

6-4-2020

Real-time Control Method of HSSS Based on Single Phrase Self Decoupling Strategy

Yingping Yi

1. *University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China;;*

Bogang Qu

1. *University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China;;*

Zhang Yang

2. *Nanchang Institute of Technology, Nanchang 330029, China;*

Follow this and additional works at: <https://dc-china-simulation.researchcommons.org/journal>



Part of the Artificial Intelligence and Robotics Commons, Computer Engineering Commons, Numerical Analysis and Scientific Computing Commons, Operations Research, Systems Engineering and Industrial Engineering Commons, and the Systems Science Commons

This Paper is brought to you for free and open access by Journal of System Simulation. It has been accepted for inclusion in Journal of System Simulation by an authorized editor of Journal of System Simulation.

Real-time Control Method of HSSS Based on Single Phase Self Decoupling Strategy

Abstract

Abstract: Zero Crossing Detection (ZCD) and phase locked loop are widely applied in the real-time control. Compared the performances of ZCD, SSRF SPLL and DDSRF SPLL, a method named as *Single Phase Self Decoupling SPLL (SPSD SPLL)* for HSSS (Hybrid Solid State Switch) is proposed and the mathematical method and control methods are given. The control parameters were obtained by analyzing the steady and dynamic performance of *SPSD SPLL*. By establishing the real-time controlling models based on the above strategies and HSSS model in the MATLAB/Simulink, the simulation and *optimization analysis* results verified that the *SPSD SPLL* was well performed under different working conditions, the *SPSD strategy* could realize the basic functions of HSSS, and the requirement of real-time control could be satisfied.

Keywords

real-time control, PLL, *SPSD SPLL*, HSSS, optimization

Recommended Citation

Yi Yingping, Qu Bogang, Zhang Yang. Real-time Control Method of HSSS Based on Single Phase Self Decoupling Strategy[J]. Journal of System Simulation, 2017, 29(10): 2574-2582.

基于单相自解耦锁相策略的 HSSS 实时控制方法

易映萍¹, 渠博岗¹, 张扬²

(1. 上海理工大学, 上海 200093; 2. 南昌工程学院, 江西 南昌 330029)

摘要: 在实时性导通控制中, 常用过零检测法和锁相环法。比较了过零检测法、三相单同步、三相双同步坐标系锁相环法, 提出了适用于混合式固态交流断路器(Hybrid Solid State Switch, HSSS)的单相自解耦锁相策略, 并给出了数学模型和控制模型, 通过分析稳态性能和动态性能得出了控制参数。在 MATLAB/Simulink 环境下构建上述实时性控制模型与 HSSS 模型, 通过仿真与最优化分析验证了单相自解耦锁相环在各种电网电压工况下具有良好的锁相效果, 能够实现 HSSS 的基本功能, 满足实时性控制要求。

关键词: 实时性控制; 锁相环; 单相自解耦锁相环; 混合式固态交流断路器; 最优化

中图分类号: TM464 文献标识码: A 文章编号: 1004-731X (2017) 10-2574-09

DOI: 10.16182/j.issn1004731x.joss.201710043

Real-time Control Method of HSSS Based on Single Phrase Self Decoupling Strategy

Yi Yingping¹, Qu Bogang¹, Zhang Yang²

(1. University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China; 2. Nanchang Institute of Technology, Nanchang 330029, China)

Abstract: Zero Crossing Detection (ZCD) and phase locked loop are widely applied in the real-time control. Compared the performances of ZCD, SSRF SPLL and DDSRF SPLL, a method named as Single Phase Self Decoupling SPLL (SPSD SPLL) for HSSS(Hybrid Solid State Switch) is proposed and the mathematical method and control methods are given. The control parameters were obtained by analyzing the steady and dynamic performance of SPSD SPLL. By establishing the real-time controlling models based on the above strategies and HSSS model in the MATLAB/Simulink, the simulation and optimization analysis results verified that the SPSD SPLL was well performed under different working conditions, the SPSD strategy could realize the basic functions of HSSS, and the requirement of real-time control could be satisfied.

Keywords: real-time control; PLL; SPSD SPLL; HSSS; optimization

引言

随着配电网容量的增大, 电力系统的短路容量也在逐步增长, 如何能够快速切除故障电路、抑制和避免事故扩大, 这对开关设备的开断性能有了更

高的要求。近些年机械式断路器在分布式能源发配电网并网过程中的弊端也越来越凸显, 如何能够实现微网柔性并网, 减少对电网的冲击, 在微网故障时能够迅速从电网切除, 都对开关设备提出了新的要求。机械式断路器由于自身物理结构限制已难以提升开断容量, 且存在合闸涌流, 分闸时动静触头分离产生的电弧也延长了分闸时间, 不能满足微电网柔性并网要求。因而有必要研究基于功率器件的混合式固态交流断路器(Hybrid Solid State Switch, HSSS)^[1]。HSSS 在电压过零时开通, 在电流过零



收稿日期: 2015-10-10 修回日期: 2016-02-17;
基金项目: 沪江基金(B14002, D14002, C14002);
作者简介: 易映萍(1967-), 女, 湖南湘乡, 硕士, 副教授, 研究方向为电力电子与电气传动, 电网大数据; 渠博岗(1990-), 男, 山西朔州, 硕士研究生, 研究方向为电力电子及其控制。

