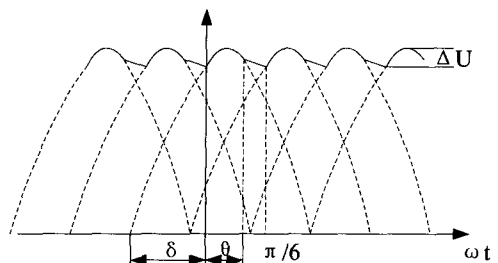


图 2 12 脉波不控全桥整流等效波形

$$R\omega C = -\tan(\delta + \theta)$$

$$= -\tan(78.52^\circ + 16.62^\circ) = 11.12$$

$$RC = 35.41 \times 10^{-3} \text{ (mS)}$$

下面确定等效直流负载电阻的大小：

根据电机功率及逆变器效率可计算出直流环节的功率，再依据直流母线电压的大小，可计算出等效直流负载电阻的大小。

由于本章节的分析是在未考虑网侧变压器副边电感情况下，为保证直流侧具有一定的纹波电压，直流侧电容的取值偏大。

综合有以下三式：

$$\tan(\delta + \theta) = -R\omega C$$

$$\sin \delta = 1 - x$$

$$1 - x = \sin(\delta + \theta) e^{\frac{\pi/6 - \theta}{\omega RC}}$$

其中： x —直流母线电压波动与最大值之比。

可得到

$$1-x = \sqrt{\frac{(-R\omega C)^2}{1+(-R\omega C)^2}} * e^{\frac{\frac{\pi}{6}-\theta}{\omega RC}}$$

$$= \sqrt{\frac{(-R\omega C)^2}{1+(-R\omega C)^2}} * e^{\frac{\frac{\pi}{6}-(\arcsin \sqrt{\frac{(-R\omega C)^2}{1+(-R\omega C)^2}}-\arcsin x)}{\omega RC}}$$

然后利用 MATLAB 可求得 x 值。

3.2 未考虑网侧阻抗时 12 脉波不控全桥整流电流连续临界条件分析

上述分析中, 考虑的情况是在电源换向时, 相应的二极管电流 $i_D=0$ 的情况。实际情况是, 当支撑电容取值较小(或负载较重)时, 电源换向时, 相应的二极管电流并未衰减到零 $i_D \neq 0$, 此时会出现四个二极管同时导通的情况。

12 脉波不控全桥整流时整流电压周期为 $\theta < \omega t < \pi/6$, 导电角 θ 最大为 $\pi/6$ 。如果 $i_D=0$ 时正好 $\theta=\pi/6$, 则 12 个二极管依次轮流、连续不停地周期性导通, 任何时刻都有两个二极管同时导通, 使输出直流电压 v_c 是完整的线电压包络线, 这时相位角 $\delta=5\pi/12$, 则 $\theta+\delta=7\pi/12$

因而有

$$R\omega C = -\tan(\delta + \theta) = -\tan(7\pi/12) = 3.732$$

此时, 直流母线电压的波动为

$$\Delta u = (1 - \sin \delta) \times 100\%$$

$$= (1 - \sin(5\pi/12)) \times 100\% = 3.4\%$$

计算举例:

考虑网侧阻抗时, 在直流母线电压波动为 3.4% 的临界情况下, 支撑电容值 C 的大小为

$$C = \frac{R\omega C}{R\omega} = \frac{3.72}{1.18 \times 314} \approx 10 \text{ (mF)}$$

如果支撑电容的值小于计算出来的临界值(或称为重载情况), 直流母线上的电压依然是完整的线电压包络线, 整流器输出电流 i_D 是连续的, 支撑电容在任何时候都不会独立向负载提供电流, 没有起到独立支撑母线电压的作用。

