

一种改进的 DVB-T 信道估计算法

孔慧芳, 吴陈成

(合肥工业大学 电气与自动化工程学院, 合肥 230009)

摘要: 针对传统 DVB-T 系统信道估计算法估计精度低或复杂度高的问题, 为了提高信道估计算法整体性能, 提出了一种改进的 DVB-T 信道估计算法; 该算法首先采用最小二乘法估计离散导频处频率响应估计值; 进而, 利用连续导频对信噪比进行估计; 最后, 将得到的信噪比估计值与预先设定的信噪比阈值进行比较, 若估计值小于阈值, 则先经过卡尔曼滤波处理, 再在时频二维方向上用高斯插值得到全部子载波的频率响应值, 否则直接在时域和频域上进行插值; 此方法在信道条件较好时关闭卡尔曼滤波过程, 从而有效减少滤波次数, 提高算法整体运行速度; 仿真结果表明, 该方法能有效提高系统整体性能, 减少在噪声影响较大时的干扰, 同时也兼顾了算法整体运行速度。

关键词: DVB-T; OFDM; 信道估计; 卡尔曼滤波

An Improved Channel Estimation Method for DVB-T System

Kong Huifang, Wu Chencheng

(School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: For the problem that poor performance or high complexity of the traditional DVB-T system channel estimation algorithm, in order to improve the overall performance of channel estimation algorithm, an improved DVB-T channel estimation method is proposed in this paper. Firstly, using the least squares to estimate frequency response value of scattered pilots; then, using continuous pilot to estimate the signal-to-noise ratio; Finally, compared with the preset threshold, if the estimated Signal-to-Noise ratio is smaller, firstly through Kalman filtering, then using Gaussian interpolation in time-frequency direction to get all frequency response values, or interpolating directly in the time domain and the frequency domain. This method close the Kalman filtering process when the channel condition is good, thus effectively reducing frequency of filter and improving the overall algorithm. The simulation results show that on the maintain of the operation speed, the proposed method can improve the performance of the system and reduce the interference when the noise is large.

Keywords: DVB-T; OFDM; channel estimation; Kalman filtering

0 引言

数字处理技术伴随着计算机技术与图像处理技术的高速发展取得极大的成功, 相较于模拟电视, 数字电视能为用户提供更好的画面质量和更佳的视听体验。地面数字电视广播 (Digital Video Broadcasting, DVB) 标准^[1]是目前世界上应用最广泛、技术最成熟的数字电视传输标准, 采用了信道编码的正交频分复用调制 (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing, COFDM) 技术。目前, 明确采用该标准有 60 多个国家, 其中主要集中在欧洲发达国家。该标准主要采用 8 MHz 带宽模式内传输, 并能够发送四套节目, 且传输效果极佳。DVB-T 应用环境相对复杂, 高楼、山丘林立, 易产生较大的多径时延和多普勒频移干扰, 这就给 DVB-T 系统的传输技术提出了很高的要求^[2]。

在 OFDM 系统接收端中, 利用相干解调能恢复原始发射信号, 但需要知道准确的信道信息以补偿信道的影响, 因此, 信道估计是 OFDM 系统关键技术之一。

在文献 [3] 中, 给出了整体的 DVB-T 信道估计方案, 但其仅采用最小二乘 (LS) 算法估计导频位置信道响应, 由

于受到噪声的影响, 其估计值的均方根差值较大, 性能较差, 且在非导频位置的插值中时域方向采用简单的线性插值, 误差较大; 在文献 [4] 中, 针对 OFDM 系统, 提到可以加入维纳滤波来去除噪声的影响, 同时增设阈值减少硬件的功耗, 但是维纳滤波基于最小均方误差 (MMSE) 设计, 算法复杂度较高, 且在动态信道下, 性能欠佳。在文献 [5] 中, 采用了卡尔曼滤波方法, 其跟踪信道较好, 但缺点是算法运算复杂度仍然较高。

因此基于上述文献, 本文提出了一种改进的 DVB-T 整体信道估计算法。该方法通过在 LS 算法求得离散导频处频率响应的基础上, 再利用连续导频估算信噪比判断信道优劣的方式决定是否采用卡尔曼滤波对离散导频处频率响应值处理, 以减少噪声的影响, 同时改进了时频方向的插值算法, 提高插值精度。这种设计方法, 能灵活的判别信道条件, 降低了整体的算法复杂度, 也提高了整体的估计性能。