<http://www.china-simulation.com>

• 2574 •

时关断, 避免了合闸涌流和分闸电弧, 在分布式能源发电微网柔性并网中有着极大的优势。然而 HSSS 的技术难点在于实时性导通控制。

目前实时性导通控制主要有过零检测法 (Zero-Crossing Detection, ZCD) 和软件锁相法。软件锁相法包括三相单同步坐标系软件锁相环 (Single Synchronous Reference Frame for Software Phrase Locked Loop, SSRF SPLL)、三相双同步坐标系的解耦软件锁相环 (Decoupled Double Synchronous Reference Frame SPLL, DDSRF SPLL)^[2]。文献[3]均提出和使用了过零检测法来实现实时控制, 但其理论与实验都是基于理想电网电压工况; 文献[4]对电网电压采样并通过 50 Hz 带通滤波后再进行过零比较, 但难以应对电网频率波动或瞬时突变等工况; 文献[5]提出了基于 SSRF SPLL 的实时控制, 但只做了概述, 未给出控制参数与具体分析; 文献[6]对单相 PLL 在单相固态切换开关中的应用做了介绍, 仅给出了单相 PLL 控制模型框图, 未作深入分析。

由于侧重点不同, 上述文献对 HSSS 的实时性控制策略研究较少, 仅作概略论述和理想电网电压工况下的仿真与分析, 本文提出了一种适用于 HSSS 的单相自解耦锁相策略的实时性控制方法, 给出了其的数学模型和控制模型, 通过分析稳态和动态性能设计了控制参数。最后通过 MATLAB/Simulink 仿真对比了四种实时性控制方法, 并给出了最优化分析; 在 HSSS 实时性控制中采用了单相自解耦锁相策略, 并通过仿真给予了验证。

1 HSSS 拓扑结构与工作原理

图 1 为 HSSS 主电路拓扑, 由 A、B、C 三相电力电子开关和旁路断路器 PS 并联构成, 每相电力电子开关都由若干个反并联 IGBT 级串联构成, 每个 IGBT 级又由两只 IGBT 反并联构成。

HSSS 合闸时, 电力电子开关与旁路断路器 PS 同时收到开通信号, 电力电子开关开通几乎无延时, 旁路断路器存在毫秒级延时。通过实时性控制,

可在电网电压过零时开通电力电子开关, 避免了涌流, 随后电力电子开关关断, 旁路断路器闭合负责长期运行。HSSS 分闸时, 先给电力电子开关开通信号, 再给旁路断路器分闸信号, 当旁路断路器分闸时, 产生反电势使得电力电子开关导通, 电流转移到电力电子开关, 实现了旁路断路器无电弧分闸。随后再给电力电子开关关断信号, 电力电子开关在下一个电流过零点自然关断^[7-8]。

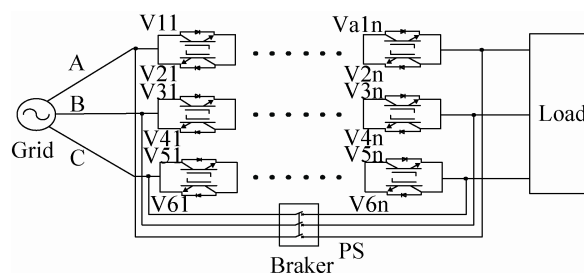


图 1 HSSS 主电路拓扑
Fig. 1 Main circuit topology of HSSS

2 HSSS 实时性控制方法

HSSS 合闸时需要检测电网电压过零点, 故需要采用实时性控制策略来实现 HSSS 在电网电压过零时可靠导通, 避免涌流对电网的冲击。常用的方法有过 ZCD 和锁相环法。

2.1 常规实时性控制策略

2.1.1 过零检测法

ZCD 是通过电压互感器对电网进行采样, 经过过零比较器得到与电网同频同相的方波信号, 以此作为电力电子开关的触发信号^[9]。

然而实际电网中往往存在谐波, 在零值附近会出现多次过零现象, ZCD 若应用于实时性控制中, 易造成电力电子开关误导通。而若加入滤波环节, 虽可改善多次过零现象, 但滤波环节造成的延时影响控制的实时性。

2.1.2 传统锁相环法

三相电力系统中常用到的锁相方法为 SSRF SPLL 和 DDSRF SPLL。

文献[10]分析了 SSRF SPLL 的原理, 给出了其

的数学模型与控制框图。由于 SSRF SPLL 在三相不平衡工况下不能准确锁相，因此文献[14]分析了 DDSRF SPLL 的原理，建立了其的数学模型。由于采用了对称分量法，在随后的 Clarke 变换和 Park 变换得到的 dq 同步旋转坐标中存在着频率为 2ω 的交流分量，文献[11]给出了基于前馈控制的解耦网络模型来消除交流分量，从而实现了在三相不平衡工况下的准确锁相。

