Advances in Energy and Power Engineering 电力与能源进展, 2013, 1, 77-88
doi:10.12677/aepe.2013.12014 Published Online June 2013 (http://www.hanspub.org/journal/aepe.html)

Study on the Real-Time Sampling System of PWM Voltage in the Power Hardware-in-the-Loop System*

Qingjun Huang[1], Liangchun Liu[2], Changde Chen[3]

[1]Huazhong University of Science and Technology, Wuhan
[2]Wuhan Melit Communication Co., Ltd., Wuhan
[3]CWB Automotive (Zhejiang) Co., Ltd., Wenzhou
Email: dochuang@163.com, liuliangchun1985@163.com, changde.chen@cwb.com.cn

Received: Mar. 18th, 2013; revised: Apr. 12th, 2013; accepted: Apr. 23rd, 2013

Copyright © 2013 Qingjun Huang et al. This is an open access article distributed under the Creative Commons Attribution License, which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

Abstract: In the PHIL system, real-time sampling for PWM wave voltage is the base of real-time digital simulation. Instantaneous sampling was no longer applicable, while low-pass filter sampling would bring sampling delay and caused system instability. A mean time-domain sampling system was presented, and its sampled voltage waveform was analized to optimize selectting the sampling frequency. The theoretical analysis and simulation results showed that: The sampling method could accurately extract the equivalent component of the PWM voltage, and the sampled voltage waveform distortion could be inhibitted by optimizing the sampling frequency. The simulation results verified the effectiveness and feasibility of the sampling method.

Keywords: PWM Voltage Detector; Time-Domain Mean Sampling; Hardware-in-the-Loop Simulation; Sampled Voltage Waveform

功率型半实物仿真系统中高频脉波电压的实时采样*

黄清军[1]，刘良春[2]，陈昌德[3]

[1]华中科技大学，武汉
[2]武汉迈力特通信有限公司，武汉
[3]合兴汽车电子有限公司，温州
Email: dochuang@163.com, liuliangchun1985@163.com, changde.chen@cwb.com.cn

收稿日期：2013 年 3 月 18 日；修回日期：2013 年 4 月 12 日；录用日期：2013 年 4 月 23 日

摘　要：半实物仿真系统中通常需要对高频 PWM 脉波电压进行离散采样以实时数字仿真，瞬时采样不再适用，而低通滤波采样会带来采样延时，影响动态响应速度，甚至引起系统不稳定性。本文研究了基于时域均值采样系统的积分复位采样法，分析了采样电压波形及谐波分量，确定了采样频率的优化选择原则。理论分析和仿真结果表明：该采样方法可以实现 PWM 脉波电压采样，能实时准确的提取其等效分量，通过优选采样频率能抑制采样电压波形畸变、减小谐波，实现无延时采样，验证了该采样方法的有效性和可行性。

关键词：硬件在回路仿真；PWM 脉波电压检测；时域均值采样；采样电压谐波

1. 引言

硬件在回路仿真(Hardware-in-the-Loop Simulation, HIL)是一种置信度很高的半实物仿真系统，系统中部分单元(如功率变换器)采用实时仿真单元进行软件仿真，而被测单元(如数字控制器)为硬件实物，两

*资助信息：国家自然科学基金项目(50977036)。

者之间通过特定的接口电路构成完整系统[1,2]。相对于纯软件仿真，系统中包含了实际被测硬件单元，避免了被测单元的建模误差，能更全面反应被试硬件单元的工作特性；相对于纯硬件平台，又能大幅度降低系统成本节省测试周期，提高系统灵活性，因而是一种灵活而又可靠的测试系统。根据被试设备的性质，HIL 系统主要包括以下三种：1) 控制器硬件在回路仿真(Controllor Hardware-in-the-Loop Simulation, CHIL)，系统中被测硬件和仿真单元间交换信号量，用于控制器的测试[3]；2) 功率型硬件在回路仿真(Power Hardware-in-the-Loop Simulation, PHIL)，系统中包含实际的功率型单元，可用于电力设备(如局部电网、变流器、电机组等)的测试[4-8]；3) 机械型硬件在回路仿真(Mech Hardware-in-the-Loop Simulation, MHIL)，系统中被试单元和仿真单元之间通过机械传动部分相连，用于机电系统测试。其中 CHIL 和 PHIL 系统在电气领域正日渐受到重视，在电力系统动模试验、电机驱动系统、电动汽车领域都已有广泛应用。当用 PHIL 技术构造电力变换器测试系统时，由于电力变换器的端口电压(或 HIL 中控制器驱动信号)一般为不易离散采样的高频 PWM 脉波，必须采用特殊的接口采样单元检测端口量之后才能用于数字系统仿真。

在常规系统中，一般可采用低通滤波器来滤除 PWM 脉波电压中的高频脉动谐波后再进行瞬时采样。但在 PHIL 系统中，低通滤波器的引入必然会影响系统带宽和动态响应速度，但 PHIL 系统中具有闭环控制系统时，该低通单元的延时可能对系统产生重要影响，轻则引仿真严重失真，重则导致系统不稳定。为克服瞬时采样时电气量脉动引起的采样误差，文献[9]中提出了平均值采样系统。包括多次采样平均法、V/f/D 变换法、Σ/Δ 变换法、定时积分复位采样法，其中后三者都是基于输入量的时域积分采样系统(简称为时域均值采样系统)。其中 V/f/D 变换法和 Σ/Δ 变换法主要用于含有高频纹波的连续量检测，而没有应用于 PWM 脉波电压检测，文献[6]介绍了定时积分复位采样法的原理，但对采样电压谐波及其延时特性缺乏深入研究。

本文针对 PHIL 系统模拟电机特性时需要采集端口 PWM 脉波电压，以进行实时仿真并构成闭环系统，为此研究了 PWM 脉波电压的均值检测系统。对均值采样法的采样波形、谐波含量、采样延时等进行深入分析、从而为采样频率的优选确定依据。文中首先介绍了积分复位采样系统的工作原理，分析了同步采样和异步采样时的采样电压波形和谐波分量，研究了采样系统对输入量的延时和采样单元等效模型，最后确定了采样频率的选取原则。仿真结果表明：该采样方法能准确提取 PWM 脉波电压中有效分量；通过优化采样频率选择使得系统延时可以忽略；离散采样电压与原 PWM 脉波电压作用于电机时，效果基本相同；从而说明了采样方法的有效性和准确性。

2. PWM 脉波电压采样的应用背景

PWM 脉波电压采集器主要应用于 HIL 系统中两个单元的接口，如控制器与模拟的被控制对象之间的驱动信号检测，功率变换器与模拟电气负载之间的 PWM 脉波电压检测。本文是在电机模拟系统利用 PWM 脉波电压采样单元。电机模拟器通过控制变换器产生特定电压电流来实现负载模拟[6]。由于电机驱动器一般采用电压型逆变器，接口电压由电机驱动器确定，所以电机模拟的主要任务就是产生与实际接电机时一致的端口电流。为此，电机模拟器主要包括电压采样器、电机模型实时仿真器、电流控制器和功率变换器四个功能单元，如图 1 所示。其中前两者用于产生端口电流指令，后两者进行电流跟踪简称为电流跟随器。电机模型实时仿真器需要以采样电压为输入量进行实时仿真，因此端口电压采样是电机模拟的基础。

