

# DC-DC 变换器基于 FH-DPSK 调制的纹波通信方法

陈竞辉<sup>1</sup>, 吴建德<sup>1\*</sup>, 王睿驰<sup>2</sup>, 李武华<sup>1</sup>, 何湘宁<sup>1</sup>

(1. 浙江大学电气工程学院, 浙江省 杭州市 310027;

2. 南京师范大学电气与自动化工程学院, 江苏省 南京市 210046)

## Switching Ripple Communication Method Based on FH-DPSK Modulation for DC-DC Converters

CHEN Jinghui<sup>1</sup>, WU Jiande<sup>1\*</sup>, WANG Ruichi<sup>2</sup>, LI Wuhua<sup>1</sup>, HE Xiangning<sup>1</sup>

(1. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, Zhejiang Province, China; 2. School of Electrical and Automation Engineering, Nanjing Normal University, Nanjing 210046, Jiangsu Province, China)

**ABSTRACT:** The DC-DC converters have the potential to transfer digital data with their power stages. With the combined power/data modulation which applying digital modulation to the PWM carrier wave, the converters can achieve the digital communication by using the switching ripple as the signal carrier. This article focused on principles and practical schemes of the power/data double modulation technology, and proved the consistency between the square wave carrier and the sine wave carrier in the aspect of modulation and demodulation. Moreover, the basic principles of frequency hopping-differential phase shift keying (FH-DPSK) modulation were analyzed in details, and a practical FH-DPSK scheme was proposed. By combining the advantages of frequency shift keying (FSK) modulation and differential phase shift keying (DPSK) modulation, and suppressing the output voltage disturbance caused by the communication process, this scheme solved the problem of inter-symbol interference, and achieved the independence between power control and communication control. Finally, with the quaternary modulation applied, the experiment using a buck converter with the switching frequency of 100kHz/83.3kHz achieved a 6.6kbps bit rate, which proves the correctness of the scheme.

**KEY WORDS:** power/data double modulation; switching ripple communication; frequency hopping-differential phase shift keying (FH-DPSK); voltage disturbance suppression; symbol synchronization

**摘要:** DC-DC 变换器具有发送数字信息的潜力。功率与信息复合调制技术将功率调制与信息调制相结合,通过对传统 PWM 载波进行数字调制,从而使变换器以开关纹波作为信号载波实现数字通信。该文通过研究功率与信息复合调制的理论和实现方法,证明了方波载波与正弦载波在调制与解调方法上的一致性;通过详细分析跳频-差分相移键控(frequency hopping-differential phase shift keying, FH-DPSK)调制的基本原理,提出一种 FH-DPSK 的具体实现方案。该方案结合频移键控(frequency shift keying, FSK)调制和差分相移键控(differential phase shift keying, DPSK)调制的优点,不仅能够极大程度抑制通信过程引起的输出电压扰动,还能够解决因相位切换产生的码间干扰问题。通过搭建实验电路,在 100kHz/83.3kHz 开关频率的 Buck 电路上以四进制调制实现了 6.6kbps 的数字通信,验证了该方案的正确性。

**关键词:** 功率/信息复合调制;纹波通信;跳频-差分相移键控;电压扰动抑制;码元同步

## 0 引言

在分布式电源系统中,各设备间的信息交互对系统控制至关重要<sup>[1-4]</sup>,因此探索合适的通信方式也成为了分布式电源系统研究领域内的一项重要内容。常用的通信技术如无线通信、现场总线在分布式电源系统中均有应用<sup>[5-8]</sup>,但以上技术仍难以满足不同的分布式电源系统对于体积、性价比、可靠性和实时性等方面的要求。

电力电子变换器自身具有传输信息的能力<sup>[9-12]</sup>。在采用 PWM 控制的变换器电路中,由于功率控制取决于 PWM 占空比,而与开关频率和脉

基金项目: 国家自然科学基金项目(51977189, U1834205)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (51977189, U1834205).

冲相位无关。因此, PWM 开关频率和脉冲相位可以作为两个可用变量, 用于传输信息。但为保证变换器性能, 开关频率变化范围应在变换器的设计频率范围内。若将此技术应用在分布式电源系统通信中, 则可使通信系统完全集成于电源设备之中, 实现系统上的完全融合。

纹波通信技术的基本思想是对变换器的 PWM 载波的频率和相位进行信息调制, 通过变换器的开关纹波传递信息。该技术将电力电子设备中的功率开关器件作为信号载波生成器件, 因此这种通信方式不需要额外的信号发生电路, 极大简化了硬件设计。变换器可以在输入端或输出端进行数据的发送和接收, 理想的纹波通信系统框图如图 1 所示, 其中所有源变换器的输出端共用直流总线, 在输出端进行通信; 所有负载变换器通过直流总线供电, 在输入端进行通信。每个变换器通过检测总线纹波信号, 并进行解调处理, 从而接收数据。因此, 该通信系统属于总线拓扑结构, 各个变换器之间均可实现点到点的双向通信。

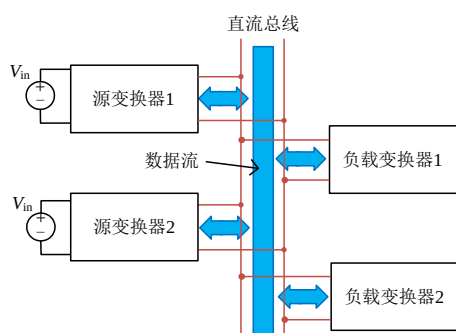


图 1 纹波通信系统结构框图

Fig. 1 Structure of the switching ripple communication system

由于在 PWM 调制中存在频率和相位 2 个自由度可用于通信, 因此频移键控(frequency shift keying, FSK)和差分相移键控(differential phase shift keying, DPSK)调制方式适合用于纹波通信<sup>[13-19]</sup>。由于纹波幅度与占空比相关, 因此单一变换器在占空比固定时难以实现纹波的幅移键控(amplitude shift keying, ASK)调制。文献[20-21]通过调节 2 个并联 Buck 电路的载波相位, 实现对载波的幅移键控 ASK 调制, 但该方法无法用于非并联拓扑的变换器。文献[15]提出一种 FSK 调制方法: 变换器不发送数据或发送数据“1”时, 均工作于开关频率  $f_1$ ; 发送数据“0”时, 开关频率切换至  $f_0$ 。为了保证数据信号载波与其他变换器不通信时的纹波信号在解调时互不干扰, 载波  $f_0$  与载波  $f_1$  在解调窗口

