



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101753006 B

(45) 授权公告日 2012.02.08

(21) 申请号 200810177803.9

US 5475296 A, 1995.12.12,

(22) 申请日 2008.12.01

审查员 段文婷

(73) 专利权人 香港理工大学
地址 中国香港九龙红磡

(72) 发明人 曾启明 陈伟乐

(74) 专利代理机构 隆天国际知识产权代理有限公司 72003

代理人 郭晓东

(51) Int. Cl.

H02M 1/42 (2007.01)

(56) 对比文件

JP 2002010490 A, 2002.01.11,

CN 1767334 A, 2006.05.03,

JP 6062579 A, 1994.03.04,

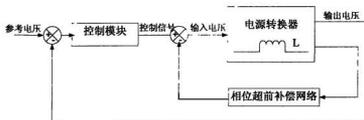
权利要求书 2 页 说明书 6 页 附图 5 页

(54) 发明名称

相位超前补偿网络、电源转换器及闭环控制系统

(57) 摘要

本发明公开了一种相位超前补偿网络、电源转换器及闭环控制系统,该相位超前补偿网络设置于电源转换器闭环控制系统内,闭环控制系统还包括:电源转换器和控制模块,其中,电源转换器,接收输入电压,并产生输出电压,并将所述输出电压反馈至所述控制模块,电源转换器包括一电感,电源转换器通过控制所述电感电流来完成能量转换;控制模块,输入参考电压和所述电源转换器的输出电压,产生一控制信号至所述电源转换器,用以调节所述电源转换器的动态响应;相位超前补偿网络与所述电源转换器的电感并联,相位超前网络包括串联的电容和电阻。本发明能实现低成本高效率的电源转换器电感电流检测,并提高该电源转换器闭环控制系统的稳定性。



1. 一种相位超前补偿网络,其设置于电源转换器闭环控制系统内,所述闭环控制系统还包括:电源转换器和控制模块,其中,

所述电源转换器,其接收输入电压,并产生输出电压,并将所述输出电压反馈至所述控制模块,所述电源转换器包括一电感,所述电源转换器通过控制电感电流来完成能量转换;

所述控制模块,其输入参考电压和所述电源转换器的输出电压,产生一控制信号至所述电源转换器,用以调节所述电源转换器的动态响应;

其特征在于,所述相位超前补偿网络与所述电源转换器的电感并联,所述相位超前补偿网络由一电容和一电阻串联组成。

2. 根据权利要求1所述的相位超前补偿网络,其特征在于,所述相位超前补偿网络中电阻的阻抗为所述电源转换器的开关频率下的电感的感抗的20倍以上。

3. 根据权利要求2所述的相位超前补偿网络,其特征在于,所述电阻的阻值、所述电容的电容值、所述电感的寄生电阻阻值和所述电感的电感值之间的关系为: $\frac{1}{R_s C_s} > \frac{2R_L}{L}$,其中, R_s 为所述电阻的阻值, C_s 为所述电容的电容值, R_L 为所述电感的寄生电阻阻值, L 为所述电感的电感值。

4. 根据权利要求1所述的相位超前补偿网络,其特征在于,所述控制模块为PI控制器。

5. 根据权利要求1-4中任一项权利要求所述的相位超前补偿网络,其特征在于,其所适用的电源转换器为Buck转换器、Boost转换器、Buck-Boost转换器或AC/DC转换器。

6. 一种电源转换器闭环控制系统,包括电源转换器和控制模块,其中,

所述电源转换器,其接收输入电压,并产生输出电压,并将所述输出电压反馈至所述控制模块,所述电源转换器包括一电感,所述电源转换器通过控制电感电流来完成能量转换;

所述控制模块,其输入参考电压和所述电源转换器的输出电压,产生一控制信号至所述电源转换器,用以调节所述电源转换器的动态响应;

其特征在于,其还包括相位超前补偿网络,该相位超前补偿网络与所述电源转换器的电感并联,所述相位超前补偿网络由一电容和一电阻串联组成。

7. 根据权利要求6所述的电源转换器闭环控制系统,其特征在于,所述相位超前补偿网络中电阻的阻抗为所述电源转换器的开关频率下的电感的感抗的20倍以上。

8. 根据权利要求7所述的电源转换器闭环控制系统,其特征在于,所述电阻的阻值、所述电容的电容值、所述电感的寄生电阻阻值和所述电感的电感值之间的关系为:

$\frac{1}{R_s C_s} > \frac{2R_L}{L}$,其中, R_s 为所述电阻的阻值, C_s 为所述电容的电容值, R_L 为所述电感的寄生电阻阻值, L 为所述电感的电感值。

9. 根据权利要求6所述的电源转换器闭环控制系统,其特征在于,所述控制模块为PI控制器。

10. 根据权利要求6-9中任一项权利要求所述的电源转换器闭环控制系统,其特征在于,所述电源转换器为Buck转换器、Boost转换器、Buck-Boost转换器或AC/DC转换器。

11. 一种电源转换器,其包括:

电感,用于完成所述电源转换器中的能量转换;

其特征在于,所述电源转换器还包括相位超前补偿网络,其与所述电感并联,所述相位超前补偿网络由一电容和一电阻串联组成。

12. 根据权利要求 11 所述的电源转换器,其特征在于,所述相位超前补偿网络中电阻的阻抗为所述电源转换器的开关频率下的电感的感抗的 20 倍以上。

13. 根据权利要求 12 所述的电源转换器,其特征在于,所述电阻的阻值、所述电容的电容值、所述电感的寄生电阻阻值和所述电感的电感值之间的关系为:

$$:\frac{1}{R_s C_s} > \frac{2R_L}{L}$$
,其中,
 R_s 为所述电阻的阻值, C_s 为所述电容的电容值, R_L 为所述电感的寄生电阻阻值, L 为所述电感的电感值。

14. 根据权利要求 11-13 所述的电源转换器,其特征在于,所述电源转换器为 Buck 转换器、Boost 转换器、Buck-Boost 转换器或 AC/DC 转换器。

相位超前补偿网络、电源转换器及闭环控制系统

技术领域

[0001] 本发明涉及一种电源转换器,特别是涉及一种相位超前补偿网络、电源转换器及电源转换器闭环控制系统。

背景技术

[0002] 电源转换器是利用变流和/或整流将输入电压转换成输出电压的电子器件。电源转换器包括 Buck(降压)转换器、Boost(升压)转换器、Buck-Boost(升降压)转换器和 AC/DC 转换器等。电源转换器通常包括一个或多个电感,通过控制电感电流来完成能量转换。

[0003] 请参阅图 1 所示,其为现有技术中 DC/DC boost 转换器的电路原理图。该 boost 转换器用于将直流输入电压 U_i 转换为直流输出电压 U_o ,且 U_o 高于 U_i ,该 boost 转换器包括,电感 L,开关管 V,二极管 D,稳压电容 C 和负载 R_o 。如图 1 所示可知,电感 L 在输入端,为升压电感;开关管 V 用以控制电感 L 输出信号的占空比;二极管 D 将经过其的交流电变为脉动直流;稳压电容 C 用于将脉动直流变为平稳直流。

[0004] DC/DC 电源转换器电路的核心是“三端开关”,“三端开关”的不同组合表示三种不同的 DC/DC 转换器,如开关管、二极管和电感的不同组合,可以使 DC/DC 转换器具有不同的降压(Buck)、升压(Boost)和升降压(Buck-Boost)功能。现有技术中 DC/DC 转换器中三端开关模型如图 2A,图 2B,图 2C 所示,其中图 2A 为 Buck 转换器中三端开关模型,图 2B 为 Boost 转换器中三端开关模型,图 2C 为 Buck-Boost 转换器中三端开关模型。

[0005] 在电源转换器的电流模式控制中,其中一个关键的部分,就是检测该电感电流。传统低成本的实现是通过增加一个高功率感测电阻和电感串联以检测电感电流。这会降低电源转换器的整体工作效率,也会增大电源转换器的体积。另一种方法是使用霍尔效应电流互感器来检测电感电流,然而,这会显著增加电源转换器的成本,且稳定性不好。