1 DVB-T 标准系统模型

DVB-T 基带系统模型原理如图 1 所示。

在发射端, MPEG-2 码流首先经过复用随机化使能量分散, 然后进行编码、交织和星座映射, 再插入导频及 TPS 信号成帧, 随之经过 OFDM 调制, 再加上循环前缀形成时域信号, 最后通过 DAC 和基带到射频转换发送出去。

接收端基带采样信号首先经过同步找到信号帧的起始位置, 再去掉保护间隔后做 DFT 变换, DFT 之后完成导频提取和 TPS 解码, 再利用提取的导频完成信道估计和均衡, 最后

收稿日期: 2017-02-10; 修回日期: 2017-03-15。

基金项目: 国家重大科学仪器设备开发专项 (2012YQ200224; 2013YQ200607)。

作者简介: 孔慧芳 (1964-), 女, 安徽蚌埠人, 博士, 教授, 博士生导师, 主要从事新能源控制技术、自动变速器控制技术研究。

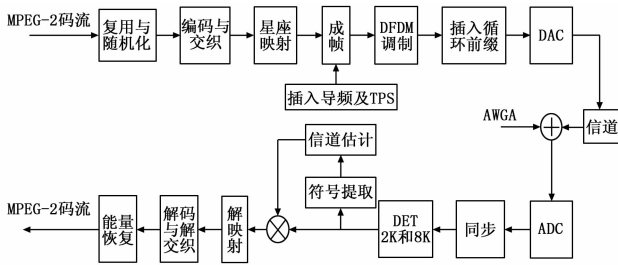


图 1 DVB-T 基带系统模型

经过解映射、解码及解交织、能量恢复输出 MPEG-2 码流。

DVB-T 系统导频分为离散导频和连续导频。连续导频分布在 OFDM 符号有效子载波的固定位置。离散导频位置满足 $k = k_{\min} + 3 \times (I \bmod 4) + 12p$, 其中 I 为 OFDM 符号在信号帧中的编号, p 为整数, $k \in [k_{\min}, k_{\max}]$, $k_{\min} = 0$, $k_{\max} = 1704$ (模式为 2K) 或者 6816 (模式为 8K)。可以看出在每个 OFDM 符号中, 离散导频位置之间间隔 12 个子载波, 且每隔 4 个 OFDM 符号离散导频位置循环重复一次。经过调制后的导频信号仅为一个实数值: $4/3$ 或 $-4/3$, 导频信号功率比数据子载波功率大 2.5 dB。

2 无线信道传输模型

在无线通信中, 信号通过小尺度衰落无线信道其幅值、相位随时间不断变化, 其主要原因是信道中多径的存在以及信道的时变性。

一般地, 多径时变信道响应 $h(t, \tau)$ [6] 可以表示为:

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i(\tau) \delta(t - \tau_i) \quad (1)$$

式中, $a_i(\tau)$ 是第 i 条路径的衰减系数; τ_i 是第 i 条路径的时间延迟长度; L 是信道的路径数。

假设发射信号为 $x(t)$, 经过该信道传输后的接收信号 $y(t)$ 可以表示为:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) x(t - \tau) d\tau + w(t) \quad (2)$$

式中, $h(t, \tau)$ 是信道冲激响应; $w(t)$ 是加性噪声。

在 OFDM 系统中, 对接收端信号做 FFT 变换后, 即对式 (2) 做 FFT 变换, 接收到的第 n 个 OFDM 符号第 k 个子载波为:

$$Y_n(k) = H_n(k) X_n(k) + W_n(k) \quad (3)$$

式中, $H_n(k) = \sum_{i=0}^{L-1} h(n, i) e^{-j2\pi k i / K}$, K 为 OFDM 块中载波个数; $W_n(k)$ 为系统观测均值高斯白噪声。

信道估计即为了通过运用合适的算法求出 $H_n(k)$ 。

3 信道估计算法

3.1 导频点处的估计算法

DVB-T 系统含有大量导频, 接收端的信道估计过程充分利用了这些导频。它一般需先估计导频位置的信道响应值, 然后通过插值估计其他位置的信道响应值。

导频点处的信道估计算法一般有 LS (最小二乘法) 算法和 MMSE (最小均方误差) 算法两种。

这两种算法各自的优缺点非常明显。LS 算法计算量小, 但受噪声影响较大, 估计精度不高。MMSE 算法估计结果更为精确, 但其涉及到大量的矩阵求逆运算, 计算复杂度较高,