内必须正交。这种方法实现简单, 但信号的频带利用率低, 且难以通过选择多种载波频率实现多进制通信, 因此通信速率较低。

与 FSK 调制不同, DPSK 调制采用单一载波频率, 因而频带利用率高, 可方便实现多进制调制。但是, 在多机工作环境下, 由于发送信息与不发送信息的设备工作在同一频率, 因此不发送信息的设备产生的纹波会对通信带来严重干扰。为解决这一问题, 文献[16]提出一种在 DPSK 调制基础上进行直序扩频调制的方法。该方法给每个设备分配一个正交扩频地址码, 利用这些地址码的正交性既消除其他设备对于通信的影响, 又改善高次谐波分布, 有利于 EMI 设计。但该方法通过牺牲频带利用率以提高抗干扰能力, 因而无法实现高通信速率。

文献[10]提出一种新的跳频-差分相移键控(frequency hopping-differential phase shift keying, FH-DPSK)调制方法, 并在 1MHz 开关频率下实现了 200kbps 的通信速率。此方法结合 FSK 调制和 DPSK 调制的特点, 在通信时与非通信时分别采用不同的开关频率, 且两开关频率在解调窗口内正交, 通信时的数字信号调制则采用 DPSK 调制。由于通信时开关频率与非通信频率在解调窗口内正交, 因此有效抑制了非通信频率开关纹波对通信信号的干扰。同时, 在通信过程中采用多进制 DPSK 调制, 提高带宽利用率, 可以实现高通信速率。该方法综合 FSK 和 DPSK 的优点, 适合应用于分布式电源系统, 但文献并未给出具体的设计方法。

本文详细分析 FH-DPSK 调制中门极信号与纹波之间的相位关系, 并指出方波和正弦波在充当通信载波时的一致性, 还针对相位切换时带来的输出电压扰动提出一种多进制 FH-DPSK 调制的具体实现方案。该方案通过在相位切换时引入一个过渡时段, 实现相位切换时的平稳过渡, 解决功率控制与信号调制的相互耦合问题, 并大幅提高通信速率。

## 1 FH-DPSK 调制的基本原理

### 1.1 纹波与门极信号的相位关系

在纹波通信系统中, 电力电子变换器以输入或输出电压纹波作为信号载波, 通过改变门极开关信号的相位或频率来控制纹波, 从而实现变换器之间的数字通信。

传统的电力电子变换器拓扑如 Buck、Boost 和 Buck-Boost 在连续导通模式(continuous conduction

mode, CCM)下的电感电流波形均为连续的带有直流分量的三角波。若将开关网络等效为一个二端口网络,则变换器可由图2所示框图表示,其中,开关网络的稳态输入电流 $i_1$ 或输出电流 $i_2$ 的3种可能波形 $i_a(t)$ (Buck电路的 $i_2$ 和Boost电路的 $i_1$ ), $i_b(t)$ (Buck电路的 $i_1$ 和Buck-Boost电路的 $i_1$ ), $i_c(t)$ (Boost电路的 $i_2$ 和Buck-Boost电路的 $i_2$ )和门极信号波形及以上波形的基波分量如图3所示。

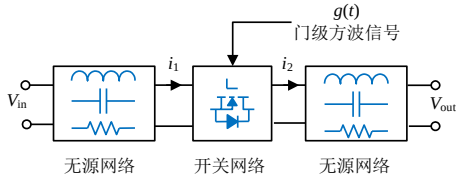


图2 变换器等效电路框图

Fig. 2 Equivalent circuit of the converter

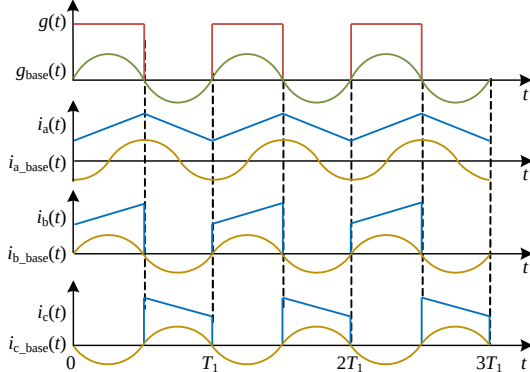


图3 开关网络输入或输出电流与门极信号波形图

Fig. 3 Waveforms of the input/output current and gate signal of the switching network

由于上述电流和门极方波均可视为周期信号,因此可通过傅里叶级数展开的方式得到其基波分量。基于上述3种基本拓扑,忽略直流分量后,稳态电流 $i_a$ 可表示为门极方波信号即 $g(t)$ 的积分,设 $g(t)$ 的基波分量为

$$g_{\text{base}}(t) = A_{\text{sq}} \cos(\omega_1 t + \varphi_{\text{sq}}) \quad (1)$$

式中: $A_{\text{sq}}$ 和 $\varphi_{\text{sq}}$ 分别为 $g(t)$ 基波分量的幅值和相位; $\omega_1$ 为周期 $T_1$ 对应的角频率。

则 $i_a$ 的基波分量为

$$i_{a_{\text{base}}}(t) = A_a \cos(\omega_1 t + \varphi_{\text{sq}} - \frac{\pi}{2}) \quad (2)$$

式中 $A_a$ 为 $i_a$ 基波分量的幅值,故 $i_{a_{\text{base}}}(t)$ 与 $g_{\text{base}}(t)$ 相位差为常数。

$i_b$ 可看作 $i_a$ 与门极反相信号相乘的结果,其基波分量为

$$i_{b_{\text{base}}}(t) = A_{\text{dc\_sq}} A_a \cos(\omega_1 t + \varphi_{\text{sq}} - \pi/2) + A_{\text{dc\_a}} A_{\text{sq}} \cos(\omega_1 t + \varphi_{\text{sq}}) = A_b \cos(\omega_1 t + \varphi_{\text{sq}} + \varphi_b) \quad (3)$$

式中: $A_{\text{dc\_sq}}$ 和 $A_{\text{dc\_a}}$ 分别为 $g(t)$ 和 $i_a$ 的直流分量; $A_b$ 为 $i_b$ 基波分量的幅值; $\varphi_b$ 为定值。故 $i_{b_{\text{base}}}(t)$ 与 $g_{\text{base}}(t)$ 相位差也为常数,同理可得 $i_c$ 的相位。

上述分析表明,当无源网络不变,稳态下变换器的输入端和输出端的电压以及电流纹波均与门极信号 $g(t)$ 相差固定相位。若对门极信号进行DPSK调制,则在输入/输出纹波上可得到相同的数字信号。

