



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 109075691 B

(45) 授权公告日 2020.12.18

(21) 申请号 201680079237.0

(22) 申请日 2016.11.07

(65) 同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 109075691 A

(43) 申请公布日 2018.12.21

(30) 优先权数据  
15194966.6 2015.11.17 EP

(85) PCT国际申请进入国家阶段日  
2018.07.17

(86) PCT国际申请的申请数据  
PCT/EP2016/076859 2016.11.07

(87) PCT国际申请的公布数据  
W02017/084905 EN 2017.05.26

(73) 专利权人 ABB瑞士股份有限公司  
地址 瑞士巴登

(72) 发明人 P.阿尔-霍卡耶姆

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司  
72001

代理人 姜冰 刘春元

(51) Int.Cl.

H02M 1/08 (2006.01)

H02J 3/40 (2006.01)

H03L 7/06 (2006.01)

H02M 5/458 (2006.01)

G01R 19/25 (2006.01)

G01R 25/00 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 103986478 A, 2014.08.13

US 2012253742 A1, 2012.10.04

EP 2623997 A1, 2013.08.07

审查员 周素梅

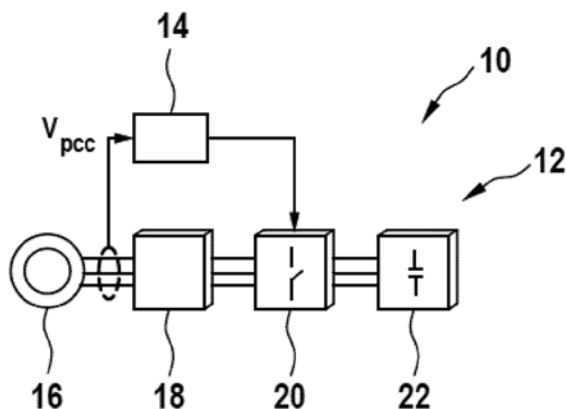
权利要求书2页 说明书10页 附图2页

(54) 发明名称

确定AC电压的基波分量

(57) 摘要

一种用于对AC电压( $V_{pcc}$ )的基波分量( $\hat{V}_{pcc}^1$ )进行估计的方法包含:接收AC电压( $V_{pcc}$ )的随时间变化的测量信号;使AC电压( $V_{pcc}$ )的基波分量( $\hat{V}_{pcc}^1$ )参数化,基波分量( $\hat{V}_{pcc}^1$ )具有额定频率、可变幅值以及可变相移;以及基于使代价函数( $J$ )最小化,确定基波分量( $\hat{V}_{pcc}^1$ )的参数( $\hat{x}(kT_s)$ ),其中,代价函数( $J$ )基于测量信号与参数化的基波分量之间的差的范数经由时间范围( $h$ )的积分,时间范围( $h$ )起始于实际时间点,且经由预定义长度而返回。



1. 一种用于对AC电压 ( $V_{pcc}$ ) 的基波分量 ( $\hat{V}_{pcc}^1$ ) 进行估计的方法, 所述方法包含:

接收所述AC电压 ( $V_{pcc}$ ) 的随时间变化的测量信号;

使所述AC电压 ( $V_{pcc}$ ) 的基波分量 ( $\hat{V}_{pcc}^1$ ) 参数化, 所述基波分量 ( $\hat{V}_{pcc}^1$ ) 具有额定频率、可变幅值以及可变相移;

基于使代价函数 ( $J$ ) 最小化来确定所述基波分量 ( $\hat{V}_{pcc}^1$ ) 的参数 ( $\hat{x}(kT_s)$ ), 其中所述代价函数 ( $J$ ) 基于所述测量信号与所参数化的基波分量之间的差的范数经由时间范围 ( $h$ ) 的积分, 所述时间范围 ( $h$ ) 起始于实际时间点, 且经由预定义长度而返回,

其特征在于

所述代价函数 ( $J$ ) 包含以在所述实际时间点的所述基波分量 ( $\hat{V}_{pcc}^1$ ) 的值与在所述实际时间点的先前估计的基波分量 ( $\hat{V}_{pcc}^{1*}$ ) 的值之间的所述差的范数为基础的项, 其中已针对先前时间点而确定所述先前估计的基波分量。

2. 如权利要求1所述的方法,

其中所述参数 ( $\hat{x}(kT_s)$ ) 是所述幅值和所述相移的函数。

3. 如前述权利要求中的任一项所述的方法,

其中选择所述参数 ( $\hat{x}(kT_s)$ ), 使得所述代价函数 ( $J$ ) 是所述参数的二次函数, 并且所述代价函数 ( $J$ ) 具有在由代价函数矩阵 ( $H(kT_s)$ ) 定义的所述参数中二次的项和在由代价函数向量 ( $f(kT_s)$ ) 定义的所述参数中线性的项。

4. 如权利要求3所述的方法,

其中所述代价函数矩阵 ( $H(kT_s)$ ) 基于额定基波频率的三角函数的乘积的积分; 和/或

其中所述代价函数向量 ( $f(kT_s)$ ) 基于所述测量信号与额定基波频率的三角函数的乘积的积分。

5. 如权利要求3所述的方法,

其中已通过分析地使所述代价函数 ( $J$ ) 最小化来离线地确定对于所述代价函数矩阵 ( $H(kT_s)$ ) 和所述代价函数向量 ( $f(kT_s)$ ) 的方程; 和/或

其中通过从所述测量信号而确定所述代价函数矩阵 ( $H(kT_s)$ ) 和所述代价函数向量 ( $f(kT_s)$ ) 来从所述方程而运算所述参数 ( $\hat{x}(kT_s)$ ); 和/或

