



**ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ**

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(21)(22) Заявка: 2014119152/28, 15.10.2012

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
15.10.2012

Приоритет(ы):

(30) Конвенционный приоритет:
01.12.2011 DE 102011119949.0

(43) Дата публикации заявки: 10.02.2016 Бюл. № 4

(45) Опубликовано: 10.10.2016 Бюл. № 28

(56) Список документов, цитированных в отчете о поиске: EP 2336717 A1, 22.06.2011. US 2004187576 A1, 30.09.2004. WO 2009037499 A1, 26.03.2009. RU 2192662 C1, 10.11.2002.

(85) Дата начала рассмотрения заявки РСТ на национальной фазе: 01.07.2014

(86) Заявка РСТ:
EP 2012/004307 (15.10.2012)

(87) Публикация заявки РСТ:
WO 2013/079139 (06.06.2013)

Адрес для переписки:
190000, Санкт-Петербург, ВОХ 1125,
"ПАТЕНТИКА"

(72) Автор(ы):
РУФ Маркус (DE)

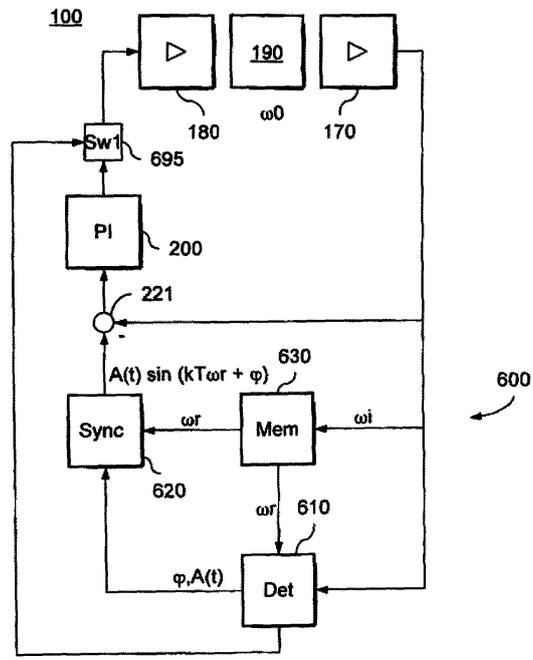
(73) Патентообладатель(и):
НОРТРОП ГРУММАН ЛИТЕФ ГМБХ
(DE)

(54) РЕГУЛИРУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО, ДАТЧИК УГЛОВОЙ СКОРОСТИ И СПОСОБ ЭКСПЛУАТАЦИИ РЕГУЛИРУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА С ГАРМОНИЧЕСКИМ СИГНАЛОМ НОМИНАЛЬНОГО ЗНАЧЕНИЯ

(57) Реферат:

Изобретение относится к регулирующим устройствам. Заявлена группа изобретений, включающая регулирующее устройство, датчик угловой скорости, способ эксплуатации регулирующего устройства с гармонической задающей величиной. Особенностью заявленной группы изобретений является наличие главного модуля регулятора, который выполнен с возможностью выводить из сигнала измерения и гармонического сигнала номинального значения управляющий сигнал для модуля исполнительных органов, и модуля расширения регулятора,

который выполнен с возможностью при деактивированном модуле исполнительных органов определять из сигнала измерения фактическую фазу и фактическую амплитуду остаточного колебания осциллятора и выдавать в главный модуль регулятора согласованный с фактической фазой и фактической амплитудой гармонический сигнал номинального значения. Техническим результатом является обеспечение улучшенного регулирования. 3 н. и 13 з.п. ф-лы, 14 ил.



Фиг. 1



FEDERAL SERVICE
FOR INTELLECTUAL PROPERTY

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(21)(22) Application: 2014119152/28, 15.10.2012

(24) Effective date for property rights:
15.10.2012

Priority:

(30) Convention priority:
01.12.2011 DE 102011119949.0

(43) Application published: 10.02.2016 Bull. № 4

(45) Date of publication: 10.10.2016 Bull. № 28

(85) Commencement of national phase: 01.07.2014

(86) PCT application:
EP 2012/004307 (15.10.2012)

(87) PCT publication:
WO 2013/079139 (06.06.2013)

Mail address:

190000, Sankt-Peterburg, VOKH 1125,
"PATENTIKA"

(72) Inventor(s):

RUF Markus (DE)

(73) Proprietor(s):

NORTROP GRUMMAN LITEF GMBKH (DE)

(54) **CONTROL DEVICE, ANGULAR SPEED SENSOR AND METHOD FOR OPERATING CONTROL DEVICE WITH HARMONIC NOMINAL VALUE SIGNAL**

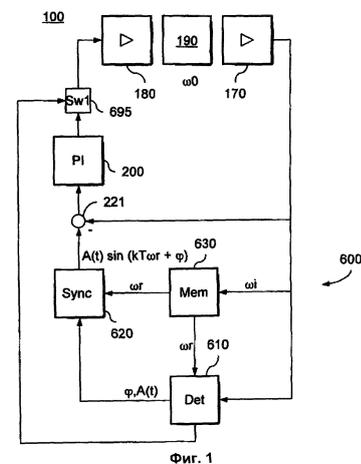
(57) Abstract:

FIELD: control equipment.

SUBSTANCE: invention relates to control devices. Disclosed is a group of inventions containing regulator, angular velocity sensor, method for operating control device with harmonic setting value. Peculiar feature of the declared group of inventions is the presence of the regulator main unit, which is configured to derive a control signal for an actuator unit from the measurement signal and a harmonic desired value signal and regulator expansion unit; if the actuator unit switched off, regulator expansion unit estimates the actual phase actual amplitude of a residual oscillation of the oscillator and output a harmonic nominal value signal into the main regulator unit synchronized with actual phase and actual amplitude.

EFFECT: technical result is improved control.

16 cl, 14 dwg



RU 2 599 281 C 2

RU 2 599 281 C 2

Изобретение относится к регулируемому устройству, в частности к датчику угловой скорости, с гармонической задающей величиной или же с гармоническим сигналом номинального значения. Кроме того, изобретение относится к способу эксплуатации регулирующего устройства с гармонической задающей величиной.

5 Обычные методики регулирования приспособлены к задаче регулирования с постоянной или изменяющейся лишь медленно задающей величиной, при этом значение регулируемой величины, подвергающейся влиянию возмущающей величины, удерживается как можно более близко к заданному номинальному значению, или же

10 Некоторые варианты применения, например микромеханические датчики угловой скорости для анализа кориолисовой силы, предусматривают возбуждение осциллятора с резонансной частотой и с определенной амплитудой колебания посредством регулирующего контура. При этом регулятор регулирует вырабатываемый им силовой сигнал таким образом, что исчезает разность между заданным гармоническим сигналом

15 номинального значения и измеренным перемещением осциллятора.

Обычно при этом сигнал измерения, который отображает перемещение осциллятора вдоль направления возбуждения, вначале подводят в демодулятор. Демодулятор перемножает сигнал измерения с гармоническим сигналом с круговой частотой ω_d , которая соответствует резонансной круговой частоте ω_0 осциллятора. Собственно

20 регулирование осуществляют при помощи постоянного, всегда независимого от резонансной круговой частоты сигнала номинального значения в первичной полосе частот. Затем выходной сигнал регулятора снова модулируют в модуляторе гармоническим сигналом с круговой частотой ω_m , которая соответствует резонансной

25 круговой частоте ω_0 осциллятора. Результат модуляции сравнивают с заданным номинальным сигналом. Наконец, разность этих обоих сигналов управляет исполнительным органом, который на основании сигнала регулятора воздействует на осциллятор усилием таким образом, что он колеблется в соответствии с заданным номинальным колебанием. Регулирование в первичной полосе частот после модулятора

30 осуществляет фильтр нижних частот результатов модуляции, в частности при двойной резонансной частоте, однако вследствие этого ограничивается ширина полосы пропускания регулятора и, таким образом, его скорость реакции на изменения отклонения.

В немецкой патентной заявке DE 102010055631.9, еще не опубликованной в момент

35 подачи настоящей заявки, описано регулирование при помощи гармонического сигнала номинального значения в полосе частот резонансной круговой частоты ω_0 осциллятора.

Во многих вариантах применения осциллятор после отключения привода продолжает колебаться с затухающей амплитудой. Если регулирование активируется в фазе затухания осциллятора, то время запуска в эксплуатацию зависит от разности фаз и

40 амплитуд между затухающим колебанием и сигналом номинального значения.

Задачей изобретения является концепция регулирования с целью улучшения режима включения регулирующего устройства для гармонической задающей величины. Задача решена посредством предмета независимых пунктов формулы изобретения. Выгодные усовершенствования вытекают из соответствующих зависимых пунктов формулы

45 изобретения.

Ниже при помощи чертежей описаны варианты выполнения изобретения, их принцип функционирования, а также их преимущества. Элементы вариантов выполнения могут комбинироваться друг с другом, если только они не исключают друг друга.

На чертежах показано:

фиг. 1 - упрощенная блок-схема устройства, содержащего регулирующее устройство согласно одному варианту выполнения изобретения, которое включает в себя главный модуль регулятора для управления гармоническим колебанием на основании гармонического сигнала номинального значения и модуль расширения регулятора для синхронизации гармонического сигнала номинального значения,

фиг. 2А - упрощенная блок-схема, содержащая подробности модуля расширения регулятора согласно фиг. 1, в соответствии со следующим вариантом выполнения,

фиг. 2В - блок-схема, содержащая дополнительные подробности модуля расширения регулятора согласно фиг. 2А, в соответствии со следующим вариантом выполнения,

фиг. 3А - упрощенная блок-схема устройства, содержащего регулирующее устройство согласно варианту выполнения, который относится к главному модулю регулятора, содержащему непрерывный пропорционально-интегральный регулятор для гармонических сигналов номинального значения и звено с запаздыванием,

фиг. 3В - схематическое изображение передаточной функции пропорционально-интегрального регулятора согласно фиг. 3А,

фиг. 4А - упрощенная блок-схема устройства, содержащего регулирующее устройство согласно варианту выполнения, который относится к главному модулю регулятора, содержащему дискретный пропорционально-интегральный регулятор для гармонических сигналов номинального значения и звено с запаздыванием,

фиг. 4В - схематическая иллюстрация передаточной функции главного модуля регулятора на фиг. 4А,

фиг. 5А - упрощенная блок-схема устройства, содержащего регулирующее устройство согласно варианту выполнения, который относится к главному модулю регулятора, содержащему дискретный пропорционально-интегральный регулятор для гармонических сигналов номинального значения и дополнение регулятора, действующее аналогично полосовому фильтру,

фиг. 5В - схематическое изображение передаточной функции дополнения регулятора согласно фиг. 5А,

фиг. 6А - схематический вид сверху микромеханической части датчика угловой скорости согласно следующему варианту выполнения изобретения,

фиг. 6В - схематическое изображение в поперечном сечении микромеханической части датчика угловой скорости согласно фиг. 6А,

фиг. 6С - упрощенная блок-схема датчика угловой скорости согласно фиг. 6А и 6В,

фиг. 7 - схематический вид сверху микромеханической части датчика угловой скорости согласно следующему варианту выполнения изобретения,

фиг. 8 - упрощенная структурная схема способа эксплуатации регулирующего устройства.

Показанное на фиг. 1 устройство 100 включает в себя осциллятор 190 и регулирующее устройство, содержащее главный модуль 200 регулятора и модуль 600 расширения регулятора. Осциллятором 190 является масса, которая подвешена с возможностью движения вдоль направления возбуждения и может колебаться вдоль него с резонансной частотой ω_0 . В стационарном случае осциллятор 190 совершает поступательное или вращательное колебание с резонансной круговой частотой ω_0 . Согласно одному варианту выполнения осциллятором 190 является модуль возбуждения, кориолисов модуль или модуль детектирования датчика угловой скорости. Датчик угловой скорости может быть выполнен, например, в виде MEMS (микроэлектромеханической системы).

Модуль 170 чувствительных элементов регистрирует перемещение осциллятора 190

и выдает сигнал измерения, который отображает общее отклонение осциллятора 190 вдоль направления возбуждения. Сигнал измерения соответствует входному сигналу для главного модуля 200 регулятора. Главный модуль 200 регулятора сравнивает входной сигнал регулятора с выдаваемым от модуля 600 расширения регулятора гармоническим сигналом номинального значения и образует на основании разности сигналов выходной сигнал регулятора, который выдается на модуль 180 исполнительных органов. Главный модуль 200 регулятора определяет выходной сигнал регулятора таким образом, что модуль 180 исполнительных органов вырабатывает силовой сигнал, так что исчезает разность между заданным гармоническим номинальным сигналом и измеренным перемещением осциллятора 190.

Согласно одному варианту выполнения модуль 600 расширения регулятора включает в себя модуль 695 активирования исполнительных органов, посредством которого может активироваться модуль 180 исполнительных органов. На блок-схеме согласно фиг. 1 модуль 695 активирования исполнительных органов показан в виде переключателя в подводе выходного сигнала регулятора к модулю 180 исполнительных органов, при этом переключатель выполнен с возможностью управления посредством выходного сигнала модуля 600 расширения регулятора.

Модуль 600 расширения регулятора активируется при помощи регулирующего устройства, например, посредством включения рабочего напряжения. Модуль 180 исполнительных органов вначале остается деактивированным. В зависимости от предшествующего периода, осциллятор 190 находится в покое или совершает при деактивированном модуле 180 исполнительных органов остаточное колебание. Модуль 600 расширения регулятора еще при деактивированном модуле 180 исполнительных органов определяет из сигнала измерения фактическую фазу и фактическую амплитуду такого остаточного колебания осциллятора 190 и выдает согласованный с фактической фазой и с фактической амплитудой синхронизированный гармонический сигнал номинального значения на главный модуль 200 регулятора. Как только будет иметься в распоряжении гармонический сигнал номинального значения или же выводимый из него синхронизированный управляющий сигнал, модуль 600 расширения регулятора активирует модуль 180 исполнительных органов посредством модуля 695 активирования исполнительных органов, таким образом, что амплитуда остаточного колебания осциллятора 190 синхронно по фазе усиливается до номинальной амплитуды, и при этом используется энергия, содержащаяся в остаточном колебании.

