

## 6.20 开环响应测试

### 1. 如何测试开环响应

前面讨论了频率特性和数学分析方法，都是基于系统是线性的，或作了线性化处理。一般在小信号情况下才进行线性化。如要求系统稳定首先要求小信号静态稳定。因此，可以通过试验的方法测量系统小信号开环频率特性。

桥式、半桥、推挽、正激以及 Buck 变换器都有一个 LC 滤波电路，输出功率电路对系统系统性能影响最大。为了讨论方便，以图 6.21 为例来说明测试方法。图 6.21 是一个测量 Buck 变换器开环频率特性示意图。电路参数为：输入电压 15V，输出电压为 5V，滤波电感和电容分别为  $L=44\mu\text{H}$ ， $C=200\mu\text{F}$ ，PWM 控制器采用 UC2825，它的锯齿波幅值为 1.8V，只用两路脉冲中的一路，最大占空比为 0.5。为了测量小信号频率特性，变换器必须工作在实际工作点：额定输出电压、占空比和给定的负载电流。

从前面分析可知，闭环稳定性与开环频率特性有关，并通过误差放大器反馈网络设计校正达到闭环稳定要求。测量开环特性只要测量误差放大器以外的开环幅频和相频特性。有了此幅频和相频特性，根据第一章方法选择误差放大器类型，对开环特性进行校正，达到闭环稳定。因此，在测量前，先将输入到误差放大器反相输入端的连线断开，再将 PWM 控制器中误差放大器连接成跟随器，即增益为 1。用一个求和电路，将一个可调直流电压源与网络分析仪的正弦波扫频信号相加，再送入误差放大器的同相输入端，然后将变换器加上输入电压，慢慢从零调节可调电压源，使变换器输出电压达到额定值。可调电压源和供电电压源是实验室专用设备，可调电压源应可精确调整到 mV 级。

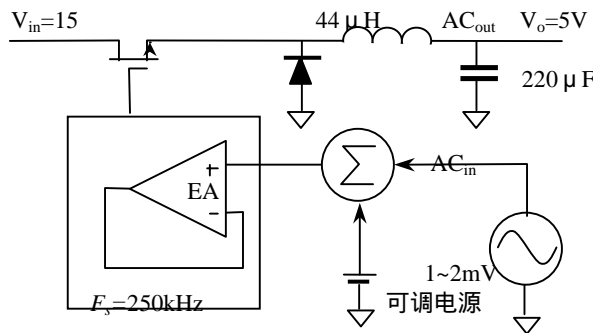


图 1 Buck 变换器开环测试原理图

则

$$V_o = \frac{7.5}{1.8} V_{ea} = 4.17 V_{ea}$$

电路增益为

$$\frac{dV_o}{dV_{ea}} = 4.17 \quad \text{即 } 12.4\text{dB}$$

此值与测量值相差 0.6 分贝，这可能是 MOSFET 有限的开关时间引起的。如果将网络分析仪频率增加，电路增益将增加，同时发生相位滞后，这主要是 LC 滤波网络谐振引起的。可以计算电路的谐振频率为

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 1618\text{kHz}$$

非常接近测量值。

增益的提升大小与电路输出负载有关，是临界阻尼，过阻尼还是欠阻尼有关。如果负载轻，电路处于欠阻尼状态，提升幅度大，相位变化剧烈；反之，过阻尼，一般是满载，没有增益提升，相位变化缓慢。

当分析仪频率超过谐振频率，电路增益急剧下降，以 10 倍频 40dB 衰减（-40dB/dec）。相位移趋向 -180°。因为在 LC 谐振频率点有两个极点。当频率进一步增加，幅频特性变为 -20dB/dec，相位也随之提升。这是因为输出电容存在 ESR。测量得到这个转折频率为

一旦输出电压设定准确，就可用网络分析仪进行开环测量。在图 6.21 中，最低频率（在 10Hz 以下）是 11.8dB，相位移是 0°。这是实际上是 PWM 调制器增益：低频时，LC 滤波器无衰减作用，输出电压

$$V_o = DV_{in} = 15D$$

占空比 D

$$D = \frac{1}{2} \cdot \frac{15V_{ea}}{1.8}$$

$$f = \frac{1}{2\pi R_{esr} C} = 6\text{kHz}$$

因为 $C=220\mu\text{F}$ ,测量得到 $R_{esr}$ 大约为 $120\text{m}\Omega$ 。其乘积 $CR_{esr}=26.4\times 10^{-6}$ 与 $65\sim 85\times 10^{-6}$ 相差较大。由于存在这个零点,相位移没有直接趋向 $-180^\circ$ 。如果继续朝高频测量,可以看到幅频特性仅以 $-20\text{dB/dec}$ 衰减。

