



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 116827385 B

(45) 授权公告日 2024.03.22

(21) 申请号 202310801960.7

H02M 3/158 (2006.01)

(22) 申请日 2023.07.03

H02M 1/08 (2006.01)

H02M 1/38 (2007.01)

(65) 同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 116827385 A

(56) 对比文件

CN 114785136 A, 2022.07.22

CN 114825656 A, 2022.07.29

CN 101162868 A, 2008.04.16

CN 102624427 A, 2012.08.01

CN 103368609 A, 2013.10.23

CN 111404580 A, 2020.07.10

US 4449174 A, 1984.05.15

WO 2014079129 A1, 2014.05.30

(43) 申请公布日 2023.09.29

(73) 专利权人 华北电力大学(保定)

地址 071003 河北省保定市莲池区永华北大街619号

专利权人 申科科技集团有限公司

(72) 发明人 谢志远 祝贺 王力崇

(74) 专利代理机构 北京中济纬天专利代理有限公司 11429

专利代理师 王咏涛

审查员 吴江霞

(51) Int. Cl.

H04B 3/54 (2006.01)

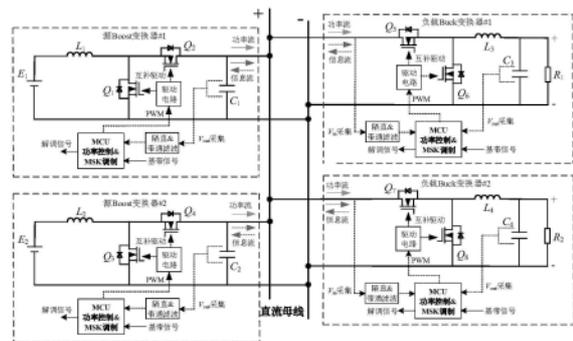
权利要求书2页 说明书6页 附图2页

(54) 发明名称

DC-DC变换器功率控制环扰动的功率信息融合装置

(57) 摘要

本发明提供DC-DC变换器功率控制环扰动的功率信息融合装置,包括直流电压源、带通滤波器、驱动电路、调制模块、N个源Boost变换器作为电源,本发明,利用电力电子变换器在进行功率变换时具备发送数据的能力,在功率变换的同时“嵌入”数字通信,在原有功率控制环中的功率调制量上叠加最小频移键控调制载波作为扰动信号,再把功率/数据的复合调制量和三角载波比较,产生集成了数据信息的占空比,最后对直流母线电压进行解调,实现电力电子变换器之间的通信。相比于以往的通信方式,发送变换器无需基带信号生成电路和耦合电路,接收变换器只需简单的采样和滤波电路,控制芯片MCU完成信号的解调,从而极大地减少了硬件成本。



1. DC-DC变换器功率控制环扰动的功率信息融合装置,其特征在于,包括:直流电压源、带通滤波器、驱动电路、调制模块、源Boost变换器作为电源、负载Buck变换器作为负载,以及直流母线;所述的源Boost变换器输出端和负载Buck变换器输入端共直流母线,所述源Boost变换器与所述负载Buck变换器均通过直流母线连接,所述驱动电路连接源Boost变换器开关管和负载Buck变换器开关管的栅极,所述带通滤波器与直流母线连接;

所述调制模块不发送数据时,调制模块的通信开关断开,进行传统的功率变换,功率调制量 $v_m(t)$ 直接和三角载波 $v_c(t)$ 比较生成脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation, PWM)信号,占空比为 $\delta(t)$,控制源Boost变换器开关管和负载Buck变换器开关管的导通与关断;

所述调制模块发送数据,通信开关导通,源Boost变换器将需要传输的基带信号 $v_s(t)$ 经过调制模块的MSK调制成高频信号 $v_d(t)$,再叠加到原有的功率调制量 $v_m(t)$ 上,生成复合的功率/数据调制量 $v_e(t)$,与三角载波 $v_c(t)$ 比较产生PWM信号;

所述源Boost变换器将直流电压源升高,为后级负载Buck变换器供电;

