



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105958823 B

(45)授权公告日 2019.04.09

(21)申请号 201610508503.9

(22)申请日 2016.06.28

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 105958823 A

(43)申请公布日 2016.09.21

(73)专利权人 华南理工大学

地址 510640 广东省广州市天河区五山路
381号

(72)发明人 张波 朱小全 丘东元

(74)专利代理机构 广州粤高专利商标代理有限公司 44102

代理人 何淑珍

(51)Int.Cl.

H02M 3/156(2006.01)

H02M 3/07(2006.01)

(56)对比文件

CN 103633839 A, 2014.03.12, 说明书第16-

51段及附图1-3(e).

CN 205847093 U, 2016.12.28, 权利要求1-3.

CN 105529918 A, 2016.04.27, 全文.

Andrii Chub et.al. Improved switched inductor quasi-switched-boost inverter with low input current ripple.《2015 56th International Scientific Conference on Power and Engineering of Riga Technical University》.2015, 第1-6页.

M. A. Ismeil et.al. A new switched-inductor quasi-z-source inverter topology.《15th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe》.2012, 第DS3d.2.1-5页.

审查员 刘中芳

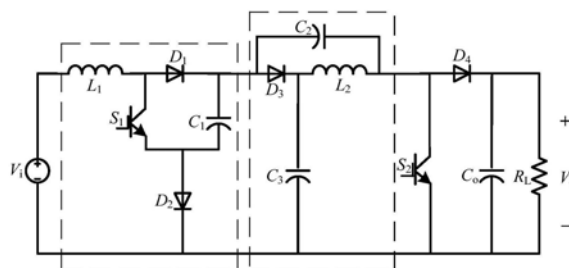
权利要求书1页 说明书4页 附图2页

(54)发明名称

一种电流连续型高增益开关升压准Z源变换器电路

(57)摘要

本发明提供了一种电流连续型高增益开关升压准Z源变换器电路,包括电压源,由第一电感、第一二极管、第一功率开关管、第一电容和第二二极管构成的二端口开关升压单元,由第二电感、第二电容、第三电容和第三二极管构成的准Z源网络,第二功率开关管,第四二极管,输出电容和负载。整个电路结构简单,结合了开关升压单元和准Z源网络各自的单级升降压特性,具有较高的输出电压增益,电源电流连续,负载电流连续,输出输入共地,且电路不存在启动冲击电流和开关管开通瞬间的冲击电流。



1. 一种电流连续型高增益开关升压准Z源变换器电路,其特征在于包括电压源 (V_i)、开关升压单元、准Z源网络、第二功率开关管 (S_2)、第四二极管 (D_4)、输出电容 (C_o) 和负载 (R_L); 所述开关升压单元由第一电感 (L_1)、第一二极管 (D_1)、第一电容 (C_1)、第一功率开关管 (S_1) 和第二二极管 (D_2) 构成;所述准Z源网络由第二电感 (L_2)、第二电容 (C_2)、第三电容 (C_3) 和第三二极管 (D_3) 构成;所述电压源 (V_i) 的正极与第一电感 (L_1) 的一端连接;所述第一电感 (L_1) 的另一端分别与第一二极管 (D_1) 的阳极和第一功率开关管 (S_1) 的漏极连接;所述第一功率开关管 (S_1) 的源极分别与第二二极管 (D_2) 的阳极和第一电容 (C_1) 的负极连接;所述第一二极管 (D_1) 的阴极分别与第一电容 (C_1) 的正极、第三二极管 (D_3) 的阳极和第二电容 (C_2) 的负极连接;所述第三二极管 (D_3) 的阴极分别与第二电感 (L_2) 的一端和第三电容 (C_3) 的正极连接;所述第二电感 (L_2) 的另一端分别与第二电容 (C_2) 的正极、第四二极管 (D_4) 的阳极和第二功率开关管 (S_2) 的漏极连接;所述第四二极管 (D_4) 的阴极分别与输出电容 (C_o) 的正极和负载 (R_L) 的一端连接;所述电压源 (V_i) 的负极分别与第二二极管 (D_2) 的阴极、第三电容 (C_3) 的负极、第二功率开关管 (S_2) 的源极、输出电容 (C_o) 的负极、负载 (R_L) 的另一端连接;当第一功率开关管 (S_1) 和第二功率开关管 (S_2) 同时导通时,所述第一二极管 (D_1)、第二二极管 (D_2)、第三二极管 (D_3) 和第四二极管 (D_4) 均关断,第三电容 (C_3) 对第二电感 (L_2) 充电;所述电压源 (V_i) 与第一电容 (C_1) 和第二电容 (C_2) 一起对第一电感 (L_1) 充电储能;同时,输出电容 (C_o) 对负载 (R_L) 供电;当第一功率开关管 (S_1) 和第二功率开关管 (S_2) 同时关断时,所述第一二极管 (D_1)、第二二极管 (D_2)、第三二极管 (D_3) 和第四二极管 (D_4) 均导通,所述电压源 (V_i) 与第一电感 (L_1) 分别给第一电容 (C_1) 和第三电容 (C_3) 充电储能,形成回路;第二电感 (L_2) 与第二电容 (C_2) 并联,形成回路;同时,电压源 (V_i) 与第一电感 (L_1)、第二电感 (L_2) 一起给输出电容 (C_o) 和负载 (R_L) 供电;变换器电路的增益因子表达式为: $G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - 3D + D^2}$, 其中D为占空比。

