

# 第5章

## 开关网络的分析与设计

开关网络主要应用于信号处理电路和电力电子电路,在信号处理电路中,典型应用包括开关电容电路、开关电流电路;在电力电子电路中,半导体开关普遍存在于开关电源和各种控制电路中。

开关电容电路是由受时钟信号控制的开关和电容器组成的电路,它利用电荷的存储和转移来实现对信号的各种处理功能。开关电容电路在现代电子系统中的应用非常广泛,在 MP3 播放器、移动电话、数码相机、便携硬盘以及单片功率变换器等许多设备的设计中,开关电容电路技术都发挥了至关重要的作用。

目前,开关电源以其小型、轻量和高效率的特点被广泛应用于几乎所有的电子设备中,是当今电子信息产业飞速发展不可缺少的一种电源方式。开关电源产品广泛应用于工业自动化控制、军工设备、通信设备、电力设备、仪器仪表等领域。

本章内容主要包括开关电容电路以及开关电源两部分。

## 5.1 开关电容滤波器分析与设计

有源 RC 滤波器在体积、质量和增益等方面具有优势,但在集成实现时遇到诸多问题,主要包括:①工艺问题。有源 RC 滤波器可以用混合集成技术集成,但这种技术与目前的主流集成技术不兼容。②芯片面积问题。在 MOS 工艺中,实现大电阻所需的芯片面积较大。③元件的精度问题。用 MOS 工艺集成电阻和电容时,会有 5%~10%的误差,电阻和电容的误差通常是不相关的,这样就会造成整个滤波器的时间常数有高达 20%的误差,而且这种误差还会随着电路工作状态的变化而变化。

为克服有源 RC 滤波器不便直接集成的缺点,可以在 MOS 电路中用开关和电容取代电阻,这就产生了开关电容电路。这种取代的意义正如 20 世纪 60 年代用有源器件取代电感一样重要,它是电路设计和制造中的又一次革命。用开关和电容取代电阻后,电路的组成只有 MOS 开关、MOS 电容和 MOS 运算放大器,电路的性能取决于电容的比值。经过多年的发展,开关电容技术已经成为一种很成熟的技术,它在滤波器中的应用已经十分广泛。开关电容滤波器具有较为精确的频率响应、好的线性和大的动态范围。

### 5.1.1 开关电容等效电阻原理

开关电容网络是由受时钟控制的开关、电容以及运算放大器组成的网络,其核心是用开关和电容组成的等效电阻去替代实际的电阻,用开关和电容组成的与实际电阻等效的电路称为开关电容等效电阻电路。

#### 1. 开关电容并联等效电阻电路

开关电容并联等效电阻电路的原理电路如图 5-1-1(a)所示,在该电路中,由于电容 C 和电路的输出端是并联的,所以称其为开关电容并联等效电阻电路。该电路对外等效为图 5-1-1(b)所示的一个电阻,其实际实现电路如图 5-1-1(c)所示,开关  $K_1$  和  $K_2$  在实际

电路中是由两个工作在开关状态的 MOS 管  $T_1$  和  $T_2$  实现的。

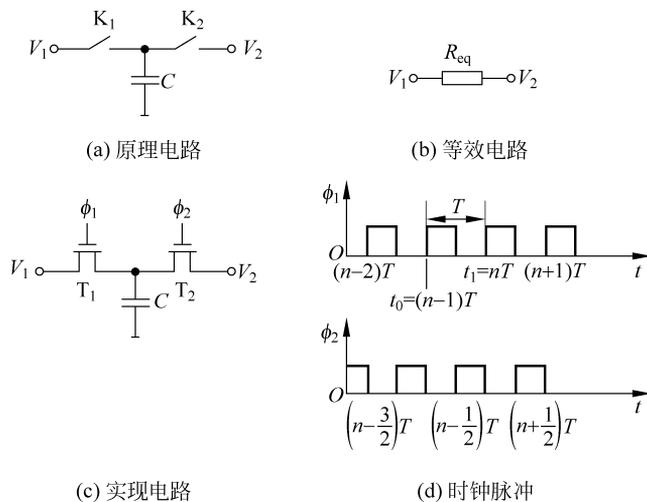


图 5-1-1 开关电容并联等效电阻电路

$T_1$  和  $T_2$  的通断是由驱动时钟脉冲  $\phi_1$  和  $\phi_2$  控制的,对  $\phi_1$  和  $\phi_2$  的要求通常如下: ①两时钟脉冲的频率相同,同时为了保证在任何情况下都不会使  $T_1$  和  $T_2$  同时导通,要求两脉冲不能有重叠。因此脉冲的占空比一般小于或等于 50%,为简化分析,在以后对开关电容电路的分析中选择占空比等于 50%的时钟脉冲进行分析,满足要求的占空比等于 50%的时钟脉冲  $\phi_1$  和  $\phi_2$  的波形图如图 5-1-1(d)所示。②时钟脉冲的频率主要由开关电容电路的精度要求决定,但其受电路中运算放大器的建立时间和其他因素的限制。因此,时钟频率不宜选得太高,只要能使电路的性能指标达到要求就可以了。③时钟脉冲的大小要达到 MOS 开关管  $T_1$  和  $T_2$  所需驱动电压的要求,以确保 MOS 管能有效开通。

接下来分析图 5-1-1(c)所示电路的等效电阻  $R_{eq}$ 。

#### 1) 分析电容的电荷变化量

通过电容的充放电回路,分析一个时钟周期内电容的电荷变化量。设初始时刻  $t_0 = (n-1)T$ ,此时  $\phi_1$  为高电平, $\phi_2$  为低电平,MOS 管  $T_1$  导通, $T_2$  截止,电压  $V_1$  通过  $T_1$  给电容  $C$  充电, $C$  中的电荷  $Q_0$  为

$$Q_0 = CV_1 \quad (5-1-1)$$

在一个时钟周期后,即  $t_1 = nT$  时刻,此时  $\phi_1$  为低电平, $\phi_2$  为高电平,MOS 管  $T_2$  导通, $T_1$  截止,电容  $C$  通过  $T_2$  放电, $C$  中的电荷  $Q_1$  为

$$Q_1 = CV_2 \quad (5-1-2)$$

因此在一个时钟周期  $T(t_0 \rightarrow t_1)$ 内,电容的电荷变化量  $\Delta Q$  为

$$\Delta Q = Q_0 - Q_1 = C(V_1 - V_2) \quad (5-1-3)$$

#### 2) 分析通过电容的平均电流

定义平均电流  $\bar{I}$  为单位时间内通过的电荷,则有

$$\bar{I} = \frac{\Delta Q}{T} = \frac{C}{T}(V_1 - V_2) \quad (5-1-4)$$

### 3) 分析等效电阻 $R_{\text{eq}}$

从式(5-1-4)可以看出,  $V_1$  和  $V_2$  之间的伏安关系可以等效为图 5-1-1(b)所示的电阻  $R_{\text{eq}}$ , 其阻值为

$$R_{\text{eq}} = \frac{V_1 - V_2}{\bar{I}} = \frac{T}{C} = \frac{1}{fC} \quad (5-1-5)$$

式中,  $f=1/T$  是用来控制 MOS 管通断的时钟脉冲  $\phi_1$  和  $\phi_2$  的频率。从式(5-1-5)可以看出, 开关电容等效电阻  $R_{\text{eq}}$  的大小与电容值  $C$  和时钟频率  $f$  成反比。例如若图 5-1-1(c)所示电路中的电容  $C=10\text{pF}$ , 时钟频率  $f=100\text{kHz}$ , 则其等效电阻能达到  $R_{\text{eq}}=1/(fC)=1\text{M}\Omega$ 。

前面的分析假设前提是电压  $V_1$  和  $V_2$  在开关导通期间是不变的, 实际上只要时钟频率远大于信号频率, 这一假设就可以基本满足。只有满足该假设条件, 开关电容电路中的电荷传输过程就好像是连续的, 电荷传输的过程才能由  $V_1$  和  $V_2$  之间流过的连续电流来模拟。从等效原理上来讲, 这个电流也可以通过在  $V_1$  和  $V_2$  之间接入一个实际的电阻来产生。因此, 图 5-1-1(c)所示的开关电容电路在  $V_1$  和  $V_2$  之间传输电荷的效果与在  $V_1$  和  $V_2$  之间接入一个实际的电阻是等效的。

在模拟信号处理电路中, 时间精度往往由电路的时间常数决定,  $RC$  电路的时间常数可表示为

$$\tau = R_1 C_1 \quad (5-1-6)$$

由式(5-1-6)可以看出, 若采用标准 CMOS 工艺, 由于电阻和电容的绝对误差较大, 会导致系统的时间常数误差较大, 这也是有源  $RC$  滤波器存在的问题。若将电阻  $R_1$  用图 5-1-1(c)所示的开关电容电路代替, 则此时时间常数的表达式可表示为

$$\tau = \frac{C_1}{C} \cdot \frac{1}{f} \quad (5-1-7)$$

由式(5-1-7)可以看出, 此时时间常数取决于控制时钟的频率和电容比  $C_1/C$  的大小, 精确度更高, 这也是开关电容电路能够广泛应用于标准 CMOS 工艺的主要原因。

## 2. 开关电容串联等效电阻电路

开关电容串联等效电阻电路如图 5-1-2 所示, 在该电路中, 由于电容和电路的输出端是串联的, 所以称为开关电容串联等效电路。

其等效电阻  $R_{\text{eq}}$  的求取方法与前面一样。

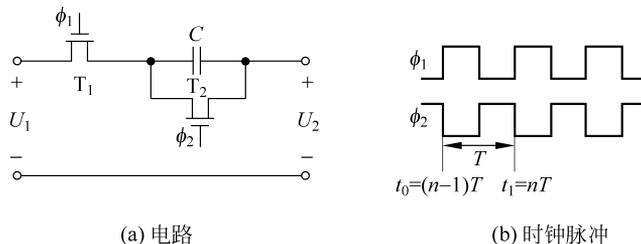


图 5-1-2 开关电容串联等效电阻电路

## 1) 分析电容的电荷变化量

设初始时刻  $t_0 = (n-1)T$ , 此时  $\phi_1$  为高电平,  $\phi_2$  为低电平, MOS 管  $T_1$  导通,  $T_2$  截止, 电压  $V_1$  通过  $T_1$  给电容  $C$  充电,  $C$  中的电荷  $Q_0$  为

$$Q_0 = C(U_1 - U_2) \quad (5-1-8)$$

在一个时钟周期后, 即  $t_1 = nT$  时刻, 此时  $\phi_1$  为低电平,  $\phi_2$  为高电平, MOS 管  $T_2$  导通,  $T_1$  截止, 电容  $C$  通过  $T_2$  放电,  $C$  中的电荷  $Q_1$  为

$$Q_1 = 0 \quad (5-1-9)$$

因此在一个时钟周期  $T(t_0 \rightarrow t_1)$  内, 电容的电荷变化量  $\Delta Q$  为

$$\Delta Q = Q_0 - Q_1 = C(U_1 - U_2) \quad (5-1-10)$$

## 2) 分析通过电容的平均电流

定义平均电流  $\bar{I}$  为单位时间内通过的电荷, 则有

$$\bar{I} = \frac{\Delta Q}{T} = \frac{C}{T}(U_1 - U_2) \quad (5-1-11)$$

 3) 分析等效电阻  $R_{eq}$ 

从式(5-1-11)可以看出,  $U_1$  和  $U_2$  之间的等效电阻  $R_{eq}$  为

$$R_{eq} = \frac{U_1 - U_2}{\bar{I}} = \frac{T}{C} = \frac{1}{fC} \quad (5-1-12)$$

## 3. 开关电容双线性等效电阻电路

开关电容双线性等效电阻电路如图 5-1-3 所示, 该电路是由四个开关和一个电容组成的。

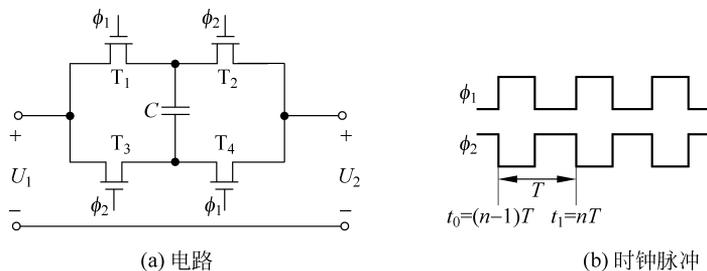


图 5-1-3 开关电容双线性等效电阻电路和时钟脉冲

接下来对其等效电阻  $R_{eq}$  进行分析。

## 1) 分析电容的电荷变化量

设初始时刻  $t_0 = (n-1)T$ , 此时  $\phi_1$  为高电平,  $\phi_2$  为低电平, MOS 管  $T_1$  和  $T_4$  导通,  $T_2$  和  $T_3$  截止, 电容  $C$  充电,  $C$  中的电荷  $Q_0$  为

$$Q_0 = C(U_1 - U_2) \quad (5-1-13)$$

在一个时钟周期后, 即  $t_1 = nT$  时刻, 此时  $\phi_1$  为低电平,  $\phi_2$  为高电平, MOS 管  $T_2$  和  $T_3$  导通,  $T_1$  和  $T_4$  截止, 电容  $C$  先放电后反向充电,  $C$  中的电荷  $Q_1$  为

$$Q_1 = C(U_2 - U_1) \quad (5-1-14)$$

因此在一个时钟周期  $T(t_0 \rightarrow t_1)$  内, 电容的电荷变化量  $\Delta Q$  为

$$\Delta Q = Q_0 - Q_1 = 2C(U_1 - U_2) \quad (5-1-15)$$

2) 分析通过电容的平均电流

定义平均电流  $\bar{I}$  为单位时间内通过的电荷, 则有

$$\bar{I} = \frac{\Delta Q}{T} = \frac{2C}{T}(U_1 - U_2) \quad (5-1-16)$$

3) 分析等效电阻  $R_{eq}$

从式(5-1-16)可以看出,  $U_1$  和  $U_2$  之间的等效电阻  $R_{eq}$  为

$$R_{eq} = \frac{U_1 - U_2}{\bar{I}} = \frac{T}{2C} = \frac{1}{2fC} \quad (5-1-17)$$

### 5.1.2 开关电容积分器

#### 1. 开关电容积分器分析与设计

有源  $RC$  积分器是实现有源滤波器最基本的功能块, 同样, 开关电容积分器是实现开关电容滤波器最基本的功能块。将有源  $RC$  积分器中的电阻  $R$  用开关电容等效电阻取代, 即可得到开关电容积分器。图 5-1-4(a) 是一个有源  $RC$  反相积分器, 其对应的用开关电容并联等效电阻实现的开关电容反相积分器如图 5-1-4(b) 所示。图 5-1-4(b) 所示电路的输出端画了一个  $\phi_1$  相开关  $T_3$ , 表明这个积分器后面所接的电路在  $\phi_1$  相脉冲时对积分器的输出电压取样, 或称电路在  $\phi_1$  相脉冲时输出。如果这个开关的驱动脉冲为  $\phi_2$ , 则表示该积分器在  $\phi_2$  相脉冲时输出。

