



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 114337204 B

(45) 授权公告日 2024. 01. 30

(21) 申请号 202111461583.4

(22) 申请日 2021.12.02

(65) 同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 114337204 A

(43) 申请公布日 2022.04.12

(73) 专利权人 北京科技大学顺德创新学院

地址 528000 广东省佛山市顺德区大良致
慧路2号

(72) 发明人 齐昕 杨康 约阿希姆·霍尔兹

(74) 专利代理机构 北京深川专利代理事务所
(普通合伙) 16058

专利代理师 谢雪梅

(51) Int. Cl.

H02M 1/12 (2006.01)

H02M 7/5387 (2007.01)

H02M 1/08 (2006.01)

H02J 3/38 (2006.01)

H02J 3/01 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 104092394 A, 2014.10.08

CN 104732113 A, 2015.06.24

(54) 发明名称

一种具有低开关频率特性的预测控制指定
谐波抑制开关策略

(57) 摘要

本发明公开了一种具有低开关频率特性的
预测控制指定谐波抑制开关策略,包括获取系统
预测模型,以便对受控对象在未来时刻的状态进
行预测;对受控对象在未来时刻的基波及各次谐
波幅值进行提取;计算代价函数,并选择使代价
函数最小的开关状态反馈给控制系统;在下一个
采样时刻,循环上述过程,以获得完整周期的开
关状态,实现控制系统对指定次谐波的抑制要
求;本发明所提预测控制算法能有效抑制,其中
偶次谐波基本被消除,并在保证低次谐波均被有
效抑制的同时,系统开关频率最低可降至700Hz,

CN 105205242 A, 2015.12.30

CN 106208737 A, 2016.12.07

CN 106897556 A, 2017.06.27

CN 111832158 A, 2020.10.27

CN 112054732 A, 2020.12.08

CN 112532094 A, 2021.03.19

CN 113315126 A, 2021.08.27

JP 2004295226 A, 2004.10.21

US 2007242489 A1, 2007.10.18

US 2014126252 A1, 2014.05.08

US 4977492 A, 1990.12.11

US 5383107 A, 1995.01.17

WO 9103862 A1, 1991.03.21

张剑;温旭辉;李文善;彭萌.基于谐波观测
器的永磁同步电机谐波电流抑制策略研究.中国
电机工程学报.(第10期),

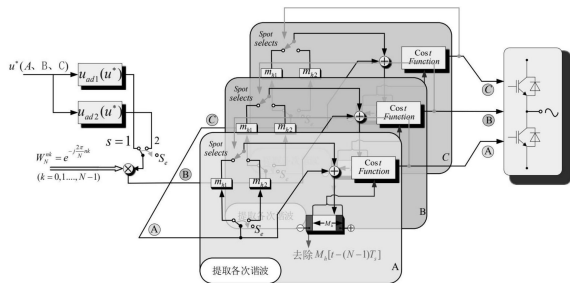
林申力;陈隆道.应用于频率宽范围波动的
电网的自适应采样相位差校正法.电力系统自动
化.2017,(第09期),

(续)

审查员 许晓燕

权利要求书2页 说明书10页 附图8页

本发明可达到与SHEPEM策略同等的效果,在降低
开关频率的同时对逆变器输出波形的谐波有效
抑制;并相较之可在线计算,实时性更好,能有效
减轻硬件资源负担。



CN 114337204 B

[接上页]

(56) 对比文件

刘勋昊;陶勇;李广地;邓焰.下垂控制并网逆变器的选择性谐波发生研究.电力电子技术.第49卷(第8期),

李新君;张敏.三相SPWM逆变器的谐波抑制策略.防爆电机.-,2008,第-卷(第01期),

刘晓红;于艳;张还.基于电流谐波频谱分析的感应电机无速度传感器速度辨识方法.现代电子技术.-,2007,第-卷(第18期),

王慧贞;丁勇;张方华;陈新;严仰光.开关点预置最优SPWM控制的四桥臂三相逆变器.中国电机工程学报.-,2008,第-卷(第03期),

1.一种具有低开关频率特性的预测控制指定谐波抑制开关策略,其特征在于,主要包括以下过程:

(1) 获取系统预测模型,以便对受控对象在未来时刻的状态进行预测;

(2) 对受控对象在未来时刻的基波及各次谐波幅值进行提取;

(3) 计算代价函数,并选择使代价函数最小的开关状态反馈给控制系统;

(4) 在下一个采样时刻,循环上述过程,以获得完整周期的开关状态,实现控制系统对指定次谐波的抑制要求;

过程(1)中,对系统预测模型的获取主要包括以下步骤:

1-1) 提取各次谐波信号需在至少一个基波周期的采样窗口中进行,系统对前N个采样点的输入进行初始化,并设置flag_init作为判断系统是否进入初始化的标识信号;

1-2) 当flag_init=1时,系统进行初始化处理;

1-3) 当flag_init≠1时,对系统预测模型进行获取,以便对受控对象在未来时刻的状态进行预测;对所述过程(2)中的谐波提取主要包括以下步骤:

2-1) 对每一时刻的谐波电压信号采样点,通过信号 $W_N^{nk} = e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}$ 以公式(1)的形式获取单位谐波幅值分量;

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \dots (k=0,1,\dots, N-1) \quad (1)$$

上式中,x[n]为离散的时间信号;X[k]为离散的频域信号,k值表示为基频的倍数,即谐波次数;N为基波周期内采样点个数;n为采样点数;

2-2) 对公式(1)进行滑窗离散傅里叶变换:在t时刻计算 $X[k]|_t$,在下一采样时刻 $t+T_s$ 只需要将 $X[k]|_t$ 计算结果中最早的一个时域信号采样点 $x[t-(N-1)T_s]$ 去除,并加上最新采样点 $x[t+T_s]$,最后乘以移位因子,得到在 $t+T_s$ 时刻的计算结果 $X[k]|_{t+T_s}$,实现对时域信号频谱的求解;

其中,计算代价函数具体包括以下步骤:

3-1) 各相电压信号 u^* (A、B、C) 在未来时刻的状态均有两种,分别记为 $u_{ad1}(u^*)$ 和 $u_{ad2}(u^*)$,对每一时刻的谐波电压信号采样点,通过信号 $W_N^{nk} = e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}$ 以公式(1)的形式获取单位谐波幅值分量,并分别将状态 $u_{ad1}(u^*)$ 存储至存储器 m_{h1} 中,将状态 $u_{ad2}(u^*)$ 存储至存储器 m_{h2} 中,并将一个基波周期的频域计算结果存储至存储器 M_h 中;

通过信号 $W_N^n = e^{-j\frac{2\pi}{N}n}$ 以公式(1)的形式获取单位谐波幅值分量,并分别将状态 $u_{ad1}(u^*)$ 存储至存储器 m_{f1} 中,将状态 $u_{ad2}(u^*)$ 存储至存储器 m_{f2} 中,并将一个基波周期的频域计算结果存储至存储器 M_f 中;

3-2) 对控制目标各相电压信号,每次计算的谐波幅值分量根据电压信号未来时刻的状态为 $u_{ad1}(u^*)$ 或 $u_{ad2}(u^*)$,依此判断其状态结果是储存在 m_{h1} 或是 m_{h2} 的数据集中,并根据上一时刻预测结果来判断此时触发选择传递的是哪一个数据集的值;

3-3) 随后通过滑窗离散傅里叶变换对每个基波周期的完整数据点提取各次谐波分量,并储存在数据集 M_h 中;

3-4) 将提取的谐波分量送入代价函数中计算,并选取最为合适的电压信号,以获得逆变器期望输出电压波形;

3-5) 根据以下控制目标来确定代价函数:①控制低次谐波失真,避免对电力系统造成危害;②降低开关损耗,减轻逆变设备的负担;③提高系统的动态性能;因此,依据上述控制目标,代价函数确定为:

$$F = g_1 |U^*[1] - U^P[1]| + \sum_{k=2}^{N-1} g_k (U^P[k]) + g_c n_{sw} \quad (2)$$

式中, $U^*[1]$ 中为参考电压信号的基波幅值; $U^P[1]$ 为预测电压信号的基波幅值; $U^P[k]$ 为预测电压信号的第k次谐波幅值; g_1 、 g_k 为各项的权重系数; n_{sw} 表示从当前输出电压信号变为预测电压时的预测开关次数; g_c 为用来控制开关频率的权重系数;

根据公式(2),对受控对象在未来时刻各个状态代价函数的计算:若此时开关状态 $u_{ad1}(u^*)$ 是有效的,则此时的加权之和将储存在 F_1 之中;若此时有效的是 $u_{ad2}(u^*)$,则将存储在 F_2 之中;

当所有未来时刻状态的代价函数均已计算之后,通过比较存储值 F_1 、 F_2 ,选取使代价函数最小的开关状态,并生成spot信号反馈给谐波提取中的 m_{fs} 、 m_{hs} 存储器;与此同时,spot信号的反馈将从相应的存储器 m_{fs} 、 m_{hs} 中提取所选状态为 $u_{ad1}(u^*)$ 或 $u_{ad2}(u^*)$ 的谐波幅值分量,并替换掉存储于 M_f 、 M_h 中最后一个位置开关状态的谐波幅值分量;同时,存储器 M_f 、 M_h 中第一个位置开关状态的谐波幅值分量将被删除,并装载当前时刻计算的 $u_{ad1}(u^*)$ 、 $u_{ad2}(u^*)$ 开关状态结果;

其中,预测控制算法的核心在于依次提取受控对象在未来时刻状态的基波以及各次谐波的幅值,主要运用滑窗离散傅里叶变换算法;其中对基波幅值的提取,并与参考基波幅值 ref_u_1 进行比较;为了使下一时刻电压信号更好地跟随参考信号,通过调整其权重系数迫使其跟随参考信号,以获得理想波形;