3.3 考虑网侧阻抗时 6 脉波不控整流电路电容值计算

考虑网侧变压器副边存在电感和电阻时, 分析复杂, 故仍然先进行 6 脉波不控全桥整流情况

的分析^[4,5]。此时不控整流电路图见图 3, 简化电路见图 4。

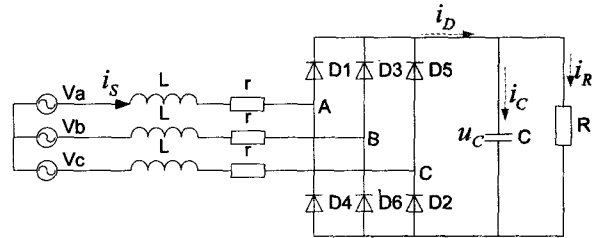


图 3 考虑网侧电感时 6 脉波不控整流

由于网侧电感的存在, 电流不会突变。换相时, 整流过程分为 2 种情况。(为叙述方便假定整流过程是从 $D1$ 、 $D6$ 管导通开始)

网侧电流断续时, 即当电压从 A、B 相换至 A、C 相时, 电流已经过零, $D1$ 、 $D6$ 管已截止。换相后, $D1$ 、 $D2$ 管导通, A、C 相电压对电容充电。

该情况的分析与上一章节的分析过程相同。所不同的是二极管导通期间, 支撑电容上的电压 u_c 表达式不同。

下面详细分析在 $0 < \omega t < \theta$ 时支撑电容上的电压 u_c 的表达式。

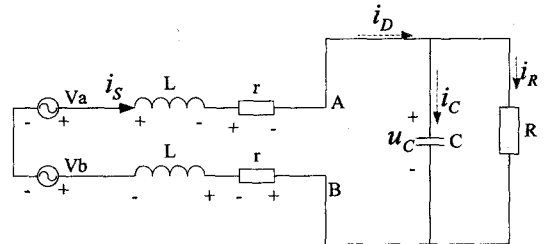


图 4 简化电路

将上图进一步简化见图 5。根据图 5 可列出如下方程:

$$i_c = C \frac{du_c}{dt} = i_{L1} - i_{L2}$$

$$u_{L1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = -u_c - R_1 i_{L1} + u_s$$

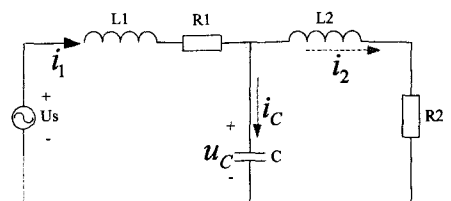


图 5 等效电路

$$u_{L2} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = u_C - R_2 i_{L2}$$

如令 $\dot{u}_C = \frac{du_C}{dt}$, $\dot{i}_{L1} = \frac{di_{L1}}{dt}$, $\dot{i}_{L2} = \frac{di_{L2}}{dt}$, 则可

列出 1 阶微分方程组如下所示:

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_C \\ \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L_1} & -\frac{R_1}{L_1} & 0 \\ \frac{1}{L_2} & 0 & -\frac{R_2}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_C \\ i_{L1} \\ i_{L2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} [u_s]$$

其中, $u_s = \sqrt{2}V_s \sin(\omega t + \delta)$,

令

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L_1} & -\frac{R_1}{L_1} & 0 \\ \frac{1}{L_2} & 0 & -\frac{R_2}{L_2} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix}, \dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{u}_C \\ \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \end{bmatrix}, X = \begin{bmatrix} u_C \\ i_{L1} \\ i_{L2} \end{bmatrix}$$