实际运用比较困难[7]。因此, 一般选择 LS 算法对导频位置信道响应进行估计。

3.2 卡尔曼滤波理论

卡尔曼滤波的基本思想是通过一系列相关递推运算, 利用前一时刻的值来估计下一时刻的值。卡尔曼滤波是一种线性递推滤波算法, 由于不需要全部历史数据, 它减少了计算量, 因此可将其应用到信道估计中。

首先需要根据系统建立包含状态方程与观测方程。

对动态离散系统的模型[5]如下:

状态方程:

$$H(k) = G(k)H(k-1) + V(k) \quad (4)$$

观测方程:

$$Y(k) = X(k)H(k) + W(k) \quad (5)$$

式中, $H(k)$ 为第 K 次的状态量, $G(k)$ 为第 K 次状态转移参数, $V(k)$ 为状态噪声, $W(k)$ 为观测高斯白噪声。

首先利用过去状态来预测 H_k , 可表示为 $\hat{H}_{k|k-1}$, 其意义是第 $k-1$ 次对第 k 次的预测估计值[5], 可以表示为:

$$\hat{H}_{k|k-1} = G_k \hat{H}_{k-1} \quad (6)$$

显然 $\hat{H}_{k|k-1}$ 与第 k 次的估计值 \hat{H}_k 存在一定的偏差。因此需要根据新的观测值来减弱或者消除该偏差, 可以给 $\hat{H}_{k|k-1}$ 加上经过加权修正的偏差, 即:

$$\hat{H}_k = \hat{H}_{k|k-1} + K_k \sigma_k \quad (7)$$

式中, $\sigma_k = Y_k - X_k \hat{H}_{k|k-1}$, σ_k 是观测偏差, K_k 是修正加权系数。

对 (7) 式展开即可得到 H_k 的卡尔曼滤波估计值:

$$\hat{H}_k = K_k Y_k + (E - K_k X_k) G_k \hat{H}_{k-1} \quad (8)$$

式中, E 为单位矩阵。

通过以上分析可知, 修正加权系数 K_k 是估计准确性的关键, 可以利用最小均方误差准则来确定 K_k , 其可表示为:

$$K_k = P_{n|n-1} X_n (X_n P_{n|n-1} X_n^T + R_n)^{-1} \quad (9)$$

$$P_{n|n-1} = G_n P_{n-1} G_n^T + Q_n \quad (10)$$

式中, $P_{n|n-1}$ 为误差协方差矩阵预测值, Q_n 为 V 的协方差矩阵。

此时, 更新的误差协方差 P_n 为:

$$P_n = (E - K_k X_n) P_{n|n-1} \quad (11)$$

在卡尔曼滤波过程中, 模型的建立应该尽可能的贴近实际系统, 这样才能更精确的估计状态量。为使滤波效果更好, 对当前估计状态应充分观测。启动卡尔曼滤波, 只需要确定状态估计初始量 \hat{H}_0 和误差协方差矩阵初始量 P_0 。卡尔曼滤波算法就可以自回归的运算下去。 \hat{H}_0 可以取第一次观测值即可, P_0 的选择可以根据经验或其他推导方法选取合理的值, 一般下可以预设为一个对角阵, 这样可以简化运算[11]。

3.3 改进的 DVB-T 信道估计算法

DVB-T 信道估计算法整体流程如图 2 所示。

步骤 1: 计算离散导频位置的 LS 信道估计值。

在离散导频处, 发射信号 $X_{l,k}$ 的调制值是已知的。那么, 在离散导频位置的信道响应的 LS 估计值为:

$$\tilde{H}_{l,k} = Y_{l,k} / X_{l,k} \quad (12)$$

式中, $\tilde{H}_{l,k}$, $Y_{l,k}$ 和 $X_{l,k}$ 分别表示第 l 个 OFDM 符号第 K 个子载波处的信道响应 LS 估计值、接收信号和发射信号。