其中基于所述代价函数矩阵 ( $H(kT_s)$ ) 的逆而运算所述参数 ( $\hat{x}(kT_s)$ )。

6. 如权利要求4所述的方法,

其中已通过分析地使所述代价函数 ( $J$ ) 最小化来离线地确定对于所述代价函数矩阵 ( $H(kT_s)$ ) 和所述代价函数向量 ( $f(kT_s)$ ) 的方程; 和/或

其中通过从所述测量信号而确定所述代价函数矩阵 ( $H(kT_s)$ ) 和所述代价函数向量 ( $f(kT_s)$ ) 来从所述方程而运算所述参数 ( $\hat{x}(kT_s)$ ); 和/或

其中基于所述代价函数矩阵 ( $H(kT_s)$ ) 的逆而运算所述参数 ( $\hat{x}(kT_s)$ )。

7. 如权利要求1-2中的任一项所述的方法,

其中在线地使所述代价函数 ( $J$ ) 最小化。

8. 如权利要求1-2中的任一项所述的方法,

其中接收对于多相电压的AC电压分量的至少两个测量信号；

其中使对于所述至少两个测量信号的至少两个基波分量参数化,并且基于针对所述至少两个基波分量而使一个代价函数最小化来确定所述至少两个基波分量的参数。

9.如权利要求8所述的方法,

其中对所述至少两个测量信号进行Clarke变换,并且在Clarke变换参考系中确定所述参数。

10.如权利要求1-2中的任一项所述的方法,

其中所述范围( $h$ )具有大于所述基波分量的所述额定频率的0.01周期的长度。

11.如权利要求1-2中的任一项所述的方法,还包含:

从所述参数而运算所述基波分量( $\hat{V}_{pcc}^1$ )的实际幅值和/或实际相移。

12.如权利要求1-2中的任一项所述的方法,还包含:

从所述参数而运算多相AC电压的基波分量( $\hat{V}_{pcc}^1$ )的实际相位角。

13.如权利要求12所述的方法,还包含:

基于所述实际相位角与从先前基波分量而运算的先前相位角之间的差来运算多相AC电压的基波分量( $\hat{V}_{pcc}^1$ )的实际频率。

14.一种用于对电转换器(12)进行控制的方法,所述方法包含:

根据前述权利要求中的任一项来确定向所述转换器供给的AC电压的基波分量( $\hat{V}_{pcc}^1$ );

基于所述基波分量( $\hat{V}_{pcc}^1$ ),对针对所述转换器(12)的参考电压进行控制。

15.一种对于转换器的控制器(14),

其中所述控制器(14)适应于执行根据权利要求1-13中的任一项所述的方法。

## 确定AC电压的基波分量

### 技术领域

[0001] 本发明涉及噪声电压信号中的基波分量(fundamental component)的估计的领域。具体地,本发明涉及用于确定AC电压的基波分量的方法和控制器以及涉及用于基于所确定的基波分量而对电转换器进行控制的方法。

### 背景技术

[0002] 中电压驱动器包含功率/频率转换器,在各种部分中使用这些转换器,以对各种不同的机器和过程进行驱动。

[0003] 电转换器的基本特征是功率流和能量存储。例如,电转换器可以从三相AC功率源(诸如输电网)吸收功率,使用电容器或电感器来将该功率存储为以DC形式的能量,并且最终使此存储的能量转换回到AC形式,且对电机(诸如电马达(electrical motor))进行驱动。例如,当收获风能时,还可以使此功率流反向,即,风力涡轮可以使机械功率转换成电功率,该电功率被整流和存储。最终,可以使所存储的DC能量逆变,且以AC形式馈送回到电网。此外,至少在整流器侧和/或逆变器侧使功率流交替对于短时间段也是可能的,以允许中电压驱动器的额外的可控性。

[0004] 功率流的控制可以基于在中电压驱动器与电网的连接点的AC电压的基波分量的估计。例如,在US 2014/0043014 A1中,以复杂的方式对AC电压的测量信号进行过滤,以对AC电压的基波分量进行估计。

[0005] 2012年8月1日在美国新泽西州皮斯卡塔韦镇IEEE服务中心发布的IEEE工业电子汇刊第59卷第8期的“Frequency Adaptive Least-Squares Kalman Technique for Real-Time Voltage Envelope and Flicker Estimation”提供了用于对AC电压的基波分量进行估计的方法。在US 2012/0253742 A1中也公开了用于对AC电压的基波分量进行估计的方法。

[0006] 在EP 2 623 997 A1中,描述了用于确定与电装置的操作相关联的电量的相位和频率的方法和设备。

### 发明内容

[0007] 本发明的目标是要以简单、快速且精确的方式对AC电压信号的基波分量自动地进行估计。

[0008] 通过独立权利要求的主题而达到该目标。另外的示范性实施例从下文的描述和从属权利要求是显而易见的。

[0009] 本发明的一方面涉及一种用于对AC电压的基波分量进行估计的方法。例如,可以在电转换器与输电网之间的连接点中测量AC电压。通常,可以用三相电压供给电转换器,并且,该方法可以确定对于每个相电压的基波分量或Clarke变换坐标系中的基波分量向量。

[0010] 根据本发明的一实施例,该方法包含:接收AC电压的随时间变化的测量信号;使AC电压的基波分量参数化,基波分量具有额定频率、可变幅值以及可变相移;以及基于使代价

函数最小化,确定基波分量的参数,其中,代价函数基于测量信号与参数化的基波分量之间的差的范数经由时间范围的积分,该时间范围起始于实际时间点,且经由预定义长度而返回。

[0011] 测量信号可以是对所测量的AC电压的当前电压值进行编码的模拟和/或数字信号。例如,测量信号可以包含采样电压值,其已经以预定义采样频率被采样,该预定义采样频率可以比AC电压的基波频率更短(得多)。由于AC电压随时间变化,同样采样电压值也随时间变化。