所述源Boost变换器包括:第一直流电压源E1、第一电感器L1、第一电容器C1、第一开关管Q1和第二开关管Q2,所述第一直流电压源E1正极与第一电感器L1的一端连接,所述第一直流电压源E1负极与第一开关管Q1源极连接,所述第一电感器L1的另一端与第一开关管Q1漏极均和第二个开关管Q2源极连接;所述第一电容器C1的一端与直流母线正极连接,所述第一电容器C1的另一端与直流母线负极连接;所述第一开关管Q1漏极与第一电感器L1连接,所述第一开关管Q1的栅极与驱动电路连接,所述第一开关管Q1的源极与直流母线负极连接;所述第二开关管Q2漏极与第一电容器C1连接,所述第二开关管Q2栅极与驱动电路连接,所述第二开关管Q2源极与第一电感器L1均和第一开关管Q1漏极连接;

所述带通滤波器包括:第一电阻R1、第二电阻R2、第三电阻R3、第四电阻R4、第五电阻R5、第一电容器C5、第二电容器C6、第三电容器C7和运算放大器,所述第一电阻R1的一端连接第一电容器C5,所述第一电阻R1的另一端与第二电容器C6、第三电容器C7接第四电阻R4;所述第二电阻R2一端与第三电阻R3接运算放大器的反相输入端,所述第二电阻R2另一端接地;所述第三电阻R3一端与第四电阻R4接运算放大器输出端,所述第三电阻R3另一端与第二电阻R2接运算放大器反相输入端;所述第四电阻R4一端接第三电阻R3和运算放大器输出端,所述第四电阻R4另一端与第一电阻R1、第二电容器C6接第三电容器C7;所述第五电阻R5一端接第三电容器C7和运算放大器同相输入端,所述第五电阻R5另一端接地;第一电容器C5一端接直流母线电压的正极,所述的第一电容器C5另一端连接第一电阻R1,所述的第一电容器C5对直流母线电压进行隔直处理得到其交流分量;所述第二电容器C6一端接第一电阻R1、第四电阻R4和第三电容器C7,所述第二电容器C6另一端接地;所述第三电容器C7一端接第一电阻R1、第四个电阻R4和第二电容器C6,所述第三电容器C7另一端接第五电阻R5和运算放大器同相输入端;所述运算放大器正供电端接正直流电压,所述运算放大器负供电端接负直流电压,所述运算放大器的同相输入端接第五个电阻R5和第三个电容器C7,所述运算放大器的反相输入端接第二个电阻R2和第三个电阻R3,所述运算放大器的输出端接第三个电阻R3、第四个电阻R4和MCU;

所述的负载Buck变换器包括:第三电感器L3、第三电容器C3、第五开关管Q5和第六开关管Q6,所述第三电感器L3一端与第三电容器C3连接,所述第三电感器L3另一端与第五开关管Q5源极和第六开关管Q6漏极连接,所述第三电容器C3一端与第三电感器L3连接,所述第

三电容器C3另一端与直流母线负极和第六开关管Q6源极连接;所述第五开关管Q5漏极与直流母线正极连接,所述第五开关管Q5栅极与驱动电路连接,所述第五开关管Q5源极与第三电感器L3和第六开关管Q6漏极连接;所述第六开关管Q6漏极与第三电感器L3和第五开关管Q5源极连接,所述第六开关管Q6栅极与驱动电路连接,所述第六开关管Q6源极与直流母线负极和第三个电容器C3连接;

所述的第一开关管Q1和第二开关管Q2驱动信号互补,所述第五开关管Q5和第六开关管Q6驱动信号互补。

DC-DC变换器功率控制环扰动的功率信息融合装置

技术领域

[0001] 本发明涉及电力电子网络化技术领域,尤其涉及DC-DC变换器功率控制环扰动的功率信息融合装置。

背景技术

[0002] 在双碳战略目标的背景下,电力电子设备作为构建能源互联网的核心枢纽之一,对其自身的数字化和智能化提出了更高的要求。对于电力电子技术的研究往往侧重于功率变换,而对于设备之间的通信技术关注较少。随着电力电子设备对于信息交换的迫切需求,学者不断地将电力电子技术和信息技术进行融合,可预见功率/数据深度集成的电力电子设备会成为新趋势。

[0003] 目前应用于电力电子设备间的通信技术主要有无线通信、控制局域网总线通信和电力线载波通信。无线通信成本低,易受外界干扰,不适合远距离传输,且易被侵入,安全性低;控制局域网总线通信速率高,需要额外的通信线缆,性价比低;电力线载波通信,依靠电力线进行数据传输,可靠性高成本低,但需要额外的硬件电路生成基带信号,再通过阻抗匹配电路将信号耦合到电力线上。