[0006] 因此,如何能创设一种具有较低成本和具有较好电感电流检测能力的电路结构,实属当前重要研发课题之一。

发明内容

[0007] 本发明提供了一种相位超前补偿网络,所要解决的技术问题为实现低成本高效率的电源转换器电感电流检测。

[0008] 本发明另提供了一种电源转换器闭环控制系统和电源转换器,所要解决的技术问题为提高该电源转换器闭环控制系统及该电源转换器的稳定性。

[0009] 本发明的目的及解决其技术问题是采用以下技术方案来实现的。依据本发明提出的一种相位超前补偿网络,其设置于电源转换器闭环控制系统内,所述闭环控制系统还包括:电源转换器和控制模块,其中,所述电源转换器,其接收输入电压,并产生输出电压,并将所述输出电压反馈至所述控制模块,所述电源转换器包括一电感,所述电源转换器通过控制所述电感电流来完成能量转换;控制模块,其输入参考电压和所述电源转换器的输出

电压,产生一控制信号至所述电源转换器,用以调节所述电源转换器的动态响应;所述相位超前补偿网络与所述电源转换器的电感并联,所述相位超前网络包括串联的电容和电阻。

[0010] 前述的相位超前补偿网络,所述相位超前补偿网络中电阻的阻抗为所述电源转换器的开关频率下的电感的感抗的 20 倍以上。

[0011] 前述的相位超前补偿网络,所述电阻的阻值、所述电容的电容值、所述电感的寄生电阻阻值和所述电感的电感值之间的关系为:
$$:\frac{1}{R_s C_s} > \frac{2R_L}{L}$$
,其中, R_s 为所述电阻的阻值, C_s 为所述电容的电容值, R_L 为所述电感的寄生电阻阻值, L 为所述电感的电感值。

[0012] 前述的相位超前补偿网络,所述控制模块为 PI 控制器。

[0013] 前述的相位超前补偿网络,其所适用的电源转换器为 Buck 转换器、Boost 转换器、Buck-Boost 转换器或 AC/DC 转换器。

[0014] 本发明的目的及解决其技术问题另外还采用以下技术方案来实现。依据本发明提出的一种电源转换器闭环控制系统,包括电源转换器和控制模块,其中,所述电源转换器,其接收输入电压,并产生输出电压,并将所述输出电压反馈至所述控制模块,所述电源转换器包括一电感,所述电源转换器通过控制所述电感电流来完成能量转换;控制模块,其输入参考电压和所述电源转换器的输出电压,产生一控制信号至所述电源转换器,用以调节所述电源转换器的动态响应;还包括相位超前补偿网络,该相位超前补偿网络与所述电源转换器的电感并联,所述相位超前补偿网络包括串联的电容和电阻。

[0015] 前述的电源转换器闭环控制系统,所述相位超前补偿网络中电阻的阻抗为所述电源转换器的开关频率下的电感的感抗的 20 倍以上。

[0016] 前述的电源转换器闭环控制系统,所述电阻的阻值、所述电容的电容值、所述电感的寄生电阻阻值和所述电感的电感值之间的关系为:
$$:\frac{1}{R_s C_s} > \frac{2R_L}{L}$$
,其中, R_s 为所述电阻的阻值, C_s 为所述电容的电容值, R_L 为所述电感的寄生电阻阻值, L 为所述电感的电感值。

[0017] 前述的电源转换器闭环控制系统,所述控制模块为 PI 控制器。

[0018] 前述的电源转换器闭环控制系统,所述电源转换器为 Buck 转换器、Boost 转换器、Buck-Boost 转换器或 AC/DC 转换器。

[0019] 本发明的目的及解决其技术问题另外还采用以下技术方案来实现。依据本发明提出的一种电源转换器,其包括:电感,用于完成所述电源转换器中的能量转换;所述电源转换器还包括相位超前补偿网络,其与所述电感并联,所述相位超前网络包括串联的电容和电阻。

[0020] 前述的电源转换器,所述相位超前补偿网络中电阻的阻抗为所述电源转换器的开关频率下的电感的感抗的 20 倍以上。

[0021] 前述的电源转换器,所述电阻的阻值、所述电容的电容值、所述电感的寄生电阻阻值和所述电感的电感值之间的关系为:
$$:\frac{1}{R_s C_s} > \frac{2R_L}{L}$$
,其中, R_s 为所述电阻的阻值, C_s 为所述电容的电容值, R_L 为所述电感的寄生电阻阻值, L 为所述电感的电感值。

