

DOI: 10.12158/j.2096-3203.2026.02.004

改进型开关磁阻发电机功率变换器及其 数据与电能同步传输策略

邵志一, 杨坤博, 陶浩栋, 于东升
(中国矿业大学电气工程学院, 江苏 徐州 221116)

摘要:针对直流微电网中开关磁阻发电机(switched reluctance generator, SRG)输出电压脉动大的问题以及安全可靠数据通信的需求,文中提出一种适用于 SRG 的改进型功率变换器及其数据与电能同步传输通信策略。在常规不对称半桥(asymmetric half bridge, AHB)变换器基础上,引入一个与 AHB 变换器级联的辅助电路,从而有效抑制 SRG 绕组换相引起的电压纹波;以频移键控方法调制辅助电路中的功率开关,在输出电压母线上衍生出加载数据信号的电压纹波,并结合 Welch 法实现数据信号解调。实验结果表明,通过合理调制文中所提改进型 SRG 变换器,可以在有效抑制换相电压纹波的同时,实现数据与电能的同步传输。文中所提方法可以作为备用或者应急通信策略,应用于 SRG 系统远程投切、状态监测和协调控制等对通信速率要求不高的场合。

关键词:开关磁阻发电机(SRG);改进型 SRG 变换器;纹波抑制;频移键控;数据与电能同步传输;不对称半桥(AHB)变换器

中图分类号:TM352

文献标志码:A

文章编号:2096-3203(2026)02-0030-11

0 引言

开关磁阻发电机(switched reluctance generator, SRG)具有结构简单、可靠性高、容错率高、造价低等优势,在风力发电、波浪发电、直流微电网等分布式发电领域具有巨大的推广潜力^[1-3]。目前,分布式发电系统正朝着数字化、智能化的方向发展,其“源-网-荷-储”互动、多能协同互补、用能需求智能调控等均需要依靠通信系统完成^[4-5]。安全可靠的通信策略是保障分布式发电系统高效运行的关键。传统通信策略一般可分为无线通信和有线通信^[6-10]。无线通信因具有适应性强、可延展性好、不需要硬件通信线路等特点而被广泛应用。但无线通信的开放频段易受干扰,且信号在空气中传输的衰减大,无法实现远距离传输。有线通信更加安全可靠,但需要独立的硬件通信线和信号调制装置,安装成本高且灵活性差。电力线载波通信(power line communication, PLC)是一种借助电能传输线缆实现数据传输的通信技术,因不需要独立通信线路的优点而备受关注。目前,PLC 技术的应用领域涵盖了高压输电和中/低压配电网络,可以提供语音传输、互联网接入、远程计量和电力线路负载控制等服务^[11-14]。然而,该技术仍须配置独立的信号调制和信号耦合单元。

面向含可控开关的电力电子变换器,文献[15]提出“Talkative Power”的概念,即利用变换器内部功率开关实现数据与电能的同步传输,赋予电能“说话”的能力。不同于传统的 PLC 技术,该方法不需要独立的信号调制和耦合装置,大大简化了通信系统硬件电路,降低了通信成本。文献[16]介绍数据与电能单载波调制方法和数据与电能双载波调制方法,2 种方法均能实现可靠的数据传输。文献[17]研究分布式数字控制高频开关电源中的数据与电能同步传输问题,依托现场可编程门阵列(field programmable gate array, FPGA)控制器,通过开关频率调制在功率母线上衍生出加载信号的电压纹波,实现数据的调制与可靠传输。文献[18]针对光伏系统的监视与控制,提出一种新型电力线通信方法,采用差分相移键控调制和离散傅里叶变换解调。文献[19]提出一种基于正交频分复用的载波通信方法,通过将数据调制到微电网变换器功率控制环路中实现通信功能,所采用的正交频分复用技术可以有效提高通信速率。文献[20]在传统移相全桥变换器控制回路中引入相位控制自由度,不需要增加额外的电路,且信号强度可调,能够适应不同的操作条件。文献[21-23]均采用频移键控调制,可在确保电能质量的条件下,将电力电子变换器变为通信载体。

SRG 对外呈高输出阻抗的脉冲电流源性质,工作方式具有特殊性,依托 DC-DC 变换器设计的数

收稿日期:2024-08-20;修回日期:2025-02-09

基金项目:国家自然科学基金资助项目(52377201)

据和电能同步传输方法, 并不完全适用于 SRG 系统。在针对 SRG 系统的数据和电能同步传输研究中, 文献[24]通过改变 C-Dump 变换器结构下斩波器的开关频率实现信号调制, 并将信号注入到 SRG 输出端直流母线。文献[25]提出一种柔性脉冲宽度调制方法, 在 SRG 发电续流阶段控制变换器桥臂下开关管的斩波频率, 可向输出电压注入信号纹波以实现数据与电能的同步传输。文献[26]则通过控制 SRG 的导通/关断角来调制电压纹波幅值和频率, 从而产生有效的信号载波, 实现信号在功率母线上的传输。上述方法中, 通信速率易受电机转速限制, 导致信号传输速率较慢。

在现有关于 SRG 系统数据和电能同步传输的研究中, 均未解决因 SRG 自身工作特性而引起的低频、大幅值电压脉动问题。文中所提改进型不对称半桥(asymmetric half bridge, AHB)变换器, 可通过控制辅助电路中的功率开关有效抑制 SRG 输出电压中的换相纹波, 同时可利用辅助电路产生的高频开关纹波作为通信载波, 实现数据与电能同步传输。

1 SRG 模型特征

SRG 的定子和转子均为凸极结构, 相绕组之间的磁阻随着定、转子之间的相对位置发生周期性变化, 绕组电感呈现高非线性, 难以精确计算。为简化理论计算, 文中采用线性电感模型阐述 SRG 的工作特性。相电感 $L(\theta)$ 和相电流 $i(\theta)$ 与转子位置角 θ 的关系如图 1 所示。

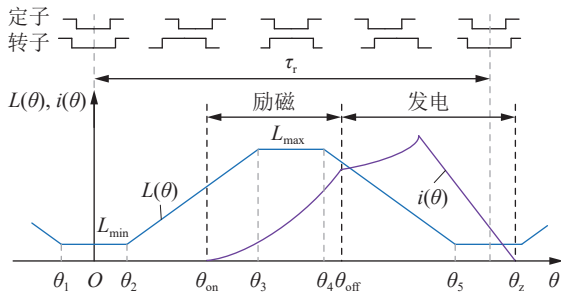


图 1 SRG 相电感和相电流波形

Fig.1 Waveforms of SRG phase inductance and phase current

相绕组循环通电一次, 转子转过一个转子极距 τ_r ; $\theta_1 \sim \theta_5$ 分别对应相绕组电感分段线性变化点的转子位置角; L_{\max} 为最大电感; L_{\min} 为最小电感; θ_{on} 、 θ_{off} 分别为 SRG 相绕组的开通和关断角; θ_z 为发电电流下降至零时的转子位置角。

