



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104779795 A

(43) 申请公布日 2015. 07. 15

(21) 申请号 201510206683. 0

(22) 申请日 2015. 04. 28

(71) 申请人 北京理工大学

地址 100081 北京市海淀区中关村南大街 5 号北京理工大学

(72) 发明人 高志刚 樊辉

(51) Int. Cl.

H02M 3/155(2006. 01)

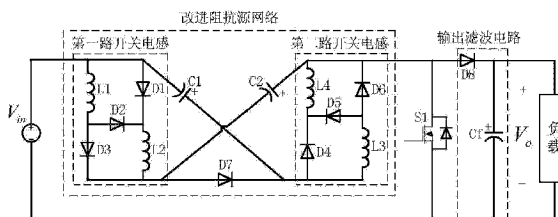
权利要求书2页 说明书5页 附图2页

(54) 发明名称

一种基于改进阻抗源的高增益直流升压变换器

(57) 摘要

本发明公开的一种基于改进阻抗源的高增益直流升压变换器,涉及一种高增益直流升压变换器,属于电力电子变换器技术领域。本发明包括直流电压源、改进阻抗源网络、MOS 管和输出滤波电路。直流电压源正端连接改进阻抗源网络的输入端,改进阻抗源网络输出端分别连接 MOS 管的漏极和输出滤波电路的正端, MOS 管的源极分别连接直流电压源负端和输出滤波电路的负端,输出滤波电路的另一端连接负载。本发明可利用较低的开关占空比实现高倍数升压,改进阻抗源网络电容电压应力较低,不存在启动冲击电流问题。相较传统 Boost 升压变换器,本发明在实现相同输出电压增益下,开关占空比更小,开关损耗更小,系统效率更高。



1. 一种基于改进阻抗源的高增益直流升压变换器,包括直流电压源和输出滤波电路;其特征在于:还包括改进阻抗源网络和 MOS 管;所述的改进阻抗源网络在实现同样输出电压增益下起到降低 MOS 管的占空比作用,进而降低开关损耗,此外,所述的改进阻抗源网络还用于抑制启动冲击电流;

直流电压源正端连接改进阻抗源网络的输入端,改进阻抗源网络输出端分别连接 MOS 管的漏极和输出滤波电路的正端, MOS 管的源极分别连接直流电压源负端和输出滤波电路的负端,输出滤波电路的另两端连接负载;由于所述的改进阻抗源网络串联于直流电压源和 MOS 管之间,因此实现降低电容电压应力。

2. 如权利要求 1 所述的一种基于改进阻抗源的高增益直流升压变换器,其特征在于:所述的改进阻抗源网络采用两路开关电感代替传统阻抗源网络电感,利用开关电感的并联充电和串联放电特性,在较低的电感充电时间内实现高电压增益输出,从而在同样输出电压增益下,降低开关占空比。

3. 如权利要求 1 或 2 所述的一种基于改进阻抗源的高增益直流升压变换器,其特征在于:所述改进阻抗源网络由两路相同的开关电感、两个等值电容 C1 和 C2、功率二极管 D7 组成;所述的两路相同的开关电感包括第一路开关电感和第二路开关电感;所述第一路开关电感的上端作为改进阻抗源网络的输入,第二路开关电感的上端作为改进阻抗源网络的输出;所述两个等值电容呈 X 形放置;两个等值电容之间不连接;等值电容 C1 的负端连接第一路开关电感的上端,等值电容 C1 的正端连接功率二极管 D7 的阴极和第二路开关电感的下端;等值电容 C2 的正端连接第二路开关电感的上端,等值电容 C2 的负端连接功率二极管 D7 的阳极和第一路开关电感的下端。

4. 如权利要求 3 所述的一种基于改进阻抗源的高增益直流升压变换器,其特征在于:所述第一路开关电路由功率二极管 D1、D2、D3 和电感 L1、L2 组成;所述功率二极管 D1 的阳极连接 L1 的上端,D1 的阴极连接 D2 的阴极和 L2 的上端,D2 的阳极连接 L1 的下端和 D3 的阳极,D3 的阴极连接 L2 的下端;