Модуль 600 расширения регулятора позволяет в очень короткое время довести осциллятор из всех возможных исходных состояний до его номинальной амплитуды и удерживать на ней. Остаточное колебание имеет место, в частности, тогда, когда осциллятор 190 после деактивирования привода или же модуля 180 исполнительных органов в произвольный момент времени в пределах времени затухания снова должен быть приведен в колебание с номинальной амплитудой.

Согласно одному варианту выполнения регулирующее устройство 200, 600 и осциллятор 190 являются составными частями датчика угловой скорости навигационного оборудования, в частности, навигационного оборудования для летательного аппарата, которое после кратковременного прекращения питания должно быть в максимально короткое время снова переведено в исправное рабочее состояние. Модуль 600 расширения регулятора оценивает амплитуду и фазовое положение имеющегося затухающего остаточного колебания осциллятора 190.

Согласно одному варианту выполнения модуль 600 расширения регулятора содержит фильтр Кальмана для оценки амплитуды и фазового положения. Из амплитуды и

фазового положения остаточного колебания, с учетом внутреннего времени прохождения сигнала, выводят как начальную фазу, так и начальную амплитуду для синхронизированного по фазе и амплитуде подключения гармонического сигнала номинального значения. Имеющееся остаточное колебание подвергается
5 использованию, так что продолжительность повторного запуска в эксплуатацию после кратковременного отключения сокращается. Чем больше амплитуда еще имеющегося остаточного колебания, тем меньше времени требуется, чтобы снова привести осциллятор в колебание с номинальной амплитудой. Таким образом, в частности, после кратковременного прекращения электропитания, сокращается время повторного
10 запуска в эксплуатацию (время разгона) системы, включающей в себя регулирующее устройство 200, 600.

Согласно варианту выполнения, показанному на фиг. 1, модуль 600 расширения регулятора включает в себя модуль 610 регистрации и модуль 620 синхронизации. Модуль 610 регистрации определяет из сигнала измерения фактическую фазу и
15 фактическую амплитуду остаточного колебания осциллятора 190, по меньшей мере в фазе пуска устройства 100, например, после повторного включения рабочего напряжения. Из фактической фазы и фактической амплитуды, а также дополнительных параметров системы, например, времени прохождения сигнала и времени задержки сигнала, модуль 610 регистрации определяет синхронизирующую информацию, которая
20 задает фазу и амплитуду гармонического сигнала номинального значения, вырабатываемого модулем 620 синхронизации. Модуль 620 синхронизации принимает синхронизирующую информацию и передает определенный посредством синхронизирующей информации гармонический сигнал номинального значения в главный модуль 200 регулятора. Например, главный модуль 200 регулятора содержит
25 суммирующий модуль 221, который из выдаваемого от модуля 620 синхронизации гармонического сигнала номинального значения и сигнала измерения образует дифференциальный сигнал.

Согласно одному варианту выполнения резонансная круговая частота ω_r гармонического сигнала номинального значения задана резонансной круговой частотой
30 ω_0 осциллятора 190, причем эта частота используется также в качестве начального значения при оценке фактической фазы и фактической амплитуды. Согласно другому варианту выполнения модуль 600 расширения регулятора включает в себя модуль регистрации температуры, при этом в модуле 610 регистрации в основу оценки фактической фазы и фактической амплитуды положена скорректированная с учетом
35 температуры резонансная круговая частота осциллятора 190, и гармонический сигнал номинального значения имеет скорректированную с учетом температуры резонансную круговую частоту.

Согласно варианту выполнения, показанному на фиг. 1, модуль 600 расширения регулятора включает в себя запоминающий модуль 630 частоты, который сохраняет
40 с интервалами времени частотную информацию, описывающую текущую частоту колебания осциллятора 190. Согласно одному варианту выполнения запоминающий модуль 630 частоты периодически сохраняет мгновенную резонансную круговую частоту в энергонезависимом запоминающем устройстве. Например, частота обновления выбрана таким образом, что она может следовать за типовыми для применения
45 изменениями температуры. Согласно одному варианту выполнения частота обновления находится в диапазоне от 1 Гц до 100 Гц, например, приблизительно 10 Гц.

Модуль 600 расширения регулятора запрашивает частотную информацию для оценки фактической фазы и фактической амплитуды остаточного колебания осциллятора 190

и/или применяет сохраненную в нем частотную информацию для генерирования гармонического сигнала номинального значения, например, для управления осциллятором, вырабатывающим сигнал номинального значения. В существенные для повторного включения промежутки времени, то есть, в пределах времени затухания колебания осциллятора 190, температура и, таким образом, резонансная круговая частота осциллятора 190, едва ли изменяются, так что последнее сохраненное при текущей работе в энергонезависимом запоминающем устройстве значение приводной частоты после повторного пуска представляет собой достаточно хорошее приближенное значение фактической резонансной круговой частоты осциллятора 190 и может использоваться в качестве начального значения для регулирования. Например, осцилляторы в микромеханических датчиках угловой скорости имеют постоянные времена в области 10 с. После отключения силового возбуждения, например, после пропадания рабочего напряжения, осциллятор еще колеблется с амплитудой примерно 5% от номинальной в течение примерно 30 с.

Согласно одному варианту выполнения смешанное программное управление модуля 610 регистрации управляет модулем 695 активирования исполнительных органов таким образом, что модуль 180 исполнительных органов активируется только тогда, когда модуль 600 расширения регулятора выдает синхронный по фазе и амплитуде гармонический сигнал номинального значения. Согласно одному варианту выполнения модулем 695 активирования исполнительных органов является переключающее устройство, например, цифровой коммутатор, который выдает на модуль 180 исполнительных органов выходной сигнал главного модуля 200 регулятора лишь тогда, когда последний выдает синхронный по фазе и амплитуде гармонический сигнал номинального значения.

Согласно следующему варианту выполнения модуль 610 регистрации, самое позднее, после определения синхронизирующей информации, деактивирует те отдельные модули модуля 600 расширения регулятора, которые уже более не требуются.

На фиг. 2А показаны подробности модуля 610 регистрации. Согласно одному варианту выполнения модуль 610 регистрации включает в себя фильтрующий модуль 612. Например, аналоговый сигнал измерения считывают с периодом T дискретизации и при этом преобразуют в цифровой сигнал измерения. На основании дискретных значений сигнала измерения фильтрующий модуль 612 определяет оценочное значение дисперсии измерительных шумов, содержащихся в сигнале измерения, и оценочное значение постоянного смещения амплитуды сигнала измерения, а также оценочные значения временной характеристики остаточного колебания, например, ожидаемые переходы через нуль. При этом согласно одному варианту выполнения фильтрующий модуль 612 использует частотную информацию, которая, например, считывается из запоминающего модуля 630 частоты. Управляющий модуль 616 на основании оценочных значений временной характеристики остаточного колебания определяет синхронизирующую информацию, основанную на фактической фазе и фактической амплитуде. При этом управляющий модуль 616 учитывает задержку, вызванную фильтрацией, требуемыми расчетами и задержками переходных процессов. Управляющий модуль 616 рассчитывает начальную фазу φ_0 и начальное значение A_S амплитуды гармонического сигнала номинального значения, и момент t_0 времени, к которому рассчитанный таким образом гармонический сигнал номинального значения будет одинаковым по фазе с фактическим колебанием осциллятора 190.

Модуль 620 синхронизации включает в себя, например, управляемый колебательный контур 622, фаза которого является управляемой. Согласно одному варианту

выполнения управляемой является также частота осциллятора. Например, частота осциллятора является управляемой в зависимости от температуры, так что можно отслеживать зависящее от температуры изменение гармонической резонансной круговой частоты осциллятора 190. Согласно другому варианту выполнения резонансная круговая частота ω_r колебательного контура 622 задана посредством последней записи в запоминающий модуль 630 частоты. Информация о последней сохраненной частоте может подводиться в колебательный контур 622 либо непосредственно из запоминающего модуля 630 частоты, либо посредством управляющего модуля 616.

Амплитуду гармонического сигнала номинального значения подвергают управлению таким образом, что она согласно временной функции $r(t)$ повышается от начального значения A_S амплитуды, соответствующей подвергнутой оценке фактической амплитуде колебания осциллятора, до номинального значения амплитуды гармонического колебания осциллятора 190. Например, для этого управляющий модуль 616 выдает ступенчатый пилообразный сигнал с начальным значением подвергнутой оценке фактической амплитуды и конечным значением номинальной амплитуды, временная характеристика и/или постоянная времени которого согласована с фактической фазой.

Модуль 626 умножения перемножает сигнал $A_S \cdot r(t)$ амплитуды с выходным сигналом колебательного контура 622. В точке 221 суммирования образуется разность между гармоническим сигналом номинального значения и сигналом измерения. Согласно одному варианту выполнения управляющий модуль 616 отключает фильтрующий модуль 612, как только его результаты будут переданы в управляющий модуль 616. Отключение фильтрующего модуля 612 уменьшает, например, потребление тока. Дополнительно, при реализации в микропроцессоре, требующаяся для оценки вычислительная мощность может освобождаться для вычислительных операций, требующихся при нормальной работе устройства. Согласно другому варианту выполнения управляющий модуль 616 управляет модулем 695 активирования исполнительных органов согласно фиг. 1 таким образом, что модуль 180 исполнительных органов включается к моменту времени t_0 .

Согласно одному варианту выполнения модуль 600 расширения регулятора включает в себя модуль 640 входного каскада. Модуль 640 входного каскада из сигнала измерения определяет, не находится ли амплитуда A остаточного колебания ниже минимального порогового значения $A_{x\min}$. Если это имеет место, то исходят из того, что осциллятор уже не совершает существенного остаточного движения, и он может без проблем запускаться из состояния покоя. Согласно одному варианту выполнения при этом гармонический сигнал номинального значения запускается с начальной амплитудой $A_S = A_{x\min}$. Фазовое положение при пуске из состояния покоя является произвольным, и частота гармонического сигнала номинального значения может определяться, например, из информации о температуре и линейной температурной модели осциллятора 190, или считываться из запоминающего модуля 630 частоты. Согласно одному варианту выполнения модуль 640 входного каскада определяет из некоторых периодов колебания максимальное значение A_{\max} и минимальное значение A_{\min} , и рассчитывает из значений A_{\max} и A_{\min} приближенные значения мгновенной амплитуды A колебания и мгновенного смещения A_0 колебания согласно уравнениям 1 и 2:

$$A = \frac{A_{\max} - A_{\min}}{2}, \quad (1)$$

$$A_0 = \frac{A_{\max} + A_{\min}}{2}. \quad (2)$$

5

Модуль 600 расширения регулятора реализован, например, в виде цифровой интегральной схемы, например, в виде ASIC (проблемно ориентированной интегральной схемы), DSP (цифрового сигнального процессора) или FPGA (программируемой логической матрицы). Модуль 600 расширения регулятора и главный модуль 200 регулятора могут быть выполнены в одном и том же или в различных конструктивных элементах. Согласно следующему варианту выполнения модуль 600 расширения регулятора и главный модуль 200 регулятора полностью или частично являются программами, которые выполняются компьютером или микропроцессором.

10

Согласно одному варианту выполнения фильтрующим модулем 612 является фильтр Кальмана. Оценка значений амплитуды и фазы происходит быстрее по сравнению с постоянной времени затухания осциллятора на несколько порядков величины. Поэтому согласно одному варианту выполнения перемещение y_0 осциллятора упрощенно представляют в виде недемпфированного гармонического колебания:

$$y_0(t) = A \cdot \sin(\omega_{0M} \cdot t). \quad (3)$$

20

Сигнал $y^*(t)$ измерения наряду с собственно перемещением y_0 осциллятора дополнительно содержит неизбежные измерительные шумы w и постоянное смещение A_0 :

25

$$y^* = y + A_0 = y_0 + w + A_0. \quad (4)$$

Перемещение $y_0(t)$ осциллятора рассматривают как решение системы дифференциальных уравнений, содержащей уравнения (5)-(10):

30

$$\dot{y}_0 = A \cdot \omega_{0M} \cdot \cos(\omega_{0M} \cdot t), \quad (5)$$

$$\dot{y}_0 = -A \cdot \omega_{0M}^2 \cdot \cos(\omega_{0M} \cdot t), \quad (6)$$

$$x_1 = y_0, \quad (7)$$

35

$$x_2 = \dot{y}_0, \quad (8)$$

$$\dot{x}_1 = x_2, \quad (9)$$

$$\dot{x}_2 = -\omega_{0M}^2 \cdot x_1. \quad (10)$$

40

Описание состояния этой системы может быть дано в матричном виде при помощи уравнения (11) следующим образом:

$$\dot{\underline{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_{0M}^2 & 0 \end{bmatrix} \cdot \underline{x} = \underline{A} \cdot \underline{x}. \quad (11)$$

45

Чтобы получить систему уравнений в конечных разностях, описанную выше систему подвергают дискретизации в соответствии с применяемым периодом дискретизации сигнала измерения. Это отображается при помощи преобразования Лапласа:

$$\underline{\phi}(s) = [s \cdot \underline{I} - \underline{A}]^{-1}, \quad (12)$$

$$\underline{\phi}(s) = \begin{bmatrix} s & -1 \\ \omega_{0M}^2 & s \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{s}{s^2 + \omega_{0M}^2} & \frac{1}{s^2 + \omega_{0M}^2} \\ \frac{-\omega_{0M}^2}{s^2 + \omega_{0M}^2} & \frac{s}{s^2 + \omega_{0M}^2} \end{bmatrix}, \quad (13)$$

$$\underline{\phi}(t) = \begin{bmatrix} \cos(\omega_{0M} \cdot t) & \frac{1}{\omega_{0M}} \cdot \sin(\omega_{0M} \cdot t) \\ -\omega_{0M} \cdot \sin(\omega_{0M} \cdot t) & \cos(\omega_{0M} \cdot t) \end{bmatrix}, \quad (14)$$

$$\underline{\phi}(T) = \begin{bmatrix} \cos(\omega_{0M} \cdot T) & \frac{1}{\omega_{0M}} \cdot \sin(\omega_{0M} \cdot T) \\ -\omega_{0M} \cdot \sin(\omega_{0M} \cdot T) & \cos(\omega_{0M} \cdot T) \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Поэлементно система уравнений в конечных разностях может быть записана следующим образом:

$$x_1(k+1) = \cos(\omega_{0M} \cdot T) \cdot x_1(k) + \frac{1}{\omega_{0M}} \cdot \sin(\omega_{0M} \cdot T) \cdot x_2'(k), \quad (16)$$

$$x_2'(k+1) = -\omega_{0M} \cdot \sin(\omega_{0M} \cdot T) \cdot x_1(k) + \cos(\omega_{0M} \cdot T) \cdot x_2'(k). \quad (17)$$