根据公式(2),各次谐波幅值提取出来后,根据控制系统的需求,通过调整其对应的权重系数 g_k 以实现对指定次谐波的抑制;根据公式(2), n_{sw} 则表示从当前输出电压信号变为预测压时的预测开关次数,通过调整权重系数 g_c 的值,增加或减少代价函数 F 里面 $g_c n_{sw}$ 的比重,以迫使下一时刻的开关状态保持与当前一致或进行切换,达到控制开关频率的效果。

一种具有低开关频率特性的预测控制指定谐波抑制开关策略

技术领域

[0001] 本发明涉及逆变器控制领域,具体涉及一种具有低开关频率特性的预测控制指定谐波抑制开关策略。

背景技术

[0002] 近年来,基于风能、太阳能等可再生能源的分布式发电系统以其清洁、经济、可持续发展等优势逐渐受到重视,成为研究热点。微电网作为一种将分布式电源装置、储能系统、多种负荷装置有机整合在一起的小型发电系统,可将分布式可再生能源充分利用,并更好发挥其发电潜能。微电网可脱离大电网孤岛运行,其中逆变器是孤岛型微电网与独立负载之间的重要接口,主要通过控制逆变器,以实现孤岛型微电网中微源的网侧电压进行控制。在孤岛型微电网中,由逆变器为负载端提供所需的电能。由于没有外部电网的支撑,逆变器及负载侧的非线性负荷会导致输出电压波形中出现大量谐波,进而产生严重畸变。这会对孤岛型微电网的电压质量产生严重影响,无法满足对电能质量要求较高用户的需求。通常可以选择带有L型或LCL型滤波器的逆变器对谐波进行滤除,然而低次谐波(常为 5^{th} 、 7^{th} 等)则难以被滤除。且逆变器输出波形的低次谐波含量越大,开关损耗相应也越大,会使得逆变效率降低。因此对逆变器的优化控制研究是提高电力系统离网运行时输出电能质量的关键技术。

[0003] 为降低谐波失真含量,需选择合适的控制策略对逆变器进行控制。常见的控制策略,如基于载波的脉宽调制(PWM)及常规空间电压矢量调制(SVPWM)等异步脉宽调制方法,负载谐波性能相对较好。为降低逆变器的开关损耗,提高其输出效率,通常需要使其工作在低开关频率条件下。然而随着开关频率的降低,上述两种调制方法输出的波形中谐波不断增大,会导致电力系统无法正常工作。

[0004] 指定谐波消除PWM策略(selective harmonic elimination-PWM, SHE-PWM)可以在降低开关频率的同时对逆变器输出波形的谐波有效抑制,且相比载波调制,逆变器输出效率得到有效提高。目前SHEPWM技术常通过对电压波形进行傅里叶分析,并求解不同调制比 m 对应的开关角,并将离线求解所得切换模式以及开关角度存储在控制器的内存空间中,依据开关次数 N 以及调制比 m 查询相应的开关角。此方法虽能一定程度对指定次谐波进行消除,然而,开关角的计算需要求解超越方程,且是在离线条件下完成,求解过程较复杂,算法实时性较差,且动态响应不高。

发明内容

[0005] 本发明的目的是为了克服SHEPWM调制策略中其算法实时性较差、动态性能不高的不足之处,提出一种基于预测控制方法的指定谐波抑制开关策略,使逆变器在低开关频率下运行的同时,实现对谐波的抑制,并提高控制系统的动态性能。

[0006] 为此,本发明提供的技术方案为:一种具有低开关频率特性的预测控制指定谐波抑制开关策略,主要包括以下过程:

- [0007] (1) 获取系统预测模型,以便对受控对象在未来时刻的状态进行预测;
- [0008] (2) 对受控对象在未来时刻的基波及各次谐波幅值进行提取;
- [0009] (3) 计算代价函数,并选择使代价函数最小的开关状态反馈给控制系统;
- [0010] (4) 在下一个采样时刻,循环上述过程,以获得完整周期的开关状态,实现控制系统对指定次谐波的抑制要求。

[0011] 优选地,对系统预测模型的获取主要包括以下步骤:

[0012] 1-1) 提取各次谐波信号需在至少一个基波周期的采样窗口中进行,系统对前N个采样点的输入进行初始化,并设置flag_init作为判断系统是否进入初始化的标识信号;

[0013] 1-2) 当flag_init=1时,系统进行初始化处理;

[0014] 1-3) 当flag_init≠1时,对系统预测模型进行获取,以便对受控对象在未来时刻的状态进行预测。

[0015] 优选地,对谐波提取主要包括以下步骤:

[0016] 2-1) 对每一时刻的谐波电压信号采样点,通过信号 $W_N^{nk} = e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}$ 以公式(1)的形式获取单位谐波幅值分量;

$$[0017] \quad X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \dots (k=0,1,\dots, N-1) \quad (1)$$

[0018] 上式中,x[n]为离散的时间信号;X[k]为离散的频域信号,k值表示为基频的倍数,即谐波次数;N为基波周期内采样点个数;n为c采样点数;

[0019] 2-2) 对公式(1)进行滑窗离散傅里叶变换:在t时刻计算 $X[k]|_t$,在下一采样时刻t+T_s只需要将 $X[k]|_t$ 计算结果中最早的一个时域信号采样点 $x[t-(N-1)T_s]$ 去除,并加上最新采样点 $x[t+T_s]$,最后乘以移位因子,得到在t+T_s时刻的计算结果 $X[k]|_{t+T_s}$,实现对时域信号频谱的求解;

[0020] 优选地,计算代价函数具体包括以下步骤:

[0021] 3-1) 各相电压信号u^{*}(A、B、C)在未来时刻的状态均有两种,分别记为u_{ad1}(u^{*})和u_{ad2}(u^{*}),对每一时刻的谐波电压信号采样点,通过信号 $W_N^{nk} = e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}$ 以公式(1)的形式获取单位谐波幅值分量,并分别将状态u_{ad1}(u^{*})存储至存储器m_{h1}中,将状态u_{ad2}(u^{*})存储至存储器m_{h2}中,并将一个基波周期的频域计算结果存储至存储器M_h中;

[0022] 通过信号 $W_N^n = e^{-j\frac{2\pi}{N}n}$ 以公式(1)的形式获取单位谐波幅值分量,并分别将状态u_{ad1}(u^{*})存储至存储器m_{f1}中,将状态u_{ad2}(u^{*})存储至存储器m_{f2}中,并将一个基波周期的频域计算结果存储至存储器M_f中;

[0023] 3-2) 对控制目标各相电压信号,每次计算的谐波幅值分量根据电压信号未来时刻的状态为u_{ad1}(u^{*})或u_{ad2}(u^{*}),依此判断其状态结果是储存在m_{h1}或是m_{h2}的数据集中,并根据上一时刻预测结果来判断此时触发选择传递的是哪一个数据集的值;

[0024] 3-3) 随后通过滑窗离散傅里叶变换对每个基波周期的完整数据点提取各次谐波分量,并储存在数据集M_h中;

[0025] 3-4) 将提取的谐波分量送入代价函数中计算,并选取最为合适的电压信号,以获

得逆变器期望输出电压波形；

[0026] 3-5) 根据以下控制目标来确定代价函数：①控制低次谐波失真，避免对电力系统造成危害；②降低开关损耗，减轻逆变设备的负担；③提高系统的动态性能；

[0027] 因此，依据上述目标，代价函数确定为：

$$[0028] \quad F = g_1 |U^*[1] - U^P[1]| + \sum_{k=2}^{N-1} g_k (U^P[k]) + g_c n_{sw} \quad (2)$$

[0029] 式中， $U^*[1]$ 中为参考电压信号的基波幅值； $U^P[1]$ 为预测电压信号的基波幅值； $U^P[k]$ 为预测电压信号的第 k 次谐波幅值； g_1 、 g_k 为各项的权重系数； n_{sw} 表示从当前输出电压信号变为预测电压时的预测开关次数； g_c 为用来控制开关频率的权重系数。

[0030] 优选地，根据公式 (2)，各次谐波幅值提取出来后，根据控制系统的需求，可以通过调整其对应的权重系数 g_k 以实现对指定次谐波的抑制。

[0031] 优选地，根据公式 (2)， n_{sw} 则表示从当前输出电压信号变为预测压时的预测开关次数，可以通过调整权重系数 g_c 的值，增加或减少代价函数 F 里面 $g_c n_{sw}$ 的比重，以迫使下一时刻的开关状态保持与当前一致或进行切换，达到控制开关频率的效果。

[0032] 优选地，根据公式 (2)，对受控对象在未来时刻各个状态代价函数的计算：若此时开关状态 $u_{ad1}(u^*)$ 是有效的，则此时的加权之和将储存在 F_1 之中；若此时有效的是 $u_{ad2}(u^*)$ ，则将存储在 F_2 之中；

[0033] 当所有未来时刻状态的代价函数均已计算之后，通过比较存储值 F_1 、 F_2 ，选取使代价函数最小的开关状态，并生成 $spot$ 信号反馈给谐波提取中的 mf_s 、 m_{hs} 存储器；与此同时， $spot$ 信号的反馈将从相应的存储器 m_{fs} 、 m_{hs} 中提取所选状态为 $u_{ad1}(u^*)$ 或 $u_{ad2}(u^*)$ 的谐波幅值分量，并替换掉存储于 M_f 、 M_h 中最后一个位置开关状态的谐波幅值分量；同时，存储器 M_f 、 M_h 中第一个位置开关状态的谐波幅值分量将被删除，并装载当前时刻计算的 $u_{ad1}(u^*)$ 、 $u_{ad2}(u^*)$ 开关状态结果。

[0034] 采用以上方案后，本发明具有如下优点：(1) 本发明所提预测控制算法能有效抑制，其中偶次谐波基本被消除，5th 谐波占比为 0.529%，7th 谐波占比为 0.195%；并在保证低次谐波均被有效抑制的同时，系统开关频率最低可降至 700Hz。

