

# 电源的线/负载瞬态响应测试

有关线和负载瞬态响应的电源指标说明了电源对于突变的线电压和负载电流的响应情况。监视电源在这样的瞬态过程中试图维持稳定的行为，你会观察到输出发生过冲或振荡的趋势。

线和负载瞬态过程实际上是一个向电源注入扰动的阶跃函数。负载瞬态过程通过一个阶跃的负载电流向输出注入扰动，而线瞬态过程则是利用一个阶跃的线电压达到这一目的。电源的输出响应展现了它对于线或负载阶跃中不同频率分量的扰动的抑制能力。下面的讨论描述了这些测试，以及它们所揭示的有关电源的一些信息。

## 如何产生线和负载瞬态过程？

用于线或负载瞬态测试的测试装置除了产生人为的扰动外，还必须精确再现电源的实际工作条件。测试装置必须产生相对于控制器响应时间而言足够快的线电压和负载电流跳变，同时模拟电源的实际工作条件或最终用户的规定。这项任务需要对布局 and 元件的选择投入特别的关注。否则，印制板线条和元件的分布电感、电阻和电容就会限制所需的摆动速率，妨碍快速阶跃响应。

瞬态过程的上升时间应该模拟电源的实际工作条件。如果这个条件不是已知的，那上升时间就应快到足以将输出从稳定状态牵引开来，因而引起控制器的最大响应。为此，用于测试的瞬态过程必须快于控制器的响应时间。也就是说，用于开关转换器测试的阶跃过程应该发生在半个开关周期之内，以确保控制器被牵引出稳定状态。

要知道，在测试装置中，电压和电流阶跃的上升时间和幅度将会给分布电感、电阻和电容带来极其苛刻的要求。举个例子，考虑给输出 ( $V_{OUT} = 1.8V$ ) 施加一个200ns上升时间的10A阶跃。如果在输出电容和负载之间的通路上有100nH的分布电感，那么，可能的最快上升时间为555ns。这种情况显然对于分布电感的要求非常苛刻。另一方面，

如果是10A、10 $\mu$ s的阶跃，分布电感的影响则仅占总上升时间的5%。

## 线瞬态过程

快速线瞬态过程可利用两个n沟道MOSFET (具有低 $R_{DS\_ON}$ ) 在两个直流源之间切换来产生(图1)。在A时间段内，Q1将电源输入拉到5V，同时Q2切断3V源。B时间段内，Q1切断5V源而Q2将输入接到3V。注意Q2的漏极和Q1的源极都连接到了电源输入，这样可以防止MOSFET体二极管导通。

Q1和Q2的栅极驱动必须比漏-源电压( $V_{DS}$ )高出足够高的幅度，以保证MOSFET完全导通。尽管引入了高压输入的问题，对于5V或更低电压的系统来讲，这项要求很容易利用函数发生器或MOSFET驱动器来满足。以MAX4428 MOSFET驱动器为例，它具有互补输出，用来以错相方式驱动两个FET，并产生最大18V的栅极驱动，且源出和吸收能力高达1.5A。瞬态驱动器的源阻抗(包括Q1和Q2的 $R_{DS\_ON}$ ， $C_{BP}$ 的ESR，以及分布电感)必须接近于电容( $C_{IN}$ )及其电源的阻抗，也就是待测电源正常工作时所见到的情况。

## 分布参数

线瞬态响应装置中的分布电感、电阻和电容(图2)限制了电路产生纯净阶跃函数波形的能力。为了源出和吸收必要的大电流，你必须将印刷板、MOSFET和电容中的串连电阻和电感减至最小。