一个周期内相电感 $L(\theta)$ 与转子位置 θ 的关系可以表示为:

$$L(\theta) = \begin{cases} L_{\min} & \theta_1 \leq \theta < \theta_2 \\ L_{\min} + k(\theta - \theta_2) & \theta_2 \leq \theta < \theta_3 \\ L_{\max} & \theta_3 \leq \theta < \theta_4 \\ L_{\max} - k(\theta - \theta_4) & \theta_4 \leq \theta \leq \theta_5 \end{cases} \quad (1)$$

$$k = (L_{\max} - L_{\min}) / (\theta_3 - \theta_2) \quad (2)$$

式中: k 为 L_{\min} 增加至 L_{\max} 的线性变化斜率。

SRG 的每相绕组工作时可分为励磁和发电 2 个阶段。因 SRG 具有逐相导通的特性, 相绕组工作在发电阶段时, 输出侧电压有明显的换相纹波。对于 8/6 结构的四相 SRG, 若转速为 n_s , 则换相纹波频率 f_{st} 为:

$$f_{\text{st}} = 2n_s / 5 \quad (3)$$

在 $\theta_{\text{on}} \leq \theta < \theta_{\text{off}}$ 范围内, 相绕组工作于励磁阶段, 若外部励磁电压为 v_{dc} , 则绕组电路方程表示为:

$$v_{\text{dc}} = i_{\text{ph}} r_{\text{ph}} + \frac{d\psi_{\text{ph}}(i_{\text{ph}}, \theta)}{dt} = i_{\text{ph}} r_{\text{ph}} + L(\theta) \frac{di_{\text{ph}}}{dt} + i_{\text{ph}} \omega_r \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (4)$$

式中: ω_r 为转子角速度; i_{ph} 、 r_{ph} 、 ψ_{ph} 分别为相电流、相绕组内阻和相绕组磁链。

在 $\theta_{\text{off}} \leq \theta \leq \theta_z$ 范围内, 相绕组工作于发电阶段, 相绕组电压等于 SRG 输出电压 v_o , 其电路方程为:

$$-v_o = i_{\text{ph}} r_{\text{ph}} + \frac{d\psi_{\text{ph}}(i_{\text{ph}}, \theta)}{dt} = i_{\text{ph}} r_{\text{ph}} + L(\theta) \frac{di_{\text{ph}}}{dt} + i_{\text{ph}} \omega_r \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (5)$$

忽略相绕组内阻 r_{ph} , 结合相电感表达式, 可得相电流表达式:

$$i(\theta) = \begin{cases} \frac{v_{\text{dc}}(\theta - \theta_{\text{on}})}{\omega_r L(\theta)} & \theta_{\text{on}} \leq \theta < \theta_{\text{off}} \\ \frac{v_o(\theta_z - \theta)}{\omega_r L(\theta)} & \theta_{\text{off}} \leq \theta \leq \theta_z \end{cases} \quad (6)$$

对于 8/6 结构 SRG, 当 A 相进入续流阶段, 由于 D 相的续流仍未结束, 输出电流为 A、D 两相电流之和, 输出电流值较大; D 相电流衰减至零后, 总输出电流等于 A 相电流。相邻两相绕组的工作角相差 15° , 有:

$$\theta_{\text{offB}} = \theta_{\text{offA}} + 15^\circ \quad (7)$$

式中: θ_{offA} 、 θ_{offB} 分别为 A 相和 B 相绕组的关断角。

输出母线电流 i_g 可表示为:

$$i_g(\theta) = \begin{cases} \frac{v_o(\theta_z - \theta)}{\omega_r L(\theta)} + \frac{v_o(\theta_z - \theta - 15^\circ)}{\omega_r L(\theta + 15^\circ)} & \theta_{\text{offA}} \leq \theta < \theta_{\text{zD}} \\ \frac{v_o(\theta_z - \theta)}{\omega_r L(\theta)} & \theta_{\text{zD}} \leq \theta \leq \theta_{\text{offB}} \end{cases} \quad (8)$$

式中: θ_{zD} 为 D 相绕组发电电流下降至零时的转子位置角。

相电流 i_{ph} 、输出母线电流 i_g 和输出电压 v_o 的

波形如图2所示。当 $\theta_{\text{offA}} \leq \theta < \theta_{\text{zD}}$ 时, 输出电流 i_g 为D相与A相电流之和, 电流值较大; 当 $\theta_{\text{zD}} \leq \theta \leq \theta_{\text{offB}}$ 时, 输出电流 i_g 为A相电流, 且逐渐减小。因SRG逐相导通的工作特性, 发电过程中, 输出电压存在与转速有关的换相纹波 Δv_o 。

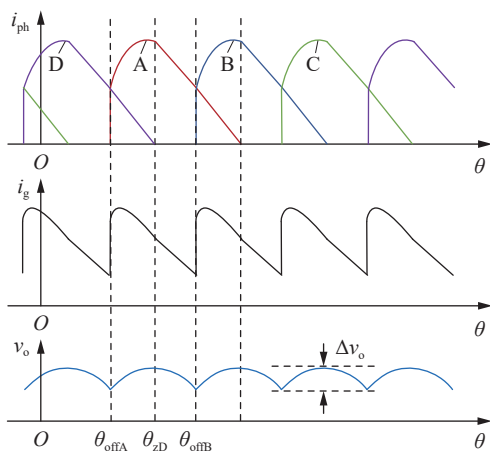


图2 SRG 电压电流特性

Fig.2 Current and voltage characteristics of SRG

SRG 输出的是电流源属性的脉冲电能, 需要在输出端并联电容以抑制电压波动。但大容量电解电容将增加系统的尺寸和成本, 同时会影响 SRG 系统工作的长期可靠性。因此, 常规滤波电容配置下, SRG 输出侧仍具有较大的换相电压纹波。为解决这一问题, 文中提出一种改进型 SRG 变换器, 可以有效抑制输出电压换相纹波, 同时利用电压纹波作为数据载波实现电力线通信。

2 改进型 SRG 功率变换器

2.1 变换器工作原理

AHB 变换器可为电机绕组提供单向电流, 每相绕组接到各自的 AHB 电路上, 相与相之间相互对立, 控制简单。AHB 变换器因可靠性高、鲁棒性强等特点已成为 SRG 常用变换器之一。改进型 SRG 变换器拓扑如图3所示。其中 AHB 包括 A 相桥臂的上开关管 S_1 、下开关管 S_2 及续流二极管 D_1 和 D_2 , B 相桥臂的上开关管 S_3 、下开关管 S_4 及续流二极管 D_3 和 D_4 , C 相桥臂的上开关管 S_5 、下开关管 S_6 及续流二极管 D_5 和 D_6 , D 相桥臂的上开关管 S_7 、下开关管 S_8 及续流二极管 D_7 和 D_8 。在 AHB 变换器输出端增加一个辅助电路, 该辅助电路由辅助开关 S_b 、辅助电容 C_b 、辅助电感 L_b 以及二极管 D_b 组成。 C_o 、 R 分别为输出侧的稳压电容和负载电阻。辅助电容 C_b 在换相前期充电, 在换相后期放电。结合 SRG 的发电运行特征, 依据流经电感 L_b 的电流的大小以及辅助开关 S_b 的状态, 可以

得到 SRG 变换器的 4 种工作模式。以 B 相为例分析其工作模式, 如图4所示。

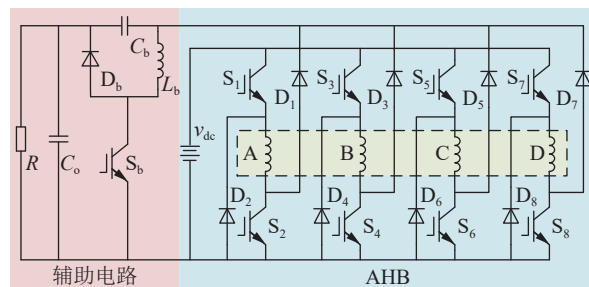
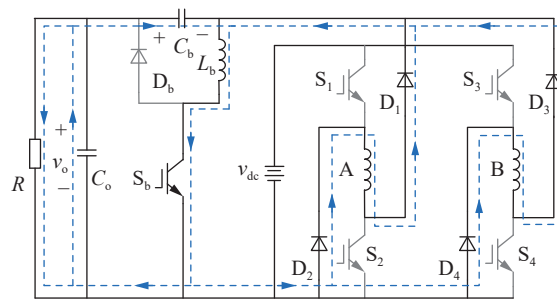
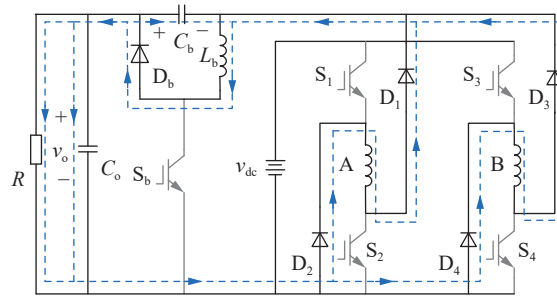


