

一种针对中压三电平IGCT输出滤波器 拓扑的死区补偿方法

田凯^{1,2}, 俞智斌^{1,2}, 袁媛^{1,2}, 楚子林^{1,2}, 孙传杰^{1,2}, 杨敬然^{1,2}

(1. 天津电气科学研究院有限公司, 天津 300180;

2. 电气传动国家工程研究中心, 天津 300180)

摘要: 提出一种针对中压三电平集成门极换向晶体管(IGCT)输出滤波拓扑下的精细化死区补偿方法, 实现逆变器输出死区效应的实时计算和补偿。由输出滤波器拓扑建立传递函数, 进而得到器件侧输出电流随输出电压和负载电流变化的时域解析式。将滤波器阻抗参数代入时域解析式, 依据开关变化时刻的器件侧电流初值进行分段处理, 计算补偿时间。该方法定量分析了含输出 dv/dt 滤波器拓扑应用中不同初值电流对滤波器后端电压非线性变化的影响规律, 可以更加精细地补偿电流过零点处的死区效应。

关键词: 死区补偿; 三电平; 集成门极换向晶体管; dv/dt 滤波器

中图分类号: TM28 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed24079

A Dead-time Compensation Method for Medium Voltage Three-level IGCT Output Filtering Topology

TIAN Kai^{1,2}, YU Zhibin^{1,2}, YUAN Yuan^{1,2}, CHU Zilin^{1,2}, SUN Chuanjie^{1,2}, YANG Jingran^{1,2}

(1. Tianjin Research Institute of Electric Science Co., Ltd., Tianjin 300180, China;

2. Operating Measurement Department National Engineering Research
Center for Electric Drive, Tianjin 300180, China)

Abstract: A fine dead-time compensation method based on the medium voltage three-level IGCT output filtering topology was proposed to realize the real-time calculation and compensation of the dead-time effect of the inverter output. Based on the topology of the output filter, the transfer function was established, and the time-domain expression of the variation of the device side output current with the output voltage and load current was obtained. The filter impedance parameters were substituted into the time-domain analytical formula, and the compensation time was calculated by piecewise processing according to the initial value of the device side current at the time of switch change. The method take into account the influence of different initial current on the nonlinear variation of the output-end voltage of the filter in the topological application with dv/dt filter, it can compensate the dead-time effect at the zero point of the current more precisely.

Key words: dead-time compensation; three-level inverter; integrated gate commutator transistor (IGCT); dv/dt filter

功率器件开关一般存在延时, 为防止逆变器直通, 需要对互补的触发信号加入死区时间。但是死区时间在逆变器输出电流作用下, 会使实际输出电压与给定电压产生偏差, 死区的加入是导致逆变器非线性的重要因素。电机控制器性能不仅取决于电机控制算法, 也取决于逆变器能否准确输出电机控制算法所计算出的目标电压。由于死区时间的加入导致输出电压的非线性, 进

而限制了控制算法的调节效果, 严重时会影响电机低速转矩输出平稳性和转速控制稳定性, 是逆变器应用需要解决的重要问题^[1]。

目前常用的死区补偿方法基本上分为硬件补偿和软件补偿两类^[2-5]。硬件补偿通过检测输出电压或检测电流极性实现。由于硬件补偿需要额外硬件电路, 增加了成本, 且也存在信号滞后、抖动等问题, 因此并不常用^[6]。软件补偿通过各种方法

基金项目: 天津电气科学研究院有限公司科研基金(YF2021ZL006); 国机研究院青年科研基金(TD2021ZK003)

作者简介: 田凯(1987—), 男, 本科, 高级工程师, Email: 15620132012@163.com

判断电流极性,对输出电压平均值进行补偿。常规方法对于电流过零点附近补偿效果不佳^[7-9]。有些方法中考虑了功率器件寄生电容效应^[10],在电流过零点处给出了明确的补偿方法,但是在涉及dv/dt滤波器的应用中并没有提及定量的解决办法^[11]。

本文为克服现有技术的不足,提出一种针对中压三电平集成门极换向晶体管(IGCT)输出滤波拓扑下的精细化死区补偿方法,定量地给出涉及输出滤波器拓扑下的死区补偿计算方法,可以更为精细地补偿电流过零点处的死区效应。