Чтобы упростить решение и реализацию, напрашивается нормирование параметра x_2' состояния при помощи ω_{0M} следующим образом:

$$x_1(k+1) = \cos(\omega_{0M} \cdot T) \cdot x_1(k) + \sin(\omega_{0M} \cdot T) \cdot \frac{x_2'(k)}{\omega_{0M}}, \quad (18)$$

$$\frac{x_2'(k+1)}{\omega_{0M}} = -\sin(\omega_{0M} \cdot T) \cdot x_1(k) + \cos(\omega_{0M} \cdot T) \cdot \frac{x_2'(k)}{\omega_{0M}}. \quad (19)$$

При помощи новой переменной состояния:

$$x_2 = \frac{x_2'}{\omega_{0M}} \quad (20)$$

описание состояния дискретизированной системы может быть записано следующим образом:

$$\underline{x}(k+1) = \underline{\phi}(T) \cdot \underline{x}(k) = \begin{bmatrix} \cos(\omega_{0M} \cdot T) & \sin(\omega_{0M} \cdot T) \\ -\sin(\omega_{0M} \cdot T) & \cos(\omega_{0M} \cdot T) \end{bmatrix} \cdot \underline{x}(k), \quad (21)$$

$$y(k) = \underline{c}^T \cdot \underline{x}(k) + w(k) = [1 \ 0] \cdot \underline{x}(k) + w(k). \quad (22)$$

Для дисперсии измерительного шума w в дальнейшем используется символ R .

Основываясь на содержащих шумы значениях y^* измерения, для получения оценочного значения \hat{x} для фактического состояния \underline{x} системы согласно одному варианту выполнения применяют фильтр Кальмана. Фильтр Кальмана может быть описан при помощи следующего набора уравнений:

$$\underline{P}^*(0) = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \underline{x}^*(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (23)$$

5

$$\underline{k}(k) = \underline{P}^*(k) \cdot \underline{c} \cdot \left\{ \underline{c}^T \cdot \underline{P}^*(k) \cdot \underline{c} + R \right\}^{-1}, \quad (24)$$

$$\tilde{\underline{P}}(k) = \underline{P}^*(k) - \underline{k}(k) \cdot \underline{c}^T \cdot \underline{P}^*(k), \quad (25)$$

10

$$\underline{P}^*(k+1) = \underline{\phi} \cdot \tilde{\underline{P}}(k) \cdot \underline{\phi}^T, \quad (26)$$

$$y(k) = y^*(k) - A_0, \quad (27)$$

$$\tilde{\underline{x}}(k) = \underline{x}^*(k) + \underline{k}(k) \cdot \left\{ y(k) - \underline{c}^T \cdot \underline{x}^*(k) \right\}, \quad (28)$$

15

$$\underline{x}^*(k+1) = \underline{\phi} \cdot \tilde{\underline{x}}(k). \quad (29)$$

Поэлементно уравнения фильтра Кальмана могут быть записаны при помощи уравнений (30)-(42), которые приведены ниже. При этом используется симметричность матриц \underline{P}^* и $\tilde{\underline{P}}$:

20

$$k_1(k) = \frac{P_{11}^*(k)}{P_{11}^*(k) + R}, \quad (30)$$

$$k_2(k) = \frac{P_{12}^*(k)}{P_{11}^*(k) + R}, \quad (31)$$

25

$$\tilde{P}_{11}(k) = P_{11}^*(k) - P_{11}^*(k) \cdot k_1(k), \quad (32)$$

$$\tilde{P}_{12}(k) = P_{12}^*(k) - P_{11}^*(k) \cdot k_2(k), \quad (33)$$

$$\tilde{P}_{22}(k) = P_{22}^*(k) - P_{12}^*(k) \cdot k_2(k), \quad (34)$$

30

$$P_{11}^*(k+1) = \cos^2(\omega_{oM} \cdot T) \cdot \tilde{P}_{11}(k) + 2 \cdot \cos(\omega_{oM} \cdot T) \cdot \sin(\omega_{oM} \cdot T) \cdot \tilde{P}_{12}(k) + \sin^2(\omega_{oM} \cdot T) \cdot \tilde{P}_{22}(k), \quad (35)$$

35

$$P_{12}^*(k+1) = -\cos(\omega_{oM} \cdot T) \cdot \sin(\omega_{oM} \cdot T) \cdot \tilde{P}_{11}(k) + (\cos^2(\omega_{oM} \cdot T) - \sin^2(\omega_{oM} \cdot T)) \cdot \tilde{P}_{12}(k) + \cos(\omega_{oM} \cdot T) \cdot \sin(\omega_{oM} \cdot T) \cdot \tilde{P}_{22}(k), \quad (36)$$

$$P_{22}^*(k+1) = \sin^2(\omega_{oM} \cdot T) \cdot \tilde{P}_{11}(k) - 2 \cdot \cos(\omega_{oM} \cdot T) \cdot \sin(\omega_{oM} \cdot T) \cdot \tilde{P}_{12}(k) + \cos^2(\omega_{oM} \cdot T) \cdot \tilde{P}_{22}(k), \quad (37)$$

40

$$y(k) = y^*(k) - A_0, \quad (38)$$

$$\tilde{x}_1(k) = x_1^*(k) + k_1(k) \cdot (y(k) - x_1^*(k)), \quad (39)$$

$$\tilde{x}_2(k) = x_2^*(k) + k_2(k) \cdot (y(k) - x_1^*(k)), \quad (40)$$

45

$$x_1^*(k+1) = \cos(\omega_{oM} \cdot T) \cdot \tilde{x}_1(k) + \sin(\omega_{oM} \cdot T) \cdot \tilde{x}_2(k), \quad (41)$$

$$x_2^*(k+1) = -\sin(\omega_{oM} \cdot T) \cdot \tilde{x}_1(k) + \cos(\omega_{oM} \cdot T) \cdot \tilde{x}_2(k). \quad (42)$$

Переход через нуль от отрицательных до положительных значений подвергнутого оценке сигнала \tilde{x}_1 используют, чтобы запустить номинальный сигнал регулирования амплитуды синхронно по фазе. Таким образом, нулевую точку времени выбирают таким образом, что она совпадает с обнаруженным переходом через нуль. При этом подвергнутой оценке сигнал является пропорциональным величине $\sin(\omega_{0M} \cdot T \cdot k)$.

Сигнал номинального значения регулирования амплитуды должен запускаться точно в переходе через нуль подвергнутого оценке сигнала с начальной фазой, равной 0. Однако, поскольку в распоряжении имеются лишь дискретные значения с временным разрешением T , то в общем случае нельзя точно попасть в переход через нуль. Поэтому согласно одному варианту выполнения из дискретного значения $\tilde{x}_{1,0}$ перед переходом через нуль и дискретного значения $\tilde{x}_{1,1}$, после перехода через нуль путем линейной интерполяции согласно уравнению (43) определяют дополнительно учитываемую фазу $\Delta\varphi_0$:

$$\Delta\varphi_0 = \frac{\tilde{x}_{1,1}}{\tilde{x}_{1,1} - \tilde{x}_{1,0}} \cdot \omega_{0M} \cdot T. \quad (43)$$

Эта фаза действует только лишь на последующем рабочем цикле, что приводит к подлежащей дополнительному учету задержке. Кроме того, должны учитываться дополнительные зависящие от реализации задержки в обработке сигнала (например, при регистрации измеренных значений). Эти дополнительные задержки принимают в виде кратного периода дискретизации с коэффициентом n_{osz} . Таким образом, требуемая начальная фаза φ_0 получается согласно уравнению (44):

$$\varphi_0 = \Delta\varphi_0 + (n_{osz} + 1) \cdot \omega_{0M} \cdot T = \frac{\tilde{x}_{1,1}}{\tilde{x}_{1,1} - \tilde{x}_{1,0}} \cdot \omega_{0M} \cdot T + (n_{osz} + 1) \cdot \omega_{0M} \cdot T. \quad (44)$$

На фиг. 2 показаны подробности фильтра Кальмана, используемого в качестве фильтрующего модуля 612 регулирующего устройства.

В случае, если система состоит из нескольких осцилляторов (например, в блоке инерциальных измерений (IMU), из трех датчиков угловой скорости), и приводы осцилляторов должны запускаться совместно, посредством общей электроники, переходы осцилляторов через нуль не обязательно находятся в одном и том же такте дискретизации. Поэтому для тех осцилляторов, которые уже обнаружили свой переход через нуль, для каждого дополнительного такта дискретизации начальную фазу увеличивают на $\omega_{0M} \cdot T$. Это происходит до тех пор, пока последний осциллятор не обнаружит свой переход через нуль.

Например, как только будет обнаружено условие синхронизации (переход через нуль измеренного сигнала осциллятора) по меньшей мере для одного из этих датчиков, может запускаться привод этого датчика согласно описанному выше методу. Подключение остальных датчиков может затем осуществляться, как только будет выполнено их индивидуальное условие синхронизации. При этом момент времени для подключения привода выбирается индивидуально для всех датчиков. Согласно другому варианту выполнения с общей электроникой, при котором возможен только совместный момент времени включения привода, ожидают до тех пор, пока не будет выполнено условие синхронизации для всех датчиков. Так как условие синхронизации может подвергаться анализу один раз за такт дискретизации, то для каждого датчика, условие

синхронизации которого уже достигнуто, на каждый добавочный такт дискретизации к начальной фазе добавляют относящуюся к такту дискретизации фазу $\omega_{0M} \cdot T$.

В показанном на фиг. 3А варианте выполнения с целью пояснения принципа действия, лежащего в основе главного модуля 200 регулятора, описан аналоговый вариант его выполнения в пределах устройства 100. Главный модуль 200 регулятора включает в себя пропорционально-интегральный регулятор 225 для гармонических задающих величин или же гармонических сигналов номинального значения, содержащий интегрирующее передаточное звено 222 с коэффициентом K_I интегрирования, и пропорциональное передаточное звено 224 с коэффициентом K_P усиления.

Пропорционально-интегральный регулятор 225 для гармонических задающих величин вырабатывает из модулированного по амплитуде скачкообразной функцией гармонического колебания с постоянной амплитудой на входе регулятора гармоническое колебание с такой же частотой и пропорциональной времени амплитудой на выходе регулятора.

Фиг. 3В иллюстрирует преобразование синусоидально модулированного скачкообразного сигнала $x_d(t)$ в гармонический выходной сигнал $u(t)$ с пропорциональной времени амплитудой посредством передаточной функции $G_{R0}(s)$ пропорционально-интегрального регулятора 225. Описанный режим пропорционально-интегрального регулятора предполагает назначение параметров K_I и K_P регулятора, описанное ниже. Уравнение (45) дает взаимосвязь между выходным сигналом $u(t)$ регулятора и входным сигналом $x_d(t)$ регулятора для $x_d(t)=\sigma(t)$:

$$u(t) = (K_P + K_I \cdot t) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \cdot \sigma(t). \quad (45)$$

Преобразования Лапласа выходного сигнала $u(t)$ регулятора и входного сигнала $x_d(t)$ регулятора получаются из уравнений (46а) и (46б):

$$X_d(s) = \frac{\omega_0}{s^2 + \omega_0^2}, \quad (46a)$$

$$U(s) = K_P \cdot \frac{\omega_0}{s^2 + \omega_0^2} + K_I \cdot \frac{2 \cdot \omega_0 \cdot s}{(s^2 + \omega_0^2)^2}. \quad (46b)$$

В соответствии с этим, передаточная функция $G_{R0}(s)$ пропорционально-интегрального регулятора 225 для гармонических сигналов номинального значения получается согласно уравнению (47):

$$G_{R0}(s) = \frac{U(s)}{X_d(s)} = K_P \cdot \frac{s^2 + 2 \cdot \frac{K_I}{K_P} \cdot s + \omega_0^2}{s^2 + \omega_0^2}. \quad (47)$$

Характерным для непрерывного пропорционально-интегрального регулятора 225 является получающийся из обобщенной интегральной части комплексно сопряженный полюс при $s=\pm j\omega_0$. При гармоническом колебании с частотой ω_0 на входе регулятора пропорционально-интегральный регулятор 225 не образует на выходе регулятора смещение фазы. Поэтому для установления произвольной фазы главный модуль 200 регулятора дополнительно включает в себя звено 226 с запаздыванием, имеющее время T_R запаздывания и включенное последовательно с пропорционально-интегральным

регулятором 225. В соответствии с этим, передаточная функция $G_R(s)$ главного модуля 200 регулятора получается согласно уравнению (48):

$$G_R(s) = G_{R0}(s) \cdot e^{-T_R s} = K_P \cdot \frac{s^2 + 2 \cdot \frac{K_I}{K_P} \cdot s + \omega_0^2}{s^2 + \omega_0^2} \cdot e^{-T_R s} \quad (48)$$

Параметры K_I , K_P регулятора выбирают таким образом, что нулевые точки регулятора в передаточной функции регулятора согласно уравнению (48) компенсируют комплексно сопряженный полюс в передаточной функции объекта регулирования согласно уравнению (49):

$$G(s) = \frac{A}{(s + s_0)^2 + \omega_0^2} \cdot e^{-T_S s} = G_0(s) \cdot e^{-T_S s} \quad (49)$$