[0035] (2) 本发明可达到与 SHEPEM 策略同等的效果，在降低开关频率的同时对逆变器输出波形的谐波有效抑制；并相较之可在线计算，实时性更好，能有效减轻硬件资源负担。

[0036] (3) 本发明所提的具有低开关频率特性的预测控制指定谐波抑制开关策略，减少输出电压信号低次谐波含量，有效抑制谐波畸变，实现对开关频率的可调控制。

[0037] (4) 谐波提取算法是该方法实现的重要关键，采用传统 DFT 算法进行谐波提取时，算法的计算量大，实际应用效果较差，为此本文将一种具有更高实时性及计算效率的谐波提取方法与预测控制相结合，不仅能有效提取预测电压信号的第 k 次谐波频谱，同时，其在线运算能力得到了明显提高。

[0038] (5) 应用本发明的技术方案，使三相变流器可以工作在电压畸变较为严重的恶劣运行工况下，使得孤岛型微电网的电压质量明显改善；并且减少了滤波器的成本，同时谐波抑制效果也更好。

附图说明

[0039] 为了更清楚地说明本发明实施例的技术方案,下面将对实施例中所需要使用的附图作简单地介绍,应当理解的是,以下附图仅示出了本发明的某些实施例,因此不应被看作是对范围的限定,对于本领域普通技术人员来讲,在不付出创造性劳动的前提下,还可以根据这些附图获得其他相关的附图。

[0040] 附图1是本发明中离散傅里叶变换的算法实现示意附图。

[0041] 附图2是本发明中滑窗离散傅里叶变换过程示意附图。

[0042] 附图3是本发明中滑窗离散傅里叶变换基本形式信号流附图。

[0043] 附图4是本发明中受控对象谐波提取信号流附图。

[0044] 附图5是本发明中算法流程附图(单相)。

[0045] 附图6是本发明中算法信号流附图(单相)。

[0046] 附图7是本发明中离散傅里叶变换算法计算耗时结果附图。

[0047] 附图8是本发明中滑窗离散傅里叶变换算法计算耗时结果附图。

[0048] 附图9是本发明中预测控制算法性能分析结果附图。

[0049] 附图10是本发明中调整后的预测控制算法性能分析结果附图。

[0050] 附图11是本发明中SHEPWM调制策略性能分析结果附图。

具体实施方式

[0051] 为使本发明实施例的目的、技术方案和优点更加清楚,下面将结合本发明实施例中的附图,对本发明实施例中的技术方案进行清楚、完整地描述,显然,所描述的实施例是本发明一部分实施例,而不是全部的实施例。通常在此处附图中描述和示出的本发明实施例的组件可以以各种不同的配置来布置和设计。

[0052] 实施例

[0053] 本发明一种具有低开关频率特性的预测控制指定谐波抑制开关策略,其核心步骤,主要包括以下内容:

[0054] (1) 获取系统预测模型,以便对受控对象在未来时刻的状态进行预测;

[0055] (2) 对受控对象在未来时刻的基波及各次谐波幅值进行提取;

[0056] (3) 计算代价函数,并选择使代价函数最小的开关状态反馈给控制系统;

[0057] (4) 在下一个采样时刻,循环上述过程,以获得完整周期的开关状态,实现控制系统对指定次谐波的抑制要求。

[0058] 对于谐波提取方法来说,在数字系统中,只能对于有限长的离散信号进行处理,因此常将连续时间信号 $x(t)$ 及其离散时间傅里叶变换 $X(e^{j\omega})$ 进行离散化处理,即离散傅里叶变换(DFT),其变换的公式为:

[0059]
$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \dots (k=0,1,\dots, N-1) \quad (1)$$

[0060] 上式中, $x[n]$ 为离散的时间信号; $X[k]$ 为离散的频域信号, k 值表示为基频的倍数,即谐波次数; N 为基波周期内采样点个数; n 为 c 采样点数;

[0061] 对公式(1)进行欧拉展开可得:

$$[0062] \quad X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \left(\cos \frac{2\pi nk}{N} - j \sin \frac{2\pi nk}{N} \right) \quad (2)$$

[0063] 根据公式 (2) 可知, 离散傅里叶变换中频域的实部为:

$$[0064] \quad \operatorname{Re} X[k] = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \left(\cos \frac{2\pi nk}{N} \right) \quad (3)$$

[0065] 虚部为:

$$[0066] \quad \operatorname{Im} X[k] = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \left(\sin \frac{2\pi nk}{N} \right) \quad (4)$$

[0067] 综上, 离散傅里叶变换通过利用时域信号与正弦函数之间的相关性, 以确定信号所包含谐波的幅值大小, 故常用于电力系统中实现对电压波形谐波的提取。然而, 此方法在电力系统这般高实时性要求的工程中应用时, 通过离散傅里叶变换来提取各次谐波的幅值会力不从心。

[0068] 如附图1所示, 在 $t_{(i-1)}$ 时刻包含 $t_{(i-N)}$ 到 $t_{(i-1)}$ 这 N 个采样点, 在进行离散傅里叶变换分析时, 需进行如式 (3) 及 (4) 所示的累加计算, 最终根据求得的实部与虚部的值计算各次谐波的幅值; 在 $t_{(i)}$ 时刻, 同理需要对 $t_{(i-N)}$ 到 $t_{(i-1)}$ 时刻这 N 个采样点进行计算并累加。附图1中的中间方框在相邻两个采样时刻进行了 $N-1$ 次重复的计算, 耗费了大量时间。对其量化可知, 时域信号采样点进行离散傅里叶变换时, 需进行 N^2 次复数乘法及 $N(N-1)$ 次复数加法。可见随着采样点增多, 算法的计算量也会随之增大, 实际应用效果也越差。

[0069] 但是, 附图1给出了离散傅里叶变换计算过程的示意附图, 可以看出从 $t_{(i-1)}$ 到 $t_{(i)}$ 时刻, 这两个时刻的采样样本序列很大一部分是重合的, 仅新进来的采样点 $t_{(i)}$ 及被挤出的采样点 $t_{(i-N)}$ 有所不同, 这表明相邻时刻计算出的频域成分存在联系;

[0070] 假设在 t 时刻, 其对应的 N 点序列为: $x[t - (N-1)T_s]$ 、 $x[t - (N-2)T_s]$ 、 $\dots$ 、 $x[t - T_s]$ 、 $x[t]$; 下一个采样时刻, $t+T_s$ 时刻, 对应的 N 点序列为: $x[t - (N-2)T_s]$ 、 $x[t - (N-3)T_s]$ 、 $\dots$ 、 $x[t]$ 、 $x[t+T_s]$;

[0071] 故在 t 时刻有:

$$[0072] \quad \begin{aligned} X[k] \Big|_t &= \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j \frac{2\pi}{N} nk} \\ &= x[t - (N-1)T_s] + x[t - (N-2)T_s] e^{-j \frac{2\pi}{N} k} + \dots \\ &\quad + x[t - 2T_s] e^{-j \frac{2\pi}{N} (N-3)k} + x[t - T_s] e^{-j \frac{2\pi}{N} (N-2)k} + x[t] e^{-j \frac{2\pi}{N} (N-1)k} \end{aligned} \quad (5)$$

[0073] 在 $t+T_s$ 时刻有:

$$[0074] \quad \begin{aligned} X[k] \Big|_{t+T_s} &= \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j \frac{2\pi}{N} nk} \\ &= x[t - (N-2)T_s] + x[t - (N-3)T_s] e^{-j \frac{2\pi}{N} k} + \dots \\ &\quad + x[t - T_s] e^{-j \frac{2\pi}{N} (N-3)k} + x[t] e^{-j \frac{2\pi}{N} (N-2)k} + x[t+T_s] e^{-j \frac{2\pi}{N} (N-1)k} \end{aligned} \quad (6)$$

[0075] 对比公式 (5) 和公式 (6) 可以得出:

$$\begin{aligned}
[0076] \quad X[k] \Big|_{t+T_s} &= (X[k] \Big|_t - x[t - (N-1)T_s])e^{-j\frac{2\pi}{N}k} + x[t + T_s]e^{-j\frac{2\pi}{N}(N-1)k} \\
&= (X[k] \Big|_t - x[t - (N-1)T_s] + x[t + T_s])e^{-j\frac{2\pi}{N}k}
\end{aligned} \quad (7)$$

[0077] 上式中, $x[t - (N-1)T_s]$ 表示前一采样时刻中基波周期内最早的的时域信号采样点; $x[t + T_s]$ 表示当前时刻的采样点;

[0078] 其具体实现过程如附图2所示, 即 $t + T_s$ 时刻计算 $X[k] \Big|_{t+T_s}$, 只需要将上一时刻 t 的计算结果 $X[k] \Big|_t$ 中去除最早的一个时域信号采样点 $x[t - (N-1)T_s]$, 加上最新采样点 $x[t + T_s]$, 并乘以移位因子, 即可实现对时域信号频谱的求解。

[0079] 同时, 可对公式 (7) 进行欧拉展开, 将其转换为三角函数形式, 如附图3所示。

[0080] 对于代价函数的确立来说, 受控对象在未来时刻的状态获取后, 可以根据上述方法提取电压信号包含的基波及各次谐波的幅值, 其信号流附图如附图4所示; 附图4中以两电平为例, 各相电压信号 u^* (A、B、C) 在未来时刻的状态均有两种, 分别记为 $u_{ad1}(u^*)$ 和 u_{ad2}

(u^*), 通过信号 $W_N^{nk} = e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}$ 以公式 (1) 的形式获取单位谐波幅值分量, 并分别将状态 $u_{ad1}(u^*)$ 存储至数据集 m_{h1} 中, 将状态 $u_{ad2}(u^*)$ 存储至数据集 m_{h2} 中;