1 死区效应原理分析

图1示出了三电平PWM逆变器单相桥臂电路以及死区效应的原理,其中电压参考点选为电容中点,电流以流出逆变器为正方向。

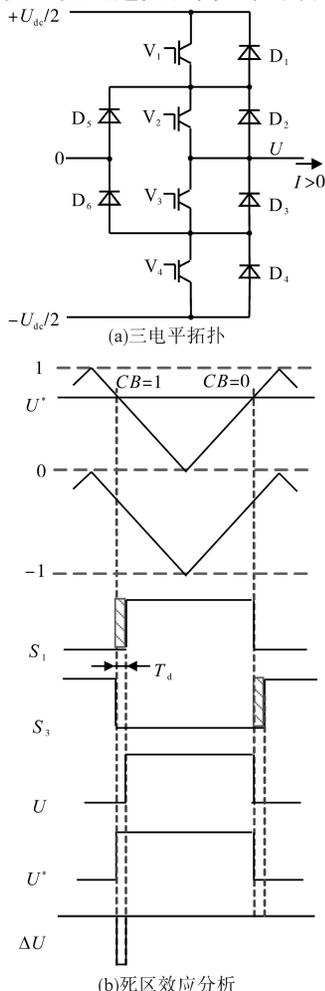


图1 死区效应原理图

Fig.1 Schematic of dead-time effect

图1中, $V_1 \sim V_4$ 为开关器件; $D_1 \sim D_6$ 为续流二极管; S_1, S_3 为器件 V_1, V_3 的驱动信号, U^* 为给定电压; U 为实际输出电压; U_{dc} 为直流侧电压; I 为实

际输出电流,以流出为正方向; T_d 为死区时间。

由三电平逆变器的控制策略可知,在1个开关周期内,只存在0和1以及0和-1之间的状态过渡。以0和1之间开关状态分析,还可分为以下两种情况:

1) 当电压给定 $U^* > 0$, 实际电流 $I > 0$ 时,若 V_1 由开通转为关断,由于负载电流不会突变,输出电流将通过续流二极管 D_5 , 实际输出电压 U 由高电平变为零电平不受死区时间影响;

2) 若 V_3 由开通转为关断,此时 V_1 在死区时间内保持关断,电流仍然流过续流二极管 D_5 , 直到死区时间结束后, V_1 开通, U 才变为高电平。可见,在此情况下,实际电压小于期望电压,缺少的伏秒面积为 $-T_d \cdot U_{dc}/2$ 。由于上、下载波同相,给定 U^* 的极性对于死区影响效果是一致的。

同理,可以获得0和1之间在 $I < 0$ 时的死区效应对输出电压影响情况,以及-1和0之间的开关状态的分析。

总结三电平逆变器输出电压受死区时间影响,如表1所示。

表1 输出电压受死区影响情况
Tab.1 Output voltage affected by dead-time

电流极性	开关状态	死区影响
$I > 0$	1->0 或 0->-1	无影响
$I > 0$	0->1 或 -1->0	伏秒面积 $-T_d \cdot U_{dc}/2$
$I < 0$	1->0 或 0->-1	伏秒面积 $T_d \cdot U_{dc}/2$
$I < 0$	0->1 或 -1->0	无影响

2 dv/dt 滤波回路建模

2.1 中压三电平主回路

IGCT输出滤波拓扑如图2所示,通常在输出端配置dv/dt滤波器来抑制输出电压dv/dt变化率^[12]。从被控对象角度来说,其输出电压实际上是滤波电抗后端的电压,与逆变器直接输出端的电压并不一致。因此基于这种主回路拓扑下的死区效应产生的影响分析及其相对应的死区补偿方法更为复杂,一般的死区补偿方法无法适用。

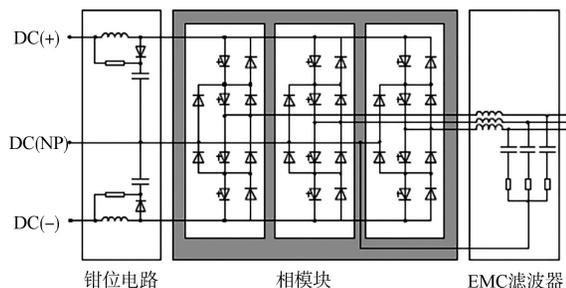


图2 IGCT输出滤波拓扑

Fig.2 IGCT output filtering topology

2.2 传递函数建立及时域变换分析

单相等效拓扑如图3所示。以逆变器单相的回路拓扑举例:当逆变器输出电压 u_1 发生跳变时,由于存在 dv/dt 滤波回路,滤波电感后端的电压 u_0 不会突变,同理,装置输出电流 i_1 由于电感续流作用也不会发生突变。