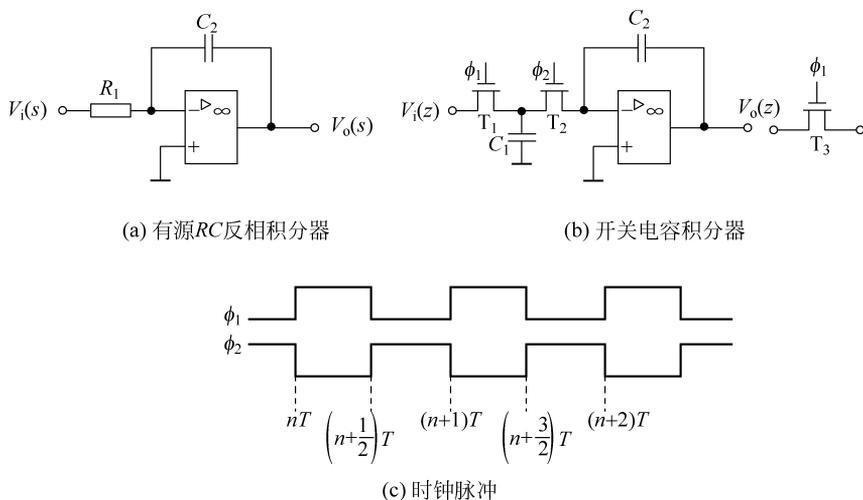


图 5-1-4 开关电容积分器电路

图 5-1-4(a) 所示的有源  $RC$  反相积分器的转移函数为

$$H(s) = -\frac{1}{sR_1C_2} \quad (5-1-18)$$

将图 5-1-4(a) 所示的有源 RC 反相积分器中的电阻  $R_1$  用图 5-1-1(c) 所示的开关电容等效电阻替换, 所得到的电路如图 5-1-4(b) 所示。将式(5-1-5)的开关电容等效电阻值代入式(5-1-18), 可得图 5-1-4(b) 所示电路的转移函数为

$$H(s) = -\frac{1}{sC_2 \cdot \frac{1}{fC_1}} = -\frac{1}{s} \cdot f \cdot \frac{C_1}{C_2} \quad (5-1-19)$$

从式(5-1-19)可以看出, 所得到的电路是一个开关电容反相积分器。

## 2. 开关电容积分器的 $z$ 域转移函数

由于开关电容等效电阻仅是一个近似的关系, 所以式(5-1-19)所示的开关电容积分器  $s$  域的转移函数只是一个近似转移函数。要得到该积分器精确的转移函数, 需要研究电路中所发生的物理过程, 根据电路中的电荷守恒关系进行分析。

在下面的讨论中, 假设电路中的运放和 MOS 管都是理想的, 即 MOS 管开通时的导通电阻为 0, 因此电容的充放电过程都是在开关导通的瞬间完成的。时钟脉冲的周期为  $T$ , 时钟脉冲的波形如图 5-1-4(c) 所示。

当  $t = nT$  时,  $\phi_1$  为高电平,  $\phi_2$  为低电平,  $T_1$  导通,  $T_2$  截止。输入电压  $V_i(nT)$  通过  $T_1$  对电容  $C_1$  充电, 运算放大器被隔离, 此时对应的等效电路如图 5-1-5(a) 所示。

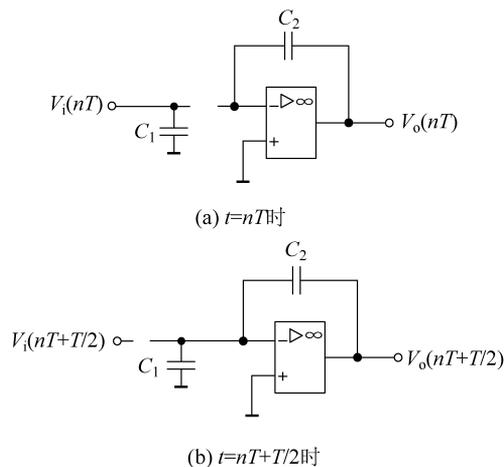


图 5-1-5 开关电容积分器等效电路

电容  $C_1$  上的输入电荷为

$$Q_{C_1}(nT) = C_1 V_i(nT) \quad (5-1-20)$$

电容  $C_2$  上的电荷为

$$Q_{C_2}(nT) = C_2 V_o(nT) \quad (5-1-21)$$

经过半个时钟脉冲周期之后,在  $t = \left(n + \frac{1}{2}\right)T$  时刻,  $\phi_1$  为低电平,  $\phi_2$  为高电平,  $T_1$  截止,  $T_2$  导通, 此时对应的等效电路如图 5-1-5(b) 所示。电容  $C_1$  与运放的反相输入端相连通, 由于运放的反相输入端虚地, 因此  $C_1$  经运算放大器的虚地端放电。由于理想运算放大器的净输入电流为 0, 所以  $C_1$  的放电电流就流过  $C_2$ 。理想情况下, 电路中的电阻为 0, 于是电容  $C_1$  的电荷瞬间传给电容  $C_2$ ,  $C_2$  的净电荷等于  $C_2$  原来的电荷减去  $C_1$  转移到  $C_2$  的电荷, 该电荷一直保持到  $t = (n+1)T$  时刻, 即

$$Q_{C_2}[(n+1)T] = Q_{C_2}(nT) - Q_{C_1}(nT) \quad (5-1-22)$$

将式(5-1-20)和式(5-1-21)代入式(5-1-22)得

$$Q_{C_2}[(n+1)T] = C_2 V_o[(n+1)T] = C_2 V_o(nT) - C_1 V_i(nT) \quad (5-1-23)$$

令  $V_i(n) = V_i(nT)$ ,  $V_o(n) = V_o(nT)$ ,  $V_o(n+1) = V_o[(n+1)T]$ , 将其代入式(5-1-23)并整理后可得到图 5-1-4(b) 所示开关电容积分器的输入-输出电压关系为

$$V_o(n+1) = V_o(n) - \frac{C_1}{C_2} V_i(n) \quad (5-1-24)$$

对式(5-1-24)两边取  $z$  变换得

$$V_o(z) = z^{-1} V_o(z) - \frac{C_1}{C_2} z^{-1} V_i(z) \quad (5-1-25)$$

因此得到图 5-1-4(b) 所示开关电容积分器的  $z$  域转换函数为

$$H^{11}(z) = \frac{V_o(z)}{V_i(z)} = -\frac{C_1}{C_2} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (5-1-26)$$

式中, 转移函数的上标 11 表示电路的输入在  $\phi_1$  为高电平时取样, 在  $\phi_1$  为高电平时输出。

由式(5-1-26)可以看出, 图 5-1-4(b) 所示电路是一个反相积分器, 积分器的增益为  $-C_1/C_2$ 。

若图 5-1-4(b) 所示电路在  $\phi_2$  为高电平时输出, 则输入电压经过半个时钟周期后传到输出端, 此时开关电容积分器的  $z$  域转换函数为

$$H^{21}(z) = -\frac{C_1}{C_2} \frac{z^{-\frac{1}{2}}}{1 - z^{-1}} \quad (5-1-27)$$

式中, 转移函数的上标 21 表示电路的输入在  $\phi_1$  为高电平时取样, 在  $\phi_2$  为高电平时输出。

### 3. 对寄生电容不敏感的反相开关电容积分器

图 5-1-4(b) 所示反相开关电容积分器中的寄生电容如图 5-1-6 中虚线部分所示。其中  $C_{p1}$  代表由电容器  $C_1$  顶板产生的寄生电容以及两个开关管  $T_1$  和  $T_2$  产生的非线性寄生电容。  $C_{p2}$  代表电容器  $C_1$  底板的寄生电容,  $C_{p3}$  代表电容器  $C_2$  的顶板产生的寄生电容、运算放大器的输入电容和开关管  $T_2$  的电容。  $C_{p4}$  代表电容器  $C_2$  的底板产生的寄生电容以及运算放大器输出端接的负载电容。

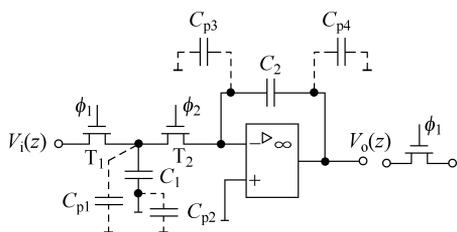


图 5-1-6 开关电容积分器中的寄生电容

电容  $C_{p2}$  的两端总是接地的； $C_{p3}$  总是接在虚地和地之间，所以它们的充放电过程对电路的工作没有影响； $C_{p4}$  接在运放的输出端，对运算放大器的工作速度有影响，但不影响运算放大器的输出。寄生电容  $C_{p1}$  和开关电容  $C_1$  并联，可对外等效为一个电容  $C_{p1} + C_1$ ，因而式(5-1-26)中的  $C_1$  应该替换为  $C_{p1} + C_1$ ，考虑寄生电容  $C_{p1}$  影响后图 5-1-6 所示电路的转移函数为

$$H^{11}(z) = \frac{V_o(z)}{V_i(z)} = -\frac{C_1 + C_{p1}}{C_2} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (5-1-28)$$

由前面的分析可以看出，寄生电容对开关电容积分器电路特性的影响较大，也就是说这种电路对寄生电容是敏感的，在实际应用中，总是希望采用对寄生电容不敏感的开关电容积分器，图 5-1-7 为对寄生电容不敏感的开关电容反相积分器，其中虚线部分表示寄生电容。

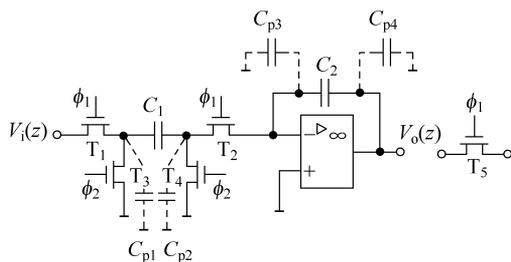


图 5-1-7 对寄生电容不敏感的开关电容反相积分器中的寄生电容

图 5-1-7 中的寄生电容  $C_{p3}$  总是接在虚地和地之间，所以它们对电路的工作没有影响。 $C_{p4}$  接在运算放大器的输出端和地之间，它对运算放大器的工作速度有影响，但不影响运算放大器的输出。 $C_{p2}$  要么是通过开关管  $T_4$  接地(当  $\phi_2$  为高电平时)，要么是通过  $T_2$  接运放的虚地端(当  $\phi_1$  为高电平时)，所以它也不影响积分器的工作。接下来分析寄生电容  $C_{p1}$ ，当  $\phi_1$  为高电平时， $T_1$  和  $T_2$  导通， $T_3$  和  $T_4$  截止，此时电容  $C_1$  通过  $T_2$  接运放的虚地端， $C_1$  和  $C_{p1}$  同时被充电到  $V_i$ ，因此不会影响  $C_1$  中的电荷；当  $\phi_2$  为高电平时， $T_1$  和  $T_2$  截止， $T_3$  和  $T_4$  导通，寄生电容  $C_{p1}$  被开关管  $T_3$  短路放电，其放电电流不会通过电容  $C_1$  从而影响  $C_2$  中的电荷积累，所以寄生电容  $C_{p1}$  也不会影响积分器的工作。

所以图 5-1-7 所示开关电容积分器对寄生电容不敏感，除去其中的所有寄生电容，得到图 5-1-8(a)，接下来对该积分器的传递函数进行分析。

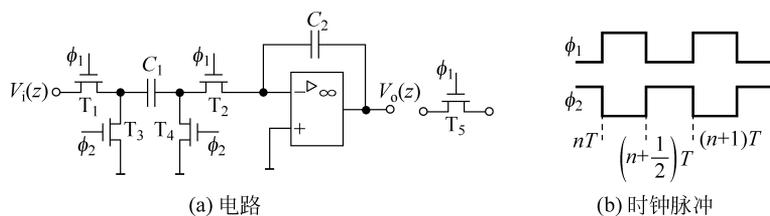


图 5-1-8 对寄生电容不敏感的开关电容反相积分器电路及时钟脉冲

在  $t = \left(n + \frac{1}{2}\right)T$  时刻,  $\phi_1$  为低电平,  $\phi_2$  为高电平,  $T_1$  和  $T_2$  截止,  $T_3$  和  $T_4$  导通, 对应电路如图 5-1-9(a) 所示, 此时电容  $C_1$  中的电荷通过  $T_3$  和  $T_4$  放电至零, 电容  $C_2$  中的电荷保持不变, 即

$$C_2 V_o \left[ \left(n + \frac{1}{2}\right) T \right] = C_2 V_o (nT) \quad (5-1-29)$$

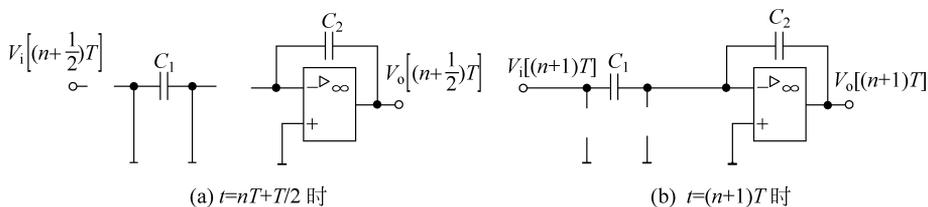


图 5-1-9 对寄生电容不敏感的开关电容反相积分器等效电路

当  $t = (n+1)T$  时,  $\phi_1$  为高电平,  $\phi_2$  为低电平,  $T_1$  和  $T_2$  导通,  $T_3$  和  $T_4$  截止, 对应电路如图 5-1-9(b) 所示, 此时电容  $C_1$  被充电到  $V_i$ , 同时  $C_1$  的充电电流也流过  $C_2$ , 从而影响  $C_2$  中的电荷,  $C_2$  的净电荷等于  $C_2$  原来的电荷减去  $C_1$  转移到  $C_2$  的电荷, 即

$$C_2 V_o [(n+1)T] = C_2 V_o \left[ \left(n + \frac{1}{2}\right) T \right] - C_1 V_i [(n+1)T] \quad (5-1-30)$$

将式(5-1-29)代入式(5-1-30), 采用离散时间变量并整理后有

$$V_o(n+1) = V_o(n) - \frac{C_1}{C_2} V_i(n+1) \quad (5-1-31)$$

因此得到图 5-1-8(a) 所示对寄生电容不敏感的开关电容反相积分器的  $z$  域转移函数为

$$H^{11}(z) = \frac{V_o(z)}{V_i(z)} = -\frac{C_1}{C_2} \frac{1}{1-z^{-1}} \quad (5-1-32)$$

用同样的分析方法可以得到输出电压  $V_o$  在  $\phi_2$  为高电平时的  $z$  域转移函数为

$$H^{21}(z) = \frac{V_o(z)}{V_i(z)} = -\frac{C_1}{C_2} \frac{z^{-\frac{1}{2}}}{1-z^{-1}} \quad (5-1-33)$$

#### 4. 对寄生电容不敏感的同相开关电容积分器

为获得开关电容同相积分器, 可采取相同方式将图 4-2-6 所示有源 RC 同相积分器

中的电阻  $R$  用开关电容等效电阻取代。但更好的方法是对图 5-1-8(a) 所示电路的开关控制信号进行适当的变化, 就可以得到对寄生电容不敏感的开关电容同相积分器, 如图 5-1-10(a) 所示。就电路结构而言, 这两个积分器是完全一样的, 只是时钟的配置不同, 在开关电容网络设计中经常用改换时钟配置的方法来实现不同功能的电路。