则上式可表达为:

$$\dot{X} = AX + Bu_s$$

将上式进行拉氏变换并解出

$$\begin{aligned} X &= (SI - A)^{-1} Bu_s \\ &= [CL_1L_2S^3 + C(L_1R_2 + R_1L_2)S^2 + \\ &\quad \begin{bmatrix} L_2S + R_2 \\ CL_2S^2 + CR_2S + 1 \\ 1 \end{bmatrix}] * u_s \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \sqrt{2} * V_s * \left(\frac{\omega \cos \delta + S \sin \delta}{S^2 + \omega^2} \right) \\ &\quad \div [CL_1L_2S^3 + C(L_1R_2 + R_1L_2)S^2 + \\ &\quad (CR_1R_2 + L_1 + L_2)S + R_1 + R_2] \\ &\quad * \begin{bmatrix} L_2S + R_2 \\ CL_2S^2 + CR_2S + 1 \\ 1 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

则在 $0 < \omega t < \theta$ 期间

$$\begin{aligned} u_C(S) &= \sqrt{2} * V_s * \left(\frac{\omega \cos \delta + S \sin \delta}{S^2 + \omega^2} \right) * (L_2S + R_2) \\ &\quad \div [CL_1L_2S^3 + C(L_1R_2 + R_1L_2)S^2 + \\ &\quad (CR_1R_2 + L_1 + L_2)S + R_1 + R_2] \\ i_C(S) &= i_{L1}(S) - i_{L2}(S) \\ &= \sqrt{2} * V_s * \left(\frac{\omega \cos \delta + S \sin \delta}{S^2 + \omega^2} \right) * (CL_2S^2 + \\ &\quad CR_2S + 1) \div [CL_1L_2S^3 + C(L_1R_2 + R_1L_2)S^2 \\ &\quad + (CR_1R_2 + L_1 + L_2)S + R_1 + R_2] \end{aligned}$$

