

基于带有纹波注入谷底检测定导通时间频域分析的 D-CAP2™ 频率响应模型

摘要

基于非线性控制的磁滞控制[2]由于其快速的动态响应变得越来越重要。常见的磁滞控制需要相对较高 ESR 的输出电容，文献[3]-[6]中提出增加纹波注入的方式让磁滞控制使用较低 ESR 的陶瓷电容成为可能。图 1 是一种带有纹波注入谷底检测定导通时间的控制拓扑。这种拓扑因为其类似定脉宽调制的操作以及兼容低 ESR 陶瓷输出电容，所以变得越来越普遍。这种控制方式很像线性控制，和电压模式的频率响应很类似，同时保持较高的环路带宽。

“带有纹波注入谷底检测定导通时间”的频域分析用于优化 DCDC 变换器设计是基于以下两个假设：(a) 在小信号分析时，远小于开关频率的频率可以用平均模型代替；(b) 注入的纹波电压远小于参考电压。所以，带有纹波注入的比较器显示出单零点特性。变换器的开环传递函数如公式 1 所示。图 2 是基于公式 1 的频率响应曲线，因为单零点特性，所以相位在高频时升高到接近 90 度，是系统稳定的主要因素。而传统的线性模式如电压控制模式(图 3)和电流控制模式(图 4)，由于 PWM 延时和误差放大器电路，相位曲线在高频时会下降到 0 度以下。故此种新控制方式有很大优势。