Посредством сравнения коэффициентов уравнений (49) и (48) для определения параметров K_I , K_P регулятора получаются уравнения (50a) и (50b):

$$2 \cdot \frac{K_I}{K_P} = 2 \cdot s_0, \quad (50a)$$

$$\omega_0^2 = \omega_0^2 + s_0^2. \quad (50b)$$

Согласно одному варианту выполнения демпфирование s_0 и резонансную круговую частоту ω_0 осциллятора 190 выбирают таким образом, что $s_0 \ll \omega_0$, и, таким образом, уравнение (50b) выполняется с очень хорошим приближением. Из уравнения (50a) в качестве условия назначения величины отношения коэффициента интегрирования K_I к коэффициенту усиления K_P получается уравнение (50c):

$$\frac{K_I}{K_P} = s_0. \quad (50c)$$

Передаточная функция $G_K(s)$ скорректированного открытого контура получается из произведения передаточной функции $G_S(s)$ объекта регулирования и передаточной функции $G_R(s)$ регулятора. Так как при соответствующем назначении параметров согласно уравнениям (50b), (50c) выражения для комплексно сопряженного полюса объекта регулирования и для комплексно сопряженной нулевой точки регулятора сокращаются, получается передаточная функция $G_K(s)$ скорректированного открытого контура согласно уравнению (51):

$$G_K(s) = G_S(s) \cdot G_R(s) = A \cdot \frac{1}{s^2 + \omega_0^2} \cdot e^{-(T_S + T_R)s}. \quad (51)$$

При регулировании с помощью традиционного пропорционально-интегрального регулятора в фазово-частотной характеристике скорректированного открытого контура при частоте $\omega = \omega_0$ происходит скачок фазы от $+90^\circ$ до -90° . В противоположность этому, в пропорционально-интегральном регуляторе 225, рассчитанном для гармонических задающих величин, при частоте ω_0 происходит скачок фазы на 180° , который однако не обязательно осуществляется между $+90^\circ$ и -90° . Поэтому согласно одному варианту

выполнения время запаздывания T_R регулятора выбирают таким образом, что скачок фазы на 180° осуществляется максимально точно при ω_0 , например, посредством того, что параметры регулятора назначают согласно уравнению (52a):

$$(T_S + T_R) \cdot \omega_0 = \frac{3}{2} \cdot \pi. \quad (52a)$$

Если смещение фазы, вызванное только временем T_S запаздывания объекта регулирования, при ω_0 меньше 90° , то часть фазы в размере 180° может также образовываться посредством инвертирующего регулятора. В этом случае фазы, вызванные временем T_R запаздывания регулятора и временем T_S запаздывания объекта регулирования, при ω_0 лишь дополняются до $\frac{\pi}{2}$. При этом условие назначения величины времени T_R запаздывания регулятора имеет вид:

$$(T_S + T_R) \cdot \omega_0 = \frac{\pi}{2}. \quad (52b)$$

Из частотной характеристики скорректированного открытого контура при помощи критерия Найквиста можно сделать заключение о свойствах стабильности замкнутого контура. Скорректированный открытый контур состоит из обобщенного интегратора и комбинации времени T_S запаздывания объекта регулирования и времени T_R запаздывания регулятора. Посредством надлежащего назначения величины времени T_R запаздывания регулятора согласно одному из уравнений (14a) или (14b) фазовая характеристика при частоте ω_0 имеет скачок на 180° от $+90^\circ$ при более низких частотах $\omega < \omega_0$ до -90° при более высоких частотах $\omega > \omega_0$. Передаточная функция $G_W(s)$ замкнутого контура получается из передаточной функции $G_K(s)$ скорректированного открытого контура:

$$G_W(s) = \frac{G_K(s)}{1 + G_K(s)}. \quad (53)$$

Если время T_R запаздывания регулятора определяют согласно уравнению (52a), то замкнутый контур является стабильным именно тогда, когда амплитудно-фазовая характеристика скорректированного открытого контура при $0 \leq \omega \leq \omega_0$ не окружает точку -1 и не проходит через нее.

Если в противоположность этому, время T_R запаздывания регулятора определяют на основании уравнения (52b), и пропорционально-интегральный регулятор 225 вырабатывает фазу в размере 180° , то замкнутый контур является стабильным именно тогда, когда амплитудно-фазовая характеристика скорректированного открытого контура начинается на отрицательной действительной оси при значении, большем -1 .

В интервале $0 \leq \omega \leq \omega_0$ эквивалентная характеристика пересекает линию 0 дБ при частоте прохождения, при этом расстояние частоты прохождения от ω_0 определяет ширину полосы пропускания замкнутого контура. При помощи коэффициента K_p усиления эквивалентная частотная характеристика и, таким образом, частота прохождения, могут сдвигаться в направлении оси ординат, так что получающаяся ширина полосы пропускания замкнутого контура может регулироваться. Согласно

одному варианту выполнения коэффициент K_P усиления выбирают в рамках заданных критериями стабильности границ таким образом, что ширина полосы пропускания является максимальной.

5 Обобщенно, главный модуль 200 регулятора включает в себя пропорционально-интегральный регулятор 225 для гармонических задающих величин, к которому подводят гармонический сигнал номинального значения, и который содержит пропорциональное передаточное звено 224 с коэффициентом K_P усиления и интегрирующее передаточное звено 222 с коэффициентом K_I интегрирования.

10 Коэффициент K_I интегрирования и коэффициент K_P усиления выбраны таким образом, что в s -плоскости нулевая точка передаточной функции пропорционально-интегрального регулятора 225 и комплексно сопряженный полюс передаточной функции объекта регулирования, описывающей осциллятор 190, взаимно компенсируются.

15 Согласно одному варианту выполнения демпфирование s_0 осциллятора 190 по отношению к отклонению в направлении возбуждения намного меньше, чем резонансная круговая частота ω_0 осциллятора 190, и отношение коэффициента K_I интегрирования к коэффициенту K_P усиления в s^{-1} примерно соответствует демпфированию s_0 . Кроме того, коэффициент K_P усиления может выбираться таким образом, что получающаяся
20 ширина полосы пропускания для соответствующего требования стабильности является максимально большой. При этом коэффициент K_I интегрирования выбирают в зависимости от демпфирования s_0 и коэффициента K_P усиления согласно уравнению (50с).

25 Согласно одному варианту выполнения система, образованная из модуля 180 исполнительных органов, осциллятора 190 и модуля 170 чувствительных элементов, имеет время T_S запаздывания объекта регулирования, а главный модуль 200 регулятора имеет действующее последовательно с пропорционально-интегральным регулятором 225 звено с запаздыванием, имеющее время T_R запаздывания регулятора. Время T_R
30 запаздывания регулятора выбирают в зависимости от резонансной круговой частоты ω_0 осциллятора 190 и времени T_S запаздывания объекта регулирования таким образом, что фазово-частотная характеристика скорректированного открытого контура при частоте ω_0 имеет скачок фазы от $+90^\circ$ до -90° по направлению к более высоким частотам.

35 Согласно первому варианту этой формы выполнения пропорционально-интегральный регулятор для гармонических задающих величин не изменяет знак, и время T_R запаздывания регулятора выбирают таким образом, что произведение резонансной круговой частоты ω_0 и суммы времени T_S запаздывания объекта регулирования и
40 времени T_R запаздывания регулятора дает в результате $\frac{3\pi}{2}$. Согласно другому варианту этой формы выполнения пропорционально-интегральный регулятор 225 изменяет знак, или же, смещает фазу на 180° , и вызванную временем T_R запаздывания регулятора и временем T_S запаздывания объекта регулирования фазу при резонансной круговой
45 частоте ω_0 лишь дополняют до $\frac{\pi}{2}$, так что произведение резонансной круговой частоты ω_0 и суммы времени T_S запаздывания объекта регулирования и времени T_R запаздывания

регулятора дает в результате $\frac{\pi}{2}$.

Так как в главном модуле 200 регулятора не предусмотрена трансформация первичной полосы частот, которая для демпфирования более высокочастотных результатов модуляции требует фильтра нижних частот, главный модуль 200 регулятора может быть выполнен значительно более широкополосным. Главный модуль 200 регулятора быстрее реагирует на возмущающие величины, чем сравнимый регулятор, в котором предусмотрена трансформация первичной полосы частот.

Фиг. 4А и 4В относятся к варианту выполнения, в котором главный модуль 200 регулятора содержит дискретный пропорционально-интегральный регулятор 325 для гармонических сигналов номинального значения, имеющий дискретное пропорциональное передаточное звено 324 с коэффициентом K_P усиления и дискретное интегрирующее передаточное звено 322 с коэффициентом K_I интегрирования. Согласно одному варианту выполнения выдаваемый модулем 170 чувствительных элементов аналоговый сигнал измерения считывается модулем 321 считывания с периодом T дискретизации, и преобразуется в цифровой входной сигнал для дискретного пропорционально-интегрального регулятора 325. Согласно другому варианту выполнения модуль 170 чувствительных элементов уже выдает цифровой сигнал измерения.

Согласно одному варианту выполнения, в котором система, включающая в себя модуль 180 исполнительных органов, осциллятор 190 и модуль 170 чувствительных элементов, имеет время T_S запаздывания объекта регулирования, главный модуль 200 регулятора включает в себя расположенное последовательно с дискретным пропорционально-интегральным регулятором 325 звено 326 с запаздыванием, имеющее время T_R запаздывания регулятора. Ниже как время T_S запаздывания объекта регулирования, так и время T_R запаздывания регулятора выражаются в виде кратного периода T дискретизации согласно уравнениям (54а) и (54б):

$$T_S = \beta_S \cdot T, \quad (54a)$$

$$T_R = \beta_D \cdot T. \quad (54b)$$

При этом время T_R запаздывания регулятора определяют таким образом, что скорректированный открытый контур при резонансной круговой частоте ω_0 имеет скачок фазы от $+90^\circ$ до -90° по направлению к более высоким частотам.

Согласно одному варианту выполнения отношение коэффициента K_I интегрирования к коэффициенту K_P усиления установлено таким, что в s -плоскости нулевые точки передаточной функции регулятора компенсируют комплексно сопряженный полюс передаточной функции объекта регулирования. Согласно другому варианту выполнения параметры регулятора выбраны таким образом, что передаточная функция замкнутого контура эквивалентной системы в первичной полосе частот имеет двойное вещественное собственное значение. Главный модуль 200 регулятора реализован, например, в виде цифровой интегральной схемы, например, в виде ASIC (проблемно ориентированной интегральной схемы), DSP (цифрового сигнального процессора) или FPGA (программируемой логической матрицы), или в виде программы для компьютера или микропроцессора.

Фиг. 4В иллюстрирует z -передаточную функцию $G_{R0}(z)$ дискретного

пропорционально-интегрального регулятора 325 для гармонических задающих величин согласно фиг. 4А. Передаточная функция $G_{R0}(z)$ определена таким образом, что пропорционально-интегральный регулятор 325 из входного сигнала $x_d(k)$, включающего в себя гармоническое колебание, модулированное скачкообразной функцией $\sigma(k)$, вырабатывает в качестве выходного сигнала $u(k)$ регулятора гармоническое колебание такой же частоты с пропорциональной времени амплитудой, как это выражено уравнением (55):

$$u(k) = (K_p + K_i \cdot T \cdot k) \cdot \sin(\omega_0 \cdot T \cdot k) \cdot \sigma(k). \quad (55)$$

Входная функция $X_d(z)$ и выходная функция $U(z)$ получаются посредством z -преобразования согласно уравнениям (56а) и (56б):

$$X_d(z) = \frac{z \cdot \sin(\omega_0 \cdot T)}{z^2 - 2 \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) \cdot z + 1} \quad (56a)$$

$$U(z) = K_p \cdot \frac{z \cdot \sin(\omega_0 \cdot T)}{z^2 - 2 \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) \cdot z + 1} + K_i \cdot \frac{T \cdot z^3 \cdot \sin(\omega_0 \cdot T) - T \cdot z \cdot \sin(\omega_0 \cdot T)}{(z^2 - 2 \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) \cdot z + 1)^2}.$$

(56b)

При этом передаточная функция $G_{R0}(z)$ дискретного пропорционально-интегрального регулятора 325 для гармонических задающих величин получается согласно уравнению (56с):

$$G_{R0}(z) = \frac{U(z)}{X_d(z)} = \frac{(K_p + K_i \cdot T) \cdot z^2 - 2 \cdot K_p \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) \cdot z + K_p - K_i \cdot T}{z^2 - 2 \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) \cdot z + 1}. \quad (56c)$$

Такой дискретный пропорционально-интегральный регулятор вследствие обобщенной интегральной части имеет полюс при $z = e^{\pm j \omega_0 T}$ и при гармоническом колебании с частотой ω_0 на входе не образует смещение фазы на выходе. Чтобы тем не менее иметь возможность установления произвольной фазы, согласно одному варианту выполнения предусмотрен главный модуль 200 регулятора, содержащий звено 326 с запаздыванием, имеющее запаздывание β_D . Передаточная функция $G_R(z)$ главного модуля 200 регулятора, содержащего звено 326 с запаздыванием и дискретный пропорционально-интегральный регулятор 325, получается при этом согласно уравнению (57):

$$G_R(z) = G_{R0}(z) \cdot z^{-\beta_D} = \frac{(K_p + K_i \cdot T) \cdot z^2 - 2 \cdot K_p \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) \cdot z + K_p - K_i \cdot T}{z^2 - 2 \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) \cdot z + 1} \cdot z^{-\beta_D} \quad (57)$$

Модель непрерывного объекта регулирования согласно уравнению (49) должна быть соответствующим образом подвергнута дискретизации. Для этого вначале в передаточной функции $G(s)$ объекта регулирования согласно уравнению (49) выражают время T_S запаздывания объекта регулирования в виде кратного периода T дискретизации:

$$G(s) = \frac{A}{(s + s_0)^2 + \omega_0^2} \cdot e^{-\beta_s T_s} = G_0(s) \cdot e^{-\beta_s T_s}. \quad (58)$$

В общем случае ступенчатая передаточная функция $G(z)$ для дискретизированной модели непрерывного объекта регулирования может быть вычислена при помощи передаточной функции $G(s)$ согласно уравнению (59):

$$G(z) = \frac{z-1}{z} \cdot Z \cdot \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\}. \quad (59)$$