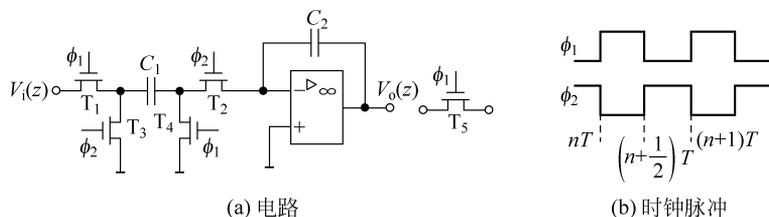


图 5-1-10 对寄生电容不敏感的开关电容同相积分器电路及时钟脉冲

在  $t=nT$  时刻,  $\phi_1$  为高电平,  $\phi_2$  为低电平,  $T_1$  和  $T_4$  导通,  $T_2$  和  $T_3$  截止, 对应电路如图 5-1-11(a) 所示, 此时电容  $C_1$  电荷被充至  $C_1 V_i(nT)$ ,  $C_2$  电荷为  $C_2 V_o(nT)$ 。

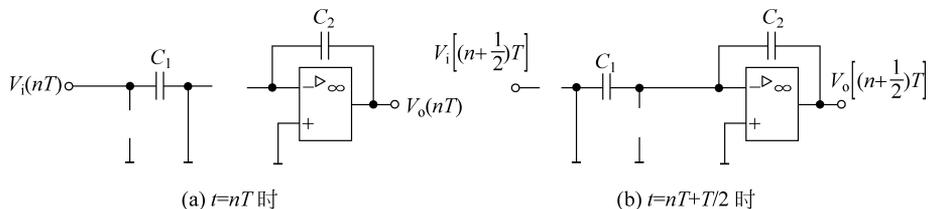


图 5-1-11 对寄生电容不敏感的开关电容同相积分器等效电路

在  $t = \left(n + \frac{1}{2}\right) T$  时刻,  $\phi_1$  为低电平,  $\phi_2$  为高电平,  $T_1$  和  $T_4$  截止,  $T_2$  和  $T_3$  导通, 对应电路如图 5-1-11(b) 所示, 此时电容  $C_1$  向电容  $C_2$  反向充电, 由于电容  $C_1$  接在地和运放虚地端之间, 导致其电荷为零,  $C_2$  电荷为  $C_2 V_o \left[ \left(n + \frac{1}{2}\right) T \right]$ , 电荷守恒方程为

$$C_2 V_o \left[ \left(n + \frac{1}{2}\right) T \right] = C_2 V_o(nT) + C_1 V_i(nT) \quad (5-1-34)$$

在  $t = (n+1)T$  时刻,  $\phi_1$  为高电平,  $\phi_2$  为低电平,  $T_1$  和  $T_4$  导通,  $T_2$  和  $T_3$  截止, 对应电路与图 5-1-11(a) 相同, 由该电路可以看出, 电容  $C_2$  电压将继续维持为  $V_o \left[ \left(n + \frac{1}{2}\right) T \right]$ , 即

$$V_o[(n+1)T] = V_o \left[ \left(n + \frac{1}{2}\right) T \right] \quad (5-1-35)$$

将式(5-1-35)代入式(5-1-34), 有

$$C_2 V_o[(n+1)T] = C_2 V_o(nT) + C_1 V_i(nT) \quad (5-1-36)$$

采用离散时间变量并整理后有

$$V_o(n+1) = V_o(n) + \frac{C_1}{C_2} V_i(n) \quad (5-1-37)$$

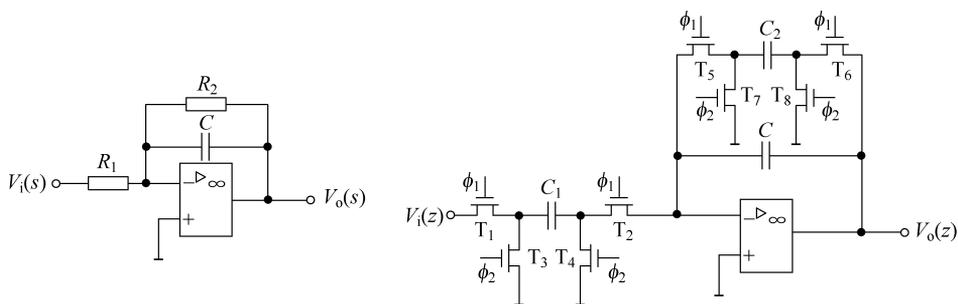
因此得到图 5-1-10(a)所示电路的  $z$  域转移函数为

$$H^{11}(z) = \frac{V_o(z)}{V_i(z)} = \frac{C_1}{C_2} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (5-1-38)$$

由式(5-1-38)可以看出,该电路是一个同相积分器。

### 5. 开关电容网络的信号流图分析

将图 5-1-12(a)所示的有源 RC 反相电阻积分器中的电阻用对寄生电容不敏感的开关电容等效电阻取代就可以得到对应的对寄生电容不敏感的反相开关电容电阻积分器,对应电路如图 5-1-12(b)所示,对该电路的分析可以采用前面的方法,但其过程较为烦琐,也可采用接下来介绍的信号流图法来进行讨论分析。



(a) 有源 RC 反相电阻积分器

(b) 对寄生电容不敏感的反相开关电容电阻积分器

图 5-1-12 反相开关电容电阻积分器

前面利用开关电容电路电荷平衡关系来研究开关电容网络的方法,其优点是概念清楚,但其缺点是分析过程比较麻烦,特别是对于比较复杂的电路更是如此。在实际应用中可用信号流图的方法来分析和研究开关电容网络,接下来以图 5-1-13 所示的有三个输入端的对寄生电容不敏感的开关电容网络为例进行分析。

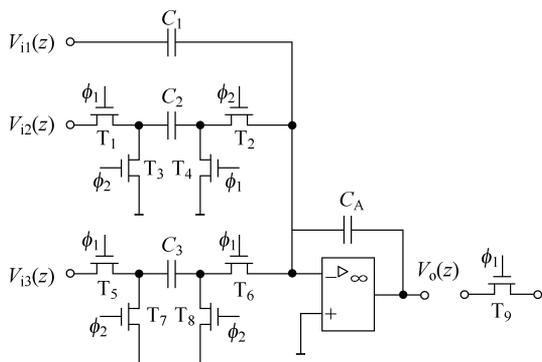


图 5-1-13 有三个输入端的对寄生电容不敏感的开关电容网络

当输入  $V_{12}(z)$  和  $V_{13}(z)$  为 0, 仅由输入  $V_{11}(z)$  单独作用时,图 5-1-13 所示开关电容

网络的输入-输出关系为简单的反比例关系,其输出  $V'_o(z)$  为

$$V'_o(z) = -\frac{C_1}{C_A} V_{i1}(z) \quad (5-1-39)$$

当输入  $V_{i1}(z)$  和  $V_{i3}(z)$  为 0, 仅由输入  $V_{i2}(z)$  单独作用时, 图 5-1-13 所示开关电容网络的输入-输出关系与图 5-1-10(a) 相同, 为同相积分关系, 其输出  $V''_o(z)$  为

$$V''_o(z) = \frac{C_2}{C_A} \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} V_{i2}(z) \quad (5-1-40)$$

当输入  $V_{i1}(z)$  和  $V_{i2}(z)$  为 0, 仅由输入  $V_{i3}(z)$  单独作用时, 图 5-1-13 所示开关电容网络的输入-输出关系与图 5-1-8(a) 相同, 为反相积分关系, 其输出  $V'''_o(z)$  为

$$V'''_o(z) = -\frac{C_3}{C_A} \frac{1}{1-z^{-1}} V_{i3}(z) \quad (5-1-41)$$

根据叠加原理可知, 可得图 5-1-13 电路的输出电压为

$$\begin{aligned} V_o(z) &= V'_o(z) + V''_o(z) + V'''_o(z) \\ &= -\frac{C_1}{C_A} V_{i1}(z) + \frac{C_2}{C_A} \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} V_{i2}(z) - \frac{C_3}{C_A} \frac{1}{1-z^{-1}} V_{i3}(z) \\ &= \frac{1}{C_A} \frac{1}{1-z^{-1}} [-C_1(1-z^{-1})V_{i1}(z) + C_2 z^{-1} V_{i2}(z) - C_3 V_{i3}(z)] \quad (5-1-42) \end{aligned}$$

式(5-1-42)的电压关系可用图 5-1-14 所示的信号流图表示, 电路中与运算放大器有关的部分在信号流图中用方框图表示。电路的三个不同输入支路在信号流图中用三个不同的因子表示, 对于包含电容  $C_1$  的输入支路, 其增益因子为  $-C_1(1-z^{-1})$ ; 对于包含电容  $C_2$  的开关电容输入支路, 其增益因子为  $C_2 z^{-1}$ ; 对于包含电容  $C_3$  的开关电容输入支路, 其增益因子为  $-C_3$ 。

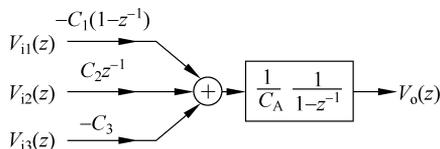


图 5-1-14 图 5-1-13 所示开关电容网络的信号流图

因此对于如图 5-1-13 所示的这类较为复杂的开关电容网络, 可以先画出其信号流图, 然后直接写出相应电路的转移函数, 从而简化分析。

接下来用信号流图法对图 5-1-12(b) 所示对寄生电容不敏感的开关电容反相阻尼积分器进行分析, 可以把该电路看成是一个具有两个输入的积分器, 第一个输入是  $V_i(z)$ , 它通过包含电容  $C_1$  的开关电容加到运算放大器的反相输入端; 第二个输入是  $V_o(z)$ , 它通过包含电容  $C_2$  的开关电容加到运算放大器的反相输入端, 因此可用图 5-1-15 所示的信号流图来表示其输入-输出关系。

根据该信号流图可直接写出该电路的输出为

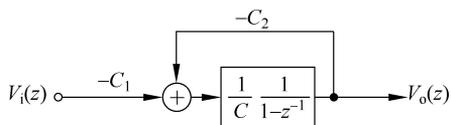


图 5-1-15 图 5-1-12(b)所示电路的信号流图

$$V_o(z) = \frac{1}{C} \frac{1}{1-z^{-1}} [-C_1 V_i(z) - C_2 V_o(z)] \quad (5-1-43)$$

整理后可求得该电路的转移函数为

$$H(z) = \frac{V_o(z)}{V_i(z)} = -\frac{\frac{C_1}{C}z}{\left(1 + \frac{C_2}{C}\right)z - 1} \quad (5-1-44)$$

由式(5-1-44)可以看出,图 5-1-15(a)所示电路是反相阻尼积分器电路,其中的  $C_2/C$  是阻尼项。

### 5.1.3 开关电容滤波器分析与设计

开关电容滤波器的设计方法主要包括直接设计法和变换设计法两种。

所谓直接设计法,就是首先设计出符合要求的  $s$  域滤波器的转移函数  $H(s)$ ,再直接将  $s$  域的转移函数  $H(s)$  变换为  $z$  域的转移函数  $H(z)$ ,然后利用基本开关电容模块通过级联法、信号流图法等方法对  $H(z)$  直接进行综合,最终实现开关电容滤波器。

所谓变换设计法,就是首先根据满足滤波要求的  $s$  域转移函数  $H(s)$  设计出  $s$  域滤波器的电路,再根据  $s$  域到  $z$  域的变换关系,将  $s$  域滤波器变换为  $z$  域的滤波器,从而完成开关电容滤波器的设计。

$s$  域与  $z$  域的变换关系有多种,最基本的变换方法就是开关电容等效电阻的方法,另外还有更严格的变换方法,如双线性变换法、LDI 变换法等。

#### 1) 开关电容等效电阻法

这种设计方法在前面的开关电容积分器已做介绍,该方法直接将有源或无源  $RC$  网络中的电阻  $R$  用开关电容等效电阻替代,从而得到对应的开关电容滤波器。这种设计方法最方便、最直观,但其主要用于对精度要求不高的滤波器设计。对于精度要求较高的滤波器设计,通常采用更严格的变换方法如双线性变换法、LDI 变换法等方法进行设计。

#### 2) 双线性变换法

双线性变换的正变换是将  $H(s)$  中的  $s$  用式(5-1-45)进行替换,即可将  $H(s)$  变换为对应的  $z$  域转移函数  $H(z)$ 。

$$s = \frac{z-1}{z+1} \quad (5-1-45)$$

由式(5-1-45)可求得双线性变换的反变换式为

$$z = \frac{1+s}{1-s} \quad (5-1-46)$$

双线性变换中连续时间滤波器的角频率(变换前的角频率) $\Omega$ 和离散域的角频率(变换后的角频率) $\omega$ 的关系为

$$\Omega = \tan\left(\frac{\omega}{2}\right) \quad (5-1-47)$$

可见,在双线性变换中,模拟频率与离散频率之间不是线性关系,使得频率轴发生畸变。因此,在高精度开关电容滤波器的设计中,需要根据式(5-1-47)对连续时间滤波器的频率特性进行预畸变。

### 3) LDI 变换法

采用双线性变换法设计的开关电容滤波器在具体集成实现时会遇到一些实际问题。如当时钟频率较高时,电容值太小、电容的比值偏大。另外,用双线性变换法设计出的开关电容滤波器的寄生电容比较大,影响滤波器的性能。采用 LDI 变换法设计的开关电容滤波器能保持原连续时间滤波器的特性,具有较低的灵敏度和较合适的电容比值。

LDI 变换的正变换是将  $H(s)$  中的  $s$  用式(5-1-48)进行替换,即可将  $H(s)$  变换为对应的  $z$  域转移函数  $H(z)$

$$s = z^{\frac{1}{2}} - z^{-\frac{1}{2}} \quad (5-1-48)$$

LDI 变换中连续时间滤波器角频率  $\Omega$  和离散域角频率  $\omega$  的关系为

$$\Omega = \sin\left(\frac{\omega}{2}\right) \quad (5-1-49)$$

可见,在 LDI 变换中,模拟频率与离散频率之间也不是线性关系,使得频率轴发生畸变,因此,在高精度开关电容滤波器的设计中,也需要根据式(5-1-49)对连续时间滤波器的频率特性进行预畸变。

### 1. 一阶开关电容滤波器分析与设计

将有源 RC 滤波器中的每个电阻用开关电容等效电路替代,即可得到其对应的开关电容滤波器,在信号频率远低于开关的时钟频率时,这样所得到的开关电容滤波器的滤波特性与对应的有源 RC 滤波器的特性相近。

如图 5-1-16 所示为一阶有源 RC 滤波器,将其中的电阻  $R_2$  和  $R_3$  用与之等效的开关电容电路替换,所得到的一阶开关电容滤波器如图 5-1-17(a) 所示。

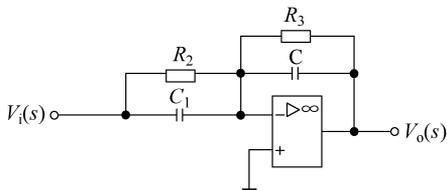


图 5-1-16 一阶有源 RC 滤波器电路

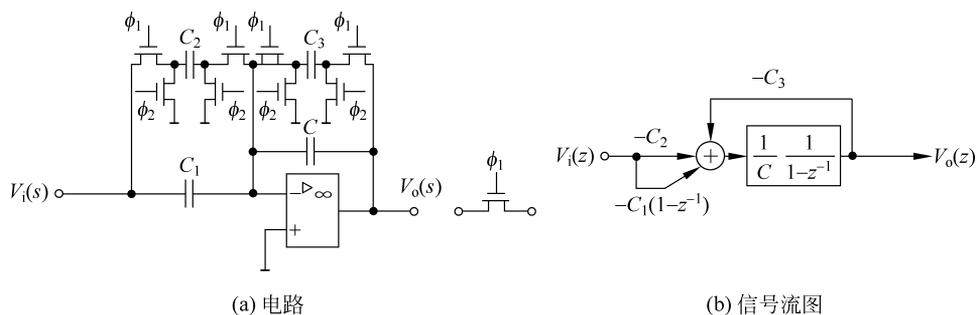


图 5-1-17 一阶开关电容滤波器

图 5-1-17(a) 所示电路的信号流程图如图 5-1-17(b) 所示, 根据该信号流程图可直接写出图 5-1-17(a) 所示电路的输入-输出关系为

$$V_o(z) = \frac{1}{C} \frac{1}{1-z^{-1}} [-C_3 V_o(z) - C_2 V_i(z) - C_1(1-z^{-1}) V_i(z)] \quad (5-1-50)$$