[0081] 以A相为例 (其它两相可由相移的方式得到): 对控制目标各相电压信号, 每次计算的谐波幅值分量根据电压信号未来时刻的状态为 $u_{ad1}(u^*)$ 或 $u_{ad2}(u^*)$, 依此判断其状态结果是储存在 m_{h1} 或是 m_{h2} 的数据集中, 并根据上一时刻预测结果来判断此时触发选择传递的是哪一个数据集的值; 随后通过滑窗离散傅里叶变换对每个基波周期的完整数据点提取各次谐波分量, 并储存在数据集 M_h 中; 最终, 将提取的谐波分量送入代价函数中计算, 并选取最为合适的电压信号, 以获得逆变器期望输出电压波形;

[0082] 其中代价函数的确立尤为重要, 本申请根据以下控制目标来确定代价函数: ①控制低次谐波失真, 避免对电力系统造成危害; ②降低开关损耗, 减轻逆变设备的负担; ③提高系统的动态性能;

[0083] 因此, 依据上述目标, 代价函数确定为:

$$[0084] \quad F = g_1 |U^*[1] - U^P[1]| + \sum_{k=2}^{N-1} g_k (U^P[k]) + g_c n_{sw} \quad (8)$$

[0085] 式中, $U^*[1]$ 中为参考电压信号的基波幅值; $U^P[1]$ 为预测电压信号的基波幅值; $U^P[k]$ 为预测电压信号的第 k 次谐波幅值; g_1 、 g_k 为各项的权重系数; n_{sw} 表示从当前输出电压信号变为预测电压时的预测开关次数; g_c 为用来控制开关频率的权重系数。

[0086] 由上述内容可得, 结合附图5、附图6, 以两电平为例, 本发明预测算法的实现主要包括以下步骤:

[0087] (1) 提取各次谐波信号需在至少一个基波周期的采样窗口中进行, 系统对前 N 个采样点的输入进行初始化, 并设置 $flag_init$ 作为判断系统是否进入初始化的标识信号;

[0088] (2) 当 $flag_init = 1$ 时, 系统进行初始化处理;

[0089] (3) 当 $flag_init \neq 1$ 时, 对系统预测模型进行获取, 以便对受控对象在未来时刻的状态进行预测。

[0090] (4) 依次对受控对象在未来时刻状态的各次谐波的幅值进行提取, 记信号为

$W_N^{nk} = e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}$, 通过信号 $W_N^{nk} = e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}$ 以公式 (1) 的形式获取单位谐波幅值分量, 并将一个基波周期的频域计算结果存储至存储器 M_h 中;

[0091] 通过信号 $W_N^n = e^{-j\frac{2\pi}{N}n}$ 以公式 (1) 的形式获取单位谐波幅值分量, 并分别将状态 $u_{ad1}(u^*)$ 存储至存储器 m_{f1} 中, 将状态 $u_{ad2}(u^*)$ 存储至存储器 m_{f2} 中, 并将一个基波周期的频域计算结果存储至存储器 M_f 中;

[0092] (5) 此时以A相为例: 每次计算的谐波幅值分量根据电压信号未来时刻的状态为 $u_{ad1}(u^*)$ 或 $u_{ad2}(u^*)$, 依此判断其状态结果是储存在 m_{h1} 或是 m_{h2} 的数据集中, 并根据上一时刻预测结果来判断此时触发选择传递的是哪一个数据集的值;

[0093] (6) 随后通过滑窗离散傅里叶变换对每个基波周期的完整数据点提取各次谐波分量, 并储存在数据集 M_h 中;

[0094] (7) 根据以下控制目标来确定代价函数: ①控制低次谐波失真, 避免对电力系统造成危害; ②降低开关损耗, 减轻逆变设备的负担; ③提高系统的动态性能;

[0095] 因此, 依据上述目标, 代价函数确定为公式 (8);

[0096] (8) 最终对受控对象在未来时刻各个状态代价函数的计算: 若此时开关状态 $u_{ad1}(u^*)$ 是有效的, 则此时的加权之和将储存在 F_1 之中; 若此时有效的是 $u_{ad2}(u^*)$, 则将存储在 F_2 之中;

[0097] 结合附图6, 对于状态 $u_{ad1}(u^*)$ 、状态 $u_{ad2}(u^*)$, 开关 Se 有两种选择, $Se=1$ 时为状态 $u_{ad1}(u^*)$, $Se=2$ 时为状态 $u_{ad2}(u^*)$, 当 $s=S_e$ 时, 所有未来时刻状态的代价函数均已计算, 通过比较存储值 F_1 、 F_2 , 选取使代价函数最小的开关状态, 并生成 $spot$ 信号反馈给谐波提取中的 m_{fs} 、 m_{hs} 存储器; 与此同时, $spot$ 信号的反馈将从相应的存储器 m_{fs} 、 m_{hs} 中提取所选状态为 $u_{ad1}(u^*)$ 或 $u_{ad2}(u^*)$ 的谐波幅值分量, 并替换掉存储于 M_f 、 M_h 中最后一个位置开关状态的谐波幅值分量; 同时, 存储器 M_f 、 M_h 中第一个位置开关状态的谐波幅值分量将被删除, 并装载当前时刻计算的 $u_{ad1}(u^*)$ 、 $u_{ad2}(u^*)$ 开关状态结果。

[0098] (9) 预测控制算法的核心在于依次提取受控对象在未来时刻状态的基波以及各次谐波的幅值, 主要运用滑窗离散傅里叶变换算法; 其中对基波幅值的提取, 并与参考基波幅值 ref_u_1 进行比较; 为了使下一时刻电压信号更好地跟随参考信号, 可通过调整其权重系数迫使其跟随参考信号, 以获得理想波形。

[0099] (10) 根据代价函数, 各次谐波幅值提取出来后, 根据控制系统的需求, 可以通过调整其对应的权重系数 g_k 以实现指定次谐波的抑制。

[0100] (11) 根据代价函数, n_{sw} 则表示从当前输出电压信号变为预测压时的预测开关次数, 可以通过调整权重系数 g_c 的值, 增加或减少代价函数 F 里面 $g_c n_{sw}$ 的比重, 以迫使下一时刻的开关状态保持与当前一致或进行切换, 达到控制开关频率的效果。

[0101] 一、实验测试及验证

[0102] 1.1、预测控制谐波提取算法耗时

[0103] 对算法实现过程中运用离散傅里叶变换与滑窗离散傅里叶变换提取各次谐波所耗时间进行实验对比分析, 其中实验平台控制器使用德州仪器公司生产的TMS320F28379D高性能实时控制器, 主要通过DSP芯片GPIO口的翻转查看算法各部分的实际耗时。其中在求

解频域值的实部与虚部后,两种方法对幅频谱数学求解运算一致,耗时相等,故在此不加以描述。

[0104] 附图7为离散傅里叶变换的算法计算耗时,表示由时域值求解频域值的过程中,算法核心部分公式(2)以及公式(3)的计算耗时,可以看出此过程计算耗时为 $\Delta t=864.748\mu\text{s}$ 。

[0105] 附图8为滑窗离散傅里叶变换算法计算耗时,其中附图8(a)表示当前时刻时域信号按照公式(3)及公式(4)计算其频域值的实部与虚部的过程计算耗时,此过程所用时间为: $\Delta t=1.59\mu\text{s}$;

[0106] 附图8(b)表示求解当前时刻的时域信号在一个基波周期内频域值的实部与虚部计算耗时,此部分计算所用时间为: $\Delta t=2.27\mu\text{s}$ 。

[0107] 通过上述实验论证,预测控制算法中采取滑窗离散傅里叶变换进行谐波提取时,其计算所用时间更短,计算耗时减少了 $86088\mu\text{s}$,有效降低了信号处理的复杂度。故本发明所示方法对预测控制中的基波以及各次谐波进行提取,以拥有更好的实时在线计算能力,提高运算效率。

[0108] 1.2、预测控制算法性能分析

[0109] 为验证预测控制算法对低次谐波的控制效果,采用TMS320F28379D作为主控制器,对所提方法进行了实验;利用高压探头获取其电压,并通过示波器进行观察记录;

[0110] 其预测控制算法的性能分析结果如附图9所示,其中附图9(a)为逆变器A相与电源负端之间的电压 U_{ao} ;附图9(b)为其对应的频谱,可以看出其 5^{th} 谐波占比为 0.729% , 7^{th} 谐波占比为 0.236% ,各次谐波的占比见表2,可见 5^{th} 、 7^{th} 谐波以及偶数次谐波基本满足国家标准GB/T14549的要求;附图9(c)为此时的平均开关频率的变化曲线,其值在一个基波周期(20ms)之前处于大幅度波动状态,到60ms前由于需要预测未来电压信号状态,仍在小范围内浮动变化,并在60ms之后逐渐趋于稳定为 1000Hz 。

[0111] 然而为满足孤岛型微电网对野外供电需求,在此根据国际标准《装有电子器件的家用及低压电器对供电网干扰的限制》,其测试网络端所产生的谐波电压应满足 5^{th} 谐波最大谐波电压含量应不高于 0.65% , 7^{th} 谐波最大谐波电压含量应不高于 0.6% ,偶数次谐波最大谐波电压含量应不高于 0.2% 。故通过对式(10)中权重系数的选择值进行调整给定,选择结果如表1所示。

[0112] 表1权重系数的选择

权重系数	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_c
调整前	0.1	0	0	0	0.5	0	0.5	0.4	0.2	0.1
调整后	0.5	0	0	0	0.5	0	0.5	0.4	0.2	1