图3 改进型 SRG 变换器拓扑

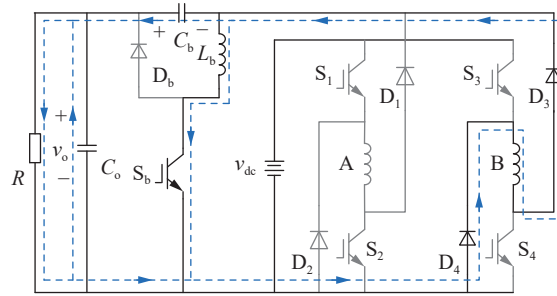
Fig.3 Topology of improved SRG converter



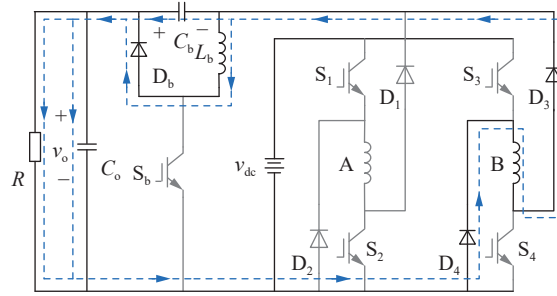
(a) 模式1



(b) 模式2



(c) 模式3



(d) 模式4

图4 改进型 SRG 变换器工作模式

Fig.4 Operation modes of the improved SRG converter

模式 1: 如图 4(a) 所示, S_3 和 S_4 关断, S_b 导通。B 相进入发电阶段, 由于 A 相续流未结束, A 相和 B 相共同为负载供电, 母线电流增加; 电感 L_b 两端电压为绕组输出电压, 绕组向电感 L_b 充电, 电感电流上升, 电感电流大于母线电流; 电容 C_b 向负载 R 供电, 同时向电容 C_b 充电, 电容 C_b 两端电压上升, 输出电压 v_o 下降。

模式 2: 如图 4(b) 所示, S_3 、 S_4 和 S_b 关断。A 相和 B 相绕组处于发电阶段。电感 L_b 两端的电压为电容 C_b 电压, 该阶段流过电感 L_b 的电流仍大于母线电流, 电感 L_b 和 A、B 两相绕组通过二极管 D_b 共同向负载供电, 电容 C_b 充电。输出电压 v_o 升高, 电容 C_b 两端电压升高。

模式 3: 如图 4(c) 所示, S_3 和 S_4 关断, S_b 导通。二极管 D_1 、 D_2 自然关断, A 相电流降为零, 发电阶段结束; B 相绕组发电为负载供电, 母线电流逐渐减小。电感 L_b 两端电压为其相绕组发电电压, 电感电流增加。该模式下电感电流小于母线电流, B 相绕组给电感 L_b 充电的同时, 和电容 C_b 共同向负载供电, 输出电压 v_o 下降。该模式下辅助电容 C_b 处于放电阶段, 两端电压下降。

模式 4: 如图 4(d) 所示, S_3 、 S_4 和 S_b 关断。B 相绕组处于发电阶段, 母线电流逐渐减小。电感 L_b 电压等于电容 C_b 两端电压, 电感 L_b 和 B 相绕组通过二极管 D_b 共同向负载供电, 电容 C_b 充电。电容 C_b 放电为负载供电, 输出电压 v_o 升高, 电容 C_b 两端电压降低。

改进型 SRG 变换器辅助开关驱动信号 g_b 、输出母线电流 i_g 、辅助电感电流 i_{Lb} 、辅助电容电压 v_{Cb} 以及输出电压 v_o 波形如图 5 所示。当变换器工作在模式 1 和 2 时, SRG 输出母线电流 i_g 较大, 辅助电容主要工作在充电状态, 电容电压 v_{Cb} 上升, 当变换器工作在模式 3 和 4 时, 由于前一相续流结束, 此时只有一相绕组为负载供电, 输出母线电流 i_g 逐渐减小, 此时辅助电容 C_b 主要工作在放电阶段。采用脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)对开关管 S_b 进行控制, 从而控制流经电感 L_b 的电流, 流经电感 L_b 的电流和输出母线电流 i_g 决定了辅助电容 C_b 的充放电状态。

2.2 辅助电路设计

(1) 辅助电感 L_b 。为了计算辅助电感的取值, 需要确定电感电流纹波 ΔI_L 。电感电流随 SRG 输出母线电流 i_g 变化, 根据输出功率与 SRG 绕组参数可确定母线电流最大值 I_{pk} 。从电感线圈的外形尺寸、成本、过渡响应等方面考虑, ΔI_L 可取峰值电流

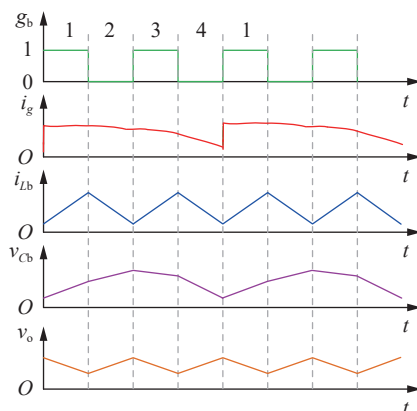


图 5 改进型变换器工作模式波形

Fig.5 Working modes of the improved converter

I_{pk} 的 20%~30%。综上, 可求得电感 L_b 的大小为:

$$L_b = \frac{(v_o - v_{Cb})D}{\Delta I_L f_s} \quad (9)$$

式中: f_s 为开关管 S_b 的开关频率; D 为占空比。

(2) 辅助电容 C_b 。辅助电容可用于吸收 SRG 的部分脉冲能量, 抑制换相电压纹波。换相前期电容处于充电状态, 换相后期电容处于放电状态。在稳定状态下, 一个换相周期内电容吸收的电能量等于放出的电能量, 吸收电能为 W_c 。电容值的大小决定了一个换相周期内电容电压的峰峰值 ΔU_c 。电容 C_b 的大小可表示为:

$$C_b = \frac{2W_c}{U_{\max}^2 - U_{\min}^2} \quad (10)$$

式中: U_{\max} 、 U_{\min} 分别为一个换相周期内辅助电容电压的最大值和最小值。

3 信号调制策略

辅助开关 S_b 的开关周期远小于输出绕组换相周期, 在 S_b 的一个开关周期内假设 SRG 输出电流不变。当辅助开关 S_b 导通时, 发电电能一部分给电感 L_b 充电, 因此输出电压 v_o 下降, v_o 下降的幅度即为输出电压纹波的幅值。当开关 S_b 导通时, 电感 L_b 两端电压为正, 电感电流上升, 可得:

$$L_b \frac{di_{Lb}}{dt} = V_o - V_{Cb} \quad (11)$$

式中: V_o 为输出电压 v_o 的平均值; V_{Cb} 为辅助电容两端电压平均值。经过等效变换可得:

$$\Delta i_{Lb} = \frac{1}{L_b} \int_0^{d_b T_h} (V_o - V_{Cb}) dt \quad (12)$$

式中: Δi_{Lb} 为电感电流在开关导通阶段的增加量; d_b 、 T_h 分别为 PWM 信号的占空比和周期。

开关 S_b 导通, SRG 部分电能为辅助电感充电, 输出电容 C_b 为负载供电, 根据输出电流与输出电压之间的关系可得:

$$C_o \frac{dv_o}{dt} = \frac{V_o}{R} - i_g + i_{Lb} \quad (13)$$

输出电压纹波幅值 Δv_o 可以表示为:

$$\Delta v_o = \frac{1}{C_o} \int_0^{d_b T_b} \left(\frac{V_o}{R} - i_g + \Delta i_{Lb} \right) dt \quad (14)$$

