



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 110212767 B

(45)授权公告日 2020.08.04

(21)申请号 201910359716.3

(22)申请日 2019.04.30

(65)同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 110212767 A

(43)申请公布日 2019.09.06

(73)专利权人 东南大学  
地址 210096 江苏省南京市玄武区四牌楼2号

(72)发明人 钱钦松 秦阳 胡瑞成 孙伟锋  
陆生礼 时龙兴

(74)专利代理机构 南京经纬专利商标代理有限公司 32200  
代理人 熊玉玮

(51)Int.Cl.  
H02M 3/335(2006.01)

(56)对比文件

CN 103138581 A,2013.06.05

CN 109450254 A,2019.03.08

CN 108667299 A,2018.10.16

CN 106059314 A,2016.10.26

CN 104917396 A,2015.09.16

US 2018198375 A1,2018.07.12

US 2018054134 A1,2018.02.22

徐申等,“一种具有快速动态响应的新型数字PFC 控制器.《电工技术学报》.2014,第29卷(第12期),

赵升等.“双频率控制谐振变换器分析与设计.《电力电子技术》.2014,第48卷(第4期),

审查员 伍春燕

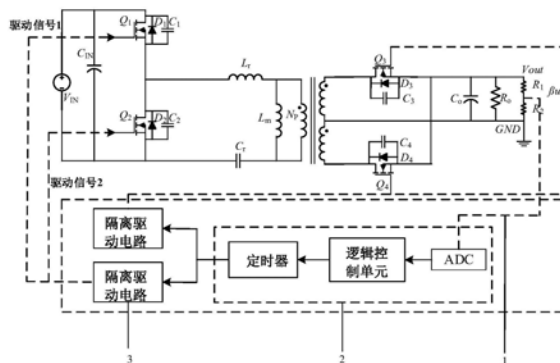
权利要求书2页 说明书6页 附图3页

(54)发明名称

实现LLC谐振变换器多步调频的数字控制方法

(57)摘要

本发明公开了实现LLC谐振变换器多步调频的数字控制方法,属于发电、变电或配电的技术领域。该方法通过包括电压采样电路、以微控制器为核心的控制电路、隔离驱动电路的系统实现,在每个周期内采样输出电压值,当输入电压或输出负载变化引起输出电压波动时,通过电压采样电路采集分压电阻上的电压值,由以微控制器为核心的控制电路比较输出电压采样值与设定值后计算得到最大增益或最小增益值点对应的频率并切换至该频率点,在消除输入电压或输出负载变化引起的输出电压波动后,使LLC变换器工作在要求的开关频率处并依据输出电压偏离设定值的差值对输出电压进行PI调节,最终使输出电压稳定,提高了动态响应速度。



1. 实现LLC谐振变换器多步调频的数字控制方法,其特征在于,

在LLC谐振变换器需要调频的情形出现后的若干开关周期内,比较当前开关周期的输出电压采样值和设定值,在当前开关周期的输出电压采样值与设定值的差值超出设定的允许值时,在下一开关周期切换LLC谐振变换器的工作频率至能量传输最佳点对应开关频率,所述设定值根据LLC谐振变换器工作于特定开关频率处稳态输出的电压确定,

在LLC谐振变换器工作于能量传输最佳点对应的开关频率后的若干开关周期内,比较当前开关周期的输出电压采样值和设定值,在当前开关周期的输出电压采样值与设定值的差值小于设定的允许值时,在下一开关周期切换LLC谐振变换器的工作频率至特定开关频率,

在LLC谐振变换器工作于特定开关频率之后的若干开关周期内,根据每个开关周期的输出电压采样值与设定值的差值对输出电压进行PI调节。

2. 根据权利要求1所述的实现LLC谐振变换器多步调频的数字控制方法,其特征在于,LLC谐振变换器需要调频的情形为输入电压上升或输出电流下降的情形时,能量传输最佳点为最小增益点,最小增益点对应的开关频率为最大开关频率。

3. 根据权利要求1所述的实现LLC谐振变换器多步调频的数字控制方法,其特征在于,LLC谐振变换器需要调频的情形为输入电压下降或输出电流上升的情形时,能量传输最佳点为最大增益点,最大增益点对应的开关频率为最小开关频率。

4. 根据权利要求1所述的实现LLC谐振变换器多步调频的数字控制方法,其特征在于,

采用基波分析法确定能量传输最佳点出的增益 $M_{dc}$ ,

$$M_{dc} = \frac{1}{2n} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \lambda - \frac{\lambda}{f_n^2}\right)^2 + Q^2 \cdot \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}},$$

$n$ 为LLC谐振变换器中变压器的匝数比, $\lambda$ 为电感系数, $\lambda = \frac{L_r}{L_m}$ , $Q$ 为品质因数, $f_n$ 为归一化频