所述第二路开关电路由功率二极管 D4、D5、D6 和电感 L3、L4 组成;所述功率二极管 D4 的阳极连接电感 L3 的下端,功率二极管 D4 的阴极连接功率二极管 D5 的阴极和电感 L4 的下端,功率二极管 D5 的阳极连接电感 L3 的上端和功率二极管 D6 的阳极,功率二极管 D6 的阴极连接电感 L4 的上端;

所述电感 L1、L2、L3、L4 电感值均相同。

5. 如权利要求 4 所述的一种基于改进阻抗源的高增益直流升压变换器,其特征在于:所述 MOS 管 S1 的漏极连接阻抗源网络输出端,S1 的源极连接电源负端。

6. 如权利要求 5 所述的一种基于改进阻抗源的高增益直流升压变换器,其特征在于:所述输出滤波电路由功率二极管 D8 和电容 Cf 组成;所述功率二极管 D8 的阳极作为输出滤波电路的正端,功率二极管 D8 的阳极连接 MOS 管 S1 的漏极,功率二极管 D8 的阴极连接电容 Cf 的正端;所述电容 Cf 的负端作为输出滤波电路的负端,电容 Cf 负端连接直流电压源的负端。

7. 如权利要求 1 所述的一种基于改进阻抗源的高增益直流升压变换器,其特征在于:所述 MOS 管 S1 的漏极连接阻抗源网络输出端,S1 的源极连接电源负端。

8. 如权利要求 7 所述的一种基于改进阻抗源的高增益直流升压变换器,其特征在于:

所述输出滤波电路由功率二极管 D8 和电容 Cf 组成 ;所述功率二极管 D8 的阳极作为输出滤波电路的正端,功率二极管 D8 的阳极连接 MOS 管 S1 的漏极,功率二极管 D8 的阴极连接电容 Cf 的正端 ;所述电容 Cf 的负端作为输出滤波电路的负端,电容 Cf 负端连接直流电压源的负端。

一种基于改进阻抗源的高增益直流升压变换器

技术领域

[0001] 本发明涉及一种直流升压变换器,特别涉及一种高增益直流升压变换器,属于电力电子变换器技术领域。

背景技术

[0002] 随着化石能源使用带来的环境问题日益严重,以光伏、风电和燃料电池为代表的清洁型新能源发电得到飞速发展。在光伏和燃料电池发电中,光伏电池单体和燃料电池单体输出电压较低,通常将多个单体进行串并联组合来满足一定的功率和电压等级。一方面大量单体的串并联需解决均压和均流问题,将大大降低系统的可靠性;另一方面光伏和燃料电池的输出随外界环境和负载的变化而宽范围变化,无法满足用电设备或并网发电的要求。

[0003] 为此,通常在输出侧接入 DC/DC 升压变换器,用以稳定和提高输出电压。目前常用传统 Boost 变换器作为该级升压变换器,Boost 变换器虽然理论上具备无穷大电压增益,但实际使用中能达到的电压增益较低。为实现较高增益,开关占空比将接近 1,使得开关器件导通时间过长而截止时间过短,导致损耗和温升过大,变换器工作效率较低。

[0004] 近几年提出的基于 Z 源(阻抗源)的直流升压变换器是一种高增益直流升压变换拓扑,相较传统 Boost 拓扑可利用较低开关占空比实现较高输出电压增益,同等条件下开关损耗更小,系统效率更高。但传统 Z 源拓扑存在启动冲击电流大,Z 源网络电容电压应力高的问题。另一方面,升压比较高时,Z 源拓扑变换器的开关占空比接近 0.5,仍将带来开关损耗和系统效率问题。

发明内容

[0005] 本发明针对传统 Boost 变换器高增益时开关损耗大,系统效率低和 Z 源型直流升压拓扑启动冲击电流大、电容电压应力高和高增益时开关损耗大的问题。本发明公开的一种基于改进阻抗源的高增益直流升压变换器,要解决的技术问题是降低传统 Boost 变换器高增益时的开关损耗,减小 Z 源型直流升压拓扑的启动冲击电流、电容电压应力和高增益时的开关损耗,提高系统效率。