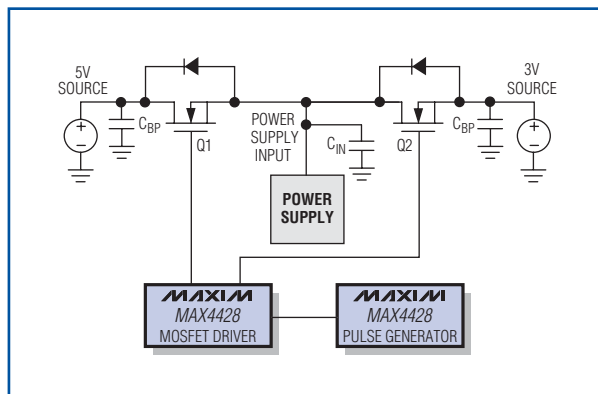


图1. 两个n沟道MOSFET在两个直流源之间切换，产生快速线瞬态过程。

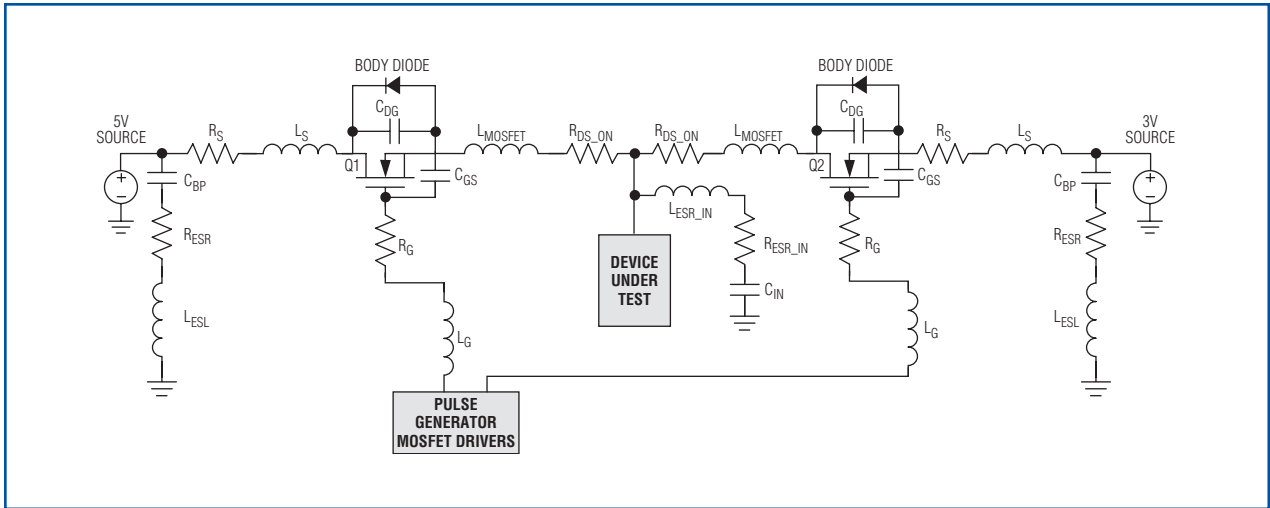


图2. 在线瞬态响应测试装置中，分布元件限制了电路提供纯净的阶跃函数波形的能力。

否则，电路的高容性和低串连电阻会与电感和电容在位于MOSFET和电源输入之间的节点处相互作用。这会产生一个欠阻尼的阶跃响应(谐振)并产生振荡。电感不可能减至零，但可以降低到使谐振频率相对于线瞬态过程的上升和下降时间而言，高到足以被忽略的水平。

### 源分布参数

有时，电路的布局要求 $C_{IN}$ 必须放置在紧靠电源的入口处。这是因为在输入旁路电容和电源入口处插入一个MOSFET会导致无法接受的工作状态。在这种情况下，线电压阶跃必须施加在 $C_{IN}$ 两端。要在 $(\Delta t)$ 时间内产生 $\Delta V_{STEP}$ 的电压变化量， $C_{IN}$ 必须源出或吸收电流：

$$I = C_{IN} \times \frac{\Delta V_{STEP}}{\Delta t}$$

旁路电容( $C_{BP}$ )必须是低 $R_{ESR}$ 的陶瓷电容，并且容量要远大于 $C_{IN}$ 。这样才可使 $C_{IN}$ 的充、放电流在 $R_{ESR}$ 上产生的电压降减至最小。

即使使用了陶瓷旁路电容，电容器的等效串连电感( $L_{ESL}$ )和 $C_{IN}$ 与 $C_{BP}$ 之间连线的电感( $L_S$ )也会限制上升时间。数纳亨的电感就会限制电流的上升时间( $t$ )，使其无法在 $C_{IN}$ 上产生合乎要求的电压阶跃。例如，如果 $C_{IN} = 100\mu F$ 而 $\Delta V = 1V$ ，则电路必须源出100A电流到 $C_{IN}$ 方可在 $1\mu s$ 内完成电压

阶跃。如果 $C_{BP}$ 与 $C_{IN}$ 之间的连线上有100nH的分布电感，那么 $C_{IN}$ 电压上升1V所需的时间就是 $2\mu s$ 。过大的分布电感还会产生过高的过冲或振荡，使线瞬态过程远异于纯粹的阶跃函数。

分布电阻和电感可通过并联低值陶瓷电容而降低。这种方式由于多个电容的 $R_{ESR}$ 和 $L_{ESL}$ 相并联，因而降低了总的等效阻抗。你也可以使用无引线电容或多层陶瓷片式电容(MLCC)，或两者的混合来降低电感。旁路电容和MOSFET漏极之间的连线也会增加阻抗。2mm宽、1oz敷铜的印制板线条对于分布参数的贡献大约为 $25m\Omega/cm$ 和 $5nH/cm$ 。采用尽可能宽且短的连线连接旁路电容和MOSFET漏极可以降低这部分阻抗。