率, $f_n = \frac{f}{f_s}$ , $f$ 为特定开关频率, $f_s$ 为谐振频率, $f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$ , $L_m$ 为励磁电感, $L_r$ 为谐振电

感, $C_r$ 为谐振电容。

5. 实现权利要求1至4中任意一项所述数字控制方法的系统,其特征在于,包括:

电压采样电路,其输入端接LLC谐振变换器输出电压的采样点,

ADC单元,其输入端接电压采样电路的输出端,对输出电压采样数据进行模数转换和放大处理后得到输出电压采样信号的数字值,根据LLC谐振变换器工作于特定开关频率处稳态输出的电压确定设定值,将输出电压采样值及设定值转换为数字量后输出,

逻辑控制单元,其输入端接ADC单元的输出端,根据输出电压采样信号的数字值偏离设定值的差值计算能量传输最佳点对应的开关频率,

定时器,其输入端接逻辑控制单元的输出端,生成具有能量传输最佳点对应的开关频率和一定占空比的控制信号,及,

PI调节单元,其输入端接逻辑控制单元的输出端,根据输出电压采样信号的数字值偏离设定值的差值对输出电压进行PI调节。

6. 根据权利要求5所述的系统,其特征在于,该系统还包括隔离驱动电路,隔离驱动电

路的输入端接定时器的输出端,将定时器输出控制信号放大后输入至LLC谐振变换器原边侧开关管栅极及副边侧开关管栅极。

## 实现LLC谐振变换器多步调频的数字控制方法

### 技术领域

[0001] 本发明公开了实现LLC谐振变换器多步调频的数字控制方法,涉及LLC谐振变换器的控制技术,属于发电、变电、配电的技术领域。

### 背景技术

[0002] 微处理器运算速度的提高要求供电电源有高输出电流变化率、极小的电压波动范围等特点。动态响应成为LLC谐振变换器的一个重要参数,该参数要求LLC谐振半桥变换器在输入端电压或输出端负载跳变时能够在较短的时间内就能达到稳态。

[0003] 提高动态响应速度的方法有很多种,目前主要有两种,其中一种是将MOS管和内部补偿电路集成在一起,选用较优良的滤波装置和理想的反馈回路作为变换器的输出,这种方法要求反馈回路具有宽频带和大增益且保证环路稳定,虽然能在一定程度上稳定输出电压,但存在如下两个较大缺陷:

[0004] (1) 温度、负载参数变化造成的相移达到 $360^\circ$ ,引发系统振荡,

[0005] (2) 补偿放大器因工作在负反馈状态存在 $180^\circ$ 的相移,留给功率补偿网络的相移为 $180^\circ$ ,能够提升的动态响应性能有限。

[0006] 另外一种提高动态响应速度的方法是数字实现方法,数字控制具有对外部干扰不敏感、功能扩展方便、容易实现系统升级和各种控制算法等优点,是目前研究的热点,也是未来继续深入研究的方向。数字控制未增加外围电路,在PFC算法的基础上增加补偿环节优化算法性能,一种优化算法是引入电机控制的矢量旋转方法以产生谐波补偿所需要的正弦波。数字控制方法较为准确,相较于电路补偿方法,提高了动态响应速度,然而,其算法复杂度有较大提高,在某些要求苛刻的应用场合依旧无法满足快速响应的要求。

[0007] 综上,近些年,优化提高动态响应速度的数字控制方法成为研究的重要对象,但目前所用方法无法同时满足电路结构简单、集成度高、高频下准确有效的快速响应等要求,开关变换器中动态响应速度较慢的问题仍待解决。

### 发明内容

[0008] 本发明的发明目的是针对上述背景技术的不足,提供了实现LLC谐振变换器多步调频的数字控制方法,以较为简单的电路结构提高了LLC变换器的动态响应速度,解决了现有LLC谐振变换器数字控制方案不能同时满足电路结构简单、集成度高、高频下准确地快速响应等多种应用需求的技术问题。

[0009] 本发明为实现上述发明目的采用如下技术方案:

[0010] 实现LLC谐振变换器多步调频的数字控制方法,以电压采样电路、以微控制器为核心的控制电路、隔离驱动电路组成的数字控制系统对LLC谐振变换器进行逐步调频以稳定其输出。

[0011] 当LLC变换器处于稳定工作状态时,输入电压或输出负载变化会引起输出电压 $V_0$ 的波动,通过电压采样电路采集分压电阻上的电压值,由以微控制器为核心的控制电路对

采样值进行模数转换和放大处理得到的 $V_0'$ ，比较 $V_0'$ 与设定值，在 $V_0'$ 与设定值的偏差超出允许值时计算得到最大增益或最小增益值点对应的频率并切换至该频率点，而在 $V_0'$ 与设定值的偏差小于允许值时控制变换器工作于要求开关频率处，经过多个开关周期的逐步调节实现LLC变换器稳定工作于要求开关频率处，再对每个开关周期的 $V_0'$ 与设定值的差值进行PI调节，最终使输出电压稳定，LLC变换器再次处于稳定工作状态，具体包括以下步骤：