式(14)表明,输出电压纹波 Δv_o 的大小与负载电阻 R 、输出电容 C_o 、辅助电感 L_b 以及辅助开关 S_b 的 PWM 信号有关。电路参数确定后,通过改变 PWM 信号的工作频率即可改变输出电压纹波频率。

图 6 为数据与电能同步传输系统框图,其中 ADC 为数模转换器。原动机拖动 SRG 旋转,通过编码器获得转子位置,并通过传统方式对 SRG 进行控制。电压采集信号与给定电压 v_o^* 进行比较,通过比例积分(proportional integral, PI)控制器得到电压调制量 $u_p(t)$,与三角载波比较后得到控制功率开关的 PWM 方波信号。

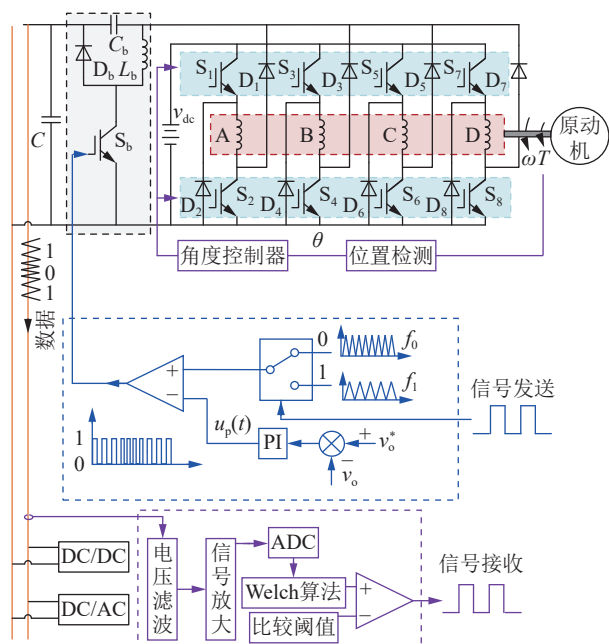


图 6 数据与电能同步传输系统框图

Fig.6 Block diagram of data and power synchronous transmission system

控制功率开关的 PWM 方波信号可看作周期信号,通过傅里叶级数展开得到其基波分量。设门极信号 $g(t)$ 的基波分量 $g_{base}(t)$ 为:

$$g_{base}(t) = A_{sq} \cos(\omega t + \varphi_{sq}) \quad (15)$$

式中: A_{sq} 为 $g(t)$ 基波分量的幅值; φ_{sq} 为基波分量的相位; ω 为 PWM 方波周期 T 对应的角频率。输出电压 v_o 的基波分量 $v_{o_base}(t)$ 为:

$$v_{o_base}(t) = A_o \cos\left(\omega t + \varphi_{sq} + \frac{\pi}{2}\right) \quad (16)$$

式中: A_o 为 v_o 基波分量的幅值。

从式(15)和式(16)可以看出,输出电压 v_o 的基波分量与门极信号有固定的相位差,二者的频率相同。采用频移键控或相移键控调制,即可将数字信号调制到输出母线电压纹波。即把直流母线当作实现数据与电能同步传输的媒介,以功率开关为信号调制执行单元,通过频率或者相位变换在功率母线上生成含有数据信息的纹波信号,在传输电能的同时实现数据传输。

采用频移键控调制方式将数字信号调制到输出电压中。如图 6,发送数据“1”时,选择 f_1 作为 PWM 调制载波频率,发送数据“0”时,选择 f_0 作为 PWM 调制载波频率,输出电压会产生与门极信号同频率的基波分量。为了降低对系统稳定性的影响和滤波器的设计难度,2 种载波频率不应相差太大,但频率差太小也会给信号解调带来困难,应综合考虑。

发送信号、信号载波和 PWM 信号的波形如图 7 所示,其中 T_b 为码元长度。不同发送数据对应的 PWM 信号频率不同,产生的电压纹波频率也不相同。分别通过 PWM 信号的占空比和频率调节输出电压和数据载波,从而在保证数据调制的前提下实现输出电压稳定性控制。

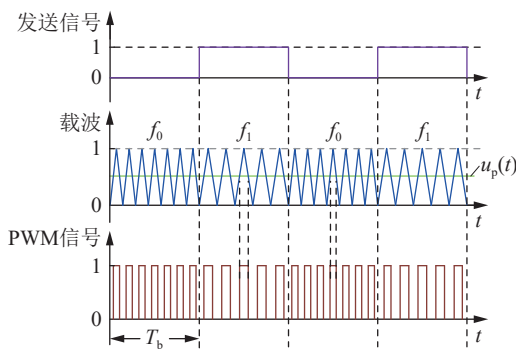


图 7 信号调制关键波形

Fig.7 Key waveforms of signal modulation

4 信号解调策略

电力线的负荷随机性强,不同用电设备负荷特性差异大,母线的复杂电磁环境会对数据与电能复合调制造成干扰。复杂的噪声环境会使数据传输和解调的误码率增加,降低通信质量,严重时甚至导致通信完全失效。对于频移键控调制方法,通常采用傅里叶变换进行信号解调。但傅里叶变换解调易受到噪声的干扰,不利于降低信号解调的误码率。相较于傅里叶变换解调,基于 Welch 算法的功率谱解调具有更好的抗干扰能力。文献[27]在低信噪比的情况下,通过 Welch 算法得到信号功率谱,其信号峰值明显,信号功率谱幅值高于噪声功

率谱幅值。文献[28]同样利用 Welch 谱估计将信号样本从时域转换到频域, 在确保处理速度的同时抑制噪声干扰。

文中基于功率谱分析原理, 研究电压纹波的功率谱密度随频率变化的规律, 并通过特殊频率点的功率谱峰值检测实现信号解调。信号的功率谱密度可定义为:

$$P_{xx}(e^{j\omega}) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} r_x(m) e^{-j\omega m} \quad (17)$$

式中: $n=0, 1, \dots, N-1$; N 为信号 $x(n)$ 的总长度; $r_x(m)$ 为信号 $x(n)$ 的自相关函数, 代表信号与其自身延迟 m 个时刻后的信号的相关度; $P_{xx}(e^{j\omega})$ 为功率谱密度。

常用的谱估计方法是周期图法, 即先通过计算采样信号的快速傅里叶变换获得式(18)所示的离散点的幅值分量, 然后计算幅值分量的平方并除以序列长度 N , 可得式(19)所示功率谱估计。

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\omega n} \quad (18)$$

$$P(e^{j\omega}) = \frac{1}{N} |X(e^{j\omega})|^2 \quad (19)$$

周期图法得到的功率谱均方误差较大, 是非一致估计方法。Welch 算法是一种基于平均值的功率谱估计方法, 先将信号分成多个子段, 并对每个子段进行傅里叶变换, 再计算所有子段的功率谱平均值。该方法的优势是可以减少噪声的影响, 提高功率谱估计的准确性。