### MOSFET 分布参数

在选择MOSFET Q1和Q2时，所考虑的主要参数有导通电阻( $R_{DS\_ON}$ )，封装尺寸和栅电容。 $R_{DS\_ON}$ 与印制板连线电阻及旁路电容 $R_{ESR}$ 具有同样重要的意义。过高的电阻限制了流向输入电容( $C_{IN}$ )的电流，并且由于脉冲式的开关电源电流，也会产生过大的电压纹波。低 $R_{DS\_ON}$ 尤其重要，因为 $R_{DS\_ON}$ 通常是电容器的充/放电回路中主要的电阻来源。

MOSFET的串连电感，包括漏-源电感和内部邦定线及引脚的电感，与电源相串连增加了总的阻抗。小封装MOSFET具有更低的电感，因为邦定

线和引脚的长度更短。例如，同样的MOSFET芯片，在D<sup>2</sup>PAK封装和8引脚SO封装中分别具有10nH和3.2nH的总串连电感。

导通电阻非常低的MOSFET通常具有更大的栅电容(C<sub>GS</sub>)，一般也需要使用MOSFET驱动器来迅速对C<sub>GS</sub>充电和放电。MAX4428这样的驱动器能够迅速开通具有数nF栅电容的MOSFET，对于这种测试非常有用。为了减小会减缓栅电压上升时间的电感和电阻，要保持驱动器和MOSFET栅极之间的连线尽量短且宽。

当你将电容器充/放电回路的电感和电阻减至最小后，就可连接MOSFET了——可以连接在供电电源旁路电容和待测电源输入电容之间，或者，如果可能，也可直接连接在待测电源输入端。后一种情况下，供电电源的旁路电容也作为待测电源的输入电容。两种情况下MOSFET到C<sub>IN</sub>或MOSFET到待测电源输入的连线都应尽可能短，以便将印刷板分布电感和电阻减至最小。

### 负载瞬态过程

产生负载瞬态阶跃的一个好办法是采用一个n沟道MOSFET，在电源的输出端在两种不同负载电阻间切换。在大输出电流瞬态测试中，MOSFET自身也可作为负载元件(图3)。这种情况下MOSFET漏极连接至电源的输出端，它的源极通过一个检流电阻连接至地。通过栅-源电压(V<sub>GS</sub>)的阶跃改变负载电阻。只要MOSFET工作在饱和区之外，通过调节V<sub>GS</sub>就可改变R<sub>DS\_ON</sub>，从而改变负载电流。

为了避免在电流测量回路中增加额外的电感，应该使用低电感检流电阻。过大的电感会限制输出电流阶跃的上升时间，并在漏-源电容(C<sub>DS</sub>)和引线分布电感(L<sub>PARA</sub>)之间产生振荡，如图3所示。在此结构中，检流电阻是负载的一部分。

MOSFET必须紧靠输出电容(C<sub>OUT</sub>)放置。较小封装的MOSFET或多个MOSFET并联可进一步降低L<sub>PARA</sub>。为了实现快速、干净的切换，MOSFET栅极和脉冲发生器(或MOSFET驱动器)之间的连线必须短且宽，以减小引线电感和电阻(R<sub>G</sub>和L<sub>G</sub>)。

对于较轻的负载(R<sub>LOAD</sub> ≫ R<sub>DS\_ON</sub>)，可将MOSFET连接在地和负载电阻R<sub>A</sub>之间(图3中的粗线)，另一个负载电阻(R<sub>B</sub>)与MOSFET并联。当MOSFET导通时，负载电阻为R<sub>A</sub>；关断时负载电阻为R<sub>A</sub> + R<sub>B</sub>。后一种配置下，应特别注意电阻及其引线带来的电感(L<sub>R</sub>)，它连接在负载和电源输出电容之间。用尽量短的线连接R<sub>A</sub>和R<sub>B</sub>，将这部分电感减至最小。应避免使用导线连接电阻，因为它会增加过量的电感。功率薄膜电阻是比较好的选择。

### 如何解读线和负载瞬态响应?

已经解释了线和负载瞬态过程如何产生之后，我们要问的一个问题是，它们能告诉我们一些什么样的关于电源的信息?作为背景知识，我们必须首先了解反馈的作用，电源控制环频率响应的影响，以及它对于线和负载瞬态过程的响应。

### 环路增益的衰减效应

首先，应该了解反馈对于电源控制器小信号增益的影响。一个不带反馈的buck转换器的简化框图如图4a所示。线和负载阶跃表示为输入量I<sub>LOAD</sub>(s)