2.2 单相自解耦锁相环

上述两种锁相环在电网电压平衡的工况下均可以准确锁相。当电网电压不平衡时，SSRF SPLL 的误差信号始终含有 2 次谐波；电网电压含低次谐波时则无法抑制，故不能准确锁相。DDSRF SPLL 虽可在上述工况下准确锁相，但其解耦网络中含非线性环节，只能近似建模，且计算量较大。因此提出一种适用于实时性控制的单相自解耦锁相环 (Single-Phrase Self-Decoupling SPLL, SPSD SPLL)。

2.2.1 SPSD SPLL 数学模型

假设存在单相电网，表达式如下：

$$U = U_m \cos(\omega t + \varphi) \quad (1)$$

将其定向到 $\alpha\beta$ 坐标系的 α 轴上，并强制 β 轴上信号为 0，得到两个同步旋转但方向不同的电压矢量，合成为一个电压矢量：

$$\begin{bmatrix} U \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} U_m \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi) \\ \sin(\omega t + \varphi) \end{bmatrix} + \frac{1}{2} U_m \begin{bmatrix} \cos(-\omega t - \varphi) \\ \sin(-\omega t - \varphi) \end{bmatrix} \quad (2)$$

假设 dq 坐标的相位角为 θ' ，对(2)式进行 Park 变换，得：

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \frac{1}{2} U_m \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi - \theta') \\ \sin(\omega t + \varphi - \theta') \end{bmatrix} + \frac{1}{2} U_m \begin{bmatrix} \cos(-\omega t - \varphi - \theta') \\ \sin(-\omega t - \varphi - \theta') \end{bmatrix} \quad (3)$$

当锁相后，有 $\omega t \approx \theta'$ ，故式(3)可改写为：

$$\begin{bmatrix} u_d^+ \\ u_q^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{2} U_m \begin{bmatrix} \cos(\varphi) \\ \sin(\varphi) \end{bmatrix} + \frac{1}{2} U_m \begin{bmatrix} \cos(-2\omega t - \varphi) \\ \sin(-2\omega t - \varphi) \end{bmatrix} \quad (4)$$

式(4)中， u_d^+ 表示输入电压幅值， u_q^+ 表示观测

到的相位与实际相位之差，从式(4)中可观察到含有谐波成分，文献[12]提出一种基于相位观测误差的解耦方法，该方法动态性能较好，但电网谐波对相位观测误差影响较大，故采用一种自解耦的方法^[13]。

令 $\omega t \approx -\theta'$ ，带入式(3)，得式(5)。

$$\begin{bmatrix} u_d^- \\ u_q^- \end{bmatrix} = \frac{1}{2} U_m \begin{bmatrix} \cos(-\varphi) \\ \sin(-\varphi) \end{bmatrix} + \frac{1}{2} U_m \begin{bmatrix} \cos(2\omega t + \varphi) \\ \sin(2\omega t + \varphi) \end{bmatrix} \quad (5)$$

从式(4)、(5)可知式(4)中的直流分量经过负序 Park 变换成为式(5)中的交流分量，故式(4)、(5)可经自解耦消除 2ω 交流分量得到式(6)：

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} U_m \begin{bmatrix} \cos(\varphi) \\ \sin(\varphi) \end{bmatrix} \quad (6)$$

令 U_2 为 0，使 d^+ 轴与电网电压正序分量 U^+ 重合，得电网电压相位及幅值。依据上述数学模型，得 SPSD SPLL 控制框图如图 2，其中正负序 Park 变换用于自解耦，而低通滤波器 LPF 只需输出直流分量。

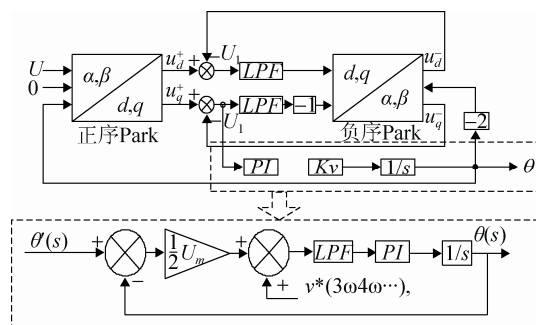


图 2 SPSD SPLL 控制框图及相位角小信号模型
Fig. 2 Control diagram and phase angle small signal model of SPSD SPLL

2.2.2 SPSD SPLL 传递函数

图 2 相位角小信号模型中，考虑到电力系统往往含有谐波成分，因此设 v^* 为谐波扰动量，由于自解耦环节已经滤除了中的 2ω 成分，因此该扰动不含 2ω 分量，故使用低通滤波器 LPF 用来滤除交流扰动获取直流分量，LPF 传递函数为 $\omega_p / (s + \omega_p)$ ，PI 调节器传递函数为 $k_p + k_i / s$ ，压控振荡器的数学模型为 $1/s$ ，依据式(6)知直流分量幅值为 $0.5U_m$ ，最终得 SPSD PLL 的相位角小信号模型的开环传递函数为：

$$G(s) = \frac{\theta(s)}{\theta'(s)} = \frac{0.5U_m \omega_p k_p (s + k_i/k_p)}{s^2 (s + \omega_p)} = \frac{0.5U_m \omega_p k_p (s + \omega_z)}{s^2 (s + \omega_p)} \quad (7)$$