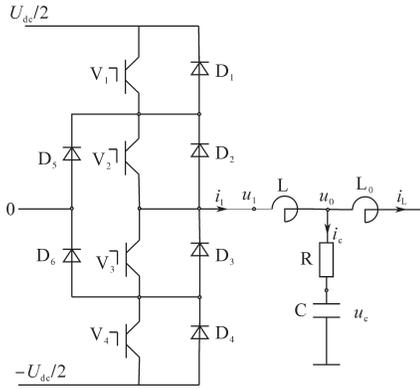


图3 单相等效拓扑

Fig.3 Single-phase topology

由上述拓扑可建立下列方程:

$$\begin{cases} i_c = i_1 - i_L \\ u_1 - u_0 = L \frac{di_1}{dt} \\ u_0 = u_{c0} + i_c \cdot R + \frac{1}{C} \int i_c dt \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_{c0} 为 u_c 在输出电压跳变时刻初值。

对式(1)分别求一阶导数、二阶导数得:

$$\begin{cases} u'_0 = i'_c \cdot R + \frac{1}{C} \cdot i_c \\ u''_0 = i''_c \cdot R + \frac{1}{C} \cdot i'_c \end{cases} \quad (2)$$

将式(1)代入式(2),整理并求一阶、二阶导数得:

$$\begin{cases} i'_c = \frac{1}{L} (u_1 - u_0) - i'_L \\ i''_c = \frac{1}{L} (u'_1 - u'_0) - i''_L \end{cases} \quad (3)$$

综上,可得 i_1, u_0, u_1 的传递函数关系如下:

$$i_1 = \frac{Cs}{LCs^2 + RCs + 1} u_1 + \frac{RCs + 1}{LCs^2 + RCs + 1} i_L \quad (4)$$

$$u_0 = \frac{RCs + 1}{LCs^2 + RCs + 1} u_1 + \frac{LCRs^2 + Ls}{LCs^2 + RCs + 1} i_L \quad (5)$$

提取 u_1, i_1 之间传递函数如下:

$$i_1 = \frac{Cs}{LCs^2 + RCs + 1} u_1 \quad (6)$$

按阶跃响应取拉氏反变换,得时域函数为

$$i(t) = \frac{2\sqrt{C} e^{-\frac{Rt}{2L}} \sin\left(\frac{\sqrt{4L - CR^2}}{2L\sqrt{C}} \cdot t\right)}{\sqrt{4L - CR^2}} \quad (7)$$

解析式(7)时域函数可知:

$$t_m = \arctan \sqrt{\frac{4L - CR^2}{CR^2}} \cdot \frac{2L\sqrt{C}}{\sqrt{4L - CR^2}} \quad (8)$$

此时刻电流变化幅度达到最大值,即

$$i(t)_{\max} = \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot e^{-\frac{CR^2}{4L - CR^2} \arctan \sqrt{\frac{4L - CR^2}{CR^2}}} \quad (9)$$

而 i_1, u_0 的动态特性取决于 i_1 的初始值 i_L 和 $i(t)_{\max}$ 幅值关系:若 $i_L > i(t)_{\max}$,输出 u_0 会在死区时间内下降至零,完整谐振波形如图4所示;若 $i_L < i(t)_{\max}$,输出 u_0 在 i_1 下降至0后,由于二极管反向截止作用且负载电流 i_L 保持恒定, u_0 转入线性下降阶段,分段谐振波形如图5所示。

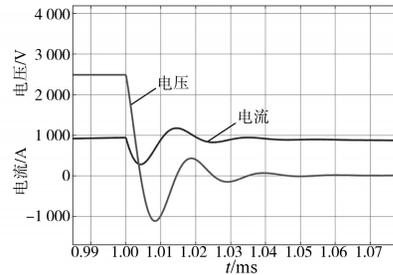


图4 完整谐振波形

Fig.4 Complete resonance waveforms

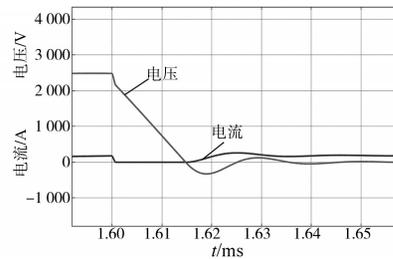


图5 分段谐振波形

Fig.5 Piecewise resonance waveforms

由此即可根据开关变化时刻 $i_1=i_L$ 初值,计算后续变化趋势,再根据伏秒等效原则,计算死区补偿值。

3 计算方法

首先提取 u_1, i_1, u_0 传递函数:

$$\begin{cases} i_1 = \frac{Cs}{LCs^2 + RCs + 1} u_1 \\ u_0 = \frac{RCs + 1}{LCs^2 + RCs + 1} u_1 \end{cases} \quad (10)$$