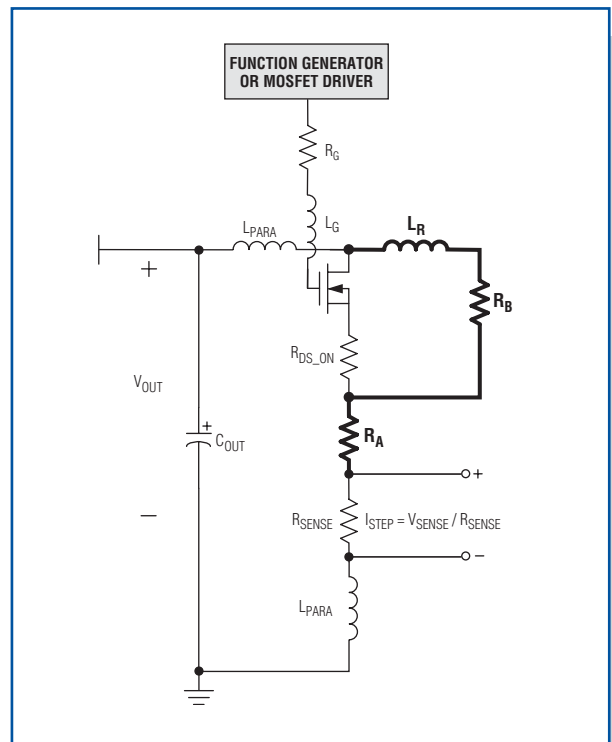


图3. 在负载瞬态响应测试中，MOSFET可作为负载元件，图中标出了分布元件。

和 $V_{IN}(s)$ 。来自于线路和负载的扰动对于输出的影响为：

$$V_{OUT}(s) = V_{IN}(s) \times G_{VIN}(s) - I_{LOAD}(s) \times Z_{OUT}(s)$$

其中 $Z_{OUT}(s)$ 为输出阻抗。

控制器的功率滤波器增益( $G_{VIN}(s)$ )是从输入到输出的小信号增益。例如，buck 转换器的功率滤波器增益为：

$$\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_{IN}} = \frac{D}{s^2 LC_{OUT} + s \frac{L}{R_{LOAD}} + 1} = G_{VIN}(s)$$

其中 $D$ 是控制器的占空比。 $L$ ， $C_{OUT}$ 和 $R_{LOAD}$ 示于图4b。

buck 转换器的输出阻抗为：

$$\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_{OUT}} = R_{LOAD} \left\| \frac{1}{s C_{OUT}} \right\| s L = \frac{s L}{s^2 LC_{OUT} + \frac{s L}{R_{LOAD}} + 1}$$

其中 $R_{LOAD}$ 是控制器的直流工作负载。

没有反馈时，输入电压和负载电流中的任何扰动沿着电路传播并直接影响输出电压。举例来讲，buck 转换器工作于 $V_{IN} = 12V$ 和50%占空比时具有

6V 输出电压。此时，输入电压2V的阶跃就会在输出电压上造成1V的变化量。引入反馈后，输出电压会被调整到一个固定的基准( $V_{REF}$ )，如图4a中的粗线所示。对于线路和负载扰动的增益现在变为：

$$V_{OUT}(s) = \frac{V_{REF}(s) \times G_C(s)}{1 + G_{FB} \times G_C(s)} + \frac{V_{IN}(s) \times G_{VIN}(s)}{1 + G_{FB} \times G_C(s)} - \frac{Z_{OUT}(s) \times I_{LOAD}(s)}{1 + G_{FB} \times G_C(s)}$$

以上公式描述了闭环增益。增加反馈后，线电压和负载电流扰动的的影响被衰减了一个因子( $1 + G_{FB} \times G_C(s)$ )，其中 $G_{FB}$ 是反馈分压器的增益， $G_C(s)$ 是控制器增益。控制器增益包括功率滤波器增益、误差放大器增益以及控制环上其他增益元件的增益。 $G_{FB} \times G_C(s)$ 项是开环增益。开环增益的波特图显示了反馈对于 $V_{IN}$ 和 $I_{LOAD}$ 扰动的衰减效应，及其随频率的变化趋势。需要特别注意的是交越频率( $f_C$ )，在该点 $|G_{FB} \times G_C(s)| = 1$ ，以及与之相关的相移(相位裕量)。相位裕量是 $180^\circ$ 和 $f_C$ 处相移之差。随着该裕量接近 $0^\circ$ ，系统会在接近于 $f_C$ 的频率处表现出一些不希望出现的行为。