[0004] 以上通信技术无法在抗噪性、实时性和成本等方面达到很好的平衡。因此,结合电力电子设备自身特性,探索一种新的通信方法成为学者的研究方向,电力电子技术作为电子技术的一个分支,实现了对电能的可控变换,变换前后的电能均以模拟量的形式存在,但在对电力电子设备进行数字化控制的过程中存在离散化状态,这为融合现代数字通信技术提供了可能。

发明内容

[0005] 本发明的目的是为了解决现有技术中存在的问题。

[0006] 为了实现上述目的,本发明采用了如下技术方案:DC-DC变换器功率控制环扰动的功率信息融合装置,包括:直流电压源、带通滤波器、驱动电路、调制模块、源Boost变换器作为电源、负载Buck变换器作为负载,以及直流母线;所述的Boost变换器输出端和Buck变换器输入端共直流母线,所述源Boost变换器与所述负载Buck变换器均通过直流母线连接,所述驱动电路连接源Boost变换器开关管和负载Buck变换器开关管的栅极,所述带通滤波器与直流母线连接;

[0007] 所述调制模块不发送数据时,调制模块的通信开关断开,进行传统的功率变换,功率调制量 $v_m(t)$ 直接和三角载波 $v_c(t)$ 比较生成脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation, PWM)信号,占空比为 $\delta(t)$,控制源Boost变换器开关管和负载Buck变换器开关管的导通与关断;

[0008] 所述调制模块发送数据,通信开关导通,源Boost变换器将需要传输的基带信号 $v_s(t)$ 经过调制模块的MSK调制成高频信号 $v_d(t)$,再叠加到原有的功率调制量 $v_m(t)$ 上,生成复合的功率/数据调制量 $v_e(t)$,与三角载波 $v_c(t)$ 比较产生PWM信号。

[0009] 作为一种优选的实施方式,所述源Boost变换器包括:第一直流电压源E1、第一电感器L1、第一电容器C1、第一开关管Q1和第二开关管Q2,所述第一直流电压源E1正极与第一电感器L1的一端连接,所述第一直流电压源E1负极与第一开关管Q1源极连接,所述第一电感器L1的另一端与第一开关管Q1漏极均和第二个开关管Q2源极连接;所述第一电容器C1的一端与直流母线正极连接,所述第一电容器C1的另一端与直流母线负极连接;所述第一开关管Q1漏极与第一电感器L1连接,所述第一开关管Q1的栅极与驱动电路连接,所述第一开关管Q1的源极与直流母线负极连接;所述第二开关管Q2漏极与第一电容器C1连接,所述第二开关管Q2栅极与驱动电路连接,所述第二开关管Q2源极与第一电感器L1均和第一开关管Q1漏极连接。

[0010] 作为一种优选的实施方式,所述带通滤波器包括:第一电阻R1、第二电阻R2、第三电阻R3、第四电阻R4、第五电阻R5、第一电容器C5、第二电容器C6、第三电容器C7和运算放大器,所述第一电阻R1的一端连接第一电容器C5,所述第一电阻R1的另一端与第二电容器C6、第三电容器C7接第四电阻R4;所述第二电阻R2一端与第三电阻R3接运算放大器的反相输入端,所述第二电阻R2另一端接地;所述第三电阻R3一端与第四电阻R4接运算放大器输出端,所述第三电阻R3另一端与第二电阻R2接运算放大器反相输入端;所述第四电阻R4一端接第三电阻R3和运算放大器输出端,所述第四电阻R4另一端与第一电阻R1、第二电容器C6接第三电容器C7;所述第五电阻R5一端接第三电容器C7和运算放大器同相输入端,所述第五电阻R5另一端接地;第一电容器C5一端接直流母线电压的正极,所述的第一电容器C5另一端连接第一电阻R1,所述的第一电容器C5对直流母线电压进行隔直处理得到其交流分量;所述第二电容器C6一端接第一电阻R1、第四电阻R4和第三电容器C7,所述第二电容器C6另一端接地;所述第三电容器C7一端接第一电阻R1、第四个电阻R4和第二电容器C6,所述第三电容器C7另一端接第五电阻R5和运算放大器同相输入端;所述运算放大器正供电端接正直流电压,所述运算放大器负供电端接负直流电压,所述运算放大器的同相输入端接第五个电阻R5和第三个电容器C7,所述运算放大器的反相输入端接第二个电阻R2和第三个电阻R3,所述运算放大器的输出端接第三个电阻R3、第四个电阻R4和MCU。