При помощи следующих сокращений согласно уравнениям (59a)-(59e)

$$K_S = \frac{A}{s_0^2 + \omega_0^2}, \quad (59a)$$

$$b_1 = 1 - e^{-s_0 T} \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) - \frac{s_0}{\omega_0} \cdot e^{-s_0 T} \cdot \sin(\omega_0 \cdot T), \quad (59b)$$

$$b_2 = e^{-2s_0 T} - e^{-s_0 T} \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) - \frac{s_0}{\omega_0} \cdot e^{-s_0 T} \cdot \sin(\omega_0 \cdot T), \quad (59c)$$

$$a_1 = 2 \cdot e^{-s_0 T} \cdot \cos(\omega_0 \cdot T), \quad (59d)$$

$$a_2 = -e^{-2s_0 T} \quad (59e)$$

из уравнений (58) и (59) получается ступенчатая передаточная функция G(z) для осциллятора 190 согласно уравнению (60):

$$G(z) = K_S \cdot \frac{b_1 \cdot z + b_2}{z^2 - a_1 \cdot z - a_2} \cdot \frac{1}{z^{\beta_S}} = G_0(z) \cdot \frac{1}{z^{\beta_S}}. \quad (60)$$

Согласно одному варианту выполнения изобретения время T_R запаздывания регулятора определяют таким образом, что фазово-частотная характеристика скорректированного открытого контура при резонансной частоте ω₀ имеет скачок фазы от +90° до -90° по направлению к более высоким частотам. Z-передаточная функция для скорректированного открытого контура получается аналогично уравнению (51) из произведения передаточной функции G(z) объекта регулирования согласно уравнению (58) и передаточной функции G_R(z) регулятора согласно уравнению (57):

$$G_K(z) = G_0(z) \cdot G_{R0}(z) \cdot z^{-(\beta_S + \beta_D)}. \quad (61)$$

Аналогично уравнениям (52a) и (52b) параметр β_D регулятора выбирают таким образом, что при резонансной круговой частоте ω₀ передаточная функция G_K(z) скорректированного открытого контура имеет скачок фазы от +90° до -90°:

$$\left(\beta_S + \beta_D + \frac{1}{2}\right) \cdot \omega_0 \cdot T = \frac{3}{2} \cdot \pi. \quad (62a)$$

При сопоставлении с уравнением (52a), по сравнению с непрерывным регулятором

получается дополнительный компонент в размере $\frac{1}{2} \cdot \omega_0 \cdot T$, который отображает вызываемое дискретизацией запаздывание в размере дополнительного половинного такта дискретизации. Как и в случае непрерывного регулятора, если смещение фазы, вызываемое временем β_S·T запаздывания объекта регулирования и дискретизацией, при резонансной круговой частоте ω₀ меньше 90°, скачок фазы в размере 180° может также образовываться посредством отрицательного знака в регуляторе, так что фазы, вызванные дискретизацией, временем β_D·T запаздывания регулятора и временем β_S·T запаздывания объекта регулирования, при резонансной круговой частоте ω₀ должны

лишь дополняться до $\frac{\pi}{2}$. Соответственно в этом случае для β_D получается условие назначения величины согласно уравнению (62b):

$$5 \quad (\beta_s + \beta_D + \frac{1}{2}) \cdot \omega_0 \cdot T = \frac{\pi}{2}. \quad (62b)$$

Уравнения (62a) и (62b) приводят, как правило, к не целочисленному значению β_D .

В общем случае параметр β_D регулятора имеет целочисленную часть n_D и остаток $\frac{1}{a_D}$ с $a_D > 1$ согласно уравнению (63):

$$10 \quad \beta_D = n_D + \frac{1}{a_D}. \quad (63)$$

Согласно одному варианту выполнения целочисленную часть n_D аппроксимируют при помощи цепи задержки с длиной, заданной посредством n_D , а дробную часть $\frac{1}{a_D}$ такта дискретизации - посредством всечастотного фильтра первого порядка согласно уравнению (64):

$$20 \quad z^{-\frac{1}{a_D}} = \frac{a_D \cdot z + 1}{z + a_D}. \quad (64)$$

Согласно одному варианту выполнения параметр a_D всечастотного фильтра выбирают таким образом, что фаза точной передаточной функции $z^{-\frac{1}{a_D}}$ и фаза аппроксимации всечастотным фильтром согласно уравнению (64) при резонансной круговой частоте ω_0 максимально точно совпадают. Из этого условия в качестве определяющего уравнения для параметра a_D всечастотного фильтра получается уравнение (65):

$$30 \quad -\frac{\omega_0 \cdot T}{a_D} = \arctan\left(\frac{a_D \cdot \sin(\omega_0 \cdot T)}{a_D \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) + 1}\right) - \arctan\left(\frac{\sin(\omega_0 \cdot T)}{\cos(\omega_0 \cdot T) + a_D}\right). \quad (65)$$

Согласно одному варианту выполнения a_D определяют посредством того, что нулевую точку функции усредняют по интервалам согласно уравнению (66):

$$35 \quad f(a_D) = \arctan\left(\frac{a_D \cdot \sin(\omega_0 \cdot T)}{a_D \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) + 1}\right) - \arctan\left(\frac{\sin(\omega_0 \cdot T)}{\cos(\omega_0 \cdot T) + a_D}\right) + \frac{\omega_0 \cdot T}{a_D}. \quad (66)$$

Определение n_D и a_D согласно уравнениям (63) и (66) является независимым от способа определения следующих параметров K_P и K_I регулятора.

Согласно одному варианту выполнения способа изготовления регулирующего модуля, который включает в себя назначение параметров дискретного пропорционально-интегрального регулятора 325 согласно фиг. 4А, коэффициент K_P усиления и коэффициент K_I интегрирования дискретного пропорционально-интегрального регулятора 325 выбирают таким образом, что нулевые точки в передаточной функции $G_R(z)$ регулятора согласно уравнению (57) компенсируют комплексно сопряженный полюс передаточной функции $G(z)$ объекта регулирования согласно уравнению (60). Сравнение коэффициентов уравнений (57) и (60) при z^1

приводит к условию назначения параметров согласно уравнению (67):

$$K_p = K_I \cdot T \cdot \frac{e^{-s_0 T}}{1 - e^{-s_0 T}}. \quad (67)$$

5 Сравнение коэффициентов при z^0 приводит к условию назначения параметров согласно уравнению (68):

$$K_p = K_I \cdot T \cdot \frac{1 + e^{-2s_0 T}}{1 - e^{-2s_0 T}}. \quad (68)$$

10 Согласно одному варианту выполнения демпфирование s_0 осциллятора 190 и период T дискретизации выбирают таким образом, что имеет силу $s_0 \cdot T \ll 1$, так что с достаточной точностью действуют приближения согласно (69а) и (69b):

$$e^{-s_0 T} \approx 1 - s_0 \cdot T, \quad (69a)$$

$$15 \quad e^{-2s_0 T} \approx 1 - 2 \cdot s_0 \cdot T. \quad (69b)$$

При помощи приближений согласно уравнениям (69а) и (69b) оба независимых условия назначения параметров согласно уравнениям (67) и (68) могут быть приближенно выражены посредством одного единственного условия назначения параметров согласно уравнению (70):

$$K_p = K_I \cdot T \cdot \frac{1 - s_0 \cdot T}{s_0 \cdot T}, \text{ или же } K_I \cdot T = K_p \cdot s_0 \cdot T. \quad (70)$$

25 Согласно одному варианту выполнения отношение коэффициента K_I интегрирования к коэффициенту K_p усиления устанавливают равным или приблизительно равным демпфированию s_0 осциллятора. Назначение параметров дискретного пропорционально-интегрального регулятора 325 согласно описанному способу, который предусматривает компенсацию полюса объекта регулирования посредством нулевой точки регулятора, приводит к хорошей характеристике слежения замкнутого контура.

30 Фиг. 5А и 5В относятся к варианту выполнения, при котором главный модуль 200 регулятора имеет расширение 328 регулятора, расположенное последовательно с пропорционально-интегральным регулятором 325 и звеном 326 с запаздыванием согласно фиг. 4А. Ниже структура расширения 328 регулятора выводится из аналогового расширения регулятора для первичной полосы частот.

35 В частности, осциллятор 190 наряду с резонансной круговой частотой при ω_0 может иметь еще дополнительные резонансы, например механические структурные резонансы выше или ниже резонансной круговой частоты ω_0 . Расширение 328 регулятора рассчитано таким образом, что оно сильнее демпфирует эти дополнительные резонансы. С этой целью в первичной полосе частот традиционного пропорционально-интегрального регулятора следовало бы добавить звено задержки первого порядка (звено PT_1) с дополнительным полюсом при частоте перегиба за пределами желаемой ширины полосы пропускания. Этот дополнительный полюс регулятора осуществляет то, что для высоких частот регулятор уже не действует как пропорциональное звено, а его эквивалентная частота спадает в размере 20 дБ на десяток. Реакция $y(k)$ на ступенчатое воздействие такого расширения в первичной полосе частот получается из скачкообразной функции $o(k)$ в качестве входного сигнала $u(k)$ согласно уравнению (71):

$$y(k) = (1 - e^{-\frac{kT}{T_1}}) \cdot \sigma(k). \quad (71)$$

Z-преобразование $U(z)$ входного сигнала $u(k)$ соответствует z-преобразованию скачкообразного сигнала:

$$U(z) = \frac{z}{z-1}. \quad (72a)$$

Z-преобразование $Y(z)$ выходного сигнала $y(k)$ получается согласно уравнению (72b):

$$Y(z) = \frac{z}{z-1} - \frac{z}{z - e^{-\frac{T}{T_1}}}. \quad (72b)$$

В соответствии с этим, аналогично уравнению (47), для передаточной функции $G_{RE0}(z)$ такого расширения регулятора в первичной полосе частот получается:

$$G_{RE0}(z) = \frac{1 - e^{-\frac{T}{T_1}}}{z - e^{-\frac{T}{T_1}}}. \quad (73)$$

Согласно одному варианту выполнения, по аналогии с расширением регулятора в первичной полосе частот, расширение 328 регулятора в полосе пропускания полосового фильтра выполнено таким образом, что расширение 328 регулятора отвечает на подачу модулированного скачкообразной функцией гармонического колебания с резонансной круговой частотой ω_0 гармоническим колебанием с такой же частотой, при этом реакция на ступенчатое воздействие расширения первичной полосы частот задает огибающую, как это представлено на правой стороне фиг. 5В.

На фиг. 5В показано преобразование синусоидально модулированной скачкообразной функции $u(k)$ в выходной сигнал с синусоидальным колебанием, огибающая которого получается из реакции на ступенчатое воздействие согласно передаточной функции $G_{RE0}(z)$ дискретного расширения регулятора в полосе пропускания полосового фильтра. Входной сигнал расширения 328 регулятора в полосе пропускания полосового фильтра с передаточной функцией $G_{RE}(z)$ получается согласно уравнению (74):

$$u(k) = \sin(\omega_0 \cdot T \cdot k) \cdot \sigma(k). \quad (74)$$

Выходным сигналом $y(k)$ регулятора является гармоническое колебание, огибающая которого соответствует реакции на ступенчатое воздействие PT_1 -расширения регулятора в первичной полосе частот:

$$y(k) = (1 - e^{-\frac{kT}{T_1}}) \cdot \sin(\omega_0 \cdot T \cdot k) \cdot \sigma(k). \quad (75)$$

Z-преобразования $U(z)$ и $Y(z)$ получаются согласно уравнениям (76a) и (76b):

$$U(z) = \frac{z \cdot \sin(\omega_0 \cdot T)}{z^2 - 2 \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) \cdot z + 1}, \quad (76a)$$

$$Y(z) = z \cdot \frac{z \cdot \sin(\omega_0 \cdot T)}{z^2 - 2 \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) \cdot z + 1} - z \cdot \frac{e^{-\frac{T}{T_1}} \cdot \sin(\omega_0 \cdot T)}{z^2 - 2 \cdot e^{-\frac{T}{T_1}} \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) \cdot z + e^{-2\frac{T}{T_1}}}. \quad (76b)$$

Передаточная функция $G_{RE}(z)$ расширения 328 регулятора для полосы пропускания полосового фильтра получается согласно уравнению (77):

$$5 \quad G_{RE}(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{(1 - e^{-\frac{T}{T_1}}) \cdot z^2 - e^{-\frac{T}{T_1}} \cdot (1 - e^{-\frac{T}{T_1}})}{z^2 - 2 \cdot e^{-\frac{T}{T_1}} \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) \cdot z + e^{-2\frac{T}{T_1}}}. \quad (77)$$

Расширение 328 регулятора с передаточной функцией $G_{RE}(z)$ действует последовательно с дискретным пропорционально-интегральным регулятором 325 аналогично полосовому фильтру первого порядка с резонансной круговой частотой ω_0 в качестве средней частоты. Величина и фаза скорректированного открытого контура при резонансной круговой частоте ω_0 в узком диапазоне вокруг резонансной круговой частоты ω_0 согласно уравнению (78) остаются неизменными:

$$15 \quad \omega_0 - \frac{1}{T_1} \leq \omega \leq \omega_0 + \frac{1}{T_1}. \quad (78)$$

В этом диапазоне на эквивалентную частотную характеристику скорректированного открытого контура влияние почти не оказывается, в то время как вне этого диапазона происходит существенное уменьшение величины, так что могут снижаться возможные
20 нежелательные резонансы.

Фиг. 6А-6С относятся к микромеханическому датчику 500 угловой скорости согласно следующему варианту выполнения. Датчик 500 угловой скорости включает в себя подвешенный на первых пружинных элементах 541 модуль 590 возбуждения, например, возбуждающую раму. Первые пружинные элементы 541 присоединяют модуль 590
25 возбуждения к структуре 551 подвески, которая неподвижно соединена с несущим основанием 550, показанным на фиг. 6В. Пружинные элементы 541 демпфируют отклонение модуля 590 возбуждения по отношению к несущему основанию 550 вдоль направления 501 возбуждения лишь незначительно. Посредством вторых пружинных элементов 542 с модулем 590 возбуждения соединен модуль 580 детектирования, который
30 является подвижным по отношению к модулю 590 возбуждения в основном вдоль направления 502 детектирования, ортогонального направлению 501 возбуждения. Направления 501, 502 возбуждения и детектирования проходят параллельно поверхности несущего основания 550. Первыми и вторыми пружинными элементами 541, 542 являются, например, аналогичные балкам структуры с малым поперечным сечением,
35 которые выполнены между соответственно соединяемыми структурами.