[0114] 对比附图9(a),一个基波周期(20ms)内电压状态切换次数为20次;对权重系数进行调整后,此时逆变器输出电压 U_{ao} 波形如附图10(a)所示,切换次数为14次,可看出权重的调整使得电压状态切换明显变少。出现如上情形,正是由于上调了代价函数中预测开关次数的 n_{sw} 权重系数,使得算法更倾向于保持当前的开关状态,进而促使开关频率降低。此时其平均开关频率变换曲线如附图10(c)所示其值在20ms至60ms之间需选择更为合适的开关状

态,故出现部分时刻波动,并在60ms之后稳定在700Hz。与此同时,各次谐波的权重占比也会有所改变,其电压波形对应的频谱如附图10(b)所示,5th谐波占比为0.529%,7th谐波占比为0.195%,各次谐波的占比见表2,可见此时5th、7th谐波均被大幅降低,偶次谐波基本被消除。

[0115] SHEPWM调制策略对5th、7th谐波进行处理时,前1/4周期开关角个数 $N=3$,其逆变器输出电压 U_{ao} 波形如附图11(a)所示。一个基波周期(20ms)内电压状态切换次数为14次,即开关频率为700Hz;同时其电压波形对应的频谱如附图11(b)所示,5th谐波占比为0.119%,7th谐波占比为0.0955,各次谐波的占比见表2。

[0116] 表2各次谐波分量的占比(%)

	谐波次数	预测控制算法		SHEPWM 调制策略	
		调整前	调整后		
[0117]	奇次谐波电压含量	3 th	14.05	15.02	3.245
	(%)	5 th	0.729	0.529	0.119
		7 th	0.236	0.195	0.0955
		9 th	1.93	1.04	24.311
	偶次谐波电压含量	2 th	3.095	0.0436	0.0186
	(%)	4 th	3.29	0.0057	0.0187
		6 th	1.77	0.0129	0.0187
		8 th	0.716	0.0072	0.0187

[0118] 对比上述SHEPWM调制策略及所提预测控制算法实验性能结果可知,所提预测控制方法可达到与SHEPWM相同的效果,即在降低开关频率的同时对逆变器输出波形的谐波有效抑制,使得逆变器输出效率得到有效提高。然而对于SHEPWM而言,需事先在离线条件下求解超越方程,并将所得开关角存入DSP的存储空间,以便进行查表运算。但其求解过程较复杂,算法实时性较差,且查表运算会占用大量内存资源。所提预测控制谐波抑制法能实现在线运算,实时性更好,并可节省内存占用空间,减轻DSP芯片资源负担。

[0119] 二、结论

[0120] 逆变器及负载侧的非线性负荷,会导致其输出电压波形中出现大量谐波而产生严重畸变,这会对孤岛型微电网的电压质量产生严重影响。本文针对上述问题提出了一种具有低开关频率特性的预测控制指定谐波抑制开关策略。主要工作有以下几点:

[0121] 1) 对采用离散傅里叶变换算法与滑窗离散傅里叶变换算法提取各次谐波时的复杂度进行了对比研究,相比前者算法复杂度为 $O(N^2)$,后者仅为 $O(N)$,信号处理的计算量大幅减少。通过实验验证,滑窗离散傅里叶变换算法的计算耗时相较于前者减少了860.88 μ s,计算效率得到了大幅提升,且具有更高实时性。

[0122] 2) 提出一种具有低开关频率特性的预测控制指定谐波抑制开关策略,考虑被控对象的未来行为特征,跟踪基波,抑制谐波,并选择下一时刻的最优开关状态,以获得所需控制效果,通过实验测试,所提预测控制算法对低次谐波能有效抑制,其中偶次谐波基本被消除,5th谐波占比为0.529%,7th谐波占比为0.195%。

[0123] 3) 对所提模型预测控制谐波抑制法能有效降低开关频率进行了实验测试,在保证低次谐波均被有效抑制的同时,系统开关频率最低可降至700Hz。

[0124] 4) 与SHEPWM调制策略进行了对比分析,所提模型预测控制谐波抑制法可达到与SHEPWM策略同等的效果,在降低开关频率的同时对逆变器输出波形的谐波有效抑制;并相较之可在线计算,实时性更好,能有效减轻硬件资源负担。

[0125] 以上对本发明及其实施方式进行了描述,这种描述没有限制性,附图中所示的也只是本发明的实施方式之一,实际的结构并不局限于此。总而言之如果本领域的普通技术人员受其启示,在不脱离本发明创造宗旨的情况下,不经创造性的设计出与该技术方案相似的结构方式及实施例,均应属于本发明的保护范围。