整理后可求得该电路的转移函数为

$$H(z) = \frac{V_o(z)}{V_i(z)} = -\frac{\frac{C_1 + C_2}{C} z - \frac{C_1}{C}}{\left(1 + \frac{C_3}{C}\right) z - 1} \quad (5-1-51)$$

## 2. 双二次型开关电容滤波器分析与设计

双二次型开关电容滤波器的基本电路结构有两种: 一种适合于低  $Q$  电路的设计, 称为低  $Q$  双二次型开关电容滤波电路结构; 另一种适合于高  $Q$  电路的设计, 称为高  $Q$  双二次型开关电容滤波电路结构。

### 1) 低 $Q$ 双二次型开关电容滤波器的分析与设计

设双二次型滤波器的  $s$  域转移函数的形式为

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{m_2 s^2 + m_1 s + m_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (5-1-52)$$

式中,  $\omega_0$  和  $Q$  分别表示  $H(s)$  的极点频率和品质因数。

式(5-1-52)可变形为

$$V_o(s) = \left(-m_2 - \frac{m_1}{s}\right) V_i(s) - \frac{\omega_0}{Qs} V_o(s) - \frac{m_0}{s^2} V_i(s) - \frac{\omega_0^2}{s^2} V_o(s) \quad (5-1-53)$$

式(5-1-53)可以由以下两个积分器构成

$$V_{c1}(s) = -\frac{1}{s} \left[ \frac{m_0}{\omega_0} V_i(s) + \omega_0 V_o(s) \right] \quad (5-1-54)$$

$$V_o(s) = -\frac{1}{s} \left[ (m_1 + m_2 s) V_i(s) + \frac{\omega_0}{Q} V_o(s) - \omega_0 V_{c1}(s) \right] \quad (5-1-55)$$

式(5-1-54)和式(5-1-55)所对应的信号流图如图 5-1-18 所示。

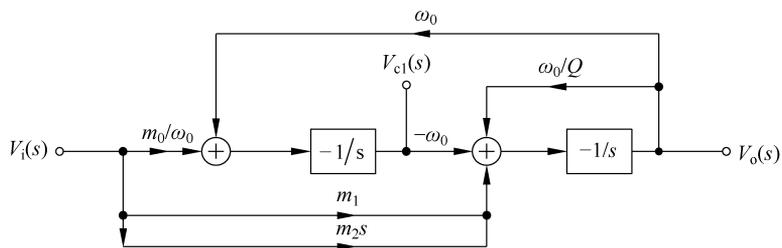


图 5-1-18 连续时间双二次型滤波器的信号流图

对应的有源 RC 电路如图 5-1-19 所示,为了便于设计,电容  $C_A$  和  $C_B$  均设为单位 1。

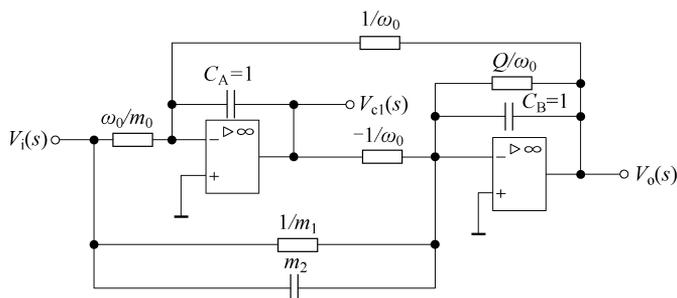


图 5-1-19 连续时间双二次型滤波器的有源 RC 电路

将图 5-1-19 中的 5 个电阻用开关电容电路替代即可得到对应的开关电容双二次型滤波器电路如图 5-1-20 所示。其中,正电阻用无延迟的开关电容电路实现,负电阻  $-1/\omega_0$  用有延迟的开关电容电路实现。

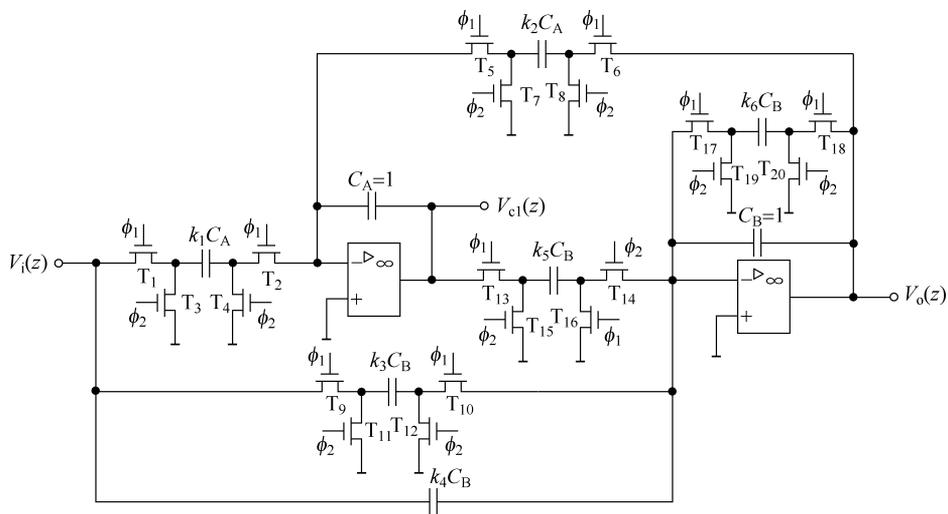


图 5-1-20 开关电容双二次型滤波器电路

图 5-1-20 所示开关电容双二次型滤波器对应的信号流图如图 5-1-21 所示。

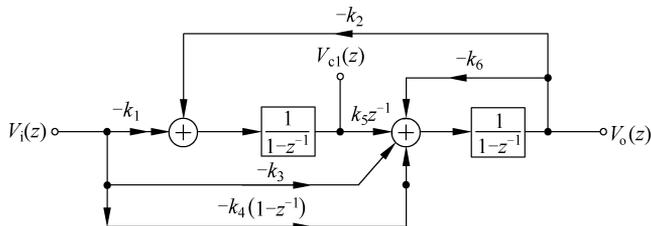


图 5-1-21 图 5-1-20 所示开关电容双二次型滤波器对应的信号流图

由图 5-1-21 所示的信号流图可以得到图 5-1-20 所示滤波器的转移函数为

$$H(z) = \frac{V_o(z)}{V_i(z)} = -\frac{(k_3 + k_4)z^2 + (k_1k_5 - k_3 - 2k_4)z + k_4}{(1 + k_6)z^2 + (k_2k_5 - k_6 - 2)z + 1} \quad (5-1-56)$$

若需要设计开关电容双二次型滤波器的转移函数为

$$H(z) = -\frac{a_2z^2 + a_1z + a_0}{b_2z^2 + b_1z + 1} \quad (5-1-57)$$

对比式(5-1-56)和式(5-1-57),即可得到其设计方程如下:

$$k_4 = a_0 \quad (5-1-58)$$

$$k_3 = a_2 - a_0 \quad (5-1-59)$$

$$k_1k_5 = a_0 + a_1 + a_2 \quad (5-1-60)$$

$$k_6 = b_2 - 1 \quad (5-1-61)$$

$$k_2k_5 = b_1 + b_2 + 1 \quad (5-1-62)$$

通常情况下,为优化动态范围,尽量使两积分器的时间常数相等,即需要满足

$$k_2 = k_5 = \sqrt{b_1 + b_2 + 1} \quad (5-1-63)$$

## 2) 高 Q 双二次型开关电容滤波器的分析与设计

图 5-1-20 所示电路主要适合于低 Q 双二次型开关电容滤波电路的设计,因此称为低 Q 双二次型开关电容滤波电路结构。若用该电路对高 Q 电路进行设计,则所设计出的电路中电容元件的比值较大,可以采用以下方法设计高 Q 双二次型开关电容滤波器。

式(5-1-52)也可由以下两个积分器构成

$$V_o(s) = -\frac{1}{s} [m_2sV_i(s) - \omega_0V_{c1}(s)] \quad (5-1-64)$$

$$V_{c1}(s) = -\frac{1}{s} \left[ \left( \frac{m_0}{\omega_0} + \frac{m_1}{\omega_0}s \right) V_i(s) + \omega_0V_o(s) + \frac{1}{Q}sV_o(s) \right] \quad (5-1-65)$$

式(5-1-64)和式(5-1-65)所对应的信号流图如图 5-1-22 所示。

对应的有源 RC 电路如图 5-1-23 所示,为了方便,电容  $C_1$  和  $C_2$  均设为单位 1。

对应的开关电容双二次型电路如图 5-1-24 所示,该电路适合于高 Q 双二次型开关电容滤波电路的设计,称为高 Q 双二次型开关电容滤波电路结构。

采用前面相同的分析,利用信号流图可以得到图 5-1-24 所示开关电容双二次型滤波器的转移函数为

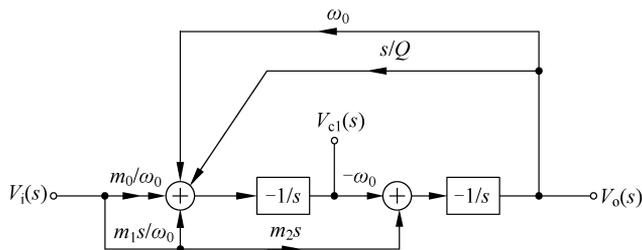


图 5-1-22 连续时间双二次型滤波器的信号流图

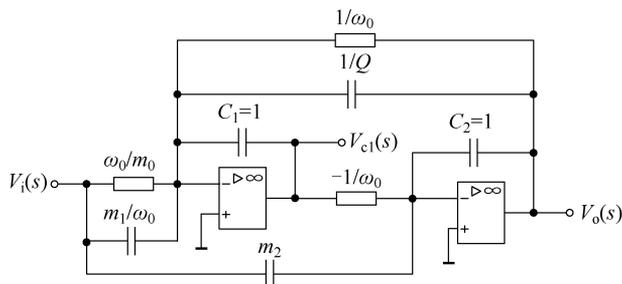


图 5-1-23 连续时间双二次滤波器的有源 RC 实现

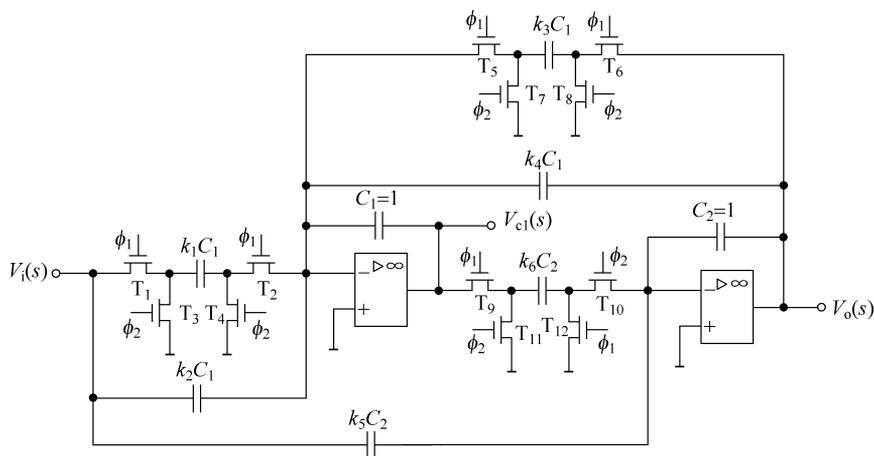


图 5-1-24 高 Q 开关电容双二次型滤波器

$$H(z) = \frac{V_o(z)}{V_i(z)} = -\frac{k_5 z^2 + (k_1 k_6 + k_2 k_6 - 2k_5)z + (k_5 - k_2 k_6)}{z^2 + (k_3 k_6 + k_4 k_6 - 2)z + (1 - k_4 k_6)} \quad (5-1-66)$$

若需要设计开关电容双二次型滤波器的转移函数为

$$H(z) = -\frac{a_2 z^2 + a_1 z + a_0}{z^2 + b_1 z + b_0} \quad (5-1-67)$$

对比式(5-1-58)和式(5-1-59),即可得到其设计方程如下:

$$k_5 = a_2 \quad (5-1-68)$$

$$k_1 k_6 = a_0 + a_1 + a_2 \quad (5-1-69)$$

$$k_2 k_6 = a_2 - a_0 \quad (5-1-70)$$

$$k_3 k_6 = b_0 + b_1 + 1 \quad (5-1-71)$$

$$k_4 k_6 = 1 - b_0 \quad (5-1-72)$$

通常情况下,为优化动态范围,尽量使两积分器的时间常数相等,即需要满足

$$k_3 = k_6 = \sqrt{b_0 + b_1 + 1} \quad (5-1-73)$$

### 3. 高阶开关电容滤波器分析与设计

高阶开关电容滤波器可以通过一阶和二阶开关电容滤波器级联的方法实现,也可以基于对无源 LC 梯形网络运算模拟的方法来实现。接下来以图 5-1-25 所示的双端接电阻的归一化五阶 LC 梯形全极点低通无源滤波器为例,介绍基于网络运算模拟法实现开关电容滤波器的设计方法。

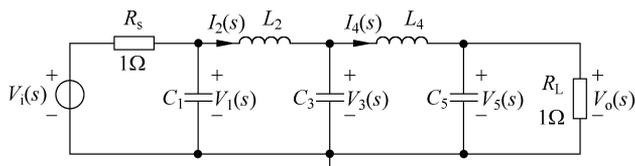


图 5-1-25 双端接电阻的五阶 LC 梯形全极点低通无源滤波器

以电感电流和电容电压为变量,列出图 5-1-25 所示电路的状态方程如下:

$$\begin{cases} V_1(s) = \frac{1}{1 + sC_1 R_S} [V_i(s) - R_S I_2(s)] \\ I_2(s) = \frac{1}{sL_2} [V_1(s) - V_3(s)] \\ V_3(s) = \frac{1}{sC_3} [I_2(s) - I_4(s)] \\ I_4(s) = \frac{1}{sL_4} [V_3(s) - V_5(s)] \\ V_5(s) = \frac{1}{sC_5} \left[ I_4(s) - \frac{V_5(s)}{R_L} \right] \end{cases} \quad (5-1-74)$$

由于开关电容电路为压控电路,所以需要将式(5-1-74)变形为

$$\begin{cases} V_1(s) = \frac{1}{1 + sC_1 R_S} [V_i(s) - R_S I_2(s)] \\ R_S I_2(s) = \frac{1}{\frac{L_2}{s} R_S} [V_1(s) - V_3(s)] \\ V_3(s) = \frac{1}{sC_3 R_S} [R_S I_2(s) - R_S I_4(s)] \\ R_S I_4(s) = \frac{1}{\frac{L_4}{s} R_S} [V_3(s) - V_5(s)] \\ V_5(s) = V_o(s) = \frac{1}{sC_5 R_S} \left[ R_S I_4(s) - \frac{R_S}{R_L} V_o(s) \right] \end{cases} \quad (5-1-75)$$