将长度为 N 的数据 $x(n)$ 分成 L 段, 其中 $n=0, 1, \dots, N$, 若每段有 M 个数据, 则第 i 段的数据可表示为:

$$x(n) = x(n + iM - M) \quad 0 \leq n \leq M; 1 \leq i \leq L \quad (20)$$

将窗函数 $w(n)$ 加到每一个数据段上, 求出每一段数据的周期图功率谱, 第 i 段的周期图功率谱可表示为:

$$I_i(\omega) = \frac{1}{U} \left| \sum_{n=0}^{M-1} x_i(n) w(n) e^{-j\omega n} \right|^2 \quad i = 1, 2, \dots, L-1 \quad (21)$$

式中: U 为归一化因子。

$$U = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} w^2(n) \quad (22)$$

每一段数据的周期图之间近似互不相关, 可得功率谱估计为:

$$P(e^{j\omega}) = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L I_i(\omega) \quad (23)$$

Welch 算法功率谱估计的均值为:

$$E(P(e^{j\omega})) = P_{xx}(e^{j\omega}) - \frac{1}{2\pi MU} \int_{-\pi}^{\pi} |W(\omega)|^2 d\omega \quad (24)$$

式中: $W(\omega)$ 为窗函数 $w(n)$ 的频谱。

Welch 算法的偏差计算如下:

$$\text{Bias}(P(e^{j\omega})) = E(P(e^{j\omega})) - P_{xx}(e^{j\omega}) \quad (25)$$

当 N 趋近无穷大时, $E(P(e^{j\omega})) = P_{xx}(e^{j\omega})$, 即 Welch 算法是功率谱的渐近无偏估计。

该方法估计的方差可表示为:

$$\text{var}(P(e^{j\omega})) = E(P(e^{j\omega})) - E^2(P_{xx}(e^{j\omega})) \approx \frac{9M}{16N} P_{xx}^2(e^{j\omega}) \quad (26)$$

需要注意的是, 当 N 趋近无穷大时, 在采样数按分段数一定且重叠率保持在 50%~70% 的条件下, 估计方差趋于零, 则均方误差趋于零, Welch 算法功率谱估计近似为一致估计。采用不同窗函数得到的功率谱估计结果略有差异。常用窗函数有矩形窗、汉宁窗、海明窗和布莱克曼窗等。海明窗和布莱克曼窗函数的旁瓣衰减大, 噪声对谱峰影响较小。

信号解调过程如图 6 所示, 先通过滤波放大电路对电压信号进行处理, 再经 ADC 采样, 然后送入数字信号处理器中通过 Welch 算法计算功率谱幅值, 采用阈值比较的方法实现最终的信号解调, 即将功率谱计算幅值与给定阈值进行比较, 当幅值大于设定阈值时, 则成功识别为一个码元信号。信号解调过程对应的波形如图 8 所示。其中 $P(f_1)$ 、 $P(f_0)$ 分别为信号“1”和信号“0”的电压纹波功率幅值; $P_{\max 1}$ 、 $P_{\max 0}$ 分别为 $P(f_1)$ 、 $P(f_0)$ 的最大值; ΔP 为 $P(f_1)$ 和 $P(f_0)$ 的差值; X_{th} 为预设阈值。为了提高信号解调的可靠性, 采用 ΔP 进行阈值比较法信号解调。将功率谱幅值之差 ΔP 与预设阈值 X_{th} 进行比较, 当 $\Delta P \geq X_{th}$ 时输出信号“1”, 当 $\Delta P < X_{th}$ 时输出信号“0”。由于信号采集、滤波以及功率谱估计等环节, 解调信号与发送信号间有一定的延时, 但该延时一般较小, 并不影响信号解调的准确性。

5 仿真和实验验证

5.1 仿真验证

通过仿真对比分析改进型变换器和常规变换器的输出电能特征。SRG 样机参数见表 1。

2 种变换器的工作条件相同, 辅助电路中 S_b 开关频率为 25 kHz。采用常规变换器时, 对应的相电流、母线电流和输出电压如图 9 所示。采用改进型变换器时, 对应的相电流、母线电流和输出电压如图 10 所示。

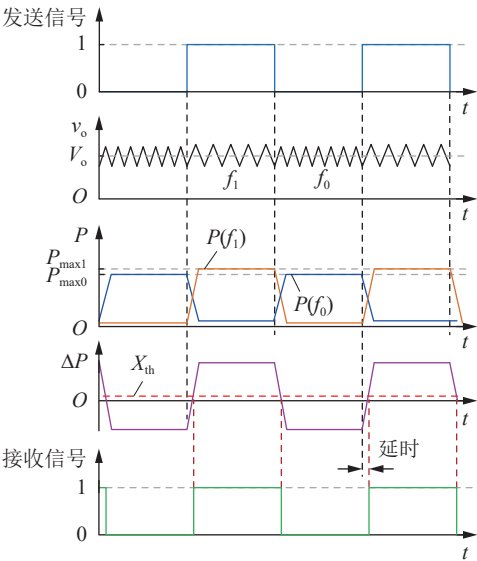


图 8 解调过程波形

Fig.8 Waveforms of demodulation process

表 1 SRG 系统主要参数

Table 1 Main parameters of SRG system

参数	取值	参数	取值
定子极数 N_s	8	输出侧电容 $C_o/\mu\text{F}$	220
转子极数 N_r	6	输出电压 v_o/V	48
额定转速 $n_s/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	1 000	辅助电容 $C_b/\mu\text{F}$	220
励磁电压 v_{dc}/V	48	辅助电感 $L_b/\mu\text{H}$	400
开通角 $\theta_{on}/(^{\circ})$	20	f_i/kHz	20
关断角 $\theta_{off}/(^{\circ})$	42	f_o/kHz	25
负载电阻 R/Ω	30		

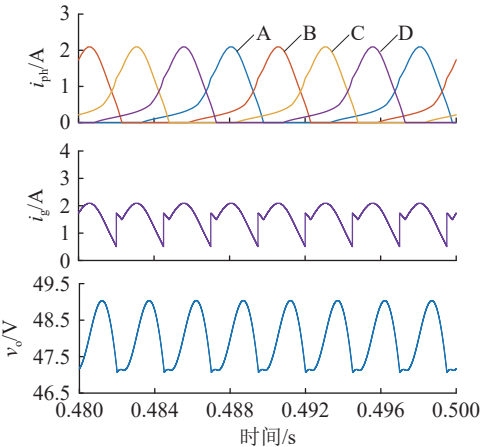


图 9 常规变换器输出仿真波形

Fig.9 Output simulation waveforms of conventional converter

可以看出,常规变换器的输出电压纹波幅值较大,输出电压纹波幅值在 46.9~49 V 之间波动,电压纹波峰峰值达到了 2.1 V。相比之下,改进型变换器输出电压在 47.9~48.1 V 之间波动,电压纹波峰峰值仅为 0.2 V,与常规变换器相比,约降低 90%。

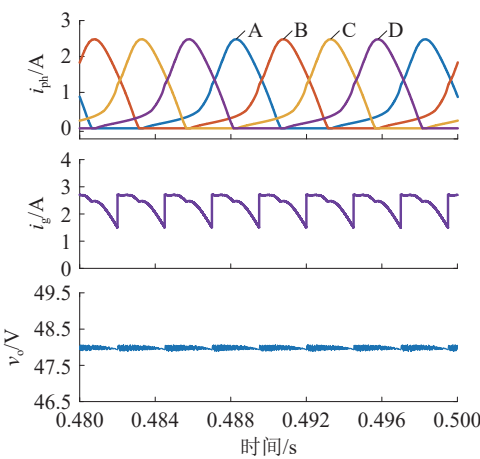


图 10 改进型变换器输出仿真波形

Fig.10 Output simulation waveforms of the improved converter

可以看出,由于引入了辅助电路,输出电压纹波大大减小,提高了输出电能质量。由于辅助电容的存在,发电阶段相绕组的端电压降低,相电流增加,相电流峰值由 2.2 A 增加到 2.5 A。相电流增加导致电机铜损增加,当绕组内阻较小时,相电流增加所引起的铜损增量相对较小。