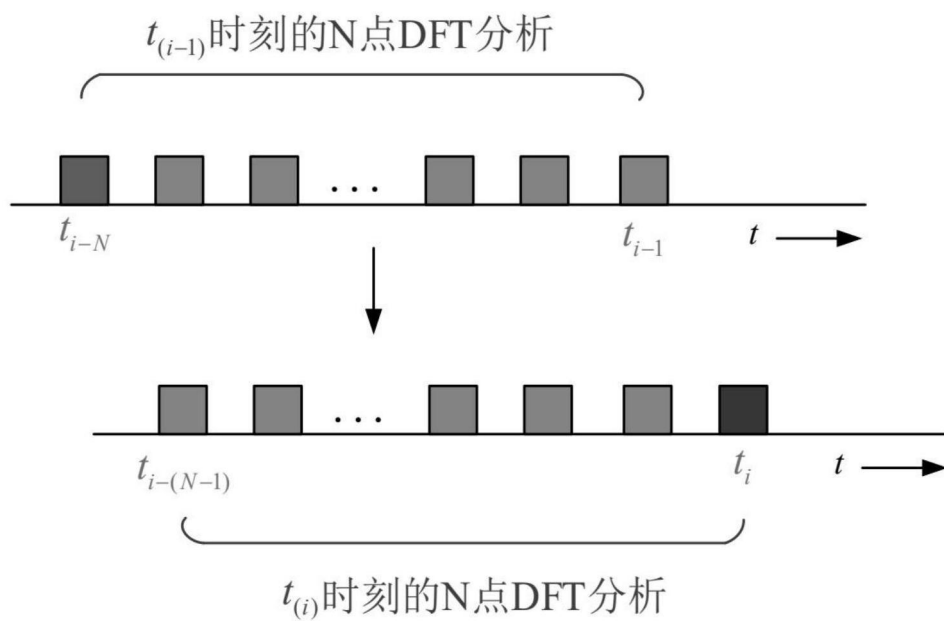


图1

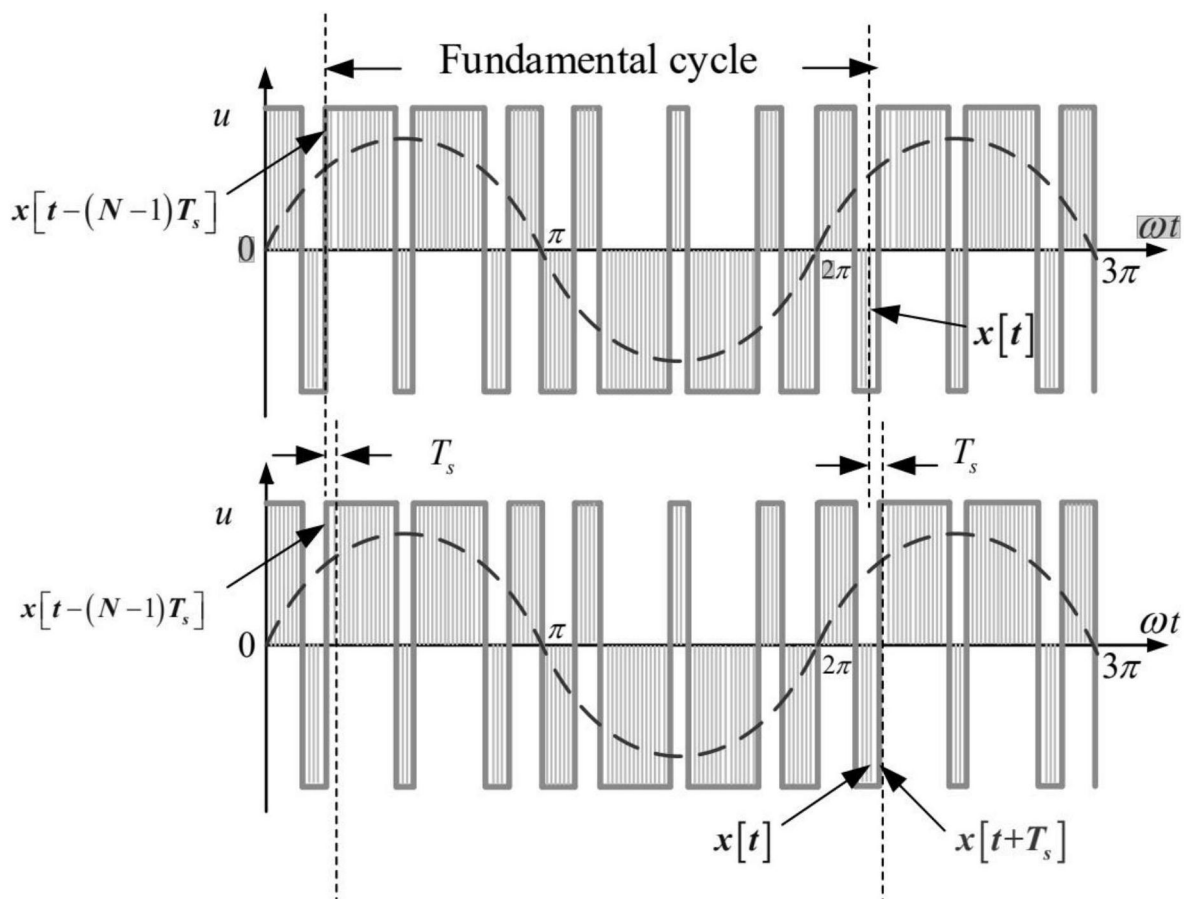


图2

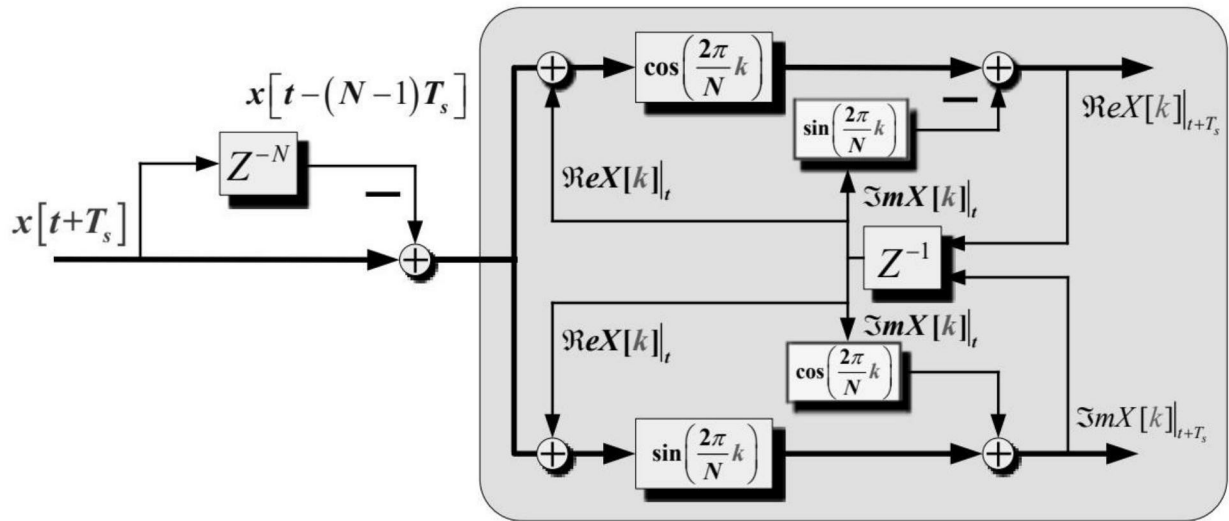


图3

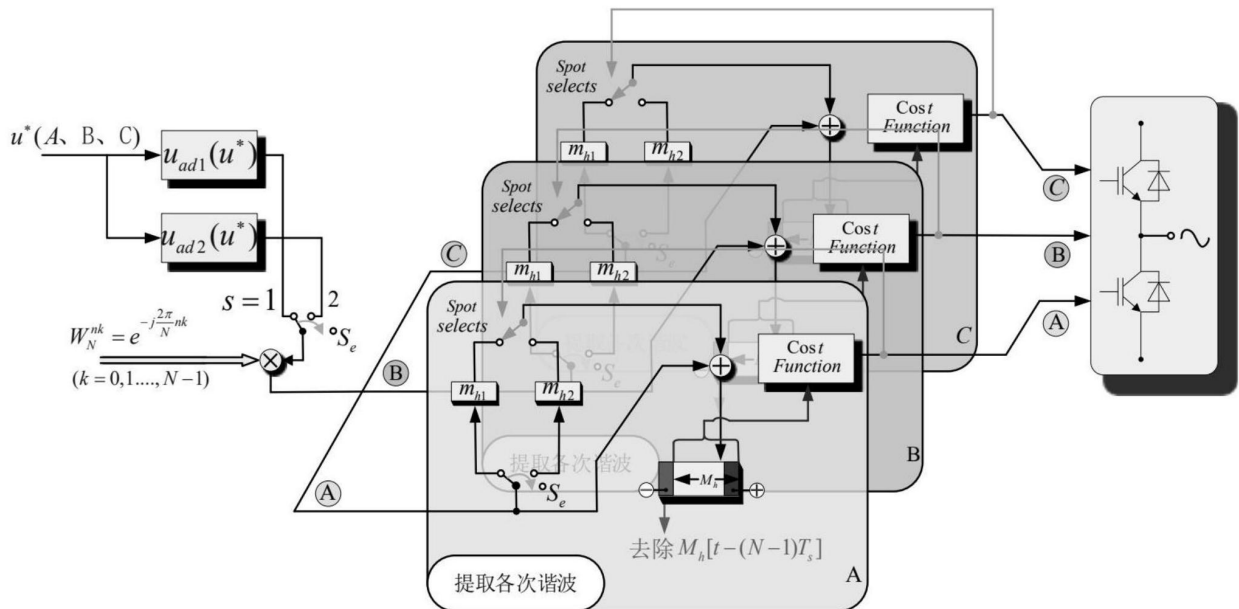


图4

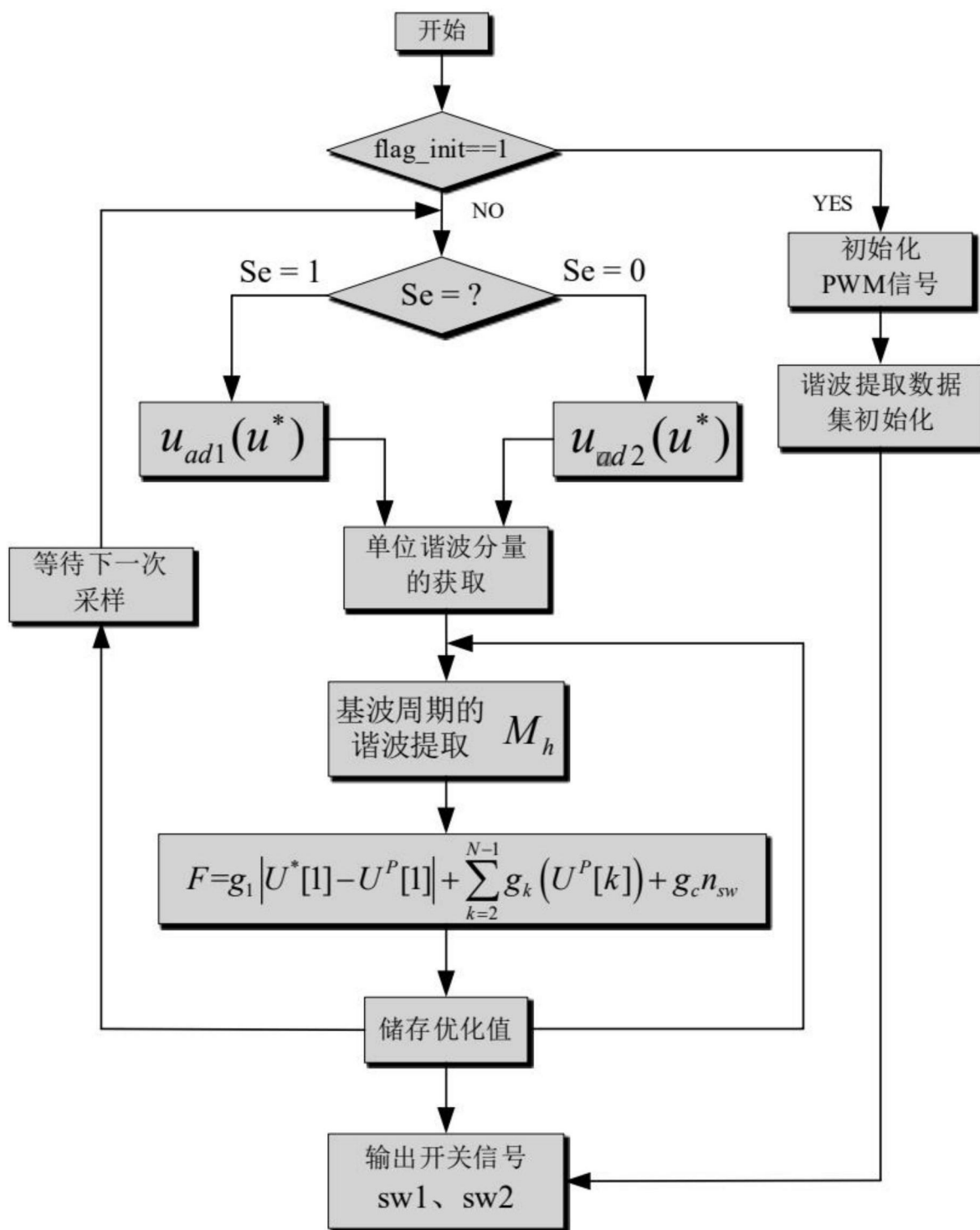