[0012] AC电压可以包含噪声和/或纹波(ripple)(即,更高阶频率分量),且因而可以从纯正弦电压偏离。该方法可以用于从测量信号而确定实际纯正弦电压(即,基波分量)。

[0013] 必须注意到,可以针对正执行该方法的控制器的每个时步对基波分量进行估计,即,可以按比基波分量的频率更高得多的频率有规律地重复执行该方法。

[0014] 可以基于幅值、相移以及频率来对基波分量进行建模。例如,基波分量可以基于以幅值定标(scale)的相应地移相的正弦函数。

[0015] 在该方法中,假定基波分量具有额定(固定)的频率,但具有变化的幅值和相移。以待确定的参数使基波分量参数化,并且,借助于代价函数来确定这些参数。

[0016] 代价函数基于参数化的基波分量与电压信号之间的差。差的范数经过特定的时间范围被积分,该时间范围可以起始于实际时间点,并且,其可以经过预定义的时间间隔而返回。例如,范数是差的绝对值。

[0017] 当该方法用于对至少两个AC电压(诸如多相电压)的至少两个基波分量进行估计时,基波分量和测量信号可以是在每个时间点的向量,并且,范数可以与向量的范数有关。例如,范数可以是向量的平方范数,即,向量的每个分量的平方的和。

[0018] 一般而言,该方法可以使用最小平方来确定参数。

[0019] 最后,可以从方程来确定基波分量的参数,所述方程已经通过对由代价函数所提出的优化问题进行分析地求解而被离线地运算(先于在控制器中运行该方法)。备选地,可以通过在控制器中对优化问题进行在线地求解来确定参数,例如,这可以在不能对优化问题进行分析地求解时进行,在存在关于对优化问题的输入数据的约束的情况下可以是这样的情况。

[0020] 根据本发明,代价函数包含以在实际时间点的基波分量的值与在实际时间点的先前基波分量的值之间的差的范数(其可以是平方范数)为基础的项,由此,已针对先前时间点而确定先前基波分量。

[0021] 该项可以乘以权,且加到包含参数化的基波分量与测量信号之间的差的积分的项。可以利用该项来保证优化问题的求解的更好的数值稳定性。

[0022] 根据本发明的一实施例,参数是待确定的基波分量的幅值和相移的函数。例如,参数可以是相移的三角(正弦和/或余弦)函数和幅值的组合。从优化问题来直接地确定幅值和/或相移不是必需的。可以可能的是参数是幅值和相移的非线性的函数,这可以促进对优化问题进行分析地求解。

[0023] 根据本发明的一实施例,选择参数,使得代价函数是参数的二次函数,并且,代价函数具有在由代价函数矩阵定义的参数中二次的项和在由代价函数向量定义的参数中线性的项。

[0024] 例如,可以按这样的方式选择参数:使优化问题公式化为二次规划。在这种情况下,代价函数可以包含在参数(以代价函数矩阵编码)中二次的项和/或在参数(以代价函数向量编码)中线性的项。

[0025] 以这样的方式,用于对二次规划进行求解的分析求解和在线求解方法可以用于运算参数。

[0026] 根据本发明的一实施例,代价函数矩阵基于额定基波频率的三角函数的乘积的积分。代价函数矩阵可以仅取决于额定频率和/或对于代价函数的第二项的权,且无需取决于测量信号。

[0027] 三角函数(正弦和/或余弦)可以仅取决于额定频率,且因此可以被规定为预先运算的。只有经过该范围的积分可以必须被求值,以运算代价函数矩阵。

[0028] 必须注意到,代价函数矩阵还可以包含带有对于代价函数的附加项的权的项,代价函数的该项基于乘以单位矩阵的先前基波分量。当使代价函数矩阵反转时,该项可以使运算在数值上稳定(参见下文)。

[0029] 根据本发明的一实施例,代价函数向量基于测量信号与额定基波频率的三角函数的乘积的积分。同样地,三角函数(正弦和/或余弦)可以仅取决于额定频率,且因此,可以离线地预先运算和存储,以用于在线使用。

[0030] 代价函数向量另外可以包含与代价函数的附加项有关的项,所述附加项与在实际时间点的先前基波分量的值有关。

[0031] 在这种情况下,当除了代价函数之外,未在优化问题中规定另外的约束时,可以通过使代价函数相对于参数求微分来确定代价函数的极值。对于二次代价函数,可以通过乘以反转的代价函数矩阵来对针对参数的结果线性方程进行求解。具体地,可以通过使代价函数矩阵的逆乘以代价函数向量来运算参数。

[0032] 根据本发明的一实施例,已通过分析地使代价函数最小化来离线地确定对于代价函数矩阵和代价函数向量的方程,其中,通过从测量信号确定代价函数矩阵和代价函数向量来从方程运算参数。

[0033] 在这种情况下,必须基于实际时步、范围以及落入该范围中的测量信号的值而确定代价函数矩阵和代价函数向量的输入。随后,必须使代价函数矩阵反转且乘以代价函数向量,以运算基波分量的参数。

[0034] 根据本发明的一实施例,在线地使代价函数最小化。例如,在存在另外的约束的情况下,可以对优化问题进行在线地求解。

[0035] 根据本发明的一实施例,接收对于多相电压的AC电压分量的至少两个测量信号,其中,使对于所述至少两个测量信号的至少两个基波分量参数化,并且,基于针对所述至少两个基波分量而使一个代价函数最小化来确定这些基波分量的参数。