式中: $\omega_z = k_i/k_p$ 。

2.2.3 SPSD SPLL 稳态性能分析

以稳态误差和相位裕度为指标, 对系统稳态性能进行分析。

由式(7)可知系统开环传递函数在坐标原点处有两个极点, 因此该系统为 II 型系统, 在相位阶跃、频率阶跃和频率斜坡等信号输入时输出稳态误差均为 0。

由式(7)推导得相位裕度表达式为

$$\gamma = 180^\circ + \varphi(\omega_c) = \phi_z - \phi_p = \arctan(\omega_c / \omega_z) - \arctan(\omega_c / \omega_p) \quad (8)$$

穿越频率表达式为

$$\omega_c = 0.5U_m k_p \cos(\phi_p) / \sin(\phi_p) \quad (9)$$

当穿越频率为转折频率的几何平均值, 即

$\omega_c = \sqrt{\omega_z \omega_p}$ 时, 系统达到最大相位裕度。

设 $\omega_p = l^2 \omega_z$, 可得

$$\begin{cases} \omega_p = l\omega_c \\ \omega_c = 0.5U_m k_p \\ \gamma = \arctan((l^2 - 1) / 2l) \end{cases} \quad (10)$$

一般的相位裕度越大, 系统越稳定, 工程上相位裕度的取值范围为 $30^\circ \sim 60^\circ$, 带入式(10), 得 $l \in (1.73, 3.73)$ 。

由以上分析可知 SPSD SPLL 的稳态性能符合要求, 可实现对电网频率、相位的跟踪。

2.2.4 SPSD SPLL 动态性能分析及控制参数的求取

以 SPSD SPLL 在相位阶跃和频率阶跃情况下最优的动态性能及抗扰动能力为依据^[15], 实现对式(7)中控制参数的求取。

由式(7)可知该系统为三阶系统, 结合式(10), 误差传递函数可表示为典型二阶系统上增加一个极点的形式, 如式(12)

$$H_e(s) = \frac{1}{1+G(s)} = \frac{s^2 (s + (2\zeta - 1)\omega_c)}{(s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2)(s + \omega_c)} \quad (12)$$

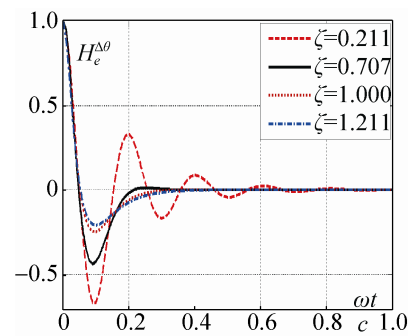
其中阻尼系数 $\zeta = (l - 1) / 2$ 。

系统在相位阶跃和频率阶跃下误差信号的传递函数分别为:

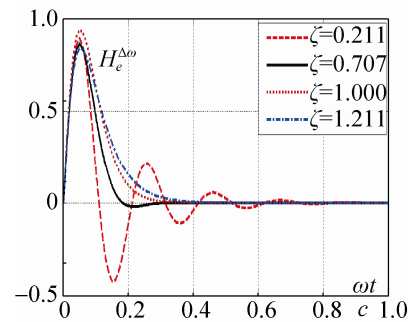
$$H_e^{\Delta\theta}(s) = \frac{\Delta\theta}{s} H_e(s) = \frac{s(s + (\zeta - 1)\omega_c)}{(s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2)(s + \omega_c)} \quad (13)$$

$$H_e^{\Delta\omega}(s) = \frac{\Delta\omega}{s^2} H_e(s) = \frac{(s + (\zeta - 1)\omega_c)}{(s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2)(s + \omega_c)} \quad (14)$$

对式(13)、(14)求拉式反变换, 以获取系统在相位阶跃和频率阶跃输入下, 不同阻尼状态所对应的动态响应曲线, 如图 3 所示。



(a) 相位阶跃响应



(b) 频率阶跃响应

图 3 不同阻尼系数下系统的动态响应曲线

Fig. 3 Dynamic response curves of system under different damping coefficients

由图 3 及控制原理可知阻尼系数 ζ 越大, 系统动态响应时间越短, 超调量越小, 而工程上为了使二者关系最优, 通常取 ζ 为 0.707, 此时 $l = 2.414$, 满足前述所求的相位裕度取值范围。

观察式(13)、(14)及图 3 横坐标, 可知穿越频率 ω_c 不仅影响动态响应速度, 也影响锁相环的抗扰动能力。而观察图 3 中 SPSD SPLL 的小信号模型, 可知扰动量中不含 2ω 分量。因此基于扰动对

ω_c 分析如下:

扰动的闭环传递函数为

$$H_v^*(s) = \frac{\theta(s)}{v^*(s)} = \frac{1}{0.5U_m s^3 + l\omega_c s^2 + l\omega_c^2 s + \omega_c^3} \quad (15)$$

令 $U_m = 2$, $\zeta = 0.707$, $l = 2.73$, 得到不同穿越频率 ω_c 下, 开环传递函数和扰动闭环传递函数的 Bode 图:

由图 4 可得不同穿越频率 ω_c 对系统的带宽有不同影响, 而系统响应速度和对高频干扰信号的抑制能力也取决于系统带宽的选取。分析图 4 可知在扰动频率范围内, 系统开环与扰动闭环传递函数 Bode 图几乎重叠。因此可选取开环传递函数求取穿越频率 ω_c 。

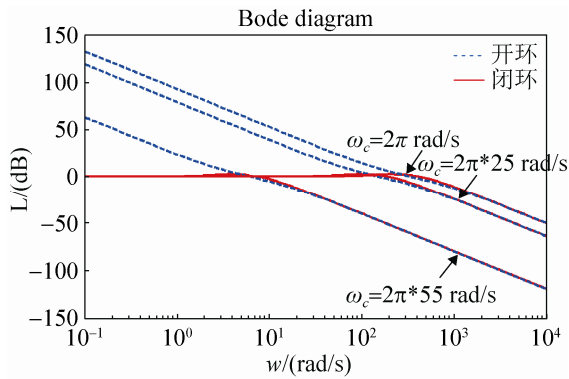


图 4 开环传递函数与扰动闭环传递函数 Bode 图

Fig. 4 Bode diagram of open - loop and perturbation closed - loop transfer function

设最低扰动频率为 ω_v , 由开环传递函数幅频特性可知在最低扰动频率下衰减值为

$$L(\omega_v) = |G(\omega_v)| = -20 \log \frac{\omega_v}{\omega_c} - 20 \log \frac{\omega_v}{\omega_p} = -20 \log \frac{\omega_v^2}{l\omega_c^2} \quad (16)$$

所以穿越频率为

$$\omega_c = \frac{\omega_v}{\sqrt{l}} 10^{L(\omega_v)/40} \quad (17)$$

而在三相电力系统中, 一般最低扰动频率为 $\omega_v = 2\pi \times 150$ rad/s 即三次谐波, l 取 2.73, 考虑到 ω_c 对带宽的影响, 取 $\omega_c = 2\pi \times 25$ rad/s, 得最低频扰下衰减值 $L(\omega_v) = -26.76$ dB, 能满足系统要求。

因此基于上述分析, 可知 $\omega_c = 2\pi \times 25$ rad/s, $\zeta = 0.707$, $l = 2.73$, 得到 SPSD SPLL 控制参数为: $\omega_p = 2\pi \times 68$ rad/s; $k_p = 157$; $k_i = 7042$

3 计算机仿真分析与最优化论证

利用 Matlab/Simulink 构建仿真模型并通过仿真给予对比, 以验证上述实时性控制理论分析和模型的正确性, 验证 SPSD SPLL 的性能更为优越。最后结合 HSSS, 验证 SPSD SPLL 能够满足实时性控制。

3.1 实时性控制模型与仿真对比

根据文献[7]给出的 SSRF SPLL 数学模型, 根据文献[14]给出的 DDSRF SPLL 数学模型和文献[8]给出的解耦网络模型, 分别在 Matlab/Simulink 环境下搭建仿真模型^[16], 并将各种电网电压工况下的仿真结果与 SPSD SPLL 仿真结果进行比较, 以验证 SPSD SPLL 能够准确锁相, 适用于 HSSS 的实时性控制。

SPSD SPLL 仿真模型如图 5 所示, 单相电压经正序 Park 变换后得到含交流分量的 u_d^+ 与 u_q^+ , 经过低通滤波后再将两信号进行负序 Park 变换, 得到输出量后反馈到 u_d^+ 与 u_q^+ , 从而通过自解耦消除了 u_d^+ 与 u_q^+ 中的交流分量, 最后通过 PI 调节器与压控振荡器输出相位值。

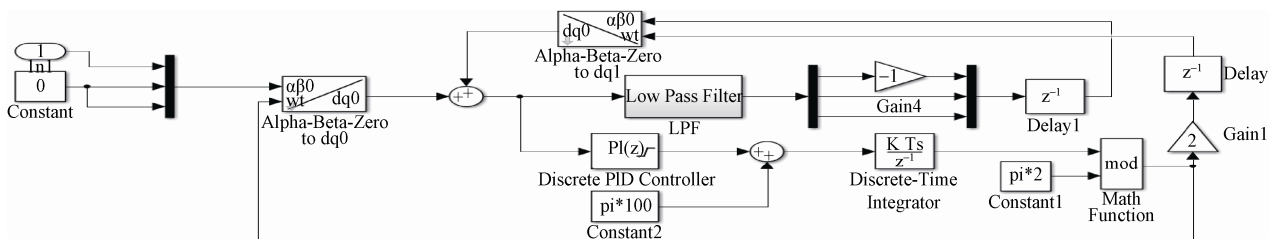


图 5 SPSD SPLL 实时性控制模型

Fig. 5 Real-time control model of SPSD SPLL

在种电网电压工况下对上述实时性控制模型进行仿真, 初始参数设置为三相电压有效值 $U_a=10\text{ kV}$, $U_b=10\text{ kV}$, $U_c=10\text{ kV}$, 频率 $f=50\text{ Hz}$, 相位角 $\varphi_a=0^\circ$, $\varphi_b=-120^\circ$, $\varphi_c=+120^\circ$, 工况参数如表 1 所示。

