

# 勘误

## P130

放大了 10.81 倍，即差模增益  $A_d=20.68\text{dB}$ 。

图 2.4.10 为 Multisim 仿真结果，其中图 2.4.10 (a) 为心电信号放大结果，图 2.4.10 (b) 为输入共模干扰信号抑制效果。由图 2.4.10 (a) 可见，输出心电信号峰值显示为 216.262mV，放大了 10.81dB，即差模增益  $A_d=10.81\text{dB}$ 。由图 2.4.10 (b) 可见，输入端共模干扰信号衰减为  $(635.8\pm 1.4)\text{mV}$ ，比原共模信号大大减小。

## P137

2.9,  $R_L=100\Omega$ ,  $R_1=10\text{k}\Omega$ ,

2.9 基于题 2.8 结果，设  $R_L=100\text{k}\Omega$ ,  $R_1=100\Omega$ ,  $R_2=1\text{k}\Omega$ ,  $R_3=1\text{k}\Omega$ ,  $R_f=10\text{k}\Omega$ 。若  $V_s=-10\text{V}$ ，求负载电流  $I_{RL}$  与输出电压  $V_o$ 。

## P138

2.16, 公式, 去掉 s:  $\frac{V_o}{V_i} = \frac{-(R_1 + \alpha R_2 + j\omega R_1 R_2 C_1)}{R_1 + (1 - \alpha)R_2 + j\omega R_1 R_2 C_1}$

2.16 如题图 2.16 所示的低音信号控制电路， $R_2$  是可调电位器，触点左边电阻的阻值为  $(1 - \alpha)R_2$ ，右边电阻的阻值为  $\alpha R_2$ ，试导出输出响应  $V_o / V_i$  与  $\omega$  的关系

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-(R_1 + \alpha R_2 + j\omega R_1 R_2 C_1 s)}{R_1 + (1 - \alpha)R_2 + j\omega R_1 R_2 C_1 s}$$

## P145

公式 (3.1.12),  $\text{ENOB} = \frac{\text{SNDR} - 1.76}{6.02}$

9) 有效位数

DAC 的有效位数 ENOB 由信噪失真比决定，定义如下

$$\text{ENOB} = \frac{\text{SNDR}}{6.02} - 1.76 \quad (3.1.12)$$

## P179

图 3.5.9, 去掉  $DV_{\text{ref}}$  (正文文字不需要修改)

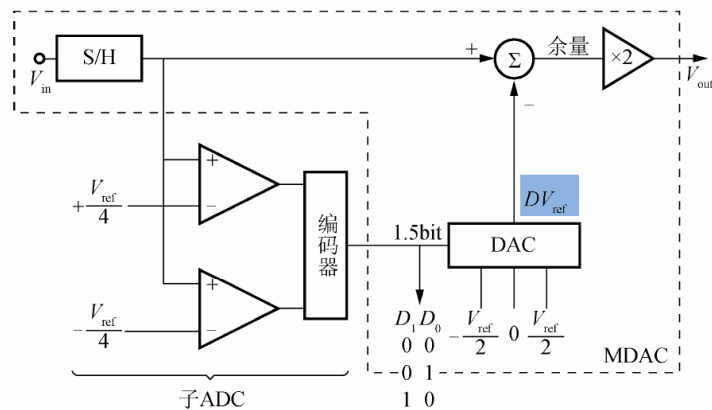
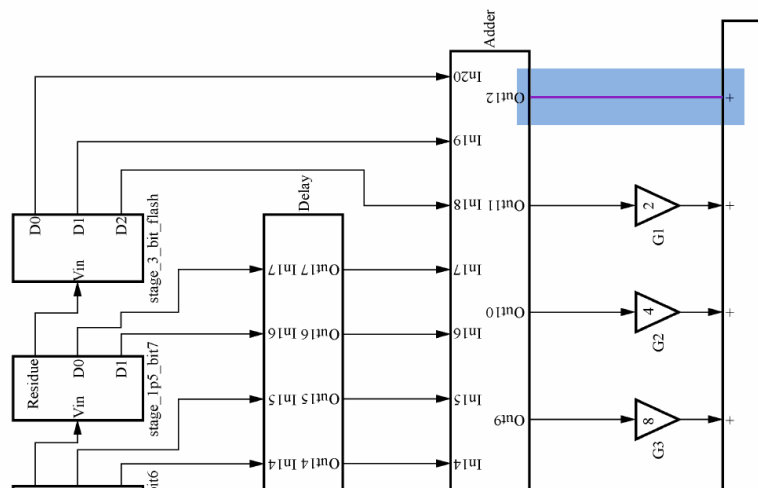