D-CAP2™ 控制方式和“带有纹波注入谷底检测定导通时间”的概念相类似。不同之处在于把纹波注入的电路集成到芯片里面。所以，此控制方式是稳定的。

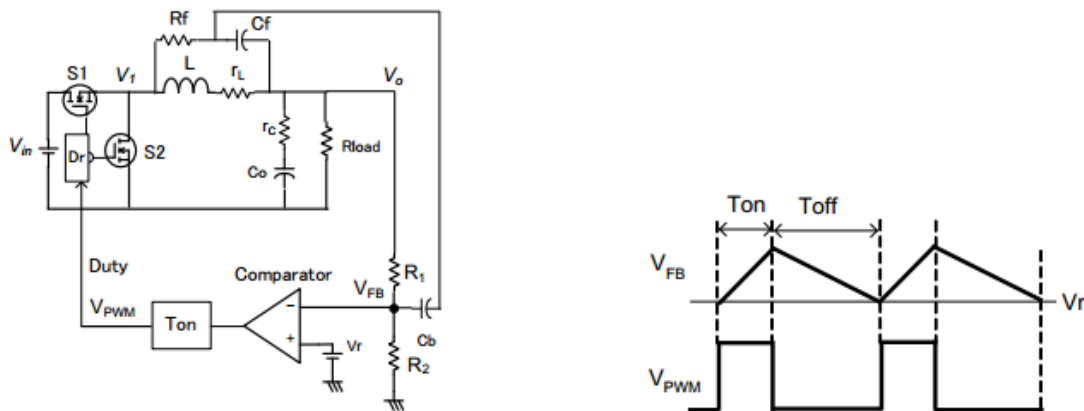


图 1. “带有纹波注入谷底检测定导通时间”模式的方框图

$$G_{open}(s) = G_{dv}(s) \frac{A}{V_{in}} (1 + sT_c) H_d(s) \quad (1)$$

其中， $G_{dv}(s)$ 是从占空比到输出电压的传函，由状态空间平均模型得到。

$H_{comp}(s)$: 拥有纹波注入的比较器到从输出电压到占空比的传函

$A = \frac{R_f}{R_1}$: 纹波注入电路的电压增益

$T_c = R_1 C_f$: 纹波注入电路的时间常数

$H_d(s) = e^{-sT_{on}/2}$: 定导通时间的延时因子

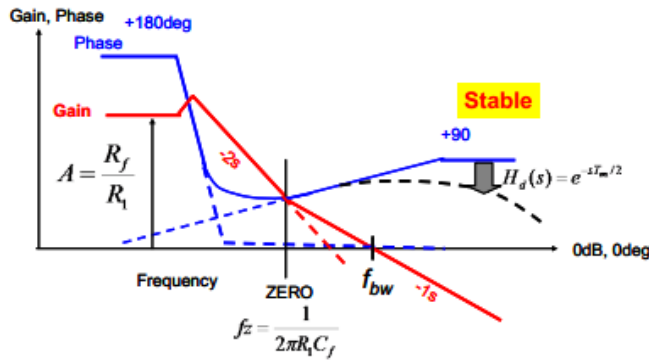


图 2. “带有纹波注入谷底检测定导通时间”模式的频率响应

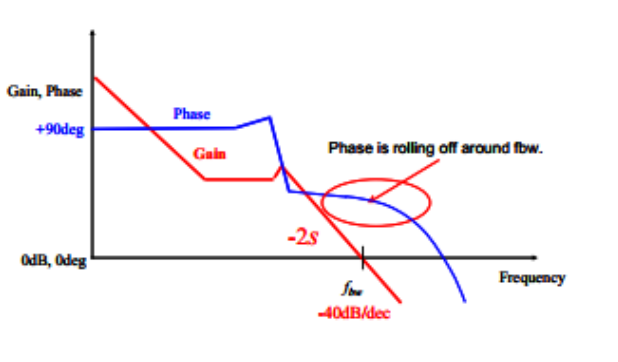


图 3. 电压模式的频率响应

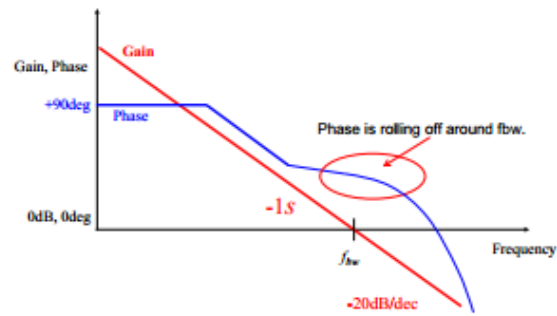


图 4. 电流模式的频率响应

1 D-CAP2™ 开环传递函数

1.1 方框图

图 5 是一个带有纹波注入电路 D-CAP2™ 控制模式的方框图。开环传递函数如等式 (2) 所示：

$$\text{其中 } G_{open}(s) = G_{dv}(s)H_{FB}(s)H_{COMP}(s)H_d(s) \quad (2)$$

$G_{dv}(s)$ 是用状态空间平均模型得到的从占空比到输出电压的传递函数。

$H_{FB}(s)$ 是从输出电压到反馈电压的传递函数

$H_{COMP}(s)$ 是从反馈电压到占空比包括谐波注入电路的传递函数

$H_d(s) = e^{-sT_{on}/2}$ 是由定时间造成的延时

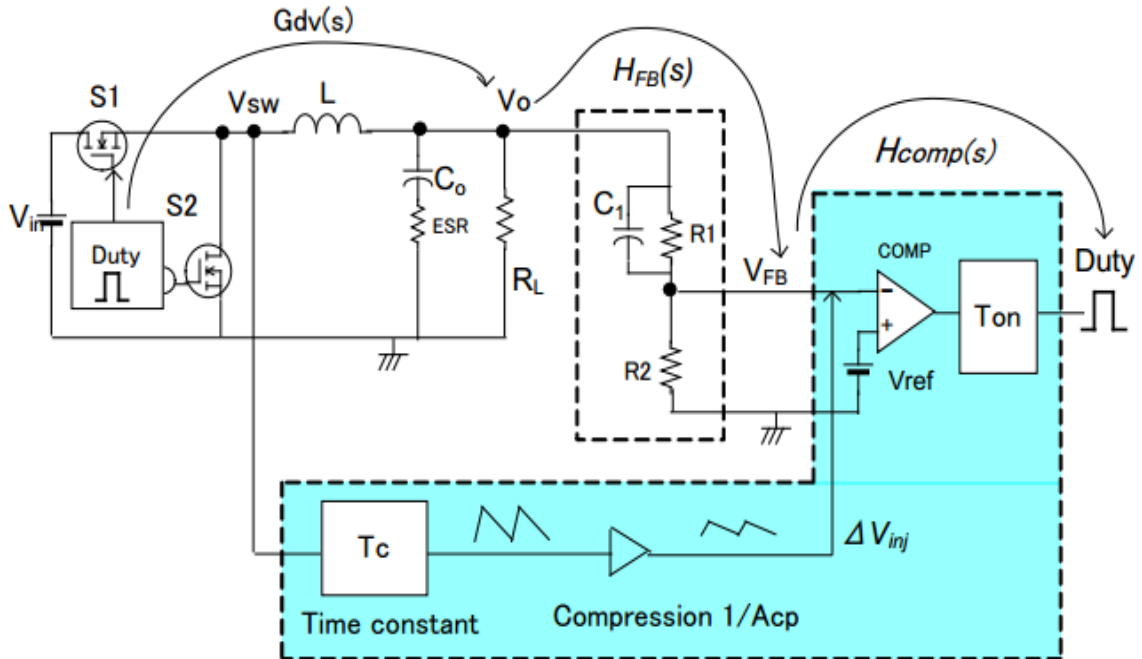


图 5. D-CAP2 的方框图

1.2 $H_{COMP}(s)$: 带有谐波注入的传递函数

由文献 1 可知，带有谐波注入的比较器有 1 个零点，零点的时间常数由电容和电阻网络共同决定。

在图 5 中， $H_{COMP}(s)$ 包括了比较器和谐波注入电路。谐波注入电路包括了时间常数模块和电压模块。 $H_{COMP}(s)$ 的传函如下：

$$H_{COMP}(s) = \frac{\Delta D(s)}{\Delta V_{FB}(s)} = \frac{A_{cp}}{V_{in}} (1 + sT_C) \quad (3)$$

1.3 $H_{FB}(s)$: 反馈分频器网络

从 V_o 到 V_{FB} 的传递函数如下所示：

$$H_{FB}(s) = \frac{R_2}{Z_1(s) + R_2} \quad (4)$$

$$\text{其中 } Z_1(s) = \frac{R_1}{sC_1R_1 + 1} \quad (5)$$

$H_{FB}(s)$ 的直流增益如下：

$$H_{FB}(0) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{V_{ref}}{V_o} \quad (6)$$

1.4 $G_{dv}(s)$: 从占空比到输出电压的传递函数

$G_{dv}(s)$ 可以由状态空间平均模型得出，如下：

$$G_{dv}(s) = \frac{V_{in}(1 + \frac{s}{\omega_{esr}})}{1 + 2\delta \frac{s}{\omega_0} + (\frac{s}{\omega_0})^2} \quad (7)$$

其中

$$\delta = \frac{\sqrt{L/C_O} + R_L(r_L + r_C)\sqrt{C_O/L}}{2R_L\sqrt{1 + r_L/R_L}} \quad (8)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1 + r_L/R_L}{LC_O}}$$

1.5 定导通时间的延时因子

当固定导通时间时占空比不能改变，故延时可如下表示

$$H_d(s) = e^{-ST_{on}/2} \quad (9)$$

1.6 D-CAP2™ 的波特图

现在已经推导出等式 (2) 的开环传递函数，曲线如图 6 所示。开环传递函数的直流增益值 $G_{open}(0)$ 如下所示：

$$G_{open}(0) = A_{cp} \times H_{FB}(0) = A_{cp} \times \frac{V_{ref}}{V_o} \quad (10)$$

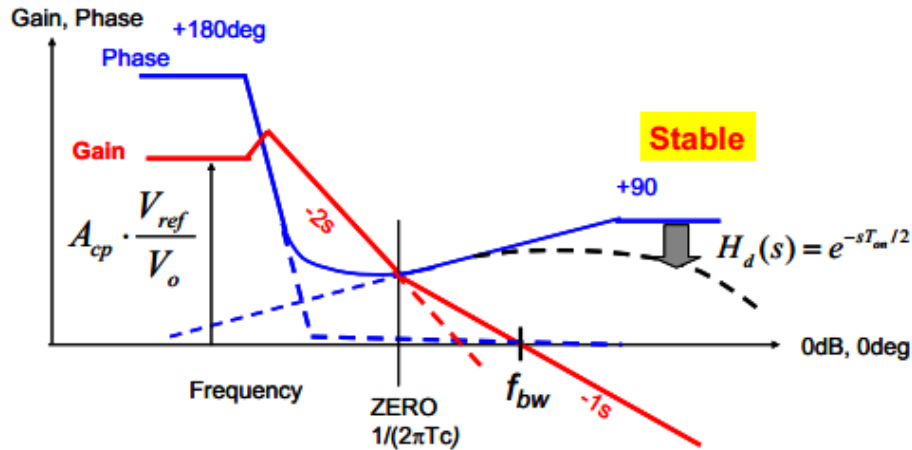


图 6. D-CAP2™的频率响应

1.7 波特图的测量框图

图 7 是用信号注入的方式测量波特图的常用方法。从频率响应分析器注入的信号 V_{sig} 与注入的纹波相比幅值足够小。通常， V_{sig} 大小在 $1m$ 到 $3m V_{pp}$ 之间。然后，再测量 V_a 到 V_b 的传递函数，如图 9 所示。

注意：如果芯片有 V_0 管脚，则信号注入电阻（ $51ohm$ ）应该同时和 R_1 及 V_0 脚连在一起，如图 7(a)所示。不要把注入电阻仅仅和 R_1 连在一起，如图 8 所示；当 V_0 管脚不存在时，则直接把注入电阻接在 R_1 和 V_0 之间，如图 7(b)所示。

表 1. 适用范围内的芯片

		PKG	Measurement set up Fig.7	Devices (“/“ denotes devices without or with ECO mode)
Converter	Single		(a)	TPS54225/226, TPS54325/326, TPS54425/426, TPS54429/429E, TPS54525/526, TPS54625/626 ⁽¹⁾
		8SOP	(b)	TPS54227/228, TPS54327/328, TPS54427/428, TPS54527/528, TPS54627/628 ⁽¹⁾ , TPS54229/229E, TPS54329/329E, TPS54339/339E ⁽¹⁾ , TPS54239/239E ⁽¹⁾ , TPS56528/428 ⁽¹⁾ , TPS56228/328 ⁽¹⁾
	Dual	HTSSOP16	(b)	TPS54294/295, TPS54394/395, TPS54494/495, TPS542941/2951
Controller	Single	HTSSOP16	(a)	TPS53114
		VSSOP10	(b)	TPS53014/015
	Dual	TSSOP24	(a)	TPS53125, TPS53126, TPS53127, TPS53128, TPS53129