## 1.2 调制与解调策略

图4为PWM载波FH-DPSK调制的原理框图。载波发生器输出角频率为 $\omega_0$ 和 $\omega_1$ 的三角波或锯齿波 $f_s(\omega_0 t)$ 和 $f_s(\omega_1 t)$ 。通信选择开关 $C(t)$ 控制是否发送信息。不发送信息时,系统选择载波 $f_s(\omega_0 t)$ 与功率参考信号 $u_p(t)$ 比较,得到门极控制信号,此时工作过程与传统的PWM调制过程相同;当发送信息时,系统选择载波 $f_s(\omega_1 t)$ 与基带信号 $d(t)$ 进行DPSK调制后的信号 $e_{\text{DPSK}}(t)$ 作为PWM调制的载波,再与功率参考信号 $u_p(t)$ 比较得到门极控制信号。

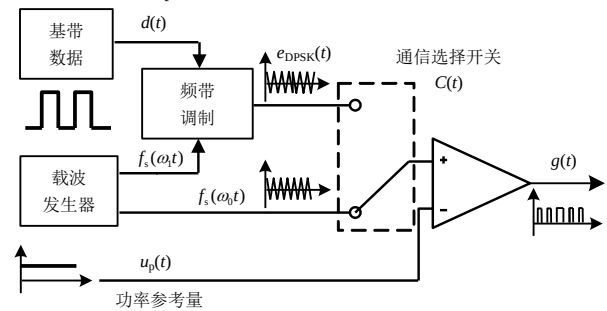


图4 载波FH-DPSK调制原理图

Fig. 4 FH-DPSK modulation theory

对载波进行DPSK调制后,数据信息将出现在电力电子电路的纹波信号中。理想的二进制DPSK纹波波形如图5所示,根据数字信息来调整信号载波的相位,频率保持不变,其中, $T_b$ 为码元长度。

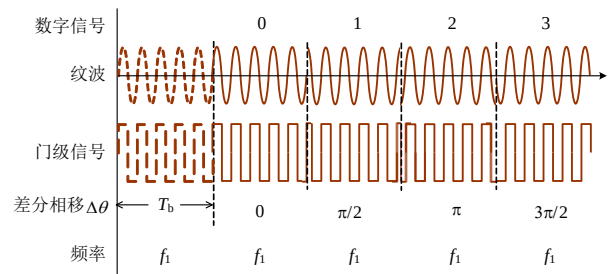


图5 DPSK调制纹波波形

Fig. 5 Waveforms of DPSK modulation

FH-DPSK相干解调过程如图6所示,其中 $e_{\text{DPSK}}(t)$ 可以为经过隔离直流分量后放大的输入/输出端电压/电流信号,其经过带通滤波器后的信号可视为正弦波,表达式为

$$s(t) = A_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (4)$$

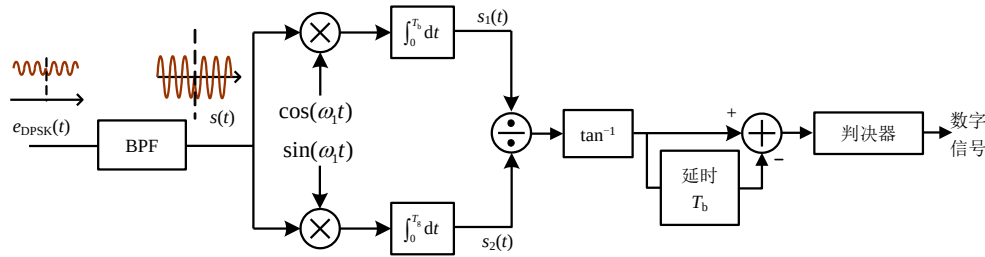


图6 DPSK 解调原理图

Fig. 6 Theory of DPSK demodulation

之后的过程为相干解调过程,其广泛应用于通信领域。若使两频率正交,即两频率相乘后在一个解调窗口内的积分为零,则通过相干解调后可得到:

$$\begin{cases} s_1(t) = \int_0^{T_g} s(t) \cos(\omega_1 t) dt = AT_g \cos(\varphi_1) / 2 \\ s_2(t) = \int_0^{T_g} s(t) \sin(\omega_1 t) dt = -AT_g \sin(\varphi_1) / 2 \end{cases} \quad (5)$$

式中  $T_g$  为解调窗口长度,一般为开关周期的整数倍。

由(5)可以计算得出相位  $\varphi_1$ ,与上一码元的相位相减得到相位差值,即可解调得到数字信息。在实际操作中可通过对信号  $s(t)$  采样后使用离散傅里叶变换(discrete fourier transform, DFT)算法来实现相干解调过程。解调结果的可信度分析可通过测量误码率来实现。

### 1.3 正弦载波调制与方波载波调制的等效性

上述解调分析中只考虑了纹波的基频分量,其等效于以正弦波为载波进行调制得到的结果。但实际门极信号为以方波为载波进行调制得到的结果,在波形上与以正弦波为载波的调制有较大区别。

正弦载波的  $M$  进制 DPSK 信号可以表示为

$$s_{\cos}(t) = \cos(\omega_c t + \varphi_n) = \cos(\omega_c t) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \cos(\varphi_n) \cdot g_{sq}(t - nT_b) - \sin(\omega_c t) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sin(\varphi_n) g_{sq}(t - nT_b) \quad (6)$$

式中  $\omega_c$  为载波角频率;  $\varphi_n$  为第  $n$  个码元对应的相位;  $g_{sq}(t)$  为以 0 时刻为中心,宽度为  $T_b$  的单位方波脉冲。

若各码元概率相等,则功率谱密度函数为

$$P(f) = \frac{E_s}{2} \{ \sin^2[(f - f_c)T_s] + \sin^2[(f + f_c)T_s] \} \quad (7)$$

式中:  $f_c = \frac{\omega_c}{2\pi}$ ;  $T_s = T_b \log_2 M$ ;  $E_s = \int_0^{T_s} s_{\cos}^2(t) dt$ 。

令  $R_s = 1/T_s$ , 其功率密度谱如图 7 所示。

将方波做傅里叶级数分解后,可得到以方波为载波的调制信号:

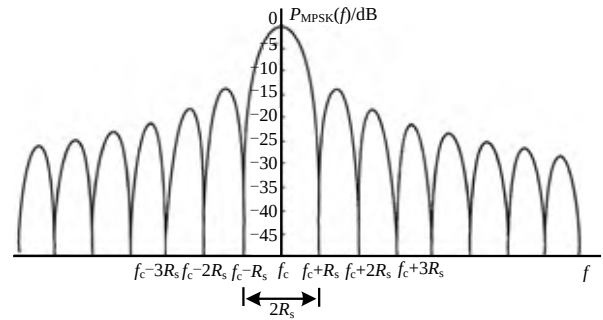


图7 MDPSK 功率密度谱

Fig. 7 Power spectrum of MDPSK

$$s_{sq}(t) = F_0 + \sum_{k=1}^{\infty} F_{2k-1} \cos[(2k-1)(\omega_c t + \varphi_n)] \quad (8)$$