3. PWM 电压采样器

3.1. PWM 电压采样器的工作原理

电机端口电压通常为高频 PWM 脉波，不易直接瞬时采样。为此文献[6]中提出了对 PWM 脉波进行定时积分的采样法。积分复位采样法属于一种时域均值

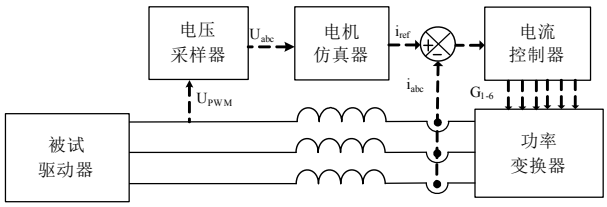


Figure 1. Simplified diagram of motor simulator
图 1. 电机模拟器的简化结构图

Copyright © 2013 Hanspub

采样系统，其对端口电压进行时域积分并离散采样求其时域平均值，从而提取电压中的等效作用量，可视为 PWM 调制的逆变换。根据冲量等效原理可知，尽管原电压和采样电压波形不同，但当两者分别作用于惯性系统时作用效果相同。图 2 为上述方法的工作原理及其波形。

根据上述分析，第 k 个时刻的采样电压值：

$$U_{c(k)} = \frac{\int_{(k-1)T_c}^{kT_c} U_{s(t)} \cdot \mathrm{d}t}{T_C} \tag{1}$$

式中 $U_{c(k)}$为第 k 个采样值，T_c 为采样周期，$U_{s(t)}$为瞬时输入电压值。

当输入为峰值 U_{dc}，占空比 D 的高频 PWM 脉波时，假设采样周期 T_c 和 PWM 周期 T_s 存在关系 $T_c = m \cdot n T_s$。由于积分区间段随机分布，采样电压可能存在波动。此时电压采样最大和最小值分别为：

$$\begin{cases} U_{c-\max} = \dfrac{mDT_s + \min\left(0 \cdot nT_s, DT\right)_s}{T_c} U_{dc} \\ U_{c-\min} = \dfrac{mDT_s + \max\left(0, D + 0 \cdot n - 1\right) T_s}{T_c} U_{dc} \end{cases} \tag{2}$$

根据式(2)可知，即使输入恒占空比 PWM 脉波，采样电压也不一定等于调制量，而是在一定范围内波动，波动范围与占空比 D 相关，与 T_c/T_s 相关。当 $0 < D < 1$ 时，当且仅当采样与 PWM 调制同步时(即 $T_c/T_s = m$)，采样值才维持恒定等于原调制电压。

$$U_c = DU_{dc} = U_r \tag{3}$$

利用上述采样方法，对恒占空比的 10 kHz 高频 PWM 脉波进行采样，采样频率分别选择 10 kHz 和 12 kHz，得到的采样电压如图 3 所示。其中图 3(a)为采样频率为 10 kHz 的同步采样，此时采样电压能够准确

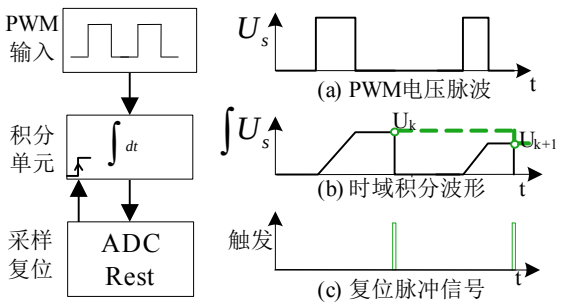
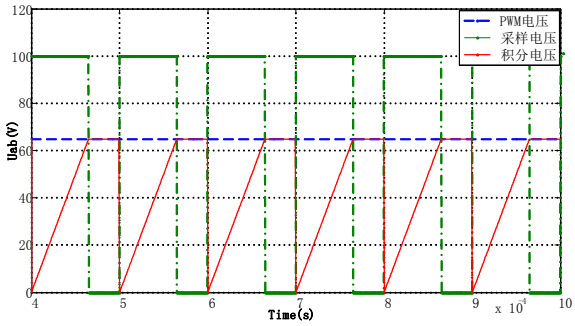
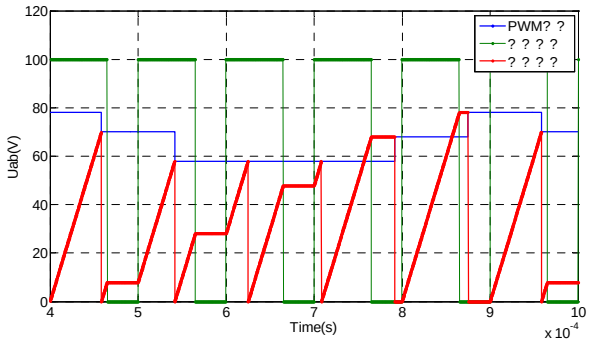


Figure 2. Progress of the sampling system and the waves
图2. 积分复位采样系统过程及其波形



(a) 采样与 PWM 调制同步(f_s = 10 kHz, f_c =10 kHz)



(b) 采样与 PWM 调制不同步(f_s = 12 kHz, f_c =10 kHz)

Figure 3. Sampling waves of PWM input voltage with different T_c
图3. PWM脉波在不同采样频率下的采样波形

提取 PWM 脉波电压中的调制波，采样波形恒定不变；图 3(b)为采样频率为 12 kHz 的异步采样，此时采样电压波形围绕 PWM 脉波电压调制波在一定范围内波动。

用该采样系统检测变频器端口电压，变频器开关频率 10 kHz。当分别选择 10 kHz 和 12 kHz 的采样频率时，得到的采样电压波形如图 4 所示。其中图 4(a)说明同步采样时，采样电压能准确提取到 PWM 波调制量，采样电压与调制量波形基本相同；图 4(b)为采样和 PWM 调制不同步时，此时采样值与调制波波形存在着显著的波形差异。

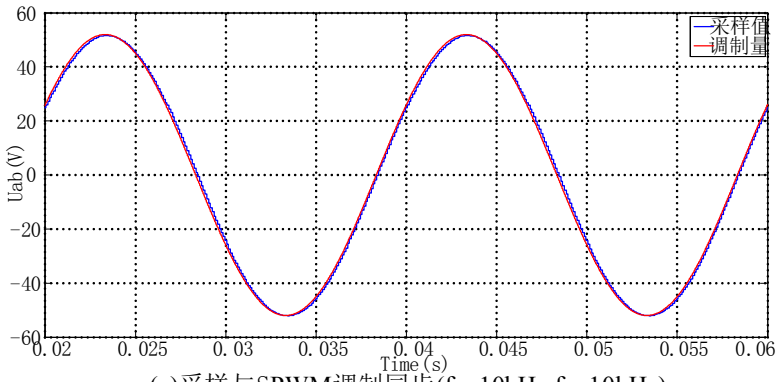
虽然采样电压与 PWM 脉波调制量可能存在波形差异，但其冲量必然相等。由冲量等效原理可知当两者作用于惯性系统时，其效果相同。

3.2. 采样电压的波形分析

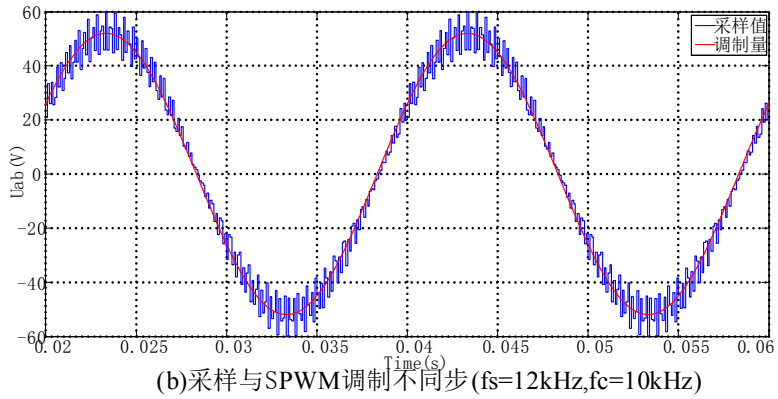
由式(2)可知，采样电压波形与采样频率相关，因此对采样电压进行波形分析是采样频率选择的理论基础。