[0036] 在可以导致对于每个相的测量信号的多相AC电压的情况下,可以估计对于每个相的实际分量。此估计可以基于单个代价函数,其中,包括对于所有的相的基波分量和所有的相的测量信号参数。具体地,在特定的时间点的测量信号和/或基波分量的值可以被视为向量,并且,代价函数中的范数可以是向量范数。

[0037] 根据本发明的一实施例,对所述至少两个测量信号进行Clarke变换,并且,在Clarke变换参考系中确定参数。在这种情况下,原始测量信号和对应的基波分量的三分量

向量可以变换成二分向量,这可以使运算简化,和/或可以使在线运算加速。

[0038] 根据本发明的一实施例,范围具有大于基波分量的额定频率的0.01周期的长度。即使在极有噪声的信号的情况下,这样的长度也可以保证准确且快速地运算对于基波分量的估计。

[0039] 最后,参数中编码的基波分量的结果估计可以用于对基波分量的所估计的幅值、所估计的相位角、所估计的幅度和/或所估计的基波频率进行计算。对于三相AC电压,可以在Clarke变换坐标系中运算这些值。

[0040] 根据本发明的一实施例,该方法还包含:从参数而运算基波分量的实际幅值和/或实际相移。可以通过使参数的定义函数反转(这取决于实际幅值和实际相移)来从参数而运算幅值和/或实际相移。

[0041] 根据本发明的一实施例,该方法还包含:从参数而运算多相AC电压的基波分量的实际相位角。对于三相AC电压,该相位角可以是Clarke变换坐标系中的2D电压向量的角,可以从基波分量的幅值和相移而运算该角。

[0042] 根据本发明的一实施例,该方法还包含:基于实际相位角与从先前基波分量而运算的先前相位角之间的差来运算多相AC电压的基波分量的实际频率。同样地,在对优化问题进行求解的期间已假定基波频率始终等于额定频率,有可能以此方式确定实际频率。

[0043] 本发明的又一方面涉及一种用于对电转换器进行控制的方法,其中,如上文和下文中所描述的来确定向转换器供给的AC电压的基波分量,并且,基于该基波分量,对针对转换器的参考电压进行控制。例如,可以基于所述方法而对有源整流器进行控制。

[0044] 具体地,可以利用估计方法来向电转换器的控制器提供单相或三相电力系统的各个的相和/或轴的基波分量的准确估计。基波分量的此估计可以在任何控制方法的情况下在闭环中使用,因为其独立于下层方法。

[0045] 本发明的又一方面涉及一种对于转换器的控制器,该控制器适应于执行如上文和以下所描述的方法。必须理解到,如上文和下文中所描述的方法的特征可以是如上文和下文中所描述的控制器的特征。

[0046] 必须进一步理解到,方法可以至少部分地以软件实现。例如,控制器可以包含处理器和计算机程序,计算机程序当在处理器上被运行时,适应于执行如上文和以下所描述的方法。

[0047] 方法还可以至少部分地以硬件实现。例如,控制器可以包含实现如上文和以下所描述的部分或所有的方法的DSP和/或FPGA。

[0048] 本发明的这些方面及其它方面将从对下文中所描述的实施例的参考中是显而易见的,并且参考下文中所描述的实施例来阐明本发明的这些方面及其它方面。

## 附图说明

[0049] 将参考随附图所示的示范性的实施例,在下文的文本中更详细地解释本发明的主题。

[0050] 图1示意性地示出根据本发明的一实施例的转换器系统。

[0051] 图2示出对于根据本发明的一实施例的用于确定AC电压的基波分量的方法的流程图。

[0052] 图3示意性地示出根据本发明的一实施例的用于确定AC电压的基波分量的控制器。

[0053] 图4示意性地示出根据本发明的一实施例的用于对电转换器进行控制的控制器。

[0054] 在参考符号列表中以概要的形式列出附图中所使用的参考符号及其含义。原则上,在图中,同样的部分被提供有相同的参考符号。

### 具体实施方式

[0055] 图1示出转换器系统10,其包含由控制器14控制的电转换器12。电转换器12连接到输电网16或等效的功率源,并且,包含变压器18、整流器20以及DC链路22,DC链路22可以包含电容器的库(bank)。DC链路22可以连接到负载,像逆变器与电马达的组合。还可以可能的是DC链路由逆变器而连接到发电机,即,有可能在转换器系统10中存在从电网16到DC链路22的或反之亦然从DC链路22到电网16的功率流。

[0056] 输电网16可以向电转换器12(且具体地,变压器18)供给三相AC电压 $V_{pcc}$ ,其(在变换之后)被供给到整流器20,整流器20产生被供给到DC链路22的DC电压。

[0057] 控制器14可以适应于对电转换器12(且具体地,整流器20,其可以是有源整流器)进行控制。此外,控制器14可以适应于对连接到DC链路22的逆变器进行控制。

[0058] 具体地,控制器14可以适应于使DC链路22中的所存储的能量稳定于预先指定的级别。在存在对于从DC链路22提取(withdrawal)功率的各种请求的情况下,控制器14可以考虑从DC链路22汲取(draw)有限的功率。例如,这是全功率转换器的情况,其中DC链路22连接到逆变器,该逆变器使DC电压转换成AC电压,以便对电机进行驱动。