[0022] 前述的电源转换器,所述电源转换器为 Buck 转换器、Boost 转换器、Buck-Boost 转

换器或 AC/DC 转换器。

[0023] 由上述技术方案可知,本发明具有以下有益效果:使用本发明提出的低成本电阻和电容,能为电源转换器控制提供一种相位超前补偿网络,可以提高电源转换器闭环控制系统的稳定性。另外,使用本发明所提出的相位超前补偿网络对电源转换器进行电感电流检测,与使用直接检测技术的效果非常相似,但其可以降低成本和提高效率。

[0024] 通过以下参照附图对优选实施例的说明,本发明的上述以及其它目的、特征和优点将更加明显。

附图说明

[0025] 下面的图表明了本发明的实施方式。这些图和实施方式以非限制性、非穷举性的方式提供了本发明的一些实施例。

[0026] 图 1 为现有技术中 DC/DC boost 转换器的电路原理图。

[0027] 图 2A 为现有技术中 Buck 转换器中三端开关模型。

[0028] 图 2B 为现有技术中 Boost 转换器中三端开关模型。

[0029] 图 2C 为现有技术中 Buck-Boost 转换器中三端开关模型。

[0030] 图 3 为本发明带有相位补偿网络的电源转换器闭环控制系统示意图。

[0031] 图 4 为与电源转换器中的电感并联的相位超前补偿网络的电路图。

[0032] 图 5 为本发明实施例的带有相位超前网络的 DC/DC boost 转换器闭环控制系统示意图。

[0033] 图 6 为本发明实施例的相位超前补偿网络的相位和幅度随频率变换的波德图。

[0034] 图 7A 为本发明实施例的使用相位超前补偿网络的 boost 转换器的波形图。

[0035] 图 7B 为现有技术中采用电流反馈的 boost 转换器的波形图。

具体实施方式

[0036] 下面将详细描述本发明的具体实施例。应当注意,这里描述的实施例只用于举例说明,并不用于限制本发明。

[0037] 请参阅图 3 所示,其为本发明带有相位补偿网络的电源转换器闭环控制系统示意图。该电源转换器闭环控制系统包括:电源转换器、控制模块和相位超前补偿网络,其中,电源转换器接收输入电压,并产生输出电压,并将输出电压反馈至所述控制模块,所述电源转换器包括一电感,所述电源转换器通过控制所述电感电流来完成能量转换;控制模块一端输入一参考电压和电源转换器的输出电压,并产生一控制信号至电源转换器,用以控制所述电源转换器的动态响应,电感 L 和相位超前补偿网络并联,相位超前补偿网络包括串联的电容和电阻。

[0038] 请参阅图 4 所示,其为与电源转换器中的电感并联的相位超前补偿网络的电路图。其中,相位超前补偿网络 1 包括电容 C_s 和电阻 R_s ,实际的电感 2 可以模型化为,一个理想的电感 L 和其寄生电阻 R_L 串联。因此,可以得出电容电压 $V_c(s)$ 和电流 $I(s)$ 之间的传递函数,如 (1) 式给出:

$$[0039] \quad \frac{V_c(s)}{I(s)} = \frac{Ls + R_L}{LC_s s^2 + (R_s C_s + R_L C_s)s + 1} \quad (1)$$

[0040] 其中, L 是理想电感的电感值, R_L 是电感的寄生电阻的电阻值, C_s 是相位超前补偿网络 1 中电容 C_s 的电容值, R_s 是相位超前补偿网络 1 中电阻 R_s 的电阻值, $V_c(s)$ 是经过拉普拉斯变换的电容电压, $I(s)$ 是经过拉普拉斯变换的电流, s 是拉普拉斯变量。如果相位超前补偿网络 1 的阻抗远高于实际的电感 2 的阻抗, 电容电流 $I_c(s)$ 便可忽略不计, 电感电流 $I_L(s)$ 可能接近 $I(s)$ 。若 $R_s \gg R_L$, 且由于 C_s 一般很小, 则 $LC_s \approx 0$, 电容电压和电感电流之间的传递函数接近为:

$$[0041] \quad \frac{V_c(s)}{I_L(s)} = \frac{Ls + R_L}{R_s C_s s + 1} \quad (2)$$