当端口电压为恒占空比高频 PWM 波形时，均值

Copyright © 2013 Hanspub



(a)采样与SPWM调制同步(fs=10kHz,fc=10kHz)



(b)采样与SPWM调制不同步(fs=12kHz,fc=10kHz)

Figure 4. Sampled waves of SPWM input voltage with different T_c
图4. SPWM脉波在不同采样频率下的采样波形

采样特别是同步采样时，相当于用持续时间 T_c、幅值 $D{\cdot}U_{dc}$ 的低幅值矩形来代替作用时间 $D{\cdot}T_s$、幅值 U_{dc} 的窄脉冲矩形。当端口电压为正弦连续波形时，其均值采样电压为持续时间 T_c、幅值正弦变化的梯形波；而 SPWM 调制波形为幅值 U_{dc}、持续时间正弦变化的窄脉冲集，由此可知，连续正弦波的均值采样过程与 SPWM 调制具有某种类似性。

根据 SPWM 调制电压的傅里叶分析可知，其输出电压中除基波外仅含有开关频率倍数相对应的某些高次谐波而消除了低次谐波。其中 SPWM 调制的脉波频率与调制方式相关，如单极倍频 SPWM 时脉波频率为开关频率 2 倍频，而常规 SPWM 调制时脉波频率为开关频率。假设 PWM 脉波频率为 f_{pwm}，SPWM 脉波电压的谐波分量都集中在 f_{pwm} 的整数倍附近频段。此时输出电压可表示为：

$$\begin{aligned} u_s &= U_b \sin\left(w_b t + \phi_b\right) + \sum U_k \sin\left(w_{N\times f_{pwm}\pm k} t + \phi\right) \\ &= u_b + u_{N\times f_{pwm}\pm k} \end{aligned} \tag{4}$$

式中 u_b 表示基波电压，$u_{N\times f_{pwm}\pm k}$ 表示 f_{pwm} 对应的谐波电压。

与此类似，当对连续正弦波进行均值采样时，采样电压中除包含基波外还应包含有采样频率相对应的高次谐波。采样电压可表示为：

$$\begin{aligned} u_c &= U_b \sin\left(w_b t + \phi_b\right) + \sum U_k \sin\left(w_{M\times f_c\pm k} t + \phi\right) \\ &= u_b + u_{M\times fc\pm k} \end{aligned} \tag{5}$$

式中 u_b 表示基波电压，$u_{M\times fc\pm k}$ 表示采样频率对应高次谐波电压。

由此推知，当用均值采样法对 SPWM 调制的脉波电压进行采样时，采样电压波形中不仅包含基波，还应包含有与 f_{pwm} 倍数对应的高次谐波、与 f_c 倍数对应的高次谐波，此外由于 PWM 脉波周期与积分区间可能不同步，此时采样电压中还会包括 f_{pwm} 和 f_c 相应的间谐波。

$$u_c = u_b + u_{N\times f_c\pm k} + u_{M.f_s\pm n} + u_{(N.f_c\pm k)\pm(M.f_s\pm n)} \tag{6}$$

式中 $u_{(N.f_c\pm k)\pm(M.f_s\pm n)}$ 表示采样频率和 PWM 频率倍数对应间谐波。

Copyright © 2013 Hanspub

式中各谐波分量的大小不仅与调制比 m 相关，与 f_{pwm}、f_c 相关，与 M 和 N 的大小相关，而且还与采样系统在 PWM 波形中的积分时刻相关。其中谐波中含量较大的部分主要集中较低频段，各频段谐波大致上呈现随频率增高而快速衰减的趋势。

3.2.1. $f_{pwm}/f_c = n$ 的同步采样电压波形分析

由式(6)可知，当采用同步采样时，采样电压中的 f_{pwm} 倍频和间谐波分量可合并到 f_c 倍频分量中，此时采样电压可用式(5)表示，只包含基波分量和 f_c 倍频对应谐波分量，且最低谐波频率为 f_c 附近频段。

在 Matlab 中进行同步采样仿真，采样频率固定为 3 kHz，输入 PWM 频率分别为 3 kHz、12 kHz 的 SPWM 脉波、连续正弦波，得到同步采样电压波形及其谐波分析结果如图 5 所示。仿真结果说明：同步采样电压波形基本呈现正弦基波，波形畸变很小；谐波分量主要集中于 3 kHz、6 kHz、9 kHz 等采样频率倍频附近的频带，其中分量较大的最低谐波分量集中在 3 kHz 附近，由此验证了上述结论。

3.2.2. $f_c/f_{pwm} = n$ 的异步采样电压波形分析

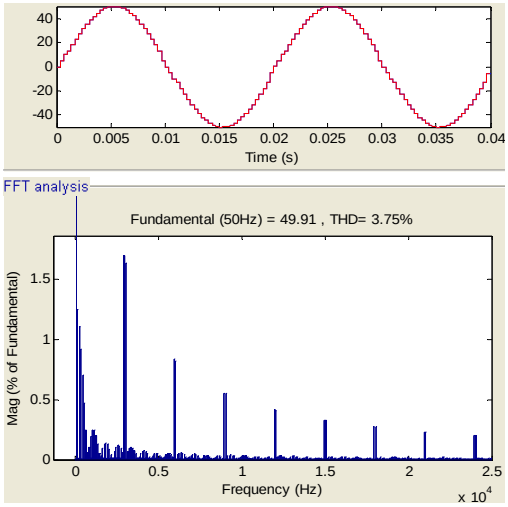
当采样频率 f_c 为脉波频率 f_{pwm} 的整数倍时，式(6)采样电压中的 f_c 倍频分量和间谐波分量可合并到 f_{pwm} 倍频分量中，采样电压只包含基波分量和 f_{pwm} 倍频对应的高频谐波分量，最低谐波频率为 f_{pwm} 附近频段，此时采样电压可用式(4)表示。

在 Matlab 中进行上述采样仿真，输入 PWM 频率固定为 3 kHz，当分别为 9 kHz、2 kHz、30 kHz 均值采样和连续采样时，得到采样电压波形及其谐波分析结果如图 6 所示。仿真结果说明：采样电压波形呈幅值不等的脉冲状，采样频率低时呈类正弦脉波，采样频率高时呈类矩形脉波，最低谐波分量主要集中在 f_{pwm} 附近频段。

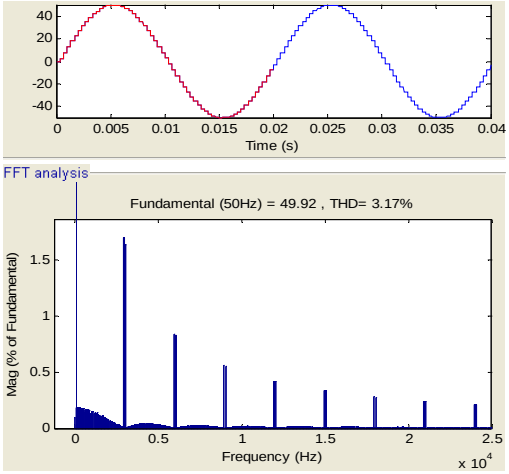
3.2.3. $f_c/f_{pwm} \neq n$ 的异步采样电压波形分析

当采样频率 f_c 与脉波频率 f_{pwm} 不能整除时，采样电压中必然包含间谐波分量。如 $f_{pwm} = 10$ kHz、$f_c = 12$ kHz 时，谐波频率包括 2 kHz，4 kHz……等间谐波，f_{pwm} 倍频，f_c 倍频附近频段。