在 $\theta < \omega t < \pi/6$ 期间, 支撑电容上电压波形是按照指数规律下降的。

4 仿真试验分析

本课题首先搭建了各种不同拓扑结构的电路模型, 并对其进行了傅立叶等分析。然后针对几种主要的电路搭建了试验电路进行了对比分析。

仿真模型见图 6, 试验电路见图 7, 仿真波形和试验波形见图 8。

从仿真波形和试验波形比较可看出, 电容电流的均方根值较吻合。

5 支撑电容选取原则

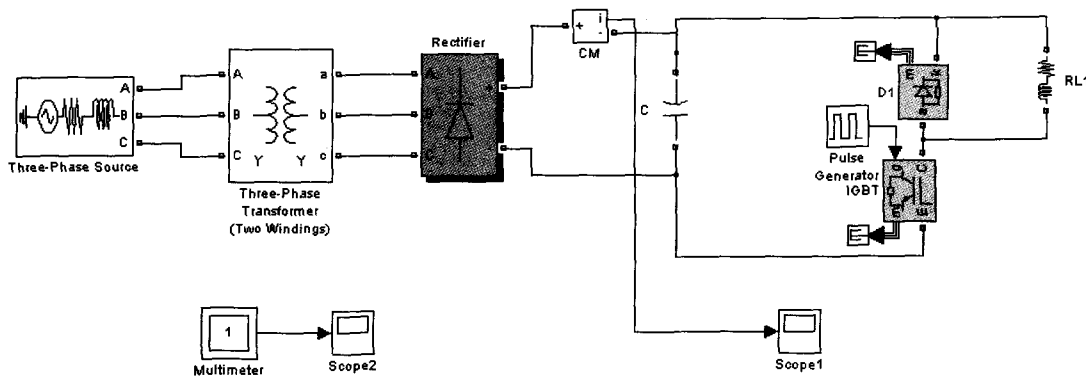


图 6 6 脉波不控整流+BUCK 电路仿真模型

综合以上分析，可总结出支撑电容的选取方法如下：

(1) 首先，从理论上计算在未考虑网侧阻抗情况下，允许直流母线电压波动范围内支撑电容的容值大小，计算过程如下：

根据下式 $\sin\delta=1-x$ 计算出相位角 δ ：

其中： x —直流母线电压波动与最大值之比； Δ —相位角；

根据下式可计算出导电角 θ 大小：

$$1-x = \sin(\delta + \theta)e^{\frac{\pi/6 - \theta}{\omega RC}}$$

然后根据下式计算出电容值 C 的大小：

$$\tan(\delta + \theta) = -R\omega C$$

其中： R —等效的直流环节负载电阻。

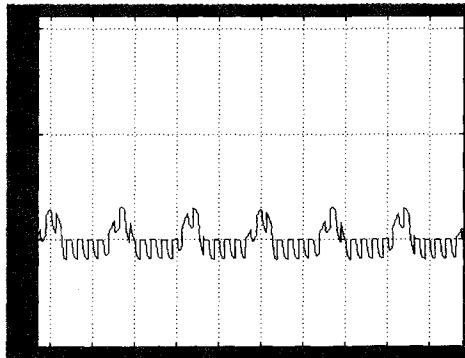


图 8 电容器上电流仿真波形和试验波形对比

(4) 以此表格作为电容选取的依据。在电压波动允许的范围选取电容值，然后查电容器的数据手册得到该电容允许的纹波电流要大于第(3)条表格中的值。

(5) 根据电容器数据手册的参数，按如下公式计算每个电容器的损耗：

$$P_c = \left(\frac{I_{max}}{\sqrt{2} * n} \right)^2 * ESR$$

其中： I_{max} —表示由仿真模型所得到的电容电流的最大值； ESR —表示电容器等效串联电阻； N —表示并联的电容器数量。

(6) 根据损耗设计电容器的散热方案。

6 结论

本文从船用推进变频器对高功率密度的要求出发，对支撑电容的选取原则进行了计算，并通

(2) 搭建系统主回路仿真模型，该模型应包括网侧变压器(以及进线电抗器或滤波器)及负载。

(3) 用第(1)条计算出来的电容值作为初始值进行仿真，仿真过程可适当调整电容值大小，得到电压波动、容值和电容电流的大小的系列表格。

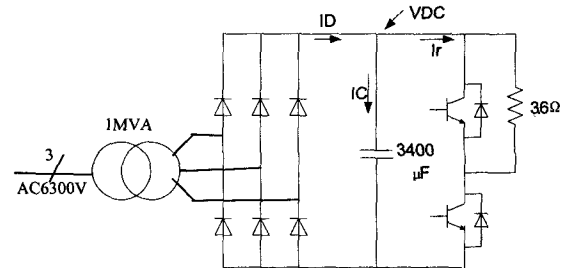
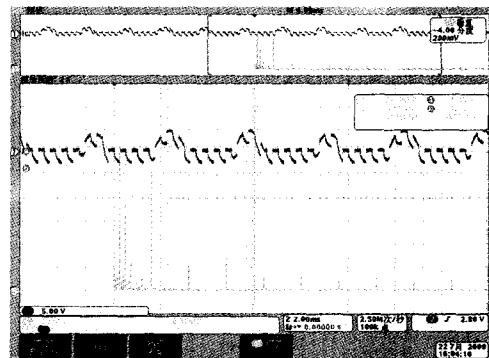


图 7 6 脉波不控整流+BUCK 试验电路



过搭建仿真模型对各种不同拓扑进行详细的仿真分析，并对几种典型的拓扑搭建了试验电路，对试验数据进行了详细分析，初步得出了支撑电容选取原则。

参考文献：

- [1] 陈永真. 电容器及其应用[M]. 北京：科学出版社，2005.
- [2] 张崇巍，张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京：机械工业出版社，2005.
- [3] 陈坚. 电力电子学[M]. 北京：高等教育出版社，2002.
- [4] 薛定宇，陈阳泉. 基于 MATLAB/Simulink 的系统仿真技术与应用[M]. 北京：清华大学出版社，2002. 165-168.
- [5] 刘进军，卓放，王兆安. 电容滤波型整流电路的网侧谐波分析[J]. 电力电子技术，1995，(4)：14-19.