由式(5-1-75)可得图 5-1-25 所示滤波器电路所对应的运算框图如图 5-1-26 所示(其中  $R_S=R_L=1\Omega$ ),可以看出该运算框图由图 5-1-27(a)所示的基本节组成,该基本节可以用图 5-1-27(b)所示积分器来实现,该积分器的输出电压与两个输入电压之差相关,所以称为开关电容差分积分器,其简化画法如图 5-1-27(c)所示。

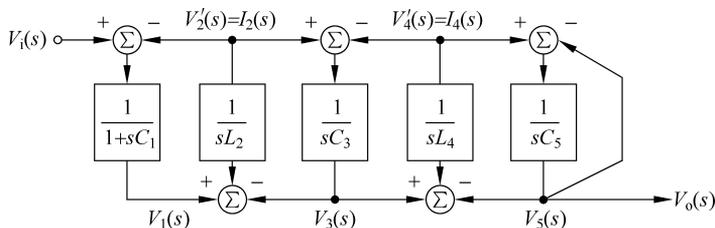


图 5-1-26 双端接电阻的五阶 LC 梯形全极点低通无源滤波器运算框图

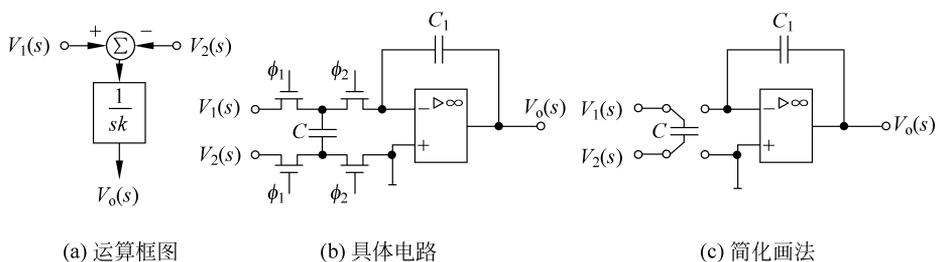


图 5-1-27 开关电容差分积分器

用开关电容差分积分器实现图 5-1-26 所示运算框图的具体电路如图 5-1-28 所示。

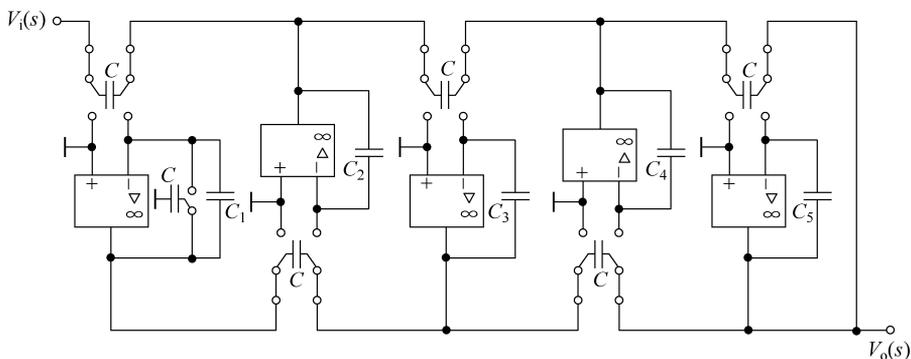


图 5-1-28 五阶开关电容低通滤波器

## 5.2 开关变换电路分析与设计

假设输入直流电压  $U_g=100\text{V}$ ,需要设计一个电路将其转换为  $50\text{V}$  的直流电压,输出电流为  $10\text{A}$ ,在这里为了简化设计,将负载等效为  $5\Omega$  的电阻。

### 设计方案 1: 串联电阻

利用串联电阻进行分压,电路如图 5-2-1 所示,可以计算得知输入  $U_g$  提供的功率  $P_{in}=1000W$ ,输出功率  $P_{out}=500W$ ,其功率损耗  $P_{loss}=500W$ ,效率仅为 50%。

### 设计方案 2: 串联线性稳压器

电路如图 5-2-2 所示,工作在线性工作模式的功率晶体管取代了图 5-2-1 中的电阻,其基极电流由反馈系统控制从而获得所期望的输出电压。该电路中线性工作模式晶体管的功率损耗,大致与图 5-2-1 中的电阻相同,导致效率约为 50%。

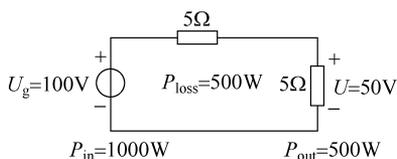


图 5-2-1 用串联电阻实现电压变换

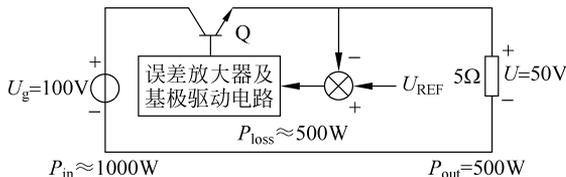
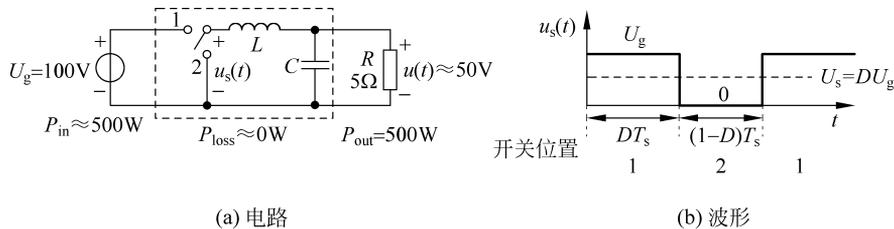


图 5-2-2 用线性稳压实现电压变换

### 设计方案 3: 开关变换器

方案 1 和 2 的效率都不高,究其原因是因为变换器本身消耗了较大的功率,可以采用开关变换器来解决这一问题,电路如图 5-2-3(a)所示。当单刀双掷开关置于位置 1 时,电压  $u_s(t)$  等于输入电压  $U_g$ ,开关置于位置 2 时,电压  $u_s(t)$  为 0。假设该开关的位置按周期  $T_s$  切换,则电压  $u_s(t)$  是周期为  $T_s$  (或频率  $f_s=1/T_s$ ) 的矩形波,如图 5-2-3(b)所示。在此将开关位于位置 1 的时间与整个周期之比定义为占空比  $D$ ,因此其值应该为  $0 \leq D \leq 1$ 。在实际电路中,单刀双掷开关是通过控制电路,采用开关工作模式的半导体器件来实现的。



(a) 电路 (b) 波形

图 5-2-3 用开关变换器实现电压变换

基于傅里叶分析可知: 周期电压  $u_s(t)$  的直流分量  $U_s$  等于它的平均值。因此,  $u_s(t)$  的直流分量  $U_s$  可以表示为

$$U_s = \frac{1}{T} \int_0^{T_s} u_s(t) dt = DU_g \quad (5-2-1)$$

除了所需的直流分量,电压  $u_s(t)$  还包含交流分量。因此这些交流分量必须被消除,这样才能使输出电压基本上等同于直流分量  $U_s$ ,在图 5-2-3(a)所示电路中采用了 LC 低通滤波器来滤除交流分量。通常情况下 LC 低通滤波器的截止频率远小于开关频率,保证通过滤波器滤波后所得到的输出电压  $u(t)$  基本上只有直流分量  $U_s$ 。

因此可以通过单刀双掷开关对占空比  $D$  的控制来改变直流分量  $U_g$  的数值,本设计中需要将 100V 输入电压转换为 50V 输出电压,只需使其占空比  $D=0.5$ 。

图 5-2-3(a)中的开关变换器称为 Buck 变换器,在理想情况下,当处于闭合状态时,开关两端电压为零;当处于断开状态时,流过开关的电流为零,因此理想开关的功耗为零。若电感  $L$  及电容  $C$  也是理想的,则整个开关变换器几乎不消耗功率,效率理论上可达 100%。

接下来介绍一种一般的分析方法,用于分析由电感、电容、开关构成的开关变换网络。

### 5.2.1 开关变换电路的稳态分析

#### 1. 小纹波近似

由于 5-2-3(a)中的  $LC$  低通滤波器不可能完美地完全消除交流分量,导致在实际电路中输出电压  $u(t)$  由所期望的直流分量  $U$  叠加一个小的交流分量  $u_{\text{ripple}}(t)$  所组成,该交流分量由低通滤波器对谐波的不完整衰减所产生, $u(t)$  的波形如图 5-2-4 所示。

因此输出电压  $u(t)$  可表示为

$$u(t) = U + u_{\text{ripple}}(t) \quad (5-2-2)$$

对于一个性能良好的开关变换器来说,输出电压的纹波应该非常小,即  $|u_{\text{ripple}}(t)| \ll U$ ,图 5-2-4 中  $u_{\text{ripple}}(t)$  的大小有所夸大。因此在稳态分析和建模中电压纹波  $u_{\text{ripple}}(t)$  可以忽略。

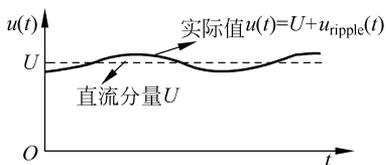


图 5-2-4 实际输出电压波形

$$u(t) \approx U \quad (5-2-3)$$

这种近似称为小纹波近似,基于小纹波近似可大大简化稳态分析过程。

#### 2. 电感伏秒平衡

接下来分析图 5-2-3(a)所示电路稳态时的电感电流波形,第一阶段(开关在位置 1)所对应电路如图 5-2-5(a)所示,此时电感  $L$  的电压  $u_L(t)$  可表示为

$$u_L(t) = U_g - u(t) \quad (5-2-4)$$

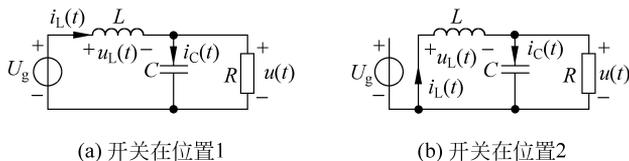


图 5-2-5 Buck 变换器电路

运用式(5-2-3)所示小纹波近似,以  $u(t)$  的直流分量  $U$  代替  $u(t)$ ,则

$$u_L(t) \approx U_g - U \quad (5-2-5)$$

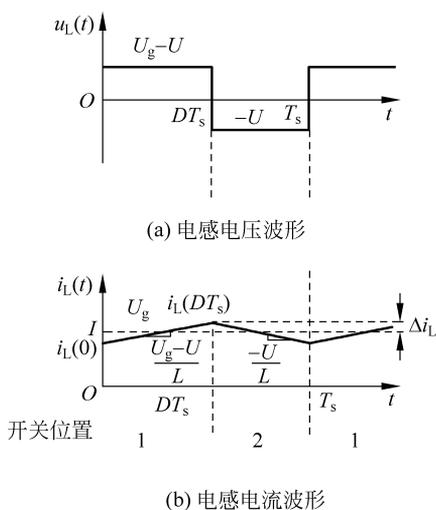


图 5-2-6 Buck 变换器稳态波形图

整个周期中,电感电压和电流的参考方向应保持不变。

此时的电感电压  $u_L(t)$  可表示为

$$u_L(t) = -u(t) \quad (5-2-8)$$

使用小纹波近似,电感电压  $u_L(t)$  可表示为

$$u_L(t) \approx -U \quad (5-2-9)$$

因此,第二阶段的电感电压  $u_L(t)$  也基本不变,如图 5-2-6(a) 所示。将式(5-2-9)代入式(5-2-6),可得出电感电流  $i_L(t)$  的斜率为

$$\frac{di_L(t)}{dt} \approx \frac{-U}{L} \quad (5-2-10)$$

因此,当开关在位置 2 时,电感电流  $i_L(t)$  的斜率为负且基本不变化,电感电流呈线性减小,如图 5-2-6(b) 所示。

观察图 5-2-6(b) 所示波形,发现电感电流  $i_L(t)$  开始于初始值  $i_L(0)$ 。开关在位置 1 时,电感电流  $i_L(t)$  以式(5-2-7)的斜率增长,当  $t = DT_s$  时,开关位置变到 2,电感电流  $i_L(t)$  以式(5-2-10)的斜率减小。当  $t = T_s$  时,开关的位置变化又回到 1,然后不断重复这个过程。

图 5-2-6(b) 所示是开关变换器工作在稳态时的电感电流  $i_L(t)$  波形,接下来分析当开关变换器刚开始工作时,电感电流会发生什么变化,其波形如图 5-2-7 所示。假设电感电流和输出电压初始值均为零,即  $i_L(0) = 0$  和  $u(0) = 0$ 。先分析第一个开关周期,由于  $u(0) = 0$ ,第一阶段(开关在位置 1)的电感电流将以斜率  $U_g/L$  增加;接着开关处于位置 2,电感电流斜率基本为零,因此在第一个开关期间内电感电流有所增加,  $i_L(T_s) > i_L(0)$ 。在第一个开关期间内输出电容被充电,使得输出电压  $u(t)$  略有增加。这一过程将在接下去的每个开关周期内重复,电感电流在开关位于位置 1 时增加,在开关位于位置 2 时减小。

所以第一阶段的电感电压  $u_L(t)$  基本不变,等于  $U_g - U$ ,如图 5-2-6(a) 所示。

线性电感  $L$  的电压  $u_L(t)$  和电流  $i_L(t)$  满足以下微分关系:

$$u_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (5-2-6)$$

因此,电感电流  $i_L(t)$  的斜率为

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{u_L(t)}{L} \approx \frac{U_g - U}{L} \quad (5-2-7)$$

所以当开关在位置 1 时,电感电压  $u_L(t)$  基本不变,电感电流  $i_L(t)$  斜率也基本不变,电感电流呈线性增加,如图 5-2-6(b) 所示。

第二阶段(开关在位置 2)对应的电路如图 5-2-5(b) 所示,需要特别注意的是,在开关的

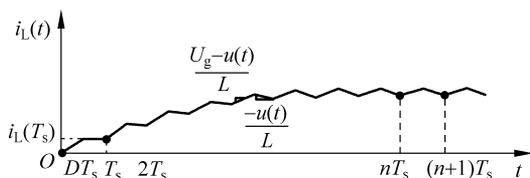


图 5-2-7 变换器开启后的瞬态电感电流波形

随着输出电容继续充电,输出电压  $u(t)$  继续增加,因此在每个开关周期中,第一阶段(开关在位置 1)的电感电流尽管还在增加,但其斜率  $[U_g - u(t)]/L$  将会减小,增速减缓;同理,在第二阶段(开关在位置 2)的电感电流减小,但其斜率  $u(t)/L$  将会负得更多,减速增大。最终会达到以下稳定状态:电感电流在第一阶段增加的量等于在第二阶段减少的量。此时,在一个完整的开关周期内,不会有任何净变动的电感电流,可以表示为  $i_L(nT_s) = i_L[(n+1)T_s]$ ,开关变换器进入稳态工作,稳态时的电感电流波形如图 5-2-6(b) 所示。