图 3.5.9 1.5bit/级的子转换级架构的原理图

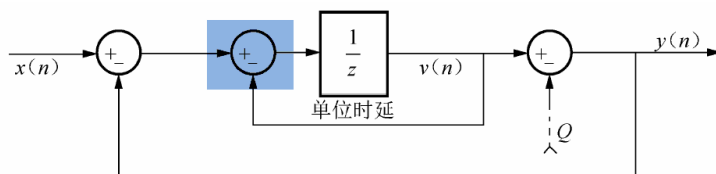
## P197

图 3.5.25 (a), 增加连线



## P207

图 3.6.9, 一号改为+号

图 3.6.9 一阶 $\Sigma$ - $\Delta$ 调制器的时域结构框图

## P208

$$\text{公式 (3.6.26), } \text{NTF}(f/f_s) = \left| 1 - e^{-j2\pi f/f_s} \right|^L = \left| 2 \sin(\pi f/f_s) \right|^L$$

将  $z = e^{j\Omega} = e^{j2\pi f/f_s}$  代入式 (3.6.25)，可以得出

$$\text{NTF}(f/f_s) = \left| 1 - e^{-j2\pi f/f_s} \right| = \left| 2 \sin(\pi f/f_s) \right|^L \quad (3.6.26)$$

## P210

### 3.6.3 $\Sigma$ - $\Delta$ 结构调制器系统级设计举例

#### 3.6.3 $\Sigma$ - $\Delta$ 结构调制器系统级设计举例

## P267

如用 10 位 ADC，将  $N=10$  代入式 (4.6.31)，

ADC 处理的最小信号与 ADC 的动态范围及采样频率有关，其动态范围可按式计算

$$\text{DR} = 6.02N + 1.76\text{dB} \quad (4.6.31)$$

如用 10 位处理器，将  $N=10$  代入式 (4.6.31)，动态范围  $\text{DR}=61.96\text{dB}$ 。设电源电压为 1.8V，并保留 30%余量，ADC 处理的最大电压为  $1.8\text{V} \times 70\% = 1.26\text{V}$ 。为避免量化噪声带来的影响，