[0059] 为了能够将能量存储维持于某一预先指定的级别,控制器14可以对从电网/源16汲取的有功功率进行控制。控制器14的此后一功能性可以依赖于在公共耦合点的电压 $V_{pcc}$ 的基波分量 $V_{pcc}^1$ 的知识。基波分量不可测量,而必须从所测量的AC电压 $V_{pcc}$ 而估计,该AC电压由下式给出:

$$[0060] \quad V_{pcc} = V_{pcc}^1 + V_{pcc}^H$$

[0061] 其中, $V_{pcc}^1$ 是测量信号的基波分量,并且, $V_{pcc}^H$ 包含存在于该信号中的所有谐波。典型地,

$$[0062] \quad V_{pcc}^H = \sum_{k=1} V_{pcc}^k$$

[0063] 其中, $V_{pcc}^k$ 是第k个谐波分量。信噪比

$$[0064] \quad SNR = \frac{\|V_{pcc}^1\|}{\|V_{pcc}^H\|}$$

[0065] 由于切换频率的有限的值而通常在中电压转换器12中相当高。

[0066] 控制器14适应于确定基波分量 $V_{pcc}^1$ 的估计 $\hat{V}_{pcc}^1$ ,将相对于图2而对此进行描述。

[0067] 图2示出针对用于基于测量信号 $V_{pcc}$ 而确定所估计的基波分量 $\hat{V}_{pcc}^1$ 的方法的流程



图。

[0068] 必须注意到,AC电压 $V_{pcc}$ 和所估计的基波分量 $\hat{V}_{pcc}^1$ 可以是向量,例如,在三相电压的情况下是三分量向量。向量 $V_{pcc}$ 和 $\hat{V}_{pcc}^1$ 可以被看作多个单独的AC电压和多个单独的所估计的基波分量。

[0069] 在步骤S10中,接收AC电压 $V_{pcc}$ 的随时间变化的测量信号。例如,可以在转换器12与输电网/源16的公共耦合点测量AC电压 $V_{pcc}$ 。

[0070] 例如,在公共耦合点(PCC),可以测量三相AC电压 $V_{pcc}$ ,随后可以将三相AC电压 $V_{pcc}$ 通过Clarke变换而Clarke变换成 $xy$ 或 $\alpha\beta$ 固定系:

$$[0071] \quad T_{abc}^{xy} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

[0072] 照此,且无任何一般性损失,我们应当进行 $xy$ 平面中的推导,但对于 $abc$ 分量同样如此。

[0073] 用于从AC电压 $V_{pcc}$ 的所测量的信号提取/估计基波分量 $\hat{V}_{pcc}^1$ 的方法基于代价函数 $J$ 。

[0074] 具体地,方法所基于的优化问题为:

$$[0075] \quad \min_{\hat{m}_x, \hat{m}_y, \hat{\phi}_x, \hat{\phi}_y} J = \int_{kT_s-h}^{kT_s} \|V_{pcc}(\tau) - \hat{V}_{pcc}^1(\tau, kT_s)\|^2 d\tau + \lambda \|\hat{V}_{pcc}^1(kT_s, kT_s) - \hat{V}_{pcc}^{1*}(kT_s, (k-1)T_s)\|^2, \quad ,$$

服从:

$$[0076] \quad \hat{V}_{pcc}^1(\tau, kT_s) = \begin{bmatrix} \hat{m}_x(kT_s) \sin(\omega\tau + \phi_x(kT_s)) \\ \hat{m}_y(kT_s) \sin(\omega\tau + \phi_y(kT_s)) \end{bmatrix} \quad (1)$$

[0077] 其中, $J$ 是要被最小化的二次代价函数, $h$ 是我们假设代价函数所在的时间范围或窗(几毫秒的区间内), $\lambda \geq 0$ 是连续性/凸化权因子, $\hat{m}_x, \hat{m}_y, \hat{\phi}_x$ 和 $\hat{\phi}_y$ 是调制指数,并且,所估计的向量 $\hat{V}_{pcc}^1, T_s$ 的 $x$ 和 $y$ 分量中的相移是采样时间(通常几十毫秒),并且, $\hat{V}_{pcc}^{1*}$ 是在先前时步 $(k-1)T_s$ 计算的先前估计的基波分量。

[0078] 代价函数 $J$ 基于测量信号 $V_{pcc}$ 与基波分量 $\hat{V}_{pcc}^1$ 之间的差的范数经由时间范围 $h$ 的积分,该时间范围起始于实际时间点 $kT_s$ ,且经由预定义长度而返回。

[0079] 必须注意到,在优化问题(1)中,基波分量 $\hat{V}_{pcc}^1$ 具有额定频率 $\omega$ 、可变幅值 $\hat{m}_x, \hat{m}_y$ 以及可变相移 $\hat{\phi}_x, \hat{\phi}_y$ 。然而,为了对优化问题(1)进行求解,不使用变量 $\hat{m}_x, \hat{m}_y, \hat{\phi}_x$ 和 $\hat{\phi}_y$ ,而是使用其它参数。

[0080] 具体地,可以通过使用三角恒等式来将基波分量 $\hat{V}_{pcc}^1$ 改写为下式来使优化问题(1)简化:

$$[0081] \quad \hat{V}_{pcc}^1(\tau, kT_s) = I_{2 \times 2} \otimes [\sin(\omega\tau) \quad \cos(\omega\tau)] \begin{bmatrix} \hat{m}_x(kT_s) \cos(\hat{\phi}_x(kT_s)) \\ \hat{m}_x(kT_s) \sin(\hat{\phi}_x(kT_s)) \\ \hat{m}_y(kT_s) \cos(\hat{\phi}_y(kT_s)) \\ \hat{m}_y(kT_s) \sin(\hat{\phi}_y(kT_s)) \end{bmatrix}$$

$$[0082] \quad = I_{2 \times 2} \otimes [\sin(\omega\tau) \quad \cos(\omega\tau)] \hat{x}(kT_s) \quad (2)$$