式中:  $F_0$  为方波的直流分量;  $F_{2k-1}$  为方波的第  $2k-1$  次谐波的傅里叶系数。

$s_{sq}(t)$  的功率密度谱可视为各载波频率分量功率密度谱的叠加。当  $R_s$  较大时,基频分量会与直流分量和谐波分量的功率密度谱重叠。一般情况下,若主瓣重叠,则无法通过滤波器将两频率分量分离。但由于直流分量和各谐波分量均与基波分量正交,因此在主瓣重叠的情况下,仍可以解调得到正确结果。故从解调角度上看,可以认为信号在方波调制过程中不会引入干扰,其调制效果与正弦载波调制相同。

## 2 功率控制与通信的串扰抑制策略

在 FH-DPSK 调制方案中,通信过程不改变 PWM 占空比,因此稳态输出电压不变。但通信过程可能会改变电路中电容和电感原有的充放电平衡,从而引起较大的电容电压扰动,影响电能变换的质量。因此,需要设计优化策略以抑制电容电压扰动。此外,信号接收端应与发送端实现码元同步,以保证信号接收不受相位切换的影响。

### 2.1 频率切换和相位切换引入的电压扰动

如图 8 所示,在 CCM 模式下,当变换器的工作频率和相位分别为  $f_0$  和  $\varphi_a$  时,稳态下的门极信号、电容电压和电感电流波形分别为  $g_0$ 、 $v_{CO}$  和  $i_{L0}$ :



当变换器的工作频率和相位分别为  $f_1$  和  $\varphi_b$  时, 稳态下的门极信号、电容电压和电感电流波形分别为  $g_1$ 、 $v_{C1}$  和  $i_{L1}$ 。

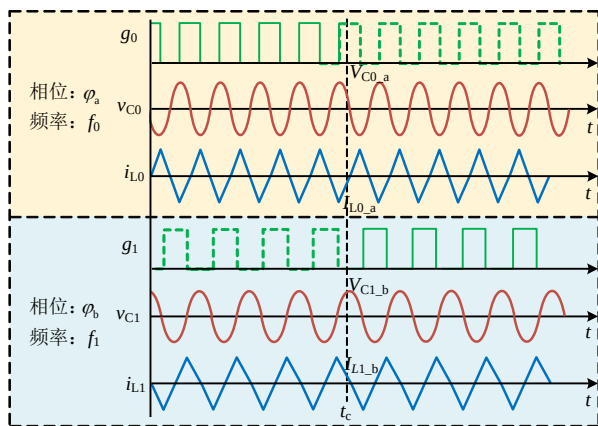


图8 buck变换器不同频率和相位下的门极信号、电容电压和电感电流波形图

Fig. 8 Waveforms of gate signal, capacitor voltage and inductor current under different frequencies and phases in a buck converter

设变换器在  $t_c$  时刻门极信号由  $g_0$  切换为  $g_1$ , 两电容电压波形在  $t_c$  时刻的值为  $V_{C0_a}$  和  $V_{C1_b}$ , 两电感电流波形在  $t_c$  时刻的值为  $I_{L0_a}$  和  $I_{L1_b}$ 。不难证明, 不存在 2 个不同的频率  $f_0$ 、 $f_1$  或 2 个不同的相位  $\varphi_a$ 、 $\varphi_b$  能够同时满足  $V_{C0_a}=V_{C1_b}$  和  $I_{L0_a}=I_{L1_b}$ 。而切换时  $V_{C0_a}$  和  $V_{C1_b}$  不相等或  $I_{L0_a}$  和  $I_{L1_b}$  不相等则会破坏电容或电感原有的充放电平衡, 从而引起电容电压扰动。因此, 只要进行频率或相位的切换, 就必然会引入电容电压扰动。在实际电路中, 由于变换器滤波电容上的电压纹波幅值较小, 因此可忽略电容充放电平衡变化的影响, 仅考虑电感电流变化引起的电压扰动。

## 2.2 频率切换时电压扰动的抑制

以 buck 电路为例, 为使电感电流在频率切换时平稳过渡, 文献[10]提出必须采用三角波作为载波的调制方法, 其频率切换过程的门极信号和电感电流波形如图 9 所示。其中,  $v_g$  为门极信号,  $i_L$  为电感电流,  $I_{Lavg}$  为稳态下的电感电流平均值,  $V_{Cavg}$  为稳态下的电容电压平均值,  $T_0$  和  $T_1$  为两频率对应的周期,  $S_0$  和  $S_1$  为电感电流与  $I_{Lavg}$  包围的两块三角形的面积, 虚线电容电压波形表示该频率稳态下的电压波形, 并非频率切换后的实际波形。

在  $t_c$  时刻, 频率由  $f_0$  切换为  $f_1$ , 相位不变。由于  $S_0$  和  $S_1$  的面积代表电感电流作用于输出电容后, 电容所积累的电荷值, 故若输出电容值为  $C$ , 则频率切换前后对应的电容电压纹波幅值分别为

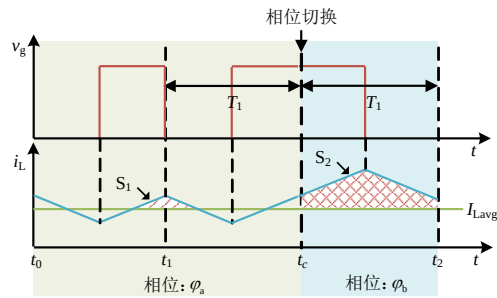


图9 频率切换波形图

Fig. 9 Waveforms of the frequency change

$$\begin{cases} V_{\text{ripple}0} = \frac{S_0}{C} \\ V_{\text{ripple}1} = \frac{S_1}{C} \end{cases} \quad (9)$$

由于  $t_c$  时刻切换频率时电感电流等于  $I_{Lavg}$ , 因此  $I_{L0_a}$  和  $I_{L1_b}$  相等。但由于  $V_{C0_a}$  和  $V_{C1_b}$  不等, 故尽管频率切换前后占空比不变, 依然会引起电容电压扰动。若将位于  $I_{Lavg}$  上方的面积记为正, 下方的面积记为负, 则电感电流与  $I_{Lavg}$  包围的面积之和的数值不会超过  $S_0$ 。因此电压扰动幅值小于  $V_{\text{ripple}0}$ , 该扰动较小, 在实际电路中可忽略。