[0011] 作为一种优选的实施方式,所述的负载Buck变换器包括:第三电感器L3、第三电容器C3、第五开关管Q5和第六开关管Q6,所述第三电感器L3一端与第三电容器C3连接,所述第三电感器L3另一端与第五开关管Q5源极和第六开关管Q6漏极连接,所述第三电容器C3一端与第三电感器L3连接,所述第三电容器C3另一端与直流母线负极和第六开关管Q6源极连接;所述第五开关管Q5漏极与直流母线正极连接,所述第五开关管Q5栅极与驱动电路连接,所述第五开关管Q5源极与第三电感器L3和第六开关管Q6漏极连接;所述第六开关管Q6漏极与第三电感器L3和第五开关管Q5源极连接,所述第六开关管Q6栅极与驱动电路连接,所述第六开关管Q6源极与直流母线负极和第三个电容器C3连接。

[0012] 作为一种优选的实施方式,所述的第一开关管Q1和第二开关管Q2驱动信号互补,所述第五开关管Q5和第六开关管Q6驱动信号互补。

[0013] 与现有技术相比,本发明的优点和积极效果在于,

[0014] 1、本发明,利用电力电子变换器在进行功率变换时具备发送数据的能力,在功率变换的同时“嵌入”数字通信,在原有功率控制环中的功率调制量上叠加最小频移键控调制载波作为扰动信号,再把功率/数据的复合调制量和三角载波比较,产生集成了数据信息的

占空比,最后对直流母线电压进行解调,实现电力电子变换器之间的通信。相比于以往的通信方式,发送变换器无需基带信号生成电路和耦合电路,接收变换器只需简单的采样和滤波电路,控制芯片MCU完成信号的解调,从而极大地减少了硬件成本。

附图说明

[0015] 图1为本发明DC-DC变换器功率控制环扰动的源Boost、负载Buck电路图系统示意图;

[0016] 图2为带通滤波电路图;

[0017] 图3为基于功率控制环扰动的调制模块框图;

[0018] 图4为数据解调框图。

具体实施方式

[0019] 下面将结合本发明实施例中的附图,对本发明实施例中的技术方案进行清楚、完整地描述,显然,所描述的实施例仅仅是本发明一部分实施例,而不是全部的实施例。基于本发明中的实施例,本领域普通技术人员在没有做出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例,都属于本发明保护的范围。

实施例

[0020] 请参阅图1-图4,本发明提供一种技术方案:DC-DC变换器功率控制环扰动的功率信息融合装置,包括:直流电压源、带通滤波器、驱动电路、调制模块、源Boost变换器作为电源、负载Buck变换器作为负载,以及直流母线;所述的Boost变换器输出端和Buck变换器输入端共直流母线,所述源Boost变换器与所述负载Buck变换器均通过直流母线连接,所述驱动电路连接源Boost变换器开关管和负载Buck变换器开关管的栅极,所述带通滤波器与直流母线连接;

[0021] 所述调制模块不发送数据时,调制模块的通信开关断开,进行传统的功率变换,功率调制量 $v_m(t)$ 直接和三角载波 $v_c(t)$ 比较生成脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation, PWM)信号,占空比为 $\delta(t)$,控制源Boost变换器开关管和负载Buck变换器开关管的导通与关断;

[0022] 所述调制模块发送数据,通信开关导通,源Boost变换器将需要传输的基带信号 $v_s(t)$ 经过调制模块的MSK调制成高频信号 $v_d(t)$,再叠加到原有的功率调制量 $v_m(t)$ 上,生成复合的功率/数据调制量 $v_e(t)$,与三角载波 $v_c(t)$ 比较产生PWM信号,发送变换器为源Boost变换器或负载Buck变换器中任意一种,开关管”为全控型开关器件,如MOSFET、IGBT、SiC、GaN都是可以为开关管,说明书附图中的图1采用的是MOSFET,具体型号为英飞凌公司的BSC070N10NS。

