

文章编号 1000-5013(2001) 02-189-05

数字控制 DC-DC 变换器的控制模式

郑耀林 王 伟

(华侨大学机电工程系, 泉州 362011)

摘要 提出一种 DC-DC 变换器的数字控制器, 分析其原理及稳定输出电压的三种控制模式, 求出相应参数的选择范围. 通过实测验证, 获得良好的特性.

关键词 数字控制, DC-DC 变换器, 控制模式, 输出特性

中图分类号 TM 571.6⁺ 5; TN 614; TN 79

文献标识码 A

与模拟控制相比, 数字控制具有抗干扰性强、温度影响小、可控性和柔软性好, 以及在线调整容易等优点. 所以, DC-DC 变换器的数字控制正不断发展和完善. 但数字控制的 DC-DC 变换器, 在输入电压和负荷变化时, 输出电压的稳定范围比较窄. 因此, 控制电路中参数的选择和确定是至关重要的, 它们对系统的静、动态性能和误差影响很大. 本文通过对所提出的数字 PID 控制器在稳定输出电压中的三种控制模式, 进行分析计算和实测, 给出了有关参数对输出电压的影响和最佳取值范围.

1 数字控制的 DC-DC 变换器

1.1 电流构成及控制原理

图 1 是降压型 DC-DC 变换器^[1]数字控制原理框图. 为了使控制电路能满足 300 kHz 以上的开关频率的要求(一般单片机系统适应不了), 本文采用 V/f 型的 A/D 转换器为主体的数字 PID 控制电路. 图 2 为其原理框图. 前置放大器如图 3 所示. E_0 为变换器的输出电压, E_0^* 为 E_0 的目标值, E_B 为偏置电压. 设 V/f 具有如图 4 所示的理想特性, 其表达式为