## 2.3 相位切换时电压扰动的抑制

在不改变载波频率, 而仅改变脉冲相位时, 将引起较大的输出电压扰动。如图 10 所示, 设占空比为 50%, 在  $t_c$  时刻进行 180° 相位切换。其中,  $v_g$  为门极信号,  $i_L$  为电感电流,  $T_1$  为开关周期,  $I_{Lavg}$  为稳态电感电流平均值,  $S_1$  为电感电流与  $I_{Lavg}$  包围的三角形的面积,  $S_2$  为两电流在  $[t_c, t_2]$  时间内所包围的五边形的面积。

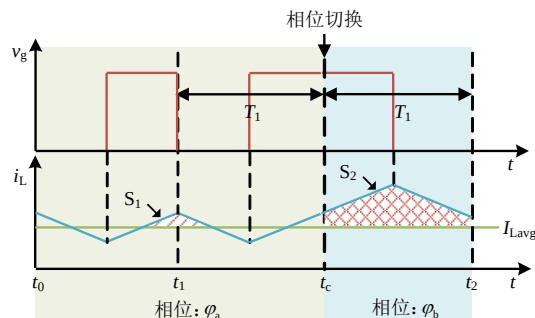


图10 相位切换波形图

Fig. 10 Waveforms of the phase change

由于在切换相位时电感电流与  $I_{Lavg}$  相差较大, 因此会引入较大电容电压扰动。计算图中阴影面积可知,  $S_2$  的面积为  $S_1$  的 8 倍, 根据(9)可计算得到, 仅  $[t_c, t_2]$  时间内所积累的电荷即可带来幅值为  $8V_{\text{ripple}1}$  的电压扰动。因此该数值较大, 不可忽略。

为抑制这一电压扰动, 可以将一次相位切换转

变为两次频率切换,用两次频率切换的间隔时间来进行相位差的补偿。

具体过程及相应波形如图 11 所示,其中三角波  $e_{\text{DPSK}}(t)$  为经过 DPSK 调制后的 PWM 载波,  $u_p(t)$  为功率参考量,  $i_L(t)$  为电感电流,  $g(t)$  为门极信号,  $I_{\text{Lavg}}$  为稳态电感电流平均值。

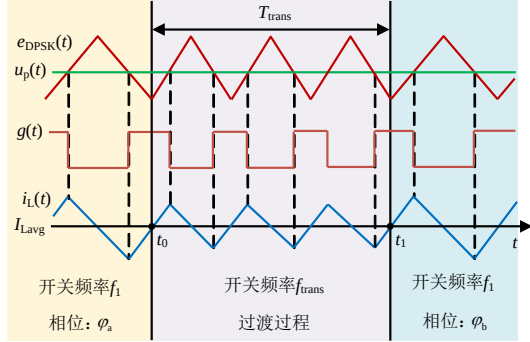


图 11 过渡过程波形图

Fig. 11 Waveforms of the adjustment process

由于频率切换在电感电流等于  $I_{\text{Lavg}}$  时进行,因此在每一个码元的开始与结束时刻,电路的电感电流值都等于  $I_{\text{Lavg}}$ 。图 11 中前一码元(相位  $\phi_a$ )在  $t_0$  时刻结束,在此时刻进行第一次频率切换,将开关频率切换为过渡频率  $f_{\text{trans}}$ ,过渡过程持续时间为  $T_{\text{trans}}$ 。在过渡过程结束时刻即下一码元(相位  $\phi_b$ )的开始时刻  $t_1$  进行第二次频率切换,将频率切换为  $f_1$ ,至此完成相位切换。过渡过程持续时间满足:

$$T_{\text{trans}} = K_1 T_1 - \frac{\phi_b - \phi_a}{2\pi} T_1 \quad (10)$$

式中  $K_1$  为正整数,可根据允许的过渡时长范围,选取合适的值。

为保证在  $t_1$  时刻电感电流值等于  $I_{\text{Lavg}}$ ,要求过渡过程内包含整数个开关周期,因此过渡频率  $f_{\text{trans}}$  需满足:

$$f_{\text{trans}} = K_2 / T_{\text{trans}} \quad (11)$$

式中  $K_2$  为以过渡频率  $f_{\text{trans}}$  所渡过的周期数。

图 11 中所示的过渡过程中  $K_2$  的值为 3。

## 2.4 码元同步

信号发送格式如图 12 所示。在不通信时,电路以开关频率  $f_0$  工作,通信时将频率切换为  $f_1$ 。根据

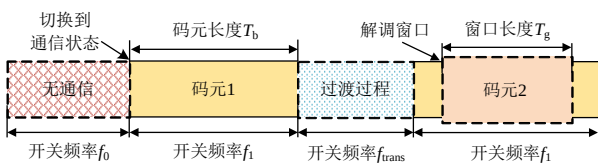


图 12 通信协议格式示意图

Fig. 12 Communication protocol format

上述码元格式,在频率切换后开始发送第一个码元。

若要使得频率  $f_0$  与  $f_1$  在解调窗口内正交,则其频率间隔需满足:

$$\Delta f = \frac{N}{T_g}, N = 1, 2, 3, \dots \quad (12)$$

从无通信状态开始,当解调端捕捉的  $f_1$  频率分量幅值达到阈值后,将解调窗口内的信号进行解调。由于频率  $f_1$  分量的幅值达到阈值的时刻难以控制,若码元长度较小,则无法保证解调窗口内只有当前码元。因此,为实现较好的码元同步,码元长度应大于解调窗口长度。设窗口长度:

$$T_g = N_1 T_1, N_1 = 1, 2, 3, \dots \quad (13)$$

结合过渡过程对于码元在开始和结束时刻的电感电流的限制,码元长度应满足:

$$T_b = N_2 T_1, N_2 > N_1 \quad (14)$$

由于两频率  $f_0$  与  $f_1$  在码元长度内不需要满足正交性,故理论上  $N_2$  可以为任意大于  $N_1$  的正整数。

以上条件保证了解调窗口位于一个码元长度之内,但由于数字信息被调制在相位上,故解调窗口在码元内的位置也需要同步。若每个码元在解调前都需要通过阈值检测,由于难以保证阈值检测的精确性,会导致相邻解调窗口本身存在相差,从而引起误码。因此只有第一个解调窗口的起始位置通过阈值检测决定,其后窗口起始位置通过将前一个解调窗口的起始位置延时  $K_1 T_1 + T_b$  得到。