[0012] (1) 稳态工作的LLC变换器，当输入电压 $V_{IN}$ 减小时，会引起输出电压掉落，电压采样电路采集分压电阻上的电压 $V_0'$ ，将电压值通过采样走线经数模转换为数字信号后存入逻辑控制单元；

[0013] (2) 逻辑控制单元对 $V_0'$ 和设定值 $V_0$ 进行比较，其差值大于设定允许值 $\Delta$ 行时，根据基波分析法得到的增益函数计算得出最大增益处的频率值 $f_0$ ，并切换至该频率处工作，直到本周期结束；

[0014] (3) 在下一周期采样电路将采样输出电压以同样方式传输到逻辑控制单元，逻辑控制单元对 $V_0'$ 和设定值 $V_0$ 进行比较，其差值小于设定允许值 $\Delta V$ 时，改变工作频率至要求的工作频率 $f_1$ ；

[0015] (4) 通过PI调节，根据对采样电压值和给定值的比较，消除稳态偏差。

[0016] 对LLC变换器输出端电压进行采样，利用微控制器内部处理得到最大或最小开关频率，此时，分别对应最小和最大增益点，实现输入到输出的最大能量传输，提高动态响应速度，具体流程为：

[0017] (1) 当LLC变换器处于工作状态，输入电压突然降低或升高时，采样电压值经过分析处理后传输到以微控制器为核心的控制电路，此时，微控制器计算给出输入电压下对应的最小或最大开关频率 $f$ ；

[0018] (2) 采用基波分析法得到的增益函数如下：

$$[0019] \quad M_{dc} = \frac{1}{2n} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \lambda - \frac{\lambda}{f_n^2}\right)^2 + Q^2 \cdot \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}},$$

$$[0020] \quad \text{谐振频率: } f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}; \text{归一化频率: } f_n = \frac{f}{f_s}; \text{电感系数: } \lambda = \frac{L_r}{L_m},$$

$$[0021] \quad \text{特性阻抗: } Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 2\pi f_s L_r = \frac{1}{2\pi f_s C_r},$$

$$[0022] \quad \text{品质因数: } Q = \frac{Z_o}{R_{ac}} = \frac{\pi^2 Z_o}{8n^2 R_o},$$

[0023] 输出负载： $R_o$ ，

[0024] 原边侧等效电阻： $R_{ac}$ ，副边侧等效至原边的等效电阻，

[0025] 变压器匝比： $n$ ；

[0026] (3) 对于每一个最小或最大开关频率 $f$ ，有一个最大或最小增益值 $M_{dc}$ 与其对应，使LLC变换器工作在该增益点，输入级可以向输出级传输最大或最小的能量值，动态响应速度的提高得以实现。

[0027] 本发明采用上述技术方案,具有以下有益效果:

[0028] (1) 在每个开关周期内采样输出电压并基于输出电压偏离设定值的情形实时调整 LLC 谐振变换器输入电压或负载变化后的能量传输最佳点,再由能量传输最佳点调节开关频率,通过多步调节的方式使得输入端能量能够快速或较慢地补偿到输出端以适应输入电压或输出负载的跳变,提高了能量传输效率及动态响应速度,具有自适应能力强、控制精准、无需复杂算法的优势。

[0029] (2) 采用以微控制器为核心的控制电路实现整个控制方案,具有以较低的成本和较小的体积带价实现了 LLC 变换器的有效动态响应。

## 附图说明

[0030] 图1为现有技术中一种提高半桥 LLC 谐振变换器动态响应的数字控制原理图。

[0031] 图2为本发明实现 LLC 谐振半桥变换器多步调频的数字控制方法的流程图。

[0032] 图3为多步调频 LLC 谐振半桥变换器的原理图。

[0033] 图4为本发明的电路原理图。

[0034] 图5为本发明工作方法图。

[0035] 图6为本发明微控制器控制栅驱动信号图。

[0036] 图7为本发明与通用方法响应速度图。

[0037] 图中标号说明:1为电压采样电路,2为以微控制器为核心的控制电路,3为隔离驱动电路, $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $Q_3$ 、 $Q_4$ 为开关管, $D_1$ 、 $C_1$ 为开关管 $Q_1$ 的体二极管和寄生电容, $D_2$ 、 $C_2$ 为开关管 $Q_2$ 的体二极管和寄生电容, $D_3$ 、 $C_3$ 为开关管 $Q_3$ 的体二极管和寄生电容, $D_4$ 、 $C_4$ 为开关管 $Q_4$ 的体二极管和寄生电容, $C_{IN}$ 为输入稳压电容, $L_r$ 为谐振电感、 $C_r$ 为谐振电容、 $L_m$ 为励磁电感, $C_o$ 为输出电容, $R_o$ 为输出电阻。