一种电流连续型高增益开关升压准Z源变换器电路

技术领域

[0001] 本发明涉及电力电子电路技术领域,具体涉及一种电流连续型高增益开关升压准Z源变换器电路。

背景技术

[0002] 在燃料电池发电、光伏发电中,由于单个太阳能电池或者单个燃料电池提供的直流电压较低,无法满足现有用电设备的用电需求,也不能满足并网的需求,往往需要将多个电池串联起来达到所需的电压。这种方法一方面大大降低了整个系统的可靠性,另一方面还需解决串联均压问题。为此,需要能够把低电压转换为高电压的高增益变换器电路。近几年提出的Z源升压变换器是一种高增益变换器电路,但该电路具有较高的阻抗网络电容电压应力,电源电流不连续,输出与输入不共地,且电路启动时存在很大启动冲击电流问题,限制了该电路在实际中的应用。

发明内容

[0003] 本发明的目的在于克服上述现有技术的不足,提供一种电流连续型高增益开关升压准Z源变换器电路,具体技术方案如下。

[0004] 一种电流连续型高增益开关升压准Z源变换器电路,包括电压源、开关升压单元、准Z源阻抗网络、第四二极管、第二功率开关管、输出电容和负载。所述开关升压单元由第一电感、第一功率开关管、第一二极管、第一电容和第二二极管构成;所述准Z源阻抗网络由第二电感、第三二极管、第二电容和第三电容构成。

[0005] 上述的,一种电流连续型高增益开关升压准Z源变换器电路中,所述电压源的正极与第一电感的一端连接;所述第一电感的另一端分别与第一二极管的阳极和第一功率开关管的漏极连接;所述第一功率开关管的源极分别与第二二极管的阳极和第一电容的负极连接;所述第一二极管的阴极分别与第一电容的正极、第三二极管的阳极和第二电容的负极连接;所述第三二极管的阴极分别与第二电感的一端和第三电容的正极连接;所述第二电感的另一端分别与第二电容的正极、第四二极管的阳极和第二功率开关管的漏极连接;所述第四二极管的阴极分别与输出电容的正极和负载的一端连接;所述电压源的负极分别与第二二极管的阴极、第三电容的负极、第二功率开关管的源极、输出电容的负极、负载的另一端连接。

[0006] 与现有技术相比,本发明电路具有如下优点和技术效果:输出电压增益更高;对启动冲击电流具有很好的抑制作用,开关管开通瞬间,输出电容在开关管开通瞬间也不会对开关管产生冲击电流,可靠性提高;且输入电源电流连续,负载电流连续,输出与输入共地,因而更适合应用于燃料电池发电和光伏发电等新能源发电技术领域。

附图说明

[0007] 图1是本发明具体实施方式中的一种电流连续型高增益开关升压准Z源变换器电

路。

[0008] 图2a、图2b分别是图1所示一种电流连续型高增益开关升压准Z源变换器电路在其第一开关管 S_1 和第二开关管 S_2 同时导通和同时关断时段的等效电路图。