[0023] 如图1-图4所示,源Boost变换器将直流电压源升高,为后级负载Buck变换器供电,自身还充当数据收发器,同时完成功率变换和信息交互,所述源Boost变换器包括:第一直流电压源 E_1 、第一电感器 L_1 、第一电容器 C_1 、第一开关管 Q_1 和第二开关管 Q_2 ,所述第一直流电压源 E_1 正极与第一电感器 L_1 的一端连接,所述第一直流电压源 E_1 负极与第一开关管 Q_1 源极连接,所述第一电感器 L_1 的另一端与第一开关管 Q_1 漏极均和第二个开关管 Q_2 源极连接;所述

第一电容器 C_1 的一端与直流母线正极连接,所述第一电容器 C_1 的另一端与直流母线负极连接;所述第一开关管 Q_1 漏极与第一电感器 L_1 连接,所述第一开关管 Q_1 的栅极与驱动电路连接,所述第一开关管 Q_1 的源极与直流母线负极连接;所述第二开关管 Q_2 漏极与第一电容器 C_1 连接,所述第二开关管 Q_2 栅极与驱动电路连接,所述第二开关管 Q_2 源极与第一电感器 L_1 均和第一开关管 Q_1 漏极连接,并插入了死区时间,其中第一直流电压源 E_1 、第一电感器 L_1 、第一电容器 C_1 、第一开关管 Q_1 和第二开关管 Q_2 等同于图1中Boost变换器#2中第一直流电压源 E_2 、第一电感器 L_2 、第一电容器 C_2 、第一开关管 Q_3 和第二开关管 Q_4 。

[0024] 如图1-图4所示,负载Buck变换器将直流母线的电压降低,给其输出端负载供电,自身也充当数据收发器,所述的负载Buck变换器包括:第三电感器 L_3 、第三电容器 C_3 、第五开关管 Q_5 和第六开关管 Q_6 ,所述第三电感器 L_3 一端与第三电容器 C_3 连接,所述第三电感器 L_3 另一端与第五开关管 Q_5 源极和第六开关管 Q_6 漏极连接,所述第三电容器 C_3 一端与第三电感器 L_3 连接,所述第三电容器 C_3 另一端与直流母线负极和第六开关管 Q_6 源极连接;所述第五开关管 Q_5 漏极与直流母线正极连接,所述第五开关管 Q_5 栅极与驱动电路连接,所述第五开关管 Q_5 源极与第三电感器 L_3 和第六开关管 Q_6 漏极连接;所述第六开关管 Q_6 漏极与第三电感器 L_3 和第五开关管 Q_5 源极连接,所述第六开关管 Q_6 栅极与驱动电路连接,所述第六开关管 Q_6 源极与直流母线负极和第三个电容器 C_3 连接,也插入死区时间,对于功率变换,将直流母线的电压降低,给其输出端负载供电;对于通信,自身也充当数据收发器,第三电感器 L_3 、第三电容器 C_3 、第五开关管 Q_5 和第六开关管 Q_6 等同于第三电感器 L_4 、第三电容器 C_4 、第五开关管 Q_7 和第六开关管 Q_8 。