步骤 2: 估计信噪比 SNR, 利用 SNR 与所设的阈值进行比较, 判断是否需要采用上一节描述的卡尔曼滤波方法处理。

估计 SNR 需要利用连续导频进行, 然后求平均值[8]。当 SNR 不超过所设阈值时, 进行卡尔曼滤波处理; 当 SNR 大于

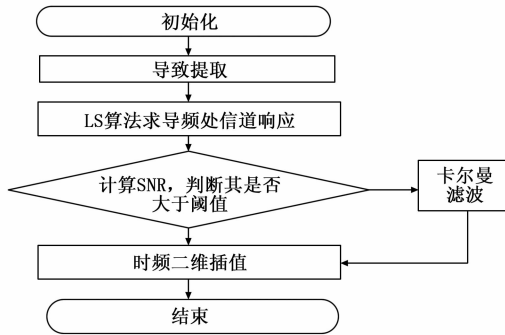


图 2 信道估计流程图

所设阈值时, 则跳过卡尔曼滤波过程直接进行步骤 3。

连续导频处信噪比估计公式为:

$$\rho = \frac{|X_{m,k} \hat{H}_{m,k}|^2}{\delta^2} \quad (13)$$

式中, $\delta^2 = E[|Y_{m,k} X_{m,k-1} - Y_{m,k-1} X_{m,k}|^2]/2$, E 表示取统计平均。 $X_{m,k}$ 为第 m 个符号的第 k 个连续导频数据, $\hat{H}_{m,k}$ 为第 m 个 OFDM 符号的第 k 个连续导频的信道响应 LS 估计值。

当需要做卡尔曼滤波处理时, 首先需要构建系统模型。为减少复杂度, 在此系统采用一阶 AR 模型^[9]。

由于 DVB-T 离散导频是格状类型, 在时域上不是连续的, 具有相同位置离散导频的 OFDM 符号中间间隔了 3 个时刻, 所以本文以每个 OFDM 符号为单位依次估计往后 3 个间隔的 OFDM 符号的信道估计响应。因此, 可以通过 3.2 节描述建立卡尔曼滤波方程式组, 以信道响应 LS 估计值为迭代的初始值 \hat{H}_0 。

其中卡尔曼滤波状态转移矩阵表示为:

$$G_n = \text{diag}(a_{n,0} a_{n,1} \cdots a_{n,N_p-1}) \quad (14)$$

$$a_{n,k} = \frac{\hat{H}_{n+4,k}}{\hat{H}_{n,k}} k = 0, \dots, N_p - 1 \quad (15)$$

式中, N_p 为离散导频的个数, $\hat{H}_{n,k}$ 为第 n 个符号的第 k 个离散导频的信道响应 LS 估计值, $\hat{H}_{n+4,k}$ 为第 $n+4$ 个符号的第 k 个离散导频的信道响应 LS 估计值。

Q_n 表示为:

$$Q_n = (1 - a_{n,k}^2) \text{diag}(\sigma^2 (\hat{H}_{n,k}^2)) \quad (16)$$

式中, $\sigma^2 (\hat{H}_{n,k}^2)$ 为 $\hat{H}_{n,k}$ 的方差。

步骤 3: 进行时频二维插值算法获得非导频位置的估计值。

综合考虑性能与算法复杂度, 折衷选取了高斯插值算法^[3]。时域上采用了高斯插值, 频域采用线性插值和高斯插值相结合的算法。

由于高斯插值需要利用到前后三个位置的频率响应估计值, 因此在时间方向可以利用上一个 OFDM 帧的最后位置的数据估计开始位置的子载波值, 而在频率方向第一个导频点与第二个导频点之间子载波估计值则需要利用线性插值得到, 频率方向其他位置仍然用高斯插值得到。

高斯插值可以表示为:

$$\hat{H}(k) = \hat{H}(m + \frac{N}{N_p} + l) = a_0 \hat{H}(m-1) + a_1 \hat{H}(m) + a_2 \hat{H}(m+1) \quad (16)$$

式中, $a_0 = \frac{\alpha(\alpha-1)}{2}$, $a_1 = -\alpha(\alpha-1)$, $a_2 = \frac{\alpha(\alpha+1)}{2}$, $\alpha = \frac{l}{N}$ 。

N 为子载波数, N_p 为离散导频数, m 为相邻导频位置的序号, l 为插值的序号。

4 仿真结果

在 Matlab 软件平台下, 对 DVB-T 系统信道估计算法进行仿真分析, 信号参数设置如表 1 所示。

表 1 信号仿真参数表

参数	数值
信道带宽	8MHz
模式(子载波数)	2K
保护间隔	1/4
调制方式	64QAM
内码码率	1/2

信道采用了两种信道: 加性高斯白噪声信道和瑞利衰落信道。其中在瑞利衰落信道中, 多普勒频移取 30 Hz, 瑞利信道多径数为 5, 每径的时延与衰减信息如表 2 所示。最大时延扩展为 3.5 μs , 而系统参数选择的保护间隔长度为 56 μs , 保护间隔长度远大于最大时延扩展, 不会带来符号间干扰。为了减少其他因素的影响, 我们假设接收信号实现了完美同步。