## 具体实施方式

[0038] 下面结合附图对发明的技术方案进行详细说明。

[0039] 如图1所示,现有技术提出的一种提高半桥 LLC 谐振变换器动态响应速度的数字控制方式,在 PFC 算法基础上加上补偿环节构建基于平均电流控制模式的 PFC 控制器,数字控制部分包括电压环和电流环两个环节,虽能提高动态响应速度,但增加了算法的复杂度,无法满足要求苛刻应用场合的快速响应需求。

[0040] 当 LLC 变换器处于稳定工作状态时,输入电压或输出负载的变化会引起输出电压  $V_o$  的波动,本申请提出一种将输出电压偏离设定值的差值控制在允许范围内的逐步调频方法,该方法逐步调频的流程如图2所示,对于要求开关频率为  $f$  的 LLC 变换器,在每个开关周期内采集变换器输出电压,对输出电压采样值进行模数转换和放大处理后得到  $V_o'$ ,比较  $V_o'$  与设定值在  $V_o'$  与设定值的偏差超出允许值时计算得到最大增益或最小增益值点对应的频率并切换变换器的谐振频率至该频率点,而在  $V_o'$  与设定值的偏差小于允许值时控制变换器工作于要求开关频率处,经过多个开关周期的逐步调节实现 LLC 变换器稳定工作于要求开关频率处,再对每个开关周期的  $V_o'$  与设定值的差值进行 PI 调节,最终使输出电压稳定, LLC 变换器再次处于稳定工作状态。

[0041] 半桥 LLC 谐振变换器图3所示,包含:开关管  $Q_1$  及其体二极管  $D_1$ 、寄生电容  $C_1$  与开关

管 $Q_2$ 及其体二极管 $D_2$ 、寄生电容 $C_2$ 组成的半桥结构、接在半桥结构输入端的输入稳压电容 $C_{IN}$ 、接在半桥结构桥臂中点和直流电源负极性端子之间的LLC支路、变压器、开关管 $Q_3$ 及其体二极管 $D_3$ 、寄生电容 $C_3$ 与开关管 $Q_4$ 及其体二极管 $D_4$ 、寄生电容 $C_4$ 组成的副边侧同步整流电路、接在副边整流电路输出端的输出电容 $C_o$ 和输出电阻 $R_o$ , LLC支路由谐振电感 $L_r$ 、励磁电感 $L_m$ 、谐振电容 $C_r$ 串联而成。

[0042] 本发明针对图3所示的半桥LLC变换器提出的实现其多步调频的数字控制系统如图4所示,包括:电压采样电路1、以微控制器为核心的控制电路2、隔离驱动电路3。电压采样电路1包括:电阻 $R_1$ 、电阻 $R_2$ 、采样走线,电阻 $R_1$ 的一端连接输出电压 $V_{out}$ ,电阻 $R_1$ 的另一端与电阻 $R_2$ 的一端并接后作为电压采样点,电阻 $R_2$ 的另一端连接地端GND,电压采样电路1采集输出电压采样点的电压后输出测量值至以微控制器为核心的控制电路2。

[0043] 以微控制器为核心的控制电路2用于产生具有一定周期和占空比的原边侧开关管的控制信号以及具有一定周期和占空比的副边侧同步整流MOS管的控制信号,控制电路具体包括:ADC、逻辑控制单元以及定时器,ADC的输入端连接输出电压采样点,ADC输出变换器实际输出电压的采样值至逻辑控制单元的输入端,逻辑控制单元根据变换器实际输出电压偏移设定值的情况调整当前周期的开关频率,定时器接收逻辑控制单元输出的当前开关周期的开关频率后按接受的开关频率输出具有一定占空比的控制信号至,隔离驱动电路的输入端,隔离驱动电路对接收到的控制信号放大处理后得到原边侧开关管的驱动信号及副边侧开关管的驱动信号,隔离驱动电路输出原边侧开关管的驱动信号至开关管 $Q_1$ 的栅极、开关管 $Q_2$ 的栅极,隔离驱动电路输出副边侧开关管的驱动信号至开关管 $Q_3$ 的栅极、开关管 $Q_4$ 的栅极。

[0044] 在LLC变换器以一定开关频率 $f$ 稳态工作时,采样输出电压经分析后得到 $V_0$ 为要求值,采样电压为:

$$[0045] \quad V_{sense} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{out} \quad (1),$$

[0046] 其中, $R_1$ 和 $R_2$ 分别表示电压采样电路1中电阻 $R_1$ 和 $R_2$ 的阻值, $V_{out}$ 为输出电压, $V_{sense}$ 为输入至以微控制器为核心的控制电路2输入端的电压采样值。当输出电压变化超过设定值时,微控制器便能够根据结果检测其变换方向并作出运算,控制切频和开关管的开启与关断。