频率响应和瞬态响应相关，因为线和负载瞬态过程是阶跃函数，由无数个频率成分合成，频率分

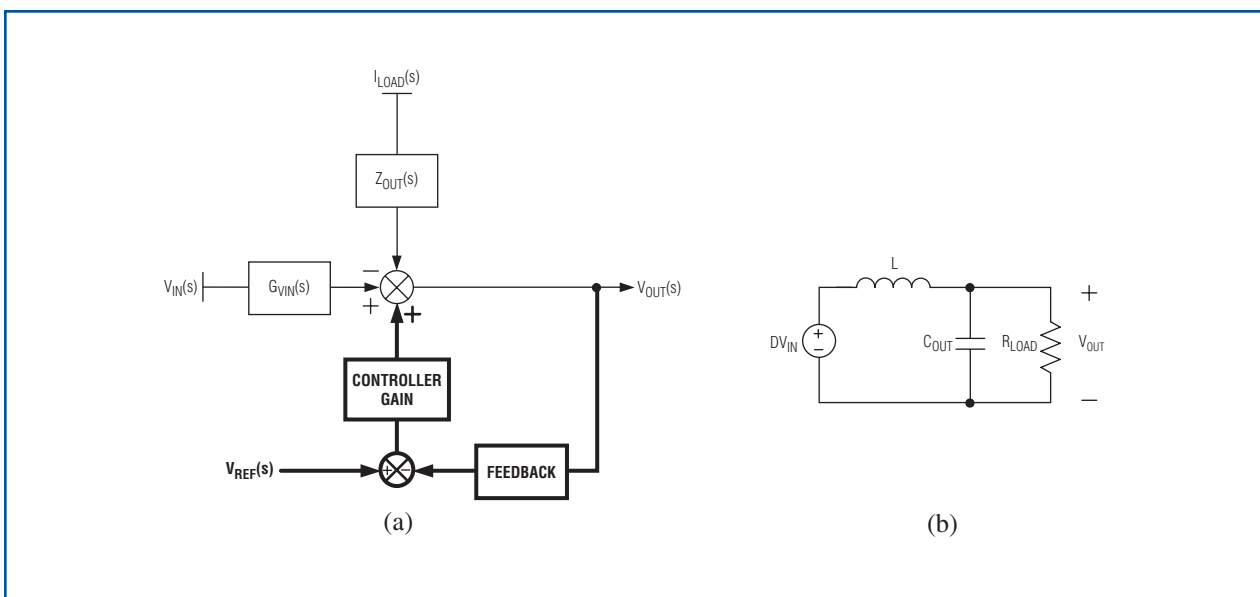


图4. 简化的buck 转换器原理示意图，(a)不含反馈，(b)含有反馈。

量的幅度正比于 $1/f$ 。阶跃函数通常用其频域表达式表示为 $1/s$ ，其中 $s$ 是复变量 $j\omega$ 。

### 时域到频域

具有单极点开环增益的电源的瞬态响应就是一个很好的例子，可用来说明线或负载瞬态过程中，电源上都发生了一些什么变化。如果开环增益仅有一个极点，就可以表达为：

$$G_{FB} \times G_C(s) = \frac{DC_{GAIN}}{\left(\frac{s}{\omega_0} + 1\right)}$$

其中 $DC_{GAIN}$ 是开环直流增益。图5a给出了一个单极点波特图，增益以 $-20\text{dB}/十倍频$ 滚降，并以 $90^\circ$ 相位裕量越过单位增益。因开环增益随着频率降低，电源对于 $V_{IN}$ 和 $I_{LOAD}$ 中高频扰动的抑制能力也降低：

$$\left(\frac{1}{1 + G_{FB} \times G_C(s)}\right)$$

用闭环增益乘以频域阶跃函数 $1/s$ ，然后进行Laplace反变换，你就可以得到时域的阶跃响应(图5b)。负载阶跃( $\Delta I_{LOAD}$ )加于这种开环增益的控制器时，将表现出指数型的时域响应，输出具有

一个初始下跌，幅度等于 $\Delta V = I_{LOAD}(s) \times Z_{OUT}(s)$ 。在高频下， $Z_{OUT}(s)$ 主要由电容器阻抗决定，包括串连电阻( $R_{ESR}$ )和串连电感( $L_{ESL}$ )。恢复过程可

$$V(t) = \frac{\Delta V}{1 + DC_{GAIN}} \times (1 + DC_{GAIN} \times e^{-(\omega_0 + \omega_0 DC_{GAIN})t})$$