[0025] 如图1-图4所示,带通滤波器为二阶巴特沃斯类型,采用sallen-key电路实现,所述带通滤波器包括:第一电阻 R_1 、第二电阻 R_2 、第三电阻 R_3 、第四电阻 R_4 、第五电阻 R_5 、第一电容器 C_5 、第二电容器 C_6 、第三电容器 C_7 和运算放大器,所述第一电阻 R_1 的一端连接第一电容器 C_5 ,所述第一电阻 R_1 的另一端与第二电容器 C_6 、第三电容器 C_7 接第四电阻 R_4 ;所述第二电阻 R_2 一端与第三电阻 R_3 接运算放大器的反相输入端,所述第二电阻 R_2 另一端接地;所述第三电阻 R_3 一端与第四电阻 R_4 接运算放大器输出端,所述第三电阻 R_3 另一端与第二电阻 R_2 接运算放大器反相输入端;所述第四电阻 R_4 一端接第三电阻 R_3 和运算放大器输出端,所述第四电阻 R_4 另一端与第一电阻 R_1 、第二电容器 C_6 接第三电容器 C_7 ;所述第五电阻 R_5 一端接第三电容器 C_7 和运算放大器同相输入端,所述第五电阻 R_5 另一端接地;第一电容器 C_5 一端接直流母线电压的正极,所述的第一电容器 C_5 另一端连接第一电阻 R_1 ,所述的第一电容器 C_5 对直流母线电压进行隔直处理得到其交流分量;所述第二电容器 C_6 一端接第一电阻 R_1 、第四电阻 R_4 和第三电容器 C_7 ,所述第二电容器 C_6 另一端接地;所述第三电容器 C_7 一端接第一电阻 R_1 、第四个电阻 R_4 和第二电容器 C_6 ,所述第三电容器 C_7 另一端接第五电阻 R_5 和运算放大器同相输入端;所述运算放大器正供电端接正直流电压,所述运算放大器负供电端接负直流电压,所述运算放大器的同相输入端接第五个电阻 R_5 和第三个电容器 C_7 ,所述运算放大器的反相输入端接第二个电阻 R_2 和第三个电阻 R_3 ,所述运算放大器的输出端接第三个电阻 R_3 、第四个电阻 R_4 和MCU,MCU可以完成功率变换、数据调制与解调算法,在此不特定代指一个具体型号的微控制器,本实现方式中,运算放大器选择润石科技的RS8752XM,采用双电源供电方式,带通滤波器增益选为4,MCU在原有功率控制环的功率调制量上叠加最小频移键控信号作为扰动,使得直流母线电压纹波的频率包含数据信息的特征;对于功率变换,要保证在单位周期内占

空比不变;对于通信,最小频移键控调制的数据载波要保证在一个码元周期内严格正交;本实现方式中,MCU选择ST公司的STM32F407,主频为168MHz。

[0026] 如图1-图4所示,所述的第一开关管 Q_1 和第二开关管 Q_2 驱动信号互补,所述第五开关管和第六开关管驱动信号互补,本实施方式中,驱动芯片选择芯科科技的SI8233BD-D-ISR,带隔离功能。

[0027] 如图3所示,调制模块不发送数据时,调制模块的通信开关断开,进行传统的功率变换,功率调制量 v_{mt} 直接和三角载波 v_{ct} 比较生成PWM信号,占空比为 δt ,控制开关管的导通与关断;调制模块发送数据,通信开关导通,发送变换器将需要传输的基带信号 v_{st} 经过MSK调制成高频信号 v_{dt} ,再叠加到原有的功率调制量 v_{mt} 上,生成复合的功率/数据调制量 v_{et} ,与三角载波 v_{ct} 比较产生PWM信号,本实施方式中,选择 $f_1=20\text{kHz}$, $f_0=18\text{kHz}$,输出电压纹波的频率携带了数据信息,此为双载波调制,此方法中,功率变换采用三角载波,数据调制采用正弦载波,从而将最小频移键控调制方式运用于功率/信息融合技术中,可以提高频带利用率,通过改变功率调制量,而不改变功率载波信号,且功率变换和数据传输采用不同载波,在传统PWM基础上结合数据调制,通过在功率环叠加数据载波实现开关纹波通信,极大地提升了电力电子设备的信息化和智能化,数据调制方式灵活、抗干扰性能较强、功率变换与通信相互干扰小以及通信距离较远,在现有技术中FSK(频移键控)是一种调制技术,其中数字数据被编码为两个或多个离散的频率。在FSK中,不同的数字比特(0或1)用不同的频率表示。例如,可以将0表示为低频信号,而将1表示为高频信号。FSK信号的频率切换是突然的,信号在不同频率之间有明显的跃迁,而对比与MSK调制的主要区别为FSK信号在频率之间进行跳变,而MSK信号在每个比特期间有平滑的频率变化,且由于FSK信号的跳变特性,它的频谱通常具有多个离散的频率成分,而MSK信号的频谱比较窄,仅包含一个主要频率成分,还由于频谱的差异,MSK通常具有更高的带宽效率,可以在相同的带宽范围内传输更多的数据,还由于频率变化平滑,MSK信号相对于FSK信号在一些干扰环境中具有更好的抗干扰性能,而MSK是一种特殊类型的连续相位调制(CPM),它在每个比特期间仅有一个固定的频率变化。MSK信号的频率变化是平滑的,信号在不同频率之间没有跃迁。