[0009] 图3a为本发明电路的增益曲线与开关电感准Z源变换器、基于二极管拓展的准Z源变换器和传统准Z源变换器的增益曲线比较图。

[0010] 图3b为图3a中本发明电路的增益曲线与开关电感准Z源变换器、基于二极管拓展的准Z源变换器和传统准Z源变换器的增益曲线在占空比 D 小于0.38内的比较图。

具体实施方式

[0011] 以上内容已经对本发明的技术方案作了详细说明,以下结合附图对本发明的具体实施作进一步描述。

[0012] 参考图1,本发明所述的一种电流连续型高增益开关升压准Z源变换器电路,其包括电压源 V_i ,由第一电感 L_1 ,第一二极管 D_1 ,第一电容 C_1 ,第一开关管 S_1 和第二二极管 D_2 构成的开关升压单元和由第二电感 L_2 、第二电容 C_2 、第三电容 C_3 和第三二极管 D_3 构成的准Z源网络以及第四二极管 D_4 ,第二开关管 S_2 ,输出电容 C_o 和负载 R_L 。当第一开关管 S_1 和第二开关管 S_2 同时导通时,所述第一二极管 D_1 、第二二极管 D_2 、第三二极管 D_3 和第四二极管 D_4 均关断,第三电容 C_3 对第二电感 L_2 充电;所述电压源 V_i 与第一电容 C_1 和第二电容 C_2 一起对第一电感 L_1 充电储能;同时,输出电容 C_o 对负载 R_L 供电。当第一开关管 S_1 和第二开关管 S_2 同时关断时,所述第一二极管 D_1 、第二二极管 D_2 、第三二极管 D_3 和第四二极管 D_4 均导通,所述电压源 V_i 与第一电感 L_1 分别给第一电容 C_1 和第三电容 C_3 充电储能,形成回路;第二电感 L_2 与第二电容 C_2 并联,形成回路;同时,电压源 V_i 与第一电感 L_1 、第二电感 L_2 一起给输出电容 C_o 和负载 R_L 供电。整个电路结构简单,具有比较高的输出电压增益,电源电流连续,负载电流连续,输出与输入共地,且电路不存在启动电流冲击和开关管开通瞬间的电流冲击问题。

[0013] 本发明电路的具体连接如下:所述电压源的正极与第一电感的一端连接;所述第一电感的另一端分别与第一二极管的阳极和第一开关管的漏极连接;所述第一开关管的源极分别与第二二极管的阳极和第一电容的负极连接;所述第一二极管的阴极分别与第一电容的正极、第三二极管的阳极和第二电容的负极连接;所述第三二极管的阴极分别与第二电感的一端和第三电容的正极连接;所述第二电感的另一端分别与第二电容的正极、第四二极管的阳极和第二开关管的漏极连接;所述第四二极管的阴极分别与输出电容的正极和负载的一端连接;所述电压源的负极分别与第二二极管的阴极、第三电容的负极、第二开关管的源极、输出电容的负极、负载的另一端连接。

[0014] 图2a、图2b给出了本发明电路的工作过程图。图2a、图2b分别是第一开关管 S_1 和第二开关管 S_2 同时导通和同时关断时段的等效电路图。图中实线表示变换器中有电流流过的部分,虚线表示变换器中无电流流过的部分。

[0015] 本发明的工作过程如下:

[0016] 阶段1,如图2a:第一开关管 S_1 和第二开关管 S_2 同时导通,此时第一二极管 D_1 、第二二极管 D_2 、第三二极管 D_3 和第四二极管 D_4 均关断。电路形成了两个回路,分别是:电压源 V_i 与第一电容 C_1 和第二电容 C_2 一起给第一电感 L_1 充电储能,形成回路;第三电容 C_3 对第二电感 L_2 进行充电储能,形成回路。

[0017] 阶段2,如图2b:第一开关管 S_1 和第二开关管 S_2 同时关断,此时第一二极管 D_1 、第二二极管 D_2 、第三二极管 D_3 和第四二极管 D_4 均导通。电路形成了四个回路,分别是:电压源 V_i 与第一电感 L_1 给第一电容 C_1 充电储能,形成回路;电压源 V_i 与第一电感 L_1 给第三电容 C_3 充电储能,形成回路;第二电感 L_2 对第二电容 C_2 充电,形成回路;电压源 V_i 与第一电感 L_1 、第二电感 L_2 一起对输出电容 C_o 和负载 R_L 供电,形成回路。