(1) In development

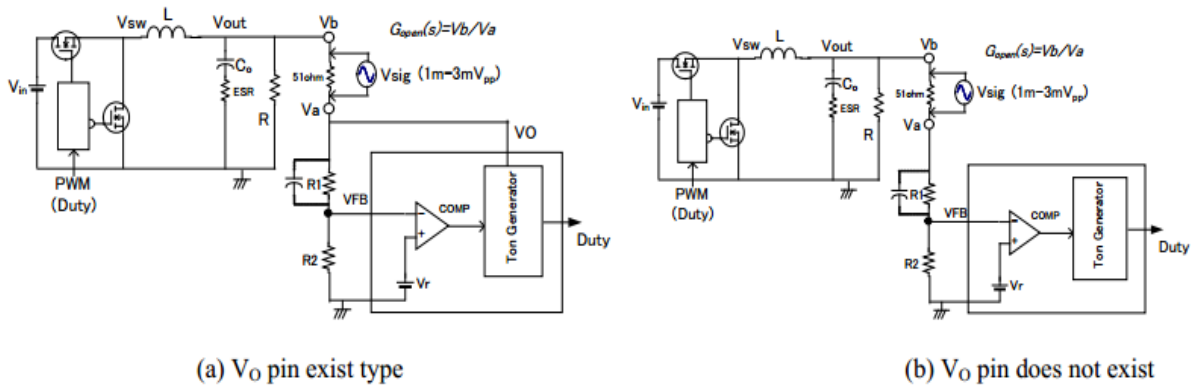


图 7. 波特图的测量示意图

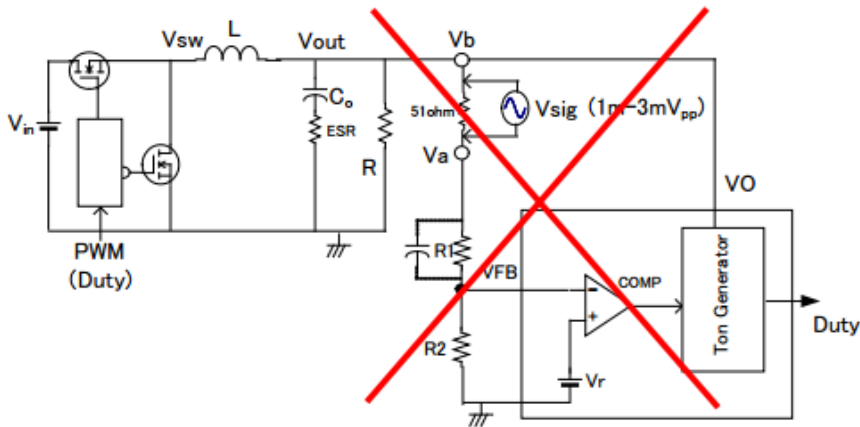


图 8. 测量波特图不正确的接法（当 V_O 存在时）

2 波特图的实验数据（频率响应）

下图是 TPS54325 和 TPS53114 的实例，表 2 和表 3 给出了芯片在不同情况下的 Acp 和 Tc 值。

表 2. TPS54325 的参数值

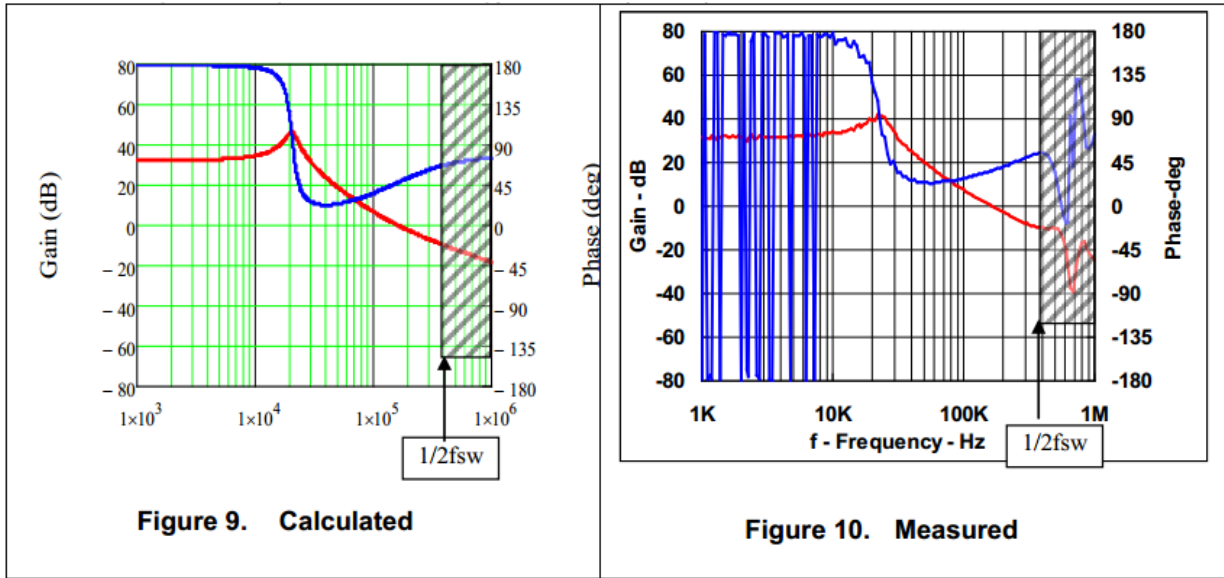
Device	Condition			Acp	Tc (us)
	Vin(V)	Vo(V)	L(uH)		
TPS54325 (fsw=700kHz)	12.0	1.05	1.5	65	1.06
		1.2	1.5	70	
		1.5	1.5	78	
		1.8	2.2	84	
		2.5	2.2	96	
		3.3	2.2	104	
		5.0	3.3	114	

表 3. TPS53114 的参数值

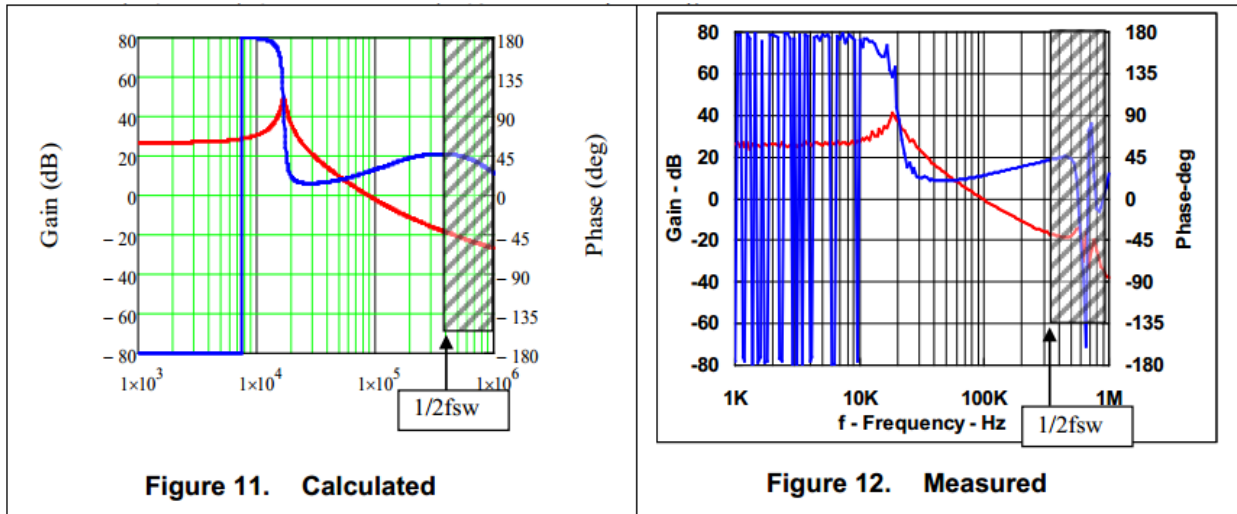
Device	Condition			Acp	Tc (us)
	Vin(V)	Vo(V)	L(uH)		
TPS53114 (fsw=700kHz)	12.0	1.05	1.5	35	0.95
		1.2	1.5	36	
		1.5	1.5	38	
		1.8	2.2	39	
		2.5	2.2	41	
		3.3	2.2	42	
		5.0	3.3	44	