$$f = GE_1 + B \tag{1}$$

式中 G 为特性斜率, B 为 f_{\min} 的高度. 若前置放大器的增益为 A , 则

$$E_1 = A(E_0 - E_0^*) + E_B, \quad f = G[A(E_0 - E_0^*) + E_B] + B,$$

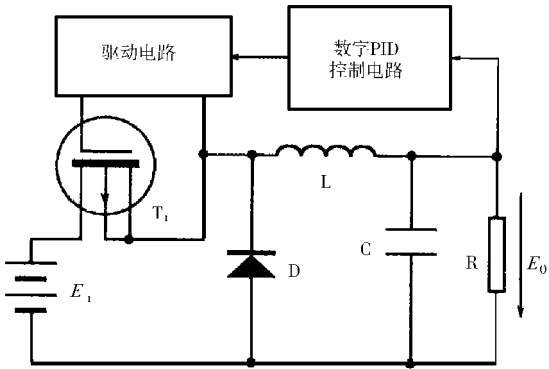


图 1 数字控制 DC-DC 变换器

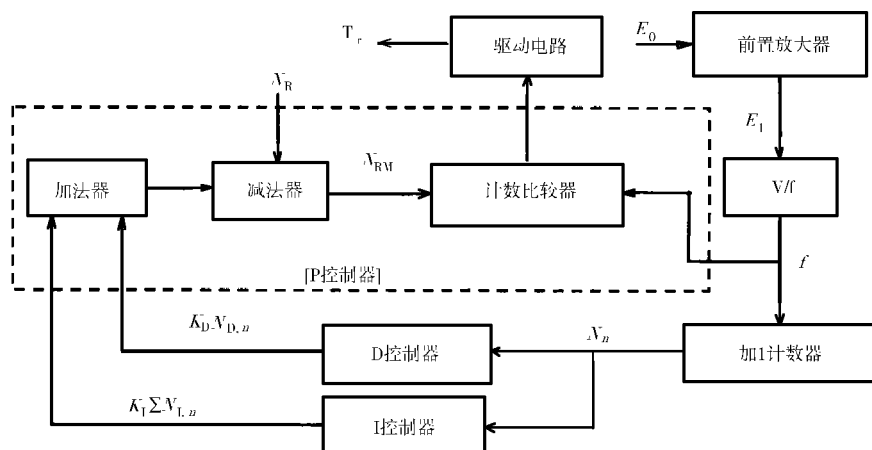


图2 数字PID控制电路框图

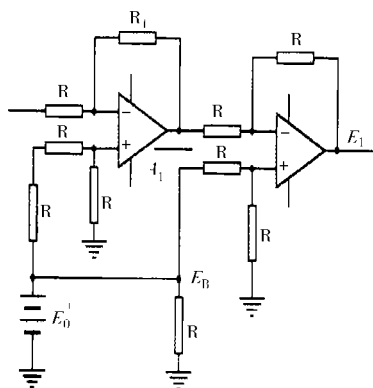


图3 前置放大器

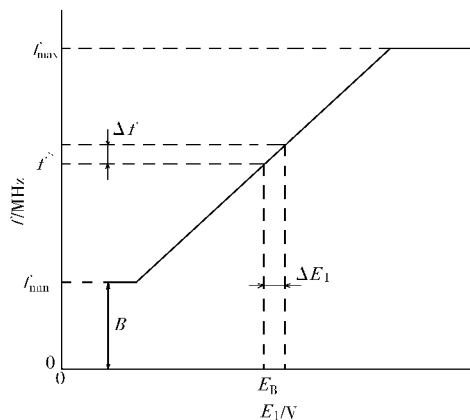


图4 V/f特性

设在平衡点 \$(f^*, E_B)\$ 处有一微小变量 \$\Delta E_0\$ 和 \$\Delta f\$，则

$$E_0 = E_0^* + \Delta E_0, \quad f = f^* + \Delta f.$$

由上面式子可求得

$$f^* = GE_B + B, \quad \Delta f = AG\Delta E_0. \quad (2)$$

对于比例控制器(P)，设其只有比例控制，则 \$N_{RM} = N_R\$。一开始，时钟(图2中省略)使系统复位，\$T_r\$ 导通，同时开始对 V/f 送来的脉冲计数。当计数值等于预先设定的基准值 \$N_R\$ 时，计数比较器翻转，\$T_r\$ 关断，其导通时间为 \$T_{on} = N_R/f\$。只要改变 \$f\$，即可改变 \$T_{on}\$，实现比例控制。

对于微分控制器(D)，若开关周期为 \$T_s\$，\$\beta\$ 为小 1 的系数。在 \$\beta T_s\$ 期间，加 1 计数器对 V/f 脉冲计数的值为 \$N_n\$，则可求得微分的作用为

$$K_D N_{D,n} = K_D (N_n - N_{n-1}),$$

\$N_{n-1}\$ 为已锁存的前一周期的加 1 计数器的计数值，\$K_D\$ 为微分系数。若 \$E_{0,n}\$ 和 \$E_{0,n-1}\$ 分别为第 \$n\$ 次和第 \$n-1\$ 次周期中 \$E_0\$ 的平均值，则可求得

$$\frac{d}{dt} \frac{E_0}{T_s} \cdot \frac{(E_{0,n} - E_{0,n-1})}{T_s} = \frac{N_{D,n}}{\beta T_s^2 A G}.$$

对于积分控制器(), 第 n 次周期中积分作用为

$$K_I \Sigma T_{I,n} = K_I \Sigma (N_n - N_{INT}) = K_I \beta T_s A G \Sigma (E_{0,n} - E^*),$$

式中 K_I 为积分系数, N_{INT} 为积分部分设定的基准值. 而

$$\int_0^t E_0 dt \cdot \Sigma (E_{0,n} - E^*) T_s = \Sigma N_{I,n} / \beta A G,$$

则 N_R 的修正值 N_{RM} 为

$$N_{RM} = N_R - (K_D N_{D,n} + K_I \Sigma T_{I,n}), \quad (3)$$

$$T_{on} = N_{RM} / f. \quad (4)$$

可根据 N_{RM} 的变化, 控制 T_{on} (PWM 方式), 以稳定 E_0 . 其中, PID 作用的求取是在每个 T_s 的 $(1 - \beta) T_s$ 的微小期间进行的.

1.2 传递函数

由以上各式可求得

$$\Delta T_{on} \cdot - \frac{A G N_R}{f^{*2}} \left[\Delta E_0 + \frac{K_D \beta T_s^2 f^*}{N_R} \frac{d \Delta E_0}{dt} + \frac{K_I \beta f^*}{N_R} \int_0^t E_0 dt \right].$$

因此, 主开关 T_r 的 T_{on} 与 E_0 之间的传递函数可定义为

$$\frac{\Delta T_{on}(s)}{\Delta E_0(s)} = - H_p \left[1 + \tau_D s + \frac{1}{\tau_I s} \right] \cdot - \frac{A G N_R}{f^{*2}} \left[1 + \frac{K_D \beta T_s^2 f^*}{N_R} s + \frac{K_I \beta f^*}{N_R} \frac{1}{s} \right], \quad (5)$$

式中 $H_p \cdot A G N_R / f^{*2}$, $\tau_D \cdot \frac{K_D \beta T_s^2 f^*}{N_R}$ 和 $\tau_I \cdot \frac{N_R}{K_I \beta f^*}$ 分别为比例度、微分时间和积分时间. 由于采样周期比 T_s 小得多, 所以在计算离散值时可用连续量值来近似, 所得的传递函数可求出变换器的静态和动态特性.