用下式表示：

在一倍的时间常数时( $\tau \approx 1/2\pi f_C$ )，输出电压已恢复初始下跌量( $\Delta V$ )的63%。与此类似，线电压阶跃造成输出电压的上升量等于 $G_{VIN}(s)$ 乘以 $V_{IN}(s)$ 。经过一个时间常数后(仍为 $1/2\pi f_C$ )，输出电压恢复初始偏移量的63%。

开环增益表达式通常具有多个极点，这将导致相位裕量低于 $90^\circ$ 。如果开环增益的相位裕量接近 $0^\circ$ ，闭环系统对于瞬态过程的响应将会表现出过冲，乃至产生振荡。这些输出扰动预示着电源控制环可能处在稳定或不稳定的边缘，是进行瞬态测试时需要监视的指标。

当闭环系统对于瞬态扰动中的频率分量从衰减变为放大时，它就会表现出过冲和振荡。这种行为可用闭环增益分母中的实变和复变量之间的相互作用来解释。当开环增益相位裕量接近 $0^\circ$ 时，它的实部接近-1而虚部开始低于1。另外，开环增益的幅度接近于单位增益。在闭环增益的分母中，

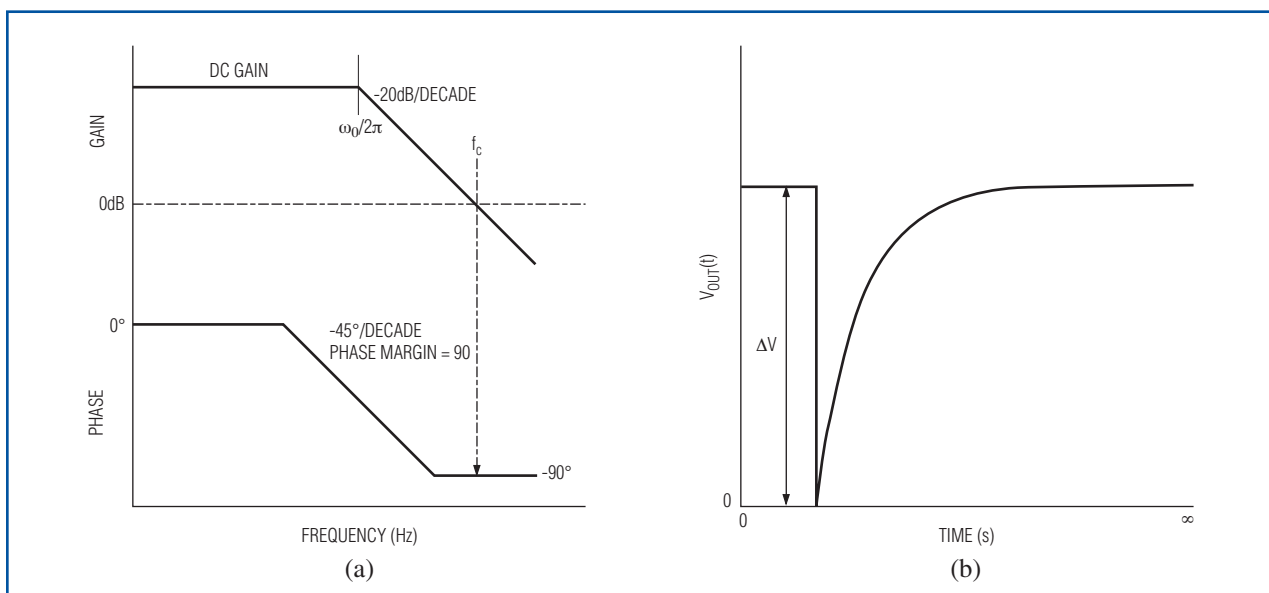


图5. 单极点环路增益的波特图(a)，及其时域阶跃响应(b)。

实部相加为零，只剩下很小的虚部。结果，正常情况下对信号起衰减作用的闭环系统现在开始提供增益给这些信号。

两极点开环增益表达式给出了一个很好的例子，可用来说明当相位裕量减小时，阶跃响应会发生何种变化。考虑一个开环增益为  $DC_{GAIN} = 60\text{dB}$ ，具有两个实极点的设计：

$$G_{FB} \times G_C(s) = \frac{1000}{\left(\frac{s}{\omega_1} + 1\right)\left(\frac{s}{\omega_2} + 1\right)}$$

闭环增益为：

$$\frac{1}{1 + G_{FB} \times G_C(s)}$$

假定  $f_C$  发生在  $\omega_1$  和  $\omega_2$  之间。你可以变化  $\omega_1$  和  $\omega_2$  来改变相位裕量，同时保持  $f_C$  不变。每种不同的相位裕量在时域都具有不同的阶跃响应。通过运行 MATLAB® 中的 `step()` 命令，你就可以获得两极点开环增益在不同的相位裕量下，闭环增益的时域响应(图6)。