2.1 TPS54325 (变流器类型)

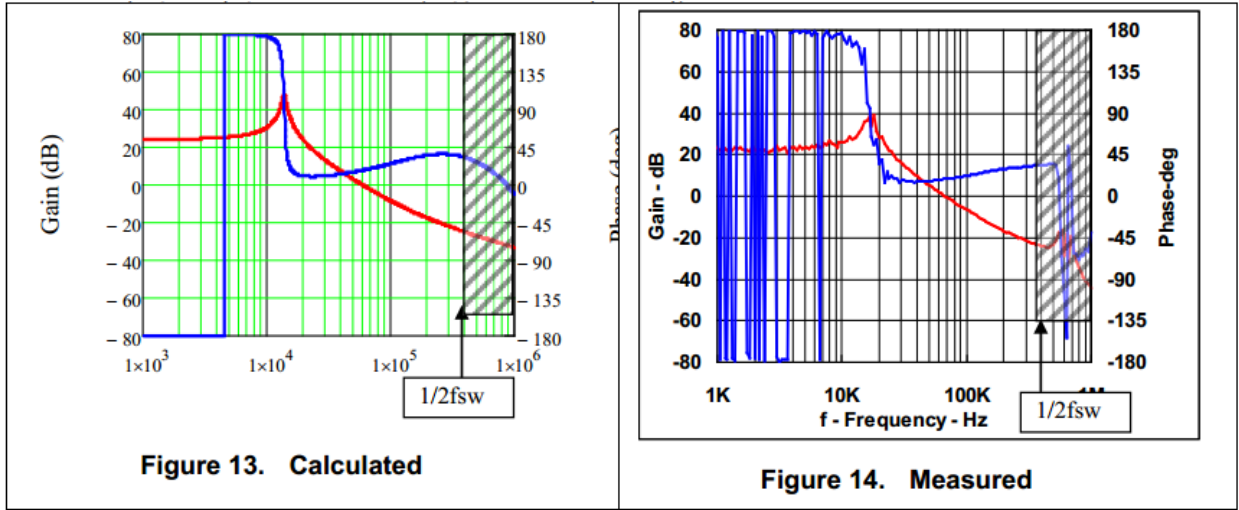
$V_{in} = 12V, V_o = 1.05V, I_o = 1A: L = 1.5\mu H, C_{OUT} = 22\mu F \times 2$ (陶瓷电容), 700kHz



$V_{in} = 12V, V_o = 3.3V, I_o = 1A: L = 2.2\mu H, C_{OUT} = 22\mu F \times 2$ (陶瓷电容), 700kHz

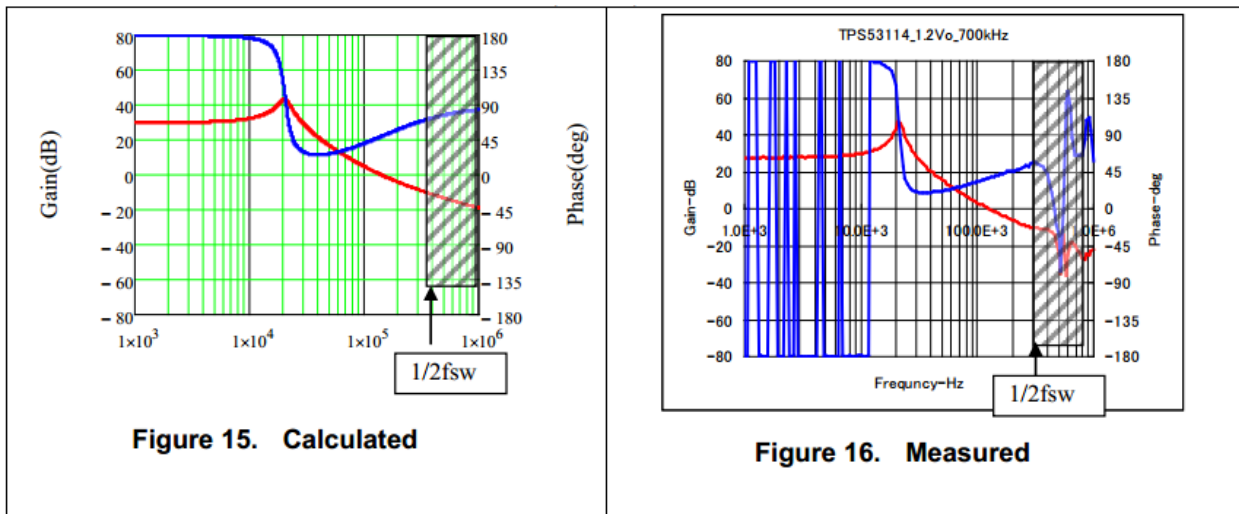


$V_{in} = 12V, V_o = 5V, I_o = 1A: L = 3.3\mu H, C_{OUT} = 22\mu F \times 2$ (陶瓷电容), $700kHz$



2.2 TPS53114 (控制器类型)

$V_{in} = 12V, V_o = 1.2V, I_o = 2A: L = 1.5\mu H, C_{OUT} = 22\mu F \times 2$ (陶瓷电容), $700kHz$



$$V_{in} = 12V, V_o = 5V, I_o = 2A: L = 3.3\mu H, C_{OUT} = 22\mu F \times 2(\text{陶瓷电容}), 700kHz$$

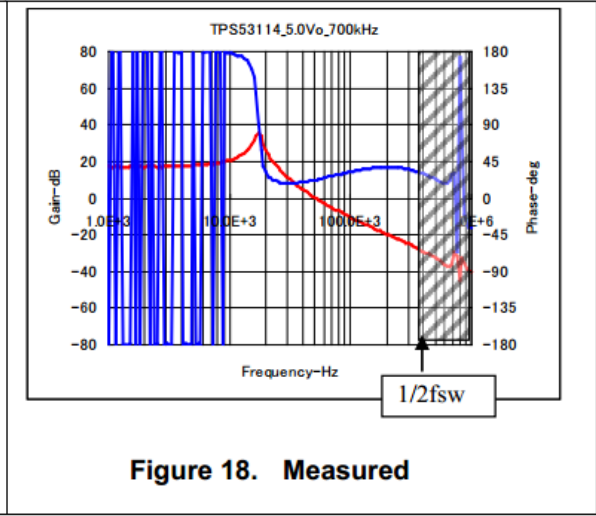
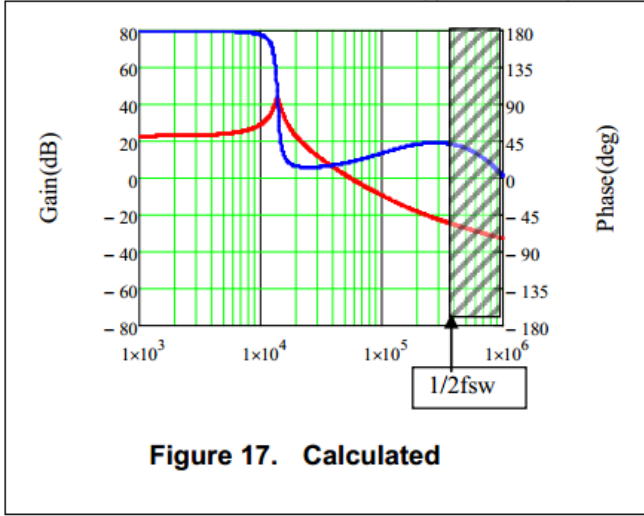