表 2 信道多径参数表

信道编号	时延/ μs	幅度/dB
1	0	0
2	0.3	-3
3	0.8	-10
4	1.8	-15
5	3.5	-22

图 3 表示在加性高斯白噪声信道下, 采用的本文的信道估计算法与传统的 LS、MMSE 算法的信道频率响应均方误差的仿真曲线。在不同的信噪比下, 可以看出 LS 算法估计性能较之最差, MMSE 算法与之相比均方误差曲线整体位于 LS 算法均方误差曲线之下, 性能有大约 2~4 dB 的改善。为了仿真结果更加直观, 在这里将本文算法中的阈值设置为 20 dB, 可以看出, 在高信噪比时, 采用本文的算法的均方误差与 LS 算法均方误差一致, 但是在较低信噪比时, 对比 LS 与 MMSE 算法, 估计误差还有明显的降低, 性能有所提高。

图 4 表示在多径衰落信道下, 采用的本文的信道估计算法与传统的 LS、MMSE 算法的信道频率响应均方误差的仿真曲线。对比图 3 中的曲线, 可以看出, 在多径衰落信道下, 均方误差曲线都有所上升。同样的, MMSE 较之 LS 算法在该信道下的性能也有所提升。但对比本文算法与 MMSE 算法, 性能改善则更加明显, 最大处有 5 dB 的提升。这是因为仿真信道是快衰落信道且存在一定的多普勒频移, 卡尔曼滤波能更好地克服它的影响。

同时, 选择合适的阈值也对整体运算速度也有影响, 当接收端需要提高运算速度时, 可通过降低阈值设置实现。

5 结束语

本文提出一种改进的 DVB-T 信道估计算法。该算法利用连续导频估计噪声的大小, 再设置合理的阈值来判断是否需要经过卡尔曼滤波处理, 以兼顾性能与运算速度。经过仿真测试, 当噪声影响较大时, 该算法通过加入卡尔曼滤波环节来提

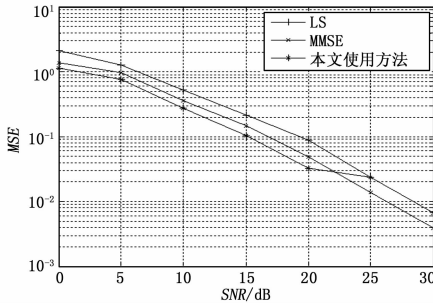


图 3 加性高斯白噪声信道下不同信道估计的均方误差图

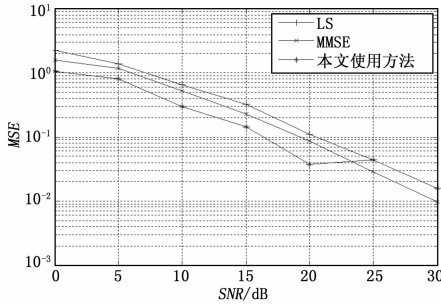


图 4 瑞利衰落信道下不同信道估计的均方误差

高系统估计性能，同时在噪声影响较低时，仅采取 LS 估计再做二维插值处理，从而提高整体算法的运算速率。因此，该算法在传输环境噪声较大时通过阈值设置提高整体性能，为后续的解码过程降低误码的可能性，是一种可行的信道估计算法。本研究在实际应用中具有一定意义，可将其用于 DVB-T 接

(上接第 138 页)

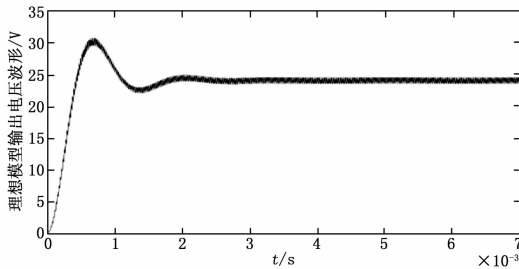


图 9 Boost 变换器理想模型输出电压波形

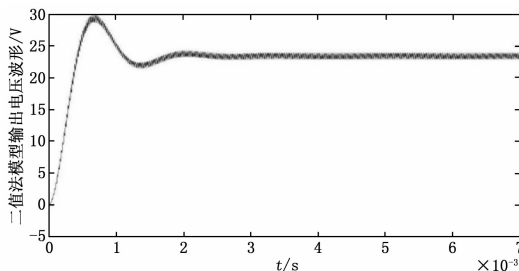


图 10 Boost 变换器二值法模型输出电压波形

于 FPGA 复杂建模仿真的有效性与准确性。

4 结论

FPGA 并行数据处理能力强、可重构的特点，基于 FPGA 的电力电子仿真技术研究一直是国内外学者研究的重点。本文

收机系统提升性能，契合硬件的实现从而降低硬件功耗。

参考文献:

[1] ETSI EN 300 744 V1.5.1. Digital Video Broadcasting (DVB): framing structure channel coding and modulation for digital terrestrial television [S]. 2009.

[2] 杨知行, 王 军, 王昭诚, 等. 数字电视传输技术 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2011.

[3] 张华清, 吴 嫒. 基于 DVB-T 的 OFDM 系统的信道估计研究 [J]. 中国传媒大学学报, 2009, 16 (4): 62-66.

[4] 毛剑慧, 黑 勇, 乔树山, 等. 基于阈值方法的 OFDM 系统信道估计设计 [J]. 电视技术, 2009, 33 (2): 50-52.

[5] 叶 磊. 基于卡尔曼滤波的 OFDM 系统时变信道估计方法 [J]. 微型机与应用, 2013, 32 (6): 57-60.

[6] Coleri S, Ergen M, Puri A, et al. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2002, 48 (3): 223-229.

[7] 李 浩. DVB-T 系统信道估计算法的研究 [D]. 武汉: 武汉理工大学, 2010.

[8] 夏定元, 李 浩, 刘 铁, 等. DVB-T 前向预测自适应信道估计算法的研究 [J]. 电视技术, 2010, 34 (341): 22-25.

[9] 梁 婷. OFDM 系统中信道估计技术的研究 [D]. 长沙: 湖南大学, 2007.

[10] Deneire L, Vandenameele P, Liesbet V D P, et al. A low-complexity ML channel estimator for OFDM [J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51 (2): 135-140.

[11] 彭丁聪. 卡尔曼滤波的基本原理及应用 [J]. 软件导刊, 2009 (11): 32-34.

在研究了国内外仿真算法的基础上，构建了电力电子控制模型以及利用 4 阶龙格库塔法对 Boost 变换器构建了理想数学模型和复杂的数学模型，对比输出电压得出，基于 FPGA 的电力电子的高精度建模仿真的准确性与有效性。

参考文献:

[1] 陆臻业, 邹毅军, 王 佳, 等. 一种基于 FPGA 的高速电力电子实时仿真方法研究 [J]. 电气自动化, 2016, 38 (5): 18-21.

[2] 付志红, 马 静, 谢品芳, 等. 基于高速数字信号处理平台的实时仿真技术 [J]. 系统仿真学报, 2007, 19 (6): 3680-3683.

[3] 牟显东, 张建文, 朱 森, 等. 基于 FPGA 的模块化通用型电力电子控制平台 [J]. 电力电子技术, 2016, 50 (8): 106-108.

[4] 刘喜梅, 李梅航, 朱 炯, 等. 模块化多电平换流器子模块等效数学模型的建立及仿真 [J]. 青岛科技大学学报 (自然科学版), 2016, 37 (1): 91-96.

[5] Guillaud X, Faruque M O, Teninge A, et al. Applications of Real-Time Simulation Technologies in Power and Energy Systems [J]. IEEE Power and Energy Technology Systems, 2015, 2 (3): 103-115.

[6] 王成山, 丁承第, 李 鹏, 等. 基于 FPGA 的光伏发电系统暂态实时仿真 [J]. 电力系统自动化, 2015, 39 (12): 13-20.

[7] 李 静, 蔡启仲, 张 炜, 等. 基于 FPGA 的并行操作逻辑运算控制器的设计 [J]. 计算机测量与控制, 2013, 21 (12): 3380-3383.

[8] 黄宇鹏, 汪可友, 李国杰. 基于权重数值积分的电力电子开关仿真插值算法 [J]. 电网技术, 2015, 39 (1): 150-155.

[9] 舒德元, 张春朋, 姜齐荣, 等. 电力电子仿真中开关时刻自校正插值算法 [J]. 电网技术, 2016, 40 (5): 1455-1461.