[0083] 其中,  $\hat{x}(kT_s)$  是与变量  $\hat{m}_x, \hat{m}_y, \hat{\phi}_x$  和  $\hat{\phi}_y$  非线性相关的基波分量  $\hat{V}_{pcc}^1$  的参数的另一集合。在(2)中,对于任何两个矩阵A和B, Kronecker乘积被定义为:

$$[0084] \quad A \otimes B = \begin{bmatrix} A_{1,1}B & A_{1,2}B & \cdots & A_{1,m}B \\ A_{2,1}B & A_{2,2}B & \cdots & A_{2,m}B \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{n,1}B & A_{n,2}B & \cdots & A_{n,m}B \end{bmatrix}。$$

[0085] 利用该参数化,可以将优化问题(1)变换成下文的(几乎)等效的问题(其中,同样地已重新定义权 $\lambda$ ):

$$[0086] \quad \text{使 } J = \int_{kT_s-h}^{kT_s} \left\| V_{pcc}(\tau) - I_{2 \times 2} \otimes [\sin(\omega\tau) \quad \cos(\omega\tau)] \hat{x}(kT_s) \right\|^2 d\tau$$

$$[0087] \quad + \lambda \left\| \hat{x}(kT_s) - \hat{x}^*((k-1)T_s) \right\|^2 \quad (3) \text{ 最小化。}$$

[0088] 因此,在步骤S12中,利用参数  $\hat{x}(kT_s)$  来使AC电压  $V_{pcc}$  的基波分量  $\hat{V}_{pcc}^1$  参数化。

[0089] 当由下式定义代价函数矩阵:

$$[0090] \quad H(kT_s) = \int_{kT_s-h}^{kT_s} I_{2 \times 2} \otimes [\sin(\omega\tau) \quad \cos(\omega\tau)]^T [\sin(\omega\tau) \quad \cos(\omega\tau)] d\tau + \lambda I_{4 \times 4}$$

[0091] 且由下式定义代价函数向量:

$$[0092] \quad f(kT_s)^T = \int_{kT_s-h}^{kT_s} V_{pcc}(\tau)^T I_{2 \times 2} \otimes [\sin(\omega\tau) \quad \cos(\omega\tau)] d\tau + \hat{x}^*((k-1)T_s)^T \text{ 时,}$$

[0093] 代价函数J能够被改写为:

$$[0094] \quad J = \hat{x}(kT_s)^T H(kT_s) \hat{x}(kT_s) - 2f(kT_s)^T \hat{x}(kT_s) + c(kT_s)$$

[0095] 其中,c是不取决于参数  $\hat{x}(kT_s)$  的项。

[0096] 以这样的方式,已在标准二次形式或二次规划(在此,具有平凡约束)中计算优化问题。

[0097] 在存在另外的约束的情况下,可以由控制器14对该二次规划进行在线地求解。

[0098] 备选地,二次规划的最优(无约束的)求解通过设置  $\frac{\partial J}{\partial \hat{x}(kT_s)} = 0$  而计算,并且,由下

式给出:

$$[0099] \quad \hat{\mathbf{x}}^*(kT_s) = \begin{bmatrix} \hat{x}_1^*(kT_s) \\ \hat{x}_2^*(kT_s) \\ \hat{x}_3^*(kT_s) \\ \hat{x}_4^*(kT_s) \end{bmatrix} = H(kT_s)^{-1} f(kT_s) \quad (4)$$

[0100] 重要的是,注意到,逆代价函数矩阵 $H(kT_s)^{-1}$ 存在并且随着我们增大 $h$ 和 $\lambda$ 的值在数值上变得更稳定。

[0101] 在方法的步骤S14中,基于通过对二次规划进行在线地求解或通过使用已分析地确定的方程(4)使代价函数 $J$ 最小化来确定基波分量的参数 $\hat{\mathbf{x}}(kT_s)$ 的最优值 $\hat{\mathbf{x}}^*(kT_s)$ 。

[0102] 在步骤S18中,在最优值 $\hat{\mathbf{x}}^*$ 的估计之后,可以从最优估计值 $\hat{\mathbf{x}}^*$ 而运算基波分量 $\hat{V}_{pcc}^1$ 和/或基于基波分量的至少一些特定量。参数 $\hat{\mathbf{x}}(kT_s)$ 的(2)中的所估计的最优值 $\hat{\mathbf{x}}^*$ 的定义可以用于将在时步 $kT_s$ 的幅值和/或相移作为下式而得到:

$$[0103] \quad \hat{m}_x^*(kT_s) = \sqrt{(\hat{x}_1^*(kT_s))^2 + (\hat{x}_2^*(kT_s))^2}, \hat{\phi}_x^*(kT_s) = \tan^{-1} \left( \frac{\hat{x}_2^*(kT_s)}{\hat{x}_1^*(kT_s)} \right)$$

$$[0104] \quad \hat{m}_y^*(kT_s) = \sqrt{(\hat{x}_3^*(kT_s))^2 + (\hat{x}_4^*(kT_s))^2}, \hat{\phi}_y^*(kT_s) = \tan^{-1} \left( \frac{\hat{x}_4^*(kT_s)}{\hat{x}_3^*(kT_s)} \right)$$

[0105] 此外,所估计的向量 $\hat{V}_{xy}^*$ 的所估计的幅度可以通过下式而运算:

$$[0106] \quad \|\hat{V}_{pcc}^{1*}\| = \sqrt{(\hat{m}_x^*(kT_s))^2 \sin^2(\omega(kT_s) + \hat{\phi}_x^*(kT_s)) + (\hat{m}_y^*(kT_s))^2 \sin^2(\omega(kT_s) + \hat{\phi}_y^*(kT_s))}$$

[0107] 另外,对应的所估计的角可以通过下式而运算:

$$[0108] \quad \theta_{PLL}^*(kT_s) = \angle \hat{V}_{pcc}^{1*} = \arctan \left( \frac{\hat{m}_y^*(kT_s) \sin(\omega(kT_s) + \hat{\phi}_y^*(kT_s))}{\hat{m}_x^*(kT_s) \sin(\omega(kT_s) + \hat{\phi}_x^*(kT_s))} \right)$$