Figure 17. Calculated

Figure 18. Measured

2.3 带有前馈电容的相位补偿（单零点单极点）

如等式（2）中所示，定导通时间控制方式存在一个延时环节 $e^{-ST_{on}/2}$ 。当占空比较大时（如 12Vin, 5Vo 或者 5Vin, 3.3Vo），由延时环节造成的相位曲线下降就越明显。

在这种情况下，反馈电路的前馈电容（图 5 中的 C1）增加了一个单极点和单零点，可以得到更好的相位裕度。

$$H_{FB}(s) = \frac{R_2}{Z_1(s)+R_2} = \frac{R_2}{R_2+R_1} \times \frac{1+\frac{s}{\omega_z}}{1+\frac{s}{\omega_p}} \quad (23)$$

其中，零点 (ω_z)，极点 (ω_p) 和 $H_{FB}(s)$ 的中间频率 (ω_{center}) 如下所示：

$$\omega_z = \frac{1}{C_1 R_1}, \omega_p = \frac{1}{C_1(R_1//R_2)}, \omega_{center} = \sqrt{\omega_z \omega_p} \quad (24)$$

f_{center} 是相位提升最显著的频率。通常，在设计反馈回路的前馈电容时，把 f_{center} 置于 f_{bw} 处，或者把 f_z 置于 f_{bw} 处。

图 19 是当 $V_{in} = 12V, V_{OUT} = 5V$ 时 $H_{FB}(s)$ 的实例。

图 19(a) 是没有前馈电容的情况。($C_1 = 0pF$)

图 19(b) 是 $C_1 = 47pF$ 增加 1 个零点和 1 个极点的情况。增加零点的频率是 27.8kHz，增加极点的频率是 182kHz。故最大相位被提升到 71kHz 频率处。

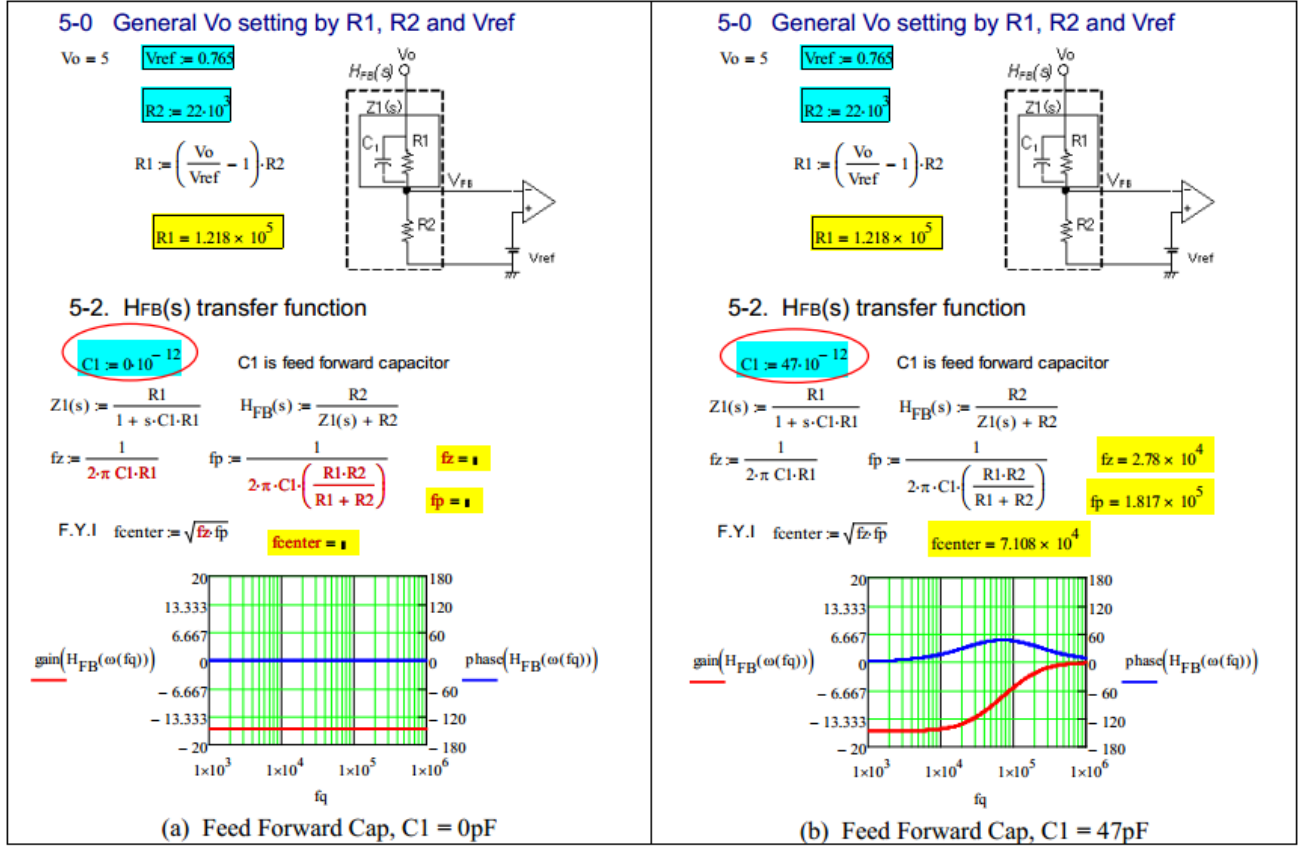


图 19. 用前馈电容进行单零点单极点的设计 (12VIN, 5Vo)

图 20 是没有前馈电容和有前馈电容的 TPS54325 波特图实例。由图可知，在前馈电容补偿后，相位裕度得到了提升。其中，电感 L = 3.3uH，电容 Co = 22uF × 2，开关频率 fsw = 700kHz。

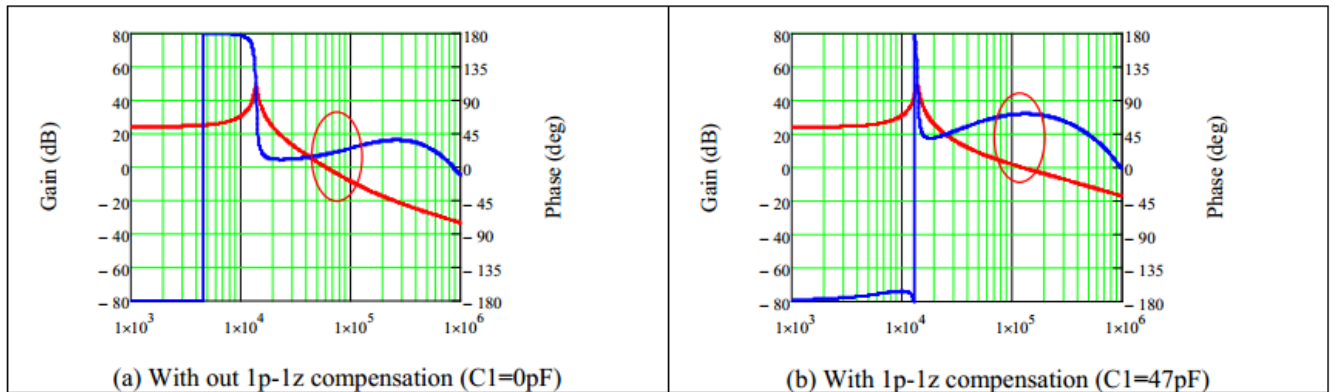


图 20. TPS54325 在 VIN=12V, Vo=5V 时的理论波特图 (开环传递函数)