[0018] 综上情况,由于第一开关管 S_1 和第二开关管 S_2 的开关触发脉冲完全相同,设开关管 S_1 和 S_2 的占空比均为 D ,开关周期为 T_s 。并设定 V_{L1} 和 V_{L2} 分别为第一电感 L_1 和第二电感 L_2 两端的电压, V_{C1} 、 V_{C2} 和 V_{C3} 分别为第一电容 C_1 、第二电容 C_2 和第三电容 C_3 的电压, V_{S1} 和 V_{S2} 分别为第一开关管 S_1 和第二开关管 S_2 漏极与源极之间的电压。在一个开关周期 T_s 内,令输出电压为 V_o 。当变换器进入稳态工作后,得出以下的电压关系推导过程。

[0019] 阶段1:第一开关管 S_1 和第二开关管 S_2 同时导通期间,对应的等效电路图2a所示,因此有如下公式:

$$[0020] \quad V_{L1} = V_i + V_{C1} + V_{C2} \quad (1)$$

$$[0021] \quad V_{L2} = V_{C3} \quad (2)$$

$$[0022] \quad V_{S1} = V_{S2} = 0 \quad (3) \quad \text{开关管 } S_1 \text{ 和 } S_2 \text{ 的导通时间为 } DT_s。$$

[0023] 阶段2:第一开关管 S_1 和第二开关管 S_2 均关断期间,对应的等效电路如图2b所示,因此有如下公式:

$$[0024] \quad V_{L1} = V_i - V_{C1} \quad (4)$$

$$[0025] \quad V_{L2} = -V_{C2} \quad (5)$$

$$[0026] \quad V_{C1} = V_{C3} \quad (6)$$

$$[0027] \quad V_{S1} = V_{C1} \quad (7)$$

$$[0028] \quad V_o = V_{S2} = V_{C2} + V_{C3} \quad (8)$$

[0029] 开关管 S_1 和 S_2 的关断时间为 $(1-D)T_s$ 。

[0030] 根据以上分析,对电感 L_1 运用电感伏秒数守恒原理,联立式(1)、式(2)、式(4)、式(5)和式(6)可得:

$$[0031] \quad (1-D)V_i + D^2V_{C1} = (1-2D)(1-D)V_{C1} \quad (9)$$

[0032] 因而,可得出第一电容 C_1 的电压 V_{C1} 与电压源 V_i 之间的关系式为:

$$[0033] \quad V_{C1} = \frac{1-D}{1-3D+D^2} V_i \quad (10)$$

[0034] 由于稳态时第三电容 C_3 的电压 V_{C3} 等于第一电容 C_1 的电压 V_{C1} ,可得:

$$[0035] \quad V_{C3} = V_{C1} = \frac{1-D}{1-3D+D^2} V_i \quad (11)$$

[0036] 结合式(2)和式(5),并对第二电感 L_2 应用电感伏秒数守恒原理,可得:

$$[0037] \quad V_{C2} = \frac{D}{1-D} V_{C1} = \frac{D}{1-3D+D^2} V_i \quad (12)$$

[0038] 又由式(8)、式(11)和式(12),可得本发明电路的增益因子表达式为:

$$[0039] \quad G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-3D+D^2} \quad (13)$$

[0040] 如图3a所示为本发明电路的增益曲线与开关电感准Z源变换器和传统准Z源变换

器的增益曲线比较图;图中红色实线表示本发明电路的增益曲线,绿色实线表示开关电感准Z源变换器的增益曲线,蓝色实线表示基于二极管拓展的准Z源变换器的增益曲线,黑色实线表示传统准Z源变换器的增益曲线。图3b为图3a中本发明电路增益曲线与基本升压电路的增益曲线在占空比D小于0.38内的比较图,图中红色实线表示本发明电路的增益曲线,绿色实线表示开关电感准Z源变换器的增益曲线,蓝色实线表示基于二极管拓展的准Z源变换器的增益曲线,黑色实线表示传统准Z源变换器的增益曲线。由图可知,本发明电路在占空比D不超过0.38的情况下,增益G就可以达到很大,且本发明电路的占空比D不会超过0.38。因此,相比之下,本发明电路的增益是非常高的。