[0042] 为了实现 (2) 式的要求, 在电源转换器的开关频率下, R_s 的阻抗应被设置为电感感抗的 20 倍以上, 由于 L 的感抗为 $2\pi f_s L$, 因此,

$$[0043] \quad R_s \geq 40\pi f_s L \quad (3)$$

[0044] 其中 f_s 是电源转换器的开关频率。在非常低的频率, s 会非常小, 电路的增益 $\frac{V_c(s)}{I_L(s)}$

是 R_L 。在非常高的频率, s 会非常大, 电路的增益 $\frac{V_c(s)}{I_L(s)}$ 为 $L/R_s C_s$ 。本领域技术人员可以知道, 如果 $1/R_s C_s$ 设置为大于 R_L/L , 则该电路为相位超前电路。该相位超前补偿网络 1 并联至闭环控制系统的电源转换器, 由于引入的相位超前, 这将进一步稳定该闭环控制系统。考虑到电感温度升高时电感的寄生电阻增大, $1/R_s C_s$ 为至少两倍的 R_L/L 。即

$$[0045] \quad \frac{1}{R_s C_s} > \frac{2R_L}{L} \quad (4)$$

[0046] 为了限制电容电压, 高频时相位超前补偿器的增益大概是 1, 即

$$[0047] \quad K_s \frac{L}{R_s C_s} > \approx 1 \quad (5)$$

[0048] 其中, K_s 是为把相位超前补偿器总增益调整到大概为 1 所需的额外增益。

[0049] 下面以一 Boost 变换器为例, 来说明相位超前补偿网络在电源转换器闭环控制系统的应用。

[0050] 在本实施例中, 电源转换器为 DC/DC boost 转换器, 请参阅图 5 所示, 其为带有相位超前网络的 DC/DC boost 转换器闭环控制系统示意图。该闭环控制系统包括: 相位超前补偿网络 41, 电感 42, 整流二极管 43, MOS 管 44, 稳压电容 C , 负载 R_o , 电压环 PI 控制器 45, 电流环 PI 控制器 46 和控制器 47。该 DC/DC boost 转换器的输入电压 $V_i = 5V$, 输出稳定电压设为 $V_o = 12V$ 。MOS 管 44 做为开关用以控制电感 42 输出信号的占空比, 额定占空比 D_o 。

定义为 $\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D_o}$, 在本实施例中, 开关频率设为 66kHz; 该 MOS 管 44 可使用 IRF3709, 其一端接地, 另一端连接至整流二极管 43 的阳极。整流二极管 43 将 MOS 管 44 的输出的交流电变为脉动直流, 该脉动直流经由稳压电容 C 将脉动直流变为平稳直流, 整流二极管 43 可以使用 FES8CT。稳压电容 C 为 $470\mu F$, 其一端连接至整流二极管 43 的阴极, 一端接地。负载电阻 R_o 为 10Ω , 其一端接地一端连接于整流二极管 43 的阴极。

[0051] 控制器 47 用以接收电压环 PI 控制器 45 和电流环 PI 控制器 46 的反馈信号,并输出开关控制信号至 MOS 管 44 的基极,以控制 MOS 管 44 的开断,该控制器 47 可以为 TL494。

[0052] 该闭环控制系统中的电压环 PI 控制器 45 和电流环 PI 控制器 46 用来改善系统在调节过程中的动态特性。其中电压环 PI 控制器 45 的比例控制器使用放大器 TL074B,积分控制器使用放大器 TL074C。电流环 PI 控制器 46 的比例控制器使用放大器 TL074A,积分控制器使用放大器 TL074D。