[0006] 本发明的目的是通过以下技术方案实现的:

[0007] 本发明的一种基于改进阻抗源的高增益直流升压变换器,包括直流电压源、改进阻抗源网络、MOS 管和输出滤波电路。所述的改进阻抗源网络在实现同样输出电压增益下可降低 MOS 管的占空比,进而降低开关损耗,此外,所述的改进阻抗源网络还可用于抑制启动冲击电流。具体连接关系如下:

[0008] 直流电压源正端连接改进阻抗源网络的输入端,改进阻抗源网络输出端分别连接 MOS 管的漏极和输出滤波电路的正端, MOS 管的源极分别连接直流电压源负端和输出滤波电路的负端,输出滤波电路的另两端连接负载。由于所述的改进阻抗源网络串联于直流电压源和 MOS 管之间,因此可降低电容电压应力。

[0009] 所述的一种基于改进阻抗源的高增益直流升压变换器的工作过程为：直流电压源提供输入电压，改进阻抗源网络和 MOS 管组成升压电路，将直流电压源电压升压后，通过输出滤波电路供给负载。所述的改进阻抗源网络在实现同样输出电压增益下可降低 MOS 管的占空比，进而降低高增益时开关损耗，提高系统效率。由于所述的改进阻抗源网络串联于直流电压源和 MOS 管之间，因此可降低电容电压应力。

[0010] 所述改进阻抗源网络由两路相同的开关电感、两个等值电容 C1 和 C2、功率二极管 D7 组成；所述的两路相同的开关电感包括第一路开关电感和第二路开关电感。所述第一路开关电感的上端作为改进阻抗源网络的输入，第二路开关电感的上端作为改进阻抗源网络的输出；所述两个等值电容呈 X 形放置；两个等值电容之间不连接；等值电容 C1 的负端连接第一路开关电感的上端，等值电容 C1 的正端连接功率二极管 D7 的阴极和第二路开关电感的下端；等值电容 C2 的正端连接第二路开关电感的上端，等值电容 C2 的负端连接功率二极管 D7 的阳极和第一路开关电感的下端。由于改进阻抗源网络采用两路开关电感代替传统阻抗源网络电感，利用开关电感的并联充电和串联放电特性，可利用较低的电感充电时间，实现高电压增益输出，从而在同样输出电压增益下，降低开关占空比。

[0011] 作为优选，所述第一路开关电路由功率二极管 D1、D2、D3 和电感 L1、L2 组成；所述功率二极管 D1 的阳极连接 L1 的上端，D1 的阴极连接 D2 的阴极和 L2 的上端，D2 的阳极连接 L1 的下端和 D3 的阳极，D3 的阴极连接 L2 的下端。

[0012] 所述第二路开关电路由功率二极管 D4、D5、D6 和电感 L3、L4 组成；所述功率二极管 D4 的阳极连接电感 L3 的下端，功率二极管 D4 的阴极连接功率二极管 D5 的阴极和电感 L4 的下端，功率二极管 D5 的阳极连接电感 L3 的上端和功率二极管 D6 的阳极，功率二极管 D6 的阴极连接电感 L4 的上端。

[0013] 所述电感 L1、L2、L3、L4 电感值均相同。

[0014] 作为优选，所述 MOS 管 S1 的漏极连接阻抗源网络输出端，S1 的源极连接电源负端。

[0015] 作为优选，所述输出滤波电路由功率二极管 D8 和电容 Cf 组成；所述功率二极管 D8 的阳极作为输出滤波电路的正端，功率二极管 D8 的阳极连接 MOS 管 S1 的漏极，功率二极管 D8 的阴极连接电容 Cf 的正端；所述电容 Cf 的负端作为输出滤波电路的负端，电容 Cf 负端连接直流电压源的负端。