[0028] 如图4所示,直流母线上电压频谱主要集中在直流分量、 $f_1=20\text{kHz}$ 和 $f_0=18\text{kHz}$ 处;带通滤波器BPF1和BPF0分别对隔直后的电压进行滤波,得到只包含 $f_1=20\text{kHz}$ 或 $f_0=18\text{kHz}$ 为主要成分的电压纹波,再分别对其进行滑动离散傅里叶变换SDFT得到 $f_1=20\text{kHz}$ 和 $f_0=18\text{kHz}$ 频率点的幅值,和程序设定的阈值比较,最终判断码元“1”和“0”,从而实现信号解调,在通信领域,码元(Symbol)是指在数字通信系统中传输的离散信号单位,代表着一定的信息内容,码元通常是一段固定时间内的信号波形或信号状态。

[0029] 而DC-DC变换器功率控制环扰动的功率信息融合装置的功率信息融合方法具体如下:

[0030] S1、源Boost变换器将直流电压源升高,为后级负载Buck变换器供电,自身还充当数据收发器,同时完成功率变换和信息交互,并插入了死区时间。

[0031] S2、负载Buck变换器将直流母线的电压降低,给其输出端负载供电,自身也充当数据收发器,并插入了死区时间。

[0032] S3、源Boost变换器与负载Buck变换器包括采样电路、带通滤波器、控制电路、驱动电路。

[0033] S4、采样电路,对输出电压进行采样;带通滤波器,隔离直流母线电压上的直流分量,并对其交流成分进行带通滤波处理,滤除载波频率以外的噪声;控制电路,全部以数字量的形式进行运算,对于调制,将低频的基带数据调制到高频载波上,再把高频数据载波作为扰动信号,叠加到原有功率控制环的功率调制量上,最后把功率/数据的复合调制量作为计数器的比较值,生成集成了数据信息的占空比;对于解调,对带通滤波器处理后的电压纹波进行抽样和判决,驱动电路,对所述的集成了数据信息的PWM信号进行功率放大,驱动第一开关管 Q_1 和第二开关管 Q_2 互补导通与关断,采用带隔离的驱动芯片。

[0034] 以上所述,仅是本发明的较佳实施例而已,并非是对本发明作其它形式的限制,任何熟悉本专业的技术人员可能利用上述揭示的技术内容加以变更或改型为等同变化的等效实施例应用于其它领域,但是凡是未脱离本发明技术方案内容,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、等同变化与改型,仍属于本发明技术方案的保护范围。