[0053] 相位超前网络 41 与电感 L 并联,该相位超前网络 41 包括串联的电容 C_s 和电阻 R_s ,电感 L 为 $500\ \mu\text{H}$,该电感 L 的寄生电阻 $R_L = 0.16\ \Omega$,在开关频率电感的感抗为 $2\pi f_s L = 207.3\ \Omega$,这里, R_s 和 C_s 选为 $R_s = 5\text{ k}\Omega$, $C_s = 0.1\ \mu\text{F}$,如此 (3) 和 (4) 都能满足。在开关频率为 66kHz 时,检测电路 $L/R_s C_s$ 的增益接近 1,即 K_u 也为 1,因此,相位超前补偿网络不需要额外增益。

[0054] 图 6 为相位超前补偿网络的相位和幅度随频率变换的波德图。从图中可以看出,相位为正相甚至频率非常高,显然,随着开关频率的变化,实现了相位超前。

[0055] 使用相位超前补偿网络的输出代替现有技术中的反馈电感电流,相位超前补偿网络的低频增益为 $R_L = 0.16$ 。因此该电流回路控制器增益约为现有技术中使用反馈电感电流的电流回路控制器增益的 $1/0.16 \approx 6$ 倍。

[0056] 本发明具有相位超前补偿网络的 DC/DC boost 转换器闭环控制系统的动态响应和现有技术中使用电感电流反馈的 boost 转换器的动态响应相似。实际上,由于相位超前补偿网络的稳定性效果,该闭环控制系统的增益可进一步增加以产生更快的响应。

[0057] 为比较使用本发明的该相位超前补偿网络的 boost 变换器和现有技术的电流反馈的 boost 变换器的效果,可测试该相位超前补偿器的性能,这时负载电流需要在 1.32A 和 0.12A 之间切换,本发明的该相位超前补偿网络的 boost 变换器闭环控制系统仍能保持稳定的输出电压。图 7A 为本发明实施例的使用相位超前补偿网络的 boost 转换器的波形图,图 7B 为现有技术中采用电流反馈的 boost 转换器的波形图,其中,通道 1 表示 AC 耦合 DC 输出稳压 (为表示输出干扰),通道 2 表示负载的电流需求。输出稳压的干扰为 3V ,它需要 25ms 来稳定,因此其具有较快的调节速度。可以看出,图 7A 和图 7B 两个转换器的性能非常的相似。

[0058] 因此,使用本发明提出的低成本电阻和电容,能为电源转换器控制提供一种相位超前补偿网络。使用本发明所提出的相位超前网络对电源转换器或电源转换器闭环控制系统进行电感电流检测,与使用直接检测技术的效果非常相似,但由于该相位超前网络与待测电感并联,其功率损耗较低,且成本也比高功率感测电阻和电流互感器低,同时提高效率并稳定电流控制回路。在 boost 转换器的闭环控制中应用相位超前变换器的例子表明,该变化器与在反馈路径中使用电感电流的变换器相比,跟踪性能非常相近,但成本降低且效率提高。当然,本领域技术人员可知,同样的检测技术可以应用于其他电源转换器控制的电流模式,诸如 buck 转换器、buck-boost 转换器或 AC/DC 转换器等。

[0059] 以上所述,仅是本发明的较佳实施例而已,并非对本发明作任何形式上的限制,虽然本发明已以较佳实施例揭露如上,然而并非用以限定本发明,任何熟悉本专业的技术人员,在不脱离本发明技术方案范围内,当可利用上述揭示的技术内容作出些许更动或修饰为等同变化的等效实施例,但凡是未脱离本发明技术方案的内容,依据本发明的技术实质