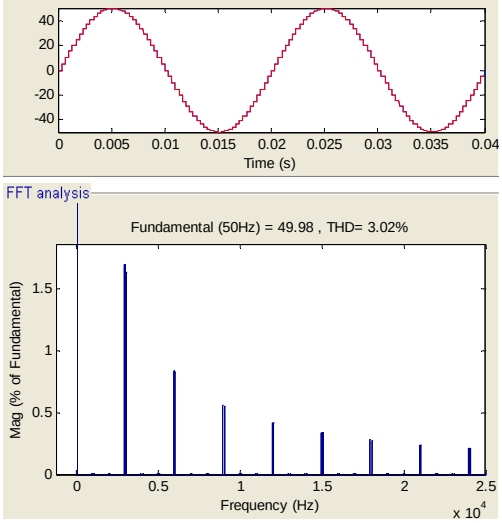
在 Matlab 中进行上述采样仿真，f_{pwm} 固定为 12 kHz，当分别选择采样频率 f_c 为 10 kHz、14 kHz、30 kHz 进行均值采样时，得到的采样电压波形及其谐波分析结果如图 7 所示。仿真结果说明：采样电压波形呈类



(a) 3 kHz PWM频率，3 kHz采样的同步采样波形



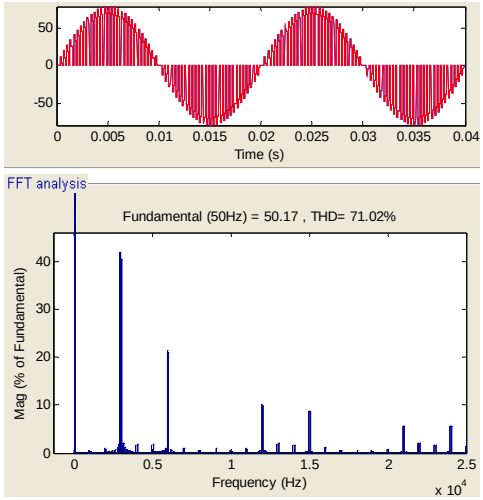
(b) 12 kHz PWM频率，3 kHz采样的同步采样波形



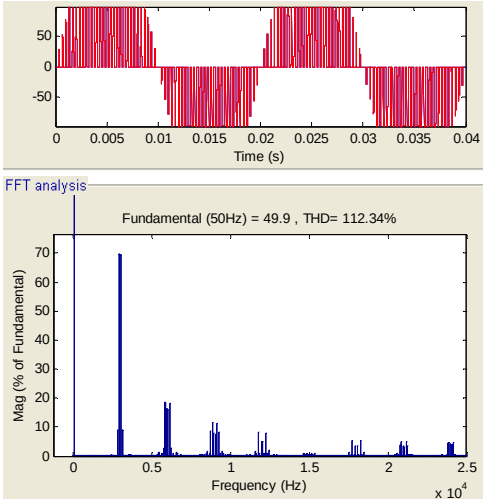
(c) 连续正弦输入，3 kHz采样的同步采样波形

Figure 5. Analysis of sampling voltage in synchronous sampling system

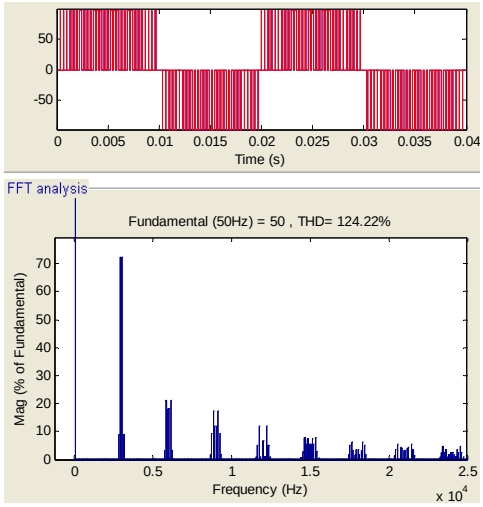
图 5. 同步采样电压波形与分析



(a) 3 kHz PWM频率，9 kHz采样的异步采样波形



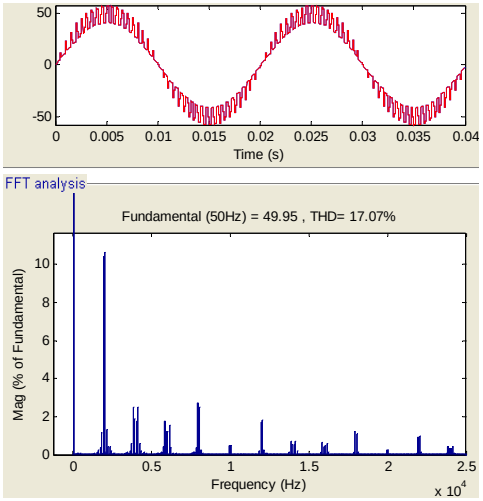
(b) 3 kHz PWM频率，12 kHz采样的异步采样波形



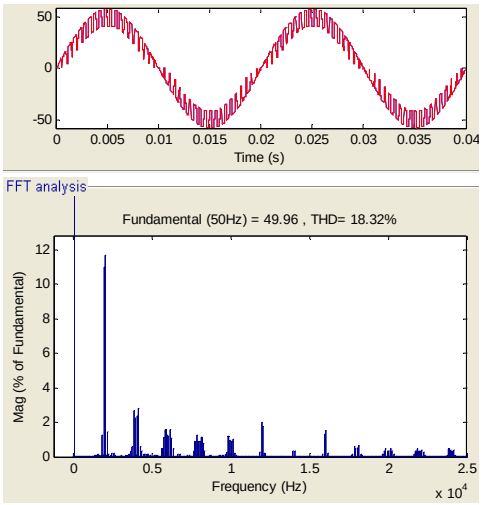
(c) 3 kHz PWM频率，30 kHz采样的异步采样波形

Figure 6. Analysis of sampling voltage in asynchronous sampling system

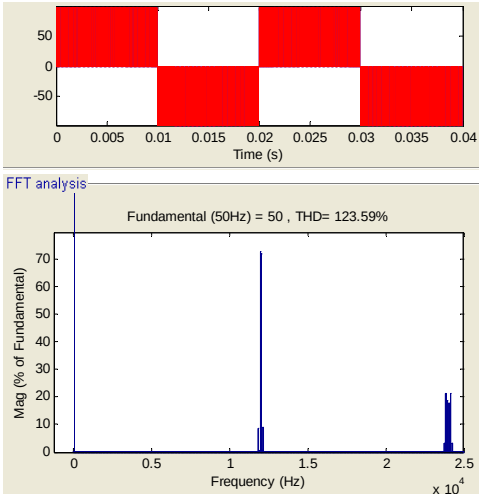
图 6. $f_c/f_{pwm} = n$ 时的异步采样电压波形与分析



(a) $f_{pwm} = 10$ kHz，$f_c = 12$ kHz的异步采样波形



(b) $f_{pwm} = 14$ kHz，$f_c = 12$ kHz的异步采样波形



(c) 12 kHz PWM频率的SPWM电压波形

Figure 7. Analysis of sampling voltage in asynchronous sampling system ($f_c/f_{pwm} \neq n$)

图 7. $f_c/f_{pwm} \neq n$ 时的异步采样电压波形与分析

Copyright © 2013 Hanspub

正弦脉波但又含有高次纹波。谐波主要集中在间谐波及 f_{pwm} 倍频，f_c 倍频附近频段；其中 f_{pwm} 倍频段谐波含量大大削弱，f_c 倍频段谐波也较小，但低频间谐波却非常显著。