根据线性电感的电压电流微分关系式(5-2-6)可求出,在一个开关周期内电感电流  $i_L(t)$  的增量为

$$i_L(T_s) - i_L(0) = \frac{1}{L} \int_0^{T_s} u_L(t) dt \quad (5-2-11)$$

在稳态时,电感电流的初值  $i_L(0)$  和终值  $i_L(T_s)$  是相等的,因此关系式(5-2-11)的左式为零,所以稳态时电感电压  $u_L(t)$  在整周期内的积分必为零。

$$0 = \int_0^{T_s} u_L(t) dt \quad (5-2-12)$$

从几何意义上来说,式(5-2-12)表明在整开关周期内电感电压  $u_L(t)$  与坐标轴围成的面积代数和为零,该面积的单位为伏秒(V·s),因此称为电感伏秒平衡,电感伏秒平衡适用于任何开关变换器的稳态分析。

将式(5-2-12)两侧除以开关周期  $T_s$  得到下式

$$0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} u_L(t) dt = \langle u_L \rangle \quad (5-2-13)$$

式(5-2-13)的右式是  $u_L(t)$  的平均值,或直流分量。因此在稳态时,开关变换器的电感电压  $u_L(t)$  平均直流分量为 0。

重绘图 5-2-6(a) 所示电感电压  $u_L(t)$  波形如图 5-2-8 所示,在整开关周期内  $u_L(t)$  与坐标轴围成两个矩形,因此其面积代数和  $\lambda$  可表示为

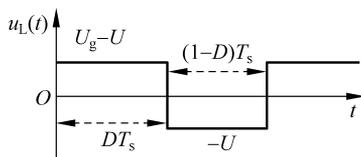


图 5-2-8 Buck 变换器稳态电感电压波形

$$\lambda = \int_0^{T_s} u_L(t) dt = (U_g - U)(DT_s) + (-U)(1 - D)T_s \quad (5-2-14)$$

因此电感电压  $u_L(t)$  的平均值为

$$\langle u_L \rangle = \frac{\lambda}{T_s} = (U_g - U)D + (-U)(1 - D) \quad (5-2-15)$$

稳态时,  $\langle u_L \rangle$  等于零, 得到

$$0 = (U_g - U)D + (-U)(1 - D) = DU_g - U \quad (5-2-16)$$

因此解得

$$U = DU_g \quad (5-2-17)$$

由于  $0 \leq D \leq 1$ , 因此 Buck 变换器的输出电压不会大于输入电压, 称 Buck 变换器为降压变换器。在此引入电压变比  $M(D)$  这一概念, 定义为输出电压与输入电压之比, 由式(5-2-17)可得 Buck 变换器的电压变比为

$$M(D) = \frac{U}{U_g} = D \quad (5-2-18)$$

### 3. 电容安秒平衡

稳态时, 开关变换器除了满足电感伏秒平衡, 还满足电容安秒平衡。

线性电容的电压电流满足以下关系:

$$i_C(t) = C \frac{du_C(t)}{dt} \quad (5-2-19)$$

因此在一个开关周期内电容电压  $u_C(t)$  的增量可表示为

$$u_C(T_s) - u_C(0) = \frac{1}{C} \int_0^{T_s} i_C(t) dt \quad (5-2-20)$$

在稳态时, 电容电压的初值  $u_C(0)$  和终值  $u_C(T_s)$  是相等的, 因此关系式(5-2-20)的左式为零, 所以稳态时电容电流  $i_C(t)$  在整周期内的积分必为零。

$$0 = \int_0^{T_s} i_C(t) dt \quad (5-2-21)$$

从几何意义上来说, 式(5-2-21)表明在整开关周期内电容电流  $i_C(t)$  与坐标轴围成的面积代数和为零, 该面积的单位为安秒(A·s), 因此称为电容安秒平衡, 电容安秒平衡适用于任何开关变换器的稳态分析。

将式(5-2-21)两侧除以开关周期  $T_s$  得到下式

$$0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_C(t) dt = \langle i_C \rangle \quad (5-2-22)$$

可以认为式(5-2-22)的右式是  $i_C(t)$  的平均值, 或直流分量。因此在稳态时, 开关变换器的电容电流  $i_C(t)$  平均直流分量为 0。

**【例 5-2-1】** Boost 变换器如图 5-2-9 所示, 其中图(a)为理想开关描述电路, 图(b)为实际电路, 试分析电路处于稳态时的输出电压以及电感电流。

**解:** 当开关位于位置 1 时(晶体管 Q 导通, 二极管 D 截止), 其等效电路如图 5-2-10(a)

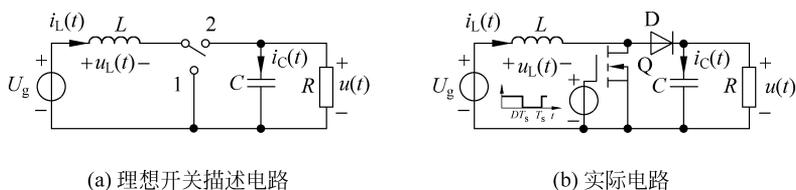


图 5-2-9 Boost 变换器

所示,电感电压  $u_L(t)$  和电容电流  $i_C(t)$  可分别表示为

$$u_L(t) = U_g \quad (5-2-23a)$$

$$i_C(t) = -\frac{u(t)}{R} \quad (5-2-23b)$$

利用小纹波近似,可得

$$u_L(t) = U_g \quad (5-2-24a)$$

$$i_C(t) = -\frac{U}{R} \quad (5-2-24b)$$

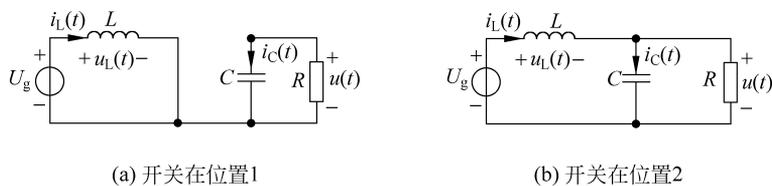


图 5-2-10 Boost 变换器电路

开关位于位置 2 对应电路如图 5-2-10(b)所示,在此期间晶体管 Q 截止,二极管 D 导通,电感电压  $u_L(t)$  和电容电流  $i_C(t)$  可分别表示为

$$u_L(t) = U_g - u(t) \quad (5-2-25a)$$

$$i_C(t) = i_L(t) - \frac{u(t)}{R} \quad (5-2-25b)$$

利用小纹波近似,可得

$$u_L(t) = U_g - U \quad (5-2-26a)$$

$$i_C(t) = I_L - \frac{U}{R} \quad (5-2-26b)$$

由式(5-2-24)和式(5-2-26)可得到电感电压  $u_L(t)$  和电容电流  $i_C(t)$  的波形,如图 5-2-11 所示。

由电感伏秒平衡可得

$$\int_0^{T_s} u_L(t) dt = U_g D T_s + (U_g - U)(1 - D) T_s = 0 \quad (5-2-27)$$

因此

$$U = \frac{U_g}{1 - D} \quad (5-2-28)$$

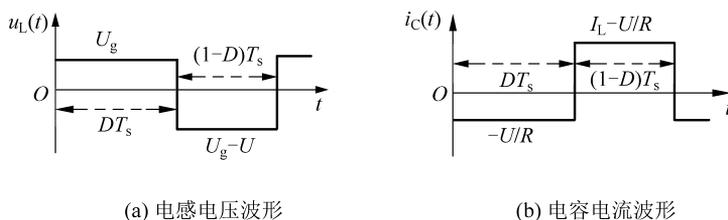


图 5-2-11 Boost 变换器稳态波形图

由于  $1-D < 1$ , 因此输出电压比输入电压高。这一点从图 5-2-11(a) 中可以看出, 在开关位于位置 1 时,  $u_L(t)$  的电压为  $U_g$ , 伏秒值为正, 要满足电感伏秒平衡使得总的伏秒值为零, 开关位于位置 2 时所对应的伏秒值必须为负, 因而  $U_g - U$  必小于零, 所以  $U > U_g$ , 即输出电压大于输入电压, 因此称 Boost 变换器为升压变换器, 其电压变比为

$$M(D) = \frac{U}{U_g} = \frac{1}{1-D} \quad (5-2-29)$$

由电容安秒平衡可得

$$\int_0^{T_s} i_C(t) dt = \left(-\frac{U}{R}\right)DT_s + \left(I_L - \frac{U}{R}\right)(1-D)T_s = 0 \quad (5-2-30)$$

因此

$$I_L = \frac{U}{(1-D)R} \quad (5-2-31)$$

将式(5-2-28)代入式(5-2-31), 则电感电流  $I_L$  可用输入电压  $U_g$  表示为

$$I_L = \frac{U_g}{(1-D)^2 R} \quad (5-2-32)$$

### 5.2.2 开关变换电路的稳态等效电路模型

任何开关变换器应该包括 3 个端口: 电源输入端、电源输出端和控制输入端, 如图 5-2-12 所示。理想情况下, 效率为 100%, 有

$$P_{in} = P_{out} \quad (5-2-33)$$

也可以表示为

$$U_g I_g = UI \quad (5-2-34)$$

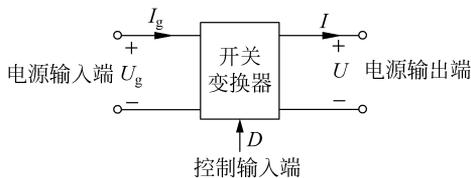


图 5-2-12 开关变换器端口模型

需要注意的是,这些关系在直流稳态下才有效。在瞬态时,开关变换器内的电感和电容在开关周期内储能可能会发生变化,导致式(5-2-33)和式(5-2-34)不成立。

可以用如下形式来表示开关变换器输出电压

$$U = M(D)U_g \quad (5-2-35)$$

式中, $M(D)$ 是开关变换器稳态时的电压变比,例如,由式(5-2-18)可知 Buck 变换器的变比为  $M(D)=D$ ,由式(5-2-29)可知 Boost 变换器的变比为  $M(D)=1/(1-D)$ 。

将式(5-2-35)代入式(5-2-34)得

$$I_g = M(D)I \quad (5-2-36)$$

综合式(5-2-35)和式(5-2-36),理想开关变换器可以用受控源模型来表示,如图 5-2-13(a)所示。开关变换器也可用理想的直流变压器模型来描述其输入与输出关系,如图 5-2-13(b)所示,其中的  $M(D)$ 表示直流变压器的变比,其端口电压、电流及功率关系满足式(5-2-33)、式(5-2-34)、式(5-2-35)和式(5-2-36)。

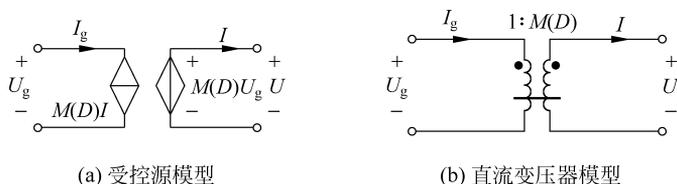


图 5-2-13 变换器模型

直流变压器上的水平实线表示该变压器可以通过直流电压和电流。应当指出的是,尽管经典的磁芯变压器不能变直流(通过直流时磁芯会饱和),在此引入直流变压器模型是为了模拟 DC/DC 开关变换器的功能。事实上,在物理上直流变压器的缺失是构建 DC/DC 开关变换器的原因之一。

在实际的开关变换器中,需要考虑一些非理想因素,如电感的铜损耗、开关器件的导通电阻等,接下来以图 5-2-14 所示实际 Boost 变换器为例,基于电感伏秒平衡、电容安秒平衡和小纹波近似建立其直流变压器模型。

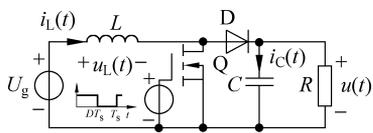


图 5-2-14 实际 Boost 变换器

当  $0 < t < DT_s$  时,晶体管 Q 导通,二极管 D 截止,其等效电路如图 5-2-15(a)所示,其中  $R_L$  表示实际电感考虑铜损耗的等效电阻, $R_{on}$  表示晶体管 Q 的导通电阻。电感电压  $u_L(t)$  和电容电流  $i_C(t)$  可分别表示为

$$u_L(t) = U_g - i_L(t)(R_L + R_{on}) \quad (5-2-37a)$$

$$i_C(t) = -\frac{u(t)}{R} \quad (5-2-37b)$$

利用小纹波近似,可得

$$u_L(t) = U_g - I_L(R_L + R_{on}) \quad (5-2-38a)$$

$$i_C(t) = -\frac{U}{R} \quad (5-2-38b)$$

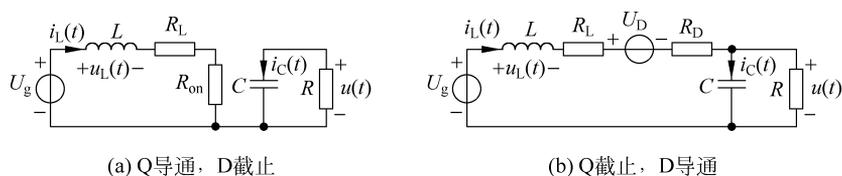


图 5-2-15 实际 Boost 变换器电路

当  $DT_s < t < T_s$  时, 晶体管 Q 截止, 二极管 D 导通, 其等效电路如图 5-2-15(b) 所示, 其中  $R_L$  表示实际电感考虑铜损耗的等效电阻,  $U_D$  表示二极管 D 的导通电压,  $R_D$  表示二极管 D 的导通电阻。电感电压  $u_L(t)$  和电容电流  $i_C(t)$  可分别表示为

$$u_L(t) = U_g - i_L(t)(R_L + R_D) - U_D - u(t) \quad (5-2-39a)$$

$$i_C(t) = i_L(t) - \frac{u(t)}{R} \quad (5-2-39b)$$

利用小纹波近似, 可得

$$u_L(t) = U_g - I_L(R_L + R_D) - U_D - U \quad (5-2-40a)$$

$$i_C(t) = I_L - \frac{U}{R} \quad (5-2-40b)$$

基于式(5-2-38)和式(5-2-40)构建电感电压和电容电流波形如图 5-2-16(a) 所示, 其中  $D' = 1 - D$ , 由电感伏秒平衡知, 电感电压的直流分量或平均值  $\langle u_L \rangle$  为 0, 即

$$\begin{aligned} \langle u_L \rangle &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} u_L(t) dt = D[U_g - I_L(R_L + R_{on})] + D'[U_g - I_L(R_L + R_D) - U_D - U] \\ &= 0 \end{aligned} \quad (5-2-41)$$

整理后得

$$U_g - I_L R_L - I_L D R_{on} - D' U_D - I_L D' R_D - D' U = 0 \quad (5-2-42)$$

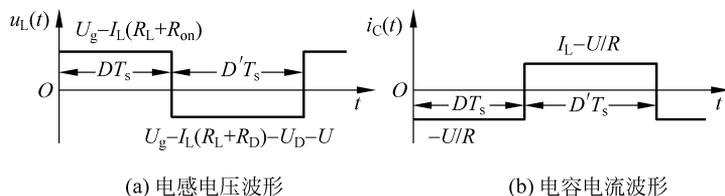


图 5-2-16 实际 Boost 变换器稳态波形图

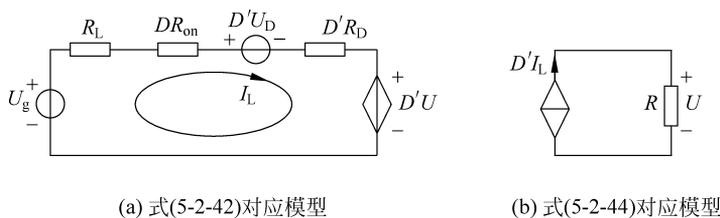
式(5-2-42)的左式为电压代数和, 基于基尔霍夫电压定律可构造一个含有环路电流  $I_L$ , 与式(5-2-42)一致的电路如图 5-2-17(a) 所示。