[0047] 以输入电压上升为例,当输入电压 $V_{IN}$ 增大时,短时间内能量传输过多而导致输出电压 $V_0$ 上升;采样电压 $V_{sense}$ 同样会增大,比较经过处理后的电压 $V_0'$ 与设定值,当其差值 $|\Delta V|$ 大于设定允许值时,微控制器根据差值 $|\Delta V|$ 并由基波分析法得到最大开关频率 $f_{max}$ ,此时,为最小增益点;增益函数为:

$$[0048] \quad M_{dc} = \frac{1}{2n} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \lambda - \frac{\lambda}{f_n^2}\right)^2 + Q^2 \cdot \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (2),$$

$$[0049] \quad \text{谐振频率: } f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}; \text{归一化频率: } f_n = \frac{f}{f_s}; \text{电感系数: } \lambda = \frac{L_r}{L_m},$$

[0050] 特性阻抗:  $Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 2\pi f_s L_r = \frac{1}{2\pi f_s C_r}$ ,

[0051] 品质因数:  $Q = \frac{Z_o}{R_{ac}} = \frac{\pi^2 Z_o}{8n^2 R_o}$ ,

[0052] 输出负载:  $R_o$ ,

[0053] 原边侧等效电阻:  $R_{ac}$ , 副边侧等效至原边的等效电阻,

[0054] 变压器匝比:  $n$ ,

[0055] 对输出电压逐周期控制。输出电压不断下降, 经过若干周期, 比较经过处理后的电压  $V_o'$  与设定值, 当其差值  $|\Delta V|$  小于设定允许值时, 微控制器运算之后产生具有一定占空比和周期的栅驱动信号, 其频率为电压上升之前的工作频率  $f$ , 并使 LLC 变换器工作在此条件下; 若干周期之后进入 PI 调节环节, 最终使输出电压稳定。

[0056] 输入或负载条件发生变化, 其调节过程相似。

[0057] 当输入电压  $V_{IN}$  下降时, 因短时间内能量传输过少而导致输出电压  $V_{out}$  下降; 由式 (1) 可知采样电压  $V_{sense}$  同样会减小, 当经过处理后的电压  $V_o'$  与设定值比较, 两者差值  $|\Delta V|$  大于设定允许值时, 微控制器根据由基波分析法得到的最小开关频率  $f_{min}$ , 此时, 为最大增益点; 增益函数为式 (2)。输出电压进行逐周期控制。输出电压不断下降, 经过若干周期, 比较经过处理后的电压  $V_o'$  与设定值, 当其差值  $|\Delta V|$  小于设定允许值时, 微控制器运算之后产生具有一定占空比和周期的栅驱动信号, 其频率为电压下降之前的工作频率  $f$ , 并使 LLC 变换器工作在此条件下; 若干周期之后进入 PI 调节环节, 最终使输出电压稳定。

[0058] 当负载电流  $I_o$  上升但输入电压不变时, 所需能量由输入端和输出稳压电容  $C_o$  共同提供, 导致输出电压  $V_{out}$  下降; 由式 (1) 可知采样电压  $V_{sense}$  同样会减小, 当经过处理后的电压  $V_o'$  与设定值比较, 两者差值  $|\Delta V|$  大于设定允许值时, 微控制器根据差值  $|\Delta V|$  并由基波分析法得到最小开关频率  $f_{min}$ , 此为最大增益点; 增益函数为式 (2)。输出电压进行逐周期控制。输出电压不断下降, 经过若干周期, 比较经过处理后的电压  $V_o'$  与设定值, 当其差值  $|\Delta V|$  小于设定允许值时, 微控制器运算之后产生具有一定占空比和周期的栅驱动信号, 其频率为负载上升之前的工作频率  $f$ , 并使 LLC 变换器工作在此条件下; 若干周期之后进入 PI 调节环节, 最终使输出电压稳定。

[0059] 当负载电流  $I_o$  下降而输入电压不变时, 输入端能量除提供负载所需外, 传输到输出稳压电容  $C_o$ , 导致输出电压  $V_{out}$  上升; 由式 (1) 可知采样电压  $V_{sense}$  同样会增大, 当经过处理后的电压  $V_o'$  与设定值比较, 两者差值  $|\Delta V|$  大于设定允许值时, 微控制器根据差值  $|\Delta V|$  并由基波分析法得到最大开关频率  $f_{max}$ , 此为最小增益点; 增益函数为式 (2)。输出电压进行逐周期控制。输出电压不断下降, 经过若干周期, 比较经过处理后的电压  $V_o'$  与设定值, 当其差值  $|\Delta V|$  小于设定允许值时, 微控制器运算之后产生具有一定占空比和周期的栅驱动信号, 其频率为负载下降之前的工作频率  $f$ , 并使 LLC 变换器工作在此条件下; 若干周期之后进入 PI 调节环节, 最终使输出电压稳定。