## 3 实验验证

图 13 为实验电路原理图,实验参数如表 1。实验中采用 buck 变换器,数字信号由控制器直接调制于门极信号,电路经该信号控制后可在输出端得到携带信息的开关电压纹波。在数据接收端,纹波信号经隔直、放大和滤波电路处理后,由模数转换器采样,再通过 DFT 算法进行数字解调。变换器选择开关频率时,首先根据变换器设计的最大纹波要求确定频率范围,然后在此范围内选择频率  $f_0$  和  $f_1$  作为通信与不通信的开关频率,并确定解调窗口长度、码元周期与通信速率。为抑制非通信频率的开关纹波对通信载波的干扰,要求  $f_0$  频率的纹波信号与  $f_1$  频率的纹波信号在解调窗口内正交。

根据采样定理,数据接收方的采样频率必须大于  $\max\{2f_0, 2f_1\}$ 。此外,采样频率还必须能够保证在设定的解调窗口内刚好有整数个采样点,否则将

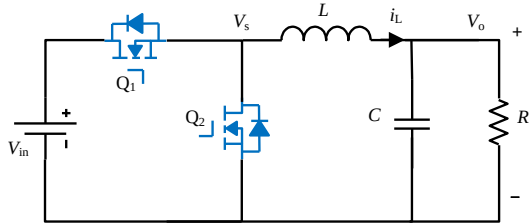


图 13 实验电路原理图

Fig. 13 Experiment schematic

表 1 实验参数表

Table 1 Experimental parameters

| 参数       | 数值         | 参数    | 数值          |
|----------|------------|-------|-------------|
| $V_{in}$ | 12V        | $T_b$ | 264 $\mu$ s |
| $V_o$    | 5V         | $T_g$ | 120 $\mu$ s |
| $L$      | 66 $\mu$ H | $K_1$ | 3           |
| $C$      | 60 $\mu$ F | $K_2$ | 3           |
| $R$      | 5 $\Omega$ | 通信速率  | 6.6kbps     |
| $f_0$    | 100kHz     | 进制数 M | 4           |
| $f_1$    | 83.3kHz    | 额定功率  | 5W          |

发生频谱泄漏现象。

3.1 频率切换实验

图 14 为由不通信切换到通信时的波形，其中 CH1 为输出电容电压波形，CH2 为电感电流波形，电压直流分量为 5V，电流直流分量为 1A。

将频率切换时刻放大后得到如图 15 所示波形。频率为 100kHz 时的电压纹波峰峰值为 26mV，频

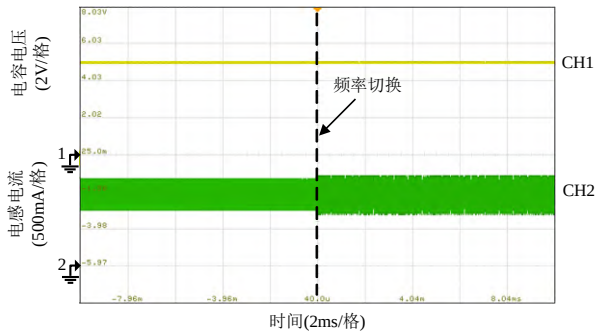


图 14 频率切换波形图

Fig. 14 Experiment waveforms of frequency change

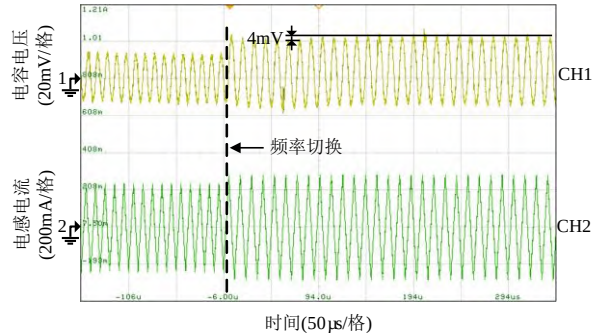


图 15 频率切换波形局部放大图

Fig. 15 Partial enlargement of the experiment waveforms of frequency change

率为 83.3kHz 时的电压纹波峰峰值为 37mV。从电感电流波形来看，频率切换不会引入电流扰动，从电压波形来看，切换过程引入约 4mV 的扰动，相当于电压纹波峰峰值的 10.8%，其幅值较小，可以忽略。

3.2 相位切换实验

图 16 为无过渡过程直接切换相位时的波形，其中，CH1 为输出电压，CH2 为电感电流。相位由 0° 切换为 180°，相位切换引入 325mV 的电压扰动和 320mA 的电感电流扰动，电压扰动是输出纹波峰峰值的约 8.8 倍。经 26 个开关周期后，电压和电流波形重新到达稳态。此相位切换方法导致电压扰动较大且持续时间较长，对功率控制以及通信解调的影响较大。

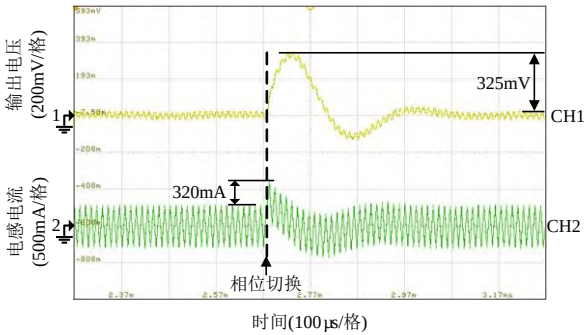


图 16 无过渡过程相位切换波形图

Fig. 16 Experiment waveforms of frequency change without adjustment process

图 17 为添加过渡过程切换相位时的波形，其中，CH1 为输出电压，CH2 为电感电流。相位由 0° 切换为 180°，相位切换仅引起 11mV 的电压扰动，是输出纹波峰峰值的 29.7%，同时无电感电流扰动。过渡过程后经过 18 个开关周期，电压电流波形均到达稳态。可见，过渡过程不仅能抑制相位切换引入的电压扰动的幅值，还能减小扰动持续时间。功率控制可以忽略通信过程带来的影响。