[0016] 有益效果：

[0017] 1、在同样电压增益下，相较传统 Boost 升压变换器和 Z 源型直流升压变换器，本发明公开的一种基于改进阻抗源的高增益直流升压变换器，采用改进阻抗源网络，改进阻抗源网络在同样输出电压增益下可降低 MOS 管的占空比，进而降低高增益时开关损耗，工作效率更高。此外，改进阻抗源网络还可用于抑制启动冲击电流，相比传统 Z 源型直流升压变换器，本发明所提拓扑不存在启动冲击电流。

[0018] 2、本发明公开的一种基于改进阻抗源的高增益直流升压变换器，由于改进阻抗源网络串联于直流电压源和 MOS 管之间，因此可降低电容电压应力。

附图说明

[0019] 图 1 为本发明所提出的高增益直流升压变换器拓扑结构图；

[0020] 图 2 为基于 Z 源的直流升压变换器启动电流通路示意图（图中实线部分表示有电

流流过,虚线部分表示无电流流过);

[0021] 图 3 为本发明所提变换器工作在 MOS 管导通时的电路图;

[0022] 图 4 为本发明所提变换器工作在 MOS 管关断时的电路图;

[0023] 图 5(a) 为三种升压变换器输出电压增益对比图,图 5(b) 为本发明和基于传统 Z 源的直流升压拓扑电容电压应力对比图。

具体实施方式

[0024] 下面结合附图对本发明进行详细描述。本实施例在以本发明技术方案为前提下进行实施,给出了详细的实施方式和具体的操作过程,但本发明的保护范围不限于下述的实施例。

[0025] 实施例 1

[0026] 图 1 为本实施例一种基于改进阻抗源的高增益直流升压变换器的拓扑示意图,如图 1 所示,一种基于改进阻抗源的高增益直流升压变换器包括直流电压源、改进阻抗源网络、MOS 管和输出滤波电路。所述的改进阻抗源网络在同样输出电压增益下可降低 MOS 管的占空比,进而降低高增益时开关损耗,此外,所述的改进阻抗源网络还可用于抑制启动冲击电流。

[0027] 具体连接关系如下:直流电压源正端连接改进阻抗源网络的输入端,改进阻抗源网络输出端分别连接 MOS 管的漏极和输出滤波电路的正端,MOS 管的源极分别连接直流电压源负端和输出滤波电路的负端,输出滤波电路的另两端连接负载。由于所述的改进阻抗源网络串联于直流电压源和 MOS 管之间,因此可降低电容电压应力。

[0028] 所述的一种基于改进阻抗源的高增益直流升压变换器的工作过程为:直流电压源提供输入电压,改进阻抗源网络和 MOS 管组成升压电路,将直流电压源电压升压后,通过输出滤波电路供给负载。所述的改进阻抗源网络在同样输出电压增益下可降低 MOS 管的占空比,进而降低高增益时开关损耗,提高系统效率。由于所述的改进阻抗源网络串联于直流电压源和 MOS 管之间,因此可降低电容电压应力。

[0029] 所述改进阻抗源网络由两路相同的开关电感、两个等值电容 C1 和 C2、功率二极管 D7 组成;所述的两路相同的开关电感包括第一路开关电感和第二路开关电感。所述第一路开关电感的上端作为改进阻抗源网络的输入,第二路开关电感的上端作为改进阻抗源网络的输出;所述两个等值电容呈 X 形放置;两个等值电容之间不连接;等值电容 C1 的负端连接第一路开关电感的上端,等值电容 C1 的正端连接功率二极管 D7 的阴极和第二路开关电感的下端;等值电容 C2 的正端连接第二路开关电感的上端,等值电容 C2 的负端连接功率二极管 D7 的阳极和第一路开关电感的下端。由于改进阻抗源网络采用两路开关电感代替传统阻抗源网络电感,利用开关电感的并联充电和串联放电特性,可利用较低的电感充电时间,实现高电压增益输出,从而在同样输出电压增益下,降低开关占空比。