图 21 是实际测量的拥有不同前馈电容值的波特图，来验证图 20 的结果。由实验结果可知，前馈电容可以帮助得到更好的相位裕度。

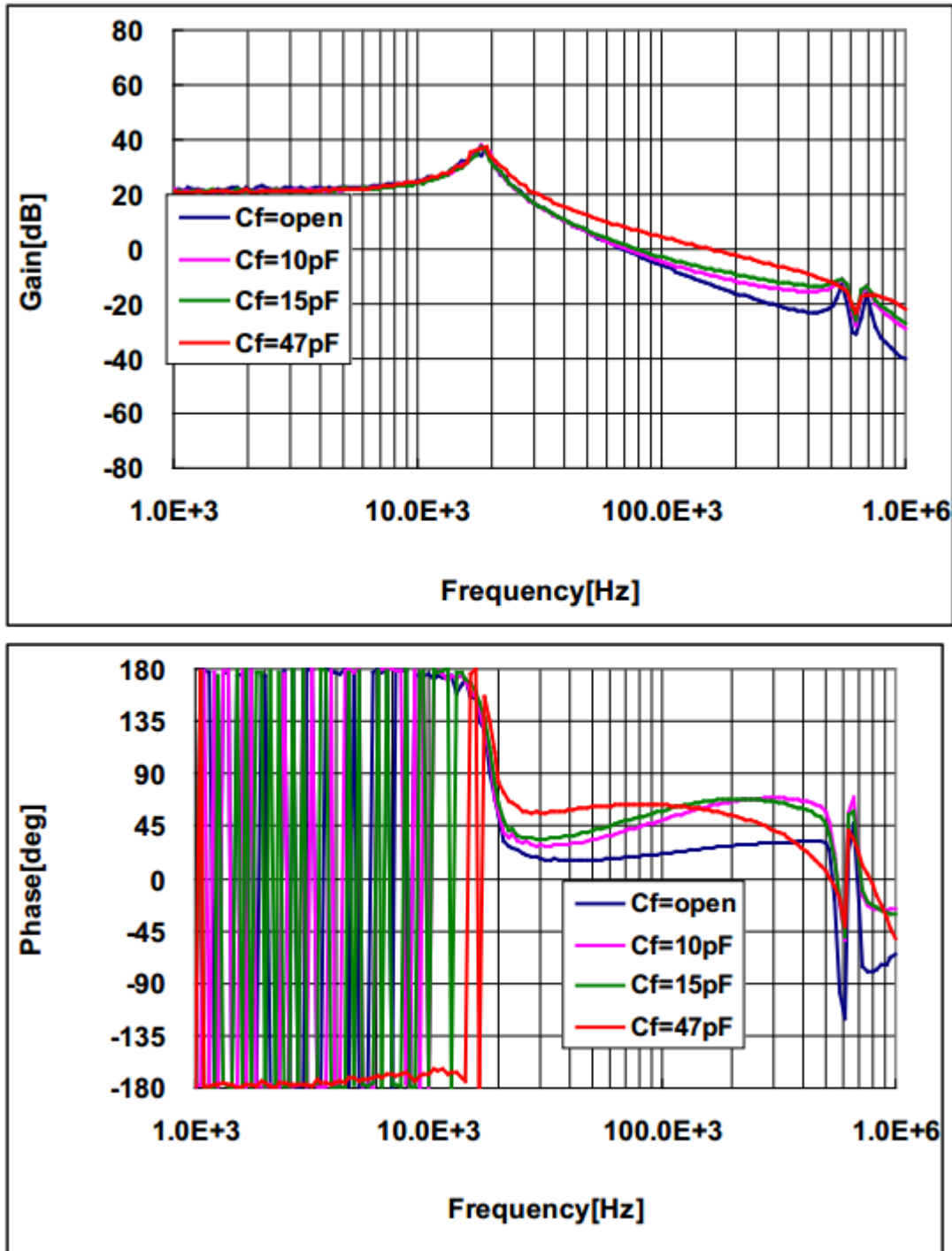


图 21. TPS54325 在 $V_{IN}=12V$, $V_O=5V$ 时的实测波特图（开环传递函数）

参考文献

- [1] M. Lin, T. Zaitso, T. Sato, and T. Nabeshima, "Frequency Domain Analysis of Fixed On-Time with Bottom Detection Control for Buck Converter," IEEE IECON2010, pp.475-479
- [2] B.P.Schweizer and A.B.Rosenstein, "Free Running – Switching Mode Regulator: Analysis and Design," IEEE Transactions on Aerospace, vol. AS-2, Oct. 1964, pp.1171-1180.
- [3] R. Miftakhutdinov, "An Analytical Comparison of Alternative Control technique for powering Next-Generation Microprocessors," Texas Instruments Seminar 2002.
- [4] Kisun Lee, Fred C. Lee and Ming Xu, "Novel Hysteretic Control Method for Multiphase Voltage Regulators," APEC2008.
- [5] T. Nabeshima, T. Sato, S. Yoshida, S. Chiba and K. Onda, "Analysis and design consideration of a buck converter with a hysteretic PWM controller," IEEE PESC Records, pp.1711-1716, 2004
- [6] K. Taniguchi, T. Sato, T. Nabeshima, and K. Nishijima, "Constant Frequency Hysteretic PWM Controlled Buck Converter", Proceedings of IEEE PEDS 2009, Paper No.476, CD-ROM, 2009

附录 A.