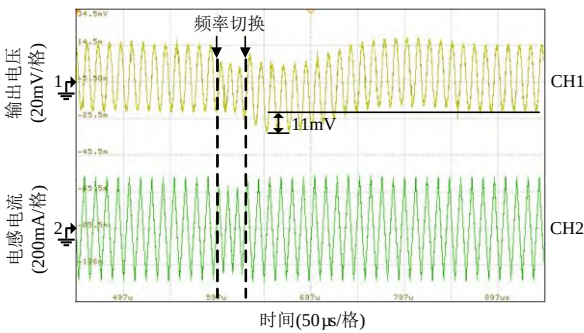


图 17 添加过渡过程的相位切换波形图

Fig. 17 Experiment waveforms of frequency change with adjustment process



### 3.3 通信实验

当直流总线上存在多个设备时,假设每一时刻最多仅允许一台设备发送数据。根据 FH-DPSK 工作原理,所有处于接收状态的变换器均工作于 100kHz 开关频率,因而其纹波合成频率也为 100kHz;处于发送状态的变换器采用 83.3kHz 开关频率,其发出的纹波信号与接收变换器的纹波信号正交而不受影响。因此,并联设备个数在理论上不会影响通信的有效性。图 18 给出 2 台源变换器输出端并联工作,且其中一台变换器发送数据信号时的波形和频谱图,其实验装置如图 19 所示,2 台设备的实际通信距离为 1m。图 18 中 CH1 为输出端母线电压,CH2 为接收端变换器将信号解调后用数模转换器输出得到的波形,数字信号全部解调正确,CH3 为母线电压的频谱。从频谱中可以明显看出,母线电压在频率为 83.3kHz 和 100kHz 处存在峰值。

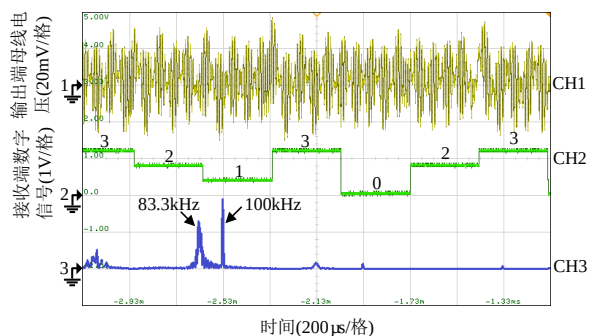


图 18 通信实验波形图

Fig. 18 Experiment waveforms of communication

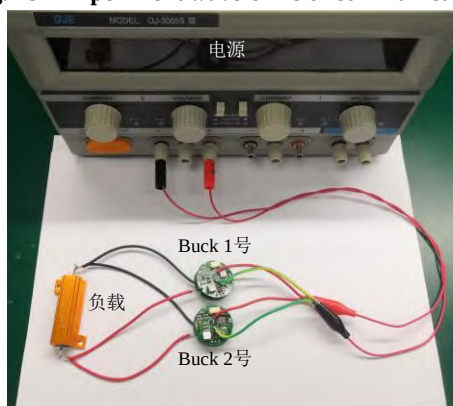


图 19 实验装置图

Fig. 19 Experimental setup

## 4 结论

本文针对直流变换器采用 FH-DPSK 调制方式实现数据通信的原理进行理论分析,并设计了具体实现方法,重点讨论抑制通信所带来的电压扰动的调制策略。实验结果表明,在相位切换时添加过渡

过程能有效抑制相位切换引入的电压扰动,加强了通信系统的稳定性,所设计的码同步方式可以在通信过程中对码元做出有效跟踪。

值得指出的是,本文仅仅分析了直流变换器基于 PWM 控制实现通信的基本原理和基本实现方法,分析的通信过程仅针对稳态工作状态,当输入电压、负载突变时,所产生的电压扰动会干扰通信,若干扰强度超过允许的容限,则会导致通信误码。在变换器的实时功率控制中融入通信控制的可行性和实现技术尚需要深入的分析 and 研究。

## 参考文献

- [1] 宗升,何湘宁,吴建德,等. 基于电力电子变换的电能路由器研究现状与发展[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(18): 4559-4570.  
ZONG Sheng, HE Xiangning, WU Jiande, et al. Overview of power electronics based electrical energy router[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(18): 4559-4570(in Chinese).
- [2] 汤奕,韩啸,吴英俊,等. 考虑通信系统影响的电力系统综合脆弱性评估[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(23): 6066-6074.  
TANG Yi, HAN Xiao, WU Yingjun, et al. Electric power system vulnerability assessment considering the influence of communication system[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(23): 6066-6074(in Chinese).
- [3] 彭思成,刘涤尘,廖清芬,等. 分布式新能源接入能源互联网的信息物理广域关联接口[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(8): 2131-2141.  
PENG Sicheng, LIU Dichen, LIAO Qingfen, et al. Wide-area cyber-physical associated interface device for energy internet-connected distributed new energy[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(8): 2131-2141(in Chinese).
- [4] 乐健,周谦,赵联港,等. 考虑个体欺骗的有源配电网完全分布式经济调度策略[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(7): 5445-5453.  
LE Jian, ZHOU Qian, ZHAO Liangang, et al. Fully distributed economic dispatch of active distribution network considering individual cheating[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(7): 5445-5453(in Chinese).
- [5] 郭以贺,霍然,杨哲,等. 低压电力线宽带通信信道建模方法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(21): 6300-6309.  
GUO Yihe, HUO Ran, YANG Zhe, et al. Modeling of low voltage power line as broadband communication channel [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(21): 6300-6309(in Chinese).
- [6] 丁冠军,兰海滨,樊邦奎,等. 智能电网应用中的 PLC