3.3. 积分采样单元的延时特性

由均值采样系统会引入采样频率倍频和间谐波分量可知，均值采样系统严格意义上不是线性系统。但为简化系统分析，可用线性系统来近似等效，为此首先分析将采样系统应用于低频连续系统。

3.3.1. 输入电压波形连续

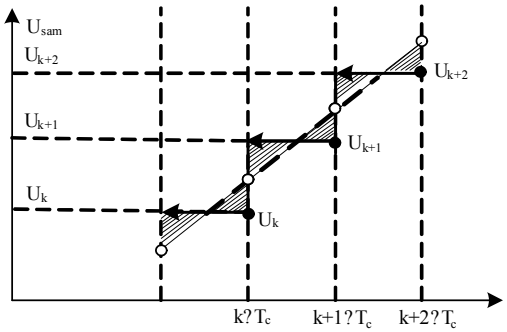
根据式(1)，当输入电压为直线时，k 时刻采样电压 U_k 应为$(k-1)T_c$ 时刻与 $k\cdot T_c$ 时刻间线段的中点。而根据均值采样系统的定义，k 时刻采样电压 U_k 是前一个周期内的平均值，因此在利用该采样电压进行实时仿真时，应将其作为采样时刻前一个周期内的平均电压而非采样点的瞬时电压，即需把此采样电压前推一个周期，由此得到的采样电压波形为如图 8(a)所示的实线，其等效基波与输入电压完全重合。这与零阶保持器的作用效果相似，但由于零阶保持器相当于是滞后半拍，而采样电压前推相当于是超前半拍，两者相互抵消，而不会产生任何延时。因此当均值采样系统作用于在采样间隔内呈直线或者缓慢变化的波形(如低频正弦波)时，其采样电压的等效值与输入连续波形完全等效，采样电压准确且无延时。

根据香农采样定理，离散采样系统的输入频率必须满足：$f_s < f_c/2$，均此时值采样方法才对连续输入量实现无延时无衰减的理想采样。

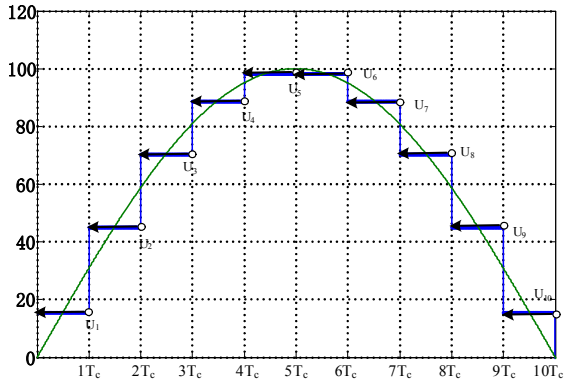
3.3.2. 输入电压为高频 PWM 脉波

上节中的分析主要针对输入波形连续，但实际上本文均值采样系统主要针对高频 PWM 脉波。如果是对 SPWM 脉波进行同步采样，由于积分过程相当于用作用时间为 T_c、幅值呈正弦波分布的阶梯波替代了作用时间呈正弦波分布、幅值恒定的 SPWM 脉波。此时可将输入 SPWM 波形电压分解为基波和高频谐波，其中均值采样对基波分量无延时采样；而由于均值采样法仅在采样时刻才采样，对采样周期内的高频变化来不及响应，高于采样频率的脉波被大大削弱甚至消除。因此对基波频率远小于采样频率的标准 SPWM 波形，同步采样不仅对低频率采样可以实现无延时采样，而且还会大大削弱高次谐波。图 9 为对 SPWM 脉波进行同步均值采样的电压波形，证实了此时采样无延时。

与所有的离散采样系统一样，均值采样方法作为离散采样系统，对频率不满足相同香农采样定理的输入量无法做到准确采样。而且由于离散采样过程是对



(a) 线性输入的均值采样过程及采样波形示意图



(b) 正弦输入的均值采样过程及采样波形示意图

Figure 8. Sampled voltage waves of continuous input
图 8. 输入连续时的均值采样电压波形

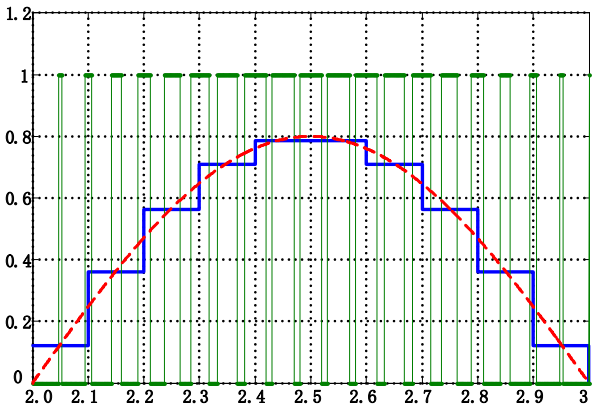


Figure 9. Sampled voltage waves of SPWM input
图 9. SPWM 输入电压的均值采样波形

Copyright © 2013 Hanspub

整个采样周期进行积分，仅在采样时刻才响应，采样周期内的高频变化相互抵消，高频量被削弱甚至消除。因此均值采样方法的采样频率越低，其允许通过的频段就越窄，采样响应速度就越慢，整个系统带宽就越低。

综上所述可知，均值采样系统对远低于采样频率的输入量可以实现无延时的理想采样，而不会带来延时；对高于采样频率的分量又能大幅度削弱甚至完全滤除，具有低通滤波特性。而当输入为高频 PWM 脉波时，可将其分解为低频等效量和高频谐波分量，其中对低频率基波采样过程无延时，对高于采样频率的高频分量能大幅度削弱，虽然可能带来低频间谐波，但通过采样频率的选配可以削弱甚至规避间谐波的产生，而且采样系统后一般接有带宽较低的低通惯性系统。因此积分采样单元仍可视为截止频率为 $f_c/2$ 的无延时无衰减理想低通单元。

4. 采样频率的选取原则

根据前述采样电压波形和延时分析可知，采样频率会影响采样波形产生谐波分量、引起采样延时、滤除高频谐波、影响动态响应速度，因此采样频率的选择必须慎重。由于积分采样是离散采样，采样频率 f_c 越高，响应越快，越接近连续系统，但此时要求复位和 ADC 单元具有更快的响应速度，硬件实现难度越大；而 f_c 较低时，其采样带宽有限，动态响应慢，且带来的 f_c 倍频段谐波和间谐波分量更明显，尤其是当 f_c 远低于 f_{pwm} 的异步采样时，此时采样单元会引入了大量的 f_c 倍频相应谐波和间谐波，不但影响系统动态响应速度，而且所带入的间谐波频段更低、含量更大，对系统不利影响更严重。

因此采样频率的选择应根据硬件实现难度和采样性能要求来折中选择：

1) 当 AD 转换和复位硬件电路动态响应速度允许的采样频率远高于开关频率时，可选择尽可能高的开关频率以提高响应速度，且尽可能选择采样频率为 PWM 脉波频率整数倍，以较少附加低次谐波。

2) 当允许采样频率与开关频率相当时，应优先选择采样频率等于开关频率的同步采样系统以减小间谐波分量。

3) 当允许采样频率明显低于开关频率时，应选择尽可能大且可被开关频率整除的采样频率以实现同步采样，以同时减小开关频率倍数谐波和减小间谐波。

5. 均值采样系统仿真及验证

为验证均值采样系统和采样频率选择原则的有效性，本文在 Matlab 中搭建了基于积分复位采样系统的仿真模型。其中积分单元采用 Simulink 中带复位的积分器，AD 采样和复位单元由 C_Function 通过定时中断来实现，仿真系统结构图如 10 所示。