由电容安秒平衡知, 电容电流的直流分量或平均值  $\langle i_C \rangle$  为 0, 即

$$\langle i_C \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_C(t) dt = D \left( -\frac{U}{R} \right) + D' \left( I_L - \frac{U}{R} \right) = 0 \quad (5-2-43)$$

整理后得

$$D' I_L - \frac{U}{R} = 0 \quad (5-2-44)$$



(a) 式(5-2-42)对应模型

(b) 式(5-2-44)对应模型

图 5-2-17 实际 Boost 变换器受控源模型

式(5-2-44)表明两个直流电流的总和等于零,因此,式(5-2-44)是节点电流方程的一种等效形式,基于基尔霍夫电流定律可构造一个与式(5-2-44)一致的电路如图 5-2-17(b)所示。

参照图 5-2-13,可进一步将受控电压源和受控电流源合在一起等效为理想直流变压器,虽然与图 5-2-13 所示电路有所区别,受控电压源在初级,受控电流源在次级,但基于变压器的对称性,可将其等效成变比为  $D' : 1$  的理想直流变压器,得到的模型如图 5-2-18 所示。

基于图 5-2-18 所示直流变压器模型,可直接分析变换器的电压、电流及效率。例如,可将电阻  $R$  乘以  $D'^2$  折合到初级回路,等效后的电路如图 5-2-19 所示。

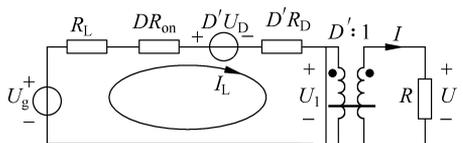


图 5-2-18 实际 Boost 变换器直流变压器模型

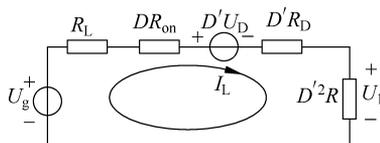


图 5-2-19 等效后电路图

由图 5-2-19 所示电路可解出输入电流  $I_L$  及初级输出电压  $U_1$  分别为

$$I_L = \frac{U_g - D'U_D}{R_L + DR_{on} + D'R_D + D'^2R} \quad (5-2-45)$$

$$U_1 = \frac{D'^2R}{R_L + DR_{on} + D'R_D + D'^2R} (U_g - D'U_D) \quad (5-2-46)$$

利用直流变压器初级和次级电压电流关系可得出输出电流  $I$  及输出电压  $U$  分别为

$$I = D'I_L = D' \frac{U_g - D'U_D}{R_L + DR_{on} + D'R_D + D'^2R} \quad (5-2-47)$$

$$U = \frac{1}{D'}U_1 = \frac{D'R}{R_L + DR_{on} + D'R_D + D'^2R} (U_g - D'U_D) \quad (5-2-48)$$

因此可以分析出其效率  $\eta$  为

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{UI}{U_g I_L} = \frac{1 - \frac{D'U_D}{U_g}}{1 + \frac{R_L + DR_{on} + D'R_D}{D'^2R}} \quad (5-2-49)$$

通过式(5-2-49)可以看出,若要提高其效率,需要

$$\begin{aligned} U_g &\gg D'U_D \\ D'^2R &\gg R_L + DR_{on} + D'R_D \end{aligned} \quad (5-2-50)$$

### 5.3 基于 WEBENCH 的电源设计与分析

WEBENCH 电源设计器是一款功能强大且易于使用的在线电源设计工具,用来选择、设计和比较符合设计需求的电源设计方案。通过 TI 官网即可打开 WEBENCH 电源设计器进行电源设计,其设计主要包括选择(SELECT)、定制(CUSTOMIZE)、仿真(SIMULATE)和导出(EXPORT)这几个过程。

通过 TI 官网打开 WEBENCH 电源设计器,可打开一个如图 5-3-1 所示标题为 Create a new DC/DC power design 的网页界面。

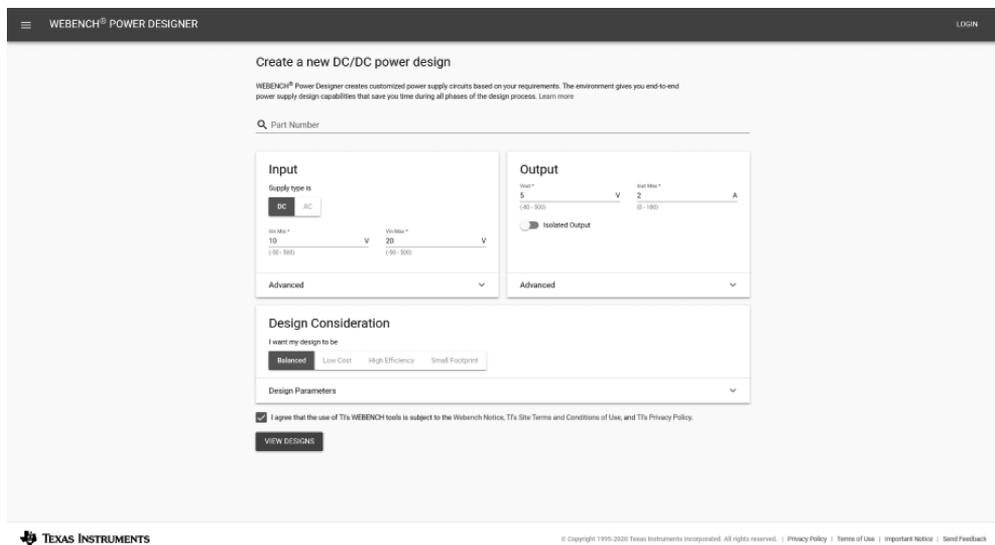


图 5-3-1 Create a new DC/DC power design 的网页界面

页面最上方有一个搜索框,若想选择针对某个具体芯片型号的设计,可以进行搜索。若还没有确定芯片型号,可以直接输入所需的电源参数,主要包括:

(1) 输入(Input)。在此可按实际设计需求选择输入类型(DC 或 AC)及填入输入电压的要求范围。单击 Advanced 可以选择更多选项。

(2) 输出(Output)。在此可按实际设计需求填入要求的输出电压值,最大输出电流值,同时选择输出是否需要隔离。单击 Advanced 可以选择更多选项。

(3) 设计依据(Design Consideration)。在此可按实际设计需求选择是否根据一定的特性来对设计进行优化。若选择 Balanced,则方案中成本、效率和电路板尺寸这三个相互制约的因素将有同样的权重。若这三者中某一项对设计来说更为重要,例如若优先考虑成本问题,则选择 Low Cost,这样 WEBENCH 将自动在设计 and 元器件选择过程中偏

向低成本方案。单击 Design Parameters,则会在下拉菜单中看到更多 WEBENCH 的设计优化选项。这些选项不是必需的,但若需要也可以进行修改。

电源参数输入完成之后,单击 View Designs 会进入图 5-3-2 所示 WEBENCH 电源设计器主界面,即进入选择(SELECT)过程。

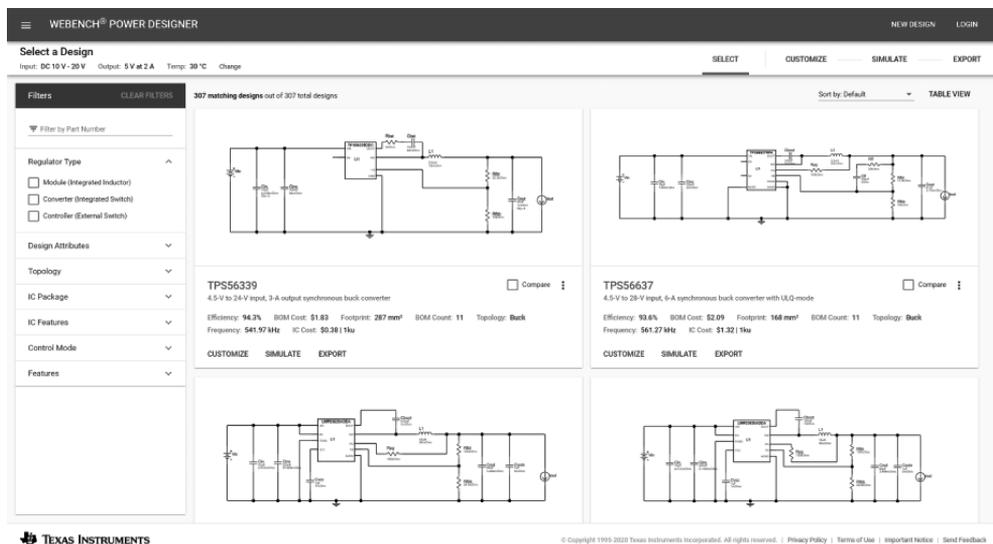


图 5-3-2 选择(SELECT)过程

## 1. 选择(SELECT)

WEBENCH 会快速生成一个列表,将所有满足设计需求的方案都展示出来,并把最优方案显示在顶端,界面也支持列表式的显示方式,若需要可以单击右上角的 TABLE VIEW 按钮来切换,还可以通过勾选 Compare 功能框,来对不同方案的细节做比较。

WEBENCH 已经根据前面输入电源参数自动选择了合适的电源拓扑和元器件。WEBENCH 支持的拓扑包括 Buck、Boost、Flyback、Inverting Buck-Boost、四开关 Buck-Boost、SEPIC、半桥谐振 LLC 和升压 PFC 拓扑。WEBENCH 还会同时选择并计算出方案中所有外围电路元器件的价格,以便于对整体方案的成本、体积和效率进行比较。

在页面的左边栏提供了一系列的附加筛选器。如果需要,可以使用这些筛选器来滤除不满足要求的方案,进一步优化设计方案的成本、体积、效率以及功能特性。

在完成方案选择,找到最适合的方案之后,可单击该方案下方的 CUSTOMIZE 红色按钮,进入图 5-3-3 所示的定制(CUSTOMIZE)过程。

## 2. 定制(CUSTOMIZE)

该界面会展示所选方案的详细信息,在界面的右半部分主要包括五个标签。

(1) 原理图(SCHEMATIC)。在此显示了设计方案的电路原理图,原理图右上角有放大、缩小以及导出到 CAD 图标。若想要在原理图视图中替换一个元器件,可以单击这

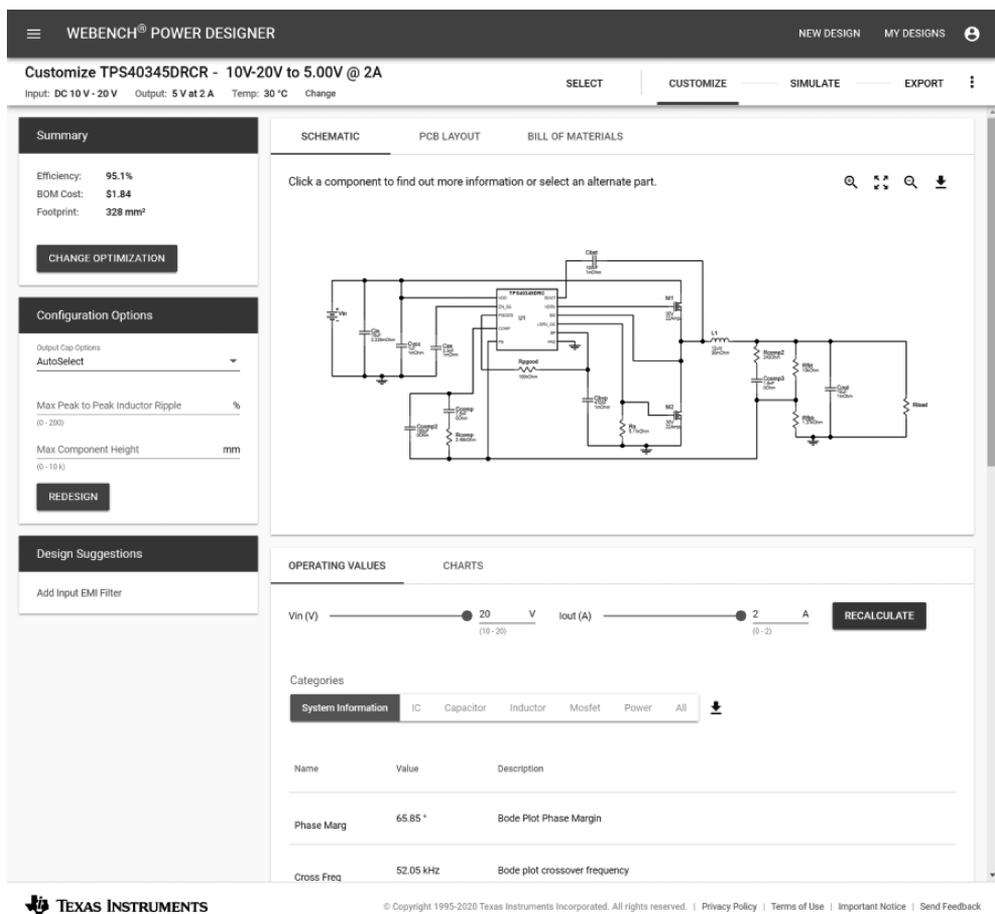


图 5-3-3 定制(CUSTOMIZE)过程

个元器件,在弹出的对话框中可以看到该元器件的参数,单击 CHOOSE ALTERNATIVE 就可以替换该元器件。

(2) 印制电路板布局(PCB LAYOUT)。在此显示了设计方案的印制电路板布局图,WEBENCH 所显示的 PCB 布局是根据方案中电源芯片对应的评估板来绘制的。

(3) 物料清单 BOM(BILL OF MATERIALS)。在此列出了设计方案中所需的所有元器件,并且标出了这些元器件的大致价格。若要替换某个元器件,在 BOM 表的最后一列单击 SELECT ALTERNATE PART,并选择想要使用的元器件。

(4) 运行参数值(OPERATING VALUES)。在此可以看到详细的性能指标以及重要元器件和节点上的值。若需要,可以在不改变当前设计方案的情况下重新计算不同工作点下的值。只需移动 Vin 或 Iout 滑动条,然后单击 RECALCULATE 即可。

(5) 图表(Charts)。在此显示了整个工作区间上(包括输入电压和负载电流)各个运行参数值的计算结果,它是运行参数值的图表化表现形式,可单击 VIEW MORE CHARTS 来选择更多图表。