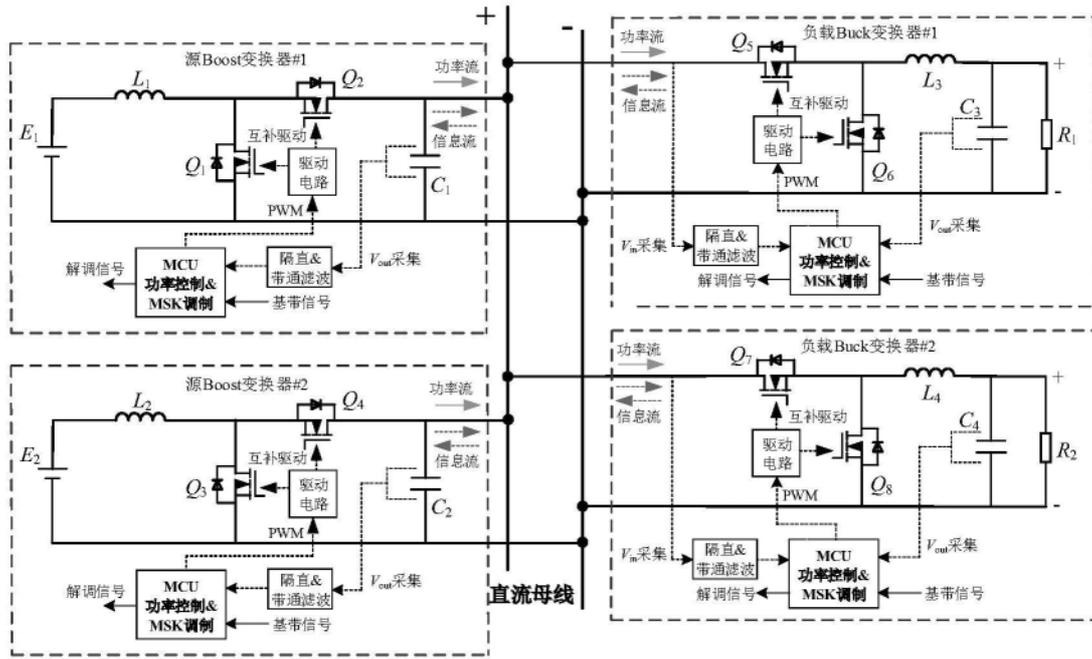


图1

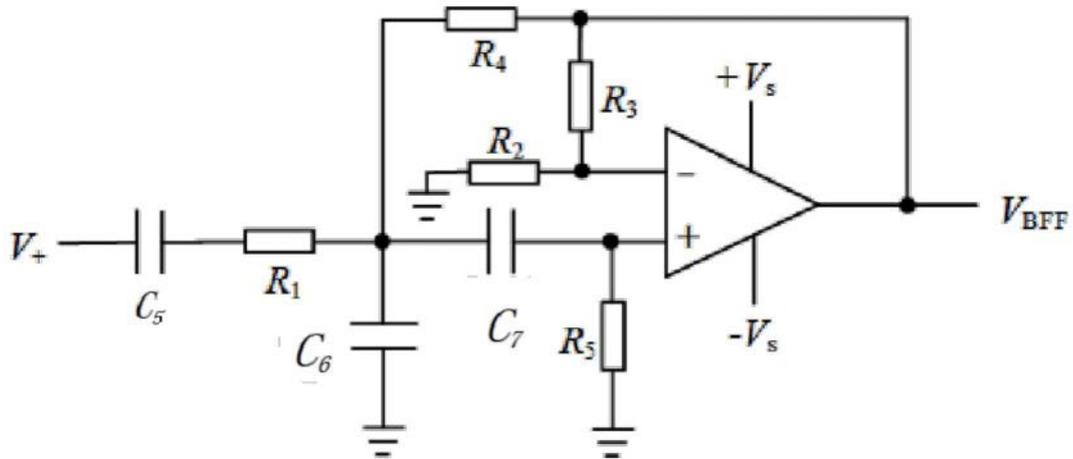


图2

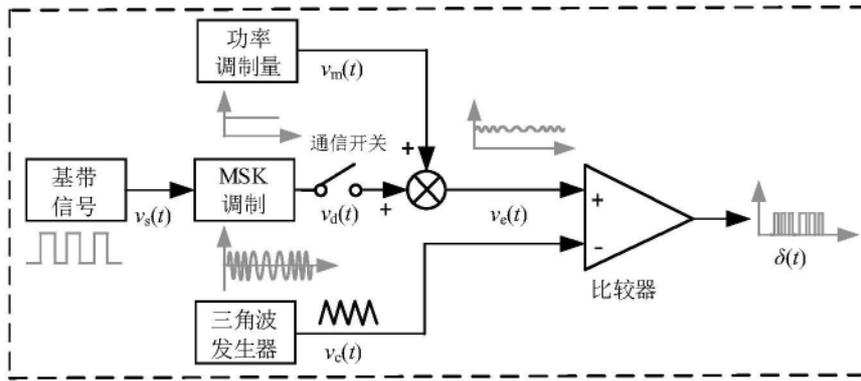


图3

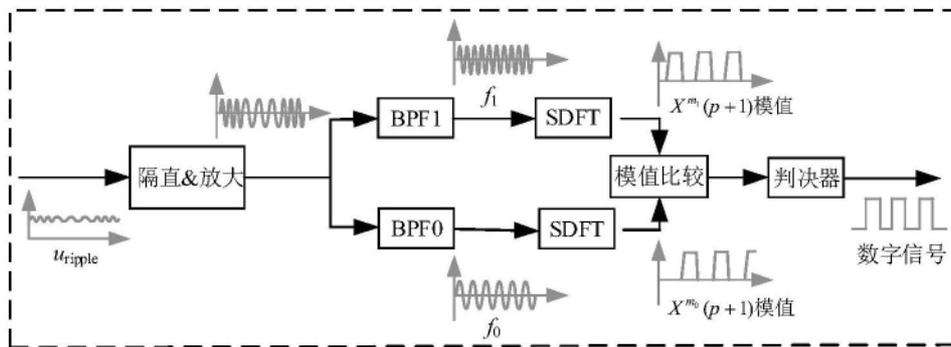


图4