图6给出了在不同的相位裕量下，电源输出的几种可能的瞬态响应。初始的阶跃使输出电压上升。当电源恢复调节时，随着相位裕量的降低，输出表现出过冲的增加并最终完全振荡。当相位裕量接近  $72^\circ$  时恢复最快并具有  $0\%$  的过冲。

### 负载瞬态响应，实例

图7a/b/c 显示了一个采用电压模式控制的buck转换器(参见 [www.maxim-ic.com.cn](http://www.maxim-ic.com.cn) 上的MAX1960EVKIT)对于  $0$  到  $10\text{A}$  负载瞬变的响应。在通过 COMP 引脚增加了一个高频极点(以降低交越点以上的增益)后，在  $V_{IN} = 5\text{V}$ ， $V_{OUT} = 1.8\text{V}$ ，以及  $I_{LOAD} = 10\text{A}$  条件下测量开环增益和相位。降低这个极点的频率可降低相位裕量。图7a给出了开环增益交越频率为  $42\text{kHz}$  和  $2^\circ$  的相位裕量时的响应。 $0$  到  $10\text{A}$  的负载阶跃致使电源连续振荡。增加相位裕量至  $11^\circ$  则产生衰减振荡(图7b)。相位裕量为  $90^\circ$  时(图7c)，输出响应等同于指数型的单极点响应。

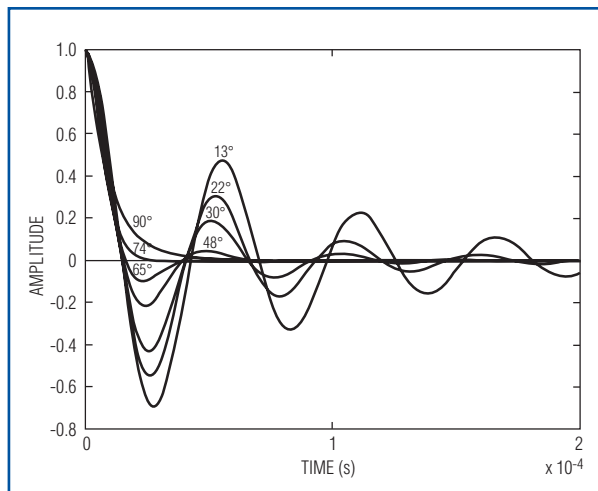


图6. 运行 MATLAB 中的 `step()` 命令得到的不同相位裕量的闭环增益时域响应。

从该电路的小信号频率响应可以预先得知，相位裕量为  $2^\circ$  时电源输出就会振荡。为什么当负载跳回到  $0\text{A}$  时它就不振了呢？ $0\text{A}$  工作条件不支持振荡，因为小信号响应随着工作条件(偏置点)而变。初始相位裕量是在  $I_{LOAD} = 10\text{A}$ ， $V_{IN} = 5\text{V}$ ，以及  $V_{OUT} = 1.8\text{V}$  条件下测得。当这些参数中的任何一个发生变化，小信号增益和相位裕量也会随之改变。这种效应在  $10\text{A}$  到  $0$  负载阶跃中可以看到。当  $I_{LOAD}$  跳到  $0\text{A}$  时，振荡开始衰减。这是因为工作在  $0\text{A}$  负载时相位裕量有所提高(和到  $10\text{A}$  负载时相反)。

当试图将开环和闭环传递函数所预言的小信号响应推广到大幅度的线电压和负载瞬变时需要慎重。小信号响应只对特定工作点附近的小幅度变化有效。大信号变化改变了偏置点，同时也改变了开环增益和相位。只有发生在特定工作点的瞬态过程可以用小信号响应来预言。

负载瞬态过程利用一个 DPAK 封装的单 n 沟道 MOSFET (IRLR024N) 产生。MOSFET 被直接置于一个输出电容的顶部， $37.5\text{m}\Omega$  的低电感检流电阻接于源极和地之间。脉冲发生器 (HP8112) 直接驱动  $0$  至  $4\text{V}$  的栅极阶跃信号，产生  $200\text{ns}$  内  $0$  至  $10\text{A}$  的阶跃响应，基本上没有过冲或振荡。

## 线瞬态响应，实例

图7d显示了线瞬态响应，具有和图7c相同的相位裕量。输入电压从3.3V跳变至5V。利用图1所示的装置，两个 $9\text{m}\Omega$ 、n沟道MOSFET (IRF3704, TO-220封装)在3.3V源和5V源之间切换待测电源的输入。每个开关都放置在MAX1960的输入和两个并联的 $470\mu\text{F}$  POSCAP 电容(6TPB470M)之间。