### 3. 仿真(SIMULATE)

单击顶部导航栏中的 SIMULATE 即进入图 5-3-4 所示的仿真(SIMULATE)过程。

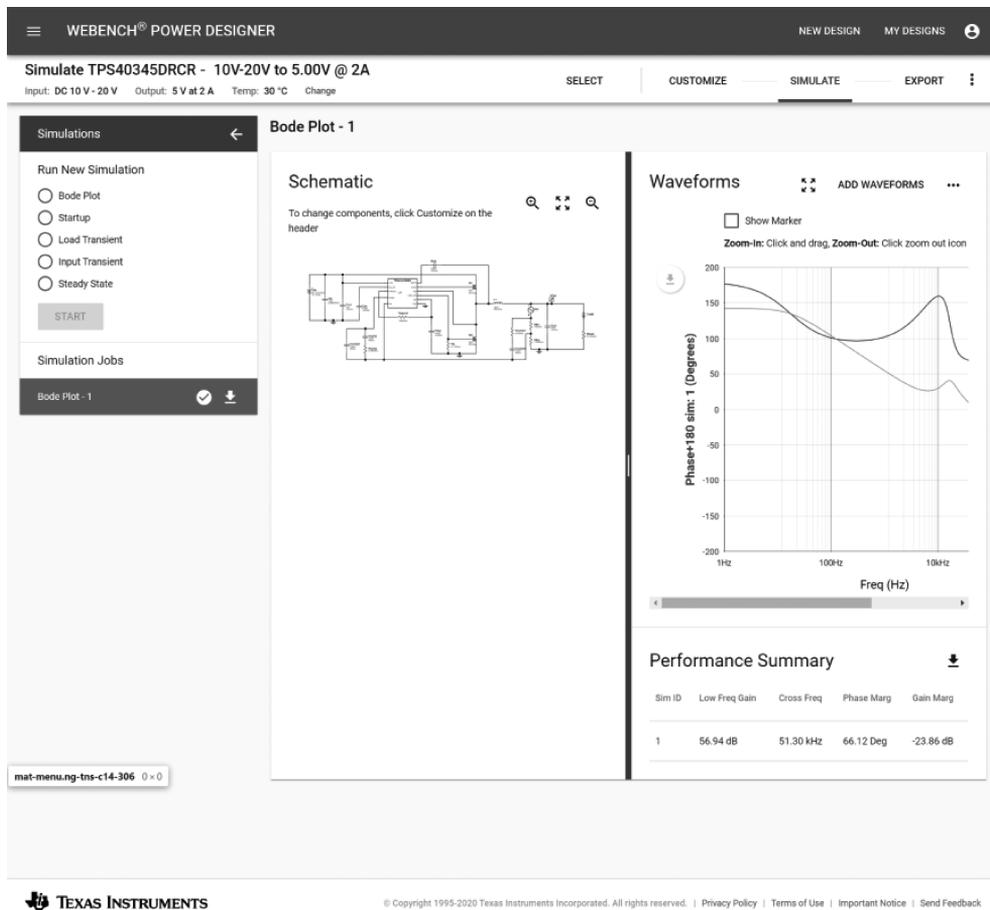


图 5-3-4 仿真(SIMULATE)过程

进入仿真视图之后,在原理图的左边可以选择仿真类型,还有一个 START 按钮,用来开始进行选定类型的仿真。在右边是波形显示区,可以看到仿真得出的波形结果,可以单击 ADD WAVEFORMS 来查看不同原理图中节点的波形。

### 4. 导出(EXPORT)

单击顶部导航栏中的 EXPORT 即进入图 5-3-5 所示的导出(EXPORT)过程。

在 EXPORT 视图下,主要包括以下三个功能。

(1) 分享功能。可将设计分享给他人,单击页面右上方的 Share Design,输入收件人的邮箱地址,系统会发出一封包含设计方案链接的邮件给对方,也可以创建一个公用链接(PUBLIC LINK),将设计方案同时分享给多个接收者。

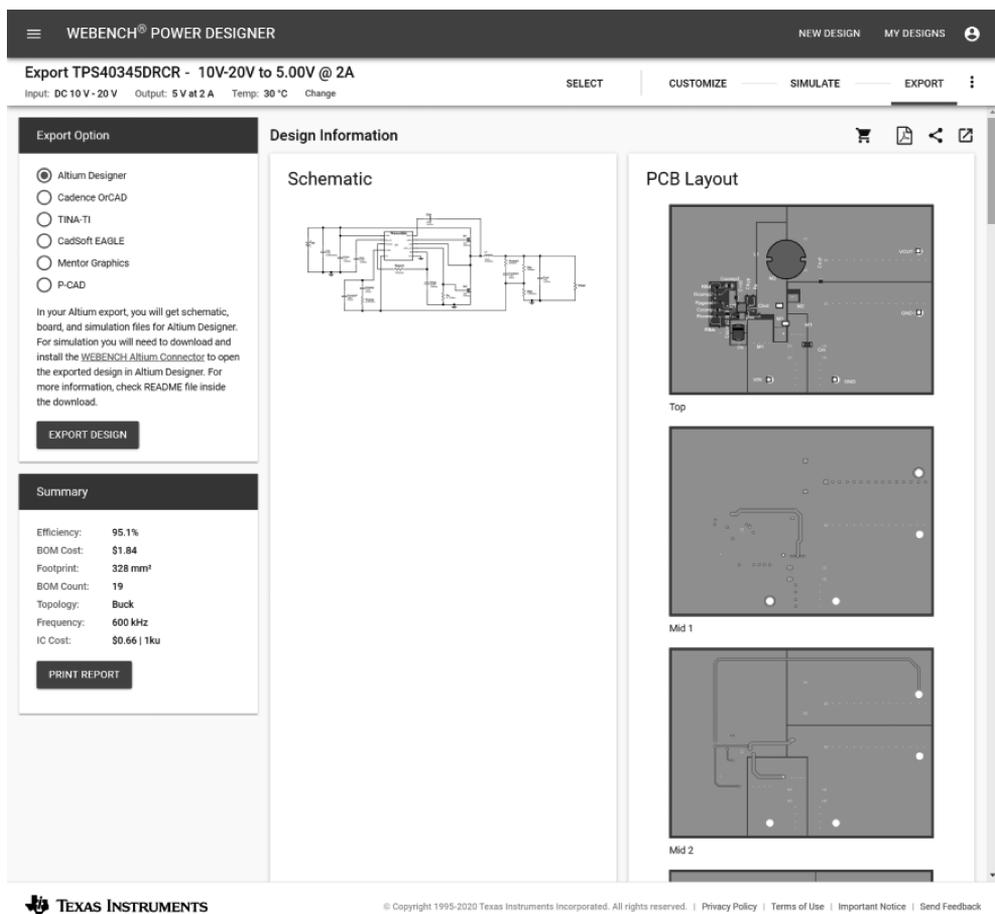


图 5-3-5 导出(EXPORT)过程

(2) 方案导出功能。可将设计方案导出到多种 CAD 软件中,在页面左上方选择所需要的 CAD 软件格式,然后单击按钮 EXPORT DESIGN 即可导出设计。导出的文件是一个 zip 格式的压缩包,将该文件解压缩,并按照 readme 文件中的说明进行操作,就可以打开原理图、PCB 图和 CAD 仿真文件。

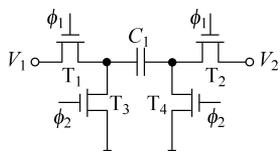
(3) 报告生成功能。在页面左下方单击按钮 PRINT REPORT 即可导出设计,利用这一功能可生成一个包含全部设计资料的 PDF 报告,包括原理图、BOM、运行参数值、PCB 图以及仿真结果。

## 习题五

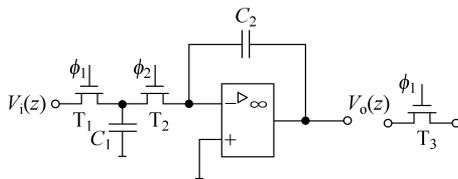
5-1 对寄生电容不敏感的开关电容串联等效电阻电路如题图 5-1 所示,假设其驱动时钟脉冲  $\phi_1$  和  $\phi_2$  满足 5.1.1 节所提到的要求,求  $V_1$  和  $V_2$  之间的等效电阻。

5-2 开关电容积分器如题图 5-2 所示,设电路中的运算放大器为理想的,不考虑其

他寄生电容,求其  $z$  域转移函数。



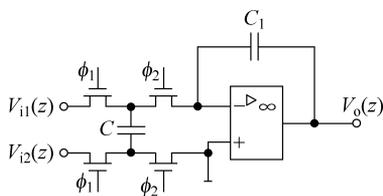
题图 5-1



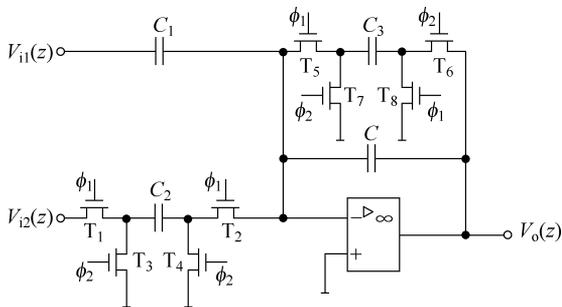
题图 5-2

5-3 开关电容差分积分器如题图 5-3 所示,设电路中的运算放大器为理想的,不考虑其他寄生电容,求其输出电压  $V_o(z)$  的表达式。

5-4 电路如题图 5-4 所示,设电路中的运算放大器为理想的,试采用信号流图法求输出电压  $V_o(z)$  的表达式。



题图 5-3



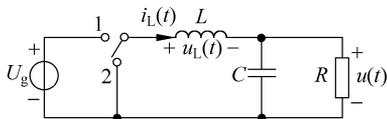
题图 5-4

5-5 题图 5-5 所示理想 Buck 变换器的占空比为  $D$ ,开关周期为  $T_s$ ,  $0 \sim DT_s$  期间内开关处于位置 1 处,  $DT_s \sim T_s$  期间内开关处于位置 2 处。

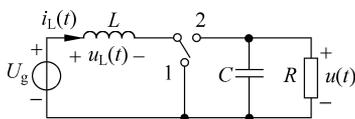
- ① 试画出该变换器电感电压  $u_L(t)$  以及电流  $i_L(t)$  在一个开关周期之内的波形。
- ② 试分析该变换器输出电压  $u(t)$  稳态值  $U$  以及电感电流  $i_L(t)$  稳态值  $I$ 。
- ③ 试分析该变换器电感电流  $i_L(t)$  的纹波。

5-6 题图 5-6 所示理想 Boost 变换器的占空比为  $D$ ,开关周期为  $T_s$ ,  $0 \sim DT_s$  期间内开关处于位置 1 处,  $DT_s \sim T_s$  期间内开关处于位置 2 处。

- ① 试画出该变换器电感电压  $u_L(t)$  以及电流  $i_L(t)$  在一个开关周期之内的波形。
- ② 试分析该变换器输出电压  $u(t)$  稳态值  $U$  以及电感电流  $i_L(t)$  稳态值  $I$ 。
- ③ 试分析该变换器输出电压  $u(t)$  以及电感电流  $i_L(t)$  的纹波。



题图 5-5



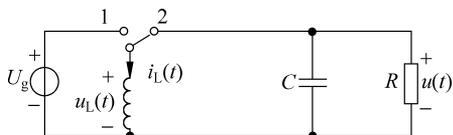
题图 5-6

5-7 题图 5-7 所示理想 Buck-Boost 变换器的占空比为  $D$ , 开关周期为  $T_s$ ,  $0 \sim DT_s$  期间内开关处于位置 1 处,  $DT_s \sim T_s$  期间内开关处于位置 2 处。

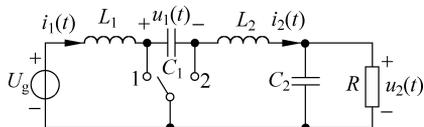
- ① 试画出该变换器电感电压  $u_L(t)$  以及电流  $i_L(t)$  在一个开关周期之内的波形。
- ② 试分析该变换器输出电压  $u(t)$  稳态值  $U$  以及电感电流  $i_L(t)$  稳态值  $I$ 。
- ③ 试分析该变换器输出电压  $u(t)$  以及电感电流  $i_L(t)$  的纹波。

5-8 题图 5-8 所示理想 Cuk 变换器的占空比为  $D$ , 开关周期为  $T_s$ ,  $0 \sim DT_s$  期间内开关处于位置 1 处,  $DT_s \sim T_s$  期间内开关处于位置 2 处。

- ① 试画出该变换器中电容电压  $u_1(t)$ 、 $u_2(t)$  以及电感电流  $i_1(t)$ 、 $i_2(t)$  在一个开关周期之内的波形。
- ② 试分析该变换器中电容电压  $u_1(t)$ 、 $u_2(t)$  以及电感电流  $i_1(t)$ 、 $i_2(t)$  的稳态值。
- ③ 试分析该变换器中电容电压  $u_1(t)$ 、 $u_2(t)$  以及电感电流  $i_1(t)$ 、 $i_2(t)$  的纹波。



题图 5-7



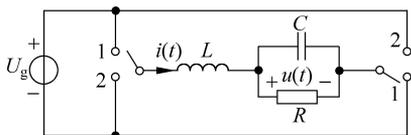
题图 5-8

5-9 题图 5-9 所示理想变换器的占空比为  $D$ , 开关周期为  $T_s$ ,  $0 \sim DT_s$  期间内开关处于位置 1 处,  $DT_s \sim T_s$  期间内开关处于位置 2 处。

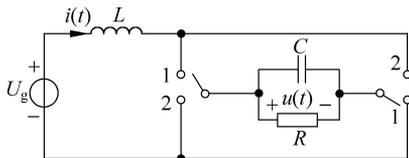
- ① 试画出该变换器电感电压  $u_L(t)$  以及电流  $i_L(t)$  在一个开关周期之内的波形。
- ② 试分析该变换器输出电压  $u(t)$  稳态值  $U$  以及电感电流  $i_L(t)$  稳态值  $I$ 。
- ③ 试分析该变换器输出电压  $u(t)$  以及电感电流  $i_L(t)$  的纹波。

5-10 题图 5-10 所示理想变换器的占空比为  $D$ , 开关周期为  $T_s$ ,  $0 \sim DT_s$  期间内开关处于位置 1 处,  $DT_s \sim T_s$  期间内开关处于位置 2 处。

- ① 试画出该变换器电感电压  $u_L(t)$  以及电流  $i_L(t)$  在一个开关周期之内的波形。
- ② 试分析该变换器输出电压  $u(t)$  稳态值  $U$  以及电感电流  $i_L(t)$  稳态值  $I$ 。
- ③ 试分析该变换器输出电压  $u(t)$  以及电感电流  $i_L(t)$  的纹波。



题图 5-9



题图 5-10

5-11 题图 5-7 所示 Buck-Boost 变换器中若考虑电感的绕线电阻为  $R_L$ 。

- ① 试分析该变换器的稳态电压比  $U/U_g$ 。
- ② 试推导该变换器的等效电路模型。

5-12 题图 5-10 所示变换器中若考虑电感的绕线电阻为  $R_L$ 。

① 试分析该变换器的稳态电压比  $U/U_g$ 。

② 试推导该变换器的等效电路模型。

5-13 题图 5-11 所示 Buck 变换器中若考虑 MOSFET 器件  $Q_1$  的导通电阻为  $R_{on}$ ，二极管器件  $D_1$  的导通压降为  $U_D$ 。

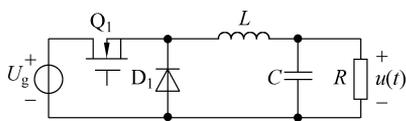
① 试推导该变换器的等效电路模型。

② 试根据等效电路模型分析该变换器的输出电压稳态值  $U$ 。

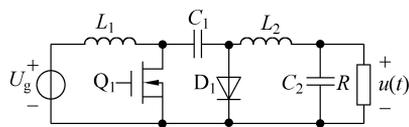
5-14 题图 5-12 所示 Cuk 变换器中若考虑 MOSFET 器件  $Q_1$  的导通电阻为  $R_{on}$ ，二极管器件  $D_1$  的导通压降为  $V_D$ 。

① 试推导该变换器的等效电路模型。

② 试根据等效电路模型分析该变换器的输出电压稳态值  $U$ 。



题图 5-11



题图 5-12