5.1. 采样波形及谐波分析验证

根据 SPWM 脉波频率与采样频率之间的关系，本文建立了 f_c 远大于 f_{pwm}、f_c 与 f_{pwm} 相当、f_c 远小于 f_{pwm} 三组仿真对比系统。

5.2. 采样频率远大于 SPWM 频率

假设输入 SPWM 电压的 f_{pwm} 固定为 3 kHz，分别建立采样频率为 8 kHz、9 kHz、10 kHz 的均值采样系统，得到的采样电压波形及其谐波如图 11 所示。

图 11(a)为 9 kHz 采样电压波形，其中主要包括 3 kHz、6 kHz 等 f_{pwm} 倍频分量，而无低次谐波分量。

图 11(b)为 8 kHz 采样电压，既含有 3 kHz、6 kHz 等 f_{pwm} 倍频分量，还含有 1 kHz、2 kHz、5 kHz、11 kHz、13 kHz 等间谐波分量。其中 2 kHz、5 kHz、11 kHz 对应公式(6)中 $M = 1$，N 分别取 2、1、−1 时的间谐波，由于 5 kHz 的 N 取值最小，故 5 kHz 倍频分量更明显；而 1 kHz 和 13 kHz 对应 N 和 M 取其他数值时的间谐波。

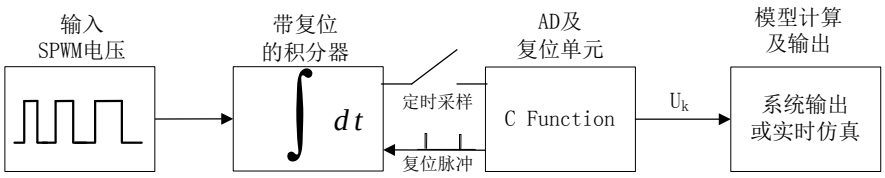
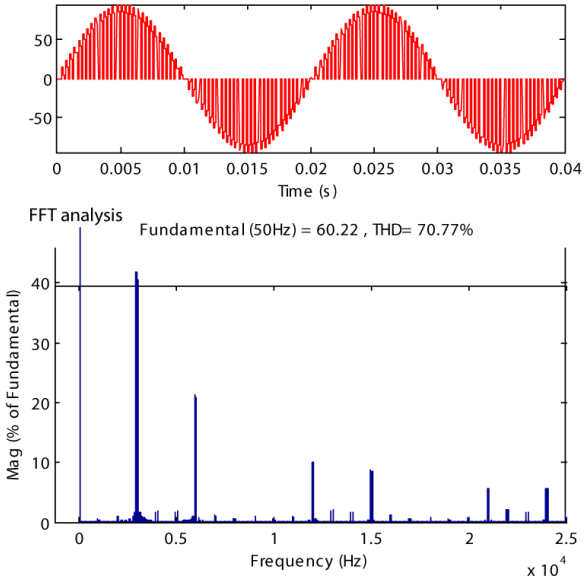
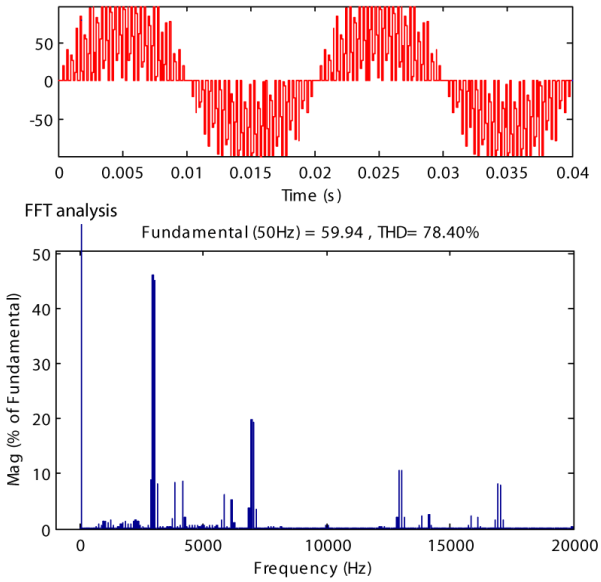


Figure 10. Simplified diagram of sampling and RTDS System
图 10. 积分采样器的系统结构图

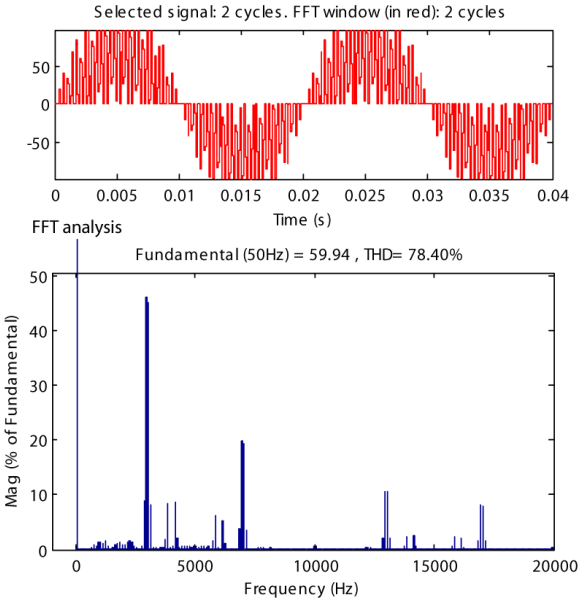
Copyright © 2013 Hanspub



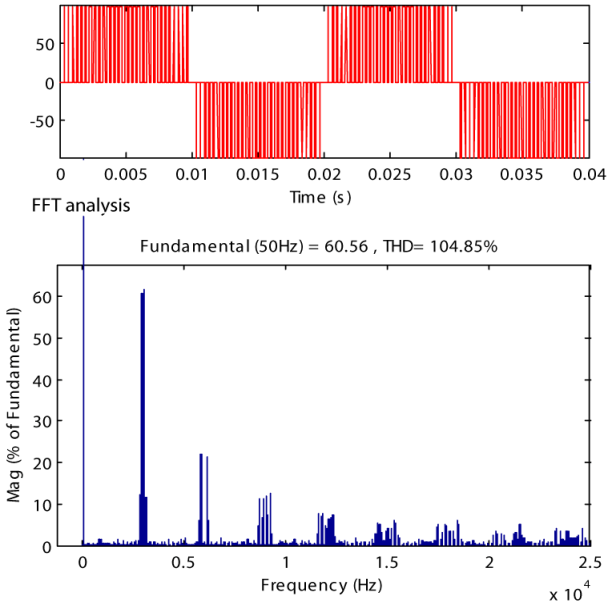
(a) 9 kHz 采样



(b) 8 kHz 采样



(c) 10 kHz 采样



(d) SPWM 电压

Figure 11. Sampled voltage waves when $f_c \geq f_{pwm}$
图 11. 采样频率远高于 SPWM 脉波时的采样电压

图 11(c)为 10 kHz 采样电压，其中不但含有 3 kHz 等 f_{pwm} 倍频分量，还含有 1 kHz、4 kHz、7 kHz、13 kHz、17 kHz……等频段间谐波分量，其中 1 kHz、4 kHz、7 kHz 对应 $M = 1$，N 分别取 3、2、1 值时的间谐波，且 7 kHz 倍频分量最大。