[0030] 具体的,第一路开关电路由功率二极管 D1、D2、D3 和电感 L1、L2 组成,功率二极管 D1 的阳极连接电感 L1 的上端,功率二极管 D1 的阴极连接功率二极管 D2 的阴极和电感 L2 的上端,功率二极管 D2 的阳极连接电感 L1 的下端和功率二极管 D3 的阳极,功率二极管 D3 的阴极连接电感 L2 的下端。

[0031] 具体的,第二路开关电路由功率二极管 D4、D5、D6 和电感 L3、L4 组成,功率二极管

D4 的阳极连接电感 L3 的下端,功率二极管 D4 的阴极连接功率二极管 D5 的阴极和电感 L4 的下端,功率二极管 D5 的阳极连接电感 L3 的上端和功率二极管 D6 的阳极,功率二极管 D6 的阴极连接电感 L4 的上端。

[0032] 具体的,电感 L1、L2、L3、L4 电感值均相同。

[0033] 具体的,MOS 管 S1 的漏极连接阻抗源网络输出端,S1 的源极连接电源负端。

[0034] 具体的,输出滤波电路由功率二极管 D8 和电容 Cf 组成,功率二极管 D8 的阳极作为输出滤波电路的正端,D8 的阳极连接 MOS 管 S1 的漏极,功率二极管 D8 的阴极连接电容 Cf 的正端,电容 Cf 的负端作为输出滤波电路的负端,电容 Cf 负端连接直流电压源的负端,负载并联在电容 Cf 两端。

[0035] 本实施例的一种基于改进阻抗源的高增益直流升压变换器的具体工作过程:

[0036] 如图 3 所示,模态 1 为开关电感充电过程:MOS 管 S1 导通,此时功率二极管 D2、D5、D7、D8 均截止。电容 C1 与直流电压源通过 S1 给第二路开关电感充电,其中功率二极管 D4、D6 导通,D5 截止,电感 L3 与 L4 并联充电;电容 C2 与直流电压源通过 S1 给第一路开关电感充电,其中功率二极管 D1、D3 导通,D2 截止,电感 L1 与 L2 并联充电。

[0037] 由于 D8 截止,滤波电容 Cf 放电供给负载。

[0038] 如图 4 所示,模态 2 为开关电感放电过程,MOS 管 S1 关断,此时功率二极管 D1、D3、D4、D6 截止。第一路开关电感通过 D7 给电容 C1 充电,其中,D1、D3 截止,D2 导通,电感 L1 与 L2 串联放电;第二路开关电感通过 D7 给电容 C2 充电,其中,D4、D6 截止,D5 导通,电感 L3 与 L4 串联放电。

[0039] 由于 D8 导通,直流电源通过 D7、第一路和 second 路开关电感给负载供电,同时给滤波电容 Cf 充电。

[0040] 稳态时,输出电压 V_o 与直流电源电压 V_{in} 的关系为: $\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+D}{1-3D} = B_1$, 其中 D 为 MOS

管占空比。改进阻抗源网络电容电压 V_c 与直流电源电压的关系为: $\frac{V_c}{V_{in}} = \frac{2D}{1-3D}$ 。基于 Z 源

的直流升压变换拓扑中 Z 源电容电压与直流电源电压的关系为: $\frac{V_c}{V_{in}} = \frac{1-D}{1-2D}$, 输出电压增

益为: $\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-2D} = B_2$ 。传统 Boost 直流升压变换拓扑输出电压增益为: $\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} = B_3$ 。

[0041] 三种拓扑的输出电压增益 B 与开关占空比 D 的关系如图 5(a) 所示,在同样输出电压增益下,本实施例所述的拓扑需要的开关占空比远远小于另两种拓扑,因此开关损耗更小,系统效率更高。基于 Z 源的直流升压变换器启动时存在如图 2 所示的电流通路,直流电源和 Z 源网络内两个等值电容直接串联,由于启动时等值电容电压为 0,相当于直流侧电源发生短路,电路中将流过很大的冲击电流。本实施例所述的升压变换拓扑启动时不存在上述串联通路,因此不存在启动冲击电流。本实施例和基于 Z 源的直流升压变换器电容电压应力如图 5(b) 所示,整体来看本实施例所述的拓扑电容电压应力小于基于 Z 源的升压变换拓扑。