Согласно одному варианту выполнения датчик 500 угловой скорости включает в себя первые модули 561, 571 силовых датчиков и чувствительных элементов, например, электростатические силовые датчики и чувствительные элементы, которые возбуждают колебание системы, образованной из модуля 590 возбуждения и модуля 580
40 детектирования, вдоль направления 501 возбуждения, и/или обеспечивают возможность регистрации соответствующего отклонения модуля 590 возбуждения. Кроме того, датчик 500 угловой скорости включает в себя вторые модули 562, 572 силовых датчиков и чувствительных элементов, например, электростатические силовые датчики и чувствительные элементы, которые воздействуют на модуль 580 детектирования и/или
45 обеспечивают возможность регистрации его отклонения. Согласно одному варианту выполнения по меньшей мере один из вторых модулей 562, 572 силовых датчиков и чувствительных элементов подвергается управлению таким образом, что он противодействует отклонению модуля 580 детектирования, вызванному возмущающей

величиной или, в случае систем с обратной связью, измеряемой величиной.

Например, при работе датчика 500 угловой скорости первые модули 561, 571 силовых датчиков и чувствительных элементов возбуждают колебания модуля 590 возбуждения вдоль направления 501 возбуждения, при этом модуль 580 детектирования движется совместно с модулем 590 возбуждения приблизительно с такими же амплитудой и фазой. Если конструкция поворачивается вокруг оси, ортогональной плоскости основания, то на модуль 590 возбуждения и модуль 580 детектирования действует кориолисова сила, которая отклоняет модуль 580 детектирования по отношению к модулю 590 возбуждения в направлении 502 детектирования. Вторые модули 562, 572 силовых датчиков и чувствительных элементов регистрируют отклонение модуля 580 детектирования и, таким образом, вращательное движение вокруг оси, ортогональной плоскости основания.

Согласно одному варианту выполнения по меньшей мере один из модулей 561, 571, 562, 572 силовых датчиков и чувствительных элементов действует в качестве исполнительного органа, и либо модуль 590 возбуждения, либо модуль 580 детектирования действуют в качестве осциллятора в смысле одного из описанных выше устройств 200.

Согласно представленному на фиг. 6С варианту выполнения датчика 500 угловой скорости, например, первые модули 561, 571 силовых датчиков и чувствительных элементов возбуждают колебание модуля 590 возбуждения с резонансной круговой частотой ω_0 вдоль направления 501 возбуждения. При этом в контуре регулирования, содержащем главный модуль 200 регулятора и модуль 600 расширения регулятора описанного выше типа, колебание модуля 580 детектирования вдоль направления 502 детектирования (х2-осциллятор) может, например, соответствовать гармоническому силовому сигналу, как это описано выше.

Отклонение х2-осциллятора может регистрироваться посредством заряда на общем подвижном электроде, который выполнен на модуле 590 возбуждения. Заряд может отводиться через одну из структур 551 подвески. Модуль 521 усиления заряда усиливает отведенный сигнал. В то время как обычно модуль демодулятора демодулирует отведенный сигнал с частотой, которая, например, соответствует резонансной круговой частоте ω_0 , прежде чем он будет подведен к модулю регулятора, в вариантах выполнения изобретения предусмотрено подводить к модулю 520 регулятора описанного выше типа не модулированный гармонический сигнал, в качестве сигнала измерения в приведенном выше смысле.

Действующее на колебание демпфирование s_0 значительно меньше, чем резонансная круговая частота ω_0 . Отведенный через раму возбуждения или же через модуль 590 возбуждения сигнал частично отображает перемещение модуля 590 возбуждения вдоль направления 501 возбуждения. Возмущающая величина, источник которой может находиться вне датчика 500 угловой скорости, или же, в системе с обратной связью, измеряемая величина, накладывается на колебание и модулирует его амплитуду. Модуль 520 регулятора выводит из модулированного гармонического сигнала управляющий сигнал для вторых модулей 562, 572 силовых датчиков и чувствительных элементов, что осуществляет их противодействие отклонению, вызванному возмущающей величиной или же измеряемой величиной. Модуль 522 усилителя преобразует управляющий сигнал в соответствующий сигнал возврата для электродов вторых модулей 562, 572 силовых датчиков и чувствительных элементов. Модуль 520 регулятора соответственно включает в себя один из описанных выше главных модулей 200

регулятора и модулей 600 расширения регулятора.

Представленный на фиг. 7 датчик 505 угловой скорости отличается от датчика 500 угловой скорости, представленного на фиг. 6А, наличием кориолисова модуля 585, расположенного между модулем 590 возбуждения и модулем 580 детектирования.

5 Вторые пружинные элементы 542, которые присоединяют кориолисов модуль 585 к модулю 590 возбуждения, допускают отклонение кориолисова модуля 585 по отношению к модулю 590 возбуждения в направлении 502 детектирования. Третьи пружинные
 10 элементы 543, которые частично могут быть соединены с несущим основанием 550, присоединяют модуль 580 детектирования к кориолисову модулю 585 таким образом, что модуль 580 детектирования может следовать за перемещением кориолисова модуля 585 вдоль направления 502 детектирования, но не вдоль направления 501 возбуждения. Модуль 580 детектирования зафиксирован по отношению к направлению 501
 возбуждения и является подвижным в направлении 502 детектирования.

Согласно другим вариантам выполнения по меньшей мере один из первых или вторых
 15 модулей 561, 562, 571, 572 силовых датчиков и чувствительных элементов действует в качестве исполнительного органа, и либо модуль 590 возбуждения, либо модуль 580 детектирования, либо как модуль 590 возбуждения, так и модуль 580 детектирования действуют в качестве осциллятора в смысле одного из описанных выше устройств, которые работают согласно описанному принципу регулятора с полосовым фильтром.
 20 При этом модули 561 и 571 силовых датчиков и чувствительных элементов действуют в качестве модулей силовых датчиков или же чувствительных элементов для x_1 -осциллятора, а модули 562 и 572 силовых датчиков и чувствительных элементов действуют в качестве модулей силовых датчиков или же чувствительных элементов для x_2 -осциллятора.

25 Датчик угловой скорости согласно другому варианту выполнения включает в себя два представленных на фиг. 6А или на фиг. 7 устройства, которые соединены друг с другом таким образом, что модули возбуждения в стационарном состоянии совершают противоположные друг другу колебания. Другие варианты выполнения относятся к датчикам угловой скорости, содержащим четыре представленных на фиг. 6А или на
 30 фиг. 7 устройства, которые соединены друг с другом, и соответственно два из модулей возбуждения в стационарном состоянии совершают противоположные друг другу колебания.

Следующий вариант выполнения относится к конструкции датчика угловой скорости, содержащей представленную на фиг. 1, 2А и 2В комбинацию, состоящую из главного
 35 модуля 200 регулятора и модуля 600 расширения регулятора. Главный модуль 200 регулятора включает в себя по меньшей мере один пропорционально-интегральный регулятор 225, 325 для гармонических сигналов номинального значения, который, в свою очередь, содержит пропорциональное передаточное звено 224, 324 и
 40 расположенное параллельно пропорциональному передаточному звену 224, 324 интегрирующее передаточное звено 222, 322, при этом вход главного модуля 200 регулятора соединен с обоими передаточными звеньями 222, 224, 322, 324. Передаточная функция пропорционально-интегрального регулятора 225, 325 для гармонических сигналов номинального значения имеет комплексно сопряженный полюс при круговой частоте ω_r регулятора в s -плоскости или при $e^{\pm j\omega_r T}$ в z -плоскости, при этом T является
 45 периодом дискретизации дискретного входного сигнала пропорционально-интегрального регулятора 325, а $\omega_r > 0$.

Для этого коэффициент интегрирования интегрирующего передаточного звена 222, 322 и коэффициент усиления пропорционального передаточного звена 224, 324 выбраны

таким образом, что пропорционально-интегральный регулятор 225, 325 для гармонических задающих величин при подаче на вход регулятора гармонического входного сигнала с круговой частотой ω_r регулятора, модулированного скачкообразной функцией, предназначен для вырабатывания гармонического колебания с круговой частотой ω_r регулятора и с возрастающей амплитудой на выходе регулятора.

Пропорционально-интегральный регулятор 225, 325 для гармонических сигналов номинального значения может пониматься как регулятор, выведенный из традиционного пропорционально-интегрального регулятора для стационарных сигналов номинального значения, и отличается от него расположением полюсов в s-плоскости или же в z-плоскости.

Фиг. 8 относится к способу эксплуатации регулирующего устройства с гармонической задающей величиной. Модуль чувствительных элементов вырабатывает сигнал измерения, который отображает отклонение осциллятора вдоль направления возбуждения (802). Модуль расширения регулятора на основании оценки фактической фазы и фактической амплитуды остаточного колебания осциллятора при деактивированном модуле исполнительных органов вырабатывает синхронизированный по фазе и равный по амплитуде гармонический сигнал номинального значения (804). Главный модуль регулятора вырабатывает из сигнала измерения и синхронного сигнала номинального значения синхронизированный управляющий сигнал для модуля исполнительных органов, так что модуль исполнительных органов может противодействовать отклонению осциллятора от гармонического колебания. Одновременно с выработкой синхронизированного управляющего сигнала или после нее активируется модуль исполнительных органов (806).

Формула изобретения

1. Регулирующее устройство, включающее в себя:

модуль (170) чувствительных элементов, который пригоден для выдачи сигнала измерения, отображающего отклонение осциллятора (190) вдоль направления возбуждения,

воздействующий на осциллятор (190) модуль (180) исполнительных органов, который выполнен с возможностью управления посредством управляющих сигналов, отличающееся наличием:

главного модуля (200) регулятора, который выполнен с возможностью выводить из сигнала измерения и гармонического сигнала номинального значения управляющий сигнал для модуля (180) исполнительных органов, таким образом, что модуль (180) исполнительных органов противодействует отклонению осциллятора (190) от номинальной амплитуды гармонического резонансного колебания осциллятора (190), и

модуля (600) расширения регулятора, который выполнен с возможностью при деактивированном модуле (180) исполнительных органов определять из сигнала измерения фактическую фазу и фактическую амплитуду остаточного колебания осциллятора (190) и выдавать в главный модуль (200) регулятора согласованный с фактической фазой и фактической амплитудой гармонический сигнал номинального значения, так что после активирования модуля (180) исполнительных органов амплитуда остаточного колебания осциллятора (190) синхронно по фазе усиливается до номинальной амплитуды, и при этом используется энергия, содержащаяся в остаточном колебании.

2. Регулирующее устройство по п. 1, отличающееся тем, что:

главным модулем (200) регулятора является регулирующее устройство (225, 325) для гармонических сигналов номинального значения,

при этом регулирующее устройство (225, 325) включает в себя, по меньшей мере, одно пропорциональное передаточное звено (224, 324) и расположенное параллельно 5 нему интегрирующее передаточное звено (222, 322), и вход главного модуля (200) регулятора соединен с обоими передаточными звеньями (222, 224, 322, 324),

и тем, что передаточная функция регулирующего устройства (225, 325) имеет комплексно сопряженный полюс при круговой частоте ω_r регулятора в s-плоскости или полюс при $e^{*j\omega_r T}$ в z-плоскости, при этом T является периодом дискретизации 10 дискретного входного сигнала регулирующего устройства (225, 325), а $\omega_r > 0$.

3. Регулирующее устройство по п. 2, отличающееся тем, что коэффициент интегрирования интегрирующего передаточного звена (222, 322) и коэффициент усиления пропорционального передаточного звена (224, 324) выбраны таким образом, что 15 регулирующее устройство (225, 325) при подаче на вход регулятора модулированного скачкообразной функцией гармонического входного сигнала с круговой частотой ω_r регулятора пригодно для выработки гармонического колебания с круговой частотой ω_r регулятора и с возрастающей амплитудой на выходе регулятора.

4. Регулирующее устройство по п. 3, отличающееся тем, что коэффициент 20 интегрирования и коэффициент усиления выбраны таким образом, что нулевые точки передаточной функции регулирующего устройства (225, 325) компенсируют полюса передаточной функции осциллятора (190).

5. Регулирующее устройство по одному из пп. 1-4, отличающееся тем, что модуль (600) расширения регулятора содержит:

25 модуль (610) регистрации, который выполнен с возможностью из сигнала измерения определять фактическую фазу и фактическую амплитуду остаточного колебания осциллятора (190) и из фактической фазы и фактической амплитуды определять синхронизирующую информацию для гармонического сигнала номинального значения, таким образом, что посредством модуля (180) исполнительных органов амплитуда 30 остаточного колебания осциллятора (190) усиливается синхронно по фазе, и может использоваться энергия, содержащаяся в остаточном колебании, и

модуль (620) синхронизации, который выполнен с возможностью получать синхронизирующую информацию и на основании синхронизирующей информации 35 устанавливать фазу и начальное значение амплитуды гармонического сигнала номинального значения.

6. Регулирующее устройство по п. 5, отличающееся тем, что модуль (610) регистрации 40 содержит:

фильтрующий модуль (612), который выполнен с возможностью из сигнала измерения определять оценочное значение для мгновенной частоты колебания, оценочное значение 40 для дисперсии измерительных шумов, содержащихся в сигнале измерения, оценочное значение для постоянного смещения амплитуды сигнала измерения и оценочные значения для временной характеристики остаточного колебания, и

управляющий модуль (616), который выполнен с возможностью из оценочных значений для временной характеристики остаточного колебания определять и выдавать 45 синхронизирующую информацию, описывающую фактическую фазу и фактическую амплитуду.

7. Регулирующее устройство по п. 6, отличающееся тем, что управляющий модуль (616) выполнен с возможностью после выдачи синхронизирующей информации

деактивировать фильтрующий модуль (612).