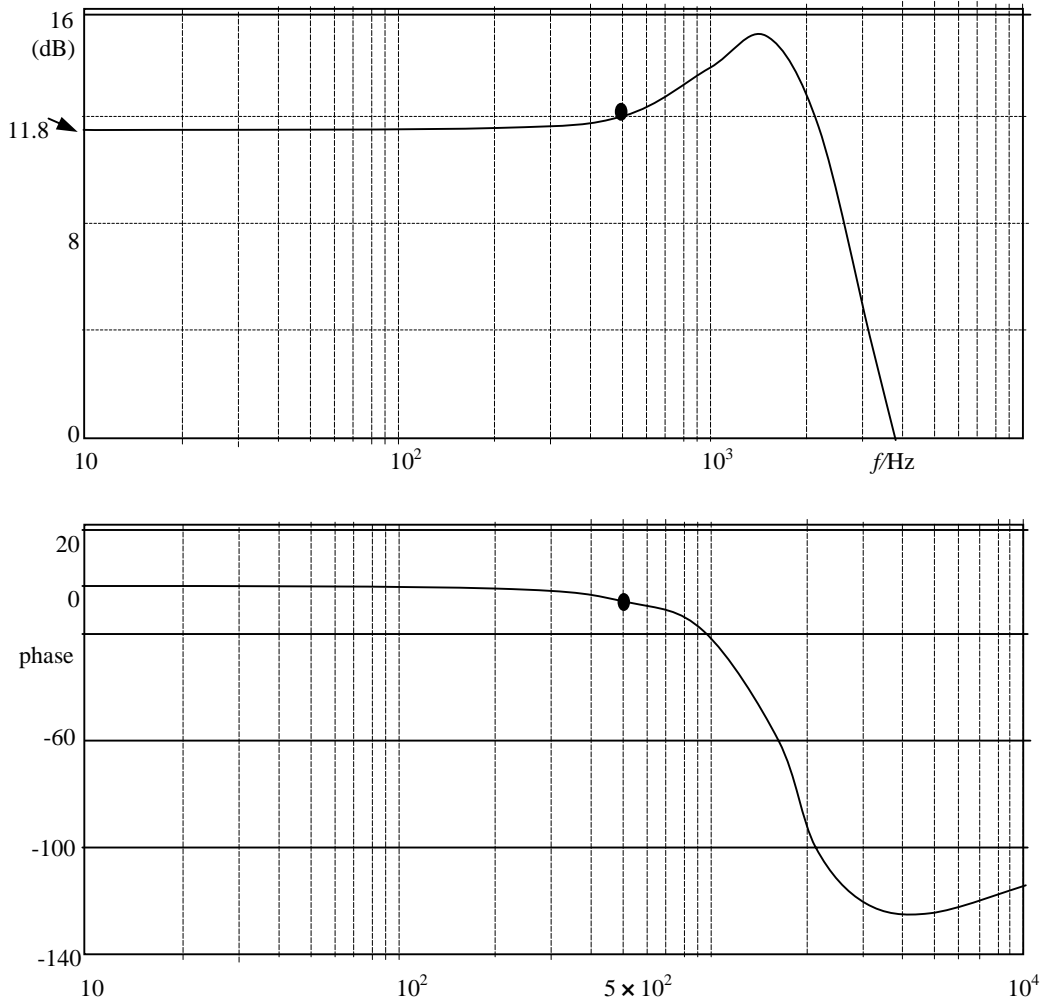


图 6.22 Buck 变换器开环测量

有了这个幅频和相频特性,加上取样电路的增益就是变换器除误差放大器以外的开环特性:取样电路一般是电阻网络,PWM芯片中基准通常为 $2.5\text{V}$ ,本例取样电阻 $R_1=R_2$ 则增益为 $-6\text{dB}$ ,与频率无关。将PWM加上输出电路的幅频特性下移 $6\text{dB}$ 。

为了获得闭环稳定,选择误差放大器的类型,保证在开环幅频特性以斜率 $-1$

如果输出滤波电容有ESR,开环幅频特性在ESR转折频率以后交越频率轴。由于是电压控制模式,假定选择带宽为 $500\text{Hz}$ ,低于输出滤波器的谐振频率。如果采用电流控制模式,带宽可大于滤波器的谐振频率。用一个RC网络将相位移回到 $-90^\circ$ 。

根据Venable首先证明的,希望误差放大器给出所需的相位裕度,即相位提升,根据计算有三种补偿方法。实际处理时,设置零点和极点频率对称于带宽(交越)频率。在带宽频率以下零点引起相位提升,在带宽以上极点引起增益下降。有1型、2型和3型三种误差放大器。

如果将网络分析仪设定在带宽 $500\text{Hz}$ ,测量得到增益为 $12\text{dB}$ ,相位为 $-7^\circ$ 。已经在转折频率处测得增益和相移,下一步是选择相位裕度,根据先前的讨论,定为 $45^\circ$ 。

第四步计算误差放大器所需的增益。因为开环增益是 $12\text{dB}$ ,将增益在 $500\text{Hz}$ 减少 $12\text{dB}$ 为 $0\text{dB}$ 。因此误差放大器在 $500\text{Hz}$ 是 $-12\text{dB}$ 。这一步要特别当心。

第五步是计算要补偿的相位

$$\text{boost} = M - P - 90$$

其中M - 希望的相位裕度；P - 是测量得到的开环相位移。对于本例， $\text{boost}=45-(-7)-90=-38^\circ$ 。因为小于零度，故没有相位提升的必要，所以可采用1型误差放大器。最后一步是选择 $R_1$ 。因为输出电压为5V，UC2825芯片有一个5V基准，不需要 $R_{\text{bias}}$ 。选择 $R_1=10\text{k}$ 。如果输出电压高，则需要分压。偏置电阻不影响误差放大器的增益或相位。输出电压可通过 $R_{\text{bias}}$ 调整，但不影响放大器。不过影响开环增益和闭环稳定性。这就是为什么测量要接近工作点进行。

本例仅需要1型误差放大器， $C_1$ 计算如下：

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f G R_1} = \frac{1}{2\pi \times 500 \times 0.25 \times 10^4} = 127 \text{ nF}$$

选取120nF。实际电容有20%的公差。一般应选择公差在10%以内比较好。

如果采用2型误差放大器

避免使用大于1M，和小于22pF的电容，分布的杂散参数使得反馈环路参数非常不精确。如果你计算出的元件数值超出此范围，使用于各不同的数值，用1k代替10k。