产生400ns的上升时间和250mV的过冲，来模拟线路阶跃。

小信号波特图预言响应是指数型的，并已得到试验验证。 $V_{\text{IN}}$ 从3.3V阶跃至5V是一个大信号扰动，因此，和工作于 $V_{\text{IN}}=3.3\text{V}$ 时相比，工作点发生了变化。本瞬态测试表明，在两种输入电压下，相位裕量都足以防止过冲或振荡的出现。

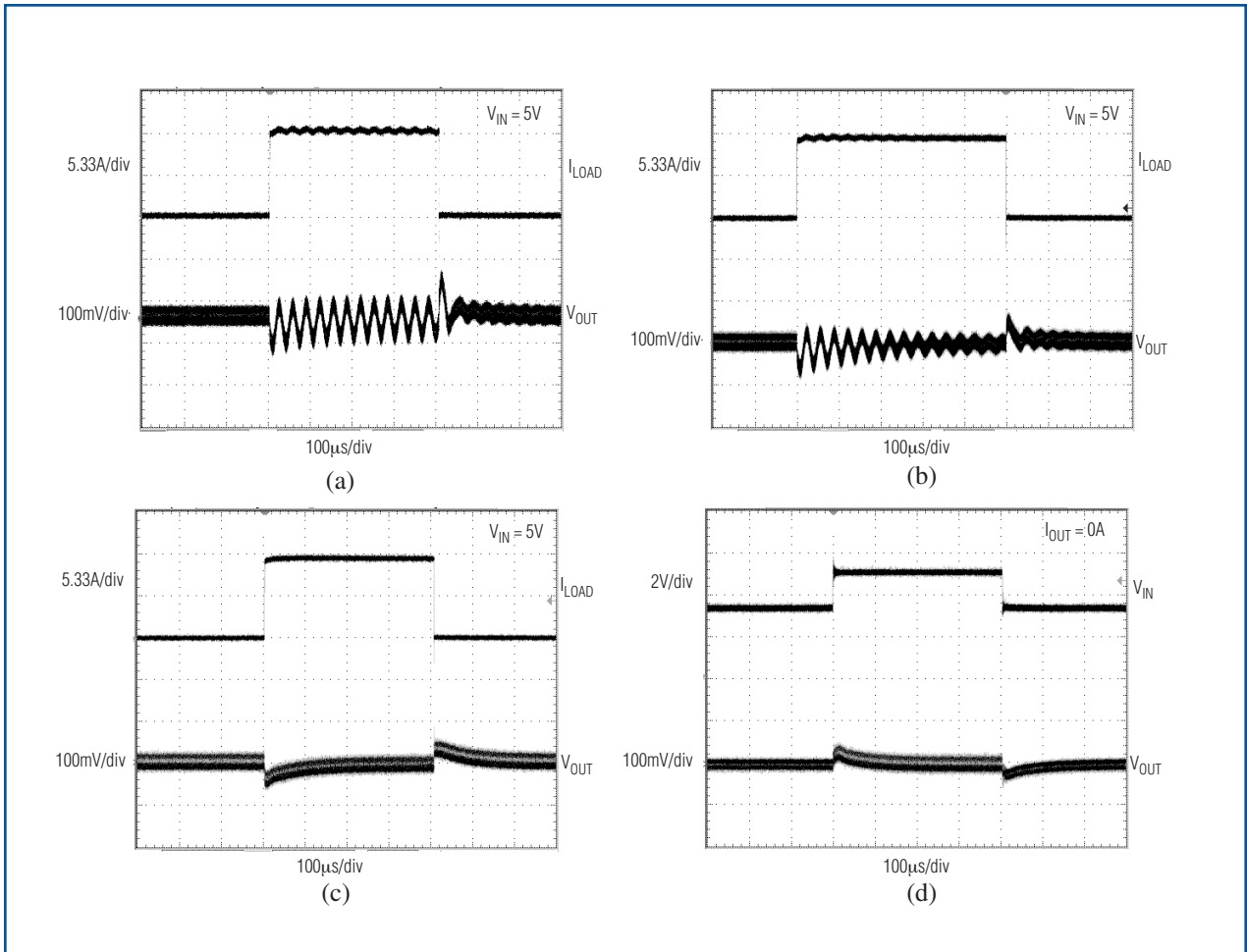


图7. 评估板的瞬态响应: (a)相位裕量 $2^\circ$ 时的负载阶跃响应; (b)相位裕量 $11^\circ$ 时的负载阶跃响应; (c)相位裕量 $90^\circ$ 时的负载阶跃响应; (d)相位裕量 $90^\circ$ 时的线阶跃响应。