A.1 在迟滞控制方式中，如何推导带有纹波注入迟滞比较器的传递函数

这是文献 1 的附录

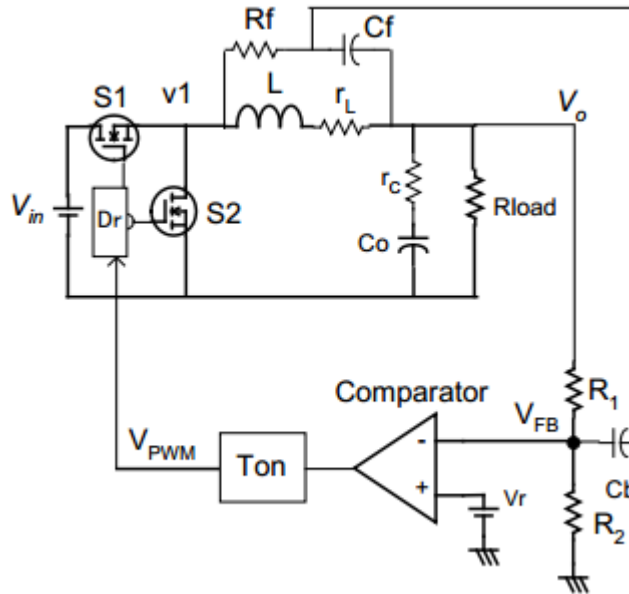


图 A-1. 带有纹波注入迟滞控制的方框图（谷底检测测定导通时间）

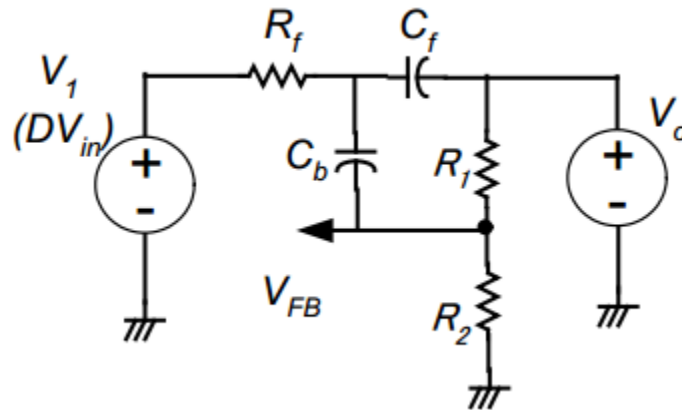
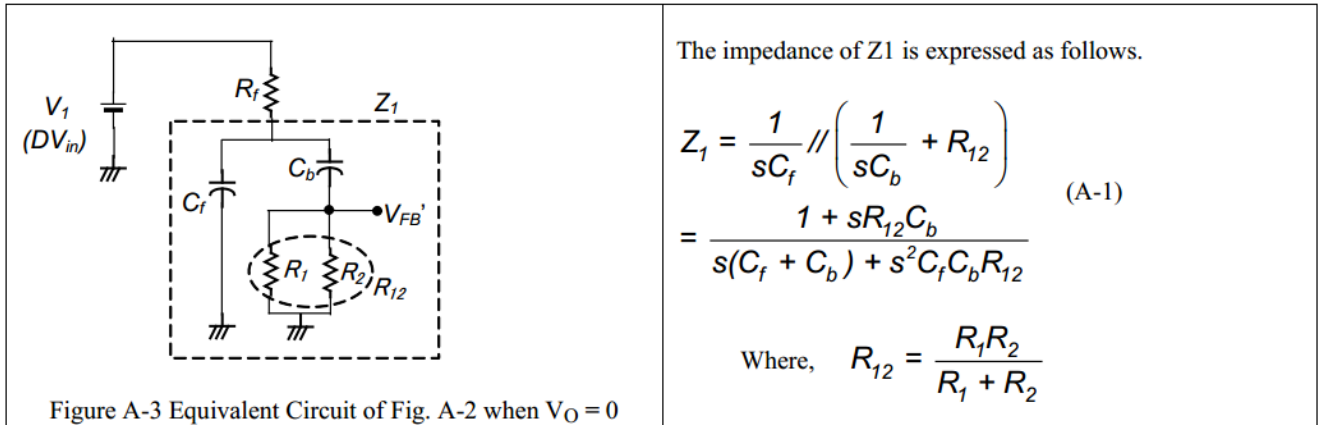


图 A-2. A-1 的等效电路图

因图 A-2 中有两个电压源 V1 和 V2，在推导传递函数时使用了叠加原理。

A.2 当 $V_o = 0$ 时 (V_o 短接到地)

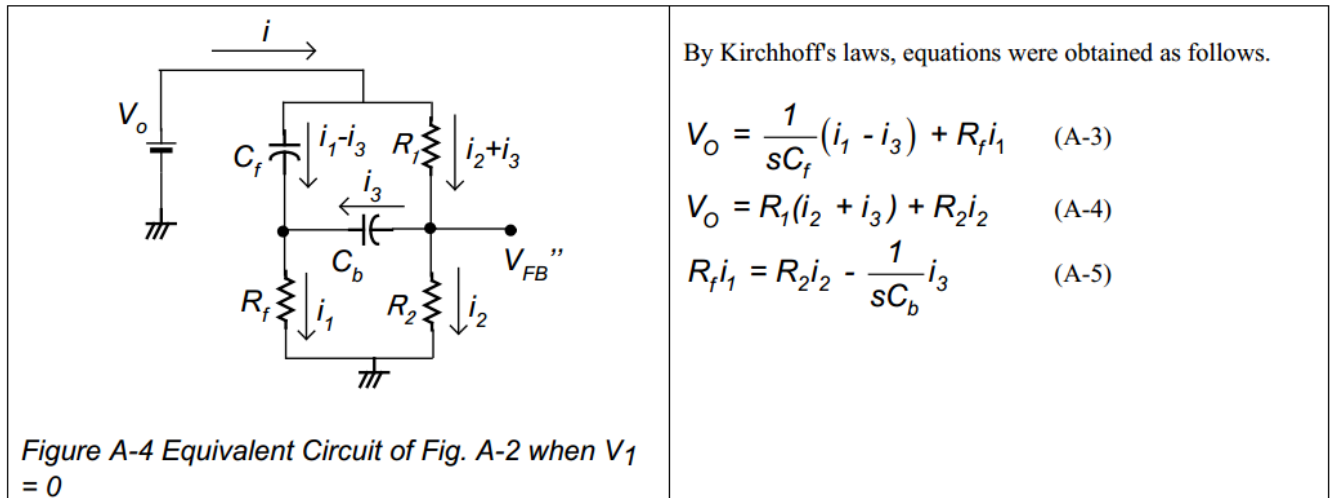


由等式 A-1, V_{FB}' 可表示如下

$$V_{FB}' = DV_{in} \times \frac{Z_1}{R_f + Z_1} \times \frac{R_{12}}{\frac{1}{sC_b} + R_{12}} = \frac{sC_bR_{12}}{s^2T_cC_bR_{12} + sC_bR_{12} + sR_f(C_f + C_b) + 1} \times DV_{in} \quad (A-2)$$

其中 $T_c = C_fR_f$

A.3 当 $V_1 = 0$ 时 (V_1 短接到地)



从式 A-3 和 A-5 中可以得到 i_3

$$i_3 = \frac{1}{\frac{R_f}{1 + sC_fR_f} + \frac{1}{sC_b}} \times \left(R_2 i_2 - \frac{R_f}{R_f + \frac{1}{sC_f}} \times V_o \right) \quad (A-6)$$

从式 A-4 和 A-6 中可以得到 i_2

$$i_2 = \frac{\left(\frac{R_f}{1+sC_fR_f} + \frac{1}{sC_b}\right) \times \frac{1}{R_1} + \frac{sC_fR_f}{1+sC_fR_f}}{R_2 + \frac{R_1+R_2}{R_1} \times \left(\frac{R_f}{1+sC_fR_f} + \frac{1}{sC_b}\right)} \quad (\text{A-7})$$

因此可以得到 V_{FB}'' 如下

$$V_{FB}'' = \frac{\left(\frac{R_f}{1+sC_fR_f} + \frac{1}{sC_b}\right) \times \frac{1}{R_1} + \frac{sC_fR_f}{1+sC_fR_f}}{R_2 + \frac{R_1+R_2}{R_1} \times \left(\frac{R_f}{1+sC_fR_f} + \frac{1}{sC_b}\right)} V_o = \frac{s^2T_cC_bR_1R_2 + sR_2(T_c + R_fC_b) + R_2}{s^2T_cC_bR_1R_2 + s(C_bR_1R_2 + (R_1+R_2)(T_c + R_fC_b)) + (R_1+R_2)} V_o \quad (\text{A-8})$$

由叠加定理

$$V_{FB} = V'_{FB} + V''_{FB} = \frac{sC_bR_{12}}{s^2T_cC_bR_{12} + sC_bR_{12} + sR_f(C_f + C_b) + 1} \times DV_{in} + \frac{s^2T_cC_bR_1R_2 + sR_2(T_c + R_fC_b) + R_2}{s^2T_cC_bR_1R_2 + s(C_bR_1R_2 + (R_1+R_2)(T_c + R_fC_b)) + (R_1+R_2)} V_o \quad (\text{A-9})$$