2 稳定输出的三种控制模式

设系统处于稳定工作状态, 则微分不起作用, 即 $N_{D,n} = 0$. 所以, $N_{RM} = N_R - K_I \Sigma N_{I,n}$. 若积分部分所用位数为 Q_1 , 一位作符号位, 则

$$- Q \quad \Sigma N_{I,n} \quad + Q,$$

式中 $Q = 2^{Q_1} - 1$. N_{RM} 的范围为

$$N_R - K_I Q \quad N_{RM} \quad N_R + K_I Q.$$

由于采用图 2 的控制电路, 并考虑到 V/f 有如图 4 所示特性. 根据稳定 E_0 的机理, 在连续导电方式^[6]时, 有如下三种控制模式.

2.1 按积分控制的稳定模式

积分部分动作, 据终值定理, 有 $\Delta E_0 = 0$, $E_0 = E_0^*$, $E_{I1} = E_B$, $f = f^*$. 即 V/f 工作在特性的平衡点 (E_B, f^*) . 这时是根据 N_{RM} 的变化, 来实现对 T_{on} 的控制 (PWM 方式). 因 $E_0 = (T_{on} / T_s) E_i (1 + r/R)$ ^[6], 在按积分控制的稳定模式中, E_i 的取值范围为

$$(1 + r/R) \frac{f^* T_s E_0^*}{(N_R + K_I Q)} \quad E_i \quad (1 + r/R) \frac{f^* T_s E_0^*}{(N_R - K_I Q)}, \quad (6)$$

式中 r 为变换器内部的损耗阻抗. $I_0 (= E_0 / R)$ 的变化范围为

$$\frac{1}{r}\big[\frac{(N_R-K_1Q)}{f^*T_s}E_i-E_0^*\big]-I_0-\frac{1}{r}\big[\frac{(N_R+K_1Q)}{f^*T_s}E_i-E_0^*\big].\tag{7}$$

2.2 按比例控制的稳定模式

当 $N_{1,n}=Q_1$ 时,产生上、下溢出, N_{RM} 为定值. 根据式(4), 只有利用 f 的变化来实现对 T_{on} 的控制, 这就是比例控制模式. f 的变化范围为 $f_{min}<f<f_{max}$. 由 f 和 T_{on} 式可求得

$$E_0=\frac{AGE_0^*-GE_B-B}{2AG}+\frac{\left[\frac{AGE_0^*-GE_B-B}{2AG}\right]^2+\frac{N_R+K_1Q}{AGT_s(1+\frac{r}{R})}E_i}{\tag{8}}$$

式(8)当 $f^*<f<f_{max}$ 时,取“-”号;而当 $f_{min}<f<f^*$ 时,取“+”号. E_i 和 I_0 的变化范围为

$$\begin{aligned} \left(1+\frac{r}{R}\right)\frac{f^*T_sE_0^*}{N_R-K_1Q}\leq E_i\leq\left(1+\frac{r}{R}\right)\frac{f_mT_s(f_m+AGE_0-GE_B-B)}{(N_R+K_1Q)AG},\tag{9} \\ \frac{1}{r}\big[\frac{(N_R+K_1Q)}{f_mT_s}E_i-\frac{f_m+AGE_0-GE_B-B}{AG}\big]\leq \end{aligned}$$

$$I_0\leq\frac{1}{r}\big[\frac{(N_R+K_1Q)}{f_mT_s}E_i-E_0^*\big].\tag{10}$$

上式中,当 $f^*<f<f_{max}$ 时, $f_m=f_{max}$, 取“-”号;而当 $f_{min}<f<f^*$ 时, $f_m=f_{min}$, 取“+”号.