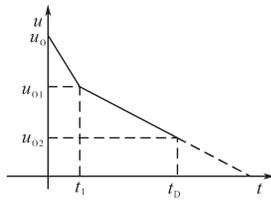
按阶跃响应取拉氏反变换,得到时域函数:

$$\begin{cases} i(t) = \frac{2\sqrt{C} e^{-\frac{Rt}{2L}} \sin\left(\frac{\sqrt{4L - CR^2}}{2L\sqrt{C}} \cdot t\right)}{\sqrt{4L - CR^2}} \\ u(t) = 1 - e^{-\frac{Rt}{2L}} \cdot \left[\cos\left(\frac{\sqrt{4L - CR^2}}{2L\sqrt{C}} \cdot t\right) - \sqrt{\frac{CR^2}{4L - CR^2}} \sin\left(\frac{\sqrt{4L - CR^2}}{2L\sqrt{C}} \cdot t\right) \right] \end{cases} \quad (11)$$

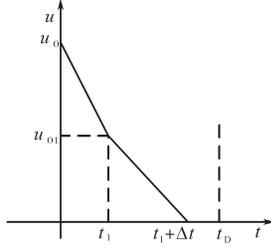
从上述可知,在 $0-t_m$ 时间内 $u(t)$ 近似是线性下降,下降速率 $k \approx 1/t_m$ 。当 $i_L > i(t)_{\max}$ 时, $u(t)$ 快速下降至0,该段时间可忽略不计,斜率变化时间 $t_s \approx 0$;当 $i_L < i(t)_{\max}$ 时, $t_1 \approx i_L / i(t)_{\max} \cdot t_m$,在 $0-t_1$ 时间内 u_0 变化 $k \cdot t_1$,电压变化如图6所示,有:

$$u_{01} = u_0 - k \cdot t_1 \quad (12)$$

$$u_{02} = u_{01} - 1/C \cdot i_L \cdot \Delta t \quad (13)$$



(a) 负载电流较小时



(b) 负载电流较大时

图6 电压变化图

Fig.6 Voltage variation diagram

1) 若 $\frac{u_{01} \cdot C}{i_L} > t_D - t_1$, 则 $\Delta t = t_D - t_1$, 死区等效面积为

$$S = \frac{(u_0 + u_{01}) \cdot t_1 + (u_{01} + u_{02}) \cdot \Delta t}{2} \quad (14)$$

其中

$$u_{02} = u_{01} - \frac{1}{C} \cdot i_L \cdot (t_D - t_1) \quad (15)$$

2) 若 $\frac{u_{01} \cdot C}{i_L} \leq t_D - t_1$, 则 $\Delta t = \frac{u_{01} \cdot C}{i_L}$, 死区等效面积为

$$S = \frac{(u_0 + u_{01}) \cdot t_1 + u_{01} \cdot \Delta t}{2} \quad (16)$$

按伏秒面积等效原则,斜率变化时间为

$$t_s = \frac{(u_0 + u_{01}) \cdot t_1 + u_{01} \cdot \Delta t}{2u_0} \quad (17)$$

对死区补偿时间 t_c 分类讨论:

1) 当输出电压变化 $0 \rightarrow 1$, 负载电流 $i_L > 0$, $t_c = t_D$; 负载电流 $i_L < 0$, $t_c = 0$;

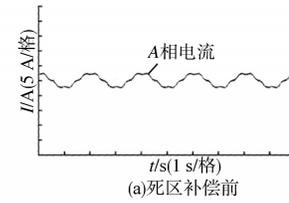
2) 当输出电压变化 $1 \rightarrow 0$, 负载电流 $i_L > 0$, $t_c = t_s$; 负载电流 $i_L < 0$, $t_c = t_{D0}$ 。

同理可得输出电压-1和0之间的补偿方法。

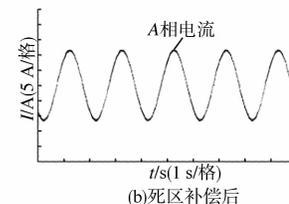
4 仿真验证

为验证本文所提方法的有效性,对本文方法进行了仿真验证。仿真参数如下:电机功率7.5 kW,额定电压380 V,额定电流18 A,额定转速980 r/min,PWM载波频率625 Hz,死区时间 $5 \mu\text{s}$ 。