- 技术[J]. 电工技术学报, 2013, 28(S2): 378-382.
- DING GuanJun, LAN Haibin, FAN Bangkui, et al. The power line communication technologies for smart grid application[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(S2): 378-382(in Chinese).
- [7] 程锋. 基于 CAN 总线和 ZigBee 技术的小型风光互补型微电网通信构架研究[D]. 昆明: 云南大学, 2016.
- CHENG Feng. Research on the communication architecture of the small wind solar hybrid power grid based on CAN bus and Zigbee[D]. Kunming: Yunnan University, 2016(in Chinese)
- [8] 张鸿, 宁跃飞. 基于 ZigBee 的微网控制策略研究与应用[J]. 电源技术, 2016, 40(3): 725-726.
- ZHANG Hong, NING Yuefei. Research and implementation of microgrid control strategy based on ZigBee[J]. Chinese Journal of Power Sources, 2016, 40(3): 725-726(in Chinese).
- [9] 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(in Chinese).
- [10] HE Xiangning, WANG Ruichi, WU Jiande, et al. Nature of power electronics and integration of power conversion with communication for talkative power[J]. Nature Communications, 2020, 11(1): 2479.
- [11] 王睿驰. 能量-信息一体化的电能路由器关键技术研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2019.
- WANG Ruichi. Research on key technologies of power/data integrated energy router[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2019(in Chinese)
- [12] 张若琦, 惠悦, 翁婉莹, 等. 基于控制环叠加正交频分复用信号实现直流微网载波通信的变换器设计方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(16): 5423-5434.
- ZHANG Ruoqi, HUI Yue, WENG Wanying, et al. Design method of converters realizing carrier communications in DC microgrids by superimposing OFDM signal into control loop[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(16): 5423-5434 (in Chinese).
- [13] 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(in Chinese).
- [14] LOOSE F, DUARTE R R, BARRIQUELLO C H, et al. Ripple-based visible light communication technique for switched LED drivers[C]//2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. Cincinnati, OH, USA: IEEE, 2017: 1-6.
- [15] WU Jiande, DU Jin, LIN Zhengyu, 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.
- [16] WANG Ruichi, LIN Zhengyu, DU Jin, et al. Direct sequence spread spectrum-based PWM strategy for harmonic reduction and communication[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4455-4465.
- [17] DENG Xiong, ARULANDU K, Wu Yan, et al. Performance analysis for joint illumination and visible light communication using buck driver[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(5): 2065-2078.
- [18] KOHAMA T, KITA S, TSUJI S. Simple power line communication by using switching converters in DC power distribution network[C]//2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Chiba, Japan: IEEE, 2016: 1-5.
- [19] DU Jin, WU Jiande, WANG Ruichi, et al. DC power-line communication based on power/signal dual modulation in phase shift full-bridge converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 693-702.
- [20] RODRÍGUEZ J, LAMAR D G, MIAJA P F, et al. Reproducing single-carrier digital modulation schemes for VLC by controlling the first switching harmonic of the DC-DC power converter output voltage ripple[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9): 7994-8010.
- [21] RODRÍGUEZ J, LAMAR D G, ALLER D G, et al. Reproducing multicarrier modulation schemes for visible light communication with the ripple modulation technique[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(2): 1532-1543.



陈竞辉

在线出版日期: 2021-03-31。

收稿日期: 2021-01-26。

作者简介:

陈竞辉(1995), 男, 博士研究生, 主要研究方向为电力电子控制与网络通信技术, chenjinghui@zju.edu.cn;

\*通信作者: 吴建德(1973), 男, 副研究员, 主要研究方向为电力电子控制与网络通信技术, w94780101@126.com。

(编辑 乔宝榆, 李新洁)

# Switching Ripple Communication Method Based on FH-DPSK Modulation for DC-DC Converters

CHEN Jinghui<sup>1</sup>, WU Jiande<sup>1\*</sup>, WANG Ruichi<sup>2</sup>, Li Wuhua<sup>1</sup>, HE Xiangning<sup>1</sup>

(1. College of Electrical Engineering, Zhejiang University;

2. School of Electrical and Automation Engineering, Nanjing Normal University)

**KEY WORDS:** power/data double modulation; switching ripple communication; frequency hopping-differential phase shift keying (FH-DPSK); voltage disturbance suppression; symbol synchronization

The switching ripple communication is an emerging communication method for distributed power systems, which employs switching ripple as data carrier for communication. Frequency hopping-differential phase shift keying (FH-DPSK) modulation, which combines the advantages of frequency shift keying (FSK) modulation and differential phase shift keying (DPSK) modulation, is an advanced modulation method for switching ripple communication. This article provides an optimized scheme for FH-DPSK.

The principle of FH-DPSK is shown in Fig. 1. When the system does not communicate, the communication switch  $C(t)$  choose  $f_s(\omega_0 t)$  as the carrier wave for the PWM process. When it communicates,  $e_{\text{DPSK}}(t)$  is chosen for the PWM process, and  $e_{\text{DPSK}}(t)$  is the DPSK modulation output derived by the baseband data and carrier  $f_s(\omega_1 t)$ , finally the gate signal  $g(t)$  will carry the baseband data.

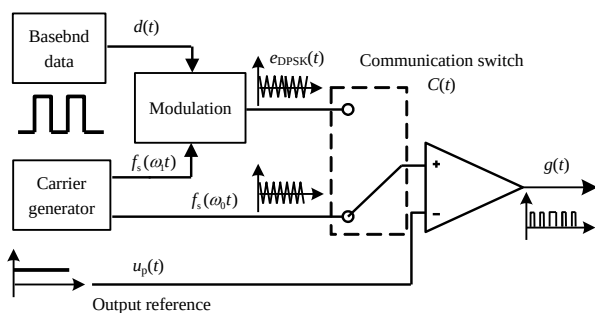


Fig. 1 FH-DPSK modulation theory

The frequency and phase change in communication process may introduce disturbances to output voltage, which heavily influences the power quality. To suppress the disturbance, frequency change is only allowed when the inductor current equals to its average value, and the adjustment process shown in Fig. 2 should be added to the phase changing process. The frequency changes to  $f_{\text{trans}}$  when the adjustment process begins and changes back to  $f_1$  when the process ends. The adjustment process

turns a phase change to two frequency changes to suppress the disturbance, and  $f_{\text{trans}}$  is determined by  $\varphi_a$  and  $\varphi_b$ .

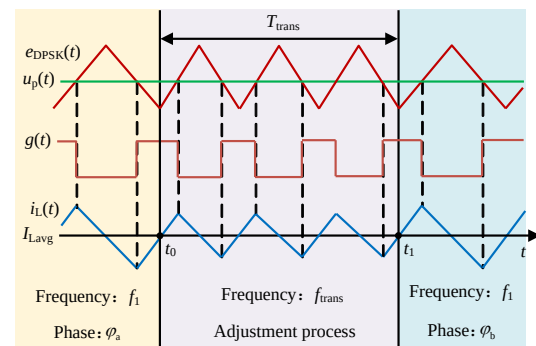


Fig. 2 Waveforms of adjustment process

Experiments are carried out on a buck converter and the bit rate of 6.6kb/s is achieved under the switching frequency of 100kHz/83.3kHz. Fig. 3 shows the experiment waveforms when the output of two working converters are connected in parallel and only one converter is sending data. CH1 is the output voltage, CH2 is the demodulated signal and CH3 is the frequency spectrum of CH1. The voltage disturbance is greatly suppressed, and the communication is not influenced when there are multiple working converters.

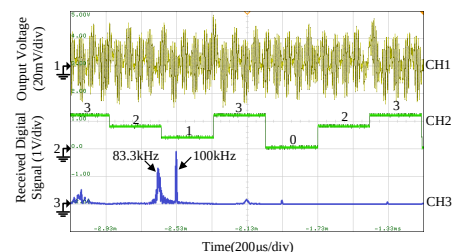


Fig. 3 Experiment waveforms of communication

This paper analyzes the principle of FH-DPSK and proposes an optimized practical scheme. The scheme can greatly suppress the output voltage disturbance brought by communication, and help to communicate under multiple working converters.