[0060] 本发明输出电压稳压过程如图 5 所示: 在  $t_1$  时刻, 因输入电压下降导致输出电压下降, 采样电路及微控制器开始运算; 在  $t_2$  时刻, 由微控制器通过隔离驱动电路给出最小开关频率  $f_{min}$  对应的栅驱动信号, 在此频率下工作若干周期; 在  $t_3$  时刻, 由微控制器控制变换器



工作在要求开关频率 $f$ 处;在 $t_4$ 时刻,进入PI调节环节进行稳压;最终,在 $t_5$ 时刻完成稳压调节过程,LLC变换器重新工作于稳态。

[0061] 本发明LLC变换器开关管Q1、Q2的占空比信号如图6所示,两个开关管交替导通且有一定死区时间,当微控制器控制栅驱动信号进行切频操作的时候,开关周期发生改变;若干周期之后,微控制器恢复开关频率;最终达到稳定状态。

[0062] 采用通用方法和本发明所提出的多步调频控制方法的动态响应速度对比图如图7所示,可见,本发明实现了多步调频使得输入端能量能够以较快(或者较慢,取决于输入端电压或输出端负载变化方式)的速度补偿到输出端,从而提高了动态响应速度。

[0063] 实施例以半桥LCC谐振变换器为例阐述了本申请多步调频的数字实现方式,本申请提出的数字控制方式还可以适用于全桥LCC谐振变换器,上述实施例为示例性说明,不应视为对本申请保护范围的制约。