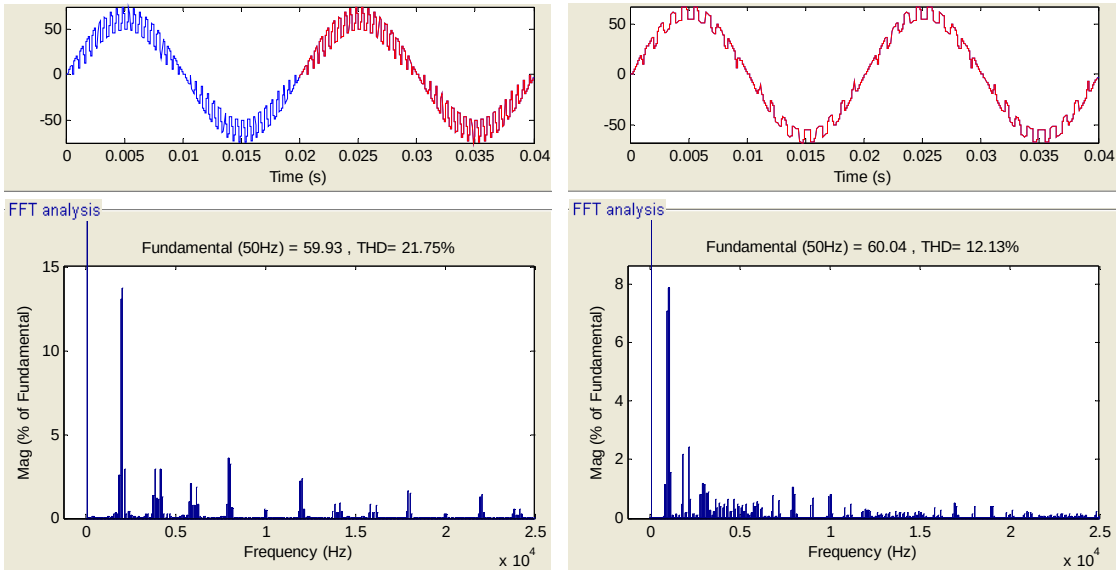
相对于图 11(d)中的原始输入 SPWM 电压，当采样频率远大于 f_{pwm} 时，虽然采样系统可能引入间谐波，但含量较大的间谐波频率高于原输入 SPWM 频率，作用于惯性系统时被迅速衰减；而低次间谐波由于含量较小，对系统影响也有限。

5.3. 采样频率与 SPWM 频率相当

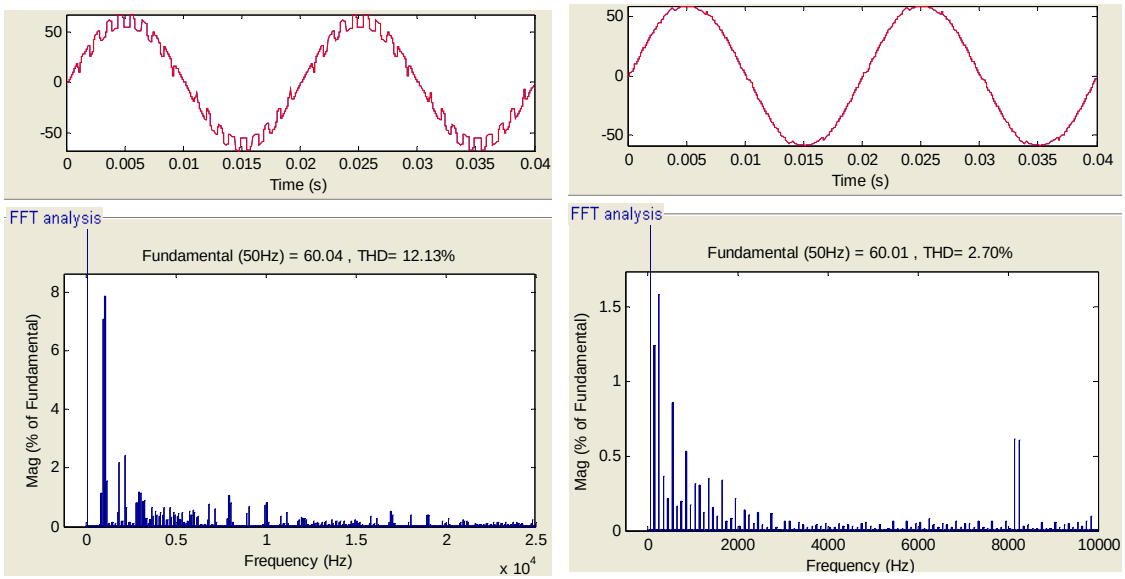
假设输入 SPWM 电压 f_{pwm} 固定为 8 kHz，分别建立采样频率为 10 kHz、9 kHz、8500 kHz、8200 kHz 的均值采样系统，得到的采样电压如图 12 所示。

图 12(a)为 10 kHz 采样电压，主要含有 2 kHz、4

Copyright © 2013 Hanspub



(a) 10 kHz 采样　　(b) 9 kHz 采样



(c) 8500 kHz 采样　　(d) 8200 kHz 采样

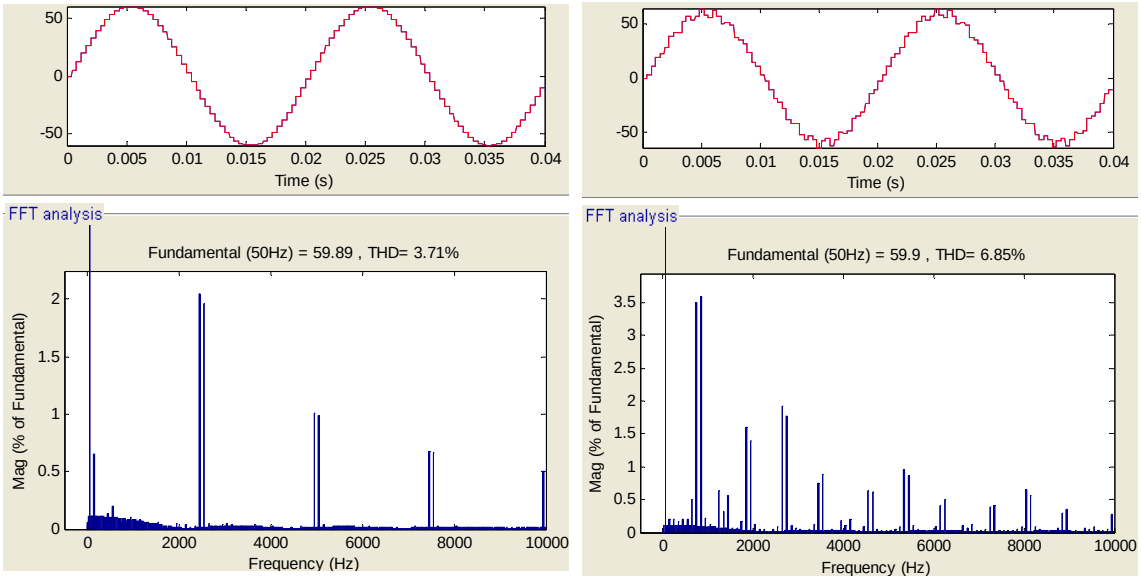
Figure 12. Sampled voltage waves when $f_c \approx f_{pwm}$
图 12. 采样频率与 SPWM 脉波频率接近时的采样电压

kHz 等间谐波分量，其中 2 kHz 为最低间谐波段，含量也最大；图 12(b)为 9 kHz 采样电压，含有 1 kHz、2 kHz 等间谐波，最低谐波段为 1 kHz；图 12(c)为 8.5 kHz 采样电压，含有 500 Hz、1 kHz 等间谐波，最低谐波段为 500 Hz；图 12(d)为 8.2 kHz 采样时的电压，含有 200 Hz、4 kHz 等间谐波，最低谐波段为 200 Hz。随着采样频率接近 f_{pwm}，采样电压波形更正弦，间谐波频率更低但含量快速减小。因此为改善采样波形，最好选择 f_c 等于 f_{pwm} 的同步采样，即便 f_c 不能做到与 f_{pwm} 严格一致，当两者差异很小时，间谐波含量也很小基本可以忽略。