一个换相周期内的输出电压 v_o 、辅助电感电流 i_{lb} 和辅助电容电压 v_{cb} 波形如图 11 所示。在换相周期的前段,输出母线电流较大,可通过控制辅助电感电流 i_{lb} 对辅助电容充电,将 SRG 发出的电能一部分储存在辅助电容中;在换相周期后段,输出母线电流减小,辅助电容放电为负载供电,有助于平抑输出电压的波动。

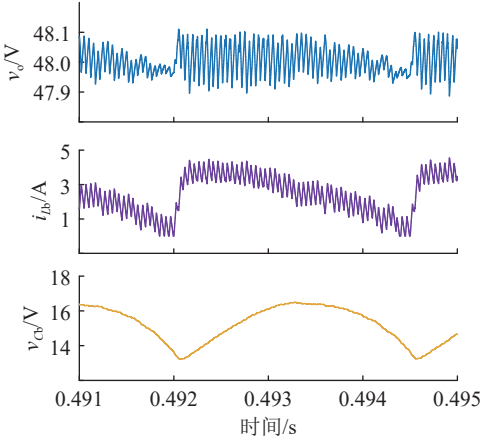


图 11 换相周期内辅助电路仿真波形

Fig.11 Simulation waveforms of auxiliary circuit during commutation

当负载电阻由原来的 30 Ω 变为 20 Ω 时,2 种变换器的相电流与输出电压波形如图 12 所示。负载增加后 SRG 发电功率增加,相电流增大,从仿真结果可以看出,在不同工况下改进型变换器均能较好地抑制输出电压纹波。

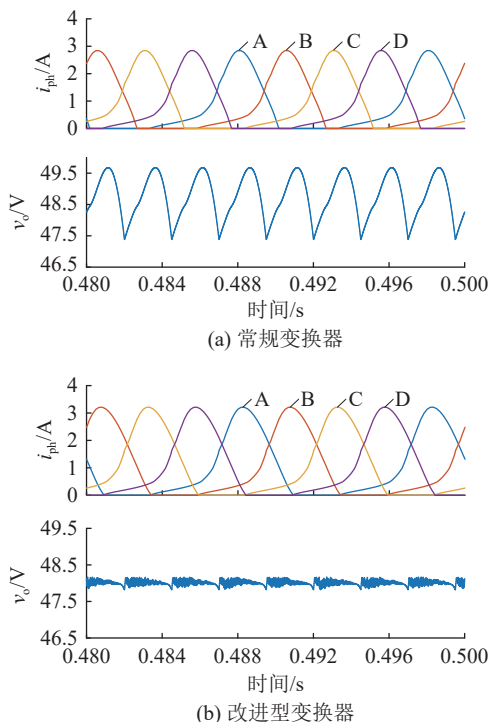


图 12 加载后 2 种变换器输出仿真波形

Fig.12 Output simulation waveforms of two converters after load increasing

采用 20 kHz 和 25 kHz 频率进行信号调制,得到的输出电压纹波频谱如图 13 所示。可以看出,20 kHz 和 25 kHz 频率处的谐波幅值较大,其中 20 kHz 代表数据“1”,25 kHz 代表数据“0”。在调制频率附近的高频段,调制频率外的谐波含量较少,通过带通滤波器滤波放大后能够较好地解调出所发送的信号。

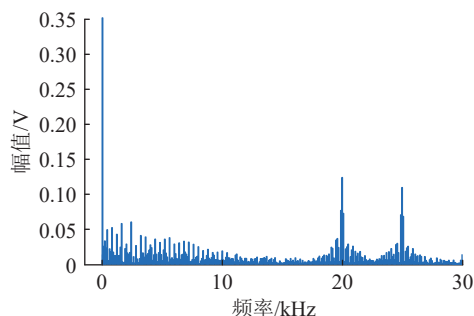


图 13 输出电压纹波频谱

Fig.13 Frequency spectrum of voltage ripple

发送信号、含信号纹波的输出电压、功率谱幅值差 ΔP 以及接收信号波形如图 14 所示。信号码元宽度为 5 ms,解调延时约为 1.3 ms。因解调延迟时间受信号采样、功率谱计算以及阈值设定值的影响,只要保证传输信号的码元宽度小于解调延时,即可保证信号解调的有效性。

5.2 实验验证

通过实验验证改进型变换器及其通信策略的

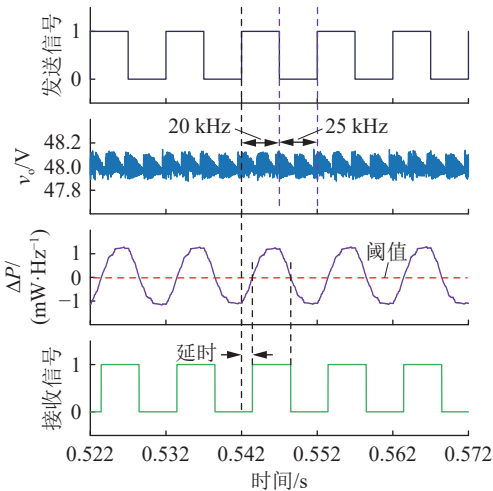


图 14 信号解调仿真波形

Fig.14 Simulation waveforms of signal demodulation

有效性,实验平台如图 15 所示。图 16 为常规变换器的母线电压 v_o 、A 相电流 i_a 和四相输出母线电流 i_g 。图 17 为改进型变换器的输出电压 v_o 、A 相电流 i_a 、四相输出母线电流 i_g 以及辅助电容电压 v_{Cb} 。采用常规变换器时,输出电压纹波峰峰值约为 2.2 V。改进型变换器的输出电压纹波峰峰值约为 0.4 V,辅助电容电压峰峰值约为 3.8 V。可见因辅助电容吸收部分脉冲能量,采用改进型变换器的输出电压纹波明显减小,实验结果与仿真分析结果一致。

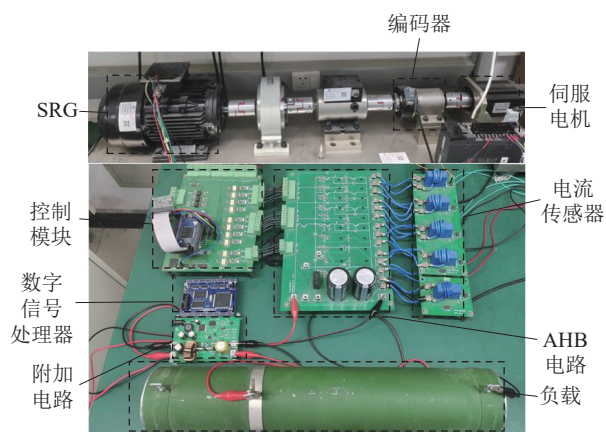


图 15 实验平台

Fig.15 Experimental platform

给定输出电压参考值为 48 V,辅助电路中 S_b 的开关频率为 20 kHz,当负载电阻突变时,输出电压如图 18 所示。可见,负载增加会导致输出电压降低,经过 12 ms 暂态过程后,输出电压可重新稳定在 48 V。不同转速下系统效率如图 19 所示,SRG 的高速性能好,随着电机转速的升高,系统效率逐渐增加。