[0041] 另外,由于本发明电路本身拓扑结构的特点,当其启动时,第一电感 L_1 和准Z源网络中的第二电感 L_2 对启动冲击电流有抑制作用,有利于变换器的软启动,减少了对器件的冲击损害。

[0042] 综上所述,本发明电路具有较高的电压增益,电源电流连续,负载电流连续,输出与输入共地,且不存在启动冲击电流和MOS管开通瞬间的冲击电流。

[0043] 上述实施例为本发明较佳的实施方式,但本发明的实施方式并不受所述实施例的限制,该变换器同样可用于DC-AC的逆变器范畴,其他的任何未背离本发明的精神实质与原理下所作的改变、修饰、替代、组合、简化,均应为等效的置换方式,都包含在本发明的保护范围之内。

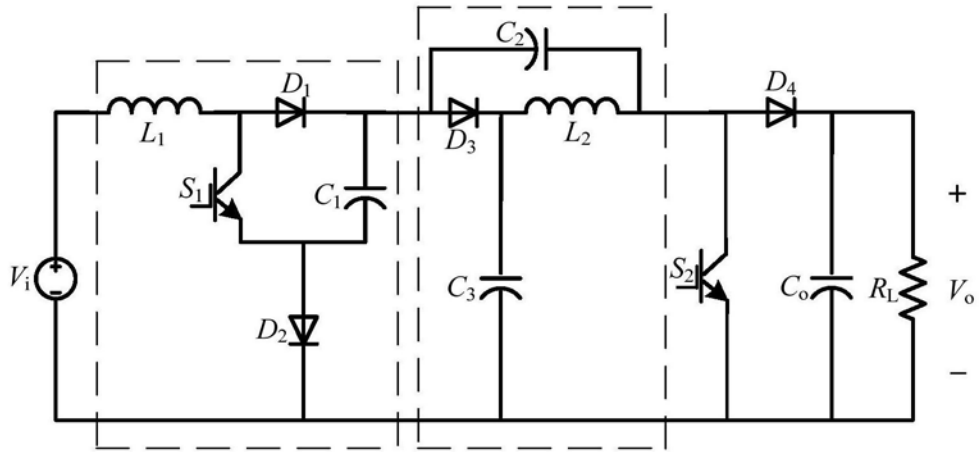


图1

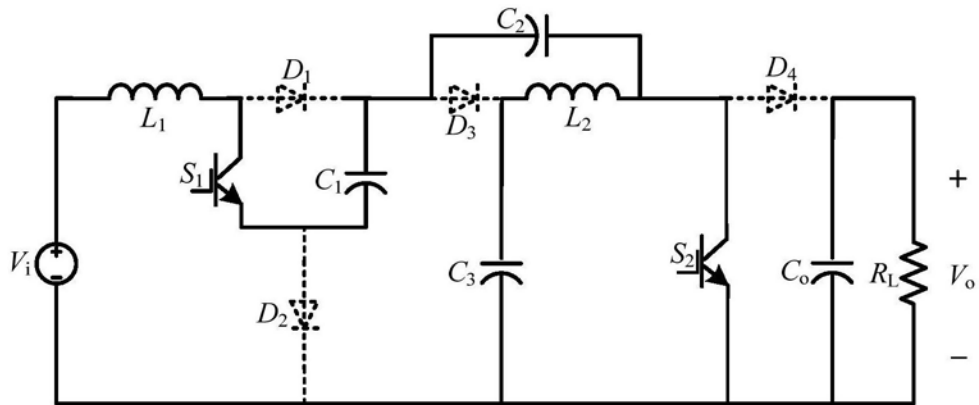


图2a

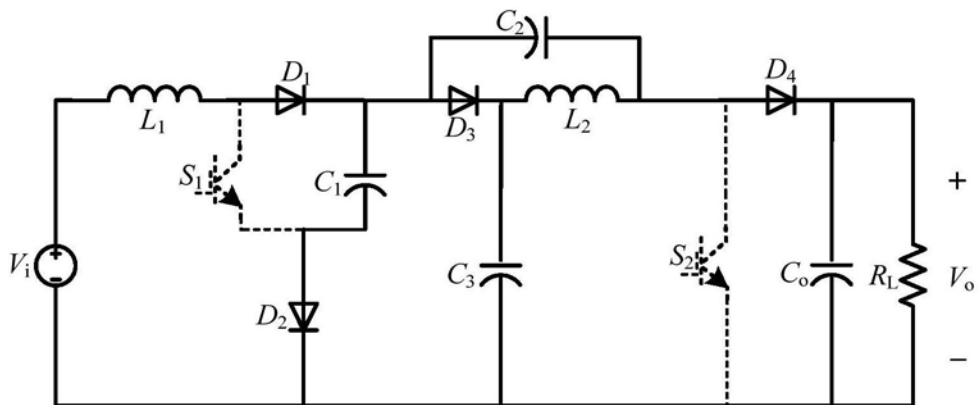


图2b

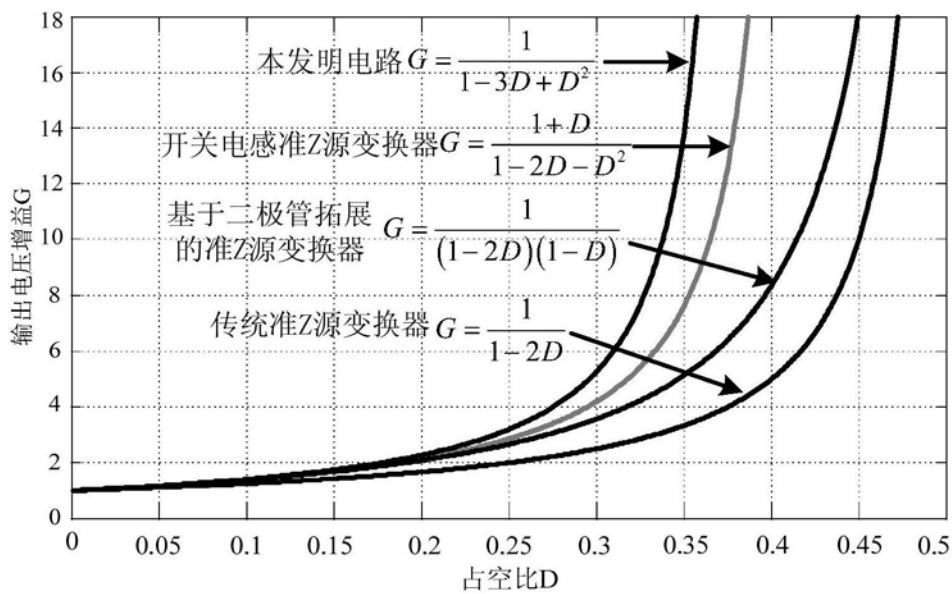


图3a

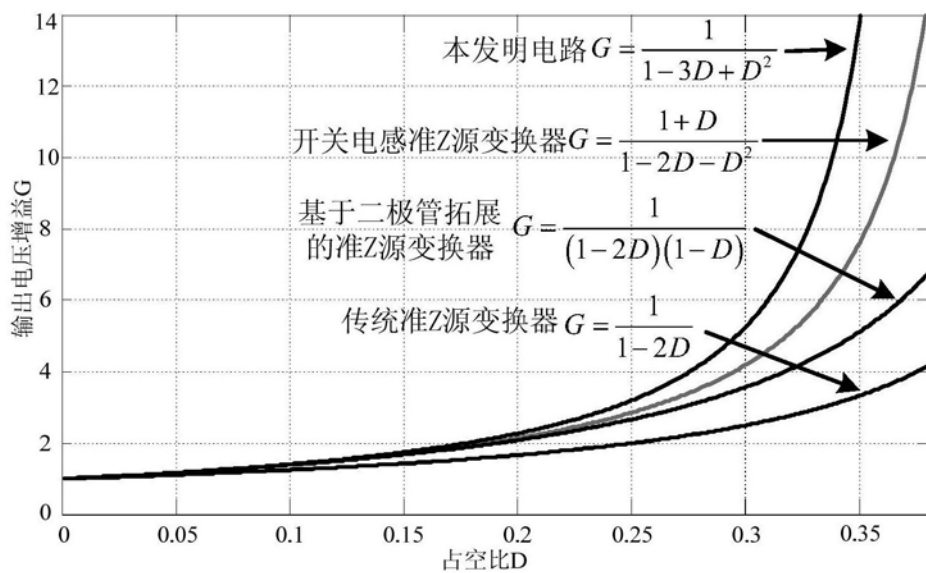


图3b