5.4. 采样频率远小于 SPWM 频率

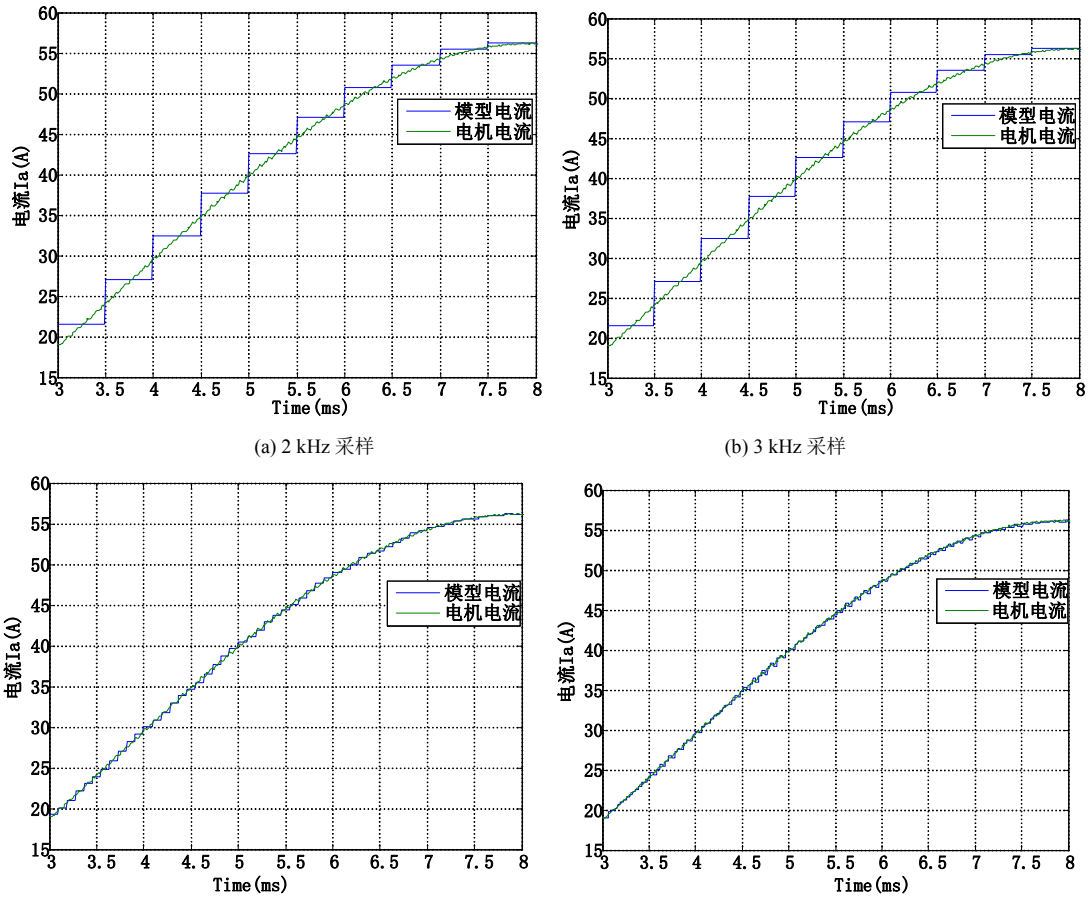
假设 f_{pwm} 为 10 kHz，分别建立 f_s 为 2500 Hz 的同步采样和 2700 Hz 的异步采样系统，得到的采样电压如图 13 所示。图为 f_s 为 2500 Hz 同步采样时，电压波形正弦但引入了少量 f_s 倍频谐波；而异步采样不仅引入 f_s 倍频谐波，还引入大量的低次谐波，采样效果要

Copyright © 2013 Hanspub



(a) 2500 Hz 采样　　(b) 2700 kHz 采样

Figure 13. Sampled voltage waves when $f_c \le f_{pwm}$
图 13. 采样频率远高于 SPWM 脉波时的采样电压



(a) 2 kHz 采样　　(b) 3 kHz 采样

(c) 11 kHz 采样　　(d) 30 kHz 采样

Figure 14. Real-time motor current in different sampling frequency
图 14. 不同采样频率下的电机实时仿真电流波形

Copyright © 2013 Hanspub

比同步采样系统差很多。

5.5. 采样系统延时特性验证

为了检验采样频率对系统输入电压的延时效应，固定 f_{pwm} 为 10 kHz，分别建立了 f_c 为 2 kHz、3 kHz、11 kHz、30 kHz 的采样系统。由于采样电压波形差异很大，不易直接比较，本文将采样电压作用于电机模型上，然后对比各采样频率下的实时仿真电机电枢电流，并与 SPWM 电压直接作用于电机时的电流进行对比，得到图 14 所示的各采样频率下的实时仿真电机 a 相电流波形。

根据之前的分析可知在上述采样频率的采样系统中，采样电压波形差异很大。但图 14 说明当这些电压作用于电机系统时，但其等效量与都与实际电机的电流重合，基本没有延时。由此证明了均值采样系统能够准确提取 SPWM 电压有效量，用于半实物仿真系统时可有效解决电压测量接口问题且不会带来低频延时。

6. 结论

针对 PHIL 系统中需采集端口 PWM 脉波电压以进行实时数字仿真的要求，研究了基于时域积分的 PWM 脉波电压均值采样方法，分析了采样波形与采样频率的关系，研究了采样系统延时及其等效模型，确定了采样频率的选取原则。

理论分析仿真结果表明：该采样方法能准确提取 PWM 脉波电压中的等效分量；采样频率都会影响采样电压波形并引入谐波分量，通过优选采样频率能最大限度的减少谐波量获得更好的采样效果；当将采样电压作用于惯性系统时，效果基本相同；从而说明了采样方法的有效性和准确性。

参考文献 (References)

[1] 卢子广, 柴建云, 王祥珩等. 电力驱动系统实时控制虚拟实验平台[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(4): 119-123.

[2] 郭希铮, 游小杰, 徐从谦等. 大功率电力牵引控制系统硬件在回路实时仿真[J]. 电工技术学报, 2012, 27(4): 65-70.

[3] S. C. Oh. Evaluation of motor characteristics for hybrid electric vehicles using the hardware-in-the-loop concept. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2005, 54(3): 817-824.

[4] W. Ren, M. Steurer and T. L. Baldwin. Improve the stability of power hardware-in-the-loop simulation by selecting appropriate interface algorithm. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44(4): 1286-1294.

[5] W. Ren, M. Steurer and T. Baldwin. An effective method for evaluating the accuracy of power hardware-in-the-loop simulations. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(4): 1484-1490.

[6] H. J. Slater, D. J. Atkinson and A. G. Jack. Real-time emulation for power equipment development—Part II: The virtual machine. IEEE Proceedings of Electric Power Applications, 1998, 145(3): 153-158.

[7] Y. S. Rao, M. Chandorkar. Real-time electrical load emulator using optimal feedback control technique. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(4): 1217-1225.

[8] O. Vodyakho, M. Steurer and C. S. Edrington. An induction machine emulator for high-power applications utilizing advanced simulation tools with graphical user interfaces. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2012, 27(1): 160-172.

[9] 马小亮. 高性能变频调速及其典型控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2010.

Copyright © 2013 Hanspub