[0109] 为了得到所估计的旋转速度 $\hat{\omega}$ 或所估计的频率(即,所估计的基波旋转频率),可以取角的离散导数,即,

$$[0110] \quad \hat{\omega} = \frac{\theta_{PLL}^*(kT_s) - \theta_{PLL}^*((k-1)T_s)}{T_s}$$

[0111] 重要的是,注意到,存在依赖于作为对于控制的量的所谓虚拟通量(flux)的方法,对于此类方法,能够容易地通过下文的操作而创建通量估计:

$$[0112] \quad \hat{\Psi}^1(t) = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \hat{V}^1(t)$$

[0113] 此外,必须注意到,基波分量 $\hat{V}_{pcc}^1$ 的 $x$ 和 $y$ 分量以及 $abc$ 分量可以被视为单独的估计问题,即,可以使这些分量独立于彼此而优化。以该方式,多维优化问题被分成两个或更多个同样的较低维的优化问题。

[0114] 图3示出用于确定基波分量 $\hat{V}_{pcc}^1$ 的最优估计 $\hat{V}_{pcc}^{1*}$ 的可以由控制器14实现的控制方案。

[0115] 积分器块24可以接收AC电压 $V_{abc}$ 的测量信号,并且,可以如上文相对于步骤S10而

描述的来对测量信号进行变换。

[0116] 此外,积分器块24可以接收如上文中相对于步骤S12而定义的参数化的代价函数矩阵 $H(kT_s)$ 和代价函数向量 $f(kT_s)$ 中所使用的正弦和余弦函数的值,并且,可以通过对所接收的值执行离散积分来运算代价函数矩阵 $H(kT_s)$ 和代价函数向量 $f(kT_s)$ 的积分部分。

[0117] 在接收先前时步的权因子 $\lambda$ 和最优估计参数 $x^*((k-1)T_s)$ 的优化器块26中,运算代价函数矩阵 $H(kT_s)$ 和代价函数向量 $f(kT_s)$ 的最终结果,使代价函数矩阵 $H(kT_s)$ 反转,且乘以代价函数向量 $f(kT_s)$ ,以运算实际时步的最优估计参数 $x^*(kT_s)$ 。

[0118] 在后处理块28中接收最优估计参数 $x^*(kT_s)$ ,后处理块28确定另外的量,诸如最优估计基波分量 $\hat{V}_{pcc}^{1*}$ 的估计幅度 $\|\hat{V}_{pcc}^{1*}\|$ 和/或估计角 $\angle\hat{V}_{pcc}^{1*}$ 。

[0119] 图4示出用于基于基波分量 $\hat{V}_{pcc}^1$ 的最优估计 $\hat{V}_{pcc}^{1*}$ 对有源整流器18进行控制的可以由控制器14实现的控制方案。

[0120] 估计块30可以执行图2的方法的步骤,和/或可以实现图3的控制方案。

[0121] 最优估计基波分量 $\hat{V}_{pcc}^{1*}$ 的估计幅度 $\|\hat{V}_{pcc}^{1*}\|$ 用于修改针对整流器20的参考电压 $V_{aru}^*$ 。

[0122] 参考电压 $V_{aru}^*$ 基于DC链路电流(其从有功电流 $I_d^*$ 和无功电流 $I_q^*$ 而确定)与移位的转换器电流(其基于转换器电流和最优估计基波分量的估计角 $\angle\hat{V}_{pcc}^{1*}$ 而确定)之间的差。

[0123] 虽然在附图和前文的描述中,已经详细地图示和描述了本发明,但此类图示和描述要被认为是说明性的或示范性的且非限制性的;本发明不限于所公开的实施例。从附图、本公开以及所附权利要求的学习,由本领域技术人员和通过实践要求保护的发明能够理解且实现对所公开的实施例的其它变型。在权利要求中,单词“包含”不排除其它元件或步骤,并且,不定冠词“一(a或an)”不排除多个。单个处理器或控制器或其它单元可以完成权利要求中所记载的若干项的功能。仅仅在互不相同的从属权利要求中记载某些措施这一事实不指示这些措施的组合不能用于获利。权利要求中的任何参考符号都不应当被解释为限制范畴。

[0124] 参考符号列表

[0125]	10	转换器系统
[0126]	12	电转换器
[0127]	14	控制器
[0128]	16	输电网/源
[0129]	18	变压器
[0130]	20	整流器
[0131]	22	DC链路
[0132]	$V_{pcc}$	AC电压
[0133]	$\hat{V}_{pcc}^1$	基波分量
[0134]	$\hat{V}_{pcc}^{1*}$	待优化的基波分量
[0135]	$J$	代价函数
[0136]	$h$	范围

[0137]	$\hat{x}(kT_s)$	基波分量的参数
[0138]	$H(kT_s)$	代价函数矩阵
[0139]	$f(kT_s)$	代价函数向量
[0140]	$\hat{V}_{pcc}^{1*}$	所估计的基波分量
[0141]	$\hat{\omega}$	所估计的旋转速度
[0142]	24	积分器块
[0143]	26	优化器块
[0144]	28	后处理块
[0145]	30	估计块。