[0042] 以上所述的具体描述,对发明的目的、技术方案和有益效果进行了进一步详细说

明,所应理解的是,以上所述仅为本发明的具体实施例而已,并不用于限定本发明的保护范围,凡在本发明的精神和原则之内,所做的任何修改、等同替换、改进等,均应包含在本发明的保护范围之内。

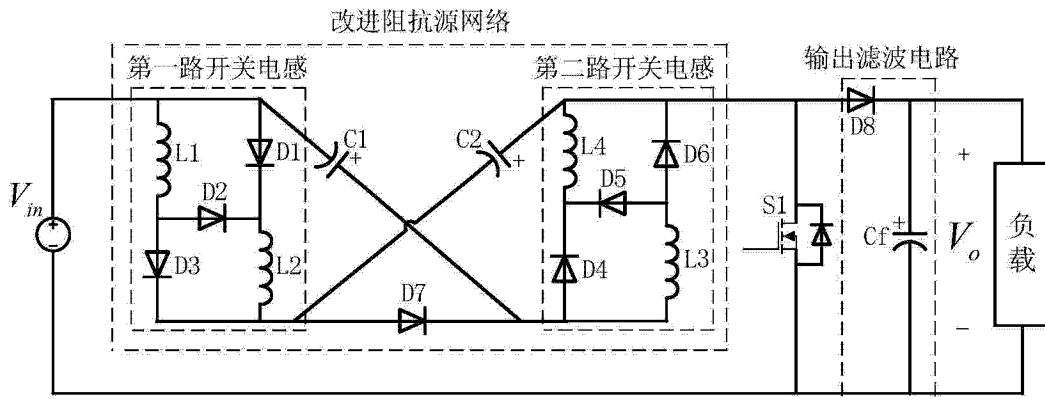


图 1

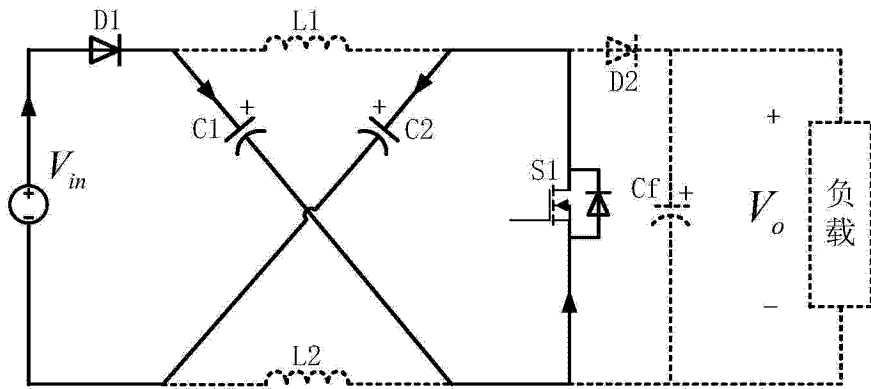