8. Регулирующее устройство по п. 6 или 7, отличающееся тем, что управляющий модуль (616) выполнен с возможностью после выдачи синхронизирующей информации активировать модуль (180) исполнительных органов.

5 9. Регулирующее устройство по п. 6 или 7, отличающееся тем, что модуль (600) расширения регулятора выполнен с возможностью увеличивать амплитуду сигнала номинального значения в пределах заданного промежутка времени от начального значения амплитуды до номинального значения амплитуды.

10 10. Регулирующее устройство по одному из пп. 1-4, 6-7, отличающееся тем, что фильтрующим модулем (612) является фильтр Калмана.

11. Регулирующее устройство по одному из пп. 1-4, 6-7, отличающееся тем, что: модуль (600) расширения регулятора включает в себя запоминающий модуль (630) частоты, который выполнен с возможностью сохранять с интервалами времени частотную информацию, описывающую текущую частоту колебаний осциллятора (190),

15 и

дополнительно модуль (600) расширения регулятора выполнен с возможностью применять сохраненную частотную информацию для оценки фактической фазы и фактической амплитуды остаточного колебания осциллятора (190) и/или для генерирования гармонического сигнала номинального значения.

20 12. Регулирующее устройство по одному из пп. 1-4, 6-7, отличающееся тем, что: регулирующее устройство является частью датчика (500, 505) угловой скорости, осциллятор выполнен в виде модуля (590) возбуждения, кориолисова модуля (585) или модуля (580) детектирования, а модулем исполнительных органов является силовой датчик (561),

25 кориолисов модуль (585) закреплен на модуле (590) возбуждения таким образом, что кориолисов модуль (585) следует за перемещением модуля (590) возбуждения вдоль направления возбуждения и дополнительно является подвижным вдоль направления детектирования, перпендикулярного направлению возбуждения, и

30 модуль (580) детектирования закреплен на модуле (590) возбуждения или на кориолисовом модуле (585) таким образом, что модуль (580) детектирования либо следует за перемещением модуля (590) возбуждения вдоль направления возбуждения и дополнительно является подвижным вдоль направления детектирования, перпендикулярного направлению возбуждения,

35 либо следует за перемещением кориолисова модуля (585) вдоль направления детектирования, перпендикулярного направлению возбуждения, и является зафиксированным вдоль направления возбуждения.

13. Датчик угловой скорости, включающий в себя:

подвижно установленный осциллятор (190), выполненный с возможностью возбуждения в нем гармонического резонансного колебания в направлении возбуждения,

40 модуль (170) чувствительных элементов, который пригоден для выдачи сигнала измерения, отображающего отклонение осциллятора (190) вдоль направления возбуждения,

воздействующий на осциллятор (190) модуль (180) исполнительных органов, который выполнен с возможностью управления посредством управляющих сигналом,

45 отличающийся наличием:

главного модуля (200) регулятора, который выполнен с возможностью из сигнала измерения и гармонического сигнала номинального значения выводить управляющий сигнал для модуля (180) исполнительных органов, таким образом, что модуль (180)

исполнительных органов противодействует отклонению осциллятора (190) от номинальной амплитуды резонансного колебания, и

модуля (600) расширения регулятора, который выполнен с возможностью при деактивированном модуле (180) исполнительных органов определять из сигнала измерения фактическую фазу и фактическую амплитуду остаточного колебания осциллятора (190) и выдавать в главный модуль (200) регулятора согласованный с фактической фазой и фактической амплитудой гармонический сигнал номинального значения, так что после активирования модуля (180) исполнительных органов амплитуда остаточного колебания осциллятора (190) синхронно по фазе усиливается до номинальной амплитуды, и при этом используется энергия, содержащаяся в остаточном колебании.

14. Датчик угловой скорости по п. 13, в котором осциллятором является модуль (590) возбуждения, выполненный с возможностью отклонения вдоль направления возбуждения посредством силового датчика (561) и пригодный для колебания с резонансной круговой частотой ω_0 .

15. Способ эксплуатации регулирующего устройства с гармонической задающей величиной, включающий в себя:

выработку при помощи модуля (170) чувствительных элементов сигнала измерения, отображающего отклонение осциллятора (190) вдоль направления возбуждения, выработку синхронного по фазе и амплитуде гармонического сигнала номинального значения на основании оценки фактической фазы и фактической амплитуды остаточного колебания осциллятора (190) при деактивированном модуле (180) исполнительных органов,

выработку главным модулем (200) регулятора синхронизированного управляющего сигнала для модуля (180) исполнительных органов из сигнала измерения и синхронного по фазе и амплитуде гармонического сигнала номинального значения, так что модуль (180) исполнительных органов противодействует отклонению осциллятора (190) от гармонического колебания, и

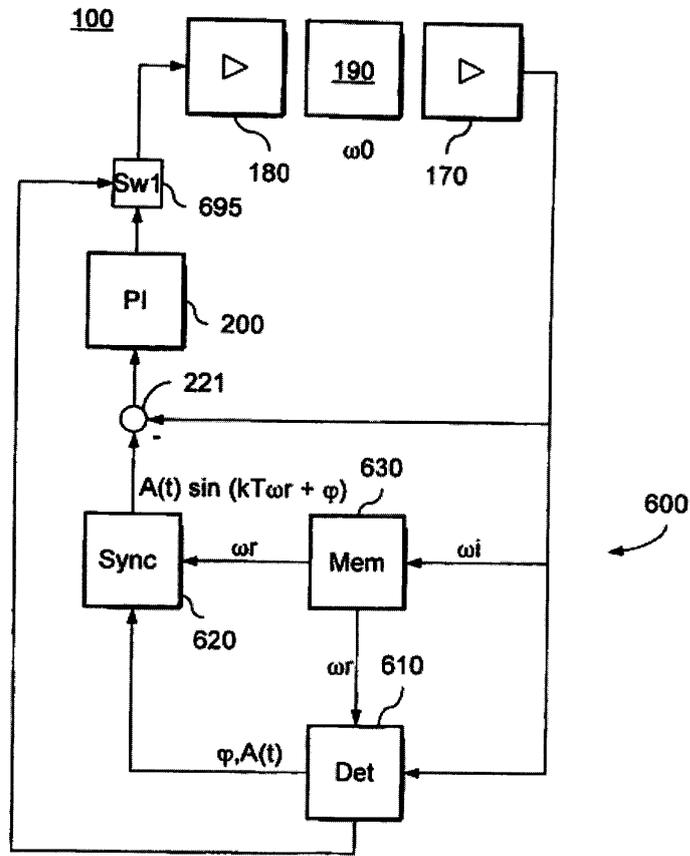
активирование модуля (180) исполнительных органов одновременно с выработкой синхронизированного управляющего сигнала или после нее.

16. Способ по п. 15, отличающийся тем, что

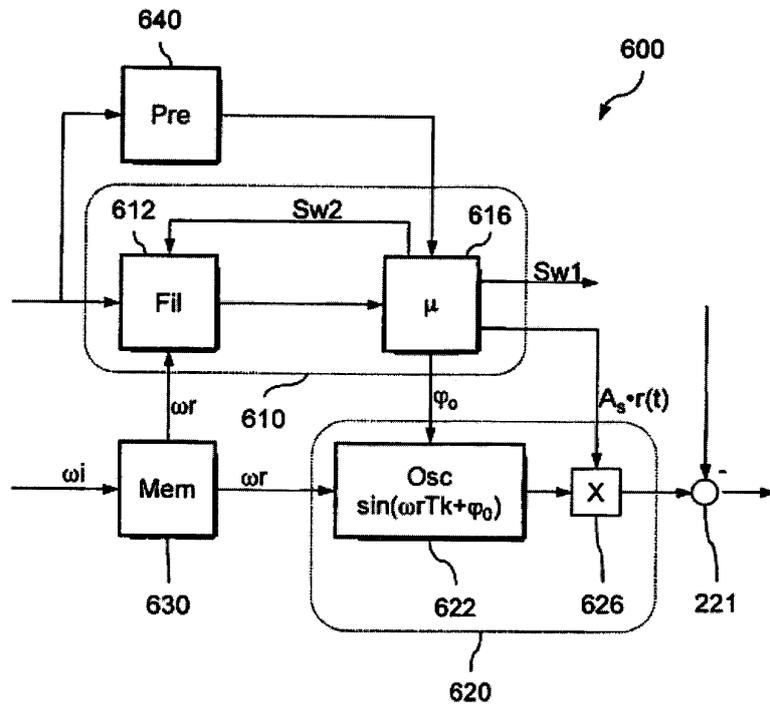
главным модулем (200) регулятора является регулирующее устройство (225, 325) для гармонических сигналов номинального значения, при этом регулирующее устройство (225, 325) включает в себя, по меньшей мере, одно пропорциональное передаточное звено (224, 324) и расположенное параллельно нему интегрирующее передаточное звено (222, 322), и вход главного модуля (200) регулятора соединен с обоими передаточными звеньями (222, 224, 322, 324), и

передаточная функция регулирующего устройства (225, 325) имеет комплексно сопряженный полюс при круговой частоте ω_r регулятора в s-плоскости или полюс при $e^{+j\omega_r T}$ в z-плоскости, при этом T является периодом дискретизации дискретного входного сигнала регулирующего устройства (225, 325), а $\omega_r > 0$.

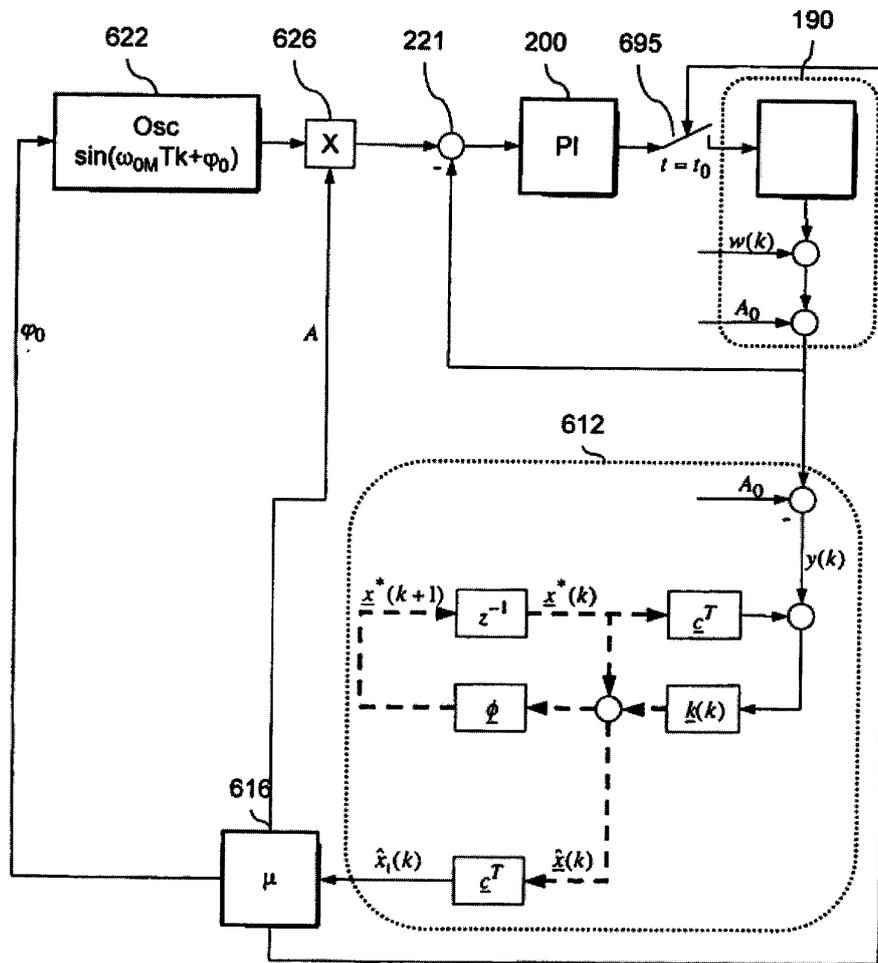
Фиг. 1



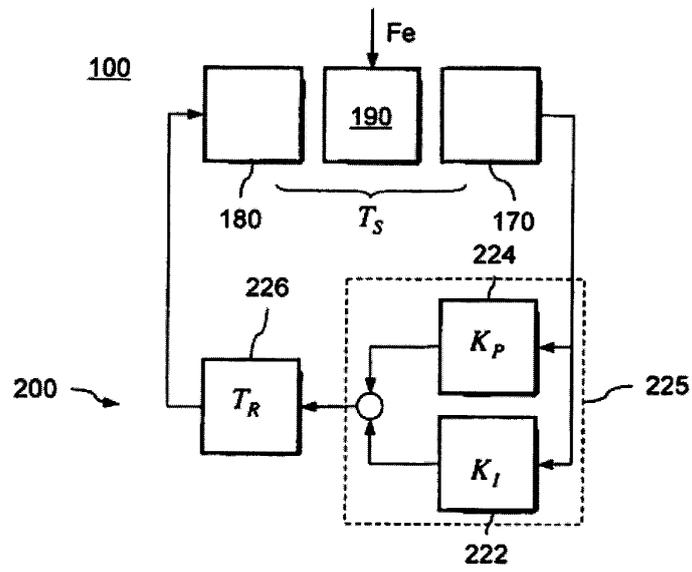
Фиг. 2А



Фиг. 2В



Фиг. 3А

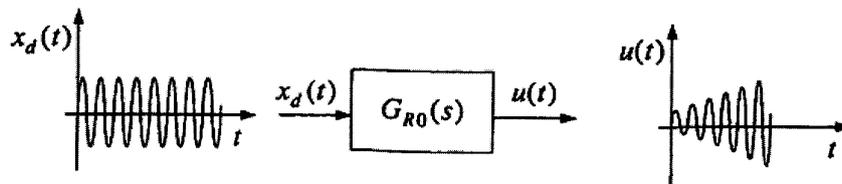


$$\frac{K_I}{K_P} = s_0 \quad v_z = \text{sign}(K_I)$$

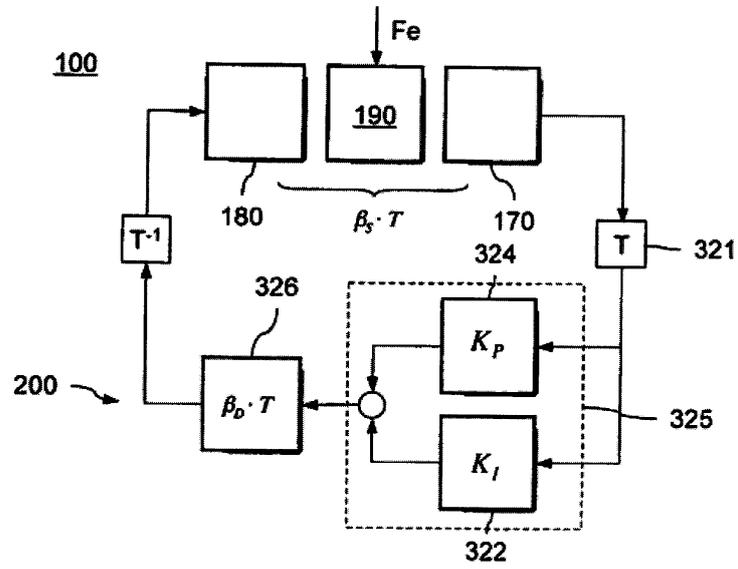
$$(T_S + T_R) \cdot \omega_0 = \frac{3}{2} \pi \quad \text{für } v_z = +1$$