图5

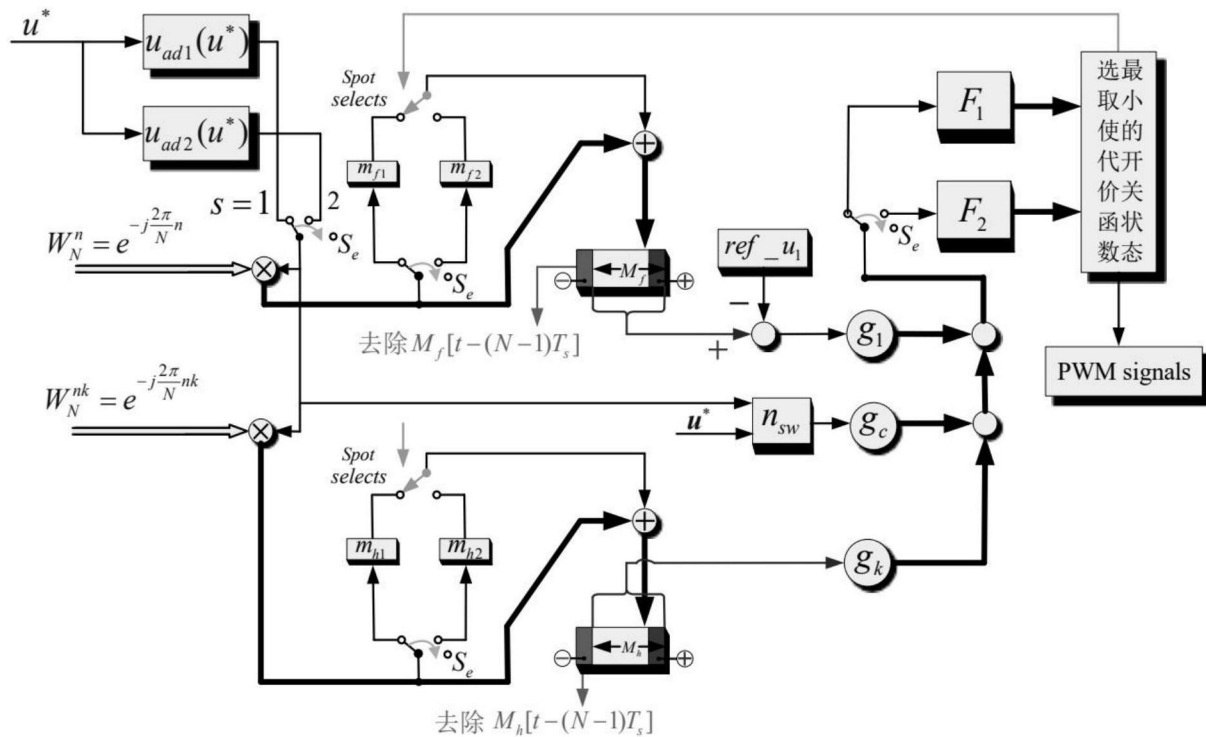


图6

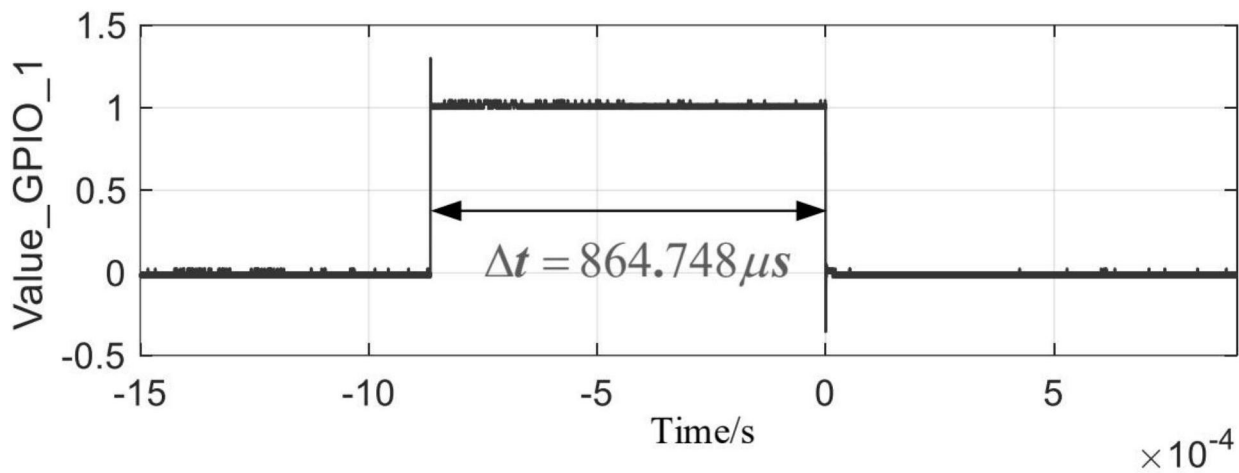


图7

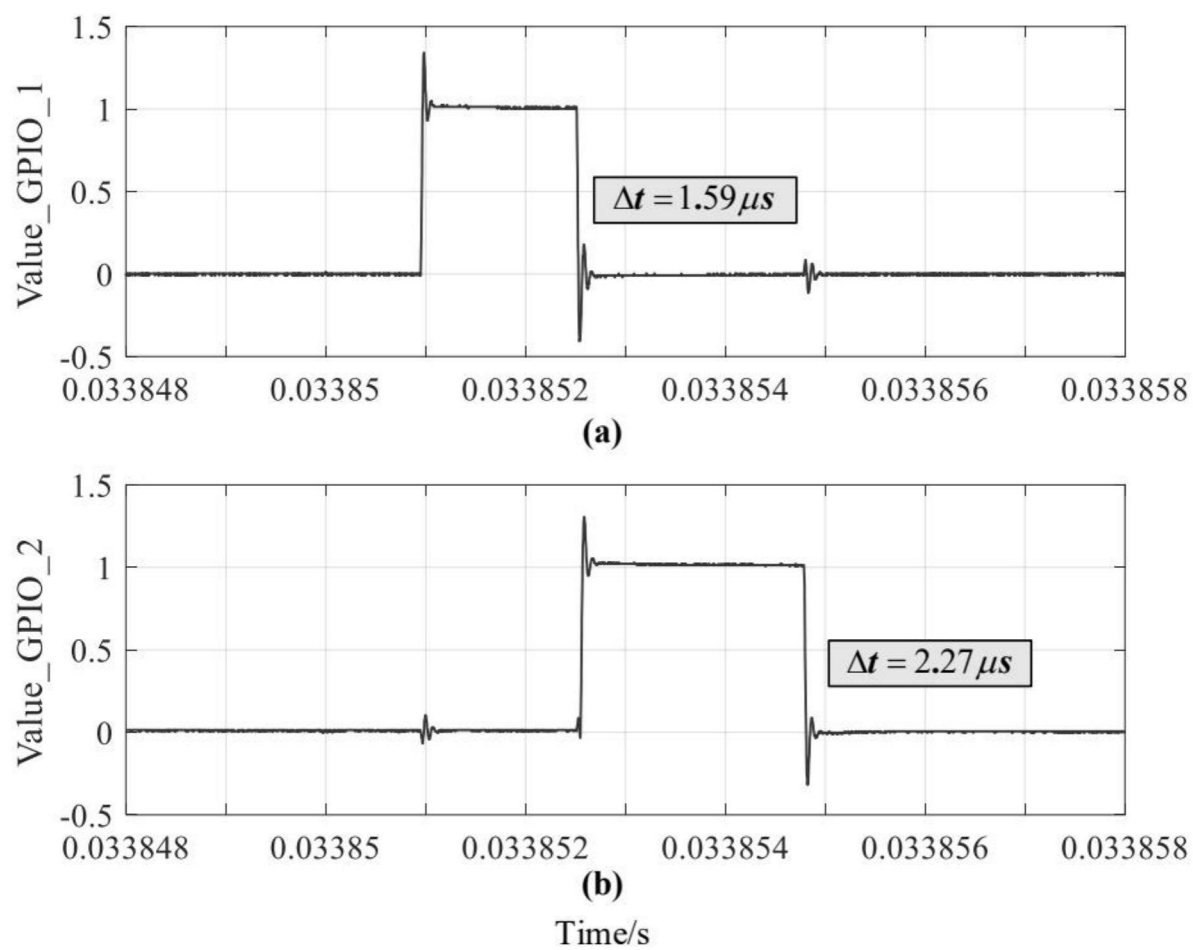
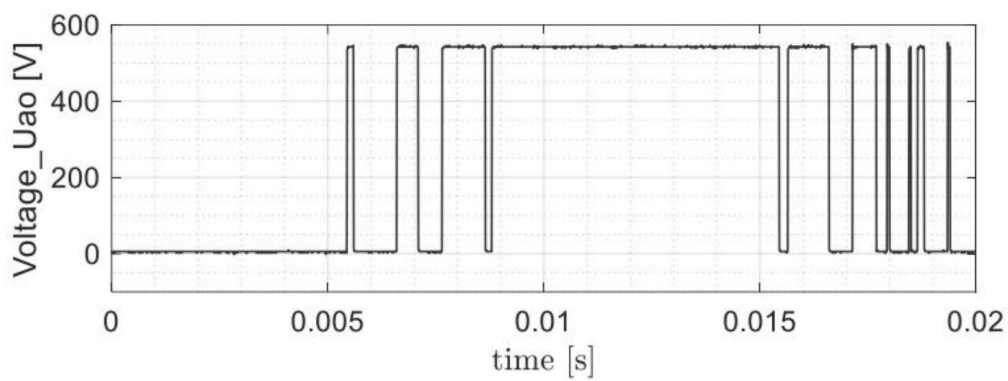
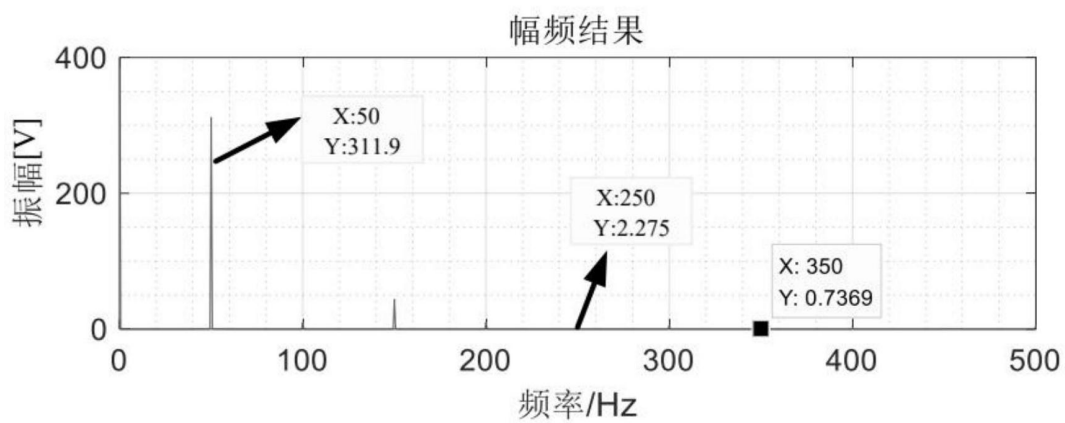