图7为电机工作在0.5 Hz空载励磁电流死区补偿前、后的波形。从图可知采用上述补偿方法后,电流正弦度得到明显改善。



(a) 死区补偿前



(b) 死区补偿后

图7 死区补偿效果对比

Fig.7 Dead-time compensation effect comparison

5 结论

本文提出中压三电平IGCT输出滤波回路拓扑建模方法,考虑 dv/dt 滤波电路对于输出电压的影响,建立了其频域传递函数模型并提出通过时域方程解析的方式实现定量计算和分类处理。再对时域方程求导计算出各个非线性转折点及其变化趋势,并进一步给出简化后的模型及死区补偿时间的计算方法。

该方法克服了电流过零点附近及输出 dv/dt 滤波回路对于常规死区补偿方法的影响,提高了死区补偿的精度,明显改善了电流波形。

参考文献

[1] 马小亮. 高性能变频调速及其典型控制系统[M]. 北京:机械工业出版社,2010.

Ma Xiaoliang. High performance frequency control technology

- and its typical control system[M]. Beijing:China Machine Press, 2010.
- [2] 陈惠荣. 逆变器死区效应机理和典型补偿方法的研究[D]. 天津:天津大学,2006.
Chen Huirong. Study on dead-time effect in inverter and typical methods of compensation[M]. Tianjin:Tianjin University, 2006.
- [3] 毛鸿,吴兆麟. 基于三相PWM整流器的无死区空间矢量调制策略[J]. 中国电机工程学报,2001,21(11):100-104.
Mao Hong, Wu Zhaolin. The non-dead-time space-vector-modulation strategy based on three-phase PWM rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(11): 100-104.
- [4] 金舜,钟彦儒. 一种新颖的同时考虑中点电位平衡和窄脉冲消除及死区补偿的三电平空间矢量脉宽调制方法[J]. 中国电机工程学报,2005,25(6):60-66.
Jin Shun, Zhong Yanru. A novel three-level SVPWM algorithm considering neutral-point control and narrow-pulse elimination and dead-time compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(6): 60-66.
- [5] 孙向东,钟彦儒. 一种新颖的死区补偿时间测量方法[J]. 中国电机工程学报,2003,23(2):103-107.
Sun Xiangdong, Zhong Yanru. A novel measuring method for dead-time compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(2): 103-107.
- [6] 于泳,魏彦江,王高林. IGBT的死区补偿方法研究[J]. 电力电子技术,2007,41(12):126-128.
Yu Yong, Wei Yanjiang, Wang Gaoling. Research of dead-time compensation method for IGBT[J]. Power Electronics, 2007, 41(12): 126-128.
- [7] Murai Y, Watanabe T, Iwasaki H. Waveform distortion and correction circuit for PWM inverters with switching lag-times[J]. IEEE Trans. on Ind. Appl., 1987(8): 881-886.
- [8] Leggate D, Kerkman R J. Pulse-based dead-time compensator for PWM voltage inverters[J]. IEEE Trans. on IE, 1997, 44(2): 191-197.
- [9] Kim Hyun-Soo, Kim Kyeong-Hwa, Youn Myung-Joong. On-line dead-time compensation method based on time delay control[J]. IEEE Transaction on Control System Technology, 2003, 11(2): 279-285.
- [10] 田凯,金雪峰,张策,等. 一种基于电机模型预测的三电平死区补偿方法[J]. 电气传动,2016,46(4):16-21.
Tian Kai, Jin Xuefeng, Zhang Ce, *et al.* Method of dead-time compensation in three-level inverter based on motor model predictive control[J]. Electric Drive, 2016, 46(4): 16-21.
- [11] 金雪峰,田凯,张策,等. 一种基于电流预测的电压型逆变器死区补偿方法[J]. 电气传动,2015,49(5):25-29.
Jin Xuefeng, Tian Kai, Zhang Ce, *et al.* Method of dead-time compensation for voltage source inverters based on current predictive[J]. Electric Drive, 2015, 49(5): 25-29.
- [12] 黄少雄. 逆变器输出端长线滤波器的研究[D]. 合肥:合肥工业大学,2015.
Huang Shaoxiong. Research on the filter of long cable transmission at the output end of inverter[D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2015.

收稿日期:2021-11-12

修改稿日期:2021-12-03