$$(T_S + T_R) \cdot \omega_0 = \frac{1}{2} \pi \quad \text{für } v_z = -1$$

Фиг. 3В



Фиг. 4А

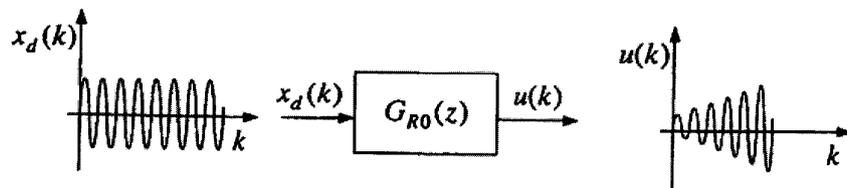


$$\frac{K_I}{K_P} \approx s_0 \quad v_z = \text{sign}(K_I)$$

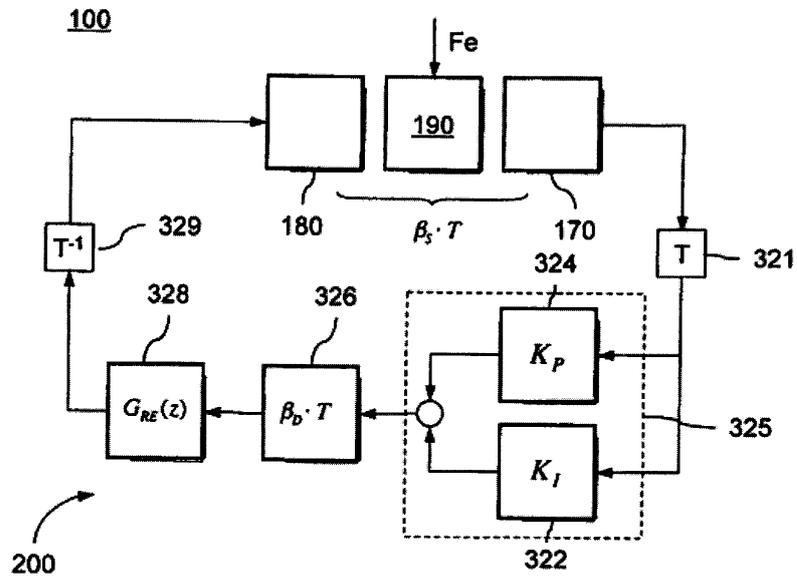
$$\left(\beta_S + \beta_D + \frac{1}{2}\right) \cdot \omega_0 \cdot T = \frac{3}{2}\pi \quad \text{für } v_z = +1$$

$$\left(\beta_S + \beta_D + \frac{1}{2}\right) \cdot \omega_0 \cdot T = \frac{1}{2}\pi \quad \text{für } v_z = -1$$

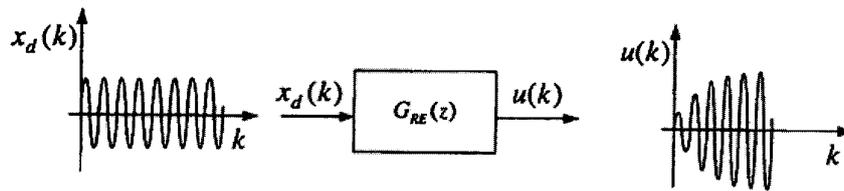
Фиг. 4В



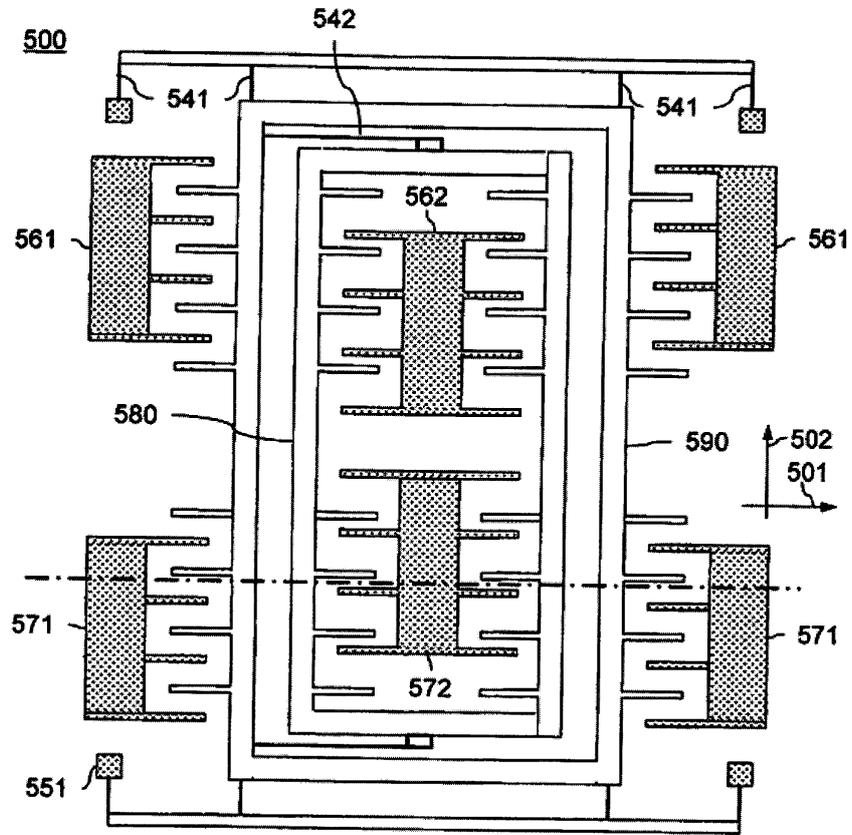
Фиг. 5А



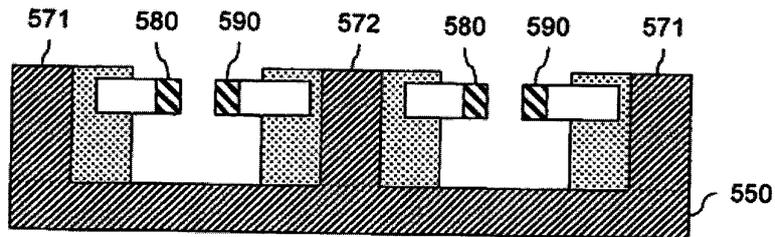
Фиг. 5В



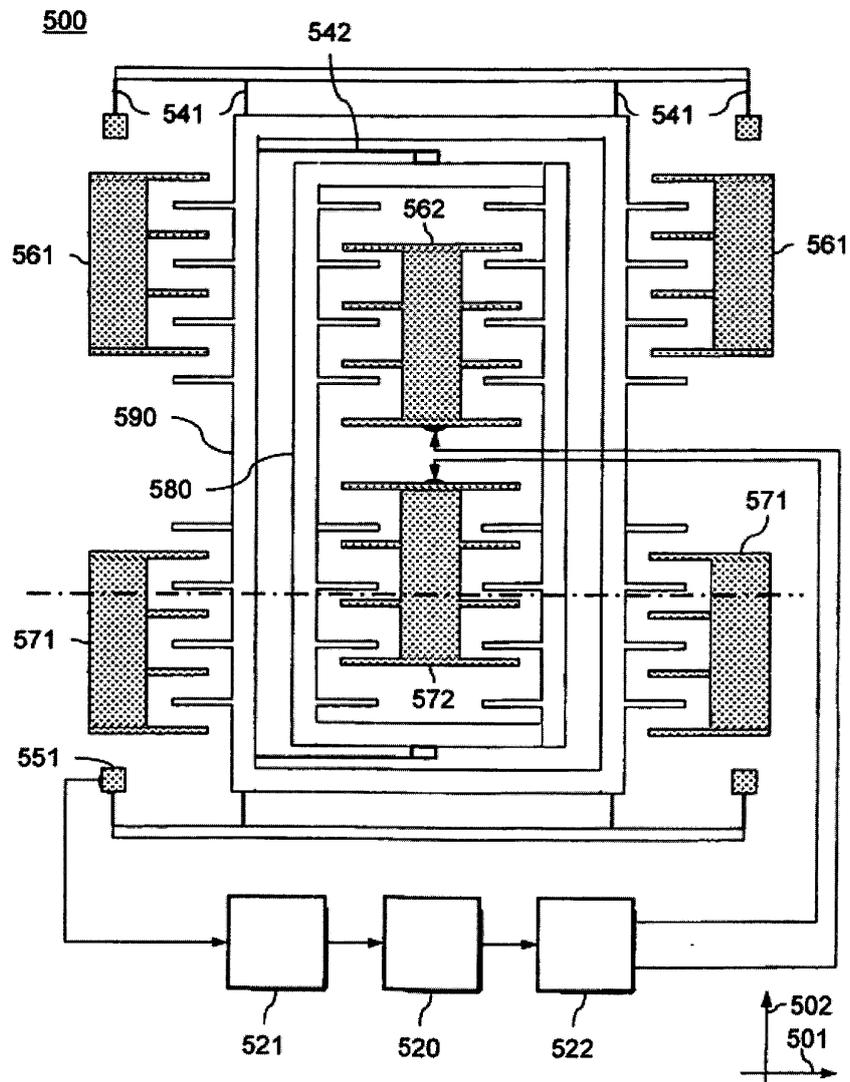
Фиг. 6А



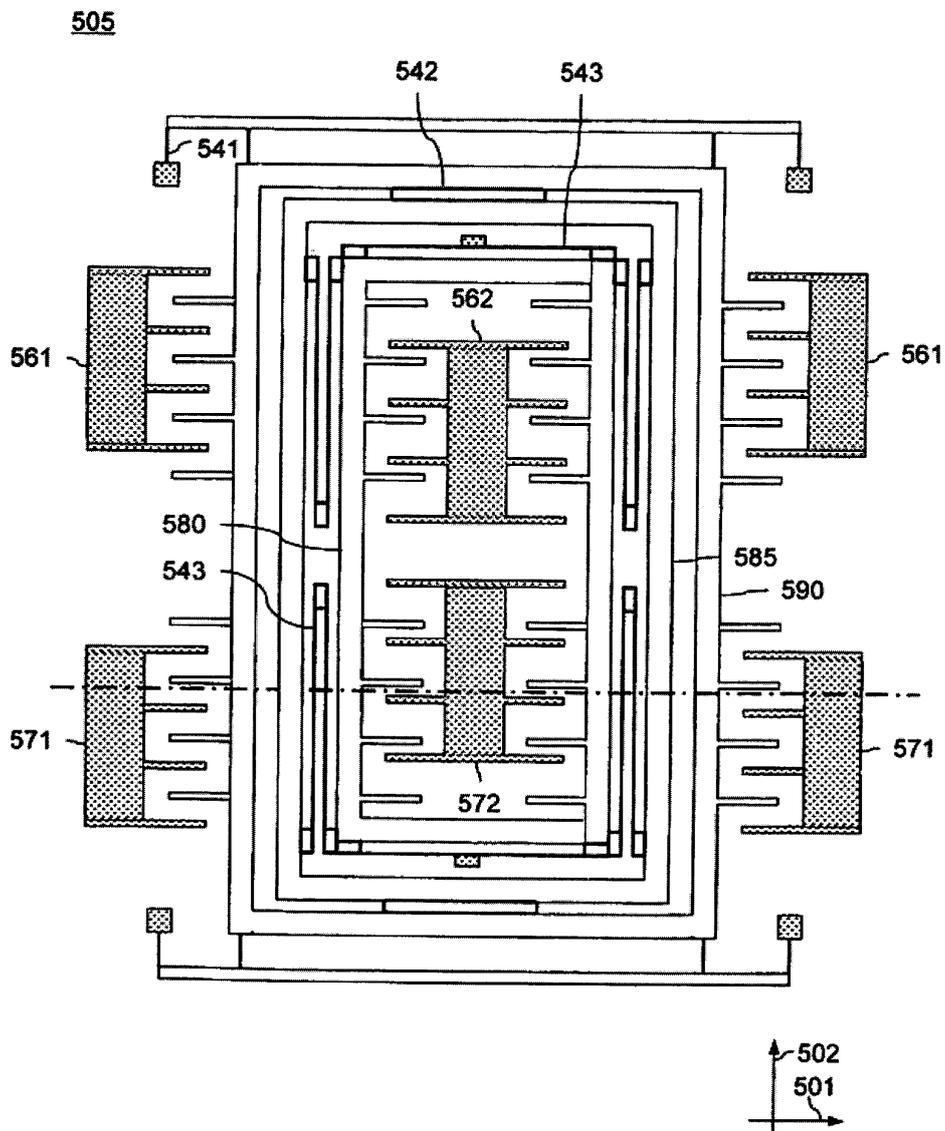
Фиг. 6В



Фиг. 6С



Фиг. 7



Фиг. 8