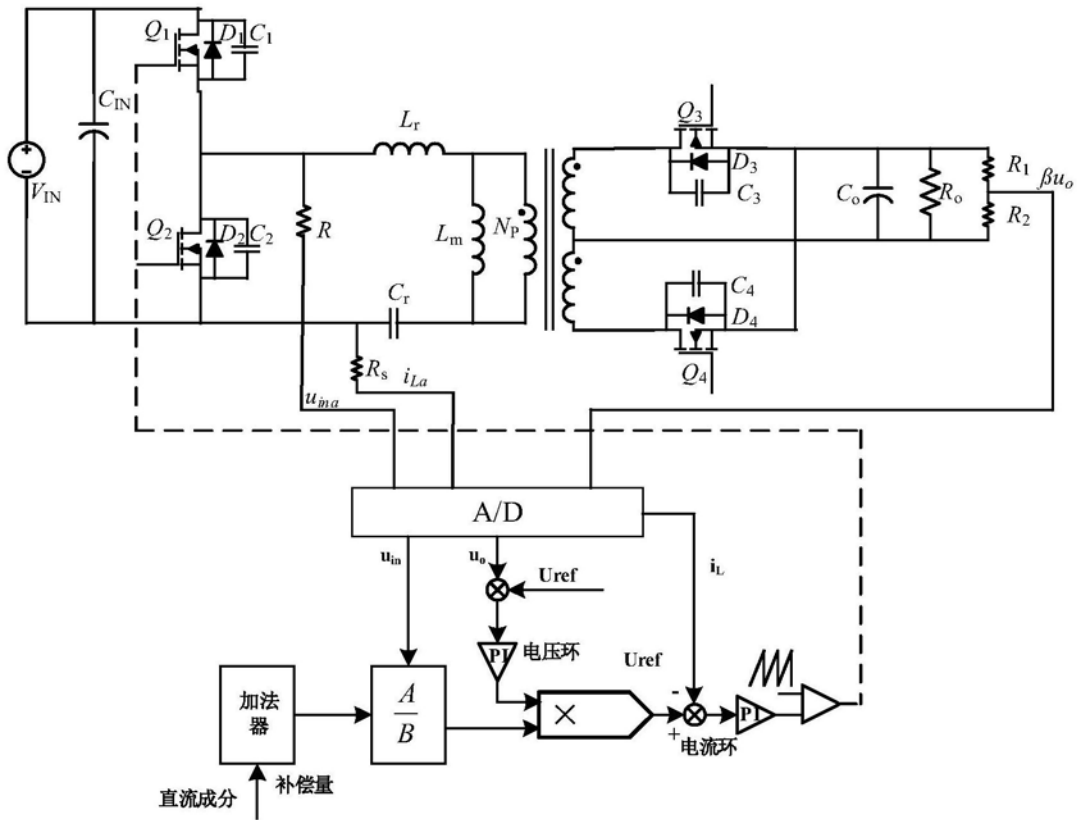


图1

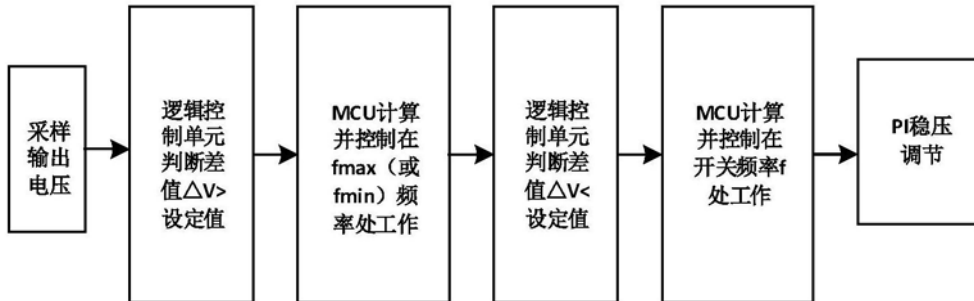


图2

方波发生器

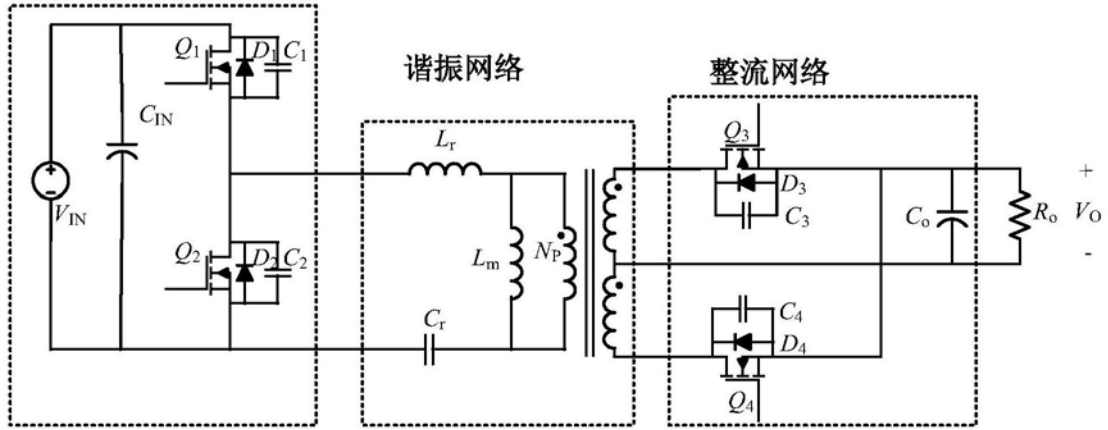


图3