表 1 实时性控制模型仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters of real-time control model		
工况编号	工况描述	参数设置
a	电网电压平衡	同初始参数
b	电网电压幅值不平衡	$U_a=10\text{ kV}$, $U_b=8\text{ kV}$, $U_c=12\text{ kV}$
c	电网电压骤升骤降	0.02 s 时刻 A、C 相电压刻骤升, B 相电压骤降
d	电网电压含谐波	0.02 s 时刻电网注入 3 次和 5 次谐波
e	电网电压相位突变	0.02 s 时刻三相电压相位突变 30 度, 0.03 s 恢复正常
f	电网电压频率突变	0.02 s 时刻 A 相电压频率突变 为 47 Hz, 0.03 s 恢复正常

各工况分别对应的锁相波形如图 6, 其中每幅分图对应一种工况下的四种锁相环波形, 从上至下依次为 ZCD, SSRF SPLL, DDSRF SPLL, SPSD SPLL。

结合表 1 分析图 6 可知:

1) ZCD 在工况 d 下不能准确锁相, 其余工况下可以锁相。

2) SSRF SPLL 在工况 b、c、d 下锁相相位角存在较大波动, 难以满足实时性控制要求, 其余工况下可准确锁相。

3) DDSRF SPLL 在工况 c、d 下锁相相位角存在波动, 其余工况下可准确锁相。

4) SPSD SPLL 在 e 工况下不能准确锁相, 但在其他工况下均可以准确锁相, f 工况下虽不能立即锁相, 但响应时间明显低于其他方法。

3.2 最优化分析

根据图 6 波形导出的数据, 分别采集各个工况下时间范围为 0.025~0.05 s, 步进长度为 0.005 s 中的 6 个时刻的 3 种锁相策略所对应的相位值, 并与理论相位值进行作差, 得到如图 7 的误差曲线。

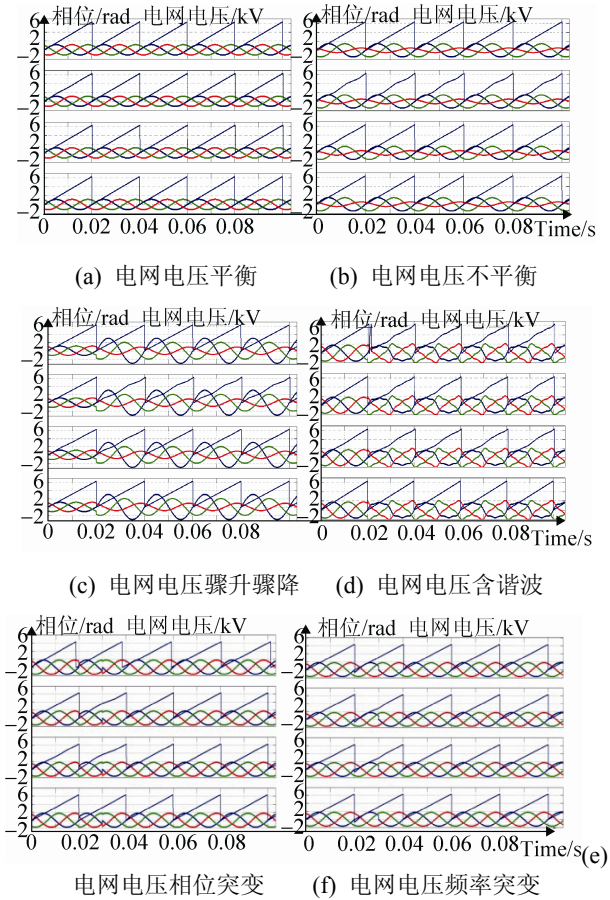


图 6 各种电网电压工况锁相波形

Fig. 6 PLL waveforms under different power grid voltage operating conditions

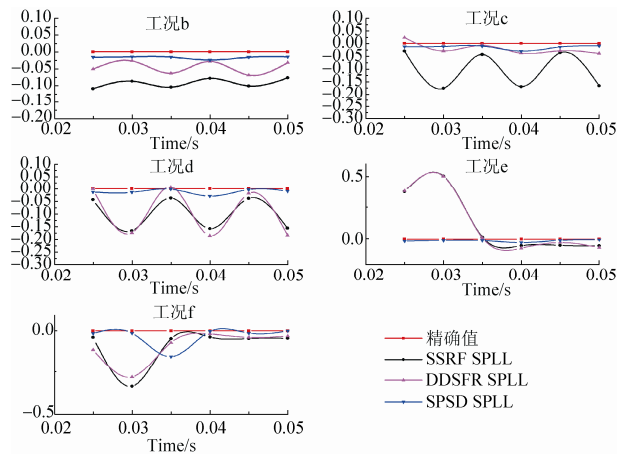


图 7 各种工况下 3 种锁相策略误差曲线

Fig. 7 Error curves of three PLL control strategies under different operating conditions