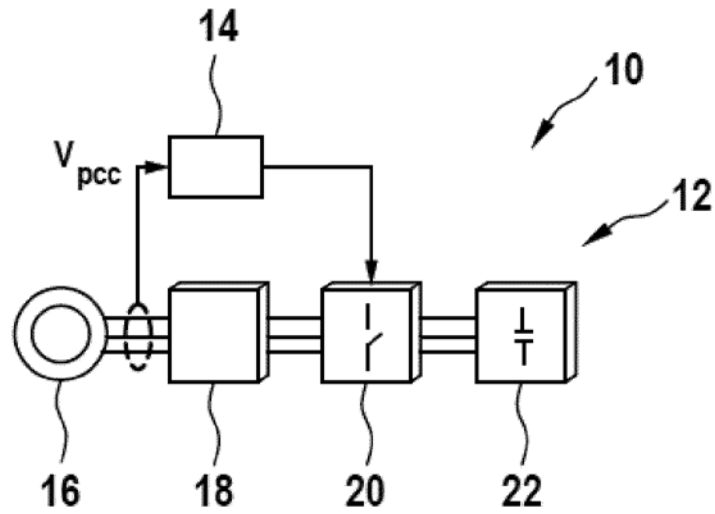


图 1

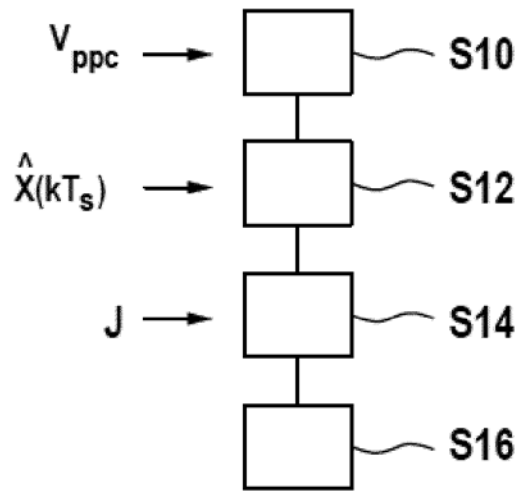


图 2

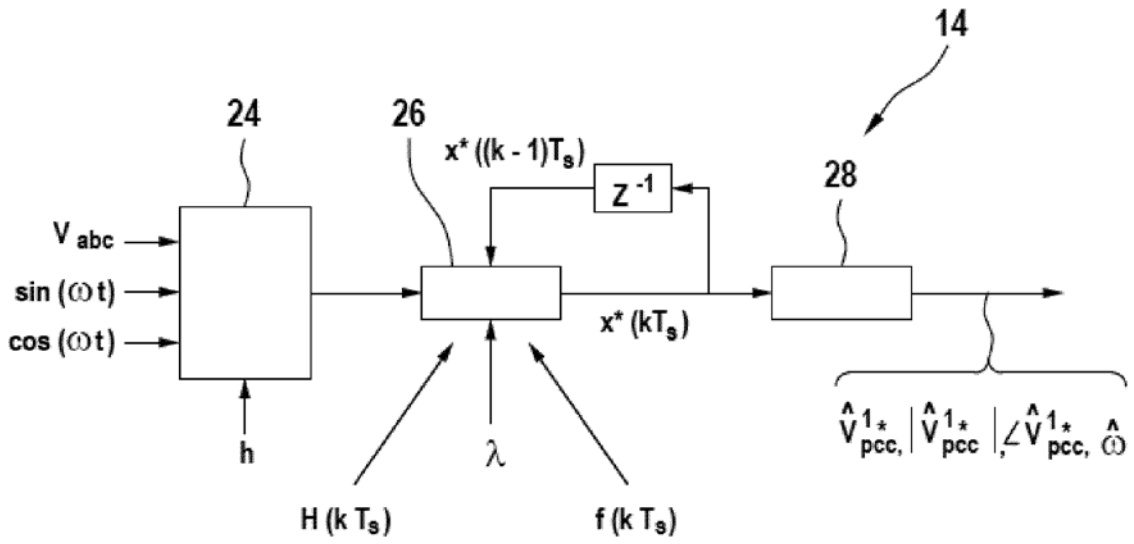


图 3

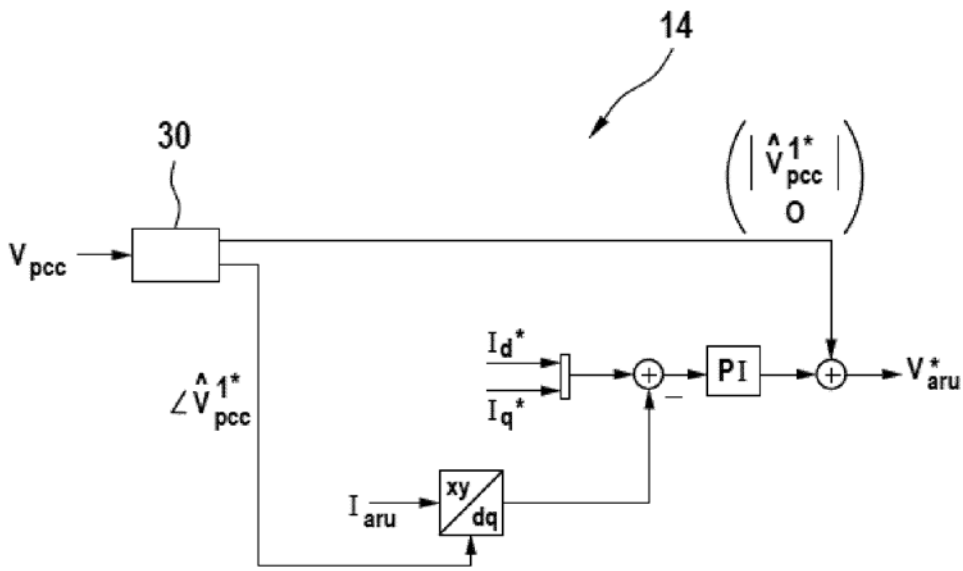


图 4