2.3 开环模式

当 $f_{max}<f<f_{min}$ 时, V/f 饱和, f 被限定在 f_{min} 或 f_{max} 不随 E_1 变化, 负反馈支路不起作用, 系统成开环模式. 据 T_{on} 和 N_{RM} 式, 有

$$E_0=(N_R+K_1Q)E_i/[f_mT_s(1+r/R)],$$

式中当 $f>f_{max}$ 时, $f_m=f_{max}$, 取“-”号;而当 $f<f_{min}$ 时, $f_m=f_{min}$, 取“+”号(下同). E_i 和 I_0 的取值范围为

$$E_i-\left(1+\frac{r}{R}\right)\frac{f_mT_s(f_m+AGE_0^*-GE_B-B)}{(N_R+K_1Q)AG},\tag{11}$$

$$I_0\rightarrow\frac{1}{r}\big[\frac{(N_R+K_1Q)}{f_mT_s}E_i-\frac{(f_m+AGE_0-GE_B-B)}{AG}\big].\tag{12}$$

3 实测特性

3.1 输出稳定特性

表 1 是 K_1 为参变量时, E_0 随 E_i 和 I_0 变化的测量数据. 由表可见, E_0 的稳定情况与理论
表 1 E_0 随 E_i 和 I_0 变化的测量数据

E_i/V		24	26	28	29	30	31	32	34	36
E_0/V	$K_1=0.03$	11.16	11.58	11.93	12.0	12.0	12.0	12.0	12.28	12.54
	$K_1=0.06$	11.33	11.75	12.00	12.0	12.0	12.0	12.0	12.06	13.31
I_0/A		0.10	0.15	0.2	0.4	1.0	1.4	2.0	2.4	3.0
E_0/V	$K_1=0.03$	12.75	12.38	12.0	12.0	12.0	12.0	12.0	12.0	11.83
	$K_1=0.06$	12.88	12.17	12.0	12.0	12.0	12.0	12.0	12.0	12.0

推导是吻合的, 同时随 K_1 的增大, E_0 的稳定范围也加宽.

3. 2 动态特性

当 E_0 稳定在+ 12 V 时, 若 E_i 有一阶跃变化 (现取 2 V), 则 E_0 的响应曲线如图 5 所示. 可见系统具有比较好的动态品质指标.

4 结论

根据以上的理论分析和实测数据和特性, 可得如下结论. (1) 系统的稳定输出电压有三种控制模式, 其中积分控制模式最佳, 所给的参数取值范围可作为设计的依据. (2) 按积分控制的稳定模式中, E_i 和 I_0 的变化范围和限定区域随 K_1 和 Q_1 的增大, 以及 r 的减小而增大. (3) 在一个开关周期中, 随 V/f 输出的脉冲数 $f^* T_s$ 的减少, 按积分控制的 E_0 稳定范围扩大. (4) 按比例控制的稳定模式中, E_0 的稳态误差, 随增益 A 的增大而减少. (5) 当 V/f 特性不理想时, 对积分控制的稳定模式不产生影响, 而对比例控制的稳定模式和开环模式所求的输出电压和参数最佳取值范围将产生影响. 为解决这个问题, 可以用分段线性化法来近似逼近实际 V/f 特性. 这时, 式 (2) 中的 G 和 B 应取各折线相应的斜率和高度, 分别代入式 (8), (9), (10), (11) 和 (12) 中, 就可求得相应的输出电压和参数最佳取值范围.

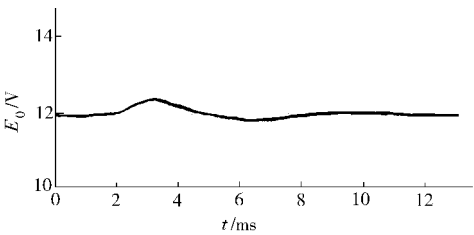


图 5 E_0 对 E_i 的阶跃响应

参 考 文 献

1 蔡宣三, 龚绍文. 高功率电子学——直流-直流变换部分[M]. 北京: 科学出版社, 1993. 121 ~ 141
2 Matsuo H, Kurokawa F, Imamura K, et al. Regulation characteristics of the DC-DC converter with digital current-injected control circuit[J]. IEEE PESC Record, 1992, 10: 455 ~ 462
3 Sira-ramirez H, Garcia-estebana M. Dynamical adaptive pulsed-width-modulation control of DC-to-DC power converters——A backstepping approach[J]. INT J. Control., 1996, 65(2): 205 ~ 222

Control Modes of Steady Output Voltage by Digital
Control DC-DC Converter

Zheng Yaolin Wang Wei

(Dept. of Electromech. Eng., Huaqiao Univ., 362011, Quanzhou)

Abstract A digital controller of DC-DC converter is presented. Its principle and three control modes of steady output voltage are analysed theoretically; and the range of choosing corresponding parameters is achieved; and the good performance is obtained by way of measurement and verification.

Keywords digital control, DC-DC converter, control mode, output performance