由图 7 可知 DDSRF SPLL 性能优于 SSRF SPLL, 但 SPSD SPLL 明显要更接近于理论上的相位精确值, 与理论分析一致。

采用最优化分析如下：在实际电网中，工况 b~d 是普遍存在的，而工况 e~f 在电网标准中是不允许出现的，因此设定这五种非正常工况的权重比为 1: 1: 1: 0.1: 0.1。采用平方差分析法^[17]，构造锁相精度目标函数

$$\min = 1 \times GK1 + 1 \times GK2 + 1 \times GK3 + 0.1 \times GK4 + 0.1 \times GK5 \quad (18)$$

$$GKi = \begin{bmatrix} \varphi_{Ai1} - \varphi_{01} & \cdots & \varphi_{Ai6} - \varphi_{06} \\ \varphi_{Bi1} - \varphi_{01} & \cdots & \varphi_{Bi6} - \varphi_{06} \\ \varphi_{Ci1} - \varphi_{01} & \cdots & \varphi_{Ci6} - \varphi_{06} \end{bmatrix}^T$$

其中： $i=1\sim 5$ ，分别表示表 2 中 b~f 的 5 种工况；A~C 分别表示 SSRF SPLL、DDSRF SPLL 和 SPSD SPLL； $\varphi_{Ai1} \sim \varphi_{Ai6}$ 前述所采集的 6 个时刻的相位； $\varphi_{01} \sim \varphi_{06}$ 则表示前述采集到 6 个时刻的相位的理论值。 GKi 表示 5 种工况下个锁相环相位值与精确值的平方差。

带入 Matlab 中运算，得

$$\min = \begin{bmatrix} 0.2785 \\ 0.1691 \\ 0.0074 \end{bmatrix} \quad (19)$$

由式(19)可得 DDSRF SPLL 锁相精度明显高于 SSRF SPLL，而 SPSD SPLL 则是锁相精度最优的，与实时性仿真模型对比结论一致。

3.3 HSSS 在不同工况下的电气特性仿真

通过 SPSD SPLL 控制策略来实现对 HSSS 进行实时性控制，并结合表 1 所示各种工况对 HSSS 电气特性进行仿真。基于 SPSD SPLL 控制策略的 HSSS 模型如图 8 所示，三相可编程电源可用来模拟各种工况下的三相电网电压，SPSD SPLL 内部即图 5 所示，触发信号发生模块则根据 SPSD SPLL 锁相信号发出电子开关和旁路断路器开关闭断信号。

电网电压初始参数为三相电压有效值 $U_a=10\text{ kV}$ ， $U_b=10\text{ kV}$ ， $U_c=10\text{ kV}$ ，频率 $f=50\text{ Hz}$ ，相位角 $\varphi_a=0^\circ$ ， $\varphi_b=-120^\circ$ ， $\varphi_c=+120^\circ$ 。除工况 e 在 0.13 s 三相相位突变 30 度，工况 f 在 0.15 s 时 A 相频率突变为 47 Hz，其余参数都同表 1。

各工况对应的 HSSS 仿真波形如图 9 所示，其中每幅分图对应一种工况下的 HSSS 仿真波形，从上至下依次为：电网电压，负载电压，负载电流。如图 9 所示，在 0.115 s 时对 HSSS 发出运行指令，0.2 s 时发出停止运行指令。指令发出时三相电网电压均不在过零点。通过 SPSD SPLL 准确锁定三相电网电压，均在运行指令发出后电网电压第一次过零时给出了实时控制信号，实现了 HSSS 在电网电压过零时开通，有效避免了涌流。停止运行指令发出后，HSSS 负载电流过零时自然关断，保证了开关的速动性。且在各种工况下，SPSD SPLL 控制的 HSSS 均实现了以上功能。

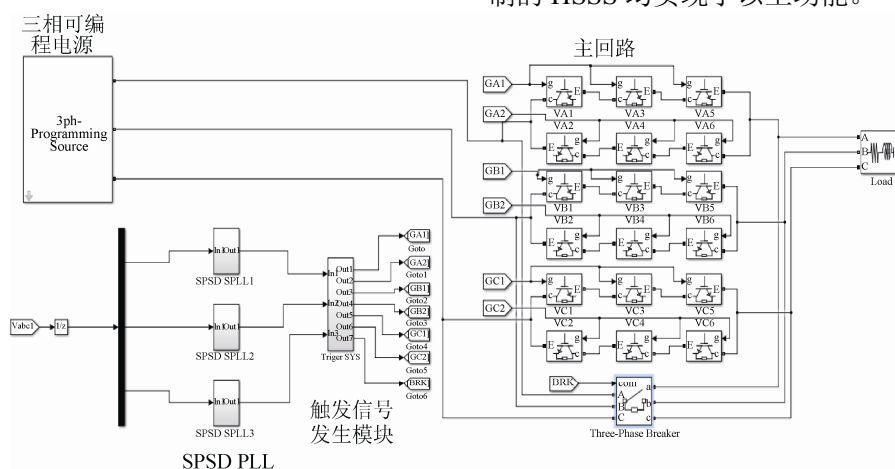


图 8 基于 SPSD PLL 控制策略的 HSSS 模型
Fig. 8 HSSS model based on SPSD SPLL control strategy