因为纹波电压 ΔV_{FB} 和 V_{FB} 相比起来非常小，故可以作如下假设

$$V_{FB} = V_r \quad (\text{A-10})$$

等式(A-9)可如下表示，这是一个稳态方程

$$V_{FB} = V_r = G_1(s)DV_{in} + G_2(s)V_o \quad (\text{A-11})$$

其中

$$G_1(s) = \frac{sC_bR_{12}}{s^2T_cC_bR_{12} + sC_bR_{12} + sR_f(C_f + C_b) + 1}$$

$$G_2(s) = \frac{s^2T_cC_bR_1R_2 + sR_2(T_c + R_fC_b) + R_2}{s^2T_cC_bR_1R_2 + s(C_bR_1R_2 + (R_1+R_2)(T_c + R_fC_b)) + (R_1+R_2)}$$

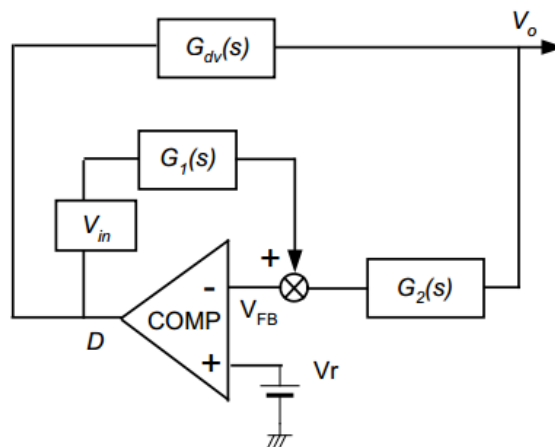


图 A-5. A-11 的等效控制框图

A.4 从 ΔV_o 到 ΔD 的传递函数 (小信号动态特性分析)

假设 $D \rightarrow D + \Delta D$, $V_o \rightarrow V_o + \Delta V_o$ 来求得从 ΔV_o 到 ΔD 的传递函数, 等式(A-11) 如下表示:

$$V_r = G_1(s)(D + \Delta D)V_{in} + G_2(s)(V_o + \Delta V_o) \quad (\text{A-12})$$

把等式(A-11)的稳态方程带入(A-12), 得到(A-13)如下:

$$\frac{\Delta D}{\Delta V_o} = -\frac{G_2(s)}{G_1(s)} \times \frac{1}{V_{in}} = -\frac{s^2 T_c C_b R_1 + s(T_c + R_f C_b) + 1}{s R_1 C_b} \times \frac{1}{V_{in}} \quad (\text{A-13})$$

假设 $C_b = \infty$, 则等效的方程如下

$$\frac{\Delta D}{\Delta V_o} = -\frac{R_f}{R_1 V_{in}} (1 + s R_1 C_f) \quad (\text{A-14})$$

附录 B.

	磁滞模式	DCAP 模式	DCAP2 模式	DCAP3 模式
控制机理	当输出电压低于门限值开通，高于门限值关闭	电压模式定开通时间—当输出电压低于门限值开通定长时间	在 DCAP 基础上内置 RC 电路模拟电感电流纹波	在 DCAP2 基础上内置 RC 电路来适应性调整频率和输出电压
稳定范围	👍	👍	👍👍	👍👍👍
更少的外部元器件	👍	👍	👍👍	👍👍
快速动态响应	👍👍	👍👍	👍	👍👍
轻载高效		👍	👍	👍
定频工作方式		👍	👍	👍
支持陶瓷输出电容			👍	👍
降低输出电压偏置				👍

重要声明

德州仪器(TI) 及其下属子公司有权根据 JESD46 最新标准, 对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权根据 JESD48 最新标准中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的组件的性能符合产品销售时 TI 半导体产品销售条件与条款的适用规范。仅在 TI 保证的范围内, 且 TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非适用法律做出了硬性规定, 否则没有必要对每种组件的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用 TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何 TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了 TI 组件或服务的组合设备、机器或流程相关的 TI 知识产权中授予的直接或间接版权限作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从 TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是 TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于 TI 的产品手册或数据表中 TI 信息的重要部分, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任或义务。复制第三方的信息可能需要服从额外的限制条件。

在转售 TI 组件或服务时, 如果对该组件或服务参数的陈述与 TI 标明的参数相比存在差异或虚假成分, 则会失去相关 TI 组件或服务的所有明示或暗示授权, 且这是不正当的、欺诈性商业行为。TI 对任何此类虚假陈述均不承担任何责任或义务。

客户认可并同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由 TI 提供, 但他们将独立负责满足与其产品及其应用中使用 TI 产品相关的所有法律、法规和安全相关要求。客户声明并同意, 他们具备制定与实施安全措施所需的全部专业技术和知识, 可预见故障的危险后果、监测故障及其后果、降低有可能造成人身伤害的故障的发生机率并采取适当的补救措施。客户将全额赔偿因在此类安全关键应用中使用任何 TI 组件而对 TI 及其代理造成的任何损失。

在某些场合中, 为了推进安全相关应用有可能对 TI 组件进行特别的促销。TI 的目标是利用此类组件帮助客户设计和创立其特有的可满足适用的功能安全性标准和要求的终端产品解决方案。尽管如此, 此类组件仍然服从这些条款。

TI 组件未获得用于 FDA Class III (或类似的生命攸关医疗设备) 的授权许可, 除非各方授权官员已经达成了专门管控此类使用的特别协议。

只有那些 TI 特别注明属于军用等级或“增强型塑料”的 TI 组件才是设计或专门用于军事/航空应用或环境的。购买者认可并同意, 对并非指定面向军事或航空航天用途的 TI 组件进行军事或航空航天方面的应用, 其风险由客户单独承担, 并且由客户独立负责满足与此类使用相关的所有法律和法规要求。

TI 已明确指定符合 ISO/TS16949 要求的产品, 这些产品主要用于汽车。在任何情况下, 因使用非指定产品而无法达到 ISO/TS16949 要求, TI 不承担任何责任。

	产品		应用
数字音频	www.ti.com.cn/audio	通信与电信	www.ti.com.cn/telecom
放大器和线性器件	www.ti.com.cn/amplifiers	计算机及周边	www.ti.com.cn/computer
数据转换器	www.ti.com.cn/dataconverters	消费电子	www.ti.com.cn/consumer-apps
DLP® 产品	www.dlp.com	能源	www.ti.com.cn/energy
DSP - 数字信号处理器	www.ti.com.cn/dsp	工业应用	www.ti.com.cn/industrial
时钟和计时器	www.ti.com.cn/clockandtimers	医疗电子	www.ti.com.cn/medical
接口	www.ti.com.cn/interface	安防应用	www.ti.com.cn/security
逻辑	www.ti.com.cn/logic	汽车电子	www.ti.com.cn/automotive
电源管理	www.ti.com.cn/power	视频和影像	www.ti.com.cn/video
微控制器 (MCU)	www.ti.com.cn/microcontrollers		
RFID 系统	www.ti.com.cn/rfidsys		
OMAP应用处理器	www.ti.com.cn/omap		
无线连通性	www.ti.com.cn/wirelessconnectivity	德州仪器在线技术支持社区	www.deyisupport.com

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2015, Texas Instruments Incorporated