对以上实施例所作的任何简单修改、等同变化与修饰,均仍属于本发明技术方案的范围。

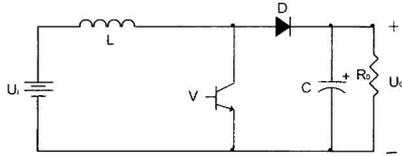


图 1

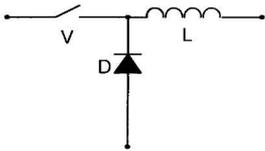


图 2A

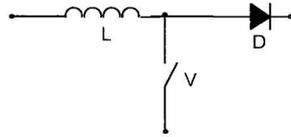


图 2B

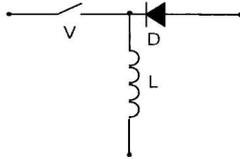


图 2C

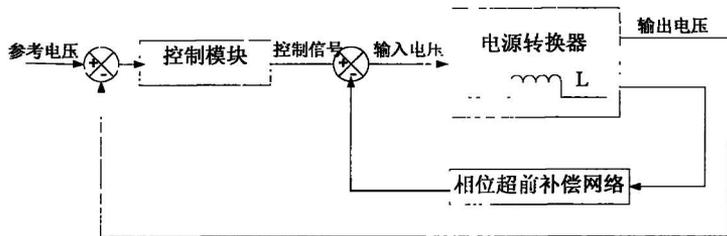


图 3

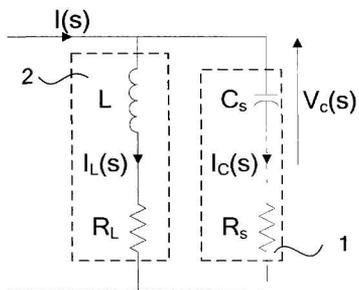


图 4

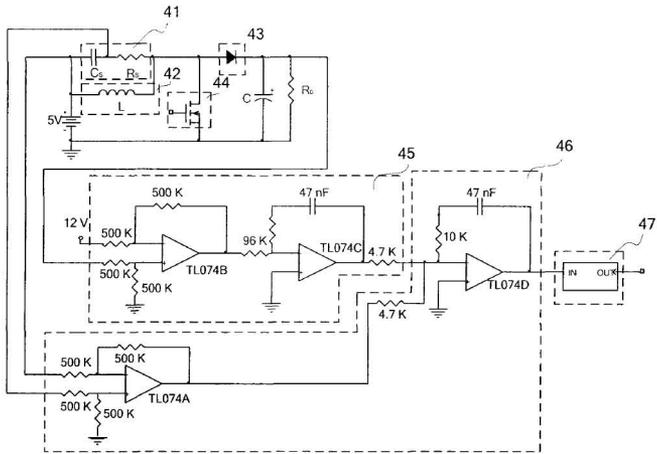


图 5

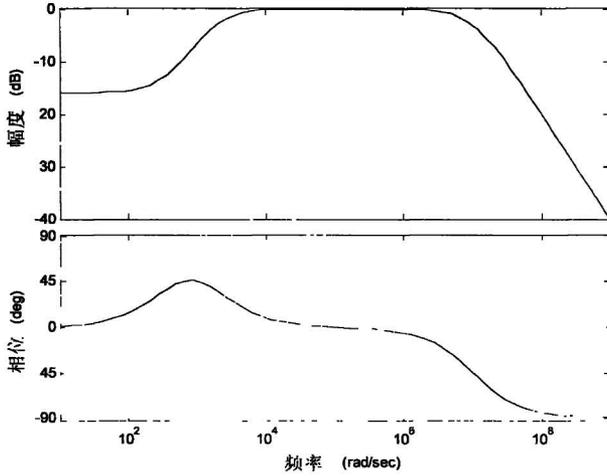


图 6

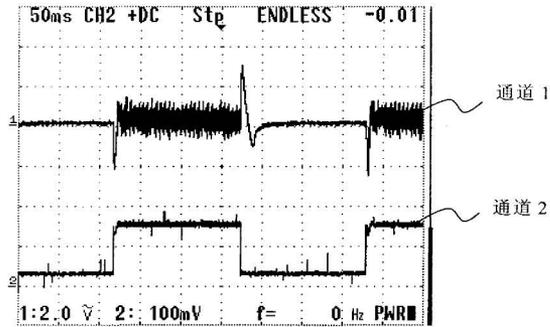


图 7A

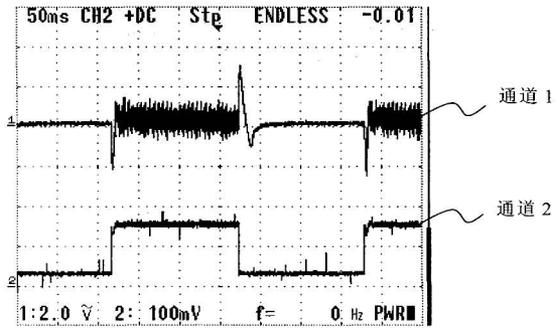


图 7B