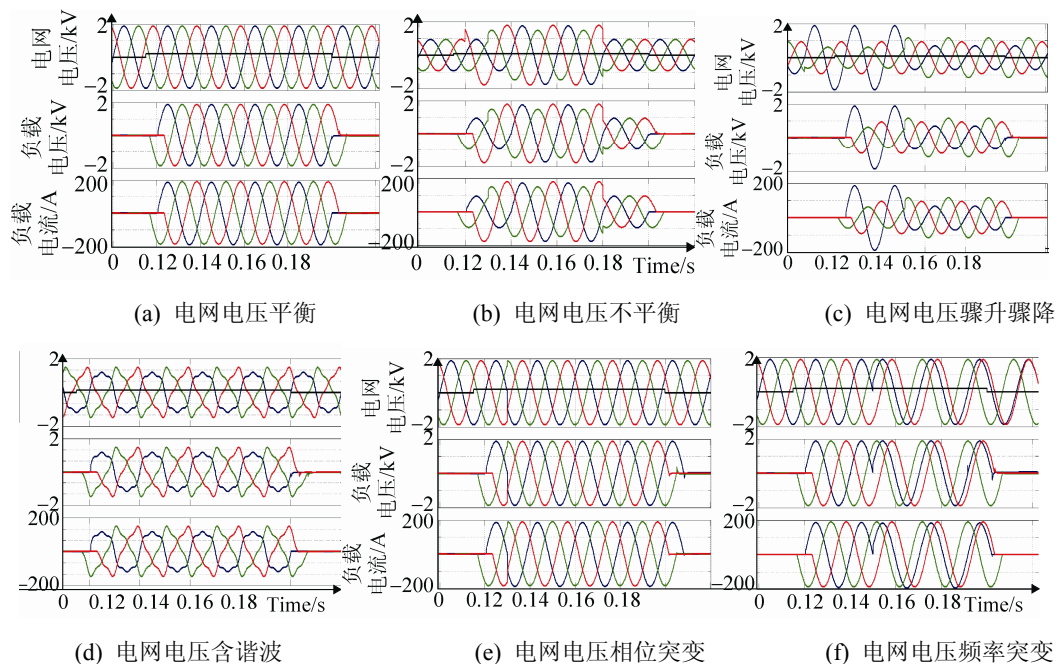


图 9 各种电网电压工况 HSSS 仿真波形

Fig. 9 Simulation waveforms of HSSS under different power grid voltage operating conditions

4 结论

针对HSSS实时控制进行了研究。重点分析了锁相环在实时控制中的应用,给出了SPSD SPLL的数学模型、控制模型,通过分析了其的稳态、动态性能进而给出了控制参数的设计。通过对比各种电网电压工况下4种实时性控制效果及最优化分析,验证了SPSD SPLL的优越性,并将该策略应用到HSSS的仿真中,验证了其能够满足实时性控制要求,对于实际工程设计具有一定的参考价值。

参考文献:

- [1] 穆建国, 王莉, 胡杰. 直流固态断路器拓扑结构的设计与分析 [J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(18): 109-114. (Mu Jianguo, Wang Li, Hu jie. Analysis and Design of Topological Structure for DC Solid-state Circuit Breaker [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(18): 109-114.)
- [2] Best R E. Phase-locked loops [M]. McGraw-Hill, 2007.
- [3] 丁祖军, 郑建勇, 梅军, 等. 基于 DSP 的 IGBT 固态断路器设计与优化 [J]. 电力自动化设备, 2005, 24(10): 55-57. (Ding Zujun, Zheng Jianyong, Mei Jun, et al. Design and optimization of IGBT static switch control using DSP [J]. Electronic Power Automation Equipment, 2005, 24(10): 55-57.)
- [4] Luo F, Chen J, Lin X, et al. A novel solid state fault

current limiter for DC power distribution network [C]// Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008, Twenty-Third Annual IEEE. USA: IEEE, 2008: 1284-1289.

- [5] Pusorn W, Srisongkram W, Subsingha W, et al. Low Cost AC Solid State Circuit Breaker [C]// 7th International Conference on PEDS'07. USA: Power Electronics and Drive Systems (S2088-8694), 2007: 1724-1729.
- [6] Takeda M, Yamamoto H, Hosokawa Y, et al. A low loss solid-state transfer switch using hybrid switch devices [C]// Power Electronics and Motion Control Conference, 2000, Proceedings, IPEMC 2000, The Third International. USA: IEEE, 2000, 1: 235-240.
- [7] 余跃听, 徐国顺. 舰船电力系统新型限流保护技术的仿真分析 [J]. 电器与能效管理技术, 2011(24): 1-3. (Yu Yueting, Xu Guoshun. Simulation and Analysis of New Current-Limiting Technology in Warship DC Power System [J]. Electrical & Energy Management Technology, 2011(24): 1-3.)
- [8] Meyer C, Schroder S, De Doncker R W. Solid-state circuit breakers and current limiters for medium-voltage systems having distributed power systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics (S0885-8993), 2004, 19(5): 1333-1340.
- [9] 耿攀, 吴卫民, 陈建明, 等. 一种内同步高精度锁相环技术研究 [J]. 电工电能新技术, 2011, 30(2): 75-78. (Geng Pan, Wu Weimin, Chen Jianguo, et al. A simple high accuracy phase locked loop method [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2011, 30(2): 75-78.)

(下转第 2587 页)

<http://www.china-simulation.com>

• 2581 •