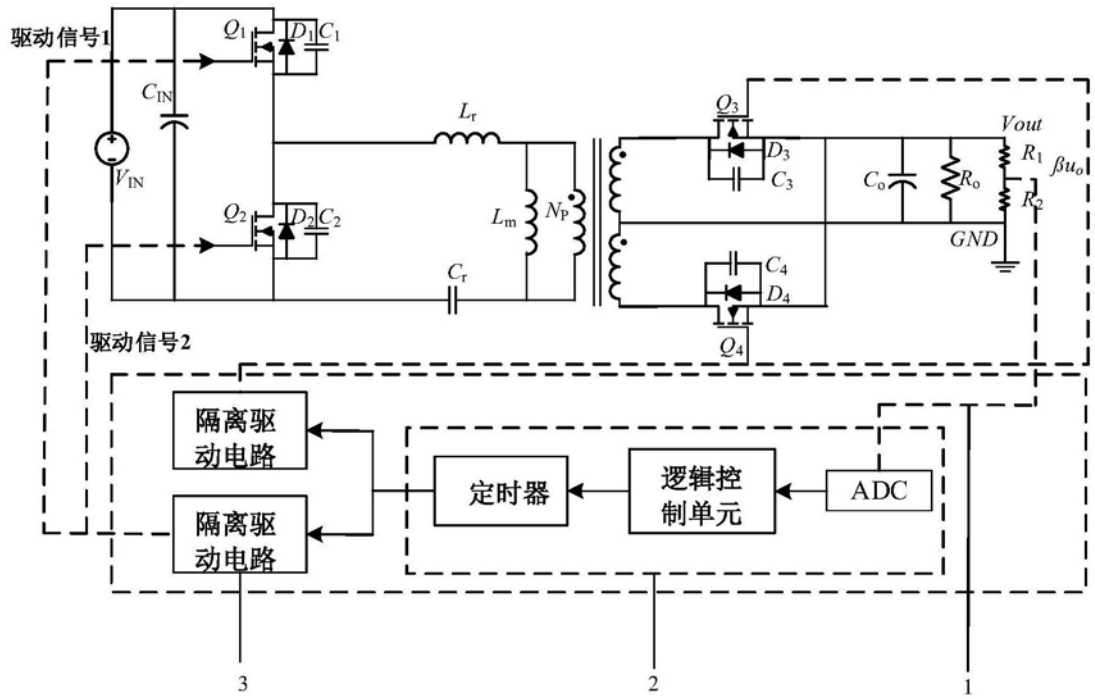


图4

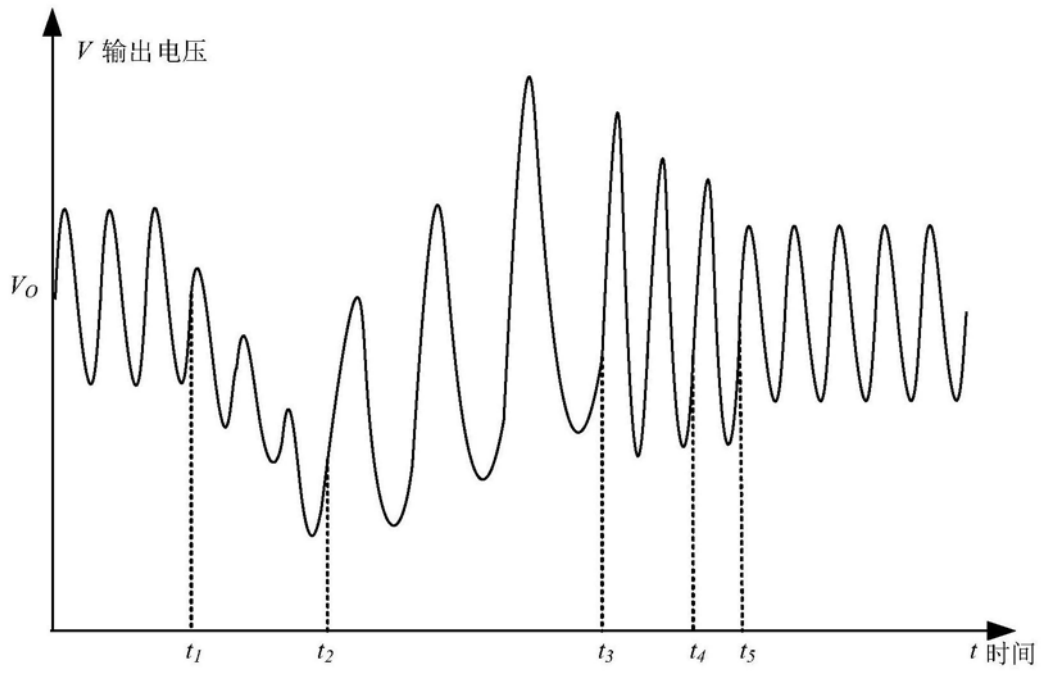


图5

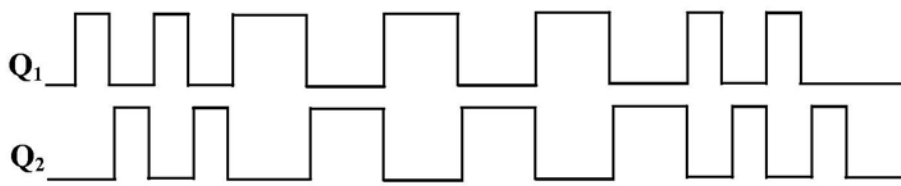


图6

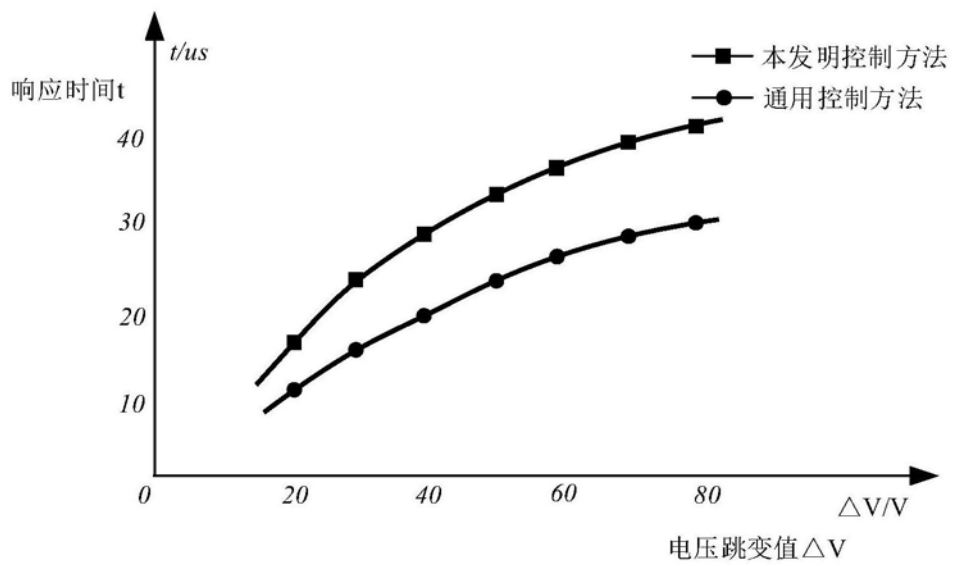


图7