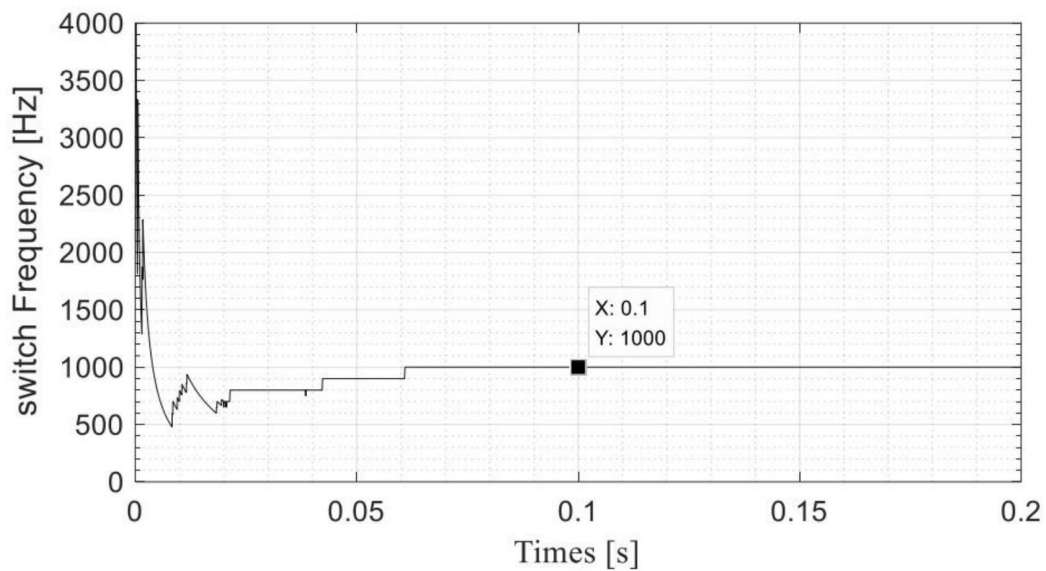
图8



(a)

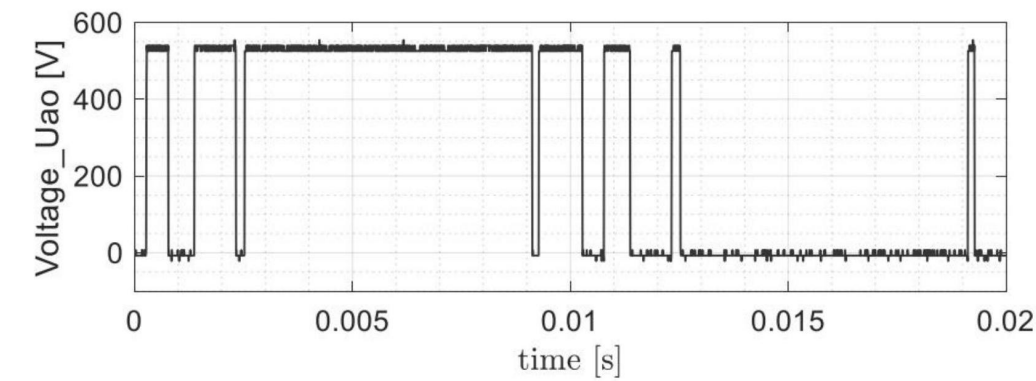


(b)

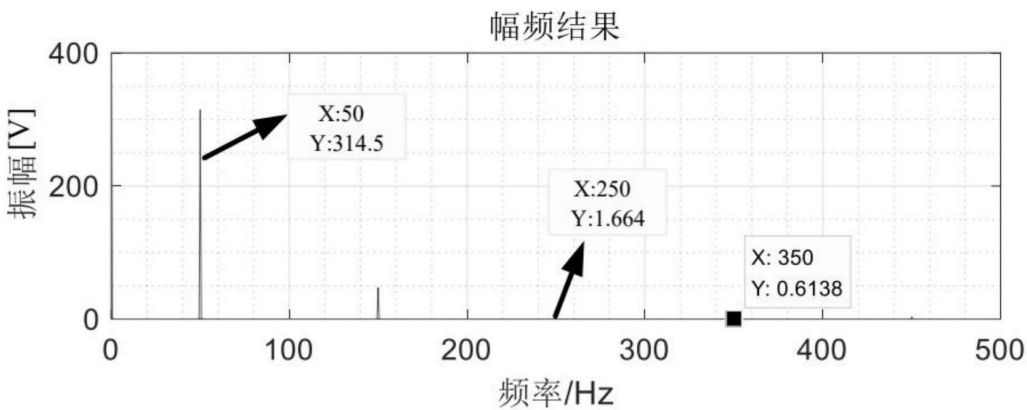


(c)

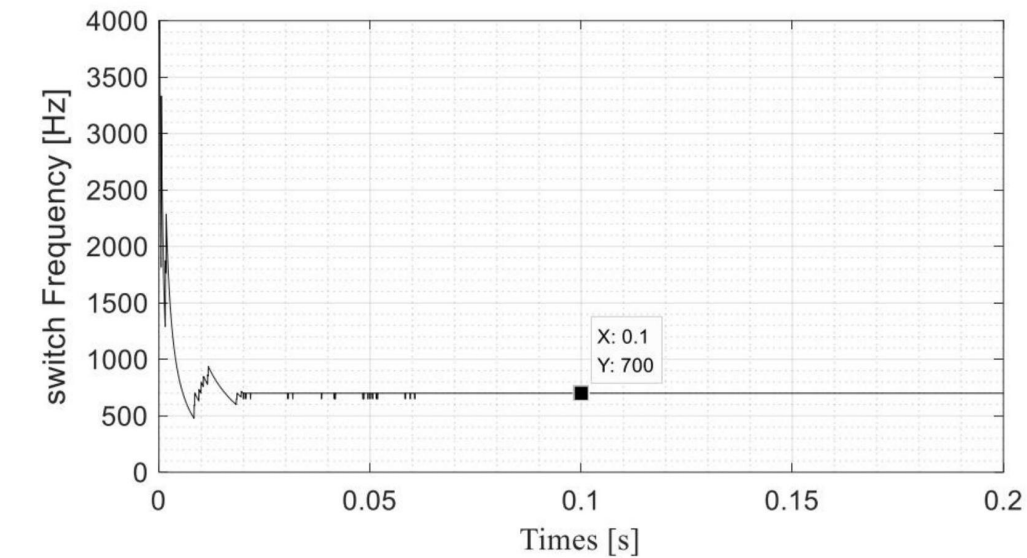
图9



(a)

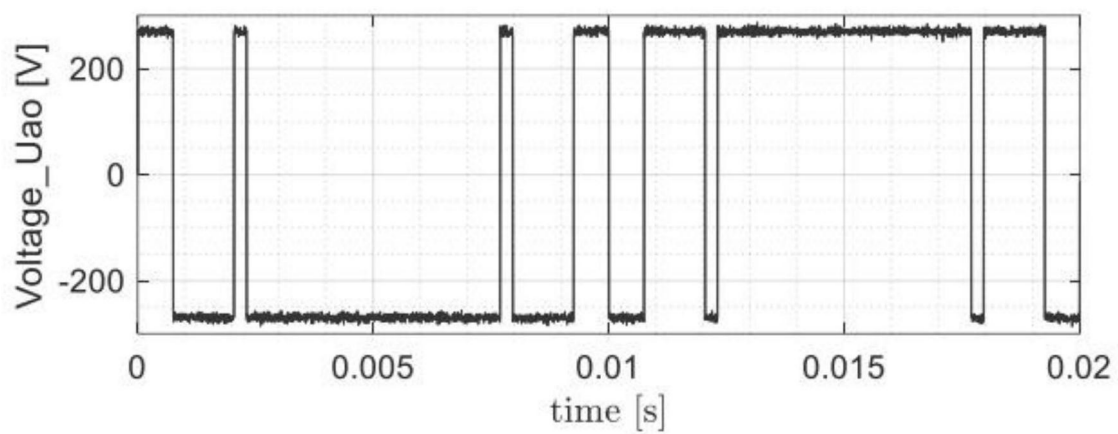


(b)



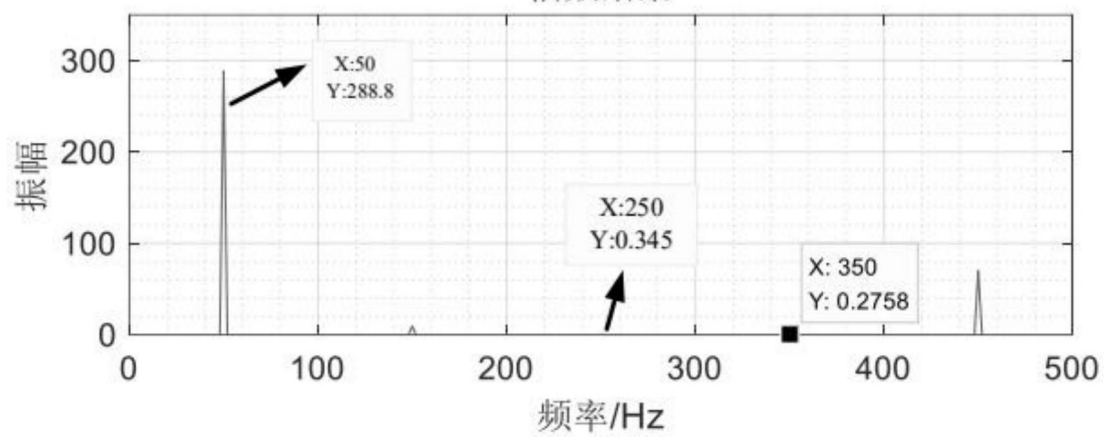
(c)

图10



(a)

幅频结果



(b)

图11