通过控制辅助开关管的 PWM 信号频率,可将数据注入直流母线电压纹波。发送数据“1”时,辅

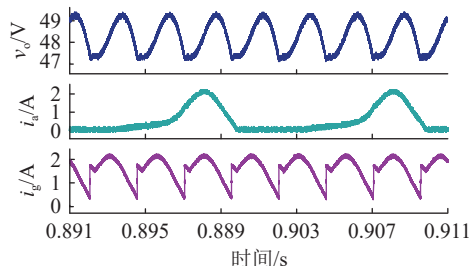


图 16 常规变换器输出实验波形

Fig.16 Output experimental waveforms of conventional AHB converter

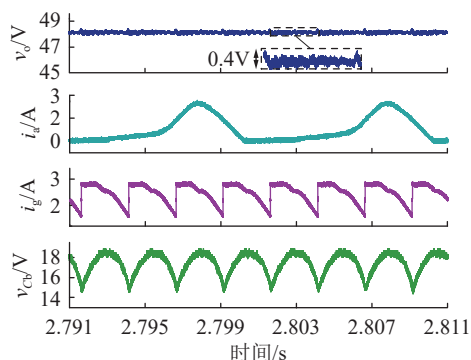


图 17 改进型变换器输出实验波形

Fig.17 Output experimental waveforms of the improved converter

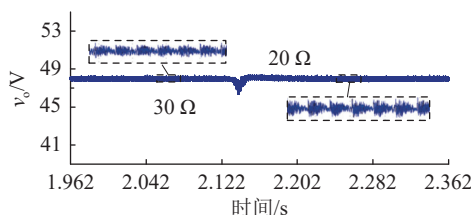


图 18 负载电阻突变时输出电压实验波形

Fig.18 Output voltage experimental waveform when load resistance changes

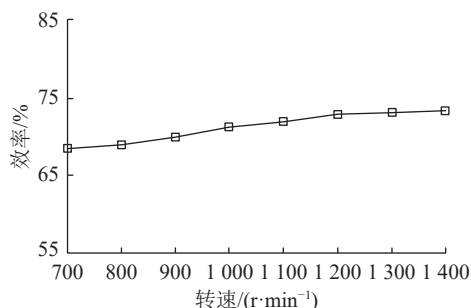


图 19 不同转速下系统效率

Fig.19 System efficiency at different speeds

助开关 PWM 频率为 20 kHz; 发送数据“0”时, 辅助开关 PWM 频率为 25 kHz。通过 Welch 算法对输出电压纹波进行功率谱分析, 可得到各频率分量幅值的变化情况。对输出电压纹波中 20 kHz 和 25 kHz 频率分量的功率谱幅值计算结果做差, 将得到的差值 ΔP 与阈值比较后进行信号解调, 最终得到解调

信号, 如图 20 所示。解调信号的码元宽度为 5 ms, 解调延时约 1.4 ms, 与仿真结果吻合, 验证了该方法进行纹波幅值抑制和电力线通信的可行性。

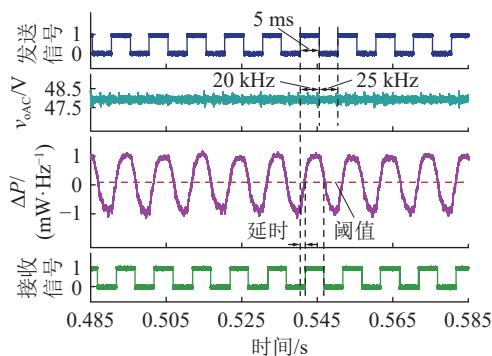


图 20 信号解调实验波形

Fig.20 Experimental waveforms of signal demodulation

信号传递过程中, 受线路阻抗的影响, 其信号幅值有所衰减。在输出母线中串联 0.3Ω 的电阻用于等效长距离的线路阻抗, 并对加入等效电阻前后的电压纹波进行分析。电压纹波及对应频谱如图 21 所示, 加入等效电阻后, 信号幅值由 0.18 V 降到 0.15 V, 幅值衰减较小, 在对信号进行解调时仍能成功接收信号。

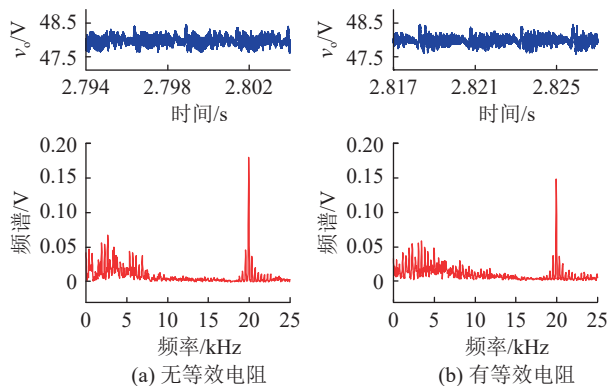


图 21 增加等效电阻前后的电压纹波对比

Fig.21 Comparison of voltage ripple before and after adding auxiliary circuit

6 结论

针对直流微电网中 SRG 输出电压脉动大的问题以及安全可靠数据通信的需求, 文中提出一种适用于 SRG 的改进型功率变换器及其电力线通信方法, 结论如下:

- (1) 在 AHB 变换器中引入辅助电路, 可有效减小输出电压的换相纹波幅值, 提高 SRG 系统的稳定性和可靠性;
- (2) 利用频移键控方法可将数字信号调制到 SRG 变换器输出电压纹波, 而采用基于 Welch 算法的功率谱进行数据解调, 具有更出色的抗噪能力。

研究表明,改进型变换器可降低 90% 的电压纹波峰峰值,传输信号码元宽度为 5 ms 时,可在 1.4 ms 的解调延迟下准确解调信号。虽然该通信方法的数据传输速率不高,不可用于高速通信的场合,但该方法无须附加额外的信号调制设备和通信线路,成本低,兼容性好,可作为 SRG 系统的状态监测或应急通信方案。

参考文献:

- [1] GARCÍA-TABARÉS L, LAFOZ M, BLANCO M, et al. New type of linear switched reluctance generator for wave energy applications[J]. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2020, 30(4): 5207105.
- [2] ČALASAN M P, VUJIČIĆ V P. Sensorless control of wind SRG in DC microgrid application[J]. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2018, 99: 672-681.
- [3] CHANG Y C, LIAW C M. Establishment of a switched-reluctance generator-based common DC microgrid system[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, 26(9): 2512-2527.
- [4] 卢卓禹, 邓思成, 许文浩, 等. 考虑通信延时的分布式发电系统协同控制策略[J]. *高电压技术*, 2024, 50(10): 4530-4539.
LU Zhuoyu, DENG Sicheng, XU Wenhao, et al. Cooperative control strategy of distributed generation system considering communication delays[J]. *High Voltage Engineering*, 2024, 50(10): 4530-4539.
- [5] 高明非, 韩中合, 赵斌, 等. 区域综合能源系统多类型储能协同优化与运行策略[J]. *中国电力*, 2024, 57(9): 205-216.
GAO Mingfei, HAN Zhonghe, ZHAO Bin, et al. Coordinated optimization and operational strategy for multi-type energy storage in regional integrated energy systems[J]. *Electric Power*, 2024, 57(9): 205-216.
- [6] NARASIMHA SWAMY V, SURI S, RIGGE P, et al. Real-time cooperative communication for automation over wireless[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2017, 16(11): 7168-7183.
- [7] SROVNAL V, MACHACEK Z. Industrial communication network for wire and wireless data transfer[C]//2010 International Conference on Applied Electronics. Pilsen, Czech Republic: 2010: 315-318.
- [8] 谢志远, 曹通. 基于 PSA 的中压电力线载波通信自适应阻抗匹配[J]. *电力系统保护与控制*, 2024, 52(18): 45-52.
XIE Zhiyuan, CAO Tong. Adaptive impedance matching of medium voltage power line carrier communication based on PSA[J]. *Power System Protection and Control*, 2024, 52(18): 45-52.
- [9] 冯兴隆, 孔锋峰, 霍凯龙, 等. 基于 5G 无线通信的配电网电流差动保护系统设计[J]. *电测与仪表*, 2025, 62(1): 116-123.
FENG Xinglong, KONG Fengfeng, HUO Kailong, et al. Design of current differential protection system for distribution network based on 5G wireless communication[J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2025, 62(1): 116-123.
- [10] 顾本硕, 林湘宁, 李正天, 等. 基于负序量排序及 5G 通信的主动配电网有界面保护原理[J]. *电力系统保护与控制*, 2024, 52(18): 12-23.
GU Benshuo, LIN Xiangning, LI Zhengtian, et al. The principle of bounded area-protection for an active distribution network based on negative sequence quantity sorting and 5G communication[J]. *Power System Protection and Control*, 2024, 52(18): 12-23.
- [11] LIU J M, ZHAO B Z, WANG J Y, et al. Application of power line communication in smart power Consumption[C]//ISPLC2010. Rio de Janeiro, Brazil. IEEE, 2010: 303-307.
- [12] PAPADOPOULOS T A, KALOUDAS C G, CHRYSOCHOS A I, et al. Application of narrowband power-line communication in medium-voltage smart distribution grids[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2013, 28(2): 981-988.
- [13] 肖宇, 邓汉钧, 黄瑞, 等. 基于 HPLC 通信的配电场域网时间精准同步策略[J]. *电力工程技术*, 2023, 42(1): 134-142.
XIAO Yu, DENG Hanjun, HUANG Rui, et al. Precise time synchronization strategy of power distribution field network based on HPLC communication[J]. *Electric Power Engineering Technology*, 2023, 42(1): 134-142.
- [14] 曹旺斌, 高莹, 梁晓林, 等. 基于倒 L 型匹配衰减器的宽带 PLC 信号阻抗匹配[J]. *电力系统保护与控制*, 2024, 52(23): 159-166.
CAO Wangbin, GAO Ying, LIANG Xiaolin, et al. Broadband PLC signal impedance matching based on an inverted L-type matched attenuator[J]. *Power System Protection and Control*, 2024, 52(23): 159-166.
- [15] HE X N, WANG R C, WU J D, et al. Nature of power electronics and integration of power conversion with communication for talkative power[J]. *Nature Communications*, 2020, 11: 2479.
- [16] 何湘宁, 王睿驰, 吴建德, 等. 电力电子变换的信息特性与电能离散数字化到智能化的信息调控技术[J]. *中国电机工程学报*, 2020, 40(5): 1579-1587.
HE Xiangning, WANG Ruichi, WU Jiande, et al. Info character of power electronic conversion and control with power discretization to digitization then intelligentization[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2020, 40(5): 1579-1587.
- [17] STEFANUTTI W, SAGGINI S, MATTARELLI P, et al. Power line communication in digitally controlled DC-DC converters using switching frequency modulation[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, 55(4): 1509-1518.
- [18] ZHU Y, WU J D, WANG R C, et al. Embedding power line communication in photovoltaic optimizer by modulating data in power control loop[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 66(5): 3948-3958.
- [19] ZHANG R Q, HUI Y, WU J D, et al. Embedding OFDM-based carrier communication into power control loop of converter in DC microgrids[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(7): 6914-6924.
- [20] DU J, WU J D, WANG R C, et al. DC power-line communica-

- tion based on power/signal dual modulation in phase shift full-bridge converters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 32(1): 693-702.
- [21] WU J D, DU J, LIN Z Y, et al. Power conversion and signal transmission integration method based on dual modulation of DC-DC converters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(2): 1291-1300.
- [22] ZHANG Y X, CHEN G P, HU Y H, et al. Cascaded multilevel inverter based power and signal multiplex transmission for electric vehicles[J]. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, 2020, 4(2): 123-129.
- [23] 吴建德, 杜进, 王睿驰, 等. 基于开关纹波调制的电源线通信技术[J]. *电工技术学报*, 2014, 29(4): 166-172.
WU Jiande, DU Jin, WANG Ruichi, et al. Power line communication technique based on switching ripple modulation[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2014, 29(4): 166-172.
- [24] HUA Y C, YU D S, YAN Z, et al. A power line communication method for SRG with modified C-dump power converter [C]//2020 15th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). Kristiansand, Norway. IEEE, 2020: 771-776.
- [25] YU D S, WANG X, YU S L, et al. A soft-PWM approach to power/signal synchronous transmission for SRG-based DC microgrids[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(10): 8450-8460.
- [26] YU D S, HUA Y C, YU S L, et al. A new modulation-demodulation approach to DC power-line data transmission for SRG-integrated microgrid[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(11): 12370-12382.
- [27] 杨婧, 程乃平, 倪淑燕. Welch 算法在弱信号检测中的性能分析[J]. *计算机仿真*, 2020, 37(5): 235-240.
YANG Jing, CHENG Naiping, NI Shuyan. Performance analysis of Welch algorithm in weak signal detection[J]. *Computer Simulation*, 2020, 37(5): 235-240.
- [28] 耿常青, 杨承志, 张志刚, 等. 基于 Welch 和柔性形态学的 LPI 信号噪声基底处理[J]. *信息技术与网络安全*, 2018, 37(10): 24-27.
GENG Changqing, YANG Chengzhi, ZHANG Zhigang, et al. Noise base processing of LPI signals based on Welch and flexible morphology[J]. *Information Technology and Network Security*, 2018, 37(10): 24-27.

作者简介:



邵志一

邵志一(2002), 男, 硕士在读, 研究方向为开关磁阻发电机、微电网、电力电子技术等(E-mail: kxmyt2333@163.com);

杨坤博(1998), 男, 硕士, 研究方向为开关磁阻发电机、电力电子技术、能信同传技术等;

陶浩栋(2000), 男, 硕士, 研究方向为开关磁阻发电机、能信同传技术等。

An improved switched reluctance generator converter and its signal and power synchronous transmission strategy

SHAO Zhiyi, YANG Kunbo, TAO Haodong, YU Dongsheng

(School of Electrical Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, China)

Abstract: Given the problem of large output voltage ripple of switched reluctance generator (SRG) system and the demand for safe and reliable data communication in DC microgrid, an improved power converter and power synchronous transmission strategy suitable for SRG is proposed in this article. By appropriately modulating an introduced additional circuit cascaded to the conventional asymmetric half bridge (AHB) converter, the voltage ripple caused by SRG winding commutation is effectively suppressed. The power switch in the additional circuit is modulated using frequency shift keying to generate voltage ripples on the output voltage bus for carry data. Welch method-based power spectrum is adopted to demodulate the transmitted signals. Experimental results show that by rationally modulating the improved SRG converter, the voltage ripples can be effectively suppressed while achieving synchronous transmission of power and data. The proposed data transmission method can also serve as a backup or emergency communication strategy for SRG systems operated in scenarios that require low data communication rates, such as remote switching, status monitoring, and coordinated control.

Keywords: switched reluctance generator (SRG); improved SRG converter; suppression of voltage ripple; frequency shift keying; synchronous transmission of power and signals; asymmetric half bridge (AHB) converter

(编辑 方晶)