图 2

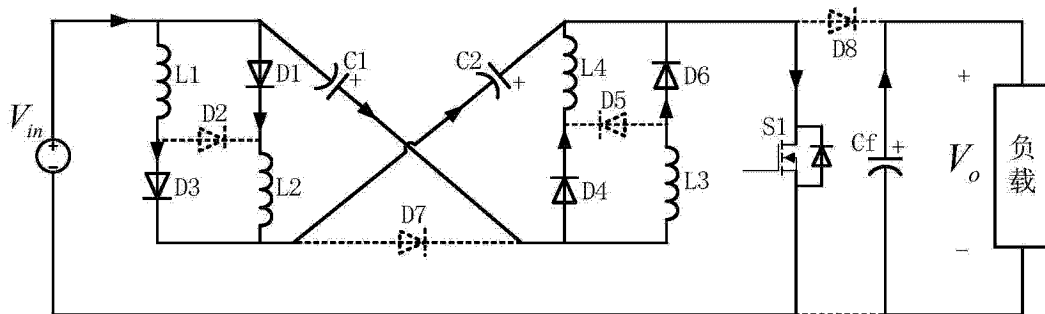


图 3

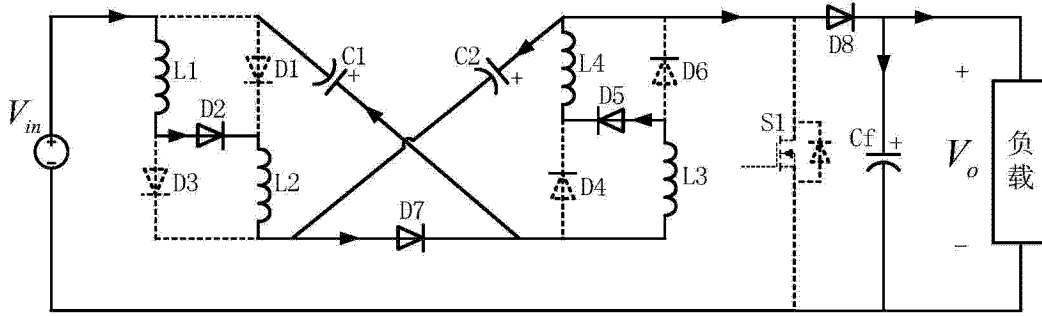


图 4

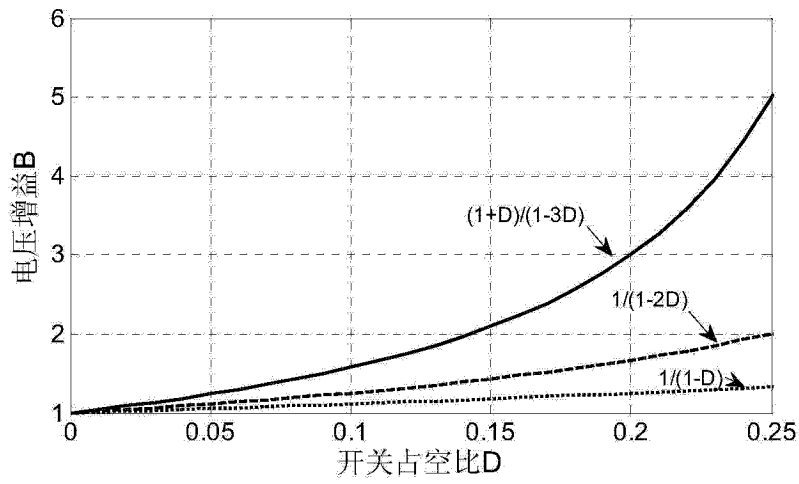


图 5 (a)

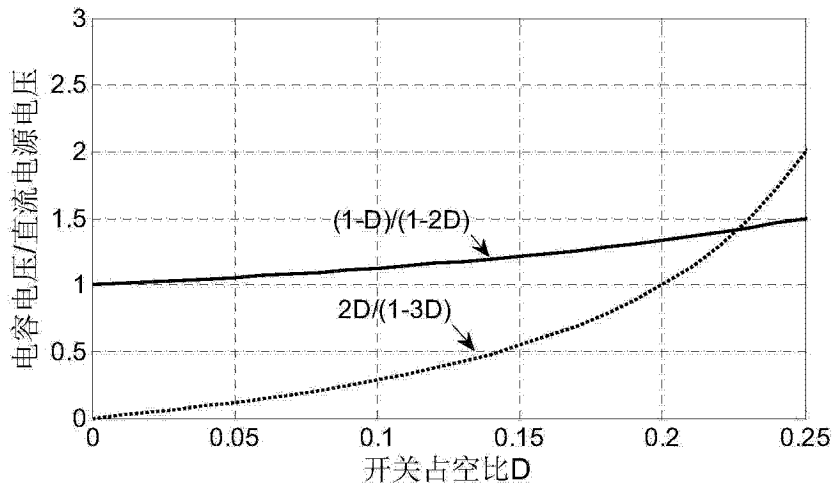


图 5 (b)