## P310

图 5.2.1，去掉多余线条

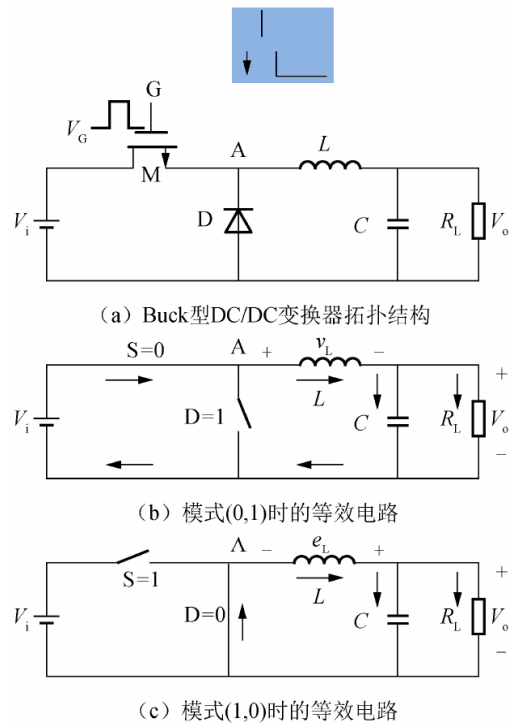


图 5.2.1 Buck 型 DC/DC 变换器

## P315

图 5.2.7, (a) Buck-Boost 型 DC/DC 变换器拓扑结构

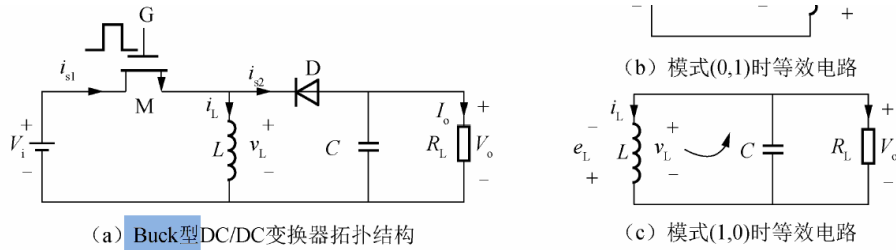


图 5.2.7 Buck-Boost 型 DC/DC 变换器

## P319

图 5.2.11  $V_{LP}$  改为  $-V_{LP}$ 

$t_2$ ),  $I_p=0$ 。  $I_s$  为 M 关断时段 ( $t_1 \sim t_2$ ) 流过二极管 D 的电流, 在  $t_2$  时刻电流  $I_D$  并未降至零。  $V_{M,DS}$  为开关晶体管上压降, M 导通时段 ( $t_0 \sim t_1$ ), 管压降为零; M 关断时段 ( $t_1 \sim t_2$ ), 管压降非零,  $V_i + \frac{N_s}{N_p} V_o$ 。

$V_{LP}$  为一次侧电感  $L_p$  上的电压降。有关电压、电流波形解释如下:

设开关管 M 的栅极 G 加上正脉冲而导通的时刻为  $t_0$ , 在忽略 M 导通压降的理想情况下, 输入电压  $V_i$  全部加到一次绕组  $N_p$  上, 二次绕组  $N_s$  上感应电压为

$$V_s = -\frac{N_s}{N_p} V_i \quad (5.2.25)$$

式中,  $N_p$ 、 $N_s$  分别为一次绕组、二次绕组的匝数。

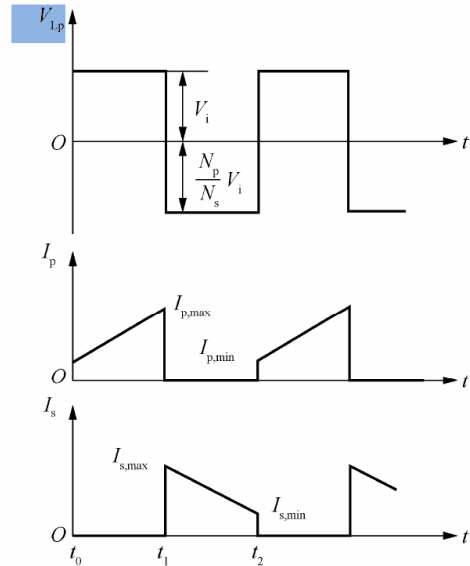


图 5.2.11 电流连续时主要电压和电流波形

## P391

公式 (6.5.7) (6.5.8) (6.5.9), 小写  $s$

$$\frac{V_1 - V_i}{R_s} + SC_1 V_1 + g_{m1,eff} V_1 = 0 \quad (6.5.7)$$

$$g_{m1,eff} (-V_1) + SC_2 V_o + \frac{V_o}{r_{ds2}} = 0 \quad (6.5.8)$$

式中,  $g_{m1,eff} = g_{m1} + g_{mb1}$ , 联立解式 (6.5.7) 和式 (6.5.8) 得到

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{g_{m1,eff} r_{ds2}}{1 + R_s g_{m1,eff}} \frac{1}{1 + \left( \frac{SC_1 R_s}{1 + R_s g_{m1,eff}} \right)} \frac{1}{1 + SC_2 r_{ds2}} \quad (6.5.9)$$

## P394

公式 (6.6.8) (6.6.9), 小写  $s$

根据图 6.6.5, 围绕  $M_1$  栅极节点  $G_1$ 、输出节点源极  $S_1$  列写电路方程

$$\frac{V_1 - V_i}{R_s} + SC_1 V_1 + SC_{gs1} (V_1 - V_o) = 0 \quad (6.6.8)$$

$$SC_2 V_o + \frac{V_o}{r_2} - g_{m1} (V_1 - V_o) + SC_{gs1} (V_o - V_1) + g_{mb1} V_o = 0 \quad (6.6.9)$$